

基于环流阻抗的逆变器并联控制策略

余蜜, 康勇, 张宇, 单鸿涛, 段善旭

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省武汉市 430074)

Research on a Novel Current-sharing Scheme Based on Circulating Impedance of Multi-inverter Parallel System

YÜ Mi, KANG Yong, ZHANG Yu, SHAN Hong-tao, DUAN Shan-xu

(College of Electrical and Electronics Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: At present, most of parallel multi-inverter systems employ the strategy that use circulating active/reactive power to compensate the RMS value and phase of the output voltage reference. When the parallel system is without connection of inductors, the relationship between the circulating active/reactive power and RMS value and phase of the output voltage reference is complex. This paper proposes the concept of circulating impedance, and introduces it into current-sharing control strategy. Based on circulating impedance, the controller uses the circulating current to compensate the RMS value and phase of the output voltage reference, so that the parallel system can implement the current-sharing. The paper sets up the mathematical model of circulating impedance, and researches on the design of current-sharing controller based on circulating impedance. Experimental 220Vac/3kVA inverters are built and paralleled. The results of experiment verify that the current-sharing strategy based on circulating impedance is available and efficient.

KEY WORDS: circulating impedance; multi-inverter system; current-sharing; parallel operation

摘要: 目前,多逆变器并联系统大多采用均值均流控制策略。均值均流控制一般采用环流有功及环流无功进行调相、调幅控制。对于无并机电感的逆变器并联系统,通过环流功率对输出参考电压调相、调幅的调节控制关系与逆变器波形控制参数有关。文中提出了环流阻抗概念,并把它应用到并联系统的均流控制中。根据环流阻抗利用环流直接控制输出参考电压的幅值与相位,实现了无并机电感的并联系统的均流控制。文中对并联系统进行分析获取了模块环流阻抗的数学模型。文中研究基于环流阻抗的均流控制调节器设计。实验结果验证了此均流控制策略是可行的且均流效果良好。

关键词: 环流阻抗; 多逆变器系统; 均流; 并联运行

0 引言

随着负载对电能质量要求的提高,不间断电源(uninterruptible power supply, UPS)的需求量得到迅猛增长^[1]。由于负载能量需求增加,UPS的容量也要随之增加。通过多逆变器模块并联,可以增加UPS的容量及提高UPS的可靠性^[2],但逆变器并联同时带来新的问题:它需要一种均流控制策略使得并联系统的各个逆变器模块的输出电流一致。

目前常用的3大类均流控制结构包括:主从控制^[3]、无互联线控制^[4-8]以及分散逻辑控制^[9-12]。在这3种控制结构中,分散逻辑控制应用最广,而分散逻辑控制结构常用环流功率进行均流控制。此控制思想是由电力系统中同步电机并网理论演化而来,认为输出有功取决于相位差,输出无功取决于幅值差。这是建立在并机电感为主感性的基础上的。为了减小装置的体积与效率和提高系统的输出特性,并联系统一般采取减小甚至去除并机电感,此时,逆变器的并机阻抗特性受逆变器电压波形控制的控制参数的影响较大,且不是滤波电感的阻抗特性。因而,在此情况下,传统采用环流功率进行均流控制有它的局限性。

本文通过分析模块输出参考电压与模块环流之间的直接关系,提出了环流阻抗的概念:环流阻抗定义为模块输出参考电压增量与模块输出环流增量之间的在物理意义上类似的阻抗关系,本文把环流阻抗引入到并联系统的均流控制中。根据环流阻抗,通过环流直接调节输出参考电压的幅值、相位,来实现有/无并机电感的并联系统均流控制。实验制作了3kVA的逆变模块并使其并联运行在无并机电感状况下。实验结果验证了该均流控制策略是

可行的并具有良好的均流效果。

1 系统结构说明

图 1 给出了带有 n 个逆变器模块的并联系统控制框图。每个逆变器模块控制均由 3 部分组成：锁相控制闭环、瞬时电压反馈闭环、均流控制闭环。

锁相控制闭环使逆变模块的输出参考电压的相位与系统其他模块的相位保持一致。瞬时电压内环使逆变模块的输出电压受其所带负载影响较小，保证其波形畸变率较小。均流控制闭环使并联系统的各模块均分负载电流。

在均流控制中，均流母线从各模块获取其瞬时输出电流，经综合后反馈给各模块并联系统的瞬时平均电流。从均流母线获取的平均电流与模块自身输出电流之差为模块的输出环流。均流控制闭环根据模块环流阻抗利用环流直接调节输出参考电压的幅值与相位，使模块输出电流跟踪系统的平均输出电流且与其一致。各个模块的输出电流都与平均输出电流一致，就实现了并联系统的各模块的负载均分。

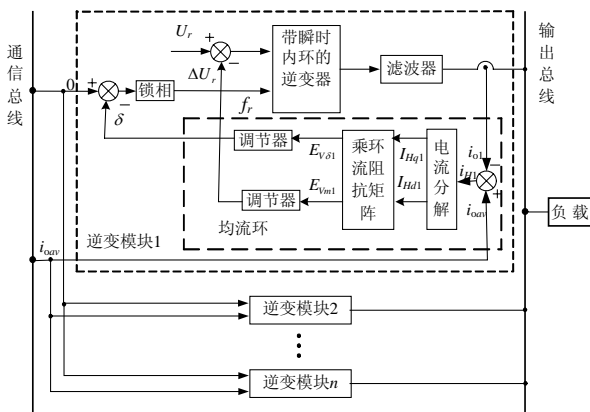


图 1 并联系统框图
Fig. 1 Parallel system diagram

2 数学模型

2.1 逆变模块模型

逆变器模块如图 2 所示。在图 2 中， R 为逆变器开关导通等效电阻、即死区效应等效电阻与电感器寄生电阻之和， L 为滤波电感， C 为滤波电容，负载 Z_L 可为线性或非线性等任意负载。桥式变换器可认为是一比例功率放大环节 K 。当直流母线电压不变时，比例系数 K 保持不变。

本文以电压瞬时反馈内环采用 PID 控制的并联系统为例进行研究。根据文献[13]所提出的 PID 极点配置方法对电压瞬时反馈闭环控制的极点进行配置，可使逆变模块获得较好的输出特性与稳定性。

单逆变模块的瞬时电压反馈环的控制框图如图 3 所示。图中， K_d 、 K_p 、 K_I 为根据极点配置方法所确定的 PID 参数。从图 3 可导出模块的输出电压传递函数式(1)为

$$V_o(S) = \frac{A(S)}{D(S)} V_r(S) - \frac{C(S)}{D(S)} I_o(S) \quad (1)$$

式中： $D(S) = K(K_d S^2 + K_p S + K_I) + LCS^3 + RCS^2 + S$ ； $A(S) = K(K_d S^2 + K_p S + K_I)$ ； $C(S) = S(SL + R)$ 。

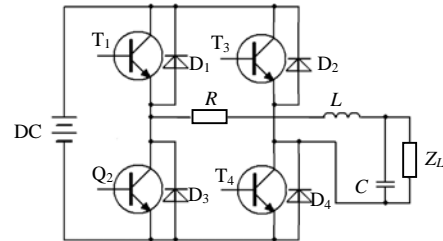


图 2 时逆变模块主电路图
Fig. 2 Main circuit of inverter module

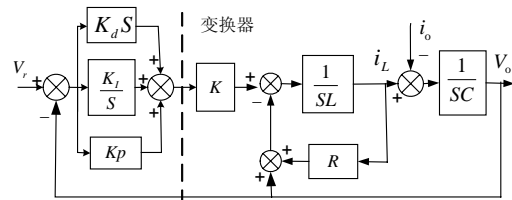


图 3 逆变器瞬时电压反馈控制闭环框图
Fig. 3 PID voltage-feedback control diagram

2.2 逆变器并联环流阻抗模型

在多逆变模块并联系统中，每个模块的输出端经并机电抗并接在同一点，同时给负载 Z_L 供电，所有模块的输出电流之和为负载总电流。并联系统的平均电流为负载总电流的 $1/n$ 。根据上述条件与式(1)则可列出并联系统中各模块的输出电压与自身输出参考电压、输出电流的表达式为

$$\begin{cases} U_o(S) = \frac{A_1(S)}{D_1(S)} V_{r1}(S) - \frac{C_1(S)}{D_1(S)} I_{o1}(S) - Z_{1p}(S) I_{o1}(S) \\ \vdots \\ U_o(S) = \frac{A_j(S)}{D_j(S)} V_{rj}(S) - \frac{C_j(S)}{D_j(S)} I_{oj}(S) - Z_{jp}(S) I_{oj}(S) \\ \vdots \\ U_o(S) = \frac{A_n(S)}{D_n(S)} V_{rn}(S) - \frac{C_n(S)}{D_n(S)} I_{on}(S) - Z_{np}(S) I_{on}(S) \\ \sum_{i=1}^n i_{oi} * Z_L = n * i_{av} * Z_L = V_o \end{cases} \quad (2)$$

若并联系统无均流电抗器，式(2)中的 $Z_{ip}(S)$ 项为零。

在并联系统中，本文把各模块的输出参考电压的平均值定义为系统的平均输出参考电压为

$$V_{rav}(S) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_{ri}(S) \quad (3)$$

第 j 模块($j=1, \dots, n$)的输出环流为系统平均负载电流与模块自身电流之差为

$$I_{Hj}(S) = I_{av}(S) - I_{oj}(S) \quad (4)$$

在数字控制中,各逆变模块的电压瞬时值反馈闭环的控制参数不存在分散性,各模块主电路参数之间的差异也较小,可以被忽略掉。则式(2)中的因式项之间存在为

$$\begin{cases} A_1(S) = \dots = A_j(S) = \dots = A_n(S) = A(S) \\ C_1(S) = \dots = C_j(S) = \dots = C_n(S) = C(S) \\ D_1(S) = \dots = D_j(S) = \dots = D_n(S) = D(S) \\ Z_{1p}(S) = \dots = Z_{jp}(S) = \dots = Z_{np}(S) = Z_p(S) \end{cases} \quad (5)$$

由式(2)~(5)可推导出各逆变模块的输出环流与系统平均输出参考电压、模块自身输出参考电压的关系式为

$$I_{Hj}(S) = \frac{A(S)}{B(S)} \cdot (U_{rav}(S) - U_{rj}(S)) \quad (6)$$

式中:并联系统若有均流电抗器时: $B(S) = C(S) + D(S) \cdot Z_p(S)$; 并联系统若无均流电抗器时, $B(S) = C(S)$ 。

在均流调节过程中,各模块的输出参考电压虽有上下调节,并联系统的平均输出参考电压可认为基本保持一致。忽略平均输出参考电压的微小变化,则由式(6)可获得式(7)和式(8)

$$\Delta V_{rj}(S) = Z_{Hj}(S) \cdot \Delta I_{Hj}(S) \quad (7)$$

$$Z_{Hj}(S) = -(B(S) / A(S)) \quad (8)$$

式(7)给出了模块输出参考电压增量与其输出环流增量之间的关系,即式(7)给出了逆变模块利用环流差直接调节输出参考电压相位、幅值的依据。式(8)给出了本文所定义的环流阻抗的数学模型。环流阻抗为模块输出参考电压增量与输出环流增量之间在物理意义上类似的阻抗关系。

3 均流控制器设计

3.1 在 RQ 坐标系得相量关系

若以输出参考电压向量为 R 轴,滞后 R 轴 90° 为 Q 轴,则由式(7)可获得 j 模块($j=1, \dots, n$)输出参考电压向量增量 ΔV_{rj} 与输出环流相量增量 ΔI_{Hj} 关系式,其在以 RQ 为坐标轴的数学表达式为

$$\begin{cases} \Delta V_{rjR} = R_{Hj} \cdot \Delta I_{HRj} - X_{Hj} \cdot \Delta I_{HjQ} \\ \Delta V_{rjQ} = R_{Hj} \cdot \Delta I_{HjQ} + X_{Hj} \cdot \Delta I_{HRj} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $Z_{Hj}(j2\pi f_r) = R_{Hj} + jX_{Hj}$; $\Delta V_{rj} = \Delta V_{rjR} + j\Delta V_{rjQ}$; $\Delta I_{Hj} = \Delta I_{HRj} + j\Delta I_{HjQ}$ 。

模块的输出参考电压幅值、相位调节在 RQ 坐标系的关系可由如图4表示。在均流调节过程中,相位调节量通常较小(相角小于 5°)。本文近似认为相角的正弦值为其弧度,其相角的余弦值为1。输出参考电压幅值调节值相对其额定输出值较小,在输出参考电压幅值做系数时近似认为其为额定参考幅值 U_{rN} ,其近似关系式(10)为

$$\begin{cases} \cos \Delta \delta_{rj} \approx 1 \\ \sin \Delta \delta_{rj} \approx \Delta \delta_{rj} \\ U_{rj}^m + \Delta U_{rj}^m \approx U_{rN} \end{cases} \quad (10)$$

由图4可得输出参考电压调节量得幅值、相位与其 RQ 坐标系中的两个分量的关系式为

$$\begin{cases} \Delta U_{rjR} = (U_{rj}^m + \Delta U_{rj}^m) * \cos \Delta \delta_{rj} - V_{rj}^m \approx \Delta U_{rj}^m \\ \Delta U_{rjQ} = (U_{rj}^m + \Delta U_{rj}^m) * \sin \Delta \delta_{rj} \approx U_{rN} * \Delta \delta_{rj} \end{cases} \quad (11)$$

由式(9)与式(11)可推导出模块环流与输出参考电压调节量的相位、幅值的关系式为

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{rj}^m \\ \Delta \delta_{rj} \end{bmatrix} = A_{ZHj} \begin{bmatrix} \Delta I_{HRj} \\ \Delta I_{HjQ} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中 A_{ZHj} 为本位定义的模块环流阻抗矩阵,其表达

$$A_{ZHj} = \begin{bmatrix} R_{Hj} & -X_{Hj} \\ X_{Hj} & R_{Hj} \\ V_{rN} & V_{rN} \end{bmatrix}$$

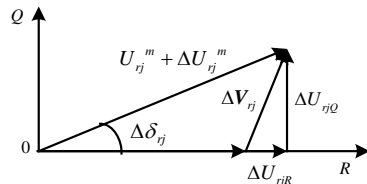


图4 输出参考电压调节量坐标图

Fig. 4 Phasor diagram in RQ reference frame

3.2 环流分解

图5给出了 j 模块($j=1, \dots, n$)获取其输出环流 RQ 分量的框图。逆变模块通过硬件获取平均电流与模块自身电流,两者之差即为环流。根据文献[14]所

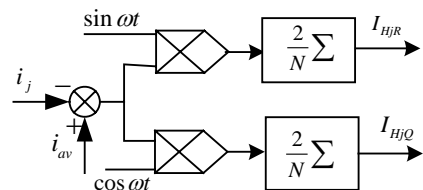


图5 模块的环流分解框图

Fig. 5 Algorithm diagram of decompose circulating current

提到的通过周期计算获取电压或电流基波正弦分量与余弦分量的方法, 可把环流相量分解为 R 轴分量与 Q 轴分量。

3.3 均流调节器

图 6 给出了 j 模块($j=1, \dots, n$)的均流控制框图。由前面获取的环流的 RQ 两分量再根据式(12)获得输出参考电压的幅值与相位各自调节量的参考值。这两参考值分别通过两个独立的 PI 调节器计算所需输出参考电压的幅值、相位的调节量, 使模块间的输出环流趋近于零, 最终实现逆变器并联系统的均流。由于经过环流阻抗矩阵获得的幅值、相位是解耦的, 因而两 PI 调节器设计为相互独立的, 采用常规的 PI 参数设计就完全达到系统要求。

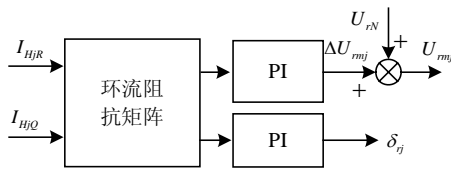


图 6 均流控制框图

Fig. 6 Current-sharing regulator diagram

4 实验

基于以上分析及设计, 本文用图 2 所示的两台容量为 3 kVA 的逆变器做并联实验。逆变电源的输出滤波电感为 1 mH, 滤波电容为 50 μ F。逆变电源的输入直流母线电压 450 V, 输出交流电压额定值为 220 V。逆变器的锁相控制、电压瞬时控制、均流控制都由 DSP 处理器 2812 实现完成。

逆变器并联波形图如图 7~9 所示。图 7 出了两

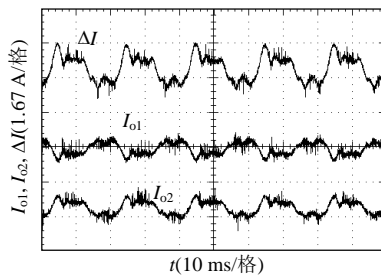


图 7 两并联空载波形图

Fig. 7 Parallel operation without load

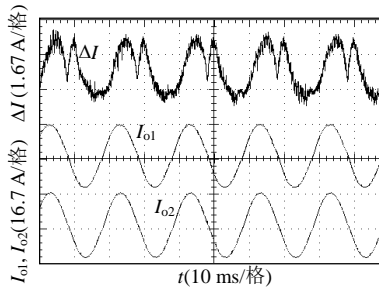


图 8 两并联带线性满载波形图

Fig. 8 Parallel operation with linear load

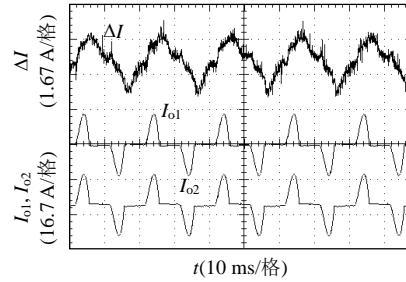


图 9 两并联带非线性负载峰值满载波形图

Fig. 9 Parallel operation with nonlinear load

台逆变电源并联空载运行的波形图; 图 8 给出了带阻性满载两机并联运行的波形图; 图 9 给出了整流性负载峰值满载两机并联运行的波形图。从上面的 3 幅图中的波形可知逆变模块在并联时的输出电流是稳定的。图中的电流之差为模块输出环流的 2 倍。3 种工况下的并联运行的具体实验数据列在表 1 中。

由表 1 的数据可知, 在三负载下并联系统的输出电压的波形畸变率都相对较低。在以上三种负载下, 两模块环流的有效值最大为 0.45 A (输出电流之差为 0.9 A)。其中此环流中还包含有均流控制中没有进行调节的谐波分量, 由表中数据可知两逆变模块输出电流的有效值之间的最大偏差仅为 0.1 A。此幅值之差已小于模块输出电流的 1%, 并且输出环流大小基本不受负载的影响。这说明并联运行时的环流较小且稳定。因而, 实验结果表明基于环流阻抗的均流控制方法是可行的且其均流效果良好。

表 1 并联运行实验数据

Tab. 1 Experimental results in parallel operation

工况	$\eta_{THD}/\%$	I_H/A	I_{o1}/A	I_{o2}/A
空载	0.7	0.35	0.3	0.4
线性满载	2.0	0.45	10.8	10.9
非线性峰值满载	4.5	0.3	6.4	6.4

5 结论

在逆变器并联系统中, 本文提出了环流阻抗概念, 并把它引入到均流控制中。环流阻抗概念明确了模块输出环流与输出参考电压调节量的定量关系。在基于环流阻抗的均流控制策略中, 由于经过环流阻抗矩阵的解耦, 其均流调节器的设计较为简单。相对于传统的通过环流功率进行均流控制策略, 基于环流阻抗的均流控制策略适用范围更大。以由带 PID 瞬时电压反馈闭环的逆变模块组成并联系统为例, 本文建立了并联系统模块的环流阻抗的具体数学模型, 根据此模型设计了均流控制调节器。基于 DSP 控制的实验结果证明基于环流阻抗的均流策略在无并机电感的并联系统的均流控制中

具有良好的均流效果。本均流控制策略在 $N+1$ 冗余并联控制中具有很大的应用前景。

参考文献

- [1] Yamashita H. Uninterruptible power supply systems in NTT[C]. IEEE INTELEC'90, Orlando, USA, 1990.
- [2] De Pra U, Baert D, Kuyken H. Analysis of the degree of reliability of a redundant modular inverter structure[C]. IEEE INTELEC'98, San Francisco, USA, 1998.
- [3] Chen J F, Chu C L. Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1995, 10(5): 547-558.
- [4] Byun Y B, Koo T G, Joe K Y, et al. Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless load sharing control[C]. IEEE INTELEC'2000, Phoenix, USA, 2000.
- [5] Meng Yu, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. Research on voltage source inverters with wireless parallel operation[C]. IEEE IPEMC'2000, Beijing, China, 2000.
- [6] 姜桂宾, 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 Guibing, 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] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. UPS 无互连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.
Ling 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 interconnection [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 117-122(in Chinese).
- [8] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. 基于下垂特性控制的无互连线并联 UPS 建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 33-38.
Ling Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. Modeling and stability analysis for parallel operation of UPS with no control interconnection basing on droop characteristic[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 33-38(in Chinese).
- [9] 张纯江, 陈桂涛, 祖峰, 等. 一种数字化互动跟踪式单相逆变电源均流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 63-66.
Zhang Chunjiang, Chen Guitao, Zu Feng, et al. An interactive following current-sharing control strategy for single phase paralleled inverters in full digital[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 63-66(in chinese).
- [10] 肖岚, 陈良亮, 李睿, 等. 基于有功和无功环流控制的 DC-AC 逆变器[J]. 电工技术学报, 2005, 20(10): 7-12.
Xiao Lan, Chen Liangliang, Li Rui, et al. Analysis and realization of DC-AC inverter parallel system based on active and reactive circulating-current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(10): 7-12(in chinese).
- [11] 陈息坤, 林新春, 康勇, 等. 大功率 UPS 的并联控制技术[J]. 电力电子技术, 2002, 36(4): 34-36.
Chen Xikun, Ling Xinchun, Kang Yong, et al. Parallel control technique of high power UPS modules[J]. Power Electronics, 2002, 36(4): 34-36(in chinese).
- [12] 胡文斌, 哈进兵, 陈劲操, 等. 一种新的基于相位调制跟踪的电源并联控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 45-50.
Hu Wenbin, Ha Jinbing, Chen Jingcao, et al. A novel power parallel operation control method based on modulated phase trackong [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13): 45-50(in chinese).
- [13] 彭力. 基于状态空间理论的 PWM 逆变电源控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
Peng Li. Research on control technique for pwm inverters based on state-space theory[D]. Wuhan: HUST, 2004(in Chinese).
- [14] Byun Y B, Koo T G, Joe K Y, et al. Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless load sharing control[C]. IEEE INTELEC'2000, Phoenix, USA, 2000.



余蜜

收稿日期: 2007-06-01。

作者简介:

余蜜(1982—), 男, 江西奉新人, 博士研究生, 从事电力电子与电力传动的研究, jim832611@163.com。

(编辑 王彦骏)