Sahand University of Technology

DOR: 20.1001.1.23223146.1405.12.2.1.0

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol. 12, No. 2

Autumn and Winter 2025

ISSN: 2322 – 3146

http:// jnsee.sut.ac.ir

Output Voltage Indirect Control of DC-DC Boost Converter in the Continuous Conduction Mode using Robust Passivity-based Controller and Cascaded Closed-Loop PI Controller

Mohammad Hadi Molaei Ardakani, Amirhossein Rajaei *

Department of Electrical Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran

* Corresponding author email: a.rajaei@sutech.ac.ir

Abstract

This paper presents a robust hybrid controller based on passivity-based control (PBC) for output voltage regulation of a DC-DC boost converter operating in Continuous Conduction Mode (CCM). The proposed scheme integrates PBC within a cascade structure featuring a PI voltage loop to mitigate the limitations of individual methods. Due to the non-minimum phase nature of the boost converter, voltage regulation is achieved indirectly via inductor reference current tracking. This reference current is generated by the outer PI loop, while the inner PBC loop ensures stability and fast dynamic performance in the presence of disturbances and parametric uncertainties. System dynamic equations are derived using an averaged model that accounts for parasitic elements, and the controller is designed based on passivity stability theory. To validate the proposed method, a laboratory prototype was implemented, and the controller's performance was evaluated under five distinct scenarios, including step changes in reference voltage, load variations, input voltage fluctuations, and parameter uncertainties. Simulation and experimental results demonstrate significant improvements in stability, dynamic response, and steady-state error reduction compared to a pure passivity-based controller, confirming the robustness and effectiveness of the proposed hybrid approach under various operating conditions.

Keywords

Boost Converter; Passivity-based Control; Cascade Control; Robust Stability

1. Short Introduction

DC-DC converters play a vital role in modern technologies such as electric vehicles due to their high efficiency. However, the limitations of classical controllers in handling parametric variations have led to the development of advanced control strategies such as sliding mode control. While these methods address certain challenges, they do not always guarantee the inherent stability of nonlinear systems. Consequently, Passivity-Based Control (PBC) has emerged as an efficient solution for voltage regulation owing to its design simplicity and robustness. Furthermore, numerous studies have integrated PBC with other control techniques to enhance the performance of energy storage systems.

2. Proposed Work

To address the inherent non-minimum phase characteristics and stability challenges of DC-DC boost converters, this study proposes a robust hybrid control strategy that regulates the output voltage indirectly through inductor current tracking. The system dynamics are modeled using the Euler-Lagrange method, incorporating parasitic elements such as equivalent series resistances and semiconductor voltage drops to ensure a realistic representation. The control architecture integrates a Passivity-Based Controller (PBC) within a cascaded structure featuring a Closed-Loop PI (CCLPI) voltage regulator. In this configuration, the inner PBC loop utilizes energy shaping and damping injection principles to guarantee global asymptotic stability and fast dynamic response, while the outer PI loop generates the reference current to eliminate steady-state errors caused by model inaccuracies or load variations. Theoretical analysis based on Lyapunov stability theory confirms that the system maintains Input-to-State Stability (ISS) even in the presence of bounded parameter uncertainties. To validate this approach, a laboratory prototype was built and several tests were carried out. Experimental and simulation results across five scenarios, including step changes in reference voltage, load variations, input voltage fluctuations, and parameter uncertainties, demonstrate the superiority of the proposed CCLPI-PBC over standard PBC. Specifically, the proposed method successfully rejected severe disturbances, such as a 25% drop in input voltage and significant load changes, under conditions where the standard PBC failed to maintain regulation. Furthermore, sensitivity analysis revealed that under a drastic reduction in inductance from 10mH to 1mH, the hybrid controller reduced the steady-state error from 2.55V to a negligible 0.01V, confirming its robustness and precise tracking capabilities.

3. Conclusion

This study developed a hybrid CCLPI-PBC scheme to overcome the non-minimum phase challenges of boost converters via indirect current tracking. Experimental results confirm that, unlike classical PBC, the proposed method eliminates steady-state errors under severe fluctuations and maintains stability against significant parametric uncertainties, such as a reduction in inductance. Considering implementation simplicity and high robustness, this approach offers an efficient industrial solution for voltage-sensitive applications.

کنترل غیرمستقیم ولتاژ خروجی مبدل DC-DC افزاینده در حالت هدایت پیوسته با استفاده از کنترل‌کننده مقاوم مبتنی بر غیرفعال بودن و کنترل‌کننده PI حلقه بسته آبشاری

محمد هادی مولایی اردکانی [۱]، امیر حسین رجایی [۲،*]

[۱] دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق ، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

[۲] دانشیار، دانشکده مهندسی برق ، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

* **آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول:** a.rajaei@sutech.ac.ir

DOR: 20.1001.1.23223146.1405.12.2.1.0

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۱۲ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۴

صفحات ۵ الی ۲۸

ISSN: 2322-3146

http:// jnsee.sut.ac.ir

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۹/۱۰ **تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۰/۱۴ و ۱۴۰۴/۱۱/۱۶** **تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۱/۱۸**

چکیده

در این مقاله، یک کنترل‌کننده ترکیبی مقاوم مبتنی بر رویکرد انفعالی برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل DC-DC افزاینده در حالت هدایت پیوسته ارائه شده است. طرح پیشنهادی، کنترل‌کننده مبتنی‌بر غیرفعال بودن (PBC) را در یک ساختار آبشاری با حلقه‌های کنترلی PI تودرتو ادغام می‌کند تا کاستی‌های هر دو روش را پوشش دهد. با توجه به ماهیت غیرمینیمم‌فاز مبدل بوست، تنظیم ولتاژ به‌صورت غیرمستقیم و از طریق ردیابی جریان مرجع سلف انجام می‌شود. جریان مرجع توسط حلقه بیرونی PI تولید شده و حلقه درونی PBC، پایداری و عملکرد دینامیکی را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت‌های پارامتری تضمین می‌کند. روابط دینامیکی سیستم مبتنی¬بر مدل متوسط‌گیری شده با در نظرگیری المان‌های پارازیتی استخراج و کنترل‌کننده بر مبنای نظریه پایداری انفعالی طراحی شده است. برای اعتبارسنجی، یک نمونه آزمایشگاهی ساخته شده و عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی در پنج سناریوی مختلف شامل تغییرات پله¬ای ولتاژ مرجع، تغییرات بار، تغییرات ولتاژ ورودی و تغییرات پارامترهای مبدل، مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی، بهبود چشمگیر در پایداری، پاسخ دینامیکی سریع‌تر و کاهش خطای حالت ماندگار را در مقایسه با کنترل‌کننده انفعالی خالص نشان می‌دهند و بر مقاومت و کارایی روش ترکیبی پیشنهادی در شرایط عملیاتی مختلف تأکید دارند.

واژه‌های کلیدی

مبدل افزاینده

کنترل مبتنی بر رویکرد انفعالی

کنترل آبشاری

پایداری مقاوم

۱- مقدمه

امروزه، اکثر دستگاه‌های الکترونیکی به یک منبع تغذیه قابل اعتماد نیاز دارند. برای تأمین این توان، معمولاً از مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله مبدل‌های DC-DC استفاده می‌شود. ساختار این مبدل‌ها را می‌توان بسته به نیازهای کاربردی، به صورت ایزوله (افزاینده و کاهنده) یا غیرایزوله (افزاینده و کاهنده) انتخاب و طراحی کرد. مبدل‌های DC-DC کاربردهای گسترده‌ای در زمینه‌های مختلف، از جمله خودروهای الکتریکی، ریز شبکه‌ها، سیستم‌های فتوولتائیک و بسیاری از فناوری‌های نوظهور دیگر پیدا کرده‌اند[۱-۴]. این مبدل‌ها به دلیل راندمان بالا و پاسخ گذرای سریع، بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند [۵-۶]. در خصوص کنترل ولتاژ و جریان این مبدل‌ها روش‌های کنترلی متنوعی پیشنهاد شده‌اند. بعنوان نمونه، روش کنترل کلاسیک گزینه‌ای رایج است، اما این روش اغلب برای تضمین تنظیم ولتاژ و پایداری سیستم در برابر تغییر پارامترها کافی نیست. لذا، برای غلبه بر این محدودیت‌ها، چندین راه‌کار کنترل پیشرفته توسعه یافته‌اند [۷-۱۰]. روش‌های کنترلی مختلفی برای حفظ ولتاژ خروجی مبدل‌ها، به ویژه در سیستم‌هایی که با بارهای توان ثابت کار می‌کنند (مانند اینورترها) اعمال شده‌اند. به عنوان مثال، خطی‌سازی فیدبک [۱۱] و کنترل مد لغزشی (SMC) [۱۲] در چنین مواردی به کار گرفته شده‌اند. اگرچه این روش‌ها می‌توانند مسائل خاص را حل کنند، اما حفظ ویژگی‌های پایداری ذاتی سیستم غیرخطی را تضمین نمی‌کنند. در خانواده کنترلکننده‌های غیرخطی، کنترل‌کننده مبتنی بر غیرفعال بودن (PBC) گسترش زیادی یافته‌اند. این رویکرد به دلیل رویه طراحی ساده و ویژگی‌های مقاوم قوی، جذابیت ویژه‌ای دارند.

کنترل‌کننده مبتنی‌بر غیر فعال بودن بطور موثر در مبدل‌های DC-DC برای تضمین پایداری سیستم، تنظیم ولتاژ و ردیابی ولتاژ خروجی اعمال شده است [۱۳-۱۴]. علاوه‌بر این در [۱۵]، یک طرح کنترل مبتنی بر PBC برای اطمینان از تزریق جریان ثابت به بانک باتری و تنظیم ولتاژ باتری در سطح مرجع مشخص، پیشنهاد شده است. مرجع [۱۶] نیز یک کنترل‌کننده PBC تطبیقی را پیشنهاد می‌کند که نه تنها تجزیه و تحلیل پایداری کاملی از مبدل ارائه می‌دهد، بلکه تنظیم ولتاژ خروجی قابل اعتمادی را در یک مبدل افزاینده-کاهنده با بار توان ثابت نیز به دست می‌آورد.

در برخی مطالعات، کنترل‌کننده مبتنی‌بر PBC با سایر استراتژی‌های کنترلی ترکیب شده است تا عملکرد آن بهبود یابد. به عنوان مثال در [۱۷]، یک چارچوب کنترلی که PBC را با SMC ادغام می‌کند که هدف آن دستیابی به تنظیم دقیق ولتاژ خروجی و در عین حال تضمین خطای حالت پایدار صفر است. علاوه بر این، یک کنترل‌کننده مؤثر باید پایداری را تحت شرایط عملیاتی مختلف، از جمله تغییرات بار، تغییرات ولتاژ مرجع، نوسانات تغذیه ورودی و اختلالات سیستم حفظ کند [۱۸].

این مقاله، روش طراحی کنترل‌کننده PBC را ارائه می‌دهد و تجزیه و تحلیل جامعی از عملکرد آن تحت شرایط مختلف، از جمله نوسانات ولتاژ ورودی، تغییرات ولتاژ مرجع، تغییرات ولتاژ خروجی و عدم قطعیت‌های پارامتر در مبدل ارائه می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که اگرچه PBC ویژگی‌های امیدوار کننده‌ای ارائه می‌دهد اما محدودیت‌های خاصی نیز دارد. برای غلبه بر این معایب، یک کنترل‌کننده حلقه بسته آبشاری مبتنی‌بر کنترل PI با PBC ادغام شده، که منجر به توسعه کنترل‌کننده ترکیبی پیشنهادی شده است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی ارائه شده و ارزیابی مقایسه‌ای بین دو کنترل‌کننده انجام شده است. لازم بذکر است نوآوری اصلی این پژوهش، ارائه یک راهکار کنترل غیرمستقیم ولتاژ مبتنی بر استراتژی جریان‌محور[1] است. برخلاف روش‌های کنترل مستقیم ولتاژ که در مبدل‌های افزاینده با چالش ناپایداری دینامیک‌های صفر[2] ناشی از رفتار فاز غیرمینیمم مواجه هستند، روش پیشنهادی با تنظیم دقیق جریان سلف (که متغیری با فاز مینیمم است)، ولتاژ خروجی را به صورت غیرمستقیم و پایدار کنترل می‌کند.

[1] Current-Mode Control
[2] Zero Dynamics

این مقاله شامل بخش‌های زیر است:

بخش ۱. بخش مقدمه که مورد بررسی قرار گرفت.

بخش ۲. مدل‌سازی ریاضی مبدل بوست با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی و تلفاتی که این مدل سازی بر پایه استفاده از تابع تلفات رایلی انجام گرفته است.

بخش ۳. در این بخش طراحی کنترل‌کننده بر پایه روش پیشنهادی برای مبدل بوست انجام گرفته است.

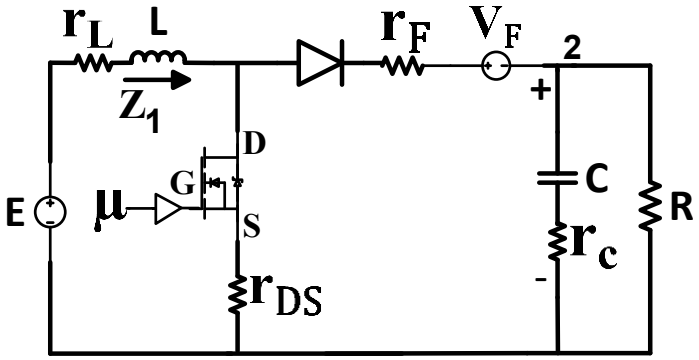
بخش ۴. تحلیل پایداری مقاوم در حضور عدم‌قطعیت‌های پارامترهای مبدل را بررسی می‌کند.

بخش ۵. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی روش کنترلی پیشنهادی و پیاده‌سازی عملیآن را ارائه می‌دهد.

بخش ۶. در این بخش نتیجه‌گیری مقاله آورده شده و بخش ۷. شامل مراجع می باشد.

۲- مدل‌سازی ریاضی مبدل افزاینده بر مبنای معادلات دینامیکی لاگرانژ

شکل ۱ مبدل افزاینده متصل به یک بار الکتریکی را نشان می‌دهد، که در آن کلیه المان‌های تلفاتی و پارازیتی مربوط به هر عنصر مدل شده‌اند.



شکل ۱: مبدل افزاینده با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی و تلفاتی

برای استخراج مدل دینامیکی مبدل در ابتدا بایستی رویکرد مدل‌سازی معادلات دینامیکی لاگرانژ را ارائه دهیم،که ویژگی‌های فیزیکی مرتبط با مبدل افزاینده را تعیین می‌کند [۱۹]. بنابراین خواهیم داشت:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}\right)-\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}+\frac{\partial D}{\partial \dot{q}}=\mathrm{F} \qquad (۱)$$

$\dot{q}$ بردار جریان، q بردار بار الکتریکی، تابع اسکار $\mathcal{L}$ لاگرانژین سیستم و تابع $D(\dot{q})$ تابع تلفات رایلی است. تابع اسکار $\mathcal{L}$ از تفاضل بین کوانرژی مغناطیسی مدار $\mathcal{T}(\dot{q},q)$ و انرژی میدان الکتریکی $\mathcal{V}(q)$ بدست می‌آید. بردار $\mathrm{F_q}=(\mathrm{F_{q1}},\dots,\mathrm{F_{qn}})$ مجموعه‌ای از توابع تعمیم یافته مربوط به منابع است. لذا خواهیم داشت:

$$\mathcal{L}(\dot{q},q)=\mathcal{T}(\dot{q},q)-\mathcal{V}(q) \qquad (۲)$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \mathcal{T}}{\partial \dot{q}}\right)-\frac{\partial \mathcal{T}}{\partial q}+\frac{\partial \mathcal{V}}{\partial q}=-\frac{\partial D}{\partial \dot{q}}+\mathrm{F}_q \qquad (۳)$$

برای استخراج معادلات غیر خطی مبدل افزاینده که در شکل ۱ نشان داده شده است نخست تابع انرژی، کوانرژی و تابع رایلی محاسبه می‌شود. این معادلات در رابطه (۴) آمده است.

$$T_\mu(\dot{q}_L) = \frac{1}{2}.L.(\dot{q}_L)^2$$
$$V_\mu(q_c) = \frac{1}{2c}.q_c^2$$
$$D_\mu(\dot{q}_L,\dot{q}_c) = \frac{1}{2}.r_L.(\dot{q}_L)^2 + \frac{1}{2}.r_C.(\dot{q}_c)^2 + \frac{1}{2}[\mu.r_{DS} + (1-\mu).R_F].(\dot{q}_L)^2 \quad (۴)$$
$$+\frac{1}{2}.R.[(1-\mu).\dot{q}_L - \dot{q}_c]^2 F_{qL}^{\mu} = E - (1-\mu).V_F$$
$$F_{qc}^{\mu} = 0$$

رابطه (۴) نشان می‌دهد در فرآیند کلید زنی تنها تابع رایلی تغییر کرده و ساختار تلفات سیستم تنها توسط μ $(\mu \in [0,1])$ تأثیر می‌پذیرد. بنابراین با ترکیب روابط (۲) تا (۴) معادلات غیر خطی مبدل افزاینده بدست می‌آید.

$$L\ddot{q}_L = -R(1-\mu).[(1-\mu).\dot{q}_L - \dot{q}_c] + E - (1-\mu).V_F$$
$$-[r_L + \mu.r_{DS} + (1-\mu).R_F].\dot{q}_L \quad (۵)$$
$$\frac{q_c}{c} = R.[(1-\mu).\dot{q}_L - \dot{q}_c] - r_C.\dot{q}_c$$

با تغییر متغیر $Z_1 = \dot{q}_L$ و $Z_2 = \frac{q_c}{C}$ رابطه (۵) بصورت رابطه (۶) بازنویسی می‌شود.

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{L}.r.Z_1 - (1-\mu).\frac{R}{L.(r_C+R)}.Z_2 + \frac{E}{L} - (1-\mu).\frac{V_F}{L}$$
$$\dot{z}_2 = (1-\mu).\frac{R}{(R+r_C).C}.Z_1 - \frac{1}{(R+r_C).C}.Z_2 \quad (۶)$$
$$r = r_L + \mu.r_{DS} + (1-\mu).R_F + (1-\mu)^2.\left(\frac{r_c R}{r_c+R}\right)$$

شایان ذکر است که در استخراج معادلات فوق، متغیر μ به عنوان سیکل پیوسته[1] در بازه‌ی [۰،۱] در نظر گرفته شده است. بنابراین، مدل دینامیکی حاصل از روش اویلر-لاگرانژ (رابطه ۶)، معادل با مدل فضای حالت متوسط‌گیری شده[2] مبدل بوده و رفتار میانگین سیستم را در فرکانس‌های پایین (بدون در نظر گرفتن ریپل‌های فرکانس سوئیچینگ) توصیف می‌کند (مدل اویلر-لاگرانژ همان خاصیت مدل متوسط را دارد).

Z_1 متوسط جریان ورودی (جریان سلف) و Z_2 متوسط ولتاژ خروجی (ولتاژ خازن) مبدل افزاینده می‌باشند. همچنین معادلات (۶) را می‌توان به فرم ماتریسی، مطابق با رابطه (۷) بازنویسی کرد.

$$D\dot{Z} + (1-\mu).JZ + \mathfrak{R}Z = \varepsilon \quad (۷)$$

که:

$$D = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & \frac{C(r_C+R)}{R} \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_C} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \mathfrak{R} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \varepsilon \quad (۸)$$
$$= \begin{bmatrix} E-(1-\mu)V_F \\ 0 \end{bmatrix}$$

مدل فضای حالت مبدل افزاینده با بهره‌گیری از رهیافت اویلر-لاگرانژ و با لحاظ نمودن تمامی المان‌های پارازیتی و تلفاتی استخراج گردید. این پارامترها شامل مقاومت‌های سری معادل سلف و خازن، مقاومت هدایت و افت ولتاژ مستقیم دیود و مقاومت درین-سورس ماسفت می‌باشند. با استناد به این مدل دقیق، در ادامه روند طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی تشریح می‌شود.

[1] Continuous Duty Ratio
[2] State-Space Averaged Model

۳- طراحی کنترل کننده مبتنی بر انفعال

برای طراحی کنترل‌کننده PBC، متغیرهای خطا بصورت $\tilde{z}_1 = z_1 - z_{1d}$ و $\tilde{z}_2 = z_2 - z_{2d}$ تعریف می‌شوند، که با قرار گیری در رابطه (۷) خواهیم داشت:

$$D\dot{\tilde{Z}} + (1-\mu).J\tilde{Z} + \mathfrak{R}\tilde{Z} = \varepsilon - \left(D\dot{Z}_d + (1-\mu).JZ_d + \mathfrak{R}Z_d\right) \quad (۹)$$

روش کنترل مبتنی‌بر انفعال (PBC) بر دو اصل بنیادین «شکل‌دهی انرژی» و «تزریق میرایی» استوار است. هدف اصلی در این روش، اصلاح انرژی سیستم حلقه بسته به گونه‌ای است که دارای یک کمینه سراسری در نقطه تعادل مطلوب (Z_d) باشد. از آنجا که مدل دینامیک خطای سیستم در رابطه (۷) استخراج شد، برای تضمین همگرایی خطاها به صفر $(\tilde{Z}\to 0)$ و حذف نوسانات لازم است اتلاف انرژی مجازی (میرایی) به سیستم تزریق شود. لذا با افزودن ماتریس میرایی تزریقی $\mathfrak{R}_d$ به طرفین رابطه (۹) دینامیک خطا، معادله ساختار کنترل‌کننده به صورت رابطه (۱۰) بازنویسی می‌شود. در واقع جمله $\mathfrak{R}_d\tilde{Z}$ همان اصطکاک مجازی است که اضافه شده تا خطاها را میرا سازد.

$$\psi = \varepsilon - \left(D\dot{Z}_d + (1-\mu).JZ_d + \mathfrak{R}Z_d - \mathfrak{R}_d\tilde{Z}\right) \quad (۱۰)$$

$$\mathfrak{R}_d = \begin{bmatrix} r_{d1} & 0 \\ 0 & r_{d2} \end{bmatrix}, \qquad r_{d1} > 0 \;\&\; r_{d2} > 0 \quad (۱۱)$$

ماتریس $\mathfrak{R}_d$ به نام ماتریس تزریق میرایی[1] شناخته می‌شود. این ماتریس دارای ویژگی‌های زیر است:

۱. یک ماتریس قطری و متقارن است.

۲. باید معین مثبت[2] باشد. یعنی تمام درایه‌های روی قطر اصلی آن باید مثبت باشند $(\mathfrak{R}_d > 0)$.

۳. این ماتریس وجود خارجی (سخت‌افزاری) ندارد، بلکه مقاومت‌های مجازی هستند که در کد میکروکنترلر اضافه می‌شود. این مقاومت‌های مجازی، انرژی خطای سیستم $(\tilde{Z})$ را تلف می‌کنند تا خطا سریعاً به صفر میل کند.

همچنین برای پایداری ψ از تابع لیاپانوف استفاده می‌شود. تابع لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$H_d = \frac{1}{2}\tilde{Z}^T D\tilde{Z} > 0;\ \forall\tilde{Z} \neq 0 \quad (۱۲)$$

مشتق زمانی H_d بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{H}_d = \frac{1}{2}\dot{\tilde{Z}}^T D\tilde{Z} + \frac{1}{2}\tilde{Z}^T D\dot{\tilde{Z}} = -\left((r+r_{d1})\tilde{z}_1{}^2 + \left(\frac{1}{R}+r_{d2}\right)\tilde{z}_2{}^2\right) < 0;\ \forall\tilde{Z} \neq 0 \quad (۱۳)$$

$$\lim_{t\to\infty} H_d = 0 \quad \Rightarrow \quad \lim_{t\to\infty} \tilde{Z} = 0$$

در این حالت، علاوه بر تزریق میرایی به جریان سلف (r_{d1})، به ولتاژ خازن نیز میرایی مجازی (r_{d2}) تزریق شده است. این عمل باعث می‌شود سرعت همگرایی خطا به صفر در هر دو متغیر حالت (جریان و ولتاژ) افزایش یابد و پایداری سیستم قوی‌تر شود. بعبارت دیگر مشتق انرژی منفی بوده $(\dot{H}_d<0)$ یعنی انرژی خطا دائماً در حال کاهش است و لذا خطا بسمت صفر میل می‌نماید.

لازم بذکر است در مبدل‌های افزاینده، معمولاً تزریق میرایی روی خازن (r_{d2}) چالش‌برانگیز است. لذا برای طراحی کنترل‌کننده PBC برای مبدل افزاینده، معمولاً $r_{d2} = 0$ در نظر گرفته شود تا استخراج قانون کنترلی و پیاده‌سازی ساده‌تر و از پیچیدگی معادلات جبری جلوگیری شود. حال اگر $r_{d2} > 0$ در نظر بگیرید، مشتق لیاپانوف صحیح است و پایداری اثبات می‌شود، اما ممکن است معادله نهایی که برای محاسبه سیکل وظیفه (μ) بدست می‌آید بسیار پیچیده شود یا نیاز به حل معادلات جبری دشوار داشته

[1] Damping Injection Matrix
[2] Positive Definite

باشد. بنابراین در اینجا هدف طراحی قانون کنترلی به گونه‌ای است که قید $\psi = 0$ برقرار گردد. عبارت دیگر وقتی $\psi = 0$ است، تنها نیروی فعال در سیستم، نیروی اصطکاک مجازی ($\mathfrak{R}_d$) است. این اصطکاک دائماً انرژیِ خطای سیستم را جذب و تلف می‌کند. چون هیچ نیروی دیگری (اغتشاش) وجود ندارد که انرژی تزریق کند، انرژی خطا نهایتاً تمام و سیستم دقیقاً در نقطه تعادل یعنی خطای صفر می‌ایستد.

$$D\,\dot{Z}_d + (1-\mu).JZ_d + \mathfrak{R}Z_d - \mathfrak{R}_d\tilde{Z} = \varepsilon \qquad (۱۴)$$

که:

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & \dfrac{C(r_C+R)}{R} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{z}_1 d \\ \dot{z}_2 d \end{bmatrix} + (1-\mu)\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{R}{R+r_C} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} Z_1 d \\ Z_2 d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{R} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} Z_1 d \\ Z_2 d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{d1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} Z_1 - Z_1 d \\ Z_2 - Z_2 d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E-(1-\mu)V_F \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (۱۵)$$

یا می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} L\,\dot{Z}_{1d} + (1-\mu)\frac{R}{R+r_C}Z_{2d} + r.Z_{1d} - (Z_1 - Z_{1d})r_{d1} &= E-(1-\mu)V_F \\ \frac{C(r_C+R)}{R}\dot{Z}_{2d} - (1-\mu)Z_{1d} + \frac{1}{R}Z_{2d} &= 0 \end{aligned} \qquad (۱۶)$$

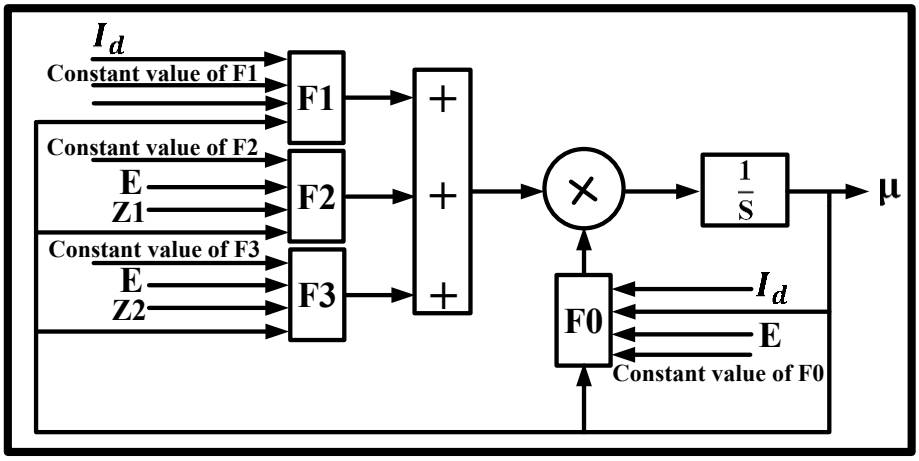
دو موضوع مهم در این مبحث وجود دارد که باید به آن پرداخت. اول آنکه اگر ولتاژ خازن به عنوان خروجی مبدل Boost در نظر گرفته شود سیستم غیر مینیمم فاز خواهد شد. دوم آنکه اگر جریان ورودی به عنوان خروجی مبدل در نظر گرفته شود سیستم مینیمم فاز خواهیم داشت. بنابراین ولتاژ خروجی این مبدل بطور غیر مستقیم با ردیابی جریان مرجع سلف کنترل می‌شود. حال اگر $Z_{1d} = I_d$ در نظر گرفته شود با این هدف که ولتاژ خروجی بتواند ولتاژ مرجع را دنبال کند به کنترل کننده مطلوب خود دست یافته‌ایم و توانسته‌ایم ولتاژ خروجی را بصورت غیرمستقیم کنترل نماییم، لذا برای رسیدن به این یک هدف قانون کنترلی برای سیگنال PWM محاسبه می‌شود. بنابراین با فرض که $Z_{1d} = I_d$ باشد در ابتدا Z_{2d} از رابطه نخست مجموعه معادلات (۱۶) را بدست می‌آوریم.

$$Z_{2d}(t) = \frac{[E-(1-\mu)V_F] + (Z_1 - I_d)r_{d1} - r.I_d}{(1-\mu)\frac{R}{R+r_C}} \qquad (۱۷)$$

با قرار دادن رابطه (۱۷) در معادله دوم (۱۶) قانون کنترلی برای μ که برای ساخت سیگنال PWM استفاده می‌شود بدست می‌آید.

$$\dot{\mu} = \underbrace{\frac{(1-\mu).\left(\frac{R}{R+r_C}\right)^2}{c[E+(Z_1-I_d).r_{d1}]}}_{\boldsymbol{F0}}\left[\underbrace{(1-\mu)^2.I_d}_{\boldsymbol{F1}} - \underbrace{\frac{E+(Z_1-I_d).r_{d1}-(1-\mu)V_F}{R.\frac{R}{R+r_C}}}_{\boldsymbol{F2}} - \underbrace{\frac{r_{d1}C}{L}.\left[\frac{E-(1-\mu)\left[Z_2\frac{R}{R+r_C}+V_F\right]-r.I_d}{\left(\frac{R}{R+r_C}\right)^2}\right]}_{\boldsymbol{F3}}\right] \quad (۱۸)$$

قانون کنترلی μ بدست آمده از رابطه (۱۸) را بشکل زیر می‌توان ترسیم کرد.



شکل ۲: محاسبه قانون کنترلی μ

رابطه (۱۸) دینامیک تغییرات سیگنال کنترلی μ را بر حسب پارامترهای مدار و جریان I_d بیان می‌کند. برای پیاده‌سازی عملی این معادله دیفرانسیل، از ساختار کنترلی نمایش داده شده در شکل (۲) استفاده شده است. در این ساختار، عبارت‌های پیچیده سمت راست معادله (۱۸) به صورت بلوک‌های محاسباتی مجزا (F_0, F_1, F_2, F_3) مدل‌سازی شده‌اند. ورودی این بلوک‌ها شامل مقادیر ثابت و متغیرهای حالت سیستم بوده و خروجی آن‌ها پس از اعمال عملیات جبری، مشتق قانون کنترلی را می‌سازد. لذا، با استفاده از بلوک انتگرال‌گیر ($\frac{1}{S}$)، مقدار لحظه‌ای μ برای اعمال به سیستم استخراج می‌گردد.

اکنون می‌بایست ارتباط بین $Z_1 = I_d$ و $Z_2 = V_d = \mathrm{V_{ref}}$ مشخص شود. با فرض ثابت بودن $\mu = U$ و همچنین با استفاده از معادله دوم رابطه (۶) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = 0 \\ Z_1 = I_d \\ Z_2 = V_d \end{cases} \Rightarrow (1-U).\frac{R}{(R+r_C).C}.I_d - \frac{1}{(R+r_C).C}.V_d = 0 \Rightarrow 1-U = \frac{V_d}{R.I_d} \quad (۱۹)$$

همچنین با صفر قرار دادن معادله اول رابطه (۶) داریم:

$$\dot{z}_1 = 0 \Rightarrow -\frac{r}{L}.I_d - (1-U).\frac{R}{L.(r_C+R)}.V_d + \frac{E}{L} - (1-U).\frac{V_F}{L} = 0 \qquad (۲۰)$$

حال بجای $(1-U)$ در رابطه (۲۰)، رابطه (۱۹) را جایگذاری کرده وخواهیم داشت:

$$-\frac{r}{L}.I_d - \frac{R.V_d}{L.(r_C+R)}.\frac{V_d}{R.I_d} + \frac{E}{L} - \frac{V_F}{L}.\frac{V_d}{R.I_d} = 0 \qquad (۲۱)$$

رابطه (۲۱) را می‌توان بصورت رابطه (۲۲) بازنویسی کرد، لذا خواهیم داشت:

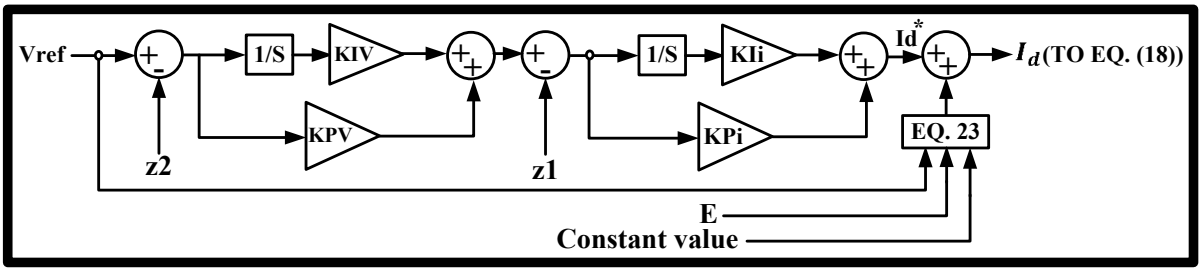
$$-r.{I_d}^2 + E.I_d - K_{load} = 0$$
$$K_{load} = \frac{{V_d}^2}{r_C+R} + \frac{V_F.V_d}{R} \qquad (۲۲)$$

K_{load} نمایانگر توان مصرفی بار و تلفات دیود است. معادله (۲۲) یک معادله درجه دوم برحسب I_d است، که می‌بایست آنرا حل و رابطه I_d بر حسب V_d را محاسبه نمود. همچنین پاسخ صحیح ریشه‌ای است که دارای علامت منفی پشت رادیکال است تعیین نمود.

$$I_d = \frac{E - \sqrt{E^2 - 4rK_{load}}}{2r} \qquad (۲۳)$$

بنابراین با توجه به رابطه (۲۳)، I_d برحسب V_d، ولتاژ ورودی و سایر پارامترها محاسبه گردیده تا مشکل حلقه جبری مرتفع شود.

کنترل‌کننده PBC علیرغم مزایایی که دارد، با محدودیت‌هایی روبروست. به منظور غلبه بر این کاستی‌ها و بهبود عملکرد مبدل افزاینده در شرایط کاری مختلف، از یک ساختار کنترلی آبشاری مبتنی‌بر PI استفاده شده است که شامل دو حلقه کنترلی جریان داخلی و ولتاژ خارجی می‌باشد. شکل ۳ شماتیک کنترل‌کننده پیشنهادی را نشان می‌دهد که حاصل ترکیب دو استراتژی کنترلی مذکور است. همان‌طور که در بلوک دیاگرام مشاهده می‌شود، این ساختار با بهره‌گیری از روابط ریاضی و بدون نیاز به حسگرهای اضافی، خطای جریان I_d را جبران می‌کند. در واقع، این روش با کمترین پیچیدگی محاسباتی، تلفیقی هوشمندانه از کنترل‌کننده‌های PIآبشاری و PBC را ارائه می‌دهد که منجر به بهبود چشمگیر پاسخ دینامیکی سیستم می‌گردد.



شکل ۳: کنترل‌کننده آبشاری مبتنی‌بر PI

لازم به ذکر است که تحلیل پایداری ارائه شده در این بخش، پایداری مجانبی حلقه داخلی سیستم (کنترل‌کننده PBC) را با فرض ثابت بودن سیگنال مرجع تضمین می‌کند. پایداری ساختار کلی آبشاری بر اساس اصل جداسازی زمانی[1] استوار است. در این طراحی، پهنای باند حلقه خارجی ولتاژ (PI) به‌مراتب کمتر از حلقه داخلی جریان انتخاب شده است. در نتیجه، دینامیک‌های ولتاژ نسبت به جریان بسیار کندتر عمل کرده و سیگنال مرجع جریان (Id*) از دیدگاه حلقه داخلی به صورت شبه‌ایستا[2] () دیده می‌شود که فرض‌های اثبات فوق را معتبر می‌سازد. نوآوری این مقاله، روش کنترلی مبتنی‌بر روش جریان‌محور می‌باشد.

٤- تحلیل پایداری مقاوم در حضور عدم‌قطعیت‌های پارامترها

با فرض اینکه مقادیر واقعی پارامترها (R,C) نسبت به مقادیر نامی استفاده شده در طراحی کنترل‌کننده (R_n,C_n) دارای انحراف باشند، این انحرافات به صورت کراندار تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} C &= C_n + \Delta C \qquad |\Delta C| \le \delta_c \\ \frac{1}{R} &= \frac{1}{R_n} + \Delta g \qquad |\Delta g| \le \delta_G \end{aligned} \tag{۲۴}$$

ΔC و Δg نشان‌دهنده خطای پارامتری و δ_c و δ_G کران‌های عدم قطعیت (مثلاً متناظر با ٪۲۰ تغییرات) هستند. معادلات دینامیکی خطای سیستم با در نظر گرفتن این عدم قطعیت‌ها به صورت زیر بازنویسی می‌شوند:

$$D_{act}\dot{Z} + [(1-\mu).J + \mathfrak{R}_{act}]Z = \varepsilon \tag{۲۵}$$

که:

$$\begin{aligned} D_{act} &= D_n + \Delta D \\ \mathfrak{R}_{act} &= \mathfrak{R}_n + \Delta\mathfrak{R} \end{aligned} \tag{۲۶}$$

با جایگذاری رابطه (۲۶) در (۲۵) داریم:

$$(D_n + \Delta D)\dot{Z} + [(1-\mu)J + (\mathfrak{R}_n + \Delta\mathfrak{R})]Z = \varepsilon \tag{۲۷}$$

جملاتی را که شامل Δ (عدم‌قطعیت) هستند به سمت راست تساوی منتقل می‌کنیم تا سمت چپ فقط شامل مدل نامی باشند.

$$\begin{aligned} D_n\dot{Z} + [(1-\mu)J + \mathfrak{R}_n]Z &= \varepsilon + \psi_{TOTAL} \\ \psi_{TOTAL} &= -(\Delta D Z + \Delta\mathfrak{R} Z) \end{aligned} \tag{۲۸}$$

هدف کنترل‌کننده PBC، شکل‌دهی به انرژی سیستم است به طوری که در حالت حلقه بسته، سیستم با یک ماتریس میرایی مطلوب ($\mathfrak{R}_d$) و در نقطه تعادل مطلوب (Z_d) کار کند. اگر سیستم بدون اغتشاش ($\psi = 0$) باشد، برای خطای $\tilde{Z} = Z - Z_d$ معادله زیر برقرار میگردد (تزریق میرایی $\mathfrak{R}_d$).

$$D_n\dot{\tilde{Z}} + [(1-\mu)J + \mathfrak{R}_d]\tilde{Z} = 0 \tag{۲۹}$$

در رابطه (۲۸) یک جمله مزاحم ψ_{TOTAL} در سمت راست وجود دارد. وقتی تفاضل وضعیت موجود (رابطه(۲۸)) و وضعیت مطلوب محاسبه می‌شود، جمله اغتشاش ψ_{TOTAL} در معادله باقی می‌ماند. لذا معادله نهایی دینامیک خطا به صورت زیر در می‌آید:

$$D_n\dot{\tilde{Z}} + [(1-\dot{\mu})J + \mathfrak{R}_d]\tilde{Z} = \psi_{TOTAL} \tag{۳۰}$$

ψ_{TOTAL} بردار اغتشاش کلی است که از دو مولفه تشکیل شده است:

[1] Time-scale Separation
[2] Quasi-static

$$\psi_{TOTAL} = \psi_{LOAD} + \psi_{CAPACITOR} \quad (۳۱)$$

I. اغتشاش ناشی از تغییر بار (ψ_{LOAD}): که مستقیماً به ولتاژ خروجی وابسته است:

$$\psi_{LOAD} = [0, -\Delta g. Z_2]^T \quad (۳۲)$$

II. اغتشاش ناشی از تغییر خازن ($\psi_{CAPACITOR}$): این جمله ناشی از تفاوت نرخ تغییرات ولتاژ در مدل واقعی و نامی است. با تقریب خطی، می‌توان آن را به صورت یک اغتشاش وابسته به جریان خازن مدل کرد:

$$\psi_{CAPACITOR} \approx [0, -\frac{\Delta C}{C_n}. i_C]^T \quad (۳۳)$$

برای تحلیل پایداری، از تابع لیاپانوف مبتنی‌بر انرژی نامی استفاده می‌کنیم:

$$H_d = \frac{1}{2}\tilde{Z}^T D_n \tilde{Z} > 0;\ \forall \tilde{Z} \neq 0 \quad (۳۴)$$

مشتق زمانی این تابع برابر است با:

$$\dot{H}_d = \frac{1}{2}\dot{\tilde{Z}}^T D_n \tilde{Z} + \frac{1}{2}\tilde{Z}^T D_n \dot{\tilde{Z}} \quad (۳۵)$$

چون D_n ماتریس قطری و متقارن است (شامل L و C)، دو جمله با هم برابرند و داریم:

$$\dot{H}_d = \tilde{Z}^T (D_n \dot{\tilde{Z}}) \quad (۳۶)$$

از رابطه نهایی دینامیک خطا یعنی رابطه (۳۰) داریم:

$$D_n \dot{\tilde{Z}} = -[(1 - \dot{\mu})J + \mathfrak{R}_d]\tilde{Z} + \psi_{TOTAL} \quad (۳۷)$$

با جایگذاری رابطه (۳۷) در رابطه (۳۶) خواهیم اشت.

$$\dot{H}_d = -\tilde{Z}^T (1 - \mu) J \tilde{Z} - \tilde{Z}^T \mathfrak{R}_d \tilde{Z} + \tilde{Z}^T \psi_{TOTAL} \quad (۳۸)$$

J ماتریس پاد متقارن بوده لذا داریم:

$$\dot{H}_d = -\tilde{Z}^T \mathfrak{R}_d \tilde{Z} + \tilde{Z}^T \psi_{TOTAL} \quad (۳۹)$$

باتوجه به اینکه $\mathfrak{R}_d$ یک ماتریس است و محاسبات با ماتریس در نامساوی‌ها کاری دشوار است، لذا می‌بایست این عبارت ماتریسی را به یک عبارت ساده‌تر تبدیل کنیم که فقط شامل اندازه خطا ($\|Z\|^2$) باشد. لذا از نامساوی معروف زیر استفاده می‌کنیم.

$$\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|Z\|^2 \leq \tilde{Z}^T \mathfrak{R}_d \tilde{Z} \leq \lambda_{max}(\mathfrak{R}_d)\|Z\|^2 \quad (۴۰)$$

با ضرب در منفی، جهت نامساوی عوض خواهد شد لذا داریم:

$$-\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|Z\|^2 \geq -\tilde{Z}^T \mathfrak{R}_d \tilde{Z} \quad (۴۱)$$

برای تخمین بدبینانه داریم:

$$\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|Z\|^2 \approx \tilde{Z}^T \mathfrak{R}_d \tilde{Z} \quad (۴۲)$$

حال باید به محاسبه جمله $\tilde{Z}^T \psi_{TOTAL}$ پرداخت:

$$\psi_{TOTAL} = \psi_{LOAD} + \psi_{CAPACITOR} = [0, -\Delta g.Z_2]^T + \left[0, -\frac{\Delta C}{C_n}.i_C\right]^T \quad (۴۳)$$
$$\tilde{Z}^T\psi_{TOTAL} = [\tilde{Z}_1 \quad \tilde{Z}_2]\psi_{TOTAL} = \tilde{Z}_2.\Delta g.Z_2 + \tilde{Z}_2.\frac{\Delta C}{C_n}i_C$$

لذا به رابطه نهایی زیر خواهیم رسید:

$$\dot{H}_d = -\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|\tilde{Z}\|^2 + (\tilde{Z}_2.\Delta g.Z_2 + \tilde{Z}_2.\frac{\Delta C}{C_n}i_C)$$
$$Dissipation\ Term = -\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|\tilde{Z}\|^2 \quad (۴۴)$$
$$Perturbation\ Term = \left(\tilde{Z}_2.\Delta g.Z_2 + \tilde{Z}_2.\frac{\Delta C}{C_n}i_C\right)$$

رابطه (۴۴) نرخ تغییرات زمانی تابع انرژی حلقه بسته $(\dot{H}_d)$ را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، این عبارت از دو بخش تشکیل شده است. بخش اول که متناسب با مقدار ویژه ماتریس میرایی $(\mathfrak{R}_d)$ و مجذور نرم خطا $(\|\tilde{Z}\|^2)$ است، همواره معین منفی بوده و نقش اتلاف انرژی (را ایفا می‌کند. ترم دوم بیانگر اثرات نامعین عدم‌قطعیت‌های پارامتری (ΔC و Δg) است که ماهیت اغتشاشی دارد. شرط پایداری مقاوم بر این اساس استوار است که ترم اتلافی بر ترم اغتشاش غلبه کند. با توجه به اینکه ترم پایدارساز از مرتبه دوم خطا $(\|\tilde{Z}\|^2)$ و ترم‌های اغتشاش عمدتاً از مرتبه اول خطا $(\|Z\|)$ یا کران‌دار هستند، برای مقادیر بزرگ خطا، ترم منفی غالب خواهد شد. این ویژگی اثبات می‌کند که سیستم پیشنهادی دارای پایداری ورودی- به- حالت (ISS[1]) است؛ بدین معنا که متغیرهای حالت حتی در حضور عدم‌قطعیت‌ها واگرا نشده و خطای ردیابی در نهایت به یک همسایگی کوچک در اطراف مبدأ همگرا می‌شود. بنابراین برای تضمین پایداری، لازم است مشتق لیاپانوف منفی باشد $(\dot{H}_d < 0)$ با در نظر گرفتن کران بالای اغتشاشات به صورت شرط پایداری $\|\psi_{TOTAL}\| \leq \delta\|\tilde{Z}\|$ بصورت زیر تحلیل می‌شود:

$$\dot{H}_d <= -\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|\tilde{Z}\|^2 + \delta\|\tilde{Z}\| \quad (۴۵)$$

از آنجا که ترم پایدارساز از مرتبه دوم نرم خطا (Quadratic) و ترم اغتشاش از مرتبه اول (Linear) است، برای مقادیر بزرگ خطا، ترم منفی همواره غالب خواهد بود.. این ویژگی اثبات می‌کند که سیستم دارای پایداری ورودی-به-حالت (ISS) است.

با این حال، در نزدیکی نقطه تعادل (مبدأ)، اثر اغتشاشات خطی قابل چشم‌پوشی نیست. بنابراین، خطا دقیقاً به صفر همگرا نمی‌شود، بلکه به یک مجموعه محدود باقی‌مانده وارد می‌شود. مرز این ناحیه یا شعاع همگرایی زمانی رخ می‌دهد که نرخ اتلاف انرژی با نرخ تولید انرژی توسط اغتشاش برابر شود $(\dot{H}_d = 0)$.

بنابراین، شعاع خطای ماندگار (β) به صورت ریاضی طبق رابطه (۴۶) محاسبه می‌گردد:

$$\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)\|\tilde{Z}\|^2 = \delta\|\tilde{Z}\| \ \Rightarrow\ \|\tilde{Z}\| \leq \frac{\delta}{\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)} = \beta \quad (۴۶)$$

که β شعاع همگرایی یا حداکثر خطای قابل انتظار، $\boldsymbol{\delta}$ کران بالای عدم‌قطعیت‌های سیستم (تخمین بدترین حالت اغتشاشات بار و خازن) و $\boldsymbol{\lambda_{min}(\mathfrak{R}_d)}$ کمترین مقدار ویژه ماتریس میرایی $(\boldsymbol{\mathfrak{R}_d})$ است.

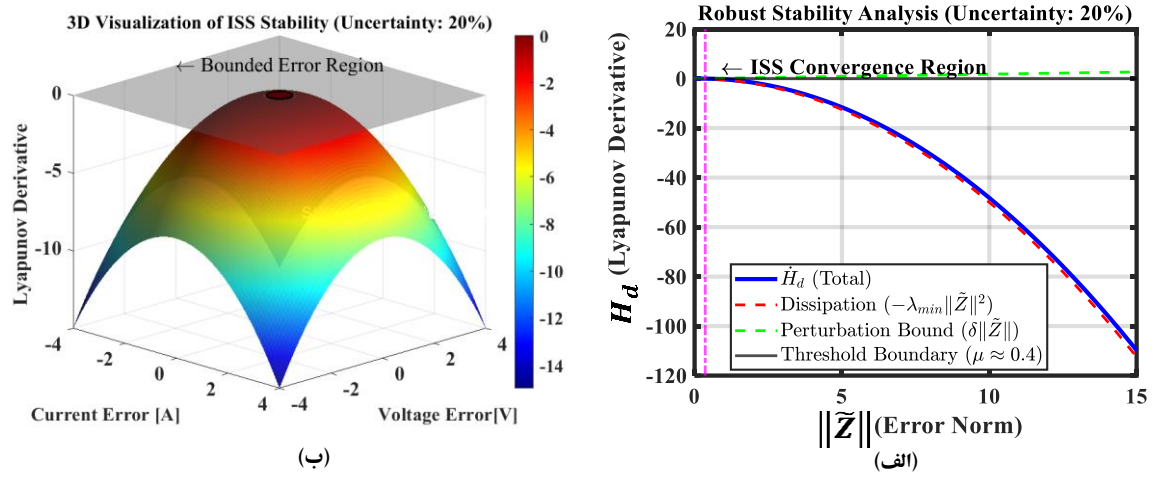
رابطه (۴۶) نشان می‌دهد که خطای ردیابی سیستم کران‌دار است. همچنین نشان می‌دهد، با افزایش مقادیر ماتریس میرایی $(\mathfrak{R}_d)$ توسط طراح، مخرج کسر بزرگتر شده و شعاع خطا (β) کوچکتر می‌شود؛ بدین معنا که سیستم با دقت بیشتری در حضور عدم‌قطعیت‌ها به نقطه کار مطلوب نزدیک خواهد شد.

[1] Input-to-State Stability

به منظور اعتبارسنجی تحلیل‌های تئوری ارائه شده و بررسی رفتار دقیق سیستم در حضور عدم‌قطعیت‌های پارامتری (۲۰ درصد انحراف در مقادیر R و C)، رفتار مشتق زمانی تابع لیاپانوف ($\dot{H}_d$) به صورت عددی شبیه‌سازی و در شکل ترسیم شده است.

همان‌طور که در شکل ۴-الف مشاهده می‌شود، تقابل میان ترم اتلافی (منحنی قرمز رنگ با رفتار درجه دوم) و ترم اغتشاش (خط‌چین سبز با رفتار خطی) به وضوح به تصویر کشیده شده است. اگرچه در مقادیر بسیار کوچکِ خطا، ترم اغتشاش غالب است، اما به محض عبور نرمِ خطا از مرز آستانه (β =۰/۴)، ترم اتلافی با قدرت بر اغتشاشات غلبه کرده و موجب منفی شدن مشتق کل (خط آبی ضخیم) می‌گردد. این نقطه تلاقی، دقیقاً منطبق بر شعاع همگرایی محاسبه شده در روابط تئوری است.

علاوه بر این، شکل ۴-ب نمایش سه‌بعدی سطح انرژی سیستم را در فضای حالت خطای جریان و ولتاژ نشان می‌دهد. صفحه خاکستری نیمه‌شفاف، بیانگر مرز پایداری ($\dot{H}_d$) است. همان‌طور که پیداست، سطح انرژی تنها در یک ناحیه بسیار محدود حول مبدأ (قله‌ی مرکزی) از صفحه صفر فراتر رفته است (ناحیه خطای ماندگار) و در سایر نواحی فضای حالت، اکیداً زیر صفحه قرار دارد. این رفتار بصری، اثبات‌کننده خاصیت پایداری ورودی-به-حالت (ISS) سیستم پیشنهادی است، بدین معنا که متغیرهای حالت حتی در بدترین شرایط عدم‌قطعیت نیز هرگز واگرا نشده و همواره در یک همسایگی کوچک و کران‌دار باقی می‌مانند.



شکل ٤: ارزیابی عددی پایداری مقاوم سیستم در حضور عدم‌قطعیت ۲۰ درصدی پارامترها. الف) رفتار دوبعدی اجزای مشتق لیاپانوف؛ نقطه تلاقی ترم‌های اتلافی و اغتشاش، شعاع همگرایی β را تعیین می‌کند. ب) نمایش سه‌بعدی سطح $\dot{H}_d$ نسبت به صفحه پایداری (صفحه خاکستری)؛ ناحیه برآمده مرکزی نشان‌دهنده محدوده کوچک خطای ماندگار[1] و سایر نواحی بیانگر پایداری مجانبی سیستم هستند.

۵- نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی

۵-۱. چالش‌های موجود و رویکرد کنترلی پیشنهادی

اگرچه کنترل‌کننده‌های مبتنی بر انفعال (PBC) به دلیل تضمین پایداری مجانبی سیستم‌های غیرخطی از محبوبیت بالایی برخوردارند، اما عملکرد آن‌ها وابستگی شدیدی به دقت مدل ریاضی و پارامترهای سیستم (نظیر اندوکتانس و ظرفیت خازنی) دارد. در کاربردهای عملی، تغییرات اجتناب‌ناپذیر پارامترها و نوسانات ولتاژ ورودی، در روش PBC کلاسیک منجر به بروز خطای حالت ماندگار قابل توجهی می‌شود.

نوآوری محوری این پژوهش، ارائه یک ساختار کنترلی ترکیبی است که با ادغام پایداری ذاتی (روش PBC) و قابلیت ردیابی دقیق روش (PI آبشاری)، بر محدودیت‌های مذکور غلبه می‌کند. رویکرد پیشنهادی دارای سه جنبه نوآورانه کلیدی است:

[1] Bounded Error Region

- تفکیک دینامیک پایدارسازی و ردیابی: در این ساختار، وظیفه شکل‌دهی انرژی و تضمین پایداری سیستم بر عهده حلقه داخلی (کنترل‌کننده PBC) است، در حالی که وظیفه تنظیم دقیق نقطه کار و حذف خطای حالت ماندگار به عهده حلقه خارجی (کنترل‌کننده PI)واگذار شده است. این هم‌افزایی باعث می‌شود که سیستم حتی در صورت تغییرات شدید پارامترها مقاومت و پایداری خود را حفظ کرده و به ولتاژ مطلوب همگرا شود.
- کنترل غیرمستقیم جریان‌محور: به منظور غلبه بر چالش غیرمینیمم فاز بودن مبدل افزاینده، متغیر کنترلی اصلی در حلقه داخلی، جریان سلف انتخاب شده است که رفتاری مینیمم فاز دارد. ولتاژ خروجی به صورت غیرمستقیم از طریق تنظیم پویای مرجع جریان (I_d^*) توسط حلقه بیرونی کنترل می‌شود. این تکنیک منجر به پاسخ گذرای بسیار سریع‌تر و حذف فراجهش نسبت به روش‌های متداول گردیده است.
- **تزریق میرایی تطبیقی:** برخلاف روش‌های مرسوم که از ماتریس میرایی ثابت استفاده می‌کنند، در روش پیشنهادی، سیگنال کنترلی به صورت تطبیقی با شرایط لحظه‌ای بار و ولتاژ ورودی اصلاح می‌شود. نتایج عملی بیانگر بهبود چشمگیر قابلیت سیستم در دفع اغتشاشات لحظه‌ای است.

۵-۲. پیاده‌سازی سخت‌افزاری

به منظور اعتبارسنجی عملکرد رویکرد پیشنهادی و بررسی رفتار مبدل در شرایط واقعی، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل افزاینده طراحی و ساخته شده است. تصویر ۴ شماتیک کلی پیاده‌سازی سخت‌افزاری و حلقه کنترلی اعمال شده را نمایش می‌دهد و پارامترهای نامی سیستم در جدول ۲ ارائه شده‌اند. جزئیات سخت‌افزاری سیستم به شرح زیر تفکیک شده است:

الف) مدار قدرت: در بخش قدرت، از ماسفت IRFB4110 به عنوان سوئیچ اصلی قدرت استفاده شده است که توسط گیت درایور QP12W05S-37 راه‌اندازی می‌شود. همچنین جهت یکسوسازی خروجی، دیود شاتکی STP40H100CW مورد بهره‌برداری قرار گرفته است.

ب) پردازشگر مرکزی: برای پیاده‌سازی الگوریتم کنترلی به صورت دیجیتال، از میکروکنترلر STM32F103C8T6 مبتنی‌بر هسته ARM Cortex-M3 استفاده شده است. این پردازنده با سرعت پردازش مناسب، وظیفه خواندن مقادیر آنالوگ، اجرای محاسبات ریاضی کنترل‌کننده غیرخطی و تولید سیگنال PWM با چرخه کاری متغیر را بر عهده دارد.

ج) سیستم اندازه‌گیری و ملاحظات پیاده‌سازی دیجیتال: دقت و پایداری سیستم کنترل به شدت به کیفیت سیگنال‌های فیدبک وابسته است. بدین منظور، سیستم اندازه‌گیری و آماده‌سازی سیگنال با ملاحظات زیر طراحی شده است:

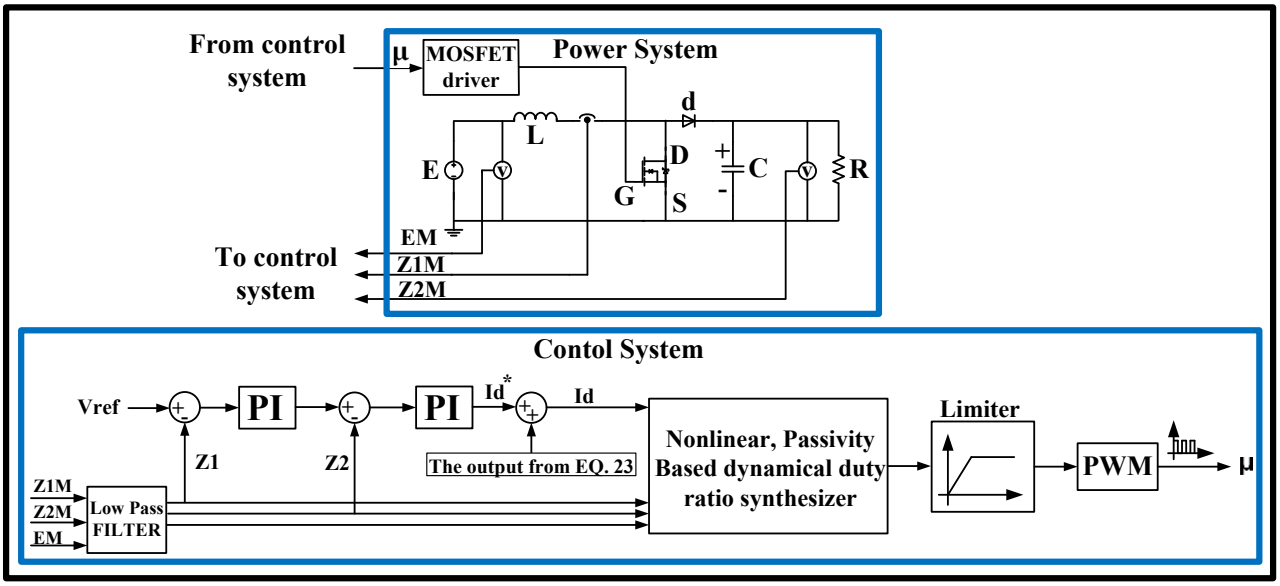
- اندازه‌گیری ایزوله: جهت اندازه‌گیری ولتاژ خروجی و حفظ ایزولاسیون الکتریکی بین مدار قدرت و بخش کنترل، از سنسور خطی اپتوکوپلر IL300 استفاده شده است. همچنین جریان سلف و جریان بار توسط سنسور اثر هال ACS712 اندازه‌گیری می‌شوند که ضمن داشتن پاسخ فرکانسی مناسب، ایزولاسیون لازم را فراهم می‌کند.
- فیلترینگ سیگنال: با توجه به ماهیت سوئیچینگ مبدل و وجود نویزهای فرکانس بالا، سیگنال‌های خروجی سنسورها پیش از ورود به واحد مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) میکروکنترلر، از یک فیلتر پایین‌گذر RC عبور داده می‌شوند تا اثرات نویز سوئیچینگ و پدیده الایزینگ[1] کاهش یابد.

علاوه بر فیلترهای سخت‌افزاری، به منظور جلوگیری از ناپایداری‌های ناشی از نویزهای اندازه‌گیری و دوشاخگی[2] در الگوریتم کنترلی، تمهیدات نرم‌افزاری زیر در پردازنده دیجیتال لحاظ شده است:

[1] Aliasing
[2] Bifurcation

- میانگین‌گیری و نرمال‌سازی: داده‌های خام خوانده شده از ADC ابتدا نرمال‌سازی شده و سپس از یک فیلتر میانگین‌گیر متحرک نرم‌افزاری عبور می‌کنند تا تغییرات لحظه‌ای و نویزهای باقیمانده حذف گردند.
- تنظیم ضرایب: ضرایب کنترل‌کننده PI در حلقه بیرونی به گونه‌ای تنظیم شده‌اند که ضمن حفظ پهنای باند مطلوب، حاشیه پایداری سیستم در حضور نوسانات تضمین گردد.

به منظور ارزیابی کارایی الگوریتم پیشنهادی در محیط واقعی، ساختار کنترلی طراحی شده ابتدا در قالب بلوک دیاگرام شکل ۵ مدل‌سازی گردید. در این ساختار، سیگنال‌های فیدبک ولتاژ و جریان پس از عبور از فیلترهای پایین‌گذر، وارد حلقه‌های کنترلی PI و سپس بلوک سازنده دینامیکی نسبت وظیفه می‌شوند تا سیگنال PWM نهایی جهت درایو ماسفت تولید گردد. بر مبنای این طرح، نمونه آزمایشگاهی مبدل افزاینده مطابق شکل ۶ پیاده‌سازی شد. این بستر سخت‌افزاری شامل مدار قدرت، بردهای کنترلی مبتنی‌بر میکروکنترلر، و تجهیزات اندازه‌گیری دقیق است که امکان رصد بلادرنگ سیگنال‌ها و صحه‌گذاری بر نتایج تئوری را فراهم می‌سازد.

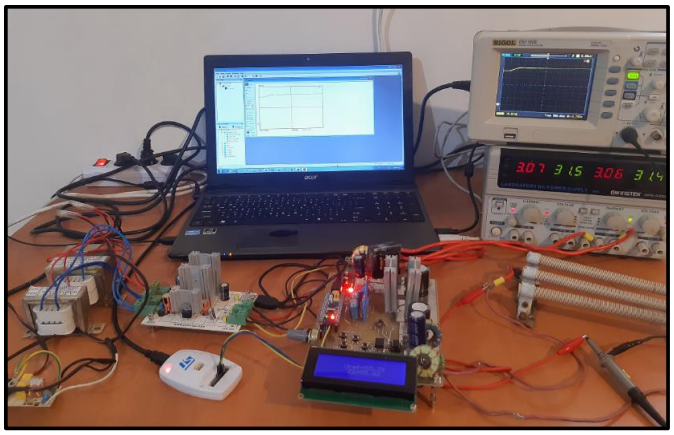


شکل ۵: بلوک دیاگرام کنترل کننده پیشنهادی

جدول ۱: مشخصات نامی نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده

پارمترها	سمبل	مقدار	واحد
ولتاژ مرجع	V_{ref}	۵۰	*Volts*
ولتاژ ورودی	E	۳۱/۵	*Volts*
اندوکتانس	L	۱۰	*mH*
خازن خروجی	C	۱۰۰۰	μF
ESR[1] خازن	r_C	۲۴	$m\Omega$
ESR سلف	r_L	۱۰	$m\Omega$
مقاومت درین-سورس	r_{DS}	۳/۷	$m\Omega$
R_{ON} دیود	R_{ON}	۷	$m\Omega$
V_F دیود	V_F	۰/۵۷	*Volts*
فرکانس سویچینگ	f_{SW}	۲۰	*KHz*

[1] Equivalent Series Resistance



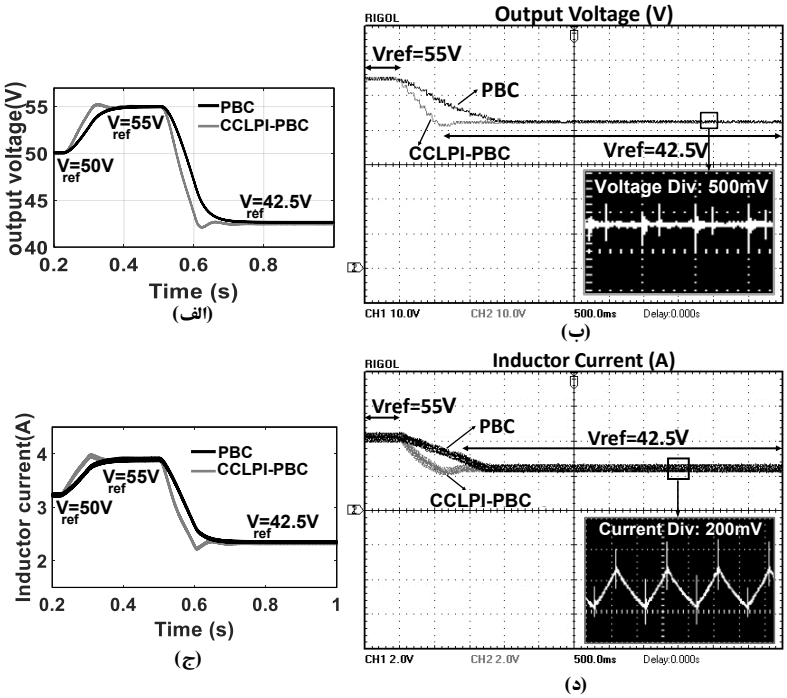
شکل ٦: ساخت نمونه ازمایشگاهی مبدل بوست با کنترل کننده پیشنهادی

۵-۳. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

نتایج شبیه سازی وآزمایشگاهی مبدل افزاینده در حضور دو کنترل کننده CCLPI-PBC و PBC استخراج شده، که در ادامه مورد بحث و بررسی قرار می گیرد.

آزمایش ۱: در شکل ۷، نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی عملکرد مبدل افزاینده تحت فرمان دو کنترل‌کننده PBC و-CCLPI PBC مقایسه شده است. همان‌طور که در تصویر مشخص است، سناریوی آزمون شامل تغییر پله‌ای ولتاژ مرجع از ۵۵ ولت به ۴۲/۵ ولت می‌باشد.

با بررسی نمودارهای ولتاژ خروجی (شکل‌های الف و ب) و جریان سلف (شکل‌های ج و د)، مشاهده می‌شود که اگرچه هر دو روش کنترلی موفق به ردیابی مقدار مرجع و تثبیت ولتاژ شده‌اند، اما کنترل‌کننده پیشنهادی CCLPI-PBC رفتار دینامیکی برتری از خود نشان می‌دهد. این برتری به وضوح در زمان نشست کوتاه‌تر و سرعت همگرایی بالاتر نسبت به روش مرسوم PBC مشهود است که منجر به دستیابی سریع‌تر مبدل می گردد.

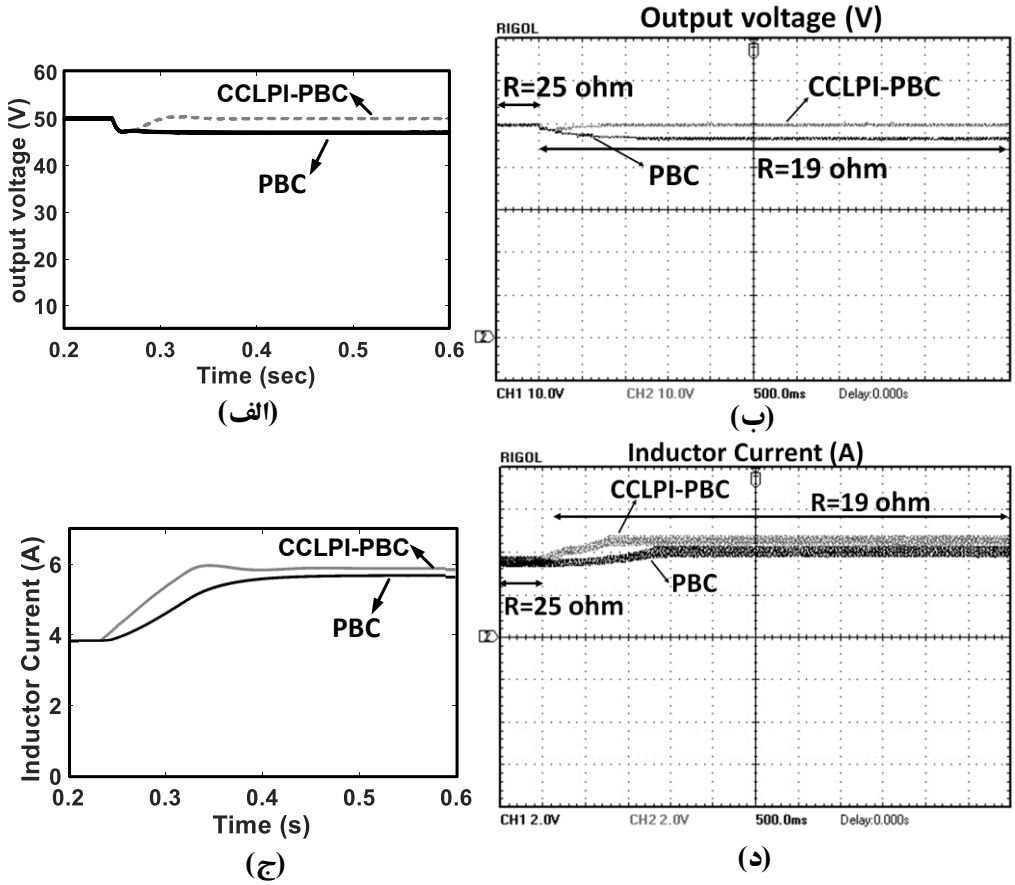


شکل ۷: نتایج آزمایشگاهی و شبیه‌سازی شکل موج‌های اصلی مبدل برای آزمایش ۱، الف) شبیه‌سازی ولتاژ خروجی ،ب) نتیجه آزمایشگاهی ولتاژ خروجی، ج) نتیجه شبیه‌سازی جریان سلف، د) نتیجه آزمایشگاهی جریان سلف

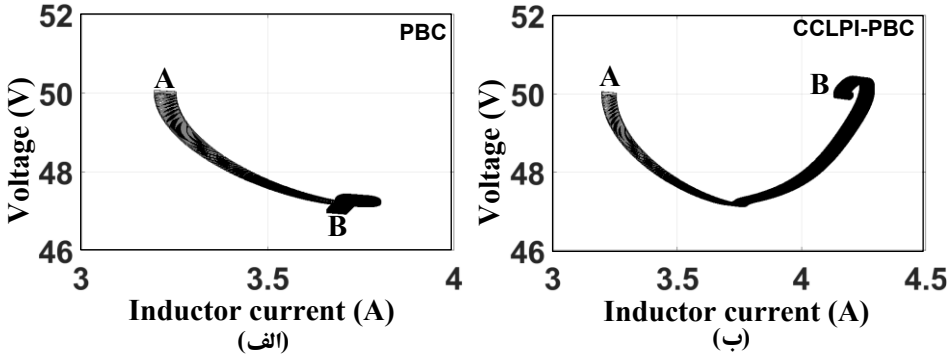
آزمایش ۲: ارزیابی عملکرد در برابر تغییرات بار در این آزمایش، رفتار مبدل در مواجهه با تغییر پله‌ای بار (کاهش مقاومت خروجی از 25Ω به 19Ω) بررسی شده است. نتایج شبیه‌سازی و عملی این آزمایش در شکل‌های ۸ و ۹ نمایش داده شده‌اند.

با تحلیل شکل ۸، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده CCLPI-PBC با موفقیت اغتشاش وارده را دفع کرده و ولتاژ خروجی را روی مقدار مرجع ۵۰ ولت تثبیت نموده است. این در حالی است که کنترل‌کننده کلاسیک PBC قادر به جبران کامل اثر بار نبوده و دچار خطای حالت ماندگار شده است (افت ولتاژ مشهود در شکل ۸-ب).

همچنین شکل ۹، رفتار دینامیکی سیستم را در صفحه فاز (مسیر ولتاژ بر حسب جریان) ترسیم می‌کند. همان‌طور که در شکل ۹-الف پیداست، در روش PBC نقطه کار سیستم از نقطه آغازین A (۵۰ ولت) منحرف شده و در نقطه B (حدود ۴۷ ولت) ساکن می‌شود که نشان‌دهنده ناتوانی در تنظیم دقیق ولتاژ است. در مقابل، مسیر حالت در روش CCLPI-PBC (شکل ۹-ب) نشان می‌دهد که سیستم پس از یک گذار موقت، مجدداً به سطح ولتاژ مطلوب بازگشته و در نقطه B (همان ۵۰ ولت) همگرا شده است. این امر حاکی از مقاومت بالای روش پیشنهادی در برابر تغییرات بار است.



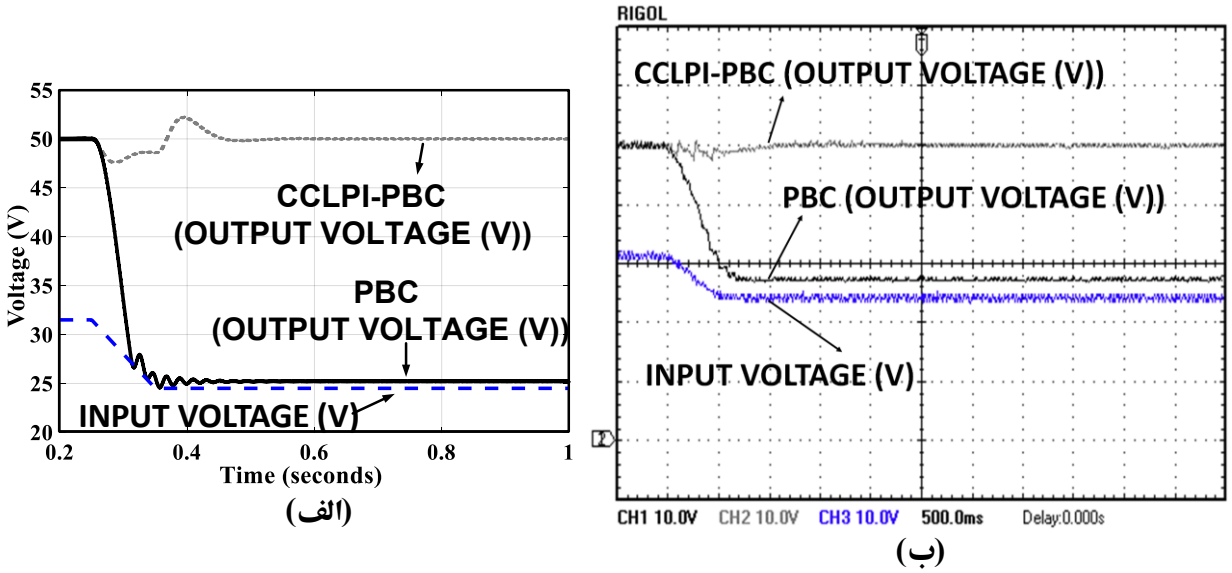
شکل ۸: نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی اجرای سناریو ۲ ، الف) نتیجه شبیه‌سازی ولتاژ خروجی، ب) نتیجه آزمایشگاهی ولتاژ خروجی، ج) نتیجه شبیه‌سازی جریان سلف، د) نتیجه آزمایشگاهی جریان سلف



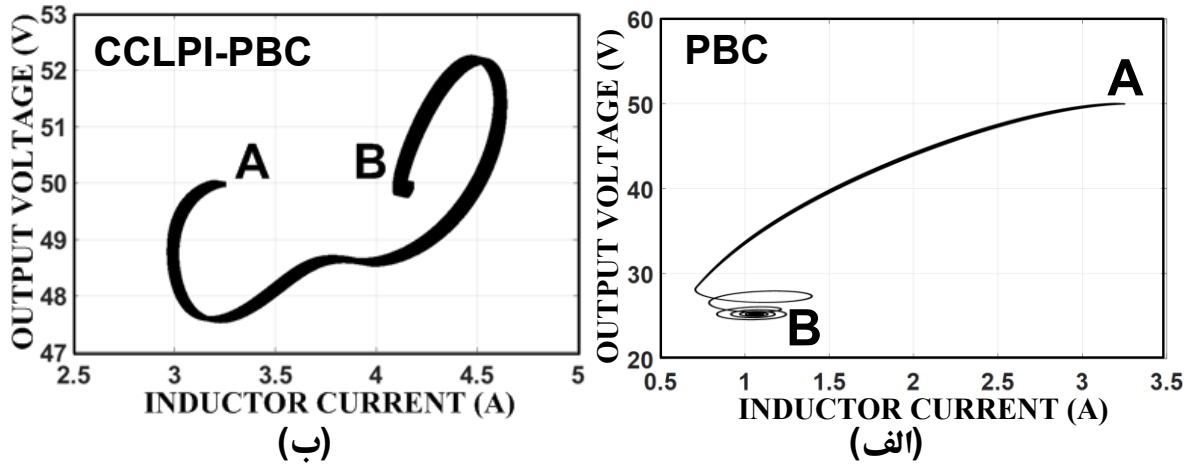
شکل ۹: جهت ولتاژ خروجی بر اساس جریان سلف ناشی از اجرای سناریو ۲ :الف) کنترل‌کننده PBC ب) کنترل‌کننده CCLPI+PIC.

آزمایش ۳: ارزیابی مقاومت در برابر تغییرات ولتاژ ورودی (Line Regulation) در این آزمایش، قابلیت اطمینان و پایداری سیستم در مواجهه با نوسانات منبع تغذیه بررسی شده است. بدین منظور، ولتاژ ورودی از ۳۲ ولت به ۲۴ ولت کاهش داده شده است، در حالی‌که ولتاژ مرجع خروجی روی ۵۰ ولت ثابت است. نتایج شبیه‌سازی و عملی این آزمایش در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ منعکس شده است.

با تحلیل شکل ۱۰، ضعف عملکرد کنترل‌کننده PBC مشهود است؛ به طوری که با افت ولتاژ ورودی، این کنترل‌کننده قادر به حفظ رگولاسیون نبوده و ولتاژ خروجی آن به شدت افت کرده است. در مقابل، کنترل‌کننده پیشنهادی CCLPI-PBC رفتار بسیار مطلوب‌تری از خود نشان داده و پس از یک گذار کوتاه، موفق به دفع کامل اغتشاش و تثبیت مجدد ولتاژ روی ۵۰ ولت شده است. همچنین بررسی رفتار سیستم در صفحه فاز (شکل ۱۱) نشان می‌دهد که در روش PBC (شکل ۱۱-الف)، نقطه کار سیستم از نقطه مطلوب A (۵۰ ولت) خارج شده و به نقطه تعادل جدید و نامطلوب B (حدود ۲۷ ولت) جابجا شده است که بیانگر خطای فاحش سیستم است. اما در روش CCLPI-PBC (شکل ۱۱-ب)، مسیر حالت نشان می‌دهد که سیستم اگرچه ابتدا تحت تأثیر تغییر ورودی قرار گرفته، اما با یک دینامیک مطلوب مجدداً به نقطه تعادل اولیه B همگرا شده است. این نتایج به وضوح مقاومت بالای روش پیشنهادی را در برابر تغییرات شدید ولتاژ ورودی تایید می‌کند.



شکل ۱۰: مقایسه نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی اجرای سناریو ۳ برای ولتاژ ورودی و خروجی با بکارگیری دو کنترل کننده مورد بحث الف) شبیه‌سازی ب) نتایج عملی



شکل ۱۱: مسیر حرکت ولتاژ خروجی بر حسب جریان سلف در حالت تغییر ولتاژ ورودی از 32V به 24V

آزمایش ٤: در این آزمایش تحلیل حساسیت و بررسی مقاومت در برابر عدم قطعیت پارامترها مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در این بخش، عملکرد سیستم کنترلی در شرایطی که پارامترهای واقعی مدار با مقادیر نامی استفاده شده در طراحی کنترل‌کننده اختلاف دارند (عدم قطعیت پارامتری) ارزیابی می‌شود. بدین منظور، مقادیر ظرفیت خازنی (C) و مقاومت بار (R) به میزان $\pm 20\%$ نسبت به مقادیر نامی منحرف شده‌اند.

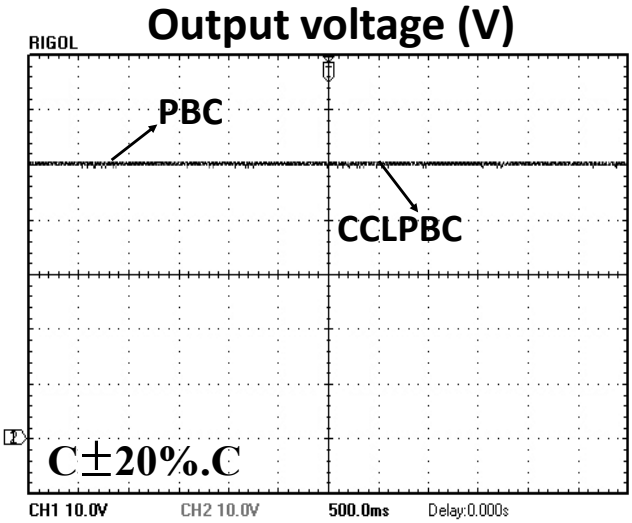
الف) تغییرات ظرفیت خازنی: با اعمال تغییر ۲۰ درصدی (کاهش و افزایش) در ظرفیت خازن خروجی نسبت به مقدار نامی ۱۰۰۰ میکروفاراد، نتایج آزمایشگاهی مطابق شکل ۱۲ حاصل شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود هر دو کنترل‌کننده در برابر نوسانات ظرفیت خازنی مقاوم بوده و ولتاژ خروجی را بدون انحراف حفظ کرده‌اند.

ب) تغییرات مقاومت بار: در این سناریو، مقدار نامی بار ۲۵ اهم در نظر گرفته شده است:

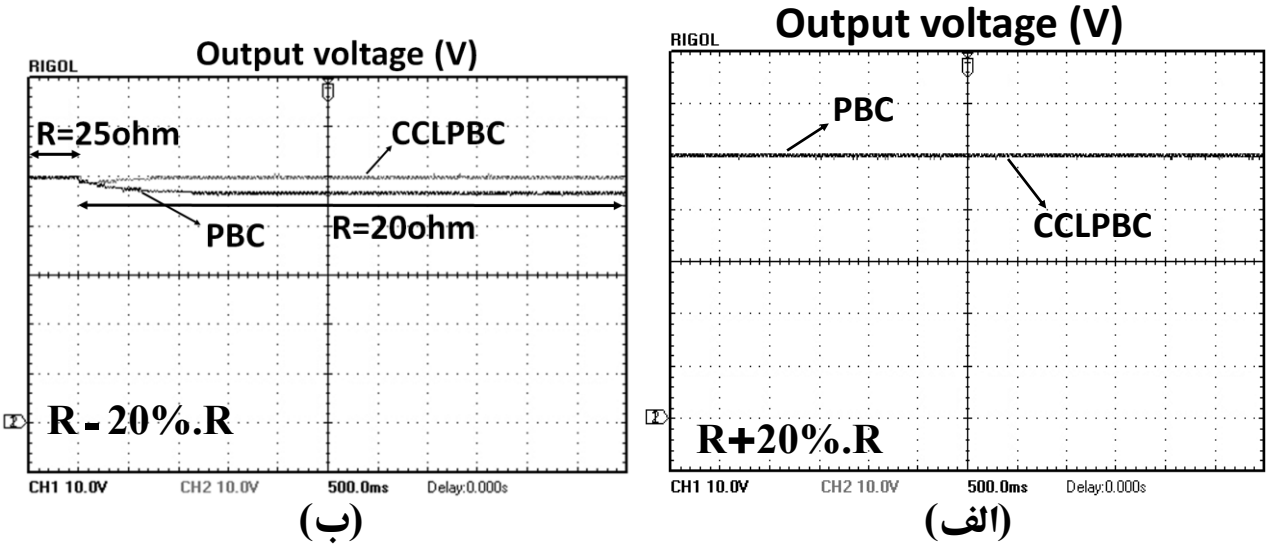
۱- افزایش مقاومت(٪۲۰+): نتایج شکل ۱۳-الف نشان می‌دهد که با افزایش مقاومت، هر دو روش کنترلی عملکرد قابل قبولی داشته و ولتاژ را روی مقدار مرجع نگه داشته‌اند.

۲- کاهش مقاومت (٪۲۰-): چالش اصلی در شکل ۱۳-ب نمایان می‌شود؛ جایی که با کاهش مقاومت (افزایش بار)، ولتاژ خروجی در روش PBC دچار افت شده و نتوانسته از مقدار مرجع تبعیت نماید. اما کنترل‌کننده پیشنهادی CCLPI-PBC با حفظ دقیق ولتاژ خروجی، برتری خود را اثبات کرده است.

این آزمایش‌ها تایید می‌کنند که روش CCLPI-PBC نه تنها خاصیت تطبیقی دارد، بلکه در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری (به‌ویژه در شرایط کاهش بار بحرانی) از مقاومت بسیار بالاتری نسبت به روش مرسوم برخوردار است.

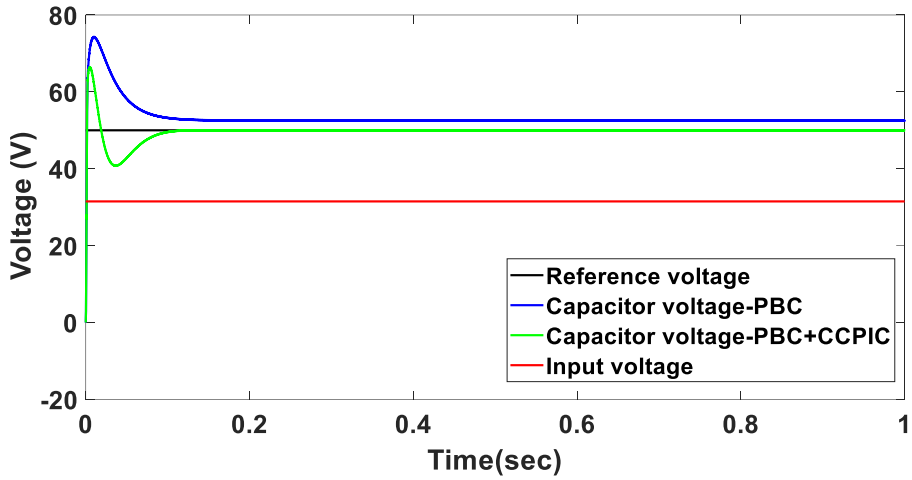


شکل ۱۲: نتایج آزمایشگاهی ولتاژ خروجی با کاهش یا افزایش ۲۰ درصدی مقدار خازن خروجی.



شکل ۱۳: نتایج آزمایشگاهی: الف) ولتاژ خروجی با افزایش ۲۰ درصدی در مقدار مقاومت بار خروجی، ب) ولتاژ خروجی با کاهش ۲۰ درصدی در مقدار مقاومت بار خروجی.

آزمایش ۵: در این آزمایش تحلیل مقایسه‌ای عملکرد در برابر تغییرات پارامتر سلف در حضور دو کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی و PBC مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. پیش از این در مرجع [۲۰]، کنترل‌کننده‌های کلاسیک نظیرPI ، PID، PRو PIR برای تنظیم ولتاژ مبدل DC-DC افزاینده مورد بررسی قرار گرفته‌اند؛ اما در این پژوهش تمرکز بر مقایسه دو روش غیرخطی PBCو CCLPI-PBCاست. بدین منظور، رفتار مبدل در شرایطی که مقدار اندوکتانس سلف از ۱۰ میلی‌هانری به ۱ میلی‌هانری کاهش یافته (تغییر شدید پارامتر)، شبیه‌سازی شده است. نتایج حاصل در شکل ۱۴ نمایش داده شده و خلاصه عملکرد کمی دو روش در جدول ۲ ارائه گردیده است. شایان ذکر است که در محاسبه زمان نشست موجود در جدول، از معیار استاندارد باند خطای ٪۲ استفاده شده است.



شکل ۱۴: نتیجه شبیه‌سازی ولتاژ خروجی با تغییر مقدار سلف از ۱۰ میلی‌هانری به ۱ میلی‌هانری

همان‌طور که در نمودار شکل ۱۴ مشخص است، کنترل‌کننده PBC (منحنی آبی رنگ) در مواجهه با این تغییر پارامتر، دچار ضعف عملکرد شده و نمی‌تواند ولتاژ را روی مقدار مرجع ۵۰ ولت تثبیت کند؛ بطوری که با یک خطای حالت ماندگار قابل توجه، روی ولتاژی بالاتر (حدود ۵۲/۵ ولت) همگرا می‌شود. در مقابل، کنترل‌کننده پیشنهادی CCLPI-PBC (منحنی سبز رنگ)، علیرغم تغییر ۱۰ برابری پارامتر سلف، پس از یک زمان گذار بسیار کوتاه، با دقت کامل روی ولتاژ مرجع ۵۰ ولت منطبق می‌شود.

جدول ۲: مقایسه بین دو کنترل‌کننده

پارامتر	*PBC+CCLPIC*	*PBC*
زمان دامنه پیک (ثانیه)	0.003284	0.0107
زمان نشست (ثانیه)	0.01801	0.08182
خطا در حالت ماندگار (ولت)	0.01	2.55

بررسی داده‌های جدول ۲، برتری چشمگیر روش پیشنهادی را تایید می‌کند:

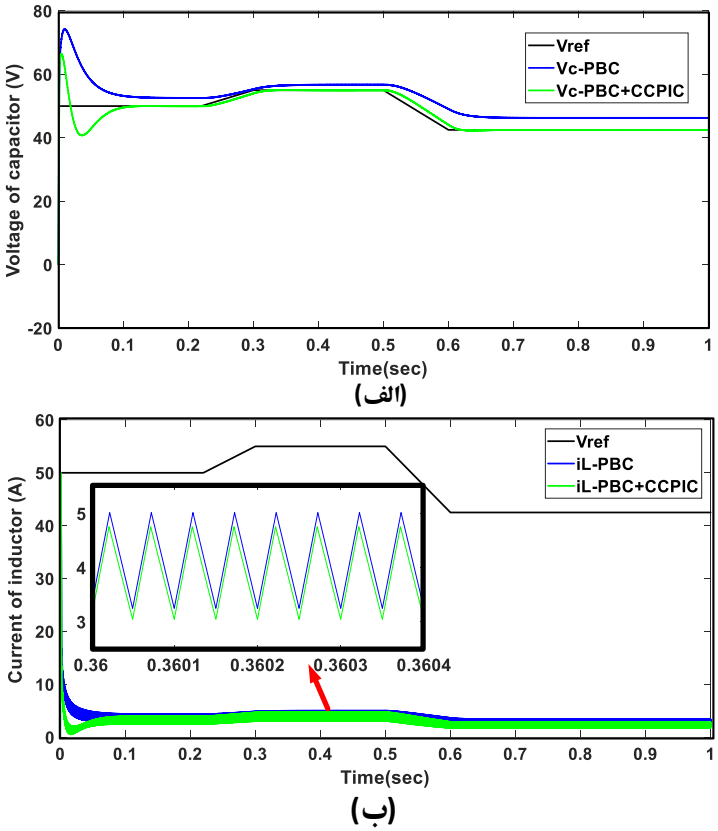
۱- سرعت پاسخ‌دهی: زمان نشست در روش پیشنهادی حدود ۰/۰۱۸ ثانیه است که تقریباً ۴/۵ برابر سریع‌تر از روش PBC (با ۰/۰۸۱ ثانیه) می‌باشد.

۲- دقت ردیابی: مهم‌ترین شاخصه خطای حالت ماندگار است. در حالی که روش PBC دارای خطای فاحش ۲/۵۵ ولت است، روش CCLPI-PBC این خطا را به مقدار ناچیز ۰/۰۱ ولت کاهش داده است.

بنابراین این نتایج به وضوح نشان می‌دهد که وابستگی روش PBC به پارامترهای دقیق مدل بسیار زیاد است، در حالی که ساختار تطبیقی CCLPI-PBC عملکرد سیستم را در برابر عدم قطعیت‌های شدید پارامتری کاملاً بیمه می‌کند.

حال اگر مقدار واقعی سلف از ۱۰ میلی‌هانری به ۱ میلی‌هانری کاهش یابد، ولتاژ مرجع تغییرات پله‌ای را تجربه کند. نتایج شبیه‌سازی ولتاژ خروجی و جریان سلف در شکل ۱۵ نمایش داده شده است. با دقت در شکل ۱۵-الف (نمودار ولتاژ)، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده PBC (منحنی آبی) به دلیل وابستگی شدید به پارامترهای مدل، در حضور این تغییر پارامتر دچار خطای فاحش شده و قادر به انطباق با ولتاژ مرجع (منحنی مشکی) نیست (ایجاد آفست ولتاژ). در مقابل، کنترل‌کننده پیشنهادی CCLPI-PBC (منحنی سبز) با مکانیزم تطبیقی خود، اثر تغییر کاهش ۱۰ برابری پارامتر سلف را خنثی کرده و با دقتی مطلوب، تغییرات ولتاژ

مرجع را در تمام سطوح دنبال نموده است. این آزمایش نشان‌دهنده برتری مطلق روش پیشنهادی در کاربردهای ردیابی ولتاژ تحت شرایط عدم قطعیت است. در جدول ۳ مقایسه‌ای بین این دو کنترل‌کننده انجام شده است.



شکل ۱۵: نتایج شبیه‌سازی سناریو ۵ ، الف) ولتاژ خازن، ب) جریان سلف

لذا با مقایسه کنترل‌کننده‌هایPBC و PBC+CCLPIC با اعمال تغییرات در مقادیر سلف و ولتاژ مرجع می‌توان گفت که کنترل‌کننده PBC+CCLPIC بخوبی قادر به ردیابی ولتاژ مرجع بوده در حالی که کنترل‌کننده PBC ناموفق عمل کرده است.

به منظور تبیین جایگاه و برتری روش پیشنهادی، یک مقایسه جامع میان استراتژی کنترلی توسعه‌یافته (CCLPI-PBC) و سایر روش‌های متداول کنترل مبدل‌های DC-DC در جدول ۳ ارائه شده است.

همان‌طور که در ادبیات موضوع بررسی شده است، کنترل‌کننده کلاسیک (PI/PID) علیرغم ساختار ساده، تنها قادر به تضمین پایداری محلی در اطراف نقطه کار خطی‌سازی شده است و اغلب در حضور نوسانات شدید بار و عدم قطعیت‌ها، عملکرد مطلوبی از خود نشان نمی‌دهد [۸ ، ۲۰]. در مقابل، روش‌های غیرخطی نظیر کنترل مد لغزشی (SMC) اگرچه پایداری سراسری و مقاومت بالایی در برابر اغتشاشات دارند، اما ذاتا دچار پدیده لرزش (Chattering) هستند که پیاده‌سازی عملی آن‌ها را دشوار می‌سازد [۹ ، ۱۲].

از سوی دیگر، کنترل‌کننده‌های مبتنی‌بر غیرفعال بودن (PBC) به دلیل تضمین پایداری مجانبی سراسری بر اساس تحلیل لیاپانوف، گزینه‌ای جذاب محسوب می‌شوند [۱۳، ۱۴]. با این حال، عیب عمده PBC کلاسیک، وابستگی شدید آن به مدل دقیق سیستم است، بطوریکه در صورت بروز عدم قطعیت در پارامترها، سیستم دچار خطای حالت ماندگار قابل‌توجهی می‌شود و برای رفع این نقیصه معمولاً نیاز به الگوریتم‌های تطبیقی پیچیده است [۱۶، ۱۷]. همچنین، روش‌های هوشمند نظیر شبکه‌های عصبی–فازی، اگرچه انعطاف‌پذیری بالایی دارند، اما اثبات پایداری آن‌ها دشوار بوده و بار محاسباتی سنگینی را به سیستم تحمیل می‌کنند [۴، ۷].

در این پژوهش، روش پیشنهادی (CCLPI-PBC) با تلفیق پایداری سراسری روش PBC و دقت بالای کنترل‌کننده انتگرالی، موفق شده است بدون پیچیدگی محاسباتی بالا، خطای حالت ماندگار را به طور کامل حذف نماید. همان‌طور که در جدول ۵ مشاهده می‌شود، این روش برخلاف رویکرد کلاسیک، پایداری سراسری را تضمین کرده و برخلاف PBC استاندارد، در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری کاملاً مقاوم است. لازم بذکر است در این مقاله، مباحث پایداری ارائه شده تنها برای سیستم حلقه بسته با کنترل‌کننده PBC در قالب ساختار متمرکز معتبر است. مباحث نظری مربوط به پایداری سیستم کنترل با ساختار آبشاری می‌تواند به عنوان پیشنهاد برای ادامه کار مطرح گردد.

جدول ۳: مقایسه‌ای بین کنترل‌کننده پیشنهادی با دیگر کنترل‌کننده‌ها

روش کنترلی	خطای حالت ماندگار	مقاومت در برابر عدم‌قطعیت پارامتری	پاسخ دینامیکی (زمان نشست)	بار محاسباتی (پیچیدگی اجرا)	تضمین پایداری	چالش اصلی
روش پیشنهادی (CCLPI-PBC)	حذف شده (تقریبا صفر)	بسیار مقاوم	سریع	کم (معادلات جبری)	لیاپانوف	تنظیم ضرایب PI
کنترل مبتنی بر انفعال(PBC)	زیاد (قابل توجه)	حساس (وابسته به مدل)	کند	بسیار کم	سراسری	خطای ایستایی و وابستگی به مدل
کنترل کلاسیک (PI/PID)	حذف شده (به کندی)	ضعیف	متوسط/دارای فراجهش	بسیار کم	محلی (حول نقطه کار)	کندی پاسخ و عدم پایداری سراسری
کنترل مد لغزشی (SMC)	کم	مقاوم	سریع	متوسط	سراسری	پدیده لرزش (Chattering)
کنترل پیش‌بین مدل(MPC)	حذف شده	وابسته به دقت مدل	سریع	بسیار زیاد (بهینه‌سازی آنلاین)	مشروط	حجم محاسبات سنگین و هزینه سخت‌افزار
روش‌های هوشمند (فازی)	کم	متوسط	متوسط	زیاد	دشوار در اثبات	عدم تضمین ریاضی پایداری

٦- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک ساختار کنترلی مقاوم و تطبیق‌پذیر برای تنظیم ولتاژ مبدل DC-DC افزاینده در حالت هدایت پیوسته (CCM) ارائه و پیاده‌سازی شد. چالش اصلی در کنترل این مبدل، ماهیت غیرمینیمم فاز آن است که تنظیم مستقیم ولتاژ را دشوار می‌سازد. برای غلبه بر این چالش و همچنین رفع محدودیت‌های روش‌های مبتنی بر مدل، یک روش کنترلی ترکیبی با ادغام کنترل‌کننده مبتنی بر غیرفعال بودن (PBC) و کنترل‌کننده حلقه بسته آبشاری مبتنی‌بر PI (CCLPI) توسعه داده شد. در طرح پیشنهادی، ولتاژ خروجی به صورت غیرمستقیم و از طریق ردیابی دقیق جریان سلف کنترل می‌شود. تحلیل‌های ریاضی مبتنی‌بر تابع لیاپانوف اثبات نمود که قانون کنترلی استخراج‌شده، پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته داخلی (مربوط به PBC) را تضمین می‌کند.

به منظور اعتبارسنجی عملکرد روش پیشنهادی، یک نمونه آزمایشگاهی با استفاده از پردازنده STM32 ساخته شد و در پنج آزمون سخت‌گیرانه شامل تغییرات پله‌ای ولتاژ مرجع، نوسانات ولتاژ ورودی، تغییرات بار و عدم قطعیت‌های پارامتری مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج مقایسه‌ای نشان داد که اگرچه کنترل‌کننده PBC کلاسیک پایداری کلی را حفظ می‌کند، اما در مواجهه با تغییرات ولتاژ ورودی و مقاومت بار، دچار خطای حالت ماندگار قابل‌توجهی می‌شود (به عنوان نمونه افت ولتاژ خروجی به ۲۷ ولت در اثر کاهش ورودی). در مقابل، کنترل‌کننده پیشنهادی (CCLPI-PBC) با بهره‌گیری از خاصیت انتگرالی حلقه بیرونی، ضمن حفظ پایداری، خطای حالت ماندگار را به طور کامل حذف کرده و ولتاژ خروجی را دقیقاً بر روی مقدار مرجع ۵۰ ولت تنظیم می‌نماید. علاوه بر این آزمون‌های مقاوم بودن نشان داد که روش پیشنهادی حساسیت بسیار کمی نسبت به تغییرات پارامترهای داخلی

مبدل دارد. نتایج عملی تایید کردند که حتی با اعمال عدم قطعیت ۲۰ درصدی در مقادیر ظرفیت خازنی و مقاومت بار، و همچنین تغییر شدید اندوکتانس سلف (از ۱۰ میلی‌هانری به ۱ میلی‌هانری)، سیستم عملکرد مطلوب و بدون نوسان خود را حفظ می‌کند. بنابراین، رویکرد پیشنهادی بدون تحمیل بار محاسباتی سنگین (برخلاف روش‌هایی نظیر MPC و بدون نیاز به شناسایی دقیق پارامترها)، راه‌حلی کارآمد، ساده و صنعتی برای کاربردهای حساس به نوسانات ولتاژ ارائه می‌دهد. همچنین تحلیل نظری دقیق پایداری سیستم آبشاری با در نظر گرفتن اثرات متقابل دینامیک‌های کوپل‌شده بین دو حلقه کنترلی، می‌تواند به عنوان موضوعی برای پژوهش‌های آتی مورد بررسی قرار گیرد.

مراجع

1. Sedaghati, F. and S.A. Azimi. *A non-isolated bidirectional dc-dc converter connected to the t-type three level converter for electric vehicle battery charger*. in *2023 13th Smart Grid Conference (SGC)*. . IEEE.
2. Sofiya, S. and S. Sathyan, *A series inductance based three-port isolated hybrid DC–DC converter for microgrid applications.* Renewable Energy Focus, 2023. **47**: p. 100501.
3. Waghmare, T. and P. Chaturvedi, *A higher-order sliding mode controller's super twisting technique for a DC–DC converter in photovoltaic applications.* Energy Reports, 2023. **9**: p. 581-589.
4. Basha, C.H., et al., *Design of GWO based fuzzy MPPT controller for fuel cell fed EV application with high voltage gain DC-DC converter.* Materials Today: Proceedings, 2023. **92**: p. 66-72.
5. Kim, H.-S. and S.-U. Shin, *A High Conversion Ratio DC–DC Boost Converter with Continuous Output Current Using Dual-Current Flows.* Energies, 2023. **16**(8): p. 3603.
6. Jung, Y.-H., S.-K. Hong, and O.-K. Kwon, *A high-efficient and fast-transient buck-boost converter using adaptive direct path skipping and on-duty modulation.* Microelectronics journal, 2017. **70**: p. 43-51.
7. Wai, R.-J. and L.-C. Shih, *Adaptive fuzzy-neural-network design for voltage tracking control of a DC–DC boost converter.* IEEE transactions on power electronics, 2011. **27**(4): p. 2104-2115.
8. Jeong, G.J., I.H. Kim, and Y.I. Son, *Design of an adaptive output feedback controller for a DC/DC boost converter subject to load variation.* International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2011. **7**(2): p. 791-803.
9. Robles, J., F. Sotelo, and J. Chavez. *Robust nonsingular terminal sliding mode control with constant frequency for DC/DC boost converters*. in *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2020. IEEE.
10. Roy, T.K., et al. *Robust adaptive backstepping sliding mode controller for a DC-DC buck converter fed DC motor*. in *2021 Joint 10th International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV) and 2021 5th International Conference on Imaging, Vision & Pattern Recognition (icIVPR)*. 2021. IEEE.
11. Salimi, M. 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. IEEE.
12. Singh, S., N. Rathore, and D. Fulwani, *Mitigation of negative impedance instabilities in a DC/DC buck–boost converter with composite load.* Journal of Power Electronics, 2016. **16**(3): p. 1046-1055.
13. Sun, S., et al. *An Adaptive Passivity-Based Controller for Boost Converter Supplying Constant Power Load*. in *IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2023. IEEE.
14. Gupta, L. and S. Bhandari. *Modelling of Passivity based Controller for Buck Boost Converter*. in *2022 Second International Conference on Next Generation Intelligent Systems (ICNGIS)*. 2022. IEEE.
15. Rodriguez-Cortes, C.J., et al. *Passivity-based control for a high reduction ratio step-down converter in a battery charger application*. in *2024 International Symposium on Electromobility (ISEM)*. 2024. IEEE.
16. He, W., et al., *An adaptive passivity-based controller of a buck-boost converter with a constant power load.* Asian Journal of Control, 2019. **21**(1): p. 581-595.
17. Zaidi, A., A. Chaarabi, and N. Zanzouri. *Adaptive Passivity-based sliding mode control of a boost converter with parasitic parameters*. in *5th International Conference on Control Engineering&Information Technology (CEIT-2017) Proceeding of Engineering and Technology–PET*. 2017.
18. Yazici, İ., *Robust voltage-mode controller for DC–DC boost converter.* IET Power Electronics, 2015. **8**(3): p. 342-349.
19. Ortega, R., et al., *Euler-Lagrange systems*, in *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. 1998, Springer. p. 15-37.
20. Padhmanabhaiyappan, S., R. Karthik, and K. Ayyar. *Investigation of controllers for dc-dc boost converter*. in *2018 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)*. 2018. IEEE.