

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.02.021

# 光伏反激并网微型逆变器 THD 性能仿真研究\*

艾青林<sup>1</sup>, 楼勇亮<sup>1</sup>, 徐健丰<sup>2</sup>, 杜学文<sup>1</sup>, 胡克用<sup>3</sup>

- (1. 浙江工业大学 特种装备制造与先进加工技术教育部/浙江省重点实验室, 浙江 杭州 310014;  
2. 杭州职业技术学院 友嘉机电学院, 浙江 杭州310018;  
3. 杭州师范大学 钱江学院, 浙江 杭州310036)

**摘要:** 针对光伏反激并网微型逆变器的输出功率随着太阳能电池输出功率不断地变化,且在逆变器的输出功率比较低时并网输出电流的总谐波失真(THD)指标不能满足并网要求的问题,研究利用PI准谐振控制器对光伏反激并网逆变器进行了并网控制。通过运用状态空间平均法建立了光伏反激并网微型逆变器的数学模型,基于该数学模型建立了仿真模型,对传统的PI控制器与PI准谐振控制器的控制性能进行了仿真分析。研究结果表明,在不同输入电压、负载条件下,采用PI控制器的逆变器输出并网电流的THD较大,不能满足并网要求;而采用PI准谐振控制器时THD均小于5%,能满足并网要求,从而验证了新控制方法的有效性。

**关键词:** 光伏反激并网逆变器; PI谐振控制; 总谐波失真

中图分类号: TM615 文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2014)02-0224-05

## Simulation on THD performance of photovoltaic flyback grid-connected micro-inverter

AI Qing-lin<sup>1</sup>, LOU Yong-liang<sup>1</sup>, XV Jian-feng<sup>2</sup>, DU Xue-wen<sup>1</sup>, HU Ke-yong<sup>3</sup>

- (1. Key Laboratory of E&M Ministry of Education & Zhejiang Province, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China;  
2. Fair Friend Institute of Electromechanics, Hangzhou Vocational&Technical College, Hangzhou 310018, China;  
3. Qianjiang College, Hangzhou Normal University, Hangzhou 310036, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of photovoltaic flyback grid-connected micro-inverter output power changing continuously with the solar cell output power in a relatively low output power level, the total harmonic distortion(THD) performance of grid-connected current can not meet requirement of the utility grid, the PI quasi resonant controller for flyback grid-connected inverter was investigated. The mathematical model of photovoltaic flyback grid-connected micro-inverter was set up by using the state space averaging method. The simulation model based on the mathematical model was established and the performance of traditional PI controller and PI quasi resonant controller were analyzed. The results indicate that the THD of grid-connected inverter output current is the larger by using PI controller which can not meet the requirement of the utility grid and the THD is less than 5% by using PI quasi resonant controller which can meet the demand of utility grid at the different input voltages and load conditions. So this method can verify the effectiveness of the new control method.

**Key words:** photovoltaic flyback grid inverter; PI resonance control; total harmonic distortion(THD)

收稿日期: 2013-09-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51275470);浙江省自然科学基金资助项目(LY12E07004, Y1110846);浙江省教育厅重点项目(Z201121137);浙江省特种机电装备与加工技术科技创新团队自主设计项目(2011R50011-15);浙江省高等学校中青年学科带头人学术攀登项目(pd2013019)

作者简介: 艾青林(1976-),男,江西新余人,博士,教授,博士生导师,主要从事光伏逆变器技术与机器人技术方面的研究. E-mail:aiql@zjut.edu.cn

## 0 引言

由于能源危机和环境污染,太阳能发电作为一种可再生能源得到迅速地发展。为了充分利用太阳能,目前最理想的拓扑结构是将一块光伏组件与一个微型逆变器集成在一起直接进行并网发电,称为“AC module”<sup>[1]</sup>。对于微型逆变器的要求是价格低、可靠性和效率高。其中,工作在不连续导通模式(DCM)下的反激并网逆变器由于其结构简单、控制方便,得到了普遍应用<sup>[2-3]</sup>。但工作在DCM模式下电流应力大、效率低,尤其在大功率的场合下。因此,文献[4]对工作在连续模式(CCM)下的情况进行了研究,降低了电流应力,提高了逆变器的效率。在CCM模式下,如采用直接控制并网输出电流的控制方式,很难实现并网输出;如采用控制变压器原边电流的方式,可间接地控制并网输出电流,但却会使得输出并网电流的THD增大,在逆变器输出功率不断变化的情况下,逆变器输出电流的THD很可能不能满足并网要求<sup>[5]</sup>。

本研究在微型并网逆变器CCM模式下,采用控制反激变压器原边电流的方式来控制微型逆变器进行并网输出。首先,对光伏反激并网微型逆变器进行数学建模;然后,针对被控对象的期望函数,根据内膜原理,采用PI准谐振控制器对模型进行控制;最后,在Matlab/SimPowerSystems环境下进行仿真,分析PI准谐振控制器对系统输出的并网参数的影响。

## 1 光伏反激并网微型逆变器数学建模

光伏反激并网微型逆变器如图1所示,它的前级采用反激变换器,由光伏电池PV、解耦电容 $C_{pv}$ 、主功率开关管 $S_m$ 、反激变压器TR、副边输出二极管 $D$ 和输出电容 $C_o$ 组成,将PV电池输出的直流电经开关管 $S_m$ 高频SPWM调制成正弦半波,再由后级全桥电路进行工频换向,然后经LC低通滤波器滤波来实现并网输出。

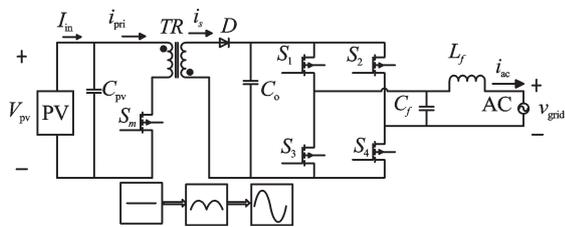


图1 光伏反激并网微型逆变器示意图

通过图1可知,解耦电容 $C_{pv}$ 稳定了光伏电池的输出电压,因此,可以将光伏电池PV与输出电容用一个电压源来代替。通过对后级全桥与滤波电路分析可知,后级全桥电路只起电流的工频换向作用,LC低通

滤波器在微型逆变器里的值都比较小,在所要分析的中、低频段可以忽略不计,且并网逆变器要求输出电流与电压同频同相,功率因数接近于1,因此,整个后级全桥与滤波电路及电网可以用电阻来代替,图1中模型简化后的模型如图2所示。图2中的模型既是并网逆变器的简化模型,又不会对分析有太大影响<sup>[6]</sup>。

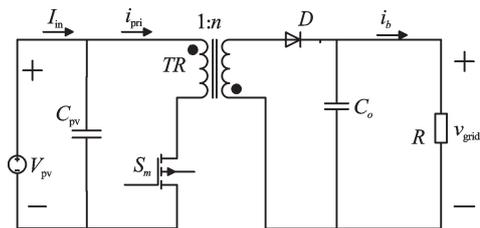


图2 微型逆变器简化模型

由于电网电压是周期函数,只要分析1/4个电网周期的工作状况就可以了解整个电网周期的工作状况了。

根据能量守恒方程,即输入功率等于输出功率:

$$\begin{aligned} V_{pv} i_{pri} &= 2V_{rms} I_{rms} \sin^2(\omega t) \\ V_{pv} I_{in} &= V_{rms} I_{rms} \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $V_{pv}$ —光伏输入电压, $I_{in}$ —光伏输入电流, $i_{pri}$ —反激变压器原边电流瞬时值, $V_{rms}$ —电网电压有效值, $I_{rms}$ —并网电流有效值, $\omega$ —电网角频率。

可以看出,控制原边电流波形为 $\sin^2(\omega t)$ ,幅值通过最大功率跟踪(MPPT)来调节,就可以实现并网输出。

反激并网微型逆变器的实际工作过程分为两步:在并网电压比较低时,工作在DCM模式下,而在并网电压比较高时才工作在CCM模式下。

首先,需要建立被控对象,即原边电流 $i_{pri}$ 对主功率开关管 $S_m$ 占空比之间的传递函数,才能准确地设计控制器。本研究将使用状态空间平均法来对被控对象进行建模,由于原边电流的频率远小于开关频率,符合状态空间平均法建模<sup>[7]</sup>的条件。

在CCM模式情况下,有两种工作状态:

(1) 工作状态a,在开关周期的时间段 $[0, dT]$ 内,开关 $S$ 导通,二极管 $D$ 反向截止,工作电路如图3所示。其中: $d$ 为占空比。

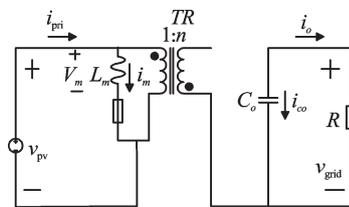


图3  $S_m$ 闭合工作电路

本研究选取变换器的状态变量为磁化电感电流 $i_m$ ,电容电压 $v_o$ 和滤波电感电流 $i_{ac}$ ,选取输出变量为

输入电流  $i_{pri}$ , 选取输入变量为输入电压  $v_{pv}$ 。列写标准矩阵型式的状态平衡方程和输出方程:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_m \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \\ i_{pri} = [1 \ 0] \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

则:  $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix}$ ,  $B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $C_1 = [1 \ 0]$ 。

(2) 工作状态 b, 在开关周期的时间段  $[dT, (d+d')T]$  内, 开关  $S$  截止, 二极管  $D$  导通, 电路状态如图4所示。其中,  $d' = 1 - d$ 。

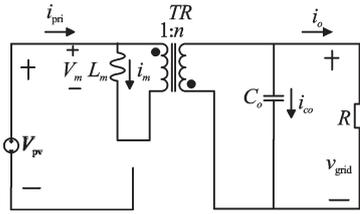


图4  $S_m$  截止的工作电路

列写状态平衡方程和输出方程并写成标准矩阵形式:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_m \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_m n} \\ \frac{1}{C_o n} & -\frac{1}{C_o X} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \\ i_{pri} = [0 \ 0] \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

则:  $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_m n} \\ \frac{1}{C_o n} & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix}$ ,  $B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $C_2 = [0 \ 0]$ 。

令状态平均系数矩阵:  $A = dA_1 + d'A_2$ ,  $B = dB_1 + d'B_2$ ,  $B' = dB'_1 + d'B'_2$ ,  $C = dC_1 + d'C_2$ ; 从而可得图2的状态空间平均表达式并写成矩阵形式:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_m \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d'}{L_m n} \\ \frac{d'}{C_o n} & -\frac{1}{C_o X} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \\ i_{pri} = [d \ 0] \begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

现对平均变量进行分离, 将平均变量分解成稳态直流量与小信号交流变量的和, 即:

$$\begin{bmatrix} i_m \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m + \hat{i}_m \\ V_o + \hat{v}_o \end{bmatrix}, \quad v_{pv} = V_{pv} + \hat{v}_{pv}, \quad i_{pri} = I_{pri} + \hat{i}_{pri}, \quad d = D + \hat{d},$$

$$d' = D' - \hat{d}'。$$

其中, 大写字母表示稳态量, 小写字母表示平均瞬态量, 小写字母头上带 ' $\wedge$ ' 表示交流小信号。

令式(4)等式两边稳态量与小信号交流量分别对

应相等, 并且忽略小信号交流量的乘积项, 由于其幅值远远小于其余项。从而可得稳态占空比为:

$$D_{CCM} = \frac{V_o}{V_o + nV_{pv}} \quad (5)$$

同时分解得到小信号交流方程为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{i}_m \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L_m n} \\ \frac{D'}{C_o n} & -\frac{1}{C_o X} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_m \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L_m n} + \frac{V_{pv}}{L_m} \\ -\frac{I_m}{C_o n} \end{bmatrix} \hat{d} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{pv} \\ \hat{i}_{pri} = [D \ 0] \begin{bmatrix} \hat{i}_m \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + I_m \hat{d} \end{cases} \quad (6)$$

令  $\hat{v}_{pv} = 0$ , 由状态空间表达式转换为传递函数的形式: 可以建立在CCM模式下输出变量  $\hat{i}_{pri}$  到占空比  $\hat{d}$  之间的传递函数为:

$$G_{CCM-id}(s) = \frac{k_1 s^2 + k_2 s + k_3}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6} \quad (7)$$

其中:

$$\begin{aligned} k_1 &= C_o L_m R n^4 V_o V_{pv}^3 + 3 C_o L_m R n^3 V_o^2 V_{pv}^2 + 3 C_o L_m R n^2 V_o^3 V_{pv} + C_o L_m R n V_o^4; \\ k_2 &= L_m n^4 V_o V_{pv}^3 + 3 L_m n^3 V_o^2 V_{pv}^2 + 3 L_m n^2 V_o^3 V_{pv} + C_o n^2 V_o V_{pv}^3 R^2 + L_m n V_o^4 + 2 C_o n V_o^2 V_{pv}^2 R^2 + C_o V_o^3 V_{pv} R^2; \\ k_3 &= 2 R V_o^3 V_{pv} + 2 n^2 R V_o V_{pv}^3 + 4 R n V_o^2 V_{pv}^2; \\ k_4 &= C_o L_m n^3 V_{pv}^3 R^2 + 2 C_o L_m n^2 V_o V_{pv}^2 R^2 + C_o L_m n V_o^2 V_{pv} R^2; \\ k_5 &= L_m R n^3 V_{pv}^3 + 2 L_m R n^2 V_o V_{pv}^2 + L_m R n V_o^2 V_{pv}; \\ k_6 &= n V_{pv}^3 R^2。 \end{aligned}$$

在DCM模式的情况下, 不连续变量(如电感电流  $i_m$ ) 的平均值是指其在导通时间  $[0, (d+d')T]$  内的平均值<sup>[8]</sup>。其中,  $d'T$  指副边二极管  $D$  导通的时间。因此, 可以得到:

$$i_{pri} = di_m = \frac{v_{pv} d^2}{2L_m f} \quad (8)$$

式中:  $f$  — 开关频率。

对平均变量进行分离, 将平均变量分解成稳态直流量与小信号交流量的和, 可以得到稳态方程, 并且利用式(1)可以得到:

$$D = 2 \sqrt{\frac{L_m I_{in} f}{V_{pv}}} |\sin(\omega t)| \quad (9)$$

同时忽略小信号交流量的乘积项, 由于其幅值远远小于其余项, 可以得到:

$$\hat{i}_{pri} = \frac{V_{pv} D}{L_m f} \hat{d} + \frac{D^2}{2L_m f} \hat{v}_{pv} \quad (10)$$

令  $\hat{v}_{pv} = 0$ , 可以建立在DCM模式下输出变量  $\hat{i}_{pri}$  到占空比  $\hat{d}$  之间的传递函数为:

$$G_{DCM-id}(s) = \frac{V_{pv} D}{L_m f} = V_{grid} \sqrt{\frac{2V_{pv} I_{in}}{L_m f V_{rms}}} \quad (11)$$

根据式(2)和式(1)可推得从DCM模式过渡到CCM模式下的边界并网电压为:

$$V_{bo} = V_{pv} \left( \sqrt{\frac{R}{2L_m f}} - n \right) \quad (12)$$

从而可以得到,在某一功率下并网电压从0变化到最大值时,占空比  $d$  对原边电流  $i_{pri}$  的传递函数为:

$$G_{id}(s) = \begin{cases} V_{grid} \sqrt{\frac{2V_{pv} I_{in}}{L_m f V_{rms}}}; & V_{grid} \leq V_{bo} \\ \frac{k_1 s^2 + k_2 s + k_3}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6}; & V_{grid} > V_{bo} \end{cases} \quad (13)$$

## 2 反激并网微型逆变器的仿真建模

根据内膜原理<sup>[9]</sup>,对于输入函数  $\sin^2(\omega t)$ ,如果系统内包含这个目标函数的s域表达式  $2\omega^2/s(s^2+4\omega^2)$ ,则可以实现无静差跟踪;但由于在谐振频率处的带宽和增益不理想,需要对其进行改进,得到改进后实际的控制器(PI准谐振控制器),其传递函数为:

$$G(s) = G_{pi}(s)G_c(s) = K \frac{1}{S_z} \frac{s+1}{s} \left( 1 + \frac{2K_R \omega s/Q}{s^2 + 2\omega s/Q + (2\omega)^2} \right) \quad (14)$$

其中:

$$G_{pi}(s) = K \frac{1}{S_z} \frac{s+1}{s}, G_c(s) = 1 + \frac{2K_R \omega s/Q}{s^2 + 2\omega s/Q + (2\omega)^2}$$

式中:  $K$ —PI环节的增益;  $S_z$ —PI环节的零点;  $K_R$ —谐振频率  $\omega$  处的电压放大倍数;  $Q$ —品质因数,决定谐振环节的带宽<sup>[10]</sup>。

为了验证上述控制器对系统性能的影响,本研究在 Matlab/SimPowerSystems (R2009b) 下建立了光伏反激并网微型逆变器的仿真模型。

具体参数如下:额定功率  $P=250\text{ W}$ ,  $V_{pv}=36\text{ V}$ ,  $C_{pv}=4\text{ 700 }\mu\text{F}$ ,原边励磁电感  $L_m=36\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_o=0.19\text{ }\mu\text{F}$ ,

$L_f=422\text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_f=0.6\text{ }\mu\text{F}$ ,  $n=4$ ,最大占空比  $D_{max}=0.75$ ;控制器参数为  $K=260$ ,  $S_z=2\text{ 000}$ ,  $K_R=20$ ,  $Q=20$ ,  $w=100\text{ }\pi$ ;求解器采用 ode15s,仿真类型采用离散算法,采样时间为  $3e-7\text{ s}$ ,仿真时间为  $0.1\text{ s}$ 。仿真模型如图5所示。

## 3 反激并网微型逆变器的仿真分析

本研究采用前文所述的控制器,并在仿真结束后对输出并网电流进行FFT分析,其结果如图6所示。

同时为了验证新控制方法的有效性,本研究给出了不同输入电压、负载条件下  $THD$  数据结果。其结果如表1所示。

表1 不同输入电压、负载条件下  $THD$  数据

$V_{pv}/\text{V}$	$P/\text{W}$	$THD1/(\%)$	$THD2/(\%)$
40	250	3.83	2.07
40	170	4.28	2.83
40	120	6.21	4.14
36	250	3.47	2.00
36	170	3.72	2.72
36	120	5.59	4.02
30	250	3.79	2.54
30	170	3.27	2.51
30	120	4.66	3.69

$V_{pv}$ —输入电压;  $P$ —输出功率;  $THD1$ —采用PI控制器的并网输出电流的总谐波失真;  $THD2$ —采用PI准谐振控制器的并网输出电流的总谐波失真

图6和表1分别采用PI控制器和PI准谐振控制器对反激并网微型逆变器的不同输入电压和输出功率进行并网电流的FFT分析,其中图6的输入电压都为36V,图6(a)、6(b)的输出功率为250W,图6(c)、6(d)的输出功率为120W。可以看出,采用PI控制器,在输出功率为250W时,并网输出电流的  $THD$  为3.47%,在输出功率为120W时,并网输出电流的  $THD$  为5.59%

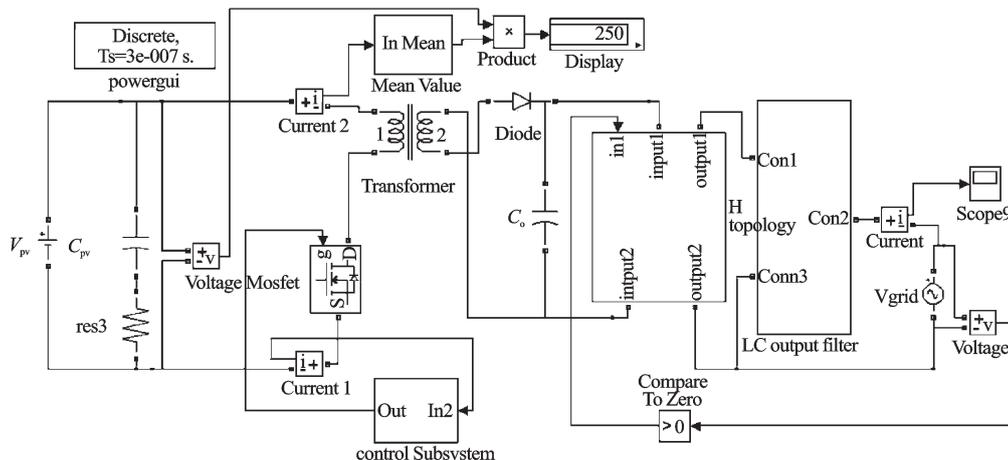


图5 光伏反激并网微型逆变器的仿真模型

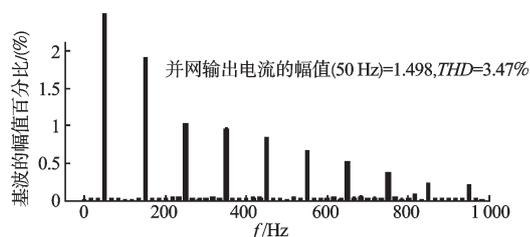
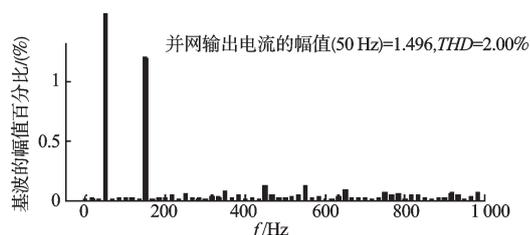
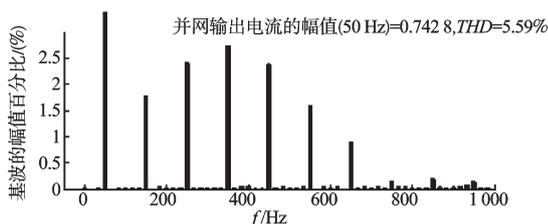
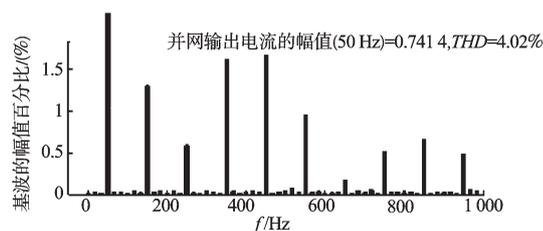
(a) 采用PI控制器的并网输出电流的THD ( $P=250\text{ W}$ )(b) 采用PI准谐振控制器的并网输出电流的THD ( $P=250\text{ W}$ )(c) 采用PI控制器的并网输出电流的THD ( $P=120\text{ W}$ )(d) 采用PI准谐振控制器的并网输出电流的THD ( $P=120\text{ W}$ )

图6 并网输出电流FFT分析

5%,这不能满足并网要求。而采用PI准谐振控制器,在输出功率为250W时,并网输出电流的THD为2.00%,在输出功率为120W时,并网输出电流的THD为4.02%,都能够满足并网要求。因此,采用PI准谐振控制器将使得光伏反激并网微型逆变器的输出功率的范围扩大。

## 4 结束语

本研究建立了光伏反激并网微型逆变器的数学模型,针对被控对象的目标函数,根据内模原理,采用PI准谐振控制器对模型进行控制。

笔者利用Matlab(R2009b)中的SimPowerSystems模块,对光伏反激并网微型逆变器进行了仿真建模,对仿真类型、采样时间和各种元器件进行了初始设置并对并网输出电流的THD进行了仿真分析。

仿真结果表明,光伏反激并网微型逆变器采用PI控制器,在输入电压分别为40V和36V,输出功率为120W的情况下,输出电流的THD>5%,不能满足并网工作要求;而如采用PI准谐振控制器,则在不同的输出功率的情况下,输出电流的THD都能够满足并网工作要求。因此,采用PI准谐振控制器可以扩大输出功率的范围,同时通过多组数据的仿真充分验证了新控制方法的有效性。

## 参考文献(References):

- [1] WILLIS R H, HALL F E, STRONG S J, et al. The AC Photovoltaic Module [C]//Photovoltaic Specialists Conference, 1996. Conference Record of the Twenty Fifth IEEE. New York: [s.n.], 1996: 1231-1234.
- [2] KONISHI Y, CHANDHAKET S, OGURA K, et al. Utility-interactive High-frequency Flyback Transformer Linked Solar Power Conditioner For Renewal Energy Utilizations [C]//2001 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Bali: [s.n.], 2001: 628-632.
- [3] SHIMIZU T, WADA K, NAKAMURA N. A Flyback-type Single Phase Utility Interactive Inverter With Low-frequency Ripple Current Reduction On The Dc Input For An Ac Photovoltaic Module System [C]//2002 IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference. Cairns: [s.n.], 2002: 1483-1488.
- [4] LI Y, ORUGANTI R. A low cost flyback CCM inverter for AC module application [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2012, 27(3): 1295-1303.
- [5] 国家质量监督局. GB/T 19939-2005 光伏系统并网技术要求[S]. 北京: 中国标准出版社, 2005.
- [6] LI Y, ORUGANTI R. A Flyback-ccm Inverter Scheme for Photovoltaic AC Module Application [C]//Power Engineering Conference, 2008. AUPEC'08. Sydney: Australasian Universities, 2008: 1-6.
- [7] 徐德鸿. 电力电子建模与控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [8] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2009.
- [9] 周亮. 基于内模原理的逆变器波形控制技术[D]. 武汉: 华中科技大学电气与电子工程学院, 2006.
- [10] 马海啸. 一种新颖的比例积分谐振控制策略[J]. 电力电子技术, 2011, 45(6): 73-75.

[编辑: 罗向阳]

## 本文引用格式:

艾青林, 楼勇亮, 徐健丰, 等. 光伏反激并网微型逆变器THD性能仿真研究[J]. 机电工程, 2014, 31(2): 224-228.

AI Qing-lin, LOU Yong-liang, XU Jian-feng, et al. Simulation on THD performance of photovoltaic flyback grid-connected micro-inverter[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2014, 31(2): 224-228.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>