

矩阵变换器间接空间矢量逆变级过调制策略优化设计

张晓锋¹, 夏益辉¹, 乔鸣忠¹, 杜承东², 朱 鹏¹, 魏永清¹

(1. 海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033;

2. 海军驻上海沪东中华造船有限公司军事代表室, 上海 201206)

摘要: 为克服传统多轨迹矢量加权过调制策略中输出电压误差大和谐波含量高的缺点, 提出一种新的过调制策略, 该策略在过调制 I 区和 II 区分别减小了六边形矢量和基本矢量在参考电压矢量中的权重。通过对改进前后过调制策略的输出电压基波幅值和输出电压谐波畸变率进行理论分析, 得出改进后过调制策略可以获得更小的输出电压误差和谐波含量。对改进前后过调制策略用于矩阵变换器的输出性能进行仿真研究和实验验证, 结果表明所提策略有效减小了输出电压期望值与实际值之间的误差和输出电压谐波含量, 验证了理论分析的正确性和所提策略的可行性。

关键词: 矩阵变换器; 多轨迹矢量; 基本矢量; 六边形矢量; 谐波畸变率; 输出电压误差

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.007

0 引言

矩阵变换器作为一种交-交电力变换装置, 具有功率密度大、可实现正弦输出电流和输入电流控制、无需直流储能元件、输入功率因数可调等优点^[1]。目前对矩阵变换器的研究主要集中在换流方法^[2-3]、交流调速^[4-5]、调制策略^[6-9]和电压传输比^[10-20]等方面。

传统的空间矢量调制策略在线性调制区域只能实现电压传输比最大值 0.866。为克服矩阵变换器电压传输比低的缺陷, 很多专家学者对其展开了研究。文献[10]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[11]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分析。文献[12]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参考输出电压矢量角度来提高电压传输比, 该方法虽然可以实现较小的输出电压值与给定电压值误差, 但输出电压谐波含量高且运算量大。文献[13]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, 虽然其易于实现, 但输出电压谐波含量高。文献[14]对矩阵变换器驱动电机过调制区域转矩纹波产生的原因及特性进行了分析, 并提出采用 BF(Beat-Free)控制进行抑制, 获得了较好的效果; 文献[15-16]通过引入额外的开关, 使得输出电压传输比远大于 1, 但这增加了开关管上的损耗。文献[17-18]将过调制区分 2 个区间分别采用不同的调制策略, 该方法虽能获得

期望的输出基波电压幅值, 但需在离线状态下预先存储大量数据, 降低了系统运算精度且需要大量存储空间。文献[19]对双级矩阵变换器的过调制策略进行了研究, 指出通过对整流级和逆变级同时采用各自合适的过调制策略, 可以显著提高电压传输比, 其在逆变级过调制策略与文献[13]所述方法相同, 同样存在输出电压谐波含量高的缺点。文献[20]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, 相比于传统的单模和双模过调制策略, 该方法原理简单, 易于数字化实现, 输出电压谐波含量低, 尽管如此, 由于基本矢量和六边形矢量作用时间选取不当, 使得该方法输出电压值与给定电压值误差偏大且输出电压谐波含量仍然偏高。

本文首先对矩阵变换器拓扑结构及空间矢量调制原理进行了介绍; 其次, 对基于多轨迹矢量加权的过调制策略原理进行了分析, 对基本矢量六边形矢量对输出电压基波幅值和谐波含量的影响进行了探讨, 在此基础上, 提出一种改进的过调制策略; 再次, 对改进前后多轨迹矢量加权过调制策略的输出电压基波幅值和谐波畸变率分别进行了对比研究; 最后对改进前后的过调制策略用于矩阵变换器的性能进行了仿真研究与实验验证。

1 矩阵变换器拓扑结构及空间矢量调制原理

图 1 为三相-三相直接型矩阵变换器结构, 由输入滤波器、双向流动的开关管和箝位电路组成, 输入滤波器用于滤除高频谐波, 箝位电路用于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。

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, 在

收稿日期: 2015-01-15; 修回日期: 2015-12-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277177, 51307180, 51407188, 51507183)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51277177, 51307180, 51407188, 51507183)

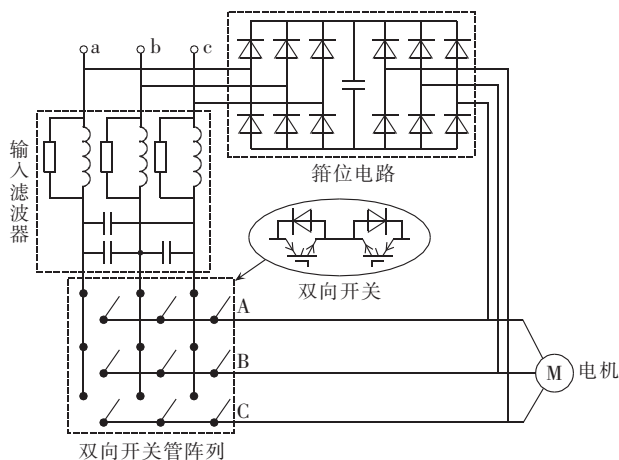


图 1 矩阵变换器基本结构

Fig.1 Basic structure of matrix converter

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,之后利用矩阵变换器实际拓扑结构与传统交-直-交变频器之间的关系来获得各个开关管的占空比。

2 六边形矢量和基本矢量对输出电压性能的影响

2.1 传统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,针对不同的过调制区间,采用不同的矢量合成:过调制 I 区参考电压矢量由圆形矢量和六边形矢量合成,过调制 II 区参考电压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:

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

其中, U_{im} 为输入电压幅值。为尽可能提高输出电压幅值,输入功率因数 $\cos \varphi_i$ 设定为 1。定义调制比 M 为:

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

其中, U_r 为期望输出电压矢量; U_{om} 为输出基波电压幅值。

过调制 I 区: $0.866 < M \leq 0.909$, 将期望输出电压矢量 U_r 进行修改,修改后的输出电压矢量 U_{ref} 可以表示为圆形矢量和六边形矢量之和,即:

$$U_{ref} = (1-k)U_{sin} + kU_{hex} \quad (3)$$

其中, U_{sin} 、 U_{hex} 分别为圆形矢量和六边形矢量; $k = (M - 0.866) / (0.909 - 0.866)$ 。

过调制 II 区: $0.909 < M \leq 1$, 将期望输出电压矢量 U_r 进行修改,修改后的输出电压矢量 U_{ref} 由六边形矢量 U_{hex} 和基本矢量 U_x (U_{x+1}) 合成,即:

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-k)U_{hex} + kU_x & \theta_j \in (0, \pi/6] \\ (1-k)U_{hex} + kU_{x+1} & \theta_j \in (\pi/6, \pi/3] \end{cases} \quad (4)$$

其中, $x=1, 2, \dots, 6$ 为空间矢量调制扇区号; $k = (M - 0.909) / (1 - 0.909)$; θ_j 为输出电压矢量相角。

2.2 六边形矢量和基本矢量对输出电压的影响

由式(3)可知,此时输出电压基波幅值为:

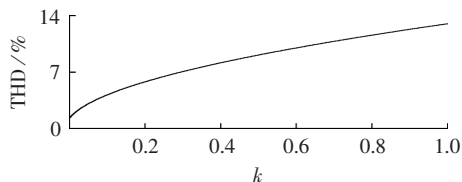
$$U_{olm} = (0.5773 + 0.0286k)U_{dc} \quad (5)$$

由上式可知,随着 k 的增加,输出电压基波幅值会逐渐增大。

由式(3)可知,输出电压谐波畸变率为:

$$THD = 2[(0.0013k^2 + 0.03k + 0.2618)/\pi - 0.5(0.5773 + 0.0286k)^2]^{1/2} \div (0.5773 + 0.0286k) \quad (6)$$

图 2 为输出电压谐波含量随变量 k 的变化曲线,由图可知,随着 k 的增加,输出电压谐波畸变率同样会逐渐增大。

图 2 输出电压谐波畸变率随 k 变化曲线Fig.2 Curve of output voltage THD vs. k

同理,可以针对基本矢量对输出电压基波幅值和输出电压谐波畸变率的影响进行分析,其结果与六边形矢量一致。

2.3 改进多轨迹矢量加权过调制原理

由前述可知,空间矢量过调制策略中,为尽可能实现输出电压基波幅值增大,不可避免地要使用六边形矢量和基本矢量,而六边形矢量和基本矢量的使用,会造成参考电压矢量不再是按照圆形轨迹进行旋转,此时,虽然可以增加输出电压幅值,但同样会造成输出电压值谐波增大。因此,为减小输出电压基波幅值与参考电压值之间的误差并降低输出电压谐波含量,应尽量减少或避免基本矢量和旋转矢量的使用,针对多轨迹矢量加权过调制策略这一特点,提出一种改进的过调制策略。需要指出的是,所提过调制策略与传统策略最大的区别在于一方面扩大了六边形矢量的调制范围,另一方面在过调制区域 II 减小了基本矢量在参考电压矢量中的权重。

过调制区域 I, $0.866 < M \leq 0.95$, 变量 k 定义为:

$$k = \frac{M - 0.866}{0.95 - 0.866} \quad (7)$$

将期望输出电压矢量 U_r 进行修改,修改后的输出电压矢量 U_{ref} 可以表示为六边形最大内切圆形矢量 U_{sin} 和六边形矢量 U_{hex} 之和,即:

$$U_{ref} = (1-k)U_{sin} + kU_{hex} \quad (8)$$

假定参考输出电压矢量位于扇区 1,则相邻两矢量 U_1 、 U_2 的作用时间 d_m 、 d_n 存在如下关系:

$$d_m U_1 + d_n U_2 = (1-k)U_{sin} + kU_{hex} \quad (9)$$

将 $U_1 = \frac{2U_{dc}}{3}e^{j0}$ 、 $U_2 = \frac{2U_{dc}}{3}e^{j\pi/3}$ 、 $U_{sin} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}e^{j\theta}$ 、 $U_{hex} =$

$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6-\theta_j)} e^{j\theta_j}$ 代入上式, 可以求得 d_m 和 d_n 为:

$$\begin{cases} d_m = \frac{2(1-k)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\sqrt{3}} + \frac{k\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \\ d_n = \frac{2(1-k)\sin\theta_j}{\sqrt{3}} + \frac{k\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\theta_j \in (0, \pi/3]$ 。

其他扇区可参照上式进行计算。

过调制区域 II, $0.95 < M \leq 1$, 变量 k 定义为:

$$k = \frac{M-0.95}{1-0.95} \quad (11)$$

修改后的输出电压矢量 U_{ref} 为:

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-k)U_{hex} + kU_x & \theta_j \in (0, \pi/6] \\ (1-k)U_{hex} + kU_{x+1} & \theta_j \in (\pi/6, \pi/3] \end{cases} \quad (12)$$

假定参考输出电压矢量位于扇区 1, 则相邻两矢量 U_1 、 U_2 的作用时间 d_m 、 d_n 存在如下关系:

$$\begin{cases} d_m U_1 + d_n U_2 = (1-k)U_{hex} + kU_x & \theta_j \in (0, \pi/6] \\ d_m U_1 + d_n U_2 = (1-k)U_{hex} + kU_{x+1} & \theta_j \in (\pi/6, \pi/3] \end{cases} \quad (13)$$

求解上式得相邻两矢量作用时间为:

$$\begin{cases} d_m = \frac{(1-k)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} + k \\ d_n = \frac{(1-k)\sin\theta_j}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \end{cases} \quad \theta_j \in (0, \pi/6] \quad (14)$$

$$\begin{cases} d_m = \frac{(1-k)\sin(\pi/3-\theta_j)}{\cos(\pi/6-\theta_j)} \\ d_n = \frac{(1-k)\sin\theta_j}{\cos(\pi/6-\theta_j)} + k \end{cases} \quad \theta_j \in (\pi/6, \pi/3] \quad (15)$$

其他扇区同样可参照上式计算。

3 改进前后输出电压基波幅值和输出电压谐波畸变率对比分析

3.1 改进前后输出电压基波幅值对比

图 3 左半平面为过调制区域 I 输出电压矢量在两相静止坐标系上的运动轨迹, 右半平面为输出电压矢量轨迹在实轴上的投影。 U_{r1} 、 U_{r2} 分别为旋转矢量 kU_{hex} 和 $(1-k)U_{sin}$, f_1 、 f_2 分别为 U_{r1} 、 U_{r2} 在实轴上的投影, 具体如下:

$$f_1 = \begin{cases} \frac{kU_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6-\theta_j)} \cos\theta_j & \theta_j \in (0, \pi/3] \\ \frac{kU_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/2-\theta_j)} \cos\theta_j & \theta_j \in (\pi/3, \pi/2] \end{cases} \quad (16)$$

$$f_2 = \frac{(1-k)U_{dc}}{\sqrt{3}} \cos\theta_j \quad \theta_j \in (0, \pi/2] \quad (17)$$

f_1 和 f_2 之和即为 1/4 周期 A 相输出电压。由此可以得到输出电压基波幅值 U_{olm} 为:

$$U_{olm} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} (f_1 + f_2) d\theta_j = (0.3404M + 0.2825)U_{dc} \quad (18)$$

图 4 左半平面为过调制区域 II 输出电压矢量在

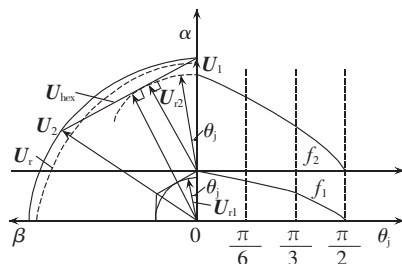


图 3 过调制 I 区输出电压矢量及其投影相电压轨迹

Fig.3 Trajectory of output voltage vector and phase voltage in over-modulation Region I

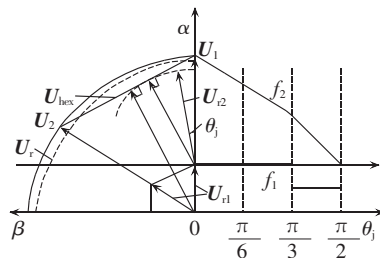


图 4 过调制 II 区输出电压矢量及其投影相电压轨迹

Fig.4 Trajectory of output voltage vector and phase voltage in over-modulation Region II

两相静止坐标系上的运动轨迹, 右半平面为输出电压矢量轨迹在实轴上的投影。 U_{r1} 、 U_{r2} 分别为基本矢量 kU_x (U_{x+1}) 和 $(1-k)U_{hex}$, f_1 、 f_2 分别为 U_{r1} 、 U_{r2} 在实轴上的投影, 具体如下:

$$f_1 = \begin{cases} 2kU_{dc}/3 & \theta_j \in (0, \pi/6] \\ kU_{dc}/3 & \theta_j \in (\pi/6, \pi/2] \end{cases} \quad (19)$$

$$f_2 = \begin{cases} \frac{(1-k)U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6-\theta_j)} \cos\theta_j & \theta_j \in (0, \pi/3] \\ \frac{(1-k)U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/2-\theta_j)} \cos\theta_j & \theta_j \in (\pi/3, \pi/2] \end{cases} \quad (20)$$

f_1 和 f_2 之和即为 1/4 周期 A 相输出电压。由此可以得到输出电压基波幅值 U_{olm} 为:

$$U_{olm} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} (f_1 + f_2) d\theta_j = 0.636MU_{dc} \quad (21)$$

图 5 为改进前后基波电压幅值(标么值, 相对于 U_{dc})随调制比变化的曲线。由图可知, 在过调制区域 I 和区域 II 分别通过减小六边形和基本矢量作用时间, 使输出电压幅值均有所减小, 这与理论分析一致。

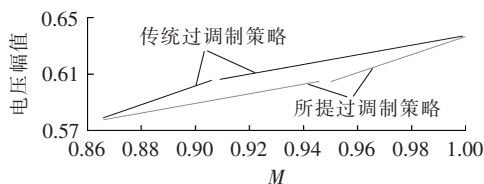


图 5 输出电压基波幅值与调制比 M 之间的关系

Fig.5 Relationship between fundamental amplitude of output voltage and modulation ratio M

3.2 改进前后输出电压谐波畸变率对比

由式(8)可知, 改进后过调制区域 I 输出电压有效值为:

$$U = U_{dc} \sqrt{\frac{2}{\pi} (0.0013k^2 + 0.03k + 0.2618)} \quad (22)$$

由式(12)可知,改进后过调制区域Ⅱ输出电压有效值为:

$$U = U_{dc} \sqrt{\frac{2}{\pi} (0.0311k^2 + 0.0292k + 0.2887)} \quad (23)$$

图 6 为改进前后 2 种策略输出电压谐波含量随调制比变化曲线。由图可知,改进后过调制策略具有更小的谐波畸变率,说明通过减小基本矢量和六边形矢量的作用时间,可以有效降低输出电压谐波含量。

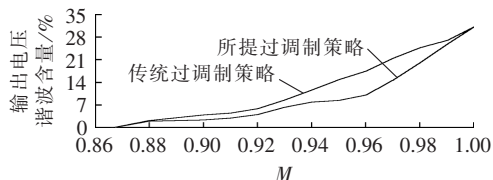


图 6 改进策略前后输出电压谐波畸变率与调制比 M 之间的关系

Fig.6 Relationship between output voltage THD and modulation ratio M for traditional and improved over-modulation strategies

4 仿真研究与实验验证

4.1 仿真研究

利用 MATLAB 软件搭建了直接型矩阵变换器的仿真模型,参数设置如下:输入相电压 220 V/50 Hz;输入滤波器 $R_d = 50 \Omega$, $L_f = 2 \text{ mH}$, $C_f = 11.25 \mu\text{F}$;开关频率 5 kHz;阻感负载 $R = 40 \Omega$, $L = 8 \text{ mH}$ 。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^[15]。

图 7 和图 8 根据仿真数据绘制而成,其中,图 7 为输出电压基波幅值与调制比 M 之间的关系;图 8 为输出相电流谐波畸变率与调制比 M 之间的关系。

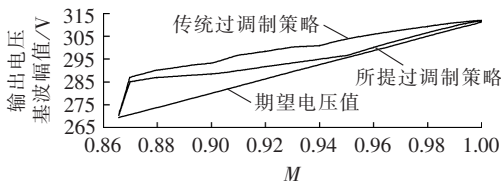


图 7 输出电压基波幅值与调制比 M 之间的关系

Fig.7 Relationship between fundamental amplitude of output voltage and modulation ratio M

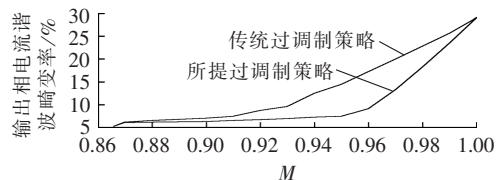


图 8 输出电流谐波畸变率与调制比 M 之间的关系

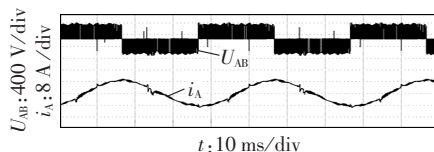
Fig.8 Relationship between output current THD and modulation ratio M

由图 7 和图 8 可以看出,采用本文所提过调制策略,通过减小六边形矢量和基本矢量的作用时间,可

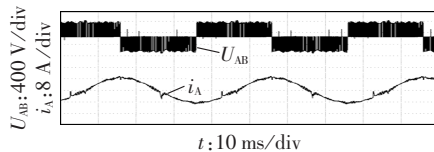
以获得与给定电压值误差较小的输出电压值,同时输出电压谐波和输出电流谐波含量降低。仿真结果与理论分析一致,表明理论分析是正确的且所提过调制策略是正确可行的。

4.2 实验验证

图 9(a)、(b)为传统和所提过调制策略作用下调制比分别为 0.88 和 0.94 时输出线电压 U_{AB} 和输出相电流 i_A 波形。图中上侧为传统过调制策略,下侧为所提过调制策略。由图可以看出,采用所提过调制策略时输出电流波形质量明显优于传统过调制策略。实验结果与仿真结果一致,证明理论分析是正确的和所提过调制策略是可行的。图 10 为调制比为 1 时输出线电压和相电流波形,此时改进前后开关管占空比计算结果一致,所以波形相同,为一阶梯波。

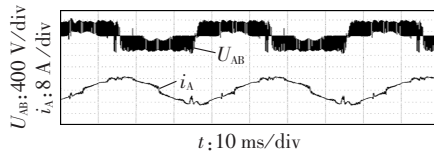


$t: 10 \text{ ms/div}$



$t: 10 \text{ ms/div}$

(a) 调制比为 0.88 时
输出线电压和输出相电流



$t: 10 \text{ ms/div}$

(b) 调制比为 0.94 时
输出线电压和输出相电流

图 9 改进策略前后不同调制比下输出线电压和输出相电流

Fig.9 Output line voltage and phase current in different modulation ratios for traditional and improved over-modulation strategies

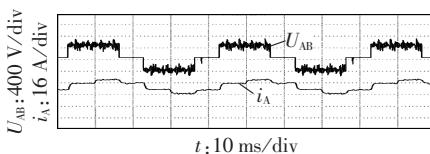


图 10 调制比为 1 时输出线电压和输出相电流

Fig.10 Output line voltage and phase current when modulation ratio is 1

5 结论

通过分析基本矢量和六边形矢量对输出电压基

波幅值和输出电压谐波畸变率的影响,结合输入电流矢量沿着六边形旋转调制方法,对传统的基于多轨迹矢量加权过调制策略进行了改进,并对改进前后过调制策略用于矩阵变换器输出电压性能进行了仿真研究和实验验证,仿真结果表明通过减小六边形矢量和基本矢量作用时间,改进过调制策略具有更小的输出电压误差和谐波含量,实验结果证明了理论分析是正确的和所提方法是可行的。

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,2007:4-10.
- [2] LIU Xiao,ZHANG Qianfeng,HOU Dianli. Research of one-step commutation strategy in matrix converter[J]. Electrical Power and Energy System,2012(516-517):1804-1807.
- [3] 刘钊,叶曙光,张倩,等. 矩阵式双向变流器改进型换流策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(3):108-113.
LIU Zhao, YE Shuguang, ZHANG Qian, et al. Improved commutation strategy for bidirectional converter based on matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3):108-113.
- [4] KYOBEUM L, BLAABJERG F. An improved DTC-SVM method for sensorless matrix converter drives using an over-modulation strategy and a simple nonlinear compensation[J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2007, 54(6):3155-3166.
- [5] KYOBEUM L, BLAABJERG F. Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(2):512-521.
- [6] CASADEI D, SERRA G, TANI A. Matrix converter modulation strategy: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(2):370-381.
- [7] 潘月斗,郭凯,陈继义,等. 基于状态反馈线性化的矩阵变换器非线性控制[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):77-82.
PAN Yuedou, GUO Kai, CHEN Jiyi, et al. Nonlinear control of matrix converter based on state feedback linearization[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5):77-82.
- [8] 王汝田,崔永恒,陈酉峰,等. 3×4 矩阵变换器的双电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(12):95-99.
WANG Rutian, CUI Yongheng, CHEN Qiufeng, et al. Strategy for double line-to-line voltages control for 3×4 matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12):95-99.
- [9] 王汝田,王秀云,崔永恒. 矩阵变换器的谐波注入 PWM 控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):77-82.
WANG Rutian, WANG Xiuyun, CUI Yongheng. Harmonic injected PWM control strategy for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8):77-82.
- [10] 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.
ZHU Jianlin, ZHANG Jianhua, GUO Yougui, et al. Voltage transfer characteristic and harmonic analysis of matrix converter under over modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10):110-113.
- [11] 栗梅,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,2008,28(3):47-53.
- SU Mei, LI Danyun, SUN Yao, et al. Analysis of the over-modulation strategy for two-stage matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(3):47-53.
- [12] AMIR M B, MAHAMMAD M, HABIB R M. Two simple over-modulation algorithms for space modulated three-phase to three-phase matrix converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7):1915-1924.
- [13] 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.
ZHANG Liwei, LIU Yun, WEN Xuhui, et al. A novel algorithm of svpwm inverter in the over-modulation region based on fundamental voltage amplitude linear output control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19):12-18.
- [14] YASUHIRO T, IKUYA S, AKIHIRO O, et al. A novel control strategy for matrix converter in the overmodulation range [J]. Electrical Engineering, 2009, 168(4):40-48.
- [15] FEDYCZAK Z, SZCZESNIAK P, KOROTYEV I. Generation of matrix-reaction frequency converters based on unipolar PWM AC matrix-reactance choppers[C]//Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece; IEEE, 2007:1821-1827.
- [16] ITOH J I, KOIWA K, KATO K. Input current stabilization control of a matrix converter with boost-up functionality[C]//International Power Electronics Conference. Sapporo, Japan: [s.n.], 2010:2708-2714.
- [17] KERMAN R J, SEIBEJ B J, BROD D M, et al. A simplified inverter model for on-line control and simulation[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1991, 27(3):567-573.
- [18] HOLTZ J. On continuous control of PWM inverters in the over-modulation range including the six-step-mode [J]. IEEE Trans on PE, 1993, 8(4):546-553.
- [19] 宋卫章,钟彦儒,魏西平,等. 适用于矩阵变换器的空间矢量过调制策略[J]. 电工技术学报,2012,27(9):242-250.
SONG Weizhang, ZHONG Yanru, WEI Xiping, et al. Space vector over-modulation strategy used for two-stage matrix converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(9):242-250.
- [20] 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.
DAI Qiankun, GE Hongjuan, LI Guangquan. Over-modulation strategy of matrix converter based on multi-orbit vector weighted [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4):100-106.

作者简介:



张晓锋

张晓锋(1963—),男,江苏南通人,教授,博士研究生导师,主要从事船舶电力系统集成及自动化技术研究;

夏益辉(1987—),男,河南永城人,讲师,博士,主要从事电力电子与电力传动及电机调速技术研究(E-mail:xiayihui2005@163.com);

乔鸣忠(1971—),男,江苏苏州人,教授,博士研究生导师,主要从事电力电子与电力传动及电机设计和调速技术研究。

(下转第77页 continued on page 77)

**Repetitive current control of three-phase four-switch APF
for high-speed railway**

WANG Guo,ZHOU Mo,CHANG Wenhuan

(School of Automation & Electrical Engineering,Lanzhou Jiaotong University,Lanzhou 730070,China)

Abstract: In order to solve the power quality problems existing in the high-speed electrified railway,such as high-order harmonics,negative-sequence current,etc.,based on the precondition of reduced cost,it is proposed to apply the three-phase four-switch APF(Active Power Filter) in the power quality compensation. The topological structure and mathematical model of three-phase four-switch APF are analyzed and the repetitive control is applied in its output voltage control to improve its tracking accuracy and compensation effect. According to the load characteristics of high-speed electrified railway,the design of improved repetitive controller and its stability analysis method are given. The results of MATLAB simulation show that the improved repetitive controller can effectively improve the compensation accuracy and dynamic performance of three-phase four-switch APF.

Key words: high-speed railway; power quality; three-phase four-switch; electric filters; repetitive control; design

(上接第 44 页 continued from page 44)

**Optimal design of indirect space-vector over-modulation strategy
for inverter stage of matrix converter**

ZHANG Xiaofeng¹,XIA Yihui¹,QIAO Mingzhong¹,DU Chengdong²,ZHU Peng¹,WEI Yongqing¹

(1. College of Electrical Engineering,Naval University of Engineering,Wuhan 430033,China;

2. Navy Military Representative Department Resident in Hudong-Zhonghua Shipbuilding Co.,Ltd.,
Shanghai 201206,China)

Abstract: An improved over-modulation strategy is proposed to avoid the big output voltage error and high THD(Total Harmonic Distortion) of traditional multi-orbit vector weighted over-modulation strategy,which respectively reduces the weights of the hexagon vector and basic vector in the reference voltage vector for over-modulation Region I and Region II. The theoretic analysis on the fundamental amplitude and THD of the output voltages by the traditional and proposed over-modulation strategies shows that the output voltage error and THD by the proposed strategy are smaller. The output performance of matrix converter is simulated and tested with the traditional and proposed over-modulation strategies respectively and results show that,the proposed strategy effectively reduces the difference between expected and real output voltages and the output voltage THD,verifying the correctness of theoretical analysis and the feasibility of the proposed strategy.

Key words: matrix converter; multi-orbit vector; basic vector; hexagon vector; total harmonic distortion; output voltage error