

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

محمد افکار<sup>۱</sup>، مهسا رحمتی<sup>۲</sup>، سارا محمودیان یونسی<sup>۳</sup>، رقیه گوگ‌ساز قوچانی<sup>۴</sup>، سرچ پیرفدریسی<sup>۵</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، mo.afkar@mail.sbu.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی،  
m.rahmatikhorrarnabad@mail.sbu.ac.ir

<sup>۳</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی،  
sa.mahmoodian@mail.sbu.ac.ir

<sup>۴</sup> استادیار، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، r\_gavagsaz@sbu.ac.ir

<sup>۵</sup> استاد تمام، لابراتوار لمنا (انرژی و مکانیک نظری و کاربردی)، دانشگاه لورن فرانسه، serge.pierfederici@univ-lorraine.fr

پذیرش: ۱۳۹۹/۰۶/۲۲

ویرایش: ۱۳۹۹/۰۵/۲۵

دریافت: ۱۳۹۹/۰۳/۲۳

**چکیده:** به کارگیری 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 شده است. این روش کنترلی، مدل دقیق سیستم را بدون خطی‌سازی به کار می‌گیرد. همه متغیرهای حالت به کمک 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 مورد مطالعه، جهت اعتبارسنجی روش کنترلی پیشنهادی ارائه شده است.

**کلمات کلیدی:** کنترل‌کننده، معیار لیاپونف، پایداری‌سازی، 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

## ۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، به کارگیری مبدل‌های دی‌سی-دی‌سی در کاربردهای مختلف گسترش بسیاری یافته است [۱]-[۵]. این مبدل‌ها رابطی برای رساندن انرژی از منابع به بار هستند. از جمله مبدل‌های دی‌سی می‌توان به مبدل بوست اشاره کرد. 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 این گونه مبدل‌هاست.

راه‌حلی که برای کاهش ریپل جریان و ولتاژ مطرح شده، به کارگیری فیلتر LC است. این فیلتر از یک سلف و خازن تشکیل شده است و در ورودی مبدل بوست قرار می‌گیرد. فیلتر LC اگرچه مشکل ریپل را برطرف می‌کند، اما به دلیل 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 قابل اطمینان است. این روش به معنی اضافه کردن عناصر غیرفعال مانند مقاومت، خازن و سلف است. روش غیرفعال با وجود سادگی در پیاده‌سازی، به دلیل ایجاد تلفات و حجیم کردن سیستم، مورد توجه طراحان قرار نگرفته است [۱۱]. در مقابل روش‌های پایدارسازی غیرفعال، روش‌های فعال مطرح می‌شود. روش‌های پایدارسازی فعال به این شرح است: روش اول، ارائه ولتاژ خروجی برای کنترل کننده حلقه ولتاژ خروجی [۱۰]، روش بعدی تزریق اطلاعات ناپایداری به حلقه جریان [۸] و آخرین روش، اضافه کردن سیگنال پایدارسازی به سیگنال چرخه وظیفه است. این سیگنال پایدارساز توسط کنترل کننده تولید می‌شود [۷].

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

پایداری کل سیستم توسط فرمان کلیدزنی تضمین شده است. با این حال، خطای ماندگار، به ویژه در ولتاژ خروجی، وجود دارد. این

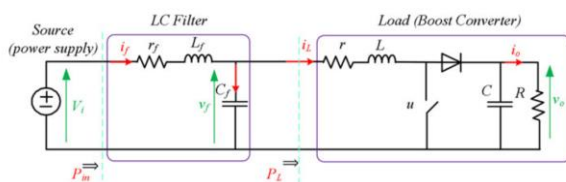
خطا، به دلیل خطاهای مدل‌سازی و اثر فرکانس نمونه‌برداری کم، ظاهر می‌شود [۱۹].

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

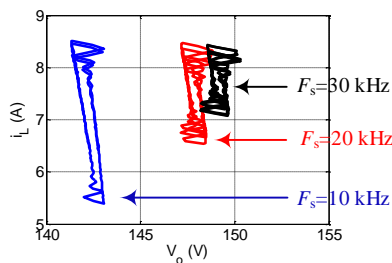
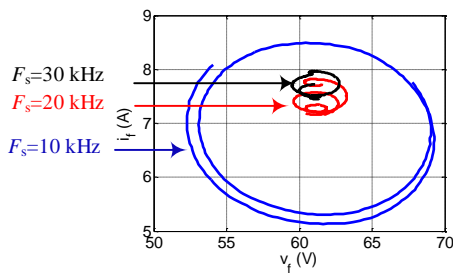
پس از مقدمه، در بخش دوم، سیستم مورد مطالعه معرفی شده است. این معرفی شامل سیستم و ایده کنترل کننده پیشنهادی است. نتایج شبیه‌سازی در بخش سوم داده شده است. جهت اعتبارسنجی نتایج شبیه‌سازی و مدل پیشنهادی، نتایج آزمایش‌های تجربی در بخش چهارم آورده شده است و در نهایت نتیجه‌گیری انجام شده است.

## ۲- معرفی سیستم

هم‌چنان که شکل ۱ نشان می‌دهد، سیستم از یک فیلتر LC در ورودی و یک مبدل بوست تشکیل شده است. فیلتر، از المان‌های سلف  $L_f$ ، خازن  $C_f$  و مقاومت داخلی سلف  $r_f$  تشکیل شده است. 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 شده است. سیگنال فرمان ( $u$ )، نحوه عملکرد مبدل بوست را در یک دوره تناوب  $T$  تعیین می‌کند که  $u = 0$  به معنای 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.



شکل ۲- بررسی اثر فرکانس نمونه برداری بر خطای حالت ماندگار:  
(بالا) جریان و ولتاژ فیلتر LC (پایین) جریان و ولتاژ مبدل بوست [۱۳].

به دلیل این که ولتاژ خروجی یکی از هدف‌های اولیه سیستم کنترل شده است، یک متغیر حالت جدید معرفی می‌شود. این متغیر حالت جدید، معمولاً با ماتریس  $Q$  (ماتریسی کلیدی برای تنظیم عملکرد دینامیکی سیستم کنترلی) برای پیاده‌سازی کنترل کننده به کار گرفته می‌شود. متغیر حالت جدید ( $\varepsilon$ ) برای کاهش خطای استاتیکی ولتاژ خروجی، در سیستم در نظر گرفته می‌شود. این متغیر حالت به صورت معادله (۶) تعریف می‌شود.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega \left( (v_o - V_{oref}) - \varepsilon \right) \quad (6)$$

پارامتر  $\omega$  مربوط به فرکانس فیلتر است.

با در نظر گرفتن این متغیر حالت جدید، ماتریس متغیرهای حالت به صورت معادله (۷) نمایش داده می‌شود.

$$x = [i_f \ v_f \ i_L \ v_o \ \varepsilon]^T \quad (7)$$

این سیستم با معادله دیفرانسیلی (۸) مدل می‌شود.

$$\dot{x} = u(A_1x + B_1) + (1-u)(A_2x + B_2) \quad (8)$$

که در آن سیگنال فرمان ( $u$ )، بین صفر و یک است.  $A_1$  و  $B_1$  ماتریس‌های سیستم برای  $u = 1$  است، در حالی که  $A_2$  و  $B_2$  ماتریس‌های سیستم برای  $u = 0$  است. تعریف ماتریس‌های  $A_1$ ،  $B_1$ ،  $A_2$  و  $B_2$  در رابطه (۹) و (۱۰) آمده است.

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

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

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_f - i_L) \quad (2)$$

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

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

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (v_f - r i_L - (1-u)v_o) \quad (3)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} \left( (1-u)i_L - \frac{v_o}{R} \right) \quad (4)$$

در آن  $v_o$  ولتاژ دو سر خازن خروجی و  $R$  مقاومت بار است که از رابطه (۶) به دست می‌آید.

$$R = \frac{v_o}{i_o} \quad (5)$$

$i_o$  جریان عبوری از مقاومت بار است.

متغیرهای حالت کنترل شده در یک محدوده کوچک، جابه‌جا می‌شوند. این محدوده به فرکانس نمونه برداری بستگی دارد. بنابراین خطاهای استاتیکی رخ می‌دهد. برای کاهش این خطاها، باید نرخ نمونه برداری را افزایش داد. شکل ۲، اثر فرکانس نمونه برداری 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 شده است. مقادیر مختلف فرکانس‌های نمونه برداری ( $F_s$ )، ۱۰، ۲۰ و ۳۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. هدف از این کار، بررسی وابستگی خطای حالت ماندگار به فرکانس نمونه برداری است. با توجه به شکل ۲ می‌توان مشاهده کرد که هرچه فرکانس نمونه برداری بالاتری به کار گرفته شود، خطای حالت ماندگار کمتر می‌شود.

برای افزایش فرکانس نمونه برداری، نیاز به یک کنترل کننده دیجیتال سرعت بالا است. راه دیگر به کارگیری  $\bar{z}$  به جای  $z$  است که  $\bar{z}$  نشان دهنده متغیر حالت متوسط بدون فرکانس بالا است.

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

در نقطه تعادل  $(u_{ref}, x_{ref})$  معادله دیفرانسیلی (۸) به صورت (۱۵) نوشته می‌شود.

$$\dot{x}_{ref} = \{u_{ref}(A_1 x_{ref} + B_1) + (1 - u_{ref})(A_2 x_{ref} + B_2)\} = 0 \quad (۱۵)$$

با تغییر متغیر  $z = x - x_{ref}$  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.

$$A(u) = A_1 u + A_2 (1 - u) \quad (۱۷)$$

$$B(u) = (A_1 u + A_2 (1 - u))x_{ref} + B_1 u + B_2 (1 - u)$$

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

بنابراین:

$$\dot{z} = A(u_{ref})z \quad (۱۸)$$

ماتریس مثبت معین مقارن  $P$  و  $Q$  به گونه‌ای 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،  $Q = \text{diag}[q_{11}, q_{22}, q_{33}, q_{44}, q_{55}]^T$  است. این ماتریس می‌تواند متغیرهای حالت  $z = x - x_{ref}$  که  $z = [i_f, v_f, i_L, v_o, \varepsilon]^T$  است را، با ضریب بیشتری کنترل کند. درایه‌های قطری این ماتریس به ترتیب متناظر با دینامیک هر یک از متغیرهای حالت ماتریس  $x$  است. از آنجایی که سطح جریان‌ها ( $i_f$  و  $i_L$ )، از ولتاژها ( $v_o$  و  $v_f$ ) کمتر است، ضریب متناظر با آنها ( $q_{11}$  و  $q_{33}$ )، باید بزرگ‌تر از ضریب متناظر با ولتاژها ( $q_{22}$  و  $q_{44}$ ) در نظر گرفته شود.

هم چنین جهت کاهش خطاها، ضریب  $q_{55}$  مربوط به متغیر حالت  $\varepsilon$ ، باید به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شود.

مقدار ماتریس  $Q$  به این صورت در نظر گرفته شده است:

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

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

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\omega V_{oref} \end{bmatrix}_{5 \times 1}$$

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

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\omega V_{oref} \end{bmatrix}_{5 \times 1}$$

مقدار مرجع متغیرهای حالت به صورت معادله (۱۱) تعریف می‌شود، که در آن  $\varepsilon_{ref} = 0$ ، هم چنین  $i_{fref} = i_{Lref}$

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

$$x_{ref} = [i_{fref} \ v_{fref} \ i_{Lref} \ v_{oref} \ \varepsilon_{ref}]^T \quad (۱۱)$$

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  $P_{in\_max} = \frac{v_i^2}{4(r_f+r_L)}$  است.

ولتاژ خازن فیلتر  $v_{fref}$  به صورت معادله (۱۳) است.

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

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

### ۳- نتایج شبیه سازی

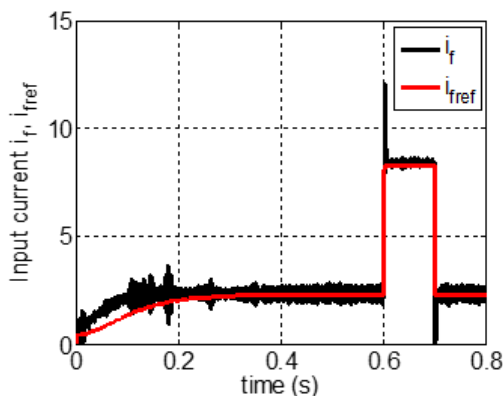
یک سری شبیه سازی برای نشان دادن کارایی روش و بررسی خطای استاتیک ولتاژ خروجی انجام شده است. مقدار ولتاژ ورودی ۶۳ ولت، فرکانس نمونه گیری ۳۰ کیلوهرتز، سلف ۸/۷ میلی هانری و مقاومت داخلی آن ۰/۲ اهم، خازن خروجی ۸۷۵ میکروفاراد، اندوکتانس فیلتر ۰/۵۵ میلی هانری و مقاومت آن ۰/۱۲ اهم، و خازن فیلتر ۴۰ میکروفاراد در نظر گرفته شده است.

مرجع ولتاژ خروجی و مقاومت بار تغییر داده شده است. بنابراین، چندین ماتریس P با به کارگیری ولتاژ ورودی ثابت، مقاومت بار محدود شده و ولتاژ خروجی محدود شده از قبل محاسبه می شوند. در نتیجه، ماتریس P در یک look up table قرار می گیرد.

شبیه سازی در نرم افزار متلب سیمولینک اجرا شده است. دینامیک متغیر حالت توسط پارامتر ثابت  $\omega$  تعریف شده است که در ۱۰ رادیان بر ثانیه تنظیم شده است.

نتایج شبیه سازی در هنگام راه اندازی، با اعمال یک پل روی بار و حالت پایدار، در شکل ۳، شکل ۴ و شکل ۵، نشان داده شده است. برای جریان  $i_f$  و  $i_L$ ، فراجششی وجود دارد که ولتاژ خروجی را به سرعت به مرجع خود بازمی گرداند. باین حال، ولتاژ خروجی  $v_o$  دارای فراجشش نیست.

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



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

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

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

برای اثبات پایداری سیستم، تابع کنترلی لیاپونف به صورت زیر تعریف می شود:

$$V(z) = z^T P z \quad (20)$$

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

$$u(z) = \arg \min_{u \in \{0,1\}} z^T P (A(u)z + B(u)) \quad (21)$$

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

به کمک معادله (۱۶) رابطه ۲۲ به دست می آید.

$$\dot{V}(z) = u f_1(z, V_i) + (1 - u) f_2(z, V_i) \quad (22)$$

که در این رابطه،  $f_1$  و  $f_2$  عبارت اند از:

$$\begin{cases} f_1(z, V_i) = 2z^T P (A_1 z + A_1 x_{ref} + B_1) \\ f_2(z, V_i) = 2z^T P (A_2 z + A_2 x_{ref} + B_2) \end{cases} \quad (23)$$

همان طور که در بالا اشاره شد، هنگامی که  $u = u_{ref}$  در نتیجه  $B(u_{ref}) = 0$ ، عبارت  $\dot{V}(z)$  را می توان به شکل رابطه (۲۴) پیشنهاد کرد:

$$\begin{aligned} u f_1(z, V_i) + (1 - u) f_2(z, V_i) \\ = 2z^T P (A(u_{ref})z) \\ = -z^T Q z < 0 \end{aligned} \quad (24)$$

بنابراین برای اینکه این عبارت منفی شود، می توان نوشت:

$$\min_{u \in \{0,1\}} \{f_1(z, V_i), f_2(z, V_i)\} \leq -z^T Q z < 0 \quad (25)$$

از این رو، در کل فضای حالت، قانون کلیدزنی سیستم (۱۶) را پایدار می کند.

ماتریس متقارن مثبت Q را می توان انتخاب کرد. ماتریس P را می توان در هر زمان نمونه برداری محاسبه کرد و قانون کنترلی (۲۱) محقق می شود. به کمک نرم افزار متلب، پاسخ رابطه (۱۹)، ماتریس P را می توان به دست آورد.

## ۴- نتایج تجربی

### ۴-۱- 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 dsSPACE ds1103 جای‌گذاری شده‌است. میز آزمایش شامل المان‌هایی با مشخصات به شرح زیر است.

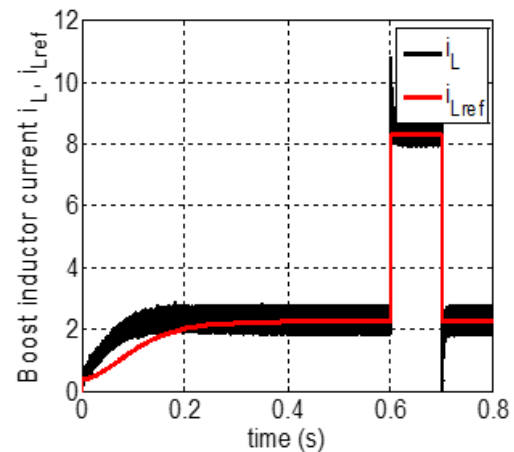
اسیلوسکوپ‌های دیجیتالی مدل TDS5034B، منبع تغذیه قابل‌برنامه‌ریزی مدل TDK-Lambda ۵ کیلوواتی، بار مقاومتی متغیر، ولت‌متر دیجیتالی، پروب‌های ولتاژ دیفرانسیلی با پهنای باند ۲۵ مگاهرتز، پروب‌های جریان با پهنای باند ۱۰۰ کیلوهرتز و یک کارت رابط dsSPACE که شامل نرم‌افزار ControlDesk است. پروب‌های جریان اندازه‌گیری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

مقدار سلف برابر  $8/7$  میلی‌هائری و خازن  $1000 + 20\%$  میکروفاراد انتخاب می‌شود. فرکانس قطع پایین‌گذر مربوطه به صورت  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$  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 به کار گرفته شده‌است. هم‌چنین به دلیل محدودیت حداکثر فرکانس نمونه‌برداری dsSPACE به کار گرفته شده در این مقاله، مقدار فرکانس نمونه‌برداری  $30$  کیلوهرتز در نظر گرفته شده‌است.

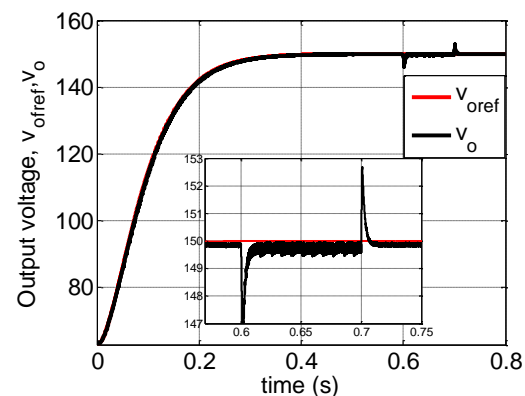
سه پروب جریان برای اندازه‌گیری جریان ورودی  $i_f$ ، جریان بار  $i_o$  و جریان سلف بوست  $i_L$  به کار گرفته می‌شود. هم‌چنین سه پروب ولتاژ برای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی  $V_i$ ، ولتاژ سلف فیلتر  $V_f$  و ولتاژ خروجی  $V_o$  به کار گرفته شده‌است. این جریان‌ها و ولتاژها در هر دوره زمانی  $33$  میکروثانیه نمونه‌گیری می‌شوند.

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

شکل ۹ و ۱۰، پاسخ ولتاژهای  $V_o$  و  $V_f$  و هم‌چنین جریان‌های  $i_f$  و  $i_L$  را در حالت شروع نشان می‌دهد. در این حالت، مقاومت بار  $45$  اهم است. همان‌طور که قبلاً توضیح داده شد، مرجع‌های متغیر حالت با به کارگیری ولتاژ مرجع خروجی، به دست می‌آیند. بنابراین اگر ولتاژ مرجع خروجی به آرامی تغییر کند، متغیرهای حالت به خوبی مقادیر مرجع خود را ردیابی می‌کنند. مسیر این متغیرهای حالت از نقاط اولیه تا نقاط نهایی بدون هیچ فراجشی ادامه می‌یابد.



شکل ۴- شکل موج جریان اندوکتانس بوست برای تغییرات مقاومت خروجی از  $160$  تا  $45$  و از  $45$  تا  $160$  اهم.



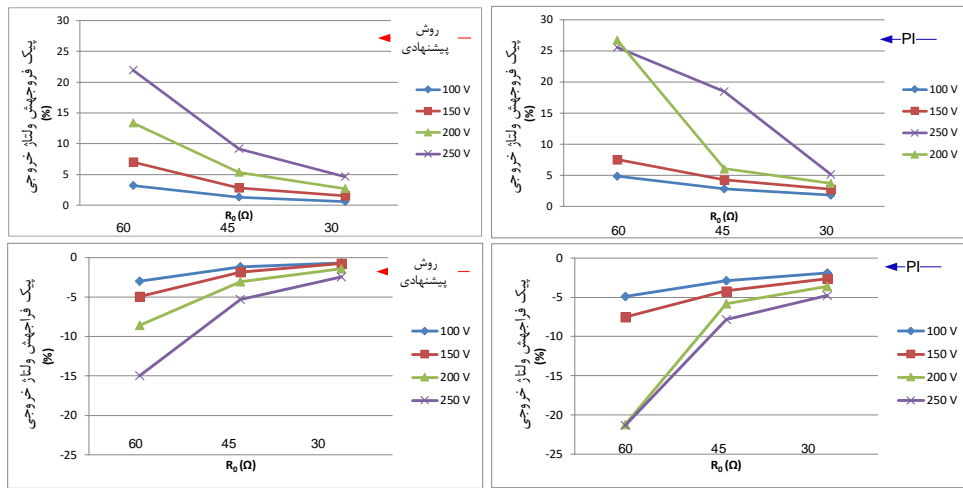
شکل ۵- شکل موج ولتاژ خروجی و مرجع آن با کنترل‌کننده پیشنهادی راه‌اندازی و پاسخ پله بار از  $160$  تا  $45$  و از  $45$  تا  $160$  اهم.

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

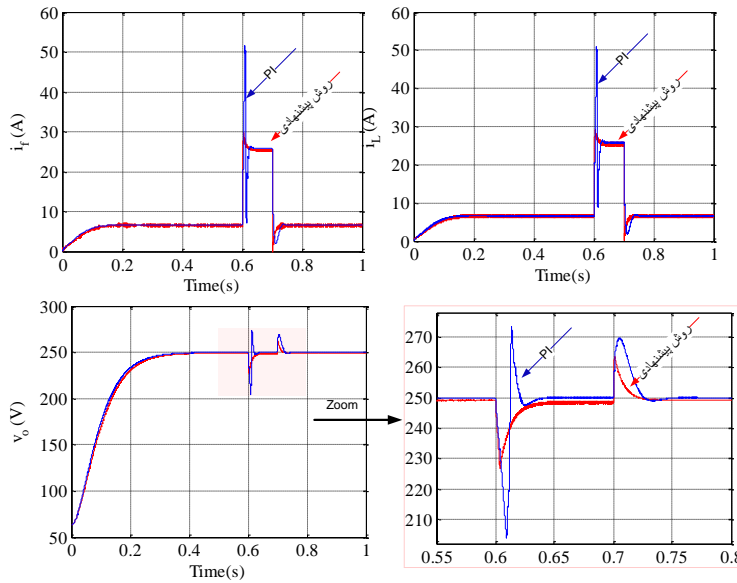
اندازه پیک فراجش و فراجش برای نقاط مختلف عملکردی، در این شکل، نشان داده شده‌است. این امر، برای ولتاژهای متفاوت خروجی  $100$ ،  $150$ ،  $200$  و  $250$  ولت انجام شده‌است.

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

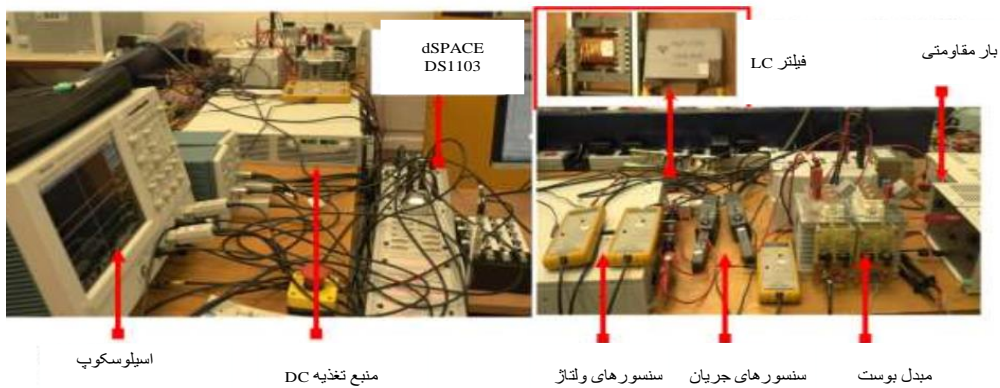
برای وضوح بیشتر، در شکل ۷، شکل موج‌های جریان سلف بوست، جریان عبوری از سلف فیلتر LC و ولتاژ خروجی در دو کنترل‌کننده PI و کنترل‌کننده پیشنهادی مقایسه شده‌است. مشاهده می‌شود که در زمان‌های تغییر بار، کنترل‌کننده پیشنهادی، فراجش و فراجش کمتری دارد.



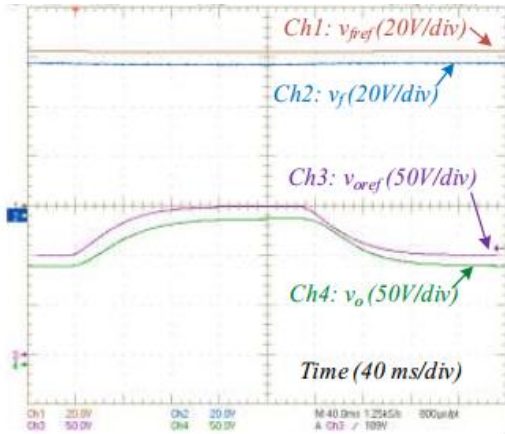
شکل ۶- فروجهش ولتاژ خروجی برای روش کنترلی پیشنهادی (بالا-چپ) و PI (بالا-راست) برای مقادیر متفاوت  $R_o$  و مرجع ولتاژ خروجی، فروجهش ولتاژ خروجی برای روش کنترلی پیشنهادی (پایین-چپ) و PI (پایین-راست) برای مقادیر متفاوت  $R_o$  و مرجع ولتاژ خروجی.



شکل ۷- شکل موج های  $i_L$ ،  $i_f$  و  $v_o$  با توجه به تغییر مقدار مقاومت بار به صورت  $R = 160 \rightarrow 45 \rightarrow 160 \Omega$  در زمان های  $t = 0.6, 0.7$  s برای کنترل کننده PI (آبی) و کنترل کننده پیشنهادی (قرمز).



شکل ۸- میز آزمایشگاهی.

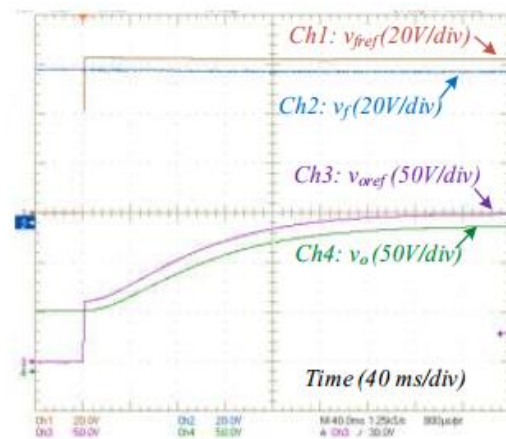
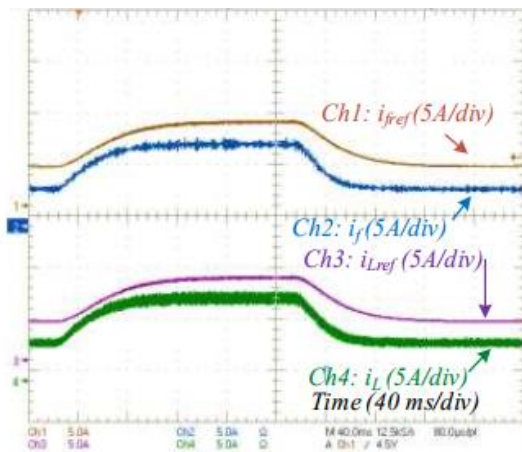


شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نتایج آزمایش را هنگامی که مقدار ولتاژ مرجع خروجی از ۱۰۰ ولت به ۱۵۰ ولت می‌رسد و سپس به ۱۰۰ ولت باز می‌گردد را نشان می‌دهد. در این حالت نیز مقاومت بار مقدار ثابت ۴۵ اهم است.

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

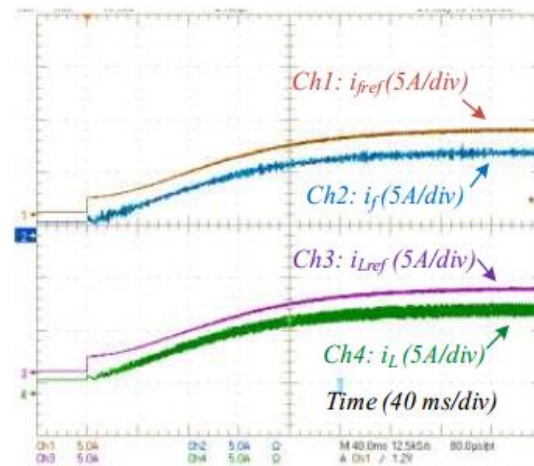
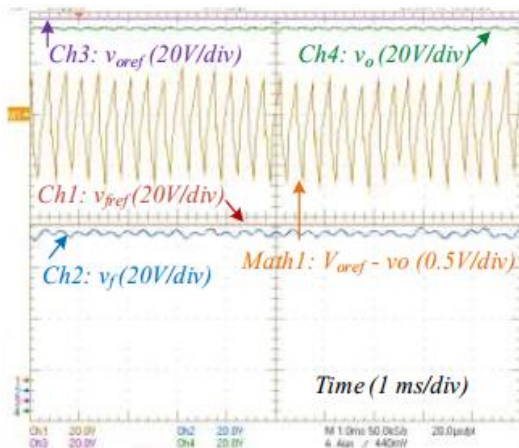
شکل‌های ۱۵ و ۱۶ جریان‌های  $i_f$  و  $i_L$  و ولتاژهای  $v_f$  و  $v_o$  در مقدارهای مختلف مقاومت بار نشان می‌دهد. مقاومت بار از مقدار ۱۶۰ اهم به ۴۵ اهم کاهش می‌یابد. کنترل‌کننده پیشنهادی دارای مزیت پاسخ سریع برای جریان سلف بوست و ولتاژ خروجی است. همان‌طور که شکل ۱۲ نشان می‌دهد، خطای ولتاژ خروجی در نتایج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

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



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

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



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

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

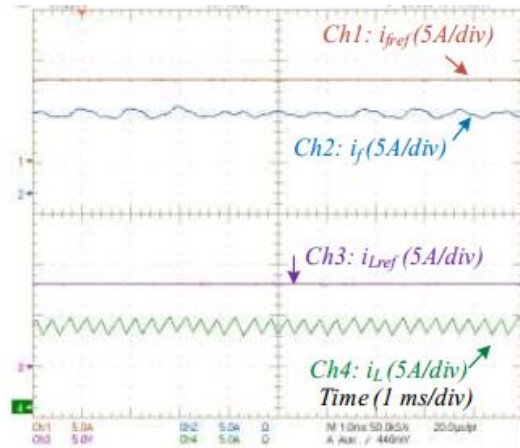


### ۴- نتیجه گیری

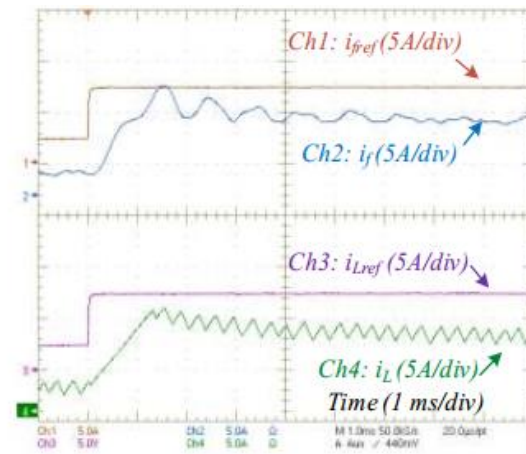
یک کنترل جدید برای مبدل‌های قدرت مبدل دی‌سی بر اساس عملکرد لیاپونف ارائه شده‌است. این روش کنترل بدون هر خطی‌سازی، انجام‌شد. برای نشان‌دادن عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی، یک مبدل دی‌سی پوست با یک فیلتر ورودی LC در نظر گرفته‌شد. تمام متغیرهای حالت مبدل به‌طور هم‌زمان در کنترل‌کننده در نظر گرفته‌شد. دینامیک 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 اعتبارسنجی‌شد. 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

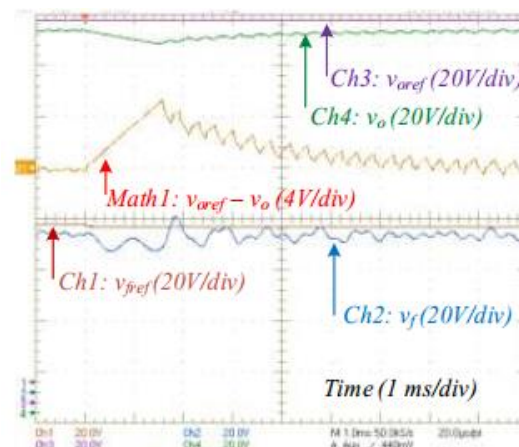
- [1] J. J. More, P. F. Puleston, C. Kunusch, and M. A. Fantova, "Development and Implementation of a Supervisor Strategy and Sliding Mode Control Setup for Fuel-Cell-Based Hybrid Generation Systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 218-225, Mar. 2015.
- [2] M. Kumar, S. C. Srivastava, 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/June. 2012.



شکل ۱۴- شکل موج جریان تجربی در حالت ماندگار درحالی که  $V_{oref} = 150V$



شکل ۱۵- شکل موج جریان تجربی برای تنظیم مقاومت از ۱۶۰ اهم تا ۴۵ اهم، درحالی که  $V_{oref} = 150V$



شکل ۱۶- شکل موج ولتاژ تجربی برای تنظیم مقاومت از ۱۶۰ اهم تا ۴۵ اهم، درحالی که  $V_{oref} = 150V$

- [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.
- [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. Hauvoigne, 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.