



基于载波移相控制的牵引传动系统共模电压抑制

张颖¹, 王晨帆², 陈科¹, 胡仙¹, 侯招文¹, 王文韬¹

(1. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001;

2. 杭州市地铁集团有限责任公司, 浙江 杭州 310020)

摘要: 为抑制牵引系统因逆变器PWM调制产生的共模电压, 降低轴承电腐蚀风险以及EMC电磁干扰, 文章提出一种基于动态载波移相的共模电压抑制策略。针对同一列车多逆变器共直流母线且无同步线的场景, 以直流母线中点电压动态均值为参考, 通过实时调节PWM载波周期, 实现多逆变器间的动态移相控制, 达成牵引系统直流侧共模电压相位抵消, 实现对共模电压的大幅削弱, 从而降低共模电压所带来的不利影响。半实物仿真以及大功率机车试验表明, 该策略使共模电压峰值降低36%, 波动幅值满足理论极限要求且无须增加硬件, 兼容现有调制方案。

关键词: 共模电压; 载波动态移相; 直流母线中点电压; 相位抵消; 牵引传动系统; EMC抑制; 仿真

中图分类号: U264.3

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)03-0150-07

0 引言

轨道交通行业近年来发展迅速, 不同电压、不同功率等级及多供电制式的轨道交通车辆被广泛投入使用。随着车辆使用年限的增长, 部分可靠性问题时有发生, 牵引电机轴承电腐蚀问题便是其中之一^[1-2]。电压源型PWM变流器以其可改善系统输出电压、电流波形, 降低谐波畸变率, 提高电压利用率及转换效率等优点被广泛应用。然而, 其调制控制模式以及高开关频率也带来了一些不小的负面效应, 变频器产生的共模电压会在电机转轴上耦合感应出高频轴电压, 在突破绝缘防护后, 构成通路并形成轴承电流, 引发轴承被侵蚀。对于轨道交通大功率牵引车辆, 其牵引逆变器在脉宽调制模式下输出电压存在零序分量, 不可避免地会产生共模电压; 同时由于中间直流侧供电电压等级均较高, 普遍在1 500 V以上, 开关器件快速动作产生的高频脉冲电压具有较大的 dv/dt , 易通过寄生电容与大地构成共模干扰回路, 引起电磁干扰(EMI);

另外, 电机轴承因长时间受到电流侵蚀而损坏失效, 缩短轴承的使用寿命, 并带来了极大的安全隐患, 给整车以及轨旁电气设备带来负面影响。因此, 研究有效的共模电压抑制策略对牵引传动系统可靠性的提升具有重要意义。

共模电压的治理方法根据应用对象以及主电路的差异有所不同, 按照软硬件区分, 主要为硬件滤波方案及软件调制改进。通常硬件滤波是在逆变器和电机之间增加共模变压器或者有源滤波器^[3-4], 可有效降低共模电压的幅值, 但同时提高了产品体积和成本压力。调整主电路接地方式也是一种十分有效的方法^[5], 通过降低轴对地端共模电压差, 将共模电压控制在合理范围内。优化控制基于各种改进的PWM调制方案, 从共模电压产生的源头进行抑制, 可大大提高共模电压抑制方案的经济性。常用的方案包括等效零矢量脉宽调制、邻近矢量脉宽调制、调整载波序列等^[6-7], 但控制方式的改变容易影响系统性能, 合成矢量以及调整载波序列将增加开关动作次数, 引起开关频率和损耗的增加, 电流的谐波含量也会升高。基于以上讨论, 本

基金项目: 中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划项目(P2023J021)

通信作者: 张颖, 男, 硕士, 主要从事电力牵引传动控制方面的研究; E-mail: zhangying5@csrzc.com

引用格式: 张颖, 王晨帆, 陈科, 等. 基于载波移相控制的牵引传动系统共模电压抑制[J]. 机车电传动, 2025(3): 150-156.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.019.

Citation: ZHANG Ying, WANG Chenfan, CHEN Ke, et al. Common-mode voltage suppression for traction drive systems based on carrier phase shift control[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 150-156.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.019.

文提出一种基于动态载波移相的共模电压抑制方法, 通过微调多逆变器模块的载波频率实现错相控制, 达成共模电压的相位抵消, 在不改变原有控制调制的前提下实现对变流器综合共模电压较好的抑制。

1 共模电压的形成机理

轨道交通牵引传动系统主要采用两电平逆变器,

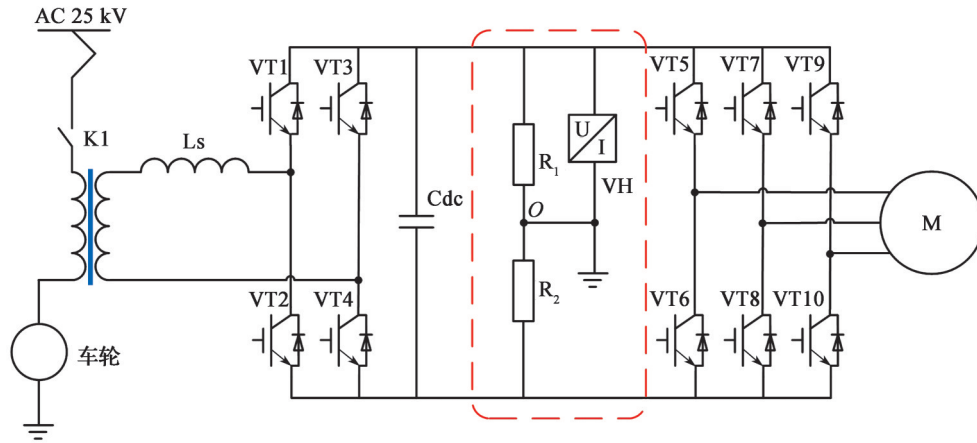


图1 牵引传动系统两电平主电路示意图

Fig. 1 Schematic diagram of two-level main circuit of the traction drive system

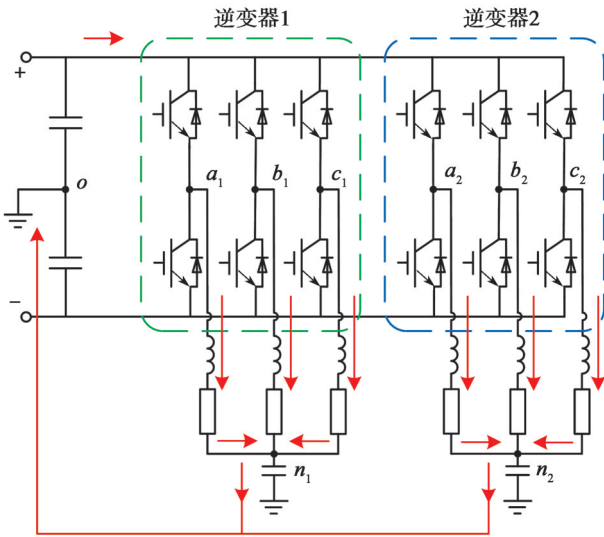


图2 牵引逆变器带电机负载共模电压等效通路模型

Fig. 2 Equivalent path model of common mode voltage of traction inverters with motor load

根据共模电压的定义, 电机绕组中性点 n_1 以及 n_2 对直流母线的中点 o 的电压为共模电压, 图2中的共模分量分别由 n_1 点和 n_2 点经电机中的杂散电容流入接地点, 直流母线上的 o 点接地, 因此以 o 点为参考接地点, 可得 n_1 与 n_2 两电机绕组中性点对地电压表达式为:

$$\begin{cases} V_{n_1 o} = \frac{1}{3} (V_{a_1 o_1} + V_{b_1 o_1} + V_{c_1 o_1}) \\ V_{n_2 o} = \frac{1}{3} (V_{a_2 o_2} + V_{b_2 o_2} + V_{c_2 o_2}) \end{cases} \quad (1)$$

其典型电路如图1所示。牵引网25 kV交流电经过前端变压器及整流环节后为牵引电机供电。图1中红色框内为跨接在直流母线上的直流母线中点电压采集环节, 其由2只串联检测电阻和电压传感器组成, 用于接地保护检测, 同时可间接观测共模电压。

为分析共模电压的产生机理, 构建共模电压等效通路模型。图2为大功率机车通用的两牵引逆变器共直流母线PWM电路等效模型。

式中: $V_{n_1 o}$ 与 $V_{n_2 o}$ 分别为电机绕组中性点 n_1 与 n_2 对接地点 o 之间的电压; $V_{xy}(x=a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2; y=o_1, o_2)$ 为逆变器输出端与电机中性点之间的电压。

共直流母线的两牵引电机中性点虽然是隔离的, 但在高频电压作用下会由于杂散参数的存在而形成电气连接。因此, 考虑多变流器共模电压之间的关联关系, 整个牵引变流器共模电压可近似表示为^[8]

$$V_{cm} = \frac{1}{6} (V_{a_1 o_1} + V_{b_1 o_1} + V_{c_1 o_1} + V_{a_2 o_2} + V_{b_2 o_2} + V_{c_2 o_2}) \quad (2)$$

由式(2)可知, 牵引变流器共模电压为两逆变模块6个支路的逆变器输出端对地电压累加和的均值, 逆变器采用通用的SVPWM调制, 各逆变模块支路在开关动作作用下, 逆变器输出端与中性点之间的电压关系为

$$V_{xy} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & G_x = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2} & G_x = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: G_x 为逆变器桥臂 $x(x=1, 2, 3)$ 的开关指令信号, 当 G_x 为1时, 桥臂上管开通、下管关断, 反之桥臂下管开通、上管关断。

根据逆变器各桥臂开关状态组合, 可构成8种不同的调制开关模式, 考虑逆变器1与逆变器2具有相同的调制脉冲情况, 则结合共模电压表达式(2), 牵引逆变器的共模电压如表1所示。从表1可以看出, 任意开关序列下共模电压都会存在, 当其为非零矢量时, 共模电压幅值为 $U_{dc}/6$; 当零矢量作用时, 共模电压幅值达

到最大值为 $U_{dc}/2$ 。因此，如何合理调配脉冲序列组合，减少零矢量的使用是消除共模电压的关键。

表1 电压矢量与对应的共模电压

Table 1 Voltage vector and corresponding common mode voltage

矢量	开关状态	共模电压
U_0	000	$-U_{dc}/2$
U_1	001	$-U_{dc}/6$
U_2	010	$-U_{dc}/6$
U_3	011	$U_{dc}/6$
U_4	100	$-U_{dc}/6$
U_5	101	$U_{dc}/6$
U_6	110	$U_{dc}/6$
U_7	111	$U_{dc}/2$

2 动态载波移相的方法及其实现

2.1 载波移相共模电压相位抵消机理

对于共直流母线的多逆变器电路结构，由式(2)可知，变流器共模电压由直挂的2个逆变器开关状态对应的电压序列组合所决定，因此可通过多个逆变器之间的电压矢量协同，尽可能地构建对消矢量，达成共模电压相消的目的。载波移相可在不改变原有控制的基础上实现共模电压的抑制，图3为2个并联逆变器180°载波移相PWM原理图，将逆变器2的载波以逆变器1为参考实现180°错相，移相后的交错脉冲序列对应的逆变器脉冲如图3所示。通过载波移相，由零矢量造成的幅值为 $U_{dc}/2$ 的共模分量相互抵消，在1个载波周期中只剩下2个幅值为 $U_{dc}/6$ 的窄脉冲，实现了共模电压幅值降低，且出现了零共模电压区域。

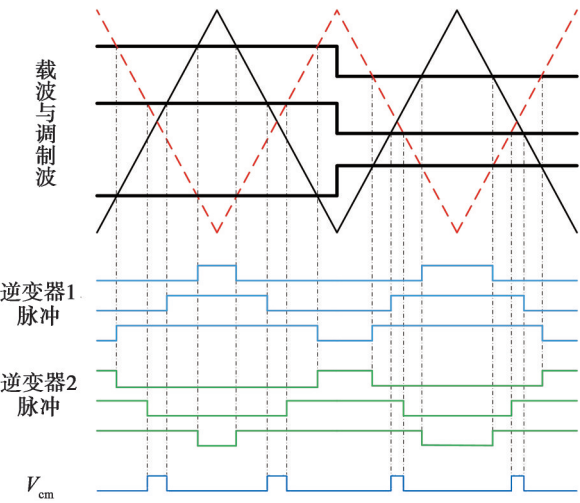


图3 并联逆变器移相PWM脉冲以及共模电压等效波形
Fig. 3 Phase shift PWM pulse and common mode voltage equivalent waveform of parallel inverters

2.2 动态载波移相的实现

多逆变器共直流母线牵引变流器时，各逆变器之间的控制单元相互独立，且无硬线同步信号，无法实现不同逆变器之间的载波错相控制。因此，本文提出一种基于半电压幅值波动状态的动态载波移相控制方法。在图1所示的系统两电平主电路中，接地检测环节的电压传感器可实时采集正母线与地之间的直流母线中点电压 U_{dc_half} ，受共模电压的干扰，所采集的直流母线中点电压为叠加共模电压分量后的值，呈现以中间电压值的一半为基值并随共模电压变化而上下波动，因此可以根据半电压波动幅值的变化来评估当前共模电压的大小状态，并作为载波移相调节的反馈量。

2.2.1 载波移相共模电压参考均值计算

由图3可知，载波移相180°后在1个载波周期内只剩下2个幅值为 $U_{dc}/6$ 的共模电压脉冲，其持续时间为2个有效矢量作用时间的差值，定义2个逆变器载波错相180°后的变流器综合共模电压均值为 V_{cm_avg} ，由于大功率牵引车辆属于大惯性系统，行车状态的变化相对缓慢，因此可考虑将多载波周期的共模电压均值作为衡量当前系统共模电压最佳错相的参考量，其值计算如下：

$$V_{cm_avg} = \left. \sum_{i=1}^n \frac{2\Delta t}{T_s} \frac{U_{dc}}{6} \right/ n \quad 1 \leq n \leq 20$$
$$n = \left[T_f / T_s \right]$$

(4)

式中： Δt 为载波周期内两有效矢量作用时间差值； T_s 为载波周期； T_f 为调制波周期； n 为载波比（取整数，这里限制其值小于20，可根据控制需要进行调整）。

2.2.2 动态载波移相控制

载波移相过程中两逆变器各自的共模电压波形如图4所示，由逆变器1与2共模电压波形可知，它们都呈现为近似正弦的阶梯波，当调制度较低时，共模电

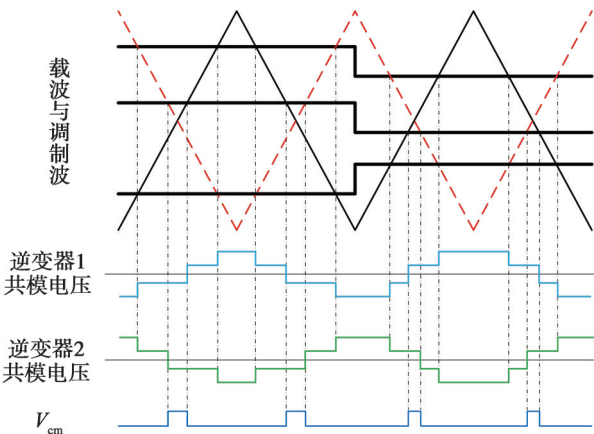


图4 并联逆变器移相共模电压以及等效综合共模电压波形
Fig. 4 Phase shift common mode voltage and equivalent comprehensive common mode voltage waveform of parallel inverters

压波形接近方波, 这更有利于实现载波错相调控, 因此选择在低调制工况下开始投入移相调控, 如逆变器启动阶段以及牵引待机工况等。因此逐步移动其中一个逆变器的载波相位, 两逆变器的等效综合共模电压也将对应变化, 且随着载波错相相位的增大而逐步接近错相 180° 时的最小共模电压状态。

基于上述逐步相位抵消的机理, 设定其中1个逆变器为载波移相调控对象, 另一逆变器维持不变, 以共模电压均值 V_{cm_avg} 为参考, 同步实时计算当前实际共模电压均值为

$$V_{cm}(k) = \frac{\int_0^{nT_s} (|U_{dc_half} - U_{dc}/2|) dt}{nT_s} \quad (5)$$

式中: nT_s 为共模电压均值计算周期; k 为当前计算周期的序列数。

根据实际共模电压均值在移相调控前后的变化状态以及同参考均值的偏差大小构建载波移相价值函数, 并根据价值函数的输出结果, 动态调整移相逆变器的载波周期, 从而实现2个逆变器载波之间的动态移相控制, 移相示意如图5所示。

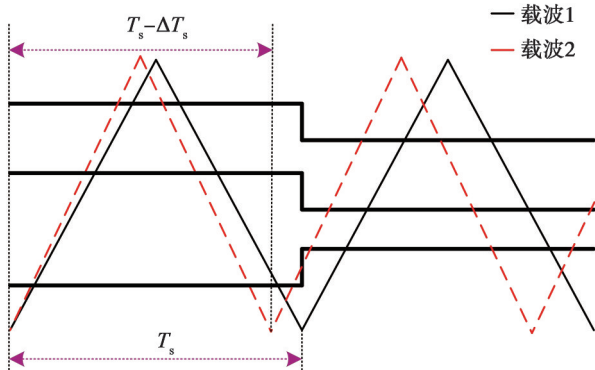


图5 并联逆变器动态载波移相示意

Fig. 5 Dynamic carrier phase shift of parallel inverters

令当前周期共模电压均值与参考共模电压均值的差值为 $V_{cm}(k) - V_{cm_avg}$, 将其用于判断当前的移相调控状态, 并定义如下判断表达式:

$$\Delta V_{cm} = \begin{cases} 1, & V_{cm}(k) - V_{cm_avg} > 0 \\ 0, & V_{cm}(k) - V_{cm_avg} \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

此外, 考虑将当前周期移相调控后的共模电压均值 $V_{cm}(k)$ 与上一移相调控周期的共模电压均值 $V_{cm}(k-1)$ 作比较, 根据共模电压均值变化趋势, 判定下一移相周期的调整方向设定, 并定义价值函数为

$$g = \text{sgn}(\Delta V_{cm}) \text{sgn}(V_{cm}(k-1) - V_{cm}(k)) \quad (7)$$

根据价值函数结果的正负, 定义移相规则如下:

① $g=1$ 时, 超前错相移动载波, 在共模电压均值计算周期内, 载波周期减小 ΔT_s ;

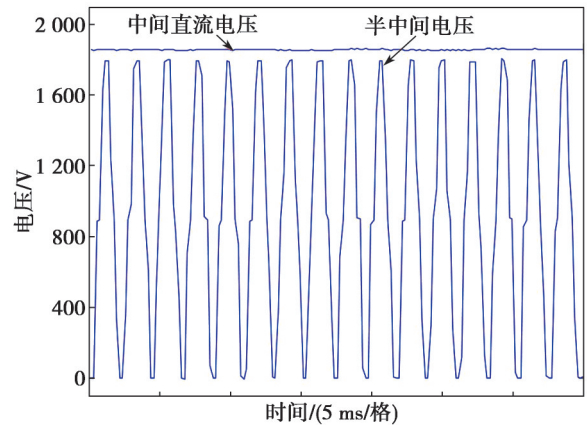
② $g=0$ 时, 恢复正常载波周期 T_s , 维持当前错相状态;

③ $g=-1$ 时, 滞后错相移动载波, 在共模电压均值计算周期内, 载波周期增加 ΔT_s 。

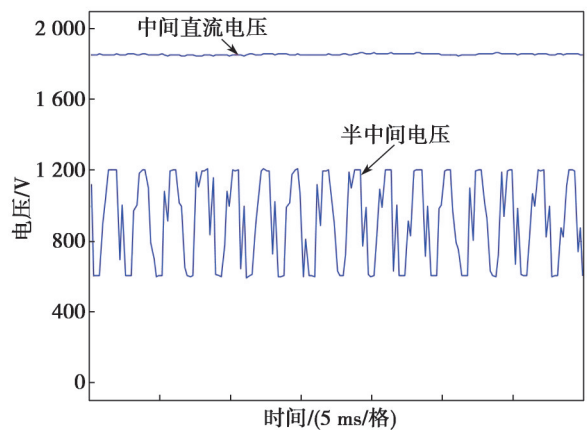
基于上述控制设定, 在逆变器同步启动工作后, 通过实时动态调整其中1个逆变器的载波周期, 从而实现2个逆变器载波的动态错相控制。

3 仿真与测试

为验证上述理论分析的正确性, 在半实物仿真模型中测试相关共模电压抑制算法。主电路结构为共直流母线的两套逆变器分别带电机负载, 调制控制采样使用SVPWM方案, 以逆变器1为主控载波移相对象, 以逆变器2为参考保持控制不变, 直流母线供电电压为1 850 V, 开关频率为500 Hz, 电机以100 r/min转速空载运行。图6为并联逆变器半实物仿真载波移相共模电压抑制前后效果波形图。图6(a)为牵引逆变器正常工作未施加载波移相控制时的直流母线中点电压波形, 因共模电压的影响, 半电压波动幅值接近900 V,



(a) 未移相共模电压波形



(b) 移相控制共模电压波形

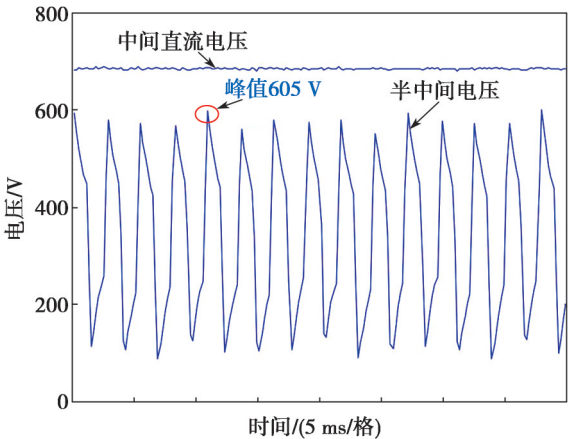
图6 并联逆变器半实物仿真载波移相共模电压抑制前后效果波形

Fig. 6 Waveforms before and after suppressing common mode voltage utilizing carrier phase shift in hardware-in-loop simulation of parallel inverters

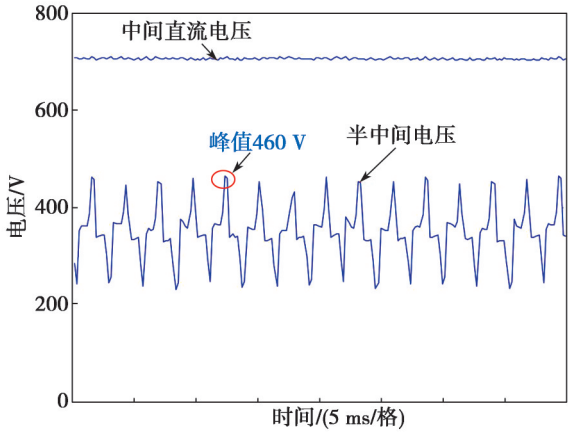
在 0~1 800 V 范围内大幅度波动，其最大值几乎接近全电压。图 6(b)为施加载波移相控制稳定后的共模电压，对比可知其波动幅值明显降低，波动峰值由 1 800 V 下降至 1 200 V，与中间电压半值最大偏差 275 V，满足理论最大波动幅值不超过 $U_{dc}/6$ 的要求。

基于某型机车测验在不同供电电压等级下的共模电压抑制效果，分别测试了直流母线供电电压分别为 700 V、1 300 V 以及 1 700 V 的工况，采用与仿真相同的测试和控制条件，实车测试数据波形分别如图 7~图 9 所示。3 种供电电压条件下，未加入抑制措施前的直流母线中点电压均呈现大幅度波动状态，如图 7(a)、图 8(a)、图 9(a)所示，其峰值分别为 605 V、1 082 V 以及 1 526 V，接近母线电压，因实车加装有滤波电容，所以与仿真测试数据相比，半电压的波动范围相对于全电压有一定减小，但波动幅值依然很大，高频的脉冲电压具有较大的 dv/dt ，容易引起轴电流和 EMC 问题。图 7(b)、图 8(b)、图 9(b)分别为采取载波移相抑制措施后的直流母线中点电压波形，因共模电压作用引

起的电压波动显著下降，各工况下半电压峰值分别降至 460 V、855 V 以及 1 166 V，波动峰值在 $U_{dc}/6$ 附近，且部分区域出现了接近零共模电压状态，可大幅削弱高频共模脉冲电压对设备的冲击，降低 EMC 电磁干扰。



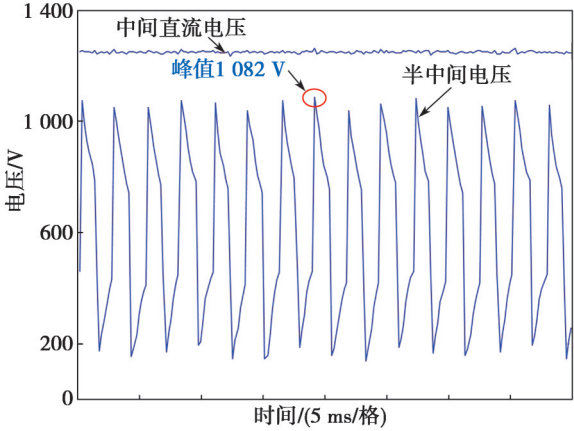
(a) 未移相共模电压波形



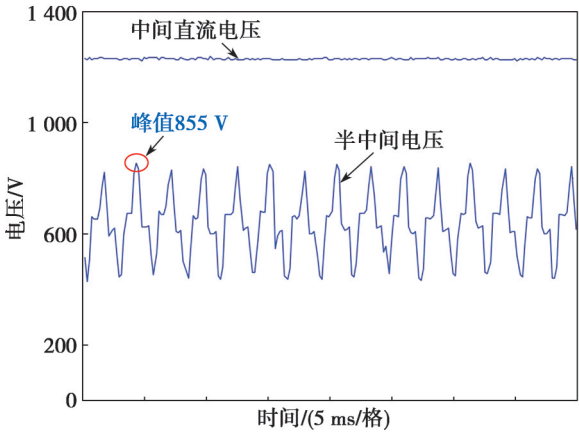
(b) 移相控制共模电压波形

图 7 母线电压 700 V 供电实车载波移相测试共模电压抑制前后效果波形

Fig. 7 Waveforms before and after suppressing common mode voltage in carrier phase shift test on real vehicle powered by a 700 V bus voltage



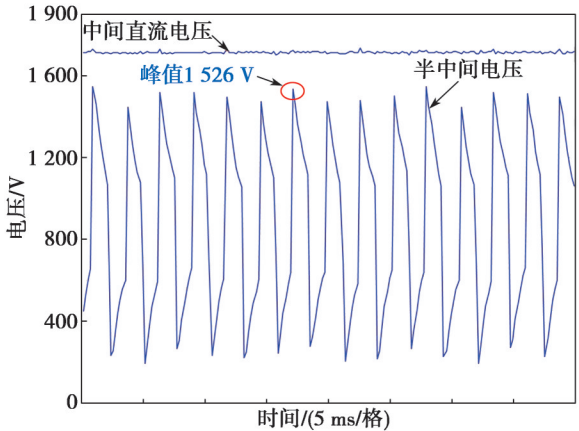
(a) 未移相前共模电压波形



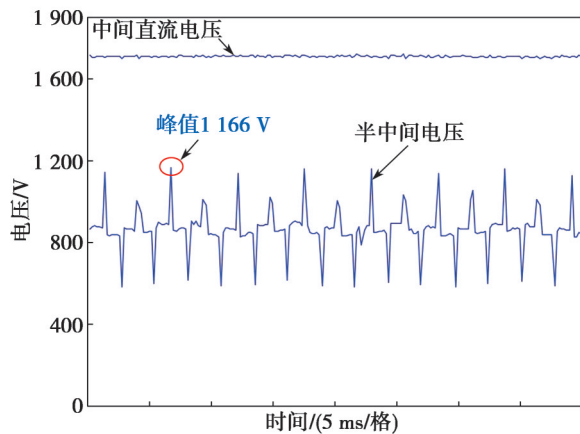
(b) 移相控制共模电压波形

图 8 母线电压 1 300 V 供电实车载波移相测试共模电压抑制前后效果波形

Fig. 8 Waveforms before and after suppressing common mode voltage in carrier phase shift test on real vehicle powered by a 1 300 V bus voltage



(a) 未移相前共模电压波形



(b) 移相控制共模电压波形

图9 母线电压1700V供电实车载波移相测试共模电压抑制前后效果波形

Fig. 9 Waveforms before and after suppressing common mode voltage in carrier phase shift test on real vehicle powered by a 1700 V voltage

4 结束语

针对牵引传动系统运行时所产生的共模电压问题, 动态载波移相控制策略用于抑制牵引传动系统共模电压。相比传统的抑制方案, 无须增加硬件且不影响原调制方案, 适用性更广。该方法以直流环节半电压的波动幅值为参考, 建立了载波移相调控方案, 通过多载波错相后共模电压相消的方式, 实现了对整车共模电压的幅值削弱和抑制。通过仿真以及实车测试对载波移相方案进行了验证, 结果表明施加该策略后, 牵引系统综合共模电压幅值得到了大幅度降低, 可有效削弱共模电压带来的不利影响, 结果与理论分析一致。该方案无新增硬件成本, 且兼容现有 SVPWM 调制, 可推广应用至多逆变器轨道交通场景。

参考文献:

[1] 李尧, 邱麟, 支永健, 等. 轨道交通牵引电机轴承电压和轴承电流的综述(英文)[J]. Journal of Zhejiang university-science A (applied physics & engineering), 2023, 24(3): 226-243.
LI Yao, QIU Lin, ZHI Yongjian, et al. A review of bearing

voltage and bearing current of rail transit traction motor (English)[J]. Journal of Zhejiang university-science a (applied physics & engineering), 2023, 24(3): 226-243.

[2] 王文昊. 基于电气耦合的地铁轴承电蚀问题研究及抑制技术[D]. 成都: 西南交通大学, 2021.
WANG Wenhao. Research and suppression technology of metro bearing erosion based on electrical coupling[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2021.

[3] 姜艳姝, 刘宇, 徐殿国, 等. PWM变频器输出共模电压及其抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 47-53.
JIANG Yanshu, LIU Yu, XU Dianguo, et al. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 47-53.

[4] 杨二乐. 牵引电机高频轴电流建模及抑制方法研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
YANG Erle. Research on high-frequency axis current modeling and suppression methods of traction motors[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021.

[5] 倪大成, 应婷, 张宇. 机车牵引主电路接地检测回路共模电压研究[J]. 机车电传动, 2016(5): 63-67.
NI Dacheng, YING Ting, ZHANG Yu. Grounding detection circuit common-mode voltage of electric locomotive traction main circuit[J]. Electric drive for locomotives, 2016(5): 63-67.

[6] 田冠枝, 苑利维, 黄玉平, 等. 永磁同步电机共模电压抑制算法的研究与实现[J]. 微电机, 2021, 54(12): 66-70.
TIAN Guanzhi, YUAN Liwei, HUANG Yuping, et al. Design and implementation of common mode voltage suppression algorithm of permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2021, 54(12): 66-70.

[7] 郭玉敬, 张峻槐, 王帅, 等. 一种模型预测控制PMSM系统共模电压抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 56-65.
GUO Yujing, ZHANG Junhuai, WANG Shuai, et al. Common-mode voltage suppression strategy of PMSM system using model predictive control[J]. Electric machines and control, 2024, 28(3): 56-65.

[8] JIANG Dong, SHEN Zewei, WANG Fei. Common-mode voltage reduction for paralleled inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2018, 33(5): 3961-3974.

Common-mode voltage suppression for traction drive systems
based on carrier phase shift control

ZHANG Ying¹, WANG Chenfan², CHEN Ke¹, HU Xian¹, HOU Zhaowen¹, WANG Wentao¹

(1. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;
2. Hangzhou Metro Group Co., Ltd., Hangzhou, Zhejiang 310020, China)

Abstract: To suppress the common mode voltage generated by the traction system due to inverter pulse-width modulation (PWM) and to reduce electrical corrosion of the bearings and electromagnetic compatibility (EMC) interference, this paper proposes a strategy for suppressing common mode voltage based on dynamic carrier phase shift. In situations where multiple inverters share a common DC bus without a synchronization line in the train, the dynamic mean of the neutral-point voltage is used as the real-time adjustment reference. By adjusting the PWM carrier period, the dynamic phase shift control of the inverters is achieved, resulting in phase cancellation of the common mode voltage on the DC side of the traction system. This significantly mitigates the common mode voltage and its adverse effects. Hardware-in-loop simulation and high-power locomotive tests demonstrate that this strategy reduces peak common mode voltage by 36%, ensuring that the fluctuation amplitude meets the theoretical limits without requiring additional hardware. It remains compatible with existing modulation solutions.

Keywords: common mode voltage; dynamic carrier phase shift; neutral-point voltage of DC bus; phase cancellation; traction drive system; EMC suppression; simulation