

400Hz 中频单相电压源逆变器的 输出控制及其并联运行控制

谢孟, 蔡昆, 胜晓松, 王平, 李耀华

(中国科学院电工研究所, 北京市 海淀区 100080)

Output Control and Parallel Operation Control of 400Hz Single-phase Voltage-source Inverter

XIE Meng, CAI Kun, SHENG Xiao-song, WANG Ping, LI Yao-hua

(Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Science, Haidian District, Beijing 100080, China)

ABSTRACT: Because of the high output voltage frequency of medium frequency power supply, there will be more difficulties in controlling the inverter to achieve good output voltage waveform and high capability than the controlling of 50Hz inverter. Aim at the characteristic of this 400Hz medium frequency inverters, this paper presents a double feedback loop control scheme with amplitude loop for single-phase voltage-source inverters (VSI) and get the perfect output waveform. Furthermore, a droop method sharing a synchronous signal and a novel DC-offset voltage droop method used to eliminate the DC cross current are proposed and applied in the parallel operation control of 400Hz inverter. Output current is shared well. The validity of the proposed scheme is proved by the experimental results on two 1.5KW single-phase inverters.

KEY WORDS: power electronics; inverter; medium frequency power supply; output control; parallel operation control

摘要: 中频电源由于其较高的输出频率, 要想得到较好的输出电压波形和较大的输出功率, 则比工频逆变器的控制更加困难。针对 400Hz 中频逆变器的特点, 给出了一种带幅值环的双闭环单相逆变器控制策略, 得到了很好输出波形。并提出了一种介于有线和无线并联控制方法之间的共享同步信号的外特性下垂控制方法, 以及用于消除直流环流的直流偏置电压下垂方法, 将上述方法应用于中频逆变电源的并联运行控制, 取得了很好的均流效果。介绍了该方案的理论依据, 并搭建了两台 1.5kW 的实验样机, 实验结果证明了该方案的有效性。

关键字: 电力电子; 逆变器; 中频电源; 输出控制; 并联运行控制

0 引言

400Hz 交流电源属于特种电源范畴, 多应用在船舶、武器装备等非民用场合。这种电源的核心就是逆变器, 其必须具备输出高质量电压波形的能力。而由于其使用场合的特殊性, 又需要其有足够的输出功率和较高的稳定性^[1-2]。

逆变器输出控制有很多方案, 其中双闭环控制以其控制器设计简单、输出电压波形失真小、动态响应速度快等优点, 得到了广泛的应用^[3-6]。但是这种双闭环控制方案采用 PI 调节器, 跟踪信号为快速变化的正弦波, 而单相逆变器又不能象三相系统那样进行坐标变换, 这样普通的 PI 调节器就无法消除静态误差。如果加大比例作用, 则能减小系统静差, 但因现在的控制系统都采用数字控制, 所用信号都存在量化误差, 所以再大的比例作用也不能完全消除静差, 而系统的稳定性还会随着比例系数的增大而降低。在相同的采样频率下, 400Hz 的逆变器较之工频(50Hz)逆变器, 在一个周期内的采样点少 8 倍, 控制精度大大降低, 系统静差就更难消除。针对 400Hz 的特点, 本文在传统双闭环的基础上, 采取一个外加的幅值环来消除系统静差^[1]。

为了使中频电源有足够的输出功率和较高的稳定性, 本文采用多台逆变器并联运行的工程应用方案。由于逆变电源的输出电压是交流量, 必须让所有电源的输出电压在频率、相位和幅值上都严格同步才能保证输出功率的均分。由于逆变器的输出阻抗非常小而动态响应又非常快, 就导致了逆变器输出电流快速的变化, 很容易在各相之间产生很大

的环流^[7], 必须采取并联控制策略来抑制环流, 以保证并联系统的稳定运行。现有的控制策略主要分为有线方案^[8-11]和无线方案^[12-14]两类。有线方案需要在逆变器之间交换各自的一些信息(比如输出电流或功率等), 逆变器利用其他逆变器的信息, 来调整自身的输出, 达到各逆变器均分输出电流的目的。而这种方案, 需要在各单元之间交换数据, 所用的通讯线路不可避免的会受到干扰, 将噪声引入了控制系统。无线方案避免了一切控制上的相互连接, 仅仅利用本单元的输出信息调节逆变器的外特性倾斜度(即调节输出阻抗), 达到均流控制的目的。无线方案完全通过外特性下垂来实现各逆变器输出电压相位上的同步, 但是对于 400Hz 的电源来说, 一个周期只有 2.5ms, 受到功率器件开关频率和数字处理器处理速度的限制, 一周期内的采样点有限, 导致了数字控制本身的相位量化误差, 仅仅依靠外特性下垂来实现相位同步是很困难的。本文提出了一种介于有线和无线之间的一种方案, 各单元共享一个由定时器发出的 400Hz 同步信号, 各逆变器的参考正弦电压信号与该同步信号同步。同步信号通过光纤传播, 既可以远距离传输, 又不会受到其他信号的干扰。由于这一同步信号的存在, 各逆变器可以保持参考电压的频率和相位一致, 再通过外特性下垂方案来调整各自实际输出电压的幅值和相位, 使各单元均分输出电流。文中称这种控制策略为共享同步信号的外特性下垂并联控制方法。该方案在两台 1.5kW 的单相 400Hz 逆变器上进行实验验证, 取得了满意的结果。

1 带有幅值外环的双闭环控制方案

1.1 单相逆变器的主回路

单相逆变器的主回路结构如图 1 所示, 图中, U_d 为直流母线电压; u_i 为滤波器输入电压; u_0 为逆变器输出电压; i_L 为电感电流; i_C 为电容电流; i_0 为负载电流。L、C 分别为滤波电感和电容。不考虑输出电感的等效电阻和死区等各种阻尼因素的影响。

由图 1 很容易得到空载逆变器的传递函数

$$G_o(s) = 1/(LCs^2 + 1) \quad (1)$$

这是一个欠阻尼二阶系统, 动态性能较差。在截止频率处系统会有振荡, 系统的稳定裕度也很小。为了增强系统的动态性能和稳定性, 需要引入反馈控制。本文提出的控制方案包括电感电流环、

输出电压环和最外层的输出电压幅值环。

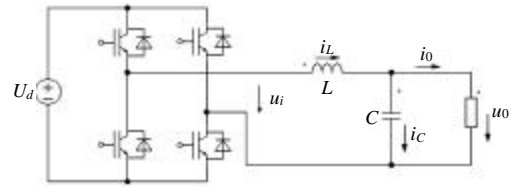


图 1 单相全桥逆变器主回路结构图

Fig. 1 Configuration of single-phase full-bridge inverter

1.2 电感电流环和输出电压环

系统框图如图 2 所示。控制器由电感电流内环和电容电压外环组成。 U_{ref} 是最外层幅值环给出的参考电压指令, 电压环通过一个比例环节控制输出电压 U_c , 使其跟踪参考电压。电流内环也只用一个比例环节, 其中还引入了输出电压解耦项以消除输出电压对电流环的扰动。图中 K_v 、 K_c 分别为电压环和电流环的比例系数。

由图 2 可得到输出电压对给定参考电压的传递函数为

$$\frac{U_c}{U_{ref}} = \frac{K_v K_c}{LCs^2 + K_c Cs + K_v K_c} \quad (2)$$

由式(2)可得空载下系统的幅值静差

$$1 - \left| \frac{U_c(j\omega)}{U_{ref}(j\omega)} \right| = 1 - \frac{K_v K_c}{\sqrt{(K_v K_c - LC\omega^2)^2 + (K_c C\omega)^2}} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 随着两个比例系数的增加, 系统的静差不断减小, 但是无法做到无静差, 而且系统的频率特性决定了比例系数不可能很大。为了消除静态误差, 得到更好的稳态波形, 本方案在电流电压双环的基础上引入了一个幅值环, 它位于双环的外层, 对稳态波形质量进行控制。

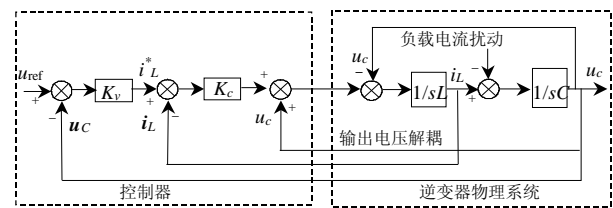


图 2 电感电流环和输出电压环控制框图

Fig.2 Control chart of inductance current loop and output voltage loop

1.3 输出电压幅值环

图 3 为带有幅值环的系统控制框图。其中 $P(s)$ 为设计好的双环控制系统。

图中的幅值环将给定参考电压的幅值与逆变器实际输出电压的幅值相比较, 采用 PI 型调节器。该调节器调节的是一个直流量, 由于 PI 型调节器对阶跃指令的无差调节作用, 可以消除系统的幅值静

差。幅值环的输出与标准正弦信号相乘的结果作为2.2中所述双闭环的参考电压。

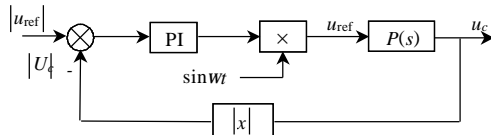


图3 带幅值环的控制结构框图

Fig. 3 Structure of Controller with amplitude loop

2 逆变器并联运行控制方案

2.1 并联系统模型的建立和环流分析

逆变器并联运行是一个提高电源系统容量和稳定性的有效方式，也是电源系统模块化的有效途径。但由于其输出阻抗较小，很容易在不同逆变器之间产生环流，所以控制算法的主要目的就是消除环流。本文采用一种共享同步信号的外特性下垂并联控制方法。

以两个逆变器并联为例，它们的简化电路如图4所示。其中 U_1 、 U_2 是两个逆变器的输出电压， Z_1 、 Z_2 是它们的输出阻抗， Z_L 是负载阻抗。

在实际应用中，即使是同一型号的逆变电源的输出电压也不可能在任意时刻都保持一致，它们会有如图5所示的各种差别。电压差不但包括幅值差和相位差，还包括直流偏置的细微差别。

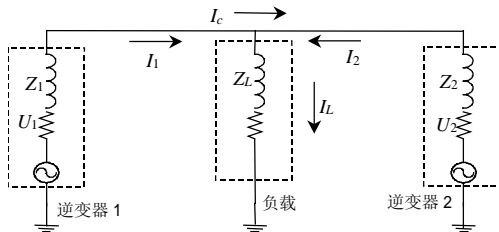


图4 两个逆变器并联等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram of parallel operation of two inverters

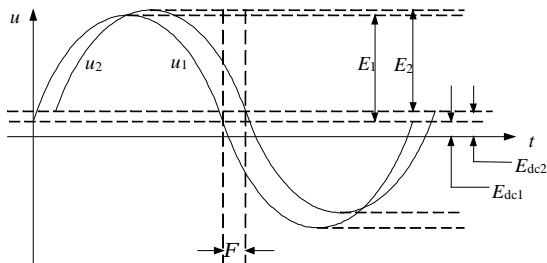


图5 两逆变器输出电压比较

Fig. 5 Compare of output voltage of two inverters

式(4)、(5)给出了 U_1 、 U_2 的表达式

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_{ac1} + E_{dc1} = E \cdot \cos wt + E_{dc1} \quad (4)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{ac2} + E_{dc2} = (E + \Delta E) \cdot \cos(wt + j) + E_{dc2} \quad (5)$$

式中： ΔE 和 j 分别是输出电压的幅值差和相位差； E_{dc1} 和 E_{dc2} 分别是两个输出电压的直流偏置。

这样就可以得到环流的表达式为

$$i_c = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = \frac{\dot{E}_{ac1} - \dot{E}_{ac2}}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} + \frac{E_{dc1} - E_{dc2}}{rs_1 + rs_2} = i_{c_ac} + I_{c_dc} \quad (6)$$

$$\dot{Z}_1 = rs_1 + jwL_1 \quad \dot{Z}_2 = rs_2 + jwL_2 \quad (7)$$

由式(6)可以看出环流由两部分组成：一部分是交流环流，一部分是直流环流^[15]。交流环流可以由幅值差产生的，也可以是由相角差产生的。直流环流是由于不同的直流偏置导致的，由于直流偏置非常小，所以这部分环流很容易被人们忽略，但如果仔细观察式(6)、(7)，可以发现 $rs_1 + rs_2 \ll \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2$ ，即输出阻抗中阻性的成分非常小，所以即使只有很小的直流偏置差，也有可能产生很大的直流环流。

2.2 并联运行控制策略

从上面的分析可以知道，环流来自3个方面。文献^[7]指出对于交流环流，相角差产生的环流要远远大于同样的幅值差产生的环流，所以在并联控制中，首先要解决的就是相位同步问题。但是由于逆变器采用数字控制，以文中研究的400Hz逆变器为例，如果数字控制的采样频率是16K，每次控制的间隔角度是9°，如果采用传统的下垂控制方法通过输出有功功率的变化来调整相角，就很难达到很好的均流效果。本文中，利用一个定时器产生一个400Hz的方波，作为所有逆变器的同步信号，各逆变器的给定电压信号都与该同步信号同步。由于同步信号通过光纤传播，不会受到其他信号的干扰。在利用了这个同步信号的基础上，再用传统的下垂方法，一方面调节输出电压的幅值差，另一方面再对相位差做一些微调，以达到良好的均流交流环流的目的。对于直流环流，文中采用一种直流偏置电压下垂的控制方法用来减小直流环流。完整的并联运行控制系统图如图6所示。

图中 $P(s)$ 为2.3中所述的双环控制系统。逆变器的波形控制采用第二部分所述的带幅值环的双闭环控制策略。并联控制器根据逆变器自身输出的电压和电流，将输出电流分解为有功电流、无功电流、直流电流。再用文献^[12]中所述下垂方法，通过式(8)、(9)分别对参考正弦电压的幅值和计算出来的

与同步信号同步的正弦角度进行下垂控制。下垂后的幅值作为幅值环的给定，新得到的相角再经过正弦波发生器，产生当前的正弦值，并与幅值环的输出相乘以后作为逆变器的给定正弦电压信号。这样可以达到均分有功、无功电流的目的。

$$|U_{ref}| = |U_{ref}|_o - m \cdot I_q \quad (8)$$

$$f = f_o - n \cdot I_p \quad (9)$$

对于直流环流的消除，考虑这样一种情况：假设某逆变器的电压传感器有一定的零漂，也就是说当其输入一个上下对称的正弦波时，它的输出信号有一个直流偏置。如果这个偏置是正值，那么通过电压环的修正，就会使逆变器的输出电压产生负的直流偏置，反之亦然。利用这一结论，可以得到文中所述的直流偏置电压下垂的控制方法。其基本思想就是：将输出电流中的直流分量乘以一个比例系数以后，以负反馈的形式引入到电压给定中，其目的就是产生类似于电压传感器零漂的作用。如果该逆变器的输出电压的直流偏量比其他的逆变器高，那么它输出电流中就会有正的直流偏置，将这个偏置负反馈到给定电压中后，就会通过电压环的作用，降低输出电压的直流偏量，从而减小直流环流，最终达到消除直流环流的目的。

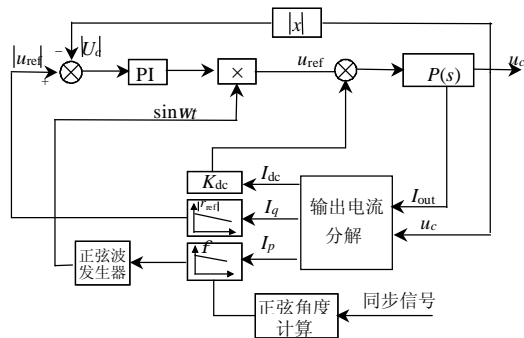


图 6 并联运行控制框图

Fig. 6 Controller of parallel operation

该并联运行控制策略除了利用定时器产生的同步信号以外，完全利用本单元的输出信息调节逆变器的外特性倾斜度而实现均流，文中称这种控制策略为共享同步信号的外特性下垂并联控制方法。

3 实验结果

为了验证所提出的控制策略的正确性，本文在两台 1.5kW 的单相全桥逆变器样机上进行了实验。样机采用全数字控制，控制芯片为 TI 的 TMS320F240，产生同步信号的定时器采用 8253 芯

片。

实验参数如下：输入直流母线电压为 180V；输出电压为 115V、400Hz；滤波电感为 500μH；滤波电容为 20μF；开关频率为 8KHz；采样频率为 16kHz。

实验结果如图 7、8、9 所示。图 7 所示是并联运行时，单台逆变器的输出电压和电流波形。图 8 中，在 t 时刻逆变器由单机运行状态切换置并联运行状态，可以看出电压波形没有受到并联的太大影响，电流波形变成两台逆变器的平均电流。图 9 所示是两台逆变器并联运行时的输出电流比较，由波形可以看出文中所述并联控制策略的均流效果是很好的。

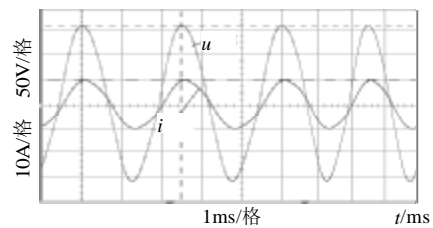


图 7 一台逆变器的电压电流波形

Fig. 7 Voltage and current waveform of one inverter

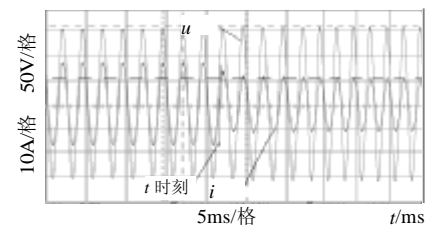


图 8 一台逆变器并联前后电压电流变化

Fig. 8 Variety of voltage and current of one inverter when parallel connected

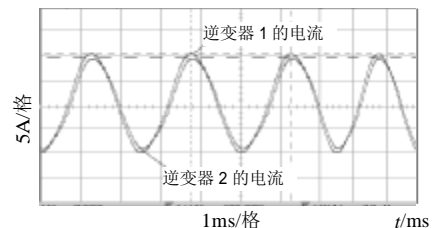


图 9 两台逆变器输出电流比较

Fig. 9 Compare of output current of two parallel connected inverters

4 结论

本文给出了一种带幅值环的双闭环单相逆变器控制策略，并提出了一种共享同步信号的外特性下垂并联控制方法，应用于中频电源的并联运行，取得了满意的效果。本文对 400Hz 逆变电源在各种场合下的使用具有一定的指导意义。

参考文献

- [1] 蔡昆, 李耀华, 胜晓松, 等. 高性能单相电压源逆变器的输出控制[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 104-107.
Cai Kun, Li Yaohua, Sheng Xiaosong, et al. Output control of the high performance single-phase voltage-source inverters[J]. Trans. on China Electro-technical Society, 2005, 20(1): 104-107(in Chinese).
- [2] Uffe Borup Jensen, Frede Blaabjerg. A new control method for 400-Hz ground power units for airplanes[J]. IEEE Trans. on Industry applications, 2000, 36(1): 180-187.
- [3] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 49-53.
Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [4] Naser M Abdel-Rahim, John E. Quaicoe. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 532-543.
- [5] 王学华, 阮新波. SPWM 控制单相三电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 73-76.
Wang Xuehua, Ruan Xinbo. SPWM control single-phase three level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 73-76(in Chinese).
- [6] 戴朝波, 林海雪. 电压源型逆变器三角载波电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(2): 99-102.
Dai Chaobo, Lin Haixue. A novel triangular carrier current control for voltage source inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(2): 99-102(in Chinese).
- [7] Takao Kawabata, Shigenori Higashino. Parallel operation of voltage source inverters[J]. IEEE Trans on Industry applications, 1988, 24(2): 281-287.
- [8] Wu Tsai-Fu, Chen Yu-Kai. 3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics 2000, 47(2): 273-281.
- [9] Chen Jiann-Fuh, Chu Ching-Lung. Combination voltage-controlled and current-controlled PWM converters for UPS parallel operation [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10(2): 547-558.
- [10] Ogasawara S, Takagaki J, Akagi H. A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter[J]. IEEE Trans on Industry applications, 1992, 28(3): 1023-1027.
- [11] 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(in Chinese).
- [12] Ernane Antonio Alves Coelho, Porfirio Cabaleiro Cortizo, Pedro Francisco Donoso Garcia. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems[J]. IEEE Trans on Industry applications, 2002, 38(2): 533-542.
- [13] Mukul C Chandorkar, Deepakraj M Divan, Rambabu Adapa. Control of parallel connected inverters in standalone ac supply system[J]. IEEE Trans on Industry applications, 1993, 29(1): 136-143.
- [14] Anil Tuladhar, Hua Jin, Tom Unger et al. Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect[J]. IEEE Trans on Industry applications, 2000, 36(1): 131-138.
- [15] 陈良亮, 肖岚, 龚春英, 等. 逆变器并联系统直流环流产生原因及其检测与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 73-76.
Chen Liangliang, Xiao Lan, Gong Chunying, et al. Reasons and methods for detecting and restraining DC circulating current in parallel inverter system[J]. Proceedings of the CSEE 2005, 25(1): 73-76(in Chinese).

收稿日期: 2005-11-27。

作者简介:

谢孟(1978—), 男, 中国科学院研究生院博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, simon@mail.iee.ac.cn;

蔡昆(1976—), 男, 博士后, 研究方向为电机驱动与电源技术。

(编辑 王彦骏)