

# 基于最优马尔可夫链的 双级四脚矩阵变换器随机载波调制策略

孙尧, 粟梅, 夏立勋, 危韧勇, 桂卫华  
(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083)

## Chain Randomized Carried Modulation Strategy for Four-leg Matrix Converter Based on Optimal Markov

SUN Yao, SU Mei, XIA Li-xun, WEI Ren-yong, GUI Wei-hua  
(School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

**ABSTRACT:** In order to reject the zero sequence and negative sequence disturbance due to unbalanced load, a solution using two-stage four-leg matrix converter based on carrier modulation strategy was proposed. In order to improve the comprehensive performance of power converter system, a randomized carried modulation strategy based on Markov chain for four-leg matrix converter was proposed. This modulation is an optimal randomized carried modulation strategy taking the random transient matrix as variables, and taking the output voltage waveform quality and switching times as optimized objectives. An approximate expression is used because of the complexity of performance index's mathematic description, which, on the one hand, is able to reflect the real performance of the system; on the other hand, simplifies the optimization problem. This strategy has such advantages as less computation burden and easier realization compared with three-dimensional space vector modulation and reduced electro-magnetic interference. Simulation and experimental results verify the feasibility of the proposed method.

**KEY WORDS:** three-dimension space vector modulation; two-stage four-leg matrix converter; random carrier modulation; Markov chain; multi-optimization

**摘要:** 为了抑制不平衡负载中的零、负序扰动, 提出一种基于载波调制的双级四脚矩阵变换器解决方案; 为了提高功率变换系统的综合性能, 提出一种基于最优马尔可夫链的随机载波四脚矩阵变换器调制策略。该调制策略是一种以随机过度矩阵为优化变量, 以开关次数和输出电压波形质量为综合

优化目标的优化调制策略, 同时能一定程度地减轻电磁干扰问题。由于各性能指标的精确解析描述过于复杂, 采用一种近似描述的方法, 一方面能有效反映系统的真实性能, 另一方面极大简化了优化任务。仿真与实验结果验证了该方法的正确性。

**关键词:** 三维空间矢量调制; 双级四脚矩阵变换器; 随机载波调制; 马尔可夫链; 多目标优化

## 0 引言

由于传统  $3 \times 3$  结构矩阵变换器<sup>[1-5]</sup>无法提供物理上的零序通道及抑制零序扰动, 因此, 无法适用于不平衡或非线性负载条件下提供三相对称输出电压的特殊应用场合。针对这一问题, 文献[6-7]提出了  $3 \times 4$  矩阵变换器及其三维空间矢量的调制策略, 由于系统新增了一条桥臂, 满足基本约束的基本矢量从 27 种增加到了 81 种, 算法涉及坐标变换、棱柱体和四面体等的辨识、投影矩阵<sup>[8]</sup>以及占空比计算等一系列复杂处理过程。本文受到双级矩阵变换器具有物理上的逆变级<sup>[9-10]</sup>的启发, 在现有的双级矩阵变换器逆变级上增添一个桥臂, 并将新增桥臂中点  $N$  与负载中性点连在一起生成新的拓扑——逆变级具有四脚的双级矩阵变换器, 该新型拓扑相比  $3 \times 4$  矩阵变换器拓扑开关数目大为减少, 成本上占有较大优势, 提出了基于载波<sup>[11]</sup>的调制策略, 算法大大简化。

矩阵变换器作为电力电子家族的一员, 其调制基础为脉宽调制技术, 由于其工作波形为一系列高速窄脉冲, 含有丰富的谐波成份, 同时由于系统不可避免的存在着寄生电感、电容, 伴随高速开关而产生的

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674065)。

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

$di/dt$ 、 $du/dt$ ，将一并导致严重的电磁干扰<sup>[12-14]</sup>。为了满足电磁兼容性的需求，可以在系统硬件设计制作上采取一些被动的处理办法减轻电磁干扰水平，如采用层叠母线降低寄生电感、增大驱动电阻以及设计合适的缓冲电路等。随机调制技术<sup>[13,15]</sup>是电力电子系统中常见的降低系统电磁干扰的主动性方法。本论文将随机调制技术和双级矩阵变换器调制策略的特点有机结合，提出基于马尔可夫链随机载波调制策略，有效地改善了双级四脚矩阵变换器的输出电压质量，提高了系统的电磁兼容性。

## 1 双级四脚矩阵变换器的调制策略

### 1.1 整流级策略

双级四脚矩阵变换器的拓扑结构如图 1 所示，双级四脚矩阵变换器的调制策略分整流级和逆变级两级调制。矩阵变换器整流级调制的目的是产生幅值较大的上正下负的中间直流同时，保证三相输入电流平衡、正弦以及输入功率因数可控，本文取输入电压输入电流同相位。整流级采用电流空间矢量调制策略，其类似电压空间矢量合成<sup>[2]</sup>，参考图 2 占空比计算得

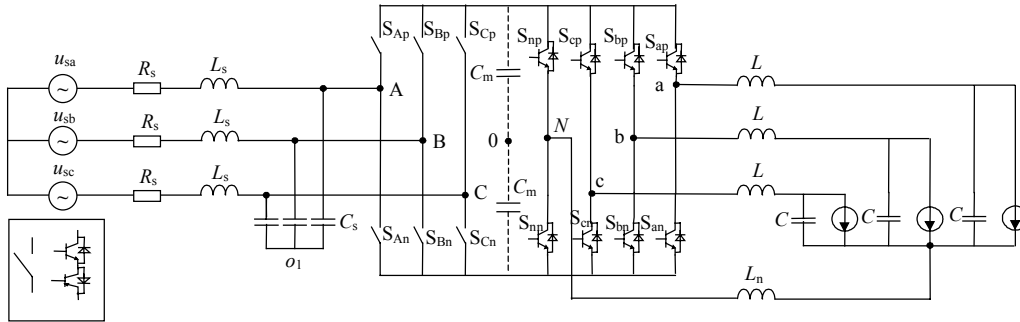


图 1 四脚矩阵变换器拓扑结构图

Fig. 1 Two-stage four-leg matrix converter topology diagram

$$d_\gamma = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6) \quad (1)$$

$$d_\sigma = \cos(\theta - k\pi/3) \quad (2)$$

式中： $k$  值为  $\theta$  所在的扇区号； $\theta$  为电流参考矢量的绝对相角。

为了保证整流调制无显式的零矢量，将式(1)和(2)进行归一化操作得

$$d_{\gamma 1} = d_\gamma / (d_\sigma + d_\gamma) \quad (3)$$

$$d_{\sigma 1} = d_\sigma / (d_\sigma + d_\gamma) \quad (4)$$

图 2 中相位角  $\theta$  的参考矢量表示输入电压矢量在第 I 扇区的情况，中间平均直流电压为

$$u_{dc} = u_{AB} d_{\gamma 1} + u_{AC} d_{\sigma 1} \quad (5)$$

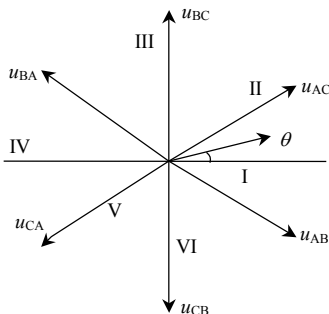


图 2 电流空间矢量合成示意图

Fig. 2 Current space vector diagram

### 1.2 逆变级策略

#### 1.2.1 调制波的求取

在图 1 中， $0$  点电势是虚拟的直流电压中点电

势， $u_{i0}$  为调制电压(即调制波)， $u_{iN}$  为输出参考电压， $u_{N0}$  为零序信号(偏置电压)，根据基尔霍夫电压定律，可得式(6)。

$$u_{i0} = u_{iN} + u_{N0}, \quad i \in \{a, b, c\} \quad (6)$$

由式(6)可知，调制电压由输出参考电压和零序信号相加而成，因此，调制电压的求取可以转化为输出参考电压的求取和零序信号的求取。输出参考电压  $u_{iN}$  的求取方法将另文发表，而零序信号  $u_{N0}$  是该系统调制信号  $u_{i0}$  的另一个自由度，可以通过适当选取零序信号，得到各种微观性能不同的调制输出电压。由图 1 可知， $u_{iN}$ 、 $u_{N0}$ 、 $u_{i0}$  的取值应该满足式(7)。

$$\begin{cases} -u_{dc} \leq u_{iN} \leq u_{dc} \\ -0.5u_{dc} \leq u_{i0} \leq 0.5u_{dc} \\ -0.5u_{dc} \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} \end{cases} \quad (7)$$

式中  $u_{dc}$  为中间直流电压。联立式(6)、(7)，求得零序信号的取值范围，应满足式(8)，更具体的表达式如式(9)。通过适当选取零序信号，可以得到各种性能不同的调制输出，如最小输出电压谐波畸变率、最小开关损耗和较低共模电压等。本文所用到的零序信号都按式(10)选取。

$$\begin{aligned} -0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} - \\ \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{cases} -0.5u_{dc} \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} - \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}), \\ \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) > 0 \\ -0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc}, \\ \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) < 0 \\ -0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} - \\ \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}), \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

$$u_{N0} = \begin{cases} \frac{-\max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN})}{2}, \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) > 0 \\ \frac{-\min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN})}{2}, \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) < 0 \\ \frac{-\max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN})}{2}, \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

1.2.2 载波方式及开关序列同步化

基于空间矢量合成策略的开关顺序的灵活性在于零矢量的位置摆放。对应的本文调制策略下该灵活性就取决于载波的形状。以等腰载波和直角载波2种情况为例，结合双级矩阵变换器调制策略的特点可知，一个调制周期中的2个子载波存在不同的组合，如图3所示，有8种基本情况。图3(a)中载波是等腰三角形，在每个子调制周期里表现出对称性，因此输出电压的谐波相对较少；图3(c)中载波为直角三角形，这种开关顺序的一个最主要的优点在于它的开关次数少，每个桥臂上的开关在一个采样周期中仅仅动作2次，较之上一种情况少了一半。由图3可知，这些组合的零矢量都分布两侧，因此所有这些开关顺序都可以实现零电流换流，便于工程实现。

图4为在A型载波下的该双级四脚矩阵变换器的一种典型同步化序列，图中 $d_{\gamma 1}$ 、 $d_{\sigma 1}$ 为子调制周期， $u_{a0}$ 、 $u_{b0}$ 等是调制波。由于载波的对称性，逆变端上桥臂开关在每个子调制周期的两端均关闭，

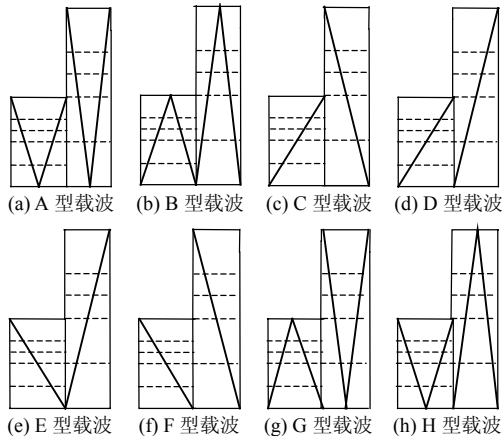


图3 几种载波方式示意图  
Fig. 3 Several carrier waveforms

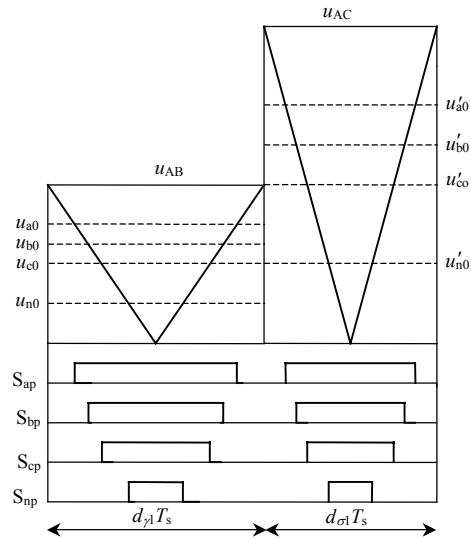


图4 载波调制开关同步示意图  
Fig. 4 Switch synchronization diagram based on carried modulation

而在子调制周期中间均开通；从空间矢量调制角度来看，就是零矢量(0,0,0)对称地分布在调制周期两端，零矢量(1,1,1)分布在子调制周期中央。因为矩阵变换器调制策略的一个突出特点就是它的整流级和逆变级的稳态解耦是通过严格同步实现的，也正因为如此，才使其无需中间大体积的储能环节。这也是“以时间换空间”这一哲学思想在电力电子领域的一个典型应用。

1.2.3 动态载波调制

矩阵变换器的直流电压由2个线电压合成，图2中相位角 $\theta$ 的参考矢量表示输入电压矢量在第I扇区的情况，直流电压由线电压 $u_{AB}$ 、 $u_{AC}$ 合成的时间分别为 $d_{\gamma 1} T_s$ 、 $d_{\sigma 1} T_s$ 。假设存在一个真实的直流电压 $u_{dc}$ ，期望调制输出电压为 $u_{i0}^*$ ，则归一化调制信号为 $\bar{u}_{i0} = 2u_{i0}^* / u_{dc}$ ，而事实上一个采样周期里要调制出期望的输出电压需要在直流 $u_{AB}$ 、 $u_{AC}$ 下协调完成。考虑到要求一个调制周期里的平均直流电流要和前、后段载波周期内的平均直流电流相等的约束，要求前后两段归一化调制信号均为 $2u_{i0}^* / u_{dc}$ 。

以上仅仅以整流在第I扇区的情况为例，描述了调制过程以及所需的参数，其他各种可能的情况可以类推。

前、后段载波周期中逆变级的各桥臂占空比分别由式(11)、(12)表示。

$$d_{li} = \frac{1 + \bar{u}_{i0}}{2} d_{\gamma 1} \quad (11)$$



假设某一随机调制策略由载波方式 A 和 E 组成, 设其稳态分布  $\pi=[\lambda, 1-\lambda]$ , 在输入电压为 220 V, 电压传输比为 0.8, 采样频率为 5 kHz 时, 输出电压频率 30 Hz, 20  $\Omega$  阻性负载的工况下, 单一载波方式 A 的输出电压谐波畸变率为 11.06%, 相同工况下, 载波方式 E 的输出电压总谐波畸变率为 24.75%, 若式(20)成立, 则有

$$E(U_{THD}) = 13.69\lambda + 11.06 \quad (21)$$

图 6 描述了输出电压谐波畸变率与稳态分布  $\lambda$ (横轴)的关系, 其中直线代表直线方程式(21)。图 6 中点  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$  分别代表随机过渡矩阵分别为  $\begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 \\ 0.8 & 0.2 \end{bmatrix}$ 、 $\begin{bmatrix} 0.25 & 0.75 \\ 0.25 & 0.75 \end{bmatrix}$ 、 $\begin{bmatrix} 0.8 & 0.2 \\ 0.8 & 0.2 \end{bmatrix}$  和  $\begin{bmatrix} 0.4 & 0.6 \\ 0.6 & 0.4 \end{bmatrix}$  时稳态分布与  $U_{THD}$  的关系。其中点  $T_1$ 、 $T_4$  的过渡矩阵不同, 稳态分布一致, 谐波畸变率也基本相同。图上各点均在直线附近, 故可以说明性能指标表达式(21)的有效性。

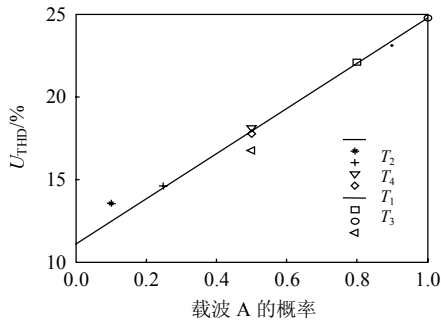


图 6 输出电压畸变率与稳态分布关系

Fig. 6 Relation between steady distribution and  $U_{THD}$  of output voltage

将式(19)、(20)代入式(17)可知, 这是一个带约束的线性规划问题, 已有很多成熟算法求解最优稳态分布  $\pi^*$ 。

由于对应最优稳态分布的最优过渡矩阵不具有唯一性, 同时还必须保证随机过渡矩阵具有稳态分布, 为了方便数值求解, 将问题转化为式(22)描述的最小化误差问题。

$$J = [L(\lim_{m \rightarrow \infty} p^m) - \pi^*]^2 \quad (22)$$

$$\sum_{j=1}^6 p^{(i,j)} = 1 \quad (23)$$

$$p^{(i,j)} > 0 \quad (24)$$

式中函数  $L(A)$  的返回值为矩阵  $A$  的任意行矢量。事实上  $L(\lim_{m \rightarrow \infty} p^m)$  就是对应随机过渡矩阵的稳态分布。 $\pi^*$  表示第一步求取的最优稳态分布。对于这样

一个非线性优化问题, 应用遗传算法, 容易得到近似极值, 其中稳态分布的存在性可转化为最小化  $P^m$  的列矢量与列矢量均值的差的二范数。

在实际计算中,  $m$  取 20 就可以了, 因为  $p^{20} \approx \lim_{m \rightarrow \infty} p^m$ 。

### 3 仿真与实验验证

为了验证上述调制策略的正确性, 利用 Matlab/simulink 对双级四脚矩阵变换器系统进行了仿真研究。仿真基本参数如表 1 所示。

表 1 参数列表

Tab. 1 Parameter list

电源		采样频率		输入滤波器	
$U_s/V$	$\omega/(rad/s)$	$f/Hz$	$R_s/\Omega$	$L_s/mH$	$C_s/\mu F$
220	$100\pi$	5 000	1	0.2	30

在其它条件与上文算例相同条件下, 通过数值仿真, 得到单一载波模式下各输出电压  $U_{THD}$  快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分析范围 0~5 kHz):  $U_{THDA}=11.1\%$ ;  $U_{THDB}=11.4\%$ ;  $U_{THDC}=25.4\%$ ;  $U_{THDE}=24.8\%$ ;  $U_{THDG}=13.6\%$ ;  $U_{THDH}=14.0\%$ 。

过渡载波方式 G、H 是状态遍历的必要条件, 本文令它们的稳态概率均大于等于 0.1, 载波方式 A、B 稳态分布大于等于 0.3, C、E 稳态分布大于等于 0.05, 式(17)中的加权系数均为 0.5, 应用线性规划和遗传算法求得最优稳态分布和随机过渡矩阵如下

$$\pi^* = [0.365, 0.317, 0.05, 0.05, 0.114, 0.104]$$

$$P = \begin{bmatrix} 0.7334 & 0 & 0 & 0.1135 & 0 & 0.1531 \\ 0 & 0.7708 & 0.0850 & 0 & 0.1442 & 0 \\ 0 & 0.4188 & 0.1037 & 0 & 0.4775 & 0 \\ 0.5872 & 0 & 0 & 0.1111 & 0 & 0.3017 \\ 0.6077 & 0 & 0 & 0.0461 & 0 & 0.3462 \\ 0 & 0.4758 & 0.1631 & 0 & 0.3611 & 0 \end{bmatrix}$$

随机数可用 logistic 映射来迭代产生, 其迭代关系如下

$$x(k+1) = 4x(k)[1-x(k)] \quad (25)$$

随机数  $x(k) \in (0, 1]$ , 试验时, 它由数字信号处理器产生, 马尔可夫链中各时刻载波方式的决策采用遗传算法中的轮盘赌算子, 其具体实现也由数字信号处理器负责。

为了方便, 仿真实验中, 输出参考电压和负载均对称。图 7(a)、(b)、(c)分别为载波方式 A、载波方式 C 和随机载波方式输出线电压  $u_i$  的功率谱,  $u_i$  为第  $i$  次谐波电压有效值,  $u_1$  为基波电压有效值。

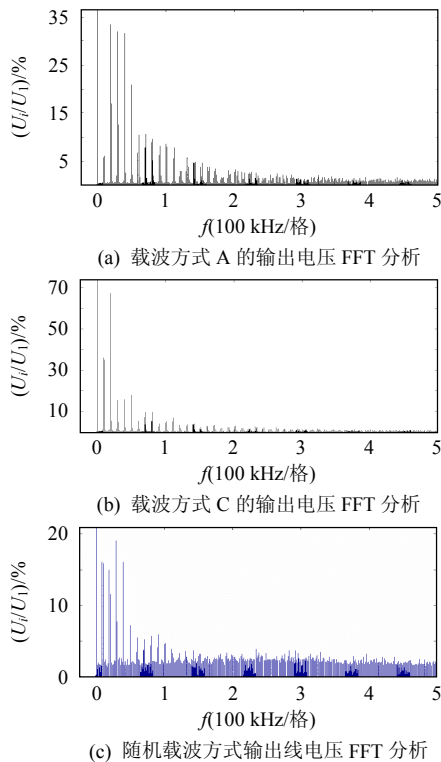


图 7 输出线电压 FFT 分析

Fig. 7 FFT analysis of output line-to-line voltage

载波方式 C 开关频率附近的谐波成分较载波方式 A 下的要大，主要是局部脉冲不对称而导致的，从图 7(c)可以看出，相对于单一载波方式，随机载波调制由于随机机制的引入，其频谱相对连续，比较均匀的分布在各个频段上。将开关频率附近的几次谐波的幅度大幅度的衰减，因此一方面避免了开关频率附近谐波成分对电机转矩的不利影响，另一方面，有效地改善了系统的电磁兼容性。虽然随机调制不可避免的造成谐波向低频段扩展，但由于在求取最优的随机调制矩阵时充分考虑了低频输出电压谐波的影响，所以能保证其在可接受的范围之内。随机调制中逆变端开关次数的统计在仿真中完成，两次统计结果分别为平均 20 225 和 19 982 次/s，基本符合式(19)。

实验在一套 3.7 kW 的试验样机得到验证，样机的控制器由一块数字信号处理器和一块复杂可编程逻辑控制器组成，前者负责输入电压采样、占空比计算、调制波和随机数产生等任务；整流、逆变驱动脉冲由后者产生。三相对称电源的线电压有效值为 120 V，参考输出电压频率为 25 Hz，负载为 100 Ω 三相功率电阻。图 8 为一相输出线电压波形，图 9(a)、(b)分别为载波方式 A 和随机方式下调制输出线电压频谱分析，其频谱分析范围是 0~12.5 kHz，在这个范围内，可以较为清晰的看出，随机调制平

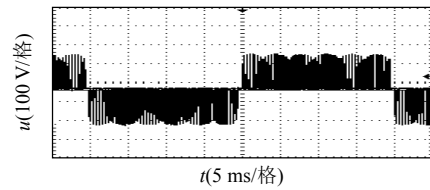
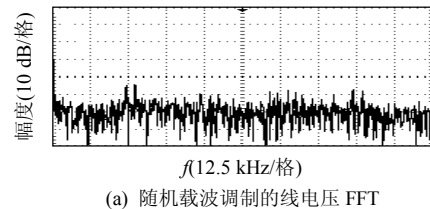
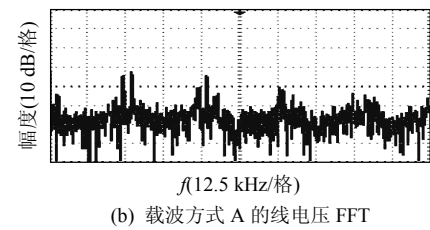


图 8 输出线电压波形

Fig. 8 Output line-to-line waveform



(a) 随机载波调制的线电压 FFT

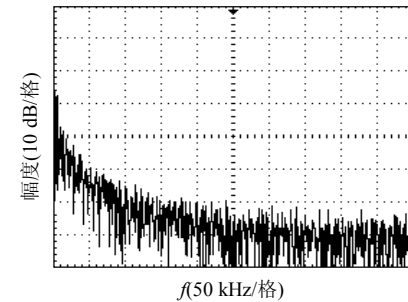


(b) 载波方式 A 的线电压 FFT

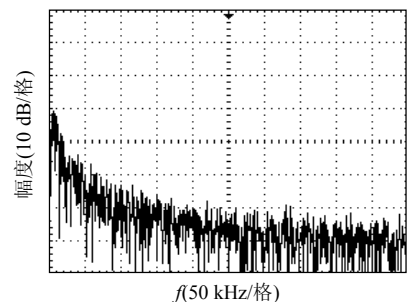
图 9 频程 0~12.5 kHz 内的 FFT 分析

Fig. 9 FFT analysis in the range from 0 to 12.5 kHz

滑了 2.5、5、7.5 kHz 等整数倍频率处的成分。图 10(a)、(b)分别为载波方式 A 和随机方式调制输出线电压在 0~125 kHz 频程内的频谱分析。其分析结果与图 7 仿真结果一致。



(a) 随机载波电压 FFT



(b) 载波方式 A 线电压 FFT

图 10 频程 0~125 kHz 内随机载波线电压 FFT 和载波方式 A 线电压 FFT

Fig. 10 FFT analysis under carrier modulation A and random carrier modulation in the range from 0 to 125 kHz

## 4 结论

双级四脚矩阵变换器的提出拓宽了矩阵变换器应用范围,非常适用于变速恒频风力发电机独立供电系统中,有利于三相四线运行时保障正弦对称三相输出电压,而基于优化马尔可夫链随机载波四脚矩阵变换器调制策略,应用多目标优化算法,综合权衡了系统的效率、电磁兼容性、输出波形质量等指标,其调制算法简单,容易推广到其他类型电力变换器的应用当中。

## 参考文献

- [1] Alesina A, Venurini M G B. Analysis and design of optimum amplitude nine switch direct AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1989, 4(1): 101-112.
- [2] 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.
- [3] Casadei D, Serra G, Tani A, et al. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 370-381.
- [4] 粟梅,覃恒思,孙尧,等. 矩阵变换器系统的稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 62-69.  
Su Mei, Qin Hengsi, Sun Yao, et al. Stability analysis of matrix converter drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 62-69(in Chinese).
- [5] 陈希有,陈学允. 基于 PARK 变换的空间矢量调制矩阵变换器暂态分析[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 79-84.  
Chen Xiyou, Chen Xueyun. PARK transformation based the transient analysis for the space vector modulated matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 79-84(in Chinese).
- [6] Wheeler P W, Zanchetta P, Clare J C, et al. A utility power supply based on a four-output leg matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(1): 174-186.
- [7] Katsis D, Wheeler P W, Clare J C, et al. A utility power supply based on a four-output leg matrix converter[C]. IEEE Industry Applications Conference, Hong Kong, China, 2005.
- [8] Zhang R, Prasad V H, Boroyevich D. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(3): 314-326.
- [9] Wei L, Lipo T A. Matrix converter topologies with reduced number of switches[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, 45(1): 675-680.
- [10] Kolar J W, Baumann M, Schafmeister F, et al. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter[C]. The 17th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, TX, USA, 2002.
- [11] Stankovic A M, Verghese G E, Perreault D J. A novel carrier-based PWM scheme for matrix converters that is easy to implement [C]. IEEE 36th Power Electronic Specialists Conference, Brazil, 2005.
- [12] 马丰民,吴正国. 基于统一 PWM 调制器的随机空间矢量调制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 98-102.  
Ma Fengmin, Wu Zhengguo. Random space vector PWM based on the generalized modulator[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(7): 98-102(in Chinese).
- [13] Stankovic A M, Verghese G C, Perreault D J. Randomized modulation of power converters via Markov chains[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1997, 5(1): 61-73.
- [14] 王颢雄,王斌. 基于三状态马尔柯夫链的随机周期调制 PWM 技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(4): 108-112.  
Wang Haoxiong, Wang Bin. Study of randomized period modulation based on three-states Markov chain[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(4): 108-112(in Chinese).
- [15] 粟梅,肖鹏,孙尧. 随机脉冲位置 PWM 及其在矩阵变换器中的实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 105-110.  
Su Mei, Xiao Peng, Sun Yao. Randomized pulse position PWM and its realization on matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 105-110(in Chinese).



孙尧

收稿日期: 2008-07-11。

作者简介:

孙尧(1981—),男,博士研究生,研究方向为非线性控制在电力电子方面的应用, yaosuncsu@gmail.com;

粟梅(1967—),女,博士,教授,博士生导师,研究方向为电力系统自动化、电力电子及电力传动;

夏立勋(1983—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子建模与控制等;

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

(责任编辑 刘浩芳)