LCL型并网逆变器分数阶线性自抗扰控制策略以及参数整定方法

陈衡瑜,张俊敏*,刘梦洁,陈祥方,段启豪,谭宇
(中南民族大学 计算机学院,湖北 武汉 430074)

摘 要 为改善LCL型并网逆变器系统稳定性、提升电能质量,设计了LCL型并网逆变器分数阶线性自抗扰控制策略以及基于蒲公英优化的控制参数整定方法.分数阶线性自抗扰控制器相较于传统整数阶线性自抗扰控制器,具有更优越的动态性能和鲁棒性.同时为解决控制参数难以整定问题,引入蒲公英智能优化算法对控制参数进行优化.通过与传统带宽法整定控制参数进行仿真对比,验证了所提出方法的优越性,具有一定的工程实用价值.

关键词 分数阶线性自抗扰控制器;LCL型并网逆变器;优化算法
中图分类号 TM464 **文献标志码** A **文章编号** 1672-4321(2026)04-0523-09
doi:10.20056/j.cnki.ZNMDZK.20250851

Fractional-order linear active disturbance rejection control strategy and parameter tuning method for LCL-type grid-connected inverters

Chen Hengyu, Zhang Junmin*, Liu Mengjie, Chen Xiangfang, Duan Qihao, Tan Yu
(School of Computer Science, South Central Minzu University, Wuhan 430074, Hubei China)

Abstract To improve the stability of the LCL-type grid-connected inverter system and enhance power quality, a fractional-order linear active disturbance rejection control strategy and a control parameter tuning method based on the Dandelion Optimization Algorithm are designed. The fractional-order linear active disturbance rejection controller has superior dynamic performance and robustness compared to traditional integer-order linear active disturbance rejection controllers. Additionally, to address the problem of tuning control parameters, the Dandelion Intelligent Optimization Algorithm for parameter optimization is introduced. A simulation comparison with control parameters tuned using the traditional bandwidth method demonstrates the superiority of the proposed approach, highlighting its practical engineering value.

Keywords fractional-order active disturbance rejection controller; LCL-type grid-connected inverter; optimization algorithm

由于风电、光伏等可再生能源的并网系统可能频繁发生电网电压跌落和电网电压畸变等异常情况[1-3],需要在逆变器与电网之间接入LCL滤波器提高并网电流质量[4-5].而LCL滤波器[6]由于工作环境复杂,存在频繁脱网问题,影响整个系统的稳定性,导致系统无法正常运行.

自抗扰控制(ADRC)策略由韩京清于[7]1998年提出,全方面继承PID控制策略的优势,且相较于PID控制器具有更强的鲁棒性、更精确的观测精度和更短的响应时间.在此基础上,高志强[8]提出了结构更为简单、更易整定参数的线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Control, LADRC)器.此外,Kheirizad等[9]证明了分数阶控制器比传统的整数阶控制器更具稳定性且对低频谐波具有更强的衰减特性,分数阶线性自抗扰控制器[10](Fractional-Order LADRC, FOLADRC)是分数阶微积分[11-13]与

收稿日期 2024-11-08
* **通信作者** 张俊敏(1977-),女,副教授,博士,研究方向:电力系统及其自动化,E-mail:173902815@qq.com
基金项目 中南民族大学横向课题资助项目(HZY23034)

线性自抗扰控制策略相结合的成果,其本质是在一阶自抗扰控制器的基础上增加了分数阶微分环节,使得控制器传递函数存在可调零点.相较于一阶自抗扰控制器而言,分数阶线性自抗扰控制器由于多了分数阶微积分环节,设计复杂程度稍有升高,但是其具有更短的系统调节时间、更宽的扰动观测频段,还对低频扰动的衰减更大,对系统抗扰性能改善显著[14-16].

由于分数阶微积分环节的加入,控制器存在五个控制参数.分别为一阶线性自抗扰控制器的线性状态反馈控制参数k_p、观测器参数l_1,l_2、分数阶微积分环节的分数阶阶次参数α和分数阶增益参数k,多个控制参数分别处于不同的参数范围,使得控制器参数整定成为一个亟需解决的问题.文献[17]从频域特性入手,分析了控制器带宽、观测器带宽和前馈增益等参数对线性自抗扰控制器系统性能的影响,并结合实践经验提出来一种新的LADRC参数工程配置方法.该方法有效的改善了系统性能,但是该方法限制了扩张状态观测器的极点类型,缩小了参数选择范围,可能导致控制器无法达到最佳控制效果.文献[18]提出了一种对高阶控制器降阶来获取固定阶LADRC控制参数的方法,但是该方法较为复杂且效果仅与传统带宽法相当.文献[19]对传统带宽法进行改进,通过观察两个不同带宽值给系统造成的影响,从而确定最佳带宽范围.该方法虽然能够有效改善系统性能,但是依然无法突破传统带宽法的局限,并不适用于分数阶线性自抗扰控制器.为突破传统带宽法整定控制参数的局限性,使用智能优化算法整定控制器参数的方法应运而生.文献[20]采用粒子群优化算法对LCL并网逆变器一阶自抗扰控制器参数进行优化,优化后的控制参数能够显著的提升系统性能.文献[21]提出了蒲公英(Dandelion Optimizer,DO)智能优化算法,该算法在12个基准函数上无论是优化精度还是收敛速度都明显优于粒子群优化算法.文献[22]将蒲公英算法用于参数优化,并且取得了良好的优化效果.

针对以上问题,本文提出了一种LCL型并网逆变器分数阶线性自抗扰控制策略以及基于蒲公英优化的控制参数整定方法.首先,使用Pade近似法对LCL并网逆变器数学模型进行降阶.其次,在降阶后的系统传递函数基础上设计分数阶线性自抗扰控制器,结合蒲公英优化算法对控制器参数进行优化整定.最后,搭建系统仿真模型,与基于传统带宽法的并网逆变器系统进行对比,比较不同工况下二者性能,验证本文所设计系统的优越性.

1 LCL三电平中点箝位型并网逆变器电路分析

LCL三电平中点箝位型NPC并网逆变器拓扑图如图2.其中,S_{ab}(a = 1,2,3; b = 1,2,3,4)为十二个绝缘栅双极型晶体管;C_1、C_2为开关器件和箝位二极管之间的两个直流电容;L_1为逆变器侧电感,L_2为电网侧电感,C为滤波电容;U_{dc}为直流母线电压;u_{px}、u_{gx}分别为公共耦合点电压和电网电压,u_{pd}、u_{pq}为u_{px}经过dq变换后在dq旋转坐标系下的分量.通过对u_{px}信号进行锁相,可获得电网相位θ;i_{ix}为逆变器侧电流,i_{gx}为电网侧电流,其经过dq变换后可得到在dq旋转坐标系下的分量i_{gd}、i_{gq}.使用脉宽调制技术对分数阶自抗扰控制器输出信号进行调制后可获得绝缘栅双极型晶体管的开关信号函数S_a.

假定三相电压平衡,在三相abc静止坐标系下,根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律可得LCL三电平并网逆变器搭建数学模型:

$$\begin{cases} u_{xn} - u_{Cx} = L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_{ix}}{\mathrm{d}t} \\ i_{ix} - i_{gx} = C \dfrac{\mathrm{d}u_{Cx}}{\mathrm{d}t} \\ u_{Cx} - u_{px} = L_2 \dfrac{\mathrm{d}i_{gx}}{\mathrm{d}t} \end{cases}, \tag{1}$$

其中U_{Cx}为各相电容电压.

由公式(1)可得到i_{gx}到u_{xn}的系统传递函数为:

$$\frac{i_{gx}}{U_{xn}} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s}. \tag{2}$$

使用Pade近似法对公式(2)进行降阶可得:

$$\frac{i_{gx}}{U_{xn}} = \frac{1}{(L_1 + L_2)s}, \tag{3}$$

绘制降阶前、后传递函数的幅频特性图,如图1所示.

根据图1,在低频区间内,降阶前、后传递函数

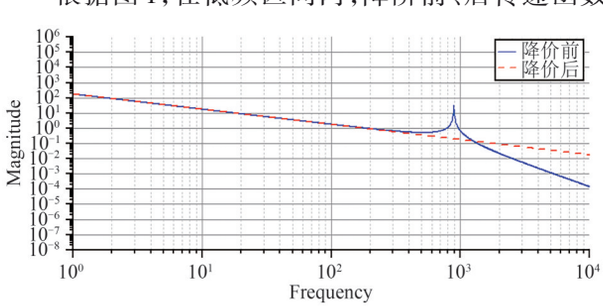


图1 系统传递函数幅频图

Fig. 1 Bode plot of the system transfer function

完全吻合.由于反馈控制器主要是对系统的低频特性进行校正，从这个角度而言，对LCL并网逆变器降阶处理是合理的.

降阶后的系统传递函数在dq旋转坐标系下的状态空间方程为：

$$\begin{bmatrix}\dot{i}_{gd}(t)\\ \dot{i}_{gq}(t)\end{bmatrix}=-\frac{1}{L_1+L_2}\begin{bmatrix}u_{pd}(t)\\ u_{pq}(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & \omega_0\\ -\omega_0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{gd}(t)\\ i_{gq}(t)\end{bmatrix}+\frac{1}{L_1+L_2}\begin{bmatrix}u_{nd}(t)\\ u_{nq}(t)\end{bmatrix},\tag{4}$$

其中，i_{gd}与i_{gq}是i_{gx}在dq旋转坐标系下的dq分量；u_{nd}与u_{nq}是u_{xn}在dq旋转坐标系下的dq分量；u_{pd}与u_{pq}是u_{px}在dq旋转坐标系下的dq分量；ω_0为电网电压基波角频率.

2　基于分数阶自抗扰控制器的电流控制设计

2.1　一阶逆变器扩张状态空间方程的建立

由于LCL型并网逆变器在dq旋转坐标系下d轴与q轴完全对称.以下以d轴为例搭建数学模型.

根据公式(4)得，输入逆变器的d轴电流i_{gd}的微分方程为：

$$\dot{i}_{gd}(t)=-\frac{1}{L_1+L_2}u_{pd}(t)+\omega_0 i_{gq}+\frac{1}{L_1+L_2}u_{nd}(t)+d_u(t),\tag{5}$$

$d_u(t)$表示逆变器系统中存在的外部未知扰动.由于滤波器参数在系统运行是可能存在参数摄动的情况，可将公式(5)表达为：

$$\dot{i}_{gd}(t)=-\frac{1}{L_1+L_2}u_{pd}(t)+\omega_0 i_{gq}+\left(\frac{1}{L_1'+L_2'}-\frac{1}{L_1+L_2}\right)u_{nd}(t)+d_u(t)+\frac{1}{L_1+L_2}u_d(t),\tag{6}$$

L_1'与L_2'分别为滤波电感L_1和L_2的实际值.将公式(6)中的内部扰动(参数摄动和耦合)与外部扰动(来自电网的扰动和未知扰动)统称为总扰动f，其表达式为：

$$f(t)=\left(\frac{1}{L_1'+L_2'}-\frac{1}{L_1+L_2}\right)u_d(t)+\omega_0 i_{12q}-\frac{1}{L_1+L_2}u_{pd}(t)+d_u(t),\tag{7}$$

等效后逆变器系统微分方程为：

$$\dot{i}_{gd}=f(t)+\frac{1}{L_1+L_2}u_d(t),\tag{8}$$

选取状态变量：令$x_d=\begin{bmatrix}x_{d1} & x_{d2}\end{bmatrix}^T$,,$x_{d2}=f$,$x_{d1}=i_{gd}$.进一步假设$z_d=\begin{bmatrix}z_{d1},z_{d2}\end{bmatrix}^T$.其中，$z_{d1}$、$z_{d2}$分别为$x_{d1}$、$x_{d2}$的估计值.公式(8)可转化为连续的扩张状态空间方程：

$$\begin{cases}\dot{x}_d(t)=\boldsymbol{A}x_d(t)+\boldsymbol{B}u_d(t)+\boldsymbol{E}\dot{x}_{d2}(t)\\ x_{d1}(t)=\boldsymbol{C}x_d(t)\end{cases},\tag{9}$$

其中，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}1/(L_1+L_2)\\ 0\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}$.

2.2　分数阶扩张状态观测器(FOLESO)的设计

$f(t)$为总扰动，可用z_{1d}、z_{2d}与x_{1d}、x_{2d}表示，重构扩张状态空间状态为：

$$\begin{cases}\dot{z}_d(t)=Ax_d(t)+Bu_d(t)+V(x_{1d}-z_{1d})\\ z_{1d}(t)=Cx_d(t)\end{cases},\tag{10}$$

其中，$L=\begin{bmatrix}l_1 & l_2\end{bmatrix}^T$为线性扩张状态观测器的误差增益矩阵，$V=\begin{bmatrix}0 & \varphi\end{bmatrix}^T$为误差增益矩阵.本文的分数阶微积分定义采用Caputo[23]定义法，FOLESO状态方程为：

$$\dot{z}_d=A\dot{z}_d(t)+Bu_d(t)+V(x_{1d}(t)-z_{1d}(t))+V\left[{}_0D_t^{\alpha}(f(t)-z_{1d}(t))\right],\tag{11}$$

其中，$\varphi\geqslant 0$，${}_0D_t^{\alpha}$为采用Caputo定义法定义的微分算子，α为分数阶阶次，取值范围为[- 1, 1].

将公式(11)拉普拉斯变换并化简后得到FOESO的扰动观测传递函数：

$$\frac{e(s)}{F(s)}=\frac{(ks^{\alpha}+1)l_2}{s^2+l_1 s+kl_2 s^{\alpha}+l_2},\tag{12}$$

其中，$e(s)=F(s)-z_{2d}(s)$，ω_o为观测带宽.

2.3　控制律的设计

控制律由线性状态误差反馈环LSEF(Linear State Error Feedback)和扰动补偿环节组成.等效后的线性状态误差反馈环节LSEF表达式为：

$$u'=k_p\left[\mathrm{i}_{gd}^{*}(t)-z_{1d}(t)\right],\tag{13}$$

为了将估计量z_{2d}引入到控制律中，需修正控制输入u提高系统的抗扰性能.本文引入前馈补偿结构，表达式为：

$$u=\frac{u'-z_{2d}}{L_1+L_2},\tag{14}$$

将公式(13)与公式(14)联立可得控制律表达式为：

$$u=\frac{k_p\left[\mathrm{i}_{gd}^{*}(t)-z_{1d}(t)\right]-z_{2d}}{(L_1+L_2)},\tag{15}$$

上述设计的FOLESO和LSEF可构成一个基于电流控制的分数阶自抗扰控制器，如图2所示.

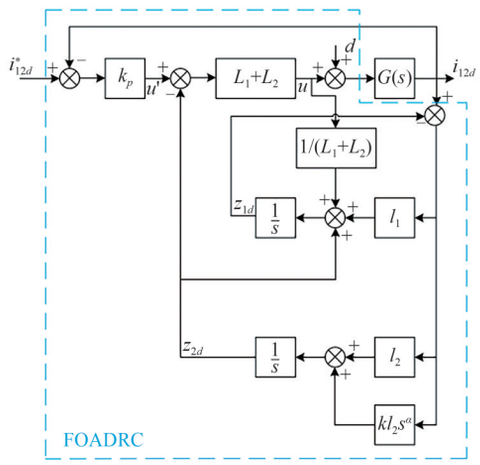


图2 并网逆变器分数阶线性自抗扰控制

Fig. 2 Fractional-order linear active disturbance rejection control of grid-connected inverters

3 基于蒲公英优化算法的参数整定

由于系统控制器存在五个控制参数,采用常规带宽法求取需大量计算,本文考虑采用寻优算法来求控制参数.

3.1 蒲公英优化算法

蒲公英优化算法由LI等[21]于2017年提出,该算法计算精度高、鲁棒性好,适合多目标寻优[22].蒲公英优化算法的核心思想是模拟蒲公英种子的扩散过程,包括上升、下降以及并最终在某个位置着陆三个阶段.蒲公英优化算法运行流程如图3所示.

3.2 多目标优化函数的设计

在分数阶自抗扰控制器的寻优参数设计过程中,为了确保系统具有良好的动态响应、稳定性和抗扰能力,本文对α、φ、l_1、l_2、k_p这五个参数进行寻优.

本文对入网电流的跟踪误差和系统响应时间构建多目标优化函数[20],使逆变器系统输出电能质量和调节时间最小化.设入网电流的跟踪误差最小化为优化目标1,可得:

$$\begin{cases} \min f_1 = \left| i_{gx} - \mathrm{i}^*_{gx} \right| \\ \text{s.t.} \begin{cases} \alpha \in (\alpha_{\min}, \alpha_{\max}) \\ k \in (\lambda_{\min}, \lambda_{\max}) \\ l_1 \in (l_{1_\min}, l_{1_\max}) \\ l_2 \in (l_{2_\min}, l_{2_\max}) \\ k_p \in (k_{p_\min}, k_{p_\max}) \end{cases} \end{cases}, \tag{16}$$

设系统响应时间最小化为优化目标2,将LCL并网系统给定电流i^*_{gx}与输出电流i_{gx}之间的传递函数$G_c(s)$等效为[20]:

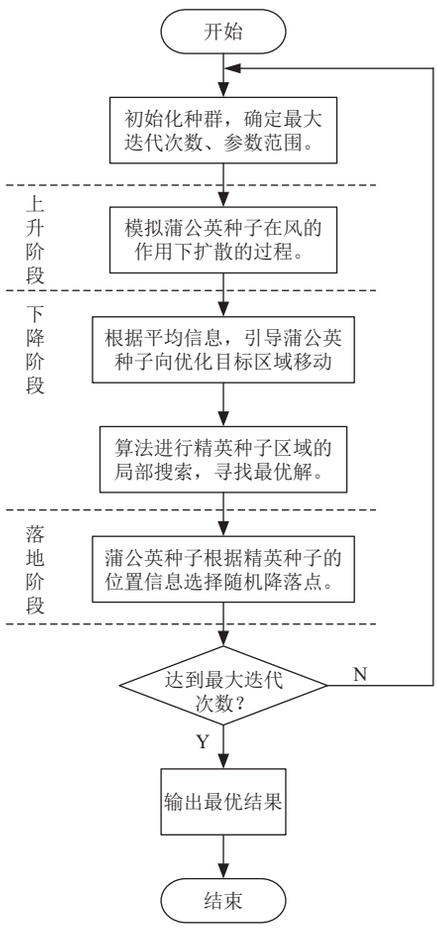


图3 蒲公英优化算法运行流程

Fig. 3 The operational flow of the dandelion optimization algorithm

$$G_c(s) = \frac{k_p}{s + k_p}, \tag{17}$$

从而根据一阶系统阶跃响应特性,得到$G_c(s)$的系统调节时间为:

$$t_s = \frac{4}{k_p}, \tag{18}$$

根据公式(18)可将优化目标2的优化函数为:

$$\begin{cases} \min f_2(s) = 4/k_p \\ \text{s.t.} \quad k_p \in \left(k_{p_\min}, k_{p_\max}\right) \end{cases}, \tag{19}$$

结合优化目标1和优化目标2的优化函数,可将多目标优化函数描述为:

$$\begin{cases} \min f(s) = p_1 \left| i_{gd} - \mathrm{i}^*_{gd} \right| + p_2 \dfrac{4}{k_p} \\ \text{s.t.} \begin{cases} \alpha \in (\alpha_{\min}, \alpha_{\max}) \\ k \in (\lambda_{\min}, \lambda_{\max}) \\ l_1 \in (l_{1_\min}, l_{1_\max}) \\ l_2 \in (l_{2_\min}, l_{2_\max}) \\ k_p \in (k_{p_\min}, k_{p_\max}) \end{cases} \end{cases}, \tag{20}$$

其中，p_1、p_2为优化权值，为保证跟踪误差与统响应时间位于同一数量级，设$p_1 = 0.99$、$p_2 = 0.01$.

3.3　分数阶自抗扰控制器参数优化案例

在分数阶自抗扰控制器优化过程中，待优化参数的取值范围为：$k_p \in [0, 1e4]$, $k_1 \in [0, 1e6]$, $l_2 \in [1e4, 1e8]$, $\alpha \in [0, 0.5]$, $k \in [0, 0.1]$.

在开始优化前，蒲公英算法的初始化设置为：优化维度$D = 5$，蒲公英种子数量$K = 50$，最大迭代次数$T = 30$. 基于图4拓扑图的仿真中，寻优后可得到五个参数为$k_p = 1.2372e3$、$l_1 = 9.2786e5$、$l_2 = 4.3766e8$、$\alpha = 0.0019$、$k = 0.017$.

下文将以基于带宽法求取控制参数的一阶线性自抗扰控制器作为对照组，验证基于本文方法设计的控制器的优越性. 带宽法求取控制参数如下：

$$l_1 = 2\omega_o, l_2 = \omega_o^2, k_p = \omega_c, \omega_c \in \left[\frac{\omega_o}{5}, \frac{\omega_o}{3}\right], \quad (21)$$

设$\omega_o = 500$，由公式(17)可得基于带宽法的一阶线性自抗扰控制器控制参数为：

$$k_p' = 133, \beta_2' = 2.5e5, \beta_1' = 1e3. \quad (22)$$

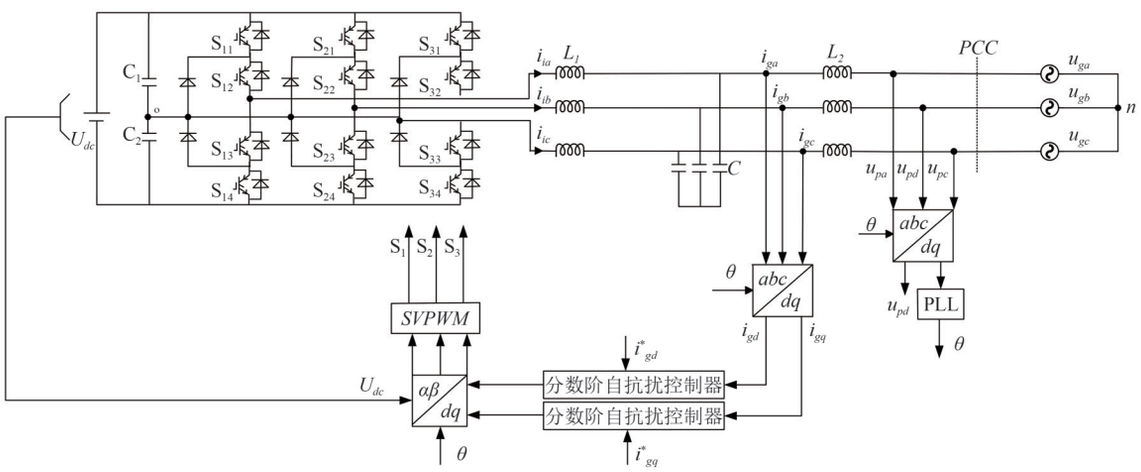


图4　LCL三电平中点箝位型并网逆变器拓扑图

Fig. 4　Topology diagram of a grid-connected LCL three-level neutral-point-clamped inverter

4　仿真实验与系统分析

4.1　系统参数

基于图2的拓扑图在Matlab/simulink软件中搭建仿真，仿真参数如表1所示.

表1　实验参数

Tab. 1　Experimental parameters

参数	数值
直流侧电压U_{dc}/V	700
电网电压U_g/V	315
输出功率P/kHz	100
开关频率f_s/kHz	3.2
逆变器侧电感L_1/mH	0.6
电网侧电感L_2/mH	0.3
滤波器电容C/μF	160
给定电流i^*_{gd}/A	300
给定电流i^*_{gq}/A	0

在Matlab/simulink软件中搭建仿真模型如图5所示.

在电网正常运行未出现异常状态时，基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统入网电流(i_g)波形、电网电压(u_g)波形如图6所示.

4.2　系统误差响应曲线

基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统与基于传统带宽法设计的LCL型并网逆变器系统的误差响应曲线如图7所示.

根据图7可看出，基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统的系统响应时间仅为4 ms；而基于带宽法设计的LCL型并网逆变器系统响应时间为40 ms. 基于本文方法设计的控制器优越性主要体现在两个方面，一方面是本文使用智能优化算法为控制器寻优了比带宽法更适宜的控制参数；另一方面，本文设计的分数阶线性自抗扰控制器相较于整数阶自抗扰控制器，具有更宽的观测范围，从而能够观测到更多的高频信号，使得控制器响应时间得以减少.

4.3　功率突变

假定给定电流i^*_{gd}的值在0.08秒处由157.5A突变到315A，给定电流$i^*_{gq} = 0$，以实现对功率突变状

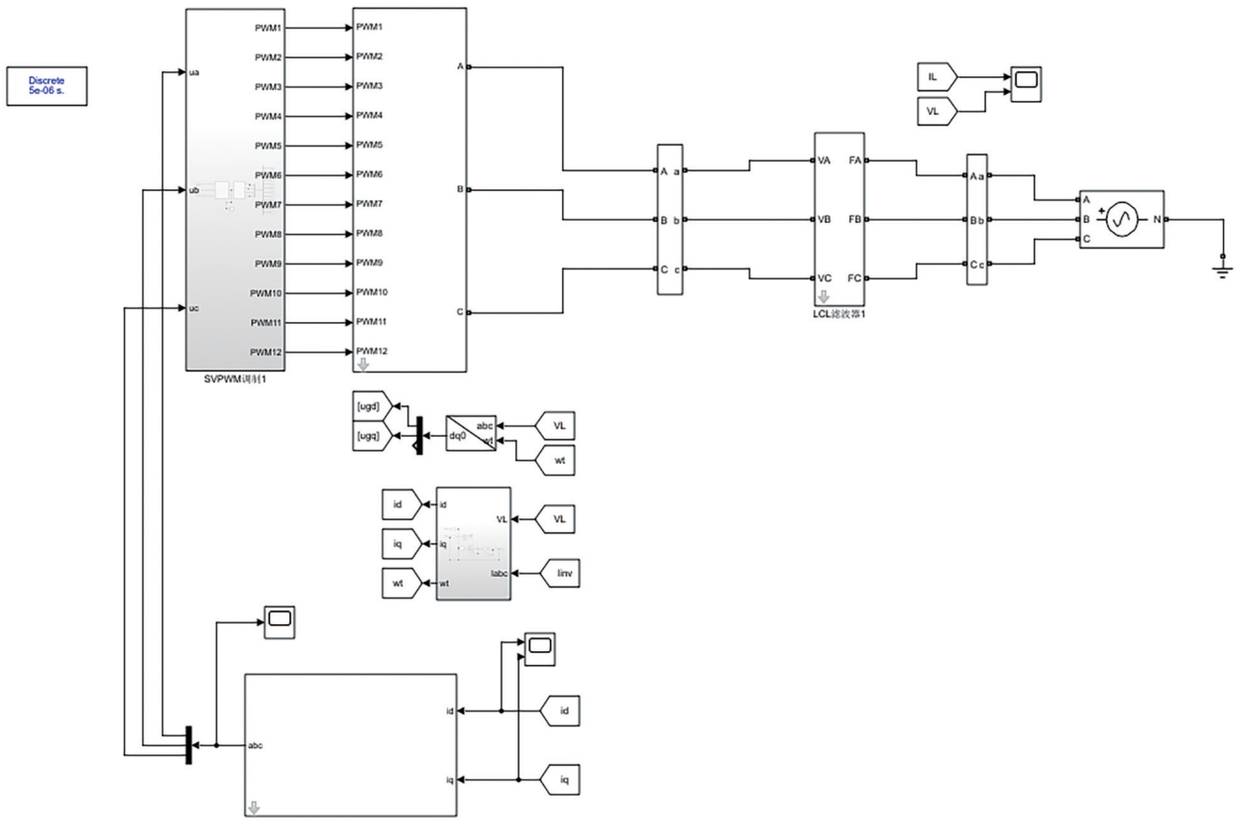


图5 基于本文方法设计的LCL型并网逆变器仿真模型

Fig. 5 Simulation model of the LCL-type grid-connected inverter designed based on the method presented in this paper.

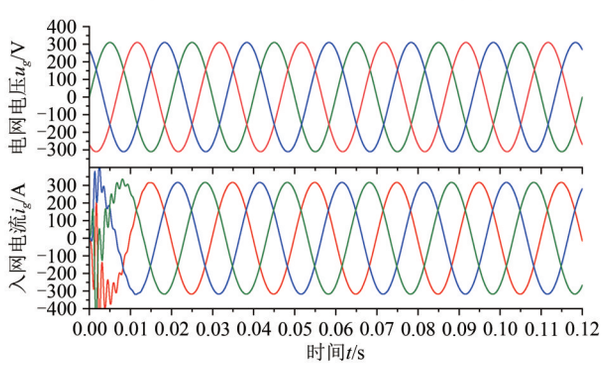


图6 基于本文方法设计的LCL型并网逆变器正常运行入网电流波形、电网电压波形图

Fig. 6 Waveforms of the grid-connected LCL inverter's normal operating grid current and grid voltage based on the method designed in this study

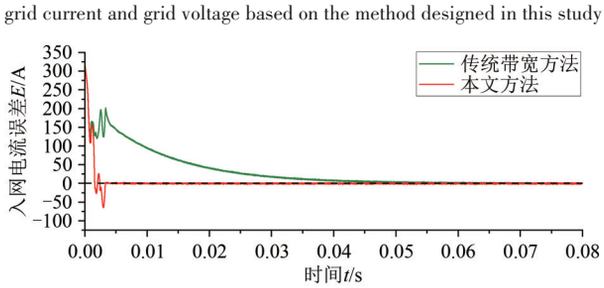
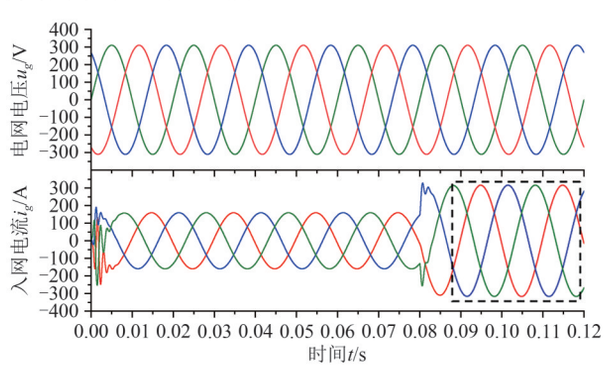


图7 系统误差响应曲线对比图

Fig. 7 Comparison of system error response curves

态的模拟.基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统和基于传统带宽法设计的LCL型并网逆变器系统的入网电流(i_g)波形、电网电压(u_g)波形和发生功率突变后的基于快速傅里叶变换(FFT)的谐波分析结果如图8-图11所示.



method in this study during power transients

图8 基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在发生功率突变后入网电流波形及电网电压波形

Fig. 8 Waveforms of the grid current and grid voltage of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the

根据表2可看出,基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在入网电流质量、电流跟踪精度以及调节时间方面具有显著优势.

4.4 电网电压跌落

假定电网电压u_g在0.06 s由315 V跌落至157.5 V,以实现对电网电压跌落状态的模拟.基于本文方

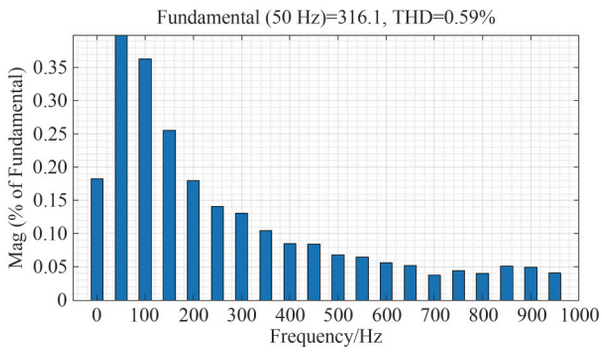


图9　基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在发生功率突变后入网电流FFT谐波分析

Fig. 9　FFT harmonic analysis of the grid current of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the method in this study during power transients

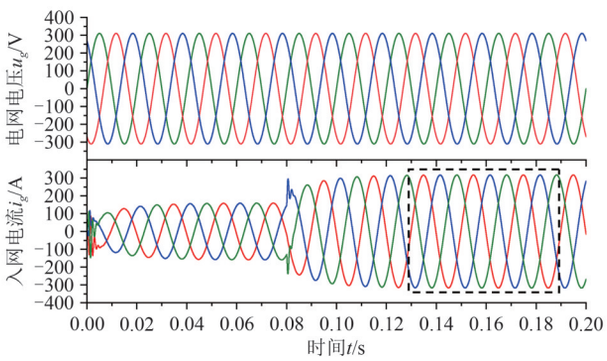


图10　基于带宽法设计的LCL型并网逆变器系统在发生功率突变后入网电流波形及电网电压波形

Fig. 10　Waveforms of the grid current and grid voltage of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the bandwidth method during power transients

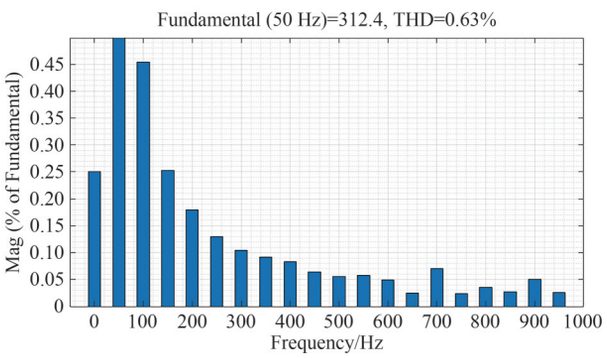


图11　基于带宽法设计的LCL型并网逆变器系统在发生功率突变状态后入网电流FFT谐波分析

Fig. 11　FFT harmonic analysis of the grid current of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the bandwidth method during power transient conditions

表2　功率突变后各项系统指标

Tab. 2　System performance metrics after power transients

设计方法	调节时间t_d/ms	总谐波失真THD/%
基于传统带宽法	40	0.63
基于本文方法	4	0.59

法设计的LCL型并网逆变器系统和基于传统带宽法设计的LCL型并网逆变器系统的入网电流(i_g)波形、电网电压(u_g)波形和发生功率突变后的基于快速傅里叶变换(FFT)的谐波分析结果如图12-图15所示.

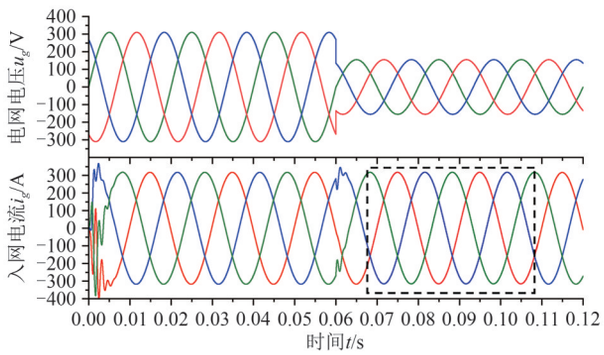


图12　基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在发生电网电压跌落时入网电流波形及电网电压波形

Fig. 12　Waveforms of the grid current and grid voltage of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the method in this study during grid voltage dips

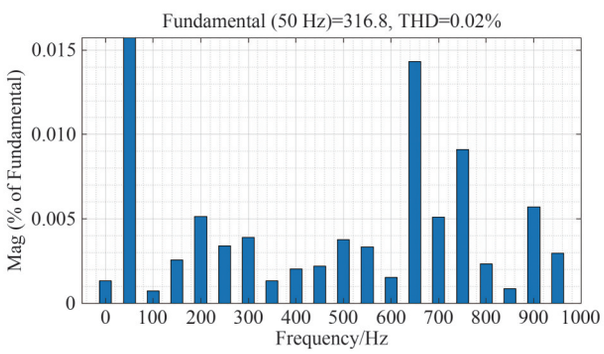


图13　基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在发生电网电压跌落时入网电流FFT谐波分析

Fig. 13　FFT harmonic analysis of the grid current of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the method in this study during grid voltage dips

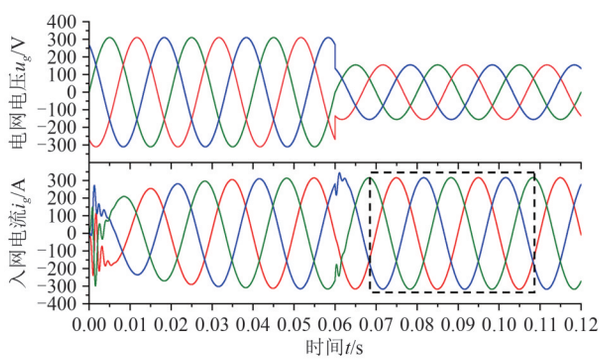


图14　基于带宽法设计的LCL型并网逆变器系统在发生电网电压跌落时入网电流波形及电网电压波形

Fig. 14　Waveforms of the grid current and grid voltage of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the literature during grid voltage dips

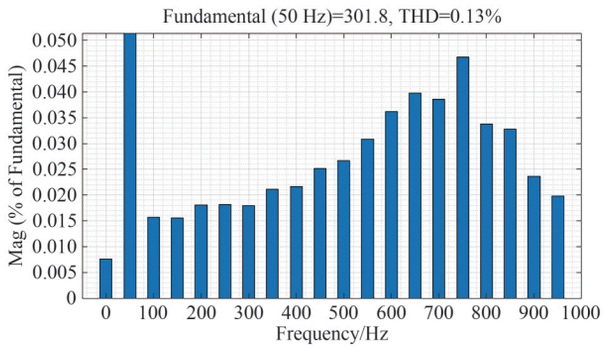


图15 基于带宽法方法设计的LCL型并网逆变器系统在发生电网电压跌落时入网电流FFT谐波分析

Fig. 15 FFT harmonic analysis of the grid current of the LCL-type grid-connected inverter system designed based on the literature method during grid voltage dips

根据表3,在发生电网电压瞬间跌落50%后,基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统入网电流入网电流THD为0.03%,而基于带宽法方法设计的LCL型并网逆变器系统入网电流THD为0.13%.显然,基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统在动态抗扰性和稳定性方面具有显著优势.

表3 电网电压跌落后各项系统指标

Tab. 3 System performance metrics after grid voltage dips

设计方法	调节时间t_d/ms	总谐波失真THD/%
基于传统带宽法	40	0.13
基于本文方法	4	0.02

5 总结

本文采用Pade近似法对并网逆变器系统进行降阶,设计了结构复杂程度适中、观测精度更高的分数阶自抗扰控制器,并结合蒲公英优化算法对控制参数进行多目标寻优,仿真验证了本文设计方法的优越性能.基于本文方法设计的LCL型并网逆变器优势如下:

(1)本文采用分数阶自抗扰控制策略设计并网逆变器控制器.相较于传统的整数阶自抗扰控制器,分数阶自抗扰控制器通过调节可调零点能够更快、更精准的追踪入网电流信号,从而使逆变器系统在运行过程中具有更短的调节时间.基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统响应时间仅为4 ms,而基于传统带宽法设计的LCL型并网逆变器系统响应时间为40 ms.同时,在功率突变和电网电压跌落两种情况中,基于本文方法设计的LCL型并网逆变器系统THD均低于基于传统带宽法设计的LCL型并网逆变器系统,分别低0.04%和0.11%.

(2)为解决分数阶控制器参数难以整定问题,本文选用蒲公英优智能化算法对控制器参数进行多目标优化,经过该算法寻优后的控制器参数在系统响应时间、系统误差和系统THD值方面均优于基于传统带宽法计算所得参数,这说明蒲公英智能优化算法在LCL并网逆变器仿真系统中展现出高度适配性.

参 考 文 献

[1] 程杉, 傅桐, 李沣洋, 等. 含高渗透可再生能源的配电网灵活性供需协同规划[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 1-12.

[2] 高长伟, 黄翀阳, 郑伟强, 等. 虚拟阻抗制动可再生能源机组低电压穿越控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 142-152.

[3] 杜敏, 刘绚, 周元刚. 考虑极端事件下的高比例可再生能源电力系统韧性增强策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(12): 19-27.

[4] Panten N, Hoffmann N, Fuchs F W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with LCL filters: A study based on different state feedbacks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5189-5200.

[5] Wang Y, Wang C, Zeng W, et al. Multifactorial prediction errors analysis and a feedback self-correction on model predictive control for the three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3647-3654.

[6] Blaabjerc F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.

[7] 韩京清. 控制理论——模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学, 1989, 9(4): 328-335.

[8] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.

[9] Kheirizad I, Jalali A A, Khandani K. Stabilisation of unstable FOPDT processes with a single zero by fractional-order controllers [J]. International Journal of Systems Science, 2013, 44(8): 1533-1545.

[10] 吴春台. LCL型并网逆变器分数阶自抗扰控制策略研究[D].广州:华南理工大学, 2022.

[11] Mousavi Y, Alfi A. A memetic algorithm applied to trajectory control by tuning of Fractional Order Proportional-Integral-Derivative controllers [J]. Applied Soft Computing, 2015, 36: 599-617.

[12] Chen L, Saikumar N, Hosseinnia S H. Development of

robust fractional-order reset control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2020, 28(4): 1404-1417.

[13] Huang S, Wang J. Fixed-time fractional-order sliding mode control for nonlinear power systems[J]. Journal of Vibration and Control, 2020, 26(17-18): 1425-1434.

[14] Zhang B, Pi Y, Luo Y. Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor[J]. ISA Transactions, 2012, 51(5): 649-656.

[15] Huang S, Xiong L, Wang J, et al. Fixed-time fractional-order sliding mode controller for multimachine power systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(4): 2866-2876.

[16] Sun G, Ma Z. Practical tracking control of linear motor with adaptive fractional order terminal sliding mode control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(6): 2643-2653.

[17] 袁东，马晓军，曾庆含，等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用，2013，30(12)：1630-1640.

[18] 傅彩芬，谭文. 基于高阶控制器设计的线性自抗扰控制参数调整[J]. 控制理论与应用，2017，34(2)：265-272.

[19] 李怡蒨，马齐爽，徐萍. 自抗扰开关磁阻电机转速控制器的快速参数整定方法[J/OL]. 电机与控制学报，https://kns.cnki.net/kcms2/article/,[2024-10-31].

[20] 马明，廖鹏，蔡雨希，等. LCL并网逆变器一阶自抗扰控制及基于粒子群优化的控制参数整定方法[J]. 电力自动化设备，2021，41(11)：174-182.

[21] Li X, Han S, Zhao L, et al. New dandelion algorithm optimizes extreme learning machine for biomedical classification problems [J]. Computational Intelligence and Neuroscience, 2017, 2017: 4523754.

[22] 钱玉村，杨博，郑如意，等. 基于经验模态分解-灰色关联度分析-蒲公英优化器改进Elman网络的锂离子电池健康状态估计[J]. 电网技术，2024，48(9)：3695-3704.

[23] Podlubny I. Fractional differential equations [M]. NewYork: Academic Press, 1999.

（责编&校对　雷建云）