DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.91　　**中图分类号**：TM464　　**文献标志码**：A

基于残差生成器与准谐振控制的逆变器在线性能优化

胡长斌[1](中国电源学会会员)，张　赛[1]，罗珊娜[1]，陆　珩[2]

(1.北方工业大学电气与控制工程学院，北京 100144；2.杜伊斯堡-埃森大学自动控制与复杂系统研究所，杜伊斯堡)

摘要：在孤岛微电网中，逆变器滤波电路参数摄动与PI控制器稳态性能不足会使输出信号产生稳态误差，不平衡负载、非线性负载和负载投切会造成动态性能下降。提出基于残差生成器的性能补偿控制结构，并用梯度下降法对补偿控制器进行实时优化，以增强系统的稳态与动态性能。首先，建立逆变器双闭环控制的传递函数模型，并分析滤波电路参数摄动、比例-积分PI(proportional-integral)控制器稳态性能不足、负载扰动等问题对逆变器输出电压性能的影响。其次，基于残差生成器得到实时残差值，设计准谐振形式的性能补偿控制器$Q(s)$。然后，基于PI控制器电流电压误差与控制输入信号构建优化目标函数，利用梯度下降法对补偿控制器进行实时优化。最后，利用DSP控制板与PXI半实物仿真平台进行实验，验证该方法的有效性。

关键词：电能质量；参数摄动；梯度下降；准谐振控制

On-line Performance Optimization of Inverter Based on Residual Generator and Quasi-resonant Control

HU Changbin[1], *Member*, *CPSS*, ZHANG Sai[1], LUO Shanna[1], LU Heng[2]

(1. School of Electrical and Control Engineering, North China University of Technology, Beijing 100144, China; 2. Institute for Automatic Control and Complex Systems, University of Duisburg-Essen, Duisburg, Germany)

Abstract: In an islanded microgrid, the inverter filter circuit parameter perturbation and the insufficient steady-state performance of a PI controller will cause steady-state errors in the output signal, and the unbalanced loads, nonlinear loads and load switching will cause the degradation of dynamic performance. A performance compensation control structure based on a residual generator is proposed, and the gradient descent method is used to optimize the compensation controller in real time to enhance the system's steady-state and dynamic performances. First, the transfer function model of an inverter under double closed-loop control is established, and the effects of filter circuit parameter perturbation, insufficient steady-state performance of the proportional-integral (PI) controller and load disturbance on the inverter's output voltage performance are analyzed. Second, the performance compensation controller $Q(s)$ in a quasi-resonant form is designed based on the real-time residual values obtained from the residual generator. Third, an optimization objective function is constructed based on the PI controller current-voltage error and the control input signal, and the compensation controller is optimized in real time using the gradient descent method. Finally, experiments were conducted using a DSP control board with a PXI semi-physical simulation platform to verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Power quality; parameter perturbation; gradient descent; quasi-resonance control

收稿日期：2023-04-03；**修回日期**：2023-07-06；**录用日期**：2023-07-29；**网络首发日期**：2023-08-30

基金项目：国家重点研发计划政府间国际科技创新合作重点专项资助项目(2021YFE0103800)；市教委基本科研业务费资助项目(KM201710009002)

This work is supported by National Key R&D Program Key Special Project for Intergovernmental Cooperation in International Science and Technology Innovation under the grant 2021YFE 0103800; Municipal Education Commission's Basic Research Fund Project under the grant KM201710009002

微电网中大多数分布式电源需通过逆变器并入微电网，因此逆变器控制性能的优劣会影响微

电网系统的可靠性[1]。交流微电网在孤岛模式下运行时，其母线电压通过逆变器控制进行支撑。随着温度、湿度的改变以及器件的老化，滤波电路的电感、电容和电阻值会发生摄动[2]，导致双闭环控制参数与滤波器参数失配。传统的逆变器电压电流双闭环控制具有结构简单的优点，但电压环比例系数过大会导致输出电压围绕给定值波动，电压环积分系数过小会导致稳态偏差，影响逆变器输出电压的稳态性能。当接入不平衡负载、非线性负载和负载投切时，会产生电流扰动，降低逆变器输出电压的动态性能[3]。

针对逆变器滤波器参数摄动及负载扰动问题，文献[4]提出 1 种鲁棒自适应 PI 电压控制器，改善了逆变器的负载扰动和滤波器参数摄动对逆变器输出电压的影响，但其计算复杂性高且效果并不明显；文献[5]根据模糊控制规则实时调整 PI 控制器的参数，有效抑制了负载突变，解决了固定参数控制器适应能力及抗干扰能力差的问题，但对于不平衡、非线性负载的抑制效果并未分析。文献[6]提出了 1 种双自由度的控制结构，在减小逆变器输出电压总谐波畸变率的同时减小了逆变器输出电压的跟踪误差，但控制器较为复杂；文献[7]使用遗传算法和细菌觅食优化算法优化 PI 控制器的性能，在负载扰动的条件下提高逆变器输出电压的电能质量；文献[8-9]利用模型匹配的方式求得补偿控制器的传递函数形式，抵消扰动对输出信号的影响，但滤波器参数摄动会影响该补偿控制的效果。

为解决逆变器滤波器参数摄动、PI 控制器稳态性能不足及负载扰动问题，本文以三相电压源型逆变器为研究对象，提出 1 种在线性能优化控制策略。所设计的补偿控制器 $Q(s)$为准比例-谐振 PR(proportional-resonant)形式，可以对正弦信号实现无静差调节，并采用梯度下降法实时优化控制器参数，既可以减少由滤波电路参数摄动、PI 控制器稳态性能不足导致的稳态误差，也能补偿由负载扰动导致的动态性能的下降，实现系统的稳态与动态性能提升。

1 逆变器建模与输出电压影响分析

1.1 逆变器建模与不确定性分析

考虑传统双闭环控制，以单 d 轴为例，其控制框图如图 1 所示。图中：u_{od}^* 为双闭环给定电压；u_{od} 为逆变器输出电压；k_{pv} 和 k_{iv} 分别为电压环比例系数和积分系数；i_{ld}^* 为电压环输出值；i_{ld} 为电感电流；k_{pc} 和 k_{ic} 分别为电流环比例系数和积分系数；u_{md} 为电流环输出值；k_{pwm} 为逆变桥等效增益；T_s 为逆变桥延时时间常数；u_{id} 为控制对象输入；i_{od} 为扰动电流；L_f、C_f和 r_L 分别为滤波电感、电容和电阻的基准值。假设滤波电感、滤波电容和电阻参数摄动后，其摄动量分别为 ΔL_f、ΔC_f和 Δr_L，考虑参数摄动后的逆变器输出电压为

$$u_{od}=\frac{K(s)k_{pv}s+K(s)k_{iv}}{(L_f+\Delta L_f)(C_f+\Delta C_f)s^3+(C_f+\Delta C_f)[r_L+\Delta r_L+K(s)]s^2+[1+K(s)k_{pv}]s+K(s)k_{iv}}u_{od}^* \tag{1}$$

式中，$K(s)$为电流环与脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)的等效传递函数。

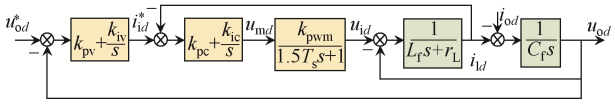


图 1 双闭环控制的逆变器 *d* 轴传递函数框图

Fig. 1 Block diagram of inverter *d*-axis transfer function for double closed-loop control

当电压环积分系数为 0 时，逆变器输出电压与给定电压之间存在偏差值。当滤波器参数摄动时，滤波器参数与双闭环控制参数失配，过大的电压环比例系数使得逆变器输出电压在给定值上下波动。

1.2 逆变器负载扰动分析

由图 1 可见，逆变器的输出电流作为扰动量，会影响逆变器输出电压的大小。当接入三相不平衡负载、非线性负载、负载投切时，均会对输出电流的大小产生影响。

当仅考虑扰动输入时，逆变器的输出电压为

$$u_{od}=-\frac{L_f s^2+[r_L+K(s)]s}{L_f C_f s^3+[K(s)+r_L]C_f s^2+[K(s)k_{pv}+1]s+K(s)k_{iv}}i_{od} \tag{2}$$

其传递函数的伯德图如图 2 所示。

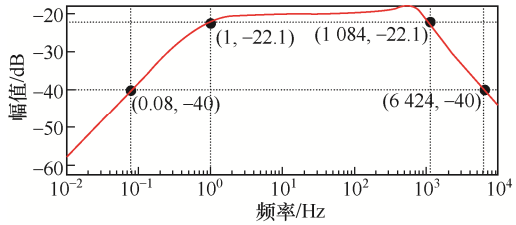


图 2　扰动到输出电压传递函数的伯德图

Fig. 2 Bode diagram of output voltage transfer function considering input disturbance

由图 2 的幅值特性曲线可见，当无负载扰动时，i_{od}为直流量，其频率为 0 Hz，i_{od}对输出电压幅值的影响将会被抑制到 i_{od}本身的 1%以下，甚至可以忽略不计。当存在负载扰动时，将会产生高频扰动量或阶跃量，若其频率落在 1~1 084 Hz 之间，则其扰动电流的幅值仅会被抑制到 i_{od}本身的 10%左右，当负载扰动比较大时，其对输出电压的影响仍然较大。

2　基于残差生成器的补偿控制结构

2.1　基于残差生成器的补偿控制

定理 1[10-11]：当由被控对象 $G(s)$及控制器组成的系统内部稳定时，该控制器可被参数化为

$$u(s)=u_o(s)+Q(s)r \tag{3}$$

式中：$u_o(s)$为原控制器的输出信号；r 为残差信号。

将定理 1 应用于双闭环控制的逆变电路中，得到基于残差生成器的动态扰动补偿架构如图 3 所示。图中：$v(s)$为 PI 控制的给定信号；$e(s)$为误差信号；$u(s)$为控制对象的输入信号；$d(s)$为扰动输入信号；$y(s)$为输出信号；$G(s)$为原始控制对象传递函数；$\Delta(s)$为乘性不确定部分，其表达式[12]为

$$\Delta(s)=\frac{L_f C_f s^2+C_f r_L s+1}{(L_f+\Delta L_f)(C_f+\Delta C_f)s^2+(C_f+\Delta C_f)(r_L+\Delta r_L)s+1}-1 \tag{4}$$

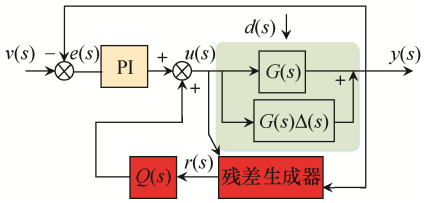


图 3　扰动补偿控制架构

Fig. 3 Perturbation compensation control architecture

考虑单 d 轴的 LC 滤波电路的龙伯格观测器的传递函数形式如图 4 所示。图中：r_{ild}和 r_{uod}分别为电感电流、输出电压的残差量；l_{11}、l_{12}、l_{21} 和 l_{22}均为满足系统稳定的龙伯格观测器的增益系数。基于图 4 得到电容电压与电感电流的估计量表达式为

$$\begin{cases}\hat{i}_{ld}=\dfrac{-1-L_f l_{12}}{sL_f+r_L+L_f l_{11}}\hat{u}_{od}+\dfrac{L_f l_{11}}{sL_f+r_L+L_f l_{11}}i_{ld}+\dfrac{L_f l_{12}}{sL_f+r_L+L_f l_{11}}u_{od}\\ \hat{u}_{od}=\dfrac{1-C_f l_{21}}{sC_f+C_f l_{22}}\hat{i}_{ld}+\dfrac{C_f l_{21}}{sC_f+C_f l_{22}}i_{ld}+\dfrac{C_f l_{22}}{sC_f+C_f l_{22}}u_{od}\end{cases} \tag{5}$$

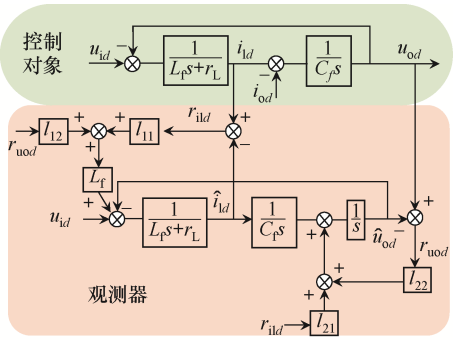


图 4　龙伯格观测器的传递函数框图

Fig. 4 Block diagram of transfer function of Luenberger observer

定义残差量 $\boldsymbol{r}=\boldsymbol{y}-\hat{\boldsymbol{y}}$，$\boldsymbol{y}$ 和 $\hat{\boldsymbol{y}}$ 分别为控制对象的输出量和估计量，与式(5)联立，可求得残差 r_{ild}和 r_{uod}。

2.2　补偿控制器的设计

当无负载扰动时，扰动电流 i_{od} 为直流量，其残差量约等于 0；当存在负载扰动时，扰动电流 i_{od}为直流量与高频量的叠加，残差值中含有高频量。当补偿控制器 $Q(s)$的输入为特定频率信号的残差值时，PR 控制器可以对输入信号实现无静差调节[13]。但理想的 PR 控制在非基波频率处幅值很小，

基波频率变化时，其对输入信号的调节能力有限。因此，将补偿控制器 $Q(s)$设计成准 PR 控制的形式[14]。本文仅利用电压的残差量进行补偿，以单 d 轴为例，其传递函数可表示为

$$u_{\mathrm{ruo}d}=\left(\frac{2k_{\mathrm{i}Q1}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_0^2}+k_{\mathrm{p}Q1}\right)r_{\mathrm{uo}d} \tag{6}$$

式中：ω_{c}为截止频率；ω_0为谐振频率；$k_{\mathrm{i}Q1}$和$k_{\mathrm{p}Q1}$分别为准 PR 控制的积分增益和比例增益。

合理设置谐振频率、截止频率的大小，通过梯度下降法对积分增益$k_{\mathrm{i}Q1}$和比例增益$k_{\mathrm{p}Q1}$进行实时在线优化，即可达到较好的补偿效果。

3 基于梯度下降法的在线补偿控制

为了便于优化，同时考虑 d-q 轴及 d-q 轴之间的耦合关系，将控制对象、双闭环控制、龙伯格观测器、补偿控制器的传递函数形式转化为状态空间的形式，并进行联立[15]。控制对象的状态空间方程为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{E}\boldsymbol{d}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{y}(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(\boldsymbol{s})\end{cases} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{x}(\boldsymbol{s})$为系统的状态量，$\boldsymbol{x}(\boldsymbol{s})=[i_{\mathrm{l}d}\ i_{\mathrm{l}q}\ u_{\mathrm{o}d}\ u_{\mathrm{o}q}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{y}(\boldsymbol{s})$为系统的输出量，$\boldsymbol{y}(\boldsymbol{s})=[i_{\mathrm{l}d}\ i_{\mathrm{l}q}\ u_{\mathrm{o}d}\ u_{\mathrm{o}q}]^{\mathrm{T}}$；矩阵$\boldsymbol{C}$为单位阵；$\boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})$为系统的输入量，$\boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})=[u_{\mathrm{m}d}\ \ u_{\mathrm{m}q}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{d}(\boldsymbol{s})$为系统的扰动输入量，$\boldsymbol{d}(\boldsymbol{s})=[i_{\mathrm{o}d}\ \ i_{\mathrm{o}q}]^{\mathrm{T}}$；系数矩阵为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\dfrac{r_{\mathrm{L}}}{L_{\mathrm{f}}} & \omega & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}} & 0\\ -\omega & -\dfrac{r_{\mathrm{L}}}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}}\\ \dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 & \omega\\ 0 & \dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & -\omega & 0\end{bmatrix},\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\\ -\dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & 0\\ 0 & -\dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}}\end{bmatrix},\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}。$$

双闭环控制的状态空间为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{A}_{\mathrm{vcz}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz2}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}\\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz2}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}\end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})$为 d-q 轴的电流误差及电压误差的导数，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})=[\gamma_{dq}\ \ \varphi_{dq}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})$为 d-q 轴的电流误差及电压误差，$\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})=[e_{\mathrm{i}dq}\ \ e_{\mathrm{u}dq}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}$为常量，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}=[-C_{\mathrm{f}}L_{\mathrm{f}}\omega^2\cdot u_{od}^*\ \ -C_{\mathrm{f}}L_{\mathrm{f}}\omega^2u_{oq}^*]$；$\boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{s})$为双闭环输出的控制电压，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{s})=[u_{\mathrm{c}d}\ \ u_{\mathrm{c}q}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{vcz}}$和$\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz2}}$为 4×4 的零矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}$为 4×4 的单位阵；$\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz2}}$为 2×2 的单位阵；

$$\boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}=\begin{bmatrix}k_{\mathrm{ic}} & 0 & 0 & -L_{\mathrm{f}}\omega k_{\mathrm{iv}}\\ 0 & k_{\mathrm{ic}} & L_{\mathrm{f}}\omega k_{\mathrm{iv}} & 0\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}=\begin{bmatrix}k_{\mathrm{pc}} & L_{\mathrm{f}}\omega & L_{\mathrm{f}}C_{\mathrm{f}}\omega^2 & -L_{\mathrm{f}}\omega k_{\mathrm{pv}}\\ -L_{\mathrm{f}}\omega & k_{\mathrm{pc}} & L_{\mathrm{f}}\omega k_{\mathrm{pv}} & L_{\mathrm{f}}C_{\mathrm{f}}\omega^2\end{bmatrix}。$$

龙伯格观测器的状态空间为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})=(\boldsymbol{A}_0-\boldsymbol{L}_0\boldsymbol{C}_0)\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{L}_0\boldsymbol{y}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{C}_0\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})\end{cases} \tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{L}_0$为增益矩阵；$\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})$为观测器的状态量，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})=[\hat{i}_{\mathrm{l}d}\ \ \hat{i}_{\mathrm{l}q}\ \ \hat{u}_{od}\ \ \hat{u}_{\mathrm{o}q}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{y}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})$为观测器的输出量，$\boldsymbol{y}_{\mathrm{z}}(s)=[\hat{i}_{\mathrm{l}d}\ \ \hat{i}_{\mathrm{l}q}\ \ \hat{u}_{od}\ \ \hat{u}_{\mathrm{o}q}]^{\mathrm{T}}$；系数矩阵 $\boldsymbol{A}_0=\boldsymbol{A}$，$\boldsymbol{B}_{01}=\boldsymbol{B}$，$\boldsymbol{C}_0=\boldsymbol{C}$。

补偿控制器 $Q(s)$的状态空间为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_Q(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{A}_Q\boldsymbol{x}_Q(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{B}_Q\boldsymbol{u}_Q(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{y}_Q(\boldsymbol{s})=\boldsymbol{C}_Q\boldsymbol{x}_Q(\boldsymbol{s})+\boldsymbol{D}_Q\boldsymbol{u}_Q(\boldsymbol{s})\end{cases} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{A}_Q=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0\\ -\omega_0^2 & -2\omega_{\mathrm{c}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ 0 & 0 & -\omega_0^2 & -2\omega_{\mathrm{c}}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}_Q=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 1 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$；

$\boldsymbol{C}_Q=\begin{bmatrix}0 & 2\omega_{\mathrm{c}}k_{\mathrm{i}Q1} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 2\omega_{\mathrm{c}}k_{\mathrm{i}Q2}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{D}_Q=\begin{bmatrix}k_{\mathrm{p}Q1} & 0\\ 0 & k_{\mathrm{p}Q2}\end{bmatrix}$；

$\boldsymbol{x}_Q(\boldsymbol{s})$为状态量，$\boldsymbol{x}_Q(\boldsymbol{s})=[x_{Q\mathrm{rvo}d1}\ \ x_{Q\mathrm{rvo}d2}\ \ x_{Q\mathrm{rvo}q1}\ x_{Q\mathrm{rvo}q2}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{u}_Q(\boldsymbol{s})$为残差量，$\boldsymbol{u}_Q(\boldsymbol{s})=[r_{\mathrm{uo}d}\ \ r_{\mathrm{uo}q}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{y}_Q(\boldsymbol{s})$为补偿量，$\boldsymbol{y}_Q(\boldsymbol{s})=[u_{\mathrm{ruo}d}\ \ u_{\mathrm{ruo}q}]^{\mathrm{T}}$。通过梯度下降法实时优化矩阵$\boldsymbol{C}_Q$、$\boldsymbol{D}_Q$中的变量$k_{\mathrm{i}Q1}$、$k_{\mathrm{i}Q2}$、$k_{\mathrm{p}Q1}$、$k_{\mathrm{p}Q2}$即可达到补偿的目的。

为了提高系统的鲁棒性，考虑尽量减少未知干扰和参数不确定性对跟踪误差$\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})$和输入信号$\boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})$带来的影响。因此，选择成本函数为

$$J=\frac{1}{2N}\sum_{n=n_0}^{N+n_0-1}(\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}W_{\mathrm{e}}\boldsymbol{e}+\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}W_{\mathrm{u}}\boldsymbol{u}) \tag{11}$$

式中：N 和 n_0 分别为时间窗口和优化的起点，均为整数；W_{e} 和 W_{u} 为加权系数，W_{e}、W_{u}>0。式(11)的梯度表达式为

$$\frac{\partial J}{\partial k}=\frac{1}{N}\sum_{n=n_0}^{N+n_0-1}[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(k)W_{\mathrm{e}}\quad \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(k)W_{\mathrm{u}}]\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{e}}{\partial k}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{u}}{\partial k}\end{bmatrix} \tag{12}$$

式中，k 为优化变量 $k_{\mathrm{i}Q1}$、$k_{\mathrm{i}Q2}$、$k_{\mathrm{p}Q1}$、$k_{\mathrm{p}Q2}$。

联立式(8)~式(10)，得到以残差和双闭环给定信号为输入，误差信号与控制信号为输出的状态空间方程

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{Q}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_0-\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}} & \boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{C}_{Q}\\ -\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{A}_{\mathrm{vcz}} & 0\\ 0 & 0 & \boldsymbol{A}_{Q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{x}_{Q}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}} & \boldsymbol{B}_{01}(\boldsymbol{D}_{Q}\boldsymbol{T}-\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}})+\boldsymbol{L}_0\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}} & -\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}\\ 0 & \boldsymbol{B}_{Q}\boldsymbol{T}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{w}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{r}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz2}}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz2}}\\ 0\end{bmatrix}\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}\\ \begin{bmatrix}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\boldsymbol{C}_0 & 0 & 0\\ -\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}} & \boldsymbol{C}_{Q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{x}_{Q}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{I}\\ \boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}} & \boldsymbol{D}_{Q}\boldsymbol{T}-\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{w}(\boldsymbol{s})\\ \boldsymbol{r}(\boldsymbol{s})\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}0\\ \boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz2}}\end{bmatrix}\boldsymbol{u}_{\mathrm{const}}\end{cases} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{w}(\boldsymbol{s})$为常量，$\boldsymbol{w}(\boldsymbol{s})=[i_{ldq}^{*}\quad u_{odq}^{*}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{T}$ 为补偿控制器 $Q(s)$的输入 $\boldsymbol{u}_Q(\boldsymbol{s})$到残差量 $\boldsymbol{r}(\boldsymbol{s})$的转移矩阵，$\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}0&0&1&0\\0&0&0&1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{I}$ 为 4×4 的单位矩阵。

对式(13)求偏导数，得到误差 $\boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})$及控制信号 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{s})$对变量 $k_{\mathrm{i}Q1}$、$k_{\mathrm{i}Q2}$、$k_{\mathrm{p}Q1}$、$k_{\mathrm{p}Q2}$ 的偏导数。对矩阵 $\boldsymbol{C}_Q$ 中的系数求偏导数有

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\\ \dfrac{\partial \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_0-\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}\\ -\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{A}_{\mathrm{vcz}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{01}\dfrac{\partial \boldsymbol{C}_{Q}}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\\ 0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}_{Q}(\boldsymbol{s})\\ \begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\boldsymbol{C}_0 & 0\\ -\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{C}_{Q}}{\partial k_{\mathrm{i}Q}}\end{bmatrix}\boldsymbol{x}_{Q}(\boldsymbol{s})\end{cases} \tag{14}$$

对矩阵 $\boldsymbol{D}_Q$ 中的系数求偏导数有

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\\ \dfrac{\partial \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_0-\boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{B}_{01}\boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}\\ -\boldsymbol{B}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{A}_{\mathrm{vcz}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{01}\dfrac{\partial \boldsymbol{D}_{\mathrm{p}Q}}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}T\\ 0\end{bmatrix}\boldsymbol{r}(\boldsymbol{s})\\ \begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{e}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{u}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\boldsymbol{C}_0 & 0\\ -\boldsymbol{D}_{\mathrm{vcz1}}\boldsymbol{C}_0 & \boldsymbol{C}_{\mathrm{vcz}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{z}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{s})}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\end{bmatrix}+\\ \quad\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{D}_{\mathrm{p}Q}}{\partial k_{\mathrm{p}Q}}\boldsymbol{T}\end{bmatrix}\boldsymbol{r}(\boldsymbol{s})\end{cases} \tag{15}$$

迭代更新式为

$$\begin{cases}k_{j+1,\mathrm{i}Q}=k_{j,\mathrm{i}Q}-\Gamma\dfrac{\partial J}{\partial k_{j,\mathrm{i}Q}}\\ k_{j+1,\mathrm{p}Q}=k_{j,\mathrm{p}Q}-\Gamma\dfrac{\partial J}{\partial k_{j,\mathrm{p}Q}}\end{cases} \tag{16}$$

式中：Γ 为迭代步长；$k_{j,\mathrm{i}Q}$和$k_{j,\mathrm{p}Q}$为第 j 次迭代 k 的值。

选择合适的步长及退出优化条件，即可实现对补偿控制器 $Q(s)$的实时优化。整体仿真结构如图 5 所示。

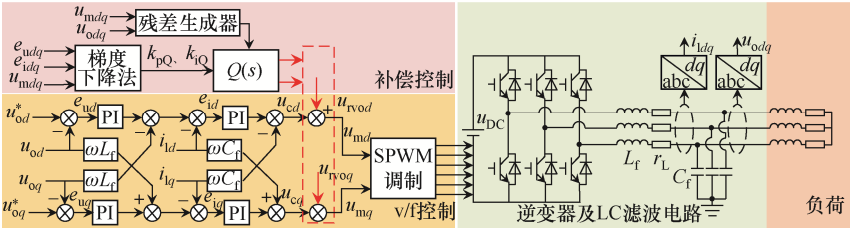


图 5 基于梯度下降和残差生成器的补偿控制架构

Fig. 5 Compensation control architecture based on gradient descent and residual generator

4 实验验证

本实验硬件在环整体结构如图 6 所示。首先利用上位机中的 MATLAB/Simulink 软件进行控制回路与仿真电路模型的搭建；其次利用 CCS 软件将控制回路下装到 TI 公司 C2000 系列的 TMS320F 28335 控制器中，并利用 StarSim HIL 软件将仿真电路模型下装到 PXI 中；最后将控制器和 PXI 的输入输出信号通过接线盒连接，实现硬件在环。实验参数见表 1。

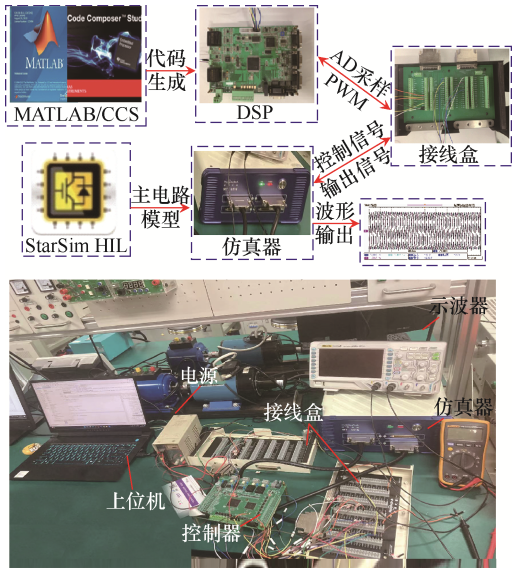


图 6 硬件在环仿真平台整体结构

Fig. 6 Overall structure of hardware-in-the-loop simulation platform

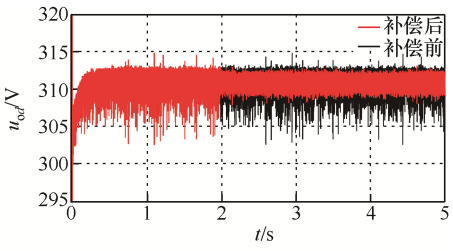
4.1 补偿参数摄动

为了验证补偿控制器 $Q(s)$对 LC 参数摄动带来扰动的补偿效果，考虑当 LC 参数摄动 50%时，观察在参数摄动的基础上加入补偿控制器 $Q(s)$前后，逆变器输出电压分别在 *d-q* 轴的分量，如图 7 所示。

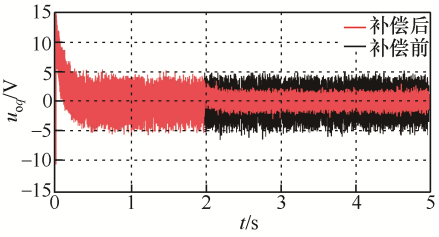
表 1 实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值
额定容量/kVA	200
直流侧电压/V	700
交流侧线电压/V	380
系统频率/Hz	50
LC 滤波电感/H	2×10^{-3}
LC 滤波电容/C	25×10^{-4}
寄生电阻/Ω	0.01
采样时间/s	5×10^{-5}



(a) 补偿前后的逆变器*d*轴输出电压



(b) 补偿前后的逆变器*q*轴输出电压

图 7 参数摄动下逆变器 *d-q* 轴输出电压的补偿效果对比

Fig. 7 Comparison of compensation effects on inverter *d-q* qaxis output voltage under parameter perturbation

由图 7 可见，当 LC 参数摄动 50%后，逆变器输出电压在 *d-q* 轴上的分量会在原先的基础上上下波动，加入准 PR 控制设计的补偿控制器后，并用梯度下降法优化参数，即可部分抑制 LC 参数摄动对逆变器输出电压的影响。说明梯度下降法优化补偿控制器 $Q(s)$对于 LC 参数摄动对逆变器输出电压

带来的影响有一定的抑制作用。

4.2 PI 控制器优化

为了验证补偿控制器 $Q(s)$对 PI 控制器性能的提升作用，在系统稳定的情况下，考虑极端情况，当 k_{iv}=0 时，由式(1)可知，稳态时系统存在一定的偏差值，此时加入补偿控制器 $Q(s)$，观察补偿前后逆变器输出电压在 d 轴的分量，如图 8 所示。

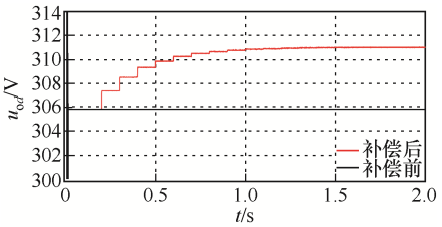


图 8　PI 控制器稳态性能不足条件下，d 轴输出电压补偿前后对比

Fig. 8 Comparison of d-axis output voltage before and after compensation under the condition of insufficient steady-state performance of PI controller

由图 8 可知，当 k_{iv}=0 时，存在 5 V 左右的稳态误差，经过梯度下降法优化后的补偿控制器 $Q(s)$补偿后，可在几次优化后将逆变器输出电压稳定在 311 V，因此补偿控制器 $Q(s)$可提高 PI 控制器的控制性能。

4.3 补偿不平衡负载扰动

为了验证补偿控制器 $Q(s)$对三相不平衡负载扰动的补偿效果，给定三相不平衡负载：A 相和 B 相接入 1.5 Ω 的电阻负载，C 相为开路。加入补偿控制器 $Q(s)$并在 2 s 时开始优化，每 1 s 优化 1 次，观察优化前后逆变器输出电压的三相不平衡度大小，如图 9 所示。观察优化前后逆变器输出三相电压波形，如图 10 所示。

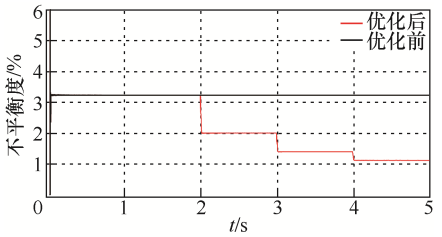
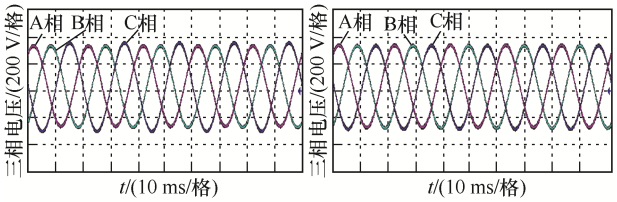


图 9　优化前后的逆变器输出电压的三相不平衡度

Fig. 9 Three-phase imbalance degree of inverter output voltage before and after optimization



(a) 优化前输出电压　　(b) 优化后输出电压

图 10　优化前后逆变器输出三相电压波形

Fig. 10 Waveforms of three-phase output voltage from inverter before and after optimization

由图 9 可见，当存在一定的不平衡负载扰动时，逆变器输出的三相电压的不平衡度为 3.2%，加入准 PR 控制设计的补偿控制器，再经过 3 次优化后，可将逆变器输出电压的三相不平衡度降到 1.1%。由图 10(a)和(b)可见，优化前逆变器输出三相电压波形存在明显的不平衡现象，优化后逆变器输出三相电压波形的不平衡现象得到明显改善，说明经梯度下降法优化后的补偿控制器 $Q(s)$对于三相不平衡负载带来的扰动有一定的抑制效果。

4.4 补偿非线性负载扰动

为了验证补偿控制器 $Q(s)$对非线性负载扰动的补偿效果，利用二极管不控整流桥模拟非线性负载，负载电阻为 3.2 Ω。加入补偿控制器 $Q(s)$并在 2 s 时开始优化，每 1 s 优化 1 次，观察优化前后逆变器 A 相输出电压的总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)大小，如图 11 所示。分别对 4.9~5.0 s 时，优化前后逆变器 A 相输出电压的波形进行快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)，如图 12 所示。

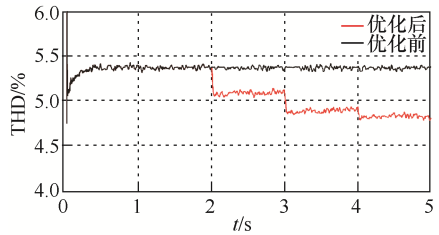


图 11　优化前后的逆变器 A 相输出电压 THD 大小

Fig. 11 THD magnitude of inverter phase-A output voltage before and after optimization

由图 11 和图 12 可见，当接入一定的非线性负载时，逆变器 A 相电压的 THD 为 5.37%，加入准 PR 控制设计的补偿控制器，经过 3 次优化后，可

将逆变器 A 相输出电压的 THD 降到 4.81%，说明梯度下降法优化补偿控制器 $Q(s)$对于非线性负载带来的扰动有一定的抑制效果。

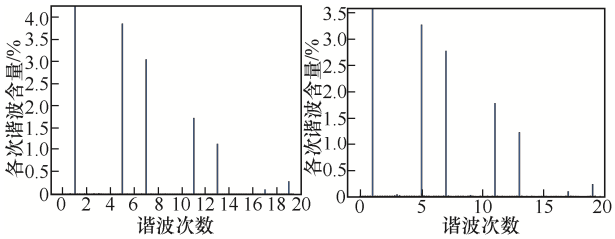


图 12 优化前后逆变器 A 相输出电压 FFT 分析

Fig. 12 FFT analysis of inverter phase-A output voltage before and after optimization

4.5 补偿负载投切扰动

为了验证补偿控制器 $Q(s)$对负载投切带来的扰动的补偿效果，给定 40 kW+4 000 var 的功率型负载，每隔 1 s 投切 20 kW+2 000 var 的负载，加入补偿控制器 $Q(s)$并在 2 s 时开始优化，每 1 s 优化 1 次，观察优化前后逆变器 d 轴输出电压的大小，如图 13 所示。

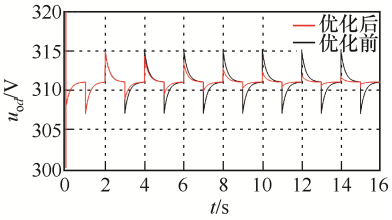


图 13 负载频繁投切条件下，*d* 轴输出电压优化前后对比

Fig. 13 Comparison of *d*-axis output voltage before and after optimization under frequent load switching conditions

由图 13 可见，当频繁投切 20 kW+2 000 var 的负载时，逆变器输出 d 轴电压存在幅值为 4 V 的阶跃扰动，加入准 PR 控制设计的补偿控制器，经过多次优化后，逆变器输出 d 轴电压的阶跃扰动降为 1 V 以内，且可以更快地恢复到给定值。说明梯度下降法优化补偿控制器 $Q(s)$对于负载投切带来的扰动有一定的抑制效果。

5 结语

本文以三相电压源型逆变器为研究对象，提出 1 种在线扰动反馈补偿结构。分别研究了在滤波器参数摄动，PI 控制器性能不足，接入不平衡负载、非线性负载和负载投切时对逆变器输出电压的影响。根据扰动补偿控制理论设计了基于梯度下降法的扰动补偿控制策略。通过实时优化补偿控制器 $Q(s)$，提高了系统的鲁棒性。通过仿真实验验证了所提方法在满足系统稳定性的基础上，可以使输出电压有更好的暂稳态特性。

参考文献：

[1] 李子阳, 王洪希, 王璞, 等. 虚拟同步发电机并网逆变器微分平坦控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 123-131.
Li Ziyang, Wang Hongxi, Wang Pu, et al. Differential flatness control strategy for grid-connected inverter based on virtual synchronous generator control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 123-131. (in Chinese)

[2] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于广义比例积分观测器的永磁同步电机鲁棒谐振预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2995-3006.
Yang Fan, Zhao Ximei, Jin Hongyan, et al. Robust resonant predictive current control based on generalized proportional integral observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 2995-3006. (in Chinese)

[3] 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)

[4] Ali Qasem Mohammed S, Rafaq M S, Choi H H, et al. A robust adaptive PI voltage controller to eliminate impact of disturbances and distorted model parameters for 3-phase CVCF inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(4): 2168-2176.

[5] 赵宁宁, 张宝峰, 朱均超, 等. 基于模糊自适应串级 PID 的逆变器控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(11): 8-11.

Zhao Ningning, Zhang Baofeng, Zhu Junchao, et al. The control strategy of inverter based on fuzzy self-adaptive cascade PID [J]. Power Electronics, 2022, 56(11): 8-11. (in Chinese)

[6] Gadelovits S Y, Insepov D, Kadirkamanathan V, et al. Uncertainty and disturbance estimator based controller equipped with a multiple-time-delayed filter to improve the voltage quality of inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8947-8957.

[7] Arunkumar G, Dhanamjayulu C, Padmanaban S, et al. Implementation of optimization-based PI controller tuning for non-ideal differential Boost inverter [J]. IEEE Access, 2021, 9: 58677-58688.

[8] Hu Changbin, Huang Yufei, Luo Shanna, et al. Inverter dynamic disturbance compensation strategy based on current model predictive control [C]// 2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Wuhan, China, 2021: 1-6.

[9] 胡长斌, 石向一, 罗珊娜, 等. 微电网多逆变器并联分散动态扰动补偿控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4425-4439.
Hu Changbin, Shi Xiangyi, Luo Shanna, et al. Decentralized dynamic disturbance compensation control strategy for multiple parallel inverters in microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4425-4439. (in Chinese)

[10] Luo Hao, Yang Xu, Krueger M, et al. A plug-and-play monitoring and control architecture for disturbance compensation in rolling mills [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(1): 200-210.

[11] Luo Hao, Krueger M, Koenings T, et al. Real-time optimization of automatic control systems with application to BLDC motor test rig [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 4306-4314.

[12] 何国锋. 基于扰动观测器的微网逆变器鲁棒H∞控制策略[J]. 可再生能源, 2021, 39(9): 1239-1247.
He Guofeng. H∞ robust control strategy based on disturbance observer for microgrid inverter [J]. Renewable Energy Resources, 2021, 39(9): 1239-1247. (in Chinese)

[13] Chen Shanli, Liu Junqiao, Wang Yanping. Current optimization of LLCL photovoltaic grid-connected inverter based on quasi-PR control [C]// 2018 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC). Xi'an, China, 2018: 597-601.

[14] 李圣清, 江宇, 罗朝旭. 基于多谐振前馈与电流估计的光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 67-73.
Li Shengqing, Jiang Yu, Luo Zhaoxu. Research on photovoltaic grid-connected inverter control strategy based on multi-resonance feed-forward and current estimation [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 67-73. (in Chinese)

[15] 杨旭, 姜银光, 彭开香, 等. 双闭环直流调速系统动态补偿控制器的在线优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8): 2409-2418.
Yang Xu, Jiang Yinguang, Peng Kaixiang, et al. The dynamic compensation controller implementation and optimization in double loop DC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8): 2409-2418. (in Chinese)



胡长斌

作者简介：

胡长斌(1982—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：智能电网协调优化控制及电力电子变换器鲁棒控制。E-mail：changbinlove@163.com。

张赛(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：智能电网。E-mail：2072774451@qq.com。

罗珊娜(1982—)，女，博士，高级工程师。研究方向：微电网能量管理。E-mail：Luosn@ncut.edu.cn。

陆珩(1994—)，男，博士研究生。研究方向：微电网故障诊断与容错控制。E-mail：luheng425@163.com。

(责任编辑：耿越)