



دانشگاه صنعتی شهرد

نشریه سالانه‌ی غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۵ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۳۹۷

صفحات ۴ الی ۲۲

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری برای ردیابی نقطه حداکثر توان در یک سلول خورشیدی تحت شرایط عادی و شرایط سایه جزئی

هادی دلاوری^۱ و سیده زهرا رشیدنژاد حیدری^۲

^۱ نویسنده مسئول، دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، ایران، delavari@hut.ac.ir

^۲ دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، ایران، Zahra_rashidnejad@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۲۵ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۷/۱۳)

چکیده

واژه‌های کلیدی

سلول خورشیدی،

حسابان کسری،

ردیابی نقطه حداکثر توان،

هدایت افزایشی،

کنترل کننده مد لغزشی ترمینال

تطبیقی مرتبه کسری،

شرایط سایه جزئی.

در این مقاله، با ترکیب حسابان کسری و تئوری کنترل مد لغزشی یک روش کنترل مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری جدید برای ردیابی نقطه حداکثر توان در یک سلول خورشیدی پیشنهاد شده است. برای جستجوی نقطه حداکثر توان، روش هدایت افزایشی مورد استفاده قرار گرفته است. ابتدا یک کنترل کننده مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری طراحی می‌گردد که در آن، قانون کنترل وابسته به دانستن حد بالای نامعینی در سیستم است؛ اما از آنجایی که در مسائل عملی محاسبه این حد بالا مشکل و یا در برخی موارد غیرممکن است از این رو در این مقاله یک قانون تطبیق برای محاسبه لحظه ای پارامتر کنترلی آورده شده است. اثبات پایداری سطح لغزش و همچنین اثبات همگرایی سیستم حلقه بسته روش پیشنهادی با استفاده از تئوری لیاپانوف انجام می‌گیرد. در نهایت، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی هم در شرایط عادی و هم در شرایط سایه جزئی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. برای مقایسه بهتر عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، عملکرد این کنترل کننده در مقابل تغییر بار و تغییر پارامترهای سیستم با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال متداول (مرتبه صحیح) مقایسه می‌گردد.



Sahand University
of Technology

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.5, No.2,

Autumn and Winter 2018

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Design of Fractional order Adaptive Terminal Sliding Mode Controller for MPPT in a Solar Cell under Normal and Partial Shading Condition

Hadi Delavari¹ and Zahra Rashidnejad Heydari²

¹**Corresponding Author**, Associate Prof, Department of Electrical Engineering, Hamedan University of Technology, Hamedan, Iran, delavari@hut.ac.ir

²M.Sc. Student, Department of Electrical Engineering, Hamedan University of Technology, Hamedan, Iran, Zahra_rashidnejad@yahoo.com

ABSTRACT

In this paper, by combining fractional calculus and sliding mode control theory, a new fractional order adaptive terminal sliding mode controller is proposed for the maximum power point tracking in a solar cell. To find the maximum power point, the incremental conductance method has been used. First, a fractional order terminal sliding mode controller is designed in which the control law depends on knowing the upper bound of uncertainty in the system; but in practical application it is difficult or in some cases impossible to calculate this upper limit. In this paper, an adaptive law is given for online calculating of this parameter. The stability of the sliding surface, as well as the finite time convergence of closed-loop system, are proved using the Lyapunov theory. Finally, the performance of the proposed controller is evaluated both in normal and partial shading conditions. For a better comparison of the proposed controller, the performance of this controller is compared in the presence of load variations and the variations of system parameters with the conventional (integer order) terminal sliding mode controller.

Keywords

Photovoltaic,
Fractional calculation,
Maximum power point tracking,
Incremental conductance,
Fractional order-adaptive terminal
sliding mode control,
Partial shading.

۱- مقدمه

با توجه به افزایش نگرانی‌های ناشی از پایان‌پذیری سوخت‌های فسیلی و مشکلات زیست محیطی ایجاد شده در اثر مصرف این نوع از انرژی‌ها، در حال حاضر استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر، به خصوص پانل‌های خورشیدی گسترش یافته است. همچنین انرژی خورشیدی یکی از مهم‌ترین و پرکاربردترین منابع تأمین انرژی در ماهواره‌ها و فضاپیماها نیز می‌باشد. باتری‌های خورشیدی یا سلول‌های خورشیدی ابزارهای الکترونیکی هستند که با استفاده از پدیده فتوولتائیک، نور یا فوتون را مستقیماً به جریان یا ولتاژ الکتریکی تبدیل می‌کنند. امروزه سلول‌های خورشیدی کاربردهای بسیاری پیدا کرده‌اند از قبیل شارژ باتری، پمپاژ آب، تأمین انرژی منازل و تأمین انرژی سیستم‌های ماهواره‌ای. عدم نیاز به نگهداری و تعمیر و همچنین عدم ایجاد آلودگی از مزیت‌های این منابع می‌باشد. از آنجایی که سلول‌های خورشیدی هنوز دارای بازده تبدیل نسبتاً پایینی هستند می‌توان با استفاده از ترفندهای سری و موازی کردن، علاوه بر رسیدن به توان قابل قبول، هزینه‌ها را نیز کاهش داد.

برای استخراج توان بیشتر از آرایه PV^۱، تا کنون روش‌های مختلفی برای ردیابی نقطه حداکثر توان توسعه یافته‌اند. در [۱]، برای ردیابی نقطه حداکثر توان^۲ (MPP)، روش Look-up Table در یک میکرو استفاده شده که بر اساس استفاده از پایگاه داده‌ای است که شامل پارامترها و داده‌هایی از قبیل منحنی سلول PV در تابش و دماهای مختلف، می‌باشد. در [۲]، از روش برازش منحنی^۳ استفاده شده که در آن خواص غیرخطی سلول PV با استفاده از معادلات ریاضی یا تقریب عددی مدل‌سازی شده است. نقطه ضعف این دو روش آن است که ممکن است نیاز به ظرفیت حافظه بزرگ جهت محاسبه فرمول‌های ریاضی و ذخیره‌سازی داده‌ها، داشته باشند. در [۳]، روش ولتاژ مدار باز استفاده شده که رابطه تقریباً خطی با ولتاژ MPP دارد. در [۴]، روش جریان اتصال کوتاه بررسی شده که رابطه خطی بین جریان اتصال کوتاه و جریان MPP را بیان کرده است. این روش‌ها ظاهراً ساده و مقرون‌به‌صرفه هستند اما آنها قادر به انطباق با تغییر شرایط محیطی نیستند.

روش اغتشاش و مشاهده (P&O)^۴ به صورت گسترده در ردیاب‌های توان سلول PV استفاده شده است که دلیل آن سادگی سیستم کنترل و تعداد کم پارامترهای اندازه‌گیری می‌باشد [۵]. با وجود اینکه ردیابی نقطه حداکثر توان با روش P&O انجام می‌شود، اما همچنان این نقاط حالت بهینه ندارند و آرایه PV دارای تلفات است؛ همچنین در این روش لازم است که شرایط جوی ثابت یا با تغییرات آهسته همراه باشد [۶]. در [۷] برای چیره‌شدن بر تلفات روش P&O از روش هدایت افزایشی استفاده شده است. در روش هدایت افزایشی ولتاژ یا جریان خروجی آرایه PV به گونه‌ای تنظیم می‌شود که نسبت جریان به ولتاژ خروجی PV برابر هدایت افزایشی dI/dV شود. با مشاهده هرگونه انحراف، نسبت جریان به ولتاژ به گونه‌ای تغییر می‌کند که این نسبت برابر dI/dV شود، زیرا در این نقطه حداکثر توان حاصل می‌شود [۸]. روش دیگر در مواجهه با تغییرات نقطه حداکثر توان، روش مقایسه سه نقطه وزن‌دار می‌باشد. در روش مقایسه سه نقطه وزن‌دار، سه نقطه اندازه‌گیری، مقایسه و وزن‌دهی می‌شوند. به محض آنکه وزن‌دهی منجر به دریافت توان بیشتری از آرایه PV شود، وزن‌ها ثابت می‌شوند. در این روش روند سیستم کنترل پیچیده و در نتیجه پاسخ سیستم دارای

¹ Photovoltaic

² Maximum Power Point

³ Curve Fitting

⁴ Perturbation and Observation

سرعت پایین است [۹]. در روش‌های کنترل فازی [۱۰-۱۲] و شبکه‌های عصبی [۱۳ و ۱۴]، ردیابی نقطه حداکثر توان با در نظر گرفتن شرایط مختلف جوی و پارامترهای سلول PV انجام می‌شود، اما محاسبات پیچیده بوده و نیاز به استفاده از میکروکنترلر در این روش‌ها دیده می‌شود.

متأسفانه، حداکثر توان تولیدی توسط آرایه PV با تغییر تابش و دمای سلول تغییر می‌کند. به طوری که بسیاری از روش‌های MPPT^۱ فاقد تحلیل همگرایی بوده و تنها نزدیک به نقطه حداکثر توان خوب عمل می‌کنند. اگرچه برخی از روش‌های نامبرده، ردیابی نقطه حداکثر توان غیرخطی با پایداری تضمین شده را پیشنهاد داده‌اند، اما این روش‌ها مشکل شناسایی دقیق مبدل قدرت و استفاده از مشتق زمانی ولتاژ- جریان PV را دارند.

به منظور پیاده‌سازی آسان و تضمین پایداری، ولتاژ نقطه حداکثر توان بر اساس روش مبتنی بر طرح کنترلی MPPT دو مرحله‌ای توسعه یافته است. کار مرحله اول تعیین ولتاژ مرجع نقطه حداکثر توان از آرایه PV و وظیفه مرحله دوم رساندن ولتاژ آرایه PV به ولتاژ مرجع می‌باشد. به صورت مکرر جستجوی ولتاژ مرجع و رساندن ولتاژ آرایه به ولتاژ مرجع انجام می‌شود، تا زمانی که این روش به نقطه حداکثر توان دست پیدا کند. مزیت برخی از الگوریتم‌های MPPT سنتی، از قبیل روش هدایت افزایشی و P&O این است که می‌توانند با تضمین همگرایی تحقق یابند. با این حال عملکرد ردیابی به شدت وابسته به عملکرد ردیابی در مرحله دوم است. اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت‌ها بر نتایج کنترل کننده تاثیر خواهند داشت. بسیاری از روش‌های ردیابی، حول نقطه حداکثر توان دارای نوسان هستند. اما کنترل کننده مد لغزشی^۲ نسبت به اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت‌ها مقاوم است و پایداری مجانبی را فراهم می‌کند [۱۵]. از سوی دیگر کنترل کننده مد لغزشی ترمینال زمان همگرایی را محدود می‌کند [۱۶]. با این قابلیت، سیستم حلقه بسته می‌تواند با دقت بیشتری کنترل شود. بنابراین بسیاری از نمونه‌های استفاده شده از TSMC^۳، عملکرد سریع و زمان همگرایی محدود و همچنین دقت بالا دارند. با توجه به این، اگر از TSMC برای کنترل ردیابی استفاده شود، MPV^۴ بر اساس MPPT می‌تواند عملکرد بهتری داشته باشد. مطالعات پیشین^۵ [۱۷-۲۱]، نشان می‌دهد که ترکیب حسابان کسری با کنترل کننده مد لغزشی، دقت و سرعت پاسخ را بالاتر می‌برد و عملکرد مقاوم سیستم را ارتقاء می‌دهد.

بنابراین با توجه به موارد ذکر شده در بالا، در مقاله حاضر هدف بهبود روش TSMC برای ردیابی نقطه حداکثر توان در یک سلول PV می‌باشد. به همین منظور در این مقاله با به کارگیری حسابان کسری، یک روش جدید کنترل مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری (FO-ATSMC) پیشنهاد شده است، که دقت و سرعت ردیابی نقطه حداکثر توان در آن نسبت به TSMC بیشتر است.

در این مقاله، یک روش ردیابی نقطه حداکثر توان بر اساس FO-TSMC برای سیستم قدرت PV به منظور طراحی MPV پیشنهاد شده است. در مرحله اول، MPV مرجع از روش هدایت افزایشی بدست آمده است و در مرحله دوم با در نظر گرفتن یک مبدل افزاینده DC-DC به عنوان مدار کنترل قدرت، FO-TSMC به منظور راندن سیستم به MPV مرجع پیشنهاد شده است.

¹ Maximum Power Point Tracking

² Sliding Mode control

³ Terminal Sliding Mode control

⁴ Maximum Power voltage

⁵ Fractional Order- Terminal Sliding Mode control

ادامه مقاله بدین شرح است: در بخش ۲، مدل سازی سیستم آرایه PV آورده شده است. شرح مختصری از حسابان مرتبه کسری در بخش ۳ آمده است. جستجوی MPP از طریق روش هدایت افزایشی و ردیابی توان حداکثر با استفاده از روش FO-TSMC، روش FO-ATSMC و اثبات پایداری آن‌ها، به ترتیب در بخش‌های ۴-۱، ۴-۲ و ۴-۳ آورده شده است. شبیه سازی عددی تحت شرایط عادی و شرایط سایه جزئی در بخش‌های ۵-۱ و ۵-۲ و در نهایت، نتیجه گیری در بخش ۶ آمده است.

۲-مدلسازی سلول خورشیدی

مشخصه الکتریکی یک آرایه PV را می توان با معادله جریان به صورت زیر توصیف کرد [۲۲]:

$$i_{pv} = N_p i_{ph} - N_p i_{rs} (e^{qV_{pv}/N_s A K_0 T} - 1) \quad (1)$$

که i_{pv} و V_{pv} به ترتیب نشان دهنده ولتاژ و جریان آرایه PV، N_p و N_s به ترتیب تعداد سلول های موازی و سری، T دمای سلول، i_{ph} ، $P - N$ پیوند $A = 1 - 5$ ضریب ایده آل پیوند $K_0 = 1.3805 \times 10^{-23} J/K$ ثابت بولتزمن، $q = 1.6 \times 10^{-19} C$ بار الکترونی، i_{rs} جریان اشباع معکوس می باشد. مقاومت سری و موازی ذاتی، صرف نظر شده است. علاوه بر این، i_{ph} و i_{rs} تابعی از تابش خورشید و دمای سلول به فرم زیر است [۲۲]:

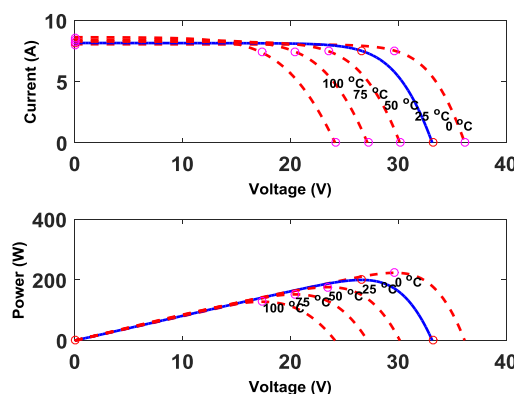
$$i_{rs} = i_{or} (T/T_r)^3 e^{[qE_{g0}/(1/T_r - 1/T)]/(AK_0)} \quad (2)$$

$$i_{ph} = (i_{scr} + K_i(T - T_r)) \lambda / 100 \quad (3)$$

که i_{or} جریان اشباع معکوس در دمای مرجع T_r ، i_{scr} جریان اتصال کوتاه سلول در دمای مرجع و تابش مرجع 100 mW/cm^2 ، $E_{g0} = 1.1 \text{ eV}$ انرژی باند گپ از نیمه هادی ساخت سلول، $K_i(A/K)$ ضریب دمای جریان اتصال کوتاه و $\lambda (\text{mW/cm}^2)$ تابش خورشیدی است. توان PV از معادله زیر بدست می آید [۲۲]:

$$P_{pv} = i_{pv} V_{pv} = N_p i_{pv} V_{pv} - N_p i_{rs} V_{pv} (e^{qV_{pv}/N_s A K_0 T} - 1) \quad (4)$$

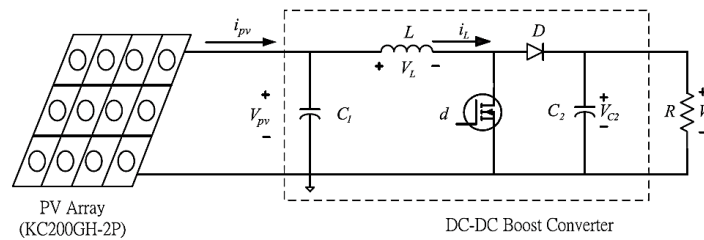
مشخصه جریان-ولتاژ و توان-ولتاژ از آرایه PV در شکل ۱ نشان داده شده است. تغییرات ماکزیمم توان در طول دماهای مختلف رسم شده است. علاوه بر این، V_{pv} منحصر به فردی وجود دارد که توان PV خروجی، در آن نقطه حداکثر است.



شکل ۱. منحنی جریان-ولتاژ و توان-ولتاژ آرایه PV [۳]

برای تنظیم ولتاژ خروجی آرایه PV برای حداکثر کردن توان تولیدی سلول، یک مبدل افزایشنده DC-DC مطابق شکل ۲

متصل شده است.



شکل ۲. سیستم تولید کننده توان خورشیدی با یک آرایه PV، ۲۰۰ وات و یک مبدل افزایش دهنده DC-DC [۱]

دینامیک مبدل افزایش دهنده متصل به آرایه PV به صورت زیر است [۱]:

$$\dot{V}_{pv} = \frac{-1}{C_1} i_L + \frac{i_{pv}}{C_1} \quad (5)$$

$$i_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{R_C(1-d)}{L(1+\frac{R_C}{R})} i_L + \frac{1-d}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) V_{C_2} - \frac{V_D(1-d)}{L} \quad (6)$$

$$\dot{V}_{C_2} = \frac{(1-d)}{C_2(1+\frac{R_C}{R})} i_L - \frac{1}{C_2(R+R_C)} V_{C_2} \quad (7)$$

که V_{pv} ، V_{C_2} و i_L به ترتیب ولتاژ آرایه PV (یعنی ولتاژ خازن C_1)، ولتاژ خازن C_2 و جریان القاگر L است. R_C مقاومت داخلی خازن C_2 ، ولتاژ دیود قدرت، d سیکل کاری سیگنال کنترلی PWM و R مقاومت بار می باشد. توان آرایه PV برای یک ولتاژ V_{pv} تحت تابش و دمای ثابت ماکزیمم می شود. هدف کنترلی، طراحی سیگنال کنترلی PWM برای تنظیم ولتاژ V_{pv} در نقطه حداکثر توان است. برای رسیدن به این هدف، یک کنترل کننده مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری در این مقاله پیشنهاد می شود.

۳- حسابان مرتبه کسری

حسابان مرتبه کسری [۲۲-۲۳] برای کنترل سیستم ها، اخیراً مورد توجه و تمرکز زیادی واقع شده است. در طول سال های گذشته محاسبات مرتبه کسری به طور فزاینده ای برای سیستم های کنترلی استفاده شده است. توانایی آن در بهبود عملکرد کنترل کننده ها به ویژه در زمینه کنترل مقاوم، شناخته شده است. چندین مطالعه مقایسه ای در مقالات اخیر، به این نتیجه رسیده اند که کنترل کننده های مد لغزشی مرتبه کسری عملکرد بهتری نسبت به کنترل کننده های مد لغزشی متداول دارند. از مزایای کنترل کننده مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری در این مقاله آن است که، نخست از یک سطح لغزش مرتبه کسری به جای سطح لغزش متداول استفاده می شود، دوم اینکه استفاده از حسابان مرتبه کسری باعث ایجاد درجه آزادی بیشتر در سطح لغزش و افزایش عملکرد مقاوم سیستم می شود و سوم اینکه با توجه به خاصیت کنترل کننده های مد لغزشی ترمینال، همگرایی سریع انجام می گیرد.

در حسابان مرتبه کسری برای گرفتن مشتق مرتبه کسری از یک تابع، سه تعریف اساسی وجود دارد. هر یک از این سه تعریف، دارای ویژگی های متفاوتی هستند. اما در انتگرال مرتبه کسری، این سه تعریف، باهم معادل می باشند. سه تعریف رایج مورد استفاده برای مشتقات و انتگرال های مرتبه کسری عبارت اند از گرناوالد لتنیکوف^۲، ریمن لیوویل^۳ و کاپوتو^۴ می باشد. در طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری در این مقاله از تعریف کاپوتو استفاده شده است.

¹ Pulse Width Modulation

² Grunwald-Letnikov

³ Riemann-Liouville

⁴ Caputo

تعریف ۱: مشتق مرتبه ی کسری با تعریف کاپوتو، به صورت (۸) قابل بیان است [۱۸]:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, \quad n-1 < \alpha < 1 \quad (8)$$

تعریف ۲: انتگرال مرتبه کسری به صورت (۹) قابل بیان است [۱۸]:

$${}_a D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (9)$$

تعریف ۳: برخی از خواص مهم تعریف کاپوتو که در ادامه از آنها استفاده خواهد شد، به شرح زیر است [۱۸]:

$${}_c D_{0,t}^\alpha {}_c D_{0,t}^{-\alpha} x(t) = x(t) \quad (10)$$

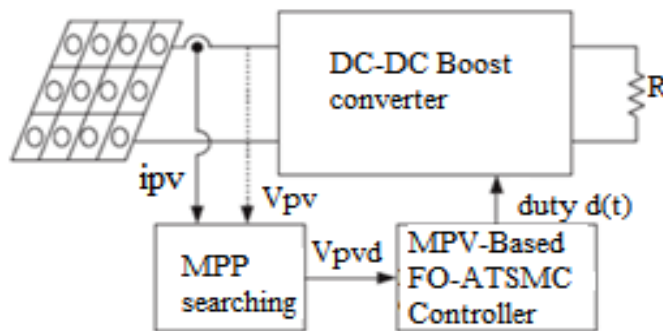
$$D_{0,t}^{-\alpha} {}_c D_{0,t}^\alpha x(t) = x(t) - \sum_{k=0}^{m-1} \frac{t^k}{k!} x^{(k)}(0) \quad (11)$$

$${}_c D_{0,t}^\alpha {}_c D_{0,t}^n x(t) = {}_c D_{0,t}^{\alpha+n} x(t), \quad n \in \mathbb{N} \quad (12)$$

$$L\{{}_c D_t^\alpha x(t)\} = s^\alpha X(s) - \sum_{k=0}^{m-1} s^{\alpha-k-1} x^{(k)}(0) \quad (13)$$

۴- طراحی کنترل کننده MPPT مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری

برای بدست آوردن MPPT در زمانی که شرایط جوی متغیر است، ساختار کنترلی به صورت کلی در شکل ۳ نشان داده شده است. در این قسمت، i_{pv} و V_{pv} از آرایه PV اندازه گیری شده و به عنوان ورودی به الگوریتم جستجو کننده MPPT که ولتاژ مرجع توان ماکزیم V_{pvd} را تولید می کند، فرستاده می شوند. پس از محاسبه ولتاژ مرجع V_{pvd} ، مقدار آن به سیستم MPV مبتنی بر کنترلر $FO - TSMC$ فرستاده می شود تا حداکثر توان تولید شود.



شکل ۳. ساختار MPPT با استفاده از الگوریتم دو مرحله ای

۴-۱- الگوریتم جستجوی MPP

همانطور که گفته شد برای بدست آوردن نقطه ای که در آن توان تولیدی ماکزیم باشد، بایستی از توان نسبت به ولتاژ مشتق گرفته شود [۱].

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = i_{pv} + V_{pv} \frac{di_{pv}}{dV_{pv}} \quad (14)$$

با توجه به رابطه (۱۴)، زمانی توان تولیدی حداکثر خواهد شد که عبارت فوق برابر صفر، $dP_{pv}/dV_{pv} = 0$ شود.

با توجه به توضیحات فوق، رابطه به روز کردن ولتاژ تنظیم V_{pvd} به صورت زیر خواهد شد [۱]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pvd}(k) = V_{pvd}(k-1) + \Delta V \quad \text{for} \quad \frac{di_{pv}}{dV_{pv}} > -\frac{i_{pv}}{V_{pv}} \\ V_{pvd}(k) = V_{pvd}(k-1) - \Delta V \quad \text{for} \quad \frac{di_{pv}}{dV_{pv}} < -\frac{i_{pv}}{V_{pv}} \end{array} \right\} \quad (15)$$

که $V_{pvd}(k)$ ولتاژ مرجع MPV در k امین مرحله است و ΔV پارامتر به روز کردن است که می تواند بصورت تجربی تعیین شود. بعد از چندین تکرار، شرط تولید توان ماکزیمم با $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ بدست می آید. بنابراین، مسئله به کنترل ولتاژ آرایه PV برای دنبال کردن ولتاژ مرجع MPV که همان V_{pvd} است، تغییر پیدا می کند.

نکته ۱) برای قانون به روز کردن V_{pvd} ، نتیجه دنبال کردن ولتاژ PV عملکرد جستجوی $MPPT$ در گام بعد اثر خواهد داشت. از آنجایی که جستجوی $MPPT$ به شدت به کنترل کننده MPV وابسته است، مشکلات زیر وجود دارد:

۱) تلفات توان زمانی که پاسخ کنترل کننده خیلی آهسته باشد رخ خواهد داد.

۲) اگر نتایج کنترل کننده نوسانی باشد، اشتباه محاسباتی V_{pvd} افزایش خواهد یافت.

بنابراین نه تنها برای تضمین همگرایی به مرجع داده شده، بلکه برای افزایش عملکرد جستجوی $MPPT$ ، یک کنترل کننده MPV مناسب مورد نیاز است. بهترین حالت زمانی است که ولتاژ آرایه V_{pv} ، ولتاژ $MPPT$ مرجع V_{pvd} را دنبال کند.

نکته ۲) اگر کنترل کننده در مرحله دوم با عملکرد تعقیب سریع و مطمئن به خوبی طراحی شده باشد، پارامتر به روزرسانی ΔV بزرگتر، معمولاً جواب گذرای بهتری را نتیجه خواهد داد. با این حال، اگر ΔV خیلی بزرگ باشد، امکان نوسان در حالت ماندگار وجود دارد. بنابراین تعیین، پارامتر ΔV نیاز به یک مصالحه دارد.

۴-۲- کنترل مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری

قبل از طراحی کنترل کننده پیشنهادی، موارد زیر را در نظر می گیریم:

$$x_1(t) = V_{pv}(t), x_2(t) = i_L(t), x_3(t) = V_{c2}(t), x_4(t) = V_{pvd}(t)$$

اکنون با توجه به موارد فوق، معادلات دینامیک سیستم با توجه به شکل ۲ به صورت زیر بازنویسی می شوند:

$$\dot{V}_{pv} = \frac{-1}{C_1} i_L + \frac{i_{pv}}{C_1} \quad (16)$$

$$\dot{V}_{c2} = \frac{1-d}{C_2(1+\frac{R_c}{R})} i_L - \frac{1}{C_2(R+R_c)} V_{c2} \quad (17)$$

$$\dot{i}_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{R_c(1-d)}{L(1+\frac{R_c}{R})} i_L + \frac{1-d}{L} \left(\frac{R_c}{R+R_c} - 1 \right) V_{c2} \quad (18)$$

اکنون با توجه به موارد فوق، معادلات دینامیک سیستم بار دیگر به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (-x_2 + i_{pv}) \quad (19)$$

$$\dot{x}_2 = f_1(x) + g_1(x)d(t) \quad (20)$$

$$\dot{x}_3 = f_2(x) + g_2(x)d(t) \quad (21)$$

$$f_1(x) = \frac{x_1}{L} - \frac{R_c}{L(1+\frac{R_c}{R})} x_2 + \frac{1}{L} \left(\frac{R_c}{R+R_c} - 1 \right) x_3 - \frac{V_D}{L} \quad (22)$$

$$g_1(x) = -\frac{R_c}{L(1+\frac{R_c}{R})}x_2 - \frac{1}{L}\left(\frac{R_c}{R+R_c} - 1\right)x_3 - \frac{V_D}{L} \quad (23)$$

$$f_2(x) = \frac{1}{C_2(1+\frac{R_c}{R})}x_2 - \frac{1}{C_2(R+R_c)}x_3 \quad (24)$$

$$g_2(x) = -\frac{1}{C_2(1+\frac{R_c}{R})}x_2 \quad (25)$$

که در آن $X = [X_1 \ X_2 \ X_3]^T$ است.

در این مقاله برای بدست آوردن ردیابی توان ماکزیمم، یک کنترل کننده مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری پیشنهاد می شود تا ولتاژ PV، ولتاژ MPV مرجع را تعقیب کند. خطای تعقیب ولتاژ به صورت زیر تعریف شده است و به دنبال آن مشتق آن محاسبه شده است:

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \quad (26)$$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C_1}(-x_2 + i_{pv}) - \dot{x}_{1d} \quad (27)$$

با در نظر گرفتن x_2 به عنوان ورودی کنترل مجازی، یک خطای تعقیب کمکی تعریف می شود، $e_2 = x_2 - x_{2d}$ که در آن:

$$x_{2d} = i_{pv} - c_1 \dot{x}_{1d} \quad (28)$$

سپس، معادلات دینامیکی جدید به صورت زیر خواهند آمد:

$$\dot{e}_1 = -\frac{e_2}{c_1} \quad (29)$$

$$\dot{e}_2 = f_1(x) - \dot{x}_{2d} + g_1(x)d(t) \quad (30)$$

که:

$$\dot{x}_{2d} = i_{pv} - c_1 \dot{x}_{1d} \quad (31)$$

حال مشکل طراحی کنترل کننده، طراحی پارامتر $d(t)$ است به گونه ای که همگرایی سریع e_1 و e_2 حاصل شود. برای این منظور، یک تابع مد لغزشی ترمینال مرتبه کسری $s(t)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$s = e_2^r - \alpha D^{-\rho} e_1 \quad (32)$$

که در آن $\alpha > 0$ ، $r = p/q$ ، $1 < r < 2$ ، p و q اعداد صحیح فردی هستند که نامساوی را برآورده می کنند.

در ادامه در قضیه ۱ اثبات پایداری سطح لغزش مورد بررسی قرار می گیرد و در قضیه ۲ اثبات همگرایی سیستم حلقه بسته تحت کنترل کننده پیشنهادی بررسی می شود.

در ادامه برای اثبات پایداری سطح لغزش از لم ۱ کمک گرفته خواهد شد.

لم ۱) برای انتگرال مرتبه کسری $sgn(D^{-\rho} e_1) = sgn(e_1)$ برقرار است.

اثبات لم: تعریف انتگرال مرتبه کسری به صورت زیر است:

$${}_0D_t^{-\rho} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\rho)} \int_0^t (t-\tau)^{\rho-1} f(\tau) d\tau \quad (33)$$

از آنجایی که $0 < \tau < t$ در نتیجه $t - \tau > 0$ در نتیجه $(t - \tau)^{\rho-1} > 0$ از طرفی برای $0 < \rho < 1$ داریم $\Gamma(\rho) > 0$ می باشد. این روی می توان نتیجه گرفت که:

$$\operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\Gamma(\rho)} \int_0^t (t-\tau)^{\rho-1} f(\tau) d\tau\right) = \operatorname{sgn}(f(t)) \quad (34)$$

با استفاده از رابطه فوق می توان نتیجه گرفت که:

$$\operatorname{sgn}(D^{-\rho} e_1) = \operatorname{sgn}(e_1) \quad (35)$$

قضیه (۱) سطح لغزش ترمینال مرتبه کسری پیشنهاد شده در رابطه (۳۲) پایدار است و خطا به صفر همگرا خواهد شد.

اثبات: با برابر صفر قرار دادن سطح لغزش داریم:

$$e_2^r = \alpha D^{-\rho} e_1 \quad (36)$$

با استفاده از معادله (۲۹) و (۳۶):

$$\frac{D^{-\rho} e_1}{\dot{e}_1} = -k e_2^{r-1} < 0 \quad (37)$$

برای اثبات پایداری خطا، تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف شده است:

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (38)$$

$$\dot{V} = e_1 \dot{e}_1 \quad (39)$$

از طرفی طبق معادله (۳۷) داریم $\frac{D^{-\rho} e_1}{\dot{e}_1} < 0$ این بدین معنی است که:

$$\operatorname{sgn}(D^{-\rho} e_1) = -\operatorname{sgn}(\dot{e}_1) \quad (40)$$

با کمک لم ۱ و معادله (۴۰) نتیجه می شود:

$$\operatorname{sgn}(e_1) = -\operatorname{sgn}(\dot{e}_1) \quad (41)$$

در نتیجه:

$$\operatorname{sgn}(\dot{V}) = \operatorname{sgn}(e_1) \cdot \operatorname{sgn}(\dot{e}_1) = -(\operatorname{sgn}(e_1) \cdot \operatorname{sgn}(e_1)) < 0 \quad (42)$$

پس می توان نتیجه گرفت که سطح لغزش ترمینال مرتبه کسری پیشنهاد شده پایدار است و خطا به صفر همگرا می شود. به عنوان یک نتیجه، اگر سیستم به سمت سطح لغزشی $s(t) = 0$ هدایت شود، خطاهای e_1 و e_2 به صفر همگرا خواهند شد، یعنی ولتاژ PV همواره ولتاژ MPPT را دنبال می کند.

در ادامه، بر اساس تعریف تابع مد لغزشی، مشتق زمانی سطح لغزشی ترمینال مرتبه کسری $s(t)$ به صورت (۴۳) بدست می آید:

$$\dot{s} = r e_2^{r-1} \dot{e}_2 - \frac{d}{dt} (\alpha D^{-\rho} e_1) = r e_2^{r-1} [f_1(x) - \dot{x}_{2d}(t) + g_1(x) d(t)] - \frac{d}{dt} (\alpha D^{-\rho} e_1) \quad (43)$$

در نتیجه، ورودی کنترل $d(t)$ به صورت (۴۴) بدست می آید که در آن ترم مرتبه کسری وجود دارد که باعث ایجاد درجه آزادی بیشتر در سیگنال کنترل و افزایش عملکرد مقاوم سیستم خواهد شد:

$$d(t) = \frac{1}{g_1(x)} \left(\frac{\frac{d}{dt} (\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} - f_1 + \dot{x}_{2d}(t) \right) - K \operatorname{sgn}(s) \quad (44)$$

با جایگذاری قانون کنترلی بدست آمده در معادله دینامیکی، سیستم حلقه بسته به صورت (۴۵) بدست خواهد آمد:

$$\dot{s} = -Kre_2^{r-1}sign(s) \quad (45)$$

بعد از آن، طراحی $FO - TSMC$ تعقیب MPV را به کمک قضیه ۲ فراهم خواهد کرد. در قضیه ۲ اثبات همگرایی سیستم حلقه بسته تحت کنترل کننده پیشنهادی بررسی می شود.

قضیه ۲) سیستم تولید توان آرایه PV را در نظر بگیرید. اگر از کنترل کننده FO-TSMC با $K > 0$ استفاده شود، همگرایی سیستم کنترل حلقه بسته برای تعقیب ولتاژ MPP تضمین می شود.

اثبات: تابع لیاپانوفی به صورت (۴۶) در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (46)$$

از معادله (۴۶) نسبت به زمان مشتق گرفته می شود:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -K.re_2^{r-1}sign(s) = -K.re_2^{r-1}|s| \quad (47)$$

که در آن $e_2^{r-1} = e_2^{\frac{p-q}{q}} = e_2^{\frac{p-q}{q}} > 0$ برای همه $e_2 \neq 0$

بنابراین اگر $e_2 \neq 0$ باشد، طبق رابطه (۴۷) می توان نتیجه گرفت که $\dot{V} < -\beta|s|$ است. حال اگر $e_2 = 0$ و $s \neq 0$ باشد،

دینامیک e_2 با استفاده از قانون کنترل (۴۴) به صورت (۴۸) حاصل می شود:

$$\dot{e}_2 = -\frac{\alpha}{rc_1}e_2^{2-r} - Ksign(s) = -Ksgn(s) \quad (48)$$

زمانی که $s > 0$ باشد، $\dot{e}_2 = -K$ است و زمانی که $s < 0$ باشد، $\dot{e}_2 = K$ است. علاوه بر این علامت s تغییر نخواهد کرد تا زمانی که به مقدار صفر برسد. ($s = 0$ خطای e_2 از صفر دور شده و $s \neq 0$ می گردد و می توان نتیجه گرفت که e_1 و e_2 به صفر همگرا خواهند شد. در نتیجه، ردیابی نقطه حداکثر توان تضمین می شود. زمان همگرایی در صورتی که $\rho = 0$ باشد (سطح لغزش مرتبه صحیح) با استفاده از روابط (۲۹)، (۳۲) و (۳۳) بصورت زیر بدست می آید:

$$t_{reach} = C_1 \frac{(|e_1(0)|)^{\left(1-\frac{1}{r}\right)}}{\alpha^{\frac{1}{r}} \left(1 - \frac{1}{r}\right)}$$

در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری^۱ در رابطه (۴۴) محدوده پارامتر K یعنی همان ضریب sgn در قانون کنترل وابسته به دانستن حد بالای نامعینی در سیستم است. از آنجایی که در مسائل عملی محاسبه این حد بالا مشکل و یا در برخی موارد غیرممکن است از این رو در بخش بعدی، قانون تطبیق برای محاسبه لحظه ای این پارامتر کنترلی آورده شده است.

۴-۳- کنترل مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری

همانطور که گفته شد در مسائل عملی محاسبه حد بالای پارامتر K یعنی همان ضریب sgn در سیگنال کنترل مشکل است، از این رو در این قسمت یک قانون تطبیق برای محاسبه لحظه ای این پارامتر به صورت زیر تعیین می گردد.

¹ Fractional Order- Adaptive Terminal Sliding Mode control

قضیه ۳) اگر قانون تطبیق زیر برای محاسبه لحظه ای پارامتر K (یعنی همان ضریب sgn)، استفاده شود، سیستم حلقه بسته پایدار می ماند.

$$\dot{\hat{k}} = re_2 r^{-1} |s| \quad (49)$$

که در آن \hat{k} تخمینی برای K است و $re_2 r^{-1}$ مقدار مثبتی است.

اثبات: یک تابع لیاپانوف به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \tilde{k}^2 \quad (50)$$

که:

$$\tilde{k} = K - \hat{k} \quad (51)$$

با مشتق گیری از رابطه (۵۰) داریم:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \tilde{k}(-\dot{\hat{k}}) \quad (52)$$

با جایگذاری رابطه (۴۵) در (۵۲) خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -Kre_2 r^{-1} |s| + sre_2 r^{-1} \tilde{k} sgn(s) - \tilde{k} \dot{\hat{k}} \quad (53)$$

با جایگذاری قانون تطبیق (۴۹) در سمت راست معادله (۵۳) داریم:

$$\dot{V} < -Kre_2 r^{-1} |s| < 0 \quad (54)$$

در نتیجه پایداری سیستم تضمین می شود و کنترل کننده پیشنهادی نسبت به اغتشاشات و نامعینی مقاوم خواهد شد و نیازی به اطلاعاتی راجع به محدوده اغتشاشات ندارد. در بخش بعد تحلیل پایداری مقاوم این کنترل کننده بررسی می شود.

۴-۴- تحلیل پایداری مقاوم

به منظور دستیابی به نقطه حداکثر توان در سلول PV، سیستم مبدل افزایشده به دلیل وجود نامعینی به شکل نامعلومی در نظر گرفته شده است. در ادامه بهره کنترل کننده برای مقابله با نامعینی ها توسعه یافته است. فرض کنید سیستم دارای نامعینی به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} f_1 &= \hat{f}_1 + \Delta f_1 \\ g_1 &= \hat{g}_1 + \Delta g_1 \end{aligned} \quad (55)$$

$$\dot{x}_{2d} = \hat{h}_c + \Delta h_c$$

جایی که \hat{f}_1 ، \hat{g}_1 و \hat{h}_c معین و قابل اندازه گیری هستند. Δf_1 ، Δg_1 و Δh_c بیانگر نامعینی های سیستم و خطای اندازه گیری هستند. به علاوه نامعینی ها شرایط مرزی زیر را برآورده می کنند:

$$\omega^{-1} \leq \hat{g}_1 / g_1 \leq \omega \quad (56)$$

$$|\Delta f_1| < F \quad (57)$$

$$|\Delta h_c| < H \quad (58)$$

جایی که $\hat{g}_1 \neq 0$ و $0 < \omega < 1$ و F و H به ترتیب بیانگر کران بالای نامعینی های Δf_1 و Δh_c می باشند. واضح است که \hat{h}_c بیانگر بخش نامی \dot{x}_{2d} است که از تقریب مشتق \dot{x}_{2d} بدست می آید. به عبارت دیگر، Δh_c بیانگر خطای تقریب مشتق است. به علاوه، خطای اندازه گیری و ریپل جریان روی i_{pv} و i_L می تواند جز نامعینی های Δf_1 ، Δg_1 و Δh_c باشد. با مشتق گرفتن از تابع مد لغزشی مرتبه کسری (۳۲) داریم:

$$\dot{s} = re_2 r^{-1} [\hat{f}_1 + \Delta f_1 - \hat{h}_c - \Delta h_c + (\hat{g}_1 + \Delta g_1)d(t)] - \frac{d}{dt}(\alpha D^{-\rho} e_1) \quad (59)$$

و قانون کنترل توسعه یافته به صورت (۶۰) است:

$$d(t) = \frac{1}{\hat{g}_1} \left(\frac{d}{dt} \frac{(\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} - \hat{f}_1 + \hat{h}_c \right) - K^* \text{sgn}(s) \quad (60)$$

با جایگذاری رابطه (۶۰) در رابطه (۵۹) داریم:

$$\dot{s} = r e_2^{r-1} [\Delta f_1 - \Delta h_c - g_1 \hat{g}_1^{-1} K^* \text{sgn}(s)] + r e_2^{r-1} (g_1 - \hat{g}_1) \hat{g}_1^{-1} \left[\frac{d}{dt} \frac{(\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} - \hat{f}_1 + \hat{h}_c \right] \quad (61)$$

در نتیجه، طراحی کنترل کننده مد لغزشی مرتبه کسری با هدف ردیابی نقطه حداکثر توان در PV با وجود نامعینی به صورت قضیه ۴ مطرح می‌گردد.

قضیه ۴) سیستم تولید توان PV با معادلات (۶-۴) در حضور نامعینی و قانون کنترل (۶۰) را در نظر بگیرید. اگر بهره کنترل کننده به صورت (۶۲) باشد:

$$K^* > \omega (|\Delta f_1| + |\Delta h_c| + \eta) + |\omega - 1| \left(\frac{\alpha}{r} \left| \frac{d}{dt} \frac{(\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} \right| + |\hat{f}_1| + |\hat{h}_c| \right) \quad (62)$$

پایداری مقاوم ردیابی نقطه حداکثر توان با روش پیشنهادی تضمین می‌شود.

اثبات: تابع لیاپانوفی به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (63)$$

با مشتق گرفتن از معادله (۶۳) نسبت به زمان و استفاده از رابطه (۶۱) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s \dot{s} = & s r e_2^{r-1} (\Delta f_1 - \Delta h_c - g_1 \hat{g}_1^{-1} K^* \text{sgn}(s)) + s r e_2^{r-1} (g_1 - \hat{g}_1) \hat{g}_1^{-1} \left[\frac{d}{dt} \frac{(\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} - \hat{f}_1 + \hat{h}_c \right] \leq \\ & -\eta r |s| |e_2^{r-1}| + r |s| |e_2^{r-1}| (|\Delta f_1| + |\Delta h_c| + \eta) - K^* r \omega^{-1} |s| |e_2^{r-1}| + r |\omega - 1| |s| |e_2^{r-1}| \left(\frac{\alpha}{r} \left| \frac{d}{dt} \frac{(\alpha D^{-\rho} e_1)}{r e_2^{r-1}} \right| + \right. \\ & \left. |\hat{f}_1| + |\hat{h}_c| \right) \quad (64) \end{aligned}$$

حال اگر بهره کنترل کننده رابطه (۶۲) جایگذاری شود به رابطه $\dot{V} \leq -\eta r |s| |e_2^{r-1}|$ خواهیم رسید که بیانگر پایداری مقاوم ردیابی نقطه حداکثر توان با روش پیشنهادی در حضور نامعینی‌ها است.

۵- شبیه‌سازی

به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده طراحی شده، یک سیستم تولید توان PV در نظر گرفته شده است که شامل مبدل تقویت کننده و ماژول PV ۲۰۰ وات است. مشخصات این سیستم در جدول ۱ آورده شده است. پارامترهای مبدل تقویت کننده بدین صورت انتخاب شده‌اند [۲۳]:

$$L = 1.21 \text{ mH}, R_L = 0.15 \Omega, R_c = 396 \Omega, C_1 = 1000 \mu\text{F}, C_2 = 1000 \mu\text{F}, R = 25 \Omega, V_D = 0.82 \text{ V}$$

جدول ۱. مشخصات آرایه PV [۲۳]

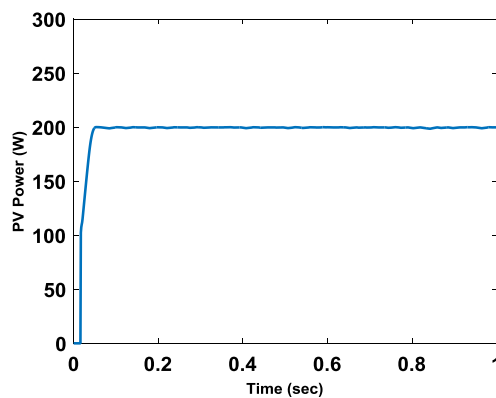
مقدار	پارامتر
200W±10%	P_{max} حداکثر توان خروجی
7.61 A	i_{max} حداکثر جریان
32.9V	V_{oc} ولتاژ مدار باز
8.21A	i_{scr} جریان اتصال کوتاه

برای بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در مقابل نامعینی در سیستم، فرض شده است که همه‌ی پارامترهای سیستم ۱۰ درصد خطا دارند و از طرفی دیگر عملکرد کنترل کننده پیشنهادی هم در شرایط عادی و هم در شرایط سایه جزئی بررسی شده است. روش هدایت افزایشی برای تعیین ولتاژ توان ماکزیمم مرجع مورد استفاده قرار گرفته است، که مقدار افزایشی، ۰/۰۰۰۵ در نظر گرفته شده است. پارامترهای کنترل کننده بدین صورت مقداردهی شده‌اند [۲۳]:

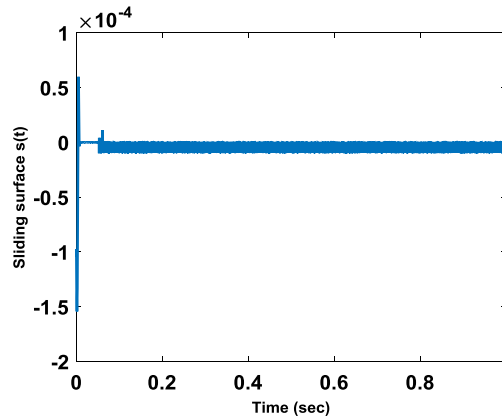
$$K = 300 \text{ و } \alpha = 0.6 \text{ و } p = 19 \text{ و } q = 17$$

۵-۱- کنترل مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری در شرایط عادی

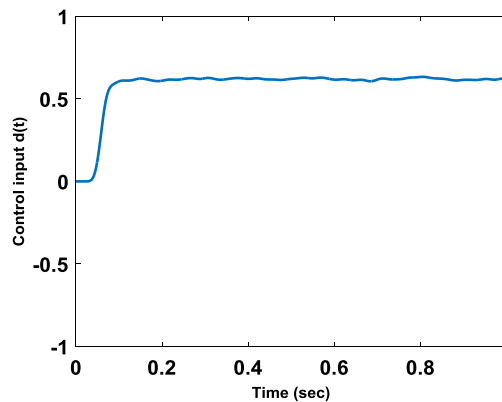
در این قسمت عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در شرایط عادی بررسی شده است. با توجه به شکل‌های زیر، دیده می‌شود که ردیابی نقطه حداکثر توان با روش FO-TSMC به خوبی انجام شده و نوسان به هنگام ردیابی وجود ندارد و همچنین سطح لغزش به مقدار صفر رسیده است.



شکل ۴. توان خروجی سلول فتوولتاییک در شرایط عادی با روش FO-TSMC



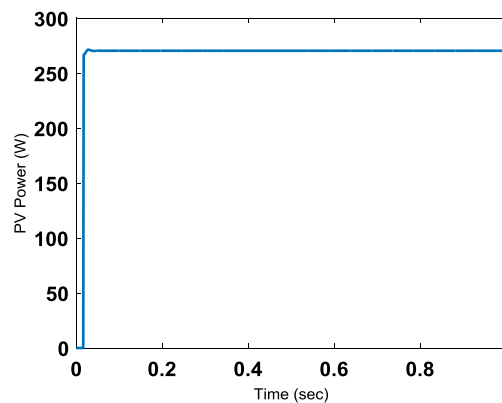
شکل ۵. سطح لغزش $s(t)$ سلول فتوولتاییک در شرایط عادی با روش $FO - TSMC$



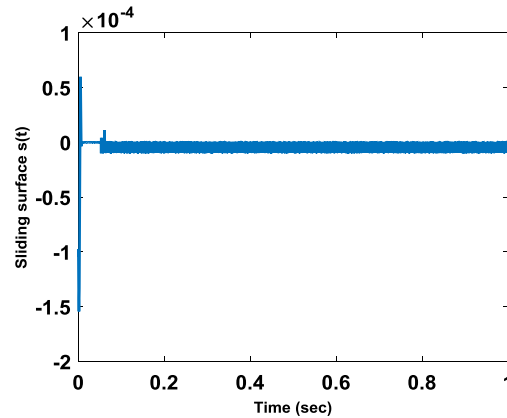
شکل ۶. ورودی کنترلی $d(t)$ سلول فتوولتاییک در شرایط عادی با روش $FO-TSMC$

۲-۵- کنترل مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری در شرایط سایه جزئی

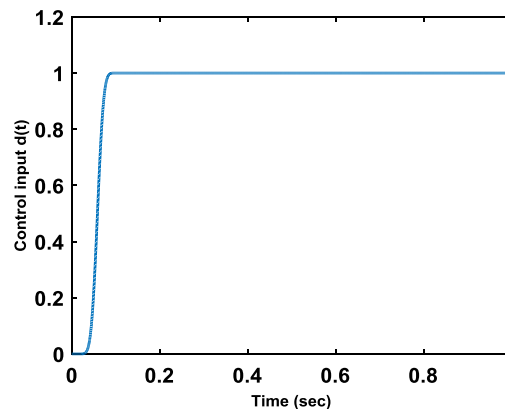
در این قسمت عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در شرایط سایه جزئی بررسی شده است. سه ماژول PV که به صورت سری متصل اند، در نظر گرفته شده است. یکی از سه ماژول تابش 500 mw/cm^2 را دریافت می کند، در حالی که دو ماژول دیگر تابش نامی 1000 mw/cm^2 را دریافت می کنند. نتایج شبیه سازی به صورت زیر است.



شکل ۷. توان خروجی سلول فتوولتاییک در شرایط سایه جزئی با روش $FO-TSMC$



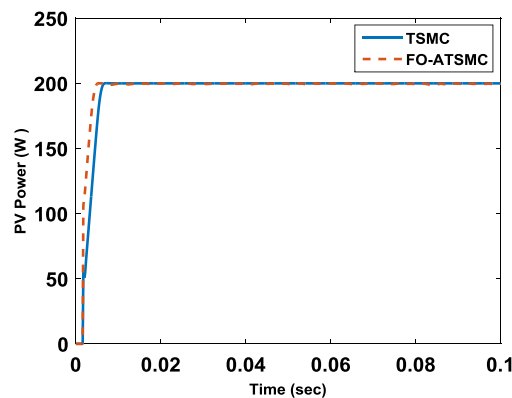
شکل ۸. سطح لغزش $S(t)$ سلول فتوولتائیک در شرایط سایه جزئی با روش $FO - TSMC$



شکل ۹. ورودی کنترلی $d(t)$ سلول فتوولتائیک در شرایط سایه جزئی با روش $FO - TSMC$

همانطور که دیده می شود ردیابی نقطه حداکثر توان به خوبی انجام شده است و نوسانی در ردیابی وجود ندارد.

در ادامه عملکرد کنترل کننده مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری پیشنهادی با یک کنترل کننده مد لغزشی ترمینال متداول (مرتبه صحیح) $FO-TSMC$ که در [۱۶] معرفی شده مقایسه می شود.



شکل ۱۰. مقایسه کنترل کننده های $FO-ATSMC$ و $TSMC$

همانطور که از شکل ۱۰ دیده می شود، سرعت و دقت ردیابی نقطه حداکثر توان در $FO-ATSMC$ بیشتر از $TSMC$ است.

به منظور مقایسه بهتر عملکرد هر دو روش $TSMC$ و $FO-ATSMC$ ، اثر تغییر بار و تغییر پارامترهای سیستم در جدول ۲ آورده شده است.

برای مقایسه عملکرد این دو روش در اثر تغییر بار و تغییر پارامترهای سیستم، یک تابع هزینه IAE به صورت زیر استفاده می شود:

$$IAE = \int |e(t)| dt \quad (57)$$

جدول ۲. اثر تغییرات بار و پارامترهای سیستم

Parameter	R+20%R	R-20%R	L+20%L	L-20%L	C+20%C	C-20%C
IAE_{TSMC}	0.5423	0.3999	0.3871	0.4534	0.4822	0.4611
$IAE_{FO-ATSMC}$	0.1333	0.0895	0.0162	0.0992	0.0946	0.0928

جدول فوق نشان می دهد که عملکرد روش $FO-ATSMC$ پیشنهادی در مقابل عدم قطعیت و تغییر بار و تغییر پارامترهای سیستم، مطلوب است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده مد لغزشی ترمینال تطبیقی مرتبه کسری برای ردیابی نقطه حداکثر توان در سلولهای خورشیدی پیشنهاد گردید. نتایج شبیه سازی ها نشان می دهد که عملکرد کنترل کننده پیشنهادی هم در شرایط عادی و هم در شرایط سایه جزئی مطلوب است. عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در مقابل تغییر بار و تغییر پارامترهای سیستم با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال متداول (مرتبه صحیح) مقایسه گردید. نتایج نشان داد که کنترل کننده پیشنهادی نسبت به کنترل کننده مد لغزشی ترمینال متداول عملکرد بهتری داشته و دقت و سرعت ردیابی را بیشتری را به همراه دارد.

مراجع

- [1] Rezk, H., Eltamaly, A.M. (2015). "A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems". Solar energy, Vol. 112, pp. 1-11.
- [2] Nishioka, K., Sakitani, N., Kurobe, K.I., Yamamoto, Y., Ishikawa, Y., Uraoka, Y., Fuyuki, T. (2003). "Analysis of the temperature characteristics in polycrystalline Si solar cells using modified equivalent circuit model". Japanese journal of applied physics Vol. 42, pp. 7175-7180.
- [3] Ram, J.P., Babu, T.S. and Rajasekar, N. (2017). "A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques". Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 67, pp.826-847.
- [4] Burst, J.M., Duenow, J.N., Albin, D.S., Colegrove, E., Reese, M.O., Aguiar, J.A., Jiang, C.S., Patel, M.K., Al-Jassim, M.M., Kuciauskas, D. and Swain, S. (2016). "CdTe solar cells with open-circuit voltage breaking the 1 V barrier". Nature Energy, vol. 1, pp. 16015.
- [5] Devi, V. K., Premkumar, K., Beevi, A. B., Ramaiyer, S. (2017). "A modified Perturb & Observe MPPT technique to tackle steady state and rapidly varying atmospheric conditions". Solar Energy, Vol.157, pp.419-426.
- [6] Lian, K.L., Jhang, J.H. and Tian, I.S. (2014). "A maximum power point tracking method based on perturb-and-observe combined with particle swarm optimization". IEEE journal of photovoltaics, vol. 4, pp. 626-633.
- [7] Loukriz, A., Haddadi, M. and Messalti, S. (2016). "Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems". ISA transactions, vol. 62, pp.30-38.

- [8] Verma, D., Nema, S., Shandilya, A.M. and Dash, S.K. (2016). "Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp.1018-1034.
- [9] Houssamo, I., Locment, F., Sechilariu, M. (2010). "Maximum power tracking for photovoltaic power system: Development and experimental comparison of two algorithms". *Renewable Energy* Vol. 35, pp. 2381-2387.
- [10] Rezaei, A., Gholamian, S. A. (2013). "Optimization of New Fuzzy Logic Controller by Genetic Algorithm for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic System". *Journal of Science and Technology*, Vol. 9, pp. 9-16.
- [۱۱] محمدزاده، الف.، منثوری، م.، تشنه لب، م.، علیاری، م. (۱۳۹۲). "طراحی کنترل فازی تطبیقی مستقیم نوع دوم بر اساس مدل سوگنو با محدودیت های کمتر روی بهره ی کنترلی و با تنظیم پارامترهای بخش تالی و پارامترهای توابع تعلق". نشریه سامانه های غیرخطی در مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تابستان.
- [۱۲] خانی، الف.، قائمی، س.، بادامچی زاده، م. (۱۳۹۴). "طراحی و آنالیز پایداری سیستم های کنترل مبتنی بر مدل فازی T-S نوع ۲ فاصله ای در حضور رویت گرهای فازی نوع ۲ فاصله ای با رویکرد تابع لیاپانوف فازی و جبران سازی توزیع شده غیر موازی". نشریه سامانه های غیر خطی در مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تابستان.
- [13] Dounis, A. I., Kofinas, P., Papadakis, G., Alafodimos, C. (2015). "A direct adaptive neural control for maximum power point tracking of photovoltaic system". *Solar Energy*, Vol. 115, pp. 145-165.
- [14] Rezk, H., Hasaneen, E. S. (2015). "A new MATLAB/Simulink model of triple-junction solar cell and MPPT based on artificial neural networks for photovoltaic energy systems". *Ain Shams Engineering Journal*, Vol. 6, pp. 873-881.
- [15] Asma, Z., Karim, D. and Tarak, D. (2016). "Maximum power point tracking of photovoltaic systems based on fast terminal sliding mode controller". *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 6, pp.1435-1445.
- [15] Rekioua, D., Achour, A. Y., Rekioua, T. (2013). "Tracking power photovoltaic system with sliding mode control strategy". *Energy Procedia*, Vol. 36, pp. 219-230.
- [16] Chiu, C. S., Ouyang, Y. L., Ku, C. Y. (2012). "Terminal sliding mode control for maximum power point tracking of photovoltaic power generation systems". *Solar Energy*, Vol. 86, pp. 2986-2995.
- [17] Delavari, H. (2017). "A novel fractional adaptive active sliding mode controller for synchronization of non-identical chaotic systems with disturbance and uncertainty". *International Journal of Dynamics and Control*, Vol. 5, pp. 102-114.
- [18] Mohadeszadeh, M., & Delavari, H. (2017). "Synchronization of fractional-order hyper-chaotic systems based on a new adaptive sliding mode control". *International Journal of Dynamics and Control*, Vol. 5, pp. 124-134.
- [19] Delavari, H., Senejohnny, D., & Baleanu, D. (2012). "Sliding observer for synchronization of fractional order chaotic systems with mismatched parameter". *Open Physics*, Vol. 10, pp. 1095-1101.
- [۲۰] دلاوری، ه.، حیدری نژاد، ح. (۱۳۹۶). "طراحی کنترل کننده پساگام مدل لغزشی مرتبه کسری تطبیقی برای سیستم شناور مغناطیسی". *مجله مهندسی مکانیک مدرس*، دوره ۱۷، شماره ۳، خرداد، صفحه ۱۸۷-۱۹۵.

[۲۱] حیدری نژاد، ح.، دلاوری، ه. (۱۳۹۵). "تنظیم گلوکز خون با استفاده از کنترل مد لغزشی مرتبه کسری تطبیقی در بیماران دیابتی نوع ۱". مجله مهندسی پزشکی زیستی، دوره ۹، شماره ۴، زمستان، صفحه ۳۲۷-۳۳۵.

[22] Mojallizadeh, M.R., Badamchizadeh, M., Khanmohammadi, S. and Sabahi, M. (2016). "Designing a new robust sliding mode controller for maximum power point tracking of photovoltaic cells". *Solar Energy*, vol. 132, pp.538-546.

[23] Dahech, K., Allouche, M., Damak, T. and Tadeo, F. (2017). "Backstepping sliding mode control for maximum power point tracking of a photovoltaic system". *Electric Power Systems Research*, vol. 143, pp.182-188.