

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2014.05.013

具有高功率因数的原边反馈 LED 恒流电源的研究

程 豪, 胡 斌, 陈阳生

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘 要:为了满足 LED 照明对低成本、小体积以及高功率因数的要求,采用了具有单级功率因数校正(PFC)和原边反馈(PSR)恒流控制功能的驱动电源方案。文章分析了在单级 PFC 拓扑下原边恒流控制的原理,提出一种新颖的去磁时间检测方法,并将其应用于芯片 G7102;同时推导了在准谐振工作模式下单级 PFC 拓扑的电流和功率因素 λ 值的计算公式,提出该工作条件下变压器的设计方法;最后制作了 24 V 350 mA 输出的 LED 驱动电源。实验证明,该方案在全电压范围内,电源效率 η 为 85% 以上,功率因数 0.9 以上,恒流精度达到 2%,在小功率 LED 照明中具有很高的应用价值。

关 键 词:LED 照明;原边反馈;单级 PFC;准谐振;反激

中图分类号:TP273.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2895(2014)05-0051-06

Study on Primary-Controlled High-PF LED Driver

CHENG Hao, HU Bin, CHEN Yangsheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the low-cost, small size and high power factor requirements of the LED driver, the primary-side control and single-stage power factor correction were both integrated in the topology. The relationship between quantities on the primary side and output current of the high-PF flyback converter was analyzed, and a novel strategy of secondary diode conduction period detection was proposed and applied to controller G7102. Then a method of transformer designing was proposed after analyzing the current and power factor under quasi-resonant mode, and the design methods of several key parameters were included, finally produced 24 V 350 mA output LED drive was produced. Experiment results show that within the full voltage range, power efficiency more than 85%, power factor above 0.9, constant accuracy of 2%, has a higher application value in small power LED lighting.

Key words: LED lighting; primary side control; PFC; quasi-resonant; flyback

LED 以其节能、环保、长寿命、小体积等优点被认为是 21 世纪最有价值的光源,在指示、装饰、背光源和普通照明等领域得到广泛应用^[1]。由于 LED 不同于传统光源的电气特性和发光特性,在应用中需要专用的恒流电源驱动^[2]。传统的开关电源一般是次级反馈的恒压源,要实现恒流控制需要更加复杂的反馈电路,同时,为了符合照明电源高功率因数的要求,LED 驱动电源中大量使用两级功率因数校正技术,这两个因素在成本和体积上给 LED 的推广带来巨大挑战^[3]。近年来,国内外学者不断研究原边反馈(PSR)恒流控

制方案^[4-5],这些方案最大的优势是省去次级反馈电路。目前,已有学者提出基于单级功率因数校正(PFC)技术的原边反馈恒流方案^[6-7],极大地降低了驱动电源的成本和体积。

本文针对具有 PFC 和 PSR 功能的驱动电源进行了系统的研究。从分析原边恒流控制的原理入手,提出一种新颖的去磁时间检测方法,并将其应用于锆博微电子的原边恒流控制芯片 G7102;分析了工作在准谐振模式下 PFC 电路的参数计算,并给出了此类电路关键参数的设计方法。最后,应用 G7102 芯片制作样

收稿日期:2013-12-30;修回日期:2014-01-09

作者简介:程豪(1990),男,浙江金华人,硕士研究生,主要从事 LED 驱动方面的研究。

通信作者:陈阳生,男,教授,博士生导师。E-mail:yschen@zju.edu.cn

机并测试,证明了该电路具有很高的实用价值。

1 原边恒流控制方法的分析与改进

图1展示了具有单级PFC和PSR功能的恒流电

源的原理图,其中 C_B 一般取大小为 $0.1\ \mu\text{F}$ 的CBB电容,用于滤除输入电流的高频纹波; R_S 为原边电流采样电阻; R_1 和 R_2 为辅助绕组电压采样电阻。

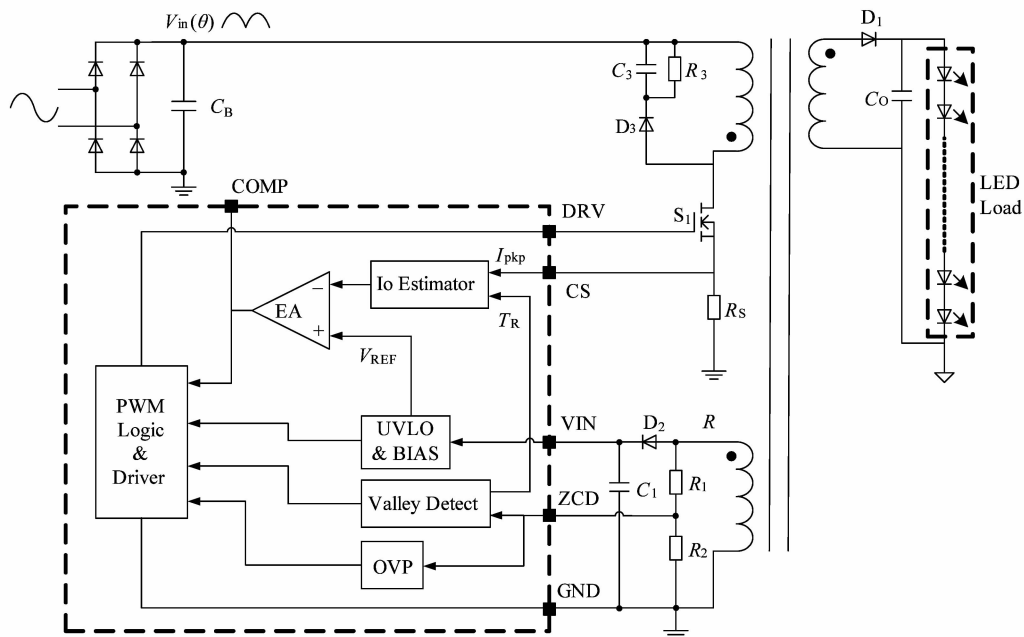


图1 具有单级PFC和PSR功能的恒流电源的原理图

Figure 1 Schematic of LED driver integrated with PSR and PFC

虚线框内为锐博微电子推出的具有功率因数校正功能的原边恒流控制芯片G7102的内部功能框图,该芯片通过CS引脚检测的原边峰值电流信号,以及ZCD引脚检测的输出电压信号和去磁时间信号来实现驱动电源的恒流和限压功能。同时,芯片通过ZCD脚检测MOS管漏极电压的谷值并输出导通信号,实现准谐振工作模式。

1.1 原边恒流控制的原理

在单个开关周期内MOS管漏极电压、辅助绕组电压以及电流波形图如图2所示。 t_1 时刻MOS管导通,原边电流 I_p 线性上升,输出二极管反向截止,变压器储能; t_2 时刻MOS管关断,输出二极管导通,同时变压器初级储能传送到次级; t_3 时刻,输出二极管电流降至零,变压器去磁结束。随后,变压器原边电感 L_p 和MOS管的输出电容 C_{oss} 产生谐振, V_{DS} 和 V_{ZCD} 都呈现正弦波变化。因此,通过检测ZCD引脚电压的变化可以准确检测去磁结束时间 t_3 ,则去磁时间 $T_R = t_3 - t_2$ 。同样方法也可以检测到 V_{DS} 的谷值点 t_4 。通过在ZCD采样 t_4 时刻,并且驱动MOS管在该时刻导通,即可实现驱动电源的准谐振工作模式。

根据反激电路的原理,辅助绕组的分压 V_{ZCD} 的波

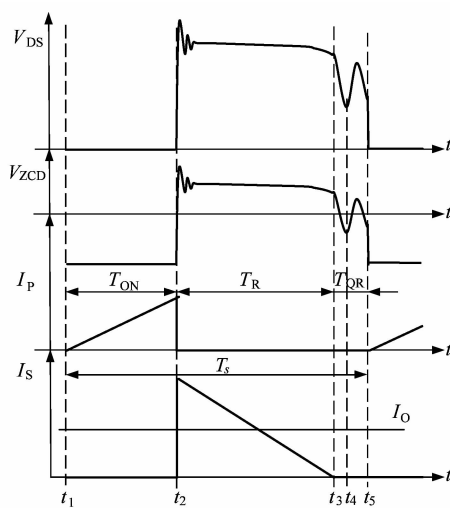


图2 单个开关周期内主要波形图

Figure 2 Key waveforms of a flyback converter

形与漏极电压 V_{DS} 波形同步,且在 t_3 时刻满足公式

$$V_{ZCD} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{N_A}{N_S} \cdot V_O \quad (1)$$

式中: N_A 和 N_S 分别为变压器辅助绕组和次级绕组的匝数; V_O 为输出电压。

每个开关周期内的平均输出电流 I_O 可由下列公

式中: I_{PKP} 为峰值电流最大值; f_L 为输入交流电频率(通常为 50 或 60 Hz); $\theta \in [0, \pi]$ 。

准谐振模式下每个开关周期 T_s 由导通时间 T_{ON} , 去磁时间 T_R 和准谐振时间 T_{QR} 三部分组成, 当输入电压和负载不变时, T_{ON} 和 T_{QR} 为恒定值, T_R 呈正弦波变化, 可表示为

$$\begin{cases} T_{ON} = L_p \cdot I_{PKP} / V_{PK} \\ T_{QR} = \pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_{OSS}} \\ T_R(\theta) = \frac{V_{in}(\theta) \cdot T_{ON}}{N_{PS} \cdot (V_O + V_F)} = \frac{L_p \cdot I_{PKP} \cdot \sin \theta}{V_R} \end{cases} \quad (5)$$

式中: V_{PK} 为输入交流电压峰值; V_F 为输出二极管正向导通电压; $V_{in}(\theta)$ 为输入电压, $V_{in}(\theta) = V_{PK} \cdot \sin \theta$; V_R 为反激变压器反射电压, $V_R = N_{PS} \cdot (V_O + V_F)$ 。

开关周期为

$$T_s(\theta) = T_{ON} + T_R + T_{QR} = T_{ON} \cdot (1 + C + K_V \cdot \sin \theta) \quad (6)$$

其中: $C = T_{QR} / T_{ON}$, 在稳态分析中为一个常数, $K_V = V_{PK} / V_R$ 。

整流桥的输入电流 $I_{in}(\theta)$ 等于初级电流平均值, 得到

$$\begin{aligned} I_{in}(\theta) &= \frac{1}{2} \cdot I_{pkp} \cdot T_{ON} / T_s(\theta) \\ &= \frac{1}{2} \cdot I_{PKP} \cdot \sin \theta / (1 + C + K_V \cdot \sin \theta) \end{aligned} \quad (7)$$

平均输入功率为

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi V_{in}(\theta) \cdot I_{in}(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot V_{PK} \cdot I_{PKP} \cdot \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta}{1 + C + K_V \cdot \sin \theta} d\theta \end{aligned} \quad (8)$$

初级绕组电流有效值 I_{RMS_P} 为

$$\begin{aligned} I_{RMS_P} &= \sqrt{\frac{1}{3\pi} \cdot \int_0^\pi I_{pkp}^2(\theta) \cdot \frac{T_{ON}}{T_s(\theta)} d\theta} = I_{PKP} \cdot \\ &\sqrt{\frac{1}{3\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta}{1 + C + K_V \cdot \sin \theta} d\theta} \end{aligned} \quad (9)$$

从次级绕组电流波形可以得到其峰值 I_{PKS} 与输出电流 I_O 的关系表达式为

$$I_{PKS} = \frac{2\pi \cdot I_O}{K_V \cdot \int_0^\pi (\sin^2 \theta / (1 + C + K_V \cdot \sin \theta)) d\theta} \quad (10)$$

次级绕组电流有效值 I_{RMS_S} 为

$$\begin{aligned} I_{RMS_S} &= \sqrt{\frac{1}{3\pi} \cdot \int_0^\pi I_{pkp}^2(\theta) \cdot \frac{T_R(\theta)}{T_s(\theta)} d\theta} \\ &= I_{PKS} \cdot \sqrt{\frac{K_V}{3\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{\sin^3 \theta}{1 + C + K_V \cdot \sin \theta} d\theta} \end{aligned} \quad (11)$$

驱动电源的功率因数也是关于 K_V 和 C 的函数

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{P_{in}}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in}}{V_{PK} \cdot \sqrt{\int_0^\pi I_{in}^2(\theta) d\theta / \pi}} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\int_0^\pi (\sin^2 \theta / (1 + C + K_V \cdot \sin \theta)) d\theta}{\int_0^\pi (\sin^2 \theta / (1 + C + K_V \cdot \sin \theta)^2) d\theta} \end{aligned} \quad (12)$$

用 Mathcad 仿真得单级 PFC 反激变换器功率因数 λ 和 K_V 的关系曲线如图 6 所示。从图中可看出, 当反射电压远高于输入峰值电压, 即 K_V 很小时, 功率因数接近于 1。实际电路中考虑 MOS 管的电压应力, 反射电压需合理选取, 因此单级 PFC 反激变换器的功率因数不可能达到 1。此外, 在不同的负载或电网电压下, 导通时间会有所变化, 而谐振时间始终不变, 故参数 C 也随之变化。对比 3 条不同参数 C 下的 λ 值曲线可见, 随着导通时间的减小, λ 值升高。

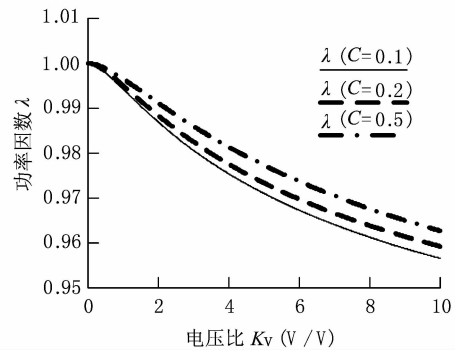


图 6 功率因数 λ 和 K_V 的曲线图

Figure 6 Graph of the power factor λ and K_V

2.2 变压器的设计

单级 PFC 反激电源变压器的设计与传统开关电源有很大的不同, 本文通过 24 V 350 mA 典型 LED 驱动电源的设计来详细说明其设计流程。

电源设计参数

输入: 电压 $V_{IN} = 90 \sim 264 V_{AC}$, 频率 $f_L = 50 \text{ Hz}$ 。

输出: 电压 $V_O = 24 \text{ V}$, 电流 $I_O = 0.35 \text{ A}$, 纹波 $\Delta V \leq 2 \text{ V}$ 。

效率: $\eta \geq 85\%$ 。

功率因数: $\lambda \geq 0.9$ 。

1) 电流应力和原边电感量的计算

从上述分析可知, 单级 PFC 电路的最小工作频率和最大峰值电流均出现在最低输入交流电压的峰值处, 因此, 在变压器的设计中考虑 $90 V_{AC}$ 输入下的工作状态。考虑到 MOS 管的耐压和驱动电源体积等因素,

预设电源的反射电压为 80 V,最小工作频率为 75 kHz。由于准谐振时间 T_{QR} 很短,在计算变压器原边电感量时可先行忽略。得到 $K_V = 1.59, C = 0, T_{ON} = 1/((1 + K_V) \cdot f_s) = 5.15 \mu s$ 。

代入式(8)可计算得: $I_{PKP} = 0.71 A, L_P = V_{PK} \cdot T_{ON}/I_{PKP} = 0.9 mH$ 。准谐振时间为: $T_{ON} = \pi \cdot \sqrt{L_P \cdot C_{OSS}} = \pi \cdot \sqrt{0.9 \times 60} = 0.73 \mu s$ 。

在考虑谐振时间的情况下, $K_V = 1.59, C = 0.14$, 代入(8)~(11)式可得到:初级电流峰值 I_{PKP} 为 0.78 A,有效值 I_{RMS_P} 为 0.20 A;次级电流峰值 I_{PKS} 为 2.16 A,有效值 I_{RMS_S} 为 0.65 A。

2) 初、次级绕组和辅助绕组匝数的计算

为了减少电源的 EMI 干扰,磁芯选择 RM6,其磁芯有效截面积 $A_e = 36.6 mm^2$,绕线窗口面积 $A_w = 26 mm^2$,常温下饱和磁通密度大于 0.35 T。选定最高工作磁密 $B_{MAX} = 0.25 T$,则原边最小匝数 N_{P_MIN} 为 $N_{P_MIN} = L_P \cdot I_{PKP}/(B_{MAX} \cdot A_e) = 76.7$;变压器初次级匝数比为 $N_{PS} = V_R/(V_O + V_F) = 80/25$,取原边匝数 N_P 为 80 匝,次级匝数 N_S 为 25 匝。辅助绕组匝数为 $N_A = V_{DD} \cdot N_S/V_O = 13$ 匝,式中 V_{DD} 为芯片供电电压,取 12 V。

气隙长度 $l_g = \mu_0 \cdot A_e \cdot N_P^2/L_P = 0.33 mm$ 。

3) 变压器线径计算

取电流密度 $J = 6 A/mm^2$,由式 $I_{RMS} = \pi \cdot J \cdot d^2/4$,得到:初级绕组线径 d_1 为 0.21 mm,次级绕组线径 d_2 为 0.38 mm,辅助绕组的电流很小,可取线径 d_3 为 0.15 mm。在开关电源的变压器中,线径的选取必须考虑高频电流的集肤效应^[9],线径 d 满足条件: $d < 2 \cdot S = 144.2/\sqrt{f_{MAX}} = 0.42 mm$,其中 S 为集肤深度, f_{MAX} 为开关电源最高工作频率,在本应用中由芯片限定,为 120 kHz。最后验证变压器绕线面积: $A_w = \pi \cdot (N_P \cdot d_1 + N_S \cdot d_2 + N_A \cdot d_3)/(4 \cdot K_F) = 18.7 mm^2$,小于 RM6 磁芯的绕线窗口面积,式中 K_F 为窗口系数,取 0.3。

2.3 输出电容的选取

在传统开关电源中,初级输入电压为稳定的直流电压,输出纹波主要是由二极管脉冲电流和滤波电容 ESR 引起的高频纹波,但在单级 PFC 电源中,初级的储能元件都是根据开关电源频率设计,即时功率 $p_o = p_{in}$,因此输出电压中含有较大的二倍工频的低频纹波,需要较大容量的滤波电容。

输出电流为

$$I_o(\theta) = \frac{I_{PKS}(\theta) \cdot T_R(\theta)}{2 \cdot T_s(\theta)} = \frac{I_{PKS} \cdot K_V \cdot \sin^2(\theta)}{2(1 + C + K_V \cdot \sin \theta)} \quad (13)$$

其二次谐波的峰值和输出电压纹波最大值分别为

$$\begin{cases} I_{02} = \frac{K_V \cdot I_{PKS}}{\pi} \left| \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta \cdot \cos(2\theta)}{1 + C + K_V \cdot \sin \theta} d\theta \right| \\ \Delta V = 2 \cdot I_{02} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot (2f_L) \cdot C_o} = \frac{I_{02}}{2\pi \cdot f_L \cdot C_o} \end{cases} \quad (14)$$

当最大允许输出纹波 ΔV 为 2 V 时,由式(14)计算得到 $C_o = 485 \mu F$ 。实际使用 3 个 35 V,220 μF 的电容并联使用。

3 实验结果

根据上文中变压器与输出电容的设计,采用锐博微电子的 G7102 作为控制芯片制作了一台 24 V 350 mA 输出的样机并测试,在不同输入电压和满载条件下的测试结果如表 1 和图 7~图 9 所示。电源具有很高的输出恒流精度, λ 值和效率 η 也都达到设计目标。 λ 值随着输入电压的升高而下降,与理论计算的趋势相符。

表 1 样机在不同输入电压下实测效率和 λ 值

Table 1 Output characteristics of the prototype

V_{AC}/V	f_L/Hz	I_o/mA	λ	$\eta/\%$
90	50	351	0.99	85.7
115	50	351	0.99	86.5
230	50	353	0.92	86.7
264	50	354	0.90	86.1

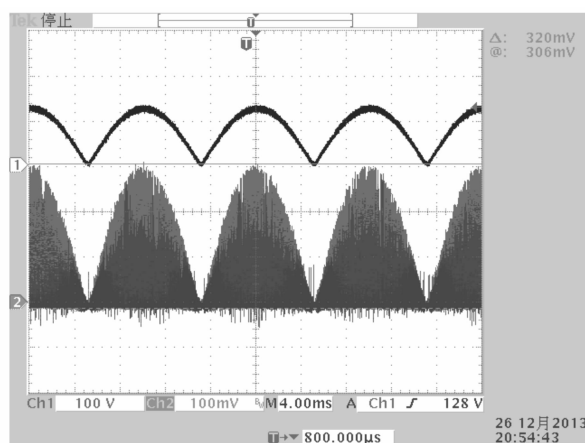


图 7 输入电压(CH1)、 V_{CS} 电压波形(CH2)

Figure 7 CH1: V_{in} (100 V/Div),
CH2: V_{CS} (100 mV/Div)

图 7 是在 90 V_{AC} 输入下的输入电压和 V_{CS} 电压波形,可见输入电流的包络线呈正弦波且相位和输入电压完全一致;图 8 是输出电压、电流波形,输出电压纹波为 1.3 V,电流纹波为 156 mA,纹波频率为 100 Hz。

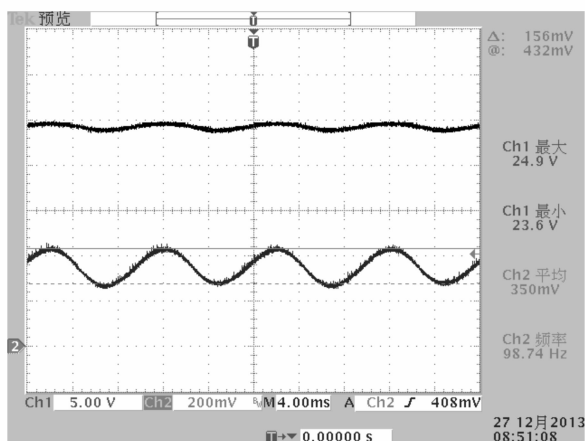


图8 输出电压(CH1)、电流波形(CH2, 1 A/Div)
Figure 8 CH1: V_o (5 V/Div), CH2: I_o (1 A/Div)

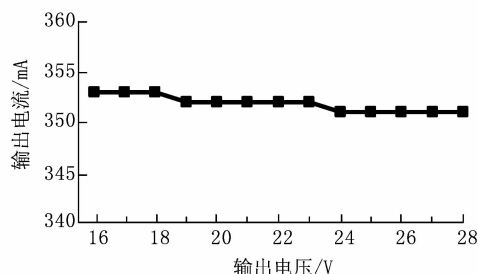


图9 输出电流负载调整率
Figure 9 Load regulation

图9是输出电流随输出电压的变化曲线,当输出电压从16~28 V变化时,输出电流仅变化3 mA,具有很高的恒流精度。

4 结语

本文详细分析了原边恒流控制的原理和单级 PFC 电路的设计思路,提出一种新颖的去磁时间检测方法,并将其应用于芯片 G7102,最后应用该芯片设计并制作了 24 V350 mA 输出的样机。实验结果表明其各项参数都达到指标要求,并且具有很高的恒流精度,相对传统电路具有元器件少、体积小和廉价的优点,有很大的实用性。但同时也可以看到应用单级 PFC 技术的电路输出电流含有两倍的工频纹波,限制了它在高恒流要求场合的应用。

参考文献:

- [1] 方志烈. 半导体照明技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [2] 平立. 白光 LED 驱动综述[J]. 现代显示, 2006(6): 44-48.
- [3] 李磊. LED 照明电源的研究与设计[D]. 南京: 南京理工大学, 2013.
- [4] 邱建平, 林玲, 何乐年. 反激式开关电源控制芯片中的高精度原边反馈技术[J]. 电路与系统学报, 2013, 18(1): 403-407.
- [5] Fairchild Inc. Design guideline for primary side regulated (PSR) flyback converter using FAN103[EV/OL]. (2011-11-16) [2013-12-20]. <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-8033.pdf>.
- [6] ADRAGNA C. Primary-controlled high-PF flyback converters deliver constant dc output current[C]//Power Electronics and Applications, Geneva: IEEE Press, 2011.
- [7] XIE Xiaogao. A novel output current estimation and regulation circuit for primary side controlled high power factor single-stage flyback LED driver[C]//Power Electronics, Berlin: IEEE Press, 2012.
- [8] 黄登科, 刘拓夫, 王正仕. 原边控制反激式 LED 驱动电源的研究[J]. 机电工程, 2013, 30(7): 866-869.
- [9] 普利斯曼. 开关电源设计[M]. 王志强, 译. 北京: 电子工业出版社, 2012.

(上接第 50 页)

对比了采用传统 PI 调节的模型参考自适应和变结构的模型参考自适应效果,发现变结构的 MRAS 具有更好的动态响应和鲁棒性。

参考文献:

- [1] 田明秀, 王丽梅, 郑建芬. 永磁同步电机无传感器转速和位置控制方案[J]. 沈阳工业大学学报, 2005, 27(5): 518-521.
- [2] BOLOGNANI S, OBOE R, ZIGLITTO M. Sensorless full-digital PMSM drives with EKF estimation of speed and rotor position[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184-191.
- [3] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
- [4] LIANG Yan, LI Yongdong. Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation[C]. Beijing: IEEE International Conf on Electrical Machines and Systems,

2003: 96-99.

- [5] 齐放, 邓智泉, 仇志坚, 等. 基于 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 53-57.
- [6] 吴春华, 陈国呈, 孙承波. 基于滑模观测器的无位置永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(2): 1-3.
- [7] 鲁文其, 黄文新, 胡育文. 永磁同步电动机新型滑模观测器无传感器控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(4): 429-432.
- [8] 李晓宁, 刘晨程, 李卫东. 基于 MRAS 和 SMO 相结合的 PMSM 矢量控制[J]. 电气传动, 2012, 42(7): 8-11.
- [9] 刘军. 永磁电动机控制系统若干问题的研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2010.
- [10] 吕华芬, 叶云岳. 基于 MRAS 的低速永磁电机的无位置传感器控制[J]. 机电工程, 2012, 29(3): 307-310.
- [11] 常凯. 基于模型参考自适应的永磁同步电机无速度传感器控制系统的设计[D]. 沈阳: 东北大学, 2009: 46.