

[文章编号] 1003—4684(2022)05-0017-06

# 27 电平新型铁路功率调节器及其负序补偿方法

卜健怡, 张长征

(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 针对电气化铁路的负序问题,提出一种基于电压源和电流源串联的新型多电平铁路功率调节器,其中电压源由混合级联 27 电平变换器构成,电流源由单相三电平变换器构成,电压源中承担主体功率的 H 桥的开关频率仅 50 Hz,因此系统损耗小,也有利于提高开关器件在大功率补偿时的安全性。研究了系统的结构和工作原理,考虑到传统检测方法存在波动问题,基于移相构造的思想,提出稳态波动小的负序补偿电流检测新方法。仿真验证了新方案和新方法的有效性。

[关键词] 铁路; 铁路功率调节器; 多电平; 负序

[中图分类号] U223, TM922 [文献标识码] A

随着我国电气化铁路的大规模建设和交直交型电力机车的大量运营,铁路供电系统的负序等电能质量问题变得越来越严重,在电力系统中产生严重的危害,如继电保护误动作等<sup>[1]</sup>。

为治理负序问题,文献[2-3]提出基于背靠背变流器的多电平同相供电装置,但成本高。日本学者提出铁路功率调节器(Railway Power Conditioner, RPC),取得较好的负序治理效果<sup>[1,4]</sup>。考虑到交直交型电力机车功率大,导致负序补偿功率增大,我国学者开始将传统的 RPC 和多电平结构结合。文献[5]将模块化多电平结构应用在 RPC 上,直流侧电流小,但结构复杂。也有学者提出基于双星型多电平结构的新型 RPC,但环流抑制导致损耗大<sup>[6]</sup>。针对高压大容量有源补偿场合,文献[7]提出一种基于电压源和电流源串联的多电平拓扑结构,具有响应性能好、损耗小等优点,但其无法治理负序问题。目前尚无将电压源和电流源串联的拓扑应用于 RPC 进行负序治理的研究。

针对负序补偿电流检测,文献[8-9]通过相量分析,根据几何关系计算补偿后牵引变压器二次侧期望电流,进而得到补偿电流,但文献[8]由于采用负序、谐波综合补偿,增加了系统的补偿功率;文献[9]将谐波与负序补偿分离以减少补偿功率,但与文献[8]均存在检测波动问题。

针对以上问题,本文提出一种新型 RPC,由背靠背连接的两个电压源、相应的串联电流源和储能

系统构成。以三相 V/v 牵引变压器为应用背景,首先分析了系统结构,通过建立系统等效电路与相量图分析系统的负序补偿机理。然后基于移相构造思想提出了负序补偿电流检测新方法,并研究系统的控制方法。最后建立仿真模型验证本文所提方案和方法的可行性和有效性。

## 1 系统结构

以采用三相 V/v 牵引变压器的铁路牵引供电系统为例,新型 RPC 的基本结构见图 1。三相 V/v 牵引变压器由两台共用油箱的单相变压器构成<sup>[1]</sup>,将 110 kV 的 A、B、C 三相电变换为 27.5 kV 单相电后向供电臂供电。定义图 1 中与牵引变压器二次侧 a 相相连的供电臂为 a 臂,b 相为 b 臂; $i_A$ 、 $i_B$  和  $i_C$  是牵引变压器一次侧电流, $u_a$ 、 $u_b$  是牵引变压器二次侧 a、b 相电压, $i_a$ 、 $i_b$  分别是牵引变压器二次侧 a、b 相电流, $i_{aL}$ 、 $i_{bL}$  是 a、b 供电臂的负载电流, $i_{ca}$ 、 $i_{cb}$  是 RPC 向牵引变压器二次侧 a、b 相输出的补偿电流, $u_{dc}$  是电压源直流母线电压,k 是单相变压器的变比系数。

新型 RPC 包括背靠背连接的两个电压源、相应的串联电流源和储能系统。a、b 相电压源输出的 27 电平电压的基波分量分别与  $u_a$ 、 $u_b$  的基波分量的有效值接近、频率相等、相位相等,同时 a、b 相电压源通过背靠背连接的方式实现相间功率交换。由文献[7]可知电压源中承担 80% 功率的 H 桥开关频率仅

[收稿日期] 2021-10-25

[通信作者] 湖北省技术创新专项重大项目(2019AAA018)

[第一作者] 卜健怡(1996—),男,广东遂溪人,湖北工业大学硕士研究生,研究方向为电能质量治理

[通信作者] 张长征(1978—),男,湖北钟祥人,工学博士,湖北工业大学副教授,研究方向为电能质量治理

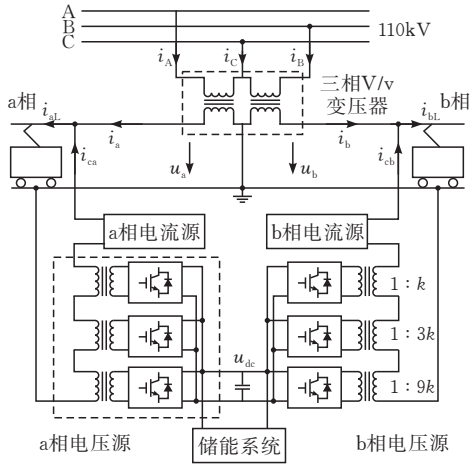


图1 新型RPC结构

50 Hz,故当RPC补偿功率为5 MW时,接近4 MW的功率由开关频率在50 Hz的开关器件承担。因此在补偿过程产生的损耗小,同时有利于提高大功率补偿时开关器件的安全性。a、b相电流源通过跟踪补偿电流参考信号对RPC输出的补偿电流 $i_{ca}$ 、 $i_{cb}$ 进行控制,又电压源的输出电压近似抵消牵引变压器的二次侧电压,因此电流源工作在较低的电压环境中,其开关频率高,可以很好的跟踪补偿电流信号。考虑到电力机车在回馈制动时往供电臂注入再生制动能量,因此在电压源的直流母线设置储能系统,储能系统由双向DC/DC变换器和超级电容(Super Capacitors, SC)构成,主要用于维持直流母线电压的稳定和进行再生制动能量的回收释放<sup>[10]</sup>。

电压源由混合级联27电平变换器构成(图1),包括3个H桥和3个变比分别为 $1:k$ 、 $1:3k$ 、 $1:9k$ 的单相变压器。3个H桥的直流侧共用直流母线电容,交流侧与变压器的低压侧相接,变压器的高压侧串联构成补偿支路的一部分。通过对3个变压器高压侧输出电平的组合,就可以在补偿支路上输出27电平电压 $f_x(t)$ , $x=a,b$ ,a、b分别代表a、b相电压源。初相为0的27电平电压 $f_0(t)$ 在一个周期T内的波形见图2, $t_i$ 是各电平的输出时刻。

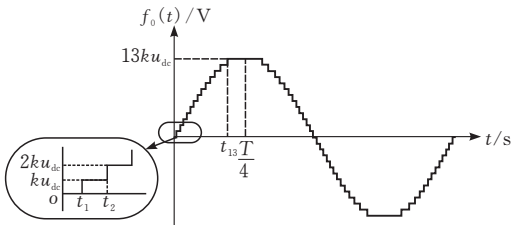


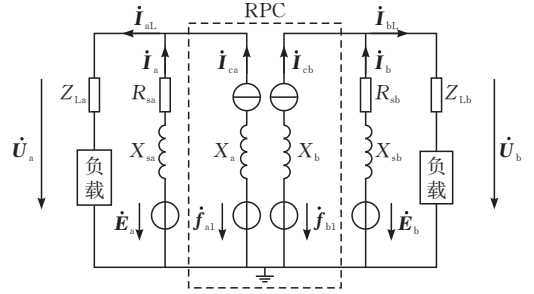
图2 27电平电压

$u_{dc}$ 与27电平电压的基波分量的有效值 $U$ 的关系为<sup>[7]</sup>

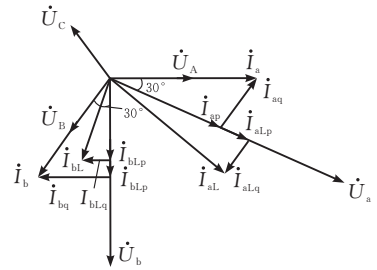
$$u_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{27k} U \quad (1)$$

## 2 负序补偿机理

为分析新型RPC的负序补偿机理,忽略谐波,将牵引变压器归算到二次侧,建立系统在基波域的等效电路和系统相量图,如图3所示。



(a) 等效电路



(b) 补偿相量

图3 系统等效电路和相量

图3a中, $E_a$ 、 $E_b$ 是牵引变压器一次侧电压折算值,二者有效值均为27.5 kV。 $R_{sa}$ 、 $X_{sa}$ 是牵引变压器中与a相相连的绕组归算到a相的等效电阻、等效电抗, $R_{sb}$ 、 $X_{sb}$ 是牵引变压器中与b相相连的绕组归算到b相的等效电阻、等效电抗, $Z_{La}$ 、 $Z_{Lb}$ 分别是a、b供电臂的等效阻抗, $\dot{U}_a$ 、 $\dot{U}_b$ 、 $\dot{I}_a$ 、 $\dot{I}_b$ 、 $\dot{I}_{aL}$ 、 $\dot{I}_{bL}$ 是 $u_a$ 、 $u_b$ 、 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_{aL}$ 、 $i_{bL}$ 的相量形式。结合系统原理,系统的a相电压源等效为电压源 $\dot{f}_{a1}$ 和电抗 $X_a$ , $X_a$ 为3个单相变压器的漏抗之和<sup>[7]</sup>,a相电流源等效为电流源 $\dot{I}_{ca}$ ,b侧亦如此。设 $\dot{I}_{aL}$ 、 $\dot{I}_{bL}$ 为

$$\begin{cases} \dot{I}_{aL} = \dot{I}_{aLp} + \dot{I}_{aLq} = I_{aLp} e^{-\frac{\pi}{6}} + I_{aLq} e^{-\frac{2\pi}{3}} \\ \dot{I}_{bL} = \dot{I}_{bLp} + \dot{I}_{bLq} = I_{bLp} e^{-\frac{\pi}{2}} + I_{bLq} e^{-\pi} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $I_{aLp}$ 、 $I_{aLq}$ 分别是 $\dot{I}_{aL}$ 的有功分量、无功分量, $I_{aLp}$ 、 $I_{aLq}$ 分别是 $\dot{I}_{aLp}$ 、 $\dot{I}_{aLq}$ 的有效值; $I_{bLp}$ 、 $I_{bLq}$ 分别是 $\dot{I}_{bL}$ 的有功分量、无功分量, $I_{bLp}$ 、 $I_{bLq}$ 分别是 $\dot{I}_{bLp}$ 、 $\dot{I}_{bLq}$ 的有效值。

如图3b, $\dot{U}_A$ 、 $\dot{U}_B$ 、 $\dot{U}_C$ 为牵引变压器一次侧相电压,设 $\dot{U}_A$ 为参考方向, $\dot{I}_{ap}$ 、 $\dot{I}_{aq}$ 分别是 $\dot{I}_a$ 的有功分量、无功分量, $\dot{I}_{bp}$ 、 $\dot{I}_{bq}$ 分别是 $\dot{I}_b$ 的有功分量、无功分量。为实现负序补偿,首先RPC通过有功转移,使得 $\dot{I}_{ap}$ 与 $\dot{I}_{bp}$ 的有效值均等于 $0.5(I_{aLp} + I_{bLp})$ 。然后通过补偿无功电流,使 $\dot{I}_{aq}$ 和 $\dot{I}_{bq}$ 的有效值均等于 $0.5(I_{aLp} + I_{bLp})\tan 30^\circ$ ,此时 $\dot{I}_a$ 与 $\dot{I}_b$ 有效值相等且分别

与  $\dot{U}_A$ 、 $\dot{U}_B$  同相,实现负序治理<sup>[8]</sup>。

### 3 负序补偿电流检测与系统控制方法

#### 3.1 负序补偿电流检测方法

令  $i_{aL}$  和  $i_{bL}$  为

$$\begin{cases} i_{aL} = \sqrt{2} I_{aLp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) - \sqrt{2} I_{aLq} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \\ \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh}) \\ i_{bL} = \sqrt{2} I_{bLp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - \sqrt{2} I_{bLq} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + \\ \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh}) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $I_{aLh}$  和  $I_{bLh}$  分别是 a、b 臂负载电流第  $h$  次谐波电流有效值,  $\psi_{aLh}$ 、 $\psi_{bLh}$  分别是 a、b 臂负载电流第  $h$  次谐波电流相角。

将  $i_{aL}$ 、 $i_{bL}$  延时  $T/4$  得  $i_{aL}^*$ 、 $i_{bL}^*$

$$\begin{cases} i_{aL}^* = -\sqrt{2} I_{aLp} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) - \sqrt{2} I_{aLq} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \\ \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh} - \frac{h\pi}{2}) \\ i_{bL}^* = -\sqrt{2} I_{bLp} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) - \sqrt{2} I_{bLq} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) + \\ \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh} - \frac{h\pi}{2}) \end{cases} \quad (4)$$

设  $u_a$  和  $u_b$  同步信号分别为  $\sin(\omega t - \frac{\pi}{6})$ 、 $\sin(\omega t -$

$\frac{\pi}{2})$ , 变量  $P_{ap}$ 、 $P_{aq}$ 、 $P_{bp}$ 、 $P_{bq}$  为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_{ap} \\ P_{aq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & -\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ -\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aL} \\ i_{aL}^* \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_{bp} \\ P_{bq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) & -\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ -\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) & -\sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{bL} \\ i_{bL}^* \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)展开

$$\begin{cases} P_{ap} = \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) i_{aL} + [-\cos(\omega t - \frac{\pi}{6})] i_{aL}^* = \\ \sqrt{2} I_{aLp} + \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh}) - \\ \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh} - \frac{h\pi}{2}) \\ P_{aq} = [-\cos(\omega t - \frac{\pi}{6})] i_{aL} + [-\sin(\omega t - \frac{\pi}{6})] i_{aL}^* = \\ \sqrt{2} I_{aLq} - \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh}) - \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{aLh} \sin(h\omega t + \psi_{aLh} - \frac{h\pi}{2}) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} P_{bp} = \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) i_{bL} + [-\cos(\omega t - \frac{\pi}{2})] i_{bL}^* = \\ \sqrt{2} I_{bLp} + \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh}) - \\ \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh} - \frac{h\pi}{2}) \\ P_{bq} = [-\cos(\omega t - \frac{\pi}{2})] i_{bL} + [-\sin(\omega t - \frac{\pi}{2})] i_{bL}^* = \\ \sqrt{2} I_{bLq} - \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh}) - \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{bLh} \sin(h\omega t + \psi_{bLh} - \frac{h\pi}{2}) \end{cases} \quad (7)$$

式(6)中  $P_{ap}$  和  $P_{aq}$  的首项都是直流分量, 将  $P_{ap}$ 、 $P_{aq}$  分别通过低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)即可提取  $i_{aL}$  的有功分量幅值  $\sqrt{2} I_{aLp}$  和无功分量幅值  $\sqrt{2} I_{aLq}$ , 再和相应同步信号相乘即可得  $i_{aL}$  的有功分量  $i_{aLp}$  和无功分量  $i_{aLq}$ , 同理, 由式(7)可得  $i_{bL}$  的有功分量  $i_{bLp}$  和无功分量  $i_{bLq}$ :

$$\begin{cases} i_{aL}^* = i_{aLp} + i_{aLq} \\ i_{bL}^* = i_{bLp} + i_{bLq} \\ i_{aLp} = \sqrt{2} I_{aLp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ i_{aLq} = -\sqrt{2} I_{aLq} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ i_{bLp} = \sqrt{2} I_{bLp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ i_{bLq} = -\sqrt{2} I_{bLq} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $i_{aL}^*$ 、 $i_{bL}^*$  分别是  $i_{aL}$ 、 $i_{bL}$  基波表达式。

将提取的  $\sqrt{2} I_{aLp}$  和  $\sqrt{2} I_{bLp}$  求和再乘 0.5 得  $0.5 \sqrt{2} (I_{aLp} + I_{bLp})$ , 结合图 3(b), 将  $0.5 \sqrt{2} (I_{aLp} + I_{bLp})$  除以  $\cos(30^\circ)$  得补偿后牵引变压器二次侧 a、b 相电流的幅值<sup>[8]</sup>, 再分别与经锁相环(Phase Locked Loop, PLL)提取移相得到的同步信号  $\sin(\omega t)$ 、 $\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$  相乘, 得补偿后牵引变压器二次侧 a、b 相电流:

$$\begin{cases} i_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} (I_{aLp} + I_{bLp}) \sin(\omega t) \\ i_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} (I_{aLp} + I_{bLp}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (9)$$

此时  $i_a$  和  $i_b$  有效值相等且分别与  $u_a$ 、 $u_b$  相位一致, 实现负序补偿。故 RPC 在 a、b 相输出的补偿电流的参考信号  $i_{ca}^*$ 、 $i_{cb}^*$  为

$$\begin{cases} i_{ca}^* = i_{aL}^* - i_a \\ i_{cb}^* = i_{bL}^* - i_b \end{cases} \quad (10)$$

根据上述分析, 本文提出负序补偿电流检测方法(图 4)。其中,

$$\left\{ \begin{aligned} C_{22}^a &= \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & -\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ -\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \\ C_{22}^b &= \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) & -\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ -\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) & -\sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (11)$$

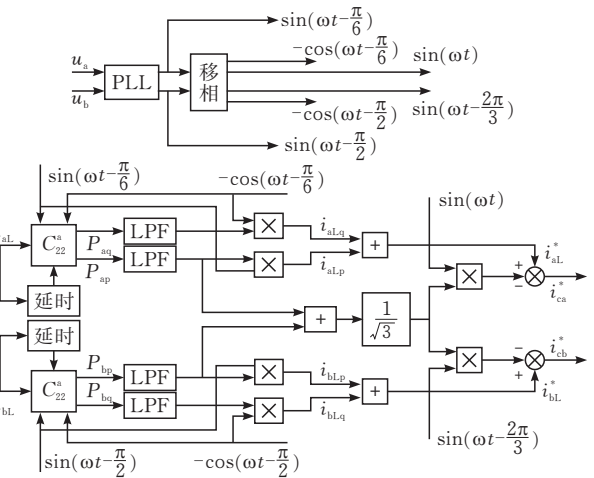
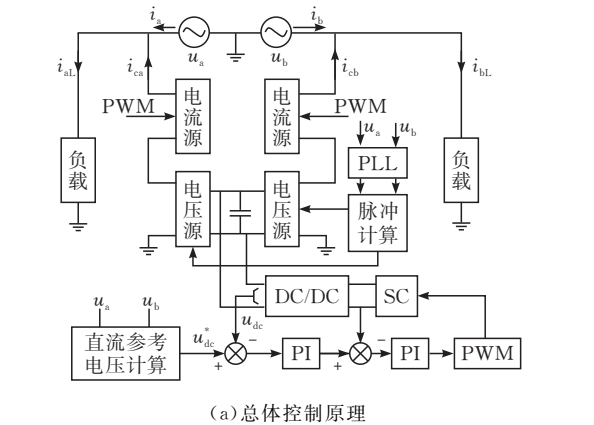


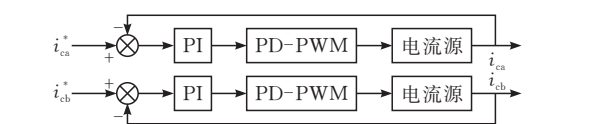
图 4 负序补偿电流检测方法

3.2 系统控制方法

通过锁相环获取  $u_a$ 、 $u_b$  的频率和相位,就可计算各个开关管的触发信号<sup>[7]</sup>,控制电压源输出 27 电平电压,储能系统采取电压外环和电流内环的双闭环控制来维持电压源直流母线电压稳定,同时通过 PWM(Pulse Width Modulation,PWM)调制产生触发脉冲(图 5a)。电流源通过三角波比较电流控制法对补偿电流的参考信号跟踪控制,采用载波同相层叠法(Phase Disposition Pulse Width Modulation,PD-PWM)调制并通过选择冗余开关矢量来维持电流源直流侧电容电压均衡(图 5b)。



(a) 总体控制原理



(b) 电流源控制原理

图 5 系统控制框图

4 仿真研究

以三相 V/v 牵引供电系统为应用背景,建立新型 RPC 的 Simulink 模型。设接入的三相电压为 110 kV,频率 50 Hz。牵引变压器变比为 110 kV : 27.5 kV。电压源的变压器系数  $k$  为 2,电流源的开关频率为 5 kHz,超级电容的容量为 120 F。

4.1 负序补偿电流检测性能

为比较补偿电流检测方法的性能,假设初始情况下 a、b 臂负载功率分别为 6.2 MW 和 1.45 MW,在 0.2 s 后,a 臂负载功率不变,b 臂负载功率逐渐变为 0。考虑到已发表文献在补偿原理上与文献[8]所提的补偿原理基本一致,大部分文献是通过将供电臂的负载电流和供电臂电压同步信号相乘再求和后经低通滤波器获取直流分量  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$ ,本文在文献[8]所提的补偿原理的基础上研究新的检测方法,故新方法的核心亦是对  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  的提取,图 6 为以文献[8]为代表的传统补偿电流检测方法和本文提出的新检测方法对  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  的提取效果对比。

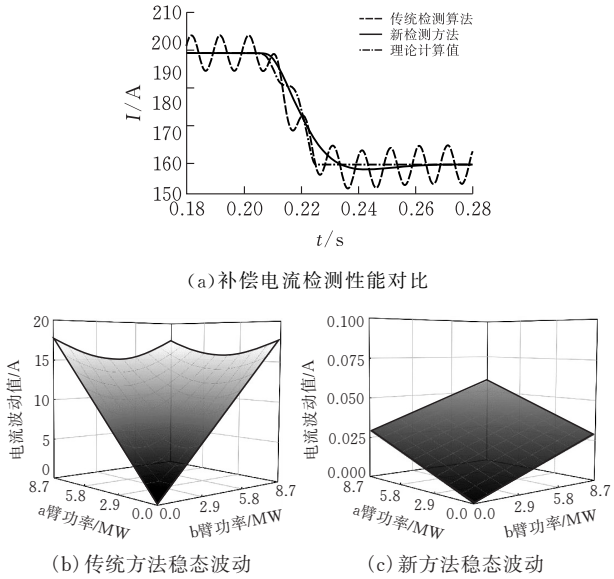


图 6 负序补偿电流检测性能对比

由图 6a 可见,传统方法在提取  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时存在稳态波动,波动大小为 12 A 左右,而新方法不但没有波动,且与  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  的理论计算值基本一致,误差小,稳态性能好。同时在 0.2 s 负载发生变化后,新方法也可以很快逼近理论计算值,故新方法具有良好的性能。

为了进一步分析两种方法在不同负载状况下的稳态性能,令 a、b 臂负载功率在 0 到 8.7 MW 之间变化。传统方法在提取  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时存在 0 ~ 20 A 的稳态波动(图 6b)。新方法在提取  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时存在 0 ~ 20 A 的稳态波动(图 6b)。新方法在提取  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时存在 0 ~ 20 A 的稳态波动(图 6b)。新方法在提取  $0.5\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时存在 0 ~ 20 A 的稳态波动(图 6b)。



$\sqrt{2}(I_{aLp} + I_{bLp})$  时稳态波动小,仅为 mA 级别(图 6c)。故新方法的稳态性能良好。

4.2 电压源和电流源特性

由图 7a 可知,电压源输出的 27 电平电压与牵引变压器二次侧输出电压波形基本一致,因此可以近似抵消牵引变压器二次侧电压,此时 a、b 相电流源交流侧电压见图 7b,a、b 相电流源交流侧电压  $V_a$ 、 $V_b$  最大值均低于 1.6 kV。

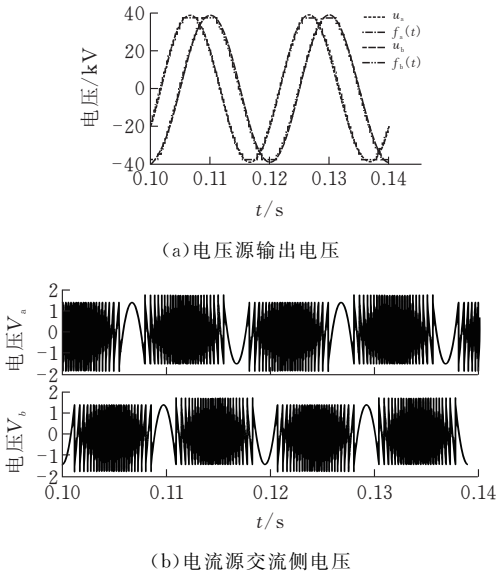


图 7 电压源和电流源仿真结果

4.3 系统补偿特性

假设工况 A,当 a 臂处于再生制动工况,b 臂处于牵引工况且负载功率分别为 -3.6 MW 和 9.5 MW 时,牵引变压器一次侧三相电流在 RPC 补偿前后的波形见图 8a。由图可见,在 0.18 s 前三相电流的大小不相等,此时在一次侧存在负序问题。在 0.18 s 系统投入补偿后,通过有功转移和补偿无功,三相电流在一个周期内即可平衡,负序问题得到有效治理。

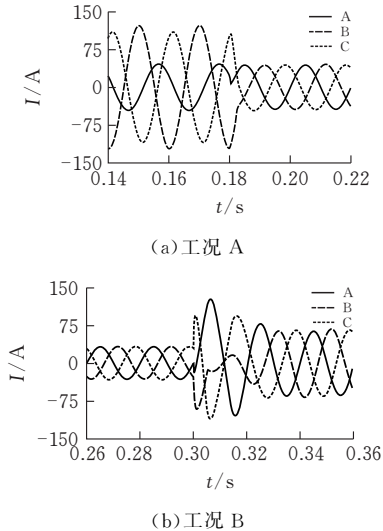


图 8 一次侧三相电流波形

假设工况 B,a、b 臂负载功率分别为 -3.6 MW 和 8 MW,在 0.3 s 后 a、b 臂负载功率分别变化为 3.9 MW 和 4.9 MW,牵引变压器一次侧三相电流波形见图 8b。由图可见,在 0.3 s 前三相电流平衡,当负载功率发生变化后,三相电流的大小不相等,此时在一次侧存在负序问题。在系统的补偿作用下,三相电流在 1.5 个周期内即可平衡,负序问题得到有效治理,故新型 RPC 具有良好的补偿性能。

5 结论

本文提出一种基于电压源和电流源串联的新型多电平 RPC。其中,承载兆瓦级补偿功率的开关器件的开关频率低、损耗小。仿真结果表明新型 RPC 可以有效治理 V/v 牵引供电系统的负序、无功电能质量问题。相较于传统检测方法,本文提出的基于移相构造思想的检测方法在提取直流分量时性能良好,检测误差小。

[ 参 考 文 献 ]

[1] 李群湛,贺建闽. 牵引供电系统分析[M]. 成都:西南交通大学出版社,2007.

[2] LIU L, DAI N Y, LAO K W, et al. A cophase traction power supply system based on asymmetric three-leg hybrid power quality conditioner[J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 2020, 69(12): 14 645-14 656.

[3] HE X Q, PENG J, HAN P C, et al. A novel advanced traction power supply system based on modular multilevel converter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 165 018-165 028.

[4] 罗培,陈跃辉,罗隆福,等. V/v 牵引供电所电能质量控制非对称补偿设计及综合优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(1): 130-139.

[5] LEI M, LI Y H, LI Z X, et al. A single-phase five-branch direct AC-AC modular multilevel converter for railway power conditioning[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4292-4304.

[6] MA F J, ZHU Z, MIN J, et al. Model analysis and sliding mode current controller for multilevel railway power conditioner under the V/v traction system[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2019, 34(2): 1243-1253.

[7] 高东辉,杜少武,张长征. 改进型混合级联多电平有源电力滤波器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(1): 40-46.

[8] LUO A, WU C P, SHEN J, et al. Railway static power conditioners for high-speed train traction power supply systems using three-phase V/v transformers[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2011, 26(10):

2844-2856.

[9] CHEN B C, ZHANG C M, TIAN C H, et al. A hybrid electrical magnetic power quality compensation system with minimum active compensation capacity for V/V cophase railway power supply system[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2016, 31(6): 4159-4170.

[10] GUO P, XU Q M, YUE Y F, et al. Analysis and control of modular multilevel converter with split energy storage for railway Traction power conditioner[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2020, 35(2): 1239-1255.

## Twenty-seven Level Railway Power Conditioner and Its Negative Sequence Compensation Method

BU Jianyi, ZHANG Changzheng

(Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China)

**Abstract:** Aiming at the negative sequence problem of electrified railway, a multilevel railway power conditioner based on series connection of voltage source and current source was proposed. The voltage source is composed of hybrid cascade 27 level converter and the current source is composed of a single-phase three-level converter. The switching frequency of the H-bridge bearing the main power in the voltage source is only 50 Hz, so the system loss is small. It also helps to improve the safety of switching devices in high power compensation. This paper studied the structure and working principle of the system. Considering the fluctuation of traditional detection methods, a negative sequence compensation current detection method with good steady state performance was proposed through the phase shifting structure. Simulation results showed the effectiveness of the new scheme and method.

**Keywords:** railroads; railway power conditioner; multi-level; negative sequence

[责任编辑：张岩芳]

(上接第 5 页)

## An Island Detection Method Based on WPT and LSTM

HUANG Wencong<sup>1</sup>, WANG Zengwen<sup>1</sup>, CHANG Yufang<sup>1</sup>, WANG Minghui<sup>2</sup>

(1 School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China;  
2 Jiangsu Goldwind Software Technology Co., Ltd, Wuxi 214000, China)

**Abstract:** Anti-island detection devices must work rapidly and reliably due to the reason that unintentional island operation could disturb the stable state of power system. A new island detection method is proposed based on Wavelet Package Transform(WPT) and Long Short-Term Memory Neural Network(LSTM) according to the current island detection method which using digital signal processing. First, the voltage signals from common coupling point are sampled. Then they were decomposed by 4-level wavelet package transform, 1-7 order and over 40 order harmonic is filtered by WPT reconstruction. Finally, the LSTM Neural network is used to classify and detect the island operation condition. the simulation shows that this detection method has the advantages of fast learning speed, short detection time and high detection accuracy.

**Keywords:** unintentional island detection; passive detection; wavelet transform; LSTM neural network; distributed photovoltaic generator

[责任编辑：张岩芳]