

六相逆变器空间矢量脉宽调制策略的分析与优化

付胜杰 彭侠夫

(厦门大学 信息科学与技术学院 福建 厦门 361005)

摘要: 为提高六相电压源逆变器的稳定性,最大限度地降低系统功率损耗,通过分析六相电压源逆变器相邻四矢量控制策略,并结合其本身所具有的开关特性,合理利用不同类型的零电压矢量,并调整其在一个开关周期中的作用时间,以达到改善功率器件开关模式的目的,从而优化了六相电压源逆变器空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略。仿真结果表明,传统的电压矢量调制方式相比,该方法在不同调制深度下具有理想的谐波特性,同时可以有效地降低逆变器开关损耗。

关键词: 六相电压源逆变器; 空间矢量脉宽调制; 零矢量; 谐波畸变率; 开关损耗

doi: 10.3969/j.issn.1006-7043.201105095

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/23.1390.U.20120331.1900.010.html>

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-7043(2012)04-0512-05

Analysis and optimization of SVPWM strategy for a six-phase inverter

FU Shengjie, PENG Xiafu

(School of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: In order to improve the stability and reduce system power loss of a six-phase voltage source inverter, the adjacent four vectors control strategy was analyzed, as well as its own switching characteristics, so as to use different types of zero-voltage vector rationally and adjust the acting time in one switching cycle. By this means, the switching mode of a power device was improved, thereby optimizing the space vector pulse width modulation(SVPWM) strategy of the six-phase voltage source inverter. The simulation results show that compared with the conventional voltage vector modulation mode, the proposed method has ideal harmonic characteristics under different modulation depths, and at the same time, it can effectively reduce the inverter switching losses.

Keywords: six-phase voltage source inverter; space vector pulse width modulation; zero vectors; total harmonic distortion; switching losses

近年来,多相电机驱动系统因其可靠性高引起了学术界和工程界的广泛兴趣。多相电机驱动系统具有三相驱动系统所无法比拟的优点^[1-5],因此,多相电机在对可靠性要求较为苛刻的场合,如船舶、电车等推进系统中得到了广泛的应用。文献[6-7]针对五相交流电机变频调速系统,文献[8-12]针对双Y移30°六相交流电机变频调速系统进行了详尽的分析。

逆变器是电机传动系统中的核心部件,逆变器矢量控制策略的优劣直接决定了系统的性能。传统

的多相逆变器空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略未能充分利用各空间电压矢量,对零电压矢量也只是机械的参考三相逆变器。本文通过对六相电压源逆变器最近四矢量控制策略的分析,并结合其开关特点,通过在一个开关周期中合理分配和利用零电压矢量来优化六相电压源逆变器SVPWM策略。

1 六相电压源逆变器数学模型

双Y移30°六相电机绕组结构及六相变频调速系统分别如图1、2所示。由坐标变换矩阵理论可知六相电压源逆变器的各电压空间矢量可投影至彼此正交的3个平面子空间:与能量转换有关的 $d-q$ 平面、只产生谐波损耗的 $x-y$ 平面和 O_1-O_2 零矢量平面^[11-12]。

收稿日期: 2011-05-31. 网络出版时间: 2012-3-31 19:00
基金项目: 国家 985 工程建设基金资助项目(0630X13400).
作者简介: 付胜杰(1980-),男,博士研究生, E-mail: xmshengjie@163.com;
彭侠夫(1963-),男,教授,博士生导师.
通信作者: 付胜杰.

定义六相电压源逆变器的开关函数为

$$S = [S_{c2} \ S_{b2} \ S_{a2} \ S_{c1} \ S_{b1} \ S_{a1}] \quad (1)$$

当式中各自变量取值为 1 时, 表示逆变器相应桥臂上开关管导通, 下开关管关断; 为 0 时反之。

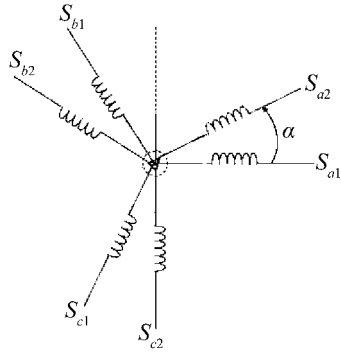


图 1 六相交流电机绕组结构

Fig. 1 Six-phase AC motor winding structure

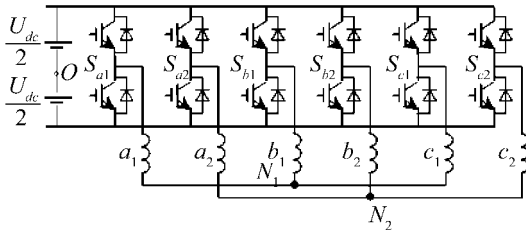


图 2 六相调速系统原理

Fig. 2 Schematic six-phase control system

由此可知, 六相电压源逆变器共有 64 种开关模式, 且各相输出电压可记为: $V_{a1} = S_{a1} U_{dc}$; $V_{b1} = S_{b1} U_{dc}$; $V_{c1} = S_{c1} U_{dc}$; $V_{a2} = S_{a2} U_{dc}$; $V_{b2} = S_{b2} U_{dc}$; $V_{c2} = S_{c2} U_{dc}$; 因此, 可定义六相电压源逆变器在 $d-q$ 和 $x-y$ 平面子空间的电压空间矢量如式 (2) ~ (3) 所示. 图 2 中相输出点 N_1 、 N_2 对电源中性点 O 的电压如式 (4) 所示.

$$U_{dq} = \frac{1}{3} U_{dc} (S_{c2} e^{j9\alpha} + S_{b2} e^{j5\alpha} + S_{a2} e^{j\alpha} + S_{c1} e^{j8\alpha} + S_{b1} e^{j4\alpha} + S_{a1}) \quad (2)$$

$$U_{xy} = \frac{1}{3} U_{dc} (S_{c2} e^{j9\alpha} + S_{b2} e^{j\alpha} + S_{a2} e^{j5\alpha} + S_{c1} e^{j8\alpha} + S_{b1} e^{j4\alpha} + S_{a1}) \quad (3)$$

式中: $\alpha = \pi/6$.

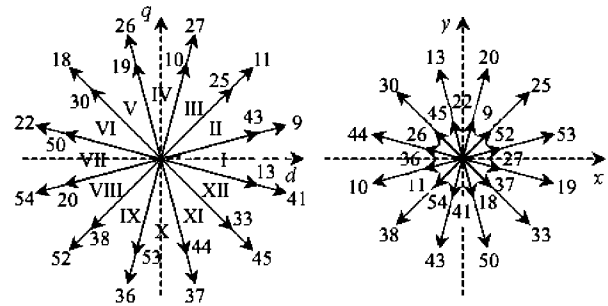
$$V_{ko} = S_k U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (4)$$

由式 (1) ~ (4) 计算可以得出逆变器的 64 种电压空间矢量及其空间分布. 其中最大电压矢量在 $d-q$ 平面子空间内的幅值为: $U_L = \frac{2U_{dc}}{3} \cos(\pi/12)$; 投影在 $x-y$ 平面内的幅值为: $U_L^* = \frac{2U_{dc}}{3} \sin(\pi/12)$. 中矢量

在 $d-q$ 和 $x-y$ 平面内幅值相等, 即 $U_M = U_M^* = \frac{\sqrt{2}U_{dc}}{3}$.

2 最近四矢量调制技术

图 3 为六相逆变器电压空间矢量分布.



(a) $d-q$ 平面 (b) $x-y$ 平面

图 3 相邻四空间电压矢量分布

Fig. 3 Four adjacent space voltage vector distribution

图 3 中每个电压矢量所对应的编号为式 (1) 的取值, 表示逆变器各桥臂开关管的开关状态. 不难看出, 整个电压空间被各电压矢量均分为 12 个扇区. 对空间中任意参考电压矢量 U_r , 均可选取 $d-q$ 平面上与之相邻的 2 个幅值最大电压矢量 U_L 和在同方向上 2 个幅值次大的电压矢量 U_M 及零矢量合成.

在第 k ($k = 1, 2, \dots, 12$) 扇区时, 根据伏秒特性, 在 $d-q$ 平面参考电压矢量 U_r 可表示为

$$T_s U_r = T_1 U_{L1} + T_2 U_{L2} + T_3 U_{M1} + T_4 U_{M2} \quad (5)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_0 \quad (6)$$

在 $x-y$ 平面内的约束方程为

$$0 = T_1 U_{L1}^* + T_2 U_{L2}^* + T_3 U_{M1}^* + T_4 U_{M2}^* \quad (7)$$

式中: T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为对应电压矢量作用时间, T_0 为零矢量作用总时间.

$$U_r = |U_r| e^{j\omega t}$$

$$U_{L1} = U_L e^{j(2k-3)\frac{\pi}{12}}; U_{L2} = U_L e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}}$$

$$U_{M1} = U_M e^{j(2k-3)\frac{\pi}{12}}; U_{M2} = U_M e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}};$$

$$U_{L1}^* = U_L^* e^{j(2k-3)\frac{5\pi}{12}}; U_{L2}^* = U_L^* e^{j(2k-1)\frac{5\pi}{12}};$$

$$U_{M1}^* = U_M^* e^{j(10k-3)\frac{\pi}{12}}; U_{M2}^* = U_M^* e^{j(10k+7)\frac{\pi}{12}}.$$

由式 (5) ~ (7) 得出各空间矢量作用时间为

$$\begin{cases} T_1 = -(2 + 2\sqrt{3}) \Lambda \sin(\theta + \frac{\pi}{12}) T_s, \\ T_2 = (\sqrt{2} + \sqrt{6}) \Lambda (\sin \theta + \cos \theta) T_s, \\ T_3 = -2\Lambda \sin(\theta + \frac{\pi}{12}) T_s, \\ T_4 = \sqrt{2} \Lambda (\sin \theta + \cos \theta) T_s, \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2 + T_3 + T_4). \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{式中: } \theta = \omega t - \frac{k\pi}{6}; \Lambda = \frac{|U_r|}{(1 + \sqrt{3})U_L + U_M} = \frac{|U_r|}{2\sqrt{3}U_L} = \frac{|U_r|}{(1 + \sqrt{3})U_M}$$

由式(2)可知,六相电压源逆变器具有4个零电压矢量,分别为 U_0 (000000)、 U_7 (000111)、 U_{56} (111000) 和 U_{63} (111111),考虑到系统数字实现的方便性,在此选用 U_0 和 U_{63} 零矢量.对于零矢量在开关周期中的动态分布可以通过一个可变系数 δ 来表达,设定 $\delta \in [0, 1]$,零矢量 U_0 的作用时间为 δT_0 ,则 U_{63} 的作用时间为 $(1 - \delta) T_0$.对于常规型 PWM,满足 $0 < \delta < 1$,即在一个开关周期内2个零矢量均有参与参考电压矢量 U_r 的合成;考虑另外2种特殊状态: $\delta = 1$ 或 $\delta = 0$,即在一个开关周期内参与合成参考电压矢量 U_r 的只有一个零矢量.在开关周期的特定时间段内,各桥臂的开关状态保持不变,这里记为特殊模式型 SVPWM.

3 常规型 PWM 的特性分析

设定 $\delta = 0.5$,即在一个开关周期内零矢量 U_0 和 U_{63} 同时出现,且作用时间各占一半.以扇区 V (图3(a)所示)为例说明,根据上述电压矢量选取原则,该扇区内所选用的电压矢量为 U_{18} 、 U_{30} 、 U_{19} 和 U_{26} .各矢量作用顺序为: $U_0 \rightarrow U_{18} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_0 \rightarrow U_0 \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{18} \rightarrow U_0$,图4为该状态下的开关序列.将式(4)代入式(5)、(8)可得出各相相电压,从而得出各相输出电压波形,图5为 a_1 相相电压 V_{a1} 仿真波形(调制深度 $M = 0.8$),图5中纵坐标表示实际输出电压与最大输出电压的比值 U .以下各输出电压波形表示形式与此相同.

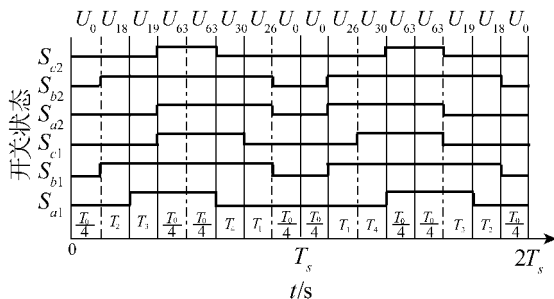


图4 常规型 PWM 在扇区 V 的开关序列
Fig.4 Switching sequences of ordinary PWM in sector V

以 a_1 、 b_1 相为例,比较可得逆变器输出线电压,简化波形如图6所示.不难得出,系统输出遵循正弦规律.

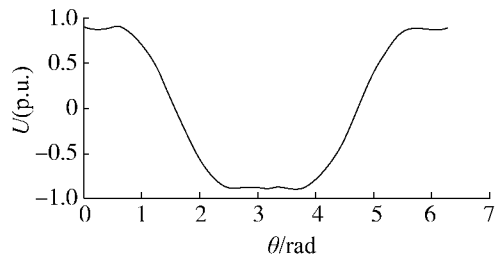


图5 a_1 相相电压波形 ($\delta = 0.5$)
Fig.5 Phase voltage waveform for phase a_1 ($\delta = 0.5$)

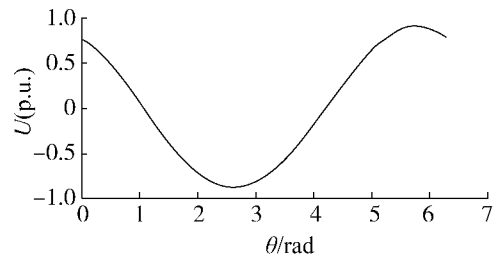


图6 a_1 和 b_1 线电压波形 ($\delta = 0.5$)
Fig.6 Line voltage waveform for phases a_1 and b_1 ($\delta = 0.5$)

4 特殊模式型 PWM 特性分析

4.1 $\delta = 1$ 时 SVPWM 分析

$\delta = 1$,即在一个开关周期内只有零矢量 U_0 出现,且作用时间为 T_0 .同样对扇区 V 来说,各矢量作用顺序为: $U_0 \rightarrow U_{18} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_0 \rightarrow U_0 \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{18} \rightarrow U_0$,开关状态如图7所示.同理可求得各相相电压,图8为该状态下的开关序列.

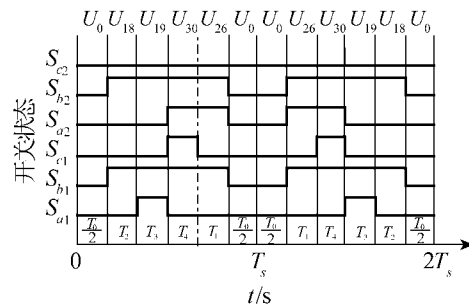


图7 扇区 V 的开关序列 ($\delta = 1$)
Fig.7 Switching sequences in sector V ($\delta = 1$)

由上分析可知,在每个基波周期中,有某一相始终保持为桥臂上开关关断,下开关导通.连续有 90° 的空间开关状态保持不变,且位于波谷(最小值)处.即开关损耗与常规型 PWM 模式相比降低了 $1/4$.

同理,任意两相之间的线电压可以利用对应的2个相电压相减的方式获得.经分析,线电压仍为标准的正弦波.图9为 a 和 b 线电压波形.

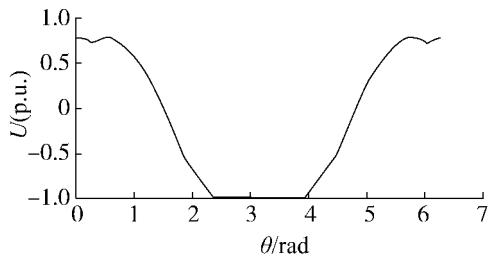


图 8 a_1 相相电压波形 ($\delta = 1$)

Fig. 8 Phase voltage waveform for phase a_1 ($\delta = 1$)

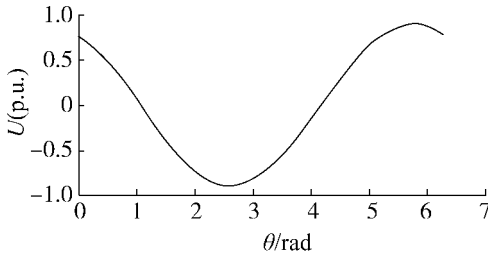


图 9 a_1 和 b_1 线电压波形 ($\delta = 1$)

Fig. 9 Line voltage waveform for phases a_1 and b_1 ($\delta = 1$)

4.2 $\delta = 0$ 时 SVPWM 分析

$\delta = 0$ 即在一个开关周期内只有零矢量 U_{63} 出现, 且作用时间为 T_0 . 同样以扇区 V 为例, 各矢量作用顺序为: $U_{18} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{30} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{19} \rightarrow U_{18}$, 图 10 为该状态下的开关序列. 同理可求得各相相电压, 图 11 为 a_1 相相电压波形.

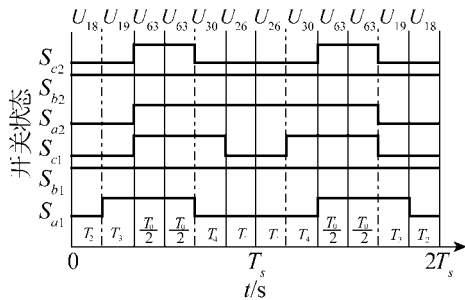


图 10 扇区 V 的开关序列 ($\delta = 0$)

Fig. 10 Switching sequences in sector V ($\delta = 0$)

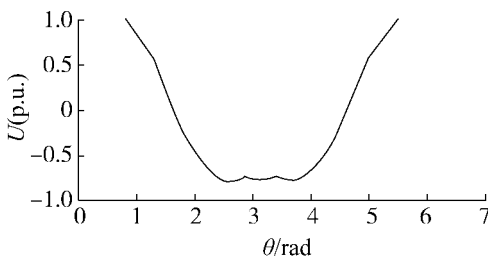


图 11 a_1 相相电压波形 ($\delta = 0$)

Fig. 11 Phase voltage waveform for phase a_1 ($\delta = 0$)

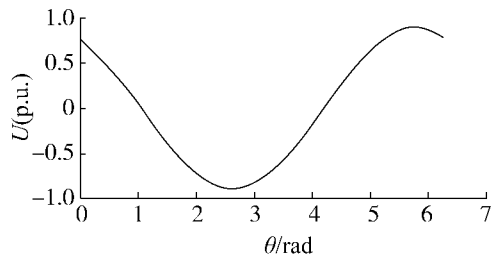


图 12 a_1 和 b_1 线电压波形 ($\delta = 0$)

Fig. 12 Line voltage waveform for phase a_1 and b_1 ($\delta = 0$)

4.3 δ 值动态分布时的 PWM 分析

设: 在奇数扇区 $\delta = 0$, 即只有零矢量 U_{63} 作用; 在偶数扇区 $\delta = 1$, 即只有零矢量 U_0 作用. 通过仿真可得 a_1 相输出电压如图 13 所示. 可以看出, 在该方案每相输出电压可保证良好的对称性, 在一个开关周期中, 在波峰处有 30° , 波谷处有 60° 的区间开关状态保持不变. 因此同样可以降低 $1/4$ 的开关损耗.

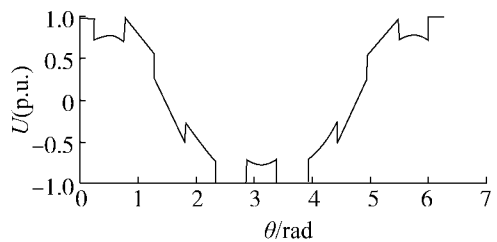


图 13 a_1 相电压波形 (δ 动态分布)

Fig. 13 Waveform for phase a_1 (δ dynamic changes)

该方案能保证桥臂上、下功率开关器件的开关损耗的均衡, 从而可以有效地延长功率开关器件的使用寿命. 而在每个开关周期中, 始终有某两相处于开关模式不变的状态, 可以去除功率开关器件驱动信号的死区时间对输出的不良影响, 降低输出转矩脉动. 图 14 为该模式下输出的线电压波形, 输出仍遵循正弦规律.

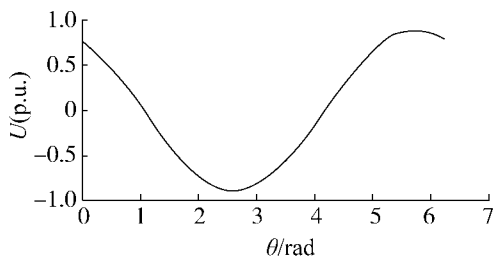


图 14 a_1 和 b_1 线电压波形 (δ 动态分布)

Fig. 14 Waveform for phases a_1 and b_1 (δ dynamic changes)

5 谐波特性

在 MATLAB 中建立六相电压源逆变器数学模型, 设定开关频率为 9.6 kHz, 输出线电压频率为 50 Hz, 调制深度 M 分别为 0.4 和 0.8. 对上述各模式下的输出线电压进行仿真分析, 得出各谐波畸变率如图 15 所示. 图 15 分别对应于常规型 PWM、 δ 值动态分布、 $\delta=0$ 和 $\delta=1$ 时 SVPWM 类型的谐波特性.

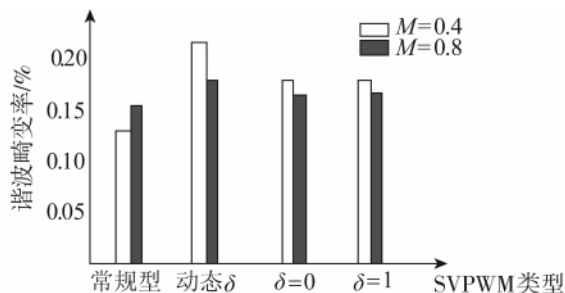


图 15 各种 PWM 模式下的谐波特性

Fig. 15 Harmonic features of various PWM modes

仿真结果表明: 特殊模式 PWM 的谐波特性与常规型 PWM 模式相差不大. 在调制系数较低时, 特殊模式 PWM 的谐波明显高于常规型 PWM 模式, 但在调制系数较高, 二者的谐波特性较为接近. 另外, 两者的谐波特性随调制系数变化的趋势相反, 这说明特殊模式 PWM 在高调制深度下具有良好的适用性.

6 结束语

根据六相逆变器 SVPWM 的特点, 通过合理利用 2 个零矢量可以方便实现不同的 SVPWM 方案, 从而在保证良好的谐波特性的前提下, 降低了系统开关损耗, 且通过零矢量在开关周期中的交替利用可以保证功率器件损耗的均衡性, 从而延长了整个逆变器的使用寿命. 另外, 通过对谐波特性的仿真可以得出: 在高调制系数下, 所提出的特殊型 SVPWM 模式具有良好的谐波特性. 所提出的方法仿真效果良好, 具有较高的实用价值.

参考文献:

[1] LIPO T A. Introduction to AC machine design [M]. Chicago: University of Wisconsin Press, 1996: 663-665.

[2] AI Yongle. Novel direct flux and direct torque control of six-phase induction machine with special current waveform [D]. Stellenbosch: Stellenbosch University, 2006: 22-28.

[3] ALGER P L, FREIBURGHOUSE E H, CHASE D D. Double windings for turbine alternators [J]. Trans AIEE, 1930, 49: 226-244.

[4] MUÑOZ A R, LIPO T A. Dual stator winding induction machine drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(5): 1369-1379.

[5] ABBAS M A, CHRISTEN R, JAHNS T M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, IA-20(5): 1251-1259.

[6] YU Fei, ZHANG Xiaofeng, LI Huaishu, et al. Space vector PWM control of five-phase inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 40-46.

[7] TOLYAT H A. Analysis and simulation of five-phase variable speed induction motor drives under asymmetrical connections [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 748-756.

[8] MAROUANI K, BAGHLI L, HADIOUCHE D, et al. New PWM strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase VSI-fed dual stator induction motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1910-1920.

[9] GOPAKUMAR K, RANGANATHAN V T, BHAT S R. Split phase induction motor operation from PWM voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(5): 927-932.

[10] HADIOUCHE D, RAZIK H, REZZOUG A. Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors [C]// IEEE-CIEP. Acapulco, Mexico, 2000: 42-47.

[11] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.

[12] HADIOUCHE D, BAGHLI L, REZZOUG A. Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1112-1122.

[责任编辑: 孟玮]