

DOI: 10.7667/PSPC180477

# 非线性负载下的多变流器谐波电压补偿控制策略

许柳, 吕智林, 孟泽晨, 魏卿

(广西大学电气工程学院, 广西 南宁 530004)

**摘要:** 多变流器在接入非线性负载的情况下会引起电压畸变。为解决此问题, 提出一种谐波电压补偿的综合控制策略。首先, 采用虚拟同步发电机控制策略模拟同步发电机的外特性, 使逆变器具有惯性和阻尼特性。其次, 通过级联广义积分器构建谐波分离网络来提取相应的基波和谐波电流分量。紧接着结合虚拟阻抗构建基波处的感性虚拟阻抗去改善功率均分, 以谐波处的阻容性可变虚拟阻抗去改变系统的输出阻抗来补偿相应的谐波电压。然后, 在虚拟同步发电机的基础上采用多谐振电压控制器对输出电压的谐波进行抑制。最后, 对所提的综合控制策略进行仿真研究, 结果验证了所提策略在谐波电压补偿方面的正确性。

**关键词:** 多变流器; 谐波电压补偿; 虚拟同步发电机; 级联广义积分器; 虚拟阻抗; 谐波抑制

## Multi-converter harmonic voltage compensation control strategy under nonlinear loads

XU Liu, LÜ Zhilin, MENG Zechen, WEI Qing

(School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

**Abstract:** A multi-converter will cause voltage distortion when it is connected to nonlinear load. In order to solve this problem, a comprehensive control strategy of harmonic voltage compensation is proposed. First, a virtual synchronous generator control strategy is used to simulate the external characteristics of the synchronous generator, which makes the inverter have inertial and damping characteristics. Secondly, the cascaded generalized integrator is used to build harmonic separate network to extract the corresponding fundamental and harmonic current components. And then the inductive virtual impedance used at fundamental wave is combined to improve the average power, and the resistive and capacitive variable virtual impedance used at harmonics wave is employed to change the output impedance of the system to compensate for the harmonic voltage. Then, multi-resonant voltage controller is used to suppress the harmonics of the output voltage based on a virtual synchronous generator. Finally, the simulation of the proposed comprehensive control strategy is carried out. The results verify the correctness of the proposed strategy in harmonic voltage compensation under multi-converter.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61364027).

**Key words:** multi-converter; harmonic voltage compensation; virtual synchronous generator; cascaded generalized integrator; virtual impedance; harmonic suppression

## 0 引言

近年来, 随着能源等环境问题的日益严峻, 太阳能、风能、燃料电池等新能源的分布式发电系统以其绿色环保、灵活可靠、运行稳定等优点受到广泛关注<sup>[1-3]</sup>。分布式发电系统一般工作在并网的模式下, 但是当大电网出现故障或者在偏远的地区, 分布式发电系统必须具有离网运行能力。此时系统输

出电能质量易受到负载特性的影响。若出现非线性负载, 分布式发电系统的输出电压就会出现谐波, 从而影响电能质量。

微电网在离网的状态下需要多台逆变器并联运行, 同时为负荷提供稳定的电压和频率支撑。文献[4-5]将传统的下垂控制引入到变流器的外环控制中来实现互无连线的并联运行。但是在频率调节的过程中存在偏差过大的问题。文献[6-9]提出虚拟同步发电机控制(Virtual Synchronous Generator, VSG)策略, 将其引入到逆变器的控制中, 使得逆变器具有

与同步发电机相类似的惯性和阻尼特性。但是当系统接入非线性负载时,将出现谐波电流,这样就会引起电压的畸变<sup>[10-11]</sup>。同时当两台变流器并联运行的时候,会引起功率不均分问题<sup>[12]</sup>。

针对以上的问题,文献[13-15]通过引入虚拟阻抗将谐波处的阻抗虚拟成阻性的阻抗来补偿电压谐波。为了构造出合成虚拟阻抗,需要提取相应的谐波电流。文献[16-17]采用常见的瞬时功率进行谐波电流分离。但是由于采用了低通滤波器(LPF),存在响应速度慢,相位偏移等缺陷。文献[18]采用二阶广义积分器(Second-Order General-Integrator, SOGI)进行谐波电流分离,但是由于该方法在进行谐波电流分离的时候,其动态响应速度和谐波电流分离能力是相互矛盾的。

为此,本文提出一种在多变流器连接非线性负载时对谐波电压进行补偿的综合控制策略。首先,采用虚拟同步发电机控制策略来控制逆变器,使逆变器具有惯性和阻尼特性。其次,利用级联广义积分器(Cascaded General Integrator, CGI)<sup>[19]</sup>构建谐波电流分离网络对基波和谐波电流进行分离,再结合虚拟阻抗构建基波处的感性虚拟阻抗去改善功率均分,以及谐波处的阻性可变虚拟阻抗去改变系统的输出阻抗用以补偿谐波电压。然后,采用多重谐振电压控制器对基波和谐波指令电压进行零误差跟踪,从而改善对输出电压的谐波抑制效果。最后,

利用 Matlab/Simulink 软件进行仿真分析,验证了文中提出控制策略的正确性和有效性。

## 1 系统结构与控制方法

### 1.1 系统结构

本文所研究的系统结构如图 1 所示,其由两个并联的变流器、负荷等组成。图中, DG<sub>1</sub> 和 DG<sub>2</sub> 通过各自的变流器连接在公共母线(PCC)上。

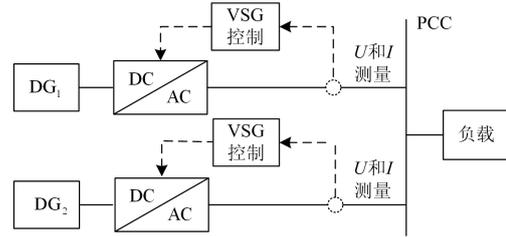


图 1 微网系统结构

Fig. 1 Microgrid system structure

### 1.2 变流器结构及其控制

变流器控制框图如图 2 所示,主电路由 LC 滤波器、三相桥式变换器和负载组成。其中:  $L$ 、 $C$  为滤波电感和电容;  $C_{dc}$  为直流侧稳压电容;  $u_{dc}$  为直流侧电压;  $i_{Labc}$  为滤波电感的电流;  $i_{oabc}$ 、 $u_{oabc}$  为 PCC 点处的电流和电压。

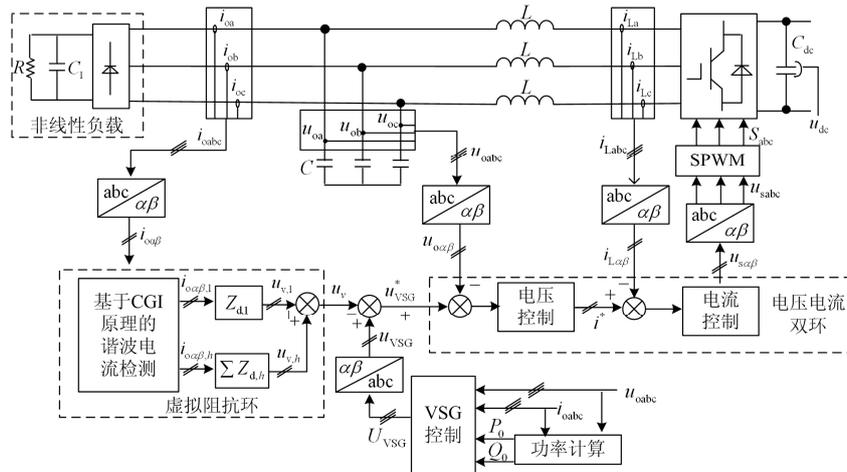


图 2 变流器控制框图

Fig. 2 Converter control block diagram

#### 1.2.1 VSG 控制原理

如图 2 所示,变流器的控制采用 VSG 控制策略。VSG 控制模拟了同步发电机的外特性,根据同步发电机的转子运动方程和电磁方程来控制逆变器,使逆变器具有惯性和阻尼特性<sup>[20]</sup>。

根据同步发电机的转子运动特性,其虚拟惯性环节可以描述为<sup>[6]</sup>

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D(\omega - \omega_0) \quad (1)$$

式中:  $P_e$ 、 $P_m$  分别为同步发电机的电磁功率和机械

功率;  $\omega$ 、 $\omega_0$  分别为实际的电角速度和额定的电角速度;  $J$  为转动惯量;  $D$  为阻尼系数。其中, 逆变器瞬时有功功率  $p_e$  可以由电压  $u_{oabc}$  和电流  $i_{oabc}$  计算得出:

$$p_e = u_{oa}i_{ob} + u_{ob}i_{ob} + u_{oc}i_{oc} \quad (2)$$

同时考虑截止频率为  $\omega_c$  的低通滤波器, 那么可得 VSG 的基波有功功率  $P_e$  为

$$P_e = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} p_e \quad (3)$$

式中, 机械功率  $P_m$  是通过调节机械转矩  $T_m$  来控制的, 机械转矩  $T_m$  由两部分组成<sup>[6]</sup>, 即

$$P_m = T_m \omega = (T_0 + \Delta T) \omega = (T_0 + k_f(\omega_0 - \omega)) \omega \quad (4)$$

式中:  $T_0 = \frac{P_0}{\omega}$ ,  $P_0$  为 VSG 的给定有功功率;  $\Delta T$  为频率调节器的输出;  $k_f$  为调频系数。

虚拟励磁电势由三部分组成<sup>[6]</sup>, 可以表示为

$$E = E_0 + \Delta E_U + \Delta E_Q = E_0 + k_U(U_0 - U) + k_Q(Q_0 - Q_e) \quad (5)$$

式中:  $E_0$  为空载电势;  $k_U$  为机端电压调节系数;  $U_0$  为端电压有效值的给定值,  $U$  为逆变器输出电压的有效值,  $U_0 = \sqrt{u_{oa}^2 + u_{ob}^2 + u_{oc}^2}$ ;  $k_U$  为机端电压调节系数;  $Q_0$  为给定功率;  $k_Q$  为无功调节系数;  $Q_e$  为逆变器瞬时无功功率, 可以表示为

$$q_e = \frac{(u_{oc} - u_{ob})i_{oa} + (u_{oa} - u_{oc})i_{ob} + (u_{ob} - u_{oa})i_{oc}}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

同时也考虑截止频率为  $\omega_c$  的低通滤波器, 那么可得 VSG 的基波无功功率  $Q_e$  为

$$Q_e = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} q_e \quad (7)$$

虚拟电抗环节模拟了同步发电机的定子环节, 该定子电气方程为

$$\dot{E} = \dot{U} + \dot{I}(r + jx) \quad (8)$$

但为了避免低通滤波器的使用造成相移和延迟, 采用基于旋转坐标系下的阻抗控制, 控制方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r & -\omega L \\ \omega L & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $r$ 、 $L$  分别为滤波电阻和电感;  $E$  为励磁电势;  $u_d$ 、 $u_q$  为虚拟电抗环节输出的电压值;  $i_d$ 、 $i_q$  为逆变器输出电流。

因而, 可得 VSG 的输出电压向量  $[u_\alpha, u_\beta]^T$  是由  $[u_d, u_q]^T$  经过式(10)得到。

$$T_{\alpha\beta/dq} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (10)$$

## 1.2.2 电压电流双环控制

本文采用  $\alpha\beta$  坐标系下的电压电流双环控制, 其控制框图如图 3 所示。

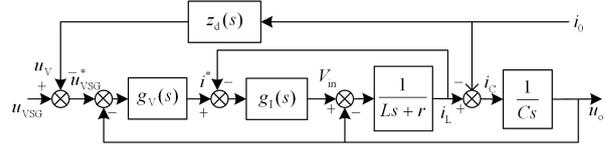


图 3 双环控制框图

Fig. 3 Double loop control block diagram

图中:  $g_v(s)$  为电压调节器;  $g_i(s)$  为电流调节器;  $Z_d(s)$  为虚拟阻抗;  $L$ 、 $r$ 、 $C$  分别为滤波电感、电阻和电容;  $u_{vsg}$  为 VSG 控制输出的电压;  $i^*$  和  $i_L$  分别为电感电流的指令和反馈;  $i_c$  和  $i_0$  分别为电容电流和负载电流;  $u_o$  为 PCC 端输出电压。

根据图 3 所示, 在没有引入虚拟阻抗  $Z_d(s)$  之前, 电压环的闭环传递函数为

$$u_o = \frac{Z_c(s)g_i(s)g_v(s)}{Z_L(s) + Z_c(s) + g_i(s) + Z_c(s)g_i(s)g_v(s)} u_{vsg} - \frac{Z_c(s)(Z_L(s) + g_i(s))}{Z_L(s) + Z_c(s) + g_i(s) + Z_c(s)g_i(s)g_v(s)} i_0 = G_v(s)u_{vsg} - Z_0(s)i_0 \quad (11)$$

令  $Z_L = Ls + r$ ,  $Z_c = \frac{1}{Cs}$ , 其中:  $Z_0(s)$  为系统输出阻抗;  $G_v(s)$  为系统的闭环电压传递函数。

为了实现功率均分以及能够更好地对谐波电压进行补偿, 将虚拟阻抗  $Z_d(s)$  引入到双环控制回路中, 其原理表达式为

$$u_{vsg}^* = u_{vsg} - i_0 Z_d(s) \quad (12)$$

那么将式(12)代入到式(11)得到引入虚拟阻抗回路后, 得到系统的输出总阻抗为

$$Z_{od}(s) = G_v(s)Z_d(s) + Z_0(s) \quad (13)$$

## 2 谐波电流分离

### 2.1 CGI 原理

为了更好地分离谐波电流, 本文采用 SOGI<sup>[18]</sup>与 (Third-Order General-Integrator, TOGI)<sup>[21]</sup>级联构成的 CGI 来构建解耦网络进行电流分离。

CGI 的结构模型<sup>[17]</sup>如图 4 所示。

其中 TOGI<sup>[18]</sup>与 SOGI<sup>[16]</sup>的结构框图如图 5 所示, 图中:  $v$  为输入信号;  $\omega$  为频率;  $k$  为增益;

其中,  $v_1$ 、 $v_2$  与  $v_3$  均为 TOGI 的输出信号, 同时  $v_1$  和  $v_2$  也视为 SOGI 的输出信号。

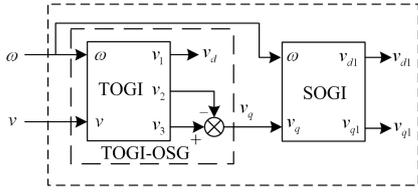


图 4 CGI 的结构模型

Fig. 4 Structure model of CGI

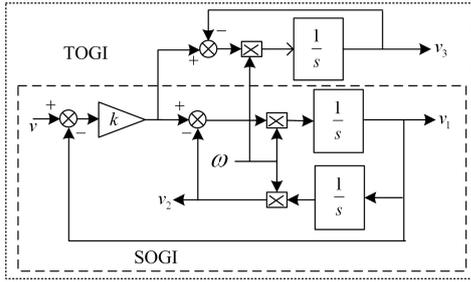


图 5 SOGI/TOGI 的结构框图

Fig. 5 SOGI/TOGI structure block diagram

则  $v_1$ 、 $v_2$ 、 $v_3$  与  $v$  之间的闭环传递函数分别为

$$F_1(s) = \frac{v_1(s)}{v(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (14)$$

$$F_2(s) = \frac{v_2(s)}{v(s)} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (15)$$

$$F_3(s) = \frac{v_3(s)}{v(s)} = \frac{k\omega(s^2 + \omega^2)}{(s^2 + k\omega s + \omega^2)(s + \omega)} \quad (16)$$

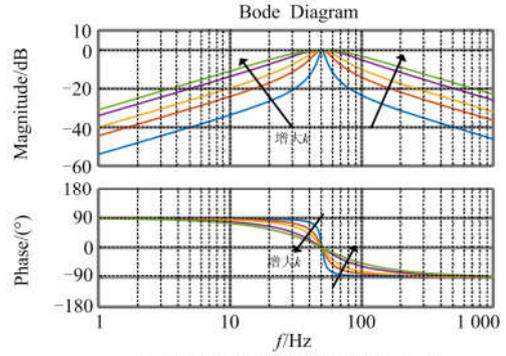
那么对于三阶广义积分器(TOGI)的正交信号发生器(Orthogonal Signal Generator, OSG)(统称 TOGI-OSG<sup>[21]</sup>)的两个输出信号  $v_d = v_1$ ,  $v_q = v_3 - v_2$  与输入信号  $v$  之间的闭环传递函数为

$$F_d(s) = F_1(s) = \frac{v_d(s)}{v(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (17)$$

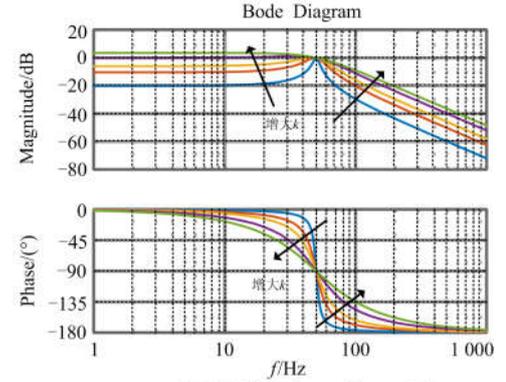
$$F_q(s) = \frac{v_q(s)}{v(s)} = \frac{k\omega s(s - \omega)}{(s^2 + k\omega s + \omega^2)(s + \omega)} \quad (18)$$

当  $k$  取不同的值时, 闭环传递函数  $F_1(s)$ 、 $F_2(s)$ 、 $F_q(s)$  的波特图如图 6 所示。

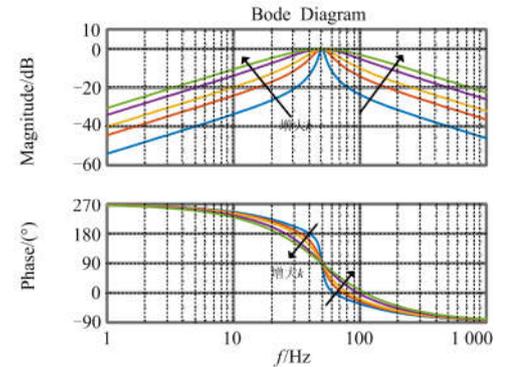
通过图 6 的波特图可以看出:  $F_1(s)$  可看作带通滤波器;  $F_2(s)$  可以看成是一个低通滤波器;  $F_q(s)$  可以当作一个带通滤波器。那么根据上面的分析, CGI 模型中  $F_{d1}(s)$  可以看成两个带通滤波器级联;  $F_{q1}(s)$  可以看成是一个带通滤波器和低通滤波器级联。它们闭环传递函数分别为



(a)  $k$ 取不同的值时  $F_1(s)$ 的Bode图



(b)  $k$ 取不同的值时  $F_2(s)$ 的Bode图



(c)  $k$ 取不同的值时  $F_q(s)$ 的Bode图

图 6  $F_1(s)/F_2(s)/F_q(s)$  的 Bode 图

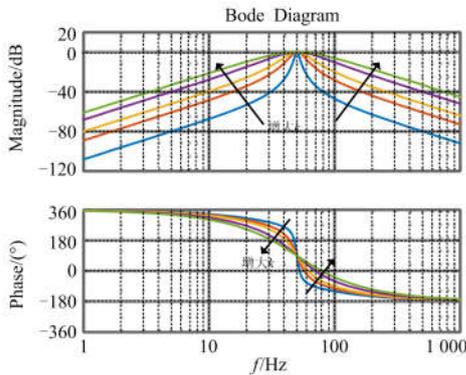
Fig. 6 Bode diagram of  $F_1(s)/F_2(s)/F_q(s)$

$$F_{d1}(s) = \frac{v_{d1}(s)}{v(s)} = \frac{k^2 \omega^2 s^2 (s - \omega)}{(s^2 + k\omega s + \omega^2)^2 (s + \omega)} \quad (19)$$

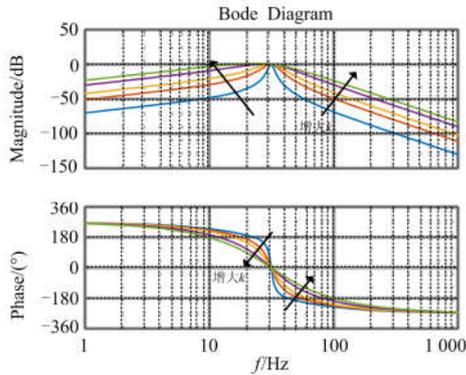
$$F_{q1}(s) = \frac{v_{q1}(s)}{v(s)} = \frac{k^2 \omega^3 s (s - \omega)}{(s^2 + k\omega s + \omega^2)^2 (s + \omega)} \quad (20)$$

图 7 为  $F_{d1}(s)$ 、 $F_{q1}(s)$  的波特图。

由波特图 7 可知,  $F_{d1}(s)$ 、 $F_{q1}(s)$  分别与  $F_1(s)$ 、 $F_2(s)$  具有相同的滤波特性。由文献[16]可知:  $v_{q1}(t)$  不含直流分量且与输入信号的交流分量同频同幅; 而  $v_{d1}(t)$  与  $v_{q1}(t)$  正交且超前  $90^\circ$ 。



(a)  $k$ 取不同的值时 $F_{d1}(s)$ 的Bode图



(b)  $k$ 取不同的值时 $F_{q1}(s)$ 的Bode图

图 7  $F_{d1}(s)/F_{q1}(s)$  的 Bode 图

Fig. 7 Bode diagram of  $F_{d1}(s)/F_{q1}(s)$

## 2.2 谐波电流分离

本文采用 CGI 构建谐波解耦网络 HDN 的结构框图如图 8 所示。

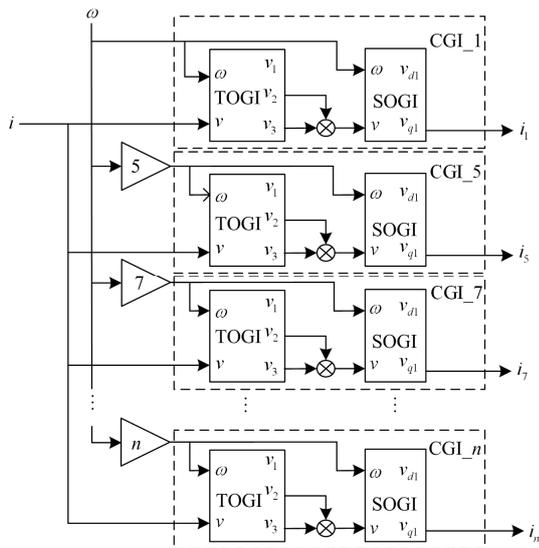
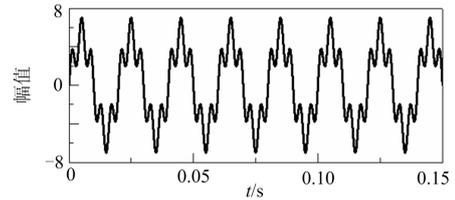


图 8 基于 CGI 的谐波解耦网络模块 HDN 的结构框图

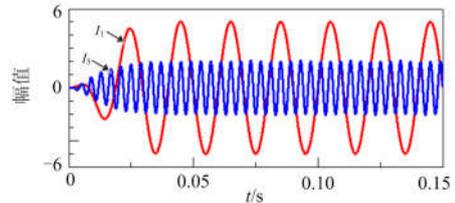
Fig. 8 Block diagram of harmonic decoupling network module based on CGI

下面分别采用 CGI 和 SOGI 两个不同的模块构成的解耦网络对含有幅值为 5 A 的基波电流  $I_1$  和幅值为 2 A 的 5 次谐波电流  $I_5$  构成的谐波电流进行电流分离, 得到的动态响应如图 9 所示。

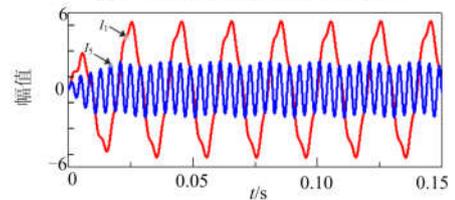
对比图 9 中的电流分离的时间响应图可得: 若采用 SOGI 模块对电流进行分离, 那么  $k$  的取值将决定动态响应速度和电流分离能力;  $k$  越大, 动态响应越快但是其电流分离能力弱;  $k$  越小, 其动态响应越慢, 电流分离能力越强。因此, 为了使电流分离系统具有良好的动态响应性能和电流分离能力, 需要合理的设计  $k$  值。本文采用 CGI 模块对电流进行分离, 这样即使在  $k$  值较大的情况下, 其动态响应和电流分离能力都十分理想, 真正地兼具了优良的动态性能和电流分离能力。



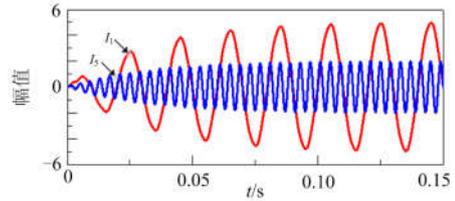
(a) 给定电流



(b)  $k=1$ 时 CGI 对电流分离的时间响应



(c)  $k=1$ 时 SOGI 对电流分离的时间响应



(d)  $k=0.2$ 时 SOGI 对电流分离的时间响应

图 9 电流分离响应图

Fig. 9 Current separation response diagram

## 3 虚拟阻抗

图 10 为系统等效电路<sup>[18]</sup>, 图 10(b)为含 VSG

控制的简化戴维南等效电路,图 10(b)为引入虚拟阻抗后的戴维南等效电路。

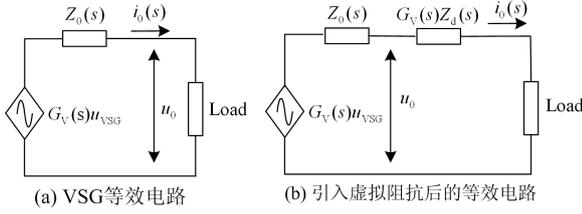


图 10 系统等效电路

Fig. 10 System equivalent circuit

本文的虚拟阻抗  $Z_d$  由两部分组成,其中  $Z_{d,1}$  为基波虚拟阻抗,  $Z_{d,h}$  为  $h$  ( $h=5,7$ ) 次谐波可变虚拟阻抗。

$$Z_d = Z_{d,1} + \sum Z_{d,h} \quad (21)$$

其中,  $Z_{d,1}$  为感性的虚拟阻抗,由基波电流分离模块与感性阻抗模块构成。主要是因为,在低电压的配电线上通常为较高的  $R/X$  很难满足功率均分,因而此时在基波处引入感性的虚拟阻抗,那么其表达式<sup>[18]</sup>为

$$Z_{d,1}(s) = \frac{k_1^2 \omega_1^3 s^2 (s - \omega_1) L_{v,1}}{(s^2 + k_1 \omega_1 s + \omega_1^2)^2 (s + \omega_1)} \quad (22)$$

式中:  $\omega_1$  为基波处的频率;  $L_{v,1}$  为基波处的虚拟电感;  $k_1$  为基波处的增益。

$\sum Z_{d,h}$  由一系列需要补偿的谐波处的电流分离模块和容性模块级联而成。那么  $\sum Z_{d,h}$  可以表示为

$$\sum Z_{d,h}(s) = \sum_{h=5,7} \frac{k_h^2 \omega_h^3 s (s - \omega_h)}{(s^2 + k_h \omega_h s + \omega_h^2)^2 (s + \omega_h)} \frac{1}{s C_h} \quad (23)$$

其中:  $\omega_h$  为  $h$  次谐波处的频率;  $C_h$  为  $h$  次谐波处的虚拟电容值;  $k_h$  为  $h$  次谐波处的增益。而且每次谐波处的  $Z_{d,h}$  的相角和幅值都是独立的,因此  $Z_{d,h}$  可以表示为

$$Z_{d,h}(s) = \frac{k_h^2 \omega_h^3 s (s - \omega_h)}{(s^2 + k_h \omega_h s + \omega_h^2)^2 (s + \omega_h)} \frac{1}{s C_h} \quad (24)$$

将  $s = j\omega$  代入上式中,那么

$$Z_{d,h}(\omega) = \frac{k_h^2 \omega_h^3 (j\omega - \omega_h)}{(\omega_h^2 - \omega^2 + jk_h \omega_h \omega)^2 (j\omega + \omega_h)} \frac{1}{C_h} \quad (25)$$

则在谐波处  $\omega = \omega_h$ , 可得:

$$\left| Z_{d,h}(\omega) \right|_{\omega=\omega_h} = \frac{1}{\omega_h C_h} \quad (26)$$

为了补偿谐波处的畸变,需要让  $\left| Z_{d,h}(\omega) \right|_{\omega=\omega_h}$  等

于电网侧相应谐波处的感抗的值,则满足  $C_h = \frac{1}{\omega_h^2 L_{v,h}}$ , 同时根据式(25)可知,该阻抗在谐波处的相角为  $-90^\circ$ 。

同时为了提高整个系统的稳定性,通常将阻性的虚拟阻抗考虑进去<sup>[22-25]</sup>,那么式(23)中容性的虚拟阻抗将改进为

$$\sum Z_{d,h}(s) = R_v - \sum_{h=5,7} \frac{k_h^2 \omega_h^3 (s - \omega_h) (R_v s + \omega_h^2 L_{v,h})}{(s^2 + k_h \omega_h s + \omega_h^2)^2 (s + \omega_h)} \quad (27)$$

式中:  $R_v$  为虚拟电阻;  $L_{v,h}$  为  $h$  次谐波处的虚拟电感;  $k_h$  为  $h$  次谐波处滤波器增益。

根据上面的分析可得整个系统的总输出阻抗为

$$Z_{od}(s) = G_V(s) Z_d(s) + Z_0(s) = G_V(s) (Z_{d,1}(s) + \sum Z_{d,h}(s)) + Z_0(s) \quad (28)$$

那么将式(22)、式(27)代入到式(28)可得:

$$Z_{od}(s) = G_V(s) \left( \frac{k^2 \omega^3 s^2 (s - \omega) L_{v,1}}{(s^2 + k \omega s + \omega^2)^2 (s + \omega)} + R_v - \sum_{h=5,7} \frac{k_h^2 \omega_h^3 (s - \omega_h) (R_v s + \omega_h^2 L_{v,h})}{(s^2 + k_h \omega_h s + \omega_h^2)^2 (s + \omega_h)} \right) + Z_0(s) \quad (29)$$

#### 4 基于多重谐振电压调节器的控制分析

由于非线性负载引起的畸变电压主要包含 5 次和 7 次典型的谐波,为了抑制该谐波分量,将准 PR 电压控制器改为多重谐振电压控制器,其结构图<sup>[15]</sup>如图 11 所示。

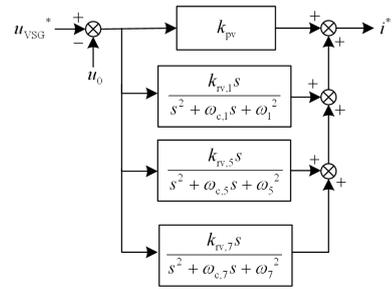


图 11 多重 PR 控制器结构图

Fig. 11 Multiple PR controller structure

那么该控制器的传递函数将表示<sup>[26]</sup>为

$$g_v(s) = k_{pv} + \sum_{h=1,5,7} \frac{k_{rv,h} s}{s^2 + \omega_{c,h} s + \omega_h^2} \quad (30)$$

式中:  $k_{pv}$  为比例系数;  $k_{rv,h}$  为基波或谐波处的谐振增益;  $\omega_h$  为基波或谐波处的谐振频率;  $\omega_{c,h}$  为基波或谐波处的截止频率。

为了使系统能够获得较好的动态性能和稳定性, 合理设计控制参数尤为重要, 由式(30)可知, 在基波或谐波处的参数只影响相应频率处的带宽和增益等, 它们是相互独立的。因而, 可以对其分开进行设计。根据文献[26-27]可得: (1) 截止频率  $\omega_{c,h}$  不仅影响控制器在频率  $\omega_h$  处的带宽而且影响增益, 随着  $\omega_{c,h}$  的增大, 带宽变大, 控制器增益却减小; (2) 增益  $k_{r,h}$  只影响控制器在频率  $\omega_h$  处的增益, 随着  $k_{r,h}$  的增大, 控制器增益也增大; (3) 比例系数  $k_p$  影响所有频率处的增益, 随着  $k_p$  的增大, 增益也增大。

那么, 根据上面的分析, 将式(30)代入式(11)和式(29)得出系统的闭环电压增益  $G_v(s)$  和系统总输出阻抗  $Z_{od}(s)$ 。

采用表 1 中的控制参数画出闭环电压增益  $G_v^*(s)$  和系统的输出总阻抗  $Z_{od}^*(s)$  的波特图。

表 1 控制参数

Table 1 Control parameters

参数	数值	参数	数值
比例系数 $k_p$	0.5	基波增益 $k_1$	1
基波谐振增益 $k_{r,1}$	20	5 次谐波增益 $k_5$	0.2
5 次谐振增益 $k_{r,5}$	100	7 次谐波增益 $k_7$	0.175
7 次谐振增益 $k_{r,7}$	80	虚拟电阻 $R_v$	2Ω
基波截止频率 $\omega_{c,1}$	12.58	基波虚拟电感 $L_{v,1}$	2 mH
5 次截止频率 $\omega_{c,5}$	12.58	5 次虚拟电感 $L_{v,5}$	0.9 mH
7 次截止频率 $\omega_{c,7}$	12.58	7 次虚拟电感 $L_{v,7}$	0.9 mH

根据图 12(a)中的闭环传递的波特图可以看出, 对电压环采用多谐振 PR 电压控制器, 其闭环电压增益在基波  $f_0$ 、 $5f_0$ 、 $7f_0$  等谐波处均为 0 dB, 这表示多重 PR 电压调节器可以实现特定次电压的零误差跟踪。根据图 12(b)可以看出: 采用本文所提出的控制方法得到的系统输出阻抗在相应的谐波点处的阻抗幅值大幅度地降低, 使得变流器在非线性负

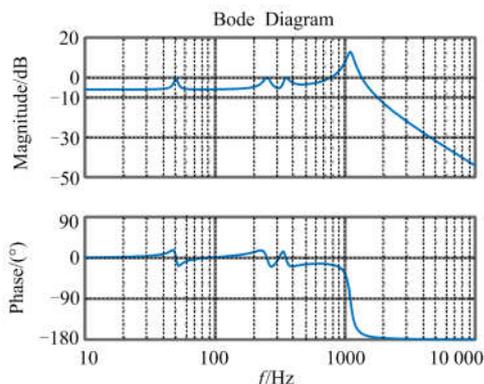
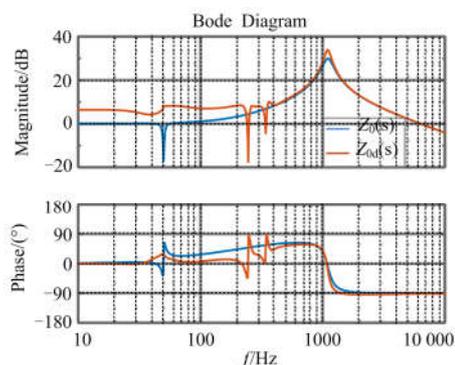
(a) 闭环电压传递函数  $G_v(s)$  的Bode图(b) 系统输出总阻抗  $Z_{od}(s)$  的Bode图

图 12 系统波特图

Fig. 12 System Bode diagram

载下的电压畸变率大大降低, 从而更好地保证了系统输出电压的质量。

## 5 仿真实验分析

为了验证所提出的控制策略的正确性, 本文在 Matlab/Simulink 搭建了一个微网仿真系统如图 13 所示。该系统由两台变流器、滤波器和不控整流桥构成的非线性负载组成, 对该系统进行仿真分析。

### 5.1 并联变流器的功率均分实验

两台完全一样变流器并联组成的微电网系统要实现稳定运行, 那么变流器在切换负载时要实现功率均分, 则两台变流器之间的环流应该很小。

图 14(a)为两台并联变流器采用本文提出的综合控制策略对平衡线性负载进行投切的电流实验波形。图 14(b)为两台并联变流器采用本文提出的综合控制策略对非线性负载进行投切的电流实验波形。图中:  $I_{o1}$ 、 $I_{o2}$  分别为  $DG_1$  和  $DG_2$  的输出电流;  $I_{oh}$  为两变流器间的环流。由图 14 的电流波形图可以看出采用本文提出控制策略, 不管切换平衡负载还是非线性负载时, 两变流器间的环流  $I_{oh}$  几乎为 0, 说明两台变流器之间能够很好地实现功率均分。

### 5.2 谐波电压补偿实验

对两台并联变流器采用不同的控制策略对谐波电压进行补偿分析。

对图 15 中采用的不同方法所输出的电压进行谐波量分析, 结果如图 16 所示。

根据图 16 比较分析看出, 采用准 PR 电压控制器, 由于其谐振控制环节只存在基波环节, 然而多重 PR 电压控制器不仅实现了对基波电压指令的零误差跟踪, 而且能够对谐波电压指令实现零误差跟踪, 因而采用多重 PR 电压控制器相对于准 PR 电压控制器能够更好地抑制电压谐波。如图 9 分析可得, 由于采用 SOGI 法分离谐波电流, 为了兼顾好动态

响应性能和电流分离能力，需要合理地设计  $k$  值。然而利用本文提出的 CGI 法对电流进行谐波分离，即使在  $k$  值较大的情况下，其动态响应和电流分离能力都十分理想，构造出的合成虚拟阻抗更加精准，能够更好地对谐波电压进行补偿。采用本文所提出

的综合控制策略所得到的输出电压的  $THD$  为 1.19%，而且进行补偿后第 5 次和第 7 次的谐波电压含量明显降低。可见，本文提出的综合控制方法能够实现很好地谐波电压补偿。

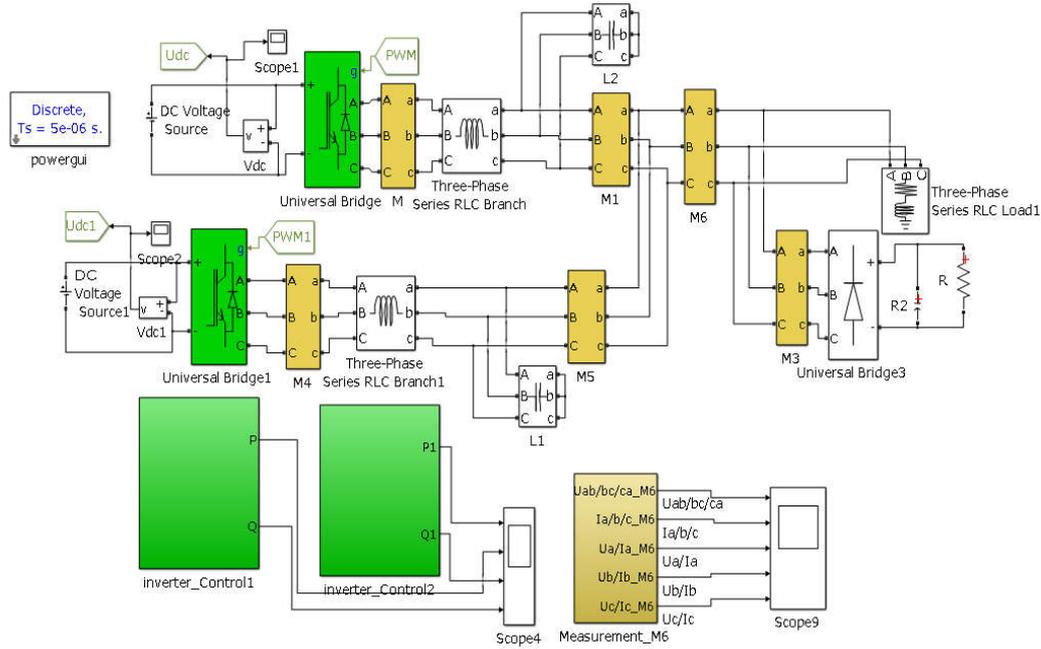
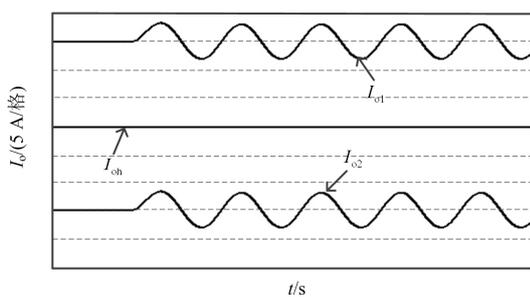
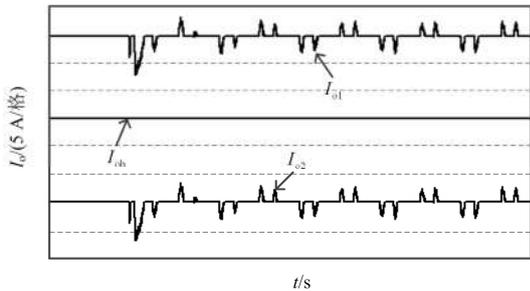


图 13 系统仿真图

Fig. 13 System simulation diagram



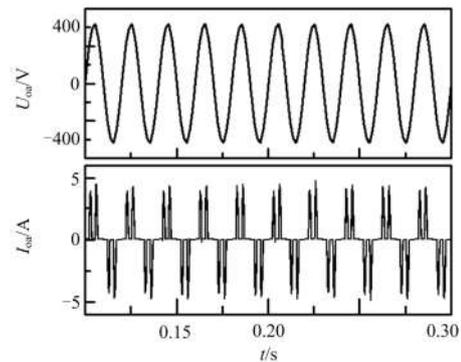
(a) 切换线性负载时的电流波形



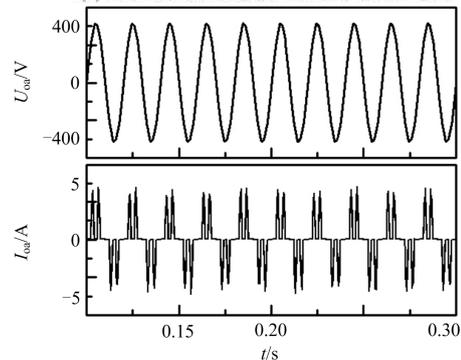
(b) 切换非线性负载时的电流波形

图 14 电流实验波形

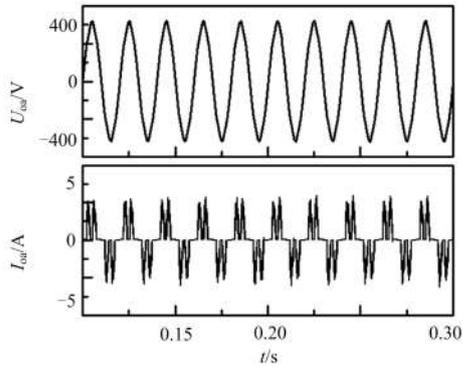
Fig. 14 Current flow test waveform



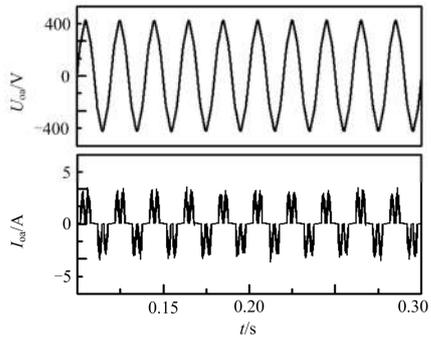
(a) 用多重PR+CGI方法PCC处的电压和电流



(b) 用多重PR+SOGI方法PCC处的电压和电流



(c) 用准PR+CGI方法PCC处的电压和电流



(d) 用准PR+SOGI方法PCC处的电压和电流

图 15 PCC 处的电压和电流输出波形

Fig. 15 PCC voltage and current output waveform

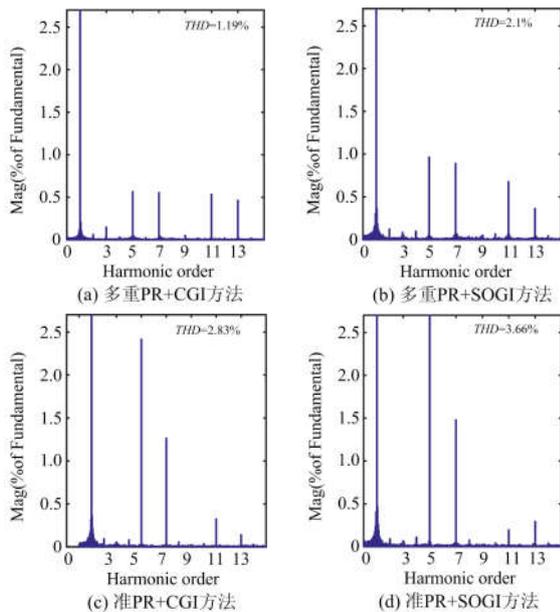


图 16 电压谐波量

Fig. 16 Voltage harmonic quantity

## 6 小结

针对多变流器的微网在接入非线性负载时会引起电压畸变、产生谐波的问题, 本文利用多重 PR

电压控制器对输出的电压进行谐波抑制, 利用 CGI 原理进行谐波电流分离, 并构造合成虚拟阻抗来对谐波电压进行补偿。

1) 利用 CGI 原理进行谐波电流分离, 其动态响应和电流分离能力都十分理想, 真正地兼具了优良的动态性能和电流分离能力。这样构造出的合成虚拟阻抗更精准, 能够更好地对谐波电压进行补偿。

2) 多重 PR 电压控制器不仅能实现基波电压的无误差跟踪, 而且能实现特定次谐波电压的无误差跟踪, 这样能够更好地抑制电压谐波。

3) 利用 Matlab/Simulink 对多重 PR+CGI、多重 PR+SOGI、准 PR+CGI 以及准 PR+SOGI 方法进行仿真分析, 结果验证了文中提出的综合控制方法能够更好地实现功率均分以及谐波电压补偿。

## 参考文献

- [1] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-70.  
YANG Xinfu, SU Jian, LÜ Zhipeng, et al. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57-70.
- [2] 马艺玮, 杨苹, 王月武, 等. 微电网典型特征及关键技术[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(8): 168-175.  
MA Yiwei, YANG Ping, WANG Yuewu, et al. Typical characteristics and key technologies of microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(8): 168-175.
- [3] STRASSER T, ANDRÉN F, KATHAN J, et al. A review of architectures and concepts for intelligence in future electric energy systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2424-2438.
- [4] 张尧, 马皓, 雷彪, 等. 基于下垂特性控制的无互联线逆变器并联动态性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 42-48.  
ZHANG Yao, MA Hao, LEI Biao, et al. Analysis of dynamic performance for parallel operation of inverters without with interconnections[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 42-48.
- [5] LIU Z, LIU J, BOROVYEVICH D, et al. Stability criterion of droop-controlled parallel inverters based on terminal-characteristics of individual inverters[C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), May 22-26, 2016, Hefei, China: 2958-2963.
- [6] 吕志鹏, 盛万兴, 钟庆昌, 等. 虚拟同步发电机及其在

- 微电网中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(16): 2591-2603.
- LÜ Zhipeng, SHENG Wanxing, ZHONG Qingchang, et al. Virtual synchronous generator and its applications in micro-grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(16): 2591-2603.
- [7] 侍乔明, 王刚, 付立军, 等. 基于虚拟同步发电机原理的模拟同步发电机设计方法[J]. 电网技术, 2015, 39(3): 783-790.
- SHI Qiaoming, WANG Gang, FU Lijun, et al. A design method of simulative synchronous generator based on virtual synchronous generator theory[J]. Power System Technology, 2015, 39(3): 783-790.
- [8] SHI R, ZHANG X, HU C, et al. Virtual impedance design for virtual synchronous generator controlled parallel microgrid inverters based on a cascaded second order general integrator scheme[C] // 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), October 25-28, 2016, Xi'an, China: 815-819.
- [9] 陈文倩, 辛小南, 程志平. 基于虚拟同步发电机的光储并网发电控制技术[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊2): 538-548.
- CHEN Wenqian, XIN Xiaonan, CHENG Zhiping. Control of grid-connected of photovoltaic system with storage based on virtual synchronous generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 538-548.
- [10] SHI Hongtao, MAO Jiandong, LI Xuesheng, et al. Modeling and analysis of impedance for uncontrolled rectifier based nonlinear load[C] // 2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), May 28-30, 2016, Yinchuan, China: 1770-1775.
- [11] 李鹏, 蒋晓明, 黄俊华, 等. 并联型APF补偿容性非线性负载不稳定机理研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 55-60.
- LI Peng, JIANG Xiaoming, HUANG Junhua, et al. Instability mechanism study of shunt active filter in compensation of capacitive nonlinearity load[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 55-60.
- [12] 陈宏志, 王旭, 刘建昌. 基于虚拟电阻匹配模式的逆变器并联方案[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 24-32.
- CHEN Hongzhi, WANG Xu, LIU Jianchang. Current sharing method for parallel inverters based impedance matching mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 24-32.
- [13] HE J, LI Y W, MUNIR M S. A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid interfacing converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(1): 444-455.
- [14] PRODANOVIC M, BRABANDERE K D, KEYBUS J V D, et al. Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation[J]. IET Generation Transmission & Distribution, 2007, 1(3): 432-438.
- [15] 袁敞, 丛诗学, 徐衍会. 应用于微电网的并网逆变器虚拟阻抗控制技术综述[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(9): 144-154.
- YUAN Chang, CONG Shixue, XU Yanhui. Overview on grid-connected inverter virtual impedance technology for microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(9): 144-154.
- [16] 孔德波, 刘义成, 高亮, 等. 虚拟谐波阻抗的并网逆变器谐波抑制方法[J]. 黑龙江工程学院学报, 2015, 29(5): 52-56, 61.
- KONG Debo, LIU Yicheng, GAO Liang, et al. Harmonic suppression method of grid-connected inverter with virtual harmonic impedance[J]. Journal of Heilongjiang Institute of Technology, 2015, 29(5): 52-56, 61.
- [17] 杜少通, 谭兴国, 冯高明. 一种适用于多样化补偿的谐波检测方案[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10): 110-116.
- DU Shaotong, TAN Xingguo, FENG Gaoming. A harmonic detection scheme applied to diversified compensation[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(10): 110-116.
- [18] HAN Y, SHEN P, ZHAO X, et al. An enhanced power sharing scheme for voltage unbalance and harmonics compensation in an islanded AC microgrid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 1037-1050.
- [19] 石荣亮, 张兴, 刘芳, 等. 不平衡与非线性混合负载下的虚拟同步发电机控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6086-6095.
- SHI Rongliang, ZHANG Xing, LIU Fang, et al. A control strategy for unbalanced and nonlinear mixed loads of virtual synchronous generators[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(22): 6086-6095.
- [20] 石荣亮, 张兴, 徐海珍, 等. 光储柴独立微网中的虚拟

- 同步发电机控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 127-139.
- SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. A control strategy for islanded photovoltaic-battery-diesel microgrid based on virtual synchronous generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(23): 127-139.
- [21] 黄媛, 罗安, 陈燕东, 等. 一种三阶广义积分交叉对消电流反馈控制的多逆变器并联控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 4855-4864.
- HUANG Yuan, LUO An, CHEN Yandong, et al. A current feedback control strategy for parallel operation of multi-inverters using third-order general-integrator crossover cancellation method[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4855-4864.
- [22] MICALLEF A, APAP M, SPITERI-STAINES C, et al. Mitigation of harmonics in grid-connected and islanded microgrids via virtual admittances and impedances[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 8(2): 651-661.
- [23] MICALLEF A, APAP M, SPITERI-STAINES C, et al. Performance comparison for virtual impedance techniques used in droop controlled islanded microgrids[C] // 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), June 22-24, 2016, Anacapri, Italy: 695-700.
- [24] NI Ruoshui, LI Yunwei, ZHANG Ye, et al. Virtual impedance-based selective harmonic compensation (VI-SHC) PWM for current source rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3346-3356.
- [25] 赵爽, 刘飞, 孙建军, 等. 基于改进 PR 控制器的新能源并网检测平台设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 118-125.
- ZHAO Shuang, LIU Fei, SUN Jianjun, et al. Parameter design of testing platform of new energy grid connected devices based on improved PR controller[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 118-125.
- [26] 刘重阳. 基于准比例谐振的 PWM 整流器并网控制系统设计[J]. 自动化与仪器仪表, 2017, 6(1): 80-82.
- LIU Chongyang. Design of grid-connected control system for PWM rectifier based on quasi-proportional resonance[J]. Automation & Instrumentation, 2017, 6(1): 80-82.
- [27] 宋平岗, 吴继珍, 董辉. 新型牵引供电系统直流侧二次波动分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(9): 80-91.
- SONG Pinggang, WU Jizhen, DONG Hui. Analysis and suppressing DC-side twice ripples of a novel traction power supply system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(9): 80-91.

收稿日期: 2018-04-24; 修回日期: 2018-08-14

作者简介:

许柳(1992—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电及微网变流器控制; E-mail: 2539327285@qq.com

吕智林(1971—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 硕导, 主要研究方向为智能电网, 复杂系统优化与控制。E-mail: Luzhilin2001@163.com

(编辑 葛艳娜)