

光伏并网逆变器的三环控制策略研究

李明, 易灵芝, 彭寒梅, 邓栋, 姚哲之

(湘潭大学信息工程学院, 湖南 湘潭 410005)

摘要: 在光伏并网逆变系统中, 常用的双闭环电流控制会导致系统存在动态响应速度慢或开关频率不稳定的缺陷。鉴于此, 提出一种电压外环, 电流内环, 频率中间环的三环控制方法。通过对整个逆变系统进行深入的理论分析, 利用 Matlab/Simulink 搭建仿真模块进行仿真实验, 并搭建 1 kW 的实验平台进行实验分析。实验的结果表明, 三环控制下的逆变系统简化了滤波器设计, 保证了逆变器输出电流波形质量, 使其只含有少量的高次谐波, 使系统的输出电流和电网电压同频同向, 并网的功率因数接近于 1。

关键词: 三环控制; 滞环; 光伏; 并网逆变器

Research of three-loop control method of photovoltaic grid-connected inverter

LI Ming, YI Ling-zhi, PENG Han-mei, DENG Dong, YAO Zhe-zhi

(College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 410005, China)

Abstract: In photovoltaic grid-connected inverter system, traditional double-closed loop control method can result in the system dynamic response speed slow and switching frequency instable. Aiming at that, this paper presents a three-loop control method, including voltage external loop, frequency middle loop and current inner loop. The total inverter system is deeply analyzed, simulated module is constructed by using Matlab/Simulink to make simulation experiment, and 1 kW test platform is established to do experiment analysis. The results show that the inverter system controlled by three-loop simplifies the design of filter and guarantees the waveform quality of the output current, which make it contain few high-order harmonics, the system output current and grid voltage have the same frequency and direction, and the power factor after interconnection close to 1.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50977080).

Key words: three-loop control; hysteresis band; PV; grid-connected inverter

中图分类号: TM619 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)19-0046-05

0 引言

能源短缺是当今世界面临的重大问题, 研究开发可再生能源发电系统具有重要意义, 而太阳能以其可再生性和无污染性, 已经成为人类利用自然能源的新焦点^[1-2]。作为光伏发电系统中的关键环节, 并网逆变器及其控制技术越来越受到关注。逆变器并网发电运行的主要控制问题是逆变器输出正弦波电流(即并网电流)控制技术, 要求并网电流能实时跟踪电网电压频率、相位和并网容量给定的变化, 且电流的总畸变失真要低, 以减小对电网的谐波影

响。

目前比较常用的电流控制方式有 SPWM 电流控制^[3]、滞环电流控制^[4-5]、三角波电流控制^[6]、空间矢量控制^[7]。其中滞环控制是一种闭环电流跟踪控制方法, 它具有动态响应速度快、峰值自动限制、不依赖负载参数和无条件稳定的优点, 因此获得广泛的应用和发展。但滞环电流控制也存在开关频率不固定的缺点, 使得逆变桥输出频谱分布广泛, 并网滤波器设计很困难。本文提出一种三环控制策略, 实质上就是一种准恒频电流滞环控制, 它在传统的电压电流双闭环控制的基础上加上一频率闭环, 通过一模拟开关使开关频率稳定在一固定值, 简化滤波器的设计难度, 不会影响到常规的最大功率跟踪(MPPT)及功率开关管的控制, 从而提高并网逆变系统的性能和效率。

项目基金: 国家自然科学基金资助项目(50977080); 教育部教育研究课题(2009-ZX-052); 湖南省第二届大学生研究性学习和创新性实验计划项目

1 光伏并网逆变器电流滞环控制原理

1.1 传统逆变器并网系统

图 1 所示为单相逆变器并网原理图。直流源 DC 可为太阳能电池组件, 逆变器负载为公共交流电网 (220 V / 50 Hz), 电感电流 i_L 即为并网电流 i

$$i = \frac{1}{L} \int (u_{AB} - e_s) dt \quad (1)$$

式中: u_{AB} 为逆变器输出电压; e_s 为电网电压。

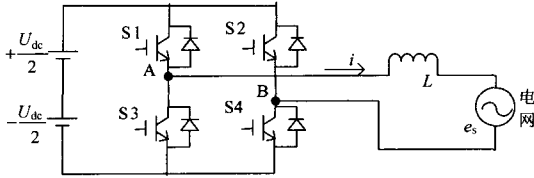


图 1 传统单相并网逆变器原理图

Fig.1 Grid-connected single-phase inverter

在并网系统中, 因为电网电压是固定的, 所以可控制量只有并网电流。滞环控制应用于控制逆变器并网电流, 易于实现对电网电压频率和相位的实时跟踪, 响应迅速且稳定性好。采用滞环调制策略的控制系统如图 2, 有相位检测环节得到的同步信号与并网电流幅值给定一起送正弦波发生器, 生成与电网电压同频同相的参考电流信号 i^* , 在经滞环比较器对并网电流反馈信号 i 与 i^* 偏差进行调制得到开关管控制信号。

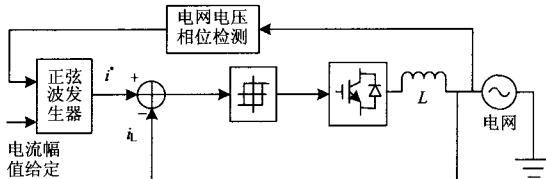


图 2 传统并网系统控制原理图

Fig.2 Traditional control schematic of grid-connected inverter

1.2 滞环电流控制原理

图 3 是滞环电流控制原理图, i^* 是电网电压同步的参考电流, i 是逆变器送入到电网中的实际电流, h 是滞环比较器的半环宽。其工作原理为: 将 i^* 与 i 相比较, 把差值 $i^* - i$ 送入到置换比较器。当 $|i^* - i| \geq h$ 时改变功率开关的状态。当 i^* 处于正半周期, 假设 S1、S4 导通, 则 $u_{AB} = \frac{U_{dc}}{2}$, 将 $\frac{U_{dc}}{2} - e_s$ (e_s 为电网电压, 如图 1) 加在电感 L 上, 通过 L 上的电流 i 增大, 直到 $i^* - i \leq -h$ 时开关状态改变, S2、

S3 导通, 则 $u_{AB} = -\frac{U_{dc}}{2}$, 将 $-\frac{U_{dc}}{2} - e_s$ 加在电感 L , 通过 L 上的电流 i 减小, 直到 $i^* - i \geq h$ 时, 开关状态再次改变, 如此反复, 送入到电网的电流 i 以 $2h$ 的环宽跟踪指令电流 i^* 。

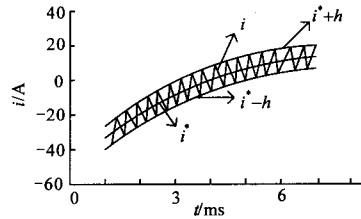


图 3 滞环电流控制原理图

Fig.3 Principle of hysteresis current control

2 三环控制并网逆变器建模

三环控制的原理实质上就是在传统的电压电流双闭环的基础上增加了一频率闭环, 即电压外环、电流中间环、频率内环, 其控制的核心仍然是并网电流的滞环控制, 利用电压外环跟踪电网电压的相位, 提供给指令电流; 利用频率环控制滞环的宽度变化, 从而使功率开关基本上维持恒定, 简化并网侧滤波器的设计难度, 最终提高并网逆变系统的性能。

从图 1 中不难分析逆变器桥路输出电压为

$$u_{AB} = Ri + L \frac{di}{dt} + e_s \quad (2)$$

从图 4 可以看出, 逆变器桥路输出电压波形为一周期为 T_s 、幅值为 $\pm U_{dc}/2$ 的 PWM 方波序列, 在一个开关周期中, 幅值为 $U_{dc}/2$ 的时间为 T_p , 幅值为 $-U_{dc}/2$ 的时间为 T_n 。

瞬时电流误差为

$$\delta = i^* - i \quad (3)$$

令参考电压为 u^* , 则

$$u^* = Ri^* + L \frac{di^*}{dt} + e_s \quad (4)$$

由式 (2) ~ (4) 可推导出

$$L \frac{d\delta}{dt} + R\delta = u_{AB} - u^* \quad (5)$$

滞环电流控制的目的是要将电流误差控制在 $2h$ 以内 (后文中用 H 表示 $2h$)。在一般情况下, 忽略逆变器交流侧的电阻 R , 且当开关频率远大于电网频率时, 可以近似认为一个开关周期中电网电动势 e_s 恒定不变, 这样电流误差 δ 按线性规律变化

(如图 4 所示)。

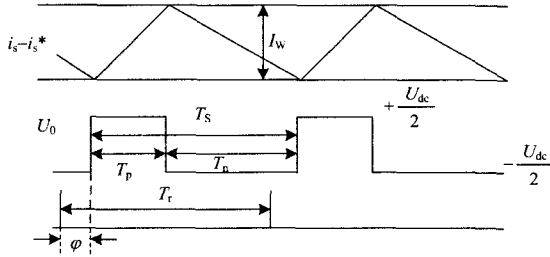


图 4 滞环控制的波形图

Fig.4 The waveform graph of hysteresis control

若令 e_s 的标么值 e_n 为

$$e_n = \frac{e_s}{U_{dc}/2} \quad (6)$$

则有

$$T_s = \frac{8hL}{U_{dc}(1-e_n^2)} \quad (7)$$

$$T_p = T_s \frac{1+e_n}{2} \quad (8)$$

$$T_n = T_s \frac{1-e_n}{2} \quad (9)$$

由式 (7) 分析, 若滞环环宽 H 恒定, 而 e_n 变化, 则 PWM 开关周期 T_s 一定变化, 因此要使得开关频率固定不变, 则调制周期必须不变, 令 $T_s = T_r = c$, 这样

$$H = \frac{U_{dc}T_r}{4L}(1-e_n^2) \quad (10)$$

显然, 控制 H , 则可以保持 $T_s = T_r$, 可以引入闭环控制, 故设计一个跟踪给定频率时钟的锁相环控制系统, 从而达到固定频率控制要求, 控制框图如图 5 所示。

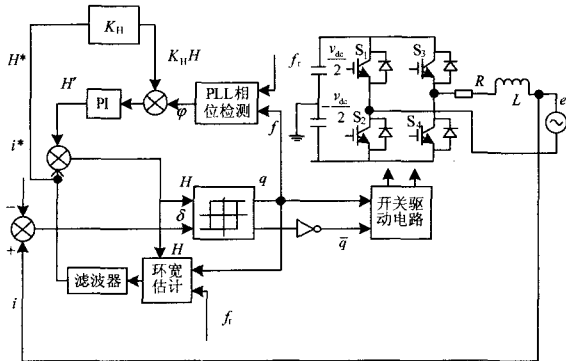


图 5 三环控制原理框图

Fig.5 Principle graph of three-loop control

当给定一个固定频率的时钟信号时, 锁相环控

制不仅确保了固定开关频率控制, 而且控制了输出电压脉冲序列与时钟脉冲序列间的相位差, 从而输出电压脉冲序列能跟踪时钟脉冲序列, 并使两者相位差最小, 这种跟随控制的精度取决于锁相环增益的大小。

滞环电流控制具有非线性特征, 可以采用微偏线性化的方法进行系统分析。对于式 (7), 开关频率 $f_s = 1/T_s$, 则

$$f_s = \frac{U_{dc}(1-e_n^2)}{4HL} \quad (11)$$

综合式 (8)~(11), 开关频率 f_s 对滞环环宽 H 之间微偏增益为

$$G_{fH} \approx \frac{df}{dH} \approx -\frac{U_{dc}}{4LH^2}(1-e_n^2) \quad (12)$$

当锁相环稳定控制时, 若开关频率被锁定在 $f_s = f_r = 1/T_r = c$ 时, 式 (12) 变为

$$G_{fH} = -\frac{f_r}{H} \quad (13)$$

式 (13) 说明, 当开关频率被锁相环锁定后, 增益 G_{fH} 将随 H 的变化而变化, 这将对锁相环的控制稳定性产生影响, 因此如何补偿因滞环宽度 H 变化带来对增益 G_{fH} 的变化成为三环控制的关键。

设锁相环的系统增益为 G_p , 在锁相环系统中, 相位检测环节可看成是一个积分环节, 其传递函数可表示为

$$G_{\phi f}(s) = \frac{d\phi}{df} = \frac{2\pi}{s} \quad (14)$$

若相位调节器采用 PI 调节, 即

$$G_{\phi}(s) = K_p \frac{1+\tau s}{\tau s} \quad (15)$$

式中: K_p 是比例增益; τ 是超前时间常数。

当锁相环稳定工作时, 其锁相环系统增益为

$$G_p(s) = G_{fH} G_{\phi f}(s) G_{\phi}(s) = 2\pi K_p \frac{1+\tau s}{\tau s^2} \cdot \frac{f_r}{H} \quad (16)$$

对于式 (16), 若能自动变化 K_p , 使 K_p/H 维持不变, 则锁相环系统增益 G_p 将不随宽度 H 的变化而变化, 从而使系统能稳定地运行。

要使 K_p/H 不变, 关键在于对滞环宽度 H 的估计。假设周期为 T_r 的调制信号所对应的滞环宽度为 H^* , 而周期为 T 的调制信号所对应的滞环宽度

为 H , 利用式 (10) 可以得到

$$H^* = H \frac{T_r}{T} = \frac{HKT_r}{KT} \quad (17)$$

若使 PI 调节器中 K_p 随 H^* 变化, 即

$$K_p = \overline{K_p} K_H H^* \quad (18)$$

当 H^* 估计精度足够高时, 将 $H^* = H$ 代入式 (16) 中, 得

$$G_p^*(s) = 2\pi \overline{K_p} \frac{1 + \tau S}{\tau S^2} f_r K_H \quad (19)$$

式中: $\overline{K_p}$, K_H 均为定值, 因而锁相环控制增益将不随滞环宽 H 的变化而变化, 从而最终使开关频率稳定在 f_r 。

3 仿真结果与分析

利用 Matlab/Simulink 分别对基于传统双闭环控制和本文提出的三环控制进行了单向全桥光伏并网逆变器的仿真和分析。仿真参数如下: 直流母线电压 150 V, 输出交流并网电流峰值为 22 A, 频率为 50 Hz, 滤波电感为 0.8 mH, 开关频率为 4 000 Hz。

图 6 (a) 是基于本文提出的三环控制下光伏并网逆变器的输出电流波形图 6 (b) 是基于传统的双闭环滞环控制下并网逆变器的输出电流波形, 从图中可以看出三环控制能更好地使并网逆变器跟踪参

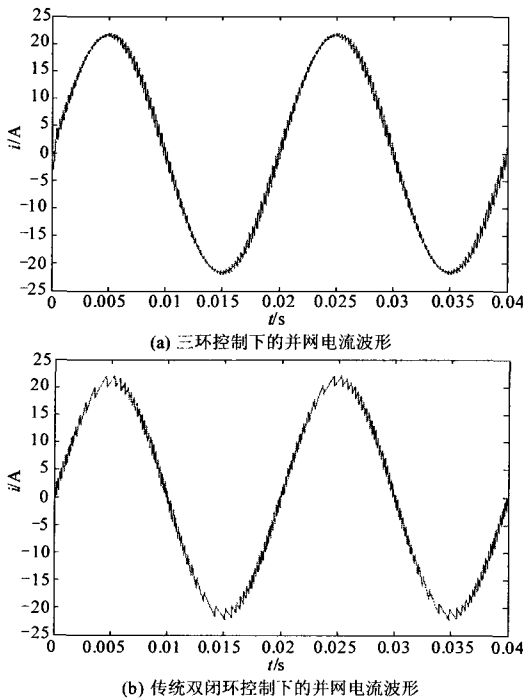


图 6 两种控制策略下的并网逆变器输出电流波形

Fig.6 Output current waveform of grid-connected system under two control methods

考电流, 输出功率因数更接近于 1。

对图 6 输出电流进行频谱分析, 从图 7 中高次谐波分布中可以看出, 图 7 (a) 三环控制下输出系统电流谐波总畸变率为 2.36%, 图 7 (b) 双闭环滞环控制下输出系统电流谐波总畸变率为 3.74%。所以在减少谐波方面, 本文提出的三环控制具有明显的优势。

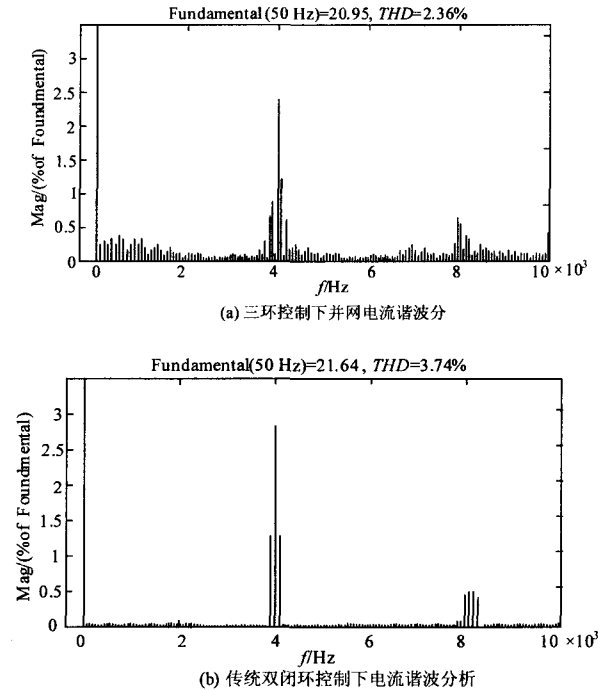


图 7 系统输出电流的谐波分析

Fig.7 Harmonic analysis of the system's output current

图 8 是三环控制下并网逆变器的开关频率波形图, 从图中可以得出, 功率开关的频率始终稳定在给定频率 4 000 Hz 附近, 所以可以得出本文提出的此控制策略能很好地稳定开关频率, 从而简化系统滤波器的设计。

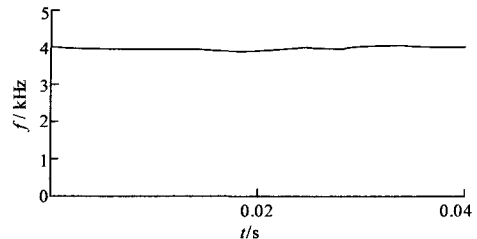


图 8 三环控制下并网逆变器开关频率波形

Fig.8 Switching frequencies of grid-connected inverter under three-loop control

4 实验波形与分析

设计一台 1 kW 的双极单相并网逆变器,

DC-DC 环节采用一 BOOST 升压电路, 逆变器采用单相全桥拓扑, 交流侧采用简单的电感器滤波。逆变系统的主要参数同 Matlab 仿真参数。

图 9 为采用传统双闭环控制下的逆变器输出电压、电流波形 (幅值大的为电压波形)。Fluck 电能质量分析仪的分析结果为: PF (功率因数) 为 0.99, 电流谐波含量 (THD) 为 4.3%, 输出电流中的主要的谐波成分为 5 次谐波。

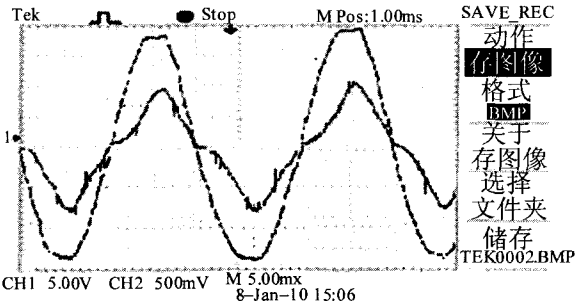


图 9 传统双闭环控制下并网逆变器输出的电流和电压波形
Fig.9 Grid inverter output current and voltage waveforms under the traditional double-loop control method

图 10 为采用三环控制下的逆变器输出电压、电流波形 (幅值大的为电压波形)。在这种控制方法下测出的数据为: PF 为 0.99, 电流 THD 为 2.7%, 输出的 5 次谐波明显降低, 谐波含量主要为高次谐波。

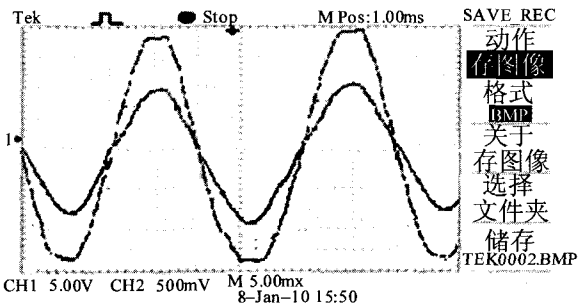


图 10 三环控制下并网逆变器输出电流及电压波形
Fig.10 Grid inverter output current and voltage waveforms under the three-loop control method

5 结论

本文提出的三环控制策略, 保留了双闭环滞环电流控制的基本特点, 因而保持了其控制稳定性好、动态响应快、具有内在限流能力等优点; 在此基础上, 通过增加一频率闭环对滞环的环宽进行自动调整, (这种频率自动调整控制只需要采用模拟开关就可以实现, 相对常规的定频算法, 降低了对数据处理器的要求, 简化控制) 进而使开关频率基本上固定在设定频率值, 从而使光伏并网逆变器并网侧滤

波器的设计难度大大减小, 并且使系统的输出电流总畸变率达到了 IEEE Std.929-2000 和 IEEE Std.P1547 标准的要求, 并且为一较低谐波值。

参考文献

- [1] LIU Fang-rui, Maswood A I. A novel variable hysteresis band current control of three-phase three-level unity PF rectifier with constant switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006: 1727-1734.
- [2] 张伯泉, 杨宜民. 风力和太阳能光伏发电现状及发展趋势[J]. 中国电力, 2006, 39 (6): 65-69.
ZHANG Bo-quan, YANG Yi-min. Status and trend of wind/photovoltaic power development[J]. Electric Power, 2006, 39 (6): 65-69.
- [3] Shannon A. A 240VAC unity power factor grid consented rectifier/inverter utilizing the three phase motor drive[D]. University of Queensland, 2002.
- [4] 洪峰, 刘军. 滞环电流控制型双 BUCK 逆变器[J]. 电工技术学报, 2004, 19 (8): 73-77.
HONG Feng, LIU Jun. A varied hysteresis band current controller with fixed switching frequency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19 (8): 73-77.
- [5] 邹晓, 易灵芝. 光伏并网逆变器的定频滞环电流控制新方法[J]. 电力自动化设备, 2008, 28 (4): 58-62.
ZOU Xiao, YI Ling-zhi. Constant-frequency hysteresis current control of PV grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28 (4): 58-62.
- [6] 马惠, 刘静芳. 改进的有源电力滤波器三角波脉宽调制电流控制方法[J]. 电力自动化设备, 2004, 24 (9): 43-47.
MA Hui, LIU Jing-fang. Improved triangle wave pulse-width modulation current control method for active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24 (9): 43-47.
- [7] Okayma H. Large capacity large high performance three-level GTO inverter systems for steel main rolling mill drives[C]. //IEEE Proc IASAnn Meet Confres. 1996: 174-179.

收稿日期: 2009-09-23; 修回日期: 2010-05-10

作者简介:

李明 (1984-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为光伏并网系统控制研究; E-mail: li012584@163.com

易灵芝 (1966-), 女, 教授, 研究方向为计算机测控技术、交流调速与电力电子装置;

彭寒梅 (1979-), 女, 硕士, 讲师, 主要研究方向为开关磁阻电机及其控制。