

文章编号:1005-0523(2012)05-0050-07

基于改进双闭环控制的光伏并网系统研究

陈 诚,王 勋,程宏波

(华东交通大学电气与电子学院,江西 南昌 330013)

摘要:光伏并网系统在光照太强的情况下往往出现输入功率与输出功率不匹配,导致直流母线电容上电压过高的危害。针对这一现象提出一种新型的控制策略,对Boost电路采用三环控制的方案,即传统的电压外环和电流内环再加上直流母线电压保护环,使电路在直流母线电容电压上升时,能自动调节输入功率以匹配输出功率,保证系统额定功率输出,避免系统因直流母线过电压故障导致的系统功率丢失,以提高光伏并网系统工作的可靠性。文中采用两级式结构的单相光伏并网系统,对其控制系统进行了详细地分析设计,并通过PSIM软件进行仿真,验证了该控制策略的有效性。

关键词:光伏并网;直流母线电压;平均电流控制;电压前馈;补偿;仿真

中图分类号:TM615

文献标志码:A

光伏发电技术迅速发展,其中并网发电技术更受到关注^[1-5]。光伏并网发电系统普遍采用两级式结构,从而可以分级控制^[6],光伏组件将太阳能转换为不稳定的电能后^[7-9],经直流变直流(DC/DC)得到较稳定的直流电,再逆变为交流电且并网向负载供电。在实际应用中,往往存在光照强度很强时,直流侧输出功率大于逆变侧设计时设定的并网最大功率^[10],由于逆变电路功率被限制在设计功率上,此时若直流侧继续做最大功率跟踪,这必然导致直流母线上的电压升高,直至电容或者开关器件损坏,导致系统运行不稳定,这样不仅造成经济的损失,还严重影响人身安全^[11]。

针对上述现象,文献[12]通过设计变步长的最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)控制算法来控制母线电压,但是并未考虑逆变侧的设计功率不容许逆变侧输出功率过大。文献[13]提出增大直流母线电容,但这造成控制系统响应慢,且系统体积大,降低了系统的功率密度,成本昂贵,效果不佳。文献[14]始终控制直流侧输出功率等于逆变侧的输入功率,来限制母线电压波动,但控制复杂,且这样增加了逆变器件选型的要求,实现难度大。为了提高系统的功率密度和光伏电池能量的利用率,本文提出一种新型的光伏并网系统控制方案,详细分析了它的控制设计方法,并进行了仿真验证。

1 系统结构及新控制策略

系统采用现今商业上使用最多的也是最常见的前级Boost升压、后级全桥逆变结构^[15-16],选取型号为SW-10S的光伏电池串并联为光伏阵列^[17]。MPPT控制采用扰动观察法,它实现简单,并且能够实时控制^[18-19]。Boost升压电路和全桥逆变电路均采用了平均电流控制方法^[20-21]。

本文在直流侧设计了一种三环控制,即基于Boost电路原本的电压外环电流内环的控制结构,再加入一级Boost输出电压的PI环,以控制电压外环输出。在输入电压外环正常工作时,Boost输入功率小于系统设计的最大功率,直流母线电压被逆变电路的电压外环稳定,直流母线电压保护环由于基准一直不等于反馈,导致饱和输出在限幅状态,在控制分析中可以不考虑,此时只有电压外环和电流内环来控制;当光照强

收稿日期:2012-09-20

基金项目:江西省自然科学基金(2011ZBAB215034)

作者简介:陈诚(1988—),女,硕士研究生,研究方向为光伏发电。

度增强致使光伏组件最大输出功率大于设计的最大功率,逆变侧电压环饱和,逆变功率由于电流基准限幅而被限制,多出的功率加在电容上,电容电压升高,当大于设定的保护电压时,直流母线电压保护环开始作用,Boost电压外环饱和输出在限幅状态,输入的Boost电流基准只由直流保护环的输出决定,这样就保证了输出不超过最大功率,直流母线电压不超过设定值。

2 控制系统设计

由于设计需要,列出标态下(温度 25 °C,光照 1 000 W·m⁻²),系统参数设置如表 1 所示。

表 1 系统参数设置
Tab.1 System parameters

参数	数值	参数	数值
光伏列阵开路电压 U_{oc}/V	344	Boost 电感值 L/mH	1
光伏列阵短路电流 I_{sc}/A	13	Boost 电感内阻 $R_l/m\Omega$	1
光伏列阵最大功率点电压 U_m/V	280	INV 电感值 $L/\mu H$	500
光伏列阵最大功率点电流 I_m/A	11.4	直流母线电容 C_{bus}/mF	4
最大功率 P_{max}/W	3 200	功率因数 $\cos \varphi$	1
直流母线额定电压 U_{bus}/V	380	三角载波周期 $T_s/\mu s$	50
直流母线电压保护环基准电压 $U_{protect}/V$	400	光伏电池等效输出电容 C_{in}/mF	10
电网电压有效值 U_{LN}/V	220	PWM 变换器的等效增益 K_{PWM}	126
电网频率 f_{grid}/HZ	50	电流采样系数为 K_i	0.1
系统开关频率 f_s/kHZ	20	K_v 、 K_c 与输出电网电压采样系数 K_{grid}	0.005

整个控制系统分为 Boost 三环控制和逆变电路双环控制,本文先重点分析 Boost 三环控制设计,再简要说明逆变电路控制设计。

Boost 三环控制结构如图 1 所示,虚线框中为直流母线电压保护控制。其中, U_b 为直流母线保护基准电压; U_{ref} 为 MPPT 控制输出的基准电压; I_{ref} 为电流内环的基准电流; $\frac{1}{T_s s + 1}$ 为采样延时环节; $\frac{K_{PWM}}{0.5T_s s + 1}$ 为 PWM 变换器的小惯性环节; $G_{cv}(s)$ 、 $G_{ci}(s)$ 和 $G_{cb}(s)$ 分别表示输入电压环、电流环和直流保护电压环的补偿环节; $G_{id}(s)$ 表示占空比到电感电流的传递函数; $G_{vi}(s)$ 为电感电流到输入电压的传递函数; $G_{bi}(s)$ 为电感电流到输出电压的传递函数; K_i 、 K_v 、 K_c 分别为电流、输入电压和直流母线电压的采样系数; K_f 为电压前馈系数。

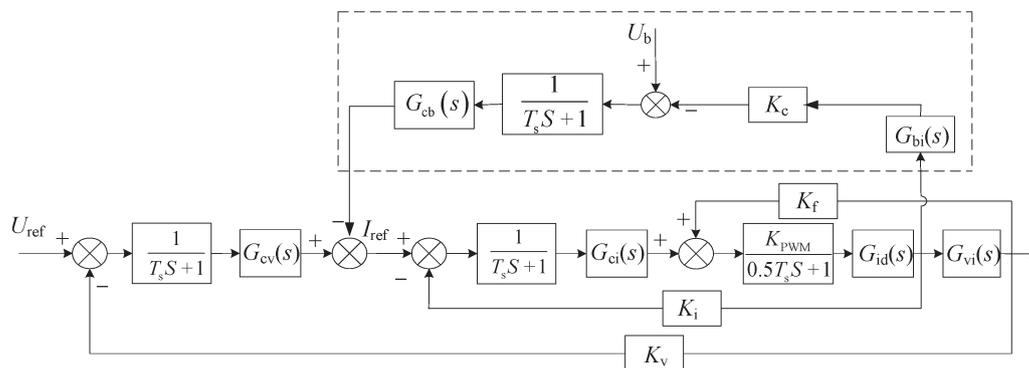


图 1 Boost 三环控制结构图
Fig.1 The structure chart of Boost three-loop control

2.1 前馈设计

加入前馈环节属于一种复合控制方案,从抑制扰动的角度看,前馈控制可以极大地减轻反馈控制的负担,易于系统的稳定。当控制环节采用典型一阶系统时,虽然使系统具有很好的跟随性,但系统受干扰时,需要很长的时间才能使系统稳定;如采用典型二阶系统,虽能增强系统的抗干扰性能,但降低了其跟随性能。因此考虑在典型一阶系统中加入前馈设计,就可以保证系统的跟随性和抗干扰性能。

本文采用了静态前馈补偿的方式来简化系统的控制设计,设电压前馈系数 $K_f = \frac{1}{K_{PWM}} = 0.008$,刚好可以抑制电压的扰动。从补偿的原理来看,前馈补偿不会改变反馈控制的系统的特性,所以在分析电流环和电压环时,可以不考虑前馈的影响^[23-24]。

2.2 Boost 电流内环的控制设计

由图2可以写出Boost电流内环的开环传递函数 $G_{oi}(s)$:

$$G_{oi}(s) = \frac{1}{T_s s + 1} \cdot G_{ci}(s) \cdot \frac{K_{PWM}}{0.5T_s s + 1} \cdot G_{id}(s) K_i \quad (1)$$

根据Boost电路小信号模型,考虑到MPPT相对电压环很慢,得到电感电流 i_L 与占空比 d 之间的传递函数 $G_{id}(s)$ ^[20-22] :

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{1}{sL + R_L} \quad (2)$$

为了提高电流环的低频增益和高频抑制,加快电流内环跟踪速度和减小稳态误差,需增加补偿环节,传递函数 $G_{ci}(s)$ 如下,其中 K_{ip} 为电流环补偿环节比例调节增益, τ_i 为积分时间常数。

$$G_{ci}(s) = K_{ip} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (3)$$

由于电流采样要实时跟踪电流,需采样到开关量,所以电流采样的截止频率就定义在开关频率,通过合并两个小时时间常数,得电流环的开环传递函数 $G_{oi}(s)$:

$$G_{oi}(s) = K_{ip} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \cdot \frac{K_{PWM}}{(1.5T_s s + 1)} \cdot \frac{1}{R_L(s \frac{L}{R_L} + 1)} K_i \quad (4)$$

考虑电流环的快速跟随性能,采用典型一阶系统进行参数设定,要求PI的零点和 $G_{id}(s)$ 的极点相抵消且系统阻尼比为0.707^[23-25],可得 $\tau_i = \frac{L}{R_L} = 1$, $K_{ip} = \frac{L}{3T_s K_{PWM} K_i} = 0.529$ 。将各参数结果带入式(4),得到电流环的开环传递函数 $G_{oi}(s)$:

$$G_{oi}(s) = K_{ip} \frac{1}{\tau_i s} \cdot \frac{K_{PWM}}{(1.5T_s s + 1)} \cdot \frac{1}{R_L} K_i = \frac{88\ 872\ 000}{s(s + 13\ 333.333)} \quad (5)$$

电流环的闭环传递函数 $G_i(s)$:

$$G_i(s) = \frac{1}{K_i} \cdot \frac{G_{oi}(s)}{1 + G_{oi}(s)} = \frac{1}{K_i} \cdot \frac{\frac{K_i K_{ip} K_{PWM}}{1.5LT_0}}{s^2 + \frac{1}{1.5T_s} s + \frac{K_i K_{ip} K_{PWM}}{1.5LT_s}} \quad (6)$$

当开关频率很高时,可忽略掉二次项,则电流环闭环传递函数 $G_i(s)$ 可简化:

$$G_i(s) = \frac{1}{K_i + \frac{\tau_i R_L}{K_{PWM} K_{ip}} s} = \frac{1}{K_i(1 + 3T_s s)} \quad (7)$$

若绘出电流内环开环波特图和闭环波特图,可以看到两个传递函数都有足够的相位裕量和增益裕量,系统相对稳定性和动态性能较强。

2.3 Boost输入电压外环的控制设计

本文Boost电路控制存在两个电压环,即输入的电压外环和直流母线电压保护环。双电压环所对应的电压基准不一样,在分析输入电压外环时,不考虑直流母线电压保护环。

电压外环的开环传递函数 $G_{ov}(s)$:

$$G_{ov}(s) = \frac{1}{T_s s + 1} \cdot G_{cv}(s) \cdot G_i(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot K_v \quad (8)$$

为简化分析,根据Boost电路小信号模型和光伏电池的模型,在考虑MPPT远慢于电压环和忽略输入电容的内阻情况下,可以得到输入电压 u_{in} 与电感电流 i_L 之间的传递函数 $G_{vi}(s)$,其中, R_{eq} 为最大功率点时光伏电池等效内阻。

$$G_{vi}(s) = \frac{u_{in}(s)}{i_L(s)} = \frac{1}{sC_{in}} + R_{eq} \quad (9)$$

与电流内环一样,加入补偿环节 $G_{cv}(s)$ 来增加开环增益,提高动态响应性能和滤除高次谐波, $G_{cv}(s)$ 表示如下,其中 K_{vp} 和 τ_v 分别为电压环补偿环节的比例系数和积分时间常数。

$$G_{cv}(s) = K_{vp} \frac{\tau_v s + 1}{\tau_v s} \quad (10)$$

由于在对直流电压采样中,我们需要滤除由于交流电网侧瞬时功率带来的直流母线的波动,一般截止频率设置在电网频率的十分之一处。将各式代入,并合并两个小时间常数,得电压环的开环传递函数 $G_{ov}(s)$:

$$G_{ov}(s) = \frac{K_{vp}}{K_i} \cdot \frac{\tau_v s + 1}{\tau_v s} \cdot \frac{1}{(4T_s s + 1)} \cdot \left(\frac{1}{sC_{in}} + R_{eq} \right) K_v \quad (11)$$

实际光伏电池的阻抗是受光照、温度和工作电流等因素影响,为简化控制系统设计,方便补偿环节参数计算,设 $R_{eq} = 0$ 。综合考虑电压外环的抗干扰性能和跟随性能,按典型II型系统来设计电压调节器,工程上一般取中频宽 h 为5,得到:

$$h = \frac{\tau_v}{4T_s} = 5 \quad (12)$$

由典型II型系统震荡指标法,以闭环幅频特性峰值最小准则来给控制器参数整定^[22-25],有:

$$\frac{K_{vp}}{K_i C_{in} \tau_v} K_v = \frac{h + 1}{2\tau_v^2} \quad (13)$$

结合以上两式和系统参数,可得补偿环节参数 $\tau_v = 1$, $K_{vp} = \frac{3C_{in}K_i}{K_v\tau_v} = 0.5996$ 。最后可得电压环的开环传递函数 $G_{ov}(s)$:

$$G_{ov}(s) = \frac{15(s+1)(0.01R_{eq}s+1)}{s^2(s+5)} \quad (14)$$

可以从其波特图看出传递函数满足系统的静态和动态特性的要求。

2.4 Boost直流母线电压保护环设计

同输入电压外环的分析一样,只考虑直流母线电压保护环工作。输出电压 u_o 与输入电流 i_L 的传递函数 $G_{bi}(s)$ 如下,其中 R_o 为Boost等效输出电阻。

$$G_{bi}(s) = \frac{u_o(s)}{i_L(s)} = \frac{1}{sC_{bus} + \frac{1}{R_o}} \quad (15)$$

按照典型二阶系统参数整定可得补偿环的积分时间常数 $\tau_b = 1$,比例调节增益 $K_{bp} = \frac{3C_{bus}K_i}{K_c\tau_b} = 0.24$ 。最

后可得直流保护电压环的开环传递函数 $G_{ob}(s)$ 为:

$$G_{ob}(s) = \frac{15(s+1)}{s(s+5)\left(\frac{250}{R_o} + s\right)} \quad (16)$$

可以从其波特图看出,它的相位裕量和增益裕量满足系统要求。

2.5 逆变电路双环设计

逆变电路采用传统双环控制结构,控制的电压为直流母线电压,同 Boost 电路控制环路设计一样,全桥逆变电路电流环的补偿环节 $G'_{ci}(s)$ 和电流开环传递函数 $G'_{oi}(s)$:

$$\begin{cases} G'_{ci}(s) = 0.265 \frac{s+1}{s} \\ G'_{oi}(s) = 89\,040\,000 \frac{1}{s(s+13\,333.333)} \end{cases} \quad (17)$$

电压外环的补偿环 $G'_{ev}(s)$ 和电压外环的开环传递函数 $G'_{ov}(s)$:

$$\begin{cases} G'_{ev}(s) = 0.24 \frac{s+1}{s} \\ G'_{ov}(s) = \frac{15(s+1)}{s^2(s+5)} \end{cases} \quad (18)$$

可以从它们的波特图证实传递函数有足够的相位裕量和增益裕量。

3 仿真结果

3.1 逆变电流输出并网

逆变器接电网,需保持电感电流 i_L 与电网电压 u_{LN} 同频同相位,仿真波形如图2所示。从图2中可以看到,电网电压和并网电流始终同频同相位,实现了输出功率因数为1的要求。

3.2 最大功率跟踪仿真

要知道本文中的 MPPT 能否实现,需观察 Boost 输入电压 u_m 和电流 i_m ,其波形如图3所示,其中输入电压幅值缩至0.1倍,输入电流幅值不变。

从仿真结果中可以看到,输入电压稳定在约280V的位置,输入电流均值在11.4A附近,与光伏组件参数 $U_m = 280\text{V}$, $I_m = 11.4\text{A}$ 一致,验证了 MPPT 能实现。

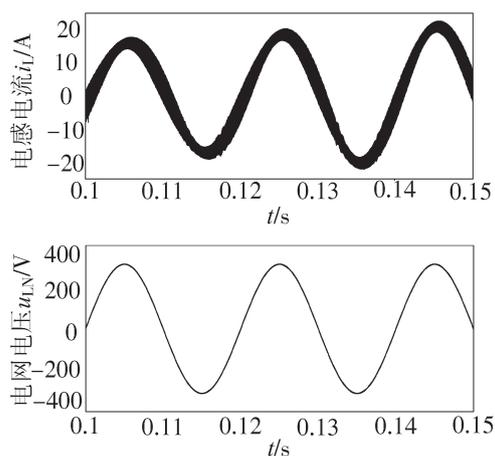


图2 电网电压和并网电流波形

Fig.2 Waveform of grid voltage and current

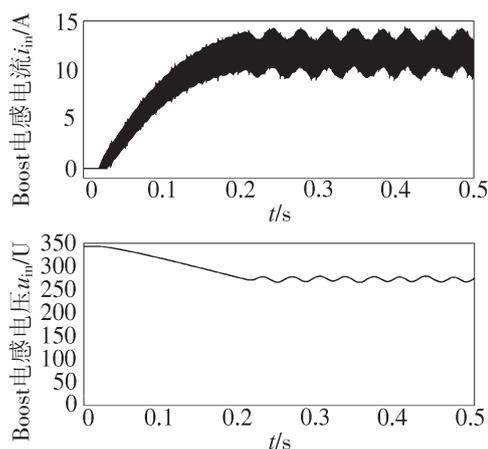


图3 Boost输入电压与电流波形

Fig.3 Input voltage and current waveform of Boost

3.3 直流母线电压保护仿真结果

光照增强至 $1\ 500\ \text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ 下,对加了直流母线电压保护环的直流母线电压 u_{busb} 及 Boost 电感电流 i_{lb} 和没加保护环的直流母线电压 u_{bus} 及 Boost 电感电流 i_{lp} 进行仿真对比,得到仿真波形图如图 4 所示。

光照增强直接导致光伏组件最大输出功率增加,由于逆变侧功率被限制,此时若继续做 MPPT,多出的功率加在直流母线电容上,图中可以看到 u_{bus} 持续升高,无法抑制;而加了保护的电路,保护环输出作为 Boost 电感电流基准,控制其大小,图中可见 i_{lb} 峰值明显小于 i_{lp} ,使得 u_{busb} 稳定在直流母线电压保护环的基准电压 400 V 上下,很好的实现了限制直流母线电压过高,保护电路器件,使系统正常稳定工作的目的,证明了该保护是有效的。

4 结论

本文对光伏并网系统控制进行了分析与设计,提出了一种新型控制,在 Boost 功率大于逆变电路功率时,通过直流母线电容过电压的保护控制,自动调节 Boost 功率以匹配逆变电路功率。从仿真波形对比中可以看到这种控制能有效地使直流母线电压稳定在预设电压值附近,同时满足系统额定功率输出,提高系统运行的可靠性。

参考文献:

- [1] 陈树勇,鲍海,吴春洋,等. 分布式光伏发电并网功率直接控制方法[J]. 中国电机工程学报,2011,31(10):6-11.
- [2] REDDY J N, MOORTHY M K, KUMAR D V A. Control of grid connected PV cell distributed generation systems[C]// Proceedings of TENCON 2008-IEEE Conference. Hyderabad: IEEE, 2008: 1-5.
- [3] 肖华锋,杨晨,谢少军. 基于改进型全桥电路的非隔离光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报,2011,31(3):40-46.
- [4] 王震,鲁宗相,段晓波,等. 分布式光伏发电系统的可靠性模型及指标体系[J]. 电力系统自动化,2011,35(15):18-24.
- [5] KJAER S B, PEDERSEN J K, BLAABJERG F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [6] BAE H S, PARK J H, CHO B H. New control strategy for 2-stage utility-connected photovoltaic power conditioning system with a lowcost digital processor[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil, 2005.6: 2925-2929.
- [7] TAN Y T, KIRSCHEN D S, JENKINS N. A model of PV generation suitable for stability analysis[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(4): 748-755.
- [8] 陶琼,吴在军,程军照,等. 含光伏阵列及燃料电池的微网建模与仿真[J]. 电力系统自动化,2010,34(1):89-93.
- [9] 焦阳,宋强,刘文华. 光伏电池实用仿真模型及光伏发电系统仿真[J]. 电网技术,2010,34(11):198-202.
- [10] 肖华锋,谢少军. 用于光伏并网的交错型双管 Buck-Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报,2010,30(21):7-12.
- [11] 李时杰,李耀华,陈睿. 背靠背变流系统中优化前馈控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(22):74-79.
- [12] 吴理博,赵争鸣,刘建政,等. 单级式光伏并网逆变系统中的最大功率点跟踪算法稳定性研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(6):73-77.
- [13] JONG WOO CHOI, SEONG KI SUI. Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using d-q axis crosscoupling[J]. IEEE Trans, on Power Electronics, 1998, 13(1): 179-185.

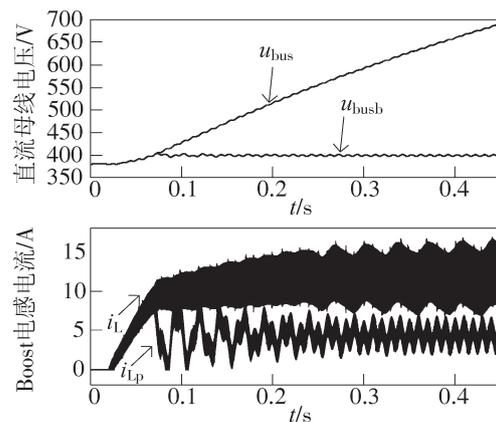


图4 直流母线电压保护验证图
Fig.4 Verification figure of DC bus voltage protection

- [14] NAMHO HUR. A fast dynamic dc-bus power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system[J]. IEEE Trans on Ind Elec, 2001, 48(4): 794-803.
- [15] 李玉玲, 王克柔, 林辉品, 等. 三相Boost 并网逆变器的离散时间预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 22-26.
- [16] CHEN YANG, SMEDLEY K. Three-phase boost-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2301-2309.
- [17] 周志敏, 纪爱华. 太阳能光伏发电系统设计与应用实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 7.
- [18] 刘邦银, 段善旭. 基于改进扰动观察法的光伏阵列最大功率点跟踪[J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 91-94.
- [19] 栗秋华, 周林, 刘强, 等. 光伏并网发电系统最大功率跟踪新算法及其仿真[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(7): 21-25.
- [20] 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. 11.
- [21] 叶满园. 预测平均电流控制PFC Boost变换电路[J]. 华东交通大学学报, 2011, 28(2): 24-28.
- [22] 王凤岩, 许建平. DC/DC开关电源控制方法小信号模型比较[J]. 电力电子技术, 2007, 41(1): 75-77.
- [23] 张兴. PWM整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003: 61-67.
- [24] 朱晓亮. 基于电网电压定向三相并网逆变器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010: 23-25.
- [25] 曹震. 三相四桥臂有源电力滤波器的控制与实验研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008: 35-40.

Photovoltaic Grid-connected System Based on Modified Dual Closed-loop Control

Chen Cheng, Wang Xun, Cheng Hongbo

(School of Electrical & Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Mismatching of input and output power often happens under high-intensity illumination in photovoltaic grid-connected systems, which may cause excessive voltage of DC-bus. To solve this problem, the paper proposed a novel control strategy, which employed three-loop control scheme in Boost circuit including traditional voltage loop, current inner-loop plus DC-bus voltage protection-loop. The approach would automatically coordinate the input power to match output power when the voltage of DC-bus capacitor was rising, which could ensure the rated output power, avoid the power loss due to the high voltage failure of DC-bus and therefore improve the reliability of the grid-connected systems. This research adopted single-phase double-stage structure, analyzed the control system design in details, and finally verified its validity through the simulation PSIM.

Key words: photovoltaic grid-connected system; DC-bus voltage; average current control; voltage feed-forward; compensation; computer simulation