مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۵، شماره ۲، تابستان ۱۴۰۰، صفحه ۱۱۶-۱۰۷

یک روش کنترلی برای مبدل بوست با یک فیلتر ورودی LC مبتنی بر لیاپونف

محمد افکار[۱]، مهسا رحمتی[۲]، سارا محمودیان یونسی[۳]، رقیه گوگ‌ساز قوچانی[۴]، سرج پیرفدریسی[۵]

[۱] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، mo.afkar@mail.sbu.ac.ir

[۲] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی ، m.rahmatikhorramabad@mail.sbu.ac.ir

[۳] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی ، sa.mahmoodian@mail.sbu.ac.ir

[۴] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی مکانیک و انرژی، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، r_gavagsaz@sbu.ac.ir

[۵] استاد تمام، لابراتوار لمتا (انرژی و مکانیک نظری و کاربردی) ، دانشگاه لورن فرانسه، serge.pierfederici@univ-lorraine.fr

دریافت: ۱۳۹۹/۰۳/۲۳ ویرایش: ۱۳۹۹/۰۵/۲۵ پذیرش: ۱۳۹۹/۰۶/۲۲

چکیده: به‌کارگیری فیلتر ورودی پایین‌گذر در مبدل دی‌سی موجب ناپایداری می‌شود. این ناپایداری‌ها به دلیل تعامل بین فیلتر و مبدل است. بر این اساس یک روش کنترلی مبتنی بر معیار پایداری لیاپونف پیشنهاد شده‌است. این روش کنترلی، مدل دقیق سیستم را بدون خطی‌سازی به‌کار می‌گیرد. همه متغیرهای حالت به‌کمک مدل لحظه‌ای کنترل می‌شوند. برای کاهش خطای استاتیک ولتاژ خروجی، یک متغیر حالت جدید تعریف می‌شود. هیچ شرایط خاصی برای اجرای این کنترل پیشنهادی نیاز نیست. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی سیستم موردمطالعه، جهت اعتبارسنجی روش کنترلی پیشنهادی ارائه شده‌است.

کلمات کلیدی: کنترل‌کننده، معیار لیاپونف، پایدارسازی، مبدل دی‌سی

A control method for a DC-DC boost converter with an LC input filter based on Lyapunov function

Mohammad Afkar, Mahsa Rahmati Khorramabadi, Sara Mahmoodian Yonesi, Roghayeh Gavagsaz-Ghoachani, Serge Pierfederici

Abstract: The use of the input low-pass filter causes instability in DC-DC converters. These instabilities occur because of the interaction between the filter and the converter. In this paper, a control method based on Lyapunov is proposed. This control method uses the exact system model without linearization. All state variables are controlled using an instantaneous model. A new state variable is defined to reduce the static output voltage error. No condition is necessary to implement the control strategy. The simulation and experimental results are presented to validate the proposed control method.

Keywords: Controller, Lyapunov function, Stability, DC converter

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، به‌کارگیری مبدل‌های دی‌سی-دی‌سی در کاربردهای مختلف گسترش بسیاری یافته‌است [۱]-[۵]. این مبدل‌ها رابطی برای رساندن انرژی از منابع به بار هستند. از جمله مبدل‌های دی‌سی می‌توان به مبدل بوست اشاره‌کرد. مبدل بوست از نوع مبدل‌های افزاینده است. اساس کار این نوع مبدل، بر پایه کلیدزنی است. یکی از چالش‌ها، داشتن ریپل جریان و ولتاژ تولیدی توسط این‌گونه مبدل هاست.

راه‌حلی که برای کاهش ریپل جریان و ولتاژ مطرح‌شده، به‌کارگیری فیلتر LC است. این فیلتر از یک سلف و خازن تشکیل شده‌است و در ورودی مبدل بوست قرار می‌گیرد. فیلتر LC اگرچه مشکل ریپل را برطرف می‌کند، اما به‌دلیل اثر متقابل بین فیلتر و مبدل، می‌تواند موجب ناپایداری شود [۶]-[۱۰].

برای حل مشکل ناپایداری، روش‌های فعال و غیرفعال وجود دارد [۶]-[۱۲]. روش غیرفعال، ساده و قابل‌اطمینان است. این روش به معنی اضافه کردن عناصر غیرفعال مانند مقاومت، خازن و سلف است.

روش غیرفعال با وجود سادگی در پیاده‌سازی، به‌دلیل ایجاد تلفات و حجیم‌کردن سیستم، موردتوجه طراحان قرار نگرفته‌است [۱۱]. در مقابل روش‌های پایدارسازی غیرفعال، روش‌های فعال مطرح می‌شود. روش‌های پایدارسازی فعال به این شرح است: روش اول، ارائه ولتاژ خروجی برای کنترل‌کننده حلقه ولتاژ خروجی [۱۰]، روش بعدی تزریق اطلاعات ناپایداری به حلقه جریان [۸] و آخرین روش، اضافه‌کردن سیگنال پایدارسازی به سیگنال چرخه وظیفه است. این سیگنال پایدارساز توسط کنترل‌کننده تولید می‌شود [۷].

برای سیستم‌های بر پایه کلیدزنی، روش‌های کنترلی متفاوتی در مراجع مختلف پیشنهاد شده‌است. یک کنترل‌کننده بر پایه معیار پایداری لیاپونف برای کنترل یک مبدل بوست با یک فیلتر ورودی LC پیشنهاد شده‌است [۱۳]. در برخی مراجع، فیلتر LC در ورودی سیستم در نظر گرفته‌نشده‌است. در [۱۴] تابع لیاپونف کنترلی با یک فیدبک خروجی دینامیک، ارائه شده‌است. در [۱۵]، یک روش کنترلی بر اساس مدل‌سازی هیبریدی، که اجازه مدیریت فرکانس کلیدزنی با دانستن حالت مبدل دی‌سی را می‌دهد، بیان شده‌است. در [۱۶]، روش کنترلی جدیدی باهدف به دست آوردن چند نقطه تعادل برای مبدل‌های باک، بوست و باک بوست بیان شده‌است. در پژوهش‌های [۱۷] و [۱۸]، برای تحلیل و کنترل مبدل‌های بر پایه کلیدزنی و به‌خصوص مبدل‌های دی‌سی، یک قانون کلیدزنی جهت به‌دست‌آوردن پایداری مجانبی به‌کمک تابع لیاپونف معرفی شده‌است.

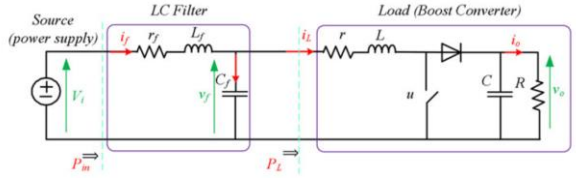
پایداری کل سیستم توسط فرمان کلیدزنی تضمین شده‌است. با این حال، خطای ماندگار، به‌ویژه در ولتاژ خروجی، وجود دارد. این خطا، به دلیل خطاهای مدل‌سازی و اثر فرکانس نمونه‌برداری کم، ظاهر می‌شود [۱۹].

روش‌های کنترلی بهینه‌شده خطی/غیرخطی متفاوتی مانند فیدبک مبتنی‌بر مقاومت مجازی، تکنیک خطی‌سازی فیدبک، فیدبک غیرخطی و کنترل مبتنی‌بر امپدانس مجازی پیشنهاد شده‌است [۲۰]-[۲۳]. این روش‌ها به‌سادگی پیاده‌سازی می‌شوند و عملکرد خوبی دارند، اما برای کنترل مبدل، مدل متوسط را به‌کار گرفته‌اند. ازآنجایی‌که مدل متوسط محدودیت‌هایی در اجرای سیستم حلقه بسته دارد، این مقاله، مدل لحظه‌ای دقیق بدون هیچ‌گونه خطی‌سازی و یا متوسط‌گیری را به‌کار می‌گیرد. این روش پیشنهادی، برای هر مبدل دی‌سی قابل پیاده‌سازی است. یک روش کنترلی، روش مبتنی‌بر لیاپانوف است. در این روش، پایداری کل سیستم توسط فرمان کلیدزنی تضمین می‌شود. از حدود سه دهه قبل، این روش کنترلی معرفی شده‌است، روشی که در این مقاله پیشنهاد می‌شود، یک روش کنترلی مبتنی‌بر لیاپونف بهبودیافته است. در این روش، تمامی متغیرهای حالت به‌کمک مدل کلیدزنی غیرخطی کنترل می‌شوند و بعد از مشخص شدن ولتاژ مرجع و مقاومت بار، می‌توان مقادیر مرجع تمامی متغیرهای حالت سیستم را به‌دست‌آورد، سپس سیگنال فرمان تعیین می‌شود.

پس از مقدمه، در بخش دوم، سیستم موردمطالعه معرفی شده‌است. این معرفی شامل سیستم و ایده کنترل‌کننده پیشنهادی است. نتایج شبیه‌سازی در بخش سوم داده شده‌است. جهت اعتبارسنجی نتایج شبیه‌سازی و مدل پیشنهادی، نتایج آزمایش‌های تجربی در بخش چهارم آورده شده‌است و در نهایت نتیجه‌گیری انجام شده‌است.

۲- معرفی سیستم

هم‌چنان که شکل۱ نشان می‌دهد، سیستم از یک فیلتر LC در ورودی و یک مبدل بوست تشکیل شده‌است. فیلتر، از المان‌های سلف L_f، خازن C_fو مقاومت داخلی سلف r_f تشکیل شده‌است. در این سیستم، مبدل بوست نقش بار را ایفا می‌کند. مبدل بوست یک مبدل دی‌سی افزاینده است که بر پایه کلیدزنی عمل می‌کند. این مبدل از المان‌های سلف L، دیود، کلید، خازن خروجی C، مقاومت بار R و مقاومت داخلی سلف تشکیل شده‌است. سیگنال فرمان (u)، نحوه عملکرد مبدل بوست را در یک دوره تناوب T تعیین می‌کند که $u = 0$ به‌معنای کلید باز و دیود بسته و در $u = 1$ کلید بسته و دیود باز است. V_i نیز ولتاژ ورودی مبدل است.



شکل ۱- سیستم مورد بررسی.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

معادلات حالت فیلتر LC از روابط (۱) و (۲) به‌دست می‌آید.

$$\frac{di_f}{dt}=\frac{1}{L_f}\left(V_i-r_f i_f-v_f\right) \quad (۱)$$

$$\frac{dv_f}{dt}=\frac{1}{C_f}\left(i_f-i_L\right) \quad (۲)$$

که در آن، $\boldsymbol{v_f}$ ولتاژ دو سر خازن فیلتر، $\boldsymbol{i_f}$ جریان گذرنده از سلف فیلتر، $\boldsymbol{V_i}$ ولتاژ ورودی سیستم و $\boldsymbol{i_L}$ جریان گذرنده از سلف مبدل بوست است.

هم‌چنین معادلات حالت مبدل بوست نیز در رابطه (۳) و (۴) بیان شده‌است.

$$\frac{di_L}{dt}=\frac{1}{L}\left(v_f-ri_L-(1-u)v_0\right) \quad (۳)$$

$$\frac{dv_o}{dt}=\frac{1}{C}\left((1-u)i_L-\frac{v_0}{R}\right) \quad (۴)$$

در آن $\boldsymbol{v_0}$ ولتاژ دو سر خازن خروجی و R مقاومت بار است که از رابطه (۶) به‌دست می‌آید.

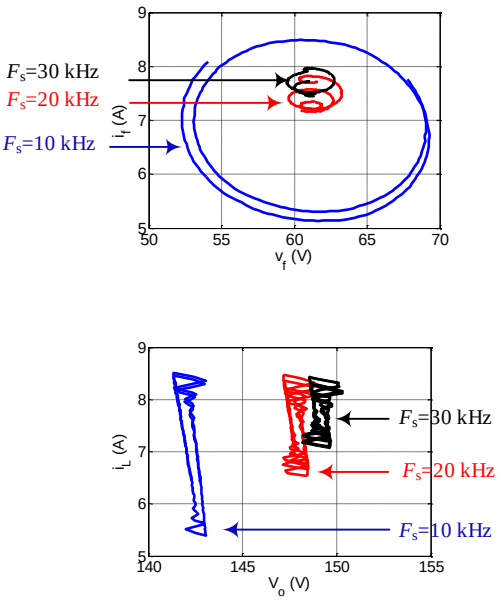
$$R=\frac{v_o}{i_o} \quad (۵)$$

$\boldsymbol{i_o}$ جریان عبوری از مقاومت بار است.

متغیرهای حالت کنترل‌شده در یک محدوده کوچک، جابه‌جا می‌شوند. این محدوده به فرکانس نمونه‌برداری بستگی دارد. بنابراین خطاهای استاتیکی رخ می‌دهد. برای کاهش این خطاها، باید نرخ نمونه‌برداری را افزایش داد. شکل۲، اثر فرکانس نمونه‌برداری را روی خطای حالت ماندگار متغیرهای حالت جریان فیلتر و جریان سلف نشان می‌دهد.

در این شکل، در حالت ماندگار برای جریان سلف و ولتاژ خازن گراف دوفازی نشان داده شده‌است. مقادیر مختلف فرکانس‌های نمونه‌برداری ($\boldsymbol{F_s}$)، ۱۰، ۲۰ و ۳۰ کیلوهرتز در نظر گرفته‌شده‌است. هدف از این کار، بررسی وابستگی خطای حالت ماندگار به فرکانس نمونه‌برداری است. با توجه به شکل ۲ می‌توان مشاهده‌کرد که هرچه فرکانس نمونه‌برداری بالاتری به‌کار گرفته‌شود، خطای حالت ماندگار کمتر می‌شود.

برای افزایش فرکانس نمونه‌برداری، نیاز به یک کنترل‌کننده دیجیتال سرعت بالا است. راه دیگر به‌کارگیری $\bar{\boldsymbol{z}}$ به‌جای z است که $\bar{\boldsymbol{z}}$ نشان‌دهنده متغیر حالت متوسط بدون فرکانس بالا است.



شکل۲-بررسی اثر فرکانس نمونه‌برداری بر خطای حالت ماندگار: (بالا) جریان و ولتاژ فیلتر LC؛ (پایین) جریان و ولتاژ مبدل بوست [۱۳].

به‌دلیل این‌که ولتاژ خروجی یکی از هدف‌های اولیه سیستم کنترل‌شده‌است، یک متغیر حالت جدید معرفی می‌شود. این متغیر حالت جدید، معمولا با ماتریس $\boldsymbol{Q}$ (ماتریسی کلیدی برای تنظیم عملکرد دینامیکی سیستم کنترلی) برای پیاده‌سازی کنترل‌کننده به‌کارگرفته‌می‌شود. متغیر حالت جدید ($\boldsymbol{\varepsilon}$) برای کاهش خطای استاتیکی ولتاژ خروجی، در سیستم در نظر گرفته‌می‌شود. این متغیر حالت به صورت معادله (۶) تعریف می‌شود.

$$\frac{d\varepsilon}{dt}=\omega\left(\left(v_o-V_{oref}\right)-\varepsilon\right) \quad (۶)$$

پارامتر $\boldsymbol{\omega}$ مربوط به فرکانس فیلتر است.

با در نظرگرفتن این متغیر حالت جدید، ماتریس متغیرهای حالت به‌صورت معادله (۷) نمایش داده می‌شود.

$$x=\left[i_f\ \ v_f\ \ i_L\ v_o\ \ \varepsilon\right]^T \quad (۷)$$

این سیستم با معادله دیفرانسیلی (۸) مدل می‌شود.

$$\dot{x}=u(A_1x+B_1)+(1-u)(A_2x+B_2) \quad (۸)$$

که در آن سیگنال فرمان (u)، بین صفر و یک است. $\boldsymbol{A_1}$ و $\boldsymbol{B_1}$ ماتریس‌های سیستم برای $\boldsymbol{u=1}$ است، در حالی‌که $\boldsymbol{A_2}$ و $\boldsymbol{B_2}$ ماتریس‌های سیستم برای $\boldsymbol{u=0}$ است. تعریف ماتریس‌های $\boldsymbol{A_1}$، $\boldsymbol{B_1}$، $\boldsymbol{A_2}$ و $\boldsymbol{B_2}$ در رابطه (۹) و (۱۰) آمده‌است.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

$$A_1=\begin{bmatrix}-\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0\\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{r}{L} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC} & 0\\ 0 & 0 & 0 & \omega & -\omega\end{bmatrix}_{5\times5} \quad (۹)$$

$$B_1=\begin{bmatrix}\frac{V_i}{L_f}\\ 0\\ 0\\ 0\\ -\omega V_{oref}\end{bmatrix}_{5\times1}$$

$$A_2=\begin{bmatrix}-\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0\\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0\\ 0 & 0 & 0 & \omega & -\omega\end{bmatrix}_{5\times5} \quad (۱۰)$$

$$B_2=\begin{bmatrix}\frac{V_i}{L_f}\\ 0\\ 0\\ 0\\ -\omega V_{oref}\end{bmatrix}_{5\times1}$$

مقدار مرجع متغیرهای حالت به‌صورت معادله (۱۱) تعریف می‌شود، که در آن $\boldsymbol{\varepsilon_{ref}=0}$، هم‌چنین $\boldsymbol{i_{fref}=i_{Lref}}$.

$$x_{ref}=\begin{bmatrix}i_{fref} & v_{fref} & i_{Lref} & v_{oref} & \varepsilon_{ref}\end{bmatrix}^T \quad (۱۱)$$

جریان مرجع فیلتر از رابطه (۱۲) به دست می‌آید.

$$i_{fref}=\frac{2P_{in_max}}{V_i}\left(1-\sqrt{1-\frac{{V_{oref}}^2}{R\,P_{in_max}}}\right) \quad (۱۲)$$

در این معادله توان ورودی ماکزیمم $\boldsymbol{P_{in_max}=\frac{{V_i}^2}{\left(4(r_f+r_L)\right)}}$ است.

ولتاژ خازن فیلتر $\boldsymbol{v_{fref}}$ به‌صورت معادله (۱۳) است.

$$v_{fref}=V_i-r_f i_{fref} \quad (۱۳)$$

برای سیگنال فرمان $\boldsymbol{u_{ref}}$ که مرتبط با $\boldsymbol{V_{oref}}$ در حالت ماندگار است، جریان مرجع فیلتر که از رابطه (۱۲) محاسبه شده‌است و مقاومت بار، می‌توان نوشت:

$$u_{ref}=1-\left(\frac{V_{oref}}{R\,i_{fref}}\right) \quad (۱۴)$$

در نقطه تعادل $\boldsymbol{(u_{ref},x_{ref})}$ معادله دیفرانسیلی (۸) به‌صورت (۱۵) نوشته می‌شود.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{ref}=\{&u_{ref}(A_1x_{ref}+B_1)\\&+(1\\&-u_{ref})(A_2x_{ref}\\&+B_2)\}=0\end{aligned} \quad (۱۵)$$

با تغییر متغیر $\boldsymbol{z=x-x_{ref}}$ که خطای متغیر حالت است، می‌توان نوشت:

$$\dot{z}=A(u)z+B(u) \quad (۱۶)$$

تعریف A(u) و B(u) مطابق رابطه ۱۷ است.

$$\begin{aligned}A(u)&=A_1u+A_2(1-u)\\B(u)&=(A_1u+A_2(1-u))x_{ref}+B_1u\\&\quad+B_2(1-u)\end{aligned} \quad (۱۷)$$

هنگامی که $\boldsymbol{u=u_{ref}}$، در نتیجه $\boldsymbol{B(u_{ref})=0}$

بنابراین:

$$\dot{z}=A(u_{ref})z \quad (۱۸)$$

ماتریس مثبت معین متقارن P و Q به‌گونه‌ای وجود دارد که:

$$PA(u_{ref})+A^T(u_{ref})P+Q=0 \quad (۱۹)$$

Q ماتریس کلیدی برای تنظیم عملکرد دینامیکی سیستم کنترلی است. این ماتریس از نوع قطری و نماد ریاضی آن، $\boldsymbol{Q=diag[q_{11},q_{22},q_{33},q_{44},q_{55}]^T}$ است. این ماتریس می‌تواند متغیرهای حالت $\boldsymbol{z=x-x_{ref}}$ که $\boldsymbol{x=[i_f,v_f,i_L,v_o,\varepsilon]^T}$ است را، با ضریب بیشتری کنترل کند. درایه‌های قطری این ماتریس به ترتیب متناظر با دینامیک هریک از متغیرهای حالت ماتریس $\boldsymbol{x}$ است. ازآنجایی‌که سطح جریان‌ها ($\boldsymbol{i_f}$ و $\boldsymbol{i_L}$)، از ولتاژها ($\boldsymbol{v_o}$ و $\boldsymbol{v_f}$) کمتر است، ضریب متناظر با آنها ($\boldsymbol{q_{11}}$ و $\boldsymbol{q_{33}}$)، باید بزرگ‌تر از ضریب متناظر با ولتاژها ($\boldsymbol{q_{22}}$ و $\boldsymbol{q_{44}}$) در نظر گرفته‌شود.

هم‌چنین جهت کاهش خطاها، ضریب $\boldsymbol{q_{55}}$ مربوط به متغیر حالت $\boldsymbol{\varepsilon}$، باید به‌اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته‌شود.

مقدار ماتریس Q به این‌صورت در نظر گرفته شده است:

$$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}\mathbf{1000} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{100} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1000} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{100} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{5000}\end{bmatrix}$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

ماتریس P پس از محاسبه Q از رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود و مقدار آن (در نقطه کار $\boldsymbol{R = 45\ \Omega}$ و $\boldsymbol{V_{oref}}$= 150 V) برابر است با:

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} 5.1603 & 0.0263 & -2.5173 & 0.0179 & 0.4496 \\ 0.0263 & 0.3915 & 0.0004 & -0.0098 & 0.0041 \\ -2.5173 & 0.0004 & 46.5346 & 0.2959 & 7.4516 \\ 0.0179 & -0.0098 & 0.2959 & 2.2133 & 0.1799 \\ 0.4496 & 0.0041 & 7.4516 & 0.1799 & 75.0000 \end{bmatrix}$$

برای اثبات پایداری سیستم، تابع کنترلی لیاپونف به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V(z) = z^T P z \qquad (۲۰)$$

برای کنترل سیستم مورد بررسی، این قانون کنترلی پیشنهاد می‌شود [۱۳]:

$$u(z) = arg \min_{u\in\{0,1\}} z^T P\big(A(u)z + B(u)\big) \qquad (۲۱)$$

این رابطه، یک قانون کنترلی برای فیدبک پایداری مجانبی کلی است؛ که برای معادله دیفرانسیل رابطه (۱۶) تعیین شده‌است.

به کمک معادله (۱۶) رابطه ۲۲ به دست می‌آید.

$$\dot{V}(z) = u f_1(z, V_i) + (1-u) f_2(z, V_i) \qquad (۲۲)$$

که در این رابطه، $\boldsymbol{f_1}$ و $\boldsymbol{f_2}$ عبارت‌اند از:

$$\begin{cases} f_1(z, V_i) = 2z^T P\big(A_1 z + A_1 x_{ref} + B_1\big) \\ f_2(z, V_i) = 2z^T P\big(A_2 z + A_2 x_{ref} + B_2\big) \end{cases} \qquad (۲۳)$$

همان‌طور که در بالا اشاره شد، هنگامی که $\boldsymbol{u = u_{ref}}$، درنتیجه $\boldsymbol{B(u_{ref}) = 0}$ ، عبارت $\boldsymbol{\dot{V}(z)}$ را می‌توان به شکل رابطه (۲۴) پیشنهاد کرد:

$$\begin{aligned} u f_1(z, V_i) + (1-u) f_2(z, V_i) \\ = 2z^T P\big(A(u_{ref})z\big) \\ = -z^T Q z < 0 \end{aligned} \qquad (۲۴)$$

بنابراین برای اینکه این عبارت منفی شود، می‌توان نوشت:

$$\min_{u\in\{0,1\}} \{f_1(z, V_i), f_2(z, V_i)\} \le -z^T Q z < 0 \qquad (۲۵)$$

از این‌رو، در کل فضای حالت، قانون کلیدزنی سیستم (۱۶) را پایدار می‌کند.

ماتریس متقارن مثبت Q را می‌توان انتخاب کرد. ماتریس P را می‌توان در هر زمان نمونه‌برداری محاسبه کرد و قانون کنترل (۲۱) محقق می‌شود. به کمک نرم‌افزار متلب، پاسخ رابطه (۱۹)، ماتریس Pرا می‌توان به دست آورد.

۳- نتایج شبیه‌سازی

یک‌سری شبیه‌سازی برای نشان‌دادن کارایی روش و بررسی خطای استاتیک ولتاژ خروجی انجام شده‌است. مقدار ولتاژ ورودی ۶۳ ولت، فرکانس نمونه‌گیری ۳۰ کیلوهرتز، سلف ۸/۷ میلی‌هانری و مقاومت داخلی آن ۰/۲ اهم، خازن خروجی ۸۷۵ میکروفاراد، اندوکتانس فیلتر ۰/۵۵ میلی‌هانری و مقاومت آن ۰/۱۲ اهم، و خازن فیلتر ۴۰ میکروفاراد درنظر گرفته شده‌است.

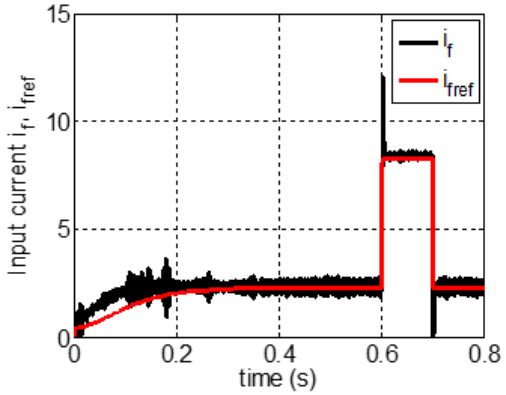
مرجع ولتاژ خروجی و مقاومت بار تغییر داده شده‌است. بنابراین، چندین ماتریس P با به‌کارگیری ولتاژ ورودی ثابت، مقاومت بار محدود شده و ولتاژ خروجی محدودشده از قبل محاسبه می‌شوند. درنتیجه، ماتریس P در یک look up table قرار می‌گیرد.

شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب سیمولینک اجرا شده‌است. دینامیک متغیر حالت توسط پارامتر ثابت ω تعریف شده‌است که در ۱۰ رادیان بر ثانیه تنظیم شده‌است.

نتایج شبیه‌سازی در هنگام راه‌اندازی، با اعمال یک پل روی بار و حالت پایدار، در شکل۳، شکل۴ و شکل۵، نشان داده‌شده است.

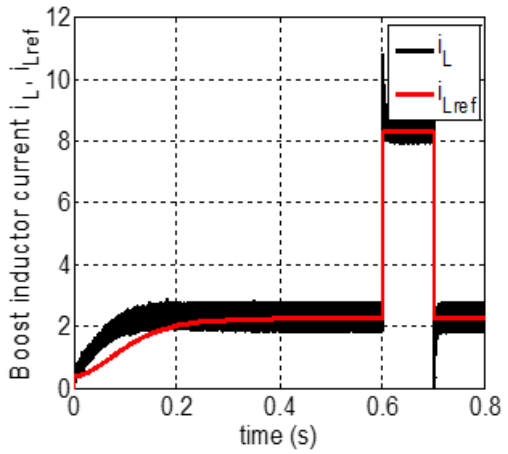
برای جریان $\boldsymbol{i_f}$ و $\boldsymbol{i_L}$ ، فراجهشی وجود دارد که ولتاژ خروجی را به سرعت به مرجع خود بازمی‌گرداند. بااین‌حال، ولتاژ خروجی $\boldsymbol{v_o}$ دارای فراجهش نیست.

نتایج خطای ماندگار برای کنترل پیشنهادی در مقایسه با نتایج سیستم در [۱۳]، برای ولتاژ خروجی تقریبا ٪۶/۶ است. به‌ویژه برای ولتاژ خروجی، ولتاژ خطای خروجی حاصل از روش پیشنهادی کمتر از ٪۰/۵ است که می‌تواند با به‌کارگیری ماتریس کلیدی (Q) به حداقل برسد.

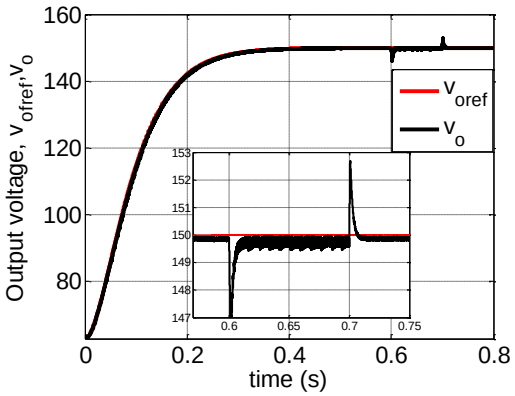


شکل ۳- شکل‌موج جریان اندوکتانس فیلتر برای تغییرات مقاومت خروجی از ۱۶۰ تا ۴۵ و از ۴۵ تا ۱۶۰ اهم.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]



شکل ۴- شکل‌موج جریان اندوکتانس بوست برای تغییرات مقاومت خروجی از ۱۶۰ تا ۴۵ و از ۴۵ تا ۱۶۰ اهم.



شکل ۵- شکل‌موج ولتاژ خروجی و مرجع آن با کنترل‌کننده پیشنهادی راه‌اندازی و پاسخ پله بار از ۱۶۰ تا ۴۵ و از ۴۵ تا ۱۶۰ اهم.

در گام دوم شبیه‌سازی، عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با کنترل‌کننده PI دوحلقه در شکل ۶ مقایسه شده‌است.

اندازه پیک فروجهش و فراجهش برای نقاط مختلف عملکردی، در این شکل، نشان داده‌شده‌است. این امر، برای ولتاژهای متفاوت خروجی ۱۰۰، ۱۵۰، ۲۰۰ و ۲۵۰ ولت انجام‌شده است.

همان‌طور که مشاهده می‌شود، روش پیشنهادی مقدار پیک کمتری برای فروجهش و هم‌چنین فراجهش نسبت به سیستم کنترل‌شده توسط کنترل‌کننده PI، ارائه می‌دهد.

برای وضوح بیشتر، در شکل ۷، شکل‌موج‌های جریان سلف بوست، جریان عبوری از سلف فیلترLC و ولتاژ خروجی در دو کنترل‌کننده PI و کنترل‌کننده پیشنهادی مقایسه شده‌است. مشاهده می‌شود که در زمان‌های تغییر بار، کنترل‌کننده پیشنهادی، فروجهش و فراجهش کمتری دارد.

٤- نتایج تجربی

۱-۴-معرفی محیط آزمایش

اعتبارسنجی سیستم پیشنهادی در بستر آزمایشگاهی ارزیابی می‌شود. شکل ۸ نشان‌دهنده میز آزمایش است. الگوریتم‌های کنترل که در بخش شبیه‌سازی متلب توسعه داده شده‌است در آزمایشگاه، در کارت کنترل‌کننده زمان واقعی dSPACE ds1103 جای‌گذاری شده‌است. میز آزمایش شامل المان‌هایی با مشخصات به شرح زیر است.

اسیلوسکوپ‌های دیجیتالی مدل TDS5034B، منبع تغذیه قابل‌برنامه‌ریزی مدل TDK- Lambda ۵ کیلوواتی، بار مقاومتی متغیر، ولت‌متر دیجیتالی، پروب‌های ولتاژ دیفرانسیلی با پهنای باند ۲۵ مگاهرتز، پروب‌های جریان با پهنای باند ۱۰۰ کیلوهرتز و یک کارت رابط dSPACE که شامل نرم‌افزار ControlDesk است. پروب‌های جریان AC/DC 80i-110s شرکت Fluke، جریان را برای کنترل‌کننده اندازه‌گیری می‌کند. پروب‌های جریان Tektronix و تقویت‌کننده‌های آن‌ها، در اندازه‌گیری جریان برای اسیلوسکوپ به‌کارگرفته‌می‌شود.

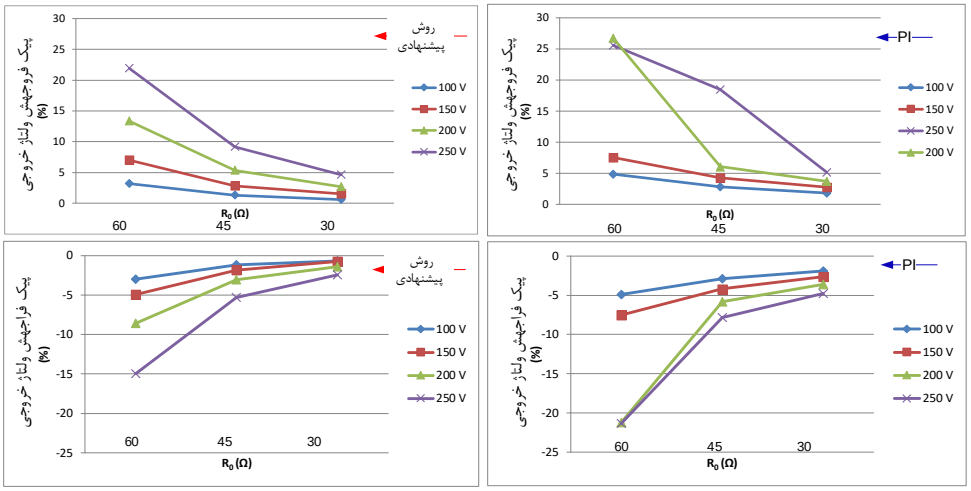
مقدار سلف برابر ۸/۷ میلی‌هانری و خازن ۱۰۰۰+۲۰٪ میکروفاراد انتخاب می‌شود. فرکانس قطع پایین‌گذر مربوطه به‌صورت $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$ که در آن $L_f = 0.55\text{mH}$ و $C_f = 40\mu\text{F}$ است. از IGBT مدل SKM195GB126D به‌عنوان کلید و دیود به‌کارگرفته‌شده‌است. هم‌چنین به‌دلیل محدودیت حداکثر فرکانس نمونه‌برداری dSPACE به‌کارگرفته‌شده در این مقاله، مقدار فرکانس نمونه‌برداری ۳۰ کیلوهرتز در نظر گرفته‌شده‌است.

سه پروب جریان برای اندازه‌گیری جریان ورودی i_f، جریان بار i_O و جریان سلف بوست i_L به‌کارگرفته‌می‌شود. هم‌چنین سه پروب ولتاژ برای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی V_i، ولتاژ سلف فیلتر V_f و ولتاژ خروجی V_o به‌کارگرفته‌شده‌است. این جریان‌ها و ولتاژها در هر دوره زمانی ۳۳ میکروثانیه نمونه‌گیری می‌شوند.

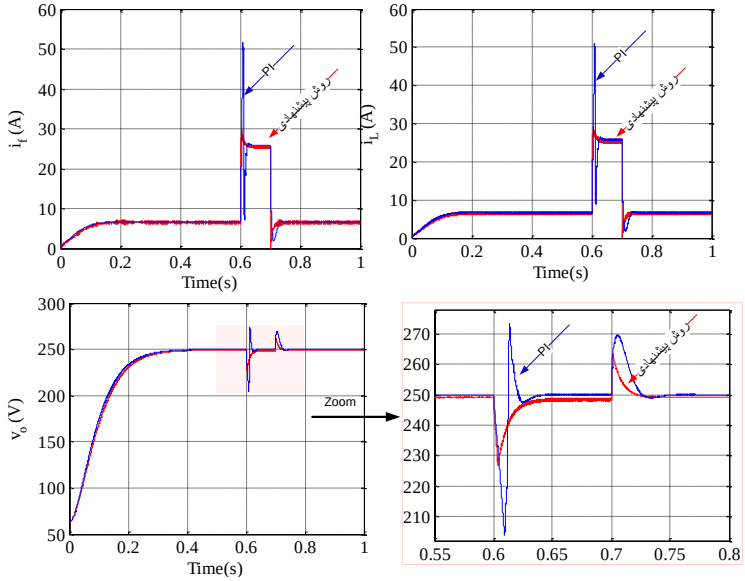
در ادامه به بررسی نمودارها در حالت شروع، ردیابی و تنظیم پرداخته می‌شود. این نمودارها مربوط به تایید فرآیند شروع و ردیابی، زمانی‌که ولتاژ مرجع خروجی تغییر می‌کند و تنظیم، برای حالت تغییر در مقاومت بار و ولتاژ خروجی ثابت، است.

شکل ۹ و ۱۰، پاسخ ولتاژهای v_f و v_o و هم‌چنین جریان‌های i_f و i_L را در حالت شروع نشان می‌دهد. در این حالت، مقاومت بار ۴۵ اهم است. همان‌طور که قبلا توضیح داده‌شد، مرجع‌های متغیر حالت با به‌کارگیری ولتاژ مرجع خروجی، به‌دست می‌آیند. بنابراین اگر ولتاژ مرجع خروجی به‌آرامی تغییر کند، متغیرهای حالت به‌خوبی مقادیر مرجع خود را ردیابی می‌کنند. مسیر این متغیرهای حالت از نقاط اولیه تا نقاط نهایی بدون هیچ فراجهشی ادامه می‌یابد.

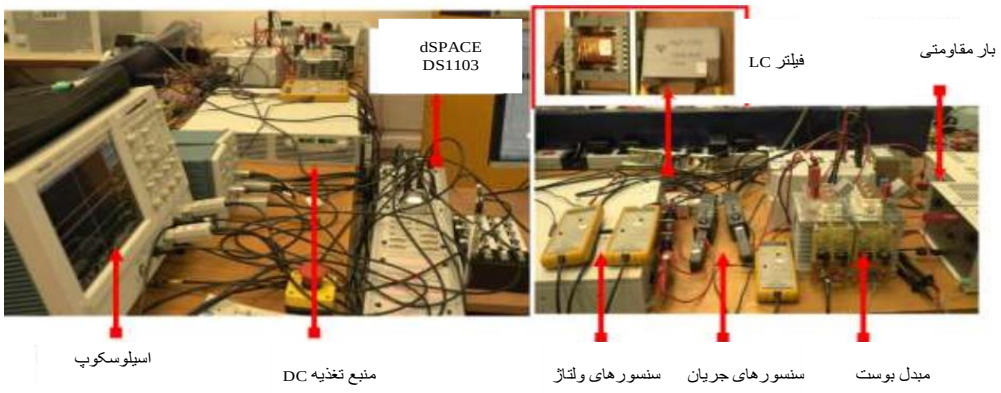
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]



شکل ۶- فروجهش ولتاژ خروجی برای روش کنترلی پیشنهادی (بالا–چپ) و PI (بالا– راست) برای مقادیر متفاوت R_O و مرجع ولتاژ خروجی، فروجهش ولتاژ خروجی برای روش کنترلی پیشنهادی (پایین–چپ) و PI (پایین– راست) برای مقادیر متفاوت R_O و مرجع ولتاژ خروجی.



شکل۷- شکل‌موج‌های i_L، i_f و v_o با توجه به تغییر مقدار مقاومت بار به‌صورت $R = 160 \rightarrow 45\ \Omega$ در زمان‌های $t = 0.6, 0.7\ s$ برای کنترل‌کننده PI (آبی) و کنترل‌کننده پیشنهادی (قرمز).



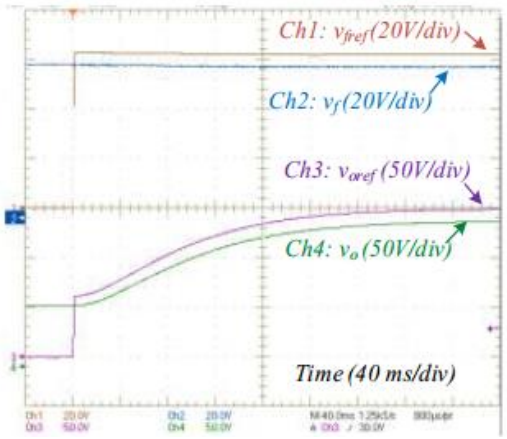
شکل۸- میز آزمایشگاهی.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

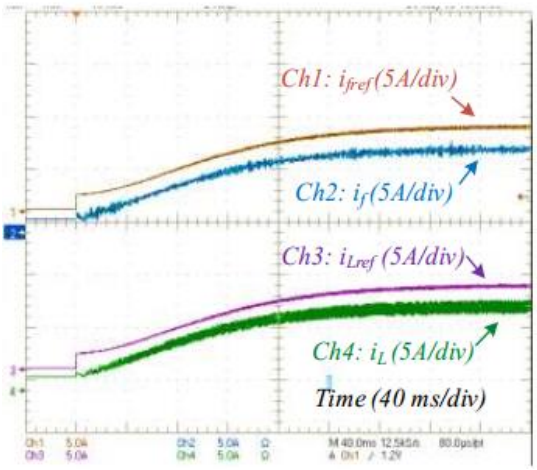
شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نتایج آزمایش را هنگامی که مقدار ولتاژ مرجع خروجی از ۱۰۰ ولت به ۱۵۰ ولت می‌رسد و سپس به ۱۰۰ ولت باز می‌گردد را نشان‌می‌دهد. در این حالت نیز مقاومت بار مقدار ثابت ۴۵ اهم است.

شکل‌های ۱۳ و ۱۴ نشان‌دهنده ولتاژ و جریان تجربی در حالت ماندگار است.

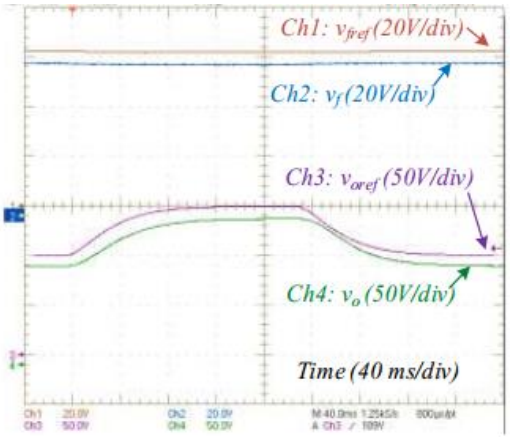
شکل‌های ۱۵ و ۱۶ جریان‌های i_f و i_L و ولتاژهای v_f و v_o را در مقدارهای مختلف مقاومت بار نشان می‌دهد. مقاومت بار از مقدار ۱۶۰ اهم به ۴۵ اهم کاهش می‌یابد. کنترل‌کننده پیشنهادی دارای مزیت پاسخ سریع برای جریان سلف بوست و ولتاژ خروجی است. همان‌طورکه شکل ۱۲ نشان می‌دهد، خطای ولتاژ خروجی در نتایج آزمایشگاهی کمتر از ۰/۲ درصد است که این مقدار نزدیک به نتایج بخش شبیه‌سازی است.



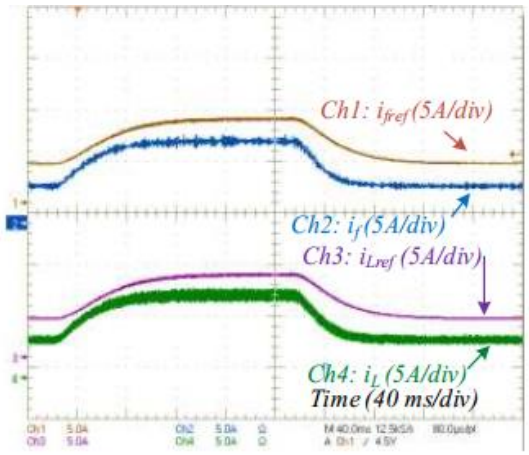
شکل ۹- شکل‌موج ولتاژ تجربی در شروع فرایند در حالت $R = 45\Omega, V_{oref} = 150V, \omega_{vo} = 20\ rad/s$.



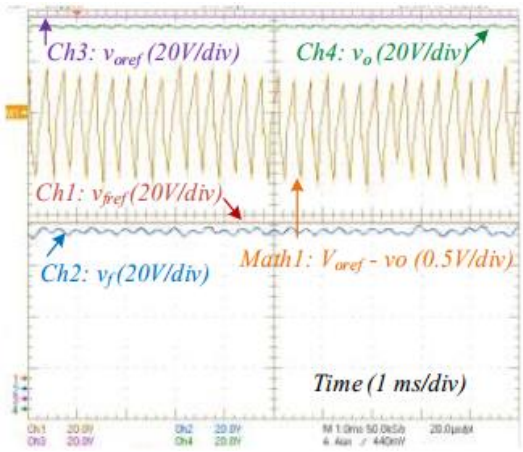
شکل ۱۰- شکل‌موج جریان تجربی در شروع فرایند در حالت $R = 45\Omega, V_{oref} = 150V, \omega_{vo} = 20\ rad/s$.



شکل ۱۱- شکل‌موج ولتاژ تجربی در حالت ردیابی ولتاژ از ۱۰۰اهم تا ۱۵۰ اهم و سپس دوباره تا ۱۰۰ اهم درحالی‌که $R = 45\Omega, V_{oref} = 150V, \omega_{vo} = 20\ rad/s$.

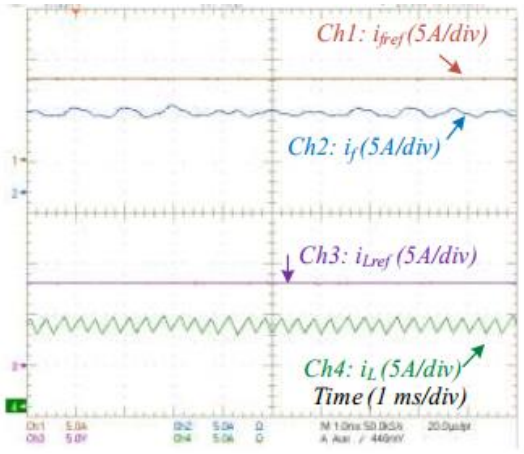


شکل ۱۲- شکل‌موج جریان تجربی در حالت ردیابی ولتاژ از ۱۰۰اهم تا ۱۵۰ اهم و سپس دوباره تا ۱۰۰اهم درحالی‌که $R = 45\Omega, V_{oref} = 150V, \omega_{vo} = 20\ rad/s$.

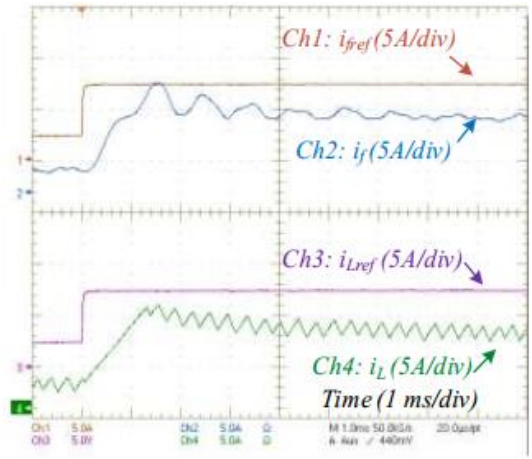


شکل ۱۳- شکل‌موج ولتاژ تجربی در حالت ماندگار درحالی‌که $V_{oref} = 150V$.

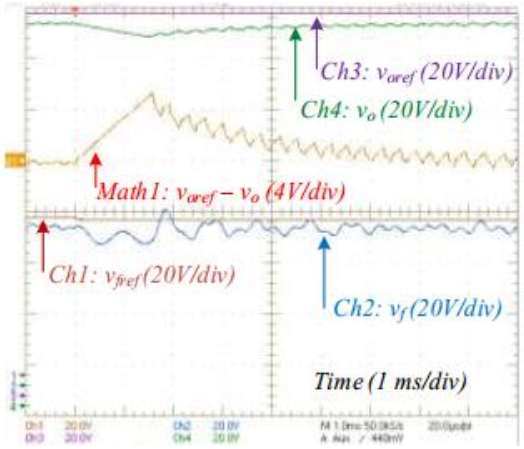
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]



شکل ۱۴- شکل‌موج جریان تجربی در حالت ماندگار درحالی‌که $V_{oref} = 150V$.



شکل ۱۵- شکل‌موج جریان تجربی برای تنظیم مقاومت از ۱۶۰اهم تا ۴۵ اهم، درحالی‌که $V_{oref} = 150V$.



شکل ۱۶- شکل‌موج ولتاژ تجربی برای تنظیم مقاومت از ۱۶۰اهم تا ۴۵ اهم، درحالی‌که $V_{oref} = 150V$.

٤- نتیجه‌گیری

یک کنترل جدید برای مبدل‌های قدرت مبدل دی‌سی بر اساس عملکرد لیاپونف ارائه شده‌است. این روش کنترل بدون هر خطی‌سازی، انجام‌شد. برای نشان‌دادن عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی، یک مبدل دی‌سی بوست با یک فیلتر ورودی LC درنظر گرفته‌شد. تمام متغیرهای حالت مبدل به‌طور هم‌زمان در کنترل‌کننده در نظر گرفته‌شد. دینامیک متغیرهای حالت با به‌کارگیری ماتریس کلیدی Q در روش لیاپونف طراحی‌شد. هدف اصلی کنترل ولتاژ خروجی بود. در مقایسه با مرجع [۱۳]، نتایج نشان داد که بهبود در کمینه شدن خطای حالت ماندگار به‌ازای تغییر بار، انجام شده‌است. حالت‌های شروع، ردیابی و تنظیم به‌کمک نتایج آزمایشگاهی اعتبارسنجی شد. ردیابی برای حالتی که ولتاژ مرجع خروجی تغییر می‌کند و تنظیم، برای حالت کاهش مقاومت بار در نظر گرفته‌می‌شود. روش پیشنهادی می‌تواند برای سیستم‌های مختلف، برای تمام حالت‌های عملیاتی و نقاط عملیاتی اعمال شود.

مراجع

[1] J. J. More, P. F. Puleston, C. Kunusch, and M. A. Fantova, "Development and Implementation of a Supervisor Strategy and Sliding Mode Control Setup for Fuel-Cell-Based Hybrid Generation Systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 218-225, Mar. 2015.

[2] M. Kumar, S. C. Srivastava, and S. N. Singh, "Control Strategies of a DC Microgrid for Grid Connected and Islanded Operations," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1588-1601, Jul. 2015.

[3] R. Gavagsaz-Ghoachani, J. P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, and B. Davat, "An e-learning tool for power control and energy management in DC microgrids," in *Proc. IEEE e-Learning in Ind. Electron.*, Nov. 2013, pp. 102-107.

[4] A. Garcia-Bediaga, I. Villar, A. Rujas, I. Etxeberria-Otadui, and A. Rufer, "Analytical Models of Multiphase Isolated Medium-Frequency dc-dc Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2508-2520, Apr. 2017.

[5] A. Villarruel-Parra, and A. J. Forsyth, "Enhanced Average-Value Modelling of Interleaved DC-DC Converters Using Sampler Decomposition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2290-2299, Mar. 2017.

[6] P. Magne, D. Marx, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Large signal stabilization of a DC-link supplying a constant power load using a virtual capacitor: Impact on the domain of attraction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 878–887, May/Jun. 2012.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]

[7] M. Karbalaye Zadeh, R. Gavagsaz-ghoachani, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and M. Molinas, "Discrete-Time Tool for Stability Analysis of DC Power Electronics Based Cascaded Systems," *IEEE Trans. Power Electron*., vol. 32, no. 1, pp. 652-667, Jan. 2017.

[8] L. M. Saublet, R. Gavagsaz-Ghoachani, J. P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Asymptotic Stability Analysis of the Limit Cycle of a Cascaded DC–DC Converter Using Sampled Discrete-Time Modeling," *IEEE Trans. Ind. Electron*., vol. 63, no. 4, pp. 2477-2487, Apr. 2016.

[9] R. Gavagsaz-Ghoachani, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and B. Davat, "DC Power Networks With Very Low Capacitances for Transportation Systems: Dynamic Behavior Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5865-5877, Dec. 2013.

[10] M. Wu, and D. D. C. Lu, "A Novel Stabilization Method of LC Input Filter With Constant Power Loads Without Load Performance Compromise in DC Microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron*., vol. 62, no. 7, pp. 4552-4562, Jul. 2015.

[11] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, "Constant-Power Load System Stabilization by Passive Damping," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1832-1836, Jul. 2011.

[12] A. B. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Active stabilization of a poorly damped input filter supplying a constant power load," in *Proc. IEEE Energy Convers. Cong. Expo*., 2009, pp. 2991-2997.

[13] R. Gavagsaz-ghoachani et al., "A Lyapunov Function for Switching Command of a DC – DC Power Converter With an LC Input Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 5041–5050, 2017.

[14] P. Riedinger, and J. C. Vivalda, "Dynamic output feedback for switched linear systems based on a LQG design," *Automatica*, vol. 54, pp. 235-245, 2015.

[15] C. Albea, G. Garcia, and L. Zaccarian, "Hybrid dynamic modeling and control of switched affine systems: Application to DC-DC converters," in *Proc IEEE Conf. Decis. Control*, 2015, pp. 2264-2269.

[16] G. Deaecto, J. Geromel, F. Garcia, and J. Pomilio, "Switched affine systems control design with application to DC-DC converters", *IET Control Theory Appl.*, vol. 4, no. 7, pp. 1201-1210, 2010.

[17] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, G. S. Deaecto, and J. C. Geromel, "Analysis and control of DC-DC converters based on Lyapunov Stability Theory," in *Proc. IEEE Energy Convers. Cong. Expo*., 2009, pp. 2920-2927.

[18] S. R. Sanders, and G. C. Verghese "Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 17-24, Jan. 1992.

[19] P. Hauroigne, P. Riedinger, and C. Iung, "Switched Affine Systems Using Sampled-Data Controllers: Robust and Guaranteed Stabilization," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 56, no. 12, pp. 2929-2935, Dec. 2011.

[20] W. Cai, F. Yi, E. Cosoroaba, and B. Fahimi, "Stability Optimization Method Based on Virtual Resistor and Nonunity Voltage Feedback Loop for Cascaded DC–DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4575-4583, Nov.-Dec. 2015.

[21] A. Emadi, and M. Ehsani, "Negative impedance stabilizing controls for PWM DC-DC converters using feedback linearization techniques," in *Proc. 35th Intersoc. Energy Convers. Eng. Conf. Exhi*., 2000, pp. 613-620.

[22] A. M. Rahimi, G. A. Williamson, and A. Emadi, "Loop-Cancellation Technique: A Novel Nonlinear Feedback to Overcome the Destabilizing Effect of Constant-Power Loads," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 650-661, Feb. 2010.

[23] X. Wang, Y. W. Li, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and Current-Source Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7019-7037, Dec. 2015.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1400.15.2.12.9]
[DOI: 10.52547/joc.15.2.107]