

DOI: 10.7667/PSPC160447

基于可控等效输出阻抗的微网逆变器并联特性研究

赵济乾¹, 赵晋斌¹, 孙锋², 屈克庆¹, 李芬¹

(1. 上海电力学院电气工程学院, 上海 200090; 2. 国电南京自动化股份有限公司, 江苏 南京 210032)

摘要: 针对低压微网中采用传统下垂控制的并联逆变器功率均分效果差以及母线电压和频率偏移问题, 分析了并联逆变器的环流和功率输出特性, 提出一种基于可控等效输出阻抗的微网逆变器并联控制策略。该策略实现了逆变器等效输出阻抗的精确可控, 且具有虚拟同步发电机的基本特性, 逆变器等效电压源的频率和相位能够实现自同步功能, 在不需要功率环的情况下间接实现了并联逆变器功率均分且具有环流抑制能力。通过设计电压二次调节控制, 消除了微网母线电压和频率的偏移问题。仿真结果验证了所提控制策略的可行性和有效性。

关键词: 逆变器并联; 可控等效输出阻抗; 自同步; 功率均分; 电压二次调节

Research on microgrid inverters parallel characteristic based controllable equivalent output impedance

ZHAO Jiqian¹, ZHAO Jinbin¹, SUN Feng², QU Keqing¹, LI Fen¹

(1. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Guodian Nanjing Automation Co., Ltd., Nanjing 210032, China)

Abstract: In view of the poor power sharing of parallel inverters using traditional droop control and the bus voltage and frequency deviation problem in the low-voltage microgrid, the circulating current and power output characteristics of parallel inverters are analyzed, and a control strategy for parallel inverters based controllable equivalent output impedance is proposed. The strategy makes the inverter has a precise controllable equivalent output impedance and has the basic characteristic of the virtual synchronous generator, and the frequency and phase of the equivalent voltage source are capable of self-synchronization function, then it achieves power sharing indirectly without using power ring and has the ability to inhibit the circulating current. It eliminates the bus voltage and frequency deviation problem by designing the secondary voltage regulation control. The simulation results verify the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy.

This work is supported by Natural Science Foundation of Shanghai (No. 16ZR1413000) and Shanghai Engineering Research Center of Green Energy Grid-connected Technology (No. 13DZ2251900).

Key words: parallel inverters; controllable equivalent output impedance; self-synchronization; power sharing; secondary voltage regulation

0 引言

微网中分布式电源和储能装置大多通过逆变器连接在微网母线上, 多逆变器并联形式在微网中普遍存在。孤岛时微网控制的一个重要目标是在保证母线电压质量的同时实现逆变器之间的功率均分, 即均流问题^[1-2]。由于以下垂控制方法^[3-13]为主的无互联线控制方式具有较高的冗余性和可靠性, 因此成为了现阶段逆变器并联控制技术研究的重点。低

压微网中线路阻抗主要呈阻性, 采用传统下垂控制的逆变器输出功率将出现耦合, 影响功率均分效果, 对此文献[6-7]提出反下垂控制来改善控制效果, 但该方法使得分布式电源与传统同步发电机的静态特性相反, 不利于微网内多种微源并联的稳定控制。

针对以上问题, 目前利用虚拟阻抗技术^[8-13]改变逆变器输出阻抗特性的方法得到了广泛应用, 该方法通过增设虚拟阻抗环能使逆变器等效输出阻抗呈感性, 减小线路电阻的影响, 改善下垂控制效果。但引入虚拟阻抗环增加了不稳定因素, 而且虚拟阻抗无法精确设计, 易受滤波器参数等影响^[11], 过大的虚拟电感会对高次谐波呈现较高的感抗, 在谐

基金项目: 上海市自然科学基金(16ZR1413000); 上海绿色能源并网工程技术研究中心(13DZ2251900)

波含量较大时会使输出电压压降增大、畸变严重, 影响系统稳定性。

由于传统下垂控制自身的特点, 负载变化时会引起微网母线电压和频率偏移, 逆变器的功率分配精度和输出电压质量之间存在矛盾。文献[12-13]分别提出了基于下垂控制的改进方案, 通过自动调节下垂系数或增加电压和频率补偿环提高输出电压质量, 但仍需考虑与功率环的耦合关系。文献[14]提出一种基于虚拟电阻匹配的逆变器并联控制方法, 通过设计逆变器虚拟输出电阻值相互匹配间接实现均流控制, 虽然其虚拟电阻的设计需要实时参数辨识和计算, 过程较复杂, 占用系统资源较大, 但是控制效果较好, 为逆变器并联控制提供了新思路。

文献[15]提出一种带轴压调节的电压控制型逆变器, 但文中未对逆变器并联提出有效可行的控制方法。针对传统下垂控制的缺点, 本文在文献[15]的基础上提出一种基于可控等效输出阻抗的微网逆变器并联控制策略, 在不需要功率环的情况下间接实现并联逆变器功率均分且具有环流抑制能力; 通过设计电压二次调节控制, 消除微网母线电压和频率的偏移问题。并通过仿真结果验证了该控制策略的可行性和有效性。

1 微网逆变器并联系统分析

1.1 传统逆变器并联下垂控制技术

微网中逆变器可以等效为含内阻抗的电压源, 图 1 表示两台逆变器并联等效模型, $E_i \angle \delta_i$ ($i=1,2$) 和 $E_0 \angle 0$ 分别表示逆变器等效电压源电动势和母线电压, δ_i 表示等效电压源与母线电压的相角差; $R_i + jX_i = Z_i \angle \theta_i$ ($i=1,2$) 表示逆变器等效电压源与母线之间的等效输出阻抗, Z_i 为阻抗值, θ_i 为阻抗角。

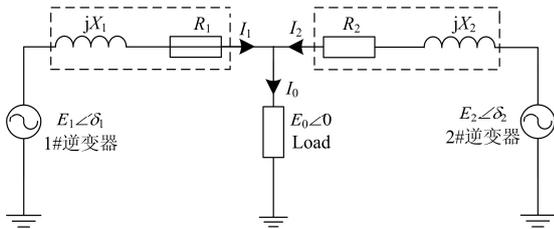


图 1 逆变器并联等效模型

Fig. 1 Equivalent model of parallel inverters

当 $Z_i \angle \theta_i$ 主要呈感性, 即 $R_i \ll X_i$ 时, $Z_i \angle \theta_i \approx jX_i$, $\theta_i \approx 90^\circ$ 。通常相角差 δ_i 很小, $\sin \delta_i \approx \delta_i$, $\cos \delta_i \approx 1$, 经分析, 逆变器的输出功率可表示为

$$P_i \approx \frac{E_i E_0}{X_i} \delta_i \quad (1)$$

$$Q_i \approx \frac{E_0}{X_i} (E_i - E_0) \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可知, 逆变器输出有功功率 P_i 近似与相角差 δ_i 成正比, 无功功率 Q_i 近似与电压幅值差 $E_i - E_0$ 成正比。由频率与相角的关系可得, 控制频率和电压在一定程度上可以实现对逆变器输出有功功率和无功功率的独立控制。采用传统下垂控制的逆变器参考电压由下垂控制方程产生, 其表达式为

$$\omega_i = \omega_i^* - m_i P_i \quad (3)$$

$$E_i = E_i^* - n_i Q_i \quad (4)$$

式中: ω_i , E_i , ω_i^* , E_i^* 分别表示逆变器输出频率和电压参考值及空载参考频率和电压; P_i , Q_i 分别表示逆变器输出有功和无功功率; m_i , n_i 分别表示有功和无功下垂控制系数。

1.2 并联逆变器输出功率分析

通常微网中逆变器的等效输出阻抗较小, 因此逆变器间很小的电压差异将会引起较大的环流, 如果不进行抑制, 将会严重影响系统的稳定性和可靠性。从环流角度考虑, 环流大小也是衡量微网中并联逆变器功率分配精度的重要指标。

当两台逆变器容量相同时, 定义环流表达式为

$$i_H = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (5)$$

根据图 1 分析可得

$$i_H = \frac{1}{2} \left(\frac{E_1 \angle \delta_1 - E_0 \angle 0}{jX_1} - \frac{E_2 \angle \delta_2 - E_0 \angle 0}{jX_2} \right) \approx \frac{E_1 X_2 \delta_1 - E_2 X_1 \delta_2}{2X_1 X_2} + j \frac{(E_0 - E_1) X_2 - (E_0 - E_2) X_1}{2X_1 X_2} \quad (6)$$

由式(6)可知, 影响环流的主要因素有逆变器等效电压源的电压幅值和相角差以及其等效输出阻抗的模和阻抗角等。若使 $E_1 = E_2 = E$, $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, 则式(6)可简化为

$$i_H = \frac{E \delta (X_2 - X_1)}{2X_1 X_2} + j \frac{(E_0 - E)(X_2 - X_1)}{2X_1 X_2} \quad (7)$$

由式(7)可知, 在逆变器等效电压源的电压幅值和相角差相等情况下, 若各逆变器等效输出阻抗相同, 即 $X_1 = X_2$, 则逆变器间稳态环流可以显著减小。

从功率分配角度考虑, 孤岛时微网系统希望并联逆变器能够共同承担负荷且实现功率均分。由式(1)和式(2)可得

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{E_1 \delta_1}{E_2 \delta_2} \cdot \frac{X_2}{X_1} \quad (8)$$

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{(E_1 - E_0) \cdot X_2}{(E_2 - E_0) \cdot X_1} \quad (9)$$

从以上两式可知, 当逆变器输出电压满足 $E_1 = E_2 = E$ 和 $\delta_1 = \delta_2 = \delta$ 时, 为使 $P_1 = P_2$, $Q_1 = Q_2$, 只需使 $X_1 = X_2$; 而当逆变器容量不同时, 为使 $P_1 = aP_2$, $Q_1 = aQ_2$, 只需使 $aX_1 = X_2$ 。

综上所述可知, 若并联逆变器等效电压源的电压幅值和相角差相同, 只需控制其等效输出阻抗值比与容量比成倒数, 就能同时实现逆变器间有功功率和无功功率均分, 还能有效抑制环流。

2 新型逆变器并联控制策略设计

根据对微网逆变器并联环流和输出功率特性的分析, 本文以 LCL 型滤波的单相电压型逆变器为研究对象, 提出了一种基于可控等效输出阻抗的微网逆变器并联控制策略, 如图 2 所示, PCC 表示微网母线上公共连接点, Z_{Load} 表示公共负载。逆变器主电路主要包括直流电源 V_{DC} , 逆变桥 Inv 以及带阻尼 LCL 型滤波器; 控制系统主要由滤波电容电压及等效输出阻抗控制, 轴压调节控制及电压二次调节控制 3 部分组成。

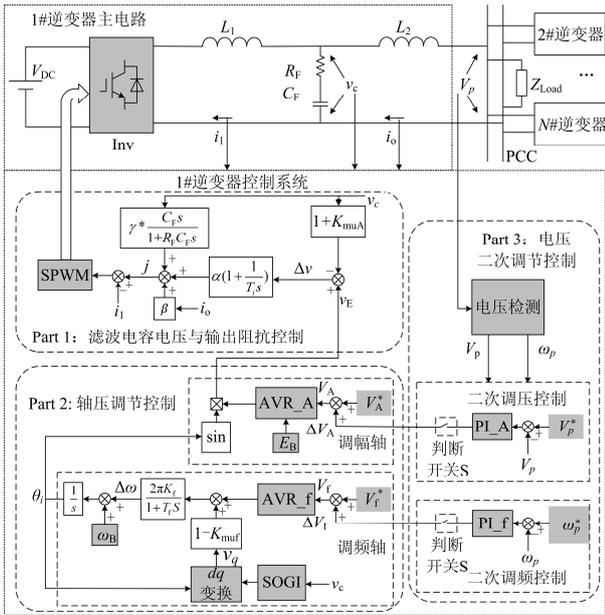


图 2 并联逆变器控制框图

Fig. 2 Control diagram of parallel inverters

2.1 可控等效输出阻抗设计

由图 2 可知, 逆变器滤波电容电压控制部分主要由桥侧电感电流 i_1 反馈环, 网侧电感电流 i_o 前馈环和滤波电容电压 v_c 补偿环组成, 其中 α 和 T_i 分别是电压环 PI 控制器的比例和积分时间系数, β 是 i_o 前馈系数, γ 是电容电流补偿系数。轴压调节控制部

分由调压轴和调频轴组成, 其中 ω_B 和 E_B 分别为电容电压频率和幅值的基准值, K_{muA} 、 K_{muF} 分别是调压和调频系数, 调压轴和调频轴的约束关系分别为 $AVR_A = \sqrt{2}(E_B + K_{muA} \cdot V_A)$, $AVR_f = \sqrt{2}K_{muF} \cdot V_f$ 。

若将逆变桥看作一个增益为 G_{PWM} 的放大器, 由图 2 可得逆变器电容电压控制框图如图 3 所示, 并可以推出电容电压的表达式为

$$V_c(s) = \frac{\alpha(1 + \frac{1}{T_i s})G_{PWM} \cdot V_E(s)}{\alpha(1 + K_{muA})(1 + \frac{1}{T_i s})G_{PWM} + \frac{(1 - \gamma G_{PWM})C_F s}{1 + R_f C_F s}} - \frac{(1 - \beta G_{PWM}) \cdot I_o(s)}{\alpha(1 + K_{muA})(1 + \frac{1}{T_i s})G_{PWM} + \frac{(1 - \gamma G_{PWM})C_F s}{1 + R_f C_F s}} \quad (10)$$

式中, $V_E(s)$ 是 $v_E(t)$ 的拉氏变换, $v_E(t)$ 的表达式为

$$v_E(t) = \sqrt{2}(E_B + K_{muA} V_A) \sin \theta_i \quad (11)$$

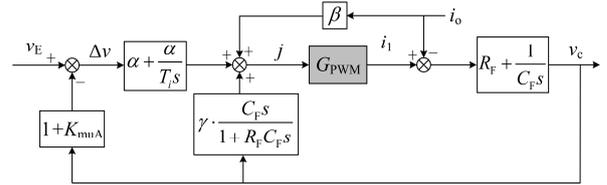


图 3 逆变器电容电压控制框图

Fig. 3 Control diagram of inverter's capacitor voltage

若取 $\gamma = 1/G_{PWM}$, 则式(10)可简化为

$$V_c(s) = \frac{V_E(s)}{(1 + K_{muA})} - \frac{(1 - \beta G_{PWM}) \cdot I_o(s)}{\alpha(1 + K_{muA})(1 + \frac{1}{T_i s})G_{PWM}} \quad (12)$$

由式(12)可以发现, 逆变器可以等效为一个含有内阻抗的电压源, 且逆变器等效输出阻抗可以看作是由电阻 R 与电感 L 并联组成, 其表达式分别为

$$e_i(t) = \sqrt{2} \frac{E_B + K_{muA} V_A}{1 + K_{muA}} \sin \theta_i \quad (13)$$

$$Z_i = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{\alpha(1 + K_{muA})(1 + \frac{1}{T_i s})G_{PWM}} \quad (14)$$

$$R = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{\alpha G_{PWM} (1 + K_{muA})} \quad (15)$$

$$L = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{\alpha G_{PWM} (1 + K_{muA})} T_i \quad (16)$$

式(14)~式(16)表明, 逆变器等效输出阻抗只与控制参数有关, 通过合理的参数选择可以精确设置其等效输出阻抗, 且不受实际滤波器件参数的约束。设置合适的 R 与 L 比值, 可以使逆变器等效输出阻

抗在基频时呈感性($R \gg X_L$)且高频时呈阻性, 对高频谐波具有一定的抑制作用, 因此该控制策略对逆变器并联控制表现出了一定的优越性。

2.2 频率及相位自同步设计

设图 2 中 PCC 点电压为 v_p , 由于电感 L_2 很小, 因此可以近似认为电容电压与 PCC 点电压相等, 即

$$v_c(t) = \sqrt{2}V_p \sin \omega_p t \quad (17)$$

假设 $\theta \approx \omega_p t$, v_c 通过广义二阶积分器(Second Order Generalized Integrator, SOGI)获取虚拟正交分量, 相对于文献[15]中 $T/4$ 延时法, 能够滤除电压信号中高次谐波并无静差地提出输入信号的基波分量, 保证锁相环的快速动态响应, 提高系统对微网母线电压变化的适应能力。正交量经 dq 变换后可得

$$v_q(t) = \sqrt{2}V_p(\omega_p t - \theta_i) + \frac{\sqrt{2}\pi V_p(\omega_B - \omega_p)}{4\omega_B} \quad (18)$$

由图 2 轴压调节控制中惯性环节可得

$$T_f \frac{d^2 \theta_i}{dt^2} + \frac{d\theta_i}{dt} = \quad (19)$$

$$2\pi K_f [\sqrt{2}K_{muf} V_f + (1 - K_{muf})v_q(t)] + \omega_B$$

记逆变器等效电压源与 PCC 点电压相位差(即功率角)为 $\delta(t) = \theta_i - \omega_p t$, 则整理式(19)可得

$$T_f \frac{d^2 \delta}{d\tau^2} + K \frac{d\delta}{d\tau} + \sin \delta = \frac{A}{B} \quad (20)$$

式中:

$$\begin{cases} \tau = \sqrt{\frac{A}{T_f}} t, K = \frac{1}{\sqrt{AT_f}} \\ A = 2\sqrt{2}\pi K_f (1 - K_{muf})V_p \\ B = \left[1 + \frac{\sqrt{2}\pi^2 K_f (1 - K_{muf})}{2\omega_B} (\omega_B - \omega_p) \right] + \\ 2\sqrt{2}\pi K_f K_{muf} V_f \end{cases}$$

式(20)与同步发电机转子运动的帕克方程形式相同, 因此说明该控制策略作用下的逆变器具有虚拟同步发电机的基本特性。

当 T_f 很小时, 忽略式(20)中 T_f 部分并整理可得

$$\theta_i(s) = \frac{\omega_B + 2\sqrt{2}\pi K_f K_{muf} V_f}{s[s + 2\sqrt{2}\pi K_f (1 - K_{muf})V_p]} + \frac{2\sqrt{2}\pi K_f (1 - K_{muf})V_p [\omega_p + s \cdot \frac{\pi}{4\omega_B} (\omega_B - \omega_p)]}{s^2 [s + 2\sqrt{2}\pi K_f (1 - K_{muf})V_p]} \quad (21)$$

由式(21)可得, 逆变器等效电压源的角频率稳态值和功率角稳态值分别为

$$\omega_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d\theta_i}{dt} = \lim_{s \rightarrow +0} s^2 \theta_i(s) = \omega_p \quad (22)$$

$$\delta = \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = \lim_{s \rightarrow +0} s(\theta_i(s) - \frac{\omega_p}{s^2}) = \left(\frac{1}{2\sqrt{2}\pi K_f (1 - K_{muf})V_p} + \frac{\pi}{4\omega_B} \right) (\omega_B - \omega_p) + \frac{K_{muf} V_f}{(1 - K_{muf})V_p} \quad (23)$$

由式(22)和式(23)可知, 逆变器最终能够实现与母线电压频率的同步, 而且等效电压源与母线电压间的功率角也能实现准确控制。若调频轴控制参数相同, 则能够实现微网中各逆变器与母线电压间的功率角相同, 为本文提出的新策略提供了实现的可能。

2.3 电压二次调节设计

由上文分析可知, 如果保持逆变器控制参数不变, 虽然在该控制策略下的等效电压源不会再出现由于下垂控制自身特性导致的电压偏差, 有一定的性能改善, 但只能保证等效电动势大小不变, 由于等效输出阻抗上导致的电压降仍无法消除, 还会出现负载越大母线电压跌落越严重的情况。

针对等效输出阻抗上的压降问题, 本文利用轴压调节控制, 设计了电压二次调节控制, 对 PCC 点电压进行微调, 改善母线电压质量。具体控制方法为: 通过锁相环检测 PCC 点电压频率和幅值分量与标准参考值比较, 将差值再分别经过 PI 控制器产生轴压调节量 ΔV_A 和 ΔV_f , 通过改变等效电压源的幅值和频率, 间接实现对 PCC 点电压的控制。

$$\Delta V_A = (k_{p_A} + \frac{k_{i_A}}{s})(V_p^* - V_p) \quad (24)$$

$$\Delta V_f = (k_{p_f} + \frac{k_{i_f}}{s})(\omega_p^* - \omega_p) \quad (25)$$

为保证各逆变器的轴压调节量相同, 电压二次调节控制采用分步控制^[12-13]。当系统有逆变器投切或负载发生较大变化时, 在系统检测到 PCC 点电压发生较大变动且未稳定之前, 令条件判断开关 $S=0$, 电压二次调节控制环不工作; 当检测到 PCC 点电压稳定后, 令 $S=1$, 启动电压二次调节控制, 其控制流程图如图 4 所示。

由于电压二次调节采用分步控制, 保证了电压二次调节量相同, 各逆变器等效电压源具有相同的电压幅值、频率及功率角, 实现该控制策略的条件得到满足, 既实现了功率均分, 又改善了 PCC 点电压质量, 消除母线电压和频率偏移问题。

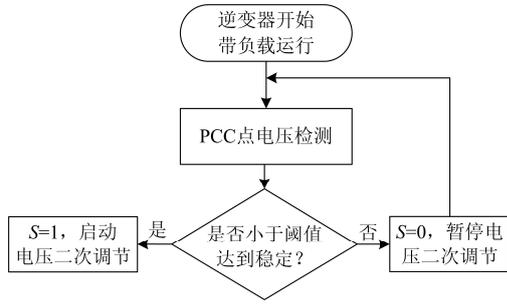


图 4 电压二次调节控制流程图

Fig. 4 Flow chart of secondary voltage regulation

3 仿真验证

采用 Matlab 软件按图 2 所示搭建两台逆变器并联模型, 将逆变器额定电压、频率和容量分别设计为 220 V、50 Hz 和 1 kVA。采用 SPWM 控制方式, 取 $G_{PWM} \approx 1$, 逆变器主电路和控制系统的参数分别如表 1 和表 2 所示。将参数代入式(14)可得

$$e_i(t) = \sqrt{2}(110 + 0.5V_A) \sin \theta_i(t) \quad (26)$$

表 1 逆变器主电路参数

Table 1 Parameters of inverter's main circuit

V_{DC}/V	L_1/mH	L_2/mH	$C_F/\mu F$	R_F/Ω
400	5	0.2	47	0.5

表 2 逆变器控制系统参数

Table 2 Parameters of inverter's control system

E_B/V	$\omega_B/(rad/s)$	K_f	T_f/s	T_i/ms	α
220	314	0.05	0.001	0.318	0.1
β	γ	K_{muA}	K_{mur}	V_A^*/V	V_f^*/V
-1	1	1	0.5	220	0
V_p^*/V	$\omega_p^*/(rad/s)$	k_{p_A}	k_{1_A}	k_{p_f}	k_{1_f}
220	314	0.05	100	20	3000

空载时, 逆变器等效电压源电动势等于电容电压, 即 $\delta_f=0$, 等效电压源的输出相位为

$$\theta_i(t) = 2\pi(50 + 0.032V_f)t \quad (27)$$

逆变器等效输出阻抗 $R=10 \Omega$, $L=3.18 \text{ mH}$, 基频时主要呈感性(R 约为 X_L 的 10 倍), 其等效电路可表示为图 5。

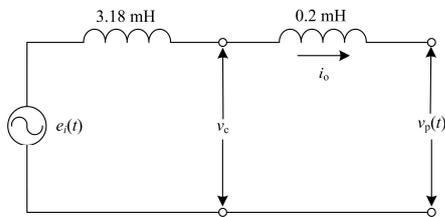
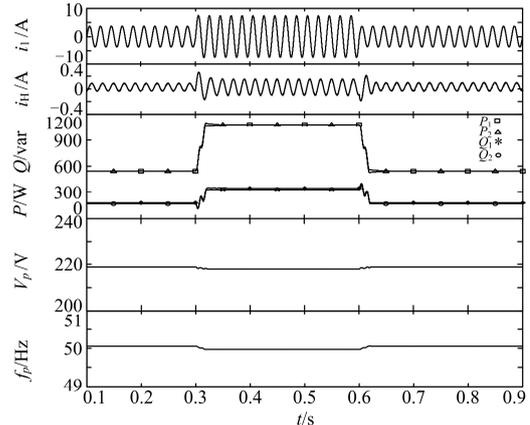


图 5 逆变器简化等效电路

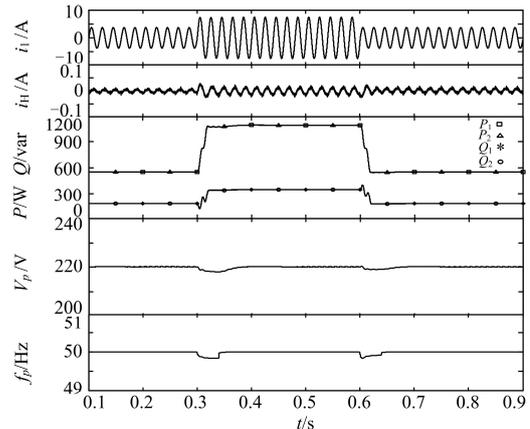
Fig. 5 Simplified equivalent circuit of inverter

在低压微网中, 分布式电源到 PCC 点的距离一般较小, 适当调大逆变器等效输出阻抗可以忽略线路阻抗的影响。为了验证该控制策略中逆变器的输出阻抗仅由控制参数决定的特点, 在仿真时将 2#逆变器的滤波电感参数增加 20%。

仿真时将两台逆变器直接并联带载运行, 根据负载变化时逆变器的运行情况来验证该方案的可行性。仿真过程如下: 在起始阶段, 两台并联逆变器共同为 40Ω , 40 mH 的恒阻抗负荷 Z_{Load1} 供电, 0.3 s 时将与 Z_{Load1} 相同的负荷 Z_{Load2} 并联投入, 0.6 s 时再将负荷 Z_{Load2} 切除, 仿真时长共 0.9 s 。采用传统下垂控制策略和本文的新控制策略分别进行两次实验, 仿真结果如图 6 所示。



(a) 传统下垂控制策略仿真波形



(b) 新控制策略仿真波形

图 6 相同容量时仿真结果

Fig. 6 Simulation results with the same capacity

采用传统下垂控制策略时, 由于输出滤波电感参数的差异, 逆变器间环流较大(环流峰值约高达输出电流的 6%), 功率均分效果较差, 如图 6(a)中 i_{IH} 波形所示。由于 $P-\omega$ 控制环积分环节的存在, 稳态时各逆变器输出电压频率会拉入同步, 频率和相位条件容易实现, 即使各逆变器输出阻抗不相同, 有

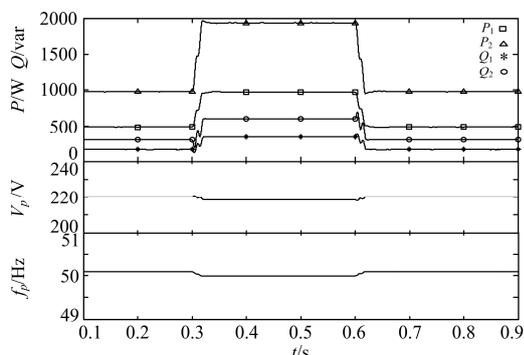
功率也能实现精确的功率分配, 而由于环流引起的功率分配不均主要体现在无功功率的分配上, 如图 6(a)中 P, Q 波形所示。新控制策略下逆变器输出阻抗不受滤波电感参数的影响且仅由控制参数决定, 因此环流较小(环流峰值约为输出电流的 0.6%, 不足 1%), 功率均分效果较好, 如图 6(b)所示。

此外, 由于下垂控制自身的特点和输出阻抗上压降的作用, PCC 点电压和频率与额定值存在一定偏差, 如图 6(a)中 V_p 和 f_p 波形所示。而采用新控制策略时, 当负载变化引起 PCC 点电压跃变超出设定阈值时, 各逆变器暂停电压二次调节控制, 利用自同步功能经过短暂调节后 PCC 点电压达到稳定, 实现功率均分; 随后重启电压二次调节进行微调, PCC 点电压和频率逐渐恢复到额定值, 且环流仍在 1% 以内, 动态响应速度较快, 如图 6(b)所示。

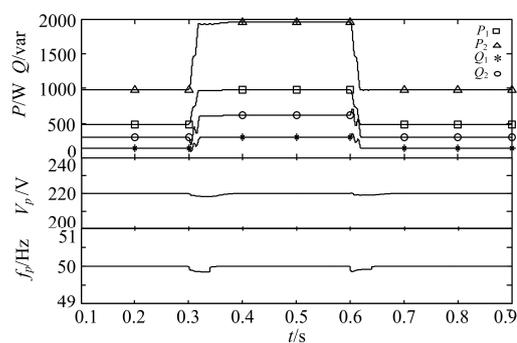
将两台逆变器额定容量比设计为 2:1, 采用两组 $30\ \Omega, 30\ \text{mH}$ 恒阻抗负荷的投切模拟负载扰动, 与传统下垂控制(未加虚拟阻抗的典型双闭环控制)进行对比, 仿真过程中 0.3 s 和 0.6 s 时分别进行 $30\ \Omega, 30\ \text{mH}$ 恒阻抗负荷的投切。

由于采用典型双闭环的下垂控制无法使逆变器输出阻抗在工频时呈感性, 且其比值与容量比也无法实现倒数关系, 因此导致逆变器间有功功率成比例均分而无功功率不均分, 如图 7(a)所示, 轻载时两台逆变器输出功率分别为 488 W, 165 var 和 976 W, 302 var, 重载时分别为 968 W, 342 var 和 1936 W, 598 var; 与相同容量时仿真结果相似, 稳态时 PCC 点电压和频率与额定值也存在一定偏差。

根据式(14)一式(16)通过对控制参数的调节能够使逆变器输出阻抗在工频时呈感性且使其比值与容量比成倒数关系, 因此采用新控制策略时能够较好地实现逆变器间有功功率和无功功率成比例均分, 如图 7(b)所示, 轻载时两台逆变器输出功率分别为 488 W, 153 var 和 980 W, 308 var, 重载时分别为 978 W, 306 var 和 1959 W, 616 var。由于电



(a) 传统下垂控制策略仿真波形



(b) 新控制策略仿真波形

图 7 不同容量时仿真结果

Fig. 7 Simulation results with different capacity

压二次调节作用, 稳态时 PCC 点电压和频率能够较好地与额定值保持一致。由图 7(b)中可知, 0.3 s 和 0.6 s 时负载发生变动, 达到稳态时仍能实现较好的控制目标, 因此说明该控制策略具有较好的鲁棒性。

4 结论

针对低压微网逆变器采用传统下垂控制中的问题, 本文提出了一种基于可控等效输出阻抗的微网逆变器并联控制策略, 该控制策略具有以下特点:

- 1) 逆变器等效输出阻抗精确可控且仅由控制参数决定, 不再受滤波器件参数约束, 选择合理的控制参数, 可实现等效输出阻抗基频时呈感性且高频时呈阻性, 这对高频谐波具有一定的抑制作用;
- 2) 逆变器具有虚拟同步发电机的基本特性, 等效电压源的频率和相位具有自同步功能;
- 3) 通过对逆变器等效电压源的电压幅值、频率和相位以及等效输出阻抗的控制, 在不需要功率环的情况下能够间接实现并联逆变器功率均分且具有环流抑制能力;
- 4) 利用轴压调节概念提出了电压二次调节控制, 在实现逆变器功率均分的同时, 消除了微网母线电压和频率偏移问题, 微网母线电能质量得到改善。

仿真实验验证了该控制策略的可行性和有效性, 通过与传统下垂控制仿真结果的对比, 该控制策略在逆变器并联控制中体现了一定的优越性。

参考文献

- [1] HE Jinwei, LI Yunwei, GUERRERO J M, et al. An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5272-5282.
- [2] GUERRERO J M, CHANDORKAR M, LEE T L, et al. Advanced control architecture for intelligent microgrids — part I: decentralized and hierarchical control[J]. IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1254-1262.
- [3] HAN Hua, HOU Xiaochao, YANG Jian, et al. Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 7(1): 200-215.
- [4] 刘海涛, 吕志鹏, 苏剑, 等. 具有功率精确分配能力的逆变器电压谐波分频下垂控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(19): 9-14.
LIU Haitao, LÜ Zhipeng, SU Jian, et al. Design of voltage harmonic frequency droop controllers for inverter with accurate load sharing function[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(19): 9-14.
- [5] ZHONG Qingchang. Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1281-1290.
- [6] 李浩然, 杨旭红, 冯成臣. 多逆变器并联下的输出阻抗分析和改进下垂控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 29-35.
LI Haoran, YANG Xuhong, FENG Chengchen. Control strategy research of output impedance analysis and improved droop control based on multiple-inverters parallel[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 29-35.
- [7] 张庆海, 罗安, 陈燕东, 等. 并联逆变器输出阻抗分析及电压控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 98-105.
ZHANG Qinghai, LUO An, CHEN Yandong, et al. Analysis of output impedance for parallel inverters and voltage control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 98-105.
- [8] 闫俊丽, 彭春华, 陈臣. 基于动态虚拟阻抗的低压微电网下垂控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 1-6.
YAN Junli, PENG Chunhua, CHEN Chen. Droop control strategy based on dynamic virtual impedance in low-voltage microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 1-6.
- [9] 鲍薇, 胡学浩, 李光辉, 等. 独立型微电网中基于虚拟阻抗的改进下垂控制[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(16): 7-13.
BAO Wei, HU Xuehao, LI Guanghui, et al. An improved droop control strategy based on virtual impedance in islanded micro-grid[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(16): 7-13.
- [10] VASQUEZ J C, GUERRERO J M, SAVAGHEBI M, et al. Modeling, analysis, and design of stationary-reference frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1271-1280.
- [11] 张庆海, 彭楚武, 陈燕东, 等. 一种微电网多逆变器并联运行控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 126-132.
ZHANG Qinghai, PENG Chuwu, CHEN Yandong, et al. A control strategy for parallel operation of multi-inverters in microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 126-132.
- [12] 张东, 卓放, 师洪涛, 等. 基于下垂系数步长自适应的下垂控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24): 20-25, 47.
ZHANG Dong, ZHUO Fang, SHI Hongtao, et al. A droop control strategy based on drooping coefficient with adaptively changing steps[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(24): 20-25, 47.
- [13] 耿志清, 卓放, 宁改娣, 等. 孤岛微电网中逆变器并联功率与电压均衡控制技术研究[J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(12): 41-48.
GENG Zhiqing, ZHUO Fang, NING Gaidi, et al. Balanced control strategy for parallel inverter power and voltage in islanded micro-grid[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(12): 41-48.
- [14] 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.
- [15] 张元吉, 赵晋斌, 王亚维, 等. 基于等效内部阻抗的单相电压控制型逆变器控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(2): 478-483.
ZHANG Yuanji, ZHAO Jinbin, WANG Yawei, et al. Control scheme of single-phase voltage-controlled inverter based on equivalent inner impedance[J]. Power System Technology, 2014, 38(2): 478-483.

收稿日期: 2016-03-30; 修回日期: 2016-05-23

作者简介:

赵济乾(1992-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为微电网逆变器关键技术研究; E-mail: zhaojiqian_l@126.com

赵晋斌(1972-), 男, 通信作者, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为现代电力电子技术及其在新能源发电与电力系统中的应用。E-mail: zhaojinbin@shiep.edu.cn

(编辑 周金梅)