一种多功能并网逆变器拓扑及其控制

曾 正,杨 欢,赵荣祥,汤 浩,朱明磊,金 磊,汤胜清 (浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:针对一种能兼顾分布式电源并网和并网点无功、谐波和不平衡电流补偿的多功能并网逆变器拓扑进行了研究。建立了该拓扑的数学模型,利用加权电流反馈方法设计了其并网电流跟踪控制器,基于输出滤波器中阻尼电阻功耗与阻尼比之间的关系,设计了阻尼电阻。给出了一种包含并网功率跟踪和电能质量补偿 两部分的、简洁有效的指令电流生成算法。 PSCAD/EMTDC 的仿真结果和一台 15 kV·A 样机的实验结果,验 证了所提拓扑和控制策略的正确性和有效性。

关键词:并网逆变器;功能复合;阻尼;加权电流反馈;逆变器;拓扑;电流控制 中图分类号:TM 61;TM 464 文献标识码:A DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.01.011

0 引言

为了更好地实现分布式可再生能源并网,集成了 可再生能源、局部负荷和储能的微电网技术作为一 种局部供电系统引起了广泛的关注^[1-5]。并网逆变器 作为分布式发电系统和微电网技术中的关键部件之 一,近年来得到了深入的研究^[6-8]。

分布式发电系统和微电网内的不平衡、无功和谐 波电流严重影响了公共耦合点 PCC(Point of Common Coupling)处的电能质量,甚至会给并网逆变器的控 制带来不利影响^[9]。若要治理 PCC 处的电能质量, 最常用的方法是安装有源或无源滤波器,但这需要 额外的装置,增加了系统的体积和成本。为了提升 并网逆变器的运行性能,提高其性价比,有学者提出 了具有复合功能的多功能并网逆变器 MGI (Multifunctional Grid-connected Inverter)^[10]。文献 [11-12] 给出了单相并网逆变器复合有源滤波功能的 MGI 拓扑。文献[13-14]进一步提出了复合有源滤波功能 的三相全桥 MGI 拓扑。由于三相桥式拓扑带不平衡 负载的能力不强,为了更好地实现对不平衡负载的 补偿,文献[15]提出了一种三相四桥臂的 MGI 拓 扑。为了使并网逆变器能同时治理电流和电压电能 质量问题,文献[16-17]提出了能同时补偿谐波电流 和电压跌落的 MGI 拓扑。但现有 MGI 拓扑对直流 电压的要求比较高,往往需要多组直流模块(光伏电 池、储能单元)串联或通过前级 DC/DC 变换升压才 能接到其直流端。此外,就电流补偿而言,能同时补 偿谐波、不平衡和无功电流的 MGI 拓扑还不多见。

本文针对一种能同时补偿无功、不平衡和谐波

收稿日期:2012-02-02;修回日期:2012-11-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50907060);中国博士 后科学基金资助项目(20090451438) 电流的 MGI 拓扑进行了研究,该拓扑由3组单相全 桥逆变器构成。由于采用了升压隔离变压器,故能明 显降低对直流侧的要求。同时,隔离变压器还能极 大降低逆变器输出直流及谐波分量对电网的影响^[18]。 本文建立了该拓扑的详细数学模型,设计了其控制 器,并给出了指令电流的生成算法。最后,仿真和实 验结果验证了所提方法的正确性和有效性。

1 MGI 拓扑及其控制

1.1 MGI 的拓扑及数学模型

本文研究的 MGI 拓扑如图 1 所示,该拓扑由 3 组独立的单相全桥逆变器共用一组直流母线构成。 考虑到光伏电池、储能单元的输出电压一般比较低, 直流母线电压不宜设计过高,这里直流母线电压 U_{dc}取为 400 V。3 组单相全桥逆变器分别构成 a、b、c 三相,经 LC 滤波器接入隔离变压器,隔离变压器的 输出端连接到 PCC,该处接有非线性负荷、三相不平 衡负荷,并与三相四线制配电系统相连。

从图 1 可以看出,3 个单相全桥逆变器相互解 耦,可以看作 3 个独立的单相逆变器。在建立逆变 器的数学模型时,可忽略负载的影响,并取任意一相 进行分析,其电路如图 2 所示。其中, L_1 和 L_2 分别为 隔离变压器的原边和副边漏感; L_m 为激磁电感; L_s 为 系统电感; $L_{\chi}C$ 和 R 分别为滤波电感、滤波电容以及 阻尼电阻; u_a 和 u_s 分别为单相逆变器的输出电压和 PCC 处的电压; u_{ps} 和 i_{ps} 分别为隔离变压器的副边电 压和电流折算到低压侧的值;隔离变压器的原副边 变比为 $N_1:N_2; i_L, i_L$ 和 i_a 分别为逆变器滤波电感、隔离 变压器原边和副边电流。

从图 2 中的阻抗网络部分可以看出,隔离变压器的原边电感 L_1 、激磁电感 L_m 和滤波电容支路共同构成了一个 Δ 环,利用电路理论中的 Δ -Y 变换^[19],可以得到如图 3 所示的等效阻抗网络。

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(50907060) and the Postdoctoral Science Foundation of China(20090451438)







图 2 MGI 单相拓扑等效电路 Fig.2 Single-phase equivalent circuit of MGI



图 3 阻抗网络的变换结果

Fig.3 Result of impedance network transform

值得指出的是,由于阻尼电阻较小,可忽略不计。 在图 3 中,阻抗 Z₁、Z₂ 和 Z₃ 可分别写为:

$$Z_{1} = \frac{s^{3}L(L_{1}C + L_{m}C) + s(L + L_{1})}{s^{2}(L_{1}C + L_{m}C) + 1}$$
(1)

$$Z_2 = sL_2 + \frac{s^3 L_1 L_m C}{s^2 (L_1 C + L_m C) + 1}$$
(2)

$$Z_{3} = \frac{s L_{\rm m}}{s^{2} (L_{1}C + L_{\rm m}C) + 1}$$
(3)

由图 3,应用电路理论中的叠加原理,可得其电压 u_o 到电流 i_{ns}、i_i之间的传递函数为:

$$G_{u_{a} \sim i_{p_{a}}} = \frac{1}{Z_{1} + Z_{2} / / Z_{3}} \cdot \frac{Z_{3}}{Z_{2} + Z_{3}} = \frac{Z_{3}}{Z_{1} Z_{2} + Z_{1} Z_{3} + Z_{2} Z_{3}} \quad (4)$$

$$G_{u, \star i_{1}} = \frac{1}{Z_{1} + Z_{2} / Z_{3}} = \frac{Z_{2} + Z_{3}}{Z_{1} Z_{2} + Z_{1} Z_{3} + Z_{2} Z_{3}}$$
(5)

文献[20]提出了一种基于加权电流反馈的控制 方法,并利用该方法将三阶 LCL 滤波并网逆变器模 型降阶为一阶模型,以方便控制器的设计。这里进一步利用该思想来实现图 2 所示 MGI 模型的降阶。 定义加权电流 *i* 作为等效的反馈量:

$$i = \alpha i_{\rm ps} + (1 - \alpha) i_L \tag{6}$$

那么,系统对输入电压 u_o 到电流 i 之间的传递 函数为:

$$G_{u_{n\to i}} = \alpha G_{u_{n\to i_{0}}} + (1-\alpha) G_{u_{n\to i_{0}}} = \frac{(1-\alpha)Z_{2}+Z_{3}}{Z_{1}Z_{2}+Z_{1}Z_{3}+Z_{2}Z_{3}}$$
(7)
代入阻抗的解析表达式(1)—(3),化简 $G_{u_{n\to i}}$ 有:
$$G_{u_{n\to i}} = [(1-\alpha)(L_{1}L_{2}+L_{2}L_{m}+L_{1}L_{m})Cs^{2}+(1-\alpha)L_{2}+L_{m}]/\{s[(LL_{1}L_{m}C+LL_{1}L_{2}C+LL_{m}L_{2}C)s^{2}+(L_{2}L_{m}+LL_{m}+L_{1}L_{m}+LL_{2}+L_{2}L_{1})]\}$$
(8)
若取:

$$\alpha = \frac{L_2 L_m + L_1 L_m + L_1 L_2}{L_2 L_m + L L_m + L_1 L_m + L_1 L_2}$$
(9)

由于变压器的激磁电感远大于原副边的漏感,即 $L_1 \approx L_2 = L_m$,故:

$$\alpha \approx (L_2 + L_1) / (L + L_2 + L_1)$$
 (10)
那么式(8)可简化为:

$$G_{u_{o} \to i} = 1 / [(L + L_1 + L_2)s]$$
(11)

可见,降阶后的模型式(11)是一个一阶系统,且 只由系统中的电感参数决定。可以方便地利用式 (11)所示降阶模型设计 MGI 的控制器。

1.2 PI 控制参数的整定

由前面的分析,可以得到 MGI 在 PI 控制器下的 框图模型,如图 4(a)所示。其中,K_{PWM} 为逆变器的放 大系数,对于双极性调制的单相全桥逆变器,K_{PWM}=U_{de}。 图 4(b)给出了基于降阶模型的控制器设计框图。



图4 MGI 框图

Fig.4 Block diagram of MGI

针对式(11)所示开环传递函数模型,设计 PI 控制器的参数。首先考虑比例环节的系数 *K*_p,系统在比例环节作用下的开环传递函数为:

$$G(s) = K_{\text{PWM}} \frac{1}{(L_1 + L_2 + L)s} K_p$$
(12)

以保证系统的闭环系统穿越频率小于开关频率 $f_s=10 \text{ kHz}$ 为依据来设计 K_p ,以保证开环系统在开关 频率附近的增益低于 0 dB,据此可得:

$$\frac{K_{\rm PWM}}{2\,\pi f_{\rm s}} \frac{1}{L_1 + L_2 + L} K_{\rm p} \le 1 \tag{13}$$

系统参数如下:L=1 mH,C=10 μF,R=4 Ω,L₁=

 $L_2 = 0.5 \text{ mH}, L_m = 0.6 \text{ H}, U_{dc} = 400 \text{ V}, N_1: N_2 = 150:220_{\circ}$ 由式(13)有:

$$K_{\rm p} \le \frac{2 \pi f_{\rm s}}{K_{\rm PWM}} (L + L_1 + L_2) = 0.31 \tag{14}$$

由于K_p越大系统静态误差越小,取K_p=0.3。

在比例环节的基础上引入积分环节后,系统的开 环传递函数为:

$$G(s) = K_{\text{PWM}} \frac{1}{(L_1 + L_2 + L)s} \left(K_{\text{p}} + \frac{K_{\text{i}}}{s} \right)$$
(15)

为保证 PI 的转折频率不影响原系统的穿越频率 f_e,需要满足的条件为 PI 补偿环节的转折频率远 小于系统穿越频率,这里取为穿越频率的 1/50,即:

$$K_{\rm i}/K_{\rm p} \leq 2 \pi f_{\rm c}/50 \tag{16}$$

计算可得:

$$K_i \leq K_p 2 \pi f_c / 50 = 376$$
 (17)
由于 K: 越大系统动态性能越好,取 K:=350。

基于以上设计的 PI 控制器,可得闭环系统的 Bode 图如图 5 所示。可见,受控系统在低频段具有 0 dB 的增益和 0° 的相移,能较好地保证对指令电流 信号的跟踪。而对于高频段具有较大的衰减速率, 从而保证对高次谐波的抑制能力。

1.3 滤波器中阻尼电阻的设计

由图 2 所示阻抗网络和式(8)易知该系统存在一 个谐振回路。该回路易引起谐振频率附近的谐波电 流谐振,导致系统不稳定或静差过大。本文采用滤波 电容支路串联电阻的方法来对谐振加以阻尼与抑制, 如图 6 所示。



图 5 降阶模型的闭环控制 Bode 图

Fig.5 Close-loop Bode diagram of order-reduced model



Fig.6 Structure of output filter

对于图 6 所示的输出滤波电路,若在电容支路 串联阻尼电阻 R,那么输出电流 i_{ps}到输入电压 u_o之 间的传递函数为:

$$G(s) = \frac{As^2 + BRCs + B}{ALCs^3 + DRCs^2 + Ds}$$
(18)

其中, $A = L_1L_2 + L_1L_m + L_2L_m, B = L_2 + L_m, D = LL_2 + LL_m + L_1L_2 + L_1L_m + L_2L_m$

由式(18)易知,系统的无阻尼振荡角频率为:

$$\omega_{n} = \sqrt{\frac{D}{ALC}} = \sqrt{\frac{LL_{2} + LL_{m} + L_{1}L_{2} + L_{1}L_{m} + L_{2}L_{m}}{(L_{1}L_{2} + L_{1}L_{m} + L_{2}L_{m})LC}}$$
(19)

$$\mathbb{B}\mathbb{R}\mathbb{E} \colon \xi \ \mathbb{K} \ \mathcal{E} :$$

$$2\xi\omega_{n} = DRC/(ALC) = RD/(AL)$$
(20)
故有:

$$\xi = \frac{1}{2\omega_{\rm n}} R \frac{D}{AL} = \frac{R}{2} \omega_{\rm n} C \qquad (21)$$

阻尼电阻上的损耗近似为:

$$P_{\rm loss} \approx u_{\rm ps}^2 R / \{ R^2 + [1/(\omega_{\rm n} C)]^2 \}$$
(22)

图 7 给出了阻尼与损耗之间的关系,由图 7、式 (21)和式(22)不难发现:当电阻越大时,系统阻尼也



图 7 阻尼比与基波功率损耗之间的关系 Fig.7 Relationship between damping ratio and fundamental power loss

越大,而损耗随 ξ 先增后减,当阻尼 ξ = 31.85 时,阻 尼电阻具有最大的损耗 35.34 W。然而,电阻越大其 体积和成本也越大。针对本文所提拓扑,取阻尼电 阻 R = 4 Ω ,对应的阻尼比为 0.4,损耗约为 0.89 W。

1.4 无锁相环指令电流生成算法

为了实现 MGI 对并网功率的跟踪和对谐波、不 平衡以及无功电流的补偿,需要设计相应的指令电 流生成算法。

文献[21]分析表明:基于锁相环的谐波电流检测算法在电网电压谐波或不平衡、控制延迟等条件下会对检测结果产生较大的影响,并提出了一种适用于硬件延迟补偿的无锁相环电流检测算法,较好地解决了补偿电流的检测问题。

基于同步旋转坐标系的无锁相环检测思想,这 里将进一步给出一种跟踪指令功率的参考电流生成 算法。该算法可替代传统并网逆变器的功率控制外 环,提高系统的动态响应能力,降低控制算法的复杂 度。对于电压、电流 u 和 i:

$$\boldsymbol{u} = \begin{vmatrix} U_{\rm m}\cos(\omega t + \varphi_u) \\ U_{\rm m}\cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_u) \\ U_{\rm m}\cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_u) \end{vmatrix}$$
(23)

$$\boldsymbol{i} = \begin{bmatrix} I_{\rm m} \cos(\omega t + \varphi_i) \\ I_{\rm m} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_i) \\ I_{\rm m} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_i) \end{bmatrix}$$
(24)

其中, $U_{\rm m}$ 和 $I_{\rm m}$ 分别为电压、电流相量的幅值; φ_u 和 φ_i 为其对应的相位。选用式(25)所示的 Park 变换:

$$C_{abc/dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$
(25)

其中, $\theta = \omega t + \theta_0$, θ_0 为初相位,也即 dq 坐标系 d 轴与 abc 坐标系 a 轴之间的夹角, θ_0 可以是任意值。 $C_{abc/dq}$ 的逆变换满足: $C_{dq/abc} = C_{abc/dq}^{-1} = C_{abc/dq}^{T}$ 。易知变换后的电 压 u_1 为:

$$\boldsymbol{u}_{t} = \begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ u_{0} \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} (\sqrt{6}/2) U_{m} \cos(\varphi_{u} - \theta_{0}) \\ (\sqrt{6}/2) U_{m} \sin(\varphi_{u} - \theta_{0}) \\ 0 \end{vmatrix}$$
(26)

类似地,对于变换后的电流 i,,有:

$$\mathbf{i}_{i} = \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ i_{0} \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} (\sqrt{6}/2)I_{m}\cos(\varphi_{i}-\theta_{0}) \\ (\sqrt{6}/2)I_{m}\sin(\varphi_{i}-\theta_{0}) \\ 0 \end{vmatrix}$$
(27)

设逆变器有功和无功给定输出分别为 P 和 Q, 不难发现^[22]:

$$\begin{cases}
P=1.5U_{\rm m}I_{\rm m}\cos(\varphi_u-\varphi_i)=u_di_d+u_qi_q\\
Q=1.5U_{\rm m}I_{\rm m}\sin(\varphi_u-\varphi_i)=u_qi_d-u_di_q
\end{cases}$$
(28)

由式(28),并网功率跟踪电流可写为:

$$\begin{cases} i_{dref} = (u_d P + u_q Q) / (u_d^2 + u_q^2) \\ i_{aref} = (u_a P - u_d Q) / (u_d^2 + u_q^2) \end{cases}$$
(29)

图 8 给出了 MGI 指令电流的生成算法框图。按 图 1 所示电流参考方向,总的负荷电流 i_{Lalee} 可以由 i_{cabe} 和 i_{sabe} 之和间接表示。其中,变换式 T 即式(29), 生成的并网功率跟踪电流指令 i_{gabe} 和由文献[21]所 提无锁相环补偿电流检测方法所检测出的补偿电流 指令 i_{habe} 共同构成逆变器的指令电流 i_{refabe} ,此外, i_{pabe} 为总负荷电流的正序基波有功分量, \bar{u}_d 、 \bar{u}_q 为 PCC 处电压的 d、q 轴分量 u_d 、 u_q 经过低通滤波器 LPF (Low Pass Filter)后的结果,变换式 C_{ag} 为:

$$\begin{cases} i_{pd} = (\bar{u}_d \, \bar{i}_d + \bar{u}_q \, \bar{i}_q) \, \bar{u}_d / (\bar{u}_d^2 + \bar{u}_q^2) \\ i_{pq} = (\bar{u}_d \, \bar{i}_d + \bar{u}_q \, \bar{i}_q) \, \bar{u}_q / (\bar{u}_d^2 + \bar{u}_q^2) \end{cases}$$
(30)

其中,*i_{pd}*和*i_{pq}为 dq*坐标系下的总负荷电流正序基 波有功分量。



图 8 参考电流生成算法框图

Fig.8 Block diagram of reference current generation

需要说明的是,以上电流控制器设计中所采用 的加权电流方法,只是对滤波器及隔离变压器漏感 的原边等效电路进行了数学意义上的零极点对消和 物理意义上的简化。但从隔离变压器的副边看进 去,其副边电流和等效的加权电流之间仍满足变压器 的匝比变换关系^[23],即从加权电流的角度来看,电流 参考信号的实际目标值和控制器的参考值仍然是一 致的。故以上电流参考生成算法可以用作对虚拟电 流进行调节,进而实现对多功能并网逆变器输出电 流 *i*_{oube} 的控制。

2 仿真分析

为了验证图1所提拓扑及前述控制策略的正确 性,利用 PSCAD/EMTDC 分别对多功能并网逆变器 补偿不平衡和无功电流、谐波电流进行了仿真研究。

2.1 不平衡和无功电流补偿

在图 1 所示拓扑中将非线性负荷支路断开, MGI 在实现并网功率跟踪的同时对 PCC 处不平衡 电流和无功电流进行治理。不平衡负荷的各相参数 为:a 相为 70 Ω 电阻负载,b 相为 40 Ω 电阻和 118 μF 电容串联负载,c 相为 50 Ω 电阻负载。并网功率指 令值为 P=15 kW、Q=0 var。MGI 从 0.15 s 开始对网 侧电流进行治理。功率器件的开关频率 $f_s=10$ kHz, 系统参数同 1.2 节所述。

网侧电流和网侧功率如图 9 所示。当 MGI 不进 行补偿时,由于不平衡负荷的原因,有功和无功功率 以 2 倍频波动^[24],且由于容性无功负荷的存在,网侧 无功功率存在一个负的直流分量。当 MGI 投入补偿 后,网侧电流三相对称,且功率波动得到很好的抑制, 网侧无功接近 0。可见,MGI 在实现并网功率跟踪的 同时,还能很好地完成对网侧无功和不平衡电流的 治理,提高 PCC 处的电能质量。



图 9 MGI 补偿不平衡和无功电流的仿真结果 Fig.9 Simulative results of unbalance and reactive currents compensation by MGI

2.2 谐波电流补偿

在图 1 所示拓扑中将不平衡负荷支路断开, MGI 在实现并网功率跟踪的同时,完成对 PCC 处谐 波电流的治理。非线性负荷的直流电阻为 *R*_r=50 Ω, 并网功率指令值为 *P*=15 kW、*Q*=0 var。MGI 从 0.15 s 开始对网侧电流进行治理。

网侧电流和网侧功率如图 10 所示。若不对网 侧电流进行治理,非线性负载电流和并网电流的叠加 将引起网侧电流波形畸变,反映在网侧功率上即为功 率振荡。MGI 投入补偿后,能明显消除电流波形畸 变和网侧功率振荡。

不难发现,多功能并网逆变器在完成常规并网 逆变器实现可再生能源或储能等微电网并网的同 时,还兼有补偿 PCC 处无功、不平衡和谐波电流的能





Fig.10 Simulative results of harmonic current compensation by MGI

力,这使得一套并网逆变器能同时完成多个相互独立 的功能,从而省去了额外的电能质量治理装置,在 分布式发电系统和微电网中具有较好的应用前景。

3 实验结果

为了进一步验证所提拓扑和控制策略的正确 性,搭建了一台 15 kV·A 的 MGI 实验室样机。其拓 扑如图 1 所示,控制策略如图 4 和图 8 所示,控制器 选用 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 芯片,系统参数与 仿真条件相同。

图 11 给出了对不平衡和无功电流的补偿效果, 图 12 给出了对谐波电流的补偿效果,图中点划线左、 右侧分别为补偿前、后波形。对比实验结果和仿真 结果可以看出,两者比较吻合,多功能并网逆变器在 完成并网功率跟踪的同时,还能较好地实现对不平 衡、无功和谐波电流的补偿,从而改善并网点处的电 能质量。值得指出的是,虽然前面所提无锁相环参 考电流生成算法能降低控制复杂度提供动态响应能



图 11 MGI 补偿不平衡和无功电流的实验结果 Fig.11 Experimental results of unbalance and reactive currents compensation by MGI



Fig.12 Experimental results of harmonic current compensation by MGI

力,但是无法克服滤波电容所产生少量容性无功对网侧功率的影响,加之电网电压波形也存在一定的畸变和不对称,共同使得补偿后的网侧无功稍小于 0 var, 且有功和无功存在小幅值波动。

4 结论

本文针对一种多功能并网逆变器拓扑及其控制 进行了研究,建立了其数学模型,设计了其控制器, 给出了指令电流的生成算法和输出滤波器中阻尼电 阻的设计。仿真与实验结果验证了所提拓扑及其控 制策略的正确性和有效性。所提拓扑对直流电压要 求较低,且在实现并网功率跟踪的同时,能有效治理 谐波、无功和不平衡电流,尤其是在分布式发电系统 和微电网电能质量治理中具有很好的应用前景。

参考文献:

- LASSETE R R H. Microgrids and distributed generation[J]. Journal of Energy Engineering, 2007, 133(3):144-149.
- [2] 王成山,李鹏. 分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战[J]. 电力系统自动化,2010,34(2):10-14.

WANG Chengshan, LI Peng. Development and challenges of distributed generation, the micro-grid and smart distribution system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 10-14.

- [3] KROPOSKI B, LASSETER R H, ISE T, et al. Making microgrids work[J]. Power and Energy Magazine, 2008, 6(3):40-53.
- [4] 王成山,杨占刚,武震. 一个实际小型光伏微网系统的设计与实现电力自动化设备[J]. 电力自动化设备,2011,31(6):6-10.
 WANG Chengshan,YANG Zhangang,WU Zhen. Design and realization of practical photovoltaic microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(6):6-10.

[5]别朝红,李更丰,王锡凡. 含微网的新型配电系统可靠性评估综述[J]. 电力自动化设备,2011,31(1):1-6.

BIE Zhaohong,LI Gengfeng,WANG Xifan. Review on reliability evaluation of new distribution system with micro-grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(1):1-6.

- [6] BLAABJERG F,CHEN Z,KJAER S B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2004,19(5):1184-1194.
- [7] 王要强,吴凤江,孙力. 并网逆变器用 LCL 滤波器新型有源阻尼 控制[J]. 电力自动化设备,2011,31(5):75-79.
 WANG Yaoqiang,WU Fengjiang,SUN Li. Active damping control strategy for LCL filter used in grid-connected inverter [J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(5):75-79.
- [8] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 基于无源哈密尔顿系统理论的 LC 滤波 并网逆变器控制[J]. 电网技术,2012,36(4):207-212. ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang, et al. A novel control strategy for grid-connected inverters with LC filter based on passive Hamiltonian theory[J]. Power System Technology, 2012,36(4):207-212.
- [9] ABEYASEKERA T, JOHNSON C M, ATKINSON D J, et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6):1393-1401.
- [10] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 多功能并网递变器研究综述[J]. 电力 自动化设备,2012,32(8):5-15.
 ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang, et al. Studies on multi-functional grid-connected inverters: an overview[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(8):5-15.
- [11] WU T F,NIEN H S,SHEN C L,et al. A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005,41(4):1075-1083.
- [12] KUO Y C,LIANG T J,CHEN J F. Novel maximum-powerpoint-tracking controller for photovoltaic energy conversion system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48 (3):594-601.
- [13] WU T F,SHEN C L,CHANG C H,et al. 1Ø3 W grid-connection PV power inverter with partial active power filter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003,39(2):635-646.
- [14] 张国荣,张铁良,丁明,等. 光伏并网发电与有源电力滤波器的统一控制[J]. 电力系统自动化,2007,31(8):61-65.
 ZHANG Guorong,ZHANG Tieliang,DING Ming, et al. Combined control of active power filter and PV grid connected generation [J]. Automation of Electric Power Systems,2007,31(8):61-65.
- [15] SAWANT R R, CHANDORKAR M C. Methods for multi-functional converter control in three-phase four-wire systems [J]. IET Power Electronics, 2009, 2(1):52-66.
- [16] HAN B, BAE B, KIM H, et al. Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(1): 330-337.
- [17] LI Y,VILATHGAMUWA D M,LOH P C. Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1707-1719.
- [18] MA L, TANG F, ZHOU F, et al. Leakage current analysis of a single-phase transformer-less PV inverter connected to the grid

[C]//IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Singapore:[s.n.],2008;285-289.

- [19] 邱关源,罗先觉. 电路[M]. 4 版. 北京:高等教育出版社,1999: 37-40.
- [20] SHEN G,XU D,CAO L,et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an *LCL* filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (4): 1899-1906.
- [21] 杨欢,赵荣祥,程方斌. 无锁相环同步坐标变换检测法的硬件延时补偿[J]. 中国电机工程学报,2008,28(27):78-83.
 YANG Huan,ZHAO Rongxiang,CHENG Fangbin. Delay compensation for harmonics detection based on synchronous reference frame without phase lock loop[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(27):78-83.
- [22] HIROFUMI A, EDSON H W, MAURICIO A. 瞬时功率理论及 其在电力调节中的应用[M]. 徐政,译. 北京:机械工业出版社, 2009:41-53.
- [23] 曾正,赵荣祥,杨欢.带隔离变压器的并网逆变器的降阶模型及 滑模变结构控制[J].电力系统自动化,2012,36(3):47-52.

ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, YANG Huan. Reduction model and sliding mode variable structure control for grid-connected inverters with isolation transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(3):47-52.

[24] SONG H S,NAM K. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5):953-959.

作者简介:

曾 正(1986-),男,重庆人,博士研究生,主要研究方向
 为分布式发电与微电网、并网逆变器(E-mail:zengerzheng@zju.
 edu.cn);

杨 欢(1981-),男,江苏南通人,助理研究员,博士,主要 研究方向为分布式发电与微电网、并网递变器、储能及其应用 (**E-mail**:vanghuan@zju.edu.cn);

赵荣祥(1962-),男,浙江杭州人,教授,博士研究生导师, 博士,主要研究方向为电机与控制、电力电子与电力传动、分 布式发电与微电网、储能及其应用等。

Topology and control of multi-functional grid-connected inverter

ZENG Zheng, YANG Huan, ZHAO Rongxiang, TANG Hao, ZHU Minglei, JIN Lei, TANG Shengqing (College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The topology of multi-functional grid-connected inverter is researched, which connects DG to grid and compensates the harmonic current, reactive power and unbalanced current of grid-connection point as well. Its mathematical model is established, its controller for tracking the output current is designed based on the weighted currents feedback approach and the damping resistance of output filter is designed based on the relationship between its power loss and damping ratio. A simple but effective algorithm is given for calculating the reference currents, which includes two parts:output power tracking and power quality compensation. Simulative results of PSCAD/EMTDC and experimental results of a 15 kV \cdot A prototype show the correctness and validity of the proposed topology and control strategy.

Key words: grid-connected inverter; functional integration; damping; weighted currents feedback; electric inverters; topology; electric current control

国电南自牵引综自系统成功应用哈大高铁

2012年12月1日,世界上第一条在高寒地区新建的高速铁路——哈尔滨至大连铁路客运专线(简称哈大客专)正式开通,哈大客专于2007年8月23日开工建设,全长921km,纵贯辽宁、吉林、黑龙江三省。该项目运营,对促进东北三省的客流、物流、信息流快速流动,缩短东北与关内广大地区的时空距离,振兴东北老工业基地具有重要意义。

国电南京自动化股份有限公司(简称国电南自)作为国内铁路变电站综合自动化系统和城市轨道交通监 控系统产品的主要供应商,在哈大客专承担了43座变、配电站的牵引供电综合自动化产品供货及联调服务, 这是国电南自参与建设举世瞩目京沪高铁、青藏铁路之后又一力作。

国电南自是国内最早研制和生产电气化铁路成套微机保护及计算机监控系统产品的制造商,哈大客专 所采用的 NDT650+高速铁路和轨道交通供电自动化系统完全适用于我国高速铁路特有的 AT 供电方式,达 到国际领先水平,拥有自主知识产权和多项核心专利,已在包括京沪、汉宜、沪宁、成灌等十多条客运专线上 进行了全面推广。国电南自自主开发的"轨道交通电力监控系统"入选由工业和信息化部组织评选的"计算 机信息系统集成典型解决方案(2010版)",成为江苏省同行业中唯一入选的典型方案,目前该技术正在南京 迎接 2014 年青年奥林匹克运动会的城市轨道交通建设中进行推广应用。

(国电南京自动化股份有限公司 郑建飞 刘婕)