

doi: 10.7690/bgzdh.2015.07.011

一种改进的过调制方法用于矩阵变换器驱动感应电机仿真研究

张晓锋, 夏益辉, 宋继忠, 董银文
(海军工程大学电气工程学院, 武汉 430033)

摘要: 矩阵变换器采用传统空间矢量调制在线性调制区域最大电压传输比为 0.866, 严重限制了其应用范围, 特别是在交流调速系统中。为提高矩阵变换器的电压传输比和降低输出电压谐波含量, 提出一种基于多轨迹矢量加权的改进过调制策略。分析了改进前后的多轨迹矢量加权过调制原理, 并对改进前后过调制方法输出电压谐波含量进行了理论分析。分析结果表明, 改进后的过调制方法具有更低的输出电压谐波含量。通过将改进前后过调制方法用于矩阵变换器驱动感应电机的调速性能进行仿真验证, 仿真结果表明, 改进后过调制方法具有更好的调速性能和更低的定子电流谐波含量。

关键词: 多轨迹矢量; 矩阵变换器; 调速性能; 谐波畸变率; 改进过调制
中图分类号: TP211 **文献标志码:** A

Simulation Research of Applying An Improved Over-modulation Method in Matrix Converter Drive Induction Motor

Zhang Xiaofeng, Xia Yihui, Song Jizhong, Dong Yinwen
(College of Electric Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The maximum voltage transfer ratio (VTR) in linear region with traditional space vector pulse width modulation of matrix converter (MC) is 0.866, which strictly restrains its application, especially in AC adjustable-speed control. To improve the VTR and decrease output voltage total harmonic distortion (THD) of MC, an improved multi-orbit vector weighter over-modulation method is proposed. The over-modulation principal before and after the improved multi-orbit vector weighter method are introduced and the output voltage THD before and after the improved over-modulation method are analyzed, the analysis indicates that the improved over-modulation method has lower output voltage THD. The adjustable-speed control performances of induction motor driven by matrix converter with the improved multi-orbit vector weighter over-modulation before and after are emulated. Emulated results indicate that the improved over-modulation method has better performances of speed-control and lower THD of output voltage.

Keywords: multi-orbit vector weighter; matrix converter; speed-adjustable performance; total harmonic distortion; improved over-modulation

0 引言

相比于传统的交-直-交变频装置, 矩阵变换器作为一种交-交直接变频装置, 具有功率密度高、输入功率因数可调、输入输出电流可控制为正弦、能量可双向流动及无需直流储能环节等优点^[1], 使其在电源、风力发电及电机驱动等领域得到应用^[2-3]。

矩阵变换器传统的调制策略电压传输比最高为 0.866, 这大大限制了矩阵变换器驱动电机时的调速范围和带载能力。为提高矩阵变换器电压传输比, 很多专家学者对其进行了研究。矩阵变换器过调制研究类型可分为 2 种: 1) 将传统变频器的过调制方法直接移植到矩阵变换器间接空间矢量调制中的逆变级^[4-7]; 2) 对矩阵变换器本身的调制方法展开研究^[8]。文献[4]采用双模过调制模式, 将矩阵变换器电压调制比提高到 1, 并对输出电压谐波特性进行了分析; 文献[5]将双模过调制模式用于双级矩阵变

换器进行了仿真研究和实验。双模过调制模式虽然实现了输出电压基波幅值在一个周期内与给定值线相等, 但算法复杂, 输出电压谐波含量高。文献[6]利用圆形轨迹和基本轨迹矢量, 提出一种基于电压基波幅值线性化过调制计算方法, 该方法原理简单、易于数字化实现, 但输出电压谐波含量高; 文献[7]利用圆形轨迹矢量、六边形轨迹矢量和基本矢量, 提出一种基于多轨迹矢量加权的过调制策略, 相比于上述其他过调制策略, 该方法原理简单, 输出电压谐波含量低。但由于参考矢量和基本矢量作用时间选取不当, 使得该方法输出电压幅值误差大和谐波含量偏高。文献[8]对直接型空间矢量过调制方法进行了分析, 通过放弃使用零矢量和校正输出电压矢量角度来提高电压传输比, 该方法虽然可以使输出电压值与给定电压值误差较小, 但输出电压谐波含量高和运算量大, 需要多个判断语句和在线校正

收稿日期: 2015-03-16; 修回日期: 2015-04-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277177)

作者简介: 张晓锋(1963—), 男, 江苏人, 博士, 教授, 博士生导师, 从事船舶电力系统自动化及电力推进技术研究。

输出电压参考角度。笔者针对文献[7]中的问题，提出一种基于多轨迹矢量加权的改进过调制策略。仿真结果表明，改进后过调制方法具有更好的调速性能和更低的输出电流谐波含量。

1 矩阵变换器基本结构及空间矢量调制原理

如图 1，三相-三相直接型矩阵变换器由输入滤波器、双向流动的开关管和嵌位电路组成。其中，输入滤波器用以滤除高频谐波，嵌位电路用以防止电压突变对系统造成冲击，双向开关管用于合成期望的输出电压和输入电流。

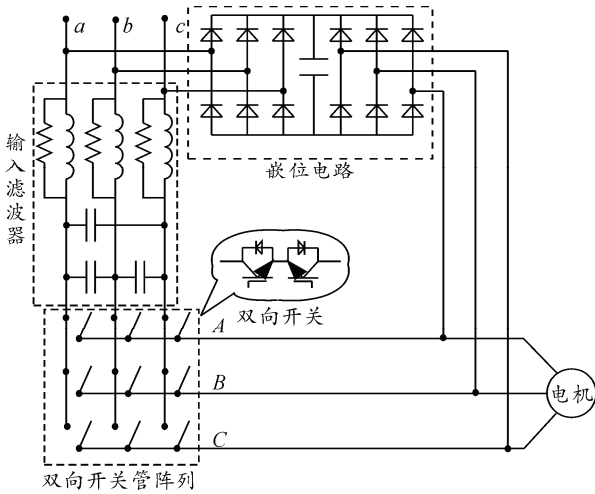


图 1 矩阵变换器基本结构

空间矢量调制包括直接空间矢量调制和间接空间矢量调制。间接空间矢量是将矩阵变换器等价于一交-直-交结构，输入侧为整流，输出侧为逆变，其等效的结构如图 2 所示。图中， $S_{jk}, j \in \{a, b, c, A, B, C\}$, $k \in \{p, n\}$ 。在此基础上对虚拟整流部分和虚拟逆变部分分别进行空间矢量调制。

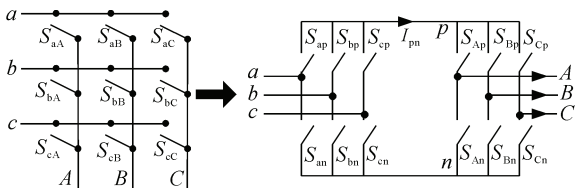


图 2 矩阵变换器等效为虚拟交-直-交的结构

2 改进多轨迹矢量加权过调制技术原理

2.1 多轨迹矢量加权过调制原理

该方法将过调制分为 2 个区间，即过调制 I 区 ($0.866 < M \leq 0.909$) 和过调制 II 区 ($0.909 < M \leq 1$)。针对不同的过调制区间，采用不同的矢量合成：过调制 I 区参考矢量由圆形矢量和六边形矢量合成，过调制 II 区参考矢量由基本矢量和六边形矢量合成。

整流侧输出直流电压 U_{dc} 为

$$U_{dc} = \frac{3}{2} U_{im} \cos \varphi_i \quad (1)$$

式中： U_{im} 、 φ_i 分别为输入电压峰值、输入功率因数角。为尽可能提高输出电压幅值，输入功率因数设定为 1。定义调制比 M 为

$$M = \frac{|U_{ref}|}{\frac{2U_{dc}}{\sqrt{3}}} = \frac{U_{om}}{U_{im}} \quad (2)$$

过调制 I 区： $0.866 < M \leq 0.909$ 。

定义变量 k 为

$$k = \frac{M - 0.866}{0.909 - 0.866} \quad (3)$$

实际输出电压矢量 U_{ref} 可以表示为圆形矢量和六边形矢量之和，即

$$U_{ref} = (1-k)U_{sin} + kU_{hex} \quad (4)$$

其中 U_{sin} 、 U_{hex} 分别为旋转矢量和六边形矢量。

过调制 II 区： $0.909 < M \leq 1$ 。

变量 k 定义为

$$k = \frac{M - 0.909}{1 - 0.909} \quad (5)$$

实际输出电压矢量 U_{ref} 由六边形矢量 U_{hex} 和基本矢量 U_x 合成，即

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-k)U_{hex} + kU_x, & \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ (1-k)U_{hex} + kU_{x+1}, & \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (6)$$

2.2 改进多轨迹矢量加权过调制原理

为减小输出电压基波幅值与参考电压值之间的误差和降低输出电压谐波含量，应尽量减小或避免基本矢量的使用。针对基于多轨迹矢量加权过调制方法的特点，笔者提出如下的改进过调制方法。

当 $0.866 < M \leq 0.909$ 时，参考电压矢量 U_r 调整为实际输出电压矢量 U_{ref} ：

$$U_{ref} = \begin{cases} ak \cdot U_x + (|U_r| - ak \cdot |U_x|) e^{j\theta_j}, & \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ ak \cdot U_{x+1} + (|U_r| - ak \cdot |U_{x+1}|) e^{j\theta_j}, & \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (7)$$

其中： U_{hex} 、 U_x 分别为六边形矢量和基本矢量； $p = \frac{(M - 0.866)}{1 - 0.866}$ ； $a = \frac{(0.5 - 0.1)(M - 0.909)}{0.909 - 0.866} + 0.5$ ，上式可等价

$$U_{ref} = \begin{cases} \frac{2apU_{dc}}{3} + (|U_r| - \frac{2apU_{dc}}{3}) e^{j\theta_j}, & \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ \frac{2apU_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} + (|U_r| - \frac{2apU_{dc}}{3}) e^{j\theta_j}, & \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (8)$$

假定参考电压矢量位于第一扇区，则相邻矢量 U_1 、 U_2 作用时间 d_m 、 d_n 为

$$\begin{cases} d_m = \frac{2(M-ap)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\sqrt{3}} + ap \\ d_n = \frac{2(M-ap)\sin\theta_j}{\sqrt{3}} \end{cases}, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \quad (9)$$

$$\begin{cases} d_m = \frac{2(M-ap)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\sqrt{3}} \\ d_n = \frac{2(M-ap)\sin\theta_j}{\sqrt{3}} + ap \end{cases}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \quad (10)$$

当 $0.909 < M \leq 1$ 时，参考电压 U_r 调整为实际输出电压 U_{ref} ：

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-bq)U_{hex} + bqU_x, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ (1-bq)U_{hex} + bqU_{x+1}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (11)$$

其中： $q = \frac{(M-0.909)}{1-0.909}$ ； $b = \frac{(1-0.1)(M-1)}{1-0.909} + 1$ ，上式可以等价

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-bq)\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\pi/6-\theta_j)}e^{j\theta_j} + \frac{2bqU_{dc}}{3}, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ (1-bq)\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\pi/6-\theta_j)}e^{j\theta_j} + \frac{2bqU_{dc}}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (12)$$

假定参考电压矢量位于第一扇区，则相邻矢量 U_1 、 U_2 作用时间 d_m 、 d_n 为

$$\begin{cases} d_m = \frac{(1-bq)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} + bq \\ d_n = \frac{(1-bq)\sin\theta_j}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \end{cases}, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \quad (13)$$

$$\begin{cases} d_m = \frac{(1-bq)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \\ d_n = \frac{(1-bq)\sin\theta_j}{\cos(\pi/6-\theta_j)} + bq \end{cases}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}] \quad (14)$$

3 改进前后输出电压谐波畸变率对比分析

由式 (7) 可以得出过调制 I 区 1/4 周期内输出相电压 $f=f_1+f_2$ 为

$$\begin{cases} f_1 = \begin{cases} \frac{2apU_{dc}}{3}, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ \frac{apU_{dc}}{3}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \\ f_2 = \frac{2}{3}(M-ap)U_{dc}\cos\theta_j, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \quad (15)$$

由上式可以得到输出电压基波幅值 U_{o1m} 为

$$U_{o1m} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f \cos\theta_j d\theta_j = (-2.0764M^2 + 4.2402M - 1.5362)U_{dc} \quad (16)$$

由式 (12) 可以得到过调制 II 区 1/4 周期内输出相电压 $f=f_1+f_2$ 为：

$$\begin{cases} f_1 = \begin{cases} \frac{(1-bq)U_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\pi/6-\theta_j)}\cos\theta_j, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{3}] \\ \frac{(1-bq)U_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\pi/2-\theta_j)}\cos\theta_j, \theta_j \in (\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \\ f_2 = \begin{cases} \frac{2bqU_{dc}}{3}, \theta_j \in (0, \frac{\pi}{6}] \\ \frac{bqU_{dc}}{3}, \theta_j \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \end{cases} \quad (17)$$

由上式，过调制 II 区输出电压基波幅值为

$$U_{o1m} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f \cos\theta_j d\theta_j = (3.362M^2 - 6.0777M + 3.3527)U_{dc} \quad (18)$$

文献[8]所提方法输出电压基波幅值为

$$U_{o1m} = \begin{cases} (0.6615M + 0.0059)U_{dc}, M \in (0.866, 0.909] \\ (0.3400M + 0.2966)U_{dc}, M \in (0.909, 1] \end{cases} \quad (19)$$

由式 (4)，改进前过调制区域 I 内输出电压有效值 U 为

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi}(0.0013k^2 + 0.03k + 0.2618)U_{dc}} \quad (20)$$

由式 (6)，改进前过调制区域 II 内输出电压有效值 U 为

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi}(0.0311k^2 + 0.0292k + 0.2887)U_{dc}} \quad (21)$$

由式 (7)，改进后过调制区域 I 内输出电压有效值 U 为

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi}(0.0311a^2p^2 + 0.0292Map + 0.2887M^2)U_{dc}} \quad (22)$$

由式 (12)，改进后过调制区域 II 内输出电压有效值 U 为

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} f^2 d\theta_j} = \sqrt{\frac{2}{\pi}(0.0311b^2q^2 + 0.0292bq + 0.2887)U_{dc}} \quad (23)$$

定义电压谐波畸变率为

$$THD = \frac{\sqrt{U^2 - 0.5U_{o1m}^2}}{U_{o1m}/\sqrt{2}} \quad (24)$$

图 3 为改进前后输出电压谐波畸变率与调制比 M 之间的关系。

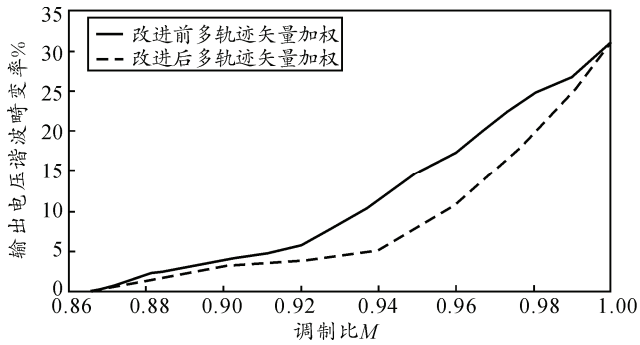


图 3 改进前后输出电压谐波畸变率与调制比 M 之间的关系

由图 3 可以看出：改进后的多轨迹矢量加权过调制方法在过调制 I 区输出电压谐波畸变率有所减小，而在过调制 II 区输出电压谐波畸变率明显减小。说明采用改进后的多轨迹矢量加权方法具有更小的输出电压谐波畸变率。

4 仿真研究

笔者利用 Matlab 软件搭建了直接型矩阵变换器驱动感应电机调速系统的仿真模型，具体参数设置见表 1 和表 2。为尽可能提高输出电压，输入电流矢量沿着六边形边沿旋转^[7]。表 3 和表 4 分别为基于多轨迹矢量过调制方法改进前后电机空载和轻载时不同调制比下定子电流谐波畸变率。

表 1 矩阵变换器参数

变量	参数
输入相电压	220 V/50 Hz
输入滤波器	$R_d=50 \Omega, L_f=2 \text{ mH}, C_f=10 \mu\text{F}$
开关频率	5 kHz
阻感负载	$R=50 \Omega, L=8 \text{ mH}$

由表 3、表 4 可知：改进后基于多轨迹矢量加权过调制方法无论电机在空载还是带载情况下，定子电流谐波都明显小于改进前，仿真数据表明改进后过调制方法具有更低的输出电流谐波含量，进而

说明改进后过调制方法输出电压谐波也较低，验证了理论分析的正确性。

表 2 感应电机参数

参数	数值
额定功率	1.5 kW
额定转速	1 400 r/min
额定电压/频率	380 V/50 Hz
定子漏感/转子漏感	54.7 mH/75.9 mH
励磁电感	421 mH
定子电阻/转子电阻	4.79 Ω /4.59 Ω

表 3 改进前多轨迹矢量法输出电流谐波畸变率 %

调制比 M	空载定子电流谐波畸变率	带载定子电流谐波畸变率
0.90	3.00	2.58
0.92	4.07	3.84
0.94	7.87	7.37
0.96	11.50	10.92
0.98	15.42	12.34
1.00	18.35	14.89

表 4 改进后多轨迹矢量法输出电流谐波畸变率 %

调制比 M	空载定子电流谐波畸变率	带载定子电流谐波畸变率
0.90	2.40	2.36
0.92	3.51	2.91
0.94	4.72	3.95
0.96	7.63	6.24
0.98	12.95	10.45
1.00	18.35	14.89

图 4~图 7 分别为调制比为 0.92、0.94、0.96 和 1 时 3 种过调制方法作用下输出线电压、A 相定子电流和电机转速波形。从图 4~图 6 可以看出：采用改进前过调制方法时，定子电流和转速波动比较大，负载突加后，转速跌落比较大，且稳态时实际转速与期望转速误差较大；采用改进后过调制方法时，定子电流和转速波动比较小，突加负载后，转速跌落比较小，且稳态时实际转速与期望转速误差较小。图 7 调制比为 1 时，改进前后 2 种过调制方法占空比计算结果相同，此时输出线电压、定子电流和转速波形相同。仿真结果表明，改进后过调制方法具有更好的调速性能。

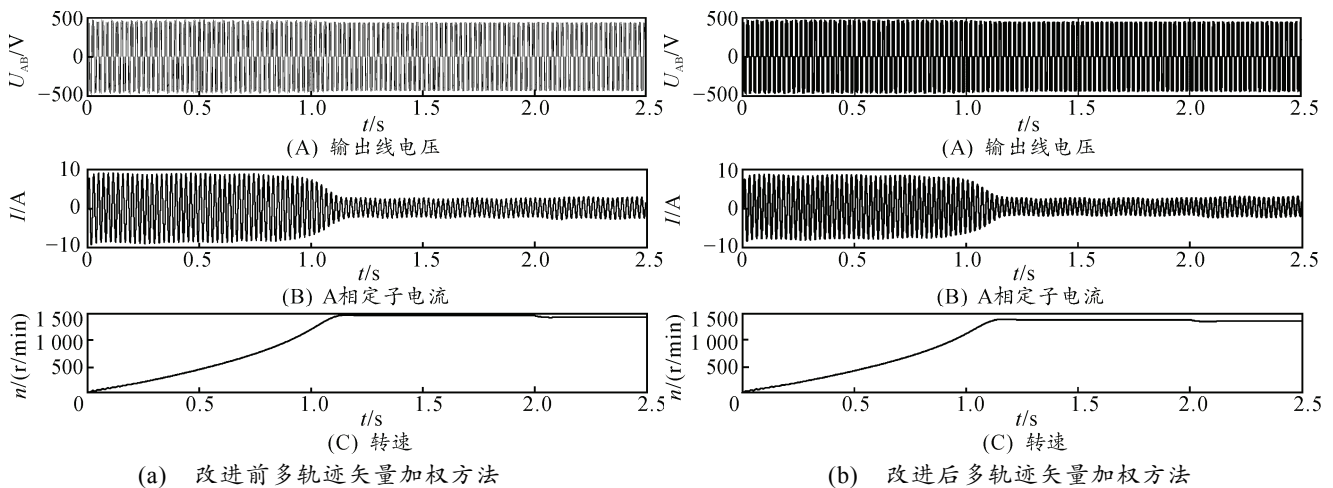
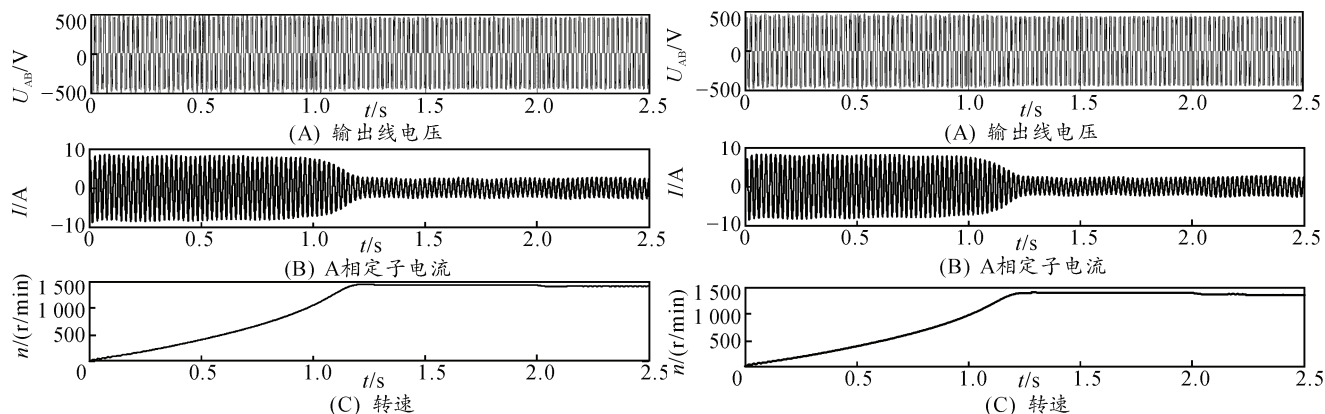


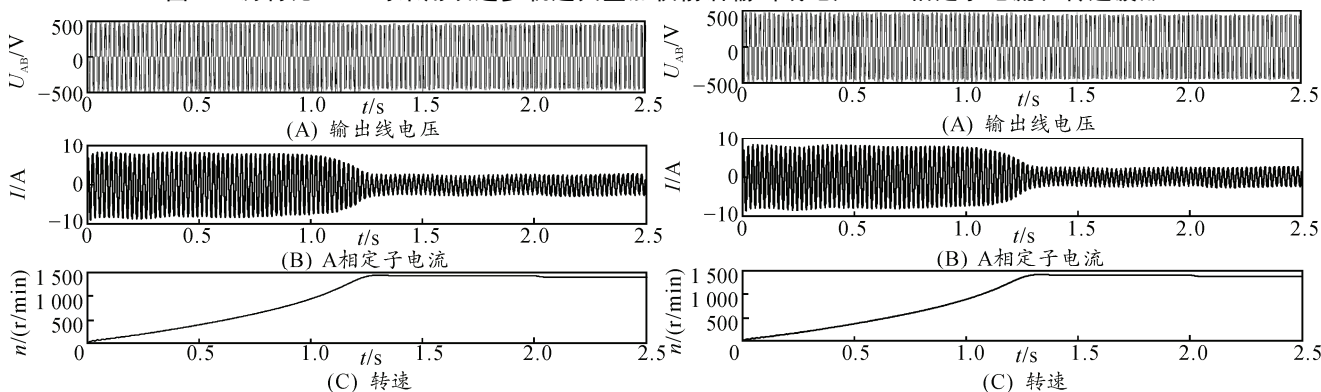
图 4 调制比 0.92 时采用改进多轨迹矢量加权前后输出线电压、A 相定子电流和转速波形



(a) 改进前多轨迹矢量加权方法

(b) 改进后多轨迹矢量加权方法

图5 调制比0.94时采用改进多轨迹矢量加权前后输出线电压、A相定子电流和转速波形



(a) 改进前多轨迹矢量加权方法

(b) 改进后多轨迹矢量加权方法

图6 调制比0.96时采用改进多轨迹矢量加权前后输出线电压、A相定子电流和转速波形

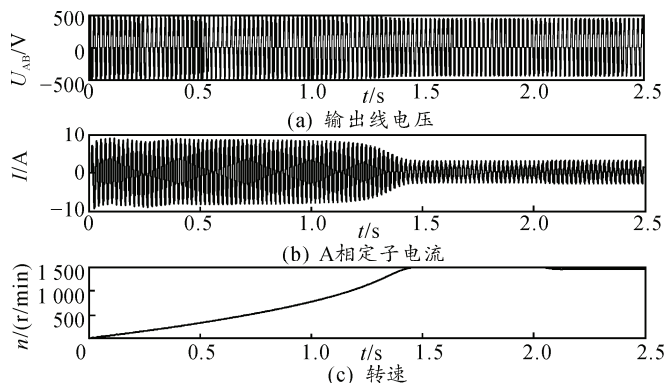


图7 调制比1时输出线电压、A相定子电流和转速波形

5 结论

通过对基于多轨迹矢量加权过调制策略的分析，由于基本矢量作用时间选取不够优化，使得矩阵变换器输出电压谐波含量仍然偏高。针对这一问题，笔者提出一种基于多轨迹矢量加权的改进过调制策略，随着调制比的增加，基本矢量作用时间线性增加。笔者利用 Matlab 软件对改进前后过调制方法用于矩阵变换器驱动感应电机调速性能进行了仿真研究，仿真结果表明：改进后的过调制方法具有更好的调速性能和更低的输出电流谐波含量，证明所提改进过调制方法是正确可行的。

参考文献：

- [1] 孙凯, 周大宁, 梅杨, 等. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 1-6.
- [2] Klunpner C, Nielsen P, Boldea I, et al. A new matrix converter motor(MCM) for industry application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 325-335.
- [3] Pena R, Cardenas R, Reyes E, et al. A topology for multiple generation system with double fed induction machines and indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4181-4193.
- [4] 朱建林, 张建华, 郭有贵, 等. 过调制矩阵变换器的电压传输特性及谐波分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 110-113.
- [5] 粟梅, 李丹云, 孙尧, 等. 双级矩阵变换器的过调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 12-18.
- [6] 张立伟, 刘钧, 温旭辉, 等. 基于基波电压幅值线性输出控制的 SVPWM 过调制新算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 12-18.
- [7] 戴钱坤, 葛红娟, 李光泉. 基于多轨迹矢量加权的矩阵变换器过调制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 100-106.
- [8] Amir M B, Mahammad M, Habib R M. Two simple overmodulation algorithms for space modulated three-phase to three-phase matrix converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 1915-1924.