

改进一阶LADRC的微网逆变器零序环流抑制

周雪松¹, 郭凯瑞², 马幼捷¹, 钟伟宝²

(1. 天津理工大学 天津市复杂控制理论重点实验室, 天津 300384;

2. 天津理工大学 电气电子工程学院, 天津 300384)

摘要: 微网系统中逆变器并联使得系统容量增加,但也形成了环流通路,提供了零序环流(ZSCC)产生的条件。为解决系统中零序环流引起的损耗问题,设计了零序环流控制器。该控制器在传统线性自抗扰控制(LADRC)的基础上,改进了线性状态误差反馈(LSEF)控制律,增加了对总扰动估计误差的补偿,提高了控制器的性能。从而得到准确的零矢量分配因子调节占空比,消除逆变器之间的差异,抑制零序环流。最后通过理论分析说明了改进型LADRC的抗扰性以及系统的稳定性,仿真结果验证了该控制策略对零序环流抑制的参考作用。

关键词: 微网; 逆变器并联; 零序环流; 线性自抗扰控制; 零矢量分配因子

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd23396

Improved Zero-sequence Circulating Current Suppression of First-order LADRC Microgrid Inverter

ZHOU Xuesong¹, GUO Kairui², MA Youjie¹, ZHONG Weibao²

(1. *Tianjin Key Laboratory for Control and Application in Complicated Systems, Tianjin*

University of Technology, Tianjin 300384, China; 2. *School of Electrical and Electronic*

Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: Although the parallel connection of inverters in a microgrid system increases the system capacity, it creates a circulation path which provides the conditions for the generation of zero-sequence circulating current (ZSCC). In order to solve the problem of system loss caused by ZSCC, a ZSCC controller was designed. Based on the traditional linear active disturbance rejection control (LADRC), in the proposed controller, the linear state error feedback (LSEF) control law was improved, the compensation for the total disturbance estimation error was increased, and the performance of the controller was enhanced. Thus, the accurate zero-vector allocation factor could be obtained to adjust duty cycle, eliminate the difference between inverters, and then suppress ZSCC. Finally, the immunity of the improved LADRC and the stability of the system were illustrated through theoretical analysis. The simulation results verify the reference effect of the control strategy on the suppression of ZSCC.

Key words: microgrid; inverter parallel connection; zero-sequence circulating current (ZSCC); linear active disturbance rejection control (LADRC); zero-vector allocation factor

随着世界能源的短缺,微电网因优化了分布式能源的终端效率成了当前关注的热点^[1-2]。微电网通常采用电力电子变换器作为微源电能变换的接口。随着系统所需容量增大,传统的单台逆变器易受到开关频率等限制达不到满意的输出功率。因此,在高功率应用中采用模块化并联拓扑结构成为一个理想趋势^[3]。将电压源进行模块化并联后,增加了系统容量,但两逆变器间形

成了零序环流(zero-sequence circulating current, ZSCC)的路径。当系统线路参数不相等、开关动作不一致时,形成的零序电压作用于逆变器之间的等效电阻便会产生零序环流^[4-6]。零序环流严重影响系统输出的电流质量,因此抑制零序环流是一项重要的工作。

近年来,国内外学者对零序环流抑制方法的研究主要有两方面:一方面是硬件上通过交流侧

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51877152);天津自然科学基金(18JCYDJC97300)

作者简介: 周雪松(1964—),男,博士,教授,Email:zxsmj@126.com

放置隔离变压器抑制形成环流回路^[7],然而隔离变压器体积大、成本高,不具有实用性。另一方面从控制的角度考虑。文献[8]针对零序环流形成机理的分析,采用了比例积分(proportional-integral, PI)控制的方法来抑制零序环流。PI控制器的适用范围大,但会受到带宽限制达不到最佳性能。文献[9]中将PI控制与前馈控制相结合对零序电流环的带宽进行了扩展,提高了环流控制效果。文献[10]设计了零序环流自抗扰控制器,将变零矢量策略与线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)结合,引入线性扩张状态观测器(linear expansion state observer, LESO)对系统的总扰动进行观测补偿,有效抑制环流。

本文搭建了两台微网逆变器并联结构模型,分析了零序环流产生的机理。提出了一种基于观测误差补偿总扰动的改进型线性自抗扰控制策略,在线性扩张状态观测器(LESO)估计总扰动后,采用误差补偿的思想,通过改进控制律来减小观测器的误差,准确地补偿外部扰动,以提高控制器的性能,更好地抑制零序环流。

1 并联三相逆变器系统建模及变零矢量调制原理

1.1 并联三相逆变器系统建模

搭建了如图1所示的两台共直流母线的微网逆变器并联结构图。

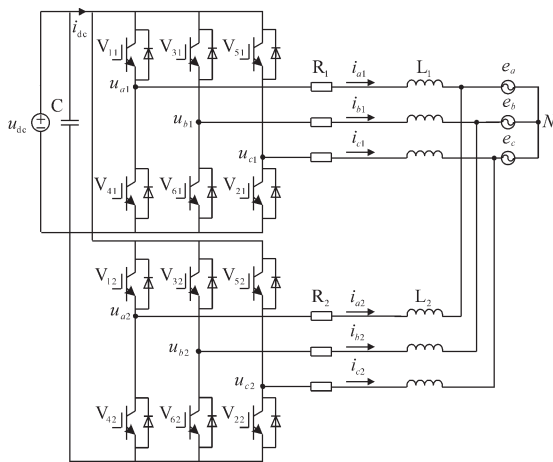


图1 微网逆变器并联结构图

Fig.1 Parallel structure diagram of microgrid inverter

图1中, i_{dc} 为直流侧电容器的电流; u_{dc} 为直流侧母线电压; C 为总线滤波电容器; L_j ($l=1, 2, 3, 4, 5, 6; j=1, 2$) 分别为开关管; L_j, R_j 分别为第 j 台逆变器的等效滤波电感及电阻器; u_{aj}, u_{bj}, u_{cj} 和 $i_{aj}, i_{bj},$

i_{cj} 为第 j 台逆变器的输出电压和输出电流; e_a, e_b, e_c 为交流侧三相电压。

系统中零序环流为

$$i_z = i_{aj} + i_{bj} + i_{cj} \quad (1)$$

式中: i_z 为第 j ($j=1, 2$) 台逆变器的零序环流。

相应的可将零序占空比定义为 $d_z = d_{aj} + d_{bj} + d_{cj}$, 零序电网电压定义为 $e_z = e_a + e_b + e_c$ 。

根据图1所示结构,结合基尔霍夫定律可以得到如下状态方程:

$$L_j \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{aj} \\ i_{bj} \\ i_{cj} \end{bmatrix} = -R_j \begin{bmatrix} i_{aj} \\ i_{bj} \\ i_{cj} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{aj} \\ d_{bj} \\ d_{cj} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (2)$$

式中: u_N 为每相桥臂的中性点电压; d_{aj}, d_{bj}, d_{cj} 为逆变器 j 的每相桥臂的占空比。

为获取零序分量,从 abc 坐标系转到 dqz 坐标系的状态空间方程为

$$L_j \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dj} \\ i_{qj} \\ i_{zj} \end{bmatrix} = -R_j \begin{bmatrix} i_{dj} \\ i_{qj} \\ i_{zj} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3u_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{dj} \\ d_{qj} \\ d_{zj} \end{bmatrix} u_{dc} + \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dj} \\ i_{qj} \\ i_{zj} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: ω 为电网侧的基波角频率。

两台逆变器零序电流大小相等方向相反,因此可得 $i_z = i_{z1} = -i_{z2}$, 结合式(3)得到零序环流的状态空间方程为

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R_1 + R_2}{L_1 + L_2} i_z + \frac{d_{z1} - d_{z2}}{L_1 + L_2} u_{dc} \quad (4)$$

根据式(4)可知,零序环流的存在与零序占空比、系统的硬件参数和直流侧电容电压有着对应关系。

1.2 零序环流变零矢量调制

空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)策略中的空间状态矢量由六个非零矢量和两个零矢量组成。设一个开关周期内 d_2, d_3 分别为非零矢量 U_2, U_3 的占空比, d_0 为零矢量 U_0 与 U_7 总的占空比,则 $1 = d_0 + d_2 + d_3$ 。不同的控制方法下, U_0 与 U_7 分别对应的占空比不同,但 d_0 不变。系统输出不会因零矢量作用时间的变化而改变,因此可调节 U_0 和 U_7 分别对应的占空比来改变零序占空比,从而减小零序环流。

PWM 逆变器零序占空比为^[11]

$$d_z = d_a + d_b + d_c = d_2 + 2d_3 + \frac{3}{2}d_0 \quad (5)$$

使用零矢量分配因子 k 后重新调整其作用时间,使两台逆变器零序占空比差值为零,开关管动作一致从而抑制零序通道的形成。变零矢量调节后的三相占空比分配如图2所示,其中 $S_j(j=a,b,c)$ 为开关函数, T 为开关周期。调节后的零序占空比为

$$d'_z = d_2 + 2d_3 + \frac{3}{2}d_0 - 6k \quad (6)$$

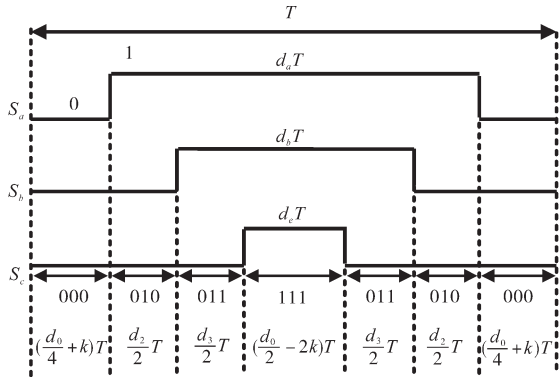


图2 变零矢量SVPWM的三相占空比

Fig.2 Three-phase duty cycle of variable zero vector SVPWM

本文将抑制逆变器1的环流,令 k_1, k_2 分别为第一、二台逆变器的零矢量分配因子, $k_2=0$ 。理想条件下可得到零序环流的数学模型如下所示:

$$\frac{di_z}{dt} = \frac{6u_{dc}}{L_1 + L_2}k_1 - \frac{R_1 + R_2}{L_1 + L_2}i_z \quad (7)$$

选用合适的控制器后便可得到 k_1 。

2 零序电流环改进型LADRC控制器的设计

传统LADRC主要由线性跟踪微分器(linear tracking differentiator, LTD)、线性扩张状态观测器(LESO)以及线性状态误差反馈控制律(linear state error feedback, LSEF)组成。其中LTD主要用于安排过渡过程,系统产生的零序环流需要快速跟踪给定电流,因此不使用LTD。LSEF综合干扰估计补偿并产生控制信号。LADRC控制器将系统的未知扰动、参数不确定性和耦合都归算于总扰动,通过LESO对其观测来估计补偿总扰动,然后利用LSEF将积分串联型系统转化为期望的闭环系统,由此可以得到期望的闭环动态特性,并且不受限于被控对象的具体数学模型。

文中选用改进型LADRC控制器来获取 k_1 。下面对改进型LADRC控制器进行设计。

2.1 LADRC控制器的结构设计

假设 u_{dc} 恒定,式(7)可以看做是一阶系统,被

控对象的状态方程可写为

$$\dot{y} = -a_0y + w + bu \quad (8)$$

式中: a_0 为该系统的参数; w 视为未知扰动; b 为系统输入的控制器增益,可将 b_0 作为它的已知部分; u 为控制器的输出; y 为被控对象的输出。

令 $x_1=y$ 而 $f(y, w)=-a_0y+w+(b-b_0)u$ 为系统的总扰动, h 为总扰动的微分。系统的状态方程可列为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ h \end{bmatrix} \quad (9)$$

建立二阶LESO的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & \beta_1 \\ 0 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: z_1 为 y 的跟踪值; z_2 为总扰动 f 的跟踪值; β_1, β_2 为LESO的增益系数,选取合适的 β_1, β_2 使LESO能够实时跟踪系统中的各个变量。

状态观测器对应的特征方程为

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_1s + \beta_2 \quad (11)$$

设LESO的带宽为 ω_0 ,为了便于控制器的设计,将极点配置在观测器的带宽处可得:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (12)$$

该系统设计的是一阶LADRC,不存在对状态变量微分的观察,线性状态误差反馈算法为

$$u_0 = k_p(v - z_1) \quad (13)$$

式中: k_p 为比例控制系数; v 为零序环流的给定值。

传统LSEF的设计为

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b_0} \quad (14)$$

假设 z_2 能够很好地跟踪上总扰动 $f(y, w)$,则系统可以补偿为一个串联积分的形式:

$$\dot{y} = f + b_0u = f + (-z_2 + u_0) \approx u_0 \quad (15)$$

由式(13)~式(15)可得系统的闭环传递函数:

$$G(s) = \frac{k_p}{s + k_p} \quad (16)$$

令 ω_c 为比例控制器的带宽,根据极点配置同样可以得到 $k_p = \omega_c$ 。

2.2 线性状态误差反馈控制律的改进设计

根据式(15)可知,LADRC通过LESO对总扰动的实时估计来进行扰动补偿,所以总扰动的不确定性对LESO有着关键的影响。因此,研究LADRC控制器的结构优化,使其能够减小观测误差,准确补偿外扰,具有重要现实意义。

2.2.1 总扰动对LESO影响的分析

定义二阶LESO的估计误差为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ e_2 = z_2 - \dot{f} \end{cases} \quad (17)$$

由式(9)、式(10)可得估计误差的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\beta_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = -\beta_2 e_1 - \dot{f} \end{cases} \quad (18)$$

经过拉普拉斯变换后可得总扰动与估计误差之间的传递函数为

$$\begin{cases} G_{e1}(s) = \frac{e_1(s)}{f(s)} = -\frac{s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \\ G_{e2}(s) = \frac{e_2(s)}{f(s)} = -\frac{s(s + \beta_1)}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可得,总扰动的不确定性与LESO的估计误差产生有着唯一联系。本文将采用改进LSEF来补偿扰动项,减小扰动信号对闭环系统的影响。

2.2.2 LSEF的改进

考虑LESO的估计误差后实际所对应的系统为

$$\dot{y} = f + b_0 u = f + k_p(v - z_1) - z_2 \quad (20)$$

$$\text{即} \quad \dot{y} = -k_p e_1 - e_2 - k_p y + k_p v \quad (21)$$

将理想闭环外的误差项定义为

$$E = -k_p e_1 - e_2 \quad (22)$$

将其误差项抵消后,理想闭环系统为

$$\dot{y} = f + b_0 \frac{k_p(v - z_1) - z_2 - E}{b_0} \quad (23)$$

带有LESO估计误差补偿的LSEF控制器的输出为

$$u = \frac{k_p(v - z_1) - z_2 - E}{b_0} \quad (24)$$

E 为一个理想误差,无法直接获取到,可将 E 转换为已知变量的函数,根据式(17)、式(18)可得:

$$e_2(s) = (s - \beta_1)e_1 \quad (25)$$

式(25)经过拉普拉斯反变换并带入式(22)可得:

$$E = -(k_p + \beta_1)e_1 - \dot{e}_1 \quad (26)$$

误差 e_1 可直接获取,进行不完全误差补偿,忽略无法直接得到的微分项,则

$$\bar{E} = -(k_p + \beta_1)e_1 \quad (27)$$

式中: \bar{E} 为忽略微分项的误差,即不完全误差。

改进后的LSEF控制器的输出为

$$u = \frac{u_0 - z_2 - \bar{E}}{b_0} \quad (28)$$

改进后的一阶LADRC结构图如图3所示。

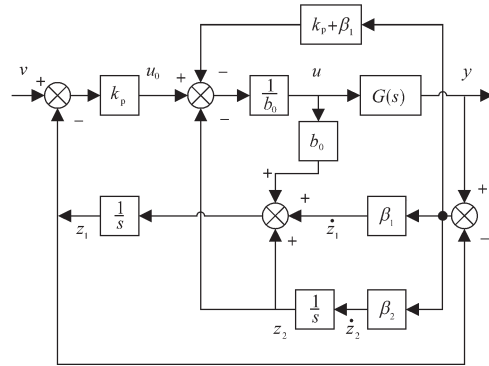


图3 改进型一阶LADRC结构图

Fig.3 Improved first-order LADRC structure diagram

3 改进型一阶LADRC控制器的性能分析

3.1 抗扰性分析

LADRC的设计主要是参数 ω_0 和 ω_c 的设计,下面分析两个参数对控制系统性能的影响^[12]。

$$u = \frac{1}{b_0} [\omega_c(v - z_1) - z_2 + (k_p + \beta_1)e_1] \quad (29)$$

在频域中控制器的输出可表示为

$$U(s) = \frac{1}{b_0} \frac{(s + \omega_0)^2}{s^2} \left\{ \omega_c V(s) - \left[\frac{s^2 \omega_c}{(s + \omega_0)^2} + \frac{2s\omega_0(s + \omega_c) + \omega_0^2(s + \omega_c)}{(s + \omega_0)^2} \right] Y(s) \right\} \quad (30)$$

设置:

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{(s + \omega_0)^2}{s^2} \\ H(s) = \frac{s^2 \omega_c + 2s\omega_0(s + \omega_c) + \omega_0^2(s + \omega_c)}{(s + \omega_0)^2} \end{cases} \quad (31)$$

可得到简化后的结构框图,如图4所示。

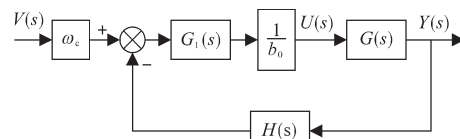


图4 系统简化框图

Fig.4 Simplified block diagram of the system

系统的输出表示为

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{1}{s} \{ F(s) + [\omega_c V(s) - Y(s)H(s)]G_1(s) \} \\ &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} V(s) + \frac{s^2}{(s + \omega_0)^2 (s + \omega_c)} F(s) \end{aligned} \quad (32)$$

根据式(32)可知,系统的输出由输入项($V(s)$)

项)和扰动项($F(s)$ 项)组成。当忽略扰动项时,其控制性能仅与 ω_c 有关, ω_c 越大,系统跟踪的能力越强。扰动项主要与 ω_0 和 ω_c 有关,直接影响了LADRC的性能^[13]。取 $\omega_0=100, \omega_c=10, 50, 100, 200$ 时,频域特性曲线如图5所示。取 $\omega_c=100, \omega_0=10, 50, 100, 200$ 时,所对应的频域特性曲线如图6所示。

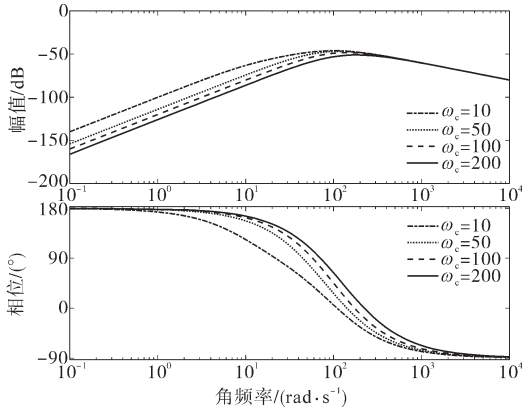


图5 输出扰动项频域变化曲线(ω_c 改变)

Fig.5 The frequency domain variation curves of the disturbance term is output (ω_c change)

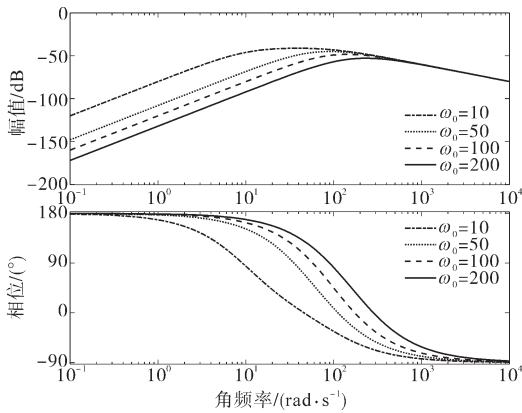


图6 输出扰动项频域变化曲线(ω_0 改变)

Fig.6 The frequency domain variation curves of the disturbance term is output (ω_0 change)

根据图5、图6扰动项频域变化曲线可知,幅频特性曲线中,随着 ω_0 和 ω_c 的增加,中低频段扰动增益逐渐减小,高频段扰动增益基本一致;相频特性曲线中,信号的相位滞后现象也在不断减小。因此 ω_0 和 ω_c 的增加使得系统的抗扰性增强。

取 $F(s)=1/s$ 时,带入式(32)中扰动项可得输出响应为

$$Y(s) = \frac{s^2}{(s + \omega_0)^2(s + \omega_c)} \frac{1}{s} = \frac{a_1}{s + \omega_0} + \frac{a_2}{(s + \omega_0)^2} + \frac{a_3}{s + \omega_c} \quad (33)$$

经过拉普拉斯反变换得:

$$y(t) = a_1 e^{-\omega_0 t} + a_2 t e^{-\omega_0 t} + a_3 e^{-\omega_c t} \quad (34)$$

式(34)求极限后结果为零,可知在稳定状态时系统外部阶跃扰动项输出为零,也证实了改进型LADRC具有较好的抗扰性。将改进型LADRC控制与并联系统相结合,根据环流的频域模型得到系统的负反馈控制结构图,如图7所示。

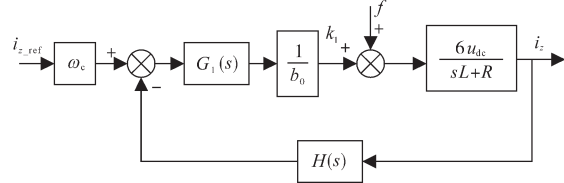


图7 负反馈控制结构图

Fig.7 Negative feedback control structure drawing

根据图7可写出闭环系统的传递函数:

$$i_z = \frac{6u_{dc} G_1(s) \omega_c}{b_0 (sL + R) + 6u_{dc} G_1(s) H(s)} i_{z,ref} + \frac{6u_{dc} b_0}{b_0 (sL + R) + 6u_{dc} G_1(s) H(s)} f \quad (35)$$

其中

$$L=L_1+L_2 \quad R=R_1+R_2$$

两种不同控制方法下的系统输出扰动项频域变化曲线如图8所示。中低频段改进型LADRC的扰动增益小于传统LADRC,表明了改进型LADRC抗干扰性更强。高频段两条扰动项频域变化曲线均收敛。

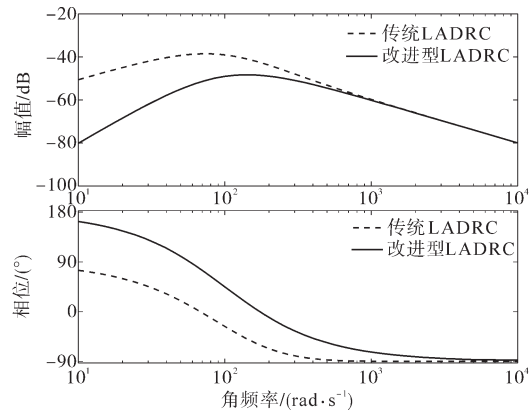


图8 两种控制方法的输出扰动项频域变化曲线

Fig.8 The frequency domain variation curves of the output disturbance term of the two control methods

3.2 系统稳定性分析

零序环流系统输入项的传递函数为

$$i_z = \frac{a_4 (s + \omega_0)^2 \omega_c}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} i_{z,ref} \quad (36)$$

其中

$$\begin{cases} a_4 = 6u_{dc}, a_3 = Lb_0 \\ a_2 = 12u_{dc}\omega_0 + 6u_{dc}\omega_c + Rb_0 \\ a_1 = 6u_{dc}\omega_0^2 + 12u_{dc}\omega_0\omega_c \\ a_0 = 6u_{dc}\omega_0^2\omega_c \end{cases} \quad (37)$$

式中, $\omega_0 > 0, \omega_c > 0, u_{dc} > 0, L > 0, b_0 = 6u_{dc}/L$, 所以式(37)中的 $a_i > 0 (i=0, 1, 2, 3, 4)$, 根据李纳德-奇帕特稳定性准则, 该系统稳定的充分必要条件为

$$\begin{cases} \Delta_1 = a_1 > 0 \\ \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_2 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 \\ 0 & 0 & a_0 \end{vmatrix} > 0 \end{cases} \quad (38)$$

根据本文所设计的控制策略, 得到两台逆变器并联系统的整体控制框图, 如图9所示。两台逆变器分别由独立的控制器所控制, 且控制参数相同。不同的是第二台逆变器采用传统的SVPWM调制方法生成占空比, 而第一台逆变器中需要对零序环流进行单独的控制, 通过改进LADRC控制器生成零矢量分配因子后改变第一台逆变器零矢量占空比, 使两台逆变器占空比之差为零, 系统的零序环流得以抑制。

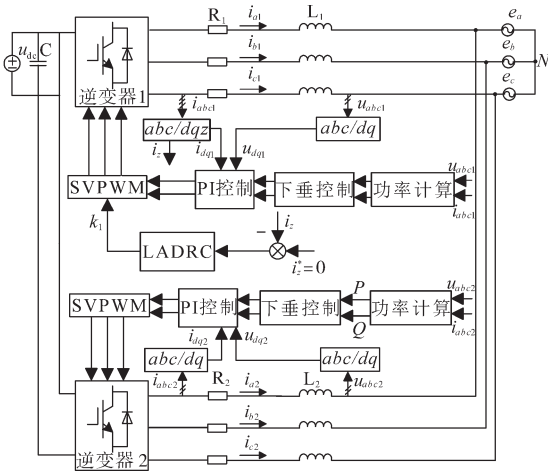


图9 基于改进型LADRC的系统控制结构图

Fig.9 System control structure diagram based on improved LADRC

4 仿真对比

为了验证以上提出的改进型LADRC策略对零序环流的控制效果, 基于Matlab/Simulink平台搭建了微网逆变器并联系统仿真模型, 并进行了验证。

仿真模型逆变器1、逆变器2的系统参数设置相同, 设置如下: 交流侧线电压380V, 额定频率50Hz, 直流侧母线电压620V, 直流侧电容器容量1800 μF , 等效电阻0.01 Ω 。

控制器参数设置如下: 比例系数 $k_p = 10$, 积分

系数 $k_i = 128$, 观测器带宽 $\omega_0 = 150$, 控制器带宽 $\omega_c = 800$ 。

4.1 工况一

从理论上分析, 两个并联模块的系统参数及控制参数相同时, 该系统中的占空比之差应为零, 开关动作一致, 没有零序环流的存在。当交流侧电感值 $L_1 = L_2 = 5 \text{ mH}$ 时, 分别得出系统在无零序环流控制、传统LADRC控制以及改进型LADRC控制下零序环流的波形, 如图10所示。

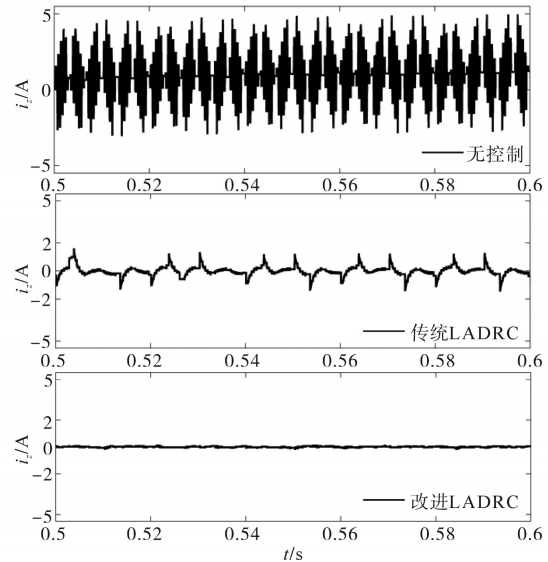


图10 无控制、传统及改进LADRC控制的零序环流波形(工况一)

Fig.10 ZSCC waveforms under uncontrolled, traditional and improved LADRC control (condition 1)

从图10中可以看出虽然系统参数、控制器参数均一致但系统中仍然有零序环流的存在。0.5~0.6s期间在没有采取控制策略时, 零序环流的值相对较大, 峰值可达5A。采用传统LADRC控制策略时, 零序环流的峰值为1.5A。当零序电流环采用改进型LADRC控制时, 零序环流的抑制效果明显比传统LADRC的效果更好, 峰值为0.24A。

4.2 工况二

在实际的情况下, 线路参数不可能完全一致, 系统中存在的环流更严重, 假设线路参数 $L_1 = 6.3 \text{ mH}, L_2 = 5 \text{ mH}$ 时, 取0.5~0.6s期间零序环流波形, 如图11所示。从图11可以看出, 当线路参数差异变大时, 零序环流的幅值也变大了, 无控制策略的情况下, 环流峰值可达到7A。传统LADRC控制及本所提出的控制策略均有效果, 采用传统LADRC控制器环流峰值为3.97A, 本文设计的控制器下零序环流可被抑制在峰值为0.72A。

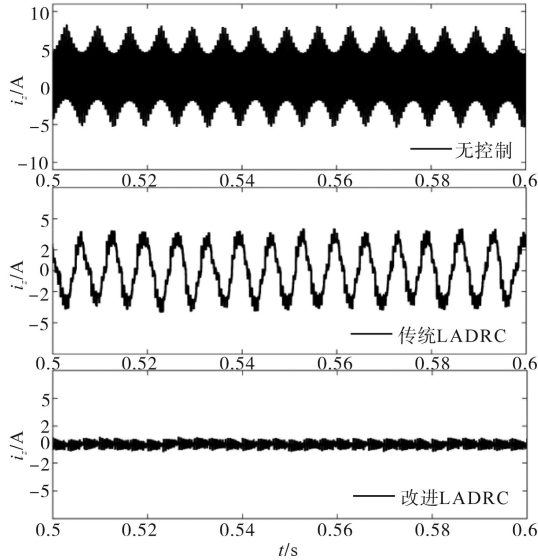


图11 无控制、传统及改进型LADRC控制的零序环流波形(工况2)

Fig.11 ZSCC waveforms under uncontrolled, traditional and improved LADRC control(condition 2)

针对以上两种工况,零序环流的抑制能力对比如表1所示,可以看出改进LADRC相对于传统LADRC使零序环流下降的百分比更多,抑制能力更好。

表1 线路参数影响下零序环流抑制效果对比

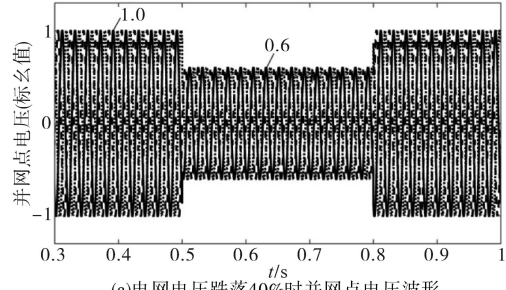
Tab.1 Comparison of inhibition effect of ZSCC under the influence of line parameters

线路参数	无控制	传统LADRC	改进LADRC
$L_1=L_2=5\text{ mH}$	5 A	1.50 A (70% ↓)	0.24 A (95.2% ↓)
$L_1=6.3\text{ mH}$ $L_2=5\text{ mH}$	7 A	3.97 A (42% ↓)	0.72 A (89.7% ↓)

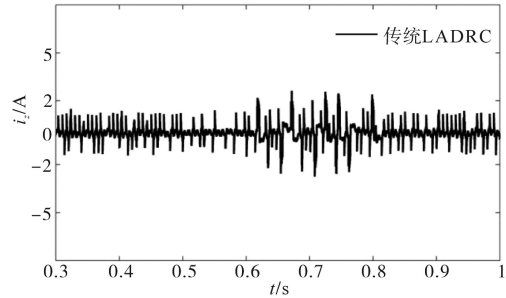
4.3 工况三

以网侧电压发生跌落故障为例,验证零序环流的抑制效果。使电网侧电压从0.5~0.8 s跌落40%,可以得到并网点电压波形及零序环流变化波形,如图12所示。当电网电压下降40%时,传统LADRC控制下的零序环流在0.5~0.8 s的振荡幅度明显大于改进型LADRC控制下的零序环流,由此可知采用改进型LADRC策略对零序环流的抑制具有更好的抗干扰能力。

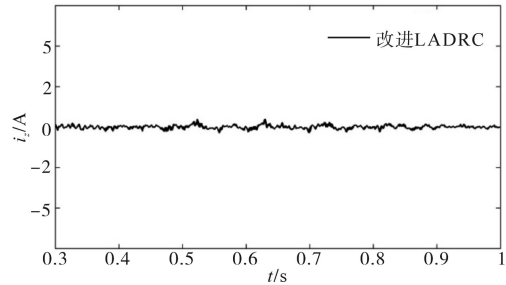
将工况三的具体对比总结为表2,可知无论是故障前稳态时的峰值还是故障时环流的峰值,采用改进型LADRC控制策略其值均小于传统LADRC控制。并且在故障时改进型LADRC控制的零序环流上升了66.67%,相比于传统LADRC明显上升幅度更小。



(a)电网电压跌落40%时并网点电压波形



(b)传统LADRC控制下的零序环流波形



(c)改进型LADRC控制下的零序环流波形

图12 电网电压跌落40%时传统及改进LADRC控制的零序环流

Fig.12 ZSCC controlled by traditional and improved LADRC when the grid voltage drops 40%

表2 电压跌落40%时两种方法控制效果对比

Tab.2 Comparison of the control effects of the two methods when the voltage drop is 40%

控制方法	故障前(峰值)/A	故障时(峰值)/A	差值/A	上升比值/%
传统型	1.50	2.74	1.24	82.67
改进型	0.24	0.40	0.16	66.67

5 结论

针对微网系统中逆变器并联时产生的零序环流问题,提出了一种基于观测误差补偿总扰动的改进型LADRC控制策略。

通过对两台PWM逆变器并联模型的分析得到零序环流数学模型,推出引起零序环流的主要原因是两台逆变器的滤波参数和占空比存在差异。为了消除这些差异,设计了改进型一阶LADRC控制器替换传统的LADRC控制器。

所提出控制策略的优点在于,针对二阶LE-SO观测扰动时存在的误差进行补偿,得到更准确

的零矢量分配因子,调节了占空比的差异,从而有效地抑制了零序环流。

仿真结果验证了该控制策略对零序环流抑制的参考作用,同时也验证了在电网电压跌落期间该控制器具有更强的抗扰动能力。该控制策略可以扩展到 N 台逆变器并联系统,只需将 $N-1$ 台逆变器中添加此控制器即可。但是该控制器对于系统的输出依旧存在相位滞后的问题,今后将会对这一部分进行主要研究。

参考文献

- [1] Hossain E, Tur M R, Padmanaban S, *et al.* Analysis and mitigation of power quality issues in distributed generation systems using custom power devices[J]. IEEE Access, 2018, 6: 16816-16833.
- [2] 王成山, 武震, 李鹏. 微电网关键技术研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 1-12.
Wang Chengshan, Wu Zhen, Li Peng. Research on key technologies of microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 1-12.
- [3] Liu J, Wu J, Zeng J, *et al.* A novel nine-level inverter employing one voltage source and reduced components as high-frequency AC power source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2939-2947.
- [4] 侯立军, 庞仁杰, 刘馨芳, 等. 微网储能逆变器并联下的零序环流控制[J]. 电气传动, 2017, 47(3): 32-36.
Hou Lijun, Pang Renjie, Liu Xinfang, *et al.* Controlling of zero-sequence circulating current in parallel microgrid energy storage converters[J]. Electric Drive, 2017, 47(3): 32-36.
- [5] 姜卫东, 王伟, 王金平, 等. 基于混合脉宽调制的并联并网逆变器控制方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(22): 124-132.
Jiang Weidong, Wang Wei, Wang Jinping, *et al.* Control method for parallel grid-connected converters based on hybrid pulse width modulation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(22): 124-132.
- [6] 苏良成, 陈勇, 朱德亮, 等. 双三电平逆变器驱动系统中关键问题研究[J]. 电气传动, 2020, 50(12): 3-9, 14.
Su Liangcheng, Chen Yong, Zhu Deliang, *et al.* Research on key problems in dual three-level inverter drive system[J]. Electric Drive, 2020, 50(12): 3-9, 14.
- [7] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(13): 62-67.
Zhang Yu, Duan Shanxu, Kang Yong, *et al.* The research of zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 62-67.
- [8] 林祺蓉, 尹茂林, 刘博, 等. 基于协调控制的混合微网双向变换器研究[J]. 电气传动, 2018, 48(4): 33-36.
Lin Qirong, Yin Maolin, Liu Bo, *et al.* Research on bidirectional converters in a hybrid microgrid based on coordination control[J]. Electric Drive, 2018, 48(4): 33-36.
- [9] 张学广, 陈佳明, 张文杰, 等. 并联三相PWM变换器零序环流带宽扩展[J]. 电工技术学报, 2015, 30(18): 69-75.
Zhang Xueguang, Chen Jiaming, Zhang Wenjie, *et al.* Circulating current loop bandwidth expansion for parallel three-phase PWM converter connection system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(18): 69-75.
- [10] 黄科元, 王剑平, 张铁军, 等. 地铁能量回馈并联变流器零序环流自抗扰控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(7): 47-51.
Huang Keyuan, Wang Jianping, Zhang Tiejun, *et al.* Zero-sequence circulating current active disturbance rejection control for metro energy feedback parallel converter[J]. Power Electronics, 2019, 53(7): 47-51.
- [11] 张厚升, 张磊, 姜吉顺, 等. 两并联三相PWM整流器零序环流抑制与均流控制[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(2): 153-160, 168.
Zhang Housheng, Zhang Lei, Jiang Jishun, *et al.* Circulating current suppressing and current balancing for two parallel three-phase PWM rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 153-160, 168.
- [12] 周雪松, 刘茂, 马幼捷, 等. 改进二阶LADRC的风电逆变器母线电压控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(6): 43-50.
Zhou Xuesong, Liu Mao, Ma Youjie, *et al.* Improved bus voltage control of second-order LADRC wind power inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(6): 43-50.
- [13] 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.

收稿日期:2021-04-21
修改稿日期:2021-05-22