**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.52 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

# 基于系统模型的三相 PWM 逆变器复合控制

张艳丽[1](中国电源学会学生会员)，周克亮[1](中国电源学会会员)，何青青[1]，唐 超[1]，王 重[1,2]

(1.武汉理工大学自动化学院，武汉 430070；2.武汉麦格米特电气有限公司，武汉 430070)

**摘要**：对于电力电子变换器、电机等控制对象模型明确的系统，提出1个由全状态反馈FSF(full state feedback)控制器和广义积分 GI(generalized integrator)相结合的基于系统模型的复合控制策略。相较于比例-积分-微分PID(proportional-integral-derivative)和比例-谐振 PR(proportional-resonant)控制器，此控制策略能够充分利用系统模型的知识与信息，简化控制器的设计并提高系统的控制性能。基于系统的控制对象模型，参考干扰信号模型和 FSF 闭环系统模型为复合控制提供了1种无需反复试错、简单通用的设计方法。最后将控制策略应用于1台3 kVA 的三相 PWM 逆变器，验证了复合控制策略的有效性。

**关键词**：复合控制；基于系统模型；全状态反馈；广义积分

# System Model-based Composite Control for Three-phase PWM Converter

ZHANG Yanli[1], *Student Member*, *CPSS*, ZHOU Keliang[1], *Member*, *CPSS*, HE Qingqing[1], TANG Chao[1], WANG Zhong[1,2]

(1. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China; 2. Wuhan Megmeet Electrical Co., Ltd., Wuhan 430070, China)

**Abstract:** For a system with deterministic models of control objects such as power electronic converters and electric motors, a system model-based composite control strategy is proposed by combing a full state feedback (FSF) controller and ageneralized integrator (GI). First, compared with the proportional-integral-derivative (PID) and proportional-resonant (PR) controllers, this strategy canfully take advantage of the knowledge and information about the system model, so as to simplify the controller design and improve the system's control performance. Then, based on the system-based model including the control object, the combination of a reference/disturbance model and an FSF closed-loop system model provides a simple and universal design approach for the composite control without the need for time-consuming trial and error. Finally, the proposed composite control strategy was applied to a 3 kVA three-phase PWM inverter, and results verified the feasibility of this strategy.

**Keywords:** Composite control; system model-based; full state feedback (FSF); generalized integrator (GI)

比例-积分-微分 PID(proportional-integral-derivative)控制器是比例控制、积分控制和微分控制三合一的复合控制[1-4]，被广泛应用于工业控制中。无需控制对象模型的无模型 PID 控制器只需要利用跟踪误差计算出控制量即可实现对直流参考/干扰信号的快、准、稳控制调节，简单易用。对于正弦信号，文献[5-7]利用谐振 R(resonant)控制器代替 PI 控制器中的积分器组成比例谐振 PR(proportional-resonant)

**收稿日期**：2024-06-27；**修回日期**：2024-08-11；**录用日期**：2024-08-20；**网络首发日期**：2025-09-05

**基金项目**：国家自然科学基金资助项目(52307219)；武汉市科学技术局项目(2023020201020307)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52307219; Wuhan Science and Technology Bureau Project under the grant 2023020201020307

控制器，无需复杂的坐标变化实现在静止坐标系下对正弦信号的零误差补偿。而基于直流信号模型的 I(integral)控制器和基于正弦信号模型的 R 控制器可被统称为“广义积分 GI (generalized integrator)控制器”[8-12]。值得注意的是，PID 和 PR 控制器是基于部分系统模型的复合控制，其中 P(proportional)和 D(derivative)控制器负责调节系统的动态响应速度和阻尼[13]，而基于信号模型的 GI 在系统不确定的情况下可实现对直流/正弦的参考/干扰信号的零误差跟踪/补偿。

但是对于电力电子变换器、电机等控制对象明确的系统，由于未采用控制对象模型的 P 和 D 控制器，因此无法充分利用控制对象模型的知识和信息，PID/PR 控制器通常无法实现令人满意的控制性能，并且可能需要通过增加额外的前馈控制来提高控制性能。同样地，由于未采用控制对象的模型，设计和整定 PID/PR 控制器的参数常常需要采取基于经验的试错方法来实现，其设计和优化过程耗时费力[14-15]。另外在实际应用中因为 D 控制器会放大噪音，因此通常会以损失阻尼为代价使用 PI 控制器来代替 PID 控制器[1]。

针对如电力电子变换器此类控制对象模型明确的系统，本文提出了由全状态反馈 FSF(full state feedback)和 GI 相结合的基于系统模型的复合控制策略，并提供了 1 种通用设计方案。首先基于控制对象模型设计出具有快速响应特性和良好鲁棒性的 FSF 控制器[16-17]，然后将基于参考/干扰信号模型的 GI 加入到 FSF 控制回路中，确保在系统不确定的情况下实现对直流/正弦的参考/干扰信号的无静差补偿。并且基于 FSF 闭环控制模型，将补偿器加入 GI 中，实现对 FSF 控制器和 GI 的优化复合。相较于 PR 控制器，FSF-GI 复合控制不仅易于设计和整定，而且可进一步提高控制性能，取得更快速、更精确和更鲁棒的性能。

## 1　三相 PWM 逆变系统模型

图 1 为三相 PWM 逆变系统。图中：$V_{DC}$ 为直流母线电压；$i_{L,a}$、$i_{L,b}$ 和 $i_{L,c}$ 为通过滤波电感 $L_a$、$L_b$ 和 $L_c$ 的电流；$v_{i,a}$，$v_{i,b}$ 和 $v_{i,c}$ 为三相 PWM 逆变器的输出电压；$v_{N,a}$，$v_{N,b}$ 和 $v_{N,c}$ 为滤波电容 $C_a$、$C_b$ 和 $C_c$ 两端的电压；$i_{o,a}$、$i_{o,b}$ 和 $i_{o,c}$ 为三相输出负载电流；$v_{r,a}$、$v_{r,b}$ 和 $v_{r,c}$ 为三相参考电压；$U_a$、$U_b$ 和 $U_c$ 为三相控制器输出；$R$ 为负载电阻。

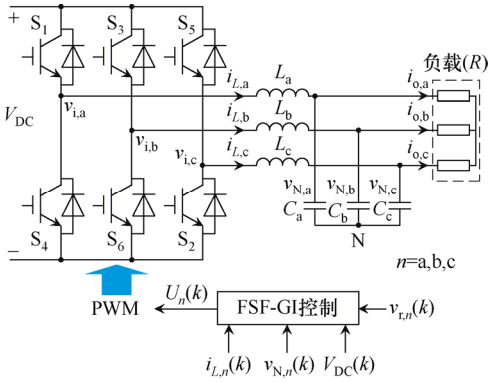



**图 1　三相 PWM 逆变系统**

**Fig. 1 Three-phase PWM inverter system**

当三相 PWM 逆变器 $L_a$=$L_b$=$L_c$=$L$，$C_a$=$C_b$=$C_c$=$C$ 时，三相逆变器每相的数学模型表达式为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{X}}_n(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{X}_n(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{U}_n(t)\\ \boldsymbol{Y}_n(t)=\boldsymbol{D}\boldsymbol{X}_n(t)\end{cases}\quad n=\mathrm{a,b,c}\qquad(1)$$

式中：$\boldsymbol{X}_n=[v_{N,n}\ \ i_{L,n}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{Y}_n=v_{N,n}$；$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{D}$ 为系数矩阵，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-1/(RC) & 1/C\\ -1/L & 0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\ V_{DC}/(2L)\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{D}=[1\ \ 0]$。

在采样时间为 $T_s$ 的离散域中，式(1)所对应的状态空间方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{X}_n(k+1)=\boldsymbol{E}\boldsymbol{X}_n(k)+\boldsymbol{H}\boldsymbol{U}_n(k)\\ \boldsymbol{Y}_n(k)=\boldsymbol{D}\boldsymbol{X}_n(k)\end{cases}\qquad(2)$$

式中：$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}\dfrac{V_{DC}T_s^2}{4LC} & \dfrac{V_{DC}T_s}{2L}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$；

$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}1-T_s/(RC)+T_s^2/(2R^2C^2)-T_s^2/(2LC) & T_s/C-T_s^2/(2RC^2)\\ -T_s/L+T_s^2/(2RLC) & 1-T_s^2/(2LC)\end{bmatrix}$。

三相逆变器的控制目标是：输出相电压 $v_{N,a}$、$v_{N,b}$ 和 $v_{N,c}$ 对参考相电压 $v_{r,a}$、$v_{r,b}$ 和 $v_{r,c}$ 实现快速无静差稳定跟踪。

## 2 基于系统模型的逆变器复合控制策略

### 2.1 基于对象模型的 FSF 控制器设计

图 2 为数字 FSF 控制系统。图中：$\boldsymbol{R}_n(z)$为正弦参考输入；$\boldsymbol{Y}_n(z)$为输出；$G_{\mathrm{p}}(z)$为控制对象即三相 PWM 逆变系统；$\boldsymbol{U}_n(z)$为控制器输出；$\boldsymbol{X}_n(z)$为状态量；$G_{\mathrm{SF}}(z)$为基于对象模型的 FSF 控制器。基于图 2，逆变系统闭环传递函数 $G_{\mathrm{H}}(z)$和式(2)中控制器输出分别为

$$G_{\mathrm{H}}(z)=\frac{G_{\mathrm{SF}}(z)G_{\mathrm{p}}(z)}{1+G_{\mathrm{SF}}(z)G_{\mathrm{p}}(z)} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{U}_n(k)=\boldsymbol{K}\boldsymbol{R}_n(k)-\boldsymbol{F}\boldsymbol{X}_n(k) \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{R}_n=v_{\mathrm{r},n}$；$\boldsymbol{K}=\alpha_1$为参考输入增益矩阵；$\boldsymbol{F}=[\beta_1 \quad \beta_2]$为状态反馈增益矩阵。

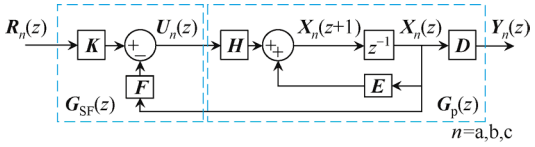



**图 2 数字 FSF 控制系统**

**Fig. 2 Digital FSF control system**

将式(4)代入式(2)，可以得到闭环状态反馈系统的状态空间方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{X}_n(k+1)=(\boldsymbol{E}-\boldsymbol{H}\boldsymbol{F})\boldsymbol{X}_n(k)+\boldsymbol{H}\boldsymbol{K}\boldsymbol{R}_n(k)\\ \boldsymbol{Y}_n(k)=\boldsymbol{D}\boldsymbol{X}_n(k)\end{cases} \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{E}-\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}=\begin{bmatrix}\delta_{11} & \delta_{12}\\ \delta_{21} & \delta_{22}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{H}\boldsymbol{K}=[\gamma_1 \quad \gamma_2]^{\mathrm{T}}$。

通过调节式(5)中的 $\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{K}$ 可以对系统的极点进行配置。因此，通过选择合适的 $\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{K}$ 能够实现对参考信号快速准确的跟踪，并使式(3)中 $1+G_{\mathrm{SF}}(z)G_{\mathrm{p}}(z)=0$ 的根在单位圆内，确保 FSF 控制系统是渐进稳定的。由式(5)可知，当 $\delta_{11}=\delta_{12}=0$ 并且 $\gamma_1=1$ 时，$v_{\mathrm{N},n}(k+1)=v_{\mathrm{r},n}(k)$，实现无差拍 DB(dead-beat)控制，$G_{\mathrm{H}}(z)=z^{-1}$。

作为基于对象模型的 FSF 控制器，无差拍控制器易于设计，具有非常快的响应速度，并且因为其在原点处的极点远离单位圆而具有较大的稳定裕度。但由于如未建模系统的延迟、负载变化等模型的不确定性，FSF 控制器无法准确跟踪或补偿参考/干扰信号。因此，根据内模原理将基于参考/干扰信号模型的 GI 加入到控制回路中实现对信号的无静差跟踪或补偿。

### 2.2 基于信号模型的 GI 控制器设计

为实现对谐振频率为$\pm\omega_i$的正弦信号的无静差跟踪，$G_{\mathrm{I}}(z)$的表达式为

$$G_{\mathrm{I}}(z)=k_{\mathrm{I}}\hat{G}_{\mathrm{I}}(z)F_{\mathrm{I}}(z) \tag{6}$$

式中：$k_{\mathrm{I}}$为 GI 控制的增益；$F_{\mathrm{I}}(z)$为 FSF-GI 控制器的补偿器；$\hat{G}_{\mathrm{I}}(z)=\dfrac{\cos(\omega_i T_{\mathrm{s}}+\theta_i)z^{-1}-z^{-2}\cos\theta_i}{1-2\cos(\omega_i T_{\mathrm{s}})z^{-1}+z^{-2}}$，$\omega_i$为正弦信号的频率，$\omega_i=n\omega_0$，$i$ 为谐波阶次，$\omega_0$为基波频率，$\theta_i$为其他未建模延迟的相位补偿角，因其具有不确定性，需要根据实际情况在实验中获取。

当加入基于信号模型的 GI 控制器后，系统的灵敏度传递函数为 $S_{\mathrm{I}}=[1+G_{\mathrm{I}}(z)G_{\mathrm{H}}(z)]^{-1}$，为保证 FSF-GI 控制系统渐进稳定，需确保 $1+G_{\mathrm{I}}(z)G_{\mathrm{H}}(z)=0$ 的根在单位圆内。因此，为优化 FSF-GI 复合控制器的设计并确保加入基于信号模型的 GI 控制器后系统仍保持稳定，需对补偿器 $F_{\mathrm{I}}(z)$和增益 $k_{\mathrm{I}}$进行分析设计。

不失一般性的情况下，式(3)中 $G_{\mathrm{H}}(z)$可表示为

$$G_{\mathrm{H}}(z)=\frac{z^{-c}B^{-}(z)B^{+}(z)}{A(z)} \tag{7}$$

式中：$c$ 为已知的延迟步长；$B^{-}(z)$为系统中的不稳定根(圆上/外和圆内不需要的根)；$B^{+}(z)$为除 $B^{-}(z)$以外的根。为使系统稳定，可选取补偿器为

$$F_{\mathrm{I}}(z)=\frac{z^{c}B^{-}(z^{-1})A(z)}{bB^{+}(z)} \tag{8}$$

式中，$b\geqslant\max|B^{-}(z)|^2$，因此有

$$F_{\mathrm{I}}(z)G_{\mathrm{H}}(z)=\frac{|B^{-}(z)|^2}{b}\angle 0^{\circ}\leqslant 1 \tag{9}$$

由式(9)可知，补偿器 $F_{\mathrm{I}}(z)$可实现对 $G_{\mathrm{H}}(z)$的零相位补偿。另外，为确保加入 $G_{\mathrm{I}}(z)$后系统仍是渐进稳定的，因此增益 $k_{\mathrm{I}}$的稳定性判据如下。

定理 1：假设 $G_{\mathrm{H}}(z)$是渐进稳定的，如果控制增益 $0\leqslant k_{\mathrm{I}}\leqslant 1$，则 FSF-GI 控制系统是渐进稳定的。

证明：令 $z=|z|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega T_\mathrm{s}}=c\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega T_\mathrm{s}}$。对于式(6)有

$$\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}[\hat{G}_\mathrm{I}(z)]=\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}\left[\frac{z^{-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_i T_\mathrm{s}+\theta_i)}}{1-z^{-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_i T_\mathrm{s}}}\right]+\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}\left[\frac{z^{-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_i T_\mathrm{s}+\theta_i)}}{1-z^{-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_i T_\mathrm{s}}}\right] \tag{10}$$

可以证得，当$|z|=c\geqslant 1$时，如果$c\cos(\omega T_\mathrm{s}-\omega_i T_\mathrm{s}-\theta_i)-1\geqslant 0$，则$\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}[z^{-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_i T_\mathrm{s}\mp\theta_i)}/(1-z^{-1}\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\omega_i T_\mathrm{s}})]\geqslant 0$；如果$c\cos(\omega T_\mathrm{s}-\omega_i T_\mathrm{s}-\theta_i)-1<0$，则$\{\operatorname{Re}[z^{-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_i T_\mathrm{s}\mp\theta_i)}/(1-z^{-1}\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\omega_i T_\mathrm{s}})]\}^{-1}\leqslant -2$。因此，$\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}[\hat{G}_\mathrm{I}(z)]\geqslant -1$。

结合式(6)和式(9)可知

$$\operatorname*{Re}_{|z|\geqslant 1}[G_\mathrm{I}(z)G_\mathrm{H}(z)]\geqslant -k_1\geqslant -1 \tag{11}$$

由此可证

$$1+G_\mathrm{I}(z)G_\mathrm{H}(z)\neq 0\qquad \forall|z|\geqslant 1 \tag{12}$$

定理 1 和式(8)为 FSF-GI 控制策略提供了 1 个确保系统稳定运行且无需反复试错的简单通用的设计方案，并且为 FSF 和 GI 控制器提供了良好的复合策略，使复合控制结合两者的优势实现高精度、快速响应和良好的鲁棒性。

## 3　实验结果及分析

图 3 为 3 kVA 的三相 PWM 逆变系统的实验平台，实验平台参数见表 1。实验目标是输出相电压 $v_{\mathrm{N,a}}$、$v_{\mathrm{N,b}}$ 和 $v_{\mathrm{N,c}}$ 快速无静差地稳定跟踪参考相电压 $v_{\mathrm{r,a}}$、$v_{\mathrm{r,b}}$ 和 $v_{\mathrm{r,c}}$，且

$$\begin{cases} v_{\mathrm{r,a}}(t)=156\sin(100\pi t) \\ v_{\mathrm{r,b}}(t)=156\sin(100\pi t+2\pi/3) \\ v_{\mathrm{r,c}}(t)=156\sin(100\pi t-2\pi/3) \end{cases} \tag{13}$$




**图 3　三相 PWM 逆变器实验平台**

**Fig. 3 Test rig of three-phase PWM inverter**

**表 1　实验参数**

**Tab. 1 Experimental parameters**

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 直流电源 $V_{\mathrm{DC}}$/V | 450 |
| 滤波电感 $L_n$/mH | 1.7 |
| 滤波电容 $C_n$/μF | 50 |
| 负载电阻 $R$/Ω | 50 |
| 参考电压幅值 $v_{\mathrm{r},n}$/V | 156 |
| 电压频率 $f$/Hz | 50 |
| 采样频率 $f_\mathrm{s}$/kHz | 20 |
| 开关频率 $f_{\mathrm{sw}}$/kHz | 20 |

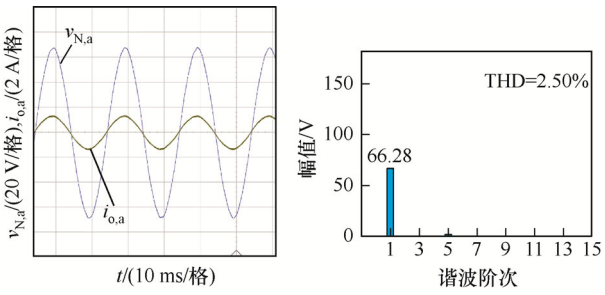
### 3.1　应用 PR 控制器的实验结果

对于基波频率为 $\omega_0$ 的正弦参考信号，PR 控制器的一般形式为

$$G_{\mathrm{PR}}(z)=k_\mathrm{p}+k_\mathrm{i}\frac{\cos(\omega_0 T_\mathrm{s}+\theta_1)z^{-1}-\cos\theta_1 z^{-2}}{1-2\cos(\omega_0 T_\mathrm{s})z^{-1}+z^{-2}} \tag{14}$$

在实验中选取 $k_\mathrm{p}=4$，$k_\mathrm{i}=0.7$，$\theta_1=0$，$\omega_0=50$ Hz。

仅使用 P 控制器时的实验结果如图 4 所示。可以看出，输出电压 $v_{\mathrm{N,a}}(t)$的基波幅值为 66.28 V，并且输出电压总谐波失真 THD(total harmonic distortion)为 2.50%。



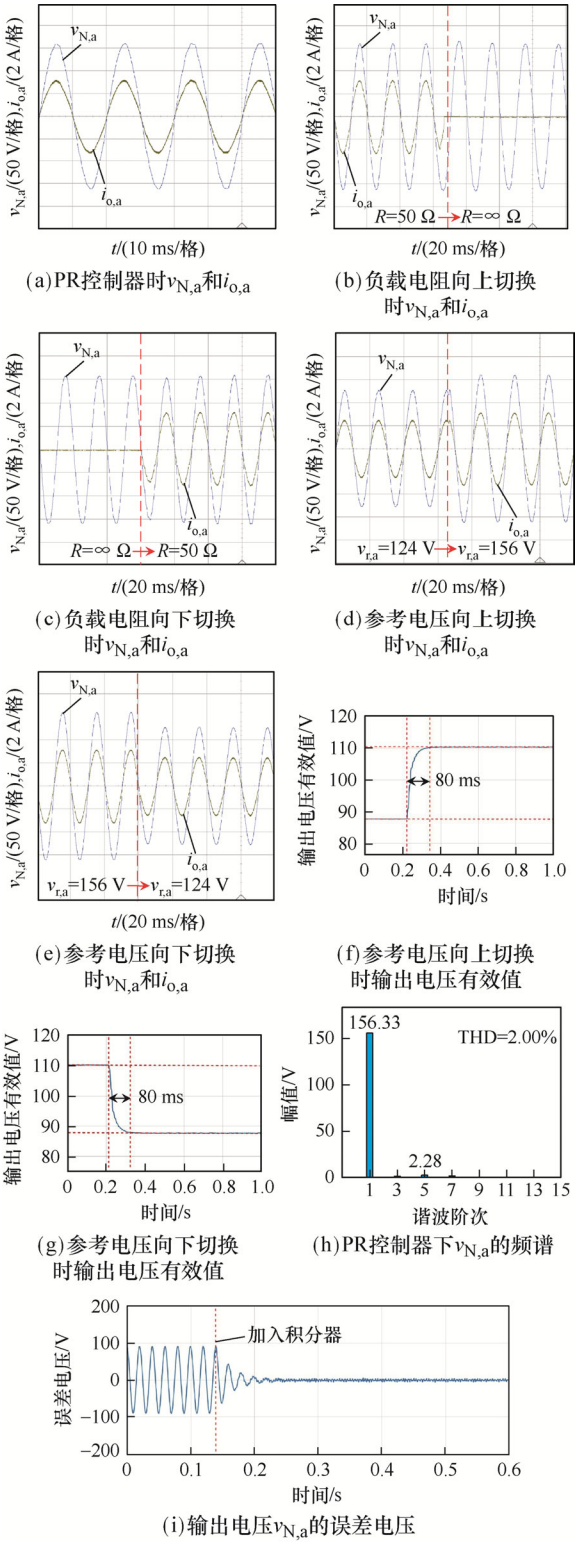

(a)输出电压电流　　(b)输出电压$v_{\mathrm{N,a}}$的频谱

**图 4　在 P 控制器下 $R$=50 Ω 时 $v_{\mathrm{N,a}}$ 和 $i_{\mathrm{o,a}}$**

**Fig. 4 $v_{\mathrm{N,a}}$ and $i_{\mathrm{o,a}}$ under resistor load $R$=50 Ω using P controller**

应用 PR 控制器的实验结果如图 5 所示。由图 5(a)、(h)、(i)和(j)可知，加入积分器后，输出电压 $v_{\mathrm{N,a}}(t)$的基波幅值为 156.33 V，输出电压 THD 下降为 2.00%。从加入积分器到系统恢复稳态所需的调节时间 $t_\mathrm{f}$=80 ms，并且稳态下相电压的跟踪误差有效值从 64.30 V 下降为 2.20±0.30 V。如图 5(b)和(c)所示，通过负载电阻在 50 Ω 和∞之间切换时

的系统输出电压和电流，可知控制系统具有鲁棒性。由图 5(d)~(g)可知，当参考电压幅值在 124 V 和 156 V 之间切换时，系统从跳变到恢复稳态的上升响应时间 $t_{s+}$=80 ms，下降响应时间 $t_{s-}$=80 ms。



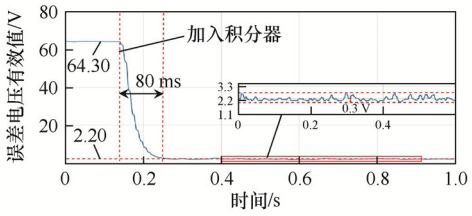

(a)PR控制器时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$　(b)负载电阻向上切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$

(c)负载电阻向下切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$　(d)参考电压向上切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$

(e)参考电压向下切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$　(f)参考电压向上切换时输出电压有效值

(g)参考电压向下切换时输出电压有效值　(h)PR控制器下$v_{N,a}$的频谱

(i)输出电压$v_{N,a}$的误差电压




(j)输出电压$v_{N,a}$的误差电压有效值

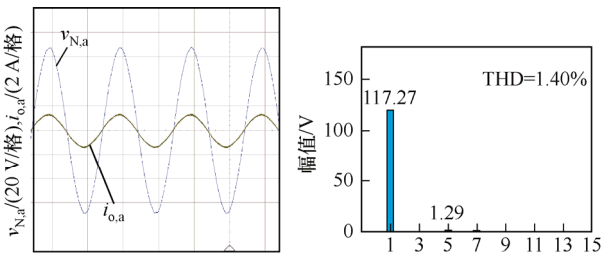
**图 5　应用 PR 控制器实验结果**

**Fig.5 Experimental results obtained using PR controller**

### 3.2 应用 FSF-GI 复合控制器的实验结果

应用基于系统模型的 FSF-GI 复合控制器进行实验，其中 FSF 控制器的实验参数由第 2 节获得，与 PR 控制相同，$k_1$ = 0.7，$\theta_1$ = 0，$\omega_0$=50 Hz，补偿器 $F_1(z) = 1/G_H(z) = z$。

在 FSF 控制器下的实验结果如图 6 所示。可以看出，不加入 $G_I(z)$，仅使用 FSF 控制器时，输出电压 $v_{N,a}(t)$的基波幅值为 117.27 V，并且输出电压 THD 为 1.40%。



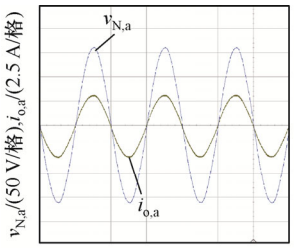

(a)输出电压电流　(b)输出电压$v_{N,a}$的频谱

**图 6　在 FSF 控制器下 $R$=50 Ω 时 $v_{N,a}$ 和 $i_{o,a}$**

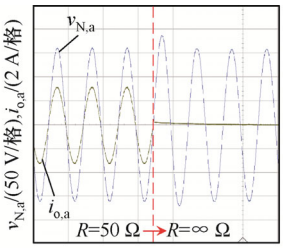
**Fig. 6 $v_{N,a}$ and $i_{o,a}$ under resistor load $R$=50 Ω using FSF controller**

应用 FSF-GI 控制器的实验结果如图 7 所示。由图 7(a)、(h)、(i)和(j)可知，将 GI 加入控制回路后，输出电压 $v_{N,a}(t)$的基波幅值为 155.90 V，输出电压 THD 从 1.40%下降为 1.18%。从加入 GI 到系统恢复稳态所需的调节时间为 $t_f$=44 ms，并且稳态下相电压的跟踪误差有效值从 31.00 V 下降为 1.30±0.08 V。如图 7(b)和(c)所示，通过负载电阻在 50 Ω 和∞之间切换时的系统输出电压和电流，可知控制系统具有良好的鲁棒性。由图 7(d)~(g)可知，当参考电压幅值在 124 V 和 156 V 之间切换时，系统从跳变到恢复稳态的上升响应时间 $t_{s+}$=37 ms，下降

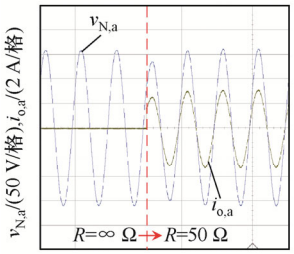
响应时间 $t_{s-}$=37 ms，结果表明系统具有良好的动态响应速度。



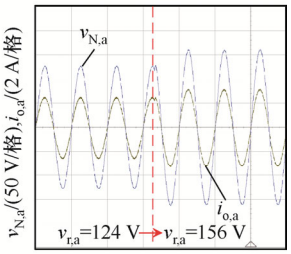

(a)FSF-GI控制器时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$



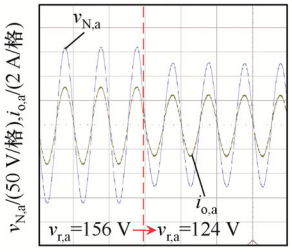

(b)负载电阻向上切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$



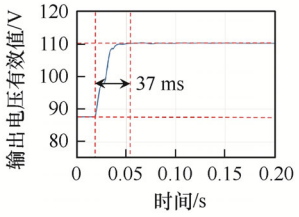

(c)负载电阻向下切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$



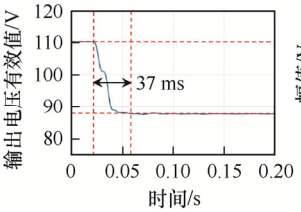

(d)参考电压向上切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$



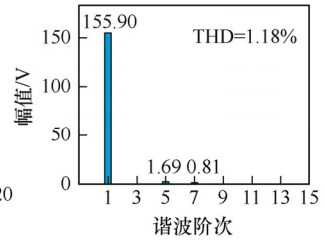

(e)参考电压向下切换时$v_{N,a}$和$i_{o,a}$



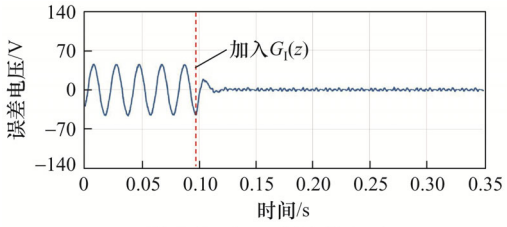

(f)参考电压向上切换时输出电压有效值



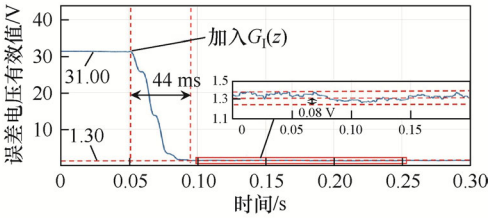

(g)参考电压向下切换时输出电压有效值




(h)FSF-GI控制器$v_{N,a}$的频谱




(i)输出电压$v_{N,a}$的误差电压




(j)输出电压$v_{N,a}$的误差电压有效值

**图 7　应用 FSF-GI 控制器实验结果**

**Fig.7 Experimental results obtained using FSF-GI controller**

### 3.3 实验结果分析

表 2 为实验结果对比分析。由表 2 可知，基于部分模型的 PR 控制下系统的稳态跟踪误差有效值为 2.20 V；而基于系统模型的 FSF-GI 复合控制系统的稳态跟踪误差有效值为 1.30 V，约为 PR 控制系统的 59.00%。PR 控制系统的稳态误差波动为 0.30 V；FSF-GI 复合控制器的稳态误差波动为 0.08 V，约为 PR 控制的 26.60%。并且 PR 控制系统的输出电压 THD 为 2.00%；FSF-GI 控制系统的输出电压 THD 为 1.18%，约为 PR 控制器的 59.00%。另外 PR 控制下的系统的阶跃响应为 80 ms；FSF-GI 控制系统的阶跃响应时间为 37 ms，比 PR 控制系统的时间快 43 ms。由实验结果可知，基于系统模型的 FSF-GI 复合控制能够充分利用系统模型的知识和信息，取得快速、精确、鲁棒的性能，拥有更优秀的控制性能。

**表 2　实验结果分析**

**Tab. 2 Analysis of experimental results**

| 控制性能指标 | 稳态跟踪误差有效值/V | 输出电压 THD/% | 上升响应时间 $t_{s+}$/ms | 下降响应时间 $t_{s-}$/ms |
|---|---|---|---|---|
| PR | 2.20±0.30 | 2.00 | 80 | 80 |
| FSF-GI | 1.30±0.08 | 1.18 | 37 | 37 |

## 4　结语

对于如电力电子变换器之类的控制对象模型明确的系统，本文提出了 1 种基于系统模型的 FSF-GI 复合控制策略，以实现优秀的控制性

能。此外，还提出了 1 种简单通用的设计方案。与 PID 和 PR 控制器相比，复合控制易于设计实现，具有更好的控制性能。并将 PR 控制和复合控制应用于 1 台 3 kVA 的三相 PWM 逆变器，验证了 FSF-GI 复合控制器易于设计和整定，相较于 PR 控制具有高精度、快速响应和良好的鲁棒性。综上所述，基于系统模型的 FSF-GI 复合控制器在广泛的工程实践中可能成为更好的工业控制器。

**参考文献：**

[1] Zhang Jinke, Guo Lei. Theory and design of PID controller for nonlinear uncertain systems [J]. IEEE Control Systems Letters, 2019, 3(3): 643-648.

[2] Liu Tong, Chen Yang, Chen Zhihuan, et al. Adaptive fuzzy fractional order PID control for 6-DOF quadrotor [C]// 2020 39th Chinese Control Conference (CCC). Shenyang, China, 2020: 2158-2163.

[3] 万陆峰, 徐玉珍, 金涛. 基于模糊免疫-单神经元 PID 控制单开关高增益直流变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 13-24.
Wan Lufeng, Xu Yuzhen, Jin Tao. Single-switch high-gain DC-DC converter based on fuzzy immune-single neuron PID control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 13-24. (in Chinese)

[4] 王仁明, 杨婕, 刘闻仲, 等. 基于改进粒子群算法的 Boost 变换器分数阶 PID 控制设计[J]. 电源学报. 2025, 23(4): 1-9.
Wang Renming, Yang Jie, Liu Wenzhong, et al. Design of fractional-order PID control of Boost converter based on improved particle swarm optimization algorithm [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(4): 1-9. (in Chinese)

[5] Zhou Sizhan, Zhang Yan, Liu Zeng, et al. Implementation of cross-coupling terms in proportional-resonant current control schemes for improving current tracking performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13248-13260.

[6] Yang Yunhu, Zhou Keliang, Cheng Ming. Phase compensation resonant controller for PWM converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 957-964.

[7] Lin Bowei, Peng Li, Liu Xinmin. Selective pole placement and cancellation for proportional-resonant control design used in voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 8921-8934.

[8] Quan Xiangjun. Improved dynamic response design for proportional resonant control applied to three-phase grid-forming inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9919-9930.

[9] Xiong Yongkang, Ye Yongqiang, Cao Yongfeng, et al. Separate-structure UDE-based current resonant control strategy on LCL-type grid-tied inverters with weighted average current method for improved injected current quality and robustness [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13641-13651.

[10] Bojoi R I, Griva G, Bostan V, et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1402-1412.

[11] Guo Baoling, Bacha S, Alamir M, et al. Generalized integrator-extended state observer with applications to grid-connected converters in the presence of disturbances [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2021, 29(2): 744-755.

[12] Tang Chao, Zhou Keliang, Shu Yue, et al. Analysis and design of multiple resonant current control for grid-connected converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2539-2546.

[13] Zhou Keliang, Tang Chao, Chen Yuxuan, et al. A generic multi-frequency repetitive control scheme for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12680-12688.

[14] You Jiang, Vilathgamuwa M, Ghasemi N, et al. Feedforward control method for single-phase inverters with non-linear load [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(12): 3131-3140.

[15] Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Liu Shangwei, et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3119-3127.

[16] Chen Meng, Zhou Dao, Blaabjerg F. Power control of grid-forming converters based on full-state feedback [C]// IECON 2022 - 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Brussels, Belgium, 2022: 1-6.

[17] Yang Yihan, Lin Chenghan, Li T S, et al. Motor state augmented full-state feedback DC-link voltage control for two-stage PMSM drive [C]// 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Taipei, China, 2021: 1-7.



张艳丽

**作者简介：**

张艳丽(1999— )，女，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士。研究方向：电力变换与数字电源技术。E-mail：zhangyanli@whut.edu.cn。

周克亮(1970— )，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：功率转换器的建模和控制，高级控制理论和应用，可再生能源转换和控制。E-mail：keliang.zhou@whut.edu.cn。

何青青(1993— )，女，博士，副教授。研究方向：高效率高可靠性电源转换器和 LED 照明系统。E-mail：heqingqing@whut.edu.cn。

唐超(1995— )，男，博士。研究方向：功率转换器的高级控制和电能质量问题。E-mail：tang_chao@whut.edu.cn。

王重(1991— )，男，博士，高级工程师。研究方向：电力电子电源技术。E-mail：vanzo_bgyx@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)




公益广告来源：中国文明网