

采用虚拟开关时间的五相逆变器 PWM 策略

付胜杰, 彭侠夫, 陈国鹏

(厦门大学 信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005)

摘要: 针对五相电压源型逆变器的脉冲宽度调制控制技术, 提出一种基于虚拟开关时间的电压调制方法。该方法利用虚拟开关时间的概念推导出一个时间自由度与逆变器各相实际开关时间的关系。在一个开关周期内, 通过对该自由度及各相开关时间的合理安排, 可以有效地提高系统的调制系数。该方法既简单易懂, 又容易数字化实现, 无需进行扇区和目标矢量位置的判断, 避免了计算量大的问题; 通过一个额外自由度的运用, 可以方便地在各种类型的脉冲宽度调制间实现无缝切换, 并且在一定程度上也揭示了载波型脉冲宽度调制和空间矢量脉冲宽度调制的内在联系。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 五相电压源型逆变器; 虚拟开关时间; 脉冲宽度调制; 空间矢量脉冲宽度调制; 电压利用率; 开关损耗

中图分类号: TM 464

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2011)07-0039-05

PWM strategy with virtual switching time for five-phase inverter

FU Sheng-jie, PENG Xia-fu, CHEN Guo-peng

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

Abstract: The pulse width modulation (PWM) approach for five-phase voltage source inverter (VSI) is presented in this paper based on the concept of virtual switching time with a detailed explanation. The relationship between time degree of freedom and the actual inverter switching time of each phase is derived by using this concept. Through reasonable arrangement of the degree of freedom and switching time of each phase, the modulation factor in one switching cycle can be improved effectively. Various PWM schemes can be implemented with lower computational burden through this approach, as it's easy to be understood and realized, and furthermore, a seamless change from one modulation scheme to another becomes feasible. And to some extent, the internal relations of carrier-based PWM and space vector pulse width modulation (SVPWM) are also revealed. The proposed modulation strategy is proved to be effective through using numerical simulations.

Key words: five-phase voltage source inverter; virtual switching time; pulse width modulation; space vector pulse width modulation; voltage utilization; switch losses

0 引言

目前, 三相驱动系统在电气传动系统中得到了

广泛的应用。然而在舰船推进、轨道交通和航空航天等应用领域, 三相驱动系统由于本身存在的诸如转矩纹波等问题, 并不能满足电气性能方面的高要

收稿日期: 2010-10-29

基金项目: 国家 985 工程建设项目(0630X13400)

作者简介: 付胜杰(1980—)男, 博士研究生, 研究方向为电力电子及电机驱动;

彭侠夫(1963—)男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为控制理论及应用、船舶运动综合控制技术;

陈国鹏(1985—)男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

求。多相驱动系统由于相数的增加,转矩脉动频率增加、转矩脉动幅值减少,很好的满足了上述领域的应用要求。此外,多相驱动系统在解决低压大功率、在缺相情况下继续运行及减少直流母线谐波上有很多优势。所以,研究多相电机的驱动技术具有重要的理论和现实意义。

脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制方法作为电机驱动系统中的核心要素,一般分为载波型脉冲宽度调制和空间矢量脉冲宽度调制(space vector pulse width modulation, SVPWM);两种方法在实际中都得到了广泛的应用。SVPWM方法具有易于数字硬件实现的优点,而在多相驱动系统中,随着相数 n 的增加,可用的基本空间矢量呈 2^n 指数增长,如何从众多的基本空间矢量中选取合适的矢量来合成目标矢量则成为一大难题^[1]。由于在运算过程中需要进行坐标变换以及扇区和目标矢量位置的判断,计算量过大的问题也随之而来^[2-4]。

载波型 PWM 没有 SVPWM 中诸如矢量、扇区等等复杂的概念,具有简单易懂的优点,而且与三相驱动系统相似,可以通过谐波注入的方法来提高直流母线电压的利用率,提升调制系数的线性区域。根据文献[5-7]的数据,输出基波电压增加的百分比为 5.15%;对于绕组集中分布的多相电机而言,载波型 PWM 通过注入特定阶次谐波的方法可以获得其转矩性能的提高。文献[8]提出了有效作用时间的概念,在三相系统中,深入讨论比较了 PWM 的几种变形及其调制方法。本文提出了一种电压调制的方法,该方法结合了上述两种方法的优点,既有载波型 PWM 简单易懂的优点,又有 SVPWM 方法易于数字实现的优点,无需进行扇区和目标矢量位置的判断,避免了计算量大的问题;通过一个额外自由度的运用,可以方便地在各种类型的 PWM 间实现无缝切换。

1 五相逆变器的模型

与三相逆变器类似,多相逆变器的拓扑结构也有多种。本文以广泛采用的二电平逆变器结构为例,如图 1 所示,关系式为

$$V_{k0} = S_k V_{DC} \quad k = a, b, c, d, e, \quad (1)$$

$$V_{k0} = V_{kn} + V_{n0}, \quad (2)$$

$$V_{n0} = \frac{V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + V_{d0} + V_{e0}}{5}. \quad (3)$$

式中: V_{k0} 、 V_{kn} 分别表示极电压和相电压; V_{n0} 表示负载中性点和母线电压参考点的电势差,可以理解为零序电压量,是获得各种不同调制方案的一个额外

的自由度^[9]; S_k 表示每个桥臂的开关状态,有 0、1 两种取值,当为 1 时表示上桥臂开通,下桥臂关断,当为 0 时表示上桥臂关断,下桥臂开通。

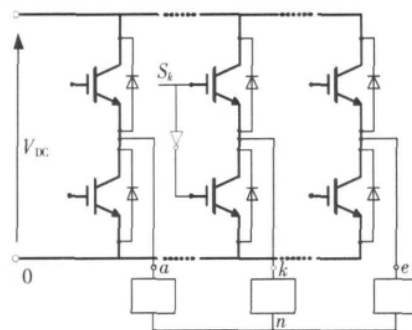


图 1 五相 VSI 的电路结构图

Fig. 1 Five-phase VSI circuit structure

2 五相 PWM 方法

由式(1)可见,逆变器输出的极电压只有两种电平,具体由每个桥臂上、下开关的状态所决定,则根据伏秒等效原则,在一个开关采样周期 T_s 中,输出极电压的平均值则由上、下桥臂的开关状态持续时间,即开关时间所决定。

为便于解释,引入虚拟开关时间的概念:以相电压和一个比例系数的形式给出,即

$$V_{kn} : V_{DC} = T_{kn} : T_s \Rightarrow T_{kn} = \frac{T_s}{V_{DC}} V_{kn} \quad k = a, b, c, d, e. \quad (4)$$

由式(4)可见,当相电压 V_{kn} 为负时,虚拟开关时间 T_{kn} 为负,所以不能用作实际的开关时间。在式

(2) 两侧同时乘以比例系数 $\frac{T_s}{V_{DC}}$,与式(4)相比较得

$$T_k = T_{kn} + T_{\text{offset}}, \quad (5)$$

$$T_{\text{offset}} = \frac{T_s}{V_{DC}} V_{n0}. \quad (6)$$

当 V_{n0} 选取合适的值时,通过偏移量 T_{offset} 的作用可以保证输出极电压的开关时间 T_k 为非负;同时为了保证直流母线电压的充分利用,开关时间应该满足一定的条件,即

$$0 \leq T_k \leq T_s. \quad (7)$$

当获得一个开关周期 T_s 中各个相的开关时间 T_{kn} 后,很自然的涉及到 T_{kn} 的起始作用时间的安排的问题,通常有以下 3 种模式,如图 2 所示。

在模式 1 中,将开关时间 T_{kn} 的作用时刻安排在一个开关周期的开始时刻,模式 2 则相反。模式 1 和模式 2 的组合一般用在优化开关频率、减少开关损耗的场合^[10]。模式 3 利用对称的原理将开关时间安排在一个开关周期的中间,具有消除谐波的作用。

用^[10]。本文采用模式 3 的做法。

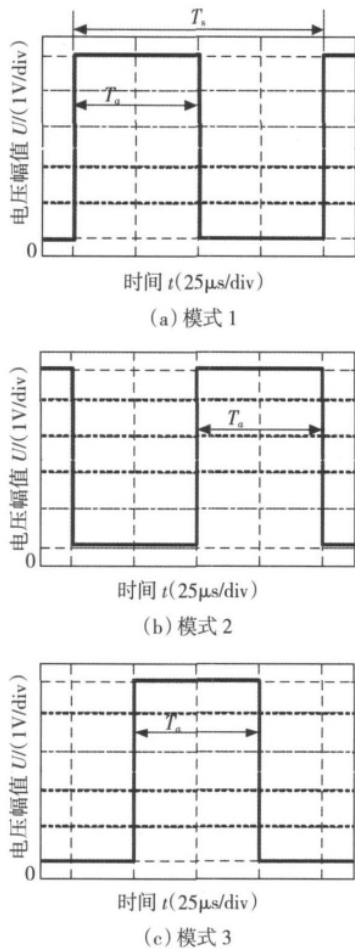


图 2 三种典型的开关模式
Fig. 2 Three typical switch mode

为了对 T_{offset} 或 V_{n0} 的取值范围进行讨论, 定义变量为

$$\begin{aligned} T_{max} &= \max\{T_{an}, T_{bn}, T_{cn}, T_{dn}, T_{en}\} \quad (8) \\ T_{min} &= \min\{T_{an}, T_{bn}, T_{cn}, T_{dn}, T_{en}\} \end{aligned}$$

由式(5)~式(8)可知 T_{offset} 应该满足约束条件

$$0 \leq T_{min} + T_{offset} \leq T_{max} + T_{offset} \leq T_s \quad (9)$$

于是由式(8)和式(9)可得

$$T_{minoffset} \leq T_{offset} \leq T_{maxoffset} \quad (10)$$

式中: $T_{minoffset} = -T_{min}$, $T_{maxoffset} = T_s - T_{max}$, 分别表示 T_{offset} 可用的最小值和最大值。

图 3(a) 表示在调制系数 M 为 0.9 时, 偏移时间量 T_{offset} 的范围以及对应的相电压。图 3(b) 展示了偏移时间量 T_{offset} 的上下限 $T_{minoffset}$ 、 $T_{maxoffset}$ 随调制系数 M 的变化而变化的情况, 由图中曲线可以看出, $T_{minoffset}$ 、 $T_{maxoffset}$ 的值在调制系数等于 1.0515 时达到式(10)的临界值, 亦即调制系数 M 的最大值为 1.0515, 直流母线电压的利用率提高了 5.15%, 与谐波注入的方法相比, 具有等同的直流母线电压利用率。

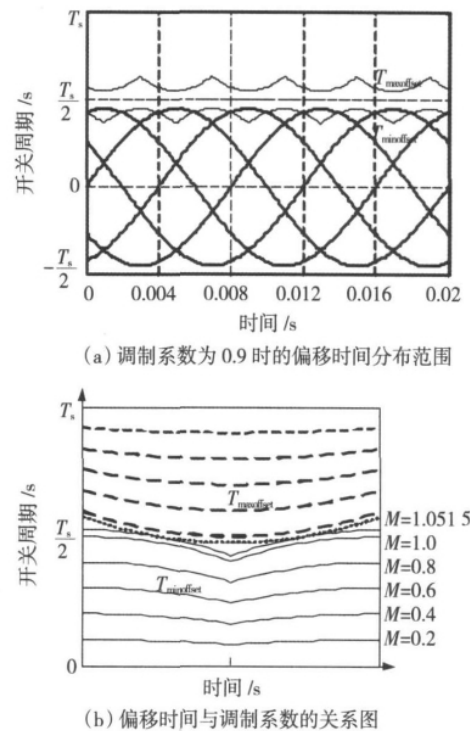


图 3 偏移时间的示意图
Fig. 3 Offset time diagram

3 数字化实现

SVPWM 方法的一个优点是易于数字化实现, 在 FPGA 或 CPLD 等可编程逻辑器件上硬件实现, 将大大提高运算的速度, 并达到增强系统稳定性的目的。由式(5)、式(6)很容易计算出各个相的开关作用时间, 当采用载波型 PWM 时, 实际上就是图 3 所示的方法得到作用时间。但是仔细观察五相的开关时间, 可以发现其中的内在联系, 结合 SVPWM 方法, 可以通过如下步骤得到类似 SVPWM 的作用时间。

首先对五相开关时间 $\{T_k, k = a, b, c, d, e\}$ 进行从大到小排序, 得到 $T_s \geq t_1 \geq t_2 \geq t_3 \geq t_4 \geq t_5 \geq 0$, 其中 $t_i \in \{T_k, k = a, b, c, d, e\}, i = 1, 2, \dots, 5$ 。

然后, 定义开关序列为

$$V_{i(k)} = \begin{cases} 1, & T_k > t_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

一个周期中的开关序列顺序为 $\{V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6\}$, 对连续型 PWM 来说, 有 $V_1 = [0, 0, 0, 0, 0]^T, V_6 = [1, 1, 1, 1, 1]^T$ 。相应的每个

$$\text{开关状态的持续时间为 } \delta_i = \begin{cases} T_s - t_i, & i = 1 \\ t_{i-1} - t_i, & 1 < i < 6 \\ t_i, & i = 6 \end{cases}$$

为了减少谐波污染, 提高调制波形的质量, 从波形对称性原则要求出发, 在一个开关周期中安排如图 4 所示的开关序列及其作用持续时间。

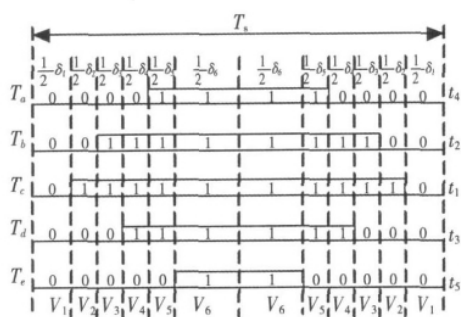


图4 开关时间模式示意图

Fig. 4 Switching time diagram

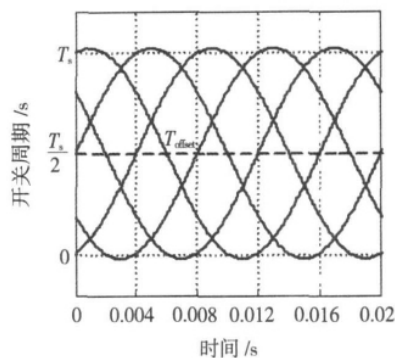


图6 正弦PWM的Tk波形(M=1.04)

Fig. 6 Sinusoidal PWM waveform of Tk when M=1.04

4 仿真结果

4.1 提高直流母线电压的利用率

正弦PWM是最经典和广泛应用的PWM调制方法。在这种方法中，极电压和相电压没有差别，亦即调制信号和基波正弦信号是相等的。根据文献[8]可得

$$T_k = \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{V_{DC}} V_{kn} = \frac{T_s}{2} + T_{kn} \quad k = a, b, c, d, e. \quad (12)$$

对比式(5)和式(12)可得

$$T_{offset} = \frac{T_s}{2}. \quad (13)$$

当调制系数M小于1时，根据上述公式很容易调制出期望的正弦PWM波形，图5所示为M等于0.8时的Tk波形。

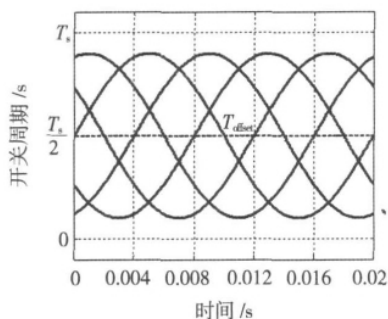


图5 正弦PWM的Tk波形M=0.8

Fig. 5 Sinusoidal PWM waveform of Tk when M=0.8

然而，当调制系数M超出限制范围时，将无法得到期望的正弦PWM波形，这也使得电压线性调制范围受到很大限制，未能充分利用直流母线电压。图6所示为M等于1.04时传统的正弦PWM。从图中可以直观的看到，为了获得期望的电压值，开关时间Tk在波峰波谷的时刻将出现不满足式(7)约束条件的情况。对此，传统的正弦PWM的处理方法为：当Tk大于Ts时，将其限制为Ts，当Tk小于0时，将其限制为0，以保证满足式(7)的约束条件。这将导致调制输出波形中的谐波增加。

注意到T_offset是一个额外的自由度，选取不同的值时将得到不同的PWM调制方法，并将提高M的取值范围，从而大大提高直流母线电压的利用率。仍以M的取值为1.04为例，正弦PWM将出现过调制的现象，无法输出期望的波形；但是当我们考虑T_offset为一个额外的自由度，对其取合适的值时，如选取T_offset = 1/2 * (T_maxoffset + T_minoffset)，将不会出现过调制的现象，可以方便的获得期望的输出波形，如图7所示。

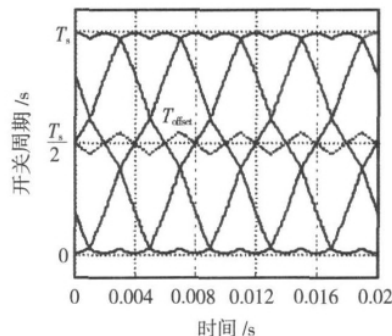


图7 PWM方法的Tk波形(M=1.04)

Fig. 7 Wave of Tk under the PWM method (M=1.04)

4.2 减少开关损耗

同理可得不同T_offset值时(在满足上述约束的前提下)对应的调制波形，为图形的清楚示意起见，只显示其中一相在一个周期中的波形。调制系数M=0.8。图8的偏移时间分别对应满足式(14)所列的约束条件。尽管含有较多的谐波，但是具有减少开关损耗的作用^[11-12]。通过改变T_offset的值，可以方便地在不同的PWM间切换，从而满足系统的需求。

$$\left. \begin{aligned} T_{offset1} &= \begin{cases} T_s - T_{max} & T_{min} + T_{max} \geq 0 \\ -T_{min} & \text{其他} \end{cases} \\ T_{offset2} &= \begin{cases} -T_{min} & T_{min} + T_{max} \geq 0 \\ T_s - T_{max} & \text{其他} \end{cases} \\ T_{offset3} &= T_s - T_{max} \\ T_{offset4} &= -T_{min} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

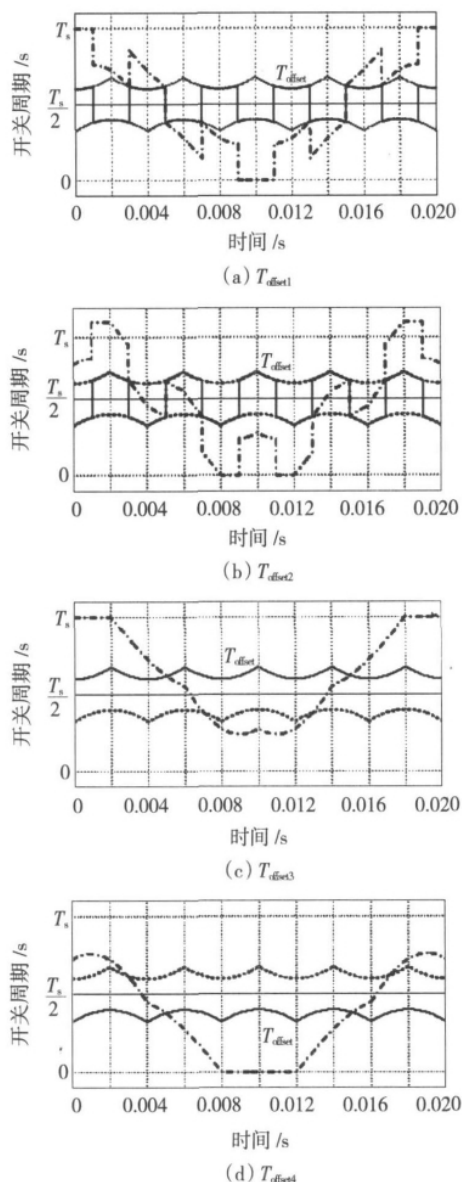


图 8 不同偏移时间 T_{offset} 对应的 T_k 波形 $M=0.8$

Fig. 8 T_k -waveforms corresponding to the different offset time ($M=0.8$)

5 结 语

本文根据载波型 PWM 的作用原理,将其运用到五相虚拟开关时间上,利用偏移时间这个自由度可以方便的实现不同的 PWM 方案,从而满足系统的不同需求,如提高直流母线电压的利用率、减少开关损耗等等。本文方法具有 SVPWM 易于数字化实现的优点,同时避免了繁琐的扇区判断和基本矢量选取,大大降低了计算量,在一定程度上也揭示了载波型 PWM 和 SVPWM 的内在联系。本文所提出的方法仿真效果良好。

参 考 文 献:

[1] LEVI E. Multiphase electric machines for variable speed applica-

tions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (5): 1893 - 1909.

- [2] SHI R, TOLIYAT H A. Vector control of five-phase synchronous reluctance motor with space pulse width modulation (SVPWM) for minimum switching losses [C]//Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 10 - 14, 2002, Dallas, USA. 2002, 1: 57 - 63.
- [3] YU Fei, ZHANG Xiaofeng, LI Huaishu, et al. The space vector PWM control research of a multi-phase permanent magnet synchronous motor for electrical propulsion [C]//Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, November 9 - 11, 2003, Beijing, China. 2003, 2: 604 - 607.
- [4] RYU Hyungmin, KIM Janghwan, SUL Seungki. Analysis of multi-phase space vector pulse width modulation based on multiple d-q spaces concept [C]//The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, August 14 - 16, 2004, Xi'an, China. 2004, 3: 1618 - 1624.
- [5] IQBAL A, MOINUDDIN S, KHAN M R. Space vector model of a five-phase voltage source inverter [C]//2006 International Conference on Industrial Technology, December 15 - 17, 2006, Mumbai, India. 2006: 488 - 493.
- [6] GRANDI G, SERRA G, TANI A. Space vector modulation of a seven-phase voltage source inverter [C]//2006 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, May 23 - 26, 2006, Taormina, Italy. 2006: 1149 - 1156.
- [7] CASADEI D, MILANESI F, SERRA G, et al. Space vector modulation based on a multidimensional approach for multiphase inverters with an odd number of phases [C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15 - 19, 2008, Rhodes, Greece. 2008: 1351 - 1357.
- [8] CHUNG Daewoong, KIM Joohnsheok, SUL Seungki. Unified voltage modulation technique for real time three-phase power conversion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 34 (2): 374 - 380.
- [9] IQBAL A, MOINUDDIN S. Comprehensive study on space vector PWM and carrier-based PWM correlation in multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 24 (10): 2379 - 2390.
- [10] YUAN Dengke, XU Guoqing, HU Bo, et al. Research on a novel SVPWM for three-phase VSI [C]//2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 3 - 5, 2008, Harbin, China. 2008: 1 - 5.
- [11] KOLAR J W, ERTL H, ZACH F C. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(6): 1063 - 1075.
- [12] CHUNG Daewoong, KIM Joohnsheok, SUL Seungki. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory [C]//EPE'89, October 9 - 12, 1989, Aachen, Germany. 1989: 1197 - 1202.

(编辑: 张诗阁)