

一种新颖的矩阵变换器 PWM 脉冲产生方法

马星河¹, 谭国俊¹, 张 晓¹, 汪旭东², 袁世鹰²

(1. 中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008;

2. 河南理工大学 电气学院, 河南 焦作 454000)

摘要: 在分析了矩阵变换器双电压合成原理的基础上, 针对该控制原理需要产生不规则的 PWM 脉冲, 提出了一种新颖的脉冲间接产生方法。传统的现场可编程大规模门阵列器件 (FPGA) 根据计算的占空比数据进行三角波调制, 在 FPGA 内部比较产生需要的不规则 PWM 脉冲, 而未使用微处理器本身集成的 PWM 脉冲发生器, 软件编程复杂且整机系统可靠性不高。提出的脉冲间接产生方法利用微处理的 PWM 脉冲发生器产生 6 路标准 PWM 脉冲, 将 6 路标准 PWM 脉冲按照不同逻辑运算合成得到矩阵变换器所需要的 18 路脉冲, 该方法不仅降低了编程复杂性, 而且与系统没有数据交换, 提高了系统可靠性。设计了以 dSPACE 为主控单元的实验平台, 通过实验方法验证了所提脉冲间接产生方法的有效性与正确性。

关键词: 矩阵变换器; 双电压合成; PWM 脉冲

中图分类号: TM 761⁺.2

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)08-0055-03

矩阵式电力变换器 (简称矩阵变换器) 是一种直接的频率变换装置, 其具有以下特点^[1-6]: 无中间环节, 结构紧凑、体积小, 更适宜模块化; 控制自由度大, 输出电压幅值和频率连续可调; 能量能双向流动, 便于电机实现四象限运行等特点。但根据矩阵变换器双电压合成原理^[7-8] 计算开关管占空比可知, 在一个开关周期内需要发出的为不规则 PWM 脉冲, 而 DSP 控制器的 PWM 脉冲发生器无法实现, 因此需要设计不规则 PWM 脉冲产生电路, 这不仅增加了硬件成本, 还使得整机系统增添了不稳定因素。因此, 根据矩阵变换器双电压合成原理的特点, 设计了一种新颖的脉冲产生方法, 该方法不需增加复杂的硬件设计便可获得需要的 PWM 脉冲。

1 双电压合成原理

双电压合成策略^[7-8]是在每个开关周期内, 输出线电压由输入线电压合成。在不同时刻, 使用不同的 2 个线电压组合。将输入电压和期望的输出电压按照下列原则划分区, 即输入区间的划分使得三相电压只有一相电压出现极值 (正或负), 而另两相电压与之异号, 且保持单调变化; 输出区间的划分使得三相电压均保持单调变化, 其中一组始终为正值, 另一组始终为负值, 第三相从正到负 (或从负到正)。依此原则将三相输入和输出划为区间, 如图 1 所示 (图中纵坐标为相对值)。

三相输入电压值根据其大小, 分别标记为 $e_{\max}$ 、

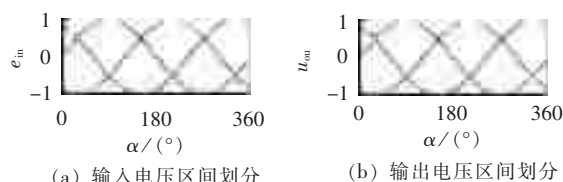


图 1 输入、输出电压区间划分

Fig.1 Sector partition of input and output voltage

$e_{\text{mid}}, e_{\text{min}}$ 。定义一个基准电压 e_{base} 为具有最大绝对值的输入相电压。从图 1(a) 中可见, e_{base} 在 e_{max} 和 e_{min} 之间交替变化。同样, 输出电压根据期望值的大小分别标记为 $u_{\text{max}}, u_{\text{mid}}, u_{\text{min}}$ 。当 $e_{\text{base}} = e_{\text{max}}$ 时, 令 $u_{\text{max}} = e_{\text{max}}$ 即在一个开关周期内, 连接 e_{max} 和 u_{max} 的开关始终导通, 连接 u_{max} 的另外 2 个开关则始终关断, 而与输出相 u_{mid} 和 u_{min} 相连的 6 个开关进行脉宽调制以获得期望的输出电压。当 $e_{\text{base}} = e_{\text{min}}$ 时, 调制方法相同。以 $e_{\text{base}} = e_{\text{max}}$ 的情况为例说明。令 $\Delta e_{\text{max}} = e_{\text{max}} - e_{\text{min}}$ 和 $\Delta e_{\text{mid}} = e_{\text{max}} - e_{\text{mid}}$, 输出侧 $\Delta u_{\text{max}} = u_{\text{max}} - u_{\text{min}}$, $\Delta u_{\text{mid}} = u_{\text{max}} - u_{\text{mid}}$, 则 2 个输出线电压可用 2 个输入线电压综合得:

$$\Delta u_{\text{max}} = \frac{1}{t_s} \{ (t_2 + t_4) \Delta e_{\text{mid}} + t_3 \Delta e_{\text{max}} \} \quad (1)$$

$$\Delta u_{\text{mid}} = \frac{1}{t_s} \{ (t_{22} + t_{24}) \Delta e_{\text{mid}} + t_{23} \Delta e_{\text{max}} \} \quad (2)$$

其中, $t_s = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 = t_{21} + t_{22} + t_{23} + t_{24} + t_{25}$ 。通过选择时间间隔 $t_1 \sim t_5$ 和 $t_{21} \sim t_{25}$ (PWM 脉冲占空比数值) 就可以获得所需要的输出电压。为减少谐波畸变, 各占空比以开关周期的中点为中心对称分布, 即

$$\frac{t_1}{t_5} = \frac{t_2}{t_4} = \frac{t_{21}}{t_{25}} = \frac{t_{22}}{t_{24}} = 1 \quad (3)$$

图 2 中给出了 $e_A < e_B < e_C, u_a < u_b < u_c$ 并且 $e_{\text{base}} = e_{\text{max}}$ 情况下的开关模式。

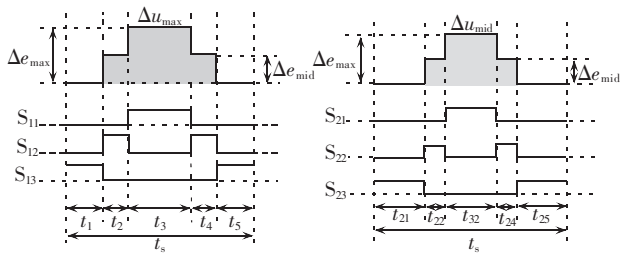


图 2 PWM 开关模式
Fig.2 PWM switching pattern

2 新的矩阵变换器脉冲产生方法

根据双电压控制原理,在每个开关周期开关管需要的为不规则 PWM 脉冲,如图 2 中脉冲 S_{12} 、 S_{22} 所示,即在一个 PWM 周期内需要发出 2 个高电平,而且控制矩阵变换器需要 18 路 PWM 脉冲,目前所使用的 DSP 控制器的 PWM 硬件发生器均无法满足矩阵变换器开关管所需脉冲的需要,因此,为了能够实现不规则 PWM 脉冲生成,常采用将计算得到的占空比数据通过数据线发给 FPGA,由 FPGA 采用三角波调制实现,硬件电路设计复杂,软件编制同样很繁琐^[10-15],这不仅使矩阵变换器系统更为复杂,而且由于硬件电路自身延时使得 4 步换流可靠性降低。因此,设计了一种新颖的矩阵变换器不规则 PWM 脉冲产生方法,该方法不需额外设计硬件电路,仅需通过简单的逻辑组运算合成满足要求的 PWM 脉冲。

新的产生 PWM 脉冲方式是以 2 路标准 PWM 脉冲为基准,根据不同输入电压区间(如图 1(a)所示电压分为 6 区间),将 2 路基准 PWM 脉冲进行取反、异或逻辑运算后,便得到一个输出相上的 6 路所需要的 PWM 脉冲(同一个输出相正、反相开关管的脉冲是相同的,因此只需要合成 3 路脉冲即可)。以输出 A 相所需脉冲产生为例说明新的脉冲产生过程。其中, M_a 、 M_b 为原始 PWM 脉冲,其占空比由双电压控制原理计算得到, A_a 、 A_b 、 A_c 为开通关断矩阵变换器输出 A 相分别与输入 a、b、c 三相连接的开关管所需的脉冲。假定输入电压位于第 2 区间,与输入 a 相连接的开关管的脉冲

A_a 即为原始 PWM 脉冲 M_a ($A_a=M_a$),见图 3。与输入 b 相连接的开关管的脉冲 A_b 由原始 PWM 脉冲 M_b 得到 ($A_b=!M_b$),而与输入 c 相连接的开关管的脉

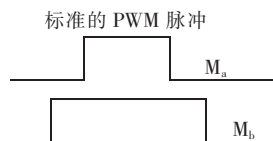


图 3 原始 PWM 脉冲
Fig.3 Original PWM pulses

冲 A_c 由原始 PWM 脉冲 M_a 与 M_b 异或得到 ($A_c=M_a \text{ xor } M_b$),脉冲产生过程如图 3、4 所示。

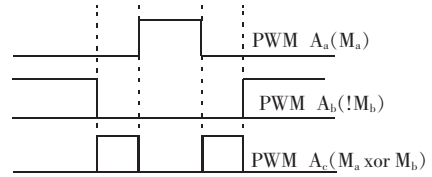


图 4 需要的 PWM 脉冲
Fig.4 Required PWM pulses

在不同的输入区间,不变、取反及异或后的脉冲分配也相应不同,在表 1 中,列出了 A 相输出所需矩阵变换器 PWM 脉冲产生、分配情况。输出 B、C 相与 A 相 PWM 生成、分配与 A 相相同。采用新的脉冲产生方法,仅需要 6 路标准的基准 PWM 脉冲,因而一般的 DSP 控制器均可产生。脉冲发生所需的逻辑合成由复杂可编程逻辑器件(CPLD)完成,该 CPLD 同时能够实现开关管导通、关断所采用的 4 步换流策略^[9],因此无需增添额外的硬件。

表 1 不同电压区间输出 A 相脉冲形成分配表

Tab.1 Output pulse formation of phase A for different voltage sectors

输入电压区间	脉冲形成逻辑分配		
1	$A_c=M_a$	$A_b=M_a \text{ xor } M_b$	$A_a=!M_b$
2	$A_a=M_a$	$A_b=M_a \text{ xor } M_b$	$A_c=!M_b$
3	$A_a=M_a$	$A_c=M_a \text{ xor } M_b$	$A_b=!M_b$
4	$A_b=M_a$	$A_c=M_a \text{ xor } M_b$	$A_a=!M_b$
5	$A_b=M_a$	$A_a=M_a \text{ xor } M_b$	$A_c=!M_b$
6	$A_c=M_a$	$A_a=M_a \text{ xor } M_b$	$A_b=!M_b$

3 实验结果

为了验证新的脉冲产生方法的有效性,设计了以 dSPACE 为主控单元的矩阵变换器实验平台。矩阵变换器所需脉冲的产生、逻辑分配以及开关管 4 步换流的实现采用 ALTERA 公司生产的 EPM71-60SLC84 的 CPLD 编程实现,编程采用 ALTERA 公司开发的 AHDL 语言。

实验参数为:输入电压有效值为 120 V、50 Hz;期望的输出电流有效值为 7 A、30 Hz;输入侧滤波器 $L_f=1 \text{ mH}$ 、 $C_f=10 \text{ } \mu\text{F}$;每相负载 $R=10 \text{ } \Omega$ 、 $L=10 \text{ mH}$;开关频率 $f_s=10 \text{ kHz}$ 。图 5~7 为实验波形,图 5 所示为输出的三相电流波形;图 6 为 A 相输出 PWM 电压波形。图 7 为 A 相输入侧滤波前的 PWM 电流波形。

从实验波形可以得出,采用所提出的新的不规则

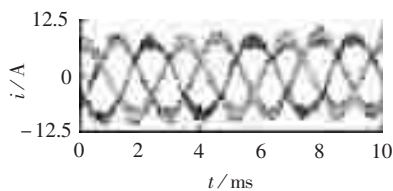


图 5 输出三相电流波形
Fig.5 Waveforms of three-phase output currents

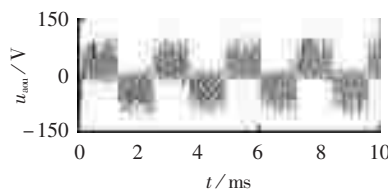


图 6 A 相输出电压 PWM 波形
Fig.6 PWM waveforms of phase A output voltage

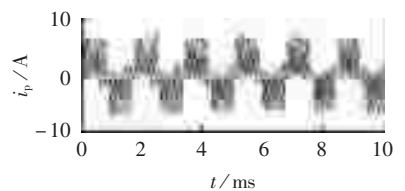


图 7 A 相输入滤波前电流 PWM 波形
Fig.7 PWM waveforms of phase A input current before filter

则PWM脉冲产生方法,无需另外增加复杂的脉冲产生硬件电路,很好地消除了因硬件延时而带来的开路、短路故障,提高了矩阵变换器整机的可靠性。

4 结语

所提出的新颖的矩阵变换器脉冲产生方法,极大地简化了复杂的脉冲形成过程,只需要按照不同区间的逻辑组合便可得到需要的不规则PWM脉冲,从实验结果验证了该方法的有效性。

参考文献:

- [1] WHEELER P, CLARE J, EMPRINGHAM L. Enhancement of matrix converter output waveform quality using minimized commutation times[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2004, 51(1):240-244.
- [2] ALESINA A, VENTURINI M. Solid - state power conversion:a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Trans on Circuit and System, 1981, 28(4):319-330.
- [3] VENTURINI M, ALESINA A. The generalized transformer:a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor[C]//IEEE PESC'80. [S.L]: IEEE, 1980:242-252.
- [4] WHEELER P, CLARE J, EMPRINGHAM L, et al. Matrix converters[J]. Power Engineering Journal, 2002, 16(6):273-282.
- [5] WHEELER P W, CLARE J C, EMPRINGHAM L. A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality [C]//IEEE IAS'2002. Pittsburgh, USA; IEEE, 2002:466-472.
- [6] HUBER L, 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.
- [7] WATANABE E, ISHII S, YAMAMOTO E, et al. High performance motor drive using matrix converter[C]//Advances in Induction Motor Control IEE Seminar. London:IEE, 2000:1-6.
- [8] 方永丽,唐铁,马星河,等. 矩阵变换器四步换流策略的优化方法研究[J]. 中国矿业大学学报, 2006, 35(5):662-666.
FANG Yong-li, TANG Yi, MA Xing-he, et al. Study on improvement of four - step commutation of matrix converter[J]. Journal of China University of Mining & Technology, 2006, 35(5):662-666.
- [9] BURUNY N. Safe control of four-quadrant - switches[C]//IEEE - IAS Annu Meeting. San Diego; IEEE, 1989:1190-1194.
- [10] MAHLEIN J, IGNEY J, WEIGOLD J, et al. Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2):407-414.
- [11] KLUMPNER C, BLAABJERG F. Experimental evaluation of ride - through capabilities for a matrix converter under short power interruptions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2):315-324.
- [12] NIELSEN P, BLAABJERG F, PEDERSEN J K. New protection issues of a matrix converter; design considerations for adjustable - speed drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999(5):1150-1161.
- [13] SUN K, HUANG L P, MATSUSE K, et al. Combined control of matrix converter fed induction motor drive system[C]//Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting. Kingston, Ontario, Canada:Queens University, 2003:1723-1729.
- [14] KLUMPNER C, NIELSEN P, BOLDEA I, et al. New solutions for a low - cost power electronic building block for matrix converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(2):336-344.
- [15] SIMON O, MAHLEIN J, MUENZER M N, et al. Modern solutions for industrial matrix-converter applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2):401-406.

(责任编辑:汪仪珍)

作者简介:

马星河(1979-),男,河南新乡人,博士研究生,研究方向为计算机控制及新型变换器的研究(E-mail:maxinghe888@tom.com)。

PWM pulse generation for matrix converter

MA Xing-he¹, TAN Guo-jun¹, ZHANG Xiao¹, WANG Xu-dong², YUAN Shi-ying²

(1. Institute of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China; 2. College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: Based on the principle of the two line voltage synthesis control for matrix converter, the method to indirectly generate the required PWM pulses is presented. The traditional method uses FPGA(Field Programmable Gate Array) to generate internally the required irregular PWM pulses through the tri - angle waveform modulation according to the computed duty cycle. The software programming is complicated and the system reliability is low. The proposed method uses the PWM pulse generator of microprocessor to generate six series of standard PWM pulses and assembles them into the required 18 series of PWM pulses according to different logic operations, which decreases the complexity of programming and increases system reliability because there is no data exchange with system. The experimental platform based on dSPACE is designed and the experimental results demonstrate its effectiveness and correctness.

This project is supported by the National Natural Science Foundation of China(60474043) and the Technology Foundation of China University of Mining and Technology(E200427).

Key words: matrix converter; two line voltage synthesis; PWM pulse