

基于虚拟电容的并联逆变器无功环流抑制策略

任碧莹^{1,2}, 张锐翔¹, 孙向东¹, 马保慧², 张蒙¹

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

(2. 大型电气传动系统与装备技术重点实验室, 甘肃 天水 741020)

摘要: 微电网离网运行模式下, 采用下垂控制的多台逆变器并联运行时, 由于各逆变器系统等效阻抗与容量不匹配, 使得并联逆变器间产生较大的环流。采用虚拟电容法使系统等效阻抗呈容性, 可有效解决有功功率与无功功率的耦合和常规虚拟阻抗法引起的电压跌落问题, 并设计了合理的虚拟电容的取值, 同时分析了LC和LCL滤波器对系统高频环流的影响, 仿真和实验验证了所提控制策略的可行性。

关键词: 并联逆变器; 孤岛微电网; 无功环流; 虚拟电容

中图分类号: TM464 文献标识码: A DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqed19233

Control Strategy of Reactive Circulating Current Suppression in Parallel Inverters Based on Virtual Capacitance

REN Biying^{1,2}, ZHANG Ruixiang¹, SUN Xiangdong¹, MA Baohui², ZHANG Meng¹

(1. Department of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China; 2. State Key Laboratory of Large Electric Drive System and Equipment Technology, Tianshui 741020, Gansu, China)

Abstract: Multiple inverters are operating in parallel with droop control method in islanding micro grid. The large circulating current exists in the parallel inverters because of the mismatch between the inverter systems' equivalent impedance and capacity. The virtual capacitive impedance was introduced and the system impedance was designed to be capacitive, which can decouple the active power and the reactive power, reduce the high voltage drop on system impedance caused by the traditional virtual impedance method. The virtual capacitance value was deduced. The influence of LC and LCL filter on the system high frequency circulation was analyzed. Simulation and experiments were presented to verify the feasibility of the system scheme.

Key words: parallel inverters; islanding micro grid; reactive circulating current; virtual capacitance

随着能源危机、环境污染和气候变化等问题的日益严重, 分布式发电以其污染少、能源利用效率高、输配电资源和输电线路损耗小等优势逐渐成为未来电力系统的发展趋势之一^[1]。多个以逆变器为接口的分布式电源并入微电网, 就构成了多逆变器并联运行环境^[2]。

与有互联线逆变器并联控制方法相比, 下垂控制技术能够在不需要通信的情况下进行多个逆变器并联控制, 实现逆变器输出功率按照本机

容量比例均分负荷^[3-4]。但实际微电网中, 不同分布式电源逆变器自身的主电路和控制参数不同, 且分布式电源位置的随机性和不同的走线结构使得线路阻抗也不同。由于系统等效阻抗由逆变器输出阻抗和线路阻抗组成, 因此会导致并联逆变器系统等效阻抗不相等, 使并联逆变器间产生环流, 严重影响整个微电网系统的稳定。

目前常用的解决方法有: 精确测量逆变器线路阻抗, 进行输出电压补偿^[5-6]; 无功功率环节加

基金项目: 大型电气传动与装备技术国家重点实验室开放基金(SKLLDJ012016007);

国家自然科学基金(51577155); 陕西省自然科学基金(2017JM5075)

作者简介: 任碧莹(1971-), 女, 博士, 副教授, Email: renby@126.com

积分器^[7-9];引入主从控制器进行控制^[10-11];下垂特性修正法^[12-14];虚拟阻抗法。虚拟阻抗法的引入可以改变微电网系统等效输出阻抗的特性,重塑微电网系统的等效阻抗。因为虚拟阻抗法控制简单有效,且不改变控制系统的响应速度,故国内外众多学者对其进行了研究。文献[15-16]中采用虚拟阻抗法,虚拟阻抗的加入使得逆变系统的等效输出阻抗远大于线路阻抗,因此可以忽略不同逆变器的线路阻抗的差异,但针对虚拟阻抗法的研究大多数文献都是将系统的等效阻抗设计为阻性、感性和阻感混合型。

当逆变器采用应用较广泛的感性、阻性等等效阻抗时,通常采用感性和阻性下垂控制方式^[17-18],在这种方式下随着负荷功率的增加,逆变器输出电压会降低,进而会引起孤岛微电网中公共交流母线电压低于电压下限值,因此这种控制方式不利于系统的电压稳定以及参与配电网的电压调整,文献[19]在微电网中配置无功补偿器来抬升母线电压,然而增加无功补偿装置会使系统成本大大增加。假如能够设计分布式电源具备无功补偿器特性,即设计系统等效阻抗呈容性,这种特性在满足负荷均分共享的同时又可以兼顾改善电压偏移。文献[20]提出了基于虚拟电容的无功均分控制策略,采用了并联的虚拟电容法,有效地抑制了无功环流。因此,本文采用串联虚拟电容法将系统等效阻抗设计呈容性,使其具备一定的无功补偿特性,且使得虚拟电容的等效阻抗远远大于系统等效阻抗来抑制并联逆变器间的环流,同时又分析了LC和LCL滤波器对系统高频环流的影响,进一步提高了系统的稳定性。

1 微电网结构

微电网中逆变器并联系统结构图如图1所示,各逆变器经过配电线并联接入公共交流母线。图2为并联逆变器等效电路图。图2中 $Z_x(x=1,2)$ 为系统的等效阻抗,为逆变器的输出阻抗和连接线路阻抗之和, Z_L 为公共负载。

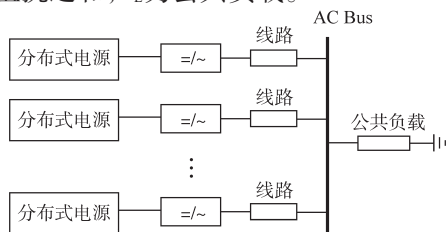


图1 逆变器并联系统结构图

Fig.1 Structure diagram of parallel inverters system

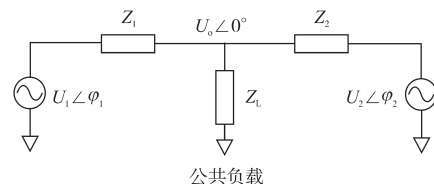


图2 并联逆变器等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit of parallel inverters

电源向负载侧传输的有功及无功功率表达式如下式所示^[7]。

$$\begin{cases} P_x = \frac{U_o}{Z_x} [U_x \varphi \sin \theta + (U_x - U_o) \cos \theta] \\ Q_x = \frac{U_o}{Z_x} [-U_x \varphi \cos \theta + (U_x - U_o) \sin \theta] \end{cases} \quad (1)$$

式中: P_x 、 Q_x 分别为逆变器 x 输出的有功功率和无功功率; U_x 为逆变器 x 的输出电压的幅值; φ_x 为逆变器 x 的输出电压的相角; U_o 为系统的交流母线电压; θ 为系统等效阻抗角。

由式(1)可以看出,逆变器输出有功功率和无功功率与逆变器输出电压的幅值和相角有关,当逆变器系统等效阻抗不同时,其对应的功率表达式和下垂控制方程也不同。在低压微电网中,应用较广泛的是感性下垂控制方式。此时逆变器系统等效阻抗呈感性,其对应的功率表达式和下垂控制方程如下式所示:

$$\begin{cases} P_x = \frac{U_o U_x \varphi_x}{Z_x} \\ Q_x = \frac{U_o (U_x - U_o)}{Z_x} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} f_x = f^* - K_p P_x \\ U_x = U^* - K_Q Q_x \end{cases} \quad (3)$$

式中: K_p 、 K_Q 分别为有功-频率下垂系数和无功-电压下垂系数; f^* 、 U^* 分别为系统的额定频率和额定电压; f_x 为逆变器 x 输出电压的频率。从式(3)可以看出系统等效阻抗呈感性时,无功功率的增加会引起逆变器输出电压幅值不断减小,造成公共交流母线电压跌落。

当逆变器系统等效阻抗 Z_x 呈容性,此时下垂控制方程如下式所示:

$$\begin{cases} f_x = f^* - K_p P_x \\ U_x = U^* + K_Q Q_x \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可以看出,容性等效输出阻抗时逆变器的接入点电压变化值与输出无功功率成正比,这种倾斜特性在满足负荷需求的同时可以兼顾改善电压偏移,使无功补偿器的容量降低,改善局部电压调整。

结合式(2)和式(4)可以得到2台并联逆变器输出功率的比值,如下式所示:

$$\begin{cases} \frac{P_1}{P_2} = \frac{K_{p2}}{K_{p1}} \\ \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{U_o K_{Q2} + Z_2}{U_o K_{Q1} + Z_1} \end{cases} \quad (5)$$

式中: K_{p1} , K_{p2} 分别为2台逆变器的有功-频率下垂系数; K_{Q1} , K_{Q2} 分别为2台逆变器的无功-电压下垂系数。

同时基于下垂控制的并联逆变器输出功率应满足下式:

$$\begin{cases} K_{p1}P_1 = K_{p2}P_2 \\ K_{Q1}Q_1 = K_{Q2}Q_2 \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知,当系统等效阻抗 Z_x 与容量不匹配时会使得并联逆变器输出无功不能精确地均分,系统产生了无功环流。

综上所述,本文采用虚拟电容法使得系统等效阻抗呈容性,可有效地改善传统感性下垂控制引起的公共交流母线电压随功率增加而跌落的问题,同时对并联逆变器加入与容量相匹配的虚拟电容值可以抑制无功环流。

2 系统整体控制策略

2.1 基于虚拟电容法的环流抑制原理分析

基于虚拟电容法的逆变器电路和系统控制

框图如图3所示,主电路采用LCL滤波器。系统控制框图主要由功率下垂控制环、电压电流调节器、虚拟电容器构成。其中功率下垂控制环通过采集逆变器的输出电压 u_o 和输出电流 i_o , 经过虚拟正交矢量和一阶低通滤波器得到逆变器的输出功率 P 和 Q , 然后通过感性下垂控制方程得到给定的电压 U 和频率 f , 经电压合成后得到电压 u_{ref} 。构建虚拟电容阻抗 Z_{vir} , 将其与逆变器输出电流相乘得参考电压 u'_{ref} 。经电压调节器 $G_u(s)$ 和电流调节器 $G_i(s)$ 后, 其输出经调节信号驱动逆变器的运行。 Z_{line} 为系统的线路阻抗。

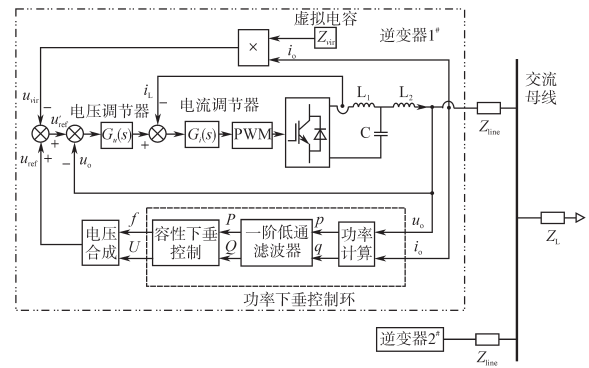


图3 电路和系统控制结构框图

Fig.3 Circuit and system control structure block diagram

系统的整体控制图如图4所示。

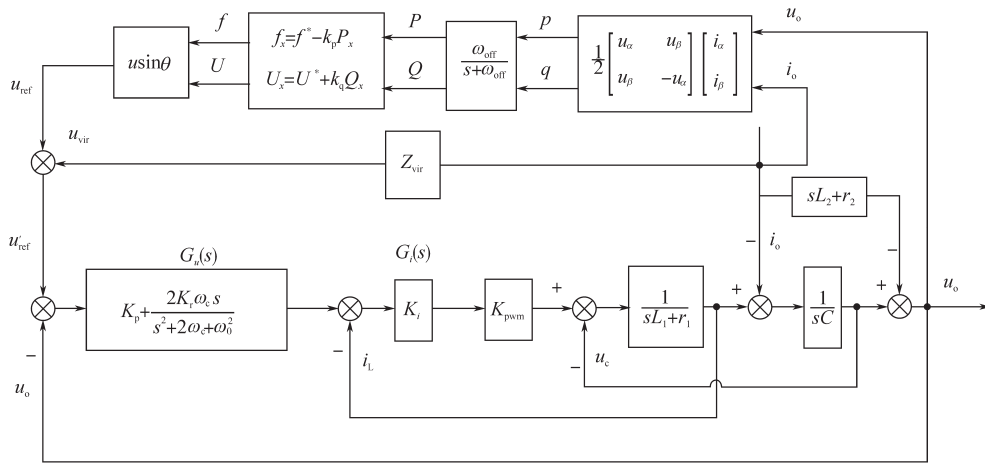


图4 系统整体控制图

Fig.4 Overall control diagram of the system

电压调节器 $G_u(s)$ 采用准比例谐振(QPR)控制器; K_p , K_i , ω_c , ω_o 分别为QPR控制器的比例系数、积分系数、截止频率以及谐振频率; 电流调节器 $G_i(s)$ 采用比例控制, K_i 为电流环的比例系数;

ω_{off} 为一阶低通滤波器的截止频率。对图4进行推导可得系统开环传递函数 $G_{open}(s)$ 、系统闭环传递函数 $G(s)$ 和逆变器输出阻抗 $Z_o(s)$, 其表达式如下式所示:

$$G_{\text{open}}(s) = \frac{G_u(s)G_i(s)K_{\text{pwm}}}{L_1Cs^2 + [G_i(s)K_{\text{pwm}}C + r_1C]s + 1}$$

$$G(s) = \frac{G_u(s)G_i(s)K_{\text{pwm}}}{L_1Cs^2 + [G_i(s)K_{\text{pwm}}C + r_1C]s + G_u(s)G_i(s)K_{\text{pwm}} + 1}$$

$$Z_o(s) = [L_1L_2Cs^3 + (r_1L_2C + G_i(s)K_{\text{pwm}}L_2C + r_2L_1C)s^2 + (r_1Cr_2 + r_2CG_i(s)K_{\text{pwm}} + L_1 + L_2)s] / \{L_1Cs^2 + [G_i(s)K_{\text{pwm}}C + r_1C]s + G_u(s)G_i(s)K_{\text{pwm}} + 1\} + (r_1 + G_i(s)K_{\text{pwm}} + r_2) / [L_1Cs^2 + [G_i(s)K_{\text{pwm}}C + r_1C]s + G_u(s)G_i(s)K_{\text{pwm}} + 1]$$

$$(7)$$

式中: K_{pwm} 为等效PWM调制; r_1, r_2 分别为滤波电感 L_1 和 L_2 寄生电阻; C 为滤波电容。

加入虚拟电容后逆变器输出阻抗 $Z_o(s)$ 的表达式如下式所示:

$$Z'_o(s) = G(s) \cdot Z_{\text{vir}} + Z_o(s) \quad (8)$$

其中

$$Z_{\text{vir}} = \frac{1}{sC_o}$$

式中: C_o 为加入虚拟电容的大小; $G_u(s)$ 采用准比例谐振控制器,使得系统电压在谐振频率 ω_0 ($\omega_0=2\pi f$) 处具有较高的增益, $G_i(s)$ 采用比例控制器 K_i 使得系统电流能够快速响应。当设计合理的 $G_u(s)$ 和 $G_i(s)$,可以保证 $G(s)$ 在中低频区域幅值为1相位为0。此时逆变器输出阻抗 $Z'_o(s)$ 的表达式如下式所示:

$$Z'_o(s) = \frac{1}{sC_o} + Z_o(s) \quad (9)$$

由式(9)可以得到如图5所示的加入虚拟电容法后并联系统的等效电路。

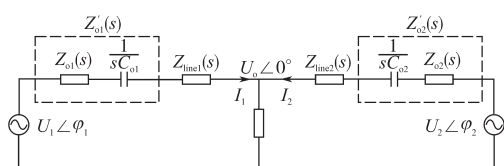


图5 加入虚拟电容法的并联系统等效电路

Fig.5 Parallel system equivalent circuit with virtual capacitance method

系统等效输出阻抗值如下式所示:

$$Z'(s) = Z'_o(s) + Z_{\text{line}}(s)$$

$$= Z_o(s) + \frac{1}{sC_o} + Z_{\text{line}}(s) \quad (10)$$

因逆变器参数不同,即 Z_o 不同, Z_{line} 连线阻抗也不同,所以如果设计虚拟电容值使得:

$$\frac{1}{sC_o} \gg Z_o(s) + Z_{\text{line}}(s) \quad (11)$$

则系统等效输出阻抗值仅由虚拟电容值决定,可使逆变器并联系统的有功功率与无功功率实现

解耦,同时加入与容量比相匹配的虚拟电容值可以使并联逆变器系统等效输出阻抗与容量比相匹配,实现抑制等效阻抗不匹配导致的环流。

2.2 虚拟电容的无功补偿作用

采用传统下垂控制时,线路电压损耗的计算公式如下式所示:

$$\Delta U = \frac{PR + QX}{U} + j \frac{PX - QR}{U} \quad (12)$$

式中: P, Q 分别为线路输送的有功和无功功率; R, X 分别为线路的电阻和电抗; U 为线路的额定电压; ΔU 为线路的电压损耗。

虚拟电感法和虚拟电阻法的引入,相当于增大了电压损耗计算公式中的电阻和电感值,进一步增大了线路的电压损耗。

虚拟电容法的引入相当于在线路中串联容抗为 X_c 的电容,因此上式可以改写为

$$\Delta U = \frac{PR + Q(X - X_c)}{U} + j \frac{P(X - X_c) - QR}{U} \quad (13)$$

从式(13)可以看出,串联电容可以降低线路的电压损耗,即虚拟电容法可以降低线路的电压损耗,减小逆变器输出端的电压跌落。类似于增加逆变器中的串联补偿装置,能够有效地解决微电网系统中负载电压偏低的问题,同时可省略复杂的旁路电路,提高分布式电源的经济性。

2.3 虚拟电容的取值

为了研究虚拟电容法对系统性能的影响,需考虑实际中分布式电源逆变器差异性的影响。本文主要考虑2台逆变器滤波参数和线路阻抗的差异性对系统环流的影响。2台逆变器并联的具体参数见表1,此时2台逆变器系统开环传递函数的伯德图如图6所示。从图6可以看出2台逆变器的开环传函相位裕度分别约为 57° 和 37° ,而幅值裕度较大,表明系统具有充分的稳定性。

表1 系统仿真参数

Tab.1 System simulation parameters

参数	滤波电感 L_{f1}/mH	滤波电感 L_{f2}/mH	滤波电容 $C/\mu\text{F}$	线路阻抗 Z_{line}/Ω	电压环参数 K_p	电压环参数 K_i	谐振带宽 $\omega_c/\pi\text{Hz}$	电流环参数 K_i
逆变器1	1.2	0.8	13	0.06+ j0.012	1	50	8	1
逆变器2	1.4	0.6	13	0.24+ j0.036	3	10	6	1

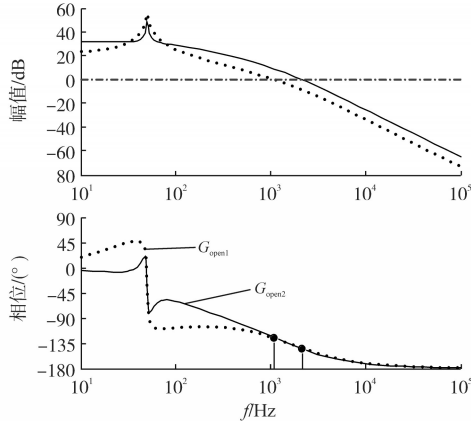


图6 2台逆变器系统开环传递函数的伯德图

Fig.6 Bode diagram of the voltage open-loop transfer function of two inverters

采用无虚拟电容的传统下垂控制时,并联逆变器的系统等效阻抗伯德图如图7所示。

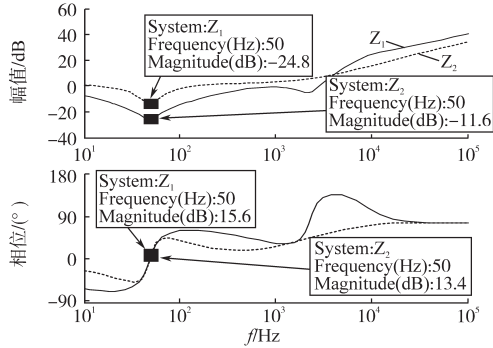


图7 无虚拟电容下的系统等效阻抗的伯德图

Fig.7 Bode diagram of system equivalent impedance without virtual capacitance

由图7可知,工频时,逆变器1系统等效输出阻抗 Z_1 伯德图的相角为 15.6° ,幅值为 -24.8 dB,逆变器2系统等效输出阻抗 Z_2 伯德图的相角为 13.4° ,幅值为 -11.6 dB,可知此时逆变器1和逆变器2的系统等效阻抗呈阻感性,有功功率与无功功率之间存在功率耦合。逆变器1的等效输出阻抗幅值为 0.06Ω ,逆变器2的等效输出阻抗幅值为 0.26Ω ,可知,由于闭环控制器的存在使得逆变器的输出阻抗 Z_o 远远小于线路阻抗值 Z_{line} ,因此系统等效阻抗主要由线路阻抗值决定。故本文中,虚拟电容的取值需满足:

$$\frac{1}{\omega C_0} \gg Z_{line} \quad (14)$$

在本系统中,要求采用虚拟电容方法下的系统电压偏差绝对值不超过5%。根据式(13)和式(14)计算可得,此系统所对应的虚拟电容取值范围为 $1\,000 \mu\text{F} < C_0 < 5\,000 \mu\text{F}$ 。加入不同的虚拟

电容值,其中虚拟电容的取值从 $1\,000 \mu\text{F}$ 每次增加 $500 \mu\text{F}$ 依次递增至 $5\,000 \mu\text{F}$,绘制加入不同虚拟电容值时逆变器系统等效阻抗的伯德图,如图8所示。

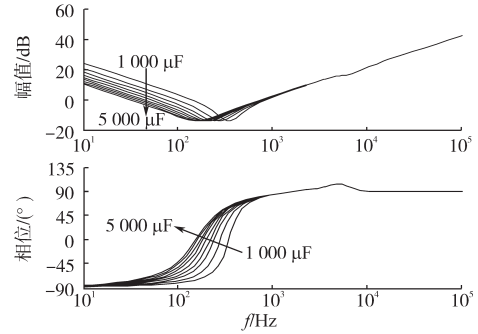
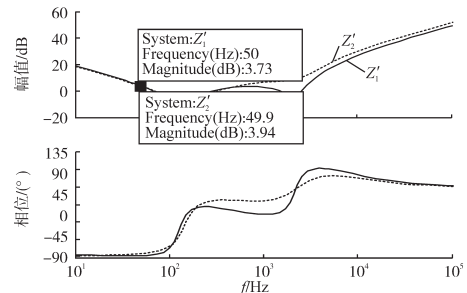


图8 不同虚拟电容值下的系统等效阻抗的伯德图

Fig.8 Bode diagram of system equivalent impedance with different virtual capacitance values

由图8可知,加入不同的虚拟电容值,在50 Hz工频处,其等效输出阻抗的相角接近 -90° ,阻抗呈容性,且系统等效阻抗与虚拟电容的阻抗值相近。当 C_o 取值较小时,其阻抗幅值较大,限制了逆变器的输出功率,当 C_o 取值较大时,其阻抗相角偏离 -90° 。综合考虑,本文取 $C_o=2\,000 \mu\text{F}$ 。

在2台逆变器中加入 $C_o=2\,000 \mu\text{F}$ 的虚拟电容,此时并联逆变器系统等效阻抗的幅频特性曲线如图9所示。

图9 基于虚拟电容法的系统等效阻抗 $Z'(s)$ 的伯德图Fig.9 Bode plot of system equivalent impedance $Z'(s)$ with virtual capacitance method

由图9可知,加入虚拟电容后,系统工频等效阻抗呈容性,实现了系统有功功率与无功功率的解耦,同时系统等效输出阻抗值仅由虚拟电容值决定,可见对于同容量与异容量逆变器并联系统加入与容量相匹配的虚拟电容值可以实现环流的抑制。

2.4 LC与LCL滤波器对高频环流影响分析

由于并联逆变器输出环流分量中不仅含有基波电流分量,而且还包括高次谐波电流分量,

主要为开关频率处谐波电流分量。其中,滤波器对高频环流的影响较大,因此,对LC与LCL滤波器应用于并联逆变器的性能进行分析,来说明LCL应用于并联系统抑制高频环流的有效性。

绘制LCL型逆变器等效输出阻抗 Z_{o1} (实线)和LC型逆变器等效输出阻抗 Z_{o2} (虚线)的幅频特性曲线,如图10所示。

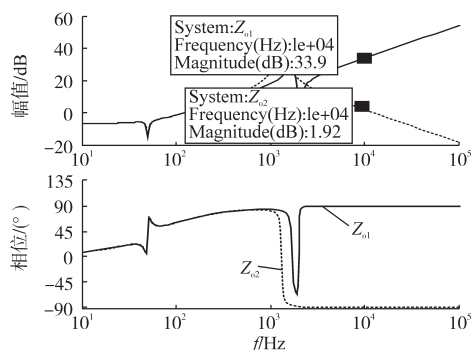


图10 逆变器等效输出阻抗 $Z_o(s)$ 的伯德图

Fig.10 Bode plot of inverter output equivalent impedance

从图10中可知,在基波频率处,LC型逆变器与LCL型逆变器输出阻抗幅频特性曲线重合,即在基波频率处,2种逆变器具有相似的外特性。在高频段处,LCL型逆变器的输出阻抗值高于LC滤波器,可以有效抑制并联系统中的高次谐波环流。例如在10 kHz处,LCL型逆变器输出阻抗值的幅值为33.9 dB,LC型逆变器输出阻抗值的幅值为1.92 dB。即在开关频率处,LCL型逆变器输出阻抗值远远大于LC型逆变器,可以有效抑制开关频率处的高次谐波环流。

3 仿真及实验结果分析

为了验证本文所提出的控制方法,搭建了2台1 kV·A的单相逆变器并联系统仿真和实验平台,对不同的滤波器参数和线路阻抗情况下,分别使用传统下垂控制、虚拟电感法以及虚拟电容算法进行了仿真实验对比。并联系统电路如图11所示。

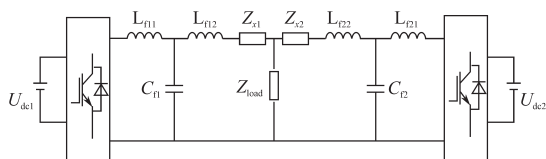


图11 并联系统电路图

Fig.11 Circuit of parallel system

3.1 仿真结果分析

仿真参数为:直流源电压200 V,输出电压

有效值100 V,开关频率10 kHz,其它参数如表1所示。

3.1.1 传统下垂控制仿真结果及分析

对于2台同容量逆变器并联系统,当并联系统等效阻抗不相等时,采用传统下垂控制时系统的仿真波形如图12所示。

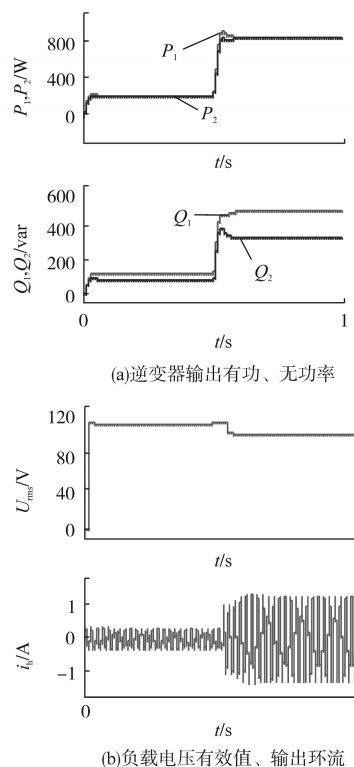


图12 传统下垂控制仿真波形

Fig.12 Simulation waveforms with the traditional droop control

图12分别显示了2台并联逆变器输出的有功功率 P_1, P_2 ;无功功率 Q_1, Q_2 ;以及2台逆变器环流电流 i_h ,在0.5 s时刻负载突变。由图12可知,当并联逆变器系统等效阻抗不相等时,采用传统下垂控制时,并联系统中存在环流。0~0.5 s内环流的稳定幅值为0.32 A;0.5~1 s内环流的稳定幅值为1.32 A。

3.1.2 虚拟电感法仿真结果及分析

为了对比分析虚拟阻抗法的优缺点,当并联逆变器系统等效阻抗不相等时,加入 $L=2.6$ mH的虚拟电感值,其仿真波形如图13所示。采用虚拟电感法时,由图13可知,0~0.5 s内环流的峰值为0.2 A,为单台逆变器额定输出电流的1.4%,为传统下垂控制逆变器输出环流的66%,逆变器输出电压降偏差为2%,0.5~1 s内环流的峰值为0.4 A,为传统下垂控制逆变器输出环流的35%,逆变器输出电压跌落较大。

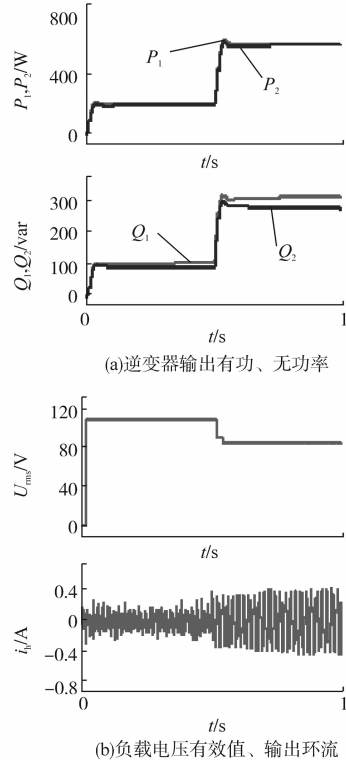


图 13 虚拟电感法控制仿真波形

Fig.13 Simulation waveforms with the virtual inductance control

3.1.3 虚拟电容法仿真结果及分析

对于2台同容量逆变器并联系统,当并联系统等效阻抗不相等时,加入 $C_o=2\ 000\ \mu F$ 的虚拟电容时,其仿真波形如图 14 所示。

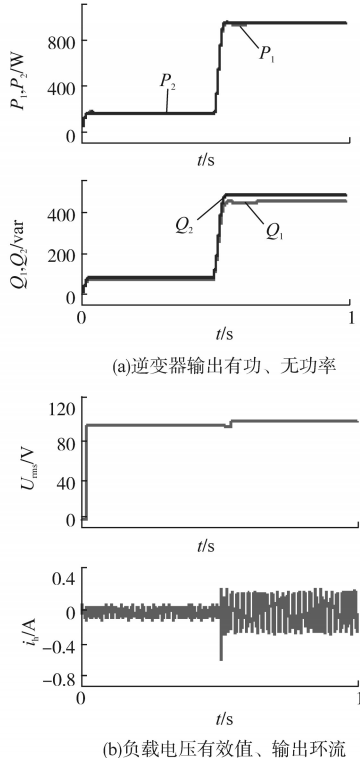


图 14 虚拟电容法控制仿真波形

Fig.14 Simulation waveforms with the virtual capacitance control

从图 14 可知, $0 \sim 0.5$ s 内环流的稳定幅值为 0.1 A, 为传统下垂控制的 33.3%, 逆变器输出电压降偏差为 6.4%; $0.5 \sim 1$ s 内环流的稳定幅值为 0.27 A, 为传统下垂控制的 23.8%, 逆变器输出电压降偏差为 0.7%, 有效地解决了电压跌落, 抑制了逆变器间的无功环流。

3.2 实验结果分析

本文搭建了2台单相全桥逆变器并联系统, 采用 Infineon 公司的 XE164 单片机作为主控芯片进行了验证。实验参数为: 直流源电压 100 V, 开关频率 10 kHz, 交流母线额定电压 80 V/50 Hz, 负载电阻 15 Ω , 负载电感 20 mH。其它参数如表 1 所示。

图 15 为同容量逆变器并联运行时传统下垂控制的逆变器输出电压和电流波形。图 15a 显示了在不同线路阻抗下输出的电流 i_{o1}, i_{o2} 以及公共交流母线电压 u_o , 图 15b 是对图 15a 中的 i_{o1}, i_{o2} 的实验数据使用 Matlab 工具绘制得到的逆变器输出环流, 可以看出同容量并联逆变器在等效阻抗不相等时采用传统下垂控制时其输出环流较大。

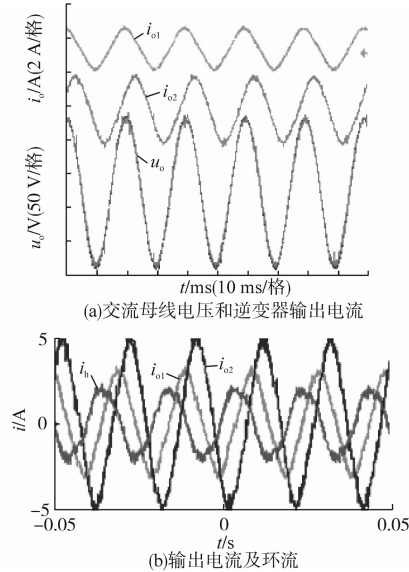


图 15 传统下垂控制的逆变器输出电压、电流波形

Fig.15 Inverter output voltage and current waveforms with traditional droop control

图 16 为同容量逆变器并联运行时基于虚拟电容法的输出波形, 此时 i_{o1}, i_{o2} 的幅值、频率、相位基本相同, 逆变器输出环流得到有效抑制, 接近为零。对于容量比为 2:1 的逆变器并联系统, 逆变器 1 加入 $C_{o1}=3\ 000\ \mu F$ 的虚拟电容, 逆变器 2 加入 $C_{o2}=1\ 500\ \mu F$ 的虚拟电容, 图 17 所示为异容量

虚拟电容法下的实验波形。

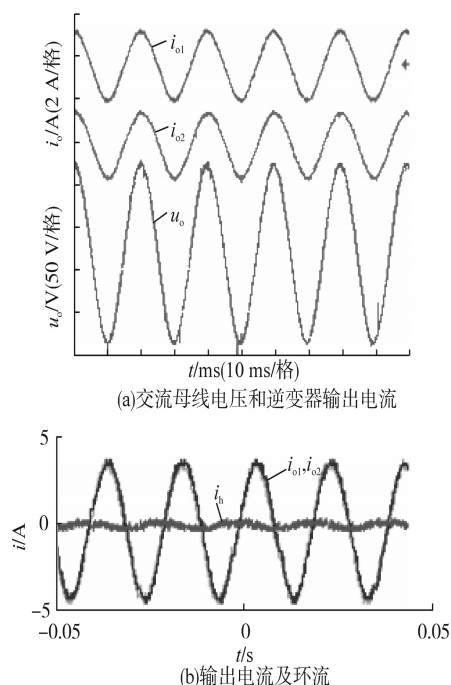


图16 虚拟电容法下的逆变器输出电压、电流波形

Fig.16 Inverter output voltage and current waveforms with virtual capacitance control

由图17可以看出2台逆变器的输出电流频率、相位相同,幅值比为2:1,环流得到很大改善,即容量比为2:1的并联逆变器在系统等效阻抗不匹配的情况下采用虚拟电容法可以实现并联逆变器输出无功功率按容量比均分。

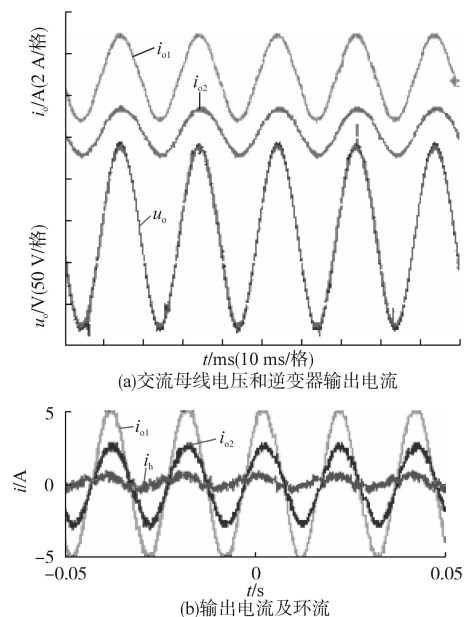


图17 容量比为2:1时虚拟电容法下的逆变器输出电压、电流波形

Fig.17 Inverter output voltage and current waveforms of virtual capacitance control with capacity ratio of 2:1

对并联逆变器采用LC和LCL滤波器分别进行实验,LC型逆变器的滤波参数为: $L=2\text{ mH}$, $C=13\text{ }\mu\text{F}$;LCL型逆变器滤波参数: $L_1=1.2\text{ mH}$, $C=13\text{ }\mu\text{F}$, $L_2=0.8\text{ mH}$ 。在相同的控制参数下进行试验,其中LC型逆变器实验波形如图18所示,LCL型逆变器实验波形如图19所示。

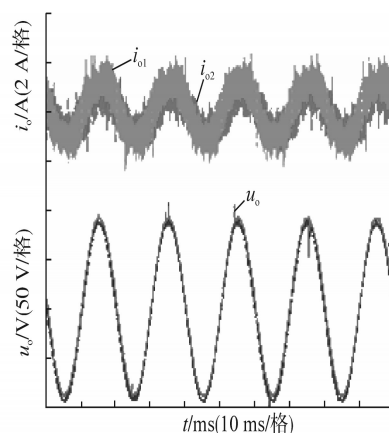


图18 LC型逆变器输出波形

Fig.18 Output waveforms for the inverter with LC filter

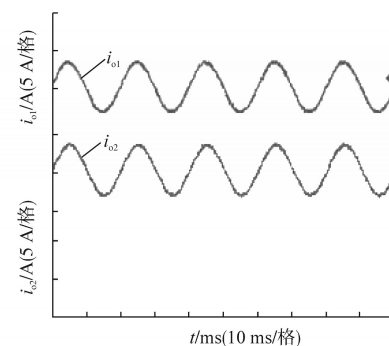


图19 LCL型逆变器输出波形

Fig.19 Output waveforms for the inverter with LCL filter

从图18可知,并联逆变器采用LC滤波器时,逆变器输出电流中谐波含量较高,且主要为开关频率处谐波含量。

从图19可知,采用LCL滤波器型逆变器并联运行时,逆变器输出电流中的开关频率次谐波环流得到了有效地抑制,逆变器输出谐波显著降低。

4 结论

本文针对逆变器并联运行时,逆变器等效阻抗不相等导致的输出环流问题,采用逆变器串联虚拟电容阻抗法来抑制并联逆变器之间的环流,并对虚拟电容的取值及不同虚拟电容取值对系统性能的影响进行分析。虚拟电容法在一定程度上补偿了采用虚拟电阻法和虚拟电感法时造

成的逆变器输出电压跌落,同时可抑制逆变器并联系统的环流,因此具有一定的优越性。同时采用LCL滤波器滤波方式对并联逆变器可以较好地抑制高次谐波。

参考文献

- [1] 曾正,赵荣祥,汤胜清,等. 可再生能源分散接入用先进并网逆变器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 1-12.
- [2] Derek Chan, Mark Cameron, Younju Yoon. Implementation of Micro Energy Grid [C]//A Case Study of a Sustainable Community in China, Energy and Buildings, 2017: 719-731.
- [3] Na Z, Hui Z, Xi X. Research on the Improved Droop Control Strategy for Improving the Dynamic Characteristics of DC Microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(3): 31-39.
- [4] 张宸宇,梅军,郑建勇,等. 一种适用于低压微电网的改进型下垂控制器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4): 53-59.
- [5] 茆美琴,申亚涛,董政,等. 基于本地测量的微网逆变器离/并网功率精确和统一控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(21): 37-45.
- [6] Li Y, Li Y W. Power Management of Inverter Interfaced Autonomous Microgrid Based on Virtual Frequency-voltage Frame [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(1): 30-40.
- [7] Zhong Q C. Robust Droop Controller for Accurate Proportional Load Sharing Among Inverters Operated in Parallel [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(4): 1281-1290.
- [8] 周乐明,罗安,陈燕东,等. 一种低延时鲁棒功率下垂控制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 1-12.
- [9] 陈昕,张昌华,黄琦. 引入功率微分项下垂控制的微电网小信号稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(3): 46-53.
- [10] He Jinwei, Li Yun Wei. An Enhanced Microgrid Load Demand Sharing Strategy [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 3984-3995.
- [11] Zhu Yixin, Zhuo Fang, Shi Hongtao. Accurate Power Sharing Strategy for Complex Microgrid Based on Droop Control Method [C]//in ECCE Asia Downunder (ECCE Asia). 2013: 344-350.
- [12] 谢玲玲,时斌,华国玉,等. 基于改进下垂控制的分布式电源并联运行技术[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 992-998.
- [13] Lee Chia-Tse, Chu Chia-Chi, Cheng Po-Tai. A New Droop Control Method for the Autonomous Operation of Distributed Energy Resource Interface Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1980-1992.
- [14] 金国彬,罗安,陈燕东,等. 基于P-V下垂系数修正的并联逆变器输出功率按比例分配实现[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 112-120.
- [15] 朱一听,卓放,王丰,等. 用于微电网无功均衡控制的虚拟阻抗优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4552-4563.
- [16] 孙孝峰,王娟,田艳军,等. 基于自调节下垂系数的DG逆变器控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 71-78.
- [17] 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.
- [18] 程启明,高杰,程尹曼,等. 一种适用于孤岛运行的逆变器控制方法[J]. 电网技术, 2018, 42(1): 203-209.
- [19] Lei W, Lam C S, Wong M C. Design of a Thyristor Controlled LC Compensator for Dynamic Reactive Power Compensation in Smart Grid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(1): 409-417.
- [20] 徐海珍,张兴,刘芳,等. 基于虚拟电容的微网逆变器无功均分控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(19): 59-65.

收稿日期:2018-06-28

修改稿日期:2018-08-25