



双向变流装置零序环流研究

杨 军¹, 宋乾儒², 陈广赞¹, 成正林¹, 王 雄², 易韵岚²

(1. 重庆中车时代电气技术有限公司, 重庆 400000;
2. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 多变流器交直流侧并联拓扑型双向变流装置通过采用载波错相控制可以显著增大装置容量, 减小并网电流谐波, 但同时也会带来零序环流问题。文章首先建立了并联拓扑型双向变流装置的零序环流等效数学模型, 分析零序环流产生原因; 然后针对零序环流高频部分, 采用三相共模电抗器增加零序环流阻抗进行环流抑制; 针对零序环流低频部分, 在传统电压、电流双闭环控制策略基础上, 增加零序环流闭环控制, 将零序环流闭环输出加至原有调制波上进行低频零序环流抑制; 最后完成了仿真和试验, 结果表明, 该方法可有效抑制双向变流装置并联模块间的零序环流。

关键词: 双向变流装置; 共模电抗器; 载波错相; 零序环流

中图分类号: U231; U223.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2025)03-0097-07

0 引言

双向变流装置采用四象限变流器作为能量交换的媒介, 该装置可根据工况需求工作在整流状态或逆变状态。在地铁列车的牵引工况下, 双向变流装置代替二极管整流机组提供牵引能量; 在制动工况下, 作为能馈装置实现再生制动能量回收^[1-3]。当地铁供电系统需要较大的容量和过载能力时, 单台大容量变流器因存在可靠性低、成本高、重量大、占地面积大的问题, 无法满足需求。为提高系统容量和可靠性, 双向变流装置常采用变流器并联技术, 通过将双分裂变压器两重错相与变流器两模块错相并联, 提高系统的等效开关频率, 实现四重错相效果, 从而降低滤波电感值, 满足系统在额定功率和多倍过载情况下的电压输出能力和谐波指标要求, 同时降低系统成本^[4]。但变流器载波错相并联会带来零序环流问题, 环流会增加系统损耗, 引起并网电流畸变, 甚至损坏功率器件, 因此研究零序环流对双向变流装置的工程应用意义重大^[5-10]。

1 双向变流装置环流分析

本文所述双向变流装置由2台三相并网变流器通过

直流侧和交流侧分别直接并联组成, 如图1所示。图1中 u_a 、 u_b 、 u_c 为三相电网电压, i_o 为2台三相变流器之间的环流, u_{1a} 、 u_{1b} 、 u_{1c} 和 u_{2a} 、 u_{2b} 、 u_{2c} 分别为第1台变流器和第2台变流器的三相输出电压, U_{dc} 为直流母线电压。由图1可知, 当2台变流器的电路阻抗参数、输出功率存在差异或者负载不平衡时, 将引发2台变流器间的环流^[11]。

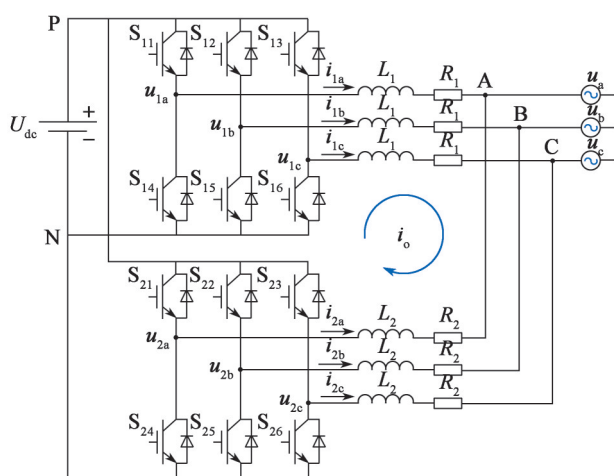


图1 双向变流装置拓扑结构

Fig. 1 Topology structure of bidirectional converter device

基金项目: 中国中车“十四五”科技重大专项科研课题(2021CCZ005-2)

通信作者: 杨 军, 男, 硕士, 主要从事轨道交通地面供电系统技术研究和供电产品研发工作; E-mail: yangjun17@csrzc.com

引用格式: 杨军, 宋乾儒, 陈广赞, 等. 双向变流装置零序环流研究[J]. 机车电传动, 2025(3): 97-103. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.012.

Citation: YANG Jun, SONG Qianru, CHEN Guangzan, et al. Research on zero-sequence circulating current of bidirectional converters[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 97-103. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.012.

在双向变流装置的实际应用中,变流器所采用的功率半导体开关器件的开关频率一般不低于 1 kHz,远高于电网电压频率 50 Hz,因此在建立双向变流装置的等效模型时,2 台并网变流器的交流侧输出可以等价为可控电压源。基于此,双向变流装置在三相静止坐标系下的等价平均模型如图 2 所示。

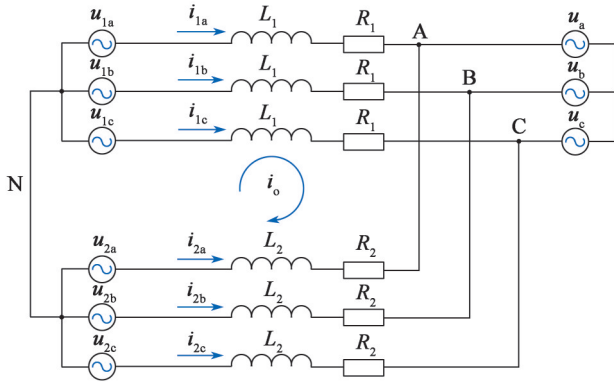


图 2 双向变流装置等效模型

Fig. 2 Equivalent model of bidirectional converter device

零序电流是由零序电压作用在 2 台变流器间的输出阻抗上产生的,根据三相不对称分量理论,图 2 中每台变流器的等效输出电压都可以分解为三相对称电压和零序电压,即

$$\left(u_a - \frac{u_z}{3}\right) + \left(u_b - \frac{u_z}{3}\right) + \left(u_c - \frac{u_z}{3}\right) = 0 \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 为三相电网电压; u_z 为三相零序电压。

令

$$\left. \begin{aligned} u'_a &= \left(u_a - \frac{u_z}{3}\right) \\ u'_b &= \left(u_b - \frac{u_z}{3}\right) \\ u'_c &= \left(u_c - \frac{u_z}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

则有

$$u'_a + u'_b + u'_c = 0 \quad (3)$$

式中: u'_a 、 u'_b 、 u'_c 为三相对称电压。

由此得到带零序电压分量的双向变流装置等效模型如图 3 所示。

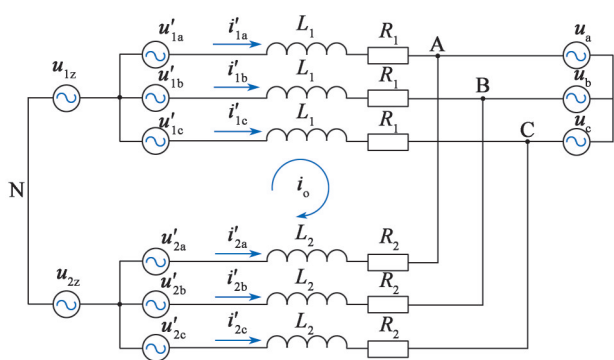


图 3 双向变流装置带零序分量的等效模型

Fig. 3 Equivalent model of bidirectional converter device with zero-sequence component

根据基尔霍夫电压定律可以得到 2 台变流器之间的电流回路方程组如下:

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{1z}}{3} + u'_{1a} - L_1 \frac{di_{1a}}{dt} - R_1 i_{1a} &= \frac{u_{2z}}{3} + u'_{2a} - L_2 \frac{di_{2a}}{dt} - R_2 i_{2a} \\ \frac{u_{1z}}{3} + u'_{1b} - L_1 \frac{di_{1b}}{dt} - R_1 i_{1b} &= \frac{u_{2z}}{3} + u'_{2b} - L_2 \frac{di_{2b}}{dt} - R_2 i_{2b} \\ \frac{u_{1z}}{3} + u'_{1c} - L_1 \frac{di_{1c}}{dt} - R_1 i_{1c} &= \frac{u_{2z}}{3} + u'_{2c} - L_2 \frac{di_{2c}}{dt} - R_2 i_{2c} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: u_{xz} ($x=1,2$) 为第 x 台变流器的三相零序电压; u'_{xa} 、 u'_{xb} 、 u'_{xc} ($x=1,2$) 为第 x 台变流器的等效三相电压; i_{xa} 、 i_{xb} 、 i_{xc} ($x=1,2$) 为第 x 台变流器的三相电流; L_x 与 R_x ($x=1,2$) 分别为第 x 台变流器的滤波电感和等效电阻。

方程组(4)中的 3 个方程相加可以得到

$$\begin{aligned} u_{1z} - L_1 \frac{d(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c})}{dt} - R_1(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}) &= \\ u_{2z} - L_2 \frac{d(i_{2a} + i_{2b} + i_{2c})}{dt} - R_2(i_{2a} + i_{2b} + i_{2c}) \end{aligned} \quad (5)$$

定义零序环流为

$$i_0 = i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = -(i_{2a} + i_{2b} + i_{2c}) \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可以得到零序分量的回路方程为

$$u_{1z} - u_{2z} = (L_1 + L_2) \frac{di_0}{dt} + (R_1 + R_2) i_0 \quad (7)$$

式(7)即为双向变流装置零序环流数学模型。

2 高频环流抑制

在实际应用中,双向变流装置的两重或多重变流器通过载波算法来减少谐波,如果两重或多重变流器开关管触发脉冲不一致将会导致并联模块间触发脉冲不一致^[12],进而在两台变流器并联回路中产生以开关频率为变化频率的零序环流,这种环流被称为开关环流,即高频环流。

2.1 三相静止坐标系下平均模型

本文采用三相共模电抗器增加零序环流阻抗,抑制高频零序环流。针对三相共模电抗器进行数学建模,基于桥臂平均模型^[13],由基尔霍夫定律得到用占空比表示的双向变流装置数学模型如下:

$$i_1 = \begin{bmatrix} d_{1a} \\ d_{1b} \\ d_{1c} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{2a} \\ d_{2b} \\ d_{2c} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$L'_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R_1 \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{1a} U_{dc} - u_a + U_{NO} \\ d_{1b} U_{dc} - u_b + U_{NO} \\ d_{1c} U_{dc} - u_c + U_{NO} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$L'_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R_2 \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{2a} U_{dc} - u_a + U_{NO} \\ d_{2b} U_{dc} - u_b + U_{NO} \\ d_{2c} U_{dc} - u_c + U_{NO} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: i_1 为前级直流电流; M 为三相共模电抗器相与相之间的互感系数; L'_1 、 L'_2 分别为 2 台变流器三相共模电抗器解耦后的电感值,其中 $L'_1 = L_1 + M$, $L'_2 = L_2 + M$;

d_{xa} 、 d_{xb} 、 d_{xc} ($x=1,2$) 分别为第 x 台变流器三相桥臂的占空比; U_{NO} 为直流母线负极N与电网中性点O之间的电势差; U_{dc} 为变流器直流侧电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相总电流。

2.2 同步旋转坐标系下平均模型

为简化控制系统和控制算法设计, 将双向变流装置系统模型从三相静止坐标系下转换到同步旋转坐标系下。根据式(8)~式(10)的双向变流装置在静止坐标系下的平均模型, 通过变换可以得到双向变流装置在同步旋转坐标系下的模型, 即

$$i_l = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \\ d_{z1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \frac{2}{9} i_{z1} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \\ d_{z2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ \frac{2}{9} i_{z2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$L'_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{z1} \end{bmatrix} - M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} + R_1 \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{z1} \end{bmatrix} + L'_1 \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{z1} \end{bmatrix} - M \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{d1} U_{dc} - u_d \\ d_{q1} U_{dc} - u_q \\ d_{z1} U_{dc} - u_z + 3U_{NO} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$L'_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{z2} \end{bmatrix} - M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} + R_2 \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + L'_2 \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{z2} \end{bmatrix} - M \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{d2} U_{dc} - u_d \\ d_{q2} U_{dc} - u_q \\ d_{z2} U_{dc} - u_z + 3U_{NO} \end{bmatrix} \quad (13)$$

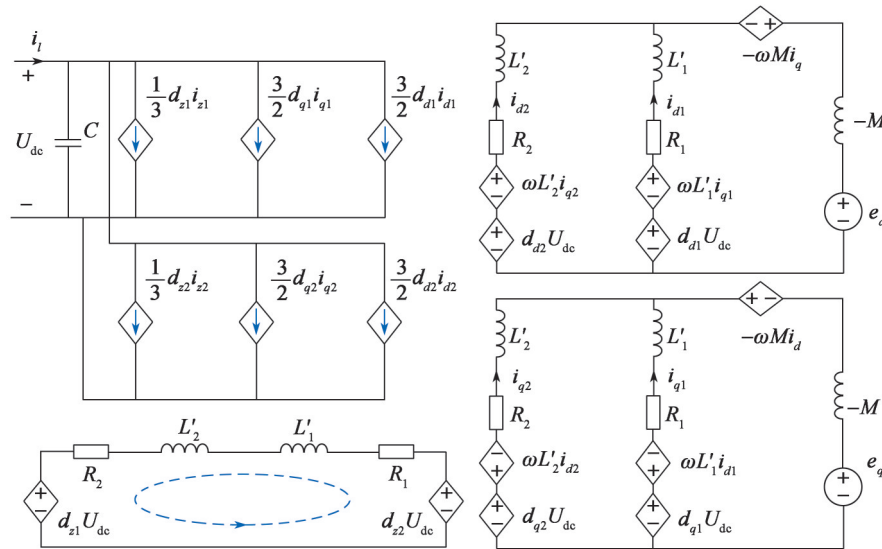


图4 同步旋转坐标系下等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram in synchronous rotating coordinate system

3 低频环流抑制

器件和控制系统的离散性导致了控制信号占空比存在差异、输出阻抗不平衡等现象, 零序环流中除了自然存在的高频部分外还含有低频零序环流, 这对系统稳定工作影响较大。

式中: i_d 、 i_q 、 i_z 分别为双向变流装置 d 轴、 q 轴、 z 轴电流分量; i_{dx} 、 i_{qx} 、 i_{zx} ($x=1,2$) 分别为第 x 台变流器 d 轴、 q 轴、 z 轴电流分量; ω 为电网同步角速度; d_{dx} 、 d_{qx} 、 d_{zx} ($x=1,2$) 分别为第 x 台变流器 d 轴、 q 轴、 z 轴占空比; i_{zx} ($x=1,2$) 为第 x 台变流器的 z 轴电流分量; i_0 为双向变流装置零序环流, 其中 $i_0 = i_{z1} = -i_{z2}$, $i_z = i_{z1} + i_{z2} = 0$ 。

根据上述公式转化的双向变流装置等效电路如图4所示。图4中 d 轴电流分量 i_{d1} 、 i_{d2} 之间相互耦合, q 轴电流分量 i_{q1} 、 i_{q2} 之间相互耦合, 因此控制难度较大。从图4可以看出, 零序环流阻抗为 $(j\omega L'_1 + j\omega L'_2 + R_1 + R_2)$, 也就是 $(j\omega L_1 + j\omega L_2 + R_1 + R_2 + j\omega \times 2M)$ 。当采用普通三相电抗器时零序环流阻抗仅为 $(j\omega L_1 + j\omega L_2 + R_1 + R_2)$, 因此采用共模电抗器时零序环流阻抗更大, 抑制零序环流的效果更加显著。随着 ω 的增加, 零序环流阻抗虚部与角速度 ω 成正比, 所以共模电抗器对零序环流高频分量的抑制效果更为明显。同时, 共模电抗器对双向变流装置的共模电流无阻尼作用, 但对差模电流具有阻尼作用, 因此在双向变流装置中应用共模电抗器, 将提高并联变流器间的均流系数, 2台并联变流器的功率输出趋于一致, 从而可以提升双向变流装置的功率等级。另外, 在理想情况下, 双向变流装置中2台变流器的三相电流对称, 零序分量很小, 非零序电流在共模电抗器内部产生的三相磁通互相抵消, 因此与传统电抗器相比, 共模电抗器铁芯可显著减小体积与成本。

由第2章可知, 载波错相会对环流谐波产生影响, 采用三相共模电抗器方案可以有效抑制双向变流装置零序环流的高频分量, 但对低频零序环流的抑制效果非常有限。为抑制双向变流装置低频零序环流, 本文在三相PWM变流器中采用的经典电压、电流双闭环控制的基础上增加了零序环流闭环控制, 系统电压控制框图如图5所示, 电流控制框图如图6所示。

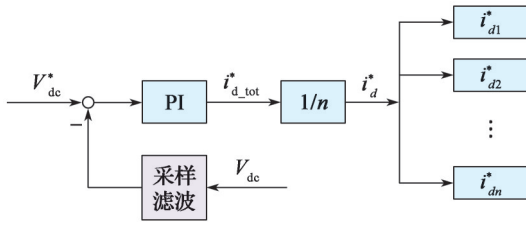


图5 系统电压控制框图

Fig. 5 System voltage control diagram

直流给定电压 V_{dc}^* 与实际直流电压 V_{dc} 比较得到电压偏差值，然后经PI调节器后输出有功电流给定值 i_d^* ，将 i_d^* 与有功电流实际值比较后得到有功电流偏差值，再通过PI调节器并经前馈解耦控制产生控制信号 V_{dc} 。由于 q 轴分量解耦之后是一个一阶线性系统，用1个PI调节器就可达到相应控制效果。通过调节 i_d^* 实现输出功率大小控制，通过设置 V_{dc}^* 实现变流器工作时稳定直流母线电压。

零序环流控制器首先对2台变流器间的零序环流进

行采样，然后将零序环流与0进行比较，通过PI调节输出，在三相调制波上叠加调制波零序分量，最终实现对低频零序环流的抑制。

4 仿真与试验分析

为验证上述双向变流装置模型和零序环流抑制策略的正确性和可行性，本文对额定功率2 MW、周期性峰值功率6 MW的双向变流装置进行了MATLAB/Simulink仿真验证。为更好地体现共模电抗器在双向变流装置中抑制零序环流的作用，仿真验证将采用普通电抗器与共模电抗器进行对比，同时也对只采用电压、电流双闭环控制策略和在双闭环控制基础上增加零序环流控制策略两种情况进行对比。仿真系统模型参考图7双向变流装置实际系统搭建。主要仿真参数如下：直流侧电压1 750 V、交流侧电压950 V、单向滤波电抗器0.7 mH、普通三相电抗器或三相共模电抗器0.5 mH、开关频率1 050 Hz、阻尼电阻3 m Ω 。

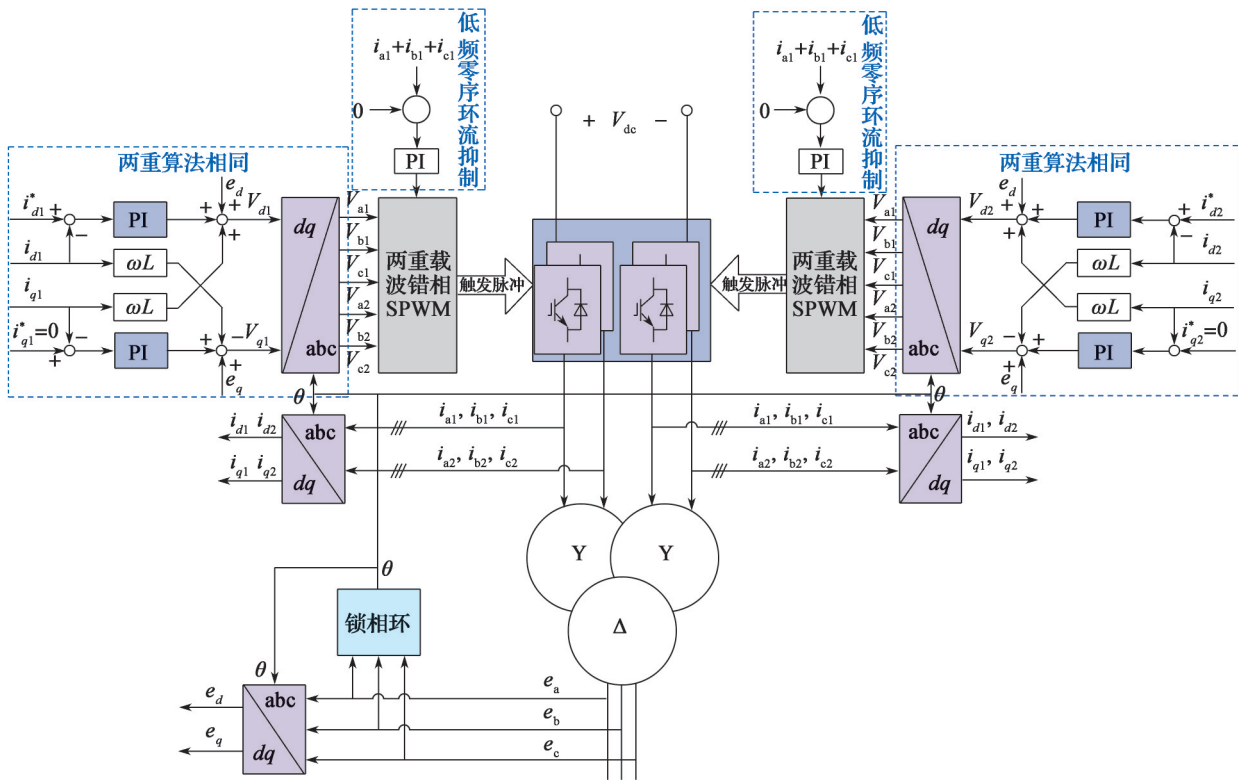


图6 系统电流控制框图

Fig. 6 System current control diagram

4.1 仿真分析

首先对双向变流装置采用普通电抗器和采用共模电抗器两种方案进行仿真分析。图8为双向变流装置在额定2 MW功率，采用无零序环流控制器情况下的零序环流仿真波形。由图8(a)可看出，当采用普通电抗器时，装置零序环流较大，峰值约为180 A，有效值约为90 A。由图8(b)可看出，当采用共模电抗器后，装置零

序环流的高频部分大幅降低，零序环流峰值约100 A，有效值约50 A，充分证明了共模电抗器对零序环流高频部分的抑制作用。

本文在采用共模电抗器方案的仿真分析基础上，进行双向变流装置不同零序环流控制策略的仿真分析。图9为双向变流装置在额定2 MW功率，采用共模电抗器情况下不同零序环流控制方案的仿真波形。由图9可知，在配置零序环流控制器后，零序环流的低频部分

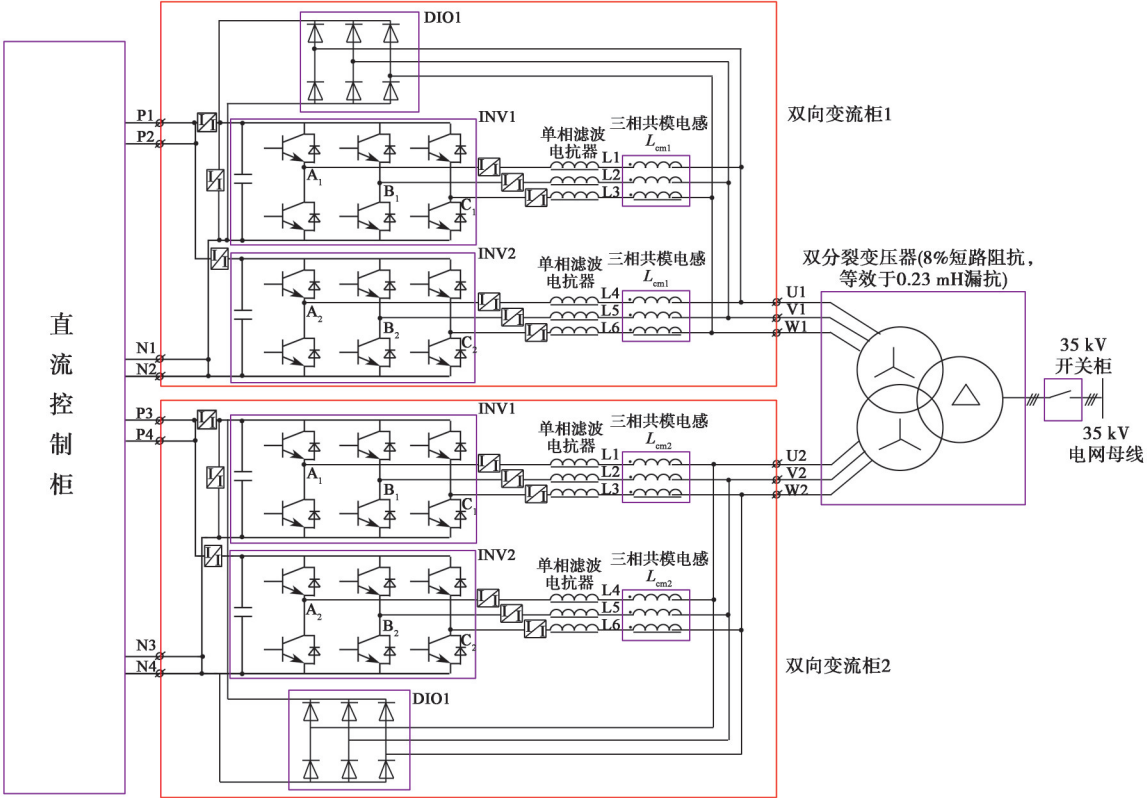
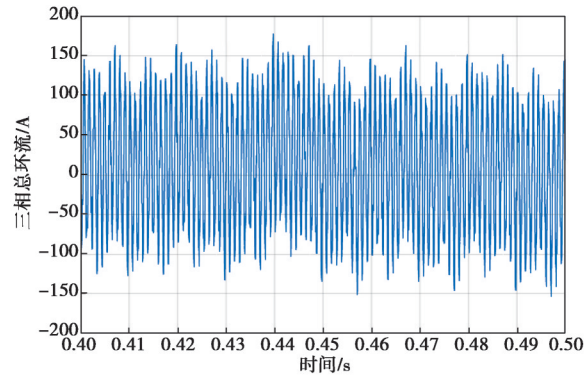
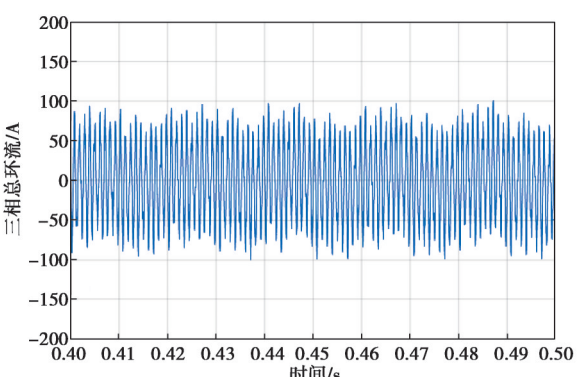


图7 双向变流装置实际系统图

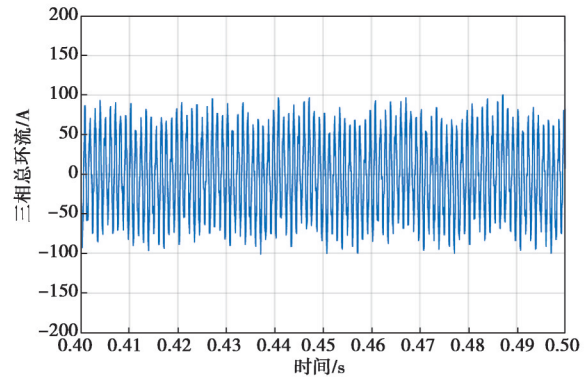
Fig. 7 Actual system diagram of bidirectional converter device



(a) 采用普通电抗器



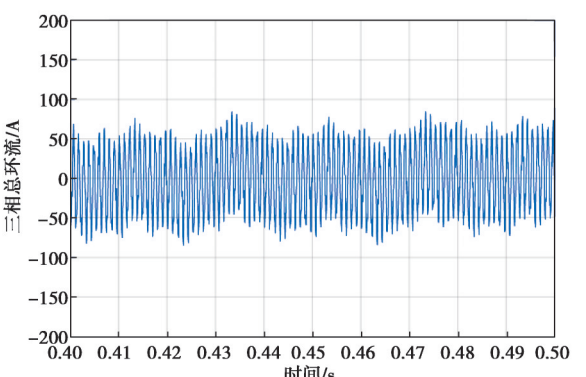
(a) 未配置零序环流控制器



(b) 采用共模电抗器

图8 不同电抗器方案的双向变流装置零序环流仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of zero-sequence circulating current in bidirectional converter device with different reactor schemes



(b) 配置零序环流控制器

图9 不同零序环流控制方案的双向变流装置零序环流仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of zero-sequence circulating current in bidirectional converter device with different zero-sequence circulating current control schemes

受到了抑制, 零序环流的峰值约从 100 A 降低至 80 A, 有效值约从 50 A 降低至 42 A。

上述仿真结果证明了采用三相共模电抗器、增加零序环流控制器可以有效抑制双向变流装置并系统统中的零序环流。

4.2 试验验证

为了进一步验证双向变流装置复合环流控制策略的有效性和正确性, 在某城市地铁3号线供电系统双向变流装置上进行了试验。因为此线路双向变流装置已经使用了共模电抗器, 所以本试验主要验证零序环流控制器的有效性, 其他主要试验参数和仿真参数相同。试验波形图如图10和图11所示。

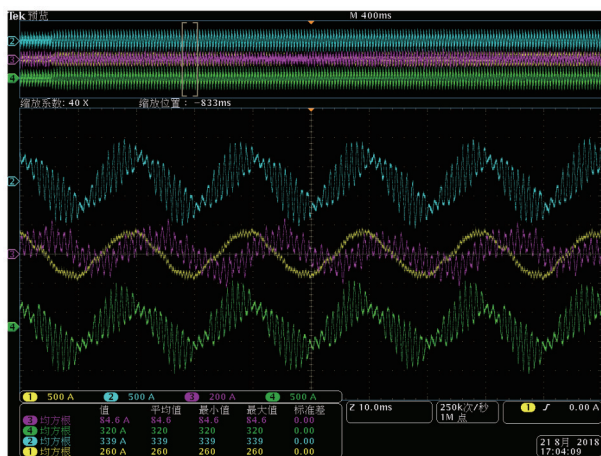


图10 无零序环流控制器试验波形

Fig. 10 Experimental waveform without zero-sequence circulating current controller

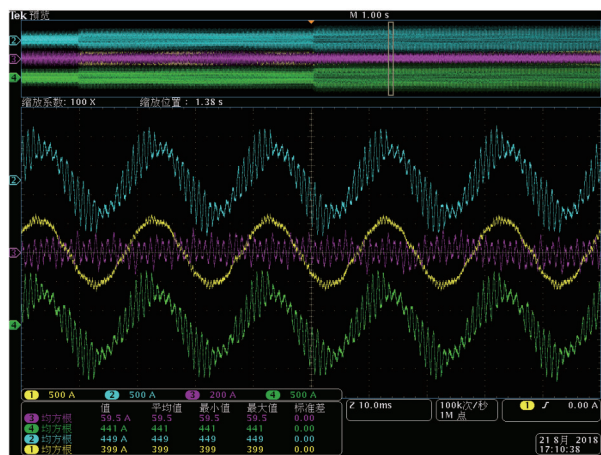


图11 有零序环流控制器试验波形

Fig. 11 Experimental waveform with zero-sequence circulating current controller

图10和图11中紫色波形为电流环流, 其他颜色波形分别为A、B、C支路电流。从图10可看出, 无零序环流控制器时, 电流环流除了高频部分, 还有较大的低频环流, 电流环流有效值接近 85 A。由图11可知, 增加零序环流控制器后, 电流环流的低频部分几乎消

失, 只剩下少量的高频环流, 其电流环流有效值减少至 59 A。上述试验结果证明了零序环流控制器能够有效抑制零序环流的低频部分。

5 结束语

本文研究了地铁供电系统双向变流装置中2台变流器并联回路的零序环流问题, 得到了双向变流装置零序环流的等效数学模型, 阐明了零序环流产生的根本原因, 并针对零序环流中高频部分和低频部分, 提出了一种复合抑制策略, 同时给出了仿真与试验结果。结果表明, 三相共模电抗器方案可有效抑制零序环流的高频部分, 在经典双闭环控制基础上增加零序环流的闭环控制策略, 能够有效抑制零序环流的低频部分, 验证结果充分证明了零序环流复合抑制策略的有效性。

参考文献:

- [1] 张志学, 何多昌, 张铁军, 等. 城市轨道交通牵引供电系统采用PWM回馈电能方案研究[J]. 铁路技术创新, 2011(5): 22-25.
ZHANG Zhixue, HE Duochang, ZHANG Tiejun, et al. Research on PWM feedback energy scheme for traction power supply system of urban rail transit[J]. Railway technical innovation, 2011(5): 22-25.
- [2] 金辉, 李鲲鹏, 易韵岚. 城轨列车再生制动能量回馈系统研究[J]. 机车电传动, 2015(4): 64-67.
JIN Hui, LI Kunpeng, YI Yunlan. Study of urban rail train renewable braking energy feedback system[J]. Electric drive for locomotives, 2015(4): 64-67.
- [3] 张铁军, 陈雪, 陈广赞, 等. 城轨供电系统新型再生制动能量回馈系统[J]. 大功率变流技术, 2011(5): 37-40.
ZHANG Tiejun, CHEN Xue, CHEN Guangzan, et al. A novel regeneration braking power feedback set for MRT power system[J]. High power converter technology, 2011(5): 37-40.
- [4] 韩坤, 杨恩星, 陈国柱. 无零序环流三相PWM变流器线路级并联策略[J]. 电力电子技术, 2009, 43(3): 65-67.
HAN Kun, YANG Enxing, CHEN Guozhu. Circuit-level parallel strategies of three phase PWM converters without zero sequence circulating current[J]. Power electronics, 2009, 43(3): 65-67.
- [5] HOU C C. A multicarrier PWM for parallel three-phase active front-end converters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2013, 28(6): 2753-2759.
- [6] CHEN T P. Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2012, 59(1): 290-300.
- [7] 张学广, 王瑞, 徐殿国. 并联型三相PWM变换器环流无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 31-37.

- ZHANG Xueguang, WANG Rui, XU Dianguo. A dead-beat control strategy for circulating-current in parallel connection systems of three-phase PWM converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 31-37.
- [8] 张兴, 邵章平, 王付胜, 等. 三相三电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 17-24.
- ZHANG Xing, SHAO Zhangping, WANG Fusheng, et al. Zero-sequence circulating current reduction for three-phase three-level modular photovoltaic grid-connected systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 17-24.
- [9] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- ZHANG Xing, ZHANG Chongwei. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2012.
- [10] 房昆昆. 大容量风力发电并网变流器并联控制研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2014.
- FANG Kunkun. Research on control strategy of parallel three-phase inverters in wind power generation system[D]. Beijing: North China University of Technology, 2014.
- [11] 肖华根, 罗安, 王逸超, 等. 微网中并联逆变器的环流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(19): 3098-3104.
- XIAO Huagen, LUO An, WANG Yichao, et al. A circulating current control method for paralleled inverters in microgrids [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(19): 3098-3104.
- [12] 陈彦合, 汪海宁. 并联型两电平光伏并网逆变器环流抑制[J]. 电测与仪表, 2017, 54(4): 63-68.
- CHEN Yanhe, WANG Haining. Circulating current reduction for three-phase two-level modular parallel photovoltaic grid-connected system[J]. Electrical measurement & instrumentation, 2017, 54(4): 63-68.
- [13] 李瑞, 徐殿国, 徐壮, 等. 耦合电抗器在并联型三相并网逆变器中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(12): 7-12.
- LI Rui, XU Dianguo, XU Zhuang, et al. Application of inter-phase inductor for parallel three-phase grid-connected inverters[J]. Electric machines and control, 2012, 16(12): 7-12.

Research on zero-sequence circulating current of bidirectional converters

YANG Jun¹, SONG Qianru², CHEN Guangzan¹, CHENG Zhenglin¹, WANG Xiong², YI Yunlan²

(1. Chongqing CRRC Times Electric Technology Co., Ltd., Chongqing 400000, China;

2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The bidirectional converter device, featuring multiple converters in parallel on both AC and DC sides, employs carrier phase-shifting control. This approach can significantly enhance system capacity and reduce grid current harmonics; however, it also introduces the issue of zero-sequence circulating current. This study first established an equivalent mathematical model of zero-sequence circulating current in a parallel topology bidirectional converter device, analyzed the underlying causes of the zero-sequence circulating current, and proposed corresponding suppression strategies to address the circulating current. To suppress the high-frequency component of the zero-sequence circulating current, a three-phase common-mode reactor was used to increase the zero-sequence circulating current impedance for circulating current suppression. For the low-frequency component, on the basis of the traditional dual closed-loop control strategy for voltage and current, zero-sequence circulating current closed-loop control was incorporated, and the zero-sequence circulating current closed-loop output was added to the original modulation wave to suppress the low-frequency zero-sequence circulating current. Finally, simulation and experimental results demonstrate that this method can effectively suppress the zero-sequence circulating current between parallel modules of the bidirectional converter device.

Keywords: bidirectional converter device; common mode reactor; carrier phase-shifting; zero-sequence circulating current