

DOI: 10.7667/PSPC160829

考虑牵引网谐波耦合的动车组辅助变流器启动特性分析

朱鹏¹, 周福林¹, 李丹丹¹, 刘双玲¹, 焦京海²

(1. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031; 2. 中车青岛四方机车车辆股份有限公司, 山东 青岛 266111)

摘要: 动车组辅助变流器运行在谐波含量较高的线路时频繁出现启动失败故障, 线路试验结果表明牵引网高次谐波含量与启动失败存在相关性。为研究牵引网谐波电压对交直交型辅助变流器启动过程的影响, 首先建立了车载单相变压器谐波模型, 分析了牵引网谐波对车载牵引变压器辅助绕组的渗透特性。建立辅助变流器滤波电路谐波模型, 对其串联谐振进行理论分析。建立单相不控桥式整流电路的数学模型, 理论分析了交流侧谐波对不控整流电路的影响。对发生辅助变流器启动故障的 CRH 某型动车组进行测试, 对电压进行了谐波分析。根据实测数据对交直交型辅助变流器预充电过程进行仿真分析, 与理论分析结果进行了对比。研究表明, 牵引网谐波会明显渗透到车载牵引变压器辅助绕组, 当滤波电路参数与牵引网谐波不匹配时, 将激发滤波电路串联谐振, 使滤波电容电压严重畸变, 会使变流器不控整流阶段的直流侧电压升高, 导致辅助变流器出现预充电启动失败故障。对深入研究谐波环境下动车组辅助变流器特性及滤波电路元件参数选取具有一定的指导意义。

关键词: 辅助变流器; 预充电启动; 牵引网谐波; 谐波模型

Analysis of precharging characteristics of EMU auxiliary converter considering the harmonic coupling of the traction network

ZHU Peng¹, ZHOU Fulin¹, LI Dandan¹, LIU Shuangling¹, JIAO Jinghai²

(1. School of Electric Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. CRRC Qingdao Sifang CO., LTD., Qingdao 266111, China)

Abstract: When the motor train auxiliary converter runs in the line with high harmonic content, the fault occurs frequently. The test results show that there is a correlation between the high harmonic content of the traction network and the failure of the start. In order to study the influences of the high order harmonics of traction network for the precharging process of the EMU auxiliary converter, the harmonic model of locomotive transformer is established to analyze the permeability characteristics of high-order harmonics for the EMU auxiliary converter system, and the harmonic model of auxiliary converter filter circuit is established to analyze the series resonance. The mathematical model of single-phase capacitor-filtered diode bridge rectifier circuit is presented to analyze the influences of the high order harmonics for DC side voltage. The CRH EMU auxiliary converter with starting fault is measured, and the harmonic measured data are analyzed. Then the computer simulation model of the EMU auxiliary converter is built by Matlab/Simulink to analyze the influences of the high order harmonics of traction network for the precharging process of the EMU auxiliary converter. The results illustrate that the high-order harmonic voltage in the traction network could easily penetrate into the EMU auxiliary converter system, the high-order harmonic voltage nearby filter circuit series resonance frequency will excite series resonance to lead to serious distortion of filter capacitor voltage, which can lead to the DC side voltage increase and auxiliary converter precharging start fault. It is of certain reference meaning for deeply researching the characteristic of EMU auxiliary converter and selection of filter circuit component under harmonic environment.

This work is supported by Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. A0920502051619-34).

Key words: EMU auxiliary converter; precharging process; high order harmonics of traction network; harmonic model

0 引言

近年来, 在我国电气化铁路线上多种型号列车混合运行的情况十分普遍, 使得牵引网含有丰富的

低次和高次谐波^[1-2]。动车组辅助变流器运行在谐波含量较高的线路时频繁出现启动失败故障, 线路试验结果表明牵引网高次谐波含量与启动失败存在相关性。目前, 对于电力机车和动车组交直交型辅助变流器预充电启动过程的研究较少且不深入, 缺乏牵引网谐波对辅助变流器预充电过程的影响分析。

交直交型辅助变流器交流侧包括输入变压器、

基金项目: 中央高校基本科研业务费项目(A0920502051619-34); 中国铁路总公司重点科技项目(2015J005-A)

滤波电感、滤波电容形成了 LCL 型滤波电路, 预充电启动过程实际是不控整流充电阶段, 可以分别对交流侧滤波电路和单相不控整流电路进行分析。

文献[2-3]研究了牵引网谐波对牵引变压器的渗透特性及车网耦合系统网压振荡机理, 但未涉及牵引网谐波对电力机车和动车组渗透的研究。文献[4-6]分别对含有 LCL 滤波的 PWM 整流器和并网逆变器的控制策略进行研究, 但未考虑 PWM 整流器的预充电启动过程, 在 LCL 滤波器参数设计时也没有考虑网侧谐波电压的影响。

低压电力系统中对不控整流型负荷的研究较多。文献[7-8]研究了单相桥式不控整流电路的时域和频域模型, 可精确计算直流侧电压和交流侧电流; 文献[9-10]建立了单相不可控桥式整流电路的谐波耦合导纳矩阵模型, 研究交流侧谐波电压对单相不可控桥式整流电路谐波产生特性的影响。上述文献都是针对含低次谐波的低压电力系统的研究, 由文献[11-12]可知牵引网中含有大量的低次和高次谐波; 并且上述文献都着重研究交流侧谐波电压与谐波电流的关系, 未深入分析交流侧谐波电压对直流侧电压的影响。

本文首先建立了车载单相变压器的谐波模型, 研究了牵引网谐波对车载牵引变压器辅助绕组的渗透特性; 分别对交流侧滤波电路和单相不控整流电路进行分析, 建立辅助变流器滤波电路谐波模型, 对其串联谐振进行理论分析; 研究了辅助变流器不控整流充电阶段, 交流侧谐波电压对不可控桥式整流电路直流侧电压的影响。

1 交直交型辅助变流器预充电启动过程

交直交型辅助变流器预充电启动过程实际上是网侧电源通过预充电电阻以不可控整流方式对直流侧电容进行充电, 启动成功后变流器驱动模块释放脉冲进入四象限整流过程^[13]。交直交型辅助变流器预充电电路原理图如图 1 所示。

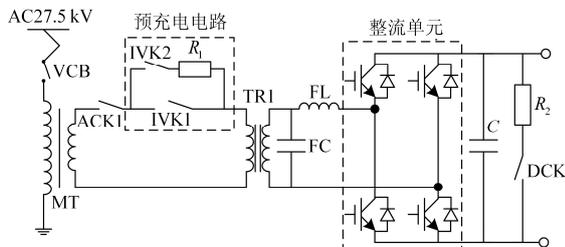


图 1 辅助变流器预充电电路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of auxiliary converter circuit

图 1 中, R_1 为预充电电阻, R_2 为固定放电电阻, C 为中间直流电路支撑电容, $IVK1$ 为短接接触器,

$IVK2$ 为充电接触器, FL 为输入滤波电感, FC 为输入滤波电容, $TR1$ 为输入变压器^[14]。

CRH2 型动车组辅助变流器预充电过程如下:

- 1) 供给控制电压后 1 s 对 CPU 进行初始化并接通 ACK1;
- 2) 脉冲整流器输入电压在 250 V 以上时, 接通充电接触 $IVK2$, 通过预充电电阻对直流侧电容进行初期充电;
- 3) 接通 $IVK2$ 充电接触 2 s 后接通 $IVK1$, 不用充电电阻对直流侧电容进行直接充电;
- 4) 接通 $IVK1$ 短接接触器 2 s 后断开 $IVK2$, 接通脉冲整流器的闸控进行 PWM 整流充电, 当直流侧电压达到 DC600 V 时接通逆变器的闸控。

2 牵引网谐波对车载变压器的渗透机理

牵引网电压经牵引变压器降压后给牵引传动系统和辅助供电系统供电, 因此电力机车、动车组与牵引网之间存在紧密的电气耦合关系, 牵引网中的谐波会渗透到电力机车、动车组系统中。

牵引变压器为多绕组单相变压器, 例如 TBQ32-5280/25 型牵引变压器有 4 个高压绕组和 4 个低压绕组, 各绕组之间解耦布置, 4 个高压绕组并联运行、4 个低压绕组分别单独运行供电, 牵引变压器示意图如图 2 所示^[15]。

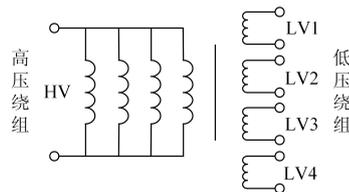


图 2 牵引变压器示意图

Fig. 2 Structure diagram of the locomotive transformer

辅助变流系统由牵引变压器的辅助绕组供电, 研究牵引网谐波对单相牵引变压器的渗透特性, 单相变压器 h 次谐波频率下的谐波模型如图 3 所示。

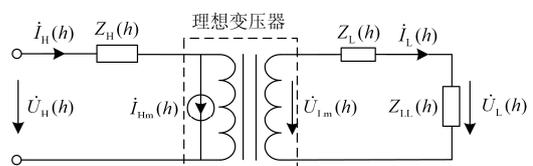


图 3 单相变压器谐波模型

Fig. 3 Harmonic model of single-phase transformer

图 3 中: Z_H 为变压器高压侧等值短路阻抗; Z_L 为低压侧等值短路阻抗; Z_{LL} 为低压侧负载等效阻抗; $\dot{U}_H(h)$ 为牵引网侧的 h 次谐波电压; $\dot{I}_H(h)$ 为牵

引网侧的 h 次谐波电流; $\dot{U}_L(h)$ 低压侧负载的 h 次谐波电压; $\dot{I}_L(h)$ 为低压侧 h 次谐波电流。

理想变压器低压侧的 h 次谐波电压为

$$\dot{U}_{Lm}(h) = \frac{\dot{U}_H(h) - Z_H(h) \cdot \dot{I}_H(h)}{K} \quad (1)$$

式中, K 为高低压绕组匝数之比。

低压侧负载 h 次谐波电压、电流为

$$\dot{U}_L(h) = \frac{Z_{LL}(h)}{Z_L(h) + Z_{LL}(h)} \cdot \dot{U}_{Lm}(h) \quad (2)$$

$$\dot{I}_L(h) = \frac{\dot{U}_{Lm}(h)}{Z_L(h) + Z_{LL}(h)} \quad (3)$$

低压侧 h 谐波电压含有率为

$$HRU(h) = \dot{U}_L(h) / \dot{U}_L \quad (4)$$

由式(4)可以看出, 牵引网中的谐波电压可通过牵引变压器渗透到低压侧辅助变流系统, 如果牵引网谐波含量较高, 则会造成低压侧辅助变流系统输入电压谐波含量激增, 威胁低压侧辅助变流系统稳定运行。

3 交流侧滤波电路谐振分析

交直交型辅助变流器交流侧由输入变压器、滤波电感、滤波电容实际上形成了 LCL 型滤波电路, 交直交型辅助变流器不控整流阶段等效电路如图 4 所示。

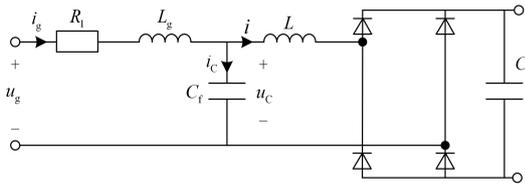


图 4 变流器预充电等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit of auxiliary converter

图 4 中, R_1 为预充电电阻折算到输入变压器二次侧的等效电阻, L_g 为牵引变压器和输入变压器漏感折算到输入变压器二次侧的等效电感, L 为变流器交流侧滤波电感, C_f 为输入滤波电容, u_g 为输入变压器二次侧电压, u_c 为滤波电容电压。

在辅助变流器预充电过程中后级逆变器不启动, 相当于空载运行, 变流器侧电流很小可视为开路, 因此从网侧电源看滤波电路为 R_1 、 L_g 和 C_f 组成的串联回路, 其 h 次谐波频率下的谐波模型如图 5 所示。

图 5 中, X_{Lg} 和 X_{Cf} 分别为网侧等效电感 L_g 的基波电抗和滤波电容 C_f 的基波容抗。由谐波模型可得到从网侧电源看的滤波电路谐波阻抗为

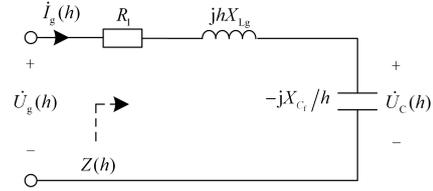


图 5 滤波电路谐波模型

Fig. 5 Harmonic model of auxiliary converter filter circuit

$$Z(h) = R_1 + j(hX_{Lg} - X_{Cf}/h) \quad (5)$$

串联谐振的谐波次数为

$$h_{res} = \sqrt{X_{Cf}/X_{Lg}} \quad (6)$$

串联谐振频率为

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_g C_f}} \quad (7)$$

当网侧电源含有的谐波频率与滤波回路的串联谐振频率相等或接近时, 将激发串联谐振。谐振时滤波电容的谐波电压为

$$\dot{U}_C(h_{res}) = \frac{1}{2\pi f_{res} C_f \cdot R_1} \cdot \dot{U}_g(h_{res}) = \frac{R_d}{R_1} \cdot \dot{U}_g(h_{res}) \quad (8)$$

式中, R_d 为谐振点频率的电容阻抗。

为分析滤波回路各个参数对系统稳定性影响, 计算滤波回路网侧电压到滤波电容电压传递函数为

$$\frac{U_C(s)}{U_g(s)} = \frac{1}{s^2 C_f L_g + s C_f R_1 + 1} \quad (9)$$

不同电感 L_g 、滤波电容 C_f 、电阻 R_1 参数的传递函数的波特图, 分别如图 6—图 8 所示。

由图 6 可知, 当电感值增大时, 其波特图在高频处幅值下降幅度增大, 滤波效果越好, 但串联谐振频率会减小, 而且随着电感增大, 也会影响 PWM 整流系统的动态性能; 由图 7 可知, 当滤波电容增大时, 波特图在高频处幅值下降幅度增大, 滤波效果越好, 但是串联谐振频率会减小, 且电容增大会产生更多的无功; 由图 8 可知, 预充电电阻 R_1 增加了系统的阻尼, 未加入电阻 $R_1=0$ 时传递函数存在谐振峰值, 当加入电阻 $R_1=R_d/3$ 为谐振点频率电容阻抗的三分之一时, 谐振峰值得到较大衰减, 随着阻尼电阻增加, 衰减程度变大, 且不改变低频和低频传输特性。

由上述分析可知, 当网侧电源含有的谐波频率与滤波电路的串联谐振频率相等或接近时, 将激发串联谐振。谐振时滤波电容谐波电压与网侧谐波电压 $\dot{U}_g(h)$ 、谐振点频率电容阻抗 R_d 和预充电电阻 R_1 有关: 当电阻 R_1 小于 $R_d/3$ 时, 很小的牵引网侧谐波电压会在滤波电容 C_f 上产生很高的谐波电压^[6]; 当牵引网侧谐波电压很高时, 也会在滤波电容 C_f

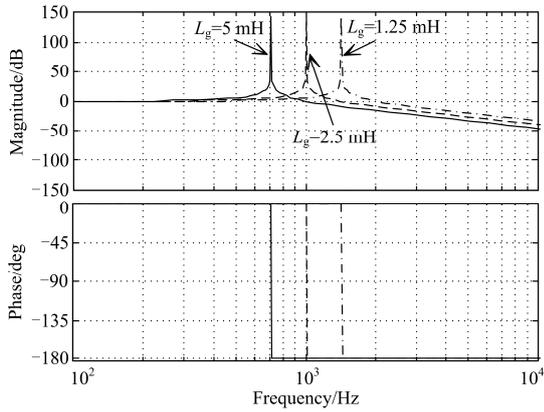


图 6 当 $L_g=1.25$ mH, 2.5 mH, 5 mH 时的波特图
Fig. 6 Bode plot when $L_g=1.25$ mH, 2.5 mH, 5 mH

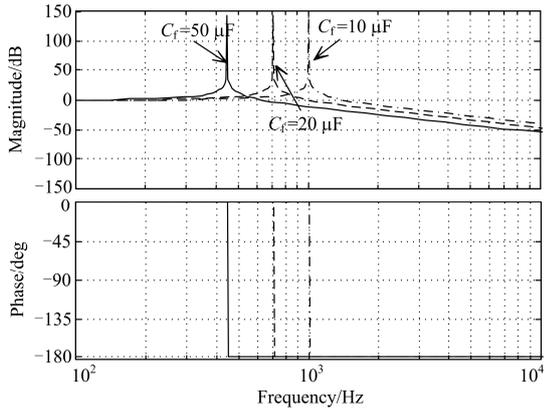


图 7 当 $C_f=10$ μ F, 20 μ F, 50 μ F 时的波特图
Fig. 7 Bode plot when $C_f=10$ μ F, 20 μ F, 50 μ F

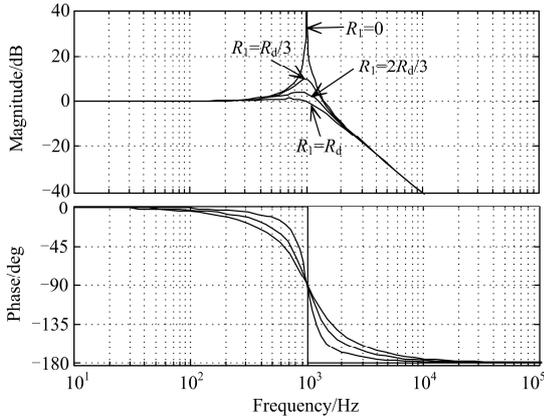


图 8 当 $R_1=0, R_d/3, 2R_d/3, R_d$ 时的波特图
Fig. 8 Bode plot when $R_1=0, R_d/3, 2R_d/3, R_d$

上产生很高的谐波电压。滤波电容电压过高不仅对滤波电容造成危害，也会对后级不控整流电路产生影响。

因此，在对预充电电阻和滤波电路元件参数的选取时，既要考虑辅助变流器 PWM 整流阶段的系

统动态性能和稳定性，又要保证辅助变流器预充电阶段的正常运行。

4 单相不控桥式整流电路数学分析

4.1 单相不控桥式整流电路计算

滤波电容后接单相不可控桥式整流电路，滤波电容电压可视为后级单相不可控桥式整流电路的输入电压源。电容滤波型单相不可控桥式整流电路，如图 9 所示^[7]。

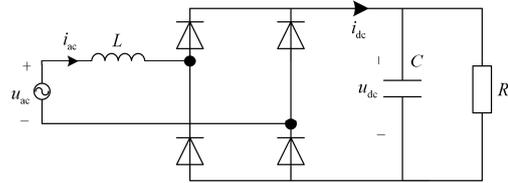


图 9 单相不可控桥式整流等效电路

Fig. 9 Equivalent circuit of single-phase diode bridge rectifier

图中： R 为负荷的等效电阻； L 为输入滤波电感； C 为输出滤波电容； $u_{ac}(\Omega)$ 和 $u_{dc}(\Omega)$ 分别为输入的交流电压和整流后输出的直流电压。

当输入端只有基波电压 $u_{ac}(\Omega) = U_1 \sin \Omega$ 时，交流侧电流 $i_{ac}(\Omega)$ 和直流输出电压 $u_{dc}(\Omega)$ 波形如图 10 所示。其中， α 和 γ 分别为二极管导通位置角和导通角。在断续工作状态下，二极管不控整流电路有电容充电和放电两种状态。

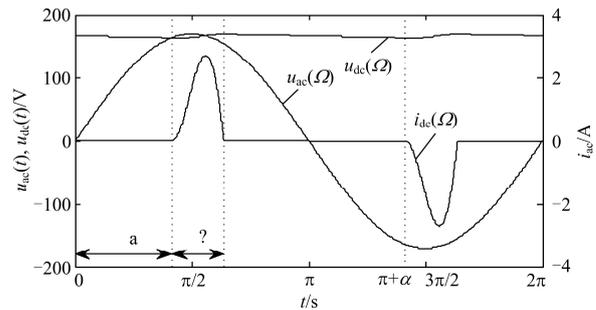


图 10 交流侧电流和直流侧电压波形

Fig. 10 Waveforms of AC side current and DC side voltage

电容充电阶段 ($\Omega \in [\alpha, \alpha + \gamma]$):

$$\begin{cases} i_{ac}(\Omega) = \omega_1 C \frac{du_{dc}(\Omega)}{d\Omega} + \frac{u_{dc}(\Omega)}{R} \\ u_{ac}(\Omega) = \omega_1 L \frac{di_{ac}(\Omega)}{d\Omega} + u_{dc}(\Omega) \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)分为零输入响应和零状态响应分别求解，可得电源电压为 $u_{ac}(\Omega) = \sum_{h=1}^H U_h \sin(h\Omega + \varphi_h)$ 时的输入电流和输出直流侧电压^[7]:

$$i_{ac}(\theta) = i_{zi}(\theta) + \sum_{h=1}^H i_{zs,h}(\theta) \quad (11)$$

$$u_{dc}(\theta) = u_{zi}(\theta) + \sum_{h=1}^H u_{zs,h}(\theta) \quad (12)$$

式中: $\theta = (\Omega - \alpha) \in [0, \gamma]$; $i_{zi}(\theta)$ 、 $u_{zi}(\theta)$ 表示考虑每次电路导通时电容上的初始电压作用的零输入响应; $i_{zs,h}(\theta)$ 、 $u_{zs,h}(\theta)$ 表示由第 h 次谐波电压单独作用的零状态响应。 $i_{zi}(\theta)$ 、 $i_{zs,h}(\theta)$ 、 $u_{zi}(\theta)$ 、 $u_{zs,h}(\theta)$ 的表达式为

$$i_{zi}(\theta) = -\frac{e^{-a_1\theta} a_1 \sin(b_1\theta)}{\omega_1 b_1 L} \cdot U_C \quad (13)$$

$$i_{zs,h}(\theta) = e^{-a_1\theta} [I_{1h} \cos(b_1\theta) + I_{2h} \sin(b_1\theta)] + I_{3h} \cos(h\theta) + I_{4h} \sin(h\theta) \quad (14)$$

$$u_{zi}(\theta) = \frac{e^{-a_1\theta} [b_1 \cos(b_1\theta) - a_1 \sin(b_1\theta)]}{b_1} \cdot U_C \quad (15)$$

$$u_{zs,h}(\theta) = U_{3h} \sin(h\theta + \mathcal{G}_h) e^{-a_1\theta} + [U_{1h} \cos(b_1\theta) + U_{2h} \sin(b_1\theta)] \quad (16)$$

式中: $a_1 = 1/(2\omega_1 RC)$, $b_1 = \sqrt{4CR^2/L - 1}/(2\omega_1 RC)$,

$$U_C = \sum_{h=1}^H U_h \sin \alpha_h, \quad \zeta = R^2(CL\omega_h^2 - 1)^2 + L^2\omega_h^2,$$

$$\xi = LC^2R^2\omega_h^2 - CR^2 + L, \quad \omega_h = h\omega_1, \quad \alpha_h = h\alpha + \varphi_h;$$

$$I_{1h} = U_h [\omega_h \xi \cos \alpha_h - R \sin \alpha_h] / \zeta,$$

$$I_{2h} = \frac{U_h a_1}{b_1 L \zeta} [(L - 2\xi)R \sin \alpha_h + (\xi - 2CR^2)\omega_h L \cos \alpha_h]$$

$$I_{3h} = U_h (R \sin \alpha_h - \omega_h \xi \cos \alpha_h) / \zeta,$$

$$I_{4h} = U_h (R \cos \alpha_h + \omega_h \xi \sin \alpha_h) / \zeta;$$

$$U_{1h} = U_h R [L\omega_h \cos \alpha_h - (1 - LC\omega_h^2)R \sin \alpha_h] / \zeta,$$

$$U_{2h} = \frac{U_h R a_1}{b_1 \zeta} [(2\xi - L)\omega_h \cos \alpha_h - (1 + LC\omega_h^2)R \sin \alpha_h]$$

$$U_{3h} = U_h R / \sqrt{\zeta},$$

$$\mathcal{G}_h = \arctan \frac{R(1 - LC\omega_h^2) \sin \alpha_h - L\omega_h \cos \alpha_h}{R(1 - LC\omega_h^2) \cos \alpha_h - L\omega_h \sin \alpha_h}.$$

为了计算出 α 、 γ , 二极管的约束方程如下所述。

二极管开始导通电容充电时

$$u_{dc}(\alpha) = u_{ac}(\alpha) = \sum_{h=1}^H U_h \sin(h\alpha + \varphi_h) \quad (17)$$

二极管开始关断电容放电时

$$\begin{cases} u_{dc}(\alpha + \gamma) e^{-(\pi - \gamma)/(\omega_1 RC)} - u_{dc}(\alpha) = 0 \\ i_{ac}(\alpha + \gamma) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

通过迭代法可求解 α 、 γ 的值^[7,9]。

4.2 单相不控桥式整流电路直流侧电压近似计算

当电源电压含谐波时, 可认为电路参数 R 、 L 、 C 一定, 而电路导通位置角 α 和导通角 γ 受输入电压谐波的影响。考虑到在每个导通区间内, 电感电压的平均值为 0, 可认为感容滤波电路与电容滤波电路的直流侧电压平均值相等, 其波形近似为锯齿波, 如图 11 所示。

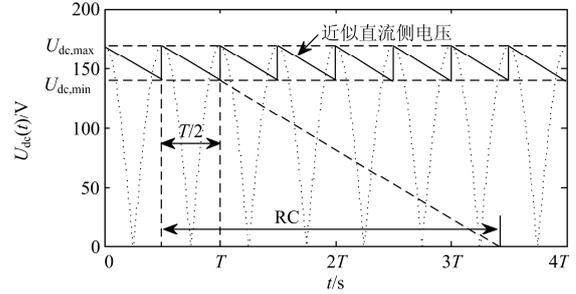


图 11 直流侧电压近似计算

Fig. 11 Approximate calculation of DC side voltage

图中, T 为输入电压周期。一般 RC 值很大, 可认为每次充电直流侧电压均能达到输入电压的峰值, 然后按 RC 放电下降, 且在 $T/2$ 处为直流侧电压最小值。可得近似直流侧电压平均值^[10]:

$$U_{dc} = \frac{U_{dc,max} + U_{dc,min}}{2} \approx u_{ac,max} \left(1 - \frac{T}{4RC}\right) \quad (19)$$

式中, $u_{ac,max}$ 为输入电压峰值。

4.3 交流侧谐波对单相不控桥式整流电路影响分析

由式(17)、式(18)二极管导通关断的约束条件可知, 当输入电压 u_{ac} 的绝对值大于直流侧电压 u_{dc} 时二极管桥导通, 滤波电容处于充电阶段, 交流侧流过电流 i_{ac} ; 其余时刻二极管桥关断, 滤波电容对 R 放电。故当输入电压含谐波发生畸变时, 会使二极管在半个周期内存在多个导通时间间隔, 电容进行多次充放电过程, 交流侧电流呈间断的脉冲状波形^[7]。

由式(12)可知, 当电路参数 R 、 L 、 C 一定时, 直流侧电压受输入电压各次谐波幅值、各次谐波与基波电压的相位差的影响, 而输入电压波形的峰值在一定程度上综合反映了谐波的幅值和相位; 在辅助变流器预充电过程中后级逆变器不启动, 相当于空载运行, 在充电过程中直流侧电压接近于输入电压峰值, 由式(19)可知, 当输入电压因畸变使波形峰值较基波增大时, 直流侧电压升高, 反之直流侧电压降低。

由以上分析可知, 在辅助变流器不控整流充电阶段, 当滤波电容电压含谐波使电压波形在波峰处发生畸变且较基波多次突起峰值增大时, 不仅会使二极管在半个周期内多次导通关断、电容进行多次充放电过程, 并且会导致直流侧电压升高。

5 实测数据及仿真分析

5.1 实测动车组电压谐波分析

运行于成达线(成都—达州)上的 CRH 某型城际动车组发生多起车载辅助电源故障,表现特点为辅助变流器直流侧电压过高,辅助变流器不能从不控整流切换至 PWM 控制模式,辅助变流器报出 APU 135 过压故障,辅助变流器(APU)重合闸概率较高。利用 BDC-5 型电能质量测试仪对 CRH 某型动车组高压供电端口电(网压)、辅助电源装置供电端口电压等电气量进行了测量,进行电压谐波分析。

辅助变流器启动正常与故障时动车组网压波形如图 12 所示,启动正常与故障时辅助绕组电压波形如图 14 所示。对动车组网压及辅助绕组电压进行 FFT 分析,其各次谐波电压含有率分别如图 13 和图 15 所示,总谐波畸变率与主要次数谐波电压含有率如表 1 所示。

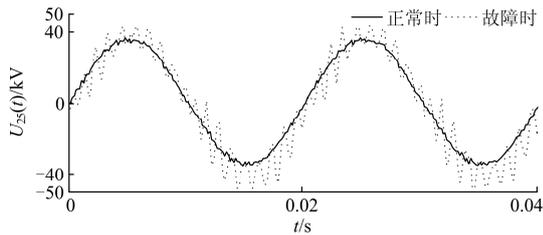


图 12 启动正常与故障时动车组网压实时波形
Fig. 12 Voltage waves of EMU high voltage side

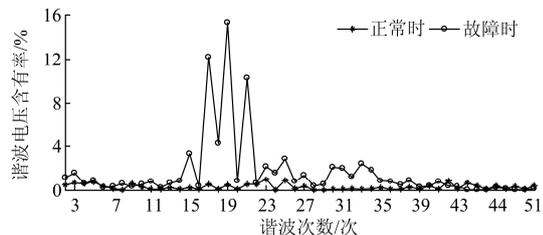


图 13 正常与故障时动车组网压谐波电压含有率
Fig. 13 Harmonic voltages ratio of EMU high voltage side

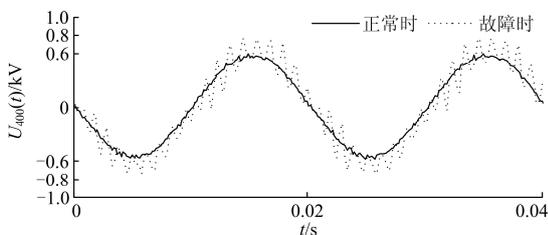


图 14 启动正常与故障时辅助绕组电压实时波形
Fig. 14 Voltage waves of EMU auxiliary winding

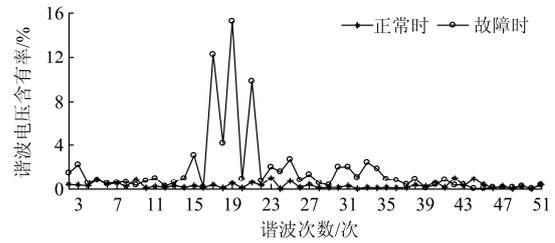


图 15 正常与故障时辅助绕组谐波电压含有率

Fig. 15 Harmonic voltages ratio of EMU auxiliary winding

表 1 高压供电端及辅助变流器供电端电压畸变率比较
Table 1 THD_U of EMU high voltage side and auxiliary winding

	正常时		故障时	
	U_{25}	U_{400}	U_{25}	U_{400}
THD	3.52%	3.43%	23.87%	23.71%
17 次	0.58%	0.36%	12.18%	12.29%
19 次	0.51%	0.58%	15.31%	15.25%
21 次	0.56%	0.62%	10.22%	9.77%

由以上图表可知,辅助变流器启动正常时,动车组网压总谐波畸变率很小;辅助变流器启动故障时,动车组网压总谐波畸变率很高,电压发生明显畸变,而 17 次、19 次、21 次等高次谐波是造成电压畸变的主要原因。

辅助变流器启动故障时,动车组负载绕组电压谐波畸变率很高,而造成电压畸变的主要为 17 次、19 次、21 次等高次谐波,其分布趋势与动车组网压基本相同,表明牵引网侧高次谐波通过车载变压器大量的渗透到辅助变流器交流侧,并造成辅助绕组电压严重畸变。

5.2 仿真分析

将图 1 中牵引变压器和输入变压器漏感折算到输入变压器二次侧等效为电感 L_g , 预充电电阻折算到输入变压器二次侧等效为电阻 R_1 , 其中牵引变压器和输入变压器可视为理想变压器,在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型模拟仿真辅助变流器预充电启动过程,仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	取值
辅助绕组变比	27 500/400
输入变压器 TR1 变比	400/470
等效电感 L_g /mH	1.5
滤波电容 C_f /μF	20
滤波电感 L /mH	0.6
等效电阻 R_1 /Ω	3

仿真中 0.2 s 前牵引网电压不含有谐波,在 0.2 s

时加入与故障时实测牵引网电压相同谐波含量的谐波电压, 仿真得到的直流侧电压、滤波电容电压、牵引网电压波形如图 16 所示。

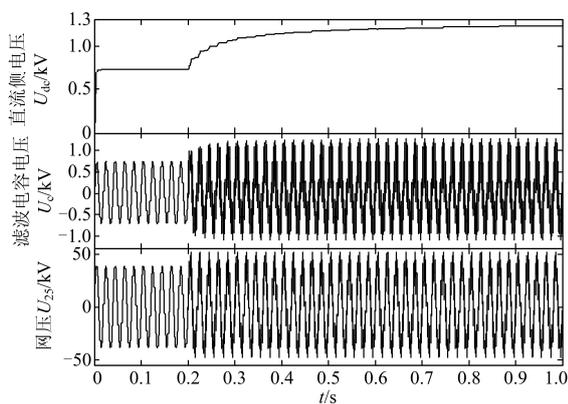


图 16 直流侧电压、滤波电容电压、牵引网电压波形图

Fig. 16 Voltage waves of DC side, filter capacitor, traction network

对牵引网电压含谐波时的动车组网压及滤波电容电压进行 FFT 分析, 其各次谐波电压含有率及总谐波电压畸变率对比如图 17 所示。

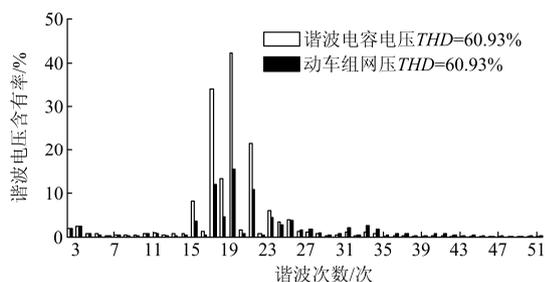


图 17 故障时牵引网电压及滤波电容电压谐波电压含率

Fig. 17 Harmonic voltages ratio of traction network and filter capacitor

由图 16 可知, 当牵引网电压不含谐波时, 直流侧电压可达到 730 V 保持稳定; 当牵引网电压含有 17 次、19 次、21 次等高次谐波时, 滤波电容电压严重畸变峰值达到 1270 V, 此时直流侧电压较正常时明显升高达到 1230 V。说明了牵引网谐波会渗透到辅助变流器系统, 对预充电启动过程造成影响; 验证了滤波电容电压含谐波使电压波形峰值增大时, 会使辅助变流器不控整流阶段直流侧电压升高的理论分析。

由图 17 可知, 滤波电容电压较牵引网电压总谐波畸变率明显升高, 其中 17 次、19 次、21 次谐波明显放大, 由仿真参数可知滤波电路的串联谐振频率为 918.88 Hz, 谐振次数为 18.37 次, 说明牵引网电压谐波使滤波电路发生串联谐振导致滤波电容电压严重畸变峰值变大。

6 结论

本文研究了牵引网谐波对车载牵引变压器辅助绕组的渗透特性, 以及牵引网谐波电压对辅助变流器不控整流充电阶段直流侧电压的影响。通过对数学理论、实测数据和仿真分析, 可以得到:

1) 牵引网侧谐波电压可通过车载变压器辅助绕组大量渗透到辅助变流器交流侧, 造成电压严重畸变, 威胁低压侧辅助变流系统稳定运行。

2) 辅助变流器滤波电路存在串联谐振频率, 当牵引网含有的谐波频率与滤波电路的串联谐振频率相等或接近时, 将激发串联谐振, 导致滤波电容电压畸变。

3) 在辅助变流器不控整流充电阶段, 畸变的滤波电容电压, 不仅会使直流侧电容在半个周期内多次充放电, 而且会使直流侧电压升高, 导致辅助变流器预充电启动发生过压故障。

4) 在对预充电电阻和滤波电路元件参数的选取时, 既要考虑辅助变流器 PWM 整流阶段的系统动态性能和稳定性, 又要保证辅助变流器预充电阶段的正常运行。

参考文献

- [1] 李群湛, 连接三, 高仕斌. 高速铁路电气化工程[M]. 成都: 西南交通大学出版社, 2005.
- [2] 赵元哲, 李群湛, 周福林, 等. 牵引网高次谐波对高低压三相系统的渗透特性[J]. 西南交通大学学报, 2015, 50(5): 961-969.
ZHAO Yuanzhe, LI Qunzhan, ZHOU Fulin, et al. Research on permeability characteristics of traction network high order harmonics for three-phase power system[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2015, 50(5): 961-969.
- [3] 付莉, 张桂南, 高仕斌. 高速铁路车网耦合系统网压振荡模态分析与对策[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(1): 24-32.
FU Li, ZHANG Guinan, GAO Shibin. Modal analysis and countermeasures on voltage low frequency oscillation of high-speed railway traction network and EMU coupling system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(1): 24-32.
- [4] 王隽龙, 宋文胜, 葛兴来, 等. 基于单相 LCL 脉冲整流器的高速铁路牵引网谐波谐振抑制方法[J]. 铁道学报, 2016, 38(3): 27-35.
WANG Junlong, SONG Wensheng, GE Xinglai, et al. A harmonic resonance suppression scheme for high speed railway traction power network based on single-phase LCL pulse rectifiers[J]. Journal of the China Railway

- Society, 2016, 38(3): 27-35.
- [5] 金亮亮, 周荔丹, 姚钢, 等. 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 1-8.
JIN Liangliang, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. A novel LCL filter adopted in grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 1-8.
- [6] 刁倩, 陆康. 差模有源阻尼在 PWM 变流器中的应用分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 108-114.
DIAO Qian, LU Kang. Analysis of differential mode active damping application in PWM converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 108-114.
- [7] LIAN K L, LEHN P W. Harmonic analysis of single-phase full bridge rectifiers based on fast time domain method[C] // ISIE, Montreal, July, 2006.
- [8] SUN Y, ZHANG G, XU W, et al. A harmonically coupled admittance matrix model for AC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2007, 22(4): 1574-1582.
- [9] 雍静, 肖兵. 典型单相非线性负荷的精确谐波模型及其谐波衰减特性[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(19): 3210-3219.
YONG Jing, XIAO Bing. Harmonic modeling and investigation on harmonic attenuation effect for typical single-phase nonlinear loads[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 34(19): 3210-3219.
- [10] 雍静, 陈亮, 陈双燕. 台式计算机负荷的频域谐波模型及衰减特性[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(25): 122-129.
YONG Jing, CHEN Liang, CHEN Shuangyan. Frequency domain harmonic model and attenuation characteristics of desktop PC loads[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(25): 122-129.
- [11] 律方成, 韩芳, 汪佛池, 等. 动车组升降弓过电压及抑制措施仿真分析[J]. 高压电器, 2016, 52(2): 1-6.
LÜ Fangcheng, HAN Fang, WANG Fochi, et al. Overvoltage in CRH reactor lifting process and simulation analysis of restraining measures[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(2): 1-6.
- [12] 张建军. 谐波电压传递特性分析研究[J]. 高压电器, 2016, 52(10): 130-134.
ZHANG Jianjun. Study of transfer characteristics of harmonic voltage[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(10): 130-134.
- [13] 邹档兵, 翁星方, 荣智林, 等. 轨道牵引用主变流器充放电电阻的参数计算与选型方法[J]. 机车电传动, 2012(3): 20-22.
ZOU Dangbing, WENG Xingfang, RONG Zhilin, et al. Design and selection type method for charging and discharging resistors in traction converter[J]. Electric Drive for Locomotives, 2012(3): 20-22.
- [14] 胡学永, 邓学寿. CRH2 型 200 km/h 动车组辅助供电系统[J]. 机车电传动, 2008(5): 1-7.
HU Xueyong, DENG Xueshou. Auxiliary power supply system of 200 km/h CRH2 EMUs[J]. Electric Drive for Locomotives, 2008(5): 1-7.
- [15] 何建. 电力机车牵引变压器副边绕组过电压计算[J]. 铁道机车车辆, 2015, 35(1): 36-40.
HE Jian. Calculation of transient overvoltage in secondary winding of electrical locomotive traction transformer[J]. Railway Locomotive and Car, 2015, 35(1): 36-40.
- [16] 吕润余. 电力系统高次谐波[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.

收稿日期: 2016-06-07; 修回日期: 2016-09-08

作者简介:

朱 鹏(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为牵引供电系统电能质量分析; E-mail: 1004739134@qq.com

周福林(1982—), 男, 通信作者, 博士, 硕士生导师, 研究方向为牵引供电系统电能质量分析, 车网系统电气耦合; E-mail: zhoufulin940@sina.com

李丹丹(1991—), 女, 硕士研究生, 研究方向为牵引供电系统电能质量、谐波谐振与抑制技术、车网耦合等方面的研究。E-mail: 577063479@qq.com

(编辑 姜新丽)