

# 分布式三相逆变器冗余并联系统

方天治 阮新波 肖 岚

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**逆变器的冗余并联控制技术是实现变流器及不间断电源(Uninterruptible power supply, UPS)等设备高可靠性的关键。逆变器并联的控制方法有很多种, 频率电压外特性下垂法存在输出外特性较差等不足; 主从法必须依赖主模块工作, 没有实现真正的冗余控制。本文采用了一种适合热插拔的平均电流分布式并联控制策略, 并在其基础上加上了负载电流前馈控制技术, 提高了输出外特性。分析比较了并联系统在加负载电流前馈技术前后的输出外特性, 并研究了并联系统采用优化控制策略后进行热插拔的具体实现过程。在以上并联控制策略的基础上研制了一台三相逆变器并联系统, 进行了热插拔实验, 真正实现了冗余控制。

**关键词:**逆变器; 并联; 热插拔; 负载电流前馈; 同步

**中图分类号:** TM464

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1005-2615(2012)06-0840-07

## Distributed Redundant Parallel Three-Phase Inverters System

Fang Tianzhi, Ruan Xinbo, Xiao Lan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** In order to realize high reliability, parallel operation should be employed to realize the redundancy of the static inverter, uninterruptible power supply(UPS), and so on. There are several control strategies suitable for the parallel operation of inverters, such as frequency and voltage droop technique and master-slave method. The disadvantage of the former one is that it often results in poor output characteristic. The latter one can not virtually realize the redundancy because the slave module is dependant on the master module. A distributed control strategy suitable for the hot swap of inverters is employed with the load current feed-forward control to improve the output characteristic. The output characteristic and circulating current with and without the load current feed-forward control are compared and the implementation procedure of the hot swap is studied. Furthermore, the prototype of three-phase inverter is built to verify the analysis above. The hot swap experiment is carried out to realize the redundancy.

**Key words:** inverter; parallel; hot swap; load current feed-forward; synchronization

逆变器冗余并联技术有利于系统扩容, 提高了系统的可靠性及冗余度, 因而得到广泛的应用。相对于直流电源的并联, 逆变器要考虑输出电压幅值、频率、相位、相序和波形等参数的一致性, 控制复杂, 并联难度大。

正因为逆变器并联控制变量较多, 所以对逆变器并联控制的方法有很多种, 各有不同的适用场

合。目前逆变器并联的输出均流控制方法大致可以划分为无互联线<sup>[1-3]</sup>和有互联线两大类, 而有互联线的控制方式又可分为主从式<sup>[4-6]</sup>和分布式<sup>[7-10]</sup>。无互联线的控制方法实际上是基于有功、无功功率调节原理的外特性下垂法, 其基本思路是: 外加外特性下垂控制电路使各逆变器模块输出电压的频率(相位)和幅值分别随输出有功功率或无功功率

**基金项目:** 南京航空航天大学基本科研业务费专项科研(NS2010064, NN2012007)资助项目。

**收稿日期:** 2011-11-16; **修订日期:** 2012-04-08

**通讯作者:** 方天治, 男, 副教授, 1977 年出生, E-mail: fangtianzhi@126.com。

本文在上述分布式并联控制方案的基础上,引入负载电流前馈技术,提高了并联系统的输出外特性,同时并不影响原方案的均流效果。研究了并联系统采用优化方案后实现热插拔的具体实现过程,包括基准同步与动态均流。研制了一台三相逆变器并联系统,对所提方案及其热插拔过程进行了实验验证。

如图1所示,逆变器并联系统单模块的主电路拓扑采用高频隔离的两级式结构,以便于系统输入输出端的串并联任意组合。该两级式结构分为前级一直-直变换级和后级一直-交逆变级,其中前者采用移相控制软开关全桥变换器,后者采用三态滞环控制的全桥逆变器。



The block diagram illustrates a control system with the following components and signal flow:

- Inputs:** Reference signal  $V_r(s)$  and disturbance signal  $I_d(s)$ .
- Feedforward Path:** The disturbance signal  $I_d(s)$  is processed by a feedforward gain block  $K_i$  to produce  $I_{Lf}(s)$ . This signal is then summed with the output of the feedback path before entering the main plant  $G_t(s)$ .
- Main Plant:** The combined signal enters the main plant  $G_t(s)$ , which is part of a larger system enclosed in a dashed box. The output of the main plant is summed with the feedforward signal  $I_{Lf}(s)$  to produce the intermediate signal  $I_{Lr}(s)$ .
- Feedback Path:** The intermediate signal  $I_{Lr}(s)$  is processed by a feedback gain block  $K_o$  to produce  $I_o(s)$ . This signal is then summed with the reference signal  $V_r(s)$  to produce the error signal  $I_e(s)$ .
- Control and Output:** The error signal  $I_e(s)$  is processed by a controller  $G_v(s)$  to produce the control signal  $I_c(s)$ . This signal is then summed with the feedforward signal  $I_{Lf}(s)$  to produce the final output signal  $V_o(s)$ .
- Disturbance Path:** The disturbance signal  $I_d(s)$  is also processed by a disturbance transfer function  $sC_f$  to produce  $I_{Lf}(s)$ .

并联系统的控制框图如图 3 所示,其控制方案是在平均电流控制方案<sup>[8]</sup>的基础上,引入负载电流

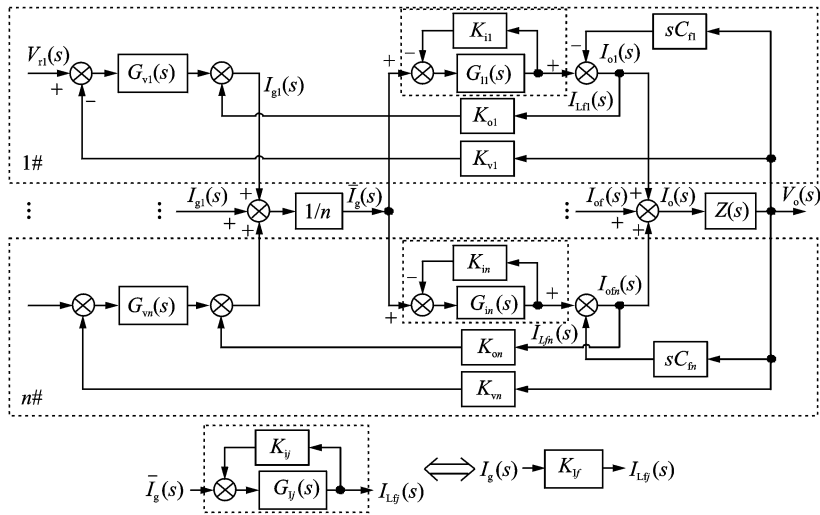


图 3 并联系统控制框图

前馈,以优化整个系统的输出外特性。如图3所示,引入的负载电流前馈现前馈至电流基准平均点之前,此时得到的优化方案保留了原电感电流反馈控制方案“将各模块的电感电流给定信号作平均后作为各模块共享的电流基准”这一特性,从而各模块电感电流跟踪同一基准达到一致。在各模块输出滤波电容相等的情况下,输出电流也相等,从而实现了均流。另一方面,若将负载电流前馈至电流基准平均点之后,则在 $K_{oj}=K_{ij}$ 情况下对每个模块都相当于采用了电容电流反馈,此时虽可得到最硬的输出外特性,然而此时作平均的变成了电容电流给定信号,它们平均后作为共享的电流基准,从而各逆变器模块电容电流都跟随该共享信号达到一致。然而电容电流不包含负载电流的信息,故无法实现各模块(负载电流)均流和稳定工作。对于图3所示优化方案,其各个电流内环均可等效为电流跟随器,图中电压调节器 $G_{vj}(s)=K_{jr}(1/T_{js})$ , $V_r(s)$ , $V_o(s)$ 分别为正弦基准电压和输出电压; $K_{vj}$ 为输出电压采样系数; $C_f$ 和 $Z(s)$ 分别为输出滤波电容和负载。由于各模块的电压基准信号由高精度D/A芯片(MAX507)生成,且由DSP芯片实现同步,故可认为各基准相同,则控制框图的输入为共用的基准电压 $V_r(s)$ 。于是可推导得到整个并联系统的传递函数为

$$\phi(s) = \frac{V_o(s)}{V_r(s)} = \frac{\left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) \cdot \left[\sum_{j=1}^n \left(K_{js} + \frac{1}{T_j}\right)\right]}{\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3}$$

(1)

式中

$$\alpha_1 = \left(\sum_{j=1}^n K_{oj}C_{fj}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) + \left(\sum_{j=1}^n C_{fj}\right) \cdot$$

$$\left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right)$$

(2)

$$\alpha_2 = \left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n K_{vj}K_j\right) + \left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right) / Z(s)$$

(3)

$$\alpha_3 = \left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n \frac{K_{vj}}{T_j}\right)$$

(4)

进而可得并联系统在阻性负载时的幅频特性为

$$|\phi(j\omega)| = \sqrt{\frac{\left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right)^2 \left[\left(\sum_{j=1}^n K_j\right)^2 \omega^2 + \left(\sum_{j=1}^n \frac{1}{T_j}\right)^2\right]}{\beta_1 + \beta_2}}$$

(5)

式中

$$\beta_1 = \left\{ \left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n \frac{K_{vj}}{T_j}\right) - \left[\left(\sum_{j=1}^n K_{oj}C_{fj}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) + \left(\sum_{j=1}^n C_{fj}\right) \cdot \left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right)\right] \omega^2 \right\}^2$$

(6)

$$\beta_2 = \left[\left(\sum_{j=1}^n K_{Ij}\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n K_{vj}K_j\right) + \left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right) / R\right]^2 \omega^2$$

(7)

并联系统采用原始方案时, $K_{o1}=\cdots=K_{on}=0$ ,式(7)中 $\beta_2$ 的 $\left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right) / R$ 项变为 $n / R$ ,故随着负载加重( $R$ 变小)式(5)中 $|\phi(j\omega)|$ 变小, $V_o$ 变小。可见,原始方案外特性较软。采用优化方案后,系统输出外特性得到了改善,特别是,当 $K_{oj}=K_{ij}=1 / K_{Ij}$ ( $j=1,\cdots,n$ )时, $\left(n - \sum_{j=1}^n K_{oj}K_{Ij}\right) / R=0$ ,系统输出

电压与负载大小无关,输出外特性最硬。而对于单个模块而言,此时输出外特性也最硬。也就是说,当 $K_{o_j}=K_{ij}$ 时,单模块及两模块并联工作时都具有与负载大小无关的输出外特性,有利于系统的冗余工作。

2 三相并联系统

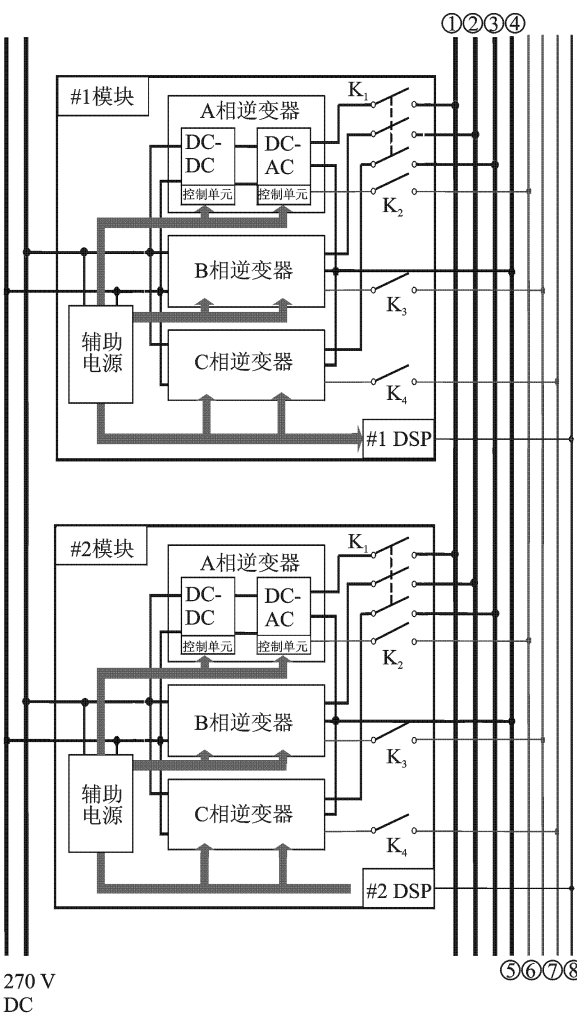
在单台逆变器的基础上,三台上述单模块以组合方式构成三相逆变器模块,其输出自然形成中点,并且三相之间相互独立,输出端可带单相或三相负载,带不平衡负载能力强。这种组合式三相逆变器克服了常规三相桥式逆变器的缺点,系统可灵活的构成和扩展,实现了模块化结构设计<sup>[13]</sup>。

并联系统由上述两个三相逆变器模块组成,并联运行在两台三相逆变器的对应相之间进行,两台三相逆变器的并联可简化为三组单相逆变器的并联。由于两台逆变器模块完全相同,无主从之分,采用的亦是第1节中提及的优化的分布式并联控制方案,故该系统易于实现热插拔和冗余控制。

并联系统的总体结构如图4所示,系统的输入是270 V 直流电,输出为115 V/400 Hz 三相交流电。每台三相逆变器模块均设有自备辅助电源,其输入为270 V 直流电,输出给各模块的控制单元及DSP 供电。两个三相模块之间的信号连线共有4组:相与相之间有3组均流总线 $\overline{i_{gA}}, \overline{i_{gB}}, \overline{i_{gC}}$ ;两个DSP 之间有一组同步信号线syn。K<sub>1</sub> 为具有3对触点的输出功率继电器,控制三相逆变器与负载之间的通断;K<sub>2</sub>,K<sub>3</sub>,K<sub>4</sub> 为均流开关,控制A,B,C 三相电流给定信号的接入和断开。并联系统中DSP 的作用包括:提供三相电压基准信号;监控系统正常运行,实现模块的热插拔。

3 并联系统热插拔的实现

并联系统的热插拔过程如下:设模块1已在线运行,某个时刻模块2接入系统,其输入端接270 V 直流电,三相输出开始建压,与此同时,两模块的DSP 间完成电压基准的同步,然后模块2的DSP 检测到本模块的三相输出电压建压完成,就发出信号闭合K<sub>1</sub>~K<sub>4</sub>,并联系统完成在线投入。另一方面,一旦某个模块出现故障,该模块的DSP 将发出封锁信号关断DC/DC 级及DC/AC 级的开关管,然后断开K<sub>1</sub>~K<sub>4</sub>,另一个模块仍可以给负载供电,从而实现冗余控制。可见,上述并联方案实现热插拔存在两个关键技术:电压基准信号的同步和电感电流给定信号的(动态)平均,这均由DSP 来协调完成。



①②③为A,B,C三相相对而言15 V AC输出;④为三相公共地GND;⑤⑥⑦为三相各自的均流总线 $\overline{i_{gA}}, \overline{i_{gB}}, \overline{i_{gC}}$ (实为3对连接线);⑧为两块DSP的同步信号syn(一对连接线)。

图4 三相并联系统总体结构图

3.1 电压基准信号的同步

并联系统每个模块的三相电压基准是由DSP 提供,实现模块在线投入的关键技术之一就是电压基准信号的同步。

并联逆变器基准正弦波之间的相位同步电路如图5所示,模块并联工作时,各模块均追赶基准电压最先过零的逆变模块的基准电压。任一模块发出最后一个正弦波数据点后,由DSP 的I/O 口

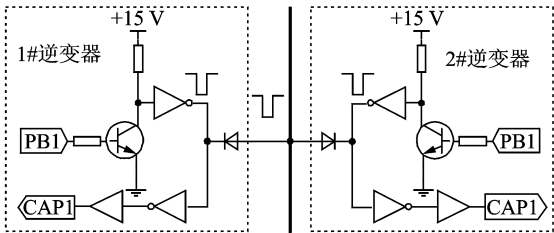


图5 电压基准(一相)之间的相位同步电路

(PB1)发出一个上升沿信号,经过放大和反向后发到同步总线上,最先到同步总线上的信号为共用的同步信号,经过非门和整形电路送给各模块DSP的捕获口(CAP1)。捕获口捕获到同步低电平后进入捕获中断,在捕获中断子程序中完成正弦表指针清零以及产生基准正弦波中断的定时器计数器数值重置。

3.2 均流的实现

两模块完成基准同步后,就可进行动态投切了。实现模块在线投入的另一关键技术就是动态均流的实现,即并联系统从单模块工作到两模块并联均流工作的切换。一种常用的均流电路<sup>[9]</sup>如图6所示。本文在此基础上加上了模拟开关CD4051以实现动态投切。模块在线投入时,其均流开关和输出继电器闭合,即可实现动态均流,均流开关与输出继电器的闭合时间越接近,电流冲击越小,输出电压畸变亦越小。由于输出继电器闭合有一定延时 $t_{sc}$ ,若均流开关亦采用信号继电器,则也存在一定的动作延时 $t_{jl}, t_{sc}, t_{jl}$ 。两个延时时间在每次动态投切时都各自存在一定的误差,DSP程序要调整二者的动作同时发生将非常困难。模拟开关CD4051的延时时间为几百纳秒,可认为没有延时。DSP程序只需在发闭合输出继电器之后 $t_{sc}$ 发闭合均流开关(CD4051)信号,就可实现两开关几乎同时闭合。

3.3 并联系统热插拔的时序

并联系统热插拔是由DSP协调实现的,图6体现了DSP Board与其他电路的信号连接关系(图中省去了两DSP Board之间的信号连接线,仅显示了其与本模块其他硬件的联系), $u_{oA}, u_{oB}, u_{oC}$ 为本模

块的三相输出电压。DSP Board接收的信号有4组: $u_{oA}, u_{oB}, u_{oC}$ 以及故障信号;发出的信号有5组:闭合三相均流开关的信号(3组),闭合输出继电器的信号及封锁信号。

图7体现了并联系统热插拔的整个时序,其中 $T_1 \sim T_3$ 为在线投入的过程,它包括了前面提到的基准同步及动态均流; $T_4 \sim T_6$ 为在线退出的过程。当有一模块正在工作,另一台在线投入时,并联系统首先要完成如前所述的基准同步,然后投入这台DSP检测到本模块的三相输出电压建压完成,就发出闭合输出继电器的信号,最后在延时 $t_{sc}$ 后发闭合三相均流开关的信号,此时输出继电器恰好闭合,完成模块的在线投入。当两模块并联工作,其中有一台出现故障时,该模块的故障信号会立即送至本模块的DSP,DSP立即发出封锁信号封锁DC-DC级和DC-AC级开关管,然后发出断开输出继电器及三相均流开关的信号,最后在延时 $t_{scd}$ 后输出继电器真正断开,模块在线退出过程结束。

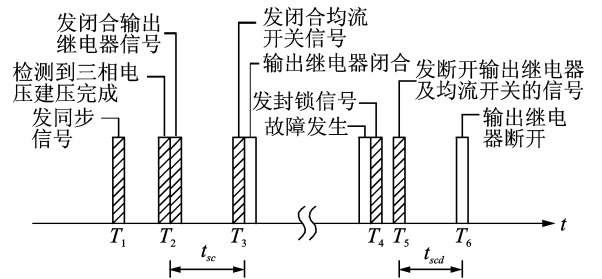


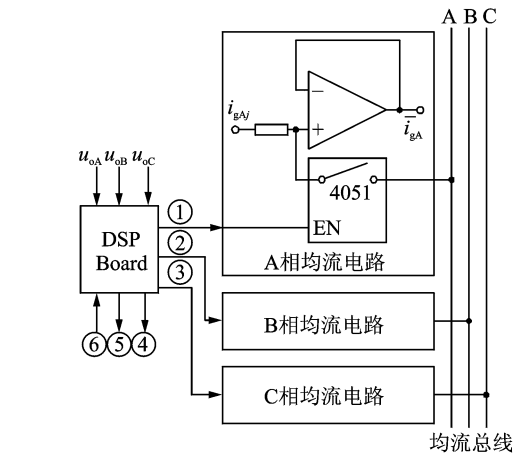
图7 并联系统热插拔时序图

4 实验验证

如图4所示,在实验室研制了两个三相逆变器模块并将其并联运行,其主要参数如下:

- 输入电压: $V_{in}=270\text{ V}_{DC}$ ;
- 输出电压: $V_o=115\text{ V}_{AC}/400\text{ Hz}$ ;
- 输出容量:单相 $S_1=1\text{ kV}\cdot\text{A}$ ,三相 $S_3=3\text{ kV}\cdot\text{A}$ ;
- 输出电压反馈系数: $K_v=0.031$ ;
- 滞环环宽: $\delta=0.45\text{ V}$ ;
- 电压调节器 $G_v(s):K=3.92, T=34.68\text{ }\mu\text{s}$ ;
- 输出滤波电感: $L_f=0.6\text{ mH}$ ;输出滤波电容: $C_f=15\text{ }\mu\text{F}$ ;
- 电感电流采样系数: $K_i=0.2$ ;
- 负载电流前馈系数: $K_o=0.2$ 。

表1给出了并联系统在分别采用原始的电感电流反馈方案和优化后的电感电流反馈结合负载电流前馈方案( $K_{oj}=K_{ij}$ )时,C相并联逆变器输出



①②③为控制三相均流开关信号;④为控制输出继电器信号;⑤为封锁信号;⑥为故障信号。

图6 DSP Board与周围电路的连接关系及均流电路

表 1 两种控制方案下的输出电压及环流比较					
测试项目	方案种类	空载	1/3 载	半载	满载
输出电压 $V_o/V$	原始方案	115.18	114.21	113.75	112.29
	优化方案	115.07	115.10	115.09	115.13
环流 $I_H/A$ $(i_{o1}-i_{o2})/2)$	原始方案	0.55	0.59	0.61	0.75
	优化方案	0.53	0.57	0.62	0.73

电压及输出环流的数据比较。可以看出,在采用优化方案后,其输出外特性较之原方案有了很大改善,而同时均流性能并无明显变化,也即并联系统采用新方案后与原方案一样仍具较好的均流性能。

图 8,9 为三相并联系统工作时,其中一相的阻性满载动静态波形。由图 8 可见,系统稳态性能及均流性能良好。图 9(a)为该相由空载突加阻性满载(2 kW)的波形;图 9(b)为该相由阻性满载(2 kW)突卸负载至空载的波形。由图可见,系统突加突卸负载时输出电压仅有短暂畸变,输出电流无太大冲击,系统动态性能良好。

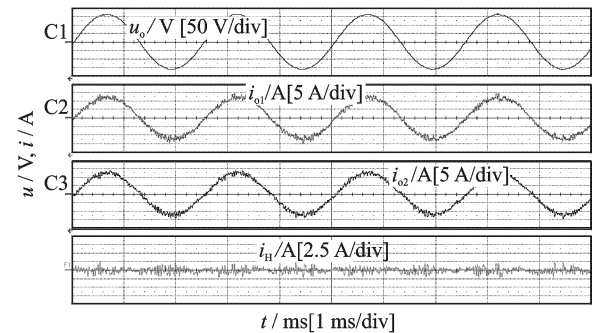
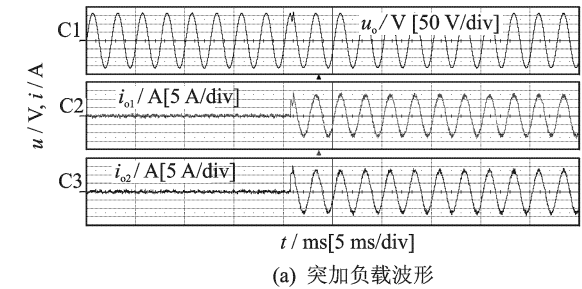
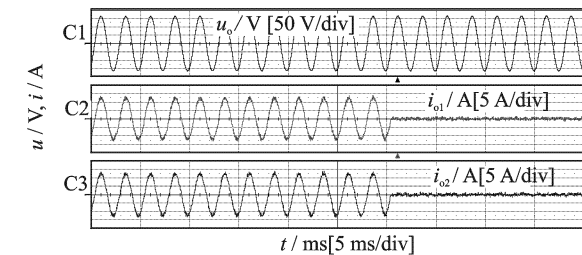


图 8 三相并联系统某相静态实验波形(阻性满载)



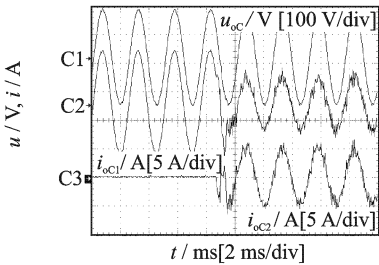
(a) 突加负载波形



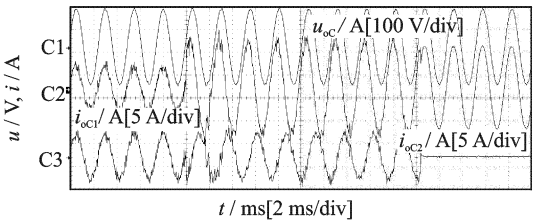
(b) 突卸负载波形

图 9 三相并联系统某相动态实验波形

图 10,11 为三相并联系统阻性满载(3 kW)在线投入及退出的波形,其中图 10 为三相模块 2 在线投入和退出时 C 相输出母线电压、模块 1、2 的 C 相输出电流波形。图 11 为三相模块 2 在线投入和退出时 A、B、C 三相输出母线电压、模块 1 的 C 相输出电流波形。从图 10(a)和图 11(a)可见, $i_{o1c}$ 减小, $i_{o2c}$ 从 0 增大,最终均分负载, $v_o$ 无明显畸变。从图 10(b)和图 11(b)可以看到,当控制电路发出切除命令后,逆变器 2 功率管关断,但因为输出继电器断开

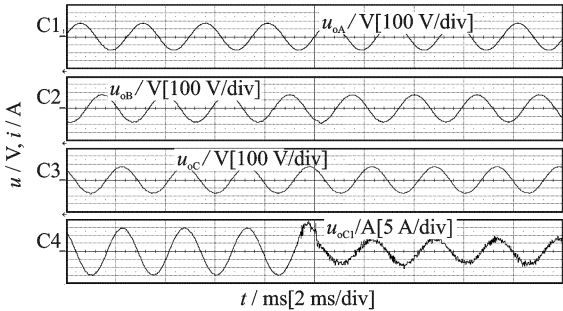


(a) 投切波形

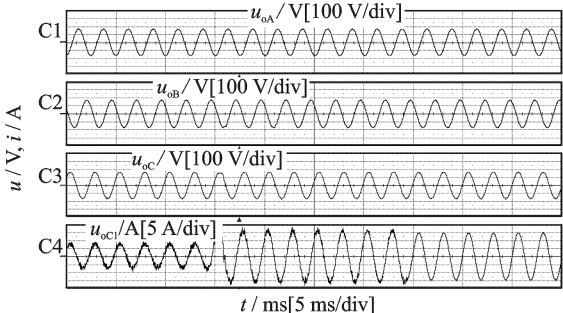


(b) 退出波形

图 10 三相并联系统热插拔实验波形(C 相电压、电流)



(a) 投切波形



(b) 退出波形

图 11 三相并联系统热插拔实验波形(三相电压、C 相电流)

时间较长,经过约8个输出周期,逆变器2才从并联系统中切除,因此对应此段时间,逆变器1给负载和逆变器2的输出电容供电, $i_{o2C}$ 先降为输出电容电流,约20 ms后才降为0,同样在此过程中 $v_{oC}$ 无明显畸变。可见并联系统动态性能良好,实现了热插拔。

## 5 结束语

本文在一种平均电流分布式并联控制方案的基础上,引入负载电流前馈技术,从而大大优化了系统及单模块的输出外特性。研究了并联系统热插拔的具体实现过程——基准同步及动态均流。研制了3 kVA三相逆变器并联系统,对优化前后的两种方案进行了比较实验,验证了所提方案的优越性;并进行热插拔实验,并联系统动态性能良好,从而真正实现了冗余。

### 参考文献:

- [1] Guerrero J M, Berbel N, De Vicuna L G, et al. Droop control method for the parallel operation of online uninterruptible power systems using resistive output impedance[C]// Proc. IEEE APEC. Dallas, Texas, USA; IEEE Press, 2006: 1716-1722.
- [2] De Brabandere K, Bolsens B, Van den Keybus J, et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(4): 1107-1115.
- [3] Matas J, Castilla M, De Vicuna L G, et al. Virtual impedance loop for droop-controlled single-phase parallel inverters using a second-order general-integrator scheme[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25(12): 2993-3002.
- [4] Lee W C, Lee T K, Lee S H, et al. A master and slave control strategy for parallel operation of three-phase UPS systems with different ratings[C]// Proc IEEE APEC. Anaheim, California, USA; IEEE Press, 2004: 456-462.
- [5] Perez-Ladron G, Cardenas V, Espinosa G. Analysis and implementation of a master-slave control based on a passivity approach for parallel inverters operation[C]// Proc. IEEE International Power Electron-

ics Congress. Puebla, Mexico; IEEE Press, 2006: 1-5.

- [6] Zhang C, Chen G, Guo Z, et al. An alternating-master-slave parallel control research for single phase paralleled inverters based on CAN bus[C]// Proc IEEE IPEMC. Shanghai, China; IEEE Press, 2006: 1-5.
- [7] Xing Y, Huang L P, Yan Y G. Redundant parallel control for current regulated inverters with instantaneous current sharing[C]// IEEE PESC' 03. Acapulco, Mexico; IEEE Press, Vol. 3, 1438-1442.
- [8] 邢岩,严仰光. 电流型调节逆变器的冗余并联控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 199-202. Xing Yan, Yan Yangguang. Control for current regulated inverters in redundant parallel operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 199-202.
- [9] 邢岩,严仰光. 一种实现瞬时均流的UPS冗余并联新方法[J]. 清华大学学报:自然科学版, 2003, 43(3): 333-336. Xing Yan, Yan Yangguang. Control scheme for redundant parallel UPS with instantaneous current sharing[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2003, 43(3): 333-336.
- [10] 何中一,邢岩,付大丰. 模数混合分布式逆变器并联控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(4): 113-117. He Zhongyi, Xing Yan, Fu Dafeng. Distributed hybrid current sharing control for inverters in parallel operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(4): 113-117.
- [11] 陈东华. 瞬时值控制逆变器技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.
- [12] 叶楠,何中一,孟宪会,等. 逆变器电容和电感电流反馈方式的比较研究[J]. 电气应用, 2006, 25(9): 107-110. Ye Nan, He Zhongyi, Meng Xianhui, et al. Comparative research on sine wave inverters with inductor current and capacitor current regulation [J]. Electrotechnical Application, 2006, 25(9): 107-110.
- [13] 刘慧. 大功率三相逆变器控制与并联技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008.