

基于微分前馈自抗扰的逆变器控制策略

曹永锋, 武玉衡, 叶永强, 熊永康, 赵强松

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 211106)

摘要:传统的自抗扰控制主要针对阶跃信号进行快速和无静差跟踪,而逆变器的输出为周期性信号,导致传统自抗扰控制的逆变器存在较大跟踪误差,使得自抗扰控制在逆变器上的应用受限。文中将逆变器的已知模型加入控制器中,系统未建模动态及外部扰动视为总扰动并加以抑制。常规的模型补偿自抗扰控制器虽然能实现较好的波形质量,但是存在较大的稳态误差,文中对稳态误差存在的原因进行了理论分析,提出微分前馈的自抗扰控制策略以减小逆变器的稳态误差。通过内模控制器等效法,对基于微分前馈自抗扰的逆变器进行稳定性分析。仿真与实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词:逆变器系统; 自抗扰控制; 微分前馈; 模型补偿

0 引言

逆变器是实现直流-交流变换的电力电子变换器,随着世界各国电气化水平的提高,逆变器作为核心部件被广泛应用于各种工业设备中,如不间断电源、光伏发电系统、风力发电系统和变频调速系统等^[1-2]。而逆变器的性能直接决定了这些设备的整体性能,因此,高性能逆变器是电力电子领域的一个研究热点,稳态精度高、瞬态响应快、抗干扰能力强成为衡量逆变器性能的重要指标。然而由于开关器件的导通压降、死区时间、非线性负载等非理想特性的存在,逆变器的输出波形质量会恶化甚至导致系统的不稳定,主要体现在较高的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)和较大的跟踪误差上^[3]。因此,有必要采用高性能的控制算法去抑制系统运行中的扰动,从而提高逆变器系统的性能。

目前,逆变器谐波抑制策略主要有基于内模原理和基于干扰估计等的方法。基于内模原理的方法,如重复控制^[4]和谐振控制^[5],将参考信号的内模置于控制回路中,能实现对特定频率处的谐波进行抑制,从而得到较好的控制效果;基于干扰估计的方法^[6-7],通过构造观测器来估计系统外部扰动/内部不确定(或两者),然后相应地加以补偿。一般来讲,基于内模原理的方法对周期性信号有较好的无差跟

踪特性,而基于干扰估计的方法侧重于提高系统的抗扰能力和鲁棒性。基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是基于干扰估计方法的一种,为扰动抑制提供了新的范式,它不依赖于精确的数学模型,将系统的内部扰动和外部扰动视为总扰动,利用ESO进行总扰动的实时估计,并采用特殊的反馈机制予以动态补偿,把原系统补偿成线性积分器串联型^[8-10]。文献[11]提出一种更简单、易于实现的线性自抗扰控制器(linear active disturbance rejection control, LADRC),采用线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)和误差线性控制律,将ADRC参数调整简化为双带宽的问题。

近年来,ADRC在各个领域研究与应用取得了较大的进展^[12-14],主要应用在永磁同步电机、感应电机等系统输出为阶跃信号的情况。ADRC在逆变器系统的应用较少,在文献[15-17]中,非线性ADRC算法虽然应用到了逆变器系统中,但是非线性控制器的设计较为复杂,且仅限于仿真研究;文献[18]将逆变器系统转化为积分器串联型,利用LESO实现状态变量的估计,从而减少传感器的使用数量,但是算法选取的控制输出变量为逆变侧电流,其中包含大量谐波,同时没有考虑逆变器系统的干扰抑制问题。因此,对于ADRC在逆变器系统中的应用,仍具有较大的研究空间。

本文针对逆变器输出为周期性信号的情况,提出微分前馈的模型补偿自抗扰控制策略。针对ESO观测扰动项较大的情况,加入模型补偿减小观

收稿日期: 2018-06-15; 修回日期: 2018-10-12。

上网日期: 2019-01-23。

国家自然科学基金资助项目(61473145); 中国博士后科学基金资助项目(2017M611804)。

测扰动项,有效提高观测精度;针对模型补偿自抗扰控制的逆变器存在的稳态误差问题,引入微分前馈(differential feedforward, DF)来消除传统 ADRC 下的建模误差,提高系统的稳态性能。通过内模控制器等效法对微分前馈自抗扰的逆变器系统进行稳定性分析,研究逆变器参数摄动对系统的影响。仿真分析和实验结果证明了所提方法的有效性。

1 系统数学模型

单相全桥独立逆变器的拓扑如图 1 所示。 E_d 为直流母线电压, Q_1 至 Q_4 为开关管, L 为滤波电感, r 为滤波电感的等效电阻, C 为滤波电容, Z_o 为等效负载。设两桥臂中点的电压差为 $u_{inv}(s)$, 负载 A 和 B 两端电压和电流分别为 $u_o(s)$ 和 $i_o(s)$ 。虚线框内为整流性负载, L_z 为整流性负载电感, C_z 为整流性负载电容, R_z 为整流性负载电阻。根据电路状态方程的 Laplace 变换, 推导出如下等式:

$$u_o(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} u_{inv}(s) + \frac{-(Ls + r)}{LCs^2 + rCs + 1} i_o(s) \quad (1)$$

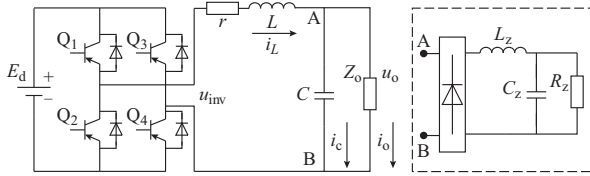


图 1 单相全桥逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of single-phase full-bridge inverter

根据文献[19], 用状态空间平均法可推出 $u_{inv}(s)$ 和正弦调制信号 $V_r(s)$ 的等效函数关系:

$$u_{inv}(s) = \frac{E_d}{V_{cm}} V_r(s) \quad (2)$$

式中: V_{cm} 为三角波载波幅值。

为便于建模, 令三角波载波幅值 V_{cm} 与母线电压幅值 E_d 相等, 即

$$V_{cm} = E_d \quad (3)$$

由上可得逆变器的负载电压 $u_o(s)$ 和输入正弦调制信号 $V_r(s)$ 的传递函数 $G_p(s)$ 为:

$$G_p(s) = \frac{u_o(s)}{V_r(s)} = \frac{u_o(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (4)$$

若将负载电流 i_o 视作逆变器系统的可测扰动量, 可以得到独立逆变器的状态空间平均模型的框图, 如附录 A 图 A1 所示。

2 算法推导

2.1 模型补偿的 LADRC

加入逆变器已知信息后, 观测对象不确定范围

缩小, LESO 适应的参数范围扩大, 在不降低观测器带宽情况下可以提高扰动的估计精度, 从而提高控制效果^[20]。由式(4)可知, 单相独立逆变器的传递函数为:

$$G_p(s) = \frac{u_o(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (5)$$

由 Laplace 变换的微分性质, 整理可得:

$$\ddot{u}_o = a_0 u_o + a_1 \dot{u}_o + b_0 u_{inv} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{cases} a_0 = -\frac{1}{LC} \\ a_1 = -\frac{r}{L} \\ b_0 = \frac{1}{LC} \end{cases} \quad (7)$$

考虑逆变器系统在实际运行过程中, 会存在死区时间、开关管压降、寄生参数、系统建模未知部分等内部扰动, 以及负载突变等外部扰动, 可得:

$$\ddot{u}_o = b_0 u_{inv} + f_0(u_o, \dot{u}_o) + f_1(u_o, \dot{u}_o) + d \quad (8)$$

式中: $f_0(u_o, \dot{u}_o) = a_0 u_o + a_1 \dot{u}_o$ 为模型已知信息; $f_1(u_o, \dot{u}_o)$ 为系统未建模动态等内部扰动; d 为逆变器系统所受的外部扰动。

设 $f = f_1(u_o, \dot{u}_o) + d$ 为作用于逆变器系统加速度的一个实时作用量^[8], 其中包含未建模动态及未知外扰的总和, 统称为总扰动。基于式(8)所示系统, 设

$$\begin{cases} x_1 = u_o \\ x_2 = \dot{u}_o \\ x_3 = f \\ u = u_{inv} \\ \mathbf{x}_p = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T \end{cases} \quad (9)$$

且 $y = x_1$ 为逆变器的输出, 可以得到逆变器系统的扩张状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p u + \mathbf{E}_w \dot{f} \\ y = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_0 & a_1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{E}_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_p = [1 \quad 0 \quad 0]。$$

经扩张后的系统增加了一个状态变量 $x_3 = f$, 即逆变器系统所受到的总扰动。只要 f 有界且 b_0 已知, 总可以设计合理的 LESO 进行状态观测, 就可以对系统状态变量和总扰动 f 进行估计^[8]。基于模型补偿的 LADRC 逆变器控制系统框图如附录 A 图 A2 所示, 图中, $P(s)$ 为被控对象, 即单相独立逆变器系统, v 为系统参考设定值, $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$ 为

系统状态变量及总扰动的观测值, δ_y 为观测噪声, δ_u 为输入端噪声, $f_0(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$ 是被控对象已知部分的观测值。

LADRC 控制器主要由两部分组成: LESO 和比例-微分(PD)控制律 u_c 。根据系统的输入 u 和输出 y , 利用 LESO 实时估计出系统状态变量和作用于系统的总扰动; 然后构建前馈补偿环节, 对扰动进行抑制, 使系统具有抗干扰能力。

2.2 LADRC 控制器设计

2.2.1 LESO

依据式(10)所示系统, 设计 LESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_p = (A_p - L_c C_p) \hat{x}_p + B_p u + L_c y \\ \hat{y} = C_p \hat{x}_p \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\hat{x}_p = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]^T$ 为逆变器系统状态变量及总扰动的观测值; $L_c = [l_1, l_2, l_3]^T$ 为 LESO 的增益矩阵。

矩阵 $(A_p - L_c C_p)$ 的特征值决定了观测器误差衰减速率。为便于观测器的设计, 将极点配置在左半平面同一处:

$$\lambda_0(s) = |sI - (A_p - L_c C_p)| = (s + \omega_o)^3 \quad (12)$$

式中: ω_o 为观测器带宽。

选择合适的观测增益矩阵 L_c , LESO 就能实现对式(10)所示系统的状态变量及总扰动的实时估计, 即

$$\begin{cases} \hat{x}_1 \rightarrow x_1 \\ \hat{x}_2 \rightarrow x_2 \\ \hat{x}_3 \rightarrow f \end{cases} \quad (13)$$

2.2.2 控制器设计

设计 ADRC 控制器为:

$$u = \frac{-\hat{x}_3 - f_0(\hat{x}_1, \hat{x}_2) + u_c}{b_0} \quad (14)$$

可以看出, ADRC 控制器由两部分组成, 可以视作二自由度控制: 第一部分 $-b_0^{-1} \hat{x}_3 - b_0^{-1} f_0(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$ 为总扰动和模型已知部分的补偿, 该部分将 LESO 估计的实时作用量通过前馈补偿的方式对总扰动加以抑制, 增强系统的鲁棒性, 消除静态误差, 替代比例-积分-微分(PID)控制中容易产生饱和的积分环节; 第二部分 $b_0^{-1} u_c$ 为控制律, 使闭环系统获得满意的动态性能和稳态性能。

由式(10)、式(13)和式(14)可得, 经扰动补偿后, 闭环系统变成积分器串联型:

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= a_0 x_1 + a_1 x_2 + b_0 u + f = \\ &= a_0 x_1 + a_1 x_2 + u_c - \hat{x}_3 - (a_0 \hat{x}_1 + a_1 \hat{x}_2) + f = \\ &= a_0 (x_1 - \hat{x}_1) + a_1 (x_2 - \hat{x}_2) + (f - \hat{x}_3) + u_c \approx u_c \end{aligned} \quad (15)$$

经过实时估计补偿扰动作用后, 原系统被补偿

成积分器串联型, 这样就可以用传统的误差反馈方法再行设计, 使闭环系统获得满意的性能。依据文献[11]设计线性误差反馈律为:

$$u_c = k_p(v - \hat{x}_1) - k_d \hat{x}_2 \quad (16)$$

式中: v 为参考设定值; k_p 和 k_d 为反馈增益, 采用带宽整定法^[11], 取 $k_p = \omega_c^2$, $k_d = 2\omega_c$, 其中 ω_c 为控制器带宽。

2.3 微分前馈 ADRC

基于模型补偿的 ADRC(model compensation based ADRC, MC-ADRC)控制器能最大限度地利用模型已知信息, 但是 MC-ADRC 控制器下的逆变器依然存在固有的稳态误差, 下面进行详细分析。

定义逆变器系统的跟踪误差为 $e = v - y$, 有 $\ddot{e} = \ddot{v} - \ddot{y}$, 结合式(13)、式(14)、式(16)可得:

$$\begin{aligned} \ddot{e} &= \ddot{v} - \ddot{y} \approx \ddot{v} - u_c = \ddot{v} - k_p(v - \hat{x}_1) + k_d \hat{x}_2 = \\ &= \ddot{v} - k_p(v - \hat{x}_1) - k_d(\dot{v} - \hat{x}_2) + k_d \dot{v} \approx \\ &= \ddot{v} - k_p e - k_d \dot{e} + k_d \dot{v} \end{aligned} \quad (17)$$

取 Laplace 变换, 整理可得:

$$e(s) = \frac{vs^2 + k_d vs}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (18)$$

由式(18)可知, 在传统的 ADRC 设计过程中, 设定参考信号为阶跃信号, 即信号的一阶和二阶导数为零时, 可以使系统的跟踪误差为零。但是逆变器系统的参考给定信号为正弦信号, 其一阶和二阶导数不为零时, 系统便始终存在固有的稳态误差。考虑 $e(s)$ 的影响, 重新设计扰动补偿环节, 在式(14)的控制量中加入前馈微分信号, 如下:

$$u = \frac{\ddot{v} + k_d \dot{v} - \hat{x}_3 - f_0(\hat{x}_1, \hat{x}_2) + u_c}{b_0} \quad (19)$$

加入微分前馈的模型补偿自抗扰控制(DF-ADRC)的逆变器系统如图 2 所示, 其中, $F_v(s) = (s^2 + k_d s)/b_0$, $\Delta u = F_v(s)v$ 为微分前馈量。

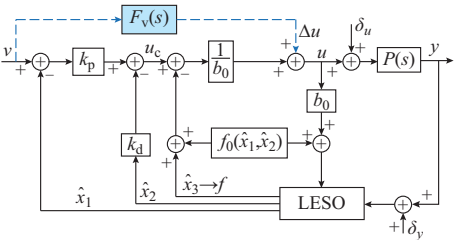


图 2 DF-ADRC 的逆变器系统框图
Fig. 2 Block diagram of inverter system of DF-ADRC

由式(10)、式(13)和式(19)可得:

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= a_0 x_1 + a_1 x_2 + b_0 u + f = \\ &= a_0 (x_1 - \hat{x}_1) + a_1 (x_2 - \hat{x}_2) + (f - \hat{x}_3) + \\ &= u_c + \ddot{v} + k_d \dot{v} \approx k_p(v - \hat{x}_1) + k_d(\dot{v} - \hat{x}_2) + \ddot{v} \end{aligned} \quad (20)$$

此时可以得到关于误差 e 的等式: $\ddot{v} - \ddot{y} +$

$k_d(\dot{v}-\hat{x}_2)+k_p(v-\hat{x}_1)\approx 0$,即 $\ddot{e}+k_p e+k_d \dot{e}\approx 0$ 。

由微分方程可知,此时的 $e\approx 0$,因此通过在控制量中加入参考信号的一次和二次微分信号,理论上可以消除稳态误差,从而提高控制系统对周期信号的跟踪精度。

由式(18)可知,微分前馈项包含两部分,即参考信号的一次微分项和二次微分项,为分析各次微分项的作用,取 $\omega_c=5\ 000\text{ rad/s}$,分别画出未加入微分前馈补偿和加入各次补偿项后的 e/v 幅频响应,如附录 A 图 A3 所示。

逆变器的参考设定信号 v 为 50 Hz 的正弦波,由附录 A 图 A3 可以看出,一次微分项和二次微分项在 50 Hz 处的对数幅频的幅值较小,尤其参考信号的一次微分项的加入,对跟踪误差 e 的衰减作用更为明显。

3 控制器性能分析

3.1 LESO 性能分析

本节通过频域法分析 LESO 的收敛性和估计误差。 $\mathbf{x}_e=\hat{\mathbf{x}}_p-\mathbf{x}_p$ 表示 LESO 对状态变量及总扰动的估计误差,其中 $\mathbf{x}_e=[x_{e1},x_{e2},x_{e3}]^T$,得到:

$$\dot{\mathbf{x}}_e=(\mathbf{A}_p-\mathbf{L}_c\mathbf{C}_p)\mathbf{x}_e-\mathbf{E}_w\dot{f} \quad (21)$$

对式(21)进行 Laplace 变换,整理可得:

$$\begin{cases} x_{e1}=-\frac{s}{(s+\omega_o)^3}f \\ x_{e2}=-\frac{s^2+l_1s}{(s+\omega_o)^3}f \\ x_{e3}=-\frac{s^3+(l_1-a_1)s^2+(l_2-a_0-a_1l_1)s}{(s+\omega_o)^3}f \end{cases} \quad (22)$$

由式(10)可知:

$$f=x_3=\dot{x}_2-a_0x_1-a_1x_2-b_0u=\ddot{y}-a_0y-a_1\dot{y}-b_0u \quad (23)$$

取 Laplace 变换后可得 $f=(s^2-a_1s-a_0)y-b_0u$,代入式(22)得:

$$\begin{cases} x_{e1}=-\frac{s^3-a_1s^2-a_0s}{(s+\omega_o)^3}y+\frac{b_0s}{(s+\omega_o)^3}u \\ x_{e2}=-\frac{(s^2+l_1s)(s^2-a_1s-a_0)}{(s+\omega_o)^3}y+\frac{b_0(s^2+l_1s)}{(s+\omega_o)^3}u \\ x_{e3}=-\frac{(s^3+3\omega_o s^2+3\omega_o^2s)(s^2-a_1s-a_0)}{(s+\omega_o)^3}y+\frac{b_0(s^3+3\omega_o s^2+3\omega_o^2s)}{(s+\omega_o)^3}u \end{cases} \quad (24)$$

由式(22)可得 x_{e3} 与 f 的关系为:

$$\frac{x_{e3}}{f}=-\frac{s^3+(l_1-a_1)s^2+(l_2-a_0-a_1l_1)s}{(s+\omega_o)^3} \quad (25)$$

可以看出,随着 LESO 带宽 ω_o 的增大, $\hat{x}_3$ 对总扰动 f 的估计误差就越小,即估计精度越高。下面分别分析观测噪声 δ_y 和输入端噪声 δ_u 对 LESO 的影响。

根据式(24)和 $x_{e1}=\hat{x}_1-x_1$ 可得观测噪声 δ_y 到输出估计 $\hat{x}_1$ 的传递函数为:

$$\frac{\hat{x}_1}{\delta_y}=1-\frac{s^3-a_1s^2-a_0s}{(s+\omega_o)^3}=\frac{(3\omega_o+a_1)s^2+(3\omega_o^2+a_0)s+\omega_o^3}{(s+\omega_o)^3} \quad (26)$$

取逆变器名义模型下的参数为 $L=0.5\text{ mH}$, $C=50\text{ }\mu\text{F}$, $r=0.1\text{ }\Omega$,取 $\omega_o=4\ 000,6\ 000,8\ 000,10\ 000\text{ rad/s}$ 可得频域特性如附录 A 图 A4 所示。由该图可知,随着 ω_o 的增加,高频增益随之增加,噪声放大作用越明显。

根据式(24)可得输入端噪声 δ_u 到输出估计 $\hat{x}_1$ 的传递函数为:

$$\frac{\hat{x}_1}{\delta_u}=\frac{b_0s}{(s+\omega_o)^3} \quad (27)$$

可以看出,观测器带宽 ω_o 越大,输入端扰动 δ_u 的影响越小。通过以上分析,LESO 带宽 ω_o 的选取,既要考虑跟踪误差,又要考虑对噪声的容许量。

3.2 系统稳定性分析

由式(16)和式(19)可知,基于观测值 $\hat{\mathbf{x}}_p$ 的扰动补偿环节可表示为:

$$u=\frac{1}{b_0}[k_p(v-\hat{x}_1)-k_d\hat{x}_2-\hat{x}_3-a_0\hat{x}_1-a_1\hat{x}_2+\ddot{v}+k_d\dot{v}]=\frac{1}{b_0}[-(k_p+a_0)\hat{x}_1-(k_d+a_1)\hat{x}_2-\hat{x}_3]+R-\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}_p \quad (28)$$

式中: $R=(k_p v+\ddot{v}+k_d \dot{v})/b_0$; $\mathbf{K}=(1/b_0)[k_p+a_0, k_d+a_1, 1]$ 。

取式(11)和式(28)的 Laplace 变换,可得:

$$\begin{cases} s\hat{\mathbf{x}}_p(s)=(\mathbf{A}_p-\mathbf{L}_c\mathbf{C}_p)\hat{\mathbf{x}}_p(s)+\mathbf{B}_pU(s)+\mathbf{L}_cY(s) \\ U(s)=R(s)-\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}_p(s) \end{cases} \quad (29)$$

式中: $Y(s)$ 为 y 的 Laplace 变换。

解得:

$$U(s)=(1-\mathbf{K}(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_p+\mathbf{L}_c\mathbf{C}_p+\mathbf{B}_p\mathbf{K})^{-1}\mathbf{B}_p)F_r(s)V(s)-\mathbf{K}(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_p+\mathbf{L}_c\mathbf{C}_p+\mathbf{B}_p\mathbf{K})^{-1}\mathbf{L}_cY(s)=C_1(s)F_r(s)V(s)-C_2(s)Y(s) \quad (30)$$

式中： $C_1(s)=1-K(sI-A_p+L_cC_p+B_pK)^{-1}B_p$ ， $C_2(s)=K(sI-A_p+L_cC_p+B_pK)^{-1}L_c$ ， $F_r(s)=(s^2+k_d s+k_p)/b_0$ ； $V(s)$ 为 v 的 Laplace 变换。

由式 (30) 可得系统控制结构图如附录 A 图 A5 所示， $P_0=C_p(sI-A_p)^{-1}B_p$ 为逆变器的名义模型。下面采用内模控制器^[21]等效的方法对微分前馈自抗扰的逆变器进行鲁棒性分析，研究逆变器参数摄动下系统的稳定性。可以将系统结构图，即附录 A 图 A5 等效为内模控制器结构，如附录 A 图 A6 所示，其中， P 为实际的逆变器系统， $P_0=C_p(sI-A_p)^{-1}B_p$ 为逆变器的名义模型， Q 为参考信号的跟踪控制器， Q_d 为扰动滤波器^[21]。

由附录 A 图 A6 的内模控制器结构可得：

$$U(s)=\frac{Q}{1-P_0QQ_d}V(s)-\frac{QQ_d}{1-P_0QQ_d}Y(s) \tag{31}$$

对比式 (30)，为了使附录 A 图 A5 的 ADRC 控制器结构与附录 A 图 A6 内模控制器结构等价，需满足：

$$\begin{cases} C_1F_r=\frac{Q}{1-P_0QQ_d} \\ C_2=\frac{QQ_d}{1-P_0QQ_d} \end{cases} \tag{32}$$

解得： $Q_d=C_2/(C_1F_r)$ ， $Q=C_1F_r/(1+P_0C_2)$ 。

因此，为对 LADRC 控制的逆变器进行鲁棒性分析，可以将其等效为内模控制器结构，等效后可以得到对应的 P_0, Q, Q_d 。

在内模控制器结构下易得：

$$Y(s)=\frac{PQ}{1+Q_d(P-P_0)Q}V(s) \tag{33}$$

式中： P 为实际的逆变器系统； P_0 为逆变器的名义模型； $\Delta P=P-P_0$ 为系统建模误差，其中包含系统参数摄动。

根据小增益原理，可以得出系统稳定的充分条件为：

$$\|Q_d(j\omega)(P(j\omega)-P_0(j\omega))Q(j\omega)\|_\infty < 1 \tag{34}$$

3.3 控制器参数设计

基于微分前馈的模型补偿 LADRC 控制器包含两个参数，即控制器带宽 ω_c 和 LESO 带宽 ω_o ，根据前述分析，本文提出以下参数配置方法：

1) 将逆变器模型转化为式 (10) 所示的状态方程，并将模型已知信息加入其中，同时确定控制增益 b_0 。

2) 选取控制器带宽 ω_c 初值，一般情况下，两带宽之间的关系： ω_o 取值为 $2\omega_c \sim 5\omega_c$ ^[11]，本文取

$\omega_o=2\omega_c$ 。

3) 考虑逆变器实际情况下的参数摄动，验证 LADRC 控制的逆变器系统是否满足 $\|Q_d(j\omega) \cdot (P(j\omega)-P_0(j\omega))Q(j\omega)\|_\infty < 1$ 。

4) 在满足 3) 的前提下，逐步增大 ω_c ，直至获得满意的控制效果。

选取 $\omega_o=2\omega_c=10\ 000\text{ rad/s}$ ，逆变器名义模型下的参数为 $L=0.5\text{ mH}$ ， $C=50\text{ }\mu\text{F}$ ， $r=0.1\text{ }\Omega$ ，其中 L 和 C 参数摄动一般在 20% 以内^[7]，图 3 给出 $L=nL_n$ ， $C=nC_n$ ($n=0.8, 0.9, 1.1, 1.2$)，即参数摄动 $\pm 10\%$ 和 $\pm 20\%$ 情况下 $Q_d(s)(P(s)-P_0(s)) \cdot Q(s)$ 的频率响应。

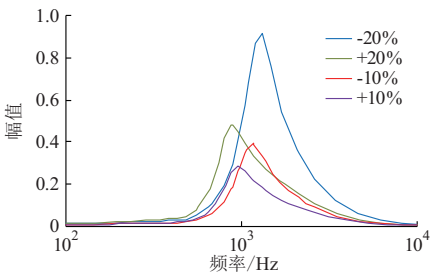


图 3 $Q_d(s)(P(s)-P_0(s))Q(s)$ 的频率响应
Fig. 3 Frequency response of $Q_d(s)(P(s)-P_0(s))Q(s)$

由图 3 可知，DF-ADRC 控制的逆变器具有良好的鲁棒性，当逆变器参数摄动 $\pm 10\%$ 和 $\pm 20\%$ ，系统仍然满足式 (34) 的稳定条件。

4 仿真分析与实验验证

仿真与实验采用相同的模型参数，设置死区时间为 $3.2\text{ }\mu\text{s}$ ，采用双极性脉宽调制 (PWM) 方式。单相独立逆变器系统的参数见附录 A 表 A1。

4.1 仿真分析

为对比传统 ADRC (conventional ADRC, CADRC)、MC-ADRC 和 DF-ADRC 的控制性能，进行了仿真研究。

仿真中 CADRC 带宽较大时控制器输出 u 发散，因此取控制器参数为 $\omega_c=2\ 500\text{ rad/s}$ ， $\omega_o=5\ 000\text{ rad/s}$ ；MC-ADRC 和 DF-ADRC 仿真中，控制器参数均为 $\omega_c=5\ 000\text{ rad/s}$ ， $\omega_o=10\ 000\text{ rad/s}$ 。三种控制器下的逆变器仿真结果如附录 A 表 A2 所示。其中， e_{RMS} 为稳态误差有效值。CADRC 控制下，即使控制器带宽取值较小，逆变器的输出波形仍然畸变，难以达到控制要求。

附录 A 图 A7 给出单相独立逆变器在空载、阻性负载、整流性负载情况下的三种控制算法的仿真波形图。其中， $U_r=80\sin(100\pi t)\text{ V}$ 为给定参考信号， U_o 为逆变器系统输出电压， I_o 为逆变器输出电

流, $e=U_r-U_o$ 。为逆变器系统的实时稳态误差。

由附录 A 表 A2 和图 A7 可以看出,未加入模型补偿的 CADRC 控制的逆变器输出波形畸变,模型的未知扰动信息足以覆盖控制信号。加入模型补偿后,逆变器系统的未知扰动项缩小,可获得满意的波形质量,但是逆变器系统的稳态误差较大。加入微分前馈后,基于 DF-ADRC 的逆变器可以达到更好的控制精度,系统稳态误差更小,从而获得满意的稳态性能。

4.2 实验验证

为验证仿真结果,本文在 1 kW 单相独立逆变器实验平台上进行了实验分析。实验基于 QuaRC 控制系统快速原型平台,实验装置主要由可编程直流电源(Chroma 62100H-1000)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)构成的逆变全桥、LC 滤波器、电压电流传感器、数据采集卡(Quanser QPIDE)、装有基于 MATLAB/Simulink 环境的 QuaRC 软件的电脑等组成,实验平台如附录 A 图 A8 所示。

由 4.1 节的仿真分析可知,CADRC 控制下的逆变器输出波形 U_o 。难以达到控制要求,故在实验中仅进行 MC-ADRC 与 DF-ADRC 的对比实验。对比实验中,控制器参数均为 $\omega_c=5\,000\text{ rad/s}$, $\omega_o=10\,000\text{ rad/s}$ 。

图 4 给出在整流性负载下,逆变器在 MC-ADRC 和 DF-ADRC 控制器下的实验结果。图中, U_o 为逆变器输出电压, I_o 为逆变器输出电流, e 为逆变器系统的实时稳态误差, e_{RMS} 为经过有效值计算后得到的稳态误差有效值。

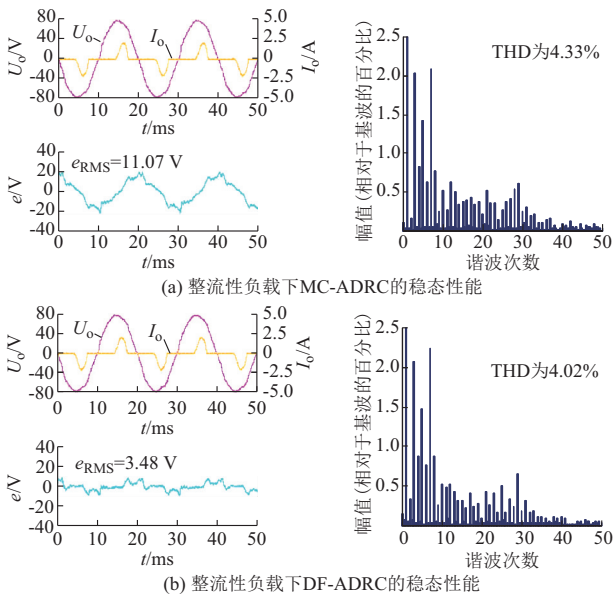


图 4 整流性负载下不同控制器的稳态性能
Fig. 4 Steady-state performance with different controllers under rectifier load

表 1 给出了在这两种控制器下的实验结果。

表 1 实验结果
Table 1 Experimental results

控制器	空载		阻性负载		整流性负载	
	e_{RMS}/V	THD/%	e_{RMS}/V	THD/%	e_{RMS}/V	THD/%
MC-ADRC	10.77	3.35	11.19	2.94	11.07	4.33
DF-ADRC	2.38	3.33	2.75	2.80	3.48	4.02

由实验结果分析可知,实验结果基本与仿真一致,MC-ADRC 和 DF-ADRC 控制下的逆变器基本都能达到很好的波形质量,但基于 MC-ADRC 的逆变器存在较大的跟踪误差,DF-ADRC 提高了逆变器对参考信号的跟踪能力,减小了逆变器的稳态误差,能实现更好的控制效果。

为验证 LADRC 控制策略下逆变器的动态响应,本文还进行了负载切换实验,附录 A 图 A9 给出了逆变器负载切换实验结果,可以看出,逆变器能够快速恢复到稳态,具有较高的鲁棒性。同时,基于 DF-ADRC 的逆变器具有更小的稳态误差。

为分析 DF-ADRC 控制的逆变器系统的鲁棒性,附录 A 图 A10 给出逆变器参数扰动 $\pm 10\%$ 和 $\pm 20\%$,即 $L=nL_n$, $C=nC_n$ ($n=0.8,0.9,1.0,1.1,1.2$) 的阻性负载实验结果。结果表明,当逆变器参数扰动时,系统仍然保持稳定,获得较为满意的稳态性能,系统具有较好的鲁棒性。

5 结语

针对传统模型补偿自抗扰的逆变器存在稳态误差,本文提出一种基于微分前馈的自抗扰控制器,将参考信号的微分信息通过前馈补偿的方式减小逆变器系统的稳态误差。通过频域分析法对 LESO 的性能进行分析,通过内模控制器等效法对微分前馈自抗扰的逆变器进行稳定性分析。实验结果表明,与传统自抗扰相比,基于微分前馈自抗扰的逆变器减小了稳态误差,提高了系统的稳态性能,具有较好的鲁棒性和抗干扰能力。本文仅给出控制器参数配置方法,并未给出控制器参数边界值,下一步工作将进一步研究控制器参数变化对系统性能的影响。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

[1] 谭翠兰,陈启宏,张立炎,等.三相四桥臂并网逆变器的无差拍重复控制[J].电力系统自动化,2018,42(18):142-148. DOI: 10.7500/AEPS20171207006.
TAN Cuilan, CHEN Qihong, ZHANG Liyan, et al. Deadbeat

and repetitive control for grid-connected three-phase four-leg inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 142-148. DOI: 10.7500/AEPS20171207006.

[2] URASAKI N, SENJYU T, UEZATO K, et al. An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(5): 1150-1160.

[3] HOLMES D G, LIPO T A. Pulse width modulation for power converters: principles and practice[M]. Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2003.

[4] 蒋平,陈琼,吴熙,等.利用重复控制跟踪的统一潮流控制器抑制系统强迫振荡方法[J].电力系统自动化,2018,42(18):64-69. DOI:10.7500/AEPS20171030017.

JIANG Ping, CHEN Qiong, WU Xi, et al. Suppressing method of power system forced oscillation by unified power flow controller based on repetitive control tracking[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 64-69. DOI: 10.7500/AEPS20171030017.

[5] ZHAO Qiangsong, YE Yongqiang. A PIMR-type repetitive control for a grid-tied inverter: structure, analysis, and design [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2730-2739.

[6] 邹权,钱林方.基于扰动观测和补偿的PMSM伺服系统位置跟踪控制[J].电机与控制学报,2017,21(5):105-109.

ZOU Quan, QIAN Linfang. Disturbance observation and compensation based position tracking control of PMSM servo systems[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(5): 105-109.

[7] WU Yuheng, YE Yongqiang. Internal model-based disturbance observer with application to CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5743-5753.

[8] 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.

HAN Jingqing. Active disturbance observer control technique: the technique for estimating and compensating the uncertainties [M]. Beijing: National Defense University Press, 2008.

[9] 韩京清.一类不确定对象的扩张状态观测器[J].控制与决策, 1995(1):85-88.

HAN Jingqing. The “extended state observer” of a class of uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995(1): 85-88.

[10] HAN Jingqing. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.

[11] GAO Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, USA: 4989-4996.

[12] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013, 30(12):1498-1510.

GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1498-1510.

[13] 王兵树,管志敏,林永君,等.基于自抗扰控制的火电厂主汽温控制系统及其参数整定[J].电力系统自动化,2008,32(21): 82-86.

WANG Bingshu, GUAN Zhimin, LIN Yongjun, et al. Main steam temperature controller and its parameter adjustment for the thermal power plant based on active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(21): 82-86.

[14] 纪历,邵宜祥,高苏杰,等.可变速抽水蓄能机组交流励磁系统自抗扰控制[J].电力系统自动化,2017,41(13):162-167. DOI: 10.7500/AEPS20161104008.

JI Li, SHAO Yixiang, GAO Sujie, et al. Active disturbance rejection control for AC excitation system of variable speed pumped storage units [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(13): 162-167. DOI: 10.7500/AEPS20161104008.

[15] DU Bochao, WU Shaopeng, HAN Shouliang, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3019-3027.

[16] ZHANG Miao, WU Jie, HOU Congling. The control system of renewable energy connected grid based on the ADRC technology[C]// Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou, China: 64-67.

[17] ABDELDAJBAR B, XU Dianguo, WANG Xiongfei, et al. Robust active damping control of LCL filtered grid connected converter based active disturbance rejection control[C]// IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), May 22-26, 2016, Hefei, China: 2661-2666.

[18] WANG Baochao, XU Yongxiang, SHEN Zhaoyuan, et al. Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended-state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5428-5439.

[19] 王归新,康勇,陈坚.基于状态空间平均法的单相逆变器控制建模[J].电力电子技术,2004,38(5):9-12.

WANG Guixin, KANG Yong, CHEN Jian. Control modeling of a single-phase inverter based on state-space average method [J]. Power Electronics, 2004, 38(5): 9-12.

[20] 黄文俊,白瑞林,朱溯渊.基于优化模型补偿自抗扰的伺服控制方法研究[J].测控技术,2017,36(3):71-74.

HUANG Wenjun, BAI Ruilin, ZHU Yuanbo. Research on servo control method based on optimized model compensation active disturbance rejection controller [J]. Measurement & Control Technology, 2017, 36(3): 71-74.

[21] TAN Wen, FU Caifen. Linear active disturbance-rejection control: analysis and tuning via IMC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2350-2359.

曹永锋(1992—),男,硕士研究生,主要研究方向:逆变器控制。E-mail: caoyongfeng@outlook.com

武玉衡(1994—),男,硕士研究生,主要研究方向:电力电子控制。E-mail: zerolunke@163.com

叶永强(1972—),男,通信作者,教授,博士生导师,主要研究方向:电力电子控制与电机控制。E-mail: melvinye@nuaa.edu.cn

(编辑 蔡静雯)

(下转第 166 页 continued on page 166)

Active Disturbance Rejection Control Strategy with Differential Feedforward for Inverters

CAO Yongfeng, WU Yuheng, YE Yongqiang, XIONG Yongkang, ZHAO Qiangsong

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The conventional active disturbance rejection control (ADRC) is mainly adopted to track the step signal to realize fast response and zero steady-state error. But the output of the inverter is a periodic signal, which leads to a large tracking error and makes the application of ADRC restricted. The known model of the inverter is added into the controller, and the ADRC scheme is adopted to suppress the lumped disturbance, including the unmodeled dynamics and external disturbances. The conventional model compensation based ADRC can achieve better waveform quality, but the steady-state error rate is high. Theoretical analysis of the reasons for the existence of steady-state error is performed and the ADRC with differential feedforward (DF) is proposed to reduce the steady-state error of the inverter. By establishing the equivalent of internal model control structure, the stability of inverter based on ADRC with DF. The effectiveness of the proposed scheme is verified by the simulations and experiments.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61473145) and Post-doctoral Science Foundation of China (No. 2017M611804).

Key words: inverter system; active disturbance rejection control (ADRC); differential feedforward (DF); model compensation