

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205532

三相 Z 源逆变器的最优滑模预见重复控制*

谢卫才 彭凡 颜渐德

(湖南工程学院电气与信息工程学院 湘潭 411104)

摘要:针对微网逆变器带不平衡和非线性负载时三相逆变器输出电压电流谐波大的问题,提出一种最优滑模预见重复控制的方法,实现对不平衡负载和非线性负载等非正常工况的快速响应和参考电压的高精度跟踪。首先,在前馈补偿环节引入预见控制器,并利用差分算子,设计包含目标值信号和滞后环节反馈的扩大状态误差系统,将逆变器的控制问题转化为线性离散系统的调节问题;进一步,利用 Lyapunov 方法和线性矩阵不等式及最优控制器的设计方法,得到包含滑模控制、状态反馈、重复控制、和预见补偿的最优滑模预见重复控制器。实验结果表明,最优滑模预见重复控制带线性负载时电压波形畸变率从 3.12% 减少到 0.78%,响应时间从 10 ms 减小为 5 ms;其带非线性负载时电压波形畸变率从 6.72% 减少到 0.92%,验证了所提方法的有效性。

关键词: Z 源逆变器;微网逆变器;滑模控制;重复控制;预见控制

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

Optimal sliding mode preview repetitive control of three-phase Z-source inverter

Xie Weicai Peng Fan Yan Jiande

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan Institute of Engineering, Xiangtan 411104, China)

Abstract: To solve the problem of large harmonics of output voltage and current of three-phase inverters with unbalanced and non-linear loads, an optimal sliding mode preview repetitive control strategy is proposed to achieve fast response to abnormal conditions such as unbalanced loads and non-linear loads and high precision tracking of reference voltage. Firstly, a preview controller is introduced in the feed-forward compensation link, and an extended state error system including target signal and feedback from lagging link is designed by using difference operator, which converts the control problem of the inverter into the regulation problem of linear discrete system. Furthermore, by using Lyapunov method, linear matrix inequality and design method of optimal controller, an optimal sliding mode preview repetitive controller including sliding mode control, state feedback, repetitive control and preview compensation is obtained. The experimental results show that the distortion rate of voltage waveform decreases from 3.12% to 0.78% and the response time decreases from 10 ms to 5 ms when the optimal sliding mode preview repetitive control with linear load. The distortion rate of voltage waveform with non-linear load is reduced from 6.72% to 0.92%, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Z-source inverter; microgrid inverter; slide mode control; repeat control; preview control

0 引言

近年来,由于传统能源短缺和环境污染问题,可再生能源得到迅速发展。目前,可再生能源广泛应用于由分

布式发电系统组成的微电网中。在微网中,逆变器作为连接电源和负载的重要组成单元,其对系统的稳定有至关重要的作用^[1-2]。当微网逆变器中出现非线性负载和不平衡负载时,系统容易出现较大波动,因此,逆变器的控制策略对输出电能质量和系统稳定性具有重要的

收稿日期: 2022-05-26 Received Date: 2022-05-26

* 基金项目:湖南省自然科学基金(2020JJ6019, 2021JJ50115)、湖南省教育厅重点项目(20A116)、湖南省研究生科研创新项目(CX20211266)资助

影响^[3]。

Z 源逆变器 (Z-source inverter, ZSI) 是一种单级式功率变换器, 与传统电压源逆变器 (voltage-source inverter, VSI) 相比, 可通过直通状态来实现升压功能, 且无需死区时间^[4]。将 ZSI 应用于微网系统中有利于降低逆变器成本和输出更高质量的波形, 可提高系统的可靠性和能量转换率^[5]。

滑模控制对干扰信号的影响具有很强的鲁棒性^[6], 在应对逆变器系统非线性特性方面可以起到较好的效果, 同时其设计简单、响应快速, 因此许多学者对该方法进行了深入研究。预见控制是一种扩展的前馈控制, 它通过利用已知未来参考输入信号对当前时刻的状态进行调节控制, 从而提高系统动态性能^[7-8]。重复控制能够有效地跟踪或者抑制周期信号^[9], 它通过在系统中引入反馈环节, 使系统的参数在不断的修正之后对周期信号进行跟踪或者抑制。由于单一重复控制存在滞后环节, 以及其学习能力的有限性, 因此很多学者通常将重复控制和其他智能控制方法结合达到理想的效果^[10-13]。

文献[14]采取重复和 PI 结合的控制方法提高逆变器动态性能和有效降低逆变器谐波, 但逆变器性能受 PI 参数波动大。文献[15]研究不同趋近律下离散滑模重复控制器的设计, 并应用于逆变器。文献[16]采用比例重复控制方案, 提高系统快速瞬态响应能力, 但结构较为复杂。文献[17]研究了一类离散时间时滞的线性系统, 采用提升-预估法对预见控制器进行设计。文献[18]针对一类多项式不确定线性离散系统, 提出了鲁棒性能预见重复控制器设计方法。文献[19]研究了一类线性连续时滞系统的有限时间有界跟踪控制问题。文献[20]中将预见信息引入到线性离散时间系统, 并推广到龙贝格状态观测器的控制应用。

受以上文献启发, 本文对三相离网型 Z 源逆变器进行数学建模, 然后转化成状态空间模型, 并进一步离散化; 在进行控制器设计时引入状态反馈、重复控制、预见控制和滑模控制, 通过离散提升技术建立扩大状态误差系统, 将最优控制问题转化成系统的调节问题; 最后, 通过实验分析验证了该方法对离网型 Z 源逆变器带不平衡负载和非线性负载均有良好的性能。

1 三相 Z 源逆变器的建模及问题分析

1.1 Z 源逆变器原理

Z 源逆变器拓扑结构如图 1 所示。其在直流电源和逆变桥之间增加了 Z 源网络, Z 源网络包括互相对称的阻抗源网络 (电容 C_1 、 C_2 , 电感 L_1 、 L_2)。

Z 源逆变器同一桥臂上下的开关管可以同时导通, 这种情况称为直通零矢量, 也就是 Z 源逆变器的特殊导

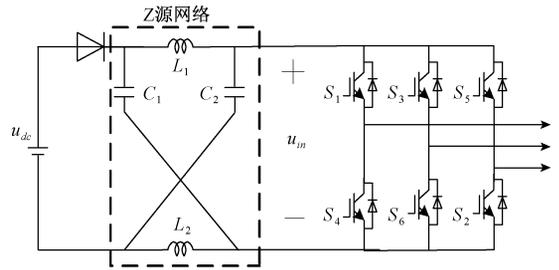


图 1 Z 源逆变器拓扑结构

Fig. 1 Z-source inverter topology

通状态。Z 源逆变器正是利用直通零矢量和传统矢量相结合, 从而实现降压和升压的目的。

根据同一桥臂上下两个功率开关管是否同时导通, Z 源网络可以分为直通状态和非直通状态。如图 2、3 分别是 Z 源逆变器非直通和直通时的等效电路拓扑图。

当 Z 源逆变器同一桥臂上下两个功率开关管同时导通时, 此时 Z 源逆变器处于直通状态, 其直流链电压为 0, 即 $u_{in} = 0$ 。

在非直通下, 直流链电压 u_{in} 可以写成:

$$u_{in} = \frac{1}{1 - 2D_0} u_{dc} = B u_{dc} \quad (1)$$

其中, B 为 Z 源网络的升压因子, D_0 为直通零矢量的占空比, 且有:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_0} \geq 1 \quad (2)$$

因此, 使总增益 G 满足 $G = mB$, 可以得到:

$$G = mB = \frac{m}{1 - 2D_0} \quad (3)$$

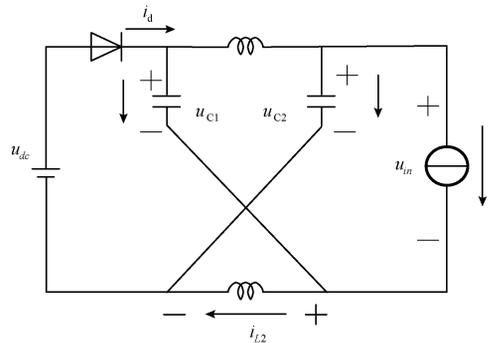


图 2 Z 源逆变器直通时的等效电路拓扑

Fig. 2 Equivalent circuit topology for non-direct Z-source Inverters

Z 源逆变器主流的脉冲调制方法^[21]简单升压控制 (simple boost control, SBC)、最大升压控制 (maximum boost control, MBC)、最大固定升压控制 (maximum constant boost control, MCBC) 和改进的 SVPWM (modified

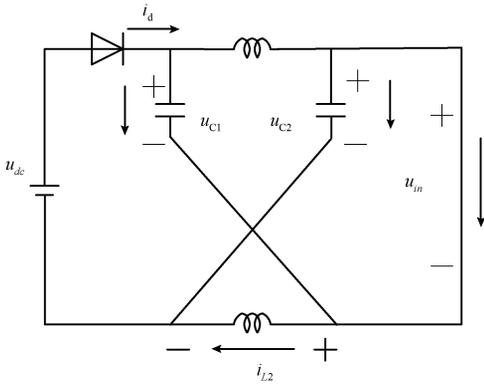


图 3 Z 源逆变器非直通时的等效电路拓扑
Fig. 3 Equivalent circuit topology for direct-pass Z-source inverters

SVPWM, MSVPWM) 控制等方式。在这些方式中, m 和 D_0 之间的约束关系是类似的, 本文以 SBC 为例, m 和 D_0 之间的制约关系满足:

$$m + D_0 \leq 1 \quad (4)$$

假定直流电源电压恒定且无波动, 将 $m = 1 - D_0$ 代入式(3)可得:

$$G = \frac{m}{2m - 1} \quad (5)$$

由于 G 不能为负, 所以 m 必须大于 0.5。在相同的电压增益下, 较小的 m 会导致较大的 D_0 。这表明, 若一直将 D_0 固定在较高的值上, 由于输出电压很小, m 会很小, 无疑会降低逆变器的效率。

根据图 4 可得, 在该约束条件下, 在直通占空比 D_0 一致的情况下, Z 源逆变器的总增益 G 调制度 m 成正比; 同理, 在调制度 m 相同的条件下, 直通零矢量占空比 D_0 越大, Z 源逆变器系统的总增益也就越大。

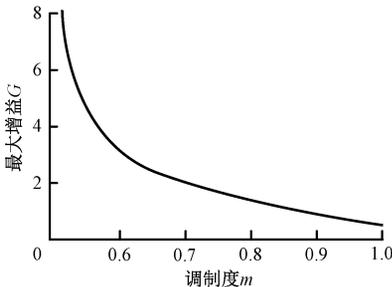


图 4 最大增益与调制度的关系

Fig. 4 Relationship between G and m

1.2 逆变器的建模及问题分析

三相离网型 Z 源逆变器的拓扑结构如图 5 所示。图中, u_{dc} 为直流母线输入电压, u_{in} 为直流母线经过 Z 源网络变化后的电压, u 为控制器输入电压, D_1 为二极管, Z

源网络包括电容 C_1 、 C_2 , 电感 L_1 、 L_2 。 R_{L_f} 为电感 L_f 的等效内阻, L_f 为输出滤波电感, C_f 为输出滤波电容, u 为 PWM 控制输入电压。

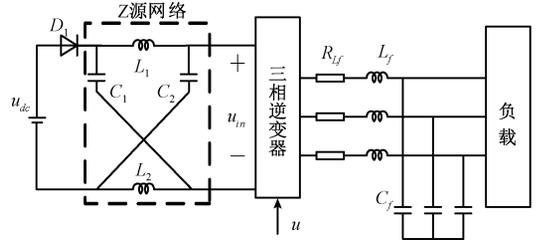


图 5 三相离网型 Z 源逆变器拓扑

Fig. 5 Three phase off grid Z-source inverter topology

本文通过对电容和电感进行解耦, 建立三相 Z 源逆变器状态空间方程。以解耦后的 d 轴为例, 选择 d 轴的滤波电感电流和滤波电容电压 i_L 、 v_C 为状态变量, 选择控制器输出作为逆变器输入。据此可以推导出状态空间模型为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 1]; y = v_C(t).$$

式中: 向量 $i_L(t)$ 、 $v_C(t)$ 分别表示滤波电感电流和滤波电容电压, $u(t)$ 为 PWM 控制输入电压, R 为 PWM 功率放大器的放大系数, L_f 为滤波电感, C_f 为滤波电容。

由于采用数字控制, 考虑到延时环节和到系统的外界干扰, 因此将式(6)离散化处理, 并在输入中加入一阶滞后环节可得:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k-1) + Ed(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (7)$$

式中: A 、 B 、 C 和 E 分别表示常数矩阵, $d(k)$ 三相逆变器控制系统的外界干扰, 表示系统的不确定性。

在本文中, 控制目标是针对离散化的逆变系统(7)设计合适的控制器 $u(k)$, 使得控制器输出 u 能够在任意初始条件和不确定干扰下, 使系统达到稳定。

2 滑模预见重复控制器设计

2.1 预见重复控制器设计

基本的离散重复控制器, 如图 6 所示。

根据 z 变换的离散性质, 图 6 中基本重复控制的时域形式为:

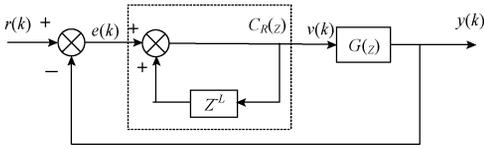


图 6 重复控制系统图

Fig. 6 Repeat control system diagram

$$v(k) = \begin{cases} e(k) & 0 \leq k < L \\ v(k-L) + e(k) & k \geq L \end{cases} \quad (8)$$

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (9)$$

式中： $e(k)$ 为离散系统的误差信号； L 为时滞环节的延时参数，等于参考信号 $r(k)$ 的周期； $v(k)$ 为重复控制器的输出。

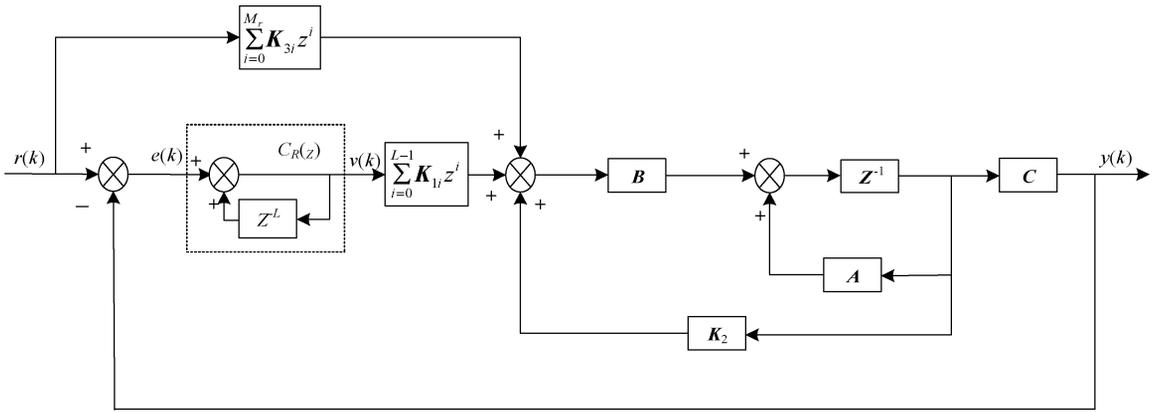


图 7 预见重复控制系统

Fig. 7 Preview repeat control system diagram

上述控制器由 3 部分构成：1) 重复控制器，通过控制器的学习机制提高系统的误差调节性能；2) 状态反馈控制器，通过对系统周期信号的反馈提高系统的稳定调节能力；3) 预见控制器，利用已知的未来系统电压电流等信息对系统进行补偿，从而提高系统的跟踪性能。

针对离网逆变器离散系统 (10)，引入性能指标：

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [e^T(k) Q_e e(k) + \Delta u^T(k) H \Delta u(k)] \quad (12)$$

式中： Q_e 和 H 为给定的系统参数。

本文通过设计形如式 (11) 的控制器，在系统正常运行状态下，使得系统满足如下指标：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} [r(k) - y(k)] = 0 \quad (13)$$

现对系统的目标信号 $r(k)$ 作如下假设：

设周期为 L 的目标值信号 $r(k)$ 其可预见步数为 M_r ($M_r < L$)，即当前时刻为 k ，对应的目标信号 $r(k)$ 已知，其目标信号对应的 M_r 步未来值 $r(k), r(k+1), \dots, r(k+M_r)$ 均为已知， M_r 步以后的目标值取常数。

该假设是关于目标值信号预见性的假设，信号值距离当前时刻较远时，对系统性能的影响并不大。

假设干扰信号 $d(k) = 0$ ，则离散系统 (7) 的标称系统为：

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k-1) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (10)$$

本文设计的预见重复控制系统如图 7 所示。其中， K_{1i} 、 K_2 以及 K_{3i} 分别为重复控制器、状态反馈控制器以及预见控制器的增益矩阵， $C_R(z)$ 为基本重复控制器。因此本文设计的预见重复控制器如下：

$$u(k) = \sum_{i=0}^{L-1} K_{1i} v(k-i+1) + K_2 x(k+1) + \sum_{i=0}^{M_r} K_{3i} r(k+i+1) \quad (11)$$

对系统的各个变量，进行如下定义：

$$\Delta \alpha(k) = \alpha(k) - \alpha(k-L) \quad (14)$$

其中， $\alpha(k)$ 为任意向量。

根据假设，将目标信号的未来信息引入线性离散系统，可得：

$$x_r(k+1) = A_r x_r(k) \quad (15)$$

其中：

$$x_r(k) = \begin{bmatrix} \Delta r(k) \\ \Delta r(k+1) \\ \vdots \\ \Delta r(k+M_r) \end{bmatrix}; A_r = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & I & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & I \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}。$$

根据式 (15) 并联立式 (10) 可得系统误差方程为：

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\Delta u(k-1) \\ e(k+1) = e(k+1-L) - \mathbf{C}\mathbf{A}\Delta \mathbf{x}(k) - \\ \quad \mathbf{C}\mathbf{B}\Delta u(k-1) + \Delta r(k+1) \end{cases} \quad (16)$$

通过引入状态向量,则由式(16)可将误差方程转化为:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{x}}_1(k+1) = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}_1(k) + \mathbf{G}_r\Delta r(k+1) + \mathbf{G}\Delta u(k-1) \\ \Delta y(k) = \mathbf{C}_1\bar{\mathbf{x}}_1(k) \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \mathbf{I} & -\mathbf{C}\mathbf{A} \\ \mathbf{I} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{I} & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \mathbf{A} \end{bmatrix}; \mathbf{G}_r =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}\mathbf{B} & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{B} \end{bmatrix}^T; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \mathbf{C} \end{bmatrix}.$$

结合误差系统(17),使用离散提升技术,将 $\Delta u(k-1) = \Delta u(k)$ 增加到状态向量中,可得系统的扩大状态误差方程为:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{X}}(k+1) = \Phi_x\bar{\mathbf{X}}(k) + \mathbf{G}_x\Delta u(k) \\ y(k) = \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{X}}(k) \end{cases} \quad (18)$$

其中:

$$\Phi_x = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}} & \mathbf{G}_{su} & \mathbf{G}_{sr} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_r \end{bmatrix}; \bar{\mathbf{X}}(k) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_1(k) \\ \Delta u(k-1) \\ \mathbf{X}_r(k) \end{bmatrix}; \mathbf{G}_x =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{G}_{sr} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{G}_r & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}; \bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

对于扩大状态误差系统,性能指标(12)可重新写为:

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [\bar{\mathbf{X}}^T(k)\mathbf{Q}\bar{\mathbf{X}}(k) + \Delta u^T(k)\mathbf{H}\Delta u(k)] \quad (19)$$

式中: $\mathbf{Q} = \text{diag}[Q_e \quad 0 \quad 0]$ 。

可见,通过离散提升技术,在性能指标(12)下,对于逆变器离散系统(10)的控制问题,能够转化为满足性能指标(21)的情况下,扩大状态误差系统(18)的稳定性调节问题。

根据式(8)和(11),有:

$$\Delta u(k) = \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{K}_1 e(k-i) + \mathbf{K}_2 \Delta x(k) + \sum_{i=0}^{M_r} \mathbf{K}_3 \Delta r(k+i) =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_1(k) + \mathbf{K}_3 \mathbf{X}_r(k) =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix} \bar{\mathbf{X}}(k) = \mathbf{K}\bar{\mathbf{X}}(k) \quad (20)$$

显然,如果扩大状态误差系统(18)存在一个反馈控制律 $\Delta u(k) = \mathbf{K}\bar{\mathbf{X}}(k)$,则线性离散系统(7)存在形如式(11)的最优预见重复控制器。

引理 1 (Schur 补引理^[22]) 对于给定的对称矩阵,其中 $S_{11} \in R^{r \times r}$ 以下 3 个条件等价:

- 1) $S < 0$
- 2) $S_{11} < 0, S_{22} - S_{12}^1 S_{11}^{-1} S_{12} < 0$
- 3) $S_{22} < 0, S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$

引理 2:假设成立,当且仅当存在对称正定矩阵 \mathbf{X} 和适维矩阵 \mathbf{Y} ,使如下不等式成立:

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{X} & \Phi_x \mathbf{X} + \mathbf{G}_x \mathbf{Y} & 0 & 0 \\ * & -\mathbf{X} & \mathbf{X}\mathbf{Q}^{\frac{1}{2}} & \mathbf{Y}^T \mathbf{H}^{\frac{1}{2}} \\ * & * & -\mathbf{I} & 0 \\ * & * & * & -\mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

则扩大状态误差系统(18)存在最优反馈控制律 $\Delta u(k) = \mathbf{K}\bar{\mathbf{X}}(k)$,且 $\mathbf{K} = \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{X}$ 。

证明:当 $\Delta u(k) = \mathbf{K}\bar{\mathbf{X}}(k)$ 为扩大状态误差系统(18)的反馈控制律,则由式(18)、(20)可知相应的闭环系统为:

$$\bar{\mathbf{X}}(k+1) = \Phi_x \bar{\mathbf{X}}(k) + \mathbf{G}_x \Delta u(k) = (\Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K}) \bar{\mathbf{X}}(k) \quad (22)$$

选取 Lyapunov 函数:

$$V(\bar{\mathbf{X}}(k)) = \bar{\mathbf{X}}(k)^T \mathbf{P}\bar{\mathbf{X}}(k) \quad (23)$$

式中: $\mathbf{P} > 0$ 。

沿闭环系统(22)的任意轨线,计算 $V(\bar{\mathbf{X}}(k))$ 的差分,有:

$$\begin{aligned} V(\bar{\mathbf{X}}(k+1)) - V(\bar{\mathbf{X}}(k)) &= \\ \bar{\mathbf{X}}^T(k+1)\mathbf{P}\bar{\mathbf{X}}(k+1) - \bar{\mathbf{X}}^T(k)\mathbf{P}\bar{\mathbf{X}}(k) &= \\ \bar{\mathbf{X}}^T(k) [\Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K}]^T \mathbf{P} [\Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K}] \bar{\mathbf{X}}(k) - \\ \bar{\mathbf{X}}^T(k)\mathbf{P}\bar{\mathbf{X}}(k) & \end{aligned} \quad (24)$$

若如下不等式成立:

$$(\Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K})^T \mathbf{P} (\Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K}) - \mathbf{P} + (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{H}\mathbf{K}) < 0 \quad (25)$$

则式(22)可以写成:

$$V(\bar{\mathbf{X}}(k+1)) - V(\bar{\mathbf{X}}(k)) < -\bar{\mathbf{X}}^T(k) (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{H}\mathbf{K}) \bar{\mathbf{X}}(k) < 0 \quad (26)$$

由 Lyapunov 稳定性理论,闭环系统(22)渐近稳定。进一步,可从式(26)得:

$$\bar{\mathbf{X}}^T(k)\mathbf{Q}\bar{\mathbf{X}}(k) + \Delta u^T(k)\mathbf{H}\Delta u(k) < -[V(\bar{\mathbf{X}}(k+1)) - V(\bar{\mathbf{X}}(k))] \quad (27)$$

在不等式两边从 $k=0$ 到 $k=\infty$ 求和,得:

$$\sum_{k=0}^{\infty} [\bar{\mathbf{X}}^T(k)\mathbf{Q}\bar{\mathbf{X}}(k) + \Delta u^T(k)\mathbf{H}\Delta u(k)] \leq \bar{\mathbf{X}}_0^T \mathbf{P}\bar{\mathbf{X}}_0 \quad (28)$$

其中, $\bar{\mathbf{X}}_0$ 是扩大状态误差系统的初始状态。

进一步利用引理 1 可将不等式(23)写成:

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{P}^{-1} & \Phi_x + \mathbf{G}_x \mathbf{K} \\ * & -\mathbf{P} + \mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{H}\mathbf{K} \end{bmatrix} < 0 \quad (29)$$

将上式两边同时乘以 $\text{diag}\{I, P^{-1}\}$, 可得:

$$\begin{bmatrix} -P^{-1} & (\Phi_x + G_x K) P^{-1} \\ * & -P^{-1} + P^{-1}(Q + K^T H K) P^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (30)$$

令 $X = P^{-1}$ 得:

$$\begin{bmatrix} -X & (\Phi_x + G_x K) X \\ * & -X + X(Q + K^T H K) X \end{bmatrix} < 0 \quad (31)$$

令 $K = Y^{-1} X$, 并利用引理 1 可得式(18)。

综上, 扩大状态误差系统(18)存在一个反馈控制律 $\Delta u(k) = K \bar{X}(k)$, 使得线性离散系统(7)存在形如式(11)的最优预见重复控制器 $u(k)$ 。

2.2 滑模控制器设计

设计双幂次滑模控制器的滑模面为:

$$s(k) = C \bar{X}(k) \quad (32)$$

其中, $C \in R^{1 \times (n+p+M_r)}$, 且 $CG_x \neq 0$ 。

针对离散系统(7), 双幂次滑模控制器的趋近律为:

$$s(k+1) - s(k) = -\varepsilon_1 T |s(k)|^\alpha \text{sgn}(s(k)) - \varepsilon_2 T |s(k)|^\beta \text{sgn}(s(k)) - qTs(k) \quad (33)$$

其中:

$q > 0, (1 - qT) > 0, \varepsilon_1 > 0, 0 < \alpha < 1, \varepsilon_2 > 0, \beta > 1, T$ 为采样步长。

根据式(33)可得, 双幂次趋近律由两个幂次趋近律组成。在系统远离滑模面时, $\varepsilon_1 T |s(k)|^\alpha \text{sgn}(s(k))$ 起主要作用, 使得系统快速靠近滑模面; 在系统靠近滑模面时, $\varepsilon_2 T |s(k)|^\beta \text{sgn}(s(k))$ 起主要作用, 使系统进一步缩小误差。

引理 3: 双幂次滑模预见重复控制器的控制律是由线性部分和非线性部分组成, 其具形式为:

$$\Delta u(k) = \Delta u_1(k) + \Delta u_2(k) \quad (34)$$

其中:

$$\Delta u_1(k) = \sum_{i=0}^{L-1} K_{1i} e(k-i) + K_2 \Delta x(k) + \sum_{i=0}^{M_r} K_{3i} \Delta r(k+i)$$

$$\Delta u_2(k) = (CG_x)^{-1} \varepsilon_1 T |s(k)|^\alpha \text{sgn}(s(k)) + (CG_x)^{-1} \varepsilon_2 T |s(k)|^\beta \text{sgn}(s(k)) - (CG_x)^{-1} (1 - qT) s(k)$$

证明: 引用 Lyapunov 函数:

$$v(k) = \frac{1}{2} s^2(k) \quad (35)$$

当系统满足以下条件, 即:

$$\Delta V(k) = s^2(k+1) - s^2(k) < 0, \quad s(k) \neq 0 \quad (36)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论, 当滑模面 $s(k) < 0$ 时, 系统全局渐进稳定, 不论系统的初始状态为多少, 其最终状态都会趋近于滑模面 $s(k)$ 。因此, 滑模控制器的到达条件为:

$$s^2(k+1) < s^2(k) \quad (37)$$

当系统采样步长 T 较小时, 则滑模控制器具有存在性且可达性的充分必要条件为:

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \text{sgn}(s(k)) &< 0 \\ [s(k+1) + s(k)] \text{sgn}(s(k)) &> 0 \end{aligned} \quad (38)$$

将式(33)所提出的趋近律代入式(38), 并代入参数可得:

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \text{sgn}(s(k)) &= \\ -qT |s(k)| - \varepsilon_1 T |s(k)|^\alpha - \varepsilon_2 T |s(k)|^\beta &< 0 \quad (39) \end{aligned}$$

由 $(2 - qT) \gg 0$ 可知:

$$\begin{aligned} [s(k+1) + s(k)] \text{sgn}(s(k)) &= \\ (2 - qT) |s(k)| - \varepsilon_1 T |s(k)|^\alpha - \varepsilon_2 T |s(k)|^\beta &> 0 \quad (40) \end{aligned}$$

由式(39)和(40)可知, 所设计的双幂次滑模控制器满足式(38)的两个条件, 即双幂次滑模控制器满足存在性和可达性, 在该控制器作用下的系统具有渐进稳定性。

定理 1: 对于给定的矩阵 Q, H , 若存在适当维数的矩阵 X, Y 使得线性矩阵式(21)成立, 则离散系统式(7)在性能指标函数式(12)下的最优滑模预见重复控制器为:

$$u(k) = u_1(k) + u_2(k) \quad (41)$$

式中:

$$\begin{aligned} u_1(k) &= \sum_{i=0}^{L-1} K_{1i} v(k-i) + K_2 x(k) + \sum_{i=0}^{M_r} K_{3i} r(k+i) \\ u_2(k) &= (CG_x)^{-1} [(qT - 1)v(k) + \varepsilon_1 T \phi(k) + \varepsilon_2 T \varphi(k)] \end{aligned}$$

其中:

$$v(k) = v(k-1) + s(k)$$

$$\phi(k) = \phi(k-1) + |s(k)|^\alpha \text{sgn}(s(k))$$

$$\varphi(k) = \varphi(k-1) + |s(k)|^\beta \text{sgn}(s(k))$$

3 实验结果及分析

为了验证本文所提控制策略的正确性和可行性, 构建了一个实验室原型, 采用 TI 公司生产的 TMS320F28335 芯片的数字信号处理器(DSP)作为数字控制平台, 搭建了如图 8 所示的实验平台, 具体 Z 源逆变器的参数如表 1 所示。包括 1 个 Z 源网络, 该网络连接到一个三相电压源逆变器(VSI), 逆变器输出采用 LC 滤波。



图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

根据定理 1, 利用 MATLAB 的 LMI 工具箱求解得:

$$K_1 = \begin{bmatrix} -0.1590 & -0.0157 & 0.0024 & 0.0015 \\ -0.0001 & 0.0004 & 0.0026 & 0.0158 \\ & 0.1574 & 2.4537 & \end{bmatrix}$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} -2.3457 & -5.2758 \end{bmatrix}$$

$$K_3 = \begin{bmatrix} 0.1647 & 1.2647 & 0.0166 \end{bmatrix}$$

表 1 三相 Z 源逆变器参数

Table 1 Parameters of three-phase Z-source inverter

参数	数值
直流电压 V_m/V	300
滤波电感 L_f/mH	1
滤波电容 $C_f/\mu F$	50
逆变器输出电压 V_0/V	380
开关频率 f_s/kHz	10
线路电阻 R_{lj}/Ω	0.5
Z 源网络电容 $C/\mu F$	1000
Z 源网络电感 $L/\mu H$	300

最优滑模预见重复控制器参数选取: $L=10$, 采样时间 $T=0.01\text{ s}$, 为了保证系统稳定预见步数取 $M_r=2$, 状态加权系数 $Q_e=100$, 控制加权系数 $H=1$, $q=6$, $\varepsilon_1=\varepsilon_2=0.1$, $\alpha=0.1$, $\beta=1.01$ 。

为了验证系统的动态性能和稳定性, 图 9~10 将峰值直流链电压调节至 400 V 的参考值, 验证 Z 源逆变器的升压性能。图 11~13 设置了系统在线性负载条件下空载到满载的负载切换。

为了验证所提出的最优滑模预见重复控制器的性能, 图 11~16 比较了 dq 坐标系下, 重复控制、预见重复控制和滑模预见重复控制 3 种控制方法在线性负载和非线性负载下电压以及电流波形变化情况, 并进一步采集 3 种方法下稳态电压波形畸变。图 17 验证了所提控制策略在为不平衡负载工况下的三相输出电压、电流波形变化情况。图中, i_a 、 v_{aN} 分别为逆变器 a 相的输出电流与电压。

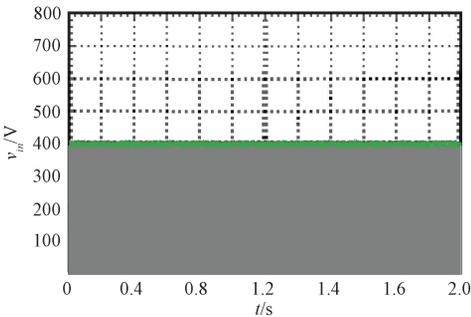


图 9 Z 源侧直流链电压 (灰色) 和峰值 (绿色)
Fig. 9 Z source side DC link voltage (gray) and peak value (green)

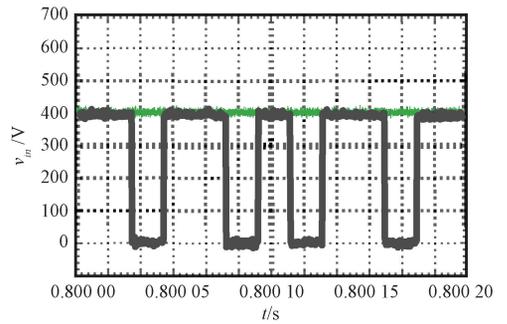


图 10 Z 源侧直流链电压和峰值细节图
Fig. 10 Detail diagram of DC link voltage and peak value at Z source side

Z 源控制器通过特定的拓扑结构提高输入电压, 将峰值直流链路电压调节至 400 V 的参考值, 如图 9 所示。为了进一步展示 Z 源控制器的性能, 放大了图 9 中的一些切换循环, Z 源控制器的稳态波形如图 10 所示。

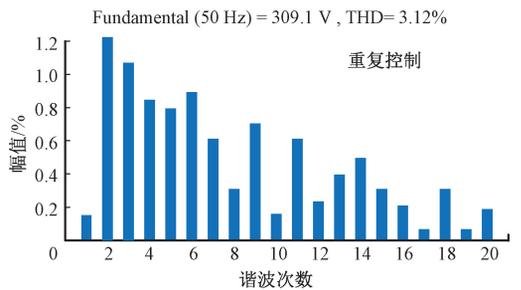
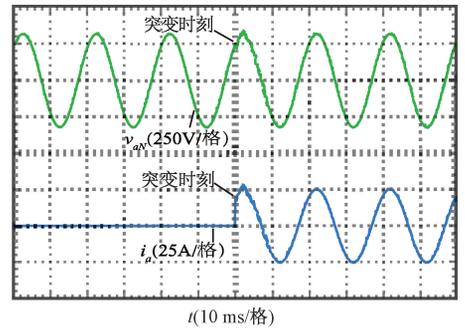


图 11 重复控制下电压电流和波形畸变
Fig. 11 Current voltage and waveform distortion under repetitive control

图 11、12 和 13 分别在线性负载下 3 种控制方法的电压、电流波形变化情况以及稳态时的波形畸变率。采用重复控制时输出电压的总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 为 3.12%, 采用预见重复控制时 THD 为 2.48%, 采用滑模预见重复控制时 THD 为 0.78%, 进行空载到满载切换实验时, 采用重复控制, 线性负载投入后经过 10 ms 后输出电压达到稳态, 采用预见重复控制和滑模预见重复控制时, 线性负载投入后经过 5 ms 后输出电压便可以到达稳态。对于线性负载情况下, 本文控制

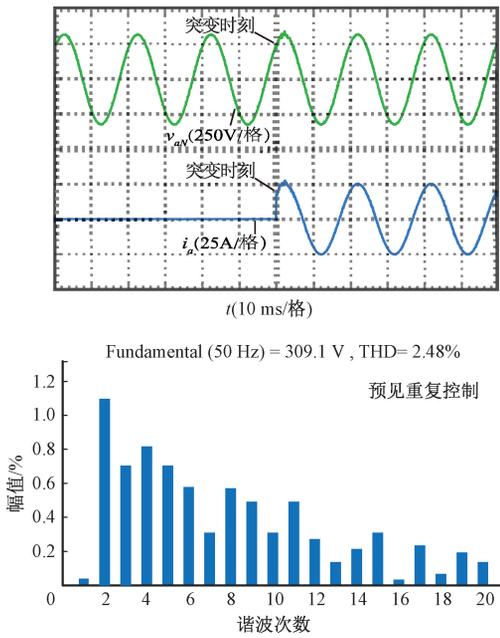


图 12 预见重复控制下电压电流和波形畸变
Fig. 12 Current voltage and waveform distortion under preview repetitive control

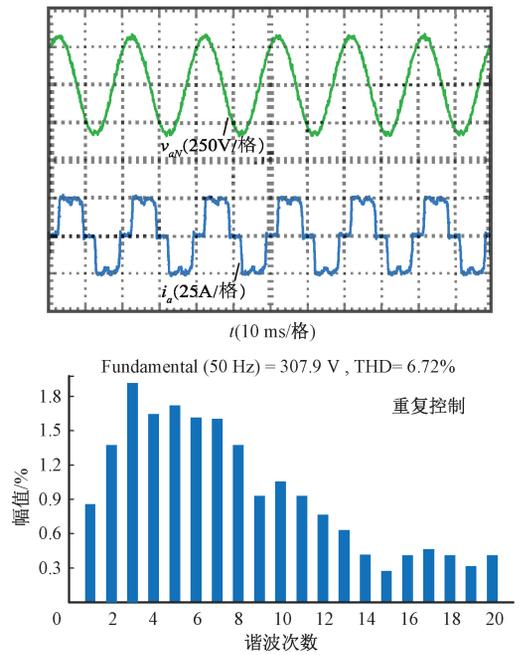


图 14 重复控制下电压电流和波形畸变
Fig. 14 Current voltage and waveform distortion under repetitive control

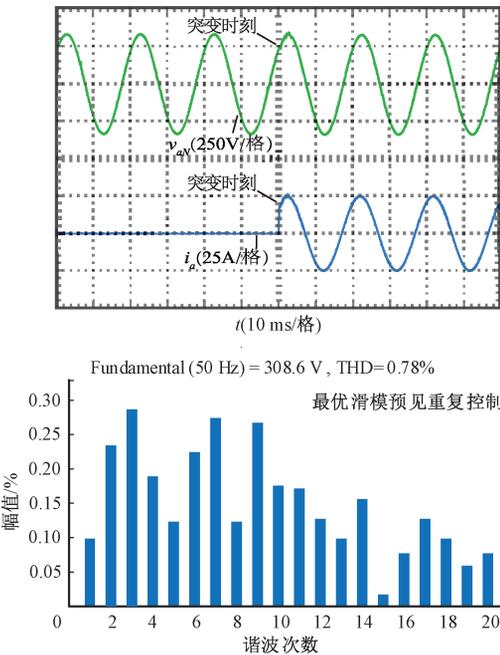


图 13 最优滑模预见重复控制下电压电流和波形畸变
Fig. 13 Current voltage and waveform distortion under optimal sliding mode preview repetitive control

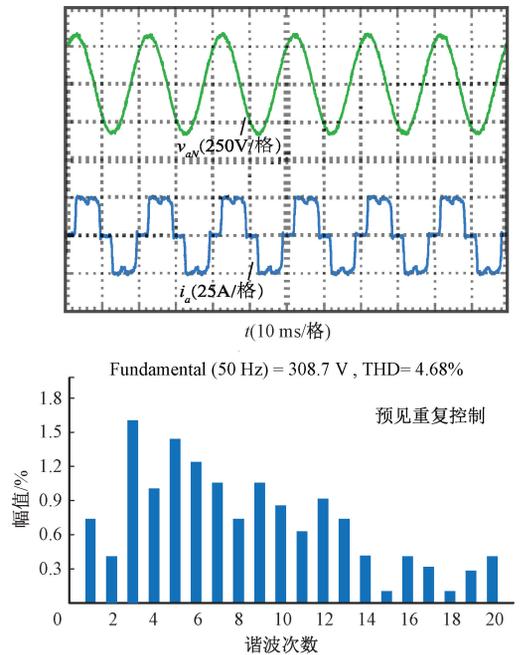


图 15 预见重复控制下电压电流和波形畸变
Fig. 15 Current voltage and waveform distortion under preview repetitive control

策略优于传统的重复控制和预见重复控制,验证本文所提控制策略能够有效改善电压质量和提高系统的跟踪性能。

图 14、15 和 16 分别在线性负载下 3 种控制方法

的电压、电流波形变化情况以及稳态时的波形畸变率。采用重复控制时输出电压的总谐波畸变率 THD 为 6.72%,采用预见重复控制时 THD 为 4.68%,采用滑模预见重复控制时 THD 为 0.92%,由于存在电容,系统带

非线性负载的情况下的调节时间长于带线性负载。相较于传统重复控制的电流电压反馈,本文所提控制策略采用滤波电感电流和滤波电容电压的状态反馈,同时对输入的一阶滞后环节进行了补偿,从而提高系统的稳定性。

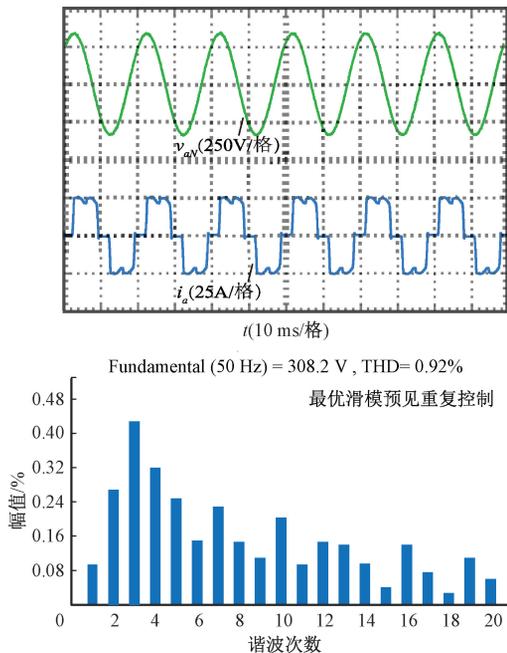


图 16 最优滑模预见重复控制下电压电流和波形畸变

Fig. 16 Current voltage and waveform distortion under optimal sliding mode preview repetitive control

为了验证本文提出的最优滑模预见重复控制策略对带不平衡负载扰动的性能,在 ac 相跨接 $30\ \Omega$ 电阻模拟系统的不平衡负载,同时在负载端接入 50% 线性平衡负载,实验结果如图 17 所示。通过系统输出的电压电流分析可得,本文提出的控制策略使得三相逆变器输出电压保持平衡。

综上所述可得,本文所提的最优滑模预见重复控制策略在不平衡负载、非线性负载等工况下的动态与稳态性能均优于传统的控制方法,同时在线性负载空载到满载切换情况下,本文所提的控制策略表现出较好的动态与稳态性能,从而验证了本文提出的控制策略的可行性。

4 结论

当微网逆变器带不平衡和非线性负载时逆变器输出电压电流谐波大时,传统重复控制控制能力不足,本文提出一种最优滑模预见重复控制的控制策略。将 Z 源逆变器可通过直通状态来实现升压功能和提高系统能量转换率的优势与最优控制的线性二次型设计方法相结合,同时将最优滑模预见重复控制器的设计问题转化为离散系

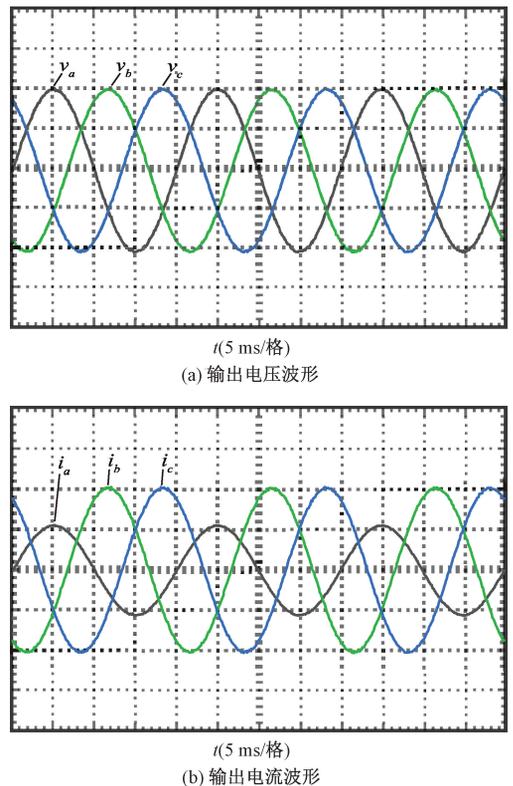


图 17 不平衡负载下的输出电压、电流波形

Fig. 17 Output voltage and current waveforms

统的稳定性调节问题,进一步利用 Lyapunov 方法和线性矩阵不等式等设计方法,得到最优滑模预见重复控制器的存在条件,并进行参数的求解。实验结果表明,三相 Z 源逆变器带不平衡负载和非线性负载时,本文设计的最优滑模预见重复控制器使系统达到输出电压畸变更低,跟踪效果更好的效果。因此,本文提出的最优滑模预见重复控制策略具有更好的稳态和动态性能。

参考文献

- [1] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 2-17. LI X L, GUO L, WANG CH SH, et al. Key technologies of DC microgrids: An overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 2-17.
- [2] 刘攀, 马文良, 杨鹏, 等. 改进下垂法的微网逆变器并联控制研究[J]. 电子测量技术, 2019, 42(24): 22-26. LIU J, MA Y L, YANG P, et al. Research on parallel strategy of micro-network three-phase inverters with different capacity [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(24): 22-26.
- [3] 韦微, 茹心芹, 石伟, 等. 适用于不平衡负载工况下的微网逆变器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016,

- 40 (20): 76-82.
- WEI ZH, RU X Q, SHI W, et al. Control strategy for microgrid inverter under unbalanced load conditions[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(20): 76-82.
- [4] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [5] 杨水涛, 丁新平, 张帆, 等. Z 源逆变器在光伏发电系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(17): 112-118.
- YANG SH T, DING X P, ZHANG F, et al. Study on Z-source inverter for photovoltaic generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(17): 112-118.
- [6] 申永鹏, 郑竹风, 王耀南, 等. 基于 PLL 自适应滑模观测器的 PMSM 无传感器控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34 (8): 22-29.
- SHEN Y P, ZHENG ZH F, WANG Y N, et al. Adaptive sliding mode observer based on PLL in sensorless control of PMSM[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34 (8): 22-29.
- [7] 徐玉洁, 廖福成, 刘艳霞, 等. 预见控制理论及其应用的研究综述[J]. 控制工程, 2017, 24(9): 1741-1750.
- XU Y J, LIAO F CH, LIU Y X. Research summary of preview control theory and its application[J]. Control Engineering of China, 2017, 24(9): 1741-1750.
- [8] 甄子洋. 预见控制理论及应用研究进展[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 172-188.
- ZHEN Z Y. Research development in preview control theory and applications[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 172-188.
- [9] 杨兴武, 陈磊, 牛梦娇. LCL 滤波并网逆变器多速率重复控制策略[J]. 高电压技术, 2018, 44(10): 3231-3240.
- YANG X W, CHEN L, NIU M J. Multirate repetitive control strategy for grid-connected inverter with LCL filter[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(10): 3231-3240.
- [10] 李翠艳, 张东纯, 庄显义. 重复控制综述[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(1): 37-44.
- LI C Y, ZHANG D CH, ZHUANG X Y. Repetitive control a survey[J]. Electric Machines and Control, 2005, 9(1): 37-44.
- [11] 兰永红, 赵家玉, 罗毅平. 线性连续时滞系统最优预见重复控制[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(10): 1542-1550.
- LAN Y H, ZHAO J Y, LUO Y P. Optimal preview repetitive control for linear continuous time-delay systems[J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(10): 1542-1550.
- [12] 吉云飞, 吴雷. 基于重复控制的 APF 优化控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(15): 13-18.
- JI Y F, WU L. Research on optimal control strategy of power filter based on repetitive control[J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(15): 13-18.
- [13] 刘瑞娟, 聂卓赟, 马亦婧, 等. 基于自抗扰重复控制的压电驱动器高精度跟踪控制[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(11): 197-203.
- LIU R J, NIE ZH Y, MA Y J, et al. High precision tracking control for the piezoelectric actuator based on active disturbance rejection repetitive control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(11): 197-203.
- [14] 张旗, 蔡逢煌, 黄丽梅, 等. 单相程控电流源 PI+重复控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 163-170.
- ZHANG Q, CAI F H, HUANG L M, et al. PI + repetitive control applied to single-phase programmable standard power source[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 163-170.
- [15] 许利达. 离散滑模重复控制器设计及其在逆变器上的实现[D]. 杭州:浙江工业大学, 2013.
- XU L D. Discrete sliding mode repetitive controller design and implementation in an inverter[D]. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2013.
- [16] YE J, LIU L G, XU J B, et al. Frequency adaptive proportional-repetitive control for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 7965-7974.
- [17] 廖永龙, 廖福成. 利用提升-预估法设计离散时间时滞线性系统的预见控制器[J]. 控制与决策, 2017, 32(8): 1359-1367.
- LIAO Y L, LIAO F CH. Design of preview controllers for discrete-time time-delay linear systems using lifting-estimation method[J]. Control and Decision, 2017, 32(8): 1359-1367.
- [18] LAN Y H, XIA J J, SHI Y X. Robust guaranteed-cost preview repetitive control for polytopic uncertain discrete-time systems[J]. Algorithms, 2019, 12(1): 1-20.
- [19] 廖福成, 吴莹雪. 线性连续时间时滞系统的有限时间有界跟踪控制[J]. 控制与决策. 2019, 34(10): 2095-2104.
- LIAO F CH, WU Y X. Finite-time bounded tracking control for linear continuous-time time-delay systems[J]. Control and Decision, 2019, 34(10): 2095-2104.
- [20] 兰永红, 夏君君. 基于观测器的线性离散系统预见重复控制[J]. 计算机集成制造系统, 2020, 26(10): 2714-2722.

LAN Y H, XIA J J. Observer-based preview repetitive control of linear discrete systems [J]. Computer Integrated Manufacturing System, 2020, 26 (10): 2714-2722.

- [21] WU H K, HUANG K Y, LV W, et al. DC-link voltage control strategy of Z-source inverter for high-speed permanent magnet motor [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(5): 911-920.
- [22] LAN Y H, HE J L, LI P, et al. Optimal preview repetitive control with application to permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Journal of the Franklin Institute, 2020, 357(2): 10194-10210.

作者简介



谢卫才, 2005 年于湖南大学获得硕士学位, 现为湖南工程学院教授, 硕士生导师, 主要研究方向为新能源发电及并网技术、新型电机控制技术。

E-mail: 443701860@qq.com

Xie Weicai received his Master's degree from Hunan University in 2005. Now he is a professor and master tutor of Hunan Institute of Engineering. His main research

interests include new energy power generation and grid connection technology, and new motor control technology.



彭凡, 2020 年于湖南工业大学获得学士学位, 现为湖南工程学院硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电与并网控制。

E-mail: 809646055@qq.com

Peng Fan received his B. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2020. Now he is a M. Sc. candidate at Hunan Institute of engineering. His main research interests include power generation and grid connection control of new energy source.



颜渐德 (通信作者), 2019 年于湖南大学获得博士学位, 现为湖南工程学院副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为新能源并网和特种电机控制技术。

E-mail: 40334732@qq.com

Yan Jiande (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Hunan University in 2019. Now he is an associate professor and master tutor of Hunan Institute of Engineering. His main research interests include new energy grid connection and special motor control technology.