

矩阵变换器多电压矢量及在交流调速中的应用

张深基¹, 梁炳寅², 朱建林²

(1. 湖南工程学院 电气与信息工程系, 湖南 湘潭 411102;

2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要:在电动机直接转矩控制(DTC)系统中普遍存在低速运转时的转矩脉动,而在矩阵变换器(MC)供电的DTC系统中,可根据MC的大小输入电压来合成长、短、零3种输出电压矢量,合理应用短零矢量而减少长电压矢量的使用,可有效地抑制转矩脉动。提出了一种5电平输出的滞环比较器,根据其输出确定转矩误差大小,选取不同的电压矢量。仿真结果表明,该方法能够有效地减小低速时的转矩脉动,增强系统的鲁棒性,使低速性能得到较大的提高。

关键词:矩阵式变换器; 交流调速; 直接转矩控制; 多电压矢量; 空间矢量调制

中图分类号: TM77

文献标识码: A

Multiple Voltage Vectors of Matrix Converter and Its Applications in the AC Motor Speed Regulating System

ZHANG Shen-ji, LIANG Bing-yin, ZHU Jian-lin

(1. Department of Electrical and Information, Hu'nan Engineering Institute, Xiangtan 411102, Hu'nan, China; 2. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, Hu'nan, China)

Abstract: The torque ripple exists universally in motor direct torque control (DTC) system at low-speed. The DTC system supplied by matrix converter (MC) can synthesizes long, short and zero three kinds of output voltage vectors according to MC input voltage value. The reasonable usage of short and zero vectors can decrease the use of voltage vectors and restrain the torque ripple efficiently. A type hysteresis comparator with five-level output was proposed, in the basis of which to determine the torque error and then select various voltage vectors. The simulation results indicate that this method can reduce torque ripple at low-speed, enhance the system robustness, and improve the low-speed performances largely.

Key words: matrix converter; AC motor speed regulating system; direct torque control; multiple voltage vectors; space vector modulation

1 引言

近年来,随着计算机技术和微电子技术的发展,出现了各种高性能的电力变换装置。矩阵变换器输出频率不受输入频率限制,没有直流环节,体积小,结构紧凑,输入和输出电流品质优良,输入功率因数可调,可实现能量双向流动,符合现代电气传动的理想标准,日益受到大家的重视^[1]。在采用直接转矩控制方法的交流调速中,使用矩阵变换器驱动电动机,一方面能够实现较好的传动性能,另一方面也可以满足日益严格的电网电

能质量的要求^[2],降低谐波污染。

但是,在过去的20年间,国内外对矩阵变换器的研究主要集中于变换器自身的一系列问题,而对矩阵变换器应用于电动机直接转矩控制调速系统的研究则相对较少^[3]。

本文研究了以矩阵变换器为功率变换器的交流电动机直接转矩控制系统,详细阐述了矩阵变换器输出的长、短、零3种电压矢量。通过对长、短、零电压矢量的合理使用,减小转矩脉动,提高系统性能。仿真结果表明这种方法对直接转矩控制低速性能有明显的提高,是一种较好的控制方法。

作者简介:张深基(1947—),男,教授,Email:zsj527@163.com

2 矩阵变换器模型

矩阵变换器是一个交-交变换器,使用 $m \times n$ 双向开关矩阵,连接 m 相电压源和 n 相负载。最常用的是 3×3 矩阵变换器, 3×3 矩阵变换器在理论上可以等效为一个电压源整流器(VSR)和一个电压源逆变器(VSI)的虚拟连接,如图1所示。

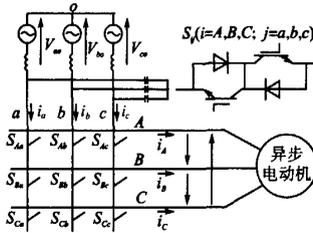


图1 矩阵变换器拓扑

Fig.1 Topology of matrix converter

矩阵变换器有很宽的电压选择范围,但输入相不能短路,而输出相不能开路。所以矩阵变换器共有27种开关组合,可供使用的有21种。输出电压空间矢量(u_o)和输入电流空间矢量(i_i)的方向是确定的,称为“有效矢量”。后面3种开关组合是每一输出相连接在相同的输入相,称为“零矢量”。如图2a所示,输入相电流参考空间矢量 i_i 的相位由检测到的电压矢量和设定的相移角 φ^* 决定。任意时刻输入相电流参考空间矢量 i_i 可由两个相邻的非零开关状态矢量和一个零矢量合成得到,而开关状态矢量在每个采样周期内的持续时间可根据空间矢量调制原理和正弦定理计算得到^[4]。

同理,如图2b所示,任意时刻的输出电压空间矢量 u_o 由两个相邻的非零电压开关状态矢量和一个零矢量合成而成^[5]。

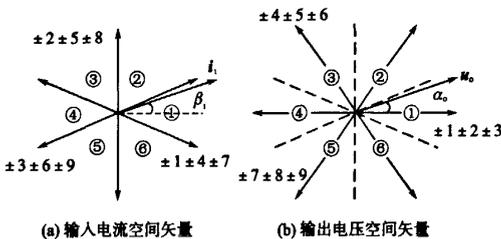


图2 矩阵变换器输出电压、输入电流空间矢量

Fig.2 The space vectors of output voltage and input currents of matrix converter

3 矩阵变换器供电的电动机直接转矩控制系统

在直接转矩控制系统中,采用电机模型观测出定子磁链,通过计算得到电磁转矩。主要计算公式如下:

$$\Psi_s = \int (u_s - i_s R_s) dt \quad (1)$$

式中: Ψ_s 为定子磁链矢量; u_s 为定子电压矢量; i_s 为定子电流矢量; R_s 为定子电阻。

在静止的 $d-q$ 坐标系中,交流电机的电磁转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (2)$$

式中: n_p 为电机的极对数; Ψ_{ds}, Ψ_{qs} 为 Ψ_s 在 d 轴和 q 轴的分量; i_{ds}, i_{qs} 为 i_s 在 d 轴和 q 轴的分量。另一个有用的电磁转矩公式为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \theta \quad (3)$$

式中: L_s, L_r 为定子和转子电感; L_m 为互感; σ 为漏感系数; Ψ_s 为定子磁链矢量; Ψ_r 为转子磁链矢量; θ 为转矩角(是定子磁链矢量和转子磁链矢量的夹角)。

得到定子磁链观测值 Ψ_s 和电磁转矩观测值 T_e 后,分别和它们的参考值 Ψ_s^* 和 T_e^* 相减得到2个误差值,再经过2个滞环比较器。根据滞环比较器的输出和定子磁链的空间位置 $S(n)$, 确定矩阵变换器的下一个开关状态,最终来控制电机。

标准三相电压源逆变器(VSI)的输出只有8个电压矢量,其中6个为工作电压矢量($u_1 \sim u_6$)和2个零电压矢量(u_0, u_7)。根据工作电压矢量位置,坐标平面分为6个扇区 $S(1) \sim S(6)$,如图3所示。通过合理的选择这8个电压矢量,可以使定子磁链的幅值基本保持恒定。有关直接转矩控制的具体内容详见文献^[6]。

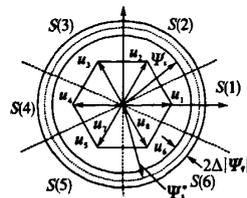


图3 磁链控制原理图

Fig.3 The theory chart of controlling flux

4 矩阵变换器的电压矢量

矩阵变换器的输出相可以与输入相任意连接,且输入为三相正弦电压,因此矩阵变换器的输出电压空间矢量有很宽的电压选择范围。不同的开关组合决定不同的输出电压空间矢量。在本文中,根据相连的输入电压的大小来定义长、短、零输出电压空间矢量。如图4所示输入线电压幅值超出横向虚线部分称为大输入电压,横向虚线之间的部分称为小输入电压。由大输入电压合成的输出电压矢量称之为长电压矢量,由小输入电压合成的输出电压矢量称之为短电压矢量。输出为零的电压矢量称为零电压矢量。本文把矩阵变换器应用于电机直接转矩控制中,因此结合直接转矩控制来说明矩阵变换器的输入输出电压矢量。

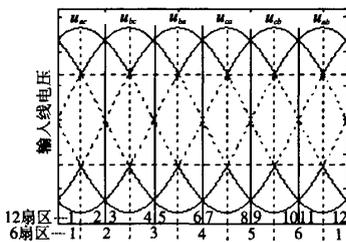


图4 输入线电压
Fig.4 The input line-to-neutral voltage

在矩阵变换器供电的电机直接转矩控制系统中,设某时刻矩阵变换器需要合成的电压矢量为图3中的 u_1 ,对照图2b可知,其开关组合为 $\pm 1 \pm 2 \pm 3$,而矩阵变换器的输出电压矢量幅值由输入电压决定。输入电压分为6个扇区,如图4所示。如果输入电压位于第2扇区,可得开关组合 $+2, -3, +1$ 和 -1 的输出电压矢量($u_{k}, u_{\alpha}, u_{\beta}$),与 u_1 的方向可能相同。开关组合 $+2$ 的输出电压矢量幅值为 $(2/3)u_k$,开关组合 -3 为 $-(2/3)u_{\alpha}$,开关组合 1 和 -1 分别为 $(2/3)u_{\beta}$ 和 $-(2/3)u_{\beta}$ 。

从图4可以看出,第2扇区中 u_k 和 u_{α} 比 u_{β} 幅值要大,即为大输入电压(在图4中用实线表示),而 u_{β} 为小输入电压(在图4中用虚线表示)。开关组合 $+2$ 和 -3 的输出电压矢量即为长电压矢量, 1 和 -1 的输出电压矢量为短电压矢量。开关组合 0 的输出为零电压矢量。同理可以得出其他扇区的大小输入电压和长、短、零电压矢量。

本文对传统的矩阵变换器供电的电机直接转矩控制系统进行了改进^[3],提出一种新的5电平转矩滞环比较器(见图5),然后修改了矩阵变换器的控制开关表。

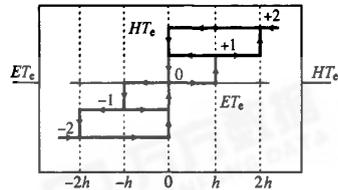


图5 5电平滞环比较器
Fig.5 The five level torque hysteresis comparator

转矩滞环比较器的运行如下。

1)当转矩误差 ET_c 的绝对值大于或者等于 $2h$ 时, HT_c 值为 ± 2 ,选用长电压矢量。 HT_c 值为 $+2$ 时减小转矩, HT_c 值为 -2 时,增大转矩,直到 ET_c 值为 0 , HT_c 取值为 0 时为止。

2)当转矩误差 ET_c 的绝对值大于或者等于 h 且小于 $2h$ 时, HT_c 值为 ± 1 。短电压矢量可用时,应用短电压矢量, HT_c 值为 -1 时增大转矩, HT_c 值为 $+1$ 时减小转矩,直到 ET_c 为 0 , HT_c 取值为 0 时为止。短电压矢量不可用时,用零电压矢量减小转矩。 HT_c 值为 $+1$ 时,减小到 ET_c 为 $-h$, HT_c 取值为 -1 时为止。 HT_c 值为 -1 时,转矩减小到 ET_c 为 $-2h$, HT_c 取值为 -2 。

3)当转矩误差 ET_c 的绝对值小于 h 时, HT_c 值为 0 ,用零电压矢量,一直到 $HT_c = -1$ 时为止。当短电压矢量可以用时,转矩增大到 $HT_c = 0$ 时为止。当短电压矢量不可以用时,继续使用零电压矢量,直到 $HT_c = -2$,然后使用长电压矢量增大转矩。因此,理想状况下,该系统的转矩脉动为传统系统的一半甚至更小。

5 仿真分析

本文选用三相两极交流电机,仿真参数为:定子电阻 $R_s = 1.405 \Omega$,转子电阻 $R_r = 1.395 \Omega$,励磁电感 $L = 172 \text{ mH}$,漏电感 $L_{\sigma} = 5.89 \text{ mH}$;定子磁链幅值给定为 0.65 Wb ;系统采样周期为 $40 \mu\text{s}$ 。给定系统转速为低速(15 r/min)。

为了合理使用矩阵变换器的短电压和零电压矢量,通过对以下3种方法的仿真对比,来说明合理使用矩阵变换器长、短、零电压矢量的理想效果。1)只用长电压矢量;2)用长电压和短电压矢

量;3)使用长、短、零电压矢量的方法。同时,对方法3进行了动态仿真试验。

5.1 3种方法的低速传动性能对比

3种方法的磁链圆、转矩和转速波形如图6~图10所示。其中序号a,b,c分别表示方法1、方法2、方法3的仿真图形。

1)图6为定子磁链圆对比,可以看出:方法3的定子磁链幅值最小,其中方法2约为方法1的0.8倍,方法3约为方法2的0.5倍,且方法3的圆形更平滑。

2)图7为电磁转矩波形,方法3的转矩脉动有明显的减小,最小转矩脉动为0.2 N·m左右,最大转矩脉动为0.6 N·m左右;方法2为方法1的0.8倍,方法3为方法2的0.5倍甚至更小。

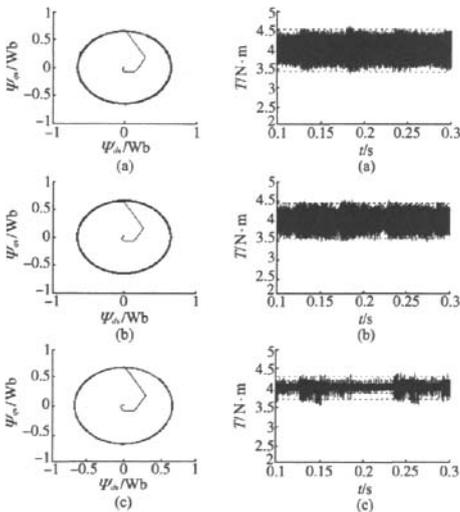


图6 定子磁链圆 Fig.6 Stator flux trajectory

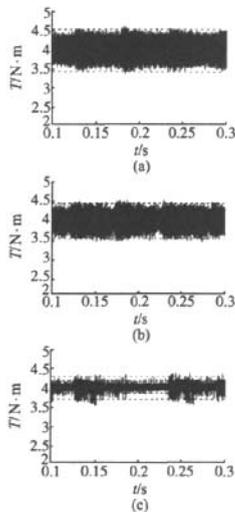


图7 电磁转矩 Fig.7 Electromagnetic torque

3)图8是图7在时间长度为400μs的局部放大,显示了长、短、零电压矢量的使用情况。其中,①表示在该时间段内应用MC长电压矢量,②表示在该时间段内应用MC短电压矢量,③表示在该时间段内应用MC零电压矢量。

4)图9为电机转速波形,方法3的速度波动范围最小,约为方法1的0.5倍。

仿真结果表明:合理使用矩阵变换器短电压和零电压矢量使转矩、定子磁链和转速脉动都限制在很小的范围内。

5.2 方法3的动态仿真试验

1)加减速仿真试验。初始给定转速为15

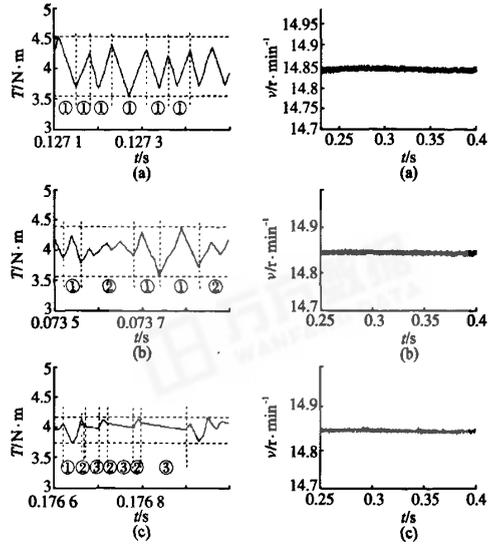


图8 局部放大波形

图9 电机转速

Fig.8 The partial enlarged wave Fig.9 The speed of motor

r/min,在0.25s时改为20 r/min,0.525s时又恢复为15 r/min。仿真结果如图10所示。图10显示了电磁转矩、转速和定子电流波形,且可以看出:转矩可瞬时恢复且速度响应快。

2)负载转矩变化仿真实验。初始负载转矩为4 N·m,0.25s时为-4 N·m。仿真结果如图11所示。图11显示了负载变换时的转矩、转速和定子电流波形。可以看出转矩响应快,且速度基本维持恒定。

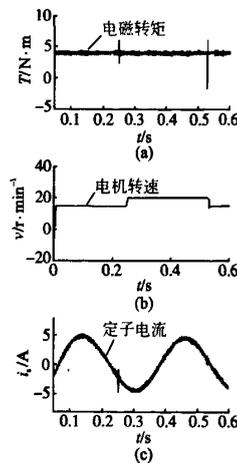


图10 电磁转矩、转速和定子电流 Fig.10 Electromagnetic torque, speed and stator current

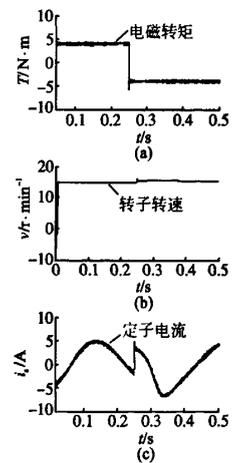


图11 负载变换时的转矩、转速和定子电流 Fig.11 Torque, speed and stator current when the load is varied

(下转第55页)

始符<R和1字节结束符。当下位机ADuc814收到命令后就产生中断,执行中断服务程序。PC机串口每收到100字节数据就触发MComm的OnComm事件,在OnComm事件子程序中,从接收缓冲区中提取2字节开始命令后的12字节实时数据并进行求和校验,如接收正确就将接收的数据存储到相应文件中并刷新屏显示,否则提示“接收错误!”并要求重发。具体帧格式为:

2字节帧 开始<R	12字节 故障数据	2字节 校验码	1字节 结束符\$
--------------	--------------	------------	--------------

4 系统的运行与测试结果

在系统投入运行前,必须对装置进行标定,即模拟不同工况时的发电机转子电压和电流值,并计算出理论转子温度,与实际显示的温度进行比较,通过调整有关参数使系统温度偏差最小。最后将调试的相关参数固化到FLASH中。

在模拟试验装置上对标定后的系统进行测试,结果表明,整个装置运行良好,达到了设计指标,励磁电压的测量精度为±0.5%,测量范围

为0~800V;励磁电流的测量精度为±0.8%,测量范围为0~2000A;温度的测量精度为±2%,测量范围为0~150℃。

本系统充分利用了ADuc814芯片的内置功能模块,减少了外围电路,降低了成本,提高了产品的可靠性。该系统可用于同步发电机转子实时监控、故障记录、故障分析等方面。

参考文献

- 1 李刚. ADuc8XX系列单片机原理与应用技术[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2002.
- 2 邱建东,胡永红. 铁路货车零部件通用智能检测系统设计[J]. 计算机测量与控制,2005,13(6):522-523,526.
- 3 钱雪忠. 新编 Visual Basic 程序设计实用教程[M]. 北京:机械工业出版社,2004.
- 4 范逸之,陈立元. Visual Basic 与 RS-232 串行通信控制[M]. 北京:中国青年出版社,2002.
- 5 王永骥,曾明,徐桂英,等. 同步发电机励磁装置计算机辅助测试系统[J]. 电气传动,2001,31(4):60-62.

收稿日期:2007-05-15

修改稿日期:2008-01-11



(上接第19页)

仿真结果表明:合理使用长、短、零电压矢量的方法不仅转矩和定子磁链的脉动小,且保留了直接转矩控制原有的高动、静态响应性能,较大地提高了低速传动性能。

6 结论

本文提出了矩阵变换器的大小输入电压和长、短、零输出电压矢量,即多电压矢量,且把其应用在电机直接转矩控制中,引出了一种新的矩阵变换器供电的电机直接转矩控制方法。此控制方法实现简单,根据转矩和磁链滞环比较器的输出,选择电压矢量控制开关状态。为了合理使用短电压和零电压矢量,该控制方法还提出了5电平滞环比较器。仿真试验表明系统的动态响应速度快,转矩、磁链和电流的脉动很小,大大提高了直接转矩控制系统的低速性能;而且还发挥矩阵变换器的优势,使输入功率因数可调。理论分析和仿真结果都表明了该方法是一种较为理想的控制方法。

参考文献

- 1 Patrick W, Jose R, Jon C, et al. Matrix Converters: a Tech-

- nology Review[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 276-288.
- 2 Sunter S, Clare J C. A True Four Quadrant Matrix Converter Induction Motor Drive with Servo Performance[C]. IEEE Proc of PESC. Baveno, Italy: IEEE, 1996: 146-151.
- 3 Casadei D, Serra G, Tani A. The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines[J]. IEEE Trans. on IE, 2001, 48(6): 1057-1064.
- 4 Casadei D, Grandi G, Serra G, et al. Space Vector Control of Matrix Converter with Unity Input Power Factor and Sinusoidal Input/Output Waveforms[C]. in Proc. EPE, Brighton, U. K, 1993, 7:170-175.
- 5 Huber L, Borojevic D. Space Vector Modulate Three Phase to Three Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction[J]. IEEE Trans. on Ind. Appl, 1995, 31(6): 1234-1246.
- 6 李凤. 异步电机直接转矩控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2001.

收稿日期:2007-06-20

修改稿日期:2008-01-23