

文章编号: 0254-0096(2012)03-0485-09

单相光伏并网逆变器建模与控制技术研究

周林, 冯玉, 郭珂, 刘强, 贾芳成, 黄勇

(重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400030)

摘要: 对一种由 Boost 和带 LCL 滤波器的逆变电路组成的两级式单相光伏并网逆变器进行了研究。建立了前级电路的小信号模型, 不含右半平面零点, 且光伏阵列工作点变化不影响除转折频率外的幅频特性, 简化了控制器的设计。后级采用双电流环控制策略: 将滤波电容电流作为内环反馈量, 实现 LCL 滤波器有源阻尼, 并对两种实现方法进行分析比较; 外环采用带谐波补偿的准比例谐振控制, 实现并网电流零稳态误差控制, 具有很好的跟随性能和抗干扰性能。基于能量平衡原理, 推导了电压控制器输出到直流链电压的大信号模型, 将系统校正成 II 型系统, 并引入复合控制, 消除了稳态误差, 增强了系统抗干扰能力。最后用 Saber 进行仿真, 证明了建模和控制方法的有效性。

关键词: 光伏并网逆变器; 建模; LCL 滤波器; 有源阻尼; 比例谐振控制; 复合控制

中图分类号: TM615 **文献标识码:** A

0 引言

太阳能作为一种取之不尽、用之不竭的清洁能源, 近年来受到世界各国政府和能源专家的高度重视, 光伏并网发电技术已成为研究的焦点^[1]。光伏并网逆变器作为光伏电池和电网的接口设备, 是并网光伏发电技术的关键, 其建模和控制技术也是研究的热点之一。

两级式单相光伏并网逆变器一般由 Boost DC/DC 升压电路和 DC/AC 逆变电路组成^[2]。由于光伏阵列的特性方程是一个非线性时变函数, 而 Boost 输出又通过与后级协调控制得到, 因此很少有文献对前级建模进行研究, 在控制器设计中一般采用实验方法^[3]。后级采用电压电流双环控制^[4]。电流环目前常用 PI 控制、滞环控制等^[5], 但都难以达到理想的控制效果^[6,7]。电压环的设计一般基于电流环, 但电流环闭环传递函数一般较复杂, 给电压调节器的设计带来困难^[2]。同时电压环带宽较小, 动态响应速度远小于电流环, 当输入功率突然变化时, 直流母线电压波动较大, 不利于系统的正常运行。

本文建立了前级控制的小信号模型, 大大简化了系统分析和控制器设计的过程。采用 LCL 滤波

器作输出滤波器, 为了抑制谐波电流引起的系统谐振, 本文将电容电流引入电流控制, 给出参数计算方法, 并对两种实现方法进行分析比较。电流环采用带谐波补偿的准比例谐振控制, 实现了零稳态误差控制, 增强了跟随性能和抗扰性能。基于能量平衡原理, 推导系统的大信号模型, 完成电压环 PI 控制器的设计, 将系统校正成 II 型系统, 消除了稳态误差; 采用附加干扰补偿校正的复合控制, 在输入功率突然变化时能快速响应, 提高了抗扰能力。最后, 建立了 Saber 仿真模型, 仿真结果验证了建模和控制方法的正确性。

1 光伏并网逆变器系统原理

1.1 系统结构

本文研究的两级式单相光伏并网逆变系统如图 1, 该系统包括前级 Boost DC/DC 升压电路和基于 LCL 滤波器的后级 DC/AC 逆变电路。前级实现升压和最大功率点跟踪, 后级采用双环控制: 电流环控制输出电流跟踪电网电压, 实现单位功率因数并网; 电压环维持直流母线电压稳定, 并为电流环提供电流参考。系统光伏阵列由 12 块尚德 STP180S-24/Ad 单晶硅电池组件构成; 每 6 块串联后再将 2 组并联, 即 6 串 × 2 并。功率

收稿日期: 2010-04-06

基金项目: 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007DA10S12709204); “211 工程”三期建设(S-09111)

通讯作者: 冯玉(1986—), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子、太阳能光伏发电方面的研究。fyuhero20043348@163.com

电路参数和光伏阵列电参数分别如表 1、表 2。

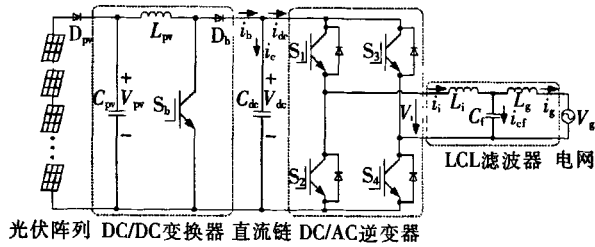


图 1 单相光伏并网逆变器拓扑结构

Fig. 1 Main circuit of single-phase photovoltaic grid-connected inverter

表 1 功率电路参数

Table 1 Parameters of power circuit

参数	数值	参数	数值
电网电压 V_g/V	220	输入滤波电容 $C_{pv}/\mu F$	220
电网频率 f_g/Hz	50	直流链电容 $C_{dc}/\mu F$	2200
直流链电压 V_{dc}^*/V	400	变流器侧电感 L_i/mH	3
开关频率 f_s/kHz	20	电网侧电感 L_g/mH	1
Boost 电感 L_{pv}/mH	2.5	滤波器电容 $C_f/\mu F$	4.7

表 2 光伏阵列电参数

Table 2 Electric parameters of PV array

电参数	电池组件	光伏阵列
开路电压 V_{oc}/V	44.8	268.8
最佳工作电压 V_m/V	36.0	216.0
短路电流 I_{sc}/A	5.29	10.58
最佳工作电流 I_m/A	5.00	10.00
峰值功率 P_m/W_p	180	2160

注:表中参数均在日照度 $1000W/m^2$ 、组件温度 $25^\circ C$ 、AM = 1.5下测得

1.2 前级电路建模与控制

光伏阵列直接输出的电压较低,为了充分利用太阳能并满足逆变的要求,需经前级电路的升压,并实现最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)。控制 Boost 的输入电压等于最大功率点参考电压,而 Boost 的输出通过与后级协调控制稳定为 V_{dc}^* 。太阳电池组件额定工作温度(Nominal Operating Cell Temperature, NOCT)定义为辐照度 $800W/m^2$ 、环境温度 $20^\circ C$ 、风速 $1m/s$ 的环境条件下,太阳电池的工作温度,一般取 $45^\circ C$ 。在 NOCT 下,稳态时忽略参考电压的波动,Boost 输出恒定为 V_{dc}^* ,且工作在电感电流连续模式(Continuous Conduction Model, CCM)下。控制信号与实际功率流向

相反,将光伏阵列看作等效电阻为 r_{pv} 的小信号负载,把直流链上的交流小信号 \hat{v}_{dc} 看作小信号激励,利用平均开关模型替换实际的开关网络,可得到前级的交流小信号模型^[8],如图 2。

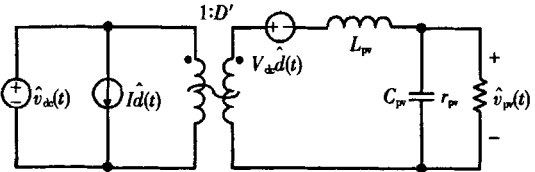


图 2 前级电路交流小信号模型

Fig. 2 Small-signal AC model of pre-stage circuit

由图 2 推导出前级电路的传递函数,可得:

$$G_{pd}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_{dc}^* r_{pv}}{L_{pv} C_{pv} r_{pv} s^2 + L_{pv} s + r_{pv}} \quad (1)$$

将控制-输出传递函数化简为标准形式,可得:

$$G_{pd}(s) = G_{d0} \frac{1}{1 + s/(Q\omega_0) + (s/\omega_0)^2} \quad (2)$$

其中,

$$\begin{cases} G_{d0} = -V_{dc}^* \\ \omega_0 = 1/\sqrt{L_{pv} C_{pv}} \\ Q = r_{pv} \sqrt{C_{pv}/L_{pv}} \end{cases} \quad (3)$$

由式(2)、式(3)可知,控制-输出传递函数只含有一个时变变量 r_{pv} ,直流增益 G_{d0} 、转折频率 ω_0 不含 r_{pv} , r_{pv} 只影响品质因数 Q ,且不含右半平面零点。因此光伏阵列工作状态的变化只改变转折频率附近的谐振峰值,而不会影响其他频率处的幅频特性。只要保证 Boost 工作在 CCM 下,光伏阵列工作点的变化对系统控制性能的影响较小,简化了系统分析和控制器的设计过程。为了使 Boost 工作在 CCM 下,电感 L_{pv} 需满足:

$$L_{pv} = \frac{V_{pv} D}{2I_{pv} f_s} \geq \frac{V_{pv}^2 D}{2P_{min} f_s} \quad (4)$$

式中, V_{pv} ——Boost 的输入电压; f_s ——开关频率; D ——占空比; P_{min} ——逆变器工作的最小输入功率。

补偿后系统开环 Bode 图如图 3。其中 T_u 为未补偿时开环传递函数, T 为补偿后开环传递函数。

1.3 后级电流环建模与控制

1.3.1 电流环的数学模型

电流环控制是后级逆变的核心。为了建立后级系统的控制结构图,需建立 PWM 逆变桥和 LCL 滤

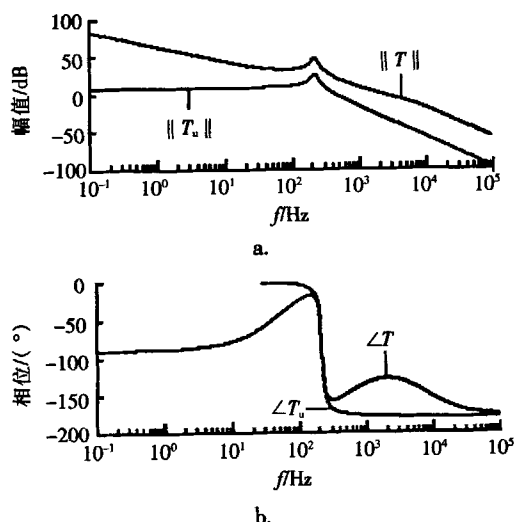


图3 前级系统开环频率特性

Fig. 3 Bode plot of pre-stage with open loop control system 波器的数学模型。本文选择开关频率为 20kHz, 采用单极性倍频 SPWM 调制, 则等效载波频率为 40kHz。采用状态平均法, 忽略开关动作对系统的影响, PWM 逆变桥可近似为一个增益环节 K_{PWM} [3]:

$$K_{PWM} = \frac{V_{dc}}{V_{in}} \quad (5)$$

式中, V_{in} ——三角载波峰值。

忽略电感电容上的等效串联电阻, 可得到复频域下 LCL 滤波器的电流电压方程组:

$$sL_i I_i(s) = V_i(s) - V_{cf}(s) \quad (6)$$

$$sL_g I_g(s) = V_{cf}(s) - V_g(s) \quad (7)$$

$$V_{cf}(s) = \frac{I_i(s) - I_g(s)}{sC_f} \quad (8)$$

由式(6)~式(8), LCL 滤波器结构框图如图 4。

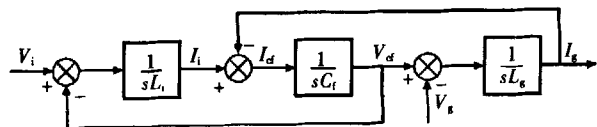


图4 LCL 滤波器结构框图

Fig. 4 Block diagram of LCL filter

将电网电压作为系统的扰动量, 由图 4 可得到逆变桥输出电压至电网电流的传递函数为:

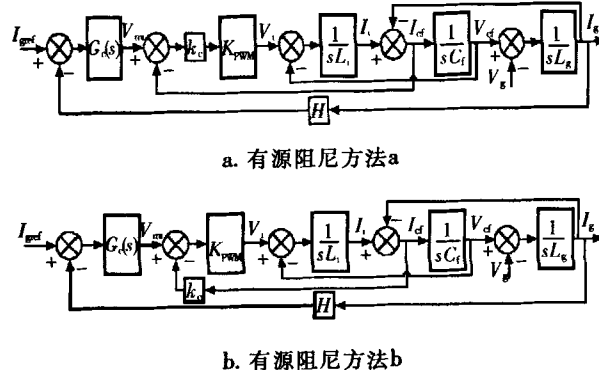
$$G_{gi}(s) = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_i L_g C_f + s(L_i + L_g)} \quad (9)$$

1.3.2 LCL 滤波器有源阻尼策略

由劳斯判据可知, 对于三阶系统的特征方程 $D(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$, 系统稳定的充分必

要条件是 $a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0, a_3 > 0$, 且 $(a_1 a_2 - a_0 a_3) > 0$ [9]。如果把电网侧电流作为反馈量进行闭环控制, 为了简化分析, 电流环使用比例控制器, 则电流环系统为三阶系统, 其特征方程的二次项系数为 0, 系统不稳定, 因此需采取合理的阻尼措施确保系统稳定。结合图 4 和式(9), 把滤波电容电流 I_{cf} 作为反馈量引入控制, 将引出点等效移至 $1/sL_g$ 环节的输出端, 根据经典控制理论, I_{cf} 反馈可为系统特征方程配置二次项, 实现有源阻尼。

采用电容电流反馈实现直接电流控制有源阻尼的主要有两种方法 [4,10], 其控制结构图如图 5。



a. 有源阻尼方法 a

b. 有源阻尼方法 b

图5 电流环控制框图

Fig. 5 Control schematic for grid-connected current

由图 5, 方法 a、b 电流外环控制器输出到网侧电流的传递函数关系式分别为:

$$G_{gma}(s) = \frac{I_g(s)}{V_{mi}(s)} = \frac{k_c K_{PWM}}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 k_c K_{PWM} L_g C_f + s(L_i + L_g)} \quad (10)$$

$$G_{gmb}(s) = \frac{I_g(s)}{V_{mi}(s)} = \frac{K_{PWM}}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 k_c K_{PWM} L_g C_f + s(L_i + L_g)} \quad (11)$$

由式(10)、式(11), I_{cf} 反馈可为系统特征方程配置二次项。电流内环的闭环传递函数分别为:

$$\Phi_{ca}(s) = \frac{I_{cf}(s)}{V_{mi}(s)} = \frac{s k_c K_{PWM} L_g C_f}{s^2 L_i L_g C_f + s k_c K_{PWM} L_g C_f + L_i + L_g} \quad (12)$$

$$\Phi_{cb}(s) = \frac{I_{cf}(s)}{V_{mi}(s)} = \frac{s K_{PWM} L_g C_f}{s^2 L_i L_g C_f + s k_c K_{PWM} L_g C_f + L_i + L_g} \quad (13)$$

由式(12)、式(13)可知电流环内环均为二阶系统,且阻尼比相等,均为:

$$\zeta = \frac{k_c K_{\text{PWM}}}{2} \sqrt{\frac{L_g C_f}{L_i (L_i + L_g)}} \quad (14)$$

所以有,

$$k_c = \frac{2\zeta}{K_{\text{PWM}}} \sqrt{\frac{L_i (L_i + L_g)}{L_g C_f}} \quad (15)$$

阻尼比 ζ 越大,阻尼效果越好,但过大的阻尼比会减小穿越频率处的相角,降低系统的稳定裕度。因此折中考虑阻尼比的取值,本文取 $\zeta=0.3$ 。又 $V_{\text{in}}=1$,将表1中的数据代入式(15),计算可得 $k_c=6.56 \times 10^{-2}$ 。

图6分别给出未进行阻尼时和两种有源阻尼方法所对应的 $G_{\text{gm}}(s)$ 幅频响应。由图6可知,两种方法均能获得相同的阻尼效果。由于PWM逆变器增益 K_{PWM} 较大,可能导致系统的不稳定,而 k_c 远小于1,方法a中的 k_c 在前向通道中,相对于方法b,可大大降低开环传递函数增益,更有利于系统稳定。通过分析比较,本文选择方法a。

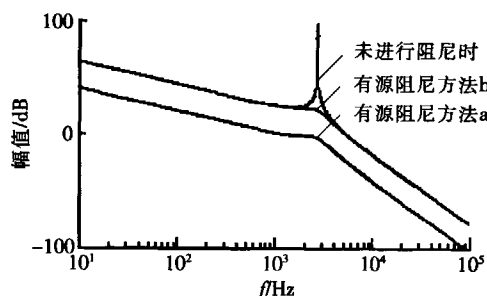


图6 $G_{\text{gm}}(s)$ 的幅频响应

Fig. 6 Amplitude-frequency response for $G_{\text{gm}}(s)$

1.3.3 并网电流控制策略

传统的PI控制对正弦参考量难以消除稳态误差。为了解决该问题,本文采用比例谐振(Proportion Resonance, PR)控制实现了正弦电流控制的零稳态误差。该控制器在谐振频率处增益无穷大,而在非谐振频率处增益很小。PR控制器传递函数为:

$$G_{\text{PR}}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (16)$$

在实际系统中,由于模拟系统元器件参数精度和数字系统精度的限制,PR控制器不易实现,且在非基频处增益非常小,当电网频率偏移时,不能有效抑制电网引起的谐波。因此,本文采用准PR谐振控制器,既可保持PR控制器的高增益,还可减小电

网频率偏移对逆变器输出电流的影响。带通式准PR控制器的传递函数为^[11]:

$$G_{\text{准PR}}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (17)$$

电网电压中除含有基波外主要含有3、5、7次等低次谐波。低次谐波的存在会引起逆变器并网电流波形畸变,因此需要对低次谐波进行补偿。修改式(17)中的 ω_0 为 $h\omega_0$ ($h=3,5,7$),即可得准PR控制系统中的谐波补偿项。由于这些补偿项只对频率在 $h\omega_0$ 附近的信号响应,所以可在准PR控制器基础上叠加谐波补偿项,即可实现对 h 次谐波补偿(Harmonic Compensation, HC)^[12]。准PR+HC电流控制器的传递函数为:

$$G_c(s) = k_p + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{2k_{rh} \omega_{ch} s}{s^2 + 2\omega_{ch} s + (h\omega_0)^2} \quad (18)$$

电流环开环传递函数伯德图如图7。

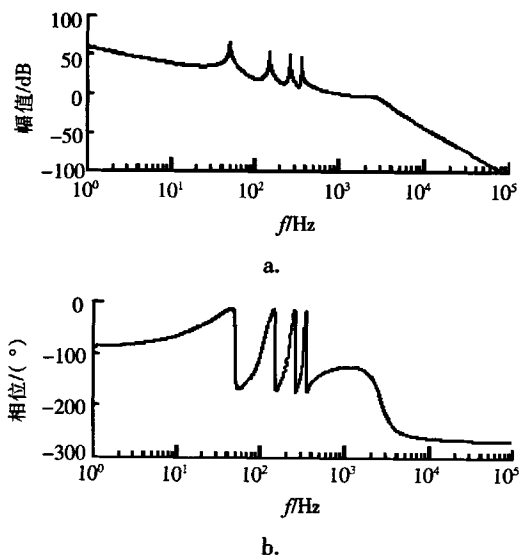


图7 准PR+HC控制的电流环开环幅频特性

Fig. 7 Bode plot for the open loop control system of grid-connected current with quasi-PR + HC controller

1.4 后级电压环建模与控制

电压外环的目标是控制直流链电压稳定为 V_{dc}^* ,可通过控制并网功率实现。当并网功率小于光伏阵列功率时,直流链电容存储能量,电压升高;当并网功率大于光伏阵列功率时,电容存储的能量会被消耗,电压降低。因此,控制直流链电容的电压稳定就可实现光伏阵列的能量和并网能量的平衡。

电压环采用PI调节,即电压指令值 V_{dc}^* 和测量值的差经PI控制环节后和锁相环的单位正弦信号

相乘作为电流环的电流指令值 I_{pref} 。由于交流电流内环的动态响应速度远快于电压外环,在设计电压环调节器时,忽略电流环的动态过程,逆变器损耗忽略不计,则有:

$$P_{\text{in}} = V_{\text{dc}} I_{\text{b}} = P_{\text{o}} = V_{\text{s}} I_{\text{s}} + V_{\text{dc}} I_{\text{c}} \quad (19)$$

式中, P_{in} ——前级的输出功率; I_{b} ——前级输出电流有效值; I_{c} ——直流链电容电流有效值; V_{s} 、 I_{s} ——分别为电网电压 V_{g} 、并网电流 I_{g} 的有效值。又有:

$$V_{\text{mv}} = \sqrt{2} H I_{\text{s}} \quad (20)$$

$$I_{\text{c}} = I_{\text{b}} - I_{\text{dc}} \quad (21)$$

其中, V_{mv} ——电压调节器输出; I_{dc} ——逆变桥输入电流有效值; H ——电网电流传感器的传递函数, $H=0.5$ 。联立式(19)~式(21),系统进入稳态后, V_{dc} 近似为 V_{dc}^* , 因此化简后可得:

$$I_{\text{dc}} = \frac{V_{\text{s}} V_{\text{mv}}}{\sqrt{2} H V_{\text{dc}}^*} \quad (22)$$

$$\frac{V_{\text{dc}}}{I_{\text{c}}} = \frac{1}{C_{\text{dc}} s} \quad (23)$$

联立式(21)~式(23),可得:

$$V_{\text{dc}} = \frac{I_{\text{b}}}{C_{\text{dc}} s} - \frac{V_{\text{s}} V_{\text{mv}}}{\sqrt{2} V_{\text{dc}}^* C_{\text{dc}} H s} \quad (24)$$

式中, I_{b} ——系统扰动量,可得到直流链电压与电压控制器输出之间的传递函数为:

$$\frac{V_{\text{dc}}}{V_{\text{mv}}} = -\frac{V_{\text{s}}}{\sqrt{2} V_{\text{dc}}^* C_{\text{dc}} H s} \quad (25)$$

由上式可知,该系统为一阶系统,用带低通滤波器的 PI 控制器将其校正成 II 型系统,可消除稳态误差,并提高抗干扰能力。带低通滤波器的 PI 控制器传递函数为:

$$G_{\text{PI}}(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau s (\tau_2 s + 1)} \quad (26)$$

采用反馈控制的电压闭环系统动态结构图如图 8a。其中, α 为直流链电压传感器的传递函数 ($\alpha = V_{\text{ref}}/V_{\text{dc}}^*$)。

PI 控制器的参数可由式(27)计算得到:

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{2\pi f_c} \sqrt{\frac{1+\sin\gamma}{1-\sin\gamma}} \\ \tau_2 = \frac{1}{2\pi f_c} \sqrt{\frac{1-\sin\gamma}{1+\sin\gamma}} \\ \tau = \frac{\alpha V_{\text{s}} \tau_1}{2\sqrt{2}\pi V_{\text{dc}}^* C_{\text{dc}} H f_c} \end{cases} \quad (27)$$

式中, f_c ——系统开环截止频率; γ ——系统相角裕度。

由于直流链电容值较大,电压环的带宽小,动态响应速度远小于电流环,当扰动量 I_{b} 突然变化时,上述反馈控制校正方法难以满足要求。为了提高系统抗扰动能力,减轻反馈控制的负担,引入 I_{b} 干扰补偿校正的复合控制。采用复合控制的系统动态结构图如图 8b,其中干扰补偿装置的传递函数为:

$$G_{\text{n}}(s) = \frac{\sqrt{2} V_{\text{dc}}^* H}{V_{\text{s}}} \quad (28)$$

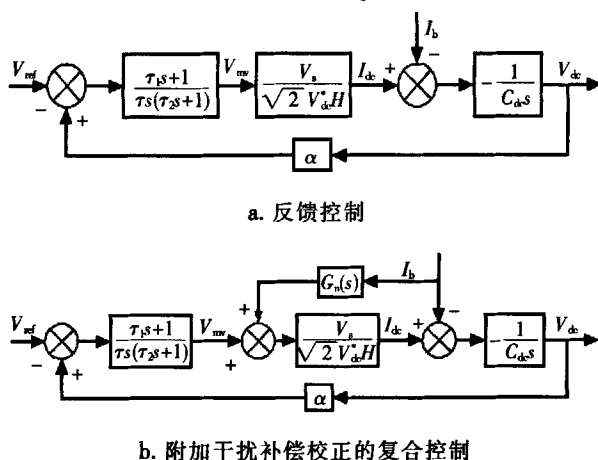


图 8 电压环控制框图

Fig. 8 Control schematic for DC-link voltage

由于干扰补偿实际上是采用开环控制方式补偿可测量的扰动信号,因此干扰补偿并不改变反馈系统的特性^[10]。扰动量 I_{b} 采用间接测量方式,忽略 Boost 变换器的损耗,即 Boost 输出功率等于光伏阵列的输出功率,有:

$$I_{\text{b}} = \frac{V_{\text{pv}} I_{\text{pv}}}{V_{\text{dc}}^*} \quad (29)$$

2 光伏并网逆变系统仿真

为了验证本文所用的建模和控制方法,在 Saber 环境下建立了仿真模型,功率电路参数和光伏阵列电参数分别如表 1、表 2。用 MAST 建模语言编写了光伏电池和 MPPT 控制器,其中光伏电池采用文献[13]中的数学模型,MPPT 采用变步长电导增量法,电流环控制器参数为: $k_p = 1.7$, $k_{\text{th}} = 160$, $\omega_{\text{ch}} = \pi$, $k_c = 6.56 \times 10^{-2}$ 。本文选择电压外环开环截止频率 $f_c = 15\text{Hz}$,相角裕度 $\gamma = 52^\circ$, $\alpha = 5/400$,代入式(29),计算可得到电压环控制器参数为: $\tau_1 = 3.12 \times 10^{-2}$, $\tau_2 = 3.66 \times$

10^{-3} , $\tau = 1.47 \times 10^{-3}$, 干扰补偿系数 $G_n = 1.29$ 。三角载波频率为 20kHz, 逆变部分采用单极性倍频调制。

组件温度为 45℃, 光照强度由 $800\text{W}/\text{m}^2$ 突变到 $400\text{W}/\text{m}^2$ 时, 前级 Boost 电路的 MPPT 控制过程如图 9, 其中, P 为光伏阵列功率, V_{pv} 为光伏阵列输出电压。由图 9 可知, 在光照强度突然变化时, 前级电路 MPPT 控制过程平稳准确, 经过 0.2s 系统找到最大功率点。

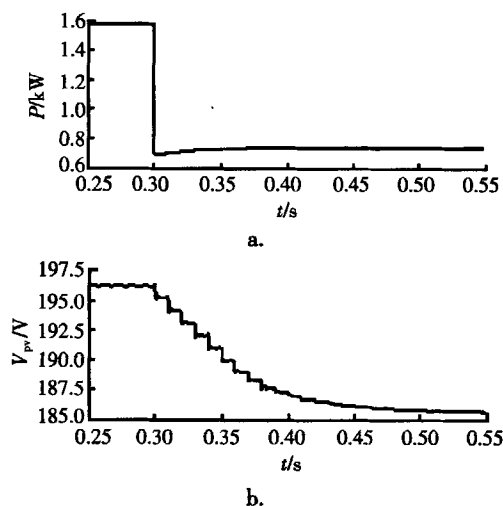
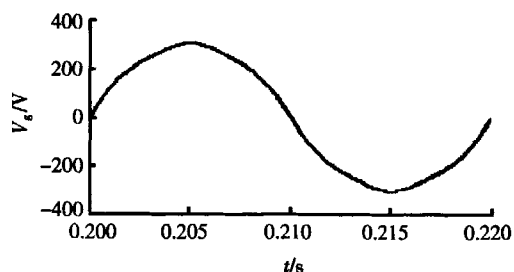


图 9 最大功率跟踪过程

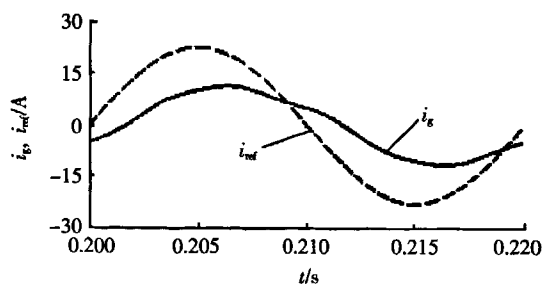
Fig. 9 Process of MPPT

为了验证控制效果, 仿真时, 模拟电网电压具有较大畸变, 其谐波总畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 为 5.8%。组件温度 45℃, 光照强度 $800\text{W}/\text{m}^2$, 分别使用 PI 控制、准 PR 控制和准 PR + HC 控制进行仿真。其中, PI 控制器的参数与其他两种控制器相同, 即 $k_p = 1.7$, $k_i = 160$ 。并网电流 i_g 、并网参考电流 i_{ref} 和电网电压 V_g 稳态仿真波形分别如图 10。

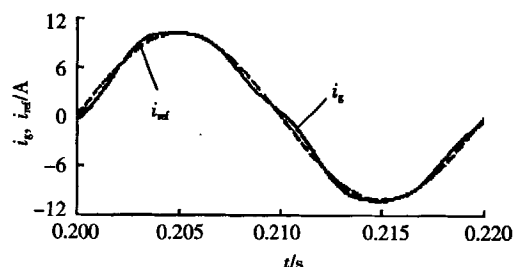
由图 10 可知, 采用准 PR、准 PR + HC 控制时并网电流和电网电压同频同相, 其并网电流和并网参考电流的仿真波形如图 10c、图 10d; 而采用相同参



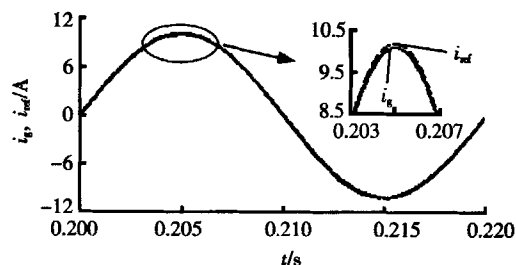
a. 电网电压波形 (THD 为 5.8%)



b. PI 控制时参考电流、并网电流稳态波形



c. 准 PR 控制时参考电流、并网电流稳态波形



d. 准 PR+HC 控制时参考电流、并网电流稳态波形

图 10 并网电流、参考电流和电网电压的稳态仿真波形

Fig. 10 Simulation waves of grid-connected current, reference current and grid voltage in steady state

数的 PI 控制时, 并网电流和参考电流幅值和相位上存在较大静差, 但由于功率因数较小, 在相同有功功率条件下并网电流幅值也较大, 如图 10b。采用 PI 控制和准 PR 控制时并网电流的波形畸变明显, 经过 Fourier 分析得 THD 分别为 12.0% 和 7.3%, 超出 IEEE 929 标准中关于分布式发电并网电流 $THD \leq 5\%$ 的规定。而采用准 PR + HC 控制时并网电流与参考电流波形基本重合, THD 仅为 0.04%。在实际应用中, 适当增大 PI 控制的比例系数 k_p 或积分系数 k_i 在一定程度上可减少 (但不能消除) 稳态误差, 但 k_p 或 k_i 的取值越大, 系统的稳定裕度越小, 过大的 k_p 或 k_i 将导致系统不稳定。

由图 10 可看出并网电流高频谐波基本被滤除, 且未出现振荡等不稳定现象, 验证了 LCL 滤波器有源阻尼的有效性。

组件温度 45°C , 在 0.305s 时, 光照强度由 $800\text{W}/\text{m}^2$ 突变到 $400\text{W}/\text{m}^2$ 。图 11 为该动态过程中分别使用 PI 控制、准 PR + HC 控制时并网电流和参考电流的仿真波形, 参数同上。由图 11a、图 11b 可知, 当参考电流突变时, 使用 PI 控制的并网电流跟踪参考电流的能力较差, 而使用准 PR + HC 控制并网电流能很好地跟踪参考电流。从图 11 中可看出在暂态过程中并网电流出现了波动, 但很快趋于稳定, 这是由于滤波电容电流的波动使有源阻尼的效果暂时变差。

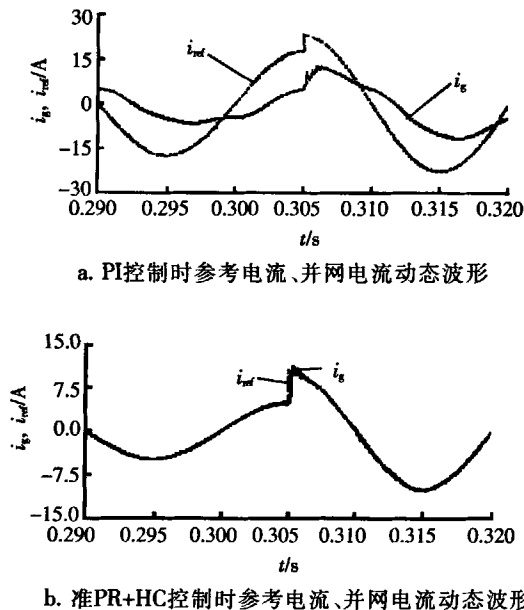


图 11 并网电流、参考电流的动态仿真波形

Fig. 11 Dynamic waves of grid-connected current and reference current

组件温度为 45°C , 在 0.3s 时, 光照强度由 $800\text{W}/\text{m}^2$ 突变到 $400\text{W}/\text{m}^2$; 在 0.5s 时, 光照强度由 $400\text{W}/\text{m}^2$ 突变为 $1000\text{W}/\text{m}^2$ 。图 12 分别为该动态过程中电压环采用反馈控制、复合控制时直流链电压、并网电流的仿真波形。由图 12a、图 12b 可知, 当电压环只采用反馈控制时, 在输入功率突变时直流链电压波动较大, 并网电流也有较大波动。而电压环采用复合控制时, I_b 扰动下的直流链电压波动比较小, 并网电流过渡平稳, 可见复合控制增强了系统抗 I_b 扰动的能力。

3 结 论

通过对基于 LCL 滤波器的单相光伏并网逆变器建模及控制策略分析和仿真验证, 可得出以下结

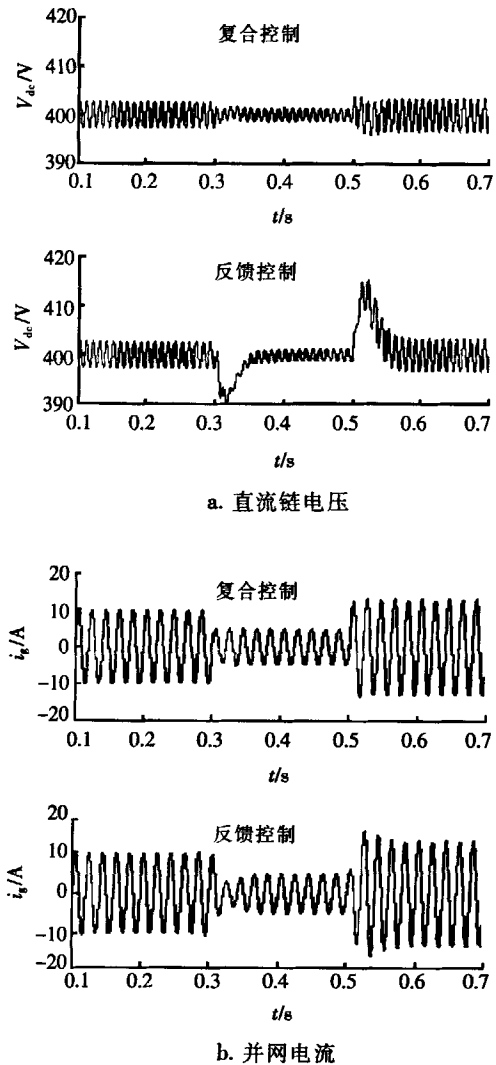


图 12 反馈、复合控制下直流链电压、并网电流波形

Fig. 12 Simulation waves of grid-connected current and DC-link voltage with feedback or compound control strategy

论:

- 1) 根据控制目标, 建立了前级电路的 CCM 小信号模型, 控制传递函数不含右半平面零点, 且光伏阵列工作点的变化对转折频率外的幅频特性影响较小, 大大简化了系统分析和控制器的设计过程;

- 2) 将滤波电容电流引入电流控制, 给出有源阻尼参数计算方法; 对两种有源阻尼方法进行分析比较, 由于 PWM 逆变器增益 K_{PWM} 较大, 可能导致系统不稳定, 方法 a 可大大降低开环传递函数增益, 相对于方法 b, 方法 a 更有利于系统稳定;

- 3) 电流环采用准 PR + HC 控制, 实现了零稳态误差控制, 具有很好的跟随性能和抗扰动性能;

- 4) 基于能量平衡原理, 推导了系统的大信号模

型,将系统校正成Ⅱ型系统,引入干扰补偿校正的复合控制,消除了稳态误差,提高了抗扰动能力。

〔参考文献〕

- [1] 沈玉梁,徐伟新,赵 为,等. 单输入单相 SPWM 调制的光伏并网发电系统控制规律的研究[J]. 太阳能学报, 2004, 25(6): 794—798.
- [1] Shen Yuliang, Xu Weixin, Zhao Wei, et al. Study of control method on single-input single-phase SPWM modulated photovoltaic grid-connected system[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2004, 25(6): 794—798.
- [2] 程军照,吴夕科,李澍森,等. 采用 Boost 的两级式光伏发电并网逆变系统[J]. 高电压技术, 2009, 35(8): 2048—2052.
- [2] Cheng Junzhao, Wu Xike, Li Shusen, et al. Boost-based two-level grid-connected photovoltaic inverter system[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(8): 2048—2052.
- [3] 余运江. 单相光伏并网逆变器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2008.
- [4] Erika Twining, Donald Grahame Holmes. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888—895.
- [5] 赵 为,余世杰,沈玉梁,等. 光伏并网发电系统的控制方法[J]. 电工技术, 2002, (3): 12—13.
- [5] Zhao Wei, Yu Shijie, Shen Yuliang, et al. A novel control for grid-connected photovoltaic system[J]. Electric Technology, 2002, (3): 12—13.
- [6] 王 飞,余世杰,苏建徽,等. 光伏并网发电系统的研究及实现[J]. 太阳能学报, 2005, 26(5): 605—608.
- [6] Wang Fei, Yu Shijie, Su Jianhui. Study and realization of photovoltaic grid-connected power system[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2005, 26(5): 605—608.
- [7] 栗时平,李圣怡. 并联有源滤波器的最优电压滞环电流控制[J]. 电力自动化设备, 2002, 22(4): 14—17.
- [7] Su Shiping, Li Shengyi. The optimal voltage hysteresis current control of shunt active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2002, 22(4): 14—17.
- [8] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics[M]. Netherlands: Kluwer Academic Publishers Group, 2001.
- [9] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007, 100—107.
- [10] 张宪平,李亚西,许洪华. 新型拓扑滤波器的双馈风电网侧变流器阻尼策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 1—7.
- [10] Zhang Xianping, Li Yaxi, Xu Honghua. Damping strategy of grid-side converter with new topology filter in doubly-fed wind power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 1—7.
- [11] 赵清林,郭小强,邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 61—64.
- [11] Zhao Qinglin, Guo Xiaoqiang, Wu Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 61—64.
- [12] Shen Guoqiao, Zhu Xuancai, Zhang Jun, et al. A new feedback method for PR current control of LCL-filter based grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 54(4): 1186—1194.
- [13] 苏建徽,余世杰,赵 为,等. 硅太阳能电池工程用数学模型[J]. 太阳能学报, 2001, 22(4): 409—412.
- [13] Su Jianhui, Yu Shijie, Zhao Wei, et al. Investigation on engineering analytical model of silicon[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2001, 22(4): 409—412.

RESEARCH ON MODELING AND CONTROL STRATEGY FOR SINGLE-PHASE PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED INVERTER

Zhou Lin, Feng Yu, Guo Ke, Liu Qiang, Jia Fangcheng, Huang Yong

(*State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,
Chongqing University, Chongqing 400030, China*)

Abstract: A two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter has been studied, which consists of a boost DC/DC converter and a DC/AC inverter with LCL filter. The built small-signal model of pre-stage does not contain any right-half plane zero. The amplitude-frequency characteristics except the corner frequency wouldn't be affected by PV array operating point, which simplifies the controller's design. A two-current-loop control strategy was used: the filter-capacitor current as the inner-loop variable is adopted for active damping of the LCL filter, and two kinds of methods are analyzed and compared in this paper; the grid current as the outer-loop variable is adopted for achieving zero steady-state error by a quasi-PR + HC controller, which has the high performance in both the sinusoidal reference tracking and the disturbance rejection. The large signal model from the output of voltage controller to the DC-link voltage is derived based on energy balance, then the design for PI controller about the control system is accomplished, the control system is corrected to be typical II which can eliminate the steady error and improve the anti-disturbing ability with compound control. The simulation in Saber confirms the effectiveness of the modeling and control strategy.

Keywords: PV grid-connected inverter; modeling; LCL filter; reactive damping; PR control; compound control

作者：周林, 冯玉, 郭珂, 刘强, 贾芳成, 黄勇, Zhou Lin, Feng Yu, Guo Ke, Liu Qiang, Jia Fangcheng, Huang Yong
作者单位：重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆, 400030
刊名：太阳能学报 ISTIC EI PKU
英文刊名：Acta Energiae Solaris Sinica
年, 卷(期)：2012, 33(3)
被引用次数：5次

参考文献(13条)

1. 沈玉梁;徐伟新;赵为 单输入单相SPWM调制的光伏并网发电系统控制规律的研究[期刊论文]-太阳能学报 2004(06)

2. 程军照;吴夕科;李澍森 采用Boost的两级式光伏发电并网逆变系统[期刊论文]-高电压技术 2009(08)

3. 余运江 单相光伏并网逆变器的研究 2008

4. Erika Twining;Donald Grahame Holmes Grid current regulation of a thrce-phase voltage source inverter with an LCL input filter 2003(03)

5. 赵为;余世杰;沈玉梁 光伏并网发电系统的控制方法[期刊论文]-电工技术 2002(03)

6. 王飞;余世杰;苏建徽 光伏并网发电系统的研究及实现[期刊论文]-太阳能学报 2005(05)

7. 栗时平;李圣怡 并联有源滤波器的最优电压滞环电流控制[期刊论文]-电力自动化设备 2002(04)

8. Erickson R W;Maksimovic D Fundamentals of power electronics 2001

9. 胡寿松 自动控制原理[外文期刊] 2007

10. 张宪平;李亚西;许洪华 新型拓扑滤波器的双馈风电网侧变流器阻尼策略[期刊论文]-中国电机工程学报 2009(21)

11. 赵清林;郭小强;邹伟扬 单相逆变器并网控制技术研究[期刊论文]-中国电机工程学报 2007(16)

12. Shen Guoqiao;Zhu Xuancai;Zhang Jun A new feedback method for PR current control of LCL-filter based grid-connected inverter 2010(04)

13. 苏建徽;余世杰;赵为 硅太阳能电池工程用数学模型[期刊论文]-太阳能学报 2001(04)

引证文献(5条)

1. 张凤阁, 朱仕禄, 殷孝唯, 滕志飞 交错反激式光伏并网微逆变器的控制器实现[期刊论文]-电工技术学报 2013(5)

2. 孙鹏 基于MPPT控制策略的光伏电池建模与仿真[期刊论文]-国网技术学院学报 2014(1)

3. 王海, 胡天友, 张晓博 基于模糊控制的光伏逆变双模式控制系统[期刊论文]-实验室研究与探索 2013(4)

4. 黄学宇, 陈国定, 胡孟杰, 严墩 联网微型光伏逆变器分段混合控制方法研究[期刊论文]-机电工程 2014(4)

5. 周林, 张密, 居秀丽, 何国庆 电网阻抗对大型并网光伏系统稳定性影响分析[期刊论文]-中国电机工程学报 2013(34)

引用本文格式：周林, 冯玉, 郭珂, 刘强, 贾芳成, 黄勇, Zhou Lin, Feng Yu, Guo Ke, Liu Qiang, Jia Fangcheng, Huang Yong 单相光伏并网逆变器建模与控制技术研究[期刊论文]-太阳能学报 2012(3)