



基于前馈间接定子量控制的牵引系统干扰电流抑制策略

胡 仙, 陈 科, 袁科亮, 王文韬, 陈启会
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 轨道车辆运行过程中产生的干扰电流会对铁路沿线的轨道信号系统、通信设备造成干扰, 严重时可能影响列车安全运营。为解决该问题, 文章从中间直流侧能量波动出发, 提出了一种基于前馈间接定子量控制的轨道干扰电流抑制策略, 该策略针对中间直流侧噪声成分的波动进行快速转矩补偿调节, 进而有效抑制了干扰电流, 确保了干扰电流谐波不超过标准限值, 满足了信号系统及轨旁设备复杂多样的要求。

关键词: 轨道车辆; 牵引变流器; 信号系统; 干扰电流; 前馈间接定子量控制; 快速转矩响应

中图分类号: U231; U264.3⁺7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2025)03-0133-07

0 引言

轨道车辆在运行过程中, 车辆与牵引供电网间的能量交互会产生大量电流谐波, 特定频次的电流谐波流经轨道沿线信号系统和通信设备的正常电路, 对轨旁设备信号发射与接收造成干扰^[1]。轨道车辆运行时产生的干扰电流会经由牵引供电系统传导到其他关联设备及用户端, 严重时可能危及车网运行稳定性^[2]。各国关于轨道干扰电流的标准不一致, 在产品设计初期通过硬件方案很难满足所有标准要求。因此, 针对轨道车辆干扰电流抑制的研究具有重要意义。

轨道车辆干扰电流主要有2个来源, 一个是电气牵引系统中牵引逆变器的脉宽调制模式, 另一个是车网系统回路中集总储能元件和分布性杂散参数共同作用引起的谐振, 其中, 牵引逆变器是较为重要的干扰源。牵引逆变器是将直流电压转换为交流电压的装置, 其工作频率通常在2 Hz~2 kHz, 产生的干扰电流主要分布在2 Hz~20 kHz。此外, 轨道车辆干扰电流的幅值还与牵引系统的工况、控制策略密切相关^[3-4]。

文献[5]从电机等效电路出发, 分析电机侧漏感、互感、转子电阻与定子电阻的能量特性, 推导出与一

倍次定子频率、二倍次定子频率相关的转矩补偿量, 采用快速转矩控制方式抑制与定子频率相关的一倍次、二倍次干扰电流谐波, 抑制效果明显, 但具体使用的控制策略(快速转矩控制)没有展开说明, 且该方法只对定子频率相关的一倍次、二倍次谐波电流有抑制作用, 对其他频段的谐波电流抑制效果有限。文献[6]针对电机直流侧电流在特定频段谐波突出的问题, 采用SHEPWM(特定谐波消除调制)技术抑制原有幅值较大的谐波分量, 但此方法需严格选取待消除的谐波次数, 而随着电机运行频率的变化, 需要消除的谐波次数也随之变化, 因此为保证直流侧电流谐波在特定的频段不超标, 需要针对每个频率运行点单独计算, 如果多频段超标, 则计算量将过于庞大。文献[7]分析了传统无源滤波器因其二阶系统特征, 阻尼系数低, 容易引发振荡的问题, 同时指出供电线路的等效阻抗受变流器负载及机车与变电站距离的影响, 传统无源滤波器难以完全适应这种动态阻抗特性, 基于此提出在直流侧增设有源滤波器, 可以完全或部分消除电机直流侧的电流谐波, 这种方法具有良好的通用性和宽频抑制性, 但需要额外增加硬件设备。

综上所述, 轨道车辆干扰电流的抑制是一个较为复杂的问题, 虽然能快速捕捉到相关谐波, 但现有的

基金项目: 湖南省科技创新计划资助项目(2024RC3269)

作者简介: 胡 仙, 高级工程师, 主要从事大功率交流传动系统的研发工作; E-mail: huxianl@csrzc.com

引用格式: 胡仙, 陈科, 袁科亮, 等. 基于前馈间接定子量控制的牵引系统干扰电流抑制策略[J]. 机车电传动, 2025(3): 133-139.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.017.

Citation: HU Xian, CHEN Ke, YUAN Keliang, et al. Interference current suppression strategy for traction systems based on feedforward indirect stator quantities control[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 133-139.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.017.

控制策略无法采用有效措施快速抑制, 因此本文提出一种基于前馈间接定子量控制的轨道干扰电流抑制策略。首先针对轨道车辆牵引变流器工作原理进行简要介绍, 并建立前馈间接定子量控制的数学模型; 然后通过对中间直流侧与交流侧能量波动理论的分析, 推导抑制中间直流侧电压波动的精确的前馈抑制量; 最后通过仿真和试验验证基于前馈间接定子量控制的轨道干扰电流抑制方法的效果。

1 轨道干扰电流抑制策略

1.1 轨道干扰电流产生原理

目前, 地铁牵引系统的直流供电制式主要有两种: 一种是 DC 750 V 供电制式, 允许电压波动范围为 DC 500~900 V, 通过第三轨 (安装于轨道旁的导电轨) 为列车提供直流电能; 另一种是 DC 1 500 V 供电制式, 允许电压波动范围为 DC 1 000~1 800 V, 通过架空接触网为列车提供直流电能。地铁列车常用牵引电机的额定功率典型值约为 200 kW。典型的地铁列车主电路拓扑结构如图 1 所示。牵引变流器从受电弓获取电能, 经直流侧 LC 滤波器滤波后, 通过 IGBT 逆变单元驱动异步电动机运行 (采用架控模式控制两台异步电机, 即一个逆变模块统一控制同一转向架上的两台并联电机) [8-9]。

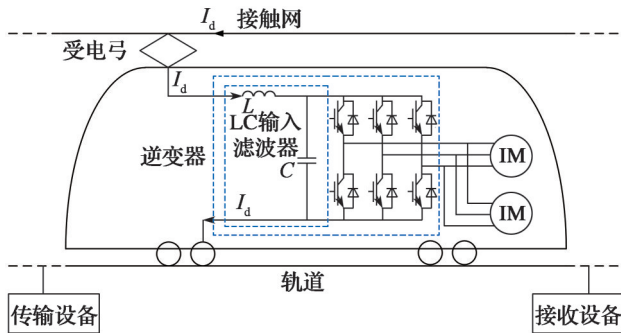


图 1 地铁牵引系统及回路示意图

Fig. 1 Diagram of metro traction system and return circuit

直流侧电流 I_d 通过接触网回流到轨道, 在理想情况下, 两条钢轨上牵引回流大小相等。在实际应用中, 受多种因素影响 (主要包括牵引回路自身阻抗不平衡以及邻近牵引回路中牵引电流产生的磁场耦合作用), 牵引回流在两条钢轨中的分布往往并不均匀, 即出现牵引电流不平衡现象 (见图 2)。两条钢轨中回流电流

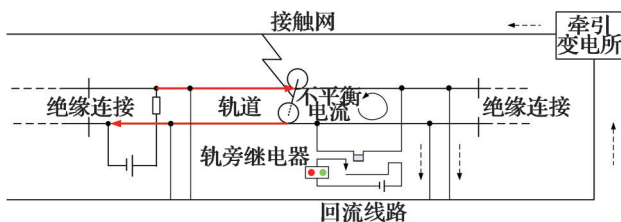


图 2 轨道干扰电流干扰原理

Fig. 2 Schematic diagram of track interference current

的差值称为不平衡牵引电流。若钢轨上存在不平衡牵引电流, 该电流可能会流入轨道电路。由于此类电流在轨道信号频段内包含丰富的谐波成分, 被轨道信号接收设备解调后可能会影响低频调制信号的识别, 从而引起轨道电路误动作, 最终影响列车运行安全。

1.2 直流侧干扰电流抑制策略

地铁列车直流接触网通常采用 24 脉波不控整流方式供电, 整个列车牵引系统包含牵引变流器、辅助变流器等设备, 而这些设备含有 IGBT 等非线性开关器件, 器件的导通和关断会产生极高的电流变化率 (di/dt) 和极高的电压变化率 (dv/dt), 不仅会引起电磁干扰 [10], 而且会产生谐波污染, 使得直流侧出现频谱分量, 进而影响轨道电流。因此, 本文从中间直流侧能量稳定的角度出发, 提出一种抑制轨道干扰电流的控制策略。

中间直流侧在电容 C 上的能量可表示为

$$W_c = \frac{1}{2} C U_{dc}^2 \quad (1)$$

式中: W_c 为中间支撑电容上的能量; C 为中间支撑电容的电容值; U_{dc} 为中间直流电压。

中间直流电压 U_{dc} 包含了电压稳定量和波动量, 具体为

$$U_{dc} = U_{dc_st} + \Delta U_{dc} \quad (2)$$

式中: U_{dc_st} 为通过一阶低通滤波器得到的电压稳定量; ΔU_{dc} 为通过低通滤波器与高通滤波器串联提取的电压波动量。

中间直流侧电压波动量与稳态量的提取示意图如图 3 所示。

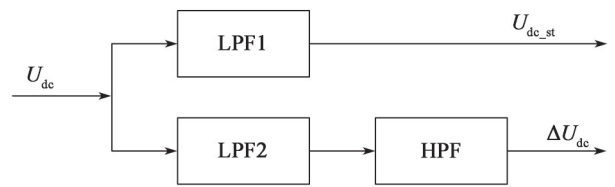


图 3 中间直流侧电压滤波示意图

Fig. 3 Diagram of DC-link voltage filtering

通过一阶低通滤波器 LPF1 提取中间电压的稳态量如下:

$$U_{dc_st} = \frac{1}{\tau_{L1}s + 1} U_{dc} \quad (3)$$

式中: τ_{L1} 为低通滤波器 LPF1 的截止频率。

通过低通滤波 LPF2 串联高通滤波器 HPF 提取中间电压波动量如下:

$$\Delta U_{dc} = \frac{1}{\tau_{L2}s + 1} \frac{\tau_H s}{\tau_H s + 1} U_{dc} \quad (4)$$

式中: τ_{L2} 为低通滤波器 LPF2 的截止频率; τ_H 为高通滤波器 HPF 的截止频率。

根据式(1), 中间支撑电容上的能量波动量 ΔW_c 为

$$\Delta W_c = \frac{1}{2} C (U_{dc}^2 - U_{dc_st}^2) \quad (5)$$

$\Delta W_c > 0$ 代表中间侧能量增加, 反之代表中间侧能量减小; 当中间侧能量波动时, 为了维持稳定的能量, 需在电机侧进行调节, 电机侧能量表达式为

$$P_m = \omega_n T_e^* \quad (6)$$

式中: P_m 为电机侧功率; ω_n 为电机电气角速度; T_e^* 为电机指令转矩。

在一个开关周期 T_p 内, 电机侧的能量可表示为

$$P_m T_p = \omega_n T_e^* T_p \quad (7)$$

在直流侧与交流侧, 根据能量的传递过程, 其等价关系为

$$\Delta W_c = \frac{1}{2} C (U_{dc}^2 - U_{dc_st}^2) = \Delta P_m T_p = \Delta (\omega_n T_e^*) T_p \approx \Delta (T_e^*) \omega_n T_p \quad (8)$$

通过补偿电机端的转矩进行中间直流侧的稳定控制, 由式(8)可得

$$\Delta (T_e^*) = \frac{\frac{1}{2} C (U_{dc}^2 - U_{dc_st}^2)}{\omega_n T_p} \quad (9)$$

当直流侧中间电压向上波动时, 通过增加电机侧的给定转矩来增加能量消耗; 当直流侧中间电压向下

波动时, 通过减小电机侧的给定转矩来减小能量消耗, 进而抑制直流侧的中间电压波动。这个补偿的转矩能否快速执行响应, 也将影响整个抑制效果, 因此本文提出直接前馈型的间接定子量控制去实施此策略。

2 前馈间接定子量控制原理

为了解决传统直接转矩控制 (direct self control, DSC) 在低速区受定子电阻压降影响比较大, 单一的非零矢量无法保证磁链为六边形, 且开关频率低而不固定容易引起电机大转矩脉动等问题, 上世纪90年代, 德国鲁尔大学EAEE研究室提出了DSC的改进型——间接定子量控制 (indirect stator-quantity control, ISC) [10-11] 方法。ISC控制将定子磁链增量和相位增量转化为电压的变化, 结合空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 技术, 不但可以使定子磁链沿圆形轨迹运行, 而且可以对转矩进行稳态和动态调节, 具有很好的稳态和动态性能。

2.1 传统PI型间接定子量控制原理

ISC控制原理框图如图4所示。

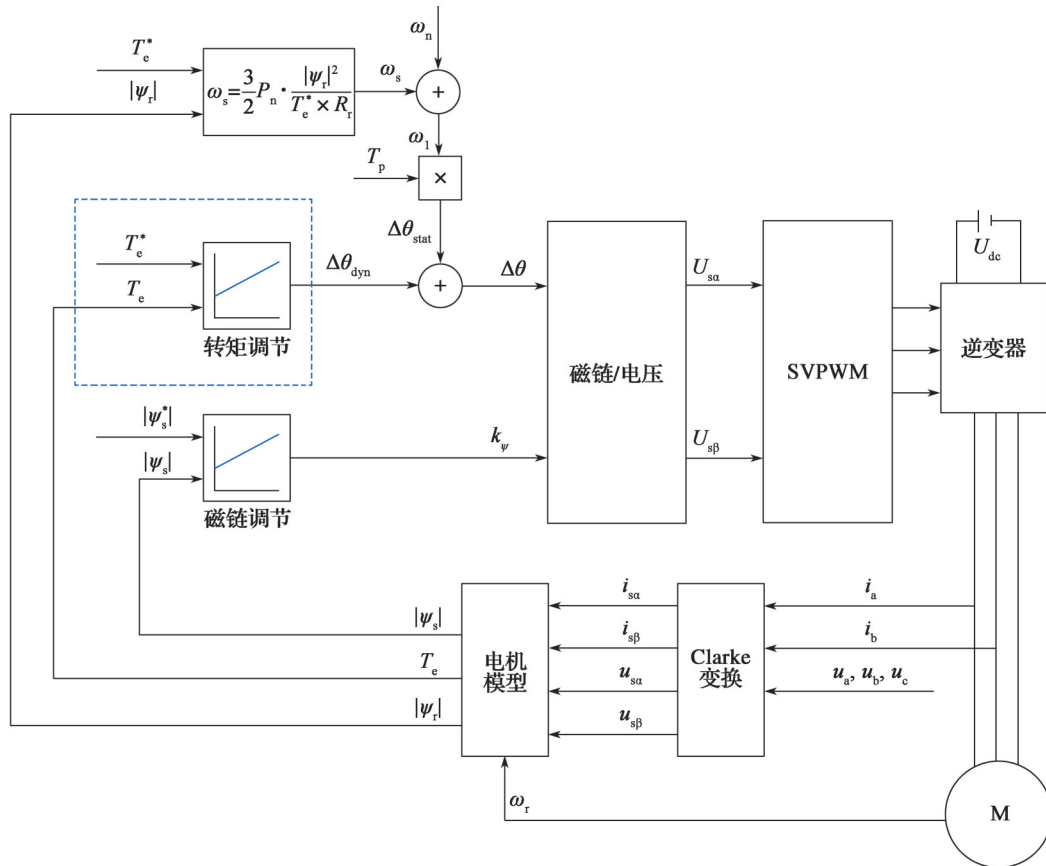


图4 ISC原理框图

Fig. 4 Schematic diagram of ISC control

由图4可知, 首先通过对电机电流进行采样得到 i_a 和 i_b , 同时考虑逆变模型误差并结合高精度电压重构技术得到重构电压 u_a 、 u_b 和 u_c ; 然后通过Clarke变换得到

i_{sa} 、 i_{sb} 、 u_{sa} 、 $u_{sβ}$; 再通过全阶磁链观测器电机模型得到 $|\psi_s|$ 、 $|\psi_r|$ 、 T_e ; 稳态增量角 $\Delta\theta_{stat}$ 可由以下公式计算得到:

$$\Delta\theta_{\text{stat}} = \omega_1 \times T_p = (\omega_n + \omega_s) \times T_p = \left(\omega_n + \frac{\frac{3}{2} P_n \times |\psi_r|^2}{T_e^* \times R_r} \right) \times T_p \quad (10)$$

式中: ψ_r 为转子磁链; T_e^* 为给定转矩; R_r 为异步电机 Γ 型等效电路中转子电阻; ω_n 为电机反馈转速; T_p 为开关周期; P_n 为电机极对数。

将给定转矩 T_e^* 与反馈转矩 T_e 通过 PI 调节器调节后得到输出动态增量角 $\Delta\theta_{\text{dyn}}$ 为

$$\Delta\theta_{\text{dyn}} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (T_e^* - T_e) \quad (11)$$

定子磁链在一个开关周期的角度增量 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{\text{stat}} + \Delta\theta_{\text{dyn}} \quad (12)$$

最后再根据式(13)所表示的磁链电压的转化关系, 得到所需的经 SVPWM 调制的 U_{sa} 和 U_{sb} 分量, 进而控制磁场绕着圆形磁链轨迹运行。

$$U_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (13)$$

式中: R_s 为异步电机 Γ 型等效电路中转子电阻; i_s 为定子电流; U_s 为定子侧电压; $\frac{d\psi_s}{dt}$ 为磁链变化量。

2.2 改进前馈型间接定子量控制原理

传统 ISC 控制的转矩调节采用的是 PI 控制, 带有积分惯性环节, 会影响转矩调节的响应速度。本文提出改进型 ISC 控制, 去掉了传统 PI 控制中的积分环节, 根据一个开关周期定子磁链夹角与转矩的关系, 推导出定子磁链动态相位角增量理论公式, 转矩调节的响应速度可以极大提升。

定子一个开关周期内的磁链矢量运行图如图 5 所示。

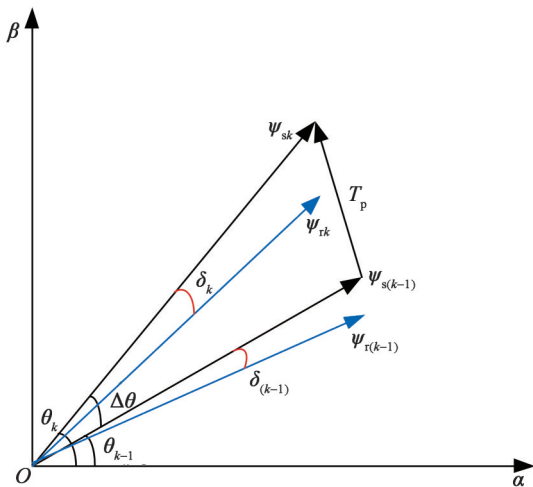


图5 定子磁链增量图

Fig. 5 Increment graph of stator flux and rotor flux

由图 5 可知, 转矩在定子磁链和转子磁链下的计算公式可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \frac{1}{L_\sigma} |\psi_s| |\psi_r| \sin \delta \quad (14)$$

式中: δ 为定子磁链夹角; L_σ 为异步电机 Γ 型等效漏感。

由于定子磁链夹角较小, 转子磁链可由下式近似得出:

$$|\psi_r| = |\psi_s| \cos \delta \quad (15)$$

式(15)可转化为

$$T_e = \frac{3}{4} P_n \frac{1}{L_\sigma} |\psi_s|^2 \sin(2\delta) \quad (16)$$

当 $\sin(2\delta) = 1$ 时, 可获得系统的最大颠覆转矩 (即电机在此磁链条件下的最大转矩输出能力) 为

$$T_b = \frac{3}{4} P_n \frac{1}{L_\sigma} |\psi_s|^2 \quad (17)$$

根据式(16), 可以计算出定子、转子磁链的夹角为

$$\delta = \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{T_e}{T_b} \right) \quad (18)$$

一个开关周期 T_p 内, 转矩调节的动态角的增量可表示为

$$\Delta\theta_{\text{dyn}} = \delta_k - \delta_{(k-1)} = \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{T_e^*}{T_b} \right) - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{T_e}{T_b} \right) \quad (19)$$

连续 4 个开关周期内, 计算转矩与给定转矩的波动示意图如图 6 所示。在 SVPWM 调制策略中, 当有效矢量作用时, 计算转矩 T_e 上升; 当零矢量作用时, 计算转矩 T_e 下降; 计算转矩的均值为给定转矩 T_e^* , 如果每次都在开关周期的起点进行采样, 那么采样的转矩 T_{e_sample} 等于给定转矩 T_e^* 。前馈型 ISC 控制很重要的一点在于, 在对模型转矩中点采样时, 如果能确保采样准确, 则无须通过传统 ISC 所使用的积分环节来保证反馈转矩对给定转矩的无偏差跟踪。

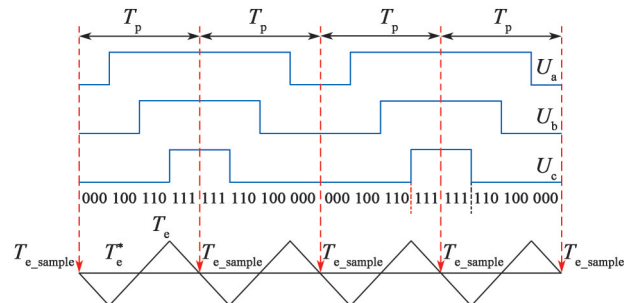


图6 连续4个开关周期模型转矩采样与给定转矩示意图

Fig. 6 Schematic diagram of sample torque and reference torque for four consecutive switching cycles

3 基于前馈间接定子量控制的仿真研究

为了验证上述间接定子量的控制效果, 基于某型号的地铁电机搭建了 MATLAB 纯数字仿真模型, 具体参数设置如下: 功率 $P = 190 \text{ kW}$, 极对数 $P_n = 2$, 基波频率 $f_0 = 61 \text{ Hz}$, 定子电阻 $R_s = 0.1052 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 0.050714 \Omega$, 定子漏磁 $L_{\sigma s} = 1.1057 \text{ mH}$, 转子漏磁 $L_{\sigma r} = 1.2189 \text{ mH}$, 电机互感 $L_m = 32.5218 \text{ mH}$, 死区时

间 $t_{\text{dead}}=12\ \mu\text{s}$, 开关频率 $f_c=462\ \text{Hz}$ 。

传统PI型间接定子量控制与前馈型间接定子量控制的仿真对比如图7~图10所示。

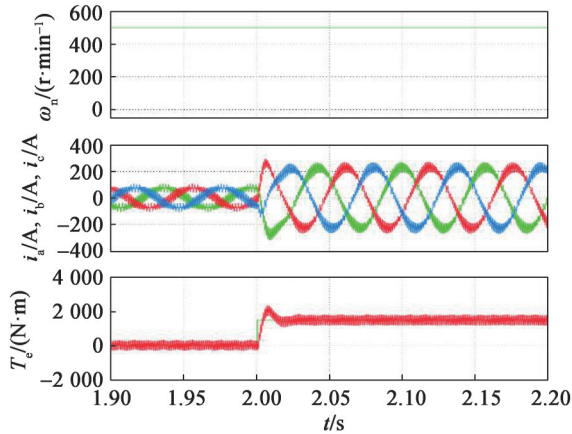


图7 传统ISC控制的转矩阶跃响应结果

Fig. 7 Simulation result of traditional ISC's torque step response

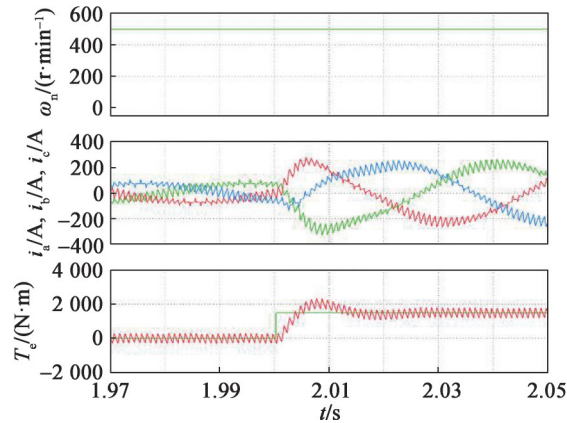


图8 传统ISC控制的转矩阶跃响应(局部放大)

Fig. 8 Simulation result of traditional ISC's torque step response (zoomed out)

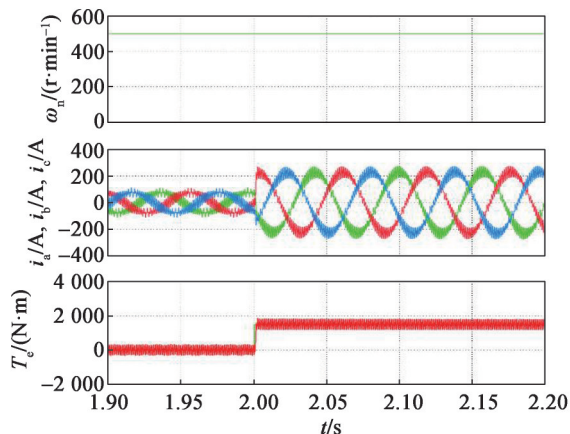


图9 前馈ISC控制的转矩阶跃响应结果

Fig. 9 Simulation result of feedforward ISC's torque step response

从仿真结果可以看到, 采用前馈ISC的控制策略时, 转矩从0 N·m增大到额定值1482 N·m的过程中, 转矩响应迅速且无超调, 响应时间为2 ms左右; 而传统的ISC由于存在PI环节, 转矩响应存在超调, 且响

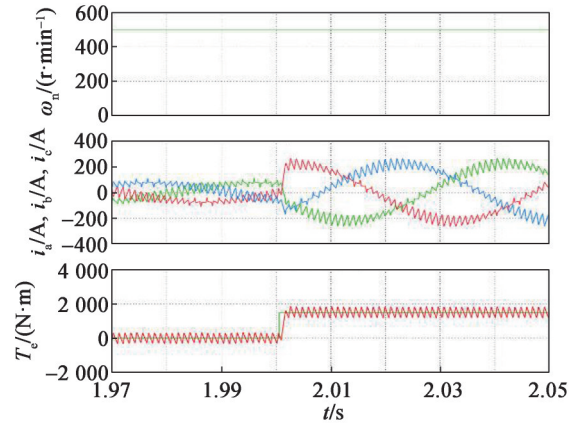


图10 前馈ISC控制的转矩阶跃响应结果(局部放大)

Fig. 10 Simulation result of feedforward ISC's torque step response (zoomed out)

应时间达到了20 ms左右, 因此前馈ISC在转矩调节快速响应方面较传统ISC具有优势。

4 基于前馈间接定子量控制的轨道干扰电流抑制研究

为验证上述方案的有效性, 在地面对拖试验系统中进行了试验。电机参数与仿真参数一致, 牵引系统采用架控模式, 通过陪试系统对拖两台异步电机, 对比验证前馈型ISC控制与传统PI型ISC控制对阶跃转矩的响应和对中间直流电流50 Hz谐波段的影响。

4.1 转矩阶跃响应试验

在陪试系统控制被试电机以500 r/min运行时, 被试电机通过阶跃方式给定满手柄指令, 系统响应情况如图11~图14所示。从这些波形图可以看到, 传统PI型ISC控制的转矩响应存在滞后和超调, 而前馈ISC控制的转矩响应能快速跟踪并稳定, 有效验证了所提方案中转矩快速响应的特性。

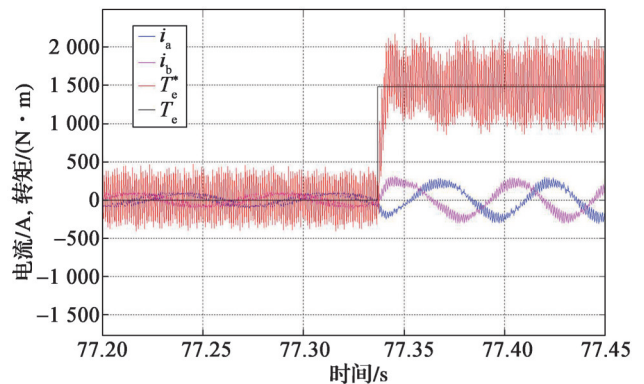


图11 传统PI型ISC控制对阶跃转矩的响应

Fig. 11 Experiment result of traditional ISC's torque step response

4.2 干扰电流抑制试验

为验证本文所提方法对直流侧电流谐波的抑制效果, 在试验中模拟某地铁牵引电机带载加速到稳定运

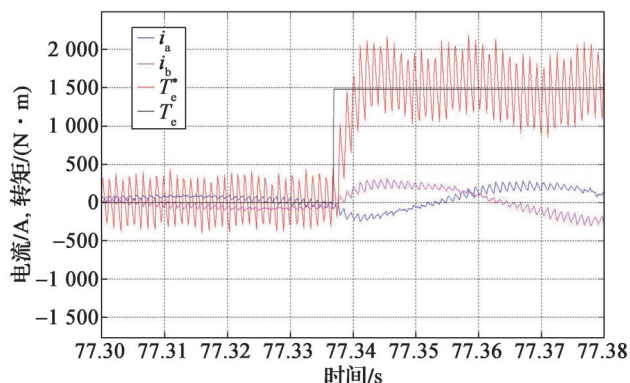


图 12 传统PI型ISC控制对阶跃转矩的响应(局部放大)

Fig. 12 Experiment result of traditional ISC's torque step response (zoomed out)

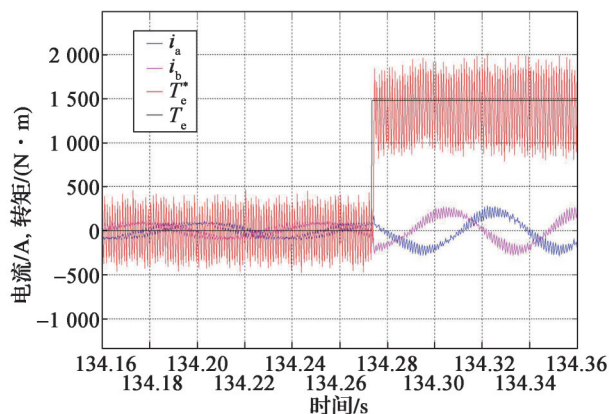


图 13 前馈ISC控制对阶跃转矩的响应

Fig. 13 Experiment result of feedforward ISC's torque step response

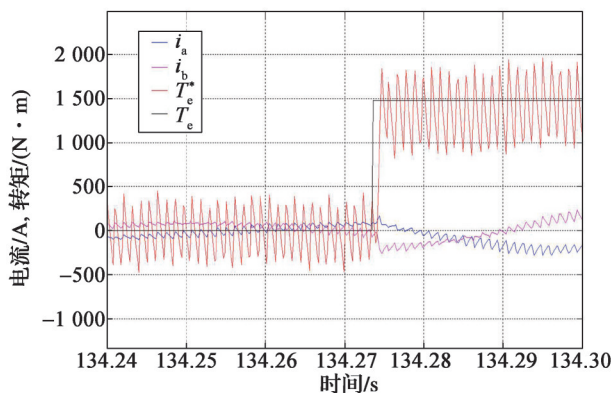


图 14 前馈ISC控制对阶跃转矩的响应(局部放大)

Fig. 14 Experiment result of feedforward ISC's torque step response (zoomed out)

行再降速的过程,即陪试系统拖动被试电机稳定运行至 200 r/min,被试电机加载直至额定工况,再由陪试系统拖动至以 800 r/min 转速运行,之后再降速至 200 r/min,采集中间直流电流,然后对中间直流电流的 50 Hz 频段谐波进行对比分析,具体如图 15 和图 16 所示。

结合图 15 和图 16 对某地铁牵引电机在 50 Hz 频段、0.72 A 谐波电流限制标准下的 ISC 控制策略进行分析可知,采用传统 ISC 控制策略的电机在 800 r/min 时谐波存在较大的幅值,并超过了限值标准;而前馈 ISC 控制策略对中间直流侧的谐波具有良好的抑制作用,确保

了中间直流电流在 50 Hz 频段的谐波幅值基本处于限值以下。

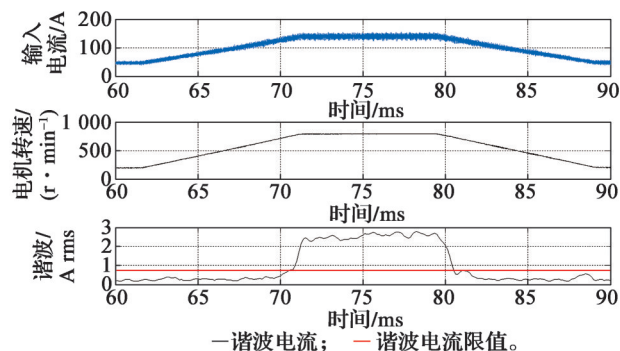


图 15 传统ISC控制策略 50 Hz 谐波情况

Fig. 15 Traditional ISC strategy: 50 Hz harmonic behavior

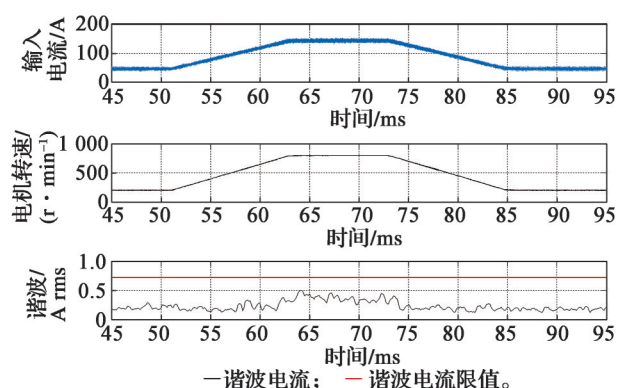


图 16 前馈ISC控制策略 50 Hz 谐波情况

Fig. 16 Feedforward ISC strategy: 50 Hz harmonic behavior

5 结束语

本文针对目前轨道车辆运行时对信号系统及轨旁设备产生的干扰电流问题,提出了一种基于前馈间接定子量控制的轨道干扰电流抑制优化方法,建立了基于前馈间接定子量控制的数学模型,通过对中间直流侧与交流侧能量波动的理论分析,推导出抑制中间侧直流波动的精确的前馈抑制量,通过仿真和试验验证了所提出的策略的有效性,实现了对轨道车辆产生的干扰电流的有效抑制。

本文所提方法的优势在于能通过快速调控算法,实现对轨道车辆产生的干扰电流的精准抑制,在提高行车安全以及行车效率方面具有极大的推广价值,提高了产品的技术先进性以及竞争力。

参考文献:

- [1] OGUNSOLA A, MARISCOTTI A. Electromagnetic compatibility in railways: analysis and management[M]. Berlin: Springer, 2013.
- [2] SZELAG A, PATOKA M. Issues of low frequency electromagnetic disturbances measurements in traction vehicles equipped with power electronics drive systems[J]. Przegląd

- elektrotechniczny, 2013, 89(9): 290-296.
- [3] BIERHOFF M H, FUCHS F W. DC-link harmonics of three-phase voltage-source converters influenced by the pulsewidth-modulation strategy—an analysis[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2008, 55(5): 2085-2092.
- [4] MCGRATH B P, HOLMES D G. A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics [J]. IEEE transactions on industry applications, 2009, 45(5): 1851-1859.
- [5] AZUMA S, YAMASAKI H, ITOH D, et al. Reduction of return current noise by energy-compensating active control[J]. Electrical engineering in Japan, 2008, 84(91): 84-91.
- [6] STECZEK M, CHUDZIK P, SZELĄG A. Combination of SHE- and SHM-PWM techniques for VSI DC-link current harmonics control in railway applications[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2017, 64(10): 7666-7678.
- [7] CASCONI V, GALASSO M, MANTICA L, et al. Design of active filters for dynamic damping of harmonic currents generated by asynchronous drives in modern high power locomotives[C]//IEEE. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Toledo: IEEE, 1992: 404-410.
- [8] HU J X, LIU W Y, YANG J F. Application of power electronic devices in rail transportation traction system[C]//IEEE. 2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD). Hong Kong: IEEE, 2015: 7-12.
- [9] MARZOUKI A, HAMOUDA M, FNAIECH F. A review of PWM voltage source converters based industrial applications[C]//IEEE. 2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS). Aachen: IEEE, 2015: 1-6.
- [10] SPICHARTZ M, STEIMEL A, STAUDT V. Stator-flux-oriented control with high torque dynamics in the whole speed range for electric vehicles[C]//IEEE. 2010 Emobility - Electrical Power Train. Leipzig: IEEE, 2010.
- [11] STAUDT Volker, STEIMEL Andreas. Stator-flux-oriented control for traction drives[C]//IEEE. 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION). Side: IEEE, 2016.

Interference current suppression strategy for traction systems based on feedforward indirect stator-quantities control

HU Xian, CHEN Ke, YUAN Keliang, WANG Wentao, CHEN Qihui

(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: During the operation of rail vehicles, deteriorative interference currents can disrupt the track signal system and communication equipment along the railway, potentially affecting the safe operation of trains. This paper proposes a strategy for suppressing track interference currents based on fluctuations in energy on the intermediate DC-link, using feedforward indirect stator-quantities control (ISC) to ensure the safe operation of signal system equipment. Due to the fast torque response for the fluctuation of noise on the intermediate DC-link, the interference current amplitudes can be suppressed effectively. This control strategy can lower interference current harmonics to levels below the standard limit values, thereby ensuring compliance with the complex and diverse requirements of signal systems and trackside equipment.

Keywords: rail vehicles; traction converter; signal system; interference current; feedforward indirect stator-quantities control; fast torque response