Journal of **N**ovel **R**esearches on **S**mart **P**ower **S**ystems - Vol. 15 - No. 1 – Spring 2026
P-ISSN: 2322-2468, E-ISSN: 2981-0272, https://jeps.dezful.iau.ir/

Research Article

Equivalent Sliding-Mode Voltage Control of a Grid-Connected Single-Phase Z-Source Inverter Under Solar Irradiance and Environmental Variations

Gholam Reza Shahabadi*[1], *Ph.D.*, Alireza Jahangir[2], *Assistant Professor*

[1] Department of Electrical Engineering, National University of Skills (NUS), Tehran, Iran
ghr.shahabadi@gmail.com
[2] Department of water science and engineering, Payam Noor University, Tehran, Iran
Alirezajahangir@pnu.ac.ir

Abstract:
In this paper, the output voltage control of a grid-connected single-phase Z-source inverter (ZSI) fed by a photovoltaic (PV) array is investigated. Conventional linear control methods, typically designed based on small-signal linearization around a specific operating point, fail to deliver optimal dynamic performance due to the inherent nonlinearity of the system and continuous operating point shifts. Since the PV operating point is subject to wide variations induced by environmental conditions —such as solar irradiance and ambient temperature—the deployment of a nonlinear control strategy becomes essential. To this end, a nonlinear equivalent sliding-mode control (ESMC) method with fixed switching frequency capability is developed. Simulation results obtained in MATLAB/Simulink demonstrate that the proposed controller maintains system stability while achieving precise output voltage regulation across a broad range of operating point variations.

Keywords: Z-source converters, equivalent sliding-mode control (ESMC), photovoltaic panels, nonlinear control.

Received: 18 March 2026
Revised: 25 Apr. 2026
Accepted: 5 May 2026

*** Corresponding Author:** Dr. Gholam Reza Shahabadi

Citation: Gh. R. Shahabadi, A. Jahangir, "Equivalent Sliding-Mode Voltage Control of a Grid-Connected Single-Phase Z-Source Inverter Under Solar Irradiance and Environmental Variations", Journal of Novel Researches on Smart Power Systems, vol. 15, no. 1, pp. 71-84, June 2026 (in Persian).

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]

مقاله پژوهشی

کنترل ولتاژ اینورتر تک‌فاز منبع امپدانسی متصل به شبکه با روش کنترل مد لغزشی معادل تحت تغییرات تابش و شرایط محیطی

غلامرضا شهابادی*[۱]، دکترا، علیرضا جهانگیر[۲]، استادیار

۱- دانش‌آموخته دکترا، گروه مهندسی برق، دانشگاه ملی مهارت، تهران، ایران، ghr.shahabady@gmail.com
۲- استادیار گروه علوم و مهندسی آب، دانشگاه پیام نور، تهران، ایران، Alirezajahangir@pnu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، کنترل ولتاژ خروجی یک اینورتر تک‌فاز منبع امپدانسی (ZSI) متصل به شبکه و تغذیه‌شونده با پنل فتوولتائیک بررسی شده است. روش‌های کنترل خطی متداول که بر پایه خطی‌سازی حول یک نقطه کار مشخص طراحی می‌شوند، در مواجهه با ماهیت غیرخطی سیستم و جابه‌جایی مداوم نقاط کار، عملکرد مطلوبی ارائه نمی‌دهند. از آنجا که نقطه کار پنل خورشیدی تحت تأثیر شرایط محیطی نظیر شدت تابش و دما دچار تغییرات گسترده می‌شود، به‌کارگیری راهبرد کنترل غیرخطی الزامی است. بدین منظور، یک روش کنترل غیرخطی مد لغزشی معادل با قابلیت تثبیت فرکانس کلیدزنی توسعه یافته است. نتایج شبیه‌سازی در محیط MATLAB/Simulink نشان می‌دهد که کنترل‌کننده پیشنهادی ضمن حفظ پایداری، توانایی تنظیم دقیق ولتاژ خروجی را در محدوده وسیعی از تغییرات نقطه کار داراست.

کلمات کلیدی: مبدل‌های منبع امپدانسی، کنترل مد لغزشی معادل، پنل‌های خورشیدی، کنترل‌غیرخطی

تاریخ دریافت: ۱۴۰۴/۱۲/۲۷
تاریخ بازنگری: ۱۴۰۵/۰۲/۰۵
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۵/۰۲/۱۵

* **نام نویسنده مسئول:** دکتر غلامرضا شهابادی
نشانی نویسنده مسئول: بیرجند، خیابان غفاری، میدان ولیعصر، بلوار دانشگاه، دانشگاه ملی مهارت، آموزشکده پسران بیرجند (ابن حسام)، گروه برق

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

۱- مقدمه:

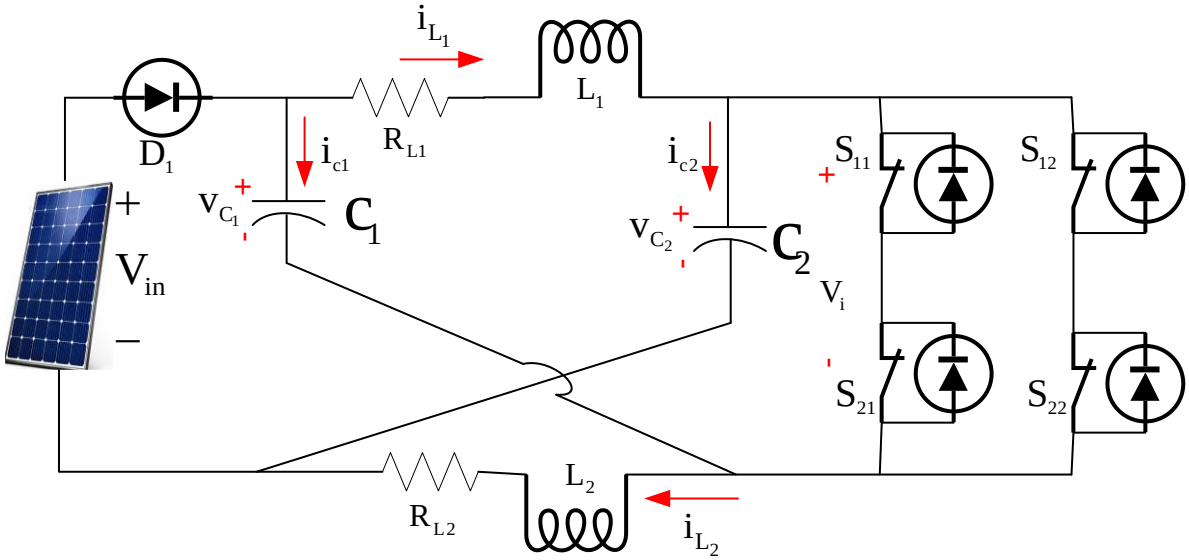
گسترش پروژه‌های کلان صنعتی و رشد فزاینده تقاضای انرژی الکتریکی، استفاده از روش‌های نوین تولید توان را اجتناب‌ناپذیر کرده است. از آنجا که بهره‌برداری از سوخت‌های فسیلی و انرژی هسته‌ای با چالش‌هایی نظیر پایان‌پذیری منابع و مخاطرات زیست‌محیطی روبه‌رو است، استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر مانند سامانه‌های فتوولتائیک و توربین‌های بادی به‌عنوان راهکاری پایدار مورد توجه قرار گرفته است [۱, ۲]. با این حال، به دلیل سطح ولتاژ پایین این منابع، به‌کارگیری یک مبدل افزاینده و روش کنترل مناسب به منظور ارتقا و تثبیت ولتاژ جهت تزریق توان به شبکه، امری ضروری است [۳]. در میان توپولوژی‌های غیرایزوله، اینورترهای منبع امپدانسی(ZSI) به دلیل انعطاف‌پذیری در اجرای تمامی تبدیل‌های توان شامل DC-DC، DC-AC، AC-DC و AC-AC جایگاه ویژه‌ای دارند[۴]. ساختار این مبدل شامل یک شبکه امپدانسی دو بخشی با آرایش ضربدری (به صورت X شکل) از دو سلف و دو خازن تشکیل شده است. دستیابی به بهره ولتاژ گسترده، ایمنی ذاتی در برابر نویزهای الکترومغناطیسی و مصونیت در برابر خطای اتصال کوتاه از ویژگی‌های کلیدی این ساختار است به‌گونه‌ای که افزایش سطح ولتاژ بر مبنای وارد کردن وضعیت اتصال‌کوتاه کلیدها صورت می‌پذیرد. به منظور ایجاد زمین مشترک بین ورودی و خروجی، استرس پایین‌تر جریان و ولتاژ روی المان‌های مبدل و همچنین پیوستگی جریان ورودی ساختار دیگری به نام مبدل‌های شبه منبع امپدانسی ارائه گردید [۵]. از آنجا که نوسانات پارامتری در شرایط کاری متغیر عملکرد سیستم را تغییر می‌دهد، پیاده‌سازی کنترل حلقه بسته برای این سیستم ضروری است. جهت دستیابی به این هدف، استخراج مدل دینامیکی سیستم بر پایه روش فضای حالت متوسط‌گیری‌شده مبنای طراحی کنترل‌کننده قرار گرفته است [۶]. مدل دینامیکی استخراج‌شده برای مبدل به دلیل حضور ادوات غیرخطی، یک مدل فضای حالت غیرخطی است. برای تثبیت ولتاژ خروجی در چنین سیستم‌هایی، روش‌های کنترل غیرخطی متعددی از جمله کنترل مبتنی بر انفعال [۷]، خطی‌سازی فیدبک [۸]، مد لغزشی [۹] و پس‌گام تطبیقی [۱۰] پیشنهاد شده‌اند. با عنایت به ماهیت متغیر با ساختار در مبدل‌های سوئیچینگ و استحکام ذاتی در کنار سهولت طراحی، روش کنترل مد لغزشی کارایی بالایی ارائه می‌دهد. نقطه آغاز در طراحی این کنترل‌کننده، تعریف سطح لغزش بر پایه ترکیب متغیرهای حالت سیستم است تا حالت‌های مدار به سمت این سطح هدایت شده و خطای حالت پایدار صفر گردد. در نهایت، جهت رفع چالش چترینگ و مهار فرکانس سوئیچینگ، یک باند مرزی تنظیم‌پذیر در پیرامون سطح لغزش تعریف می‌شود تا فرکانس کلیدزنی در محدوده مطلوب کنترل گردد. تغییرات ناخواسته فرکانس کلیدزنی، محدودیت اصلی کنترل‌کننده مد لغزشی است که با به‌کارگیری کنترل معادل و تکنیک‌های تثبیت فرکانس کلیدزنی برطرف می‌شود[۱۱]. در این رویکرد، کنترل‌کننده با فرض قرارگیری سیستم بر روی سطح لغزش و با شرط صفر بودن مشتق آن طراحی می‌گردد. در طراحی کنترل‌کننده معادل، تعیین پارامترهای سیستم اغلب به‌صورت عددی و از طریق رویکردهای سعی و خطا صورت می‌پذیرد. در این مقاله ورودی به صورت منبع DC در نظر گرفته شده است و اثرات تغییر پارامترهای محیطی به صورت واقعی روی مبدل بررسی نشده است. مدل‌سازی و تحلیل رفتار گذرای اینورترهای منبع امپدانسی (Z-source) نشان می‌دهد که این مبدل‌ها به دلیل وجود صفر نیم‌صفحه راست در تابع انتقال شبکه سلفی–خازنی، دارای پاسخ دینامیکی با ماهیت فاز غیرحداقلی در سمت DC و AC هستند [۱۲]. به‌کارگیری شبکه Z-source در مبدل‌های متصل به شبکه فتوولتائیک، علاوه بر تقویت ولتاژ باس DC در شرایط تابش پایین، امکان بهره‌برداری از مبدل به عنوان فیلتر اکتیو قدرت برای جبران‌سازی هارمونیک و توان راکتیو را فراهم می‌سازد [۱۳]. مدل‌سازی سیگنال بزرگ و طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی فرکانس‌ثابت برای سیستم مبدل شبه منبع امپدانسی متصل به باتری، سرعت پاسخ‌دهی و پایداری دینامیکی مدار را در مواجهه با نوسانات شدید بار و ولتاژ ورودی به‌طور محسوسی بهبود می‌بخشد [۱۴]. مدیریت توان در سیستم‌های فتوولتائیک مستقل از طریق اینورتر شبه منبع امپدانسی و استراتژی ردیابی نقطه توان ماکزیمم مبتنی بر هوش مصنوعی، ضمن بهبود عملکرد دینامیکی سیستم، کنترل دقیق ولتاژ، جریان و فرکانس خروجی را در شرایط بار ایزوله امکان‌پذیر می‌سازد [۱۵]. طراحی یک کنترل‌کننده مد لغزشی چندورودی- چندخروجی بر پایه ابرصفحه، امکان تنظیم هم‌زمان متغیرهای حالت سیستم شامل جریان سمت شبکه و ولتاژ خازن‌های باس DC را فراهم می‌آورد؛ در این ساختار، چالش پاسخ غیرحداقلی ولتاژ خازن‌ها با تنظیم غیرمستقیم جریان سلف سمت DC مرتفع شده است[۱۶]. پیاده‌سازی کنترل

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

خطی‌سازی فیدبک ورودی-خروجی با محوریت تنظیم جریان سلف در اینورترهای شبه‌امپدانسی، پاسخ دینامیکی سیستم را در محدوده کاری گسترده بهبود بخشیده و پایداری ولتاژ لینک DC را تضمین می نماید [۱۷]. به‌کارگیری استراتژی کنترل مد لغزشی بر پایه ابرصفحه در اینورترهای تک‌فاز منبع Z متصل به شبکه، مقاومت و پایداری سیستم را در برابر نوسانات وسیع نقطه کار تقویت کرده و عملکردی برتر نسبت به کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک ارائه می‌دهد [۱۸]. پیاده‌سازی روش کنترل مد لغزشی چندمتغیره با فرکانس کاری ثابت در اینورترهای شبه‌امپدانسی، دستیابی به پایداری بالا، پاسخ دینامیکی سریع و حذف کامل خطای ماندگار ولتاژ بار را به همراه داشته است [۱۹]. با تبدیل مدل متوسط‌گیری‌شده فضای حالت اینورتر منبع امپدانسی به ساختار هامیلتونی، طرح کنترلی مبتنی بر انفعال با تخصیص میرایی، جهت تنظیم هم‌زمان جریان شبکه و ولتاژ باس DC پیشنهاد شده است که پایداری مجانبی و عملکرد مقاوم سیستم را در بازه وسیعی از شرایط کاری تضمین می‌نماید [۲۰]. در این مقاله کنترل ولتاژ یک اینورتر منبع امپدانسی تک‌فاز متصل به شبکه که توسط یک پنل خورشیدی تغذیه شده است مورد بررسی قرار گرفته است. در قسمت دوم مقاله به ساختار شبکه مورد نظر پرداخته شده است. در قسمت سوم معادلات حالت مربوط به اینورتر منبع امپدانسی بررسی شده است. در قسمت چهارم مشخصات پنل خورشیدی متصل به اینورتر تک‌فاز مورد بررسی قرار گرفته است. در قسمت پنجم به طراحی کنترل‌کننده مدلغزشی برای ساختار پیشنهادی پرداخته شده است. در قسمت ششم شبیه‌سازی سیستم پیشنهادی تحت تاثیر تغییرات شدت تابش خورشید، رطوبت و بار خروجی بررسی شده است. در قسمت هفتم به نتیجه گیری پرداخته شده است.

۲- ساختار سیستم مورد نظر

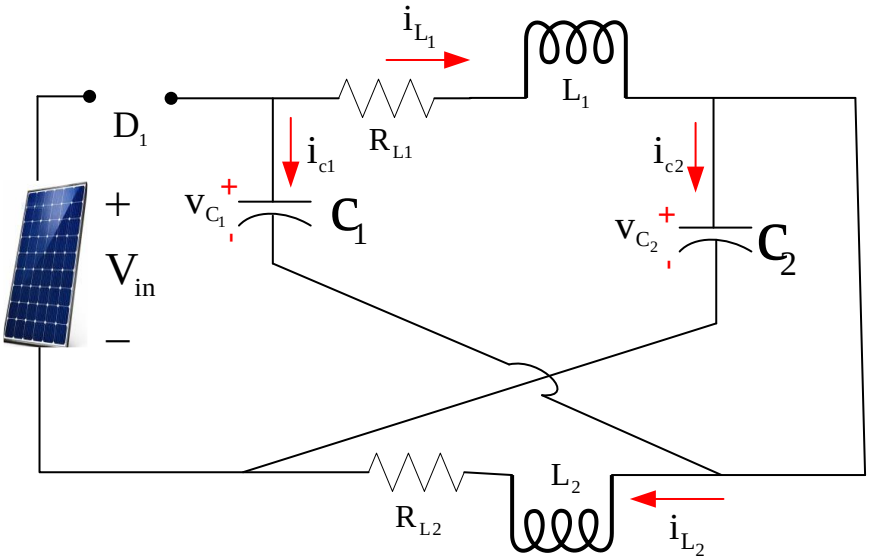
در شکل (۱) ساختار مورد بررسی ارائه شده است. در این ساختار از شبکه منبع امپدانسی به منظور اتصال اینورتر تکفاز به پنل خورشیدی استفاده شده است. برای این مبدل از منظر ورودی اینورتر دو حالت کاری قابل تعریف است. در حال کاری اول اتصال کوتاه یکی از ساق‌های مربوط به اینورتر رخ خواهد داد. این حالت یکی از وضعیت‌های سوئیچینگ غیرفعال PWM است. در این حالت که با توجه به ساختار مبدل شبه منبع امپدانسی یکی از حالت‌های مجاز است سوئیچ‌های S_{11} و S_{21} یا S_{12} و S_{22} با هم فعال خواهند شد. مدار معادل این وضعیت در شکل (۲) نشان داده شده است. قابل توجه است که در این حالت دیود موجود در شبکه منبع امپدانسی خاموش است.



شکل (۱): ساختار سیستم مورد بررسی

Figure (1): Configuration of the proposed system

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

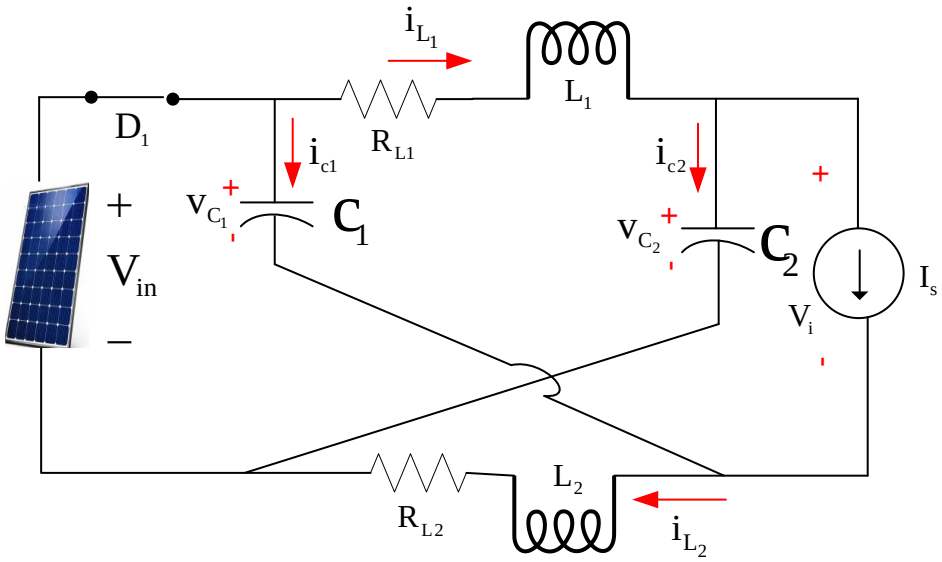


شکل (۲): ساختار سیستم مورد بررسی در حالت اتصال کوتاه یک ساق خروجی اینورتر

Figure (2): Configuration of the system under study under inverter single-leg short-circuit fault

در حالت فعال سوئیچینگ اینورتر خروجی سوئیچ S_{11} و S_{22} یا S_{12} و S_{21} با هم فعال خواهند شد در این وضعیت جریان سمت DC مبدل منبع امپدانسی با I_s نمایش داده شده است. مدار معادل مربوط به این وضعیت در شکل (۳) نشان داده شده است. در مبدل‌های منبع امپدانسی فرض شده است که $L_1 = L_2 = L$ و همچنین $C_1 = C_2 = C$. به علت خاصیت تقارن موجود در ساختار مبدل منبع امپدانسی و همچنین برابر بودن ظرفیت خازن‌ها با یکدیگر و همچنین برابر بودن ظرفیت سلف‌ها با هم داریم:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C$$
$$V_{L1} = V_{L2} = V_L \qquad (۱)$$



شکل (۳): ساختار سیستم مورد بررسی در حالت تغذیه بار خروجی

Figure (3): Configuration of the system under study feeding the output load

در مبدل منبع امپدانسی در یک دوره کلیدزنی مدت زمان اتصال کوتاه خروجی با D نمایش داده خواهد شد. طبق تعریف چرخه اتصال کوتاه به صورت رابطه (۲) تعریف می‌گردد.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

$$D = \frac{T_0}{T_s} \tag{۲}$$

در رابطه (۲) متغیر T_0 مدت زمان اتصال کوتاه در یک دوره تناوب کامل از سوئیچینگ که با T_s نشان داده شده است می‌باشد. با بکارگیری قانون ولت ثانیه بالانس برای سلف‌های موجود در مدار در حالت ماندگار ولتاژ خازن‌های موجود در مدار از رابطه (۳) محاسبه می‌شود.

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{1-D}{1-2D} \tag{۳}$$

با نوشتن KVL مناسب در شکل (۳) ولتاژ ورودی اینورتر را می‌توان از رابطه (۴) محاسبه نمود.

$$V_i = 2V_C - V_{in} \tag{۴}$$

با جایگذاری V_C از رابطه (۳) در رابطه (۴) می‌توان بهره ولتاژ ورودی اینورتر را به صورت رابطه (۵) استخراج نمود.

$$\frac{V_i}{V_{in}} = \frac{1}{1-2D} \tag{۵}$$

بهره ولتاژ مبدل منبع امپدانسی مطابق رابطه (۵) محاسبه شده است. همانطور در رابطه (۵) نشان داده شده است بهره مبدل تابع چرخه اتصال کوتاه است. در این مبدل باید چرخه اتصال کوتاه کمتر از ۰٫۵ باشد.

۳- استخراج معادلات حالت مبدل منبع امپدانسی

به‌منظور طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی، ابتدا باید معادلات حالت سیستم استخراج شود. در این راستا، ولتاژ خازن‌ها و جریان سلف‌ها به‌عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته می‌شوند. از آنجا که مدار مورد مطالعه شامل دو سلف و دو خازن است، مدل حالت آن در حالت کلی دارای چهار متغیر حالت و در نتیجه مرتبه چهار خواهد بود. با توجه به تقارن ساختاری مدار و برابر بودن ظرفیت خازن‌ها و اندوکتانس سلف‌ها، روابط حاکم بر خازن‌ها یکسان بوده و ولتاژ دو خازن برابر در نظر گرفته می‌شود. این ویژگی در مورد جریان سلف‌ها نیز برقرار است؛ به‌گونه‌ای که جریان عبوری از دو سلف برابر خواهد بود. بنابراین، با بهره‌گیری از تقارن مدار، تعداد متغیرهای مستقل حالت کاهش می‌یابد. برای استخراج معادلات حالت، از روش میانگین‌گیری در یک دوره کلیدزنی استفاده شده است. در این روش، عملکرد مبدل در دو حالت اصلی، شامل حالت اتصال کوتاه و حالت فعال اینورتر، به‌صورت جداگانه بررسی می‌شود. ابتدا معادلات حالت سیستم در حالت اتصال کوتاه استخراج شده و در نسبت زمانی این حالت، یعنی D، ضرب می‌شوند. سپس معادلات حالت در حالت فعال اینورتر به‌دست آمده و در نسبت زمانی متناظر با این حالت، یعنی 1-D، ضرب می‌گردند. در نهایت، با جمع‌کردن روابط حاصل از دو وضعیت کاری، معادلات حالت میانگین سیستم به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{x} = D\dot{x}_{st} + (1-D)\dot{x}_{active} \tag{۶}$$

که در آن،D نسبت زمان حضور مبدل در حالت اتصال کوتاه، $\dot{x}_{st}$ بردار معادلات حالت در حالت اتصال کوتاه، و $\dot{x}_{active}$ بردار معادلات حالت در حالت فعال اینورتر است. این مدل میانگین‌شده مبنای طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی قرار می‌گیرد.

۳-۱ معادلات حالت در بازه زمانی اتصال کوتاه ساق اینورتر($0 < t < DT_s$)

مدار معادل این حالت در شکل (۲) نشان داده شده است. با انتخاب متغیرهای حالت به صورت $x_1 = i_{L1}$ و $x_2 = v_{c1}$ معادلات حالت سیستم مورد نظر در زمان اتصال کوتاه ساق به صورت رابطه (۷) خواهد بود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{x_2 - R_L x_1}{L} \\ \dot{x}_2 &= \frac{-x_1}{C} \end{aligned} \tag{۷}$$

فرض شده است که مقاومت پارازیتی سلف‌ها با هم برابر باشد. و داریم: $R_{L1} = R_{L2} = R_L$

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

۳-۲ معادلات حالت در بازه زمانی اعمال فعال بردار فعال سوئیچینگ اینورتر($DT_s < t < T_s$)

مدار معادل این حالت در شکل (۳) نشان داده شده است. با انتخاب متغیرهای حالت به صورت $x_1 = i_{L1}$ و $x_2 = v_{c1}$ معادلات حالت سیستم مورد نظر در زمان اتصال کوتاه ساق به صورت رابطه (۸) خواهد بود.

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{in} - R_L x_1 - x_2}{L}$$
$$\dot{x}_2 = \frac{x_1 - I_s}{C} \qquad (۸)$$

۳-۳ استخراج معادلات حالت سیستم

به منظور استخراج معادلات حالت نهایی سیستم لازم است مجموعه روابط (۷) در متغیر D و همچنین روابط (۸) در متغیر معادل $1\text{-}D$ ضرب شده و سپس این عبارات با یکدیگر جمع گردد. به این معادلات حالت، معادلات حالت میانگین‌گیری شده سیستم اطلاق می‌شود. با انجام عملیات ذکر شده و ساده سازی لازم معادلات حالت سیستم به صورت رابطه (۹) خواهد بود.

$$\dot{x}_1 = \left(\frac{V_{in} - R_L x_1 - x_2}{L}\right) + D\left(\frac{2x_2 - V_{in}}{L}\right)$$
$$\dot{x}_2 = \left(\frac{x_1 - I_s}{C}\right) + D\left(\frac{I_s - 2x_1}{C}\right) \qquad (۹)$$

۴- طراحی کنترل‌کننده مدل لغزشی

روش کنترل مقاوم مد لغزشی توسط یوتکین برای سیستم های ساختار متغیر ارائه گردید . با توجه به گسترش کاربرد مبدل های مختلف الکترونیک قدرت و همچنین ساختار متغیر این مبدل‌ها، کنترل مد لغزشی در سال‌های اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته است. طراحی این روش کنترلی با تعریف سطح لغزش شروع می‌شود. سطح لغزش معمولا بصورت خطای خروجی سیستم تعریف می شود. البته می‌توان با افزودن انتگرال و مشتق خطای سیستم به سطح لغزش پاسخ دینامیکی و حالت ماندگار کنترل کننده را بهبود بخشید. همچنین هدف نهایی از طراحی کنترل‌کننده ی مد لغزشی صفر نمودن سطح لغزش تعریف شده است. پس از قرار گرفتن پاسخ بر روی سطح، سیستم وارد مد لغزشی می شود. در این حالت با کلیدزنی مناسب پاسخ روی سطح لغزش حرکت می‌کند تا به حالت ماندگار برسد. ابتدا با در نظر گرفتن ماهیت غیرحداقل فاز مبدل و تعریف جریان سلف به عنوان خروجی اولیه‌ی کنترل کننده، سطح لغزش به صورت رابطه (۱۰) تعریف می‌شود:

$$S = x_1^* - x_1 \qquad (۱۰)$$

در رابطه (۱۰) متغیر x_1^* مقدار جریان مرجع سلف است. با توجه به اینکه خروجی اصلی سیستم، ولتاژ خازن مبدل است، به منظور وارد کردن x_2 در معادلات کنترلی، جریان مرجع سلف به صورت ذیل تعریف می شود:

$$x_1^* = K_I \int (x_2^* - x_2)dt \qquad (۱۱)$$

استفاده از عامل انتگرالی در این رابطه صفر شدن خطای پاسخ سیستم را تضمین می‌نماید. بدیهی است که هدف اصلی کنترل‌کننده صفر نمودن سطح لغزش است. لذا سطح لغزش بعد از تعاریف اولیه به صورت ذیل تعریف می‌گردد:

$$S = K_I \int (x_2^* - x_2)dt - x_1 \qquad (۱۲)$$

به منظور استخراج رابطه چرخه اتصال کوتاه جهت کنترل ولتاژ خروجی و همچنین تثبیت فرکانس کلیدزنی مشتق سطح لغزش را نیز برابر صفر فرض می‌کنیم. با این فرض و ساده‌سازی کنترل‌کننده چرخه اتصال کوتاه به صورت رابطه (۱۳) قابل استخراج است.

$$D = \frac{V_{in} - x_2 - K_I L(x_2^* - x_2)}{V_{in} - 2x_2} \qquad (۱۳)$$

در رابطه (۱۳) با صفر شدن خطا یعنی $E = x_2^* - x_2$ رابطه (۱۳) بیانگر رابطه بهره ولتاژ مبدل منبع امپدانسی است که در رابطه (۳) ارائه شده است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

$$\frac{X_2 = V_i}{V_{in}} = \frac{1-D}{1-2D} \tag{۱۴}$$

همچنین با صفر فرض نمودن مشتق معادلات حالت مبدل در حالت ماندگار که در رابطه (۹) ارائه شده است و حذف متغیر چرخه اتصال کوتاه از این روابط می توان به سادگی نشان داد که:

$$X_1 = I_L = \frac{X_2 I_s}{V_{in}} \tag{۱۵}$$

در رابطه (۱۵) متغیرهای X_1 و X_2 مقدار متغیرهای حالت سیستم در حالت ماندگار هستند.

۱-۴ انتخاب پارامتر کنترلی KI:

با قرار دادن مقدار چرخه اتصال کوتاه که در رابطه (۱۳) ارائه شده است در معادلات حالت که در رابطه (۹) استخراج شده است داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= K_I(x_2^* - x_2) = f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= (\frac{x_1 - I_s}{C}) + (\frac{V_{in} - x_2 - LK_I(x_2^* - x_2)}{V_{in} - 2x_2})(\frac{I_s - 2x_1}{C}) = f_2(x_1, x_2) \end{aligned} \tag{۱۶}$$

می توان نشان داد که نقطه کار مبدل در حالت ماندگار با صفر گرفتن مجموعه معادلات (۱۶) به صورت $(X_{1s}, X_{2s}) = (x_1^*, x_2^*)$ استخراج می‌شود که در این رابطه $X_{1s} = I_L = \frac{X_{2s} I_s}{V_{in}}$ است و رابطه (۱۵) تایید می‌شود. با فرض تغییرات سیگنال کوچک متغیرهای حالت $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)$ در حول نقطه کار، می‌توان براساس روش خطی سازی ژاکوبین، یک سیستم غیرخطی دلخواه را به شکل زیر خطی سازی نمود. فرض کنید که مدل یک سیستم غیرخطی دلخواه به صورت زیر باشد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) \end{aligned} \tag{۱۷}$$

در این صورت با فرض و $x_1 = X_{1S} + \check{x}_1$ و $x_2 = X_{2S} + \check{x}_2$ می‌توان مدل خطی‌سازی شده مربوط به معادلات (۱۶) را به شکل زیر نوشت:

$$(\dot{\tilde{x}}_1, \dot{\tilde{x}}_2) = J(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)^T \tag{۱۸}$$

که در این معادله J یک ماتریس مربعی 2×2 بوده و اصطلاحا ماتریس ژاکوبین نامیده می‌شود. درایه های ماتریس ژاکوبین را می توان به صورت رابطه (۱۹) محاسبه نمود.

$$a_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}\Big|_{\text{operation point}} \quad (i, j = 1, 2) \tag{۱۹}$$

براساس روابط (۱۶) و نحوه محاسبه درایه‌های ماتریس ژاکوبین که در رابطه (۱۹) ارائه شده است ضرایب مربوط به ماتریس ژاکوبین به صورت مجموعه روابط (۲۰) قابل استخراج است.

$$\begin{cases} a_{11} = 0 \\ a_{12} = -K_I \\ a_{21} = \dfrac{-V_{in}}{C(V_{in} - 2x_2^*)} \\ a_{22} = \dfrac{(I_s - 2x_1^*)(V_{in} + LK_I(V_{in} - 2x_2^*))}{C(V_{in} - 2x_2^*)^2} \end{cases} \tag{۲۰}$$

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

با فرض $x_2^* = 200v$ می‌توان به سادگی براساس رابطه (۱۵) جریان مرجع سلف را نیز محاسبه نمود. با در نظر گرفتن پارامترهای سیستم مطابق جدول (۱) ماتریس ژاکوبین سیستم مطابق رابطه (۲۱) قابل استخراج است.

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -K_I \\ 333.33 & -66.66 + 0.297K_I \end{bmatrix} \quad (۲۱)$$

با استخراج معادله مشخصه سیستم از رابطه $|SI - J| = 0$ و محاسبه حد پایداری با استفاده از معیار راث هرویتز معادله مشخصه به صورت رابطه (۲۲) و محدوده پایداری برای ضریب K_I به صورت رابطه (۲۳) قابل استخراج است. قابل توجه است که در رابطه (۲۱)، S متغیر لاپلاس و I ماتریس همانی از درجه ۲ است.

$$S^2 + (66.66 - 0.27K_I)S + 333.33K_I = 0 \quad (۲۲)$$

$$0 \le K_I \le 224.22 \quad (۲۳)$$

Table (1): Parameters of the converter under study

جدول (۱): مقدار پارامترهای مبدل مورد مطالعه

پارامتر	سمبل	مقدار
ولتاژ ورودی	V_{in}	100v
سلف	L	1.5mH
خازن	C	1mF
مقاومت سری با سلف	R_L	0.25Ω
جریان گذرنده از کلیدها	I_s	20A

به منظور مقاوم سازی کنترل‌کننده در مقابل تغییر پارامترهای مبدل و نامعینی‌ها می‌توان مولفه مقاوم سازی را به صورت $K\,sgn(S)$ را به کنترل‌کننده اضافه نمود.

$$D = D_{eq} + K\,sgn(S) = \frac{V_{in} - x_2 - K_I L(x_2^* - x_2)}{V_{in} - 2x_2} + K\,sgn(S) \quad (۲۴)$$

قابل توجه است که D_{eq} درج شده در رابطه (۲۴) برابر مقدار استخراجی در رابطه (۱۳) است. برای اینکه سطح لغزش جذب‌کننده باشد یک تابع لیاپانوف برای سطح لغزش تعریف نموده و شرایط تابع لیاپانوف به منظور پایداری را برای آن بررسی می‌نماییم.

$$V(S) = \frac{1}{2}S^2 \quad (۲۵)$$

تابع لیاپانوف تعریف شده شرط اولیه یعنی مثبت معین بودن را دارد. برای اینکه سطح S جذب کننده باشد باید مشتق تابع لیاپانوف منفی معین باشد.

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} = -\eta|S| \quad (۲۶)$$

رابطه مربوط به مشتق سطح لغزش را می‌توان به صورت رابطه (۲۷) بازنویسی نمود.

$$\dot{S} = K_I(x_2^* - x_2) + \left(\frac{x_2 + R_L x_1 - V_{in}}{L}\right) + D\left(\frac{V_{in} - 2x_2}{L}\right) \quad (۲۷)$$

با استفاده از رابطه (۲۶) و جایگذاری مقدار چرخه اتصال کوتاه بر حسب رابطه (۲۴) و همچنین جایگذاری مشتق سطح لغزش بر مبنای رابطه (۲۷) می‌توان محدوده ضریب کنترلی K را نیز محاسبه نمود.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

$$S(-K\,\mathrm{sgn}(S)\frac{2x_2 - V_{in}}{L}) \le -\eta|S| \tag{۲۸}$$

در رابطه (۲۸) متغیر η یک پارامتر کنترلی مثبت است. با تعریف $\mathrm{sgn}(S) = |S|/S$ در رابطه (۲۸) رابطه داریم:

$$\frac{\eta L}{2x_2 - V_{in}} \le K \tag{۲۹}$$

به طور خلاصه با انتخاب بهره کنترلی از معادله (۲۹)، پایداری کنترل‌کننده طراحی شده در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییرات نقطه کار و همچنین نامعینی‌های مدل تضمین خواهد شد. کنترل‌کننده طراحی شده مقاوم نسبت به تغییر بار و ورودی است. همچنین کنترل‌کننده طراحی شده قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع خروجی را در رنج وسیعی دارد.

۵- مدلسازی آرایه فتوولتائیک

سیستم فتوولتائیک مورد مطالعه با استفاده از بلوک استاندارد PV Array در نرم‌افزار MATLAB/Simulink مدل‌سازی شده است. این بلوک، رفتار آرایه فتوولتائیک را بر اساس مدل تک‌دیودی، شامل جریان تولیدی نوری، جریان نشتی دیود و مقاومت‌های سری و موازی، شبیه‌سازی می‌نماید. بلوک مورد استفاده دارای دو ورودی است: ورودی نخست شدت تابش خورشیدی (Ir) که بر حسب وات بر متر مربع و ورودی دوم دمای سلول (T) بر حسب درجه سلسیوس می‌باشد. پارامترهای مدل، شامل جریان تولیدی نوری (IL)، جریان اشباع دیود (IO)، ضریب کیفیت دیود، مقاومت سری (Rs) و مقاومت موازی (Rsh) بر اساس داده‌های ماژول تعریف‌شده توسط کاربر، توسط بلوک به صورت خودکار محاسبه می‌شوند. هر ماژول از ۱۰۰ سلول فتوولتائیک سری تشکیل شده که در شرایط استاندارد آزمون (شدت تابش ۱۰۰۰ وات بر متر مربع و دمای سلول ۲۵ درجه سلسیوس) دارای حداکثر توان ۳ وات، ولتاژ مدار باز ۱۳٫۲ ولت، جریان اتصال کوتاه ۰٫۳ آمپر و ولتاژ و جریان نقطه بیشینه توان به‌ترتیب برابر ۱۲ ولت و ۰٫۲۵ آمپر است. آرایه فتوولتائیک مورد استفاده از اتصال سری ۶ ماژول در هر رشته و اتصال موازی ۴۰ رشته تشکیل شده است. به‌گونه‌ای که ولتاژ آرایه در نقطه بیشینه توان برابر ۷۲ ولت، جریان آن برابر ۱۰ آمپر و حداکثر توان کل آرایه برابر ۷۲۰ وات می‌باشد. اثرات دما بر مشخصه آرایه نیز با در نظر گرفتن ضرایب دمایی ولتاژ مدار باز و جریان اتصال کوتاه به‌ترتیب معادل ٪ ۰٫۳۶۰۹۹- درصد و٪ ۰٫۱۰۲ به‌ازای هر درجه سلسیوس لحاظ شده است.

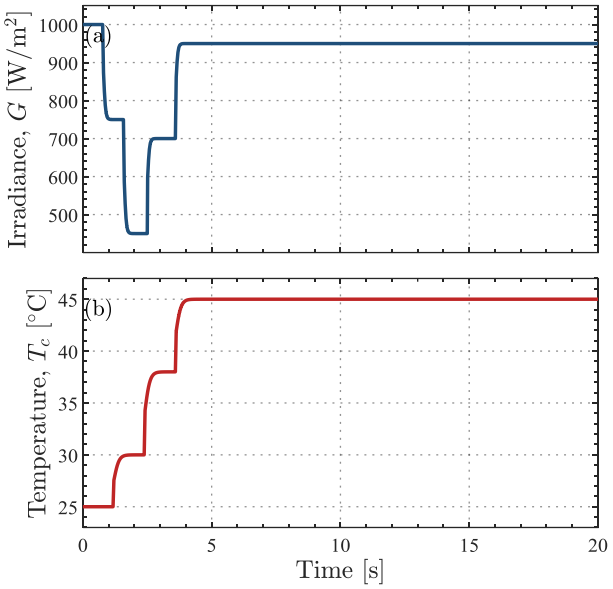
۵-۱ سناریوی تغییر ورودی‌های متغیر

به‌منظور ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده مد لغزشی در شرایط واقعی بهره‌برداری، دو ورودی آرایه فتوولتائیک، یعنی شدت تابش خورشیدی و دمای سلول، به‌صورت متغیر در زمان در نظر گرفته شده‌اند. با توجه به ثابت زمانی الکتریکی بسیار کوچک‌تر مبدل نسبت به ثابت زمانی حرارتی پنل، تغییرات تابش با دینامیکی نسبتاً سریع و تغییرات دما به‌صورت تدریجی و آهسته اعمال می‌شوند. همچنین به منظور جلوگیری از تحریک عددی شدید و انطباق بیشتر با تغییرات طبیعی شرایط جوی (نظیر عبور ابر)، هیچ‌یک از تغییرات به‌صورت پله‌ای اعمال نمی‌شود؛ بلکه تغییرات با توابع انتقال نرم و با شیب محدود اعمال می‌گردند. شدت تابش در ابتدای شبیه‌سازی در مقدار نامی ۱۰۰۰ وات بر متر مربع ثابت نگه داشته می‌شود تا سیستم به حالت ماندگار برسد. سپس طی سناریوی شبیه‌سازی، تابش به‌ترتیب به مقادیر ۷۵۰، ۴۵۰، ۷۰۰ و ۹۵۰ وات بر متر مربع تغییر می‌کند که به‌ترتیب معرف کاهش تدریجی تابش، بدترین حالت سایه‌گذاری، بهبود شرایط جوی و بازگشت به شرایط نزدیک به نامی است. دمای سلول نیز از مقدار اولیه ۲۵ درجه سلسیوس به‌صورت پله‌های نرم و تدریجی به مقادیر ۳۰، ۳۸ و ۴۵ درجه سلسیوس افزایش می‌یابد تا اثر تغییر مشخصه آرایه بر عملکرد حلقه کنترل ولتاژ لینک DC ارزیابی شود. مقادیر تابش و دما در تمامی بازه‌های شبیه‌سازی در محدوده فیزیکی معقول (تابش بین ۱۰۰ تا ۱۰۰۰ وات بر متر مربع و دمای سلول بین ۱۵ تا ۷۵ درجه سلسیوس) محدود شده‌اند. روال مربوط به این تغییرات در دو نمودار شکل (۴) ارائه شده است.

۶- شبیه‌سازی و کنترل سیستم مورد نظر تحت تغییرات تابش و دما

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

به منظور ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده مد لغزشی (SMC) پیشنهادی در کنترل ولتاژ لینک DC مبدل منبع امپدانسی، یک استراتژی جامع آزمون شامل تغییرات همزمان شرایط محیطی، تغییرات پله‌ای مرجع و جهش‌های بار تدوین شده است. شرایط اولیه سیستم در مقادیر نامی ولتاژ مرجع لینک DC برابر با $V_{ref} = 300v$ و جریان بار برابر با $I_s = 20A$ (توان بار نامی 6kw) با شرایط آزمون استاندارد پنل ($T_C = 25^oC , G = 1000W/m^2$) در نظر گرفته شده است. سناریوی اعمال‌شده شامل چهار مرحله کلیدی زیر است:



شکل (۴): تغییرات تابش و دما اعمال شده به پنل خورشیدی

Figure (4): Irradiance and temperature profiles applied to the PV panel

۶-۱ ارزیابی ردیابی پله‌ای مرجع

ابتدا در زمان $t = 2s$، ولتاژ مرجع لینک DC با یک پله افزایشی از ۳۰۰ به ۳۵۰ ولت جهش می‌یابد تا سرعت پاسخ دینامیکی، زمان نشست و فراجهش سیستم سنجیده شود. همچنین در زمان $t = 3.6s$، ولتاژ مرجع با یک پله کاهشی از ۳۵۰ به ۲۸۰ ولت کاهش می‌یابد تا قابلیت حلقه کنترل در تنظیم سریع ولتاژ بدون بروز نوسانات ارزیابی گردد.

۶-۲ پاسخ به جهش بار

برای تحلیل رفتار سیستم در شرایط گذرای سمت مصرف‌کننده، در لحظه $t = 2.8s$ جریان بار به صورت پله‌ای از ۲۰ به ۲۸ آمپر (افزایش ۴۰ درصدی بار) جهش می نماید. عکس این آزمایش در زمان $t = 4.4s$ با کاهش ناگهانی جریان بار از ۲۸ به ۱۵ آمپر (کاهش شدید بار) تکرار می‌شود. یک کنترل‌کننده ایده‌آل باید افت و خیز ولتاژ لینک DC را در کمترین مقدار ممکن نگه داشته و در کسری از ثانیه ولتاژ را به مقدار مرجع بازگرداند.

۶-۳ رد اغتشاشات پیوسته ورودی

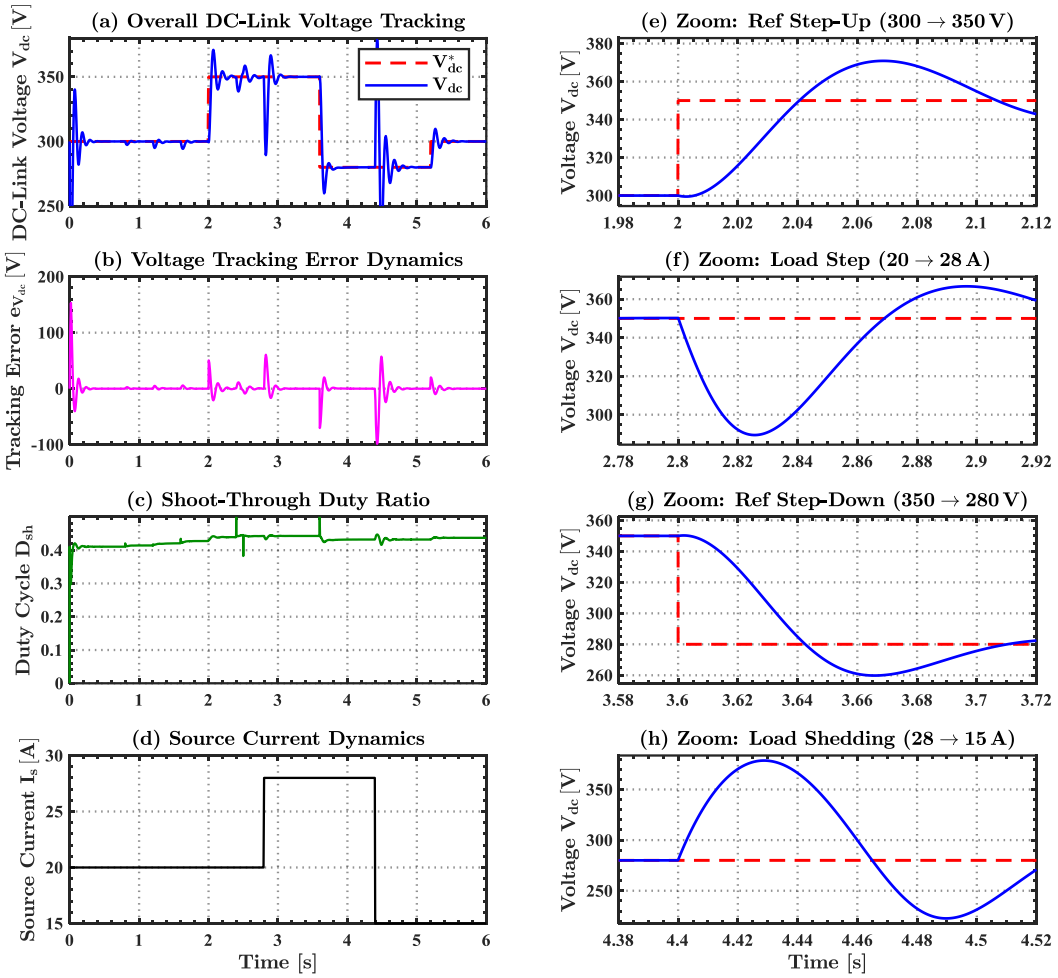
با اعمال پروفیل‌های پیوسته تغییر تابش (کاهش تا $450W/m^2$ و بازیابی تا $950W/m^2$) و افزایش تدریجی دما از ۲۵ تا ۴۵ درجه سلسیوس، مقاومت مبدل در برابر تغییرات نقطه کار ماکزیمم توان پنل سنجیده می‌شود.

۶-۴ آزمون در شرایط تلاقی بدترین حالت

همزمانی کاهش تابش به کمترین سطح ممکن ($450W/m^2$) در حضور بار زیاد، شرایط بهره‌برداری بحرانی مبدل را شبیه‌سازی می‌کند تا رفتار سطح لغزش و عدم ورود مبدل به ناحیه ناپایداری به اثبات برسد.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

به منظور ارزیابی پاسخ کنترل‌کننده طراحی شده در شکل (۵a) چهار نمودار ارائه شده است. در نمودار اول پاسخ کنترل‌کننده به تغییرات ولتاژ مرجع نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود خروجی در بازه زمانی بسیار کوتاهی ردیابی ولتاژ مرجع را در هنگام افزایش و کاهش ولتاژ مرجع انجام داده است. در شکل (۵b) نیز اختلاف ولتاژ مرجع و ولتاژ خروجی مبدل منبع امپدانسی نشان داده شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده است اختلاف بین ولتاژ مرجع و ولتاژ خروجی فقط در زمان تغییر جریان بار و ولتاژ مرجع از صفر فاصله گرفته است. این در حالی است که در بازه زمانی بسیار کوتاهی بعد از تغییرات ولتاژ مرجع و جریان بار اختلاف بین ولتاژ خروجی مبدل منبع امپدانسی و ولتاژ مرجع مجدد صفر شده است. در شکل (۵c) تغییرات چرخه اتصال کوتاه مبدل نشان داده شده است. همانطور که از شکل دیده می‌شود چرخه اتصال کوتاه در حدود ۰٫۴ تا ۰٫۴۷ قرار گرفته است. این موضوع تصدیق کننده وجود چرخه اتصال کوتاه در بازه ۰ تا ۰٫۵ است که در رابطه (۱۴) ارائه شده است. در شکل (۵c) تغییرات جریان بار نشان داده شده است. شکل‌های (۵e) تا (۵h) نشان دهنده تغییرات ولتاژ خروجی در زمان تغییر ولتاژ مرجع و تغییر جریان بار است. در واقع این ۴ شکل دقیقا در بازه زمانی بسیار کوتاهی هنگام تغییر ولتاژ مرجع و جریان بار ولتاژ خروجی را نشان داده است. همانطور که در این شکل‌ها نشان داده شده است کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به تغییر ولتاژ مرجع، تغییر جریان بار و تغییرات محیطی مقاوم بوده و قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع را با زمان نشست کوچکی دارد.



شکل (۵): تغییرات ولتاژ مرجع، ولتاژ خروجی، چرخه اتصال کوتاه و جریان بار

Figure (5): Variations of reference voltage, output voltage, shoot-through duty cycle, and load current

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، یک استراتژی کنترلی غیرخطی مبتنی بر مد لغزشی معادل (SMC) برای تنظیم پایدار ولتاژ لینک DC مبدل منبع امپدانسی (ZSI) ارائه شد. برای ارزیابی دقیق عملکرد این روش، تغییرات شرایط محیطی (تابش و دما) با پروفایل‌های نرم و مبتنی بر واقعیت فیزیکی پیاده‌سازی شدند و عملکرد کنترل‌کننده تحت جهش‌های بار و پله‌های ولتاژ مرجع به چالش کشیده شد. نتایج شبیه‌سازی تأیید می‌کند که ساختار پیشنهادی ضمن حفظ نسبت وظیفه اتصال کوتاه در محدوده مجاز عملکردی، به خطای حالت ماندگار صفر و فراجهش ناچیز دست یافته و مقاومت مطلوبی در برابر نوسانات اقلیمی و بار از خود نشان می‌دهد. در نهایت، تلفیق این ساختار با الگوریتم‌های کنترل سمت AC خروجی جهت تزریق توان باکیفیت به شبکه، به‌عنوان مسیر پژوهش‌های آینده پیشنهاد می‌گردد.

References

[۱] B. Krishna and V. Karthikeyan, "Ultra-voltage gain step-up DC-DC converter for renewable energy micro-source applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 2, pp. 947-957, 2021.

[۲] Z. Yu, X. Hu, Z. Yao, L. Chen, M. Zhang, and S Jiang, "Analysis and design of a transformerless boost inverter for stand-alone photovoltaic generation systems," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 310-319, 2019.

[۳] T. Shanthi, S. Prabha, and K. Sundaramoorthy، Non-isolated n-stage high step-up DC-DC converter for low voltage DC source integration," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 3, pp. 1625-1634, 2021.

[۴] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 3 ،۹ no. 2, pp. 504-510, 2003.

[۵] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in *2008 IEEE power electronics specialists conference*, 2008, pp. 2743-2749: IEEE.

[۶] M. K. Kazimierczuk, "Small-signal modeling of open-loop PWM Z-source converter by circuit-averaging technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1286-1296, 2012.

[۷] G. Shahabadi, M. Naseh, and S. Es'haghi, "Design of an Interconnection and damping assignment- passivity based control for Z-source DC-DC converter," (in eng), *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, Research vol. 21, no. 3, pp. 115-128, 2024.

[۸] M. Salimi and S. Siami, "Cascade nonlinear control of DC-DC buck/boost converter using exact feedback linearization," in *2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2015, pp. 1-5: IEEE.

[۹] G. R. Shahabadi and M. R. Naseh, "Novel Sliding Mode Control Approach for Quasi-Z-Source Converters with Improved Performance," *International Journal of Industrial Electronics Control and Optimization*, vol. 7, no. 3, pp. 213-224, 2024.

[۱۰] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abiadi, "Adaptive sliding mode control of step-up/step-down Z-source DC-DC converter," in *2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2019, pp. 841-845: IEEE.

[۱۱] S. H. Chincholkar and C.-Y. Chan, "Design of fixed-frequency pulsewidth-modulation-based sliding-mode controllers for the quadratic boost converter," *IEEE*

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026

Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 64, no. 1, pp. 51-55, 2016.

[۱۲] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, and C. W. Teo, "Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 498-507, 2007.

[۱۳] X. Chen, Q. Fu, D. Infield, and S. Yu, "Modeling and control of Z-source grid-connected PV system with APF function," in *2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2009, pp :۱-۵ .IEEE.

[۱۴] J. Liu, S. Jiang, D. Cao, X. Lu, and F. Z. Peng, "Sliding-mode control of quasi-Z-source inverter with battery for renewable energy system," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 3665-3671: IEEE.

[۱۵] H. Abu-Rub ،A. Iqbal, S. M. Ahmed, F. Z. Peng, Y. Li, and G. Baoming, "Quasi-Z-source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using ANFIS," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 11-20, 2012.

[۱۶] A. Zakipour, S. Shokri Kojori, and M. Tavakoli Bina, "Closed- loop control of the grid- connected Z- source inverter using hyper- plane MIMO sliding mode," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 15, pp. 2229-2241, 2017.

[۱۷] H. Gong, Y. Li, Y. Wang, and R. Zhang, "Input-output feedback linearization based control for quasi-Z-source inverter in photovoltaic application," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1-6: IEEE.

[۱۸] A. Zakipour, S. Shokri- Kojori, and M. Tavakoli Bina, "Sliding mode control of the nonminimum phase grid- connected Z- source inverter," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 27, no. 11, p. e2398, 2017.

[۱۹] F. Bagheri, H. Komurcugil, O. Kukrer, N. Guler, and S. Bayhan, "Multi-input multi-output-based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6439-6449, 2019.

[۲۰] G. R. Shahabadi, Es, amp, #039, S. haghi, and J. Pourhossein, "Nonlinear Control of Single–Phase Grid-Connected Z-Source Inverters Using MIMO Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Controller," *Journal of Green Energy Research and Innovation*, 2025.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-10-21]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 15 - No. 1- Spring 2026