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

马 明1,廖 鹏1,蔡雨希2,雷二涛1,何英杰2

(1. 广东电网有限责任公司 电力科学研究院,广东 广州 510080;2. 西安交通大学 电气工程学院,陕西 西安 710049)

摘要:在实际并网现场,电网时常包含未知、时变的扰动,故LCL并网逆变器运行工况复杂、恶劣,经常面临频 繁脱网的问题。基于此,首先针对LCL并网逆变器设计了结构简单的一阶自抗扰控制器;其次,针对自抗扰 控制器参数难以整定的问题,构建了包含控制误差和系统调节时间在内的多目标优化函数,并结合粒子群优 化算法实现了一阶自抗扰控制器的参数整定,提高了自抗扰控制器参数设计的效率和合理性;最后,在频域 中对系统性能进行分析,并通过仿真和实验验证了所设计控制器的可行性及所设计参数的优越性。结果表 明,相比传统带宽法所得控制参数,带所提方法所得控制参数的一阶自抗扰控制能够使LCL并网系统获得更 好的跟踪性、抗扰性和入网电流质量,且能够保证LCL并网逆变器在复杂工况下不脱网。 关键词:LCL并网逆变器;多目标优化;自抗扰控制;粒子群优化算法;参数整定

中图分类号:TM 464 文i

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202107021

0 引言

LCL型滤波器由于具有体积小、成本低和高频 衰减性好的优势,广泛应用在中、大功率并网逆变器 中^[1]。而在风电、光伏等并网系统中,电网时常存在 电网电压严重跌落、畸变等未知扰动,故LCL并网逆 变器的实际运行环境较为恶劣、复杂,这使得LCL并 网逆变器频繁脱网,进而威胁整个电网系统的正常 运行。因此,运行在恶劣工况下的LCL并网逆变器 的抗扰性和稳定性亟待提高。

自抗扰控制 ADRC(Active Disturbance Rejection Control) 是经典 PID 控制的衍生控制方法,具有经典 PID 控制器结构简单、易于工程实现的优势^[23]。同时, ADRC 能够将电网电压畸变、跌落等扰动看作外部扰动,将建模误差、耦合、参数摄动等看作内部扰动,通过观测器对外部扰动及内部扰动的总和进行估计,并通过前馈补偿,具有抗扰性强的优势。因此,为提高 LCL 并网逆变器的抗扰性和稳定性,本文以三电平 LCL 并网逆变器为研究对象,设计了算法简单、易于工程实现的一阶自抗扰控制器。

一阶自抗扰控制器中存在3个重要参数,即观测器参数 β_1 、 β_2 和线性状态反馈控制参数 k_p 。其中, β_1 和 β_2 对观测器性能起到决定性作用,而 k_p 和 β_1 主 要影响系统的快速性,同时 ADRC 系统的稳定性 与这3个参数均有关^[4]。可见,如何选取自抗扰控 制器参数对提高 LCL 并网系统性能具有重要意义。 此外, k_p 、 β_1 和 β_2 与开关频率或开关频率的平方密切

收稿日期:2020-11-13;修回日期:2021-05-17

基金项目:广东电网有限责任公司科技项目(GDKJXM20172770) Project supported by the Science and Technology Project of Guangdong Power Grid Co.,Ltd.(GDKJXM20172770)

相关[5],故在基于电力电子装置的自抗扰控制器的3 个控制参数中,β,的数量级非常大,导致控制参数 难以确定。为了简化自抗扰控制器参数的选取过 程,通常采用带宽法将多个自抗扰控制器参数归一 化处理,这是自抗扰控制器参数选取的常用手 段[67]。带宽法是将自抗扰控制的闭环系统和扩 张状态观测器的极点分别配置在自抗扰控制器带 $\overline{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\omega}_{\mathbf{n}}$ 和观测器带 $\overline{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\omega}_{\mathbf{n}}$ 处。对于 \mathbf{n} 阶自抗扰控制 器,经过极点配置可得观测器参数为 $\beta_1 = C_{n+1}^1 \omega_n$ 、 $\beta_2 = C_{n+1}^2 \omega_0^2, \dots, \beta_n = C_{n+1}^n \omega_0^n, \beta_{n+1} = \omega_0^{n+1}, 线性状态反$ 馈控制参数为 $k_{dn-1} = n\omega_c \cdot k_{dn-2} = C_n^2 \omega_c^2 \cdot \cdots \cdot k_{d1} = n\omega_c^{n-1}$ 、 $k_n = \omega_c^{n[8]}$ 。为了保证观测器对总扰动的观测精度并 实现对总扰动的实时补偿,观测器带宽 ω 应大于自 抗扰控制器带宽 ω_{e},ω_{o} 一般取为(3~5) $\omega_{e}^{[9]}$ 。如:文 献[10]分析了 ADRC 和内模控制的等效关系,通过 确定内模控制的滤波时间常数并结合带宽法最终确 定自抗扰控制器参数;文献[11]结合实际工程应用, 提出了基于带宽法的自抗扰控制器参数设计流程, 虽然简化了自抗扰控制器参数的选取过程,但基于 极点配置的参数设计方法限制了扩张状态观测器的 极点类型。可见,带宽法会缩小参数的可选范围,限 制了参数取值的自由度,进而导致系统难以获得最 佳性能。目前,除带宽法之外,也有一些其他的自抗 扰控制器参数选取方法。如:文献[12]结合控制目 标,采用多点近似拟合法求得自抗扰控制器参数,但 该方法依赖 ADRC 系统的模型变换,较为复杂;文献 [13]提出一种基于时间尺度的自抗扰控制器参数整 定方法,但该方法仅考虑时间尺度对参数的影响,未 能将参数与系统性能紧密地联系起来,故所设计的 参数未必能够使系统获得较好的性能;文献[14]针

对液压位置控制系统,提出基于动态响应过程的时 序数据挖掘的自抗扰控制器参数整定算法,但该算 法仅考虑了系统的动态特性,忽略了系统其他性能 对参数的要求。此外,还有基于智能算法的自抗扰 控制器参数整定方法。由于智能优化算法灵活性 好,能够充分结合系统性能目标,故采用智能算法优 化自抗扰控制器参数设计已成为目前的研究热点。 如:文献[15]针对工业机电驱动单元的ADRC系统, 采用连续动作强化学习算法对自抗扰参数进行整 定;文献[16]采用蚁群算法对异步电机驱动器的自 抗扰控制器参数进行优化设计。目前,虽然已有一 阶自抗扰控制器在LCL并网逆变器中应用的相关报 道^[17],但主要探讨了一阶自抗扰控制器的设计方法 并定性分析了控制器参数变化对系统性能的影响, 而未涉及一阶自抗扰控制器参数的具体整定方法。

因此,本文将以LCL三电平并网逆变器为研究 对象,对一阶自抗扰控制器的参数整定方法进行研 究。首先,对LCL并网逆变器模型进行降阶处理,设 计了算法简单、易于工程实现的一阶自抗扰控制器; 其次,构建包含系统调节时间和控制误差在内的多 目标优化函数,结合粒子群优化算法实现LCL并网 逆变器自抗扰控制器参数的高效整定,解决了自抗 扰控制器参数难以整定的问题;最后,对基于传统带 宽法所得控制参数和基于本文方法所得控制参数的 并网系统性能进行频域分析,并在不同工况下,通过 仿真和实验对不同控制参数下ADRC的控制效果进 行对比,进而说明所设计自抗扰控制器参数的优 越性。

1 LCL三电平并网逆变器模型

基于单电流环控制的LCL三电平中点箝位型NPC(Neutral Point Clamped)并网逆变器系统如图1 所示。图中, $S_{xq}(x=a,b,c;q=1,2,3,4)$ 为12个绝缘 栅双极型晶体管; C_1 、 C_2 为直流侧支撑电容; L_1 、 L_2 和 C分别为逆变器侧滤波电感、网侧滤波电感和滤波

假设电网电压三相平衡,根据基尔霍夫电压和 电流定律可得,LCL三电平并网逆变器在三相 abc 静 止坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_{xn}(t) = u_{Cx}(t) + L_1 di_{ix}(t)/dt \\ u_{Cx}(t) = u_{px}(t) + L_2 di_{gx}(t)/dt \\ i_{ix}(t) = i_{gx}(t) + C du_{Cx}(t)/dt \end{cases}$$
(1)

式中:ucx为x相电容电压。

由式(1)可得
$$i_{gx}$$
与 u_{xn} 之间的传递函数为:

$$\frac{u_{gx}(s)}{u_{xn}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} = \frac{1}{L_1 L_2 C s} \frac{1}{s^2 + \omega_r^2}$$
(2)

式中:*w*,为LCL型滤波器的谐振角频率。

$$\omega_{\rm r} = \sqrt{(L_1 + L_2)/(L_1 L_2 C)}$$
(3)

由于式(2)所示系统为三阶系统,故所设计的控制器也是一个三阶自抗扰控制器。然而,高阶自抗扰控制器结构复杂,具有较多控制器参数,故工程应用价值不高。考虑到ADRC能够将建模误差当作内扰,通过观测器进行估计并实时补偿,故ADRC无需精确的被控对象模型。因此,为了简化控制算法,提高工程利用价值,本文采用Padé近似对式(2)进行降阶处理,降阶后ig与um之间的等效传递函数变为:

$$\frac{i_{gx}(s)}{u_{xn}(s)} \approx \frac{1}{(L_1 + L_2)s} \tag{4}$$

 $i_{gx}(s)/u_{xn}(s)$ 及其等效传递函数的 Bode 图如图 2 所示。可以看出, $i_{gx}(s)/u_{xn}(s)$ 及其等效传递函数的





176

低频特性完全一致。由于反馈控制器主要是对系统的低频特性进行校正,故从这一角度而言,对LCL并 网逆变器进行降阶处理是合理的。同时,由ADRC 将模型误差纳入"广义扰动"的工作机制可以看出, 即使降阶模型在高频处存在误差,其对系统产生的 不利影响也会被自抗扰控制器的扰动估计和补偿环 节消除。此外,实际工程现场要求控制器结构及算 法简单、可靠性高。因此,将三阶LCL并网逆变器模 型降阶处理,并据此设计出结构简单的一阶ADRC 系统,以符合实际工程对控制器的要求。



图 2 $i_{gx}(s)/u_{xn}(s)$ 及其等效传递函数的 Bode 图 Fig.2 Bode diagram of $i_{gx}(s)/u_{xn}(s)$ and its equivalent transfer function

最终由式(4)可得,降阶后LCL三电平并网逆变器在 dq旋转坐标系下的状态空间方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd}(t) \\ \dot{i}_{gq}(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_1 + L_2} \begin{bmatrix} u_{pd}(t) \\ u_{pq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{gd}(t) \\ \dot{i}_{gq}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1 + L_2} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix}$$
(5)

式中:ω,为电网电压基波角频率。

2 一阶自抗扰控制器设计

为了进一步简化控制系统结构,使所设计的控制系统具有更高的工程应用价值,本文将针对LCL并网逆变器的降阶模型设计一阶线性自抗扰控制器。线性自抗扰控制器主要包括线性扩张状态观测器LESO(Linear Extended State Observer)和控制律两部分,其中控制律由线性状态误差反馈控制环节LSEF(Linear State Error Feedback)和扰动补偿项组成。下面以*d*轴一阶自抗扰控制器的设计为例说明设计过程。

2.1 LCL三电平并网逆变器状态方程重构

用 $d_u(t)$ 表示LCL并网系统中存在的外部未知 扰动。由式(5)可得,带有外部未知扰动 $d_u(t)$ 的降 阶LCL三电平并网逆变器的微分表达式为;

$$\dot{i}_{gd}(t) = -\frac{u_{pd}(t)}{L_1 + L_2} + \omega_0 \dot{i}_{gq}(t) + d_u(t) + \frac{u_d(t)}{L_1 + L_2}$$
(6)

由于滤波参数在并网系统运行过程中可能会出现摄动,故在考虑滤波参数摄动的情况下,降阶后

LCL三电平并网逆变器的微分表达式为:

$$\dot{i}_{gd}(t) = \omega_0 \dot{i}_{gq}(t) + \left(\frac{1}{L_1' + L_2'} - \frac{1}{L_1 + L_2}\right) u_d(t) - \frac{u_{gd}(t)}{L_1 + L_2} + d_u(t) + \frac{u_d(t)}{L_1 + L_2}$$
(7)

式中:L'1和L'2分别为滤波电感L1和L2的实际值。

式(7)中,前4项包含了外部未知扰动以及由 耦合、模型参数摄动等引起的内部扰动。在此,用 *f*_{ad}(*t*)表示并网系统中存在的总扰动量,则其表达 式为:

$$f_{ad}(t) = \underbrace{\underbrace{\omega_{0}i_{gq}(t)}_{\text{RG}} + \underbrace{\left(\frac{1}{L_{1}' + L_{2}'} - \frac{1}{L_{1} + L_{2}}\right)u_{d}(t)}_{\text{partial}} + \underbrace{\frac{-u_{pd}(t)}{L_{1} + L_{2}} + \underbrace{d_{u}(t)}_{\text{km}}}_{\text{parta}}$$

$$(8)$$

故降阶后LCL三电平并网逆变器的微分方程可进一步表示为:

$$\dot{i}_{gd}(t) = f_{ad}(t) + u_d(t) / (L_1 + L_2)$$
(9)

设状态变量 $x_d(t) = [x_{d1}(t) x_{d2}(t)]^T$,其中 $x_{d1} = i_{gd}$, $x_{d2} = f_{ad}$ 为扩展的状态变量。用 h_{ad} 表示 f_{ad} 的一阶导数,则根据式(9)可得降阶后三电平LCL并网逆变器的状态方程为:

$$\begin{cases} x_{d1}(t) = i_{gd}(t) \\ \dot{x}_{d1}(t) = x_{d2}(t) + u_{d}(t) / (L_{1} + L_{2}) \\ \dot{x}_{d2}(t) = \dot{f}_{ad}(t) = h_{ad}(t) \end{cases}$$
(10)

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

则降阶后LCL三电平并网逆变器的状态方程也可表示为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_{d}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{d}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{d}(t) + \boldsymbol{E}\boldsymbol{h}_{\mathrm{ad}}(t) \\ \boldsymbol{x}_{d1}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_{d}(t) \end{cases}$$
(11)

式(11)即为重构后的包含系统总扰动量的降阶后LCL三电平并网逆变器状态方程表达式。

2.2 二阶LESO的设计

用 z_{d1} 和 z_{d2} 分别表示状态变量 x_{d1} 和 x_{d2} 的估计 值,即网侧电流 i_{gd} 和总扰动量 f_{ad} 的估计值,且 $z_{d}(t) = [z_{d1}(t) \ z_{d2}(t)]^{T}$ 。根据式(11)可以得到 LESO 的开环 表达式为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{z}}_{d}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{d}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{d}(t) \\ \boldsymbol{z}_{d1}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{z}_{d}(t) \end{cases}$$
(12)

然而,由于观测量 $z_d(t)$ 与被观测量 $x_d(t)$ 的初始 状态总存在差异,故采用开环状态观测器难以做到 无差估计。因此,引入 $x_{d1}-z_{d1}$ 来校正开环的LESO, 则带有校正项的LESO表达式为:

$$\dot{z}_{d}(t) = A z_{d}(t) + B u_{d}(t) + J (x_{d1}(t) - z_{d1}(t)) = (A - JC) z_{d}(t) + B u_{d}(t) + J x_{d1}(t)$$
(13)

式中: $J=[\beta_1, \beta_2]^T$, β_1 和 β_2 为LESO中的参数。

2.3 控制律设计

针对降阶后的LCL三电平并网逆变器,LSEF的 表达式为:

$$u_{0d}(t) = k_{p} \left(i_{gd}^{*} - z_{d1}(t) \right)$$
(14)

式中: $u_{0d}(t)$ 为LSEF的输出信号; k_p 为LSEF中的参数。那么一阶自抗扰控制器的控制律为:

$$u_{d}(t) = (L_{1} + L_{2})(u_{0d}(t) - z_{d2}(t))$$
(15)

因此,针对降阶后的LCL并网逆变器设计一阶 ADRC系统框图如附录A图A1所示。

2.4 系统传递函数推导

为了方便分析带一阶自抗扰控制器的LCL并网 系统的传递函数,需要将图A1所示的系统框图进行 等效变换,变换结果见图3。图中, $Z_{L1}(s)=sL_1;Z_{L2}(s)=$ $sL_2;Z_c(s)=1/(sC);G_{inv}(s)=G_d(s)k_{PWM},G_d(s)$ 为控制延时 和调制延时的总和,即 $G_d(s)=e^{-1.5sT_s},T_s$ 为采样周期, k_{PWM} 为逆变器增益; $M_1(s),M_2(s)$ 的表达式见式(16)。

$$\begin{cases} M_{1}(s) = \frac{k_{p}(s^{2} + \beta_{1}s + \beta_{2})}{(\beta_{2} + k_{p}\beta_{1})s + k_{p}\beta_{2}} \\ M_{2}(s) = \frac{(L_{1} + L_{2})[(\beta_{2} + k_{p}\beta_{1})s + k_{p}\beta_{2}]}{s^{2} + (\beta_{1} + k_{p})s} \end{cases}$$
(16)

最终,由图3可得带一阶自抗扰控制器的LCL 并网系统的环路增益表达式为:

$$G_{1}(s) = \frac{M_{2}(s)Z_{c}(s)G_{inv}(s)}{Z_{L2}(s)(Z_{L1}(s) + Z_{c}(s)) + Z_{c}(s)Z_{L1}(s)}$$
(17)

同时,可得电网电压扰动对输出的传递函数表 达式为:

$$G_{vg}(s) = (Z_{L1}(s) + Z_{C}(s)) / [Z_{C}(s)(Z_{L2}(s) + Z_{L1}(s) + M_{2}(s)G_{inv}(s)) + Z_{L2}(s)Z_{L1}(s)]$$
(18)

3 基于粒子群优化的LCL并网逆变器自抗扰 控制器的参数整定

如第2节所述,一阶自抗扰控制器包含3个待整 定参数,即观测器参数 β_1 、 β_2 和线性状态反馈控制参 数 k_p 。自抗扰控制器参数难以确定主要体现在以下 2个方面:其一,参数 k_p 、 β_1 和 β_2 与开关频率或开关频 率的平方密切相关^[5],故3个控制参数中, β_2 的数量 级非常大,导致控制参数难以确定;其二,观测器作 为自抗扰控制器的核心部件,其性能受 β_1 和 β_2 的影 响较大, β_1 和 β_2 越大则观测精度和速度越高,但是 β_1 和 β_2 过大会导致观测器的抗噪能力显著下降。 故选取合适的 β_1 和 β_2 值是有难度的。

由于基于智能算法的参数优化过程效率高并 且能够充分考虑系统的性能指标,因此本节将构建 LCL并网系统的多目标优化函数,并采用粒子群优 化算法对一阶自抗扰控制器参数进行整定。具体 实现过程如下:首先,构建包含入网电流跟踪误差 和系统调节时间在内的多目标优化函数;其次,在 MATLAB/Simulink环境下进行在线优化,在并网系 统正常运行的情况下,取优化过程及并网系统进入 稳态后的参数优化结果作为一阶自抗扰控制器参数 的整定结果;最后,将这一整定结果用于定参数控制 的仿真和实验平台。因此,本文提出的基于粒子群 优化和多目标优化函数的自抗扰控制器参数优化过 程是一种自抗扰控制器参数的整定方法。

3.1 粒子群优化算法

粒子群优化算法是 Kennedy 和 Eberhart 受人工 生命研究结果的启发,通过模拟鸟类觅食行为而提 出的一种群体智能的全局随机搜索算法。用 P_{best}和 G_{best}分别表示个体最优位置和全局最优位置。假设 粒子群规模为K,最大迭代次数为I,粒子维度为D, 并用 V和 X 分别表示粒子速度和粒子位置,则在第 i 次迭代中,第 k 个粒子的第 d 维速度 Vⁱ_{kd}和位置 Xⁱ_{kd}的 更新公式为^[18]:

$$V_{kd}^{i} = wV_{kd}^{i-1} + c_{1}r_{1}(P_{\text{best_kd}} - X_{kd}^{i-1}) + c_{2}r_{2}(G_{\text{best_d}} - X_{sd}^{i-1})(19)$$

$$X_{i}^{i} = X_{i}^{i-1} + V_{i}^{i}.$$
 (20)

式中:*i*=1,2,…,*I*;*k*=1,2,…,*K*;*d*=1,2,…,*D*;*w*为惯 性权重,用来调节对解空间的搜索范围;*c*₁、*c*₂分别为 个体和社会学习因子,代表学习的最大步长;*r*₁、*r*₂为 0~1之间的2个随机数,用来增加解的随机性,避免 陷入局部最优。

3.2 多目标优化函数的构建

本文以入网电流的跟踪误差和系统响应时间为 优化目标构建多目标优化函数。

令优化目标1为入网电流跟踪误差最小化,则 优化目标1可表示为:

$$\begin{cases} \min f_{1} = \left| i_{gx} - i_{gx}^{*} \right| \\ \text{s.t.} & \begin{cases} k_{p} \in (k_{p_{-}\min}, k_{p_{-}\max}) \\ \beta_{1} \in (\beta_{1_{-}\min}, \beta_{1_{-}\max}) \\ \beta_{2} \in (\beta_{2_{-}\min}, \beta_{2_{-}\max}) \end{cases}$$
(21)





和最大值。

令优化目标2为系统响应时间最小化,其模型 构建如下。

设带一阶自抗扰控制器的LCL并网系统中给 定电流 $i_{gr}^*(s)$ 与输出电流 $i_{gr}(s)$ 之间的传递函数为 $G_e(s) = G_{enum}(s)/G_{eden}(s)$ 。由图3可得:

$$\begin{cases} G_{c_{num}}(s) = M_1(s)M_2(s)Z_C(s)G_{inv}(s) \\ G_{c_{den}}(s) = Z_{L2}(s)(Z_{L1}(s) + Z_C(s)) + \\ Z_C(s)(Z_{L1}(s) + G_{inv}(s)M_2(s)) \end{cases}$$
(22)

用惯性环节 $1/(1.5T_s+1)$ 近似代替延迟环节 $G_a(s)$,同时忽略式(23)中距离虚轴较远的零、极点, 仅留下主导极点,可得:

$$G_{\rm c}(s) = \frac{k_{\rm p}}{s + k_{\rm p}} = \frac{1}{1 + s/k_{\rm p}}$$
(23)

根据一阶系统阶跃响应特性,可以得到带一阶 自抗扰控制器的LCL并网系统的调节时间为:

$$t_{\rm s} = 4/k_{\rm p} \tag{24}$$

故优化目标2可表示为:

$$\begin{cases} \min f_2(s) = 4/k_p \\ \text{s.t.} \quad k_p \in (k_{p_{\perp}\min}, k_{p_{\perp}\max}) \end{cases}$$
(25)

最终,结合优化目标1和优化目标2可以构建如 下包含入网电流跟踪误差和并网系统调节时间在内 的多目标优化函数:

$$\begin{cases} \min f(s) = p_{1} f_{1} + p_{2} f_{2} = p_{1} \left| i_{gx} - i_{gx}^{*} \right| + p_{2} \frac{4}{k_{p}} \\ \text{s.t.} \quad \begin{cases} k_{p} \in (k_{p_{min}}, k_{p_{max}}) \\ \beta_{1} \in (\beta_{1_{min}}, \beta_{1_{max}}) \\ \beta_{2} \in (\beta_{2_{min}}, \beta_{2_{max}}) \end{cases}$$
(26)

式中:p1和p2为优化权值。

可以看出,本文提出的基于多目标优化过程的 参数设计方法具有以下几个特点:第一,由于不受极 点配置过程的限制,控制器参数可以在稳定域范围 内任意取值,因此扩张状态观测器的极点可以是任 意类型的;第二,本文提出的参数设计方法是从控制 性能角度出发的设计方法。因此,本文提出的参数 设计方法能够获得使系统抗扰性、跟踪性、快速性等 实现最佳折中时的自抗扰控制器参数。

3.3 自抗扰控制器参数优化案例

系统参数如附录 B 表 B1 所示。在自抗扰控制 器参数优化过程中, k_{p} 、 β_{1} 和 β_{2} 为待优化参数,故 D= 3。令 $I=50, K=30, c_{1}=c_{2}=2, w=0.6$ 。由于2个优化 目标值具有不同的量纲和单位,为了保证其具有相 同的数量级,设置 $p_{1}=0.99, p_{2}=0.01$ 。

根据 ADRC 系统稳定域范围设置 k_{p} 、 β_{1} 和 β_{2} 的 允许取值范围^[4,19], 令 $k_{p} \in (0, 1000)$, $\beta_{1} \in (0, 4000)$, $\beta_{2} \in (10^{5}, 10^{7})$ 。由于自抗扰控制器参数的优化范围 满足控制系统的稳定域要求,在该范围内设计得 到的自抗扰控制器参数必然能保证系统稳定。此 外,设置粒子最大飞翔速度分别为±20、±40和±1000。

基于图1所示的并网系统,结合式(26)所示的 优化函数和粒子群优化算法,对一阶自抗扰控制器 参数进行在线优化,可以得到控制器参数的优化 过程和优化结果如图4所示。由图可见,6.6 ms时优 化已经完成。取优化过程的最终稳态值作为一阶 自抗扰控制器参数的整定结果,可以得到*k*_p、β₁和β₂ 的优化结果分别为654.3、973.3和7.596×10⁶。由入 网电流误差的变化过程可以看出,并网系统在10 ms 后进入稳态。同时,由系统响应时间的变化过程可 以看出,最终所得参数对应的系统响应时间大约为 7 ms。



图 4 一阶自抗扰控制器参数的优化过程与优化结果 Fig.4 Optimization process and result of first-order active disturbance rejection controller parameters

4 系统性能分析及仿真、实验验证

本节首先对基于传统带宽法和本文方法所得控 制参数的并网系统性能进行频域分析;然后搭建LCL 三电平并网系统的MATLAB / Simulink 仿真模型和 实验平台,在几种典型工况下,验证所设计一阶自抗 扰控制器的有效性,并通过仿真和实验对基于传统 带宽法和本文方法所得参数的控制效果进行对比。

由 3.3 节可知,通过基于多目标优化的粒子群 优化算法整定得到的一阶自抗扰控制器参数近似为 $k_p=654, \beta_1=973, \beta_2=7.6\times10^\circ$ 。而根据引言中对带宽 法的介绍,可以得到:

$$\beta_1 = 2\omega_o, \beta_2 = \omega_o^2, k_p = \omega_c, \omega_c \in \left[\frac{\omega_o}{5}, \frac{\omega_o}{3}\right]$$
 (27)

令 ω_0 =486.5,则根据式(27)可得由带宽法得到的自抗扰控制器参数为 β'_1 =973, β'_2 =2.367×10⁵;同时,取 ω_0 = ω_0 /4,则 k'_0 =122。

4.1 系统性能的频域分析

采用带宽法和本文方法所得参数时,LCL并网 系统的环路增益 Bode 图以及电网扰动对输出的 Bode 图分别如图5和图6所示。由图5可以看出,在 不同控制参数下,2个并网系统的稳定裕度 δ_{PM} 相当, 但带有采用本文方法所得参数的一阶自抗扰控制器 的LCL并网系统能够获得更大的低频增益 G_L 和更高 的交越频率 f_c 。这说明,当采用本文方法所得参数 时,系统能够获得更好的稳定性,且其跟踪精度和快 速性相对于采用带宽法所得参数时的更优。由图6 可以看出,采用本文方法所得参数能够使LCL并网 系统对电网电压扰动具有更强的抗扰性。



角频率 / (rad•s-1) - 基于本文方法所得参数, ----- 基于带宽法所得参数

 10^{4}

 10^{e}



 10^{2}

Fig.6 Bode diagram of grid voltage disturbance-to-output

据此,基于带宽法所得参数下的控制系统仿佛 牺牲了一些稳定裕度就可以得到基于本文方法所得 参数下系统的环路增益 Bode 图,但实际上这一过程 并非如此简单。原因如下:①系统稳定性与一阶自 抗扰控制器的3个参数都相关,快速性主要与 k_{p} 、 β_{1} 有关,抗扰性主要与 β_{1} 、 β_{2} 有关,故牺牲一些稳定裕 度进而得到基于本文方法所得参数的系统环路增益 Bode 图并不是单靠改变1个控制参数就能够实现 的,而是需要同时调整3个参数;②极点配置使 β_{1} 和 β_{2} 具有固定的数值关系,基于极点配置的带宽法限 制了自抗扰控制器参数的取值范围,因此采用带宽 法不一定能够获得与基于本文方法所得参数下闭环 系统一样的环路增益特性。

4.2 仿真验证

 10^{0}

在附录B表B1所示系统参数下,搭建如图1所

示的带定参数-一阶自抗扰控制器的LCL三电平并 网系统的MATLAB/Simulink仿真模型。其中,控 制系统为基于一阶自抗扰控制器的单电流环控制, 下面将对基于传统带宽法所得参数和本文方法所得 参数的自抗扰控制器的性能进行对比。 4.2.1 动率突变

在不同控制参数下,当i^{*}_{gf}=0且i^{*}_{gd}由130 A突变 至260 A时,入网电流波形及其基于快速傅里叶变换 (FFT)的谐波分析结果如图7所示。对比图7(a)和 图7(b)可以看出,当并网系统采用本文方法所得参 数时,在给定值突变瞬间,入网电流不存在超调,且 能够更快地跟踪给定。经测量,系统的调节时间为 10 ms。对比图7(c)和图7(d)可以看出,相较于采用 带宽法所得参数,采用本文方法所得参数能够使入 网电流具有更高的跟踪精度和电流质量。



4.2.2 电网电压跌落

在不同控制参数下,电网电压瞬间跌落50%的 额定值时的电网电压及入网电流波形如附录B图 B1 所示。对比图 B1(a)和(b)可以看出,在电网电压 跌落瞬间,带采用本文方法所得参数的一阶自抗扰 控制器的 LCL 并网系统具有更强的动态抗扰性和稳 定性。

4.2.3 电网电压包含谐振频率次谐波

180

在不同控制参数下,电网电压含有3%的谐振频率次谐波时的电网电压及入网电流的FFT分析结果如附录B图B2所示。可以看出,在该工况下,基于本文方法所得控制参数的一阶自抗扰控制器对谐振频率次扰动的抑制效果更好,入网电流的THD始终小于5%,满足IEEE1547—2003的并网标准^[20]。 4.2.4 电网电压包含低频谐波

电网电压中包含5%的5次谐波和3%的7次谐波时并网逆变器的输出仿真波形如附录B图B3所示。可以看出,采用带宽法所得参数和本文方法所得参数时的并网系统入网电流的THD分别为4.91%和4.09%。由此可以看出,基于本文方法所得参数的自抗扰控制器对电网电压的低频谐波扰动具有更好的抑制效果。

4.2.5 网侧电感突变

网侧电感L_d由 0.3 mH突变至 0.15 mH时,逆变 器的输出波形如附录 B图 B4 所示。可以看出:采用 带宽法所得参数时,入网电流在网侧电感突然减小 的瞬间存在明显的振荡现象,且在网侧电感减小后, 入网电流的 THD 出现了显著增加;而采用本文方法 所得参数时,入网电流波形在网侧电感值突变瞬间 几乎不存在振荡,始终非常平稳且电流波形质量较 高。这说明采用本文方法所得参数的自抗扰控制器 时,并网逆变器对系统参数摄动的抗扰性更强,稳定 性更高。

4.3 实验验证

搭建带定参数-一阶自抗扰控制器的LCL三电 平并网逆变器实验平台,进一步验证带所整定参数 的一阶自抗扰控制器的有效性和优越性。实验中, 通过型号为IT6525D(500 V / 20 A / 3 kW)的直流源 提供直流母线电压,采用型号为Chroma 61860的可 编程交流电源模拟公用电网:调制方式采用层叠载 波调制策略,通过Xilinx生产的型号为XC6SLX25的 现场可编程逻辑门阵列产生脉冲宽度调制信号; 通过型号为TMS320C28346的数字信号处理器实现 单电流环的闭环控制、采样及保护等功能。实验参 数如附录C表C1所示,实验平台如附录C图C1所 示。由于所采用的直流源功率等级和电压等级有 限,为了保证设备安全运行,故将实验平台的功率 设定为1 kW。同时,由于自抗扰控制器参数主要取 决于系统的开关周期,而非系统功率等级,目考虑到 仿真和实验系统的开关周期比较接近,故仿真和实 验中采用相同的控制参数。

4.3.1 功率突变

在不同控制参数下,当*i*_{so}=0且*i*_{sol}从5A突变至 10A时,入网电流波形如图8所示。可以看出,在电 流给定值突变瞬间,采用本文方法所得参数的并网 系统的入网电流能够快速跟踪给定电流,且入网电 流质量较好。经测量,该并网系统的调节时间和 THD分别为8ms和2.90%。这说明,采用基于本文 方法所得参数的一阶自抗扰控制器具有更好的稳定 性,且对输出电流具有更强的控制作用。





4.3.2 电网电压跌落

在不同控制参数下电网电压跌落 50% 的额定 值时的电网电压和入网电流波形如附录 C 图 C2 所 示。可以看出:采用本文方法所得参数的并网系统 在电网电压跌落与恢复前后,三相入网电流仅存在 短时、较小的超调;从整体来看,三相入网电流更加 稳定,基本不受电网电压跌落的影响。这说明,相比 采用带宽法所得参数,采用基于本文方法所得参数 的一阶自抗扰控制器能够使LCL并网系统获得更强 的抗扰性。

4.3.3 电网电压包含谐振频率次谐波

电网电压包含3%的谐振频率次谐波时,电网 电压、入网电流波形及其FFT分析结果如附录C图 C3所示。可以看出,该工况下基于本文方法所得参 数的并网系统的入网电流质量更好。这说明采用基 于本文方法所得参数的一阶自抗扰控制器对电网谐 波具有更强的抑制作用。

4.3.4 电网电压包含低频谐波

电网电压中包含5%的5次谐波和3%的7次谐 波时,并网逆变器的输出实验波形如附录C图C4所 示。可以看出,在电网电压包含低频谐波的工况下, 基于带宽法所得参数的并网系统的入网电流THD 为3.77%,而基于本文方法所得参数的并网系统的 入网电流THD为3.09%。这说明相比基于带宽法所 得参数,基于本文方法所得参数的一阶自抗扰控制 器对电网电压中的低频谐波扰动具有更好的抑制 效果。

4.3.5 网侧电感突变

在不同控制参数下, 网侧电感由 1.75 mH 突变为 0.875 mH 时, 并网逆变器的输出波形如附录 C 图 C5 所示。可以看出:基于带宽法所得参数的并网系统的入网电流幅值在网侧电感突变后出现了明显的 波动, 且入网电流质量有所下降; 而基于本文方法所 得参数的并网系统的入网电流波形在网侧电感值变 化前后始终平稳, 且入网电流质量始终较高。这说 明相比基于带宽法所得参数, 基于本文方法所得参数的一阶自抗扰控制器具有更加优越的抗扰性能和 稳定性。

对比仿真结果和实验结果可以发现,正常情况 下入网电流的THD仿真结果优于实验结果,但在电 网电压包含谐波的情况下实验结果优于仿真结果。 出现这一现象的原因在于:仿真中的LCL型滤波器 是完全理想的电感、电容器件,不含有内阻;而实验 中的电感和电容不是完全理想的器件,均或多或少 地含有内阻,这相当于给谐振和谐波提供了阻尼。 因此,在电网电压包含谐波的情况下,实验波形的质 量要优于仿真波形的质量,但这并不影响对2种控 制参数的性能对比。

此外,由于控制系统的整体性能主要由控制方 法决定,因此所设计参数的优势相对于带宽法不是 非常明显。然而,以上分析足以说明传统带宽法所 得参数并不一定是最优的自抗扰控制器参数,而本文 方法所得参数能够使系统性能获得进一步的提升。

5 结论

本文针对降阶的LCL并网系统设计了结构简 单、工程实用性强的一阶自抗扰控制器;在建立系统 多目标优化函数的基础上,结合粒子群优化算法完 成对一阶自抗扰控制器的参数整定,通过仿真和实验验证了所设计控制器的有效性和所提参数整定方法相比传统带宽法的优越性。

本文提出的基于多目标优化和粒子群优化的参数整定方法,有效解决了自抗扰控制器参数难以确定的问题,实现了自抗扰控制器参数的高效整定。 相较于基于传统带宽法的参数整定方法,所提方法能够快速得到准确、合理且具有更优控制效果的自抗扰控制器参数,使带一阶自抗扰控制器的并网系统在跟踪性、抗扰性及快速性等方面实现最佳折中,进而保证并网系统在恶劣工况下不脱网。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1]方刚,杨勇,卢进军,等.三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J].电力自动化设备,2018,38(2):109-116.
 FANG Gang, YANG Yong, LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(2):109-116.
- [2] 马燕峰,刘会强,俞人楠.风电场中STATCOM抑制系统功率振荡[J].电力自动化设备,2018,38(2):67-73.
 MA Yanfeng,LIU Huiqiang,YU Rennan. Power oscillation suppression based on STATCOM in wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(2):67-73.
- [3]张芳,张光耀,李传栋. MMC-HVDC的二阶线性自抗扰控制策略[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):98-104.
 ZHANG Fang, ZHANG Guangyao, LI Chuandong. Load frequency control of power system based on cloud neural network adaptive inverse system[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):98-104.

[4] 伍文俊,蔡雨希,兰雪梅. 三电平中点钳位型变换器线性自抗 扰离散建模与稳定控制[J]. 电工技术学报,2020,35(增刊1): 37-48.

WU Wenjun, CAI Yuxi, LAN Xuemei. Discrete modeling and stability control of linear active disturbance rejection control for three-level neutral point clamped converer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 (Supplement 1) : 37-48.

- [5] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京:国防工业出版社,2008:221-237.
- [6] 李杰,齐晓慧,万慧,等. 自抗扰控制:研究成果总结与展望
 [J]. 控制理论与应用,2017,34(3):281-295.
 LI Jie,QI Xiaohui,WAN Hui, et al. Active disturbance rejection control: theoretical results summary and future researches
 [J]. Control Theory & Applications,2017,34(3):281-295.
- [7] WANG G, LIU R, ZHAO N, et al. Enhanced linear ADRC strategy for HF pulse voltage signal injection-based sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(1):514-525.
- [8] HUANG C, GAO Z. On transfer function representation and frequency response of linear active disturbance rejection control[C]//Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference. Xi'an, China: IEEE, 2013:72-77.
- [9] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of 2003 American Control Conference. Denver, USA: IEEE, 2003:4989-4996.
- [10] TAN W, FU C. Linear active disturbance-rejection control:

analysis and tuning via IMC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4):2350-2359.

[11] 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.

YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12):1630-1640.

- [12] 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.
 FU Caifen,TAN Wen. Parameters tuning of linear active disturbance rejection control based on high order controller design[J]. Control Theory & Applications,2017,34(2):265-272.
- [13] 李述清,张胜修,刘毅男,等.根据系统时间尺度整定自抗扰控制器参数[J].控制理论与应用,2012,29(1):125-129.
 LI Shuqing, ZHANG Shengxiu, LIU Yinan, et al. Parametertuning in active disturbance rejection controller using time scale
 [J]. Control Theory & Applications,2012,29(1):125-129.
- [14] 李扬,王京,张勇军. 一种线性自抗扰控制器参数自整定方法
 [J]. 工程科学学报,2015,37(11):1520-1527.
 LI Yang,WANG Jing,ZHANG Yongjun. Self-tuning method for a linear active disturbance rejection controller[J]. Chinese Journal of Engineering,2015,37(11):1520-1527.
- [15] 武雷,保宏,杜敬利,等. 一种自抗扰控制器参数的学习算法
 [J]. 自动化学报,2014,40(3):556-560.
 WU Lei,BAO Hong,DU Jingli,et al. A learning algorithm for parameters of automatic disturbances rejection controller[J]. Acta Automatica Sinica,2014,40(3):556-560.
- [16] YIN Z, DU C, LI J, et al. Research on auto-disturbance-rejection control of induction motors based on ant colony optimization algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Elec-

tronics, 2018, 65(4): 3077-3094.

- [17] BENRABAH A, XU D, GAO Z. Active disturbance rejection control of LCL-filtered grid-connected inverter using pade approximation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018,54(6):6179-6189.
- [18] 李晓利,高金峰.用于配电网多目标无功优化的改进粒子群优 化算法[J].电力自动化设备,2019,39(1):106-111.
 LI Xiaoli, GAO Jinfeng. Improved particle swarm optimization algorithm for multi-objective reactive power optimization of distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019,39(1):106-111.
- [19] CAI Y, HE Y, ZHOU H, et al. Active damping disturbance rejection control strategy of LCL grid-connected inverter based on inverter-side current feedback[J/OL]. (2020-08-18)[2020-12-10]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. https://ieeexplore.ieee.org/document/917-0623. DOI:10.1109/JESTPE.2020.3017678.
- [20] IEEE. IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems: ANSI / IEEE 1547-2003 [S]. New York, USA: IEEE, 2003.

作者简介:



马 明(1985—), 男, 山东聊城人, 高 级工程师, 硕士, 主要研究方向为电能质量 与优质供电(E-mail: sdmaming@126.com); 廖 鹏(1983—), 男, 江西新余人, 高 级工程师, 硕士, 主要研究方向为电力系统 运行与控制(E-mail: 56229414@qq.com);

蔡雨希(1995—),女,陕西咸阳人,博士 研究生,主要研究方向为电力电子在电力系

统中的应用(**E-mail**:412561351@163.com)。 (编辑 李莉)

First-order active disturbance rejection control and parameter tuning method based on particle swarm optimization for LCL grid-connected inverter

MA Ming¹, LIAO Peng¹, CAI Yuxi², LEI Ertao¹, HE Yingjie²

Electric Power Research Institute, Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510080, China;
 College of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In the actual grid-connected field, the grid often contains unknown and time-varying disturbances, so the LCL grid-connected inverter operates in complex and harsh conditions, and often faces the problem of frequent off-grid. Firstly, a simple first-order active disturbance rejection controller for LCL grid-connected inverter is designed. Secondly, considering the problem that the parameters of active disturbance rejection controller are difficult to be tuned, a multi-objective optimization function including tracking error and settling time is constructed, and the parameters of the first-order active disturbance rejection controller are tuned by PSO (Particle Swarm Optimization) algorithm, which improves the efficiency and rationality of parameter design for active disturbance rejection controller. Finally, the system performance is analyzed in frequency domain, the feasibility of the designed controller and the superiority of the designed parameters are verified by simulation and experiment. The results show that, compared with the control parameters obtained by the traditional bandwidth method, the first-order active disturbance rejection control parameters obtained by the proposed method can make the LCL grid-connected system obtain better traceability, immunity and quality of grid-connected current, and ensure that the LCL grid-connected inverter will not be off-grid under complex conditions.

Key words: LCL grid-connected inverter; multi-objective optimization; active disturbance rejection control; particle swarm optimization algorithm; parameter tuning



附录 A







附	录	В
---	---	---

表 E	31	系统参数
D 1	C	

m 1 1

Table B1System parameters			
参数	数值		
功率 P/kW	100		
直流侧电压 U _{dc} /V	700		
电网线电压有效值 usx_1/V	315		
开关频率 fsw/kHz	3.2		
采样频率fs/kHz	12.8		
逆变器侧滤波电感 L _l /mH	0.6		
网侧滤波电感L ₂ /mH	0.3		
滤波电容 C/µF	160		
谐振频率 fr/Hz	890		



(a) 输出波形(基于带宽法的 ADRC 系统)



(b) 输出波形(基于本文所得参数的 ADRC 系统)

图 B1 电网电压跌落时的仿真波形







(c) FFT 分析(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)

(d) FFT 分析(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)









(b) 输出波形(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)



Fig.B4 Simulative waveforms of inverter output when grid-side inductance reduces

砧	큰	C
PD	×ĸ	C

表 C1 实验参数

Table C1 Experimental parameters			
参数	数值		
功率 P/W	1 000		
直流侧电压 U _{dc} /V	130		
电网相电压有效值 usx/V	30		
入网电流峰值 Igx_m/A	10		
逆变器侧滤波电感 L1/mH	3.5		
网侧滤波电感 L ₂ /mH	1.75		
滤波电容 C/µF	15		
开关频率 f _{sw} /kHz	5		
采样频率fs/kHz	10		
谐振频率 fr/Hz	1 200		



图 C1 实验平台 Fig.C1 Experimental platform



(a) 输出波形(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)



(b) 输出波形(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)

图 C2 电网电压跌落时的实验波形 C2 Experimental waveforms when grid voltage d

Fig.C2 Experimental waveforms when grid voltage drops





(a) 输出波形(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)

(b) 输出波形(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)



图 C3 电网电压包含谐振频率谐波时的实验波形

Fig.C3 Experimental waveforms when grid voltage contains resonant-frequency harmonics





(b) 输出波形(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)

Fundamental(50Hz)=10.4 A

THD=3.09%

20

25

(a) 输出波形(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)



(c) FFT 分析(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)

(d) FFT 分析(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)

10 谐波次数



Fig.C4 Experimental waveforms when grid voltage contains low-frequency harmonics

(1.0 10.8 少0.6 里0.4 第0.2

0

幅值(基波



(a) 输出波形(基于带宽法所得参数的 ADRC 系统)

(b) 输出波形(基于本文方法所得参数的 ADRC 系统)

图 C5 网侧电感减小时的逆变器输出实验波形

Fig.C5 Experimental waveforms of inverter output when grid-side inductance reduces