

文章编号: 1006-4710(2013)03-0253-07

基于改进型磁链观测器的 TSMC-PMSM 无速度传感器矢量控制系统研究

宋卫章, 钟彦儒, 王孝龙, 汪丽娟

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 针对 TSMC 和 PMSM 各自独特的优点, 设计了基于改进型磁链观测器的 TSMC-PMSM 无速度传感器矢量控制系统。整流级和逆变级分别采用无零矢量调制和电压空间矢量调制策略。采用反电动势积分法, 通过带饱和和反馈环节的磁链观测器和锁相环结构的转子位置和速度观测器, 实现了位置和转速的估算, 分析了各部分工作原理, 给出了系统控制框图, 并搭建了一台试验样机对方案进行实验验证。结果表明, 文中方案的采用可确保系统在中高速场合具有良好传动性能和更优异的网侧性能。

关键词: 双级矩阵变换器; 永磁同步电动机; 无速度传感器; 反电动势

中图分类号: TM921

文献标志码: A

Research on Speed-Free Sensor Vector Control System for TSMC-PMSM Based on Improved Flux Observer

SONG Weizhang, ZHONG Yanru, WANG Xiaolong, WANG Lijuan

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Aiming at their unique advantages of TSMC and PMSM, speed-free sensor vector control system for TSMC-PMSM is designed based on improved flux observer. Space vector without zero vector modulation was employed in rectifier stage while voltage space vector modulation was used in inverter stage. A back-EMF integration combined with the saturation feedback flux observer and phase-locked loop with symbol recognition was used for estimating rotor flux and speed. The principle was analyzed and the diagram of system control is given. The control method is verified by the experimental prototype. The experimental results show that the method adopted in this system can not only own good driving-performance, but also have excellent network-performance in high-speed.

Key words: two-stage matrix converter; permanent magnet synchronous motor; speed-free sensor; back electromotive force

随着经济的发展, 电力电子装置在工业中得到了广泛的应用, 但在创造了巨大经济效益的同时也给电网带来了巨大的谐波。因此, 开发绿色环保、结构紧凑又高效的新型电力电子装置就成了一种发展趋势。常规矩阵变换器 (Conventional Matrix Converter, CMC) 是近年发展起来的一种新型 AC/AC

“绿色”电力变换器, 具有输入电流谐波含量少、功率密度高、输入功率因数可控、能量可双向流动等优点。双级矩阵变换器 (Two-stage Matrix Converter, TSMC) 是一种在 CMC 基础上发展起来的新型拓扑, 它基于 AC-DC-AC 双级变换结构, 在具有 CMC 所有功能和优良特性的同时, 还具备箝位电路、控制策略

收稿日期: 2013-06-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51307138); 教育部博士学科点专项科研基金资助课题 (新教师类) (20126118120009); 陕西省重点学科建设专项资金资助项目 (105-5X1201); 陕西省教育厅专项科研计划项目 (12JK0562); 西安理工大学博士启动基金资助项目 (105-211104)。

作者简介: 宋卫章, 男, 博士, 讲师, 研究方向为现代交流传动与矩阵变换器。E-mail: SWZ@xaut.edu.cn。

和换流方法简单等优点^[1-5]。

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 无需无功励磁电流,效率高,体积小,又因其高功率密度、高转矩电流比等优点而被广泛应用。近年来,PMSM 调速系统得以迅猛发展,而在一些特殊应用的场合,速度传感器限制了 PMSM 的使用,因此无传感器控制方法便成了 PMSM 的一个研究热点^[6-9]。

国内外学者对 CMC-PMSM 进行了较广泛的研究,主要涉及将矢量控制、直接转矩控制、高频电压信号注入法、自适应滑模观测器等方法应用到 CMC-PMSM 系统中,对 TSMC-PMSM 的研究主要有:文献[10]研究了 TSMC 驱动的电励磁同步电动机直接转矩控制系统,文献[11]将一种非线性 PI 控制方法引入到 TSMC-PMSM 矢量控制系统中,文献[12]设计了基于开关-模糊-PI 复合控制器的 TSMC-PMSM 闭环系统速度控制器,目前对 TSMC-PMSM 无速度传感器矢量控制方面涉及较少。

针对 TSMC 和 PMSM 各自独特的优点,将两者结合,发挥各自的优势。本文将无速度传感器矢量控制拓展至 TSMC-PMSM 系统中,设计了带饱和反馈环节的磁链观测器和锁相环结构的观测器以估算转子位置和转速,搭建了样机,并验证了方案可行性。结果表明本系统具有良好传动性能,更具有优异网侧性能,对 TSMC-PMSM 在中高速场合推广应用具有一定借鉴意义。

1 TSMC 调制策略

TSMC 主要由输入滤波器、整流级和逆变级等三部分组成,直流侧无储能电容,其拓扑结构如图 1 所示。

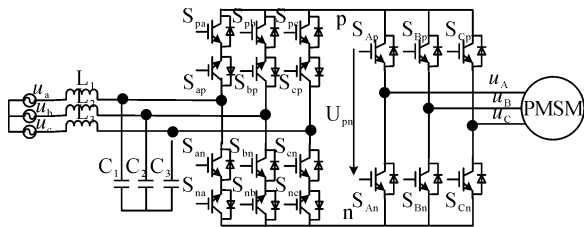


图 1 18 开关 TSMC 拓扑结构

Fig. 1 Topology of TSMC

1.1 整流级调制策略

TSMC 整流级调制首先要满足直流侧输出正的直流电压,同时尽可能提高电压利用率,其次保证较高的功率因数^[4]。

设输入三相电源电压为:

$$\begin{cases} u_a = U_i \cos(\omega_i t) = U_i \cos \theta_a \\ u_b = U_i \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) = U_i \cos \theta_b \\ u_c = U_i \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) = U_i \cos \theta_c \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_i 为输入相电压的幅值, ω_i 为输入角频率, θ_a 、 θ_b 、 θ_c 为三相输入电压的角度。

为获得正的直流输出电压,可把输入电压的一个周期平均划分为 6 个区间,如图 2 所示,每个区间中,一相电压幅值最大,另两相电压具有与它相反的极性,幅值最大相的开关处于一直开通状态,另两相开关处于高频调制状态,高频调制频率为 TSMC 整流级开关频率,详见实验参数。

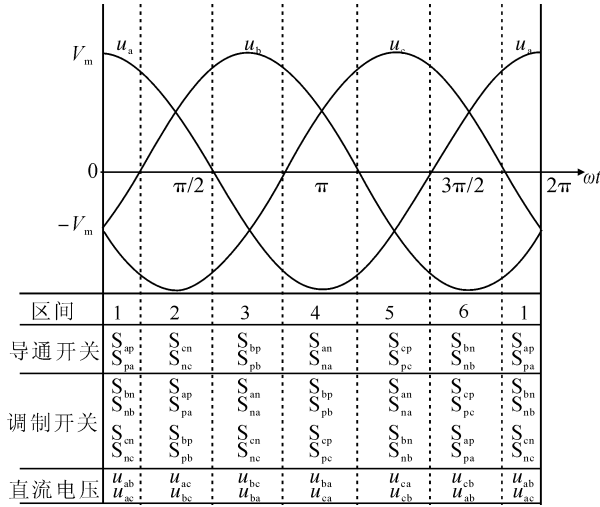


图 2 基于输入电压的整流级开关状态

Fig. 2 Switch state for rectifier stage based on the input voltage

为确保较高功率因数,在一个调制周期中,应使各相输入电流局部平均值与相应输入相电压值成正比,即:

$$\bar{i}_a \propto u_a; \bar{i}_b \propto u_b; \bar{i}_c \propto u_c \quad (2)$$

以区间 2 为例,在三相输入电压平衡条件下,可推导出占空比表达式为:

$$d_{ac} = -\frac{\bar{i}_a}{\bar{i}_{pn}} = -\frac{\bar{i}_a}{\bar{i}_c} = -\frac{u_a}{u_c} = -\frac{\cos \theta_a}{\cos \theta_c} \quad (3)$$

$$d_{bc} = -\frac{\bar{i}_b}{\bar{i}_{pn}} = -\frac{\bar{i}_b}{\bar{i}_c} = -\frac{u_b}{u_c} = -\frac{\cos \theta_b}{\cos \theta_c} \quad (4)$$

其中 $\bar{i}_a$ 、 $\bar{i}_b$ 、 $\bar{i}_c$ 为三相输入电流局部平均值, $\bar{i}_{pn}$ 为直流局部平均值。

1.2 逆变级的调制策略

逆变级的拓扑结构与传统逆变器一样,故可采

用应用广泛而又性能优良的电压空间矢量调制策略 (SVM)^[5]。而传统逆变器直流侧存在大储能电容, 其电压基本为恒定值, 而 TSMC 的逆变级输入为不等的两线电压合成。但在一个调制周期中平均电压为近似恒定直流量, 因此可采用电压空间矢量调制。当假定直流电压 $\bar{u}_{pn} = U$ 为恒定值时, 其 SVM 调制的示意图如图 3 所示。

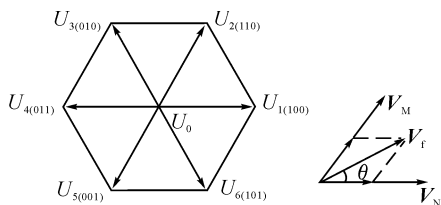


图 3 逆变级 SVM 调制

Fig. 3 The SVM modulation for inverter stage

根据空间矢量调制原理, $\mathbf{V}_f$ 落在六边形空间矢量中的某个区间内, 其由相邻两有效空间矢量 $\mathbf{V}_M$ 和 $\mathbf{V}_N$ 及零矢量 $\mathbf{V}_0$ 合成。有:

$$\mathbf{V}_f = d_m \cdot \mathbf{V}_M + d_n \cdot \mathbf{V}_N + d_0 \cdot \mathbf{V}_0 \quad (5)$$

 V_M 、 V_N 、 V_0 的占空比分别为:

$$\begin{cases} d_m = m_2 \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ d_n = m_2 \cdot \sin\theta \\ d_0 = 1 - d_m - d_n \end{cases} \quad (6)$$

式中, m_2 为逆变级调制系数, 其表达式为:

$$m_2 = \frac{2U_o}{\sqrt{3}U_i} \cos \theta_i \quad (7)$$

其中, $\cos(\theta_i) = \max(|\cos(\theta_a)|, |\cos(\theta_b)|, |\cos(\theta_c)|)^{[5]}$, U_o 为输出相电压幅值。

1.3 零向量协调换流

TSMC 由于其拓扑结构原因需要输入侧不能短路、输出侧不能开路^[3-4]。为了减小开关损耗同时安全换流,需协调逆变级零矢量实现零电流换流,TSMC 有效矢量开关顺序与传统逆变器相同^[3-5]。整流与逆变级协调换流原理是逆变级输出零电压矢量,迫使直流侧输出开路时,直流侧电流近似为零,此时整流级开关在零电流状态下切换从而实现零电流换流,具体实现为:使逆变级的零矢量时刻跟踪整流级开关切换点,从而确保整流级零电流换流以实现软开关切换。一个开关周期内整流级与逆变级协调换流示意图如图 4 所示。图中上面是整流级的调制原理和开关 S_{bn} 、 S_{nb} 、 S_{cn} 、 S_{nc} 波形,下面是协调前后的三角载波波形和协调后的逆变级开关顺序。

2 无速度传感器矢量控制

近年来学者们提出了很多基于电压模型的转子

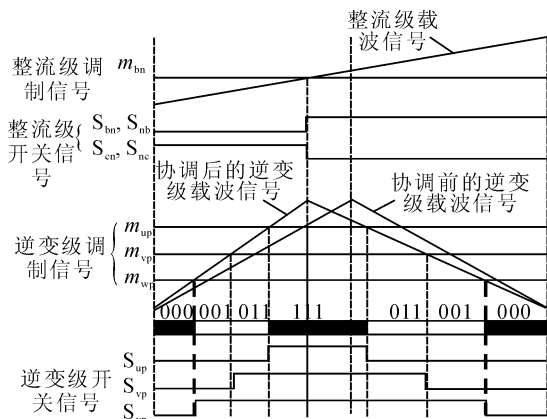


图 4 零矢量协调换流示意图

Fig. 4 Relation position between rectifier and inverter reference vector

位置和转速辨识方法,且相对比较成熟,但主要是针对表贴式永磁同步电机(SPMSM),内埋式永磁同步电机(IPMSM)由于凸极的存在不能直接使用这些方法。本文利用数学方法对永磁同步电机磁链模型进行变换推导,对磁链观测器进行改进,使 SPMSM 和 IPMSM 具有统一形式,以方便实现对 PMSM 转子磁极位置及转速的估算。

PMSM 无速度传感器矢量控制框图如图 5 所示,采用速度外环,电流内环的 $i_{\text{dref}}=0$ 的控制策略,系统包含转速、位置估算模块。

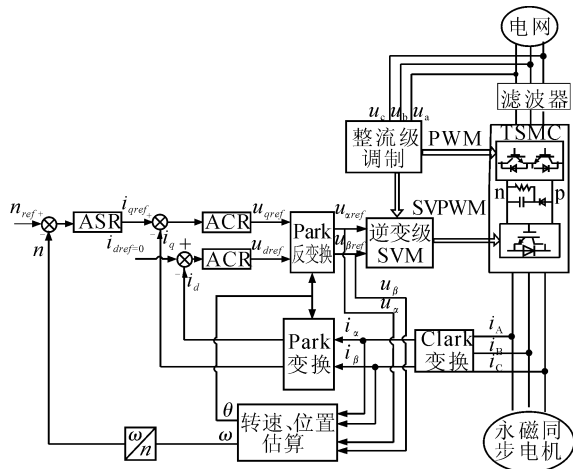


图 5 系统控制框图

Fig. 5 The control system structure

永磁同步电机在两相旋转 $d-q$ 坐标系下的磁链方程写成矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_a \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_d \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d - L_q)i_d + \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过 Ipark 变换可将 $d-q$ 坐标系下的磁链方程转换到 $\alpha-\beta$ 坐标系,得:

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (L_d - L_q)i_d + \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} =$$
$$L_q \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + [(L_d - L_q)i_d + \psi_r] \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 ψ_α, ψ_β 为 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下的磁链, 可以通过对反电动势的积分得到。

反电动势的表达式为:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

令 $(L_d - L_q)i_d + \psi_r = \lambda$, 综合式(9)、(10) 得:

$$\int \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} dt - L_q \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (11)$$

2.1 带饱和和反馈环节的磁链观测器

由式(11)知, $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下的磁链要通过对反电动势的积分得到, 如果采用纯积分环节, 则会由于其固有的积分初始值和直流偏置而引起磁链观测误差^[2]。最简单的解决方法是将纯积分环节替换为一阶低通滤波环节的方法, 可以有效消除积分初始值引起的输出误差, 但是对于输入直流偏置, 却无能为力, 而滤波器的引入又产生新的幅值和相角误差。为此, 采用一种带饱和和反馈环节的磁链观测器来代替纯积分器, 其原理如图 6 所示^[7-9]。

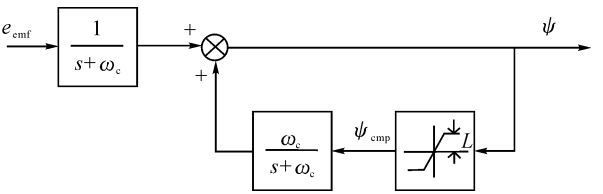


图 6 带饱和和反馈环节的磁链观测器原理图
Fig. 6 The stator flux observer with saturation fed

其中反电动势为 e_{cmf} , ψ_{cmp} 是 ψ 经限幅后的值。该积分器的性能介于纯积分器和低通滤波器之间, 当 $\psi_{cmp} = 0$ 时, 该积分器等效于一阶低通滤波器; 当 $\psi_{cmp} = \psi$ 时, 该积分器等效于纯积分器。

于是带饱和和反馈环节的磁链观测器不仅抑制了直流偏置和初始值误差, 而且可消除幅值和相位误差。但由于饱和环节为非线性环节, 当输入信号直流偏置过大时, 其输出信号可能会偏离正弦失真, 可利用幅值补偿法抑制直流偏置加以解决, 防止输出正弦失真, 这将是下一步研究的内容。

2.2 锁相环结构位置角与角速度估算

通常由式(10)所得反电动势, 然后采用反正切的方法来计算位置角, 如式(12)所示。并通过对位置角求导得到角速度, 如式(13)所示, 但这种方法

会产生较大干扰, 同时还需三角函数计算和导数计算^[7,13]。由式(11)知, 观测器可输出一个包含 θ_e 的余弦函数分量和一个正弦函数分量, 也采用反正切的方法来估算位置角, 同样这种方法也会产生较大干扰, 同时还需三角函数计算, 而引入滤波器又会造成估算角度的滞后^[7,13]。故本文采用具有锁相环结构的转子位置角与转速观测器, 以克服上述不足, 获得位置角和角速度, 其原理如图 7 所示。

$$\theta_e = \arctan(e_\alpha/e_\beta)$$

(12)

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$$

(13)

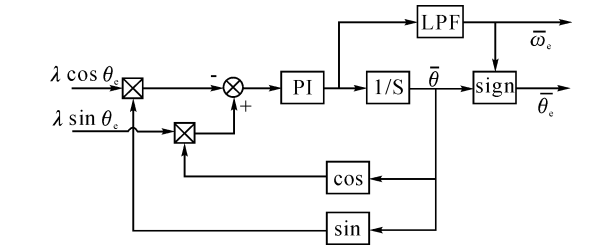


图 7 带符号判别的锁相环结构观测器原理图
Fig. 7 Setup of phase-locked loop observer

LPF 为低通滤波器, 用以消除角速度中高频干扰信号, 使角速度变平滑。

如图 7 所示, PI 调节器不断改变估算值 $\bar{\theta}_e$, 直至其跟踪误差函数为零, 跟踪误差函数为(14) 式, 跟踪误差为零时估算值 $\bar{\theta}_e$ 与实际值 θ_e 近似相等, 从而获得估算位置角, PI 调节器的输出经 LPF 得到估算角速度^[13]。

$$\lambda \sin \theta_e \cos \bar{\theta} - \lambda \cos \theta_e \sin \bar{\theta} = \lambda \sin(\theta_e - \bar{\theta}) \quad (14)$$

图 7 所示的符号判别环节, 当电机正转时估算角速度 $\bar{\omega}_e$ 为正, 估算位置角 $\bar{\theta}_e$ 符号不变, $\bar{\theta}_e = \bar{\theta}$; 当电机反转时 $\bar{\omega}_e$ 为负, 此时估算位置角 $\bar{\theta}_e = -\bar{\theta}$ ^[13]。

2.3 转子位置和角速度估算系统框图

用定子电压、电流作为输入, 可构造出带饱和和反馈环节的磁链观测器和锁相环结构转子位置与转速观测器, 其原理框图如图 8 所示。

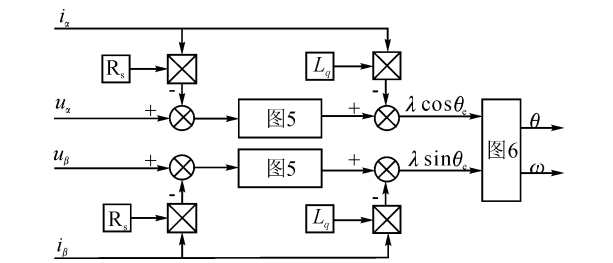


图 8 角速度、位置估算原理框图
Fig. 8 The estimation principle of speed and position

3 实验研究

为了验证上述方案的正确性和有效性,作者制作了一台基于 DSP + CPLD 的系统样机,表 1 为实验参数,图 9 为系统实现框图,图 10 为实验样机。主电路包括矩阵变换器输入滤波器、整流级开关矩阵、逆变器和永磁电机。输入滤波器和可控整流级确保输入电流正弦且输入单位功率因数,逆变级在驱动信号作用下将整流级输出的 PWM 直流电压变为频率幅值可调的交流电供给永磁同步电机。控制电路包括数字信号处理器 (DSP) 和可编程逻辑器件 (CPLD),前者依据采样输入电压电流信号实现闭环控制,同时实现整流和逆变级的调制策略,后者主要依据输入电压的扇区信息对 DSP 输出整流级部分触发脉冲进行逻辑分配,并结合 DSP 的输出最终得到 TSMC 所有驱动信号。另在控制板上扩展了一片 12 位串行 DA 芯片 TLV5638,完成算法内部变量的模拟输出,实现转子位置角、转速和转矩等量的实时观测。

表1 实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	值
输入电压	200V/50Hz
输入滤波器	电感:1.4 mH, 电容:25 μ F
开关频率	整流级:5kHz, 逆变级:10kHz
控制器	DSP:TMS320F2812 ,CPLD:EPM240T100CSN
输出频率	0 ~ 125 Hz

永磁同步电机	额定电压/功率	200V/1.8 kW
	额定转速	1 500 r/min
	极对数	5
	定子电阻	0.175 Ω
	交直流电感	8.5 mH

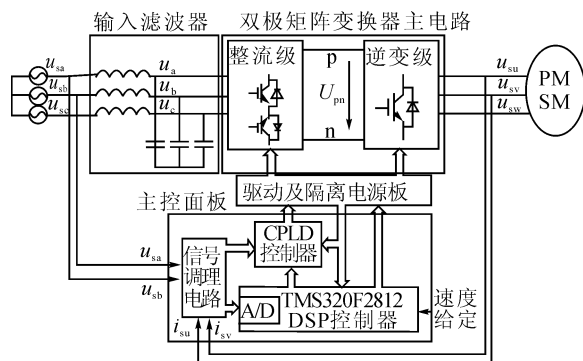


图 9 系统实现框图

Fig. 9 System realized setup

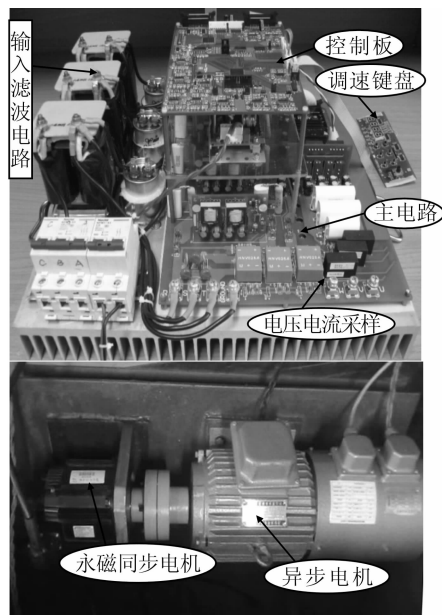


图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

DSP 软件采用模块化设计,主中断服务程序由 EVB 的通用定时器 T_3 下溢中断启动,周期为 100 μs 。图 11 给出了主中断服务程序流程,主要完成系统信号采样、变换、PI 调节等控制算法运算,实现转子相位初始化、开环矢量控制及无速度传感器矢量控制等功能。同时,DSP 由整流级调制策略计算出整流级开关信息并送给 CPLD,CPLD 判断断区并完成调制过程。

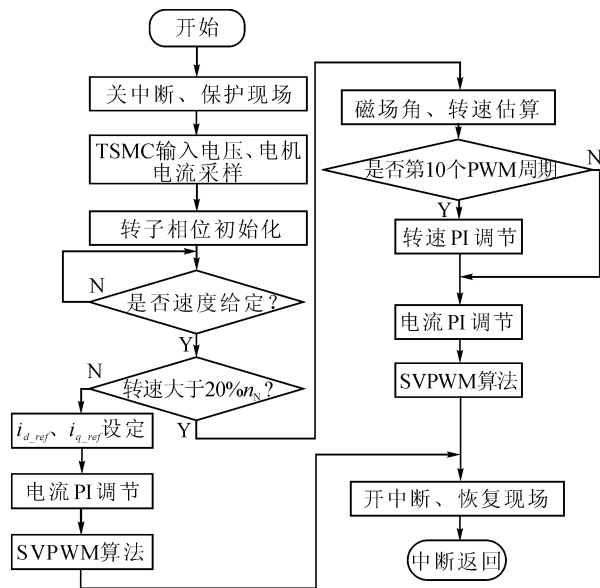
图 11 T₃ 中断服务程序流程图

Fig. 11 Flow chart of T_3 interrupt service routine

图 12 为系统输入相电压电流波形,基本实现单位功率因数,由于滤波电容缘故,相电流稍超前相电

压,从而验证了 TSMC 优良的网侧性能。

图 13 为 TSMC 直流侧电压实验波形,由于 TSMC 直流侧无储能电容,直流侧为脉动的直流电压。

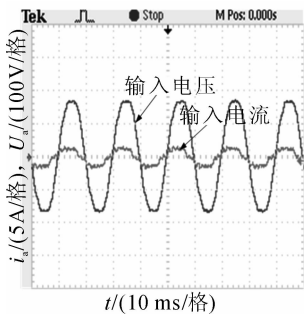


图 12 输入相电压电流
Fig. 12 Input phase voltage and current

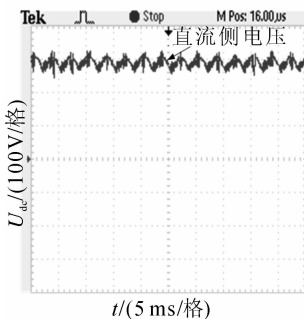


图 13 直流侧电压
Fig. 13 DC-link voltage

图 14(a)、(b) 分别为转速在 40% n_N 、80% n_N 时,由 DA 模拟输出的转子估算位置角与实测位置角的波形,估算与实测重合,从而验证了文中方案的正确性。

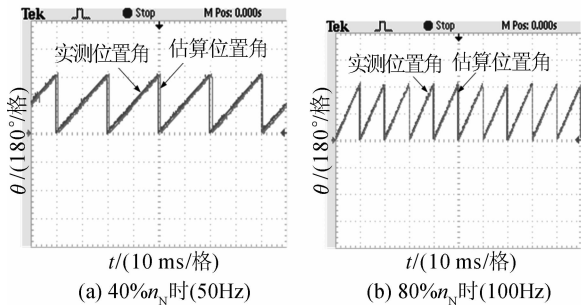


图 14 转子位置角
Fig. 14 Rotor position angle

图 15(a)、(b) 分别为 40% n_N 、80% n_N 转速时逆变级输出侧线电压和相电流的波形,表明系统具有较好传动性能。

图 16(a)、(b) 分别为转速给定值由 600 r/min 阶跃变化为 1 200 r/min 时估算转速、实测转速和转矩波形 (DA 模拟输出),由图知在给定转速阶跃突

变时,系统能较好地跟踪给定值,具有良好动态性能,估算值与实测值吻合验证了速度辨识算法的正确性。

图 17 为转速在 60% n_N 时突加、突减 2 N·m 负载时电机转速和输出相电流波形,由图知突加负载时输出相电流增大,突减时减小,实测转速和估算转速经调整可很快跟踪转速给定值。

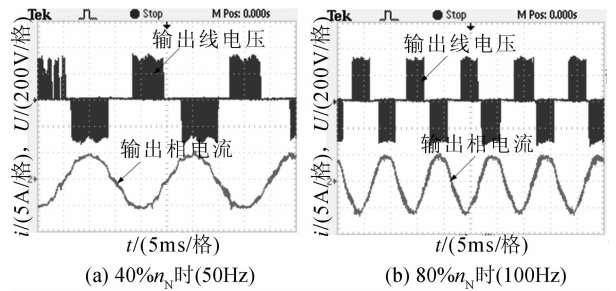


图 15 输出线电压相电流
Fig. 15 Output line voltage and phase current

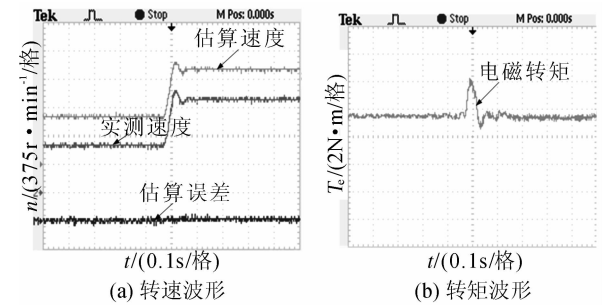


图 16 给定转速阶跃变化时估算和实测转速及转矩
Fig. 16 Speed and torque under reference speed step change

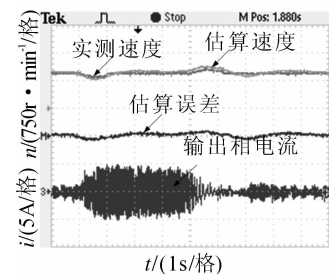


图 17 突加、突减负载时转速和输出相电流
Fig. 17 Speed and output phase current under load fast changing

4 结 语

针对 TSMC-PMSM 无速度传感器矢量控制系统,设计了带饱和和反馈环节的磁链观测器和锁相环结构观测器以估算转子位置和转速的方案,搭建了样机,验证了方案可行性,结果表明,采用文中方案可确保系统具有良好传动性能和优异网侧性能。

参考文献:

- [1] 戴永亮,孙力,张晓光,等. 永磁同步电动机无传感器控制技术综述[J]. 伺服控制,2011,4:23-25.
Dai Yongliang, Sun Li, Zhang Xiaoguang, et al. Sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor [J]. Servo Control, 2011, 4: 23-25.
- [2] 刘军峰,李页松,万淑芸. 基于 U-I 模型的感应电机定子磁链观测方法研究[J]. 电气传动,2008,38(4):20-24.
Liu Junfeng, Li Yesong, Wang Shuyun. Research of induction motor stator flux observation method based on U-I model [J]. Electric Drive, 2008, 38(4): 20-24.
- [3] 邓文浪,杨欣荣,朱建林,等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(15):84-90.
Deng Wenlang, Yang Xinrong, Zhu Jianlin, et al. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and its simulation study [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 84-90.
- [4] 董锋斌,皇金锋,蒋军. 整流级无零矢量 TSMC 的研究[J]. 研究与开发,2010,(9):25-28.
Dong Fengbin, Huang Jinfeng, Jiang Jun. Research for rectifier stage without zero vectors of TSMC [J]. Research and Development, 2010, (9): 25-28.
- [5] 宋卫章,钟彦儒,李洁,等. 基于 DSP + CPLD 的双级矩阵变换器调制策略实验研究[J]. 西安理工大学学报,2009,25(1):33-37.
Song Weizhang, Zhong Yanru, Li Jie, et al. Research on modulation strategy of two-stage matrix converter based on DSP + CPLD [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2009, 25(1): 33-37.
- [6] 原熙博,李永东,冯丽超. 低成本无位置传感器永磁电机在空调压缩机中的应用[J]. 电气传动,2009,39(5):15-19.
Yuan Xibo, Li Yongdong, Feng Lichao. Low cost sensorless control of PMSM for air-conditioner compressor application [J]. Electric Drive, 2009, 39(5): 15-19.
- [7] 陈振锋,钟彦儒,李洁,等. 基于改进磁链观测器的感应电机转速辨识[J]. 电工技术学报,2012,27(4):42-47.
Chen Zhenfeng, Zhong Yanru, Li Jie, et al. Speed identification for induction motor based on improved flux observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 42-47.
- [8] Yu Yong, Song Hailong, Xu Dianguo. Research on speed-Sensorless vector control of induction motor based on stator flux orientation [C]//IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, June, 2002:875-880.
- [9] Konrad Urbanski, Krzysztof Zawirski. Adaptive observer of rotor speed and position for PMSM sensorless control system [J]. The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2004, 23(4):1129-1145.
- [10] 周杨忠,周建红. 间接矩阵变换器供电电励磁同步电动机 DTC [J]. 电气传动,2011,41(4):3-7.
Zhou Yangzhong, Zhou Jianhong. Electrically excited synchronous motor DTC supplied by indirect matrix converter [J]. Electric Drive, 2011, 41(4): 3-7.
- [11] 刘见,栗梅,孙尧,等. 基于双级矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制[J]. 电力电子技术,2010,44(11):65-68.
Liu Jian, Su Mei, Sun Yao, et al. Permanent magnet synchronous motor vector control based on two-stage matrix converter [J]. Power Electronics, 2010, 44(11): 65-68.
- [12] 刘洪臣,孙立山,庄严,等. 基于复合控制器的 TSMC-PMSM 闭环控制系统的研究 [C]//中国电源学会第十九届学术年会,上海,2011:215-217.
Liu Hongchen, Sun Lishan, Zhuang Yan, et al. Based on composite controller TSMC-PMSM closed loop control system research [C]// China Power Supply Society Nineteenth Annual Meeting, Shanghai, 2011: 215-217.
- [13] 张舒童. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究 [D]. 南京:南京理工大学,2008.
Zhang Shutong. PMSM sensorless control technology's study [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2008.

(责任编辑 王卫勋)