

# 基于混沌 SPWM 控制降低三相并网光伏 逆变器电磁干扰研究

李虹 林飞郝 瑞祥 郑琼林

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

**摘要:** 本文针对三相并网光伏逆变器中存在的电磁干扰问题, 在传统 SPWM 控制的基础上, 根据三相并网光伏逆变器电磁干扰产生的机理提出了混沌 SPWM 控制方法, 并对混沌 SPWM 控制下的并网光伏逆变器进行了仿真分析, 分析结果表明混沌 SPWM 控制不但可以有效抑制其电磁干扰, 而且同时降低了光伏逆变器的低频谐波幅值, 改善了总谐波畸变率。因此, 本文提出的控制方法具有较强的理论研究价值和实际应用价值。

**关键词:** 混沌 SPWM 控制 三相并网光伏逆变器 电磁干扰 谐波畸变率

## 1 引言

随着煤炭、天然、石油气等不可再生能源频频告急, 全球环境污染和能源危机问题的日益严重, 积极利用和开发清洁的可再生能源势在必行。太阳能是当今世界上最现实、最清洁、最具有大规模开发前景的可再生能源之一。目前, 太阳能利用的最主要方式是光伏太阳能电池板经过最大功率跟踪控制 (MPPT) 之后, 经过光伏并网逆变器回馈到电网。其中, 并网光伏逆变器对于向电网输送高质量的电能起着至关重要的作用。然而, 依赖开关器件高频工作的光伏逆变器也存在着许多问题亟待研究, 其中光伏逆变器的电磁干扰就是一个重要问题, 正凸显出来<sup>[1-4]</sup>。

由于光伏并网逆变器的功率等级不断增加, 其对电网电能质量及稳定性的影响也越来越大, 因此各国都致力于对光伏逆变器并网要求及规则的制定, 谐波及电磁干扰正是这些规则中重要的组成部分<sup>[3-4]</sup>。目前, 并网光伏逆变器普遍为三相光伏逆变器, 对谐波和电磁干扰抑制和消除的主要办法是在逆变器和网侧之间增加LCL滤波器, 其中电容支路用于滤除高频谐波。这种LCL滤除谐波, 消除电磁干扰的方法会增加逆变器的体积、重量及成本, 对于几百千瓦的光伏逆变器, 滤波器的体积甚至可以占到约三分之一的比例, 因此, 限制了光伏逆变器

在对体积有要求场合的应用<sup>[5-6]</sup>。另外一种抑制光伏逆变器电磁干扰的方法是软开关技术<sup>[8-9]</sup>, 虽然软开关可以有效降低电压电流变化率, 但是于此同时会增加电路的复杂性, 降低系统的可靠性, 尤其对于三相光伏逆变器这类具有多开关的变换器。目前, 还有一些正在开发的降低光伏逆变器电磁干扰的技术, 但大部分仍然是基于对LCL滤波器的改进<sup>[10-12]</sup>。

本文在并网三相光伏逆变器 SPWM 控制方法的基础上提出了一种混沌 SPWM 控制方法, 混沌 SPWM 控制在不增加滤波器的同时, 使得光伏逆变器电磁干扰得到了有效抑制, 同时, 其低频谐波也得到了改善。

## 2 三相光伏逆变器数学模型及控制方法

### 2.1 数学模型<sup>[7]</sup>

图 1 给出了三相并网光伏逆变器的拓扑结构。在三相静止坐标系下, 依据 Kirchhoff 定律, 三相并网逆变器数学模型可表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L+R} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L+R} \begin{bmatrix} e_{ga} \\ e_{gb} \\ e_{gc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $i_a$   $i_b$   $i_c$  为逆变器的电流;  $u_a$   $u_b$   $u_c$  为

逆变器输出相电压;  $e_{ga}$   $e_{gb}$   $e_{gc}$  为电网相电压; L

为输出滤波电感值；R 为电感内阻和开关管等效内阻。

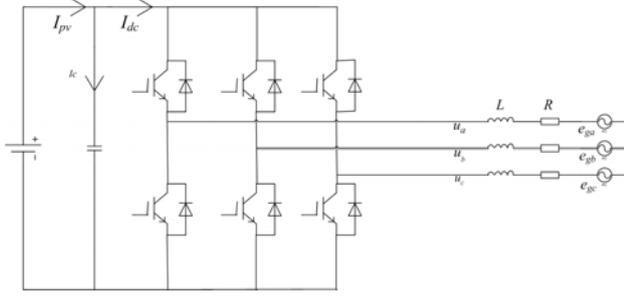


图1 三相光伏逆变器主电路拓扑图

图2所示为静止 a,b,c 坐标与同步旋转 d,q 坐标系间的关系以及三相电网电压矢量旋转角度  $\theta$ 。

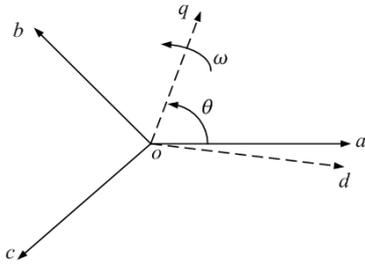


图2 静止 a,b,c 坐标系与同步旋转 d,q 坐标系的关系  
考虑三相平衡，并经过 Park 变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) \\ \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中：x 为相应的电压、电流； $\theta$  为 q,a 轴间的夹角，将式（1）变换到同步旋转 d,q 坐标系下：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d - e_{gd} - Ri_d \\ u_q - e_{gq} - Ri_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中： $\omega$  为电网基波电压旋转角频率。

d,q 坐标系下，三相并网逆变器的有功功率和无功功率可表示为：

$$P = 3(e_{gd}i_d + e_{gq}i_q)/2, \quad Q = 3(e_{gd}i_q - e_{gq}i_d)/2 \quad (4)$$

如果三相电网电压是理想正弦波，电网电压在 d,q 坐标系下为： $e_{gd} = U, e_{gq} = 0$ ，U 为电网电压峰值。综合上式，则式（4）可改写为：

$$P = 3e_{gd}i_d/2, \quad Q = 3e_{gd}i_q/2 \quad (5)$$

根据式（5）可知，通过对同步旋转坐标系下的 d,q 轴电流进行解耦控制就可以实现光伏并网系统网侧有功功率和无功功率的控制。

### 2.2 控制方法

图3给出了并网逆变器系统的控制框图。iq\* 由 MPPT 算法给定，一般令 iq\*=0。在解耦的电流

内环控制中，交流量被转换成直流量，并利于 PI 调节对并网电流进行闭环控制，实现并网电流对 id\* 的精确跟随。

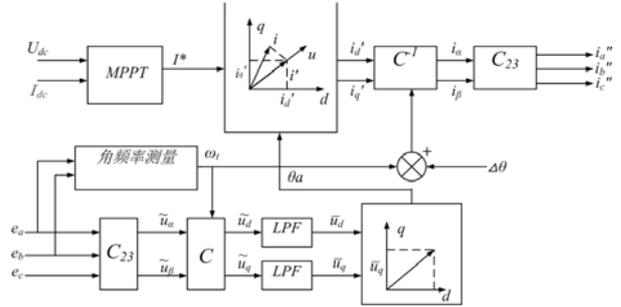


图3 系统控制框图

### 3 三相光伏逆变器混沌SPWM控制原理

在三相光伏逆变器中，最常见的控制方法为正弦脉宽调制技术(SPWM)。SPWM的工作原理如图4所示，载波采用频率为  $f_c$  的三角波  $v_T$ ；调制波为三相正弦电压信号  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ ， $f_m$  为调制波频率。通过三角波与正弦调制波的比较来控制逆变器开关管的通断，就可以得到所需的正弦方式变化的矩形脉冲波，其基波频率与  $f_m$  一致，而基波幅值正比于给定调制电压信号幅值<sup>[8]</sup>。

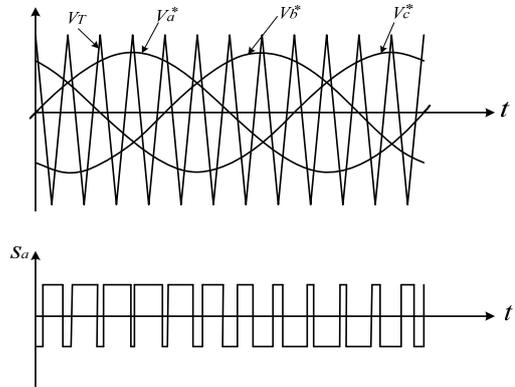


图4 三相 SPWM 工作原理

由于电源中性点与直流电压中点不相连，零序电压不产生电流，三相 SPWM 光伏逆变器的相电压如公式（6）所示。

$$\begin{aligned} V_{an}(t) &= V_{a0}(t) - \frac{1}{3}[V_{a0}(t) + V_{b0}(t) + V_{c0}(t)] \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \left( \frac{2}{3} [1 - \cos(n\frac{2\pi}{3})] \cos(n[\omega_m t + \beta]) \right) \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ C_{mn} \left( \frac{2}{3} [1 - \cos(n\frac{2\pi}{3})] \cos(m[\omega_c t + \alpha] + n[\omega_m t + \beta]) \right) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

假定电源电压为理想正弦波，仅考虑系统谐波分量，可得到稳态交流电流的谐波表达式（7）。

$$i_{ax}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} C'_{0n} \cos(n[\omega_m t + \beta] + \phi_{0n}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{C'_{mn} \cos(m[\omega_c t + \alpha] + n[\omega_m t + \beta] + \phi_{mn})\} \quad (7)$$

$m = 1, 2, 3, \dots, n = \pm 1, 2, 3, \dots$

式中:

$$C'_{0n} = C_{0n} \left( \frac{2}{3\sqrt{R^2 + (n\omega_m L)^2}} [1 - \cos(n \frac{2\pi}{3})] \right)$$

$$C'_{mn} = C_{mn} \left( \frac{2}{3\sqrt{R^2 + (m\omega_c + n\omega_m)L^2}} [1 - \cos(n \frac{2\pi}{3})] \right) \quad (8)$$

$$\phi_{0n} = \tan^{-1} \frac{n\omega_m L}{R}$$

$$\phi_{mn} = \tan^{-1} \frac{(m\omega_c + n\omega_m)L}{R}$$

其中 $\omega_c = 2\pi f_c$ ,  $f_c$ 是载波频率  $\omega_m = 2\pi f_m$ ,  $f_m$ 是调制波的频率, $\alpha$ 为载波的初始相位,  $\beta$ 为调制波的初始相位。电流谐波可以看出是分布在频率 $n\omega_m + m\omega_c$ 处, 与单相整流不同的是, 谐波分布在载波频率的倍频处而不是偶数倍频处, 并且由 $C'_{0n}$ ,  $C'_{mn}$ 看出, 当 $n=3$ 时谐波为零, 所以可以得出3的整数倍的边带谐波电流为零。

根据对光伏逆变器交流侧谐波的分析结果可知谐波分量集中分布在载波频率 $f_c$ 的倍频处, 当 $f_c$ 固定时, 其频谱离散地分布在频带上, 因此, 如果 $f_c$ 连续变化, 其频谱也应该是连续分布的。所以三相SPWM混沌控制策略就是在固定载波频率 $F_c$ 中参入混沌变化的频率 $\Delta f$ , 使得载波频率在一定的范围内混沌变化, 再通过与调制波相比较产生混沌变化的驱动信号, 从而使得电流的频谱分布更加均匀, 达到降低频谱峰值, 抑制电磁干扰的目的。

在本研究中设计混沌SPWM控制的混沌载波 $u_c$

(t) 为:

$$u_c(t) = \frac{2}{\pi} \arcsin(X)$$

$$X = \sin(2\pi F_c t + 2\pi \int_0^t \sum_{k=1}^{\infty} \Delta f(\tau - \tau_k) d\tau) \quad (9)$$

$$\Delta f = \pm \Delta F x_k \quad (10)$$

其中,  $F_c$ 为固定频率,  $\Delta f$ 参入的混沌频率,  $\Delta F$ 频率变化的幅值,  $x_k$ 所需的混沌序列。因此,  $\Delta f$ 将随 $x_k$ 混沌变化而混沌变化。 $x_k$ 可以通过混沌映射得到:

$$x_{k+1} = f(x_k), k = 1, 2, \dots, x_n \in (0, 1) \quad (11)$$

在这篇论文里采用了最为应用的一维映射 Logistic 映射, 如式 (12), 来产生混沌序列:

$$x_{n+1} = \alpha x_n (1 - x_n), n = 1, 2, 3, \dots, x_n \in (0, 1) \quad (12)$$

其中  $\alpha \in [0, 4]$ 为 Logistic 参数(又称为分叉系数)。

## 4 仿真与实验结果

仿真参数:  $U_{dc}=800V$ ,  $I_{pv}=15A$ ,  $F_c=2500Hz$   $PN=1.2kW$ ,  $L=7mH$ ,  $\alpha = 4$ 。

### 4.1 输出波形及电流谐波分析

对三相并网逆变器分别进行传统 SPWM 控制和混沌 SPWM 控制, 其输出波形及并网电流谐波分析分别见图 6-10, 不同控制方法下并网光伏逆变器性能比较见表 1。

表 1 不同控制方法下 THD 及功率因素对比

控制策略	常规 SPWM	混沌 SPWM (Logistic 映射)	
		$\Delta F = 500Hz$	$\Delta F = 800Hz$
THD(%)	3.62	1.55	1.94
功率因素	0.9998	0.9999	0.9999

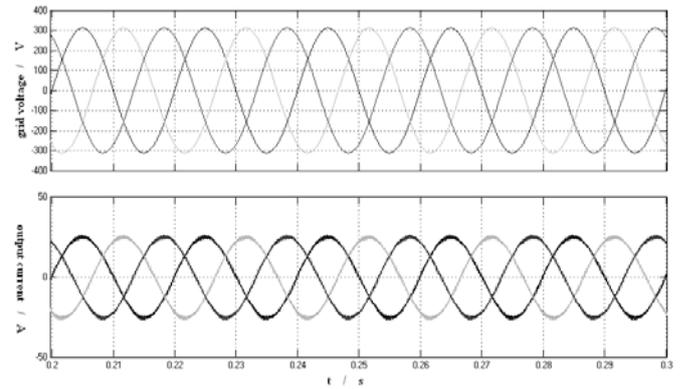
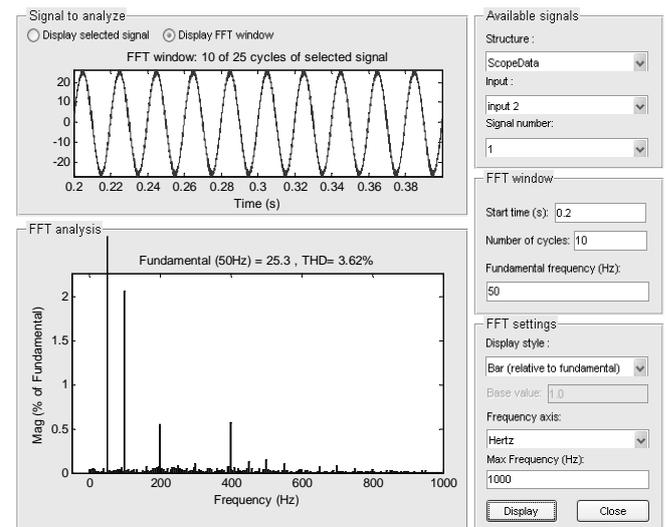
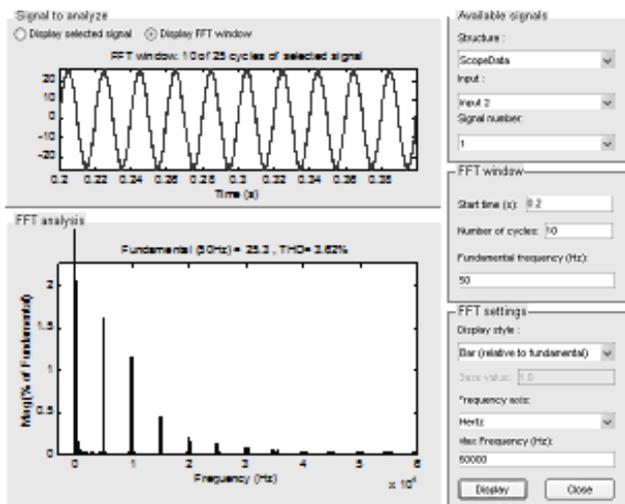


图 5 传统 SPWM 控制下的并网电压电流波形

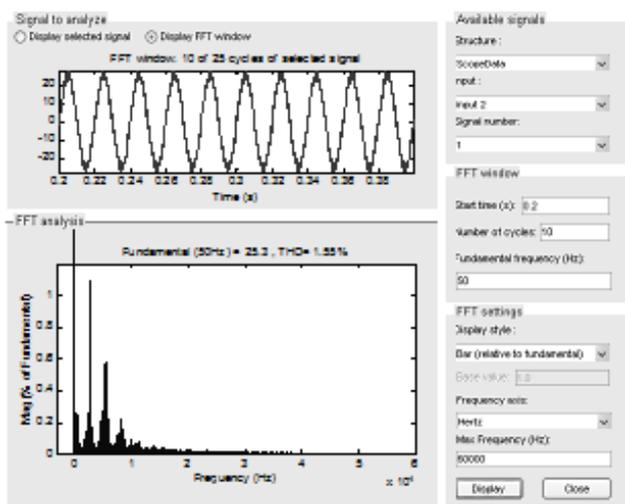


(a) 0-1kHz



(b) 0-60kHz

图 6 传统 SPWM 控制下的输出电流波形及谐波分析



(b) 0-60kHz

图 8 混沌 SPWM 控制下输出电流波形及其谐波分析:

(Logistic 映射  $\Delta F=500\text{Hz}$ )

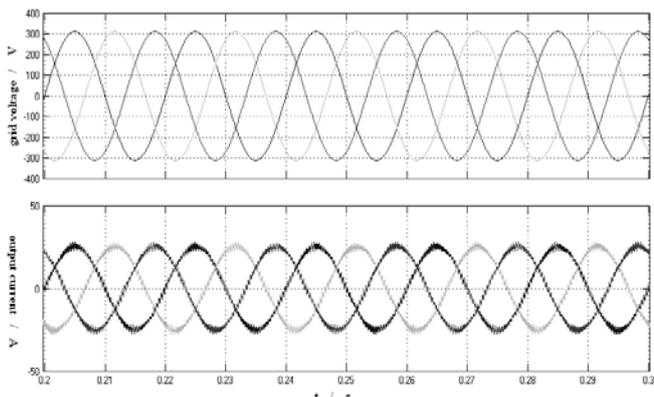


图 7 混沌 SPWM 控制下并网电压电流波形

(Logistic 映射  $\Delta F=500\text{Hz}$ )

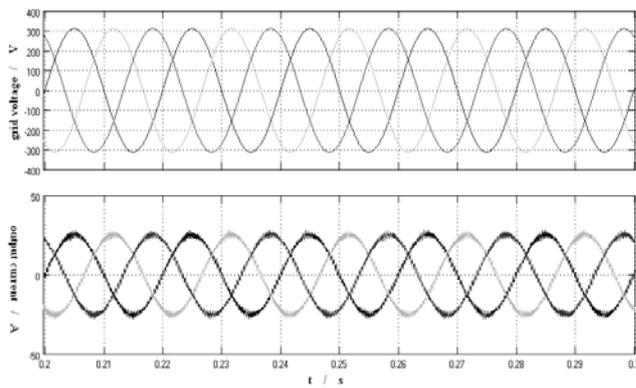
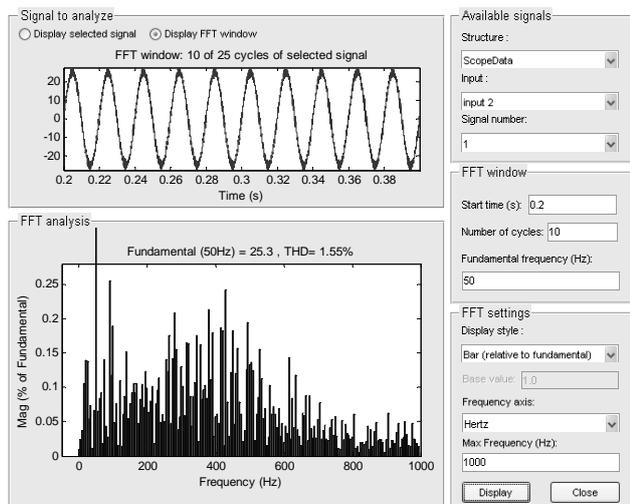
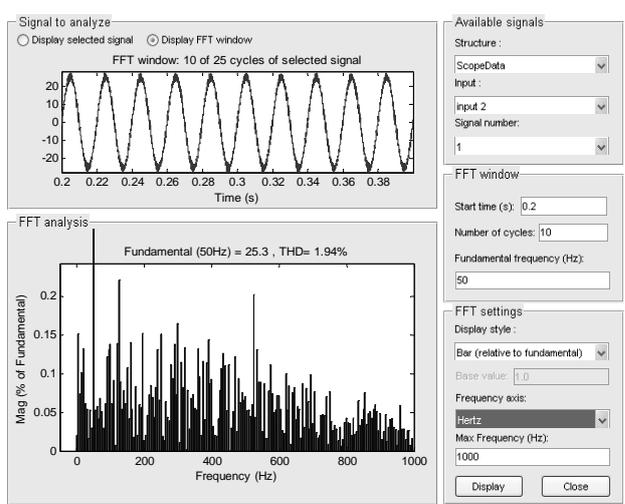


图 9 混沌 SPWM 控制下并网电压电流波形

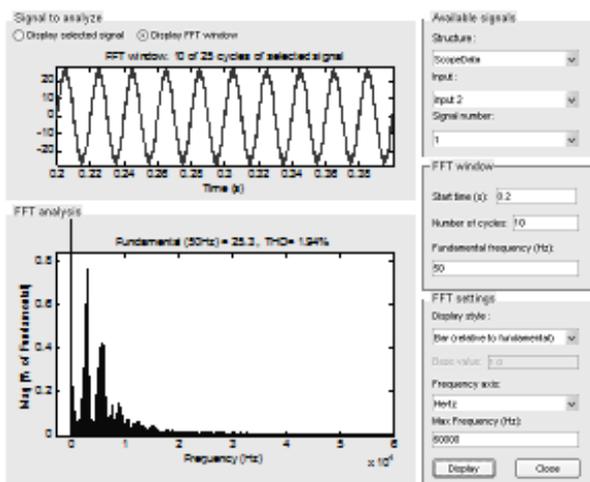
(Logistic 映射  $\Delta F=800\text{Hz}$ )



(a) 0-1kHz



(a) 0-1kHz



(b) 0-60kHz

图 10 混沌 SPWM 控制下输出电流波形及其谐波分析：  
(Logistic 映射  $\Delta F=800\text{Hz}$ )

## 5 结论

根据本文给出的分析可以发现混沌 SPWM 控制对于三相光伏逆变器的谐波抑制和电磁干扰抑制依然有着显著的作用，具体可得到以下结论：

(1) 在低频段，可以大大降低低频谐波的幅值，根据国标对光伏逆变器的要求，混沌 SPWM 可以帮助消除难以抑制的低频谐波，进而使光伏逆变器有可能在不添加滤波器的基础上达到国标；

(2) 对于逆变器开关频谱及其倍频处产生的高频谐波，混沌 SPWM 也可以有效抑制，从而达到抑制电磁干扰的目的；

(3) 混沌 SPWM 对低频谐波及 THD 同样有着改善作用，提高了并网电能的质量。

## 参考文献

[1] 2010-2015 年中国太阳能电池行业投资分析及前景预测报告, <http://www.ocn.com.cn/reports/2006159taiyangnengdianc.htm>, 中国投资咨询网。  
[2] 2009-2012 年中国太阳能光伏发电产业投资分析及前景预测报告, <http://www.ocn.com.cn/reports/2006>

[03guangfufadian.htm](http://www.ocn.com.cn/reports/2006159taiyangnengdianc.htm), 中国投资咨询网。

- [3] 裴雪军, 康勇, 熊健, 陈坚, PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测, 中国电机工程学报, 第 24 卷, 第 8 期, Aug. 2004, 页码: 83-88.  
[4] 刘钧哲, 鞠振河, 太阳能技术应用与产业化对策研究, 沈阳工程学院学报(自然科学版), 第 5 卷, 第 1 期, Jan. 2009, 页码: 14-17.  
[5] 叶雷霖, 高衡初, 光伏户用电源系统的研究与设计, 能源研究与利用, 第 1 期, 2001, 页码: 19-22, 50.  
[6] 2005 国际电磁兼容学术研讨会论文集·摘要(2), 安全与电磁兼容, 第 2 期, 2006.  
[7] 芮骥骅, 杜少武, 姜卫东, 赵钦, 三相光伏并网逆变器 SVPWM 电流控制技术研究, 电力电子技术, 第 44 卷, 第 4 期, 2010, 页码: 4-5, 14.  
[8] H. Li, Z. Li, B. Zhang, K. S. Tang, Suppressing Electromagnetic Interference in Direct Current Converters, IEEE Circuit and System Magazine, Vol. 9, No. 4, Dec. 2009, pp: 10-28.  
[9] R. Araneo, S. Lammens, M. Grossi, and S. Bertone, EMC Issues in High-Power Grid-Connected Photovoltaic Plants, in IEEE TEMClity, Vol. 51, No. 3, Aug. 2009, pp. 639 -648.  
[10] J. Xu, Photovoltaic Grid-Connected Inverter Harmonic Compensation and Grid-Connected Unified Control, in Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 27-31 March 2009, pp. 1-4.  
[11] N. Hatzigiorgiou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, Microgrids, in IEEE Power Energy Magazine, vol. 5, no. 4, Jul. 2007, pp. 78 - 94.  
[12] A. G. Xu, Z. Y. Xu, S. J. Xie and M. S. Zou, Study on dual-loop grid current control scheme for grid-connected inverter with an LCL-filter, in IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009, pp. 3200 - 3203.