

高速列车高次谐波负荷建模方法

崔恒斌,冯晓云,宋文胜

(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要:为研究高速列车高次谐波负荷模拟方法,基于正弦切割数学模型分析了高速列车四象限变流器脉冲波产生的机理,理论推导出对应不同采样技术负荷电流高次谐波频谱计算公式,进而提出了一种新的高速列车高次谐波负荷建模方法。以CRH3为例,将时域仿真与现场试验得到的负荷电流数据进行傅里叶分解,得到的负荷电流谐波频谱分别与模型计算结果进行了对比,结果证明了所提负荷建模方法的正确性与精确性。进一步分析了四象限变流器多重化对负荷电流谐波频谱的影响以及非合理高次谐波产生的原因,以四重化四象限变流器为例,分别对正常工况与故障工况下负荷电流谐波频谱进行了计算与对比。

关键词: 高速列车; 谐波分析; 正弦切割模型; 建模; 多重化

中图分类号: TM 743

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.07.016

0 引言

高速列车网侧四象限变流器采用脉宽调制技术,因此负荷电流具有较宽的谐波频谱。谐波电流不仅影响高速列车牵引传动系统的性能,其作为电网谐波谐振的激励源,也是威胁列车安全运行的隐患。建立精确的高速列车谐波负荷模型不仅可用于分析谐波对牵引传动系统各部件的干扰,结合牵引网模型,还可用于分析电网谐波谐振的机理。

影响高速列车谐波负荷的因素众多:如牵引传动系统拓扑结构、调制技术、列车功率与开关频率等。如何同时考虑众多影响因素,分析谐波产生机理,建立高速列车谐波负荷模型是当前急需解决的问题。当前较多谐波负荷建模研究是以电网为对象开展的^[1],针对电气化铁路的负荷建模主要以牵引变电所为对象,注重考察铁路电气负荷对电网的影响^[2-4],仅部分学者与工程技术人员对列车谐波负荷模型开展了研究。针对交直型电力机车,文献[5-6]分别利用蒙特卡罗法与Laguerre多项式的逼近函数进行电力机车谐波电流估计;文献[7]研究了机车谐波电流与基波电压、电流和负荷特征参数之间的关系,建立了谐波负荷多项式模型,并对表征负荷特征的模型参数进行辨识;文献[8]采用数据拟合的方法建立起谐波电流与基波电流的关联;文献[9]则采用概率统计方法建立了谐波电流的概率分布模型。上述列车负荷模型的研究均基于试验数据展开,需对各次谐波分别建模,不适用于谐波频谱较宽的高速列车。文献[10-12]基于贝塞尔函数与双重傅里叶级数对四象限变流器交流侧电压谐波频谱进行了描述。为

避免对各次谐波分别建模,本文在上述既有研究的基础上,进一步分析列车谐波负荷电流产生机理,提出了一种新的高速列车高次谐波负荷建模方法。在此基础上,进一步分析了变流器多重化对负荷电流高次谐波频谱的影响,并对试验现场非合理高次谐波产生的原因进行了分析。

1 四象限变流器脉冲波统一正弦切割模型

四象限变流器主电路如图1所示。图中, u_s 为车载变压器输出电压; R_s 、 L_s 分别为车载变压器内阻与漏感; u_{ab} 为四象限变流器桥式电路交流侧瞬时电压; u_d 为四象限变流器直流侧瞬时电压。桥式电路由A桥和B桥组成,每个桥臂包含2个IGBT,且每个IGBT与1个二极管反向并联组成一个开关器件, P_1 、 P_2 、 P_3 和 P_4 分别为四象限变流器4个IGBT的导通状态(IGBT导通时为1,关断时为0)。

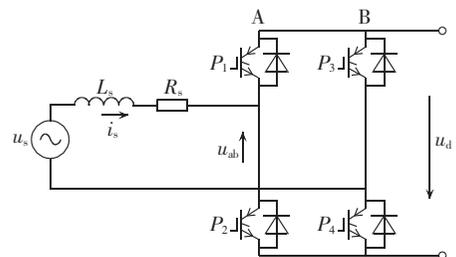


图1 四象限变流器主电路

Fig.1 Main circuit of four-quadrant converter

四象限变流器一般采用双边正弦调制技术,为简化分析过程,首先作如下假设:开关器件为理想开关,不考虑开关关断损耗、导通损耗以及死区效应。

双边正弦调制原理如图2所示,幅值为 M_1 (也称为调制系数, $0 \leq M_1 \leq 1$)的正弦调制波 u_m 与幅值为1的三角载波 u_c 比较,得到IGBT的控制信号, a 、 b 为调制波与载波的交点,分别对应 P_1 脉冲波的上升沿

收稿日期:2012-08-20;修回日期:2013-05-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U1134205,51207131,51277153)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(U1134205,51207131,51277153)

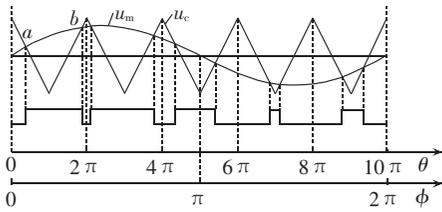


图 2 双边正弦调制技术原理图

Fig.2 Schematic diagram of bilateral sinusoidal modulation

和下降沿。时间轴既可表示为 $\theta = \omega_c t$, 又可表示为 $\phi = \omega_m t$, ω_c 为载波角频率, ω_m 为调制波角频率。载波比 $M_R = \omega_c / \omega_m$ 。当调制波输出大于载波输出时, $P_1 = 1$, 否则 $P_1 = 0$ 。将调制波反相, 与载波进行比较, 可同理得到 P_3 脉冲群。另有 $P_2 = -P_1, P_4 = -P_3$ 。

实际应用中, 因采用不同的采样技术, 调制波与载波的交点将发生变化^[13]。本文采用统一采样技术来表征调制波与载波的交点, 原理如图 3 所示。其中 T 为采样周期, t_n, t_{n+1}, t_{n+2} 分别为采样时刻。调制波与载波交点随采样系数 ε ($0 \leq \varepsilon \leq 1$) 变化而移动, 对应不同的脉冲触发时刻。

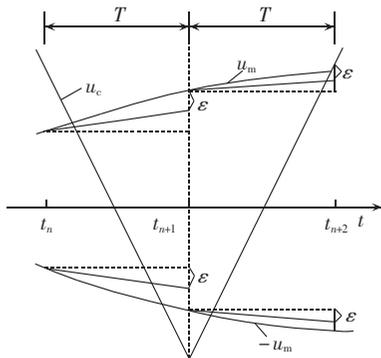


图 3 统一采样技术原理图

Fig.3 Schematic diagram of unified sampling technique

图 4 给出了采用统一采样技术时的正弦切割模型, 本文称之为统一正弦切割模型。图 4 第 2 个波形中正弦实线对应正极性调制波 u_m , 幅值为 $\pi M_1/2$, 其与切割线的交点分别对应 P_1 脉冲群的上升沿和下降沿, P_2 脉冲群与 P_1 脉冲群反向; 正弦虚线对应负极性调制波 $-u_m$, 幅值也为 $\pi M_1/2$, 其与切割线的交点分别对应 P_3 脉冲群的上升沿和下降沿, P_4 脉冲群与 P_3 脉冲群反向。电压 u_{ab} 由脉冲 P_1 与 P_3 共同决定, $u_{ab} = (P_1 - P_3)u_d$ 。图中, 切割线自 $\phi = \theta/M_R$ 随 ε 动态变化。

图 5 为图 4 第 2 个波形的局部图, 图中, cC 为 $(1-\varepsilon)\pi/M_R$, $\triangle aMA$ 与 $\triangle cMC$ 相似, 根据相似三角形关系可得:

$$aA = (1-\varepsilon)\theta/M_R \quad (1)$$

将 $\phi = \theta/M_R$ 代入式(1)可得:

$$aA = \phi - \varepsilon\theta/M_R \quad (2)$$

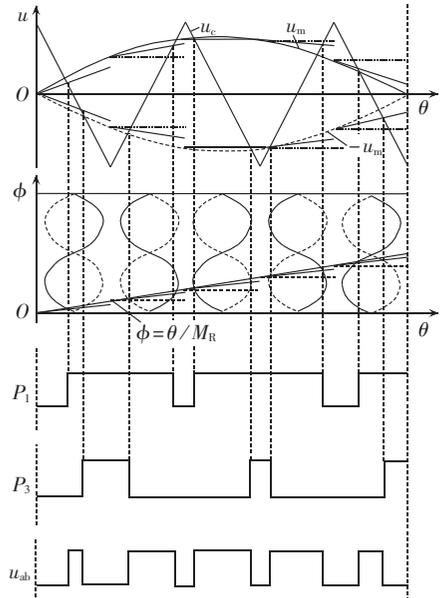


图 4 统一正弦切割模型

Fig.4 Unified sinusoidal cutting model

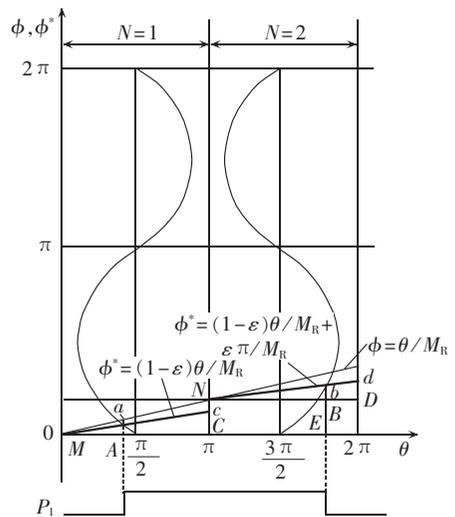


图 5 统一正弦切割模型(局部)

Fig.5 Partial of unified sinusoidal cutting model

在 $N=1$ 范围内, 当 ε 变化时, 正弦实线与切割线 $\phi^* = (1-\varepsilon)\theta/M_R$ 的交点 a (对应调制波与载波交点) 的横坐标可以表示为:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi M_1}{2} \sin(aA) \quad (3)$$

同理, dD 为 $(1-\varepsilon)\pi/M_R$, $\triangle bNB$ 与 $\triangle dND$ 相似, 根据相似三角形关系可得:

$$bB = (1-\varepsilon)(\theta - \pi)/M_R \quad (4)$$

式(4)可变换为:

$$bB + \pi/M_R = \frac{\theta}{M_R} - \frac{\varepsilon\theta}{M_R} + \frac{\varepsilon\pi}{M_R} \quad (5)$$

将 $\phi = \theta/M_R$ 代入式(5)可得:

$$bE = \phi - \frac{\varepsilon\theta}{M_R} + \frac{\varepsilon\pi}{M_R} \quad (6)$$

在 $N=2$ 范围内, 当 ε 变化时, 正弦实线与切割线 $\phi^* = (1-\varepsilon)\theta/M_R + \varepsilon\pi/M_R$ 的交点 b 的横坐标可以

表示为:

$$\theta = \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi M_1}{2} \sin(bE) \quad (7)$$

则当 $\varepsilon \neq 0$ 时, 结合式(2)与式(6), 切割线可表示为:

$$\phi^* = \begin{cases} \phi - \frac{\varepsilon\theta}{M_R} & N=1 \\ \phi - \frac{\varepsilon\theta}{M_R} + \frac{\varepsilon\pi}{M_R} & N=2 \end{cases} \quad (8)$$

P_1 脉冲可用数学函数 $F(\theta, \phi)$ 描述如下:

a. $N=1$ 范围内, 若 $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi M_1}{2} \sin \phi^* \leq \theta \leq \pi$, 则

$F(\theta, \phi) = 1$;

b. $N=2$ 范围内, 若 $\pi \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi M_1}{2} \sin \phi^*$,

则 $F(\theta, \phi) = 1$;

c. 其他情况下, $F(\theta, \phi) = 0$ 。

同理可推导 P_2, P_3, P_4 脉冲波的统一数学模型。

2 高速列车负荷电流高次谐波频谱分析

由双边正弦调制方法产生的脉冲波形均可用双重傅里叶级数表示为^[13]:

$$F(\theta, \phi) = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\phi) + B_{0n} \sin(n\phi)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m\theta) + B_{m0} \sin(m\theta)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} [A_{mn} \cos(m\theta + n\phi) + B_{mn} \sin(m\theta + n\phi)] \quad (9)$$

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \cos(m\theta + n\phi) d\theta d\phi \quad (10)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin(m\theta + n\phi) d\theta d\phi$$

式(9)等号右侧第1项为直流分量, 第2项为调制波对应的谐波分量, 第3项为载波对应的谐波分量, 第4项为调制波与载波交叉调制对应的谐波分量。

定义算子 $p = 1/M_R$, 结合第1节中脉冲 P_1 的数学描述函数, 将式(8)代入式(10)可解算傅里叶系数:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) e^{j(m\theta + n\phi)} d\theta d\phi = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} e^{jn\phi^*} d\phi^* \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi M_1 \sin \phi^*}{2}}^{\pi} e^{j(m\theta + n\varepsilon\theta)} d\theta + \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} e^{jn\phi^*} d\phi^* \int_{\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi M_1 \sin \phi^*}{2}}^{\pi} e^{j(m\theta + n\varepsilon\theta)} e^{-jn\varepsilon\pi} d\theta \quad (11)$$

由贝塞尔函数^[14]特性可知:

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{jn\phi^*} e^{-jx \sin \phi^*} d\phi^* = \frac{(-j)^n}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{jn\phi^*} e^{jx \cos \phi^*} d\phi^* \quad (12)$$

将式(12)代入式(11), 经过进一步推导可得:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{J_n[(m + n\varepsilon)M_1 \pi/2]}{(m + n\varepsilon)\pi} \times \{ \cos[\pi(m + n\varepsilon)/2] + j \sin[\pi(m + n\varepsilon)/2] \} - (-1)^n \frac{J_n[(m + n\varepsilon)M_1 \pi/2]}{(m + n\varepsilon)\pi} \times \{ \cos[3\pi(m + n\varepsilon)/2 - n\varepsilon\pi] + j \sin[3\pi(m + n\varepsilon)/2 - n\varepsilon\pi] \} \quad (13)$$

定义:

$$C_{mn} = \frac{J_n[(m + n\varepsilon)M_1 \pi/2]}{(m + n\varepsilon)\pi} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13), 并将结果应用于式(9), 可得到 P_1 脉冲谐波频谱特性:

$$F_{P_1}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{2J_n(n\varepsilon M_1 \pi/2)}{n\varepsilon\pi} \sin(n\omega_m t - n\varepsilon\pi/2) + \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} (-1)^{(m+1)/2} \frac{2J_0(mM_1 \pi/2)}{m\pi} \sin(m\omega_c t - \pi/2) + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{ 2C_{mn} \cos(m\pi/2) \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\varepsilon\pi/2] \} + \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\infty} \{ 2C_{mn} \sin(m\pi/2) \times \cos[(m\omega_c t + n\omega_m t) - (m\pi + n\varepsilon\pi/2)] \} \quad (15)$$

同理可推导 P_3 脉冲谐波频谱特性:

$$F_{P_3}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} - \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{2J_n(n\varepsilon M_1 \pi/2)}{n\varepsilon\pi} \sin(n\omega_m t - n\varepsilon\pi/2) + \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} (-1)^{(m+1)/2} \frac{2J_0(mM_1 \pi/2)}{m\pi} \sin(m\omega_c t - \pi/2) - \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{ 2C_{mn} \cos(m\pi/2) \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\varepsilon\pi/2] \} + \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\infty} \{ 2C_{mn} \sin(m\pi/2) \times \cos[(m\omega_c t + n\omega_m t) - (m\pi + n\varepsilon\pi/2)] \} \quad (16)$$

$u_{ab} = (P_1 - P_3)u_d = (F_{P_1} - F_{P_3})U_d$, U_d 为四象限变流器直流侧瞬时电压 u_d 的均值, 直流电压纹波相对 U_d 可忽略, 将式(15)与式(16)代入 u_{ab} 计算式可得:

$$u_{ab} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(n\varepsilon M_1 \pi/2)}{n\varepsilon\pi} \sin(n\omega_m t - n\varepsilon\pi/2) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{ 4C_{mn} (-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\varepsilon\pi/2] \} \quad (17)$$

如果图2中调制波滞后 δ , 载波滞后 γ , 并令 $\psi =$

$p\varepsilon\pi/2+\delta$, 则 u_{ab} 可进一步表示为:

$$u_{ab} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{np\varepsilon\pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{4C_{mn}(-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - m\gamma - n\psi]\} \quad (18)$$

由图 1 可知, 流入四象限变流器的电流(不考虑牵引变压器的变比, 当仅有 1 个四象限变流器时, 其即为负荷电流) i_s 是 u_s 与 u_{ab} 共同作用于 R_s 与 L_s 的结果。 i_s 计算公式如下:

$$i_s = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} i_s(n) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{u_s(n) - u_{ab}(n)}{Z_s(n)} = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{u_s(n)}{Z_s(n)} - U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{Z_s(n)np\varepsilon\pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) - U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{4C_{mn}(-1)^{m/2}}{Z_s(m/p+n)} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - m\gamma - n\psi] \right\} \quad (19)$$

其中, $u_s(n)$ 、 $u_{ab}(n)$ 、 $i_s(n)$ 分别为 u_s 、 u_{ab} 、 i_s 中的 n 次谐波分量($n=1$ 对应基波); $Z_s(n)$ 为 n 次谐波对应的变压器等效阻抗, $Z_s(n) = R_s + jn\omega_m L_s$ 。该计算公式考虑了电压 u_s 畸变对谐波电流的影响。

3 高速列车高次谐波负荷计算方法

3.1 高次谐波负荷建模

式(19)给出了高速列车高次谐波负荷电流的机理式计算方法, 其解算关键在于确定 U_d 、 ω_c 、 ω_m 、 M_1 、 p 、 ε 、 γ 、 ψ 、 R_s 及 L_s 。对于同一型号高速列车, U_d 、 ω_c 、 ω_m 、 R_s 与 L_s 通过技术资料可查; p 为基波频率与载波频率的比值; ε 由采样方法决定, 采用自然采样时 $\varepsilon=0$, 采用规则采样时 $\varepsilon=1$; γ 由四象限变流器数目决定; ψ 由功率因数与控制算法决定; 而 M_1 却随列车的运行工况动态发生改变, 因此确定列车不同运行工况对应的 M_1 是建立高速列车高次谐波负荷模型的主要工作。

牵引工况下, 高速列车表现为感性负荷时, 图 1 中各电量 u_s 、 i_s 、 u_{ab} 的 n 次谐波相量 $U_s(n)$ 、 $I_s(n)$ 、 $U_{ab}(n)$ 的关系如图 6 所示($n=1$ 表示基波)。图中, σ 为 $U_s(n)$ 与 $I_s(n)$ 的夹角; β 为 $U_s(n)$ 与 $U_{ab}(n)$ 的夹角; $X_s(n)$ 为

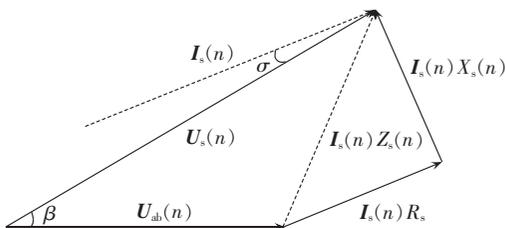


图 6 高速列车整流系统对应相量图

Fig.6 Phasor diagram of rectifier system of high speed train

n 次谐波对应变压器漏抗, 且 $X_s(n) = n\omega_m L_s$ 。

由图 6 可建立如下关系:

$$U_{ab}(n) = \left[\frac{U_s(n)}{Z_s(n)} - I_s(n) \right] Z_s(n) \quad (20)$$

同理可推导制动工况, 当高速列车表现为容性负荷时 $U_{ab}(n)$ 的计算公式。

式(18)等号右侧第 1 项决定基波相量, 其对谐波相量的影响可忽略不计; 第 2 项决定各次谐波相量, 其对基波的影响可忽略不计, 当 $|n| > 19$ 时, 其对谐波可忽略不计。因此有:

$$U_{ab}(1) = U_d \frac{4J_1(p\varepsilon M_1 \pi/2)}{p\varepsilon\pi} \quad (21)$$

其中, $U_{ab}(1)$ 为相量 $U_{ab}(1)$ 对应的幅值, 随 M_1 单调递增。

谐波潮流计算一般是在基波潮流计算的基础上进行的。首先将列车基波负荷视为 PQ 负荷, 通过高斯迭代法解算基波潮流, 获取列车车载变压器输出电压基波相量 $U_s(1)$ 与负荷电流基波相量 $I_s(1)$ [1], 代入式(20)可解算出 $U_{ab}(1)$, 将 $U_{ab}(1)$ 代入式(21)即可计算不同运行工况对应的 M_1 , 将 M_1 代入式(18)即可得到 n 次谐波相量幅值 $U_{ab}(n)$ 。

由式(18)可知, 当载波滞后角度为 0 时, u_{ab} 基波可表示为:

$$U_d \frac{4J_1(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{p\varepsilon\pi} \sin(\omega_m t - \psi) \quad (22)$$

$m/p+n$ 次谐波可表示为:

$$4U_d C_{mn}(-1)^{m/2} \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi] \quad (23)$$

基波与 $m/p+n$ 次谐波相位的理论参考值分别为 $-\psi$ 与 $-n\psi$ 。而潮流计算得到的基波相位角 $\psi_{ab}(1)$ 与理论计算参考值 $-\psi$ 之间存在相位差, 因此, 需基于 $\psi_{ab}(1)$ 计算 $m/p+n$ 次高次谐波的实际相位角 $\psi_{ab}(m/p+n)$:

$$\psi_{ab}(m/p+n) = -n\psi + [\psi_{ab}(1) + \psi](m/p+n) \text{ 或 } -n\psi + 180^\circ + [\psi_{ab}(1) + \psi](m/p+n) \quad (24)$$

式(23)中, 若 $4U_d C_{mn}(-1)^{m/2}$ 大于 0, 则式(24)中 $m/p+n$ 次谐波角度变换基准为 $-n\psi$; 若 $4U_d C_{mn}(-1)^{m/2}$ 小于 0, $m/p+n$ 次谐波角度变换基准为 $-n\psi + 180^\circ$ 。

根据上述方法确定 u_{ab} 各次谐波幅值与相位角后, 结合高速列车输入网压, 代入式(19)则可计算高速列车高次谐波负荷电流。

3.2 仿真验证

为验证本文提出的高速列车高次谐波负荷建模方法的正确性, 以京津线主要车型 CRH3 为例, 基于 MATLAB/Simulink, 建立高速列车四象限变流器时域仿真模型。其中控制单元采用双闭环控制 [15-16] (电压为外环控制, 电流为内环控制); 调制单元工作原理如图 2 所示, 采用近似自然采样 ($\varepsilon \approx 0$)。系统参数设置为: $u_s = 1550\sqrt{2} \sin(314t)$, $R_s = 68 \text{ m}\Omega$, $L_s = 2.3 \text{ mH}$, $U_d = 2700 \text{ V}$, 载波频率为 350 Hz ($M_R = 7$), 载波滞后

角度 $\gamma=0^\circ$ 。

对时域仿真模型进行仿真,负荷保持不变,当控制达到稳定时,采集 4 个基波周期的供电电压 u_s 与负荷电流 i_s 波形,如图 7 所示,负荷电流 i_s 基波幅值为 198.3 A,相位角为 24.4° 。对 i_s 进行傅里叶分解,得到负荷电流高次谐波幅值与相位分别为表 1 与表 2 中仿真对应结果。

以图 7 所示供电电压、负荷电流的基波值为输入,基于本文提出的方法计算高次谐波负荷电流幅值与相位。表 1 与表 2 分别对比列出基于模型计算与时域仿真结果傅里叶变换得到的 11、13、15、17、25、27、29、31 次谐波的幅值与相位角。两者幅值误差小于 1.5 A,相位角误差在 5° 范围内,表明本文提

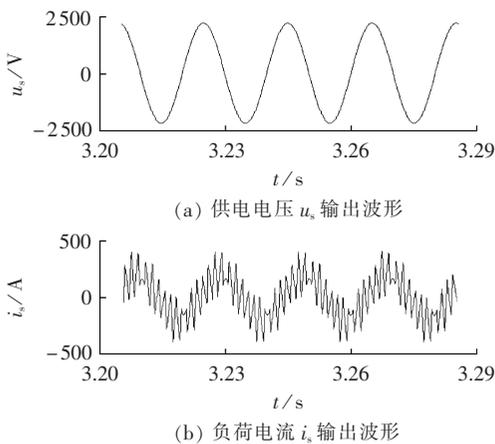


图 7 负荷不变时供电电压与负荷电流输出波形

Fig.7 Waveforms of supply voltage and load current with constant load

表 1 仿真与基于模型计算得到的高次谐波幅值

Tab.1 High-order harmonic amplitudes obtained by simulation and model-based calculation

谐波次数	模型计算 谐波幅值/A	仿真谐波 幅值/A	误差/A
11	42.4	42.0	0.4
13	95.6	94.9	0.7
15	82.9	81.8	1.1
17	27.4	28.0	-0.6
25	19.0	19.2	-0.2
27	13.0	13.1	-0.1
29	12.1	12.0	0.1
31	15.0	15.4	-0.4

表 2 仿真与基于模型计算得到的高次谐波相位角

Tab.2 High-order harmonic phases obtained by simulation and model-based calculation

谐波次数	模型计算 相位角/ $^\circ$	仿真相位 角/ $^\circ$	误差/ $^\circ$
11	73.3	76.6	-3.3
13	261.8	264.0	-2.2
15	270.4	272.1	-1.7
17	98.9	101.5	-2.6
25	158.7	161.5	-2.8
27	167.3	169.7	-2.4
29	175.9	180.4	-4.5
31	184.5	187.0	-2.5

出的负荷建模方法可用于高速列车高次谐波电流的模拟,且具有较高的精度。仿真结果含有丰富的低次谐波,而模型计算结果中低次谐波含量偏低,主要因为四象限变流器采用双闭环瞬态电流控制策略,在电压外环 PI 控制器中,由于实际直流侧电压有 2 次纹波,则控制器中电流环给定值含有 2 倍基波频率的谐波,将其与锁相环采样得到的与电网同频率的正弦信号相乘,得到变流器输入电流给定值,其中必然含有 3 次谐波,实际变流器输入电流跟踪给定值,则最终实际流入四象限变流器的电流就含有较大的 3 次谐波。依此类推,流入变流器的电流中 3、5、7 奇次谐波含量较大^[16]。本文重在建立高次谐波负荷模型,对于低次谐波负荷的分析及建模方法的研究笔者将另文撰写,本文不作讨论。同上,高次谐波之间将会产生相互影响,如 11 次谐波会带入 13、15 等次谐波,但从表 1 的对比结果可以发现,高次谐波间的相互影响较小,可忽略。

3.3 试验数据验证

为进一步验证本文建模方法的正确性,基于现场试验数据对本文提出的负荷建模方法进行验证。试验列车参数如下:车载牵引变压器内阻 $68\text{ m}\Omega$,漏感 2.3 mH ,直流侧电压 2700 V ,载波频率 350 Hz ,采用规则采样。

试验采集的网压基波(已换算到牵引变压器二次侧,即变压器输出电压)及单变流器输入电流(负荷电流)基波的有效值与相位角随时间变化曲线分别如图 8 与图 9 所示。

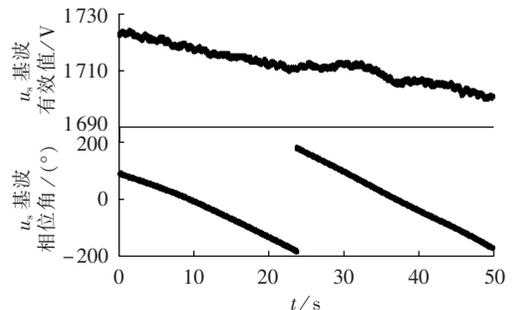


图 8 试验中采集的网压基波相量

Fig.8 Fundamental phasors of supply voltage obtained by experiment

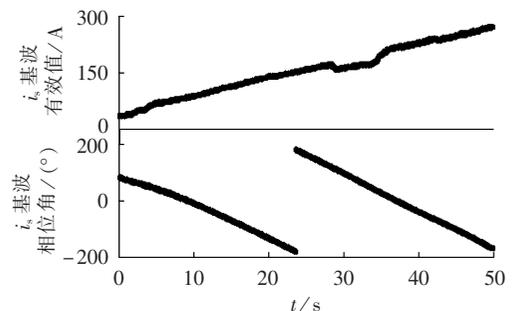


图 9 试验中采集的负荷电流基波相量

Fig.9 Fundamental load current phasors obtained by experiment

将试验得到的基波网压与基波负荷电流相量作为输入,基于本文提出的高次谐波负荷建模方法,计算不同基波负荷电流对应的 13、15、27、29 次谐波的幅值与相位,并将其与试验结果傅里叶分解得到的谐波幅值与相位进行对比,分别如图 10—13 所示。

图 10—13 表明,对应变化的基波负荷电流,基于谐波负荷模型计算得到的谐波负荷电流幅值、相位与试验结果傅里叶变换得到的幅值、相位有较高的吻合度;受采样频率及控制策略的影响,试验结果傅里叶变换得到的谐波电流幅值与计算值相比,存

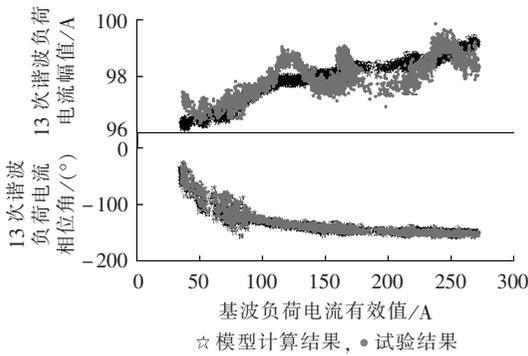


图 10 13 次谐波负荷电流计算结果与试验结果对比

Fig.10 Comparison of 13-order harmonic load current between calculation and experiment

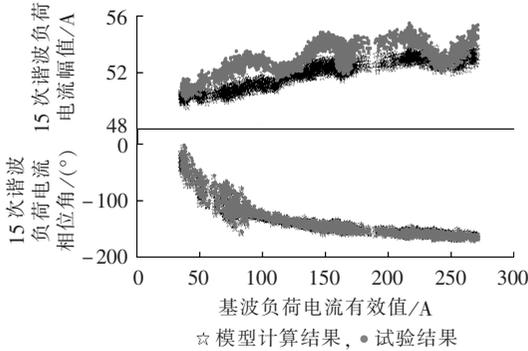


图 11 15 次谐波负荷电流计算结果与试验结果对比

Fig.11 Comparison of 15-order harmonic load current between calculation and experiment

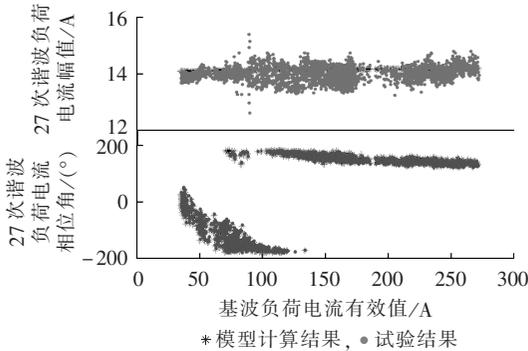


图 12 27 次谐波负荷电流计算结果与试验结果对比

Fig.12 Comparison of 27-order harmonic load current between calculation and experiment

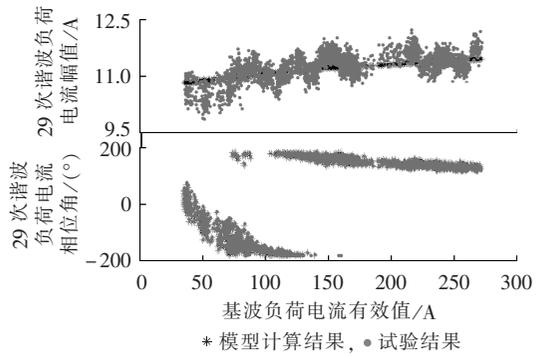


图 13 29 次谐波负荷电流计算结果与试验结果对比

Fig.13 Comparison of 29-order harmonic load current between calculation and experiment

在波动性偏差,但误差范围较小,能满足负荷建模的需求。

4 案例分析

我国高速列车采用动力分散牵引方式,传动系统分布于各子车厢,通过受电弓集中受流。为降低网流谐波含量,均已采用变流器多重化技术。为了表述的简洁性,本文仅以四重化四象限变流器为例进行分析。

图 14 是一台变压器与四重化变流器联合工作拓扑结构,受电弓将接触网的 25 kV 单相工频交流电输送给牵引变压器,经变压器降压后的单相交流电供给四重化(2 组二重化)四象限变流器,四象限变流器将单相交流电变换为直流电,经中间直流回路输出。

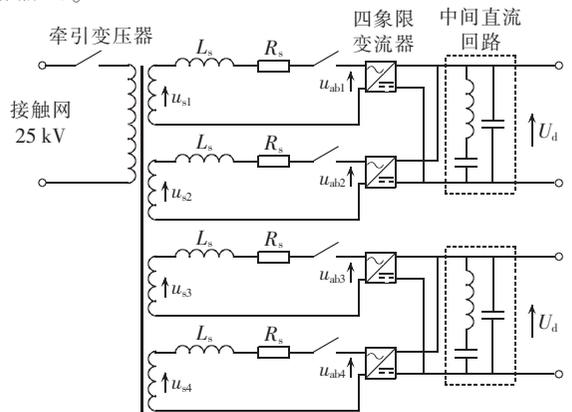


图 14 四重化四象限变流器拓扑结构

Fig.14 Topology of four-fold four-quadrant converter

变流器多重化中一般采用载波移相技术,各四象限变流器分别采用正弦调制,各变流器的正弦调制波相同,用几组三角载波分别进行调制,各三角载波具有相同的频率和幅值,但相位依次相差固定的角度,即各变流器载波滞后角度分别为 $(k-1)\pi/N$ (N 为高速列车包含四象限变流器的个数, k 为第 k 个变流器)。4 个四象限变流器载波滞后角度从上至

下为: $0, \pi/2, \pi/4, 3\pi/4$ 。它们的交流侧电压 u_{abi} ($i=1, 2, 3, 4$)可分别表示为:

$$u_{ab1} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{4C_{nm}(-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi]\} \quad (25)$$

$$u_{ab2} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{4C_{nm}(-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - m\pi/2 - n\psi]\} \quad (26)$$

$$u_{ab3} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{4C_{nm}(-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - m\pi/4 - n\psi]\} \quad (27)$$

$$u_{ab4} = U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) + U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{4C_{nm}(-1)^{m/2} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - 3m\pi/4 - n\psi]\} \quad (28)$$

基于电路叠加原理, 负荷电流 i 计算方法如下:

$$i = \sum_{x=1,2,3,4} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{u_{sx}(n) - u_{alnx}(n)}{kZ_s(n)} = \sum_{x=1,2,3,4} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{u_{sx}(n)}{kZ_s(n)} - U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{16J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{kZ_s(n)np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) - U_d \sum_{m=8,16,24,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{16C_{nm}(-1)^{m/2}}{kZ_s(m/p+n)} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi] \right\} \quad (29)$$

其中, $u_{sx}(n)$ 、 $u_{alnx}(n)$ 分别为变压器第 x 个输出端 n 次谐波电压与第 x 个四象限变流器交流侧的 n 次谐波电压; k 为变压器高压侧与低压侧变比, 本文计算均未考虑变比, 即 $k=1$ 。对比式(19)与式(29)最终表达式等号右侧的第 2、3 项, 谐波计算式仅存在系数上的改变, 因此当高速列车使用多重化四象限变流器时, 采用本文的方法可同样建立高次谐波负荷模型。

某高速列车现场测试时发现 2 倍与 4 倍开关频率处谐波异常放大, 导致系统发生谐波谐振故障。检测发现该列车某车载四象限变流器载波滞后角度设置错误导致故障的发生, 模拟故障如下: 设图 14 中第 2 个四象限变流器的载波滞后角度 $\pi/2$ 错误设为 $\pi/4$, 则可推导出负荷电流谐波频谱计算式如下:

$$i = \sum_{x=1,2,3,4} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{u_{sx}(n)}{kZ_s(n)} - U_d \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{16J_n(np\varepsilon M_1 \pi/2)}{kZ_s(n)np\varepsilon \pi} \sin(n\omega_m t - n\psi) -$$

$$U_d \sum_{m=8,16,24,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{16C_{nm}(-1)^{m/2}}{kZ_s(m/p+n)} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi] \right\} - U_d \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{8C_{nm}(-1)^{m/2}}{kZ_s(m/p+n)} \times \cos(m\pi/8) \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi] \right\} - U_d \sum_{m=4,8,12,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{8C_{nm}(-1)^{m/2}}{kZ_s(m/p+n)} \times \sin[(m\omega_c t + n\omega_m t) - n\psi] \right\} \quad (30)$$

根据式(29)与(30)分别绘制网流谐波频谱如图 15 所示, 与正常工况相比, 故障工况下 2 倍与 4 倍开关频率处谐波放大, 且大于表 1 所示单变流器工况下对应频率的谐波幅值, 与现场测试现象一致, 较好地解释了现场非合理谐波产生的原因, 说明载波移相角度影响负荷电流谐波频谱的分布。

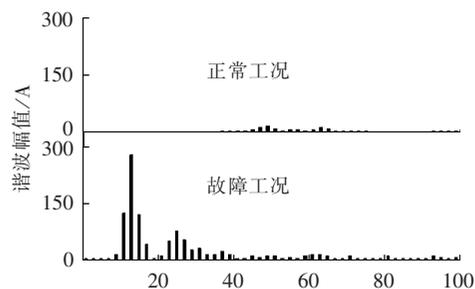


图 15 正常工况与故障工况下网流谐波频谱
Fig.15 Harmonic spectrum of network current under normal or fault condition

5 结论

本文基于统一正弦切割模型分析了高速列车负荷电流高次谐波产生的机理, 提出了一种高速列车高次谐波负荷建模方法, 模型计算结果与 MATLAB/Simulink 时域仿真结果、试验数据分析结果一致, 验证了该模型的正确性。基于该模型分析了试验现场高速列车非合理高次谐波产生的原因, 并得到以下结论。

a. 本文提出的高次谐波负荷模型可解释谐波产生的机理, 采用该模型模拟高速列车高次谐波负荷的精确性更高, 且不需对各次谐波分别建模。

b. 变流器多重化技术可增加等效开关频率, 有效抑制低次谐波。变流器多重化时, 载波移相角度的变化将改变模型参数, 即改变负荷电流的谐波频谱分布。当载波移相角度依次为 $(k-1)\pi/N$, 可有效降低负荷低次谐波含量。当载波移相角度不合理时, 负荷将产生非合理谐波。

参考文献:

- [1] SERGIO H, LUIS S, JORDI C. Review of harmonic load flow

- formulations[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2003,18(3):1079-1087.
- [2] 郑宏,易振清,魏荣宗. 电气化铁道牵引变电站谐波分析及推算[J]. 江苏大学学报,2003,24(6):76-79.
ZHENG Hong,YI Zhenqing,WEI Rongzong. Harmonic analysis and reckoning of traction transformer station for electrified railways[J]. Journal of Jiangsu University,2003,24(6):76-79.
- [3] 解绍锋,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.
- [4] 郑爱霞,袁晓冬,李群. 基于ETAP的沪宁城际铁路谐波分析[J]. 电力自动化设备,2011,31(6):108-111.
ZHENG Aixia,YUAN Xiaodong,LI Qun. Harmonic analysis based on ETAP for Shanghai-Nanjing intercity railroad[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(6):108-111.
- [5] 李建华,韩奔,黄石柱,等. 韶山I型电力机车概率谐波电流计算[J]. 电力系统自动化,2000,24(14):16-20.
LI Jianhua,HAN Yi,HUANG Shizhu,et al. Probabilistic harmonic current calculation for type SS-I electric locomotive[J]. Automation of Electric Power Systems,2000,24(14):16-20.
- [6] 王刚,杨洪耕. 基于Laguerre多项式的电力机车谐波电流估计[J]. 电力自动化设备,2006,26(6):44-47.
WANG Gang,YANG Honggeng. Assess harmonic currents of electric locomotive with Laguerre polynomials[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(6):44-47.
- [7] 胡航帆,李欣然,张广东,等. 电铁牵引负荷的谐波源模型[C]//中国高等学校电力系统及其自动化专业第24届学术年会论文集. 北京,中国:[出版者不详],2008:2370-2374.
HU Hangfan,LI Xinran,ZHANG Guangdong,et al. Harmonic model of the electric traction load[C]//The Proceeding of 24th Academic Annual Conference of China's Institutions of Higher Learning Power System and Its Automation. Beijing,China:[s.n.],2008:2370-2374.
- [8] 杨少兵,吴命利. 基于实测数据的高速动车组谐波分布特性与概率模型研究[J]. 铁道学报,2010,32(3):33-38.
YANG Shaobing,WU Mingli. Study on harmonic distribution characteristics and probability model of high speed EMU based on measured data[J]. Journal of the China Railway Society,2010,32(3):33-38.
- [9] FOIADELLI F,PINATO P,ZANINELLI D. Statistical model for harmonic propagation studies in electric traction supply systems [C]//International Conference on Harmonics and Quality of Power. New York,USA:[s.n.],2004:753-758.
- [10] SHEN J,TAUFIQ J A,MANSELL A D. Analytical solution to harmonic characteristics of traction PWM converters[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications,1997,144(2):158-168.
- [11] CHANG G W,LIN H,CHEN S. Modeling characteristics of harmonic currents generated by high-speed railway traction drive converters[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2004,19(2):766-773.
- [12] 葛兴来,冯晓云,刘柏思. PWM整流器谐波特性分析[J]. 电力电子技术,2009,43(4):67-69.
GE Xinglai,FENG Xiaoyun,LIU Baisi. Analytical solution to harmonic characteristics of PWM converter[J]. Power Electronics,2009,43(4):67-69.
- [13] 吴守箴,臧英杰. 电气传动的脉宽调制控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2004:64-76.
- [14] 奚定平. 贝塞尔函数[M]. 北京:高等教育出版社,1998:29-53.
- [15] 崔恒斌,马志文,韩坤,等. 电动车组牵引传动系统的实时仿真研究[J]. 中国铁道科学,2011,32(6):94-101.
CUI Hengbin,MA Zhiwen,HAN Kun,et al. Research on the real-time simulation of the traction drive system in electric multiple unites[J]. China Railway Science,2011,32(6):94-101.
- [16] 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,2009:96-105.

作者简介:

崔恒斌(1987-),男,江苏海安人,博士研究生,从事高速列车负荷建模、谐波谐振机理分析与抑制方面的研究工作(E-mail:cuihengbin@my.swjtu.edu.cn);

冯晓云(1962-),女,河南夏邑人,教授,博士研究生导师,从事列车控制与牵引传动方面的研究;

宋文胜(1985-),男,安徽安庆人,讲师,博士,从事电力牵引交流传动及其控制方面的研究。

Modeling of high-order harmonic load for high speed train

CUI Hengbin,FENG Xiaoyun,SONG Wensheng

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

Abstract: In order to research the simulation method of high-order harmonic load for the high speed train, the sinusoidal cutting mathematical model is used to describe the mechanism of pulse generation of four-quadrant converter and the formulas for computing the high-order harmonic spectrum of load currents corresponding to different sampling topologies are deduced in theory,based on which,a way to model the high order harmonic loads of high speed train is proposed. With CRH3 as an example,the load current data obtained by the time domain simulation and site experiment are processed by Fourier decomposition to get their high-order harmonic spectrums,which are compared respectively with those computed by the load model to verify the correctness and accuracy of the proposed modeling method. The influence of multifold four-quadrant converters on the harmonic frequency spectrum of load current is studied and the cause of unreasonable high order harmonics is analyzed. With four-fold four-quadrant converter as an example,the harmonic spectrums of its load currents under normal and fault conditions are calculated and compared.

Key words: high speed train; harmonic analysis; sinusoidal cutting model; model buildings; multiple