

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190440

不平衡电网下逆变器功率波动/电流质量协调控制

杜田雨, 付子义, 任磊

(河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000)

摘要: 电网电压不平衡条件下系统的输出功率和电流质量是并网逆变器的主要关注指标。首先对两种控制目标下对应的参考电流进行量化分析。在此分析的基础上, 提出一种功率波动抑制与电流平衡协调控制策略。该控制策略采用降阶谐振器提取参考电流中的谐波信号, 利用一个权重系数调节参考电流中谐波分量的大小, 基于无差拍电流控制实现提出的策略。该方法无需使用锁相环和正负序分离模块, 利用瞬时电压计算电流参考值, 简化了控制结构。通过 Matlab/Simulink 仿真和 RT-LAB 半实物实验平台, 验证了控制策略的有效性和可行性。

关键词: 电网电压不平衡; 降阶谐振器; 谐波信号提取模块; 功率/电流协调控制; 电流平衡

Coordinate control of power fluctuation and current quality for inverter under unbalanced voltage conditions

DU Tianyu, FU Ziyi, REN Lei

(College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: The output power and current quality of the system under grid voltage imbalance are the main indicators of grid-connected inverters. First, quantitative analysis is performed on the corresponding reference currents under the two control targets. Based on this analysis, a power fluctuation suppression and current balance coordinated control strategy is proposed. The control strategy uses a reduced-order resonator to extract the harmonic signal in the reference current, and uses a weight coefficient to adjust the magnitude of the harmonic component in the reference current, and implements the proposed strategy based on the deadbeat-free current control. The method does not need to use a phase-locked loop and a positive and negative sequence separation module, and uses the instantaneous voltage to calculate the current reference value, which simplifies the control structure. The effectiveness and feasibility of the control strategy are verified by Matlab/Simulink simulation and RT-LAB semi-physical experiment platform.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2016YFC0600906).

Key words: grid voltage imbalance; reduced-order resonator; harmonic extraction module; power/current coordinated control; current balance

0 引言

随着基于可再生能源的分布式发电系统不断接入电网, 其对系统安全和稳定运行的影响也日益显著。为了保证电网的稳定性, 准则要求并网逆变器在电网电压不平衡等非正常情况下具备一定的故障穿越能力。由于并网逆变器的运行性能易受电网电压的影响, 电网不平衡时将导致并网逆变器输出功率波动和并网电流波形畸变, 影响并网逆变器的正

常运行^[1]。因此研究不平衡电压下并网逆变器的灵活功率控制, 提升其故障穿越能力, 保证并网逆变器在电网电压不平衡时安全运行具有重要意义。

并网逆变器的控制策略大多采用电流控制或直接功率控制。考虑到电网不平衡的情况, 若要使输出功率恒定, 逆变器输出电流将含有大量的谐波; 若要获得三相对称的正弦电流, 则输出功率会出现较大波动。文献[2]提出基于准比例谐振和电网电压前馈的控制策略, 使并网逆变器在电网电压不平衡及谐波状态下获得高质量的并网电流, 但需要使用复矢量滤波器提取电网电压的正序分量, 增加了系

统控制结构的复杂度。文献[3]提出一种不对称故障条件下并网逆变器峰值电流抑制策略,在参考电流中加入调节系数对输出电流峰值和功率波动进行调节,解决了电网不对称故障下并网逆变器的过流问题。文献[4]以直流母线电压为控制目标,提出一种无需正负序分离的控制策略,但未考虑无功功率的控制。为了实现电网电压不平衡情况下并网逆变器的多种功能,文献[5]提出了五种控制策略,包括对称正序控制、瞬时有功/无功控制、平均有功/无功控制、灵活正序和负序控制等,并根据不同的控制目标,确定五种不同的瞬时功率表达式和相应的参考电流表达式。当并网逆变器以输出功率恒定为控制目标时,得到的参考电流包含大量的谐波成分,输出电流严重畸变;当并网逆变器以输出电流平衡为控制目标时,其输出功率存在2倍基波频率波动。为了解决上述问题,文献[6-7]通过调节并网逆变器输出电流中谐波分量的大小实现并网逆变器功率/电流质量的协调控制。文献[6]分别计算出使输出功率恒定的参考电流和不含谐波分量的参考电流,利用加权的思想将两种参考电流乘以不同的权重系数后叠加;采用谐振控制器对参考电流进行跟踪控制。但该策略不能实现输出电流三相平衡。文献[7]计算出使输出功率恒定的参考电流,采用基波控制支路跟踪参考电流中的基波分量实现电流的平衡正序,采用带有权重系数的谐波控制支路实现功率波动和电流质量的协调控制。由于采用了两条控制支路,增加了控制系统设计与实现的复杂性。

本文首先对恒功率控制目标下的参考电流进行量化分析,然后分析了电流平衡控制导致输出功率波动的原因。在上述分析的基础上,提出一种静止坐标下实现功率波动抑制和电流平衡的协调控制策略。该策略采用降阶谐振器提取参考电流中的谐波成分,利用权重系数 k 调节参考电流信号中谐波分量大小,实现功率波动抑制与电流平衡的协调控制。所提出的控制策略无需相序分离和复杂的参考值计算,实现简单。最后基于Matlab/Simulink平台搭建了仿真模型,验证所提控制策略的有效性。

1 并网逆变器结构图

图1为三相并网逆变器拓扑结构。图中: e_a 、 e_b 、 e_c 为表示三相电网电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相并网电流; U_{dc} 为直流母线电压;LCL滤波器具有很强的谐波抑制能力,用来滤除逆变器输出的高频谐波;采用无差拍电流控制实现逆变器向电网传输功率。

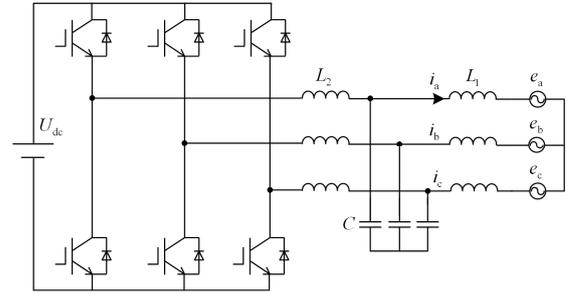


图1 并网逆变器结构拓扑

Fig. 1 Grid-connected inverter structure topology

2 不同控制目标下参考电流的推导及定性分析

在电网电压不平衡情况下,三相电网电压 e_a 、 e_b 、 e_c 可表示为

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U^+ \sin(\omega t + \phi_p) + U^- \sin(\omega t + \phi_N) \\ U^+ \sin(\omega t - 120^\circ + \phi_p) + U^- \sin(\omega t + 120^\circ + \phi_N) \\ U^+ \sin(\omega t + 120^\circ + \phi_p) + U^- \sin(\omega t - 120^\circ + \phi_N) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U^+ 和 U^- 分别为正序电压幅值和负序电压幅值; ϕ_p 和 ϕ_N 分别为正序电压相位和负序电压相位; ω 为电网基波频率。

将式(1)进行Clarke变换得到 $\alpha\beta$ 坐标下电网电压表达式如式(2)。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha^+ + e_\alpha^- \\ e_\beta^+ + e_\beta^- \end{bmatrix} \quad (2)$$

在 $\alpha\beta$ 坐标下电网电压的正序分量和负序分量可分别表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} e_\alpha^+ \\ e_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U^+ \sin(\omega t + \phi_p) \\ -U^+ \cos(\omega t + \phi_p) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_\alpha^- \\ e_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U^- \sin(\omega t + \phi_N) \\ U^- \cos(\omega t + \phi_N) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

根据瞬时功率理论,并网逆变器的输出功率可表示为^[8]

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, i_α 、 i_β 分别为逆变器输出电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量。

逆变器并网点电压由所连接的电网决定。由于电网电压很难调节,此时必须对并网电流进行调节,

从而实现不同的控制目标。

2.1 恒功率控制

假设逆变器向电网传输的额定有功功率和无功功率分别表示为 P^* 和 Q^* 。控制目标为输出功率恒定时, 由式(4)可以推得参考电流的表达式为

$$\begin{cases} i_{\alpha} = \frac{2 e_{\alpha} P^* + e_{\beta} Q^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \\ i_{\beta} = \frac{2 e_{\beta} P^* - e_{\alpha} Q^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)中 i_{α} 、 i_{β} 用瞬时有功电流和瞬时无功电流表达, 如式(6)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha} = i_{\alpha(p)} + i_{\alpha(q)} = \frac{2 e_{\alpha} P^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} + \frac{2 e_{\beta} Q^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \\ i_{\beta} = i_{\beta(p)} + i_{\beta(q)} = \frac{2 e_{\beta} P^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} - \frac{2 e_{\alpha} Q^*}{3 e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \end{cases} \quad (6)$$

将式(2)代入式(6)中可得:

$$\begin{cases} i_{\alpha(p)} = \frac{2 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-) P^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\alpha(q)} = \frac{2 (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-) Q^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\beta(p)} = \frac{2 (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-) P^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\beta(q)} = \frac{2 -(e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-) Q^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha(p)} = \frac{2 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-) P^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\alpha(q)} = \frac{2 (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-) Q^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\beta(p)} = \frac{2 (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-) P^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \\ i_{\beta(q)} = \frac{2 -(e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-) Q^*}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \end{cases} \quad (8)$$

上述各电流分量的定义如下: $i_{\alpha(p)}$ 为 α 轴上的瞬时有功电流; $i_{\alpha(q)}$ 为 α 轴上的瞬时无功电流; $i_{\beta(p)}$ 为 β 轴上的瞬时有功电流; $i_{\beta(q)}$ 为 β 轴上的瞬时无功电流^[8]。

由式(3)可知, 式(7)和式(8)中分母项可表示为

$$\begin{aligned} & (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2 = \\ & (U^+)^2 + (U^-)^2 - 2U^+U^- \cos(2\omega t + \phi_p + \phi_N) \end{aligned} \quad (9)$$

电网电压平衡时, 电网电压负序分量为零, 即 $U^- = 0$ 。将式(3)代入式(7)可以得到 $i_{\alpha(p)}$ 的表达式为

$$i_{\alpha(p)} = \frac{2 P^*}{3 U^+} \sin(\omega t + \phi_p) \quad (10)$$

式(10)中, 分母为常量, 分子为基频正弦量, 这说明 $i_{\alpha(p)}$ 中仅含有基波分量。同理可以得到 $i_{\alpha(q)}$ 、

$i_{\beta(p)}$ 、 $i_{\beta(q)}$ 亦为基频正弦量。这意味着电网电压平衡时, 并网逆变器以输出功率恒定为控制目标计算得到的参考电流中仅含有基波分量, 不含谐波分量。

当电网电压不平衡时情况下, 电网电压存在负序分量。 $i_{\alpha(p)}$ 由式(11)表示。

$$i_{\alpha(p)} = \frac{2 P^* (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)}{3 (e_{\alpha}^+ + e_{\alpha}^-)^2 + (e_{\beta}^+ + e_{\beta}^-)^2} \quad (11)$$

由式(11)中分母项中除了常数项外还包含 2 倍基波频率正弦量, 导致计算得到的参考电流含有大量谐波成分, 并网电流质量大大降低。采用式(5)作为逆变器的参考电流进行跟踪控制, 可使逆变器输出功率跟踪给定值 P^* 和 Q^* , 并且不出现倍频波动; 但其输出电流谐波畸变率高, 电流波形畸变严重。

以电网单相电压跌落为例, 对参考电流中的谐波成分进行量化分析仿真参数为: $e_a = 100 \sin(\omega t)$ 、 $e_b = 100 \sin(\omega t - 120^\circ)$ 、 $e_c = 50 \sin(\omega t + 120^\circ)$; $P^* = 2000$ W、 $Q^* = 800$ var。不平衡电网下参考电流波形及频谱图如图 2 所示。图 2 进一步说明在电网电压不平衡情况下, 若期望逆变器输出的功率恒定, 计算得到参考电流波形畸变严重, 从而导致逆变器输出电流含有大量谐波。从频谱图中可以看到, 主要为 3 次、5 次、7 次等奇次谐波。文献[9]采用傅里叶定理对参考电流进行详细分析, 并给出了谐波分量的一般性公式推导, 推导结果与本文分析一致。

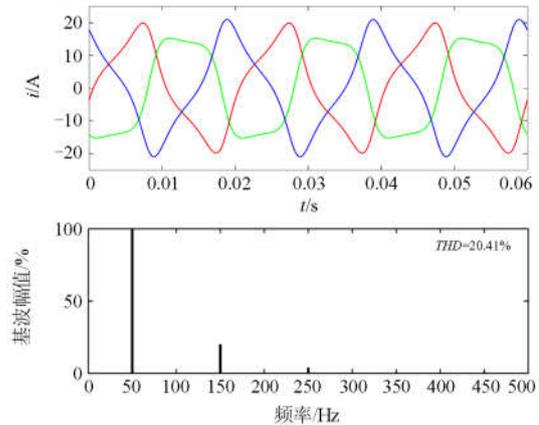


图 2 参考电流波形及频谱图

Fig. 2 Waveform and spectrum of reference current

2.2 电流平衡控制

为了解决恒功率控制下电流波形严重畸变的问题, 采用电流平衡控制策略。当逆变器控制目标为输出电流平衡且正弦时, 此时输出电流为对称正弦量, 不含负序分量。此时逆变器输出功率可表示为

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \underbrace{(e_{\alpha}^{+} i_{\alpha}^{+} + e_{\beta}^{+} i_{\beta}^{+})}_{\bar{P}} + \frac{3}{2} \underbrace{(e_{\alpha}^{-} i_{\alpha}^{+} + e_{\beta}^{-} i_{\beta}^{+})}_{\bar{P}} \\ Q = \frac{3}{2} \underbrace{(e_{\beta}^{+} i_{\alpha}^{+} - e_{\alpha}^{+} i_{\beta}^{+})}_{\bar{Q}} + \frac{3}{2} \underbrace{(e_{\beta}^{-} i_{\alpha}^{+} - e_{\alpha}^{-} i_{\beta}^{+})}_{\bar{Q}} \end{cases} \quad (12)$$

不平衡电网电压包含了正序分量和负序分量。由式(12)可知, 电网电压不平衡条件下, 同序的电压、电流相互作用产生有功和无功的直流量, 不同序的电压和电流相互作用, 导致逆变器输出功率产生 2 倍频波动。

有功和无功的参考值一般为常量。令 $P^* = \bar{P}$, $Q^* = \bar{Q}$, 三相正弦对称的参考电流如式(13)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = \frac{2}{3} \frac{P^* e_{\alpha}^{+} + Q^* e_{\beta}^{+}}{(e_{\alpha}^{+})^2 + (e_{\beta}^{+})^2} \\ i_{\beta 1} = \frac{2}{3} \frac{P^* e_{\beta}^{+} - Q^* e_{\alpha}^{+}}{(e_{\alpha}^{+})^2 + (e_{\beta}^{+})^2} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)得到的参考电流正弦对称且无谐波畸变。综合以上分析, 当逆变器以输出恒定功率为控制目标, 参考电流中含有大量奇次谐波, 电流总谐波畸变率高。当系统以输出电流平衡为控制目标, 逆变器输出电流波形质量好; 但需要提取电网电压中的基频正序分量, 增加了控制系统复杂性, 且输出功率存在 2 倍基波频率振荡。文献[6]分析了两种控制目标下参考电流的内在联系, 并得出如下结论:

$$\begin{cases} i_{\alpha(p)f} = i_{\alpha 1(p)} \\ i_{\alpha(q)f} = i_{\alpha 1(q)} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha(p)f} = i_{\alpha 1(p)} \\ i_{\alpha(q)f} = i_{\alpha 1(q)} \end{cases} \quad (15)$$

也即有:

$$\begin{cases} i_{\alpha f} = i_{\alpha 1} \\ i_{\beta f} = i_{\beta 1} \end{cases} \quad (16)$$

式(14)中: $i_{\alpha(p)f}$ 表示 $i_{\alpha(p)}$ 中的基波分量; $i_{\alpha(q)f}$ 表示 $i_{\alpha(q)}$ 中的基波分量; $i_{\alpha 1(p)}$ 表示 $i_{\alpha 1}$ 在 α 轴上的瞬时有功电流; $i_{\alpha 1(q)}$ 表示 $i_{\alpha 1}$ 在 α 轴上的瞬时无功电流。式(15)、式(16)中各参数的物理意义与式(14)类似。由式(14)一式(16)可知以恒功率为控制目标对应电流参考值中的基波分量三相正弦对称, 与电流平衡控制对应的电流参考值相等。由以上分析可得到如下结论: 当功率指令值 P^* 和 Q^* 一定时, 两种控制目标下电流参考值中的基波分量相等, 而谐波分量主要为 3 次、5 次、7 次等奇次谐波, 影响电流质量水平与输出功

率波动水平。本文所设计的控制器能使并网电流准确跟踪参考电流给定值。可以得到如下猜想: 若能控制参考电流(以恒功率为控制目标对应的电流参考值)中的谐波成分, 通过调节谐波分量的大小, 可实现系统功率波动和电流质量的协调控制。

3 基于谐波提取模块的功率波动与电流平衡协调控制方案

本文提出的不平衡电网下并网逆变器的协调控制策略, 通过调节权重系数 k 可实现 2 个控制目标: 输出功率无波动或三相电流正弦对称。

电网电压不平衡情况下, 恒定功率控制对应的电流参考值由基波分量和谐波分量组成。基波分量三相正弦对称且等于电流平衡控制策略对应的电流参考值; 而谐波分量的大小影响功率波动水平和电流平衡正序程度。假设在本文设计的电流控制器的作用下, 并网电流能准确跟踪参考电流指令值。如果能够调节参考电流中谐波分量的大小, 即可实现功率波动与电流平衡的协调控制, 这将极大改善逆变器在电网不平衡情况下的运行性能。

采用恒功率控制得到电流参考值中的谐波分量主要以 3 次、5 次、7 次为主, 这些奇次谐波分量的存在, 造成电流波形发生畸变。如果能够实时地检测出这些谐波分量, 并控制其大小, 那么就可以实现功率波动与电流平衡不同的控制目标。如何检测并提取这些谐波分量成为关键问题。

本文利用降阶谐振器(Reduced Order Resonant, ROR)在谐振频率处的高增益来提取谐波信号。降阶谐振器对于谐振频率点处的交流信号增益较大, 但在谐振频率附近增益迅速衰减, 对其他频率的信号则无明显调节作用, 从而保证了良好的频率选择性。降阶谐振器的频域传递函数表达式^[10-11]为

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k_r \omega_c}{s - j\omega_n + \omega_c} \quad (17)$$

式中: k_r 为谐振系数; ω_n 为降阶谐振器的谐振频率, 等于输入信号的频率; ω_c 为截止频率, 通过选取合适的 ω_c 来扩宽降阶谐振器在谐振频率点处的带宽, 一般情况下 ω_c 取 5~30 rad/s^[12]。 $G(s)$ 在谐振频率处的幅值增益由谐振系数 k_r 决定, k_r 越大增益越大。为了等幅值、无相差地提取参考电流中的谐波分量, 取谐振系数 $k_r=1$, 使得谐振控制器的输出增益为 1。谐振频率 ω_n 取值与参考电流信号中各次谐波分量的频率相同, $\omega_n = n\omega$, $n=3, 5, 7$ 。

降阶谐振器中存在复数 j , 属于复数域调节器, 其模拟和数字化实现存在一定困难。根据复变函数理论, 复数 j 表示信号幅值不变、相位超前 $\pi/2$ 。在

$\alpha\beta$ 静止坐标系下的电压电流的 α 分量和 β 分量满足: $x_\alpha = jx_\beta$ 、 $x_\beta = -jx_\alpha$, 可以利用此等式建立 $\alpha\beta$ 静止坐标系之间的耦合来实现复数运算^[13-15]。降阶谐振器的实现如图 3 所示。

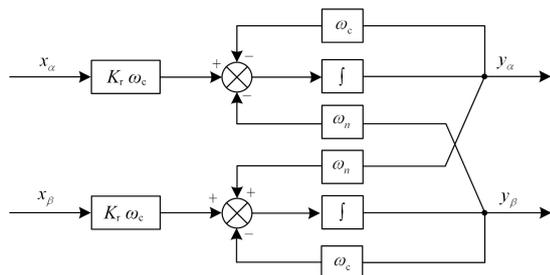


图 3 降阶谐振器的实现

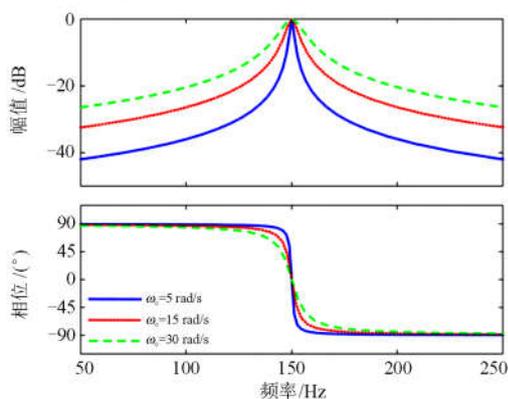
Fig. 3 Implementation of ROR

应用降阶谐振器对参考电流信号中的谐波成分进行提取, 传递函数为

$$\begin{cases} i_\alpha^n = G_n(s) i_\alpha \\ i_\beta^n = G_n(s) i_\beta \end{cases} \quad (18)$$

式中: i_α 、 i_β 表示为恒功率控制模式下参考电流在 $\alpha\beta$ 坐标下的分量; i_α^n 和 i_β^n 分别表示提取出的 n 次谐波分量; $G_n(s)$ 表示对 n 次谐波进行提取的降阶谐振器的传递函数。其中 $n=3, 5, 7$ 。

以 $n=3$ 为例, 图 4 给出了 $\omega_c=5, 15, 30$ rad/s, $k_r=1$ 时降阶谐振器 $G_3(s)$ 的频率响应波形。由图 3 可以看出, $G_3(s)$ 在谐振频率 150 Hz 处具有 0 dB 的幅频特性和 0° 的相位响应, 说明该降阶谐振器几乎可以无衰减地提取出参考电流信号中的 3 次谐波成分, 且没有相位误差, 控制精度较高。当频率偏移 150 Hz 后, 降阶谐振器的增益迅速下降, 从而保证了良好的频率选择性。降阶谐振器在谐振频率处的带宽随着 ω_c 的减小而减小^[16]; ω_c 越小, 该降阶谐振器的提取精度越高, 但响应时间越长。

图 4 降阶谐振器 $G_3(s)$ 的频率响应Fig. 4 Frequency response of the ROR $G_3(s)$

降阶谐振器对谐振频率处的交流信号具有良好的提取能力。本文提出一种基于降阶谐振器的谐波信号提取模块, 提取恒功率控制下参考电流中的谐波成分。取谐振系数 $k_r=1$, 以达到等幅值提取谐波分量的目的。完成谐波分量的提取后, 原始参考电流信号与提取出的谐波分量作差, 即可得到参考电流中的基波分量。借助基于降阶谐振器的谐波信号提取模块可以分离参考电流中的基波和谐波成分。基于降阶谐振器的谐波提取模块如图 5 所示。

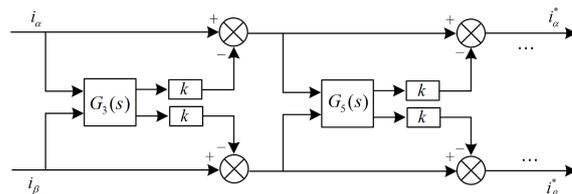


图 5 谐波提取模块

Fig. 5 Harmonic extraction module

图 5 中 i_α 、 i_β 由式(5)计算得到。 i_α^* 、 i_β^* 为经过谐波提取模块后的参考电流。本文中降阶谐振器的幅值增益为 1, 实现了对谐波分量等幅值提取。由前述分析可知, 通过调节谐波分量的大小可以实现功率波动抑制与电流平衡正序的协调控制; 为了实现该目标, 在每个谐波提取模块增加一个权重系数 k , 其中 k 的取值范围为 $0 \leq k \leq 1$ 。当权重系数 $k=0$ 时, 降阶谐振器的输出支路增益为 0, 即对谐波的提取作用失效, 相当于恒功率控制。此时逆变器输出功率恒定, 并网电流跟踪参考电流中的基波成分和谐波成分, 并网电流谐波含量最大。当权重系数 $k=1$ 时, 电流参考值中的 3 次、5 次、7 次主要谐波成分被滤除。此时 $i_\alpha^* \approx i_{\alpha 1}$ 、 $i_\beta^* \approx i_{\beta 1}$ (参考电流中可能还存在有 9 次及以上奇次谐波成分, 但其含量较小可以忽略不计), 相当于电流平衡控制。此时逆变器输出电流为三相对称正弦电流, 但逆变器输出功率存在 2 倍基波频率波动。当权重系数 $0 < k < 1$ 时, 逆变器输出功率和电流质量处于中间状态, 通过设置合理的权重系数 k , 满足不同情况下对输出功率与电流质量的要求。

将谐波提取模块加入由式(5)计算得到的参考电流中, 仿真参数与 2.1 节中的参数一致。其中, 权重系数 $k=1$, 以此来检验谐波提取模块的效果。由前述分析可知, ω_c 决定降阶谐振器的带宽, 因此谐波提取模块的整体动态性能将与降阶谐振器的截止频率 ω_c 有较大关系。为了进一步分析谐波提取模块的响应速度, 研究了截止频率 ω_c 的取值对启动过程的影响。选取 $\omega_c=5, 15, 30$ rad/s, 以对比研究谐波提取模块的响应速度。

图 6 从上至下依次为 ω_c 取 5、15、30 rad/s 时谐波提取模块启动时的响应波形。随着 ω_c 的增大, 电流趋于平衡的时间缩短。这说明 ω_c 越大, 降阶谐振器的响应速度越快, 即谐波提取模块的响应速度也越快。

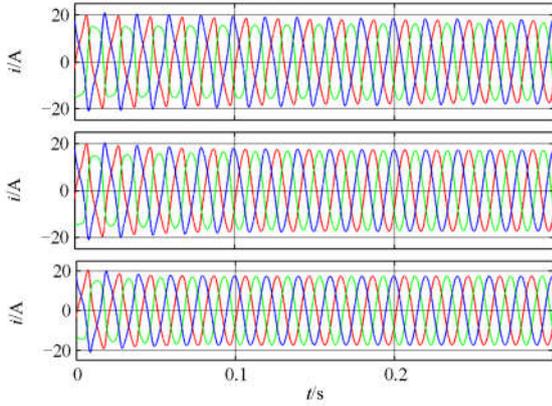


图 6 谐波提取模块的动态响应仿真

Fig. 6 Dynamic simulation of the harmonic extraction module

图 7 为加入谐波提取模块后, 恒功率控制模式下参考电流的波形及频谱图。由图 7 可知, 3 次、5 次、7 次主要谐波成分降低至 1% 以下, 总的谐波畸变率由原来的 20.4% 降低至 0.8%。这说明用谐波提取模块来提取参考电流中的谐波分量是可行的。

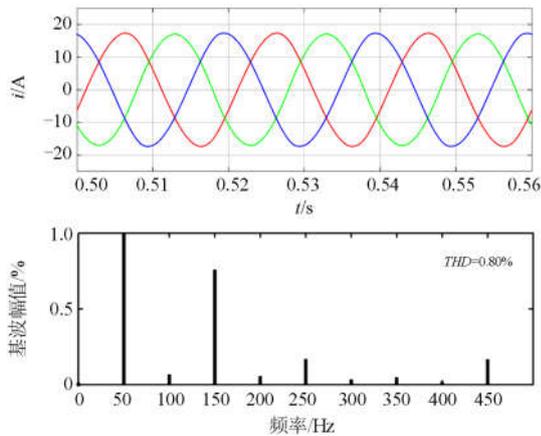


图 7 参考电流波形及频谱图

Fig. 7 Waveform and spectrum of reference current

下面对图 5 所示的谐波提取模块进行定量分析。设权重系数 $k=1$, 其传递函数由式(19)表示。

$$G_H(s) = \frac{i_\alpha^*}{i_\alpha} = [1 - G_3(s)][1 - G_5(s)][1 - G_7(s)] \quad (19)$$

由式(19)可得:

$$G_H(s) = \frac{i_\alpha^*}{i_\alpha} = \prod_{n=3,5,7} \frac{s - jn\omega}{s - jn\omega + \omega_c} \quad (20)$$

式中, ω 为基波频率。当 h 次谐波信号通过谐波提取模块时得到的增益为

$$|G_H(jh\omega)| = \prod_{n=3,5,7} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_c}{n\omega - h\omega}\right]^2}} \quad (21)$$

以三次谐波信号为例, 当 $h=3$ 时, $|G_H(j3\omega)|=0$ 。谐波提取模块对 3、5、7 次特定次谐波信号的增益为 0, 具有较好的滤波效果。当 $h \neq n$ 时, 根据式(21)可知, 其增益与截止频率 ω_c 有关。为了取得较好的滤波效果, 且对其他频率信号影响较小, ω_c 项的取值应越小越好。综合考虑谐波提取模块的滤波效果和响应速度, 本文取 $\omega_c=15$ rad/s。式(19)中谐波提取模块伯德图如图 8 所示。由图 8 可知, 谐波提取模块对 3 次、5 次、7 次谐波信号具有较好的衰减效果, 对其他频率的信号具有良好的通频效果, 且不存在相位偏移。对特定次谐波良好的衰减效果从侧面说明了降阶谐振器对谐振频率处的交流信号具有良好的提取能力, 为前述提供了理论性的依据。

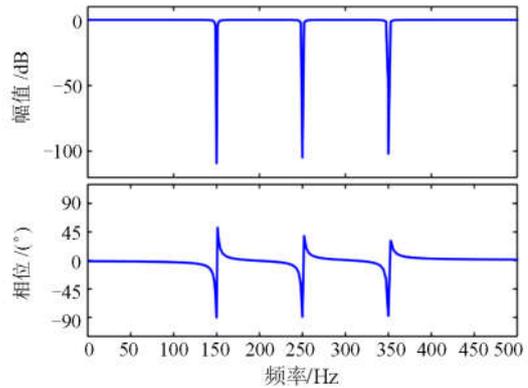


图 8 谐波提取模块伯德图

Fig. 8 Bode diagram of harmonic extraction module

当权重系数 $k=1$ 时, 谐波提取模块可以提取恒功率控制模式下参考电流中的主要谐波成分, 消除电流波形畸变, 使参考电流正弦平衡, 此时恒功率控制模式转化为电流平衡控制模式。这种方法不再需要提取电网电压的正序分量, 减少了控制系统的复杂程度。

4 逆变器控制实现方案

无差拍电流控制根据被控对象的数学模型和当前时刻的采样值, 计算变流器在下一个开关周期的占空比, 使逆变器的输出电流在一个周期结束时跟踪上参考电流指令值^[17]。其具有算法简单易实现、动态响应速度快、无需复杂的参数整定等优点, 在变流器控制领域得到广泛的应用。本文根据文献

[18]提出的无差拍控制算法实现对参考电流的快速准确跟踪。

滤波电路采用 LCL 结构可以有效减小总滤波电感量, 还可以有效抑制高频谐波^[19]。但由其构成的三阶并网逆变器系统增加了控制难度, 且 LCL 型滤波器易出现谐振现象, 影响系统稳定性。在滤波电容上串联适当阻值的电阻 R_d 可以有效抑制谐振峰, 保证系统稳定^[20]。

结合本文提出的谐波提取模块及无差拍电流控制可以设计出并网逆变器在电网电压不平衡下的控制系统, 如图 9 所示。系统首先对电网电压和逆变器输出电流进行采样; 然后将电压、电流信号进行 Clarke 变换得到 $e_{\alpha\beta}$ 和 $i_{\alpha\beta}$; 采用式(5)计算参考电流信号; 然后经过带有权重系数 k 的谐波信号提取模块后得到 $i_{\alpha\beta}^*$; 无差拍控制通过比较 $i_{\alpha\beta}^*$ 与实际并网电流的偏差, 推导出下一时刻逆变器的输出电压; 经过反 Clark 变换后通过脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)实现对逆变器的控制。此控制方案在静止坐标中实现, 利用电网电压瞬时值直接计算电流参考值, 避免了复杂的数学计算; 采用无差拍控制简化了控制系统结构, 且数字化实现简单。同时整个控制系统无需使用锁相环、也无需提取电压的正负序分量信息。通过改变权重系数 k 即可实现功率波动与电流平衡等不同控制目标。由于控制系统执行过程中, 不需要电网电压相位信息和实时掌握电网频率信息, 因此可以省略锁相环节, 简化控制系统结构。

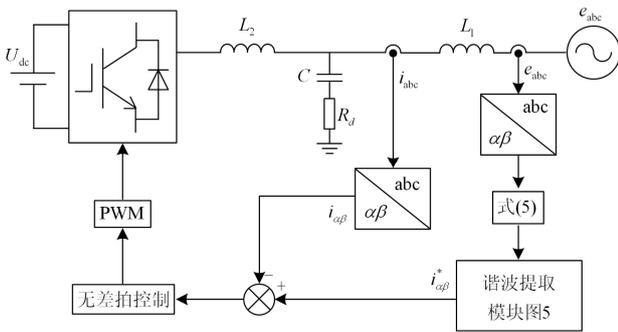


图 9 系统控制结构图

Fig. 9 System control structure diagram

5 仿真验证

根据第 3 节提出的谐波提取模块和无差拍控制方式, 在 Matlab/Simulink 平台搭建了仿真模型, 对提出的控制策略进行了仿真研究。仿真条件为 C 相电压跌落至 50%, A 相、B 相电压正常, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table1 Simulation parameters

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	700
L_2/mH	3
$C/\mu F$	5
L_1/mH	1
阻尼电阻 R_d/Ω	24
电网相电压有效值/V	220
降阶谐振器截止频率 $\omega_c/(rad/s)$	10
降阶谐振器谐振系数 k_r	1
P^*/kW	20
$Q^*/kvar$	5

给定有功功率为 20 kW, 无功功率为 5 kvar。为了验证控制方案的可行性, 仿真过程中调节谐波提取模块的权重系数 k 在 0~1 连续变化, 观察并网逆变器的三相电流及输出功率的变化情况。采用提出控制策略进行控制的逆变器仿真波形如图 10 所示。由图 10 可知, 电网电压不平衡情况下, 权重系数 k 在 0.6 s 时刻之前设置为 1, 此时并网电流三相正弦对称, 谐波含量很小, 但有功功率和无功功率波动较大。0.6~1.0 s 权重系数 k 由 1 逐渐减小至 0, 此时并网电流谐波含量逐渐增大, 但输出功率波动逐渐减小。1.0 s 后权重系数 $k=0$, 逆变器输出功率保持恒定, 而并网电流谐波含量最大。因此, 通过调节权重系数即可以实现功率波动与电流平衡的协调控制。由电流平衡控制到功率恒定控制, 切换过程较为平缓, 电流和功率较为平稳。这种可控性和平滑变化特性增强了系统控制的灵活性。

图 11(a)给出了权重系数 $k=1$ 时并网电流仿真波形及其数据的快速傅里叶变换(FFT)分析结果。由于谐波提取模块消除了参考电流中的主要谐波分量, 输出电流所含谐波成分明显降低。并网电流总谐波畸变率(THD)为 1.52%, 保证并网电流良好的正弦程度。但由图 12 可知, 瞬时功率出现较大幅度的 2 倍频波动。功率波动峰峰值达到 8 000 W 和 7 000 var。图 11(b)给出了权重系数 $k=0$ 时并网电流仿真波形。由快速傅里叶变换(FFT)分析结果可知并网电流总谐波畸变率(THD)为 20.20%, 电流谐波主要以 3 次、5 次、7 次等低次谐波为主, 与 2.1 节分析结果基本一致。由图 12 可知, 此时逆变器输出功率基本恒定。

为了验证无差拍控制的电流跟踪效果, 图 13 给出了并网电流对参考电流的跟踪情况。即使在参考电流严重畸变情况下, 可以看到并网电流依然能精准地跟踪参考电流信号。无差拍电流控制使系统实现对交流给定值的快速无差跟踪。

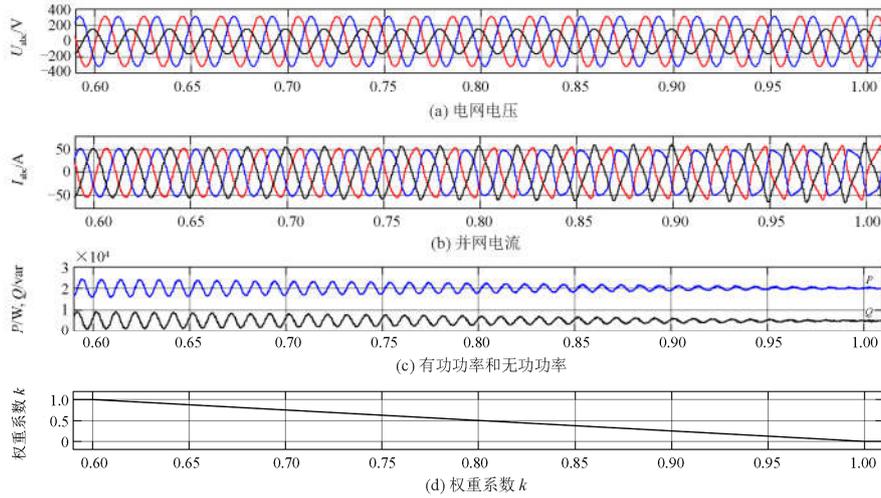


图 10 不平衡控制目标的仿真结果

Fig. 10 Simulation results of unbalanced control targets

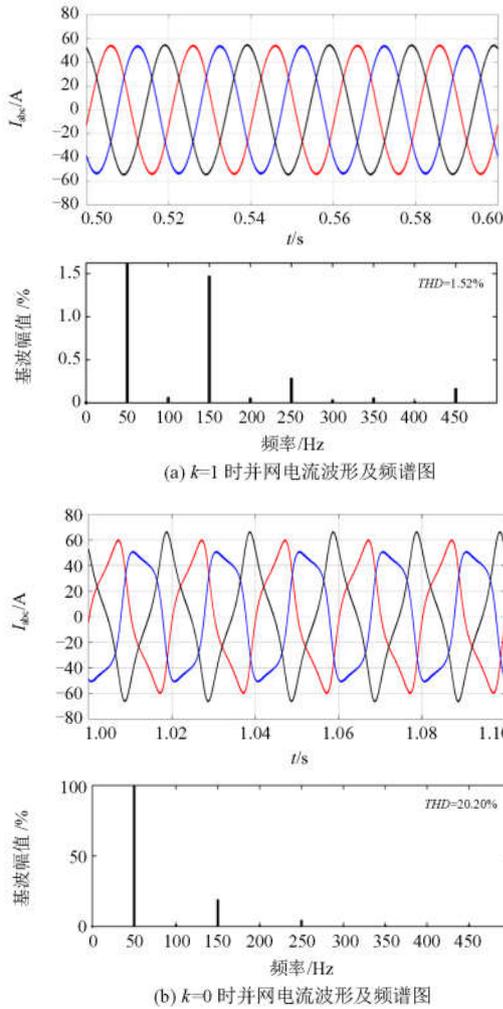


图 11 $k=1$ 、 $k=0$ 时并网电流波形及频谱图

Fig. 11 Current waveform and spectrum diagram at $k=1$, $k=0$

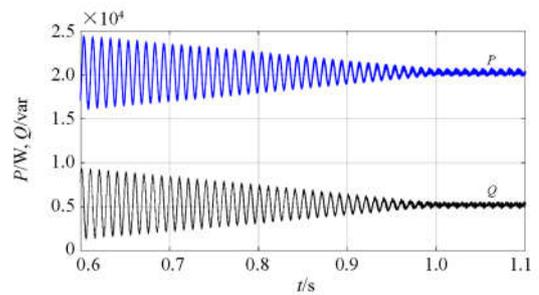


图 12 k 由 1 到 0 变化时逆变器的输出功率

Fig. 12 Output power of the inverter when k is changed from 1 to 0

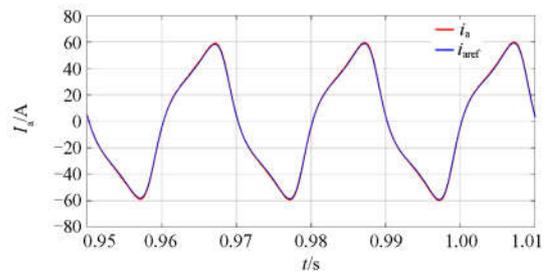


图 13 A 相并网电流及其参考信号

Fig. 13 Grid-connected current and its reference signal of phase A

6 RT-LAB 半实物实验

为了验证本方案的可行性和正确性，在 RT-LAB 半实物实验平台上进行了验证。实验参数和仿真参数一致。RT-LAB 半实物实验平台如图 14 所示。电网电压不平衡状态如图 15 所示。



图 14 RT-LAB 半实物实验平台

Fig. 14 RT-LAB semi-physical experiment platform

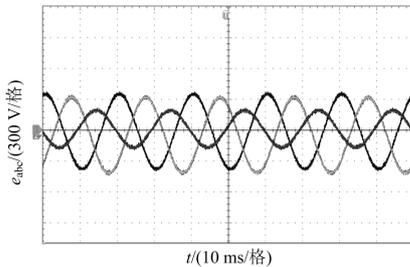
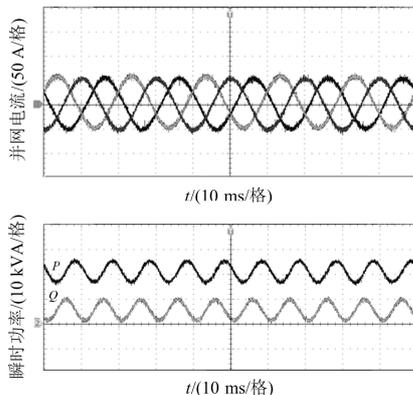


图 15 不平衡电网电压

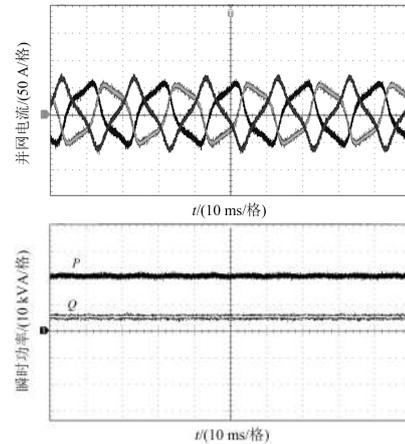
Fig. 15 Unbalanced grid voltage

图16为 $k=1$ 时并网电流及输出功率波形。 $k=1$ 时降阶谐振器等幅值提取参考电流中的3次、5次、7次等奇数次谐波,谐波提取模块消除了参考电流中的谐波成分,得到其基波分量。并网电流三相平衡且畸变率较小,但有功和无功功率波动较大,与仿真分析基本一致。

图 16 $k=1$ 时的实验结果Fig. 16 Experimental results at $k=1$

由图17可知:当 $k=0$ 时,由于降阶谐振器输出支路增益为0,参考电流信号中含有大量的谐波成分,并网电流跟踪参考电流中的基波分量和谐波分量,导致并网电流畸变严重;但谐波分量抑制了功率振荡,此时逆变器输出功率基本恒定。与前述分析一致。随着 k 值的减小,并网电流峰值变大,逆变

器存在过电流的风险,在实际应用中需要综合考虑多重因素确定 k 的取值。

图 17 $k=0$ 时的实验结果Fig. 17 Experimental results at $k=0$

7 结论

本文主要研究了不平衡电网下并网逆变器的功率/电流协调控制,通过理论分析和实验研究得出如下结论:(1)不平衡电网电压下并网逆变器输出功率恒定时并网电流中将产生3次、5次、7次等奇次谐波。(2)降阶谐振器能够精确地提取谐振频率处的交流信号;调节谐波提取模块中的权重系数 k 可以调节参考电流信号中谐波分量的大小。(3)与传统控制策略相比,无需旋转坐标变换,也无需锁相环和正负序分量提取,减小控制算法的实现难度。仿真和实验结果表明,本文所提出的控制策略在电网电压不平衡时可以实现输出功率与电流平衡的协调控制,验证了所提策略的正确性和有效性。在工程应用中有一定的参考价值。

参考文献

- [1] 刘子文, 苗世洪, 范志华, 等. 不平衡电网电压下柔性直流输电系统功率滑模补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(14): 3296-3305.
LIU Ziwen, MIAO Shihong, FAN Zhihua, et al. Power sliding mode compensation strategy of VSC-HVDC under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(14): 3296-3305.
- [2] 叶吉亮, 李岚, 刘海霞, 等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 113-119.
YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverter under unbalanced and harmonic voltage condition[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 113-119.
- [3] 杨超颖, 王金浩, 杨赞磊, 等. 不对称故障条件下并网光伏逆变器峰值电流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(16): 103-111.

- YANG Chaoying, WANG Jinhao, YANG Yunlei, et al. Control strategy to suppress peak current for grid-connected photovoltaic inverter under unbalanced voltage sags[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(16): 103-111.
- [4] LI Z, LI Y, WANG P, et al. Control of three-phase boost-type PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2521-2530.
- [5] RODRIGUEZ P, TIMBUS A V, TEODORESCU R, et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2583-2592.
- [6] 王逸超, 欧名勇, 陈燕东, 等. 不平衡电压下并网逆变器的功率波动抑制与电流平衡协调控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6981-6987.
- WANG Yichao, OU Mingyong, CHEN Yandong, et al. Coordinate control of power fluctuation suppression and current balance under unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6981-6987.
- [7] 郭小强, 张学, 卢志刚, 等. 不平衡电网电压下光伏并网逆变器功率/电流质量协调控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 346-353.
- GUO Xiaoqiang, ZHANG Xue, LU Zhigang, et al. Coordinate control of power and current quality for grid-connected PV inverters under unbalanced grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 346-353.
- [8] AKAGI H, WATANABE E H, AREDES M. 瞬时功率理论及其在电力调节中的应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [9] GUO X, LIU W, ZHANG X, et al. Flexible control strategy for grid-connected inverter under unbalanced grid faults without PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1773-1778.
- [10] 李葛亮, 谢桦, 赵新, 等. 基于降阶谐振调节器的正负序分量检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(14): 41-47.
- LI Geliang, XIE Hua, ZHAO Xin, et al. Positive-and negative-sequence component detecting method based on reduced order resonant regulator[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(14): 41-47.
- [11] BUSADA C A, GOMEZ J S, LEON A E, et al. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2898-2909.
- [12] 康伟龙, 郑婷婷, 苗世洪, 等. 不平衡电网电压下双馈感应发电机系统串联和并联网侧变换器协调控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊 1): 193-204.
- KANG Yilong, ZHENG Tingting, MIAO Shihong, et al. Coordinated control strategy of series and parallel grid side converters for DFIG system under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S1): 193-204.
- [13] 赵新, 金新民, 周飞, 等. 基于比例积分-降阶谐振调节器的并网逆变器不平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(19): 84-92.
- ZHAO Xin, JIN Xinmin, ZHOU Fei, et al. Unbalanced control of grid-connected inverters based on proportion integral and reduced order resonant controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(19): 84-92.
- [14] 郑征, 黄旭, 杨明, 等. 弱电网下基于复数滤波器的并网电压前馈控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(24): 70-75.
- ZHENG Zheng, HUANG Xu, YANG Ming, et al. Grid voltage feedforward control strategy for weak grid based on complex filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(24): 70-75.
- [15] 杨明, 高龙将, 王海星, 等. 电网不平衡下虚拟同步发电机功率-电流协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 17-23.
- YANG Ming, GAO Longjiang, WANG Haixing, et al. Coordinate control of power and current for virtual synchronous generator under unbalanced grid voltage[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 17-23.
- [16] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.
- [17] 张汀荃, 张汀荃, 张海龙, 等. 双端柔直输电系统的改进无差拍控制策略研究[J]. 电力工程技术, 2018, 37(4): 84-89.
- ZHANG Tingquan, ZHANG Tinghui, ZHANG Hailong, et al. Operation characteristics of improved deadbeat flexible HVDC transmission[J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(4): 84-89.
- [18] 谭翠兰, 陈启宏, 张立炎, 等. 三相四桥臂并网逆变器的无差拍重复控制[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 142-148.
- TAN Cuilan, CHEN Qihong, ZHANG Liyan, et al. Deadbeat repetitive control for three-phase four-leg inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 142-148.
- [19] 陈燕东, 王伊, 周乐明, 等. 弱电网下LCL逆变器阻尼谐振抑制与功率快速调节方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(11): 2564-2574.
- CHEN Yandong, WANG Yi, ZHOU Leming, et al. Damping resonance suppression and fast power regulation method for LCL-Type inverter under weak grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(11): 2564-2574.
- [20] PENA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2642-2646.

收稿日期: 2019-04-22; 修回日期: 2019-05-13

作者简介:

杜田雨(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化; E-mail: 1006334849@qq.com

付子义(1958—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化、智能信息处理、矿井综合自动化等。E-mail: fuzy@hpu.edu.cn

(编辑 葛艳娜)