

# 地铁牵引供电系统双向变流装置直流短路研究<sup>\*</sup>

崔炳涛<sup>1</sup> 梅桂芳<sup>1</sup> 郑月宾<sup>1</sup> 孟向军<sup>1</sup> 牛化鹏<sup>2</sup> 李朋翔<sup>1</sup>

(1. 西安许继电力电子有限公司, 710075, 西安; 2. 许继电气股份有限公司, 461001, 许昌//第一作者, 工程师)

**摘要** 采用以双向变流装置为核心的新型牵引供电系统方案, 解决目前地铁牵引供电系统存在制动能量无法回收的问题。考虑到供电系统的可靠性, 对新型供电系统直流侧的短路故障特性分段进行分析, IGBT(绝缘栅双极晶体管)反并联二极管处于续流或自然整流状态, 存在较大的损坏风险。为了保护装置的 IGBT 反并联二极管, 提出采用在功率模块中额外并联低内阻的功率二极管和设置直流侧电抗的方式, 降低流过反并联二极管的短路电流。最终, 搭建基于实际装置的仿真模型, 通过仿真验证了直流短路分析的准确性。

**关键词** 地铁; 牵引供电系统; 变流装置; 直流短路

**中图分类号** U231.8

**DOI**: 10.16037/j.1007-869x.2022.09.030

## Research on DC Short Circuit of Bidirectional Converter in Metro Traction Power Supply System

CUI Bingtao, MEI Guifang, ZHENG Yuebin, MENG Xiangjun, NIU Huapeng, LI Pengxiang

**Abstract** New traction power supply system scheme with bidirectional converter is adopted for solving the problem of braking energy unable to be recovered in the current system. Considering the reliability of the power supply system, the features of short circuit fault of new system DC side are analyzed segmentally. Great risk of damage exists in IGBT (insulated gate bipolar transistor) anti-parallel diode being in the freewheeling or natural rectification state. To protect the IGBT anti-parallel diode of the device, it is proposed to use additional parallel low-resistance power diodes in the power module and to set the DC side inductance to reduce the short-circuit current flowing through the anti-parallel diode. Finally, a simulation model based on the actual device is built, and the accuracy of the DC short circuit analysis is verified.

**Key words** metro; traction power supply system; converter device; DC short circuit

**First-author's address** Xi'an XJ Power Electronics Technology Co., Ltd., 710075, Xi'an, China

传统地铁牵引供电系统采用 24 脉波整流机组, 列车刹车时的制动能量会引起直流接触网电压升高。新建线路通常配置再生能量吸收装置<sup>[1]</sup>, 目前以逆变回馈型装置(以下简称“能馈装置”)应用最为广泛。但该复合型方案中的整流机组和能馈装置需要分别接入交流环网及直流接触网, 系统结构复杂且其成本较高。

本文在能馈装置的基础上, 提出以双向变流装置作为供电核心的新型牵引供电系统替代该复合型方案。由于 IGBT(绝缘栅双极晶体管)反并联二极管短路能力有限, 当系统直流侧发生短路时, 容易发生损坏。文献[2]研究了传统牵引供电系统的直流短路, 提出了直流牵引供电系统的保护配置原理及整定原则。文献[3]结合整流机组外特性对车辆短路电流进行了研究, 建立了“变电所-牵引网-地铁车辆”模型, 为确定系统保护配置及评估系统供电能力提供了理论依据。文献[4-5]对含有能馈装置的复合供电系统直流侧故障进行了研究, 分析了短路时电压电流的动态特性, 为新型能馈式牵引供电系统的保护特性选择提供了参考依据。但以上研究均没有提出保护措施, 因此本文从新型供电系统拓扑出发, 对牵引/回馈双向控制策略、直流侧短路特性进行了研究, 提出 IGBT 反并联二极管保护策略。所提保护策略可以降低流经 IGBT 反并联二极管的短路电流, 并抑制短路电流的上升率, 提高能馈装置短路故障时的耐受能力, 本研究可为地铁能馈装置的可靠运行提供参考与借鉴。

## 1 地铁牵引供电系统

牵引变电所包含交流中压开关柜、整流机组、能馈装置及直流开关柜等, 典型的复合型牵引供电系统如图 1 a) 所示。该复合型方案中的整流机组和能馈装置需要分别接入交流环网及直流接触网,

<sup>\*</sup> 河南省重大科技专项项目(181100210300)

系统结构复杂且其成本较高。

双向变流牵引供电系统使用双向变流装置替代整流机组,其结构简单,如图1b)所示。双向变流装置具备四象限运行功能:列车牵引时,装置整流运行,为车辆提供牵引能量和稳定的直流电压,并能保证交流并网电能质量;列车制动时,装置逆变运行,将制动能量反馈至中压环网,以稳定直流电压;通过补偿无功功率提高系统功率因数。

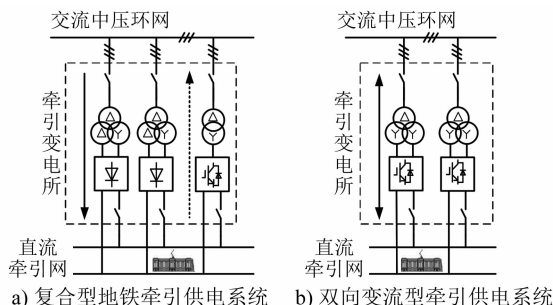
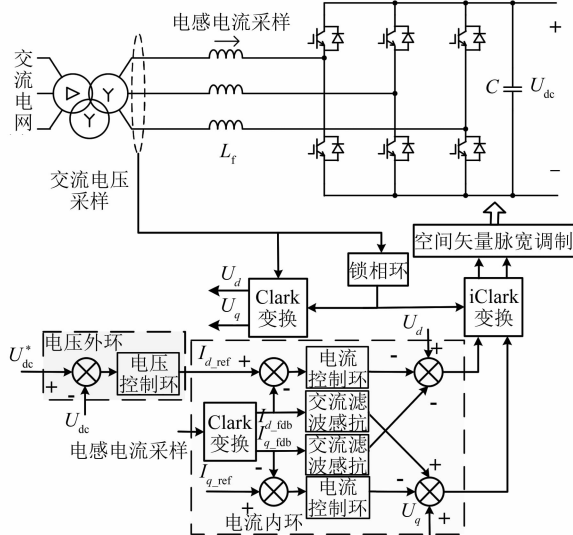


图1 牵引供电系统

Fig. 1 Traction power supply system

## 2 地铁牵引供电系统双向变流装置

双向变流装置为电压型 PWM(脉冲宽度调制)整流器,为满足稳定直流电压及控制并网电流的要求,通常采用双环控制策略,其解耦控制框图如图2所示。双向变流装置采用两个同时工作的电压环,如



注:  $U_{dc}$ ——直流侧电压实际值;  $C$ ——直流侧母线电容;  
 $L_f$ ——交流侧滤波电感;  $U_{dc}$ ——直流侧电压给定值;  
 $I_{d\_ref}$ 、 $I_{q\_ref}$ ——分别为 Clark 变换的  $d$ 、 $q$  轴电流给定;  
 $I_{d\_fdb}$ 、 $I_{q\_fdb}$ ——分别为  $d$ 、 $q$  轴电流反馈值;  $U_d$ 、 $U_q$ ——  
 分别为交流电压采样值经过 Clark 变换后的  $d$ 、 $q$  轴电压。

图2 双向变流装置双环控制策略

Fig. 2 Double-loop control strategy of bidirectional converter

图3所示。当直流电压处于牵引/回馈电压指令中间时,两个电压环均处于饱和状态;当直流电压在两个电压指令之外时,一个电压环正常输出,另一个电压环输出饱和,实现牵引/回馈工况的快速切换。

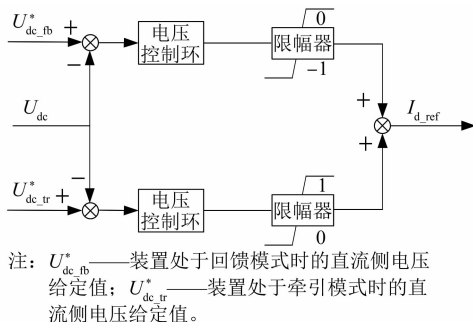
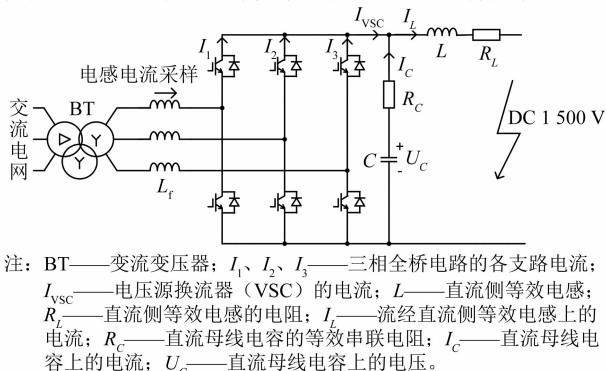


图3 牵引/回馈双向控制策略

Fig. 3 Bidirectional control strategy of traction/feedback mode

## 3 双向变流装置直流短路特性

对双分裂变压器其中一个分裂绕组及双向变流器进行直流侧短路故障分析,如图4所示。由图4可知,当发生直流短路时,能馈装置和变压器构成一个复杂的非线性系统,将短路后的系统响应分为3个阶段。



注: BT——变流变压器;  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ——三相全桥电路的各支路电流;  
 $I_{VSC}$ ——电压源换流器(VSC)的电流;  $L$ ——直流侧等效电感;  
 $R_L$ ——直流侧等效电感的电阻;  $I_c$ ——流经直流侧等效电感上的  
 电流;  $R_c$ ——直流母线电容的等效串联电阻;  $I_c$ ——直流母线电  
 容上的电流;  $U_c$ ——直流母线电容上的电压。

图4 双向变流装置直流短路

Fig. 4 DC short circuit of bidirectional converter

### 3.1 直流电容放电阶段

当直流侧发生短路时,快速封锁 IGBT 脉冲,母线电容放电,交流侧通过反并联二极管向故障点提供电流,系统等效为 RLC(电阻电感电容)二阶串联电路。该等效电路可分为零输入响应及交流侧激励的零状态响应,如图5所示。

零输入响应时,不考虑交流系统影响,满足以下等式:

$$LC \frac{d^2 U_c}{dt^2} + (R_c + R_L) \frac{dU_c}{dt} + U_c = 0 \quad (1)$$

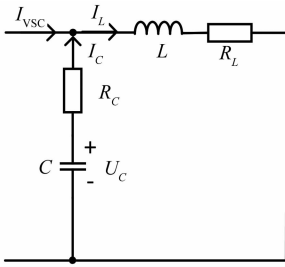


图5 电容放电阶段全响应等效电路

Fig.5 Full response equivalent circuit of capacitor discharge stage

式中:

$t$ ——时间变量。

假如  $t_0=0$  时发生金属性短路,认为  $R_C + R_L < 2\sqrt{L/C}$ 。初始条件为  $U_C(t_0) = U_0$ 、 $I_{L1}(t_0) = I_0$  ( $U_0$ 、 $I_0$  为初始电压和电流),即电路处于震荡放电状态,直流侧电流的零状态响应为  $I_{L1}(t)$ ,那么直流侧电压  $U_C(t)$ 、电流  $I_{L1}(t)$  响应如下:

$$U_C(t) = \frac{U_0 \omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) - \frac{I_0}{\omega C} e^{-\delta t} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$I_{L1}(t) = e^{-\delta t} \left[ \sqrt{\frac{C}{L} U_0^2 + I_0^2} \sin(\omega t + \theta) \right] \quad (3)$$

其中:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$\omega = \sqrt{1/LC - [(R_L + R_C)/2L]^2}$$

$$\delta = (R_L + R_C)/2L$$

$$\beta = \arctan(\omega/\delta)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{I_0}{U_0} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$$

根据式(2),电容放电至 0 所需的时间为  $t_1$ ,其表达式为:

$$t_1 = \frac{\gamma}{\omega} \quad (4)$$

$$\text{其中, } \gamma = \arctan\left(\frac{U_0 \omega_0 C \sin \beta}{I_0 - U_0 \omega_0 C \cos \beta}\right)$$

零状态响应时,电流由电流源  $I_{VSC}$  提供,其表达式为:

$$LC \frac{d^2 I_L}{dt^2} + (R_C + R_L) \frac{dI_L}{dt} + I_L = I_{VSC} \quad (5)$$

零状态响应的直流侧电流为  $I_{L2}(t)$ ,其表达式为:

$$I_{L2}(t) = I_{VSC} - I_{VSC} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) -$$

$$\frac{I_{VSC} R_C}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\delta t} \sin(\omega t) \quad (6)$$

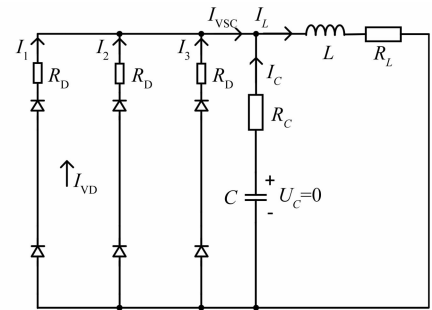
综上所述,这一阶段直流侧的总电流  $I_L(t)$  为:

$$I_L(t) = I_{L1}(t) + I_{L2}(t) \quad (7)$$

由式(3)、式(6)和式(7)可知,直流电容放电阶段的故障电流与  $C$ 、 $I_0$  及  $U_0$  正相关,与  $L$  负相关。

### 3.2 反并联二极管放电阶段

本阶段从电容电压下降至 0 开始,一直持续到电容重新充电为止。当  $U_C > 0$  时,电容放电,当电容电压降为 0 时,即  $t_1$  时,直流侧电抗放电,故障电流转向反并联二极管续流,初始条件为  $I_L(t_1) = I'_0$  ( $I'_0$  为反并联二极管放电阶段初始时刻的故障电流)、 $I_L(t_1) = I'_0$ 。等效电路如图 6 所示。



注:  $R_D$ ——IGBT 的反并联二极管电阻;  
 $I_{VD}$ ——流经反并联二极管的电流。

图6 二极管续流阶段响应电路

Fig.6 Response circuit of diode freewheeling stage

每个桥臂电流可以表示为:

$$I_{VD} = \frac{I_L(t)}{3} \quad (8)$$

此时,系统为一阶 RC(电阻电容)电路零输入响应,此阶段的直流侧电流表达式为:

$$I_L(t) = I'_0 e^{-[(R_L + R_{on})/L]t} \quad (9)$$

式中:

$R_{on}$ ——IGBT 反并联二极管的等效电阻。

电容放电至 0 的时间及  $I'_0$  可以简化为:

$$t_1 = \gamma/\omega = \sqrt{LC} \arctan\left(\frac{U_0}{I_0} \sqrt{\frac{C}{L}}\right) \quad (10)$$

$$I'_0 = e^{-\delta t_1} \left( \sqrt{\frac{L}{C} U_0^2 + I_0^2} \right) + I_{VSC} - I_{VSC} e^{-\delta t_1} \cos \gamma - \frac{I_{VSC} R_C}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\delta t_1} \sin \gamma \quad (11)$$

由式(11)可知,电容放电时间与  $L$ 、 $C$  正相关,当其他电路参数一定时,由  $I_0$ 、 $U_0$  确定。电容电压下降到一定值时,二极管电流为续流电流与交流电



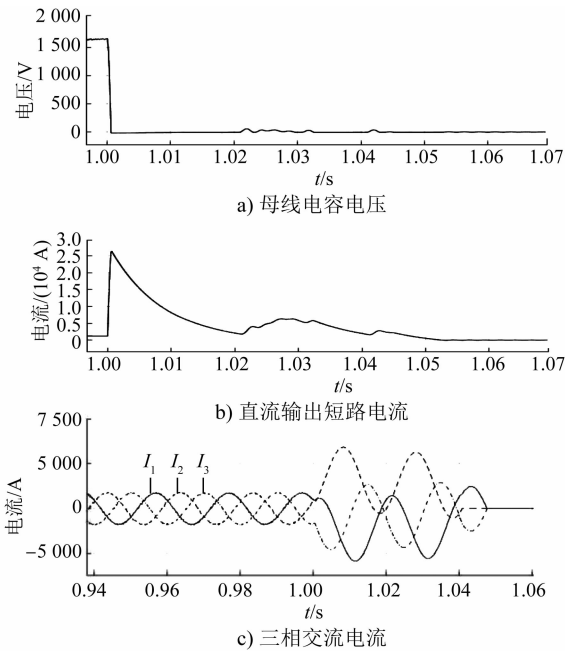


图 8 牵引工况仿真结果

Fig. 8 Simulation results of traction working condition

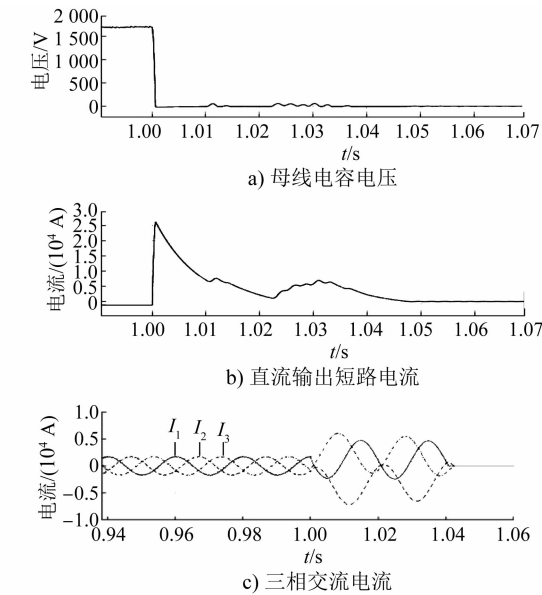


图 9 回馈工况仿真结果

Fig. 9 Simulation results of feedback working condition

(以下简称“桥臂二极管”)方式如图 10 所示。桥臂

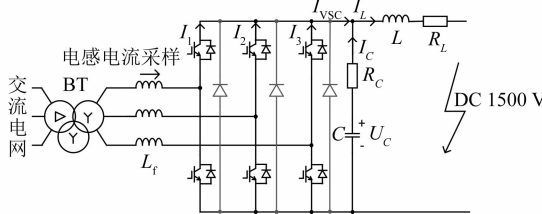


图 10 并联桥臂二极管拓扑图

Fig. 10 Topological diagram of parallel bridge diode

二极管的导通电阻远小于 IGBT 反并联二极管,为使并联后的故障电流主要流过桥臂二极管,桥臂二极管的导通电阻需小于  $0.77\text{ m}\Omega$ 。

并联桥臂二极管仿真结果如图 11 所示。由图 11 可知,当无桥臂二极管时,故障电流会直接流过 IGBT 反并联二极管,故障电流超过  $4\text{ kA}$ ;当增加桥臂二极管后,故障电流尖峰通过桥臂二极管,反并联二极管的电流小于  $3\text{ kA}$ ,在二极管的 SOA(安全工作区)之内。

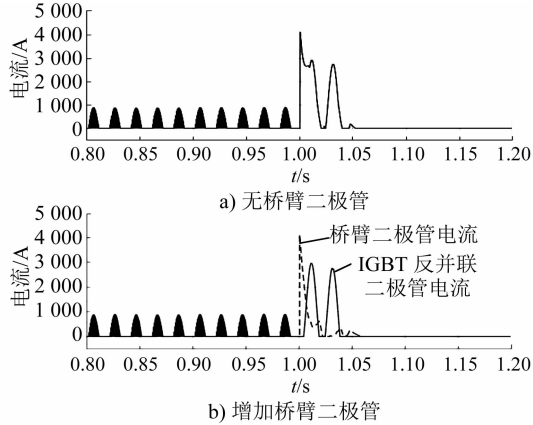


图 11 并联桥臂二极管仿真结果

Fig. 11 Simulation results of parallel bridge diode

2) 增大直流侧电抗。当装置直流侧的等效电抗为  $150\text{ }\mu\text{H}$  时,短路故障电流的仿真结果如图 12 所示。由图 12 可知:电流峰值为  $16\text{ }072\text{ A}$ ,峰值出现在故障发生后  $1.06\text{ ms}$ ;直流侧电抗增大后可以抑制电容放电电流,进而起到保护二极管的作用。

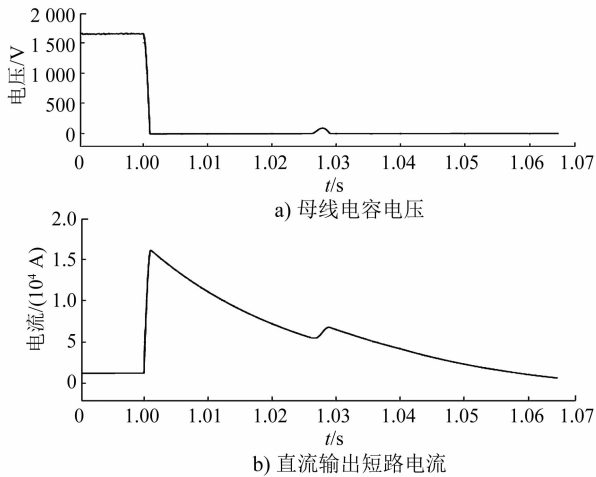


图 12 直流电感  $150\text{ }\mu\text{H}$  时的短路故障电流仿真结果

Fig. 12 Simulation results of short circuit fault current while DC inductor is  $150\text{ }\mu\text{H}$

(下转第 165 页)