

# 大功率微网逆变器输出阻抗解耦控制策略

刘芳<sup>1</sup>, 张兴<sup>1</sup>, 石荣亮<sup>1</sup>, 徐海珍<sup>1</sup>, 胡超<sup>1</sup>, 曹仁贤<sup>2</sup>

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽省合肥市 230009;

2. 阳光电源股份有限公司, 安徽省合肥市 230088)

**摘要:** 针对微网逆变器孤岛并联时输出阻抗控制不能兼顾动态响应和并联均流的问题, 提出了一种输出阻抗解耦控制策略。该控制策略根据  $dq$  坐标系中输出电压的戴维南等效模型, 得到不同频段的阻抗特性, 分离出动稳态输出阻抗, 在  $dq$  坐标系中直接设计输出阻抗, 用以动态响应和并联均流的解耦控制。在动态电压控制时, 采用输出电流微分反馈控制和动态有源阻尼来减小动态输出阻抗; 在均流控制时, 增大稳态输出阻抗, 从而获得了良好的动态响应和并联均流性能。实验结果验证了理论分析和控制方案的正确性。

**关键词:** 微网(微电网); 逆变器; 输出阻抗; 动态响应; 并联均流; 解耦控制

## 0 引言

微网逆变器作为微网与新能源的关键接口单元, 必须根据电网和负载状态进行合理的控制。其中虚拟同步机(virtual synchronous generator, VSG)<sup>[1-2]</sup>和下垂<sup>[3-4]</sup>控制以其并离网通用的电压源控制方式, 显示出了优良的控制性能。微网逆变器孤岛并联运行时需要向关键负载提供较高的电能质量。其中有两个关键的控制目标——动态电压瞬变和负载不均流度。负载阶跃时其电压幅值变化剧烈, 严重时引起过欠压等问题, 影响用电设备, 尤其是大功率微网逆变器, 其开关频率较低, 控制带宽低, 电压动态响应更慢。由于机器容量有限, 并联运行时若负载不均流度较大, 可能会引起某些机器过流关机。影响这两个控制目标的一个重要参数是输出阻抗。增加输出阻抗可以减小负载不均流度, 但动态响应较差, 反之亦然, 两者很难兼顾。因而研究微网逆变器输出阻抗解耦控制策略具有重要意义。

针对输出阻抗控制问题, 文献[5-7]分别将输出阻抗设计为阻性、感性和容性, 以及上述的组合, 可以减小负载不均流度, 但受线路阻抗影响, 且影响输出电压动态响应和稳态幅值。为此, 很多文献做出了改进<sup>[3, 8-16]</sup>。文献[8, 11]给出了线路阻抗辨识方法, 据此补偿阻抗不匹配造成的不均流。文献[9]给出一种环流虚拟阻抗控制算法, 但需要检测并联系

统平均电流。上述控制对均流具有良好的控制性能, 但并未提及输出电压动态响应。为此, 文献[10]给出了一种基于有功无功变化的自适应输出阻抗控制, 可以提高动态响应, 然而控制复杂, 难以实现。文献[14]给出的外环控制策略只能改变指令, 无法改变内环响应、改善电压瞬变。文献[17]提出了一种基于负载电流反馈控制的快速响应控制方案, 但减小低频段输出阻抗不利于负载均流。文献[18]采用了基于输出电压和输出电流解耦的控制方案, 同样不利于负载均流。

上述输出阻抗控制或适用于单相系统或三相系统, 或适用于负载均流控制, 或适用于输出动态响应, 但很难同时兼顾两个控制目标。实际上, 三相变换器  $dq$  坐标系下的输出阻抗并不完全等效于单相系统, 其频率特性与单相系统也不尽相同。文献[19]给出了单相系统的输出阻抗控制方法, 但很难适用于基于  $dq$  坐标系控制的三相系统。文献[20]给出了孤岛和并网模式下的输出阻抗矩阵, 但将  $dq$  轴耦合分量假设为零, 忽略了耦合分量的作用。文献[21]将  $q$  轴电流乘以虚拟电抗用以  $d$  轴电压控制, 减小了负载不均流度, 但忽略了  $d$  轴电压和电流之间的阻抗关系。文献[22]指出, 三相变换器在  $dq$  坐标系中有 4 个输出阻抗, 并探讨了影响这 4 个输出阻抗的因素, 但没有阐述它们之间的关系及应用。

针对上述问题, 本文提出了一种  $dq$  坐标系下的输出阻抗解耦控制策略。该控制策略根据  $dq$  坐标系中输出电压的戴维南等效模型, 得到不同频段

的阻抗特性,分离出动态稳态输出阻抗,在  $dq$  坐标系中直接设计输出阻抗,用以动态响应和并联均流的解耦控制。在动态电压控制时,采用输出电流微分反馈控制和动态有源阻尼来减小动态输出阻抗;在均流控制时,增大稳态输出阻抗,从而获得了良好的动态响应和并联均流性能。实验结果验证了理论分析和控制方案的正确性。

### 1 微网逆变器并联基本控制

目前大功率微网示范工程中,考虑工程实际中的共模电压、用电安全、输出电压无高频分量等问题,一般采用带变压器的典型结构,如图 1 所示。微网逆变器由三相半桥逆变器、LC 滤波器回路及 Dyn11 型变压器接入电网或负载,变压器根据实际情况,或接在桥臂侧与滤波电感集成在一起,或经过 LC 滤波器接在输出侧为用户提供电源。

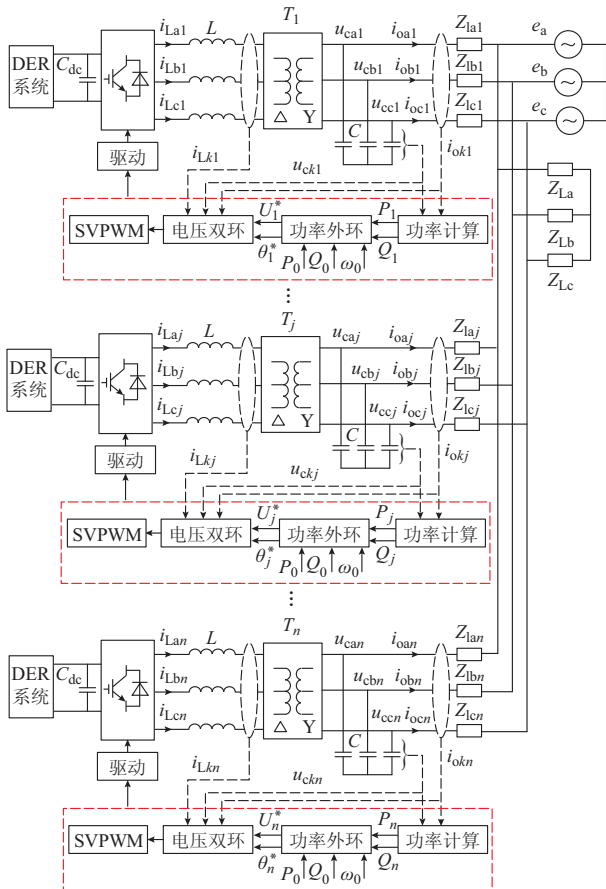


图 1 微网逆变器并联拓扑与控制结构  
Fig.1 Topology and control diagram of microgrid inverter

图 1 中:  $C_{dc}$  为直流侧储能电容;  $u_{can}, u_{cbn}, u_{cnc}$  为第  $n$  台微网逆变器输出电容电压;  $e_a, e_b, e_c$  为微网逆变器公共耦合点(PCC)电网电压;  $i_{Lan}, i_{Lbn}, i_{Lcn}$  为

第  $n$  台微网逆变器桥臂侧电感电流;  $i_{oan}, i_{obn}, i_{ocn}$  为第  $n$  台微网逆变器输出电流;  $T_n$  为第  $n$  台微网逆变器变压器;  $Z_{lan}, Z_{lbn}, Z_{lcn}$  为第  $n$  台微网逆变器的线路阻抗;  $L$  为桥臂侧滤波电感;  $C$  为滤波电容; SVPWM 表示空间矢量脉宽调制。

本文采用基于 VSG 的微网逆变器控制,其基本模拟控制方程包括功率外环以及电压双环<sup>[23]</sup>。功率外环主要模拟功角下垂方程、转子运动方程和励磁方程。电压双环主要模拟定子电磁方程。

#### 1.1 功率外环

根据微网逆变器的输出电压和输出电流求得平均有功和无功功率,进而建立自同步的机端模拟电压指令信号,如式(1)所示。

$$\begin{cases} \omega = \omega_0 + \frac{1}{J\omega_0} \int \left[ \frac{1}{m}(\omega_0 - \omega) + P_0 - P \right] dt \\ \theta^* = \int \omega dt \\ U^* = U_0 + n(Q_0 - Q) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\omega$  和  $U^*$  分别为微网逆变器输出角频率和机端模拟电压幅值指令;  $\theta^*$  为微网逆变器输出相位;  $P, Q$  分别为微网逆变器输出平均有功和无功功率;  $\omega_0$  为平均有功功率输出为  $P_0$  的微网逆变器输出角频率;  $U_0$  为平均无功功率输出为  $Q_0$  的微网逆变器输出电压幅值;  $m$  和  $n$  分别为功角控制下垂系数和无功功率-幅值控制下垂系数;  $J$  为虚拟惯量。

由于低压配电网中的线路阻抗特性与真实发电机组对应的高压系统并不相同,对此已有很多改进方法<sup>[19]</sup>。由于本文重点是关注其输出阻抗,因而对功率外环改进方案不再赘述。

#### 1.2 电压双环

为了更好地实现 1.1 节中的机端模拟电压指令,本文采用了单  $dq$  坐标系下,电容电压外环、电容电流内环的双环控制方案,控制方程如式(2)所示。

$$\begin{cases} U_d^* = [(U^* - U_{cd})G_u - I_{cd}]G_i + U^* \\ U_q^* = [(0 - U_{cq})G_u - I_{cq}]G_i + 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $U_d^*$  和  $U_q^*$  分别为桥臂电压控制信号  $d, q$  轴分量;  $I_{cd}$  和  $I_{cq}$  分别为电容电流  $d, q$  轴分量;  $G_u$  为电压控制方程,  $G_u = K_{up} + K_{ui}/s$ , 其中  $K_{up}$  和  $K_{ui}$  分别为电压控制方程比例、积分系数;  $G_i$  为电流控制方程。由于功率控制外环中已涉及电流信号,为保证并联稳定运行<sup>[24]</sup>, 电流控制方程仅采用比例调节器,以增强系统阻尼,即  $G_i = K_{ip}$ 。

根据式(1)和式(2)可得微网逆变器基本控制,如图 1 中虚线框所示。

## 2 dq 坐标系动稳态输出阻抗分析

### 2.1 输出电压戴维南等效模型

由于电感电流和电容电压等状态量的存在, dq 坐标系下等效模型一个显著的特征就是 dq 轴存在着耦合,这个耦合量决定了系统的能量变换和传递,与单相系统模型不尽相同,其作用不可忽略。为此本文在复数域进行模型等效变换。根据复矢量理论<sup>[25]</sup>,其复数域的拉普拉斯变换法则为:

$$L\left(\frac{d^k \mathbf{S}}{dt}\right) = (s + j\omega_e)^k (\mathbf{S}_d + j\mathbf{S}_q) \quad (3)$$

式中:  $L(\cdot)$  为拉普拉斯变换符号;  $\mathbf{S}$  为任一矢量,  $\mathbf{S}_d$  和  $\mathbf{S}_q$  为其  $d, q$  轴分量;  $\omega_e$  为同步旋转角频率;  $s$  为拉普拉斯算子;  $k$  为自然数。

在实际应用中,图 1 中的变压器与桥臂侧电感一般集成在一起,考虑变压器漏抗为桥臂侧电感的一部分,不考虑共模分量,则根据基尔霍夫电压和电流定律,微网逆变器三相输出网络数学方程如式(4)所示。

$$\begin{cases} L \frac{d\mathbf{I}_L}{dt} = \mathbf{U} - \mathbf{U}_c \\ \mathbf{I}_L = \mathbf{I}_c + \mathbf{I}_o \\ C \frac{d\mathbf{U}_c}{dt} = \mathbf{I}_c \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{I}_L, \mathbf{I}_c, \mathbf{I}_o$  分别为电感电流矢量、电容电流矢量和输出电流矢量;  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{U}_c$  分别为桥臂电压矢量和输出电容电压矢量。

将式(3)代入式(4)可得 dq 坐标系开环输出电压的戴维南等效模型。

$$\begin{cases} U_{cd} = \frac{\alpha U_d + \beta U_q}{\alpha^2 + \beta^2} - \frac{(sL\alpha + \omega_e L\beta)I_{od} + (sL\beta - \omega_e L\alpha)I_{oq}}{\alpha^2 + \beta^2} \\ U_{cq} = \frac{\alpha U_q - \beta U_d}{\alpha^2 + \beta^2} - \frac{(\omega_e L\alpha - sL\beta)I_{od} + (sL\alpha + \omega_e L\beta)I_{oq}}{\alpha^2 + \beta^2} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\alpha = 1 + LCs^2 - \omega_e^2 LC$ ;  $\beta = 2s\omega_e LC$ ;  $U_{cd}$  和  $U_{cq}$  分别为输出电压的  $d, q$  轴分量;  $I_{od}$  和  $I_{oq}$  分别为输出电流的  $d, q$  轴分量;  $U_d$  和  $U_q$  分别为桥臂电压  $d, q$  轴分量。

根据其频域特性,式(5)中的  $\beta$  相对于  $\alpha$  分量较小,忽略其影响,式(5)可以简化为:

$$\begin{cases} U_{cd} \approx \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} U_d - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} (sLI_{od} - \omega_e LI_{oq}) \\ U_{cq} \approx \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} U_q - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} (sLI_{oq} + \omega_e LI_{od}) \end{cases} \quad (6)$$

微网逆变器本身参数的分散性、采样的不一致性等原因会导致不同逆变器的输出特性有所不同。并联运行时,参数误差导致的输出电压误差将对并联运行有较大影响,为此本文引入了误差电压函数  $U_{ed}, U_{eq}$ 。

根据式(6)可得微网逆变器等效模型如图 2 所示。

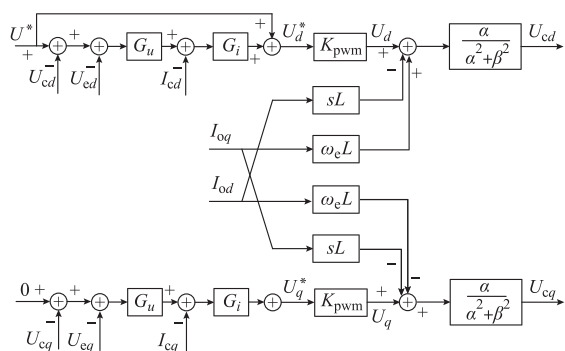


图 2 微网逆变器等效模型

Fig.2 Equivalent model of microgrid inverter

图 2 中:  $K_{pwm}$  为脉宽调制 (PWM) 延时环节。系统开关及采样频率较低时延时较大,对系统的性能影响不可忽略<sup>[26]</sup>。根据文献[27],若采用不对称规则采样 SVPWM 方式,在三角波的过零点和周期值处进行采样,采样周期为  $T_s$ ,则得到  $K_{pwm} = e^{-1.5T_s s}$ 。在控制系统中,为分析问题方便,通常根据 Pade 近似原则将  $K_{pwm}$  简化为一阶 Pade 近似方程,如式(7)所示。

$$K_{pwm} \approx \frac{1 - \frac{1.5T_s}{2}s}{1 + \frac{1.5T_s}{2}s} \quad (7)$$

式(2)中的控制信号经 PWM 后得到桥臂电压,即  $U_d = U_d^* K_{pwm}$ ;  $U_q = U_q^* K_{pwm}$ 。

根据上面的复矢量域变换原理,设图 1 中的线路阻抗为  $Z_1 = R_1 + (s + j\omega)L_1$ ,连同式(2)和式(7)代入式(6),得到逆变器输出端电压戴维南等效模型为:

$$\begin{cases} U_{cd} = H^* U^* - H U_{cd} - Z_1 I_{od} - Z_2 I_{oq} \\ U_{cq} = -H U_{cq} - Z_1 I_{oq} + Z_2 I_{od} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $H^* = (G_u G_i + 1) K_{pwm} P$ ,  $H = G_u G_i K_{pwm} P$ ,  $Z_1 = sLP + R_1 + sL_1$ ,  $Z_2 = -(\omega_e LP + \omega_e L_1)$ ,其中  $P = 1 / [(\alpha^2 + \beta^2) / \alpha + K_{pwm} G_i (G_u + sC)]$ 。

### 2.2 动稳态输出阻抗分析

根据文献[13,28]中所述,滤波器和变压器的使用使得分布式电源间的等效输出阻抗呈感性,且大

功率逆变器从现场施工、损耗、成本、安放位置较为集中等问题考虑,一般可假设  $R_1 = 0, L_{11} = L_{12} = \dots = L_{ln} = L$ 。

根据文献[9]中所述可得:

$$\begin{cases} H_1^* = H_2^* = \dots = H_j^* = \dots = H_n^* = H^* \\ H_1 = H_2 = \dots = H_j = \dots = H_n = H \\ Z_{11} = Z_{12} = \dots = Z_{1j} = \dots = Z_{1n} = Z_1 \\ Z_{21} = Z_{22} = \dots = Z_{2j} = \dots = Z_{2n} = Z_2 \end{cases} \quad (9)$$

推导多台并联逆变器输出端电压为:

$$\begin{cases} U_{cd} = H^* U_{avg}^* - H U_{ed\_avg} - Z_1 \frac{1}{n} I_{od} - Z_2 \frac{1}{n} I_{oq} \\ U_{cq} = -H U_{eq\_avg} - Z_1 \frac{1}{n} I_{oq} + Z_2 \frac{1}{n} I_{od} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $U_{avg}^* = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_j^*$  为  $n$  台并联平均输出电压指令值;  $U_{ed\_avg} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_{edj}$ ,  $U_{eq\_avg} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_{eqj}$  为  $n$  台并联误差电压的平均值。

由式(6)、式(8)和式(10)可知,多台并联微网逆变器的终端输出电压  $U_{cd}, U_{cq}$  与单台微网逆变器类似,由两个输出阻抗组成。图3比较了两个输出阻抗频率特性。由图3可知,频率大于  $\omega_e$  时,  $|Z_1| > |Z_2|$ , 动态电压瞬变主要由  $Z_1$  决定,这主要是因为  $Z_1$  的  $s$  反映了电流变化时的输出电压变化量,负载阶跃时  $s$  的存在使得输出电压感应出较高的电压变化,阶跃完成进入稳态后,此分量随之变为零,可称之为动态输出阻抗;频率小于  $\omega_e$  时,  $|Z_2| > |Z_1|$ , 基波阻抗主要由  $Z_2$  决定,这是因为稳态时  $s$  的变化率为零,即直流侧处的阻抗为零,那么此处阻抗主要由  $Z_2$  中的  $\omega_e$  起主要作用,此处阻抗相当于三相/两相静止坐标系中 50 Hz 处对应的感性阻抗,决定了稳态时的并联均流特性和输出阻抗的感性特性。

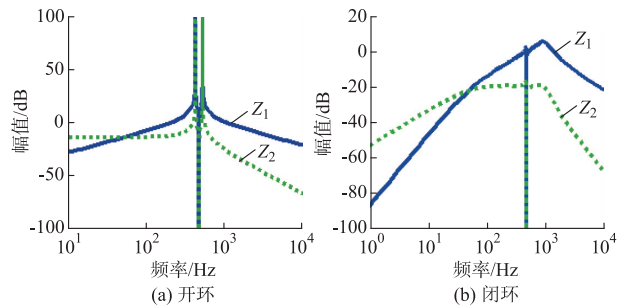


图3 dq坐标系下4个输出阻抗频率特性  
Fig.3 Frequency characteristic of four output impedances in dq reference frame

根据式(6)和式(10),LC谐振和  $K_{pwm}$  也会影响输出阻抗。由图3可知,闭环控制使得系统阻尼增

大,部分抑制了LC谐振频率处的振荡,且使得输出阻抗减小。 $K_{pwm}$  的存在改变了控制回路的物理特性<sup>[29]</sup>,相当于给系统增加了另一个谐振点,这使得  $Z_1$  在 1 kHz 左右的输出阻抗增大,  $Z_2$  在 1 kHz 左右的输出阻抗也略有增大,但远在 0 dB 线之下,其影响较小。

由以上分析可知,闭环控制使得两个输出阻抗减小,但并不能完全衰减LC谐振及  $K_{pwm}$  处的阻抗。根据前面假设,线路感抗远小于LC滤波器本身感抗,此时  $Z_1$  仍主要由本身感抗决定,而  $Z_2$  则受线路阻抗影响,下面将进一步分析。

### 2.3 环流分析

根据式(8)可得第  $j$  台逆变器的输出电流为:

$$\begin{cases} I_{odj} = \frac{Z_1(H^* U_j^* - H U_{edj} - U_{cd}) + Z_2(H U_{eqj} + U_{cq})}{Z_1^2 + Z_2^2} \\ I_{oqj} = \frac{Z_2(H^* U_j^* - H U_{edj} - U_{cd}) - Z_1(H U_{eqj} + U_{cq})}{Z_1^2 + Z_2^2} \end{cases} \quad (11)$$

根据环流定义<sup>[9]</sup>,可得第  $j$  台逆变器的环流为:

$$\begin{cases} I_{Hdj} = \frac{Z_1(H^* \Delta U^* - H \Delta U_{ed}) + Z_2 H \Delta U_{eq}}{Z_1^2 + Z_2^2} \\ I_{Hqj} = \frac{Z_2(H^* \Delta U^* - H \Delta U_{ed}) - Z_1 H \Delta U_{eq}}{Z_1^2 + Z_2^2} \end{cases} \quad (12)$$

对于基波环流,根据前面分析可知  $Z_2 \gg Z_1$ , 将  $H, H^*, Z_2$  代入式(12)可得:

$$\begin{cases} I_{Hdj} = \frac{G_u G_t K_{pwm}}{\omega_e L + \frac{\omega_e L_1}{P}} \Delta U_{eq} \\ I_{Hqj} = \frac{G_u G_t K_{pwm}}{\omega_e L + \frac{\omega_e L_1}{P}} (\Delta U^* - \Delta U_{ed}) + \frac{1}{\omega_e L + \frac{\omega_e L_1}{P}} \Delta U^* \end{cases} \quad (13)$$

通过式(12)和式(13)可以发现,基波环流主要由  $Z_2$  决定,而  $Z_2$  受多个因素和变量影响。电感变大会减小环流,减小电感会增加环流。若大功率微网逆变器距离相对较近,线路阻抗较小或分布不平衡且没有并机电感时,控制器由于积分的存在会使得由误差和指令造成的环流急剧变大。

综上所述可知,输出电压动态瞬变主要由  $Z_1$  决定,而基波环流主要由  $Z_2$  决定。据前面分析,采用三相/两相静止坐标系或单相系统中的输出阻抗变换到  $dq$  坐标系的方法,其  $sL$  和  $\omega_e L$  分量同时增大或者减小,无法解耦,且全部叠加到电压指令上使得电压控制环的带宽抑制了输出阻抗的高频特性。通过本文所采用的输出电压戴维南等效模型,输出

阻抗被分解成两个分量,分别影响动态响应和负载均流,若直接在  $dq$  坐标系中进行控制,则不但可自由选择阻抗正负及大小,还可自由选择叠加位置,实现解耦控制。

可用同样的分析方法分析等效线路成近似阻性或呈感阻性混合情况的规律。

### 3 输出阻抗解耦控制策略

根据第2节中的分析,动稳态输出阻抗分别影响动态电压瞬变和负载基波环流,其根本原因是状态变量经过  $dq$  变换后,分离出两个相互正交的分量  $s$  和  $\omega_e$ ,且其作用频率范围各不相同,可以实现解耦控制。利用这个特性,本文提出了一种输出阻抗解耦控制方案。

微网逆变器中的变量分为状态变量和扰动变量两大类,根据状态变量反馈和扰动变量前馈控制机制,可以修改式(2),得到

$$\begin{cases} U_d = [(U^* - U_{cd} - k_3 I_{oq})G_u - I_{cd}]G_i + U^* - \\ \quad (k_1 I_{od} + k_2 U_{cd}) \\ U_q = [(0 - U_{cq} - k_4 I_{od})G_u - I_{cq}]G_i + 0 - \\ \quad (k_1 I_{oq} + k_2 U_{cq}) \end{cases} \quad (14)$$

式中: $k_1, k_2, k_3, k_4$  分别为各自输出电流和输出电压  $dq$  轴分量的补偿函数。

根据第2节中的假设,考虑大功率微网逆变器安放位置相对集中,则将式(14)代入式(6)可得输出电容电压的表达式为:

$$\begin{cases} U_{cd} = \frac{(1 + G_u G_i) K_{pwm}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} (G_u G_i + CG_i s + k_2)} U^* - \\ \quad \frac{(sL + k_1 K_{pwm}) I_{od} - (\omega_e L - G_u G_i k_3 K_{pwm}) I_{oq}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} (G_u G_i + CG_i s + k_2)} \\ U_{cq} = -\frac{(sL + k_1 K_{pwm}) I_{oq} + (\omega_e L + G_u G_i k_4 K_{pwm}) I_{od}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} (G_u G_i + CG_i s + k_2)} \end{cases} \quad (15)$$

#### 3.1 动态输出阻抗控制

##### 3.1.1 输出电流微分控制

根据前面分析, $Z_1$  影响动态电压瞬变的关键物理量之一为  $sL$ ,利用此物理特性,若要减小  $sL$ ,根据式(15),可令  $k_1 = -K_1 sL$ ,而根据第2节的结论, $K_{pwm}$  延时使得 1 kHz 左右的输出阻抗变大,因而需要补偿,从式(15)也能看出, $K_{pwm}$  削弱了前面的补偿效果。根据式(7)可知,延时环节为非最小相位系统,若按照式(7)补偿将使得闭环系统特征方程出现右半平面极点,造成系统不稳定。为此,本文采

用其最小相位近似传递函数  $K_{pwm} \approx 1/(1.5T_s s + 1)$  对延时进行补偿,最后可得  $k_1$ 。

$$k_1 = -K_1 sL (1.5T_s s + 1) \quad (16)$$

式中: $K_1$  为补偿系数。

##### 3.1.2 动态有源阻尼算法

文献[30]指出,单纯的比例-积分(PI)控制器不能给系统提供足够的阻尼特性。这在负载阶跃时体现的尤为明显,负载阶跃产生的输出电压振荡使得动态电压瞬变加大,根据有源阻尼控制原理<sup>[31]</sup>,可以采用基于电容电压微分反馈的有源阻尼方法,即  $k_2 = K_2 sC$ 。同理, $K_{pwm}$  延时特性将降低有源阻尼的有效性<sup>[29]</sup>,其补偿方法跟 3.1.1 节中类似。可得  $k_2$  为:

$$k_2 = K_2 sC (1.5T_s s + 1) \quad (17)$$

式中: $K_2$  为补偿系数。

#### 3.2 稳态虚拟阻抗控制

为消除由于参数误差、指令差和线路差异等造成的环流,根据上面分析可以采用虚拟阻抗以增大稳态输出阻抗。由于低频输出阻抗不影响高频特性,对快速性要求不高,因而没有必要对其延时环节进行补偿。由式(15)可得如下控制规律:

$$\begin{cases} k_3 = \frac{-K_3 \omega_e L}{\tau s + 1} \\ k_4 = \frac{K_4 \omega_e L}{\tau s + 1} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $K_3$  和  $K_4$  为补偿系数,且  $K_3 = K_4$ ;  $\tau$  为一阶低通滤波器时间常数,用以衰减其高频特性。

根据上述控制方程可得输出阻抗解耦控制策略如图4所示。可用同样的分析方法,修改式(15),可以得到线路阻抗呈阻性或阻感性混合情况的控制规律。

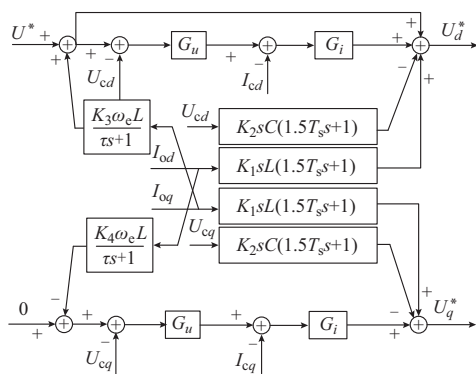


图4 输出阻抗解耦控制策略

Fig.4 Output impedance decoupled control strategy

加入输出阻抗解耦控制策略后的输出电压传递函数为:

$$\begin{cases} U_{cd} = \frac{(1+G_u G_i) K_{pwm}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} [G_u G_i + CG_i s + K_2 s C (1.5 T_s s + 1)]} U^* - \\ \frac{[sL - K_1 sL (1.5 T_s s + 1) K_{pwm}] I_{od} - (\omega_e L + K_3 \omega_e L G_u G_i K_{pwm}) I_{oq}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} [G_u G_i + CG_i s + K_2 s C (1.5 T_s s + 1)]} \\ U_{cq} = - \frac{[sL - K_1 sL (1.5 T_s s + 1) K_{pwm}] I_{oq} + (\omega_e L + K_3 \omega_e L G_u G_i K_{pwm}) I_{od}}{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} + K_{pwm} [G_u G_i + CG_i s + K_2 s C (1.5 T_s s + 1)]} \end{cases} \quad (19)$$

根据式(19)可得加入输出阻抗解耦控制前后的动态响应和频率特性变化趋势图,见附录 A 图 A1,加入延时补偿后,输出电压振荡得到抑制,超调减小。系统零极点图见附录 A 图 A2,加入延时补偿拓宽了有源阻尼参数的可调范围,振荡频率提高,阻尼变大,可以有效抑制阶跃响应过程出现的电压振荡,改善动态响应。加入的动稳态输出阻抗分别影响动态瞬变和负载均流,与理论分析较为吻合。

## 4 实验验证

### 4.1 实验平台介绍

为验证本文所提方案的有效性,搭建了如图 1 所示的两台 100 kVA 与两台 10 kVA 微网逆变器并联实验平台。数字控制芯片采用 TI TMS320F2808,变压器分别是容量为 100 kVA,变比为 270 V/400 V, Dyn11 型及容量为 10 kVA,变比为 270 V/400 V, Dyn11 型,采用二极管整流桥电路作为直流侧电源。不同功率等级逆变器参数按照归一化方法设计,如附录 A 表 A1 所示,其中  $P-\omega$  下垂系数选取原则为有功功率变化 100% 时,频率变化 0.4 Hz。  $Q-U$  下垂系数选取原则为无功功率变化 100% 时,电压变化 2%。根据文献[2],转动惯量  $J$  与下垂控制中功率环节的一阶低通滤波器时间常数  $T_d$  存在一定的对应关系,即  $T_d = J \omega_0 m$ 。由于 2 台并联运行时其稳定性受此参数影响较大<sup>[10,32]</sup>,尤其是当大功率微网逆变器开关频率较低、控制延时较大时,其影响更甚,在此取时间常数  $T_d = J \omega_0 m = 1.5e^{-3}$  s,则此时  $J = 0.2$  kg · m<sup>2</sup>。所提输出阻抗解耦控制策略的参数选取原则为:考虑微网逆变器电感参数变化范围,  $K_1$  和  $K_3$  选择考虑为电感参数的一半,即  $K_1 = K_3 = 0.5$ ;动态有源阻尼控制中的  $K_2$  参考文献[31]中的根轨迹特性,选择  $K_2 = 1$ 。LC 滤波器参数与电压双环控制器参数设计及关系见文献[33]。

### 4.2 实验结果

为定量计算动态电压瞬变和负载不均流度,现给出计算公式。动态电压瞬变计算公式为:

$$\beta = \frac{\max(|U_{\max} - U_{Nm}|, |U_{\min} - U_{Nm}|)}{U_{Nm}} \quad (20)$$

式中:  $\beta$  为动态电压瞬变范围;  $U_{\max}$  为突卸负载时的瞬态线电压最大值;  $U_{\min}$  为突加负载时的瞬态线电压最小值;  $U_{Nm}$  为额定线电压峰值。

对于 4.1 节中的两台微网逆变器,负载不均流度计算公式为:

$$\epsilon_1 = \frac{I_c}{I_N} = \frac{\text{RMS}\left(\frac{I_{i1} - I_{i2}}{2}\right)}{I_N} \quad (21)$$

式中:  $\epsilon_1$  为负载不均流度;  $I_N$  为微网逆变器额定电流;  $I_c$  为环流;  $I_{i1}$  和  $I_{i2}$  分别为微网逆变器对应相输出电流。

根据三相线电压和三相相电流计算上述指标,取其中最大值作为最终数据。

图 5 给出了单机运行加入动态输出阻抗控制前后的输出线电压满载阶跃响应波形。根据式(17)和图 5 中的数据,可以分别计算出动态电压瞬变为 24.8%, 17.4%, 9.6%。可以看出加入的动态输出阻抗控制大大降低了动态电压瞬变,且延时补偿对动态电压瞬变的影响较大,加入前后分别为 17.4% 和 9.6%。另外,加入动态输出阻抗控制前后,其动态过程的振荡过程也有所不同。加入控制后,其动态过程伴随的振荡有所减小,加入延时补偿后振荡继续减小,动态电压瞬变减小,与理论分析较为吻合。

从图 5 还可以看出,影响动态电压瞬变的时间范围在 1/4 工频周期左右之内,即此阶跃响应属于电压双环的控制频带内的问题,即使采用基于自适应下垂控制的功率外环快速控制策略,其指令值仍需要电压双环去执行,因而在考虑改变功率环的同时,还是需要进一步提高内环控制的快速性,以改善动态响应。图 5(d)为在加入动态输出阻抗控制的基础上,继续加入稳态虚拟阻抗,2 台 100 kVA 逆变器并联时的输出线电压负载阶跃响应。加入稳态虚拟阻抗并联运行时,为使系统并联稳定运行,调整附录 A 表 A1 中参数  $K_1 = 0.24$ ,此时动态电压瞬变略有增大,为 11.5%。根据各对应相电流瞬时值相

减得到系统 2 倍环流如图 6 所示。由图 6(a)和(b)可以看出,满载运行时,加入稳态虚拟阻抗控制前后的环流,其 2 倍环流有效值分别为 24 A 和 12 A。根据式(18),负载不均流度分别为 7.9%, 3.6%, 4%。由图 6(d)可以看出,不同容量等级微网逆变器并联时的 a 相输出电流有效值分别为 133 A 和 12 a,计算其不均流度为 4.3%。由于此时动态响应由功率等级高的逆变器决定,其动态瞬变结果与图 5(d)类似,不再赘述。

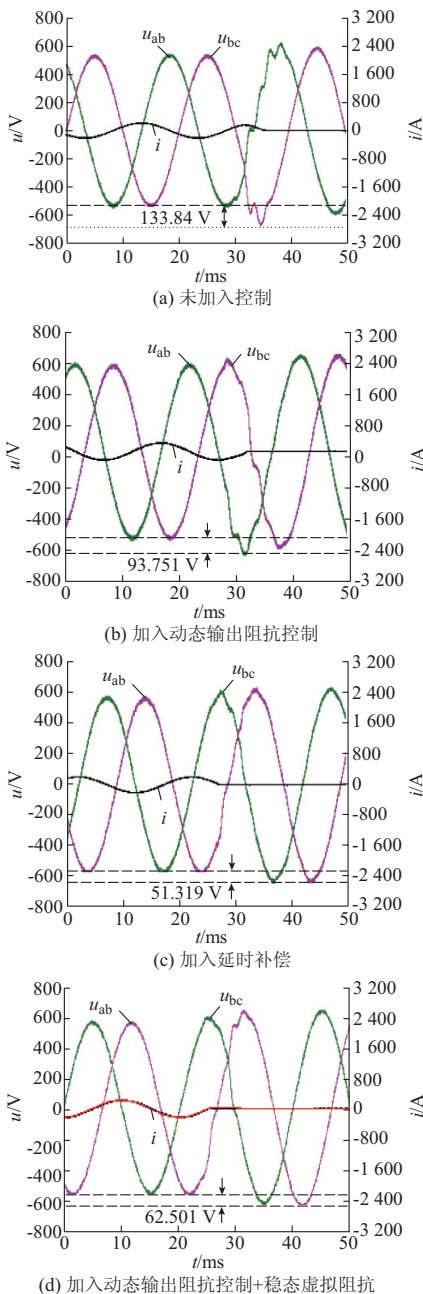


图 5 输出线电压阶跃响应  
Fig.5 Step response of line-line output voltage

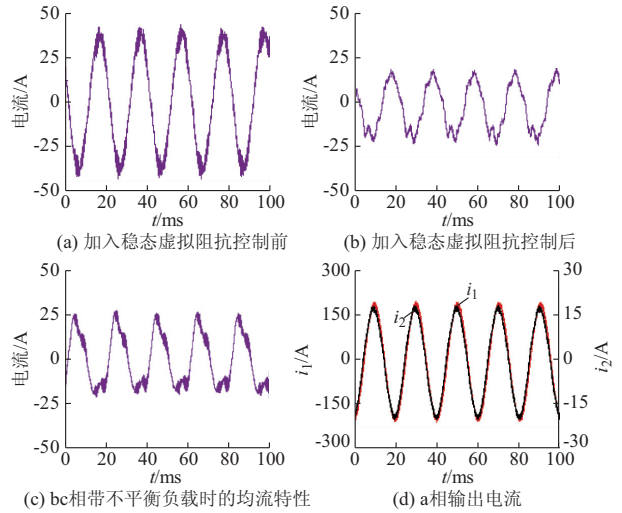


图 6 加入稳态虚拟阻抗控制前后的环流  
Fig.6 Circulating current with or without steady virtual impedance control

根据上述计算数据可以看出,并联运行时,动态和稳态输出阻抗各自控制着动态阶跃和稳态运行时的输出电压性能和均流性能。减小动态输出阻抗改善了动态电压瞬变,但并不影响稳态时的均流控制性能,增大稳态输出阻抗减小了负载不均流度,但对动态电压瞬变并无影响,这说明两个输出阻抗实现了解耦控制,验证了本文所提出的解耦控制策略的可行性。

需要指出的是,三相系统阶跃时刻不同,各相电压瞬变并不总相同,需要多次测量至少两相线电压并取其最大值。

### 5 结语

针对传统的输出阻抗设计方法不能同时兼顾动态响应和负载均流特性,本文提出了一种输出阻抗解耦控制策略。该控制策略根据  $dq$  坐标系中输出电压的戴维南等效电路,分离出动稳态输出阻抗,并直接在  $dq$  坐标系中设计输出阻抗,不但可自由选择其数值大小,还可自由选择叠加位置,实现了动态响应和均流特性的解耦控制。本文对于上述解耦控制策略进行了基本实验验证,实验结果表明了所提方案的有效性,同时也可以看到,单机跟多台并联运行时其参数的稳定域范围需要研究,这也是下一步工作的重点内容。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

### 参考文献

[1] SHINTAI T, MIURA Y, ISE T. Oscillation damping of a distributed generator using a virtual synchronous generator[J].

- IEEE Trans on Power Delivery, 2014, 29(2): 668-676.
- [2] D'ARCO S, SUUL J A. Equivalence of virtual synchronous machines and frequency-droops for converter-based microgrids [J]. IEEE Trans on Smart Grid, 2014, 5(1): 394-395.
- [3] GUERRERO J M, CHANDORKAR M, LEE T, et al. Advanced control architectures for intelligent microgrids; Part I decentralized and hierarchical control [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1254-1262.
- [4] 王成山, 肖朝霞, 王守相. 微电网综合控制与分析 [J]. 电力系统自动化, 2008, 32(7): 98-103.  
WANG Chengshan, XIAO Zhaoxia, WANG Shouxiang. Synthetical control and analysis of microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(7): 98-103.
- [5] ZHONG Q C, ZENG Y. Control of inverters via a virtual capacitor to achieve capacitive output impedance [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(10): 5568-5578.
- [6] GUERRERO J M, GARCIA DE VICUNA L, MATAS J, et al. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1126-1135.
- [7] 吴云亚, 阚加荣, 谢少军. 适用于低压微电网的逆变器控制策略设计 [J]. 电力系统自动化, 2012, 36(6): 39-44.  
WU Yunya, KAN Jiarong, XIE Shaojun. Control strategy design for inverters in low voltage microgrids [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(6): 39-44.
- [8] LI Yunwei, KAO C N. An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(12): 2977-2988.
- [9] ZHANG Yu, YU Mi, LIU Fangrui, et al. Instantaneous current-sharing control strategy for parallel operation of UPS modules using virtual impedance [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(1): 432-440.
- [10] HE Jinwei, LI Yunwei. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(6): 2525-2538.
- [11] MAHMOOD H, MICHAELSON D, JIANG Jin. Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(3): 1605-1617.
- [12] HE Jinwei, LI Yunwei, GUERRERO J M, et al. An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(11): 5272-5282.
- [13] 吕志鹏, 罗安. 不同容量微源逆变器并联功率鲁棒控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 42-49.  
LÜ Zhipeng, LUO An. Robust power control of paralleled micro-source inverters with different power ratings [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 42-49.
- [14] SHOEIBY B, HOLMES D G, MCGRATH B P, et al. Dynamics of droop-controlled microgrids with unequal droop response times [C]// 2013 Australasian Universities in Power Engineering Conference (AUPEC), September 29-October 3, 2013, USA: 1-6.
- [15] 程军照, 李澍森, 吴在军, 等. 微电网下垂控制中虚拟电抗的功率解耦机理分析 [J]. 电力系统自动化, 2012, 36(7): 27-32.  
CHENG Junzhao, LI Shusen, WU Zaijun, et al. Analysis of power decoupling mechanism for droop control with virtual inductance in a microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(7): 27-32.
- [16] 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, 33(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, 33(6): 77-80.
- [17] DENG Heng, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. A simple control method for high-performance UPS inverters through output-impedance reduction [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 888-898.
- [18] QIN Lei, ZHENG Pengfang, YANG Shuitao. Multiloop control method for high-performance microgrid inverter through load voltage and current decoupling with only output voltage feedback [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(3): 953-960.
- [19] GUERRERO J M, GARCIA DE VICUNA L, MATAS J, et al. A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(5): 1205-1213.
- [20] RADWAN A A A, MOHAMED Y A R I. Analysis and active-impedance-based stabilization of voltage-source-rectifier loads in grid-connected and isolated microgrid applications [J]. IEEE Trans on Sustainable Energy, 2013, 4(3): 563-576.
- [21] ROWE C N, SUMMERS T J, BETZ R E, et al. Implementing the virtual output impedance concept in a three phase system utilising cascaded PI controllers in the  $dq$  rotating reference frame for microgrid inverter control [C]// 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), September 2-6, 2013, Lille, France: 1-10.
- [22] SHEN Zhiyu, JAKSIC M, AHMED S, et al. Parametric study of dead time effect on three phase AC output impedance of Voltage Source Inverter (VSI) [C]// Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), August 30-September 1, 2011, Birmingham, UK: 1-8.
- [23] KUNDUR P, BALU N J, LAUBY M G. Power system stability and control [M]. New York, USA: McGraw-hill, 1994.
- [24] ZHANG Lidong, HARNEFORS L, NEE H P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Trans on Power Systems, 2010, 25(2): 809-820.
- [25] BRIZ F, DEGNER M W, LORENZ R D. Analysis and design of current regulators using complex vectors [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2000, 36(3): 817-825.
- [26] 肖朝霞, 赵清宇, 方红伟. 逆变型微网状态空间方程的分析与建立 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(2): 39-45.  
XIAO Zhaoxia, ZHAO Qianyu, FANG Hongwei. Analysis and establishment of state-space equations for inverter-interfaced microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(2): 39-45.
- [27] BUSO S, MATTAVELLI P. Digital control in power electronics [J]. Synthesis Lectures on Power Electronics, 2006, 1(1): 1-158.
- [28] 段善旭, 林新春. 分布式逆变电源的模块化及并联技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013: 56-140.
- [29] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, et al. Capacitor-



current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.

- [30] PARKER S G, MCGRATH B P, HOLMES D G. Regions of active damping control for LCL filters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [31] DANNEHL J, FUCHS F W, HANSEN S, et al. Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2010, 46(4): 1509-1517.
- [32] 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 Trans on Industry Applications, 2002, 38(2): 533-542.
- [33] 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.

刘芳(1980—),女,通信作者,博士研究生,主要研究方向:光伏并网发电技术、分布式发电技术等。E-mail: 191673576@qq.com

张兴(1963—),男,教授,博士生导师,主要研究方向:大型光伏并网发电、大功率风力发电用并网变流器、电动汽车电机驱动与控制技术、分布式发电技术等。E-mail: honglf@ustc.edu.cn

石荣亮(1987—),男,博士研究生,主要研究方向:分布式发电控制技术。E-mail: 471687228@qq.com

(编辑 孔丽蓓)

## An Output Impedance Decoupled Control Strategy for High Power Microgrid Inverter

LIU Fang<sup>1</sup>, ZHANG Xing<sup>1</sup>, SHI Rongliang<sup>1</sup>, XU Haizhen<sup>1</sup>, HU Chao<sup>1</sup>, CAO Renxian<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Sungrow Power Supply Co. Ltd., Hefei 230088, China)

**Abstract:** An output impedance decoupled control strategy for the microgrid inverter is proposed to solve the problem with the dynamic voltage response and load sharing. According to the Thevenin equivalent model of output voltage in the  $dq$  reference frame, impedance characteristics in different frequency ranges are obtained and dynamic and steady output impedances are then separated. Therefore they are designed directly in the  $dq$  reference frame for decoupled control of dynamic response and load sharing, respectively. In order to improve dynamic voltage response, output current derivative control and dynamic active damping are proposed to decrease dynamic output impedance. To improve load sharing, steady output impedance control is proposed to increase stable impedance. The effectiveness of the theoretical analysis and control strategy is verified by experimental results.

This work is supported by National Key Technologies R&D Program (No. 2014BAA04B02).

**Key words:** microgrid; inverter; output impedance; dynamic response; load sharing; decoupled control