

城际动车组四象限整流器控制策略研究与应用

杨春宇, 岳学磊, 相里燕妮, 高 闯

(西安中车永电捷通电气有限公司 技术中心, 陕西 西安 710016)

摘 要: 在分析城际动车组单相四象限整流器拓扑结构的基础上, 得到单相四象限整流器的数学模型, 并采用电压外环和电流内环的控制策略, 分别以直流侧给定电压、网侧给定电流为控制对象, 实现直流侧电压和网侧电流的无差、准确控制。通过 Simulink 仿真及试验验证了该控制策略。试验结果表明: 从预充电过程过渡到脉冲整流过程中, 直流侧电压超调量较小。牵引/制动工况下, 网侧电压和网侧电流相位相差 $0^\circ/180^\circ$ 、波形正弦性好, 直流侧电压稳定, 波动较小。

关键词: 城际动车组; 单相四象限整流器; 电压外环; 电流内环

中图分类号: TM 36⁺1 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)07-0034-05

doi: 10.12177/emca.2021.041

Research and Application of Four-Quadrant Rectifier Control Strategy for Intercity EMU

YANG Chunyu, YUE Xuelei, XIANGLI Yanni, GAO Chuang

(Technology Center, CRRC Xi'an YongeJieTong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, China)

Abstract: On the basis of analyzing the topological structure of the single-phase four-quadrant rectifier of the intercity EMU, the mathematical model of the single-phase four-quadrant rectifier is obtained, and the control strategy of voltage outer loop and current inner loop is adopted. The DC side voltage and the grid side current are used as the control objects to realize the non-difference accurate control. Through Simulink simulation and testing, the proposed control strategy is verified. The test results show that during the transition from the pre-charging process to the pulse rectification process, the DC side voltage overshoot is small. Under traction/braking conditions, the phase difference between the grid side voltage and the grid side current is $0^\circ/180^\circ$, the waveforms are well sinusoidal, and the DC side voltage is stable with small fluctuations.

Key words: intercity EMU; single-phase four-quadrant rectifier; voltage outer loop; current inner loop

0 引 言

在城际动车组的牵引电传动系统中, 单相四象限整流器作为 AC/DC 转换装置, 作用是稳定牵引变流器直流侧电压和网侧单位功率因数, 是牵引电传动系统的重要环节^[1-2]。

单相四象限整流器的控制方法主要分为 2 种: 间接电流控制方法(即“幅相电流控制”)和直

接电流控制方法。间接电流控制方法是通过控制整流器的输入侧电压, 使其和网侧电压保持一定的幅值和相位, 进而间接控制其网侧电流, 使用稳定系统的状态量作为控制量, 未考虑暂态过程对系统状态量的影响, 因此系统的稳定性较差, 响应较慢。直接电流控制方法是通过对网侧电流直接控制, 使其跟踪给定电流信号的控制方法。直接电流控制方法使用电流闭环, 可以使电流快速跟

收稿日期: 2021-04-29; 收到修改稿日期: 2021-05-13

作者简介: 杨春宇(1982—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为轨道交通车辆牵引系统研发。

岳学磊(1988—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为轨道交通车辆牵引系统研发。

相里燕妮(1989—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为轨道交通车辆牵引系统研发。

踪参考电流,系统具有较好的动态性能^[3-4]。

文献[5]研究了四象限整流器常用的5种控制方法,并通过仿真手段对各种控制策略的控制性能进行对比分析,结果表明,预测电流控制和瞬态电流控制可以达到直流侧电压稳定、网侧电流谐波小、网侧单位功率因数适当等控制目标。文献[6]通过分析标准动车组四象限整流器电路拓扑结构和四象限控制器,建立了整车四象限整流器及控制系统数学模型。对由其形成的闭环系统进行了实时仿真研究,结果验证了所建四象限整流器及控制系统的正确性。

本文采用电压外环和电流内环的控制策略,分别以直流侧给定电压、网侧给定电流为控制对象,对直流侧电压和网侧电流进行无差、准确控制,实现了网侧电压、电流正弦性好,直流侧电压稳定、波动较小的控制目标。

1 四象限整流器数学模型

单相两电平整流器主电路如图1所示。其中, i, u 分别为变压器二次侧输出电流和空载电压, u_{ab} 为整流器输入电压, L 为变压器二次侧电感, C_{ac} 为交流侧滤波电容, C_{dc} 为直流侧支撑电容, R_L 为整流器侧等效负载。当 dq 坐标系的起始位置与 $\alpha\beta$ 坐标系重合时,有 $\theta = \omega t$ 。

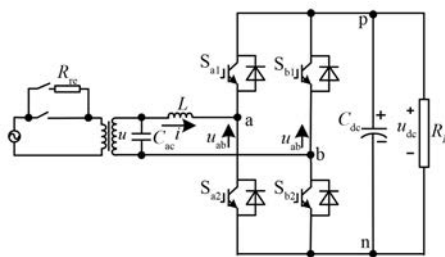


图1 单相四象限整流器主电路图

设 ω 为网侧电压基波角频率, u_m, i_m, u_{abm} 分别为网侧电压、网侧电流、整流器输入电压的基波幅值, φ 为变压器二次侧输出电流的初始相位角, φ_{ab} 为整流器输入电压的初始相位角,则网侧电压与电流的基波分量以及 u_{ab} 的基波分量可分别表示为

$$u = u_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$i = i_m \sin(\omega t + \varphi) = i_d \sin(\omega t) - i_q \cos(\omega t) \quad (2)$$

$$u_{ab} = u_{abm} \sin(\omega t + \varphi_{ab}) = u_d \sin(\omega t) + u_q \cos(\omega t) \quad (3)$$

式中: i_d, i_q 分别为 dq 坐标系下的 d 轴电流和 q 轴电流, $i_d = i_m \cos\varphi, i_q = i_m \sin\varphi$; u_d, u_q 分别为 dq 坐标系下的 d 轴电流和 q 轴电压, $u_d = u_{abm} \cos\varphi_{ab}, u_q = u_{abm} \sin\varphi_{ab}$ 。

根据基尔霍夫电压定律(KVL),可得:

$$L \frac{di}{dt} = u - u_{ab} \quad (4)$$

将式(1)~式(3)代入式(4),可得四象限整流器在 dq 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = u_m - L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q \\ u_q = L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d \end{cases} \quad (6)$$

为实现 d, q 轴电流的准确跟踪控制,以电流PI控制器代替式(5)中的电流微分,则式(5)可变为

$$\begin{cases} u_d = - \left(K_{dp} + \frac{K_{di}}{s} \right) (i_{d_ref} - i_d) + u_{ds} \\ u_q = \left(K_{qp} + \frac{K_{qi}}{s} \right) (i_{q_ref} - i_q) + u_{qs} \end{cases} \quad (6)$$

式中: K_{dp}, K_{di} 分别为 i_d 的PI控制器比例和积分系数; K_{qp}, K_{qi} 分别为 i_q 的PI控制器比例和积分系数; i_{d_ref} 与 i_{q_ref} 分别为 d, q 轴电流的给定值; d, q 轴电流PI控制器的输出 $\left(K_{dp} + \frac{K_{di}}{s} \right) (i_{d_ref} - i_d)$ 、 $\left(K_{qp} + \frac{K_{qi}}{s} \right) (i_{q_ref} - i_q)$ 均有限幅,防止积分过度; u_{ds}, u_{qs} 分别为 d 轴和 q 轴的稳态分量, $u_{ds} = u_m - \omega Li_q, u_{qs} = -\omega Li_d$ 。

式(6)为电流前馈解耦控制算法。由式(6)计算得到 u_d 和 u_q 后,经逆Park坐标变换得到静止坐标系下的电压,进而得到调制信号。

2 四象限整流控制算法

2.1 SOGI 算法

二阶广义积分(SOGI)算法结构框图如图2所示。

根据SOGI算法框图,可得其输出与输入的关系式

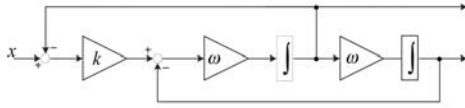


图2 SOGI算法框图

$$L\left(\frac{x_\alpha}{x}\right) = G_{\text{BPF}}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (7)$$

$$L\left(\frac{x_\beta}{x}\right) = G_{\text{LPF}}(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可知, SOGI 算法本质为一个二阶带通滤波器(BPF)与一个二阶低通滤波器(LPF)所构成的正交对。

2.2 $\alpha\beta$ 轴电压估计

变压器二次侧空载电压 u 经过 SOGI 算法, 可得静止坐标系下的电压分量 u_α 和 u_β , 其框图如图3所示。



图3 SOGI算法估计 $\alpha\beta$ 轴电压

u_β 比 u_α 滞后 90° , 因此可以将 $u_\alpha/\sqrt{u_\alpha^2+u_\beta^2}$ 、 $u_\beta/\sqrt{u_\alpha^2+u_\beta^2}$ 等效为 $\cos\theta$ 、 $\sin\theta$, 参与静止坐标系与旋转坐标系之间坐标变换的计算。由此, Park 变换及逆变换等效式分别为

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \quad (10)$$

2.3 $\alpha\beta$ 轴电流估计

$\alpha\beta$ 轴电流估计算法仍采用 SOGI, 其框图如图4所示。



图4 SOGI算法估计 $\alpha\beta$ 轴电流

图4中估计 $\alpha\beta$ 轴电流所用 SOGI 的实现方法与电压估计所用的 SOGI 算法一致, 不同之处在于此处 i_α 直接用实际值而不用经过 SOGI 获得,

目的是提高动态响应速度。

2.4 两电平整流器直流外环电压控制

直流侧电压采用 PI 控制器进行调节, 输出经过陷波器以滤除直流侧二倍脉动引起的给定电流波动, 其框图如图5所示。

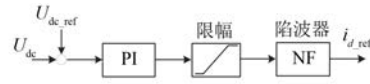


图5 直流侧电压调节框图

其中陷波器采用二阶巴特沃斯陷波器, 其传递函数为

$$G_{\text{BSF}}(s) = \frac{s^2 + \omega_{\text{NF}}^2}{s^2 + \gamma\omega s + \omega_{\text{NF}}^2} \quad (11)$$

2.5 整流器控制框图

综上, 可以得到单相四象限整流器控制算法框图, 如图6所示。

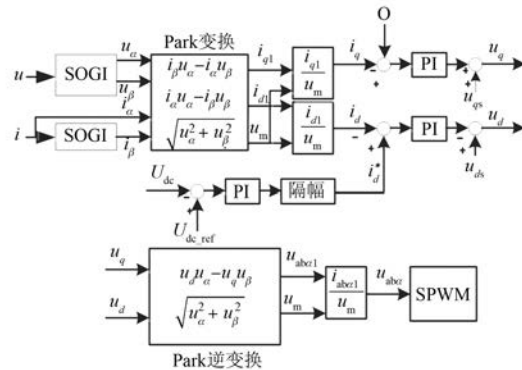


图6 单相四象限整流器控制算法框图

3 四象限整流起动过程

(1) 第1阶段。首先接通预充电电阻, 直流侧电压充电达到稳定状态, 此时切除预充电电阻, 进入第2阶段。

(2) 第2阶段。切除预充电电阻后, 经过一段预设时间的充电, 系统充电达到稳定, 且此时的网侧电压峰值达到了预设值。2个条件同时满足后, 系统解除脉冲封锁, 从预充电过程过渡到脉冲整流过程。

4 Simulink 仿真与试验结果

4.1 Simulink 仿真结果

为验证仿真状态下, 四象限整流控制策略在

整流+牵引逆变系统中的性能,在 Simulink 仿真环境下,搭建基于单相四象限整流+牵引逆变控制系统的仿真模型,进行仿真测试。仿真使用的四象限整流系统参数如表 1 所示。

表 1 单相四象限整流系统参数

| 参数名称 | 参数值 |
|------------|-------|
| 网侧电压/kV | 27.5 |
| 滤波电感/mH | 1.5 |
| 直流侧电压设定值/V | 1 800 |
| 直流母线电容/mF | 11 |
| 开关频率/Hz | 900 |

四象限整流系统空载起动的网侧电压与电流波形、直流侧电压波形如图 7、图 8 所示。可以看出,从预充电过程(1 s 之前)过渡到脉冲整流(1 s 之后)过程中,直流侧电压超调量较小,最终稳定在 1 800 V 左右。

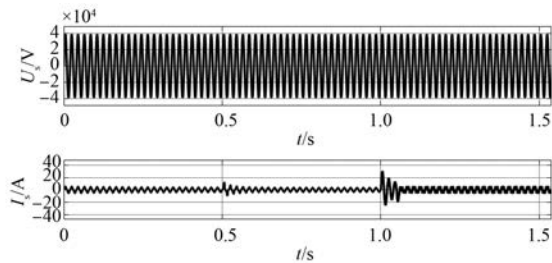


图 7 四象限整流起动时的网侧电压及网侧电流波形

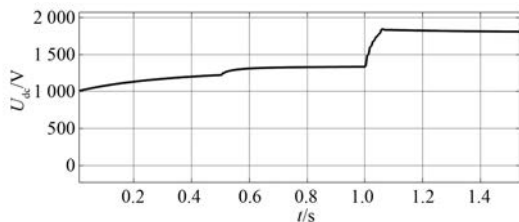


图 8 四象限整流起动时的直流侧电压波形

牵引工况下,四象限整流系统的网侧电压与电流波形、直流侧电压波形如图 9、图 10 所示。可以看出,网侧电压和网侧电流同相位、波形正弦性好,直流侧电压稳定在 1 800 V 左右,波动较小(峰峰值 20 V 左右)。

制动工况下,四象限整流系统的网侧电压与电流波形、直流侧电压波形如图 11、图 12 所示。可以看出,网侧电压相位比网侧电流超前 180° ,

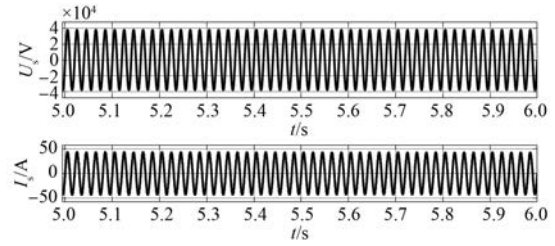


图 9 牵引工况下的网侧电压及网侧电流波形

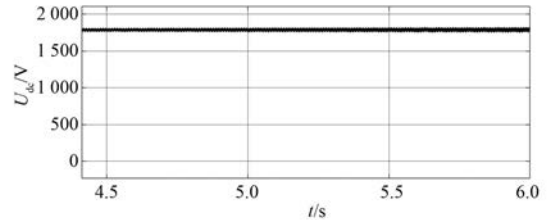


图 10 牵引工况下的直流侧电压波形

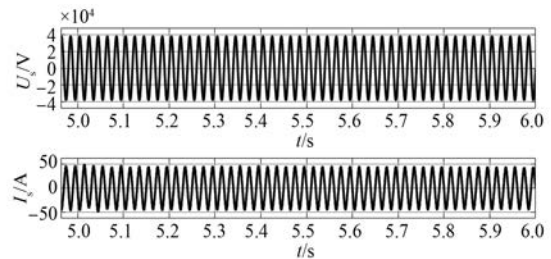


图 11 制动工况下的网侧电压及网侧电流波形

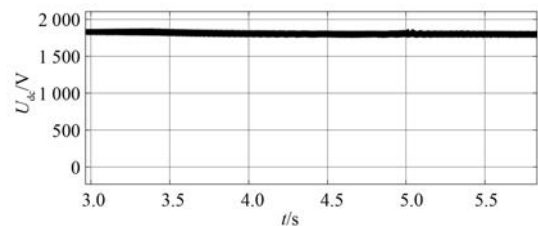


图 12 制动工况下的直流侧电压波形

波形正弦性好,直流侧电压稳定在 1 800 V 左右,波动较小(峰峰值 50 V 左右)。

4.2 组合试验结果

为验证四象限整流控制策略在四象限整流+牵引逆变系统中的性能,在中车大连电力牵引研发中心有限公司试验中心进行组合试验,试验参数与仿真参数一致。图 13 为试验所用的四象限整流+牵引逆变一体牵引变流器。

四象限整流系统空载起动波形如图 14 所示,



图 13 试验所用的四象限整流+牵引逆变一体变流器

从上到下分别是网侧电压、网侧电流和直流侧电压。可以看出,从预充电过程过渡到脉冲整流过程中,直流侧电压超调量较小,最终稳定在 1 800 V 左右。

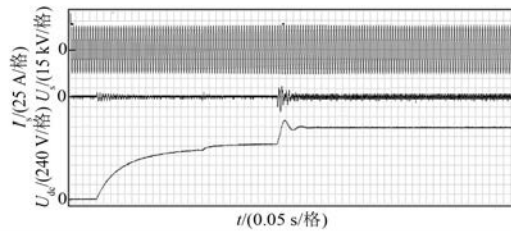


图 14 四象限整流空载起动时的试验波形

牵引工况下的试验波形如图 15 所示,从上到下分别是网侧电压、网侧电流和直流侧电压。从图中可以看出,网侧电压和网侧电流同相位、波形正弦性好,直流侧电压稳定在 1 800 V 左右,波动较小(峰峰值 50 V 左右)。

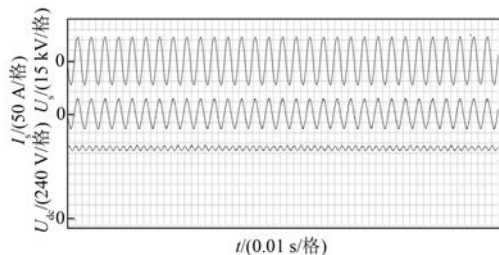


图 15 牵引工况下的试验波形

制动工况下的试验波形如图 16 所示,从上到下分别是网侧电压、网侧电流和直流侧电压。可以看出,网侧电压相位比网侧电流超前 180°,波形正弦性好,直流侧电压稳定在 1 800 V 左右,波动较小(峰峰值 50 V 左右)。

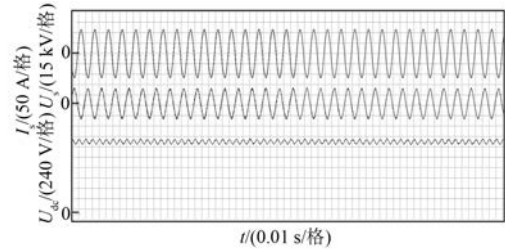


图 16 制动工况下的试验波形

5 结 语

本文研究了基于城际动车组单相四象限整流器的电压外环和电流内环的控制策略。仿真和高压试验台验证试验结果表明:从预充电过程过渡到脉冲整流过程中,直流侧电压超调量较小。牵引/制动工况下,网侧电压和网侧电流相位相差 0°/180°、正弦性好,直流侧电压稳定,波动较小。

【参考文献】

- [1] DANIELSEN S, FOSSO O B, MOLINAS M, et al. Simplified models of a single-phase power electronic inverter for railway power system stability analysis—development and evaluation [J]. Electric Power Systems Research, 2010, 80(2) : 204.
- [2] BRENNAN M, FOIADELLI F, ZANINELLI D. New stability analysis for tuning PI controller of power converters in railway application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2) : 533.
- [3] 李伟,张黎,马志文,等. 三电平四象限变流器预测电流控制[J]. 机车电传动,2019(1) : 18.
- [4] KOMURCUGIL H, KUKRER O. Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5) : 801.
- [5] 宋文胜,刘志敏,冯晓云. 四象限变流器控制策略研究与仿真[J]. 电力机车与城轨车辆,2007, 30(2) : 34.
- [6] 吴生举,应婷,荆延杰. 标准动车组四象限整流器及控制系统实时仿真[J]. 机车电传动,2016(4) : 33.