

一种变频器并联运行的分布式控制方法

华明, 胡海兵, 邢岩, 何中一

(航空电源航空科技重点实验室(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 210016)

Distributed Control for AC-motor-drive-inverters in Parallel Operation

HUA Ming, HU Hai-bing, XING Yan, HE Zhong-yi

(Aero-Power Science-Technology Center(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics),
Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A distributed parallel control of PWM inverters for AC motor drives was proposed. The control for sinusoidal reference synchronization with variable frequency and the control for load current sharing are decoupled by a local feedback. At first, the phase angle of the sinusoidal reference of each inverter was represented as a square signal and shared among the inverters, and the phase angle mentioned is pre-synchronized beyond the current sharing regulation. Then the current sharing was regulated by introducing the circulating current into the adjustment of the sinusoidal references. A prototype was built with two digital controlled inverters in parallel to feed an asynchronous motor. Simulation and experimental results under 20~50 Hz operation were given to verify the proposed control.

KEY WORDS: inverters; motor drives; parallel operation; synchronization control; current sharing regulation

摘要: 提出一种变频器并联控制方法。通过局部反馈, 将变频器的并联控制解耦为变频正弦基准信号的同步控制及均流控制。首先将单台变频器的角速度积分得到的相位信息用方波表示, 并在变频器模块之间交流, 用于变频器的同步控制, 控制各台变频器先保持同频、同相; 然后采样环流信号, 将其注入到正弦基准中进行均流调节, 实现各台变频器的输出电流均分。搭建一套并联系统样机, 由两台全数字控制变频器并联驱动一台异步电机。20~50 Hz 工作频率下的仿真和实验结果验证了所提出的控制算法的可行性。

关键词: 变频器; 电机驱动; 并联运行; 同步控制; 均流

基金项目: 教育部高校博士点专项科研基金项目(200802871040); 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室基金(SKLD09KM09)。

Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education (200802871040); Supported by State Key Lab. of Power System (SKLD09KM09).

0 引言

鉴于变频器在节能及抑制电流冲击方面的显著效果, 变频器驱动异步电机被广泛应用于运输、采矿、工业风机、水泵等工业领域及航空航天系统中, 所使用的变频器的功率等级很多为 MW 级。从器件应力、系统稳定性和成本等方面来考虑, 研究中功率变频单元并联实现大功率输出以构成大功率变频器具有重要的应用价值。冗余并联运行方式被公认为是获得高可靠性和大容量功率变换的最佳解决方案之一^[1], 目前, 在恒压、恒频逆变器中已提出许多并联控制的方法, 且模块化逆变器也已经实现^[2-10], 但是在变频器并联控制方法上研究较少。

在并联系统中, 环流包含了直流成分、基波频率成分及载波频率成分, 因此, 对环流的抑制是对电流的控制实现对环流的直流成分及基波频率成分进行抑制, 而环流的载波频率成分则需要通过均流电感进行抑制^[11]。文献[11-12]中提出采用输出电流的误差来控制电压脉冲进而控制环流。文献[13]提出, 针对电流控制型脉宽调制变频器并联控制, 通过适当地选取 19 个不同的电压矢量和 64 个不同的开关模态, 可以在任何时刻将谐波电流平均值、环流平均值及零序电流的平均值控制为 0。文献[14]中提出, 将唯一的一组驱动信号通过光纤传输, 驱动两台变频器, 从而实现并联运行。文献[12-13,15]所提出的并联控制方法均是针对驱动脉冲级进行控制, 算法复杂^[16]。文献[14]中是用一个集中式的 DSP 单元控制两台变频器。以上方法容易引入噪声干扰且不符合电力电子系统模块化发展趋势。

本文提出了一种由 DSP 实现的、适合于变频器

并联的控制方法。各并联模块间仅通过几根低频信号线进行信息交换，从而实现并联控制。

1 并联系统结构

图 1 所示为多台变频器并联运行的系统结构图，其中同步总线和均流总线是两组通信线。每台变频器前级加入了变压器，是因为在大功率等级下，前级加入变压器可以在网侧获得比较高的功率因数，因此，各台变频器的直流输入端是相互隔离的。为了实现并联运行，外加了均流电感 L 。各台

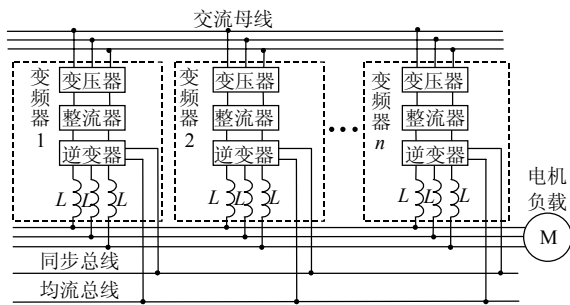


图 1 变频器并联运行系统

Fig. 1 System structure with driver inverters in parallel

变频器的交流输出端通过均流电感 L 并接在一起。系统中的通用变频器采用 U/f 控制。

图 2 所示为两台变频器并联运行系统及本文提出的控制方法。其中， f_r^* 为两台变频器的给定频率基准； θ_1 、 θ_2 为两台变频器的相角，由频率通过相角计算单元后得到。由于两变频器之间的差异，相位并不会自然的同步。频率基准通过 U/f 模式生成单元后，可以得到两台变频器的正弦基准的幅值信息 U_r^* 。

通过同步控制，可以控制两台变频器相位同步。同步的相位信号与幅值信号 U_r^* 相组合即可得到同步的三相正弦基准信号 U_{1ref} 和 U_{2ref} 。然后，通过均流调节实现两模块之间的电流均分。将采样计算后得到的三相环流信号注入到三相正弦基准信号中，对正弦基准信号进行校正，可以减小两模块的输出误差。例如，在 a 相调制波中减去 a 相环流信号。利用校正过的调制波，通过正弦脉宽调制 (sine pulse width modulation, SPWM) 方法驱动逆变桥，变频器的并联控制即可实现。

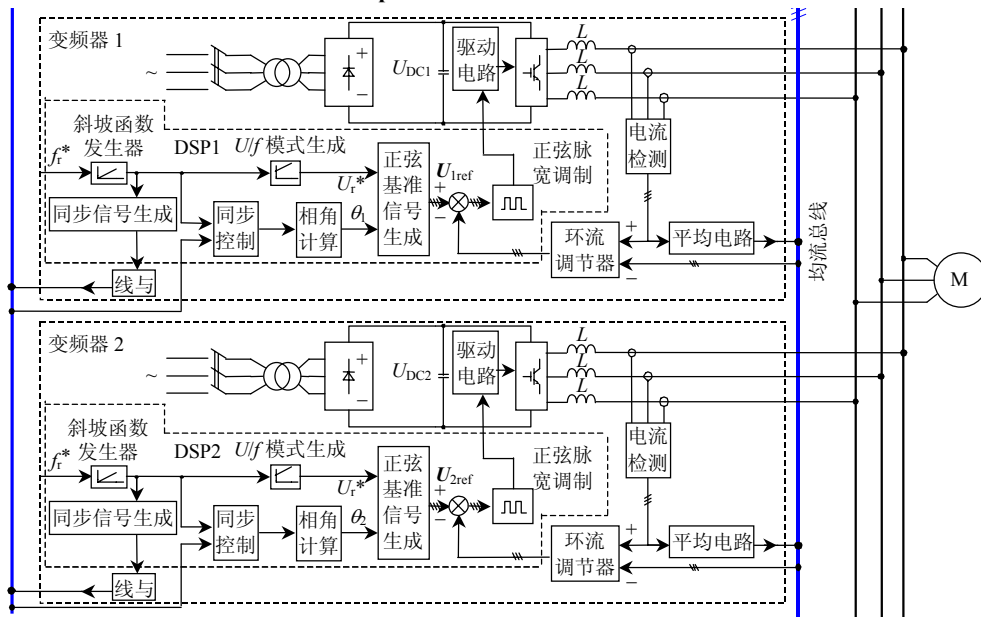


图 2 双机并联驱动系统

Fig. 2 Two inverters in parallel to feed a motor

2 并联控制

2.1 基本思想

基本的控制思想是：首先，将单台变频器的角速度积分得到的相位信息用方波表示，生成自身的同步信号，并在变频器模块之间交流。各台变频器检测相互之间的相位差，控制正弦基准信号相位同步；然后进行均流调节，调整各台变频器输出电流均衡，控制多台变频器实现并联运行。

2.2 同步控制

各台变频器通过采样相互之间的相位误差，根据所得误差对正弦基准信号进行预同步控制，则可以实现多台变频器的相位同步。因为变频器在启动及调速过程中，频率是变化的，因此，与一般的恒频、恒压的逆变器同步控制不同，在变频器同步控制中必须保证频率变化时可靠同步，并且同步精度在允许范围内。

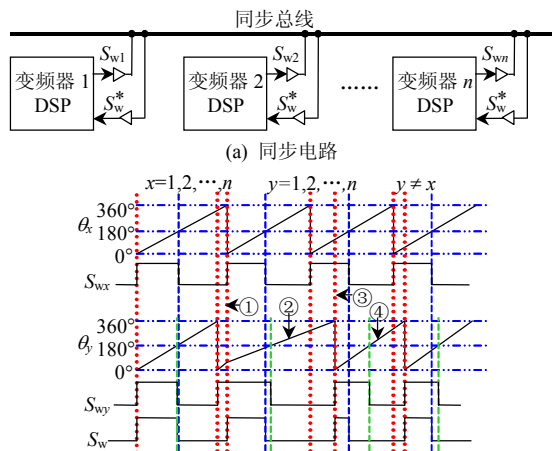
图3(a)为同步电路的原理图。其中 $s_{wj}(j=1, 2, \dots, n)$ 是变频器 j 自身生成的同步信号。所有模块共享的、作为同步基准的同步信号 s_w^* 是由所有参与并联的模块的 s_{wj} 通过线与功能产生的。图3(b)为同步控制原理，以两台变频器并联为例。首先变频器 x 、 y 生成自身的同步信号 s_{wx} 、 s_{wy} 。图中相角 θ 为角速度 ω 的积分，且 $\omega=2\pi f$ 。当相角 θ 等于 0° 时，产生同步信号的上升沿，当相角 θ 等于 180° 时，产生同步信号的下降沿。这样，即可产生包含了变频器模块的相位信息及频率信息的方波同步信号。

并联系统采用全数字控制，因此图3(b)中 θ 角的相位变化实际上为阶梯波，每一个开关周期增加一个固定的步长，而且步长随着给定频率基准的变大而变大，且步长 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = 360^\circ / (f_c / f_{inv}) = 360^\circ f_c / f_{inv} \quad (1)$$

式中： f_c 为变频器开关频率； f_{inv} 为变频器输出频率。

图3(b)表明，同步调节效果与对 θ 角达到 360° 时刻的判断的准确程度密切相关，步长越大，同步脉冲信号 s_{wj} 的上升沿判断误差越大，且最大误差为 $\Delta\theta$ 。例如变频器工作在 50、10 kHz 开关频率下，理论上最大误差为 1.8° 。



变频器 y : ①相位超前；②降低积分速率，即减小频率；③当前频率小于稳态频率且超过允许范围；④增加积分速率，即增加频率。

(b) 同步控制原理
图3 同步控制

Fig. 3 Synchronization control

为了保证变频过程中的同步精度，并且保证在频率变化时可靠同步，系统中采用提高同步控制频率的方法。同步控制算法中，将相位 θ 判断的频率提高为开关频率的 k 倍，则相位判断算法中相角 θ 的步长变为原来的 $1/k$ ，理论上将误差缩小为原来的 $1/k$ 。例如当 $k=8$ 时，相同条件下，理论上最大误差为 0.225° ，能够满足同步控制精度的要求。

两模块分别采样同步基准信号 s_w^* 。当变频器捕

获到 s_w^* 的上升沿，此时判断自身的相位与同步信号的差异 $\Delta\theta_s$ 。

$$\Delta\theta_s = \begin{cases} 360^\circ - \theta, & 180^\circ \leq \theta < 360^\circ \\ -\theta, & 0^\circ \leq \theta < 180^\circ \end{cases} \quad (2)$$

式中： $\Delta\theta_s$ 为正表示自身相位滞后同步信号相位， $\Delta\theta_s$ 为负表示自身相位超前同步信号相位。各模块根据 $\Delta\theta_s$ 的信息，在下个开关周期时立即调节自身的频率，从而改变自身的相位实现与基准同步信号的同步。采用的方法如式(3)所示。

$$\Delta\theta = (360^\circ + k_{syn}\Delta\theta_s) / (f_c / f_{inv}) = (360^\circ + k_{syn}\Delta\theta_s) f_{inv} / f_c \quad (3)$$

式中 k_{syn} 为同步调节系数， k_{syn} 为正值。

必须注意的是：实现同步控制的前提是必须保证每台变频器的频率要维持在稳态频率附近(例如 50 Hz)，不可超出允许的误差范围。通过以上算法，可以保证变频器在稳态工作和频率变化时均可靠同步。

2.3 均流调节

在均流调节中，各台变频器通过采样计算环流信号，对自身的正弦基准信号进行补偿，可以减小各台变频器输出之间的差异。系统的均流调节是基于平均电流均流调节模式。为了防止正弦基准信号失真，在正弦基准信号频率很低的情况下(例如小于 5 Hz)是不加入均流调节的。

图4所示为 N 台并联变频器的平均电流电路原理图。 i_j 为第 j 台变频器的三相输出电流； i_{js} 为第 j 台变频器的三相输出电流的采样信号，为电压信号； i_{nav} 为 N 台变频器共享的三相平均电流信号，为电压信号。

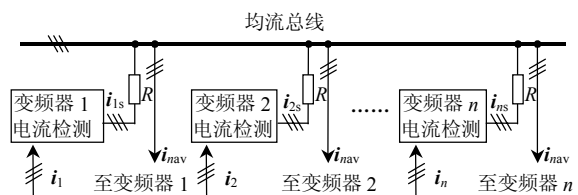


图4 平均电流电路

Fig. 4 Average current circuit

由图4可以得到

$$\mathbf{i}_j = \begin{bmatrix} i_{aj} \\ i_{bj} \\ i_{cj} \end{bmatrix} = k_m \mathbf{i}_{js} = k_m \begin{bmatrix} i_{ajs} \\ i_{bjs} \\ i_{cjs} \end{bmatrix}, \quad j=1, 2, \dots, n \quad (4)$$

$$\mathbf{i}_{nav} = \begin{bmatrix} i_{anav} \\ i_{bnav} \\ i_{cnav} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} (\mathbf{i}_{1s} + \mathbf{i}_{2s} + \dots + \mathbf{i}_{ns}) =$$

$$\frac{1}{n} \begin{bmatrix} i_{a1s} + i_{a2s} + \cdots + i_{ans} \\ i_{b1s} + i_{b2s} + \cdots + i_{bns} \\ i_{c1s} + i_{c2s} + \cdots + i_{cns} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 k_m 是电流检测电路的采样系数。

图 5 所示为第 j 台变频器的均流调节原理图。其中, U_{jref} 为变频器 j 生成的正弦基准信号; U_{jref}^* 为经过均流调节后的正弦基准信号; Δi_{jcc} 为变频器 j 计算得到的环流信号; k_β 为均流调节系数, 为正数。

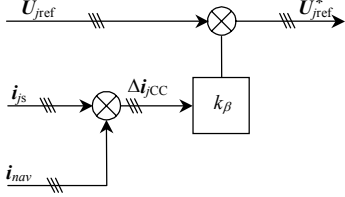


图 5 均流调节

Fig. 5 Current sharing regulation

2.4 环流分析

由图 5 可得

$$\Delta i_{jcc} = i_{js} - i_{nav} = \begin{bmatrix} i_{ajs} \\ i_{bjs} \\ i_{cjs} \end{bmatrix} - \frac{1}{n} \begin{bmatrix} i_{a1s} + i_{a2s} + \cdots + i_{ans} \\ i_{b1s} + i_{b2s} + \cdots + i_{bns} \\ i_{c1s} + i_{c2s} + \cdots + i_{cns} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} (i_{ajs} - i_{a1s}) + (i_{ajs} - i_{a2s}) + \cdots + (i_{ajs} - i_{ans}) \\ (i_{bjs} - i_{b1s}) + (i_{bjs} - i_{b2s}) + \cdots + (i_{bjs} - i_{bns}) \\ (i_{cjs} - i_{c1s}) + (i_{cjs} - i_{c2s}) + \cdots + (i_{cjs} - i_{cns}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{ajcc} \\ \Delta i_{bjcc} \\ \Delta i_{cjcc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

图 6 所示为两并联模块的输出端接法。其中 A_1 、 B_1 、 C_1 是变频器 1 的 3 个输出端子, A_2 、 B_2 、 C_2 是变频器 2 的 3 个输出端子。两机的输出端通过均流电感 L 连接在一起。两模块的输出电流为 i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 和 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} , 其方向如图 6 所示。

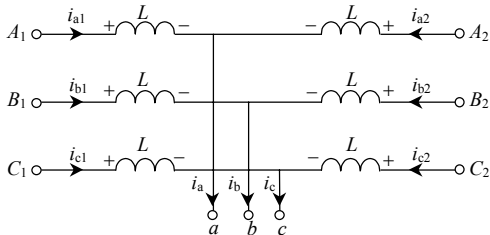


图 6 变频器并联输出端接线

Fig. 6 Output connection of parallel inverters

以两并联运行的变频器 a 相为例分析。由式(6)可得

$$\Delta i_{a1cc} = i_{a1s} - i_{anav} = 1/[1/2(i_{a1s} - i_{a2s})] = 1/2k_m(i_{a1} - i_{a2}) \quad (7)$$

单台变频器采用的是 U/f 控制、SPWM, 因此, 其正弦基准信号幅值是正比于输出频率 f 的, 令比例系数为 k_α 。如果定义三角载波的峰值为 1, 直流母线电容的中点电势为 0, 则加入均流调节时, 可得

$$u_{a01} = U_{DC1}(u_{ra1} - k_\beta \Delta i_{a1cc})/2 =$$

$$\frac{U_{DC1}}{2} [k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_1) - \frac{k_\beta}{2}(i_{a1s} - i_{a2s})] \quad (8)$$

$$u_{a02} = \frac{U_{DC2}}{2} (u_{ra2} - k_\beta \Delta i_{a2cc}) =$$

$$\frac{U_{DC2}}{2} [k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_2) - \frac{k_\beta}{2}(i_{a2s} - i_{a1s})] \quad (9)$$

式中: u_{a01} 和 u_{a02} 为变频器 1 和变频器 2 的桥臂输出相电压; u_{ra1} 和 u_{ra2} 为变频器 1 和变频器 2 的 a 相正弦基准信号; U_{DC1} 、 U_{DC2} 为两台变频器的直流母线电压; ω 为变频器给定角频率; φ_1 、 φ_2 为两台变频器的相位差。b 相、c 相公式可以同理写出。定义:

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{ab} \\ \Delta u_{bc} \\ \Delta u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a1b1} - u_{a2b2} \\ u_{b1c1} - u_{b2c2} \\ u_{c1a1} - u_{c2a2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

可以得到

$$\Delta u_{ab} = Ls(i_{a1} - i_{a2}) - Ls(i_{b1} - i_{b2}) = \frac{U_{DC1}}{2} (u_{ra1} - u_{rb1}) - \frac{U_{DC1}k_\beta}{2} (\Delta i_{a1cc} - \Delta i_{b1cc}) - \frac{U_{DC2}}{2} (u_{ra2} - u_{rb2}) + \frac{U_{DC2}k_\beta}{2} (\Delta i_{a2cc} - \Delta i_{b2cc}) \quad (11)$$

式中 s 为拉普拉斯算子。同理可以得到 Δu_{bc} 、 Δu_{ca} 的表达式, 与 Δu_{ab} 表达式类似。由式(11)可得

$$\Delta i_{a1cc} - \Delta i_{b1cc} = \frac{U_{DC1}(u_{ra1} - u_{rb1}) - U_{DC2}(u_{ra2} - u_{rb2})}{4k_m Ls + k_\beta(U_{DC1} + U_{DC2})} \quad (12)$$

同理可得

$$\Delta i_{b1cc} - \Delta i_{c1cc} = \frac{U_{DC1}(u_{rb1} - u_{rc1}) - U_{DC2}(u_{rb2} - u_{rc2})}{4k_m Ls + k_\beta(U_{DC1} + U_{DC2})} \quad (13)$$

$$\Delta i_{c1cc} - \Delta i_{a1cc} = \frac{U_{DC1}(u_{rc1} - u_{ra1}) - U_{DC2}(u_{rc2} - u_{ra2})}{4k_m Ls + k_\beta(U_{DC1} + U_{DC2})} \quad (14)$$

令 $s=j\omega$, 联立式(12)~(14)可得

$$\Delta i_{a1cc} = \frac{(U_{DC1}u_{ra1} - U_{DC2}u_{ra2})}{k_\beta(U_{DC1} + U_{DC2}) + j4k_m\omega L} \quad (15)$$

式(15)为加入均流调节后, 变频器 1 计算得到的 a 相环流的表达式。将 u_{ra1} 、 u_{ra2} 代入式(15)并整理, 可得

$$\Delta i_{a1cc} = \frac{U_{DC1}k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_1) - U_{DC2}k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_2)}{k_\beta(U_{DC1} + U_{DC2}) + j8\pi k_m f L} \quad (16)$$

且:

$$|\Delta i_{a1cc}| = \frac{U_{DC1}k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_1) - U_{DC2}k_\alpha f \cos(\omega t + \varphi_2)}{\sqrt{k_\beta^2(U_{DC1} + U_{DC2})^2 + 64\pi^2 k_m^2 f^2 L^2}} \quad (17)$$

在实际并联系统中, U_{DC1} 与 U_{DC2} 、 φ_1 与 φ_2 之

间的误差很小; k_{α} 、 L 为常数, 并且在固定频率工作时, f 为常数。因此, 由式(16)、(17)可得, 通过调节均流系数 k_{β} 可以实现对环流的控制, 且环流为一个有限值。

3 仿真与实验验证

3.1 仿真验证

表 1 所示为系统 Matlab 仿真模型的主要参数。设定两变频器模块之间相位相差 2° , 直流母线电压相差 10 V。

图 7 所示为变频器给定工作频率为 45 Hz 情况下的仿真波形。如图 7 所示, 环流在电机稳定运行时很小, 且负载变化对环流无明显影响。在其他的工作频率下(20~50 Hz)的仿真结果类似, 均可以得到很好的并联效果。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation Parameter

元件	参数	数值
变频器	开关频率/kHz	10
	额定功率/kW	2.2
感应电机	额定转速/(r/min)	1 420
	额定电流/A(RMS)	5
	极数	4
均流电感	电感/mH	2.5

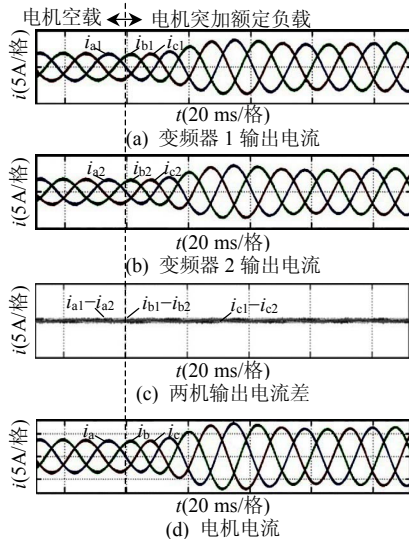


图 7 突加负载的仿真结果

Fig. 7 Simulation results with stepping load

3.2 实验验证

本系统的实验参数与仿真参数一致。DSP 为 TMS320F2812。两台变频器直流母线电压均近似等于 650 V, 并且异步电机工作在空载条件下。

图 8 所示为两台变频器并联启动波形。 i_{a1} 和 i_{a2} 为两台变频器 a 相输出电流。 u_{c1a1} 为并联输出的一线电压, 因为示波器时基选取比较长, 为 400 ms/

格, 导致线电压的波形失真。 $i_{a1}-i_{a2}$ 为电流 i_{a1} 和 i_{a2} 的差值波形。图 9 为两台变频器并联运行的稳态波形。图 9 中 4 个通道波形所代表的含义与图 8 相同。图 9(a)中两台变频器的稳态工作频率为 20 Hz, 图 9(b)中两台变频器的稳态工作频率为 45 Hz。图 10 为两台变频器频率变化时的并联运行波形。 S_{fch} 为

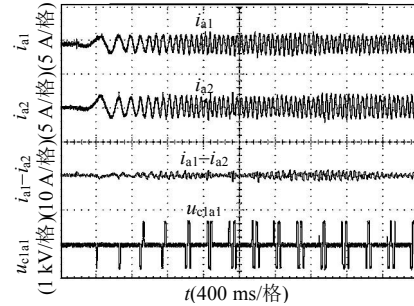
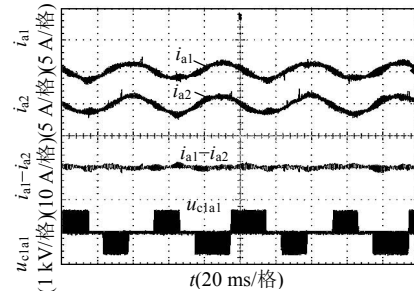
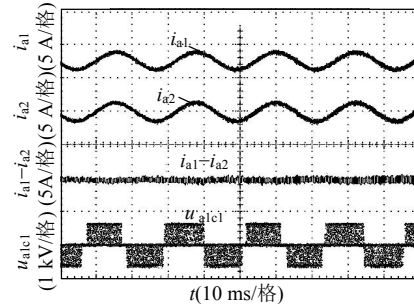


图 8 变频器并联启动波形

Fig. 8 Experimental results during starting process



(a) 20 Hz 下并联运行稳态波形



(b) 45 Hz 下并联运行稳态波形

图 9 稳态实验波形

Fig. 9 Experimental result in steady state

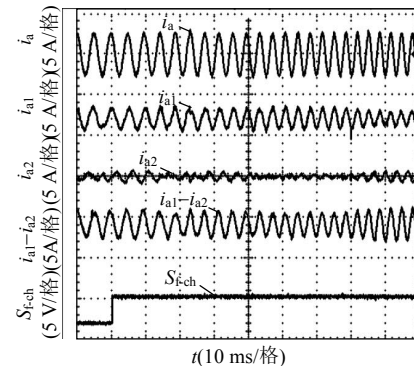


图 10 频率变化实验波形

Fig. 10 Frequency changing process

DSP 送出的、代表两台变频器给定频率基准开始变化时刻的信号。 S_{f_ch} 的上升沿代表此时两变频器频率从 20 Hz 开始平滑上升到 45 Hz。 i_a 为并联系统的 a 相输出电流, 即为电机 a 相电流。

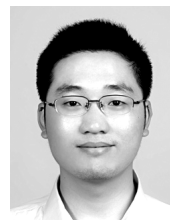
从仿真及实验结果可以看出, 在电机空载的条件下, 在不同的频率基准给定下, 所提出的并联控制方法在动态过程中和稳态情况时均可以获得很好的并联运行性能。

4 结论

本文提出了一种基于解耦控制的变频器并联控制方法, 理论分析和实验结果验证了该方案的可行性和有效性。这种并联控制方法具有如下特点: 1) 实现简单, 并且可以获得良好的动态及静态并联运行特性; 2) 在 20~50 Hz 工作范围内, 不同频率下及频率变化时均可获得较好的均流性能; 3) 各并联模块之间仅需要同步和均流两组信号总线连接、构成分布式并联系统。理论上可以任意数目的变频器模块并联; 4) 同步信号由频率积分信号生成, 具有很好的抗干扰性。

参考文献

- [1] Xing Y, Huang L, Yan Y. Redundant parallel control for current regulated inverters with instantaneous current sharing[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Acapulco, Mexico, 2003.
- [2] 方天治, 阮新波, 肖岚, 等. 一种改进的分布式逆变器并联控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 30-36.
Fang Tianzhi, Ruan Xinbo, Xiao Lan, et al. An improved distributed control strategy of parallel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 30-36(in Chinese).
- [3] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 采用 SVPWM 的三相逆变电源的分散逻辑并联运行[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 81-86.
Kong Xuejuan, Wang Jingjiang, Peng Li, et al. Distributed logic paralleling operation of three phase inverters applying SVPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 81-86(in Chinese).
- [4] Marwali M N, Jung J W, Keyhani A. Stability analysis of load sharing control for distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(3): 737-745.
- [5] Jingtao T, Hua L, Jun Z, et al. A novel load sharing control technique for paralleled inverters[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Acapulco, Mexico, 2003.
- [6] 蒋桂宾, 裴云庆, 杨旭, 等. SPWM 逆变电源的无互联信号线并联控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 94-98.
Jiang Guibin, Pei Yunqing, Yang Xu, et al. Parallel operation of sinusoid wave inverters without control interconnections[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 94-98(in Chinese).
- [7] 张尧, 马皓, 雷彪, 等. 基于下垂特性控制的无互联线逆变器并联动态性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 42-48.
Zhang Yao, Ma Hao, Lei Biao, et al. Analysis of dynamic performance for parallel operation of inverters without wire interconnections[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 42-48(in Chinese).
- [8] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. UPS 无互联线并联中基于解耦控制的下垂特性控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 117-122.
Lin Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. The droop characteristic control scheme basing on decoupling control in the parallel operation of UPS with no control connection[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 117-122(in Chinese).
- [9] Guerrero J M, García de Vicuña L, Matas J, et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 54(2): 148-156.
- [10] Guerrero J M, García de Vicuña L, Matas J, et al. Wireless- control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1461-1470.
- [11] Hahii M, Kousaka K, Kamimoto M. New approach to a high power GTO PWM inverter for ac motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, 23(2): 263-269.
- [12] Kawakami N, Honbu M, Ikimi T, et al. Quick response and low-distortion current control for multiple inverter-fed induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(2): 240-247.
- [13] Ogasawara S, Takagaki J, Akagi H, et al. A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(5): 1023-1030.
- [14] 许波. 基于变频单元并联的调速装置的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2006.
Xu Bo. Research of speed regulating device based on parallel inverters[D]. Xi'an: Xi'an university of technology, 2006(in Chinese).
- [15] Honbu M, Matsuda Y, Miyazaki K, et al. Parallel operation technique of GTO inverter sets for large ac motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1983, IA-19(2): 198-205.
- [16] Yoshikawa T, Inaba H, Mine T. Analysis of parallel operation methods of PWM inverter sets for an Ultra-High speed elevator[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans, Louisiana, 2000.



华明

收稿日期: 2010-03-15。

作者简介:

华明(1985—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, huaming@nuaa.edu.cn;

胡海兵(1973—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子与电力传动;

邢岩(1964—), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子与电力传动;

何中一(1979—), 男, 博士, 研究方向为电力电子与电力传动。

(责任编辑 吕鲜艳)