

全数字化控制光伏并网逆变器的设计与实现

余运江^{1,2}, 杨 波¹, 吴建德¹, 邓 焰¹

(1. 浙江大学 电力电子研究所, 浙江 杭州 310027; 2. 镇江船舶学院 工程系, 江苏 镇江 212003)

摘 要:逆变器作为光伏并网发电系统与电网接口的主要设备,其控制技术已成为研究的热点。简要介绍了光伏并网逆变器系统的结构和工作原理,重点分析了其并网工况的控制方案设计及其数字实现过程。最后,利用 TMS320LF2407A 型数字信号处理器(DSP)作为控制器,制作了 1 台 1 kW 的实验样机。仿真和实验结果表明,该设计方案实现了输出电流对电网电压的良好、实时跟踪。

关键词:正弦脉宽调制;并网逆变器;光伏;数字信号处理器;最大功率点跟踪

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2008)10-0006-04

Design and implementation of photovoltaic grid-connected inverter with digital control

YU Yun-jiang^{1,2}, YANG Bo¹, WU Jian-de¹, DENG Yan¹

(1. Power Electronics Research Institute, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Department of Engineering, Zhenjiang Watercraft College, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: The inverters control technology becomes a research hotspot, because the inverter is a important equipment, which connects the photovoltaic grid-connected system and the grid. Firstly, the structure and the principle of the photovoltaic grid-connected system were introduced in brief, then the control scheme and its digital implementation were analyzed in detail. Finally, the digital signal processor(DSP) of TMS320LF2407A was adopted as the controller for the experimental prototype of 1 kW photovoltaic grid-connected inverter. Simulation and experimental results are done to verify the effectiveness of the proposed scheme.

Key words: sine pulse width modulation(SPWM); grid-connected inverter; photovoltaic; digital signal processor(DSP); maximum power point tracking(MPPT)

0 前 言

太阳能作为一种清洁、安全、绿色的可再生能源,正逐渐成为具有高度污染性化石能源的主要替代能源之一。近几十年来,太阳能光伏发电技术得到了前所未有的发展,其中光伏并网发电技术已经成为当今利用太阳能的主要方式之一。而逆变器作为光伏并网发电系统和电网接口的主要设备,其控制技术也成为研究的热点。全数字化控制方式是当前设计控制系统的发展趋势,它具有设计简单、控制灵活、可靠性高、抗干扰能力强且便于维修和测试等特点。

笔者针对并网逆变器进行原理性分析、控制方案设计、系统参数选取和仿真,并采用 TMS320LF2407A 型 DSP 作为控制器,实现对 1 kW 光伏并网逆变器的控制。

1 系统结构和工作原理

单相光伏并网发电系统结构框图如图 1 所示。该

系统主要由光伏阵列、DC/DC(Boost 升压电路)、逆变电路、采样电路、DSP 控制器和隔离变压器六大部分构成。该系统是一个带隔离变压器的两级式逆变系统,可根据实际需要实现独立和并网工作两种运行模式。光伏阵列将采集到的太阳能转换成直流电能,该直流电能再经 Boost 升压电路变换为 400 V 的直流电压源,并实现光伏阵列的最大功率点跟踪(MPPT),这样既利于提高系统的整体效率,也便于实现后级全桥逆变电路的并网控制。并网逆变器采用的是单极性倍频正弦脉宽调制(SPWM)方式,在不提高开关频率的前提下,提高了 SPWM 波形的谐波频率,从而使输出电压的谐波分量可以得到有效的控制。滤波和切换电路既可将全桥逆变器输出的高频 SPWM 波经滤波后的正弦基波提供给本地负载,实现独立运行模式;也可以经过工频隔离变压器将电能提供给电网,实现并网运行模式。工频隔离变压器(变比 $K_T = 1 : 1$)可隔离直流电流分量,并且减小并网逆变器对电网用电设备的影

收稿日期:2008-04-28

作者简介:余运江(1972-),男,河南商丘人,主要从事光伏并网发电技术方面的研究。E-mail: yjyu200509@zju.edu.cn

通信联系人:邓 焰,男,副教授,博士。E-mail: dengyang@zju.edu.cn

响和人身安全。

整个系统的运行模式选择、SPWM 波的产生、并网锁相、检测参数的处理和保护都是由 DSP 芯片 TMS320LF2407A 统一完成。

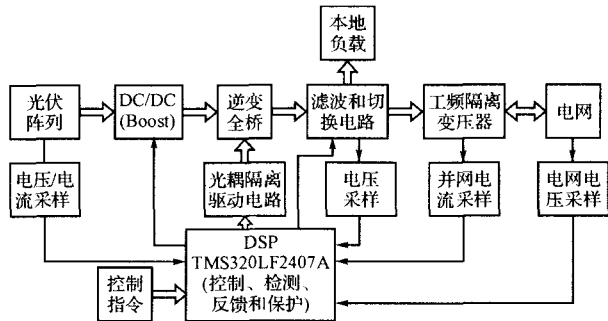


图 1 光伏并网发电系统结构框图

2 并网逆变器设计

并网逆变器是光伏并网发电系统的核心部分,它可将光伏阵列发出的直流电能逆变成与电网电压同频同相的交流电,最终实现将逆变出的交流电流以单位功率因数馈入到电网。并网逆变器主电路拓扑如图 2 所示。图 2 中, U_d 为光伏阵列经 Boost 电路升压后的直流电压源;逆变器开关管选用 IGBT 模块;利用工频隔离变压器的漏感与前级的 LC 组成 LCL 结构输出滤波器。理论分析表明, LCL 结构比 LC 结构有更好的衰减特性,对高频分量呈高阻态,能有效抑止电流谐波和冲击电流。

并网逆变器主电路拓扑等效图如图 3 所示。

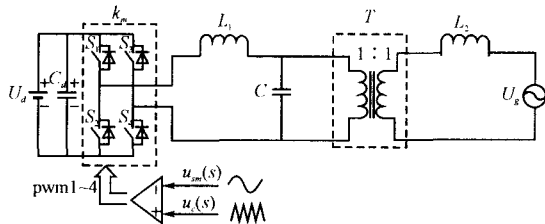


图 2 并网逆变器主电路拓扑

U_g - 电网电压; L_2 - 隔离变压器 T 折算到副边的漏感,用来充当逆变器并网电感

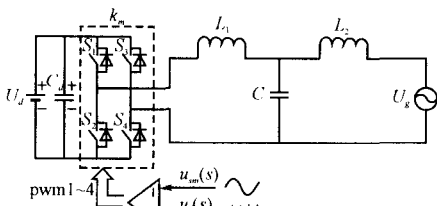


图 3 并网逆变器主电路拓扑等效图

2.1 并网逆变器控制方案

逆变器并网控制技术作为并网研究中的关键部

分,其输出控制方式可分为电压控制和电流控制两种。笔者的并网逆变器采用电流瞬时值反馈控制^[1]方案,通过控制逆变器输出电流的相位和大小,从而实现单位功率因数的能量输出,大大减少了输出电流对电网的谐波污染。

并网逆变器控制系统的原理框图如图 4 所示。由于 IGBT 的开关频率定为 20 kHz,远高于电网频率 50 Hz,因此,为了便于分析开关动作对系统的影响,可将 SPWM 逆变单元近似为一比例环节 K_m 。

根据以上分析可得并网逆变器的控制框图如图 5 所示。图 5 中, $G(s)$ 为 LCL 滤波器的传递函数,即:

$$G(s) = \frac{i_o(s)}{u_{abl}(s)} = \frac{1}{S(L_1 + L_2 + L_1 L_2 CS^2)} \quad (1)$$

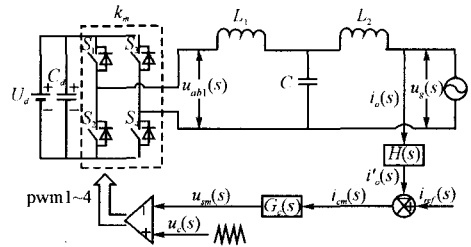


图 4 并网逆变器控制系统原理图

$G_c(s)$ - 系统控制器传递函数; $H(s)$ - 电流采样电路的传递函数; $i_{ref}(s)$ - 与电网电压同步的并网电流参考信号

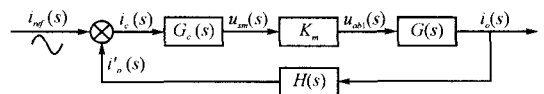


图 5 并网逆变器控制框图

目前,实现电流型控制的策略有很多,比较典型的有电流滞环跟踪控制和恒开关频率电流控制两种^[2]。笔者采用的是克服了滞环电流控制存在缺点的三角波比较控制方式,它是一种恒开关频率控制方案,其控制原理框图如图 6 所示。图 6 中,正弦电流基准值 i_{ref} 和输出瞬时电流 i 。比较得到的误差量经控制器调节后送至比较器,与三角波比较得到的 SPWM 信号去控制主电路功率管的导通与截止。在这种控制方式中,功率开关器件的开关频率是固定的,即为载波频率,因而高频滤波器的设计较为方便,输出电流所含的谐波分量也较少^[3]。在本研究中,控制器采用了简单、可靠的 PI 控制模块。

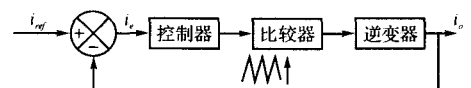


图 6 三角波比较控制原理图

2.2 滤波参数设计

由于逆变器独立工作时采用的是 LC 滤波结构,并网工作时,在 LC 滤波器的基础上再串入电感 L_2 并入电网,即采用的是 LCL 滤波结构,所以 L_1 与 C 的参数设计按独立工作要求设计:

(1) 电感 L_1 的选取。取电感电流纹波为 20% 的额定电流,在要求逆变器输出 220 V/1 000 VA 条件下设计得到 $\Delta I_{L_{max}}$ 为 0.909 A。

在单极性倍频 SPWM 调制方式下,输出电压载波频率 f_c 为开关频率 f_s 的 2 倍,则 ΔI_{max} 电感电流纹波与电感 L_1 之间的关系表达为:

$$L_1 \geq \frac{U_d}{8f_s \Delta I_{L_{max}}} \quad (2)$$

实际取 $L_1 = 3.05 \text{ mH}$ 。

(2) 滤波电容 C 的选取。假设滤波电感电流纹波均由滤波电容吸收,则输出电压纹波最大值为:

$$\Delta U_{om} = \Delta I_{L_{max}} \times \frac{1}{4\pi f_s^2 C} = \frac{U_d}{32\pi f_s^2 L_1 C} \quad (3)$$

因此,为限制电压纹波,要求:

$$C \geq \frac{U_d}{32\pi f_s^2 L_1 \times \Delta U_{om}} \quad (4)$$

若将输出电压纹波控制在 1.5% 以下,则有:

$$C \geq 0.988 \mu\text{F}$$

实际取 $C = 1.6 \mu\text{F}$ 。

(3) 并网电感 L_2 的选取。逆变器并网工作时为电流源, L_2 的作用是为了抑止并网电流的高频纹波。不同文献对于 L_2 的选择不同,一般取 $L_2 = kL_1^{[4-5]}$ 。 k 的取值不同只会影响高频段谐振频率的大小(较小的 k 值使其谐振频率变大,较大的 k 值会使其谐振频率变小),而不影响其低频段的特性。在本设计中由于 L_2 是由隔离变压器的副边漏感充当,考虑到实际所采用隔离变压器的情况,最终选取 L_2 的电感值为 9.6 mH。

2.3 基于 DSP 的数字控制实现

TI 公司的 TMS320LF2407A 芯片的处理速度为 40 MI/s,具有强大的内外设功能。其高性能的 DSP 内核和功能强大的外设单元可实现逆变器并网要求的实时和高精度的控制。利用它的事件管理模块 (EV) 中的全比较单元,可以产生控制逆变全桥 4 个功率管的电压脉冲。在 DSP 程序空间中预先存储正弦波数据表,以实现正弦电流基准的产生。由于数据表的长度 N 在数值上与频率调制比 m_f 相等,笔者采用的开关频率为 20 kHz,调制波的频率为 50 Hz,因此, $N = 400$ 。20 kHz 数字 SPWM 发生的原理如

下:

将定时器 T3 的预定标器设置为 X/1,计数方式设置为连续增减模式,相应的周期寄存器的值设置为 1 000,使能并设置死区寄存器,避免桥臂直通的发生。在每个周期(定时器的下溢中断),根据查表指针,DSP 程序从参考正弦波获得相应数字量,并将它赋值给比较寄存器 CMPRx,同时查表指针加 1,在一个正弦周期结束时将查表指针复位到参考正弦波表的首地址。这样,在对应的 PWM 输出端口即可产生 SPWM 波形。

针对逆变器输出电流与电网电压的跟踪锁相要求,笔者采用数字 PLL (Phase Locked Loop) 的控制策略。利用定时器 T3 的周期中断启动 DSP 的 A/D 端口对电网电压和逆变器输出电流进行采样,采样周期为 50 μs ,其采样控制时序示意图如图 7 所示。图 7 中, $t_0 \sim t_4$ 为一个开关周期,在定时器周期中断的 t_1 时刻,同时启动 2 路 A/D 转换器,进行电压和电流反馈量的采样,该采样方式的控制点相对于采样点仅延长了半个开关周期,控制的实时性较强。 t_2 时刻 A/D 转换结束,转入锁相程序,频率的大小在程序中是由两次上升沿过零信号之间的计数值来确定的,即用计数值来表示周期值。计数是从上升沿过零开始每个中断周期进行一次,每个计数的单位代表 50 μs ,20 ms 为 400 个计算单位,相位差也由计数得到。

在进行锁相之前要判断电网电压的频率是否在正常范围内,若在正常范围,则计算出下一周期逆变器输出电流的周期点数和当前查表指针值(锁相控制的流程如图 8 所示);接着查表取点从而获得与电网电压跟踪锁相的参考电流;最后再根据电流 PI 控制算法执行直至 t_3 时刻。

在定时器下溢中断的 t_4 时刻,将 PI 计算所得的比较值载入比较寄存器 CMPRx。PI 控制算法的 DSP 程序采用故障影响范围小和计算量小的增量式实现^[6],其程序框图如图 9 所示。

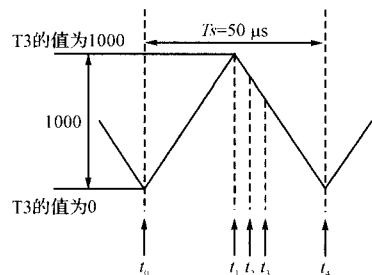


图 7 采样控制时序示意图

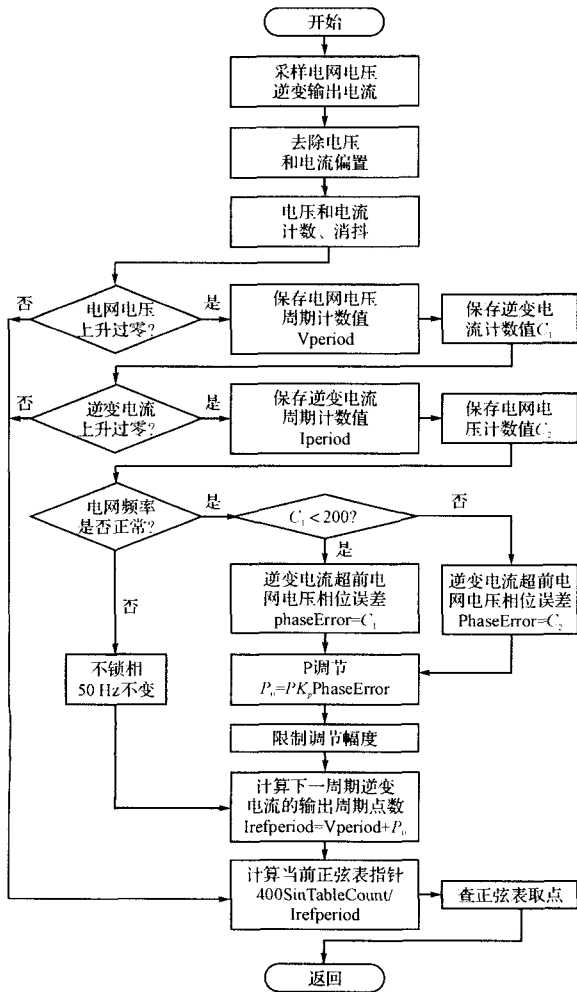


图 8 锁相控制的流程图

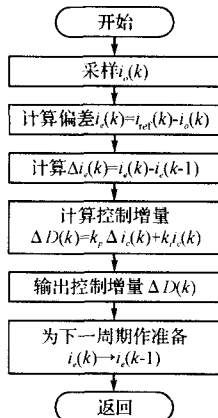


图 9 增量式 PI 控制算法程序框图

3 仿真和实验结果

为了验证上述并网逆变器设计方案的正确性,笔者进行了相应的系统仿真和实验验证,具体的参数设置如下:

额定功率 $P_N = 1 \text{ kW}$; 直流母线电压 $U_d = 400 \text{ V}$; 直流母线电容 $C_d = 2 \text{ 200 } \mu\text{F}/450 \text{ V}$; 逆变器输出滤波

电感 $L_1 = 3.05 \text{ mH}$; 逆变器输出滤波电容 $C = 1.6 \mu\text{F}/400 \text{ V}$; 功率开关管选用 BSM20GP60 型 IGBT 模块, $I_d = 20 \text{ A}$, $V_{ces} = 600 \text{ V}$; 隔离变压器参数: 励磁电感为 340 mH , 副边漏感 $L_2 = 9.6 \text{ mH}$, 变比为 $220 \text{ V}/220 \text{ V} = 1$ 。

利用 Saber 软件进行系统仿真,获得的波形如图 10 所示,图 10 中,幅值高的为电网电压的波形,其峰值电压为 311 V ; 幅值低的为逆变器输出的并网电流,其峰值电流为 6.42 A 。

系统的实验波形如图 11 所示。图 11 中, U_g 为电网电压的实际波形,测量时选用的是 $100 : 1$ 的高压探头, i_o 为逆变器输出的并网电流波形,在测取波形时使用 $50 : 1$ 的电流互感器,其折算为实际电流有效值近似为 4.5 A 。

系统的仿真和实验波形皆表明逆变器的输出并网电流频率为 50 Hz ,能够很好地跟踪电网电压相位,实现了单位功率因数的电网能量馈入,电流波形的正弦度较高,利用 WaveStar 对其进行谐波分析,THD 的分配频谱如图 12 所示(THD 为 2.561%)。

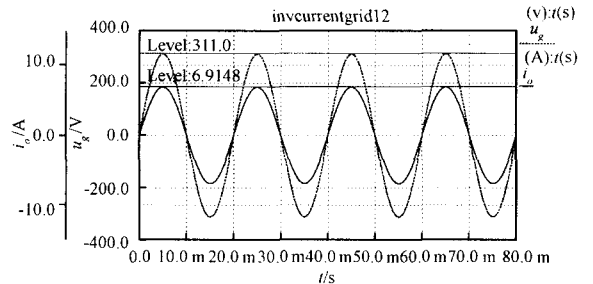


图 10 并网逆变器并网工作仿真波形

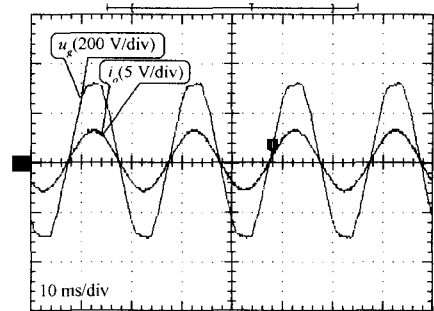


图 11 并网逆变器并网工作实验波形

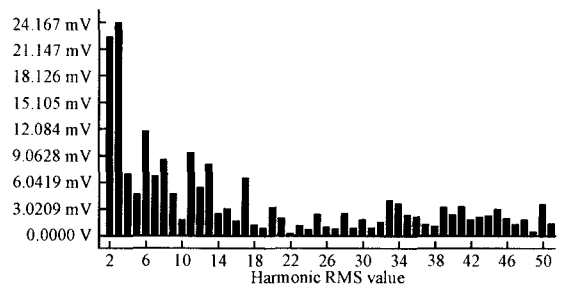


图 12 输出电流谐波分析图

(下转第 33 页)

4 人机交互界面开发

人机交互界面的开发主要是在 Easybuilder500 中进行:①进行项目的建立,并在开始项目编辑开发之前,先对系统参数和 PLC 环境进行设定;②开始编辑,包括设计元件、添加向量图、添加位图、工作按钮等各个环境,并注意将各个部件的地址和 PLC 控制系统相应地址对应起来。本系统提供了主控画面、系统参数的设置、手动控制、工艺选择 4 组菜单,同时还提供了密码保护功能。

主控界面可以对左右卷圈数、速度、张力、温度、工艺道数、手动速度等参数进行设置,同时实时显示当前道数和当前温度;也可以根据需要对左右圈数进行清零操作。系统参数菜单可以对摆动张力、摆动速度、摆动圈数、内外温度偏移等工艺参数进行设置。手动控制可以在触摸屏上对内外缸的主阀和小阀进行控制,同时设定温度和时间,实时实现手动控制剩余时间和当前的内缸和外缸温度。工艺选择可以进行对某个工艺段的温度和道数设定,也可以根据工艺要求增加或减少工艺段,以供 PLC 主程序调用。

5 结束语

本研究提出的控制系统结构简单明了,分工明确,其采用 PLC 作为控制平台的控制中心,具有集成度高、抗干扰性强等特点,使之能在潮湿恶劣的卷染工业

环境中稳定运行。笔者采用变频器和 PLC 实现了卷染机的等速度恒张力传动控制,同时实现了对染液温度的智能控制;采用触摸屏并使用组态软件开发人机交互界面,使生产操作更方便。

当前,国内卷染机行业发展迅速,研究高性能的卷染机控制系统已成为提高染色效率的必然,本研究所设计的系统对于卷染机控制系统的研究具有一定的参考意义。

参考文献 (References):

- [1] 陈立秋. 新型染整工艺设备[M]. 北京:中国纺织出版社, 2002.
- [2] 王 丰. 电液张力控制系统的研究[D]. 杭州:浙江大学机械与能源工程学院, 2002:18-19.
- [3] 鲁远栋. PLC 机电控制系统应用设计技术[M]. 北京:电子工业出版社, 2006.
- [4] 蔡行健. 深入浅出西门子 S7-200 PLC:第 2 版[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2003.
- [5] 杨公源. 变频器应用实例[M]. 北京:电子工业出版社, 2006.
- [6] 谈世哲, 杨汝清. 卷染机新型电传动系统的研究与设计[J]. 中国纺织大学学报, 2000, 26(3):62-66.
- [7] 邹晓慧, 许传军. 印染生产线监控系统设计与实现[J]. 机电工程, 2008, 25(1):50-52.

[编辑:张 翔]

(上接第 9 页)

4 结束语

笔者重点分析了太阳能光伏系统中并网逆变器并网工况时的控制方案设计及其数字实现过程,并采用了设计简单、控制灵活、可靠性高、抗干扰能力强的 DSP 作为控制器,实现了具有固定开关频率的瞬时电流控制并网方案。最后,仿真和实验结果表明,该设计方案能够很好地实现逆变器输出电流跟踪电网电压,并具有良好的正弦度和较低的 THD。

参考文献 (References):

- [1] COSNER C, ANWAR G, TOMIZUKA M. Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Auto-

mation, 1990:1970-1975.

- [2] 林渭勋. 现代电力电子电路:第 1 版[M]. 杭州:浙江大学出版社, 2002.
- [3] 陈少华, 谢少军. 瞬时值电流控制逆变技术比较[J]. 南京航空航天大学学报, 2004(6):343-347.
- [4] RAOU M. Average current mode control of a voltage source inverter[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2004, 55(3-4):77-82.
- [5] WANG T C Y, YE Zhi-hong, GAUTANM S, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]//IEEE PESC'03, 2003:779-784.
- [6] 刘国荣, 梁景凯. 计算机控制技术与应用[M]. 北京:机械工业出版社, 1999.

[编辑:张 翔]