

估计网侧电压的 PWM 整流器无交流电压传感器控制

肖 甘, 黄勤陆

(成都纺织高等专科学校 电子与电气工程系, 四川 成都 611731)

摘要:根据 PWM 整流器在两相静止坐标系下的数学模型, 提出一种直接估计网侧电压用以实现无交流电压传感器控制的方法。利用滑模观测器(SMO)重构网侧电压并详细分析了观测器的原理和设计步骤, 采用谐振式滤波器(RTO)从等效控制信号中提取电压信息, 避免了使用低通滤波器带来的信号延时问题。为了削弱系统抖振, 将电压估测值作为反馈引入观测器电流模型中, 构造一种新型滑模观测器。仿真和实验结果表明使用该观测器的 PWM 整流器具有良好的动静态响应, 验证了所提出的无交流电压传感器控制策略的有效性和准确性。

关键词:pwm 整流器; 滑模观测器; 谐振式滤波器; 无交流电压传感器

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1671-5322(2012)03-0048-06

三相电压型 PWM 整流器(VSR)由于其输出直流电压可控, 网侧电流正弦, 功率因数可调, 能量能够双向流动等优点, 在高性能变流领域得到广泛运用^[1]。常用的电压定向矢量控制策略中需要用到较多的传感器, 不仅增加了系统成本各传感器的信号处理电路也带来了复杂性和可靠性等问题。近年来, 无传感器或少传感器的控制策略已成为研究热点之一。

实际系统中, 直流侧电压传感器用于获得准确的直流电压反馈值, 保证变流器的输出稳定, 交流侧电流传感器用于提供电流反馈信号, 实现过流保护, 保证器件和系统的安全, 这二者一般不宜省去。因而实际应用较多的是无电网电压传感器的控制方案。按照实现的核心控制思想, 无网侧电压传感器控制又可分为直接功率控制^[2](Direct Power Control DPC)和矢量控制(Vector control VC)。类似于交流调速领域的直接转矩控制(DTC), DPC 控制不需要旋转坐标变换, 将整流器的有功、无功功率作为内环的控制对象, 功率计算中用到的网侧电压值通过交流电流和开关状态重构得到, 但功率的估算用到电流的微分会引入高频扰动, 而且直接功率控制存在着开关频率不固定等缺点, 系统对处理器和模数转换器的要求

也高。实际应用较多的仍是矢量控制。网侧电压传感器在矢量控制系统中用于获得精确的角度信息。实现无网侧电压传感器控制的主要任务就是间接获得角度信息, 一般有以下几种思路: 直接估计交流电压获得角度信息、估计交流电压角度以及估计虚拟电网磁链得到角度信息。文献[3]提出的直接估计电网电压的方法其基本思想是利用网侧电流信号的微分信息中包含的角度信息, 但是这种方法由于微分的存在容易引入高频干扰; 文献[4]提出的在旋转坐标系下利用 PI 调节器直接估计电网电压角度, 存在 $d-q$ 轴耦合且物理意义难以明确不利于参数调整。文献[5, 6]采用虚拟磁链定向并对纯积分环节进行改进但是由于本质上都是采用一阶低通滤波器代替纯积分环节, 存在信号相位滞后问题。

本文结合滑模控制理论^[7], 利用滑模观测器直接观测电网电压。采用谐振式滤波器(RTO)从滑模观测器等效控制信号中提取电压信息, 避免使用低通滤波器时带来的角度估计滞后问题。针对 RTO 传递函数^[8]的频率特性以及削弱抖动的要求, 引入电网电压观测值反馈, 设计了一种新型滑模观测器。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性与正确性。

收稿日期: 2012-07-07

作者简介: 肖甘(1961-), 男, 江西赣州人, 副教授, 主要研究方向为电气工程及其自动化。

1 两相静止坐标系下数学模型

三相电压型 PWM 整流器主电路如图 1 所示,其中 $e_a, e_b, e_c, i_a, i_b, i_c$ 分别为三相电网电压和电流, L, R 分别为进线电抗器的电感和电阻, U_{dc} 为直流母线电压。若三相电网电压平衡, PWM 整流器在两相静止坐标系下电压方程为

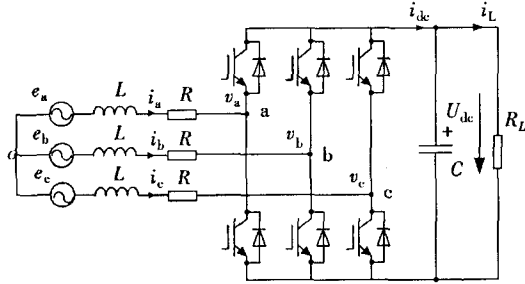


图1 三相电压源型 PWM 整流器的主电路图

Fig. 1 Main circuit of three-phase VSR

$$\begin{cases} e_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha + v_\alpha \\ e_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta + v_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中

$$\begin{cases} v_\alpha = 2/3 U_{dc} (S_a - (S_b + S_c)/2) \\ v_\beta = \sqrt{3}/3 U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases}$$

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂功率管开通下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂功率管关断下桥臂开通} \end{cases}$$

$e_\alpha, e_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 分别为两相静止坐标系下电网电压和电流的 α, β 分量。

将式(1)改写成状态方程形式

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} (v_s - e_s) \quad (2)$$

式中 $v_s = [v_\alpha, v_\beta]^T, e_s = [e_\alpha, e_\beta]^T$ 。根据滑模变结构控制的基本理论,选取观测电流和实测电流之间的偏差作为切换函数,采用符号函数作为开关函数,构造如下形式滑模观测器

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + B (v_s - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s)) \quad (3)$$

万方数据

$$\text{式中 } A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}, \dot{i}_s \text{ 为 } i_s$$

的估计值, k 为滑模增益。

上述基于理想化的模型均假设符号函数 sgn 构成的非线性输入项的切换频率为无限大,实际系统中切换频率不可能超过采样频率,滑模运动不产生在预定切换平面上而是在其两侧的附近区域内产生一种高频振动,得到的等效控制信号含有大量的高频分量,不能直接运用。现有削弱抖动的方法可以分为以下两大类:一是采用各种连续函数代替符号函数^[9,10],其基本思想是在切换平面附近引进一个边界层,在边界层内是高增益的线性控制因而可以消除抖动,但是系统的滑动模态轨迹不再收敛于切换面,系统的鲁棒性变差;二是利用低通滤波器将等效控制信号中的高频抖动分量滤除,由于低通滤波器会使信号延时,需要对估算角度进行补偿,不仅复杂而且难以实现精确的在线补偿。

2 新型滑模观测器设计

谐振式滤波器的传递函数为

$$\operatorname{RTO}(s) = \frac{s}{s^2 + s + \omega^2} \quad (4)$$

其频率响应特性如图2所示

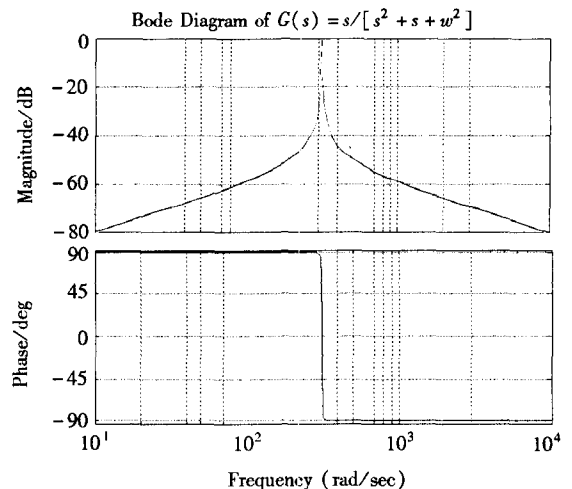


图2 RTO 频率特性

Fig. 2 Frequency response of the RTO

取 ω 为电网频率时,该滤波器对高频分量能够起到很好的抑制作用且没有相位偏移不需要额外的角度补偿。由于等效控制信号的频谱复

杂^[11],不仅存在大量的高频抖动分量,低次谐波含量也较大。为更好地抑制谐波,将 RTO 滤波器的输出信号作为反馈引入观测器电流估算模型中。因此,构造如下形式的滑模观测器,其结构框图如图 3 所示。

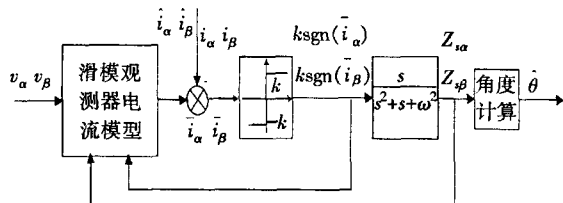


图 3 新型滑模观测器结构图

Fig. 3 Structure diagram of the sliding mode observer

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + B \left(v_s - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) - Z_s \right) \quad (5)$$

式中 $Z_s = \frac{s}{s^2 + s + \omega^2} k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s)$, ω 为 RTO 滤波器的截止频率。

(5)式减(2)式可得电流估算误差方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{\alpha} \\ \dot{\bar{i}}_{\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \bar{i}_{\alpha} \\ \bar{i}_{\beta} \end{bmatrix} + B \left(e_s - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s) - Z_s \right) \quad (6)$$

滑模超平面选择为 $S(\bar{i}_s) = 0$, 由滑模控制理论可知,当滑动模态发生时,电流观测误差 $\bar{i}_s = \dot{\bar{i}}_s = 0$ 将其带入滑模观测器误差方程可得

$$e_s = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s) + Z_s \quad (7)$$

当 ω 选取为电网频率时,根据 RTO 滤波器的频率特性可得

$$e_s = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s) + 2Z_s \quad (8)$$

电网电压角度可由下面方程估算出

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{Z_{s\beta}}{Z_{s\alpha}} \right) \quad (9)$$

为保证滑模观测器的稳定性,需确保观测值能够收敛于滑模平面。由广义滑模存在条件^[7] $S^T \dot{S} < 0$ 可得

$$\begin{aligned} \bar{i}_s^T \square \frac{d\bar{i}_s}{dt} &= \\ \bar{i}_s^T \left[A \bar{i}_s + B \left(e_s - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s) - Z_s \right) \right] &= \\ -\frac{R}{L} (\bar{i}_{\alpha}^2 + \bar{i}_{\beta}^2) + \frac{1}{L} \bar{i}_s^T \left(e_s - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_s) - Z_s \right) &= \end{aligned}$$

$$\begin{cases} -\frac{R}{L} |\bar{i}_s|^2 + \frac{1}{L} \bar{i}_s^T (e_s - 2k) & \bar{i}_s > 0 \\ -\frac{R}{L} |\bar{i}_s|^2 + \frac{1}{L} \bar{i}_s^T (e_s + 2k) & \bar{i}_s < 0 \end{cases}$$

式中 $(-R/L) |\bar{i}_s|^2 < 0$, 可得出稳定条件为

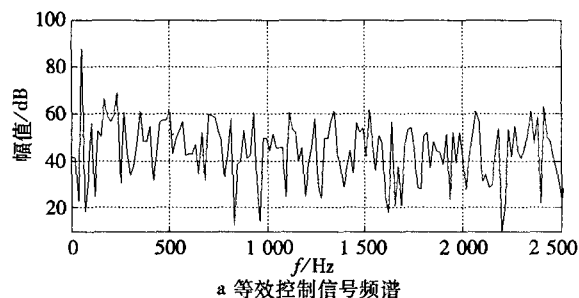
$$2k > |e_s| \quad (10)$$

由式(10)可知,相对于传统滑模观测器在相同输入电压时其滑模增益 k 减小一半,相当于等效控制的控制力减小,削弱了系统的抖振。

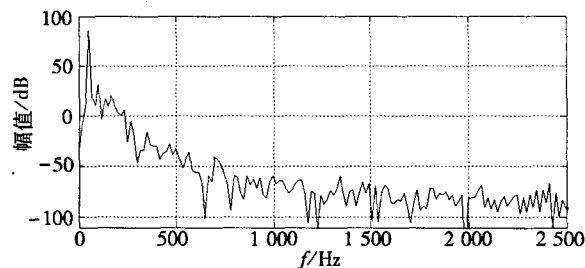
3 仿真结果分析

为验证上述无电网电压传感器控制策略的可行性,在 Matlab/Simulink 环境下搭建了基于新型滑模观测器的 PWM 整流器无网侧电压传感器仿真模型。仿真参数为:进线电抗器电感 10 mH,电阻 0.4 Ω 、直流母线电容 2 200 μF 、直流侧负载电阻 100 Ω 、交流侧输入相电压有效值 220 V,直流母线电压 600 V、器件开关频率 5 kHz。滑模增益 $k = 300$,RTO 滤波器截止频率 $\omega = 50$ Hz。

图 4 给出了 RTO 滤波器的输入输出信号频谱,其中图 4a 为滑模观测器等效控制信号的频谱,左侧第一个峰值为电网电压频率,其他峰值都是由抖振信号引起的干扰频谱,可以看出抖动信号的频率范围宽且幅值较大,观测器无法直接使用。图 4b 为 RTO 滤波器输出信号即观测电网电压的频谱,对高频信号起到了很好的抑制作用。



a 等效控制信号频谱

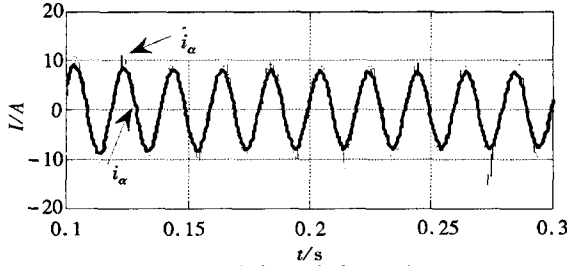


b 估计电网电压频谱

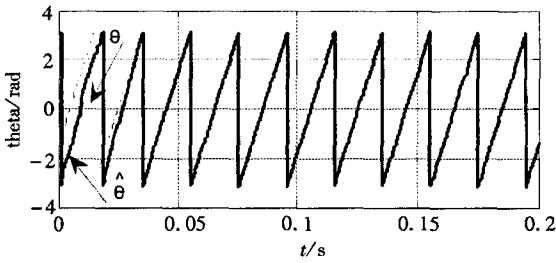
图 4 RTO 滤波器输入输出信号频谱

Fig. 4 Input and output signal spectrum of the RTO

图 5 给出了滑模观测器估计值与实际值的波形,其中图 5a 所示为估计电流与实际电流的稳态波形,估计电流能够跟踪实际电流;图 5b 所示为估计的网侧电压角度与实际角度,从图中可以看出启动过程中角度在两个周期内跟踪实际值,且波形平滑,精度高。



a 估计电流与实际电流



b 估计角度与实际角度

图 5 观测器估计值与实际值

Fig. 5 Actual and estimated value of the observer

4 实验结果分析

为验证上述控制策略的可行性,搭建了基于滑模观测器的无网侧电网电压传感器控制平台。主要参数:交流侧输入相电压有效值 20 V,滑模增益 $k=30$,其余参数与仿真参数相同,功率器件选择三菱公司型号为 PM50RSD060 的 IPM,主控芯片采用 TI 公司的 TMS320F28335。

图 6 所示为 RTO 滤波器的输入、输出信号波形, Z_a 为滑模观测器输出的开关等效控制信号即滤波器的输入信号, e_a 为滤波器从开关信号中提取的电网电压信号。从图中可以看出,RTO 滤波器能够有效提取出工频电网电压信号。

图 7 给出了滑模观测器的波形,其中图 7a 所示为实际电流与观测电流的波形。从图中可以看出,观测电流能够跟踪实际电流但是含有较多的抖动分量,这是由于滑模本身的不连续控制本质所引起的。图 7b 所示为经 RTO 滤波器滤波后得到的电网电压波形,正弦度良好且波形平滑。图 7c 所示为角度估计值与实际值波形,从图中可以看出

看出,采用 RTO 滤波器取代传统观测器中的低通滤波器,解决了信号时延的问题,无需采用额外的角度补偿,且角度波形光滑,验证了所提算法的有效性。

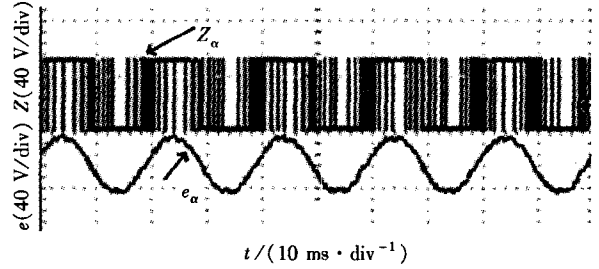
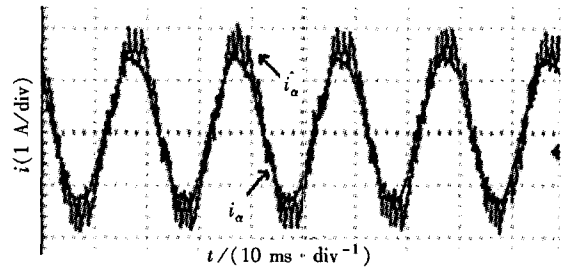
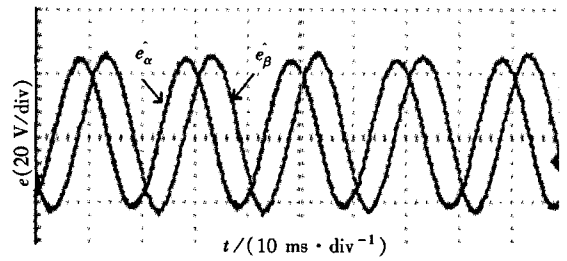


图 6 RTO 滤波器输入、输出信号

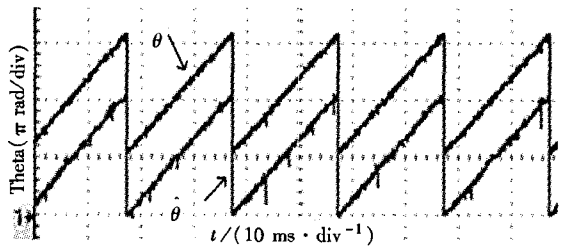
Fig. 6 Input and output signal of the RTO



a 估计电流与实际电流



b 电网电压观测波形



c 角度估计值与实际值

图 7 滑模观测器波形

Fig. 7 Waveform of the sliding mode observer

图 8 给出的是 PWM 整流器输入输出波形,其中图 8a 所示为稳态网侧 A 相电压、电流波形,从图中可以看出电压电流同相位,整流器工作在单位功率因数下;图 8b 所示为直流母线电压从

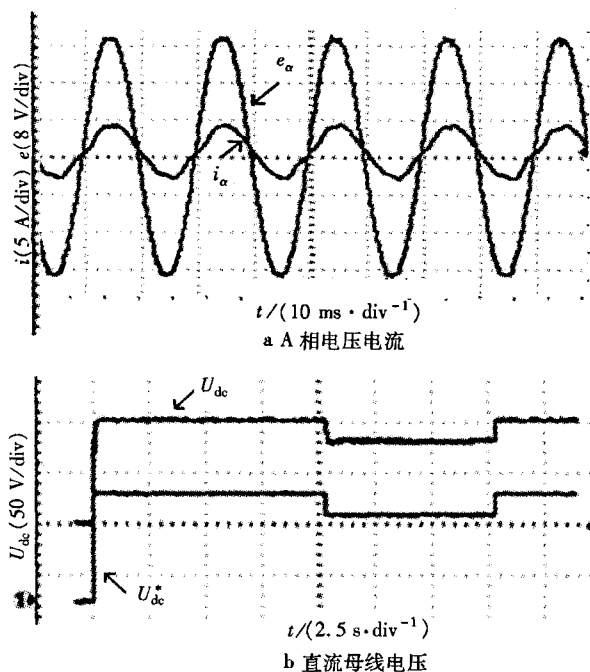


图 8 PWM 整流器输入输出波形

Fig. 8 Input and output signal of the PWM rectifier

100 V 突减为 80 V 再突增到 100 V 的动态过程, 直流电压能够快速跟踪给定值, 动态效果良好。

5 结论

本文基于 PWM 整流器在两相静止坐标系下的数学模型采用滑模观测器直接观测电网电压进而得到角度信息, 实现无网侧电压传感器矢量控制, 得出以下结论:

(1) 基于滑模观测器直接观测电网电压能够快速准确得到电网电压角度信息, 且结构简单, 避免了使用虚拟磁链实现无网侧电压传感器控制策略中纯积分带来的一系列问题。

(2) 使用 RTO 滤波器代替低通滤波器从开关信号中提取出电压信号, 对高频抖动分量抑制作用明显且避免了低通滤波器产生的信号时延问题, 估计的角度不需补偿。

(3) 仿真和实验验证了基于滑模观测器的 PWM 整流器输入、输出动静态特性, 实现了无交流电压传感器的矢量控制。

参考文献:

- [1] 伍小杰, 罗悦华, 乔树通. 三相电压型 PWM 整流器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2005(12): 7-12.
- [2] 杨勇, 阮毅. 三相并网逆变器直接功率控制[J]. 电力自动化设备, 2011(9): 54-59.
- [3] Malinowski M, Bernet S. A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1 876-1 880.
- [4] Bong-Hwan K, Jang-Hyoun Y, Jee-Woo L. A line-voltage-sensorless synchronous rectifier[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 14(5): 966-972.
- [5] 赵仁德, 贺益康. 无电网电压传感器三相 PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 56-61.
- [6] 吴凤江, 汪之文, 孙力. PWM 整流器的改进虚拟磁链定向矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2008(5): 504-508.
- [7] 寇宝泉, 程树康. 交流伺服电机及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 188-192.
- [8] Cho K R, Seok J K. Pure integration based flux acquisition with drift and residual error compensation at a low stator frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(4): 1 276-1 285.
- [9] Hongryel Kim, Jubum Son, Jangmyung Lee. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4 069-4 077.
- [10] Song Chi, Longya Xu. Position Sensorless Control of PMSM Based on a Novel Sliding Mode Observer over Wide Speed Range[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006(2): 1-7.
- [11] 苏健勇, 李铁才, 杨贵杰. PMSM 无位置传感器控制中数字滑模观测器抖振现象分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2009(8): 58-64.

AC Voltage Sensorless Control of PWM Rectifier Based on Estimated Grid Voltage

XIAO Gan, HUANG Qin-lu

(Electronic and Electrical Engineering Department of CDTC, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: According to the mathematical model of PWM rectifier in two-phase static coordinate system, this paper proposed a direct estimation grid side voltage method to realize the AC voltage sensorless control. The sliding-mode observer (SMO) was used to reconstruction grid side voltage. The principle and design steps of observer were analyzed in detail. A resonant-type observer (RTO) was used to extract voltage information from equivalent control signal, thus avoiding the signal delay problem brought by using low pass filter. In order to weaken the chattering problem, the voltage estimated value was used as a feedback in the current model and, a new type of the sliding-mode observer was constructed. Simulation and experimental results show that PWM rectifier based on the proposed observer has good dynamic/static response and verifies the validity and feasibility of the proposed AC voltage sensorless control strategy.

Keywords: pulse width modulation rectifier; sliding mode observer; resonant-type observer; AC voltage sensorless

(责任编辑:张振华)

(上接第47页)

至此,该自动缝制生产线技术,成功解决了缝纫机缝制作业与前进料、后出料之间的同步及弹性张力控制问题,真正实现了布料的筒状自动化缝制

作业。目前此产品已投放市场,得到除尘滤袋生产厂家的广泛认可。

参考文献:

- [1] 王文博. 缝纫机原理快速入门[M]. 北京:化学工业出版社,2007.
- [2] 周明衡. 离合器制动器选用手册[M]. 北京:化学工业出版社,2003.
- [3] 田裕鹏. 传感器原理[M]. 北京:科学出版社,2007.

The Design of the Automatic Production Line for Sewing Cloth Long Bag

GU Wei-ling, DONG Xin-min

(Yancheng Agricultural Machine Popularization Center, Yancheng Jiangsu 224003, China)

Abstract: The traditional way to produce the tube filter bag is non-automatic production. This article introduces an automatic production line. It solves the problems which restrict the technology in the production of tubular filter bag, such as the problem of the synchronization between sewing location and front IN station, back OUT station, and the problem of elastic tension control.

Keywords: Filtrating cloth; Tube bag; Automatic sewing; Synchronization; Elastic tension

(责任编辑:张振华)