

# 谐波补偿式 Boost PFC 变换器控制策略



周 群, 杨 凯, 刘雪山\*, 张荣飞, 张德威

(四川大学电气工程学院 成都 610065)

**【摘要】**针对低压配网的谐波与无功功率补偿问题,对连接在配网中的单相 Boost 功率因数校正(PFC)变换器进行了研究,提出了一种平均电流模式谐波补偿控制策略,分析了其补偿原理与补偿能力,并根据其补偿特性设计了相应的电流内环补偿器。该控制策略在不改变配电网结构的前提下,只需改变 PFC 变换器部分控制电路即可实现与配网谐波与无功功率补偿的统一控制。其次,针对复杂电网下的电压同步锁相问题,利用离散差分法代替传统虚拟两相静止坐标系的构造,有效地减小了计算量。研究结果表明,非线性负载电流的谐波、基波无功分量与 Boost PFC 变换器自身功率共同影响了该变换器的补偿能力,且非线性负载谐波与无功功率同时补偿时,补偿效果最佳。最后,仿真与实验验证了该控制策略的可行性与理论分析的准确性。

**关键词** 平均电流控制; Boost 变换器; 谐波与无功功率补偿; 功率因数校正  
**中图分类号** TM93 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2021305

## Control Strategy of Boost PFC Converter Based on Harmonic Compensation

ZHOU Qun, YANG Kai, LIU Xueshan\*, ZHANG Rongfei, and ZHANG Dewei

(College of Electrical Engineering, Sichuan University Chengdu 610065)

**Abstract** Aiming at the problem of harmonic and reactive power compensation in low-voltage distribution networks, a power factor correction (PFC) single-phase converter connected in distribution networks is studied, and an average current mode harmonic compensation control strategy is proposed. The principle and capability of compensation are analyzed and the inner current loop compensator is designed according to its compensation characteristics. Without changing the structure of the distribution network, the control strategy only needs to change part of the control circuit of the PFC converter to realize the unified control with the distribution network harmonic and reactive power compensation. Secondly, the discrete difference method is used to replace the traditional virtual two-phase static coordinate system to reduce the computation cost. The research results show that the harmonic and fundamental reactive components of nonlinear load current and the power of boost PFC converter affect the compensation ability of the converter, and the compensation effect is the best when nonlinear load harmonic and reactive power are compensated simultaneously. Finally, the simulation and experiment verify the feasibility of the control strategy and the accuracy of the theoretical analysis.

**Key words** average current control; boost converter; harmonic and reactive power compensation; power factor correction

近年来,非线性负荷的大量使用,给低压配网带来了不同程度的电能质量问题,为保持良好的电能质量,需要对非线性负荷进行更加严格的规定,并开发配电系统的谐波与无功功率补偿方法<sup>[1-2]</sup>。低压配电系统中非线性负荷具有分散无序、分布随机等特点,采用传统集中式有源电力滤波器(active power filter, APF)等装置治理谐波与

无功时存在成本高、功能单一等问题<sup>[3-4]</sup>。PFC 变换器具有输入电流可控、使用范围广等优点,因此可将 PFC 变换器与配网谐波以及无功功率补偿实现统一控制,这样不仅提高了设备利用率,改善了电能质量,同时还降低了配网谐波与无功的治理成本<sup>[5-6]</sup>。

目前,对功率因数校正(power factor correction,

收稿日期: 2021-10-20; 修回日期: 2021-11-30

基金项目: 四川省重点项目(2020YFG0126)

作者简介: 周群(1966-),女,博士,教授,主要从事新能源与电力电子等方面的研究。

\*通信作者: 刘雪山, E-mail: liuxueshan@scu.edu.cn

PFC) 变换器与配网谐波以及无功功率补偿协同控制策略的研究较少<sup>[7]</sup>。文献 [8] 提出一种将 PFC 变换器与不可控整流负荷并联整合的方法, 在提高非线性负荷效率的同时实现谐波的就地补偿, 但该方法只适用于两者可整合的地方。文献 [9] 提出了利用带有 PFC 的集群 LED 灯来实现配网谐波补偿的方法, 但该文只对相位为 0 和  $\pi$  的特定次谐波展开讨论, 且受电路老化影响, 补偿效果有限。文献 [10] 提出了利用集中式比例谐振控制 (proportional resonant, PR) 的 Simbridgeless Boost PFC 等变换器实现配网谐波补偿的方法, 但该方法需改变配电网结构, 且负荷侧谐波与无功问题并未得到有效解决。

本文在不改变配电结构且无需将变换器与非线性负荷相整合的前提下, 提出了一种平均电流模式谐波补偿控制策略, 使得低压配电系统中广泛接入的 Boost PFC 变换器具有一定的谐波与无功功率补偿功能, 可有效减小甚至消除公共耦合点 (point of common coupling, PCC) 的电流畸变, 降低对连接到 PCC 处负载的影响。为达到更好的补偿效果, 本文引入了离散差分法来实现复杂电网下的同步电压信号检测, 并根据该控制策略的补偿特性设计了相应的电流内环补偿器, 同时还讨论了非线性负载电流谐波与基波无功分量对补偿效果的影响。

## 1 单相 PFC 变换器并联型补偿系统

图 1 为本文所提单相 Boost PFC 变换器的并联型补偿系统。在该系统中, 补偿控制器实现对变换器电流与非线性负载电流的检测, 并结合变换器的补偿原理生成补偿参考电压信号  $v_{\text{ref}}$ , 而平均电流模式控制下的 Boost PFC 变换器则实现对  $v_{\text{ref}}$  的跟踪, 从而完成 PCC 处的谐波与无功功率补偿。

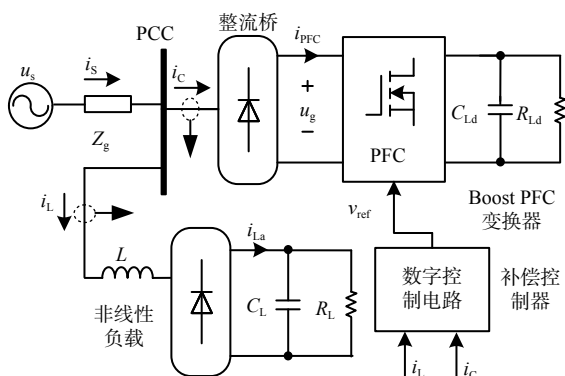


图 1 单相 Boost PFC 变换器并联型补偿系统

图中  $Z_g$  是线路电抗;  $R_{Ld}$ 、 $C_{Ld}$  分别是 Boost PFC 变换器电源的驱动负载与输出电容;  $L$ 、 $R_L$ 、 $C_L$  分别是非线性负载输入电感、输出电容与输出电阻;  $i_c$  是变换器电流;  $i_{\text{PFC}}$  是变换器直流侧电流;  $i_L$  是非线性负载电流;  $i_{La}$  是非线性负载直流侧电流;  $i_s$  是公共耦合点电流;  $u_s$  是网侧电压;  $u_g$  是变换器直流侧电压。

## 2 谐波与无功功率补偿分析

### 2.1 补偿原理分析

由图 1 可知, 对于单相并联型 Boost PFC 变换器而言, 当它工作在功率因数校正模式时, 变换器直流侧电流  $i_{\text{PFC}}$  的参考电压信号为网侧电压整流后的正弦半波信号, 若 Boost PFC 变换器可实现单位功率因数校正, 则变换器电流  $i_c$  为:

$$i_c(t) = i_{\text{Cp}}(t) = \sqrt{2}I_{\text{Cp}} \sin \omega_0 t \quad (1)$$

式中,  $I_{\text{Cp}}$  为变换器基波电流  $i_{\text{Cp}}$  的有效值;  $\omega_0$  是角频率。由式 (1) 可知, 此时变换器仅实现了单台电源的功率因数校正。非线性负载电流  $i_L$  通过傅里叶分解为:

$$i_L(t) = i_{Lp}(t) + i_{Lq}(t) + i_{Lh}(t) \quad (2)$$

由式 (2) 可知, 非线性负载电流  $i_L$  由基波有功电流分量  $i_{Lp}$ 、基波无功电流分量  $i_{Lq}$  与谐波电流分量  $i_{Lh}$  组成。  $n$  为奇数谐波次数 ( $n=3,5,7,\dots$ ), 则可以得到:

$$\begin{cases} i_{Lh}(t) = \sum_{n=3}^{\infty} I_{Lhn} \sin(n\omega_0 t + \theta_n) \\ i_{Lp}(t) = I_{Lp} \cos \theta \sin \omega_0 t \\ i_{Lq}(t) = I_{Lp} \sin \theta \sin \omega_0 t \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $I_{Lp}$ 、 $\theta$  分别是非线性负载基波电流有效值与初始相角;  $I_{Lhn}$ 、 $\theta_n$  分别是非线性负载谐波电流有效值与初始相角。当变换器工作在补偿模式时, 为减小 PCC 处电流畸变, 降低对连接到该点处负载的影响,  $i_{\text{PFC}}$  的补偿参考电压信号  $v_{\text{ref}}$  应包含变换器有功电流信号与非线性负载谐波、基波无功电流分量的反极性信号, 所以得到补偿控制器的控制框如图 2 所示。图中,  $i_L^*$  是非线性负载电流的数字量;  $i_{Lq}^*$ 、 $i_{Lh}^*$  分别是非线性负载基波无功电流数字量与谐波电流数字量;  $i_c^*$  是变换器电流数字量;  $i_{\text{Cp}}^*$  是变换器基波有功电流数字量;  $i_{\text{ref}}$  是补偿参考电压信号。

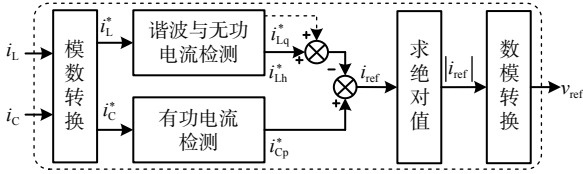


图 2 补偿控制器控制框图

Boost PFC 变换器有功功率的单相流动性使得补偿参考电流信号  $i_{\text{ref}}$  需与网侧电压保持同极性，即：

$$\begin{aligned} 0 \leq i_{\text{ref}} \leq I_{\text{max}} & \quad u_s(t) \geq 0 \\ -I_{\text{max}} \leq i_{\text{ref}} \leq 0 & \quad u_s(t) \leq 0 \end{aligned} \quad (4)$$

式中， $I_{\text{max}}$  为变换器电流的最大限值，由变换器参数设计决定，当变换器用于实现配网谐波补偿时，可将其作为变换器的最大补偿容量。将满足式 (4) 的  $i_{\text{ref}}$  视为有效补偿参考电流信号，则  $i_{\text{ref}}$  经绝对值处理后得到有效补偿参考电压信号  $v_{\text{ref}}$ ，若  $i_{\text{PFC}}$  能对  $v_{\text{ref}}$  实现同幅同极性的跟踪，则得到：

$$i_{\text{C}}(t) = i_{\text{Cp}}(t) - i_{\text{Lq}}(t) - i_{\text{Lh}}(t) \quad (5)$$

$$i_{\text{S}}(t) = i_{\text{Cp}}(t) + i_{\text{L}}(t) = i_{\text{Lp}}(t) + i_{\text{Cp}}(t) \quad (6)$$

由式 (6) 可知，此时公共耦合点电流  $i_{\text{S}}(t)$  仅含有基波有功分量，即 THD 为 0，PF 为 1，因此有效的补偿信号是保证变换器补偿效果的先决条件。

## 2.2 补偿能力分析

图 1 中的非线性负载电路拓扑为一些典型家用电器的谐波分析等值拓扑<sup>[11]</sup>，在实际工作环境中往往需要较大的电容  $C_{\text{L}}$  以获得平滑的输出电压和较小的电感  $L$  以抑制输入电流冲击，这就使得其基波电流滞后于网侧电压，此时非线性负载消耗一定的基波无功功率。由式 (4) 可知，有效的补偿电流参考信号需同时满足最大补偿容量的要求和电压同极性的要求。令变换器基波有功电流有效  $I_{\text{Cp}}$  为 1 A、 $I_{\text{max}}$  为 2 A，对单个小功率非线性负载而言，其幅值  $i_{\text{L}}$  与相位角  $\phi_{\text{L}}$  被检测，若其基波电流有效值  $I_{\text{Lp}}=0.56$  A，则非线性负载谐波与无功功率同时补偿时  $i_{\text{ref}}$  为：

$$i_{\text{ref}}(t) = i_{\text{Cp}}(t) - i_{\text{Lq}}(t) - i_{\text{Lh}}(t) = i_{\text{Cp}}(t) + i_{\text{Lp}}(t) - i_{\text{L}}(t) \quad (7)$$

由式 (7) 可知，为保证  $i_{\text{ref}}$  满足电压同极性的要求，变换器与非线性负载基波有功电流之和需大于非线性负载最小基波有功补偿电流  $i_{\text{min}}$ ，如图 3a 所示，其中  $i_{\text{min}}$  可表示为：

$$i_{\text{min}}(t) = I_{\text{min}} \sin \omega_0 t \quad (8)$$

式中，

$$I_{\text{min}} = \max(i_{\text{L}} / \sin(\phi_{\text{L}})) = \hat{I}_{\text{L}} / \sin \hat{\phi}_{\text{L}} \quad t \in T_0/2 \quad (9)$$

式中， $T_0$  为工频周期。正半工频周期  $T_0/2$  内  $i_{\text{L}} / \sin(\phi_{\text{L}})$  在非线形负载电流相角为  $\hat{\phi}_{\text{L}}$ 、幅值为  $\hat{I}_{\text{L}}$  处取得最大值，且该点对应电压同频的正弦信号与非线性负载电流信号的切点处，由图 3a 可知，此时  $I_{\text{min}} / \sqrt{2}$  仅为 1.2 A，变换器有剩余补偿容量，可对额外的非线性负载进行补偿。相同条件下若对图 3a 中的非线性负载谐波单独补偿，则  $i_{\text{ref}}$  为：

$$i_{\text{ref}}(t) = i_{\text{Cp}}(t) - i_{\text{Lh}}(t) \quad (10)$$

由式 (10) 得到谐波单独补偿时， $i_{\text{ref}}$  如图 3b 所示，由图可知虚线框内  $i_{\text{ref}}$  既不满足电压同极性的要求，又不满足最大补偿容量的要求。

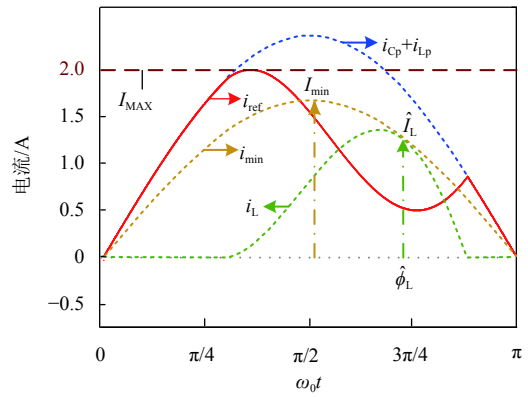
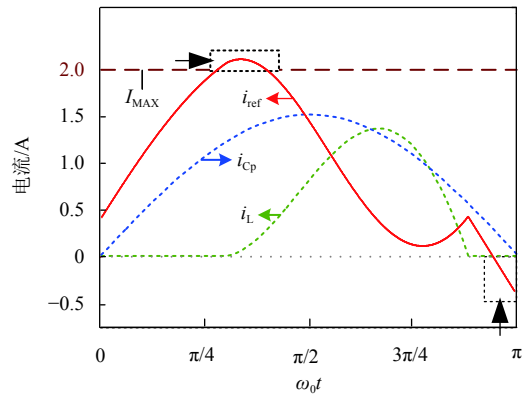
a.  $I_{\text{Lp}}=0.56$  A 的非线性负载谐波与无功功率补偿b.  $I_{\text{Lp}}=0.56$  A 的非线性负载谐波补偿

图 3 谐波与无功功率补偿分析

综上所述，在忽略 Boost PFC 补偿系统跟踪误差的条件下，由于 Boost PFC 变换器有功功率的单相传递性，变换器谐波补偿能力不仅受限于变换器自身补偿容量，还与变换器自身功率以及非线性负载电流的谐波、基波无功分量有关。图 1 中的典型谐波源，理论上 PFC 变换器功率足够大，即可实现对一个或多个非线性负载的谐波与无功功率补偿，考虑到实际应用中 PFC 变换器的功率有限，同时只有当其消耗一定有功能量时，变换器才能

具有补偿能力, 这时集群 PFC 变换器可在一定程度上解决这一问题。如小型局域家庭供电系统中, 可通过集群带有功率因数校正的台式电脑、大功率 LED 灯等家用电器来提高该补偿系统的补偿能力。

### 3 电流检测

由上文介绍的补偿原理可知, 为保证补偿信号的有效性, 非线性负载全谐波量补偿是必要的, 而采用瞬时无功功率理论可以快速有效地检测分离谐波和无功分量, 适合对谐波量进行全部补偿的场合。因此, 本文引入了基于鉴相原理的单相系统瞬时谐波无功电流检测算法, 与采用传统瞬时无功功率理论算法相比<sup>[12]</sup>, 该算法具有计算量小、易于实现等特点。非线性负载谐波电流检测分离时, 其原理如图 4 所示, 图中数字锁相环 PLL 的作用是跟踪锁定电网实时相位以生成标准的正、余弦信号参与计算, 同时, 保证补偿参考电压信号与变换器直流侧电压保持同相位。

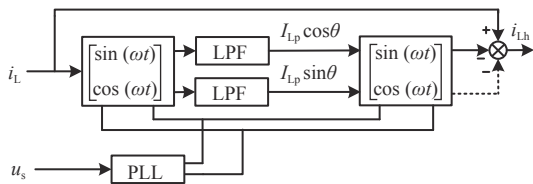


图 4 基于鉴相原理的瞬时谐波无功电流检测法

由图 4 可知, 该算法首先将非线性负载电流分别乘以由锁相环输出的正、余弦信号, 经低通滤波后得到非线性负载基波有功电流与基波无功电流的直流分量, 然后再将得到的直流分量分别乘以正、余弦信号后计算得到非线性负载的谐波分量。同理, 谐波与无功电流检测时, 只需断开图中虚线即可, 因此在该算法中锁相环的设计尤为重要。

单相数字锁相环在实现过程中需要构造  $\alpha$ - $\beta$  的虚拟两相静止坐标系, 考虑到 Boost PFC 变换器常工作在非理想电网电压条件下, 这时传统构造法实时性较差, 无法满足设计要求<sup>[13]</sup>。由于补偿控制器采样频率足够高, 采样时间间隔可近似为 0, 因此利用网侧电压进行差分计算来代替传统的  $\alpha$ - $\beta$  两相静止坐标系的构造, 可极大地减小计算量, 同时提高系统的实时性, 其实用性在工程上已经得到了验证, 可得到:

$$u_s = u_\alpha = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_{sn} \sin(n\omega_0 t + \delta_n) \quad (11)$$

$$u_\beta = -\frac{1}{\omega_0} \frac{d(u_s)}{dt} = -\frac{1}{\omega_0} \lim_{T_j \rightarrow 0} \frac{u_s(t+T_j/2) - u_s(t-T_j/2)}{T_j} \quad (12)$$

式中,  $U_{sn}$ 、 $\delta_n$  分别为网侧各次谐波电压幅值和相角;  $T_j$  为采样时间间隔。由式 (11)、式 (12) 得到采用离散差分法的单相数字锁相环结构如图 5 所示。

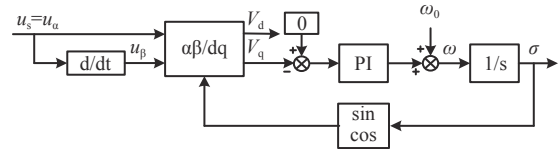


图 5 采用离散差分法的单相数字锁相环结构

锁相环输出相角  $\sigma$  与网侧电压基波相角  $\delta_1$  的夹角  $\Delta\theta$  可表示为:

$$\Delta\theta = \sigma - \delta_1 \approx \sin(\sigma - \delta_1) = u_\beta \cos \sigma - u_\alpha \sin \delta_1 / V \quad (13)$$

式中,  $V = \sqrt{u_\beta^2 + u_\alpha^2}$ 。根据 Park 变换:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \mu & \sin \mu \\ -\sin \mu & \cos \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

得到 dq 坐标系下的直流分量  $V_q$  为:

$$V_q = u_\beta \cos \sigma - u_\alpha \sin \delta_1 \quad (15)$$

将式 (15) 代入式 (13), 可得:

$$\Delta\theta = \sigma - \delta_1 = V_q / V \quad (16)$$

由式 (16) 可知, 只需将  $V_q$  控制为 0, 数字锁相环 PLL 就能锁定电网实时相位, 同时由文献 [14] 可知, 该数字锁相系统为二阶系统, 输入信号为阶跃信号和斜坡信号时, 其稳态误差为零, 所以  $V_q$  与常数 0 作比较后, 经 PI 调节, 使得  $\sigma$  能无静差跟踪突变的  $\delta_1$ 。

### 4 平均电流模式补偿控制策略

补偿控制器利用上述的谐波检测法实现对非线性负载谐波、无功电流以及变换器有功电流检测分离, 并根据补偿目的得到与变换器直流侧电压保持同相位的补偿电压参考信号  $v_{ref}$ , 如图 2 所示。因此, Boost PFC 变换器最根本的控制目的是实现对该信号的准确跟踪。传统 PI 控制设计简单、易于实现, 但受到带宽限制的影响, 其跟踪能力有限, 单相旋转坐标系下的 PI 控制和 PR 控制都能实现对交流信号的无差跟踪<sup>[15]</sup>, 但会使得整个补偿控制系统变得复杂, 同时 PR 控制需要对交流侧电流进行直接控制, 所以需添加额外的并联型滤波装



置以抑制开关噪声，从而引入了控制系统的稳定性问题。

针对以上问题，本文采用了平均电流控制法实现对  $v_{\text{ref}}$  跟踪控制，并根据变换器的补偿特性对电流内环补偿器进行设计，以改善其跟踪性能。平均电流模式的补偿控制策略原理如图 6 所示，由图可知该策略可直接使用已成熟运用的单相 PFC 变换器拓扑结构和控制方法，其控制方式简单、易于实现。基于数模混合的控制方式只需改变 PFC 变换器的部分控制电路即可实现配网谐波与无功功率的补偿。同时，集群负荷的增多，一定程度上会增加电源的体积与成本，但随着数字化控制技术的发展，控制技术采用全数字化后成本将有所降低。

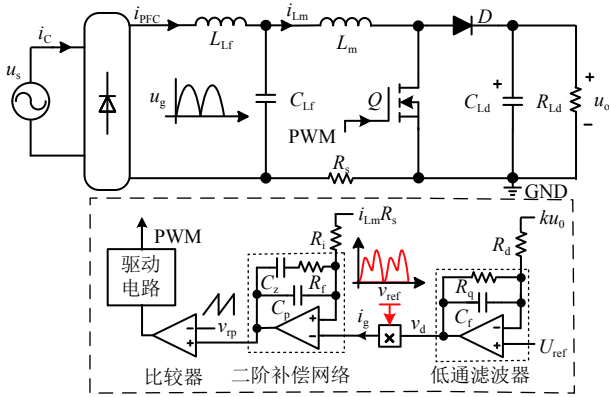


图 6 平均电流模式补偿控制策略

由图 6 可知，平均电流模式谐波补偿控制策略采用电压电流双环控制，补偿参考电压信号  $v_{\text{ref}}$  经乘法器与电压外环的输出电压  $v_d$  相乘，作为基准信号  $i_g$ ，输入到电流内环，从而控制开关管的导通，以此达到对  $v_{\text{ref}}$  的跟踪控制，所以得到  $i_g$  为：

$$i_g = k_m v_d v_c \quad (17)$$

式中， $k_m$  是乘法器增益。电压外环若能足够衰减输出电压  $v_0$  的谐波分量，即电压外环的带宽足够低，通常通过添加低通滤波环节来实现，则  $k_m v_d$  可视为恒定的直流流量。因此由式 (17) 可知，为保证变换器对  $v_{\text{ref}}$  的跟踪效果，就要求电流内环具有较高的稳态与动态性能。

电流内环未补偿时，开环系统传递函数为：

$$G_{\text{ci}}(s) = \frac{R_s}{V_m} G_{\text{id}}(s) \quad (18)$$

式中， $V_m$  为锯齿波信号  $v_{\text{rp}}(t)$  的峰值； $R_s$  为电感电流采样电阻； $G_{\text{id}}(s)$  为电感电流  $i_{L_m}(t)$  对占空比  $d(t)$

的传递函数。依据文献 [16] 所建立的双环小信号模型，得到  $G_{\text{id}}(s)$  为：

$$G_{\text{id}}(s) = \frac{V_0(sT_1+2)}{s^2 L_m T_1 + s L_m + T_2} \quad (19)$$

式中， $T_1 = R_{Ld} C_{Ld}$ ； $T_2 = R_{Ld}(1-D)^2$ ； $D$  为占空比。电流内环补偿器可通过图 6 中的二阶网络实现，该网络通过添加一个零点  $\omega_z$  与极点  $\omega_p$  来分别实现提高相角裕度和抑制高频噪声的目的。电流补偿器传递函数可表示为：

$$H_i(s) = H_m \frac{1 + \omega_z/s}{1 + \omega_p/s} \quad (20)$$

式中， $H_m$  为补偿器增益。由式 (18)、(20) 得到电流内环补偿时开环系统传递函数为：

$$G_{\text{ci}}(s) = \frac{R_s}{V_m} G_{\text{id}}(s) H_i(s) \quad (21)$$

将开关频率  $f_s$  设置为 50 kHz，对 Boost PFC 变换器而言，其补偿最高次数 49 次谐波的频率约为 2.5 kHz，所以零点  $\omega_z$  可设置于 4 kHz 处，使得低频段有较高开环增益，同时也提高了系统的稳定裕度，取电流内环的截止频率  $f_c$  为 10 kHz，为抑制开关噪声，极点  $\omega_p$  可设置于  $2f_c$  处，则电流补偿器增益为：

$$H_m = \frac{2\pi f_c L_m V_m}{V_0 R_s} = \frac{2\pi(10 \text{ kHz}) \times (0.4 \text{ mH}) \times (5 \text{ V})}{(250 \text{ V}) \times (0.25 \Omega)} = 2 \quad (22)$$

令  $T_1=0.22$ 、 $T_2=500$ ，则得到电流环补偿前后开环系统伯德图如图 7 所示。由图可知系统补偿后的动态性能与稳态性能都得到提升，且低频段与高频段都具有较高的开环增益，能够满足 PFC 变换器对补偿参考电压信号的跟踪设计要求。

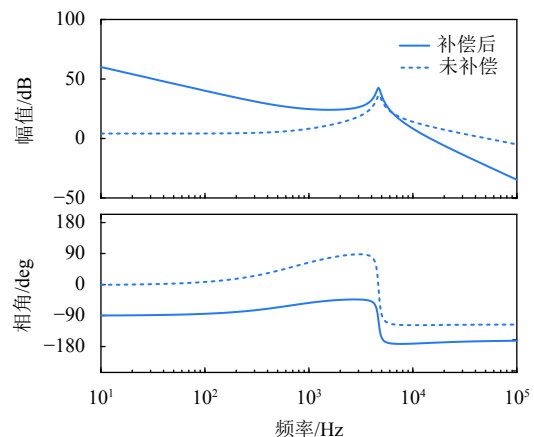


图 7 电流环补偿前后开环伯德图

### 5 仿真与实验

根据图 1 在 PSIM 仿真软件中建立仿真模型, 并对其仿真结果进行分析。模型主要参数为:  $C_{Ld}=C_L=220\ \mu\text{F}$ 、 $R_{Ld}=1\ \text{k}\Omega$ 、 $R_L=200\ \Omega$ 、 $L=5\ \text{mH}$ , 网侧电压有效值为 110 V、频率为 50 Hz。补偿前非线性负载电流  $i_L$ 、变换器电流  $i_C$  以及公共耦合点电流  $i_S$  仿真结果如图 8 所示, 此时  $i_S$  的 THD 为 29%、功率因数为 0.85。

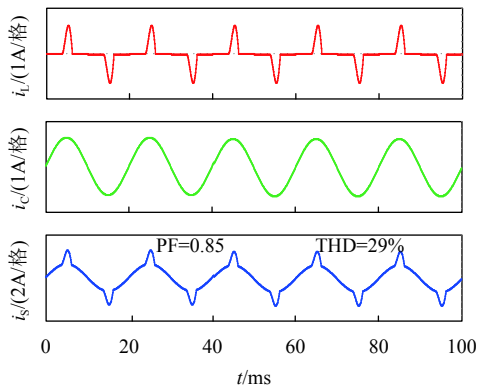
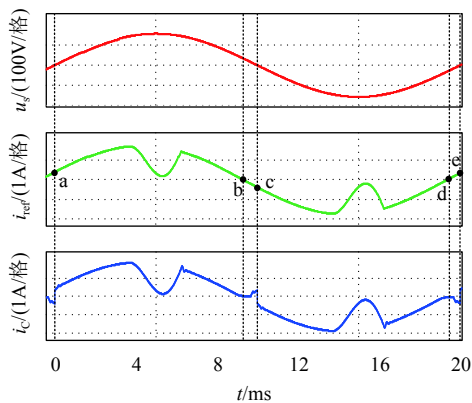
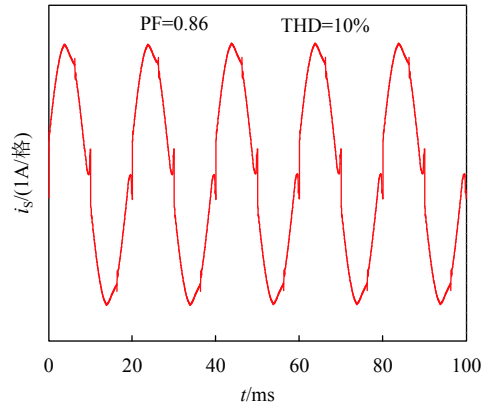


图 8 谐波与无功功率补偿前  $i_L$ 、 $i_C$ 、 $i_S$  波形

由式 (4) 可知, 若变换器参数设计时最大输入电流足够大, 则只需考虑电压同极性的要求。非线性负载谐波单独补偿时, 补偿参考电流信号  $i_{ref}$  不满足电压同极性要求, 如图 9a 所示, 网侧电压  $u_s$  大于零时, 在 bc 段小于零,  $u_s$  小于零时,  $i_{ref}$  在 de 段大于零, 从而使得变换器电流在 bc 段和 de 段与  $i_{ref}$  呈反极性。此时, 补偿参考电压信号中的基波有功电流信号无法满足变换器有功功率, 电压环需调节  $v_d$  的值来达到稳压目的, 进一步降低了变换器的补偿效果,  $i_S$  的仿真结果如图 9b 所示, 其 THD 由 29% 下降到 10%, PCC 处的谐波得到了一定的补偿。



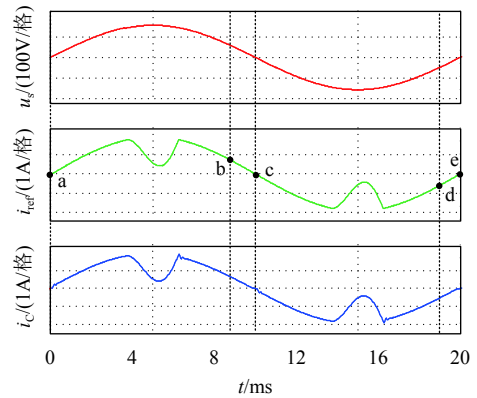
a. 一个工频周期内单独谐波补偿时  $u_s$ 、 $i_{ref}$ 、 $i_C$  波形



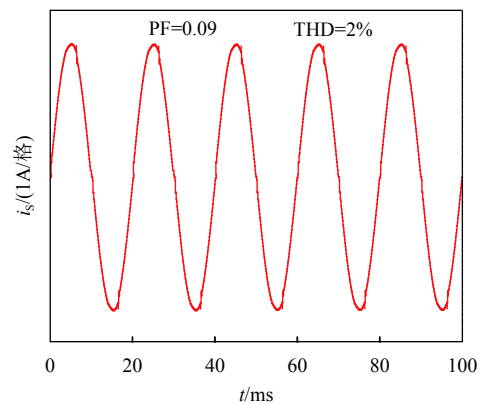
b. 单独谐波补偿时  $i_S$  波形

图 9 单独谐波补偿

非线性负载谐波与无功功率同时补偿时, 一个工频周期内,  $u_s$ 、 $i_{ref}$  与  $i_C$  的仿真结果如图 10a 所示。由图可知,  $u_s$  大于零的正半周期内,  $i_{ref}$  在 ac 段始终大于零, 反之亦然, 此时  $i_{ref}$  可视为有效补偿参考电流信号。所以,  $i_{ref}$  经绝对值处理后, 补偿参考电压信号在每个半工频周期内都含有完整的补偿信号, 并可控制变换器产生相应的补偿电流,  $i_S$  的仿真结果如图 10b 所示, 其 THD 由 29% 下降到 2%, PF 提高到 0.99。因此, PCC 处的谐波与无功功率同时得到了很好的补偿。



a. 一个工频周期内谐波与无功补偿时  $u_s$ 、 $i_{ref}$ 、 $i_C$  波形



b. 谐波与无功补偿时  $i_S$  波形

图 10 谐波与无功功率同时补偿

$i_s$  补偿前后低频段频谱如图 11 所示。由图可知, Boost PFC 变换器对非线性负载谐波单独补偿时, PCC 处的谐波得到了一定的补偿, 但远没有达到非线性负载谐波与无功功率同时补偿的效果, 进一步验证了前文对补偿参考电流信号有效性的分析。因此 Boost PFC 变换器在对消耗一定基波无功分量的非线性负载进行补偿时, 为保障其补偿效果, 需同时对这类负载的谐波与无功功率进行补偿。

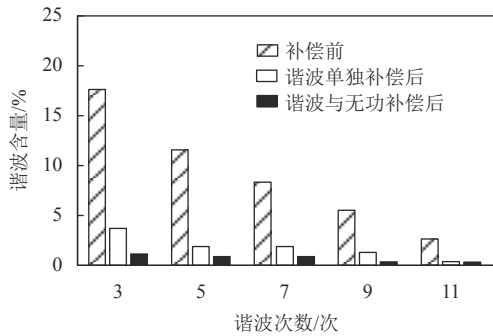


图 11 网侧电流  $i_s$  补偿前后低频段频谱图

综合仿真分析, 为了验证本文方法的可行性与准确性, 实验基于 STM32F429 控制器搭建了如图 12 所示的实验样机。电流环由芯片 NCP1651 实现, 电压环由芯片 TSM103 实现, 模块 WCS1800 与模块 ZMPT101B 为电流、电压采样调理模块, 采样频率为 12.8 kHz, 频谱测量仪器为 Fluke435。实验主要参数为: 网侧电压有效值为 110 V、频率为 50 Hz, 变换器续流电感  $L_m=0.86$  mH、电阻  $R_{Ld}=800$   $\Omega$ 、电容  $C_{Ld}=220$   $\mu$ F, 非线性负载电阻  $R_L=800$   $\Omega$ 、电容  $C_L=220$   $\mu$ F、电感  $L_m=5$  mH, 开关频率为 50 kHz。

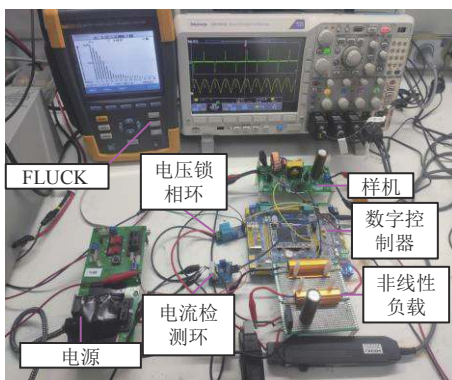
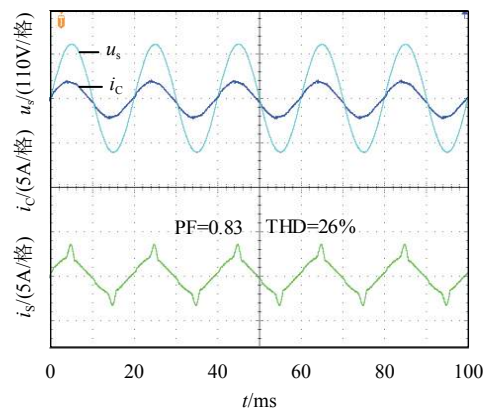


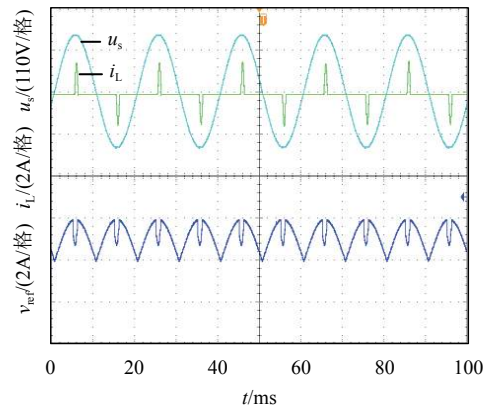
图 12 实验电路

Boost PFC 变换器工作在 PFC 模式时,  $u_s$ 、 $i_c$  与  $i_s$  实验结果如图 13a 所示, 可以看到公共耦合点电流畸变来自于非线性负载电流, THD 为 26%。变

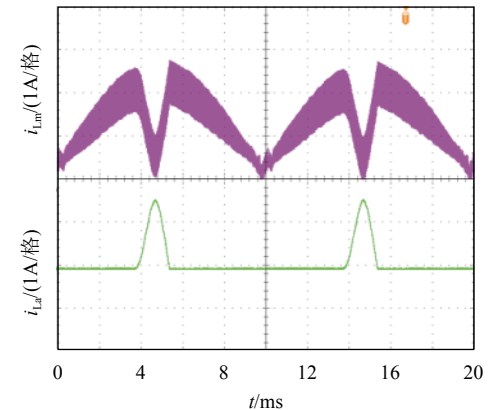
换器功率不变, 由非线性负载电流  $i_L$  得到补偿参考电压信号  $v_{ref}$  如图 13b 所示, 由图可知,  $v_{ref}$  通过锁相环实现了对网侧电压的相位跟踪。变换器电感电流  $i_{Lm}$  以及非线性负载直流侧电流  $i_{La}$  如图 13c 所示。补偿结果如图 13d 所示, 由图可知, 补偿后  $i_s$  电流波形接近于正弦波形, THD 下降到 3%。 $i_s$  补偿前后的低频段频谱如图 13e 所示。由图 13 可知, 非线性负载谐波与无功功率同时补偿后, 公共耦合点电流 THD 下降到 5% 以下, 满足了 IEC-61000-3-2C 总谐波失真标准, 此时 PF 由 0.83 提高到 0.98。



a. 谐波与无功电流补偿时  $u_s$ 、 $i_c$ 、 $i_s$  波形



b. 谐波与无功补偿时  $u_s$ 、 $i_L$ 、 $v_{ref}$  波形



c. 谐波与无功补偿后  $i_{Lm}$ 、 $i_{La}$  波形

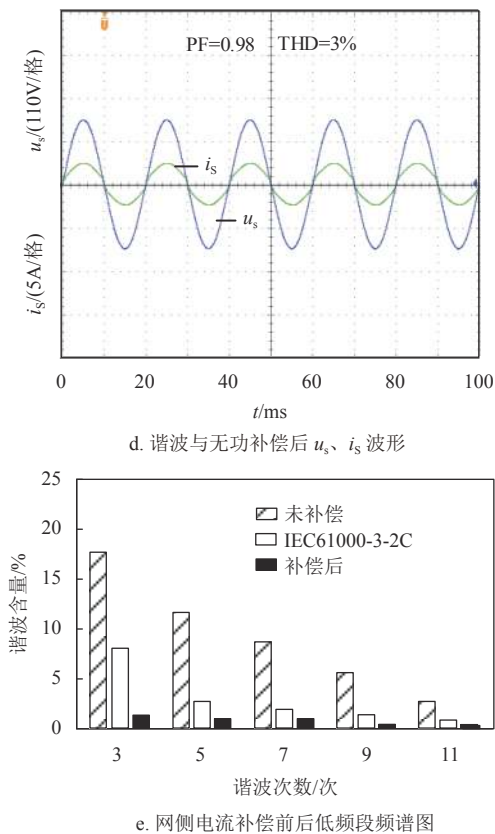


图13 谐波与无功补偿前后波形及谐波含量图

## 6 结束语

本文针对低压配网的谐波与无功补偿问题, 提出了一种 Boost PFC 变换器平均电流模式谐波补偿控制策略。该控制策略在不改变配电网结构且无需整合非线性负荷的前提下, 可直接使用已成熟运用的拓扑结构和控制方法, 且控制方式简单、易于实现。

仿真与实验结果表明, 变换器有功功率与非线性负载电流的谐波、基波无功分量共同影响了变换器的补偿效果, 且对一定条件下的非线性负载谐波与无功功率同时补偿时, 平均电流模式谐波补偿控制策略下的变换器具有很好的补偿效果。该方法提高了现有 Boost PFC 变换器的利用率, 可为低压配电网的谐波与无功治理提供一种有效的解决思路。

### 参考文献

[1] YANG Y, DAVARI P, ZARE F, et al. A dc-link modulation scheme with phase-shifted current control for harmonic cancellations in multidrive applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(3): 1837-1840.

[2] 余攀, 瞿李锋, 杨泽洲, 等. 级联 H 桥混合型有源电力滤波器直流电压控制[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(16): 4866-4875.

YU P, QU L F, YANG Z Z, et al. DC voltage control of cascaded h-bridge hybrid active power filter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(16): 4866-4875.

[3] FISCHER G D S, MENGATTO A, KREMER L G, et al. A control strategy for a series APF with critical-load-bus voltage feedback that avoids injection transformer saturation[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(3): 2290-2299.

[4] 杨剑锋, 王晓庆. 混合型多 APF 系统建模及共振抑制方案研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(15): 68-75.

YANG J F, WANG X Q. Modeling and resonance suppression of hybrid multi-active power filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(15): 68-75.

[5] ESCOBAR G, STANKOVIC A, PERREAULT D. Regulation and compensation of source harmonics for the boost converter-based power factor precompensator[C]//2001 IEEE 32th Annual Power Electronics Specialists Conference. Toronto, Canada: IEEE, 2001: 539-544.

[6] LEON A, VALDERRAMA B H. A high voltage sic-based boost PFC for led applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1633-1642.

[7] MATTAVELLI P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance ac power supplies[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, 37(3): 864-872.

[8] SANGSUN K, ENJETI P N. A modular single-phase power-factor-correction scheme with a harmonic filtering function[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(2): 328-335.

[9] SHAN Z, HUANG Y, 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. Trondheim: IEEE, 2016: 1-5.

[10] RPEÑA-ALZOLA R, BIANCHI M A, ORDONEZ M. Control design of a PFC with harmonic mitigation function for small hybrid ac/dc buildings[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(9): 6607-6620.

[11] 刘福朝. 民用非线性负荷谐波模型及集合效应研究[D]. 济南: 山东大学, 2017.

LIU F C. Harmonic model and aggregation effect of civil nonlinear load[D]. Jinan: Shandong University, 2017.

[12] WIN T S, HISADA Y, TANAKA T, et al. Novel simple reactive power control strategy with DC capacitor voltage control for active load balancer in three-phase four-wire distribution systems[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(5): 4091-4099.

[13] JAIN A, SARAVANAKUMAR R. Comparative analysis of DSOGI-PLL and adaptive frequency loop-PLL for voltage and frequency control of PMSG-BESS based hybrid standalone WECS[C]//The 8th International Conference on Power and Energy Systems. Colombo: IEEE, 2018: 234-239.

[14] GUO Y, ZENG G. A digital phase locked loop based on frequency self-adaptive[C]//IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference. Taipei, China: IEEE, 2015: 1-5.

[15] NAIR H S, LAKSHMINARASAMMA N. A computationally simple predictive CCM average current controller with nearly zero tracking error for boost PFC converter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(5): 5083-5094.

[16] 李绍令. AC-DC 变换器电流谐波补偿控制技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2019.

LI S L. Study on current harmonic compensation control technology of AC-DC converter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2019.