

Stability Control of Grid Connected Inverter Based on Fuzzy Adaptive PI and Series Impedance Correction *

ZHOU Chaohong¹, WANG Sue^{1*}, GAO Changping², HAO Pengfei¹

(1.College of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science and Technology, Xi'an Shaanxi 710021, China;
2.PetroChina Changqing Oilfield Clean Power Development Project Department, Xi'an Shaanxi 710021, China)

Abstract: When the position of photovoltaic equipment connected to the power grid changes, the power grid reactance relative to the common coupling point will float, resulting in a wide range of power grid impedance changes, the stability of grid connected inverter is affected, and the design of inverter control system is difficult. Fuzzy Adaptive PI control is a classical method used to control inverter. It has the characteristics of adaptive adjustment of inverter control parameters and can improve the stability of inverter under low impedance conditions. However, due to the limited variation range of Fuzzy Adaptive PI control parameters, it can not meet the requirements of system stability margin under high impedance, and the system is at risk of instability. To solve the above problems, based on the fuzzy adaptive PI control, a correction method based on series virtual impedance is proposed. By giving the line impedance value under the worst working condition of the power grid and the stability margin required by the system, the current required series virtual impedance value is obtained, and the virtual impedance is connected in series with the output impedance of the inverter, improving the phase margin of inverter output impedance under the condition of high impedance and the quality of grid connected current, and giving the realization process of virtual impedance in control. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by a 1 kW experimental prototype.

Key words: weak current network; fuzzy adaptive PI control; series impedance correction; stability margin

EEACC: 8140 doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2023.01.026

基于模糊自适应 PI 和串联阻抗校正的并网逆变器控制策略 *

周超红¹, 王素娥^{1*}, 高长萍², 郝鹏飞¹

(1.陕西科技大学电气与控制工程学院, 陕西 西安 710021; 2.中国石油长庆油田清洁电力开发项目部, 陕西 西安 710021)

摘要: 在弱电网背景下, 网络阻抗增大, 不同耦合点的网络阻抗不同, 且随接入点变流器数量及种类的不同而改变, 对并网逆变器的稳定运行造成严重威胁。模糊自适应 PI 控制器可根据具体工况自主改变并网逆变器的环路特性以适应不同的网络阻抗参数, 但由于其固有的相位滞后特性, 在高网络阻抗情况下难以保证并网逆变器稳定裕度的要求。针对上述问题, 在模糊自适应 PI 基础上, 提出了串联虚拟阻抗的校正方法, 对逆变器输出阻抗串联感性环节, 从而将逆变器等效输出阻抗从阻容性校正为阻感性, 提升了系统稳定裕度。最后通过确定最大网络阻抗, 并设定 45° 的最小相位裕度, 得到具体的串联阻抗参数, 通过控制框图等变换模拟虚拟阻抗的实现, 并通过仿真和 1 kW 实验样机验证了所提方法的有效性。

关键词: 弱电网; 模糊自适应 PI 控制; 串联阻抗校正; 稳定裕度

中图分类号: TM46 文献标识码: A 文章编号: 1005-9490(2023)01-0150-07

模糊自适应 PI 控制可以根据并网逆变器运行状态实时调整参数, 在强电网或低网络阻抗(包括线路阻抗、设备接入时的阻抗等)情况下可以有效提高逆变器性能。如文献[1]采用模糊控制器对逆变器直流侧进行调节, 增强了直流侧的鲁棒性, 改善了电压的超调问题, 也改善了入网电流质量。文献[2]提出了一种基于改进重复控制和模糊 PI 自整定的并网逆变器设计方法, 通过模糊控制自适应调整 PI 参数, 提高系统的动态响应能力和稳态精度。文献[3]通过自动辨识、自动整定被控过程参数对光伏并网逆变器输出电流跟踪控制, 提高了电流的跟踪精度, 并减少

了谐波含量, 提高了系统鲁棒性及可靠性; 文献[4]将模糊控制与 PID 控制相结合, 设计了调压器的控制算法并构造了多闭环反馈控制策略, 通过模糊控制对 PI 控制参数在线整定, 使逆变器输出电压调节精度更高, 稳态性能更好; 文献[5]通过模糊控制自适应调整控制器参数, 消除并网逆变系统稳态误差, 保持整个系统安全、稳定运行, 同时在负载变化时保持直流侧电压恒定, 具有良好的动态响应能力。上述文献说明在强电网或低网络阻抗情况下, 模糊自适应 PI 控制可以有效提高逆变器性能。

但在弱电网背景下, 网络阻抗增大, 且不同耦合

项目来源: 西安市科技计划项目(21XJZZ0003)

收稿日期: 2021-11-19 修改日期: 2022-01-10

点的网络阻抗不同, 造成逆变器接入点网络阻抗不固定^[6-8], 尤其是高网络阻抗情况下, 会严重影响控制环路增益^[9], 并网逆变器的相位裕度减小, 稳定性变差, 从而影响并网逆变器的性能^[10-12]。同时由于 PI 控制器固有的相位滞后特性, 导致仅通过在线调整 PI 控制器参数不再能保证在宽频段范围内满足稳定裕度、动态性能及跟踪精度的要求^[13]。

为了解决模糊自适应 PI 控制在高网络阻抗条件下稳定裕度不足的问题, 提出在模糊自适应 PI 控制的基础上, 加入串联阻抗校正的控制策略。通过对逆变器输出阻抗串联感性虚拟阻抗, 将逆变器输出阻抗由阻容性校正为阻感性, 并给定恶劣工作条件下的线路阻抗及最小相位裕度, 经过伯德图分析得到所需串联的虚拟阻抗参数, 最后通过控制框图的等效变换, 在控制上模拟了虚拟阻抗的实现, 提高逆变器在高网络阻抗条件下输出阻抗的相位裕度, 使模糊自适应 PI 控制在全频段都具有良好的稳定裕度, 保证系统的稳定性。

1 弱电网条件下并网逆变器的模糊自适应 PI 控制

并网逆变器拓扑结构及控制结构如图 1 所示, 其中, u_{in} 为直流输入电压, $V_1、V_2、V_3、V_4$ 为开关管, $L_1、C、L_2$ 构成 LCL 滤波器, z_g 为网络阻抗, u_g 为电网电压, i_c 为电容电流, i_g 为入网电流, u_{pcc} 为耦合点电压, i_{ref} 为参考电流, $H_{i1}、H_{i2}$ 分别为电容电流和入网电流反馈系数。

图 2 为并网逆变器控制框图。

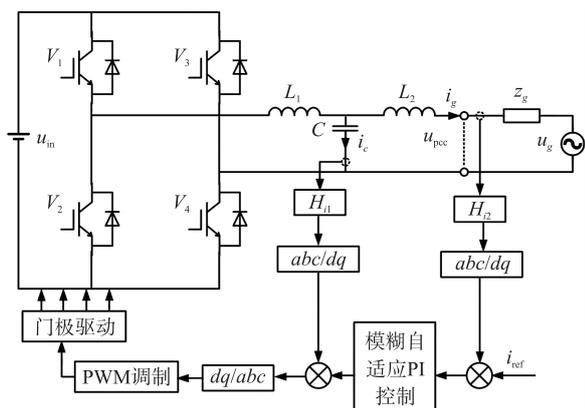


图 1 LCL 型并网逆变器主拓扑及其控制结构图

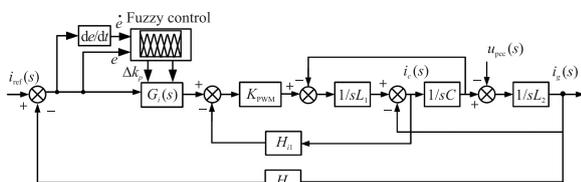


图 2 控制框图

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

式中:

$$\begin{cases} K_p = K_{p0} + \Delta k_p \\ K_i = K_{i0} + \Delta k_i \end{cases}$$

K_{p0}, K_{i0} 为 PI 控制器的初始参数, 其中 K_{p0}, K_{i0} 为 PI 控制器的初始参数, 本文取 $K_{p0} = 0.1, K_{i0} = 1, \Delta k_p$ 与 Δk_i 为 K_p, K_i 的调整量。本文采用二维模糊控制器, 以参考电流 i_{ref} 与入网电流 i_g 的偏差 e 及偏差变化率 \dot{e} 作为模糊控制器的输入量, 以 PI 控制器参数 K_p 及 K_i 的变化量 Δk_p 与 Δk_i 作为输出量。

电流偏差 e 及偏差变化率 \dot{e} 与 $\Delta k_p, \Delta k_i$ 整定规则根据经验建立, 主要考虑 PI 控制器参数对稳定性、动态性能及稳态性能的影响。

① 电流偏差 e 较大时, 为快速消除偏差, 提高系统响应速度, K_p 取较大值, K_i 取较小值或零; 随着偏差 e 的减小, 为了防止超调过大而产生振荡, K_p 值应该逐渐减小, K_i 取较小值; 偏差 e 很小时, 为消除静态误差, 避免系统在参考值附近产生振荡, K_p 值应继续减小, K_i 值不变或取大一点。

② 电流偏差变化率 \dot{e} 越大, K_p 取值越小, K_i 取值越大。

③ 当电流偏差 e 与偏差变化率 \dot{e} 同号时, 说明入网电流在朝偏离参考电流的方向变化, 控制作用应加强, 使偏差朝减小趋势变化, 应取较小的 K_i ; 当 e 与 \dot{e} 异号时, 说明入网电流朝接近参考电流的方向变化, 电流偏差 e 较大时, 取较小的 K_p 以加快控制的动态过程。模糊控制规则表如表 1 所示。

表 1 $\Delta k_p, \Delta k_i$ 模糊控制规则表

$\Delta k_p \mid \Delta k_i$	\dot{e}						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB NB	PB NB	PM NB	PM NM	PS NM	PS ZO	ZO ZO
NM	PB NB	PB NB	PM NM	PM NM	PS NS	ZO ZO	ZO ZO
NS	PM NM	PM NM	PM NS	PS NS	ZO ZO	NS PS	NM PS
ZO	PM NM	PS NS	PS NS	ZO ZO	NS PS	NM PS	NM PM
PS	PS NS	PS NS	ZO ZO	NS PS	NS PS	NM PM	NM PM
PM	ZO ZO	ZO ZO	NS PS	NM PM	NM PM	NM PB	NB PB
PB	ZO ZO	NS ZO	NS PS	NM PM	NM PB	NB PB	NB PB

偏差 e 、偏差变化率 \dot{e} 以及输出量 $\Delta k_p, \Delta k_i$ 均选取 7 个模糊子集: 负大 (NB)、负中 (NM)、负小 (NS)、零 (ZO)、正小 (PS)、正中 (PM)、正大 (PB), 模糊论域均取为 $[-6, 6]$, 输入输出隶属度函数均取为三角形函数。

对图 2 进行等效变换,可得图 3,进一步变换为图 4。

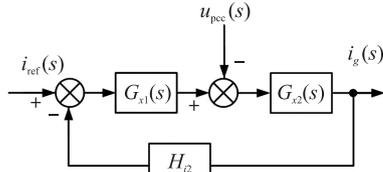


图 3 等效变换图

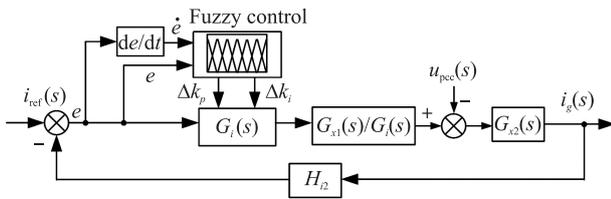


图 4 模糊自适应 PI 控制器结构图

其中

$$G_{x1}(s) = \frac{K_{PWM}}{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} + 1} G_i(s) \quad (2)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} + 1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s(L_1 + L_2)} \quad (3)$$

L_1 、 L_2 、 C 为 LCL 滤波器参数, K_{PWM} 为调制系数。逆变器环路增益为

$$T(s) = G_{x1}(s) G_{x2}(s) H_{i2}(s) \quad (4)$$

国家并网标准规定,短路比小于 10 的电网可称之为弱电网,传输线路阻抗计算^[14]为:

$$L_g = \frac{u_g}{SCR \times 2\pi \times f \times i_g} \quad (5)$$

式中: f 为电网频率, u_g 为电网电压, i_g 为入网电流。

当 $SCR = 10$ 、 $i_g = 50 \text{ A}$ 时, $L_g = 1.4 \text{ mH}$ 。如图 5 所示,在低网络阻抗条件下,即 $SCR > 10$ 时,随着 L_g 的增大,相位裕度逐渐减小,但能够满足稳定裕度的要求,但当 $L_g = 1.4 \text{ mH}$ 时,并网逆变器稳定裕度下降为 9° ,已经远小于并网逆变器对稳定裕度的要求。由此可见,模糊自适应 PI 控制只能在低网络阻抗下保证系统具有较好的稳定性,当网络阻抗较大

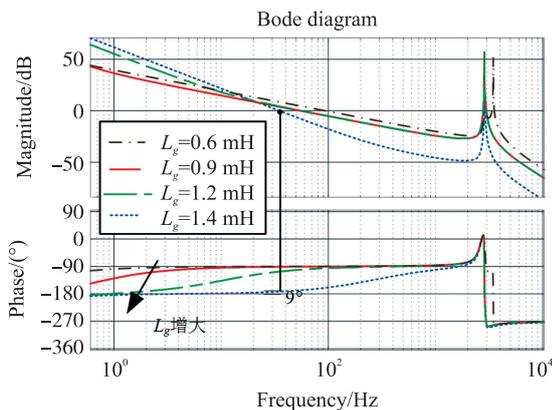


图 5 不同阻抗下并网逆变器稳定裕度

时,模糊自适应 PI 控制由于调节能力有限,稳定裕度不足,系统稳定性变差,甚至失去稳定性。

2 逆变器串联阻抗校正方法

为了提高模糊自适应 PI 控制在高网络阻抗下的稳定裕度,采用串联虚拟阻抗的方法。为了分析方便,对逆变器输出阻抗进行等效。

根据图 3 及式(4),入网电流可表示为

$$i_g = \frac{1}{H_{i2}} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot i_{ref}(s) - \frac{G_{x2}}{1+T(s)} \cdot u_{pcc}(s) \quad (6)$$

令

$$i_s(s) = \frac{1}{H_{i2}} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot i_{ref}(s) \quad (7)$$

$$Z_{inv} = \frac{1+T(s)}{G_{x2}(s)} \quad (8)$$

根据式(6)~式(8),可将逆变器等效为电流源 i_s 与输出阻抗 Z_{inv} 的并联,如图 6 所示。

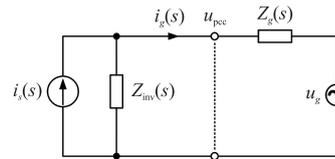


图 6 逆变器输出阻抗等效图

由图 6 可将并网电流表示为

$$i_g = \frac{Z_{inv}(s)}{Z_{inv}(s) + Z_g(s)} i_s(s) - \frac{1}{Z_{inv}(s) + Z_g(s)} u_g(s) = \left[i_s(s) - \frac{u_g(s)}{Z_{inv}(s)} \right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_g(s)}{Z_{inv}(s)}} \quad (9)$$

令

$$H_1 = i_s(s) - \frac{u_g(s)}{Z_{inv}(s)} \quad (10)$$

$$H_2 = \frac{1}{1 + \frac{Z_g(s)}{Z_{inv}(s)}} \quad (11)$$

系统的稳定性取决于 H_1 与 H_2 两部分,由于 H_1 只与逆变器本身有关,可将 H_1 的相位裕度视为定值,因此只需根据 H_2 来判别系统是否稳定。要保证并网逆变器的稳定性,需要满足以下两个条件:

- ① 并网逆变器在线路阻抗 $Z_g = 0$ 时稳定;
- ② 保证 $1 + Z_g/Z_{inv} = 0$ 稳定。

条件 1 可以通过对逆变器的参数设计来满足,条件 2 可利用频率稳定判据进行分析,即在 Z_g 与 Z_{inv} 相交频率 ω 处,系统的相位裕度 $PM > 0$ 。相交频率处系统相位裕度 PM 的计算公式为

$$PM = 180^\circ - [\arg(Z_g(j\omega)) - \arg Z_{inv}(j\omega)] \quad (12)$$

由式 (12) 可知, 要提高系统的稳定裕度, 需要提高 Z_{inv} 的相位, 而串联阻抗校正可有效提高 Z_{inv} 的相位裕度, 串联 Z_{o3} 后逆变器等效输出阻抗如图 7 所示。此时逆变器等效输出阻抗为

$$Z = Z_{inv} + Z_{o3} \quad (13)$$

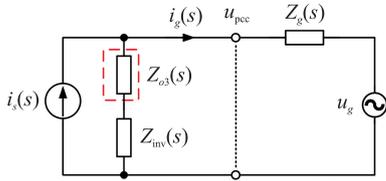


图 7 串联阻抗校正等效电路

逆变器等效输出阻抗在大部分频段表现为阻容性, 如图 8 所示, 因此可对其串联阻感性阻抗 Z_{o3} , 将逆变器输出阻抗从阻容性校正为阻感性, 串联校正后等效输出阻抗 Z 的相位即可远超前于 Z_{inv} 。

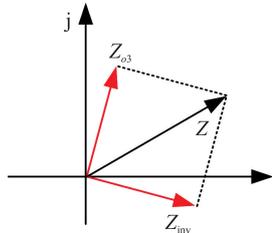


图 8 阻抗矢量图

其中

$$Z_{o3} = L_{o3}s + R_3 \quad (14)$$

Z_{inv} 可以表示为:

$$Z_{inv} = \frac{K_{PWM} \times \frac{K_p s + K_i}{s} H_{i2} + s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s(L_1 + L_2)}{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} + 1} = \frac{K_{PWM} (K_p s + K_i) H_{i2} + s^4 L_1 L_2 C + s^3 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s^2 (L_1 + L_2)}{s^3 L_1 C + s^2 C H_{i1} K_{PWM} + s} = \frac{s^4 L_1 L_2 C + s^3 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s^2 (L_1 + L_2) + K_{PWM} K_p s + K_{PWM} K_i H_{i2}}{s^3 L_1 C + s^2 C H_{i1} K_{PWM} + s} \quad (15)$$

对上式进一步的整理可得:

$$Z_{inv} = \frac{s^4 a_1 + s^3 a_2 + s^2 a_3 + s a_4 + a_5}{s^3 b_1 + s^2 b_2 + s} \quad (16)$$

其中:

$$a_1 = L_1 L_2 C, a_2 = L_2 C H_{i1} K_{PWM}, a_3 = L_1 + L_2, a_4 = K_{PWM} K_p, a_5 = K_{PWM} K_i H_{i2}, b_1 = L_1 C, b_2 = C H_{i1} K_{PWM}$$

则

$$Z_{inv}(s) + Z_{o3}(s) = \frac{s^4 a_1 + s^3 a_2 + s^2 a_3 + s a_4 + a_5}{s^3 b_1 + s^2 b_2 + s} + L_{o3} s =$$

$$\frac{s^4 a_1 + s^3 a_2 + s^2 a_3 + s a_4 + a_5}{s^3 b_1 + s^2 b_2 + s} + \frac{s^4 b_1 L_{o3} + s^3 b_2 L_{o3} + s^2 L_{o3}}{s^3 b_1 + s^2 b_2 + s} = \frac{s^4 (a_1 + b_1 L_{o3}) + s^3 (a_2 + b_2 L_{o3}) + s^2 (a_3 + L_{o3}) + s a_4 + a_5}{s^3 b_1 + s^2 b_2 + s} \quad (17)$$

令

$$\tan(\angle Z_{inv}(j\omega) + \angle Z_{o3}(j\omega)) = m \quad (18)$$

计算得

$$L_{o3} = \frac{\omega^7 a_1 b_1 - m \omega^6 (-a_2 b_1 + a_1 b_2) - \omega^5 (-a_2 b_2 + a_1 + a_3 b_1)}{-\omega^7 b_1^2 - \omega^5 b_2^2 + 2 \omega^5 b_1 - \omega^3} + \frac{-\omega^4 [m(a_2 - a_3 b_2) - a_4 b_1] - \omega^3 (-a_3 - a_5 b_1 + m a_4 b_2)}{-\omega^7 b_1^2 - \omega^5 b_2^2 + 2 \omega^5 b_1 - \omega^3} + \frac{\omega^2 (a_4 - m a_5 b_2) - \omega a_5}{-\omega^7 b_1^2 - \omega^5 b_2^2 + 2 \omega^5 b_1 - \omega^3} \quad (19)$$

考虑到串联虚拟阻抗应在电网较弱的情况下设计, 取 SCR=3, 则 $L_g=4.6$ mH。由图 8 可知, L_3 越大, Z_{inv} 的相位提升越明显, 因此串联纯感性阻抗最有利于提升系统的相位裕度。取相位裕度 $PM=45^\circ$ 计算 L_{o3} 取值为 4.3 mH。从图 9 可知, 通过串联阻抗 Z_{o3} , 系统在相交频率处的相位裕度得到有效提高, 从 $PM_2=12.2^\circ$ 提高至 $PM_1=46.8^\circ$, 满足了 $PM>45^\circ$ 的要求。

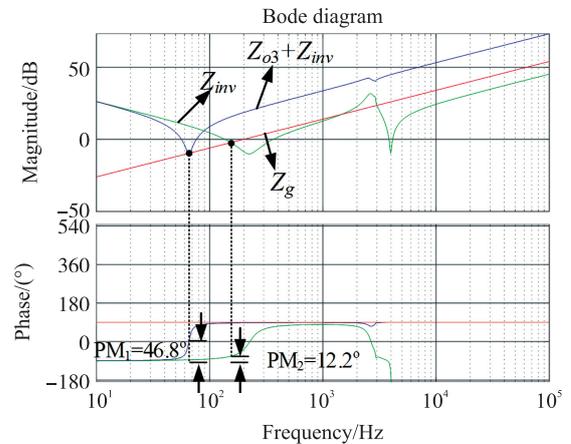


图 9 串联阻抗校正伯德图

对图 3 进行等效变换, 虚线框内为逆变器等效输出阻抗的倒数, 实线框内为所需串联的虚拟阻抗, 串联虚拟阻抗 Z_{o3} 后系统等效控制框图如图 10 所示。

为了使控制更加方便, 将虚拟阻抗作用点前移至占空比 d_y 处, 可得图 11。

由以上分析可知, 模糊控制可有效提高高低网络

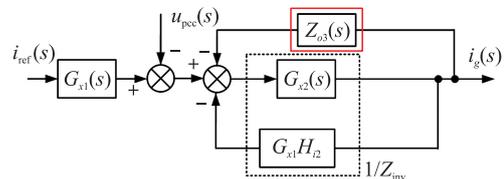


图 10 虚拟阻抗控制框图

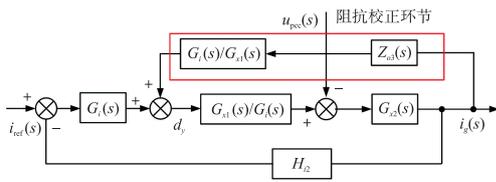


图 11 阻抗校正后模糊自适应 PI 控制框图

阻抗下并网逆变器的稳定性,但在高网络阻抗条件下,模糊自适应 PI 控制无法满足系统稳定裕度要求,而串联阻抗校正可有效提高较大网络阻抗下系统的稳定裕度,使模糊自适应 PI 控制在全频段都有较大的稳定裕度,有效提高了模糊自适应 PI 控制对弱电网的适应性。

3 仿真与实验验证

为了验证本文理论分析的有效性和合理性,利用 MATLAB/Simulink 软件搭建仿真模型,主要参数见表 2。

表 2 系统参数表

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	500
电网电压 u_g/V	220
LCL 逆变侧电感 $L_1/\mu H$	360
LCL 电网侧电感 $L_2/\mu H$	300
LCL 电容 $C/\mu F$	10
系统采样频率 f_k/kHz	10
电网频率 f/Hz	50
并网电流采样系数 H_{12}	0.15

3.1 仿真分析

强电网下 PI 控制和模糊自适应 PI 控制电流波形图如图 12 所示,PI 控制需要经过 7 个周期才可达到稳定状态,而模糊自适应 PI 控制只需 5 个周期,由仿真结果可知模糊自适应 PI 控制相较于传统 PI 控制具有更好的动态响应能力。

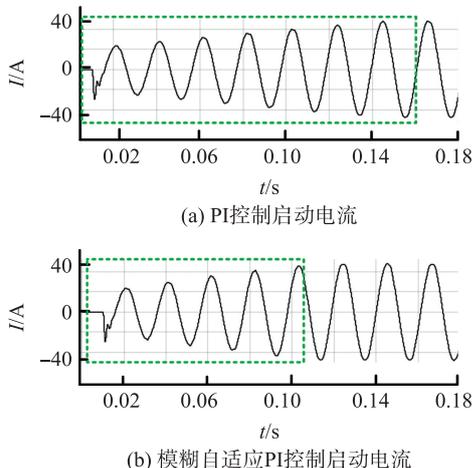


图 12 启动阶段对比图

入网电流的质量不仅与控制器性能有关,还与耦合点的谐波等有关, d 轴电流为控制器输出量,通过观测 d 轴电流可直接判断控制器是否稳定;入网电流质量也受控制器性能的影响,通过观测入网电流质量也可反映出控制器的性能。因此可通过观测 d 轴电流与入网电流,来判断所设计控制器的性能是否稳定。

图 13 为在模糊自适应 PI 控制下切换网络阻抗时入网电流波形图,在 0.5 s 前并网逆变系统在强电网下运行,在 0.5 s 时投入 $L_g = 4.6$ mH 的电感,从图 13(a)可以看出,强电网下 d 轴电流近似为一条直线,投入 L_g 后, d 轴电流出现幅值约 25 A 的震荡,系统严重不稳定。图 13(b)为入网电流波形图,可以看出,投入线路电感后电流发生严重畸变。

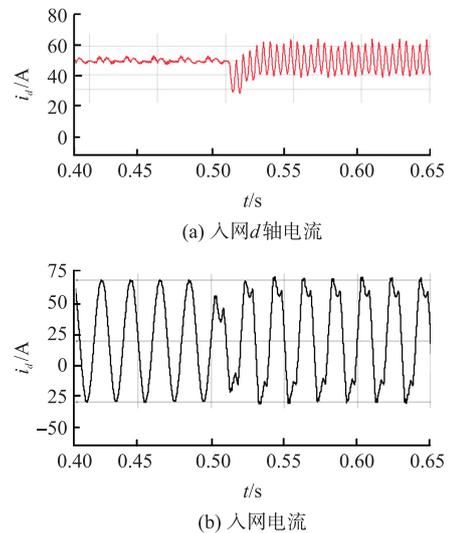


图 13 高网络阻抗下入网电流波形图

图 14 为经过阻抗校正后入网电流波形图,在 0.5 s 前并网逆变系统在强电网下运行,在 0.5 s 时投入 $L_g = 4.6$ mH 的电感,从图 14(a)可以看出,经过

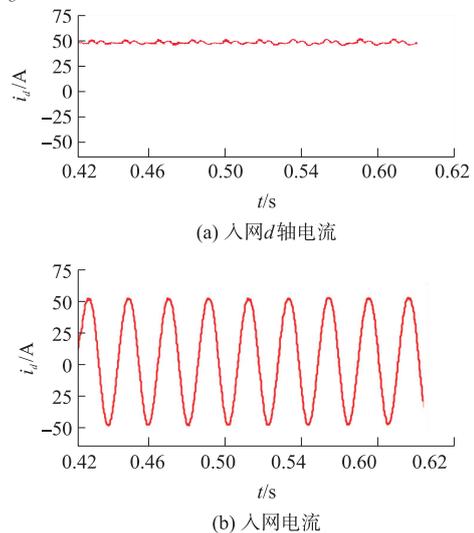


图 14 串联阻抗校正后入网电流波形图

串联阻抗校正, d 轴电流依旧为一条直线, 系统保持稳定。从图 14(b) 可以看出, 入网电流经过串联阻抗校正后不发生畸变, 入网电流质量良好。

3.2 实验验证

为了进一步验证所用方法的有效性, 搭建 1 kW 实验平台如图 15 所示, 控制芯片采用 TMSF28335 型 DSP, 驱动芯片采用 HCPL-3120, 隔离芯片采用 WRB1205S-3WR2, 开关管采用 CSD19535。

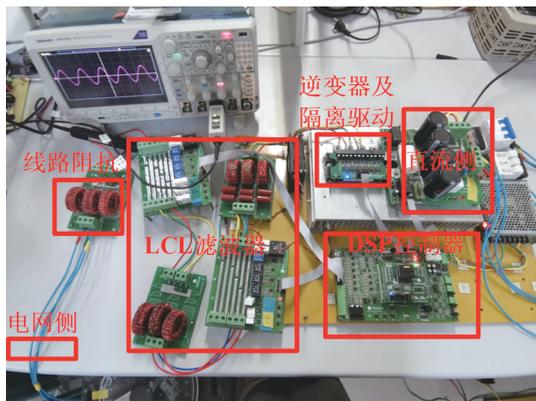


图 15 实验平台

为了使阻抗校正效果更加直观, 采用 DSP 的 DAC 功能将 d 轴电流进行输出, 但由于 DAC 功能无法直接输出电流大小, 因此将 d 轴电流等比例转化为电压, 其中 1 V 电压对应 25 A 电流, 如图 16 所示。

由图 16 可以看出, 串联 $L_g = 4.6$ mH 网络阻抗后, d 轴电流出现约 1 V 的幅值波动, 即约 25 A 左右的电流波动, 系统失去稳定, 且入网电流发生严重畸变。

经过串联阻抗校正后入网电流波形如图 17 所示, 在 0.1 s 时投入 $L_g = 4.6$ mH 的电感。从图 17(a) 可以看出, 经过阻抗校正后, d 轴电流经过些许波动

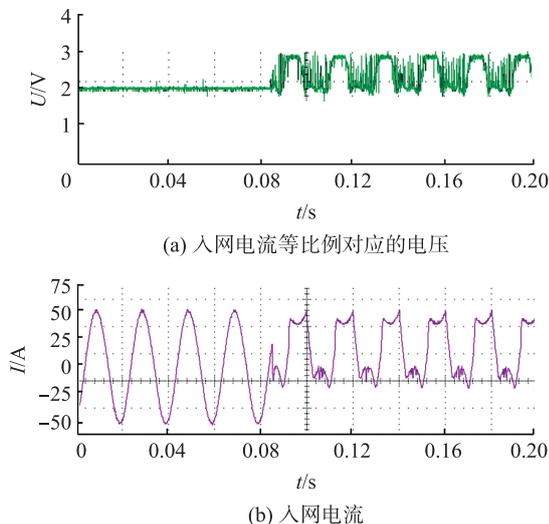


图 16 高网络阻抗下入网电流实验波形

后仍旧为一条直线, 系统保持稳定状态, 且阻抗校正后, 入网电流质量良好。

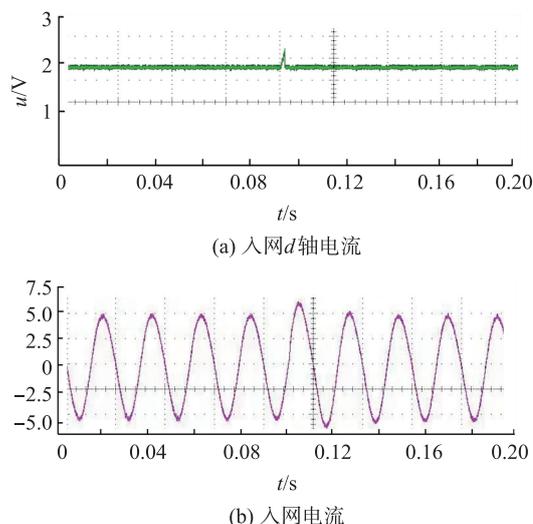


图 17 串联阻抗校正后入网电流实验波形

4 结论

网络阻抗严重影响着并网逆变器性能, 模糊自适应 PI 控制在低网络阻抗条件下能够较好地保证系统的稳定运行, 但在高网络阻抗条件下, 模糊自适应 PI 控制无法满足系统稳定裕度要求, 甚至造成并网逆变器失稳。因此, 本文采用了串联阻抗校正的方法, 仿真及实验结果表明在高网络阻抗条件下, 即 $L_g = 4.6$ mH 时, 模糊自适应 PI 控制震荡可达 25 A, 系统发生严重不稳定, 而所提方法有效消除了模糊自适应 PI 控制的震荡, 大幅度提升了并网逆变系统的稳定裕度, 保证了高网络阻抗下系统的稳定运行。

参考文献:

- [1] 姚鑫, 罗晓曙, 廖志贤, 等. 光伏并网逆变器模糊准 PR 控制仿真研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(19): 86-91.
- [2] 宋新甫, 于国康, 孟高军, 等. 基于改进重复控制和模糊 PI 自整定的并网逆变器设计[J]. 可再生能源, 2020, 38(2): 245-251.
- [3] 张维轩, 方宇, 叶融, 等. 可逆三相变换器电压外环双模糊 PI 控制器研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(3): 125-129.
- [4] 胡晓青, 程启明, 王映斐, 等. 基于自整定 Fuzzy-PI 控制的电流跟踪型光伏并网逆变器[J]. 太阳能学报, 2013, 34(6): 959-966.
- [5] 吴忠强, 庄述燕, 马宝明, 等. 基于逆系统方法的并网逆变器自适应模糊滑模控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 1-7.
- [6] 江玮, 刘鸣, 陈瑶琴, 等. 基于模糊 PI 和重复控制的逆

- 变器复合控制研究[J]. 电子器件, 2020, 43(6): 1273-1277.
- [7] 张学广, 伏思达, 付志超, 等. 弱电网下基于电压扰动补偿的并网变换器改进控制方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(18): 137-144.
- [8] 李明, 张兴, 郭梓暄, 等. 弱电网下基于 D 分割法的逆变器 PI 参数设计及稳定域分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(15): 139-147.
- [9] Liu Z, Liu J J, Bao W H, et al. Infinity-Norm of Impedance-Based Stability Criterion for Three-Phase AC Distributed Power Systems with Constant Power Loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3030-3043.
- [10] Fang J Y, Li H C, Tang Y, et al. Distri-Buted Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8488-8499.
- [11] Cespedes M, Sun J. Impedance Shaping of Three-Phase Grid-Parallel Voltage Source Converters [C]// Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Orlando, FL, USA, IEEE, 2011: 754-760.
- [12] 赵启明, 徐国祥, 王煜伟, 等. 基于模糊自适应 PI 策略的并网逆变器死区补偿[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(7): 94-99.
- [13] 徐志英, 许爱国, 谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
- [14] 孙华东, 徐式蕴, 许涛, 等. 新能源多场站短路比定义及指标[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 497-506.



周超红(1997—),女,山东省人,主要研究方向为弱电网条件下并网逆变技术;



王素娥(1973—),女,陕西省人,主要研究方向为新能源逆变并网技术, 296579923@qq.com。