

DOI: 10.13382/j.jemi.B2105024

基于等价输入干扰的 UPS 逆变器 H_∞ 重复控制*

傅家骏 陈才学 兰永红

(湘潭大学自动化与电子信息学院 湘潭 411105)

摘要:针对不间断电源(uninterruptible power supplies, UPS)逆变器 H_∞ 重复控制系统在跟踪精度和扰动抑制性能之间的固有约束,提出一种附加等价输入干扰(equivalent input disturbance, EID)补偿的 H_∞ 重复控制策略,实现对负载突变等干扰的快速抑制和参考电压的高精度跟踪。首先采用状态空间平均法建立 UPS 逆变器的动态数学模型,并给出总体控制框图;在 H_∞ 重复控制器的基础上,求得一组负载突变时仍能保持稳定的状态反馈增益;其次,通过状态观测器构造 EID 估计器,给出了具体设计步骤。实验结果表明,所提控制策略能将 UPS 逆变器遭受非线性强干扰后的恢复时间缩短约 1 个周期,输出电压有效值的最大偏移量降至 0.09%,改善 UPS 逆变器重复控制系统对扰动抑制的动态性能。

关键词: 逆变器;等价输入干扰; H_∞ 性能;重复控制

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Equivalent input disturbance-based H_∞ repetition control of UPS inverter

Fu Jiajun Chen Caixue Lan Yonghong

(School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: Aiming at the inherent constraints between tracking accuracy and disturbance suppression performance of H_∞ repetitive control system for uninterruptible power supplies (UPS) inverter, an H_∞ repetitive control strategy with equivalent input disturbance (EID) compensation is proposed, which realizes the rapid suppression of load sudden change and other disturbances and the high-precision tracking of reference voltage. Firstly, the dynamic mathematical model of UPS inverter is established by using the state space average method, and the overall control block diagram is given. Based on the H_∞ repetitive controller, a set of state feedback gains that can maintain stability when the load changes suddenly are obtained. Secondly, the EID estimator is constructed by a state observer, and the specific design steps are given. The experimental results show that the proposed control strategy can shorten the recovery time of UPS inverter after suffering from strong nonlinear interference by about one cycle, reduce the maximum offset of output voltage RMS to 0.09%, and improve the dynamic performance of UPS inverter repetitive control system for disturbance suppression.

Keywords: inverter; equivalent input disturbance; H_∞ performance; repetitive control

0 引言

近年来,不间断电源(uninterruptible power supplies, UPS)、自动电压调节器(automatic voltage regulator, AVR)等功率变换器^[1-2]的控制问题一直是学者们研究的热点。其中,采用 UPS 给重要负载供电可免受线路故障和交流电压扰动的影响。而 UPS 的核心环节是逆变器,

其面对的往往是负载多变和非线性干扰并存的恶劣工况。因此,研究更好的电压控制策略以应对系统参数摄动及负载干扰对提高 UPS 可靠性具有重要意义^[3]。

传统工业逆变器多采用 PID 控制器,但在面对强干扰,多变化的参数摄动时,跟踪精度将大幅下降,使系统的稳态性能受到严重影响。基于内模原理(internal model principle, IMP)的重复控制器(repetitive controllers)具有稳态精度高、调节参数少和控制结构简

收稿日期: 2021-12-16 Received Date: 2021-12-16

* 基金项目:国家自然科学基金(61573298)、湖南省自然科学基金(2020JJ6037)项目资助

单的优点,因此被广泛应用在逆变器的控制系统中。如文献[4-6]提出 PI+重复控制的复合策略以改善系统的动态响应,文献[7-8]将比例谐振与重复控制相结合以改善系统干扰抑制能力。但上述文献的重复控制器设计均采用频域法,其控制器的参数选取具有一定的试凑性,且缺乏具体的设计步骤。

同时,值得注意的是,重复控制器由于基频和谐波频率处的高增益,将导致其他频率处的增益过低^[9],使逆变器无法较好应对非周期性的扰动。为了提高重复控制系统非周期扰动的抑制能力,文献[10]将滑膜(sliding mode control, SMC)控制与重复控制相结合,实现了较好的非周期扰动抑制性能和动态响应速度。文献[11-13]采用 H_∞ 控制理论,进一步增强逆变器重复控制系统的抗干扰能力。这往往需要以降低跟踪性能为代价来降低扰动在输出通道上的灵敏度。因此,有学者提出主动扰动抑制的方法,如文献[14-15]在原先控制系统的基础上引入附加型的扰动观测器,将负载电流干扰或滤波电路参数衰减造成的实际对象与名义模型输出差异等效到控制输入端,对系统外部干扰进行抑制。但此类观测器需要利用系统的逆模型,若逆变器的控制系统具有不稳定零极点时,可能会恶化系统的内部稳定性。文献[16]提出了等价输入干扰(equivalent input disturbance, EID)的方法,其主要思想是根据扰动对系统输出信号造成的影响,定义一个等价的输入端干扰(EID),并在输入通道上减去这个 EID,以此来消除外界扰动对系统输出的影响。EID 估计可以由状态观测器得到,只需要引入被控对象的控制输入和系统输出,无需系统的逆模型,因此较好的解决了被动扰动抑制方法的不足。

受以上相关文献的启发,本文针对 UPS 逆变器 H_∞ 重复控制系统在高精度跟踪和强干扰抑制性能之间的固有约束,提出一种基于等价输入干扰的 H_∞ 重复控制方法。首先求解了线性矩阵不等式(linear matrix inequalities, LMI)约束的优化问题得到 H_∞ 重复控制系统的最优状态反馈增益,提高闭环系统的鲁棒性。其次在控制输入通道上附加了 EID 补偿,提高系统对于负载突变等干扰的响应速度和稳态时的跟踪精度。最后,对控制参数进行了稳定性分析,并通过仿真对比验证了所提控制策略的有效性及其优越性。

1 问题描述

1.1 UPS 逆变器及其数学模型

标准不间断电源(UPS)系统的输出级 PWM 逆变器等效电路拓扑如图 1 所示,其由脉宽调制的功率逆变桥和 LC 滤波电路(R_{lf} , L_f 和 C_f)组成。图 1 中, u_r 是正弦参考电压, u_i 是 PWM 模块和逆变桥的输出电压, Y_o 为逆

变器携带的可变负载, i_d 为逆变器负载电流,代表逆变器受到的外部扰动。 i_L 是滤波电感电流, u_c 为滤波电容电压。

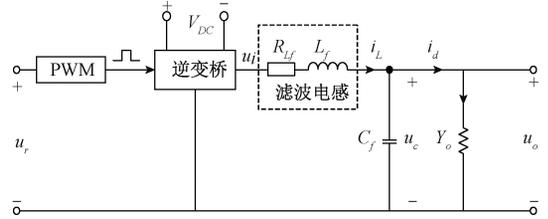


图 1 UPS 逆变器等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit diagram of UPS inverter

采用状态空间平均法对逆变器进行建模,使逆变桥输出电压 u_i 的平均值在一个开关周期内等于正弦参考电压 u_r 。因此,进行控制器设计时可以忽略 PWM 模块和逆变桥的物理模型。运用标准电路理论可得逆变器数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_f}(u_i - u_c - R_{lf}i_L) \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_L - i_d) \end{cases} \quad (1)$$

易知,逆变器的输出电压 u_o 直接反映在滤波电容电压 u_c 上,故在建立状态空间模型时,选取电容电压 u_c 作为系统输出,逆变桥输出电压 u_i 作为控制输入, i_d 作为扰动输入,电感电流 i_L 和电容电压 u_c 作为状态变量。定义如下系数矩阵:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{lf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{\widetilde{Y}_o}{C_f} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 1], \widetilde{Y}_o = \frac{Y_o + \overline{Y}_o}{2}$$

其中, \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{B}_d 和 \mathbf{C} 分别是具有适当维数的已知常数矩阵, \widetilde{Y}_o 代表输出导纳 Y_o 的平均值。从而,数学模型(1)可描述为如下状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{B}_d\mathbf{d}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \\ \mathbf{e}(t) = \mathbf{r}(t) - \mathbf{y}(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{x}(t) = [i_L(t) \quad u_c(t)]' \in R^{(2 \times 1)}$ 代表状态向量; $\mathbf{u}(t) = u_i(t) \in R^{(1 \times 1)}$ 代表输入向量; $\mathbf{d}(t) = i_d(t) \in R^{(1 \times 1)}$ 代表扰动向量; $\mathbf{y}(t) = u_c(t) \in R^{(1 \times 1)}$ 代表输出向量; $\mathbf{r}(t) = u_r(t) \in R^{(1 \times 1)}$ 代表参考输入; $\mathbf{e}(t) \in R^{(1 \times 1)}$ 代表跟踪误差。

1.2 UPS 逆变器控制结构

重复控制器可以实现周期性参考信号的跟踪(或周期性干扰信号的抑制)。其工作原理为:将包含延迟环节的负反馈回路嵌入至控制输入通道上,将输出电压 u_c 与正弦参考电压 u_r 作差后得到的误差信号输入至重复控制器,延迟到下一个周期进行叠加。但直接嵌入延迟环节会使闭环系统在虚轴上有无穷极点,使闭环系统失稳。

文献[17]通过在反馈通路上引入形如式(3)的低通滤波器 $q(s)$ 来确保闭环稳定,如图 2 所示。

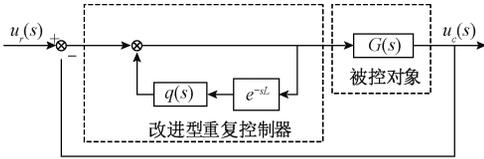


图 2 带有低通滤波的改进型重复控制器

Fig. 2 Improved repetitive controller with low pass filter

$$q(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3)$$

其中, ω_c 是低通滤波器的截止频率,确定如下:

$$\begin{cases} |q(j\omega)| \approx 1, \omega \ll \omega_0 \\ |q(j\omega)| < 1, \omega > \omega_0 \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\omega_0 = \frac{2\pi}{L}$ 是正弦参考电压的频率带宽。从而,

改进后的重复控制器传递函数为:

$$G_{rc}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e^{-sL}} \quad (5)$$

考虑式(5)给出的重复控制器传递函数,其状态空间形式可描述为^[18]:

$$\begin{cases} \dot{x}_{rc}(t) = -\omega_c x_{rc}(t) + \omega_c x_{rc}(t - L) + \omega_c e(t) + \dot{e}(t) \\ x_{rc}(t) = 0, t \in [-L, 0] \end{cases} \quad (6)$$

其中, $x_{rc}(t)$ 是改进型重复控制器的状态变量。

本文所设计的 UPS 逆变器控制结构如图 3 所示,将其简化后的控制框图如图 4 所示。 K_1 和 K_2 是 2.1 节设计的状态反馈增益, L_p 和 $F(s)$ 分别是 2.2 节中设计的状态观测器增益和一阶低通滤波器。控制目标是受到负载突变电流干扰 $d(t)$ 时,输出电压 u_c 能快速消除干扰并跟踪正弦参考电压 u_r 。图 4 主要由 3 部分组成:1)改进型重复控制器,通过正反馈回路逐周期对误差进行存储来提高对正弦参考电压的跟踪精度;2)EID 估计器,估计并抑制 UPS 逆变器受到的干扰;3)状态观测器及状态反馈模块,重构逆变器的状态并输入到具有 H_∞ 性能的状态反馈模块中,提高 UPS 逆变器在每个周期的稳定性。

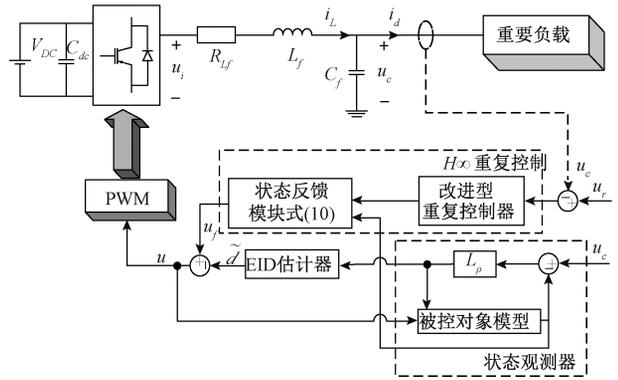


图 3 UPS 逆变器控制结构

Fig. 3 Control structure of UPS inverter

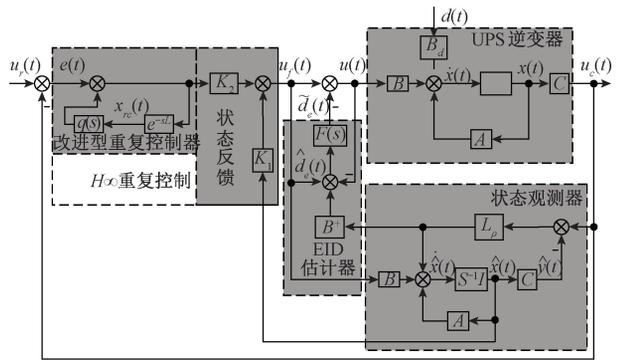


图 4 基于等价输入干扰的 UPS 逆变器 H_∞ 重复控制

Fig. 4 Equivalent input disturbance-based H_∞ repetition control of UPS inverter

2 控制器设计

2.1 H_∞ 重复控制器设计

基于 1.1 和 1.2 节所得的 UPS 逆变器和改进型重复控制器的状态空间模型建立增广模型,并约束其 H_∞ 性能,提高其鲁棒性。暂不考虑 EID 及状态观测器子模块,简化图 4 后可得控制框图如图 5 所示。令不确定矩阵 $\Delta A(t)$ 代表电流扰动,定义如下:

$$\Delta A(t) = H\delta(t)E, E = I_2, H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\widehat{Y}_o}{C_f} \end{bmatrix};$$

$$\widehat{Y}_o = \frac{\overline{Y}_o - Y_o}{2}, \delta(t)' \delta(t) \leq I_1, \delta(t) \in [-1, 1]$$

其中, I_1 和 I_2 分别为 (1×1) 与 (2×2) 的单位矩阵, \widehat{Y}_o 为导纳 Y_o 的最大偏差, $\delta(t)$ 为未知时变矩阵。

UPS 逆变器状态空间模型(2)可改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + \Delta A(t))x(t) + Bu_f(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (7)$$

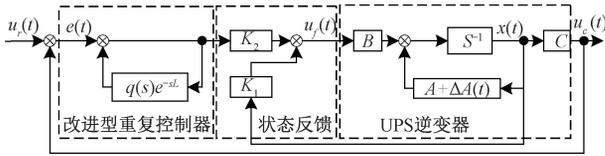


图5 H_∞ 重复控制框图

Fig. 5 Configuration of state feedback control

考虑逆变器状态向量 $x(t)$ 、改进型重复控制器的状态向量 $x_{rc}(t)$ 作为新状态向量 $z(t)$ ，构造如下：

$$z(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_{rc}(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于正弦参考电压 u_r 并不影响重复控制系统稳定性，故可令 $r(t) = 0$ 。由式(2)、(6)、(7)和(8)可得UPS逆变器和改进型重复控制器的增广系统为：

$$\dot{z}(t) = (A_a + \Delta A_a(t))z(t) + A_d z(t - L) + B_a u_f(t) \quad (9)$$

$$\text{式中：} A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C(\omega_c + A) & -\omega_c \end{bmatrix}, \Delta A_a(t) = H_a \delta(t) E_a,$$

$$H_a = [H \quad -CH]^T, E_a = [E \quad 0], A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \omega_c \end{bmatrix}, B_a =$$

$$\begin{bmatrix} B \\ -CB \end{bmatrix}$$

针对增广系统(9)，考虑将UPS逆变器的状态向量(即电感电流和电容电压)、改进型重复控制器的状态向量进行状态反馈控制，提高输出电压的稳定性。即设计如下状态反馈控制律：

$$u_f(t) = K_1 x(t) + K_2 x_{rc}(t) = Kz(t) \quad (10)$$

其中， $K = [K_1 \quad K_2]$ 。

从而，增广系统(9)在控制律(10)下状态空间描述为：

$$\dot{z}(t) = (A_\Delta + B_a K)z(t) + A_d z(t - L) \quad (11)$$

其中， $A_\Delta = A_a + \Delta A_a(t)$ 。

定义 $p(t)$ 为增广系统的被调输出，并引入具有合适维度的权重矩阵 C_p 和 D_p 调整控制器的性能：

$$p(t) = C_p z(t) + D_p u_f(t) \quad (12)$$

根据文献[12]的相关成果，可得如下定理：

定理1 给定正标量 ω_c 和 α ，当且仅当存在一个对称正定矩阵 W ， $S \in R^{(3 \times 3)}$ 、矩阵 $Y \in R^{(1 \times 3)}$ 和正标量 λ, ν ，使得线性矩阵不等式(13)成立时，闭环系统(11)渐近稳定，

$$\begin{bmatrix} \Gamma(W, S, n) & e^{\alpha T} A_d W & W E_a & W C_p' + Y' D_p' \\ * & -S & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ * & * & -\nu I_3 & 0_{3 \times 1} \\ * & * & * & -\lambda \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

其中， $\Gamma(W, S, n) = A_a W + W A_a' + B_a Y + Y' B_a' + 2\alpha W + S + \nu H_a H_a'$ 且 $u_f(t) = Kz(t) = YW^{-1}z(t) = [K_1 \quad K_2]z(t)$ 是闭环系统(9)的一个状态反馈 H_∞ 重复控制器。

注1：定理1给出了UPS逆变器重复控制系统在携带不确定性负载时的稳定性条件和具有 H_∞ 性能状态反馈增益的设计方法。由MATLAB中的LMI工具箱可快速求解。

2.2 等价输入干扰补偿

当UPS逆变器携带的线性负载突变较大或突接恶劣的非线性负载时， H_∞ 重复控制器无法同时满足高精度跟踪和干扰的强抑制能力，且控制延时将影响系统的暂态响应速度。基于此，本小节考虑引入等价输入干扰(EID)补偿，其思路是：将突变负载电流干扰对逆变器输出电压的影响等效为控制输入端(即逆变桥输出电压)的虚拟控制信号，即EID $d_c(t)$ 。然后由EID估计器对 $d_c(t)$ 进行估计，并采用一阶低通滤波器 $F(s)$ 滤除测量噪声：

$$F(s) = \frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} \quad (14)$$

式中： ω_{c1} 为低通滤波器的截止频率，其值应为负载干扰电流频率 ω_r 的5~10倍。将滤波后的EID估计值 $\tilde{d}_c(t)$ 补偿到逆变桥输出电压的控制通道上，构造复合控制律式(15)以消除该干扰。

$$u(t) = u_f(t) - \tilde{d}_c(t) \quad (15)$$

根据文献[16]对EID的定义，式(2)对应EID的状态空间形式可描述为：

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B[u(t) + d_c(t)] \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (16)$$

对式(16)构造如下状态观测器：

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A - L_p C)\hat{x}(t) + Bu_f(t) + L_p y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (17)$$

其中， $\hat{x}(t)$ 为 $x(t)$ 的估计值， L_p 为状态观测器增益， $\hat{y}(t)$ 为观测器输出。

令状态估计误差为：

$$\Delta x(t) = \hat{x}(t) - x(t) \quad (18)$$

基于文献[16]的方法，可得EID $d_c(t)$ 的干扰估计值

$$\hat{d}_c(t) = B^+ L_p C [\hat{x}(t) - x(t)] + u_f(t) - u(t) \quad (19)$$

其中， $B^+ = (B^T B)^{-1} B^T$ 。

进一步地，令式(2)中参考信号和负载干扰电流等于0，得其对偶状态空间如下：

$$\begin{cases} \dot{x}_L(t) = A^T x_L(t) + C^T u_L(t) \\ y_L(t) = B^T x_L(t) \end{cases} \quad (20)$$

由标量 $\rho (>0)$ 确定一个状态反馈控制律:

$$u_L(t) = L_\rho^T x_L(t)$$

针对式 (20) 描述的系统,通过最小化下列二次性能指标即可求得一个最优观测器增益 L_ρ :

$$J_L = \int_0^\infty \{ \rho x_L^T(t) Q_L x_L(t) + R_L u_L^2(t) \} dt \quad (21)$$

其中, ρ 为稳定性调节因子, Q_L 和 R_L 为具有合适维度的加权矩阵。

2.3 复合控制律设计

实际测量的干扰估计值 $\hat{d}_e(t)$ 经过低通滤波器后得到 $\tilde{d}_e(t)$, 其频域表达式为:

$$\tilde{D}_e(s) = F(s) \hat{D}_e(s) \quad (22)$$

其中, $\tilde{D}_e(s)$ 和 $\hat{D}_e(s)$ 分别为 $\tilde{d}_e(t)$ 和 $\hat{d}_e(t)$ 的拉氏变换。对式 (15) 和式 (19) 两边同时采取拉氏变换,并联立式 (14) 和 (22) 可得:

$$U(s) = U_f(s) - \tilde{D}_e(s) =$$

$$U_f(s) - \frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} [B^+ L_\rho C [x(s) - \hat{x}(s)] + U_f(s) - U(s)] \quad (23)$$

简化式 (23):

$$U(s) = U_f(s) - \omega_{c1} B^+ L_\rho C \frac{[x(s) - \hat{x}(s)]}{s} \quad (24)$$

对式 (24) 两边进行拉氏逆变换,可得本文控制律为:

$$u(t) = u_f(t) - \omega_{c1} B^+ L_\rho C \int_0^t [x(\varphi) - \hat{x}(\varphi)] d\varphi = K_1 \hat{x}(t) + K_2 x_{rc}(t) - \omega_{c1} B^+ L_\rho C \int_0^t [x(\varphi) - \hat{x}(\varphi)] d\varphi \quad (25)$$

其中, $u_f(t)$ 中的 UPS 逆变器状态向量由状态观测器重构的状态向量取代, 状态反馈增益 K_1 和 K_2 用于提高

稳定性和跟踪精度, EID 估计 $\tilde{d}_e(t)$ 加至控制输入通道, 以抵消负载变化等扰动 $d(t)$ 对输出电压的影响。

2.4 稳定性分析

将图 4 进行结构等价变换, 得到等价子系统如图 6 所示, 两个子系统分别为: H_∞ 重复控制子系统 1, EID 估计器和状态观测器组成的子系统 2。外部干扰信号与控制系统的稳定性无关, 可令 $u_r(t) = i_d(t) = 0$, 则式 (2) 可改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (26)$$

由式 (15)、(17)、(18) 和 (26) 可得:

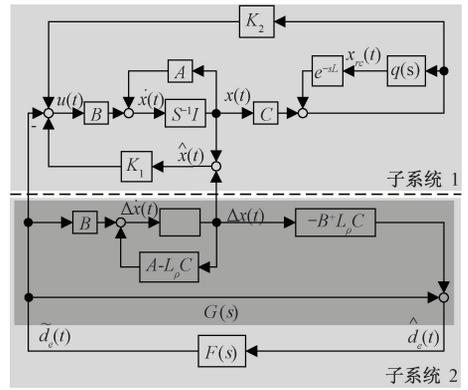


图 6 等价控制子系统

Fig. 6 Equivalent control subsystem

$$\Delta \dot{x}(t) = (A - L_\rho C) \Delta x(t) + B \tilde{d}_e(t) \quad (27)$$

式 (19) 可写为:

$$\hat{d}_e(t) = B^+ L_\rho C \Delta x(t) + \tilde{d}_e(t) \quad (28)$$

联立 (27) 和 (28), 得到从 $\tilde{d}_e(t)$ 到 $\hat{d}_e(t)$ 的传递函数:

$$G(s) = B^+ (sI - A) [sI - (A - L_\rho C)]^{-1} B \quad (29)$$

可见, 传递函数中并未包含 H_∞ 重复控制器的参数, 因此, 引入 EID 补偿后子系统 2 的稳定性可与 2.1 节中设计的 H_∞ 重复控制子系统 1 分开考虑。

定理 2 若系统式 (2) 中 (A, B) 能控, (A, C) 能观, 且同时满足下述约束条件: 1) $\min_{W, Y, S, \lambda, \rho} \lambda$ s. t. 式 (13) 存在对称正定解; 2) $A - L_\rho C$ 稳定; 3) $\|G(s)F(s)\|_\infty < 1$; 则图 4 所示基于等价输入干扰的 UPS 逆变器 H_∞ 重复控制系统在控制律 (25) 下渐近稳定。

证明: 首先, 可利用 MATLAB 软件的相关命令快速判断 UPS 逆变器式 (2) 的能控能观性。其次, 由分离定理^[19] 知, 整个闭环系统的稳定等价于两个子系统同时稳定。对于子系统 1, 若线性矩阵不等式 (13) 存在对称正定解, 则由李亚普洛夫函数可证明子系统 1 渐近稳定, 具体证明过程见文献 [12]。对于子系统 2, 其同时包含了状态观测器和 EID 估计器, 条件 2) 保证了状态观测器 (17) 的收敛, 条件 3) 保证引入 EID 估计器后系统闭环稳定。若 2) 和 3) 同时满足, 则子系统 2 稳定。

注 3: 引入等价输入干扰 (EID) 补偿后的最终控制律如式 (25) 所示, 控制律设计流程如图 7 所示。与文献 [16] 不同的是, 本文给出了 EID 的时域表达式。其次, 虽然文献 [20] 与本文有相似的控制结构, 但其采用的频域法使得参数调节具有试凑性。而本文采用线性矩阵不等式 (LMI) 约束, 将 UPS 逆变器重复控制系统的稳定性条件和最优状态反馈综合到单个优化问题中, 简化了控制律设计并给出了具体步骤。若令 $L_\rho = 0$, 则本文控

制律可退化为文献 [12] 的控制律。可见, 本文控制律包含了已有文献的相关结果, 因此应用范围更广。

综上所述, 本文控制律的设计流程如下:

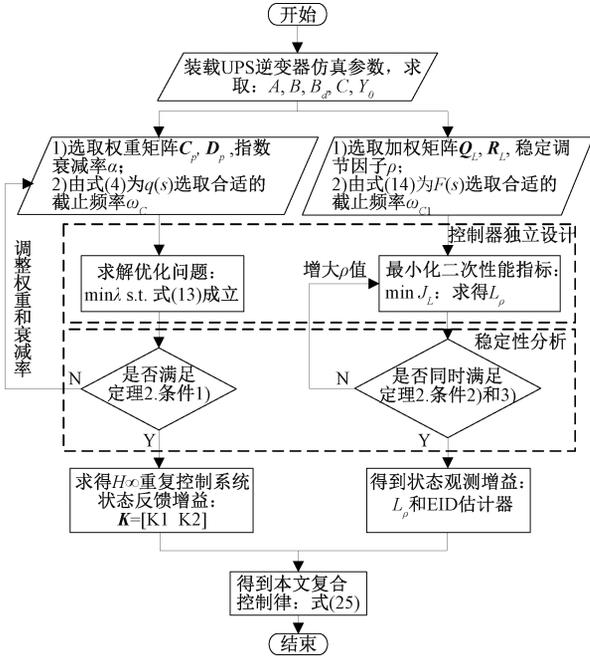


图 7 本文控制律设计流程

Fig. 7 Design flow chart of control law in this paper

3 仿真实验

本文在 MATLAB/Simulink 环境中建立了不间断电源 (UPS) 逆变器仿真模型, 具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 UPS 逆变器仿真参数

Table 1 Simulation parameters of UPS inverter

参数说明	参数数值
滤波电感 (L_f)	0.2 mH
电感电阻 (R_L)	10.0 mΩ
滤波电容 (C_f)	450.0 μF
导纳最小值 (Y_0)	0.000 1 S
导纳最大值 (\bar{Y}_0)	0.5 S
参考信号频率 (ω_0)	314.0 rad/sec
输出有效值 (V_{rms})	220.0 V
采样周期 (T_s)	45.0 μs
PWM 开关频率 (f_s)	21.6 kHz
直流母线电压 (V_{DC})	700.0 V

同时, 为了验证采用线性矩阵不等式 (LMI) 设计重复控制系统的优越性, 将所提方法与采用频域法设计基于 PI 的重复控制进行参数摄动对比实验, 为了验证附加 EID 补偿在干扰抑制方面的优越性, 将所提方法与未加 EID 的 H_∞ 重复控制、基于 PI 的重复控制进行负载扰动

的对比实验。各控制策略简写如下:

NRC+PI: 基于 PI 的重复控制 (频域法);

HRC: 无附加 EID 估计的 H_∞ 重复控制;

HRC+EID: 基于等价输入干扰的 H_∞ 重复控制。

3.1 控制参数稳定性验证

首先, 代入 UPS 逆变器仿真参数, 可由 MATLAB 软件相关命令语句求得矩阵 (A, B) 能控, (A, C) 能观:

$$\begin{aligned} \gg CONT = \text{ctrb}(A, B) &= \begin{bmatrix} 5.56e^{+03} & -3.09e^{+05} \\ 0 & 1.23e^{+07} \end{bmatrix}; \\ \gg OBSV = \text{obsv}(A, C) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2.22e^{+03} & -555.67 \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\text{rank}(CONT) = 2, \text{rank}(OBSV) = 2$$

其次, 考虑改进型重复控制器控制精度和低通滤波器 $q(s)$ 引入的相位滞后, 选取:

$$\omega_c = 550, \alpha = 80$$

其中, α 为指数衰减率。

代入权重系数矩阵:

$$C_p = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

并通过 MATLAB 仿真软件中 LMI 工具箱的 mincx 函数求解优化问题:

$$\min_{w, Y, S, A, \rho} \lambda \quad \text{s. t. 式(13) 成立}$$

得到最优状态反馈 H_∞ 增益 K 及解如下:

$$K = [-267.17 \quad -8.07 \quad 6.09e^3]$$

$$W = \begin{bmatrix} 6.78e^{-10} & -3.82e^{-12} & 5.66e^{-16} \\ -3.82e^{-12} & 9.58e^{-14} & 1.05e^{-14} \\ 5.66e^{-16} & 1.05e^{-14} & 1.97e^{-14} \end{bmatrix}$$

$$S = \begin{bmatrix} 3.5e^{-04} & -3.90e^{-08} & 1.89e^{-09} \\ -3.90e^{-08} & 2.84e^{-09} & -3.97e^{-11} \\ 1.89e^{-09} & -3.97e^{-11} & 6.96e^{-12} \end{bmatrix}$$

$$Y = [-1.38e^{-07} \quad -5.99e^{-12} \quad -1.95e^{-14}]$$

$$\nu = 1.51e^{-14}$$

扰动抑制度 $\lambda = 2.10e^{-11} \ll 1$, 故系统 GOTOBUTTON ZEqnNu(11) 渐近稳定。

针对式 (20) 描述的系统, 通过最小化性能指标式 (21) 来设计最优观测器增益 L_ρ 。代入加权矩阵和低通滤波器 $F(s)$ 截止频率:

$$Q_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1e^{-2} \end{bmatrix}, R_L = 1, \omega_{c1} = 2e^3$$

通过多次测试, 选取 $\rho = 1e^{10}$, 计算得到:

$$L_\rho = [9.40e^4 \quad 2.22e^4]^T$$

$$\begin{cases} \sigma(A - L_\rho C) = \{-1.141 0 \pm 0.961 1i\} * e^4 \\ \|G(s)F(s)\|_\infty = 0.702 3 < 1 \end{cases}$$

其中, $\sigma(\cdot)$ 表示特征根集合。可见, 优化得到的控

制器参数全部满足稳定性条件,从而图 4 所示基于 EID 的 H_∞ 重复控制系统是稳定的。

3.2 系统参数摄动分析

当 UPS 逆变器长时间工作在大负载,强干扰的环境中时,其系统参数可能出现摄动,如 LC 滤波电路的衰减。因此,为了验证本文所提控制策略的鲁棒性,衰减 LC 滤波参数 (R_f , L_f 和 C_f) 至额定值的 50%,并将基于 PI 的重复控制(简称:NRC+PI)与本文所提基于等价输入干扰的 H_∞ 重复控制(简称:HRC+EID)进行对比,分析输出电压的谐波含量变化。图 8 和 9 分别为 NRC+PI 控制和 HRC+EID 控制下的输出电压谐波含量。

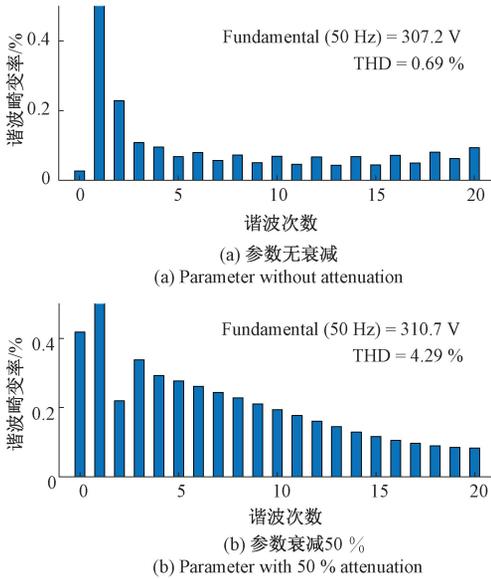


图 8 采用 NRC+PI 控制时输出电压谐波分析
Fig. 8 Harmonic analysis of output voltage with NRC + PI control

对比图 8(a) 和图 9(a) 可知,当参数无衰减时,两种控制方法的电能质量无较大差异。当系统参数出现严重衰减时,如图 8(b) 和图 9(b) 所示,采用 NRC+PI 控制策略下的输出电压谐波含量激增至 4.29%,此时输出电压畸变严重,电能质量明显变差。但本文所提 HRC+EID 控制策略下的输出电压谐波含量只小幅上涨,输出电压畸变程度仍保持较低水平,输出电能质量稳定。

同时,考虑 UPS 逆变器可能出现谐波注入和直流侧电压波动,在仿真时间 $t = 250 \sim 450$ ms 期间对直流侧注入 $100 \sim 350$ Hz 的谐波,如图 10 所示。

当直流侧电压注入谐波时,逆变器在两种控制策略下的输出电压如图 11 和 12 所示。在谐波注入和撤出的瞬间,采用 NRC+PI 控制下的输出电压波形均出现了明显畸变,但在 HRC+EID 控制下的输出电压波形几乎没有任何波动,引入 EID 补偿后抑制了直流侧的谐波干扰。

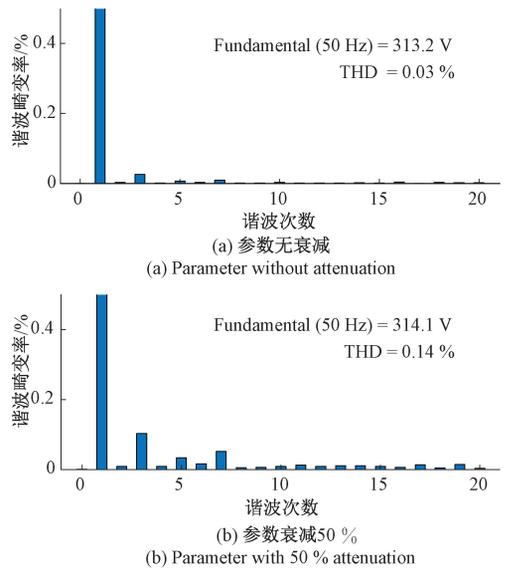


图 9 采用 HRC+EID 控制时输出电压谐波分析

Fig. 9 Harmonic analysis of output voltage with HRC + EID control

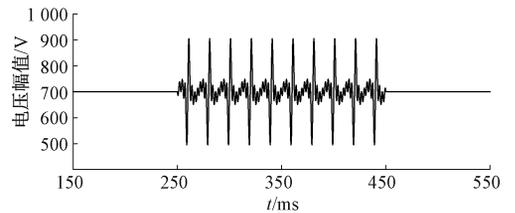


图 10 直流侧电压波形

Fig. 10 DC side voltage waveform

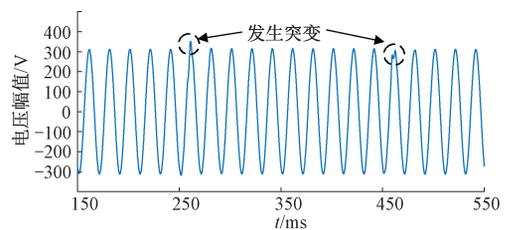


图 11 NRC+PI 控制下的输出电压

Fig. 11 Output voltage under NRC + PI control

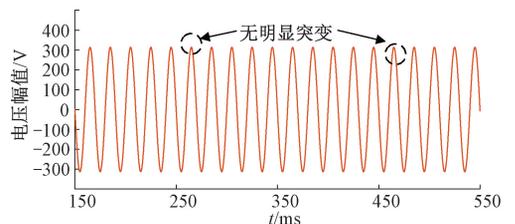


图 12 HRC+EID 控制下的输出电压

Fig. 12 Output voltage under HRC + EID control

可见,当UPS逆变器参数衰减严重及直流侧电压波动时,本文所提控制策略下的谐波含量未见显著上升,输出电压波形未出现突变尖峰,系统鲁棒性明显优于采用频域法设计基于PI的重复控制策略。

3.3 负载扰动性分析

UPS逆变器还可能面临负载多变、非线性负载突接的恶劣工况。因此,本小节将分别采用NRC+PI控制、HRC控制(无附加EID估计的 H_∞ 重复控制)和所提HRC+EID的控制策略对UPS逆变器的带载性能进行测试。首先,为了测试瞬态性能,携带初始负载导纳 $Y_0 = 0.0001\text{ S}$ 启动运行,在 $t = 350\text{ ms}$ 时切换为负载导纳 $Y_0 = 0.5\text{ S}$,以模拟大电流干扰($i_d = 156\text{ A}$),电流波形如图13所示。

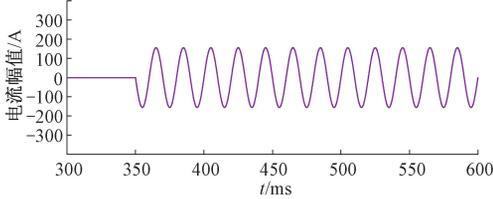


图13 线性负载突变时的输出电流

Fig. 13 Output current at sudden change of linear load

UPS逆变器对应的输出电压有效值波形如图14所示。在负载大电流突变瞬间,采用NRC+PI控制的输出电压出现大幅波动,恢复时间明显较长。同时,HRC控制策略无法消除非周期性的强干扰,输出电压无法恢复至干扰前的稳定值。而本文所提HRC+EID控制通过附加EID补偿快速消除了干扰,输出电压有效值几乎没有波动。

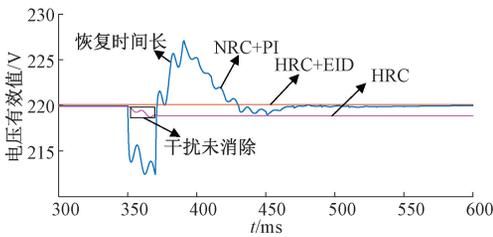


图14 突加线性负载时的输出电压有效值

Fig. 14 RMS of output voltage under additive linear load

其次,考虑图15中所给的非线性负载,其由全波整流器(D1~D4)和RC滤波电路组成; $R_{load} = 7.79\ \Omega$, $C_{load} = 6\ 880\ \mu\text{F}$ 。

在 $t = 350\text{ ms}$ 切入非线性负载时各控制策略下输出电压有效值、跟踪误差和谐波含量如图16、17和18所示。

由图16可知,在非线性负载接入瞬间,NRC+PI和

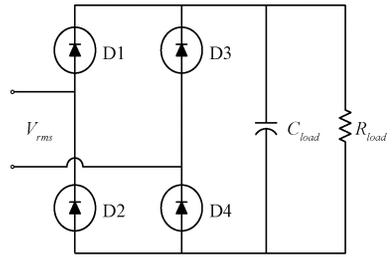


图15 非线性负载拓扑

Fig. 15 Nonlinear load topology

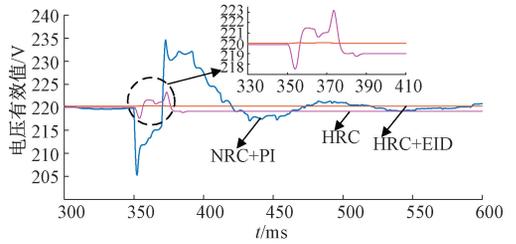


图16 非线性负载下输出电压有效值

Fig. 16 RMS of output voltage under nonlinear load

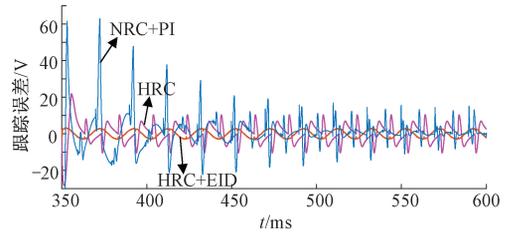


图17 非线性负载下输出电压误差

Fig. 17 Output voltage error under nonlinear load

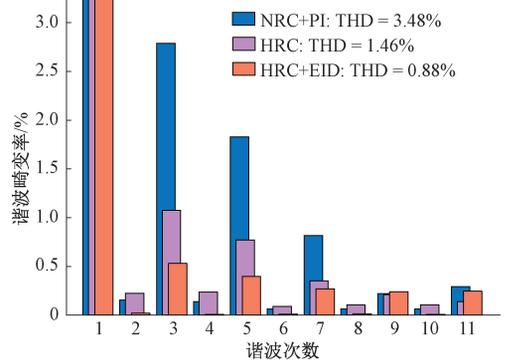


图18 非线性负载下不同控制策略的输出电压谐波含量

Fig. 18 Harmonic content of output voltage of different control strategy under nonlinear load

HRC控制下的输出电压有效值均出现了较大波动。由图17可知,NRC+PI控制下调节恢复过程中的误差峰值高达80V,这将对重要负载的电能质量产生较大影响。

相较之下,HRC 控制有着更好的鲁棒性,但仍需 39 ms 的恢复时间,且具有一定的稳态误差。附加 EID 补偿后,恢复时间缩短为 21 ms,且稳态误差峰峰值仅为正弦参考电压幅值的 1.9% ($\approx 6\text{ V}$)。从图 18 可以看出,附加 EID 补偿后的 THD 降低至 0.88%。

表 2 给出了各性能的量化对比结果。其中, T_r 表示从非线性负载突加($t=350\text{ ms}$)到第 1 次进入稳态的恢复时间, $|\Delta RMS|$ 为输出电压有效值的最大偏移量(有效值最大误差/220 V), E_{ss} 为输出电压稳态误差峰峰值,THD 为输出电压的总谐波畸变率。

表 2 非线性强干扰下的性能比较

Table 2 Performance comparison under nonlinear strong interference

控制策略	T_r/ms	$ \Delta RMS /\%$	E_{ss}/V	THD/%
NRC+PI	127	6.9	18	3.48
HRC	39	1.4	21	1.46
HRC+EID	21	0.09	6	0.88

可以看出,在基于 PI 的重复控制策略下,系统的恢复时间远大于 2 个周期,有效值的最大偏移量达到 6.9%,对强干扰的抑制能力差。而本文所提控制策略(HRC+EID)在保留 H_∞ 重复控制系统鲁棒性的同时,有效值的最大偏移量降至了 0.09%,恢复时间缩短了约 1 个周期。上述分析表明,UPS 逆变器在线性负载大范围突变时, H_∞ 重复控制系统附加 EID 补偿后可以快速消除干扰电流的影响,维持输出电压幅值稳定。同时,在应对非线性负载突加的强干扰时,附加 EID 补偿后明显提高了跟踪精度,且在系统的响应速度上也有较好改善。

4 结 论

本文研究了 UPS 逆变器重复控制系统的干扰抑制问题,引入了等价输入干扰(EID)环节,估计出干扰电流对系统的影响,并在控制通道上进行补偿,使系统在线性负载强干扰下的恢复时间缩短约 1 个周期,为 UPS 逆变器 H_∞ 重复控制系统对干扰的快速抑制提供了一种新的思路。实验表明,在 UPS 逆变器参数摄动及直流侧谐波干扰的情况下,采用线性矩阵不等式(LMI)设计重复控制器能使系统具有更好的鲁棒性。同时,UPS 逆变器受到强干扰时在本文所提方法下有效值的最大偏移量 $|\Delta RMS|$ 为 0.09%,稳态误差为 6 V,恢复时间为 21 ms,系统的干扰抑制性能、跟踪精度和响应速度均得到了改进。

参考文献

[1] 蔡久青,陈昌松,段善旭,等. 模块化不间断电源自适应均流控制技术[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 153-159.

CAI J Q, CHEN CH S, DUAN SH X, et al. Adaptive current-sharing control technique for modular uninterruptible power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 153-159.

[2] KALYAN C H N S, RAO G S. Impact of communication time delays on combined LFC and AVR of a multi-area hybrid system with IPFC-RFBs coordinated control strategy[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(1): 7.

[3] 邓玮璋,周江林. 孤岛微网 DC/AC 逆变器电压 H_∞ 鲁棒控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 195-200.

DENG W H, ZHOU J L. H_∞ robust voltage control for DC/AC inverter in islanded microgrid[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(3): 195-200.

[4] 汪洋,陈权,胡存刚. 基于 PI+重复控制的三电平逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(7): 113-116.

WANG Y, CHEN Q, HU C G. Research on three-level inverter based on PI + repetitive control[J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 113-116.

[5] 王攀攀,晏夏瑜,徐瑞东. 基于重复+PI 控制的 LCL 型并网逆变器仿真研究[J]. 实验室研究与探索, 2020, 39(5): 90-97.

WANG P P, YAN X Y, XU R D. Simulation research of LCL grid-connected inverter based on repetitive and PI control[J]. Research and Exploration in Laboratory, 2020, 39(5): 90-97.

[6] 裴星宇,甘德树,柯清派. 基于改进 PI+重复控制的光伏逆变器谐波抑制方法[J]. 电力电容器与无功补偿, 2019, 40(4): 183-187,192.

PEI X Y, GAN D SH, KE Q P. Harmonic suppression method of photovoltaic inverter based on improved PI and repetitive control[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2019, 40(4): 183-187,192.

[7] 玄兆燕,马振宇,景会成. 基于改进重复控制与准比例谐振的电压型逆变器研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2018, 39(6): 157-162.

XUAN ZH Y, MA ZH Y, JING H CH. Study on voltage inverter based on improved repetitive control and quasi-proportional resonance[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2018, 39(6): 157-162.

[8] 杨苹,郑远辉,许志荣. 基于准比例谐振积分与重复控制的光伏并网逆变器研究[J]. 可再生能源, 2015, 33(7): 993-998.

YANG P, ZHENG Y H, XU ZH R. Study on photovoltaic grid-connected inverter based on quasi-PRI

- and repetitive control[J]. *Renewable Energy Resources*, 2015, 33(7): 993-998.
- [9] GOELE P, BRAM D, JORIS D S, et al. Robust high-order repetitive control: Optimal performance trade-offs [J]. *Automatica*, 2008, 44(10): 2628-2634.
- [10] 贾超, 高雪微. 基于伺服电机的多周期滑模重复控制器研究[J]. *电子测量技术*, 2020, 43(24): 64-69.
JIA CH, GAO X W. Research on multi-period sliding mode repetitive controller based on servo motor [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(24): 64-69.
- [11] 闫士杰, 冷冰, 杜蓓. 基于 H_∞ 重复控制的三相四桥臂逆变器研究[J]. *电机与控制学报*, 2012, 16(9): 39-47.
YAN SH J, LENG B, DU H. Research on the three-phase four-leg inverter based on H_∞ repetitive control [J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(9): 39-47.
- [12] GUILHERME B, JEFERSON V F, DANIEL C, et al. Repetitive controller design for uninterruptible power supplies: An LMI approach [C]. *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Australia, 2011: 704-709.
- [13] 张俊, 刘文泽. 基于 H_∞ 重复控制的微网逆变器控制策略[J]. *电测与仪表*, 2020, 57(20): 114-120.
ZHANG J, LIU W Z. Control strategy of micro-grid inverter based on H_∞ repetitive control [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2020, 57(20): 114-120.
- [14] 程丽敏, 李兴源. 基于扰动观测器的电压源型逆变器控制[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(8): 113-118.
CHENG L M, LI X Y. Disturbance observer based PWM inverter control [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(8): 113-118.
- [15] 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 G F. H_∞ robust control strategy based on disturbance observer for microgrid inverter [J]. *Renewable Energy Resources*, 2021, 39(9): 1239-1247.
- [16] SHE J H, FANG M X, OHYAMA Y, et al. Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(1): 380-389.
- [17] 陈建福, 谭喆, 刘仁亮, 等. 基于改进鲁棒重复控制与QPR的光伏电流控制策略[J]. *电力科学与技术学报*, 2021, 36(3): 100-110.
CHEN J F, TAN ZH, LIU R L, et al. Microgrid photovoltaic current control strategy based on improved robust repetitive control and QPR [J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2021, 36(3): 100-110.
- [18] LAN Y H, WU M, SHE J H, et al. Simultaneous optimisation of the low-pass filter and state-feedback controller in a robust repetitive-control system [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2010, 4(8): 1366-1376.
- [19] ANDERSON B D O, MOORE J B. *Optimal Control: Linear Quadratic Methods* [M]. New York: Dover Publications, 2014.
- [20] 杨国良, 付春田, 伊海涛, 等. 基于等价输入干扰的三电平逆变器重复控制[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(6): 61-64.
YANG G L, FU CH T, YI H T, et al. Repetitive control of three-level inverter based on equivalent input disturbance [J]. *Power Electronics*, 2018, 52(6): 61-64.

作者简介



傅家骏, 2020年于湖南工业大学获得学士学位, 现为湘潭大学硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电与并网控制。

E-mail: 458931296@qq.com

Fu Jiajun received his B. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2020.

Now he is a M. Sc. candidate at Xiangtan University. His main research interests include power generation and grid connection control of new energy source.