



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2405628

引用格式:章晓龙,胡浩,傅晓帆,等. 并网逆变器新型二阶选择谐波重复-比例控制[J]. 科学技术与工程, 2025, 25(13): 5438-5446.

Zhang Xiaolong, Hu Hao, Fu Xiaofan, et al. Novel second order selective harmonic repetitive control and proportional control for grid-connected inverters[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(13): 5438-5446.

电工技术

并网逆变器新型二阶选择谐波重复-比例控制

章晓龙¹, 胡浩¹, 傅晓帆^{1*}, 周克亮², 郑华俊¹

(1. 贵州大学电气工程学院, 贵阳 550025; 2. 武汉理工大学自动化学院, 武汉 430070)

摘要 二阶选择谐波重复控制(second order selective harmonic repetitive control, SOSHRC)策略因其良好的频率适应性和动态性能被广泛应用于并网逆变器控制中。针对传统 SOSHRC 策略的稳定性分析方法复杂、稳定性标准较为保守等问题,提出一种新型二阶选择谐波重复-比例控制(second order selective harmonic repetitive control and proportional control, SOSHRC-PC)。首先,设计新型 SOSHRC 的结构和原理,并介绍新型 SOSHRC-PC 控制策略。然后,分析新型 SOSHRC-PC 控制器的稳定性和参数设计方法。最后,搭建基于新型二阶($6k \pm 1$)次谐波重复-比例控制的三相并网逆变器模型,仿真结果表明所提的控制策略具有良好的稳态和动态性能。

关键词 并网逆变器; 二阶选择谐波重复-比例控制; 稳定性标准; 频率适应性

中图分类号 TM464;

文献标志码 A

Novel Second Order Selective Harmonic Repetitive Control and Proportional Control for Grid-connected Inverters

ZHANG Xiao-long¹, HU Hao¹, FU Xiao-fan^{1*}, ZHOU Ke-liang², ZHENG Hua-jun¹

(1. School of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

[Abstract] Second order selective harmonic repetitive control (SOSHRC) strategy with good frequency adaptability and dynamic performance, is widely used in grid-connected inverter control. To address the problems of the traditional SOSHRC strategy, such as the difficulty of using the stability analysis method and the conservative stability criterion, a novel second order selective harmonic repetitive control and proportional control (SOSHRC-PC) was proposed. Firstly, the structure and principle of the novel SOSHRC were designed, the novel SOSHRC-PC control strategy was introduced. Then, the stability and parameter design methods of the novel SOSHRC-PC controller were analyzed. Finally, a three-phase grid-connected inverter based on the novel second-order ($6k \pm 1$) harmonic repetitive control and proportional control was constructed, and the simulation results show that the proposed control strategy has great steady state and dynamic performance.

[Keywords] grid-connected inverters; second order selective harmonic repetitive control and proportional control; stability criterion; frequency adaptability

随着新型电力系统的建设,高比例可再生能源接入电网已成为趋势^[1]。并网逆变器作为可再生能源与电网之间的纽带,要提供高质量的入网电流^[2-3]。因此,研究高性能的并网逆变器精确控制方法、提升并网逆变器控制性能具有重大意义。

基于内模原理^[4]的重复控制(repetitive con-

trol, RC)能够有效地抑制谐波污染,故而得到了广泛的应用。然而,RC的动态性能差,实际应用时通常与其他控制器相结合,构成复合控制器。文献[5-6]提出将比例积分(proportional integral, PI)控制与重复控制相结合,提升控制器的性能,但PI控制的参数整定依赖于设计者的经验^[7],且

收稿日期: 2024-07-26 修订日期: 2025-02-08

基金项目: 国家自然科学基金(52367019); 贵州省省级科技计划基金(黔科合基础-ZK[2023]一般075); 贵州大学引进人才科研项目(贵大人基合字(2021)33号)

第一作者: 章晓龙(2000—),男,汉族,安徽芜湖人,硕士研究生。研究方向:功率变换器的建模与控制。E-mail: zhangxiaolongzhu@126.com。

*通信作者: 傅晓帆(1979—),女,汉族,浙江磐安人,博士,讲师。研究方向:功率变换器的控制、电力电子在电力系统中的应用。E-mail: xffu3@gzu.edu.cn。

此时控制器内部存在耦合, 会影响控制器的性能。文献[8]提出了无差拍重复控制, 具有良好的控制性能, 但无差拍控制存在模型参数失配、控制延迟等问题。文献[9-10]提出了重复-比例复合控制器 (repetitive control and proportional control, RC-PC), 通过重复控制器并联比例控制器, 拓宽 RC 控制增益的取值范围, 从而提升 RC 的动态性能。并且由于传统重复控制 (conventional repetitive control, CRC) 中延迟环节 N 的值较大, 从而导致 CRC 占用较大的存储空间。为解决此问题, 选择谐波重复控制^[11] (selective harmonic repetitive control, SHRC) 应运而生。SHRC 通过消除特定次谐波, 在实现与 CRC 大致相同的控制性能的同时降低了存储空间负担, 进一步提升了重复控制器的动态性能。

然而, 当电网频率发生变化时, CRC 和 SHRC 的控制性能均出现显著的恶化。为此, 文献[12-13]提出了变采样频率 (variable sampling frequency, VSF) 法, 通过改变采样频率, 使延迟环节 N 的值始终为整数, 从而改善控制性能, 但是此方法增加了控制器设计的复杂度, 在实际应用中的实现难度较大。文献[14-19]采用了分数阶重复控制 (fractional order repetitive control, FORC) 方案, 利用数字滤波器近似分数延迟, 进而实现重复控制器的频率自适应。但是采用 FORC 方案时需要实时更新滤波器系数, 增加了 CPU 的运算负担。文献[20-22]采用了高阶重复控制 (high order repetitive control, HORC) 方案, 通过提高重复控制器的阶数, 改善系统的频率适应性。与 FORC 方案相比, 采用 HORC 方案时不需要改变控制器参数, 便可获得良好的频率适应性。故当电网频率在小范围内波动时, HORC 方案更具性价比, 但在传统 HORC 方案中, 稳定性分析方法复杂、稳定性标准较为保守, 控制器性能仍有改善的空间。

针对上述问题, 现提出一种新型二阶选择谐波重复-比例控制 (second order selective harmonic repetitive control and proportional control, SOSHRC-PC) 策略, 简化稳定性分析方法, 得到更为先进的稳定性标准, 以获得更佳的控制性能。首先, 设计新型二阶选择谐波重复控制 (second order selective harmonic repetitive control, SOSHRC) 的结构和原理, 介绍新型 SOSHRC-PC 控制策略。然后, 分析新型 SOSHRC-PC 控制器的稳定性和参数设计方法。最后, 搭建基于新型二阶 $(6k \pm 1)$ 次谐波重复-比例控制的三相并网逆变器模型, 仿真结果验证所提控制策略的可行性和有效性。

1 新型二阶选择谐波重复-比例控制

1.1 传统二阶选择谐波重复控制结构

具有标准 RC 结构 SHRC $[(nk \pm m) RC]$ 的结构框图如图 1 所示。

其传递函数可表示为

$$G_{SHRC}(z) = k_{rc} \frac{\cos(2\pi m/n)z^{-N/n} - z^{-2N/n}}{z^{-2N/n} - 2\cos(2\pi m/n)z^{-N/n} + 1} \quad (1)$$

式(1)中: k_{rc} 为重复控制增益; $N = f_s / f_0 = T_0 / T_s$, f_s 、 T_s 分别为采样频率和采样周期, f_0 、 T_0 分别为电网频率和周期; $n > m \geq 0$ 。令 $n = 1$ 且 $m = 0$, 可以得到 CRC; 令 $n = 4$ 且 $m = 1$, 可以得到 $(4k \pm 1) RC$; 同理令 $n = 6$ 且 $m = 1$, 可得 $(6k \pm 1) RC$ 。

由图 1 可得, SHRC 的传递函数还可表示为

$$G_{SHRC}(z) = k_{rc} \frac{M_{SHRC}(z)}{1 - M_{SHRC}(z)} \quad (2)$$

式(2)中: $M_{SHRC}(z)$ 为前向延迟器^[22], 其表达式为

$$M_{SHRC}(z) = \frac{z^{-N/n} [\cos(2\pi m/n) - z^{-N/n}]}{1 - z^{-N/n} \cos(2\pi m/n)} \quad (3)$$

然而, 传统 SHRC 对电网频率波动的鲁棒性较差。为提升重复控制器的频率适应性, 文献[22]提出了 SOSHRC, 其结构框图如图 2 所示。

SOSHRC 的传递函数可写为

$$G_{SOSHRC}(z) = k_{rc} \frac{w_1 M_{SHRC}(z) + w_2 M_{SHRC}(z)^2}{1 - [w_1 M_{SHRC}(z) + w_2 M_{SHRC}(z)^2]} \quad (4)$$

式(4)中: w_1 、 w_2 为权重系数, $w_1 + w_2 = 1$ ^[23], $-1 < w_2 < 1$ 且 $w_2 \neq 0$ 。

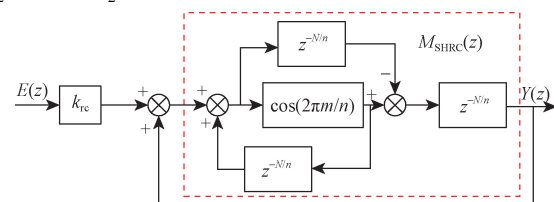


图 1 SHRC 的结构框图

Fig. 1 Structure diagram of SHRC

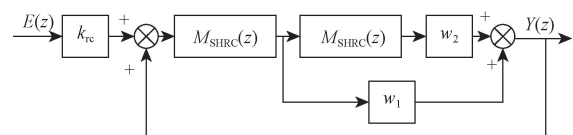


图 2 SOSHRC 的结构框图

Fig. 2 Structure diagram of SOSHRC

1.2 新型二阶选择谐波重复控制结构

为简化稳定性分析, 提出一种新型 SOSHRC, 其结构如图 3 所示。

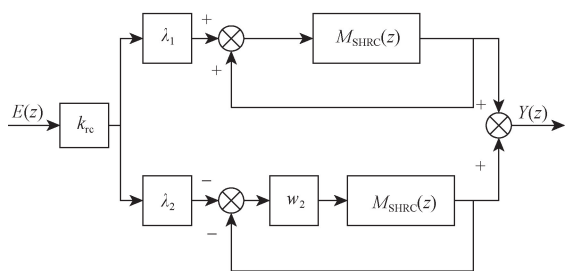


图3 新型 SOSHRC 的结构框图
Fig. 3 Structure diagram of novel SOSHRC

新型 SOSHRC 的传递函数可表示为

$$G'_{\text{SOSHRC}}(z) = k_{rc} \left[\lambda_1 \frac{M_{\text{SHRC}}(z)}{1 - M_{\text{SHRC}}(z)} - \lambda_2 \frac{w_2 M_{\text{SHRC}}(z)}{1 + w_2 M_{\text{SHRC}}(z)} \right] \quad (5)$$

式(5)中: $\lambda_1 = 1 / (1 + w_2)$; $\lambda_2 = w_2 / (1 + w_2)$ 。

将 λ_1 和 λ_2 代入式(5), 可以得出新型 SOSHRC 与传统 SOSHRC 是等效的, 即

$$G'_{\text{SOSHRC}}(z) = G_{\text{SOSHRC}}(z) \quad (6)$$

因此, 由图3可得, 新型 SOSHRC 仅需使用过去一个周期的数据即可实现二阶行为, 这样更好地满足了实时存储的要求。

式(5)可改写为

$$G'_{\text{SOSHRC}}(z) = \frac{k_{rc}}{1 + w_2} [G_1(z) + G_2(z)] \quad (7)$$

$G_1(z)$ 和 $G_2(z)$ 的表达式分别为

$$G_1(z) = \frac{M_{\text{SHRC}}(z)}{1 - M_{\text{SHRC}}(z)} \quad (8)$$

$$G_2(z) = \frac{-w_2^2 M_{\text{SHRC}}(z)}{1 + w_2 M_{\text{SHRC}}(z)} \quad (9)$$

对比式(2)和式(5)可得, 为避免控制器性能下降, λ_1 必须大于1, λ_2 须为负值, 因此 w_2 的取值范围为 $-1 < w_2 < 0$ 。

图4展示了 w_2 取不同值时新型 SOSHRC 的幅频响应。可以看出, w_2 的值越小, 新型 SOSHRC 的增益和带宽越大, 频率适应性越好。但在实际应用中, w_2 越接近 -1, 系统的稳定性越差, 故需要选择合适的 w_2 , 以实现控制性能和稳定性之间的良好折中。

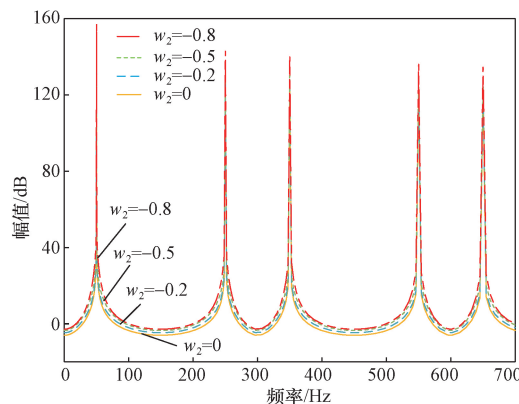


图4 w_2 取不同值时新型 SOSHRC 的幅频响应
Fig. 4 Amplitude frequency response of novel SOSHRC with different w_2

1.3 新型二阶选择谐波重复-比例控制结构

为了提升控制器的动态性能, 提出将新型 SOSHRC 与比例控制器 k_p 并联, 构成新型 SOSHRC-PC 控制器, 其结构如图5所示。

此时, 新型 SOSHRC 的传递函数可写为

$$G_{\text{nc}}(z) = k_{rc} \left[\lambda_1 \frac{Q(z)M_{\text{SHRC}}(z)}{1 - Q(z)M_{\text{SHRC}}(z)} - \lambda_2 \frac{w_2 Q(z)M_{\text{SHRC}}(z)}{1 + w_2 Q(z)M_{\text{SHRC}}(z)} \right] z^m S(z) \quad (10)$$

式(10)中: $Q(z)$ 为低于1的常数或零相位低通滤波器; z^m 为线性超前补偿器; $S(z)$ 为补偿器; $P(z)$ 为被控对象。

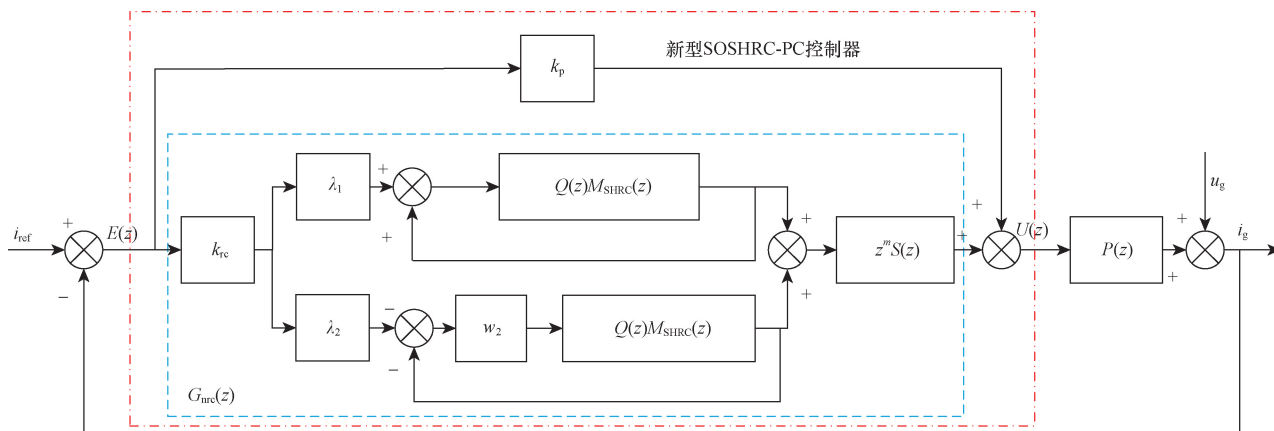


图5 新型 SOSHRC-PC 控制器的结构框图
Fig. 5 Structure diagram of novel SOSHRC-PC controller

2 稳定性分析

由图 5 可知, 系统的跟踪误差传递函数表达式为

$$E(z) = \frac{i_{\text{ref}}(z) - u_g(z)}{1 + [G_{\text{nrc}}(z) + k_p]P(z)} \quad (11)$$

则系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} 1 + [G_{\text{nrc}}(z) + k_p]P(z) &= 1 + G_{\text{nrc}}(z)P(z) + k_p P(z) \\ &= [1 + k_p P(z)] \left[1 + \frac{G_{\text{nrc}}(z)P(z)}{1 + k_p P(z)} \right] \\ &= [1 + k_p P(z)][1 + G_{\text{nrc}}(z)P_0(z)] \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中: $P_0(z)$ 的表达式为

$$P_0(z) = \frac{P(z)}{1 + k_p P(z)} \quad (13)$$

因此, 可以得到系统的稳定性条件如下。

(1) $1 + k_p P(z) = 0$ 的根在单位圆内。

(2) $|1 + G_{\text{nrc}}(z)P_0(z)| \neq 0$ 。

通过选取合适的 k_p 即可满足稳定性条件(1), 而满足稳定性条件(2)需要达到以下两个条件, 即

$$|\theta(\omega)| = |\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s| < 90^\circ \quad (14)$$

$$0 < k_{\text{rc}} < \frac{2(1 + w_2)^2 \min \cos \theta(\omega)}{(1 + w_2 + 2w_2^2) \max [N_s(\omega)N_p(\omega)]} \quad (15)$$

式中: $\theta_s(\omega)$ 和 $N_s(\omega)$ 为 $S(z)$ 的相频特性和幅频特性; $\theta_p(\omega)$ 和 $N_p(\omega)$ 为 $P_0(z)$ 的相频特性和幅频特性。

证明过程如下。

为便于稳定性分析, 取 $Q(z) = 1$, 则式(10)可改写为

$$G_{\text{nrc}}(z) = \frac{k_{\text{rc}}}{1 + w_2} [G_1(z) + G_2(z)] z^m S(z) \quad (16)$$

若参考信号和干扰信号的频率为基波频率的整数倍时, $|z^{-N}| = 1$, 即 $|e^{-jN\omega T_s}| = 1$ ^[24], 则有

$$\begin{aligned} |M_{\text{SHRC}}(z)| &= \left| e^{-jN\omega T_s/n} \left| \frac{\cos(2\pi m/n) - e^{-jN\omega T_s/n}}{1 - e^{-jN\omega T_s/n} \cos(2\pi m/n)} \right| \right| \\ &= \left| \frac{\cos(2\pi m/n) - e^{-jN\omega T_s/n}}{1 - e^{-jN\omega T_s/n} \cos(2\pi m/n)} \right| \\ &= \frac{|\cos(2\pi m/n)| - |e^{-jN\omega T_s/n}|}{|1 - |e^{-jN\omega T_s/n}||\cos(2\pi m/n)||} \\ &= \frac{|\cos(2\pi m/n) - 1|}{|1 - \cos(2\pi m/n)|} = 1 \end{aligned} \quad (17)$$

因此, 可以将 $M_{\text{SHRC}}(z)$ 表示为

$$M_{\text{SHRC}}(z) = e^{j\theta} \quad (18)$$

则有

$$\begin{aligned} \text{Re}[G_1(z)] &= \text{Re} \left[\frac{e^{j\theta}}{1 - e^{j\theta}} \right] \\ &= \text{Re} \left[\frac{\cos\theta + j\sin\theta}{1 - \cos\theta - j\sin\theta} \right] \\ &= \frac{\cos\theta - 1}{(1 - \cos\theta)^2 + \sin^2\theta} = -\frac{1}{2} \end{aligned} \quad (19)$$

将式(18)代入式(9)可得

$$\begin{aligned} \text{Re}[G_2(z)] &= \text{Re} \left[\frac{-w_2^2 e^{j\theta}}{1 + w_2 e^{j\theta}} \right] \\ &= \text{Re} \left[-w_2^2 \frac{\cos\theta + j\sin\theta}{1 + w_2 \cos\theta + jw_2 \sin\theta} \right] \\ &= \frac{-w_2^2(\cos\theta + w_2)}{1 + 2w_2 \cos\theta + w_2^2} \end{aligned} \quad (20)$$

若 $-(w_2 + \cos\theta) \geq 0$, 则有

$$\text{Re}[G_2(z)] \geq 0 \quad (21)$$

若 $-(w_2 + \cos\theta) < 0$, 则

$$\begin{aligned} \frac{1 + 2w_2 \cos\theta + w_2^2}{-w_2^2(\cos\theta + w_2)} &\leq \frac{1 - w_2^2}{-w_2^2(1 + w_2)} - \frac{2}{w_2} \\ &\leq -\frac{1 + w_2}{w_2^2} \end{aligned} \quad (22)$$

综合式(21)及式(22)可得

$$\text{Re}[G_2(z)] \geq -\frac{w_2^2}{1 + w_2} \quad (23)$$

因此, 可确定

$$\begin{aligned} \min \text{Re} \left[\frac{k_{\text{rc}}}{1 + w_2} [G_1(z) + G_2(z)] \right] &\geq \min \left[\frac{k_{\text{rc}}}{1 + w_2} \left(-\frac{1}{2} - \frac{w_2^2}{1 + w_2} \right) \right] \\ &= \min \left[\frac{-k_{\text{rc}}(1 + w_2 + 2w_2^2)}{2(1 + w_2)^2} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

将式(14)和式(15)代入式(24), 可得

$$\begin{aligned} \min \text{Re} \left[\frac{k_{\text{rc}}}{1 + w_2} [G_1(z) + G_2(z)] \right] &> -\frac{1}{2} \frac{-2\cos\theta(\omega)}{\max [N_s(\omega)N_p(\omega)]} \\ &= \frac{\cos\theta(\omega)}{\max [N_s(\omega)N_p(\omega)]} \end{aligned} \quad (25)$$

稳定性条件(2)中的表达式可改写为

$$\begin{aligned} 1 + G_{\text{nrc}}(z)P_0(z) &= 1 + G'_{\text{SOSHRC}}(z)z^m S(z)P_0(z) \\ &= 1 + N_s(\omega)N_p(\omega)e^{-j\theta(\omega)} \times \\ &\quad \{ \text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] + \\ &\quad j\text{Im}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] \} \\ &= 1 + N_s(\omega)N_p(\omega) \{ \cos[\theta(\omega)] \times \\ &\quad \text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] + \sin[\theta(\omega)] \times \\ &\quad \text{Im}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] \} - jN_s(\omega)N_p(\omega) \times \\ &\quad \{ -\sin[\theta(\omega)]\text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] + \\ &\quad \cos[\theta(\omega)]\text{Im}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] \} \end{aligned} \quad (26)$$

令虚部等于零,则有

$$\text{Im}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] = \frac{\sin[\theta(\omega)]}{\cos[\theta(\omega)]} \times \text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] \quad (27)$$

由式(14)可知, $\cos[\theta(\omega)] > 0$, 可知

$$\begin{aligned} 1 + G_{\text{src}}(z)P_0(z) &= 1 + N_s(\omega)N_p(\omega) \times \\ &\left\{ \cos[\theta(\omega)] + \frac{\sin^2[\theta(\omega)]}{\cos[\theta(\omega)]} \right\} \times \\ &\text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)] \\ &= 1 + N_s(\omega)N_p(\omega) \times \\ &\text{Re}[G'_{\text{SOSHRC}}(z)]/\cos\theta(\omega) \\ &> 1 - \frac{N_s(\omega)N_p(\omega)}{\max[N_s(\omega)N_p(\omega)]} > 0 \end{aligned} \quad (28)$$

故当式(14)和式(15)成立时,系统满足稳定性条件(2)。

3 控制器设计

3.1 三相并网逆变器的数学模型

如图6所示为三相LCL型并网逆变器的数学模型。

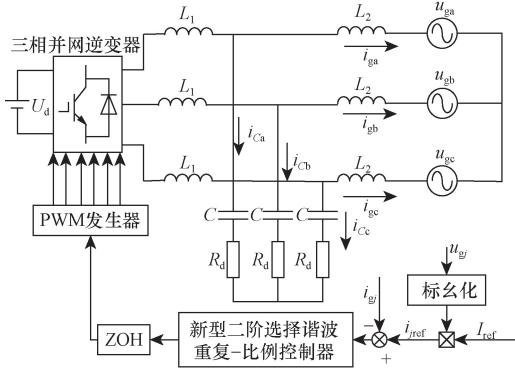


图6 三相LCL型并网逆变器的数学模型
 U_d 为直流侧电压; L_1 和 L_2 分别为逆变器侧电感和网侧电感; C 为滤波电容; R_d 为阻尼电阻; i_{gj} ($j = a, b, c$)为三相并网电流; i_{Cj} 为电容电流; u_{gj} 为三相电网电压;通过标么化得到与电网电压同相的单位正弦波,与参考电流幅值 I_{ref} 相乘得到参考电流 i_{ref} ;ZOH为零阶保持器

图6 三相LCL型并网逆变器的数学模型

Fig. 6 Three phase LCL grid-connected inverter model

由于在三相系统中, $(6k \pm 1)$ 次谐波占主导地位,故所采用的电流控制器为新型二阶 $(6k \pm 1)$ 次谐波重复-比例控制器。

由基尔霍夫电压和电流定律,可得被控对象的传递函数为

$$P(s) = \frac{R_d Cs + 1}{L_1 L_2 Cs^3 + R_d C(L_1 + L_2)s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (29)$$

三相LCL型并网逆变器的参数如表1所示,经过离散化后得

表1 三相LCL型并网逆变器参数

Table 1 Parameters of three phase grid-connected inverter

| 参数 | 数值 |
|-------------------|-----|
| 直流电压 U_d/V | 600 |
| 交流电压 u_{gj}/V | 220 |
| 逆变器侧电感 L_1/mH | 3.8 |
| 网侧电感 L_2/mH | 2.2 |
| 滤波电容 $C/\mu F$ | 10 |
| 阻尼电阻 R_d/Ω | 10 |
| 采样频率 f_s/kHz | 12 |

$$P(z) = \frac{0.004278z^2 + 0.002695z - 0.001974}{z^3 - 2.19z^2 + 1.74z - 0.5499} \quad (30)$$

3.2 比例增益设计

由稳定性分析可知,比例增益的选取需要满足稳定性条件(1),即 $P_0(z)$ 的极点必须都在单位圆内。比例增益 k_p 取不同值时, $P_0(z)$ 的极点图如图7所示。可以得到,当 k_p 取10~30时, $P_0(z)$ 的所有极点均在单位圆内。综合考虑系统稳定性以及控制性能,选择 k_p 为20。

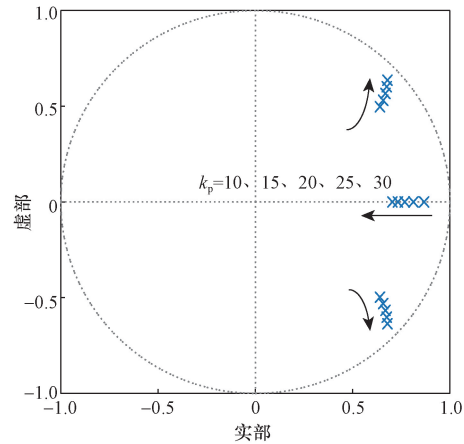


图7 不同 k_p 时 $P_0(z)$ 的极点图

Fig. 7 Pole plot of $P_0(z)$ with different k_p

3.3 滤波器设计

为了提高系统的稳定性,需要设计内模滤波器 $Q(z)$ 。 $Q(z)$ 通常为小于1的常数或零相移低通滤波器,后者能在低频处提供高增益,高频处增益迅速衰减,更利于系统的稳定。因此选择 $Q(z)$ 为

$$Q(z) = 0.25z^{-1} + 0.5 + 0.25z \quad (31)$$

为进一步衰减高频处的增益,需要设计补偿器 $S(z)$,选择四阶巴特沃斯滤波器为

$$S(z) = (0.004824z^4 + 0.0193z^3 + 0.02895z^2 + 0.0193z + 0.004824)(z^4 - 2.37z^3 + 2.314z^2 - 1.055z + 0.1874)^{-1} \quad (32)$$

3.4 相位超前补偿器设计

由式(14)以及式(15)可知,为提高系统稳定

性、拓展控制增益 k_{rc} 的取值范围, 需要设计相位超前补偿器。即通过设计适当的相位超前补偿器 z^m , 使得 $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ 接近 0° 。 m 取不同值时, $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ 的相频特性曲线如图 8 所示。可知, 当 m 取 8 时, $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ 最接近 0° 。

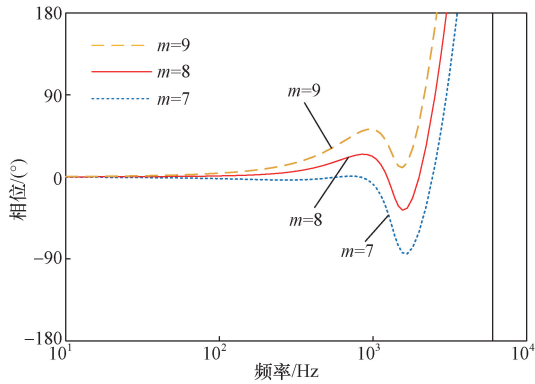


图 8 不同 m 时 $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ 的相频特性曲线

Fig. 8 Phase frequency plot of $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ with different m

3.5 权重和重复控制增益设计

权重 w_2 越小, 控制器的性能越好, 但系统可能会不稳定。综合考虑下, 选择 $w_2 = -0.5$ 。由图 8 可知, 当 m 取 8 时, 中低频时 $\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega) + m\omega T_s$ 在 $0^\circ \sim 24.9^\circ$ 变化, 因此

$$\min \{ \cos[\theta(\omega)] \} = 0.907 \quad (33)$$

$$S(z)P_0(z) \text{ 的幅频特性曲线如图 9 所示, 此时} \quad \max[N_s(\omega)N_p(\omega)] = 0.0503 \quad (34)$$

因此, 重复控制增益的最大值为

$$\frac{2(1+w_2)^2 \min \cos[\theta(\omega)]}{(1+w_2+2w_2^2) \max[N_s(\omega)N_p(\omega)]} = 9.016 \quad (35)$$

考虑一定的稳定裕度, 选择 $k_{rc} = 6$ 。

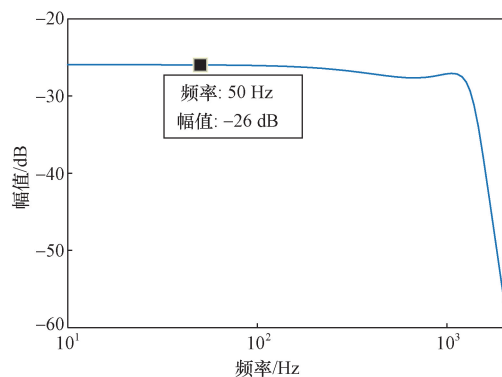


图 9 $S(z)P_0(z)$ 的幅频特性曲线

Fig. 9 Amplitude frequency characteristic of $S(z)P_0(z)$

4 仿真分析

为验证所提出的新型 SOSHRC-PC 控制策略的有效性和优越性, 通过 MATLAB/Simulink 搭建三相 LCL 型并网逆变器仿真模型, 系统参数如表 1 所示。分别对所提新型 SOSHRC-PC 控制器的稳态性能和动态性能进行仿真分析验证。

4.1 稳态性能

为验证所提新型 SOSHRC-PC 控制器在电网频率波动情况下的控制性能, 主要以 49.5 Hz 和 50.5 Hz 为例, 分析新型 SOSHRC-PC 控制器的谐波抑制性能, 并与选择谐波重复-比例控制 (selective harmonic repetitive control and proportional control, SHRC-PC) 进行对比。

当电网频率为 49.5 Hz 时, 在两种控制器下的 a 相电压电流波形以及电流频谱图如图 10 和图 11 所示。由图 10 可知, 在新型 SOSHRC-PC 控制下功率因数更接近 1。当采用 SHRC-PC 时, 入网电流的总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 为 1.88%, 而当采用新型 SOSHRC-PC 时, 入网电流 THD 为 1.73%, 改善了入网电流质量。

图 12 和图 13 分别为电网频率为 50.5 Hz 时, 在 SHRC-PC 和新型 SOSHRC-PC 两种控制器下的 a

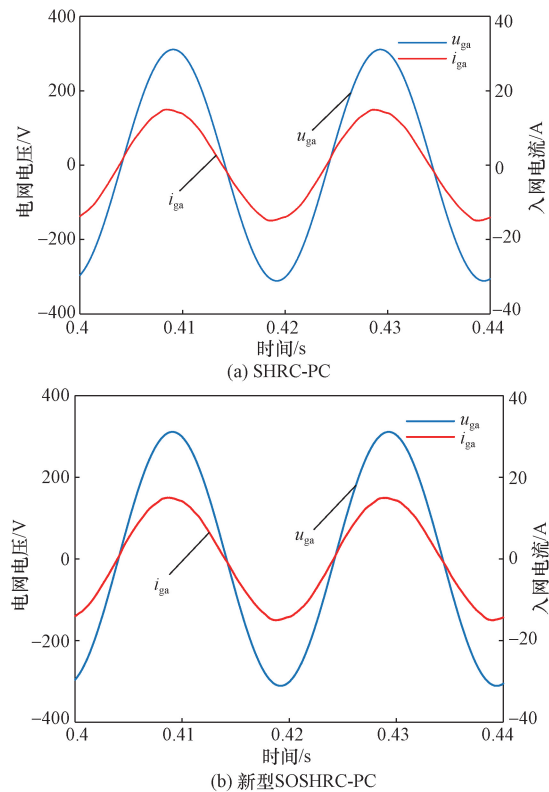


图 10 a 相电压电流波形 ($f_0 = 49.5$ Hz)

Fig. 10 Voltage and current waveform of phase a ($f_0 = 49.5$ Hz)

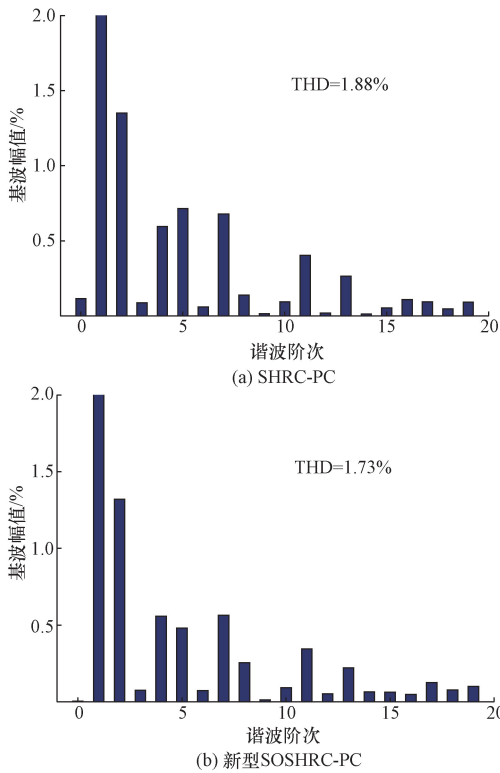


图 11 a 相电流频谱图 ($f_0 = 49.5 \text{ Hz}$)

Fig. 11 Current spectrum diagram of phase a ($f_0 = 49.5 \text{ Hz}$)

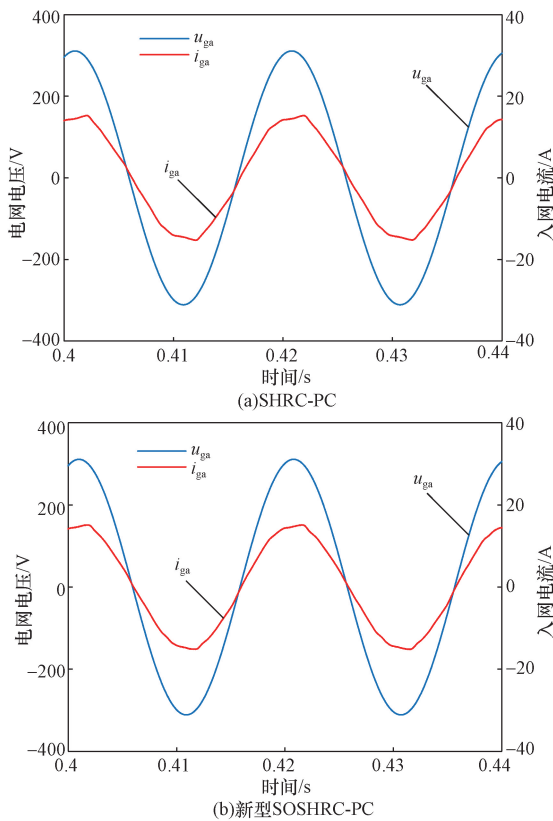


图 12 a 相电压电流波形 ($f_0 = 50.5 \text{ Hz}$)

Fig. 12 Voltage and current waveform of phase a ($f_0 = 50.5 \text{ Hz}$)

相电压电流波形以及电流频谱图。采用 SHRC-PC 时,入网电流 THD 为 3.17%, 而采用新型 SOSHRC-PC 时,入网电流 THD 降低为 2.29%。可知,采用新型 SOSHRC-PC 时,功率因数更大,入网电流波形更平滑,电流质量更好。

表 2 所示为当电网频率变化时,两种控制器下的入网电流 THD 变化情况。通过比较易知,当电网频率在 49.5 ~ 50.5 Hz 变化时,在新型 SOSHRC-PC 控制下,电流 THD 更低,入网电流质量更优,表明所提控制策略具有良好的频率适应性。

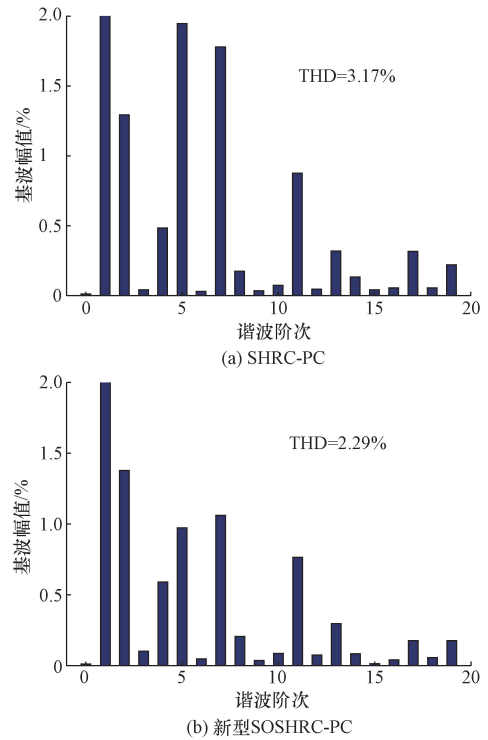


图 13 a 相电流频谱图 ($f_0 = 50.5 \text{ Hz}$)

Fig. 13 Current spectrum diagram of phase a ($f_0 = 50.5 \text{ Hz}$)

表 2 不同控制方案下的控制性能

Table 2 Control performance under different schemes

| 频率/Hz | SHRC-PC | 新型 SOSHRC-PC |
|-------|-----------|--------------|
| | 下电流 THD/% | 下电流 THD/% |
| 49.5 | 1.88 | 1.73 |
| 49.6 | 1.81 | 1.65 |
| 49.7 | 1.75 | 1.57 |
| 49.8 | 1.60 | 1.49 |
| 49.9 | 1.52 | 1.42 |
| 50.0 | 1.45 | 1.33 |
| 50.1 | 1.82 | 1.56 |
| 50.2 | 2.16 | 1.68 |
| 50.3 | 2.52 | 1.89 |
| 50.4 | 2.86 | 2.11 |
| 50.5 | 3.17 | 2.29 |

4.2 动态性能

为验证新型 SOSHRC-PC 控制器的动态性能, 设置参考电流幅值在 0.2 s 时从 15 A 突变到 10 A, 此时在 SHRC-PC 和新型 SOSHRC-PC 控制下的电流波形如图 14 所示。可知, 当参考电流发生突变时, SHRC-PC 控制下电流经过 40 ms 后稳定, 而新型 SOSHRC-PC 控制下电流在 30 ms 内达到稳定, 因此新型 SOSHRC-PC 具有更好的动态性能。

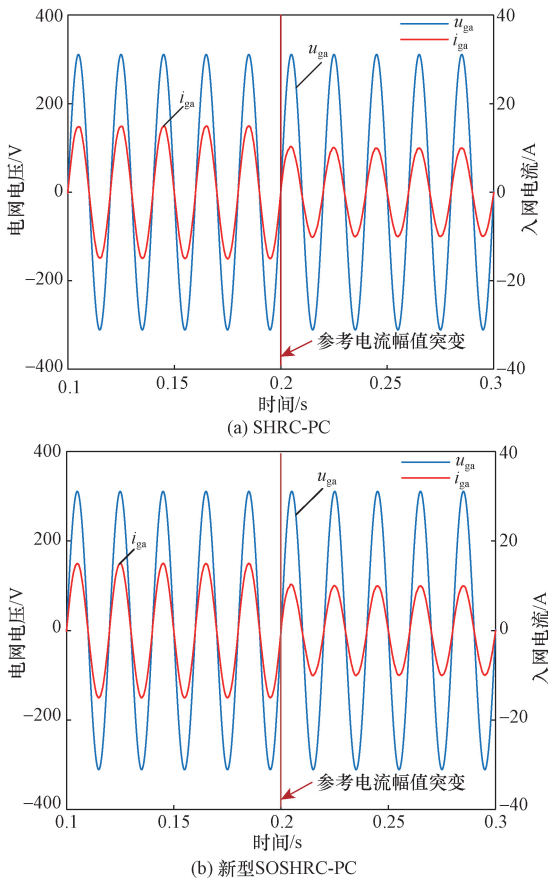


图 14 参考电流突变时 a 相电压电流波形

Fig. 14 Phase-a voltage-current when the reference current changes suddenly

5 结论

针对传统 SOSHRC 的稳定性分析方法复杂、稳定性标准过于保守的问题, 提出了新型 SOSHRC-PC 控制策略以获得更佳的控制性能。通过理论分析和仿真结果可以得到以下结论。

(1) 新型 SOSHRC 仅使用过去一个周期的数据便能够实现二阶行为, 这样更好地满足了实时存储的要求。

(2) 所提的新型 SOSHRC-PC 控制策略简化了稳定性分析方法, 得到更为先进的稳定性标准。其能够在电网频率波动时得到良好的谐波抑制性能, 并且具有良好的动态响应性能。

参 考 文 献

- [1] 赵冬梅, 徐辰宇, 陶然, 等. 多元分布式储能在新电力系统配电侧的灵活调控研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1776-1799.
Zhao Dongmei, Xu Chenyu, Tao Ran, et al. Review on flexible regulation of multiple distributed energy storage in distribution side of new power system[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(5): 1776-1799.
- [2] 杨权, 梁永昌, 魏建荣, 等. 多谐波源下分布式电源并网逆变器的谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(11): 2908-2920.
Yang Quan, Liang Yongchang, Wei Jianrong, et al. Research on harmonic suppression strategy of grid connected inverter under multi-harmonic sources[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(11): 2908-2920.
- [3] 刘会强, 刘石川, 邢华栋, 等. 光伏并网逆变器改进虚拟同步控制策略分析与测试[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(19): 8227-8235.
Liu Huiqiang, Liu Shichuan, Xing Huadong, et al. Analysis and test of improved virtual synchronization control strategy for photovoltaic grid connected inverter[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(19): 8227-8235.
- [4] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle of control theory[J]. Automatica, 1976, 12: 457-465.
- [5] 李鑫, 孟亨, 杨桢, 等. 基于 BP 神经网络递推积分 PI-重复控制在微电网 APF 中的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 132-140.
Li Xin, Meng Heng, Yang Zhen, et al. Research on recursive integral PI-repetitive control based on BP neural network in micro-grid APF[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 132-140.
- [6] 马永翔, 郭阳, 闫群民, 等. 基于滑模变结构的三相并网逆变器重复比例控制策略[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(11): 4668-4676.
Ma Yongxiang, Guo Yang, Yan Qunmin, et al. Repeated proportional control strategy of three-phase grid-connected inverter based on sliding mode variable structure[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(11): 4668-4676.
- [7] 吴亚雄, 杨旭红, 方浩旭, 等. 改进 BP 神经网络的并网逆变器分数阶比例-积分-微分控制策略[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(13): 5243-5249.
Wu Yaxiong, Yang Xuhong, Fang Haoxu, et al. Fractional order PID control of three-phase grid-connected inverter based on improved BP neural network[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(13): 5243-5249.
- [8] 谭翠兰, 陈启宏, 张立炎, 等. 三相四桥臂并网逆变器的无差拍重复控制[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 142-148.
Tan Cuilan, Chen Qihong, Zhang Liyan, et al. Deadbeat and repetitive control for grid-connected three-phase four-leg inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 142-148.
- [9] Zhao Q S, Ye Y Q. A PIMR-type repetitive control for a grid-tied inverter: structure, analysis, and design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2730-2739.

- [10] 赵强松, 陈莎莎, 周晓宇, 等. 用于并网逆变器谐波抑制的重复-比例复合控制器分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(24): 5189-5198.
Zhao Qiangsong, Chen Shasha, Zhou Xiaoyu, et al. Analysis and design of combination controller based on repetitive control and proportional control for harmonics suppression of grid-tied inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(24): 5189-5198.
- [11] Lu W Z, Zhou K L, Wang D W, et al. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for PWM converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1516-1527.
- [12] Kurniawan E, Cao Z W, Man Z H. Design of robust repetitive control with time-varying sampling periods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2834-2841.
- [13] Liu Z C, Zhou K L, Yang Y H, et al. Frequency-adaptive virtual variable sampling-based selective harmonic repetitive control of power inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 11339-11347.
- [14] Yang Y H, Zhou K L, Wang H, et al. Frequency adaptive selective harmonic control for grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3912-3924.
- [15] Zhao Q S, Chen S N, Wen S J, et al. A frequency adaptive PIMR-type repetitive control for a grid-tied inverter[J]. IEEE Access, 2018, 6: 65418-65428.
- [16] Chen Y X, Zhou K L, Tang C, et al. Fractional-order multiperiodic odd-harmonic repetitive control of programmable AC power sources[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7751-7758.
- [17] Wang W, Lu W Z, Zhou K L, et al. Fractional-order new generation of $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control for PWM converters[J]. IEEE Access, 2020, 8: 180706-180721.
- [18] Ye J, Liu L G, Xu J B, et al. Frequency adaptive proportional-repetitive control for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 7965-7974.
- [19] Zhao Q S, Zhang H W, Gao Y, et al. Novel fractional-order repetitive controller based on Thiran IIR filter for grid-connected inverters[J]. IEEE Access, 2022, 10: 82015-82024.
- [20] Li D P, Ye Y Q. Second-order RC: analysis, augmentation, and anti-frequency-variation for single-phase grid-tied inverter [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(6): 1128-1134.
- [21] Jamil M, Waris A, Gilani S O, et al. Design of robust higher-order repetitive controller using phase lead compensator[J]. IEEE Access, 2020, 8: 30603-30614.
- [22] Lu W Z, Wang W, Zhou K L, et al. General high-order selective harmonic repetitive control for PWM converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 1178-1191.
- [23] Steinbuch M. Repetitive control for systems with uncertain period-time[J]. Automatica, 2002, 38(12): 2103-2109.
- [24] Zhang B, Wang D W, Zhou K L, et al. Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1595-1602.