مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۲، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۷، صفحه ۷۵-۶۷

ردیابی توان بیشینه سیستم‌های فتوولتائیک با استفاده از الگوریتم رسانایی افزایشی اصلاح‌شده و کنترل‌کننده پیش‌بین

احمد دهقان‌زاده[۱]، غلامرضا فراهانی[۲]، محسن معبودی[۳]

[۱]دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه فناوری‌های مخابراتی و فضایی، سازمان پژوهش‌های علمی و صنعتی ایران، a.dehghanzadeh@irost.ir

[۲]استادیار، پژوهشکده مهندسی برق، گروه فناوری‌های مخابراتی و فضایی، سازمان پژوهش‌های علمی و صنعتی ایران، farahani.gh@irost.ir

[۳]مدیریت پایش وضعیت، معاونت پژوهش و فناوری، شرکت مهندسی و ساخت برق و کنترل مپنا (مکو)، maboodi.mohsen@mapnaec.com

دریافت: ۱۳۹۶/۶/۱۵ ویرایش اول: ۱۳۹۶/۱۰/۱۷ پذیرش: ۱۳۹۶/۱۱/۲۳

چکیده: در این مقاله روش طراحی الگوریتم رسانایی افزایشی اصلاح‌شده به همراه کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل به منظور ردیابی توان بیشینه سیستم فتوولتائیک (PV) تشریح شده است. سیستم PV مورد بررسی، انرژی خورشیدی را از ماژول PV با استفاده از مبدل توان کاهنده DC-DC به یک لینک DC و متعاقباً به سیستم ذخیره انرژی منتقل می‌نماید. الگوریتم رسانایی افزایشی با دو اصلاح به منظور ردیابی نقطه توان بیشینه بر روی منحنی P-V ماژول خورشیدی نسبت به تغییرات شرایط محیطی در نظر گرفته شده است. برای اجتناب از یک سیگنال کنترلی با مجموعه متناهی، مدل میانگین سیستم PV محاسبه و حول نقطه توان بیشینه خطی‌سازی می‌گردد. با طراحی کنترل‌کننده پیش‌بین، مزیت‌های آن نسبت به روش طراحی کنترل پیش‌بین با مدل کلیدزنی مقایسه شده است. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که کنترل‌کننده پیشنهادی این مقاله تغییرات توان بیشینه نسبت به تغییرات تابش خورشید را با سرعت بیشتر و خطای حالت ماندگار کمتری ردیابی می‌کند.

کلمات کلیدی: سیستم PV، کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل، کنترل‌کننده پیش‌بین با مجموعه ورودی متناهی، رسانایی افزایشی.

Maximum Power Point Tracking of a Photovoltaic System Using Modified Incremental Algorithm and Model Predictive Control

Ahmad Dehghanzadeh, Gholamreza Farahani, Mohsen Maboodi

Abstract: In this paper a systematic methodology to design a modified incremental conductance and a model predictive control (MPC) for maximum power point tracking of a photovoltaic system is presented. The PV system includes a PV module that supplies a DC link and also an energy storage system using a buck DC-DC converter. The incremental conductance (INC) method with two modifications is employed for maximum power point tracking (MPPT) within P-V characteristic curve according to changes in weather condition. To avoid a finite set control signal, the average model of the PV system is analytically calculated and subsequently the model is linearized around MPP. Designing an MPC with continuous control set, its performance respect to finite control set MPC is compared. The simulations demonstrate that the proposed controller with augmented integrator could track the MPP faster and with less steady state error.

Keywords: PV system, model predictive control (MPC), finite control set MPC (FCS-MPC), Incremental conductance.

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

۱- مقدمه

علی‌رغم کاهش قیمت سوخت‌های فسیلی و قیمت تمام شده برق نیروگاه‌های با سوخت‌های فسیلی، طراحی، توسعه و ساخت نیروگاه‌های با انرژی تجدیدپذیر ضروری می‌باشد. سیستم‌های فتوولتائیک (PV) یکی از انرژی‌های نویدبخش در راستای تلاش جهانی برای رفع نگرانی‌های بین-المللی در حوزه انرژی پاک، تغییرات اقلیمی و همچنین توسعه پایدار می-باشد. براساس نقشه راه انرژی فتوولتائیک، با وجود آنکه قیمت برق فتوولتائیک در حال حاضر بیش از سایر منابع است، ولی به لحاظ حذف مخارج انتقال و توزیع، در سال ۲۰۲۰ قیمت آن با قیمت برق پیک و در چشم‌انداز ۲۰۴۰ با قیمت برق پایه برابر خواهد شد [۱, ۲]. براساس گزارش-های انجمن انرژی‌های تجدیدپذیر اروپا (EREC)، در انتهای قرن بیست‌ویک، فتوولتائیک و نیروگاه‌های گرمایی- خورشیدی عمده‌ترین تولیدکنندگان انرژی الکتریکی خواهند بود.

گرایش فزاینده صنعت برق به استفاده از سیستم‌های PV منجر به پژوهش‌های گسترده‌ای در این حوزه گردیده است. هدف مشترک همه این تلاش‌ها، افزایش هرچند بسیار کوچک در میزان بازده سیستم‌های PV است. بازده این سیستم‌ها به مواد مورد استفاده در ساخت سلول‌های PV، فرایند ساخت، توانایی در ردیابی خورشید، الگوریتم ردیابی توان بیشینه و نوع مبدل توان استفاده شده به منظور تغذیه بار در حالت مستقل از شبکه یا متصل به شبکه بستگی دارد. در این مقاله، بنا داریم که با طراحی کنترل-کننده پیشرفته جهت ردیابی توان بیشینه سلول‌های PV، با افزایش توان دریافتی، بازده سیستم PV را افزایش دهیم. شایان ذکر است که کنترل-کننده PI به دلیل سادگی طراحی و عملکرد نسبتاً قابل قبول، در سیستم‌های PV نیز همانند صنایع دیگر به کار گرفته شده است [۳, ۴]؛ اما با تکامل تراشه‌های الکترونیکی جهت پردازش سیگنال‌های دیجیتال امکان بکارگیری الگوریتم‌های پیچیده کنترلی به منظور بهبود شاخص‌های عملکردی در طراحی سیستم‌های PV فراهم شده است. تا کنون کنترل-کننده‌های فازی [۵, ۶]، شبکه‌های عصبی [۷]، الگوریتم ژنتیک [۸] و ... در این سیستم‌ها مورد بررسی قرار گرفته‌اند. با توجه به وجود مدل نسبتاً دقیق، نوع دیگر از کنترل‌کننده‌های پیشرفته که در دهه اخیر در سیستم‌های الکترونیک- قدرت نظر پژوهشگران را جلب نموده است، کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) است. در طراحی MPC می‌توان غیرخطی-گری‌های ذاتی و همچنین اشباع عملکردی محرک‌ها را در سیستم‌های الکترونیک- قدرت در نظر گرفت. علاوه بر این، تحقق MPC در فضای ماتریس حالت این امکان را فراهم می‌کند تا این کنترل‌کننده به سادگی قابل تعمیم به سیستم‌های چندمتغیره باشد. اساساً، MPC یک مسئله بهینه-سازی را در پنجره زمانی متحرک به منظور یافتن ورودی‌های بعدی در راستای قرار گرفتن سیستم در حالت بهینه، حل می‌کند [۹]. در حقیقت، در هر زمان نمونه‌برداری، MPC مدل سیستم را در نقطه کار فعلی ساخته، متغیرهای حالت را در زمان‌های بعدی محاسبه و با در نظر گرفتن آن‌ها دینامیک فعلی سیستم را جهت رسیدن به حالت مطلوب در آینده‌ای نزدیک بهینه می‌کند. تکرار این فرایند در هر زمان نمونه‌برداری موجب به‌روزرسانی مدل در هر لحظه وکاهش خطای مدل‌سازی به ویژه در سیستم‌های غیرخطی می‌گردد [۱۰].

از طرف دیگر، کلیدزنی ذاتی در مبدل‌های توان، منجر به توسعه حالت خاصی از کنترل‌کننده‌های پیش‌بین در زمینه الکترونیک- قدرت گردید که تابع هزینه را در همه حالت‌های کلیدزنی محاسبه و با انتخاب حالت کلیدزنی متناظر با کمترین مقدار تابع هزینه، یک الگوریتم ساده بهینه‌سازی را در هر زمان نمونه‌برداری حل می‌کند. این کنترل‌کننده‌ها که کنترل‌کننده پیش‌بین با مجموعه ورودی متناهی (FCS-MPC) نامیده می-شود در بسیاری از کاربردهای مبدل‌های توان [۱۱-۱۳] به‌ویژه در سیستم-های PV [۱۴-۱۷] استفاده شده‌اند. اگرچه مقاله‌های متعددی کنترل‌کننده FCS-MPC را بررسی کرده‌اند اما هنوز هم چالش‌هایی مشاهده می‌گردد؛ حجم محاسبات در حالت افق پیش‌بینی طولانی و همچنین در کاربردهای مبدل‌های توان چندسطحی به‌صورت نمایی افزایش می‌یابد [۱۸]. کنترل-کننده FCS-MPC با فرکانس کلیدزنی متغیر کار می‌کند که منجر به ایجاد هارمونیک‌های گسترده برای شکل موج‌ها می‌گردد؛ بنابراین، طراحی فیلتر در سیستم‌هایی که از FCS-MPC استفاده می‌کنند با یک محدودیت اساسی مواجه می‌شوند [۱۹, ۲۰]. در مقابل، CCS-MPC به دلیل استفاده از یک مدولاتور، با فرکانس ثابت کلیدزنی کار می‌کند. می‌توان FCS-MPC را حالت گسسته و خاصی از کنترل‌کننده‌های پیش‌بین با ورودی پیوسته (CCS-MPC) فرض کرد که در آن از یک متغیر پیوسته برای اهداف کنترلی استفاده می‌گردد. در حقیقت، انتخاب یک متغیر پیوسته به عنوان متغیر قابل دستکاری از نظر کنترلی مطلوب است. در این پژوهش قصد داریم کنترل‌کننده CCS-MPC را با در نظر گفتن متغیر دوره کاری به عنوان متغیر قابل دستکاری طراحی کنیم؛ در حالی که FCS-MPC ناگزیر است ورودی کنترلی را از بین چند حالت خاص کلیدزنی انتخاب می‌نماید.

در ادامه مقاله ابتدا سیستم PV مورد استفاده در این پژوهش معرفی و مدل‌سازی می‌شود. الگوریتم رسانایی افزایشی نیز با اصلاحاتی برای ردیابی توان بیشینه ماژول خورشیدی در بخش دوم ارائه می‌گردد. فرایند طراحی کنترل‌کننده CCS-MPC در بخش سوم به تفضیل بیان می‌شود. در بخش چهارم با شبیه‌سازی هر دو روش کنترلی، ویژگی‌های آن‌ها در حالت گذرا و ماندگار مقایسه و ملاحظات مربوط به هر دو روش کنترلی تشریح می-گردد. نتیجه‌گیری پژوهش نیز در بخش آخر ارائه می‌شود.

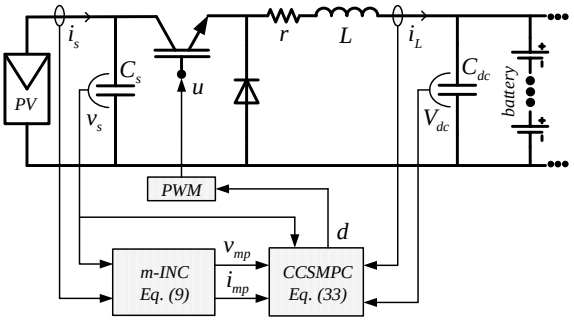
۲- تحلیل سیستم PV

۲-۱ مدل‌سازی

سیستم PV مورد استفاده در این مقاله در شکل ۱ نشان داده شده است که توان از طریق یک مبدل کاهنده به سیستم ذخیره‌کننده انرژی منتقل می‌گردد. جهت بهره‌برداری از منابع PV در حالت بیشینه توان، استفاده از مبدل‌های توان الزامی است که با توجه به کاربرد مورد نظر می‌توان از مبدل‌های افزاینده و یا کاهنده- افزاینده استفاده نمود. خروجی سیستم

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

شکل ۱ با استفاده از باتری ثابت نگه داشته شده است؛ شایان ذکر است که برای تغذیه شبکه DC می‌توان از یک کنترل‌کننده مستقل دیگر برای تنظیم ولتاژ استفاده نمود. همچنین، برای سیستم‌های PV متصل به شبکه AC، در ادامه لینک DC می‌توان از یک اینورتر DC-AC با حلقه کنترلی مستقل برای تنظیم دامنه و فرکانس در خروجی AC استفاده کرد که از حوزه کاری این مقاله خارج است.



شکل ۱: طرح کلی سیستم PV با کنترل‌کننده پیشنهادی برای ردیابی توان بیشینه.

همان‌طور که در شکل ۱ مشاهده می‌گردد، ولتاژ و جریان ماژول PV با نماد v_S و i_S نشان داده شده است. جریان عبوری از سلف و همچنین ولتاژ لینک DC نیز با i_L و V_{dc} مشخص گردیده‌اند. مبدل توان با سیگنال u که از خروجی بلوک PWM تولید می‌شود، فعال می‌گردد. سیگنال u با دوره تناوب T و دوره کاری d به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$u(t)=\begin{cases}1 & 0\le t<dT\\ 0 & dT\le t\le T\end{cases}\qquad u(t-T)=u(t)\forall t \tag{۱}$$

با اعمال قانون کیرشهف در دو حالت کلیدزنی $u=0$ و $u=1$، معادلات حالت سیستم شکل ۱ به صورت فشرده معادله (۲) ارائه می‌گردد؛ این معادله با قابلیت مدل کردن طبیعت کلیدزنی مبدل توان، مدل کلیدزنی یا مدل دقیق نامیده می‌شود:

$$\begin{cases}-i_s(t)+C_s\dfrac{dv_s(t)}{dt}+u(t)i_L(t)=0\\ -u(t)v_s(t)+ri_L+L\dfrac{di_L(t)}{dt}+V_{dc}=0\end{cases} \tag{۲}$$

در مهندسی کنترل، مطلوب است که سیگنال کنترلی یک متغیر پیوسته باشد [۲۱]؛ بنابراین با استفاده از معادلات (۳) تا (۵)، مدل میانگین سیستم شکل ۱ به صورت معادله (۶) بدست می‌آید.

$$\langle x(t)_0\rangle(t)=\frac{1}{T}\int_{t-T}^{t}x(\tau)\,d\tau \tag{۳}$$

$$\left\langle\frac{dx(t)}{dt}\right\rangle_0(t)=\frac{d}{dt}\langle x(t)\rangle_0(t) \tag{۴}$$

$$\langle x(t)\,u(t)\rangle_0(t)\approx\langle x(t)\rangle_0(t)\langle u(t)\rangle_0(t) \tag{۵}$$

شایان ذکر است که نماد $\langle x\rangle_0$ اعمال عمل میانگین‌گیری بر روی متغیر x را نشان می‌دهد. در ادامه، برای سادگی در نمایش معادلات ریاضی، از همان متغیر x به جای متغیر $\langle x\rangle_0$ در معادله (۶) استفاده می‌شود.

همچنین d به عنوان دوره کاری از میانگین‌گیری از متغیر u در پنجره زمانی متحرک T حاصل می‌گردد.

$$\begin{cases}\dfrac{dv_s(t)}{dt}=\dfrac{1}{C_s}\left(i_s(t)-d(t)\,i_L(t)\right)\\ \dfrac{di_L(t)}{dt}=\dfrac{1}{L}\left(-ri_L(t)+d(t)\,v_s(t)-V_{dc}\right)\end{cases} \tag{۶}$$

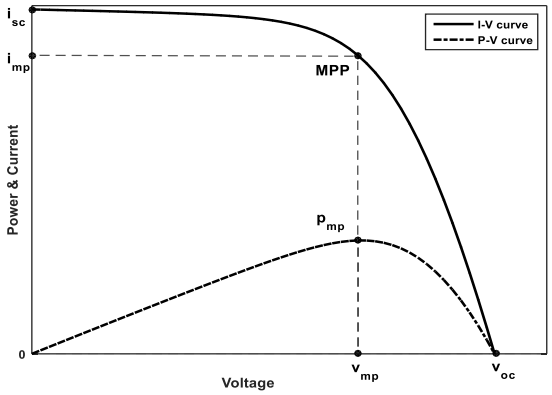
معادله (۶) مدل دقیقی از سیستم فتوولتائیک شکل ۱ نمی‌باشد؛ با این حال برای بررسی رفتار این سیستم در فرکانس‌های پایین کفایت می‌کند؛ در عمل، مولفه‌های فرکانس بالای ناشی از عمل کلیدزنی نامطلوب می‌باشند و اثر آن‌ها با طراحی فیلترهای مناسب حداقل می‌گردد [۲۲].

۲-۲ ردیابی توان بیشینه

تغییرات دما و تابش، مختصات توان بیشینه را در منحنی جریان- ولتاژ ماژول‌های PV در محدوده وسیعی جابجا می‌کند. با به کارگیری مبدل توان و استفاده از ردیاب توان بیشینه (MPPT)، می‌توان بیشترین انرژی را به صورت بلادرنگ ذخیره نمود. روش‌های متعددی برای ردیابی توان بیشینه در منابع گزارش شده است [۲۳]؛ در این مقاله از روش رسانایی افزایشی (INC) با تغییراتی که در ادامه ذکر می‌گردد، استفاده شده است. توان لحظه‌ای حاصل ماژول فتوولتائیک به صورت معادله (۷) می‌باشد:

$$p_s(t)=v_s(t)i_s(t) \tag{۷}$$

تغییرات توان نسبت به ولتاژ خروجی با معادله (۸) بیان می‌گردد که در آن g و dg، رسانایی و رسانایی دیفرانسیلی می‌باشند:



شکل ۲: مشخصه I-V و P-V ماژول‌های PV.

$$\begin{aligned}\frac{dp_s(t)}{dv_s(t)}&=v_s(t)\left(\frac{i_s(t)}{v_s(t)}+\frac{di_s(t)}{dv_s(t)}\right)\\&=v_s(t)\left(g(t)+dg(t)\right)\end{aligned} \tag{۸}$$

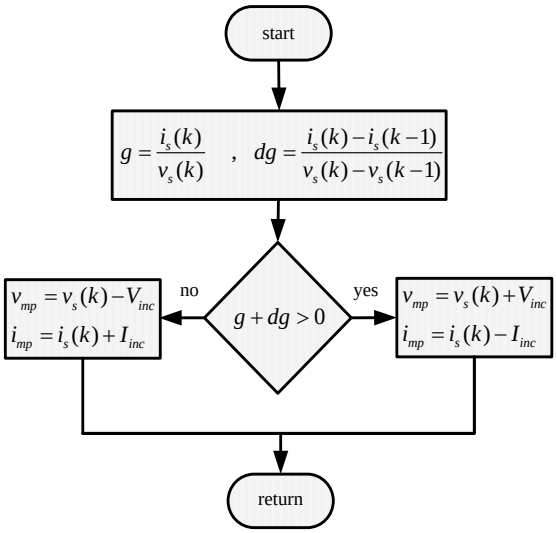
شکل ۲، به طور کلی منحنی I-V و P-V مربوط به ماژول‌های PV را نشان می‌دهد. نقاط جریان اتصال کوتاه (i_{sc})، ولتاژ مدار باز (v_{oc})، توان بیشینه (MPP)، ولتاژ در حالت توان بیشینه (v_{mp}) و جریان در حالت توان بیشینه (i_{mp}) در شکل ۲ مشخص گردیده‌اند. پرواضح است که شیب نمودار P-V به طور مستقیم محل نقطه کار ماژول PV را نسبت به MPP

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

تعیین می‌نماید؛ درحقیقت، اگر شیب نمودار مثبت باشد، نقطه کار در سمت چپ MPP و اگر شیب نمودار منفی باشد، نقطه کار در سمت راست MPP واقع می‌شود. بدین ترتیب، با اندازه‌گیری v_s و i_s، متغیرهای g و dg محاسبه که در نهایت MPP با معادله (۹) بدست می‌آید:

$$\begin{cases} v_{mp}(t) = v_s(t) + V_{inc}\ sign\big(g(t)+dg(t)\big) \\ i_{mp}(t) = i_s(t) - I_{inc}\ sign\big(g(t)+dg(t)\big) \end{cases} \quad (۹)$$

در این پژوهش، دو تغییر در روش INC ایجاد شده است. اول اینکه به منظور تطبیق با کنترل‌کننده CCS-MPC که در بخش بعد طراحی خواهد شد، علاوه بر ولتاژ، متغیر جریان نیز در MPP تعیین گردیده است. ثانیاً، با استفاده از V_{inc} و I_{inc} تحریکی بر متغیرهای لحظه‌ای v_s و i_s ایجاد شده است؛ در مقایسه با ویرایش قبلی که تغییرات بر نمونه قبلی v_{mp} و i_{mp} اعمال می‌شد، عملکرد این روش در پیدا کردن جهت حرکت درست به سمت MPP با گام‌های بلندتر فراهم می‌گردد که این موضوع در موارد تغییر شدید تابش موثر می‌باشد. روند الگوریتم m-INC در شکل ۳ نشان داده شده است که در آن $k-1$ و k به ترتیب نمونه‌های قبلی و فعلی متغیرهای اندازه‌گیری شده می‌باشند.



شکل ۳: روندنمای الگوریتم m-INC به منظور تعیین MPP.

۳- طراحی کنترل‌کننده CCS-MPC

۳-۱ مدل سیگنال کوچک

از آنجایی که مدل میانگین معادله (۶) یک سیستم غیرخطی است، ابتدا سعی می‌کنیم که مدل سیگنال کوچک این سیستم را پیرامون نقطه کار مطلوب بدست آوریم. با توجه به تعیین MPP در بخش قبل، با برابر صفر قرار دادن تغییرات حالت‌ها در مدل (۶)، نقطه کار سیستم با فرض قرار گرفتن ماژول PV در نقطه توان بیشینه بدست می‌آید:

$$d_{mp}(t) = \frac{V_{dc} + \sqrt{V_{dc}^{\ 2} + 4r\, v_{mp}(t)\, i_{mp}(t)}}{2\, v_{mp}(t)} \quad (۱۰)$$

$$i_{Lmp}(t) = \frac{i_{mp}(t)}{d_{mp}(t)} \quad (۱۱)$$

با آگاهی از مقادیر نامی حالت‌ها و ورودی در نقطه کار MPP، مدل غیرخطی (۶) با استفاده از بسط سری تیلور خطی‌سازی می‌شود [۲۴]. همانطور که معادله (۱۲) نشان می‌دهد، $x = [v_s \quad i_L]^T$ حالت‌های مدل سیگنال کوچک می‌باشند. شایان ذکر است که متغیرهای موجود در معادله (۱۲) تغییرات v_s، i_L و d پیرامون نقطه کار می‌باشند که به منظور سادگی نمایش نمادهای ریاضی از همان نمادهای قبلی استفاده شده است.

$$\begin{cases} \dfrac{dx(t)}{dt} = A_c(t)\ x(t) + B_c(t)\ d(t) \\ y(t) = C_c(t)\ x(t) \end{cases} \quad (۱۲)$$

همچنین:

$$\begin{cases} A_c = \begin{bmatrix} \dfrac{dg_{mp}(t)}{C_s} & -\dfrac{d_{mp}(t)}{C_s} \\ \dfrac{d_{mp}(t)}{L} & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} -\dfrac{i_{Lmp}(t)}{C_s} \\ \dfrac{v_{mp}(t)}{L} \end{bmatrix} \\ C_c = [1 \quad 0] \end{cases} \quad (۱۳)$$

با توجه به اینکه معادله (۸) در MPP صفر می‌باشد، مقدار dg_{mp} در معادله (۱۳) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$dg_{mp}(t) = \left.\frac{di_s(t)}{dv_s(t)}\right|_{mp} = -\frac{i_{mp}(t)}{v_{mp}(t)} \quad (۱۴)$$

مدل سیگنال کوچک در فضای گسسته نیز به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d\ x(k) + B_d\ d(k) \\ y(k) = C_d\ x(k) \end{cases} \quad (۱۵)$$

که ماتریس‌های حالت، ورودی و خروجی در فضای گسسته در معادله (۱۶) نمایش داده شده است. این ماتریس‌ها به طور ذاتی متغیر با زمان می‌باشند ولی در مدت زمان نمونه‌برداری ثابت فرض شده‌اند.

$$\begin{cases} A_d = \exp(A_c T_s), B_d = \int_0^{T_s} \exp(A_c \tau) B_c\ d\tau \\ C_d = C_c \end{cases} \quad (۱۶)$$

۳-۲ پیش‌بینی

در این بخش، مقادیر پیش‌بینی شده حالت‌ها و خروجی سیستم PV بر اساس مدل گسسته سیگنال کوچک بدست می‌آید. برای از بین بردن خطای حالت ماندگار، بردار حالت جدید معادله (۱۷) تعریف می‌گردد که با افزودن انتگرال‌گیر به کنترل‌کننده پیش‌بین موجب بهبود در عملکرد حالت ماندگار می‌گردد [۱۰].

$$x_a(k) = \left[\Delta x(k)^T \quad y(k)\right]^T \quad (۱۷)$$

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1) \quad (۱۸)$$

بدین ترتیب مدل افزونه سیستم PV به صورت زیر می‌باشد:

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

$$\begin{cases} x_a(k+1) = A_a x_a(k) + B_a \Delta d(k) \\ y(k) = C_a x_a(k) \end{cases} \quad (۱۹)$$

که در آن:

$$\Delta d(k) = d(k) - d(k-1) \quad (۲۰)$$

و

$$\begin{cases} A_a = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ C_d A_d & 1 \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix} \\ C_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (۲۱)$$

با استفاده از معادله (۱۹)، نمونه‌های آینده خروجی و حالت‌های سیستم افزونه با استفاده از معادلات (۲۲) و (۲۳) بدست می‌آیند. قابل ذکر است که N_p افق پیش‌بینی می‌باشد که تعداد نمونه‌های حالت‌های سیستم که در فرایند بهینه‌سازی در نظر گرفته می‌شوند را تعیین می‌کنند. همچنین N_c متغیر افق کنترل می‌باشد که کنترل‌کننده پیش‌بین سیگنال کنترلی را در طول آن تولید می‌نماید.

$$\begin{cases} x_a(k+2) = A_a^2 x_a(k) + A_a B \Delta d(k) + B \Delta d(k+1) \\ \vdots \\ x_a(k+N_p) = A_a^{N_p} x_a(k) + \\ \qquad A_a^{N_p-1} B \Delta d(k) + A_a^{N_p-2} B \Delta d(k+1) + \\ \qquad \cdots + A_a^{N_p-N_c} B \Delta d(k+N_c-1) \end{cases} \quad (۲۲)$$

$$y(k+N_p) = C_a x_a(k+N_p) \quad (۲۳)$$

با تعریف بردارهای معادله (۲۴)، تمامی متغیرهای حالت و خروجی نمونه‌های آتی در افق پیش‌بینی به صورت فشرده (۲۵) ارائه می‌گردد:

$$\begin{cases} Y = \begin{bmatrix} y(k+1) & y(k+2) & \dots & y(k+N_p) \end{bmatrix}^T \\ \Delta D = \begin{bmatrix} \Delta d(k) & \Delta d(k+1) & \dots & \Delta d(k+N_c-1) \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (۲۴)$$

$$Y = F x_a(k) + \Phi \Delta D \quad (۲۵)$$

که در آن:

$$F = \begin{bmatrix} C_a A_a & C_a A_a^2 & \dots & C_a A_a^{N_p} \end{bmatrix}^T \quad (۲۶)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} C_a B_a & 0 & \cdots & 0 \\ C_a A_a B_a & C_a B_a & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & 0 \\ C_a A_a^{N_p-1} B_a & C_a A_a^{N_p-2} B_a & \cdots & C_a A_a^{N_p-N_c} B_a \end{bmatrix} \quad (۲۷)$$

۳-۳ بهینه‌سازی

برای کنترل خروجی ماژول PV در MPP، ورودی مرجع کنترل‌کننده پیش‌بین در طول افق پیش‌بینی به‌صورت رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$R_s = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}^T v_{mp} \quad (۲۸)$$

هدف کنترل‌کننده MPC کمینه نمودن خطای بین مقادیر خروجی و سیگنال مرجع در طول افق پیش‌بینی می‌باشد. علاوه براین مقدار ΔD نیز در فرایند بهینه‌سازی در نظر گرفته می‌شود. بنابراین تابع هزینه کنترل‌کننده MPC به طور کلی به صورت معادله (۲۹) بیان می‌گردد:

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta D^T R_w \Delta D \quad (۲۹)$$

که در آن R_w ضریب وزنی مربوط به اندازه تغییرات سیگنال کنترلی می‌باشد که با یک ماتریس قطری در نظر گرفته می‌شود:

$$R_w = r_w I_{N_c \times N_c} \quad (۳۰)$$

مقدار توجهی که به اندازه ΔD پرداخته می‌شود با اندازه r_w تعیین می‌گردد؛ در حقیقت با $r_w = 0$، اهمیتی به اندازه ΔD در تابع هزینه داده نمی‌شود و تنها هدف کنترلی کمینه‌سازی خطای $(R_s - Y)^T (R_s - Y)$ خواهد بود. برای تابع هزینه این پژوهش، مقدار یکسان $r_w = 0.001$ در طول افق کنترل در نظر گرفته شده است. با استفاده از معادله (۲۵)، تابع هزینه به صورت زیر قابل بازنویسی می‌باشد:

$$\begin{aligned} J = & \left(R_s - F x_a(k)\right)^T \left(R_s - F x_a(k)\right) - \\ & 2 \Delta D^T \Phi^T \left(R_s - F x_a(k)\right) + \Delta D^T \left(\Phi^T \Phi + R_w\right) \Delta D \end{aligned} \quad (۳۱)$$

مقدار کمینه تابع هزینه J به سادگی با استفاده از مشتق‌گیری نسبت به ΔD بدست می‌آید:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta D} = -2 \Phi^T \left(R_s - F x_a(k)\right) + 2 \left(\Phi^T \Phi + R_w\right) \Delta D \quad (۳۲)$$

در نهایت مقدار بهینه تغییرات دوره کاری به صورت معادله (۳۳) معرفی می‌شود:

$$\Delta D = \left(\Phi^T \Phi + R_w\right)^{-1} \Phi^T \left(R_s - F x_a(k)\right) \quad (۳۳)$$

متعاقباً دنباله مربوط به سیگنال کنترلی در طول افق کنترل تولید می‌گردد که درایه اول برای دوره کاری اجرا می‌گردد.

٤- نتایج شبیه‌سازی

به منظور ارزیابی روش کنترلی CCS-MPC، مدل الکتریکی شکل ۱ با استفاده از جعبه‌ابزار SimPowerSystems در نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی می‌گردد. مقدار عناصر موجود در مدار برای مطالعات شبیه‌سازی در جدول ۱ مشخص گردیده‌اند. از معادله (۳۴) برای شبیه‌سازی ماژول PV استفاده شده است. این مدل الکتریکی که از دودیود به همراه مقاومت‌های سری و موازی تشکیل شده است در [۲۵, ۲۶] به تفصیل به آن پرداخته و پارامترهای آن تعریف شده است. بر اساس مدل ریاضی مذکور، مقدار دقیق ولتاژ و جریان در محل MPP به صورت تحلیلی محاسبه می‌گردد تا به کمک آن بتوان دقت کنترل‌کننده CCS-MPC جهت اجرای فرامین m-INC MPPT را صحه‌گذاری نمود.

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

$$I_s = \frac{I_{ph} - G_p V_s}{1 + R_s G_p} - \left\{ \frac{n_1 V_T}{a R_s} Lambert\ w \left[\frac{I_{s1} a R_s}{n_1 V_T (1 + R_s G_p)} exp\left(\frac{V_s + I_{ph} R_s + I_{s1} a R_s}{n_1 V_T (1 + R_s G_p)} \right) \right] - \frac{I_{s1}}{(1 + R_s G_p)} \right\} - \left\{ \frac{n_2 V_T}{R_s} Lambert\ w \left[\frac{I_{s2} R_s}{n_2 V_T (1 + R_s G_p)} exp\left(\frac{V_s + I_{ph} R_s + I_{s2} R_s}{n_2 V_T (1 + R_s G_p)} \right) \right] - \frac{I_{s2}}{(1 + R_s G_p)} \right\} \quad (۳۴)$$

که در آن تابع لمبرت به صورت رابطه (۳۵) تعریف می‌شود:

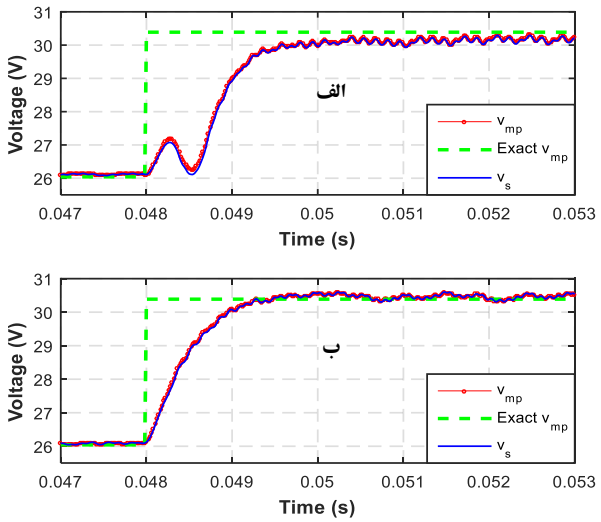
$$if \quad y e^y = u \quad \leftrightarrow \quad y = Lambert\ w(u) \quad (۳۵)$$

جدول ۱: مشخصات سیستم PV مورد مطالعه در این پژوهش

خازن ورودی (C_s)	۱۵۰ uF
سلف (r, L)	۰٫۵ mH و ۱ $m\Omega$
خازن لینک DC (C_{dc})	۱۵۰ uF
ولتاژ باتری (V_{dc})	$\approx$ ۱۲ V
بار خروجی	۴۰ Ω
فرکانس کلیدزنی	۵ kHz
زمان نمونه‌برداری (T_s)	۲۰ us

برای مقایسه کنترل‌کننده پیش‌بین پیشنهادی با کنترل‌کننده پیش‌بین FCS، عملکرد آن‌ها در حالت تغییر ناگهانی شدت تابش از ۲۰۰ به ۸۰۰ W/m^2 بررسی می‌گردد. برای انجام این کار، جعبه m-INC با اندازه‌گیری ولتاژ و جریان خروجی ماژول PV مقادیر لحظه‌ای v_{mp} و i_{mp} را محاسبه می‌کند. با مصالحه بین شاخص‌های سرعت و نوسان پیرامون MPP، پارامترهای V_{inc} و I_{inc} مربوط به m-INC به‌صورت سعی و خطا انتخاب شده‌اند. برای مقایسه دو کنترل‌کننده در ردیابی توان بیشینه، سیگنال مرجع تولیدی توسط m-INC با استفاده از کنترل‌کننده‌های FCS-MPC و CCS-MPC ردیابی می‌گردند. طراحی کنترل‌کننده FCS-MPC براساس کمینه‌سازی $(v_{mp} - v_s)^2$ در افق پیش‌بینی $N_p = 1$ انجام شده است. شایان ذکر است که به منظور مقایسه معنی‌دار، N_p در کنترل‌کننده CCS-MPC نیز مقدار مشابه یک انتخاب شده است. این روش که با استفاده از مدل کلیدزنی مبدل طراحی می‌شود در [۱۱] تشریح شده است. ولتاژ خروجی ماژول PV در هر دو حالت FCS-MPC و CCS-MPC در شکل ۴ رسم شده است.

برای ارزیابی عملکرد الگوریتم m-INC، مقدار دقیق v_{mp} و i_{mp} براساس مشخصه ماژول PV محاسبه شده است که در شکل ۴ با خط‌چین سبزرنگ نشان داده شده است. براساس مدل ماژول PV، مقدار دقیق v_{mp} برابر ۲۶٫۰۴ و ۳۰٫۳۸ V به ترتیب در تابش‌های ۲۰۰ و ۸۰۰ W/m^2 بدست می‌آید. سیگنال مرجعی که با استفاده از m-INC به‌صورت بلادرنگ محاسبه می‌گردد، با نقطه‌چین قرمزرنگ و همچنین ولتاژ خروجی ماژول PV با منحنی آبی رنگ نمایش داده شده است. شایان ذکر است که فیلترهای یکسانی جهت پالایش مولفه‌های فرکانس‌های بالا در سیگنال‌های ولتاژ و جریان برای هر دو کنترل‌کننده استفاده شده است. برای مقایسه دو کنترل‌کننده، عملکرد حالت گذرا و ماندگار بررسی می‌گردند:



شکل ۴: ولتاژ خروجی ماژول PV در حالت تغییر ناگهانی در شدت تابش: الف) FCS-MPC، ب) CCS-MPC.

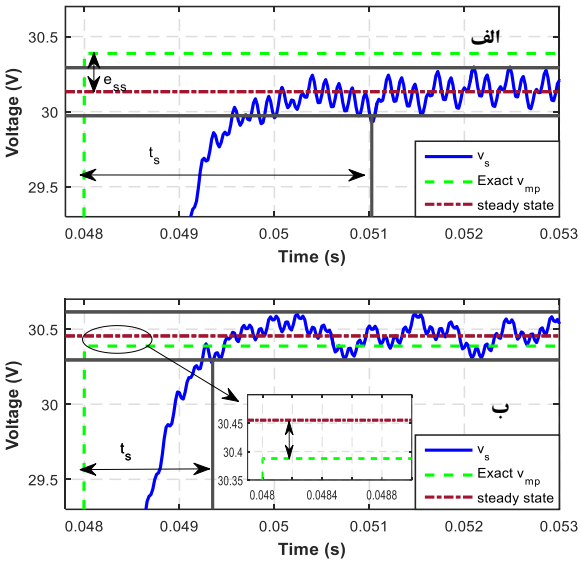
به دلیل اینکه کنترل‌کننده CCS-MPC با استفاده از مدولاتور PWM در فرکانس ثابتی کار می‌کند و در مقابل کنترل‌کننده FCS-MPC با فرکانس کلیدزنی متغیر کار می‌کند، مقایسه درست بین FCS-MPC و CCS-MPC کار ساده‌ای نیست. به منظور فراهم کردن شرایط برابر در مقایسه فرکانس کار دو کنترل‌کننده باید در نظر گرفته شود. بر اساس گزارش منابع، فرکانس کنترلی موثر در کنترل‌کننده‌های FCS-MPC چندین برابر کمتر از فرکانس نمونه‌برداری بدست آمده است [۹, ۲۷, ۲۸]. در این پژوهش فرکانس نمونه‌برداری ۵۰ kHz می‌باشد که فرکانس موثر ۵ kHz در سیگنال ولتاژ مربوط به روش FCS-MPC در شکل ۴ مشاهده شده است. بنابراین فرکانس مشابه ۵ kHz برای کلیدزنی PWM انتخاب شده است تا بتوان مقایسه منصفانه‌تری صورت پذیرد.

۴-۱ عملکرد حالت گذرا

برای ارزیابی عملکرد حالت گذرای دو کنترل‌کننده، ابتدا باید مقدار میانگین آن‌ها در حالت ماندگار تعیین و با استفاده از آن معیار، زمان نشست مورد نظر این پژوهش بدست می‌آید. مقدار میانگین در حالت ماندگار با میانگین‌گیری از نوسان‌های دائمی سیگنال ولتاژ با دامنه مشخص پیرامون نقطه تعادل و بدون گذر از آن بدست می‌آید. این مقدار برای کنترل‌کننده‌های FCS-MPC و CCS-MPC به ترتیب برابر ۳۰٫۱۳ و ۳۰٫۴۵ ولت محاسبه می‌شود. همچنین محدوده‌ای متقارن با عرض ۰٫۱۶ $\pm$ به مرکز مقدار میانگین در حالت ماندگار برای پوشش نوسان‌های حالت ماندگار تعریف می‌گردد. این محدوده در شکل ۵ با بزرگنمایی نمایش داده شده است. بنابراین، زمان نشست کنترل‌کننده‌ها به صورت زمانی که سیگنال ولتاژ به این محدوده وارد گردد و در آن باقی بماند محاسبه می‌گردد که برای FCS-MPC مقدار ۳٫۱ ms و برای CCS-MPC مقدار

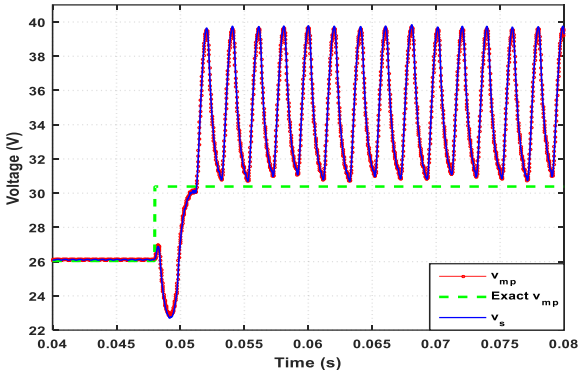
Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

ms ۱٫۴ محاسبه می‌گردد. با معیار زمان نشست، کنترل‌کننده پیش‌بین CCS دو برابر سریع‌تر از کنترل‌کننده FCS به حالت ماندگار می‌رسد.



شکل ۵: تعیین محدوده نوسان حالت ماندگار ولتاژ خروجی ماژول PV جهت مقایسه کنترل‌کننده‌های الف) FCS-MPC و ب) CCS-MPC.

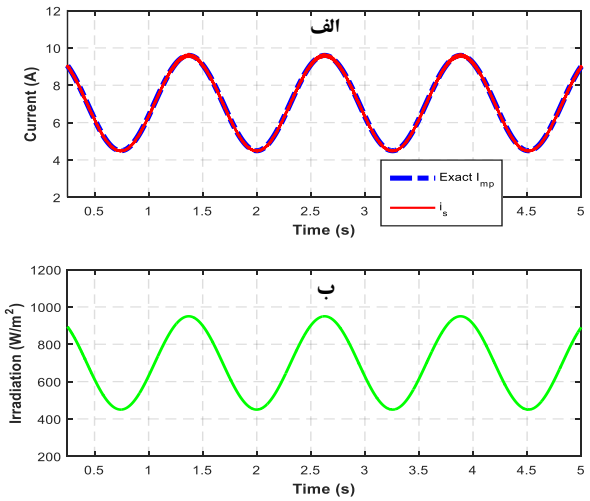
با وجود پژوهش‌های متعدد در زمینه پیاده‌سازی FCS-MPC، همچنان برخی از چالش‌ها باقی مانده است. به عنوان مثال، روش تحلیلی برای اثبات پایداری آن در نقطه‌های کار مختلف گزارش نشده است؛ اگرچه، به صورت مشروط و با در نظرگرفتن قیدهای مشخصی بر روی عملکرد متغیرهای سیستم، پایداری FCS-MPC بررسی گردیده است [۲۹]. پایداری کنترل‌کننده‌ها عملکرد حالت گذرای سیستم را در ردیابی توان بیشینه ماژول PV تحت تاثیر قرار می‌دهد. همانطورکه شکل ۵ نشان می‌دهد تغییر ناگهانی در مسیر حرکت سیگنال ولتاژ به سمت حالت ماندگار برای کنترل‌کننده FCS-MPC مشاهده می‌گردد. علاوه براین، پس از ورود به محدوده تعریف شده، سیگنال ولتاژ از آن خارج گردیده که می‌توان آن را به عنوان فراجهش در عملکرد این کنترل‌کننده در نظر گرفت که حاشیه پایداری سیستم فتوولتائیک را تهدید می‌کند. همچنین عملکرد الگوریتم m-INC به همراه کنترل‌کننده پیش‌بین FCS در مقابل تغییرات پارامترهای سیستم حلقه بسته آسیب‌پذیر می‌باشد. همانطورکه شکل ۶ نشان می‌دهد، با تغییر کوچکی در پارامترهای مربوط به m-INC، ردیابی توان بیشینه دچار نوسان شدید گردیده و قابلیت خود را از دست داده می‌دهد. پایداری کنترل‌کننده CCS-MPC با استفاده از مفاهیم بهینه‌سازی کوژ قابل درک است [۳۰]. از آنجایی که کنترل‌کننده FCS را می‌توان به عنوان نسخه گسسته روش CCS تصور کرد، قابل انتظار است که کنترل‌کننده CCS-MPC مقاومت بیشتری در برابر تغییرات پارامترهای سیستم حلقه بسته فتوولتائیک داشته باشد. همانطورکه شکل ۴ نشان می‌دهد، روش CCS محل دقیق MPP را بدون تغییر مسیر طی می‌کند.



شکل ۶: ناپایداری کنترل‌کننده FCS-MPC در ردیابی توان بیشینه سیستم PV در شرایط احتمالی.

۴-۲ عملکرد حالت ماندگار

در این بخش ابتدا قابل ذکر است که خطا به‌صورت خطای بین ولتاژ خروجی ماژول PV و مقدار دقیق v_{mp} تعریف می‌گردد. در حقیقت خطا در مهندسی کنترل، خطای بین سیگنال مرجع و خروجی سیستم در نظر گرفته می‌شود. مقاله [۳۱] خطای کنترل‌کننده FCS-MPC را در پاسخ به سیگنال‌های مرجع مختلف بدست آورده است. پرواضح است که خطا در ردیابی سیگنال مرجع تولید شده توسط m-INC به خطا در ردیابی توان بیشینه واقعی در سیستم حلقه بسته می‌انجامد. همانطور که شکل ۵ نشان می‌دهد، مقدار دقیق v_{mp} با استفاده از مدل ماژول PV برابر ۳۰٫۳۸ ولت محاسبه شده است. با توجه به محاسبه مقدار میانگین حالت ماندگار برای دو کنترل‌کننده FCS-MPC و CCS-MPC در بخش قبل، خطای حالت ماندگار میانگین به ترتیب برابر ۰٫۲۵ و ۰٫۰۷ بدست می‌آید که این موضوع اهمیت استفاده از انتگرال‌گیر افزونه را در فرایند طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی نشان می‌دهد. بنابراین، کنترل‌کننده پیش‌بین CCS به همراه الگوریتم ردیابی توان بیشینه m-INC، توان بیشتری را در شرایط محیطی مشابه نسبت به کنترل‌کننده FCS فراهم می‌نماید.



شکل ۷: ردیابی توان بیشینه توسط کنترل‌کننده CCS-MPC نسبت به تغییرات تابش. الف) جریان خروجی ماژول PV و جریان مرجع در MPP، ب) سیگنال تابش.

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی این مقاله در ردیابی توان بیشینه نسبت به تغییرات سینوسی تابش در شکل ۷ رسم شده است. سیگنال لحظه‌ای جریان خروجی ماژول PV و همچنین جریان مرجعی که الگوریتم m-INC برای کنترل‌کننده CCS-MPC تولید می‌کند در قسمت الف در شکل ۷ رسم شده است. همچنین سیگنال سینوسی تابش در محدوده ۴۰۰ تا ۱۰۰ وات بر مترمربع در قسمت ب) نشان داده شده است. همانطورکه ملاحظه می‌گردد کنترل‌کننده CCS-MPC در برداشت بهینه انرژی قابل حصول ماژول PV موفق عمل کرده است. شکل ۷ به خوبی رابطه تقریباً خطی تغییرات تابش و جریان را منعکس نموده است.

شایان ذکر است که با افزایش افق پیش‌بینی، پایداری سیستم PV بهبود می‌یابد [۱۲]. از طرف دیگر افزایش افق پیش‌بینی منجر به افزایش حجم محاسباتی لازم در هر زمان نمونه‌برداری می‌گردد. از آنجایی که روش FCS، تابع هزینه را در تمامی حالت‌های کلیدزنی ارزیابی می‌کند، بنابراین با افزایش افق پیش‌بینی حجم محاسبات به‌صورت نمایی بالا می‌رود. با این حال روش بهینه‌سازی مربوط به الگوریتم CCS به طور شدیدی تحت تاثیر طول افق پیش‌بینی قرار نمی‌گیرد. از نظر عملی بسیار امیدوارکننده می‌باشد که بتوان افق پیش‌بینی طولانی را برای کنترل‌کننده پیش‌بین به خصوص در تغییرات ناگهانی تابش که MPPT باید در مسیر درست جست‌وجوی MPP حرکت کند، در نظر گرفت. اگرچه افزایش طول افق پیش‌بینی تاثیر مثبتی بر پایداری سیستم دارد، اما در کاربردهای FCS-MPC در سیستم‌های PV امکان انتخاب مقادیر بزرگتر افق پیش‌بینی وجود ندارد؛ در حقیقت، الگوریتم FCS-MPC بر مبنای مدل کلیدزنی مبدل توان طراحی می‌گردد. معادله (۲)، مقدار یک گام جلوتر سیگنال ولتاژ را با استفاده از معادلات حالت گسسته سیستم PV را ارائه می‌دهد؛ اما گام‌های جلوتر قابل محاسبه نمی‌باشند زیرا مقدار $i_{s_{k+1}}$ در دسترس نمی‌باشد. این یک محدودیت برای روش FCS-MPC در کاربردهای PV می‌باشد. از طرف دیگر، یکی دیگر از ملاحظاتی که در کاربرد FCS-MPC در مبدل‌های توان پیشرفته (مانند مبدل‌های چندسطحی) وجود دارد، مقدار فزاینده حجم محاسبات با توجه به افزایش تعداد کلیدها در مبدل و در نتیجه افزایش نمایی حالت‌های کلیدزنی می‌باشد. همچنین، روش FCS-MPC ذاتاً قادر به کار در فرکانس ثابت نمی‌باشد؛ این موضوع فرایند طراحی فیلتر به پیچیدگی‌های ناشی از گستردگی طیف فرکانسی مواجه می‌کند. در نهایت می‌توان نتیجه گرفت که کنترل‌کننده CCS-MPC که در این پژوهش در جهت ردیابی توان بیشینه برای سیستم‌های PV ارائه شده است کاستی‌های مرتبط با کنترل‌کننده FCS-MPC را ندارد و با توجه به شبیه‌سازی‌های ارائه شده در این بخش از عملکرد بهتری در حالت گذرا و حالت ماندگار برخوردار می‌باشند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله کنترل‌کننده CCS-MPC در یک سیستم PV شامل ماژول PV، مبدل توان DC-DC کاهنده و مجموعه‌ای از باتری‌ها جهت ذخیره انرژی، طراحی شده است. با دو تغییر، روش INC به عنوان الگوریتم ردیابی توان بیشینه، سیگنال ورودی مرجع را برای کنترل‌کننده پیش‌بین تولید می‌نماید. الگوریتم کنترلی پیشنهادی با الگوریتم کنترل‌کننده پیش‌بین FCS-MPC مقایسه شده است. با در نظر گرفتن شاخص‌های رفتار حالت گذرا و همچنین خطای حالت ماندگار، کنترل‌کننده پیشنهادی عملکرد بهتری را در ردیابی توان بیشینه نشان داده است. نقاط قوت کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به کنترل‌کننده FCS-MPC تشریح شده است؛ در حقیقت با ارائه فرکانس کلیدزنی ثابت، قابلیت در نظرگرفتن قیدهای محدودکننده، قابلیت تعمیم به سیستم‌های چندمتغیره و ...، کنترل‌کننده پیشنهادی را می‌توان یکی از راه‌های افزایش بهره‌وری در سیستم‌های PV دانست. با آگاهی از چگونگی اثرگذاری پارامترهای افق پیش‌بینی و افق کنترل در طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی، مقدار آن‌ها را می‌توان با شبیه‌سازی‌های هدفمند و با سعی و خطا انتخاب نمود. در پژوهش‌های آینده می‌توان با تعریف یک شاخص عملکرد برای سیستم PV، مقادیر این پارامترها را نیز بهینه نمود. همچنین پیشنهاد می‌گردد با توجه به قابلیت کنترل‌کننده‌های پیش‌بین برای در نظر گرفتن قیود موجود در سیستم‌ها، قیدهای مربوط به سیستم PV یا کاربرد خاص این سیستم را تعریف و نتایج حاصل از این کنترل‌کننده را با حالت بدون قید مقایسه نمود.در این پژوهش به منظور تشریح فرآیند طراحی کنترل‌کننده پیش‌بین از مبدل ساده توان استفاده شده است. با توجه به ساختارهای پیشرفته‌ای که در سال‌های اخیر برای مبدل‌ها ارائه شده است، می‌توان کنترل‌کننده پیشنهادی را برای مبدل‌های پیشرفته در حالت متصل به شبکه طراحی و آزمایش نمود.

مراجع

[1] P. Frankl, S. Nowak, M. Gutschner, S. Gnos, and T. Rinke, "Technology roadmap: solar photovoltaic energy," *International Energy Association*, 2010.

[2] A. Lopez, B. Roberts, D. Heimiller, N. Blair, and G. Porro, "US renewable energy technical potentials: a GIS-based analysis," *Contract*, vol. 303, pp. 275-3000, 2012.

[3] M. A. G. De Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 60, pp. 1156-1167, 2013.

[4] R. Kadri, J.-P. Gaubert, and G. Champenois, "An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 66-75, 2011.

[5] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Fuzzy-logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1022-1030, 2011.

[6] A. Al Nabulsi and R. Dhaouadi, "Efficiency optimization of a DSP-based standalone PV system using fuzzy logic and dual-MPPT

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 9:44 +0330 on Tuesday November 13th 2018

inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 4180-4186, 2016.

[19] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez ,and B. Wu, "The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2688-2701, 2016.

[20] M. G. Judewicz, S. A. Gonzalez, N. I. Echeverria, J. R. Fischer, and D. O. Carrica, "Generalized Predictive Current Control (GPCC) for Grid-Tie Three-Phase Inverters."

[21] J. Sun and H. Grotstollen, "Averaged modelling of switching power converters: reformulation and theoretical basis," in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, pp. 1165-1172.

[22] S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control* vol. 5: Springer, 2014.

[23] A. Dehghanzadeh and G. Farahani, "A Survey on Maximum Power Point Tracking Techniques in Solar Installations," presented at the International Conference on New Research Achievements in Electrical and Computer Engineering, Tehran, 2016.

[24] H. K. Khalil, "Noninear Systems," *Prentice-Hall, New Jersey*, vol. 2, p. 5.1, 1996.

[25] A. Dehghanzadeh, G. Farahani, and M. Maboodi, "A novel approximate explicit double-diode model of solar cells for use in simulation studies," *Renewable energy*, vol. 103, pp. 468-477, 2017.

[26] A. Dehghanzadeh, G. Farahani, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "Explicit double-exponential modeling methods for photovoltaic cells," in *Industrial Technology (ICIT), 2017 IEEE International Conference on*, 2017, pp. 423-428.

[27] P. Lezana, R .Aguilera, and D. E. Quevedo, "Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1839-1846, 2009.

[28] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives* vol. 40: John Wiley & Sons, 2012.

[29] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "Stability analysis of quadratic MPC with a discrete input alphabet," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 58, pp. 3190-3196, 2013.

[30] J. M. Maciejowski, *Predictive control: with constraints*: Pearson education, 2002.

[31] R. P. Aguilera, P. Lezana, and D. E. Quevedo, "Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance," *IEEE Transactions on Industrial informatics*, vol. 9, pp. 658-667, 2013.

control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, pp. 573-584, 2012.

[7] W.-M. Lin, C.-M. Hong, and C.-H. Chen, "Neural-network-based MPPT control of a stand-alone hybrid power generation system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3571-3581, 2011.

[8] M. Dahmane, J. Bosche, A. El-Hajjaji, and X. Pierre, "MPPT for photovoltaic conversion systems using genetic algorithm and robust control," in *2013 American Control Conference*, 2013, pp. 6595-6600.

[9] C. Bordons and C. Montero, "Basic principles of MPC for power converters: Bridging the gap between theory and practice," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, pp. 31-43, 2015.

[10] L. Wang, *Model predictive control system design and implementation using MATLAB®*: Springer Science & Business Media, 2009.

[11] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, *et al.*, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, pp. 1003-1016, 2013.

[12] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, *et al.*, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, pp. 16-31, 2014.

[13] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1826-1838, 2009.

[14] P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, and S. N. Manias, "Fast photovoltaic-system voltage-or current-oriented MPPT employing a predictive digital current-controlled converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 5673-5685, 2013.

[15] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2508-2514, 2011.

[16] M. B. Shadmand, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of PV sources in a smart DC distribution system: Maximum power point tracking and droop control ", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 913-921, 2014.

[17] S. Sajadian and R. Ahmadi, "Model Predictive Based Maximum Power Point Tracking for Grid-tied Photovoltaic Applications Using a Z-Source Inverter."

[18] J. I. Metri, H. Vahedi, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Real-time implementation of model-predictive control on seven-level packed U-cell