نشریه علمی- پژوهشی کیفیت و بهره وری صنعت برق ایران
Iranian Electric Industry Journal
Of Quality And Productivity

سال دوم شماره چهارم پاییز و زمستان ۱۳۹۲
Vol 2 –No.4 Autumn and Winter

کنترل غیرخطی یک فرآیند هیبریدی فتوولتائیک/باتری با استفاده از کنترل مدلغزشی

محمدرسول مُجَلّی‌زاده (mojalli@tabrizu.ac.ir)
بهرام کریمی (bahram-karimi@aut.ac.ir)
دانشکده‌ی مهندسی برق و اویونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر شاهین‌شهر

چکیده:در این مقاله، مسأله‌ی کنترل یک فرآیند هیبریدی تشکیل‌شده از آرایه‌ی خورشیدی، باتری و مدار سوئیچینگ در نظر گرفته می‌شود. ابتدا فرآیند مورد نظر مدل‌سازی می‌شود. مدل‌سازی طی سه مرحله انجام می‌شود. در مرحله‌ی اول مدار سوئیچینگِ فرآیند توسط روش متوسط گیری فضای حالت مدل‌سازی می‌شود. در مرحله‌ی دوم آرایه‌ی خورشیدی توسط روش تک دیودی با مقاومت سری مدل‌سازی می‌شود. در مرحله‌ی سوم نیز باتری توسط روش تونن مدل‌سازی می‌شود. در فرآیند مورد نظر دو هدف کنترلی رساندن آرایه‌ی خورشیدی به نقطه کار بهینه و تنظیم ولتاژ بار در مقدار مطلوب مد نظر است. در این مقاله یک روش ابتکاری مبتنی بر کنترل مدلغزشی (SMC) ارائه می‌شود. سپس پایداری روش کنترل پیشنهادی توسط تابع لیاپانفی مناسب اثبات می‌گردد. در پایان پاسخ روش کنترلی پیشنهادی با روش‌های رایج LQR، PID و PBC مقایسه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش کنترل پیشنهادی پاسخ گذرا و دائمی مطلوب‌تری داشته و همچنین برخلاف روش‌های رایج نیازی به در دسترس بودن نقطه کار بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی وجود ندارد.

واژه‌های کلیدی: کنترل مدلغزشی، Sliding Mode Control (SMC)،PBC، LQR، PID کنترل فرآیند هیبریدی، فتوولتائیک

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۲/۰۴/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۱۲/۱۸

نام نویسنده‌ی مسئول : محمدرسول مجلی‌زاده

نشانی نویسنده‌ی مسئول: دانشکده‌ی مهندسی برق و اویونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، شاهین‌شهر، اصفهان، ایران.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

۱- مقدمه

امروزه استفاده از منابع تجدید پذیر جهت تولید انرژی الکتریکی اهمیت زیادی پیدا کرده است. از آنجایی که نور خورشید همواره به طور رایگان و بدون تولید آلودگی در دسترس است؛ انرژی الکتریکی حاصله از نور خورشید بسیار مطلوب است. با وجود مزایای بسیار زیاد انرژی تابشی خورشید، بازدهی تبدیل آن به انرژی الکتریکی کم است [۱].

یکی از چالش‌های بزرگ مرتبط با فرآیندهای هیبریدی مسأله‌ی کنترل است. کنترل فرآیندهای فتوولتائیک (تشکیل‌شده از باتری و آرایه‌ی خورشیدی) به منظور استخراج حداکثر توان از آرایه‌ی خورشیدی و تنظیم ولتاژ خروجی آن در مقدار مطلوب صورت می‌گیرد. اخیراً مسأله‌ی کنترل فرآیندهای هیبریدی تحت مطالعه و بررسی قرار گرفته است. روش‌های کنترل فرآیندهای هیبریدی را می‌توان به دو دسته‌ی کنترل خطی و کنترل غیرخطی تقسیم کرد.

از جمله روش‌های رایج کنترل خطی فرآیندهای هیبریدی، روش‌های کنترل LQR[۲] و PID[۳] است. مهم‌ترین مزیت روش کنترل LQR آن است که به راحتی بر روی فرآیندهای MIMO قابل پیاده‌سازی است. علاوه بر این، الگوریتم‌های استاندارد و توابع آماده‌ی موجود در نرم‌افزار MATLAB، کار طراحی این کنترل‌کننده را ساده کرده است [۴]. روش PID نیز تاکنون به طور رایج جهت کنترل سیستم‌های هیبریدی به کار رفته است. از آنجایی که فرآیندهای هیبریدی غالباً به صورت MIMO و غیرخطی هستند؛ طراحی کنترل‌کننده‌ی PID معمولاً بر مبنای سعی و خطا صورت می‌گیرد [۵].طراحی کنترل‌کننده‌های خطی بر مبنای مدل خطی شده‌ی فرآیند حول نقطه‌ی تعادل سیستم صورت گرفته و در صورت تغییر نقطه کار سیستم، ممکن است روش‌های کنترل خطی عملکرد مناسبی را از خود نشان ندهند.

یکی از روش‌های کنترل غیرخطی فرآیندهای هیبریدی، روش کنترل پسیویتی (PBC) است [۶]. در روش کنترل پسیویتی - اویلر لاگرانژ (EL-PBC) که در این مقاله مورد بررسی قرار می‌گیرد؛ با شکل‌دهی به تابع لیاپانفی و تزریق میرایی، سیستم کنترلی طراحی می‌شود[۶].

یکی از کاربردهای مهم کنترل مدلغزشی (SMC)، کنترل مبدل‌های قدرت است[۷] .از سال ۱۹۸۳ کنترل مدلغزشی در مبدل‌های DC/DC مورد توجه بوده است [۸]. کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی دارای دو مد کاری است. مد کاری اول مد نزدیک شونده نامیده شده و در آن حالات سیستم به یک سطح از پیش تعیین شده (**S**)می‌رسد. مد کاری دوم که مدلغزشی نامیده شده و در آن حالات سیستم بر روی سطح لغزش قرار گرفته و به سمت مبدأ هدایت می‌شوند. بنابراین سیگنال کنترل مدلغزشی از دو بخش تشکیل شده است (یکی برای رساندن حالات به سطح لغزش و دیگری برای نگه داشتن حالات بر روی سطح لغزش). سیگنال کنترلی مورد نیاز جهت نگه داشتن حالاتِ سیستم، روی سطح لغزش را سیگنال کنترل معادل می‌نامند.

توان استخراجی ازآرایه‌ی خورشیدی تنها به ازای یک جریان (نقطه کار) خاص بیشینه می‌شود. این نقطه کار به شدت تابش نور خورشید و دمای آرایه‌ی خورشیدی وابسته است. از آنجایی که امپدانس بار الکتریکی معمولاً متفاوت از امپدانس بهینه‌ی آرایه است؛ از یک مبدل DC/DC واسط برای تأمین امپدانس بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی (و در نتیجه تنظیم جریان آرایه‌ی خورشیدی در مقدار مطلوب) استفاده می‌شود. به عبارت دیگر با تغییر نسبت حضور تَپ (یا همان Duty cycle)مبدلِDC/DC می‌توان امپدانس بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی را تأمین ساخت. وظیفه‌ی انتخاب نسبت حضور تَپ بر عهده‌ی کنترل کننده است [۱]. بر خلاف روش‌های رایج، کنترل‌کننده‌ی ابتکاری بدون نیاز به دانستن نقطه کار بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی، همواره آرایه را در نقطه کار بهینه قرار داده و باعث استخراج حداکثر توان از آرایه‌ی خورشیدی می‌گردد.

در این فرآیند دو هدف کنترلی رساندن آرایه‌ی خورشیدی به نقطه کار بهینه و تنظیم ولتاژ بار در مقدار مطلوب، مدّنظر است. بنابراین ضمن اشاره به نحوه‌ی طراحی کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی مدلغزشی (SMC) و شبیه‌سازی آن، عملکرد آن با سایر روش‌های رایجِ LQR، PID و PBC مقایسه می‌شود.

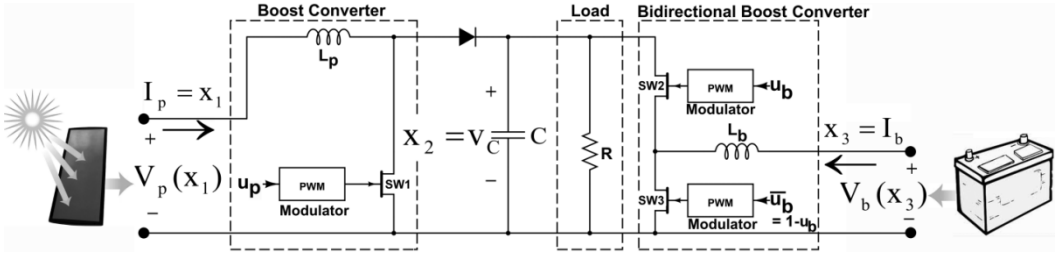
ترتیب مقاله به این صورت است که بخش دوم به مدل‌سازی فرآیند می‌پردازد. بخش سوم به طراحی و اثبات پایداری کنترل‌کننده‌ی ابتکاریِ SMC می‌پردازد. بخش چهارم به طراحی کنترل‌کننده‌های LQR، PID و PBC اشاره می‌کند. بخش پنجم ضمن شبیه‌سازی، پاسخ روش کنترل پیشنهادی را با سه روش کنترلی رایج ذکر شده مقایسه می‌کند. در پایان، بخش ششم نتایج حاصل را بیان می‌کند.

۲- مدل‌سازی فرآیند

مطابق با شکل (۱) فرآیند هیبریدی مورد نظر از یک آرایه‌ی خورشیدی، یک باتری و مدار سوئیچینگ تشکیل شده است. وظیفه‌ی آرایه‌ی خورشیدی، تولید انرژی و وظیفه‌ی باتری ذخیره‌ی انرژی است. وظیفه‌ی مبدل Boost تأمین امپدانس بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی و وظیفه‌ی مبدل Bidirectional Boost شارژ و دشارژ مناسب باتری و جبران کمبود توان آرایه‌ی خورشیدی است. نسبت حضور تَپ این دو مبدل توسط کنترل‌کننده تعیین می‌شود.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]



شکل (۱): نمایی از فرآیند مورد مطالعه

بنابراین در این سیستم، کنترل‌کننده باید دو سیگنال کنترلی $0<u_p<1$ و $0<u_b<1$ را تولید نماید. سیگنال کنترل u_p، نسبت حضور تَپ مبدل Boost بوده و جهت تنظیم جریان آرایه‌ی خورشیدی در مقدار مطلوب به کلید SW1 اعمال می‌شود. سیگنال کنترل u_b نیز نسبت حضور تَپ مبدل Bidirectional Boost بوده و جهت تنظیم جریان باتری در مقدار مطلوب به کلید SW2 اعمال می‌شود. جریان مطلوب باتری با توجه به ولتاژ مطلوب بار و اصل بقای توان و به صورت رابطه‌ی (۱) محاسبه می‌شود.

$$P_b=-\left(P_p-P_L\right)\rightarrow V_b I_b=v_C^2/R-V_p I_p \rightarrow$$
$$I_b=\frac{1}{V_b}\left(v_C^2/R-V_p I_p\right) \qquad (۱)$$

که در آن $P_b^{(w)}$ توان تولیدی باتری، $P_p^{(w)}$ توان تولیدی آرایه، $P_L^{(w)}$ توان مصرفی بار، $V_b^{(v)}$ ولتاژ باتری، $I_b^{(A)}$ جریان باتری، $V_p^{(v)}$ ولتاژ آرایه، $I_p^{(A)}$ جریان آرایه و $v_C^{(v)}$ ولتاژِ مطلوبِ بار است. هدف از تنظیم جریان آرایه،قرار دادن آرایه در نقطه کار بهینه و استخراج حداکثر توان از آن است. همچنین هدف از تنظیم جریان باتری (با توجه به رابطه‌ی (۱)) تنظیم ولتاژ بار در مقدار مطلوب است. قسمت‌های (۲-۱)، (۲-۲) و (۲-۳) به ترتیب به مدل‌سازی مدار سوئیچینگ، آرایه‌ی خورشیدی و باتری می‌پردازد.

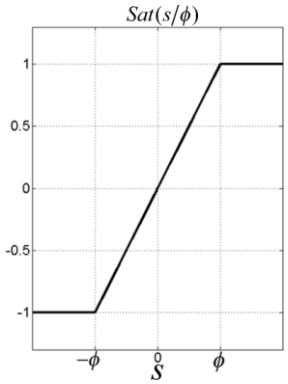
۲-۱-مدل‌سازی مدار سوئیچینگ

مدار سوئیچینگ فرآیند از یک مبدل Boost و یک مبدل Bidirectional Boost تشکیل شده است. در میان روش‌های مختلف مدل‌سازی مدار سوئیچینگ دو روش متوسط گیری فضای حالت [۹] و مدل‌سازی لاگرانژین [۱۰] از سایر روش‌ها جهت طراحی کنترل‌کننده مناسب‌تر هستند. در روش متوسط گیری فضای حالت، معادلات دینامیکی هر یک از مدهای کاری سیستم به طور جداگانه محاسبه شده و با میانگین‌گیری از آن‌ها، معادلات فضای حالت کلی سیستم حاصل می‌شود [۹].

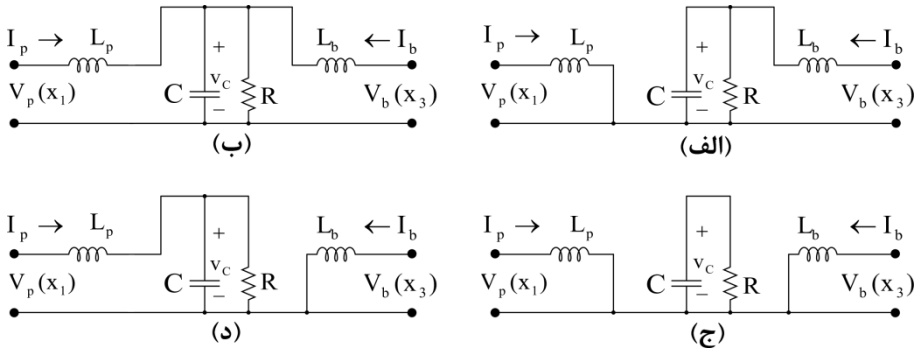
مدار سوئیچینگ مورد نظر دارای چهار مد کاری است که در شکل (۲)نشان داده شده است. مدار سوئیچینگ دارای سه کلید SW1، SW2 و SW3 بوده که دو کلید SW2 و SW3 همواره به طور مکمل کار می‌کنند.

با محاسبه‌ی مدل فضای حالت هر یک از مدهای کاری (الف) تا (د) و متوسط گیری از آن‌ها، مدل فضای حالت به صورت رابطه‌ی (۲) خواهد بود:

$$\begin{cases}\dot{x}_1=\dfrac{1}{L_p}\left(V_p(x_1)-x_2+x_2u_p\right)\\ \dot{x}_2=\dfrac{1}{C}\left(x_1-\dfrac{1}{R}x_2-x_1u_p+x_3u_b\right)\\ \dot{x}_3=\dfrac{1}{L_b}\left(V_b(x_3)-x_2u_b\right)\end{cases} \qquad (۲)$$



شکل (۳): تابع اشباع



شکل (۲): مدهای کاری مدار سوئیچینگ، الف: (SW1: بسته، SW2: بسته و SW3 باز)، ب: (SW1: باز، SW2: بسته و SW3 باز)، ج: (SW1: بسته، SW2: باز و SW3 بسته) و د: (SW1: باز، SW2: باز و SW3 بسته)

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]
[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

که در آن $\mathbf{x} \triangleq [x_1, x_2, x_3]^T = [I_p, v_C, I_b]^T$ بردار حالت سیستم است. پیش از این، مرجعِ [۶]، همین فرآیند را توسط روش لاگرانژین مدل‌سازی کرده است. با مقایسه‌ی رابطه‌ی (۲) و معادلات موجود در [۶]، مشاهده می‌شود که نتیجه‌ی روش*متوسط گیری فضای حالت* و روش*لاگرانژین* کاملاً یکسان است.

۲-۲-مدل‌سازی آرایه‌ی خورشیدی

روش‌های زیادی جهت مدل‌سازی آرایه‌ی خورشیدی وجود دارد. در این میان روش مدل‌سازی تک دیودی با مقاومت سری [۱۱] ضمن سادگی از دقت قابل قبولی برخوردار است. در این روش آرایه‌ی خورشیدی توسط روابط (۳) مدل‌سازی می‌شود.

$$V_p = n\frac{k_b(T+273)A}{q}\ln\left(\frac{i_{ph}+i_0-I_p}{i_0}\right)-r_p I_p$$
$$i_{ph} = s\left[i_{sc}+k_i\left(T-T_r\right)\right]$$
$$i_0 = i_r\left[\frac{T+273}{T_r+273}\right]^3 \exp\left(\frac{qE_g}{k_b A}\left(\frac{1}{T_r+273}-\frac{1}{T+273}\right)\right) \quad (۳)$$

که در آن $r_p^{(\Omega)}$ مقاومت معادل، n تعداد سلول سری، $k_b^{(J/K)}$ ثابت بولتزمان، $T^{(^\circ C)}$ دمای آرایه، A ضریب ایده‌آلی، $q^{(C)}$ بار الکترون، $E_g^{(ev)}$ انرژی Band-Gap، $T_r^{(^\circ C)}$ دمای مرجع و $i_r^{(A)}$ جریان اشباع در T_r است. در این تحقیق از یک آرایه‌ی خورشیدی مدل SM-55 استفاده می‌شود که نمودار توان-جریان آن در شکل (۴) نشان داده شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، در شرایط تابشی یکنواخت، تنها به ازای یک جریان خاص ($MPP \rightarrow x_{1d}$) است که آرایه‌ی خورشیدی در نقطه کار بهینه قرار گرفته و حداکثر توان از آن استخراج می‌شود. وظیفه‌ی تنظیم جریان آرایه بر عهده‌ی سیگنال کنترل u_p است.

۲-۳- مدل‌سازی باتری

در این مقاله از روش تونن(روش مقاومت داخلی)[۱۲] برای مدل‌سازی باتری استفاده می‌شود. در این روش باتری توسط روابط (۴) مدل‌سازی می‌شود.

$$V_b = V_{boc} - r_b I_b$$
$$E(t) = -\int\left(\beta V_{boc} I_b + W_{Loss}\right)dt, \beta = \begin{cases}\beta_1 & I_b > 0\\ \beta_2 & I_b < 0\end{cases} \quad (۴)$$
$$SoC(t) = E(t)/E_{\max}$$

که در آن $V_{boc}^{(v)}$ ولتاژ مدار باز باتری، $r_b^{(\Omega)}$ مقاومت داخلی باتری، $E^{(J)}$ انرژی ذخیره شده در باتری، β_1 ضریب دشارژ، β_2 ضریب شارژ، $W_{Loss}^{(w)}$ تلفات ذخیره‌ی باتری، $E_{\max}^{(J)}$ حداکثر انرژی قابل ذخیره در باتری و SoC وضعیت شارژ باتری است.

۳- طراحی کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی ابتکاری

مطابق با شکل (۴)، آرایه در نقطه‌ی بهینه کار می‌کند، اگر و فقط اگر، مشتق توان نسبت به جریان آرایه‌ی خورشیدی یا s_p نشان داده شده در رابطه‌ی (۵) برابر با صفر باشد.

$$\frac{\partial P_P}{\partial I_P} = \frac{\partial(R_P I_P^2)}{\partial I_P} = I_P\left(2R_P + I_P\frac{\partial R_P}{\partial I_P}\right) = 0 \rightarrow$$
$$s_p \triangleq \left(2R_P + I_P\frac{\partial R_P}{\partial I_P}\right) = 2\frac{V_p(x_1)}{x_1} + x_1\frac{\partial\left(\frac{V_p(x_1)}{x_1}\right)}{\partial x_1} \quad (۵)$$

که در آن R_P امپدانس آرایه است. در روش کنترل SMC، بردار سطح لغزش مطابق با رابطه‌ی (۶) تعریف می‌شود. عبارت s_p برای قرار دادن آرایه در نقطه کار بهینه و عبارت s_b برای تنظیم جریان باتری (و در نتیجه تنظیم ولتاژ بار) در مقدار مطلوب است.

$$\mathbf{s} \triangleq \begin{bmatrix}s_p\\ s_b\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}2v_p(x_1)/x_1 + x_1\,\partial(v_p(x_1)/x_1)/\partial x_1\\ x_3 - x_{3d}\end{bmatrix} \quad (۶)$$

با حل معادله‌ی $\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$ سیگنال کنترل معادل به صورت رابطه‌ی (۷) خواهد بود[۱۳].

$$\mathbf{u}_{eq} = \begin{bmatrix}u_{peq}\\ u_{beq}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1 - V_p(x_1)/x_2\\ V_b/x_2\end{bmatrix} \quad (۷)$$

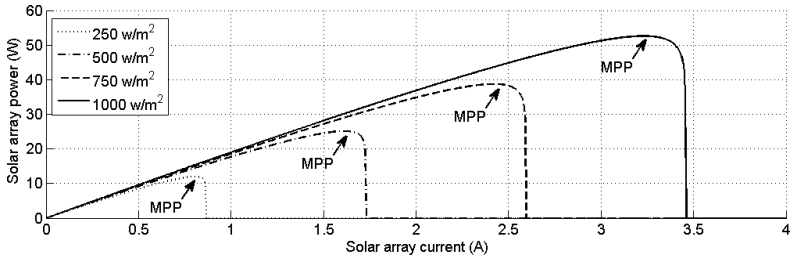
سیگنال کنترل SMC مطابق با رابطه‌ی (۸) پیشنهاد می‌شود:

$$u_p \triangleq \begin{cases}0 & u_{peq} + k_p s_p \le 0\\ u_{peq} + k_p s_p & 0 < u_{peq} + k_p s_p < 1\\ 1 & 1 \le u_{peq} + k_p s_p\end{cases}$$
$$u_b \triangleq \begin{cases}0 & u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi) \le 0\\ u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi) & 0 < u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi) < 1\\ 1 & 1 \le u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi)\end{cases} \quad (۸)$$

تابع اشباع برای حذف نوسانات شدید در سیگنال کنترلی(وزوز یا چَتِرینگ) به کار رفته است [۱۳]. این تابع در شکل (۳) نشان داده شده است. ضرایب مثبت k_p، k_b و ϕ نیز با سعی و خطا، به گونه‌ای انتخاب می‌شوند تا سیستم عملکرد مطلوبی داشته باشد. با توجه به رابطه‌ی (۸) ملاحظه می‌گردد که روش کنترل مدلغزشی ابتکاری نیازی به نقطه کار بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی (x_{1d}) ندارد. در نتیجه کنترل‌کننده‌ی ابتکاری نیازی به الگوریتم‌های جانبی تعقیب نقطه‌ی حداکثر توان ندارد.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]



شکل (۴): نمودار توان بر حسب جریان آرایه‌ی خورشیدی تحت شدت تابش‌های مختلف

۳-۱- اثبات پایداری کنترل مدلغزشی ابتکاری

برای اثبات پایداری کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی، تابع لیاپانفِ مثبت معینِ (۹) در نظر گرفته می‌شود:

$$v = 0.5(\mathbf{s}^T\mathbf{s}) = 0.5(s_p^2 + s_b^2) \qquad (۹)$$

مشتق تابع لیاپانفی نسبت به زمان ($\dot{v}$) مطابق با (۱۰) است:

$$\dot{v} = s_p \dot{s}_p + s_b \dot{s}_b \qquad (۱۰)$$

در ادامه ثابت می‌شود که $s_p \dot{s}_p$ و $s_b \dot{s}_b$ همواره منفی معین هستند. $s_b \dot{s}_b$ مطابق با (۱۱) محاسبه می‌شود.

$$s_b \dot{s}_b = s_b \dot{x}_3 = (1/L_b)(x_3 - x_{3d})(V_b - x_2 u_b) \qquad (۱۱)$$

در مبدل‌های Boost و Bidirectional Boost، به ازای تمامی مقادیر u_p و u_b، ولتاژ خروجی بزرگ‌تر از ولتاژ ورودی خواهد شد[۱۴]. بنابراین دو رابطه‌ی $V_p < x_2$ و $V_b < x_2$ همواره برقرار خواهد شد.همچنین از آنجایی که V_p و V_b همواره بزرگ‌تر از صفر هستند، ولتاژ بار (x_2) نیز همواره مقداری مثبت خواهد داشت.در ادامه ثابت می‌شود که $s_b \dot{s}_b$ در کلیه‌ی حالاتِ $0 < u_b < 1$، $u_b = 1$ و $u_b = 0$ منفی معین است:

فرض شود که $0 < u_b < 1$ است:

در این حالت مطابق با (۸)، $u_b = u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi)$ به‌دست آمده و با جایگذاری آن در (۱۱)،رابطه‌ی (۱۲)حاصل می‌شود.

$$s_b \dot{s}_b = -(1/L_b) x_2 k_b (x_3 - x_{3d}) sat((x_3 - x_{3d})/\phi) < 0 \qquad (۱۲)$$

مطابق با استدلال فوق، $k_b > 0$ و $x_2 > 0$ خواهد بود. عبارت $sat((x_3 - x_{3d})/\phi)$ نیز همواره با عبارت $(x_3 - x_{3d})$ هم علامت بوده و در نتیجه در این حالت $s_b \dot{s}_b$ منفی معین خواهد بود.به عبارت دیگر، تنها به ازای $x_3 = x_{3d}$ عبارت $s_b \dot{s}_b$ صفر خواهد بود.

فرض شود که $u_b = 1$ است:

با توجه به $V_b < x_2$، $u_{beq} < 1$ خواهد بود. در نتیجه مطابق با (۸) برای آن‌که رابطه‌ی $u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi) \geq 0$ برقرار باشد، باید عبارت $k_b Sat(s_b/\phi) > 0$ باشد. از آن جایی که k_b ضریب مثبتی است، عبارت $Sat(s_b/\phi)$ باید بزرگ‌تر از صفر باشد. در نتیجه s_b یا $x_3 - x_{3d}$ همواره مثبت خواهد بود.

در این حالت $s_b \dot{s}_b$، مطابق با رابطه‌ی (۱۳)، محاسبه خواهد شد.

$$s_b \dot{s}_b = (1/L_b)(x_3 - x_{3d})(V_b - x_2) < 0 \qquad (۱۳)$$

مطابق با استدلال فوق $(x_3 - x_{3d}) > 0$ و $(V_b - x_2) < 0$ بوده و در نتیجه در این حالت نیز $s_b \dot{s}_b$ منفی معین خواهد بود.

فرض شود که $u_b = 0$ است:

با توجه به $V_b > 0$ و $x_2 > 0$، عبارت $u_{beq} > 0$ است. در نتیجه مطابق با (۸) برای آن‌که رابطه‌ی $u_{beq} + k_b Sat(s_b/\phi) \leq 0$ برقرار باشد باید $Sat(s_b/\phi) < 0$ باشد. در این حالت s_b یا $(x_3 - x_{3d})$ همواره منفی خواهد بود. در نتیجه $s_b \dot{s}_b$ مطابق با رابطه‌ی (۱۴) به‌دست می‌آید.

$$s_b \dot{s}_b = (1/L_b)(x_3 - x_{3d}) V_b < 0 \qquad (۱۴)$$

با توجه به آن‌که $(x_3 - x_{3d}) < 0$ و $V_b > 0$، عبارت $s_b \dot{s}_b$ در این حالت نیز همواره منفی معین است.

بنابراین می‌توان نتیجه گرفته که عبارت $s_b \dot{s}_b$ همواره منفی معین است. در ادامه ثابت می‌شود که $s_p \dot{s}_p$ نیز در کلیه‌ی حالات ممکن، منفی معین است. مقدار $\dot{s}_p$ مطابق با (۱۵) محاسبه می‌شود:

$$\dot{s}_p = (\partial s_p / \partial x_1)\dot{x}_1 \qquad (۱۵)$$

با توجه به $R_p = V_p / I_p$، مقادیر $\partial R_p / \partial x_1$ و $\partial^2 R_p / \partial x_1^2$ به صورت (۱۶) و (۱۷) محاسبه می‌شوند.

$$\frac{\partial R_p}{\partial x_1} = \frac{\partial}{\partial x_1}\left[\frac{V_p}{x_1}\right] = \frac{1}{x_1}\frac{\partial V_p}{\partial x_1} - \frac{V_p}{x_1^2} \qquad (۱۶)$$

$$\frac{\partial^2 R_p}{\partial x_1^2} = \frac{1}{x_1}\frac{\partial^2 V_p}{\partial x_1^2} - \frac{2}{x_1^2}\frac{\partial V_p}{\partial x_1} + \frac{2V_p}{x_1^3} \qquad (۱۷)$$

با مشتق گیری از رابطه‌ی (۳)، روابط (۱۸) و (۱۹) به‌دست می‌آیند.

$$\frac{\partial V_p(x_1)}{\partial x_1} = -n\frac{k_b T A}{q}\frac{i_0}{i_{ph} + i_0 - x_1} - r_p < 0 \qquad (۱۸)$$

$$\frac{\partial^2 V_p(x_1)}{\partial x_1^2} = -n\frac{k_b T A}{q}\frac{i_0}{(i_{ph} + i_0 - x_1)^2} < 0 \qquad (۱۹)$$

مقدار $\partial s_p / \partial x_1$ نیز به صورت (۲۰) محاسبه می‌شود.

$$\frac{\partial s_p}{\partial x_1} = \frac{\partial(2R_P + x_1 \partial R_P/\partial x_1)}{\partial x_1} = \frac{1}{x_1}\frac{\partial V_p(x_1)}{\partial x_1} + \frac{\partial^2 V_p(x_1)}{\partial x_1^2} - \frac{V_p}{x_1^2} < 0 \qquad (۲۰)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

در ادامه ثابت می‌شود که $s_p \dot{s}_p$ در کلیه‌ی حالاتِ $0<u_p<1$، $u_p=1$ و $u_p=0$ منفی معین است:

فرض شود که $0<u_p<1$ است:

در این حالت $u_p=u_{peq}+k_p s_p$ بوده و $s_p \dot{s}_p$ مطابق با رابطه‌ی (۲۱) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} & s_p \dot{s}_p = s_p \left(\partial s_p/\partial x_1\right)\dot{x}_1 = \\ & (1/L_p) s_p \left(\partial s_p/\partial x_1\right)\left(V_p(x_1)-x_2+x_2 u_p\right) = \\ & (1/L_p) x_2 k_p s_p^2 \, \partial s_p/\partial x_1 < 0 \end{aligned} \qquad (۲۱)$$

مطابق با استدلال فوق، مقادیر x_2 و k_p بزرگ‌تر از صفر بوده در نتیجه مطابق با رابطه‌ی (۲۰) در این حالت $s_p \dot{s}_p$ همواره منفی معین است. به عبارت دیگر $s_p \dot{s}_p$ تنها در حالتی صفر می‌شود که عبارت $\partial s_p/\partial x_1$ برابر با صفر شود. صفر بودن $\partial s_p/\partial x_1$ بیانگر آن است که جریان آرایه‌ی خورشیدی در مقدار بهینه بوده و حداکثر توان از آرایه استخراج می‌شود.

فرض شود $u_p=1$ است:

در این حالت مطابق با (۸)، $u_{peq}+k_p s_p \geq 1$ است. از آنجایی که $u_{peq}<1$ است، $k_p s_p>0$ خواهد بود. در نتیجه در این حالت $s_p>0$ بوده و $s_p \dot{s}_p$ مطابق با (۲۲) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} & u_p=1 \rightarrow \dot{x}_1 = V_p(x_1)/L_p > 0 \rightarrow \\ & s_p \dot{s}_p = s_p \dot{x}_1 \partial s_p/\partial x_1 < 0 \end{aligned} \qquad (۲۲)$$

مطابق با (۲۲) در این حالت نیز $s_p \dot{s}_p$ منفی معین است.

فرض شود $u_p=0$ است:

در این حالت مطابق با (۸)، $u_{peq}+k_p s_p \leq 0$ است. از آنجایی که $u_{peq}>0$ است، $k_p s_p<0$ خواهد بود. در نتیجه در این حالت $s_p<0$ بوده و $s_p \dot{s}_p$ مطابق با رابطه‌ی (۲۳) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} & \dot{x}_1 = (V_p(x_1)-x_2)/L_p < 0 \rightarrow \\ & s_p \dot{s}_p = s_p \dot{x}_1 \partial s_p/\partial x_1 < 0 \end{aligned} \qquad (۲۳)$$

از آنجایی که هر سه عبارت s_p، $\dot{x}_1$ و $\partial s_p/\partial x_1$ کوچک‌تر از صفر هستند، در این حالت نیز $s_p \dot{s}_p$ منفی معین خواهد بود.

مطابق با استدلال فوق می‌توان نتیجه گرفت که $s_b \dot{s}_b$ نسبت به x_3-x_{3d} و $s_p \dot{s}_p$ نسبت به $\partial s_p/\partial x_1$ منفی معین است. در نتیجه خطای جریان باتری (x_3-x_{3d}) در نهایت به صفر میل کرده و در نتیجه مطابق با رابطه‌ی (۱) ولتاژ بار در مقدار مورد نظر تنظیم می‌شود. همچنین عبارت $\partial s_p/\partial x_1$ نیز در نهایت به صفر میل کرده و در نتیجه مطابق با شکل (۴) جریان آرایه به مقدار بهینه‌ی خود رسیده و حداکثر توان از آرایه‌ی خورشیدی استخراج خواهد شد.

۴- بررسی روش‌های رایج کنترلی

برای محک زدن روش کنترل ابتکاری (SMC) در این قسمت به بررسی سه روش کنترلی رایج LQR، PID و PBC می‌پردازیم.

۴-۱- روش کنترل LQR

روش LQR یک روش منظم برای کنترل بهینه‌ی سیستم‌ها است. این روش به راحتی بر روی فرآیندهای MIMO پیاده‌سازی می‌شود. توابع آماده‌ی موجود در نرم‌افزارMATLAB نیز طراحی این کنترل‌کننده را ساده ساخته است. برای طراحی کنترل‌کننده‌ی LQR، ابتدا معادلات حالت سیستم را حول نقطه‌ی تعادل خطی سازی کرده و سپس از قانون کنترلی (۲۴) استفاده می‌شود[۱۵].

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_b \end{bmatrix} = -K\begin{bmatrix} x_1-x_{1d} & x_2-x_{2d} & x_3-x_{3d} & g_1 & g_2 \end{bmatrix}^T$$

$$g_1 = \int_0^t \left(x_1-2x_{1d}\right)dt$$

$$g_2 = \int_0^t \left(x_3-2x_{3d}\right)dt \qquad (۲۴)$$

که در آن K ماتریس بهره‌ی بازخورد بوده که با توجه به تابع هدف و با استفاده از تابع LQR موجود در MATLAB محاسبه می‌شود.

۴-۲- روش کنترل PID

سیگنال کنترل PID مطابق با [۵] و به صورت (۲۵) پیشنهاد می‌گردد. همان‌طور که مشاهده می‌شود؛ سیگنال کنترل نیاز به شش ضریب کنترلی $k_{p1},k_{p2},k_{p3},k_{b1},k_{b2},k_{b3}$ دارد که توسط سعی و خطا محاسبه می‌شوند [۵].

$$u_p = sat(k_{p1}\, e_p + k_{p2}\, \dot{e}_p + k_{p3} \int_0^t e_p\, dt)$$

$$u_b = sat(k_{b1}\, e_b + k_{b2}\, \dot{e}_b + k_{b3} \int_0^t e_b\, dt) \qquad (۲۵)$$

$$e_p = x_1 - x_{1d} \quad , \quad e_b = x_3 - x_{3d}$$

۴-۳- روش کنترل PBC

روش طراحی کنترل‌کننده‌ی PBC مورد استفاده در این مقاله مطابق با مرجع [۶] است. در این روش سیگنال کنترلی مطابق با رابطه‌ی (۲۶) محاسبه می‌شود.

$$u_p = 1-\frac{1}{x_{2d}}\left(V_p(x_1)+r_{a1}\left(x_1-x_{1d}\right)\right)$$

$$u_b = \frac{1}{x_{2d}}\left(V_b(x_3)+r_{a2}\left(x_3-x_{3d}\right)\right) \qquad (۲۶)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

که در آن x_{2d} ولتاژ مطلوب بار است. r_{a1} و r_{a2} نیز ضرایب ثابت مثبتی هستند که با توجه به شبیه‌سازی و سعی و خطا محاسبه می‌شوند.

ملاحظه می‌شود که هر سه روش کنترل رایج LQR، PID و PBC، نیاز به سیگنال مرجع آرایه‌ی خورشیدی (x_{1d}) دارند. به عبارت دیگر در هر سه روش رایج باید با استفاده از الگوریتم‌های جانبی تعقیب نقطه‌ی حداکثر توان، مقدار x_{1d} محاسبه شود. این امر سبب افزایش پیچیدگی سیستم می‌شود.

۵- شبیه‌سازی و محک زدن روش پیشنهادی

برای مقایسه‌ی کنترل‌کننده‌هایLQR، PID،PBC و SMC، پاسخ آن‌ها را در حل مسأله‌ی تنظیم با یکدیگر مقایسه می‌کنیم. برای این منظور معیارهایی را به صورت ذیل تعریف می‌کنیم:

۱) **معیار بازدهی**: این معیار با تابع هزینه‌ی (۲۷) تعریف شده و بیانگر آن است که سیستم کنترلی تا چه حد در استخراج حداکثر توان از آرایه‌ی خورشیدی موفق بوده است. بدیهی است هر چه تابع هزینه‌ی (۲۷) کمتر باشد، آرایه بازدهی بیشتری دارد. (با توجه به شکل (۴)، x_{1d} جریانی است که به ازای آن، توان استخراجی از آرایه‌ی خورشیدی بیشینه می‌شود)

$$J_{\mathrm{Eff}} = \int_0^t \left(x_1 - x_{1d}\right)^2 dt \qquad (۲۷)$$

۲) **معیار تثبیت ولتاژ**: این معیار با تابع هزینه‌ی (۲۸) تعریف شده و بیانگر آن است که سیستم کنترلی تا چه حد در تنظیم ولتاژ بار موفق بوده است. بدیهی است که هر چه تابع هزینه‌ی (۲۸) مقدار کمتری داشته باشد، سیستم در تثبیت ولتاژ بار موفق‌تر بوده است.

$$J_{\mathrm{Reg}} = \int_0^t \left(x_2 - x_{2d}\right)^2 dt \qquad (۲۸)$$

۳) **معیار ذخیره‌ی انرژی**: این معیار با تابع (۲۹) تعریف شده و بیانگر آن است که سیستم کنترلی تا چه حد در ذخیره‌ی انرژی موفق بوده است. بدیهی است که هرچه مقدار تابع (۲۹) بیشتر باشد، سیستم در ذخیره‌ی انرژی موفق‌تر بوده است.

$$\Delta SoC = SoC(t_f) - SoC(t_0) \qquad (۲۹)$$

که در آن، $SoC(t_0)$ وضعیت شارژ اولیه و $SoC(t_f)$ وضعیت شارژ نهایی باتری است. شرایط شبیه‌سازی جهت مقایسه‌ی روش‌های کنترلی درجدول (۱)آورده شده است. در شبیه‌سازی‌ها هر کدام از پارامترهای شدت تابش نور خورشید، دمای آرایه و بار، تغییرات پله‌ای داشته‌اند. مقدار مرجع ولتاژ بار نیز برابر با 42.5 ولت در نظر گرفته شده است. در شبیه‌سازی‌ها، ضرایب مورد نیاز هر چهار روش کنترلی با سعی و خطای زیاد به گونه‌ای به‌دست آمده‌اند تا سیستم‌های کنترلی عملکرد مطلوبی را از خود نشان بدهند.

جدول (۱): شرایط شبیه‌سازی، جهت مقایسه‌ی روش‌های کنترلی

بازه‌ی زمانی (s)	شدت تابش (w/m^2)	دمای آرایه (°C)	بار (Ω)
0-2	400	10	70
2-4	1000	10	70
4-6	1000	50	70
6-8	1000	50	30

شکل (۵) جریان آرایه‌ی خورشیدی (x_1) مربوط به انواع روش‌های کنترلی را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌گردد که روش کنترلی LQR، زمان نشست طولانی (در حد یک ثانیه) و در نتیجه پاسخ گذرای نامطلوبی داشته است. روش کنترل PID نیز خطای حالت ماندگار بسیار زیادی داشته است. وجود خطای دائمی در جریانِ آرایه‌ی خورشیدی سبب کاهش بازدهی آرایه در حالت دائمی می‌شود. مقایسه‌ی جریان آرایه‌ی خورشیدی مربوط به روش‌های کنترلی PBC و SMC نشان می‌دهد که هر دو روش کنترلی پاسخ مطلوبی داشته‌اند. با توجه به جدول (۲) ملاحظه می‌شود که تابع هزینه‌ی J_{Eff} مربوط به روش کنترل SMC از سایر روش‌های کنترلی کمتر بوده و در نتیجه روش کنترل SMC عملکرد بهتری را در رساندن آرایه‌ی خورشیدی به نقطه کارِ بهینه داشته است. لازم به ذکر است که برخلاف سه روش کنترلی رایج، روش کنترل SMC نیاز به دانستنِ نقطه کار بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی را مرتفع می‌سازد.

شکل (۶) ولتاژ بار (x_2) مربوط به انواع روش‌های کنترلی را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌گردد که ولتاژ بار، در روش کنترلی LQR، حاوی فراجهش‌های نامطلوب (در حد 25%) بوده است. این فراجهش‌ها می‌تواند سبب صدمه دیدن بارهای الکتریکی گردد. ولتاژ بار در روش کنترل PID نیز حاوی خطای حالت ماندگار قابل توجهی (حدود 1.5 ولت) است. مقایسه‌ی ولتاژِ بار مربوط به روش‌های کنترلی PBC و SMC نشان می‌دهد که هر دو روش کنترلی پاسخ مطلوبی داشته‌اند. با توجه به جدول (۲) ملاحظه می‌گردد که تابع هزینه‌ی J_{Reg} مربوط به روش کنترلی SMC از سایر روش‌های کنترلی کمتر بوده و در نتیجه روش کنترل SMC عملکرد بهتری را در تنظیم ولتاژ بار از خود نشان داده است. از آنجایی که شرایط محیطی همواره به صورت پله‌ای تغییر می‌کند، سیستم کنترلی باید زمان نشست کوتاهی داشته باشد.

شکل (۷) بازدهی آرایه‌ی خورشیدی را در انواع روش‌های کنترلی نشان می‌دهد. در روش کنترل LQR به دلیل آنکه جریان آرایه (متغیر حالت x_1) زمان نشست طولانی داشته است؛ در حالت گذرا بازدهی نامطلوب بوده است. در روش کنترلی PID نیز به دلیل وجود خطای حالت ماندگار، جریانِ آرایه (متغیر x_1) نتوانسته است مقادیر مرجع را به خوبی تعقیب کند؛ در نتیجه این روش کنترلی در

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

حالت دائمی بازدهی کمی داشته است. روش‌های کنترلی PBC و SMC نیز هر دو بازدهی قابل قبول و مناسبی داشته‌اند. بازدهی لحظه‌ای به صورت توان به‌دست آمده از شبیه‌سازی تقسیم بر حداکثر توان ممکن از لحاظ تئوری تعریف شده است.

شکل (۸) وضعیت شارژ باتری در روش‌های کنترلی مختلف را نشان می‌دهد. با توجه به آنکه وضعیت اولیه‌ی شارژ باتری در هر چهار روش کنترلی یکسان و برابر با 50% بوده است؛ با بررسی وضعیت شارژ نهایی می‌توان قابلیت ذخیره‌ی انرژی را در انواع روش‌های کنترلی بررسی نمود. با توجه به جدول (۲) می‌توان مقدار دقیقِ تغییراتِ وضعیت شارژ باتری در انواع روش‌های کنترلی را مشاهده نمود. در واقع روش‌های کنترلی LQR و PID به دلیل بازدهی کم آرایه‌ی خورشیدی و انتقال توان بیهوده به بار (به دلیل فراجهش و خطای حالت ماندگارِ زیاد در ولتاژ بار) انرژی کمتری را در باتری ذخیره کرده‌اند. روش‌های کنترلی PBC و SMC از قابلیتِ ذخیره‌ی انرژی بهتری برخوردار بوده‌اند. با توجه به جدول (۲) ملاحظه می‌گردد که روش کنترل SMC، انرژی بیشتری را در باتری ذخیره نموده است.سیگنال‌های کنترل مربوط به هر چهار روش کنترلی نیز در شکل (۹)و شکل (۱۰) نشان داده شده است. ملاحظه می‌گردد که سیگنال کنترل مربوط به روش‌های کنترلی فاقد نوسانات نامطلوب است.

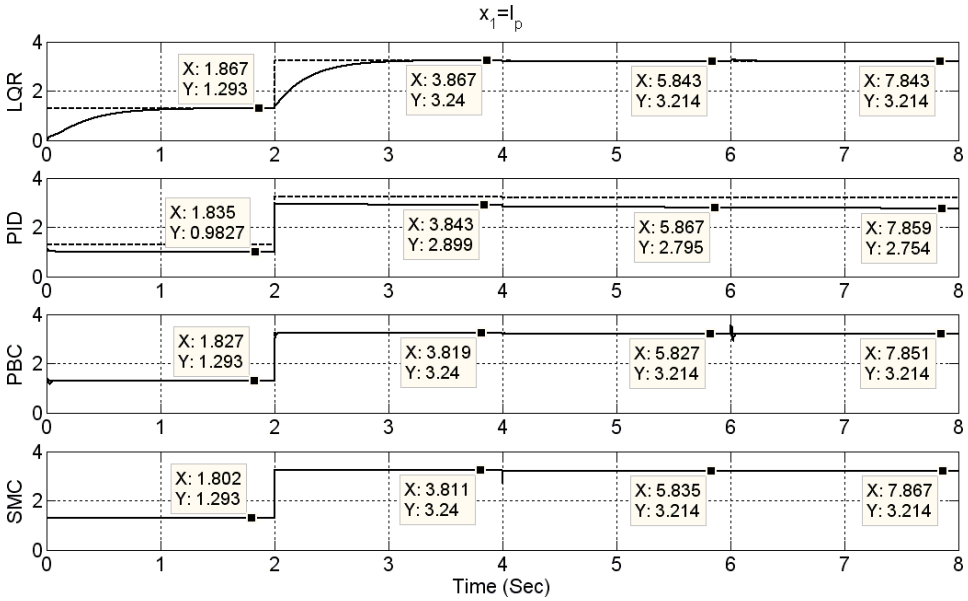
جدول (۲): توابع هزینه و تغییرات وضعیت شارژ باتری در سیستم‌های کنترل مختلف

روش	J_{Eff}	J_{Reg}	$\Delta SoC\%$
LQR	0.8259	148.9197	+0.0680
PID	1.1029	15.2294	+0.0300
PBC	0.0059	11.2499	+0.0771
SMC	0.0030	9.3327	+0.0782

۶- نتیجه

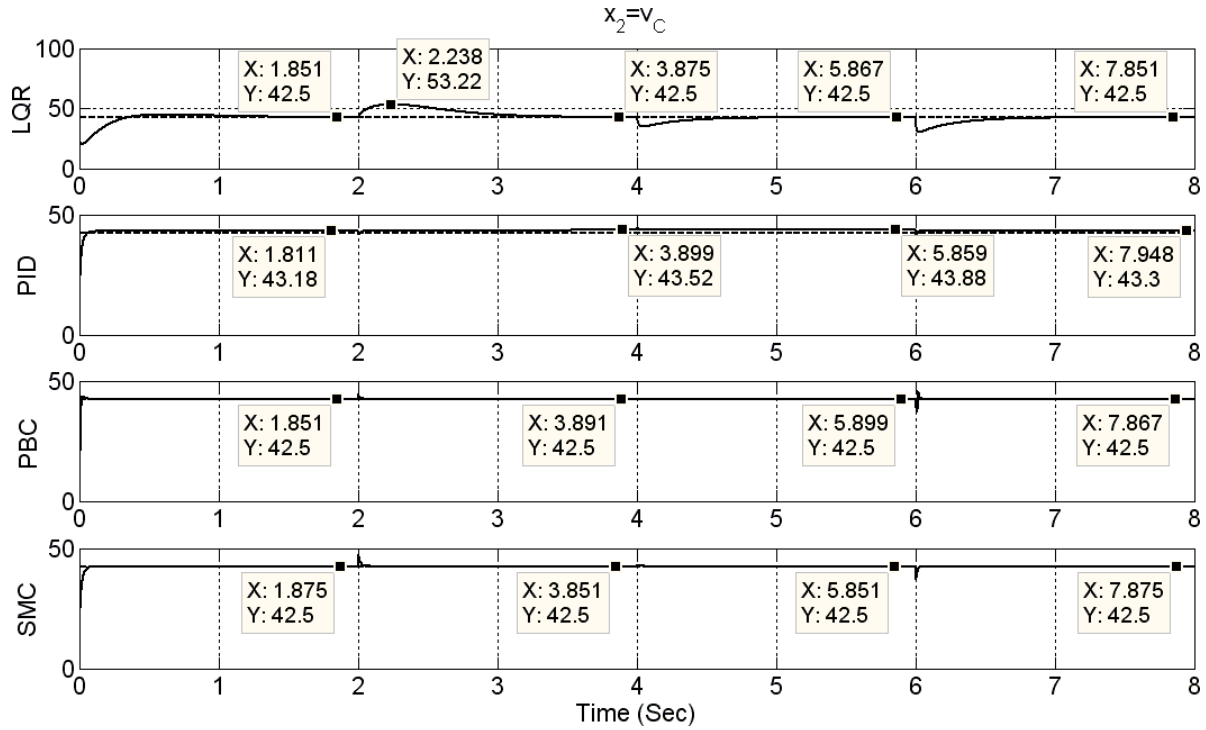
در این مقاله یک فرآیند هیبریدی تشکیل شده از باتری و آرایه‌ی خورشیدی معرفی شد و مورد مدل‌سازی قرار گرفت. مدل‌سازی طی سه مرحله انجام شد. در مرحله‌ی اول مدار سوئیچینگ توسط روش متوسط گیری فضای حالت مدل‌سازی شد. در مرحله‌ی دوم آرایه‌ی خورشیدی توسط روش تک دیودی با مقاومت سری مدل‌سازی شد. در مرحله‌ی سوم نیز باتری توسط روش تونن مدل‌سازی شد. سپس یک نمونه کنترل‌کننده‌ی ابتکاری مبتنی بر کنترل مدلغزشی طراحی شد. پایداری گلوبال کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی توسط تابع لیاپانفی مناسب اثبات گردید. سپس سه نمونه کنترل‌کننده‌یLQR، PID و PBC که به طور رایج در سیستم‌های توان استفاده می‌شوند؛ معرفی شده است.

برای محک زدن روش‌های کنترلی، عملکرد آن‌ها تحت شبیه‌سازی قرار گرفت و با یکدیگر مقایسه شد. در شبیه‌سازی‌ها دو هدف کنترلیِ رساندن آرایه‌ی خورشیدی به نقطه کار بهینه و تنظیم ولتاژ بار در مقدار مطلوب مدّنظر بود. نتایج مقایسه نشان داد که روش کنترل LQR زمان نشست طولانی و فراجهش زیادی دارد. روش کنترل PID نیز خطای حالت دائمی زیادی دارد. از آنجایی که شرایط محیطی و بار می‌تواند به سرعت و به صورت پله‌ای تغییر کند؛ روش کنترل LQR بازدهی و عملکرد مطلوبی نخواهد داشت. خطای حالت دائمی موجود در روش PID نیز می‌تواند بازدهی را کاهش و باعث ایجاد خطای حالت دائمی بر روی ولتاژ بار گردد. همچنین روش‌های مبتنی بر کنترل غیرخطی، یعنی روش‌های PBC وSMC عملکرد موفقی را در بازدهی و تنظیم ولتاژ بار از خود نشان داده‌اند. مقایسه‌ی توابع هزینه نشان می‌دهد که روش کنترل SMC بدون نیاز به دانستن نقطه کار بهینه‌ی آرایه‌ی خورشیدی، در زمینه‌ی بازدهی و تنظیم ولتاژ بار عملکرد بهتری را از خود نشان داده است.

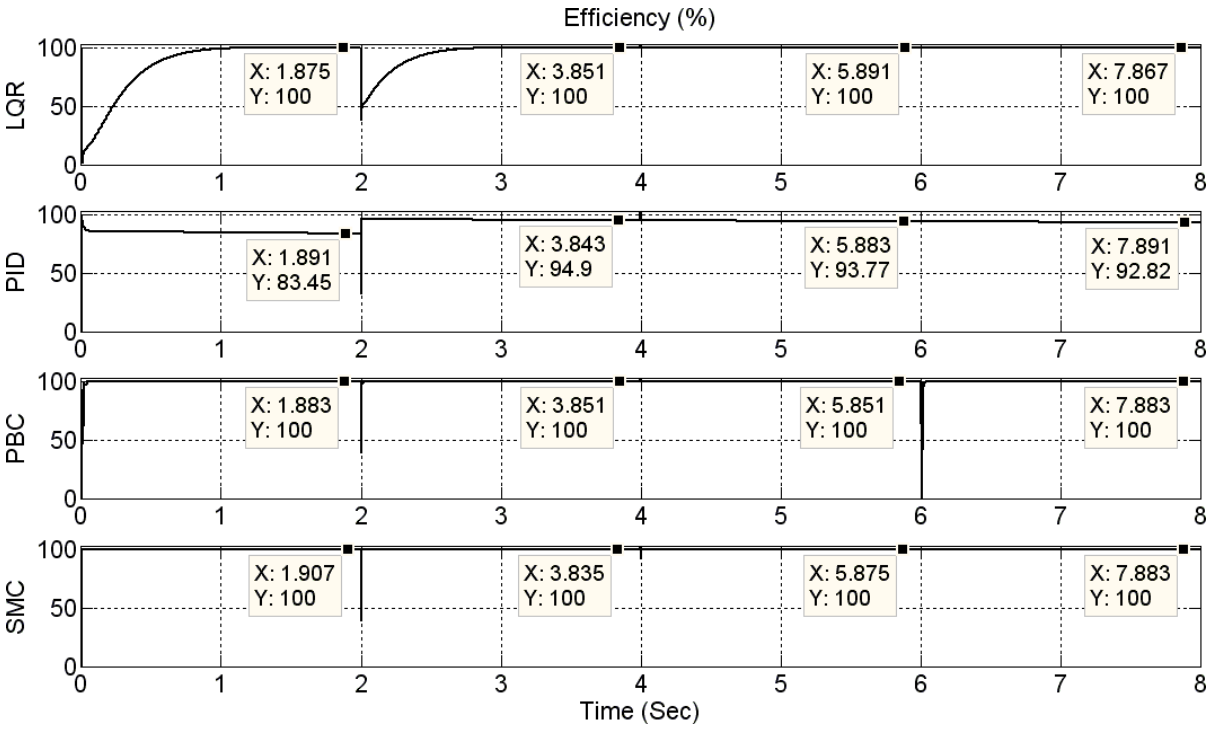


شکل (۵): جریان آرایه‌ی خورشیدی در سیستم‌های کنترل مختلف (خط چین: مقدار بهینه‌ی جریانِ آرایه، خط ممتد: مقدار واقعی جریانِ آرایه)

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]
[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]



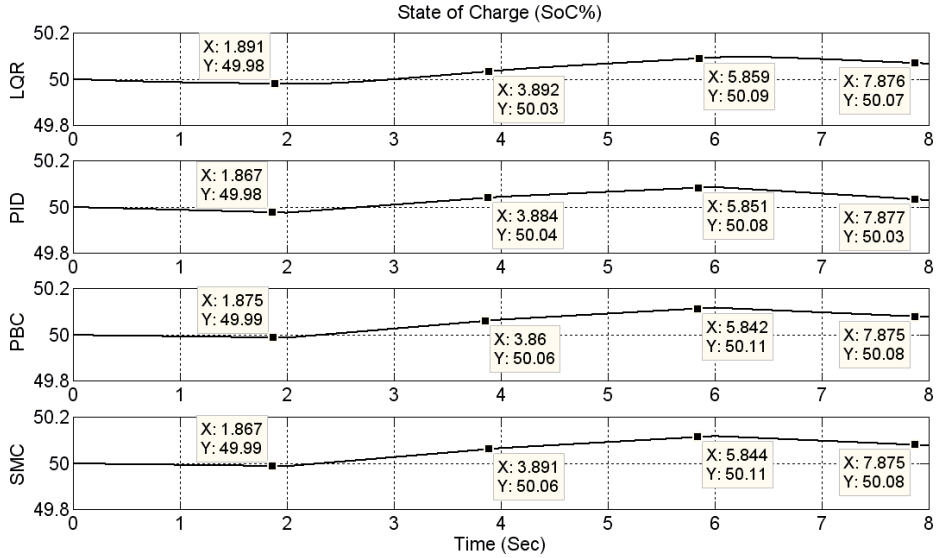
شکل (۶): ولتاژ بار (x_2) در سیستم‌های کنترل مختلف (خط چین: مقدار مرجع، خط ممتد: مقدار واقعی ولتاژ)



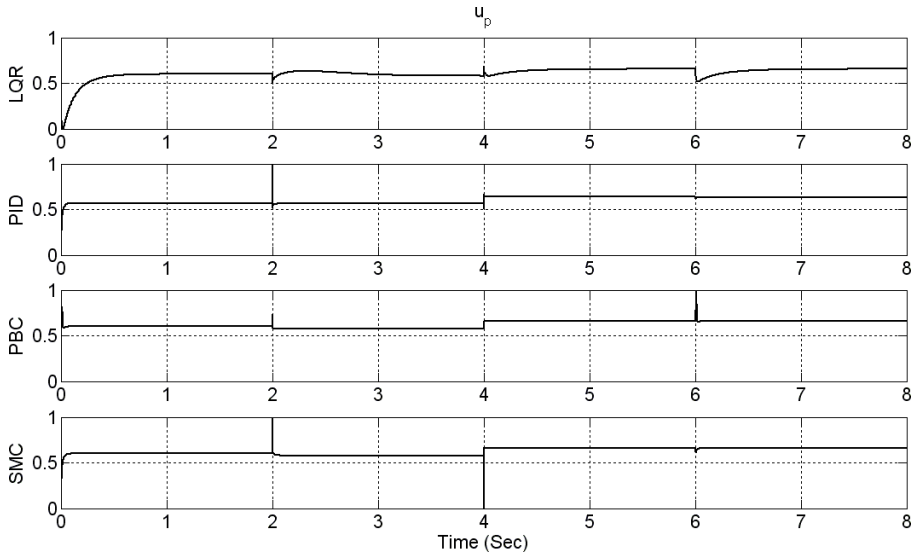
شکل (۷): بازدهی آرایه‌ی خورشیدی در سیستم‌های کنترل مختلف

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

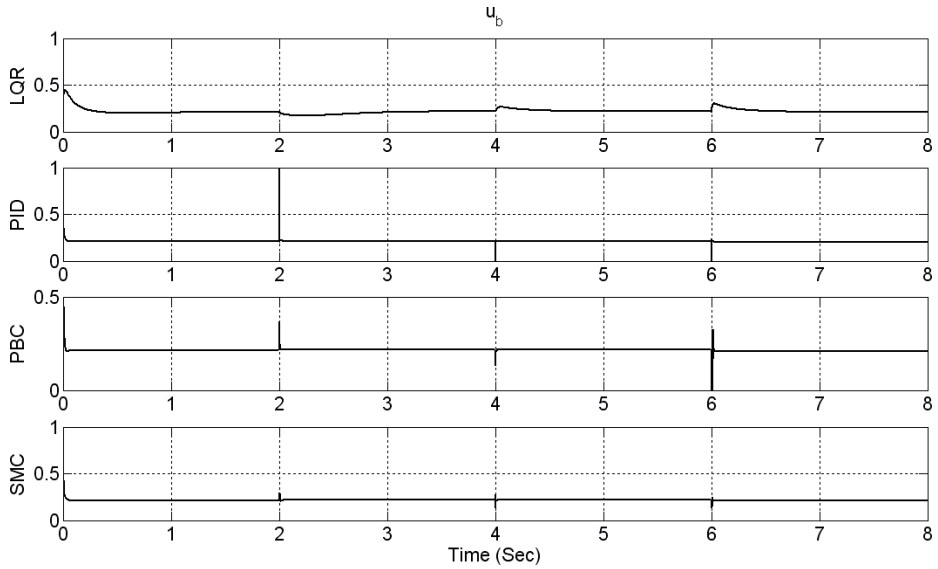
[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]



شکل (۸): وضعیت شارژ باتری در سیستم‌های کنترل مختلف



شکل (۹): سیگنال کنترل u_p در سیستم‌های کنترل مختلف



شکل (۱۰): سیگنال کنترل u_bدر سیستم‌های کنترل مختلف

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]

ضمیمه

جدول (۳): مقدار عددی کمیت‌ها

کمیت	مقدار
L_p	$5(mH)$
L_b	$10(mH)$
C	$500(\mu f)$
r_p	$30(m\Omega)$
n	36
توان آرایه	$55(w)$
جریان اتصال کوتاه آرایه	$3.45(A)$
ولتاژ مدار باز آرایه	$21.7(v)$
T_r	$25℃$
k_i	$1.2(A/k)$
i_r	$5.98\times10^{-8}(A)$
E_g	$1.12(ev)$
A	1.2
V_{boc}	$9(v)$
β_1	0.9
β_2	1.1
ظرفیت باتری	$20(wh)$
W_{Loss}	$10(mw)$
r_b	$80(m\Omega)$
k_b	1.381×10^{-23}
q	1.6×10^{-19}

مراجع

[1] de Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., de Azevedo e Melo, G., and Canesin, C. A., "*Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications*," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 60, pp. 1156-1167, 2013.

[2] Moreira, C. O., Silva, F. A., Pinto, S. F., and Santos, M. B., "*Digital LQR control with Kalman Estimator for DC-DC Buck converter*," in EUROCON, Lisbon, Portugal, 2011, pp. 1-4.

[3] Kurokawa, F., Maeda, Y., Shibata, Y., Maruta, H., Takahash, T., Bansho, K., *et al.*, "*A novel digital PID controlled dc-dc converter*," in Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), International Symposium on, Pisa, Italy, 2010, pp. 50-53.

[4] Lewis, F. L., Vrabie, D. L., and Syrmos, V. L., *Optimal Control*, Third ed., New Jersey, United States, Wiley, 2012.

[5] Sung, S. W., Lee, J., and Lee, I.-B., *Process identification and PID control*, Singapore, Wiley, 2009.

[6] Tofighi, A. and Kalantar, M., "*Power management of PV/battery hybrid power source via passivity-based control*," Renewable Energy, vol. 36, pp. 2440-2450, Sept. 2011.

[7] Utkin, V. I., Guldner, J., and Shi, J. X., *Sliding Mode Control in ElectroMechanical Systems*, London, United Kingdom, Taylor & Francis, 2008.

[8] Bilalovic, F., Music, O., and Sabanovic, A., "*Buck converter regulator operating in the sliding mode*," in 7th Power Conversion International Conf, 1983, pp. 331–340.

[9] Krein, P. T., Bentsman, J., Bass, R. M., and Lesieutre, B. L., "*On the use of averaging for the analysis of power electronic systems*," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 5, pp. 182-190, 1990.

[10] Scherpen, J. M. A., Jeltsema, D., and Klaassens, J. B., "*Lagrangian modeling of switching electrical networks*," Systems & Control Letters, vol. 48, pp. 365-374, 4/15/ 2003.

[11] Bennett, T., Zilouchian, A., and Messenger, R., "*Photovoltaic model and converter topology considerations for MPPT purposes*," Solar Energy, vol. 86, pp. 2029-2040, July 2012.

[12] Lin, B., "Conceptual design and modeling of a fuel cell scooter for urban asia," M.Sc. Thesis, Mechanical and Aerospace Engineering, Princeton University, Princeton, New Jersey, United States, 1999.

[13] Slotine, J. J. E. and Li, W., *Applied Nonlinear Control*, United States, Addison Wesley, 2005.

[14] Mohan, N., *Power electronics : a first course*, United States, Wiley, 2012.

[15] Kirk, D. E., *Optimal Control Theory: An Introduction*, United States, Dover, 2004.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-11-27]

[DOR: 20.1001.1.23222344.1392.2.2.4.5]