

## 三相光伏并网逆变器电流控制器研究与设计

窦伟<sup>1,2</sup>, 徐正国<sup>1</sup>, 彭燕昌<sup>1</sup>, 许洪华<sup>1</sup>

(1.中国科学院电工研究所, 北京 100080; 2.中国科学院研究生院, 北京 100039)

**摘要:** 电网对馈入其中的电流谐波含量有严格的要求。带有隔离变压器的并网逆变器运行时, 逆变器输出电流中常含有谐波成分, 必须对电流波形质量进行控制。分析了变压器影响逆变器输出电流波形质量的主要原因, 建立了含变压器的三相并网逆变器输出电流数学模型, 在此基础上提出了同步旋转坐标系下 PI 控制与重复控制相结合的三相光伏并网逆变器电流控制器设计方案并研制出一台实验样机。实验结果表明, 采用该控制方案的逆变器输出电流谐波含量低, 电流波形质量较好。

**关键词:** 逆变器; 控制器; 数学模型 / 并网逆变器; 重复控制

**中图分类号:** TM46, TK514

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2007)01-0085-02

### Research on the Current Controller of Three Phase Photovoltaic Grid-connected Inverter

DOU Wei<sup>1,2</sup>, XU Zheng-guo<sup>1</sup>, PENG Yan-chang<sup>1</sup>, XU Hong-hua<sup>1</sup>

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academic of Science, Beijing 100080, China;

2. Graduate School of Chinese Academic of Science, Beijing 100039, China)

**Abstract:** The harmonic component of output current of grid-connected inverter, which will feed into grid, is limited by some criterions. This paper analyzes some factors that will affect the quality of inverter's output current and develops mathematics model of output current. A novel current control scheme, which is the combination of PI controller and repetitive controller, is presented. Finally, a laboratory prototype has been designed to verify the discussion and analysis. The experimental results show that the proposed scheme can work well. Highly accurate steady output and less harmonic disturbance is gained.

**Keywords:** inverter; controllers; mathematic model / grid-connected inverter; repetitive control

## 1 引言

建设大规模并网光伏电站是未来光伏发电技术的重要发展方向。并网光伏电站通常需采用带输出变压器的大功率逆变器作为电能变换装置, 然而大容量并网逆变器输出电流的谐波将会对电网产生严重的影响, 通常并网逆变器输出的电流总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, 简称 THD) 应小于 5%。

带有输出隔离变压器的并网逆变器运行时, 变压器受到制造及运行条件等因素的影响, 其铁心非线性饱和常常会对逆变器输出电流产生很强的周期性谐波扰动, 较大地影响逆变器输出电流波形质量。

本文建立了带有变压器的三相并网逆变器输出电流数学模型, 在此基础上提出了同步旋转坐标系下 PI 控制与重复控制相结合的电流控制器设计方案, 并利用数字信号处理器作为主控制器搭建功率为 20kW 的并网逆变器实验平台, 对控制方案进行

了验证。实验结果证明了该方案的有效性。

## 2 三相并网逆变器及其模型

图 1 示出带有变压器的三相并网逆变器拓扑。

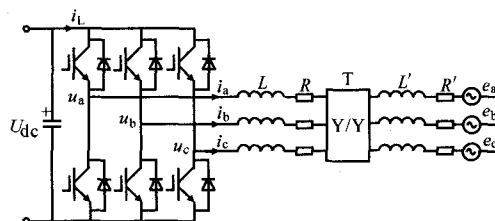


图 1 带有变压器三相并网逆变器电路拓扑结构图

图中  $u_k, i_k$ ——逆变器交流侧输出电压和电流 ( $k=a, b, c$ )

$e_k$ ——电网电压 T——隔离变压器

$L, L'$ ——输出滤波电感及变压器初级漏感和次级漏感

$R, R'$ ——滤波器串联等效电阻和电网等效电阻

如果将隔离变压器看作一个谐波扰动电流源, 则逆变器馈入电网的电流采用空间矢量的形式可以表示为: 
$$i = i_k^+ e^{jk\omega t} + i_k^- e^{-jk\omega t} \quad k=1, 3, 5, 7, 9 \dots \quad (1)$$
 式中  $i_k^+, i_k^-$ ——正序分量和负序分量  $e^{jk\omega t}$ ——旋转因子

对式(1)进行坐标旋转变换, 则电流  $i$  在以旋转角频率  $h\omega$  ( $h=1, 3, 5, 7, 9 \dots$ ) 正序旋转坐标系下为:

$$i e^{-jh\omega t} = i_k^+ e^{j(k-h)\omega t} + i_k^- e^{-j(k+h)\omega t} \quad k=1, 3, 5, 7, 9 \dots \quad (2)$$

定稿日期: 2006-06-26

作者简介: 窦伟 (1977-), 男, 河北承德人, 博士, 研究方向为大功率光伏发电技术。

在旋转角频率  $h\omega$  ( $h=1, 3, 5, 7, 9, \dots$ ) 的负序同步坐标系下为:

$$i e^{j h \omega t} = i_k^+ e^{j(k-h)\omega t} + i_k^- e^{-j(k-h)\omega t} \quad k=1, 3, 5, 7, 9, \dots \quad (3)$$

由式(2)和式(3)可见,  $k$  次频率分量在相应的  $k\omega$  次正/负旋转坐标系下变换为直流量。

逆变器运行时, 隔离变压器的铁心饱和等非线性因素将使输出电流中含有高次谐波分量, 由于变压器为 Y/Y 型联结, 谐波电流中不含有 3 次及其倍数次谐波, 则输出电流  $i$  又可表示为:

$$i = i_1^+ e^{j\omega t} + i_1^- e^{-j\omega t} + i_3^+ e^{j3\omega t} + i_3^- e^{-j3\omega t} + i_5^+ e^{j5\omega t} + i_5^- e^{-j5\omega t} + i_7^+ e^{j7\omega t} + i_7^- e^{-j7\omega t} + \dots \quad (4)$$

其在正序基波同步旋转坐标系下变换为:

$$i e^{-j\omega t} = i_1^+ + i_1^- e^{-j2\omega t} + i_3^+ e^{j4\omega t} + i_3^- e^{-j2\omega t} + i_5^+ e^{j6\omega t} + i_5^- e^{-j4\omega t} + i_7^+ e^{j8\omega t} + i_7^- e^{-j6\omega t} + \dots \quad (5)$$

式(5)表明, 在基波正序同步旋转坐标系下逆变器输出电流中的基波分量为常量, 其它正/负序谐波和不对称量为周期性重复量。

实验过程中用 Fluke 电能质量分析仪测定, 由变压器引起的谐波电流主要为 5 次分量。在同步旋转坐标系下该谐波电流将表现为 6 次扰动分量。

### 3 三相光伏并网逆变器控制系统构成

根据上文分析, 带变压器的三相并网逆变器输出电流在正向同步旋转坐标系下由直流给定分量以及周期性扰动分量两部分组成。采用同步旋转坐标系下的 PI 控制<sup>[4]</sup>能够实现对直流给定信号的无静差跟踪, 但不能抵消周期性扰动分量的影响, 逆变器输出电流中将含有谐波。

内模原理<sup>[4]</sup>指出: 若要求一个反馈控制系统具有良好的跟踪指令以及抵消扰动影响的能力, 并且这种对误差的调节过程结构稳定, 则在反馈控制环路内部必须包含一个描述外部输入信号动力学特性的数学模型, 就是所谓的“内模”。基于内模的概念, 重复控制将“重复信号发生器”作为周期性扰动信号的统一模型植入控制系统中可有效消除谐波扰动。

根据同步旋转坐标系下逆变器输出电流的特

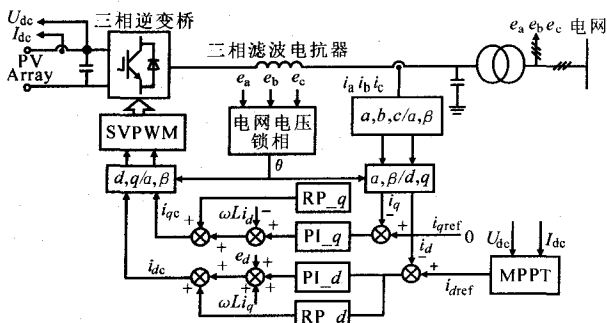


图 2 三相并网逆变器控制系统结构图

点, 电流控制器采用了图 2 所示的并联结构: PI 控制器可实现对直流给定信号的无静差跟踪, 能有效

抑制逆变器输出电流的基波扰动。RP 重复控制器作为周期性扰动信号的统一模型嵌入控制回路中, 以抑制周期性扰动, 实现周期性扰动量的无静差调节。

### 4 电流控制器设计

PI 控制器和重复控制器并联工作, PI 控制器以开关周期为基准输出控制量, 而重复控制器以基波周期为基准输出控制量, 控制器的响应速度不同, 因此两层控制在时间上解耦, 可分开设计。

PI 控制器响应速度快, 其设计应以满足系统的动态性能为目标, 而响应速度较慢的重复控制则以降低系统输出稳态误差为设计目标。

#### 4.1 PI 控制器设计

为了提高光伏阵列最大功率点跟踪速度, 光伏并网发电系统逆变器的电流控制器需要具有很好的随动性能, 以便准确、快速跟踪 MPPT 控制环的给定信号。本文按照典型 I 型系统<sup>[9]</sup>设计 PI 电流调节器。

#### 4.2 重复控制器设计<sup>[4,5]</sup>

重复控制器的设计主要考虑系统稳定性。重复控制器结构如图 3 所示, 图中  $Q(z)$  取小于 1 的常数或低通滤波器, 以减弱重复控制器的积分作用, 提高稳定性。补偿器  $C(z)$  是重复控制器中最重要的部分, 以抵消控制对象谐振峰值、提高前向通道高频衰减特性, 根据输出滤波器的特性, 可取小于 1 的常数或二阶滤波器。

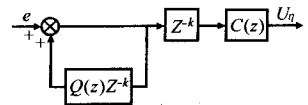


图 3 重复控制器结构

另外, 在重复控制器通道还要完成补偿滤波器和补偿器  $C(z)$  等环节引起的不同频率信号的不同相移, 可由  $Z^{-1}$  环节实现。该环节的存在使系统下一周期的控制作用具有一定的超前性, 设置周期延迟环节是补偿超前相位所必需的。

### 5 实验结果

根据上文的理论分析, 设计了一台输出功率为 20kW 的三相并网逆变器, 主要参数如下: 开关频率 4kHz, 滤波电感  $L_f=400\mu\text{H}$ , 变压器为 Y/Y 型联结三相升压变压器, 变压比为 172/380。在该逆变器上对所提出的电流控制方案进行实验验证。

图 4a, b 分别示出只采用 PI 控制和采用 PI 与重复控制联合控制的逆变器 a 相输出电压电流实验波形。用 Fluke 电能质量分析仪对图 4a 中输出电流进行分析, 结果为功率因数  $\lambda=0.99$ , 电流 THD=6.9%, 输出电流中的主要谐波成分是 5 次谐波。分析图 4b 波形得出  $\lambda=0.99$ , 电流 THD=2.1%。输出电流中的 5 次谐波分量明显降低。 (下转第 118 页)

## 4 实验

图7示出由LF2407A微控制器、2MB1100PC-140型IGBT、IGBT专用驱动光耦HCPL3120组成的驱动电路及外围辅助电源、缓冲电路等构建的单相全桥正弦逆变器实验硬件平台。实验电路参数为： $U_{dc}=126V$ ，输出滤波电感 $L=1.8mH$ ，输出滤波电容 $C=10\mu F$ ，调制频率 $f_o=50Hz$ ，载波频率 $f_c=5kHz$ 。根据前述三相SVPWM逆变控制原理设计一个开环逆变程序，以验证SVPWM算法<sup>[2,4]</sup>。图8为实验波形。

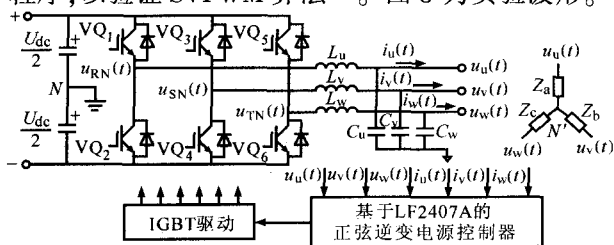
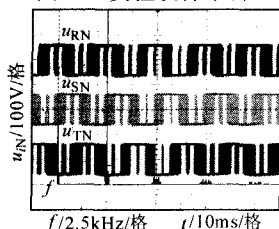
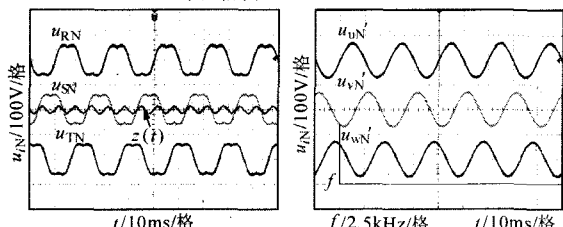


图7 实验硬件平台



(a)  $u_{RN}(t)$  PWM波形及频谱



(b)  $u_{RN}(t)$ 相电压波形及零序信号 (c)  $u_{RN}(t)$ 逆变输出相电压及频谱

图8 实验波形

图8a为三相SVPWM算法控制逆变输出 $u_{RN}(t)$  ( $i=R,S,T$ ) PWM波形及频谱，标号为 $f$ 通道是利用该示波器频谱分析功能，对 $u_{RN}$ 进行的频谱分析。频

(上接第86页)

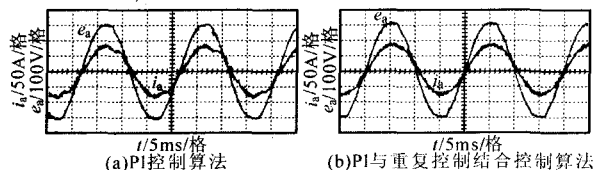


图4 逆变器a相输出电压电流实验波形

## 6 结论

大容量光伏并网逆变器馈入电网电流的谐波成分会对电网产生严重影响，必须对逆变器输出电流波形进行有效控制以降低其对电网注入谐波的危害。本文所提出的同步旋转坐标系下PI控制与重复控制相结合的控制方案在理论上可完全抑制输出电

谱分析表明，逆变输出PWM首次谐波发生在 $f_c=5kHz$ 处。图8b为 $u_{RN}(t)$  ( $i=R,S,T$ )相电压波形， $z(t)$ 是利用该示波器波形运算功能，通过式(9)计算得到的三相SVPWM载波调制零序信号。分析图6，不难发现两者的一致性。图8c为逆变输出 $u_{RN}'(t)$  ( $i=u,v,w$ )相电压波形及频谱 $f$ 。由频谱分析可知，由于SVPWM逆变输出PWM谐波含量低，逆变输出只须使用较小参数的滤波电路即可得到光滑的正弦逆变输出电压。

## 5 结论

完整地分析了三相SVPWM逆变控制技术及其LF2407A实现方法，简要讨论了三相载波PWM技术原理。在此基础上，推导出了SVPWM技术的载波调制形式，证明了SVPWM与三相载波PWM的一致性。实验结果表明，所给出SVPWM实现方法简单有效、易于程序实现，而且逆变输出波形畸变小、谐波电压分量低。此外，所采用的分析方法具有通用性，并对优化SVPWM的设计具有理论指导意义。

## 参考文献

- [1] Keliang Z, Danwei W. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 186~196.
- [2] Zhenyu Yu. Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x using Hardware and Software Determined Switching Patterns[R]. Texas Instruments Literature Number SPRA524.
- [3] J A Houldsworth, D A Grant. The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-phase PWM In-verter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1984, 20: 1224~1228.
- [4] TI Instruments. TMS320LF/LC240xA DSP Controllers System and Peripherals Reference Guide (Rev.B) [R]. Texas Instruments Literature Number SPRU357B, 2001.

流中的周期性扰动分量。实验结果表明，该控制方案能够有效提高逆变器输出电流的波形质量。

## 参考文献

- [1] 禹华军, 潘俊民. PWM整流技术在光伏并网发电系统中的应用[J]. 电力电子技术, 2005, 39(6): 132~135.
- [2] 张凯. 基于重复控制原理的CVCF-PWM逆变器波形控制技术[D]. 武汉, 华中理工大学, 2000.
- [3] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [4] 胡兴柳. 基于重复控制技术的逆变电源研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 51~53.
- [5] 陈宏, 胡育文. 针对逆变电源的重复控制器设计[J]. 电力电子技术, 2002, 36(5): 68~71.