

光伏并网逆变器数字滞环控制的研究

范小波, 张代润

(四川大学, 四川 成都 610065)

摘要:提出一种用于光伏并网发电系统中逆变器的数字滞环控制方法,对其工作原理和实现过程进行了理论分析和实验验证。该方法不同于现有SPWM逆变和直接电流跟踪控制,而是采用同步锁相方法,通过软件实现全数字化的滞环电流控制。该方法具有响应速度快,抗干扰能力强,输出功率因数高,工作可靠等优点,具有实用价值。

关键词:逆变器; 数字技术; 死区/数字信号处理器; 光伏系统

中图分类号: TM615, TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2006)06-0046-03

Research on Digital Hysteresis Control for Grid-connected PV Inverter

FAN Xiao-bo, ZHANG Dai-run

(Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: A novel method of digital hysteresis current control for grid-connected photovoltaic (PV) system is presented in this paper, and the principle and implementation is analyzed in detail. Unlike the traditional SPWM inverter and direct current-tracking control, this controller adopts synchronous phase-lock and achieves full digital hysteresis current control by software. The novel method has the advantages of fast response, intensive anti-interference, high power factor and reliability, and therefore has the value of utility.

Key words: inverter; digital technology; dead-time/DSP; PV system

1 引言

随着世界能源紧张和环境污染加剧,可再生能源的利用倍受重视,而太阳能以其可再生性和无污染性已成为人类利用自然能源的新焦点。我国的太阳能资源丰富,年平均发电量可达1700TWh^[1],而且以太阳能发电为基础的光伏并网发电系统,以其安装简便,无环境污染,可靠性高而成为太阳能利用的发展趋势。作为光伏并网发电系统的核心——光伏逆变器(PV Inverter,简称PVI)倍受学术界的关注。PVI大多采用SPWM控制方法,但往往需要比较复杂的控制算法才能达到一定的输出效果^[2],而且受死区影响较为严重,目前还没有一种较好的方法能用来消除死区效应在SPWM控制方法中的影响。文献[3]提出了一种PVI的直接电流跟踪控制方法,它通过跟踪电网电压来达到输出电流的控制,但其输出电流受电网电压波形的影响,因而需要进一步改善。

本文提出了一种PVI的数字滞环电流控制方法,即采用数字锁相获取电网电压的相位信息,产生输出电流的理想正弦参考信号,然后由输出电流采样及电流参考信号通过软件得到开关管的开关信号,实现电流的滞环控制,并且在控制算法中通过改变滞环带的宽度,消除了桥式逆变器中死区效应对

输出波形的影响。整个系统结构简单,运行可靠,控制算法由数字信号处理器(DSP)实现。因而成功地得到了与电网电压同相位且为正弦波形的输出电流,实现了PVI的高功率因数运行。

2 工作原理

图1给出PVI系统的控制结构。太阳能光伏阵列所产生的电压通过解耦电容加在全桥逆变器的直流母线上,通过对开关管 $VS_1 \sim VS_4$ 的通断控制,得到与电网电压 u_s 同相位的正弦波输出电流 i_s ,以实现光伏并网逆变器的高功率因数运行。

忽略开关管的导通压降及线路阻抗上的压降,则系统中各部分和元

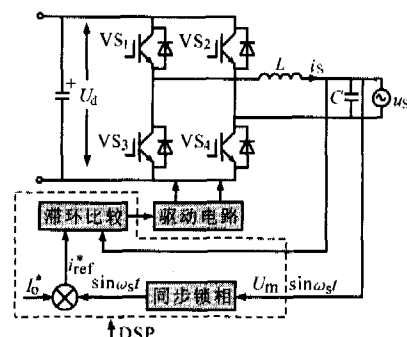


图1 PVI的系统结构框图

件的具体工作原理是:当并网逆变器上的直流环电压 U_d 上升到满足并网发电的条件后,逆变器开始并入电网工作。假定一开始逆变桥上的开关管处于关断状态,则电感 L 上的电流 $i_s=i_L=0$, u_s 处于正半周期,即 $\sin\omega_s t > 0$ 。这样,根据所给定的输出电流有效值 I_o (由MPPT算法决定)及电网相位信息 $(\sin\omega_s t)$ 可获得输出电流参考信号 $i_{ref}^* = \sqrt{2} I_o \sin\omega_s t > 0$ 。因

定稿日期:2006-10-08

作者简介:范小波(1982-),男,内蒙古人,硕士研究生。

研究方向为电力电子与电力传动。

而, $i_{ref}^* > i_s$, 则滞环比较单元经过滞环算法处理后产生控制脉冲信号, 经过驱动电路使 VS_1, VS_4 导通; VS_2, VS_3 关断。由于逆变器的 U_d 大于 u_s 的峰值 U_m , 所以 L 上承受的正向压降 $\Delta u = U_d - U_m \sin \omega_s t$, i_L 近似以直线上升跟踪 i_{ref}^* , 其上升速率为 $k = (U_d - u_s) / L$ 。由于逆变器的开关频率 f_c 远大于电网频率 f_s , 因此在一个开关周期内, i_{ref}^* 和 u_s 可视为常数^[9]。当 i_L 超过滞环带的上限, 即 $i_{ref}^* + h$ (h 为滞环带宽) 后, 滞环比较单元反相控制信号, 使 VS_2, VS_3 导通; VS_1, VS_4 关断, L 上承受的反相压降 $\Delta u = -U_d - U_m \sin \omega_s t$, 使得 i_L 下降, 其下降速率为 $k = (-U_d - u_s) / L$ 。当 i_L 下降到滞环带的下限, 即 $i_{ref}^* - h$ 后, 逆变桥的开关状态发生改变, L 上又承受正向压降, 电流上升。如此反复, 使得 i_s 在滞环带 $2h$ 范围内以锯齿波形式跟踪 i_{ref}^* , 实现了向电网输送有功功率。

3 参数选择

3.1 电感量计算

PVI 的 L 的大小影响 i_s 的变化速度和开关管的 f_c , 电感量小, 则 i_s 的变化速度快, f_c 高; 电感量大, 则 i_s 的变化速度慢, f_c 低。为了使注入电网的电流能够跟踪 i_{ref}^* 的变化, 电感量必须足够小, 以便使 i_s 的变化率 di/dt 大于 i_{ref}^* 的变化率 di_{ref}^*/dt , 并网逆变器的参考电流变化率为:

$$di_{ref}^*/dt = \sqrt{2} I_o \omega_s \cos \omega_s t \quad (1)$$

式中 I_o —— i_s 的有效值

电感电流变化率为:

$$di/dt = \Delta U / L = (\pm U_d - u_s) / L \quad (2)$$

逆变器的 L 应尽量大, 以便降低开关管的平均开关频率, 从而降低 IGBT 的开关损耗和电磁干扰 (EMI)。由式(1)和式(2)可得最大电感量为:

$$L_{max} = \frac{U_d - U_m \sin \omega_s t}{\sqrt{2} I_o \omega_s \cos \omega_s t} \quad (\omega_s t = \pi/4) \quad (3)$$

或
$$L_{max} = \left| \frac{-U_d - U_m \sin \omega_s t}{\sqrt{2} I_o \omega_s \cos \omega_s t} \right| \quad (\omega_s t = -\pi/4) \quad (4)$$

所以有:
$$L_{max} = \frac{U_d - (\sqrt{2}/2)U_m}{I_o \omega_s} = \frac{U_d - U_s}{I_o \omega_s} \quad (5)$$

式中 U_s —— u_s 的有效值

3.2 开关频率 f_c 的大小及滞环宽度 h 的选取

滞环电流控制型逆变器的 f_c 与 U_d, L 及 H ($H = 2h$) 有关。由图 1 可知, VS_1, VS_4 导通; VS_2, VS_3 关断时有电路方程^[9]:

$$L \frac{2h}{DT} = U_d - U_m \sin \omega_s t \quad (6)$$

同理, VS_2, VS_3 导通; VS_1, VS_4 关断时有:

$$L \frac{2h}{(1-D)T} = U_d + U_m \sin \omega_s t \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可得开关管的工作频率为:

$$f_{sw} = \frac{U_d^2 - U_m^2 \sin^2 \omega_s t}{4U_d L h} \quad (8)$$

所以, 当 $\sin \omega_s t = 0$ 时, 有开关管的最大工作频率为:

$$f_{sw(max)} = U_d / 4Lh \quad (9)$$

由式(9)可知, h 越大, f_{sw} 越低。因此应根据 U_d, L 及允许的最大开关管频率等因素综合选取合适的 h , 甚至是在工作过程中改变它。

3.3 采样频率的确定

滞环电流控制需要 i_s 的反馈, 通过传感器得到的反馈电流与滞环带的上下限进行比较来控制逆变器中的开关管。与模拟滞环控制系统不同, 数字滞环控制系统中的电流信息反馈是通过模数转换器 (ADC) 得到, 并送入 CPU 进行处理。那么, 当电流采样频率过低时, 就有可能存在 i_s 超过滞环带的情况, 即 i_s 过冲。图 2 示出 i_s 过冲示意图。最坏情况是刚好在 i_s 到达滞环带的边界时进行采样。此时的采样信息并不会影响逆变桥的工作状态。这样, i_s 会继续向相反的方向变化, 直到下一个采样时刻到来才会向滞环带内变化。逆变器 i_s 的最大过冲电

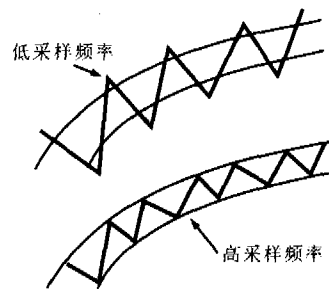


图 2 i_s 的过冲示意图

流值为^[4]:
$$\Delta i_{sover} = (U_d / L) (1 / f_{sample}) \quad (10)$$

当 L 越小时, i_s 的过冲情况也越严重。因此应根据系统中 L 的大小及允许的最大过冲电流 Δi_{sover} 选择采样频率。

4 控制策略的实现

4.1 数字滞环在 DSP 内的实现

采用 TMS320F2812 DSP 实现光伏并网逆变器的数字滞环控制。DSP 内部具有 12 位的高速 A/D 转换器、可捕获上升沿或下降沿的捕捉单元及可输出 PWM 信号的事件管理器 (EV) 单元等。在该系统中, DSP 首先捕捉 u_s 的相位信息, 通过查正弦表及设定的 I_o^* 一起构成 i_{ref}^* 。然后, 根据 A/D 转换器检测得到的 i_s 及设定的 h 确定逆变器的开关状态, 通过 EV 内的 PWM 模块输出开关信号, 以控制逆变桥开关管的通断, 得到在滞环带范围内变化的 i_s 。

由于 i_s 经过 A/D 采样后, 在 DSP 内部以整数值的形式存在, 因此 ADC 的精度会影响 i_s 的控制精度。一个 12 位精度的 ADC 最大有 4096 个值, 它在最大输出电流 $i_{max} = 40A$ 的逆变器系统中, 控制 i_s 的精确度为 0.01A。

4.2 死区效应消除方法

在桥式变换器的 SPWM 算法中,死区效应始终是影响输出波形的一个因素。在本文所讨论的数字滞环控制系统中,同样必须设置防止同一桥臂上下两管直通的死区时间 t_D , 然而可通过合适的 h 设置消除 t_D 的影响。具体分析如下:在 i_s 的正半周期,电感电流 i_L 为正,因而 t_D 内电流通过二极管 VD_2, VD_3 续流。这样,逆变器的输出端电压为 $-U_d$ (等同于 VS_2, VS_3 导通), i_s 减小,因此在这半周期内,应设置下滞环带宽度 $H^- = h - h_D$ (h_D 为 t_D 内 i_L 的变化幅度,而上滞环带宽度 H^+ 保持不变。图 3 示出死区效应示意图。同理,在 i_s 的负半周期,应减少 H^+ , 即设 $H^+ = h - h_D$, 而 H^- 保持不变。这种方法将死区因素考虑在 h 的设置之内,消除了死区效应对 i_s 的影响。

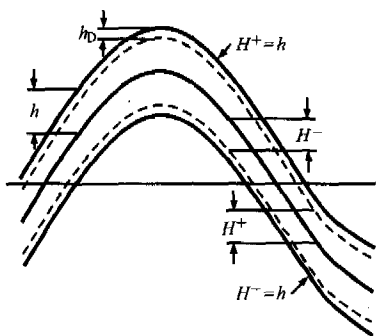


图 3 死区效应示意图

5 实验结果

实验主电路如图 1 所示。主要参数: $L=18.2\text{mH}$ 滤波电容 $C=1\mu\text{F}$, $u_s=220\sqrt{2}\sin\omega t$, $U_d=400\text{V}$; DSP 采样频率 $f_{\text{sample}}=200\text{kHz}$, $t_D=5\mu\text{s}$ 。图 4 给出 $i_s=4\text{A}$, $h=0.4\text{A}$ 时的实验波形 (u_s 波形通过调压器降压测量, 电流波形通过 0.1Ω 电阻取样测量)。此时, 逆变器的最大开关频率 $f_c=12.5\text{kHz}$ 。

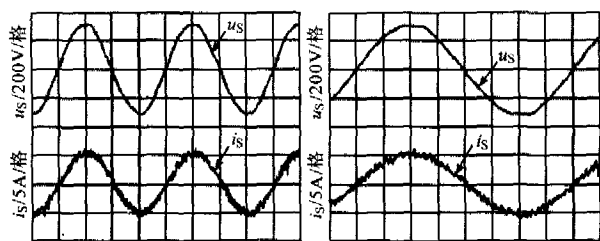


图 4 实验结果

表 1 给出不同 h 下 f_c 的对照表。由表可见, 逆变器的最大 f_c 随 h 的增加而降低。

$h=(1/2)H/A$	$f_{\text{max}_C}/\text{kHz}$	$f_{\text{max}_O}/\text{kHz}$
0.3	18.32	17.8
0.4*	13.74	12.5
0.5	10.99	10.4
0.6	9.16	9.2
0.7	7.85	7.0

表中 f_{max_C} ——计算所得的最大开关频率

f_{max_O} ——通过实验观察得到的最大开关频率

由实验结果可见, 流入电网的电流 i_s 不依赖于电网电压 u_s 波形的正弦波, 且与之同相位, 实现了 PVI 的高功率因数运行。

6 结论

提出的用于光伏发电系统并网逆变器的数字滞环控制很好地实现了对逆变器输出电流的控制。该控制策略的特点是: ①系统控制采用软件实现, 硬件电路结构简单; ②可通过软件改变滞环带宽, 算法灵活, 便于进一步改善滞环控制效果; ③输出电流不依赖于电网电压波形, 而是与电网电压同相位的正弦波, 达到了向电网输送高功率因数功率的目的。理论分析与实验结果证实了该控制方法的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 时璟丽. 我国光伏发电技术和市场发展[J]. 电工技术杂志, 2002, (6):79-80.
- [2] 郑诗程, 丁明, 苏建徽, 等. 基于重复控制和电压前馈控制的光伏并网发电系统研究与设计[J]. 电源技术应用, 2005, 8(2):10-13.
- [3] 首福俊, 黄念慈, 窦伟. 一种新型的光伏逆变器控制方法[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2):66-68.
- [4] Ingram D M E, Round S D. A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter [A]. Proceedings of IEEE International Conf. Power Electronics and Drive Systems[C]. 1997, (2):744-749.

启事

本刊自 2007 年开始, 将原双月刊改为单月刊, 即每年 12 期, 每期售价不变。请读者留意, 订阅。

联系电话: 029-85271823

网址: WWW.DLDZJS.COM