

20 kW三电平光伏并网逆变器

设计了一种20 kW I型NPC三电平光伏并网逆变器,采用无升压变压器型设计,Boost部分采用交错并联结构,逆变部分采用I型NPC三电平结构,控制系统硬件平台采用DSP+FPGA的双CPU架构,并对系统层参数进行了设计和仿真。针对NPC拓扑结构中的中点电压平衡问题,提出了在Boost电路中改变上下电容的充放电时间调节中点电压,与基于母线电容中点电荷的中点电位平衡控制算法相结合,并进行了试验验证。逆变器控制采用电网电压定向矢量控制,并通过试验验证了装置的可靠性。

郭巍¹ 肖遥² 王磊¹/1.中国能源建设集团装备有限公司南京技术中心
2.南京国电环保科技有限公司



郭巍/工程师

近年来,分布式发电系统得到了快速的发展,而光伏并网发电系统正是其中最典型的一类,近年来得到了越来越多的关注^[1]。与传统的两电平逆变器相比,NPC三电平光伏逆变器具有谐波分量降低、元件耐压水平降低和装置体积小等明显优势,从而非常适合在分布式能源系统中应用^[2]。为提高变换效率,设计了无变压器式三电平逆变器,其主要由Boost升压电路、I型NPC逆变电路与控制电路等组成。Boost控制采用了MPPT与中点电压平衡相结合的控制策略,逆

变控制采用直流电压环和电流环的双环矢量控制策略。

系统整体设计方案

系统主电路拓扑主要由Boost升压、DC环节、I型NPC逆变器、并网滤波器、共模滤波器和并网开关组成。其中,Boost升压模块采用了Boost三电平直流变换器,其开关管的电压应力为普通Boost变换器的一半;逆变部分采用I型NPC拓扑,并加入了平衡电阻,以保证内管可靠关断以及内外管均压;输出滤波器分为LC并网滤波器与共模滤波器,其中共模滤波器采用RC滤波器,将滤波器的公共点与直流母线中点连接,利用RC滤波器分担逆变器输出的共模电压进而降低并网端的共模电压。20 kW主电路结构如图1所示。

图1中,后级三电平逆变器采用电流、电压双闭环结构实现了有功和无功的解耦控制,其一方面通过稳定中间直流电压实现有功电流输出控制,另一方面通过无功电流给定指令实现功率因数调节。前级Boost电路通过MPPT算法调

关键词/Keywords

逆变器 ·
NPC ·
中点电压平衡 ·

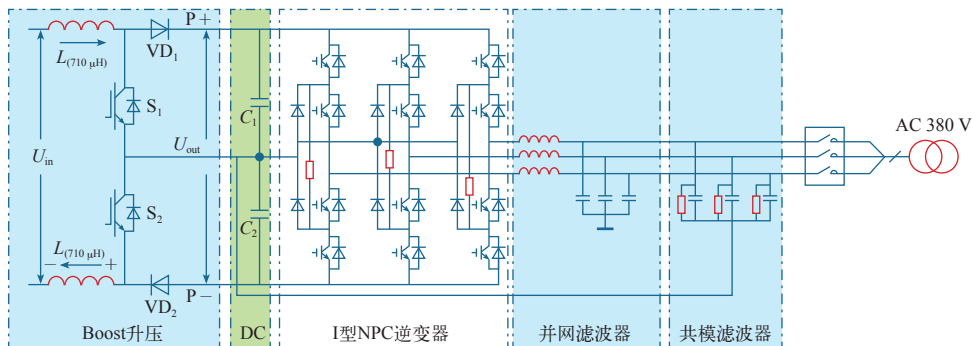


图1 20 kW光伏逆变器主电路结构

整电池板输出电压, 并可通过相位调节实现直流电容的均压控制。

Boost控制系统设计

Boost采用相差控制的三电平方案, 两组Boost并联。 S_1 、 S_2 开关过程的占空比相同, 但相位互差 180° , 并据此设计了一种通过调节占空比来实现母线电压中性点平衡的方法。

1. Boost电感选型

设 S_1 、 S_2 的导通占空比为 D , 文献[4]给出该变换器升压比与占空比的关系为

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{1-D} U_{\text{in}}$$

设Boost电路输出电压稳定在800 V, PV板输入电压范围为350~800 V, 通过调节占空比实现最大功率点处PV板输出电压, 则 $0 \leq D \leq 0.5625$ 。因此针对 $U_{\text{in}} > 400$ V、 $D < 0.5$ 和 $U_{\text{in}} < 400$ V、 $D > 0.5$ 两种情况对电感量进行计算和仿真, 开关频率为16 kHz。

$U_{\text{in}} > 400$ V、 $D < 0.5$ 电感计算, 即

$$800(1-D) - 800 = L \frac{\Delta i}{\frac{T}{2} - DT} \quad (1)$$

$$L = 400DT(2D-1)/\Delta i \quad (2)$$

取

$$\Delta i = -ki_{\text{in}} = \frac{-kP}{u_{\text{in}}} = \frac{-k \times 10 \text{ kW}}{(1-D) \times 800 \text{ V}} \quad (3)$$

可得

$$L = \frac{32TD(2D-1)(D-1)}{k} \quad (4)$$

图2中仿真了恒定直流电流纹波系数、不同占空比下所需电感值, 可知若 $k=10\%$, 即电流波动为 $\pm 5\%$, 可以得到电感 $L=1.9$ mH。

$U_{\text{in}} < 400$ V、 $D > 0.5$ 电感计算, 即

$$800(1-D) = L \frac{\Delta i}{DT - \frac{T}{2}} \quad (5)$$

$$L = 400T(1-D)(2D-1)/\Delta i \quad (6)$$

取

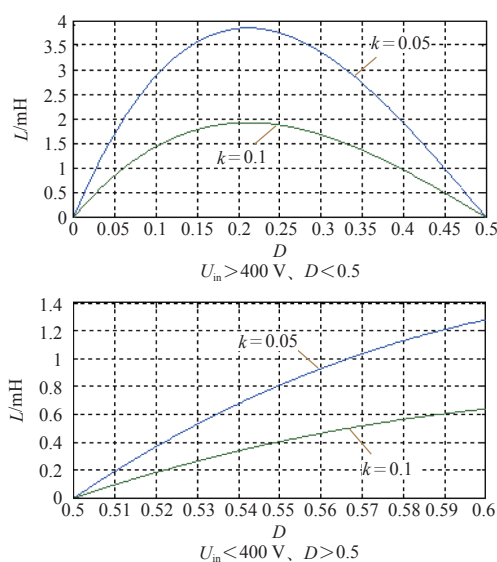


图2 Boost电感参数仿真

$$\Delta i = ki_{\text{in}} = \frac{kP}{u_{\text{in}}} = \frac{k \times 10 \text{ kW}}{(1-D) \times 800 \text{ V}} \quad (7)$$

可得

$$L = \frac{32T(2D-1)(1-D)^2}{k} \quad (8)$$

若 $k=0.05$, $0.5 \leq D \leq 0.6$ (350 V时 D 理论值为 0.5625), 根据图2的仿真结果, $L_{\text{max}}=1.4$ mH, 即若 $L=1.4$ mH 能保证在任何占空比 ($0.5 \leq D \leq 0.6$) 情况下电压波动峰峰值 ≤ 0.05 。

综合以上计算选择每路Boost串联1.42 mH电感, 由两个0.71 mH电感串联。

2. Boost IGBT与二极管选型

单个IGBT或二极管承受的最大电压均为 $U_{\text{DC}}/2$, 因此应选择600 V/650 V的耐压产品。而二极管和IGBT流过的电流为脉冲电流, 最大值为 $10 \text{ kW}/350 \text{ V}=28.6$ A。IGBT选择英飞凌 IKW75N60H3, $V_{\text{CE}}=600$ V, 二极管选用碳化硅二极管IDW40G65C5。

3. Boost电路控制算法设计

两路Boost电路输出直流电压为800 V, 逆变部分直流电压环实现稳定中间直流电压的功能。

根据Boost电路计算公式, 即

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{1-D} U_{\text{in}} \quad (9)$$

式中, U_{out} 为母线电容电压, 固定为DC 800 V; U_{in}

为电池板输入电压 U_{PV} 。

因此通过调节占空比可以控制Boost输入电压即PV电池板输入电压, $U_{PV} = (1-D)U_{DC}$ 。通过采集PV电池板输出电流和电压, MPPT模块采用扰动观察法计算得到最大功率点的参考电压 U_{ref} , U_{ref} 与 U_{PV} 比较输入到PI调节器, 作为PI调节器的给定量, 电池电压 U_{PV} 作为PI调节器反馈量, 并根据 $U_{out} = \frac{1}{1-D}U_{ref}$ 计算开环占空比作为加速调节量, 与PI调节器输出相加合成 d_0 。

由于三电平逆变器固有的拓扑方式, 短矢量和中矢量情况下, 上下电容充放电时间的不一致会造成电容电压不平衡或者波动^[3-4]。因此通过改变上下电容的充放电时间可以调节电容的电压, 即改变开关管 S_1 和 S_2 的占空比, 只要保证两只开关管占空比之和保持不变, 就能保证输出电压不变, 通过增加一只开关管的占空比而另一只开关管减少同样的占空比既可实现电容均压, 又不影响输出电压。即有

$$\begin{cases} d_1 = d + \Delta d \\ d_2 = d - \Delta d \end{cases} \quad (10)$$

加入中点平衡控制的Boost电路整体控制系统方案如图3所示。

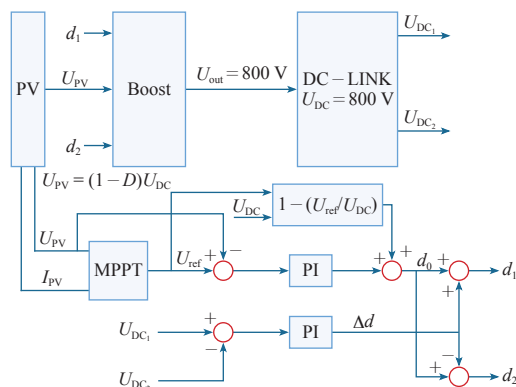


图3 Boost控制系统方案

NPC逆变器控制系统设计

逆变部分采用I型NPC三电平拓扑结构, 为了抑制I型三电平拓扑结构中固有的内外管分压不均问题, 在两个内管之间串联了平衡电阻。

1. 功率器件选型设计

逆变器输出交流电流有效值30 A, 直流母线电压800 V, 因此选择英飞凌F3L100R07模块, 该模块直接作为一个桥臂, 其耐压水平为650 V, 额定电流为100 A。

中间直流电容选型。当充电时间与放电时间没有重合时, 电容纹波电流最大, 电容电压波动也最大。由于电容平均电压恒定, 则稳态时充电电荷等于放电电荷, 假设电容电压波动为20 V, 充电时间为 $(1-D)T$, 充电电流为 $\frac{10 \text{ kW}}{(1-D) \times 800 \text{ V}}$, 则有

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{\frac{20 \text{ kW}}{(1-D) \times 800 \text{ V}} \times (1-D)T}{20 \text{ V}} = 80 \mu\text{F} \quad (11)$$

选用EPCOS B32776E8306 800 V/30 μF 薄膜电容。

功率电感选型。根据国标, 由逆变器注入电网的谐波电流THD $\leq 5\%$, 开关频率整数倍次附件的谐波所占比重大, 根据谐波电压分布情况, 计算谐波电流, 并求其方均根值, 即

$$\frac{1}{L} \sqrt{\sum_2^{\infty} \frac{U_{invn}^2}{(2\pi n f)^2}} \leq 30 \times 5\% \quad (12)$$

采用Matlab仿真手段对不同电感值进行反震试验, 选择谐波满足要求的电感值。图4为 $L = 1.4 \text{ mH}$ 时的电流谐波分布情况, 可见满载时THD已满足国标要求, 半载时THD为2.6%, 指标仍较好。考虑到实际控制时死区、电网电压谐波等因素影响, 选择电感值为1.4 mH。

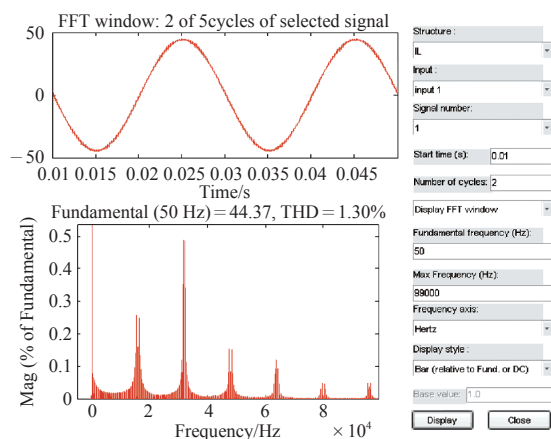


图4 并网滤波器电感参数仿真

2. 内管动态均压平衡电阻设计

以单相桥臂进行分析,如图5所示。加入平衡电阻 R_s 前对电路进行分析,开关状态从0110切换到0010,内管 VT_2 关断,负载电流将由 VT_2 管换流至 VD_3 、 VD_4 ,由于 VT_2 的E极无钳位,因此此时 VT_1 管和 VT_2 管上总电压为 U_{DC} 。在试验过程中发现, VT_1 、 VT_2 的CE级电压开始都为 $0.5U_{DC}$,但随后 VT_2 管的电压会逐渐升高, VT_1 的电压会逐渐降低,关断的两个IGBT不能均分整个母线电压。

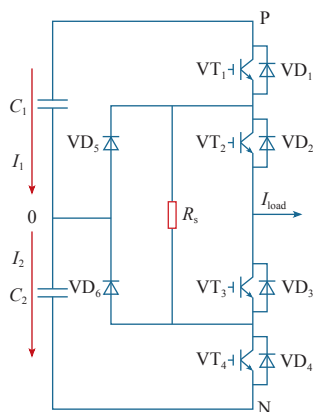


图5 单相逆变桥臂示意图

加入平衡电阻 R_s 后,由于 R_s 电阻的存在,使 VT_1 回路的漏电流比 VT_2 回路的漏电流大,因此 VT_2 回路多出来的电流会使 VD_5 有导通,此时 VT_1 的E极被钳位到中心点,因此此时 VT_1 管和 VT_2 管均分直流母线电压 U_{DC} 。因此 R_s 平衡电阻的加入使内管关断时电压被钳位到 $0.5U_{DC}$,降低了逆变桥臂的过电压风险。

R_s 平衡电阻计算。 R_s 的值越小,流过错位二极管(VD_5/VD_6)的电流越大,限制 VT_2 、 VT_3 过电压的效果越好,但是在其上的损耗越大。将流过错位二极管(VD_5/VD_6)的电流限制为 0.005 A ,则

$$R_s = \frac{U_{DC}}{2I_{Rs}} = 80\text{ k}\Omega \quad (13)$$

电阻功率计算

$$P_{Rs} = \frac{U_{DC}^2}{R_s} = 8\text{ W} \quad (14)$$

考虑一定的裕量,选取两个RX24型铝壳电阻($160\text{ K}/25\text{ W}$),并联使用。

3. 并网控制算法与中点电压平衡控制

并网逆变器部分采用成熟的电网电压定向控制,采用同步旋转坐标系。包括中间直流电压环和电流环、有功功率和无功功率解耦控制。

在稳态方程中,网压 e_d 和 e_q 为前馈分量,可以克服有电网电压波动引起的系统扰动, ωLi_d 和 ωLi_q 为解耦项,使有功电流和无功电流可以分别控制。在双闭环结构中,为保持中间电压恒定,电压外环的输出为有功电流的给定值;无功电流给定为0。

脉宽调制采用7段式SVPWM调制算法,考虑加入中点平衡控制算法,采用6大扇区,并在每个大扇区分分为6个小扇区的调制策略。DSP输出的PWM脉冲可能会出现P状态向N状态的直接跳变,因此加入窄脉冲抑制和PN状态跳变检测与调整算法。

在上文中介绍了通过Boost电路进行重点平衡控制的算法,为了提高系统适用性,因此在SVPWM调制算法中加了中点平衡算法。对于中点平衡的控制,主要集中在对小矢量的控制,只要合理分配这对小矢量的权重,可以起到调节中点电位平衡的作用。采用一种基于母线电容中点电荷的中点电位平衡控制算法^[5]。

中点电压偏差公式为

$$U_{DC} = U_{DC1} - U_{DC2} = \frac{1}{C} \int I_1 dt - \frac{1}{C} \int I_2 dt = \int I_{load} dt \quad (15)$$

而在一个开关周期内,每个开关状态下的 I_{load} 可由下式确定,即

$$I_{load} = I_a S_a + I_b S_b + I_c S_c \quad (16)$$

$$S_x = \begin{cases} 0 & \text{开关状态为0/0} \\ 1 & \text{开关状态为P/N} \end{cases} \quad x = a, b, c \quad (17)$$

相应开关状态的持续时间可以通过计算得到的占空比得出,这样就可以通过调节成对小矢量的权重调节中点电压的平衡。并设权重因子为 K ($0 \leq K \leq 1$),通过 K 与7段式SVPWM中小矢量的作用时间相乘作为新的小矢量作用时间,进行中点电压调节。假设下一个开关周期内可以完全将中点电压调节至平衡,那么 K 值可以通过下式得出,即

$$K = \left(\frac{-Cf_s(U_{DC1} - U_{DC2}) - T_1 I_{o2} - T_2 I_{o3}}{T_0 I_{o1}} + 1 \right) \times 0.5 \quad (18)$$

式中, C 为电容值; f_s 为开关频率; U_{DC1} 为电容 C_1 的电压; U_{DC2} 为电容 C_2 的电压; T_0 、 T_1 和 T_2 分别为零矢量和两个矢量的作用时间; I_{ox} 为相电流的函数, 可以通过式(16)求出。

控制系统硬件平台

针对20 kW光伏逆变器, 设计了基于DSP和FPGA硬件控制平台^[6], 其中DSP完成逆变器控制策略的实现, 主要包括: MPPT、Boost闭环与APWM脉冲控制、电压电流双闭环控制以及三电平SVPWM调制算法; FPGA完成三相电压锁相环、PWM信号调整和故障信号检测与停机保护功能。功能框图如图6所示。

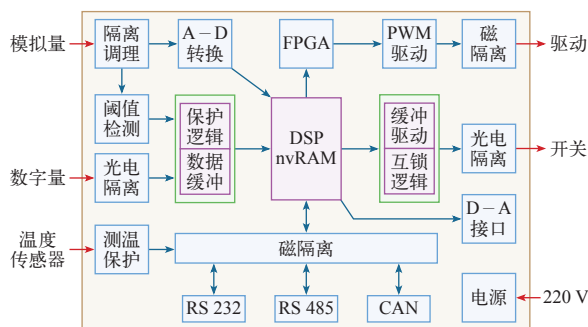


图6 控制系统结构

由于NPC拓扑结构对开关顺序有严格要求, 因此FPGA对DSP输出的PWM脉冲做了防错处理与故障保护处理。下表中表示了NPC三电平中3种开关状态。

表 三电平(NPC)开关状态表

VT ₁	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1
VT ₂	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1
VT ₃	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1
VT ₄	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1
	安全状态			潜在风险			损坏状态					

因此在FPGA程序中对DSP输出的PWM信号进行了调整, 对于潜在风险的开关状态, 进行脉冲矫正并预警DSP, 将潜在风险状态脉冲强制改为开关动作改变最小的死区过度状态脉冲, 以潜在风险脉冲1000为例, 更改为0100, 以保证系统安全性。

NPC型三电平拓扑必须保证不会出现单管承受整个母线电压的情况, 在发生故障时: 必须保证外管(VT₁、VT₄)先关闭的情况下, 再关闭内管。因此FPGA在检测到故障信号时, 先封闭外管PWM信号, 延时1~5 μs后再封闭内管PWM信号。

试验验证

目前已经完成20 kW三电平光伏逆变器的样机研制工作。交流电网电压等级为AC 380 V, MPPT跟踪范围为DC 350~800 V, 母线电压为DC 800 V, 额定容量为20 kW。目前已经完成满功率测试与MPPT跟踪测试。

图7为中点平衡算法测试。为了验证算法可靠性, 在 C_1 上并联100 Ω、12 kW电阻, C_2 上串联80 Ω、12 kW电阻, 直流电压为800 V, 交流电压为380 V, 并网电压差值为80 V, 加入软件中点平衡算法后, 使得压差可以控制在15 V左右。

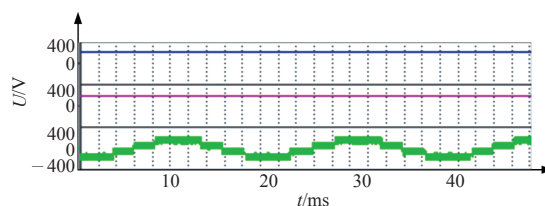


图7 中点电压平衡测试

图8为满功率测试, 逆变器输出功率为20 kW, CH₁为上PO之间电压为400 V; CH₂为上ON之间电压为400 V; CH₃为UCA线电压波形, 有效值为380 V; CH₄、CH₅和CH₆分别是A、B、C三相电流波形。

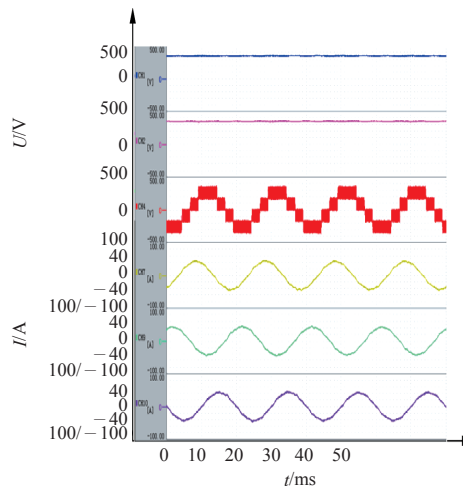


图8 满功率并网电压、电流波形

满功率并网三相电流波形如图9所示。此时测量电流谐波分量总THD在4.5%左右, 7次的THD最大为3.2%, 13次的THD为1.2%, 如图10所示。并网电流谐波含量整体满足国标要求。

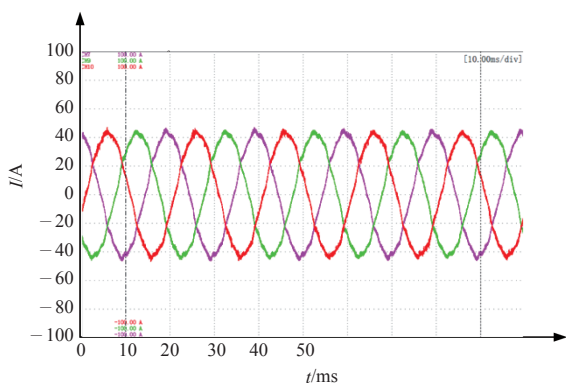


图9 逆变器满功率并网时的三相电流波形

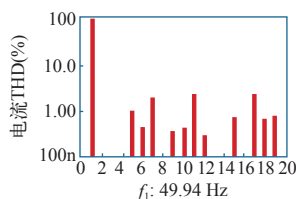


图10 逆变器满功率并网时的电流谐波畸变率

结束语

通过自主研发的20 kW三电平光伏逆变器的样机, 获得了良好的并网波形以及满功率的电压和

电流波形, 并验证了两种方式下的中点平衡控制方式, 证实了控制策略的可行性。目前样机已经进入并网运行阶段, 完成型式试验后, 将随着公司的微电网项目投入现场使用。

参考文献

- [1] 刘飞, 查晓明, 周彦. 基于极点配置与重复控制相结合的三相光伏发电系统的并网策略 [J]. 电工技术学报, 2008, 23 (12): 130-136.
- [2] 周德佳, 赵争鸣, 袁立强. 300 kW 光伏并网系统优化控制与稳定性分析 [J]. 电工技术学报, 2008, 23 (11): 116-122.
- [3] 阮新波. 三电平直流变换器及其软开关技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [4] 姜卫东, 王群京, 史晓峰, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29 (3): 49-55.
- [5] 张崇巍, 苑春明, 张兴. 中点电位平衡的三电平逆变器SVPW简化算法及其实现 [J]. 电气传动, 2008, 38 (11): 67-72.
- [6] 郭巍, 肖遥, 孙永佳. 基于DSP与FPGA的变流器通用控制平台研究 [J]. 电气传动, 2014, 44 (2): 43-50.

(收稿日期: 2015-05-29) EA

(上接第45页)

- 2008, 28 (33): 19-28.
- [5] 赵清林, 郭小强, 郭伟扬. 单相逆变器并网控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2007 (16): 60-64.
- [6] 孙孝峰, 顾和荣, 王立乔, 等. 高频开关型逆变器及其并网技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [7] 陈新, 韦微, 胡雪峰, 等. 三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (6): 71-79.
- [8] 阮毅, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [9] 杨淑英, 张兴, 张崇巍, 等. LCL滤波电压源并网逆变器多环控制策略设计 [J]. 电力系统自动化, 2011, 35 (5): 66-70.
- [10] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [11] 李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM整流器在静止坐标系下的准直接功率控制 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (9): 47-54.
- [12] 赵晋斌, 张元吉, 屈克庆, 等. 单相LCL并网逆变器控制策略综述 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (10): 134-142.

(收稿日期: 2015-04-22) EA