

一种适用于低压微电网的改进型下垂控制器

张宸宇¹, 梅 军¹, 郑建勇¹, 朱 超², 缪惠宇¹, 周福举¹

(1. 东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096; 2. 江苏省电力公司 检修分公司, 江苏 南京 211102)

摘要: 针对低压微电网中采用传统下垂控制器多微源之间功率分配精度不高和非线性负载影响的问题, 通过虚拟阻抗的设计, 将等效线路阻抗设计为在工频附近呈现阻性, 满足低压微电网的线路阻抗特点, 同时降低了微源逆变器功率均分控制对输出线路阻抗的敏感性; 等效线路阻抗在高频谐波段呈感性, 有效抑制非线性负载造成的高频谐波。同时改进了功率控制环, 避免了较大的阻性等效输出阻抗造成电压降低的问题, 加入的并网自动跟踪相角控制器在计划并网前自动调整微源输出电压相角, 保证并网过程平滑过渡。仿真结果验证了提出的改进下垂控制器可以消除微源之间的环流, 同时抑制高频谐波, 输出电压与设定值无静差且并网过程平滑无冲击; 基于 DSP 的样机实验结果也验证了该方法的正确性和可靠性。

关键词: 微电网; 下垂控制; 等效输出阻抗; 功率控制; 虚拟阻抗; 逆变器; 并网; 谐波分析

中图分类号: TM 712

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.04.008

0 引言

由于下垂控制器不需要联络线和负载信息就可以实现微电网中多微源间功率平均分配, 因此在微电网多微源协调控制中得到广泛的应用^[1-3]。然而微源间功率的精确平均分配除了匹配下垂控制器中的下垂系数以外, 对微源输出电压、相角及线路阻抗都有严格的要求^[4-5]。

低压微电网的线路阻抗主要为阻性^[6], 不同于高压线路中的感性阻抗特性, 原有的经典下垂控制曲线($P-f, Q-U$)是否仍然适用于低压微电网引起了广泛的争议。一般而言, 目前通过电压电流环中虚拟阻抗的引入, 可以将线路输出阻抗等效为感性、阻性、阻感混合型和容性 4 种。当等效线路阻抗为感性, 依旧可以采用经典的同步发电机 $P-f, Q-U$ 下垂控制方程, 等效后的线路阻抗基本由虚拟阻抗决定, 这也是目前常采用的方法; 当等效线路阻抗为阻性, 由于低压微电网中线路中的阻性比例极大, 众多学者认为在低压环境中应该采用阻性网络环境, 此时, 应该采用 $P-U, Q-f$ 下垂控制方程, 这种方法常见于小规模微电网环境中, 但是同感性阻抗一样, 由于虚拟阻抗对等效线路阻抗的增大作用, 输出端电压会受到影响, 不通过恰当的控制方法, 输出电压存在静差达不到额定值; 当等效线路阻抗为阻感混合型, 由于电压源逆变器普遍采用 LC 滤波电路, 加上低压微电网中一般存在 $0.4\text{ kV}/10\text{ kV}$ 变压器, 所以认为低压微电网实际是一个阻感混合型网络, 在这种情况下 f, U 与 PQ 轴都相关, 互相耦合控制较为

复杂, 一般都通过虚拟阻抗的加入将等效后的线路阻抗变为纯阻性或者纯感性; 当等效线路阻抗为容性, 由于经典的下垂曲线并不具备无功补偿器的倾斜特性, 部分学者^[7]认为在低压微电网中部署几台容性输出阻抗的逆变器, 即接入点电压随着输出功率呈正比, 有益于改善电压偏移, 实现局部电压调整。

文献[8]提出针对低压微电网的阻抗特点主要为阻性, 应该通过电压电流环中虚拟阻抗的引入, 将线路等效阻抗设计为阻性。但是随着微电网环境中非线性负载的大量投入, 逆变器输出大量高频谐波从发电端源头严重影响了微电网系统的电能质量, 阻性等效阻抗并不能抑制高频谐波。在国内外学者研究的基础上, 本文通过对虚拟阻抗的设计, 将等效虚拟阻抗设计成在工频附近呈现阻性, 满足低压微电网的线路阻抗特点, 高频谐波段呈感性, 有效抑制非线性负载造成的高频谐波。

此外, 针对较大的阻性虚拟阻抗会拉低孤岛运行时输出电压的问题, 对功率控制器 $P-U$ 有功功率环进行了改进, 改进后的有功功率环有效消除了微源输出电压的静差, 使输出有功功率和无功功率均与输出阻抗无关。针对传统的功率控制器没有并网相位调节的功能, 改进后的功率控制器在 $Q-f$ 无功功率环加入了并网自动跟踪相角控制器, 在计划并网前自动调整微源输出电压相角, 直至与大电网相角同步, 保证并网过程平滑过渡, 电压波形无畸变。仿真及实验均证明了本文所提出方法的有效性和可行性。

1 电压电流环控制

采用下垂控制的微源逆变器输出功率除了匹配下垂参数, 对输出阻抗也要求相对匹配。而对逆变器输出阻抗的设计并不能保证完全满足精度要求,

收稿日期: 2014-04-26; 修回日期: 2015-02-10

基金项目: 江苏省科技支撑计划(BE2012036, BE2013883)

Project supported by Science and Technology Support Program of Jiangsu Province(BE2012036, BE2013883)

一般引入虚拟阻抗以更好地满足工频情况时的功率均分^[9-15]。

加入虚拟阻抗后的电压电流环控制框图如图 1 所示。其中,电压外环采用比例积分控制,保证输出波形具有较高的跟踪精度;电流内环采用比例控制,提高系统的动态响应速度。

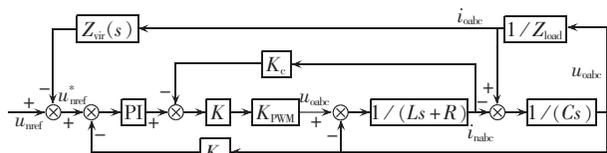


图 1 电压电流环控制框图

Fig.1 Block diagram of voltage-current control loop

图 1 中, u_{ref} 、 u_{ref}^* 、 i_{oabc} 、 u_{oabc} 、 i_{inabc} 分别为输出指令电压、加上虚拟阻抗后的指令电压、负载电流、负载电压和滤波电感的电流; K_u 、 K_c 分别为电容电压、电感电流解耦反馈参数,本文中均取为 1; k_p 、 k_i 为电压环 PI 控制器参数, K 为电流环比例控制器参数; L 、 C 为 LC 输出滤波器参数; R 为电感寄生内阻; K_{PWM} 为电压源逆变器 VSI(Voltage Source Inverter) 等效模型,一般取常数,本文中 $K_{PWM}=10$; Z_{load} 为负载参数; Z_{vir} 为引入的虚拟阻抗。

为了简化模型,将图 1 等效化简成图 2,图中 u_{ref} 为指令电压, u_{ref}^* 为通过虚拟阻抗修正后的指令电压, u_c 为逆变器输出电压, u_o 为负载电压, i_o 为负载电流, $G(s)$ 为电压前向增益, $Z_o(s)$ 为输出滤波阻抗。

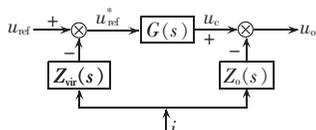


图 2 简化后的电压电流环控制框图

Fig.2 Simplified diagram of voltage-current control loop

根据图 2, 可以写出:

$$\begin{cases} u_o = G(s)[u_{ref} - Z_{vir}(s)i_o] - Z_o(s)i_o \\ Z_o^* = G(s)Z_{vir}(s) + Z_o(s) \end{cases} \quad (1)$$

$$G(s) = \frac{(k_p s + k_i)K_{PWM}}{D(s)} \quad (2)$$

$$D(s) = LCs^3 + (R + KK_{PWM}C)s^2 + (1 + Kk_p K_{PWM})s + Kk_i K_{PWM} \quad (3)$$

不加入虚拟阻尼时输出滤波阻抗 $Z_o(s)$ 为:

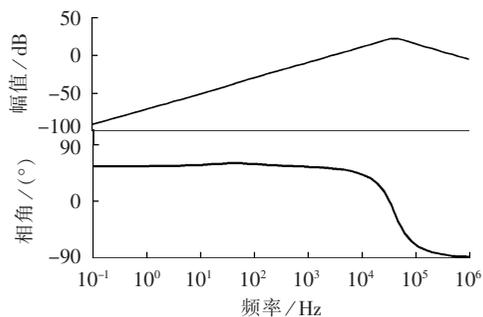
$$Z_o(s) = \frac{Ls^2 + Rs}{D(s)} \quad (4)$$

加入虚拟阻抗 $Z_{vir}(s)$ 后, 等效线路阻抗为:

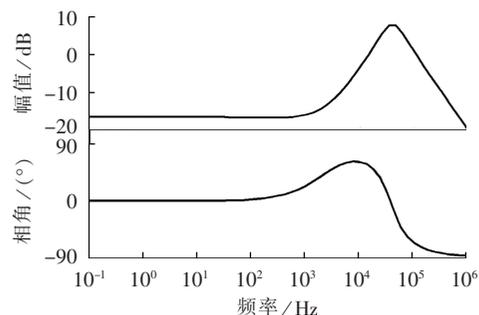
$$Z_o^*(s) = G(s)Z_{vir}(s) + \frac{Ls^2 + Rs}{D(s)} \quad (5)$$

通过式(5)可以看出只要设计合适的虚拟阻抗, 就可以控制系统等效输出阻抗。大部分文献通过虚拟阻抗的选取将等效输出阻抗设计成经典下垂曲线

的感性^[6]和符合低压微电网阻抗特点的阻性^[8], 如图 3 所示。



(a) 感性等效输出阻抗



(b) 阻性等效输出阻抗

图 3 等效输出阻抗波特图

Fig.3 Bode plot of equivalent output impedance

当负载含有大量非线性负载时, 为了抑制高频谐波注入等不利影响, 文献[16]提出了一种分频下垂控制器, 旨在消除逆变器输出低次谐波成分; 文献[17]提出一种混合电压电流控制结合谐振控制消除并网时电流谐波; 文献[18]也是通过非线性控制器对输出电压参考值进行了修正。而本文直接通过设计虚拟阻抗 $Z_{vir}(s) = K_1 s / (s + K_2)$, 将下垂控制器在工频附近的低频区域设计成低压微电网中普遍的阻性, 将高频谐波频段设计成感性用于滤去高频谐波。本文采用的电压电流环中参数如下: 电压环 $k_p = 0.2$, 电压环 $k_i = 20$, 电流环 $K = 20$, 逆变器 $K_{PWM} = 10$, 滤波电感 $L = 5$ mH, 滤波电容 $C = 10$ μ F, 电感寄生电阻 $R = 0.1$ m Ω , 电流环反馈 $K_c = 1$, 电压环反馈 $K_u = 1$, 虚拟阻抗参数 $K_1 = 1$, 虚拟阻抗参数 $K_2 = 3$ 。

通过新的虚拟阻抗设计, 本文中设计的电压电流环可以精确控制等效输出阻抗, 满足在工频附近呈阻性、高频谐波区呈感性的特点。新的等效线路阻抗波特图如图 4 所示。

通过图 4 可以看出在工频附近的一段范围内相频特性为 0° , 而在 10 kHz 以下的高频谐波范围内为 90° 附近呈感性, 可以有效避免高频谐波噪声对微源输出电能质量的影响。

2 功率环控制

功率控制环是整个微源下垂控制系统中的外

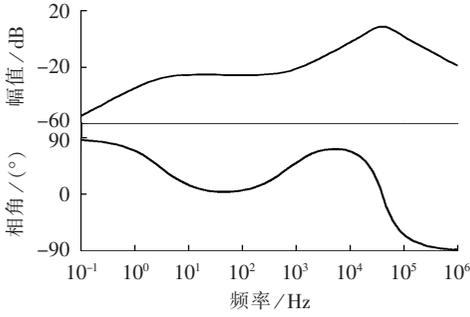


图 4 重新设计的等效输出阻抗波特图

Fig.4 Bode plot of redesigned equivalent output impedance

环,用于实现功率自动分配。功率环和电压电流控制环相对独立,但是也并非完全没有关系。通过电压电流环中虚拟阻抗的加入决定了线路的等效阻抗特性,由于等效线路阻抗的不同所分别对应的下垂特性曲线也各不相同,所以要根据等效线路呈现的感性、阻性和容性选择下垂控制器的方程^[7],不同输出阻抗下垂控制曲线特性如图 5 所示。图中, ω_n 、 U_n 分别为逆变器输出频率和输出电压; P_n^* 、 Q_n^* 分别为逆变器有功给定值和无功给定值; P_n 、 Q_n 为微源实际输出功率; ω^* 和 U^* 分别为频率和电压的设定值; m_n 和 n_n 分别为 $Q-f$ 、 $P-U$ 下垂系数。

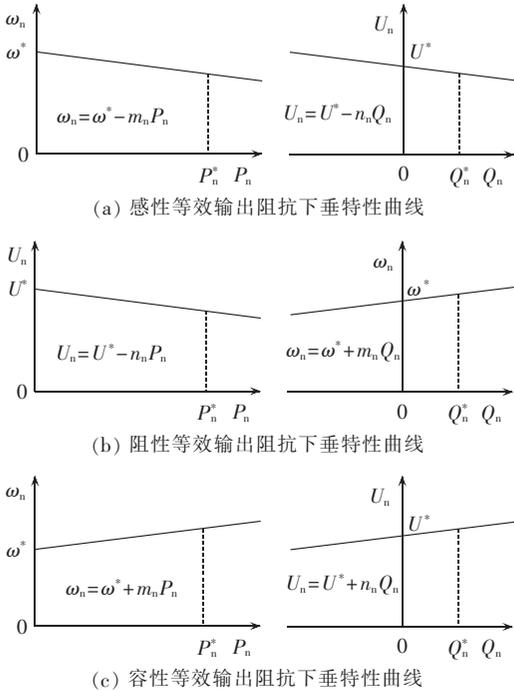


图 5 不同输出阻抗下垂控制特性

Fig.5 Droop control characteristics for different output impedances

本文中等效输出阻抗在工频附近设计成阻性,所以下垂控制曲线应该如图 5(b) 特征所示,选择下垂控制器方程:

$$\begin{cases} \omega_n = \omega^* + m_n Q_n \\ U_n = U^* - n_n P_n \end{cases} \quad (6)$$

由于下垂控制中功率控制环和电压电流环是相对独立的,功率控制环得到 u_{ref} 作为指令值输入电压电流环。根据式(6)得到的传统的功率控制框图如图 6 所示。图中, φ 为逆变器输出相角; P_{set} 、 Q_{set} 分别为有功和无功的设定值。

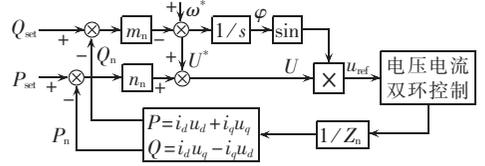


图 6 传统的功率控制环

Fig.6 Traditional power control loop

根据图 6 可以写出微源输出的有功功率和无功功率^[3]:

$$\begin{cases} Q_n(s) = [\omega_0(s) - \omega^*(s)] \frac{1}{s} \frac{U_o^2}{Z_n} / \left(1 + \frac{1}{s} \frac{m_n U_o^2}{Z_n}\right) \\ P_n(s) = (U_o - U^*) \frac{U_o}{Z_n} / \left(1 + \frac{n_n U_o}{Z_n}\right) \end{cases} \quad (7)$$

通过式(7)可知,在稳态时由于无功功率响应存在积分环节,微源 VSI 输出无功功率与线路阻抗 Z_n 无关,稳态时很容易实现 2 台 VSI 输出频率 $\omega_A = \omega_B$, 即通过 $Q-f$ 下垂控制实现并联运行微源输出无功功率精确分配;但是有功功率输出与线路阻抗 Z_n 有关, Z_n 的变化将使得微源输出电压产生偏差,而且由于没有积分环节,仅通过比例环节稳态时电压存在静差,且鲁棒性较差^[5]。

根据上述分析,只要在有功控制环仿照无功控制环加入积分环节,即可最终实现稳态时微源输出电压无静差,并且有功输出与线路阻抗 Z_n 无关。改进后有功功率控制框图如图 7 所示,图中 U_{ca} 为逆变器 a 相输出电压。有功控制环中新添加的积分环节虽可以有效提高系统的稳定性,但是会影响系统的动态性能,所以在有功功率环加入比例系数 k ,本文中 k 取 50,可以有效提高功率变化时微源的动态响应能力。

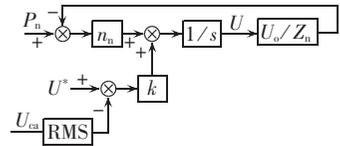


图 7 改进的有功功率控制环

Fig.7 Improved active power control loop

根据图 7,改进后的有功功率输出表达式为:

$$P_n(s) = k(U_o - U^*) \frac{1}{s} \frac{U_o}{Z_n} / \left(1 + \frac{1}{s} \frac{n_n U_o}{Z_n}\right) \quad (8)$$

从式(8)可以看出,实际上通过对有功功率环的修改,加入了输出电压无静差控制器,等效输出阻抗由 Z_n 变为 sZ_n 。通过这一改进,有效消除了微源输出

电压的静差,使有功功率输出和无功功率均与输出阻抗无关。

传统的 $Q-f$ 环在并网时由于缺少必要的相角调节单元,通过加入并网自动跟踪相角控制器,可以在微源输出相角与大电网完全一致时关闭静态开关。本文对有功和无功功率环分别改进后的功率控制环如图 8 所示。

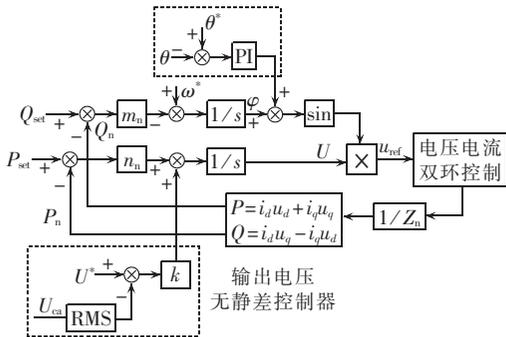


图 8 改进的功率控制环

Fig.8 Improved power droop control loop

改进后的功率控制环,在有功和无功功率控制环上分别加入了输出电压无静差控制器和并网自动跟踪相角控制器,保证了在孤岛工况下微源输出电压无静差,并网前微源输出相角自动跟踪大电网电压相角。

3 仿真与实验

3.1 仿真

为了验证本文提出方法的可行性和正确性,基于 MATLAB/Simulink 建立了如图 9 所示的系统模型。

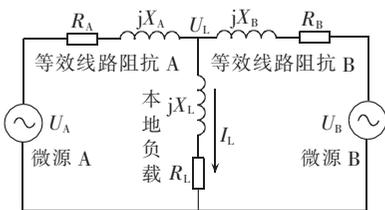


图 9 微源并联系统模型

Fig.9 System model with parallel micro-sources

仿真系统参数为:每台微源 VSI 的输出功率一样,微电网初始工作在离网孤岛运行状态,输出滤波器为 LC 滤波器,其中滤波电感为 2mH ,电容为 $10\mu\text{F}$,微源 A 线路阻抗为 $0.5+j0.02\Omega$,微源 B 线路阻抗为 $0.8+j0.1\Omega$ 。

a. 工况 1:阻感性负载,2 台逆变器不加入虚拟阻抗,采用传统的电压电流环控制。

负载为 10kW 纯阻性负载,在仿真 0.2s 时刻,加入 10kW 阻性负载和 6kW 感性负载。图 10(a)是不加入虚拟阻抗时 2 台逆变器输出功率,图 10(b)是 2 台逆变器之间的环流,其中 $i_A=i_A-i_B$ 。通过图 10(a)

和图 10(b)可以看出不加入虚拟阻抗的情况下,由于线路阻抗的不一致,2 个微源不能做到功率精确均分,2 台微源 VSI 之间存在环流。

b. 工况 2:阻感性负载,2 台逆变器均加入本文提出的虚拟阻抗,采用改进的电压电流环控制。

负载为 10kW 纯阻性负载,在仿真 0.2s 时刻,加入 10kW 阻性负载和 6kW 感性负载。图 10(c)是加入本文提出虚拟阻抗时 2 台逆变器输出功率,图 10(d)是 2 台逆变器间的环流。由图 10(c)、(d)可看出加入本文提出的虚拟阻抗,2 台微源输出功率精确均分,微源 VSI 之间环流得到抑制。改进电压电流控制环有效地抑制了由于线路阻抗不匹配或非纯阻性而造成的环流及功率无法精确均分的问题。

c. 工况 3:非线性负载,2 台逆变器不加入虚拟阻抗,采用传统的电压电流环控制。

图 10(e)是不加入虚拟阻抗时逆变器输出电流波形,图 10(f)是逆变器输出电流 THD。由图 10(e)可以看出当负载含有大量非线性负载时,不采用本文提出的改进电压电流环时 VSI 输出电流含有大量高频谐波,其电流 THD 为 17.00% 。

d. 工况 4:非线性负载,2 台逆变器均加入本文提出的虚拟阻抗,采用改进的电压电流环控制。

图 10(g)是加入本文提出的虚拟阻抗时逆变器输出电流波形,图 10(h)是逆变器输出电流 THD。通过图 10(g)可以看出采用本文提出的改进电压电流环后,由于加入虚拟阻抗后等效输出阻抗在工频呈阻性、在高频呈感性,有效抑制了高频谐波,这在图 10(h)频谱分析中也得到了验证,由于高频谐波的减少,其电流 THD 降为 14.96% 。

e. 工况 5:逆变器采用传统的功率控制环,突然加入阻感性二级负载。

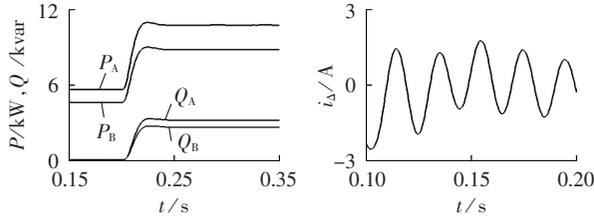
在仿真 0.2s 时刻,突然加入 10kW 阻性和 6kW 感性二级负载。图 10(i)是传统功率环控制下的交流侧母线电压有效值。通过图 10(i)可以看出,交流侧母线电压和设定值 220V 一直存在静差,在仿真 0.2s 时突然加入 6kW 感性无功,由于无功缺额,静差被进一步拉大,新的状态达到稳定后,仍存有一定的电压静差。

f. 工况 6:逆变器采用改进后的功率控制环,突然加入阻感性二级负载。

在仿真 0.2s 时刻,突然加入 10kW 阻性和 6kW 感性二级负载。图 10(j)是改进的功率环控制下交流侧母线电压有效值。通过图 10(j)可以看出,在系统稳定时交流母线电压完全稳定在 220V ,没有波动而且没有静差,电压通过改进的无功功率控制环稳定有效。在仿真 0.2s 时突然加入 6kW 感性无功,由于新的无功控制中积分环节的存在,电压动态特性

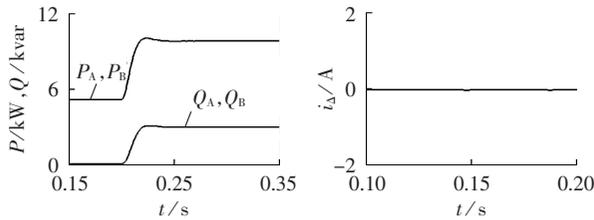
下降,但是在 2 个工频周期后就回到设定值而且新的稳态电压控制也没有静差。可以看出采用改进的功率控制环后在离网情况下即使没有大电网箝位,微源 VSI 输出电压也无静差且有较好的动态特性。

g. 工况 7: 逆变器采用传统的功率控制环,微电



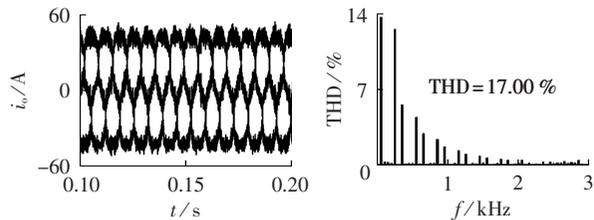
(a) 工况 1 功率输出

(b) 工况 1 微电网环流



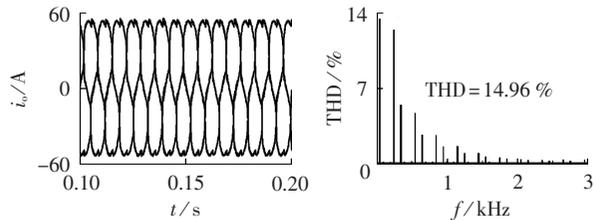
(c) 工况 2 功率输出

(d) 工况 2 微电网环流



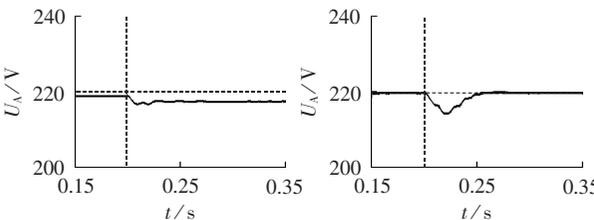
(e) 工况 3 微电网电流

(f) 工况 3 电流 THD



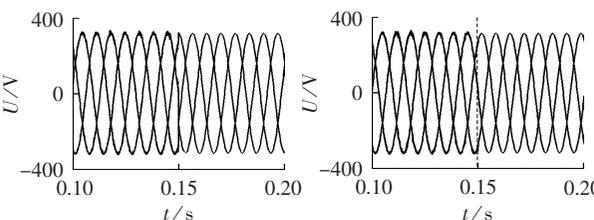
(g) 工况 4 微电网电流

(h) 工况 4 电流 THD



(i) 工况 5 输出电压有效值

(j) 工况 6 输出电压有效值



(k) 工况 7 微电网电压

(l) 工况 8 微电网电压

图 10 仿真波形

Fig.10 Simulative waveforms

网由孤岛状态切换到并网状态。

微电网在仿真 0.15 s 时刻从孤岛状态切换为并网状态。图 10(k)是采用传统的功率控制环时并网前后微电网电压波形。孤岛时微源 VSI 输出电压具有 $\pi/6$ 的相角差,由于传统的功率控制环不存在相角跟踪控制器,在并网时刻微电网内电压相角被强行同步至与大电网一致,由于电压突变产生冲击电流,对静态开关和敏感负载造成伤害。

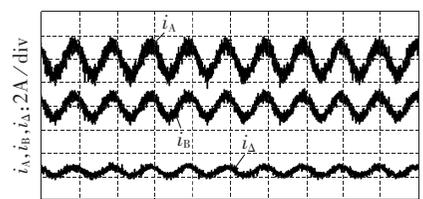
h. 工况 8: 逆变器采用改进后的功率控制环,微电网由孤岛状态切换到并网状态。

微电网在仿真 0.15 s 时刻从孤岛状态切换为并网状态。图 10(l)是采用改进后的功率控制环时并网前后微电网电压波形。由于采用改进后的功率控制环存在相角跟踪控制器,在计划并网前提前使能,孤岛内部电压相角自动同步至与大电网一致后再打开静态开关,并网过程平滑过渡,电压波形无畸变。

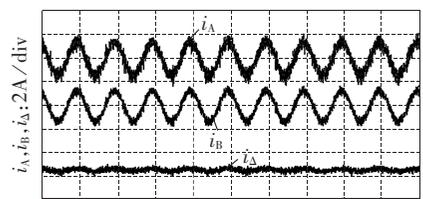
3.2 实验

为了进一步验证提出的控制策略的正确性和可行性,利用实验室内现有 DSP2812 平台设计出 2 台 1 kW 三相逆变器,直流侧电压源采用电网不控整流再经过 Boost 升压最终通过一个 $6800 \mu\text{F}$ 的电容组稳定在 700 V。其线路阻抗同仿真一致,滤波电感为 5 mH,滤波电容为 $10 \mu\text{F}$ 。2 台 VSI 共同组成小型模拟孤岛运行下微电网。IGBT 模块采用英飞凌单管 IKW40T120,IGBT 驱动采用落木源 TX-DA962 系列六单元驱动。实验采用 TEK 示波器 DPO2024 和电能质量测试仪 FLUKE43B 对实验波形数据进行记录,实验波形如图 11 所示。

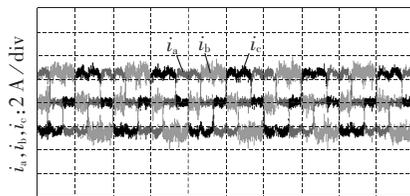
图 11 中 i_A 、 i_B 分别为微源 A 和微源 B 输出电流,环流 $i_\Delta = i_A - i_B$ 通过 TEK 示波器自带 MATH 函数得到。通过图 11(a)和图 11(b)的对比可以看出,图 11(a)中采用传统下垂控制器时由于线路阻抗不匹配, i_A 、 i_B 并不相等,2 台 VSI 之间存在一定环流;图



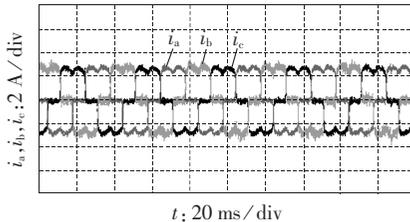
(a) 传统下垂控制器功率均分实验



(b) 改进下垂控制器功率均分实验



(c) 传统下垂控制器非线性负载实验



(d) 改进下垂控制器非线性负载实验

图 11 实验波形

Fig.11 Experimental waveforms

11(b)中采用本文中改进型下垂控制器时,可以实现 2 台 VSI 输出功率精确均分,微源之间环流基本消除。当负载为非线性负载时,采用传统下垂控制器实验波形如图 11(c)所示,电流 THD 为 29.2%;而采用改进的下垂控制器时由于对高频谐波的抑制,电流 THD 降至 24.8%,实验波形如图 11(d)所示。实验结果验证了加入提出虚拟阻抗改进下垂控制器的正确性和可行性。

4 结论

a. 通过电压电流环中虚拟阻抗的设计可以改变线路等效阻抗。为了在改善微源功率均分的同时抑制非线性负载带来的高频谐波,将线路等效阻抗设计成工频呈阻性,高频呈感性。

b. 电压电流内环和功率外环相对独立,但是通过虚拟阻抗的设计后,不同种类的线路等效阻抗对应不同的下垂控制特性曲线。

c. 有功功率环加上电压积分环节有效避免了较大虚拟阻抗带来的电压降落问题,无功功率环加上并网自动跟踪相角控制器有效解决了计划并网前微电网相角同步问题。

参考文献:

[1] WANG Chengshan, LI Yan, PENG Ke, et al. Coordinated optimal design of inverter controllers in a micro-grid with multiple distributed generation units [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(3): 2679-2687.

[2] DASGUPTA S, MOHAN S N, SAHOO S K, et al. A plug and play operational approach for implementation of an autonomous-micro-grid system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 615-629.

[3] 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): 35-42.

LÜ Zhipeng, LUO An. Robust power control of paralleled micro-source inverters with different power ratings[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 35-42.

[4] HE Jinwei, LI Yunwei. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 45(6): 2525-2538.

[5] HE Jinwei, LI Yunwei. Hybrid voltage and current control approach for DG-grid interfacing converters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1797-1809.

[6] 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.

[7] 吕志鹏, 刘海涛, 苏剑, 等. 可改善微电网电压调整的容性等效输出阻抗逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 1-9.

LÜ Zhipeng, LIU Haitao, SU Jian, et al. Micro-source inverters with capacitive equivalent output impedance for improving microgrid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 1-9.

[8] 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.

[9] 吕志鹏, 罗安, 蒋雯茜, 等. 多逆变器环境微电网环流控制新方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 40-47.

LÜ Zhipeng, LUO An, JIANG Wenqian, et al. New circulation control method for micro-grid with multi-inverter micro-sources [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 40-47.

[10] 梁建钢, 金新民, 吴学智, 等. 基于下垂控制的微电网变流器并网运行控制方法改进[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 59-65.

LIANG Jianguang, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Improved grid-connection operation of microgrid converter based on droop control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 59-65.

[11] 张宸宇, 郑建勇, 周福举, 等. 微网中一种具有环流抑制能力的改进下垂控制器[J]. 智能电网, 2014, 2(7): 37-41.

ZHANG Chenyu, ZHENG Jianyong, ZHOU Fujun, et al. An improved droop controller with circulating current restraining capability in micro-grid[J]. Smart Grid, 2014, 2(7): 37-41.

[12] 胡雯, 孙云莲. 逆变型微电源孤岛模式下的控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 107-113.

HU Wen, SUN Yunlian. Control strategy of inverter-based micro-sources in island mode [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 107-113.

[13] 王旭斌, 李鹏, 窦鹏冲, 等. 用于微网孤岛运行的新型功率控制方法[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 122-128, 134.

WANG Xubin, LI Peng, DOU Pengchong, et al. Power control method for autonomous microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 122-128, 134.

[14] MOHOD S W, AWARE M V. Micro wind power generator with battery energy storage for critical load[J]. IEEE System Journal,

- 2012,6(1):118-125.
- [15] 唐西胜,邓卫,李宇宁,等. 基于储能的可再生能源微网运行控制技术[J]. 电力自动化设备,2012,32(3):99-103.
TANG Xisheng,DENG Wei,LI Ningning,et al. Control technologies of micro-grid operation based on energy storage [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(3):99-103.
- [16] HE Jinwei,LI Yunwei,BLAABJERG B. Flexible microgrid power quality enhancement using adaptive hybrid voltage and current controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(6):2784-2794.
- [17] 吕志鹏,盛万兴,蒋雯茜,等. 具备电压稳定和环流抑制能力的分配下垂控制器[J]. 中国电机工程学报,2013,33(36):1-9.
LÚ Zhipeng,SHENG Wanxing,JIANG Wenqian,et al. Frequency dividing droop controllers with the function of voltage stabilization and circulation control [J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(36):1-9.

- [18] ASHABANI S M,MOHAMED Y A. General interface for power management of micro-grids using nonlinear cooperative droop control[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2013,28(3): 2929-2941.

作者简介:



张宸宇

张宸宇(1989—),男,江苏扬州人,博士研究生,主要研究方向为谐波抑制与无功补偿(E-mail:top@seu.edu.cn);

梅军(1971—),男,江苏南京人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子与电气传动;

郑建勇(1966—),男,江苏南京人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为

电力电子与电气传动。

Improved droop controller for low-voltage microgrid

ZHANG Chenyu¹,MEI Jun¹,ZHENG Jianyong¹,ZHU Chao²,MIAO Huiyu¹,ZHOU Fujun¹

(1. School of Electrical Engineering,Southeast University,Nanjing 210096,China;

2. Jiangsu Electric Power Maintenance Branch Company,Nanjing 211102,China)

Abstract: Aiming at the low accuracy of power distribution among multiple micro-sources and the effect of nonlinear load existing in the low-voltage microgrid with traditional droop controller,a virtual impedance is designed for the equivalent line output impedance,which is resistive near power frequency to meet the line impedance characteristics of low-voltage microgrid and reduce the sensitivity of inverter output power distribution control on the line impedance,but which is inductive in high frequency bands to effectively suppress the high-frequency harmonics induced by nonlinear loads. The power control loop is improved to avoid the voltage drop caused by the larger resistive equivalent output impedance and an auto-tracking phase-angle controller is added to automatically regulate the phase angle of output voltage for the smooth transition during the grid-connection operation. The simulative results prove that,with the proposed droop controller,the circulating current between micro-sources is eliminated,the high frequency harmonics are suppressed,zero static error of output voltage is realized,and smooth grid-connection operation is accomplished. The experimental results of DSP-based prototype show the correctness and reliability of the proposed method.

Key words: microgrid; droop control; equivalent output impedance; power control; virtual impedance; electric inverters; grid-connection; harmonic analysis