

车网耦合作用下励磁涌流对机车变流器电流频谱的影响

熊进飞,周福林,陈志远,李群湛

(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要:电力机车或动车组的车载牵引变压器在过分相合闸和弓网离线后恢复供电均会产生励磁涌流,但对于励磁涌流作用下的变流器运行特性研究不够深入。首先,从时域上分析了励磁涌流的产生机理,指出涌流会使车载变压器一、二次侧电压发生跌落,恶化变流器的输入侧电能质量;从频域上推导了涌流的频谱表达式,指出涌流含有较大的低次谐波和丰富的低次谐波。其次,给出了励磁涌流与牵引网阻抗耦合引起牵引网谐振现象的机理,结合机车的瞬态电流控制策略,给出了包含涌流、牵引网、机车控制策略在内的车网耦合数学表达式。理论分析表明:励磁涌流的激励使牵引网电压畸变,在畸变的牵引网电压作用下,变流器输出电流的主要频谱分布含有与牵引网谐振点一致的非特征次频谱,该非特征次频谱分量能够维持牵引网持续谐振。最后,基于MATLAB/Simulink搭建了系统的仿真模型,验证了理论分析的正确性。

关键词:非特征次频谱;励磁涌流;车网耦合;电分相;谐振;瞬态电流控制策略

中图分类号:TM 922.3;TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202001022

0 引言

电气化铁路中,因为牵引网具有分相结构,高速动车组或电力机车(后文统称机车)高速移动的特点,导致车载牵引变压器会频繁产生励磁涌流。例如,以高速铁路为代表的电气化铁路中,每隔3~5 min高速动车组车载变压器就会因为过分相而产生分闸、合闸,并在合闸后引起一次励磁涌流。机车车载变压器的励磁涌流持续时间长达5 s左右,为尽量减少列车的断电时间,一般会在励磁涌流消失前投入变流器进行脉宽调制(PWM)整流。在高速运行过程中,因为高速振动导致的弓网离线也会导致非计划性合闸涌流^[1]。已有的针对励磁涌流的研究重点主要集中在:①从变压器铁芯剩磁、合闸初相角和电压幅值^[2-4]等角度来分析励磁涌流的产生机理及影响因素;②研究励磁涌流的识别技术,如基于特征空间综合多特征、PWM波形特征、非饱和区平均等效瞬时电感的识别技术^[5-7];③研究涌流的抑制技术,如基于同相调幅法和变频移相法的2种PWM电压算法和基于虚拟离心开关优化切除外部电阻器时机的新方法^[8];④研究机车牵引变压器和应涌流的产生机理和影响因素^[9-11]。

以上4点主要是对变压器励磁涌流的特性、识

别技术和抑制技术进行了深入研究,同时,励磁涌流与线路耦合引起的电压畸变问题在配电网和电气化铁路中也逐渐受到关注。文献[12-13]介绍了海上油田和一些紧急供电设备通过长距离电缆和升/降压变压器供电,系统会存在自然谐振点,当变压器发生励磁涌流时,励磁涌流中某次谐波与系统谐振点匹配时会造成系统产生持续过电压。文献[14]介绍了在特定条件下,主变空载投切产生的励磁涌流谐波分量会沿输电线路逐渐放大,并在末端产生较大谐波过电压和谐波畸变率。文献[15]分析了励磁涌流导致牵引网谐振的情况下,机车变流器启动,不仅会导致变流器直流侧电压波动不稳定,还会加剧牵引网的高次谐波放大,使牵引网电压负半周峰值变大和波动。

含有丰富谐波的励磁涌流注入无源输电网络(牵引网),与网络的自振点匹配,发生谐振,使电压畸变。而在电气化铁路里,机车的输入整流器通过车载牵引变压器直接与牵引网相连,整流器是一个带闭环控制算法的电力电子设备,需实时采集牵引网电压和机车输出电流作为控制量。输入整流器在特定的拓扑结构、载波频率和控制策略下有其特定谐波发射频谱^[16],而对于励磁涌流注入牵引网,使牵引网电压畸变,输入整流器工作在畸变的牵引网网压下,进而影响整流器本身的谐波发射特性,这个交互过程目前很少有学者进行研究。

本文分析了电气化铁路中频繁的励磁涌流与牵引网耦合产生短时电压畸变的机理,结合机车变流器控制策略,研究了涌流与线路耦合作用下,涌流可引起机车变流器产生与牵引网谐振点一致的非特征次谐波,激发车网谐波共振风险。

收稿日期:2019-05-27;修回日期:2019-11-25

基金项目:国家重点研发计划项目(2016YFB1200401-102H);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682016-CX036);四川省科技计划(2018GZ0044)

Project supported by the National Key Research and Development Plan of China(2016YFB1200401-102H),the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682016-CX036) and Sichuan Science and Technology Program(2018-GZ0044)

1 励磁涌流产生机理及特性分析

1.1 车网系统结构

牵引供电系统由如图1所示的变电所(SS)、牵引网(TN)、分区所(SP)和机车(LM)等组成,牵引变压器(TT)为三相-两相变压器,目的是把公用电网的三相电能转换成2路单相电能馈送到接触网,为机车提供电能;电分相 S_1 、 S_0 分别设置在变电所出口(牵引网首端)和分区所(牵引网末端),当机车 LM_1 通过变电所出口的分相 S_1 后接着进入 TN_2 ,车载主断路器闭合,车载牵引变压器空载投入,而变压器在空载工况下恢复供电时,可能产生励磁涌流。而列车 LM_0 在区间 TN_1 行驶中,因弓网离线也会产生非计划性合闸涌流。

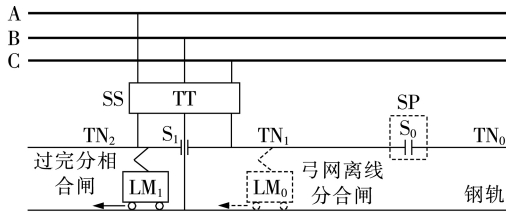


图1 牵引供电系统

Fig.1 Traction power supply system

1.2 励磁涌流产生机理

附录A中图A1为车载牵引变压器空载投入时的等效电路图。图中,系统电源 $u_s = U_m \sin(\omega t + \theta)$, θ 为合闸角, U_m 为电压的瞬时最大值; R_{ss} 和 L_{ss} 分别为电力系统和变电所折算到牵引变压器二次侧的等效阻抗; R_q 和 L_q 分别为机车合闸时刻位置与牵引变电所之间的牵引网导线的等效电阻和电感; L_m 和 R_m 分别为车载牵引变压器的励磁电感和电阻; $R_{1\sigma}$ 和 $L_{1\sigma}$ 、 $R_{2\sigma}$ 和 $L_{2\sigma}$ 分别为车载牵引变压器的一次侧、二次侧的漏电阻和漏电感; i_1 和 i_2 分别为车载牵引变压器一次侧和二次侧回路电流,因二次侧空载, $i_2 = 0$; u_1 和 u_2 分别为车载牵引变压器一次侧和二次侧电压。

定义 ψ_s 、 $\psi_{\sigma 1}$ 、 ψ_m 分别为系统电感和线路电感的磁链、变压器原边绕组漏磁链、变压器铁芯主磁链;定义合闸回路总磁链 $\psi_c = \psi_s + \psi_{\sigma 1} + \psi_m$;定义 R_z 、 L_z 分别为合闸时回路电阻、电感, $R_z = R_{ss} + R_q + R_{1\sigma} + R_m$, $L_z = L_{ss} + L_q + L_{1\sigma} + L_m$ 。

则回路磁链关系为:

$$\psi_s = (L_{ss} + L_q)i_1, \quad \psi_{\sigma 1} = L_{\sigma 1}i_1, \quad \psi_m = L_m i_1 \quad (1)$$

假设图A1中开关K的合闸角为 θ ,建立车载牵引变压器空载合闸的回路方程为:

$$u_s = \frac{d\psi_s}{dt} + (R_{ss} + R_q)i_1 + \frac{d\psi_{\sigma 1}}{dt} + R_{\sigma 1}i_1 + \frac{d\psi_m}{dt} + R_m i_1 \quad (2)$$

整理可得:

$$\frac{d\psi_c}{dt} + \frac{R_z}{L_z} \psi_c = U_m \sin(\omega t + \theta) \quad (3)$$

这是一阶线性微分方程,可解得:

$$\psi_c(t) = -\psi_m \cos(\omega t + \theta) + (\psi_r + \psi_m \cos \theta) e^{-t/\tau} \quad (4)$$

其中, $\psi_m = \frac{U_m L_z}{\sqrt{L_z^2 \omega^2 + R_z^2}}$; $\tau = \frac{L_z}{R_z}$ 为时间常数; ψ_r 为合闸时变压器铁芯的剩磁。

当变压器合闸后,由于电压是交变的,在一个周期内铁芯会周期性地进入饱和区与不饱和区,当进入饱和区,励磁电感变得很小,为 L_{m-sa} ,而退饱和后,励磁电感变得很大,为 L_{m-ns} ,其中 L_{m-sa} 、 L_{m-ns} 分别为铁芯饱和与未饱和时的励磁电感值,如附录A中图A2所示。所以在已知其他电感参数的情况下,可采用近似法把 L_{m-sa} 、 L_{m-ns} 看作常数,则可求得励磁涌流为:

$$i_1 = [-\psi_m \cos(\omega t + \theta) + (\psi_r + \psi_m \cos \theta) e^{-t/\tau}] / L_z \quad (5)$$

由式(5)可知,励磁涌流由交流分量和非周期的衰减分量组成,衰减时间仅由回路阻抗决定,其波形偏向坐标轴一侧。铁芯进入饱和区时,涌流数值将非常大;而铁芯进入不饱和区时,涌流数值很小,出现间断角。车载牵引变压器一、二次侧电压会受励磁涌流的影响,合闸后变压器一次侧端口电压为:

$$u_1 = u_s - (R_{ss} + R_q)i_1 - (L_{ss} + L_q)di_1/dt \quad (6)$$

由回路关系可以得一、二次侧的电压关系如附录B中式(B1)所示,进而可得到二次侧电压的表达式为:

$$u_2 = \left[u_s - (R_{ss} + R_q + R_{1\sigma})i_1 - (L_{ss} + L_q + L_{1\sigma}) \frac{di_1}{dt} \right] \frac{N_2}{N_1} \quad (7)$$

可见,励磁涌流会对车载牵引变压器一次侧电压产生影响,同时对二次侧电压也会造成影响,并且更加明显,导致电压在涌流产生时发生跌落,使波形发生畸变,恶化机车的输入侧电压电能质量^[10,16]。

1.3 频域分析

分析涌流频谱时,忽略损耗,涌流不衰减,则涌流为周期信号^[17],令式(5)中非周期衰减分量在 $t = 0$ 时的值为 $M = \psi_r + \psi_m \cos \theta$,则式(5)可改写为附录B中式(B2)。其中, $N = \psi_r / L_z - I_m \cos \theta$; $\alpha_1 < \alpha = \omega t + \theta < \alpha_2$, α_1 、 α_2 为涌流的零值点; $I_m = U_m / \sqrt{R_z^2 + \omega^2 L_z^2}$,为涌流幅值;系数 $\lambda = N / I_m$ 。则对附录B中式(B2)进行傅里叶变换得到式(B3)。其中, I_h 为涌流中各个谐波分量的幅值; f_{sa} 为采样函数; h 为谐波次数。令 $\mu = (\alpha_2 - \alpha_1)/2$, $\nu = (\alpha_2 + \alpha_1)/2$,则式(B3)可化简为:

$$I_h = \frac{I_m \mu}{2\pi} e^{jh(\theta - \nu)} \left[2\lambda f_{sa}(h\mu) + f_{sa}((h-1)\mu) + f_{sa}((h+1)\mu) \right] \quad (8)$$

由式(8)可知,由于含有采样函数 f_{sa} , I_h 在 $h = 0$ 取得最大值,即具有较大的直流分量,随着 h 的增大,振荡减少。可见,涌流的频谱含有较大的低次谐波(直流分量、2次谐波)和丰富的高次谐波。

2 励磁涌流引发牵引网谐振机理分析

针对图 1 中 TN_1 所示的牵引网,采用分布式参数 π 型等效电路对列车两侧牵引网进行等效,以充分体现涌流中的谐波成分在牵引网中的传播、放大直至产生谐振的过程,如附录 A 中图 A3 所示,图中参数 $Z_{p1}(\omega)$ 、 $Y_{p1}(\omega)$ 、 $Z_{p2}(\omega)$ 、 $Y_{p2}(\omega)$ 表达式如附录 B 中式 (B4) 所示。其中, $Z_o(\omega)$ 和 $\gamma(\omega)$ 分别为线路特性阻抗和传播系数, $Z_o(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)/(j\omega C)}$, $\gamma(\omega) = \sqrt{j\omega C(R + j\omega L)}$, R 、 L 和 C 分别为牵引网单位长度电阻、电感和对地电容。从列车处看入,两侧的等效阻抗表达式如附录 B 中式 (B5) 所示,而从机车看出来的整个系统等效阻抗为 $Z_{eq}(\omega)$,为 $Z_1(\omega)$ 、 $Z_2(\omega)$ 的并联,即:

$$Z_{eq}(\omega) = \{ Z_c(\omega) \cosh[\gamma(\omega)(l-x)] [Z_s(\omega) \times \cosh(\gamma(\omega)x) + Z_c(\omega) \sinh(\gamma(\omega)x)] \} \div [Z_s(\omega) \sinh(\gamma(\omega)l) + Z_c(\omega) \cosh(\gamma(\omega)l)] \quad (9)$$

其中, l 为 TN_1 区间线路全长; x 为机车到变电所的距离。由式 (9) 可见,当存在某一频率 ω_k 使牵引网在 k 次谐波下的等效阻抗 $Z_{eq}(\omega_k)$ 的分母为 0, $Z_{eq}(\omega_k)$ 趋于无穷大时,线路会发生并联谐振。

现在令涌流中与牵引网谐振点一致的非特征次频率为 k ,且 $0 < k \leq h$,则涌流中 k 次谐波的时域表达式为:

$$i_{sk}(t) = I_k(k\omega t + \xi_k) \quad (10)$$

其中, ξ_k 为 k 次谐波相角。为了体现机车电流与牵引网耦合的时变特性,结合式 (9),用非特征次谐波电流 $i_{sk}(t)$ 乘以 $Z_{eq}(\omega_k)$ 来表示由非特征次谐波电流引起的非特征次谐波电压,即:

$$U_{sk}(t) = i_{sk}(t) Z_{eq}(\omega_k) \quad (11)$$

车载牵引变压器空载投入时,如果变压器铁芯处于饱和区,就会产生幅值较高的励磁涌流。由 1.3 节可知:①若励磁涌流中含有丰富的高次(奇次)谐波,则可能激发在 ω_k 频率处的谐波谐振;②车载牵引变压器励磁电感会随着工频励磁涌流呈周期性的磁饱和状态,变化的频率是工频的 2 倍,所以励磁电流中会出现偶次谐波。综上,励磁电流中将含 2—5 次及高次的宽频带谐波,只要外电路自振频率 ω_k 在该范围内,就有可能发生谐波谐振过电压。

3 机车谐波模型和控制策略

3.1 机车谐波模型

本文重点分析励磁涌流使牵引网网压发生畸变,此时机车牵引变流器启动,在畸变的网压下,变流器的输出电流谐波特性发生改变,所以建立能反映机车谐波动态变化且能与牵引网交互的模型尤为重要,相比于恒电流源和恒功率源模型,机车采用两电平四象限变流器 4QC(Four-Quadrant Converter)来

代替更为贴近实际,其模型如附录 A 中图 A4 所示。图中, U_s 为牵引网电压; U_{ab} 为 4QC 交流侧电压; R_s 和 L_s 分别为考虑牵引变压器与整流器损耗的等效电阻和网侧的滤波电感; L_2 和 C_2 分别为构成二次滤波支路的电感和电容; C_d 为提供直流电压支撑、减少直流电压波动的电容; R_L 为负载电阻。

3.2 整流器控制策略

如图 A4 所示的机车谐波源模型,变流器控制策略为目前普遍应用的瞬态电流控制,式 (12) 为控制策略的 PWM 函数,具体推导过程参见文献 [18]。

$$\begin{cases} I_s^* = \frac{U_d I_d}{U_s} + K_{up}(U_d^* - U_d) + K_{ul} \int (U_d^* - U_d) dt \\ U_{ab}^*(t) = U_s(t) - \omega_e L_s I_s^* \cos(\omega_e t) - R_s I_s^* \sin(\omega_e t) - K_{ip} [I_s^* \sin(\omega_e t) - i_s(t)] \end{cases} \quad (12)$$

其中, K_{up} 和 K_{ul} 分别为电压外环 PI 控制器的比例系数和积分系数; K_{ip} 为电流内环的比例系数; U_d^* 为直流侧电压的参考值; ω_e 为牵引网电压的额定角频率; $U_{ab}^*(t)$ 为调制波指令信号。

图 2 为瞬态电流控制策略下的电流内环控制框图。图中, $G(s)$ 为电流内环的传递函数, $G(s) = K_{ip}$; K_{pwm} 为 4QC 的 PWM 等效增益; T_i 为电流采样周期; $T_i/2$ 为 PWM 引起的小惯性环节的时间常数; I_s 为机车输出电流的幅值。当牵引网电压存在谐波时,把牵引网电压 $U_s(t)$ 看作输入、4QC 交流侧电压 $U_{ab}(t)$ 看作输出,把内环的参考输入 I_s^* 看作扰动,由此牵引网电压 $U_s(t)$ 到 $U_{ab}(t)$ 之间的开环传递函数 $H_o(s)$ 为:

$$H_o(s) = \frac{K_{pwm} G(s)}{(T_i s + 1)(0.5 T_i s + 1)(s L_s + R)} \quad (13)$$

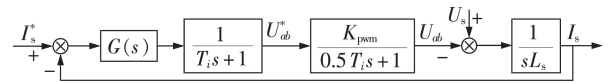


图 2 变流器电流环控制框图

Fig.2 Diagram of current loop control for converter

本文搭建了车网系统联合仿真模型,具体参数如附录 C 所示,系统闭环传递函数的波特图如图 3 所示。

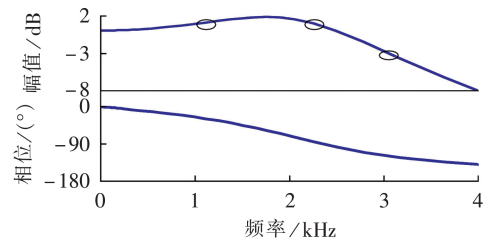


图 3 闭环传递函数波特图

Fig.3 Bode diagram of closed-loop transfer function

由图 3 可知,幅值穿越频率 $f_{0dB} = 2\,500$ Hz,系统的闭环截止频率 $\omega_b = 3\,000$ Hz,在 $0 \sim f_{0dB}$ 范围内,系

统对输入电压 $U_s(t)$ 的谐波成分均有放大的作用,在 1~2.3 kHz 范围内,放大作用更明显,即输入电压 $U_s(t)$ 对输出电压 $U_{ab}(t)$ 中相应的谐波分量有较大的影响。在大于 f_{0dB} 后,幅频曲线逐渐衰减,直到 ω_b 开始迅速衰减,这段范围内,输入电压 $U_s(t)$ 中的高次谐波成分对输出电压 $U_{ab}(t)$ 的影响很小。值得注意的是,此处的 f_{0dB} 和 ω_b 只是本文仿真系统下的 2 个特殊点,当系统变化时,不具有代表性。但是,可以看出,如果牵引网的谐振频率小于系统的幅值穿越频率 f_{0dB} ,而涌流中又恰巧含有一定幅值的与谐振频率一致的谐波分量,则输出电压 $U_{ab}(t)$ 就会放大相应的分量。所以由涌流造成的牵引网谐振不是必然的,是潜在的危害。

由三角载波比较的调制方法可知,指令信号 $U_{ab}^*(t)$ 与给定三角载波进行比较,产生幅值不变、宽度随正弦变化的脉冲电压,该脉冲电压的等效基波分量为 $U_{ab}^*(t)$ 。在网压畸变比较小或无畸变时,脉冲电压的主要次谐波分量为由机车开关频率决定的特征次谐波。当车网系统发生谐振时,结合式(12)和图3可知,严重畸变的牵引网网压 $U_s(t)$ 中的一些特定频带的谐波会按照控制方程式(12)影响指令波信号 $U_{ab}^*(t)$;而当机车控制环节出现不稳定时,机车电流对内环电流参考信号跟踪不准确,此时 $U_{ab}^*(t)$ 中也会出现机车电流的谐波分量,最后含有谐波的指令信号通过 PWM 过程输出 4QC 交流侧电压 $U_{ab}(t)$ 。

4 车网交互分析

4.1 机车谐波电流特性

本文利用双边傅里叶级数法对 4QC 的谐波特性进行分析。双边傅里叶级数由 2 种不同频率的三角函数表示符合条件的实值函数 $f(t)$,具体表达式如附录 B 中式(B6)和式(B7)所示。其中, X 和 Y 分别为调制波角频率和载波角频率随时间 t 变化的函数。

根据附录中图 A4 所示的两电平 4QC 拓扑及 PWM 方法,结合式(B6),4QC 输入侧的电压 $U_{ab}(t)$ 的表达式为:

$$U_{ab}(t) = QU_d \cos(\omega_e t + \beta) + \sum_{\chi=2,4,\dots} \sum_{\vartheta=\pm 1, \pm 3, \dots} \left[\frac{4U_d}{\chi\pi} J_{\vartheta} \frac{\chi Q\pi}{2} \cos \frac{\chi\pi}{2} \times \sin \frac{\chi\pi}{2} \cos(\vartheta\omega_e t + \chi\omega_c t + \vartheta\beta + \chi\alpha) \right] = QU_d \cos(\omega_e t + \beta) + \sum_{r=2}^{\infty} \sqrt{2} U_{abr} \cos(r\omega_e t + \phi_{abr}) + \sum_{k>1, k \neq r} \sqrt{2} U_{abk} \cos(k\omega_e t + \phi_{abk}) \quad (14)$$

其中, ω_c 为载波角频率; $U_{ab}(t)$ 由基波分量与谐波分量组成; Q 为调制系数; QU_d 为基波分量幅值,随机车

负荷动态变化,所以 $U_{ab}(t)$ 可等效为随机车基波负荷变化的电压源;各谐波分量的谐波次数为 $\chi(\omega_c/\omega_e) + \vartheta, \chi=2,4,\dots$ 且 $\vartheta=\pm 1, \pm 3, \dots$ 。

综上,幅值相对较高的谐波频谱以奇次谐波为主,主要分布在开关频率的偶数倍附近,因贝塞尔函数 $J_{\vartheta}(\chi M\pi/2)$ 具有衰减特性,随着谐波次数越高,谐波幅值逐渐降低。如式(14)所示,把谐波分量分成了谐波次数分别为 r 和 k 的 2 项,其中谐波次数为 r 的表示 $U_{ab}(t)$ 中的全部特征次分量和部分非特征次分量;谐波次数为 k 的代表 $U_{ab}(t)$ 中与牵引网固有的谐振频率点或谐振频率带重合的非特征次分量,这一部分由于牵引网谐振,幅值比较高。

根据基尔霍夫电压定律,由 4QC 输入侧回路可得:

$$U_s(t) = U_{ab}(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + R_s i_s(t) \quad (15)$$

忽略较小的等效电阻,式(15)可改写为附录 B 中式(B8)。当牵引网电压未发生畸变时,有:

$$U_s(t) = \sqrt{2} U_1 \cos(\omega_e t) \quad (16)$$

联立式(16)和式(B8),并对联立后的公式求积分,可得如式(17)所示的机车电流 $i_s(t)$ 。其中, A 项为基波分量,与牵引网电压同相位; B 项为谐波分量,由 PWM 过程产生。与式(14)一样,把谐波分量 B 项也分成两部分,谐波次数分别为 r 和 k ,其中次数为 k 的谐波分量幅值比较小。

$$\begin{cases} i_s(t) = A + B \\ A = \pm \frac{\sqrt{(QU_d)^2 - 2U_1^2}}{\omega_e L_s} \cos(\omega_e t) \\ B = \sum_{\chi=2,4,\dots} \sum_{\vartheta=\pm 1, \pm 3, \dots} \left[\frac{4U_d}{\chi\pi L_s (\vartheta\omega_e + \chi\omega_c)} J_{\vartheta} \frac{\chi Q\pi}{2} \times \cos \frac{\chi\pi}{2} \sin \frac{\vartheta\pi}{2} \sin(\vartheta\omega_e t + \chi\omega_c t + \vartheta\beta + \chi\alpha) \right] = \sum_{r=2}^{\infty} I_{sr} \cos(r\omega_e t + \phi_r) + \sum_{k>1, k \neq r} I_{sk} \cos(k\omega_e t + \phi_k) \end{cases} \quad (17)$$

当牵引网电压严重畸变、包含谐波分量时,结合式(16),相应地把谐波分量分成谐波次数为 r 和 k 的 U_{sr} 和 U_{sk} 2 项, U_{sr} 对应特征次谐波产生的电压激励; U_{sk} 则表示为 2.1 节中的式(11),则 $U_s(t)$ 的具体表达式如附录 B 中式(B9)所示。

由前文分析可知,牵引网电压畸变时,如果谐振频率小于系统的幅值穿越频率 f_{0dB} ,4QC 交流侧电压 $U_{ab}(t)$ 会受 $U_s(t)$ 的影响,在特定频带内的谐波特别是牵引网谐振点或谐振带附近的谐波分量幅值会变大,则在牵引网电压畸变时,4QC 交流侧电压可以表示为 $U'_{ab}(t)$,如附录 B 中式(B10)所示,联立式(B8)、(B10),并对联立后的公式求积分,可得 $i_s(t)$ 为:

$$\begin{cases} i_s(t) = A + C + D \\ C = \sum_{r=2}^{\infty} \left[\frac{\sqrt{2} U_r}{r \omega_e L_s} \sin(r \omega_e t + \phi_r) - \frac{\sqrt{2} U'_{abr}}{r \omega_e L_s} \sin(r \omega_e t + \phi'_{abr}) \right] \\ D = \int \left[\sum_{k>1, k \neq r} i_k(t) \frac{Z_{eq}}{L_s} - \frac{\sqrt{2} U'_{abk}}{k \omega_e L_s} \sin(k \omega_e t + \phi'_{abk}) \right] dt \end{cases} \quad (18)$$

其中, C 项为机车开关频率决定的特征次谐波电流; D 项为车网耦合系统下, 机车 4QC 控制系统与牵引网相互激励而产生的较高的与牵引网谐振频率点或谐振频率带一致的非特征次谐波分量。

综上所述可知, 传统研究认为 $U_{ab}(t)$ 为车网系统的谐波源, 但当牵引网电压畸变时, 并且牵引网的谐振频率带位于机车理论上的非特征频率带时, 畸变的 $U_s(t)$ 也可看作是一个谐波源, 2 个谐波源共同作用于网侧电感, 产生丰富的谐波电流注入牵引网。当牵引网电压未畸变或畸变比较小时, 由式(17)可知, 机车电流的谐波分量主要为特征次谐波分量(B 项), 受机车 4QC 的开关频率影响。当牵引网电压畸变后, 式(B9)和式(18)阐述了机车电流与牵引网电压之间的时变循环作用过程: 包含谐波的 $U_s(t)$ 会通过 4QC 的控制策略式(12), 在 PWM 三角载波调制下, 影响 $U_{ab}(t)$ 各次谐波的幅值和相位, 而对于高次谐波(普遍认为引起牵引网谐振的频段位于高频段), 其相位分布是随机的^[19], 因此 $U_s(t)$ 和 $U_{ab}(t)$ 在网侧回路的矢量相减可能是相消相涨的, 然后作用于网侧等效电感 L_s , 产生机车电流 $i_s(t)$ (式(18)), 反过来, 机车电流 $i_s(t)$ 作用于牵引网等效谐波阻抗 Z_{eq} 又产生谐波电压 $U_s(t)$ (式(B9)), 如此循环交互, 使机车电流的主要频谱分布在特征次频谱的基础上, 还含有与牵引网谐振频率带一致的非特征次频谱。

4.2 车网交互时序过程图

如图 4 所示, 机车在带电区间(A 相或 B 相)运行时, 可能会与牵引网交互作用引发谐波放大或谐波共振; 当进入分相, 降弓断主断, 在中性区段时, 还会引发铁磁谐振或分频谐振等准稳态现象; 当过完分相, 进入下一个区段后需要升弓合主断, 这个过程会

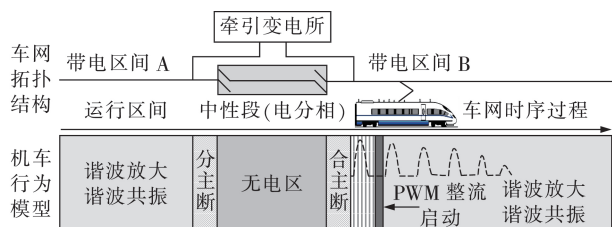


图 4 车网时序过程图

Fig.4 Time-varying diagram of train and network

产生励磁涌流, 涌流如果满足 2.1 节所述的条件, 就会引发牵引网谐振。变流器可能在涌流消失前、涌流消失后或者无涌流的工况下启动, 由于励磁涌流一般持续数秒, 本文根据大量实测数据总结出的实际工况, 考虑变流器的 PWM 整流在涌流消失前启动, 与牵引网交互作用, 使网压畸变。

5 仿真验证分析

由前文所述的牵引网分布式参数模型、机车谐波模型和控制策略, 基于 MATLAB / Simulink 仿真平台搭建了系统仿真模型, 具体参数如附录 C 中表 C1 所示。

5.1 励磁涌流特性验证分析

调整牵引网谐振点, 使其在无励磁涌流时, 变流器投入后车网不发生谐振, 附录 A 中图 A5 为牵引网阻抗-频率特性曲线, 可见系统在 2280 Hz(45.6 次)附近有一并联谐振点, 该谐振点与本文仿真中的励磁涌流在高频段的谐波分量重合, 以提供谐振的激励条件。

图 5 为车载牵引变压器空载投入时产生的励磁涌流波形及频谱图, 涌流在第一个周期峰值达 532 A, 直流分量和 2 次谐波幅值分别为 289 A 和 242 A, 具有明显励磁涌流的特点。在高频段, 存在与牵引网谐振频率点相近的频率分量, 其中 43、45—48 次谐波幅值分别为 0.87、1.92、1.5、1.53、1.2 A。

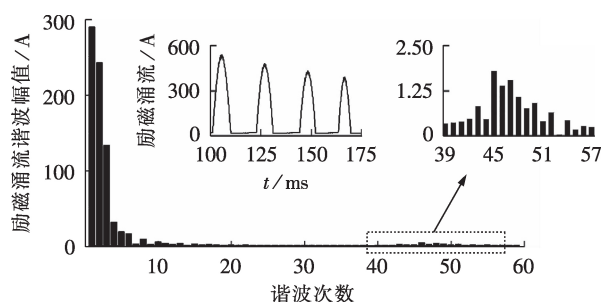


图 5 励磁涌流波形及频谱图

Fig.5 Waveform and spectrum of inrush current

附录 A 中图 A6(a) 给出了车载牵引变压器一次侧电压在有涌流和无涌流时的波形对比。可以发现, 无涌流时, 网压畸变较小, 正弦度高; 产生涌流时, 网压畸变严重, 最大值接近 50 kV, 同时电压有跌落。附录 A 中图 A6(b) 为车载牵引变压器二次侧电压波形。可见, 无涌流时电压波形畸变很小, 但是在有涌流时, 电压畸变严重, 同时电压跌落程度明显大于一次侧电压, 验证了 1.2 节式(6)和式(7)的理论推导。

5.2 牵引网电压对整流器交流测电压影响验证分析

附录 A 中图 A7 为有涌流和无涌流时, 牵引网电压频谱的对比。可见, 无涌流时, 网压的频谱主要分

布在变流器的特征频谱32、64次附近(为了便于对比,将无涌流时的频谱幅值放大10倍);而有涌流时,从涌流产生到涌流消失整个过程中,网压的频谱主要分布在牵引网谐振点附近,且谐波的幅值明显大于无涌流时的频谱。

附录A中图A8为机车无涌流和产生涌流的情况下整流器交流侧电压 $U_{ab}(t)$ 的频谱对比。可见,无涌流时,频谱主要为分布在由开关频率决定的32、64、96次附近的特征次谐波;当机车产生涌流后,在特征次频谱基础上,电压频谱在40—47次等非特征次频谱处大幅上升,而这些频次与涌流的高频段谐波频次吻合,因此根据2.2节的分析,励磁涌流注入牵引网,使网压发生畸变,机车变流器在畸变的网压作用下,其变流器交流侧电压 $U_{ab}(t)$ 的主要频谱分布向牵引网谐振点靠近。

5.3 机车变流器输出电流频谱的变化验证分析

附录A中图A9为当系统稳定后截取的一段波形。可见,无论是有涌流还是无涌流情况下,机车电流的畸变均偏小,但是有涌流时电流的THD为5.7%,大于无涌流时的3.93%。附录A中图A10为电流的频谱分布图。可见,在车载牵引变压器合闸没有产生涌流时,机车电流的频谱分布为其特征频谱(32、64、96次附近),其余非特征次频谱很小,未能造成牵引网电压谐振,如附录A中图A6所示;而在有涌流时,涌流作为初始激发条件的情况下,牵引网电压发生畸变,使机车电流在特征次频谱分布的基础上,在与牵引网谐振点相近的45次非特征次频谱附近有明显的凸起,正是这部分增大的分量,与牵引网交互耦合使牵引网电压持续畸变,又进一步使机车电流在45次非特征次频谱附近得以维持,如此交替往复。这验证了4.1节的理论分析。

6 结论

本文从车网电气耦合的角度,考虑机车车载牵引变压器在空载合闸时产生励磁涌流,在特定的车网参数下引发的谐振现象,得到了如下的结论。

(1)从时域推导了励磁涌流的产生机理,励磁涌流由周期性稳态分量和衰减的暂态分量组成,衰减时间仅由回路阻抗决定,波形偏向一侧。

(2)从时域分析了励磁涌流对变压器一、二次侧电压的影响:励磁涌流会造成车载牵引变压器一、二次侧电压发生跌落,产生畸变。

(3)从频域推导了励磁涌流的频谱分布表达式,涌流含有含量很高的低次谐波(直流分量、2次谐波)和丰富的高次谐波。

(4)基于机车的瞬态电流控制策略,得出了车网交互作用的时变数学表达式:机车变流器在畸变网压作用下,输出电流的主要频谱分布会包含与牵引

网谐振点或谐振带一致的非特征次谐波分量,在特征次谐波电流没有与牵引网耦合发生谐振的情况下,该非特征次谐波可以维持车网系统的谐振。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 黄昌萍. 弓网离线对高速列车的影响分析[D]. 成都:西南交通大学,2013.
HUANG Changping. Effect of contact loss between the pantograph and catenary on the high-speed train[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University,2013.
- [2] 曾耀吾,李晓松,陈萌,等. 机车牵引变压器空载合闸励磁涌流特性分析[J]. 电力科学与技术学报,2013,28(4):19-23,30.
ZENG Yaowu, LI Xiaosong, CHEN Meng, et al. Residual flux measuring method on the core of ferromagnetic components based on alternating polarity DC voltage source[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2013,28(4):19-23,30.
- [3] 马果,吴广宁,王韬,等. 电力机车励磁涌流仿真及其对公网影响的分析[J]. 电气化铁道,2010(1):1-4.
MA Guo, WU Guangning, WANG Tao, et al. Inrush current simulation of electric locomotive and its influence on public network[J]. Electric Railway,2010(1):1-4.
- [4] 赵元哲,李群湛,周福林,等. 电力机车变压器励磁涌流及其影响分析[J]. 电力系统及其自动化学报,2018,30(3):25-34.
ZHAO Yuanzhe, LI Qunzhan, ZHOU Fulin, et al. Analysis on inrush current of electric locomotive transformer and its effects[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2018,30(3):25-34.
- [5] 王雪. 变压器励磁涌流特征空间综合识别方法[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):83-86.
WANG Xue. Synthetic transformer inrush identification based on characteristic space[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):83-86.
- [6] 胡松,江亚群,黄纯,等. 基于PWM波形特征的励磁涌流识别方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(9):135-140.
HU Song, JIANG Yaqun, HUANG Chun, et al. Identification of inrush current based on characteristics of PWM waveform[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(9):135-140.
- [7] 冯存亮,葛宝明,毕大强. 三相V/V牵引变压器励磁涌流的识别[J]. 铁道学报,2011,33(6):35-40.
FENG Cunliang, GE Baoming, BI Daqiang. Identification of magnetizing inrush for three-phase V/V traction transformer[J]. Journal of the China Railway Society,2011,33(6):35-40.
- [8] 黄攀雄,杨刚,李志勇,等. 基于虚拟离心开关的牵引网励磁涌流抑制方法[J]. 控制与信息技术,2019(2):20-25.
HUANG Zhixiong, YANG Gang, LI Zhiyong, et al. Reduction of magnetizing inrush current in traction electric network based on virtual centrifugal switch[J]. Control and Information Technology,2019(2):20-25.
- [9] 赵元哲. 电气化铁路车网耦合系统异常电气过程与治理方案研究[D]. 成都:西南交通大学,2016.
ZHAO Yuanzhe. Research on abnormal electrical process and control scheme of train traction network coupling of electrified railway[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University,2016.
- [10] 孙向飞,束洪春,周建萍,等. 电磁型与电子式电流互感器传变和涌流比较[J]. 电力自动化设备,2015,35(2):154-159.
SUN Xiangfei, SHU Hongchun, ZHOU Jianping, et al. Comparison of sympathetic inrush transfer characteristics between electromagnetic and electronic current transformers[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(2):154-159.
- [11] 赵元哲,李群湛,周福林,等. 电力机车变压器和应涌流产生机理与影响因素[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(12):44-52.

- ZHAO Yuanzhe, LI Qunzhan, ZHOU Fulin, et al. Mechanism and influencing factors of electric locomotive sympathetic inrush[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(12): 44-52.
- [12] TURNER R A, SMITH K S. Resonance excited by transformer inrush current in inter-connected offshore power system [C]//2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Edmonton, AB, Canada: IEEE, 2008: 1-7.
- [13] CHUN L, WANG P, CHI H, et al. Analysis of harmonic overvoltages during transformer energization for mass rapid transit systems[C]//2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG). Bydgoszcz, Poland: IEEE press, 2016: 33-38.
- [14] 滕予非, 丁理杰, 汤凡, 等. 基于谐波互阻抗的励磁涌流引发谐波电压畸变风险识别[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 155-161.
- TENG Yufei, DING Lijie, TANG Fan, et al. Risk identification based on harmonic mutual impedance for harmonic voltage distortion caused by excitation inrush current[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 155-161.
- [15] 朱鹏. 电气化铁路车网电气耦合特性研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.
- ZHU Peng. Study on electrical coupling characteristics of train traction network of electrified railway[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2017.
- [16] 张定华, 张志学, 刘华东, 等. 牵引网宽频域谐波与振荡抑制技术应用研究[J]. 中国科学: 技术科学, 2014, 44(11): 1185-1196.
- ZHANG Dinghua, ZHANG Zhixue, LIU Huadong, et al. Application research on wide frequency domain harmonics and resonance suppression on traction network[J]. Science China Technological Sciences, 2014, 44(11): 1185-1196.
- [17] 周念成, 李春艳, 王强钢. 基于多变量多尺度熵的变压器励磁涌流识别方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 17-27.
- ZHOU Niancheng, LI Chunyan, WANG Qianggang. An algorithm to identify transformer inrush currents based on multivariate multiscale sample entropy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 17-27.
- [18] 冯晓云. 电力牵引交流传动及其控制系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 2009: 98-109.
- [19] 解绍峰, 李群湛, 赵丽平. 电气化铁道牵引负载谐波分布特征与概率模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 79-83.
- XIE Shaofeng, LI Qunzhan, ZHAO Liping. Study on harmonic distribution characteristic and probability model of the traction load of electrified railway[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16): 79-83.

作者简介:



熊进飞

熊进飞(1992—),男,重庆人,博士研究生,主要研究方向为电力电子化车网系统稳定性分析和储能技术研究(E-mail: xjfsjtu@my.swjtu.edu.cn);

周福林(1982—),男,四川广安人,讲师,博士,通信作者,主要研究方向为电能质量分析与控制、轨道交通车网电气耦合分析

(E-mail: fulin-zhou@swjtu.edu.cn);

陈志远(1993—),男,四川南充人,硕士研究生,主要研究方向为牵引供电系统电能质量(E-mail: zhiyuanchen@my.swjtu.edu.cn);

李群湛(1957—),男,河北元氏人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为牵引供电系统电能质量和同相供电。

(编辑 李莉)

Effect of inrush current on locomotive converter output current spectrum under coupling of train and network

XIONG Jinfei, ZHOU Fulin, CHEN Zhiyuan, LI Qunzhan

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Inrush current will be generated under the condition of the power restoration of the on-board traction transformer when train passes through neutral section and pantograph separates from catenary. However, the research on operation characteristics of the locomotive converter under the influence of inrush current is not enough. Firstly, the generation mechanism of the inrush current is analyzed in time-domain, which shows that inrush current may cause the primary and secondary voltage drop and degrade the power quality at the input side of the locomotive converter. The inrush current spectrum expression is deduced in frequency-domain, which indicates that inrush current contains large low-order harmonics and rich high-order harmonics. Secondly, the resonance mechanism of the traction network caused by the coupling of inrush current and traction network impedance is analyzed. Furthermore, combined with the transient current control strategy of the locomotive, the mathematical expression consisting of inrush current, traction network and locomotive control strategy is obtained. Theoretical analysis shows that under the action of distorted traction network voltage energized by the inrush current injected to the traction network, the output current spectrum of the locomotive converter contains the non-characteristic spectrum that is consistent with the resonant frequency of the traction network, and the non-characteristic spectrum component can maintain the resonance of the traction network. Finally, the simulation model is established based on MATLAB/Simulink, and the correctness of theoretical analysis is verified.

Key words: non-characteristic spectrum; inrush current; coupling of train and network; neutral section; resonance; transient current control strategy

附录 A

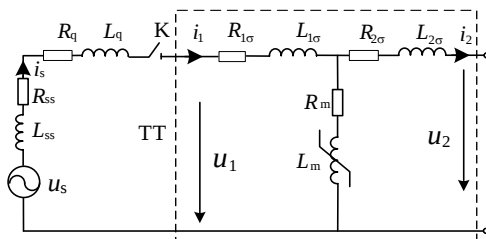


图 A1 车载变压器空载合闸等效电路

Fig.A1 Equivalent circuit of locomotive transformer when no-load closing

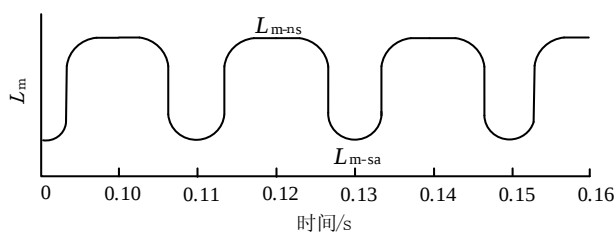


图 A2 变压器励磁电感

Fig.A2 Magnetizing inductance of transformer

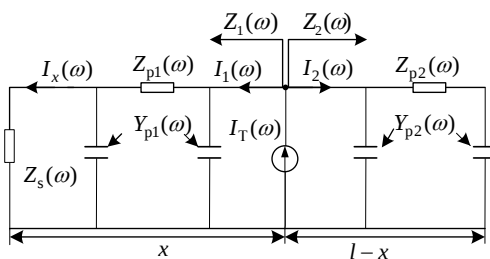


图 A3 分布式参数下的车网谐波模型

Fig.A3 Train-net harmonic model with distributed parameters

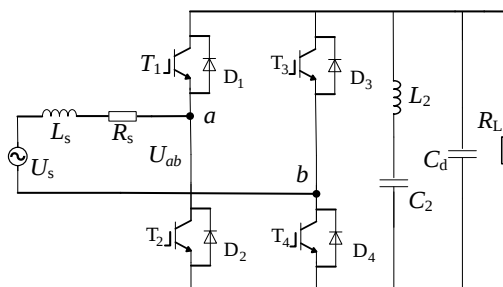


图 A4 两电平四象限整流模型

Fig.A4 Two-level 4QC model

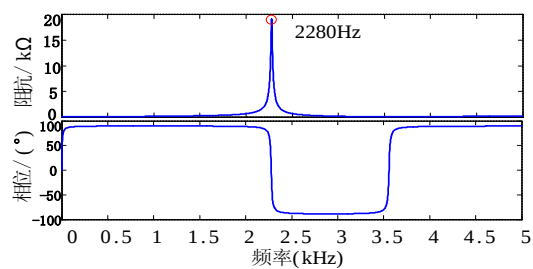


图 A5 牵引网阻抗-频率特性曲线

Fig.A5 Impedance-frequency curve of traction network

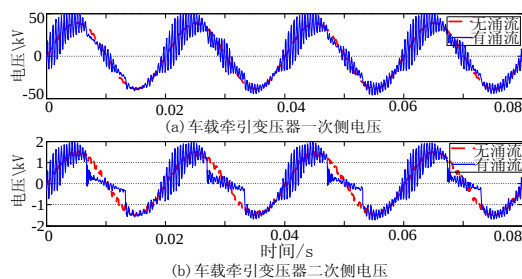


图 A6 有、无涌流时的车载牵引变压器一、二次侧电压波形

Fig.A6 Comparison of primary and secondary side voltage waveforms of locomotive traction transformer between with and without inrush current

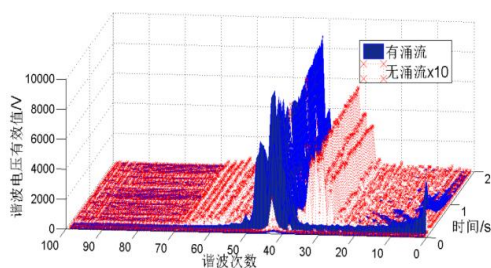


图 A7 有、无涌流时牵引网电压频谱对比

Fig.A7 Comparison of voltage spectrums of traction network between with and without inrush current

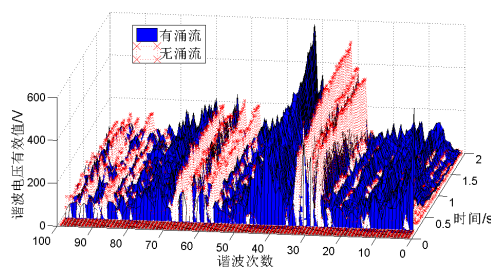


图 A8 有、无涌流情况下电压 $U_{ab}(t)$ 的频谱对比

Fig.A8 Comparison of voltage $U_{ab}(t)$ spectrums between with and without inrush current

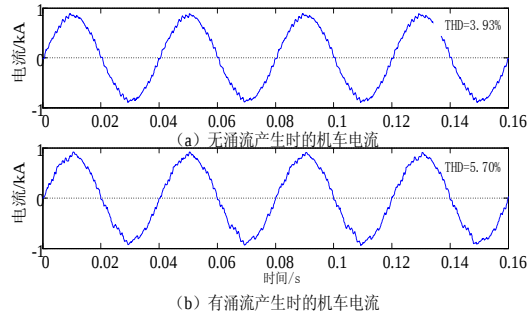


图 A9 有、无涌流时的机车电流对比

Fig.A9 Comparison of locomotive current waveforms between with and without inrush current

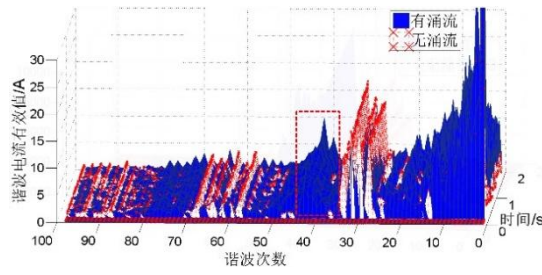


图 A10 有、无涌流产生时的机车电流频谱对比

Fig. A10 Comparison of locomotive current spectrums between with and without inrush current

附录 B

$$\begin{cases} u_1 = R_{1\sigma} i_1 + L_{1\sigma} di_1/dt + d\psi_m/dt \\ u_2 = R_{2\sigma} i_2 + L_{2\sigma} di_2/dt + d\psi_m/dt \end{cases} \quad (B1)$$

$$i_1 = \frac{M}{L_z} + \left[-\frac{\psi_m}{L_z} \cos(\omega t + \theta) \right] = \frac{\psi_r}{L_z} - \frac{U_m}{\sqrt{R_z^2 + \omega^2 L_z^2}} \cos \theta - \frac{U_m}{\sqrt{R_z^2 + \omega^2 L_z^2}} \cos(\omega t + \theta) =$$

$$\frac{\psi_r}{L_z} - I_m \cos \theta - I_m \cos(\omega t + \theta) = I_m [\lambda - \cos(\omega t + \theta)] \quad (B2)$$

$$I_h = \frac{1}{T} \int_0^T I_m (\lambda - \cos \alpha) e^{-jh\omega t} dt = \frac{I_m (\alpha_2 - \alpha_1)}{4\pi} e^{jh\left(\theta - \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}\right)} \times$$

$$\left\{ 2\lambda f_{sa} \left(h \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right) + f_{sa} \left[(h-1) \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right] + f_{sa} \left[(h+1) \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right] \right\} \quad (B3)$$

$$\begin{cases} Z_{p1}(\omega) = Z_o(\omega) \sinh[\gamma(\omega)x] \\ Y_{p1}(\omega) = \frac{1}{Z_o(\omega)} \tanh[\gamma(\omega)\frac{x}{2}] \\ Z_{p2}(\omega) = Z_o(\omega) \sinh[\gamma(\omega)(l-x)] \\ Y_{p2}(\omega) = \frac{1}{Z_o(\omega)} \tanh\left[\gamma(\omega)\frac{l-x}{2}\right] \end{cases} \quad (B4)$$

$$\begin{cases} Z_1(\omega) = \left(Z_{ss}(\omega) // \frac{1}{Y_{p1}(\omega)} + Z_{p1}(\omega) \right) // \frac{1}{Y_{p1}(\omega)} \\ Z_2(\omega) = \left(Z_{p2}(\omega) + \frac{1}{Y_{p2}(\omega)} \right) // \frac{1}{Y_{p2}(\omega)} \end{cases} \quad (B5)$$

$$f(t) = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{\rho=1}^{\infty} [A_{0\rho} \cos(\rho Y) + B_{0\rho} \sin(\rho Y)] + \sum_{\nu=1}^{\infty} [A_{0\nu} \cos(\nu X) + B_{0\nu} \sin(\nu X)] + \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\rho=-\infty, \rho \neq 0}^{\infty} [A_{\nu\rho} \cos(\nu X + \rho Y) + B_{\nu\rho} \sin(\nu X + \rho Y)] \quad (B6)$$

$$A_{\nu\rho} + jB_{\nu\rho} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) e^{j(\nu X + \rho Y)} dX dY \quad (B7)$$

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{U_s(t) - U_{ab}(t)}{L_s} \quad (B8)$$

$$U_s(t) = \sqrt{2}U_1 \cos(\omega_r t) + \underbrace{\sum_{r=2}^{\infty} \sqrt{2}U_r \cos(r\omega_r t + \phi_r)}_{U_{sr}} + \underbrace{\sum_{k>1, k \neq r}^{\infty} i_{sk}(t)Z_{eq}(\omega_r)}_{U_{sk}} \quad (B9)$$

$$U'_{ab}(t) = QU_d \cos(\omega_e t + \beta) + \sum_{r=2}^{\infty} \sqrt{2}U'_{abr} \cos(r\omega_e t + \phi'_{abr}) + \sum_{k>1, k \neq r}^{\infty} \sqrt{2}U'_{abk} \cos(k\omega_e t + \phi'_{abk}) \quad (B10)$$

附录 C

表 C1 系统仿真参数

Table C1 Parameters of simulation system			
参数	数值	参数	数值
牵引变压器容量 S_{tr} (MV·A)	31.5	电压内环 K_{oi}	0.8
线路长度 l_s /km	10	采样时间 T_s /ns	0.05
载波频率 f_c /Hz	800	负载电阻 R_L/Ω	500
交流侧电感 L_s /mH	5	二次滤波电感 L_2 /mH	0.84
桥路增益 K_{pwm}	100	二次滤波电容 $C_2/\mu F$	3 000
电流内环 K_{ip}	10	直流支撑电容 $C_d/\mu F$	8 000
电压外环 K_{op}	3	直流电压 U_d /V	1 800