

无互联线并联逆变器的功率解耦控制策略

阚加荣¹, 谢少军¹, 吴云亚²

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016;

2. 盐城工学院电工电子实验中心, 江苏省 盐城市 224003)

Research on Decoupling Droop Characteristic for Parallel Inverters Without Control Interconnection

KAN Jia-rong¹, XIE Shao-jun¹, WU Yun-ya²

(1. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China;

2. Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224003, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: In the paralleled inverters without control interconnection, the traditional droop characteristic may result in misregulation at the instance of hot-parallel. Considering of the resistive component in the output impedance and line impedance, the reason of the active and reactive power sharing improperly is analyzed. The decouple droop control scheme is presented. In this control scheme, the misregulation can be eliminated but the improper power sharing problem can not be improved. The inverter modular with the larger voltage amplitude will export the larger active and reactive power.* The improved power decouple control scheme is proposed, which can improve the condition of the power sharing. The validity and advancement of the proposed control scheme have been verified by the experimental results.

KEY WORDS: inverter; parallel operation; power sharing; decoupling control; parameters unbalance

摘要: 传统下垂控制方法会引起无互联线逆变器并联系统的误调节。该文在考虑逆变器输出阻抗和线路阻抗中阻性分量的基础上,分析了因逆变器模块滤波电感和线路阻抗差异造成的无功分配不均的原因,提出了功率下垂解耦控制方法。该方法可以消除并联系统的误调节,但不能改善功率分配不均的现象。分析得知,逆变器模块较大的输出电压幅值将使该逆变器发出较大的有功功率和无功功率,由此提出了改进型的功率解耦控制策略,该方法可以使功率分配不均的现象得到改善。原理试验样机验证了所提控制方法的正确性和先进型。

关键词: 逆变器; 并联; 功率均分; 解耦控制; 参数差异

0 引言

当前,交流电源供电方式正由集中式向分布式发展,而分布式供电系统的技术核心之一是模块化

电源的并联技术。相对于单台大功率的逆变器而言,采用多台逆变器并联来扩大供电系统的容量有很多优点,最突出的优点就是它实现了稳定可靠的冗余供电。

在众多的逆变器并联控制方案^[1-3]中,采用电压幅值和频率下垂特性控制是一种有效的控制方案。但是在采用传统下垂特性控制的无互联线逆变器并联系统中,由于各逆变器的输出阻抗和线路阻抗之和不等而造成了各逆变器的无功功率不能均分^[4]。为了均分各逆变单元输出的无功功率,文献[5]提出了在各单台逆变器的电压基准中注入幅值很小的谐波,通过谐波发出的有功功率来调节逆变单元的基波幅值给定。由于电压基准引入了谐波,这种方法使得输出电压产生了畸变,而且由于要计算谐波的有功而使得数字芯片的工作量大大增加。文献[6-7]在各逆变单元中加入了据逆变器输出的无功功率控制输出虚拟阻抗大小的环节,以补偿线路阻抗大小不一致造成的无功不均,但在引入调节输出阻抗环节的同时也影响了逆变器的性能,增加了系统的不稳定因素。文献[8]根据在实际调试过程中各逆变器输出功率的情况,调节各逆变器模块的下垂系数,使它们有一定的差值。虽然这种方法对单台逆变器自身性能没有影响,而且可以得到很好的均分效果,但是自适应性较差,不能应用于规模化的生产。实际逆变器的输出阻抗和线路阻抗中阻性成分是不可忽略的一部分,由此逆变单元输出的有功和无功功率与相位和幅值都有关系。为此,文献[9]提出了下垂解耦控制改善了系统的动态特性。但如果线路阻抗不等,解耦控制在没有解决无功功率均分的情况

下，又使得有功功率不能均分，所以逆变单元之间功率分配不均并没有得到改善。近来，有研究人员采用了复合方法控制逆变器并联，在保留无互联线下垂控制特性的基础上加入了通讯线^[10-11]，虽然这种方法取得了较好的均流效果，但是通讯线易引入噪声和干扰。为了在并联系统有较好动态特性的基础上尽可能均分逆变单元之间的功率分配，本文提出了一种新型的下垂解耦控制，可以明显地减小功率分配不均的情况。

1 功率分配分析

1.1 并联等效示意图

两台SPWM逆变器并联的等效示意图如图1所示。图中： L_1 、 C_1 为逆变器1的滤波电感和电容； L_2 、 C_2 为逆变器2的滤波电感和电容； Z_a 、 Z_b 分别为单台逆变器到交流母线的等效线路阻抗。 $U_{s1}\angle\varphi_1$ 和 $U_{s2}\angle\varphi_2$ 为逆变器1和逆变器2的输出电压； $U\angle 0^\circ$ 为逆变器并联系统的输出电压； i_1 、 i_2 和 i_o 分别为逆变器1、逆变器2和并联系统的输出电流。

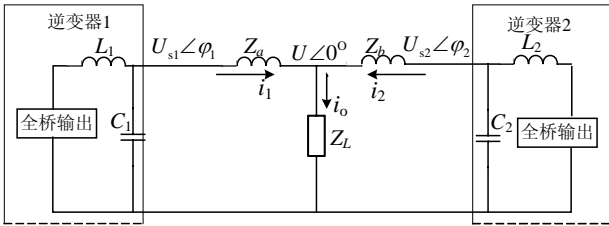


图 1 逆变器并联等效电路图

Fig. 1 Equivalent model of two parallel inverters

利用瞬时功率理论^[12]，在 Z_a 、 Z_b 为纯感性的情况下，各逆变单元输出的功率如式(1)所示，令 $Z_a = Z_b = j\omega L = jX$ 。

$$\begin{cases} P_i = \frac{U_{si}U}{X} \sin \varphi_i \approx \frac{U_{si}U}{X} \varphi_i \\ Q_i = \frac{U_{si}U \cos \varphi - U^2}{X} \approx \frac{U_{si}U - U^2}{X} \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (1)$$

据文献[13]，采用下垂特性控制方案的并联逆变电源输出的有功功率主要取决于电压相位 φ ，相位超前者输出有功功率较大；并联逆变电源输出的无功功率主要取决于输出电压的幅值 U_{si} ，幅值高者输出的无功功率较大。所以传统的下垂特性控制的并联系统为

$$\begin{cases} f_i = f_o - k_p P_i \\ U_i = U_o - k_q Q_i \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (2)$$

式中： f_i 、 U_i 分别为单台逆变器的给定电压频率和幅值； f_o 、 U_o 分别为逆变器单元空载时电压环频率和幅值的给定； K_p 、 K_q 分别为频率和幅值的下垂系数。

在逆变器的控制参数确定的情况下，其输出阻抗主要由滤波电感决定。一般情况下，文献中常都认为逆变单元的输出阻抗和线路阻抗的和之间存在差异造成了功率不能均分。实际上，逆变单元的滤波电感差异造成的功率不能均分和线路阻抗的差异造成的功率不均分的原因是不同的，下面具体分析。

1.2 滤波电感差异产生的功率不平衡分析

1.2.1 单台逆变器的外特性分析

采用双闭环数字控制的单台逆变器^[14]的控制框图如图2所示。图中： f_{sc} 为逆变器数字采样的频率； r_L 为滤波电感的绕线电阻；图中虚线框内为逆变器的功率电路模型；比例环节 K 表示等效的逆变桥；经过直流输入电压解耦后，使逆变桥变为恒定的比例环节 \hat{K} ；使得 $K = \hat{K}$ 。控制器的输出零阶保持器 $H(s) = (1 - e^{-T_i s})/s$ (T_i 为采样控制周期)； $F(s)$ 为等效的采样和计算延时环节； k_u 和 $D(z)$ 分别为内外环的补偿控制器^[14]。

单台逆变器的闭环增益为

$$|G(j\omega)| \approx \frac{k_u \hat{L}}{T_i L} / \left| \frac{k_u \hat{L}}{T_i L} - \frac{m}{L} + \frac{\hat{L}m}{L^2} \right| = \frac{1}{\left| 1 + \left(\frac{\hat{L}}{L} - 1 \right) \times \frac{mT_i}{\hat{L}k_u} \right|} \quad (3)$$

式中： \hat{L} 为滤波电感的估计值； L 为滤波电感的实际值； $mT_i(m < 1)$ 为DSP的采样和计算延时。

从式中可以看出 $\hat{L}/L=1$ 时，逆变器的外特性比较硬；当 $\hat{L}/L < 1$ ，即实际的滤波电感比估计值大时，外特性曲线被上移；当 $\hat{L}/L > 1$ ，外特性曲线被下移。图3中标“*”的曲线给出了1 kVA/220 V逆变器在 $k_p=0.3$ 、 $\hat{L}=1$ mH、 $\hat{C}=30$ μ s时对应不同实际电感参数的外特性。由图可见，电感量偏差对外特性有较大的影响。如果增大电压环的比例系数，从式(3)看出可以减小因电感估计值和实际值误差而造成的对外特性的影响。图3中标“◇”的曲线给出了在 $k_p=1$ 、 $\hat{L}=1$ mH、 $\hat{C}=30$ μ s时对应不同的实际电感参数的外特性。增加 k_p 只能减小而不能消除这种因滤波电感实际值和估计值之间偏差引起

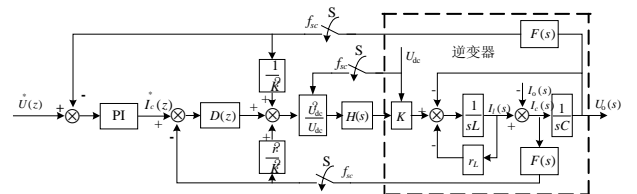


图 2 单台全数字逆变器控制框图

Fig. 2 Digital control diagram of a single inverter

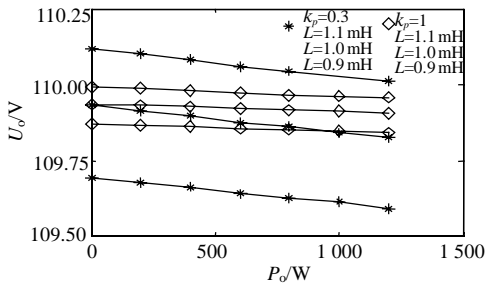


图3 单台全数字逆变器外特性

Fig. 3 Output characteristic of a single inverter

的外特性的偏移。

逆变器的其它元器件参数对外特性的影响很小，几乎可以忽略^[15]。

1.2.2 滤波电感差异产生的功率不平衡分析

因为电压/无功功率的下垂特性调节的是逆变器电压环的电压给定幅值，而与功率均分直接有关的是逆变器的输出电压。可令逆变器1和2的给定幅值分别为 U_1 和 U_2 ，对应的逆变器的输出幅值分别为 E_1 和 E_2 。当 $L_1 \neq L_2$ ，但其估计值 $\hat{L}_1 = \hat{L}_2$ ，在同样的电压给定下两台逆变器的外特性曲线就有一个平移偏差值，如图3中所示。在逆变单元其它控制参数一致的情况下，从空载到满载范围内，两条外特性曲线平行成比例，所以，逆变单元的幅值给定 U 和输出电压幅值 E 之间的关系为

$$U_i = k_i U_{si}, \quad i=1,2 \quad (4)$$

则电压幅值和无功的下垂特性为

$$U_i = (1/k_i)U_o - (k_q/k_i)Q_i, \quad i=1,2 \quad (5)$$

当逆变单元其它控制参数一致，且 $Z_a = Z_b = j\omega L = jX$ 时，由式(1)和(5)可得到无功功率的传递框图，如图4。

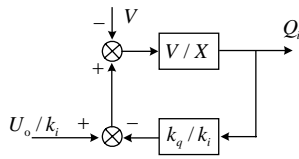


图4 无功功率传递框图

Fig. 4 Diagram of the reactive power according to droop characteristic

据框图4，无功功率的表达式为

$$Q_i = (U_o U - k_i U^2) / (k_i X + k_q U), \quad i=1,2 \quad (6)$$

如果 $L_1 < L_2$ ，则有 $k_1 > k_2$ 。由上式可以明显看出 $Q_1 < Q_2$ 。就是说逆变单元中滤波电感值的差异造成了并联系统无功不能均分。

因为通过调节逆变电源的频率来调节逆变电源间的相位差，最终两台逆变电源会以同一频率进行工作($f_1=f_2$)，否则系统一直处于不稳定的状态。根据

图5的频率下垂特性，两台并联的逆变器有功功率将处于均分状态。

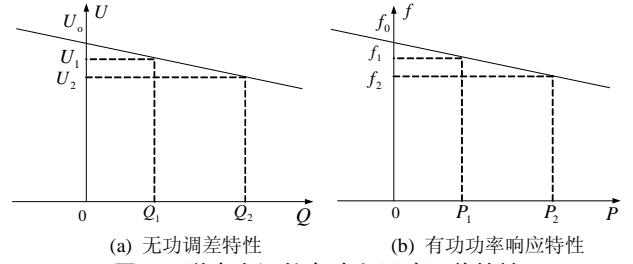


图5 逆变电源的有功和无功调差特性

Fig. 5 Frequency-droop and Amplitude-droop control characteristic of inverters

1.3 线路阻抗差异产生的功率不平衡分析

在分析了逆变电源滤波电感偏差对并联系统功率均分的影响后，进一步再研究线路感抗不一致对并联系统的影响。为了简化分析，忽略线路中的阻性成份，当 $L_1=L_2$ 、 $Z_a \neq Z_b$ 时，据图1，得式(7)。式中 ω 为逆变器输出基波的角频率。

$$\begin{cases} I_1 = [U_{s1}(\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) - U] / j\omega L_a \\ I_2 = [U_{s2}(\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2) - U] / j\omega L_b \\ I_o = I_1 + I_2 = U / Z_L \end{cases} \quad (7)$$

逆变器的输出电压与并联点的电压相位差一般很小，可以认为 $\sin \varphi_i \approx \varphi_i$ 、 $\cos \varphi_i \approx 1$ 。欲使逆变器的功率均分，系统的环流^[10] $(I_1 - I_2) / 2$ 应该为零，即满足式(8)。

$$\begin{cases} U_1 \varphi_1 / \omega Z_a = U_2 \varphi_2 / \omega Z_b \\ (U_{s1} - U) / \omega Z_a = (U_{s2} - U) / \omega Z_b \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可以看出，若 $Z_a < Z_b$ ，则 $U_{s1} < U_{s2}$ ， φ_1 和 φ_2 也有一定的差值。

另外，正常情况下，满足式(9)。

$$|U_{s1} - U_{s2}| / U_{s1} \ll |Z_a - Z_b| / Z_a \quad (9)$$

根据式(7)，当为阻感性负载时，且在 $Z_a < Z_b$ 时，并联系统的向量图如图6所示。图中可以将 i_o 分解成阻性分量 i_R 和感性分量 i_L ， i_R 由 i_{R1} 和 i_{R2} 组成， i_L 由 i_{L1} 和 i_{L2} 组成。从图中可以看出负载中的阻性分量部分既引起逆变单元的幅值差($U_{R1} < U_{R2}$)，又引起逆变单元之间的相位差；感性负载成分只引起逆变电源的幅值差，但不引起它们之间的相位差，因为感性电流分量在 Z_a 和 Z_b 上的压降的相位和并联点的相位是一致的；并联后的最终结果是逆变器输出电压之间既有相位差，又有幅值差。

同1.2节中的分析，有功功率的均分由有功功率的下垂特性可以实现，但是逆变器间的输出电压幅值有差别，据无功功率的下垂特性，无功功率不

能均分。

这里仅仅分析了线路阻抗为纯感性时的情况，如果线路中的阻性成份不可忽略，则可以分析出类似的结果，这不再赘述。

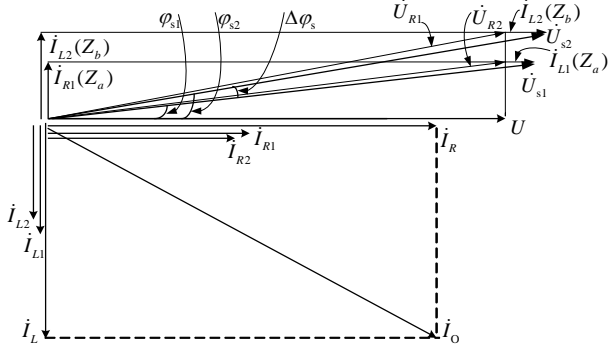


图 6 阻感负载时并联系统的向量图

Fig. 6 Vector diagram of the parallel system

2 基于解耦的下垂控制方案

2.1 解耦控制

图 1 中， $Z_a = r_a + j\omega L_a$ ， $Z_b = r_b + j\omega L_b$ ，然而在实际数字控制逆变器中，所采用的计算数据是估计值。令 $r_a = r_b = r$ ， $L_a = L_b = L$ 。利用瞬时功率理论^[12]，可得到两台逆变单元各自输出的有功和无功功率为

$$\begin{cases} P_i \approx \frac{rU_{si}U - rU^2}{X^2 + r^2} + \frac{XU_{si}U}{X^2 + r^2} \varphi_i \\ Q_i = \frac{XU_{si}U - XU^2}{X^2 + r^2} - \frac{rU_{si}U}{X^2 + r^2} \varphi_i \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (10)$$

以调节幅值来说明采用式(2)非解耦下垂特性控制并联系统的局限性。当 $\varphi_1 > \varphi_2$ 和 $U_{s1} > U_{s2}$ 时，据式(10)，有可能 $Q_1 < Q_2$ ，但此时传统下垂特性调节使得 U_{s1} 继续大于 U_{s2} ，从而使幅值调节出现正反馈，使系统出现振荡；频率调节同样可能出现正反馈。所以有必要找出一种新型的控制方法来抑制幅值和频率调节的正反馈。

当 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ 时，逆变单元输出的有功差与无功差为

$$\begin{cases} \Delta P = P_1 - P_2 = \left(\frac{rU}{X^2 + r^2}\right)(U_{s1} - U_{s2}) \\ \Delta Q = Q_1 - Q_2 = \left(\frac{XU}{X^2 + r^2}\right)(U_{s1} - U_{s2}) \end{cases} \quad (11)$$

可以看出幅值差既造成了逆变单元间的无功差，又造成了有功差，且有功差与无功差的比值为 $\Delta P / \Delta Q = r / X$ 。

当 $U_{s1} = U_{s2} = U_s$ 时，逆变单元输出的有功差与

无功差为

$$\begin{cases} \Delta P = P_1 - P_2 = \left(\frac{XU_s}{X^2 + r^2}\right)(\varphi_1 - \varphi_2) \\ \Delta Q = Q_1 - Q_2 = -\left(\frac{rU_s}{X^2 + r^2}\right)(\varphi_1 - \varphi_2) \end{cases} \quad (12)$$

可以看出相位差既造成了逆变单元间的无功差，又造成了有功差，且有功差与无功差的比值为 $\Delta P / \Delta Q = -X / r$ 。

为改善并联系统的动态响应，可以对传统的下垂特性控制进行改进，采用如下策略：

$$\begin{cases} f_i = f_o - k_p P_{ij} = f_o - k_p (XP_i - rQ_i) \\ U_i = U_o - k_q Q_{ij} = U_o - k_q (rP_i + XU_i) \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (13)$$

由式(10)和式(13)，可得

$$\begin{cases} P_{ij} = \frac{(X^2 - r^2)U_{si}U}{X^2 + r^2} \varphi_i \\ Q_{ij} = \frac{U_{si}U - U^2}{X^2 + r^2} \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (14)$$

从式(14)可以看出：①在 $\varphi_1 > \varphi_2$ ($U_{s1} > U_{s2}$) 时，可以得到 $P_{1j} > P_{2j}$ ($Q_{1j} > Q_{2j}$)；②在逆变器各元件参数一致的情况下，逆变单元之间的功率能实现均分，所以式(13)是一种功率解耦控制。

2.2 解耦控制存在的问题

解耦控制虽然加快了并联系统的动态响应，避免了下垂调节过程中正反馈带来系统的振荡，提高了系统的稳定性。但由解耦的下垂控制公式中可以看出，并联系统稳定时，必定满足 $P_{1j} = P_{2j}$ ，但由第 1 节的分析可知，在 $Z_a \neq Z_b$ 的情况下， $Q_{1j} \neq Q_{2j}$ 。而

$$\begin{bmatrix} P_{ij} \\ Q_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & -r \\ r & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_i \\ Q_i \end{bmatrix}, \quad i=1,2 \quad (15)$$

由矩阵 $\begin{bmatrix} X & -r \\ r & X \end{bmatrix}$ 非奇异，则 $P_1 \neq P_2$ 、 $Q_1 \neq Q_2$ ，

原本可以均分的有功功率也变得不能均分，均流效果反而变差。

2.3 新型的解耦控制

在功率解耦的下垂公式中，逆变单元在稳定运行状态下，其输出电压的频率相等，则 $P_{1j} = P_{2j}$ ，但是 $Q_{1j} \neq Q_{2j}$ 。而从逆变单元的输出功率公式中可以看出，逆变单元的输出电压幅值越高，有功功率和无功功率都越大，所以可以利用单台逆变器输出的有功功率和无功功率对幅值的下垂系数作一负反馈，使输出有功和无功较小的逆变单元幅值加大以尽可能缩小功率均分偏差。新型的解耦的下垂控制策略为

$$\begin{cases} f_i = f_0 - k_p(XP_i - rQ_i) \\ U_i = U_0 - k_q[r(1 + \alpha P_i)P_i + X(1 + \alpha Q_i)Q_i] \end{cases}, i=1,2 \quad (16)$$

式中 α 是反馈调节下垂系数的比例系数。若要最大可能的减小逆变器之间的无功差,进一步可将解耦的下垂控制为

$$\begin{cases} f_i = f_0 - k_p(XP_i - rQ_i) \\ U_i = U_0 - k_q[r(1 + \alpha P_i^\beta)P_i + X(1 + \alpha Q_i^\beta)Q_i] \end{cases}, i=1,2 \quad (17)$$

利用功率的 β 次方来扩大逆变器之间的幅值差,使逆变单元输出的功率满足 $Q_1 \approx Q_2$,而 $P_1 \neq P_2$,则可以使 $P_1 \approx P_2$, $Q_1 \approx Q_2$,从而达到均流的目的。 β 必须取奇数,以防止逆变单元输出负功率时调节错误。本文取 $\beta=3$ 。这种方法不管对滤波电感引起的无功不均分还是线路阻抗差异引起的无功分配不均都有效。 α 的大小要依据实际的功率情况制定合适的值,在逆变单元输出最大有功功率和无功功率时,保证并联系统的输出电压幅值不小于负载的最低要求。通常 α 值取得很小, $(1 + \alpha P_i^\beta)$ 和 $(1 + \alpha Q_i^\beta)$ 不会偏离1太多,所以式(17)仍然可以看成是一种功率解耦控制。本文最终采用的下垂控制公式为式(17)。

3 实验验证

根据本文提出的下垂控制策略,制作了2台逆变器的无互联线并联系统,逆变电源的主要参数如下:容量为1 kVA;开关频率为20 kHz;空载输出电压频率为50.025 Hz;空载输出电压为110 V。逆变器的等效输出阻抗和线路阻抗之和的估计值为 $(0.2 + j0.7) \Omega$ 。

图7为采用非解耦下垂特性控制并联系统相关的实验波形。图7(a)为2台逆变器负载为 $(10 + j10) \Omega$ 时并联稳态时的输出电流波形。从电流波形可以看出,逆变器1输出的电流相位超前逆变器2的输出电流,所以逆变器2输出的无功功率要大于逆变器1输出的无功功率。

由于逆变器输出的有功功率计算一直在数字芯片内部,外部没有模拟量反映有功功率和无功功率的大小,所以采用MX7847DAC芯片将DSP内部的数字量转换成模拟量。由于MX7847的输出电压值范围是 $-10 \sim 0$ V,所以有功功率的值显示为负值,模拟量的绝对值越大,逆变电源输出的有功功率越大。图7(b)、(c)为2台逆变器空载并联稳态时突加 $(10 + j10) \Omega$ 负载时的有功功率和无功功率波形。可以看出,并联系统的有功功率得到了很好的均分,无

功功率均分效果很差,逆变器2输出的无功功率明显大于逆变器1输出的无功功率。

图7(d)为逆变器1带 $(10 + j10) \Omega$ 负载时,逆变器2通过锁相环向交流母线锁相,锁相完成后2台逆变器并网过程有功功率的波形,可以看出,逆变单元在均分负载有功功率时出现了一定的振荡,但是还是能实现有功功率的均分。

图8为采用一般解耦方法控制的并联系统相关的波形图。图8(a)中,由于解耦控制的引入,逆变单元输出的有功变得不能均分;但从图8(b)中看出逆变器在热并机过程中的动态响应比传统下垂特性控制的热并机的过程要快,未出现明显的振荡。采用解耦控制时,无功功率的分配情况与图7(c)相似。实验结果与理论分析一致。

图9为采用新型解耦方法控制的并联系统相关的波形图。

由于利用有功和无功校正了逆变单元的下垂系数,使得逆变单元输出的无功功率变得基本相等,只是在加载的过程中两台逆变单元的无功有一点差异,如图9(a)所示;图9(b)所示为有功功率图,在稳态时两条直线完全重合,说明有功功率得到了很好的均分;图9(c)所示为采用了新型解耦控制以后

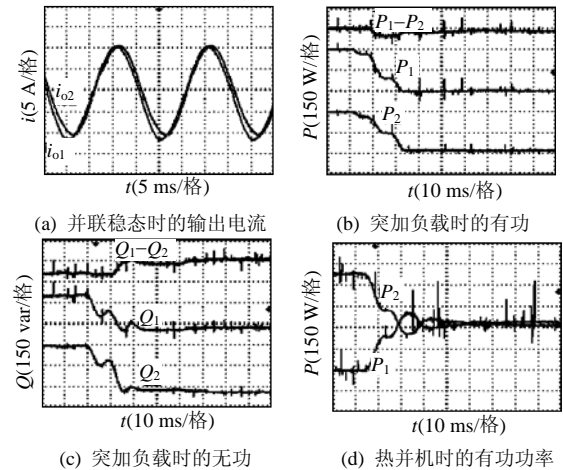


图7 采用传统下垂特性并联时的波形

Fig. 7 Waveforms with the control of conventional droop characteristic

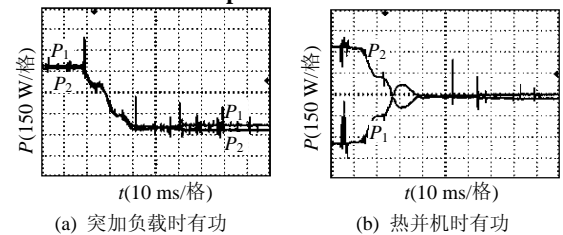


图8 采用一般解耦下垂特性并联时的波形

Fig. 8 Waveforms with the control of decoupling droop characteristic

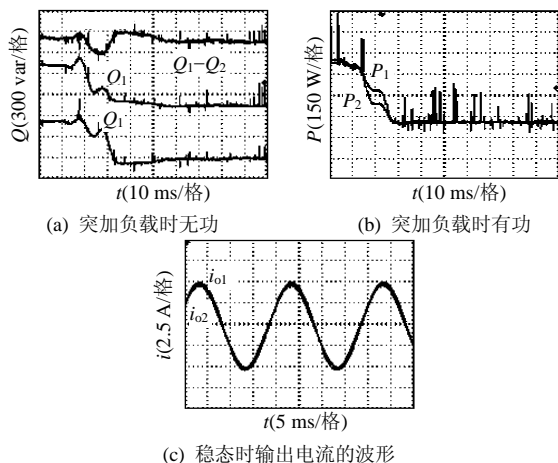


图 9 采用改进型解耦下垂特性并联时的波形

Fig. 9 Waveforms with the control of improved decoupling droop characteristic

逆变单元在稳态时的输出电流波形，可以看出，两电流基本重合，说明有功和无功基本都能均分。

4 结论

本文分析了数字控制无互联线并联逆变器当各台逆变器存在参数及特性偏差和并联线路阻抗不一致的情况下功率的不均分问题，并提出了有效的解决方法：

(1) 无互联线并联逆变器采用传统下垂特性控制时能实现有功的均分。

(2) 无互联线并联控制逆变器采用传统下垂特性控制时不能实现无功的均分。

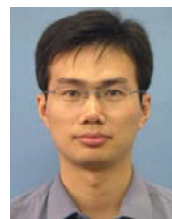
(3) 采用功率解耦下垂特性控制可以改善并联系统的动态特性，但是不起到改善功率分配的作用。

(4) 在功率解耦的下垂控制中引入了下垂系数调整环节，既保证了系统并联时的动态特性，又可有效地解决功率均分的问题，实现了较好的动态和稳态均流。

参考文献

- [1] Chen J F, Chu C L. Combination voltage controlled and Current controlled PWM inverter for UPS parallel operation[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(5): 547-558.
- [2] Kawabata T, Higashino S. Parallel operation of voltage source inverters[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1988, 24 (2): 281-287.
- [3] Wu T F, Huang Y H, Chen Y K, et al. A 3C strategy for multi-module inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution [C]. IEEE PESC, Japan, 1998.
- [4] Tuladhar A, Jin H, Unger T, et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections[C]. IEEE APEC, American, 1997.
- [5] Tuladhar A, Jin H, Unger T, 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.

- [6] Guerrero J M, de Vicuna L G, Matas J, et al. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1126-1135.
- [7] Guerrero J M, de Vicuna L G, Matas J, et al. A wireless load sharing controller to improve dynamic performance of parallel-connected UPS inverters[C]. IEEE PESC, German, 2003.
- [8] Kan jiarong, Xie shaojun. Research on the power sharing of the parallel inverters without control interconnection basing on droop characteristic [C]. IEEE, IPENC, China, 2006.
- [9] 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, 2004, 24(2): 117-122. Lin Xinchun, Duan Shanxü, 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, 2004, 24(2): 117-122(in Chinese).
- [10] 谢孟, 蔡昆, 胜晓松, 等. 400Hz中频单相电压源逆变器的输出控制及其并联运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 78-82. Xie Meng, Cai Kun, Sheng Xiaosong, et al. Output control and parallel operation control of 400Hz single-phase voltage-source inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 78-82(in Chinese).
- [11] 张纯江, 陈桂涛, 祖峰, 等. 一种全数字化互动跟踪式单相逆变器电源并联均流控制策略[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).
- [12] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率定义及广义谐波理论[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9): 68-73. Wang Maohai, Liu Huijin. A universal definition of instantaneous power and broad-harmonic theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 68-73(in Chinese).
- [13] 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 Guibin, Pei Yunqing, Yang Xü, et al. Parallel operation of sinusoid wave inverters without interconnection[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 94-98(in Chinese).
- [14] 许爱国, 谢少军. 电容电流反馈瞬时值控制逆变器数字控制技术[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).
- [15] 许爱国, 谢少军. 数字双闭环瞬时值控制逆变器外特性研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2006, 38(4): 513-518. Xu Aiguo, Xie Shaojun. External characteristics of digital control inverter with instantaneous dual-loop feedback[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2006, 38(4): 513-518(in Chinese).



阚加荣

收稿日期: 2007-04-03.

作者简介:

阚加荣(1979—), 男, 江苏盐城人, 硕士研究生, 研究方向为逆变器并联控制技术, kanjr@163.com;

谢少军(1968—), 男, 湖北天门人, 教授, 博士生导师, 从事功率电子变换技术等研究;

吴云亚(1979—), 女, 江苏盐城人, 讲师, 研究方向为机电一体化。

(编辑 王彦骏)