

含前置补偿环节的分布式主从控制逆变器并联系统研究

设计了一种分布式主从控制逆变器并联系统,各电流控制模块中均设置功率分配环节,各逆变器单元均设置输出滤波器。对主从控制逆变器并联系统等效电路进行了分析;详细讨论了计及负载特性时逆变器输出滤波器两端口的电流转移函数。提出了含前置补偿环节的分布式主从控制策略,根据控制环节固有延迟特性、硬件电路结构引起的逆变器输出电流相位移以及带负载时滤波器两端口电流转移函数的幅频特性,计算得到幅值差和相位差,从而确定了前置补偿环节的参数。并在PSCAD/EMTDC平台上搭建了系统模型,仿真验证了理论分析的正确性和所提控制方案的有效性,具有较强的实用价值。

李 刚¹ 单喜斌¹ 吉 平² 孔 亮¹ 李 峰¹/1.国网威海供电公司
2.中国电力科学研究院

0 引言

目前,逆变器的并联控制方法主要有集中控制方式、主从控制方式、分布逻辑控制方式和无互联线控制方式。采用集中控制的各台逆变器不能独立工作,实际应用较少。基于下垂特性控制的无互联线控制方式省略了功率控制总线,但仍保留信号控制总线,工程实现有一定难度。分布逻辑控制方式具有高冗余度和高可靠性,国内外学者进行了大量研究,但各逆变器之间存在较多的控制用互联信号线,随着并联模块数目的增加及互联线距离的增大,互联线信号相互干扰增大。

主从控制逆变器并联系统包括一个主模块和多个从模块。主模块采用电压控制,控制整个并联系统的输出电压使其维持在给定值;从模块采用电流控制,控制模块的PWM输出电流使其跟踪

参考值,该参考值由设定的电流分配策略确定并与模块容量相匹配。当需增加或减少从模块数量时,并联系统频率可不变,各输出滤波器无须重新设计,也不会产生新的谐波污染。尽管主从控制方法不是目前的主流方法,但其具有较强的工程可实现性和可靠性,仍有一定的学术研究价值。

文献[2]设计的主从控制逆变器并联系统包括主模块、从模块和功率分配单元。功率分配单元首先计算出各并联逆变器单元的容量占并联系统容量的比例,然后将该比例值乘以负载电流值得到各从模块的电流参考值。这种从模块电流参考值的获取方法不需要锁相环技术,从而获得较好的响应速度,但功率分配单元为公用模块,一旦故障,整个并联系统将无法运行。各从模块的PWM输出电流经过输出滤波器后的实际输出电流与电流参考值之间存在着幅值差和相位差,从而导致从模块不能按照各自的容量合理分配负载,进而造成有的逆变器单元轻载、有的逆变器单元过载,降低了逆变器并联系统的效率,恶化了系统性能。

本文提出了含前置补偿环节的分布式主从控制逆变器并联系统设计方案,在各逆变器模块均设置输出滤波器,各从模块中均设置功率分配环节,并引入负载电流信号以产生相应的电流参考值。在并联系统等效电路的基础上详细分析了考虑负载特性时滤波器两端口的电流转移函数,以及减小主、从模块输



李 刚/高级工程师

关键词/Keywords

逆变器·
并联·
主从控制·

出电流差值的目标函数。根据控制环节固有延迟特性、硬件电路结构引起的逆变器输出电流相位移以及带负载时滤波器两端口电流转移函数的幅频特性计算得到的幅值差和相位差，确定了前置补偿环节的参数。在PSCAD/EMTDC平台上搭建了系统模型，并对所提方案进行了仿真验证。

1 主从控制逆变器并联系统

以三台逆变器并联为例，其简化拓扑结构如图1所示，其等效电路如图2所示。

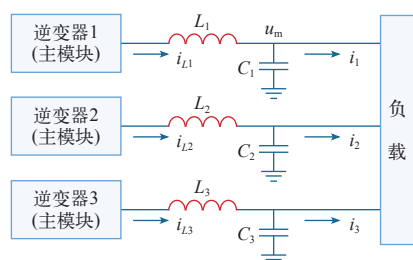


图1 三台逆变器并联简化拓扑

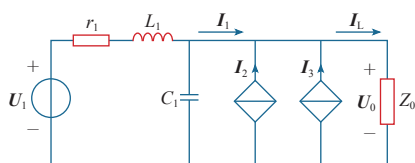


图2 主从控制逆变器并联系统等效电路

图1中， u_m 为主模块输出电压； i_k 为逆变器的输出电流； i_{Lk} 为逆变器PWM输出电流（即流过滤波电感的电流）； L_k 、 C_k 为逆变器的滤波电感、电容； k 为逆变器编号， $k=1,2,3$ 。按控制需要，对该并联系统中的模块输出电压、输出电流、模块滤波电感电流以及负载总电流等信号进行测量。

图2中， U_1 为逆变器1输出的PWM波； U_0 为负载电压； Z_0 为负载； r_1 为表征逆变桥1电感内阻、线路阻抗等逆变电源损耗因素的等效电阻（不考虑死区效应）； L_1 和 C_1 为逆变器1的滤波电感和电容； I_2 和 I_3 分别为逆变器2和逆变器3的等效受控电流源。

在仿真研究中，为了最大限度地利用逆变器开关器件的通流能力，首先起动逆变器1，并将其设为主模块；当负载超过逆变器1容量时，起动逆

变器2；当负载超过逆变器1与2的容量总和时，起动逆变器3。

2 含前置补偿环节的分布式主从控制

2.1 并联系统等效电路分析

假设图1中三台并联逆变器的容量相等，则理想情况下 $I_2=I_3=I_L/3$ ，则 $I_1=I_L-I_2-I_3=I_L/3$ 。但是，实际系统中并联逆变器单元的输出电流并不相等，原因有以下三点：

1) 硬件电路结构、控制环节固有的延迟效应会使从模块的参考电流比负载电流延迟一个小角度 $\Delta\theta_1$ ，从而导致从模块输出电流与主模块电流产生更大的相位差。

2) PWM调制中各台并联逆变器的开关器件触发信号存在时间差。

3) 滤波电感、滤波电容和并机电抗在制造中允许存在一定的误差。

并联逆变器输出电流的差值可能导致运行在最大通流能力的逆变器过载，降低并联系统的可靠性，甚至导致整个系统瘫痪。

2.2 控制策略

含前置补偿环节的分布式主从控制方式如图3所示。

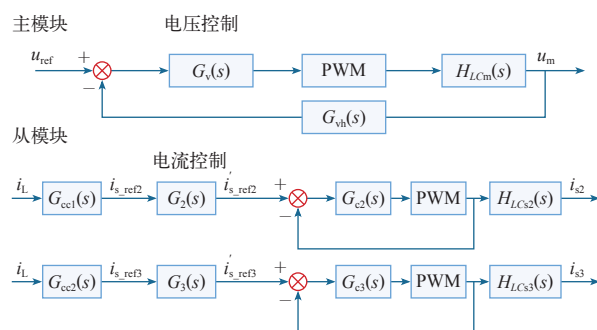


图3 含前置补偿环节的分布式主从控制方式示意图

图中， u_{ref} 为主模块输出电压参考值； u_m 为逆变器系统输出电压测量值； i_s 为从模块输出电流测量值； i_L 为负载电流测量值； i_{s_ref} 为从模块输出电流参考值； $H_{LCm}(s)$ 、 $H_{LCs}(s)$ 分别为主、从模块输出滤波器的传递函数； $G_{cc}(s)$ 为功率分配单元等效传递函数； $G(s)$ 为前置补偿环节。图中各传递函数可

表示为

$$\begin{aligned} G_{\text{cck}}(s) &= S_k / \sum_{k=1}^n S_k \quad k=1,2,\dots,n \\ G(s) &= K_G(1+T_{c1}s)/(1+T_{c2}s) \\ G_c(s) &= (k_{p1}+k_{i1})/s \\ G_{vh}(s) &= (T_3s+1)/(T_4s+1) \\ G_v(s) &= (k_{p2}+k_{i2})/s \end{aligned} \quad (1)$$

式中,假定有 n 台变流器并联, S_k 为各并联变流器的容量; k 为变流器编号; K_G 为增益; T_{c1} 、 T_{c2} 为补偿环节时间常数; T_{c3} 、 T_{c4} 为电压控制反馈环节时间常数。

前置补偿环节幅频特性可表示为

$$G(j\omega) = A_G(\omega)e^{j\varphi_G(\omega)} \quad (2)$$

根据相位补偿原理,前置补偿环节的中心频率可表示为

$$\begin{aligned} f_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{T_{c1}T_{c2}}} \\ T_{c1} &= RT_{c2} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, R 为补偿度系数,当 $R>1$ 时, $G(s)$ 构成相位超前环节;当 $R<1$ 时, $G(s)$ 为相位滞后环节。

若已知中心频率 f_c 及该频率下的幅值 $A_G(\omega_c)$ 和相位移 $\varphi_G(\omega_c)$,则根据式(2)、式(3)及所需的控制特性,可以给式(1)中 K_G 、 T_{c1} 和 T_{c2} 确定一组较合理的参数初值。当逆变器并联系统作为电源向负载供电时,本文选定负载频率 f_z 作为 $G(s)$ 的中心频率,以便在负载频率下获得最佳的补偿相位。

2.3 幅值相位补偿环节参数确定

(1) 输出滤波器两端口电流转移函数分析

图4给出了逆变器单元输出端LC滤波器两端口网络示意图。图中, $U_1(s)$ 为逆变器输出的PWM波; $U_0(s)$ 为逆变器经滤波器后的开路电压; Z' 为输出端接阻抗。

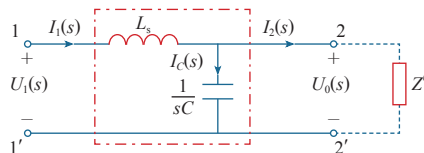


图4 LC滤波器两端口网络

当LC滤波器两端口无短接时,相应的 Y 参数为

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/(Ls) & -1/(Ls) \\ -1/(Ls) & 1/(Ls)+sC \end{pmatrix} \quad (4)$$

当LC滤波器两端口输出端接阻抗 Z' 时,电流转移函数 $G_1(s) = -I_2(s)/I_1(s)$ 为

$$G_1(s) = \frac{Y_{21}/Z'}{Y_{11}[1/Z'+Y_{22}]-Y_{12}Y_{21}} = \frac{1}{1+sCZ'} \quad (5)$$

令其幅相频率特性

$$G_1(j\omega) = A_1(\omega)e^{j\varphi_1(\omega)} \quad (6)$$

则有:

1) 当 $Z' = R'$ 时

$$\begin{cases} G_1(j\omega) = 1/(1+jR'C\omega) \\ A_1(\omega) = 1/\sqrt{1+(R'C\omega)^2} \\ \varphi_1(\omega) = -\arctan(R'C\omega) \end{cases} \quad (7)$$

2) 当 $Z' = R' + L's$ 时

$$\begin{cases} G_1(j\omega) = 1/[(1-L'C\omega^2)+jR'C\omega] \\ A_1(\omega) = 1/\sqrt{(1-L'C\omega^2)^2+(R'C\omega)^2} \\ \varphi_1(\omega) = -\arctan[R'C\omega/(1-L'C\omega^2)] \end{cases} \quad (8)$$

3) 当 $Z' = R' + 1/(sC')$ 时

$$\begin{cases} G_1(j\omega) = 1/[(1+C'/C)+jR'C\omega] \\ A_1(\omega) = 1/\sqrt{(1+C'/C)^2+(R'C\omega)^2} \\ \varphi_1(\omega) = -\arctan[R'C\omega/(1+C'/C)] \end{cases} \quad (9)$$

由式(7)~式(9)可知,相量 I_2 与 I_1 之间存在着幅值差和相位差。若负载为感性,当 $\omega = \sqrt{L'C-1/2(R'C)^2}/L'C$ 时,幅值差 $A_1(\omega)$ 最大;当负载为阻性或容性时, $A_1(\omega) \propto 1/\omega$ 。相位差 $\varphi_1(\omega) \propto 1/\omega$,与负载性质无关。 $A_1(\omega)$ 和 $\varphi_1(\omega)$ 的值均与负载等效阻抗大小、滤波器电容值相关。

(2) 目标函数

从图4可知,相量 I_2 与 I_1 差值的目标函数可以表示为

$$\min I_C = I_1 - I_2 \quad (10)$$

另有

$$\begin{aligned} I_C &= j\omega C U_0 \\ f_0 &= 1/(2\pi\sqrt{LC}) \\ 10f_1 &< f_0 < f_k/10 \end{aligned} \quad (11)$$

式中, f_0 、 f_1 和 f_k 分别为滤波器谐振频率、基波频率和开关频率。

分析式(10)、式(11)可知,减小滤波电

容 C ，可以有效减小 I_C 。减小 C 值时，有两种情况：① f_0 、 f_k 不变，则需增大 L 值；② L 值不变，则 f_0 增大，为保证滤波效果，需增大 f_k 。

在大容量逆变器设计中，基于现有大功率IGBT器件的耐压、通流能力等限制条件，并充分考虑逆变器的可靠性和转换效率，开关频率通常小于3 kHz。

为保证逆变器输出电流的跟踪效果，滤波电感的上限值可能会选得较小。在开关频率、滤波电感值受到限制不能增大的情况下，为保证滤波效果，滤波电容值将不能减小，滤波前后输出电流有可能产生较大差值，进而导致主从逆变器并联系统的主、从模块输出电流差别很大。这个问题在其他逆变器并联控制方法中同样存在。此时，需要通过在控制模块中增加补偿环节来解决。

对频率为 f_z 的负载，计算其等效阻抗值，由式(7)~式(9)可求得相应的幅值差 $A_I(\omega_z)$ 和相位差 $\varphi_I(\omega_z)$ ，即求得负载频率 f_z 下 $A_G(\omega_z)$ 和 $\varphi_G(\omega_z)$ 的值。

如前文所述，令 $f_c=f_z$ ，考虑相位移 $\Delta\theta_1$ ，令 $\varphi_G(\omega_c)=\varphi_G(\omega_z)+\Delta\theta_1$ ， $A_G(\omega_c)=A_G(\omega_z)$ ，进而根据相位补偿原理和式(2)、式(3)可得式(1)中 K_G 、 T_{c1} 和 T_{c2} 的初值，并根据实际情况进行微调以获得更好的补偿效果。

3 仿真分析

本文利用PSCAD/EMTDC搭建了三台逆变器并联系统（见图1），根据图3主从控制方式搭建控制模块并进行仿真分析和比较。需要说明的是，为进行大容量逆变器并联系统的研究，在搭建的仿真模型中，每台逆变器输出端均连接了0.55 kV/35 kV升压变压器。仿真中三台逆变器容量均为0.9 MW，负载功率为 P_L 。

1) $P_L \in (0, 0.9)$ MW时，只需启动主模块，不存在从模块输出电流与其参考值之间的幅值差、相位差导致负载分配不均进而造成主模块过载的问题。

2) $P_L \in [0.9, 1.8)$ MW时，则只需启动主模块和一个从模块，每个模块的负载范围为[0.45, 0.9] MW。

3) $P_L \in [1.8, 2.7)$ MW时，则三个模块都将启动，每个模块的负载范围为[0.6, 0.9] MW。

显然，从模块一旦投入运行，其最小荷载为0.45 MW。

3.1 不含幅值相位补偿环节的主从控制

图5给出了不含幅值相位补偿环节主从控制方式下的并联系统输出波形，此时负载 $P_L=1.8$ MW。图中， I_L 为负载电流； I_{s_ref} 为从模块电流参考值， $I_{s_ref}=1/3I_L$ ； I_m 为主模块输出电流； I_s 为从模块输出电流（两个从模块输出电流相同）。不含幅值相位补偿环节时，两个从模块PWM输出电流 I_{s_PWM} 能很好地跟踪目标值 I_{s_ref} ，但是经过输出滤波器所得电流 I_s 与 I_{s_ref} 产生相位差 θ_s 和较小的幅值差 A_s ，并最终导致 I_m 与 I_{s_ref} 产生相位差 θ_m 和幅值差 A_m ，显然，主模块容易过载，并联系统的可靠性不高。

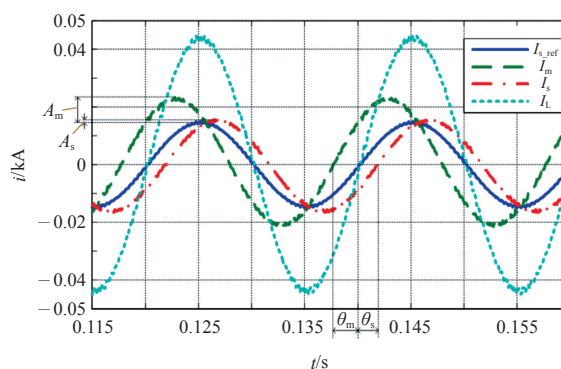


图5 不含幅值相位补偿环节主从控制逆变器并联系统输出电流波形

图6为该工况下主模块与从模块输出电流差值的波形。在该工况下，主模块电流峰值为23.0 A，从模块电流峰值为15.5 A，相位差为75.6°。主、从模块输出电流差的峰值为22.9 A。这与前文分析所得结论一致。

3.2 含幅值相位补偿环节的主从控制

图7给出了本文所提含幅值相位补偿环节主从控制方式下的并联系统输出波形，图中各变量意义与图5相同，负载 $P_L=1.8$ MW。主模块的输出电流 I_m 峰值为14.6 A，从模块电流峰值为13.9 A，相位差为18°。主、从模块输出电流差的峰值为5.1 A，

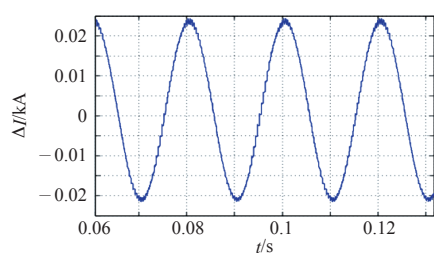


图6 不含幅值相位补偿环节时主从模块电流差值波形图

如图9中0.8~0.12 s波形所示。从图7不难看出,从模块的输出电流 I_s 与 $I_{s_ref}=1/3I_L$ 差值微小,主模块的输出电流 I_m 与 I_s 的差值微小,三台逆变器均分负载电流,并联系统中单个模块过载的可能性大大降低,系统的可靠性得到很大程度的提高。

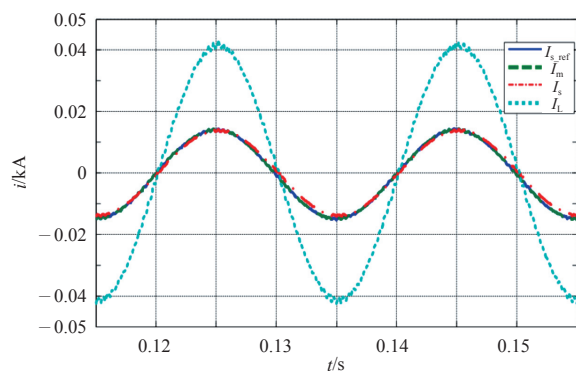


图7 含幅值相位补偿环节主从控制逆变器并联系统输出电流波形

为考察控制系统的动态性能,图8给出了负载突变过程中含幅值相位补偿环节主从控制逆变器并联系统的输出电流波形。并联系统在0.12 s前带负载 $P_L=1.8$ MW运行达到稳态,0.12 s时负载 P_L 突变至2.7 MW。从图中可知,从模块参考电流 I_{s_ref} 实时等于 $1/3I_L$,从模块的输出电流 I_{s1} 、 I_{s2} 经过一个周波后便能很好地跟踪 I_{s_ref} ,三台逆变器均分负载。该仿真结果表明本文的控制策略在负载突变过程中具有很好的暂态性能。负载突变后,主模块的输出电流 I_m 峰值为21.23 A,从模块电流峰值为21.05 A,相位差为 5.4° ,主模块、从模块输出电流差的峰值为5.8 A,如图9中0.12~0.17 s波形所示。比较图9与图6可知,增加了前置幅值相位补偿环节后,主、从模块的电流差值明显减小,这大大减小了主模块过载的可能性。

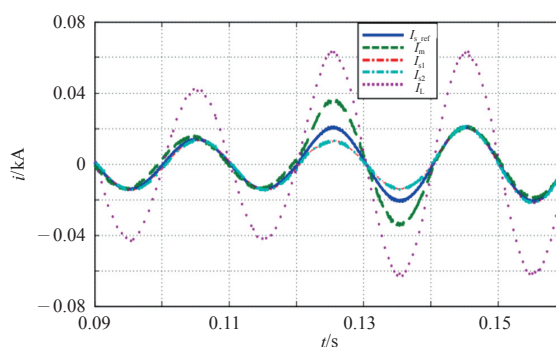


图8 含幅值相位补偿环节逆变器并联系统负载突变过程输出电流波形

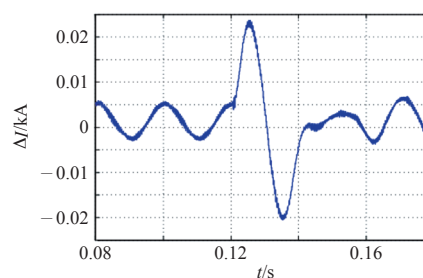


图9 含幅值相位补偿环节时主从模块电流差值波形

3.3 从模块运行于最小负载工况下的仿真

由前述分析知,从模块一旦投入运行,其最小负载为0.45 MW。此时仅有一个从模块投入运行,负载 $P_L=0.9$ MW。相应的电流波形如图10所示。

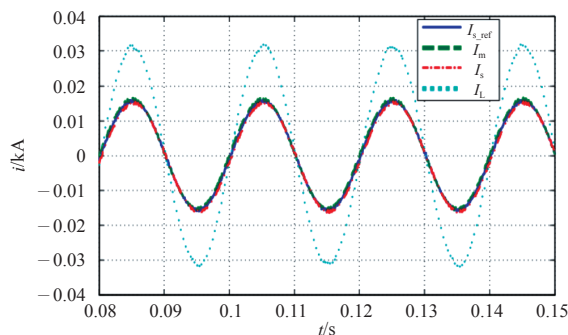


图10 从模块运行于最小负载工况下的电流波形

从仿真结果看,对运行于最小功率至最大功率区间的从模块,本文设计的前置幅值相位补偿环节参数对其输出电流都具有很好的补偿效果及动态性能。

此外,对文中逆变器并联系统还进行了带恒

阻抗、恒电流负载的实验。结果表明,设计的控制器参数对负载类型不敏感,有比较好的通用性。

4 结束语

本文对主从控制逆变器并联系统的等效电路进行了分析,讨论了考虑负载特性时逆变器输出滤波器两端口的电流转移函数。分析表明,在开关频率、滤波电感值受到限制不能增大的情况下,为保证滤波效果,滤波电容值将不能减小,使滤波前后输出电流产生较大差值,导致输出电流不能按容量分配,降低系统效率,恶化性能。在分析基础上,提出了含幅值相位补偿的主从控制策略,根据硬件电路结构和控制环节固有延迟特性引起的逆变器输出电流相位移、带负载时滤波器两端口电流转移函数的幅频特性计算得到的幅值差和相位差,确定了补偿环节参数。并在PSCAD/EMTDC平台上搭建了系统模型,仿真验证了理论分析的正确性。所提控制策略具有很好的动态性能和补偿效果,有效减小了模块间输出电流的幅值差和相位差,降低了主模块过载风险,提高了系统可靠性。

参考文献

- [1] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 214-234.
- [2] Chen JiannFuh, Chu ChingLung, Liou YowChyi. Modular parallel three-phase inverter system [C]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Athens, Greece, 1995.
- [3] Chen JiannFuh, Chu ChingLung. Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10 (5): 547-558.
- [4] Chen JiannFuh, Chu ChingLung, Huang C L. Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for parallel operation of UPS [C]. Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference (IECON), 1993.
- [5] Van der Broeck Heinz, Boeke Ulrich. A simple method for parallel operation of inverters [C]. IEEE 20th INTELEC, San Francisco, USA, 1998.
- [6] Chiang S J, Lin C H, Yen C Y. Current limitation control technique for parallel operation of UPS inverters [C]. IEEE 35th PESC, Aachen, Germany, 2004.
- [7] 何中一, 邢岩, 付大丰. 模数混合分布式逆变器并联控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (4): 113-117.
- [8] 余蜜, 康勇, 张宇, 等. 基于环流阻抗的逆变器并联控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (18): 42-46.
- [9] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 采用SVPWM的三项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.
- [10] 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.
- [11] 邢岩, 严仰光. 一种实现瞬时均流的UPS冗余并联新方法 [J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2003, 43 (3): 333-336.
- [12] 谢孟, 蔡昆, 胜晓松, 等. 400 Hz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.
- [13] 阚加荣, 谢少军, 吴云亚. 无互联线并联逆变器的功率解耦控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (21): 40-45.
- [14] 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.
- [15] 于玮, 徐德鸿, 周朝阳. 并联UPS系统均流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (21): 63-67.
- [16] 于玮, 徐德鸿. 基于虚拟阻抗的不间断电源并联系统均流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29 (24): 32-39.

(收稿日期: 2016-04-27) **EA**