

双级矩阵变换器的过调制策略

栗梅, 李丹云, 孙尧, 余岳, 桂卫华

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省长沙市 410083)

Analysis of the Overmodulation Strategy for Two-stage Matrix Converter

SU Mei, LI Dan-yun, SUN Yao, YU Yue, GUI Wei-hua

(College of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: Aim to the low voltage transfer ratio problem of the conventional modulation method, a modulation method to enhance voltage transfer ratio of dual stage matrix converter is proposed without changing the topology. The proposed control method is divided into two control stages. Conventional current space vector modulation (SVM) is used for rectifier stage. In inverter stage, a two-level control, linear modulation level and over-modulation level, is used according to different required voltage transfer ratio. The over-modulation level is combined with two over-modulation sections, over-modulation section I and over-modulation section II, both of which are implemented by different inverter stage modulation methods. Over-modulation is theoretically analyzed. Simulation and experimental results demonstrate that the output fundamental voltage can be accurately controlled with small total harmonic distortion and good input/output current quality.

KEYWORDS: dual stage matrix converter; space vector modulation; voltage transfer ratio; overmodulation; total harmonic distortion

摘要: 针对双级矩阵变换器常规调制策略电压传输比低的问题,在不改变双级矩阵变换器拓扑结构的前提下,该文提出了一种可以提高电压传输比的双级矩阵变换器调制策略。该调制策略将双级矩阵变换器分为两级控制:整流级采用常规电流空间矢量合成法;逆变级根据电压传输比的不同要求将电压空间矢量调制区域分为线性调制区和过调制区。根据过调制程度要求的不同,又将过调制区域分为过调制区域 I 和过调制区域 II,各个区域分别采用不同的调制模式控制逆变级的输出。论文从理论上分析了过调制策略的原理。仿真和实验结果表明,双级矩阵变换器过调制时输出电压基波可以精确控制,谐波畸变率比较小,输入输出电流波形质量好。

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674065); 湖南省自然科学基金项目(05JJ30102); 湖南省科技攻关计划项目(05GK3035)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(60674065).

关键词: 双级矩阵变换器; 空间矢量调制; 电压传输比; 过调制; 谐波畸变率

0 引言

双级矩阵变换器是近几年在单级矩阵变换器基础上发展起来的一种新型拓扑结构的电力变换器。它不仅具备了单级矩阵变换器的优良特性:能量可以双向流通、正弦输入输出电流、可控的输入功率因数、结构紧凑,体积小,而且克服了单级矩阵变换器存在的钳位电路庞大,换流控制复杂等不足,成为目前最有发展潜力的一种电力变换器。

双级矩阵变换器可以应用到变频调速、电力系统无功功率调节、风力发电等众多电力变换场合。尤其在交流调速系统中,使用双级矩阵变换器驱动异步电动机,一方面能够实现较好的传动性能,另一方面也可满足日益严格的电网电能质量的要求。

但是目前双级矩阵变换器最大电压传输比仅为 0.866,电压利用率比较低^[1-7],无法满足诸多电气设备额定运行的要求,成为推广矩阵变换器应用的主要障碍。双级矩阵变换器由整流级和逆变级两级变换电路组成,如图 1 所示。在整流级和逆变级之间安插 DC/DC 环节可以提高电压传输比^[8-9],但该方法需要额外的辅助电路,同时也增加了系统控制的复杂度,不利于工程化应用。

受逆变器过调制策略的启发^[10-12],在不改变双级矩阵变换器拓扑结构的前提下,本文提出了一种可以提高电压传输比的双级矩阵变换器调制策略。该调制策略将双级矩阵变换器分为两级控制,整流级仍采用常规电流空间矢量合成法,逆变级根据电压传输比的不同要求将电压空间矢量调制区域分为线性调制区和过调制区。常规的调制方法^[1-7,13-14]只

利用了线性调制区，所以电压传输比较低。本文提出了双级矩阵变换器过调制算法，可将双级矩阵变换器的电压传输比大大提高，这对提高调速系统动态性能、扩大稳态运行区域有重要意义。根据过调制度要求的不同，将过调制区域分为过调制区域 I 和过调制区域 II，各个区域可采用不同的调制模式控制逆变级的输出。论文从理论上分析了过调制策略的原理，仿真和实验结果表明，双级矩阵变换器过调制时输出电压基波可以精确控制，谐波含量比较小，输入输出电流波形质量好。

1 双级矩阵变换器拓扑结构

双级矩阵变换器由整流和逆变两级变换电路组成，中间直流侧无储能元件。在中间直流电压始终控制为上正下负的条件下，逆变级可以采用传统电压型逆变器结构^[1-2]。图 1 为 15 开关的双级矩阵变换器拓扑结构。如果在中间直流电流极性为正的条件下，开关个数可以进一步减少到 12 个和 9 个^[1]。

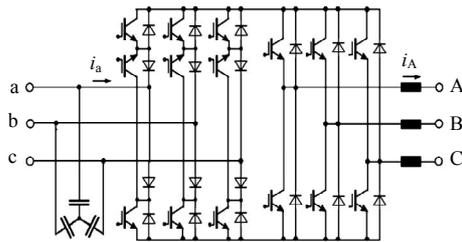


图 1 15 开关的双级矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 15-Switches topology of dual stage matrix converter

2 双级矩阵变换器过调制策略

2.1 整流级电流空间矢量调制

为了叙述方便，定义双级矩阵变换器的电压传输比 q 为

$$q = U_{ref} / U_{im} \quad (1)$$

式中： U_{im} 表示输入电压矢量幅值； U_{ref} 为参考电压矢量幅值。

整流级调制的目的是在产生给定输入功率因数的三相平衡正弦的输入电流的同时，保证中间脉动直流平均值最大。整流级采用电流空间矢量调制策略^[15]，如图 2(a)所示，占空比计算如下：

$$\begin{cases} d_\gamma = m_I \sin(\pi/3 - \theta_{in}^*) \\ d_\delta = m_I \sin \theta_{in}^* \\ d_0 = 1 - d_\gamma - d_\delta \end{cases} \quad (2)$$

式中： m_I 为整流级的调制系数； θ_{in}^* 为希望输入电流在每个区间的扇区角。

为了提高双级矩阵变换器整流级的电压传输能力，令 $d_\gamma + d_\delta = 1$ ，所以式(2)变为

$$\begin{cases} d_\gamma^R = \sin(\pi/3 - \theta_{in}^*) / \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*) \\ d_\delta^R = \sin(\theta_{in}^*) / \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*) \end{cases} \quad (3)$$

中间直流侧平均电压值为

$$U_{dc} = d_\gamma^R \cdot U_{line_\gamma} + d_\delta^R \cdot U_{line_\delta} \quad (4)$$

其中，为了充分利用三相输入电压，本文选取的 U_{line_γ} 、 U_{line_δ} 为采样时刻绝对值最大的两个线电压，具体如图 2(a)所标示。

将式(3)代入式(4)得

$$U_{dc} = \frac{3U_{im} \cos \psi_i}{2 \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*)} \quad (5)$$

式中 ψ_i 为输入功率因数角。为便于分析，本文令 $\psi_i = 0$ ，即使双级矩阵变换器的输入端为单位功率因数。

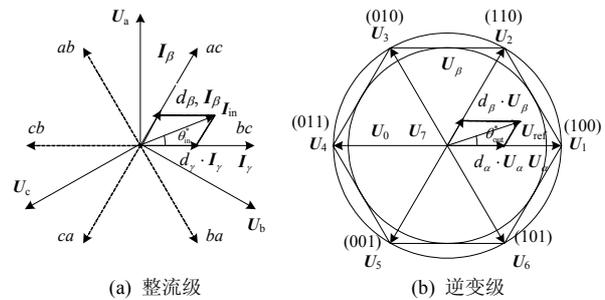


图 2 SVPWM 调制

Fig. 2 SVPWM modulation

2.2 逆变级电压空间矢量调制策略

2.2.1 线性调制区域 ($0 < q \leq 0.866$)

当 $0 < q \leq 0.866$ 时，双级矩阵变换器逆变级采用空间矢量线性调制策略^[15-16]。

类似整流级空间矢量调制方法，如图 2(b)所示，占空比计算结果如下：

$$d_\alpha = \sqrt{3} \frac{U_{ref}}{U_{dc}} \sin(\pi/3 - \theta_{out}^*) = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin(\pi/3 - \theta_{out}^*) \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*) \quad (6)$$

$$d_\beta = \sqrt{3} \frac{U_{ref}}{U_{dc}} \sin(\theta_{out}^*) = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin(\theta_{out}^*) \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*) \quad (7)$$

$$d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (8)$$

式中 θ_{out}^* 为参考输出电压的扇区角。

在线性调制区域中要求满足

$$d_\alpha + d_\beta \leq 1 \quad (9)$$

将式(6)和(7)代入式(9)，可以得到

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{\cos(\pi/6 - \theta_{out}^*) \cos(\pi/6 - \theta_{in}^*)} \quad (10)$$

从式(10)可知, 最大电压传输比 $q_{\max}=0.866$ 。当 $q < 0.866$, 参考电压矢量 U_{ref} 终点轨迹位于六边形内切圆内; 当 $q=0.866$ 时, 参考电压矢量 U_{ref} 终点轨迹是六边形的内切圆。

由于中间平均直流电压是由两个线电压合成, 所以实际调制过程中逆变级也要分两部分来调制, 占空比变为

$$\begin{cases} d_0^\gamma = d_0 \cdot d_\gamma^R \\ d_\alpha^\gamma = d_\alpha \cdot d_\gamma^R \\ d_\beta^\gamma = d_\beta \cdot d_\gamma^R \\ d_\beta^\delta = d_\beta \cdot d_\delta^R \\ d_\alpha^\delta = d_\alpha \cdot d_\delta^R \\ d_0^\delta = d_0 \cdot d_\delta^R \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} d_\beta^\delta = d_\beta \cdot d_\delta^R \\ d_\alpha^\delta = d_\alpha \cdot d_\delta^R \\ d_0^\delta = d_0 \cdot d_\delta^R \end{cases} \quad (12)$$

整流级和逆变级在一个采样周期内占空比序列如图 3 所示。这样安排逆变级零矢量的位置可以实现整流级零电流换流。

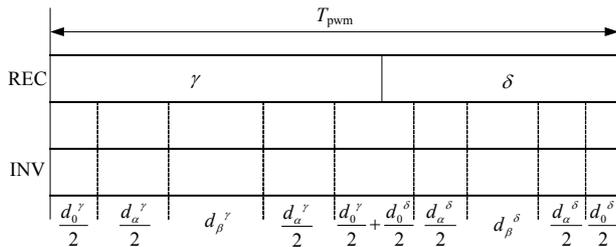


图 3 双级矩阵变换器整流级和逆变级开关状态顺序
Fig. 3 Combination of the switching state succession in dual stage matrix converter

2.2.2 过调制区域 ($0.866 < q \leq 0.955$)

(1) 过调制模式 I ($0.866 < q \leq 0.9085$)。

当调制比 $q > 0.866$ 时, 双级矩阵变换器进入过调制状态。为了使逆变级输出电压基频达到期望值, 在过调制模式 I 中, 假设一个电压矢量 U^* , 如图 4 所示。

图 4 的左半平面为 1/4 周期调制电压矢量轨迹描述, 右半平面为该调制矢量在实轴上的投影, 若将 a 相与实轴重合, 即为 a 相的时域描述。当 U^* (实线) 轨迹在六边形内, 也即在 $0 \sim \alpha_r, \pi/3 - \alpha_r \sim \pi/3 + \alpha_r$ 就直接合成 U^* ; U^* 轨迹超出六边形的那部分, 将其拉回到六边形上, 沿六边形移动, 缩短幅值, 保持相角和期望输出电压 U_{ref} 一致。其中 α_r 表示 U^* 和六边形交点与最近的六边形顶点之间的夹角。

求解 U^* 与 q 的关系, 即 α_r 与 q 的关系, 是实现该调制策略的关键。由于调制信号具有偶对称和半波

对称性, 对 a 相信号的傅立叶分析就可以简化为对 a 相信号的 1/4 周期信号进行傅立叶分析。因此, a 相信号的基波信号可表示为

$$U_1 = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_r} r \cos^2 \theta d\theta + \int_{\alpha_r}^{\pi/3 - \alpha_r} U_{\text{dc}} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{\cos^2 \theta}{\sin(\pi/3 + \theta)} d\theta + \int_{\pi/3 - \alpha_r}^{\pi/3 + \alpha_r} r \cos^2 \theta d\theta + \int_{\pi/3 + \alpha_r}^{\pi/2} U_{\text{dc}} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} d\theta \right) \quad (13)$$

式中 $r = \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3}} / \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_r)$ (14)

且 $q = \frac{3U_1}{2U_{\text{dc}}}$ (15)

从式(13)、(14)可以导出 q 与 α_r 间的关系:

$$q = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_r} \frac{\cos^2 \theta}{\cos(\pi/6 - \alpha_r)} d\theta + \int_{\alpha_r}^{\pi/3 - \alpha_r} \frac{\cos^2 \theta}{\sin(\pi/3 + \theta)} d\theta + \int_{\pi/3 - \alpha_r}^{\pi/3 + \alpha_r} \frac{\cos^2 \theta}{\cos(\pi/6 - \alpha_r)} d\theta + \int_{\pi/3 + \alpha_r}^{\pi/2} \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} d\theta \right) \quad (16)$$

通过上式可以求得 α_r , 但非线性极强, 在工程应用中通常用分段线性化或查表进行近似处理。 α_r 与 q 的关系如图 5 所示。可是看出当 $\alpha_r=0$ 时, 电压传输比达到最大, 为 $q=0.9085$ 。

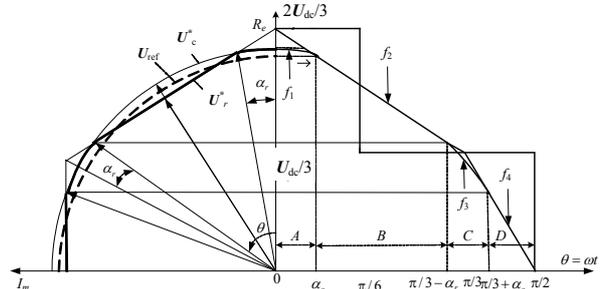


图 4 过调制模式 I 矢量轨迹及平均相电压
Fig. 4 Trajectory of reference voltage vector and phase voltage waveform in overmodulation mode I

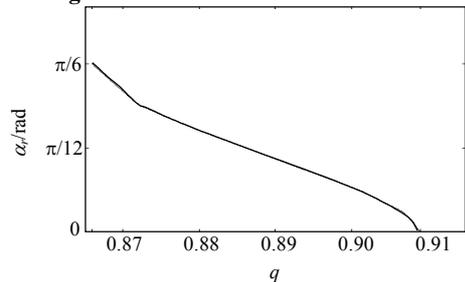


图 5 α_r 与 q 的关系
Fig. 5 Reference angle with regard to voltage transfer ratio

(2) 过调制模式 II ($0.9085 < q \leq 0.955$)。

当 $q > 0.9085$ 时, 逆变级进入过调制模式 II。假设一个调制电压矢量 U^* , 如图 6 左半平面虚线所示, U^* 轨迹与六边形交于 A 点, 设 A 点与六边形顶点夹角为 α_h 。当 U^* 轨迹位于六边形区域内时,

逆变级输出矢量按最近的六边形顶点矢量调制；当 U_c^* 轨迹超出六边形时，将调制输出电压矢量拉回到六边形上，沿六边形移动。按此方法进行调制的波形如图6右半平面黑粗线所示(f_1, f_2, f_3, f_4 四段)，令该1/4周期调制波的基波幅值与希望参考电压幅值相等，可以得到式(17)中 α_h 与 q 的关系。如图7所示。 α_h 可在 $0 \sim \pi/6$ 之间变化，当 $\alpha_h = \pi/6$ 时达到六步模式，最大电压传输比 $q \approx 0.955$ 。

$$q = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_h} \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta d\theta + \int_{\alpha_h}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_h} \frac{\cos^2 \theta}{\sin(\pi/3+\theta)} d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_h}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_h} \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_h}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} d\theta \right) \quad (17)$$

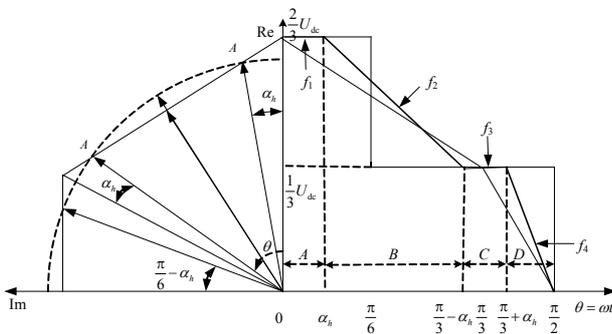


图6 过调制模式II矢量轨迹及平均相电压

Fig. 6 Trajectory of reference voltage vector and phase voltage waveform in overmodulation mode II

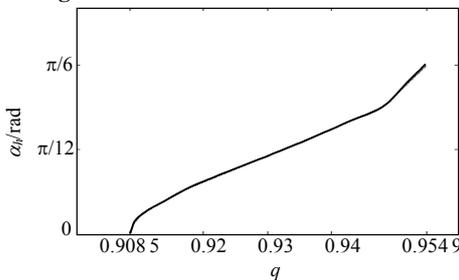


图7 α_h 与 q 的关系

Fig. 7 Holding angle with regard to voltage transfer ratio

2.3 双级矩阵变换器过调制策略的进一步扩展

研究直流端电压 U_{dc} 的表达式(5)，可以发现它是六倍于矩阵变换器输入电源频率的脉动直流，在前面所涉及到的调制方法中均采用了在逆变级实时修正电压调制比的方法来抑制直流的脉动，实际利用直流为 $U_{dc} = 3U_{im}/2$ 。如果电源频率远高于输出频率，调制时输出无需补偿直流脉动，逆变级可充分利用的中间直流电压值，实际调制输出的电压传输比可以大于0.955，但它是一个关于变换器输入、输出频率以及输出电压矢量初始相位的复杂时变函数，难以精确控制，且输入输出波形畸变程度增大，只适用于某些仅对电压利用率有较高需求的场合。

如果进一步放宽对输入电流质量的要求，整流

部分运行于六步模式，类似于直流环节无电容的三相全桥不可控整流情形，直流电压 $U_{dc} = \max(|u_{sa} - u_{sb}|, |u_{sa} - u_{sc}|, |u_{sc} - u_{sb}|)$ ，这种情形下的电压传输比可以继续提高。

2.4 双级矩阵变换器过调制策略的基本实现过程

基本实现过程如图8所示，由控制系统产生输出调制电压矢量，图中方块二是预处理模块，负责算法调度以及产生虚拟调制电压矢量。按照图3提出的脉冲序列安排，即使在过调制期间，仍然能保证零电流换流，所以无需任何硬件改进，算法依然安全可靠。

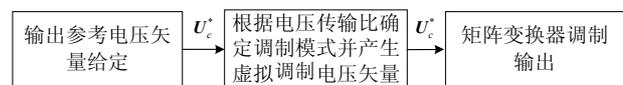


图8 基本调制流程

Fig. 8 Fundamental modulation procedure

3 仿真与实验结果

基于上述控制策略，在Matlab Simulink环境下建立了系统的仿真模型。仿真参数为：输入为三相电源，其相电压为220 V/50 Hz；输入采用RLC滤波器，其滤波电阻 R 为0.2 Ω ，滤波电感 L 为0.5 mH，滤波电容 C 为30 μF ；负载为三相对称阻感负载，每相电阻 R 为10 Ω ，电感 L 为5 mH；PWM周期为0.1 ms；输入功率因数角 $\psi = 0$ ；仿真算法为ode15 s。将期望电压传输比 q (即参考电压) 从线性调制区域到过调制区域I再到过调制区域II按不同程度递增进行时域仿真，并对双级矩阵变换器系统输出线电压和输入电流进行快速富氏分析，仿真数据和分析结果如表1所示。

从表1中可以看出，在线性调制区域输出电压谐波畸变率(不超过1%)和输入电流谐波畸变率(不超过4%)都较小。进入过调制模式后，波形质量随着电压传输比的提高稍有下降，但仍然满足工程应用的要求。表1中的倒数第二行，反映的是充分利用中间直流电压值(未补偿直流脉动)的情况，电压传输比可以大于0.955，但由于算法复杂，很难对双级矩阵变换器输出电压基波进行精确控制。表中最后一行是整流级采用六步调制方法的情况，可以看出电压传输比可以大大提高，但是输入输出波形畸变程度大。

在本实验室自主研发的双级矩阵变换器样机上，进行了具体的实验研究。图9为某一过调制区域I的双级矩阵变换器输入电流波形和输出电压波形，从图9可以看出，双级矩阵变换器输入电流波

形和输出电压波形质量较好。图 10(a)、(b)和(c)分别为线性调制区域、某一过调制区域I和某一过调制区域II的双级矩阵变换器输出电压的 FFT 分析结果，由图中的 FFT 分析结果可以看出本文提出的双级矩阵过调制算法可以将基波电压幅值明显提高(可在线性调制极限值的基础上提高 10%左右)，但

表 1 仿真数据和分析结果
Tab. 1 Simulation data and analysis results

电压 传输比 q	参考线电压		输出电压 压基波/V	输出电压 $\eta_{THD}/\%$ FFT分析频率 上限 1500 Hz	输入电流 $\eta_{THD}/\%$ FFT分析频率 上限 1500 Hz
	幅值/V	频率/Hz			
0.500	269.4	30	268.6	0.90	3.79
0.750	404.2	30	400.2	0.82	2.25
0.866	466.7	30	459.9	0.89	2.26
0.900	485.0	30	476	2.95	5.54
0.9085	489.8	30	480.3	4.21	7.96
0.920	495.8	30	486.9	8.40	12.42
0.950	511.9	30	501.6	23.18	14.29
0.955	514.6	30	503.8	30.85	21.47
>0.955(未补 偿直流脉动)	—	30	530.2	31.65	21.48
>0.955(整流级 六拍调制)	—	30	552.9	34.08	59.74
	—	60	552	36.71	67.05

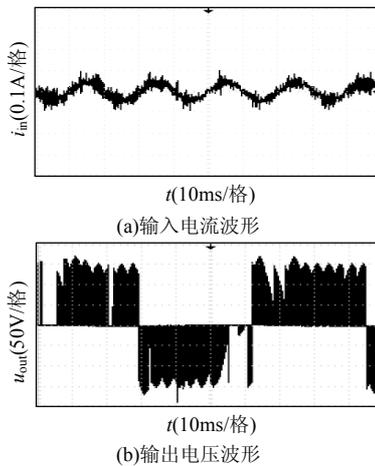
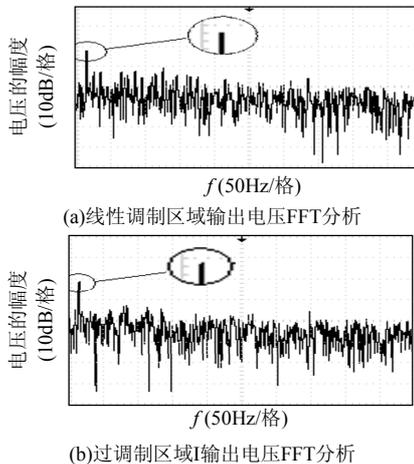
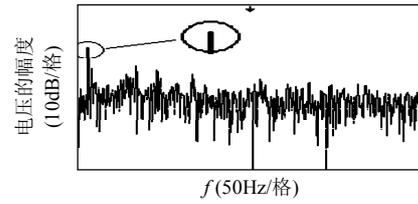


图 9 过调制模式 I 的输入电流和输出电压
Fig. 9 Input current and output voltage in overmodulation mode I



(b)过调制区域I输出电压FFT分析



(c)过调制区域II输出电压FFT分析

图 10 输出电压 FFT 分析
Fig. 10 Output voltage FFT analysis

其他谐波成分并没有明显提高，波形质量较好。

4 结论

该方法在无需增添任何硬件条件，最大电压传输比从0.866提高到0.955(电压传输比高于0.955时不是本文的重点)。而且输入电流、输出电压波形质量较高，算法计算量小，换流简单，非常适合用作异步电机的传动电源，同时也可提高电动机的动态响应速度、调速范围以及拖动负载能力。

参考文献

- [1] Wei L, Lipo T A. Matrix converter with reduced number of switches [C]. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Australia: PESC. 2002.
- [2] Wei L, Lipo T A. A novel matrix converter with simple commutation [C]. Proceedings of 36th IEEE Industry Applications Society Conference, Chicago, IL, USA, 2001.
- [3] Kolar J W, Baunman M, Schafmeister F, et al. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter[C]. Proceedings of APEC'02, Dallas, TX, USA, 2002.
- [4] Klumpner C, Blaabjerg F. A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 3(6): 86-92.
- [5] Klumpner C. Control of a two-stage direct power converter with a single voltage sensor mounted in the intermediary circuit[C]. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, 3: 2386-2392.
- [6] 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): 165-169.
Wang Yi, Chen Xiyu, 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): 165-169(in Chinese).
- [7] 李志勇, 朱建林, 易灵芝, 等. 空间矢量调制的矩阵式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(in Chinese).
- [8] Klumpner C. A new class of hybrid AC/AC direct power converter [C]. Fortieth IAS Annual Meeting, Hong Kong, China, 2005.
- [9] Klumpner C. A new generalized two-stage direct power conversion topology to independently supply multiple AC loads from multiple power grids with adjustable power loading[C]. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Archen, Germany, 2004.
- [10] Lee D C, G-Myoung Lee. A novel overmodulation technique for

- space-vector PWM inverters[J]. IEEE transactions on Power Electron, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [11] Nho N V. Two-mode overmodulation in two-level voltage source inverter using principle control between limit trajectories[C]. Proceedings of PEDS2003, Novotel Apollo Hotel, Singapore, 2003.
- [12] Bolognani S. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.
- [13] 粟梅, 许新东, 李丹云, 等. 双级矩阵变换器驱动异步电动机的特性分析[J]. 中南大学学报, 2005, 36(8): 658-663.
Su Mei, Xu Xindong, Li Danyun, et al. Performance analysis of Two-stage Matrix Converter driven asynchronous motor[J]. Journal of Central South University, 2005, 36(8): 658-663(in Chinese).
- [14] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 84-90.
Deng Wenlang, Yang Xinrong, Zhu Jianlin, et al. Space vector modulation strategy of two stage matrix converter with 18 switches and its simulation study[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 84-90(in Chinese).
- [15] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
Yang Guijie, Sun Li, Cui Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83(in Chinese).
- [16] 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 Xiyou, Cong Shujiu, Chen Xueyun. The analysis of the relationship between the voltage sectors and the performances of matrix converter based on two-voltage synthesis[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 63-67(in Chinese).

收稿日期: 2007-03-29。

作者简介:

粟梅(1967—), 女, 博士, 教授, 从事电力系统自动化、电力电子及电力传动方面的研究, sumeicsu@yahoo.com.cn;

李丹云(1981—), 女, 硕士研究生, 从事电力电子变换技术方面的研究;

孙尧(1981—), 男, 硕士研究生, 从事非线性控制在电力电子方面的应用研究;

余岳(1978—), 男, 硕士研究生, 从事电力电子变换技术方面的研究;

桂卫华(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 从事复杂工业过程建模与优化控制等研究。

(编辑 王彦骏)