

基于虚拟阻抗逆变器无互连线并联均流控制

No-interconnection Current-sharing Control for Parallel Inverter Based on Virtual Impedance

张铭隆, 龙江涛, 钱希森, 张颖超

重庆通信学院 (重庆, 400035)

Zhang Minglong, Long Jiangtao, Qian Xisen, Zhang Yingchao

Chongqing Communication Institute (Chongqing, 400035)

摘要: 在逆变器并联系统中, 由于传统下垂控制对逆变器输出阻抗性质极为敏感, 难以实现真正的均流。本文在分析下垂控制原理基础之上, 利用系统等效传递函数 bode 图, 研究了逆变器参数及线路连接阻抗对输出阻抗影响; 通过在控制环节加入虚拟阻抗以改善输出阻抗性质, 实现了功率均分, 减小了模块间环流; 构建了两台逆变器仿真模型, 验证了该方案的有效性。

关键词: 逆变器 并联 虚拟阻抗 均流

Abstract: In the system of parallel inverter, it is difficult to achieve current sharing that the conventional droop control is more sensitive to the output impedance of inverter. In this paper, through the bode diagram of equivalent transfer function of the inverter system discuss that the impedance of line and the parameters of control affect to the output impedance after understanding the droop control method. Power sharing and the circulating current reducing can be achieved by adding virtual impedance in control loop to improve the nature of output impedance. Constructed two simulate models of inverter to verify the effectiveness of the program.

Keywords: Inverter, Parallel, Virtual impedance, Current sharing

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 03-0026-05

1 引言

逆变器并联技术是提高逆变器运行可靠性和扩大供电容量的重要手段, 广泛用于高频模块化 UPS 和分布式发电系统中。然而, 逆变器并联运行相对困难, 所有并联逆变器必须同步运行, 否则各逆变器之间将存在很大环流, 不仅加重了逆变器负担, 而且可能导致系统崩溃, 造成系统供电中断^[1]。

逆变器并联运行控制方式, 一般分为集中控制、主从控制、分散逻辑控制、基于电力通信线无互连线控制, 以及基于下垂特性无互连线控制方式^[2]。在前 3 种控制方式中, 各逆变器之间存在较多的控制互联信号线, 在逆变电源相距较远的情况下, 过多互联线使系统变得复杂, 也不利于系统冗余的实现。基于电力通信线无互连线控制, 将逆变模块信息叠加到交流母线上进行传播^[3-4], 在各逆变电源处, 需要信号调制和解调芯片, 一方面增加了成本, 同时由于在交流母线上叠加了高

频信号, 降低了电压波形质量。基于下垂特性无互连线方式, 由于并联模块间无状态连接线, 使系统可靠性及灵活性得到了很大提升。其核心为 PQ 下垂控制, 仅需检测本模块输出有功、无功功率, 分别调节模块输出电压频率及幅值, 以实现均流控制^[5-6]。

由于 PQ 下垂控制对逆变器输出阻抗性质较为敏感, 在输出阻抗为纯感性或纯阻性时才能按照其下垂方程实现功率均分, 达到减小模块间环流的目的^[7]。然而在实际系统中, 逆变模块控制参数的差异以及线路连接阻抗的不同, 都会使有功无功无法完全解耦, 从而影响下垂控制的精确性^[8-10]。本文通过加入虚拟阻抗将输出阻抗矫正成感性, 解决了逆变模块间功率分配不均及系统环流较大的问题。

2 下垂控制分析

单相逆变器等效电路如图 1 所示。

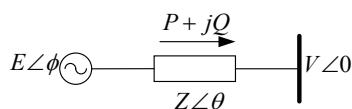


图1 单相逆变器等效电路

其中： $E < \varphi$ 为逆变器等效电压源， $V < 0$ 为交流母线电压， $Z < \theta$ 为系统等效输出阻抗， $S = P + jQ$ 为总输出功率。

由图1计算得到：

$$\begin{cases} P = \frac{EV}{Z} \cos(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \cos\theta \\ Q = \frac{EV}{Z} \sin(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \sin\theta \end{cases} \quad (1)$$

假设逆变器输出阻抗中阻性成分忽略不计，逆变器输出电压与交流母线电压相位很小，即 $\theta = 90^\circ$ ， $Z = X$ ， $\sin\varphi = \varphi$ ， $\cos\varphi = 1$ ，则式1简化为：

$$\begin{cases} P = \frac{EV}{X} \phi \\ Q = \frac{V(E - V)}{X} \end{cases} \quad (2)$$

对 P 、 Q 进行关于 φ 、 E 的微分，简化后有：

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{V}{X} E \Delta\phi \\ \Delta Q = \frac{V}{X} \Delta E \end{cases} \quad (3)$$

根据式3可知，逆变器输出电压相位和幅值及有功功率和无功率间具有线性关系。因此，逆变器无互连线并联控制可以采用下垂法来实现，该方式包含输出电压幅值和频率的下垂控制，其控制方程为^[11]：

$$\begin{cases} \omega = \omega_0 - mP \\ E = E_0 - nQ \end{cases} \quad (4)$$

式中： ω_0 为逆变器空载时角频率， E_0 为逆变器空载是输出电压， m 为有功功率下垂系数， n 为无功功率下垂系数。其对应下垂曲线如图2所示^[12]。

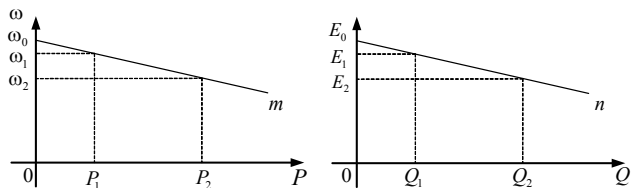


图2 下垂控制曲线图

由式2可知，当输出阻抗为纯感性时，传统下垂法能实现功率均分起到抑制环流作用。然而，在实际制作逆变器时，由于控制参数、线路连接阻抗等因素影响，系统输出阻抗性质很难确定为纯感性。

3 系统输出阻抗分析

单相逆变器数学模型如图3所示。

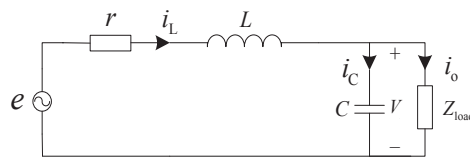


图3 单相逆变器数学模型

其中： e 为逆变桥等效电压源， i_L 为滤波电感电流， i_C 为滤波电容电流， i_o 为负载电流。

3.1 逆变器开环输出阻抗分析

设滤波电感电流为 i_L 和滤波电容电压为 V_o 。由图3可得，单相逆变器在 S 域系统的框图如图4所示。

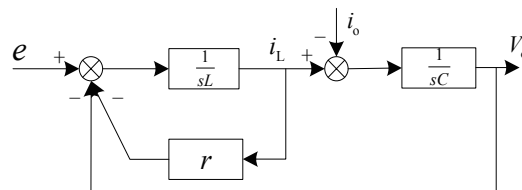


图4 逆变器等效方框图

由图4可得，开环输出阻抗表达式为：

$$Z_o(s) = \frac{L_s + r}{LC_s^2 + rC_s + 1} \quad (5)$$

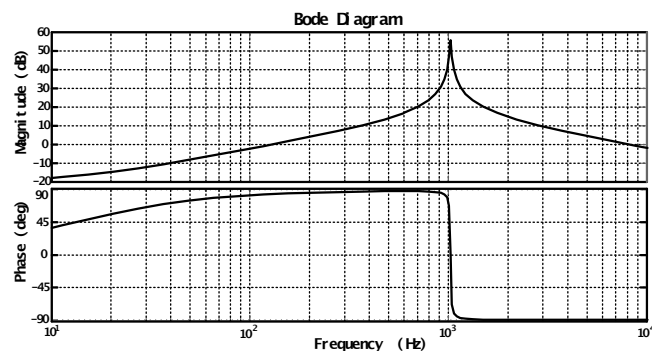


图5 系统开环时输出阻抗 bode 图

设： $r = 0.1 \Omega$ ， $L = 1.2 \text{mH}$ ， $C = 20 \mu\text{F}$ 。将参数带入式(5)，绘制逆变器开环输出阻抗波特图，如图6所示。从图中可以看出，开环阻抗在工频时大约为 0.391Ω ，阻抗角为 75.1° 。在工频附近逆变器开环输出阻抗值低，且呈阻感性。此时，按照下垂控制方程不能实现功率均分，环流较大。

3.2 电压电流环控制

为提高系统动态性能和改善输出电压波形，在控制环节中加入电感电流反馈和电容电压反馈，以提高系统输出精度及系统稳定性。

加入双环控制后，系统框图如图6所示。

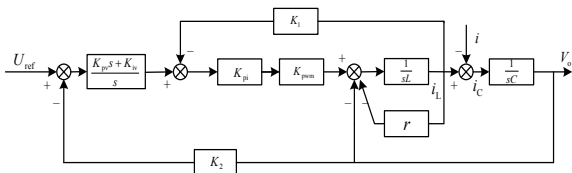


图6 电压电流双环控制系统框图

此时系统输出阻抗传递函数为：

$$Z_o = \frac{L_s^2 + (r + K_1 K_{pi} K_{pwm})s}{LC_s^3 + (K_1 K_{pi} K_{pwm} C + rC)s^2 + (K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{pv} + 1)s + K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{iv}} \quad (6)$$

取 $K_{pi}=4$, $K_{iv}=2500$ 及 $K_{pv}=0, 2, 10$ 时的 bode 图, 如图 7 所示。

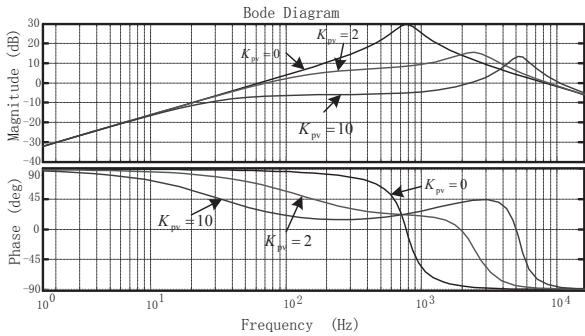


图7 K_{pv} 取 0、2、10 时系统输出阻抗 bode 图

由图 7 可知, 电压环比例系数对逆变器输出阻抗有一定的影响。当 $K_{pv}=0$ 时, 在 50Hz 附近逆变器输出阻抗近似呈纯感性, 随着 K_{pv} 的增大, 输出阻抗在 50Hz 附近呈阻感性质。

取 $K_{pv}=2.5$, $K_{pi}=4$ 及 $K_{iv}=0, 200, 3000$ 时的 bode 图, 如图 8 所示。

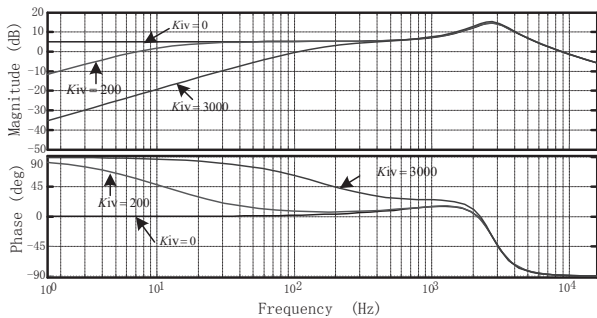


图8 K_{iv} 取 0、200、3000 时系统输出阻抗 bode 图

由图 8 可知, 电压环积分系数对逆变器输出阻抗有一定的影响。当 $K_{iv}=0$ 时, 在 50Hz 附近逆变器输出阻抗近似呈纯阻性, 随着 K_{iv} 的增大, 输出阻抗在 50Hz 附近呈阻感性质, 且 K_{iv} 越大, 输出阻抗越有呈现感性的趋势。

取 $K_{pv}=2.5$, $K_{iv}=2500$ 及 $K_{pi}=0.1, 2, 20$ 时的 bode 图, 如图 9 所示。

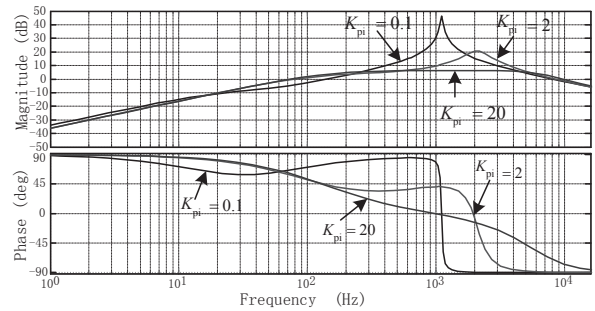


图9 K_{pi} 取 0.1、2、20 时系统输出阻抗 bode 图

从图 9 可知, 当电流环比例系数不同时, 在工频 50Hz 附近对输出阻抗性质影响较小。

由以上分析可知, 在系统稳定前提下, 为使逆变器输出阻抗性质呈感性, 电压环比例系数应越小越好, 电压环积分系数应越大越好。

取 $K_{pv}=0.5$, $K_{iv}=3000$, $K_{pi}=3$ 时, 逆变系统输出阻抗如图 10 所示。

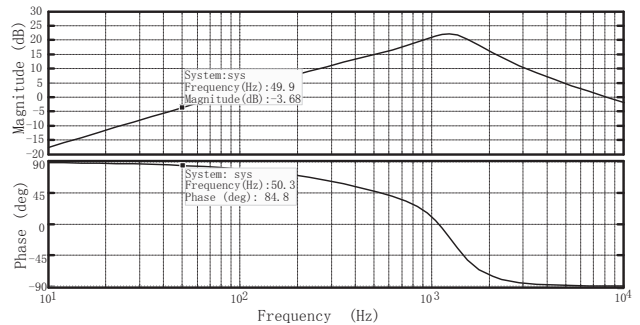


图10 确定系统参数后输出阻抗波特图

从图 10 可以看出, 此时输出阻抗在工频处大约为 0.655Ω , 阻抗角为 84.8° 。在保证系统稳定的前提下, 选择合适的系统参数, 可使逆变器输出阻抗性质近似为感性, 对逆变电源模块间功率均分及减小环流有一定的作用。但仍然不为纯感性, 有功无、功率产生耦合, 不能完全消除模块间环流。

从上述分析可以看出: 系统参数取值不同使逆变器输出阻抗大小及性质产生差异, 直接影响其并联系统功率均分精度, 逆变器模块间环流较大。为了进一步减小逆变器输出阻抗对并联系统影响, 可在控制环路中加入虚拟阻抗, 以改善系统输出阻抗性质使其呈感性, 更好地适用于下垂方程, 实现功率均分。

4 虚拟阻抗分析

虚拟阻抗法利用等效阻抗理论, 在逆变器输出端与交流母线之间模拟出一个串联阻抗, 通过采样反馈输出电流计算虚拟阻抗电压降, 用下垂法得到逆变器参考电压减去虚拟阻抗上压降后, 得到最终逆变器参考电压, 可得:

$$v_{\text{ref}} = v_{\text{ref}}^* - Z_{\text{virtual}} i_0 \quad (7)$$

虚拟阻抗控制原理图如图 12 所示。

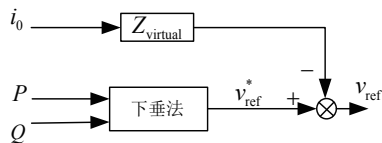


图 11 虚拟阻抗控制原理图

将图 1 中 $E < \phi$ 等效成 $G(s)v_{\text{ref}}$, 其中 $G(s)$ 为等效电压增益, 则加入虚拟阻抗后系统等效方程为:

$$v_0 = G(s)v_{\text{ref}}^* - [G(s)Z_{\text{virtual}}(s) + Z_0(s)]i_0 \quad (8)$$

由于 $G(s)$ 很大, 所以 $G(s)Z_{\text{virtual}}(s)$ 远远大于 $Z_0(s)$, 此时逆变器输出阻抗主要取决于虚拟阻抗性质。

加入虚拟阻抗后, 系统框图如图 12 所示。

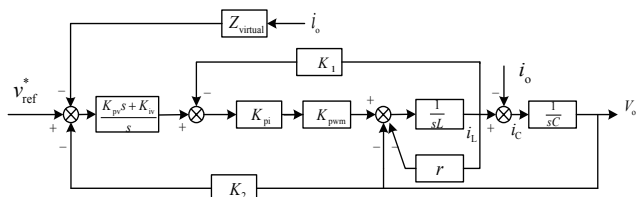


图 12 加入虚拟阻抗后系统框图

由图 12 可得输出阻抗为:

$$Z_o = \frac{Ls^2 + (r + K_1 K_{pi} K_{pwm} + Z_{\text{virtual}} K_{pi} K_{pwm} K_{pv})s + Z_{\text{virtual}} K_{pi} K_{pwm} K_{iv}}{LCs^3 + (K_1 K_{pi} K_{pwm} C + rC)s^2 + (K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{pv} + 1)s + K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{iv}} \quad (9)$$

当虚拟阻抗为纯感性时, 输出阻抗为:

$$Z_o = \frac{(L + L_v K_{pi} K_{pwm} K_{pv})s^2 + (r + K_1 K_{pi} K_{pwm} + L_v K_{pi} K_{pwm} K_{iv})s}{LCs^3 + (K_1 K_{pi} K_{pwm} C + rC)s^2 + (K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{pv} + 1)s + K_2 K_{pi} K_{pwm} K_{iv}} \quad (10)$$

取虚拟电感值为 $L_v=0.005\text{H}$ 时, 输出阻抗 bode 图如图 13 所示。

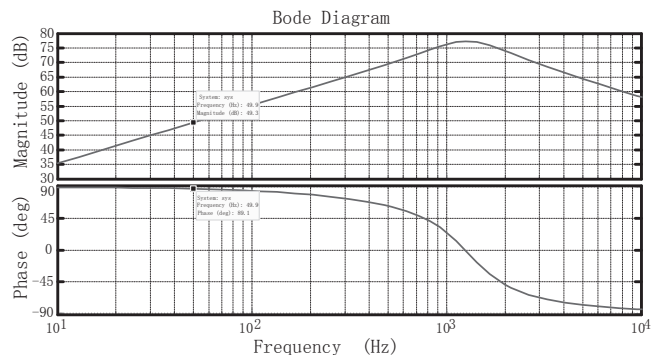


图 13 加入虚拟阻抗后系统输出阻抗 bode 图

从图 13 可以看出, 此时输出阻抗在工频处大约为 295.12Ω , 阻抗角为 89.1° 。系统输出阻抗值变大, 阻抗角更

趋向于感性, 对矫正逆变器输出阻抗性质有一定作用, 有利于系统功率解耦, 实现功率均分及抑制模块间环流。

5 仿真实验

根据以上分析, 在 MATLAB/SIMULINK 软件环境下, 搭建了两台 3kVA 逆变器并联仿真模型。两台逆变器参数列于表 1。

表 1 逆变器参数表

系统参数	逆变器 1#	逆变器 2#
滤波电感 L (mH)	1.2	1.0
滤波电感等效电阻 r (Ω)	0.12	0.1
虚拟阻抗值 L_v (mH)	0.003	0.003
有功下垂系数 m (rad/W)	$6.67e-5$	$6.67e-5$
无功下垂系数 n (V/Var)	0.002073	0.002073
电压环比例系数 K_{pv}	0.5	1
电压环积分系数 K_{iv}	3000	2500
线路阻抗 (Ω)	$0.642+j0.083$	$0.514+j0.066$

根据表 1 参数, 未加入虚拟阻抗时, 逆变器并联系统仿真结果如图 14 与图 15 所示。

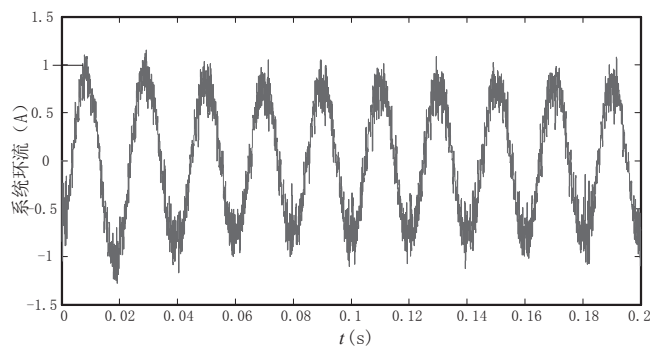


图 14 未加入虚拟阻抗时系统环流

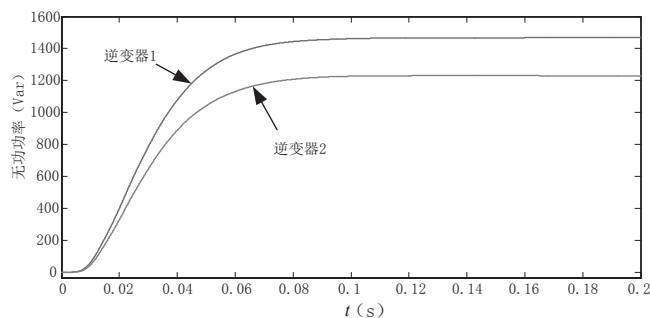


图 15 未加入虚拟阻抗时无功功率

从图 14 和图 15 可以看出, 未加入虚拟阻抗时, 系统环流峰值在 1A 左右, 无功功率差在 230Var 左右。

加入虚拟阻抗后, 逆变器并联系统仿真结果如图 16 与图 17 所示。

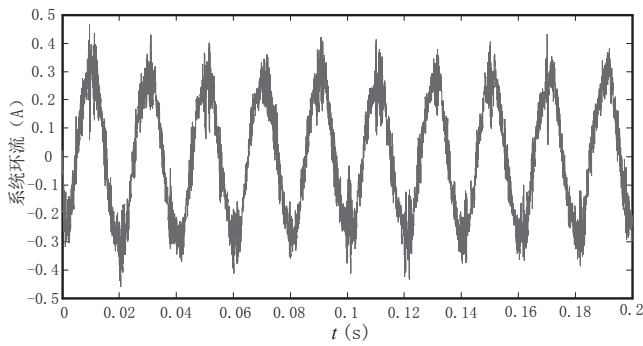


图 16 加入虚拟阻抗后系统环流

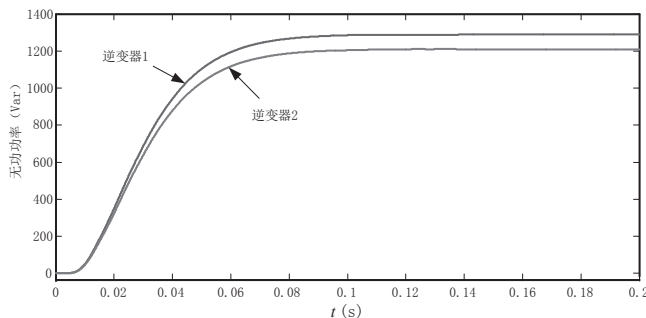


图 17 加入虚拟阻抗后无功功率

从图 16 和图 17 可以看出，加入虚拟阻抗时，系统环流峰值在 0.3A 左右，无功功率差在 70Var 左右。

仿真结果表明，加入虚拟阻抗后，系统环流得到较好的抑制，无功功率均分程度有一定提高，验证了理论推导正确性。

6 结束语

本文分析了无互连线逆变器，当逆变器参数及特性存在差异和并联线路阻抗不一致时功率不均分问题。下垂控制对输出阻抗性质较为敏感，当输出阻抗不为纯感性时，有功、无功功率将产生耦合，导致系统环流较大，功率不能均分。通过加入虚拟阻抗，改善了逆变器输出阻抗性质，使其更接近纯感性，有效解决了功率均分问题，实现了减小逆变电源模块间环流的目的。

参考文献

- [1] 关雅娟, 郭伟扬, 郭小强. 微电网中三相逆变器孤岛运行控制技术, 中国电机工程学报 [J]. 2012, 31(33): 52-60.
- [2] Guerrero J M, Hang L, Uceda J. Control of distributed uninterruptible power supply systems [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 55(8): 2845-2859.
- [3] 张宇, 余蜜, 刘方锐, 李署明, 康勇, 模块化 UPS 采用虚拟阻抗的瞬时均流控制方法, 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 25-31.
- [4] 邹庆玉, 孙超, 陈文杰, 董德智, 陈敏, 徐德鸿, 逆变系统负载调整率提升的研究, 电源学报, 2012, 12(2): 15-19.
- [5] Hasanzadeh A, Edrington C S, Leonard J. Parallel VSIs wireless control by emulation of output current state using optimal linear controller [C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE. IEEE, 2013: 1139-1144.
- [6] Tuladhar A, Jin K, Unger T, et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections [C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC' 97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual. IEEE, 1997, 1: 94-100.
- [7] Guerrero J M, Garcia de Vicuna L, Miret J, et al. Output impedance performance for parallel operation of UPS inverters using wireless and average current-sharing controllers [C] Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. IEEE, 2004, 4: 2482-2488
- [8] 阚加荣, 谢少军, 吴云亚. 无互连线并联逆变器的功率解耦控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 40-45.
- [9] 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]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005, 52(4): 1126-1135.
- [10] 阚加荣, 单相逆变器无互连线并联控制技术研究, 南京航空航天大学 [D]. 2007
- [11] 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 (24): 32-39.
- [12] De Brabandere K, Bolsens B, VandenKeybus. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters [J]. 2004