DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.83 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于输入电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法

王春涛，刘雪山，张荣飞，奉榆杰，周 群
(四川大学电气工程学院，成都 610065)

摘要：传统功率因数校正 PFC(power factor correction)变换器仅控制自身不对电网造成谐波干扰，不能改善局域配电网公共耦合点处流入电网电流的总谐波失真。为此，基于 Boost PFC 变换器提出 1 种自适应谐波补偿方法。通过检测输入电压并在输入电流中叠加谐波补偿分量，在保证变换器 PFC 功能的同时，抵消公共耦合点处流入电网的谐波电流。将电流控制器设计为嵌入式重复控制环节和单零点-单极点补偿相结合的形式，实现了较低的稳态误差。同时，通过在参考电流信号生成环节中加入重复控制器和带通滤波器，可在不同的电网阻抗条件下自适应地生成谐波补偿参考电流信号，并利用小信号建模法验证了此控制方法下 PFC 变换器的输入阻抗在各次谐波频率下都得到了有效的减小。最后，搭建了 1 台功率为 500 W 的实验样机，验证了理论分析的正确性与可行性。

关键词：功率因数校正；谐波补偿控制；局域配电网

Adaptive Harmonic Compensation Control Method Based on Input Voltage Detection of Boost PFC Converter

WANG Chuntao, LIU Xueshan, ZHANG Rongfei, FENG Yujie, ZHOU Qun
(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The traditional power factor correction (PFC) converter can only control itself to avoid causing harmonic interference to the power grid, but it cannot improve the total harmonic distortion of current flowing into the power grid at the point of common coupling of local distribution network. To solve this problem, an adaptive harmonic compensation method based on a Boost PFC converter is proposed. By detecting the input voltage and further adding harmonic compensation components to the input current, the harmonic current flowing into the power grid at the point of common coupling can be offset while ensuring the PFC function of the converter. The current controller is designed as a combination of an embedded repetitive control link and single-zero single-pole compensation to achieve small steady-state errors. At the same time, by adding a repetitive controller and a band-pass filter to the reference current signal generation link, a harmonic compensation reference current signal can be generated adaptively under different grid impedance conditions. The small signal modeling method is also used to prove that the input impedance of the PFC converter under the proposed control method is effectively reduced at each harmonic frequency. Finally, a 500 W experimental prototype was built to verify the correctness and feasibility of the theoretical analysis.

Keywords: Power factor correction (PFC); harmonic compensation control; local distribution network

随着电力电子化装置的大量应用，商业或居民配电网中的非线性负载导致的谐波污染呈广域化、分散化的特点[1]。为实现局域配电网的谐波治理，多种治理方式被提出。并联型有源电力滤波器 APF(active power filter)作为主要的谐波治理方式，其控制策略、拓扑结构等已进行了大量研究[2-3]，但也存在部分缺点。首先，接入 APF 需要增加额外的设备成本，且 APF 多采用集中治理谐波的方

收稿日期：2022-10-07；**修回日期**：2023-01-09，2023-02-10；
录用日期：2023-02-20；**网络首发日期**：2023-03-30
基金项目：四川省区域创新合作资助项目(2021YFQ0006)
This work is supported by Sichuan Regional Innovation Cooperation Fund under the grant 2021YFQ0006

式，对于电网中分布式谐波源的治理效果有限；其次，APF 的功率传输路径为电网—直流电容—电网，经过了 2 次功率转换，存在额外传输损耗。在不进行谐波补偿或谐波补偿量较小时，APF 输出电流中包含一定的基波电流以维持直流电容的电压稳定，存在不容忽视的静态功耗问题[4]。为减少设备接入成本，随着新能源技术的发展，人们尝试为新能源接口设备赋予谐波补偿的功能[5-7]。文献[6]提出利用分布式发电系统中的光伏并网逆变器在向电网提供功率的同时补偿用户侧的谐波电流，然而在实际应用中，补偿容量和安装地点受光照、风速、地理位置等自然因素影响较大。

功率因数校正 PFC(power factor correction)变换器大量存在于商业楼宇、雷达基站、多电飞机等电网子系统或独立供电系统中，应用于变频空调、汽车充电桩、LED 照明、仪器电源等领域[8-10]。当前，PFC 变换器的研究仅考虑变换器自身对电网来说是 1 个阻性负载，仅要求自身不对电网造成谐波干扰，但无法降低其他非线性负载流入电网的谐波电流含量[11-12]。由于 PFC 变换器的输入电流可控，可在输入电流中加入补偿电流，分布式地补偿局域配电网或电网子系统从公共耦合点处流入电网的谐波电流。同时，PFC 变换器的能量传输路径为电网—负载，当不进行谐波补偿时，输入电流中的基波为负载提供能量，不存在额外的传输损耗和静态功耗。

针对低压局域配电网中的谐波污染，本文研究了 1 种基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法，可补偿并联于同一公共耦合点的非线性负载产生的谐波，以减少从公共耦合点流入大电网的谐波电流。基于 Boost PFC 变换器拓扑，通过对变换器输入电压进行采样，利用提出的基于重复控制的自适应参考电流生成方法，根据输入电压中的谐波信息生成谐波补偿信号，并与基波参考相加，自适应地生成参考电流。通过含有嵌入式重复控制环节和单零点-单极点补偿的电流控制器，控制变换器的输入电流准确跟踪参考电流，在保证变换器具有较高的 PF 值的同时，使变换器的输入电流中包含谐波补偿电流，实现利用 PFC 变换器对局域配电网中的谐波电流补偿。最后，搭建了 1 台功率为 500 W 的实验样机，验证了理论分析的正确性与可行性。

1 补偿原理

平均电流模式控制 Boost PFC 变换器拓扑如图 1(a)所示，主功率回路由输入滤波电容 C_f、输入滤波电感 L_f、储能电感 L_m、开关管 Q_1、输出二极管 D_1、输出电容 C_o 和负载 R_o 组成。图中：D_b 为整流桥；v_g 为滤波电容 C_f 的电压；S_1 为开关管开通和关断信号。变换器采用平均电流模式双闭环控制，如图 1(b)所示。图中：v_{ref} 为参考电压；v_{err} 为电压误差信号；$G_v(s)$ 为电压控制器；i_{err} 为误差电流；d 为开关管 Q_1 的占空比。与传统的 Boost PFC 变换器控制相比，所提基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法在电流控制器 $G_c(s)$ 和参考电流 i_{ref} 的生成上进行了改进。当变换器实现谐波补偿功能时，采样桥后电压 $|v_{in}|$ 通过过零检测去除绝对值，还原为输入电压 v_{in}，再通过谐波检测单元提取 v_{in} 中的谐波分量 $v_{in,h}$，通过控制器 $G_a(s)$ 自适应生成包含谐波补偿信号的 v_z，电压指令信号 v_c 由基波分量 $v_{in,f}$ 和 v_z 相加并取绝对值得到，如图 1(c)所示，v_c 与电压环控制器输出 V_e 相乘后得

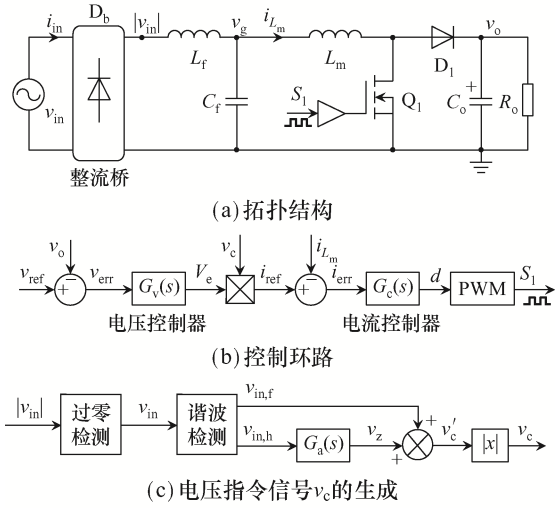


图 1 平均电流模式 Boost PFC 变换器

Fig. 1 Boost PFC converter in average current mode

到参考电流 i_{ref}。通过在电压信号 v_c' 中叠加自适应生成的谐波补偿信号，使 i_{ref} 中不仅有基波成分，也包含用于谐波补偿的谐波成分。电流控制器 $G_c(s)$ 控制电感电流 i_{L_m} 跟随 i_{ref}，电感电流 i_{L_m} 经电容 C_f 和电感 L_f 滤除开关纹波后得到输入电流 i_{in}，即 i_{in} 包含谐波补偿电流 $i_{in,h}$，使得变换器能实现谐波补偿功能。

利用 PFC 变换器进行配电网谐波补偿如图 2 所示，图中：i_G 为电网电流；v_G 为电网电压；Z_G 为电网的线路阻抗；Z_l 为非线性负荷等效阻抗。所提控制方法提取变换器输入电压 v_{in} 中的谐波成分 $v_{in,h}$，通过控制器 $G_a(s)$对 $v_{in,h}$ 的幅值进行放大，生成谐波补偿信号 v_z。为保证 PFC 变换器仍具有较高的 PF 值，将 v_z 与基波成分 $v_{in,f}$ 相加，取绝对值后得到电压指令信号 v_c。v_c 与电压控制器输出 V_e 相乘后得 i_{ref}，所以变换器的输入电流 i_{in} 中含有与谐波源 i_h 相位相反的谐波补偿电流 $i_{in,h}$，可实现局域配电网的补偿。主要的电流、电压波形如图 3 所示，图中：v_{PCC} 为公共耦合点电压；ω 为电网电压角频率。i_{in} 中含有与 i_h 相位相反的谐波补偿电流，i_{L_m} 滤除开关纹波后得到 i_{in}。

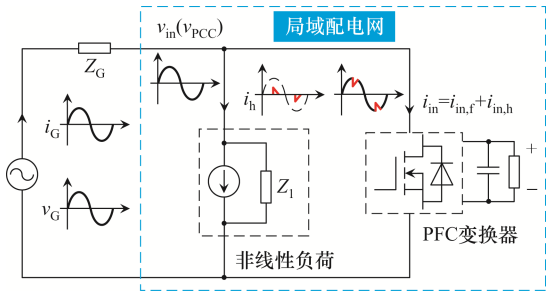


图 2　谐波补偿原理示意

Fig. 2 Schematic of harmonic compensation

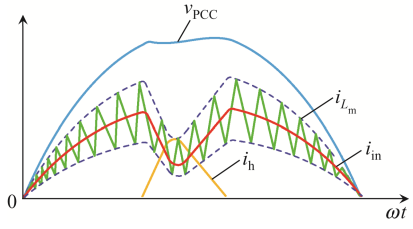


图 3　主要的电流、电压波形

Fig. 3 Key waveforms of current and voltage

为实现PFC变换器对配电网的谐波补偿，不仅需要 i_{L_m} 准确地跟踪 i_{ref}，也需要 i_{ref} 中含有能补偿 i_h 的谐波分量 $i_{ref,h}$。因 i_{ref} 中既有基波分量也有谐波分量，并且在某些时间点波形变化幅度较大，传统的 PI 补偿器难以保证较小的稳态误差，所以将电流控制器 $G_c(s)$设计为嵌入式重复控制器与单零点-单极点补偿器相组合的形式，确保 i_{L_m} 准确地跟踪 i_{ref}。为得到 i_{ref} 中的谐波补偿分量 $i_{ref,h}$，提出了 1 种基于重复控制的自适应参考电流生成方法，可在电网阻抗 Z_G 未知的情况下，自适应得到谐波补偿分量 $i_{ref,h}$。电流控制器和参考电流生成的原理及设计将分别在第 2 节和第 3 节中具体阐述。

2　电流控制器分析

2.1　Boost PFC 变换器电流环建模与分析

将嵌入式重复控制器和单零点-单极点补偿器相结合，作为 Boost PFC 变换器的电流控制器，其电流环控制框图如图 4 所示。图中：$Q(s)$为小于 1 的常数或低通滤波器；$N=T_L/T_s$，T_L 为电网交流电供电周期，T_s 为数字控制系统的采样周期；$G_{RC}(s)$为重复控制器；k_r 为重复控制器增益；$G_i(s)$为单零点-单极点补偿环节；$i_e(s)$为电流控制器 $G_c(s)$的输出信号。重复控制对基波和谐波都具有较高的增益，保证环路在稳定后具有足够小的稳态误差。加入重复控制器可实现对含有谐波补偿信号的参考电流 $i_{ref}(s)$的无静差跟踪，而单零点-单极点补偿器 $G_i(s)$保证了系统的动态性能。电流环的小信号模型如图 5 所示，图中：$G_{id}(s)$、$G_{ig}(s)$分别为控制到电流、输入到电流的传递函数；$T_i(s)$为电流环的开环传递函数；F_m 为 PWM 的调制比。利用小信号建模法对电流控制器 $G_c(s)$进行设计。

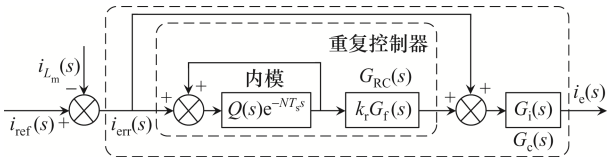


图 4　电流环控制框图

Fig. 4 Control block diagram of current loop

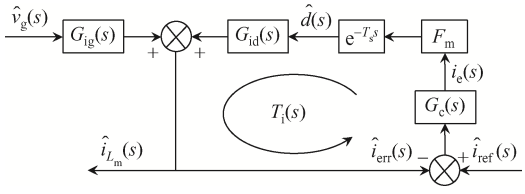


图 5 电流环小信号模型

Fig. 5 Small signal model of current loop

小信号建模下的电感电流扰动量 $\hat{i}_{L_m}$ 的表达式为

$$\hat{i}_{L_m}(s)=G_{id}(s)\hat{d}(s)+G_{ig}(s)\hat{v}_g(s) \tag{1}$$

式中，在变量上加上倒三角符号表示该变量的扰动量。

$G_{id}(s)$和 $G_{ig}(s)$的定义分别为

$$G_{id}(s)=\left.\frac{\hat{i}_{L_m}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_g(s)=0}=\frac{(2/R_oC_o+s)v_o(s)}{L_ms^2+L_ms/R_oC_o+d'^2(s)/C_o} \tag{2}$$

$$G_{ig}(s)=\left.\frac{\hat{i}_{L_m}(s)}{\hat{v}_g(s)}\right|_{\hat{d}(s)=0}=\frac{1/R_oC_o+s}{L_ms^2+L_ms/R_oC_o+d'^2(s)/C_o} \tag{3}$$

式中：R_o为输出电阻；$d'=1-d$ 。

根据图 1(a)所示的 Boost PFC 拓扑，考虑实际数字控制系统由于采样和计算延迟，会有 1 个开关周期 T_s的延迟，所以加入延迟环节 $e^{-T_s s}$ 。

由图 5 可见，在单位负反馈的条件下，电流环的前向通路中包含电流控制器 $G_c(s)$、调制比 F_m、延迟环节 $e^{-T_s s}$ 和控制到电流的传递函数 $G_{id}(s)$，因此可得电流环的开环传递函数 $T_i(s)$的表达式为

$$T_i(s)=F_me^{-T_s s}G_{id}(s)G_c(s) \tag{4}$$

结合图 5 和式(1)，运用梅森公式，可将电感电流扰动量 $\hat{i}_{L_m}(s)$ 推导成以滤波电容电压扰动量 $\hat{v}_g(s)$ 和参考电流扰动量 $\hat{i}_{ref}(s)$ 为变量的函数，得到闭环控制下 $\hat{i}_{L_m}(s)$ 的表达式为

$$\hat{i}_{L_m}(s)=\frac{T_i(s)}{1+T_i(s)}\hat{i}_{ref}(s)+\frac{G_{ig}(s)}{1+T_i(s)}\hat{v}_g(s) \tag{5}$$

根据图 4，可推导出电流控制器 $G_c(s)$的表达式为

$$G_c(s)=\frac{1-Q(s)e^{-NT_s s}[1-k_rG_f(s)]}{1-Q(s)e^{-NT_s s}}G_i(s) \tag{6}$$

式中，$G_f(s)$为超前补偿环节，$G_f(s)=e^{mT_s s}$，m 为超前拍数。

将式(4)和式(6)代入式(5)，经整理可得

$$\hat{i}_{L_m}(s)=T_a(s)\hat{i}_{ref}(s)+Y_c(s)\hat{v}_g(s) \tag{7}$$

其中，$T_a(s)$和 $Y_c(s)$分别定义为

$$T_a(s)=\frac{1-Q(s)e^{-NT_s s}[1-k_rG_f(s)]}{1-Q(s)e^{-NT_s s}[1-k_rG_f(s)T_{ci}(s)]}T_{ci}(s) \tag{8}$$

$$Y_c(s)=\frac{[1-Q(s)e^{-NT_s s}]G_{ig}(s)}{1-Q(s)e^{-NT_s s}[1-k_rG_f(s)T_{ci}(s)]}\cdot\frac{1}{1+F_me^{-T_s s}G_{id}(s)G_i(s)} \tag{9}$$

式中，$T_{ci}(s)$为仅含单零点-单极点的补偿环节，即 k_r=0 时的电流闭环传递函数，可表示为

$$T_{ci}(s)=\frac{F_me^{-T_s s}G_{id}(s)G_i(s)}{1+F_me^{-T_s s}G_{id}(s)G_i(s)} \tag{10}$$

为得到输入电流扰动量 $\hat{i}_{in}(s)$ 与输入电压扰动量 $\hat{v}_{in}(s)$ 及参考电流扰动量 $\hat{i}_{ref}(s)$ 之间的关系式，还需考虑变换器输入 LC 滤波的影响。按照式(7)中的关系，同样运用小信号建模方法，考虑输入 LC 滤波的影响，可推导闭环下输入电流扰动量 $\hat{i}_{in}(s)$ 的表达式为

$$\hat{i}_{in}(s)=\frac{T_a(s)}{1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]}\hat{i}_{ref}(s)+\frac{sC_f+Y_c(s)}{1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]}\hat{v}_{in}(s) \tag{11}$$

为判断整个闭环系统的稳定性，可按以下 3 步进行：①判断仅含单零点-单极点补偿环节 $T_{ci}(s)$ 的闭环系统是否为渐近稳定的；②判断加入嵌入式重复控制器后的电流环的稳定性；③考虑输入 LC 滤波的影响，判断整个闭环系统的稳定性。

对于稳定性判断条件①，可利用不含重复控制器的式(10)的电流环开环传递函数，判断闭环稳定性。在电源控制器的设计中，常用的方法是建立开环传递函数的幅频特性和相频特性，画出伯德图，引入穿越频率和相位裕度判断其系统稳定性。对于条件②，可引入小增益理论判断电流闭环的稳定性。对于条件③，可分析特征式 $1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]$的零点分布情况。

2.2 电流控制器的设计

根据图 4，所提出的含嵌入式重复控制器的电流控制器包含 2 个部分，分别是重复控制器 $G_{RC}(s)$ 和单零点-单极点补偿环节 $G_i(s)$。在对电流控制器进行设计时，可先进行单零点-单极点补偿环节的设计，再对重复控制器进行设计。令 k_r=0，此时电流环的开环传递函数 $T_{oi}(s)$为

$$T_{oi}(s)=F_m e^{-T_s s}G_{id}(s)G_i(s) \tag{12}$$

单零点-单极点补偿环节 $G_i(s)$形式为

$$G_i(s)=k_c\frac{1+s/\omega_z}{s/\omega_z(1+s/\omega_p)} \tag{13}$$

式中：k_c 为中频段增益；ω_z 为零点角频率；ω_p 为极点角频率。$\omega_z<\omega_p$，$\omega_z=2\pi f_z$，$\omega_p=2\pi f_p$，f_z、f_p 和 f_c 分别为零点频率、极点频率和穿越频率。为保证有足够的相位裕度，选择 $f_p\leqslant 10f_c$、$f_c\leqslant 10f_z$。

Boost PFC 变换器的主要参数设计为交流输入电压 v_{in}=311sin100πt(V)，直流输出电压 v_o=400 V，额定功率 P_n=500 W，开关频率 f_s=50 kHz，滤波电感 L_f=1.5 mH，滤波电容 C_f=470 nF，储能电感 L_m=4 mH，输出电容 C_o=200 μF。根据主要参数，设计穿越频率 f_c=4 kHz。在保证足够的相位裕度的前提下，选择 f_z=900 Hz、f_p=50 kHz、k_c=0.25，画出电流环的开环传递函数的伯德图，如图 6 所示。可见补偿后的幅频响应曲线的低频段增益有明显的增加，相位裕度为 47°，穿越频率为 4 kHz，保证了 Boost PFC 变换器的稳定性和响应速度。

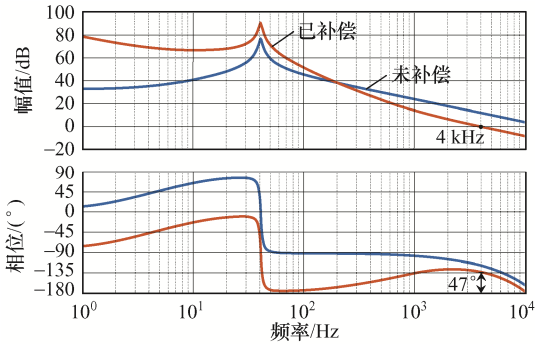


图 6　开环传递函数 $T_{oi}(s)$的伯德图

Fig. 6 Bode diagram of open-loop transfer function $T_{oi}(s)$

开环传递函数 $T_{oi}(s)$在穿越频率处具有足够的相位裕度，所以其闭环系统 $T_{ci}(s)$是渐近稳定的，满足稳定性条件①。对于稳定性条件②，根据式(12)和式(13)中分母相同的部分，按照文献[13]中的小增益理论的稳定性判定方法可知，当满足如下关系时，电流闭环稳定，即

$$\left\|Q(s)[1-k_rG_f(s)T_{ci}(s)]\right\|\leqslant 1 \tag{14}$$

为增强闭环系统的鲁棒性，设计 $Q(s)$为二阶低通滤波器。该滤波器不能影响变换器的谐波补偿功能，所以其转折频率应大于开环传递函数 $T_{oi}(s)$的穿越频率，选取转折频率 f_n=5 kHz，对应的角频率 $\omega_n=2\pi f_n$，阻尼比 ξ=0.707，二阶低通滤波器形式为 $Q(s)=\omega_n^2/\left(s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2\right)$。

为确定嵌入式重复控制器中超前拍数 m 和重复控制器增益 k_r 这 2 个关键参数的取值，可通过在频域中验证 m 和 k_r 取不同值时，式(14)满足与否，其中 m 只能取整数。令 s=jω，$\omega\in[-\infty,+\infty]$，可得

$$\left|Q(j\omega)[1-k_rG_f(j\omega)T_{ci}(j\omega)]\right|\leqslant 1 \tag{15}$$

令 $\left|P(j\omega)\right|=\left|Q(j\omega)[1-k_rG_f(j\omega)T_{ci}(j\omega)]\right|$，对 m 取不同值，运用 MATLAB 仿真软件求出 $\left|P(j\omega)\right|$=1 时，不同的 m 对应的 k_r 参数的最大值 k_{rmax}，关系如图 7 所示，其中阴影部分意味着当 $\omega\in[-\infty,+\infty]$，闭环系统均能保持稳定，即 $\left|P(j\omega)\right|<1$。可见，当 m=2 时，k_{rmax} 取到最大值，选择超前环节 $G_f(s)=e^{2T_s s}$ 时，闭环系统拥有更强的鲁棒性。由此，得到 k_r 从 0.1 变化至 1.5 的 $P(j\omega)$的奈奎斯特曲线如图 8 和图 9 所示，此时 $\omega\in[0,+\infty]$。可见曲线均在单位圆内，系统都是稳定的。同时，k_r 决定重复控制器的响应速度，k_r 越大，响应速度越快，但更快的响应速度可能会导致系统进入不稳定状态，且考虑到实际与理论模型存在一定差异，为保留一定的裕度，选择 k_r=0.5。

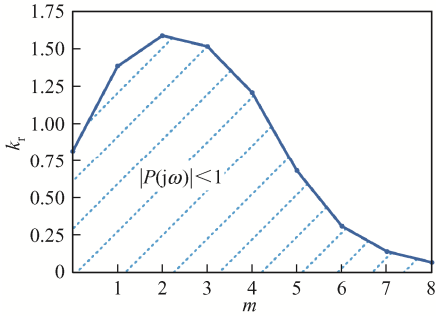


图 7　m 与 k_r 的关系

Fig. 7 Relationship between m and k_r

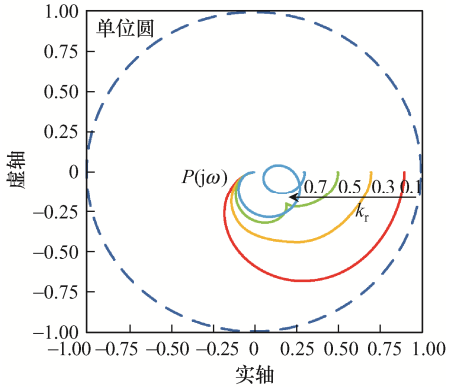


图 8 k_r 从 0.1 变化至 0.7 的 Nyquist 曲线

Fig. 8 Nyquist curve with k_r varying from 0.1 to 0.7

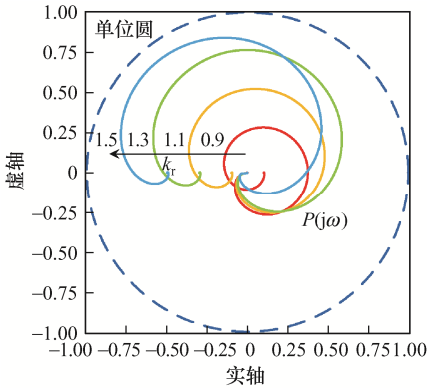


图 9 k_r 从 0.9 变化至 1.5 的 Nyquist 曲线

Fig. 9 Nyquist curve with k_r varying from 0.9 to 1.5

上述分析证明了整个闭环系统的稳定性条件①和②是满足的，下面利用零点分布图对稳定性条件③进行证明。根据式(11)，注意到加号两边的传递函数的特征式均为 $1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]$。为了证明整个闭环系统是否稳定，可转换成证明特征式 $1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]$的零点是否均分布在复平面的左半平面，利用 MATLAB 软件作出特征式零点分布情况，如图 10 所示，可见所有零点都在左半平面，即稳定性条件③是满足的，因此闭环系统稳定。

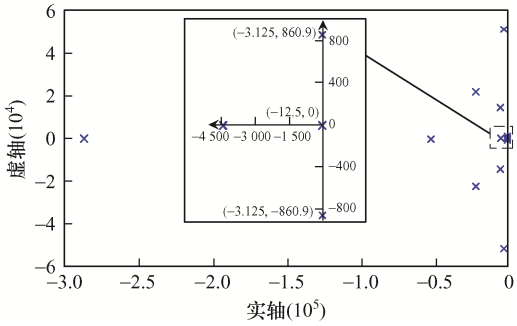


图 10 特征式的零点分布

Fig. 10 Zero distribution of characteristic formula

3 谐波检测及电流参考信号生成环节设计

3.1 指令信号生成原理分析

由第 2 节分析可知，设计的电流控制环路是稳定的，加入的重复控制器和单零点-单极点补偿环节保证了电流环路具有较小的稳态误差和较快的动态响应速度，使电流环的控制对象 i_{L_m} 能准确地跟踪电流参考信号 i_{ref}，为实现谐波补偿功能，将在本节介绍电流参考信号 i_{ref} 中的基波成分和谐波成分的获取。

为减小运算量，传统的电压谐波检测可通过滤波器或快速傅里叶变换等算法，分离出输入信号 $v_{in}(s)$中的基波分量 $v_{in,f}(s)$，再用 $v_{in}(s)$减去 $v_{in,f}(s)$得到谐波分量 $v_{in,h}(s)$。由中心频率 ω_o 为 50 Hz 的二阶带通滤波器 $G_b(s)$分离出 $v_{in,f}(s)$，$G_b(s)$的形式为 $G_b(s)=(\omega_o/Q_b)s\Big/\left[s^2+(\omega_o/Q_b)s+\omega_o^2\right]$，其中 Q_b 为品质因数。

文献[14]提出利用光伏并网逆变器补偿局部配电网中的谐波电流，文中假设了虚拟谐波导纳 $-1/R_v$，将参考电流中的谐波分量 $i_{ref,h}(s)$变为 $-v_{in,h}(s)/R_v$。该检测方法不需要改变变换器本身的采样电路结构，但存在下列问题：①R_v 的取值与电网阻抗 $Z_G(s)$相关，但由于 $Z_G(s)$的大小和相位未知，R_v 的大小和相位不能精确确定；②$i_{ref,h}(s)$由 $v_{in,h}(s)$成比例增大得到，当变换器进行谐波补偿功能时，流经 $Z_G(s)$的谐波电流减少，PCC 电压的谐波分量 $v_{in,h}(s)$会相应减小，经检测环节生成的 $i_{ref,h}(s)$和谐波补偿电流也会减小，影响补偿效果。

针对上述问题，提出了 1 种基于重复控制的自适应参考电流生成方法，如图 11 所示。在图 1(c)所示的控制结构中包含 1 个去绝对值运算和 1 个绝对值运算，为便于后续分析，认为其作用效果相互抵消。

在图 11 中，控制器 $G_a(s)$包含 1 个简单的重复控制器，其仅含有 1 个内模环节和增益环节 K_h，表达式为

$$G_{\mathrm{a}}(s)=K_{\mathrm{h}}\left[1+\frac{Q(s)\mathrm{e}^{-NT_{\mathrm{s}}s}}{1-Q(s)\mathrm{e}^{-NT_{\mathrm{s}}s}}\right] \tag{16}$$

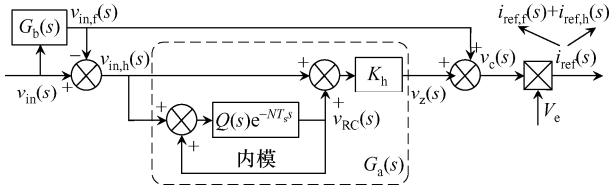


图 11　参考电流生成的控制框图

Fig. 11 Control block diagram of reference current generation

与传统的 PFC 变换器相似，参考电流信号 $i_{\mathrm{ref}}(s)$ 由电压控制器 $G_{\mathrm{v}}(s)$输出 V_{e} 和指令信号 $v_{\mathrm{c}}(s)$相乘得到，即 $i_{\mathrm{ref}}(s)=V_{\mathrm{e}}v_{\mathrm{c}}(s)$，此处认为 V_{e}为常数。当输入电压 $v_{\mathrm{in}}(s)$中含有谐波时，假设谐波检测环节能够准确地得到输入电压 $v_{\mathrm{in}}(s)$的基波分量 $v_{\mathrm{in,f}}(s)$和谐波分量 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$，可将谐波分量 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$作为误差信号，而将 $v_{\mathrm{in}}(s)$和 $v_{\mathrm{in,f}}(s)$分别作为被控对象和参考信号，并结合控制器 $G_{\mathrm{a}}(s)$实现被控对象 $v_{\mathrm{in}}(s)$跟随上参考信号 $v_{\mathrm{in,f}}(s)$。在 $Z_{\mathrm{G}}(s)$大小和相位未知的情况下，控制器 $G_{\mathrm{a}}(s)$以减小 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$为目的，根据 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$的变化情况，自适应地生成谐波补偿信号 $v_{\mathrm{z}}(s)$。针对问题②，由于控制器 $G_{\mathrm{a}}(s)$包含了重复控制器，具有当误差量减小为 0 时其输出不变的特点，因此当 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$减小时，$v_{\mathrm{z}}(s)$不会减小。

根据图 11 可得 $i_{\mathrm{ref}}(s)$所含的基波分量 $i_{\mathrm{ref,f}}(s)$和谐波分量 $i_{\mathrm{ref,h}}(s)$分别为

$$i_{\mathrm{ref,f}}(s)=V_{\mathrm{e}}v_{\mathrm{in,f}}(s)=V_{\mathrm{e}}G_{\mathrm{b}}(s)v_{\mathrm{in}}(s) \tag{17}$$

$$i_{\mathrm{ref,h}}(s)=V_{\mathrm{e}}G_{\mathrm{a}}(s)v_{\mathrm{in,h}}(s)=V_{\mathrm{e}}G_{\mathrm{a}}(s)\left[1-G_{\mathrm{b}}(s)\right]v_{\mathrm{in}}(s) \tag{18}$$

其中，$i_{\mathrm{ref,h}}(s)$为谐波补偿参考电流，使变换器实现谐波补偿功能，而 $i_{\mathrm{ref,f}}(s)$的加入可以保证变换器具有较高的 PF 值。

综上，根据输入电压 $v_{\mathrm{in}}(s)$中是否含有谐波，变换器可工作在 PFC 模式或谐波补偿模式，并在电网阻抗 $Z_{\mathrm{G}}(s)$未知的情况下，可根据输入电压 $v_{\mathrm{in}}(s)$中谐波分量 $v_{\mathrm{in,h}}(s)$的变化，自适应地调整参考电流 $i_{\mathrm{ref}}(s)$中的谐波分量 $i_{\mathrm{ref,h}}(s)$。

3.2 谐波补偿式 PFC 变换器的谐波补偿能力

PFC 变换器的谐波补偿能力需在时域下进行分析。运用该控制方法的 PFC 变换器的谐波补偿能力需要考虑 2 个限制条件：①PFC 变换器的最大限制电流 I_{limit}；②电感电流 $i_{L_{\mathrm{m}}}(t)$ 的流向总为输入到输出，始终大于等于 0。当控制器的采样电流值超过 I_{limit}时，会使开关管 Q_1 持续关断，此时 PFC 变换器工作异常。当参考电流 $i_{\mathrm{ref}}(t)$出现小于 0 的部分时，电感电流 $i_{L_{\mathrm{m}}}(t)$ 会持续为 0，此时，由于电流环的被控量未跟踪参考电流 $i_{\mathrm{ref}}(t)$，造成输入电流 $i_{\mathrm{in}}(t)$畸变。为保证正常执行谐波补偿功能，根据 $i_{\mathrm{ref}}(t)$=$i_{\mathrm{ref,f}}(t)$+$i_{\mathrm{ref,h}}(t)$，得到 $i_{\mathrm{ref}}(t)$的不等式约束为

$$0\leqslant[i_{\mathrm{ref,f}}(t)+i_{\mathrm{ref,h}}(t)]\leqslant I_{\mathrm{limit}} \tag{19}$$

为求出 PFC 变换器谐波补偿的极限，即 $i_{\mathrm{ref,h}}(t)$的范围，还需具体求出 $i_{\mathrm{ref,f}}(t)$的表达式。由于在电网电压的正半周期和负半周期所计算的有功功率相同，因此仅列出正半周期的计算情况。根据有功功率的计算方法，可得输入功率 P_{in} 的表达式为

$$P_{\mathrm{in}}=\frac{2}{T_{\mathrm{L}}}\int_{t_0}^{t_0+T_{\mathrm{L}}/2}v_{\mathrm{in}}(t)i_{\mathrm{in}}(t)\mathrm{d}t \tag{20}$$

式中，t_0为电网电压刚进入正半周期的时刻。$v_{\mathrm{in}}(t)$和 $i_{\mathrm{in}}(t)$均由其各自的基波分量和谐波分量构成，通过对积分的计算发现，不同频率的正弦函数相乘后在半个工频周期内的积分为 0，则式(20)可改写为

$$P_{\mathrm{in}}=\frac{2}{T_{\mathrm{L}}}\int_{t_0}^{t_0+T_{\mathrm{L}}/2}[\underbrace{V_{\mathrm{p1}}I_{\mathrm{p1}}\sin^2(2\pi f_{\mathrm{L}}t)}_{P_1}+\underbrace{\sum_{k=2n+1}^{\infty}V_{\mathrm{p}k}I_{\mathrm{p}k}\sin(2\pi kf_{\mathrm{L}}t+\theta_{vk})\sin(2\pi kf_{\mathrm{L}}t+\theta_{ik})}_{P_2}]\mathrm{d}t \tag{21}$$

式中：V_{p1} 为输入电压的基波幅值；I_{p1} 为变换器输入电流的基波幅值；f_{L} 为电网电压频率；$V_{\mathrm{p}k}$ 和 $I_{\mathrm{p}k}$ 分别为输入电压和输入电流的各奇数次谐波的幅值；θ_{vk} 和 θ_{ik} 分别为各次谐波电压和谐波电流的相角；P_1 为基波电流产生的有功功率；P_2 为谐波电流产生的有功功率。

可知在执行谐波补偿功能时，PFC 变换器所吸收的有功功率不仅包含基波电流的有功功率，也包含谐波电流的有功功率。在实际情况中，因 $V_{\mathrm{p1}}I_{\mathrm{p1}}$ 的值远大于 $V_{\mathrm{p}k}I_{\mathrm{p}k}$，且随着谐波次数的增加，$V_{\mathrm{p}k}I_{\mathrm{p}k}$ 的值会越小，而且谐波的电压电流之间均存在一定

的相位差，2 个正弦函数积分时，没有相位差会获得更大的值。综上，谐波所产生的有功功率 P_2 是远小于基波的有功功率 P_1 的。令 $P_2=\alpha P_1$，α 为比例常数，根据实验测量的数据计算，其取值应满足 $0<\alpha<0.05$。可以得到基波的有功功率 P_1 和输出功率 P_o 之间的关系式为 $P_o=\eta(1+\alpha)P_1$，η 为变换器效率。由式(21)中 P_1 的计算公式可以得到 $i_{ref,f}(t)$的表达式为

$$i_{ref,f}(t)=\frac{P_o}{2\eta(1+\alpha)V_{p1}}\sin(2\pi f_L t) \tag{22}$$

根据不等式(19)可以求出，在电网电压的正半周期，谐波分量 $i_{ref,h}(t)$的上限和下限范围分别为

$$\begin{cases}[i_{ref,h}(t)]_{max}\leqslant I_{limit}-\dfrac{P_o}{2\eta(1+\alpha)V_{p1}}\\ [i_{ref,h}(t)]_{min}\geqslant -\dfrac{P_o}{2\eta(1+\alpha)V_{p1}}\end{cases} \tag{23}$$

不等式(23)决定了 PFC 变换器在正半周期内所能补偿谐波的上、下限，负半周期同理。值得注意的是，为保证谐波补偿功能的正常运行，变换器在运行时仍需满足 $i_{ref}(t)\geqslant 0$。为了更容易满足此条件，可以选择额定功率更大的 PFC 变换器，或者在 PWM 整流器等能量可以双向流动的拓扑上运用本文提出的方法。

根据上述的限制条件，对图 11 中的控制器 $G_a(s)$中的增益 K_h 进行设计。这里引入电压畸变率 β_h 来估计输入电压 v_{in} 中的谐波电压的幅值 $V_{inh,p}$，可得 $V_{inh,p}=\beta_h V_{p1}$。根据 IEC 61000-2-2 标准，对于电压低于 1 kV 的本地配电系统，因谐波干扰而导致公共耦合点处的电压畸变率应小于 8%。对于需要补偿谐波的公共耦合点，可取 $\beta_h=0.08$，当公共耦合点电压畸变率过大时，β_h 应适当增大。根据重复控制器的性质，其在开始补偿的第 1 个工频周期内会产生 1 个较大的谐波补偿信号 v_z，其幅值可近似等于 $K_h V_{inh,p}$，在随后的几个周期内，因 v_{in} 中谐波被补偿，$V_{inh,p}$ 的值迅速减小，谐波补偿信号 v_z 的幅值的增加速度会放缓直至稳定。根据不等式(19)的限制条件和图 11 所示的控制框图，在开始补偿的第 1 个工频周期内，应满足 $-K_h\beta_h V_{p1}+V_{p1}>0$，即 $K_h<1/\beta_h$。为保证在稳定之前仍满足不等式(19)的限制条件，可引入比例常数 α_h，取值范围为 $0<\alpha_h<0.5$。K_h 取值可表示为

$$K_h=\frac{\alpha_h}{\beta_h} \tag{24}$$

注意式(24)中的 α_h 越大，参考电流 i_{ref} 的调节速度越快，但是过快的调节速度可能引起过大的超调量，导致不满足不等式(19)的限制条件，因此应根据实际条件适当选取 α_h 的值。对于控制器 $G_a(s)$中的 $Q(s)$，和电流环一样，可以同样选择截止频率为 5 kHz、阻尼比为 0.707 的二阶低通滤波器，保证对高频干扰信号的衰减。

3.3 谐波补偿式 PFC 变换器的等效电路

可以通过分析谐波补偿式 PFC 变换器的等效电路来得到变换器的输入导纳特性。参考电流 $i_{ref}(s)$由其基波分量 $i_{ref,f}(s)$和谐波分量 $i_{ref,h}(s)$组成，将式(17)和式(18)代入其中，可求出小扰动下 $\hat{i}_{ref}(s)$ 与 $\hat{v}_{in}(s)$ 之间的关系式为

$$\hat{i}_{ref}(s)=V_e G_F(s)\hat{v}_{in}(s)+V_e[1-G_F(s)]G_a(s)\hat{v}_{in}(s) \tag{25}$$

将式(25)代入式(11)，并在两边同时除 $\hat{v}_{in}(s)$，可得到变换器的输入导纳 $Y_{in}(s)$为

$$Y_{in}(s)=\frac{1}{1+sL_f[sC_f+Y_c(s)]}\cdot\{V_e T_a(s)G_F(s)+V_e[1-G_F(s)]T_a(s)G_a(s)+[sC_f+Y_c(s)]\} \tag{26}$$

根据 $Z_{in}(s)=1/Y_{in}(s)$，可得输入阻抗 $Z_{in}(s)$。图 12 为输入阻抗 $Z_{in}(s)$的伯德图，其中虚线为传统 Boost PFC 变换器的输入阻抗特性，实线为提出的基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法的变换器输入阻抗特性。由图 12 可见，在基波频率 50 Hz 处，两者的输入阻抗基本相同。而在各低次谐波频率处，提出的谐波补偿控制可以使变换器拥有更低的阻抗，即变换器可以吸收谐波电流，拥有谐波补偿功能。比如在 150 Hz 和 450 Hz 处，对应的输入阻抗大小如果以 dB 为单位，分别为 –17.7 dB 和–10.2 dB，相比于传统 Boost PFC 变换器在此频率处的输入阻抗有了明显的降低。图 13 为增益 $G(s)$的伯德图，增益 $G(s)$代表 $v_{PCC}(s)$对基

波和各次谐波分量的敏感程度，下面对增益 $G(s)$ 进行推导和说明。

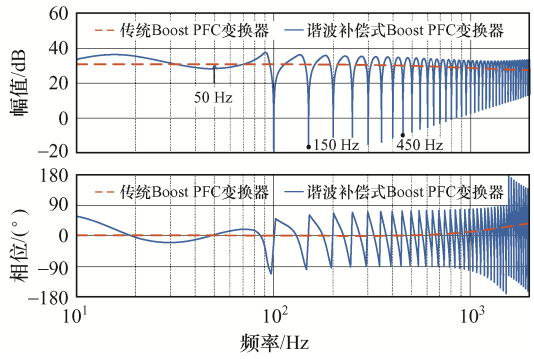


图 12　输入阻抗 $Z_{in}(s)$的伯德图

Fig. 12 Bode diagram of input impedance $Z_{in}(s)$

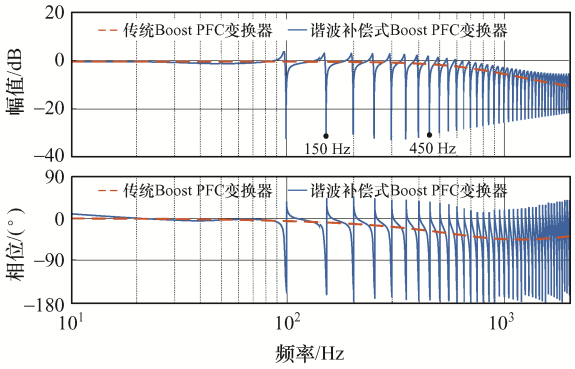


图 13　增益 $G(s)$的伯德图

Fig. 13 Bode diagram of gain $G(s)$

将非线性负载等效成 1 个谐波电流源 $i_h(s)$，而拥有谐波补偿功能的 PFC 变换器可等效成其输入阻抗 $Z_{in}(s)$，根据图 2 所示的电路，可求出公共耦合点电压 $v_{PCC}(s)$的表达式为

$$v_{PCC}(s)=\frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s)+Z_G(s)}[v_G(s)-Z_G(s)i_h(s)] \quad (27)$$

将点乘符号的左边部分作为增益，点乘符号的右边部分作为输入信号，将 $v_{PCC}(s)$作为输出。令 $G(s)=Z_{in}(s)/[Z_{in}(s)+Z_G(s)]$、$U(s)=v_G(s)-Z_G(s)i_h(s)$，式(27)可以写成 $v_{PCC}(s)=G(s)U(s)$。增益 $G(s)$代表 $v_{PCC}(s)$对基波和各次谐波分量的敏感程度，即如果增益 $G(s)$在基波和某次谐波处的幅值越大，说明当该频率的正弦波作为输入时，$v_{PCC}(s)$中该频率的正弦波的含量越大。因为谐波源 $i_h(s)$的存在，使得输入信号 $U(s)$中既含有基波分量也有谐波分量。选择电网阻抗 $Z_G(s)$由 1 个 2 Ω 电阻与 1 个 2 mH 电感串联组成，作出增益 $G(s)$的伯德图。当 PFC 变换器拥有谐波补偿功能时，$G(s)$在各次谐波频率处的幅值都比传统 PFC 模式下的要小，说明虽然 $U(s)$中含有谐波，但此时 $v_{PCC}(s)$对各次谐波分量的敏感程度更低，$v_{PCC}(s)$中的谐波含量会更小。

4　实验验证

为了验证所提出的基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法的有效性和正确性，搭建了 1 台 500 W 的 Boost PFC 变换器实验样机，并采用 TI 公司生产的 TMS320F28335 作为数字控制芯片，电路参数见第 2.2 节，实验平台如图 14 所示。实验部分采用泰克 PA1000 功率分析仪测量 PF 值、THD 值，采用泰克 MDO3024 示波器记录波形。

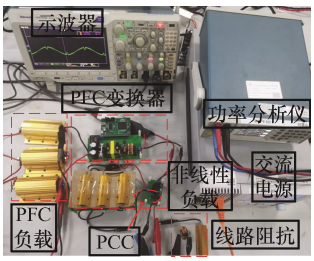


图 14　实验平台

Fig. 14 Experimental platform

为进行谐波补偿实验，将 1 个 5 Ω 电阻和 1 个 1 mH 的电感串联，作为电网阻抗 Z_G。并采用 1 个不控整流电路作为非线性负载，其直流侧电容 C_r=220 μF，负载 R_r=1 200 Ω。按照图 2 所示的连接方式，进行实验。图 15 为变换器工作在谐波补偿模式下的实验波形。图 15(a)为变换器工作在传统 PFC 模式的实验波形，因为非线性负载的接入，使电网电流 i_G 出现较大的畸变，此时其 THD=12.453%；当 i_G 流经电网阻抗 Z_G 时，会使 v_{in} 也产生畸变，此时 v_{in} 的 THD=1.104%。图 15(b)为变换器工作在谐波补偿模式的实验波形，由于 PFC 变换器开始执行谐波补偿功能，因此 i_{in} 中包含谐波补偿电流，使 i_G 的畸变有了明显的减小，其 THD 减小为 1.886%，同时 v_{in} 的 THD 也减小到 0.147%。此时变换器的 PF 为 0.976，变换器仍拥有一个较高的 PF 值。

图 15(c)为 PFC 变换器的实验波形，其中 i_{ref} 由 DA 芯片按比例缩小后输出。可见电感电流 i_{L_m} 较好地跟踪了参考电流 i_{ref}，并且运行在谐波补偿模式下时，PFC 的输出电压 v_o 的平均值为 402 V，无明显畸变，经测量，纹波大小为 20 V，输出电压纹波率为 4.975%，因此变换器在谐波补偿模式下工作时，对负载的供能不受影响。

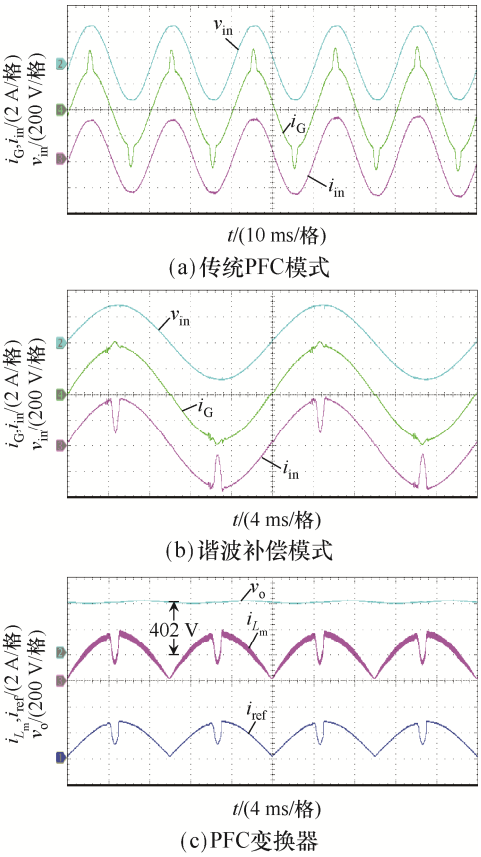


图 15 谐波补偿模式下的实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms in harmonic compensation mode

图 16 为不同负载下的变换器 PF 值和电网电流 i_G 的变化曲线，在传统的 PFC 模式下，PFC 变换器拥有接近于 1 的功率因数，但此时 i_G 中的 THD 值较大，均大于 10%。随着 PFC 变换器的功率减小，i_G 中的基波电流也减小，根据 THD 的计算方法，在同样的谐波大小下，THD 增加，如图 16 中数据点为实心圆的折线所示。施加谐波补偿控制后，在不改变控制参数的前提下，i_G 的 THD 保持在较低水平，随着功率的降低缓慢增加。变换器的 PF 值因输入电流基波分量的减小也随之降低，但始终保持在 0.90 以上。

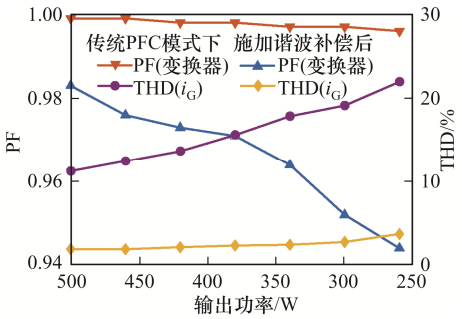


图 16 不同负载下的测试情况

Fig. 16 Test results under different loads

图 17 为按照文献[14]提出的传统参考电流生成法的实验波形，即设置虚拟谐波导纳 $-1/R_v$，$i_{ref,h}$ 与 $v_{in,h}$ 的关系为 $i_{ref,h}=-v_{in,h}/R_v$。由于谐波补偿会使 v_{in} 中的谐波分量 $v_{in,h}$ 减小，由此生成的参考电流谐波补偿分量 $i_{ref,h}$ 也会减小，影响其对电网电流中谐波的补偿效果，此时 i_G 的 THD 为 3.510%。图 18 为 i_G 的各次谐波柱状图。由图 18 可见，传统参考电流生成法和本文提出的基于重复控制的自适应参考电流生成方法都可以降低 i_G 的各次谐波含量，且基于重复控制的自适应参考电流生成方法拥有更好的谐波补偿效果。

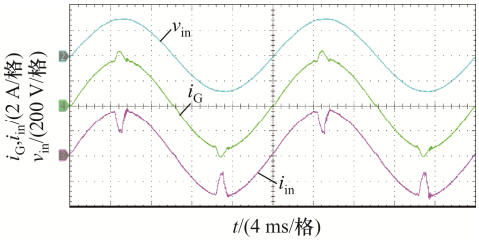


图 17 按文献[14]中方法的波形

Fig. 17 Waveforms according to method proposed in Ref. [14]

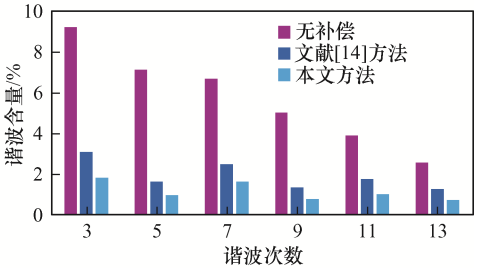
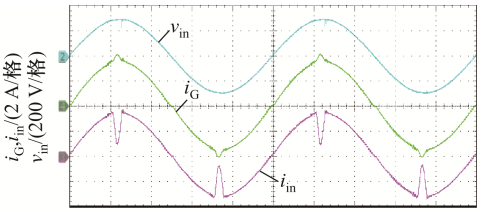


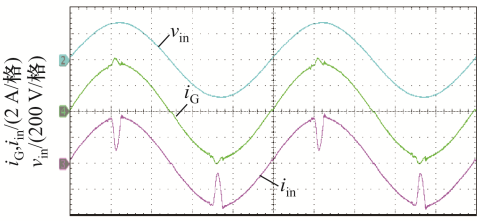
图 18 i_G 的各奇次谐波含量柱状图

Fig. 18 Histogram of each odd-order harmonic content of i_G

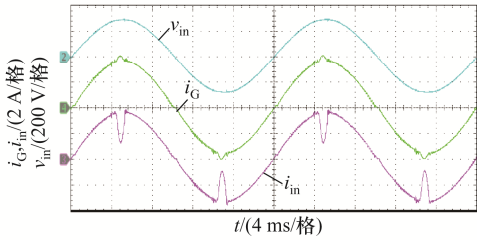
图 19 为不同电网阻抗下的实验波形。将 1 个 3.3 Ω的电阻和 2 个 1 mH 的电感串联，作为图 19(a)的电网阻抗；图 19(b)的电网阻抗为 5 Ω 的电阻；图 19(c)的电网阻抗为 1 个 5 Ω 的电阻和 1 个 2 mH 的电感串联。经测量，这 3 种电网阻抗情况下的电网电流 i_G 的 THD 分别为 1.987%、1.913%和 2.075%，PFC 变换器的 PF 分别为 0.976、0.976 和 0.977。与图 15 所示的实验结果相比，说明本文提出的控制方法可适应电网阻抗的变化，改善从公共耦合点处流入电网的电流 THD 值。



(a)3.3 Ω电阻与1 mH电感串联



(b)5 Ω电阻

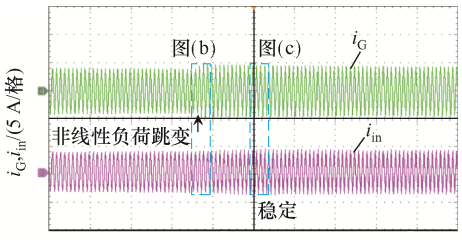


(c)5 Ω电阻与2 mH电感串联

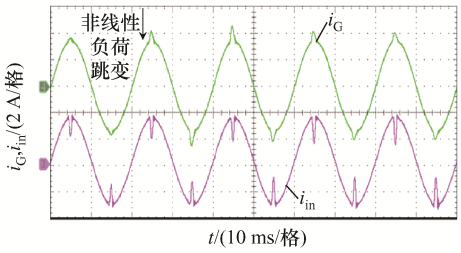
图 19　不同电网阻抗下的实验波形

Fig. 19 Experimental waveforms under different grid impedances

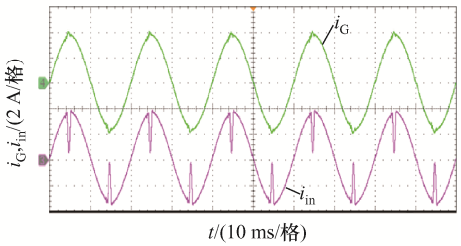
另外，为模拟非线性负载功率变化的情况，在某个时刻将不控整流电路的电阻 R_r 从 2 000 Ω跳变为 1 000 Ω，实验波形如图 20 所示。跳变瞬间的实验波形和稳定后的实验波形分别如图 20(b)和(c)所示。经测量，跳变前 i_G 的 THD 为 1.917%，稳定后 i_G 的 THD 为 2.075%，较好地实现了对非线性负载谐波的有效补偿。



(a)大时间尺度下



(b)跳变开始



(c)稳定后

图 20　非线性负载功率变化的实验波形

Fig. 20 Experimental waveforms under nonlinear variations in load power

5　结论

本文提出并研究了 1 种基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法，利用 PFC 变换器输入电流可控的特点，使 PFC 变换器产生谐波补偿电流，补偿从公共耦合点流入电网的谐波电流。为实现 Boost PFC 变换器对谐波电流的补偿，设计了含有嵌入式重复控制环节和单零点-单极点补偿的电流控制器，保证变换器的输入电流准确跟踪参考电流，并设计了 1 种基于重复控制的自适应参考电流生成方法，在参考电流信号生成环节中加入了重复控制器，使变换器的各次谐波频率下的输入阻抗减小，保证其对谐波电流具有良好的补偿效果。通过搭建的实验平台得出如下结论。

(1)本文研究的基于电压检测的 Boost PFC 自适应谐波补偿控制方法，可以使变换器在公共耦合点电压无畸变时运行于传统 PFC 模式；当公共耦合点电压存在畸变且电网阻抗不同时，变换器可以在实现 PFC 功能的同时，对谐波电流进行补偿，并保持输出电压的稳定。

(2)变换器能根据电网中的非线性负载的变化调整谐波补偿电流，使流经电网阻抗的电网电流 THD 保持在较低水平。

本文仅研究了单 PFC 式负载的谐波补偿能力，为实现更大功率的谐波补偿，仍需对局部配电网中的多 PFC 式负载协同补偿模式进行进一步研究。

参考文献：

[1] 石磊磊, 贾清泉, 林丽娟, 等. 电力电子化配电网谐波分布式全局优化治理策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2914-2924.
Shi Leilei, Jia Qingquan, Lin Lijuan, et al. Distributed global optimal harmonic mitigation strategy for power electronics high penetrated distribution networks [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2914-2924. (in Chinese)

[2] 苏敏超, 邹杰, 王雷, 等. 基于电能信息一体化传输的 APF 多机并联系统及其均流方法[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 25-35.
Su Minchao, Zou Jie, Wang Lei, et al. Multi-APF parallel system and current sharing method based on integrated energy and information transmission [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 25-35. (in Chinese)

[3] Liu L, Fei Juntao. Extended state observer based interval type-2 fuzzy neural network sliding mode control with its application in active power filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5138-5154.

[4] 张国荣, 沈奇. 单相有源电力滤波器直流侧电容与电压波动关系分析及设计[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(4): 110-115.
Zhang Guorong, Shen Qi. Analysis of relationship between DC side capacitor of single-phase active power filter and voltage fluctuation and capacitance design [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(4): 110-115. (in Chinese)

[5] Munir S, Li Yunwei. Residential distribution system harmonic compensation using PV interfacing inverter [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2013, 4(2): 816-827.

[6] Tian Hao, Li Yunwei, Wang Peng. Hybrid AC/DC system harmonics control through grid interfacing converters with low switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2256-2267.

[7] Choi W, Lee W, Han Di, et al. New configuration of multifunctional grid-connected inverter to improve both current-based and voltage-based power quality [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6374-6382.

[8] 陈正格, 苗舒曼, 周琛力, 等. 混合工作模态的高功率因数无桥 Buck PFC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 156-164.
Chen Zhengge, Miao Shuman, Zhou Chenli, et al. High power factor Buck-type bridgeless PFC converter with hybrid operation modes [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 156-164. (in Chinese)

[9] 黄帆, 任小永, 陈乾宏, 等. 临界电流模式图腾柱无桥功率因数校正换相谐振抑制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3816-3826.
Huang Fan, Ren Xiaoyong, Chen Qianhong, et al. Suppression of commutation resonance for totem-pole bridgeless power factor correction in critical current mode [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3816-3826. (in Chinese)

[10] 卢伟国, 胡凌鹤, 罗海魁, 等. 无电流传感复合前馈控制无桥功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4445-4455.
Lu Weiguo, Hu Linghe, Luo Haikui, et al. Bridgeless power factor correction converter without current sensing and compound feedforward control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4445-4455. (in Chinese)

[11] Memon A H, Baloach M H, Ali Sahito A, et al.

Achieving high input PF for CRM Buck-Buck/Boost PFC converter [J]. IEEE Access, 2018, 6: 79082-79093.

[12] Shan Zhenyu, Huang Yingwei, Jatskevich J. Using LED lighting drivers for harmonic current cancellation in intelligent distribution power systems [C]// 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Trondheim, Norway, 2016: 1-5.

[13] Xie Chuan, Liu Dong, Li Kai, et al. Passivity-based design of repetitive controller for LCL-type grid-connected inverters suitable for microgrid applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2420-2431.

[14] Tian Hao, Wen Xiaohan, Li Yun wei. A harmonic compensation approach for interlinking voltage source converters in hybrid AC-DC microgrids with low switching frequency [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2018, 4(1): 39-48.



王春涛

作者简介：

王春涛(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail: 1040016769@qq.com。

刘雪山(1981—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：高频开关变换器拓扑及其控制技术，电力电子技术及其应用。E-mail：xueshan5851@163.com。

张荣飞(1995—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail: 849151860@qq.com。

奉榆杰(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail: 1947850826@qq.com。

周群(1966—)，女，博士，教授。研究方向：新能源与电力电子。E-mail: zhouqunsc@163.com。

(责任编辑：耿越)