

电流解析方法在列车谐波分析中的应用研究

曹建刚^{1*} 于春河¹
CAO Jiangang YU Chunhe

摘要

为减小交流传动电力机车及动车组对牵引供电网的谐波污染，文章提出一种电流解析方法，推导得到整列车网侧电流的谐波计算公式。分析了谐波频率特性与幅值特性对网侧电流谐波的影响，并据此提出相应的谐波抑制策略。研究表明，合理调整载波频率可抑制特定频次谐波含量，增大牵引变压器漏感能够降低谐波水平，且直流环节电压越稳定、波动越小，系统谐波特性越优。仿真与实验结果验证了理论分析的正确性及所提谐波抑制方法的有效性。

关键词

电流解析；网侧电流；谐波分析；谐波抑制

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2026.03.023

0 引言

随着电气化铁路建设速度的加快，轨道车辆投入比重的加大，对列车性能指标的研究提出了更高要求。目前，国内外对列车网侧电流谐波问题进行了分析研究，而考虑列车网侧电流谐波产生机理的研究却很少，谐波抑制方法也不多。文献[1]通过频谱分析的方法，得到功率因素和谐波畸变率的相关结论，给出详细的相关理论解释；文献[2]推导了动车组变流器谐波电压计算公式；文献[3]对列车在不同工况下网侧电流谐波特性进行仿真分析，对列车网侧电流谐波产生的原因进行相关分析；文献[4]分析了动车组再生制动下网侧电流谐波特性。

本文对列车网侧电流谐波公式进行了详细推导，深入研究谐波产生机理，并对列车网侧电流谐波影响因素进行了详细分析，进而提出了有效的谐波抑制方法，并应用本文阐述的谐波抑制方法成功解决现车问题。

1 列车网侧电流谐波特性分析

本文应用电流解析方法，推导列车网侧电流谐波公式，并从谐波频率特性和谐波幅值特性两方面来分析影响电流谐波的因素，并提出谐波抑制方法。

本文以由三个动力单元组成的CRH₂型动车组为例来进行分析，该型动车组的每一动力单元有两台两重两电平整流器，每一台整流器内又含有两个整流模块，共用同一直流环节，两台逆变器分别拖动两台牵引电机工作。该型动车组一

个动力单元网侧电流分布如图1所示。

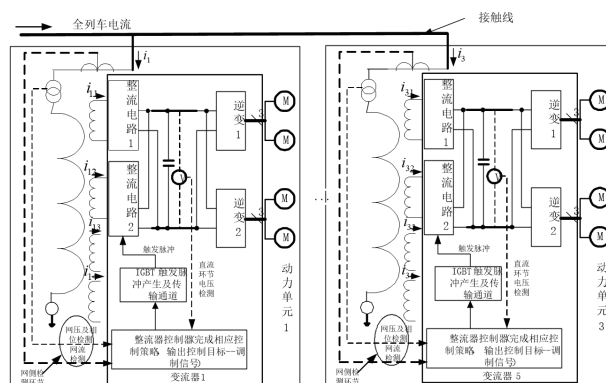


图1 列车网侧电流分布图

根据PWM两电平整流器工作原理，供电网交流电源为正弦信号、直流侧电压为定值、开关器件视为理想元件的情况下，根据双傅里叶分析方法可以得到每个动力单元中两电平整流器交流侧电流分别为 $i_{11}\sim i_{14}$ 、 $i_{21}\sim i_{24}$ 、 $i_{31}\sim i_{34}$ ，其中：

$$\begin{aligned} i(t) = & \frac{\sqrt{M^2 U_d^2 - 2 U_N^2}}{\omega_m L_N} \cos(\omega_m t + \beta) \\ & + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \frac{4 U_d}{m \pi L_N (\omega_c + n \omega_m)} J_n \left(\frac{m \pi M}{2} \right) \\ & \cdot \cos \frac{m \pi}{2} \sin \frac{n \pi}{2} \sin (m \omega_c t + n \omega_m t + m \alpha + n \beta) \\ = & A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta) \\ & + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin (m \omega_c t + n \omega_m t + m \alpha + n \beta) \end{aligned} \quad (1)$$

式中： M 为调制度（调制信号与载波信号幅值比率）； U_d 为直流环节电压； U_N 为整流器交流侧电压； β 为调制信号相位角； ω_c 为载波信号频率； α 为载波信号相位角； L_N 为变压器漏感； J_n 为 n 阶贝塞尔函数； A 为列车网侧电流幅值。

1. 中车青岛四方机车车辆股份有限公司 山东青岛 266111
[基金项目] 信息物理环境下运载装备综合实验与系统试验验证技术研究（2022YFB4301305）

根据图1列车网侧电流分布图和公式(1),可以得到第一组动力单元网侧电流 i_1 为:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= i_{11} + i_{12} + i_{13} + i_{14} \\
 &= A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta_{11}) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{11} + n\beta_{11}) \\
 &+ A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta_{12}) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{12} + n\beta_{12}) \\
 &+ A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta_{13}) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{13} + n\beta_{13}) \\
 &+ A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta_{14}) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{14} + n\beta_{14})
 \end{aligned} \quad (2)$$

式中: β_{11} 、 β_{12} 、 β_{13} 、 β_{14} 为第一组动力单元4个整流模块调制信号相位,因为各动力单元调制信号完全一样,即幅值、频率、相位都分别相等,如果各整流模块调制信号相位为 β ,则第一动力单元网侧电流 i_1 可简化为:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= i_{11} + i_{12} + i_{13} + i_{14} \\
 &= 4A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{11} + n\beta) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{12} + n\beta) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{13} + n\beta) \\
 &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{14} + n\beta) \\
 &= 4A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta) \\
 &+ \sum_{i=1}^4 \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{1i} + n\beta)
 \end{aligned} \quad (3)$$

同理可得 i_2 、 i_3 表达式,则全列车网侧电流 I 用公式表示为:

$$\begin{aligned}
 I &= (i_1 + i_2 + i_3) / K \\
 &= \frac{12}{K} A(\omega_m) \cos(\omega_m t + \beta) + \\
 &\frac{1}{K} \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^4 \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{ji} + n\beta)
 \end{aligned} \quad (4)$$

式中: K 为牵引变压器变比。

全列车网侧电流 I 公式(4)中第二部分为网侧电流谐波表达式,用 $H(m, n)$ 表示为:

$$H(m, n) = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^4 \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} A(m, n, \omega_m, \omega_c) \sin(m\omega_c t + n\omega_m t + m\alpha_{ji} + n\beta) \quad (5)$$

电流谐波公式(5)揭示了影响列车网侧电流谐波分布和大小的因素,分析可得以下结论:

(1) 谐波频率取决于交叉调制频率 $m\omega_c + n\omega_m$,由于调制信号频率 ω_m 为50 Hz,交叉调制频率就取决于载波信号频率,调整载波频率 ω_c 可使得谐波沿频率轴进行左右移动;

(2) 各次谐波的相位受调制信号相位 β 和载波相位 α_i

影响而变化。

通过列车网侧电流表达式(4)可得谐波成分幅值表示为:

$$A(m, n, \omega_m, \omega_c) = \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \frac{4U_d}{m\pi L_N (m\omega_c + n\omega_m)} J_n \left(\frac{m\pi M}{2} \right) \cos \frac{m\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{2} \quad (6)$$

由式(6)可得,谐波幅值大小与交叉调制频率、牵引变压器漏感、直流环节电压有关。

通过以上对电流谐波影响因素的分析,提出谐波抑制方法如下:

(1) 谐波频率成分由交叉调制频率 $m\omega_c + n\omega_m$ 决定,通过调整载波频率 ω_c 可以抑制特定频次谐波含量;

(2) 谐波相位由调制信号相位 β 和载波相位 α_i 决定,这也是多重化错相控制减少谐波含量原理;

(3) 牵引变压器漏感的大小直接影响谐波成分幅值,增大牵引变压器漏感可以减小谐波含量;

(4) 直流环节电压的稳定性影响谐波大小,选择合适的直流环节支撑电容,使得直流环节电压越稳定、波动越小,谐波特性就会越好。

下文通过仿真分析和试验验证的方法来进行进一步检验上述谐波分析结论的正确性和谐波抑制方法的有效性。

2 仿真分析

通过搭建仿真模型来进一步验证上述谐波性能分析结论,主要研究牵引变压器漏感 L_N 和与直流环节电压有直接关系的支撑电容 C_d 对谐波电流的影响,通过调节不同的参数进行对比分析。本系统仿真参数设置:电源电压 $U_{Nm} = 310$ V,网压频率 $f = 50$ Hz,网侧电感 $L_N = 2.9$ mH,直流侧电容 $C_d = 3.3$ mF,二次滤波电容 $C_d = 3$ mF,二次滤波电感 $L_N = 0.8$ mH,负载电阻 $R_L = 10$ Ω ,搭建的系统仿真模型如图2所示。

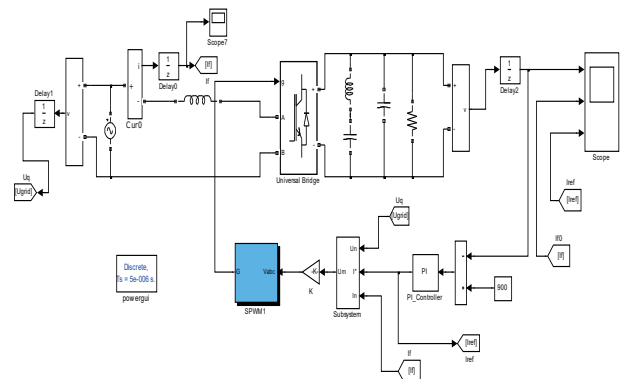
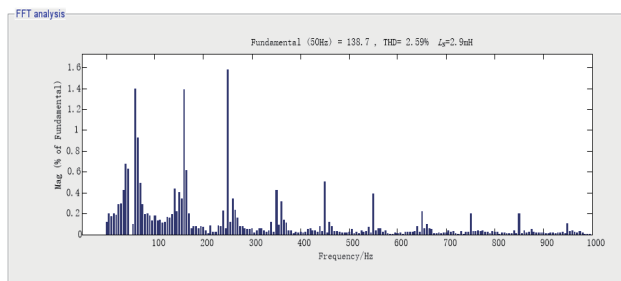


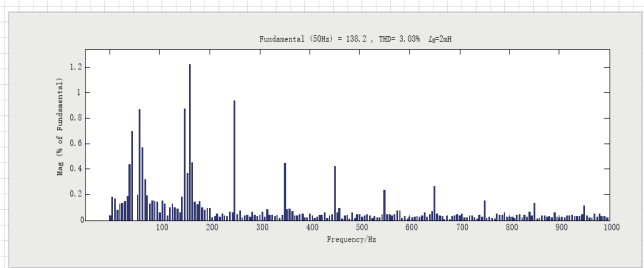
图2 单相整流器仿真模型

首先通过调整不同的牵引变压器漏感参数,检验牵引变压器漏感对网侧电流谐波的影响,不同牵引变压器漏感所对

应的网侧电流频谱图如图 3 所示。



(a) 牵引变压器漏感 $L_N=2.9$ mH 时的网侧电流频谱图



(b) 牵引变压器漏感 $L_N=2$ mH 时的网侧电流频谱图

图 3 不同牵引变压器漏感时网侧电流频谱图

由图 3 对比分析可得, 牵引变压器漏感 L_N 从 2.9 mH 调整为 2 mH, 网侧电流 THD 值由 2.59% 增大到 3.03%。仿真分析证明, 牵引变压器漏感的大小直接影响网侧电流谐波的大小, 并且与谐波的大小成反比, 正如公式 (5) 所示。

接下来通过调整不同的支撑电容参数, 检验支撑电容对直流环节电压以及网侧电流谐波的影响, 不同支撑电容所对应的直流环节电压波形图如图 4 所示。

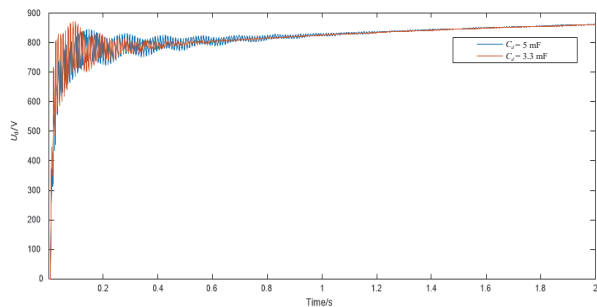
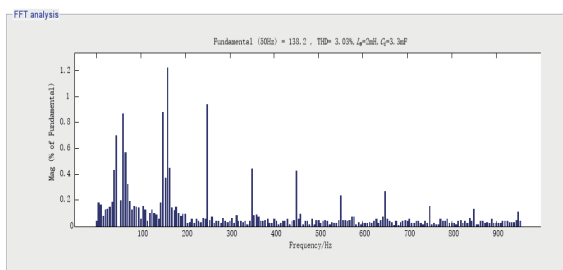


图 4 直流环节电压波形图

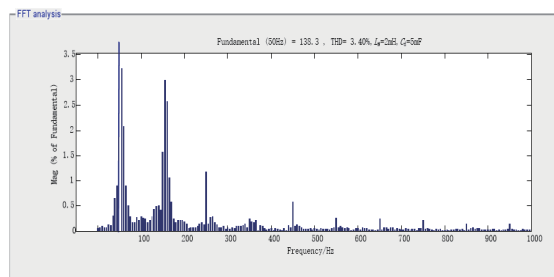
由图 4 对比分析可得, 支撑电容为 3.3 mF 时的动态调整时间远小于支撑电容为 5 mF 时的动态调整时间。支撑电容为 3.3 mF 时, 系统大约 0.5 s 后稳定; 而支撑电容为 5 mF 时, 大约 1 s 后系统才稳定下来。所以支撑电容为 3.3 mF 时对应的直流环节电压比较稳定, 波动小。

下面分析直流电压稳定性对谐波的影响, 不同支撑电容所对应的直流环节电压波形图如图 5 所示。支撑电容由 3.3 mF 调整为 5 mF 后, 网侧电流 THD 值由 3.03% 增大到 3.4%。所以直流环节电压特性会影响网侧电流谐波的大小,

直流环节电压越稳定, 波动越小, 其谐波特性越好, 如公式 (5) 所示。



(a) 支撑电容 $C_d=3.3$ mF 时的网侧电流频谱图



(b) 支撑电容 $C_d=5$ mF 时的网侧电流频谱图

图 5 不同支撑电容时网侧电流频谱图

以上通过仿真分析, 验证了章节 1 中提及的谐波抑制方法 (3) (4) 结论的正确性。下面结合具体的现车谐波问题, 验证谐波频率和谐波相位对网侧电流谐波的影响。

3 试验验证

CRH₂ 型动车组在线路试验过程中出现列车网侧谐波指标不合格, 主要表现为等效干扰电流 JP 值、总谐波畸变率 THD 值过大的问题, 现车考核指标要求为: 等效干扰电流 JP 值小于 2.5 A, 总谐波畸变率 THD 值小于 5%。应用前面理论分析, 主要从载波相位、调制度、直流环节电压等方面进行测试、分析, 进行谐波抑制处理。

为试验列车网侧电压、电流加装传感器进行测试, 通过多次测试发现列车绕组多重化错相不理想、中间直流电压存在明显波动, 试验测试绕组电压波形如图 6 所示。

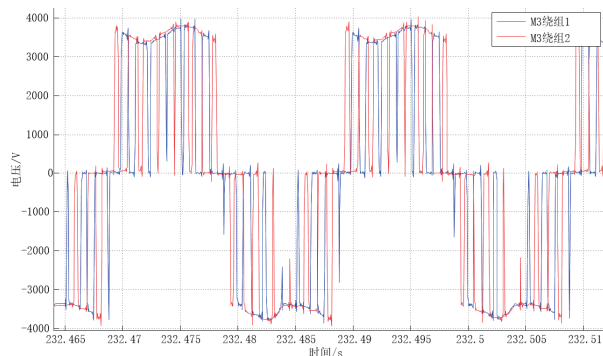


图 6 谐波抑制前列车绕组电压波形图

该试验列车采用四重化控制,载波频率在 250 Hz 时,控制目标应该是绕组 1 超前绕组 2 大约 45° ,而实测数据为绕组 2 超前绕组 1 大约 (0.7 ms) 63° ,而且直流电压存在明显波动。测试网侧电流频谱如图 7 所示。

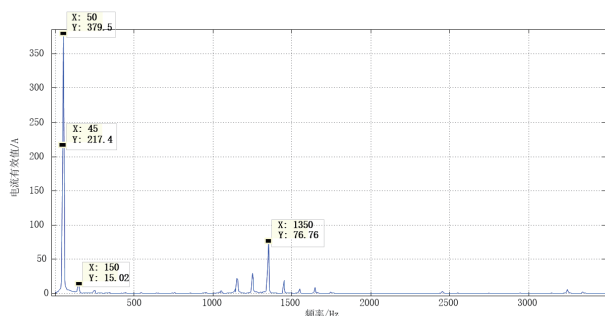


图 7 谐波抑制前列车网侧电流频谱图

由图 7 可见,在 4 倍载波频率 ($1\,400\text{ Hz}$) 附近谐波成分明显,对应 27 次谐波附近,从而导致 JP 值和 THD 值指标过大,此时计算 JP 值为 3.5 A ,THD 值为 8.1% ,都超过标准要求要求的 JP 值小于 2.5 A ,THD 值小于 5% 的要求。

应用前文所述的谐波抑制方法进行多次调整、测试,谐波抑制效果明显,如图 8~9 所示。

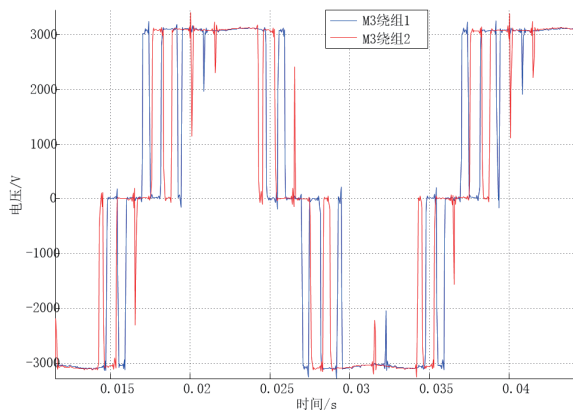


图 8 谐波抑制后列车绕组电压波形图

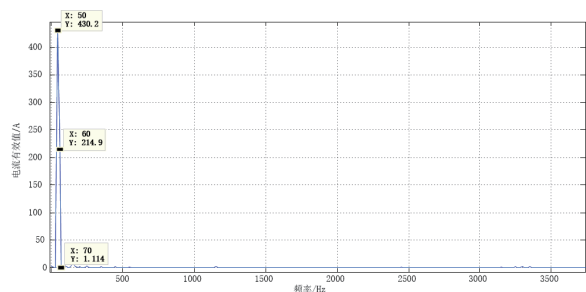


图 9 谐波抑制后列车网侧电流频谱图

通过提高载波频率,将载波频率从 250 Hz 调整为 350 Hz ,并优化 IGBT 触发脉冲产生环节,提高传输通道输出的脉冲相位精度等方法进行多次测试分析,使得绕组 1 超前绕组 2 大约 45° ,中间直流电压保持平稳,网侧电流各次

谐波和 4 倍载波频率附近的谐波得到明显抑制,JP 值计算结果为 0.75 A ,THD 值计算结果为 1.5% ,两个指标均满足试验要求,网侧谐波性能得以显著改善。

以上通过具体试验,验证了章节 1 中提及的谐波抑制方法 (1) (2) 结论的正确性。

4 结论

本文通过理论分析、仿真和试验验证等多种方式,分析影响电流谐波的因素和抑制方法,通过调整调制信号相位和载波相位可以优化网侧电流谐波的相位,调制频率、牵引变压器漏感、调制度、直流环节电压可以解决网侧电流谐波幅值问题。列车网侧电流谐波性能得到改善,减少了谐波污染,提高了电源输出品质。

参考文献:

- [1] 刘俊杰,高曼曼,王月,等.基于重复控制的单相 PWM 整流器偶次谐波抑制策略[J].电气传动,2017,47(2):35-38.
- [2] 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):27-36.
- [3] LEI Q, CAO D, PENG F Z. Novel loss and harmonic minimized vector modulation for a current-fed quasi-Z-source inverter in HEV motor drive application [J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 29(3):1344-1357.
- [4] TARISCIOTTI L, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier[J]. IEEE transactions on industry applications, 2015, 51(2):1610-1620.

【作者简介】

曹建刚 (1979—), 通信作者 (email:caojiangang10@163.com), 男,吉林长春人,博士,高级工程师,研究方向:列车电气系统特性分析及优化。

(收稿日期:2025-08-01 修回日期:2026-03-09)