



# MPPT Method Based on Improved Super-Twisting Algorithm

**Mao Yi-dong**

Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao, China

**Email address:**

953773848@qq.com

**To cite this article:**

Mao Yi-dong. MPPT Method Based on Improved Super-Twisting Algorithm. *Science Discovery*. Vol. 10, No. 6, 2022, pp. 406-413.

doi: 10.11648/j.sd.20221006.15

**Received:** October 21, 2022; **Accepted:** November 11, 2022; **Published:** November 14, 2022

**Abstract:** Maximum Power Point Tracking (MPPT) strategy is necessary to extract the maximum power production of a Photovoltaic system. Aiming at the obvious output chattering problem of traditional sliding mode control in the maximum power point tracking process of photovoltaic power generation, a sliding mode control maximum power point tracking strategy based on improved Super-Twisting algorithm is proposed. The Boost converter is used as the main circuit of the system. By analyzing the output characteristic curve of the photovoltaic cell, an improved Super-Twisting sliding mode controller is designed. The parameters of the improved Super-Twisting sliding mode controller are adjusted through the whale algorithm to optimize the controller parameters, greatly reducing the traditional sliding mode chattering and achieving maximum power point tracking. Finally, the stability of the improved Super-Twisting sliding mode control is analyzed by the Lyapunov function, and the simulation system is built in MATLAB/Simulink, under static and dynamic conditions, the simulations are compared with the traditional sliding mode control and perturb and observe method. The experimental results show that the sliding mode control strategy based on the improved Super-Twisting algorithm can effectively reduce the chattering problem of the traditional sliding mode controller, improve the convergence speed of the system, and has strong robustness when the external conditions change suddenly.

**Keywords:** Photovoltaic Power Generation, Maximum Power Point Tracking, Super-Twisting, Whale Algorithm

---

## 基于改进超螺旋算法的最大功率点跟踪

**毛奕栋**

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院，葫芦岛市，中国

**邮箱**

953773848@qq.com

**摘要:** 最大功率点跟踪(MPPT)策略是获取光伏系统最大功率的必要策略。针对光伏系统最大功率点跟踪过程中传统滑模控制存在明显输出抖振的问题，提出一种基于改进超螺旋算法的滑模控制最大功率点跟踪策略。采用Boost升压变换器作为系统主电路，通过分析光伏电池输出特性曲线，设计改进超螺旋滑模控制器，通过鲸鱼算法对改进超螺旋滑模控制器参数进行整定，使控制器参数最优，大幅降低滑模抖振，实现最大功率点跟踪。最后，通过李亚普诺夫函数分析改进超螺旋滑模控制的稳定性。在MATLAB/Simulink中搭建仿真系统，并在静态、动态条件下与传统滑模控制、扰动观测法进行对比实验。实验结果表明，基于改进超螺旋算法的滑模控制最大功率点跟踪策略有效克服了传统滑模控制的抖振现象，提高了系统的收敛速度，在外界条件发生突变时，具有较强的鲁棒性。

**关键词:** 光伏发电，最大功率点跟踪，超螺旋，鲸鱼算法

---

## 1. 引言

光伏发电量在国家电网中的比重日益增加,为我国实现碳达峰、碳中和目标奠定了坚实基础。但光伏系统具有强烈的非线性特性,严重影响系统的总输出功率。因此,如何解决这一非线性问题,提高系统的效率,实现最大功率点跟踪(MPPT)是目前的研究热点之一。MPPT常用算法为扰动观测法(P&O) [1]和电导增量法(INC) [2]。考虑到光伏系统的强非线性,学者开始将智能算法应用于最大功率点跟踪。最常见的为模糊控制,但模糊控制需要人为设计隶属函数和模糊规则,在现场应用中受到一定限制。

滑模控制(SMC)对系统的数学模型要求不高,具有强鲁棒性,日渐被应用到最大功率点控制中。但是传统滑模控制器因为切换函数sign的存在,使得控制律函数的解往复于滑模面运动,容易造成振荡。为此,如何减小滑模控制振荡问题成为研究重点。邵文权等利用饱和函数在边界层内的线性反馈,抑制了跳变现象的发生,使控制器滑动过程更平滑,减小了抖振发生[3];唐杰等采用指数趋近律式滑模控制,可以使系统较快到达滑模面,加快响应速度,同时针对指数趋近律参数进行模糊自适应控制,实现参数在线自整定,克服了传统滑模控制抖振现象[4];J. Fei等采用二阶滑模控制与人工神经网络和模糊逻辑相结合的混合控制,能够在有限时间内将系统状态收敛到零,同时由于它没有不连续的符号函数,使得完全避免抖振现象成为可能[5, 6];A. Kchaou等应用超螺旋算法,有效降低了滑模抖振问题,但从超螺旋滑算法的形式中可以看出,其控制律依然存在不连续项,所以系统中仍然存在抖动问题;同时由于不确定上界的存在,超螺旋算法切换增益整定困难,若增益过大则造成系统大幅抖振,增益过小则达不到控制要求[7]。彭真、陶彩霞等通过设计一种高阶滑模观测器来减弱滑模控制中高频切换带来的抖振现象,应用模糊推理算法实现对系统未知不确定性的在线补偿,取得了比较好的实验效果[8, 9]。A. Harrag等提出了PSO-SMC-P&O算法,即基于PSO的SMC变步长扰动观测法。采用变步长P&O算法,利用粒子群优化算法寻找SMC控制器的最优增益,达到了预期效果[10]。王天鹤等提出的二阶滑模和神经网络相结合的智能控制,削减了传统滑模的抖振问题,通过神经网络估计系统中不确定性因素,提高了系统的鲁棒性[11]。

本文针对传统滑模控制输出功率抖振显著的问题,提出一种通过鲸鱼算法对切换增益自适应寻优的改进超螺旋滑模控制器。与大多数采用试错法确定超螺旋滑模控制器参数的控制方法不同,本文采用鲸鱼算法确定最优设计参数,从而保证系统的快速收敛和稳定性。在标准测试条件和环境发生突变的情况下,通过系统仿真验证所提算法的有效性。

## 2. 光伏发电系统数学模型

### 2.1. 光伏阵列数学模型

光伏阵列等效电路如图1[12, 13]。

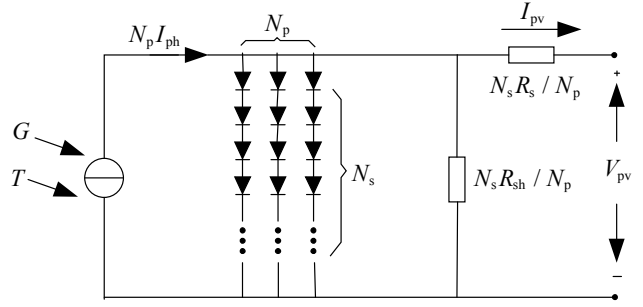


图1 光伏阵列等效电路。

光伏阵列数学模型为:

$$I_{PV} = N_p I_{ph} - N_p I_d \left[ \exp\left(\frac{q(V_{PV} + I_{PV} R_s)}{AKN_s t}\right) - 1 \right] - N_p \frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{N_s R_p} \quad (1)$$

式中,  $I_{PV}$ 为光伏阵列输出电流;  $I_{ph}$ 为光生电流;  $I_d$ 为饱和电流;  $V_{PV}$ 为光伏阵列输出电压;  $R_s$ 为串联电阻;  $R_{sh}$ 为并联电阻;  $q$ 为电子电荷量;  $A$ 为理想因子;  $K$ 为波尔兹曼常数;  $t$ 为当前环境温度;  $N_s$ 为串联电池个数;  $N_p$ 为并联电池个数。

光生电流可表示为:

$$I_{ph} = \left(\frac{G}{G_n}\right) [I_{scr} + k_i(t - t_r)] \quad (2)$$

式中,  $G$ 为当前光照强度;  $G_n$ 为标准光照强度;  $I_{scr}$ 为标准条件下短路电流;  $k_i$ 为短路温度系数;  $t_r$ 为标准温度。

饱和电流可表示为:

$$I_d = I_{\pi} \left[ \frac{t}{t_r} \right]^3 \exp \left[ \frac{q}{AKt} \left( \frac{1}{t_r} - \frac{1}{t} \right) \right] \quad (3)$$

式中,  $I_{\pi}$ 为标准条件下饱和电流。

式(1)、(2)、(3)求解难度较大,在实际工程中,常采用最大功率点电压( $V_{mpp}$ )和最大功率点电流( $I_{mpp}$ )来简化PV阵列的数学模型,公式如下:

$$\begin{cases} I_{PV} = I_{ph} \{1 - C_1 [\exp(q / C_2 V_{oc}) - 1]\} \\ C_1 = (1 - I_{mpp} / I_{ph}) \exp(-V_{mpp} / C_2 V_{oc}) \\ C_2 = (V_{mpp} / V_{oc} - 1) [\ln(1 - I_{mpp} / I_{ph})]^{-1} \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $C_1$ 、 $C_2$ 为变量。

当外界环境突变时:

$$\begin{cases} I'_{ph} = I_{ph}(1 + a\Delta t)G / G_n \\ I'_{mpp} = I_{mpp}(1 + a\Delta t)G / G_n \\ V'_{oc} = V_{oc}(1 - c\Delta t)(1 + b\Delta G) \\ V'_{mpp} = V_{mpp}(1 - c\Delta t)(1 + b\Delta G) \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可得最大功率点输出功率为:

$$\begin{aligned} P'_m &= V'_{mpp} I'_{mpp} \\ &= V_{mpp}(1 - c\Delta t)(1 + b\Delta G) I_m(1 + a\Delta t)G / G_n \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $a=0.0025$ ;  $b=0.5$ ;  $c=0.00288$ ;

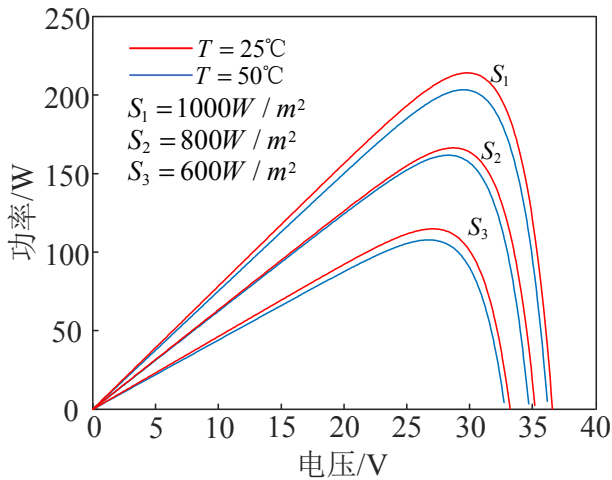
从上述分析可以看出, 光伏电池具有强烈的非线性特性, 光生电流受电池内部参数特性、环境光照强度和环境温度影响。由式(2)可以得出, 光照强度和温度决定光生电流, 只有当在某一特点条件下, 光伏系统才能输出最大功率, 从而使光伏系统获得最大的转换效率。

根据式(1)~式(6), 选用1Soltech 1STH-215-P型号光伏电池板, 搭建基于Matlab/Simulink的仿真模型, 光伏电池板参数如表1。得到600、800、1000W/m<sup>2</sup>的太阳辐照强度和25、50°C下的光伏电池板输出特性曲线, 如图2。

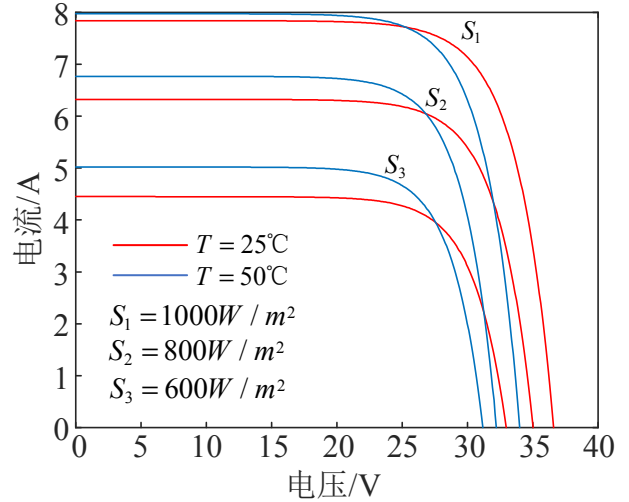
表1 光伏电池板参数。

符号	参数名	数值/单位
$V_{oc}$	开路电压	36.6V
$I_{sc}$	短路电流	7.84A
$V_{mp}$	最大功率点电压	29V
$I_{mp}$	最大功率点电流	7.35A
$P$	标准环境最大功率	213W

标准测试环境为: 温度 $t$ 为25°C, 太阳辐照强度 $G=1000\text{W/m}^2$ 。从图2中可以看出, 1)光伏电池板在相同光照条件下, 功率电压曲线呈现单峰值、非线性; 2)光伏电池板在相同温度下, 随着光照强度降低, 最大功率点电流下降, 最大功率输出明显下降; 3)光伏电池板在相同太阳辐照度下, 随着外界温度升高, 最大功率点电流降低, 最大功率输出降低。



(a)  $P/V_{PV}$  曲线



(b)  $I_{PV}/V_{PV}$  曲线

图2 不同条件光伏电池 $I_{PV}/V_{PV}$ 、 $P/V_{PV}$ 曲线。

## 2.2. Boost变换器建模

如图3所示, 选用Boost变换器作为系统主电路[14]。由伏秒平衡原理并考虑系统中的参数不确定性的干扰, 可得光伏系统的状态方程为:

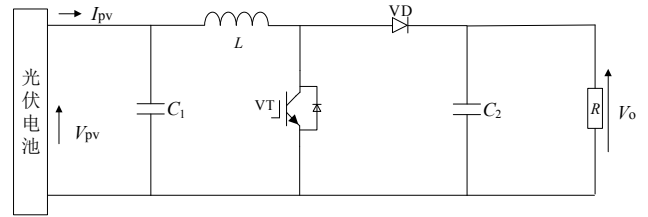


图3 光伏电池最大功率跟踪系统拓扑。

利用图3可建立系统的动态数学模型:

$$\begin{cases} \frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{PV} - \frac{1}{C_1} I_L + d_1 \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{PV}}{L} - (1-u) \frac{V_o}{L} + d_2 \\ \frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{I_L}{C_2} - \frac{V_o}{RC_2} + d_3 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} d_1 = \frac{C_1 I_L - \Delta C_1 I_{PV}}{C_1 (C_1 + \Delta C_1)} \\ d_2 = \frac{L \Delta V_{PV} - (V_{PV} + (u-1)V_o) \Delta L}{L (L + \Delta L)} \\ d_3 = \frac{(u-1)V_o \Delta C_2}{C_2 + \Delta C_2} \\ \quad + \frac{(R \Delta C_2 + C_2 \Delta R + \Delta C_2 \Delta R) V_o}{(RC_2 + R \Delta C_2 + C_2 \Delta R + \Delta C_2 \Delta R) RC_2} \end{cases} \quad (8)$$

$$D = d_1 + d_2 + d_3 \quad (9)$$

式中,  $V_{PV}$  为光伏输入电压,  $I_{PV}$  为光伏输入电流,  $L$  为电感电流,  $V_o$  为系统输出电压,  $C_1$  为输入电容,  $C_2$  为输出电容,  $R$  为电阻负载,  $u$  为开关函数其值为1代表开关合上, 其值为0代表开关断开。  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$  为参数不确定性对系统状态的干扰;  $D$  为Boost电路参数摄动带来的匹配扰动。

### 3. MPPT控制器设计

为了最大程度地减小滑模控制的抖振问题, 及最大程度地提高最大输出功率的精度, 采用基于改进超螺旋算法的滑模控制[15]。将系统控制输入  $u(t)$  求微分, 得到  $\dot{u}(t)$ , 并将其虚拟成为新的控制变量。这样一来实际系统控制输入  $u(t)$  是对虚拟控制信号  $\dot{u}$  求积分得到的, 从而使得实际控制输入  $u(t)$  变为连续信号, 大幅度的削弱了系统的抖振。

#### 3.1. 滑模面设计

选择合适的滑模面对提高滑模控制的品质和增强系统稳定性至关重要。由图2(a)可知, 光伏电池工作在最大功率点时有  $dP_{PV}/dV_{PV} = 0$ , 即

$$dP_{PV}/dV_{PV} = I_{PV} + dI_{PV}/V_{PV} = 0 \quad (10)$$

则可选取滑模面  $s$  为:

$$s = \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} V_{PV} + I_{PV} \quad (11)$$

当  $s > 0$  时, 光伏系统工作在最大功率点左侧; 当  $s < 0$  时, 光伏系统工作在最大功率点右侧; 在最大功率点左侧时,  $u=1$  开关管导通, 工作电压上升使光伏系统工作状态趋向最大点; 在最大功率点右侧是,  $u=0$  开关管关断, 工作电压下降使光伏系统工作状态趋向最大点, 如图4所示。

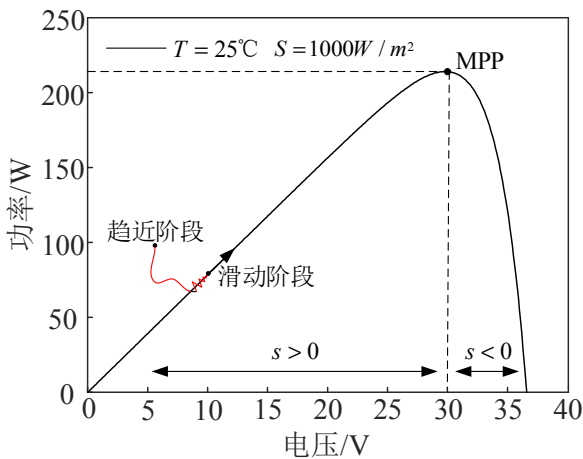


图4 趋近滑动过程。

为避免出现分母为0情况, 将式(11)改写为:

$$s = dI_{PV}V_{PV} + dV_{PV}I_{PV} \quad (12)$$

则滑模面离散形式为:

$$s(x) = [I_{PV}(x) - I_{PV}(x-1)]V_{PV}(x) + [V_{PV}(x) - V_{PV}(x-1)]I_{PV}(x) \quad (13)$$

在实际工作系统中,  $s(x) = 0$  难以实现, 因此对  $s(x)$  进行带宽限制。若  $-\delta \leq s(x) \leq \delta$ , 则取  $s(x) = 0$ 。其中,  $\delta$  值为较小的正数。

#### 3.2. 趋近律设计

本文采用等效控制  $U_{eq}$  与趋近律  $U_{sw}$  相结合的滑模控制律来提高SMC的收敛性, 滑模控制律可表示为:

$$U = U_{eq} + U_{sw} \quad (14)$$

其中, 等效控制  $U_{eq}$  为动态部分, 保证滑模控制的渐近稳定性; 趋近律  $U_{sw}$  用来克服系统不确定性和附加干扰等非理想因素。

通常设计等效控制  $U_{eq}$  时忽略系统干扰项,  $U_{eq}$  可表示为:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dI_L} \times \frac{dI_L}{dt} = \frac{ds}{dI_L} \times \left[ \frac{V_{PV} - (1 - U_{eq}) \times V_o}{L} \right] = 0 \quad (15)$$

$$U_{eq} = (V_o - V_{PV}) / V_o \quad (16)$$

趋近律对光伏系统的收敛速度、鲁棒性和稳定性有很大影响。传统趋近律为: 等速趋近律和指数趋近律, 等速趋近律如式(17)所示:

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s) \quad (17)$$

式中,  $\varepsilon > 0$ , 为系统趋向于滑模面的速度。

等速趋近律的缺点为无法在缩短系统收敛时间的同时减低系统抖振。

指数趋近律如式(18)所示:

$$\dot{s} = -ks - \varepsilon \text{sign}(s) \quad (18)$$

式中, 指数项  $-ks$  提高了系统收敛速度, 但同等速趋近律一样, 无法克服滑模控制带来的抖振问题。为了在加快系统收敛速度的同时消除滑模抖振, 进一步降低系统抖振对最大功率点精度的影响, 本文设计一种改进超螺旋趋近律, 其表达式为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\lambda_1 |s|^{0.5} \theta(s) - \lambda_3 s + \delta \\ \dot{\delta} = -\lambda_2 \theta(s) - \dot{D} \end{cases} \quad (19)$$

式(19)中  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$  均为待设计常数。

$\lambda_1$  可以使系统快速趋近到滑模面,  $\lambda_1$  的值越大系统的控制性能越好, 但会带来很大的抖振问题, 如果通过减小  $\lambda_1$  值来达到削弱抖振的目的, 又会造成控制性能降低;  $\lambda_2$  用于补偿系统不确定性以及外部扰动, 对于存在较大上界的扰动, 需要选择相对大的  $\lambda_2$  才能抑制扰动,

但会带来很大的抖振问题； $\lambda_3 s$  的加入可以提高系统收敛速度， $\lambda_3$  越大系统收敛速度越快，但会造成抖振显著。提出一种连续函数  $\theta(s)$  来代替传统符号函数  $\text{sign}(s)$ 。如式(20)所示：

$$\theta(s) = 1 - \frac{1}{e^{s/n} + 0.5} \quad (20)$$

当  $n$  分别取 0.1、0.2 和 0.05 时， $s \in [-1, 1]$  时， $\theta(s)$  与  $\text{sign}(s)$  进行比较，如图 5。随着  $n$  的减小，函数越贴近  $\text{sign}(s)$ ，由于其是连续不跳变函数，可以克服  $\text{sign}(s)$  带来的系统抖振问题。

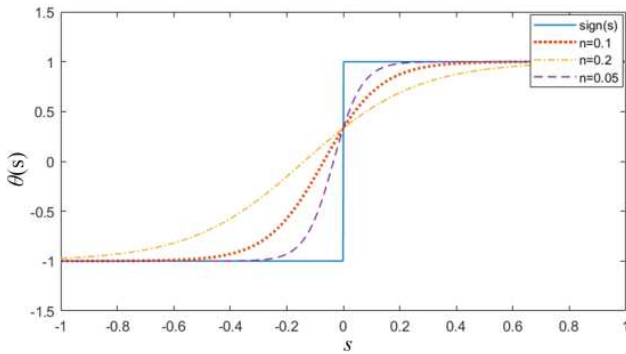


图5 函数对比。

综上所述，基于改进超螺旋算法的滑模控制律为：

$$U = U_{eq} + U_s = (V_o - V_{PV}) / V_o - \lambda_1 |s|^{0.5} \theta(s) - \lambda_3 s - \int \lambda_2 \theta(s) + \dot{D} dt \quad (21)$$

### 3.3. 系统稳定性分析

为了证明该控制器的稳定性条件，并保证控制器的稳定收敛性，选择李雅普诺夫函数为：

$$V(t) = \frac{1}{2} s(t)^2 \quad (22)$$

其中

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(t) > 0, s(t) \neq 0 \\ \dot{s}(t) \neq 0 \end{cases} \quad (23)$$

只有当李雅普诺夫函数的导数为负且满足以下条件时，才能保证系统的稳定性，即

$$\begin{cases} \dot{V}(t) < 0 \\ s(t) \neq 0 \\ \dot{s}(t) \neq 0 \end{cases} \quad (24)$$

对式(22)求导，可得

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} \quad (25)$$

将式(19)代入式(25)得：

$$\begin{aligned} \dot{V} = s \cdot \dot{s} &= -\lambda_1 |s|^{0.5} s \cdot \theta(s) - \lambda_3 s \cdot \theta(s) - \int \lambda_2 s \cdot \theta(s) + \dot{D} dt \\ &\leq -\lambda_1 |s|^{0.5} |s| - \lambda_3 |s| - \int \lambda_2 |s| + \dot{D} dt < 0 \end{aligned} \quad (26)$$

即基于改进超螺旋滑模控制能在有限时间内稳定收敛性，保证系统的稳定性。

## 4. 基于鲸鱼算法的滑模控制参数整定

滑模控制器设计的一个难点是滑模控制的参数整定问题。因此，如何用先进算法去优化控制参数，具有重要的工程意义。鲸鱼算法与遗传算法(GA)相比较，局部搜索能力加强，收敛时间大幅缩短且编程简单；与粒子群算法(PSO)相比，由于其随机搜索猎物的机制，具有了更强的全局搜索能力，避免了PSO算法网络权重和遗传因子不易选择造成的陷入局部最优，精度差等问题。

基于上述分析，通过设计改进鲸鱼算法[16]，选取光伏系统的输出功率误差函数作为滑模参数优化目标，寻优后获得的当前时刻鲸鱼位置作为超螺旋算法切换增益  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$  系数，从而提高控制器滑动阶段动态特性，提高最大功率点的跟踪精度。

鲸鱼算法具有原理流程简单、参数调节少、运行速度快等优点，基本原理如下：

### (1) 收缩包围猎物

根据座头鲸捕食机制，猎物发现后开始收缩位置进而包围猎物，也就是如果此时随机概率  $P$  小于 0.5 ( $P$  为  $[0, 1]$  的随机数)，那么就逐渐靠近猎物，其公式为：

$$X(t+1) = X(t) - A \cdot D \quad (27)$$

$$D = |CX^*(t) - X(t)| \quad (28)$$

$$A = 2a \cdot r_1 - a \quad (29)$$

$$C = 2r_2 \quad (30)$$

$$a(t) = 2 - 2t / T_{\max} \quad (31)$$

式中， $X(t+1)$  为上一次更新后位置； $X^*(t)$  表示在第  $t$  次的迭代过程中最优位置； $X(t)$  表示此时鲸鱼空间位置； $D$  为最优鲸鱼位置与此时鲸鱼位置的距离； $A$ 、 $C$  为变量系数； $r_1$ 、 $r_2$  为随机数，在  $[0, 1]$  之间； $a$  表示从 2 到 0 的线性迭代过程； $T_{\max}$  为算法的最大迭代的次数。

### (2) 螺旋更新位置

根据座头鲸捕食机制，当猎物被发现后座头鲸将会以螺旋方式靠近，但此时需满足随机概率  $P$  不小于 0.5，其公式为：

$$X(t+1) = D' e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + X^*(t) \quad (32)$$

$$D' = |X^*(t) - X(t)| \quad (33)$$

式中： $D'$ 为当前时刻位置到当前最优鲸鱼距离； $b$ 为常数；是随机数， $l \in [-1, 1]$ 。

### (3) 随机搜索猎物

在座头鲸捕食行为中，变量系数 $A$ 取值范围为 $[-1, 1]$ ，而当系数 $A$ 不在这个范围，表明当前鲸鱼个体不会向最佳鲸鱼个体靠近，将会从当前鲸鱼群体中随机选择一条个体靠近，位置更新方式如下：

$$X(t+1) = X_{\text{rand}} - A \cdot D \quad (34)$$

$$D = |CX_{\text{rand}} - X(t)| \quad (35)$$

式中， $X_{\text{rand}}$ 为随机选择的鲸鱼的所在位置。

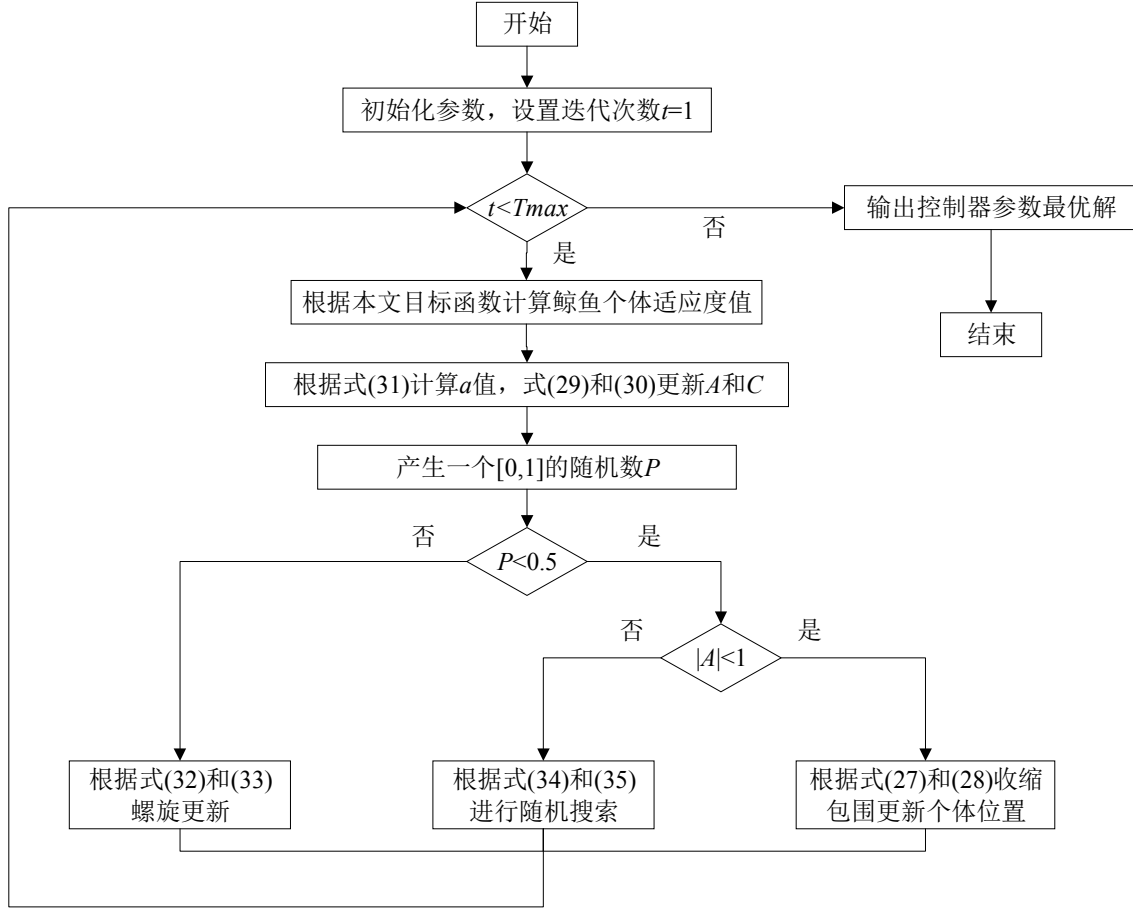


图6 算法流程。

## 5. 实验分析

在Matlab/Simulink中搭建实验系统，系统由光伏阵列、改进超螺旋滑模控制的Boost变化器和负载组成。其中，Boost电路设计参数由式(36)、式(37)计算得：

$$L = \frac{V_i}{(0.2 \sim 0.4) \times f \times I_o} \times \left(1 - \frac{V_i}{V_o + V_d}\right) \quad (36)$$

$$\begin{cases} C_i \geq \frac{V_i}{8 \times f^2 \times L \times \Delta V_i} \times \left(1 - \frac{V_i}{V_o + V_d}\right) \\ C_o \geq \frac{I_o}{f \times \Delta V_o} \times \left(1 - \frac{V_i}{V_o + V_d}\right) \end{cases} \quad (37)$$

式中，输出电压 $V_o = 60V$ ，二极管导通电压 $V_d$ 为 $0.5V$ ，电阻 $R$ 为 $30\Omega$ ，输入纹波 $\Delta V_i \leq 30mV$ ，输出纹波 $\Delta V_o \leq 50mV$ 。

经计算选取电感 $L$ 为 $470\mu H$ ，输入电容 $C_1$ 为 $100\mu F$ ，输出电容 $C_2$ 为 $700\mu F$ 。电路参数及控制器最优解如表2。

表2 仿真参数。

参数	数值
电池板并联个数	1
电池板串联个数	1
Boost电路输入电容 $C_1/F$	0.0001
Boost电路输出电容 $C_2/F$	0.0007
Boost电路电感 $L/H$	0.00047
超螺旋算法参数 $\lambda_1$	0.1018
超螺旋算法参数 $\lambda_2$	0.7778
超螺旋算法参数 $\lambda_3$	0.01



针对光伏系统启动状态、光照条件突变、温度条件突变的情况，将本文提出的改进超螺旋滑模控制与传统滑模控制和经典扰动观测法进行对比。

### 5.1. 启动时最大功率点跟踪特性

在标准测试条件下(温度为25°C，光照强度为1000 W/m<sup>2</sup>)，对扰动观测法(P&O)、传统滑模控制算法(SMC)、改进后的超螺旋滑模控制(STC)3种算法进

行仿真实验，启动时最大功率特性曲线如图7。3种算法控制的光伏系统输出功率均在213 W左右，说明在标准条件下3种控制算法均能寻找到最大功率点。P&O算法追踪最大功率点耗时0.06s，且精度较高；SMC算法追踪到此最大功率点耗时0.018s，但相比于其他两种算法精度较低，存在明显抖振现象。STC控制跟踪最大功率点耗时0.01s，响应速度相比于其他两种控制算法均快，且精度较大，克服了滑模控制的抖振问题。

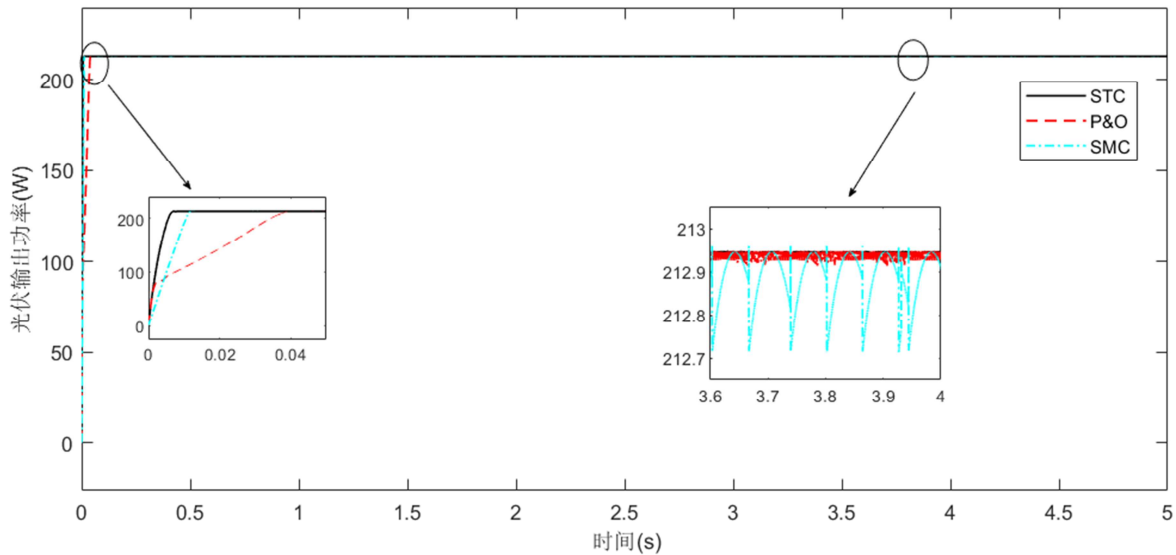


图7 启动时光伏系统功率。

### 5.2. 标准温度下，光照强度发生突变的情况

图8表示在标准情况温度下，光照强度发生突然变化的过程，即光照强度在0~2s、2~3s、3~4s、4~5s时刻，分别为1000、800、900、1000 W/m<sup>2</sup>。可以看出，扰动观测法(P&O)动态跟踪速度较慢，主要原因是扰动观测法需要定步长的迭代跟踪，而若光照强度发生突变，将

直接造成最大功率点电压的变化，定步长的迭代会造成跟踪速度慢，故光照强度突变越大，扰动观测法的动态性能越差。传统滑模控制(SMC)虽然趋近速度较快，但存在明显抖振问题，控制精度不高。而本文所提出的改进后超螺旋滑模控制(STC)，其波动最小，说明改进后的超螺旋滑模控制明显抑制滑模的抖振问题，达到了设计要求。

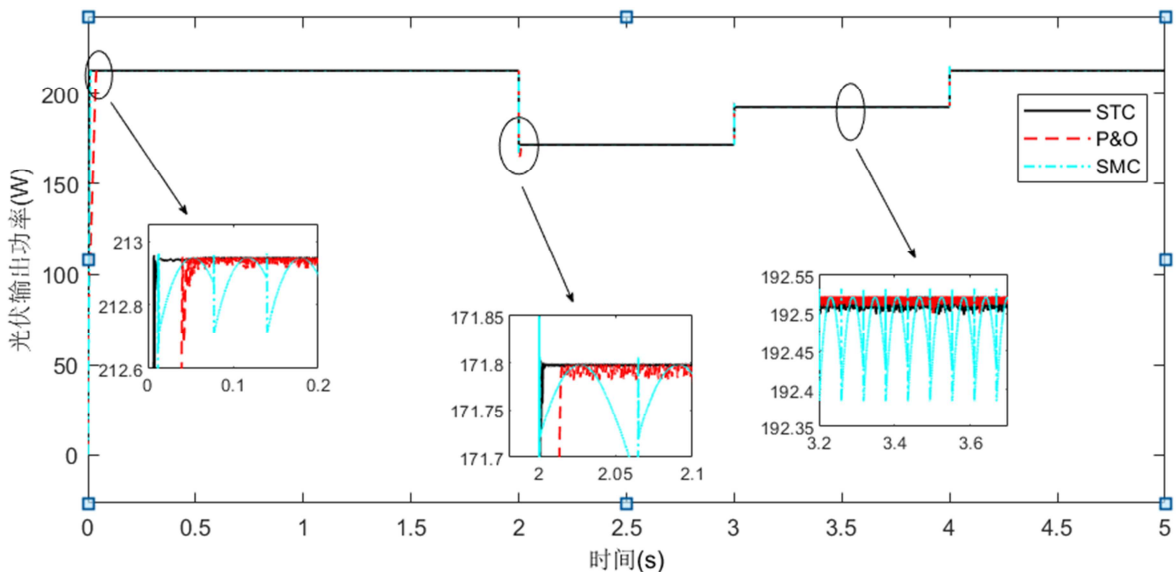


图8 光照强度突变时光伏系统功率。

### 5.3. 标准光照下, 温度发生突变的情况

图9表示在标准光照情况下, 温度发生突然变化的过程, 即温度在2.5s时刻, 由25°C突变到20°C。可以看出, STC算法的跟踪速度快于其他两种算法, 并且当温度条件发生突变时, 超调量小, 能够快速找到此时最大功率点, 且STC波动明显小于SMC。

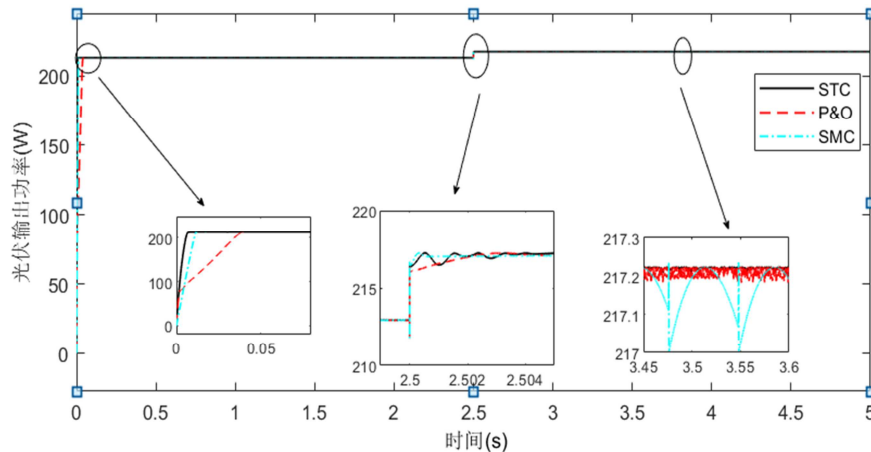


图9 温度突变时光伏系统功率。

## 6. 结论

针对光伏最大功率跟踪问题, 提出一种改进超螺旋滑模控制, 并针对超螺旋算法参数难以准确整定的问题提出采用鲸鱼算法寻优。系统实验结果表明:

- (1) 基于改进超螺旋算法的滑模控制最大功率点跟踪策略提高了系统的响应速度, 克服了传统扰动观测法跟踪速度慢的问题, 提高了系统的动态响应性能。
- (2) 基于改进超螺旋算法的滑模控制最大功率点跟踪策略缓解了传统滑模控制下稳态功率波动较大现象, 系统输出功率抖动明显降低, 有效抑制抖动现象。
- (3) 通过鲸鱼算法整定参数, 解决了超螺旋算法参数难整定问题, 简化了参数调节过程。

## 参考文献

- [1] 胡海林, 李文, 丰富. 光伏并网逆变器滑模变结构控制研究综述 [J]. 电测与仪表, 2022, 59 (02): 45-52.
- [2] 魏立明, 吴扬昀. 基于改进电导增量法的光伏MPPT策略研究 [J]. 电源技术, 2021, 45 (06): 791-796.
- [3] 邵文权, 王猛, 吴朝俊, 程远, 刘毅力. 基于改进滑模控制的光伏系统MPPT控制策略 [J]. 太阳能学报, 2021, 42 (10): 87-93.
- [4] 唐杰, 邵武, 孟志强. 采用模糊指数趋近律的光伏MPPT滑模算法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31 (08): 46-52.
- [5] J. Fei and C. Lu, "Adaptive fractional order sliding mode controller with neural estimator", Journal of the Franklin Institute, vol. 355, no. 5, pp. 2369-2391, 2018.
- [6] J. Fei and T. Wang, "Adaptive Fuzzy-Neural-Network Based on RBFNN Control for Active Power Filter", International Journal of Machine Learning and Cybernetics, vol. 10, no. 5, pp. 1139-1150, 2018.
- [7] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa, N. M'sirdi. Second order sliding mode-based MPPT control for photovoltaic applications [J]. Solar Energy, 2017, 155:
- [8] 彭真. 超螺旋滑模控制的永磁同步电机直接转矩控制脉动抑制研究 [D]. 武汉理工大学, 2020.
- [9] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47 (23): 11-18.
- [10] A. Harrag and S. Messalti, "PSO-based SMC variable step size P&O MPPT controller for PV systems under fast changing atmospheric conditions", International Journal of Numerical Modelling, vol. 32, no. 5, p. e2603, 2019.
- [11] 王天鹤, 赵希梅, 金鸿雁. 基于递归径向基神经网络的永磁直线同步电机智能二阶滑模控制 [J]. 电工技术学报, 2021 (6): 1229-1237.
- [12] 张启然. 光伏电池动态建模及应用研究 [D]. 河北工业大学, 2019.
- [13] 张彦, 袁成清. 基于动态环境变量的太阳电池模型研究 [J]. 太阳能学报, 2018, 39 (07): 1893-1899.
- [14] 董新超. 光伏发电系统MPPT及直流变换环节的研究与设计 [D]. 武汉理工大学, 2017.
- [15] Kiran Kumari, Asif Chalanga, Bijan Bandyopadhyay. Implementation of Super-Twisting Control on Higher Order Perturbed Integrator System using Higher Order Sliding Mode Observer [J]. IFAC Papers On Line, 2016, 49 (18).
- [16] 孙琪, 于永进, 王玉彬, 高海淑. 采用改进鲸鱼算法的配电网综合优化 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33 (05): 22-29.