基于交错反激光伏微逆的无功与谐波补偿

陈川瑞,牟龙华,朱国锋

(同济大学 电子与信息工程学院,上海 201804)

摘要:针对目前光伏微型逆变器只具备单一并网发电功能、利用率低下以及单相有源滤波器成本较高的不足,结合光伏微型逆变器和单相电流型有源滤波器的运行特点、结构和控制原理,提出了一种针对单块太阳能电池板的新型小功率交错双反激光伏微型逆变器,能够同时实现并网发电及适度无功和谐波补偿功能。详细分析了该系统的工作过程,提出了适用于该系统的相应控制策略,给出有功入网电流指令和无功谐波电流指令的计算方法。PSIM 仿真和实验结果验证了系统结构和控制策略的合理性和有效性。

关键词:光伏发电;并网;光伏微型逆变器;无功补偿;谐波补偿;电力滤波器;逆变器

中图分类号: TM 615; TM 464 文献标识码: A DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.008

0 引言

传统能源的短缺与环境问题日益严峻,调整能 源结构与开发新能源势在必行。以光伏发电为代表 的分布式新能源作为可再生能源正逐渐被大量研究 和推广。并网逆变器作为光伏发电系统的核心部 件,其结构与控制策略对提高系统效率、改善入网电 流品质至关重要。目前光伏发电系统中最常见的集 中型并网逆变器存在因局部阴影影响支路整体出力 的问题,而微型逆变器以单个太阳能模块为对象,在 面板级实现最大功率点 MPP(Maximum Power Point) 的跟踪,大幅提高了系统抗局部阴影的能力;而且其 无母线的结构形式降低了系统成本,提高了灵活性, 逐渐被广泛应用于分布式光伏发电系统中^[1-5]。

文献[6]对光伏发电系统中常规微型逆变器拓 扑结构及其优缺点进行了详细分析与阐述,反激式 微型逆变器具有结构简单、电气隔离、输入电压变化 范围大等优势。交错双反激微型逆变器可以增加系 统功率等级,减少各路开关管电流应力和损耗,提 高能量变换效率,减少电流纹波以提高入网电流的 品质^[7-8]。

目前电力系统的电网和负荷发生了新的变化, 大量非线性和冲击性负载被推广使用,所引起的谐 波与无功电流对公共电网的污染日益严重^[9-11]。常 规处理装置有有源滤波器、电能质量调节器等,但主 要针对三相系统,且应用成本较高,经济性较低。通 常光伏并网发电装置只能在白天工作,晚上离网,这 种运行模式下设备利用率低,且频繁投切对电网稳 定性造成影响。如果能在光伏并网系统中加入电能

收稿日期:2014-11-04;修回日期:2015-03-04

基金项目:上海市科学技术委员会资助项目(12ZR1451300);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(0800219170)

Project supported by the Science and Technology Commission of Shanghai Municipality, China (12ZR1451300) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (0800219170) 质量处理功能,实现系统向电网注入有功电流的同时能对负载无功与谐波电流进行适度补偿,就可以显著提高光伏并网系统的利用率。

在光伏并网发电的多功能应用方面,文献[12-14]和文献[15-16]分别介绍了光伏微型逆变器并网 系统和单相有源电力滤波器的新型拓扑结构与控制 策略;文献[17]对光伏并网与无功补偿统一控制策 略进行了研究,但并没有提及谐波补偿问题;文献 [18-22]提出了一种既能够并网发电,又具备无功补 偿和谐波滤除功能的光伏并网及电能质量控制系 统。上述研究成果主要侧重于集中式的光伏并网结 构,对于以光伏微型逆变器并网发电为供电方式的 单相低压供电网络和微网系统并不适合。

本文暂不考虑系统的孤岛效应,设计了一种针 对单块太阳能电池板的交错双反激微型逆变器,并 在系统具有较高效率和输出电流品质的基础上加入 谐波滤除和无功补偿的功能。

1 系统结构

基于交错双反激拓扑结构的光伏微型逆变器及 无功谐波补偿复合控制系统的控制原理如图 1 所 示。系统由单一光伏板、旁流二极管 V_{Da}、功率解耦 电容 C_{in}、交错双反激变换器、工频全桥极性变换电路 及 C-L 滤波器组成。光伏组件端接入解耦大电容,为 系统输入端恒定功率与输出端脉动功率之间的功率 解耦提供路径。旁流二极管保证光伏组件正常工 作,防止夜间反向电流。交错双反激变换器由变压 器(T₂/T₁)、主开关管(V_{Tpi1}/V_{Tpi2})、箝位开关管(V_{Telamp1}/ V_{Telamp2})、箝位电容(C_{clamp1}/C_{tlamp1}/)、拉伊输出的直流电变换为 2 倍电网频率的正弦 半波电流,再通过由开关管 V_{T1}、V_{T2}、V_{T3}、V_{T4} 组成的工 频全桥极性变换电路转换成与电网同频率、同相位 的交流电流,经 C-L 滤波器注入并网。反激型高频





Fig.1 Schematic diagram of micro-inverter and reactive and harmonic compensation system

变压器实现系统光伏侧与电网侧的电气隔离。

系统最大功率点跟踪 MPPT(Maximum Power Point Tracking)算法保证单块光伏组件迅速工作在 最大功率点,生成入网有功电流指令;无功与谐波检 测算法模块获取负载电流中的无功与谐波电流信 号,计算补偿电流指令;系统将上述2类电流指令合 成统一控制交错双反激变换器,实现了在同一光伏 并网装置上输出有功电流的同时,也具有无功和谐波 补偿功能。

2 交错双反激变换器工作原理

交错双反激变换器工作于不连续导通模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode)下,其控制策 略设计简单、灵活性强,变压器体积较小,且不存在 二极管反向恢复问题,此时逆变器表现为电流源,不 需要接入大的并网电抗^[23]。以第一路反激变换器为 例,其主要工作过程波形如图 2 所示,对其三角波U_{trig} 进行 180°相移即得到第二路反激变换器的载波信 号。图中,*i**f 为指令电流;U_{dpril}和 U_{dclampl}分别为主开 关管和箝位开关管的开断信号;*i*pril 和 *i*secl 分别为变 压器 T₁ 原、副边电流,*I*pril,peak 和 *I*secl,peak 为其电流峰值; *u*spril 为主开关管 V_{Tpril} 源漏极之间的电压,*U*TR 为其正 常工作额定电压。

由反激变换器工作于 DCM 下的特性可知,开关 管导通时变压器原边电流线性上升,副边电流需要 在下一个开关周期到来之前减小到零,根据变压器 磁通在一个开关周期内连续的特点可得:

$$\frac{u_{\rm in}t_{\rm on}}{N_1} = \frac{u_{\rm grid}t_{\rm off_1}}{N_2} \tag{1}$$

其中, u_{in}和 u_{gid}分别为变换器输入端解耦电容上的 电压和电网电压,在一个开关周期内可视为恒定值; t_{on}和 t_{ofL1}分别为主开关管开通时间和主开关管关断 后变压器副边绕组电流下降到零的时间; N₁和 N₂分



图 2 微型逆变器工作波形



定义变压器升压系数 μ 和匝比系数N为:

$$\mu = \frac{u_{\rm in}}{u_{\rm grid}} \tag{2}$$

$$N = \frac{N_1}{N_2} \tag{3}$$

由式(1)—(3)可以保证系统全工作范围内都处于 DCM 下,即得到变换器在最小输入电压与最大电 网电压条件下主开关管工作的最大占空比 D_{mx}:

$$D_{\max} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \le \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off_{-1}}} = \frac{N}{N + \mu}$$
(4)

62

其中, t_{off} 为主开关管关断时间。可知在最小输入电 压和最大电网电压处上式满足,即可保证系统在整 个工作范围内工作于 DCM。

在一个开关周期 T_s 内,主开关管 V_{Tpril} 导通时, 反激变压器 T_1 原边电流 $i_{pril}(t)$ 线性增加。此时,副 边二极管 V_{Dseel} 反向截止,输出电容 C_f 向负载继续提 供电流。

$$\dot{u}_{\rm pril}(t) = \frac{U_{\rm in}}{L_{\rm ml}}t \tag{5}$$

其中,*L*_{ml}为变压器 T₁的原边激磁电感;*U*_{in}为开关周期内系统的输入电压,可视为恒定值。

原边开关管在导通结束时,该开关周期内变压器原边电流达到峰值 *I*_{pril,peak}:

$$I_{\text{pril,peak}} = \frac{U_{\text{in}}}{L_{\text{ml}}} DT_{\text{s}}$$
(6)

主开关管关断时,存储于激磁电感中的能量传 递到二次侧,副边二极管 V_{Dsecl} 正向导通,二次侧电 流 i_{secl}(t)线性减小:

$$i_{\text{secl}}(t) = I_{\text{secl,peak}} - \frac{U_{\text{grid}}}{L_{\text{sl}}} t$$
(7)

其中, U_{gid}为开关周期内的电网电压, 可视为恒定值; L_{sl}为变压器 T₁的二次侧绕组电感; I_{sel.peak} 为该开关 周期内变压器副边绕组的峰值电流, 其与原边峰值 电流满足式(8)的关系。

$$I_{\text{secl,peak}} = I_{\text{pril,peak}} N \tag{8}$$

副边电流下降时间 t_{off_1} 由式(7)计算得:

$$t_{\rm off_1} = \frac{I_{\rm sec1, peak} L_{\rm s1}}{U_{\rm grid}} \tag{9}$$

副边绕组开关周期内平均电流 Ised 表示为:

$$I_{\text{sec1}} = \frac{1}{T_{\text{s}}} \int_{0}^{t_{\text{dc1}}} \dot{i}_{\text{sec1}}(t) dt = \frac{1}{T_{\text{s}}} \int_{0}^{t_{\text{dc1}}} \left(I_{\text{sec1,peak}} - \frac{U_{\text{grid}}}{L_{\text{s1}}} t \right) dt$$
(10)

将式(6)、(8)、(9)代入式(10)中可以得到副边 平均电流与占空比 D 的关系:

$$I_{\rm secl} = \frac{U_{\rm in}^2 D^2 T_{\rm s}}{2L_{\rm ml} U_{\rm grid}} \tag{11}$$

反激变换器增加箝位开关 V_{Telampl} 与箝位电容 C_{clampl} 构成有源箝位电路,降低主开关管 V_{Tpril} 上由于 变压器 T_1 一次侧漏感 L_{k1} 和主开关管输出电容 C_{cossl} 之间谐振引起的尖峰电压 u_{spikel} 。主开关管 V_{Tpril} 源漏 极之间的电压 u_{spril} 为输入电压 u_{in} 、输出电压 u_{grid} 折 算到一次侧原边的电压 $u_{\text{grid}}N$ 和尖峰电压 u_{spikel} 之 和^[24],由式(12)确定:

$$u_{\rm spri1} = u_{\rm in} + u_{\rm gird} N + u_{\rm spike1} \tag{12}$$

$$u_{\text{spike1}} = I_{\text{pri1,peak}} \sqrt{\frac{L_{\text{k1}}}{\left(C_{\text{coss1}} + \frac{C_{\text{clamp1}}C_{\text{coss1}}}{C_{\text{clamp1}} + C_{\text{coss1}}}\right)}}$$
(13)

3 系统控制策略

3.1 系统整体控制策略

系统整体控制策略如图 3 所示.由 MPPT、无功 与谐波电流检测、输出电流跟踪、正弦脉宽调制 (SPWM)等模块组成。MPPT采用变步长观察扰动 算法 使单块光伏组件以最快速度工作在最大功率 点,获取光伏组件最大功率输出时的有功直流指令 $I_{\rm wo}^*$ 。锁相环(PLL)用以检测电网电压相角、幅值和频 率。有功直流指令 I^{*}_w 与 PLL 输出相位信号合成并 网有功电流指令 i* _{pref}。无功与谐波电流检测模块获 取负载电流 ilead 的无功与谐波电流指令 i^{*}(g+h).refo 有功 电流指令 i* 与无功谐波电流指令 i* (g+h),ref 合成系统 输出电流指令 i^{*} "经比例–积分(PI)控制环节实现对 输出电流 iac 快速跟踪,产生 2 路反激变换器主开关 管(V_{Toril}/V_{Tori2})和有源箝位开关管(V_{Telamp1}/V_{Telamp2})的 控制信号。同时,根据 PLL 相位信号触发工频全桥 极性变换电路上下桥臂开关管带互补时间导通,将 变换器输出的电流注入电网。





3.2 有功电流指令获取

基于变步长扰动观察 VS-P&O (Variable Step Perturbation and Observation)的 MPPT 算法用于获 取系统向电网注入有功功率的电流指令 Γ_{pv} 。系统启 动初期,采样光伏开路电压,并乘以经验比例值获取 启动基准,加快开机速度;当光伏组件光照或温度变 化较大时,系统加大扰动步长,快速跟踪外界环境变 化,提高动态响应速度;当光伏组件工作接近于最大 功率点时,减少扰动步长以降低功率跟踪振荡,提高 系统稳定性^[25]。MPPT 算法获取系统工作参考值,经 PI 调节器生成稳定的有功直流参考信号 I_{pv}^* ,结合 PLL 获取的电网相位信号得到系统输出有功功率的 电流指令信号 i_{pve}^* 。

3.3 无功与谐波检测算法

传统单相电路无功与谐波电流检测方法是以三 相电路瞬时功率理论为依据,对单相电流移相构建 虚拟三相电流,通过 *p*-*q* 法或 *i_p*-*i_q* 法演算求得三相 无功与谐波电流,最后变换为单相无功与谐波电流。 这种算法结构复杂,实时性较差,且计算量大,对控制器有较高的运算要求。本文在三相瞬时功率理论的基础上提出一种基于单相电路瞬时功率理论的无功与谐波电流检测算法^[26-27]。

负载电流
$$i_{load}(t)$$
可以表示为:
 $i_{load}(t) = i_{1p}(t) + i_{1q}(t) + i_{h}(t) =$
 $I_{1}\sin(\omega t + \varphi_{1}) + \sum_{n=3}^{\infty} I_{n}\sin(n\omega t + \varphi_{n})$ (14)

对基波电流进行分解可得:

$$i_{1p}(t) = I_1 \cos \varphi_1 \sin(\omega t) \tag{15}$$

$$i_{1q}(t) = I_1 \sin \varphi_1 \cos(\omega t) \tag{16}$$

其中, $i_{1p}(t)$ 和 $i_{1q}(t)$ 分别为基波有功电流和无功电 流; $i_h(t)$ 为谐波电流; I_1 和 I_n 分别为基波电流和n次 谐波电流的幅值; φ_1 和 φ_n 分别为基波电流和n次谐 波电流的相位。

对电流 $i_{load}(t)$ 时延 T/4 工频周期单位,相当于 基波电流相移 $\pi/2$,再对其进行如下变换:

$$i_{\text{load}}(t)\sin(\omega t) + i_{\text{load}}\left(t - \frac{T}{4}\right)\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = I_1\cos\varphi_1 + I_3\cos\left(4\omega t + \varphi_3\right) + I_5\cos\left(4\omega t + \varphi_5\right) + \sum_{n=7}^{\infty} \frac{I_n}{2} \left\{\cos\left[(n+1)\omega t + \varphi_n\right] + \cos\left[(n-1)\omega t + \varphi_n\right]\right\} + \sum_{n=7}^{\infty} \frac{I_n}{2} \left\{\cos\left[(n+1)\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \varphi_n\right]\right\} + \cos\left[(n-1)\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \varphi_n\right]\right\}$$
(17)

式(17)中存在一个直流分量和3次以上的谐波 分量,采用截止频率低于3倍基波频率的低通滤波器 (LPF)提取单相电流中的基波有功电流分量,乘以 PLL相位信号sin(*w*t),即可得瞬时基波有功电流*i*₁₀(*t*)。

算法框图如图 4 所示,其中 PLL 用以产生与电网 电压信号同相位的正弦信号;LPF 用以获取电流分 量中的基波有功与无功电流幅值;K 为基波无功电 流开关,K 断开时同时检测无功与谐波电流,K 闭合 时只检测谐波电流。电流 *i*_{loal}(*t*)减去基波有功电流 *i*_{lp}(*t*)即可获取需要补偿的电流指令 *i*^{*}_{(g+h),ref}(*t*)。同理 可以算得瞬时基波无功电流 *i*_{la}(*t*)。







4 仿真与实验

针对本文所提出的光伏微型逆变器及电能质量 控制系统,为了验证其理论的正确性,利用 PSIM 对 其进行仿真与分析。仿真系统模型结构如图 1 所 示,微型逆变器电路设计关键参数如下:额定变换功 率 200 W,输入电压 25~48 V,输出电压幅值 311 V, 输出电压频率 50 Hz,开关频率 50 kHz,输入解耦电容 12 mF,变压器激磁电感 48 μH,变压器漏感 0.12 μH, 输出滤波电感 3 mH,输出滤波电容 0.05 μF,变压器 匝比 6,箝位电容 8 μF。负载采用单相整流桥。

图 5 为系统正常并网下的仿真波形。系统只向 电网注入有功功率,交错反激变压器 T₁/T₂ 的原副边 电流 *i*_{pri1}/*i*_{pri2} 和 *i*_{sec1}/*i*_{sec2} 呈正弦半波包络线,通过工频 全桥极性变换电路和 C-L 滤波器向电网注入正弦电 流 *i*_{ac},其功率因数为 1。若取开关管输出电容 C_{coss} 为 300 pF,由式(12)所得 *u*_{spri1}/*u*_{spri2} 幅值为 147.2 V。



Fig.5 Simulative waveforms of system grid-connection

图 6 为系统在开关周期内的仿真波形。主开关 管 V_{Tpri1}/V_{Tpri2} 开通时变压器 T_1/T_2 原边电流 i_{pri1}/i_{pri2} 由式(5)确定,线性增加;关断时副边电流 i_{sec1}/i_{sec2} 由 式(7)确定,线性减小。在下一个开通周期来临之 前,有源箝位开关管 $V_{Tclamp2}$ 以较短时间导通, 有源箝位电容电流 $i_{clamp1}/V_{Tclamp2}$ 瞬间增大,一次侧漏感 中的能量继续向变压器 T_1/T_2 二次侧传递,二次侧 电流 i_{sec1}/i_{sec2} 由零继续增大,同时降低了主开关管源 漏极之间的电压 u_{spri1}/u_{spri20}

引入谐波治理和无功补偿功能的光伏微型逆变

64





Fig.6 Simulative waveforms of system grid-connection for a switching period

器主要应用于单相低压家用供电网络和小型微网系 统中。系统负载由整流桥、电容、电感和电阻组成, 为更好验证系统在极端情况下也能具备较好的谐波 治理和无功补偿效果,增加谐波源中的感性负载比 重,具体参数为电容 47 μF、电感 100 mH、电阻 5 Ω。 在无补偿效果前,电网向负载提供所有谐波和无功 电流分量。系统在向电网注入有功功率的同时也对 负载电流进行无功与谐波补偿,图 7 为负载电流 *i*uad、系统输出电流 *i*ac 和电网电流 *i*gid 波形。*i*lad 等于 *i*ac 和 *i*gid 之和,系统输出有功承担部分负荷功耗,电网 只向负载提供一小部分有功电流。图 8 为经复合控 制系统治理后的电网电流和电压,功率因数接近 1。

为评价微型逆变器及无功谐波补偿复合控制系 统电能质量调节效果,分别对补偿前后的电网电流 进行傅里叶分析,电流幅值频谱如图 9、图 10 所示。



Fig.7 Waveform of load current, system output current and grid current



图 10 治理后电网电流幅值频谱 Fig.10 Grid current spectrum after compensation

经 FFT 分析,补偿前电流的 THD 为 47.52%,补偿后 电流的 THD 为 4.31%。显然,补偿后电网电流得到 了极大的改善。

搭建一台 200 W 的实验样机对系统进行验证。 样机运行参数同仿真系统,选用单块太阳能电池 板 STP195S-24,原边开关管为 IRFS4321(输出电容 *C*coss 为 390 pF),箝位开关管为 SI7115DN,全桥开关 管为 17N80,副边整流二极管为 R8120S3S,使用 TMS30F28335 作为主控制芯片。

图 11 为正常并网时系统输出电流 *i*_{ac}(有效值 0.81 A)与电网电压 *u*_{grid}的关系,两者相位相同,系统 处于正常并网发电状态。*i*_{pril} 为系统在 SPWM 控制 下的第一路反激变压器一次侧电流,呈正弦半波包 络线。



图 11 并网光伏发电实验结果 Fig.11 Experimental results of grid-connected PV power generation system

图 12 为系统同时进行光伏并网发电和无功谐 波补偿的实验波形。谐波源由电子负载模拟产生。 配置微型逆变器和无功谐波补偿复合控制系统输出 负载的 1/4 有功功率(50 W)和补偿所有无功谐波分 量。*i*_{ac} 为系统输出电流;*i*_{grid} 为补偿后的电网电流,经 系统补偿负载无功谐波分量后呈较规则正弦波。



图 12 光伏发电和电流补偿实验结果 Fig.12 Experimental results of grid-connected PV power generation system with current compensation

5 结论

反激型光伏微型逆变器和单相电流型有源滤波 器在结构上具有类似特征,基于两者拓扑结构和控制 策略,提出了一种同时具备光伏并网发电、无功和谐 波补偿功能的单相小功率双反激型光伏微型逆变器 及无功和谐波补偿复合控制系统,拓展了微型逆变器 的应用平台。论文给出了系统的工作过程及控制策 略,仿真和实验结果验证了该方案的可行性。

基于光伏微型逆变器的无功和谐波复合控制系统可用于构建分布式电能质量监控与调节系统,可 在单相低压供电网络或微网中形成一个无功谐波群 控网络,为其谐波治理与无功补偿提供了新颖的实现 手段和方法,具有很好的工程应用前景。

参考文献:

- KJAER S B, PEDERSEN J H, BLAABJERG F. A review of the single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules
 I. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41 (5): 1292-1306.
- [2] 高文详,王明渝,王立健,等.光伏微型逆变器研究综述[J]. 电力系统保护与控制,2012,40(21):147-155.
 GAO Wenxiang,WANG Mingyu,WANG Lijian, et al. Review of research on photovoltaic micro-inverter[J]. Power System Protection and Control,2012,40(21):147-155.
- [3] 王继东,张小静,杜旭浩,等.光伏发电与风力发电的并网技术标 注[J].电力自动化设备,2011,31(11):1-7.

WANG Jidong, ZHANG Xiaojing, DU Xuhao, et al. Standards of grid-connection technology for photovoltaic and wind power generations [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31 (11):1-7.

[4] 牟龙华,黄舒予,周伟.小功率微型逆变器的研究[J].电力系统 保护与控制,2012,40(18):58-64.

MU Longhua, HUANG Shuyu, ZHOU Wei. Research on low-power micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40 (18):58-64.

- [5]曹太强,徐建平,徐顺刚.光伏发电系统 SPWM 逆变电源谐波的 抑制技术[J].电力自动化设备,2011,31(6):20-22.
 CAO Taiqiang,XU Jianping,XU Shungang. Harmonic suppression of SPWM inverter for photovoltaic power[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(6):20-22.
- [6] LI Q, WOLFS P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008,23(3):1320-1333.
- [7] GAO Mingzhi, CHEN Min, MO Qiong, et al. Research on output current of interleaved-flyback in boundary conduction mode for photovoltaic AC module application [C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix, AZ, USA: IEEE, 2011: 770-775.
- [8] RYU D K,KIM Y H,KIM J G,et al. Interleaved active clamp flyback inverter using a synchronous rectifier for a photovoltaic ac module system [C] // International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE & ECCE). Jeju,Korea;IEEE, 2011;2631-2636.
- [9] 马宏忠,徐刚,宋树平,等. 配电网中谐波电流责任划分定量分析
 [J]. 电力自动化设备,2014,34(6):44-49.
 MA Hongzhong,XU Gang,SONG Shuping, et al. Quantitative analysis of harmonic current responsibility in distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(6): 44-49.
- [10] 黄传金,曹文思,陈铁军,等.局部均值分解在电力系统间谐波 和谐波失真信号检测中的应用[J].电力自动化设备,2013,33 (9):68-73,81.

HUANG Chuanjin, CAO Wensi, CHEN Tiejun, et al. Application of local mean decomposition in power quality disturbance detection [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33 (9):68-73, 81.

- [11] 王建勋,刘会金,刘春阳. 基于复合判据的谐波/间谐波源识别 方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(7):63-80.
 WANG Jianxun,LIU Huijin,LIU Chunyang. Transient protection based on main frequency component of transient fault current for mine power network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(7):63-80.
- [12] CHEN Y M,LIAO C Y. Three-port flyback-type single-phase micro-inverter with active power decoupling circuit[C]//Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE). Phoenix,AZ,USA: IEEE,2011:501-506.
- [13] HE Xiaofei,ZHANG Zhiliang. An optimal control method for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverters to achieve high efficiency in wide load range [C] // Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC). Harbin, China:IEEE,2012:1429-1433.
- [14] HU Haibing, HARB S, KUTKUT N, et al. Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-a review [C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Atlanta, GA, USA: IEEE, 2010: 3235-3240.
- [15] NANAKOS A C,TATAKIS E C,PAPANIKOLAOU N P,et al. A weighted-efficiency oriented design methodology of flyback inverter for ac photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(2);3221-3233.

66

67

[16] 赵伟,王文,肖勇,等. 并联有源电力滤波器空间矢量电流控制 新方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):83-87. ZHAO Wei, WANG Wen, XIAO Yong, et al. Space vector current control of shunt active power filter[J]. Electric Power

Automation Equipment, 2013, 33(8):83-87. [17] 陈燕东,罗安,彭自强,等. 光伏并网发电及无功补偿的鲁棒预

测控制[J]. 电工技术学报,2011,28(11):239-253.

CHEN Yandong, LUO An, PENG Ziqiang, et al. Robust predictive control strategy for photovoltaic grid-connected generation and reactive power compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 28(11): 239-253.

- [18] LUO Shaoping, LUO An, LU Zhipeng, et al. Power quality active control research of building integrated photovoltaic [C] // International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Hefei, China: IEEE, 2010: 796-801.
- [19] 周林,曾意,郭珂,等. 具有电能质量调节功能的光伏并网系统 研究进展[J]. 电力系统保护与控制,2012,40(9):137-145. ZHOU Lin, ZENG Yi, GUO Ke, et al. Development of photovoltaic grid-connected system with power quality regulatory function[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(9): 137-145.
- [20] 王晓,罗安,邓才波,等. 基于光伏并网的电能质量控制系统[J]. 电网技术,2012,36(4):68-73. WANG Xiao, LUO An, DENG Caibo, et al. A power quality

control system based on grid-connected photovoltaic power generation[J]. Power System Technology, 2012, 36(4):68-73.

- [21] LEE S W, KIM J H, LEE S R, et al. A transformerless gridconnected photovoltaic system with active and reactive power control[C]//IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan, China: IEEE, 2009: 2178-2181.
- [22] 施大发, 王晓, 陈燕东, 等, 一种光伏并网与电能质量复合控制 系统的设计[J]. 电力系统自动化,2012,36(4):40-45. SHI Dafa, WANG Xiao, CHEN Yandong, et al. Design of a photovoltaic and power quality compound control system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(4): 40-45.
- [23] LI Y, OURGANTI R. A low cost high efficiency inverter for

photovoltaic AC module application [C] // 35th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC). Anchorage, AK, USA: IEEE, 2010: 2863-2858.

- [24] KIM Y H, JI Y H, KIM J G, et al. A new control strategy for improving weighted efficiency in photovoltaic AC module-type [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2688-2699
- [25] 朱铭炼,李臣松,陈新,等. 一种应用于光伏系统 MPPT 的变步 长扰动观察法[J]. 电力电子技术,2010,44(1):20-22. ZHU Minglian, LI Chensong, CHEN Xin, et al. A variable step size P&O MPPT method for PV systems[J]. Power Electronics, $2010.44(1) \cdot 20-22.$
- [26] 张小风,王孝洪,张海霞,等. 并联型有源滤波器的直接功率模 糊控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(12):10-15. ZHANG Xiaofeng, WANG Xiaohong, ZHANG Haixia, et al. Direct power fuzzy control of shunt APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(12):10-15. [27] 张俊敏. 基于改进型自适应算法的谐波检测及其性能研究[J].
- 电力自动化设备,2011,31(4):23-27.

ZHANG Junmin. Harmonic detection based on improved adaptive method and its performance study [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4):23-27.

作者简介:



陈川瑞(1989-),男,海南乐东人,硕士 研究生,主要研究方向为多功能光伏微型逆 变器(E-mail:crui7246@163.com);

牟龙华(1963-),男,江苏无锡人,教 授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为 电力系统微机保护与电能质量、分布式发电 与微网(E-mail:lhmu@tongji.edu.cn);

陈川瑞

朱国锋(1987-),男,江苏扬州人,博士 研究生,主要研究方向为智能电网的电能质量评估(E-mail: justaway@163.com).

Reactive and harmonic compensation based on interleaved flyback type photovoltaic micro-inverter

CHEN Chuanrui, MU Longhua, ZHU Guofeng

(College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: Aiming at the shortness of PV(PhotoVoltaic) micro-inverter, such as only grid-connection function, lower efficiency and high single-phase active filter cost, a kind of low-power, interleaved dual flyback PV micro-inverter for single solar panel is proposed based on the operating characteristics, structure and control principle of PV micro-inverter and single-phase current-type active filter, which can realize the grid-connection of PV power generation and the moderate compensation of reactive power and harmonic currents. The control strategy of reactive and harmonic compensation system is analyzed, the corresponding control strategy is proposed and the method for calculating the references of grid-connecting active current, reactive current and harmonic current is given. The results of PSIM simulation and experiment show that, the system architecture and control strategy are effective and reasonable.

Key words: photovoltaic generation; grid-connection; photovoltaic micro-inverter; reactive compensation; harmonic compensation; electric power filters; electric inverters