

Presenting a New Sliding Mode Control Method for Maximum Power Point Tracking of PV Generators

Mohammad Soofi ¹, Alireza Hatami ²

¹ MSc, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Bu Ali Sina University, Hamedan, Iran

² Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Bu Ali Sina University, Hamedan, Iran

Abstract:

In recent years, the use of photovoltaic generators for the production of electrical energy has become widespread. One of the important issues is the utilization of photovoltaic generators at the maximum output power point, considering the non-linear voltage-current characteristic of solar cells, is that various parameters affecting the voltage and current characteristics need to be controlled to reach the maximum output power point. This paper presents a nonlinear sliding mode controller for photovoltaic generator operation at the maximum output power point. The sliding surface is defined as the derivative of power with respect to the voltage, and the applied control signal to the system is extracted depending on the selected slide surface. The stability of proposed controller is proved using Lyapunov Method. Finally, numerical simulations are performed for different perturbations in MATLAB software and the performance of the proposed method is compared with the perturbation and observation methods. The results show the effectiveness of the proposed method as compared with the conventional perturbation and observation approaches.

Keywords: Renewable Energy, Photovoltaic Generator, Sliding Mode Control, Maximum Power Point Tracking.

ارائه روش جدید کنترلی مبتنی بر مد لغزشی برای ردیابی نقطه حداکثر توان تولیدی مولدهای فتوولتائیک

محمد صوفی^۱، علیرضا حاتمی^۲

۱- کارشناس ارشد، گروه برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه بوعلی سینا - همدان - ایران

msoofi68@gmail.com

۲- استادیار، گروه برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه بوعلی سینا - همدان - ایران

hatamisharif@basu.ac.ir

چکیده: در سال‌های اخیر، استفاده از مولدهای فتوولتائیک برای تولید انرژی الکتریکی گسترش زیادی یافته است. یکی از موضوعات مهم، بهره‌برداری از مولدهای فتوولتائیک در نقطه حداکثر توان تولیدی است. با توجه به مشخصه غیرخطی ولتاژ - جریان سلول‌های خورشیدی، برای دستیابی به نقطه حداکثر توان تولیدی، لازم است پارامترهای مختلف تأثیرگذار بر شاخصه‌های ولتاژ و جریان کنترل شوند. در این مقاله، کنترل‌کننده غیرخطی مد لغزشی برای بهره‌برداری مولد فتوولتائیک در نقطه حداکثر توان تولیدی ارائه می‌شود. سطح لغزش به صورت مشتق توان نسبت به ولتاژ تعریف می‌شود و سیگنال کنترلی اعمالی به سیستم - با توجه به سطح لغزش انتخاب شده - استخراج می‌شود. سپس پایداری کنترل‌کننده مد لغزشی مولد با استفاده از روش لیاپانوف اثبات می‌شود؛ در نهایت، شبیه‌سازی‌های عددی برای اغتشاش‌های مختلف در نرم‌افزار MATLAB صورت می‌گیرند و عملکرد روش پیشنهادی با روش اغتشاش و مشاهده مقایسه می‌شود. نتایج، مؤثر بودن عملکرد روش پیشنهادی را نسبت به روش اغتشاش و مشاهده بیان می‌کنند.

واژه‌های کلیدی: ردیابی نقطه حداکثر توان، کنترل مد لغزشی، مولد فتوولتائیک، انرژی تجدیدپذیر

۱- مقدمه

امروزه جوامع بشری با مشکلات زیست محیطی متعددی همچون آلودگی هوا، افزایش گازهای گلخانه‌ای، تغییرات ناگهانی آب‌وهوا و افزایش دما مواجه شده‌اند. افزایش روزافزون تقاضای برق و کاهش منابع فسیلی و پیشرفت تکنولوژی و کاهش هزینه لازم برای نصب منابع انرژی تجدیدپذیر، توجه روزافزون به منابع انرژی

تجدیدپذیر، به‌خصوص انرژی بادی و خورشیدی را سبب شده است [۱-۲]. مولدهای فتوولتائیک طی سال‌های گذشته رشد چشمگیری داشته‌اند. مطابق بررسی‌های انجام‌شده، در انتهای سال ۲۰۱۶ میلادی، ظرفیت تجمعی مولدهای فتوولتائیک به ۳۰۲ GW رسیده است که می‌تواند ۱/۳ تا ۱/۸ درصد تقاضای انرژی الکتریکی جهان را تأمین کند [۳]. مولدهای فتوولتائیک، ساختار ساده‌ای دارند که با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت به شبکه توزیع متصل می‌شوند. یکی از موضوعات مهم در این مولدها، بهره‌برداری از حداکثر توان است که با ردیابی ماکزیمم نقطه توان^۱ به دست می‌آید. بهره‌وری مولدهای فتوولتائیک، به کمک یک کنترل‌کننده مناسب، افزایش می‌یابد. توان تولیدی سلول‌های فتوولتائیک، دو شاخصه جریان و ولتاژ دارند. همان‌طور که

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۰۴

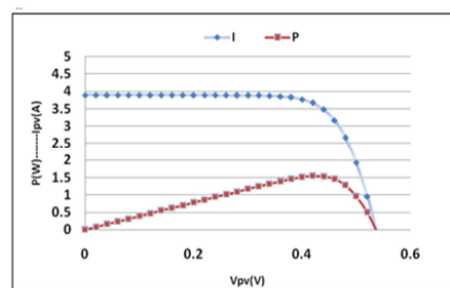
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۶/۰۵

نام نویسنده مسئول: علیرضا حاتمی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - همدان - دانشگاه بوعلی سینا -

دانشکده مهندسی - گروه برق

در شکل (۱) نشان داده شده است، با تغییر جریان - ولتاژ، توان تولیدی نیز تغییر می‌کند. برای رسیدن به حداکثر توان تولیدی در یک مولد فتوولتائیک، لازم است به کمک مبدل‌های الکترونیک قدرت، جریان و ولتاژ طوری تنظیم شود تا ماکزیمم نقطه توان تولیدی در همه زمان‌ها محقق شود [۴-۵].



شکل (۱): مشخصه جریان و توان مولد فتوولتائیک [۵]

در [۶-۸]، انواع روش‌های ردیابی حداکثر توان در مولدهای فتوولتائیک بحث و بررسی شده‌اند. روش اغتشاش و مشاهده^۲، یکی از روش‌هایی است که برای ردیابی توان ماکزیمم سلول‌های خورشیدی بسیار استفاده شده است [۹]. اجرای روش مذکور ساده و آسان است؛ اما حول نقطه کار، نوسان دارد و هنگام تغییرات سریع شرایط محیطی قادر به ردیابی نقطه حداکثر توان نیست و اگر می‌شود. برای رفع اشکال ذکر شده، روش اغتشاش و مشاهده تطبیقی با گام متغیر ارائه شده است که تغییرات گام متناسب با تغییر برخی پارامترها (مانند تغییرات توان) تنظیم می‌شوند [۱۰-۱۲].

روش دیگر ردیابی حداکثر توان در مولدهای فتوولتائیک، روش تپه‌نوردی^۳ است. کارکرد روش مذکور، مبتنی بر اغتشاش و مشاهده روی سیکل وظیفه^۴ مبدل‌های الکترونیک است [۱۳]. در این روش، توان به صورت لحظه‌ای، محاسبه و با مقدار قبلی مقایسه می‌شود و نتیجه به دست آمده برای تنظیم سیکل وظیفه مبدل الکترونیک قدرت استفاده می‌شود. این روش ساده است؛ اما با تغییر شرایط محیطی قادر به ردیابی نقطه حداکثر توان نیست. برای این منظور، از روش‌های اصلاح شده، مبتنی بر پارامترهای اتوماتیک استفاده می‌شود [۱۴-۱۵].

روش هدایت افزایشی^۵، از روش‌های دیگری است که به صورت گسترده استفاده شده است [۱۶]. روش مذکور از

مقایسه بین هدایت لحظه‌ای (I/V) و هدایت لحظه‌ای افزایشی ($\Delta I/\Delta V$) برای ردیابی حداکثر توان استفاده می‌کند. این روش، هنگام تغییرات شرایط محیطی به خوبی عمل می‌کند و نیز نوسان آن، حول نقطه کار ناچیز است؛ اما هنگام مواجهه با سایه‌های جزئی، عملکرد مناسبی نشان نمی‌دهد. برای رفع مشکل بیان شده، روش‌های اصلاح شده هدایت افزایشی ارائه شده‌اند [۱۷-۱۸].

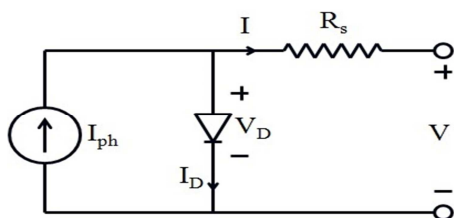
روش‌های متنوع دیگری همچون ولتاژ مدار باز کسری^۶ [۱۹]، جریان اتصال کوتاه کسری^۷ [۲۰] و روش‌های هوشمند، مانند شبکه‌های عصبی [۲۱]، منطق فازی [۲۲]، شبکه عصبی فازی - تطبیقی [۲۳] و الگوریتم‌های هوشمند مبتنی بر تکامل زیستی [۲۴-۲۵] برای ردیابی حداکثر توان در مولدهای فتوولتائیک ارائه شده‌اند.

اعمال کنترل کننده‌های غیرخطی به مولدهای فتوولتائیک، با توجه به مشخصه غیرخطی آنها، پاسخ مناسبی ارائه می‌دهند. کنترل کننده مد لغزشی نوعی کنترل کننده غیرخطی است که مبتنی بر تئوری ساختار متغیر^۸ است [۲۶]. مزایای کنترل کننده مد لغزشی، مانند سادگی اجرا، مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌ها و پاسخ دینامیکی مناسب، استفاده گسترده از این کنترل کننده در مبدل‌های الکترونیک قدرت [۲۷-۳۰] و مولدهای فتوولتائیک را سبب شده است [۳۱-۳۹].

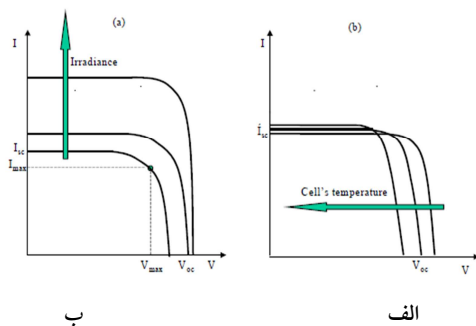
از کنترل کننده مد لغزشی برای تنظیم جریان در مبدل‌های DC-DC [۲۷-۲۸] و در اینورتر تک فاز متصل به شبکه [۲۹] استفاده شده است. همچنین، در [۳۰] از یک کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دوم برای کنترل مبدل DC-DC و حذف پدیده چترینگ استفاده شده است.

کنترل کننده‌های مد لغزشی اعمال شده به مولدهای فتوولتائیک، برحسب متغیر لغزش انتخاب شده و قانون کنترلی (سیگنال کنترلی) استفاده شده، به دسته‌های متفاوتی تقسیم می‌شوند. در [۳۱-۳۲] از تغییرات توان نسبت به جریان، در [۳۳-۳۵] از تغییرات توان نسبت به ولتاژ و در [۳۶] از تغییرات ادمیتانس سیستم نسبت به زمان برای تعریف سطح لغزش استفاده شده است. در [۳۷-۳۸] نیز ترکیبی از خطای ولتاژ و خطای جریان برای تعریف متغیر لغزش استفاده شده است.

اتصال سلول‌های تکی، به صورت سری یا موازی، به ولتاژ و جریان مدنظر می‌توان دست یافت که به این مجموعه یک ماژول^{۱۰} می‌گویند. مشخصه جریان و ولتاژ یک سلول فتوولتائیک در شکل (۳) نشان داده شده است [۷]. همان‌طور که مشاهده می‌شود، سلول‌های فتوولتائیک، رفتار غیرخطی دارند. عوامل متعددی، از جمله تابش نور و دمای هوا، در ولتاژ تولیدی مولد فتوولتائیک تأثیرگذارند که این عوامل، اغتشاشات سیستم در نظر گرفته می‌شوند. شکل (۳)، تأثیر تغییرات دما و تابش را بر مشخصه‌های جریان و ولتاژ یک مولد فتوولتائیک نشان می‌دهد [۷].



شکل (۲): مدار معادل یک سیستم خورشیدی [۷]



شکل (۳): تأثیر تغییرات دما (الف) و تابش (ب) بر ولتاژ و جریان تولیدی در سلول فتوولتائیک [۷]

رابطه بین جریان و ولتاژ یک سلول فتوولتائیک به صورت معادلات (۱) تا (۳) نشان داده می‌شود [۷].

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{\varepsilon_i V_t} \right) - 1 \right) \quad (1)$$

$$V_{PV} = \varepsilon_i V_t * \log \left(\frac{I_{ph} + I_D - I_{pv}}{I_D} \right) - I_{pv} R_s \quad (2)$$

در کنترل مد لغزشی، مسیرهای حالت به سطح معلومی در فضای حالت هدایت می‌شوند که سطح لغزش^۹ نامیده می‌شود و در این سطح نگهداشته می‌شوند.

در مقاله حاضر برای تعیین سطح لغزش، از مشتق توان نسبت به ولتاژ استفاده شده است. سیگنال کنترلی (قانون کنترلی) جدیدی با استفاده از سطح لغزش مدنظر و با توجه به معادلات حالت سیستم طراحی شده است. در این سیگنال کنترلی با استفاده از تابع علامت، به جای استفاده از معادلات پیچیده ریاضی، سرعت محاسبات و در نتیجه سرعت کنترل سیستم افزایش یافته است. سپس پایداری مولد فتوولتائیک با کنترل‌کننده طراحی شده، به کمک تئوری پایداری لیاپانوف بررسی و اثبات شده است. برای بررسی کارایی کنترل‌کننده طراحی شده، یک مولد فتوولتائیک با کنترل‌کننده طراحی شده در نرم‌افزار MATLAB، شبیه‌سازی و نتایج آن با یک کنترل‌کننده اغتشاش و مشاهده مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد کنترل‌کننده طراحی شده در زمان قابل قبولی نقطه حداکثر توان سیستم را ردیابی کرده است. همچنین، نتایج به دست آمده بیان‌کننده برتری عملکرد کنترل‌کننده مد لغزشی طراحی شده نسبت به کنترل‌کننده اغتشاش و مشاهده است.

مقاله حاضر در ۶ بخش تدوین شده است. در بخش دوم، مدل‌سازی و معادلات سیستم و در بخش سوم، طراحی کنترل‌کننده ارائه شده است. در بخش چهارم، نتایج مطالعات عددی بیان و بحث شده و در بخش پنجم، نتیجه‌گیری مطرح شده است. در بخش ششم نیز علائم معرفی شده‌اند.

۲- مدل‌سازی و معادلات سیستم

۲-۱- مدل‌سازی پنل فتوولتائیک

سلول‌های فتوولتائیک با استفاده از نیمه‌هادی‌های با اتصال p-n برای جذب نور ساخته می‌شوند. این سلول‌ها را به صورت یک مدار معادل شامل یک منبع جریان می‌توان نشان داد که به صورت موازی به یک دیود متصل شده‌اند. همچنین، از یک مقاومت سری برای نشان دادن مقاومت داخلی سیستم استفاده می‌شود [۶]. شماتیک مدار معادل یک سلول فتوولتائیک در شکل (۲) نشان داده شده است. با

در این حالت، I_{pv} و V_{pv} (که جریان و ولتاژ تولیدی توسط مولد فتوولتائیک است)، ورودی‌های مبدل و ولتاژ مبدل است.

همچنین، در حالتی که کلید S در حالت وصل قرار گیرد، معادلات حاکم بر مدار به صورت زیر هستند [۲۳]:

$$\begin{aligned} I_{pv} &= I_L + C \frac{dV_{pv}}{dt} \\ V_o &= V_{pv} - L \frac{dI_L}{dt} \\ C \frac{dV_o}{dt} &= I_L - \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (۵)$$

با کمی تغییر در معادلات (۵)، معادلات حالت سیستم در حالت قطع بودن کلید S محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pv} \\ I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{pv} \\ &= A_0 x + B_0 u \end{aligned} \quad (۶)$$

همچنین، به صورت مشابه و با کمک معادلات (۵)، معادلات حالت سیستم در حالت متصل بودن کلید محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pv} \\ I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{pv} \\ &= A_c x + B_c u \end{aligned} \quad (۷)$$

با توجه به متوسط زمان قطع و وصل بودن کلید در مدار، محاسبه نسبت زمان کار این مدار و با در نظر گرفتن مبدل باک استفاده شده، معادلات کلی سیستم به صورت زیر بازنویسی می‌شوند:

$$\begin{aligned} A &= (1-d)A_0 + dA_c \\ B &= (1-d)B_0 + dB_c \end{aligned} \quad (۸)$$

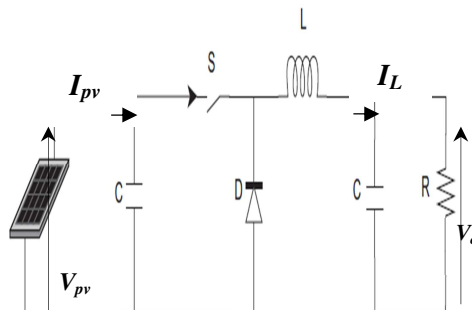
که در آن، d نشان‌دهنده سیکل وظیفه مبدل باک است؛ بنابراین، با تجميع معادلات حالت (۶) و (۷) و با استفاده از رابطه (۸)، معادلات نهایی حالت سیستم به صورت زیر به دست می‌آیند [۲۳]:

$$\begin{aligned} I_{ph} &= I_{pr} + K_o(T - T_r) \\ I_{pr} &= I_{sc} \frac{E}{E_r} \\ I_D &= I_{sr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^{\varepsilon_i} \exp \left(-\frac{qV_g}{\varepsilon_i K_B} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_r} \right) \right) \\ I_{sr} &= \frac{I_{sc}}{\exp \left(\frac{qV_{oc}}{\varepsilon_i K_B T_r} \right) - 1} \\ R_s &= -\frac{dV}{dI_{V_{oc}}} - \frac{1}{X_v} \\ X_v &= I_{sr} \frac{q}{\varepsilon_i K_B T_r} \exp \left(\frac{qV_{oc}}{\varepsilon_i K_B T_r} \right) \end{aligned} \quad (۳)$$

علائم استفاده شده در روابط (۱) تا (۳) در بخش ششم معرفی شده‌اند.

۲-۲- مدل سازی مبدل باک

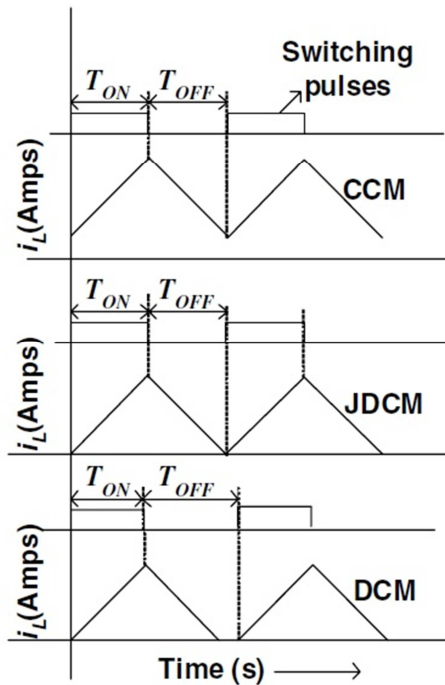
در مقاله حاضر برای دستیابی به جریان و ولتاژ تولیدی توسط سلول‌های نصب شده از یک مبدل DC-DC باک^{۱۱} استفاده شده است. شکل (۴)، شماتیک مبدل باک نصب شده روی یک سلول فتوولتائیک را نشان می‌دهد [۸].



شکل (۴): ساختار مبدل باک متصل به سلول فتوولتائیک [۸]

در [۲۴]، روش طراحی مبدل باک و چگونگی عملکرد آن برای مولدهای فتوولتائیک بررسی شده است. وقتی کلید S در حالت قطع قرار گیرد، معادلات جریان و ولتاژ به صورت زیر نوشته می‌شوند [۲۳]:

$$\begin{aligned} I_{pv} &= C \frac{dV_{pv}}{dt} \\ V_o &= -L \frac{dI_L}{dt} \\ V_o &= V_c = \left(I_L - C \frac{dV_o}{dt} \right) R \end{aligned} \quad (۹)$$



شکل (۵): تفاوت سیگنال جریان در سه حالت هدایت پیوسته، فقط هدایت ناپیوسته و هدایت ناپیوسته در مبدل DC-DC [۴۰]

همان‌طور که مشخص است، در این بازه زمانی معادلات حالت سیستم یک مرتبه کاهش می‌یابد؛ زیرا معادله‌ای برای نشان‌دادن متغیر حالت جریان سلف وجود ندارد. در [۴۳]، نشان داده شده است که مقاومت ورودی یک پل خورشیدی متصل به مبدل باک به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_i(CCM) = \frac{R}{d^2}$$

$$R_i(DCM) = \frac{R}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{d^2}} \right)^2 \quad (11)$$

R نشان‌دهنده بار متصل به مبدل باک، d سیکل وظیفه و K ثابت عملیاتی است که به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$K = \frac{2L}{RT_c} \quad (12)$$

T_c نشان‌دهنده زمان یک دوره کلیدزنی است.

همچنین، در [۴۳] نشان داده شده است که اگر سیکل وظیفه $d \in [0,1]$ باشد، به‌منظور تحقق مقدار ماکزیمم توان

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d}{C} & 0 \\ \frac{d}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pv} \\ I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{pv} \quad (9)$$

مبدل‌های DC-DC با توجه به شکل موج جریان گذرنده از سلف، به سه دسته تقسیم می‌شوند (شکل (۵)). حالت هدایت (جریان) پیوسته^{۱۲}، به‌اختصار آن را CCM می‌نامند، زمانی اتفاق می‌افتد که جریان سلف هرگز به مقدار صفر نمی‌رسد. حالت فقط هدایت ناپیوسته^{۱۳} JDCM یک مورد بحرانی است که جریان القایی سلف فقط قبل از آغاز پالس کلیدزنی جدید در یک لحظه صفر می‌شود. درنهایت، حالت هدایت ناپیوسته^{۱۴} DCM به حالتی گفته می‌شود که جریان سلف در زمان T_{ON} از صفر شروع شده است و در زمان T_{OFF} به صفر کاهش می‌یابد؛ همچنین، در یک بازه زمانی قبل از شروع کلیدزنی مقدار صفر را دارد [۴۰]. همچنین، حالت فقط هدایت ناپیوسته (JDCM)، یک نوع خاص از حالت هدایت ناپیوسته (DCM) است؛ بنابراین، در بیشتر مقالات این دو حالت را یکی در نظر می‌گیرند.

در حالت هدایت ناپیوسته، مقدار ولتاژ خروجی به مقدار بار خروجی وابسته است؛ درحالی‌که در حالت هدایت پیوسته، ولتاژ خروجی به مقدار بار خروجی وابسته نیست و رگلاسیون ولتاژ خروجی بسیار بالاست [۴۱].

همان‌طور که قبلاً اشاره شد، در حالت هدایت ناپیوسته مقدار جریان I_L قبل از زمان کلیدزنی و در یک بازه زمانی صفر می‌شود. در حالت کلی گفتنی است زمانی که اندازه ریپل جریان سلف (ΔI_L) از مقدار میانگین جریان سلف (I_L) بیشتر است، مدار به حالت هدایت ناپیوسته می‌رود. این حالت که در زمان بازبودن کلید اتفاق می‌افتد، باعث می‌شود معادلات (۴) در این بازه زمانی به‌صورت زیر تغییر یابد:

$$I_{pv} = C \frac{dV_{pv}}{dt}$$

$$I_L = 0$$

$$V_o = V_c = -C \frac{dV_o}{dt} R \quad (10)$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{-I_D \exp\left(\frac{V + IR_s}{\varepsilon_i V_t}\right)}{\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V + IR_s}{\varepsilon_i V_t}\right)} \quad (16)$$

I_D ، V_t و R_s و همچنین تابع نمایی $\exp(*)$ مقادیری مثبت اند؛ بنابراین، $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < 0$ به صورت مشابه و با استفاده از معادله (۲)، مشتق ولتاژ تولیدی نسبت جریان به صورت زیر به دست می آید:

$$\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} = \frac{-\varepsilon_i V_t}{I_D \exp\left(\frac{V + IR_s}{\varepsilon_i V_t}\right)} - R_s \quad (17)$$

در اینجا نیز همانند حالت قبل می توان دریافت $\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} < 0$ است.

در این مقاله، سطح لغزش معادل مشتق توان تولیدی نسبت به ولتاژ مولد فتوولتائیک در نظر گرفته شده است.

$$S = \frac{dP}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (18)$$

با مشتق گیری از معادله سطح لغزش، به کمک قانون مشتق گیری زنجیره ای، معادله (۱۹) به دست می آید:

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dV_{pv}} * \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} * \frac{dI_{pv}}{dt} \quad (19)$$

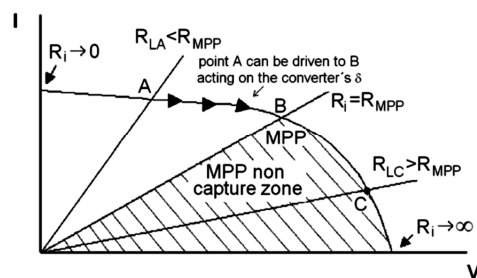
برای محاسبه $\dot{S}$ ، از رابطه (۱۳) برای محاسبه $\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}$ ، از رابطه (۱۷) برای محاسبه $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ و از رابطه (۱۸) برای محاسبه $\frac{dS}{dV_{pv}}$ استفاده می شود.

در روش مد لغزشی قانون سیگنال کنترلی از مجموع سیگنال کنترل معادل سیستم و سیگنال اصلی محاسبه می شود که در آن، سیگنال کنترل معادل سیستم از رابطه $\dot{S} = 0$ محاسبه می شود و سیگنال اصلی وظیفه حرکت دادن و نگهداشتن حالت ها روی سطح لغزش، در حضور نامعینی ها را بر عهده دارد؛ بنابراین، سیگنال کنترلی طراحی شده به صورت زیر است:

$$d = d_{eq} + d_n \quad (20)$$

d_{eq} سیگنال کنترلی معادل سیستم و مقدار آن برابر $d_{eq} = \frac{I_{pv}}{I_L}$ است که با مساوی صفر قراردادن رابطه (۱۹) محاسبه شده است.

فتوولتائیک، باید مقدار مقاومت ورودی پنل $R_i(DCM) \in [R, R_{MPP}]$ باشد که در آن، مقدار $R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}}$ است؛ بنابراین، اگر مقاومت ورودی پنل در بازه تعریف شده قرار نداشته باشد، امکان ردیابی توان ماکزیم در حالت DCM وجود نخواهد داشت. به این ترتیب، با توجه به مقدار مقاومت بار R یک منطقه غیرقابل ردیابی توان ماکزیم به صورت شکل (۶) تعریف می شود.



شکل (۶): منطقه غیرقابل ردیابی توان ماکزیم پنل فتوولتائیک متصل به مبدل باک در حالت هدایت ناپیوسته [۴۳]

۳- طراحی کنترل کننده و اثبات پایداری

۳-۱- طراحی کنترل کننده

معادله حالت سیستم، معادله (۹) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pv}/C \\ -V_o/L \\ I_L/C - V_o/RC \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_L/C \\ V_{pv}/L \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (21)$$

همان طور که در بخش ۲ بیان شد، بیشترین توان تولیدی در مولد فتوولتائیک، به شرط برقراری رابطه زیر به دست می آید:

$$\frac{dP}{dV_{pv}} = 0 \quad (22)$$

با توجه به رابطه توان، $P = V_{pv} I_{pv}$ و با کمک قانون مشتق گیری زنجیره ای، رابطه (۲۵) به دست می آید:

$$\frac{dP}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (25)$$

با مشتق گیری از رابطه جریان در مولد فتوولتائیک (که در معادله (۱) بیان شده است)، معادله زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} & \frac{d\left(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right)}{dI_{pv}} \\ &= \frac{d\left(\frac{-I_D \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)}{\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)}\right)}{dI_{pv}} \quad (23) \\ &= \frac{-2 \frac{I_D}{\varepsilon_i V_t} \left(\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} + R_s\right) \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)}{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2} \end{aligned}$$

اکنون با جایگذاری معادله (۱۷)، معادله (۲۴) به دست

می‌آید:

$$\begin{aligned} & \frac{d\left(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right)}{dI_{pv}} \\ &= \frac{2}{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2} \quad (24) \end{aligned}$$

بنابراین، معادله (۲۲) با کمک معادله (۲۴) به صورت زیر

بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{K} &= 2 * S * \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} * \frac{dV_{pv}}{dt} \left(1 + \frac{V_{pv}}{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2}\right) \quad (25) \end{aligned}$$

با جایگذاری مقدار $\frac{dV_{pv}}{dt}$ از معادله (۱۳) و اعمال

سیگنال کنترلی مدنظر در معادله (۲۱)، معادله زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{K} &= 2 * S * \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} * d_n \left(1 + \frac{V_{pv}}{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2}\right) \quad (26) \\ &= 2\varepsilon |S|^3 \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \\ &\quad * \left[\frac{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2 + V_{pv}}{\left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{\varepsilon_i V_t}\right)\right]^2} \right] \\ &\quad * \operatorname{sgn}(L) \end{aligned}$$

d_n نیز سیگنال اصلی کنترل است و مقدار آن را می‌توان

به صورت $d_n = \varepsilon |S|^2 \operatorname{sgn}(S) \operatorname{sgn}(L)$ در نظر گرفت

که در آن، ε مثبت است و sgn تابع علامت را نشان می‌دهد.

۳-۲- بررسی پایداری سیستم

در ادامه، یک تابع لیپانوف، به منظور اثبات پایداری

کنترل‌کننده طراحی شده، به صورت رابطه (۲۱) تعریف

می‌شود. این تابع در حالت کلی باید یک تابع مثبت معین

باشد.

$$K = \frac{1}{2} S^2 \quad (21)$$

طبق قانون پایداری لیپانوف، در صورتی که بتوان نشان

داد با اعمال سیگنال کنترلی، مشتق تابع لیپانوف مقداری

منفی است، می‌توان گفت سیستم ارائه شده پایدار است و

در نتیجه حداکثر نقطه توان تولیدی ردیابی می‌شود.

اثبات: همان‌طور که گفته شد، برای اثبات این قضیه

کافی است ثابت شود با اعمال سیگنال کنترلی موجود در

رابطه (۲۰)، مشتق تابع لیپانوف تعریف شده در همه زمان‌ها

(به جز در $S=0$) کوچک‌تر از صفر است. با مشتق‌گیری از

تابع لیپانوف، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{K} &= S \dot{S} = S * \frac{dS}{dI_{pv}} * \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} * \frac{dV_{pv}}{dt} \\ &= S \left[\left(1 + \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} + \frac{d\left(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right)}{dI_{pv}} V_{pv} \right) \right. \\ &\quad \left. * \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} * \frac{dV_{pv}}{dt} \right] \quad (22) \end{aligned}$$

$$= S \frac{dV_{pv}}{dt} \left(2 + \frac{d\left(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right)}{dI_{pv}} V_{pv} \right) \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$$

برای تعیین علامت معادله (۲۲)، ابتدا باید علامت $\dot{S}$

بیان شده در رابطه (۱۹) مشخص شود. همان‌طور که قبلاً در

معادلات (۱۶) و (۱۷) نشان داده شد، مشتق جریان نسبت به

ولتاژ و مشتق ولتاژ نسبت به جریان مقادیری منفی‌اند؛

بنابراین، برای تعیین علامت $\dot{S}$ ابتدا باید مقدار $\frac{d\left(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right)}{dI_{pv}}$

مشخص شود. به کمک رابطه (۱۶) می‌توان نشان داد:

نتایج مناسبی در بر خواهد داشت؛ بنابراین، اندازه گام در روش اغتشاش و مشاهده برابر $d=0.004$ در نظر گرفته می شود. همچنین، مقادیر نمونه برداری ΔD و ΔT به ترتیب برابر 5×10^{-4} و 1×10^{-5} است.

۴-۱- حالت هدایت پیوسته (CCM)

در حالت هدایت پیوسته مبدل DC-DC باک استفاده شده در این مقاله، خازن ورودی $C_{in}=200\mu F$ ، سلف $L=1mH$ و همچنین به ترتیب مقاومت و خازن سمت بار برابر با $R=1.5\Omega$ و $C=250\mu F$ دارد. فرکانس کلیدزنی در این حالت برابر 750 Hz در نظر گرفته شده است.

شکل (۷)، مقایسه بین کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده را برای زمانی نشان می دهد که تابش خورشید (برحسب W/m^2) از 800 به 500 و سپس به 1000 و پس از آن، به 600 و در نهایت به 400 تغییر می کند؛ درحالی که دمای محیط در 27 درجه سانتیگراد ثابت است (شکل (۸)). همچنین، شکل (۹) مقایسه بین کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده را برای زمانی نشان می دهد که دمای هوا از 27 درجه سانتیگراد به 42 و سپس به 12 درجه سانتیگراد تغییر می کند؛ اما تابش در 600 w/m^2 ثابت است (شکل (۱۰)).

با توجه به اینکه قبلاً نشان داده شد $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < 0$ است، با انتخاب مقدار L به صورت معادله (۲۷) می توان نتیجه گرفت $\dot{K} < 0$ است؛ در نتیجه، کنترل کننده طراحی شده پایدار است.

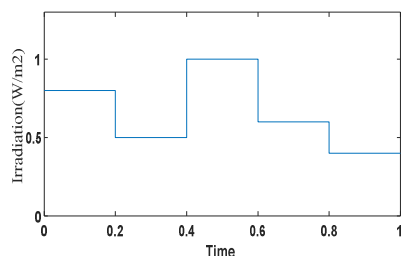
$$L = \left[\varepsilon_i V_t + I_D R_s \exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{\varepsilon_i V_t} \right) \right]^2 + V_{pv} \quad (27)$$

۴- مطالعات عددی

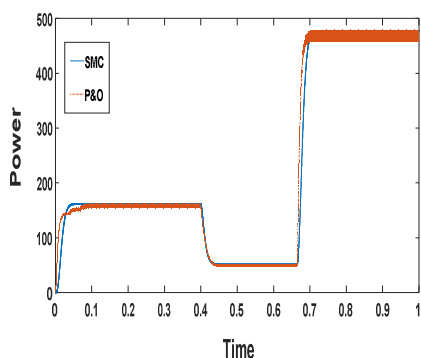
در این بخش، یک مولد فتوولتائیک که کنترل کننده مد لغزشی طراحی شده به آن اعمال شده است، در نرم افزار MATLAB، شبیه سازی و نتایج آن برای هر دو حالت هدایت پیوسته (CCM) و هدایت ناپیوسته (DCM) بررسی می شود. برای شبیه سازی از سلول های فتوولتائیک مدل Kyocera KC200 استفاده می شود که به صورت 54 سلول سری و 40 سلول موازی به هم متصل شده اند [۴۴]. پارامترها و مشخصات الکتریکی سلول خورشیدی در جدول (۱) آمده اند [۴۴]. برای بررسی کارایی کنترل کننده ارائه شده، نتایج به دست آمده از کنترل کننده طراحی شده با نتایج روش اغتشاش و مشاهده مقایسه می شود. روش اغتشاش و مشاهده روشی کاملاً شناخته شده است که اندازه گام های اغتشاش کاملاً بر سرعت ردیابی و دقت آن تأثیرگذار است. با روش سعی و خطا ملاحظه می شود با در نظر گرفتن اندازه گام $d=0.004$.

جدول (۱): مشخصات الکتریکی ماژول شبیه سازی شده KC200

طول	$1425 (\pm 2/5)$
عرض	$990 (\pm 2/5)$
مشخصات با تابش 1000 W/m^2	
بیشترین توان	200 W
ولتاژ بیشترین توان	$26/5\text{ V}$
جریان بیشترین توان	$7/61\text{ A}$
ولتاژ مدار باز	$32/9\text{ V}$
جریان اتصال کوتاه	$8/21\text{ A}$
مشخصات با تابش 800 W/m^2	
ولتاژ بیشترین توان	$23/2\text{ V}$
جریان بیشترین توان	$6/13\text{ A}$
ولتاژ مدار باز	$29/9\text{ V}$
جریان اتصال کوتاه	$6/22\text{ A}$
ضریب دمایی ولتاژ مدار باز	$-1/23 \times 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$
ضریب دمایی جریان اتصال کوتاه	$3/18 \times 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$

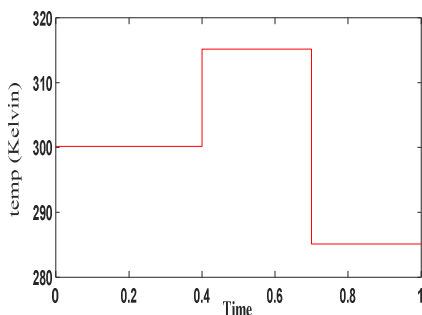


شکل (۸): تغییرات تابش در دمای ثابت ۲۷ درجه سانتیگراد

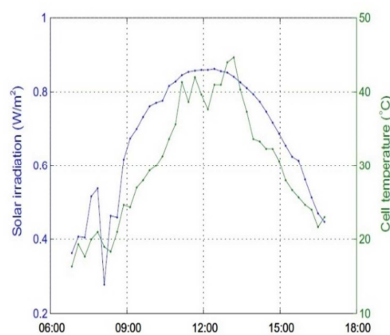


شکل (۹): مقایسه کنترل کننده مد لغزشی و روش اغتشاش و

مشاهده در زمان تغییر دما



شکل (۱۰): تغییرات دمای هوا بر حسب کلونین و تابش ثابت

 600 W/m^2


شکل (۱۱): شرایط آب‌وهوایی [۲۳]

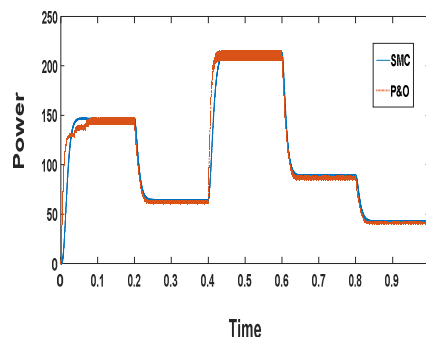
در شکل (۱۱)، تغییرات هم‌زمان درجه حرارت محیط و سطح تابش خورشید مدنظر قرار گرفته است [۴۴]. عملکرد کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده برای اغتشاش شکل (۱۱)، در شکل (۱۲) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود، کنترل کننده پیشنهادی عملکرد بهتری نسبت به روش اغتشاش و مشاهده دارد.

مقایسه عملکرد روش پیشنهادی با روش اغتشاش و مشاهده، هنگام مواجهه با اغتشاش تغییر سطح تابش (شکل (۸))، اغتشاش تغییر دما (شکل (۱۰)) و اغتشاش تغییر هم‌زمان دما و سطح تابش (شکل (۱۲))، نشان می‌دهد کنترل کننده طراحی شده عملکرد بهتری ارائه می‌دهد و پاسخ با زمان نشست کمتری دارد.

به‌منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی با روش اغتشاش و مشاهده در ردیابی توان حداکثر در سلول‌های خورشیدی، ضریب بهره‌وری به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

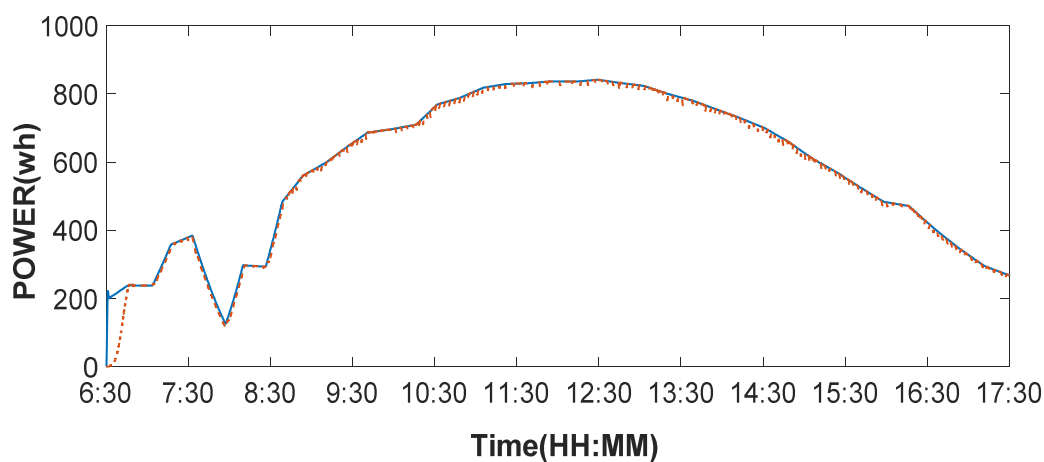
$$\eta_{MPPT} = \frac{\int P_{actual}(t)dt}{\int P_{max}(t)dt} \quad (28)$$

مقایسه ضریب بهره‌وری با روش اغتشاش و مشاهده، هنگام مواجهه با اغتشاش تغییر سطح تابش (شکل (۷)) در شکل (۱۳) نشان داده شده است. نتایج بیان کننده ضریب بهره‌وری بیشتر کنترل کننده طراحی شده نسبت به روش اغتشاش و مشاهده است؛ علت را در پاسخ سریع‌تر کنترل کننده طراحی شده نسبت به اغتشاشات می‌توان دانست.

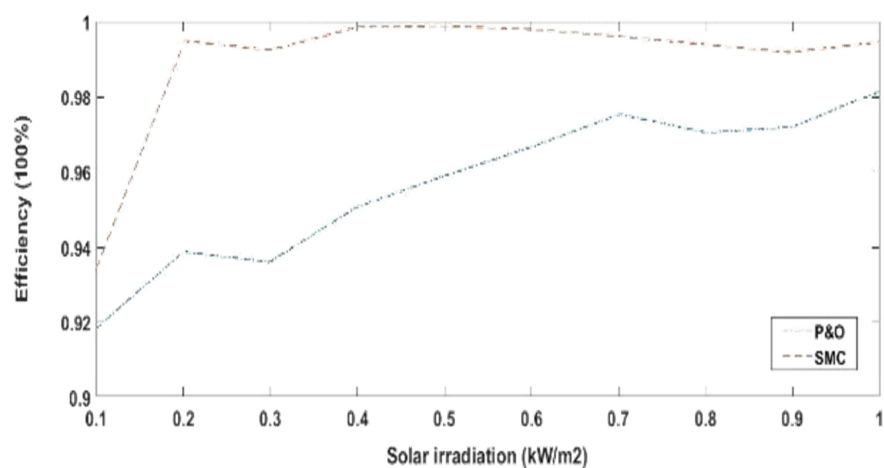


شکل (۷): مقایسه کنترل کننده مد لغزشی طراحی شده و روش

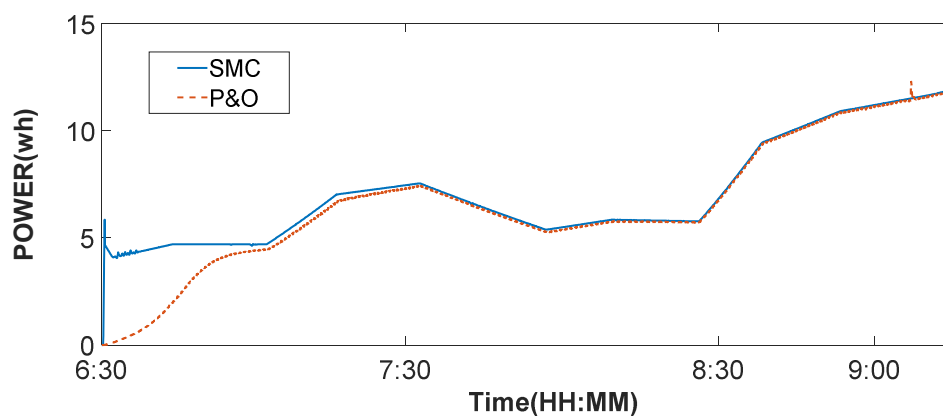
اغتشاش و مشاهده در زمان تغییر در تابش



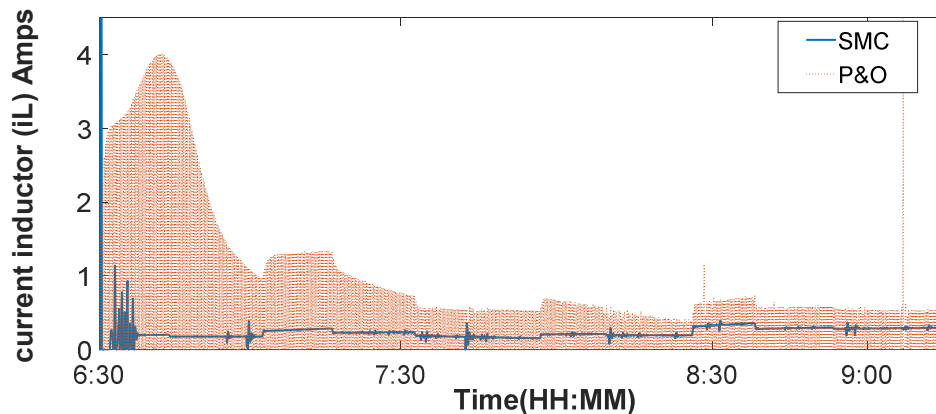
شکل (۱۲): عملکرد کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده برای اغتشاش هم زمان تغییر دما و سطح تابش



شکل (۱۳): ضریب بهره وری کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده برای اغتشاش تغییر سطح تابش



شکل (۱۴): ردیابی توان ماکزیمم در حالت هدایت ناپیوسته



شکل (۱۵): جریان گذرنده از سلف در حالت هدایت ناپیوسته

۴-۱- حالت هدایت ناپیوسته (DCM)

برای مشاهده عملکرد کنترل کننده در حالت هدایت ناپیوسته، تغییراتی در مدل باک شبیه سازی شده انجام شد. به همین منظور، فرکانس کلیدزنی به ۵۰۰Hz کاهش یافته است و مدل باک استفاده شده در این شبیه سازی، مقاومت بار خروجی 150Ω و سلف 0.1mH دارد.

در نهایت، به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده در حالت هدایت ناپیوسته (DCM)، نتایج شبیه سازی های انجام شده در شکل های (۱۴) و (۱۵) نمایش داده شده اند. همان طور که مشاهده می شود، ردیابی توان در این حالت نیز با کنترل کننده مد لغزشی ارائه شده به صورت مطلوب تری انجام می گیرد؛ البته گفتنی است به دلیل وجود تلفات بیشتر، توان ردیابی در حالت هدایت ناپیوسته کاهش می یابد.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل کننده مد لغزشی برای ردیابی نقطه حداکثر توان در مولدهای فتوولتائیک ارائه شده است. سطح لغزش به صورت تغییر توان مولد فتوولتائیک به تغییرات ولتاژ تولیدی در نظر گرفته شده است و سپس سیگنال کنترلی جدیدی با توجه به سطح لغزش انتخاب شده ارائه شده است. در ادامه، پایداری کنترل کننده مد لغزشی با استفاده از روش لیاپانوف بررسی و اثبات شده است. مطالعات عددی برای اغتشاش های مختلفی در محیط MATLAB انجام شده است و عملکرد کنترل کننده

طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده مقایسه شده اند. همچنین، ضریب بهره وری کنترل کننده طراحی شده و روش اغتشاش و مشاهده با توجه به تغییر سطح تابش و دما مقایسه شده اند. نتایج بیان کننده عملکرد بهتر و مؤثرتر روش پیشنهادی است.

۶- فهرست علائم

I_{pv}	جریان سلول فتوولتائیک
V_{pv}	ولتاژ سلول فتوولتائیک
I_{ph}	جریان تابش
I_D	جریان اشباع معکوس
V	ولتاژ دیود
ε_i	ضریب ایدئال
V_t	ولتاژ حرارتی، $(V_t = k_B T / q)$
K_B	ثابت بولتزمن، $k_B = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
T	دمای مطلق دیود
q	بار الکترون، $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$
R_s	مقاومت معادل سری
E	تابش
K_0	ضریب دمایی جریان اتصال کوتاه
V_g	ولتاژ باند شکاف

- Techniques", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 68, PP. 1-18, 2017.
- [9] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, S.V. Spataru, R. Teodorescu, "On the Perturb-and-Observe and Incremental Conductance MPPT Methods for PV Systems", IEEE Journal Of Photovoltaics, Vol. 3, No.3, PP.1070-1078, 2013
- [10] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra "Variable Perturbation Size Adaptive P & MPPT Algorithm for Sudden Changes in Irradiance", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 5, No.3, PP. 718-728, July 2014.
- [11] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, "A Novel Adaptive P&O MPPT Algorithm Considering Sudden Changes in the Irradiance", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 29, No.3, PP. 602-610, 2014.
- [12] J. Ahmed, Z. Salam, "A Modified P&O Maximum Power Point Tracking Method with Reduced Steady-State Oscillation and Improved Tracking Efficiency", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 7, No.4, PP. 1506-1515, 2016,
- [13] H. Al-Atrash, I. Batarseh, K. Rustom, "Effect of Measurement Noise and Bias on Hill-Climbing MPPT Algorithms", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 46, No.2, PP. 745-760, 2010.
- [14] M.I. Bahari, P. Tarassodi, Y.M. Naeini, A.K. Khalilabad, P. Shirazi, "Modeling and Simulation of Hill Climbing MPPT Algorithm for Photovoltaic Application", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), PP. 1041-1044, 2016.
- [15] V. Jatly, S. Arora, "An Efficient Hill-Climbing Technique for Peak Power Tracking of Photovoltaic Systems", 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON), PP. 1-5, 2016.
- [16] G.J. Kish, J.J. Lee, P.W. Lehn, "Modelling and Control of Photovoltaic Panels Utilising the Incremental Conductance Method for Maximum Power Point Tracking", IET Renewable Power Generation, Vol. 6, No.4, PP. 259-266, 2012.
- [17] K.S. Tey, S. Mekhilef, "Modified Incremental Conductance MPPT Algorithm to Mitigate Inaccurate Responses Under Fast-Changing Solar Irradiation Level", Solar Energy, Vol. 101, PP. 333-342, 2014.
- [18] N.E. Zakzouk, M.A. Elsharty, A.K. Abdelsalam, A.A. Helal, B.W. Williams, "Improved Performance Low-Cost Incremental Conductance PV MPPT Technique", IET Renewable Power Generation, Vol. 10, No.4, PP. 561-574, 2016.
- [19] D. Baimel, R. Shkoury, L. Elbaz, S. Tapuchi, N. Baimel, "Novel Optimized Method For Maximum Power Point Tracking in PV Systems Using Fractional Open Circuit Voltage Technique", 2016 IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), PP. 889-894, 2016.
- [20] H.A. Sher, A.F. Murtaza, A. Noman, K.E. Addoweesh, K. Al-Haddad, M. Chiaberge, "A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based

$\frac{dv}{dl_{voc}}$	ضریب (مشخص شده با توجه به مشخصات ساخت)
M_r	ضریب مرجع (مشخص شده با توجه به مشخصات ساخت)
V_o	ولتاژ خروجی مبدل باک
d	سیکل وظیفه
A_o, B_o	ماتریس های سیستم در حالت قطع کلید
A_c, B_c	ماتریس های سیستم در حالت وصل کلید
s	سطح لغزش
K	تابع لیاپانوف
d_{eq}	سیگنال کنترلی معادل سیستم
d_n	سیگنال اصلی کنترل
η_{MPPT}	ضریب بهره مولد فتوولتائیک
$P_{actual}(t)$	توان واقعی مولد فتوولتائیک در زمان t
$P_{max}(t)$	حداکثر توان مولد فتوولتائیک در زمان t

مراجع

- [1] J. Twidell, T. Weir, "Renewable energy resources", Taylor & Francis, 2015.
- [2] D. MacKay, "Sustainable Energy-without the Hot Air", UIT, Cambridge, 2008.
- [3] International Energy Agency, "Snapshot of Global Photovoltaic Markets 2017", 19 April 2017. Retrieved 11 July 2017.
- [4] R. Faranda, S. Leva, "Energy Comparison of MPPT Techniques for PV Systems", WSEAS Transactions on Power Systems, Vol. 3, No.6, PP. 446-455, 2008.
- [5] F. Zhang, K. Thanapalan, A. Procter, S. Carr, J. Maddy, "Adaptive Hybrid Maximum Power Point Tracking Method for a Photovoltaic System", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No.2, PP. 353-360, 2013.
- [6] B. Subudhi, R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 4, No.1, PP. 89-98, 2013.
- [7] A. Mohapatra, B. Nayak, P. Das, K. B. Mohanty, "A Review on MPPT Techniques of PV System Under Partial Shading Condition", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 80, PP. 854-867, 2017.
- [8] N. Karami, N. Moubayed, R. Outbib, "General Review and Classification of Different MPPT

- [32] F. Zhang, J. Maddy, G. Premier, A. Guwy, "Novel Current Sensing Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Based on Sliding Mode Control Strategy", *Solar Energy*, Vol. 118, PP. 80-86, 2015.
- [33] H. Yatimi, E. Aroudam, "Assessment and Control of a Photovoltaic Energy Storage System Based on the Robust Sliding Mode MPPT Controller", *Solar Energy*, Vol. 139, PP. 557-568, 2016.
- [34] H. Chaieb, A. Sakly, "A Novel MPPT Method for Photovoltaic Application under Partial Shaded Conditions", *Solar Energy*, Vol. 159, PP. 291-299, 2018.
- [35] J. El Khazane, E.H. Tissir, "Achievement of MPPT by Finite Time Convergence Sliding Mode Control for Photovoltaic Pumping System", *Solar Energy*, Vol. 166, PP. 13-20, 2018.
- [36] M. Farhat, O. Barambones, L. Sbita, "A New Maximum Power Point Method Based on a Sliding Mode Approach for Solar Energy Harvesting", *Applied Energy*, Vol. 185, PP. 1185-1198, 2017.
- [37] D.G. Montoya, C.A.R. Paja, R. Giral, "Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Systems Based on the Sliding Mode Control of the Module Admittance", *Electric Power Systems Research*, Vol. 136, PP. 125-134, 2016.
- [38] N. Chatrenour, H. Razmi, H. Doagou-Mojarrad, "Improved Double Integral Sliding Mode MPPT Controller Based Parameter Estimation for a Stand-Alone Photovoltaic System", *Energy Conversion and Management*, Vol. 139, PP. 97-109, 2017.
- [39] D.G. Montoya, C.A. Ramos-Paja, R. Giral, "Improved Design of Sliding-Mode Controllers Based on the Requirements of MPPT Techniques", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No.1, PP. 235-247, 2016.
- [40] S. Jain, V. Agarwal, "New Current Control Based MPPT Technique for Single Stage Grid Connected PV Systems", *Energy Conversion and Management*, Vol. 48, PP. 625-644, 2007.
- [41] R.W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Springer Science & Business Media, 2007.
- [42] A. Durgadevi, S. Arulselvi, S.P. Natarajan, "Photovoltaic Modeling and Its Characteristics", 2011 IEEE International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), PP. 469-475, 2011.
- [43] J.M. Enrique, E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona, "Theoretical Assessment of the Maximum Power Point Tracking Efficiency of Photovoltaic Facilities with Different Converter Topologies", *Solar Energy*, Vol. 81, PP. 31-38, 2007.
- [44] G. Cipriani, V. Di Dio, L.P. Di Noia, F. Genduso, D. La Cascia, R. Miceli, R. Rizzo, "A PV Plant Simulator for Testing MPPT Techniques," 2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Alghero, 2013, PP. 482-489.
- on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P & O MPPT", *IEEE Trans. Sustain. Energy*, Vol. 6, No.4, PP. 1426- 1434, 2015.
- [21] L.M. Elobaid, A.K. Abdelsalam, E.E. Zakzouk, "Artificial Neural Network-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Techniques: A Survey", *IET Renewable Power Generation*, Vol. 9, No.8, PP. 1043-1063, 2015.
- [22] C.S. Chiu, Y.L. Ouyang, "Robust Maximum Power Tracking Control of Uncertain Photovoltaic Systems: A Unified TS Fuzzy Model-Based Approach", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 19, No.6, PP.1516-1526, 2011.
- [23] H. Afghoul, F. Krim, "Intelligent Energy Management in a Photovoltaic Installation Using Neuro-Fuzzy Technique", 2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), PP. 20-25, 2012.
- [24] H. Li, D. Yang, W. Su, J. Lu, X. Yu, "An Overall Distribution Particle Swarm Optimization MPPT Algorithm for Photovoltaic System Under Partial Shading", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 1, 2019.
- [25] R.B. Koad, A.F. Zobaa, A. El-Shahat, "A Novel MPPT Algorithm Based on Particle Swarm Optimization for Photovoltaic Systems", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 8, No.2, PP. 468-476, 2017.
- [26] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano, E. Usai, Editors, "Modern Sliding Mode Control Theory: New Perspectives and Applications", Vol. 375, Springer Science & Business Media, 2008.
- [27] L. Ya-Ting, C. Chian-Song, C. Tse-Wei, "Maximum Power Point Tracking of Grid-Tied Photovoltaic Power Systems", The 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), PP. 440-444, 2014, DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869620.
- [28] M.R. Mojallizadeh, M. Badamchizadeh, S. Khanmohammadi, M. Sabahi, "Designing a New Robust Sliding Mode Controller for Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Cells", *Solar Energy*, Vol. 132, PP. 538-546, 2016.
- [29] J.A. Cortajarena, O. Barambones, P. Alkorta, J. De Marcos, "Sliding Mode Control of Grid-Tied Single-Phase Inverter In a Photovoltaic MPPT Application", *Solar Energy*, Vol. 155, PP. 793-804, 2017.
- [30] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa, N. M'sirdi, "Second Order Sliding Mode-Based MPPT Control for Photovoltaic Applications", *Solar Energy*, Vol. 155, PP. 758-769, 2017.
- [31] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No.3, PP. 1168-1178, 2013.

¹ Maximum power point tracking (MPPT)

² Perturbation and observation (P&O)

³ Hill climbing (HL)

⁴ Duty cycle

⁵ Incremental conductance (INC)

⁶ Fractional open voltage circuit

⁷ Fractional short circuit current

⁸ Variable structure theory

⁹ Sliding Surface

¹⁰ PV Module

¹¹ Buck Converter

¹² Continuous Conduction Mode (CCM)

¹³ Just Discontinuous Conduction Mode (JDCM)

¹⁴ Discontinuous Conduction Mode (DCM)