

# 基于无谐波检测 and 选择性谐波补偿原理的组合式同相供电系统控制策略

王 果<sup>1,2</sup>, 常文震<sup>1</sup>, Claus Leth Bak<sup>3</sup>, 周 末<sup>4</sup>, 郝泽宇<sup>5</sup>

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070; 2. 兰州交通大学 光电技术与智能控制教育部重点实验室, 甘肃 兰州 730070; 3. Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg 9220, Denmark; 4. 沈阳理工大学 现代教育技术中心, 辽宁 沈阳 110168; 5. 西安交通大学 电气工程学院, 陕西 西安 710048)

**摘要:** 针对组合式同相供电系统同相补偿装置(CCD)的常规控制方法受负载电流检测精度影响严重, 且不能良好跟踪高速铁路负载高次谐波电流的缺陷, 提出一种选择性谐波电流控制策略。该控制策略仅需要保留 CCD 的两单相变流器输出电压、电流的检测部分, 不需要检测负载电流; 并通过矢量比例积分控制器对连接负载的单相变流器输出电流误差中的各次谐波单独跟踪。该设计方法不受负载电流检测精度的影响, 对牵引负荷各个频段谐波都具有良好的跟踪性能。利用 MATLAB/Simulink 搭建组合式同相供电的常规控制模型、改进控制模型和基于改进控制策略的半桥四臂模块化多电平电路模型, 对交-直型、交-直-交型、混跑 3 种负载分别进行控制, 仿真验证了改进电流控制方法的正确性以及在实际工程实现中的有效性。

**关键词:** 组合式同相供电系统; 同相补偿装置; 变流器; 无谐波检测控制; 选择性谐波补偿; 牵引负荷; 电流控制

中图分类号: TM 922

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.12.018

## 0 引言

为了解决我国高速铁路存在的电能质量以及电分相造成的电力机车速度损失的问题, 文献[1]提出通过无源对称补偿实现同相供电, 取消电分相的同时综合补偿负序、谐波、无功等电能质量问题。随着有源滤波器(APF)的发展, 文献[2-4]分别研究了 YN,d11、V,v、Scott 接线形式的牵引变压器和 APF 相结合的同相供电系统, 以此提高供电系统的补偿精度。由平衡接线变压器和 APF 构成的同相供电装置已在眉山牵引变电所成功投入试运行。尽管该结构补偿效果良好, 但牵引变压器和同相补偿装置(CCD)的容量、结构均相互捆绑, 造成补偿装置容量大、投资费用高, 对此, 文献[5]提出组合式同相供电系统。组合式同相供电系统的牵引变压器和 CCD 在容量和结构上均相互独立, 灵活性高。通过补偿装置统一 2 条供电臂的电压相位, 取消电分相, 实现贯通供电。该系统已在山西中南部沙峪变电所投入试运行。

收稿日期: 2016-10-24; 修回日期: 2017-08-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51767013); 甘肃省科技计划资助项目(17JR5RA083); 甘肃省高校科研项目(2017A-020); 中国铁路总公司科技研究开发计划(2017J012-A); 兰州交通大学优秀科研团队项目(201701)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51767013), the Science and Technology Plan of Gansu Province(17JR5RA083), the Natural Science Foundation of Gansu Province Education Department(2017A-020), the Science and Technology Research, Development Plan of China Railway Corporation(2017J012-A) and the Program for Excellent Team of Scientific Research in Lanzhou Jiaotong University(201701)

线路上高速、普速 2 种机车的混跑, 使牵引侧谐波频谱分布更加丰富<sup>[6]</sup>, 故提高控制器的跟踪精度很重要。常规控制器分为负载电流检测、电流跟踪和调制环节<sup>[7]</sup>。文献[8-9]指出三相 APF 控制系统中负载电流的检测信号只是电容电压闭环系统中的一个前馈补偿信号, 其存在降低了补偿精度和速度, 并非有源补偿的必要环节。文献[10]通过仿真验证三相 APF 常规 PI 控制器闭环增益受限, 会对补偿装置造成稳态误差。文献[11]针对三相 APF 提出矢量比例积分(VPI)控制器, 以提高谐波电流的跟踪性能。上述文献的研究背景均为三相 APF, 组合式同相供电系统 CCD 的控制方法仍停留在常规控制阶段。

本文提出一种适用于组合式同相供电系统 CCD 的控制策略。该策略仅需保留 CCD 的两单相变流器输出电压、电流的检测部分, 无需检测负载电流; 并通过 VPI 控制器对连接负载的单相变流器输出电流误差中的各次谐波单独跟踪。该控制策略节省了 1 个电流互感器, 使补偿精度不受负载电流检测影响; VPI 控制器对各个频段的谐波都具有良好的选择特性, 使该控制方法能高精度地补偿普速、高速牵引负荷及混跑情况。对 3 种牵引负荷进行仿真验证, 结果验证了改进控制系统的正确性和有效性。

## 1 组合式同相供电系统结构与补偿原理

### 1.1 组合式同相供电系统结构

组合式同相供电系统是为了解决高速重载情况

下出现的牵引力丢失问题而提出的一种新型供电方式。该系统牵引变压器与补偿装置互相独立,共同为牵引负荷供电。系统结构图如图 1、图 2 所示<sup>[5]</sup>。其中,CCD 是由 2 个共用直流环节的单相变流器背靠背构成。

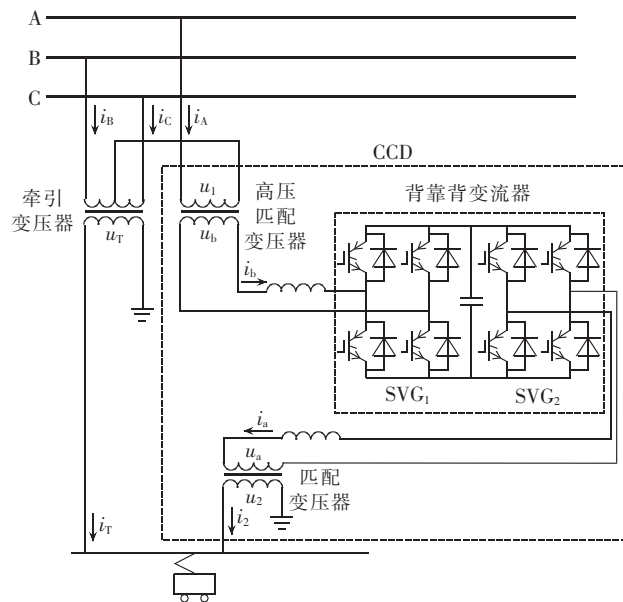


图 1 单相组合式同相供电系统结构图

Fig.1 Structure of combined co-phase power supply system with single-phase modular

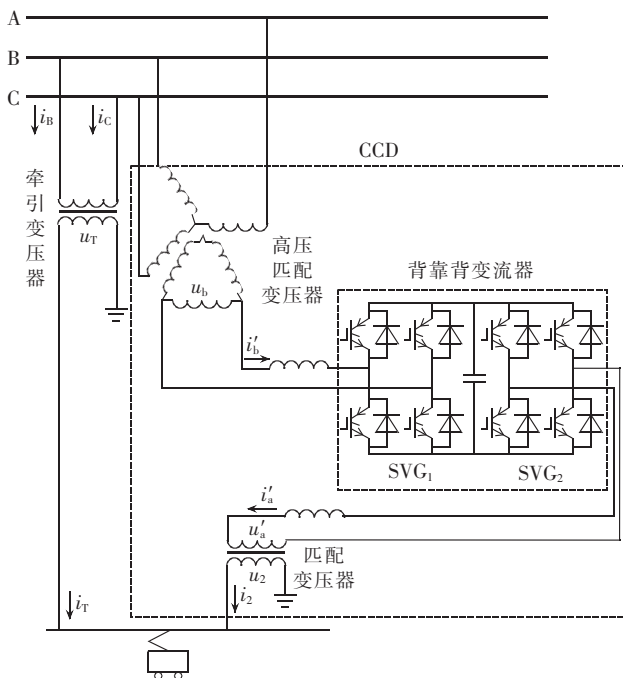


图 2 单三相组合式同相供电系统结构图

Fig.2 Structure of combined co-phase power supply system with single-phase and three-phase modular

由图 1 和图 2 可以看出,牵引变压器和高压匹配变压器均为降压变压器,二者共同构成组合式变压器,两变压器均从电网取电之后供给负载。以单相组合式同相供电系统为例, \$i\_a\$、\$i\_b\$、\$i\_c\$ 为组合式变

器从电网取得的三相电流; \$u\_T\$、\$i\_T\$ 分别为牵引变压器的二次侧电压、电流; \$u\_b\$、\$i\_b\$ 分别为高压匹配变压器二次侧电压、电流,同时也分别为背靠背变流器中 SVG1 的交流侧电压、电流; \$u\_a\$、\$i\_a\$ 分别为背靠背变流器中 SVG2 的交流侧电压、电流; \$i\_2\$ 为补偿装置最终向牵引负荷提供的电流。匹配变压器是升压变压器,将 CCD 的 SVG2 电压升高到接触网电压。为了简化分析,本文以下的计算过程均省略匹配变压器,即 \$i\_a = i\_2\$。CCD 可以转换高压匹配变压器二次侧电压相位,使其与牵引变压器二次侧电压相位相同。与原同相供电系统相比,组合式同相供电系统的牵引变压器和补偿装置互相独立,共同为牵引负荷供电,不但可以补偿系统负序、无功及谐波,而且可以减少牵引变压器的容量。

## 1.2 组合式同相供电系统补偿原理

下面以图 1 的单相组合式同相供电系统为例,分析组合式同相供电系统的补偿原理。

假设电网线电压 \$u\_{BC} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U\_A \sin(\omega t)\$,则牵引变压器及高压匹配变压器二次侧电压分别为:

$$\begin{cases} u_T = \sqrt{2} \times \sqrt{3} K_T U_A \sin(\omega t) \\ u_b = \sqrt{2} \times \sqrt{3} K_b U_A \sin(\omega t + 90^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

其中, \$U\_A\$ 为相电压; \$K\_T\$ 和 \$K\_b\$ 分别为变压器两端口的变比<sup>[12]</sup>,且有 \$K\_T = \frac{U\_T}{\sqrt{3} U\_A}\$, \$K\_b = \frac{U\_b}{\sqrt{3} U\_A}\$。

### 1.2.1 负序补偿原理

设同相供电系统与电网连接点 (PCC) 处的正序阻抗与负序阻抗相等,那么负序电压不平衡度近似为<sup>[12]</sup>:

$$\varepsilon_U = \frac{\sqrt{3} I^- U_N}{S_d} \times 100\% \quad (2)$$

其中, \$U\_N\$ 为线电压; \$S\_d\$ 为 PCC 处的三相短路容量。

牵引变压器和高压匹配变压器 2 个端口共同作用在原边的负序电流分量一般表达式为<sup>[13]</sup>:

$$I^- = \frac{1}{\sqrt{3}} [K_T I_T e^{-j(2\psi_T + \varphi_T)} + K_b I_b e^{-j(2\psi_b + \varphi_b)}] \quad (3)$$

其中, \$\psi\_T\$ 和 \$\psi\_b\$ 分别为牵引变压器和高压匹配变压器端口电压滞后 \$U\_A\$ 的相角; \$\varphi\_T\$ 和 \$\varphi\_b\$ 分别为牵引变压器和高压匹配变压器端口功率因数角; \$I\_T\$、\$I\_b\$ 分别为牵引变压器和高压匹配变压器端口次边电流。

根据组合式同相供电结构的平衡接线形式,将接线角 \$\psi\_T = 90^\circ\$、\$\psi\_b = 180^\circ\$ 代入式 (2)、(3) 得:

$$\frac{1}{\sqrt{3}} \left| \frac{U_T}{\sqrt{3} U_A} I_T e^{-j(180^\circ + \varphi_T)} + \frac{U_b}{\sqrt{3} U_A} I_b e^{-j(360^\circ + \varphi_b)} \right| = \frac{S^-}{\sqrt{3} U_N} \quad (4)$$

其中, \$S^-\$ 为系统负序功率。

假设牵引变压器及高压匹配变压器均为理想变压器,功率因数角 $\psi_T=\psi_b$ ,则:

$$S_T-S_C=S^- \tag{5}$$

其中, $S_C$ 为系统为补偿装置提供的功率; $S_T$ 为系统为牵引变压器提供的功率。令牵引变压器与高压匹配变压器的容量比为 $m(m\geq 1)$ ,则有 $(m-1)S_C=S^-$ 。当 $m=1$ 时,系统负序功率为0,负序完全补偿。

1.2.2 谐波、无功补偿原理

令牵引负载电流为:

$$i_L=\sqrt{2} I_L \sin(\omega t+\varphi_1)+i_h= \sqrt{2} I_p \sin(\omega t)+\sqrt{2} I_q \cos(\omega t)+i_h \tag{6}$$

其中, $i_h$ 为牵引负载谐波电流分量; $I_L$ 为负载电流有效值; $\varphi_1$ 为基波电流相角,且 $I_p=I_L \cos \varphi_1, I_q=I_L \sin \varphi_1$ 。

负载瞬时功率为:

$$p_L=u_T i_L=U_T I_p[1-\cos(2\omega t)]+ U_T I_q \sin(2\omega t)+U_T i_h \tag{7}$$

电网提供的瞬时功率为:

$$p_s=u_T i_T+u_h i_b=2m U_T I_L \tag{8}$$

在理想状态下,电网提供的瞬时功率全部被牵引负载所用,在一个周期 $T$ 内,有:

$$\int_0^T p_L dt=\int_0^T p_s dt \tag{9}$$

根据式(8)、式(9),设组合式变压器两次边端口电压相等,则两端口电流以 $m:1$ 分配,两变流器的参考电流为:

$$\begin{cases} i_a^*=\sqrt{2} \frac{m}{m+1} I_p \sin(\omega t)+\sqrt{2} I_q \cos(\omega t)+i_h \\ i_b^*=-\sqrt{2} \frac{1}{m+1} I_p \sin(\omega t+90^\circ) \end{cases} \tag{10}$$

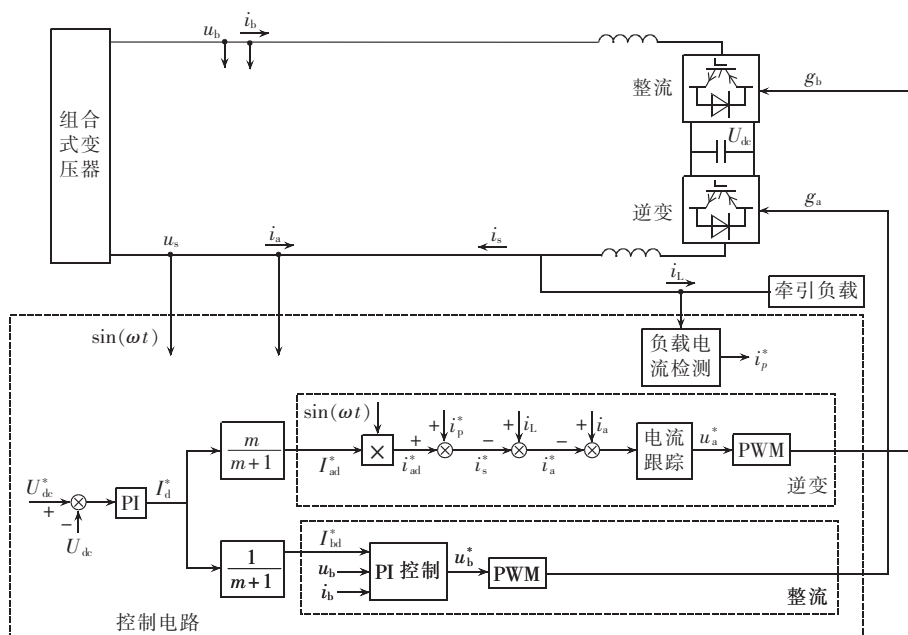


图 3 组合式同相供电系统常规控制原理图

Fig.3 Conventional control diagram of combined co-phase power supply system

2 组合式同相供电系统的控制方法

由于组合式同相补偿装置由整流器和逆变器背靠背组成,两变流器的参考电流的幅值和相位均不相同,因此需要对它们分开控制。从图 1 看出,高压匹配变压器次边电压 $u_b$ 与牵引变压器次边电压 $u_T$ 相位差 $90^\circ$ ,为实现同相供电,则两变流器的参考电流、电压需有 $90^\circ$ 相位差,使负载、逆变器、牵引变压器次边电压相位相同。两变流器共同向负载传递电网从高压匹配变压器这边提供的有功电流,同时逆变器产生与负载谐波、无功电流大小相等且方向相反的电流补偿负载的畸变电流,提高电网的电能质量。

2.1 组合式同相供电补偿装置常规控制

在常规的 CCD 控制策略中,直流侧电压外环采用 PI 控制器,电压误差被该控制器处理后,输出补偿装置的有功调节量,平均分给整流侧和逆变侧变流器,得到两侧的有功调节量 $I_{ad}^*$ 和 $I_{ld}^*$ 。这 2 个调节量与电网电压同相位的正弦信号 $\sin(\omega t)$ 相乘后,分别作为内环控制器的输入来控制 2 个变流器的脉宽调制(PWM)脉冲信号。此外,负载电流 $i_L$ 检测分离得到负载基波有功、无功、谐波电流也是内环控制器输入的重要组成。CCD 的常规控制框图如图 3 所示。

从图 3 可以看出,采用直接电流控制的组合式同相供电系统有以下缺陷:系统需要装设 3 个电压互感器和 3 个电流互感器进行检测,经济性较差;负载电流检测的精度与响应速度直接影响着补偿装置的补偿效果;电流跟踪控制器的频宽有限,补偿高次谐波时 CCD 的性能很差,甚至会出现向原系统注入更多谐波的情况。



## 2.2 组合式同相供电系统的选择性谐波补偿控制

为解决负载电流检测存在的延时及精度误差,采用无谐波检测控制;针对常规控制器因电流跟踪控制器频宽有限导致的谐波补偿效果不佳的问题,采用 VPI 控制器完成电流跟踪;控制方法设计如下。

### 2.2.1 无谐波检测控制

根据文献[14]无谐波检测控制的验证,可以将图 3 中逆变的虚线控制框中电流检测部分简化为图 4,由此可以省略电流控制中的电流检测环节,简化控制电路,节省了至少 1 个电流互感器,而且控制系统精度与稳定性不受电流检测的精度、速度影响。此时系统稳定后的电压外环 PI 控制器的输出从逆变器的有功电流调节量变为牵引变压器次边电流参考正弦信号的幅值。

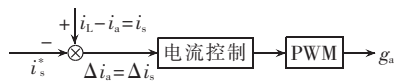


图 4 无谐波检测控制等效控制原理图

Fig.4 Equivalent diagram of control without harmonic detection

### 2.2.2 选择性谐波补偿控制

文献[15]通过理论分析和仿真验证了 VPI 控制器的谐振系数中包含补偿装置自身参数,可以消除在闭环频率响应中的异常尖峰,增强了闭环系统对电网频率变化的鲁棒性,适用于高频补偿以及波动较大的负载。

由于电压外环 PI 控制器的输出是直流分量,即  $d$  轴电流,因此设计控制器在  $dq$  坐标系下完成。VPI 控制器在  $s$  域的传递函数为<sup>[16]</sup>:

$$G_{VPI} = 2K_{pn} \frac{s(s+R/L)}{s^2 + (n\omega_0)^2} \quad (11)$$

其中,  $K_{pn}$  为 VPI 控制器在  $n$  次谐波下的比例系数,  $n$  为待补偿谐波次数;  $\omega_0$  为基波角频率;  $L$  为输出电感;  $R$  为等效电阻。

考虑到补偿装置自身的电感以及等效电阻,根据式(11)可以得出理想的补偿装置在  $dq$  坐标系下的 VPI 闭环控制传递函数为<sup>[17]</sup>:

$$G_C = \sum_{n=2,4,\dots} [2K_{pn}s(s+R/L)] / \{Ls^3 + (2K_{pn}+R)s^2 + [2K_{pn}R/L + L(n\omega_0)^2]s + R(n\omega_0)^2\} \quad (12)$$

2 种类型电力机车混跑时,向电网注入 3~11 次、31~41 次以及很少量 49 次左右的高次谐波<sup>[18]</sup>。根据混跑情况的电流频谱,取 VPI 控制器参数  $K_p=0.5$ ,绘制如式(12)所示的 VPI 控制器在 3 个频段的闭环频率响应特性曲线,如图 5 所示。从图中可以看出, VPI 控制器在各频段内均具有单位增益和零相移的特性,因此该控制器适用于我国现阶段电气化铁路普速、高速和混跑的情况。

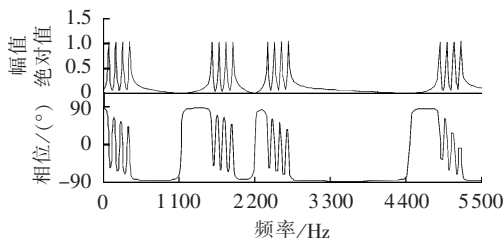


图 5 VPI 控制器在各频段内频率响应特性曲线

Fig.5 Frequency response curves of VPI controller in each frequency band

### 2.3 改进的选择性谐波补偿控制

根据上文的介绍,负载电流检测环节对补偿效果产生较多负面影响。因此本文将无谐波电流检测和 VPI 电流控制器相结合,得到改进的 VPI 控制。控制框图如图 6 所示。图中,  $K_C$  为无功补偿度;  $I_{lq}$  为基波无功电流。在完全补偿的情况下,两变压器的次边电压波形应该是标准正弦。VPI 控制器的输出电压是两变压器次边电压向标准正弦靠近的调节量。这一调节量与次边电压相加之后,就可以得到需要的完全补偿之后的电网电压。

电压外环 PI 控制器产生的有功电流指令  $I_{sd}^*$  以  $m:1$  的比例分配。由于  $I_{sd}^*$  是直流信号,因此在整流侧,需要将分配后的直流信号乘以与高压匹配变压器次边电压同相位的正弦信号  $\sin(\omega t)$  作为整流侧的参考电流。上文提到, VPI 控制是在  $dq$  坐标系下完成的,而电压外环 PI 控制器的输出在  $dq$  坐标系下是有功指令电流,因此在逆变侧参考电流不需要调整,但是需要对牵引变压器次边电压、电流构造  $\alpha\beta$  两相之后进行  $\alpha\beta/dq$  坐标的变换。令无功指令电流  $I_q^* = (1-K_C)I_{lq}$ , 用来补偿负载的无功功率。

对比图 3 和图 6 可以看出,改进的 VPI 控制只需要检测牵引变压器次边电压、电流,高压匹配变压器次边电流和变流器的直流侧电压,相比常规控制节省 1 个电压互感器和 1 个电流互感器。

## 3 仿真分析

### 3.1 组合式同相供电系统的仿真分析

利用 MATLAB 仿真软件对单相组合式同相供电系统的常规控制和本文所提改进的 VPI 电流控制分别进行了仿真分析。仿真参数如下:主电路,电网线电压有效值为 220 kV,牵引网电压有效值为 27.5 kV,牵引负载容量为 50 MV·A,容量比  $m=1$ ,交流电感  $L=4.5$  mH,等效电阻为 1  $\Omega$ ;控制电路, VPI 参数  $K_p=0.5$ ,电压外环  $K_p=0.044$ ,电压外环  $K_i=0.132$ 。

牵引负载电流设计为交-直型、交-直-交型、2 种负载混跑 3 个阶段:  $t_{11} \in (0, 0.1)$  s,  $t_{12} \in [0.1, 0.2)$  s,  $t_{13} \in [0.2, 0.3)$  s。谐波电流含量和功率因数角根据 3 种负载情况的谐波电流频谱设计如式(13)所示,由

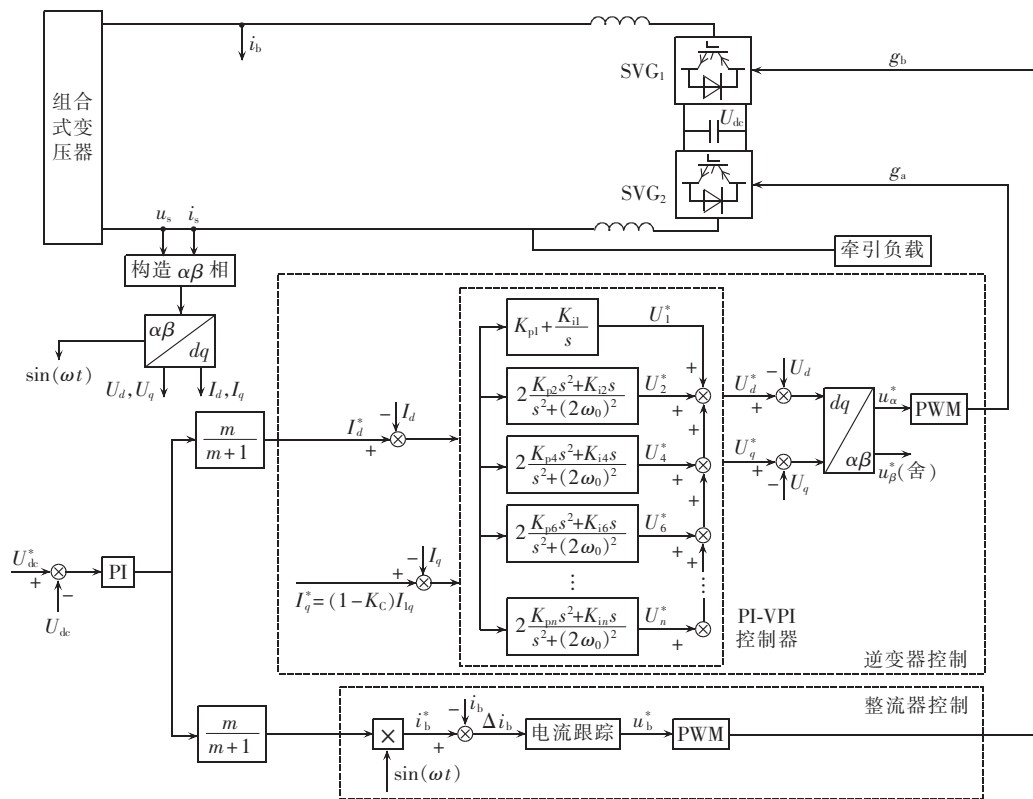


图 6 组合式同相供电系统改进控制原理图

Fig.6 Modified control diagram of combined co-phase power supply system

于谐波电流相位是随机的,因此式(13)中谐波电流相位可以取任意值,本文设定如下:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= 200 \sin(\omega t + 36.8^\circ) + 35 \sin(3\omega t - 140^\circ) + \\ &\quad 13 \sin(5\omega t + 150^\circ) + 5 \sin(7\omega t - 20^\circ) \\ i_{L2} &= 300 \sin(\omega t + 8.1^\circ) + 3 \sin(3\omega t - 140^\circ) + \\ &\quad 0.3 \sin(5\omega t + 150^\circ) + 0.1 \sin(7\omega t - 20^\circ) + \\ &\quad \sin(47\omega t + 15^\circ) + 2.2 \sin(49\omega t - 28^\circ) + \\ &\quad 2 \sin(51\omega t + 32^\circ) + 2.2 \sin(53\omega t - 45^\circ) + \\ &\quad \sin(55\omega t + 87^\circ) + 0.5 \sin(99\omega t - 125^\circ) + \\ &\quad 0.05 \sin(101\omega t + 142^\circ) + 0.05 \sin(103\omega t - 69^\circ) \\ i_{L3} &= 500 \sin(\omega t + 27^\circ) + 38 \sin(3\omega t - 140^\circ) + \\ &\quad 13.5 \sin(5\omega t + 150^\circ) + 5 \sin(7\omega t - 20^\circ) + \\ &\quad 15 \sin(31\omega t + 53^\circ) + 10 \sin(33\omega t - 95^\circ) + \\ &\quad 6 \sin(35\omega t + 102^\circ) + 5 \sin(37\omega t - 113^\circ) + \\ &\quad 3.5 \sin(39\omega t + 126^\circ) + \sin(41\omega t - 133^\circ) \end{aligned} \quad (13)$$

由此得到上述 3 个时间段内牵引负载波形如图 7 所示。

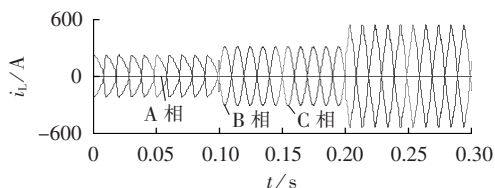


图 7 负载电流仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of load current

常规控制方法和改进控制方法的仿真结果如图 8 所示(各子图中上图为常规控制方法,下图为改进控制方法)。补偿后的电网电流频谱选择第三时间段[0.2,0.3] s 为例显示。

对比图 8(a)、(b)可以看出,采用改进控制策略的 CCD 能够补偿各频段谐波电流,跟踪性能良好,补偿后注入电网的谐波含量为 2.07%,明显少于常规控制策略补偿后的谐波含量 4.52%;对比图 8(a)、(c)可以看出,采用改进控制策略的 CCD 补偿后负序电流不平衡度可以达到 0.02%,明显小于常规控制策略补偿后的 1.8%,补偿负序效果良好;从图 8(d)可以看出,常规控制策略在负载变化后电网侧的功率因数有起伏波动,改进控制策略很好地解决了无功补偿的问题,且在补偿系统稳定运行后,即使负载变化,功率因数几乎不变,持续为 1,动态响应较快;从图 8(e)可以看出,改进控制方法下两变压器次边电压更接近正弦,谐波电压更少。综上所述,采用改进控制策略的 CCD 不论从精度还是速度来看,补偿效果均优于常规控制策略。

### 3.2 模块化多电平组合式同相供电的仿真分析

实际中,当变流器用于补偿中高次谐波时,需要很高的开关频率<sup>[19]</sup>,但提高功率器件的开关频率会导致容量的下降<sup>[20]</sup>,不能达到组合式 CCD 的容量要求。使用多电平变流器将高频小功率的开关器件连

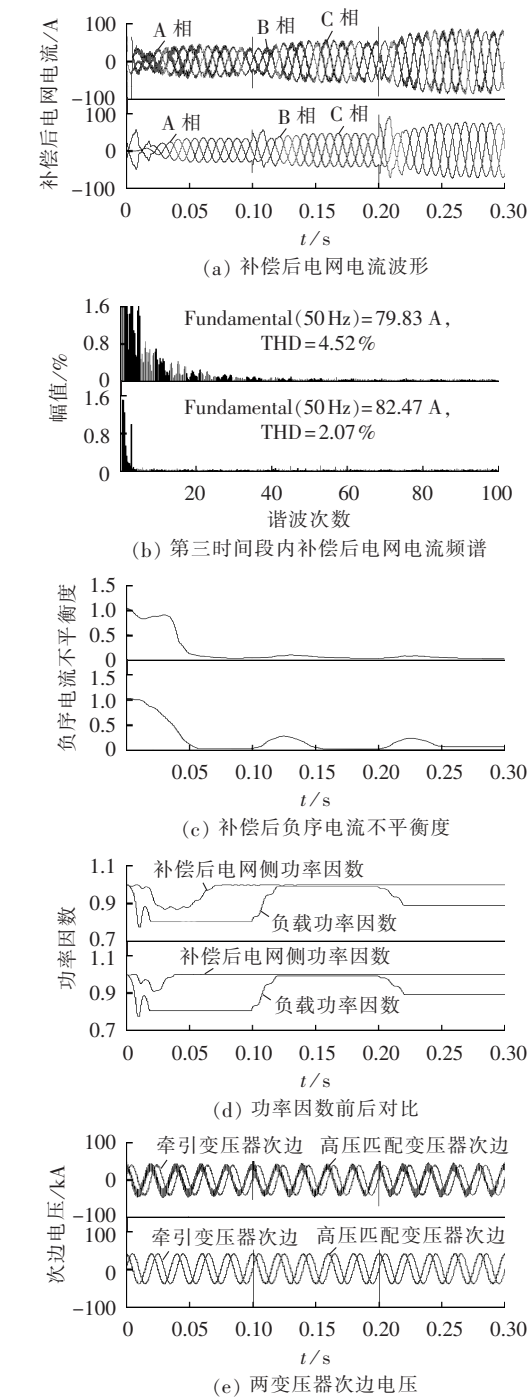


图 8 2 种控制方法仿真波形图对比  
Fig.8 Comparison of simulative waveforms between two control methods

结起来,实现补偿装置扩容目的。因此,将本文提出的改进电流控制策略用于模块化多电平电路(MMC),验证该方法用于工程实际的可行性。本文采用半桥四臂模块化多电平电路(HB-MMC4)<sup>[21-26]</sup>拓扑作为组合式背靠背变流器的结构,如图 9 所示,图中 SM 为子模块, $U_d$  为公共直流母线电压。

背靠背 MMC 补偿装置的电流控制采用本文改进控制策略,MMC 的均压、环流抑制控制采用文献[23]方法,采用载波移相调制策略实现各子模块开

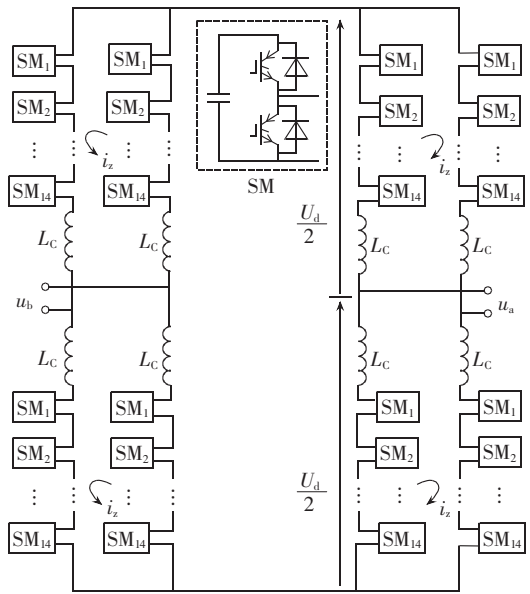


图 9 利用 MMC 实现 CCD 的结构图  
Fig.9 Structure of CCD with MMC

关的控制。参考文献[22]的参数计算,选择子模块个数  $N=14$ ,实现 15 电平输出;交流缓冲电感  $L_c=10\text{ mH}$ ;子模块直流侧电容  $2.25\text{ }\mu\text{F}$ ,直流侧电压  $10\text{ kV}$ 。

由于篇幅有限,仅研究改进电流控制策略用于 MMC 补偿装置的电流控制,验证改进电流控制策略的正确性。

图 10 为截取 MMC 实现组合式同相供电输出电压的部分波形图,图 11 为 MMC 实现组合式同相供电系统的补偿后网侧电流波形。为了方便观察,负载电流的参数与式(13)相同,但每段负载电流的

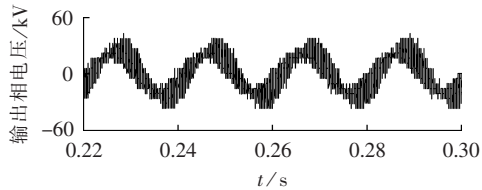
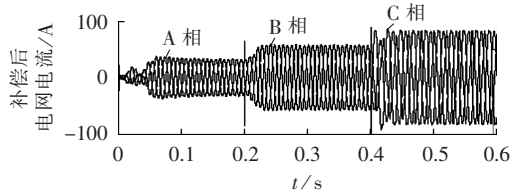
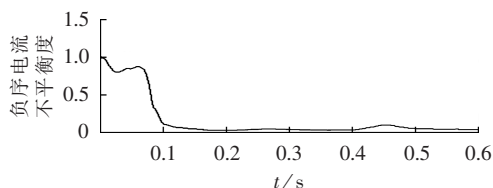


图 10 15 电平 MMC 输出相电压部分波形图  
Fig.10 Partial waveform of output phase voltage of 15-level MMC



(a) 15 电平 MMC 补偿后网侧电流波形

(b) 15 电平 MMC 补偿前后功率因数对比图



(c) 15 电平 MMC 补偿后网侧负序电流不平衡度波形

图 11 15 电平 MMC 仿真波形图

Fig.11 Simulative waveform of 15-level MMC

时间均延长了 0.1 s。由仿真分析可知,补偿后电网波形电能质量均满足国标,由此可验证所提改进控制策略适用于 MMC,可将其用于实际工程中。

## 4 结论

本文针对组合式同相供电系统 CCD 提出将无谐波电流检测和具有选择特性的 VPI 控制器相结合的控制方法,从理论上可以实现高铁负荷高次谐波的补偿。通过分析得到以下结论。

**a.** 常规控制方法的补偿效果严重受制于其负载电流检测的精度和响应速度。改进控制方法取消了负载电流检测环节,除在硬件方面简化了控制电路,节省了 1 个电流互感器和 1 个电压互感器外,在软件方面减小了因电流检测带来的误差,相对常规控制方法而言,提高了控制的稳态和动态补偿精度。

**b.** 常规控制方法的电流跟踪控制器对高次谐波的跟踪能力有限,对负载谐波没有选择性。VPI 控制器对低频、中频、高频谐波都具有良好的选择性,不仅能提高补偿的精度,而且在设计控制器时可选择补偿危害较大的谐波次数,适当降低补偿装置容量。

**c.** 改进控制方法更适用于负载随机性大、谐波频谱丰富、对选择性要求较高的场合。通过仿真结果可知,该控制策略的补偿效果明显优于常规控制策略,且该方法可用于 MMC 实现的组合式同相供电系统中,补偿后电能质量指标均满足国标要求。

## 参考文献:

- [1] 李群湛,张进思,贺威俊. 适于重载电力牵引的新型供电系统的研究[J]. 铁道学报,1988,10(4):23-31.  
LI Qunzhan,ZHANG Jinsi,HE Weijun. Study of a new power supply system for heavy haul electric traction[J]. Journal of the China Railway Society,1988,10(4):23-31.
- [2] 罗广雷,张秀峰,林贞礼,等. 单台  $Y_n, d11$  式变压器构成的新型同相供电系统[J]. 大功率变流技术,2009(4):36-39.  
LUO Guanglei,ZHANG Xiufeng,LIN Zhenli,et al. New co-phase power supply system based on  $Y_n, d11$  wiring autotransformer[J]. High Power Converter Technology,2009(4):36-39.
- [3] 魏光. 采用 V 型接线的同相牵引供电系统[J]. 电力自动化设备,2010,30(12):60-65.  
WEI Guang. Cophase traction power supply system based on V connection[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(12):60-65.
- [4] 曾国宏,郝荣泰. 基于有源滤波器和斯科特变压器的同相牵引供

- 电系统[J]. 北京交通大学学报,2003,27(4):84-90.
- ZENG Guohong,HAO Rongtai. Co-phase traction supply system based on active power filter and Scott transformer[J]. Journal of Beijing Jiaotong University,2003,27(4):84-90
- [5] 李群湛. 论新一代牵引供电系统及其关键技术[J]. 西南交通大学学报,2014,49(4):559-568.
- LI Qunzhan. One new generation traction power supply system and its key technologies for electrified railways[J]. Journal of Southwest Jiaotong University,2014,49(4):559-568.
- [6] 王卫安. 基于 MMC 的牵引网谐波和负序综合治理技术研究[D]. 长沙:中南大学,2014.
- WANG Weian. Research on integrated compensation technology of harmonic and negative sequence current for electrified railway power network based on MMC[D]. Changsha:Central South University,2014.
- [7] 黄小红,李群湛,解绍锋. 一种改善同相牵引供电系统直流侧电压及补偿容量的方案[J]. 电力自动化设备,2015,35(2):85-90.
- HUANG Xiaohong,LI Qunzhan,XIE Shaofeng. Improvement scheme for DC link voltage and compensation capacity of co-phase traction power supply system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(2):85-90.
- [8] 王广柱. 有源电力滤波器谐波及无功电流检测的不必要性(一)[J]. 电工技术学报,2007,22(1):137-141.
- WANG Guangzhu. An investigation on the unnecessary of harmonic and reactive current detection for active power filters(part I)[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(1):137-141.
- [9] 王广柱. 有源电力滤波器谐波及无功电流检测的不必要性(二)仿真及实验[J]. 电工技术学报,2007,22(2):132-136.
- WANG Guangzhu. An investigation on the unnecessary of harmonic and reactive current detection for active power filters(part II) simulation and experiment[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(2):132-136.
- [10] 刘威威,丁洪发,段献忠. 有源电力滤波器选择性谐波电流控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(27):14-20.
- LIU Weiwei,DING Hongfa,DUAN Xianzhong. Selective harmonic current control strategy in active power filters[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(27):14-20.
- [11] LASCU C,ASIMINOAEI L,BOLDEA I,et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(5):1826-1835.
- [12] 林海雪. 电能质量国家标准(5) 三相电压不平衡标准[J]. 大众用电,2006(6):41-44.
- [13] 李群湛. 牵引变电所供电分析及综合补偿技术[M]. 北京:中国铁道出版社,2006:8-17.
- [14] WU J C,JOE H L. Simplified control method for the single-phase active power filter[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications,1996,143(3):219-224.
- [15] 易皓,卓放,詹文达,等. 用于并联型有源电力滤波器的谐振调节器选择性特性比较分析[J]. 中国电机工程学报,2014,34(30):5320-5328.
- YI Hao,ZHUO Fang,ZHAN Wenda,et al. Comparison analysis on selectivity of resonant controllers for parallel active power filters[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(30):5320-5328.
- [16] LASCU C,ASIMINOAEI L,BOLDEA I,et al. Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(2):337-347.
- [17] TRINH Q N,LEE H H. An advanced current control strategy



- for three-phase shunt active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5400-5410.
- [18] 崔恒斌,冯晓云,宋文胜. 高速列车高次谐波负荷建模方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 92-99.
- CUI Hengbin, FENG Xiaoyun, SONG Wensheng. Modeling of high-order harmonic load for high speed train[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 92-99.
- [19] 赵国鹏,刘进军. 基于谐波补偿特性的并联型有源电力滤波器开关频率取值研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 1-6.
- ZHAO Guopeng, LIU Jinjun. Switching frequency of shunt active power filter regarding harmonics compensation characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 1-6.
- [20] TAKAKU T, HORIE S, OGAWA S, 等. 一种高频开关应用的新型 1200 V IGBT 模块[J]. 电力电子, 2010(4): 47-50.
- TAKAKU T, HORIE S, OGAWA S, et al. A new 1200 V IGBT module for high switching frequency applications [J]. Power Electronics, 2010(4): 47-50.
- [21] XU Qianming, MA Fujin, HE Zhixing, et al. Analysis and comparison of modular railway power conditioner for high-speed railway traction system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6031-6048.
- [22] 杨文博,宋强,朱喆,等. 基于直流内电势控制的 MMC 多端直流输电系统最优下垂控制[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(10): 51-59.
- YANG Wenbo, SONG Qiang, ZHU Zhe, et al. Optimal droop control based on direct DC internal potential control for MMC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10): 51-59.
- [23] 黄小红,李群湛. 基于模块化多电平换流器和组合式变压器的高速铁路同相牵引供电系统[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 97-104.
- HUANG Xiaohong, LI Qunzhan. Co-phase traction power supply system of high speed railway based on modular multilevel converter combined connection transformer[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 97-104.
- [24] 章勇高,熊健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 148-154.
- ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [25] 王朝亮,许建中,赵成勇,等. 基于单箝位型子模块的 MMC 及拓扑改进方案[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(9): 74-80.
- WANG Chaoliang, XU Jianzhong, ZHAO Chenyong, et al. MMC based on single-clamp sub-module and improved topology schemes [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(9): 74-80.
- [26] 张建坡,田新成,尹秀艳. 模块化多电平换流器直流输电控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(11): 103-108.
- ZHANG Jianpo, TIAN Xincheng, YIN Xiuyan. Control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(11): 103-108.

#### 作者简介:



王 果

王 果(1977—),女,河南南阳人,副教授,博士,研究方向为轨道交通供电、电能质量补偿等(E-mail:wangguo2005@eyou.com);  
常文寰(1992—),女,山西大同人,硕士研究生,研究方向为电力电子及电力传动、铁道电气化(E-mail:changwenhuanz@126.com)。

## Control strategy for combined co-phase power supply system based on theory of control without harmonic detection and selective harmonic compensation

WANG Guo<sup>1,2</sup>, CHANG Wenhuan<sup>1</sup>, Claus Leth Bak<sup>3</sup>, ZHOU Mo<sup>4</sup>, HAO Zeyu<sup>5</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. Key Laboratory of Opto-Technology and Intelligent Control Ministry of Education, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 3. Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg 9220, Denmark;

4. Modern Education Technology Center, Shenyang Ligong University, Shenyang 110168, China;

5. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710048, China)

**Abstract:** The conventional control method is seriously influenced by load current detection accuracy and can't well track high-order harmonic current of high-speed traction loads, a selective harmonic current control strategy for CCD (Co-phase Compensation Device) in combined co-phase power supply system is proposed. This control strategy needs to detect only the output voltage and current of two single-phase converters but not the load current. The VPI (Vector Proportional Integral) controller is applied to independently track each harmonic current in the output current error of single-phase converter connected with load. The proposed method is not affected by the impact of load current detection accuracy, and has good performance of tracking each harmonic current of the traction loads. The conventional and modified models of combined co-phase power supply system, and the model of HB-MMC4 based on proposed control strategy are established based on MATLAB/Simulink. Simulative results for AC-DC, AC-DC-AC and mixed running loads respectively verify the correctness of the proposed current control method and the effectiveness of its application in practical project.

**Key words:** combined co-phase power supply system; co-phase compensation device; electric converters; control without harmonic detection; selective harmonic compensation; traction load; electric current control