

基于虚拟振荡器的微网逆变器并联系统分析

屠勇, 苏建徽, 杜燕, 杨向真, 徐华电

(合肥工业大学 教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 对含虚拟振荡器(VOS)的微网中逆变器并联控制策略进行建模与稳定性分析。离网状态下, 采用 VOS 控制的逆变器并联相当于 VOS 控制器本身的并联, 且 VOS 采用数字控制器编程得到。系统环流抑制效果受 VOS 控制器中谐振参数与激励源(EXS)函数影响。建立 VOS 控制器二阶系统传递函数和并联同步等效模型, 分析了其稳定性与稳定条件。负载阻抗的变化会影响并联逆变器输出稳定, 设计 EXS 模块基于功率均分状态补偿负载电流扰动, 提高了输出电压波形的质量。仿真结果验证了所提方法的可行性。

关键词: 逆变器; 虚拟振荡器; 微网; 并联; 建模

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.09.004

0 引言

逆变器并联技术是微网控制的重要内容^[1], 其运行方案一般分为集中控制、主从控制、分散逻辑控制和下垂控制等^[2]。其中, 下垂控制由于不需要通信而获得了广泛应用, 但需要进行复杂的功率计算和阻抗匹配^[3], 电压波形质量同样会影响逆变器的稳定性与负载均分效果。文献[4]提出一种自调节下垂系数控制法, 能有效减小微网负荷突变等情况下负载电压幅值及频率的波动。虚拟阻抗的提出与应用改善了逆变器并联系统的环流抑制效果^[5-6]。文献[7]综合了逆变器传统下垂并联方法和有互联线分布式并联方法的优点, 提出了一种电压基准预同步的逆变器并联系统及基于电力线通信的实现方法。文献[8]提出了类功率下垂控制法, 使逆变器并联系统具有良好的动态特性和静态特性。近年来, 模糊比例-积分-微分(PID)控制技术^[9-10]和比例双谐振技术^[11]的提出, 使微网逆变器并联系统的抗干扰能力和鲁棒性能得到显著提高, 另外比例双谐振技术还具有稳态误差小、总谐波畸变率低以及电网适应性强等优点。文献[12]设计了一种自适应滑模全局鲁棒电压控制器, 对非线性负载电流扰动采取自适应预测, 使得控制系统具备全局鲁棒性。为了提高逆变器并联系统动态响应速度, 有文献提出基于瞬时功率计算的下垂法控制策略^[13]和基于下垂系数一次函数项的控制策略^[14], 美国 EXIDE 公司的不间断电源(UPS)逆变器无线并联技术达到了世界先进水平。

文献[15-17]提出了虚拟振荡器(VOS)的控制

概念, 参考了利用实际物理模型谐振产生正弦调制波的思想, 将其运用在逆变器无互联线并联系统中。本文将 VOS 控制系统分为 2 层: 底层是 RLC 谐振发生器, 顶层是可控激励源(EXS)。与传统下垂法相比, 在并联同步过程中 VOS 控制法不用采样计算主电路有功与无功作为下垂法控制变量, 因而具有优秀的动态响应能力^[15]。从分块阻抗模型的角度推算了并联同步的条件, 在参数匹配的条件下可以实现并联同步, 达到按比例均分负载的效果, 响应速度较快。但通过复域建模发现, 该方法抗负载扰动性能较弱, 笔者曾就解决该问题提出过基于负载电流补偿的自适应控制思想。本文进一步改进算法, 计算 VOS 电路的输出功率, 根据功率均分标准决定负载电流补偿量, 既达到抗负载扰动的目的, 又保持无互联线并联隐含通信机制。以上分析不仅适用于微网并联逆变器离网状态控制, 而且可用在光伏逆变器和 UPS 逆变器的一般并联系统中。

1 含 VOS 的并联逆变器控制结构

微网中并联逆变器控制方法通常是采样输出电压与电流用于功率计算, 通过下垂控制器得到输出参考值。当参考值由 VOS 的正弦输出给定, 且有反馈形成的闭环时, 逆变器对外就表现出了该 VOS 模型的物理特性。VOS 可包括 LC 电磁振荡器、质量可忽略的弹簧和摆幅很小的单摆系统等。本文中, VOS 为含 EXS 的 RLC 振荡器。

含 VOS 控制器的单台逆变器结构如图 1 所示。主电路部分, U_{dc} 为逆变器直流输入电压, L_f 和 C_f 分别为输出滤波电感与滤波电容, Z_{line} 为线路阻抗, i_L 为滤波电感电流, i_o 和 u_o 分别为逆变器输出电流与输出电压; VOS 控制部分, L_v 、 C_v 和 R_v 分别为谐振电感、谐振电容和谐振电阻, i_{vL} 、 i_{vC} 和 i_{vR} 分别为流过上述谐振元件的电流, u_{vo} 和 i_{vo} 分别为 VOS 控制器的输出电压与输出电流, $u_{vo,\alpha}$ 和 $u_{vo,\beta}$ 分别为 VOS 控制

收稿日期: 2016-07-01; 修回日期: 2017-06-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51307042, 51407057); 台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》重大项目(DREM2015002)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51307042, 51407057) and Grants from the Power Electronics Science and Education Development Program of Delta Environmental & Educational Foundation(DREM2015002)

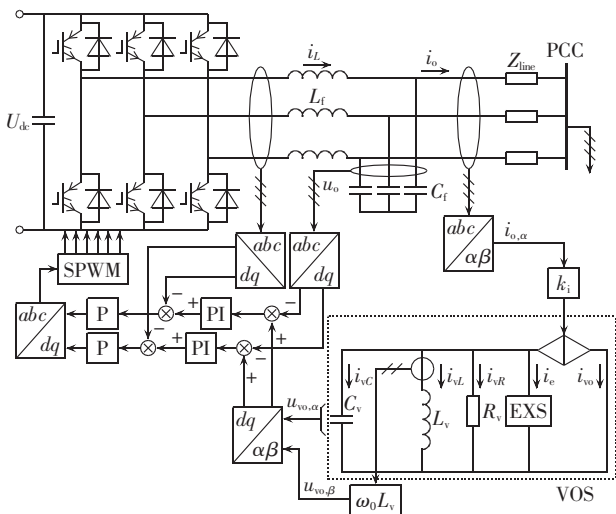


图 1 含 VOS 控制器的单台逆变器结构

Fig.1 Structure of an inverter with VOS controller

器输出三相等效电压在两相静止坐标系下的 2 个分量, $i_{o,\alpha}$ 为逆变器主电路输出三相电流在两相静止坐标系下的 α 轴分量, i_e 为流过 EXS 的电流。采用 VOS 控制的并联逆变器采样得到主电路输出电流,通过坐标轴变换,按线性比例 k_i 控制 VOS 电路的输出电流,再由 VOS 电路谐振产生的电压作为逆变器输出电压的参考值,对其进行正弦脉宽调制 (SPWM)。

设 U_{c0} 为电容初始电压, ω_0 为振荡回路稳态谐振频率, ρ 为特性阻抗, w 为储能,理想 LC 振荡器满足如下方程^[18]:

$$\begin{cases} u_{vo}(t) = U_{c0} \cos(\omega_0 t) \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_v C_v}} \\ w(t) = \frac{1}{2} C_v u_{vo}^2 \\ \rho = \omega_0 L_v = \frac{1}{\omega_0 C_v} \end{cases} \quad (1)$$

相对于下垂法控制中下垂系数为隐含的通信机制, VOS 控制中的隐含通信机制为振荡回路的共振。设 2 个 LC 振荡器的谐振参数不完全一样, 电容、电感分别为 C_{v1} 、 L_{v1} 和 C_{v2} 、 L_{v2} , 并联之后系统稳定工作形成的系统谐振频率 ω_p 为:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{(C_{v1} + C_{v2}) [(L_{v1} L_{v2}) / (L_{v1} + L_{v2})]}} \quad (2)$$

由式 (2) 可以得出, 采用 VOS 控制的 2 台逆变器初始频率不同时, 并联运行会稳定在一个共振频率点, 模拟电力系统的一次调频功能。以该谐振输出为并联系统中逆变器输出参考电压有 3 点不足: 在以共振为通信机制的逆变器并联基础上, 并联模块之间会有稳定周期的环流; 若考虑并联系统的线路阻抗, 根据式 (1), 振荡回路的能量 $w(t)$ 会逐渐衰减, 导致 VOS 控制的逆变器输出不稳定; 输出电压幅值与频率不能自动调节, 端电压容易受负载变动影响。因

此添加 EXS 模块, 其功能是维持 VOS 电路系统的能量平衡与输出稳定。

2 EXS 函数模型

在 VOS 控制器中, RLC 振荡回路实现基本的电磁能量转换和电压信号的形成, 为底层控制; EXS 函数用于 VOS 能量平衡与输出电压幅频稳定, 是基于振荡回路上实现的, 为顶层控制, 关系如图 2 所示。图中逆变器 (Inverter) 向 VOS 中的 RLC 振荡回路 (RLC circuit) 反馈回路输出电流 i_o , 然后 RLC circuit 将其端电压 u_{vo} 反馈到 VOS 的 EXS 模块中, 通过 EXS function 的作用, 得到流过 EXS 的电流 i_e 并将其作为控制变量影响 RLC circuit 的电磁关系, 最后由 RLC circuit 得到逆变器的输出电压 u_o , 控制 Inverter 输出跟随 u_o 。底层控制在第 1 节已经介绍过, 现就 EXS 函数设计进行分析。

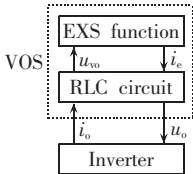
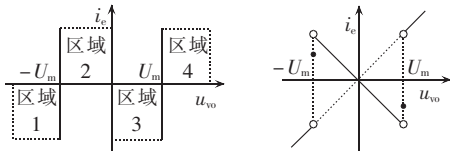


图 2 控制结构关系图
Fig.2 Structure of control relations

流过 EXS 电流 i_e 受 VOS 输出电压 u_{vo} 控制, 建立 EXS 函数 $i_e = f_e(u_{vo})$ 。如图 3(a) 和表 1 所示, 函数图像在区域 1 到区域 4 中变动, 其中 R_e 为 EXS 的等效电阻值, U_m 为 VOS 稳态谐振电压峰值。设 U_{om} 为 VOS 动态输出电压幅值, 根据输出电压幅值的峰值所处范围不同, EXS 可在受控电流源 (负阻)、受控电阻 2 种状态之间切换。



(a) EXS 函数的图像区域 (b) 一种 EXS 函数图像

图 3 线性 EXS 函数
Fig.3 Linear EXS function

表 1 EXS 函数性质
Table 1 Properties of EXS function

U_{om} 与 U_m 关系	i_e 所处区域	R_e 取值范围	EXS 工作模式
$U_{om} > U_m$	区域 1、4	$R_e > 0$	电阻
$U_{om} = U_m$	—	$R_e = -R_v$	电流源
$U_{om} < U_m$	区域 2、3	$-R_v < R_e < 0$	电流源

图 3(b) 为 f_e 简单的线性函数模型, 其表达式见式 (3), 其中系数 k_e 等于 EXS 等效电阻绝对值的倒数。

$$i_e = f_e(u_{vo}) = \begin{cases} k_e u_{vo} & U_{om} > U_o \\ -R_v u_{vo} & U_{om} = U_o \\ -k_e u_{vo} & U_{om} < U_o \end{cases} \quad (3)$$

3 VOS 控制系统建模与稳定性分析

3.1 控制框图与 VOS 传递函数

相较于下垂法的电流、电压与功率三环控制, 采

用 VOS 的并联逆变器控制结构是内环电流、中环电压、外环虚拟谐振发生器。图 4 为并联逆变器 s 域控制框图。图中, k_{pwm} 为 PWM 环节增量; $G_c(s)$ 和 $G_v(s)$ 分别为电流调节器与电压调节器传递函数; $H_{\text{vos}}(s)$ 为 VOS 在 s 域的传递函数; $R(s)$ 为 $u_{\text{vo}}(s)$ 的初始激励信号; Z_{load} 为负载阻抗。

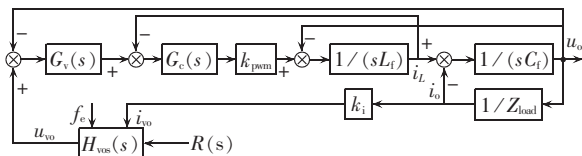


图 4 控制框图

Fig.4 Block diagram of inverter paralleling control

对图 1 的 VOS 部分,在系统输入 $R(t)=0$ 的情况下,根据基尔霍夫电流定律,有:

$$i_{\text{vL}} + i_{\text{vC}} + i_{\text{vR}} + i_{\text{e}} + i_{\text{vo}} = 0 \quad (4)$$

由控制系统结构,有:

$$i_{\text{vo}} = k_i \frac{u_{\text{vo}}}{Z_{\text{load}}} \quad (5)$$

根据储能元件的性质和式(4)、(5),得:

$$L_v C_v \frac{d^2 u_{\text{vo}}}{dt^2} + \left(\frac{L_v}{R_v} + \frac{L_v}{R_e} + \frac{k_i L_v}{Z_{\text{load}}} \right) \frac{du_{\text{vo}}}{dt} + u_{\text{vo}} = 0 \quad (6)$$

使用无量纲的量,令:

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{L_v C_v}} t \quad (7)$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{C_v}{L_v}} \quad (8)$$

综合式(6)–(8),得:

$$\frac{d^2 u_{\text{vo}}}{d\tau^2} + \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_e} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}}} \right) \frac{du_{\text{vo}}}{d\tau} + u_{\text{vo}} = 0 \quad (9)$$

此时,VOS 振荡回路没有能量,系统不具备起振条件。当 $t=0$ 时给系统一个冲击信号 $R(t)=\delta(t)$,并将时域方程转换成 s 域,得:

$$u_{\text{vo}}(s) = 1 \cdot H_{\text{vos}}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_e} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}}} \right) s + 1} \quad (10)$$

3.2 输出稳定性分析

本文所介绍的 VOS 为非线性系统,利用较常用的李雅普诺夫第二法对其输出稳定性进行分析。将 u_{vo} 和其一次微分项分别用状态量 x_1 和 x_2 表示,设状态空间为 $\mathbf{x}$,则:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(9)可写成:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 + \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_e} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}}} \right) x_2 + x_1 = 0 \\ \dot{x}_1 = x_2 \end{cases} \quad (12)$$

令 $\dot{\mathbf{x}}=0$,求得系统平衡状态为 $\mathbf{x}_e=0$ 。选取如下正定标量函数:

$$Y(\mathbf{x}) = x_1^2 + x_2^2 \quad (13)$$

当 $Y(\mathbf{x})=0$ 时, $\mathbf{x}=0$ 。而:

$$\dot{Y}(\mathbf{x}) = 2x_1 \dot{x}_1 + 2x_2 \dot{x}_2 \quad (14)$$

将状态方程(12)代入式(14)得:

$$\begin{aligned} \dot{Y}(\mathbf{x}) &= 2x_1 x_2 + 2x_2 \left[-x_1 - \left(\frac{1}{R_v \varepsilon} + \frac{1}{R_e \varepsilon} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}} \varepsilon} \right) x_2 \right] = \\ &= -2x_2^2 \left(\frac{1}{R_v \varepsilon} + \frac{1}{R_e \varepsilon} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}} \varepsilon} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

根据李雅普诺夫判稳条件,可见当 $x_2=0$ 、 x_1 取任意值时,有 $Y(\mathbf{x})=0$;当 $x_2 \neq 0$ 、 x_1 取任意值时,系统一致稳定条件是 $Y(\mathbf{x}) \leq 0$,即:

$$\frac{1}{R_v \varepsilon} + \frac{1}{R_e \varepsilon} + \frac{k_i}{Z_{\text{load}} \varepsilon} \geq 0 \quad (16)$$

上式第 3 项与负载扰动有关,且为非负值,当空载时为 0,负载扰动不会使系统输出发散。正定标量函数 $Y(\mathbf{x})$ 的选取本身带有保守性,即系统本身稳定,但如果正定标量函数的选取不恰当,会导致其在李雅普诺夫判稳条件下发散。所以 VOS 稳定充分不必要条件是:

$$(R_v R_e)(R_v + R_e) \geq 0 \quad (17)$$

其中, $R_v > 0$ 。由本文第 2 节的 EXS 函数描述及性质可知, R_e 的取值范围 M 满足:

$$M = [-R_v, 0) \cup (0, +\infty) \quad (18)$$

设 $M=A+B$,且满足:

$$\begin{cases} A = (0, +\infty) \cup \{R_e | R_e = -R_v\} \\ B = (-R_v, 0) \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)知,范围 A 满足式(17)。若 R_e 处于范围 B 时,系统发散,结合表 1 知,当满足 $U_{\text{om}} > U_m$ 时, $R_e > 0$,重新满足收敛条件。最后系统不是收敛到 $x_e=0$,而是一个闭合轨线,在非线性系统中这个闭合轨线称为极限环。此时, $R_e = -R_v$,空载状态时,式(10)可表示为:

$$u_{\text{vo}}(s) = \frac{1}{s^2 + 1} \quad (20)$$

空载运行时系统等幅振荡,极限环是个标准的椭圆;带载运行时极限环是个不规则的闭合曲线。对式(12)所示的非线性系统进行仿真,取 $\varepsilon=3$, $R_v=10 \Omega$, $Z_{\text{load}}=5 \Omega$,反馈系数 $k_i=1$ 。当 R_e 处于范围 A 中,取数值为 1;当 R_e 处于范围 B 中,取数值 -3 。仿真得出的稳定极限环如图 5 所示。

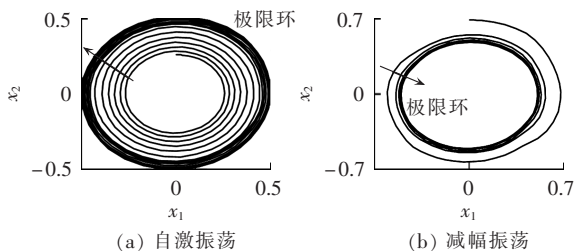


图 5 极限环仿真结果

Fig.5 Simulative results of limit cycle

3.3 抗负载扰动分析

逆变器带载运行时,反馈量 i_{vo} 除了含有环流量这一隐含通信信息外,还含有负载电流信息。设 VOS 控制器处于稳态时的等幅谐振状态, $R_e = -R_v$, 由式(10)得:

$$H_{vos}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{\varepsilon} \frac{k_i}{Z_{load}} s + 1} \quad (21)$$

此时 VOS 的传递函数与负载阻抗 Z_{load} 有关, i_{vo} 的感容性和阻性将会分别影响 VOS 稳态时的谐振频率与幅值。为解决该问题,设计 EXS 发出电流量 i_{ep} 来补偿负载电流对系统的扰动,电流补偿量视逆变器功率均分而定。设 2 台等容量的逆变器并联,计算每台逆变器的 VOS 视在功率。相对于下垂控制法的功率计算环节,该输出功率均为虚拟量,不需要硬件采样实现。参考下垂控制法的均流思想,将 i_{ep} 设计为功率相关,简单函数关系如下:

$$i_{ep} = \frac{i_{vo}}{S_0} S \quad (22)$$

其中, S_0 为 VOS 额定视在功率; S 为采样输出并计算的视在功率。当 $i_{ep} = i_{vo}$ 时, EXS 对负载电流全补偿; 当 $i_{ep} = 0$ 时, EXS 对负载电流不补偿。此为含负载电流补偿的 EXS 非线性函数,也是对 EXS 线性函数的优化。

4 并联系统同步与环流抑制

根据经典控制理论,二阶系统的振荡频率会随着阻尼比的变化而变化,且阻尼比受 EXS 函数影响。因此相对于式(2),VOS 本身在振荡器模式具有自调频功能。在并联逆变器带无源负载的条件下,当系统模块之间输出内电势相位不同时,便会存在周期环流。采用 VOS 控制的并联逆变器,只需要根据锁相同步条件设置参数,再由 VOS 的自调频功能,便可实现并联逆变器的幅值与相位同步,逐步减少环流。

设 2 台并联逆变器的初始内电势均为 u_{vo} , 当其中一台收到扰动内电势变成 $u_{vo} + \Delta u_{vo}$ 时,环流 i_{cir} 产生。文献[15]从严密的数学角度推导出了基于 VOS 控制的逆变器锁相同步条件。为了简化模型,本文分析推导的逆变器并联同步条件是基于 EXS 工作于电流源模式条件下的,即 $U_{om} < U_m$ 。若振荡器电路中 $U_{om} \geq U_m$,则可根据电路系统的衰减振荡使其重新满足条件 $U_{om} < U_m$ 。环流是由 2 个并联模块内电势差 Δu_{vo} 导致,且环流不经过负载。

设 Z_r 为 RLC 振荡模块阻抗,结合前文介绍的线路阻抗 Z_{line} 和 EXS 等效阻抗 Z_e ,得到通过消除内电势差抑制环流的框图如图 6 所示。图中当前采样周期内 EXS 模块输出电流的差值为 $\Delta i_e(n)$,下个周期为 $\Delta i_e(n+1)$ 。

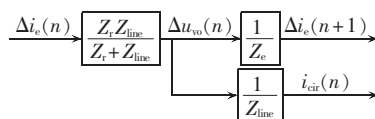


图 6 环流抑制结构框图

Fig.6 Block diagram of circulating current suppression

若 VOS 控制器参数设置满足:

$$\frac{Z_r Z_{line}}{Z_r + Z_{line}} \frac{1}{Z_e} < 1 \quad (23)$$

那么当 Δi_e 逐步减小时,内电势差 Δu_{vo} 将逐步减小,最终导致并联系统环流量降低。

下垂控制对线路阻抗的阻感性比较敏感,因为线路阻抗的性质会影响逆变器输出阻抗的性质,从而影响下垂法的控制方案,这也是传统下垂法的局限性之一。本文所介绍的 VOS 控制方法与下垂法的区别在于 VOS 控制方法不用实时采样主电路的输出有功与无功,并且不用根据功率性质与大小决定输出交流电压的频率与幅值大小。VOS 物理模型简单,通过主电路输出电流的反馈量直接包含了线路阻抗的阻感性信息,且由图 6 与式(23)的条件,保证并联系统同步运行,该条件中线路阻抗 Z_{line} 的阻感性不限。

5 预同步与 VOS 并网控制思想

单台逆变器并入系统之前,需要预同步过程,通过 VOS 控制器检测交流母线电压的信息,调整谐振状态,以确保待并入逆变器相位与系统基本一致。幅值差和外部扰动可由第 3.1 节分析的参数设置条件消除,以上分析均在逆变器离网状态下。含预同步功能的 VOS 控制器亦可应用在逆变器的并网控制中。单台逆变器并入大电网之前,谐振参数 L_v 和 C_v 设置必须满足与电网频率同步的条件,或者设置为时变参数,方可与电网形成共振。基于 VOS 的微网逆变器并网控制理论还在完善之中。

6 仿真分析

利用 MATLAB 仿真验证理论分析的正确性。采用上述的 VOS 控制法,取逆变器其中一相分析,进行 2 台逆变器带阻感负载、负载突变、预同步等工况仿真。

6.1 并联逆变器均流仿真

系统主要电气参数如下:VOS 部分,谐振电容 $C_v = 10.132 \text{ mF}$,谐振电感 $L_v = 1 \text{ mH}$,谐振电阻 $R_v = 10 \text{ } \Omega$,稳态电压峰值 $U_m = 311 \text{ V}$,初始 EXS 电阻值 $R_e = 1 \text{ } \Omega$;主电路部分,直流侧电压 $U_{dc} = 350 \text{ V}$,滤波电感 $L_f = 6 \text{ mH}$,滤波电容 $C_f = 10 \text{ } \mu\text{F}$,开关频率 $f_k = 20 \text{ kHz}$,额定容量 $S_N = 1000 \text{ V} \cdot \text{A}$,交流侧额定电压 $u_o = 220 \text{ V}$,额定频率 $f_o = 50 \text{ Hz}$;电压与电流环部分,电压比例系数 $k_{vp} = 2$,

电压积分系数 $k_{vi}=1500$, 电流比例系数 $k_i=20$ 。控制结构采用电流、电压与 VOS 三环控制。经计算, 参数设置满足并联同步条件式(23)。系统带阻感负载大小为 $25+j0.15\ \Omega$ 。

观察内电势有差时并联同步波形, 设置 2 台逆变器的 VOS 谐振电容初始电压分别为 145 V 和 150 V, 运行结果如图 7 所示。相同系统参数下采用一般功率下垂法控制的并联结果波形如图 8 所示。

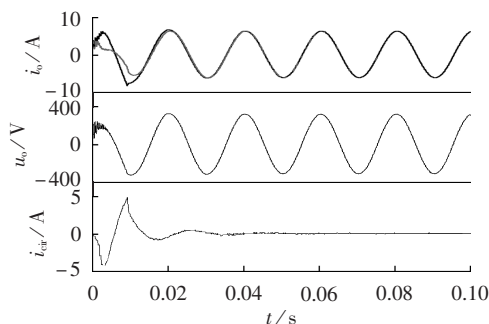


图 7 同容量逆变器并联均流波形
Fig.7 Paralleling current equalizing of inverters with same capacity

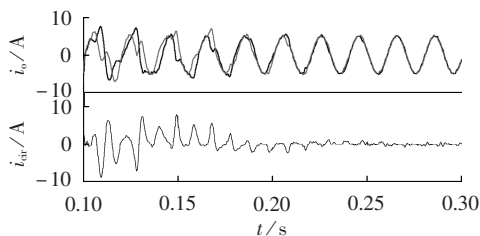


图 8 采用下垂法控制的同容量逆变器并联均流波形

Fig.8 Paralleling current equalizing of inverters with same capacity under droop control

由仿真结果观察得出, 相较于传统下垂法, 采用 VOS 控制的并联同步过程在 1 个周期内完成, 没有电流冲击, 动态性能较好, 且环流抑制效果较明显, 稳定状态下环流近似为 0。

带整流性非线性负载的电流波形如图 9 所示。设置并联的 2 台逆变器初始状态不同, 系统参数不变, 暂态过程不超过 2 个周期, 最终环流得到抑制, 系统同步运行。

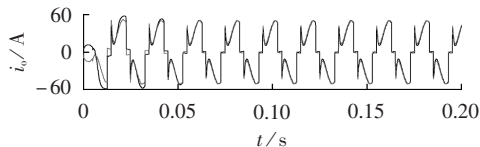


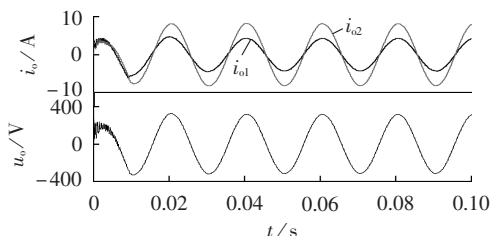
图 9 带非线性负载的逆变器电流波形
Fig.9 Current waveforms of inverters with nonlinear load

当并联系统中 2 台逆变器的容量不等时, 可以改变主电路输出电流 i_o 到 VOS 的输出电流 i_{oi} 的反馈系数 k_i 的值。由于并联逆变器的 VOS 谐振控制拓扑参数一致, 因此可以相对振荡器的容量按比例设定

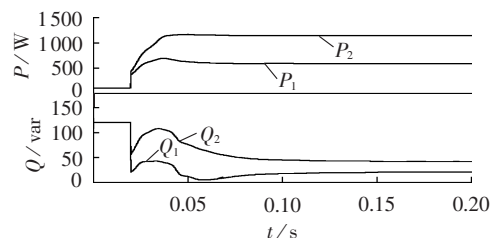
逆变器主电路的容量, 比例系数为 k_{io} 。设 2 台逆变器的输出电流反馈系数分别为 k_{i1} 与 k_{i2} , 输出有功分别为 P_1 与 P_2 , 输出无功分别为 Q_1 与 Q_2 , 主电路输出电流分别为 i_{o1} 与 i_{o2} , 它们满足:

$$\frac{k_{i1}}{k_{i2}} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{Q_1}{Q_2} \quad (24)$$

设定 $k_{i1}=0.5, k_{i2}=1$, 仿真结果如图 10 所示。



(a) 输出电流与输出电压波形



(b) 功率均分效果

图 10 不同容量逆变器并联均流波形

Fig.10 Paralleling current equalizing of inverters with different capacities

6.2 突变负载仿真

图 11 所示的仿真波形中, 在并联系统稳定运行时, 0.10 s 突增负载, 观察并联逆变器输出电压波形, 跌落不明显。这说明了本文提出的抗负载扰动控制方案的有效性。

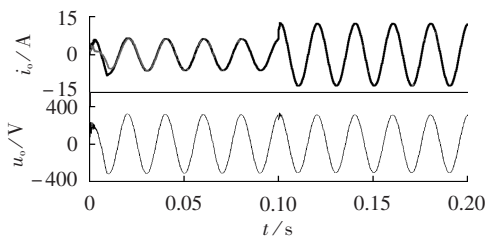


图 11 系统突变负载仿真波形

Fig.11 Simulative waveforms of system with sudden change of load

稳态条件下突增负载, 观察并联母线频率变化, 如图 12 所示, 当系统带 $10\ \Omega$ 串 $1\ \text{mH}$ 阻感负载时, 稳定运行到 0.5 s, 将负载阻抗降为原来的一半。观察波形, 频率基本稳定不变, 输出特性较硬。

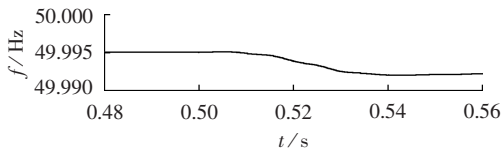


图 12 系统频率波形

Fig.12 Waveform of system frequency

同样的系统参数条件下,采用下垂控制法对负载突变的情况进行仿真,在0.5 s突增负载,观察结果如图13所示。与VOS控制结果对比,发现VOS控制具有良好的稳定性和动态性能。

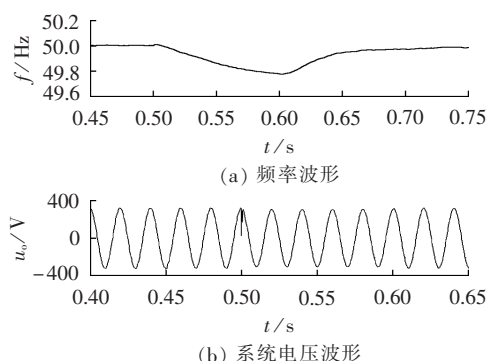


图13 采用下垂控制的突变负载波形

Fig.13 Waveforms of system with sudden change of load under droop control

6.3 系统预同步仿真

当逆变器单独带载运行时,在Simulink中设计2台逆变器起振时间不同,时间差为1 ms,相角差约为 9° 。在0.15 s将1号逆变器的谐振控制系统的输出接到2号逆变器的主电路输出,调整待并联逆变器相角,使系统锁相同步。0.2 s时2台逆变器并联运行,暂态过程不超过1个周期。

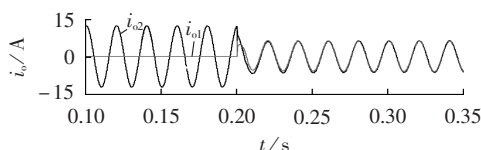


图14 预同步仿真波形

Fig.14 Simulative waveforms of pre-synchronization

7 结论

应用于微网逆变器并联系统中的VOS控制法有别于传统下垂法,根据分析和仿真可得如下结论。

a. 传统的下垂法受逆变器输出阻抗匹配和功率解耦计算限制,响应速度较慢。VOS控制法在系统带无源负载运行时,只要相关参数设计符合锁相同步的条件,就具有自锁相功能。单台逆变器并入系统运行可采用预同步法锁相。在并联各逆变器的幅值与频率相差微小的情况下,暂态过程均不超过1个周期。

b. VOS控制法提出将功率外环分离出来,设计为一个单独的谐振发生器,将复杂控制系统一分为二,谐振电路可单独分析与设计,可移植性较高。VOS拓扑结构可以多变,例如串联谐振、并联谐振与复合谐振,以适应电流源型与电压源型等各种逆变电源的控制。EXS函数的可设计性也直接影响到并联系统的稳态性能与动态性能,在工程开发领域可视需求而定。

参考文献:

- [1] 阙加荣,谢少军,过亮. 多机并网逆变器的并网/并联统一控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):87-93.
KAN Jiarong,XIE Shaojun,GUO Liang. Unified control strategy of multiple grid connected inverters for grid connected/parallel operation[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(6):87-93.
- [2] 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 Zhihong,WANG Xu,LIU Jianchang. Current sharing method for parallel inverters based impedance matching mode[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(6):24-32.
- [3] 张国荣,谢洁. 用于微网逆变器并联的控制策略[J]. 电测与仪表,2014,51(12):60-64.
ZHANG Guorong,XIE Jie. A control strategy for parallel operation of multi inverters in micro grid[J]. Electrical Measurement and Instrumentation,2014,51(12):60-64.
- [4] 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):77-94.
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):77-94.
- [5] GUERRERO J M,MATAS J,CASTILLA M,et al. Wireless-control strategy for parallel operation of distributed generation inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2006,53(5):1461-1470.
- [6] 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):98-104.
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):98-104.
- [7] 何中一,邢岩,祁巍杰,等. 电压基准预同步的逆变器并联运行控制[J]. 电工技术学报,2010,25(4):115-121.
HE Zhongyi,XING Yan,QI Biaojie,et al. Control for inverters in parallel operation with pre-synchronized voltage references[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(4):115-121.
- [8] 张纯江,王晓寰,薛海芬,等. 微网中三相逆变器类功率下垂控制和并联系统小信号建模与分析[J]. 电工技术学报,2012,27(6):32-39.
ZHANG Chunjiang,WANG Xiaohuan,XUE Haifen,et al. A quasi-power droop control of three-phase inverters and small signal modeling and analysis of parallel system in micro-grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(6):32-39.
- [9] 付青,单英浩,周超林. 微电网并联逆变器的模糊PI控制[J]. 电器与能效管理技术,2015(9):60-63.
FU Qing,SHAN Yinghao,ZHOU Chaolin. Fuzzy PI control over paralleling operation inverters in micro grid[J]. Electrical & Energy Management Technology,2015(9):60-63.
- [10] 杨志淳,刘开培,乐健,等. 孤岛运行微电网中模糊PID下垂控制器设计[J]. 电力系统自动化,2013,37(12):19-23.
YANG Zhichun,LIU Kaipei,LE Jian,et al. Design of fuzzy PI droop controllers for islanded microgrids[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(12):19-23.
- [11] 刘红,张晓忠,李赞. 应用于三相并网逆变器的比例双谐振控制器[J]. 中国电机工程学报,2015,35(8):2026-2032.

- LIU Hong,ZHANG Xiaozhong,LI Yun. Proportional dual-resonant controllers applied in three-phase grid connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(8):2026-2032.
- [12] 陈智勇,罗安,陈燕东,等. 逆变器并联的自适应滑模全局鲁棒电压控制方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(13):3272-3282.
- CHEN Zhiyong,LUO An,CHEN Yandong,et al. Adaptive sliding-mode global robustness voltage control for islanded paralleled inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(13):3272-3282.
- [13] 曹太强,许建平,徐顺刚. 基于瞬时无功理论的单相逆变电源并联控制技术[J]. 电力自动化设备,2011,31(5):80-83.
- CAO Taiqiang,XU Jianping,XU Shungang. Parallel operation of single-phase inverters based on instantaneous reactive power theory[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(5):80-83.
- [14] 姚骏,杜红彪,周特,等. 微网逆变器并联运行的改进下垂控制策略[J]. 电网技术,2015,39(4):932-938.
- YAO Jun,DU Hongbiao,ZHOU Te,et al. Improved droop control strategy for inverters parallel operation in micro-grid[J]. Power System Technology,2015,39(4):932-938.
- [15] JOHNSON B. Control,analysis,and design of distributed inverter systems[D]. Urbana,Illinois,USA:University of Illinois,2013.
- [16] JOHNSON B,DHOPLE S V,HAMADEH A O,et al. Synchronization of parallel single-phase inverters with virtual oscillator control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(11):6124-6138.
- [17] HU Jian,LIN Liaoyuan,MA Hao. Parallel operation of three-phase inverters with virtual oscillator and multi-resonant control[C]//IECON 2015,Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama,Japan;IEEE,2016:2258-2263.
- [18] 刘健. 电路分析[M]. 北京:电子工业出版社,2010:191-210.

作者简介:



屠 勇

屠 勇(1991—),男,安徽六安人,硕士研究生,主要研究方向为微网中电力电子变换技术、逆变器并联技术和蓄电池模拟电源设计等(E-mail:1229378587@qq.com);

苏建徽(1963—),男,安徽合肥人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为微网系统稳定性和逆变电源的组网控制、高压大功率变频控制技术、太阳能发电和电力变换节能技术等(E-mail:su_chen@126.com)。

Analysis of microgrid inverter paralleling system based on virtual oscillator

TU Yong,SU Jianhui,DU Yan,YANG Xiangzhen,XU Huadian

(Research Center for Photovoltaic System Engineering,Hefei University of Technology,Hefei 230009,China)

Abstract: The paralleling control of microgrid inverter with VOS(Virtual OSCillator) is modeled and its stability is analyzed. The inverter paralleling under VOS control in islanded microgrid is equal to the paralleling of VOS controller itself and the VOS controller is a digital controller by programming. The effect of system circulating current suppression is influenced by the resonance parameters and EXS(EXcitation Source) function. The second-order system transfer function is given,the equivalent paralleling synchronization model of VOS controller is established,and its stability and conditions are analyzed. As the load impedance variation may affect the output stability of parallel inverter,the EXS model is designed based on the power sharing state to compensate the load current disturbance for improving the quality of output voltage. Simulative results verify the feasibility of the proposed control method.

Key words: electric inverters; virtual oscillator; microgrid; parallel; model buildings