

基于STC32G单片机的电梯抱闸电源设计

郎佳红, 何志伟, 邱伟, 卢明锦, 程杰

(安徽工业大学电气与信息工程学院, 安徽马鞍山 243032)

摘要: 针对电梯抱闸电源在模拟芯片控制下存在成本高、可控性差等不足, 设计1种基于数字控制器的抱闸电源系统。以STC32G单片机为控制器, 通过整流滤波电路将交流电压转换成直流电压, 再通过Buck变换器进行降压处理对抱闸线圈供电; 由STC32G自带的12位高精度模拟数字转换器(ADC)模块对电压电流进行采样, 且实时调节电压反馈; 以滑模控制理论为基础, 对趋近律函数进行改进, 设计新型非奇异终端滑模控制器, 进一步提高抱闸电源的动态响应和抗干扰性能; 最后, 搭建基于Matlab/Simulink的仿真模型和STC32G的实验平台进行仿真和实验, 验证设计电源的有效性。结果表明: 相比于PI控制器, 新型非奇异终端滑模控制器在参考电压改变和负载突变的情况下电压恢复时间分别提高了62.5%和66.7%以上, 设计的抱闸电源系统具有较好的动稳态性能和抗干扰能力。

关键词: 抱闸电源; STC32G单片机; Buck变换器; 非奇异终端滑模; 控制器; 电梯; 制动器

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A **doi:** 10.12415/j.issn.1671-7872.24028



Design of Elevator Brake Power Supply Based on STC32G Microcontroller

LANG Jiahong, HE Zhiwei, QIU Wei, LU Mingjin, CHENG Jie

(School of Electrical & Informational Engineering, Anhui University of Technology, Maanshan 243032, China)

Abstract: For the deficiencies of high cost and poor controllability in elevator brake power supplies controlled by analog chips, a brake power supply system based on a digital controller was designed. Using an STC32G microcontroller as the controller, the AC voltage was converted into DC voltage through a rectification and filtering circuit, and then using a Buck converter for voltage reduction to power the brake coil. The STC32G built-in 12 bit high-precision analog-to-digital converter (ADC) module was used for sampling voltage and current, and for real-time voltage feedback adjustment. Based on sliding mode control theory, the approaching law function was improved, and a new type of non singular terminal sliding mode controller was designed to further improve the dynamic response and anti-interference performance of the brake power supply. Finally, a simulation model based on Matlab/Simulink and an STC32G experimental platform were built to verify the effectiveness of the designed power supply. The results show that compared to the PI controller, the new non-singular terminal sliding mode controller improves the voltage recovery time by more than 62.5% and 66.7% under the conditions of reference voltage change and load mutation, respectively. The designed brake power supply system exhibits good dynamic and steady-state performance, as well as strong anti-interference capability.

Keywords: brake power supply; STC32 microcontroller; Buck converter; non-singular terminal sliding mode; controller; elevator; brake

收稿日期: 2024-03-02

基金项目: 安徽省科技厅重点研发计划项目(202104a05020022); 安徽工业大学校企合作项目(202211)

作者简介: 郎佳红(1973—), 男, 安徽安庆人, 副教授, 主要研究方向为新能源发电技术、电力电子功率变换技术等。

引文格式: 郎佳红, 何志伟, 邱伟, 等. 基于STC32G单片机的电梯抱闸电源设计[J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2025, 42(1):25-35.

近年,随着经济的快速发展,城市规模不断扩大,高层建筑与日俱增,电梯已成为人们生活中必不可少的交通工具^[1-4]。电梯在给人类生产生活提供了极大便利的同时,与之相关的安全事故也时有发生,尤其是因制动器失效或故障而引起安全事故^[5-8]。制动器是电梯系统中的关键安全装置,其性能与供电电源的类型和控制方式密不可分。抱闸电源为制动器的抱闸线圈供电,现有抱闸电源因采用模拟控制芯片而存在成本高和可控性差等不足^[9-12]。而基于数字控制器的抱闸电源具有成本低、可控性强和智能化程度高等优势。因此,设计基于数字控制器的抱闸电源,对于提高制动器性能和电梯系统安全性具有重要的工程实践意义。

GB/T 24478—2009《电梯曳引机》规定,启动抱闸松闸时的最高强激电压与松闸后的最低维持电压应分别低于额定电压的55%和80%,采用高电压励磁吸合、低电压维持的供电方式。为此,对抱闸电源的供电方式需要进行合理设计。张向峰^[13]设计1种半波和全波整流混合使用的供电方式,启动松闸时采用全波整流,维持松闸时采用半波整流实现电压的切换,该供电方式原理简单,但需使用硅钢等材料制成的工频变压器,而该变压器存在体积大、质量重等缺点,不利于抱闸电源的小型化设计。毕晓鹏等^[14]设计1种可控整流的供电方式,先用全波整流再用Buck变换器将电压变换成所需的直流电压,该供电方式结构简单,不需使用工频变压器,实现了抱闸电源的小型化设计,但模拟芯片存在成本较高、可控性较差的缺点。黄定英等^[15]设计1种可调电压输出的抱闸电源,对于反馈回路设计多组反馈电阻,能够实现不同强激电压和维持电压的输出,但仍使用模拟芯片作为控制器且反馈回路结构复杂、成本较高。冉洪江等^[16]设计1种基于微控制单元(microcontroller unit, MCU)控制的抱闸电源,使用MCU控制器代替模拟控制芯片,具有成本低、可控性高等优点,但未改进Buck变换器的控制方式。

Buck变换器作为抱闸电源的关键组成部分,控制方式与抱闸电源的性能密不可分,故其控制方式的改进得到学者们广泛关注。Ling等^[17]设计1种二阶滑模控制器,为简化控制器的设计,仅使用输出电压作为反馈量,但由于系统状态量较少,抗干扰能力随之降低;崔楠等^[18]设计1种滑模比例积分(proportion integration, PI)混合控制器,可有效发挥PI和滑模控制各自的性能优势,但需判断系统工况和导通模式来实现2种控制的切换,设计比较复杂;

王艳敏等^[19]设计1种双闭环终端滑模控制器,系统反馈量同时使用输出电压和电感电流,提高了系统的动稳态性能,但设计相对复杂,且未给出实验验证。综上,在改进Buck变换器控制方式的基础上,设计1种基于STC32G的电梯抱闸电源,进一步提升抱闸电源的动稳态性能和抗干扰能力,为提高电梯系统运行安全提供参考。

1 Buck变换器控制方式的改进

1.1 Buck变换器的系统建模

基于脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)的Buck变换器电路拓扑结构如图1。图中: V_{in} 为直流母线电压; S 为功率开关管; D 为续流二极管; L 为储能电感; C 为输出滤波电容; R 为负载电阻; V_o 为输出电压。

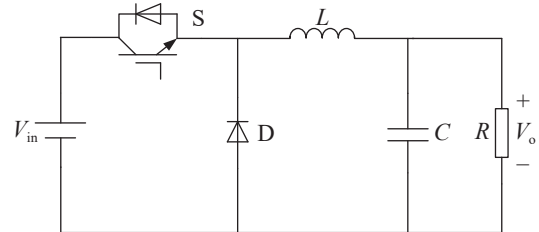


图1 Buck变换器拓扑结构

Fig. 1 Buck converter topology

考虑到电感在电路中的功能比较复杂,通常是先充电后放电。因此,根据电感充放电的具体情况将Buck变换器的工作模式分为3种:连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)、边界导通模式(boundary conduction mode, BCM)和断续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)。基于Buck变换器在CCM条件下工作,即在1个开关周期 T 内,无论电感电流如何变化,其值始终大于零^[20-23]。

当功率开关管 S 导通时,可得系统的微分方程:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(I_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (1)$$

当功率开关管 S 关断时,可得系统的微分方程:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_o \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(I_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (2)$$

联立式(1),(2)可得系统的统一微分方程:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(\alpha V_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(I_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (3)$$

式中: I_L 为电感电流; α 为功率开关管的占空比, 且 $\alpha \in [0, 1]$ 。将式 (3) 改写成状态空间平均方程:

$$\begin{cases} \frac{d(I_L(t))_T}{dt} = \frac{1}{L}((\alpha(t))_T \cdot (V_{in}(t))_T - (V_o(t))_T) \\ \frac{d(V_o(t))_T}{dt} = \frac{1}{C}((I_L(t))_T - \frac{(V_o(t))_T}{R}) \end{cases} \quad (4)$$

对式 (4) 进行线性化, 并分别对 $I_L(t)$, $V_o(t)$, $V_{in}(t)$ 和 $\alpha(t)$ 4 个变量引入小信号扰动, 可得:

$$\begin{cases} (I_L(t))_T = I_L + \hat{I}_L(t) \\ (V_o(t))_T = V_o + \hat{V}_o(t) \\ (V_{in}(t))_T = V_{in} + \hat{V}_{in}(t) \\ (\alpha(t))_T = \alpha + \hat{\alpha}(t) \end{cases} \quad (5)$$

将式 (5) 代入式 (4), 消除稳态量 I_L , V_o , V_{in} 和 α , 并忽略二次交流项, 得到系统的小信号模型:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{I}_L(t)}{dt} = \frac{1}{L}(\hat{\alpha}(t) \cdot \hat{V}_{in}(t) - \hat{V}_o(t)) \\ \frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} = \frac{1}{C}(\hat{I}_L(t) - \frac{\hat{V}_o(t)}{R}) \end{cases} \quad (6)$$

假设系统中 I_L , V_o , V_{in} 和 α 的初始值均为零, 对式 (6) 进行拉普拉斯变换:

$$\begin{cases} sL \cdot \hat{I}_L(s) = \hat{\alpha}(s) \cdot \hat{V}_{in}(s) - \hat{V}_o(s) \\ sRC \cdot \hat{V}_o(s) = R \cdot \hat{I}_L(s) - \hat{V}_o(s) \end{cases} \quad (7)$$

根据式 (7) 可得 Buck 变换器系统的各种传递函数, 则 V_o 与 α 间的传递函数 $G_{V\alpha}(s)$ 和 I_L 与 α 间的传递函数 $G_{I\alpha}(s)$ 为:

$$G_{V\alpha}(s) = \frac{V_o(s)}{\alpha(s)} = \frac{V_{in}R}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (8)$$

$$G_{I\alpha}(s) = \frac{I_L(s)}{\alpha(s)} = \frac{V_{in}(R_LCs + 1)}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (9)$$

Buck 变换器的系统参数见表 1; 基于式 (8) 可得对应系统的开环伯德图, 如图 2。

表 1 抱闸电源主要参数

Tab. 1 Main parameters of the brake power supply

参数	数值
交流输入电压 V_{ac}/V	220
直流母线电压 V_{in}/V	310
强激参考电压 $V_{ref-high}/V$	110
维持参考电压 $V_{ref-low}/V$	70
储能电感 L/mH	1
输出滤波电容 $C/\mu F$	330
负载电阻 R/Ω	45
开关频率 f/kHz	40
最大输出功率 P_{omax}/W	280

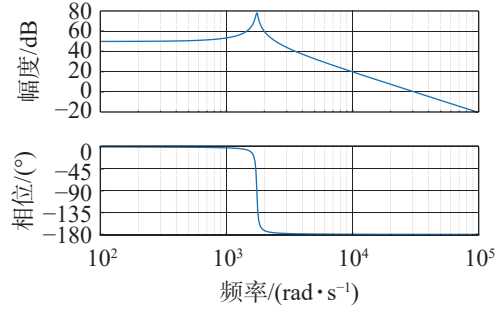


图 2 Buck 变换器的开环伯德图

Fig. 2 Open loop Bode diagram of Buck converter

图 2 中相位裕度接近于 0, 根据控制理论可知系统是不稳定的, Buck 变换器需采用闭环控制^[24]。

1.2 控制器的设计

基于开环传递函数在频域上的特点分析, 设计 1 种新型非奇异终端滑模控制器。将 Buck 变换器的 V_o 和 I_L 分别定义为状态变量 x_1 和 x_2 , 式 (3) 所示的微分方程可改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{C}(x_2 - \frac{x_1}{R}) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L}(\alpha V_{in} - x_2) \end{cases} \quad (10)$$

定义 e_1 和 e_2 分别为系统的电压偏差及其微分:

$$\begin{cases} e_1 = V_{ref} - V_o = V_{ref} - x_1 \\ e_2 = \dot{e}_1 = -\dot{x}_1 \end{cases} \quad (11)$$

对式 (11) 进行求导, 并结合式 (10) 可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \\ \dot{e}_2 = \frac{1}{RC}(\frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{RC}) - \alpha \frac{V_{in}}{LC} + \frac{x_1}{LC} \end{cases} \quad (12)$$

设计变换器系统的非线性滑模面函数:

$$s = e_1 + \frac{1}{\beta} e_2^{p/q} \quad (13)$$

式中: β 为待设计参数且 $\beta > 0$; p, q 均为正奇数且满足 $1 < p/q < 2$ 。

对滑模面函数进行求导, 并结合式 (12) 可得

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C})^{\frac{p}{q}-1} \\ &= [\frac{1}{RC}(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C}) + \frac{x_1}{LC} - \frac{V_{in}}{LC} \cdot \alpha] \end{aligned} \quad (14)$$

为提升滑模控制系统在平衡点附近的趋近速率, 使系统尽快到达稳态, 对传统指数趋近律函数进行改进。使用连续性的双曲正切函数 $\tanh(\delta s)$ 代替非连续性的符号函数 $\text{sgn}s$, 并引入速度调节函数 $f(s)$, 改进后的指数趋近律函数表达式为:

$$\begin{cases} \tanh(\delta s) = \frac{e^{\delta s} - e^{-\delta s}}{e^{\delta s} + e^{-\delta s}} \\ f(s) = \frac{e^{|s|} + 1}{4} \\ \dot{s} = -\varepsilon \tanh(\delta s) - sf(s) \end{cases} \quad (15)$$

式中 δ 和 ε 为待设计参数且 $\delta, \varepsilon > 0$ 。

联立式(14), (15) 可得到滑模控制律的表达式:

$$\alpha = \frac{LC}{V_{in}} \left[\beta \frac{q}{p} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right)^{2-\frac{p}{q}} + \frac{1}{RC} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right) + \frac{x_1}{LC} \right] + \frac{LC}{V_{in}} [\varepsilon \tanh(\delta s) + s f(s)] \quad (16)$$

根据等效控制方法, 将 α 分解成等效控制律 α_{eq} 和切换控制律 α_{sw} , 则新型控制器的控制函数为:

$$\begin{cases} \alpha_{eq} = \frac{LC}{V_{in}} \left[\beta \frac{q}{p} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right)^{2-\frac{p}{q}} + \frac{1}{RC} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right) + \frac{x_1}{LC} \right] \\ \alpha_{sw} = \frac{LC}{V_{in}} [\varepsilon \tanh(\delta s) + s f(s)] \\ \alpha = \alpha_{eq} + \alpha_{sw} \end{cases} \quad (17)$$

1.3 控制器的稳定性分析

对设计的新型非奇异终端滑模控制器进行稳定性分析, 将式(16)代入式(14)可得:

$$\dot{s} = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right)^{\frac{p}{q}-1} [-\varepsilon \tanh(\delta s) - s f(s)] \quad (18)$$

选择 Lyapunov 函数 $V(x) = 0.5s^2$, 对 $V(x)$ 进行求

导, 可得

$$\dot{V}(x) = s\dot{s} = -\frac{1}{\beta} \frac{p}{q} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right)^{\frac{p}{q}-1} [s\varepsilon \tanh(\delta s) + s^2 f(s)] \quad (19)$$

式中 $1 < p/q < 2$, 故 $0 < p/q - 1 < 1$, 又因为 $\beta > 0$, 所以当 $e_2 \neq 0$ 时, 有

$$\frac{1}{\beta} \frac{p}{q} \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right)^{\frac{p}{q}-1} > 0 \quad (20)$$

由于 s 与 $\tanh(\delta s)$ 具有相同的正负性, 且 $f(s) > 0$, $\varepsilon > 0$, 故有

$$s\varepsilon \tanh(\delta s) + s^2 f(s) > 0 \quad (21)$$

根据式(20), (21) 可知, $\dot{V}(x) \leq 0$ 恒成立, 所以在 $e_2 \neq 0$ 的条件下, 控制器满足 Lyapunov 稳定性判据。

2 基于 Buck 变换器改进的抱闸电源系统

设计的抱闸电源系统整体结构如图 3, 系统主要由 STC32G 单片机、整流滤波电路、Buck 变换器、驱动电路和电压电流采样电路等组成。

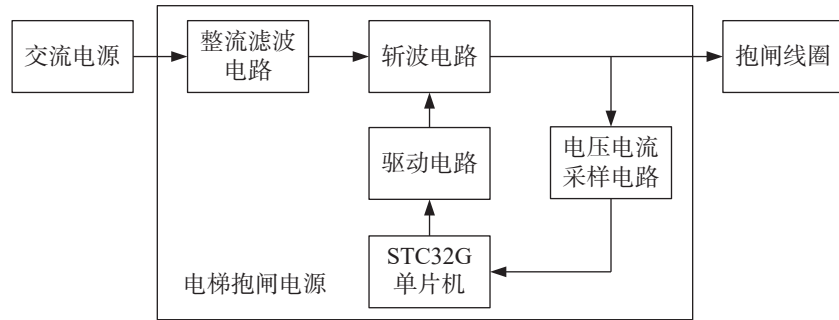


图3 抱闸电源系统结构框图

Fig. 3 Block diagram of the brake power supply system

通过整流滤波电路将 220 V/50 Hz 的交流市电转换成 310 V 的直流电压, 并传递给斩波电路; 斩波电路通过 Buck 变换器, 将整流滤波电路的输出变换成抱闸线圈所需的 110 V 强激电压和 70 V 维持电压; 通常启动抱闸松闸时, 为克服阻力先输出 110 V 强激电压, 经一段时间的延时再变换成 70 V 维持电压以维持抱闸松闸状态; STC32G 单片机负责调控抱闸电源装置的运行, 不仅要输出 PWM 信号通过驱动电路控制斩波电路中的功率开关, 还要通过电压电流采样电路实时检测斩波电路的输出信号并进行反馈调节。

2.1 系统硬件

2.1.1 斩波电路

对于斩波电路, 采用 Buck 变换器的拓扑结构, 包括 IGBT、快恢复二极管、电感和电容等元件。CCM

工况下, 电感 L 的计算公式如下

$$L = \frac{V_{in}(1-\alpha)\alpha}{fKI_{omax}} \quad (22)$$

式中: f 为开关频率; K 为纹波系数, 有效取值范围为 $0 \sim 2$; I_{omax} 为最大输出电流。

输出电容的大小受输出电压纹波 ΔV_o 的影响, ΔV_o 主要由电容充放电引起的电压波动 ΔV_C 和电容等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 的压降叠加而成^[25]。若忽略电容 ESR 上的压降, 则 ΔV_o 近似等于 ΔV_C , 即

$$\Delta V_o = \Delta V_C = \frac{KI_{omax}}{8Cf} \quad (23)$$

将式(22)代入式(23)可得输出电容 C 的计算公式:

$$C = \frac{V_{in}(1-\alpha)\alpha}{8\Delta V_o L f^2} \quad (24)$$

将表 1 中的数据代入式 (22), (24) 可计算出电感 L 为 $975 \mu\text{H}$ 、输出电容 C 为 $305 \mu\text{F}$ 。根据成品电感和电容的种类, 选择 $1 \text{ mH}/10 \text{ A}$ 的铁硅铝磁环电

感和 $330 \mu\text{F}/200 \text{ V}$ 的直插铝电解电容。综上, Buck 变换器原理如图 4。

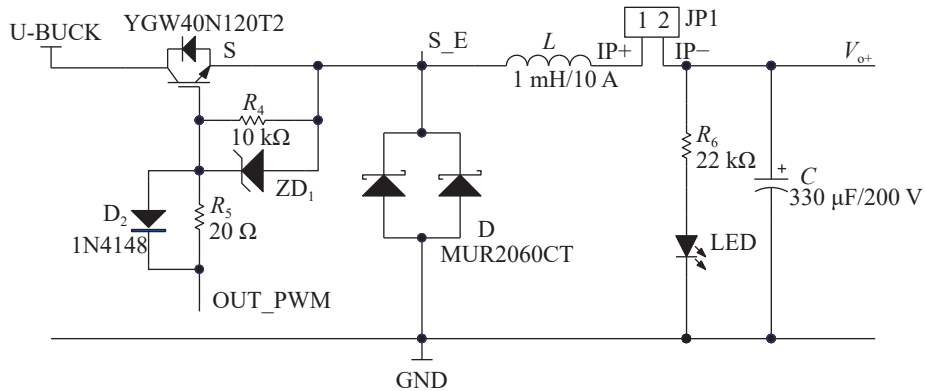


图4 Buck 变换器原理

Fig. 4 Principle of Buck converter

2.1.2 整流滤波电路

整流滤波电路如图 5, 采用全波整流的方式, 核心器件为整流桥和输出滤波电容。整流桥 GBU1010 的规格参数为 $1 \text{ kV}/10 \text{ A}$, 可满足电源设计需求。为

减少电路中电磁干扰的影响, 在电路的前级增加由共模电感、X 电容和 Y 电容等元件组成的电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 滤波器。

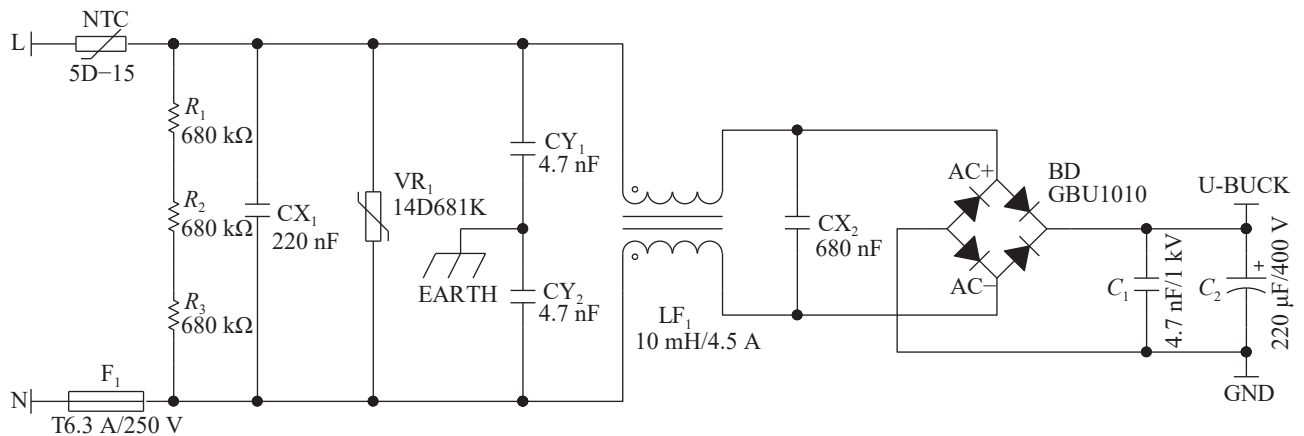


图5 整流滤波电路

Fig. 5 Rectifier filter circuit

2.1.3 驱动电路

IR2104 芯片是 1 款带有外部锁定功能的高电压、高速转动力的 IGBT 和 MOSFET 半桥驱动器,

具有独立的高侧和低侧参考输出通道^[26], 已广泛用于电源开关和电动机驱动电路。故文中采用 IR2104 芯片设计驱动芯片, 驱动电路的设计原理如图 6。

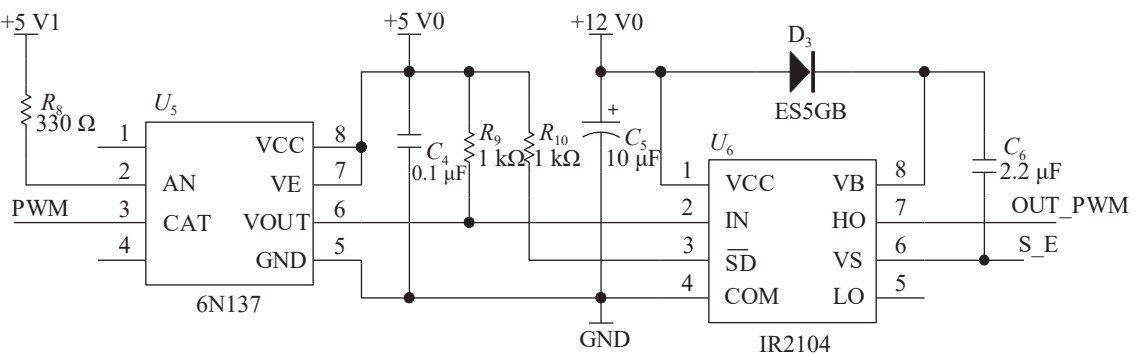


图6 驱动电路原理

Fig. 6 Principle of driving circuit

由图 6 可知:驱动电路没有直接使用 IR2104 芯片进行驱动,而是在控制器和 IR2104 之间加入光耦隔离芯片,以实现控制电路和 Buck 变换器之间的电气隔离,对控制器进行保护。控制器输出的 PWM 信号为 40 kHz,类似 PC817 的低速光耦会出现输出波形延迟、失真等问题,因此采用高速光耦 6N137 进行隔离。另外,针对 Buck 变换器中 IGBT 处于高侧需进行浮地驱动的特点,使用 IR2104 高侧输出通道利用自举原理完成对 IGBT 的驱动。驱动电路的自举通道由自举二极管 D_3 和自举电容 C_6 组成,当 Buck 电路的 IGBT 截止,供电电压+12 V 通过 D_3 对 C_6 充电,使 C_6 两端的压差保持为 12 V;当 IGBT 导通,由于 C_6 两端的电压不能突变,此时 12 V 的压差便可加到 IGBT 的栅极和发射极之间,使 IGBT 在一定时间内持续导通,在此过程 C_6 会持续放电,压差会逐渐减小。为使 Buck 电路正常工作,需使 C_6 不断充放电,即循环工作在上述两阶段。 D_3 主要用于 C_6 放电时,防止电流回流到驱动芯片 VCC 端损坏芯片。因此,对于 D_3 需选择快速恢复二极管,同时需保证二极管的反向耐压值大于 Buck 电路的输入电压,并保留一定的裕度。

2.1.4 采样电路

采样电路包括输出电压采样电路和电感电流采样电路,主要由 LM358 及电阻、电容等元器件组成。

输出电压采样电路如图 7,输出电压 V_{o+} 经过功率电阻 R_{27} , R_{15} 和 R_{16} 分压后将高压信号转换成 0~5 V 的低压信号。为实现控制电路和 Buck 变换器间的电气隔离,以及保证采样信号的精确度,在前级和后级运放之间采用精密线性光耦隔离芯片 HCNR200 进行隔离。后级运放 LM358 是 1 个电压跟随器,用于信号缓冲,进一步保证采样信号完整无损地传输。二极管 D_4 和 D_5 组成钳位电路,用于确保送入控制器 I/O 口的电压信号在 0~5 V 的范围内,保护控制器。此外,滤波电路由 HCNR200 前级的电阻 R_{17} 、电容 C_9 和后级的电阻 R_{21} 、电容 C_{11} 组成,起到滤波、稳定信号的作用。输出电压采样电路的输入与输出关系为

$$V_{FB} = V_{o+} \frac{R_{16}}{(R_{27} + R_{15}) + R_{16}} \quad (25)$$

电感电流采样电路如图 8,选择基于霍尔效应的电流传感器芯片 ACS712 对电感电流信号进行转换。

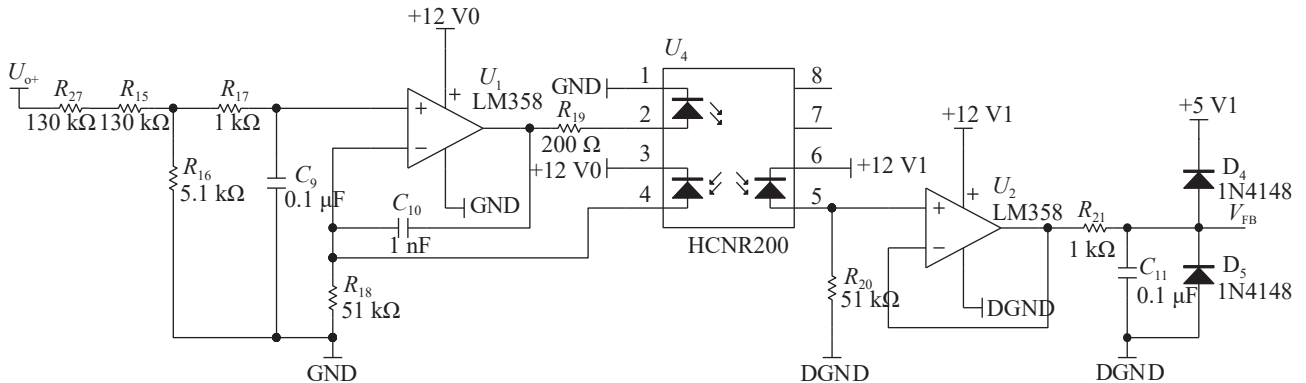


图7 输出电压采样电路

Fig. 7 Output voltage sampling circuit

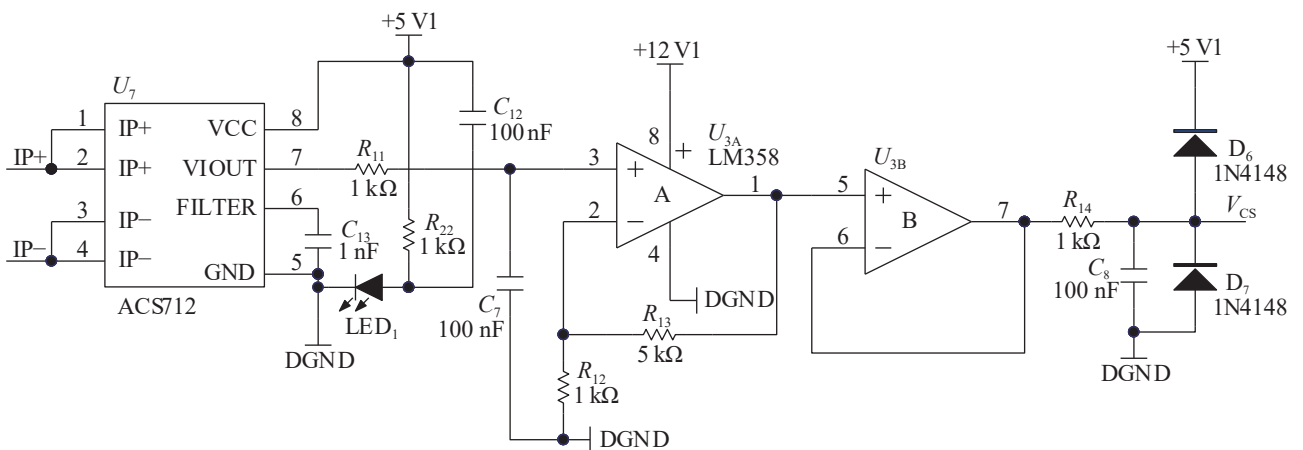


图8 电感电流采样电路

Fig. 8 Inductor current sampling circuit

电压与电流的对应关系为 185 mV/A。转换后的电压信号较低, 不利于控制器的监测, 使用运放 LM358 及电阻 R_{12} , R_{13} 组成同相放大器对信号进行放大处理。电感电流采样电路的输入与输出关系为

$$V_{CS} = 0.185I_L(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}}) \quad (26)$$

在整个采样过程中, 模拟量 D 与数字量 A 之间的转换关系满足 $D = 4096(A/5)$

2.2 系统软件

系统软件的设计以 STC32G 控制器为核心, 在 KEIL C251 开发环境下使用 C 语言进行编程。系统主程序模块流程图如图 9, 该模块的作用是实现系统初始化、外设功能模块声明定义及初始化、常量和变量赋初值等功能。系统外设功能模块主要包括定时器模块、PWM 模块、模拟数字转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 模块等, 完成所有的初始

化配置后, 启动中断, 进入循环程序等待响应中断。

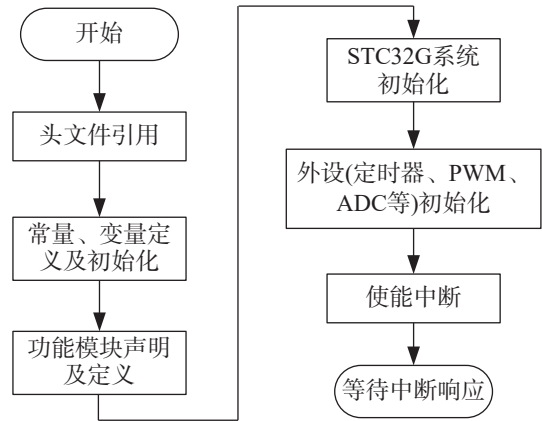


图9 主程序流程图

Fig. 9 Flowchart of main program

系统的中断服务程序模块是软件程序设计的核心部分, 设计的控制算法是在此模块中实现, 其流程框图如图 10。

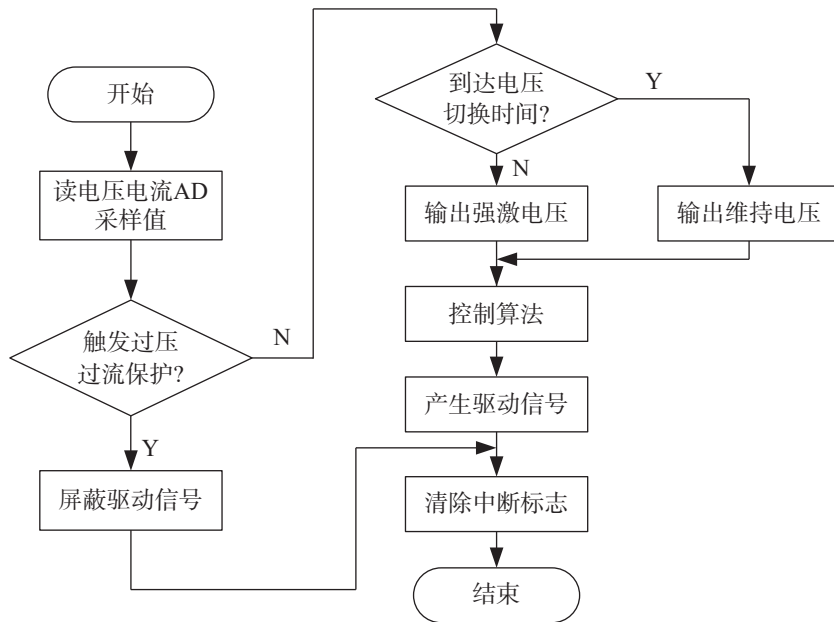


图10 中断服务程序流程图

Fig. 10 Flowchart of interrupt service program

进入中断服务子程序后, 单片机将对输出电压和电感电流的 AD 采样值进行检测。当读取的输出电压或电感电流的 AD 采样值大于所设参考电压或电流的限定值时, 会启动过压或过流保护, 此时驱动信号会被屏蔽, 强行禁止 PWM 信号的输出, 起到保护电路的作用; 当读取的输出电压和电感电流的 AD 采样值在正常范围内时, 程序进入下一个判断模块。若未到达电压切换时间, 程序给定 110 V 强激电压; 若到达电压切换时间, 程序给定 70 V 维持电压。随后进入控制算法程序模块, 通过控制算法得到所需的占空比, 生成相应的 PWM 信号, 控制

Buck 变换器输出 110 V 强激电压或 70 V 维持电压。此时, 控制器仍不断读入并检测输出电压和电感电流信号的 AD 采样值, 控制算法也在程序中循环执行, 进而得到实时更新的 PWM 信号, 确保系统能够实现输出电压的实时闭环控制, 稳定输出相应的电压。

3 仿真与实验分析

为验证本文设计抱闸电源控制系统的有效性和新型控制器的优越性, 搭建基于 Matlab/Simulink 的仿真模型和 STC32G 的实验平台, 分别采用 PI 控制

器 (PI)、传统滑模控制器 (SMC) 和新型非奇异终端滑模控制器 (新型 NTSMC) 的抱闸电源进行参考电压改变、负载突变的仿真和实验。仿真和实验的主要参数如表 1, Buck 变换器的新型控制器实现框图如图 11。

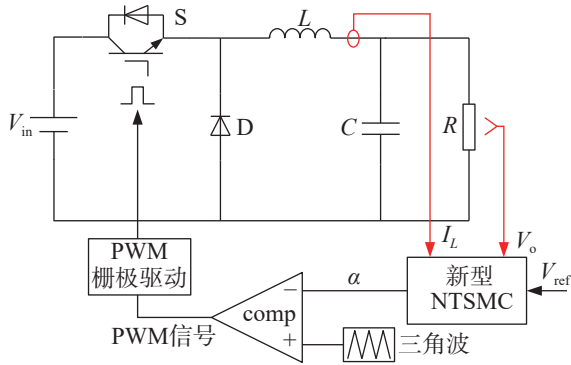


图11 新型 NTSMC 控制器下 Buck 变换的实现框图

Fig. 11 Block diagram of the Buck converter implementation with the new NTSMC controller

3.1 仿真结果与分析

图 12 为 3 种控制器下, 负载保持不变时抱闸电源的输出在 0.20 s 由强激电压变为维持电压的仿真波形。由图 12 可知: 参考电压改变时, 系统在 PI 和 SMC 控制器下均有较大的电压波动且需较长的时间才能到达稳态, 动态和稳态性能较差; 新型 NTSMC 控制器下系统的电压波动幅度小且输出能够迅速恢复至稳态, 展现出较好的动态响应和电压跟踪能力。

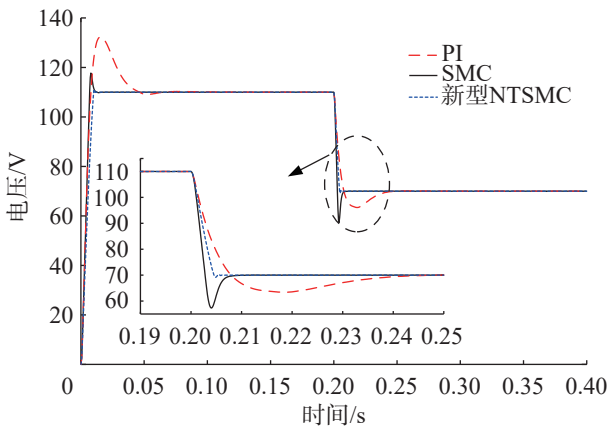
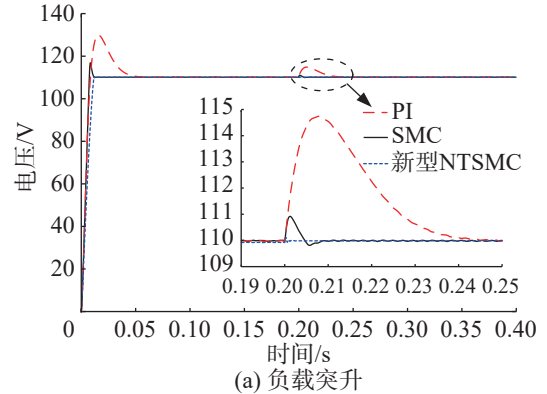


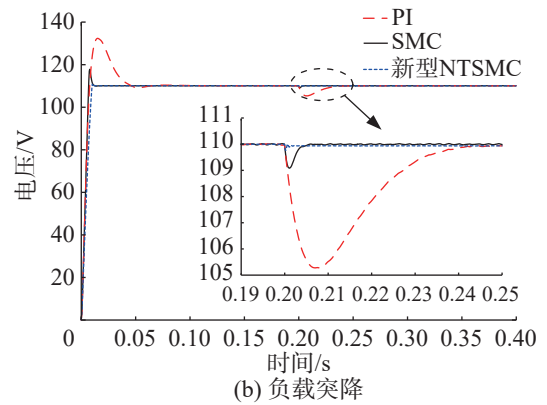
图12 3种控制器下强激电压到维持电压波形

Fig. 12 Waveforms from strong excitation voltage to sustaining voltage with three controllers

图 13, 14 为 3 种控制器下, 抱闸电源分别输出强激电压和维持电压在 0.20 s 时负载突变的仿真波形。由图 13, 14 可知: 无论负载是突升或突降, 抱闸电源系统在新 NTSMC 控制器下的电压波动幅度都更小, 电压恢复时间都更短, 展现出更好的抗扰动能力。



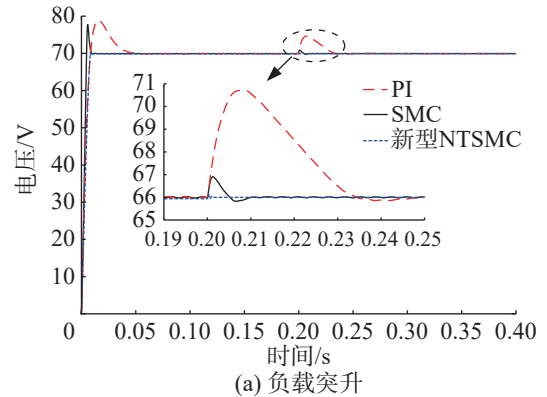
(a) 负载突升



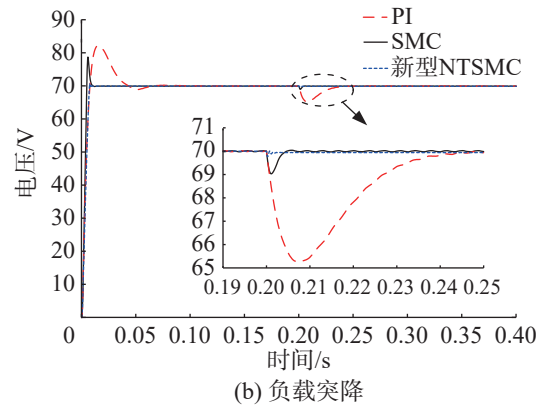
(b) 负载突降

图13 3种控制器下负载突变时的强激电压波形

Fig. 13 Strong excitation voltage waveforms during sudden load change with three controllers



(a) 负载突升



(b) 负载突降

图14 3种控制器下负载突变时的维持电压波形

Fig. 14 Sustaining voltage waveforms during sudden load change with three controllers

3.2 实验结果与分析

搭建的 STC32G 抱闸电源实验平台如图 15, 其

主要由交流电源(市电)、整流滤波电路、Buck 变换器、驱动电路、采样电路和 STC32G 控制器等组成。

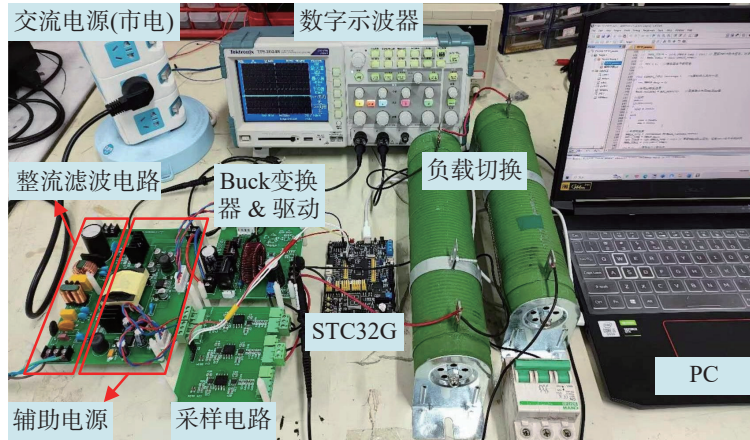
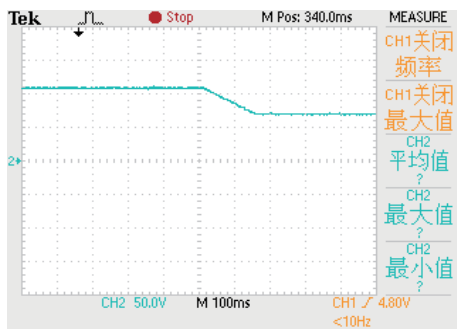


图 15 抱闸电源实验平台

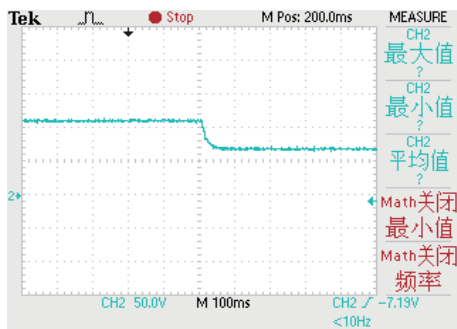
Fig. 15 Brake power experiment platform

图 16 为 2 种控制器下, 负载不变时抱闸电源输出由强激电压变为维持电压的实验波形。由图 16 可知: 对于强激电压变为维持电压的情况, PI 控制器下系统到达稳态需 0.16 s; 新型 NTSMC 控制器下仅需 0.06 s 就可到达稳态, 抱闸电源在新型控制器下具有

更佳动态性能和电压跟踪能力。压在 PI 控制器下 0.35 s 后才能够恢复至稳态; 在新型 NTSMC 控制器下只需 0.10 s 就能恢复到稳态, 且电压波动幅度更小。



(a) PI

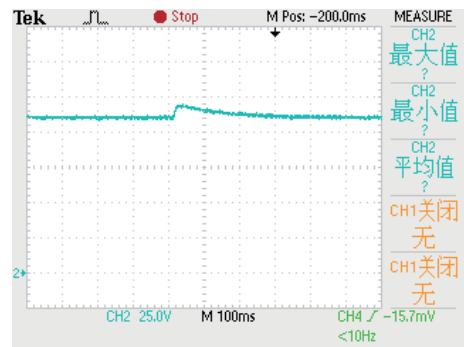


(b) 新型NTSMC

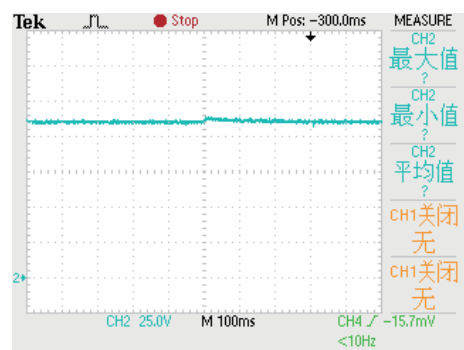
图 16 2 种控制器下强激电压到维持电压波形

Fig. 16 Waveforms from strong excitation voltage to sustaining voltage with two controllers

图 17, 18 为 2 种控制器下, 抱闸电源在输出强激电压时负载突升和突降的实验波形。由图 17, 18 可知: 无论负载是突升还是突降, 系统输出的强激电



(a) PI



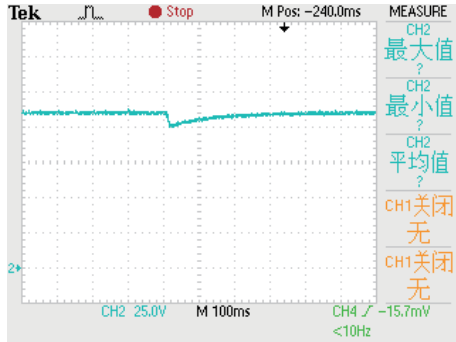
(b) 新型NTSMC

图 17 2 种控制器下负载突升时的强激电压波形

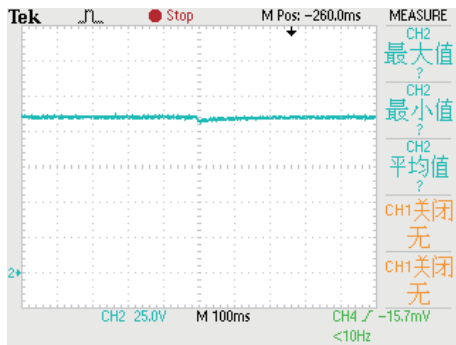
Fig. 17 Strong excitation voltage waveforms during sudden load rise with two controllers

图 19, 20 为 2 种控制器下, 抱闸电源在输出维持电压时负载突升和突降的实验波形。由图 19, 20 可知: 负载突变时, 系统输出的维持电压在 PI 控制器下恢复至稳态需 0.30 s; 在新型 NTSMC 控制器下恢复到稳态只需 0.10 s 左右, 且电压波动幅度更小, 抱闸

电源在新型控制器下具有更好的抗扰动能力。



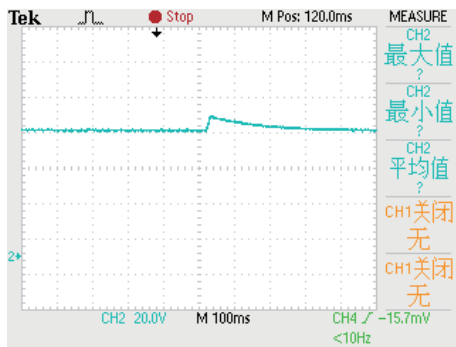
(a) PI



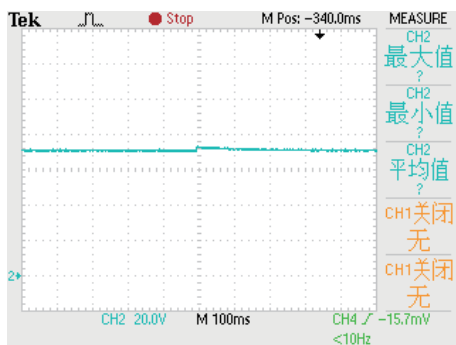
(b) 新型NTSMC

图18 2种控制器下负载突降时的强激电压波形

Fig. 18 Strong excitation voltage waveforms during sudden load drop with two controllers



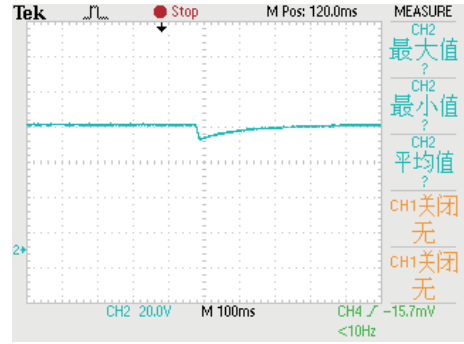
(a) PI



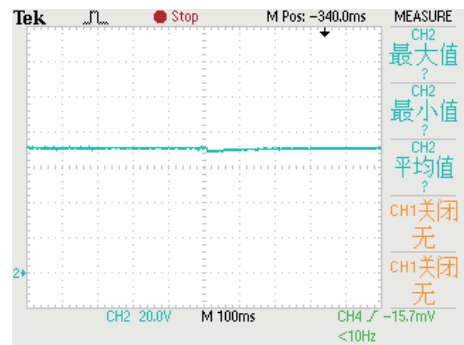
(b) 新型NTSMC

图19 2种控制器下负载突升时的维持电压波形

Fig. 19 Sustaining voltage waveforms during sudden load rise with two controllers



(a) PI



(b) 新型NTSMC

图20 2种控制器下负载突降时的维持电压波形

Fig. 20 Sustaining voltage waveforms during sudden load drop with two controllers

4 结论

基于 STC32G 设计 1 种电梯抱闸电源控制系统, 以 STC32G 作为控制核心, 采用整流滤波电路和 Buck 变换器实现对抱闸线圈的供电; 在此基础上, 设计 1 种基于改进趋近律函数的新型 NTSMC 控制器, 进一步提高抱闸电源的输出性能, 并通过仿真和实验进行验证。仿真和实验结果表明: 与 PI 控制器相比, 设计的抱闸电源在新型 NTSMC 控制器下具有更好的动稳态性能和抗扰动能力; 设计的抱闸电源控制系统可通过软件控制的方式实现不同强激电压和维持电压的输出, 也可实现强激电压输出时间的调节, 无需更改电路, 兼容性好且可减少硬件电路的设计, 硬件成本较低。

参考文献:

[1] 徐政, 李旭, 李博, 等. 太阳能电梯的研究与开发 [J]. 太阳能学报, 2020, 41(7):158-164.
 XU Z, LI X, LI B, et al. Research and development on solar elevator[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2020, 41(7):158-164.

[2] QIU C J, ZHANG L X, LI M H, et al. Elevator fault diagnosis method based on IAO-XGBoost under unbalanced samples[J]. Applied Sciences, 2023, 13(19):10968.

[3] 董恩源, 王鹤锡, 张传龙, 等. 采用多级负载评估电梯永磁

- 同步电机的退磁[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4):111-118.
DONG E Y, WANG H X, ZHANG C L, et al. Evaluation of demagnetization of elevator PMSM by multistage load[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(4):111-118.
- [4] 彭云建, 杜艺聪, 仲兆峰. 基于等间隔运行模式的群组电梯系统优化调度方法[J]. *控制理论与应用*, 2023, 40(5):949-956.
PENG Y J, DU Y C, ZHONG Z F. Optimal scheduling method of group elevator system based on equal interval operation mode[J]. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(5):949-956.
- [5] LI X S, XU Y C, TAO R, et al. The application of fuzzy analytic hierarchy process method and artificial neural network model in the elevator risk assessment[J]. *Advanced Materials Research*, 2014, 1014:552-555.
- [6] TRAVAGLIA C A P, DE CASTRO J A, LOPES L C R, et al. A method to predict the durability of friction materials applied on drum brakes based on the dissipation of braking energy[J]. *Tribology Transactions*, 2022, 65(6):1132-1148.
- [7] YANG Z, PAK U, KWON C, et al. A reliability-based robust optimization design for the drum brake using adaptive Kriging surrogate model[J]. *Quality and Reliability Engineering International*, 2023, 39(1):454-471.
- [8] 姜晓道. DC/AC 升压型电梯应急装置研发[D]. 苏州: 苏州大学, 2018.
JIANG X D. Development of a DC/AC boost-type elevator emergency device[D]. Suzhou: Suzhou University, 2018.
- [9] HUO Q Y, XIE Y K. Design of elevator control system based on PLC[J]. *Journal of Engineering Mechanics and Machinery*, 2023, 8(4):44-51.
- [10] ZHANG Y M, ZHAO Y C, YAN Z, et al. An image recognition measurement approach and uncertainty for overspeed governors employed in elevator safety[J]. *Building Services Engineering Research and Technology*, 2023, 44(3):247-268.
- [11] VAN L D, LIN Y B, WU T H, et al. An intelligent elevator development and management system[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(2):3015-3026.
- [12] 周卫, 周振华, 陶晓飞. 制动器电源及控制方式对制动器性能的影响[J]. *中国电梯*, 2019, 30(23):63-66.
ZHOU W, ZHOU Z H, TAO X F. Influence of brake power supply and control mode on brake performance[J]. *China Elevator*, 2019, 30(23):63-66.
- [13] 张向峰. 抱闸控制电源的分析与设计[J]. *中国电梯*, 2008, 19(21):31-37.
ZHANG X F. Analysis and design of brake control power supply[J]. *China Elevator*, 2008, 19(21):31-37.
- [14] 毕晓鹏, 石伟, 柏子平. 电梯抱闸电源: CN210327382U[P]. 2020-04-14.
BI X P, SHI W, BAI Z P. Elevator Brake Power Supply: CN210327382U[P]. 2020-04-14.
- [15] 黄英定, 彭博, 陈祁勇. 一种可调输出电压的抱闸电源: CN110138218B[P]. 2020-08-11.
HUANG Y D, PENG B, CHEN Q Y. An Adjustable Output Voltage Brake Power Supply: CN110138218B[P]. 2020-08-11.
- [16] 冉洪江, 詹星. 一种电梯抱闸电源: CN106452130A[P]. 2017-02-22.
RAN, H J, ZHAN X. An Elevator Brake Power Supply: CN106452130A[P]. 2017-02-22.
- [17] LING R, MAKSIMOVIC D, LEYVA R. Second-order sliding-mode controlled synchronous buck DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(3):2539-2549.
- [18] 崔楠, 许家群. Buck 变换器导通模式转换滑模 PI 混合控制策略[J]. *仪器仪表学报*, 2022, 43(5):254-262.
CUI N, XU J Q. Hybrid control strategy with sliding mode and PI controller for Buck converter considering conduction mode[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2022, 43(5):254-262.
- [19] 王艳敏, 曹雨晴, 夏红伟. Buck 变换器的电压电流双闭环终端滑模控制[J]. *电机与控制学报*, 2016, 20(8):92-97.
WANG Y M, CAO Y Q, XIA H W. Terminal sliding mode control for Buck converter with structure of voltage and current double closed loop[J]. *Electric Machines and Control*, 2016, 20(8):92-97.
- [20] 祁静静, 吴学智, 王久和, 等. 采用开关电感的 Buck 变换器 CCM 和 DCM 特性分析[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(16):4155-4168.
QI J J, WU X Z, WANG J H, et al. Characteristics analysis of buck converter with switched inductor in CCM and DCM[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(16):4155-4168.
- [21] 刘树林, 王斌, 朱高中, 等. 基于开关电感的二次型 Buck-Boost 变换器[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(S1):190-197.
LIU S L, WANG B, ZHU G Z, et al. Quadratic buck-boost converter based on switched inductance[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(S1):190-197.
- [22] WANG Y M, ZHANG W Q, YANG Y L, et al. Adaptive second-order sliding mode control of buck converters with multi-disturbances[J]. *Energies*, 2022, 15(14):5139.
- [23] RAMEZANI-AL M R, EMAMI K, ROOZBAHANI P S. New sliding mode controller design for a DC to DC buck power converter in the presence of matched and mismatched disturbances[J]. *International Journal of Dynamics and Control*, 2022, 10(4):1208-1216.
- [24] 郎佳红, 李浩, 张为民, 等. 一种基于传统 PI 控制的 PWM 整流器新型双闭环控制策略[J]. *安徽工业大学学报(自然科学版)*, 2019, 36(4):352-359.
LANG J H, LI H, ZHANG W M, et al. A new double closed-loop control strategy of PWM rectifier based on traditional PI control[J]. *Journal of Anhui University of Technology (Natural Science)*, 2019, 36(4):352-359.
- [25] 刘树林, 郝雨蒙, 李艳, 等. 基于最大功率的本安 Buck 变换器设计方法[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(3):542-551.
LIU S L, HAO Y M, LI Y, et al. Design methods of intrinsically safe buck converter based on the maximum output power[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(3):542-551.
- [26] 蔡健, 孙宝江. 基于 STM32 的电梯应急电源设计[J]. *齐鲁工业大学学报*, 2019, 33(5):41-46.
CAI J, SUN B J. Process design of elevator emergency power supply based on STM32[J]. *Journal of Qilu University of Technology*, 2019, 33(5):41-46.