矩阵变换器输入功率因数可调时的换流控制策略

何必[1,2]　乔鸣忠[1]　林桦[3]　佘宏武[3]　王兴伟[3]

（1. 海军工程大学电气与信息工程学院　武汉　430033 2. 中国船舶重工集团公司第七 O 四研究所　上海　200031 3. 华中科技大学电气与电子工程学院　武汉　430074）

摘要　矩阵变换器的电压型两步换流策略具有换流过程快，开关损耗小，不受运行工况影响，控制系统结构简单等优点。针对该方法在输入电压换区间时易发生短路的现象，一些文献提出了一种带有过渡区间的电压型两步换流策略，较好地解决了矩阵变换器在较大功率输出条件下的换流问题，但是该方法只适用于输入功率因数为 1 附近的情况，当输入功率因数变化较大时，系统仍会发生短路问题。为此，本文在具体分析换流过程的基础上，提出了适用于输入功率因数可调时的换流方法，在过渡区间内通过判断电压的相对大小，使用换序法将大压差电压调整至调制顺序的中间，避免了换流时可能出现的短路现象，进一步完善电压型两步换流策略。最后，仿真和实验结果表明本文所提出的改进策略是正确可行的。

关键词：矩阵变换器　电压型换流策略　两步换流　过渡区间　换序法　功率因数可调

中图分类号：TM461

Commutation Strategies of Matrix Converter with Adjustable Input Power Factor

He Bi[1]　*Qiao Mingzhong*[1]　*Lin Hua*[2]　*She Hongwu*[2]　*Wang Xingwei*[2]

（1. Naval University of Engineering　Wuhan　430033　China 2. 704 Institute of CSIC　Shanghai　200031　China 3. Huazhong University of Science and Technology　Wuhan　430074　China）

Abstract　Voltage-controlled two-step commutation strategies of matrix converter have excellent characteristic such as fast commutation, low switching loss, hard to disturb and easy to control. But short circuit phenomenon will happen when the instantaneous value of two input phase voltages is adjacent. A kind of voltage-controlled commutation method using the intermediate intervals is proposed to solve short circuit in some literatures. This method is only used when input power factor is near to 1. Short circuit will inevitably happen when input power factor is adjustable. An advanced method applied to adjustable input power factor is proposed in this paper based on the commutation process analyzed. By measuring the instantaneous value of input voltages, changing high differential voltage to the middle of the modulation subsequence, the proposed method can avoid short circuit, ensure safe commutation and consummate voltage-controlled commutation strategies. Simulation and experimental results verify the validity and feasibility of the proposed commutation method.

Keywords：Matrix converter, voltage-controlled commutation,two-step commutation, intermediate interval, changing subsequence method, input power factor adjustable

国家自然科学基金（51007094）和湖北省自然科学基金（2009CDB413）资助项目。

收稿日期 2010-05-11　改稿日期 2010-08-18

1 引言

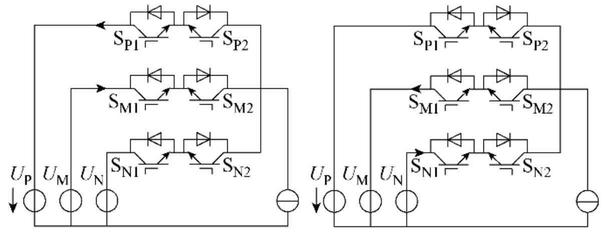
矩阵变换器(Matrix Converter，MC)由于具有功率密度大，提供正弦的输出电压和正弦的输入电流，输入功率因数可调等优点，吸引了越来越多的研究者的关注[1]。MC 作为一种新型的电力电子变换器，仍停留在研究阶段。能否实现双向功率开关的安全、可靠以及快速的换流策略是制约 MC 实用化的关键技术之一。

国内外许多文献提出了各种换流策略，归纳起来可分为基于输出电流方向的电流型换流策略[2]和基于输入相电压的相对大小关系的电压型换流策略[3]。其中，电压型两步换流策略具有换流过程快、开关损耗小、不受运行工况影响、控制系统结构简单以及成本较低等优点 。

调节 MC 的输入功率因数，可对电网中无功分量适当进行补偿，同时抵消输入滤波电容对网侧功率因数的影响[4]，这也是 MC 的优点之一。针对电压型换流法在输入电压换区间时易发生短路的现象，文献[5]提出了一种带有过渡区间的电压型两步换流策略，较好地解决了 MC 在较大功率输出条件下的换流问题。但是该方法只适用于输入功率因数为 1 附近的情况，当输入功率因数变化较大时，MC 仍会发生短路问题。对于这一问题，国内外文献研究的不多，为此，本文在其基础上具体分析输入功率因数变化时的换流过程，提出一种在输入功率因数可调时的换流方法，进一步完善电压型两步换流策略。

2 带有过渡区间电压型两步换流法原理

电压型换流策略只需要检测输入电压就可以实现换流，不需要判断输出电流的方向，硬件上实现非常简单，是近些年来换流研究的热点之一 。但是该策略在输入电压换区间时，会出现 U_P 与 U_M 很接近以及 U_M 与 U_N 很接近两种状况[5]，其中 U_P、U_M、U_N 依次为某一输入电压区间内瞬时值最大、中间和最小电压（见图 1）。由于换区间时输入两相电压值接近，其相对大小难以准确判断。一旦输入电压相对大小判断错误，当输入两相电压差超过 2 个二极管和 2 个绝缘门极双极型功率管(Insulated-Gate Bipolar Transistor，IGBT)的正向电压降时，将出现严重的输入相短路故障，如图 1 所示。



（a）U_P 和 U_M 很接近的情况　（b）U_N 和 U_M 很接近的情况

图 1 换区间时检测不准造成的短路现象

Fig.1 Short-circuit phenomenon during changing intervals

分析发现，要使电压型两步换流策略的应用不依赖对输入相电压相对大小关系的精确测量，必须对现有的换流策略进行适当调整[5]。将输入相电压区间中三相电压差较大的区域定义为主区间；将每 2 个主区间的交界处附近，定义为过渡区间；同时在过渡区间内，修改 P、M、N 状态的定义及换流步骤。12 个区间的划分如图 2 所示。

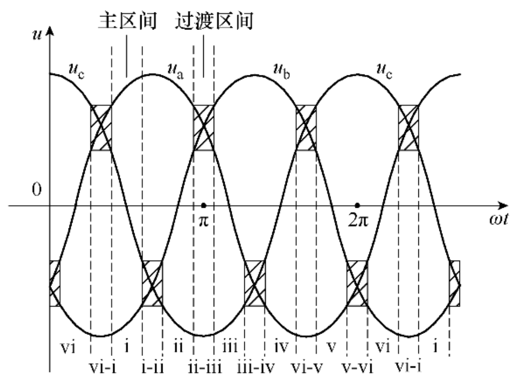


图 2 输入电压过渡区间和主区间划分图

Fig.2 Main and intermediate intervals of input voltage

文献[5]结合主区间情况和过渡区间情况，可得改进后的电压型两步换流基本规律为：

（1）在主区间内，保持传统的电压型两步换流策略不变，使用原来的状态和换流步骤。

（2）而在过渡区间内，采用新的状态和换流步骤，只允许大压差相电压之间的换流，而必须避免电压接近相之间的换流。

3 空间矢量调制法

实现 MC 电压换流控制策略时，必须合理使用空间矢量调制法，使之遵循换流策略的基本规律。

3.1　空间矢量调制法中零矢量的配置

空间矢量调制法作为 MC 常用的一种调制算法，其区间的定义以及占空比的算法可参考相关文献[6,7]。调制法 4 个有效矢量和零矢量的占空比分别定义为 d_1、d_2、d_3、d_4、d_0。具体调制时，零矢量的放置可有多种方案，以单边调制为例：当零矢量前置时，各占空比调制顺序为 $d_0 \to d_1 \to d_2 \to d_3 \to d_4$；当零矢量中置时，调制顺序为 $d_1 \to d_2 \to d_0 \to d_3 \to d_4$；当零矢量后置时，调制顺序为 $d_1 \to d_2 \to d_3 \to d_4 \to d_0$；当配置 3 个零矢量时，调制顺序为 $d_{01} \to d_1 \to d_2 \to d_{02} \to d_3 \to d_4 \to d_{03}$（$d_{01}$、$d_{02}$、$d_{03}$ 为零矢量占空比，且 $d_{01}+d_{02}+d_{03}=d_0$）。当然也可以配置任意个零矢量（1~3 个），视调制要求而定[8]。

表 1　空间矢量调制法在输入电流 1 区间的开关状态选择表

Tab.1　Switching states of SVM in input current interval 1

矢量选择	对应	输入电流 1 区间					
	占空比	I	II	III	IV	V	VI
前置零矢量	d_{01}	bbb	bbb	bbb	bbb	bbb	bbb
第 1 有效矢量	d_1	abb	bab	bab	bba	bba	abb
第 2 有效矢量	d_2	aab	aab	baa	baa	aba	aba
中置零矢量	d_{02}	aaa	aaa	aaa	aaa	aaa	aaa
第 3 有效矢量	d_3	aac	aac	caa	caa	aca	aca
第 4 有效矢量	d_4	acc	cac	cac	cca	cca	acc
后置零矢量	d_{03}	ccc	ccc	ccc	ccc	ccc	ccc

在不同输入电流和输出电压组合区间内，各个占空比对应的矢量不同。表 1 为空间矢量调制法在输入电流第 1 区间、输出电压 I~VI 区间的开关状态选择表，表中 baa 表示输出 A、B、C 三相分别连接输入 b、a、a 三相，其他区间的情况可以类推。

3.2　空间矢量调制法对占空比的横向描述

根据表 1 的开关状态，结合输入功率因数为 1 时组合 I–1 区间内（输出电压 I 区间，输入电流 I 区间）输入电压的大小和相位关系可画出单个调制周期内的使用三零矢量双边调制波形，如图 3 所示。

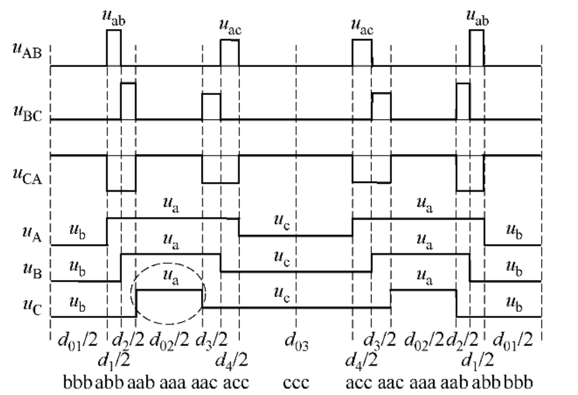


图 3　三零矢量双边调制线电压和相电压波形

Fig. 3　Output voltage of SVM using 3 zero vectors

3.1 节中，空间矢量调制法的调制顺序由 d_1～d_4 和 d_{01}～d_{03} 7 个占空比组合表示。输出三相是共用 7 段占空比的，实际上对时间的描述为一种纵向描述。而输入电流在 1 区间时，从每个输出相上看，输出每相连接输入三相的单边顺序均为 $u_b \to u_a \to u_c$。各输出相的 3 个横向占空比可由纵向描述的 7 个占空比组合表示。

例如，输出 B 相的 3 个占空比可表示为

$$\begin{cases} d_{aB} = d_2 + d_3 + d_{02} \\ d_{bB} = d_1 + d_{01} \\ d_{cB} = d_4 + d_{03} \end{cases}$$

式中，d_{aB} 表示输出 B 相连接输入 a 相的占空比。

按照式(1)的方法，可以将 7 个纵向描述的占空比时间转化为三相 9 个横向占空比。

此外，采用其他零矢量配置方案，某些零矢量不用时，也可以看成是配置三个零矢量的特例，输出每相连接输入三相的单边顺序也可以看成 $u_b \to u_a \to u_c$，只是连接到某些输入相的时间为零。

例如，当零矢量只使用后置零矢量 ccc 时，输出每相连接输入三相的单边顺序可以看成均为 $u_b \to u_a \to u_c$，只是输出 A 相连接 u_b 的占空比 d_{bA} 为零（实际上只有 $u_a \to u_c$），输出 C 相连接 u_a 的占空比 d_{aC} 为零（实际上只有 $u_b \to u_c$），其他情况可类推。

4　功率因数可调时的换流控制策略

4.1　空间矢量调制在功率因数可调时的问题

由上节可知，采用三零矢量调制后，当输入功率因数为 1 且位于输入电流奇区间时，输出各相连接输入各相的电压大小顺序依次为低 →高→低（输

入电流偶区间时则相反）。可见中间大压差电压 u_a 的存在，使得两次换流前后的电压差值均很大。而实现这一前提是调制顺序中必须含有中置零矢量（图 3 圆圈处所示），才会产生低→高→低模式的换流，输入各相间的换流顺序如图 4a 中箭头方向所示，在过渡区间内（圆圈区域）不会出现电压接近相之间的换流，保证了安全换流。因此，在输入功率因数为 1 时，含有中置零矢量（$d_{02}\neq 0$）的空间矢量调制法可以实现电压型安全换流。

然而，当输入功率因数变化时，同一输入电流区间内的输入电压相对大小关系会发生变化，引起新的换流问题。由图 4 可知，当功率因数为 1 时，输入电流 1 区间内的换流顺序为 $u_b\rightarrow u_a\rightarrow u_c$，中间电压 u_a 为压差大的电压；而当输入功率因数滞后时，输入电流区间相对于输入电压会发生后移，若仍采用原来的 $u_b\rightarrow u_a\rightarrow u_c$ 调制顺序，后移接近 π/6 时，输入电压过渡区间内会出现 u_a 和 u_b 接近两相换流的情况，图 4b 中圆圈区域所示；同样的，当输入功率因数超前时，输入电流区间相对于输入电压会发生前移，若仍采用原来的 $u_b\rightarrow u_a\rightarrow u_c$ 调制顺序，前移接近π/6 时，输入电压过渡区间内会出现 u_a 和 u_c 接近两相换流的情况，图 4c 中圆圈区域。

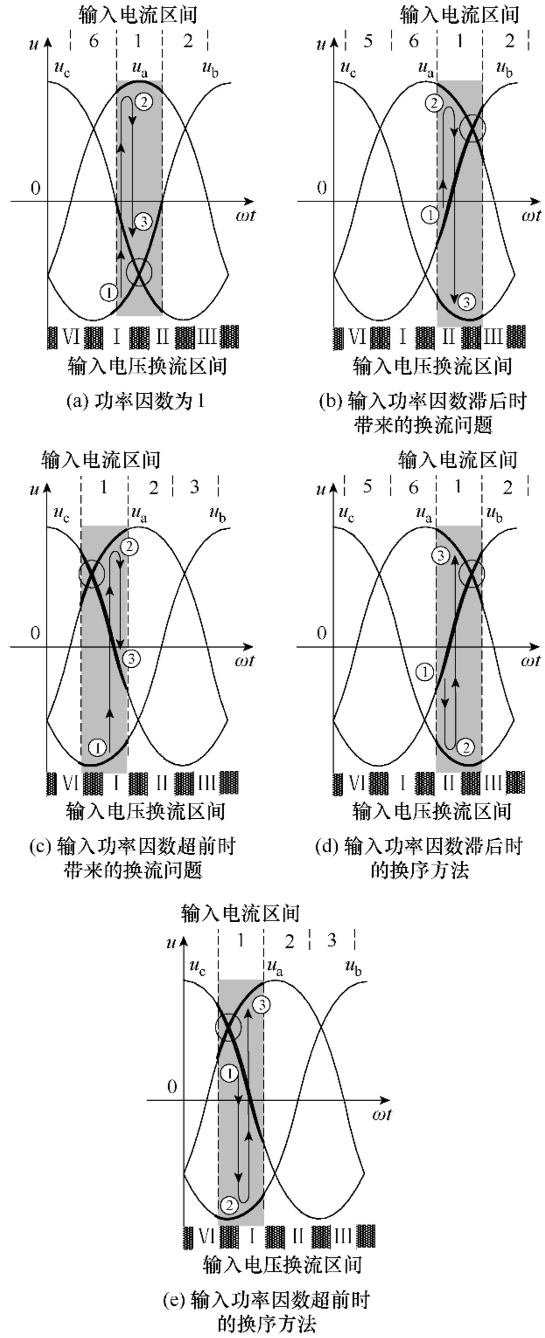


图 4　功率因数可调时的换流问题及解决方法

Fig.4　Commutation problem when input power factor is adjustable

4.2　空间矢量调制策略的改进措施

假设在某一调制周期内，MC 的调制策略需要使某输出相按照 $u_a\rightarrow u_b\rightarrow u_c$ 的调制顺序输出。所谓换序法，就是将调制顺序进行调换，例如换为 $u_b\rightarrow u_a\rightarrow u_c$。由于换序法只调整连接输入相的次序，在该调制周期内的输入电流和输出电压的平均值保持不变，因此输入电流和输出电压波形依然保持为良好的正弦波。

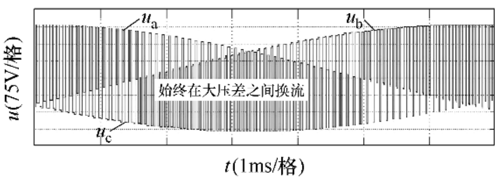
而由前述，中间大压差电压的存在，可以使得两次换流前后的电压差值均很大，保证电压型换流安全。参照这一原理可使用换序法对调制顺序进行调换，将大压差电压换至中间位置，避免接近两相之间的换流。例如，输入电流Ⅰ区间在输入功率因数滞后至出现 $u_a \approx u_b$ 时，可将 $u_b \to u_a \to u_c$ 的调整为 $u_b \to u_c \to u_a$，避免 u_a、u_b 之间的换流；在输入功率因数超前至出现 $u_a \approx u_c$ 时，可将 $u_b \to u_a \to u_c$ 的调整为 $u_c \to u_b \to u_a$，避免 u_a、u_c 之间的换流，如图 4d 和图 4e 所示。

当然实现上述调整的前提之一是，必须保证调整后的中间大压差电压有一定的占空比，使得大压差电压实际存在，保证换流安全，这就要求在调整之前已选择好合适的零矢量。例如，输入电流Ⅰ区间在输入功率因数滞后时，调整后顺序为 $u_b \to u_c \to u_a$，由纵向占空比计算横向占空比时，零矢量必须选择后置零矢量 ccc，使得 $d_{03} \neq 0$（其他零矢量可以任意选择，但需要保证总和占空比不变）；在输入功率因数超前时，调整后顺序为 $u_c \to u_b \to u_a$，在计算横向占空比时，零矢量必须选择前置零矢量 bbb，使得 $d_{01} \neq 0$。纵向零矢量选择确定后，再计算横向占空比以及后续的调整顺序。

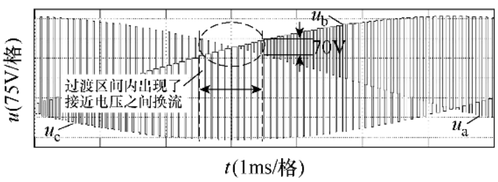
4.3　功率因数可调时的仿真

为了验证提出方法的可行性，本文对空间矢量调制法进行了仿真。为说明简单、不失一般性，同时确保换序后中间大压差电压的存在，仿真时采用三零矢量调制。图 5 为参考输入中点的输出相电压波形，图 6 为输出线电压波形，其仿真条件为：输入线电压 300V、50Hz，输出频率 30Hz，调制比为 0.6，超前或滞后角度均设为 π/3。

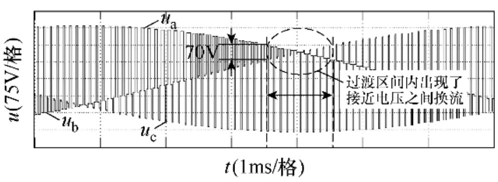
从图 5a 中可以看出，当输入功率因数为 1 时，三零矢量调制中的中置零矢量，保证了换流始终在大压差之间进行；当输入功率因数超前或者滞后角度接近或超过 π/6 时，若采用原来的调制顺序，在过渡区间内（设定接近两相电压差小于 70V 时进入过渡区间）会出现电压接近两输入相间的换流，引起短路问题，如图 5b 和图 5c 中椭圆处所示；对电压接近两相之间的换流采用换序法后，将大压差电压调整至中间位置，在过渡区间内避免了接近电压之间的换流，保证了换流安全，如图 5d 与图 5e 所示。



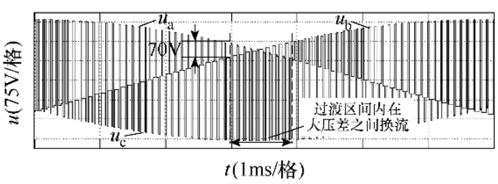
（a）输入功率因数为 1 时的基本调制波形



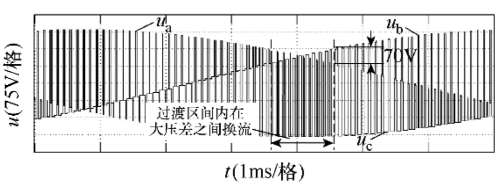
（b）输入功率因数超前时基本调制波形



（c）输入功率因数滞后时基本调制波形



（d）输入功率因数超前，为避免短路而换序后的调制波形

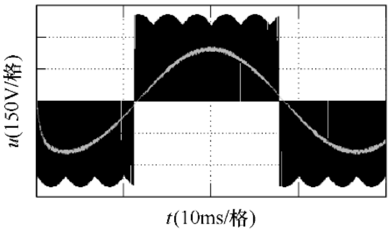


（e）输入功率因数滞后，为避免短路而换序后的调制波形

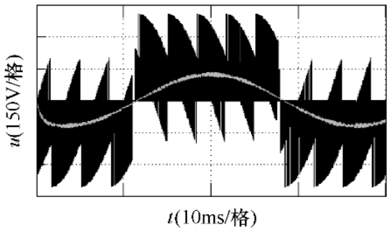
图 5　采用三零矢量空间矢量调制时的输出相电压局部波形

Fig.5　Output phase voltage of SVM using 3 zero vectors

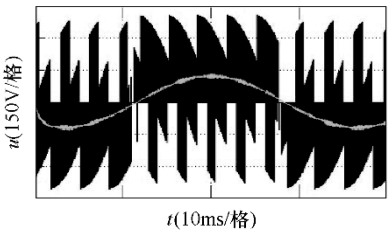
图 6 仅列出了输入功率因数为 1 和滞后时的输出线电压（超前情况与滞后类似，图中白色线条为滤波后电压）。可以看出，随着输入功率因数的滞后，为避免接近相换流而使用换序法后，导通顺序发生变化，因此图 6b 和图 6c 有所不同。



(a) 功率因数为1



(b) 输入功率因数滞后未使用换序



(c) 输入功率因数滞后使用换序

图 6 采用三零矢量空间矢量调制时的输出线电压波形
Fig.6 Output line voltage of SVM using 3 zero vectors

5 实验结果

为了验证上述改进方法的有效性，本文构建了一台 5kW 的 MC 样机。为方便实验，MC 的输入通过调压变压器与电源连接，输出通过 LC 滤波器（参数 0.2mH、20μF）接阻感性负载。

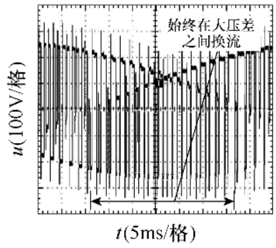
为便于比较，实验条件同仿真条件类似：输入线电压 300V、50Hz，调制频率 5kHz，输出调制比 0.6，输出频率 30Hz，阻感性负载 7.5Ω、1mH。

图 7 为功率因数可调时，采用三零矢量调制的实验波形。由前述分析，当输入功率因数角超前或滞后超过π/6 时，会发生接近两相之间换流的现象。故采用换序法，在过渡区间内将大压差电压调整至调制顺序的中间，如图 7a 和图 7b 所示，实验结果分别与仿真结果图 5a 及图 5e 相吻合，实验中设定接近两相电压差小于 70V 时进入过渡区间。

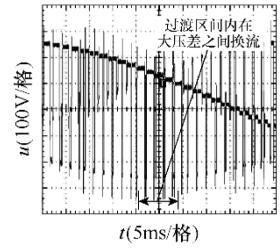
当功率因数为 1 时，输出线电压 175V，输出功率为 4kW。当功率因数滞后 π/3 时（超前波形类似从略），输出线电压变小为原来的一半，导致输出电流变小，输出功率降为 1kW 左右，输入电流不仅滞后而且幅值也变小，如图 7c～图 7f 所示。这种现象是由 MC 自身功率因数调节特性所决定的，输出电压和输入功率因数满足[9]

$$U_{\mathrm{om}} = mU_{\mathrm{im}}\cos\varphi \tag{2}$$

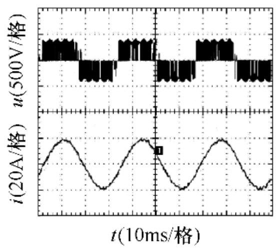
式中，φ为输入功率因数角。



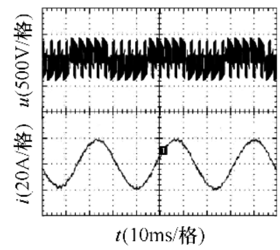
(a) φ=0时的输出相电压



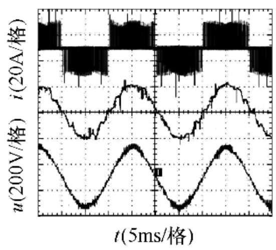
(b) φ 滞后π/3时的输出相电压



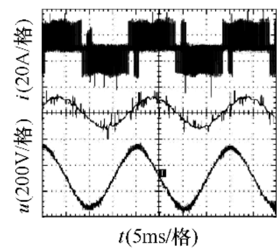
(c) φ=0时的输出线电压和相电流



(d) φ 滞后π/3时的输出线电压和相电流



(e) φ=0时的输入相电流和输入相电压



(f) φ 滞后π/3时的输入相电流和输入相电压

图 7 功率因数可调时采用三零矢量调制的实验波形
Fig.7 Experimental waveforms of SVM using 3 zero vectors when input power factor is adjustable

上述实验在较大功率输出时系统均能正常工作无短路现象，可见在功率因数可调时 MC 能实现快速、安全换流，使用换序法是正确可行的。

6 结论

本文在已经提出一种基于电压型两步换流策略的基础上，针对该方法在功率因数可调时仍会出现接近两相换流的情况，在过渡区间内通过判断电压的相对大小，使用换序法将大压差电压调整至调制顺序的中间，避免了换流时可能出现的短路现象。仿真和实验结果表明，本文所提出的改进策略是正

确可行的，可以实现 MC 在输入功率因数可调时的较大功率输出。

参考文献

[1] Wheeler P W,Rodriguez J, Clare J. Matrix converters: a technology review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 276-288.

[2] Empringham L, Wheeler P W, Clare J C. A matrix converter induction motor drive using intelligent gate drive level current commutation techniques[C]. IEEE Industry Applications Conference, 2000: 1736-1741.

[3] Ziegler M, Hofmann W. Semi natural two steps commutation strategy for matrix converters[C]. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998: 728-731.

[4] 梅杨，孙凯 黄立培．矩阵式变换器的输入功率因数控制[J]. 清华大学学报（自然科学版）, 2009, 49(4): 469-472.
Mei Yang, Sun Kai, Huang Lipei. Input power factor control for matrix converters[J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2009, 49(4): 469-472.

[5] 林桦，佘宏武，何必，等．矩阵变换器的电压型两步换流法[J]. 中国电机工程学报 , 2009, 29(3): 36-41.
Lin Hua, She Hongwu, He Bi, et al. Two-step commutation strategies for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 36-41.

[6] Nelsen P. Space vector modulated matrix converter with minimized number of switchings and a feedforward compensation of input voltage unbalance[C]. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996: 833-839.

[7] 张绍，周波，葛红娟．基于双空间矢量调制的矩阵变换器-永磁同步电机矢量控制系统 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 47-52.
Zhang Shao, Zhou Bo, Ge Hongjuan. Vector control system of permanent magnet synchronous motor based on double space vector modulated matrix converter[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2007, 22(4): 47-52.

[8] 何必，林桦，佘宏武，等．矩阵变换器在窄脉冲作用下的性能改善 [J]. 中国电机工程学报 , 2009, 29(27): 42-47.
He Bi, Lin Hua, She Hongwu, et al. Improvement methods of output voltage for matrix converter under short PWM pulses[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 42-47.

[9] 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.

[10] 陈希有，陈学允，韦奇．改进矩阵变换器在非对称输入情况下的空间矢量调制策略 [J]. 电工技术学报 , 2000, 15(2): 78-82.
Chen Xiyou, Chen Xueyun, Wei Qi. The improvement of space vector modulation for matrix converter under unbalanced input voltages[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(2): 78-82.

[11] 马星河，谭国俊，汪旭东，等．一种改进的矩阵变换器双电压合成控制策略 [J]. 电工技术学报， 2009, 24(4) : 126-138.
Ma Xinghe, Tan Guojun, Wang Xudong, et al. An improved two line voltage synthesis control strategy of matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 126-138.

作者简介： 何　必　男，1979 年生，博士，讲师，研究方向为电力电子与电力传动、交-交变频器及其调速系统。乔鸣忠　男，1971 年生，博士，副教授，研究方向为电力电子与电力传动、舰船电力推进技术等。