维普资讯 http://www.cqvip.com

基于TMS320F2812的UPS并机控制技术

廖 慧[1,2], 涂用军[1], 丘水生[1], 李振强[3]
(1.华南理工大学, 广东 广州 510640; 2.广州科技贸易职业学院, 广东 广州 511442;
3.佛山市创电电源有限公司, 广东 佛山 528251)

摘要:为实现30 kVA三相UPS并联运行,提出了一种基于TMS320F2812的并机控制方案。它采用了一种通过两级锁相实现相位同步的方法,通过计算无功功率差,实现对输出电压幅值的调节,从而实现并机系统中较高精度的同步和均流。试制了并机控制系统样机,实验结果验证了该方案的可行性。

关键词:不间断电源; 锁相环控制; 同步/均流
中图分类号:TM762,TN86 **文献标识码**:A **文章编号**:1000-100X(2008)04-0043-03

The Control Technology of Parallel UPS based on TMS320F2812

LIAO Hui[1,2], TU Yong-jun[1], QIU Shui-sheng[1], LI Zhen-qiang[3]
(1.*South China University of Technology*, *Guangzhou* 510640, *China*;
2.*Guangzhou Polytechnic of Science and Trade*, *Guangzhou* 511442, *China*;
3.*Foshan Chadi UPS Ltd.*, *Foshan* 528521, *China*)

Abstract: In order to implement 30 kVA three-phase parallel UPS operating normally, a kind of project based on TMS320F2812 for controlling parallel UPS system is put forward. The project applies two-stage phase-locked method to realize synchronization in phase for output voltage. The amplitude of output voltage is adjusted by calculating reactive power difference. Consequently, synchronization and current-sharing for parallel UPS system are implemented more accurately. The sample of control circuit of parallel UPS has already been trial-manufactured, the experimental results demonstrate the project is feasible.

Keywords: uninterrupted power supply; phase-locked loop control; sychronization / current sharing

1 引 言

UPS的并机功能既提高其可靠性,也方便扩容。实现UPS并机必须保证:①各UPS的输出电压频率、幅值、相位均保持同步;②各UPS的输出均分负载,总的负载电流要在各UPS间均分即均流。现针对30 kVA三进三出的UPS,提出一种并机控制方案。在市电正常即允许±3 Hz波动时,为避免旁路/逆变切换时过大的环流,UPS的输出电压必须实时跟踪市电。采用32位TMS320F2812型DSP和6.67 ns指令处理周期,既保证了各UPS的输出电压严格同步,又在市电波动幅度较大和波动较频繁时,亦能在±3 Hz范围内实时跟踪市电;当市电波动超过±3 Hz或掉电时,则可跟踪UPS自振产生的50 Hz标准信号。此外,DSP能实现跟踪市电或50 Hz标准信号两个同步源之间的无缝切换。实验结果验证了该方案的可行性。

2 UPS并机控制原理

30 kVA三进三出UPS的逆变器采用SPWM电压型全桥方式,其拓扑结构见图1。输出隔离变压器采用Δ和Y_0连接,空载输出相电压为220 V,频率为50 Hz。为便于分析,在UPS逆变器并联系统中,通常忽略相间磁路耦合,并将其看作是3个输出电压相位互差120°单相全桥逆变器的组合。

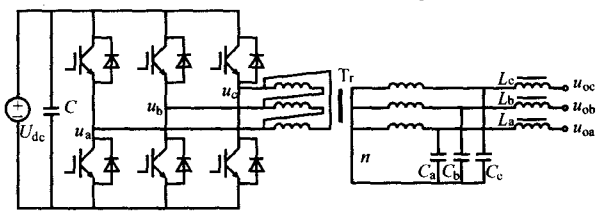
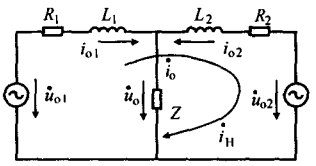


图1 三相UPS逆变器拓扑结构

图2是两台容量相等的UPS逆变器单相并联等效电路。为了有效抑制环流,加入了并机电感L_{a1},L_{a2};再考虑到变压器漏感,又构成等效电感L_1,L_2。



$\dot{u}_{o1}$,$\dot{u}_{o2}$为UPS_1和UPS_2经变压器后的输出相电压;
$\dot{u}_o$为并机输出相电压;R_1,R_2为等效线路阻抗;
Z为公共负载。

图2 两台UPS逆变器的单相并联等效电路

定义两逆变器之间的环流为[1]:

$$\dot{i}_H=(\dot{i}_{o1}-\dot{i}_{o2})/2 \tag{1}$$

由于UPS容量相等,设$\dot{u}_o=u_o\angle 0$,$\dot{u}_{o1}$,$\dot{u}_{o2}$与$\dot{u}_o$的相角分别为φ_1和φ_2;$R_1=R_2=R$,$L_1=L_2=L$,则:

$$\dot{i}_H=(\dot{u}_{o1}-\dot{u}_{o2})/[2(R+j\omega L)] \tag{2}$$

定稿日期:2008-01-14
作者简介:廖 慧(1975-),男,博士生,讲师。研究方向为非线性电路及功率电子学。

维普资讯 http://www.cqvip.com

由此可见，各UPS的输出电流由两部分组成。一部分是供给负载的50%电流即 $i_o/2$；一部分是并联UPS之间的环流 i_H。环流形成了UPS输出功率的差异，使负荷不能实现均分。处于承担较大负荷的UPS有可能超过额定功率而烧毁器件，或者并机系统因长期功率不均分而造成各UPS老化程度明显不同，从而大大缩短UPS使用寿命，降低其可靠性。

设 UPS_1 和 UPS_2 输出的有功功率分别为 P_{o1} 和 P_{o2}；无功功率分别为 Q_{o1} 和 Q_{o2}。设相位差足够小，则有 $\sin\varphi_1\approx\varphi$ 和 $\cos\varphi_1\approx1$，易得：

$$\begin{cases}P_{o1}\approx\dfrac{u_o u_{o1}(R+L\varphi_1)-u_o^2R}{R^2+L^2}\\ Q_{o1}\approx\dfrac{u_o u_{o1}(L-R\varphi_1)-u_o^2L}{R^2+L^2}\end{cases}\tag{3}$$

$$\begin{cases}P_{o2}\approx\dfrac{u_o u_{o2}(R+L\varphi_2)-u_o^2R}{R^2+L^2}\\ Q_{o2}\approx\dfrac{u_o u_{o2}(L-R\varphi_2)-u_o^2L}{R^2+L^2}\end{cases}\tag{4}$$

设因环流引起的有功功率，即有功环流为：

$$P_H=(P_{o1}-P_{o2})/2\tag{5}$$

设因环流引起的无功功率，即无功环流为：

$$Q_H=(Q_{o1}-Q_{o2})/2\tag{6}$$

因一般 u_{o1}，u_{o2} 与 u_o 的相差比较小，故综合式(3)~式(6)，有两个UPS时输出电压的幅值差和相位差分别为：

$$\Delta U\approx\frac{2(RP_H+LQ_H)}{u_o},\quad \Delta\varphi\approx\frac{2(LP_H-RQ_H)}{u_o^2}\tag{7}$$

由此可见，对于图2的UPS逆变器来说，ΔU 和 $\Delta\varphi$ 与 P_H 和 Q_H 都有关系。因此，检测已知量 P_H 和 Q_H，即可求得此时的 ΔU，从而调节输出电压幅值；同理，可求得此时的 $\Delta\varphi$，从而调节输出电压的相位。这样，既可实现 P_H 与 Q_H 的均分，亦可实现各UPS的同步均流[2-3]。

3 并机控制策略

3.1 并机控制板硬件设计

每台UPS都装有一套并机控制电路板，其框图见图3。在控制电路中，当旁路A相电压、A相输出电压及A，B，C三相负载电流等多路信号通过前置处理后，可通过DSP内部ADC实现对这些信号的检测；也可通过PWM口实现对UPS逆变器输出电压相位、频率和幅值的调节；可通过GPI/O口实现旁路/逆变的逻辑检测和控制。

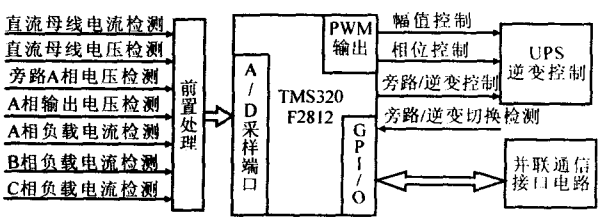


图3 UPS并机控制电路硬件框图

各UPS通过并机通信线交换信息，并机通信包括了公共同步、有功功率、无功功率、旁路/逆变的请求及控制、逆变器状态、旁路A相电压追踪等信号的发送/接收等。为了防止干扰，各信号的发送/接收都采用了光耦隔离。

3.2 频率、相位同步控制的实现[4]

当UPS并机时，需跟踪公共同步信号，以保证各UPS之间的同频同相。在同频同相未实现之前，UPS对负载的输出是关闭的，单机锁相亦由并机控制板完成。在UPS启动之后，首先由DSP的 CAP_1 口检测同步信号线上是否有同步信号，若没有，则说明暂无其他UPS并入。如图4a所示，由 CAP_2 采样整形为方波的市电旁路电压，由定时器 T_3 读取其频率。设置定时器 T_2，为UPS输出电压定时器 T_1 提供相对稳定的参考信号。当市电正常时，在每个工频周期，T_3 计数过正向、过零点时读取 T_2 的计数值，求得 T_2 所产生信号与市电相差 $\Delta\varphi$，同时向同步信号线发送与 T_2 同步的信号。此时，由DSP通过调节 T_2 的频率来减少相差，经过若干个周期调节后，相差已经很小，再微调相位可实现与市电同频同相；当无市电或市电异常即波动范围超过±3 Hz时，在每个工频周期，T_2 跟踪UPS自振产生的50 Hz标准信号，同时向同步信号线发送与 T_2 同步的信号，通过同样方法可实现与标准信号同频同相。这样，T_2 产生的信号对市电或50 Hz标准信号进行锁相，这一过程为第一级锁相。

当系统中各UPS都并入后，后并入的UPS会在同步线上通过 CAP_3 捕获到其他机发出的同步信号，将该信号通过PWM口再发回到同步信号线，进行"或"综合得到公共同步信号，如图4b所示。这样，发出同步信号最快即最早出现上升沿的 UPS_1 在同步线上对应一个上升沿，各机捕获到该上升沿后产生同步中断请求，DSP进入同步中断服务程序。此时，由 T_1 提供输出PWM波的时钟，在T1PWM口从正向过零相位开始发出PWM波，通过逆变器控制板，实现对各UPS输出电压频率和相位的调节。并机系统在每个工频周期都产生一个公共同步信号，各UPS在每个周期都检测公共同步信号与输出电压相差 $\Delta\varphi$，通过调节输出电压的频率和相位，使之与公共同步信号同步，这一过程为第二级锁相。

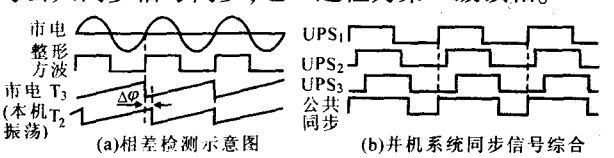


图4 相差检测及并机系统同步信号综合示意图

当 UPS_1 出并机系统时，最早出现上升沿的则为 UPS_2。当每台UPS退出或加入系统时，都不会影响系统同步运行，各UPS之间没有主从之分，提高了系统的可靠性。

维普资讯 http://www.cqvip.com

理论分析和实验表明,通过两级锁相,在市电频繁波动和两个同步源频繁切换的情况下,锁相过程仍比较平稳,输出电压能够很好地跟踪同步源,同步相位误差可小于 0.02°,P_H 已经很小。

3.3 有功功率与无功功率的计算

在单相正弦电路中,若设相电压 u_a 和相电流 i_a 的有效值分别 U_a 和 I_a,初始相位角分别为 φ_u 和 φ_i,则有:

$$u_a=\sqrt{2}\,U_a\sin(\omega t+\varphi_u),\quad i_a=\sqrt{2}\,I_a\sin(\omega t+\varphi_i)\tag{8}$$

忽略直流分量和谐波成分,根据正交变换理论[5],将 u_a 和 i_a 分别与标准基波正弦 $\sin\omega t$ 和余弦 $\cos\omega t$ 进行运算,再根据正弦稳态电路功率理论,求得有功功率和无功功率为:

$$\begin{cases}P=U_aI_a\cos(\varphi_u-\varphi_i)=\\ \quad U_a\cos\varphi_uI_a\cos\varphi_i+U_a\sin\varphi_uI_a\sin\varphi_i\triangleq U_RI_R+U_II_I\\ Q=U_aI_a\sin(\varphi_u-\varphi_i)=\\ \quad U_a\sin\varphi_uI_a\cos\varphi_i+U_a\cos\varphi_uI_a\sin\varphi_i\triangleq U_RI_R-U_II_I\end{cases}\tag{9}$$

式中:U_R,I_R 为相电压和相电流的实部;U_I,I_I 为相电压和相电流的虚部。

设一正弦周期内的采样次数为 N,离散化式(9)得:

$$\begin{cases}P=\dfrac{2}{N^2}\left[\sum\limits_{n=0}^{N-1}u(n)\cos n\sum\limits_{n=0}^{N-1}i(n)\cos n+\right.\\ \quad\left.\sum\limits_{n=0}^{N-1}u(n)\sin n\sum\limits_{n=0}^{N-1}i(n)\sin n\right]\\ Q=\dfrac{2}{N^2}\left[\sum\limits_{n=0}^{N-1}u(n)\cos n\sum\limits_{n=0}^{N-1}i(n)\sin n-\right.\\ \quad\left.\sum\limits_{n=0}^{N-1}u(n)\sin n\sum\limits_{n=0}^{N-1}i(n)\cos n\right]\end{cases}\tag{10}$$

可在 DSP 内存储一个基波参考正交坐标系,将检测到的输出电压、电流信号采样后分别与各个余弦值、正弦值按式(10)计算,即可实时计算 UPS 每个周期的 P 和 Q。

3.4 输出电压幅值的调节

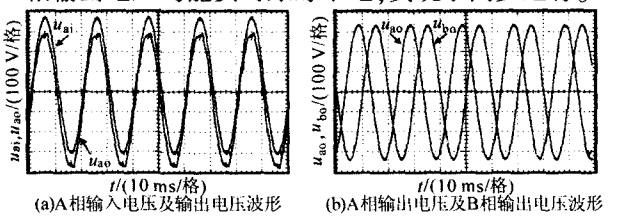
由于 ΔU 与 P_H 和 Q_H 均有关系,当 UPS 输出阻抗 R 远小于感抗 ωL 时,ΔU 主要导致 Q_H 的产生。经过两级锁相以后,P_H 的值已经很小。由于,$R\ll\omega L$ 可以只通过计算 Q_H 来调节 ΔU。

各 UPS 通过 DSP 得到 A,B,C 三相负载电流的瞬时值,取其平均值,再根据 A 相输出电压,通过计算得到每个工频周期输出的 P 与 Q。各机将 Q 信号发送到 Q 信号线上进行综合,得到系统的平均 Q 值输出,用作各模块的无功给定基准 Q^*,再与本机输出的 Q 相比较,获得误差信号 ΔQ。由式(7),通过 PWM 口由逆变器控制板在每个周期可调节 UPS 的输出电压幅值。

4 样机实验验证

基于上述设计方案,与佛山市创电电源有限公司合作试制了样机,并且在两台 UPS 构成的并机系统上进行了测试。UPS 的主要参数:单机容量为 30 kVA,功率管采用 600 V/150 A 的 CM150DY-12H 型 IGBT,输入相电压范围为 160~280 V,频率为(50±3) Hz,输入直流电压为 384 V,额定输出相电压为 220 V/50 Hz,并机等效电感为 0.97 mH,输出滤波电容为 100 μF。

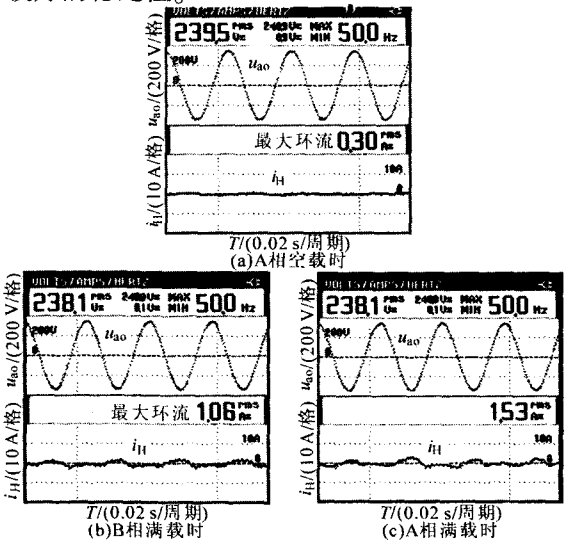
图 5a 为市电情况下,两台 UPS 并机时 A 相输入电压 u_{ai} 与输出电压 u_{ao} 的实验波形。可见,达到了较好的吻合;图 5b 示出 A,B 两相输出电压 u_{ao} 和 u_{bo} 实验波形。可见,两相波形一致,相差为 120°,并机 UPS 三相输出电压均能实时跟踪市电,实现了同步运行。



(a)A相输入电压及输出电压波形　(b)A相输出电压及B相输出电压波形

图 5　A,B 两相输入、输出电压实验波形

将两台 UPS 的输出线以相反方向穿过电流互感器,采用 Fluke43 电源质量分析仪,可方便地检测环流。由式(1)知,实际环流只有分析仪读数的 50%。图 6 示出不同负载下测到的并机系统 A 相输出电压 u_{ao} 和环流 i_H 实验波形。由电压幅值及最大环流值可见,UPS 之间的环流都比较小,已达到了环流不高于输出电流 5%的设计标准,这说明并联系统具有较好的稳定性。



(a)A相空载时

(b)B相满载时　(c)A相满载时

图 6　UPS 输出相电压及环流波形

5 结　论

通过对三相 UPS 并机控制原理分析得出结论:①得到了三相 UPS 并机系统的等效电路模型、环流计算方法、输出电压幅值差、相位差与无功功率、有功功率的关系;②相位同步是 UPS 并机正常运行的首要条件。设计了基于 TMS320F2812 的并机控制电路;介绍了根据公共同步信号实现各 UPS 输出电压相位、频率同步的方法,并且计算无功功率差调节输出电压的幅值,实现了并机系统的同步(下转第 48 页)

维普资讯 http://www.cqvip.com

备。电流波形控制参数有 $di/dt_1, I_{max}, t_2, I_{g2}, I_{g3}$，其他各参数在程序中设定。

3.2 电流波形控制软件设计

控制程序包括主程序、短路和燃弧控制子程序 3 部分。控制软件主要对焊接过程进行实时控制，要求控制系统的响应速度快，因此在软件编程中采用中断方式进行。焊接过程中，通过对电弧电压 U_0 大小的检测来实时判断过渡过程所处的阶段，设定短路/燃弧判断电压 U_f=15 V，当 U_0<15 V 时，则认为是短路阶段；当 U_0>15 V 时，则认为是燃弧阶段。然后，通过 INT_1 和 INT_2 中断分别调用短路、燃弧控制子程序，并对过渡过程进行控制。图 6 示出主程序图；图 7 示出子程序图。

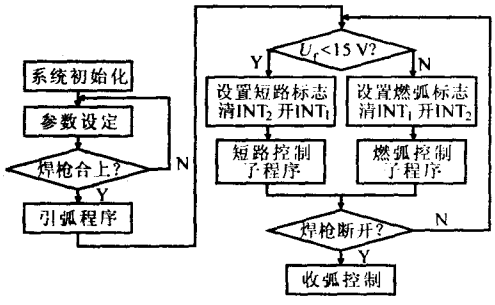
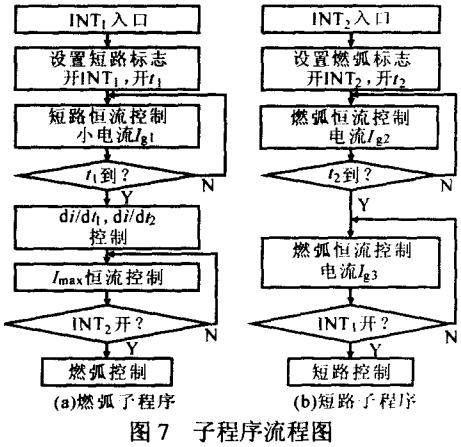


图 6 主程序图

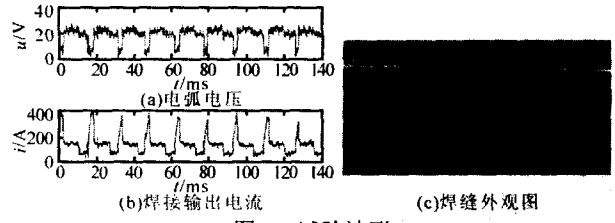


(a)燃弧子程序 (b)短路子程序

图 7 子程序流程图

4 试验分析

试验采用自制的 IGBT 逆变弧焊电源、行走机构、AH-XIX 型汉诺威焊接质量分析仪等组成高速试验系统。试验条件：母材为低碳钢，板厚 d=1 mm；焊丝为 H08Mn2SiA，焊丝直径 φ=0.8 mm；堆焊焊接；气体流量 l=15 L /min；送丝速度 n=4~10 m/min；焊接速度 n_h=0.8~1.5 m/min。采用汉诺威分析仪对焊接过程进行分析。图 8a 示出 n_h=1.5 m/min 时电弧电压 u 和焊接电流 i 实验波形；图 8b 示出同一参数下的焊缝外观图。由图 8a 可见，电压、电流波形稳定，过渡周期平稳，这表明焊接时的熔滴过渡平稳；由图 7b 可见，焊缝成形较好，无"咬边"等缺陷。由此说明，通过短路阶段的"双斜率"控制和燃弧阶段的"大恒流+小恒流"控制，可方便地调节过渡过程中的能量输入，控制 CO_2 焊短路过渡，获得理想的焊缝成形。将该波控方法用于薄板焊接中，可使 n_h=1.5 m/min，从而实现 CO_2 焊的高速化。



(a)电弧电压 (b)焊接输出电流 (c)焊缝外观图

图 8 试验波形

5 结 论

(1) 研制的数字化 CO_2 焊逆变电源采用 IGBT 全桥逆变结构，额定输出电流为 315 A，能对焊接电流波形进行实时控制。

(2) 控制系统以 dsPIC30F6010 芯片为核心，包括数据采集、短路/燃弧判断、过流保护、PWM DAC 转换等电路，并在整个控制电路的软、硬件设计环节采用了多种抗干扰与保护措施，所设计的电路结构合理且性能稳定。

(3)试验表明，研制的波控逆变电源具有可控参数多，响应速度快，波形控制精确等优点，满足了高速 CO_2 焊电流波形控制的要求。

参考文献

[1] 冯 雷，陈树君，殷树言.高速焊接时焊缝咬边的形成机理[J].焊接学报，1999，20(1)：16-21.

[2] 曾 敏，曹 彪，黄石生，等.波控高速焊系统的仿真[J].焊接学报，2003，24(6)：55-59.

[3] 秦 健.一种基于 PWM 的电压输出 DAC 电路设计[J].现代电子技术，2004，27(14)：81-83.

[4] 陈焕明，曾 敏，曹 彪.高速 CO_2 焊电流波形控制系统[J].焊接学报，2007，28(1)：41-45.

(上接第 45 页)均流；③试制了样机。实现了两台 UPS 的并机运行，测试结果表明，样机达到了设计要求。

参考文献

[1] Takao Kawabata, Shigenori Higashino.Parallel Operation of Voltage Source Inverter[J].IEEE Trans. on Indus. Appl., 1998, 24(2): 281-287.

[2] 陈息坤.高频模块化 UPS 及其并联控制技术研究[D].武汉：华中科技大学电气工程学院，2005.

[3] 段善旭，康 勇，陈 坚.基于分散逻辑的 UPS 逆变电源并联控制技术[J].电力电子技术，2004，38(2)：56-58.

[4] Anil Tuladhar, Hua Jin, Tom Unger.Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect[J].IEEE Trans. on IA, 2000, 36(1): 131-138.

[5] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A.Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components[J].IEEE Trans. on IA, 1994, 37(5): 625-630.