

地铁车辆电气牵引系统直流侧电流谐波分析

袁登科¹, 朱小娟², 周俊龙²

(1. 同济大学 电气工程系, 上海 201804, 2. 上海申通地铁集团维护保障中心, 上海 200070)

摘要: 在分析城市地铁车辆电气牵引系统工作原理的基础上, 首先对牵引逆变器直流侧电流、直流电网电流及其谐波分量进行了理论推导, 然后详细讨论了线路滤波器的滤波作用, 最后结合 MATLAB 仿真软件以牵引逆变器方波运行实例对直流电网电流进行仿真分析, 仿真结果验证了理论分析的正确性, 也表明推导的直流电网电流的计算公式可以作为电网电流及其谐波计算和损耗估算的依据。

关键词: 地铁车辆; 电流谐波; 线路滤波器; MATLAB; 仿真

中图分类号: U239.5

文献标识码: A

DC Side Current Harmonics Analysis of Electric Traction System of Metro Vehicles

YUAN Dengke¹, ZHU Xiaojuan², ZHOU Junlong²

(1. Department of Electrical Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. Maintenance Support Center of Shentong Metro Group, Shanghai 200070, China)

Abstract: A theoretical inference was made on the DC side current contents of traction inverter and DC supply network based on the analysis of electric traction system of urban metro vehicles. Then the function of line filter was analyzed in detail. Finally, DC supply network current harmonics were quantitatively analyzed under the typical square wave mode with the MATLAB simulation software. Simulation results show that the theoretical analysis is valid and the derived formula provides a method to assess the current harmonics and power loss of DC supply network.

Key words: metro vehicle; current harmonics; line filter; MATLAB; simulation

以上海地铁为例, 现代城市轨道交通车辆的电气牵引系统已经普遍采用了直流供电和交流电气传动的系统结构^[1-2], 牵引逆变器作为电气系统的主要谐波源会产生大量电流谐波, 从而在直流供电侧产

生较多的电流谐波。本文从牵引逆变器的交流侧电流谐波、直流侧电流谐波、线路滤波器的滤波作用等方面入手, 推导出车辆电气牵引系统的直流侧谐波电流的理论计算公式, 然后结合 MATLAB 软件的仿真结果对计算结果进行了详细分析与验证。

1 城市地铁车辆电气牵引系统简述

国内城市轨道交通车辆的电气牵引系统普遍采用直流供电, 6 车编组的地铁车辆通常采用 4 动 2 拖的结构, 动车电气牵引系统的主电路采用的是典型的直流/交流结构——采用 1 台两电平电压型逆变器同时向 4 台三相交流牵引电动机供电^[2], 以满足车辆动力需求, 如图 1 所示。以二极管不控整流电路提供的 1 500 V 直流电网为例, 电网网压在 1 000~1 800 V 范围内波动。波动的直流电经受电弓引入后通过滤波电感 L_1 和支撑电容 C_1 构成的低通滤波器, 变成了比较恒定的直流电压。图 1 中的 DC/AC 为脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 控制的三相电压型逆变器 (voltage source inverter, VSI), 通过控制内部大功率半导体器件的导通与关断从而在逆变器的输出侧得到交流牵引电机所需的变压变频 (variable voltage variable frequency, VVVF) 交流电。交流牵引电动机通过齿轮箱等机械传动机构将能量传递到车辆的动轮上, 从而驱动车辆前进。

图 1 中 R 为预充电电阻, 用以限制直流环节电容 C_1 充电过程中的充电电流; K_2 为预充电接触器, 用以将预充电电阻 R 投切到电路中; K_1 为线路接触器, 在支撑电容充电完毕后短接充电电阻; 线路电感器 L_1 与支撑电容器 C_1 构成的滤波装置可以减弱电网电压波动对逆变器的影响, 同时也限制了负载谐波电流向电网的流动, 可以降低谐波电流对电子仪器的干扰, 在出现短路情况下 L_1 可以限制电流的上

升速度, C_1 还肩负提供交流牵引电机 M 的无功功率; K_3 为大功率半导体开关器件; R_b 为大功率制动电阻(功率通常为 MW 级); i_d 为逆变器直流侧电流。 R_b 支路在电气传动系统实施再生制动时, 当直流网压过高情况下(典型值如大于 1800 V)投入运行, 采用 PWM 的方式实施电阻能耗制动, 并将直流网压稳定在一定的范围内。

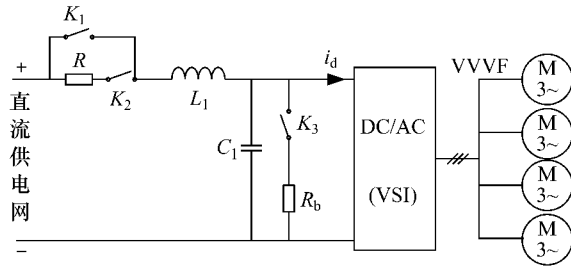


图 1 地铁车辆电气牵引系统原理

Fig. 1 Schematic of electric traction system of metro vehicles

2 车辆牵引逆变器直流侧电流谐波分析

车辆牵引逆变器通常采用 PWM 控制技术, 采用一个功率级逆变电路实现输出交流电压及频率的控制, 响应快速, 技术成熟, 已经在交流电气传动的大部分领域内普遍应用。

在 PWM 技术控制作用下, 逆变器系统输出的交流侧电压中除了交流牵引电机运行所需的基波电压, 还含有大量的谐波电压成分, 所以, 交流牵引电机从逆变器吸取的电流中除了基波电流成分以外, 还含有大量的谐波电流成分。由于交流牵引电机是电感类负载, 所以尽管谐波电压成分在某些情况下比较明显, 但是谐波电流相对较小(方波工况除外)。

牵引逆变器的输出端存在大量的谐波电流, 它们在 i_d 中将有所体现, 下面进行推导。

采用 PWM 调制技术^[3-4]时, 逆变器的开关状态可以用开关函数 $f_x(t)$ 描述, $x=0, 1, 2$ 分别表示 A, B, C 三相, t 为时间。根据 PWM 调制技术特点和牵引逆变器输出电压的需求, 开关函数 $f_x(t)$ 可以表示为

$$f_x(t) = m_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) + \sum_k m_k \sin k\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) \quad (1)$$

式中: m_1 为调制比, 体现了 PWM 技术对牵引逆变

器输出基波电压幅值的控制, $0 < m_1 \leq 1$; ω_1 为三相牵引逆变器输出交流基波电压的电气角频率; m_k 为牵引逆变器输出的 k 次谐波电压幅值, $k=5, 7, \dots$, 不同的调制技术会有不同的谐波电压成分。

在开关函数 $f_x(t)$ 的作用下, 变压变频的交流电压施加在交流牵引电机定子端后, 会产生相应的定子电流成分 $i_x(t)$

$$i_x(t) = i_1 \sin\left(\omega_1 t - \varphi_1 - \frac{2\pi x}{3}\right) + \sum_g i_g \sin\left[g\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) - \varphi_g\right] \quad (2)$$

式中: i_1 为逆变器输出给牵引电机的相电流基波分量的幅值; φ_1 为牵引电机基波电流滞后基波电压的相位角; g 为谐波次数; i_g 为牵引电机相电流中 g 次谐波电流幅值; φ_g 为 g 次谐波电流与相应谐波电压的滞后相位角。三相牵引逆变器直流侧的输入电流 i_d 可以表示为

$$i_d(t) = \sum_{x=0,1,2} f_x(t) \cdot f_x(t) \quad (3)$$

将式(1)和(2)代入式(3), 推导出 i_d 如下:

$$\begin{aligned} i_d = & \sum_x m_1 i_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3} - \varphi_1\right) + \\ & \sum_x i_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3} - \varphi_1\right) \sum_k m_k \sin k\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) + \\ & \sum_x m_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) \sum_g i_g \sin\left[g\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) - \varphi_g\right] + \\ & \sum_x \sum_g i_g \sin\left[g\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) - \varphi_g\right] \sum_k m_k \sin k\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

从式(4)可以看出 i_d 由 4 项构成, 分别记为 a, b, c, d , 将它们化简后可以得到

$$\begin{aligned} a = & -\frac{1}{2} \sum_x m_1 i_1 \cdot \\ & \left[\cos\left(2\omega_1 t - \frac{4\pi x}{3} - \varphi_1\right) - \cos\varphi_1 \right] = \frac{3}{2} m_1 i_1 \cos\varphi_1 \\ b = & -\frac{1}{2} \sum_x \sum_k i_1 m_k \cdot \\ & \left[\cos\left(\omega_1 t + k\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}(1+k) - \varphi_1\right) - \cos\left(k\omega_1 t - \omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}(k-1) + \varphi_1\right) \right] \\ c = & -\frac{1}{2} \sum_x \sum_g m_1 i_l \cdot \\ & \left[\cos\left(\omega_1 t + g\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}(g+1) - \varphi_g\right) - \cos\left(g\omega_1 t - \omega_1 t - \frac{2\pi x}{3}(g-1) - \varphi_g\right) \right] \end{aligned}$$

$$d = -\frac{1}{2} \sum_x \sum_g \sum_k i_{gm_k} \cdot \left\{ \cos \left[(g+k)\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3} (g+k) - \varphi_g \right] - \cos \left[(g-k)\omega_1 t - \frac{2\pi x}{3} (g-k) - \varphi_g \right] \right\}$$

上面几项中, a 在稳态情况下为一恒定值, 它对应直流电网提供的有功功率, 当交流牵引电机处于电动工况运行时, φ_1 为 $0^\circ \sim 90^\circ$, 此时 a 为正值; 当交流牵引电机处于电制动工况运行时, φ_1 为 $90^\circ \sim 180^\circ$, 此时 a 为负值, 表明能量从牵引电机反馈给直流电网. b 中的奇数 k 有 3 种情况: $k=6n+1$, $k=6n+3$ 及 $k=6n+5$ (n 为自然数). 当 $k=6n+1$ 时, b 中的第 2 项将会为非零值, 此时对应的角频率为 $6n\omega_1$; 当 $k=6n+5$ 时, b 中的第 1 项将会为非零值, 此时对应的角频率为 $(6n+6)\omega_1$; 其他情况下, b 项为零. 因此, 可以看出 b 项的最终结果将会为一个 6 倍基波频率分量的非零值, 这一部分谐波电流与直流电压在一起就会相应产生谐波功率成分. c 项与 d 项的最终结果类似于 b . 上述分析中的 k 与具体的 PWM 调制技术有关.

综上所述, 可以看出当逆变器输出 VVVF 交流电压供给交流牵引电机时, 在逆变器的输入侧会产生不同成分的谐波电流, 其中有直流电流成分和大量的 6 倍频的谐波电流成分. 当逆变器输入端没有线路滤波器进行滤波时, 众多谐波电流都会流经馈电的整条线路, 那么在线路杂散电感和杂散电容作用下, 一方面可能会造成高频成分的振荡现象, 另一方面会产生较强的电磁干扰现象, 所以在实际应用中, 地铁车辆牵引逆变器输入端都会加入 LC 线路低通滤波器.

3 电气牵引系统线路滤波器的滤波作用

直流牵引系统的 LC 线路滤波器由图 2 中的电感 L_1 与电容 C_1 共同构成, 为推导逆变器直流侧电流 i_d 在电网侧产生的电流 i_L , 可以将系统直流电源进行短路, 如图 2 虚线所示. 图中, R_L 为线路等效电阻; R_C 为电容器等效串联电阻; u_L 为电感器两端电压; i_C 为 C_1 支路电流; u_C 为理想电容器两端电压.

对图 2 中电路列写频域内电压与电流方程式 (下面的 s 为频域内复频率变量, 与前述开关函数无关; 根据频域方程式书写惯例, 电压、电流等变量均采用大写字母, 如前述时域内的电流 i_L 在频域内则

相应为 I_L , 其他类似), 对于 C_1 有 $sU_C(s) - U_C(0) = \frac{I_C(s)}{C_1}$, 对于 L_1 有 $sI_L(s) - I_L(0) = \frac{U_L(s)}{L_1}$, 所以可以得到

$$I_L(s) = \{C_1[U_1(s) - U_C(0)] + sL_1C_1I_L(0) + (sC_1R_C + 1)I_d(s)\} \cdot (s^2L_1C_1 + sC_1R_S + 1)^{-1} \quad (5)$$

式中: $U_1(s)$ 为电网电压的频域表达式, 图 2 电路中该项为零; R_S 为 LC 滤波器回路的等效串联电阻, $R_S = R_L + R_C$.

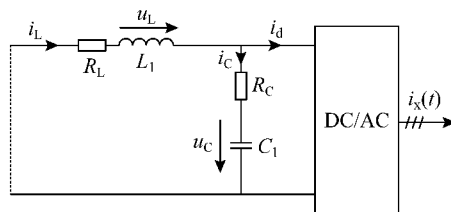


图2 车辆电气牵引系统等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of vehicular electric traction system

当逆变器直流侧电流 $I_d(s)$ 中同时含有直流分量与谐波分量时, 可以根据式 (5) 分别求出相应的 $I_L(s)$. 对于线性电路, 可以采用叠加定律对各激励产生的响应分别推导后进行叠加从而得到总响应. 这里不考虑电容器和电感器的初始状态产生的响应, 因此 $I_L(s)$ 为

$$I_L(s) = \frac{(sC_1R_C + 1)I_{dc}(s) + (sC_1R_C + 1)I_1(s)}{s^2L_1C_1 + sC_1R_S + 1}$$

式中, $I_d(s)$ 中直流分量 (时域符号为 i_{dc}) 的频域表达式为 $I_{dc}(s) = \frac{i_{dc}}{s}$, 它产生的 $I_L(s)$ 响应为

$$I_L(s) = \frac{(sC_1R_C + 1)\frac{i_{dc}}{s}}{s^2L_1C_1 + sC_1R_S + 1}$$

借助工具 MATLAB 软件进行拉氏反变换后可以得到其时域表达式

$$i_L(t) = \frac{\omega_0^2}{\omega_1} i_{dc} \left[\frac{\omega_1}{\omega_0^2} 1(t) + \left(1 - \frac{\omega_1 \xi}{\omega_0}\right) \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2} \omega_0} e^{-\xi \omega_0 t} \cdot \sin(\sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 t) - \frac{\omega_1}{\omega_0^2} e^{-\xi \omega_0 t} \cos(\sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 t) \right] \quad (6)$$

式中: t 为时间; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$; $\omega_1 = 1/(C_1 R_C)$; $\xi =$

$R_S \sqrt{C_1/L_1}/2$. 从该式可以看出: $i_L(t)$ 的稳态分量刚好等于 i_{dc} , 这说明电气牵引系统需要的直流电流全部从电感器经过, 换句话说, 这个直流分量全部由电网提供. 另外从该式中还可以看出, 直流分量 i_{dc} 会激发出 LC 滤波器的固有振荡分量, 该分量在暂态过程中

出现,然后逐渐衰减到零.如果系统的阻尼系数和无阻尼振荡频率过小,那么时间常数 $\frac{1}{\xi\omega_0}$ 则会很大.

当 i_d 仅含有角频率为 ω 的正弦电流分量时,记 $i_d(t) = \sqrt{2}i_h \sin \omega t$,其频域表达式为 $I_d(s) = \sqrt{2}i_h \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$,它产生的 $I_L(s)$ 频域响应为

$$I_L(s) = \frac{\sqrt{2}i_h \omega \omega_0^2 C_1 R_C (s + \omega_1)}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)}$$

对其进行拉氏反变换,可以得到时域内 $i_L(t)$ 的表达式为

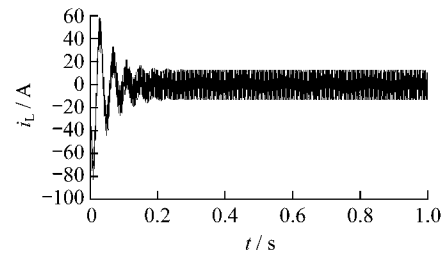
$$i_L(t) = \frac{\sqrt{2}i_h \omega \omega_0^2 C_1 R_C}{\Delta} \{ [(\omega_0^2 - 2\omega_0\omega_1\xi - \omega^2) \cos \omega t + (2\omega_0\omega\xi - \omega\omega_1 + \frac{\omega_1}{\omega}\omega_0^2) \sin \omega t] - e^{-\xi\omega_0 t} (\omega_0^2 - 2\omega_0\omega_1\xi - \omega^2) \cos(\sqrt{1-\xi^2}\omega_0 t) - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} (\omega_1\omega_0^2 + \xi\omega_0^3 - 2\xi^2\omega_1\omega_0^2 + \xi^2\omega^2\omega_0 - \omega_1\omega^2) \sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_0 t) \} \quad (7)$$

式中, $\Delta = 4\xi^2\omega^2\omega_0^2 + \omega_0^4 + \omega^4 - 2\omega^2\omega_0^2$.从中可以看出,正弦电流激励产生的 $i_L(t)$ 包含2个分量:一个是强迫分量(式(7)中的第1项),它在LC低通滤波器作用幅值下有较大程度的衰减,衰减程度与滤波器参数以及正弦电流频率 ω 等因素有关;另一个分量是暂态分量,它根据滤波器固有参数进行衰减,然而在暂态中会出现较大的振荡幅度.

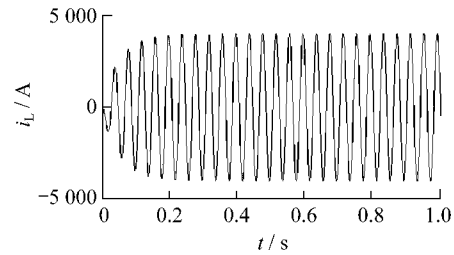
分别采用不同频率的电流对LC滤波器进行激励,逆变器直流侧电流 i_d 的峰值设为1 000 A,滤波电感 $L_1 = 5$ mH,等效电阻 $R_L = 0.1 \Omega$,滤波电容 $C_1 = 8$ mF,等效电阻 $R_C = 0.1 \Omega$.根据式(7),角频率为 $\omega = 2\pi \times 300 \approx 1885 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 的 i_d 产生的 i_L 约为12 A,角频率为 $\omega = 2\pi \times 25 \approx 157 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ (接近谐振频率 ω_0)的 i_d 产生的 i_L 约为 $4 \times 1000 = 4000$ A,这些结果与图3的仿真结果非常吻合.

4 仿真实验

针对车辆牵引逆变器输出50 Hz交流电向交流牵引电机供电进行仿真,假定牵引逆变器工作在方波工况下.由图4a可见A相电压 u_A 呈现明显的方波,由于电流的波动导致电压也有稍许的波动;牵引电机的A相电流 i_A 中包含有明显的低频谐波成分.由图4b可见 i_d 中除含有直流成分以外,明显含有较高的6倍频谐波成分.由图4c可见 i_L 中在直流成分基础上叠加了稍许的谐波电流.



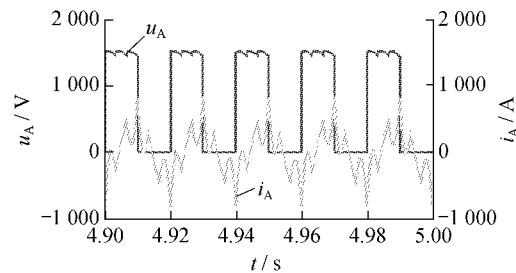
a $\omega \approx 1885 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$



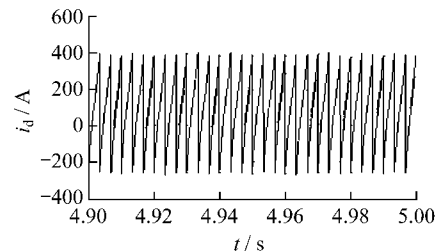
b $\omega \approx 157 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

图3 i_L 电流波形

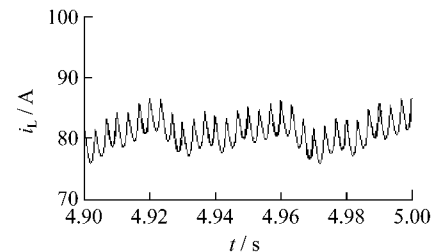
Fig.3 Waveforms of i_L



a 交流牵引电机的相电压 u_A 与相电流 i_A 波形



b 逆变器直流侧电流 i_d 波形



c 车辆牵引系统吸取的直流电网电流 i_L 波形

图4 方波工况下 u_A , i_A , i_d 与 i_L 波形

Fig.4 Waveforms of u_A , i_A , i_d and i_L under square wave mode

图5是利用MATLAB仿真工具对电流 i_L 进行频谱分析的结果.从中可以看出:最明显的300 Hz低频分量正好对应于逆变器输出基波电流频率的6

倍,这与前面的理论分析相吻合.图 5 的频谱中含有基波电流的 12 倍频和 18 倍频等谐波成分,同时还存在 25 Hz 滤波器谐振频率的分量.

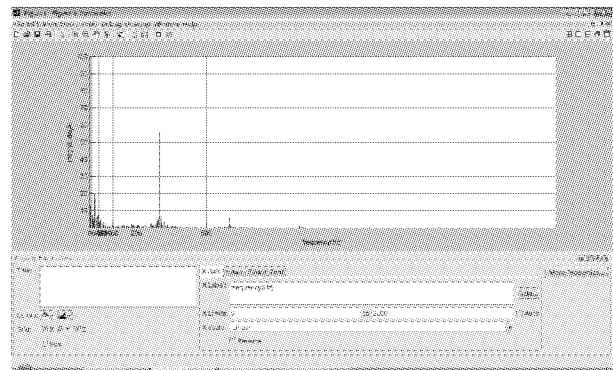


图 5 方波工况 i_L 频谱

Fig.5 Spectrum of i_L under square wave mode

由于方波工况下牵引电机的相电压为方波,所以牵引电机的相电流中含有大量的低次谐波,牵引电机的仿真结果见表 1,牵引逆变器系统的仿真结果见表 2.

表 1 交流牵引电机的仿真结果

Tab.1 Simulation results of AC traction motor

谐波次数	电压分量/V	电流分量/A	相位角/(°)
1	950	68.0	71
5	195	42.0	88
7	131	20.0	90
11	88	8.6	89
13	70	5.8	90

表 2 电气牵引系统的仿真结果

Tab.2 Simulation results of electric traction system

谐波次数	i_d /A	i_L /A
0	82.0	82.0
6	180.0	2.3
12	101.0	0.6

从仿真结果可以看出,城轨车辆电气牵引系统的有功功率如果按照牵引电机基波有功功率进行估算,那么相应的电网电流需求约为 80 A,这与仿真的 82 A 较为接近.表 2 的结果表明,牵引逆变器除了从直流电网吸取直流电流,还会吸收谐波电流,其中的 6 次谐波(300 Hz)约为 180 A.该谐波电流来源于交流牵引电机谐波电流源.按照前面的式(4)进行计算,牵引电机基波电流与谐波电压(5,7次)产生的

300 Hz 分量约为 33 A;牵引电机的基波电压与谐波电流(5,7 次)产生的 300 Hz 分量约为 33 A;牵引电机的谐波电压与谐波电流(5,7 次为主进行估算)产生的 300 Hz 分量约为 3 A.那么牵引电机在逆变器直流侧产生的 300 Hz 电流分量 i_d 总计约为 $(33+33+3) \times 4=176$ A,这与表 2 中的仿真数据(180 A)相差约 2.2%.这说明上述仿真数据与公式推导结果较为吻合,因此式(4)可以为地铁车辆电气牵引系统直流侧的电流谐波估算提供参考.

5 结语

重点针对地铁车辆牵引系统中逆变器直流侧电流以及直流电网电流谐波进行了理论与仿真分析,从中可以看出:

(1)牵引电机消耗有功功率时,直流电网将会提供所需的直流电流,而在此过程中会出现暂态电流.

(2)变压变频控制的牵引逆变器携带丰富的谐波电流,它们在直流电网电流中产生相应的稳态分量,同时变化的谐波电流在电网中会激发出暂态的谐波电流;暂态电流分量的持续时间与系统滤波器参数密切相关,同时它们的存在也产生了相应的谐波损耗.

(3)理论计算式(4)与仿真结论相吻合,表明数据估算的正确性.

(4)推导的计算式(4)可以为分析城轨车辆电气牵引系统直流侧电流、线路滤波器的滤波效果、系统的损耗估算等提供参考.

参考文献:

[1] 陶生桂,胡兵.城市轨道交通车辆电力传动系统及其控制综述[J].变频器世界,2004(8):11.
TAO Shenggui, HU Bing. Development of electric drive system for mass transit vehicles[J]. The World of Inverters, 2004(8): 11.
[2] 沈恭,朱沪生.地铁二号线工程[M].上海:上海科学技术出版社,2005.
SHEN Gong, ZHU Husheng. Metro line No. 2[M]. Shanghai: Shanghai Scientific & Technical Publishers, 2005.
[3] Bimal K Bose. Modern power electronics and AC drives [M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
[4] 刘凤君.现代逆变技术及应用[M].北京:电子工业出版社,2006.
LIU Fengjun. Modern inverter technology and application[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.