一种改进的矩阵变换器双电压合成控制策略

马星河[1] 谭国俊[2] 汪旭东[1] 袁世鹰[1] 赵军营[1]
（1. 河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454000 2. 中国矿业大学信息与电气工程学院国家煤炭工业电力传动与控制重点实验室 徐州 221008）

摘要 在低电压输出时，传统双电压合成控制策略将产生大量窄脉冲，从而引起换流失败及输出波形畸变。针对这种情况，在分析传统的矩阵变换器双电压合成控制策略的特点及窄脉冲引起的换流失败机理后，提出了一种改进的双电压合成控制策略。采用在一个采样周期内，期望输出线电压由一中间输入线电压和一最小输入线电压合成策略，在低电压输出时窄脉冲的数量大约减少 80%。改进策略减少了因 PWM 脉宽小于开关换流所需时间而引起的电压误差，使输出电压和输入电流的谐波减少，进而改善了矩阵变换器低电压输出时的控制性能。通过仿真和实验验证了所提出的矩阵变换器改进双电压合成控制的正确性和有效性。

关键词：矩阵变换器 双电压合成策略 窄脉冲 电压谐波
中图分类号：TM301

An Improved Two Line Voltage Synthesis Control Strategy of Matrix Converter

Ma Xinghe[1] *Tan Guojun*[2] *Wang Xudong*[1] *Yuan Shiying*[1] *Zhao Junying*[1]
（1. Henan Polytechnic University Jiaozuo 454000 China 2. China University of Mining & Technology Xuzhou 221008 China）

Abstract Commutation failure and output waveform distortion caused by lots of narrow PWM pulses which are generated using the traditional two line voltage synthesis strategy when the expected output voltage is low. Aiming at this condition, an improved line-to-line voltage strategy is presented after analyzing the characteristic of the traditional strategy and the mechanism of commutation failure caused by narrow pulse. With the improved strategy, the expected output line-to-line voltage is synthesized by the middle and minimum input line-to-line voltage in a sampling cycle. The number of narrow pulses can be reduced about 80% when the expected output voltage is low. The voltage error caused by the PWM pulses whose pulse length is shorter than a commutation time can be reduced, which decreases the harmonics of output voltage and input current. The control performance of matrix converter under low expected output voltage condition is improved. Finally, computer simulation and experiment proved the correctness and validity of the improved control strategy.

Keywords：Matrix converter, two line voltage synthesis strategy, narrow pulse, voltage harmonics

国家自然科学基金（ 60474043）和河南理工大学博士基金资助项目。

1 引言

三相输入到三相输出矩阵变换器的拓扑结构如图 1 所示，通过 9 个双向开关三相输出可与任一相输入相连。采用相应的策略控制 9 个双向开关，可得到电压与频率任意可调的正弦输出波形。与传统交-直-交变换器相比矩阵变换器有许多优点，如能量双向传输、正弦输入输出及可调的功率因数等 [1-6]。根据控制目标不同，矩阵变换器的调制策略可分为

电压控制法和电流控制法 [7-11]，其中电压控制法是当前国内外研究的重点。空间矢量法 [12-14]及双电压合成策略[15-16]又是目前应用最为广泛的电压控制策略。在双电压合成策略中，为提高输入电压的利用率，都是采用两最大输入线电压来合成输出线电压，在采用对称调制时，输出线电压波形中有两个零电压和最大输入线电压，存在一定的谐波。特别是当输出电压较低时，由于大量窄脉冲的存在导致输出电压误差增加，使输出线电压中谐波大量增加，波形畸变严重。文献 [17]提出了一种解决方法，减少了输出谐波含量，但该方法 PWM 脉冲形成非常复杂不利于实现。因此，为提高矩阵变换器双电压控制策略在低电压输出的控制性能，本文提出一种在低电压输出时，改善矩阵变换器输入、输出性能改进的双电压合成控制策略。与传统的双电压合成调制策略相比，明显减少低电压输出时窄脉冲的数量，从而减少输出电压和输入电流的谐波，改善矩阵变换器的控制性能。改进的控制策略与传统的双电压合成策略一样，控制算法简单而且脉冲形成也很简单。通过仿真分析及实验验证提出的改进控制策略的正确性及有效性。

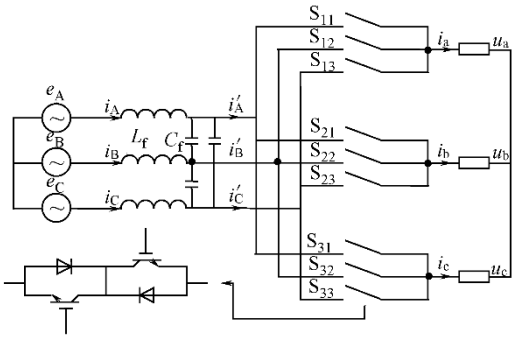


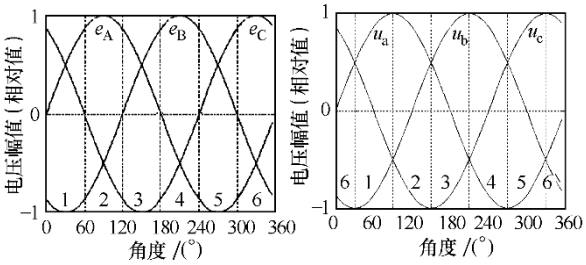
图 1　矩阵变换器的拓扑结构

Fig.1　Topology of matrix converter

2　双电压合成策略分析

双电压合成策略 [8-10]是在每一个开关周期内，输出线电压由两个输入线电压合成，在不同时刻使用不同的两个线电压组合。将输入电压和期望的输出电压按照下列原则划分区间，即输入区间划分使三相电压只有一相电压出现极值（正或负），而另两相电压与之异号，且保持单调变化；输出区间划分使三相电压均保持单调变化，其中一组始终为正值，另一组始终为负值，第三相从正到负（或从负到正）。以此原则将三相输入和输出划为六个区间，如图 2 所示。

三相输入电压值根据其大小，分别标记为 $e_{\max}$、e_{mid} 和 $e_{\min}$。定义一个基准电压 e_{base} 为具有最大绝对值的输入相电压。如图 2a 所示，在第 3、6 区间 e_{base}



(a) 输入电压区间划分　　(b) 输出电压区间划分

图 2　输入输出电压区间划分

Fig.2　Sector partition of the input and output voltage

为 C 相输入电压，在第 1、4 区间 e_{base} 为 B 相输入电压，在第 2、5 区间 e_{base} 为 A 相输入电压，即 e_{base} 取 $e_{\max}$ 和 $e_{\min}$ 之间绝对值大的输入电压。同样，输出电压根据期望值的大小分别标记为 $u_{\max}$、u_{mid} 和 $u_{\min}$。当 $e_{\mathrm{base}}=e_{\max}$ 时，令 $u_{\max}=e_{\max}$，即在 1 个开关周期内，连接 $e_{\max}$ 和 $u_{\max}$ 的开关始终导通，连接 $u_{\max}$ 的另外 2 个开关则始终关断，而与输出相 u_{mid} 和 $u_{\min}$ 相连的 6 个开关进行脉宽调制以获得期望的输出电压（充分保证了输出始终为输入最大的两相来合成，提高了输入输出的电压传输比）。同理 $e_{\mathrm{base}}=e_{\min}$ 时，调制方法相同。以输入位于第 2 区间的后半部分，$e_{\mathrm{base}}=e_{\max}$、$e_{\mathrm{mid}}<0$ 的情况为例，令 $\Delta e_{\max}=e_{\max}-e_{\min}$ 和 $\Delta e_{\mathrm{mid}}=e_{\max}-e_{\mathrm{mid}}$；输出侧 $\Delta u_{\max}=u_{\max}-u_{\min}$ 和 $\Delta u_{\mathrm{mid}}=u_{\max}-u_{\mathrm{mid}}$，则两个输出线电压可用两个输入线电压综合得到，为

$$\Delta u_{\max}=\frac{1}{T_{\mathrm{S}}}\left[(T_2+T_4)\Delta e_{\mathrm{mid}}+T_3\Delta e_{\max}\right] \quad (1)$$

$$\Delta u_{\mathrm{mid}}=\frac{1}{T_{\mathrm{S}}}\left[(T_{22}+T_{24})\Delta e_{\mathrm{mid}}+T_{23}\Delta e_{\max}\right] \quad (2)$$

式中，$T_{\mathrm{S}}=T_1+T_2+T_3+T_4+T_5=T_{21}+T_{22}+T_{23}+T_{24}+T_{25}$。

通过选择不同双向开关导通、关断时间 T_1～T_5 和 T_{21}～T_{25}（如图 3a 和 3b 所示，T_1、T_5、T_{21} 和 T_{25} 为调制策略中输入为零线电压的占空比数值；T_2、T_4、T_{22} 和 T_{24} 为输入值较小的线电压占空比数据；T_3 和 T_{23} 为输入值最大的线电压占空比数据）就可获得所需要的输出电压。为减少谐波畸变，各占空比以开关周期的中点为中心对称分布，即

$$\frac{T_1}{T_5}=\frac{T_2}{T_4}=\frac{T_{21}}{T_{25}}=\frac{T_{22}}{T_{24}}=1 \tag{3}$$

定义输入电流分配因子 α，当输入电压与输入电流同相位时有

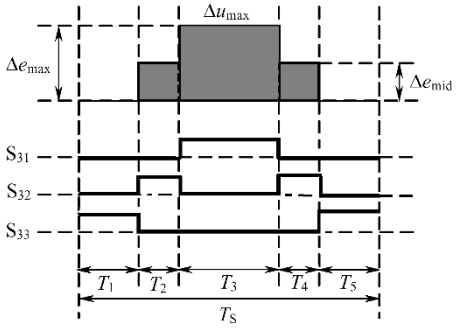
$$\alpha=\frac{T_2+T_4}{T_3}=\frac{T_{22}+T_{24}}{T_{23}}=\frac{e_{\text{mid}}}{e_{\min}} \tag{4}$$

由式（1）、式（2）和式（4）可得

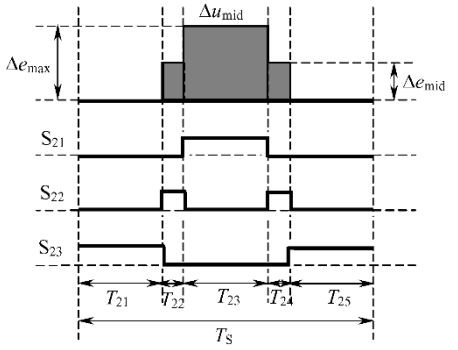
$$T_3=T_{\text{S}}\frac{\Delta u_{\max}}{\alpha\Delta e_{\text{mid}}+\Delta e_{\max}} \tag{5}$$

$$T_{23}=T_{\text{S}}\frac{\Delta u_{\text{mid}}}{\alpha\Delta e_{\text{mid}}+\Delta e_{\max}} \tag{6}$$

由式（4）～式（6）便可得到占空比数值，此开关周期内 S_{11} 始终导通，S_{12} 和 S_{13} 始终关断。则其开关模式如图 3 所示。



(a) 最大相调制的 PWM 开关模式



(b) 中间相调制的 PWM 开关模式

图 3 传统控制策略的 PWM 开关模式

Fig.3 PWM switching pattern of traditional control strategy

3 改进双电压合成策略的提出与分析

3.1 传统双电压策略的不足及窄脉冲出现的危害

为方便分析，将式（5）和式（6）变形并结合式（4）得到

$$T_3=T_{\text{S}}\frac{2e_{\min}\Delta u_{\max}}{3e_{\text{im}}^2} \tag{7}$$

$$T_{23}=T_{\text{S}}\frac{2e_{\min}\Delta u_{\text{mid}}}{3e_{\text{im}}^2} \tag{8}$$

$$T_2=T_{\text{S}}\frac{e_{\text{mid}}\Delta u_{\max}}{3e_{\text{im}}^2} \tag{9}$$

$$T_{22}=T_{\text{S}}\frac{e_{\text{mid}}\Delta u_{\text{mid}}}{3e_{\text{im}}^2} \tag{10}$$

式中，e_{im} 为输入电压的幅值。

从式（9）和式（10）分析可知由于分子中存在 e_{mid}，其在一个工频周期内（ 20ms）周期性的过零 6 次（如图 2a 中输入电压一个周期内要过零点的次数），周期性过零会增加窄脉冲的数量，且当期望输出电压比较小时，由式（ 5）和式（6）可分析出窄脉冲的数量会增加（如图 3a 和图 3b 中 S_{32}、S_{22} PWM 脉冲所示，由于公式中分子数值太小使得 S_{32}、S_{22} 成为窄脉冲）。以图 4 中 S_{12} 出现窄脉冲的情况为例来说明窄脉冲对于换流可靠性的影响，假设连接到同一输出相 a 相的 3 个开关 S_{11}、S_{12} 和 S_{13} 分别与输入相 A、B 和 C 相连（换流时间间隔均为 2μs），$e_{\text{A}}>e_{\text{B}}>e_{\text{C}}$，且三相换流的顺序为 A→B→C，B 相的触发脉冲较窄，宽度为 1μs。图 4 给出各开关的 PWM 脉冲触发情况（ S_{11p} 为图 1 中连接输入 e_{A} 和输出 u_{a} 的双向开关中正向开关；S_{11n} 为图 1 中连接输入 e_{A} 和输出 u_{a} 的双向开关中反向开关，其中定义电流从电源流向负载侧为正向。S_{12p} 和 S_{12n} 为 B 连接输入 e_{B} 和输出 u_{a} 的双向开关；S_{13p} 和 S_{13n} 为 C 连接输入 e_{C} 和输出 u_{a} 的双向开关），从图 4 中可看出，开关 S_{11p} 与 S_{12n} 之间有一部分脉冲重叠，即在 e_{A}-S_{11p}-S_{12n}-e_{B} 之间构成了一条短路路径，造成输入电压短路，从而引起过电流。在实际应用系统中，常采取将小于某时间间隔的窄脉冲去掉的方法来保证安全换流，但去除窄脉冲会使输入和输出电流畸变加大。因此，在输出低电压情况下，针对窄脉冲会大量出现，本文提出一种改进的双电压控制策略。该控制策略在 1 个开关周期内，期望输出线电压由一中间输入线电压和一最小输入线电压合成得到。改进的双电压合成策略在低电压输出情况下，比传统双电压合成策略产生窄脉冲的数量明显减少，从而使因 PWM 脉宽小于安全换流所需时间而引起的电压误差减少，输出电压和输入电流的谐波减少，改善了矩阵变换器在低电压输出时的控制性能。

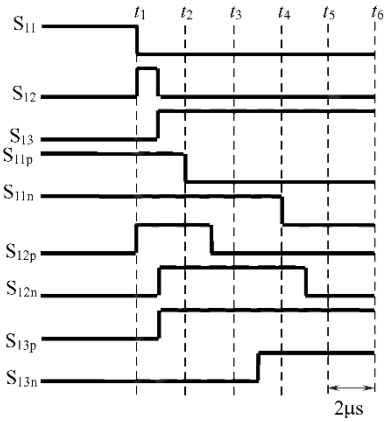


图 4　窄脉冲情况下开关触发脉冲

Fig.4　Switching module with short-width pulse

3.2　改进的双电压合成策略

仍以输入位于第 2 区间的后半部分 $e_{base}=e_{max}$、$e_{mid}<0$ 的情况为例，通过对窄脉冲形成原因的分析，将式（1）和式（2）改写为

$$\Delta u_{max}=\frac{1}{T_S}\left[(T_2+T_4)(e_{mid}-e_{min})+T_3(e_{max}-e_{mid})\right] \quad (11)$$

$$\Delta u_{mid}=\frac{1}{T_S}\left[(T_{22}+T_{24})(e_{mid}-e_{min})+T_{23}(e_{max}-e_{mid})\right] \quad (12)$$

将原来$\Delta e_{mid}=e_{max}-e_{mid}$和$\Delta e_{max}=e_{max}-e_{min}$分别替换为 $e_{mid}-e_{min}$ 和 $e_{max}-e_{mid}$，通过减少分母数值来增加占空比数值。则 T_3 和 T_{23} 变为

$$T_3=T_S\frac{\Delta u_{max}}{\alpha(e_{mid}-e_{min})+(e_{max}-e_{mid})} \quad (13)$$

$$T_{23}=T_S\frac{\Delta u_{mid}}{\alpha(e_{mid}-e_{min})+(e_{max}-e_{mid})} \quad (14)$$

为保证输入电压和电流相同相角及输入侧正弦度，式（13）和式（14）中的α为

$$\alpha=\frac{T_2+T_4}{T_3}=\frac{T_{22}+T_{24}}{T_{23}}=\frac{e_{max}}{e_{min}} \quad (15)$$

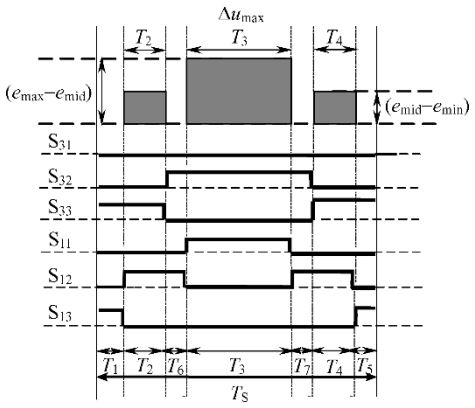
改进双电压合成策略的开关模式如图 5 所示。图中 $T_1=T_5=T_6=T_7=(T_S-T_3-2T_2)/4$ 和 $T_{21}=T_{25}=T_{26}=T_{27}=(T_S-T_{23}-2T_{22})/4$ 为零矢量的占空比。由于改进的双电压合成策略在 1 个开关周期内不再固定连接幅值最大相的开关，因此其同样也需要进行 PWM 开关调制。将式（13）～式（15）变形得

$$T_3=T_S\frac{2e_{min}\Delta u_{max}}{3e_{im}^2} \quad (16)$$

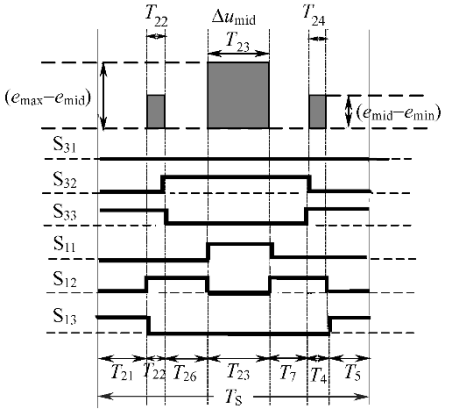
$$T_{23}=T_S\frac{2e_{min}\Delta u_{mid}}{3e_{im}^2} \quad (17)$$

$$T_2=T_S\frac{e_{max}\Delta u_{max}}{3e_{im}^2} \quad (18)$$

$$T_{22}=T_S\frac{e_{max}\Delta u_{mid}}{3e_{im}^2} \quad (19)$$



(a) 最大相调制的 PWM 开关模式



(b) 中间相调制的 PWM 开关模式

图 5　改进控制策略的 PWM 开关模式

Fig.5　PWM switching pattern of improved control strategy

由式（16）～式（19）可得出，周期性的过零 6 次的 e_{mid} 也消除掉了。改进控制策略在输入和输出分区上与传统策略相同，不同的是在每一个开关周期之内，每个功率管都需要进行 PWM 调制，一定程度上会增加开关管的损耗。

4　仿真分析

利用 Matlab/Simulink 仿真软件对所提出的调制策略进行仿真分析，同时仿真传统双电压法和改进双电压合成策略。仿真条件为：输入对称三相相电压幅值为 220V，频率为 50Hz，期望输出的相电压幅值 35V，频率为 25Hz；开关频率 10kHz；输入滤波电感 5mH，滤波电容 5μF，阻尼电阻 15Ω；三相对称阻感负载电阻为 10Ω，电感为 10mH。图中所示的波形是去除了 8μs 的窄脉冲。下表为窄脉冲个数（在仿真软件中统计了 1 个周波内小于

8μs 的脉冲数量）及输入、输出电流总谐波畸变率（THD）数据。图 6 为传统调制策略的输入和输出波形图，图 7 为改进双电压合成策略的输入和输出波形。

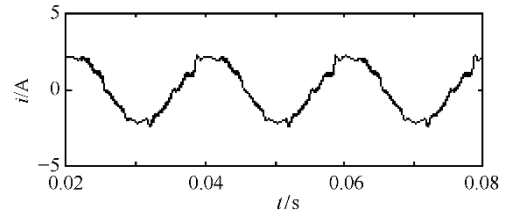
表 两种控制策略的比较

Tab. Comparison between two control strategies

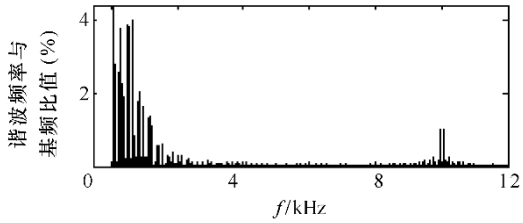
控 制 策 略	窄脉冲数据	THD（%）	
		输出侧	输入侧
传统双电压合成策略	863	8.22	12.34
改进的双电压合成策略	127	3.25	4.74

5 实验结果

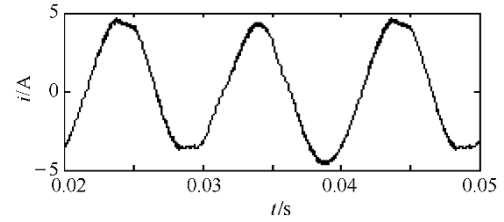
设计了基于 dSPACE 为主控制单元的样机实验平台。实验参数：输入滤波电感为 5mH，滤波电容为 5μF，阻尼电阻为 15Ω；三相对称阻感负载电阻



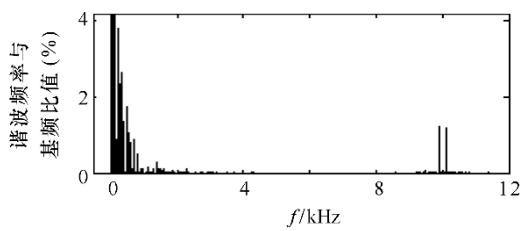
(a) 输入电流



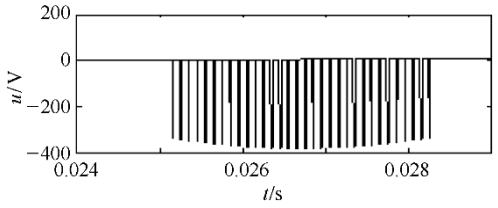
(b) 输入电流频谱



(c) 输出电流



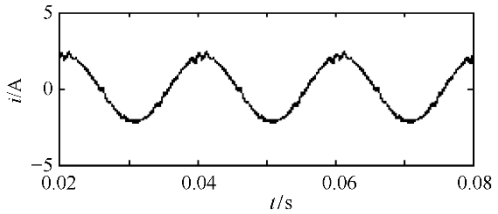
(d) 输出电流频谱



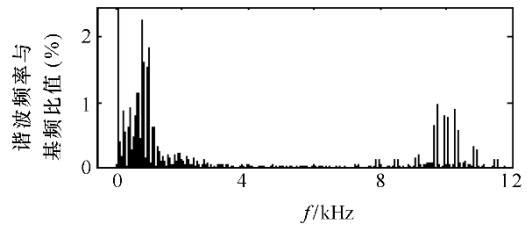
(e) 输出线电压（局部放大）

图 6 传统双电压合成策略仿真波形

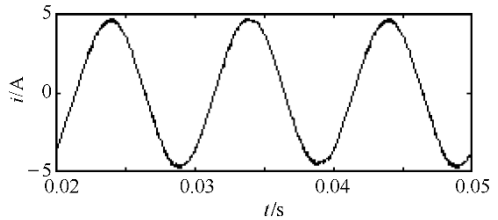
Fig.6 Simulation waveforms of traditional two line voltages control strategy



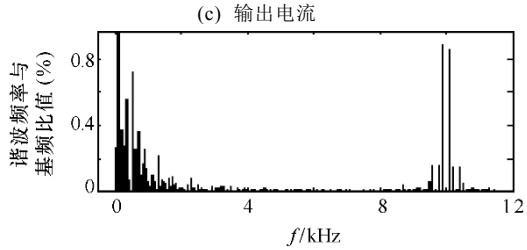
(a) 输入电流



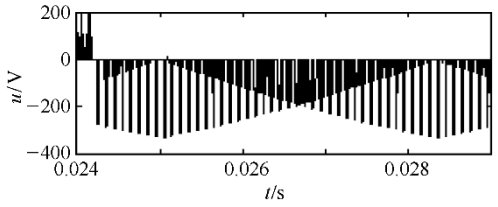
(b) 输入电流频谱



(c) 输出电流



(d) 输出电流频谱



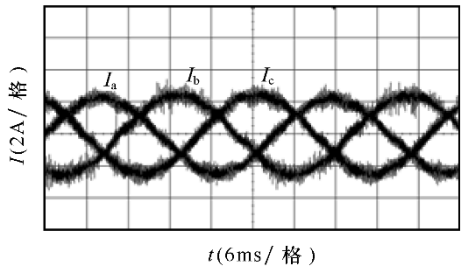
(e) 输出线电压（局部放大）

图 7 改进的双电压合成策略仿真波形

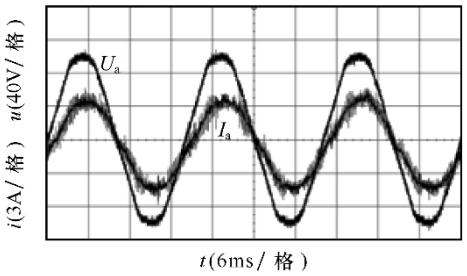
Fig.7　Simulation waveforms of improved two line voltage control strategy

为 15Ω，电感为 5mH；采样频率为 5kHz，输入线电压有效值为 120V，其输出频率为 50Hz。消除的窄脉冲宽度为 8μs，小于 8μs 的窄脉冲采用文献[8]方法处理。换流控制采用电压法 3 步换流策略[18]。输出电压频率为 25Hz 时实验波形如图 8 和图 9 所示。

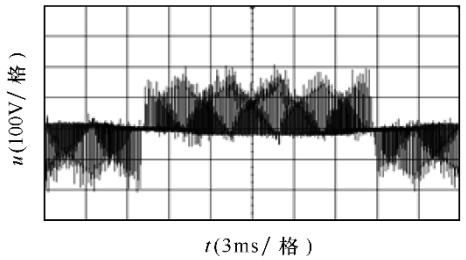
对比图 8c 和图 9c 的局部放大输出线电压波形图，可清晰地看出改进前后控制双电压合成策略所利用的输入线电压的不同。由于输入滤波器的存在使输入电压和电流之间的相位存在一定的偏差（以功率因数 1 作为控制目标）。对比两种控制策略下的三相输出和输入电流波形，可看出采用改进的双电压控制策略的输出和输入电流波形畸变均减少了。采用传统双电压合成策略时，输入和输出电流的 THD 分别为 14.67%和 9.38%，而采用改进的双电压控制策略时输入和输出电流的 THD 则为 4.67%和 3.84%。



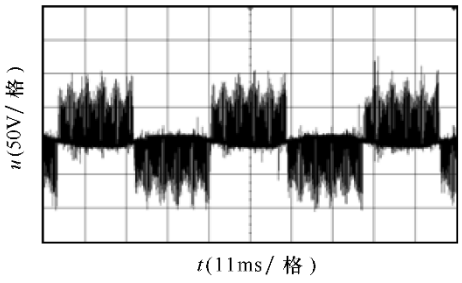
(a) 三相输出电流



(b) 输入电压电流



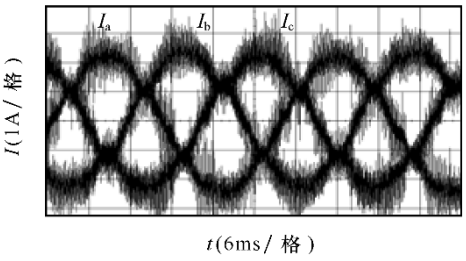
(c) 输出线电压（局部放大）



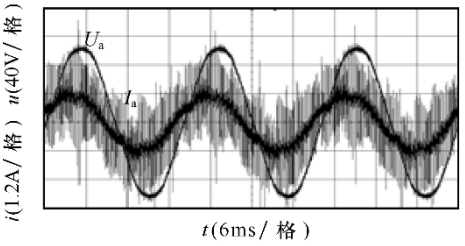
(d) 输出线电压

图 8　改进的双电压合成策略实验波形

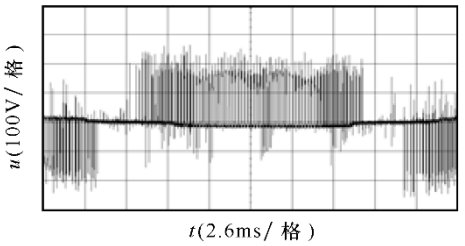
Fig. 8　Experimental waveforms of improved two line voltage control strategy



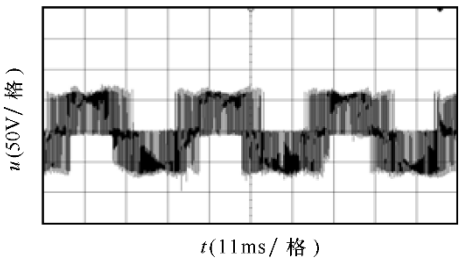
(a) 三相输出电流



(b) 输入电压电流



(c) 输出线电压（局部放大）



(d) 输出线电压

图 9　传统的双电压合成策略实验波形

Fig. 9　Experimental waveforms of traditional two line voltage control strategy

6 结论

本文提出了一种改善低电压输出时矩阵变换器输出性能的改进双电压控制策略。与传统双电压合成调制策略相比，期望输出线电压由一中间输入线电压和一最小输入线电压合成得到。因此，在相同输入、低输出电压条件下，使调制 PWM 脉冲变宽，避免了因 PWM 脉冲宽度过小而导致的换流失败。根据仿真时统计的 1 个周波内小于 8μs 的脉冲数量及实验时从 dSPACE 操作软件 ControlDesk 的监测平台上统计小于 8μs 窄脉冲的数量，可得出改进的双电压调制策略较传统的双电压合成调制策略在 1 个周期内的窄脉冲数减少了大约 80%（对于仍然存在的窄脉冲采用文献 [8]提出的消除窄脉冲方法来保证安全换流）。仿真及实验结果表明改进的调制策略是一种在低电压输出时比较理想的矩阵变换器控制策略，在低电压时输入和输出电流的谐波减少，改善了矩阵变换器的控制性能。

参考文献

[1] Wheeler P，Clare J，Empringham L．Enhancement of matrix converter output waveform quality using minimized commutation times[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics，2004，51(1)：240-244.

[2] Alesina A, Venturini M. Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis[J]. IEEE Trans. on Circuit and System, 1981, 28(4)：319-330.

[3] 李志勇，朱建林，易灵芝，等.空间矢量调制的矩阵变换器仿真模型研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2003, 23(3)：80-84.
Li Zhiyong, Zhu Jianlin, Yi Lingzhi, et al.Simulation research of space vector modulated matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3)：80-84.

[4] 刘魏宏，朱建林，邓文浪，等.基于交-直-交型矩阵变换器的多驱动系统的控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 111-115.
Liu Weihong, Zhu Jianlin, Deng Wenlang, et al.Control strategy of multi-drive system based on AC-DC-AC matrix converter [J].Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 111-115.

[5] 刘芙蓉, Christian K, Frede B.矩阵变换器的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报 , 2005, 25(9): 62-67.
Liu Furong, Christian K, Frede B.Modeling and simulation of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 62-67.

[6] 黄科元，贺益康，卞松江.矩阵式变换器交流励磁的变速恒频风力发电系统研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2002, 22(11): 100-105.
Huang Keyuan, He Yikang, Bian Songjiang. Investigation of a matrix converter-excited variable-speed constant-frequency wind-power generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11): 100-105.

[7] 汤宁平，方旭阳，邱培基．电流跟踪控制的矩阵变换器的控制策略与试验研究 [J]. 电工技术学报 , 1999, 14(4): 48-52.
Tang Ningping, Fang Xuyang, Qiu Peiji. Control strategy and implementation of matrix converter with current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1999, 14(4): 48-52.

[8] 马星河，谭国俊，方永丽，等．矩阵变换器变步长换流策略[J]. 电工技术学报 , 2007, 22 (9): 93-98.
Ma Xinghe, Tan Guojun, Fang Yongli, et al. Varying-step commutation strategy of matrix converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(9): 93-98.

[9] Ishiguro A, Furuhashi T, Okuma S.A novel control method for forced commutated cyclo-converters using matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1991, 38(3): 166-172.

[10] Ishii S, Yamamoto E, Hidenori H, et al. High performance motor drive using matrix converter[C]. Advances in Induction Motor Control, IEE Seminar, London, 2000: 1-6.

[11] 葛红娟，穆新华，周波，等. 用于永磁同步电动机矢量控制的矩阵变换器新型离散控制技术 [J]. 电工技术学报 , 2005, 20(4): 73-78.
Ge Hongjuan, Mu Xinhua, Zhou Bo, et al. Novel discrete control technique of Matrix converter for vector control of permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(4): 73-78.

[12] 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.

[13] Wheeler P W, Clare J C, Empringham L, et al.Matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 10(1): 59-65.

[14] 王毅，陈希有，徐殿国．空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究 [J]. 中国电机工程学报，2003, 23(6): 164-169.
Wang Yi, Chen Xiyou, Xu Dianguo.The research of closed-loop control method for matrix converter based on space vector modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 164-169.

[15] 郭有贵．矩阵变换器双电压合成定理及其自动调节能力研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2006, 26(21): 71-75.
Guo Yougui. Research on double input line-to-line voltages composition theorem and its self-adjustability[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(21): 71-75.

[16] 王毅，陈希有，徐殿国．双电压合成矩阵变换器闭环控制的研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2002, 22(1): 74-79.
Wang Yin, Chen Xiyou, Xu Dianguo.Research on closed-loop control for matrix converter based on double line-to-line voltages synthesis[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 74-79.

[17] Hara H, Yamamoto E, Kang J K, et al.Improvement of output voltage control performance for low-speed operation of matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1372-1378.

[18] 马星河，谭国俊，方永丽，等．矩阵变换器电压法三步换流的研究与设计 [J]. 电力电子技术，2007, 41(3): 47-49.
Ma Xinghe, Tan Guojun, Fang Yongli, et al.Research and design of three-step input-voltage-based commutation for matrix converter[J]. Power Electronics, 2007, 41(3): 47-49.

作者简介：马星河　男，1979 年生，博士，副教授，研究方向为计算机控制及新型变换器。谭国俊　男，1962 年生，教授，博士生导师，研究方向为大功率电力传动及新型变换器。