

基于改进 PR 控制器的新能源并网检测平台设计

赵爽, 刘飞, 孙建军, 查晓明

(武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 提出一种新能源并网检测平台, 用于并网逆变器的性能检测。该平台采用背靠背式 PWM 变换器的电路拓扑结构, 整流器采用基于 LC 滤波的三相整流器, 逆变器采用三个 H 桥逆变器, 分别发生三相电压。检测平台采用电压电流双环控制策略, 能够模拟电网电压幅值跌落、三相不平衡、电压谐波及频率偏差等电能质量实际运行情况。为提高输出电压稳态精度, 提出一种基波和谐波分开控制的改进的 PR 控制器, 应用于逆变器的控制系统, 通过极点配置的方式进行控制参数设计。实验验证了该方法的有效性和可行性。

关键词: 电压扰动; 逆变器; 谐波; 谐振; 控制

Parameter design of testing platform for new energy grid connected devices based on improved PR controller

ZHAO Shuang, LIU Fei, SUN Jianjun, ZHA Xiaoming

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: In order to test the performance of grid-connected inverters, a testing platform is proposed, which takes back to back PWM converter as its circuit topology. The rectifier side adopts a three-phase voltage LC rectifier and the inverter side takes three single-phase H-bridge inverters to output three-phase voltage separately. The testing platform can simulate various power quality conditions such as voltage sags, three-phase imbalance, voltage harmonics and frequency offset, etc. To improve the dynamic response, voltage and current double-loop control strategy is adopted. A modified PR controller is proposed to improve the control static accuracy. The control parameters are designed through pole assignment method. The validity and feasibility of the proposed method is demonstrated via experimental results.

Key words: voltage disturbance; inverter; harmonics; resonance; control

中图分类号: TM619 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)16-0118-08

0 引言

以光伏为代表的新能源的大规模应用, 促进了新能源市场的繁荣^[1]。目前市面上存在着各种各样的并网逆变器, 然而对应的性能检测装置却很少, 买家在购买产品时, 很难对产品性能进行准确的评估。

并网逆变器通常工作在额定电压条件下, 然而电网中可能因为发生故障而导致电能质量不达标^[2]。根据国家电网公司企业标准 Q/GDW 617-2011《光伏电站接入电网技术规定》, 并网逆变器应能够在各种电网工况条件下按照要求动作。目前常见的电网工况, 包括电压暂降、频率偏差、电压闪变、谐波等等^[3-4], 要对并网逆变器进行性能评估, 就需要在实验室条件下复现各种电网工况。

通常把能够按照要求调节输出电压, 发生上述

电网工况的设备称为电压扰动平台, 其通常采用背靠背式变流器作为主电路结构, 基本工作原理如图 1 所示。该扰动平台一侧接入三相交流电源, 为扰动平台供电, 另外一侧接入待测试的新能源接入设备。通过在逆变侧产生电压扰动, 观察新能源接入设备在各种电压工况下的运行状态。可以为光伏逆变器、风能逆变器、燃料电池逆变器等提供性能检测。

文献[5]中提出一种适用于 10 kV 电压等级的新型多功能电压扰动发生器的拓扑结构及其控制算法, 采用 H 桥级联的拓扑结构, 精度较高。

对于背靠背式电路的电压扰动平台, 由逆变器根据信号产生所需模拟的电网故障波形, 因此其性能主要由逆变器决定。

传统的电压电流双环 PI 控制具有算法简单和可靠性高的特点, 因此被广泛应用于工业过程控制,

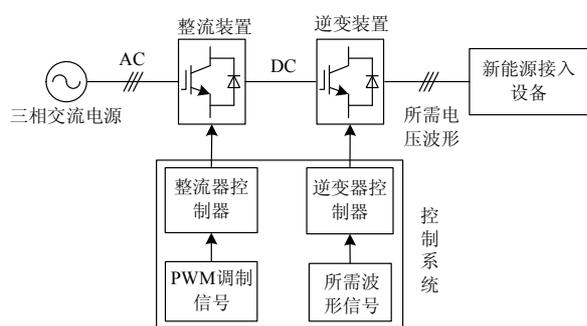


图 1 检测平台的工作原理

Fig. 1 Working principle of the testing platform

但常规的 PI 控制对正弦的参考电流却难以达到理想的控制效果^[6]。如果采用旋转坐标系下的 PI 控制, 则控制复杂, 而且在模拟电网谐波时, 很难满足要求。文献[7]中提出了一种新能源并网检测平台, 其逆变侧采用了外环 P、内环 PR 控制的双环控制策略, 且没有给出控制参数设计方法。在实际测试中, 文献[7]的控制策略存在如下问题: 因为外环采用 P 控制器, 输出电压会有一定静差, 尤其是在需要发生基波+谐波时, 谐波精度往往不够^[8]; 同时因为内环响应速度较快, 通常只需要采用比例控制器即可, 采用 PR 控制器, 会使控制系统设计更加复杂。

文献[9]中提出一种采用 PIR 控制环的电流谐波控制方法, 其在电流环中并联谐振控制器的结构, 以抑制电流谐波分量, 应用在电流型逆变器中可以达到较好的控制效果^[10]。

文献[11]中利用比例复数积分控制器(PCI)在给定频率处具有无穷大增益的特性, 实现对信号的无静差控制, 其性能在 APF 中得到了验证。文献[12]中提到一种谐波控制方法, 将信号通过旋转变换后输入 PIR 控制器中, 谐振控制器保证特定谐波的无静差控制, PI 控制器则保证其他次谐波的控制, 实验验证该种控制方式在电压型逆变器上性能较好。然而, PIR 控制器包含比例环节、积分环节和谐振环节, 对直流叠加交流的信号有较高跟踪精度, 然而在控制多种交流量叠加的情况时, 需要采用旋转变换将基波变换为直流量。因此当基波频率偏移时, 旋转变换后的基波不为直流量, 积分控制对其控制精度不够, 不适用于新能源检测平台中。文献[13]中通过仿真和实验对比分析了低通和带通 PR 控制器的性能。

针对上述问题, 本文提出了一种适用于并网逆变器性能检测的电压扰动平台。该种电压扰动平台采用背靠背式变流器作为主电路结构, 为减小运行时对电网的影响, 整流侧采用带 LC 滤波器的三相

半桥式整流器, 其作用是为逆变侧提供稳定的直流电压, 并且提供能量回馈通道; 逆变侧为三个单相 H 桥逆变器, 分别发生三相电压; 逆变侧输出端通过一三相组式变压器与负载相连, 变压器的作用在于避免逆变器桥臂间短路。

对于该种拓扑结构, 提出了外环使用改进 PR 控制, 内环使用比例控制的双环控制策略。

改进 PR 控制是在传统 PR 控制的基础上又增加了一个准谐振环节。传统 PR 控制器为比例环节和谐振环节组成, 如图 2 所示。改进 PR 控制器有一个准谐振控制环节和一个谐振环节, 可以同时基波和谐波进行分开跟踪和补偿, 在模拟基波+谐波故障时, 其输出精度较高。同时相比于传统 PR 控制, 准谐振环节带宽较宽, 在模拟基波频率偏移时, 仍然能达到较高的稳态精度。最后采用极点配置的方式对改进控制系统参数进行了设计。实验验证了该方案的有效性。

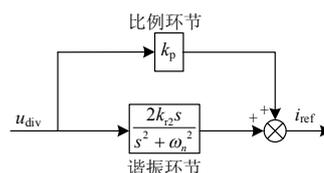


图 2 传统 PR 控制器结构

Fig. 2 Structure of the traditional PR controller

1 主电路结构及数学模型

1.1 检测平台的主电路结构

本平台采用的电路拓扑结构如图 3 所示, 主功率回路包括如下结构: 三相半桥式 PWM 整流器、直流稳压电容 C_{dc} 、三相全桥式 PWM 逆变器 H1-H3、输出侧隔离变压器。

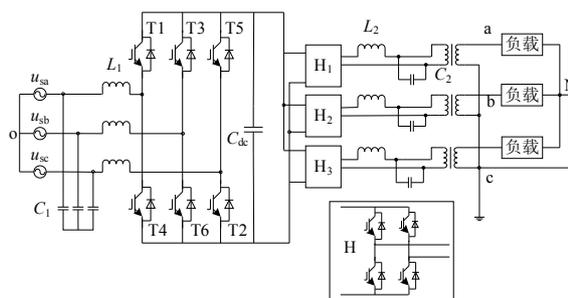


图 3 检测平台的主电路结构

Fig. 3 Main circuit of the testing platform

为减小检测平台的交流侧对电网的影响, 整流侧为一带 LC 滤波器的 PWM 整流器, 能有效减小运行时电网侧电流谐波, 同时可以实现能量双向流动。

检测平台的逆变侧需要根据指令信号发生电压

环, 其带宽较宽, 可以用参数 ω_c 设定合适的带宽, 以提高系统抗电网频率波动的能力, 保证了检测平台在模拟电压频率偏差时, 控制器仍然对指令信号有较高增益^[17]; 谐振控制环节传递函数的谐振频率会随着指令而变化, 保证逆变器在模拟电网中高次谐波时, 对该次谐波信号有无穷大增益, 实现无静差控制。

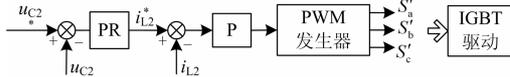


图 7 单相 H 桥逆变器的控制系统

Fig. 7 Control system of the single-phase inverter

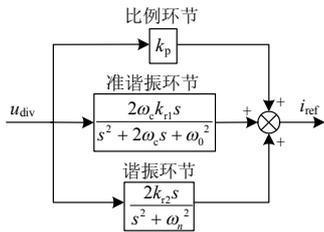


图 8 改进的 PR 控制器结构

Fig. 8 Structure of the Improved PR controller

3.2 系统模型分析

控制框图如图 9 所示。

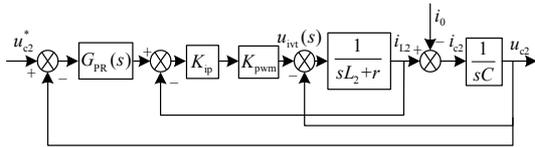


图 9 双环控制系统框图

Fig. 9 System block diagram of double-loop control

图中, u_{c2}^* 为电压指令信号, 当需要模拟电网谐波时, 电压指令信号为

$$u_{c2}^* = A \sin(\omega_0 t) + B \sin(\omega_n t) \quad (3)$$

式(3)中, ω_0 和 ω_n 分别为电网电压基波频率和所需模拟的谐波频率。根据图 9 所示的系统框图, 可以得到系统的传递函数为

$$U_{c2}(s) = \frac{G_{PR}(s)K_{ip}K_{pwm}}{L_2 C_2 s^2 + [K_{ip}K_{pwm} + r]C_2 s + G_{PR}(s)K_{ip}K_{pwm} + 1} U_{c2}^*(s) - \frac{[(r + L_2 s)K_{ip}K_{pwm}]}{L_2 C_2 s^2 + [K_{ip}K_{pwm} + r]C_2 s + G_{PR}(s)K_{ip}K_{pwm} + 1} I_0(s) \quad (4)$$

式中: K_{ip} 为内环比例控制器的比例系数; G_{PR} 为 PR 控制器传递函数

$$G_{PR}(s) = K_{op} + \frac{2K_{r1}s}{s^2 + \omega_n^2} + \frac{2K_{r2}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5)$$

分析式(5)可知准谐振控制器在基波频率 ω_0 处的增益较大, 在 ω_n 处增益较小; 而谐振控制器在所需模拟的谐波频率 ω_n 处的增益趋于无穷大, 在 ω_0 处增益较小。将式(5)代入式(4)可知, 在 ω_0 和 ω_n 处, 式(4)的第一项近似为 u_{c2}^* , 第二项趋于 0, 此时, 有 $u_{c2} = u_{c2}^*$ 。因此相比于 PI 控制器, 改进 PR 可以实现无静差控制^[18], 而谐振控制器和准谐振控制器的截止频率差异较大, 不会出现互相干扰的情况。

4 逆变侧控制参数设计

4.1 内环参数设计

本文采用极点配置的方法设置控制参数。

由于谐振控制器主要控制谐波的发生, 准谐振控制器控制基波, 通常所发出的谐波次数较高, 准谐振控制器对其增益较小, 因此, 设计时可以主要考虑准谐振控制器对系统性能的影响。

如果直接进行极点配置, 则系统传递函数阶数较高, 不利于设计, 因此本文中首先设计内环比例控制器, 再综合设计外环控制参数。

由图 9 所示, 考虑到内环采样延时和变换器延时, 并忽略掉电感寄生电阻 r , 可以将内环描述为图 10 所示。

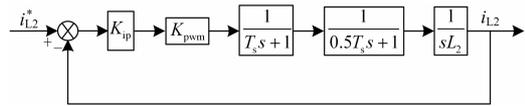


图 10 内环控制框图

Fig. 10 Control block of the inner-loop

其中, T_s 为 IGBT 的开关周期, 取内环采样周期为一个开关周期, 变换器延时为 0.5 个开关周期。因此, 开环传递函数为

$$G_{oi}(s) = k_{ip} K_{pwm} \frac{1}{Ls} \frac{1}{0.5T_s s + 1} \frac{1}{T_s s + 1} \quad (6)$$

将式(3)中的两个惯性环节分母合并, 由于 T_s 较小, 其 s^2 项的系数较小, 可以忽略, 因此, 内环开环传递函数为

$$G_{oi}(s) = \frac{K}{s^2 + s/1.5T_s} \quad (7)$$

其中,

$$K = \frac{k_{ip} K_{pwm}}{1.5T_s L} \quad (8)$$

按照典型 I 型系统的设计方法, 取 $\zeta = 0.707$, 则有

$$k_{ip} = \frac{L}{3T_s K_{pwm}} \quad (9)$$

本文中, L 取 0.5 mH, 开关频率 f_s 取 15 kHz, $K_{\text{PWM}}=375$, 则有 $K_{\text{ip}}=0.00667$, K_{ip} 已知, 将其代入系统的闭环传递函数, 由于分母的 s^2 项系数较小, 可以将其忽略掉, 可将电流内环的闭环传递函数简化为一惯性环节, 即

$$G_{\text{oi}}(s) = \frac{1}{3T_s s + 1} \quad (10)$$

4.2 准谐振控制器参数设计

将内环简化后, 考虑到外环的采样延时, 系统框图可以简化为图 11 所示。

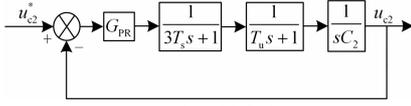


图 11 外环控制框图

Fig. 11 Control block of the outer-loop

图中, T_u 为外环采样延时, 通常取 3~10 个开关周期, 本文中取 $T_u = 7T_s$, 将外环采样延时环节和内环传递函数合并, 忽略其分母中的 s^2 项, 可以简化为图 12 所示。

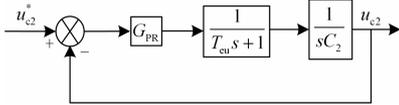


图 12 简化后的外环控制框图

Fig. 12 Simplified control block of outer-loop

其中, $T_{\text{eu}} = T_u + 3T_s$, 将 $G_{\text{PR}}(s) = K_{\text{op}} + \frac{2K_{\text{r2}}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}$ 代入其中, 并将系统闭环传递函数简化以后, 其特征方程可以写成式(11)形式。

$$D_1(s) = A_0 s^4 + A_1 s^3 + A_2 s^2 + A_3 s + A_4 \quad (11)$$

其中各项系数分别为

$$\begin{aligned} A_0 &= T_{\text{eu}} C_2 \\ A_1 &= 2\omega_c T_{\text{eu}} C_2 + C_2 \\ A_2 &= (100\pi)^2 T_{\text{eu}} C_2 + 2\omega_c C_2 + k_{\text{op}} \\ A_3 &= (100\pi)^2 C_2 + 2\omega_c (k_{\text{op}} + k_{\text{r2}}) \\ A_4 &= (100\pi)^2 k_{\text{op}} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, A_0 比较小, 可以将其忽略掉, 其余项可以极点配置的方式设计。

系统的动态响应性能, 稳定性主要由闭环极点在 S 平面的分布位置决定, 对于一个高阶系统, 其动态特性主要由闭环主导极点决定。如果能够根据系统所要求的动态性能指标确定闭环系统主导极点在 S 域的期望位置, 即 $s_{1,2} = -\zeta_r \omega_r \pm j\omega_r \sqrt{1 - \zeta_r^2}$, 其中, ζ_r 、 ω_r 分别为期望的阻尼比和自然振荡频率,

那么闭环非主导极点可以选取远离主导极点的位置, 即 $s_3 = -m\zeta_r \omega_r$, 其中 m 为正常数, 其取值越大, 则闭环系统越接近二阶系统, 其动态性能越由主导极点决定^[19]。由此得到满足动态性能指标的期望闭环系统特征方程为

$$D_r(s) = (s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2)(s + n_1 \zeta_r \omega_r) = s^3 + B_1 s^2 + B_2 s + B_3 \quad (13)$$

其中, 各项系数分别为

$$\begin{aligned} B_1 &= [2 + m]\zeta_r \omega_r \\ B_2 &= \omega_r^2 + 2m\zeta_r^2 \omega_r^2 \\ B_3 &= \omega_r^3 \end{aligned} \quad (14)$$

比较上面两式, 即可得到 PR 控制器各参数的计算公式。

$$\begin{cases} A_2 = B_1 A_1 \\ A_3 = B_2 A_1 \\ A_4 = B_3 A_1 \end{cases} \quad (15)$$

开关频率 $f_s = 15$ kHz, 根据截止频率和电感最大电流脉动设计 LC 低通滤波器参数, 计算得: 滤波电感 $L = 0.5$ mH, 滤波电容 $C_2 = 20$ μF 。取 $\zeta_r = 0.7$, $\omega_r = 1000$, $m = 12.5$, $K_{\text{PWM}} = 375$ 时, 求得准谐振环节各控制参数为: $K_{\text{op}} = 0.2$, $\omega_c = 15$, $K_{\text{r2}} = 995$ 。

4.3 谐振控制器分析

谐振控制器的作用是保证逆变器在输出高次谐波时的电压精度, 而通常谐波较小, 对整个系统影响不大, 所以可以单独对其进行参数设计。根据前面的计算可知, 可以将系统等效成如图 11 所示的结构。

将 $G_{\text{PR}}(s) = K_{\text{op}} + \frac{2K_{\text{r1}}s}{s^2 + \omega_0^2}$ 代入其中, 经简化后,

可以写出系统的闭环传递函数特征方程为

$$D_2(s) = C_0 s^4 + C_1 s^3 + C_2 s^2 + C_3 s + C_4 \quad (16)$$

其中各项系数分别为

$$\begin{aligned} C_0 &= T_{\text{eu}} C \\ C_1 &= C \\ C_2 &= \omega_n^2 T_{\text{eu}} C + k_{\text{op}} \\ C_3 &= \omega_n^2 C + 2k_{\text{r1}} \\ C_4 &= \omega_n^2 k_{\text{op}} \end{aligned} \quad (17)$$

由于 C_0 较小, 此时依然可以忽略掉 s^4 项。其中 k_{op} 、 ω_n 已知, 可以看出, 如果按照同样方法配置极点, 此时只有 k_{r1} 一个未知数, 却对应 3 个方程。

文献[19]中提到, 阻尼比 ζ_r 与自然频率即 ω_r 之间存在一一对应关系且变化趋势相反。因此本文中

给定合适的阻尼比, 选择自然频率 ω_r 和倍数 m 作为变量。则现在有三个未知数, 即 k_{r1} 、 ω_r 和 m , 对应三个方程

$$\begin{cases} C_2 = B_1 C_1 \\ C_3 = B_2 C_1 \\ C_4 = B_3 C_1 \end{cases} \quad (18)$$

以逆变器发 25 次谐波为例, 即 $\omega_n = 2500\pi$, 将 $K_{op} = 0.2$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $C = 20 \text{ mF}$, $\zeta_r = 0.7$, $K_{PWM} = 375$ 代入式 (16) 后, 求得各参数为: $K_{r1} = 3662$, $\omega_r = 1875$, $m = 18$ 。

5 实验验证

为了验证本文中所提出的新能源并网检测平台的有效性, 研制了如图 13 所示的试验样机。



图 13 试验样机

Fig. 13 Experimental prototype

样机的调制波由内部芯片调用函数发生, 采用 ARM 作为控制核心, FPGA 进行底层控制, 其基本参数如表 1 所示。

表 1 实验的电气与控制参数

Table 1 Electrical and control parameters for the experimental system

参数	取值
容量	100 kVA
输入线电压	380 V
直流侧电压	750 V
输出线电压	380 V
L_1	0.5 mH
C_1	20 μF
C_{dc}	0.12 F
L_2	0.5 mH
C_2	20 μF
IGBT 型号	FZ300R12KE3G
开关频率	12 kHz
内环比例 k_{ip}	0.006 67
外环比例系数 k_{op}	0.2
谐振环节增益 k_{r1}	3 600
准谐振环节增益 k_{r2}	1 000
准谐振自然频率 ω_r	15

在模拟电网谐波时, 给出调制信号分别为 220 V 基波叠加 2 次、13 次、16 次谐波, 通过 Elspec G4500 电能质量分析仪分析实验结果。

为了验证改进 PR 控制器效果, 先采用传统 PR 控制器做对比试验, 其输出结果如表 2 所示。

表 2 传统 PR 控制器的实验结果

Table 2 Result of the traditional PR controller

输出指令	L1/V	L2/V	L3/V	偏差
基波+2 次谐波 44 V	45.5	45.7	45.35	3.8%
基波+11 次谐波 20 V	23.1	23.14	23.19	16.0%
基波+17 次谐波 12 V	16.65	16.69	16.71	39.1%
基波+23 次谐波 9 V	17.61	17.93	17.70	99.2%

当采用改进 PR 控制器时, 其逆变侧输出电压如表 3 所示。

表 3 改进 PR 控制器的实验结果

Table 3 Result of the improved PR controller

输出指令	L1/V	L2/V	L3/V	偏差
基波+2 次 44.0 V 谐波	43.73	43.51	43.94	1.1%
基波+13 次 18.0 V 谐波	17.26	17.35	17.15	4.8%
基波+25 次 16.0 V 谐波	16.29	16.49	16.49	7.8%
基波+3 次 20 V+5 次 20 V+7 次 10 V	20.81	20.04	20.77	4.1%
	20.05	20.04	20.00	0.0%
	10.79	10.82	10.89	8.8%

采用改进 PR 控制器时, 输出波形如图 14 所示, 图 14 为基波叠加了谐波的实验波形。

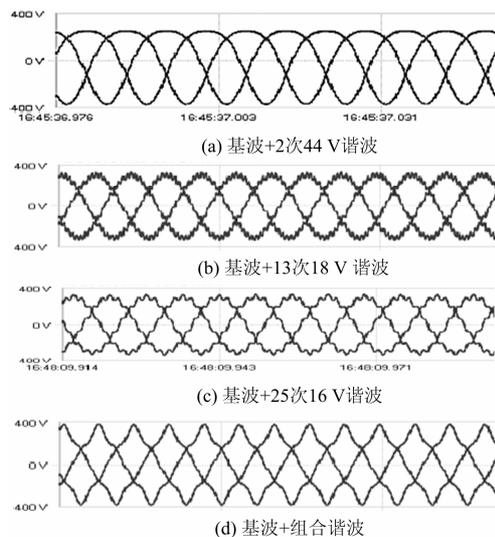


图 14 实验结果

Fig. 14 Results of experiment

图 14(a) 中叠加了幅值为 20 V 的五次谐波, 图 14(b) 中叠加了幅值为 20 V 的 19 次谐波。

根据表 2 和表 3 结果可知, 采用传统 PR 控制器时, 在发生高次谐波时, 输出结果不够精确, 误

差较大, 而改进 PR 控制器能有效解决这一问题。因此, 本文中所设计的检测平台, 能够精确产生所需的电网谐波, 为新能源并网设备提供性能检测。

6 结论

本文中提出了一种适用于并网逆变器性能检测的电压扰动平台。该种电压扰动平台采用背靠背式变流器作为主电路结构。为提高其输出谐波时的稳态精度, 针对检测平台的逆变器, 提出了一种改进的 PR 控制器, 该种 PR 控制器为一个比例控制器、谐振控制器、准谐振控制器并联, 对基波和谐波进行分开跟踪和补偿, 给出一种极点配置的方式计算其控制参数。实验证明该检测平台在模拟电网谐波故障时精度较高, 能够对并网逆变器提供性能检测。

参考文献

[1] LI Yong, SONG Jian, YANG Jie. Progress in research on the performance and service life of batteries membrane of new energy automotive[J]. Chinese Science Bulletin, 2012, 57(32): 4154-4158.

[2] 裴喜平, 郝晓弘. 基于对称分量估计的电压暂降特征量实时检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(11): 82-92.

PEI Xiping, HAO Xiaohong. A real-time detection method of the voltage sag characteristics based on symmetrical components estimation[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(11): 82-92.

[3] 朱桂萍, 王树民. 电能质量控制技术综述[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(19): 28-31.

ZHU Guiping, WANG Shumin. A review of power quality control technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(19): 28-31.

[4] 易桂平, 胡仁杰. 分布式电源接入电网的电能质量问题研究综述[J]. 电网与清洁能源, 2014, 30(6): 38-45.

YI Guiping, HU Renjie. Survey on the power quality question resultant from connection of distributed power generation to the grid[J]. Power System and Clean Energy, 2014, 30(6): 38-45.

[5] 赵波, 郭剑波, 周飞, 等. 新型多功能 10kV 电压扰动发生器的设计[J]. 电网技术, 2010, 34(7): 75-79.

ZHAO Bo, GUO Jianbo, ZHOU Fei, et al. Design of a novel multi-functional 10 kV voltage disturbance generator[J]. Power System Technology, 2010, 34(7): 75-79.

[6] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术

研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 24(16): 60-64.

ZHAO Qinglin, GUO Xiaoqiang, WU Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 24(16): 60-64.

[7] 丁凯, 赵爽, 夏勇军. 一种基于新能源接入的电压扰动检测平台研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(10): 46-48.

DING Kai, ZHAO Shuang, XIA Yongjun. Research on a detection platform of voltage disturbance based on new energy intergration[J]. Power Electronics, 2013, 47(10): 46-48.

[8] 王弋飞, 朱静, 李侠. 基于PI和重复控制的并网逆变器复合控制方案研究[J]. 高压电器, 2015, 51(7): 87-91.

WANG Yifei, ZHU Jing, LI Xia. Composite control scheme of grid-connecting converter based on PI and repetitive controllers[J]. High Voltage Apparatus, 2015, 51(7): 87-91.

[9] 龚文明, 孟岩峰, 胡书举, 等. 一种应用 PIR 控制器的双馈风力发电机组电流谐波控制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 95-103.

GONG Wenming, MENG Yanfeng. HU Shuju, et al. A method with PIR controller for the elimination of harmonic currents in a DFIG based wind power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 95-103.

[10] 韩莹, 陈维荣, 李奇, 等. 分布式电源并网逆变器谐波抑制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(9): 1-6.

HAN Ying, CHEN Weirong, LI Qi, et al. Harmonic suppression methods for grid-connected inverter of distributed generation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2014, 26(9): 1-6.

[11] 杨秋霞, 高金玲, 赵晔, 等. 有源电力滤波器的特定次谐波控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 40(3): 119-122.

YANG Qiuxia, GAO Jinling, ZHAO Ye, et al. Research on specific harmonic control strategy for active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 40(3): 119-122.

[12] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2006, 21(3): 836-841.
- [13] 郭小强, 邬伟扬, 赵清林, 等. 新型并网逆变器控制策略比较和数字实现[J]. 电工技术学报, 2007, 22(5): 111-116.
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin, et al. Comparative analysis and digital implementation of novel control strategies for grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(5): 111-116.
- [14] 李承, 林红, 杨红权. 基于三相全桥逆变器的DVR单周控制策略研究[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(6): 8-12.
LI Cheng, LIN Hong, YANG Hongquan. Study on one-cycle control of DVR based on three-phase full-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(6): 8-12.
- [15] 张宪平, 林资旭. LCL滤波的PWM整流器新型控制策略[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 74-77.
ZHANG Xianping, LIN Zixu. A novel control strategy for PWM rectifier with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 74-77.
- [16] 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.
- [17] 雷亚雄, 李建文, 李永刚, 等. 基于准PR调节器电流双闭环LCL三相并网逆变器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(12): 44-50.
LEI Yaxiong, LI Jianwen, LI Yonggang, et al. Control strategy of three-phase LCL grid-connected inverter based on quasi-PR adjuster[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(12): 44-50.
- [18] SONG B, KIM Y, CHA H, et al. Current harmonic minimization of a grid-connected photovoltaic 500 kW three-phase inverter using PR control[C] // Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, USA, 2011: 1063-1068.
- [19] 刘飞, 段善旭, 查晓明. 基于LCL滤波器的并网逆变器双环控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(增刊): 234-240.
LIU Fei, DUAN Shanxu, ZHA Xiaoming. Design of two loop controller in grid-connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(S): 234-240.
-
- 收稿日期: 2014-10-23; 修回日期: 2015-04-10
- 作者简介:
- 赵爽(1991-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为直流微电网、变流器控制拓扑结构以及控制策略; E-mail: shuang6397@126.com
- 刘飞(1977-), 男, 副教授, 主要研究方向为光伏发电、直流微电网、级联多电平;
- 孙建军(1975-), 男, 副教授, 主要研究方向为大功率电力电子技术应用及其研究、电能质量分析及治理。
- (编辑 葛艳娜)