

采用过调制技术的 矩阵变换器应用技术研究

陈罗湘¹, 朱建林²

(1. 湘潭职业技术学院 信息工程系, 湖南 湘潭 411102;

2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 矩阵变换器 MC (Matrix Converter) 是一种新型的电力电子功率变换器, 但现有的 MC 电压传输比低 (<0.866), 制约了 MC 的应用。在介绍 MC 双空间矢量脉宽调制技术原理的基础上, 提出适合 MC 的过调制方法, 研究了 MC 输出电压传输特性及其谐波分布。通过 Matlab/Simulink 仿真及样机实验, 分析比较了线性调制 ($0 < m < 1.155$, m 为调制系数)、过调制模式 I ($1.155 < m < 1.212$)、过调制模式 II ($1.212 < m < 1.273$) 及六阶梯波控制 ($m = 1.273$) 4 种情况下的输出线电压波形及其谐波分布, 计算出电压传输比分别为 0.86、0.94、0.98、1.0。仿真及实验表明, 过调制模式 I 因其谐波含量不大, 有较大应用价值; 过调制模式 II 则有较大的谐波含量, 需加以抑制或采取其他策略消除。

关键词: 矩阵变换器; 空间电压矢量; 电压传输比; 过调制

中图分类号: TM 343

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)08-0023-04

0 引言

1976 年 Gyugui 提出矩阵变换器 MC (Matrix Converter) 的电路拓扑, 1979 年意大利学者 M. Venturini 提出 MC 存在理论及其控制策略^[1], 很快被国内外学者关注。MC 相比传统的交-直-交变频器具有诸多优越性: 输入功率因数可任意调节; 输入电流和输出电压为正弦波, 对电网无污染; 控制自由度大, 输出频率不受输入频率限制; 没有中间储能环节, 结构紧凑; 能量可双向流动, 因此具有广阔的研究和应用前景。

电压传输比低, 是制约 MC 发展的重要因数之一^[2]。M. Venturini 提出的控制方案, 电压传输比不超过 0.5^[1]。日本学者 J. Oyama 等提出最大、最小输入电压调制技术, 其电压传输比最大为 0.866^[3]。南斯拉夫学者 L. Huber 和美国学者 D. Borojevic 提出一种基于电压空间矢量调制技术的方法, 其电压传输比最大为 0.866^[4]。日本学者 A. Ishiguro 等提出输入双线电压瞬时值控制法, 其电压传输比最大也为 0.866^[5]。对于交流电动机驱动系统, 一个重要指标是在一定条件下获得最大的输出转矩, 因为交流电动机转矩与电压平方成正比^[6], 因此要求电压传输比必须达到 1。MC 的电压传输比能否达到 1, 采用何种方法实现, 至今国内外很少见到相关的研究成果报导。本文在介绍 MC 双空间矢量脉宽调制技术原理的基础上, 提出适合于 MC 过调制方法, 并通过 Matlab/Simulink 仿真和物理样机实验证明适当的过调制提高电压传输比是可行的, 其电压传输比可达到 1.0 左右。

1 双空间矢量脉宽调制技术原理

以上各种控制策略的根本目的在于求取一个理想的调制矩阵, 从而调制出所需要的输出电压。目前, 最有前途的 MC 调制方法——空间矢量调制技术是基于空间矢量变换的一种方法, 空间矢量又称派克矢量, 是表示三相大小和相位的最简单和有效的方法。MC 是基于双空间矢量脉宽调制技术的一种电力电子装置。空间矢量的表达式如式(1)所示:

$$U = 2/3(U_{ab} + U_{bc}e^{-j120^\circ} + U_{ca}e^{+j120^\circ}) \quad (1)$$

式中 U_{ab} 、 U_{bc} 、 U_{ca} 为三相输入线电压。

输出电压由输入电压调制, 输入电流由输出电流调制。由于受到输入侧不能短路, 输出侧不能开路的限制, 矩阵变换器 9 个双向开关的 36 种状态中只有 21 种有效的组合方式, 其中包括 3 种零输出矢量。所有组合状态可用于空间矢量调制, 以产生所需的输出电压矢量和输入电流矢量。表 1 是输入电流和输出电压所在区间对应的空间矢量调制开关状态表。表中各列依次表示输出相 A、B、C 与输入相 a、b、c 的连接状态。

无论是输入电流调制, 还是输出电压调制, 参考矢量通过有限的有效开关矢量合成得到。图 1 是输入电流空间矢量和输出电压空间矢量图, 其分为 6 个扇区, 其中数字序号为标注的扇区号。 I_{ref} 、 U_{ref} 是参考输入电流矢量和参考输出电压矢量。合成参考输入电流矢量有 α 和 β 2 个分量, 合成参考输出电压矢量有 μ 和 ν 2 个分量, 相互嵌套调制形成输入电流矢量和输出电压矢量。 θ 是电流 α 分量与参考输入电流矢量的夹角, δ 是电压 μ 分量与参考输出电压矢量的夹角。

输入电流空间:

$I = d_1 I_\alpha + d_2 I_\beta + d_{10} I_0, \quad d_{10} = 1 - d_1 - d_2 \tag{2}$

输出电压空间:

$U = d_3 U_\mu + d_4 U_\nu + d_{20} U_0, \quad d_{20} = 1 - d_3 - d_4 \tag{3}$

$\alpha \mu$ 、 $\alpha \nu$ 、 $\beta \mu$ 、 $\beta \nu$ 相互嵌套调制形成 4 个占空比:

$d_{13} = d_1 d_3, \quad d_{14} = d_1 d_4, \quad d_{23} = d_2 d_3, \quad d_{24} = d_2 d_4 \tag{4}$

$d_0 = 1 - d_{13} - d_{14} - d_{23} - d_{24}$

式中 d_1 、 d_2 、 d_3 、 d_4 为电流矢量和电压矢量 2 个分量的占空比; d_{10} 、 d_{20} 为零矢量的占空比; d_{13} 、 d_{14} 、 d_{23} 、 d_{24} 为嵌套调制形成的 4 个占空比。

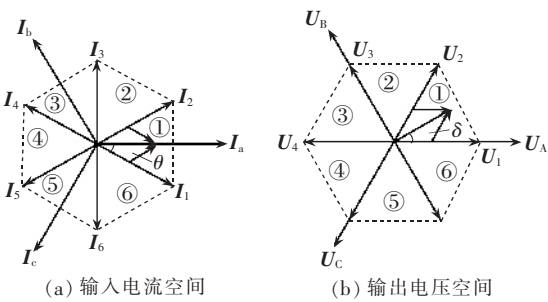


图1 输入电流和输出电压的空间矢量
Fig.1 Space vectors of input current and output voltage

表 1 矩阵变换器空间矢量调制开关状态表
Tab.1 The chart of space vector switch of matrix converter

扇区 组合	$\alpha \mu$	$\beta \mu$	$\alpha \nu$	$\beta \nu$	扇区 组合	$\alpha \mu$	$\beta \mu$	$\alpha \nu$	$\beta \nu$
U_1-I_1	aba	abb	aca	acc	U_4-I_1	bab	baa	cac	caa
U_1-I_2	aca	acc	bcb	bcc	U_4-I_2	cac	caa	cbc	cbb
U_1-I_3	bcb	bcc	bab	baa	U_4-I_3	cbc	cbb	aba	abb
U_1-I_4	bab	baa	ca c	caa	U_4-I_4	aba	abb	aca	acc
U_1-I_5	ca c	caa	c b c	c b b	U_4-I_5	a c a	a c c	b e b	b e c
U_1-I_6	c b c	c b b	a b a	a b b	U_4-I_6	b e b	b e c	b a b	b a a
U_2-I_1	a b b	a a b	a c c	a a c	U_5-I_1	b a a	b b a	c a a	c c a
U_2-I_2	a c c	a a c	b c c	b b c	U_5-I_2	c a a	c c a	c b b	c c b
U_2-I_3	b c c	b b c	b a a	b b a	U_5-I_3	c b b	c c b	a b b	a a b
U_2-I_4	b a a	b b a	c a a	c c a	U_5-I_4	a b b	a a b	a c c	a a c
U_2-I_5	c a a	c c a	c b b	c c b	U_5-I_5	a c c	a a c	b e c	b b c
U_2-I_6	c b b	c c b	a b b	a a b	U_5-I_6	b e c	b b c	b a a	b b a
U_3-I_1	a a b	b a b	a a c	c a c	U_6-I_1	b b a	a b a	c c a	a c a
U_3-I_2	a a c	c a c	b b c	c b c	U_6-I_2	c c a	a c a	c c b	b c b
U_3-I_3	b b c	c b c	b b c	c b c	U_6-I_3	c c b	b e b	a a b	b a b
U_3-I_4	b b a	a b a	c c a	a c a	U_6-I_4	a a b	b a b	a a c	c a c
U_3-I_5	c c a	a c a	a a b	b e b	U_6-I_5	a a c	c a c	b b c	c b c
U_3-I_6	c c b	b e b	a a b	b a b	U_6-I_6	b b c	c b c	b b a	a b a

在正弦波输出条件下,输出线电压最大幅值是输入线电压的 0.866,这也是 MC 理论上的最大电压传输比^[7]。

2 MC 电压空间矢量过调制策略

欲提高电压传输比,需要采用一定的过调制策略。目前,提出的空间矢量过调制方法有许多种,其算法的复杂程度和效果各不相同。Holtz 提出了反馈方法和前馈方法实现过调制,其中反馈方法基于转子磁场定向控制,受电机参数和反馈变量的影响较大;前馈方法将过调制区分为 2 部分,分别采用不同的控制模式,调整输出电压矢量的相位和幅值,控制不受参数影响^[8-9]。本文将这种前馈方法应用在矩阵变换器上。根据文献[10],对应于 MC 的过调制工作区域,亦可根据调制系数 m 的大小,将其分为过调制模式 I ($1.155 < m < 1.212$)和过调制模式 II ($1.212 < m < 1.273$),对应的电压传输比为(0.866~0.95 和 0.95~1)。

2.1 过调制模式 I

为使输出电压保持正弦,电压空间矢量的轨迹尽量保持圆形。电压矢量超出六边形,MC 无法输出这一电压,因此超出六边形部分需强行拉回至六边

形。对强行拉回部分的电压损失进行补偿,可以适当提升调制系数 m' ^[11],如式(5)所示。

$$m' = \left(\frac{2\sqrt{3}-3}{2\sqrt{3}-\pi} \right) m + \left(\frac{3-\pi}{2\sqrt{3}-\pi} \right) \tag{5}$$

图 2(a)所示为过调制 I 区 60° 输出调制范围。 ϕ 是补偿后电压矢量圆形轨迹与六边形交点对应的相角。

$$\phi = \arcsin[\sqrt{3} / (2m')] \tag{6}$$

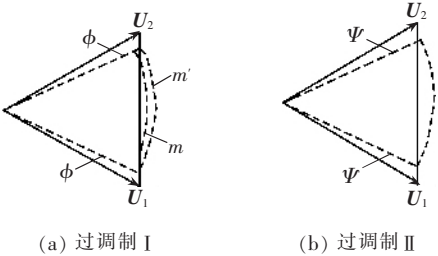


图 2 过调制 I 和过调制 II 60° 调制范围
Fig.2 The range of 60° in overmodulation I, II

该模式下参考电压矢量轨迹为:电压矢量相角在 $[0, \phi]$ 和 $[(60^\circ - \phi), 60^\circ]$ 区间,输出电压矢量轨迹沿电压矢量圆形轨迹,电压矢量相角在其余区间轨迹沿六边形边沿。

超出六边形强行拉回部分占空比按式(7)处理^[11]。

$$d_3 = d'_3 = \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha} \quad (7)$$

$$d_4 = d'_4 = 1 - d'_3$$

2.2 过调制模式 II

当没有区间可以进行电压补偿时,必须采用过调制模式 II。其电压空间矢量轨迹形同六阶梯,为正六边形,但它沿六边形运动的轨迹是不连续的。图2(b)所示为过调制 II 区 60° 输出调制范围。保持角 Ψ ^[8] 计算公式如下:

$$\Psi = \arcsin \left[\frac{m}{2} - \frac{3}{4} \ln \left(\frac{1 + \sin \alpha}{1 - \sin \alpha} \right) \right] \quad (8)$$

保持角 Ψ 控制着有效开关状态保持在最大顶点的时间,可唯一地控制基波电压。该模式下参考电压矢量轨迹为:电压矢量相角在 $[0^\circ, \Psi]$ 和 $[(60^\circ - \Psi), 60^\circ]$ 区间,参考电压矢量保持在顶点,相角在其余区间轨迹沿六边形边沿。当 Ψ 为 30° 时,输出参考电压在每个区间都以最大电压矢量,且保持 60° 时间输出,这就是六阶梯波的输出控制方式。电压传输比达到最大 1.0。

3 MC 输出电压分析

MC 功率因数基本为 1,输入电流正弦的情况下,对合成的电压进行分析。合成的矩阵变换器每个有效开关对输入电流调制同时对输出电压进行调制^[12]。通过对合成开关分析,输出电压是对输入线电压的调制,即在 PWM 周期中用 2 个输入线电压合成输出线电压。利用平均值等效原理^[13],合成的输出线电压为

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = T_0 U_0 + T_1 U_1 + T_2 U_2 \quad (9)$$

式中 T_1, T_2 分别为用于合成的 2 个线电压占空比系数矩阵, T_0 为零矢量占空比系数矩阵; U_0 为零电压, U_1, U_2 是 2 个输入线电压。

不同的扇区用于调制的 2 个输入线电压不同,占空比系数矩阵不同。仍以输入电流在第 1 扇区,输出电压在第 1 扇区分析。2 个用于调制的输入线电压是 U_{ab}, U_{ac}

$$T_0 = [1 - d_{13} - d_{14} - d_{23} - d_{24}] \quad (10)$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} d_{13} + d_{14} \\ -d_{13} \\ -d_{14} \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} d_{23} + d_{24} \\ -d_{23} \\ -d_{24} \end{bmatrix}$$

综合以上输出电压分析,MC 采用过调制提高电压传输比,其实质是改变零矢量作用时间,调整用于调制的 2 个输入线电压占空比系数矩阵。仍以输入电流在第 1 扇区,输出电压在第 1 扇区分析。2 个用于调制的输入线电压是 U_{ab}, U_{ac} 。

无论是采用过调制模式 I,还是采用过调制模式 II,电压空间矢量轨迹在六边形以内运动,仍然存在

零矢量作用时间;在六边形边沿匀速运动,不存在零矢量作用时间。2 个输入线电压占空比系数矩阵 T_1, T_2 如式(11)所示。

$$T_0 = 0, T_1 = \begin{bmatrix} d_1 \\ -d_{13} \\ -d_{14} \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} d_2 \\ -d_{23} \\ -d_{24} \end{bmatrix} \quad (11)$$

过调制模式 II 中保持在最大顶点时,在 U_1 基本矢量停留时间内:

$$T_0 = 0, T_1 = \begin{bmatrix} d_1 \\ -d_1 \\ 0 \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} d_2 \\ -d_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

在 U_2 基本矢量停留时间内:

$$T_1 = \begin{bmatrix} d_1 \\ 0 \\ -d_1 \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} d_2 \\ 0 \\ -d_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

4 系统实验

4.1 Simulink 仿真

仿真条件下输入频率 50 Hz,输入相电压峰值 220 V,输出频率 30 Hz,开关频率 6 kHz,利用 Matlab/Simulink 进行仿真实验。在仿真程序中编制了一个 S 函数,其作用是用来区分线性调制、过调制 I、过调制 II 的工作区域,计算各空间矢量的占空比。图 3 是 S 函数的控制流程图。

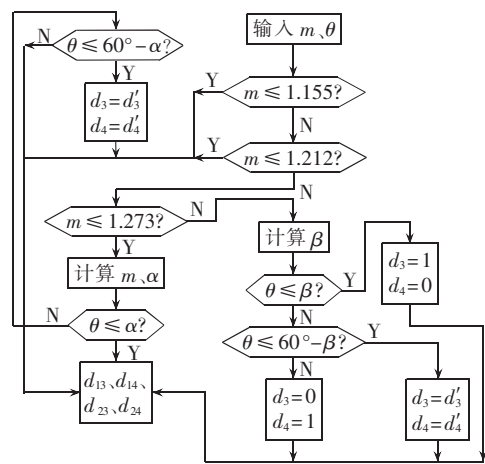


图 3 S 函数控制流程图

Fig.3 Control flow of S function

4.2 样机实验

为验证 MC 的过调制方法,制作了一台样机,其开关器件采用型号为 IMBH60D-100 的 IGBT, IGBT 的驱动芯片采用 EXB 841,控制器采用型号为 TMS320LF2407 的 DSP,4 步换流由 CPLD 实现,型号为 EPM7128SLC84-15,所带负载为 Y90L-4 型电动机,参数为:输入线电压 380 V,额定功率 1.5 kW,额定转速 1420 r/min。样机实验分 4 种情况进行:线性调制 ($0 < m < 1.155$)、过调制模式 I ($1.155 < m < 1.212$)、过调制模式 II ($1.212 < m < 1.273$)、六阶梯波控制模式 ($m = 1.273$),采用型号为 TDS1012 的示波器记录实验波形。样机的实验结果与仿真实验结果基本吻合。

4.3 实验结果分析

分别对 4 种模式下的仿真实验和样机实验所得到的输出线电压波形以及其频谱分布进行了分析,表 2 所示为其基波、3 次、5 次、高次谐波幅值(基波、3 次、5 次、高次谐波频率分别为 30、90、150、6000 Hz)。实验结果表明,用适当的过调制提高 MC 的电压传输比是可行的。通过实验波形分析可知:

a. 由于 MC 拓扑结构为线电压输出,采用空间矢量调制时,线电压输出波形平均值在线性区为正弦形,在过调制区接近梯形波,最大调制系数时为矩形

波,相电压为阶梯波,最大调制系数时为六阶梯波;

b. 过调制后电压传输比明显增大,最大可以达到 1.0,从谐波分析图上可得到基波的幅值,在输入线电压幅值为 380 V 的情况下,可计算出 4 种模式下的电压传输比分别为 0.86、0.94、0.98、1.0;

c. 在线性区,3 次谐波幅值很小,5、7 等奇次谐波幅值较大;

d. 在过调制区,与线性区比较奇次谐波显著增加,随着调制系数增大,5、7、11、13 等奇次谐波幅值随之增加。

表 2 基波、3 次、5 次、高次谐波幅值

Tab.2 The amplitude of fundamental, thrice harmonic, quintic harmonic and high harmonic wave

电压/V	线性区(0<m≤1.155)				过调制 I 区(1.155<m≤1.212)				过调制 II 区(1.212<m<1.273)				六阶梯波(m=1.273)			
	基波	3 次	5 次	高次	基波	3 次	5 次	高次	基波	3 次	5 次	高次	基波	3 次	5 次	高次
线电压	328.5	1.50	14.5	73.6	358	2.25	9.23	77.0	374	1.66	44.9	36.2	380.5	1.07	75.8	4.8
相电压	190.7	0.21	8.22	41.1	206	1.96	5.51	43.6	216	1.41	25.3	20.0	220.0	0.51	43.4	2.5

5 结论

通过对矩阵变换器双空间矢量调制策略的分析,采用电压过调制提高电压传输比是可行的。本文分析了这种调制策略的实质,并进行了仿真实验和样机实验,结果证明本文提出的控制策略能够有效提高电压传输比,电压传输比最大可达 1,并且 3 次谐波很小。虽然高次谐波有所增加,但可通过滤波器滤除,从而获得理想的波形。从应用上分析,过调制模式 I 因其谐波含量不大,有较好的应用价值,其电压传输比可达 0.95。过调制模式 II 则有较大的谐波含量,需加以抑制,或采取其他策略加以消除。

参考文献:

[1] HUBER C, BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.

[2] 刘芙蓉, CHRISTIAN K, FRED 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 Fu-rong, CHRISTIAN K, FRED B. Modeling and simulation of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 62-67.

[3] ISHIGURO A, FURHASHI T, OKUMA S. A novel control method for forced commutated cycle converters using instantaneous values of input line-to-line voltage[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1991, 38(3): 166-172.

[4] HOLTZ J, BOELKENS U. Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable motors[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1989, 36(4): 475-479.

[5] ISHQURO A, FURUBASI T. A novel method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1991, 38(3): 166-172.

[6] 罗振中, 朱建林, 谭平安, 等. 基于 Simulink 基本元件的鼠笼式异步电机仿真研究[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2004, 26(2): 85-87.

LUO Zhen-zhong, ZHU Jian-lin, TAN Ping-an, et al. Computer simulation of squirrel-cage induction motor based on the basic Simulink module[J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2004, 26(2): 85-87.

[7] 兰志勇, 朱建林. 三相稀疏矩阵变换器仿真研究[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2005, 27(3): 110-115.

LAN Zhi-yong, ZHU Jian-lin. Simulation research of three phase matrix converter [J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2005, 27(3): 110-115.

[8] 张艳芳, 林飞, 马志文, 等. 两种 SVPWM 过调制方法的比较研究[J]. 北京交通大学学报, 2005, 9(2): 39-43.

ZHANG Yan-fang, LIN Fei, MA Zhi-wen, et al. Comparison of two space vector pulse width over modulation methods [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2005, 9(2): 39-43.

[9] 童亦斌, 刘京斗. 空间电压矢量 PWM 过调制区连续控制方法研究[J]. 机车电传动, 2004(3): 21-23.

TONG Yi-bin, LIU Jing-dou. Study of continuous control of space voltage vector PWM during over modulation period [J]. Electric Drive for Locomotives, 2004(3): 21-23.

[10] 郭有贵, 喻寿益, 朱建林. 基于改善电压传输比的矩阵变换器研究[J]. 电气传动, 2004(5): 3-6.

GUO You-gui, YU Shou-yi, ZHU Jian-lin. Study for matrix converter based on improving their voltage transfer ratio[J]. Electric Drive, 2004(5): 3-6.

[11] 吴俊, 李圣怡, 潘孟春, 等. 空间电压矢量 PWM 过调制技术的应用与研究[J]. 国防科技大学学报, 2001, 23(2): 111-114.

WU Jun, LI Sheng-yi, PAN Meng-chun, et al. Application and research on over modulation technique for space vector PWM [J]. Journal of National University of Defence Technology, 2001, 23(2): 111-114.

[12] 丁伟, 朱建林, 李志勇, 等. 空间矢量调制的矩阵式变换器的仿真模型[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2002, 24(3): 100-103.

DING Wei, ZHU Jian-lin, LI Zhi-yong, et al. Simulation model of matrix converter with space vector modulated control strategy [J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2002, 24(3): 100-103.

[13] 陈希有, 丛树久, 陈学允. 双电压合成矩阵变换器特性与电压扇区的关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9): 63-67.

CHEN Xi-you, CONG Shu-jiu, CHEN Xue-yun. The analysis of the relationship between the voltage sectors and the performances of the matrix converter based on two voltage synthesis [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 63-67.

(责任编辑: 柏英武)

作者简介:

陈罗湘(1965-), 男, 湖南湘潭人, 高级工程师, 主要从事电气工程与电力电子技术研究(E-mail: clxclx10@21cn.com);

朱建林(1942-), 男, 湖南湘潭人, 教授, 博士研究生导师, 主要从事电力电子与电力传动技术、计算机控制方面的研究(E-mail: zhulili0884@sina.com.cn)。

Application of matrix converter based on over modulation

CHEN Luo-xiang¹, ZHU Jian-lin²

(1. Department of Information Engineering, Xiangtan Polytechnic
Technology College, Xiangtan 411102, China;

2. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: The matrix converter is a novel electronic power converter, but its low voltage transfer ratio (<0.866) limits the application. The fundamental principle of the pulse width modulation based on the double-space vector is firstly introduced. Based on it, the over modulation is presented for the matrix converter and the output voltage transfer characteristic and its harmonic distribution are then studied. Through simulation with Matlab/Simulink and the prototype test, output line voltage waveforms and their harmonic distributions are compared under four conditions as follows: the linear modulation ($0 < m < 1.155$, m is the modulation coefficient), over modulation mode I ($1.155 < m < 1.212$), over modulation mode II ($1.212 < m < 1.273$) and 6-level harmonic control ($m = 1.273$). Their calculated voltage transfer ratios are 0.86, 0.94, 0.98 and 1.0 respectively. Finally, results show that, the over modulation mode I is worthy for its few harmonics, while large numbers of harmonics of the over modulation mode II need to be suppressed.

This project is supported by the Excellent Youth Foundation of Education Office of Hunan Province (05B006).

Key words: matrix converter; space voltage vector; voltage transfer ratio; over modulation