

基于 ILADRC 的多逆变器并联系统谐振抑制策略

冯艾¹, 何志满¹, 张聪誉¹, 龙运筹¹, 韦清¹, 江天炎²

(1.国网重庆市电力公司万州供电分公司, 重庆 404000; 2.重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054)

摘要: 针对由电网阻抗间的耦合作用而引发的多逆变器谐振现象, 文章提出一种基于线性自抗扰和比例积分控制相结合的双闭环控制策略。首先, 依据多逆变器拓扑, 建立多逆变器并联系统的数学模型, 并分析谐振产生的机理; 其次, 建立多逆变器并联系统的等效电路模型, 并对3阶系统做分阶处理, 2阶系统采用2阶自抗扰, 1阶系统采用比例积分控制, 从而形成双闭环控制策略; 再次, 建立李雅普诺夫稳定性函数, 对闭环控制系统的稳定性给予了证明; 最后, 搭建并联逆变器系统的数字仿真模型, 同时进行PI/3阶自抗扰、改进线性自抗扰的仿真比较。研究表明, 文章所提出的双闭环控制策略不仅具有优异的谐振抑制能力, 而且可以使系统获得更好的稳定性。

关键词: 多逆变器并联系统; 谐振现象; 线性自抗扰; 比例积分控制

中图分类号: TK51; TK81; TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5292(2025)01-0115-09

0 引言

近年来, 在环境污染和资源短缺的双重背景下, 新能源发电技术受到越来越广泛的关注, 其中光伏和风电技术发展尤为迅速^[1-3]。新能源发电系统由能源采集环节、电能变换环节以及电能输出环节组成, 其中电能变换环节处于整个流程中的核心位置, 而逆变器是整个电能变换环节的重要部件。由于发电容量的不断扩大, 单个逆变器已不能满足电能传输需求。为了提高系统的输出功率, 提高系统的可靠性、灵活性与效率, 研究人员将多逆变器进行并联, 共同承担电能的传输。多逆变器并联不仅提高了系统的输出功率, 而且提高了系统的可靠性和动态响应能力, 使系统获得了更优异的综合性能^[4]。多逆变器并联系统虽满足了能量传输的要求, 但多逆变器间的阻抗耦合作用会引发并联系统的谐振现象, 使并网处的电流波形发生畸变, 出现谐波, 导致并网失败。解决多逆变器并联系统谐振现象的主要方法有无源阻尼法和有源阻尼法。无源阻尼法将增加能量损耗, 降低系统经济性; 有源阻尼法须利用电容电压等参数做反馈接线, 增加了系统的复杂性, 降低了系统的可靠性^[5]。针对有源阻尼和无源阻尼的缺点, 文献[6]从调制策略着手, 在原始调制波的基础上注入3次谐波, 虽抑制了谐振现象, 但调制过程极为复杂, 增加了工程实际工作量。

文献[7]利用传统比例积分控制抑制谐振现象, 但抑制效果不明显, 而且比例积分控制须进行3次解耦, 大大降低了系统的可靠性。文献[8]从数字控制方式入手, 通过设计数字延时装置使系统获得较好的稳定性, 但此策略需要精确的硬件设备, 降低了系统的经济性。文献[9]利用相位补偿法增加系统的阻尼, 抑制谐振现象, 但相位补偿须额外增加传感设备, 降低了系统的经济性。基于以上控制策略的缺点, 寻找既能抑制谐振现象, 又能提高系统稳定性和抗扰性的控制策略尤为重要。

线性自抗扰控制 (Linear Auto Disturbance Rejection Control, LADRC) 修正了传统比例积分控制只能适应线性系统的缺点, 也可应用于非线性系统, 具有适用范围广泛的优点。线性自抗扰控制以比例积分控制为基础, 经过长期的发展, 已从低阶 LADRC 发展到高阶 LADRC, 并在多个领域得到了应用^[10,11]。针对逆变器系统, 与比例积分控制不同, LADRC 可实现阻尼的自然增加, 并不须要额外引入阻尼, 并且可使系统获得更优异的抗扰性, 但3阶 LADRC 工程计算量较大, 并不符合实际要求, 因此须对3阶系统做分阶处理。2阶系统采用2阶 LADRC, 1阶系统采用 PI 控制, 这样既可以抑制谐振现象, 又降低了控制策略设计的计算量, 具有更好的工程价值^[12,13]。

本文以多逆变器并联系统为被控对象, 以抑

收稿日期: 2023-11-24。

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(52177129)。

作者简介: 冯艾(1985-), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电气工程。E-mail: yipianxuehua521@163.com

制谐振现象为目标,设计了一种以2阶LADRC和1阶PI控制相结合的ILADRC双闭环控制策略。首先,建立多逆变器并联系统在ILADRC控制策略下的等效电路模型;然后,绘制频率特性曲线,对谐振抑制情况和性能进行分析,并对系统的稳定性进行证明;最后,搭建多逆变器并联系统的数字仿真模型进行仿真验证,并与PI控制、LADRC进行对比分析,验证了ILADRC的正确性和优越性。

1 谐振机理分析

多逆变器并联系统由多个逆变器并联组成,为便于建立多逆变器并联系统的等效电路模型,绘制多逆变器并联系统拓扑图(图1)。

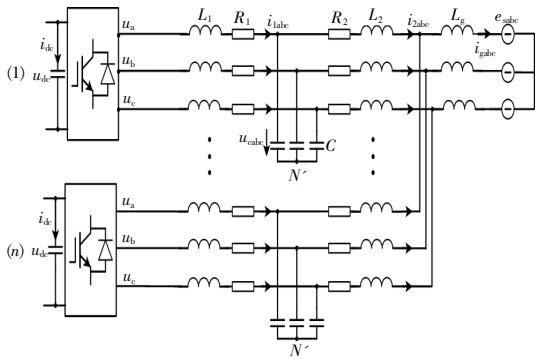


图1 多逆变器并联系统拓扑图
Fig.1 Topology diagram of multi-inverter grid

图1中: L_1 为逆变器侧电感; R_1 为逆变器侧电阻; C 为滤波电容; L_2 为网侧电感; R_2 为网侧电阻; L_g 为电源等效电感; i_{dc} 为直流母线电流; u_{dc} 为直流母线电压; u_a, u_b, u_c 为逆变器输出电压; i_{1abc} 为逆变器输出电流; i_{2abc} 为滤波器输出电流; u_{cab} 为滤波电容电压; i_{gabc} 为电源侧电流。

多逆变器并联系统由n个逆变器并联组成,n个逆变器的输出电流在并网处汇合。为便于建立n个逆变器并联系统的等效电路模型,选择其中1个逆变器建立单个逆变器等效电路模型。

根据电压电流定律在滤波器两侧建立单个逆变器在dq0坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1d}}{dt} = -R_1 i_{1d} + \omega L_1 i_{1q} - u_{cd} + u_d \\ L_1 \frac{di_{1q}}{dt} = -R_1 i_{1q} - \omega L_1 i_{1d} - u_{cq} + u_q \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C \frac{du_{cd}}{dt} = i_{1d} - i_{2d} + \omega C u_{cq} \\ C \frac{du_{cq}}{dt} = i_{1q} - i_{2q} - \omega C u_{cd} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} (L_2 + L_g) \frac{di_{2d}}{dt} = -R_2 i_{2d} + \omega (L_2 + L_g) i_{2q} + u_{cd} - e_{sd} \\ (L_2 + L_g) \frac{di_{2q}}{dt} = -R_2 i_{2q} - \omega (L_2 + L_g) i_{2d} + u_{cq} - e_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_{1d}, i_{1q} 为逆变器侧电流d,q轴分量; i_{2d}, i_{2q} 为网侧电流d,q轴分量; u_d, u_q 为逆变器输出电压d,q轴分量; u_{cd}, u_{cq} 为滤波电容电压d,q轴分量; e_{sd}, e_{sq} 为电网电压d,q轴分量; ω 为系统基波角频率。

联立式(1)~(3),可得到逆变器系统在复频域下的数学模型为

$$G(s) = \frac{1}{L_1(L_2 + L_g)Cs^3 + (L_1 + L_2 + L_g)s} = \frac{1}{s} \frac{1}{L_1(L_2 + L_g)Cs^2 + (L_1 + L_2 + L_g)} \quad (4)$$

由式(4)可知,逆变器系统为3阶系统,对传递函数分母进行分解,可将3阶系统分解为叠加的1阶积分系统和2阶无阻尼系统。谐振产生的根本原因是LCL型逆变器系统存在无阻尼系统,因此可求出LCL型逆变器系统的谐振频率为

$$\omega_{ref} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (5)$$

式中: ω_{ref} 为谐振频率。

根据LCL型逆变器系统的传递函数,绘制LCL型逆变器系统的频率特性,如图2所示。

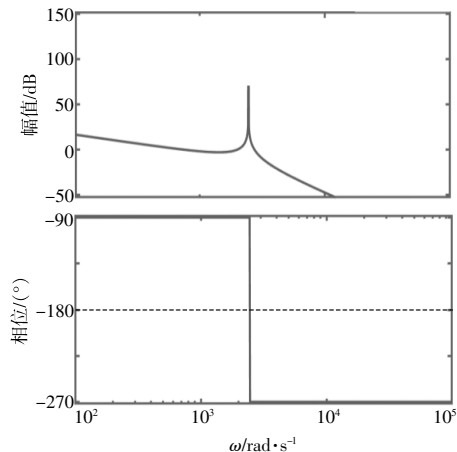


图2 LCL型逆变器系统的频率特性
Fig.2 Frequency characteristics of LCL inverter

由图2可知,LCL型逆变器系统存在高频谐振尖峰,在此频率下,系统将发生谐振现象。当系统中出现同频率的扰动时,扰动的作用将被放大,

严重影响系统的正常运行。为了抑制谐振尖峰,须增加系统的阻尼。然而,传统比例积分控制策略并不能增加多逆变器并联系统的阻尼,无法抑制谐振现象,而 3 阶 LADRC 虽可实现系统阻尼的自然增加,但一方面 3 阶 LADRC 的工程计算量较大,另一方面 3 阶 LADRC 的闭环控制流程较为复杂,因此并不适用于工程实践。为降低计算量,简化闭环控制流程,对逆变器的 3 阶数学模型进行分解,将 3 阶系统等效为 2 阶和 1 阶的叠加。2 阶系统采用 2 阶 LADRC,1 阶系统采用 PI 控制,从而构成 ILADRC 双闭环控制策略^[14-16]。

2 多逆变器等效电路模型

2.1 2 阶系统控制策略

结合式(1),(2),可得:

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_{cd}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C} u_d + f_d \\ \frac{d^2 u_{cq}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C} u_q + f_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: f_d, f_q 为 2 阶系统在 d 轴和 q 轴下的总扰动。

由式(6)可知,逆变器在 d 轴和 q 轴下具有一致的结构,因此本文后续的研究均以 d 轴为对象,设计 2 阶 LADRC 对系统进行控制。2 阶 LADRC 由 3 阶线性扩张观测器(LESO)、线性误差反馈控制律(LSEF)组成,其中 3 阶 LESO 可利用输出信号与控制变量信号对系统的状态进行估计,输出状态变量的估计值,利用输出变量的估计值构成反馈控制系统。

3 阶 LESO 是 2 阶 LADRC 的核心部件,3 阶 LESO 的稳定性决定了 2 阶 LADRC 的稳定性,因此 3 阶 LESO 的设计至关重要。3 阶 LESO 的设计理论依据是龙伯格状态观测器理论,因此可建立 3 阶 LESO 的数学模型:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \alpha_1(z_1 - u_{cd}) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \alpha_2(z_1 - u_{cd}) + b_0 u_d \\ \dot{z}_3 = -\alpha_3(z_1 - u_{cd}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 为 3 阶 LESO 的观测增益。

闭环极点的位置决定了系统的稳定性,根据极点配置法,可得到观测增益的表达式:

$$\begin{cases} \alpha_1 = 3\omega_0 \\ \alpha_2 = 3\omega_0^2 \\ \alpha_3 = \omega_0^3 \end{cases} \quad (8)$$

式中: ω_0 为观测器的带宽。

2 阶 LADRC 可将 2 阶复杂系统转为 2 阶积分器串联系统,LSEF 可设计为

$$\begin{cases} u_d = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \\ u_0 = k_1(u_{cd}^* - z_1) - k_2 z_2 \end{cases} \quad (9)$$

当系统接近稳定状态时,如下等式成立:

$$\begin{cases} u_{cd} = z_1 \\ \frac{du_{cd}}{dt} = z_2 \\ \frac{d^2 u_{cd}}{dt^2} = z_3 \\ f_d = z_4 \end{cases} \quad (10)$$

结合式(9),(10),可得:

$$\frac{d^2 u_{cd}}{dt^2} = u_0 \quad (11)$$

根据观测增益的配置方式,可得到 k_1, k_2 的表达式:

$$\begin{cases} k_1 = \omega_c^2 \\ k_2 = 2\omega_c \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω_c 为 PD 控制器带宽。

在 2 阶 LADRC 的控制下,逆变器系统在稳态时可等效为由 1 个 PD 控制器和 2 阶积分环节组成的闭环系统,即在闭环中 PD 控制器承担控制部分,2 阶积分器承担被控对象部分,通过调节 k_1, k_2 的大小,可使系统达到稳定状态。上述对 3 阶 LESO 和 LSEF 分别进行了数学模型的设计,图 3 为 2 阶 LADRC 详细的内部控制结构。

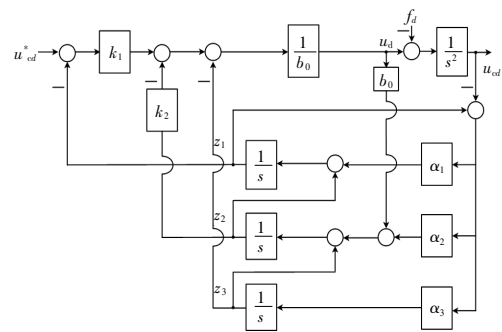


图 3 LADRC 的内部控制结构

Fig.3 Internal Control Structure of LADRC

频率特性、稳定性分析的基础是传递函数,因此根据图 3,可写出 2 阶 LADRC 控制下的 2 阶系统闭环传递函数:

$$u_{cd} = \frac{G_1}{G_2} i_{cd}^* - \frac{G_3}{G_1} u_d \quad (13)$$

$$G_1=(s+\omega_0)^3 \quad (14)$$

$$G_2=s^3+(3\omega_0+2\omega_c)s^2+s(3\omega_0^2+6\omega_0\omega_c+\omega_c^2) \quad (15)$$

$$G_3=(3\omega_0\omega_c^3+6\omega_0^2\omega_c+\omega_c^3)s^2+(3\omega_0^2\omega_c^2+2\omega_0^3\omega_c)s+\omega_0^3\omega_c^2 \quad (16)$$

根据式(13),可绘制出2阶LADRC的闭环控制框图(图4)。

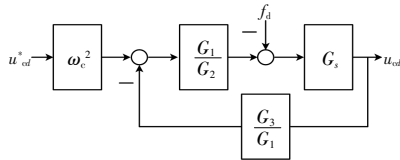


图4 2阶LADRC的闭环控制框图
Fig.4 Closed loop control block diagram of second-order LADRC

$$G_s=\frac{1}{L_1Cs^2+1} \quad (17)$$

式中: G_s 为2阶被控对象的传递函数。

2.2 1阶系统控制策略设计

由式(3)可知, d 轴和 q 轴间存在耦合现象,因此为保证PI控制下的1阶系统稳定,须对 d 轴和 q 轴进行解耦,PI控制下的1阶系统解耦表达式为

$$\begin{cases} u_{cd}^*=(i_{2d}^*-i_{2d})(k_p+\frac{k_i}{s})+e_{sd}-\omega(L_2+L_g)i_{2q} \\ u_{cq}^*=(i_{2q}^*-i_{2q})(k_p+\frac{k_i}{s})+e_{sq}+\omega(L_2+L_g)i_{2d} \end{cases} \quad (18)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分系数。

经解耦后的1阶系统控制框图如图5所示。

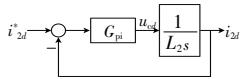


图5 1阶系统控制框图
Fig.5 1st order system control block diagram

$$G_{pi}=k_p+\frac{k_i}{s} \quad (19)$$

式中: G_{pi} 为PI控制器的传递函数。

2.3 多逆变器并联系统等效电路模型

根据2阶系统的闭环控制框图和1阶系统的闭环控制框图,可得到3阶系统经分解后的双闭环控制结构图,如图6所示。

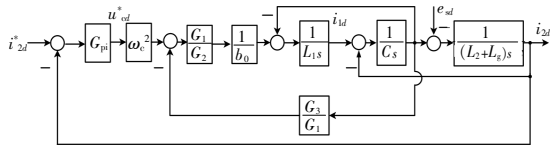


图6 3阶系统的双闭环控制框图
Fig.6 Block diagram of dual closed-loop control for a third-order system

根据图6可写出2阶系统在2阶LADRC下的闭环传递函数:

$$i_{2d}=\frac{H_1}{H_3}i_{2d}^*-\frac{H_2}{H_3}e_{sd} \quad (20)$$

$$H_1=\frac{G_1G_{pi}\omega_c^2}{b_0G_2L_1C(L_2+L_g)s^3} \quad (21)$$

$$H_2=\frac{1}{(L_2+L_g)s}+\frac{G_{pi}}{L_1s}+\frac{1}{L_1(L_2+L_g)Cs^3}+\frac{1}{(L_2+L_g)s} \quad (22)$$

$$H_3=1+\frac{G_3G_{pi}}{b_0G_2L_1C(L_2+L_g)s^3}+\frac{1}{C(L_2+L_g)s^2}+\frac{1}{L_1Cs^2}+\frac{1}{Cs}+\frac{1}{L_1s}+\frac{1}{(L_2+L_g)s}+\frac{G_{pi}}{L_1s} \quad (23)$$

设 n 个逆变器具有相同的结构和参数,在并网点对 n 个逆变器进行并联,形成多逆变器并联系统,并绘制出多逆变器并联系统的等效电路模型,如图7所示。

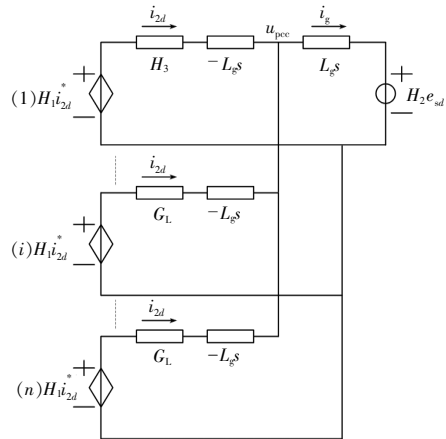


图7 多逆变器并联系统的等效电路模型
Fig.7 Equivalent circuit model of multiple inverters connected to the grid system

图7中, u_{pcc} 为电网耦合处的电压。

对电网耦合处列写KCL方程,并进行化简,可得:

$$e_1=e_2+i_g Z_L \quad (24)$$

式中: e_1 为逆变器侧等效电源; e_2 为网侧等效电源; Z_L 为等效阻抗。

$$e_1=\frac{nH_1}{H_3-L_g s}i_{2d}^* \quad (25)$$

$$e_2=\frac{nH_1 H_2 e_{sd}}{H_3-L_g s}i_{2d}^* \quad (26)$$

$$Z_L=1+\frac{nH_1 i_{2d}^* L_g s}{H_3-L_g s} \quad (27)$$

根据式(24),可绘制出多逆变器并联系统的

总电路模型,如图8所示。

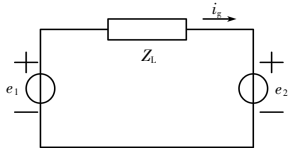


图8 多逆变器并联系统的总电路模型
Fig.8 The overall circuit model of multi-inverter grid connected system

3 频率特性分析及稳定性证明

3.1 频率特性分析

为分析 ILADRC 双闭环控制策略中控制参数对并联系统谐振现象的影响以及对系统性能的影响,分别对2种工况频率特性曲线进行分析。其中:外环采用2阶LADRC控制,控制参数为 ω_0 , ω_c ;内环采用1阶PI控制,控制参数为 k_p, k_i 。

工况1: $\omega_c=500 \text{ rad/s}, k_p=10, k_i=20, \omega_0$ 分别取1 000, 2 000, 3 000, 4 000 rad/s。

由图9可知,在幅频特性中,当 ω_0 由1 000 rad/s增加至4 000 rad/s时,高频段的谐振尖峰明显位于0 dB以下,接近-25 dB,成功抑制了多逆变器并联系统的谐振现象,使系统并网电流的谐波含量降低,获得了更高的并网功率。在相频特性中,当 ω_0 由1 000 rad/s增加至4 000 rad/s时,在谐振频率处相位增益发生较大改变,由 0° 变为 -270° ,其余部分并未发生改变。

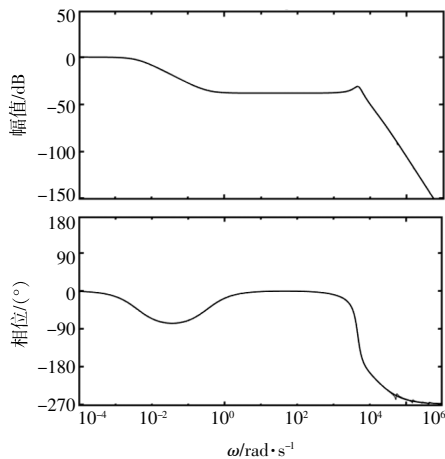


图9 工况1
Fig.9 Condition 1

工况2: $\omega_0=4 000 \text{ rad/s}, k_p=10, k_i=20, \omega_c$ 分别取500, 1 000, 1 500, 2 000 rad/s。

由图10可知:在幅频特性中,当 ω_c 由500 rad/s增加至2 000 rad/s时,幅频曲线不断下降,

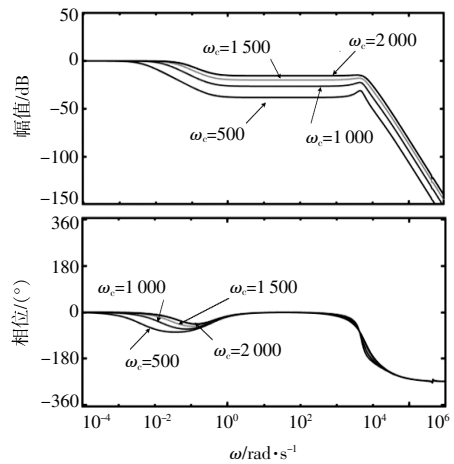


图10 工况2
Fig.10 Condition 2

使高频段的抗扰性得到提高,并且高频段的谐振尖峰不断被削弱,使谐振现象得到了持续的抑制;在相频特性中,中高频段曲线位于相同的位置,而低频段曲线相位不断增加,使系统获得了更优异的动态性能。

对比上述2种工况可知,在不同控制参数的影响下,双闭环系统的性能会发生一定的改变,谐振尖峰的抑制效果会有所不同,因此选取合适的参数会使系统获得优异的稳定性与抗扰性。

3.2 稳定性证明

在系统运行中,稳定性是核心指标。闭环系统的误差状态方程为

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = s_2 - 3\omega_0 s_1 \\ \dot{s}_2 = s_3 - 3\omega_0^2 s_1 \\ \dot{s}_3 = h - h - \omega_0^3 s_1 \end{cases} \quad (28)$$

式中: s_1, s_2, s_3 为系统误差; h 为系统的未知扰动; \hat{h} 为未知扰动的估计值。

$$\begin{cases} s_1 = \hat{i}_{2d} - z_1 \\ s_2 = \frac{d\hat{i}_{2d}}{dt} - z_2 \\ s_3 = \hat{f}_d - z_3 \end{cases} \quad (29)$$

为了构造出李雅普诺夫函数,对系统的稳定性进行证明,设:

$$\varepsilon_j = \frac{s_j}{\omega_0^{j-1}} \quad (30)$$

由式(28), (30)可得:

$$\dot{\varepsilon}_j = \omega_0 A \varepsilon + B \frac{h-h}{\omega_0^2} \quad (31)$$

式中: $A = \begin{bmatrix} -3 & 1 & 0 \\ -3 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}; \varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{bmatrix}$ 。

当系统稳定时, 存在一个正定的赫尔米特矩阵, 使:

$$A^T P + P A = -Q \quad (32)$$

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{16} & 0 & -\frac{3}{16} \\ 0 & \frac{3}{16} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{3}{16} & 0 & \frac{33}{16} \end{bmatrix} \quad (33)$$

构造李雅普诺夫函数:

$$V = \varepsilon^T P \varepsilon \quad (34)$$

联立式(31), (34)可得:

$$\dot{V} = -\omega_0 \varepsilon_3^2 + \frac{h-h}{\omega_0^2} \left(-\frac{3}{8} \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \frac{33}{8} \varepsilon_3 \right) \quad (35)$$

H 在定义域内满足李普希兹连续条件, 可得:

$$\left| \frac{h-h}{\omega_0^2} \right| \leq c \left\| X - \hat{X} \right\| \quad (36)$$

式中: X 为 h 的自变量。

联立式(33), (34)可得:

$$2\varepsilon^T P B \frac{h-h}{\omega_0^2} \leq 2\varepsilon^T P B c \left\| \frac{X - \hat{X}}{\omega_0^2} \right\| \quad (37)$$

当 $\omega_0 \geq 1$ 时, 下列不等式成立:

$$\frac{\tilde{X}}{\omega_0^2} \leq \left\| \tilde{X} \right\| \quad (38)$$

式中: \tilde{X} 为 X 的实际值与估计值之间的误差。

由于存在下式:

$$\left\| P B c \right\|^2 - 2 \left\| P B c \right\| + 1 \geq 0 \quad (39)$$

联立式(37), (39)可得:

$$\dot{V} \leq -\omega_0 \varepsilon_3^2 + \left(\left\| P B c \right\|^2 + 1 \right) \left\| \varepsilon \right\|_1^2 \quad (40)$$

在式(40)中, 当下式成立时:

$$\omega_0 > \left\| P B c \right\|^2 + 1 \quad (41)$$

可得:

$$\dot{V} < 0 \quad (42)$$

由式(41)可得:

$$2\varepsilon^T P B \frac{h-h}{\omega_0^2} \leq \left(\left\| P B c \right\|^2 + 1 \right) \left\| \varepsilon \right\|_1^2 \quad (43)$$

根据李雅普诺夫稳定性定义可知:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} s_i = 0, \quad i=1, 2, 3 \quad (44)$$

由式(44)可知, 当 $t \rightarrow 0$ 时, 系统中状态变量的实际值和估计值之间的误差趋于 0, 即系统最终将到达稳定状态。

4 仿真实验

在 MATLAB/Simulink 仿真平台中搭建数字仿真模型, 设计 4 种工况验证 ILADRC 的正确性和优越性。仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

Table 1 Simulation part parameters

参数	数值
直流母线期望电压/V	600
滤波电容/ μ F	100
滤波电感/ μ H	300
ω_0	8 300
ω_c	4 100
k_p	0.1
k_i	300

工况 1: 谐振现象抑制对比。

由图 11 可知, 在 PI 控制下, 多逆变器并联系统存在明显的谐振尖峰, 且谐振尖峰靠近 0 dB。在 ILADRC 控制下, 高频段的谐振尖峰得到了有效的抑制, 幅值位于 -25 dB。因此, 与 PI 控制相比, ILADRC 具有优异的谐振现象抑制能力。

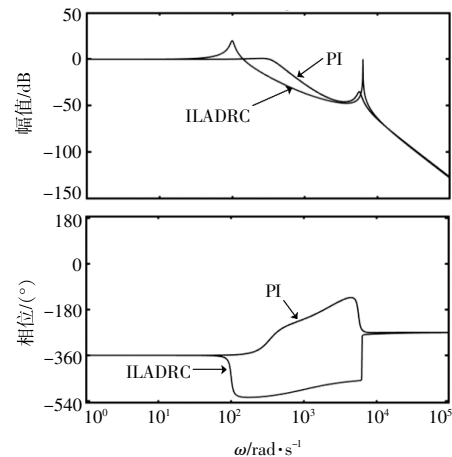


图 11 谐振现象抑制对比

Fig.11 Comparison of resonance phenomenon suppression

工况 2: 初始动态响应对比。

由图 12, 13 可知: 在 PI 控制下的初始动态响应中, d 轴电流最大值为 589.1 A, 调节时间为

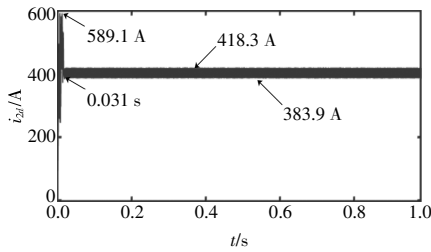


图 12 PI 控制下的 d 轴电流初始响应
Fig.12 Initial response of d -axis current under PI

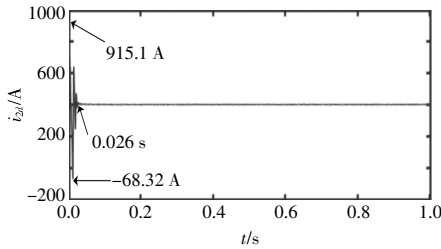


图 13 ILADRC 控制下的 d 轴初始动态响应
Fig.13 Initial dynamic response of d -axis under ILADRC

0.031 s;在稳态响应中,最大电流为 418.3 A,最小为 383.9 A,振幅为 34.4A。在 ILADRC 控制下的初始动态响应中, d 轴电流最大值为 915.1 A,最小值为 -68.32 A;在稳态响应中,最大电流为 410.5 A,最小电流为 392 A,振幅为 17.5 A。由上述数据对比可知,ILADRC 的初始动态响应较好,且稳态响应中电流的振荡幅度较小,成功地抑制了多逆变器并联系统的谐振现象。

工况 3:暂态过程对比。

由图 14~16 可知:在 PI 控制下的暂态响应中, d 轴最小电流为 132.4 A,振幅超过 200 A,进入不稳定状态;在 LADRC 控制下的暂态响应中, d 轴最大电流为 430.7 A,最小电流为 372.5 A,振幅为 58.2 A;在 ILADRC 控制下的暂态响应中, d 轴最大电流为 417.7 A,最小电流为 380.8 A,振幅为 36.9 A,调节时间为 0.024 s。由上述数据对比可知,PI 控制的暂态过程抗扰性较弱,进入不稳定状态,LADRC 控制虽处于稳定状态,但振荡幅度

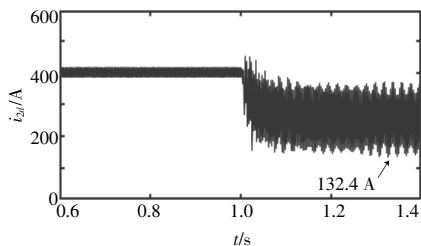


图 14 PI 控制下的 d 轴电流暂态响应
Fig.14 Transient response of d -axis current under PI

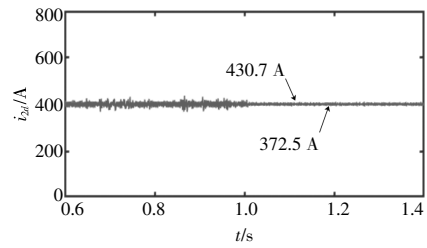


图 15 LADRC 控制下的 d 轴电流暂态响应
Fig.15 Transient response of d -axis current under LADRC

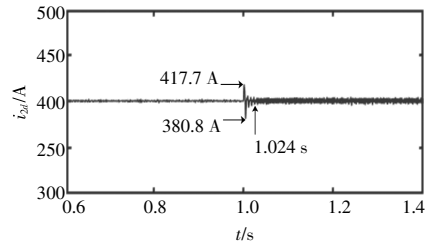


图 16 ILADRC 控制下的 d 轴电流暂态响应
Fig.16 Transient response of d -axis current under ILADRC

较大,ILADRC 具有较好的抗扰性,暂态后电流的振荡幅度最小,具有更好的谐振抑制能力。

工况 4:并网电流对比。

由图 17~19 可以看出并网电流分别在 PI, LADRC,ILADRC 控制下的谐波畸变率,其中谐波畸变率的时间取 0.3 s。

由图 20 可知,PI 控制下的并网电流谐波畸变率为 4.32%,LADRC 为 0.67%,ILADRC 为 0.21%。ILADRC 的谐波畸变率最小,且小于 3%,符合并网要求,因此 ILADRC 具有更优异的谐波抑制能力。

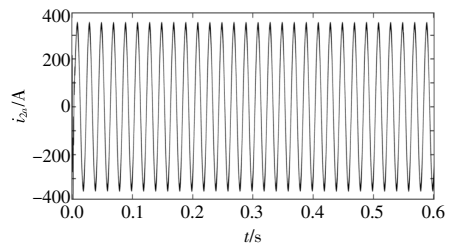


图 17 PI 控制下的并网电流
Fig.17 Grid connected current under PI

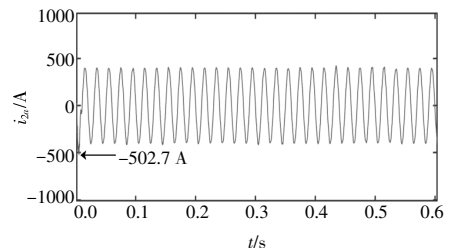


图 18 LADRC 控制下的并网电流
Fig.18 Grid connected current under LADRC

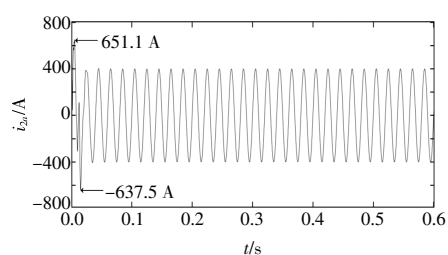


图 19 ILADRC 控制下的并网电流
Fig.19 Grid connected current under ILADRC

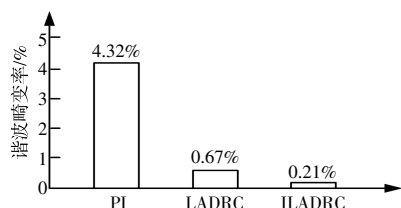


图 20 不同控制策略下的谐波畸变率对比
Fig.20 Comparison of harmonic distortion rates under different control strategies

5 结论

本文以抑制多逆变器并联系统谐振现象为目标,设计了一种以 2 阶 LADRC 和 1 阶 PI 相结合的双闭环控制系统 ILADRC,得到如下结论。

①与传统有源、无源阻尼方法相比,ILADRC 既可实现阻尼的自然增加,又不须增加传感器,提高了系统的可靠性和经济性。

②与 PI 控制相比,ILADRC 控制下的系统谐振现象抑制效果最好,具有较小的谐波畸变率,符合并网要求。

③与 PI, LADRC 相比,ILADRC 具有更优异的初始动态响应、稳态响应和暂态响应,因此 ILADRC 具有更好的抗扰性。

参考文献:

[1] 郑嘉龙,杨鸽,陈开宇,等. LCL 型多逆变器并联系统谐振研究综述[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(21): 177-186.
[2] 王要强,李娜,赵朝阳. 一种新型多电平逆变器及其模块化分析 [J]. 电工技术学报,2022,37 (18):4676-4687.

[3] 楼冠男,蒋啸宇,顾伟,等. 基于参数化恒导纳方法的多逆变器仿真建模与优化[J]. 电力系统自动化,2023, 47(1): 162-171.
[4] 石锋杰,马雁,许多,等.弱电网下 LCL 型并网逆变器的改进稳定性控制方法[J].可再生能源,2023,41(12): 1700-1704.
[5] Glinka M,Marquardt R. A new AC/AC multilevel converter family [J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2005,52(3): 662-669.
[6] 张洪亮,张子成,陈杰,等. 自适应三次谐波注入的回接型 LCL 光伏逆变器共模谐振电流抑制方法[J]. 电工技术学报,2023,38(1): 220-233.
[7] 陈茂新,王基,林毅,等. 基于多谐振控制的逆变器并网电流谐波抑制[J]. 电力电子技术,2022,56(10): 112-115.
[8] 沈姝衡,方天治,章益凡. 高带宽数字控制 LCL 型并网逆变器及其提高并联系统鲁棒性的谐振抑制技术研究[J]. 电工技术学报,2022,37(21): 5548-5561.
[9] 王翰文,曾成碧,苗虹. 基于多谐振电网电压前馈的并网逆变器相位补偿算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021,49(18): 81-89.
[10] Shu Liangcai,Chen Wu,Jiang Xiaojian. Decentra-lized control for fully modular input-series output-parallel (ISOP)inverter system based on the active power inverse-droop method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,33(9): 7521-7530.
[11] 吴中东,丁石川,郭小璇,等. 一种并联逆变器自适应下垂控制方法[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(7): 84-94.
[12] 张具琴,贺素霞,马康,等.基于双采样的 LCL 型并网逆变器并网电流间接控制研究[J].可再生能源,2022, 40(12): 1694-1698.
[13] 朱琴跃,李姚霖,谭喜堂,等. 基于逆变器多模态输出电压的 IGBT 微小故障特征提取[J]. 电机与控制学报, 2023,27(1): 65-79.
[14] 王环,黄欣科,王一波,等.串联型光伏中压直流变换器及控制策略[J].可再生能源,2022,40(2): 230-237.
[15] 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.
[16] 范俊杰,齐磊,孙孝峰,等. 面向含无功补偿电容配电网的逆变器主动适配控制[J]. 电力系统自动化,2023, 47(9): 175-183.

Resonance suppression strategy for multi-inverter grid connected system based on ILADRC

Feng Ai¹, He Zhiman¹, Zhang Congyu¹, Long Yunchou¹, Wei Qing¹, Jiang Tianyan²

(1.State Grid Chongqing Electric Power Company Wanzhou Power Supply Branch, Chongqing 404000, China;

2.School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: A dual closed-loop control strategy based on a combination of linear auto disturbance rejection and proportional integral control is proposed to address the resonance phenomenon of multiple inverters connected to the grid caused by the coupling effect between grid impedances. Firstly, based on the topology of multiple inverters, a mathematical model of the grid connected system with multiple inverters is established, and the mechanism of resonance generation is analyzed; Then, an equivalent circuit model of a multi inverter grid connected system is established, and the third-order system is processed in stages. The second-order system adopts second-order auto disturbance rejection, and the first-order system adopts proportional integral control, forming a dual closed-loop control strategy; Furthermore, the Lyapunov stability function is established to prove the stability of the closed-loop control system; Finally, establish a digital simulation model of the parallel inverter system, and compare the simulation results of PI, 3rd order auto disturbance rejection, and improved linear auto disturbance rejection simultaneously; The results show that the proposed dual closed-loop control strategy not only has excellent resonance suppression ability, but also can achieve better stability of the system.

Keywords: multi-inverter grid connected system; resonance phenomenon; linear auto disturbance rejection; proportional integral control