

# 基于滑模变结构理论太阳能最大功率跟踪研究

王飞<sup>1</sup> 赵慧<sup>2</sup>

(1.佛山科学技术学院,佛山 528000 2.广东轻工职业技术学院,广州 510300)

摘要:介绍了太阳能电池的输出特性及最大功率点跟踪技术的基本原理,并设计了滑模变结构控制器来跟踪太阳能电池最大输出功率点,仿真结果证明了滑模变结构控制方法具有鲁棒性和快速响应等优点。

关键词:太阳能电池,滑模变结构控制,最大功率点跟踪

中图分类号:TP273

文献标识码:B

文章编号:1001-1390(2009)06-0043-04

## Study of Maximum Power Point Tracker on the Solar Cell Based on Sliding Mode Controller of Variable Structure

WANG Fei<sup>1</sup>, ZHAO Hui<sup>2</sup>

(1. Foshan University, Foshan 528000, Guangdong, China.

2. Guangdong Industry Technical college, Guangzhou 510300, China)

**Abstract** :Output characteristic of the solar cell and the principle of Maximum Power Point Tracker are introduced. A sliding mode controller of variable structure is designed to ascertain the maximum power output (MPO). The simulation shows that the sliding mode controller of variable structure has robust and minimum response time etc.

**Key words** :solar cell, sliding mode controller, maximum power point tracker

### 0 引言

太阳能作为一种新兴的绿色能源,以其取之不尽、用之不尽、无污染等优点,受到人们越来越多的重视。太阳能光伏发电是充分利用太阳能的一种有效方式。由于目前光伏电池板的价格比较高,转换效率比较低,为了降低系统造价和有效利用太阳能,对光伏发电进行最大功率跟踪(MPPT)显得尤为必要。

滑模变结构控制与常规控制的区别在于控制的不连续性,系统结构随时间变化。它是利用高速开关将系统的相轨迹引导到一个由设计者选择的切换面: $s(x)=0$ 上。系统的状态向量进入切换面后,就被约束在 $s(x)=0$ 的子空间中作小幅度、高频率的滑模运动,此时,系统的动态品质由切换面参数决定,与系统参数的摄动无关,这就是变结构控制对滑模摄动的不变性。对于具有变结构特点的功率变换器,利用滑模变结构控制理论对它进行分析和设计,将使它具有强鲁棒性。针对DC-DC变换器具有变结构的特点,在太阳能光伏发电系统中,可以在太阳能电池与负载之间加入一个DC-DC变换器,利用滑模变结构控制方法来实现对太阳能电池输出最大功率点的跟踪。

### 1 基于变结构理论的DC-DC变换器建模

DC-DC变换器是一个分段线性系统,即双线性开关网络,假设变换器工作在连续状态(continuous conduction mode,即CCM),电路具有两个子拓扑结构。变换器工作在不连续状态时,其功率晶体管和续流二极管必须具有较高的峰值电压和电流,且输出电流脉动大,在高功率应用中,应避免不连续工作状态。应用现代控制理论的系统建模方法,对电力电子拓扑网络进行建模<sup>[1]</sup>。设DC-DC变换器工作在CCM, $f$ 、 $g$ 为光滑矢量场,其模型为:

$$\dot{x}=f(x)+ug(x), u=\{0, 1\} \quad (1)$$

太阳能最大功率跟踪常采用的DC-DC变换电路

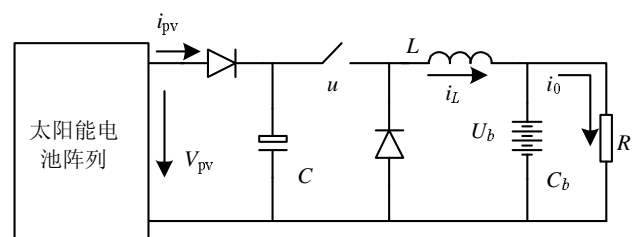


图1 DC-DC变换电路拓扑结构图

Fig.1 Topology circuits of DC-DC converter

拓扑结构如图1所示。图中*i<sub>L</sub>*、*i<sub>0</sub>*、*U<sub>b</sub>*分别为电感电流、负载电流和输出端电压。在本系统中由于太阳能电池对蓄电池的充电电压受到蓄电池过充电电压的限制,所以本文中选用的是具有降压调节功能的Buck型变换器。

按照式(1)可得其滑模变结构数学模型为:

$$\begin{cases} \dot{V}_{pv} = \frac{1}{C} i_{pv} - \frac{u}{C} i_L \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L} U_b + \frac{u}{L} V_{pv} \\ \dot{U}_b = i_L / C_b - i_0 / C_b \end{cases} \quad (2)$$

式中*C<sub>b</sub>*为蓄电池等效电容量;*R*为负载等效电阻。取:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{i}_L \\ \dot{U}_b \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} i_{pv} / C \\ -U_b / L \\ i_L / C_b - i_0 / C_b \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} -i_L / C \\ V_{pv} / L \\ 0 \end{bmatrix}$$

可得系统的模型为:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3)$$

在Buck变换器中,控制量*u*只能取0、1值之一,在变结构控制中它属于控制受限的情况。

## 2 滑模变结构控制器的设计

滑模变结构系统的动态响应分为两个阶段:(1)趋近运动阶段,于有限时间内从任一初始状态到达切换面,系统轨线向着*s(x)=0*运动;(2)滑动模阶段,系统轨线沿着*s(x)=0*滑动。系统在滑动模态阶段具有强鲁棒性,趋近阶段不具备这一优点,设计时希望趋近阶段尽可能快。滑模变结构控制器设计<sup>[2]</sup>包括:(1)寻求切换函数*s(x)*,使其确定的滑动模态渐进稳定且具有良好的品质;(2)寻求控制函数*u*,使切换面上布满止点,形成滑动模态区。太阳能电池的特性曲线如图2所示。

PV阵列输出功率  $P_{pv} = U_{pv} \times i_{pv}$

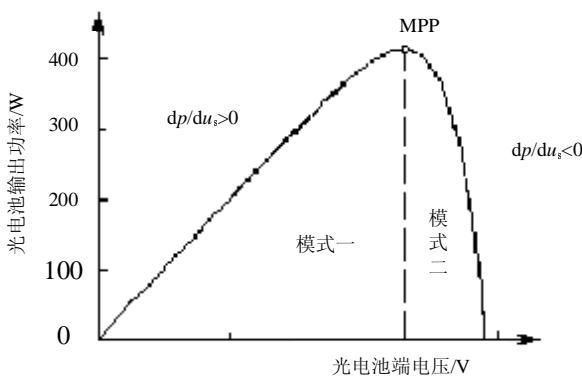


图2 太阳能电池的特性曲线

Fig.2 The curve of PV V-P

由图2所示的太阳能电池阵列的特性曲线可知,太阳能电池阵列工作在最大输出功率状态时:

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial U_{pv}} = 0$$

即:

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial U_{pv}} = \frac{\partial (U_{pv} i_{pv})}{\partial U_{pv}} = \frac{\partial i_{pv}}{\partial U_{pv}} U_{pv} + i_{pv} = 0 \quad (4)$$

由式(4)所示,在这里可取开关函数:

$$S = \frac{\partial P_{pv}}{\partial U_{pv}} = \left( \frac{\partial i_{pv}}{\partial U_{pv}} U_{pv} + i_{pv} \right) \quad (5)$$

为了能满足式(4)的条件,开关控制信号可选为:

$$u = \begin{cases} 0 & S \geq 0 \\ 1 & S < 0 \end{cases} \quad (6)$$

令:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} x = \frac{\partial S}{\partial x} f(x) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_{eq2} = 0$$

$$u_{eq2} = -\frac{\partial S}{\partial x} f(x) / \frac{\partial S}{\partial x} g(x) = -\frac{L_f S(x)}{L_g S(x)} \quad (7)$$

其中:

$$L_f h_2 = \frac{\partial h_2}{\partial x} f(x) = \left( \frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial U_{pv}^2} U_{pv} + 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial U_{pv}} \right) \frac{i_{pv}}{C} \quad (8)$$

$$L_g h_2 = \frac{\partial h_2}{\partial x} g(x) = \left( \frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial U_{pv}^2} U_{pv} + 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial U_{pv}} \right) \frac{-i_L}{C} \quad (9)$$

把式(8)、(9)两式代入式(7)可得等效控制量:

$$u_{eq2} = \frac{i_{pv}}{i_L}$$

把上式代入式(2)可得该种模式下理想模型为:

$$\begin{cases} \dot{i}_0 = -\frac{1}{L} U_b + \frac{i_{pv}}{L i_0} (V_{pv} + U_b) \\ \dot{U}_b = (i_0 - U_b / R - i_{pv}) / C_b \end{cases} \quad (10)$$

利用李雅谱诺夫第二法可以证明对于式(3)所示系统及切换函数式(5),如果采用式(6),可以使系统从任何初始状态出发,最终稳定于切换函数面*S=0*处。所以,系统的控制规则可概括描述如下,可取控制器的控制量

$$\mu = \begin{cases} 0 & S \geq 0 \\ 1 & S < 0 \end{cases}, \text{切换函数 } S = \frac{\partial P_{pv}}{\partial U_{pv}} = \left( \frac{\partial i_{pv}}{\partial U_{pv}} U_{pv} + i_{pv} \right)$$

## 3 参数选择及系统仿真

Buck电路中,电感元件的选取十分重要,电感取值过大,平波效果较好,输出电流纹波较小,但系统的动态响应较慢,同时增加电感体积,增加成本,电感取值过小,虽然系统的动态响应较快,但是流过电感的电流不连续,输出电流的纹波很大。因此,必须合理设

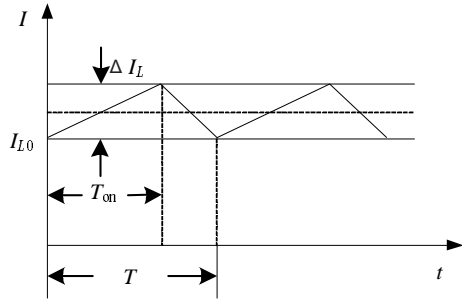


图3 电感电流波形

Fig.3 Current waveform of inductor

计电感。

由图3可以看出,流过电感的电流是直流电流 $I_{L0}$ 和锯齿波电流 $\Delta I_L$ 之和。 $\Delta I_L$ 通常是纹波电流,只占负载电流的5%-10%。根据Buck电路的特性,当电感工作在临界状态时,其发生的条件为:

$$\frac{1}{2} \Delta I_L = I_{L0} \quad (11)$$

该时电感即为临界电感,可表示为<sup>[2]</sup>:

$$L_c = \frac{R_L(V_i - V_o)}{2f_s V_i} = \frac{V_o^2}{2P_o f_s} (1-D) \quad (12)$$

式中 $L_c$ 为临界电感量(H); $V_o$ 为输出电压(V); $f_s$ 为开关工作频率(Hz); $P_o$ 为变换器输出功率(W); $D$ 为开关管占空比。

本系统输入峰瓦功率为300W,属于中小功率,Buck电路的效率根据经验值取 $\eta=80\%$ ,通过Buck变换器后其输出的功率为:

$$P_o = \eta P_{in} = 80\% \times 300 = 240W \quad (13)$$

取输入电压 $U_{in}=100V$ ,输出电压 $V_o=48V$ ,则占空比为:

$$D = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{48}{100} = 0.48 \quad (14)$$

由公式(12)可得临界电感值为 $L_c=2.5mH$ 。当电感工作在连续状态时,其发生的条件为:

$$\frac{1}{2} \Delta I_L < I_{L0} \quad (15)$$

此时的电感取值应该大于临界电感的取值即 $L > L_c$ ,为了确保电感工作在连续状态通常取 $L > 2L_c$ ,由此可以取 $L=5mH$ 。仿真时取 $f_s=1000Hz$ , $C=1000\mu F$ , $U_{pv}=100V$ , $i_L(0)=0$ , $U_b(0)=$ 常数(仿真时可取为0), $C_b$ 为蓄电池等效电容量,可取 $C_b=4700\mu F$ ,负载 $R_L=5\Omega$ ;对图1所示的系统进行仿真,仿真结果如图4所示。

图4中的虚线和实线分别给出了PV阵列在二种不同的光电流 $I_{g1}$ 、 $I_{g2}$ 情况下,系统在跟踪最大输出功率过程中,系统输出功率随时间变化过程曲线 $P_{pv}=g(t)$ 和PV

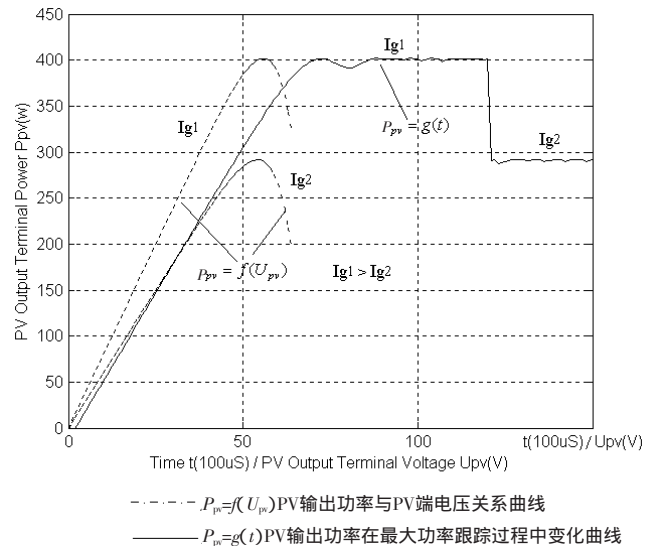


图4 PV输出功率随时间变化过程曲线和PV输出功率与PV阵列端电压关系曲线

Fig.4 The PV output power proceeding curve and the PV P-V curves

阵列输出功率随阵列端电压变化的过程曲线 $P_{pv}=g(t)$ 。

图5中 $P_{pv1}$ 、 $U_{pv1}$ 为系统采用本文介绍方案PV阵列随时间变化过程曲线;图(a)和(b)中的 $P_{pv2}$ 、 $U_{pv2}$ 分别为图1所示系统采用传统的功率比较控制方法实现最大功率跟踪PV输出功率和端电压随时间变化过程曲线。其中图(a)、(b)采用功率比较控制方法开关器件调制深度 $u$ 变化步长分别为 $\Delta u=0.001$ 和 $\Delta u=0.1$ 。由图(a)可知本文介绍的控制方案与功率比较控制方法实现最大功率跟踪相比,跟踪速度明显得到改善,随着调

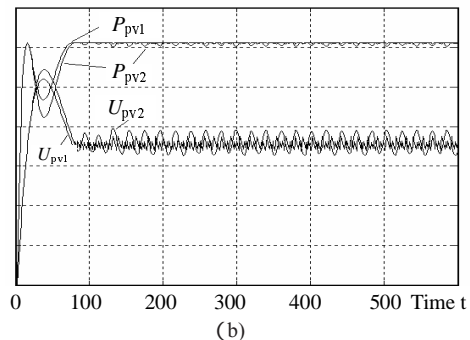
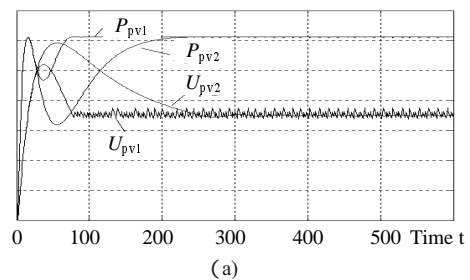


图5 PV输出功率 $P_{pv}$ 和电压 $U_{pv}$ 随时间变化曲线

Fig.5 The proceeding curves of PV supply and PV terminal voltage

制深度 $u$ 变化步长 $\Delta u$ 加大,由图(b)可知( $\Delta u=0.1$ ),比较法最大功率跟踪速度得到改善,但与 $P_{pvi}$ 、 $U_{pvi}$ 相比PV输出功率和端电压的波动较大。由图4、5仿真结果可知,图1所示系统采用上述滑模控制算法可大大改善太阳能电池的最大功率跟踪控制的效果。

#### 4 实验结果及分析

由于太阳能电池输出功率受环境温度和光照强度等因素的影响,所以其输出的最大功率处在不断的变化之中,因而难以用太阳能电池直接判断系统的控制方法是否可行。实验采用直流电源和一个串联电阻来模拟太阳能电池的特性曲线。实验中采用的直流电源 $V_1$ 取值范围为60V至85V,采用电子负载代替蓄电池。负载电流 $I_L$ 的检测:在负载上串联 $0.5\Omega$ 的电阻,其两端的电压波形反映负载两端的电流波形  $I_L=U_R/0.5$ 。采用滑模变结构控制,所得的实验波形图如图6所示。

从图6和图7可以看出,当系统稳定时,输入电容 $C$ 两端的电压基本上都为输入电压的一半,即 $U_C=\frac{1}{2}U_{in}$ ,此时负载上获得最大功率,说明系统稳定工作时处于最大功率跟踪状态。同时也可以看出采用滑模变结构控制系统的响应速度快,从开始搜索到系统稳定只用5ms左右的时间,与其他的控制方法相比搜索速度显著提高,从而能够更好的适用于太阳能电池最大功率的跟踪控制中。

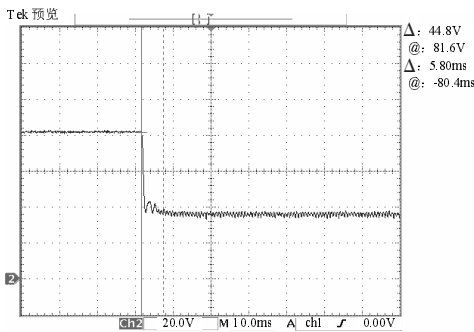


图6 输入电压81.6V时太阳能电池电压变化曲线  
Fig.6 Curve of PV terminal voltage on 81.6V input voltage

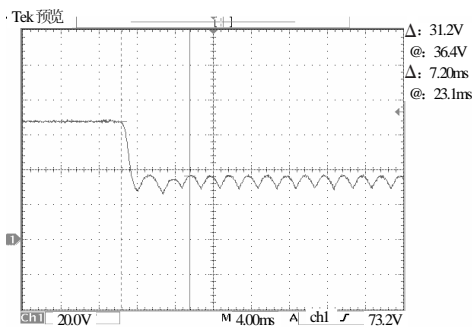


图7 输入电压73V时模拟太阳能电池电压变化曲线  
Fig.7 Curve of PV terminal voltage on 73V input voltage

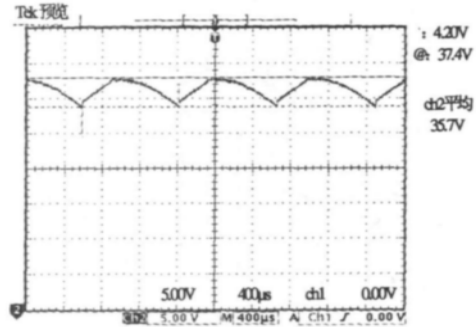


图8 输出电压纹波  
Fig.8 Ripples of output voltage

#### 5 结论

针对光伏电池的特点,将滑模变结构控制应用到光伏电池MPPT中,并与传统的功率比较控制方法进行了仿真比较。实验结果表明,与传统的功率比较控制等方法相比,滑模变结构太阳能最大功率跟踪控制能够使光伏发电系统稳定高效地跟踪光伏阵列的最大功率点,同时,在光照强度等参数发生突变情况下能快速找到新的最大功率点,保持系统稳定,表现出较好的动态性能。

#### 参考文献

[1] 杨苹,吴捷,刘明建.基于变结构理论的DC-DC功率变换器建模[J].华南理工大学学报,2002,30(12):6-11.  
 YANG Ping,WU Jie,LIU Ming-jian. Modeling of DC-DC converter based on variable structure theory[J]. Journal of South China University of Technology, 2002,30(12):6-11.

[2] 刘树林,刘健. Buck DC/DC变换器的输出纹波电压分析及其应用[J]. 电工技术学报,2007,22(2):91-96.  
 LIU Shu-lin,LIU Jian. Analysis of output ripple voltage of Buck DC/DC Converter and Its Application. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007,22(2):91-96.

[3] 贤燕华,罗晓曙,梁宗经.DC-DC Buck开关功率变换器的滑模变结构控制[J].应用科学学报,2004,22(3):351-355.  
 XIAN Yan-hua,LUO Xiao-shu,LIANG Zeng-jing. The sliding mode variable structure control for the DC-DC Buck converter. Journal of Applied Sciences, 2004,22(3):351-355.

[4] 杨志洵. DC/DC变换器的滑模变结构控制 [J]. 电工技术杂志,2000,(2):13-15.  
 YANG Zhi-xun. DC/DC Converter with Sliding Mode Control. Electrotechnical Journal, 2000,(2):13-15.

[5] WeiDong Xiao,Dunford,WG. A Modified Adaptive Hillclimbing MPPT Method for Photovoltaic Power Systems [C]. IEEE PESC04, 2004, (3): 1957-1963.

[6] Dong Yun Lee, HyeongJuNoh, DongSeok Hyun, et al. An Improved MPPT Converter Using Current Compensation Method for Small Scaled PV applications[C]. IEEE APEC03, 2003,(1):540-545.

作者简介:  
 王飞(1977-),男,讲师,主要研究方向为电力电子与电力拖动。  
 Email:qdwfl11@163.com  
 赵慧(1978-),女,讲师,主要研究方向为电力电子新技术。

收稿日期 2009-01-12  
(田春雨 编发)