

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

李浩然, 杨旭红, 冯成臣

(上海电力学院自动化工程学院, 上海市电站自动化技术重点实验室, 上海 200090)

摘要: 在分析低压微电网多逆变器并联基本原理的基础上, 引入虚拟复阻抗, 并给出一种改进的下垂控制策略。通过设计虚拟复阻抗参数值, 使逆变器等效输出阻抗在工频处呈阻性, 提高逆变器并联的均流效果。采用电容电压和电容电流双环控制, 首先通过研究虚拟复阻抗中参数选择对于抑制环流的影响, 进而确定基本的参数大小。其次, 通过对比输出阻抗幅频特性, 具体分析在不同参数情况下对逆变器输出阻抗特性的影响。再通过理论详细分析和计算, 给出一种改进的下垂控制方法, 并与虚拟复阻抗结合。最后, 搭建仿真模型, 选取上述经过理论研究的参数值, 仿真验证分析虚拟复阻抗中参数对输出电压的影响以及改进下垂控制的可行性, 证实所提方法的有效性和正确性。

关键词: 逆变器并联; 均流; 输出阻抗; 虚拟复阻抗; 下垂控制

Control strategy research of output impedance analysis and improved droop control based on multiple-inverters parallel

LI Haoran, YANG Xuhong, FENG Chengchen

(Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology, Automatic Engineering of Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: This paper introduces virtual complex impedance and proposes an improved droop control on the basis of analysis of multiple-inverters parallel in low voltage microgrid. Then, the output impedance of inverters can be resistive under the conditions of mains frequency, and the current-sharing of multiple-inverters parallel is improved. By using dual loops control of capacitor voltage and current, it studies the effect of parameters selection of virtual complex impedance on restraining circulation, then determines the parameters. According to the comparison of amplitude frequency characteristics of the output impedance, it analyses the characteristics of output impedance of inverter under different control parameters. And, an improved droop control is proposed and combined with virtual complex impedance through theoretic analysis and calculation. In the end, by choosing the values of parameters which have been studied, the simulation analyzes the effects of parameters of virtual complex impedance on output voltage and the advantages of the improved droop control. And the simulation results prove that the strategy proposed is effective.

Key words: inverters parallel; current-sharing; output impedance; virtual complex impedance; droop control

中图分类号: TM615; TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)20-0029-07

0 引言

在传统电网的基础上, 加入分布式新能源的微电网模块单元, 是未来电力发展的一大方向。其中, 光伏发电系统是一种较为理想的可控制微电网系统^[1-2]。不同于大电网, 微电网是一个独立可控的小型系统单元。在控制作用下, 它能利用各类微源的

互补特征来提高新能源利用率, 从而分担一定的功率输出, 减小大电网的压力。在大电网故障时, 通过控制其与大电网断开, 只向重要负载独立供电^[3]。故障解除后, 利用同步并网技术连接微电网与大电网, 从而实现功率传输^[4]。逆变器并联技术, 可分为有控制联络线方式和无控制互联线方式^[5-6]。集中控制、主从控制属于有联络线方式, 而下垂特性控制方式则属于典型的无控制互联线方式。

有联络线方式, 是检测系统中各个并联模块的信息, 由上位机控制从而完成并联。其主要缺点是通信线路会造成延迟, 若线路发生故障, 系统将面

基金项目: 上海市科技创新行动技术高新技术领域重点项目(14511101200); 上海市自然科学基金资助项目(13ZR1417800); 上海市电站自动化技术重点实验室开放课题(13DZ2273800)

临瘫痪^[6]。下垂控制是一种对等控制，即并联的各分布式电源是一种“平等”的关系^[7]。目前，下垂控制主要是传统下垂控制方法，即利用有功-频率下垂曲线和无功-电压下垂曲线去模拟大电网中同步发电机的外特性。低压微电网中，输电线路主要呈阻性，而传统的下垂控制适用于输电线路阻抗主要呈感性的情况，于是便有反下垂控制，适用于输电线路呈阻性条件下^[8]。下垂控制具有较高的冗余特性，无需通信线路，电力输电线路即为其通信电路。然而，由于下垂控制等效输出阻抗较小，各并联逆变器之间易发生环流。环流不经过负载，直接在逆变器之间流动，容易对逆变器造成冲击，严重时可造成并联逆变器瘫痪，影响整个电网的稳定^[9-10]。

因此，环流问题是逆变器并联需要重点研究的问题。文献[11]提出一种鲁棒下垂多环控制方法，并引入虚拟复阻抗，采用准谐振 PR 控制实现在较宽频带内逆变器输出电压的零稳态误差控制，来减少逆变器输出电压偏差和抑制环流。文献[12]提出一种分频虚拟电阻的多逆变器并联控制策略，主要是通过对各逆变器输出电流分频从而得到各次指令谐波电压来对电压控制环进行修正。文献[13]提出一种改进的自调节下垂系数控制方法，其根据并联逆变器的输出无功调节自身输出阻抗，抑制微电网中逆变器之间的无功功率环流。

1 传统下垂控制原理

以两台逆变器并联为例，其简化原理图如图 1 所示^[11]。其中 $R_i + jX_i (i=1,2)$ 为逆变器 i 的等效输出阻抗， Z_{load} 为公共负载。 $E_i \angle \phi_i$ 为逆变器 i 的空载输出电压， $V \angle 0^\circ$ 为并联交流母线输出电压， ϕ_i 为逆变器 i 输出电压与并联交流母线电压的相角差^[13]。

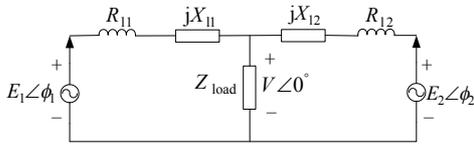


图 1 两台逆变器并联
Fig. 1 Diagram of two parallel inverters

逆变器输出有功功率 P_i 和无功功率 Q_i 分别为

$$P_i = \frac{1}{|Z_i|} [(VE_i \cos \phi_i - V^2) \cos \theta_i + VE_i \sin \phi_i \sin \theta_i] \quad (1)$$

$$Q_i = \frac{1}{|Z_i|} [(VE_i \cos \phi_i - V^2) \sin \theta_i - VE_i \sin \phi_i \cos \theta_i] \quad (2)$$

式中： Z_i 为逆变器 i 的阻抗，为逆变器等效输出阻抗和线路阻抗之和； θ_i 为逆变器 i 的输出阻抗角。

$$\text{且有 } |Z_i| = \sqrt{R_i^2 + X_i^2}, \quad \theta_i = \arctan \frac{X_i}{R_i} \quad [14].$$

低压微电网中， ϕ_i 很小，近似有 $\sin \phi_i = \phi_i$ ， $\cos \phi_i = 1$ ，且当 R_i 远大于 X_i 时，有^[15]

$$P_i \approx \frac{V}{|Z_i|} (E_i - V) \quad (3)$$

$$Q_i \approx \frac{-1}{|Z_i|} VE_i \phi_i \quad (4)$$

由上式可以看出，输出有功功率与电压幅值差呈线性关系，无功功率与相角差也是线性关系。电压相角差与角频率有： $\omega_i = d\phi_i / dt$ 。于是可通过无功功率来控制角频率进而控制相角差，通过有功功率来控制电压幅值。由此可得到传统的反下垂控制算法如式(5)所示^[16]。

$$\begin{cases} \omega_i = \omega_i^* + mQ_i \\ E_i = E_i^* - nP_i \end{cases} \quad (5)$$

式中： m 、 n 分别为无功-频率下垂系数和有功-电压下垂系数； ω_i^* 和 E_i^* 分别为逆变器空载输出频率和电压幅值^[17-18]。

2 输出阻抗设计

采用电容电压和电容电流双环反馈控制，如图 2 所示。

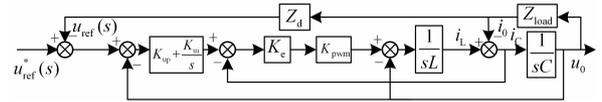


图 2 双环控制框图
Fig. 2 Diagram of dual-loop control

其中： $K_{up} + \frac{K_{ui}}{s}$ 为电压环的 PI 控制器； K_c 为电流环比例系数； K_{pwm} 为逆变器等效放大系数； u_o 为输出电压； Z_d 为引入的虚拟复阻抗，且 $Z_d = R_d - \frac{s\omega_c}{s + \omega_c} L_d$ 。

不计虚拟复阻抗时，有

$$u_o = \frac{(K_{up}s + K_{ui})K_c K_{pwm}}{\Delta} u_{ref} - \frac{Ls^2}{\Delta} i_o \quad (6)$$

有 $u_{ref} = u_{ref}^*$ ，

$$\Delta = LCs^3 + K_c K_{pwm} Cs^2 + (1 + K_c K_{up} K_{pwm})s + K_{ui} K_c K_{pwm}$$

此时逆变器等效输出阻抗为

$$Z_o(s) = \frac{Ls^2}{\Delta} \quad (7)$$

引入虚拟复阻抗时, 有 $u_{\text{ref}} = u_{\text{ref}}^* - Z_o i_o$ 。此时, 等效输出阻抗为

$$Z_o^*(s) = \frac{(K_{\text{up}}s + K_{\text{ui}})K_e K_{\text{pwm}}}{\Delta} \cdot Z_d + Z_o(s) = \frac{(K_{\text{up}}s + K_{\text{ui}})K_e K_{\text{pwm}}}{\Delta} \cdot (R_d - \frac{\omega_c s}{s + \omega_c} L_d) + Z_o(s) \quad (8)$$

加入滤波模块是为了防止由微分引起的高次谐波, ω_c 为滤波截止频率。

经计算有

$$Z_o^*(s) = \frac{Ls^3 + A_1s^2 + A_2s + A_3}{LCs^4 + B_1s^3 + B_2s^2 + B_3s + B_4} \quad (9)$$

$$A_1 = L\omega_c + K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{up}} (R_d - \omega_c L_d)$$

$$A_2 = K_e K_{\text{pwm}} (K_{\text{up}} \omega_c R_d + K_{\text{ui}} R_d - K_{\text{ui}} \omega_c L_d)$$

$$A_3 = K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{ui}} R_d \omega_c$$

$$B_1 = LC\omega_c + K_e K_{\text{pwm}} C$$

$$B_2 = 1 + K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{up}} + K_e K_{\text{pwm}} \omega_c$$

$$B_3 = K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{ui}} + K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{up}} \omega_c + \omega_c$$

$$B_4 = K_e K_{\text{pwm}} K_{\text{ui}} \omega_c$$

3 等效输出阻抗分析

3.1 等效输出阻抗参数与环流关系分析

根据仿真实验结果, 在离网条件下, 逆变器输出电压经过 LC 滤波器, 输出电压和输出电流畸变率很小, 在此只考虑基波。根据环流定义, 环流计算公式如式(10)。

$$I_{\text{H}} = \frac{E_1 - E_2}{2Z} \quad (10)$$

式中, 线路阻抗分别为 $0.1+j0.015 \Omega$ 和 $0.2+j0.03 \Omega$ 。虚拟复阻抗电阻取 $0 \sim 20 \Omega$, 虚拟复阻抗电阻和电感抑制环流如图 3 所示。

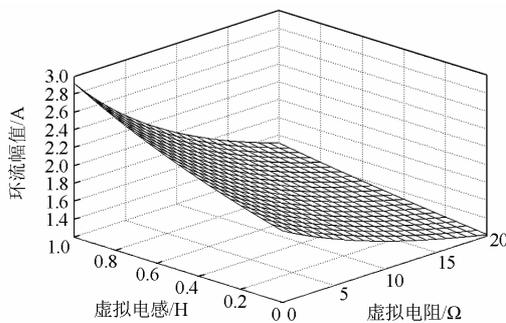


图 3 虚拟电阻和电感变化对环流大小的影响

Fig. 3 Effects on circulation when virtual resistance and inductance change

由图 3 可得, 随着虚拟复阻抗电阻增大, 电阻

对环流抑制影响很明显, 尤其在基波附近。但电阻太大, 则会导致逆变器空载压降增大, 降低输出电压质量。综合基础上, 取 $R_d = 1 \Omega$ 。

由图 3 可得, 当虚拟复阻抗电感增大时, 环流基波随之增大。由虚拟复阻抗公式可得, 其中的电感实际起“容性”作用, 电感值增大, 逆变器输出电压增大。故虚拟复阻抗电感值不宜取大, 但是又不能取零, 因为引入虚拟电感的作用就是消除线路阻抗中存在的电抗分量, 从而减小或消除有功和无功之间的耦合。可取 $20 \sim 40 \text{ mH}$, 本文取 20 mH 。由于虚拟复阻抗还引入了低通滤波器, 下面考虑低通滤波器截止频率对环流是否有影响, 如图 4 所示。

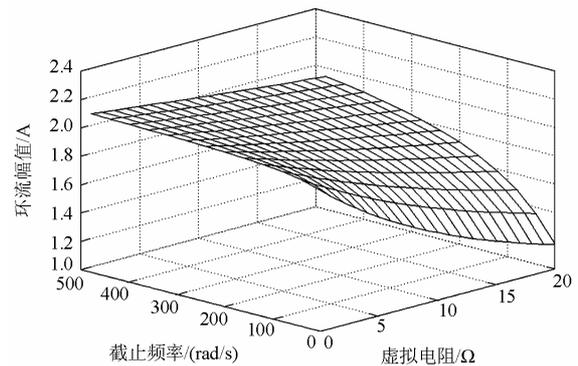


图 4 截止频率和虚拟电阻对环流大小的影响

Fig. 4 Effects on circulation when cut off frequency and virtual resistance change

低通滤波器的截止频率取值范围为 $0 \sim 500 \text{ rad/s}$ 。由图 4 可以看出, 截止频率 ω_c 对环流大小基本上没有影响, 理论上可任意取值。但是, 当截止频率取值较大时, 会对虚拟电阻抑制环流的能力有所消减。截止频率越大, 虚拟电阻的取值对于环流的抑制能力越弱。原因在于, 如图 8 所示, 低通滤波器的截止频率对于虚拟复阻抗的幅值是有影响的, 截止频率越大, 在工频处虚拟复阻抗值越小, 此时电阻在较小值范围内, 对虚拟复阻抗值并无太大影响。并且, 鉴于加入低通滤波器的目的是为了滤除反馈电流在微分情况下的噪声, 本文取常用值 $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ 。

3.2 等效输出阻抗的幅频特性分析

对控制环进行分析设计, 可得下列控制参数, 如表 1 所示。

表 1 参数选择

Table 1 Parameters selection

参数	取值	参数	取值
电感 L	5 mH	K_{ui}	100
电容 C	50 μF	R_d	1 Ω
K_e	0.155	L_d	20 mH
K_{up}	1.768	ω_c	10 rad/s

由图 5 可以看出, 在加入虚拟复阻抗之前, 工频段逆变器等效输出阻抗呈感性, 且幅值变化较为敏感。加入虚拟复阻抗之后, 逆变器等效输出阻抗在工频段基本呈阻性, 且幅值可基本保持稳定。从图中还可以看出, $Z_o(s)$ 在低频段的幅值较小, 而 $Z_o^*(s)$ 幅值则明显较大。

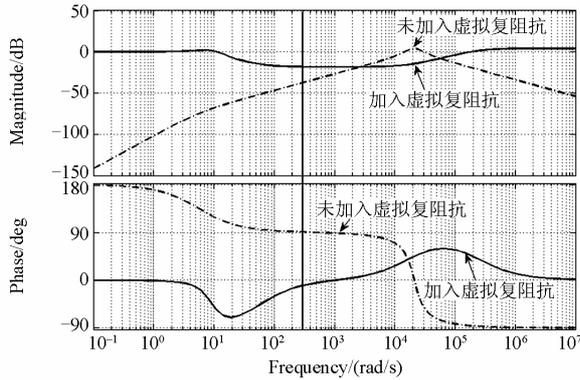


图 5 $Z_o^*(s)$ 和 $Z_o(s)$ 幅频特性对比

Fig. 5 Amplitude-frequency characteristic contrast of $Z_o^*(s)$ and $Z_o(s)$

由上述式(8)可得, 引入的虚拟复阻抗涉及到 R_d 、 L_d 和 ω_c , 因此将讨论分析复阻抗电阻、电感和截止频率对系统输出复阻抗的影响, 并且以表 1 中参数设置为基准。取电阻 $R_d = 2.5 \Omega$, 如图 6 所示。未加入虚拟复阻抗时, 逆变器等效输出阻抗主要呈感性, 且幅值很小。增大电阻, 输出阻抗幅值随之增大。但是, 电阻也不宜取值过大, 否则逆变器空载输出电压相对于空载输出参考值有较大电压差, 影响电压输出精度。

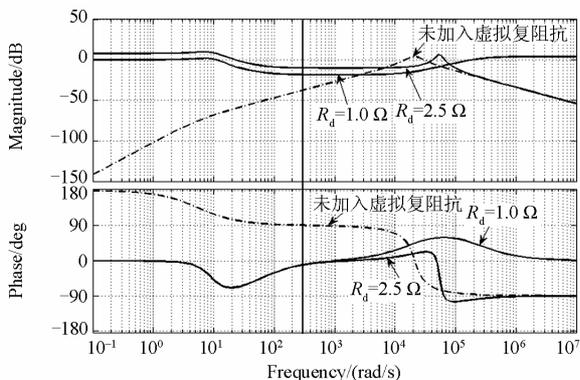


图 6 电阻变化时输出阻抗伯德图

Fig. 6 Amplitude-frequency characteristic of output impedance when resistance changes

当复阻抗中电感取不同值时, 其幅频特性如图 7 所示。由图 7 可看出, 随着复阻抗中电感值的增

大, 等效输出阻抗的幅值在中低频段有所降低, 在高频段衰减明显。而电感值越大, 等效输出阻抗在中低频段感性特征越明显, 并且阻抗相位角对频率变化愈发敏感。因此, 电感值的选取, 应尽量使中低频段阻抗呈现阻性, 不宜太大。

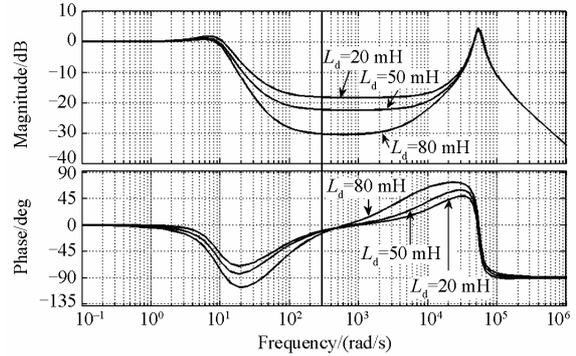


图 7 电感变化时输出阻抗伯德图

Fig. 7 Amplitude-frequency characteristic of output impedance when inductance changes

在引入虚拟复阻抗时, 加入了低通滤波器, 主要是滤除高频噪声, 但其截止频率的选择也对输出阻抗有影响, 如图 8 所示。

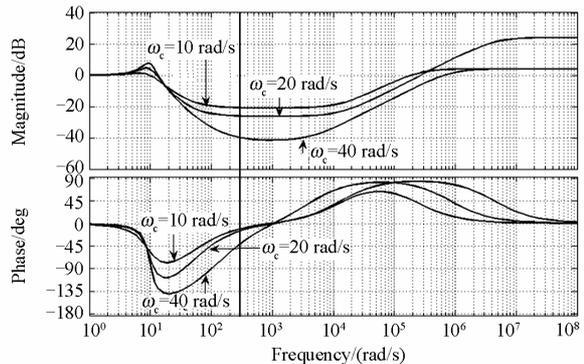


图 8 截止频率变化时输出阻抗伯德图

Fig. 8 Amplitude-frequency characteristic of output impedance when cut off frequency changes

由图可得, 增大滤波器截止频率, 输出阻抗的幅值在中低频段有明显的降低, 并且在工频段输出阻抗的阻性特征有所降低, 输出阻抗角亦随着频率变化也愈发敏感。

综上所述, 本文引入的虚拟复阻抗包含虚拟电阻和虚拟电抗。增大电阻值, 可增大虚拟阻抗的幅值, 虚拟电抗取负值, 呈现电容性, 可有效降低逆变器输出阻抗中的感性分量, 但虚拟电抗不宜取值过大。同时考虑低通滤波器的截止频率对输出阻抗的影响以及其滤波效果, 截止频率也不宜取过大。

4 改进下垂控制

在电路主要呈阻性条件下, 虽然电抗值较小, 但是依旧会对系统并联均流产生影响。本文提出一种改进的传统反下垂控制, 如式(11)。

$$\begin{cases} \omega = \omega^* + k_{q\omega} Q_i + k_{p\omega} P_i \\ E = E^* - k_{qe} Q_i - k_{pe} P_i \end{cases} \quad (11)$$

式中: $k_{q\omega}$ 和 k_{pe} 分别相当于反下垂控制中的无功-频率下垂系数 m 和有功-电压下垂系数 n ; $k_{p\omega}$ 和 k_{qe} 相当于 PQ 的解耦系数, 即 $k_{p\omega}$ 为无功-频率下垂方程中有功-频率的解耦系数, k_{qe} 为无功-电压解耦系数, 可减小系统环流, 提高功率均分精度。首先确定 $k_{q\omega}$ 和 k_{pe} 的值, 在考虑线路感抗的基础上, 再确定 $k_{p\omega}$ 和 k_{qe} 的值, 最后给出完成的改进反下垂控制。

根据逆变器并联的下垂特性, 可得无功-频率下垂系数和有功-电压下垂系数^[13]。

$$k_{q\omega} = \frac{f_{\min} - f_{\max}}{Q_{\max}} \quad (12)$$

$$k_{pe} = \frac{\Delta E}{\Delta P} \quad (13)$$

式中: Q_{\max} 为逆变器输出最大功率; f_{\min} 和 f_{\max} 分别为允许的频率最小值和最大值; ΔE 为电压幅值差; ΔP 为输出有功最大偏差^[13-14]。

由式(1)可得, 反下垂控制时, 逆变器输出的无功功率是电压幅值 E_i 和相角差 ϕ_i 的函数。对其中 E_i 和 ϕ_i 求导可得:

$$\frac{\partial Q_i}{\partial E_i} = \frac{V}{|Z_i|} \sin(\theta_i - \phi_i) \quad (14)$$

$$\frac{\partial Q_i}{\partial \phi_i} = -\frac{VE_i}{|Z_i|} \cos(\theta_i - \phi_i) \quad (15)$$

由上式可确定 k_{qe} 和 $k_{q\omega}$ 的关系, 有

$$\frac{k_{qe}}{k_{q\omega}} = \frac{\partial Q_i}{\partial E_i} / \frac{\partial Q_i}{\partial \phi_i} = -\frac{\tan(\theta_i - \phi_i)}{E_i} \quad (16)$$

在实际并联运行中, θ_i 远大于 ϕ_i , 且 ϕ_i 足够小, 可得

$$k_{qe} \approx -\frac{\sin(\theta_i - \phi_i)}{E_i} k_{q\omega} \approx -\frac{\sin \theta_i}{E_i} k_{q\omega} \quad (17)$$

则有 $k_{qe} = -\frac{k_{q\omega} X_i}{E_i |Z_i|}$ 。

由式(1)可得有功功率是电压幅值和相角差的

函数, 有

$$\frac{\partial P_i}{\partial E_i} = \frac{V \cos(\theta_i - \phi_i)}{|Z_i|} \quad (18)$$

$$\frac{\partial P_i}{\partial \phi_i} = \frac{VE_i \sin(\theta_i - \phi_i)}{|Z_i|} \quad (19)$$

由上式确定 $k_{p\omega}$ 和 k_{pe} 的关系, 有

$$\frac{k_{p\omega}}{k_{pe}} = \frac{\partial P_i}{\partial \phi_i} / \frac{\partial P_i}{\partial E_i} = E_i \tan(\theta_i - \phi_i) \approx \quad (20)$$

$$E_i \sin(\theta_i - \phi_i) \approx E_i \sin \theta_i$$

则有 $k_{p\omega} = k_{pe} E_i \frac{X_i}{|Z_i|}$ 。

于是, 改进反下垂控制算法如式(21)。

$$\begin{cases} \omega = \omega^* + k_{q\omega} Q_i + k_{pe} E_i \frac{X_i}{|Z_i|} P_i \\ E = E^* - \left(-\frac{1}{E_i} \frac{X_i}{|Z_i|} k_{q\omega}\right) Q_i - k_{pe} P_i \end{cases} \quad (21)$$

采用电压电流双环控制时, 对于反下垂控制, 逆变器等效输出阻抗主要呈阻性, 逆变器等效输出感抗远小于线路感抗, 此 X_i 仅指线路感抗。当线路呈纯阻性, 即 $X_i = 0$, 上式即为传统的反下垂控制。

5 仿真分析

根据上述分析, 在 Matlab/Simulink 环境中搭建了两台逆变器并联模型进行仿真分析。其容量相等, 为 10 kW+4 kvar。开关频率为 10 kHz。线路阻抗分别为 $0.1+j0.015 \Omega$ 和 $0.2+j0.03 \Omega$ 。滤波器参数为 $L=5$ mH, $C=500 \mu\text{F}$ 。首先分析当虚拟复阻抗中电阻和电抗变化时, 单个逆变器输出电压的变化, 如图 9 所示。

图 9 中箭头所指为电阻或电抗值增大的方向。从图 9(a)中可看出, 随着虚拟复阻抗电阻值的增大, 逆变器输出电压逐渐下降。因为电抗的引入其实是等同于容抗, 故随着电抗的增大, 输出电压也增大。在相位上, 从上图可以看出, 增大虚拟复阻抗电阻对输出电压相位基本无影响。由于电抗值较小, 对输出电压造成的影响亦可以基本忽略。因此在增大虚拟复阻抗中电阻的同时, 适当增大电抗的值, 可部分抵消由于电阻增大造成的输出电压质量的影响。

传统的反下垂控制, 即未加虚拟复阻抗和改进下垂控制, 其仿真波形如图 10 所示。加入虚拟复阻抗和改进下垂控制的仿真结果如图 11 所示。系统在 0.5 s 时加入第二台逆变器。从图中可以看出, 两台逆变器独立工作时直接并联, 冲击电流并不大。其

中, i_1 和 i_2 分别为第一台逆变器和第二台逆变器的 a 相的输出电流, i_h 为环流。其幅值越小, 则环流越小。

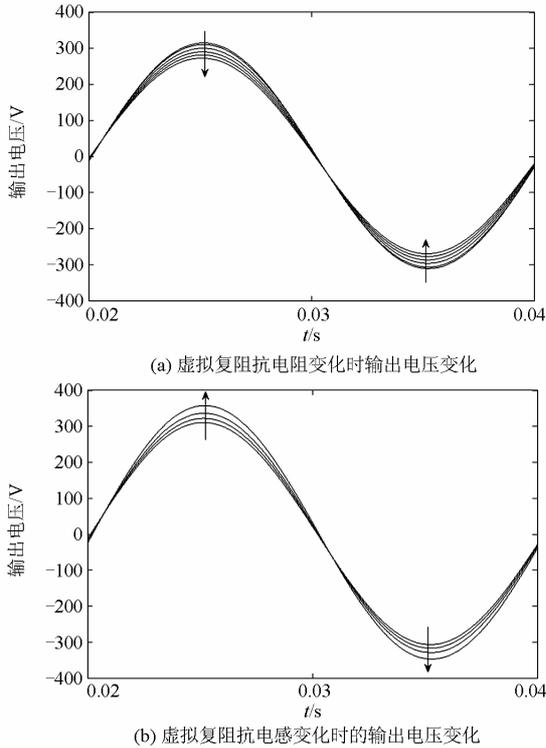


图 9 虚拟复阻抗参数变化时输出电压变化

Fig. 9 Output voltage when virtual complex impedance changes

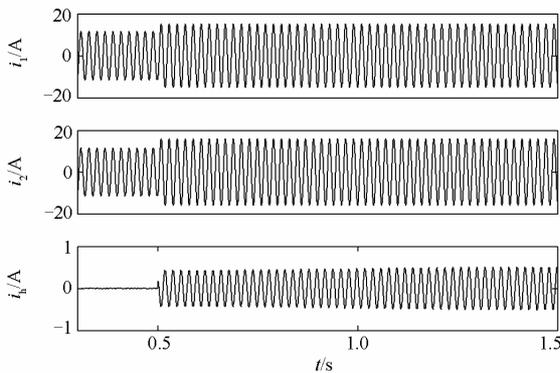


图 10 传统反下垂控制下并入第二台逆变器输出电流变化
Fig. 10 Changing of output current when the second inverter is added under the conventional reverse droop control

加入虚拟复阻抗和改进下垂控制的两台逆变器在稳态运行时, 其环流幅值约为 0.02 A, 而传统控制下, 环流大小约为 0.5 A。且加入虚拟复阻抗之后, 第二台逆变器并入时, 随着系统的运行, 改进下垂控制下逆变器的环流大小有减小趋势, 而传统控制下则有增大趋势, 易引起系统不稳定。

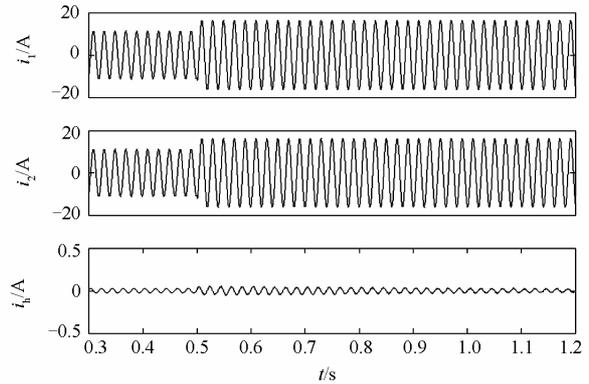


图 11 改进下垂控制下并入第二台逆变器输出电流变化
Fig. 11 Changing of output current when the second inverter is added under the improved reverse droop control

6 结论

本文在简要分析逆变器并联时输出功率的条件下, 引出传统反下垂控制的数学模型。通过对双环控制下的输出阻抗分析, 并引入虚拟复阻抗。本文在理论分析计算的基础上, 重点分析了在加入虚拟复阻抗之后, 虚拟复阻抗的参数取值对并联逆变器环流的抑制能力以及对等效输出阻抗的影响, 进而选取适当的参数。并提出一种改进反下垂控制方法, 减弱有功和无功之间的耦合, 将其应用在逆变器并联中。通过仿真分析可以得出, 引入虚拟复阻抗和改进反下垂控制算法的并联逆变器, 在线路以阻性为主的低压微电网中, 能够较好地减小系统环流, 提高逆变器并联的均流控制效果。

参考文献

[1] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 27-33.
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33.

[2] LEE C T, CHU C C, CHENG P T. A new droop control method for the autonomous operation of distributed energy resource interface converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1980-1993.

[3] 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.
- [4] 姚致清, 赵倩, 刘喜梅. 基于准同步原理的逆变器并网技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 39(24): 123-126.
YAO Zhiqing, ZHAO Qian, LIU Ximei. Research on grid-connected technology of inverter based on quasi synchronous principle[J]. Power System Protection and Control, 2012, 39(24): 123-126.
- [5] 王成山, 李琰, 彭克. 分布式电源并网逆变器典型控制方法综述[J]. 电力系统及其自动化学报, 2012, 24(2): 12-20.
WANG Chengshan, LI Yan, PENG Ke. Overview of typical control methods for grid-connected inverters of distributed generation[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2012, 24(2): 12-20.
- [6] VANDOORN T L, MEERSMAN B, DE KOONING J D M, et al. Transition from islanded to grid-connected mode of microgrids with voltage-based droop control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(3): 2545-2553.
- [7] 张平, 石健将, 李荣贵, 等. 低压微网逆变器的“虚拟负阻抗”控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1844-1852.
ZHANG Ping, SHI Jianjiang, LI Ronggui, et al. A control strategy of ‘virtual negative’ impedance for inverters in low-voltage microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(12): 1844-1852.
- [8] 谢玲玲, 时斌, 华国玉, 等. 基于改进下垂控制的分布式电源并联运行技术[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 992-998.
XIE Lingling, SHI Bin, HUA Guoyu, et al. Parallel operation technology of distributed generations based on improved droop control[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 992-998.
- [9] 吴振奎, 宋文隽, 魏毅立, 等. 低电压微电网虚拟坐标变换下垂控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(8): 101-107.
WU Zhenkui, SONG Wenjun, WEI Yili, et al. Control strategy of LV microgrid based on virtual frame transformation droop control[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 101-107.
- [10] ZHU Y, ZHUO F, SHI H. Accurate power sharing strategy for complex microgrid based on droop control method[C] // ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE: IEEE, 2013: 344-350.
- [11] 陈燕东, 罗安, 龙际根, 等. 阻性逆变器并联环流分析及鲁棒下垂多环控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 18-29.
CHEN Yandong, LUO An, LONG Jigen, et al. Circulating current analysis and robust droop multiple loop control method for parallel inverters using resistive output impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 18-29.
- [12] 彭自强, 罗安, 陈燕东, 等. 基于分频虚拟电阻的多逆变器并联控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(11): 3276-3280.
PENG Ziqiang, LUO An, CHEN Yandong, et al. A frequency-divided virtual resistance based control strategy for multi parallel inverters[J]. Power System Technology, 2013, 37(11): 3276-3280.
- [13] 姚玮, 陈敏, 牟善科, 等. 基于改进下垂法的微电网逆变器并联控制技术[J]. 电力系统自动化, 2009, 36(6): 77-80.
YAO Wei, CHEN Min, MOU Shanke, et al. Paralleling control technique of microgrid inverters based on improved droop method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 36(6): 77-80.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] WU D, TANG F, VASQUEZ J C, et al. Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations[C] // Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2014 11th International: IEEE, 2014: 1-5.
- [17] MICALLEF A, APAP M, SPITERI-STAINES C, et al. Reactive power sharing and voltage harmonic distortion compensation of droop controlled single phase islanded microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(3): 1149-1158.
- [18] 吕志鹏, 苏剑, 李蕊, 等. 不同功率等级微源逆变器并联控制新方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 191-198.
LÜ Zhipeng, SU Jian, LI Rui, et al. New power control strategy on paralleled micro-source inverters with different power levels[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 191-198.

收稿日期: 2015-01-13; 修回日期: 2015-03-11

作者简介:

李浩然(1991-), 男, 硕士研究生, 主要从事三相逆变器控制研究; E-mail: LHaoran1991@163.com

杨旭红(1969-), 女, 通信作者, 博士, 教授, 主要研究方向为智能电网控制技术、新能源发电及储能; E-mail: yangxuhong.sh@163.com

冯成臣(1989-), 男, 硕士研究生, 主要从事单相逆变器和直流变换器研究。E-mail: 848831619@qq.com

(编辑 魏小丽)