基于线性自抗扰和重复控制的光伏并网逆变器控制研究

王晓雷[1] 李文琪[1] 郭飞亚[1] 张 帅[1]
WANG Xiaolei LI Wenqi GUO Feiya ZHANG Shuai

摘 要 针对光伏并网逆变器所产生的稳态精度问题和动态响应问题，文章提出一种基于 T 型三电平逆变器的电压电流双闭环控制策略。首先在 *dq* 坐标轴下建立并网逆变器的数学模型；然后采用一阶 LADRC 对电压外环控制器进行设计，并采用 RC+PI 对电流内环设计；基于 MATLAB/Simulink 平台搭建了仿真模型，来对比传统 PI 与 LADRC+RC 控制策略的仿真波形，结果表明：与传统 PI 控制相比，LADRC+RC 控制策略在应对直流侧电压突变以及电网含谐波的工况下，抗干扰性能和逆变器输出电流质量均有效改善。

关键词 光伏并网逆变器；T 型三电平；线性自抗扰控制；重复控制；谐波抑制

doi：10.3969/j.issn.1672-9528.2025.05.025

0 引言

在“双碳”背景下，太阳能作为全球低碳能源转型的主导力量，具有清洁、安全、独立、可控的特点。在温度、光照等外界因素变化时，光伏组件输出具有间歇性和波动性[1]。光伏并网逆变器作为太阳能光伏电池与电网的接口装置，实现功率转换及并网发电，而直流母线的稳定性直接影响到逆变器的控制性能，从而影响到系统的安全、稳定和高效运行，为了维持直流母线稳定和降低并网电流的谐波畸变率，并网逆变器控制策略具有重要研究意义[2]。

传统并网逆变器控制策略大多采用传统比例积分控制、比例谐振控制、无差拍控制、模型预测控制、重复控制等。其中 PI 控制理论算法成熟，在控制中得到广泛应用。PR 控制在谐振频率点提供增益，实现对信号补偿，能够对特定频率跟踪，但无法对周期性信号起到抑制作用。无差拍控制的响应速度快，控制过程无过冲问题，但控制效果同样依赖于系统模型和参数的准确性。重复控制可以有效抑制电流周期性畸变，在一个基波周期内有延迟。上述控制策略在面对多变量、强耦合、未知扰动等场合难以实现并网电流质量和稳定性的同时提高，因此，诸多学者基于复合控制策略进行相关研究，文献 [3] 将比例控制与重复控制并联，动态响应速度大幅提升，但谐波抑制能力容易受到谐波源的影响。文献 [4] 提出将重复控制与谐振控制结合应用在并网逆变器中，易在数字处理器中实现，并且提升了动态响应速度的同时减小稳态误差。文献 [5] 提出一种基于电网电流反馈与重复控制的控制策略，通过检测网侧电流单一反馈量实现对并网电流的直接控制，在重复控制基础上进一步提升稳定精度。

自抗扰控制（active disturbance rejection control, ADRC）作为一种非线性控制策略，具有抗扰性强、控制算法简单，且不依赖于系统模型的优点，成功应用在电机驱动、无人机、船舶控制等领域[6-8]。针对自抗扰控制的研究，文献 [9] 设计了一种自抗扰控制策略，通过自抗扰均流控制算法提高了控制精度，更适用于包含未知扰动的微电网，但因其内外环参数的独立设计，随闭环数的增加使得设计难度提高。文献 [10] 提出了基于扩张状态观测器的自抗扰控制，有效改善光伏输出的不确定性和负载突变的问题，但参数调节复杂，不利于应用在工程实际中。文献 [11] 将二阶 LADRC 应用于三重交错 DC-DC 变换器，各相电流平衡控制效果均优于 PI，有更好的抗干扰性和均流性。

三电平逆变器并网系统对于传统的 PI 控制难以满足其高精度需求，LADRC 作为电压外环具有良好的动态性能以便应对逆变器直流母线电压指令突变等状况，但由于控制器的估计器和补偿环节受到控制器参数的限制，在复杂工况下控制精度难以得到保证，而重复控制可以有效消除周期性扰动所带来的稳态误差。本文提出了以 T 型三电平并网逆变器为控制对象，LADRC 作为电压外环，内环采用 PI 并联重复控制的控制策略，其中自抗扰控制加快系统的动态响应速度且抗干扰能力强，重复控制提高了控制的跟踪精度。通过在 MATLAB/Simulink 平台下搭建仿真，对比各种工况下传统 PI 控制与 LADRC+RC 控制策略的波形，验证了所提策略的有效性。

1 光伏并网逆变器数学模型

三相光伏并网系统包括光伏阵列、前级 Boost 变换器、二极管中点钳位型三电平逆变器以及 LCL 滤波器，结构如图 1 所示。

1. 中原工学院自动化与电气工程学院 河南郑州 450007

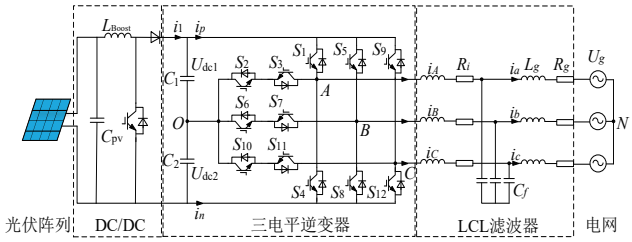


图 1 三相光伏并网系统结构框图

T 型三电平逆变器具有输出谐波含量小、开关损耗小、并网电流畸变小等优点。其中，U_{dc} 为直流母线电压；i_1 为 Boost 变换器输出电流；i_p 为逆变器桥臂输入电流；C_1、C_2 为直流母线电容，设 C_1、C_2 串联值为 C_d；L_i、L_g 为 LCL 滤波器逆变侧和网侧电感；R_i、R_g 为逆变侧和网侧电感内阻；C_f 为 LCL 滤波器的滤波电容；U_g 为网侧电压；U_{AO}、U_{BO}、U_{CO} 为逆变器输出侧三相电压；i_A、i_B、i_C 为三相逆变器侧电流；i_a、i_b、i_c 为三相网侧输入电流；U_{NO} 为中性点电压，其中 O 为直流母线中点，N 为中性点。

T 型三电平逆变器在 *abc* 静止坐标系下的数学模型为：

$$\begin{cases} U_{AO}=L_i\dfrac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}+R_i i_A+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}+R_g i_a+U_{ga}+U_{NO} \\ U_{BO}=L_i\dfrac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t}+R_i i_B+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}+R_g i_b+U_{gb}+U_{NO} \\ U_{CO}=L_i\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t}+R_i i_C+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}+R_g i_c+U_{gc}+U_{NO} \\ i_A=i_a+C\dfrac{\mathrm{d}U_{AO}}{\mathrm{d}t} \\ i_B=i_b+C\dfrac{\mathrm{d}U_{BO}}{\mathrm{d}t} \\ i_C=i_c+C\dfrac{\mathrm{d}U_{CO}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

假设滤波器电感假设中点电位平衡，N、O 等电位，则 U_{NO}=0，令 L=L_i+L_g、R=R_i+R_g，i_A、i_B、i_C 近似于 i_a、i_b、i_c，式（1）可整理为：

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}=U_{AO}-Ri_A-U_{ga} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t}=U_{BO}-Ri_B-U_{gb} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t}=U_{CO}-Ri_C-U_{gc} \end{cases} \tag{2}$$

上述模型研究均为基于 *abc* 三相静止坐标系，PI 控制无法对其无差跟踪，可转变为 *dq* 旋转坐标系，其中物理量相对静止，为 *dq* 坐标系下的直流量，*dq* 坐标系模型为：

$$\begin{cases} U_{\mathrm{id}}=L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t}+R\cdot i_d-\omega L\cdot i_q+e_d \\ U_{\mathrm{iq}}=L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t}+R\cdot i_q+\omega L\cdot i_d+e_q \\ i_{\mathrm{id}}=C\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{id}}}{\mathrm{d}t}-C\omega U_{\mathrm{iq}}+i_d \\ i_{\mathrm{iq}}=C\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{iq}}}{\mathrm{d}t}-C\omega U_{\mathrm{id}}+i_q \end{cases} \tag{3}$$

在 *dq* 旋转坐标系下：ω 为电网电压角频率；U_{id}、U_{iq} 分别为逆变器桥臂输出电压；i_{id}、i_{iq} 为 *dq* 轴下逆变器输出侧电流；i_d、i_q 为电网侧电流；e_d、e_q 为电网电压。

2 线性自抗扰控制策略

自抗扰控制器包括非线性误差反馈（nonlinear state error feedback, NLSEF）、扩张状态观测器（extended state observer, ESO）以及跟踪微分器（tracking differentiator, TD）三部分。ADRC 控制器对数学模型依赖度很低，具有较强的动态稳态性。针对传统自抗扰控制参数复杂较多，非线性控制系统结构复杂等问题，GAO[12] 提出了线性自抗扰控制，减少了需要调整的参数数量，使控制器未知参数整定过程的难度大大降低。本文设计的线性自抗扰控制器包括线性扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制器，为减少系统延迟，简化系统结构，省略了跟踪微分器的过渡过程。

2.1 光伏并网逆变器的 LADRC 控制器设计

假设三电平逆变器为理想模型，即忽略光伏系统在交流、直流侧转换过程的功率损耗和开关器件损耗，可得：

$$P_{\mathrm{AC}}\approx P_{\mathrm{DC}} \tag{4}$$

在 *dq* 坐标系下交、直流侧功率为：

$$\begin{cases} P_{\mathrm{AC}}=\dfrac{3}{2}e_d i_d+\dfrac{3}{2}e_q i_q \\ P_{\mathrm{DC}}=U_{\mathrm{dc}}i_p=U_{\mathrm{dc}}C_d\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{5}$$

结合式（5）与式（2），可知母线电压 U_{dc} 与逆变器输出电流 *d* 轴分量 i_d 的表达式：

$$C_d\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=i_1-\frac{3}{2}\frac{e_d}{U_{\mathrm{dc}}}i_d \tag{6}$$

可以看出，这是一个典型的一阶系统，根据式（6），按照一阶线性 ADRC 的动态模型设计，改写为：

$$\dot{y}(t)=bu(t)+f_1(y,\omega,t) \tag{7}$$

式中：$\dot{y}$为输出一阶导数，输出信号 x_1= y =U_{dc}；f_1 为系统所受扰动量；ω 为模型外部扰动；y 为系统的输出；t 为时变状态；b 为系统控制器增益，可以写为：

$$\dot{y}(t)=b_0u(t)+(b-b_0)u(t)+f_1(y,\omega,t) \tag{8}$$

式中：$(b\text{-}b_0)u(t)$ 和 $f_1(y,\omega,t)$ 为模型误差、光伏阵列输入功率等总扰动量，包括内部扰动和外部扰动，统一归为系统总扰动 f，b_0 为设置的近似控制器增益，可将系统模型进一步化简为：

$$\dot{y}(t)=b_0u(t)+f(y,\omega,t) \tag{9}$$

将微分方程转化成状态空间方程，选取状态变量 $y(t)$、

$f(t)$，其中 $f(t)$ 为系统的输出，设 $x_1(t)=y(t)$、$x_2(t)=f(t)$，用 $h(t)$ 表示 $f(t)$ 的一阶导数，进一步写为：

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=\boldsymbol{A}x(t)+\boldsymbol{B}u(t)+\boldsymbol{E}h(t)\\ \hat{y}(t)=\boldsymbol{C}x(t)\end{cases}\tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1\\0&0\end{bmatrix}$、$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}b_0\\0\end{bmatrix}$、$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1&0\end{bmatrix}$、$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}$。

2.2 线性扩张观测器 LESO 设计

结合式（10）得出二阶线性扩张观测器表达式为：

$$\begin{cases}\dot{z}(t)=\boldsymbol{A}z(t)+\boldsymbol{B}u(t)+\boldsymbol{L}(y(t)-\hat{y}(t))\\ \hat{y}(t)=\boldsymbol{C}z(t)\end{cases}\tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{z}(t)=[\,z_1(t)\ \ z_2(t)]^{\mathrm{T}}$，$z_1$、$z_2$ 为扩张观测器的两个状态变量，选取合适的观测器增益 β_1、β_2，令 $\boldsymbol{L}=[\beta_1\ \ \beta_2]^{\mathrm{T}}$ 为观测器增益矩阵，为减小观测量与实际量的初始观测误差，引入误差校正信号（y-$\hat{y}$）进行校正；$\hat{y}$ 为 LESO 对系统输出 y 的估计值；z 为 LESO 的状态矢量。

一阶 LADRC 中包含二阶 LESO，可写为：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}(t)=\begin{bmatrix}-\beta_1&1\\-\beta_2&0\end{bmatrix}z(t)+\begin{bmatrix}b_0&\beta_1\\0&\beta_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u(t)\\y(t)\end{bmatrix}\\ \hat{y}(t)=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}\boldsymbol{z}(t)\end{cases}\tag{12}$$

进一步将 LESO 表示为：

$$\begin{cases}\dot{z}_1=z_2-\beta_1(z_1-y)+b_0u\\ \dot{z}_2=-\beta_2(z_1-y)\end{cases}\tag{13}$$

2.3 线性控制率 LSEF 设计

将 LESO 的总扰动观测量反馈至控制回路中，所设计的一阶补偿环节为：

$$u(t)=\frac{k_p\left[r-z_1(t)\right]-z_2(t)}{b_0}\tag{14}$$

式中：k_p 为 LSEF 中的增益，线性误差反馈率设计为 $u_0(t)=k_p[r\text{-}z_1(t)]$；$u_0(t)$ 为 LSEF 的输出信号。由式（13）可得所建立的扩张状态观测器特征方程为 $\lambda(s)=s^2+\beta_1 s+\beta_2$，根据极点配置法，将控制器参数 k_p、β_1、β_2 配置为：

$$\begin{cases}\beta_1=2\omega_0\\ \beta_2=\omega_0^{\,2}\\ k_p=\omega_c\end{cases}\tag{15}$$

式中：ω_0 为观测器带宽；ω_c 为控制器带宽，状态误差反馈控制系数一般可配置为控制器带宽 ω_c，特征方程的极点为扩张状态观测器带宽 ω_0。

一阶 ADRC 控制系统框图如图 2 所示，r 为参考输入；y 为输出；u_0 为 LSEF 的控制量；u 为最终控制量；b_0 为控制增益；z_1、z_2 为 LESO 状态变量。

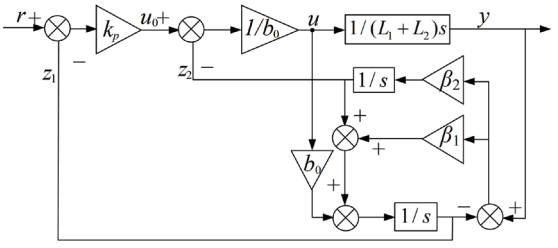


图 2 一阶 LADRC 的结构框图

3 重复控制策略

对于光伏并网逆变器来说，谐波来源主要是电网，而电网中的谐波是周期性干扰，因此对电网电压中谐波的抑制能力十分重要，重复控制理论上可以完全消除任意次谐波。重复控制是基于内模原理的控制策略，通过把外部信号模型移植到内模中来实现无静差跟踪。传统重复控制内模由于受到系统控制器和硬件设计等方面限制，被控对象无法在所有工作频段保持稳定，容易造成系统波动，为保证系统稳定，对理想重复控制器进行了改进。

改进后的重复控制主要包括重复控制内模 $1/[1\text{-}Q(z)z^{-N}]$、基波周期延迟环节 z^{-N} 及补偿环节 $C(z)$ 三部分，改进后的重复控制传递函数为：

$$G_{\mathrm{RC}}(z)=\frac{z^{-N}}{1-Q(z)z^{-N}}\,C(z)\tag{16}$$

将其看作是对信号周期性的积分，采样次数 $N=T_0/T_s$，其中电网基波周期 T_0=0.02，采样周期 $T_s=10^{-4}$，则 N 取值为 200。本文将重复控制与 PI 控制并联构成电流内环，一定程度上抑制了低频谐波，闭环传递函数为：

$$P_A(z)=\frac{P(z)}{1+G_{\mathrm{PI}}(z)P(z)}\tag{17}$$

重复控制器结构框图如图 3 所示，其中：$r(z)$ 为输入信号；$e(z)$ 为误差信号；$C(z)$ 为补偿器；$S(z)$ 为滤波环节；$G_{\mathrm{RC}}(z)$ 为重复控制内模，可以对误差信号 $e(z)$ 逐周期积分；$d(z)$ 为周期性扰动信号；$G_{\mathrm{PI}}(z)$ 为 PI 控制的传递函数；$P(z)$ 为被控对象；$u(z)$ 为输出信号。

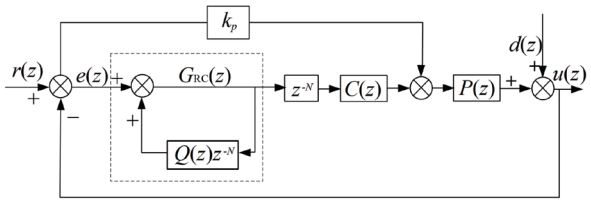


图 3 重复控制器原理框图

其参数主要包括内模滤波器 $Q(z)$、补偿器 $C(z)$、比例增益 k_r、超前环节系数 k。

3.1 内模滤波器 $Q(z)$ 设计

内模滤波器 $Q(z)$ 通常是一个低通滤波器或为小于 1 的积

分衰减系数，当内模滤波器 $Q(z)$=1 时，可使得指令信号 $r(z)$ 无静差跟踪正弦波，此时重复控制在各个谐振频率点的增益无穷大；$Q(z)$ 在中低频段越趋近于 1，并网电流的谐波含量越少；而在高频段希望 $Q(z)$ 取值趋近于 0，否则稳定性较差；$Q(z)$ 取小于 1 的常数时，重复控制在各个谐振频率点的增益衰减相同。

当 $Q(z)$ 为低通滤波器时可以提高系统稳定度，与取常数值相比，低通滤波器在频率增大时，幅值增益衰减也越大，但低通滤波器会使控制系统的设计变复杂，为简化重复控制器设计，便于工程应用，本设计选用常数法，取 $Q(z)$=0.95 较为适宜。

3.2 补偿器 $C(z)$ 设计

补偿器 $C(z)$ 可以滤除高频信号，$C(z)$ 根据 $P(z)$ 来设计，对于并网逆变器来说，$C(z)$ 主要包括重复控制器比例增益 k_r、相位补偿器 z^k、低通滤波器 $S_1(z)$，补偿器数学形式可以表示为：

$$C(z)=k_r z^k S_1(z) \tag{18}$$

低通滤波器主要使 $P(z)$ 在高频处可以迅速衰减，本文选用二阶低通滤波器可以满足系统设计需求。截止频率取值太高或太低都会影响系统稳定性，本文将 11 次谐波以上都认为是高次谐波，结果计算可知二阶低通滤波器截止频率 f_c=550 Hz，ω_n=3 454 rad/s，阻尼比 ξ=0.707，二阶巴特沃斯低通滤波器传递函数为：

$$S_1(z)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^{\ 2}} \tag{19}$$

加入低通滤波器后，使得被控对象和滤波器之间产生相位滞后，而 z^k 的超前补偿可以使系统在低频段和中频段的相位为 0，可以通过选择合适的超前环节系数 k，对相位角度进行超前补偿，k 取 4 时可达到较好的控制效果。

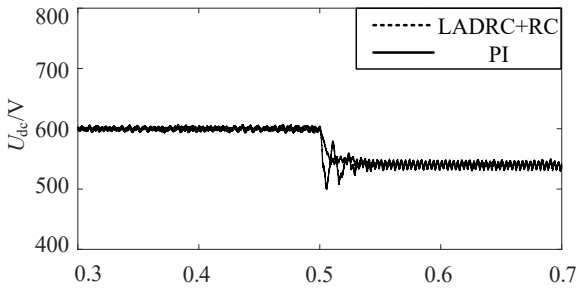
k_r 为比例增益，对系统的误差收敛速度、谐波含量、系统的稳定性都有一定影响，增益 k_r 与补偿强度成正比，k_r 越大，补偿强度就越大，为了保证稳定性 k_r 不宜过大，为了兼顾系统稳定性以及鲁棒性，选取 k_r=0.9。

4 仿真结果分析

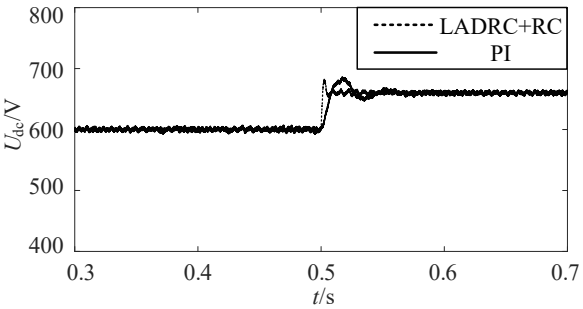
本文在 Matlab/Simulink 平台下，设计了 kW 光伏并网逆变器模型，逆变器主要参数为：直流母线电压参考值为 600 V，直流侧电容为 2 370 μF；LCL 滤波器逆变侧电感为 500 μH、网侧电感为 150 μH，滤波电容为 10 μF，电网频率为 50 Hz，电网电压有效值为 220 V。

4.1 控制策略抗扰动性能分析

为验证传统 PI 控制与 LADRC+RC 控制策略的抗扰动性能，在系统稳定运行至 0.5 s 时，如图 4（a）所示，将直流侧电压指令从 600 V 突变为 540 V，其中在 LADRC+RC 控制下经过 0.015 s 可以更迅速达到新的稳定状态，而传统 PI 控制需要经过 0.035 s 左右才能接近稳定值，并且波动幅度较大。如图 4（b）所示，将直流侧电压指令从 600 V 突增到 660 V，经过 0.01 s 后 LADRC+RC 达到新的稳定值，而传统 PI 需经过将近 0.05 s 才能缓慢升到新的稳定值。由此可知，相比于 PI 控制，在直流母线电压指令突变时，LADRC+RC 具有更好的抗干扰性能。



（a）电压从 600 V 跌落到 540 V

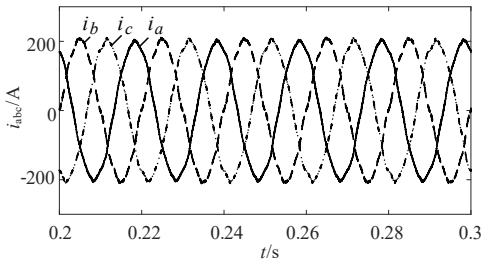


（b）电压从 600 V 突增到 660 V

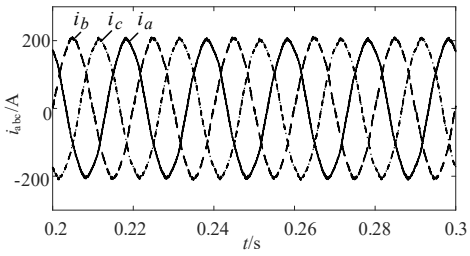
图 4 直流母线侧电压指令突变时，PI 控制与 LADRC+RC 控制下的仿真波形

4.2 控制策略谐波抑制性能分析

通过对比验证重复控制与传统 PI 控制的逆变器并网电流输出与并网电压输出，选择 a 相并网电流进行分析。通过给 a 相电压注入 7% 的五次谐波，给 c 相电压注入 3% 的 7 次谐波来模拟含谐波电网的工况。图 5（a）为传统 PI 控制并网逆变器输出电流波形，图 6（a）传统 PI 控制下的逆变器输出电流的 THD 为 4.72%；由图 5（b）并网逆变器在理想电网下的 LADRC+RC 控制策略下三相输出电流 i_a、i_b、i_c 仿真波形可知，在含有同等电压谐波的电网工况下，三相电流保持较好的正弦度，且能稳定跟随 200 A 的给定电流，从图 6（b）对并网逆变器输出电流的 FFT 分析可以看出，LADRC+RC 控制策略下输出电流的 THD 为 2.75%。可以看出，所提出的 LADRC+RC 控制策略可以更有效提高并网逆变器输出电流的精度。

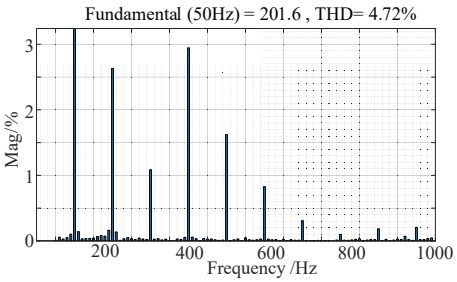


（a）含谐波时传统 PI 控制下输出电流波形

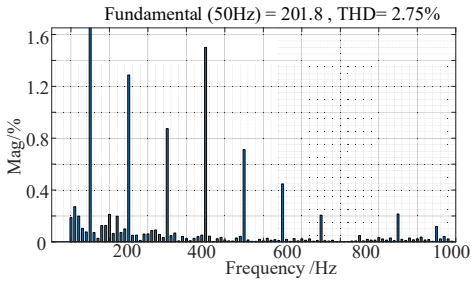


（b）含谐波时 LADRC+RC 控制下输出电流波形

图 5 电网含谐波时不同控制下逆变器输出电流



（a）传统 PI 控制下输出电流 FFT 分析



（b）LADRC+RC 控制下输出电流 FFT 分析

图 6 电网电压含谐波时输出电流 FFT 分析

5 结论

本文提出了一种针对于光伏并网逆变器电压电流双闭环新型控制策略，电压外环采用 LADRC，电流内环采用 PI 并联重复控制，不仅有效改善逆变器的抗扰动能力，还有效降低了电网电流谐波含量。以上分析可以得出：无论是光照强度发生变化，还是直流母线电压发生突变时本文提出的策略都优于传统电压电流双闭环 PI 控制，进一步提高了抗扰动性能，有效改善了超调与快速响应的矛盾，利于系统更稳定地运行；而电流内环在谐波更低的情况下，有效提高了并网电流的精度。

参考文献：

[1] 辛保安, 单葆国, 李琼慧, 等.“双碳”目标下“能源三要素”再思考 [J]. 中国电机工程学报 , 2022, 42(9): 3117-3126.

[2] ZHAO E S, HAN Y, LIN X Y,et al.Harmonic characteristics and control strategies of grid-connected photovoltaic inverters under weak grid conditions[J]. International journal of electrical power & energy systems, 2022, 142: 108280.

[3] 房俊龙, 甄景龙, 马文川, 等 . 并联有源滤波器的改进重复控制策略研究 [J]. 电力系统及其自动化学报 ,2020,32(2): 133-139.

[4] 宫金武, 查晓明, 陈佰锋 . 一种快速重复控制策略在 APF 中的实现和分析 [J]. 电工技术学报 ,2011,26(10):110-117.

[5] 江法洋, 郑丽君, 宋建成, 等 .LCL 型并网逆变器重复双闭环控制方法 [J]. 中国电机工程学报 , 2017, 37(10): 2944-2954.

[6] 王建渊, 王海啸, 尹忠刚, 等 . 基于一阶线性自抗扰控制器的同步磁阻电机无速度传感器控制 [J]. 电工技术学报 , 2024, 39(14): 4405-4421.

[7] LÜ M M , FAN B , FANG J W, et al. Autonomous landing of quadrotor unmanned aerial vehicles based on multi-level, marker and linear active disturbance reject control[J].Sensors, 2024, 24(5):1645.

[8] ZWIERZEWICZ Z, DOROBCZYNSKI L, JASZCZAK S. Design of ship course-keeping system via active disturbance rejection control using a full-scale realistic ship model[J]. Procedia computer science, 2021, 192: 3000-3009.

[9] 余晨辉, 汪凤翔, 林贵应 . 基于在线扰动补偿的三电平 PWM 整流器级联式无差拍控制策略 [J]. 电工技术学报 , 2022, 37(4): 954-963.

[10] 徐晓宁, 周雪松, 马幼捷, 等 . 基于自抗扰控制技术的微网运行控制器 [J]. 高电压技术 ,2016,42(10):3336-3346.

[11] ZHOU S Q, GUO X H, ZHANG R Z, et al. Research on triple interleaved bidirectional DC/DC converter based on second-order linear active disturbance rejection[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in industrial electronics, 2023, 4(4):1074-1083.

[12] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller-tuning[C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference. Piscataway: IEEE, 2003: 4989-4996.

【作者简介】

王晓雷（1963—），男，河南郑州人，博士，教授、硕士生导师，研究方向：电机电器与电力电子。

李文琪（1999—），女，河南焦作人，硕士研究生，研究方向：电力电子与电力传动。

（收稿日期：2025-01-10 修回日期：2025-05-16）