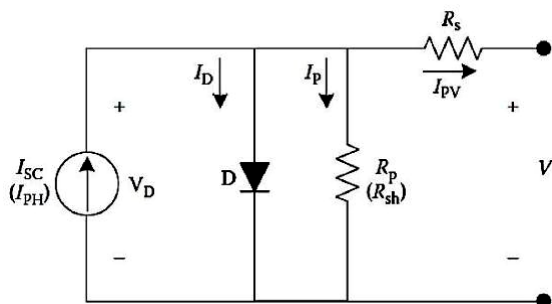


ارائه روش هدایت افزایشی با گام تطبیقی بر مبنای کنترل کننده عاطفی در دنبال کننده‌های پیشینه توان سلول‌های خورشیدی

سعید عظیمی سردری، بهزاد میرزاییان دهکردی و مهدی نیرومند



شکل ۱: مدل تک‌دیود از مدار معادل سلول خورشیدی [۱۰].

شده‌اند [۱] و [۲]. از جمله این روش‌ها می‌توان هدایت افزایشی [۳]، روش اغتشاش و مشاهده [۴] و [۵]، ظرفیت خازن پارازیتی [۶]، ولتاژ مدار باز جزئی [۷]، جریان اتصال کوتاه جزئی [۸] و [۹] و کنترل وابسته به نوسان و جاروی جریان را نام برد. راندمان دنبال کننده توان پیشینه (MPPT) به صورت (۱) تعریف می‌شود [۱۰].

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int P_{actual}(\tau) d\tau}{\int P_{max}(\tau) d\tau} \quad (1)$$

در این معادله P_{actual} توان گرفته شده و P_{max} حداکثر توان را نشان می‌دهند. معمول‌ترین روشی که تاکنون مورد استفاده قرار گرفته، روش هدایت افزایشی بوده است. دلیل استفاده بیشتر از این روش مزیت‌هایی است که این روش نسبت به سایر روش‌های موجود دارد. این روش علاوه بر دقت همگرایی نسبتاً خوب در مقابل تغییرات ناگهانی تابش و دما نیز به درستی نقطه توان پیشینه را دنبال می‌کند.

۲- مدل سلول فتوولتائیک و مدار معادل آن

یک سلول خورشیدی در معرض نور و حرارت مانند یک منبع جریان، جریان الکتریکی تولید می‌کند. شکل ۱ مدل تک‌دیود از مدار معادل سلول خورشیدی را نشان می‌دهد. در این مدل، ولتاژ مدار باز و جریان اتصال کوتاه به عنوان دو پارامتر کلیدی در نظر گرفته می‌شوند. جریان اتصال کوتاه وابسته به میزان تابش است در حالی که ولتاژ مدار باز تحت تأثیر نوع ماده و دما قرار دارد. در این مدل V_T ، ولتاژ گرمایی است که با رابطه $V_T = kT/q$ مشخص می‌شود و مقدار آن در دمای $25^\circ C$ ، 25 mV است. α ضریب ایده‌آل برای این مدل است و بین ۱ تا ۵ تغییر می‌کند. معادلات به صورت زیر تعریف می‌شوند [۱۰].

$$I_D = I_s [e^{\frac{V_D}{\alpha V_T}} - 1] \quad (2)$$

چکیده: روش‌های هدایت افزایشی مختلفی جهت دنبال کردن توان پیشینه در آرایه‌های فتوولتائیک مطرح شده است. انتخاب بهینه اندازه گام سرعت رسیدن به نقطه بهینه و دقت ردیابی را تعیین می‌کند. در این مقاله یک روش جدید برای دنبال کردن نقطه پیشینه توان معرفی خواهد شد که بر پایه روش هدایت افزایشی که یکی از روش‌های پایه و اولیه است و روش گرادبان کاهش می‌باشد. در روش هدایت افزایشی اندازه گام مشخص کننده سرعت رسیدن به نقطه مورد نظر است، به این ترتیب که با یک گام ثابت بزرگ‌تر عمل دنبال کردن با سرعت بالاتری انجام می‌گیرد اما سیستم حول نقطه پیشینه توان نوسان خواهد کرد و دقت عمل پایین خواهد بود. همچنین با استفاده از گام کوچک‌تر مشکل نوسان حول نقطه هدف برطرف شده اما سرعت رسیدن به آن کاهش می‌یابد. هدف ایجاد یک موازنه بین دقت همگرایی و سرعت دنبال کردن می‌باشد. در این مقاله گام به صورت متغیر در نظر گرفته می‌شود به طوری که قابلیت افزایش یا کاهش مقدار خود را تحت شرایط مختلف دارد. پس از این که الگوریتم ولتاژ نقطه بهینه را پیدا می‌کند باید ضریب وظیفه کلید مبدل به گونه‌ای تنظیم گردد که ولتاژ خروجی آرایه برابر با ولتاژ بهینه باشد. برای این منظور معمولاً از کنترل کننده PI استفاده می‌شود که با تغییر شرایط ممکن است عملکرد مطلوبی از خود نشان ندهد. لذا در این مقاله از روش کنترلی عاطفی BELBIC به عنوان یک کنترل کننده هوشمند استفاده می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی و نمونه آزمایشگاهی عملکرد مطلوب روش ارائه شده را نشان می‌دهد.

کلیدواژه: دنبال کننده توان پیشینه (MPPT)، نقطه بهینه (MPP)، هدایت افزایشی با گام تطبیقی (AINC)، کنترل کننده عاطفی (BELBIC).

۱- مقدمه

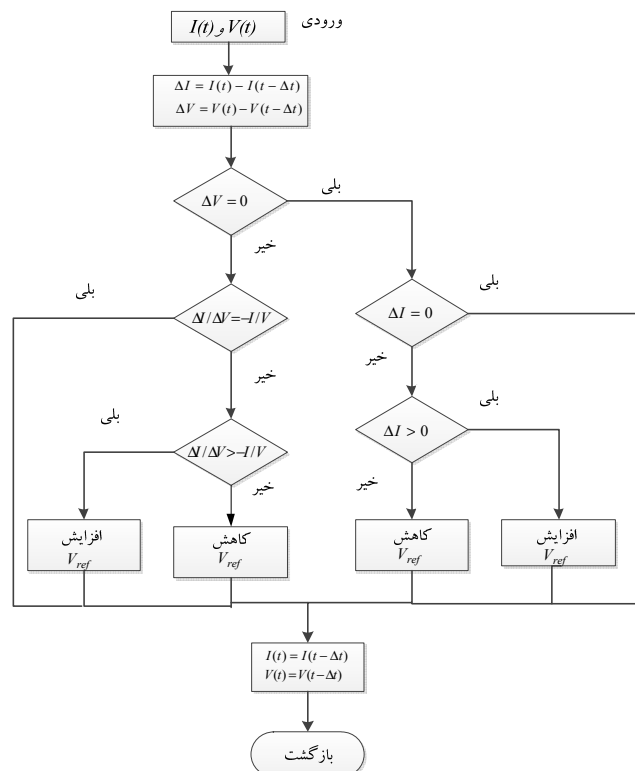
از آنجایی که نیاز روزافزون به انرژی در حال افزایش است و با در نظر گرفتن عواملی چون آلودگی‌های زیست‌محیطی و تجدیدناپذیر بودن سایر منابع انرژی، نیاز به یک منبع انرژی پاک و قابل دسترس غیر قابل انکار است. انرژی خورشیدی یکی از مهم‌ترین منابع انرژی تجدیدپذیر است که در سال‌های اخیر تلاش برای استفاده بهینه از آن افزایش یافته است. برای عملکرد بهینه سلول فتوولتائیک، ولتاژ ترمینال آن باید برابر با مقدار ولتاژ در نقطه پیشینه توان در منحنی توان ورودی بر حسب ولتاژ ورودی سلول باشد. برای رسیدن به این منظور روش‌های متنوعی ابداع و استفاده

این مقاله در تاریخ ۳ اسفند ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۲۴ بهمن ماه ۱۳۹۳ بازنگری شد.

سعید عظیمی سردری، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: azimi.s.saeed@gmail.com).

بهزاد میرزاییان دهکردی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: mirzaeian@eng.ui.ac.ir).

مهدی نیرومند، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: mehdi_niroomand@eng.ui.ac.ir).



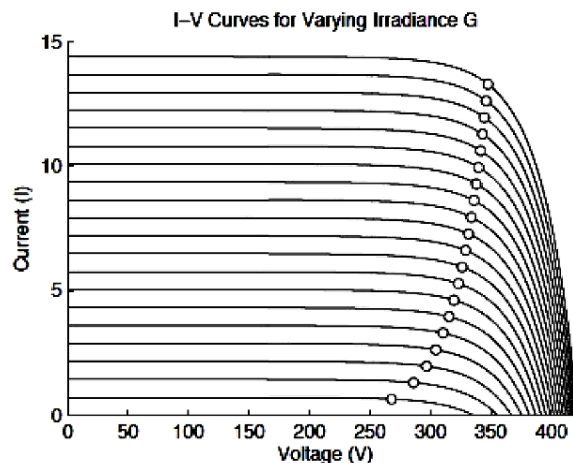
شکل ۳: دیاگرام روش هدایت افزایشی [۱۴].

۴- کنترل کننده عاطفی

اساس کنترل کننده عاطفی^۱ (BELBIC) بر پایه استفاده از یک مدل ساختاری کارآمد بر مبنای سیستم لمبیک^۲ مغز و بخش‌هایی از مغز که مسئول پردازش عواطف است می‌باشد. کنترل کننده عاطفی بر مبنای مدل محاسباتی یادگیری و پردازش عواطف بر مبنای یادگیری عواطف مغزی معرفی می‌شود [۱۵] تا [۱۸].

یادگیری عواطف (یادگیری درجه اول بین محرک‌های اصلی و فرعی و حتی شاید بین محرک‌های فرعی) در آمیگدالا^۳ اتفاق می‌افتد. بخش‌هایی از این عملکرد از یکدیگر جدا هستند و با بخش‌های قشر کروی پیشانی در یادگیری‌های فرعی درگیر می‌باشند. تلاش شده که این ویژگی‌ها در یک مدل محاسباتی مناسب برای مقایسه داده‌های مربوط به فیزیولوژی عصبی و شبیه‌سازی ثبت شود [۱۹]. این مدل متناظر با آمیگدالا و قشر کروی پیشانی به دو بخش تقسیم می‌شود، بخش آمیگدالا داده‌ها را از تالاموس^۴ و بخش‌های قشری دریافت می‌کند. بخش کروی داده‌های خود را تنها از بخش‌های قشر مغزی و آمیگدالا دریافت می‌کند. در شکل ۴ نمایش گرافیکی کنترل کننده عاطفی نشان داده شده است. در بالای شکل قسمت اصلی قشر کروی پیشانی، در قسمت پایین سمت راست آمیگدالا و در سمت چپ بخش‌های تالاموس و قشر حسی قرار گرفته‌اند. سیگنال‌های (S) Sensory Input به تالاموس وارد می‌شوند و مقدار حداکثر این ورودی‌ها در قالب یک سیگنال به آمیگدالا وارد می‌شود. سیگنال اصلی پاداش (REW) به هر دو بخش آمیگدالا و قشر کروی پیشانی وارد می‌شود.

1. Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller
2. Limbic
3. Amygdala
4. Thalamus



شکل ۲: منحنی مشخصه غیر خطی جریان-ولتاژ سلول خورشیدی در شرایط تغییرات دما و میزان تابش [۱۰].

$$I_{PV} = I_{SC} - I_D \quad (3)$$

$$V_{PV} = \alpha V_T \ln \left[\frac{I_{SC} - I_{PV}}{I_0} + 1 \right] \quad (4)$$

$$I_{PV} = I_{PH} - I_D = I_{PH} - I_0 \left[\exp \frac{q(V + R_s I_{PV})}{\alpha k T} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{R_p} \quad (5)$$

در روابط بالا $I_{PH}(A)$ جریان نور، $I_D(A)$ جریان دیود، $R_s(\Omega)$ مقاومت سری و $R_p(\Omega)$ مقاومت موازی است.

شکل ۲ منحنی مشخصه غیر خطی ولتاژ-جریان سلول خورشیدی را در شرایط تغییرات دما و میزان تابش نشان می‌دهد.

۳- روش هدایت افزایشی

روش هدایت افزایشی یکی از رایج‌ترین روش‌های دنبال کردن توان بیشینه است و اساس کار این روش صفرشدن شیب نمودار توان بر حسب ولتاژ پنل در نقطه توان بیشینه (MPP) است [۱۱] تا [۱۳]. با توجه به شکل ۳ که دیاگرام روش هدایت افزایشی را نشان می‌دهد روابط زیر برقرار است

$$\begin{aligned} \text{در MPP, } \frac{\Delta I}{\Delta V} &= -\frac{I}{V} \\ \text{در سمت چپ MPP, } \frac{\Delta I}{\Delta V} &> -\frac{I}{V} \\ \text{در سمت راست MPP, } \frac{\Delta I}{\Delta V} &< -\frac{I}{V} \end{aligned} \quad (6)$$

در این روش دقت و عملکرد دینامیکی ردیابی تحت شرایط تغییرات سریع میزان تابش و دما بهبود یافته است. هر چند که این روش نسبت به روش اغتشاش و مشاهده پیچیده‌تر است اما با پردازنده‌های دیجیتال پیشرفته به آسانی قابل پیاده‌سازی است. در این روش از الگوریتم دو مرحله‌ای استفاده می‌شود. در مرحله اول نقطه کار را به MPP نزدیک می‌کند سپس با روش هدایت افزایشی به ردیابی دقیق MPP می‌پردازد. با تقسیم مشخصه I-V به دو ناحیه توسط تابع خطی، نقطه کار را به ناحیه‌ای شامل همه MPP‌های ممکن تحت تغییر شرایط جوی آورده و در آخر با روش INC به ردیابی MPP می‌پردازد. با استفاده از کندوکناس لحظه‌ای و افزایشی جهت ایجاد سیگنال خطا و سپس با بردن سیگنال خطا به سمت صفر توسط کنترلر PI می‌توان MPP را ردیابی کرد [۱۴].

O به صورت اختلاف بین مقدار قبلی خروجی E و سیگنال تقویت کننده REW محاسبه می‌شود. به بیان دیگر، گره‌های O سیگنال دریافت شده را با سیگنال مورد انتظار مقایسه نموده و اگر هر گونه ناهماهنگی وجود داشته باشد از تولید خروجی مدل ممانعت به عمل می‌آورد

$$\Delta w_i = \beta S_i \sum_j (O_j - REW) \quad (12)$$

قانون یادگیری در قشر کروی پیشانی بسیار شبیه قانون یادگیری در آمیگدالا است، تنها تفاوت این است که وزن اتصالات قشر کروی می‌تواند هم افزایش و هم کاهش یابد تا بتواند موانع مورد نیاز را دنبال کند. β یک ثابت یادگیری دیگر است. به طور کلی این سیستم در دو سطح کار می‌کند: (۱) بخش یادگیری آمیگدالا که عمل پیش‌بینی و واکنش به تقویت کننده‌های داده شده را بر عهده دارد. این بخش از سیستم هرگز نمی‌تواند یک ارتباط را فراموش کند. اگر یک بار فرا گرفت دایمی می‌شود. این مسأله به سیستم این توانایی را می‌دهد که ارتباط عاطفی را تا زمانی که مورد نیاز است به خاطر بسپارد. (۲) بخش قشر کروی پیشانی که ناهماهنگی‌های موجود میان پیش‌بینی‌های سیستم اصلی و تقویت کننده‌های دریافتی واقعی را دنبال نموده و یاد می‌گیرد که از تولید خروجی‌های مربوط به ناهماهنگی‌ها ممانعت به عمل آورد. سیگنال تقویت کننده REW به عنوان تابعی از تمامی سیگنال‌های دیگری که خود به صورت توابع مهم و معتبری در نظر گرفته شده‌اند بیان می‌شود

$$REW = J(S_1, S_2, \dots, S_n, E, PO_1, PO_2, \dots, PO_m) \quad (13)$$

که در رابطه فوق PO_i یک خروجی سیستم، E سیگنال کنترلی و S_i ورودی‌های حس می‌باشند. به طور مشابه هر یک از ورودی‌های حسی (S_i ها) باید به صورت تابعی از توابع خروجی سیستم و خروجی کنترل کننده، مطابق رابطه زیر در نظر گرفته شوند

$$S_i = f(E, PO_1, PO_2, \dots, PO_m) \quad (14)$$

۵- روش ارائه شده

در این قسمت روش مطلوب معرفی می‌شود، خصوصیات روش معمول بررسی شده و ویژگی‌های آن مورد بحث قرار می‌گیرد و در نتیجه روش مطلوبی که معرفی می‌گردد ویژگی‌های مثبت را تقویت و معایب آن را حذف می‌کند. در ادامه نتایج شبیه‌سازی روش معمول و روش مطلوب را بررسی می‌کنیم.

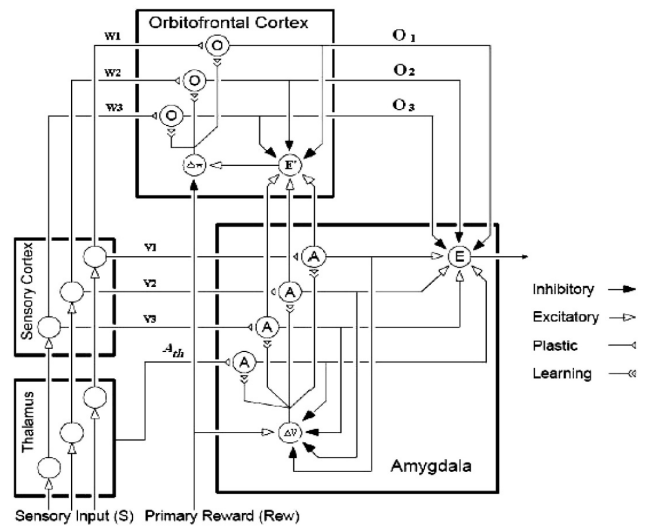
۵-۱ مشخصات سیستم

شبیه‌سازی سیستم جهت اثبات ویژگی‌های روش مطلوب در نرم‌افزار PSIM انجام شده و مشخصات سیستم بررسی شده در جدول ۱ نشان داده شده است.

۵-۲ روش هدایت افزایشی تطبیقی (AINC) بر اساس

کنترل کننده عاطفی (BELBIC)

شکل ۵ الگوریتم روش اصلاح شده را نشان می‌دهد. تفاوت این الگوریتم با الگوریتم روش هدایت افزایشی با گام ثابت در این است که بر خلاف روش کلاسیک که در آن افزایش یا کاهش ولتاژ مرجع به صورت ثابت در نظر گرفته می‌شود، در این روش این گام متغیر است و با توجه به میزان خطا اندازه این کاهش یا افزایش به گونه‌ای تغییر می‌کند که سیستم در کمترین زمان ممکن و با دقت بالاتری نقطه توان بیشینه را دنبال کند.



شکل ۴: نمایش گرافیکی کنترل کننده عاطفی (BELBIC).

به ازای هر عامل محرک S یک گره A وجود دارد (که گره مربوط به محرک تالاموس است). یک گره خروجی به طور مشترک برای کلیه خروجی‌های مدل وجود دارد که گره E نامیده می‌شود. به بیان ساده، گره E خروجی‌های گره‌های A را با یکدیگر جمع نموده و سپس خروجی‌های بازدارنده گروه‌های O را از آن کم می‌کند که حاصل آن خروجی مدل است

$$E = \sum A_i - \sum O_i \quad (7)$$

اتصالات تالامیک به عنوان حداکثر مقدار بین تمام عوامل محرک در نظر گرفته می‌شود و خود به عنوان یک ورودی دیگر برای سنجش آمیگدالا محسوب می‌شود

$$A_{th} = \max s_i \quad (8)$$

برای هر گره A یک اتصال تجسمی با وزن V وجود دارد. هر ورودی باید در این وزن ضرب شود تا بتواند به عنوان خروجی گره در نظر گرفته شود. گره‌های O نیز به طور مشابهی با وزن W به سیگنال ورودی اعمال می‌شوند تا خروجی تولید شود. بنابراین، مقادیر گره‌ها به این صورت محاسبه می‌شوند

$$A_i = S_i V_i \quad (9)$$

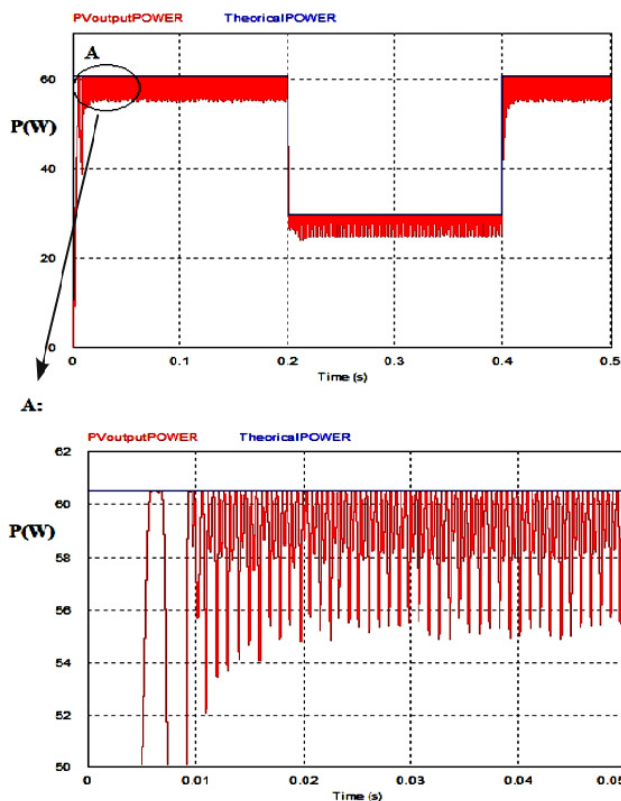
$$O_i = S_i W_i \quad (10)$$

گره‌های A خروجی‌هایی متناسب با نقش آنها در پیش‌بینی پاداش‌های REW تولید می‌کنند در حالی که گره‌های O هر جا لازم باشد از تولید خروجی E جلوگیری می‌نمایند.

وزن‌های اتصالات V_i متناسب با اختلاف بین تقویت کننده‌ها و فعال‌سازی گره‌های A تنظیم می‌شوند. α یک ضریب است که برای تنظیم سرعت یادگیری به کار می‌رود

$$\Delta v_i = \alpha \max(\cdot, S_i (REW - \sum_j A_j)) \quad (11)$$

این یک مثال ساده از یک سیستم یادگیری شرکت پذیر ساده است که قانون تنظیم وزن‌ها یکنواخت است و وزن‌های آمیگدالا نمی‌تواند کاهش یابد. این مسأله در آغاز یک نقطه ضعف اساسی به نظر می‌رسد اما دلایل کافی برای انتخاب این طراحی وجود دارد. اگر یک بار یک واکنش عاطفی یاد گرفته شود، باید همیشه باشد. این وظیفه قشر کروی پیشانی است که از واکنش‌های نامناسب جلوگیری نماید. تقویت کننده گروه‌های



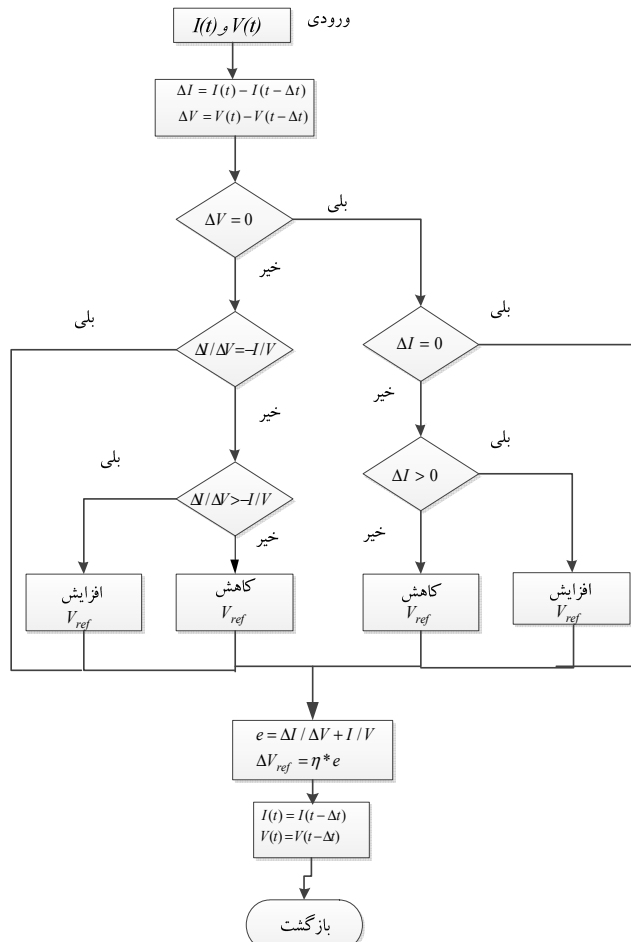
شکل ۶: شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = 0.0005 \text{ V}$.

جدول ۱: مشخصات آرایه فتوولتائیک.

| | |
|---------------------------------|---------------------------------|
| Short circuit current I_{sc0} | ۳٫۸ A |
| Saturation current I_{s0} | $2.16 \text{ e}^{-4} \text{ A}$ |
| Band energy E_g | ۱٫۱۲ J |
| Identify factor α | ۱٫۲ |
| Temperature coefficient C_t | 0.024 |
| Number of cells N_s | ۳۶ |
| Standard light intensity S_0 | ۱۰۰۰ |
| Ref. Temperature T_{ref} | 25°C |
| Series resistance R_s | 0.008Ω |
| Shunt resistance R_{sh} | 1000Ω |

۳-۵ نتایج شبیه‌سازی روش INC با کنترل کننده PI

شکل ۶ نتایج شبیه‌سازی در روش هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = 0.0005 \text{ V}$ را نشان می‌دهد. در $t = 0.2 \text{ sec}$ میزان تابش از 1000 W/m^2 به 400 W/m^2 کاهش می‌یابد و در $t = 0.4 \text{ sec}$ دوباره افزایش می‌یابد تا عملکرد مناسب سیستم در برابر شرایط ناگهانی میزان تابش نشان داده شود. ملاحظه می‌شود در این شرایط و با این گام ثابت، زمان رسیدن به نقطه توان بیشینه مناسب است اما نوسانات حول آن بسیار زیاد است و منجر به تلفات توان می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود توان خروجی آرایه فتوولتائیک بین 52 تا 60.5 وات متغیر است و هرگز نمی‌تواند به درستی نقطه توان بیشینه را دنبال کند. انتظار می‌رود با کاهش اندازه گام دقت همگرایی بهبود یابد. در مرحله بعد گام ثابت را در شبیه‌سازی کاهش می‌دهیم و شبیه‌سازی با گام $\Delta V_{ref} = 0.0001 \text{ V}$ انجام می‌شود. با توجه به شکل ۷ که شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = 0.0001 \text{ V}$ را نشان می‌دهد ملاحظه می‌گردد با کاهش گام نوسانات حول نقطه توان بیشینه کاهش یافته یا به عبارت



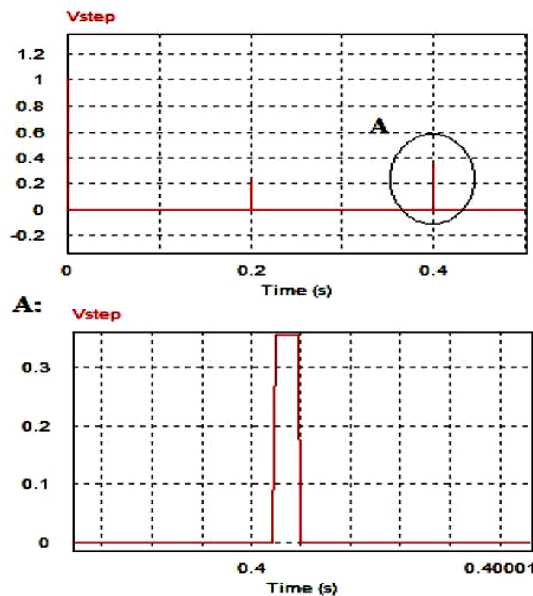
شکل ۵: دیاگرام مربوط به روش هدایت افزایشی با گام تطبیقی.

در این روش به جای استفاده از گام ثابت، ضریبی از خطا که به صورت (۱۵) تعریف می‌گردد و به عبارتی میزان فاصله از نقطه بهینه را نشان می‌دهد، گام را مشخص می‌کند. به این ترتیب در ابتدای الگوریتم که خطای آن زیاد است با گام بزرگ‌تر و در نتیجه سرعت بالاتری به نقطه بهینه نزدیک می‌شود و پس از نزدیک شدن به نقطه بهینه با کاهش خطا گام کاهش می‌یابد و در نتیجه نوسان حول نقطه بهینه به سمت صفر میل می‌کند. به این ترتیب مشکل اصلی روش هدایت افزایشی با گام ثابت رفع می‌شود

$$e = \frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} \quad (15)$$

$$V_{step} = \eta \times e \quad (16)$$

پس از این که الگوریتم ولتاژ نقطه بهینه را پیدا کرد باید ضریب وظیفه کلید میدل به گونه‌ای تنظیم شود که ولتاژ خروجی آرایه فتوولتائیک همواره برابر با ولتاژ نقطه بهینه باشد. برای این منظور در روش‌های معمول اختلاف ولتاژ خروجی آرایه و ولتاژ بهینه الگوریتم به عنوان خطا به کنترل کننده PI داده می‌شود و خروجی کنترل کننده پالس کلید را می‌سازد [۲۰] و [۲۱]. با توجه به مشخصات غیر خطی این سیستم کنترل کننده PI با تغییرات شرایط تابش و دما نمی‌تواند عملکرد مطلوبی از خود نشان دهد و بنابراین از کنترل کننده عاطفی که یک کنترل کننده هوشمند است استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای حالت‌های مختلف را در ادامه بررسی می‌کنیم.



شکل ۹: تغییرات گام وقتی در روش هدایت افزایشی با گام وقتی.

افزایشی با گام ثابت، در این قسمت به جای استفاده از گام ثابت از یک گام تطبیقی استفاده می‌کنیم. با توجه به شکل ۸ که نتایج شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام وقتی را نشان می‌دهد و با مقایسه با نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام ثابت که در شکل‌های ۶ و ۷ نشان داده شده است، ملاحظه می‌شود که با استفاده از گام وقتی سیستم در عین حال که با سرعت پاسخ بالایی نقطه توان بیشینه را دنبال می‌کند، نوسانات حول نقطه توان بیشینه نیز کاهش یافته است. به طوری که نوسان حول نقطه توان بیشینه نسبت به روش هدایت افزایشی چه با گام بزرگ و چه با گام کوچک بسیار کمتر شده است. نوسان حول نقطه توان بیشینه به کمتر از ۰/۲ وات رسیده است در صورتی که در روش کلاسیک با گام بزرگ این نوسانات بیش از ۶ وات و در روش کلاسیک با گام کوچک حدود ۰/۵ وات است.

شکل ۹ نیز تغییرات گام وقتی در روش هدایت افزایشی با گام وقتی را نشان می‌دهد. بر اساس این شکل زمانی که تابش تغییر ناگهانی دارد، بخش کنترلی گام را به سرعت افزایش می‌دهد تا سرعت همگرایی افزایش یابد.

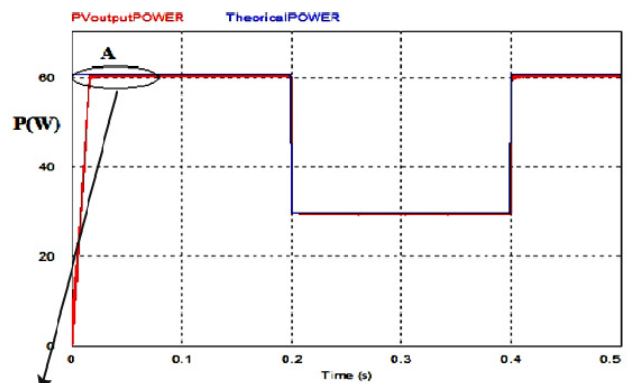
۵-۵ شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام تطبیقی و تنظیم‌کننده عاطفی

در این قسمت برای تنظیم دقیق‌تر نقطه کار سیستم به نقطه کار بهینه به جای استفاده از کنترل‌کننده PI از کنترل‌کننده عاطفی استفاده می‌شود. مزیت کنترل‌کننده عاطفی این است که به صورت پیوسته ضرایب خود را به روز می‌کند و در صورت تغییر در شرایط سیستم و همچنین تغییرات ناگهانی دما و تابش نسبت به کنترل‌کننده PI مقاوم‌تر بوده و عملکرد بهتری دارد. پس از این که ولتاژ نقطه توان بیشینه از روش هدایت افزایشی با گام وقتی به دست آمد با مقایسه این ولتاژ با ولتاژ خروجی آرایه فتوولتائیک سیگنال خطا را تشکیل می‌دهیم. از روی این سیگنال هر کدام از ورودی‌ها به این صورت تعریف می‌شوند

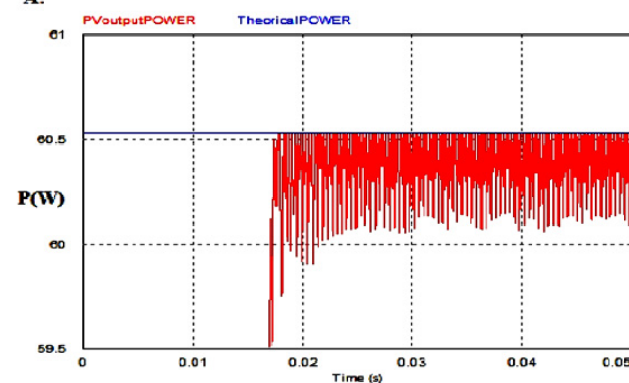
$$REW = k_1 e + k_v \frac{de}{dt} + k_i \int e dt$$

$$S_1 = k_1 e \quad (17)$$

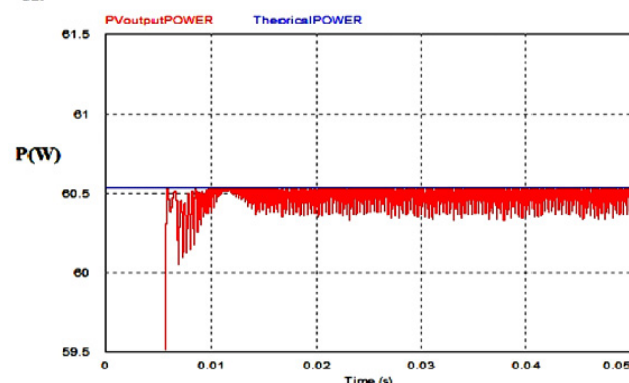
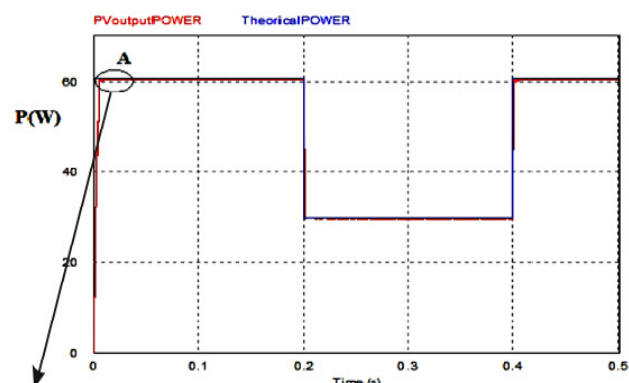
$$S_2 = k_2 \int e dt$$



شکل ۷: شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = 0.001 V$.



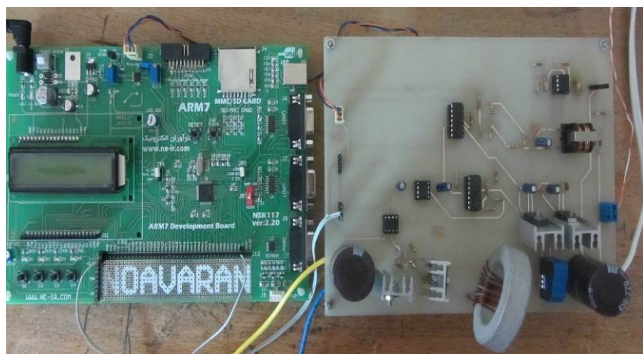
شکل ۸: شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل‌کننده PI.



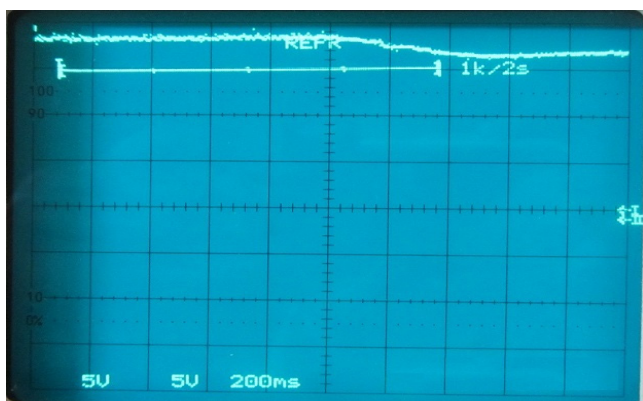
دیگر دقت همگرایی بهبود می‌یابد اما از طرف دیگر سرعت دنبال کردن توان بیشینه کاهش می‌یابد که این کندی می‌تواند منجر به تغییر دیگری در نقطه کار شده و موجب از دست رفتن نقطه کار بهینه شود.

۵-۴ نتایج شبیه‌سازی روش AINC با کنترل‌کننده PI

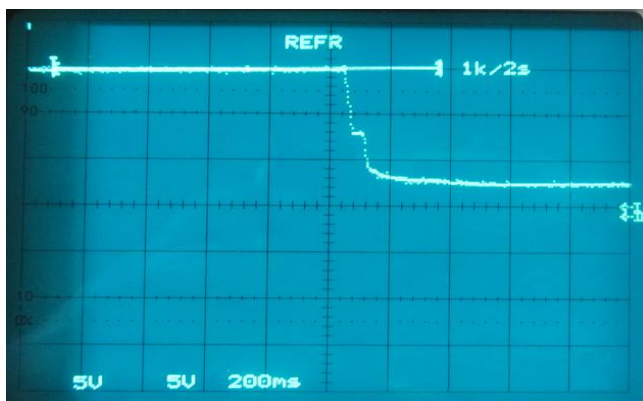
برای حل مشکل موازنه بین سرعت و دقت همگرایی در روش هدایت



شکل ۱۱: پیاده‌سازی نمونه آزمایشگاهی.



شکل ۱۲: تغییر ولتاژ نقطه به بیشینه با تغییر میزان تابش در روش هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده عاطفی.

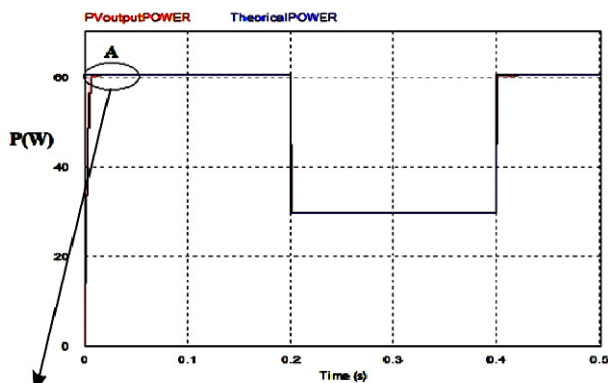


شکل ۱۳: تغییر در ولتاژ نقطه کار آرایه فتوولتائیک بدون استفاده از کنترل کننده.

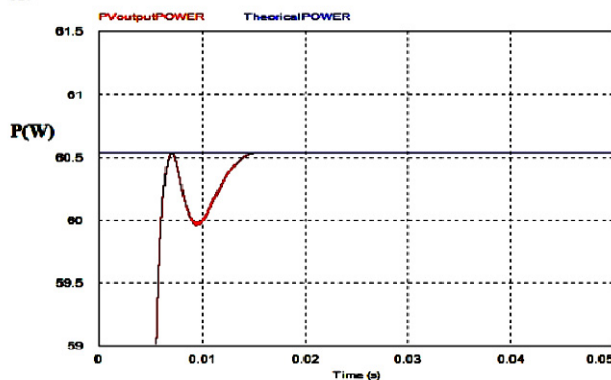
افزاینده و بورد مدار کنترلی شامل تراشه AT91sam۶۴ استفاده شده است. استفاده از تراشه ARM به عنوان مدار کنترل، هزینه پیاده‌سازی را به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌دهد. شکل ۱۱ نمونه عملی را که در آزمایشگاه ساخته شده است، نشان می‌دهد که از سه قسمت تشکیل شده است، آرایه فتوولتائیک، مدار قدرت مبدل افزایشی و حسگرهای ولتاژ و جریان و بورد مدار کنترلی. مقدار جریان آرایه فتوولتائیک بر اساس (۱۸) محاسبه می‌گردد که مربوط به حسگر جریان است

$$I = ۱۲,۸ \times (V_{sen} - ۲,۳۷) \quad (۱۸)$$

شکل ۱۲ چگونگی تغییر ولتاژ نقطه کار را نشان می‌دهد. در این شکل پس از این که آرایه فتوولتائیک در سایه قرار می‌گیرد (کاهش میزان تابش) ولتاژ نقطه کار از ۱۷/۴ به ۱۶ ولت منتقل می‌شود. در صورتی که با توجه به شکل ۱۳ ملاحظه می‌شود بدون استفاده از دنبال کننده توان بیشینه، ولتاژ نقطه کار به شدت افت می‌کند و سیستم در نقطه کار بهینه قرار ندارد.



A:



شکل ۱۰: شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده عاطفی.

جدول ۲: مقایسه سرعت و دقت همگرایی روش‌های هدایت افزایشی با گام ثابت و گام تطبیقی.

| $\Delta P/P$ | زمان رسیدن به MPP | روش |
|----------------------|-------------------|------------------------------------------------------------------|
| ۰,۱۴ | ۱۰ میلی ثانیه | هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = ۰,۰۰۰۵ \text{ V}$ |
| ۰,۰۱۳ | ۱۸ میلی ثانیه | هدایت افزایشی با گام ثابت $\Delta V_{ref} = ۰,۰۰۰۱ \text{ V}$ |
| $۳,۴ \times ۱۰^{-۲}$ | ۶ میلی ثانیه | هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده PI |
| ۲×۱۰^{-۲} | ۶/۷ میلی ثانیه | هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده عاطفی |

با توجه به شکل ۱۰ که نتایج شبیه‌سازی روش هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده عاطفی را نشان می‌دهد مشاهده می‌شود که سیستم کنترلی در دنبال کردن توان بیشینه دارای پاسخ سریع همراه با دقت بالایی است. در این حالت نقطه توان بیشینه به صورت کاملاً دقیق دنبال می‌گردد و نوسانات حول نقطه بهینه به حداقل (کمتر از ۰/۰۰۰۰۱) می‌رسد و تلفات توان به شدت کاهش می‌یابد. در این قسمت می‌توان گفت دنبال کردن توان بیشینه به صورت بسیار دقیق انجام می‌گیرد و در مجموع یک دنبال کننده توان بیشینه با کمترین پیچیدگی و عملکرد بسیار مناسب در اختیار خواهیم داشت.

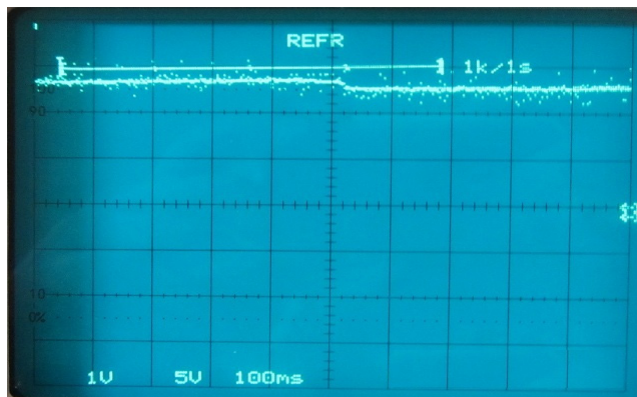
۶-۵ مقایسه نتایج شبیه سازی

جدول ۲ خلاصه نتایج حاصل از شبیه‌سازی حالت‌های مختلف و به خوبی بهبود عملکرد روش مطلوب را نشان می‌دهد.

۶- نتایج پیاده‌سازی عملی

برای پیاده‌سازی این روش از یک آرایه فتوولتائیک ۶۰ وات، یک مبدل

- [8] S. Yuvarajan and S. Xu, "Photo-voltaic power converter with a simple maximum-power-point-tracker," in *Proc. Int. Symp. Circuits Syst, ISCAS'03*, pp. 399-402, 25-28 May 2003.
- [9] N. Mutoh, T. Matuo, K. Okada, and M. Sakai, "Prediction-data-based maximum-power-point-tracking method for photovoltaic power generation systems," in *Proc. 33rd Annual IEEE Power Electron. Spec. Conf., PESC'02*, pp. 1489-1494, 23-27 Jun. 2002.
- [10] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni, and C. Clarkson, "Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2531-2540, Oct. 2010.
- [11] H. Koizumi and K. Kurokawa, "A novel maximum power point tracking method for PV module integrated converter," in *Proc. of the IEEE 36th Power Electronics Specialists Conf., IECON'05*, pp. 2081-2086, 6-10 Nov. 2005.
- [12] K. H. Hussein, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEE Proceedings of the Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59-64, Jan. 1995.
- [13] L. Bangyin, D. Shanxu, L. Fei, and X. Pengwei, "Analysis and improvement of maximum power point tracking algorithm based on incremental conductance method for photovoltaic array," in *Proc. of the 7th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'07*, pp. 637-641, 27-30 Nov. 2007.
- [14] S. Silvestre and A. Chouder, "Shading effects in characteristic parameters of PV modules," in *Proc. Spanish Conf. on Electron Devices*, pp. 116-118, 31 Jan.-2 Feb. 2007.
- [15] M. R. Jamali, A. Arami, B. Hosseini, B. Moshiri, and C. Lucas, "Real time emotional control for anti-swing and positioning control of SIMO overhead travelling crane," *International Journal of Innovative Computing, Information, and Control*, vol. 4, no. 9, pp. 2333-2344, Sept. 2008.
- [16] G. Bartolini, A. Pisano, and E. Usai, "Second-order sliding-mode control of container cranes," *Automatica*, vol. 38, 2002.
- [17] R. M. Milasi, C. Lucas, B. N. Araabi, T. S. Radwan, and M. A. Rahman, "Implementation of emotional controller for interior permanent magnet synchronous motor drive," in *Proc. IEEE/IAS 41st Annual Meeting: Industry Applications*, pp. 8-12, Tampa, Florida, USA, 8-12 Oct. 2006.
- [18] J. Moren and C. Balkenius, "A computational model of emotional learning in the amygdala: from animals to humans," in *Proc. of 6th Int. Conf. on the Simulation of Adaptive Behavior*, pp. 383-391, 2000.
- [19] K. EdetBijoy and M. Mohammed, "An approach to reduce noise in speech signals using an intelligent system: BELBIC," *An International J.*, vol. 5, no. 3, pp. 120-129, 2011.
- [20] M. Salhi and R. El-Bachtiri, "Maximum power point tracking controller for PV systems using a PI regulator with boost DC/DC converter," *ICGST-ACSE J.*, vol. 8, no. 3, pp. 21-27, Jan. 2009.
- [21] M. Salhi and R. El-Bachtiri, "A maximum power point control photovoltaic system," in *Proc. 18th Mediterranean Conf. on Control & Automation, MED'10*, pp. 1579-1584, 23-25 Jun. 2010.



شکل ۱۴: تغییر جریان نقطه بیشینه با تغییر میزان تابش در روش هدایت افزایشی با گام وقتی و کنترل کننده عاطفی.

به همین ترتیب در شکل ۱۴ خروجی حسگر جریان از مقدار ۲/۶۴ ولت منتقل می‌شود. با توجه به (۱۸) مقدار جریان از ۳/۴۵ به ۰/۳۸ آمپر می‌رسد و به این ترتیب با کاهش شدید توان آرایه باز هم کنترل کننده در نقطه توان بهینه قرار دارد. به این ترتیب صحت عملکرد سیستم کنترلی در مواجهه با تغییرات ناگهانی میزان تابش تأیید می‌گردد.

۷- نتیجه گیری

در این تحقیق روش هدایت افزایشی با گام وقتی بر اساس کنترل کننده عاطفی در آزمایشگاه به صورت عملی پیاده‌سازی شد و قسمت‌های مختلف آن مورد بررسی قرار گرفت. نتایج به دست آمده از پیاده‌سازی عملی به خوبی با نتایجی که در شبیه‌سازی به دست آمد، تطابق دارد و نشان می‌دهد روشی که ارائه شد به خوبی می‌تواند نقطه توان بیشینه را دنبال کند. همچنین در شرایطی که ممکن است میزان تابش به صورت ناگهانی تغییر کند نیز با عملکرد صحیح و مناسب نقطه بهینه جدید را دنبال می‌کند. یکی دیگر از مزایای روش ارائه شده پیاده‌سازی آن با پردازنده ARM می‌باشد که باعث می‌شود هزینه تمام شده به صورت قابل ملاحظه‌ای کاهش یابد. از این رو روش ارائه شده تمامی ویژگی‌های مطلوب یک دنبال کننده توان بیشینه شامل سادگی، سرعت و دقت همگرایی بالا، پیاده‌سازی ساده و هزینه پایین را دارد.

مراجع

- [1] E. Trishan and L. Patrick, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *Trans. of Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [2] D. P. Hohmand and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithm," in *Proc. of the 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, pp. 1699-1702, 15-22 Sept. 2000.
- [3] C. Hua and C. Shen, "Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage systems," in *Proc. of the 13th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC'98*, vol. 2, pp. 697-685, 15-19 Feb. 1998.
- [4] Y. Kim, H. Jo, and D. Kim, "A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power systems," in *Proc. of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., IECEC'96*, pp. 1673-1678, 11-16 Aug. 1996.
- [5] J. H. R. Enslin, M. Wolf, and W. Swiegers, "Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 6, pp. 769-773, Dec. 1997.
- [6] A. Brambilla, M. Gambarara, A. Garutti, and F. Ronchi, "New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking," in *Proc. of the 30th IEEE Power Electronics Conf., PESC'99*, pp. 632-637, 1-1 Jul. 1999.
- [7] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-current pulse based adaptive maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation system," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron, ISIE'00*, pp. 157-162, 4-8 Dec. 2000.

سعید عظیمی سردری تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق- الکترونیک در سال ۱۳۸۹ از دانشگاه اصفهان و در مقطع کارشناسی ارشد ماشین‌های الکتریکی و درایو در سال ۱۳۹۱ از دانشگاه اصفهان به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از الکترونیک قدرت، انرژی‌های تجدیدپذیر، سیستم‌های تولید پراکنده، اصلاح کننده‌های ضریب توان، مبدل‌های DC به DC و منابع تغذیه سوئیچینگ.

بهزاد میرزائیان دهکردی مدرک کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک خود را در سال ۱۳۶۹ از دانشگاه شیراز و در سال ۱۳۷۳ و ۱۳۷۹ به ترتیب مدارک کارشناسی ارشد و دکتری خود در رشته مهندسی برق- قدرت را از دانشگاه صنعتی اصفهان دریافت نمود. دکتر میرزائیان از سال ۱۳۸۲ در گروه مهندسی برق دانشگاه اصفهان مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز دانشیار این گروه می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل درایوهای الکتریکی، الکترونیک قدرت و انرژی‌های تجدیدپذیر است.

مهدی نیرومند مهدی نیرومند مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۰ و ۱۳۸۲ از دانشگاه صنعتی اصفهان و مدرک دکتری مهندسی برق را در سال ۱۳۸۸ از دانشگاه صنعتی اصفهان دریافت نمود. دکتر نیرومند از سال ۱۳۸۸ در گروه مهندسی برق دانشگاه اصفهان مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز استادیار این گروه می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل الکترونیک قدرت، منابع تغذیه سوئیچینگ و انرژی‌های تجدیدپذیر است.