

# 一种适用于真空断路器合闸的控制电路

习江飞<sup>1</sup>, 刘成<sup>2</sup>, 李正辉<sup>2</sup>

(1. 铁科院(北京)工程咨询有限公司, 北京 100081;

2. 河南省轨道交通智能安全工程技术研究中心, 河南 郑州 450000)

**摘要:**使用双管 Buck-Boost 变换器对储能电容进行充电, 采用滞环控制和电流环 PI 调节, 实现恒流充电, 改善了轨道交通车辆真空断路器合闸线圈控制电路充电时间较长、电压不稳定的缺点, 减小了控制系统的设计空间。仿真和实验验证表明充电电路充电时间短, 控制方式简单, 动态性能较好, 能够为合闸线圈提供稳定的电压, 确保断路器在合闸时有足够的能量。

**关键词:**双管 Buck-Boost 变换器; 真空断路器; 储能电容; 恒流充电; PI 调节

**中图分类号:** TM561      **文献标识码:** A      **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20495

## A Control Circuit Design for Vacuum Circuit Breaker Closing

XI Jiangfei<sup>1</sup>, LIU Cheng<sup>2</sup>, LI Zhenghui<sup>2</sup>

(1. Academy of Railway sciences(Beijing)Engineering Consult Co., Ltd., Beijing 100081, China; 2. Rail Transit Intelligent Safety Engineering Technology Research Center of Henan, Zhengzhou 450000, Henan, China)

**Abstract:** The double-tube Buck-Boost converter was used to charge the energy storage capacitor, constant current charging was achieved by hysteresis control and current loop PI regulation, which improves the shortcomings of long charging time and unstable voltage for the vacuum circuit breaker closing coil control circuit of rail transit vehicles, and reduces the design space of the control system. The simulation and experimental results show that the charging circuit has short charging time, simple control mode and good dynamic performance. It can provide a stable voltage for the closing coil and ensure that the circuit breaker has enough energy when closing.

**Key words:** double-tube Buck-Boost converter; vacuum circuit breaker; energy storage capacitor; constant current charging; PI regulation

断路器是电力机车和城轨车辆的重要组成部分, 承载牵引主电路的通断, 在瞬时大电流或短路时起着对主电路的保护作用, 其动作次数频繁, 要求可靠性必须稳定。为避免在分合闸时产生大量的电弧, 要求合闸时间短、能量充足。电力机车通常采用真空断路器, 而城轨车辆则采用高速断路器, 本文以真空断路器为研究对象展开。真空断路器在合闸时需要充足的能量保证合闸线圈得电, 使得动触头闭合, 稳定的直流电源是真空断路器合闸线圈正常工作必不可少的, 合闸线圈为能在短时间(通常在 100 ms 左右)内获得一个电流脉冲进行合闸, 通常选择两种方式

供电: 一是蓄电池, 二是储能电容<sup>[1]</sup>。若选择蓄电池, 则需在外围配置充电线路、保护电路, 也需考虑过放电、过充电的问题; 而选择储能电容则会避免这样的状况, 其充电电路比蓄电池更简单有效<sup>[2]</sup>。文献[3]提出的储能电容充电电路, 充电起始时先将充电电阻串入电路中, 当电压升至一定值时, 闭合充电接触器, 继续将输出电压升至最大值, 该电路缺点是充电电阻、接触器体积大, 占用设计空间; 当负载侧发生短路时, 对电源侧会造成冲击。

基于上述原因, 本文采用双管 Buck-Boost 电路, 如图 1 所示, 该电路具有无源器件少, 开

**基金项目:** 国家自然科学基金青年科学基金(61803086)

**作者简介:** 习江飞(1989—), 男, 硕士, 助理工程师, Email: 1061602662@qq.com

关管应力低等优点<sup>[4]</sup>,此外 MOSFET 具有自关断能力,负载侧发生短路时,不会对电源侧造成影响。

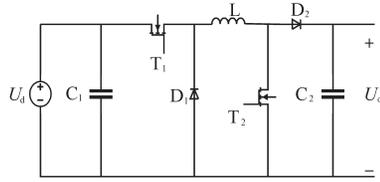


图1 双管 Buck-Boost 变换器拓扑

Fig.1 Topology of double-tube Buck-Boost converter

图1中,  $U_d$  为输入电压,  $U_o$  为输出电压,  $T_1, T_2$  为 MOSFET 开关管,  $D_1, D_2$  为二极管。

### 1 工作原理

图1中,  $T_1$  与  $D_1, T_2$  与  $D_2$  分别构成 Buck 单元与 Boost 单元, 该电路的特点是在任一时刻仅有一个开关管动作, 即当仅  $T_1$  闭合、 $T_2$  关断时, 该电路为 Buck 电路; 当  $T_1$  保持闭合、 $T_2$  闭合时, 该电路为 Boost 电路。输出、输入电压之间的关系不同, 电路工作模式也不相同。假设电路中电感电流连续, 等效 Buck 电路、等效 Boost 电路原理图分别如图2、图3所示。

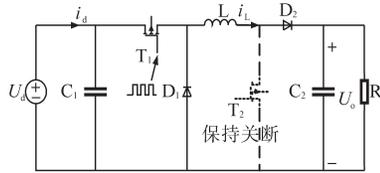


图2 等效 Buck 电路

Fig.2 Equivalent Buck circuit schematic diagram

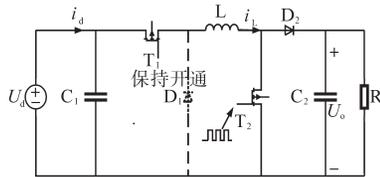


图3 等效 Boost 电路

Fig.3 Equivalent Boost circuit schematic diagram

设开关管  $T_1, T_2$  的占空比分别为  $d_1, d_2$ , 周期分别为  $T_{s1}, T_{s2}$ , 由等效电路分析可知, 双管 Buck-Boost 组合电路的电压转化率<sup>[5-7]</sup>为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{d_1}{1 - d_2} \quad (1)$$

### 2 电路元件参数设计

电路设计要求: 输入电压  $U_d=110\text{ V}$ , 输出直流电压  $U_o=300\text{ V}$ , 额定输入电流  $I_L=6\text{ A}$ ,  $T_1, T_2$  开关频率均为  $50\text{ kHz}$ 。

#### 2.1 电感的参数设计

Boost 模式下电感的纹波应控制电感电流脉动的最大值为电感电流的 20%, 即

$$\Delta I_{L_{\max}} = 20\% I_L \quad (2)$$

当电容电压达到  $300\text{ V}$  时,  $T_2$  出现最大占空比, 其最大占空比为

$$d_{2_{\max}} = \frac{U_o - U_d}{U_o} \quad (3)$$

计算可得  $d_{2_{\max}}=0.63$ 。在 Boost 模式下, 电感电流  $I_L$  在  $T_2$  导通时上升, 在  $T_2$  关断时下降, 故电感电流脉动值为

$$\Delta I_L = \frac{U_d}{L} d_{2_{\max}} T_{s2} \quad (4)$$

由式(3)、式(4)可得电路的储能电感为

$$L = \frac{U_d}{\Delta I_L} d_{2_{\max}} T_{s2} \quad (5)$$

计算得电感  $L=2.887\text{ mH}$ , 实际取  $3\text{ mH}$ 。

#### 2.2 功率管 $T_1$ 和二极管 $D_1$ 的设计

在 Buck 模式下,  $T_1, D_1$  工作, 所承受的是电源的输入电压, 两者的电压应力为

$$U_{T1} = U_{D1} = U_d \quad (6)$$

当输入电压最高时, 则承受的电压最大。

一个周期内  $T_1, D_1$  的电流有效值  $I_{T1_{\text{Buck}}}, I_{D1_{\text{Buck}}}$  分别为

$$I_{T1_{\text{Buck}}} = \sqrt{\frac{1}{T_{s1}} \left[ \int_0^{d_1 T_{s1}} \left( I_L - \frac{1}{2} \Delta I_L + \frac{\Delta I_L}{d_1 T_{s1}} t \right)^2 dt \right]} \quad (7)$$

$$= \sqrt{\frac{U_o}{U_d}} \sqrt{I_L^2 + \frac{\left( \frac{U_d - U_o}{L} \frac{U_o}{U_d} T_{s1} \right)}{12}}$$

$$I_{D1_{\text{Buck}}} = \sqrt{\frac{1}{T_{s1}} \left\{ \int_0^{d_1 T_{s1}} \left[ I_L - \frac{1}{2} \Delta I_L + \frac{\Delta I_L}{(1 - d_1) T_{s1}} t \right]^2 dt \right\}}$$

$$= \sqrt{1 - \frac{U_o}{U_d}} \sqrt{I_L^2 + \frac{\left( \frac{U_d - U_o}{L} \frac{U_o}{U_d} T_{s1} \right)}{12}}$$

(8)

计算可知  $I_{T1_{\text{Buck}}}=6.81\text{ A}, I_{D1_{\text{Buck}}}=6.12\text{ A}$ 。

#### 2.3 功率管 $T_2$ 和二极管 $D_2$ 的设计

在 Boost 模式下,  $T_2, D_2$  工作, 承受的是充电电路的输出电压, 所承受的电压应力为

$$U_{T2} = U_{D2} = U_o \quad (9)$$

当输出电压最高时, 则承受的电压最大。

在 Boost 模式下, 一个周期内开关管  $T_2$ , 二极管  $D_2$  的电流有效值  $I_{T2_{\text{Boost}}}, I_{D2_{\text{Boost}}}$  分别为

$$I_{T2\_Boost} = \sqrt{\frac{1}{T_{s2}} \left[ \int_0^{d_2 T_{s2}} \left( \frac{I_L}{1-d_2} - \frac{1}{2} \Delta I_L + \frac{\Delta I_L}{d_2 T_{s2}} t \right)^2 dt \right]}$$

$$= \sqrt{1 - \frac{U_d}{U_o}} \sqrt{\left( I_L \frac{U_o}{U_d} \right)^2 + \frac{\left( \frac{U_o - U_d}{L} \frac{U_o}{U_d} T_{s2} \right)^2}{12}}$$

(10)

$$I_{D2\_Boost} = \sqrt{\frac{1}{T_{s2}} \left\{ \int_0^{d_2 T_{s2}} \left[ \frac{I_L}{1-d_2} + \frac{1}{2} \Delta I_L - \frac{\Delta I_L}{(1-d_2) T_{s2}} t \right]^2 dt \right\}}$$

$$= \sqrt{\frac{U_d}{U_o}} \sqrt{I_L^2 + \frac{\left( \frac{U_o - U_d}{L} \frac{U_d}{U_o} T_{s2} \right)^2}{12}}$$

(11)

计算可知  $I_{T2\_Boost}=6.72 \text{ A}$ ,  $I_{D2\_Boost}=6.20 \text{ A}$ 。

通过以上分析,并考虑2倍以上的裕量,充电电路的功率管  $T_1, T_2$  采用的型号为 FCB20N60(20 A/600 V);二极管  $D_1, D_2$  采用的型号为 IDD12SG60C(600 V/12 A)。

### 3 电路控制方式设计

储能电容选择恒流充电,首先进行预充电,在 Buck 电路模式时采用滞环电流控制,其原理如文献[8]。预充电结束后电路进入 Boost 模式,采用电流环 PI 调节,保持电流恒定,并对输出电压实时检测,在电压达到设定值 300 V 时停止充电,当低于 280 V 时则重新对电容进行充电。储能电容充电电路控制图如图 4 所示。

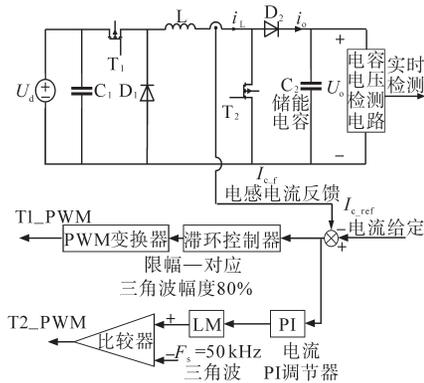


图4 储能电容充电电路控制图

Fig.4 Capacitor charging circuit control chart

采用状态空间平均法<sup>[9]</sup>对拓扑结构进行小信号模型分析,等效电路如图 5 所示。

设  $T_2$  的导通时间为  $t_{on2}$ ,选取电容电压  $U_c$  和电感电流  $i_L$  为状态变量。图 5 中,  $r_c$  为电容  $C_2$  的等效电阻。在 Boost 电路中,一个开关周期内的 2 个工作状态如图 6 所示。

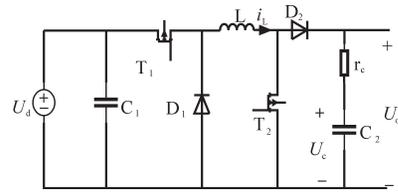


图5 双管 Buck-Boost 变换器小信号模型

Fig.5 Small signal model of double Buck-Boost converter

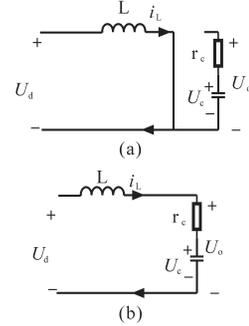


图6 Boost 电路一个开关周期内的工作状态

Fig.6 The working state of Boost circuit in a switching period

在时间段  $[0, d_2 T_{s2}]$  内,  $T_2$  导通,  $D_2$  关断, Boost 模式在该阶段的等效电路如图 6a 所示,状态方程为

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (12)$$

在时间段  $[d_2 T_{s2}, T_{s2}]$  内,  $T_2$  关断,  $D_1$  导通, Boost 模式在该阶段的等效电路如图 6b 所示,状态方程为

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (13)$$

令  $x(t)=[i_L \ U_c]^T$ ,  $u(t)=U_d$  为状态变量,得:

$$\begin{cases} A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \\ B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $A_1, A_2, B_1, B_2$  为系数矩阵。

得到 CCM Boost 变换器的状态空间平均方程如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c d'_2}{L} & -\frac{d'_2}{L} \\ \frac{d'_2}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{u}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} U_d \quad (15)$$

其中

$$d'_2 = 1 - d_2$$

对状态矢量均加入扰动指令后,得到扰动方程为

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = (A_1 d_2 + A_2 d'_2)\hat{x}(t) + (B_1 d_1 + B_2 d'_1)\hat{u}(t) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_d]\hat{d}(t) \quad (16)$$

由直流稳态分析得直流分量X:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c d'_2}{L} & -\frac{d'_2}{L} \\ \frac{d'_2}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} U_d \quad (17)$$

解得:

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ U_c \end{bmatrix} = U_d \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{d'_2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

加了扰动分量得到Boost交流小信号状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{u}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c d'_2}{L} & -\frac{d'_2}{L} \\ \frac{d'_2}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{u}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_c d'_2}{L} & \frac{d'_2}{L} \\ -\frac{d'_2}{C} & 0 \end{bmatrix} U_d \hat{d}(t) \quad (19)$$

对式(19)进行s域变换并改写成标量形式为

$$\begin{cases} s\hat{i}_L(s) = -\frac{r_c d'_2}{L}\hat{i}_L(s) - \frac{d'_2}{L}\hat{u}_c(s) - \frac{U_d}{L}\hat{d}_2(s) \\ s\hat{u}_c(s) = \frac{d'_2}{C}\hat{i}_L(s) \end{cases} \quad (20)$$

控制到电感电流的小信号传递函数为

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}_2(s)} = \frac{U_d C s}{L C s^2 + r_c d'_2 C s + d'_2{}^2} \quad (21)$$

图4中T<sub>2</sub>的PWM信号是由信号波通过三角波作为载波调制产生,电流环传递函数框图如图7所示。图7中,G<sub>si</sub>为电流控制器,G<sub>id</sub>为控制对象,H为电流采样系数,K<sub>PWM</sub>为信号波到占空比的等效系数,K<sub>PWM</sub>=1/U<sub>cm</sub>,U<sub>cm</sub>为载波幅值,由系统频率与开关频率决定。本文系统频率为200 MHz,开关频率为50 kHz,则K<sub>PWM</sub>=0.000 25。

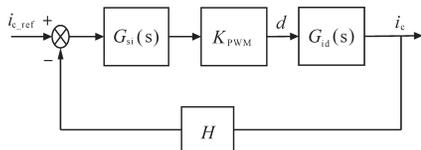


图7 电流环传递函数框图

Fig.7 Block diagram of current loop transfer function

充电电路中U<sub>d</sub>为110 V,电容C的容值为20 mF,

其内阻为52 mΩ,占空比d<sub>2</sub>的取值为0~0.63,H值取1。由图7可知该控制系统控制对象为

$$G_{id}(s) = K_{PWM} \times G_{id} = \frac{3.3s}{0.36s^2 + 6.24d'_2s + d'_2{}^2} \quad (22)$$

由式(22)可知,当d'<sub>2</sub>取最小值即d'<sub>2</sub>=0.37时,系统稳定性最差,开环传递函数为

$$G_{id}(s) = K_{PWM} \times G_{id} = \frac{3.3s}{0.36s^2 + 2.308s + 547.6} \quad (23)$$

为提高动态响应,实现对电流的快速跟踪,对控制系统进行补偿<sup>[10]</sup>,采用电流环PI调节,开环截止频率一般选取开关频率的1/5~1/2,可获得更好的电流环动态特性<sup>[11]</sup>,本文开环截止频率选取开关频率的1/5,即20 000π rad/s。控制器参数应满足以下关系:

$$K_{ii}/K_{ip} = 100 \pi \quad (24)$$

$$\| \frac{K_{ip}(s + K_{ii}/K_{ip})}{s} \times G_{id}(s) \|_{s=20000\pi j} = 1 \quad (25)$$

求得积分系数K<sub>ii</sub>=1 318.8,比例系数K<sub>ip</sub>=4.2。加入电流控制器前后的Bode图分别如图8、图9所示。可以看出,加入PI控制器后,低频增益增大,相频特性有很大的相位,系统动态性能改善。

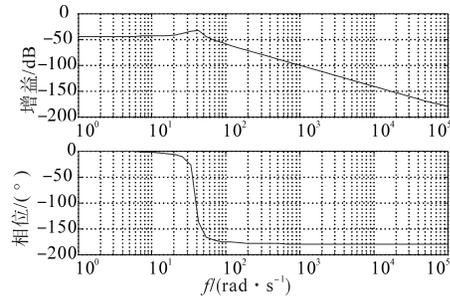


图8 加入电流控制器前的开环Bode图

Fig.8 Open loop Bode diagram before adding current controller

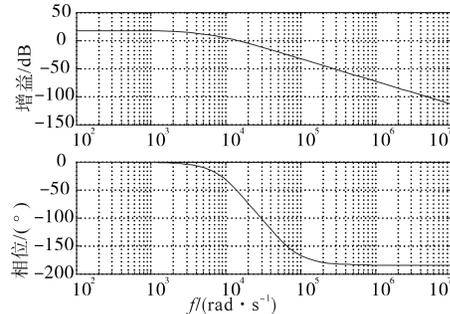


图9 加入电流控制器后的闭环Bode图

Fig.9 Closed loop Bode diagram after adding current controller

## 4 仿真及实验验证

为了进一步验证滞环电流控制及电流环PI调节的有效性,搭建了仿真及实验平台,其设计参数为:输入电压DC110 V,输出电压DC 300 V,

充电电流 6 A,电感 3 mH,储能电容 20 mF。

#### 4.1 仿真分析

预充电时  $T_1$  导通,电路为 Buck 模式,控制方式为滞环电流控制,其滞环宽度为 1 A,该模式下的电流、电压波形分别如图 10、图 11 所示。

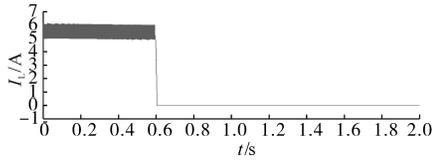


图 10 Buck 模式下电感电流  $I_L$  波形

Fig.10 Inductor current  $I_L$  waveform in Buck mode

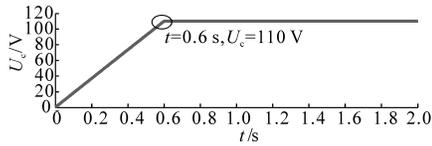


图 11 Buck 模式下电容电压  $U_c$  波形

Fig. 11 Capacitor voltage  $U_c$  waveform in Buck mode

图 10 中,电感电流值为 5~6 A,在 0.6 s 时减小为 0,对应于图 11 预充电电压达到 110 V,表明预充电在 0.6 s 时完成。

预充电结束后,  $T_2$  闭合,电路进入 Boost 模式,电路继续为储能电容充电,当电压达到 300 V 后充电结束。充电全过程电感电流波形如图 12 所示。

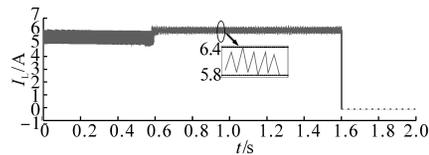


图 12 电感电流波形

Fig.12 Inductance current waveform

由图 12 可知,电路 0~0.6 s 时工作在 Buck 模式,在 0.6~1.6 s 时工作在 Boost 模式,电感电流在 5.8~6.4 A,纹波为 0.6 A,满足设计要求。储能电容电压波形如图 13 所示。

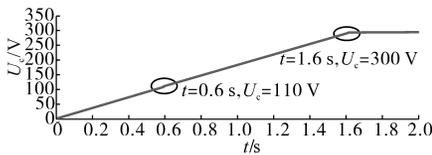


图 13 储能电容电压波形

Fig.13 Storage capacitor voltage waveform

图 13 中,在 Boost 充电模式下,储能电容电压线性增长,用时 1 s 从 110 V 增加到 300 V 时,充电总用时 1.6 s。

#### 4.2 实验验证

为验证恒流充电的控制策略,对充电电路搭

建了实验平台,完成了一台输入电压为 DC110 V/6 A(77~137.5 V),输出为 DC300 V 的样机,并进行实验验证,实验中式(24)、式(25)中的参数取  $K_{ii}=1\ 318.8, K_{ip}=4.2$ 。图 14 为电感电流波形图。

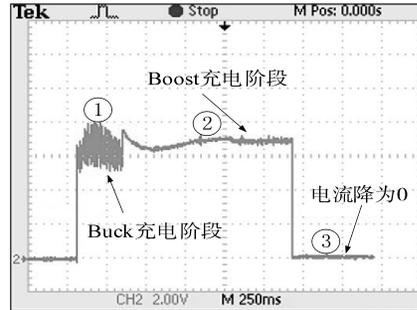


图 14 电感电流波形

Fig.14 Inductor current waveform

图 14 中,“①”表示电路工作在 Buck 阶段,电流范围 5~6 A;“②”表示电路工作在 Boost 模式,电感电流恒定,电流在 6 A 左右;“③”表示电流降为 0,充电完成。图 15 为储能电容电压波形图。

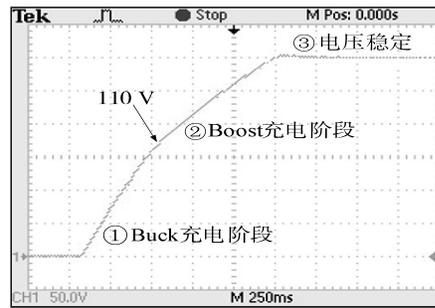


图 15 储能电容电压波形

Fig.15 Storage capacitor voltage waveform

对应于图 15 中,“①”为预充电阶段,用时约 0.5 s 电压达到 110 V;“②”表示充电进入 Boost 模式,电容电压继续上升;“③”表示电压已达 300 V,全程用时 1.6 s 左右,储能电容电压的实验验证与仿真平台保持一致。

## 5 结论

本文对真空断路器合闸控制电路提出了改进,采用双管 Buck-Boost 变换器为储能电容充电,讨论了滞环电流控制和电流环 PI 调节的控制方案,建立了小信号数学模型,充电电路可实现全过程恒流充电,仿真和实验结果表明该充电电路电流稳定在 6 A,充电至电压 300 V 用时为 1.6 s,控制方式稳定,较好地满足了断路器合闸控制电路的设计要求。

(下转第 54 页)

SPOCF 诊断方案,其可在一个开关周期内实现故障定位。

2)试验结果表明,所提出的新型故障诊断算法能够基于故障检测信号  $S_{ss}$  和  $S_1$  实现不同转速下的快速 SPOCF 定位。同时,新方案与传统的基于电机相电流有效值的开路故障检测方案相比,所需的硬件资源更少,计算负担更小,检测速度更快,具有明显的优势。

3)进一步研究方向是 PMSM 驱动系统中基于  $dq$  电流特征的其他类型故障的检测方案研究。

参考文献

[1] 刘英培,栗然.一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5368-5377.  
 [2] 宋建国,林强强,牟蓬涛,等.内置式永磁同步电机 MTPA 和弱磁控制[J].电力电子技术,2017,51(5):84-86.  
 [3] 田桢楠,夏鲲.基于滑模观测器的永磁同步电机模型预测电流控制研究[J].机电工程,2017,34(10):1162-1167.  
 [4] 杨立永,谢晓峰,刘硕.基于新型无差拍电流控制的高速 PMSM 控制技术[J].电气传动,2017,47(4):16-21.  
 [5] 符晓玲,刘旭东.基于反馈线性化和预测控制方法的电动汽车用 IPMSM 速度控制[J].电机与控制应用,2016,43(2):67-71,77.  
 [6] 孙鹤旭,张厚升.电动汽车驱动一体化系统牵引模式下逆变器的开路容错控制策略[J].电测与仪表,2016,53(17):34-38,43.  
 [7] 佟诚德,许兵,程路明,等.采用六相八桥臂变流器永磁同步电机系统的驱动及容错控制仿真研究[J].电源学报,2016,14(5):15-23.  
 [8] 齐放,邓智泉,仇志坚,等.一种永磁同步电机无速度传感器

的矢量控制[J].电工技术学报,2007,22(10):30-34.  
 [9] 苏国庆,葛红娟,刘伯华.MC-PMSM 矢量控制系统调制策略比较[J].电机与控制学报,2007,11(6):609-614.  
 [10] Gajanayake C J, Bhangu B, Nadarajan S, et al. Fault tolerant control method to improve the torque and speed response in PMSM drive with winding faults[C]//IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE, 2011:956-961.  
 [11] Meinguet F, Semail E, Gyselinck J. An on-line method for stator fault detection in multi-phase PMSM drives[C]//IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE, 2010:1-6.  
 [12] 孙丹,孟濬,管宇凡,等.基于相空间重构和模糊聚类的永磁同步电机直接转矩控制系统逆变器故障诊断[J].中国电机工程学报,2007,27(16):49-53.  
 [13] Khlaief A, Boussak M, Gossa M. Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis[C]//The XIX International Conference on Electrical Machines, IEEE, 2010:1-6.  
 [14] 高岩.永磁同步电机驱动系统开路故障诊断及容错控制[J].电机与控制应用,2014,41(1):37-41.  
 [15] 张雅琴,滕青芳,李国飞,等.基于电流残差的逆变器开路故障诊断方法[J].兰州交通大学学报,2016,35(3):112-118,124.  
 [16] Ribeiro R L A, Jacobina C B, Silva E R C D, et al. Fault detection in voltage-fed PWM motor drive systems[C]//2000 IEEE 31st Power Electronics Specialists Conference, 2000, 1: 242-247.  
 [17] Liu L, Cartes D A. On-line identification and robust fault diagnosis for nonlinear PMSM drives[C]//IEEE Proceedings of the American Control Conference, 2005, 3:2023-2027.

收稿日期:2018-11-10

修改稿日期:2019-02-18

(上接第 36 页)

参考文献

[1] 金雪丰,陈裕楠.有轨电车充电装置快速储能优化设计研究[J].计算机仿真,2017,34(5):151-155,225.  
 [2] 王政,郭山河,魏东东.基于太阳能电池和超级电容的充电系统[J].物理实验,2012,32(10):42-44.  
 [3] 许闰.轨道交通断路器电磁操动机构控制系统的研究[D].沈阳:沈阳工业大学,2015.  
 [4] 姚川.适用于宽输入电压范围的 Buck-Boost 直流变换器及其控制策略的研究[D].武汉:华中科技大学,2013.  
 [5] 任小永,唐钊,阮新波,等.一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器[J].中国电机工程学报,2008,28(21):15-19.  
 [6] 吴少龙,蔡骏,向程,等.Buck/Boost 双向 DC/DC 变换器的数字控制研究[J].电器与能效管理技术,2018(20):86-92.

[7] Jones D C, Erickson R W. A nonlinear state machine for dead zone avoidance and mitigation in a synchronous noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):467-480.  
 [8] 沈琪,汪鑫,罗雪姣.一种稳定高效的 Buck-Boost 开关电源的研究[J].科技视界,2018(27):59-60.  
 [9] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2004.  
 [10] 徐德鸿.电力电子系统建模及控制[M].北京:机械工业出版社,2006.  
 [11] 胡寿松.自动控制原理[M].第3版.北京:科学出版社,2001.  
 [12] 阳峰.基于双管 Buck-Boost 变换器的电容器充电电源研究[D].武汉:华中科技大学,2012.

收稿日期:2019-07-03

修改稿日期:2019-08-02