

微电网中三相逆变器孤岛运行控制技术

关雅娟, 邬伟扬, 郭小强

(电力电子节能与传动控制河北省重点实验室(燕山大学), 河北省 秦皇岛市 066004)

Control Strategy for Three-phase Inverters Dominated Microgrid in Autonomous Operation

GUAN Yajuan, WU Weiyang, GUO Xiaoqiang

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor drive of Hebei province (Yanshan University),

Qinhuangdao 066004, Hebei Province, China)

ABSTRACT: The three-loop power droop controllers are commonly used in distributed generation (DG) units to share the loads among the parallel inverters. However, the power droop controller is complex and its performance is seriously influenced by the resistance-to-inductance ratio of output impedance. For example, the load sharing performance is very poor under short real line and small impedance especially in microgrid. A simple voltage-current ($U-I$) dual-loop droop controller based on the virtual impedance was employed to maintain the load sharing capability under small or asymmetry output impedance when the power droop controller was already invalidation. Comparing to the traditional controller, the proposed controller could obtain a faster response, a bigger stability margin and be realized simply. These theoretical findings were eventually verified experimentally on laboratory prototypes.

KEY WORDS: microgrid; parallel inverters; dual-loop droop control; three-loop power droop control; virtual impedance

摘要: 分布式电源通常采用无互联线的传统“功率-电压-电流”三环下垂控制器来实现并联系统间的功率均分,但采用三环下垂控制不仅控制器复杂,而且其控制效果受连线阻抗阻感比影响严重。尤其是在线路短、阻抗小的微电网系统中,过小的连线阻抗会严重影响功率均分效果甚至会导致系统不稳定。为此设计一种基于虚拟阻抗的“电压-电流”双环下垂控制方法,使并联系统在连线阻抗很小且不对称,传统功率下垂控制方式已不能稳定工作的情况下,仍然能够维持良好的电流均分效果。对比传统三环下垂方法,其具有稳定裕度大,动态响应快,实现简单等特点。最后在理论分析的基础上进行实验研究,通过与三环下垂控制方式的对比,

验证了双环下垂控制的有效性。

关键词: 微网; 三相并联逆变器; 双环下垂控制; 三环下垂控制; 虚拟阻抗技术

0 引言

微电网即可以与配电网连接工作于并网模式,也可以单独为本地负载供电,运行于孤岛模式^[1-4]。当微电网孤岛运行时,逆变器的控制性能将直接影响到负载的供电质量。其常见的控制方法一般可分为2类^[5]。第1类是有互联线方法,包括集中控制^[6]、主从控制^[7]、平均负载分配法^[8]等。这些方法可以达到很好的均流效果,并减小输出电压总谐波畸变率。然而,互联线的存在会限制系统的灵活性和冗余性,而且会降低微电网系统的可靠性。

第2类是无互联线方法,此类方法只依赖于各模块自身的控制量,具有冗余性和灵活性等特点。无互联线方法一般分为谐波注入法和下垂法。谐波注入法^[9]实际上是以电力线作为信号线,利用谐波合成和检测方法达到有通信线的并联效果。理论上可消除由连线阻抗大小不等引起的均流误差,但由于谐波分量的引入,使输出电压畸变增大且控制较为复杂。下垂法^[10-13]采用交流电机中的控制思想,利用有功功率、无功功率和电压的频率、幅值之间的对应关系来调节逆变器输出电压参考值。然而,传统下垂法有效控制的前提是线路阻抗呈感性。在微电网中,线路阻抗可能是呈阻性或阻感性,此时传统下垂法无法实现有效的控制。为了解决此问题,各国学者对传统下垂法进行了改进。比如,在线路阻感比(R/X)很高的情况下,采用反下垂特性控

基金项目: 国家自然科学基金项目(50837003, 50977081); 河北省高等学校自然科学研究青年基金项目(2011249)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50837003, 50977081); Natural Science Research Foundation of Hebei Province Higher Education Institutes (2011249).

制逆变器输出电压的幅值和频率^[14]。当线路阻抗中的阻性成分和感性成分均不可忽略时,采用有功功率和无功功率解耦的方法可以精确控制系统的输出功率。但是,这种方法需要精确的获得线路中阻感比的数值^[15]。为了减小线路阻感比对下垂控制器的影响,提高因逆变器个体差异而引起的系统内阻抗不同时下垂控制器的功率分配效果,同时又避免外加均流电感引起的负面问题,西班牙学者 Guerrero 提出了“虚拟阻抗法”,即在逆变器的闭环控制外加入输出阻抗调节模块,通过虚拟阻抗来抑制阻抗差异对功率分配的影响^[16-17]。但是感性虚拟阻抗对高次谐波会表现为较高的阻抗,当系统带谐波含量较大的负载时,会因为虚拟电感的作用而使得输出电压畸变严重。此外,此类下垂控制一般为“功率-电压-电流”三环结构,系统的稳定性和动态性能在很大程度上由功率环参数决定,设计不当容易引起系统的不稳定,尤其是线路阻抗较小的情况下,系统稳定性会进一步恶化^[18]。

为此,本文针对低压微电网线路短、阻抗小的特点,设计了一种基于虚拟阻抗的“电压-电流”两环下垂控制方法,与传统三环下垂方法相比,具有稳定裕度大,动态响应快、实现简单等特点。

1 传统三环功率下垂控制法原理

图 1 为微电网中 2 台逆变器运行的简化原理图。设逆变器 1 输出阻抗 Z_0 与连线阻抗 Z_c 之和为 $r_{line1} + jX_{line1} = Z_1 \angle \varphi_{Z1}$, 逆变器 2 输出阻抗 Z_0 与连线阻抗 Z_c 之和为 $r_{line2} + jX_{line2} = Z_2 \angle \varphi_{Z2}$ 。每台逆变器的输出电压为 $U_n \angle \varphi_n$, 公共耦合点处的电压为 $U_{com} \angle \varphi_{com}$ 。

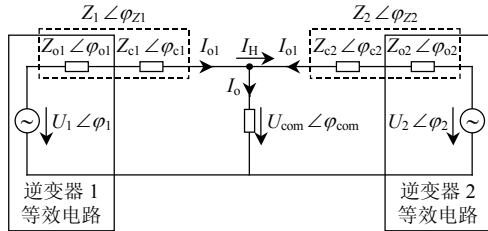


图 1 逆变器孤岛运行等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of inverters in autonomous mode

逆变器 $n(n=1,2)$ 的输出电流为

$$i_{on} = \frac{U_n \angle \varphi_n - U_{com} \angle \varphi_{com}}{Z_n \angle \varphi_{Zn}} \quad (1)$$

输出功率:

$$S_n = \dot{U}_n \dot{I}_{on}^* = P_n + jQ_n \quad (2)$$

式中: P_n 为逆变器 n 输出的有功功率; Q_n 为其输出的无功功率。由式(1)、(2)可得

$$S = \frac{U_n^2}{Z_n} e^{j\varphi_{zn}} - \frac{U_n U_{com}}{Z_n} e^{j(\varphi_n - \varphi_{com} + \varphi_{zn})} \quad (3)$$

有功功率和无功功率分别为

$$P_n = \frac{U_n^2 \cos \varphi_{zn} - U_n U_{com} \cos(\varphi_n - \varphi_{com} + \varphi_{zn})}{Z_n} \quad (4)$$

$$Q_n = \frac{U_n^2 \sin \varphi_{zn} - U_n U_{com} \sin(\varphi_n - \varphi_{com} + \varphi_{zn})}{Z_n} \quad (5)$$

当连线阻抗呈感性, 即 $\varphi_{zn} = 90^\circ$ 时, 式(4)、(5)可简化为

$$P_n = \frac{U_n U_{com} \sin(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (6)$$

$$Q_n = \frac{U_n^2 - U_n U_{com} \cos(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (7)$$

分别对有功 P_n 和无功 Q_n 求取偏微分可得

$$\frac{\partial P_n}{\partial \varphi_n} = \frac{U_n U_{com} \cos(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (8)$$

$$\frac{\partial P_n}{\partial U_n} = \frac{U_{com} \sin(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (9)$$

$$\frac{\partial Q_n}{\partial \varphi_n} = \frac{U_n U_{com} \sin(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (10)$$

$$\frac{\partial Q_n}{\partial U_n} = \frac{2U_n - U_{com} \cos(\varphi_n - \varphi_{com})}{Z_n} \quad (11)$$

当 $\varphi_n - \varphi_{com} \approx 0$ 且线路阻抗 Z_n 较大时, 式(8)—(11)可简化为

$$\frac{\partial P_n}{\partial \varphi_n} \approx \frac{U_n U_{com}}{Z_n} \quad (12)$$

$$\frac{\partial P_n}{\partial U_n} \approx 0 \quad (13)$$

$$\frac{\partial Q_n}{\partial \varphi_n} \approx 0 \quad (14)$$

$$\frac{\partial Q_n}{\partial U_n} \approx \frac{2U_n - U_{com}}{Z_n} \quad (15)$$

由式(12)—(15)可知, 电压相角 φ_n 变化对有功功率 P_n 影响较大, 而电压幅值 U_n 变化对有功功率 P_n 影响较小; 另一方面, 电压相角 φ_n 变化对无功

功率 Q_n 影响较小, 而电压幅值 U_n 变化对无功功率 Q_n 影响较大。

因此, 当 $\varphi_n - \varphi_{com} \approx 0$ 且线路阻抗 Z_n 较大时, 可以通过控制电压相位 φ_n 调节有功功率 P_n , 控制电压幅值 U_n 调节无功功率 Q_n , 由于相位 φ_n 不易检

测, 通常用角频率 ω_n 代替, 即

$$\omega_n = \omega_n^* + m(P_n^* - P_n) \quad (16)$$

$$u_n = u_n^* + n(Q_n^* - Q_n) \quad (17)$$

三环下垂控制原理图如图2所示。

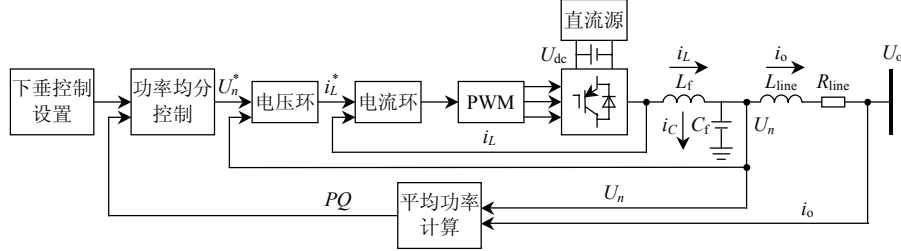


图2 三环下垂控制原理图

Fig. 2 Block diagram of power-voltage-current-loop droop control

然而, 当 $\varphi_n - \varphi_{com} \approx 0$ 且线路阻抗 Z_n 较小时, $[\sin(\varphi_n - \varphi_{com})]/Z_n \approx (\varphi_n - \varphi_{com})/Z_n$ 不可忽略, 此时根据式(8)—(11)可推出式(12)—(15)均不为0, 即功率 P_n 、 Q_n 与电压幅值 U_n 、频率 ω_n 间存在耦合, 导致功率流无法精确控制。此外, 根据式(4)、(5)可知, 当阻抗 Z_n 较小时, 电压频率(相位)或幅值即使在较小范围内变化仍然会引起较大范围的有功和无功功率波动, 采用传统的三环控制可能导致系统不稳定^[18]。

2 新型双环电压-电流下垂控制法原理

2.1 逆变器分析及设计

如上节所述, 低压微电网中, 当线路阻抗较小, 或极端情况下线路阻抗约为0时, 传统三环下垂控制的功率控制精度及系统稳定性将受到严重影响。为了解决该问题, 本文设计了一种基于虚拟阻抗的双环下垂法。

三相逆变器一般采用电压-电流双环控制方式对输出电压进行调节, 其控制模型如图3所示。图中, u_{ref} 为电压环参考给定; u_o 为逆变器输出电压; L 、 r 和 C 为 LC 滤波器参数; K_{PWM} 为逆变器等效环节; $G_u(s)$ 与 $G_i(s)$ 分别为电压环与电流环控制器; i_o 为逆变器输出电流。

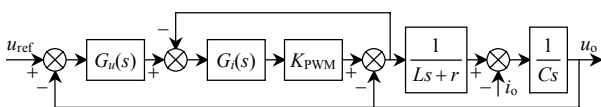


图3 双环控制原理图

Fig. 3 Block diagram of the dual-loop control

1) 电流环分析与设计。

首先分析和设计电容电流内环的控制参数, 图4为电容电流内环控制原理图。

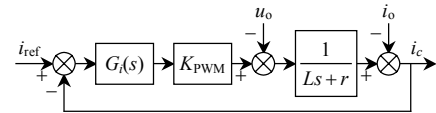


图4 电容电流内环控制方框图

Fig. 4 Block diagram of the inner current control loop

如图4所示, 忽略 i_o 影响, 电容电流反馈等效为电感电流反馈, 则其闭环传函为

$$T_i(s) = \frac{i_c(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{G_i(s)K_{PWM}}{Ls + r + G_i(s)K_{PWM}} \quad (18)$$

式中: $i_{ref}(s)$ 为电流环参考信号; $i_c(s)$ 为电容电流反馈信号。

当电流环控制器采用比例控制器即 $G_i(s) = k_{pi}$ 时, 式(18)等效为

$$T_i(s) = \frac{i_c(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{k_{pi}K_{PWM}}{Ls + r + k_{pi}K_{PWM}} \quad (19)$$

$$|T_i(s)| = \frac{k_{pi}K_{PWM}}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (k_{pi}K_{PWM} + r)^2}} \quad (20)$$

系统带宽定义: 当系统闭环幅频特性的幅值降到 -3 dB 时对应的频率为 f_b , $0 \sim f_b$ 的频率范围称为系统的带宽。在工程中, 一般设计电流环带宽为开关频率的 1/5 左右。本文开关频率 f_s 为 20 kHz, 取电流内环带宽为 $f_{ib} = f_s/5 = 4$ kHz, 则 $k_{pi} = 0.603$ 。

2) 电压环分析与设计。

电压环控制方框图如图 5 所示。

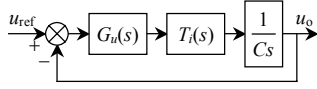


图 5 电压环控制方框图

Fig. 5 Block diagram of the voltage control loop

由图 5 可得电压环闭环传函：

$$T_u(s) = \frac{G_u(s)T_i(s)}{Cs + G_u(s)T_i(s)} \quad (21)$$

本文的电压环采用比例谐振控制器^[19]，其表达式为

$$G_u(s) = k_{pu} + \frac{k_{iu}s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (22)$$

将式(19)、(22)代入式(21)可得

$$T_u(s) = \frac{B_2s^2 + B_1s + B_0}{A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0} \quad (23)$$

式中： $B_2 = k_{pu}k_{pi}K_{PWM}$ ； $B_1 = k_{iu}k_{pi}K_{PWM}$ ； $B_0 = A_0 = k_{pu}k_{pi} \cdot K_{PWM}\omega_o^2$ ； $A_4 = CL$ ； $A_3 = Ck_{pi}K_{PWM}$ ； $A_2 = k_{pu}k_{pi}K_{PWM} + CL\omega_o^2$ ； $A_1 = Ck_{pi}K_{PWM}\omega_o^2 + k_{iu}k_{pi}K_{PWM}$ 。

为了避免电压环和电流环之间相互影响，一般设计电压环带宽远小于电流环带宽。本文设计电压环带宽为电流环带宽的 1/5，即 800 Hz。通过计算可得 $k_{pu} = 0.053$ ， $k_{iu} = 3.24$ 。

3) 输出阻抗分析与设计。

逆变器的输出阻抗值不仅受滤波器参数、线路阻抗参数的影响，还与所采用的控制器类型及具体控制器参数密切相关^[20]。

由图 3 可知系统输出电压传递函数：

$$u_o(s) = G_{ur}(s)u_{ref}(s) - Z_o(s)i_o(s) \quad (24)$$

式中：

$$G_{ur}(s) = \frac{G_i(s)G_u(s)K_{PWM}}{LCs^2 + (Cr + G_i(s)CK_{PWM})s + 1 + G_i(s)K_{PWM}G_u(s)}$$

$$Z_o(s) = \frac{Ls + r}{LCs^2 + (Cr + G_i(s)CK_{PWM})s + 1 + G_i(s)K_{PWM}G_u(s)}$$

$G_{ur}(s)$ 反映了输出电压对参考电压的跟踪特性；而 $Z_o(s)$ 具有阻抗的量纲，反映了输出电压随负载电流下降的趋势。当电压环参考给定为零，即 $u_{ref} = 0$ 时，带入式(24)可得逆变器等效输出阻抗：

$$Z_o = -\frac{U_o(s)}{i_o(s)} \Big|_{u_{ref}=0} = -\frac{B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0}{A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0} \quad (25)$$

式中： $B_3 = L$ ； $B_2 = r + k_{pi}K_{PWM}$ ； $B_1 = L\omega_o^2$ ； $B_0 = r\omega_o^2 + K_{PWM}k_{pi}\omega_o^2$ ； $A_4 = CL$ ； $A_3 = (r + Kk_{pi})C$ ； $A_2 = Kk_{pi}k_{pu} + 1 + CL\omega_o^2$ ； $A_1 = Kk_{pi}k_{iu} + CKk_{pi}\omega_o^2 + Cr\omega_o^2$ ； $A_0 = Kk_{pi}k_{pu}\omega_o^2 + \omega_o^2$ 。

图 6 为系统输出阻抗波特图，由图可见，采用比例谐振控制使得逆变器输出阻抗幅值在 50Hz 处为 0，即零输出阻抗，从而避免了传统比例积分微分(proportional-integral-derivative, PID)控制下，输出阻抗受滤波电感参数影响的缺点。

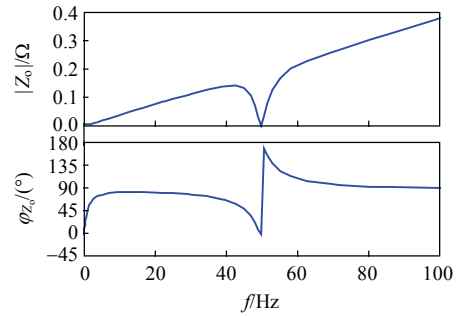


图 6 逆变器输出阻抗波特图

Fig. 6 Bode diagram of the output impedance

4) 虚拟输出阻抗分析与设计。

由分析可知，采用本文设计的闭环控制将使得逆变器输出阻抗为 0。为了抑制环流，一般采用外接阻抗等手段。但外接阻抗会导致系统体积和成本增加、损耗增大。为了解决此问题，可以采用虚拟阻抗法。虚拟阻抗法^[16-17]的控制思想来源于电路理论的等效阻抗定义。通过在控制回路添加虚拟阻抗环节来模拟逆变器输出端的硬件线路阻抗，最终使得各并联单元的等效输出阻抗达到近似的期望值，以获得更好的控制性能与精度。

图 3 中加入虚拟阻抗 Z_{vir} 后变为图 7。

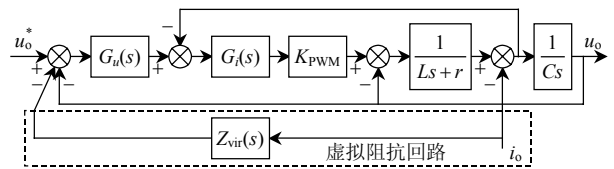


图 7 带有虚拟阻抗的闭环系统方框图

Fig. 7 Block diagram of closed loop system with virtual impedance

由图 7 可知，逆变器输出电压表达式为

$$u_o(s) = G_{ur}(s)u_o^*(s) - Z'_o(s)i_o(s) \quad (26)$$

此时，逆变器输出阻抗为

$$Z'_o(s) = -\frac{u_o(s)}{i_o(s)} = \frac{LS+r+Z_{vir}(s)K_{P\text{PWM}}G_u(s)G_i(s)}{LCs^2+[r+K_{P\text{PWM}}G_i(s)]Cs+K_{P\text{PWM}}G_u(s)G_i(s)+1} \quad (27)$$

当分别带有阻性及感性虚拟阻抗, 即 $Z_{vir}(s) = R_{vir}$ 及 $Z_{vir}(s) = jX_{vir}$ 时, 逆变器等效输出阻抗 $Z'_o(s)$ 频域特性如图 8 所示。

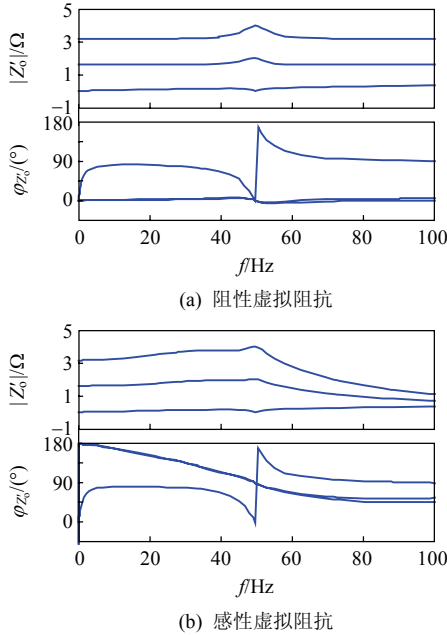


图 8 带虚拟阻抗时的逆变器输出阻抗波特图
Fig. 8 Bode diagram of the output impedance with virtual impedance

由图 8 可见, 与理论分析一致, 当虚拟阻抗 $R_{vir} = 0$ 时, 采用比例谐振控制器的逆变器等效输出阻抗在 50 Hz 处幅值为 0, 即逆变器具有零输出阻抗。当加入 2Ω 及 4Ω 的阻性或感性虚拟阻抗后, 逆变器输出阻抗在 50 Hz 处幅值均变为 2 和 4。此外, 两种情况下输出阻抗相角分别为 0° (阻性) 和 90° (感性)。

2.2 双环下垂法分析

三相电压源逆变器在 PWM 线性调制范围内可等效为一个增益为 $K_{P\text{PWM}}$ 的比例放大器, 则其输出

电压 $u_o(t)$ 与调制信号 $u_m(t)$ 间的关系可表示为

$$u_o(t) = \frac{U_{dc}}{2\hat{U}_{tri}} u_m(t) = K_{P\text{PWM}} u_m(t) \quad (28)$$

式中: U_{dc} 为 DC 总线直流电压; \hat{U}_{tri} 为载波幅值; 调制信号 $u_m(t)$ 可以分成 2 部分^[21]:

$$u_m(t) = u_r(t) - u_f(t) \quad (29)$$

式中: $u_r(t)$ 产生逆变器初始电压值; $u_f(t)$ 与逆变器输出电流 $i_o(t)$ 成比例, 可表示为:

$$u_f(t) = k_r i_o(t) \quad (30)$$

此时, 将式(30)中的比例系数 k_r 等效为虚拟输出阻抗 R_{vir} , 则式(29)可表示为

$$u_m(t) = u_r(t) - R_{vir} i_o(t) \quad (31)$$

式中: $u_m(t)$ 为逆变器输出电压调制信号, 它与逆变器输出电压有相同的特性; $u_r(t)$ 为逆变器参考给定电压; 当连线阻抗很小的时候, $u_m(t)$ 所表征的逆变器输出电压信号即等于公共耦合点电压。所以, 当 2 台逆变器各自的参考电压信号相等时, 并联后每台逆变器的输出电流即与其虚拟输出阻抗成反比, 即

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad (32)$$

因此, 只要 2 台逆变器的虚拟输出阻抗相等, 并联逆变器的输出电流即相等。

为此, 可将式(31)定义为一种双环的电压电流下垂方程, 2 台逆变器自动调节负载功率的均分。因为这种方案对逆变器输出阻抗的大小没有依赖性, 只与 2 台逆变器虚拟阻抗的比值有关, 从而很适合在连线阻抗很小的微网系统中使用。需要注意的是, 由于系统锁相环同步误差, 数字控制离散化误差等因素, 需要提高虚拟输出阻抗 R_{vir} 的数值以提高功率均分效果, 但是提高 R_{vir} 的数值会使输出电压降落增大。所以, 与功率下垂控制方式相类似, 双环下垂控制中设计并联控制器参数时都需要在功率控制性能与输出电压精度间折中。

综上所述, 采用双环下垂控制方式的逆变器单元控制原理图如图 9 所示。

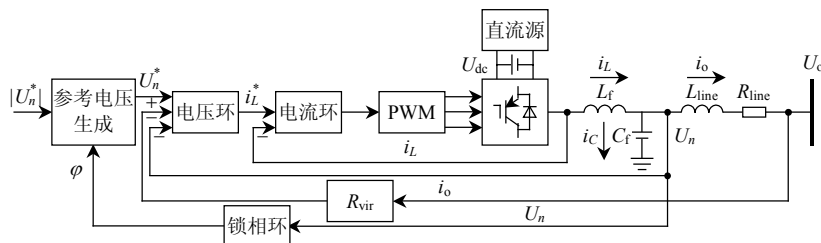


图 9 带双环下垂控制器的并联逆变器单元控制原理图

Fig. 9 Block diagram of DG inverter with the proposed controller

3 实验结果与分析

3.1 三环下垂控制与双环下垂控制的并联均流效果对比

本文的并联系统实验平台参数如表 1、2 所示。其中一台逆变器的 250 V 直流母线电压由直流稳压电源提供，另一台由三相电网通过变压器再经过三相不控整流器得到。2 台逆变器间交流侧通过外接的连线阻抗在公共耦合点相接，并接至三相阻性负载。系统控制采用 Ti 公司 32 位定点 DSP TMS320F2812 芯片实现，实验波形通过 Tek 公司 TDS2014 示波器捕获。

表 1 双环下垂控制系统参数

Tab. 1 System parameters of dual-loop droop control			
参数	数值	参数	数值
U_{dc}/V	250	$C_f/\mu F$	9.9
k_{pi}	0.603	k_i	18.47
R_{load}/Ω	20	f_c/kHz	40
L_f/mH	3	$\omega_c/(rad/s)$	30
k_p	0.053	R_{vir}/Ω	3
f_s/kHz	20	L_{line}/mH	7/3.5/0

表 2 三环下垂控制系统参数

Tab. 2 System parameters of three-loop droop control			
参数	数值	参数	数值
U_{dc}/V	250	$C_f/\mu F$	9.9
k_{pi}	0.603	k_i	18.47
k_{qv}	0.001	f_c/kHz	40
R_{load}/Ω	20	P^*/W	750
L_f/mH	3	$\omega_c/(rad/s)$	30
k_p	0.053	k_{p0}	4×10^{-3}
f_s/kHz	20	L_{line}/mH	7/3.5/0
R_{start}/Ω	2	Q^*/Var	750

首先就连线阻抗改变，对控制参数相同并带有纯阻性负载时的并联逆变器系统，对比采用三环下垂控制器与双环下垂控制器时的均流效果。双环下垂控制器参数如表 1 所示。三环下垂控制器参数如表 2 所示。

1) 在大连线阻抗($L_{line} = 7\text{ mH}$)下的对比。

图 10 为逆变器 2 独立工作，任意时刻，触发逆变器 1 的驱动脉冲，逆变器 1 经过 200 个周期锁相后并入交流母线与逆变器 2 均分负载的输出波形。

由图可见，采用双环下垂的并联逆变器系统的并入瞬间电流峰值远小于采用三环下垂控制器的。为了抑制采用三环下垂控制器时的过流峰值，加入

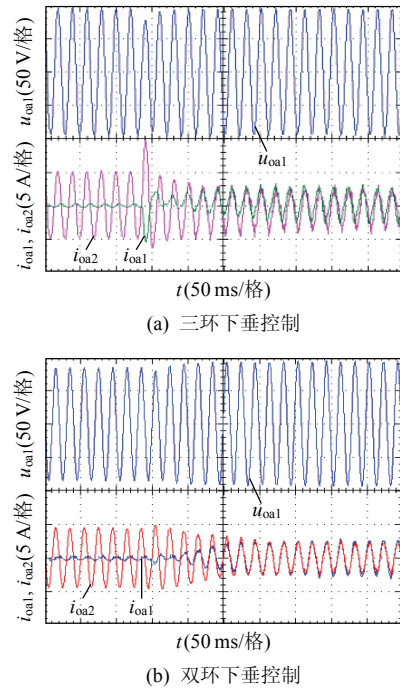


图 10 逆变器 1 并入瞬间逆变器输出暂态波形
Fig. 10 Comparison of the setup responses of output voltage and current as the No.1 inverter connected to the PCC with the power or U-I droop controller

了 2Ω 的虚拟软启动电阻，并在 2s 后切除。此软启动电阻虽然抑制了并入瞬间的电流尖峰，但是使并入瞬间的电流波形相差较大，暂态过渡时间延长。

图 11 为 2 台逆变器并联工作时稳态波形。由图可见，稳态运行时，采用三环下垂控制器的并联逆变器系统基本能够均分负荷，但是环流还是较大，峰值接近 2A；而采用双环下垂控制器的并联系统的环流最大峰值为 0.4A。需要注意的是，图 11(b) 中电压幅值未达到 100V，是因为采用双环下垂时引入了 3Ω 的虚拟阻抗，在 2.5A 的输出电流下产生了 7.5V 的电压降，从而导致逆变器输出电压减小。

图 12 为 2 台逆变器并联稳定工作，在某一时刻，逆变器 1 切出并联系统，仅剩逆变器 2 独立对负载提供功率时的输出波形。

由图 12 可见，当逆变器 1 切出并联系统后，其输出电流、有功及无功功率迅速降为零。逆变器 2 的输出电流和有功功率重新回到起始值，独立承担负荷。图 12(a) 中，逆变器 1 断开后，逆变器 2 独自承担负荷，输出电流增大，线路阻抗压降增大，逆变器 2 输出端电压幅值减小。图 12(b) 中，因逆变器 1 切除后输出端电流减为零，所以逆变器 1 的

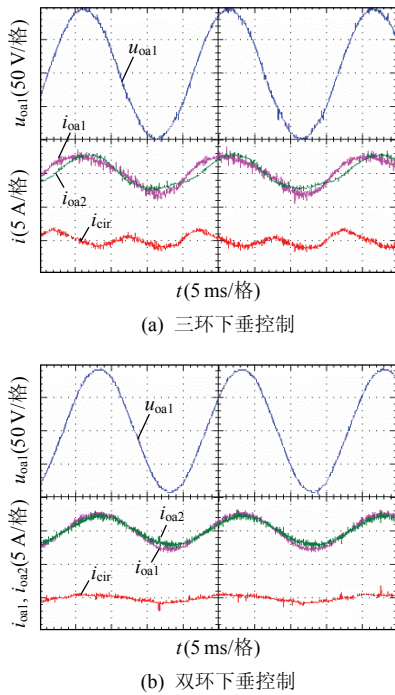


图 11 2 台逆变器并联运行时的稳态波形
 Fig. 11 Comparison of the steady waveforms of parallel inverters with the conventional or proposed controller

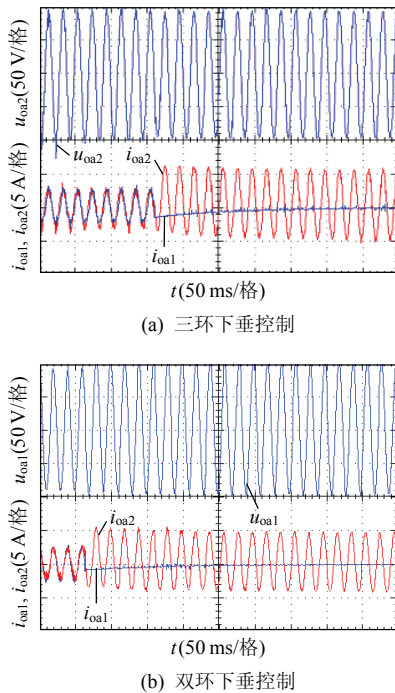


图 12 逆变器 1 切出瞬间逆变器输出暂态波形
 Fig. 12 Comparison of the cutoff response as the No.1 inverter disconnected from the PCC with the conventional or proposed droop controller

输出端的电压为开路电压比并联时增大。

2) 在小连线阻抗($L_{line} = 3.5, 0 \text{ mH}$)下的对比。

当连线阻抗为 $L_{line} = 3.5 \text{ mH}$ 时, 采用与之前相同的控制器参数时, 三环下垂控制方式已不能够稳定运行, 并联瞬间的大电流过冲导致系统保护开启, 并联失败。但是采用与之前相同参数的双环下垂控制方式, 不仅在连线阻抗为 3.5 mH 时, 甚至在连线阻抗为零时都依然能够维持良好的并联均流效果, 其波形如图 13 所示。

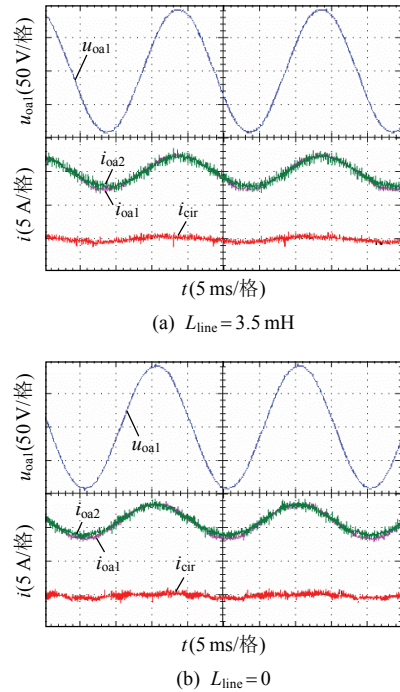


图 13 双环下垂控制下连线阻抗很小时的逆变器并联运行稳态波形

Fig. 13 Steady waveforms of the parallel inverters with the proposed droop controller under small Line impedance

3) 不对称连线阻抗($L_{line1} = 7 \text{ mH}, L_{line2} = 3.5 \text{ mH}$)下的对比。

当 2 台逆变器的连线阻抗不对称时, 双环下垂法亦可以达到很好的均流效果。图 14 为逆变器 2

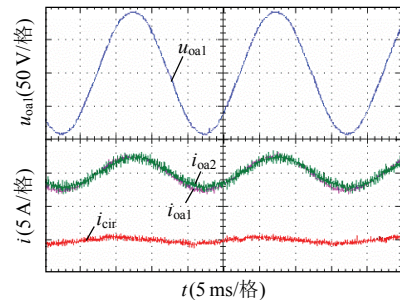


图 14 连线阻抗不对称时逆变器并联运行稳态波形
 Fig. 14 Steady waveforms of the parallel inverters with the $U-I$ droop controller under different Line impedance

的连线阻抗为 7 mH, 逆变器 1 的连线阻抗为 3.5 mH 时的并联运行稳态波形。

由图 14 可见, 采用双环下垂控制可以增大系统的稳定域度, 并使系统在很小或者不对称的连线阻抗下, 在三环下垂控制已经无法正常工作的情况下仍然维持良好的均流效果。

3.2 均流效果与输出电压精度

由 3.1 节可知, 为了达到更好的均流效果, 通常会增大虚拟输出阻抗, 但这需要牺牲输出电压精度。在连线阻抗为 3.5 mH 时, 对比采用 $R_{vir}=2$ 或 3Ω 时的并联均流效果, 如图 15 所示。

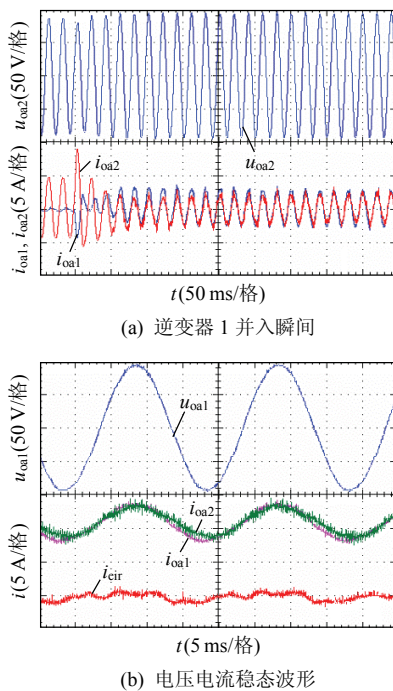


图 15 当虚拟输出阻抗为 2Ω 时的带双环下垂控制器的并联逆变器稳态波形

Fig. 15 Steady waveforms of the parallel inverters under $R_{vir}=2\Omega$ with the proposed droop controller

对比图 15 与 13(a)可知, 当虚拟输出阻抗减小时, 输出电压降落有所缓解, 但并联系统环流明显增大。因此, 应该选用 3Ω 的虚拟阻抗。至于电压降问题, 可以用在线检测输出电流大小, 及时调整输出电压参考给定的方法来修正, 需进一步论证。

4 结论

本文设计了一种基于虚拟阻抗的“电压-电流”双环下垂控制方法, 消除了传统的三环下垂控制器对连线阻抗敏感, 控制系统复杂的缺陷。此方案对逆变器输出阻抗的大小没有依赖性, 只与 2 台逆变

器虚拟阻抗的比值有关, 从而可使微电网中并行的分布式电源在线路短, 阻抗小的情况下, 依然能够实现良好的功率均分效果, 提高了系统的稳定裕度, 保证了负载的供电质量。

参考文献

- [1] 鲁宗相, 王彩霞. 微电网研究综述[J]. 电力系统自动化, 2007, 32(19): 100-106.
Lu Zongxiang, Wang Caixia. Overview on microgrid research[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 32(19): 100-106(in Chinese).
- [2] 盛鹏, 孔力, 齐智平. 新型电网——微电网(microgrid)研究综述[J]. 继电器, 2007, 35(12): 75-81.
Sheng Kun, Kong Li, Qi Zhiping, A survey on research of microgrid-a new power system[J]. RELAY. 2007, 35(12): 75-81(in Chinese).
- [3] Lasseter R. Microgrids[C]//IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference. New York, United states: IEEE, 2002: 305-308.
- [4] 彭方正. 变流技术在分布式发电和微电网上的应用[J]. 变流技术与电力牵引, 2006, 1(2): 23-27.
Peng Fangzheng. Converter technology for distributed generation and microgrid[J]. Converter Technology & Electric Traction. 2006, 1(2): 23-27(in Chinese).
- [5] Guerrero J M, Hang L, Uceda J. Control of distributed uninterruptible power supply systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(8): 2845-2859.
- [6] Martins A P, Carvalho A S. Design and implementation of a current controller for the parallel operation of standard UPSs[C]//IEEE IECON 21st International Conference, USA: IEEE, 1995: 584-589.
- [7] Holtz J, Lotzk W, Werner K H. A high-power multitransistor-inverter uninterruptible power supply system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 3(3): 278-285.
- [8] Sun X, Lee Y S, Xu D. Modeling, analysis, and implementation of parallel multi-inverter system with instantaneous average-current-sharing scheme[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2003, 18(3): 844-856.
- [9] Tuladhar A, Jin H, Unger T, et al. Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 36(1): 131-138.
- [10] Chandorkar M C, Divan D M, Hu Y, et al. Novel architectures and control for distributed UPS systems[C]//

- Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC). USA: IEEE, 1994: 683-689.
- [11] Li Y, Vilathgamuwa D M, Loh P C. Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1195-1204.
- [12] Li Y W, Kao C. An accurate power control strategy for power electronics interfaced distributed generation units operating in a low voltage multibus microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2977-2988.
- [13] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. 基于下垂特性控制的无互连线并联 UPS 建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 33-38.
Lin Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. Modeling and stability analysis for parallel operation of UPS with no control interconnection basing on droop characteristic[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 33-38(in Chinese).
- [14] Engler A, Soutanis N. Droop control in LV-grids[C]// International Conference on Future Power Systems, USA: IEEE, 2005: 1-6.
- [15] Brabandere K D, Bolsens B, Keybus J V D. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1107-1115.
- [16] Guerrero J M, Vicuña L G D, Matas J. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1126-1135.
- [17] 于玮, 徐德鸿. 基于虚拟阻抗的不间断电源并联系统均流控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24): 32-39.
Yu Wei, Xu Dehong. Control scheme of paralleled UPS system based on output virtual resistance[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 25(24): 32-39(in Chinese).
- [18] Coelho E A A, Cortizo P C, Garcia P F D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2002, 38(2): 533-542.
- [19] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 60-64.
Zhao Qinglin, Guo Xiaoqiang, Wu Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter [J]. 2007, 27(16): 60-64(in Chinese).
- [20] 王成山, 肖朝霞, 王守相. 微网中分布式电源逆变器的多环反馈控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(2): 100-107.
Wang Chengshan, Xiao Zhaoxia, Wang Shouxiang. Multiple feedback loop control scheme for inverters of the micro source in microgrids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2009, 24(2): 100-107(in Chinese).
- [21] Wu K D, Wu J C, Jou H L, Simplified Control Method for Parallel-Connected DC/AC Inverters[C]// IEE Proceedings of Electric Power Applications. USA: IEEE, 2006: 787-792.



关雅娟

收稿日期: 2011-03-07。

作者简介:

关雅娟(1985), 女, 硕士, 研究方向为光伏发电技术及微电网中三相逆变器控制技术, 现工作于中国科学院电工研究所, gyj@mail.iee.ac.cn;

邬伟扬(1940), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频功率变换、功率因数校正、有源滤波、牵引电力传动等;

郭小强(1979), 男, 博士, 研究方向为分布式发电系统并网控制及谐波抑制等。

(责任编辑 张玉荣)