

# 电气化铁道用多电平电能质量调节器及其控制研究

周龙华<sup>1,2</sup>, 王飞<sup>2</sup>, 李湘峰<sup>2</sup>

(1. 中山大学数学与计算科学学院, 广东 广州 510275; 2. 中山大学电力电子与控制技术研究所, 广东 珠海 519082)

**摘要:** 电气化铁道是直接接入高压电力系统的一个特殊用户, 其负荷具有非线性、非对称性和波动性等特点。以沪杭电气化铁路某牵引变电所为研究对象, 针对电气化铁道谐波、无功和负序电流的综合治理要求和特点, 提出了一种新型的多电平电能质量调节器(MPQC)。这种新型的电能质量调节器主要由共用直流侧电容的两组单相多电平逆变器组成, 每组逆变器由两个直流侧电压为3:1的H桥逆变器级联而成, 通过电网变压器与牵引电网联接。通过分析多电平调节器的电能质量调节特点, 提出了适用于单相多电平逆变器的多电平直接脉宽调制方法(MDPWM), 应用了基于逆变器两侧能量平衡的多电平逆变器控制方法。仿真结果证明了这种新型的多电平电能质量调节器的可靠性较高, 能同时补偿牵引电网的上、下行供电臂, 满足对电气化铁道的电能质量综合治理要求, 能获得良好的补偿效果。

**关键词:** 牵引变电所; 电能质量; 多电平电能质量调节器; H桥级联逆变器; 多电平直接脉宽调制方法

## Study on multi-level power quality compensator for electrified railway

ZHOU Long-hua<sup>1,2</sup>, WANG Fei<sup>2</sup>, LI Xiang-feng<sup>2</sup>

(1. School of Mathematics and Computational Science, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510275, China;  
2. Institute of Power Electronics & Control Technology, Sun Yat-sen University, Zhuhai 519082, China)

**Abstract:** As a particular user to power system, electrified railway connects to high-voltage power system directly, with the characteristics of non-linear, asymmetry and volatility, etc. According to the requirements and characteristics of comprehensive management of harmonics, reactive power and negative sequence currents in a certain traction substation of Shanghai-Hangzhou Electrified Railway, this paper proposes a novel Multi-level Power Quality Compensator(MPQC). This novel MPQC is composed of two single-phase cascaded inverters by sharing the DC capacitors. Each cascaded inverter is made of two cascaded H-bridge inverters and the ratio of the DC voltage is 3:1, then, connects to traction power system via grid-transformer. By analyzing the working principle of the MPQC, and researching on the Multi-level Direct Pulse Width Modulation (MDPWM) method for single phase multi-level inverter, this paper presents multi-level inverter control strategy based on energy balance. Simulation results prove this novel MPQC is reliable, can compensate the both feeders in traction power system simultaneously, and also can manage the power quality of the electrified railway comprehensively to achieve satisfactory compensation effects.

This work is supported by Natural Science Foundation of Guangdong Province (No. 8451027501001493).

**Key words:** electrified railway; power quality; MPQC; cascaded H-bridge inverter; MDPWM

中图分类号: TM922.3 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2011)01-0104-07

## 0 引言

与传统的内燃式机车相比较, 电力机车具有快速、牵引力大、无直接污染、寿命长等优点, 电气化铁道及电力机车运营成本可以降低30%~40%。电铁的供电是在铁道沿线建立若干牵引变电站, 一般由电力系统110 kV双电源供电, 经牵引变压器降

压为27.5 kV后通过牵引电网向电力机车供电, 电力机车采用25 kV单相工频交流电压, 经全波整流后驱动直流牵引电动机, 在架空接触导线和钢轨之间行驶<sup>[1-2]</sup>。但是电铁牵引负荷具有非线性、非对称性和波动性等特点, 将会产生三相不平衡谐波和基波负序电流注入到电力系统, 并且会产生大量无功功率, 影响电力系统的功率因数, 严重危害设备和线路的安全, 因此必须对电铁机车对电力系统的影响有足够的重视并且采取应对措施<sup>[1]</sup>。

基金项目: 广东省自然科学基金项目(8451027501001493)

传统的无源电能质量补偿器能补偿大量的无功和特定次谐波, 有源电力滤波器 (APF) 能够动态地治理谐波, 混合型有源滤波装置兼顾了无源电能质量补偿器和 APF 的优点, 能够动态地大容量补偿无功和治理谐波。但是, 这些单相的补偿装置 (一般都是孤立地安装在牵引变电所的每条支线, 忽略了牵引变电所两端的耦合作用。) 把变电所的上、下行供电臂视为独立的系统, 分别补偿。由于两供电臂之间存在耦合, 分别补偿的缺点是<sup>[3]</sup>:

1) 各补偿装置分别产生补偿电流, 使补偿装置总容量增大。

2) 不易使两臂达到负载平衡状态, 难以补偿负序电流。

文献[4]把 APF 通过耦合变压器与晶闸管投切滤波器 (TSF) 串联, 然后并入电网, 能够快速实现动态补偿, 但是该文献提出的结构和控制方法都比较复杂, 同样忽视了上、下行供电臂之间的耦合作用。另外, 供电臂的电压等级是 27.5 kV, 传统的 APF 和混合型有源滤波装置是并联在电网上的, 受容量的限制难以承受如此高的电压<sup>[5-6]</sup>。

从满足电气化铁道高电压、大容量谐波抑制, 并且兼顾负序电流和一定容量无功补偿的实际工程要求出发, 并针对电铁负载单相、波动性和冲击性的特点, 本文以沪杭电气化铁路某牵引变电所为研究对象提出一种新型的基于多电平逆变器的电能质量调节器 (MPQC)。多电平逆变器以其独特的优点在高压大功率变流器中得到越来越广泛的应用, 它的主要优点有: 减少输出波形的谐波含量; 降低功率器件的开关频率; 减少器件的电压电流应力; 具有很高的功率因数等<sup>[7]</sup>。另外本文通过分析多电平调节器的电能质量调节特点, 提出了基于逆变器两侧能量平衡的多电平逆变器控制方法, 使得文中提出的电能质量调节器适用于解决由电力机车引起的谐波、无功损耗以及负序电流等问题。

## 1 MPQC 的拓扑结构及其工作原理

在我国, 电铁的供电一般由电力系统 110 kV 双电源供电, 经牵引变压器降压为 27.5 kV 后通过牵引网给电力机车供电。图 1 所示是以牵引变压器考斯特接线方式的牵引变电所的供电系统<sup>[1]</sup>。

如图 1, 斯科特变压器的原边有两个绕组, 接成 T 形, 它的底部绕组 (称为底绕组) 接入高压系统的两相间 (如 B, C 相间), 另一绕组 (称为高绕组) 则接于底绕组中心点和高压系统三相中的另外一相 (如 A 相), 底绕组和高绕组的匝比为  $1:\sqrt{3}/2$ ; 副边是匝数相同的两个单相绕组。斯科特变压器的

高压侧接 110 kV 系统的三相对称正弦电压, 低压侧两相电压  $U_\beta$  滞后于  $U_\alpha$   $90^\circ$ , 组成了  $\alpha$ 、 $\beta$  两相系统, 分别向两侧的牵引电网及电力机车供电。所以, 电铁的供电系统可以看作是一个两相系统, 可以通过同时改善上、下行供电臂的电能质量来调节牵引变电所和供电系统的电能质量。

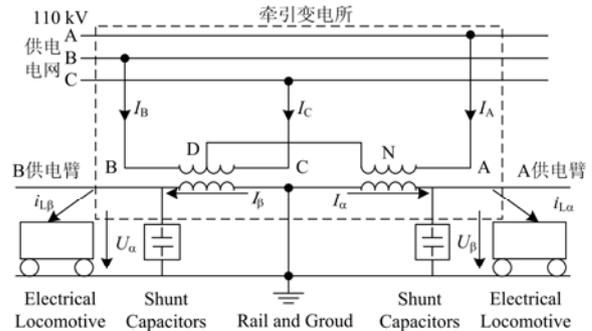


图 1 牵引变电所斯科特变压器的供电系统

Fig.1 Power supply system of Scott transformer

新型的多电平电能质量调节器的拓扑结构和工作原理如图 2 所示, 结构上对称的 2 组逆变器分别补偿  $\alpha$ 、 $\beta$  两相, 每组逆变器都是一个单相的级联型 H 桥 9 电平逆变器, 多电平逆变器的主逆变电路直流侧电压为  $3E$ , 辅助逆变电路的直流侧电压为  $E$ , 所以主逆变电路和辅助逆变电路的输出电压的比值为 3:1。每组逆变器的输出电压可以通过电网变压器升压至牵引电网的电压等级。如图 3 所示, 当主逆变电路和辅助逆变电路的直流侧电压比值为 3:1 时, 每组 H 桥级联逆变器的输出波形为 9 电平。

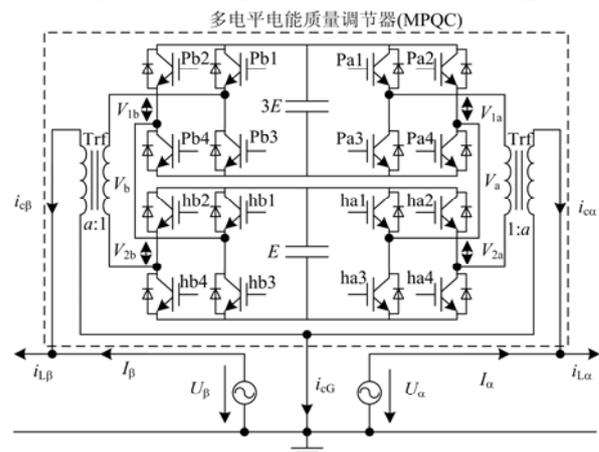


图 2 新型多电平电能质量调节器

Fig.2 Novel multilevel power quality compensator

以牵引变电所为补偿对象的多电平电能质量调节器具有以下优点:

(1) 以整个牵引变电所为补偿对象, 不但可以补偿一定无功和谐波, 还可以补偿负序电流, 使得

牵引变压器易于达到平衡；

(2) 多电平逆变器可以增加输出波形的电平数，减少输出波形的谐波，同时降低了开关器件的开关频率和耐压要求；

(3) 变压器升压，再次降低了逆变器的耐压要求，并且对牵引电网和电能质量调节器进行电气隔离。

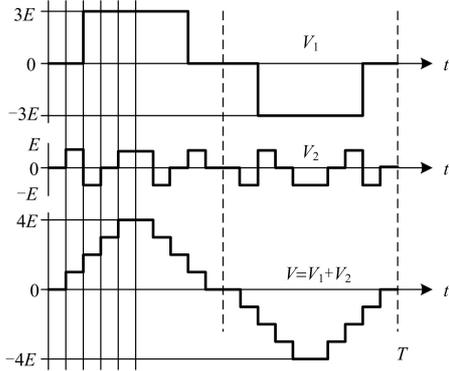


图3 逆变器输出9电平电压波形  
Fig.3 9-level output voltage waveforms

在图1和图2中，斯科特牵引变压器的二次侧电压  $U_a$  和  $U_b$  大小相等，并且相互正交， $U_b$  滞后于  $U_a$   $90^\circ$ ，即  $U_a = U_b e^{j(p/2)}$ 。所以，如果牵引变压器的二次侧电流满足  $I_a = I_b e^{j(p/2)}$ ，那么牵引变压器达到负载平衡的状态，原边的负序电流为0，功率因数为1。因此，通过MPQC补偿各相的有功电流和调节无功电流来调节牵引变压器的负载平衡，可以消除变压器的负序电流。

在图2中， $i_{La}$  和  $i_{Lb}$  分别是 a、b 两相的负载电流， $i_{Lap}$  和  $i_{Lbp}$  是负载电流  $i_{La}$  和  $i_{Lb}$  的基波有功部分， $i_{Laq}$  和  $i_{Lbq}$  是负载的基波无功电流， $i_{Lah}$  和  $i_{Lbh}$  是负载的谐波电流；因此，待MPQC投入使用并滤除谐波后，基波有功补偿电流必须满足：

$$i_{cap} = -i_{cbp} = \frac{1}{2}(i_{Lap} - i_{Lbp}) \quad (1)$$

使得：

$$i_a = i_{Lap} - i_{cap} = \frac{1}{2}(i_{Lap} + i_{Lbp}) = i_{Lbp} - i_{cbp} = i_b \quad (2)$$

由式(2)可得  $I_a = I_b e^{j(p/2)}$ ，变压器达到负载平衡的状态；所以MPQC的a、b相的补偿电流  $i_{ca}$  和  $i_{cb}$  分别为：

$$i_{ca} = i_{La} - i_a = i_{La} - \frac{1}{2}(i_{Lap} + i_{Lbp}) \quad (3)$$

$$i_{cb} = i_{Lb} - i_b = i_{Lb} - \frac{1}{2}(i_{Lap} + i_{Lbp}) \quad (4)$$

因此，变压器和逆变器的额定值可以由式(1)，式(3)和式(4)计算得到。如图1中，牵引电网间安装并联电容来补偿大部分的无功，剩下的小部分由MPQC来补偿，可以减少MPQC的容量。

牵引电网可以看作一个三相不平衡的特殊三相系统，也可以看作两个耦合的单相系统。由以上分析可知，通过调节MPQC可以对牵引变电所进行综合治理。

## 2 MPQC的控制策略

MPQC的控制系统框图如图4所示。这些功能主要是由DSP：TMS320F2812来实现。

图4共有三部分：基波有功电流检测，多电平电能质量调节器的直流侧电压控制和PWM发生器。图中S是图2中变压器Trf的电网侧与电能质量调节器侧的绕组变比a。根据上述原理，控制电流必须实时地检测出负载的基波有功电流  $i_{Lap}$  和  $i_{Lbp}$ ，然后根据式(2)和(3)，加上直流侧电压控制环输出，再乘以变压器变比a，获取多电平逆变器的电流指令  $i_{ma}^*$  和  $i_{mb}^*$ ，最后由PWM发生器生成PWM信号。

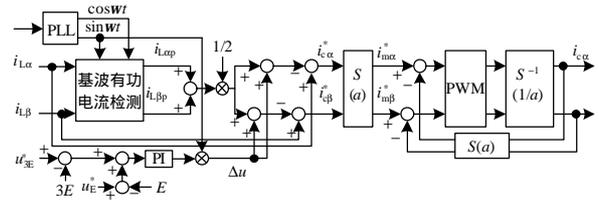


图4 系统控制框图

Fig.4 Block diagram of the control system

### 2.1 基波有功电流的检测

由于牵引电网系统的电压含有大量谐波，但是如果通过一个锁相环产生与电压同相的电压参考信号代替电压信号，可以准确地测出基波有功电流。本文针对牵引电网的谐波电压电流和无功电流的特点，引用一种基于单相系统的基波有功电流检测方法<sup>[8-9]</sup>。该方法能实时地将单相电路中的瞬时基波有功电流，瞬时无功电流和瞬时谐波分离开来，并且不需要复杂硬件，算法简单。实现方法与文献<sup>[8-9]</sup>相同，不再赘述。

### 2.2 多电平直接脉宽调制方法基本原理

目前多电平逆变器的控制策略主要有谐波消除法(Selective Harmonic Elimination)、Sub-Harmonic调制法、阶梯波的混合PWM算法(Staircase PWM)

移相调制法 (Phase-Shifted) 以及空间矢量法 (SVM)。所有这些调制方法都有自己的特点和缺点。Sub-Harmonic 调制法适用于相开关组合单一的多电平拓扑结构; 移相调制法适用于具有大量相电压开关组合的多电平逆变器<sup>[10-11]</sup>, 如 H 桥级联多电平逆变器; SVM 方法具有直流电压利用率高、谐波性能好、易于数字化实现等优点。

MPQC 的逆变器是单相多电平逆变器。阶梯波的混合 PWM 算法调制的输出信号谐波性能较差; Sub-Harmonic 调制法虽然可以应用于单相多电平逆变器, 但是电压利用率低, 且功率开关动作频繁。通过研究 MPQC 和单相多电平逆变器的特点, 本文应用文献[12]提出一种与二电平 SVM 方法等价的多电平直接脉宽调制 (MDPWM) 方法, 该方法应用于 MPQC 时, 不但同时具有 SVM 方法的优点, 并且比 SVM 方法更易于理解, 容易在 DSP 上实现, 在原理上直接体现了 PWM 的伏秒平均等效原则。

如果把 MPQC 当成电压源, 则图 2 的等效电路如图 5 所示。

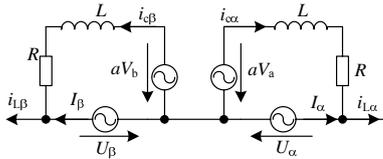


图 5 多电平电能质量调节器的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of MPQC

在图 5 中,  $L$ 、 $R$  是牵引变电所中的等效电感和电阻, 由该电路可得电压平衡方程:

$$\begin{cases} aV_a = L \frac{di_{c\alpha}}{dt} + Ri_{c\alpha} + U_\alpha \\ aV_b = L \frac{di_{c\beta}}{dt} + Ri_{c\beta} + U_\beta \end{cases} \quad (5)$$

因为  $\alpha$ 、 $\beta$  两相处理方法相同, 取其中一相  $\alpha$  考虑, 定义指令电流为  $i_{c\alpha}^*$ , H 桥级联逆变器的输出参考电压为  $V_a^*$ :

$$aV_a^* = L \frac{di_{c\alpha}^*}{dt} + Ri_{c\alpha}^* + U_\alpha \quad (6)$$

$$V_a^* = \frac{1}{a} \left( L \frac{di_{c\alpha}^*}{dt} + Ri_{c\alpha}^* + U_\alpha \right) \quad (7)$$

因为  $-4E \leq V_a^* \leq 4E$ , 假定以  $E$  为基值,  $V_{refa}$  表示为  $V_a^*$  的标么值, 即:

$$V_{refa} = \frac{V_a^*}{E} = \frac{1}{aE} \left( L \frac{di_{c\alpha}^*}{dt} + Ri_{c\alpha}^* + U_\alpha \right) \quad (8)$$

所以  $-4 \leq V_{refa} \leq 4$ 。

图 6 (a) 是 9 电平 H 桥级联逆变器  $\alpha$  相参考电压  $V_{refa}$  示意图, 其中  $V_{refa}(k)$  为  $t_k$  时刻的输出参考电压标么值。不失一般性, 设  $t_k$  时刻  $V_{refa}(k)$  位于电平区间  $[n, n+1]$ , 其中  $n = \text{int}(V_{refa}(k))$ ,  $\text{int}(\cdot)$  表示为趋向  $-\infty$  的取整函数, 可知  $-4 \leq n < 4$ 。

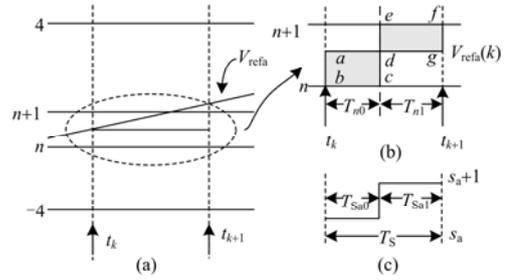


图 6 多电平直接 PWM 算法原理示意图

Fig.6 Schematic of MDPWM algorithm

在图 6 (c) 中,  $S_a$  是 9 电平 H 桥级联逆变器的开关函数:

$$S_a = 3S_{am} + S_{ah} \quad (9)$$

式 (9) 用  $S_{am}$  来表示主电路逆变桥的三相开关函数, 用  $S_{ah}$  来表示辅助电路逆变桥的三相开关函数, 其定义分别如表 1 和表 2 所示。

表 1 主电路逆变桥的开关函数定义

Tab.1 Switching function of main inverter

开关函数 $S_{am}$	功率器件状态				输出电压
	Pa1	Pa2	Pa3	Pa4	
1	导通	关断	关断	导通	+3E
0	关断	关断	导通	导通	0
-1	关断	导通	导通	关断	-3E

表 2 辅助电路逆变桥的开关函数定义

Tab.2 Switching function of auxiliary inverter

开关函数 $S_{ah}$	功率器件状态				输出电压
	ha1	ha2	ha3	ha4	
1	导通	关断	关断	导通	+E
0	关断	关断	导通	导通	0
-1	关断	导通	导通	关断	-E

图 6 (b)、(c) 分析图 6 (a) 椭圆虚线框内的参考电压与逆变器输出开关函数之间的关系。令图 6 中两块阴影部分的面积相等, 其边长分别为  $ab = V_{refa}(k)$ ,  $bc = T_{n0}$  和  $fg = n+1 - V_{refa}(k)$ ,

$dg = T_{n1}$ ; 得到:

$$V_{\text{refa}}(k)T_S = nT_{n0} + (n+1)T_{n1} \quad (10)$$

其中  $T_S$  为 PWM 算法的控制周期, 由式 (10) 可得:

$$n = \frac{V_{\text{refa}}(k)T_S - T_{n1}}{T_{n1}} \quad (11)$$

定义在一个控制周期内开关函数  $S_a + 1$  的作用时间为  $T_{\text{Sa}1}$ ,  $S_a$  的作用时间为  $T_{\text{Sa}0}$ 。按照 PWM 算法在伏秒平均意义上的等效原则, 由图 6 (c) 可得:

$$V_{\text{refa}}(k)T_S = S_a T_{\text{Sa}0} + (S_a + 1)T_{\text{Sa}1} \quad (12)$$

所以,

$$S_a = \frac{V_{\text{refa}}(k)T_S - T_{\text{Sa}1}}{T_{\text{Sa}0} - T_{\text{Sa}1}} \quad (13)$$

为减小输出电压的  $dv/dt$ , 在一个控制周期内, 开关函数的变化一般只变化一个电平, 因此选择与参考电压最接近的电平状态, 即  $n$  或  $n+1$ 。由  $S_a$  和  $n$  的定义可知, 在图 6 所示的控制周期内有:

$$S_a = n = \text{int}(V_{\text{refa}}(k)) \quad (14)$$

多电平直接 PWM 方法的基本思路是, 首先由式 (14) 确定逆变器当前控制周期内的输出开关函数, 然后由式 (12) ~ (13) 计算出与开关函数对应的作用时间。

### 2.3 基于逆变器两侧能量平衡的多电平逆变器控制方法<sup>[4]</sup>

为了保证 MPQC 能取得良好性能, 必须稳定多电平逆变器直流侧母线电压 (直流侧电容两端电压)。本质上来说, 电能质量调节器直流侧两端的电压变化是由电能质量调节器和电网之间的能量交换所决定的, 所以 MPQC 吸收和发出有功功率是控制直流侧电压的关键。MPQC 分别吸收或发出有功功率时, 其直流侧母线电压就会相应地升高或下降。因此就可以通过控制 MPQC 吸收或者发出的有功功率来实现直流侧电压的稳定。由于 MPQC 被控制成电压源, 因此想要控制 MPQC 吸收或是发出有功电流, 只需控制 MPQC 输出基波电压的大小和相位。当基波电压与基波电流同相时, MPQC 吸收有功功率, 当基波电压与基波电流反相时 MPQC 发出有功功率, 从而达到控制直流侧母线电压的目的。

如图 4 所示, 主逆变电路直流侧母线的给定值  $u_{3E}^*$  与反馈值  $3E$  比较之后的偏差与辅助逆变电路直流侧母线的给定值  $u_E^*$  与反馈值  $E$  比较之后的偏差的和, 经 PI 调节器后与锁相得到的  $\sin \omega t$  相乘得到  $\Delta u$ , 然后将此电压超前或滞后电网基波电压

$90^\circ$ , 这样就可以控制 MPQC 吸收或发出有功功率了。最后将  $\Delta u$  与基波有功检测电路生成的指令相加就得到了指令电流信号  $i_c^*$ , 从而实现了在补偿谐波和无功补偿的同时保持了多电平逆变器两侧的能量平衡, 稳定了直流侧母线电压, 保证了 MPQC 的良好性能。

## 3 仿真实验结果

采用 Matlab7.0/Simulink 对文中所提出的 MPQC 进行仿真研究, 主电路仿真模型和控制系统模型如图 2 和图 4 所示, 在主电路模型中, 用全桥可控整流电路代替机车负载。所有的器件参数将会按比例地应用在以后的实验平台上, 主要元器件的参数如表 3 所列。仿真实验中, 主逆变电路和辅助逆变电路的功率开关器件的开关频率皆为 1 080 Hz。斯科特变压器原边底绕组和副边绕组的匝比为 4:1, 即三相高压电力系统的 110 kV 降压为两个单相牵引电网的 27.5 kV。

表 3 MPQC 仿真模型主要元器件的参数

Tab.3 Parameters of main components in MPQC

参数	参数值
供电系统电压	$U=110 \text{ kV}$
牵引电网系统电压	$U_\alpha=U_\beta e^{j(\pi/2)}=27.5 \angle 0^\circ \text{ kV}$
主逆变电路直流侧电容	$C_1=0.1 \text{ F}$
辅助逆变电路直流侧电容	$C_2=0.1 \text{ F}$
并网逆变器绕组匝比	1: $\alpha=1:10$
代替机车负载的电抗(A 供电臂)	$Z_{L\alpha}=100 \Omega+0.1 \text{ H}$
代替机车负载的电抗(B 供电臂)	$Z_{L\beta}=50 \Omega+0.05 \text{ H}$

MPQC 在  $t=0.04 \text{ s}$  时投入使用, 图 7 是逆变器输出 9 电平电压的仿真波形。如图 8 (a)、(b) 分别是斯科特牵引变压器副边两相侧和原边三相侧的电流波形。在 MPQC 投入使用前, 图 8 (a) 所示, 牵引变压器副边两相侧牵引电网两供电臂电流  $I_\alpha$  和  $I_\beta$  的总谐波畸变率分别为 15.26% 和 14.89%, 并且两供电臂电流严重不平衡; 如图 8 (b) 所示, 牵引变压器原边侧供电系统三相电流的总谐波率分别为 15.28%, 16.57% 和 19.61%, 三相严重不平衡且有负序电流产生。MPQC 投入使用后, 如图 8 所示, 牵引变压器副边两相侧两供电臂电流的总谐波率都低于 2%, 并且两供电臂的基波有功电流基本平衡; 牵引变压器原边侧供电系统电流的总谐波率都低于 2%, 并且三相电流基本平衡, 负序电流消除。

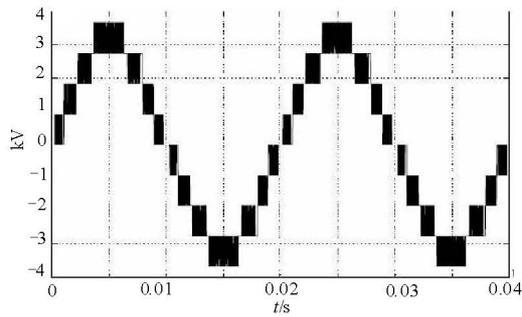
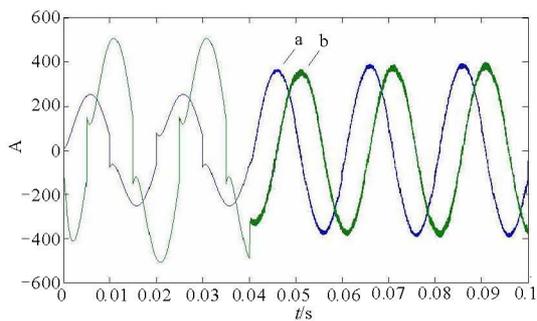
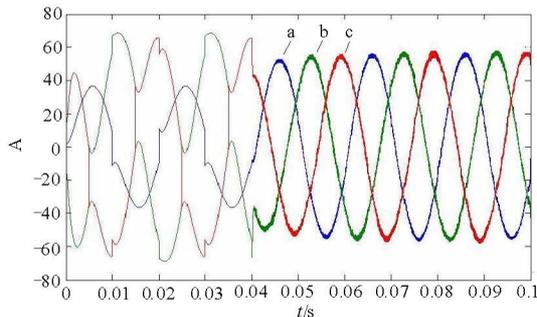


图7 逆变器输出9电平电压仿真波形

Fig.7 9-level output voltage simulation waveform



(a) 牵引电网

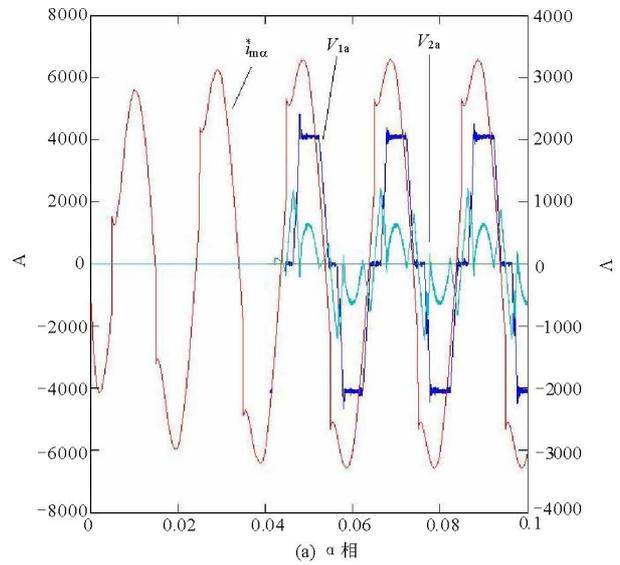


(b) 供电电网

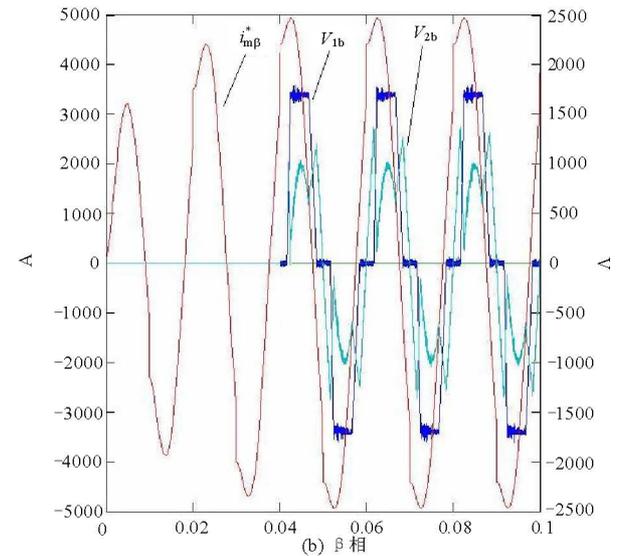
图8 牵引变压器两侧电流

Fig.8 Current waves along the traction transformer

图9(a)是a相并网变压器原边a侧的主逆变电路电压 $V_{1a}$ 和辅助逆变电路电压 $V_{2a}$ 以及补偿电流 $i_{m\alpha}^*$ ,图9(b)是β相并网变压器原边b侧的主逆变电路电压 $V_{1b}$ 和辅助逆变电路电压 $V_{2b}$ 以及补偿电流 $i_{m\beta}^*$ 。图10所示是多电平逆变器直流侧的电压和电流波形,图中 $V_{3E}$ 和 $V_E$ 分别是主逆变电路和辅助逆变电路的直流侧电压, $i_{3E}$ 和 $i_E$ 分别是主逆变电路和辅助逆变电路的直流侧电流。如图10所示,主逆变电路的直流母线电压约为辅助逆变电路的3倍。



(a) α相



(b) β相

图9 多电平逆变器电压电流输出波形图

Fig.9 Output voltage and current waves of the multilevel inverter

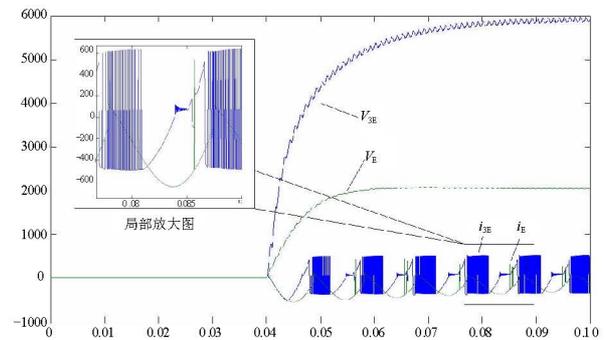


图10 多电平逆变器直流侧电压电流波形图

Fig.10 DC voltage and current waves

## 4 结论

文中提出的 MPQC 以电气化铁道牵引变电所作为研究对象, 分析了电气化铁道负载电流的特点, 提出了电气化铁路负载电流的综合补偿原理。并通过分析多电平调节器的电能质量调节特点, 文中提出了适用于单相多电平逆变器的多电平直接脉宽调制方法 (MDPWM) 和基于逆变器两侧能量平衡的多电平逆变器控制方法。仿真实验结果证明, 以牵引变电所作为补偿对象的多电平电能质量调节器具有以下优点。

(1) 以整个牵引变电所作为补偿对象, 可以同时补偿一定无功, 谐波和补偿负序电流, 使牵引变压器易于达到平衡。

(2) 应用多电平逆变器增加了输出波形的电平数, 减少了输出波形的谐波, 降低了开关器件的开关频率和耐压要求。

(3) 变压器升压, 再次降低了逆变器的耐压要求, 并且对牵引电网和电能质量调节器进行电气隔离。

MPQC 能同时补偿牵引电网的上、下行供电臂, 满足对电气化铁道的电能质量综合治理要求, 能获得良好的补偿效果。

## 参考文献

- [1] 卢志海, 厉吉文, 周剑. 电气化铁路对电力系统的影响[J]. 继电器, 2004, 32 (11): 33-36.  
LU Zhi-hai, LI Ji-wen, ZHOU Jian. The impact of electrified railway on electric power system[J]. Relay, 2004, 32 (11): 33-36.
- [2] Tan Pee-Chin, Loh Poh Chiang, Holmes Donald Grahame. Optimal impedance termination of 25 kV electrified railway systems for improved power quality[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2005, 20(2): 1703-1710.
- [3] 孙卓, 蒋新建, 朱东起. FBD法及其在牵引供电系统中的应用[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2003, 43(3): 361-365.  
SUN Zhuo, JIANG Xin-jian, ZHU Dong-qi. FBD-method and its application in traction power systems[J]. Journal of Tsinghua University: Sci & Tech, 2003, 43 (3): 361-365.
- [4] 王跃, 杨君, 王兆安, 等. 电气化铁路用混合电力滤波器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (7): 23-26.  
WANG Yue, YANG Jun, WANG Zhao-an, et al. Study on hybrid power filter used in electrified railway system[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (7): 23-26.
- [5] Akagi H, Tsukamoto Y, Nabae A. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converter[J]. IEEE Trans Ind, 1990, 26 (1): 93-98.
- [6] 赵伟, 涂春明, 罗安, 等. 适用于电气化铁路的单相注入式混合有源滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (21): 51-55.  
ZHAO Wei, TU Chun-ming, LUO An, et al. A novel single-phase hybrid active power filter applied to electrical railway system[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28 (21): 51-55.
- [7] Rodriguez J, Lai J, Peng F. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications[J]. IEEE Trans Ind Appl, 2002, 49 (4): 724-738.
- [8] 蒋斌, 颜钢锋, 赵光宙. 单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测新方法[J]. 电力系统自动化, 2000, 24 (10): 35-39.  
JIANG Bin, YAN Gang-feng, ZHAO Guang-zhou. A new method for real-time detecting harmonics and reactive currents in single-phase circuit[J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24 (10): 35-39.
- [9] 陆秀令, 张松华, 曹才开, 等. 单相电流谐波及无功电流新型检测方法[J]. 高电压技术, 2007, 33 (3): 163-166.  
LU Xiu-ling, ZHANG Song-hua, CAO Cai-kai, et al. New detecting method for harmonics and reactive currents in single-phase circuits[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33 (3): 163-166.
- [10] 王立杰, 孙玉坤, 孙运全, 等. 大容量链式STATCOM的三角载波移相一开关频率最优PWM法控制策略的研究[J]. 继电器, 2007, 35(3): 41-44.  
WANG Li-jie, SUN Yu-kun, SUN Yun-quan, et al. PS-SFO-PWM control for high-power STATCOM employing cascade multilevel inverters[J]. Relay, 2007, 35(3): 41-44.
- [11] 江友华, 曹以龙, 龚幼民. 两种混合多电平变换器拓扑结构控制策略的分析[J]. 继电器, 2004, 32(20): 17-20, 21.  
JIANG You-hua, CAO Yi-long, GONG You-min. Analysis of control strategy for two hybrid multilevel converters with topology structure[J]. Relay, 2004, 32(20): 17-20, 21.
- [12] 陈远华, 刘文华, 严干贵, 等. 一种新型多电平直接脉宽调制方法[J]. 电力系统自动化, 2004, 28 (6): 60-64.  
CHEN Yuan-hua, LIU Wen-hua, YAN Gan-gui, et al. A novel direct PWM method for multilevel inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28 (6): 60-64.

收稿日期: 2010-02-25; 修回日期: 2010-03-30

作者简介:

周龙华 (1983-), 男, 博士生, 主要从事电能质量综合治理和光伏并网控制方面的研究; E-mail: zlhmaster@126.com

王飞 (1974-), 男, 博士, 讲师, 主要从事电力电子及其控制技术特别是光伏并网控制技术方面的研究;

李湘峰 (1983-), 男, 硕士生, 主要从事电力电子技术及其在光伏系统上的应用的研究。