

单相 APFC 型充电机超高次谐波产生机理分析

陶 顺¹, 要海江¹, 刘云博¹, 徐永海¹, 钱叶牛²

(1. 新能源电力系统重点国家实验室, 华北电力大学, 北京 102206;
2. 国网北京市电力公司, 北京 100031)

摘要: 随着配电网电力电子化, 2~150 kHz 的超高次谐波含量快速增加, 引发了新的电能质量问题。电动汽车充电机作为典型超高次谐波源受到广泛关注。本文首先通过对连续电流模式下平均电流控制的单相 APFC 型电动汽车充电机的建模研究, 求解了充电机网侧超高次谐波电流的表达式, 计算了主要频率点超高次谐波发射幅值, 分析了超高次谐波电流发射水平的影响因素, 并通过仿真与实际测试验证了理论分析的超高次谐波电流发射特性。上述研究有助于掌握超高次谐波的产生机理和典型特征, 对超高次谐波检测、治理有参考意义。

关键词: 电动汽车充电机; APFC; 超高次谐波; 产生机理; 典型特征

DOI: 10.12067/ATEEE2001021 **文章编号:** 1003-3076(2020)12-0035-09 **中图分类号:** TM711

1 引言

随着配电网电力电子化, 各种基于电力电子变流器将电能进行精细变换以适用于定制用户的配电设备得到广泛使用, 所使用的电力电子器件开关频率也不断提高, 导致 2~150 kHz 的超高次谐波含量快速增加。同时, 蓄电池电动汽车 (Battery Electric Car, BEC) 或插电式混合动力车的充电机和光伏逆变器等设备的制造商, 使用有源功率因数校正 (Active Power Factor Correction, APFC) 装置或 PWM 整流器等开关型电力电子设备来满足 2 kHz 以下的低频谐波发射限值要求和提高设备的效率, 这些技术会导致 2~150 kHz 之间谐波发射的增加, 引发了新的电能质量问题^[1,2]。

2~150 kHz 的超高次谐波会造成电能表测量误差、造成额外损耗加速设备老化、引起调光灯闪烁、引起机械共振制造噪音、变流器异常发热与部件烧毁等问题^[3-7]。文献[8]研究结果表明, 即使耦合系统位置的超高次谐波畸变限值远低于标准限值, 电力线载波 (Power Line Carrier, PLC) 通讯系统仍然会受到严重的干扰。

国内林海雪教授较早对超高次谐波研究进行综

述, 文献[9-11]梳理了超高次谐波的起因、发生源的规律与特点、危害、传播特性和标准的研究现状, 文献[12,13]研究了不同照明负荷的超高次谐波发射特性。国外对超高次谐波研究多从实际测试角度出发, 观察超高次谐波源外部发射情况, 文献[14]总结了对于不同用电设备超高次谐波发射的测试情况, 但对其产生机理的理论分析鲜有涉及, 缺乏对超高次谐波源内部工作原理的研究。亟需开展超高次谐波方面的基础与应用研究, 掌握其产生机理及典型特征, 为超高次谐波源的辨识、检测、治理及管理奠定基础。

电动汽车充电机是典型的超高次谐波源, 目前电动汽车充电机主要分为三相充电机和单相充电机, 单相充电机分为单级式和双级式, 由前级 PFC 和后级 DC-DC 构成的两级结构由于其对电网污染小, 能满足效率和功率因数的要求, 因而应用最多。Boost 型升压电路作为前级功率因数校正的应用由于其结构简单、控制简单、工作性能稳定等优点, 因而应用很广^[15,16]。

该类型充电机低次谐波主要集中在 3、5、7、11、13 次, 当谐波次数超过 15 次以后, 谐波幅值较小可忽略不计^[17]。目前对电动汽车充电机超高次谐波

收稿日期: 2020-01-14
基金项目: 国家自然科学基金项目 (51777066)
作者简介: 陶 顺 (1972-), 女, 湖南籍, 副教授, 博士, 主要研究方向为智能配电网与电能质量;
要海江 (1996-), 男, 河北籍, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源电能质量分析与控制。

发射的研究多停留在测试方面,文献[18]介绍了对不同电动汽车充电时超高次谐波发射的测试情况,指出电动汽车充电机超高次谐波发射会影响窄带电力线载波通讯。

本文从超高次谐波发射的角度,选取常见的含 APFC 的单相充电机进行研究,首先揭示了采用连续电流模式下平均电流控制的电动汽车充电机的超高次谐波产生机理,计算了主要频率点超高次谐波发射幅值,分析了超高次谐波电流发射水平的影响因素。然后基于 PSCAD/EMTDC 建立了充电机等效模型,并对实际充电机进行测试,通过对仿真及实测数据在时频域的分析,验证了理论分析的正确性。

2 单相 APFC 充电机模型

APFC 型电动汽车充电机示意图如图 1 所示,电动汽车充电机分为车载式和非车载式,电路拓扑结构主要分为 AC/DC 整流电路、有源功率因数校正装置(APFC)和 DC/DC 功率变换器三个部分,本文,AC/DC 整流电路选用二极管不控整流桥,APFC 选用 Boost 升压变换器。对于谐波特性研究,关注点在于充电机交流侧,功率变化模块在交流侧的主要反应为功率值,同时直流侧电容对 DC/DC 功率电路起到滤波作用,充电机的高频谐波主要是由整流电路和 APFC 电路造成的,考虑到 DC/DC 功率变换电路建模复杂,计算量大,以及仿真软件运行速度和内存的限制,将 DC/DC 功率变换电路以等效电阻代替^[17,19]。等效电路如图 2 所示。

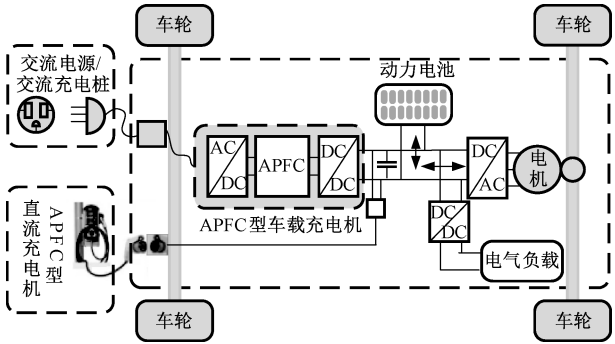


图 1 APFC 型电动汽车充电机示意图

Fig.1 Schematic diagram of APFC electric vehicle charger

已有文献[20]对不同类型充电机进行超高次谐波发射测试,测试结果指出:与电动汽车充电机的低次谐波发射(2 kHz 以下)强烈依赖于电源电压畸变不同,在开关频率及其倍数处的高频谐波发射(2 kHz 以上)主要由充电机的电路设计确定,交流供电

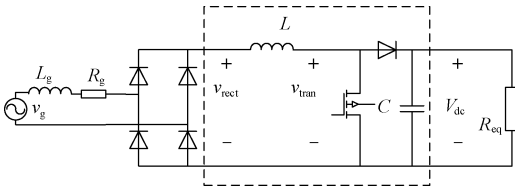


图 2 APFC 型电动汽车充电机等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of APFC electric vehicle charger

电压中的背景谐波对超高次谐波发射并无明显影响。文献[21]对高频 PWM 电压型逆变器超高次谐波发射的研究中同样提到,背景谐波对超高次谐波的发射无明显影响。因此,本文在超高次谐波机理分析的推导中,假设图 2 的电网电压 v_g 为正弦供电电压。

图 2 虚框内为常见的 Boost APFC 变换器拓扑结构, v_{tran} 为开关管两端电压, V_{dc} 为直流侧输出电压, v_{rect} 为电网电压经过二极管整流桥整流后的电压,整流电压表达式为:

$$v_{rect} = V_{peak} |\sin(\omega_g t)| \tag{1}$$

式中, V_{peak} 为电网电压峰值; ω_g 为电网电压角频率。

3 网侧超高次谐波电流发射机理分析

Boost 升压变换器通过控制占空比 θ 来保证输出电压 V_{dc} 恒定以及整流电压瞬时值与电感电流瞬时值的比值恒定^[22],该比值用等效电阻 R_{eq} 表示,电感电流的方程由式(2)给出:

$$L \frac{di}{dt} = v_{rect} - v_{tran} \tag{2}$$

式(2)可以进一步推导为式(3):

$$\frac{Ldv_{rect}}{R_{eq}dt} = v_{rect} - (1 - \theta)V_{dc} \tag{3}$$

将式(1)代入式(3)中,可以得到占空比 θ 的表达式:

$$\theta(t) = \begin{cases} 1 - r\sin(\omega_g t + \phi) & 0 < t \leq \frac{T_g}{2} \\ 1 + r\sin(\omega_g t + \phi) & \frac{T_g}{2} < t \leq T_g \end{cases} \tag{4}$$

式中, T_g 为工频周期。

$$r = \frac{V_{peak}}{V_{dc}} \sqrt{1 + \left(\frac{L\omega_g}{R_{eq}}\right)^2}$$
$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{L\omega_g}{R_{eq}}\right)$$

对 APFC 的开关函数进行双重傅里叶变换分

析,当载波大于调制波时,开关函数等于 1,当载波小于开关函数时,开关函数等于 0。载波选择锯齿波。

开关函数双重傅里叶级数为:

$$S(x, y) = \frac{1}{2}A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n}\cos(ny) + B_{0n}\sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn}\cos(mx + ny) + B_{mn}\sin(mx + ny)] \quad (5)$$

式中, A_{mn} 、 B_{mn} 均为傅里叶系数; $x = \omega_c t$; $y = \omega_g t + \phi$; ω_c 为载波角频率。

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\phi}^{\pi+\phi} \int_0^{2\pi(1-r\sin y)} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} \int_0^{2\pi(1+r\sin y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (6)$$

只有 n 为偶数时式(6)不为零。该开关函数实际上是由与占空比相关的调制波频率分量和围绕开关频率倍数的频率分量组成。

$$S(t) = \theta(t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn}\cos(mx + ny) + B_{mn}\sin(mx + ny)] \quad (7)$$

式(6)可以表示为:

$$\begin{cases} A_{mn} = \frac{1}{m\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \sin(-mr2\pi\sin y + ny) dy \\ B_{mn} = \frac{-1}{m\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \cos(-mr2\pi\sin y + ny) dy \end{cases} \quad (8)$$

建立了开关函数后,开关管两端电压用开关函数表示为:

$$v_{\text{tran}} = [1 - S(t)] V_{\text{dc}} \quad (9)$$

结合式(2)、式(3)、式(7)和式(9),电感电流可以表示为:

$$i_L(t) = \frac{v_{\text{rect}}}{R_{\text{eq}}} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \in \text{even}}}^{\infty} I_{mn} \sin(m\omega_c t + n\omega_g t + \psi_{mn}) \quad (10)$$

其中

$$I_{mn} = \frac{\sqrt{A_{mn}^2 + B_{mn}^2} V_{\text{dc}}}{(m\omega_c + n\omega_g)L}$$

$$\psi_{mn} = n\phi + \tan^{-1} \left(\frac{A_{mn}}{B_{mn}} \right) - \frac{\pi}{2}$$

从电网中获取的电流等于前半个工频周期的电感电流减去后半个工频周期的电感电流,因此网侧

电流仅包含电感电流中奇数次谐波分量,网侧电流可以表示为:

$$i_g(t) = \sum_{h \in \text{odd}}^{\infty} \frac{4}{h\pi} \sin(h\omega_g t) \times i_L(t) \quad (11)$$

代入电感电流:

$$i_g(t) = \frac{v_g}{R_{\text{eq}}} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \in \text{even}}}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2I_{mn}}{h\pi} \times \{ \cos[m\omega_c t + (n-h)\omega_g t + \psi_{mn}] - \cos[m\omega_c t + (n+h)\omega_g t + \psi_{mn}] \} \quad (12)$$

式中,odd 为奇数;even 为偶数。式(12)中第二项为网侧超高次谐波电流分量,为方便提取每个分量的幅值,对式(12)进一步变换,网侧超高次电流表达式如下:

$$i_{\text{supra}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2} \sin(m\omega_c t + \alpha\omega_g t + \psi_{\text{supra}}) \quad (13)$$

其中

$$I_1 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\alpha=-\infty}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \left[\frac{I_{m(\alpha+h)}}{h} \cos(\psi_{m(\alpha+h)}) - \frac{I_{m(\alpha-h)}}{h} \cos(\psi_{m(\alpha-h)}) \right]$$

$$I_2 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\alpha=-\infty}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \left[\frac{I_{m(\alpha+h)}}{h} \sin(\psi_{m(\alpha+h)}) - \frac{I_{m(\alpha-h)}}{h} \sin(\psi_{m(\alpha-h)}) \right]$$

$$\psi_{\text{supra}} = \tan^{-1} \frac{I_1}{I_2}$$

由式(13)可知,电网电流中由充电机发射的超高次谐波分量分布在开关频率及其整数倍频率附近,具体包含 $m\omega_c + \alpha\omega_g$ 次谐波分量。由于配电系统的等值阻抗一般呈感性,谐波等值电抗随谐波次数的升高而迅速增大,因而,超高次谐波电流将随谐波次数的升高而迅速衰减,所以超高次谐波电流将主要集中在开关频率附近。

忽略系统基准频率 ω_g 的影响,超高次谐波电流发射幅值与基波电流无关,与直流侧电压 V_{dc} 、开关频率 f_c 、电感值 L 相关,三者在设计时并非独立,在满足设计要求的情况下,增大电感 L 能有效降低超高次谐波发射水平。同时由于在实际情况中,直流侧电压 V_{dc} 并非恒定不变,会导致工频周期内发射幅值的波动。

4 超高次谐波发射特性仿真验证

4.1 仿真参数选择

为验证上述理论分析的正确性,本文基于 PSCAD/EMTDC 建立了如图 2 所示的 APFC 型单相充电机仿真模型,采用连续电流模式(CCM)下平均电流控制^[23]。开关频率 f_c 取 15 kHz。

在 Boost APFC 电路中,电感取值主要和纹波电流、占空比和开关频率相关,通常在电感的设计中,纹波电流 Δi 取峰值电流的 20%~30%^[24,25],峰值电流的最大值出现在输入电压最小的时刻,因此有如下关系式:

$$I_{in-max} = \frac{\sqrt{2}P_o}{V_{in-min}}$$

(14)

式中, I_{in-max} 为输入电流的最大值; V_{in-min} 为输入电压的最小值; P_o 为输出功率。假设取纹波电流为峰值电流的 20%,则纹波电流 Δi 为:

$$\Delta i = 0.2I_{in-max}$$

(15)

当输入电压为最小值时,此时的占空比为最大值。

$$\theta_{max} = 1 - \frac{V_{in-min}}{V_{dc}}$$

(16)

电感取值为:

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{in-min}\theta_{max}}{f_c\Delta i}$$

(17)

仿真模型中电感取值 1.8 mH。电容选值主要取决于电压纹波的要求,或者说取决于电容器放电时间。本文中电容选值根据式(18)近似选择:

$$C = \frac{2P_o\Delta t}{V_o^2 - V_{o-min}^2}$$

(18)

式中, Δt 取 45 ms; C 取 7 000 μ F。

4.2 APFC 的控制策略

连续电流模式(CCM)下平均电流控制图如图 3 所示^[22],采样方式选择自然采样。其中, k_{vi} 、 k_{il} 、 k_{if} 、 k_{vo} 为不同传感器的增益因子, V_{ref} 为参考电压, G_{if} 、 G_{cv} 为对应控制的传递函数。

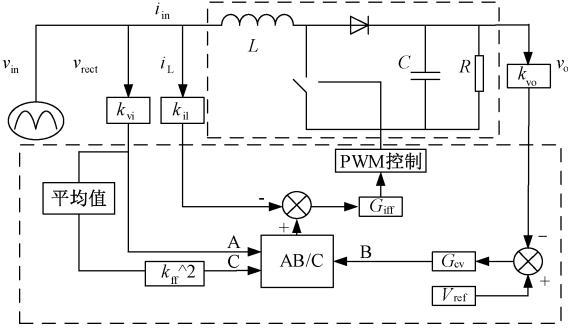


图 3 CCM 模式下平均电流控制

Fig.3 Average current control in CCM mode

4.3 仿真数据分析

网侧电流超高次谐波仿真数据分析如图 4 和表 1 所示,分别从时域、频域、时频域的角度对网侧电流进行分析,基波电流有效值为 28.7 A,可以看出尽管波形近似正弦规律变化,但放大后观察有明显畸变。网侧电流含有明显的高频纹波分量(虚线方框内),尤其在电流峰值附近可见。同时,由于 CCM 模式下平均电流控制的 APFC 不能控制过零点电流,电流过零点处出现文献[14]中指出的过零失真(虚线椭圆框内)。

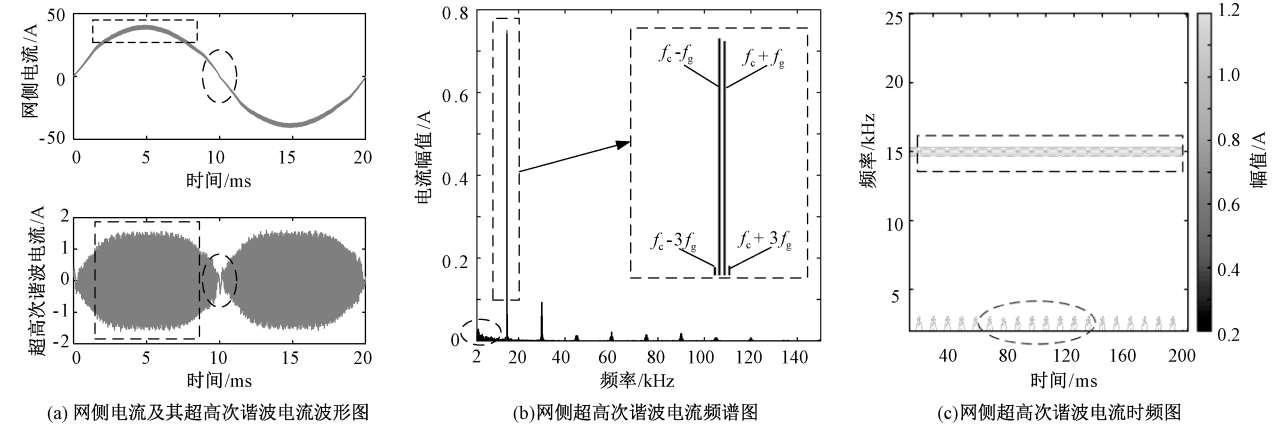


图 4 网侧电流超高次谐波仿真数据分析图

Fig.4 Analysis of simulation data of grid-side current supraharmonics

表 1 网侧电流超次谐波仿真数据统计
Tab.1 Statistics of supraharmonic simulation
data of grid-side current

参数	数值
网侧电流基波(RMS)/A	28.7
开关频率处超次谐波电流 I_{fc} /A	1.06
总超次谐波电流 $TSHC$ (2~150 kHz)/A	1.08
开关频率处发射占基波百分比 Y (%)	2.6
总超次谐波电流畸变率 $TSHD_1$ (2~150 kHz) (%)	2.7

对网侧电流进行频谱分析,电网电流中由充电器发射的超次谐波分量(2 kHz)以上分布在开关频率及其整倍数频率附近,具体包含 $m\omega_c + \alpha\omega_g$ 次谐波分量,表现为窄带发射。如表 1 中数据所示,开关频率处超次谐波电流为 1.06 A,总超次谐波电流为 1.08 A,开关频率处发射占基波百分比为 2.6%,总超次谐波电流畸变率为 2.7%,结合图 4(b)可以看出,超次谐波电流分量主要集中在开关频率附近,14.95 kHz($f_c - f_g$)、15.05 kHz($f_c + f_g$) 频率点处发射幅值分别为 0.75 A、0.74 A。其他频率点发射幅值很小。2 kHz 附近可以观察到由过零失真导致的宽带发射,但发射幅值非常小。

对网侧电流进行时频分析,如图 4(c)所示,可以观察到开关频率 15 kHz 附近的窄带发射,在工频周期内发射幅值存在波动,2 kHz 处可以看到由过零失真导致的周期性瞬态,表现为每 10 ms 的周期性重复振荡。电网电流中由充电器发射的超次谐波分量主要集中在开关频率附近。

其中开关频率处超次谐波电流 I_{fc} 计算式如下:

$$I_{fc} = \sqrt{\sum I_{(f_c+\alpha f_g)}^2} \quad \alpha = \pm 1, \pm 3 \tag{19}$$

开关频率处发射幅值占基波幅值百分比 Y 计算式如下:

$$Y = \frac{I_{fc}}{\text{网侧电流基波幅值}} \times 100\% \tag{20}$$

总超次谐波电流 $TSHC$ 的计算式如下:

$$TSHC = \sqrt{\sum_{B=40}^{3\,000} I_B^2} \tag{21}$$

总超次谐波电流畸变率 $TSHD_1$ (2~150 kHz) 计算式如下:

$$TSHD_1 = \frac{TSHC}{\text{基波电流幅值}} \times 100\% \tag{22}$$

4.4 各参数对网侧超次谐波电流含量影响

(1) APFC 中电感值 L 对超次谐波发射的影响

上文论述了发射幅值受直流侧电压 V_{dc} 、开关频率 f_c 、电感值 L 多重参数的影响,三者在设计时并非独立,在满足设计要求的情况下,增大电感 L 能有效降低超次谐波发射水平。图 5 显示了网侧超次谐波含量随电感值 L 的增加而减小。

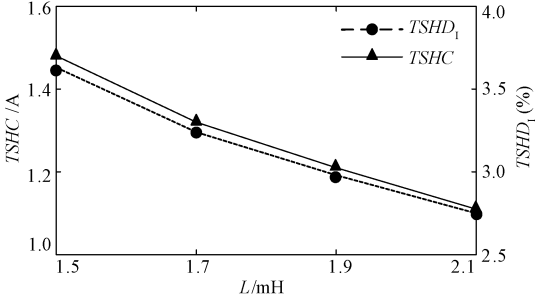


图 5 电感 L 对网侧超次谐波电流含量的影响
Fig.5 Influence of inductance L on content of supraharmonic current on grid side

(2) 配电网电感 L_g 对超次谐波发射的影响

配电网电感 L_g 同样对于超次谐波电流的发射有直接影响,图 6 揭示了网侧电流超次谐波含量随网络电感 L_g 的增大而减小的趋势。因此在配电网中超次谐波的传播及交互作用研究方面,网络阻抗的影响需要引起关注。

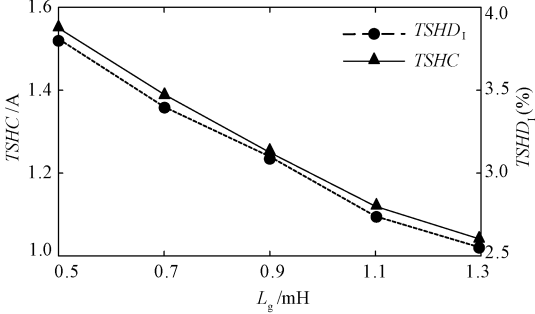


图 6 网络电感 L_g 对超次谐波电流含量的影响
Fig.6 Influence of network inductance L_g on content of supraharmonic current

(3) 背景谐波对超次谐波发射的影响

基于仿真分析了背景谐波对超次谐波的影响。参考 GB/T 14549-93,电源侧考虑叠加 3、5、7、9、11 次谐波电压,各次谐波电压含有率(HRV)分别同时取为 2%和 3%(即 THD 分别为 4.5%、6.7%)。在不同背景畸变下,仿真结果如表 2 所示。由表 2 可知:开关频率处超次谐波发射没有明显变化,即背景谐波对超次谐波的发射无明显影响。

表 2 背景谐波对开关频率处超高次谐波发射影响

Tab.2 Effects of background harmonics on supraharmonic emissions at switching frequency

供电电压类型	开关频率处超高次谐波电流 I_{f_c} /A
理想正弦电压	1.057
$HRU_h=2\%$, $THD=4.5\%$	1.056
$HRU_h=3\%$, $THD=6.7\%$	1.059

5 实测数据分析

基于前述机理分析和仿真验证,对电动汽车充电机进行实际测量,测试仪器参数见表 3,实际测试图如图 7 所示,测试仪器连接在电动汽车充电机配电柜断路器处。设定采样频率为 1 MS/s。

表 3 测试仪器参数及功能

Tab.3 Test instrument parameters and functions

设备型号	主要参数及功能
日置 MR6000 储存记录仪	多通道高速测量,可显示电压与电流测量波形,可进行波形录制和数据管理
日置 3274 钳式电流探头	频率带宽 DC~10 MHz(−3 dB)
高速模拟单元 U8975 电压模块	最高 5 MS/s 采样速度,频带 DC~2 MHz

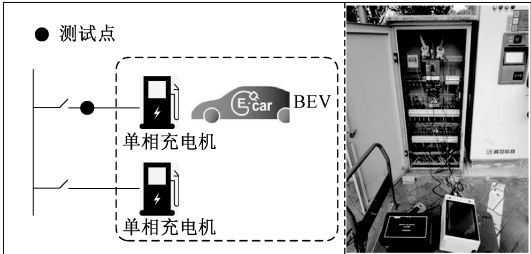
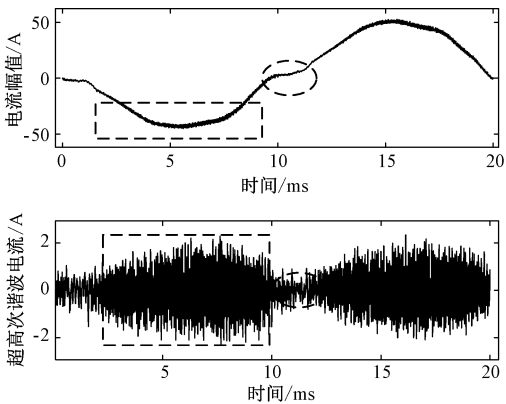


图 7 电动汽车充电机测试图

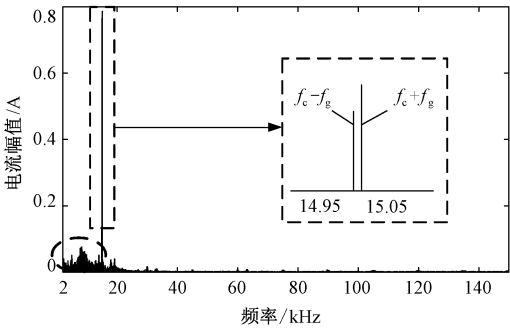
Fig.7 Electric car charger test

实测网侧电流超高次谐波数据分析如图 8 所示,分别从时域、频域、时频域的角度对实际电动汽车充电机网侧电流进行分析,电动汽车充电时基波电流有效值为 31.7 A,网侧电流峰值附近同样含有明显的高频纹波分量,电流过零点处出现过零失真,实测网侧电流超高次谐波数据统计见表 4。

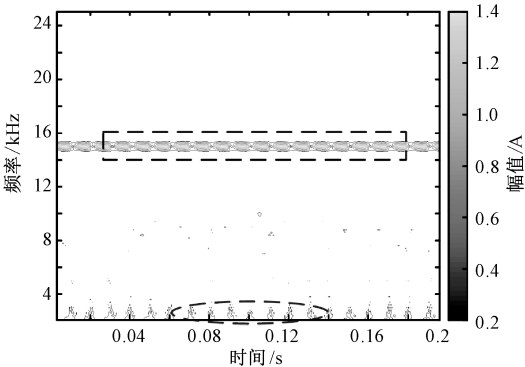
结合频谱图 8(b)与表 4 数据可以得出,该充电机开关频率为 15 kHz,网侧超高次谐波电流频带主要分布在开关频率附近,14.95 kHz(f_c-f_g)、15.05 kHz(f_c+f_g) 发射幅值较大,分别为 0.77 A、0.79 A。



(a) 网侧电流及其超高次谐波电流波形图



(b) 网侧超高次谐波电流频谱图



(c) 网侧超高次谐波电流时频图

图 8 实测网侧电流超高次谐波数据分析图

Fig.8 Analysis of supraharmonic data from measured grid-side current

表 4 实测网侧电流超高次谐波数据统计

Tab.4 Statistics of measured supraharmonic currents on grid side

参数	数值
网侧电流基波(RMS)/A	31.7
开关频率处超高次谐波电流/A	1.11
$TSHC(2\sim150\text{ kHz})/\text{A}$	1.20
开关频率处发射占基波百分比(%)	2.5
$TSHD_1(2\sim150\text{ kHz})(\%)$	2.7

与前述机理分析和仿真结果中超高次谐波发射特性一致。

对网侧电流进行时频分析,可以观察到开关频率 15 kHz 附近的窄带发射,在工频周期内发射幅值存在波动,2 kHz 处可以看到由过零失真导致的每 10 ms 的周期性重复振荡。电网电流中由充电机发射的超高次谐波分量主要集中在开关频率附近。

表 5 对比了开关频率及其二倍频频率点附近超高次谐波电流发射幅值的理论计算值、仿真值和实际测量值,由于超高次谐波的测量和建模困难,难以准确对比发射幅值,但在误差允许的范围内,仿真和实测数据与理论计算的发射幅值水平相近,验证了理论分析的正确性。

表 5 开关频率及其二倍频频率点附近发射幅值对比

Tab.5 Comparison of emission amplitude near switching frequency and its double frequency

频率/kHz	14. 95 (f_c-f_g)	15. 05 (f_c+f_g)	29. 95 ($2f_c-f_g$)	30. 05 ($2f_c+f_g$)
计算幅值/A	0. 84	0. 84	0. 02	0. 02
仿真幅值/A	0. 75	0. 74	0. 09	0. 09
实测幅值/A	0. 77	0. 79	0. 02	0. 02

本文同时对供电电压进行了低频谐波分析,如图 9 所示,电压基波有效值为 229. 55 V,总谐波畸变率 $THD=2.3\%$,低频谐波主要集中在 3、5、7、9、11、13 次,其中 5 次谐波电压含有率最高, $HRU_5=1.68\%$,谐波次数超过 15 次以后,谐波幅值较小可忽略不计。相比于前述背景谐波电压对超高频谐波影响的仿真分析结果,此测试实际背景低频畸变程度小,因此可进一步认为上述超高次谐波的测量分析是可信的。

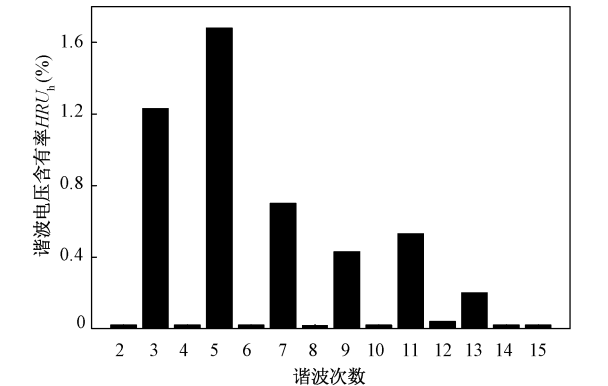


图 9 供电电压低频谐波分析

Fig.9 Low-frequency harmonic analysis of power supply voltage

6 结论

本文通过对采用不控整流桥和连续电流模式下平均电流控制的单相 APFC 电动汽车充电机建模分析,推导出直流侧电压 V_{dc} 、开关频率 f_c 和电感 L 等多重影响因素下网侧超高次谐波电流表达式,得到了超高次谐波电流发射特性,并通过仿真与实际测试验证了上述理论研究,有以下结论:

(1) APFC 高频开关是造成电动汽车充电机超高次谐波发射的主要原因。

(2) 电动汽车充电机网侧超高次谐波电流发射幅值与基波电流大小无关,主要受直流侧电压 V_{dc} 、开关频率 f_c 和电感 L 影响,直流侧稳压电容上电压波动导致工频周期内发射幅值的变化。在满足设计要求前提下,增大电感 L 能有效降低超高次谐波电流发射水平。

(3) 开关频率是影响超高次谐波频率分布的主要原因,网侧超高次谐波电流发射包含 $m\omega_c + \alpha\omega_g$ 次谐波分量,主要集中在开关频率附近,表现为窄带发射。由过零失真导致超高次谐波宽带发射水平较低。

(4) 网络阻抗会影响超高次谐波发射情况,改变开关频率会影响网络阻抗,进而影响超高次谐波发射水平。

本文只针对单相 APFC 型充电机超高次谐波发射进行研究,还需对不同拓扑结构的充电机超高次谐波发射、超高次谐波的传播特性和超高次谐波源之间的交互影响进一步研究。

参考文献 (References):

[1] 肖湘宁,廖坤玉,唐松浩,等 (Xiao Xiangning, Liao Kunyu, Tang Songhao, et al.). 配电网电力电子化的发展和超高次谐波新问题 (Development of power-electronized distribution grids and the new supraharmonics issues) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (4): 707-720.

[2] 王日文,曹文思,程立雪,等 (Wang Riwen, Cao Wensi, Cheng Lixue, et al.). Boost 结构单周期控制的有源功率因数校正电路设计 (Design of boost active power factor correction circuit with one-cycle control) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2011, 31 (12): 114-119.

[3] Singh G, Collins E R, Ronnberg S K, et al. Impact of high frequency conducted voltage disturbances on LED driver circuits [A]. 2017 IEEE Power & Energy Society

- General Meeting (PESGM) [C]. Chicago, IL, USA, 2017. 17543709.
- [4] Matthias Klatt, Jan Meyer, Peter Schegner, et al. Emission levels above 2 kHz -Laboratory results and survey measurements in public low voltage grids [A]. 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013) [C]. Stockholm, 2013. 1-4.
- [5] Das J C. Power system analysis: short-circuit load flow and harmonics, second edition [J]. IEEJ Transactions on Power & Energy, 2017, 130 (8): 715-718.
- [6] Lo W C, Chan C C, Zhu Z Q, et al. Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47 (4): 880-889.
- [7] BSI. PD CLC/TR 50627-2015. Study report on electromagnetic interference between electrical equipment/systems in the frequency range below 150 kHz [R]. 2015.
- [8] Franklin G A. A practical guide to harmonic frequency interference affecting high-voltage power-line carrier coupling systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24 (2): 630-641.
- [9] 林海雪 (Lin Haixue). No. 4 电网谐波问题的新发展——谈超级谐波 (No. 4 the new development of harmonic problems in power grid-about supraharmomics) [J]. 供用电 (Distribution & Utilization), 2016, 33 (1): 35-38.
- [10] 刘森, 黄毕尧, 王聪, 等 (Liu Sen, Huang Biyao Wang Cong, et al.). 超级谐波研究综述 (A review on the studies of supraharmomics) [J]. 电测与仪表 (Electrical Measurement & Instrumentation), 2017, 54 (12): 7-15.
- [11] 庄双勇, 赵伟, 何学农, 等 (Zhuang Shuangyong, Zhao Wei, He Xuenong, et al.). 超谐波引发的电能质量问题及相关研究 (Power quality problems caused by supraharmomics and related research) [J]. 电测与仪表 (Electrical Measurement & Instrumentation), 2019, 56 (1): 41-52.
- [12] 林顺富, 黄娜娜, 朱明星 (Lin Shunfu, Huang Nana, Zhu Mingxing). 不同照明负荷对配电网电能质量的影响 (Influence of different lighting loads on power quality of the distribution system) [J]. 电网与清洁能源 (Power System and Clean Energy), 2017, 33 (3): 1-7.
- [13] 朱明星, 张晓刚 (Zhu Mingxing, Zhang Xiaogang). LED 驱动电路超高次谐波发射机理研究 (Study on supraharmomics emission mechanism for drive circuit of LED) [J/OL]. 电源学报 (Journal of Power Supply): 1-11 [2019-11-28].
- [14] BSI. PD CLC/TR 50669-2017. Investigation result on electromagnetic interference in the frequency range below 150 kHz [R]. 2018.
- [15] 赵文辉, 沈艳霞 (Zhao Wenhui, Shen Yanxia). 电动汽车车载充电机拓扑研究综述 (Review on the research of electric vehicle on-board charger topologies) [J]. 控制工程 (Control Engineering of China), 2019, 26 (1): 29-36.
- [16] 邱慧, 蔡群英 (Qiu Hui, Cai Qunying). 车载充电机拓扑结构对比 (Comparison of topological structure of vehicle charger) [J]. 电子技术与软件工程 (Electronic Technology & Software Engineering), 2017, (8): 244-245.
- [17] 郑攀 (Zheng Pan). 电动汽车高频充电机/站的谐波特性分析 (Analysis on harmonic characteristics of electric vehicle high-frequency charger or station) [D]. 长沙: 长沙理工大学 (Changsha: Changsha University of Science & Technology), 2013.
- [18] Schöttke S, Meyer J, Schegner P, et al. Emission in the frequency range of 2 kHz to 150 kHz caused by electrical vehicle charging [A]. 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility [C]. Gothenburg, 2014. 620-625.
- [19] 郭静 (Guo Jing). 电动汽车充电机 (站) 的谐波特性研究 (Research on the harmonic characteristics of electric vehicle charger and charging stations) [D]. 保定: 华北电力大学 (Baoding: North China Electric Power University), 2013.
- [20] Meyer J, Mueller S, Ungethüm S, et al. Harmonic and supraharmomic emission of on-board electric vehicle chargers [A]. 2016 IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exposition-Latin America (PES T&D-LA) [C]. Morelia, 2016. 1-7.
- [21] 唐松浩 (Tang Songhao). 低压配电网超高次谐波源发射特征及传播特性研究 (Study of characteristic and propagation of supraharmomics in low voltage distribution grids) [D]. 北京: 华北电力大学 (Beijing: North China Electric Power University), 2019.
- [22] Leroi C, Jaeger E D. Modelling of harmonics produced by compact fluorescent lamps in the frequency range 2-150 kHz [A]. 25th International conference on electricity distribution [C]. 2019. 1-5.
- [23] 陈强, 许建平, 陈章勇, 等 (Chen Qiang, Xu Jianping, Chen Zhangyong, et al.). 一种双极性增益 Boost 变换器研究 (Research on bipolar gain boost converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2013, 32 (4): 44-48.
- [24] 季清, 阮新波, 谢立宏, 等 (Ji Qing, Ruan Xinbo,

Xie Lihong, et al.). 平均电流控制的 Boost PFC 变换器最恶劣传导 EMI 频谱分析 (Analysis of the worst conducted EMI spectrum of the average current controlled boost PFC converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (6): 982-992.

Chen Qianhong). 基于 PFC 变换器的非线性电感的设计研究 (Design and research of nonlinear inductor in PFC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2013, 32 (3): 1-6, 115.

[25] 严开沁, 李竹筠, 陈乾宏 (Yan Kaiqin, Li Zhujun,

**Analysis of supraharmonics generation mechanism
of single-phase APFC charger**

TAO Shun¹, YAO Hai-jiang¹, LIU Yun-bo¹, XU Yong-hai¹, QIAN Ye-niu²

(1. State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System With Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijing 100031, China)

Abstract: With the power electronics of the distribution network, the supraharmonic content of 2~150 kHz increases rapidly, causing new power quality problems. Electric vehicle chargers have received widespread attention as a typical source of supraharmonics. In this paper, the model of the single-phase APFC electric vehicle charger with average current control in continuous current mode is first studied. The expression of the supraharmonic current on the grid side of the charger is solved, and the supraharmonics at the main frequency are calculated. The amplitude of the wave emission is analyzed, and the influencing factors of the supraharmonic current emission level are analyzed, and the theoretical analysis of the supraharmonic current emission characteristics is verified through simulation and actual testing. The above research is helpful to grasp the generation mechanism and typical characteristics of supraharmonics, and has reference significance for the detection and treatment of supraharmonics.

Key words: electric car charger; APFC; supraharmonic; generation mechanism; typical characteristics