DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.114 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

非理想电网下并网变换器频率自适应特定次谐波重复控制策略

胡立聪[1](中国电源学会学生会员)，卢闻州[1](中国电源学会高级会员)，王 尉[2]，周克亮[3]，周小期[1]

(1.江南大学物联网工程学院，无锡 214122；2.国网吉林省电力有限公司延边供电公司变电运检中心，延边 133001；3.武汉理工大学自动化学院，武汉 430070)

摘要：电力系统在各种新能源接入的背景下，网侧存在频率波动的非理想状态，固定参数下传统重复控制器会使并网变换器的并网电流质量严重下降，提高非理想电网下并网变换器的频率自适应能力尤为重要。基于此，提出1种频率自适应特定次谐波重复控制器FSA-SHRC(frequency self-adaptive and selective-order harmonic repetitive controller)，通过内模与无限脉冲响应IIR(infinite impulse filter)滤波器的结合，能够实现对于基频波动带来参数变换部分的精确近似和补偿。相较于常规重复控制器，FSA-SHRC在结构上具有内模所需内存单元小的优点，在性能上具有误差收敛速度快、精度高的优势，在基频波动时能够在线调节IIR的系数，具有一定的频率自适应性能。将FSA-SHRC应用到三相并网逆变控制系统中，验证了理论的正确性及在非理想电网条件下的适应性。

关键词：重复控制；频率自适应性；误差收敛速度；无限脉冲响应滤波器；并网变换器；脉宽调制

Frequency Self-adaptive and Selective-order Harmonic Repetitive Control Strategy for Grid-connected Converter under Non-ideal Grid Conditions

HU Licong[1], *Student Member*, *CPSS*, LU Wenzhou[1], *Senior Member*, *CPSS*, WANG Wei[2], ZHOU Keliang[3], ZHOU Xiaoqi[1]

(1. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China; 2. Substation Operation-maintenance Center of Yanbian Power Supply Company, State Grid Jilin Electric Power Co., Ltd., Yanbian 133001, China; 3. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Under the non-ideal conditions of grid such as frequency fluctuation due to the access of various new energy to power system, the quality of grid-connected current of a grid-connected converter will be seriously degraded under the traditional repetitive controller with fixed parameters. Therefore, it is important to improve the frequency self-adaptability of the grid-connected converter under non-ideal grid conditions. To solve this problem, a frequency self-adaptive and selective-order harmonic repetitive controller (FSA-SHRC) is proposed, which can accurately approximate and compensate the part of parameter transformation due to fundamental frequency fluctuation by combining the internal mode with an infinite impulse response (IIR) filter. Compared with the conventional repetitive controller, the proposed FSA-SHRC has advantages of fewer memory cells required by the internal mode, a better error convergence rate and an accurate performance, and it has certain frequency adaptive performance by tuning the coefficients

收稿日期：2022-10-19；**修回日期**：2023-01-05，2023-03-04，2023-03-27；**录用日期**：2023-03-31；**网络首发日期**：2023-06-13
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51407084,61673305)；中国博士后基金资助项目(2017M610294)；江苏省博士后基金资助项目(1701092B)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 51407084 and 61673305; China Postdoctoral Science Foundation under the grant 2017M610294; Jiangsu Province Postdoctoral Science Foundation under the grant 1701092B

of IIR online when the fundamental frequency fluctuates. FSA-SHRC was applied to a three-phase grid-connected inverter control system, and the superiority of the theory and the corresponding adaptability under non-ideal grid conditions were verified.

Keywords: Repetitive control; frequency self-adaptability; error convergence rate; infinite impulse response (IIR) filter; grid-connected inverter; pulse width modulation

随着大量新能源接入电力系统，以新能源为主体的新型电力系统的建设步伐稳步推进[1]。当光伏、风能等新能源发电系统不断接入电力系统之中，电网会越来越向着弱电网恶化，这将导致电网阻抗不平衡、电压质量受损等，使得电网侧呈现出基频不稳定甚至突变的非理想状态，严重影响并网电流的质量，导致并网电流谐波成分及稳态误差的增加。并网变换器作为新能源与新型电力系统之间进行能量传输的重要媒介，提高其在非理想状态下的控制性能尤为重要[2]。

基于内模原理[3]的重复控制器 RC(repetitive controller)[4]能够对指定周期参考信号实现稳态无误差跟踪及扰动消除，如常规重复控制器 CRC (conventional RC)、奇次谐波重复控制器OHRC(odd-harmonic RC)[5]、$nk\pm m$ RC($nk\pm m$-order harmonic RC)[6-7]、并联结构重复控制器 PSRC(parallel structure RC)[8]等。但是上述重复控制器对于非理想电网下基频波动十分敏感，如参数 N 或 N/n 为非整数($N=f_s/f_g$，其中 f_s、f_g 分别为采样频率、网侧基频)，使得跟踪或消除的控制性能严重下降。国内外学者对此提出了解决方案，例如构建虚拟采样频率[9]、采用高阶重复控制器[10-12]及分数阶近似补偿滤波器[13-15]等。文献[9]通过构建和调整虚拟采样频率，以适应基频的波动；文献[10-12]提出的高阶重复控制器方案，在不调整参数的情况下提高频率自适应性能。但上述 2 种方案存在设计和实现步骤复杂、对频率自适应范围较为有限等缺点。分数阶滤波器通常采用有限脉冲响应FIR(finite impulse response)滤波器、Thiran 无限脉冲响应 IIR(infinite impulse response)滤波器[16]。文献[13]通过 FIR 滤波器，解决了延迟参数 N/n 非整数时的控制性能受损问题。在实际的应用中，与 IIR 滤波器相比，FIR 滤波器具有相关系数计算简便、易于精确近似的优势，但其在实现高精度补偿时，需要阶数高的代价，增加了设计的复杂度。利用 IIR 可以实现与 FIR 相同的补偿精度，需要阶数更少，能够减少控制器的设计复杂度，实现参数在线、实时调整的同时，提高控制系统在非理想电网下的频率自适应性能。

基于此，本文提出 1 种非理想电网下并网变换器频率自适应特定次谐波重复控制器 FSA-SHRC (frequency self-adaptive and selective-order harmonic RC)，结合 IIR 滤波器，能够在网侧基频突变时，实现对重复控制器的参数 N 或 N/n 非整数时的分数部分精确补偿。在实际的多相控制系统中，周期信号的主导谐波分量通常聚集在特定频次处，如对于单相、三相并网控制系统，$4k\pm1$、$6k\pm1$ 次谐波分别占据各自系统谐波中的主导成分，故通过调节相关参数能够实现对于特定相控制系统中特定次谐波分量的精确、快速控制。最后，将该方案应用到三相并网逆变控制系统，验证了所提方案的有效性和优越性。

1　非理想电网下并网变换器控制系统建模

1.1　非理想电网下三相并网变换器

当三相电网侧不断接入新能源时，各种新能源分布式发电系统在并网公共点处存在各种非线性用电设备，不可避免地带来网侧电压幅值、相位及频率波动等问题，使得电网侧呈现出频率不可预测的非理想状态，严重影响并网电流的稳态误差和质量，因此研究三相并网变换器工作机理尤为必要。

图 1 为三相并网变换器通用结构，对其进行建模分析。图中：U_{dc} 为直流侧电容电压；i_{dc} 为直流侧电流；E_L 为反电动势；R_L 为直流侧的内阻负载；C 为直流侧滤波电容；S_1~S_6 为绝缘栅双极晶体管 IGBT(insulated-gate bipolar transistor)；v_a、v_b、v_c

和 v_{ab}、v_{bc}、v_{ca}分别为三相电网侧的相电压和线电压；L、R 分别为交流侧的电感、电阻；i_a、i_b、i_c为交流侧的电感电流，和 U_{dc}同为状态变量；v_A、v_B、v_C 为三相的 PWM 调制电压；i_{aref}、i_{bref}、i_{cref}为三相参考电流。可以得到变换器的动态微分方程为

$$U_{dc}=-\frac{1}{CR_L}U_{dc}+\frac{1}{C}i_{dc}+\frac{1}{CR_L}E_L \tag{1}$$

$$\begin{pmatrix}\dot{i}_a\\ \dot{i}_b\\ \dot{i}_c\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\frac{R}{L} & 0 & 0\\ 0 & -\frac{R}{L} & 0\\ 0 & 0 & -\frac{R}{L}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{1}{L}(v_a-v_A)\\ \frac{1}{L}(v_b-v_B)\\ \frac{1}{L}(v_c-v_C)\end{pmatrix} \tag{2}$$

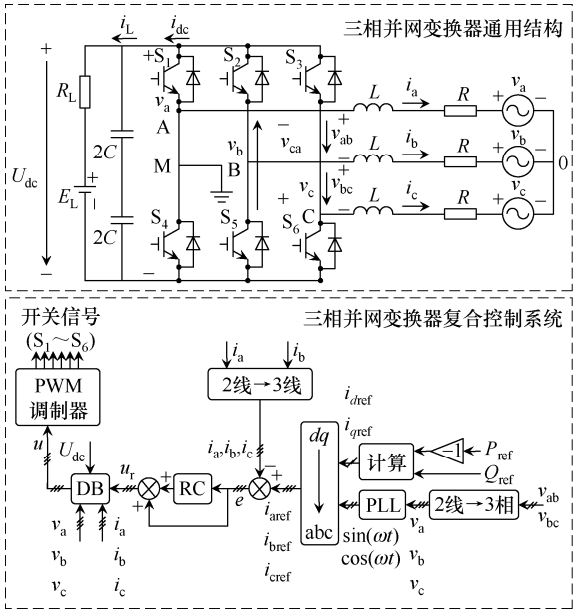


图 1 三相并网变换器控制系统

Fig. 1 Three-phase grid-connected converter control system

令 R_L=0，三相并网变换器工作在逆变状态，E_L=U_{dc}提供直流电压，IGBT 所需 PWM 调制电压为

$$v_j(t)=\frac{1}{2}U_{dc}(t)s_j \qquad j=\text{A, B, C} \tag{3}$$

$s_j(j=\text{A, B, C})$=

$$\begin{cases}+1 & j\text{相上桥臂开关导通而下桥臂开关断开}\\ -1 & j\text{相下桥臂开关导通而上桥臂开关断开}\end{cases} \tag{4}$$

式中，s_A、s_B、s_C为三相变换器桥臂的开关函数。

实现对非理想电网下输出交流电流的精确控制，其输出并网电流的表达式可表示为

$$\boldsymbol{y}=[i_a\ \ i_b\ \ i_c]^T \tag{5}$$

在频率波动的非理想电网下获得较高的控制精度和较低谐波成分的并网电流，采用如图 1 所示的复合控制系统，其中 DB、RC 分别表示无差拍(dead-beat)控制器和重复控制器，通过实际给定的有功和无功参考值，利用瞬时功率理论计算与变换得到。

1.2 插入式重复控制系统

在实际的应用中，将重复控制器插入到闭环反馈控制系统中，得到如图 2 所示的插入式重复控制系统。图中：$i_{ref}(z)$为参考电流；$e(z)$为跟踪误差；$c(z)$为重复控制器 $G_{rc}(z)$的输出；$G_c(z)$为常规反馈控制器；$u(z)$为 $G_c(z)$的输出；$G_P(z)$为控制对象；$d(z)$为系统外部扰动信号；$i(z)$为实际输出并网电流信号。

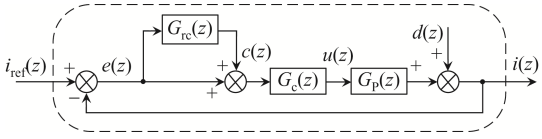


图 2 插入式重复控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of plug-in repetitive control system

因此，插入式重复控制系统的并网电流输出为

$$i(z)=G(z)i_{ref}(z)+G_d(z)d(z)=\frac{[1+G_{rc}(z)]\cdot H(z)}{1+G_{rc}(z)\cdot H(z)}\cdot i_{ref}(z)+\frac{[1+G_c(z)\cdot G_P(z)]^{-1}}{1+G_{rc}(z)\cdot H(z)}d(z) \tag{6}$$

式中：$G(z)$为 $i_{ref}(z)$到 $i(z)$的传递函数；$G_d(z)$为 $d(z)$到 $i(z)$的传递函数；$H(z)$为未插入重复控制器时的常规反馈控制系统的传递函数，其表达式为

$$H(z)=[G_c(z)G_P(z)]/[1+G_c(z)G_P(z)] \tag{7}$$

若使提出的插入式重复控制系统满足稳定性，需要 $G(z)$、$G_d(z)$、$H(z)$满足：①$G(z)$、$G_d(z)$的极点都在单位圆内；②$H(z)$的极点都在单位圆内。

2　非理想电网下频率自适应特定次谐波重复控制器

2.1　基于 IIR 滤波器的频率自适应方案设计

在理想电网情况时，CRC 的基本表达式为 $z^{-N}/(1-z^{-N})$，其中延迟参数 N 为恒定正整数，能够实现对周期参考信号的稳态无误差跟踪。然而非理想电网下网侧基频波动会导致 N 变为非整数，这使得在实际的数字应用中，CRC 难以产生相对应周期信号的内模，导致其周期信号发生器与对应的周期信号谐振频率点发生偏移，导致控制器的误差收敛精度、动态性能受到严重影响。当电网呈现为频率波动的非理想状态时，网侧基频从 f_g 突变至 f_g'，此时对应非整数参数 N'，基于 IIR 滤波器的频率自适应型常规重复控制器 FSA-CRC(frequency selfadaptive and conventional RC)能实时、在线地实现对于 N'的精确调整和近似，则有

$$N' = \mathrm{int}(N') + d \tag{8}$$

式中，d 为 N'的分数部分。在实际应用中，其能够通过 IIR 实现的表达式为

$$z^{-d} \approx G_{\mathrm{p}}(z) = \frac{a_n + a_{n-1}z^{-1} + \cdots + a_1 z^{-(M-1)} + z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{n-1}z^{-(M-1)} + a_n z^{-M}} \tag{9}$$

式中，a_n 为系数，通过 Thiran 公式计算，其表达式为

$$a_k = (-1)^k \frac{M!}{k!(M-k)!} \cdot \prod_{m=0}^{M} \frac{D-M+m}{D-M+k+m} \tag{10}$$

式中：k=0, 1, …, M，M 为滤波器阶数；D 为参数计算系数。考虑滤波器的稳定性，式(8)可以表示为 $N'=\mathrm{int}(N')+d= N''+M+d'=N''+D$，其中 N''、D、d'分别为滤波器稳定性调整后的分数阶整数部分、参数计算系数、分数部分。IIR 滤波器的稳定性条件为①参数计算系数 D、阶数 M 满足 $D>M-1$；②分数阶参数 d'的取值范围为 $-0.5\leqslant d'\leqslant 0.5$。当 M=1, 2, 3, 4 时，其系数的计算表达式见表 1。

表 1　IIR 滤波器的计算系数

Tab. 1 Calculation coefficients of IIR filter

阶数	a_1	a_2	a_3	a_4
M=1	$(1-D)/(D+1)$	—	—	—
M=2	$-2(D-2)/(D+1)$	$(D-2)\,(D-1)/(D+2)(D+1)$	—	—
M=3	$-3(D-3)/(D+1)$	$3(D-3)\,(D-2)/(D+2)(D+1)$	$-(D-3)(D-2)\cdot (D-1)/(D+3)(D+2)(D+1)$	—
M=4	$-4(D-4)/(D+1)$	$6(D-4)\,(D-3)/(D+2)(D+1)$	$-4(D-4)(D-3)\cdot (D-2)/(D+3)(D+2)(D+1)$	$(D-4)(D-3)(D-2)\cdot (D-1)/(D+4)(D+3)(D+2)\cdot (D+1)$

因此，若选取滤波器阶数 M=4，此时，按照稳定性的要求①，$D>M-1=3$；按照稳定性的要求②，若 $0<d\leqslant 0.5$，此时 $D=4+d=4+d'$，若 $0.5<d<1$，此时 $D=4+d-1=4+d'$，网侧基频 f_g 在 49.5~50.5 Hz 之间变化时，相关系数变化见表 2。该滤波器不仅可用于非理想电网下的 CRC，也可用于 OHRC 等，均能够在非理想电网下具有一定的频率自适应性能。

表 2　IIR 滤波器的计算系数(f_g 范围为 49.5~50.5 Hz)

Tab. 2 Calculation coefficients of IIR filter

(f_g ranges between 49.5 and 50.5 Hz)

采样频率 f_s/Hz	基频 f_g/Hz	N'	N''	M	d'	D
6 000	49.5	121.21	117	4	0.21	4.21
	49.6	120.97	117	4	−0.03	3.97
	49.7	120.72	117	4	−0.28	3.72
	49.8	120.48	116	4	0.48	4.48
	49.9	120.24	116	4	0.24	4.24
	50.0	120.00	116	4	0	4.00
	50.1	119.76	116	4	−0.24	3.76
	50.2	119.52	116	4	−0.48	3.52
	50.3	119.28	115	4	0.28	4.28
	50.4	119.05	115	4	0.05	4.05
	50.5	118.81	115	4	−0.19	3.81

2.2　基于 IIR 滤波器的频率自适应特定次谐波重复控制器

提高 CRC 在非理想电网下对于参考电流的跟踪速度，得到 SHRC 的结构框图如图 3 所示，其传

递函数为

$$G_{\mathrm{SHRC}}(z)=k_{\mathrm{rc}}\cdot\frac{G_{\mathrm{f}}(z)\cdot[\cos(2\pi m/n)Q(z)z^{N/n}-Q^2(z)]}{z^{2N/n}-2\cos(2\pi m/n)Q(z)z^{N/n}+Q^2(z)} \tag{11}$$

式中：$n>m\geqslant 0$ 且 n、m 为整数；k_{rc} 为重复控制器的增益；$Q(z)$为低通滤波器，用于改善控制系统的鲁棒性；$G_{\mathrm{f}}(z)$为相位超前补偿器，用于补偿控制对象以及低通滤波器带来的相位滞后，改善控制器的稳定性。

当不含 $Q(z)$、$G_{\mathrm{f}}(z)$时，式(11)在复频域可表示为

$$G_{\mathrm{SHRC}}(s)=k_{\mathrm{rc}}\cdot\frac{\cos(2\pi m/n)\cdot\mathrm{e}^{sT_0/n}-1}{\mathrm{e}^{2sT_0/n}-2\cos(2\pi m/n)\cdot\mathrm{e}^{sT_0/n}+1}=\frac{1}{2}k_{\mathrm{rc}}\left[\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\pi m/n)}}{\mathrm{e}^{sT_0/n}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\pi m/n)}}+\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(2\pi m/n)}}{\mathrm{e}^{sT_0/n}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(2\pi m/n)}}\right]=k_{\mathrm{rc}}\left[-\frac{1}{2}+\frac{n}{2T_0(s-\mathrm{j}m\omega_0)}+\frac{n}{2T_0(s+\mathrm{j}m\omega_0)}+\cdots\right] \tag{12}$$

式中，T_0 为基波周期，$T_0=2\pi/\omega_0=1/f_0$，f_0 为基波频率，ω_0为基波角频率。而 CRC 可表示为

$$G_{\mathrm{CRC}}(s)=\frac{k_{\mathrm{rc}}}{\mathrm{e}^{sT_0}-1}=k_{\mathrm{rc}}\left\{-\frac{1}{2}+\frac{1}{T_0}\left[\frac{1}{s}+\frac{2s}{s^2+\omega_0{}^2}+\cdots\right]\right\} \tag{13}$$

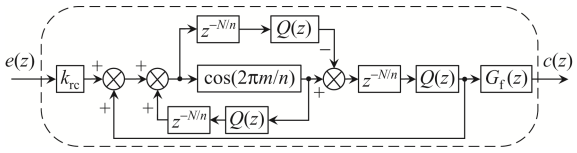


图 3 特定次谐波重复控制器

Fig. 3 Selective-order harmonic repetitive controller

由此可知，SHRC 在特定次谐波处控制增益为 CRC 的 $n/2$ 倍，当 $n>2$ 时，能够实现对于特定次数谐波更加快速的跟踪与消除，例如 $6k\pm1$ 次谐波重复控制器 $6k\pm1$ RC($6k\pm1$-order harmonic RC)和 CRC 分别应用到三相并网逆变控制系统中时，前者的误差收敛时间仅为后者的 1/3，能够实现对于周期参考信号的快速跟踪。

FSA-SHRC 的结构如图 4 所示，IIR 滤波器 $G_{\mathrm{p}}(z)$实现对于参数 N/n 分数部分的精确补偿，提高非理想电网下的频率自适应性能，其传递函数为

$$G_{\text{FSA-SHRC}}(z)=k_{\mathrm{rc}}\frac{G_M(z)}{G_D(z)}G_{\mathrm{f}}(z) \tag{14}$$

$$G_M(z)=\cos(2\pi m/n)\cdot z^{-[N/n]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)-z^{-2[N/n]}\cdot Q^2(z)\cdot G_{\mathrm{p}}^2(z) \tag{15}$$

$$G_D(z)=1-2\cos(2\pi m/n)\cdot z^{-[N/n]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)+z^{-2[N/n]}\cdot Q^2(z)\cdot G_{\mathrm{p}}^2(z) \tag{16}$$

其中，$[N/n]$表示取 N/n 的整数。在不同的 n、m 取值下，能够实现对于特定次数谐波的精确、快速控制，如当 $n=1$、$m=0$ 时，FSA-CRC 可表示为

$$G_{\text{FSA-CRC}}(z)=k_{\mathrm{rc}}\frac{z^{-[N]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)}{1-z^{-[N]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)}G_{\mathrm{f}}(z) \tag{17}$$

当 $n=6$，$m=1$ 时，FSA-$6k\pm1$ RC 可表示为

$$G_{\text{FSA-}6k\pm1\text{RC}}(z)=k_{\mathrm{rc}}\cdot G_{\mathrm{f}}(z)\cdot\frac{(1/2)z^{-[N/6]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)-z^{-[N/3]}\cdot Q^2(z)\cdot G_{\mathrm{p}}^2(z)}{z^{-[N/3]}\cdot Q^2(z)\cdot G_{\mathrm{p}}^2(z)-z^{-[N/6]}\cdot Q(z)\cdot G_{\mathrm{p}}(z)+1} \tag{18}$$

因此，FSA-CRC、FSA-$6k\pm1$ RC 均为 FSA-SHRC 当 $n=1$、$m=0$ 和 $n=6$、$m=1$ 的特殊情况，故提出的 FSA-SHRC 具有通用性。

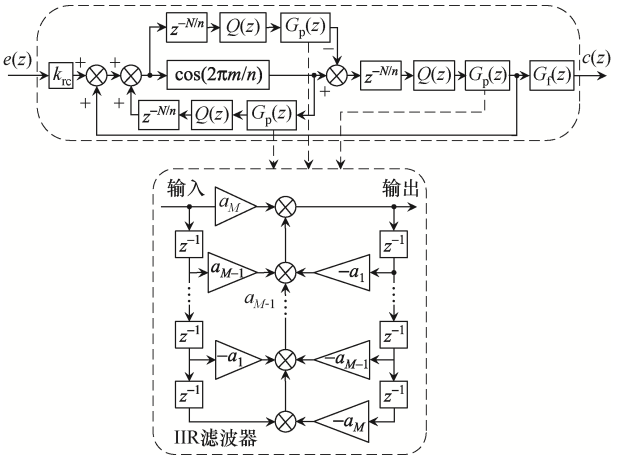
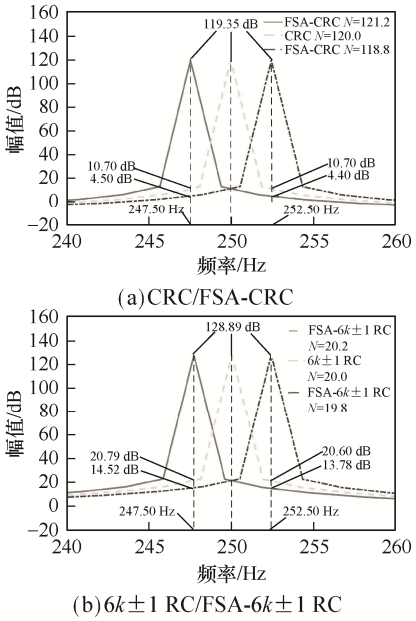


图 4 频率自适应特定次谐波重复控制器

Fig. 4 Frequency self-adaptive and selective-order harmonic repetitive controller

在三相并网控制系统中，$6k\pm1$ 次谐波占据谐波中的主导，以 5 次谐波分析为例。选取 4 阶 IIR

滤波器，网侧基频突变至 49.5 Hz(或 50.5 Hz)时，CRC 和 FSA-CRC 的幅频响应如图 5(a)所示，CRC 的参数 N 只可取 121(或 118)，在对应频次谐波的增益均为 10.70 dB；而 FSA-CRC 可精确实现参数至 N=121.2(或 118.8)，在基频处的补偿增益均为 119.35 dB，故 FSA-CRC 可以实时、在线地实现对 N 中分数的精确补偿。相同条件下，6k±1 RC 和 FSA-6k±1 RC 的幅频响应如图 5(b)所示，6k±1 RC 的参数只可取 N/6=20(或 19)时，在对应频次谐波的增益 20.79 dB(或 20.60 dB)，FSA-6k±1 RC 可精确实现参数取 N/6=20.2(或 19.8)，在基频处的补偿增益均为 128.89 dB，故 FSA-SHRC 在非理想电网下网侧基频波动时，能够抑制网侧频率波动的影响，实现对于指定周期参考信号的精确跟踪。



(a)CRC/FSA-CRC

(b)6k±1 RC/FSA-6k±1 RC

图 5　5 次谐波的幅频响应

Fig. 5 Magnitude response at 5th harmonic frequency

FIR 滤波器为另一种常用的分数阶近似补偿滤波器，该方案能够通过拉格朗日插值法实现，抑制非理想电网基频波动的影响。图 6 为采用 4 阶 IIR 滤波器及 1、2、3、4 阶 FIR 滤波器的幅频响应，其中 4 阶 IIR 滤波器谐振峰值为 128.89 dB，均大于对应谐振频率下 4 阶 FIR 滤波器的峰值 92.96 dB 及其 3、2、1 阶的各自谐振峰值。对比 4 阶 IIR 与 FIR 滤波器，IIR 滤波器具有更高的稳态误差收敛精度，因此选用 4 阶 IIR 滤波器作为最终应用的方案。

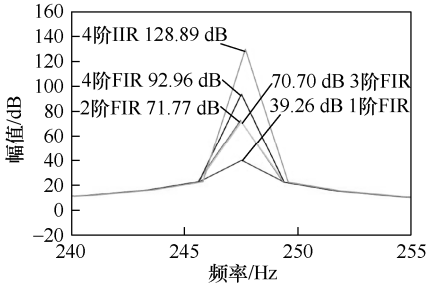


图 6　FIR(1~4 阶)与 IIR(4 阶)的 5 次谐波幅频

Fig. 6 Magnitude response at 5th harmonic frequency of FIR (ranging from 1-order to 4-order) **and IIR** (4-order)

3　实验结果

3.1　实验参数及控制系统

为了验证非理想电网下 FSA-SHRC 的有效性和优越性，搭建了如图 7 所示的基于 dSPACE 1103 的三相并网逆变控制系统实验平台，系统的相关参数见表 3。

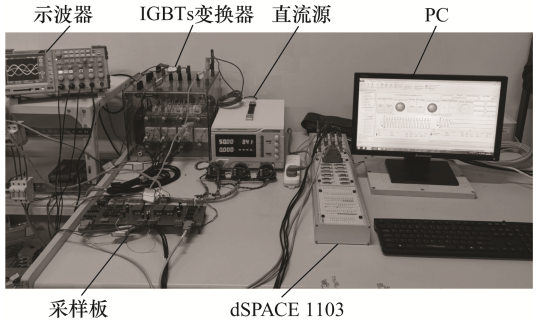


图 7　三相并网逆变控制系统实验平台

Fig. 7 Experimental platform of three-phase grid-connected inverter control system

表 3　三相并网逆变系统的参数设定

Tab. 3 Parameter setting for three-phase grid-connected inverter system

参数	数值
直流侧电压 E/V	50
交流侧电感 L/mH	5
电感内阻 R/Ω	0.5
直流侧电容 C/μF	1 100
开关频率 f_c/kHz	6
交流侧电压 v_{ab},v_{bc},v_{ca}/Vrms	25
有功功率给定 P_{ref}/W	100
无功功率给定 Q_{ref}/W	0

电流环控制采用传统无差拍DB数字控制器与插入式RC的复合控制器，其中DB控制器的主要思想是根据系统模型和采样时刻k的测量值和参考值，计算得到第k个载波周期的电流控制量，从而使得输出电流能够在 1 个采样周期后跟踪上参考电流信号，由于理想的DB仅有1拍的控制延迟，从而能够进一步提高响应速度，其选取方式如下。

式(2)离散化可拆解为3个独立的单相子系统

$$i_j(k+1)=\frac{b_1-b_2}{b_1}i_j(k)+\frac{1}{b_1}v_j(k)-\frac{U_{dc}(k)}{2}\frac{1}{b_1}u_j(k) \tag{19}$$

式中：$b_1=L/T$；$b_2=R$。

故三相电流DB控制器为

$$u_j(k)=\frac{2}{U_{dc}(k)}[v_j(k)-b_1 i_{jref}(k)+(b_1-b_2)i_j(k)] \tag{20}$$

式中，$i_{jref}(k)=i_j(k+1)$。

将表3的实验参数代入式(20)，可以得到DB控制器的表达式为

$$u_j(k)=\frac{2}{U_{dc}(k)}[v_j(k)-30i_{jref}(k)+29.5i_j(k)] \tag{21}$$

在实验中进行调试得到的低通滤波器为$Q(z)=0.25z+0.5+0.25z^{-1}$，以此来进一步提高系统的稳定性和鲁棒性，同时为了实验的可比性，CRC、6k±1 RC、FSA-6k±1 RC 的重复控制器增益均采用 $k_{rc}=0.1$，相位超前补偿滤波器采用实验中调试出的最优值$G_f(z)=z^9$。下面从稳态、动态性能2个方面来分别验证所提出的6k±1 RC、FSA-6k±1 RC的有效性和优越性。

3.2 稳态性能实验结果

网侧基频为50.0 Hz，当分别采用CRC、6k±1 RC与DB组成的复合控制策略时，稳态输出波形如图8所示，图8(a)、(b)分别为应用CRC下的稳态输出波形CRC_SSW(steady-state waveforms with CRC)和误差收敛图CRC_ECH(error convergence histories with CRC)，2种控制器均能够在一定时间内，实现输出电流正确跟踪参考电流信号，电感电流i_a分别在0.54 s、0.17 s内到达稳态值，电流总谐波失真THD(total harmonic distortion)分别为3.03%、3.37%，并且各自的稳态收敛误差分别为0.12 A、0.13 A。相比CRC，6k±1 RC拥有几乎3倍的收敛速度，验证了理论的正确性。

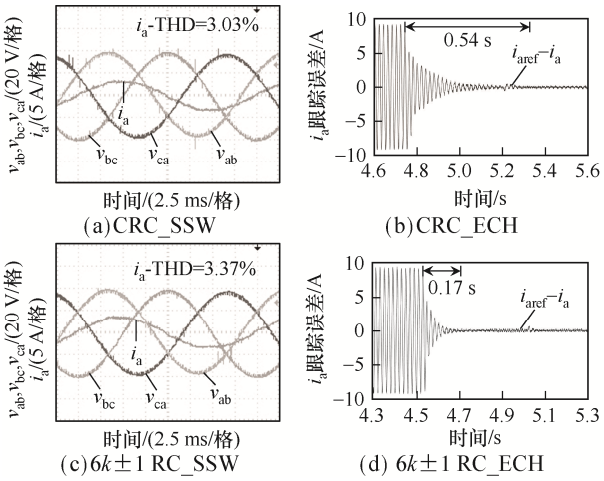


图 8 不同控制器下的稳态波形

Fig. 8 Steady-state waveforms under different controllers

6k±1 RC 和 FSA-6k±1 RC 的控制性能对比如图9所示。可以看出，非理想电网下网侧频率在49.5~50.5 Hz稳态波动时，采用6k±1 RC，输出稳态电流i_a的THD值均大于5%，不符合入网电流谐波要求，且误差收敛有效值随着基频偏移的大小而逐渐增加；采用FSA-6k±1 RC时，同样条件下，电流i_a的THD均能小于5%，具有较好的谐波抑制能力，且保持对于周期参考信号的良好跟踪精度。

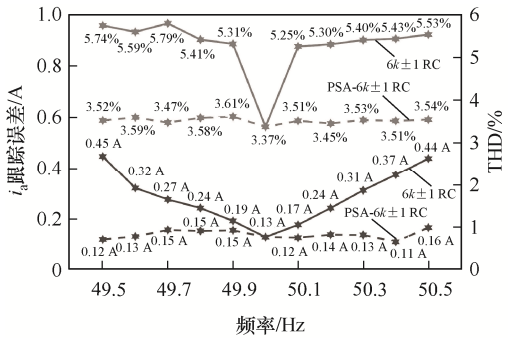


图 9 6k±1 RC 和 FSA-6k±1 RC 的控制性能对比

Fig. 9 Comparison of control performance between 6k±1 RC and FSA-6k±1 RC

3.3 动态性能实验结果

当分别采用FSA-6k±1 RC、6k±1 RC时，非理

想电网下网侧基频从 50.0 Hz 突变至 50.5 Hz(或 49.5 Hz)的误差收敛波形如图 10 所示。可以看出，2 种控制器均能够在约 6 个周期(0.12 s)内实现对参考信号的稳定跟踪，采用 FSA-6k±1 RC 时，对于参考周期信号的稳态跟踪误差有效值均为 0.15 A，输出稳态 i_a 的 THD 分别为 3.74%(或 3.60%)，而采用 6k±1 RC 时的稳态跟踪误差有效值为 0.54 A(或 0.45 A)，输出稳态电流 i_a 的 THD 分别为 7.20%(或 5.50%)，故所提出的 FSA-6k±1 RC 对于指定周期参考信号的稳态跟踪误差有效值约为 6k±1 RC 的 1/4，且具有更加优越的谐波抑制能力。

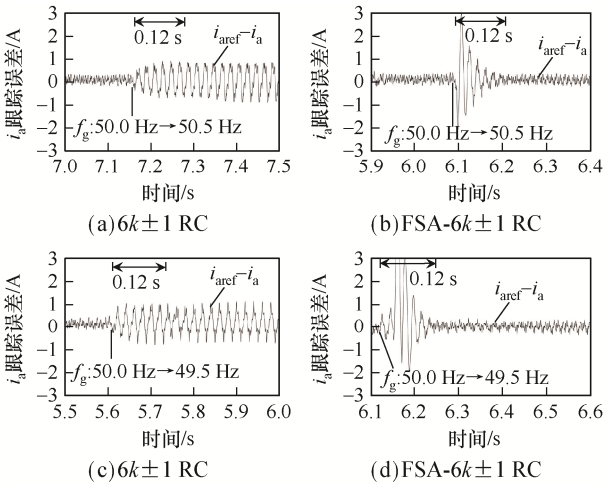


图 10　频率突变时 i_a 的误差收敛

Fig. 10 Error convergence of i_a under sudden changes in frequency

参考电流突变时 i_a 的动态波动如图 11 所示。可以看出，三相网侧基频为 50.0 Hz，参考电流幅值从 3.27 A 突变至 6.54 A 时，采用 6k±1 RC，输出的电流在 6 个信号周期(0.12 s)左右达到稳态，并且稳态收敛误差从 0.13 A 变为 0.30 A，稳态输出电流的 THD 值从 3.37%变为 5.08%；三相网侧基频为 50.5 Hz，采用 FSA-6k±1 RC，输出的电流在 4 个信号周期(0.08 s)左右达到稳态，并且稳态收敛误差从 0.13 A 变为 0.27 A，稳态输出电流的 THD 值从 3.37%变为 4.87%。

因此，相比于 CRC、SHRC，所提出的 FSA-SHRC 在网侧基频波动的非理想电网下，具有在误差收敛精度、误差收敛速度、谐波抑制能力方面的显著优势，并通过上述实验验证了所提方案的优越性能。

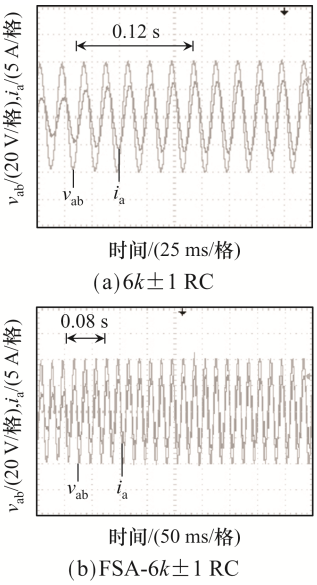


图 11　参考电流突变时 i_a 的动态波动

Fig. 11 Dynamic fluctuations of i_a under sudden changes in reference current

4　结语

针对非理想电网下，并网变换器的控制器性能受损的情况，提出了 1 种并网变换器频率自适应特定次谐波重复控制器，该控制器能够基于 IIR 滤波器，实时、在线地调整重复控制器的内模参数，实现对参考信号的精确、快速跟踪，对 CRC、SHRC 频率自适应性能的改进，进一步增加 SHRC 的使用范围，有效地提高了该类控制器的稳态跟踪精度、速度以及谐波抑制能力，并且在三相并网逆变控制系统中验证了方案的有效性。

参考文献：

[1] 赵冬梅, 徐辰宇, 陶然, 等. 多元分布式储能在新型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]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1776-1799. (in Chinese)

[2] Han Yang, Yang Mengling, Li Hong, et al. Modeling and stability analysis of type grid-connected inverters: A comprehensive overview [J]. IEEE Access, 2019, 7: 114975-115001.

[3] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle of control theory [J]. Automatica, 1976, 12(5): 457-465.

[4] Hara S, Yamamoto Y, Omata T, et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(7): 659-668.

[5] Zhou Keliang, Low K S, Wang D, et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 193-201.

[6] 卢闻州, 周克亮, 杨云虎. 恒压恒频PWM变换器*nk*±*m*次谐波重复控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 95-100.
Lu Wenzhou, Zhou Keliang, Yang Yunhu. *nk*±*m*-order harmonic repetitive controller for CVCF PWM converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 95-100. (in Chinese)

[7] Lu Wenzhou, Zhou Keliang, Wang Danwei, et al. A generic digital *nk*±*m*-order harmonic repetitive control scheme for PWM converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1516-1527.

[8] 卢闻州, 周克亮, 程明, 等. PWM并网变换器多内模并联结构重复控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(15): 39-47.
Lu Wenzhou, Zhou Keliang, Cheng Ming, et al. Parallel structure repetitive controller for PWM grid-connected converters [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(15): 39-47. (in Chinese)

[9] Liu Zhichao, Zhou Keliang, Yang Yongheng, 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.

[10] 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.

[11] Wang Yachao, Darwish A, Holliday D, et al. Plug-in repetitive control strategy for high-order wide-output range impedance-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6510-6522.

[12] Lu Wenzhou, Wang Wei, Zhou Keliang, 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.

[13] Wang Wei, Lu Wenzhou, Zhou Keliang, et al. Fractional-order new generation of *nk*±*m*-order harmonic repetitive control for PWM converters [J]. IEEE Access, 2020, 8: 180706-180721.

[14] Zhu Mingzhe, Ye Yongqiang, Xiong Yongkang, et al. Parameter robustness improvement for repetitive control in grid-tied inverters using an IIR filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8454-8463.

[15] Liu Zhichao, Zhang Bin, Zhou Keliang. Universal fractional-order design of linear phase lead compensation multirate repetitive control for PWM inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7132-7140.

[16] Zhao Qiangsong, Zhang Hongwei, Gao Yang, et al. Novel fractional-order repetitive controller based on Thiran IIR filter for grid-connected inverters [J]. IEEE Access, 2022, 10: 82015-82024.



胡立聪

作者简介：

胡立聪(1996—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子变流控制技术。E-mail：hulicongann@126.com。

卢闻州(1983—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子变流控制技术，无线电能传输技术和新能源发电与控制技术。E-mail：luwenzhou@126.com。

王尉(1996—)，男，硕士。研究方向：电力电子变流控制技术。E-mail：wangweizm333@126.com。

周克亮(1970—)，男，博士。研究方向：电力电子与电力传动，控制理论与应用，新能源发电技术。E-mail：Keliang.zhou@whut.edu.cn。

周小期(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变流控制技术。E-mail：zhouxiaoqielijah@126.com。

(责任编辑：郭凯凯)