روش جدیدی برای طراحی و انتخاب پارامترهای کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی در منابع تغذیه‌ی سوئیچینگ فلای بک

مهدی سلیمی[1]

۱- مهندسی برق- الکترونیک، واحد اردبیل، دانشگاه آزاد اسلامی، اردبیل، ایران

m.salimi@iauardabil.ac.ir

چکیده: **با در نظر گرفتن سادگی پیاده‌سازی عملی، استفاده از کنترل مد لغزشی در مبدل‌های الکترونیک قدرت در سال‌های اخیر بطور چشمگیری گسترش پیدا کرده است. می‌توان برای تثبیت فرکانس کلیدزنی مبدل از روش کنترل معادل مد لغزشی در مبدل-های DC به DC استفاده کرد. در این حالت اغلب، پارامترهای کنترلی سیستم با سعی و خطا انتخاب می‌شود و به همین دلیل نمی-توان در محدوده‌ی وسیعی از تغییرات نقطه‌ی کار سیستم، پایداری کنترل‌کننده را تضمین کرد. برای حل این مشکلات،در این مقاله روش جدیدی برای طراحیِ مرحله به مرحله کنترل‌کننده غیرخطیِ مد لغزشی و همچنین چگونگی تنظیم بهره‌های کنترلی آن در منابع تغذیه‌ی سوئیچینگ فلای‌بک ارائه شده است. همچنین با در نظر گرفتن نتایج آزمایشگاهی و در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییراتِ پارامترهای مدل، روش‌های کنترل غیرخطیِ مد لغزشی و گام به گام به عقب[1] تطبیقی بر اساس معیارهای کارایی مختلفی با هم مقایسه شده‌اند. معیارهای ارزیابی شامل خطای حالت ماندگار، پاسخ دینامیکی در لحظه‌ی راه‌اندازی، مقاومت[2]کنترل‌کننده نسبت به تغییرات بار و منبع ورودی و همچنین سادگی پیاده‌سازی عملی است. برای استخراج نتایج آزمایشگاهی و پیاده‌سازیِ عملی روش‌های کنترلی از پردازنده‌ی سیگنال دیجیتال[3]DSP-TMS320F2810 ساخت شرکت تگزاس استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی ارائه‌شده نیز بر اساس نرم‌افزار MATLAB/Simulink به دست آمده‌اند.**

کلمات کلیدی: **مد لغزشی، انتخاب پارامتر، گام به گام به عقب تطبیقی،مقاوم، منبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای‌بک**

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۲۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۱۹

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مهدی سلیمی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران- اردبیل-میدان بسیج - دانشگاه آزاد اسلامی، واحد اردبیل- دانشکدهفنی-مهندسی، گروه مهندسی برق- الکترونیک

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019

۱- مقدمه

با در نظر گرفتن امکانِ تغییراتِ پارامترهای مختلف مدل در برشگرهای[۴] الکترونیک قدرت در محدوده‌ی کاری نسبتاً وسیع، کنترل حلقه بسته‌ی آنها یکی از زمینه‌های فعال تحقیقاتی است. همچنین با توجه به حضور کلیدهای مختلف در ساختار این مبدل‌ها، مدل فضای حالت متوسط گیری شده‌ی مربوطه دارای ماهیت غیرخطی است. بدیهی است که با در نظر گرفتن این موضوع، استفاده از روش‌های کنترلی غیرخطی مختلف مانند کنترل مبتنی بر غیرفعال بودن [۱]، خطی سازی دقیق فیدبک [۲]، کنترل مد لغزشی [۳] و گام به گام به عقب تطبیقی [۴] برای تنظیم[۵] ولتاژ خروجی برشگرهای DC به DC می‌تواند پاسخ مقاوم‌تری در محدوده‌ی کاری وسیع ارائه دهد.

با در نظر گرفتن ماهیت ساختار متغیر[۶] مبدل‌های الکترونیک قدرت، اساساً استفاده از روش مد لغزشی در چنین کاربردهایی مناسب است. سادگی پیاده‌سازی و همچنین مقاومت ذاتی در برابر تغییرات پارامترهای مختلف باعث شده است که استفاده از کنترل‌کننده‌ی مقاوم اخیراً در مبدل‌هایاستاندارد مورد توجه جدی‌تر واقع شود [۵].

در حالت عمومی، طراحی کنترل کننده‌ی مدلغزشی با تعریف سطحِ لغزش شروع می‌شود. در کنترل مدلغزشی استاندارد، سطح لغزش بصورت ترکیبی خطی از خطاهای متغیرهای حالت سیستم قابل تعریف است. در این صورت، هدف کنترلی با قراردادن پاسخِ سیستم برروی سطح لغزشی و صفر شدن آن برآورده می‌شود. به‌طور خلاصه، در کنترل مدلغزشی مبدل‌های الکترونیک قدرت، سیگنال کلیدرنی طوری انتخاب می‌شود که سطح لغزشی تعریف شده صفر گردد. برای این‌کار می‌توان سیگنال کلیدزنی مبدل را در لحظات گذر از صفر سطح لغزشی عوض کرد تا پاسخ همیشه برروی سطح باقی بماند. البته در عمل، با درنظر گرفتن محدودیت‌های سرعت کلیدزنی و برای جلوگیری از چترینگ[۷]، محدوده‌ای با پهنای قابل تنظیم در حوالی سطح لغزش به منظور تعیینفرمان کلیدزنی تعریف می شود [۶]-[۷]. با این حال، مهمترین اشکال چنین روشی تغییرات فرکانس کلیدزنی مبدل است. برای حل این مشکل در کنترل مدلغزشی، روش کنترل معادل پیشنهاد شده است [۸]-[۹]. در چنین روشی، کنترل‌کننده با صفر گرفتن مشتق سطح لغزش طراحی می‌شود. با توجه به اینکه کنترل‌کننده‌ی معادل طراحی شده با استفاده از یک واحد PWM به مبدل اعمال می‌شود، به همین دلیل فرکانس کلیدزنی سیستم در نواحی کاری مختلف کاملاً ثابت خواهد بود. با این حال، اغلب در روش مدلغزشیِ معادل، پارامترهای کنترل‌کننده براساس سعی و خطا انتخاب می‌شوند. از طرفی دیگر با در نظر گرفتن پیچیدگی‌های مدل و همچنین پیاده-سازی عملی در منابع تغذیه‌ی ایزوله مانند مبدل فلای‌بک، استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی محدود به مبدل‌های DC به DC استاندارد غیر ایزوله بوده است و گزارش‌های نسبتاً محدودی در این زمینه وجود دارد.

در مرجع [۱۰]، با استفاده از روش کنترل معادل، کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی خاصی برای مبدل‌های DC به DC فلای‌بک طراحی شده است که در آن هدف تنظیم غیرمستقیم ولتاژ خروجی با کنترل جریان سلف مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالای مبدل است. کنترل‌کننده‌ی طراحی شده قادر است که در هر دو مد کاری پیوسته و ناپیوسته‌ی جریان سلف ولتاژ خروجی مبدل را تنظیم کند. با این حال، در روش کنترل مد لغزشی طرح شده در [۱۰] پارامترهای کنترلی سیستم با سعی و خطا انتخاب شده است و نمی‌توان در محدوده‌ی وسیعی از تغییرات نقطه‌ی کار، پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین نمود. همچنین در [۱۰] اضافه کردن تابعِ علامتِ سطح لغزش برای بهبود مقاومت کنترل‌کننده در برابر نامعینی‌ها مطالعه نشده است.

در مقاله [۱۱]، با درنظرگرفتن وجود یک صفر سمت راستی در تابع تبدیل منبع تغذیه‌ی فلای‌بک و مشکلات استفاده از روش‌های کنترل سنتی، یک کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی مرتبه‌ی دو برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل پیشنهاد شده است. پاسخ روش ارائه شده با در نظر گرفتن شبیه‌سازیهایی در نرم‌افزار MATLAB هنگام تغییرات بار و ولتاژ خط ورودی مطالعه شده است. با این حال، به دلیل عدم وجود عامل انتگرالی مناسبی در تعریف مرجع سیستم، کنترل کننده‌ی مد لغزشی طراحی شده دارای خطای ولتاژ هنگام تغییرات ولتاژ ورودی مدار است.

با درنظرگرفتن ماهیت غیرخطی مبدل فلای‌بک و همچنین مولد پیل‌سوختی به عنوان منبع ورودی، یک کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی مرتبه‌ی بالا جهت تنظیم ولتاژ خروجی در [۱۲] ارائه شده است. نشان داده شده است که روش مدلغزشی ارائه شده پاسخ دینامیکی برتری در هنگام تغییرات بار نسبت به کنترل‌کننده‌ی خطی PI دارد. در کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی تشریح شده، کلیدزنی مبدل بر اساس علامت سطح لغزش تعیین می‌شود و به همین دلیل نمی‌توان فرکانس کلیدزنی آنرا کاملاً تثبیت نمود. همچنین با درنظر گرفتن ماهیت فاز-غیرحدقل مبدل، پایداری سیستم حلقه بسته در نقاط کاری مختلف اثبات نشده است. براساس جستجوی صورت گرفته، مقاله‌ی دیگری که از کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی برای تنظیم ولتاژ خروجی منبع تغذیه فلای‌بک استفاده می‌کند، یافت نشد.

در این مقاله روشی جدید برای طراحی مرحله به مرحله‌ی کنترل‌کننده‌ی مقاومِ مد لغزشی در منبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای بک ارائه شده است. مراحل طراحی شامل طراحی کنترل کننده‌ی معادل و انتخاب پارامترهای آن، تصحیح کنترل‌کننده‌ی حلقه بسته و اثبات پایداری سیستم است. در حقیقت، ابتدا کنترل‌کننده‌ی معادلِ مد لغزشی به ازای پارامترهای نامی مدل طرح می‌شود. به همین دلیل و با توجه به تغییرات پارامترها و نامعینی‌های مدل، می‌توان مولفه‌ی مقاوم سازی را بصورت ضریبی از علامتِ سطح لغزش به کنترل‌کننده‌ی معادل افزود. در این حالت نشان داده شده است که با انتخاب مناسب پارامتر کنترلی سیستم، شرط پایداری کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی در

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

کل محدوده‌ی کاری سیستم برقرار است. همچنین با در نظر گرفتن نتایج آزمایشگاهی مختلف، پاسخ دینامیکی این روش با کنترل‌کننده‌ی گام به گام به عقب تطبیقی مقایسه می‌شود. به همین دلیل، چگونگی طراحی کنترل‌کننده‌ی تطبیقی مربوطه در مبدل مورد مطالعه نیز به اختصار آورده شده است.

یکی از تفاوت‌های اساسی روش ارائه شده در این مقاله نسبت به سایر مقالات، چگونگی تعیین ضرایب و بهره‌های کنترلی به منظور اطمینان از پایداری کنترل‌کننده‌ی حلقه بسته است. در حقیقت با توجه به پیچیدگی‌های موجود در طرح روش‌های کنترل غیرخطی [۱۳]-[۱۴] اغلب تلاش می‌شود که با سعی و خطا بهره‌های کنترلی انتخاب شوند. بدیهی است که در چنین حالتی امکان تعیین محدوده‌ی دقیق و بهینه‌ی ضرایب مربوطه مقدور نمی‌باشد و اساساً ممکن است با تغییرات وسیع نقطه‌ی کار، سیستم حلقه بسته ناپایدار شود. برای حل این مشکلات، در این مقاله روشی کاملاً منظم و سیستماتیک برای تعیین ضرایب کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی ارائه شده است.

بطور خلاصه می‌توان مهمترین ویژگی‌های روش کنترلی غیرخطیِ مد لغزشی ارائه شده در این مقاله را به شرح زیر بیان نمود:

۱- تعیین بهینه‌ی پارامترهای کنترلی بصورت سیستماتیک جهت اطمینان از پایداری سیستم
۲- امکان رگولاسیون ولتاژ خروجی در محدوده‌ی کاری وسیع در هر دو مد کاری پیوسته و ناپیوسته‌ی جریان سلف
۳- امکان رگولاسیون ولتاژ خروجی به ازای مقادیر مرجع متفاوت
۴- توسعه‌ی کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی با فرکانس کلیدزنی ثابت و خطای حالت ماندگار صفر

مقایسه نتایج عملی روش‌های کنترلی غیرخطیِمد لغزشی و گام به گام به عقب تطبیقی در شرایط کاری کاملاً یکسان، نشان می‌دهد که:

الف- کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی پاسخ مقاوم‌تری نسبت به تغییرات بار دارد.

ب- فراجهش پاسخ ولتاژ خروجی و جریان سلف در لحظه‌ی راه‌اندازی و تغییرات خروجی در روش مد لغزشی بیش از تطبیقی است.

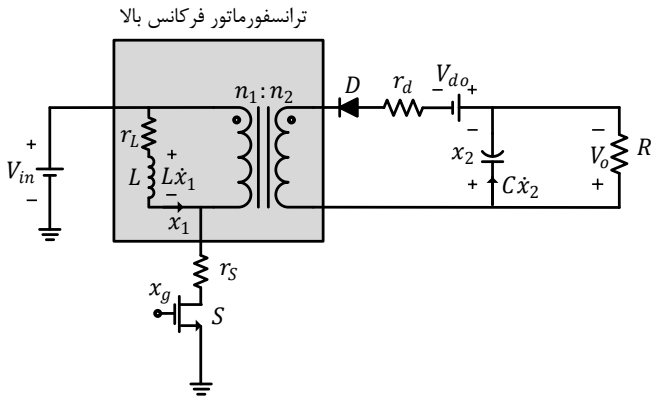
ج- هر دو کنترل‌کننده نسبت به تغییرات ولتاژ ورودی پاسخ دینامیکی تقریباً یکسانی دارند.

د- با توجه به نحوه‌ی تعریف مقادیر مرجع، خطای حالت ماندگار در هر دو روش صفر است.

ه- از نظر چگونگی پیاده‌سازی عملی، کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی ساده‌تر از روش غیرخطی مبتنی بر تابع لیاپانوف است.

۲- مدل فضای حالت متوسط گیری شده‌ی منبع تغذیه‌ی فلای بک

با در نظر گرفتن مقاومت حالت روشن کلید کنترل‌شده (r_S) و دیود قدرت (r_d) و مقاومت‌های سری معادل سلف (r_L)، مدار قدرت مبدل موردنظر در شکل ۱ آورده شده است.شایان ذکر است که سلف نشان داده شده در ساختار مبدل (L) مربوط به امپدانس مغناطیس کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالا است.



شکل (۱): مدار قدرت منبع تغذیه‌ی فلای بک با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی

با در نظر گرفتن چرخه‌ی کار سیگنال کلیدزنی $D \triangleq \frac{t_{on}}{T_S}$، می‌توان در حالت کلی و به ازای شرایط کلیدزنی مختلف، با توجه به بردار حالت $\boldsymbol{X}^T = (x_1, x_2)$، معادلات فضای حالت مبدل را بصورت زیر استخراج نمود. در این حالت t_{on} مدت زمان روشن شدن کلید قدرت S و T_S دوره‌ی تناوب کلیدزنی است. ترانسفورماتور فرکانس بالای موجود در ساختار مبدل جهت ایزولاسیون بار و منبع ورودی استفاده می‌شود. به همین دلیل می‌توان بدون تغییر در کلیت موضوع نسبت تبدیل آن را واحد فرض کرد. به همین دلیل در ادامه‌ی بحث فرض می‌شود که $\frac{n_2}{n_1} = 1$ است.

در فاصله‌ی زمانی $0 \le t \le DT_S$ ، کلید S روشن فرض می‌شود. در این فاصله زمانی دیود خاموش است و انرژی مورد نیاز بار توسط خازن تأمین می‌شود، در این حالت مدل فضای حالت مبدل بصورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dfrac{(r_S + r_L)}{L} x_1 + \dfrac{V_{in}}{L} \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (۱)$$

در فاصله‌ی زمانی $DT_S \le t \le (1-\Delta)T_S$ ، فرض می‌شود که کلید S خاموش، دیود روشن و $x_1 > 0$ است، در این حالت:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dfrac{(r_L + r_d)}{L} x_1 - \dfrac{1}{L} x_2 - \dfrac{V_{do}}{L} \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C} x_1 - \dfrac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (۲)$$

و در محدوده‌ی ناپیوستگی جریان سلف و در فاصله‌ی زمانی $(1-\Delta)T_S \le t \le T_S$ (که کلید Sو دیود خاموش هستند و $x_1 = 0$ است):

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = 0\\ \dot{x}_2 = -\dfrac{1}{RC}x_2\end{cases} \quad (۳)$$

با در نظر گرفتن مقدار متوسط معادلات فضای حالت در کل دوره‌ی تناوب کلیدزنی ($0 \le t \le T_S$)، به سادگی می‌توان مدل فضای حالت متوسط گیری شده‌ی مبدل را بصورت زیر استخراج نمود[۱۵]. برای اینکار کافی است سمت راست مجموعه معادلات (۱) و (۲) و (۳) را به ترتیب در D ، $(1-D-\Delta)$ و Δ ضرب کرده و هر سه معادله را با هم جمع کنیم:

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = -\dfrac{(r_L+r_d)(1-\Delta)-D(r_d-r_S)}{L}x_1\\ \quad -\dfrac{1}{L}(1-D-\Delta)x_2 + \dfrac{D(V_{in}+V_{do})-V_{do}(1-\Delta)}{L}\\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C}(1-D-\Delta)x_1 - \dfrac{1}{RC}x_2\end{cases} \quad (۴)$$

در این مجموعه معادلات،Δ نشان دهنده‌ی ضریبی از دوره‌ی تناوب کلیدزنی است که در آن، هم کلید قدرت و هم دیود مربوطه هر دو خاموش می‌شوند. بدیهی است که با فرض $\Delta = 0$ می‌توان به سادگی مدل فضای حالت متوسط گیری شده‌ی مبدل در مد کاری پیوسته‌ی جریان سلف را به شکل زیر استخراج نمود:

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = -\dfrac{(r_L+r_d)-D(r_d-r_S)}{L}x_1\\ \quad -\dfrac{1}{L}(1-D)x_2 + \dfrac{D(V_{in}+V_{do})-V_{do}}{L}\\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C}(1-D)x_1 - \dfrac{1}{RC}x_2\end{cases} \quad (۵)$$

۲-۱- توابع تبدیل مبدل

به منظور استخراج توابع تبدیل سیگنال کوچک مبدل در حول یک نقطه‌ی کار دلخواه، می‌توان روابط $x_1 = X_1 + \tilde{x}_1$، $x_2 = X_2 + \tilde{x}_2$ و $D = U + \tilde{u}$ را در معادله‌ی (۵) قرار داد. در این روابط پارامترهای DC مربوط به نقطه‌ی کار مبدل و پارامترهای دارای علامت ~مربوط بهاغتشاشات سیگنال کوچک در حول نقطه‌ی کار هستند.

$$\begin{pmatrix}\dot{X}_1+\dot{\tilde{x}}_1\\ \dot{X}_2+\dot{\tilde{x}}_2\end{pmatrix} = \begin{bmatrix}-\dfrac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{L} & -\dfrac{1}{L}(1-U)\\ \dfrac{1}{C}(1-U) & -\dfrac{1}{RC}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}X_1\\ X_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{U(V_{in}+V_{do})-V_{do}}{L}\\ 0\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}-\dfrac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{L} & -\dfrac{1}{L}(1-U)\\ \dfrac{1}{C}(1-U) & -\dfrac{1}{RC}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{x}_1\\ \tilde{x}_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{u}(r_d-r_S)}{L} & \dfrac{1}{L}(\tilde{u})\\ \dfrac{1}{C}(-\tilde{u}) & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{x}_1\\ \tilde{x}_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{u}(V_{in}+V_{do})}{L}\\ 0\end{bmatrix} \quad (۶)$$

با جداسازی مولفه‌های مختلف DC و ac در طرفین رابطه‌ی (۶) و همچنین صرف نظر کردن از حاصلضرب‌های مولفه‌های سیگنال کوچک (تقریب سیگنال کوچک)، می‌توان مدل فضای حالت خطی-سازی شده‌ی مبدل را به دست آورد. با تفکیک مؤلفه‌های DC و همچنین صفر گرفتن مشتق آن‌ها، رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\begin{pmatrix}\dot{X}_1\\ \dot{X}_2\end{pmatrix} = \begin{bmatrix}-\dfrac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{L} & -\dfrac{1}{L}(1-U)\\ \dfrac{1}{C}(1-U) & -\dfrac{1}{RC}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}X_1\\ X_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{U(V_{in}+V_{do})-V_{do}}{L}\\ 0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0\\ 0\end{bmatrix} \quad (۷)$$

همچنین با تفکیک مؤلفه‌های ac و با در نظر گرفتن تقریب سیگنال کوچک رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\begin{pmatrix}\dot{\tilde{x}}_1\\ \dot{\tilde{x}}_2\end{pmatrix} = \begin{bmatrix}-\dfrac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{L} & -\dfrac{1}{L}(1-U)\\ \dfrac{1}{C}(1-U) & -\dfrac{1}{RC}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{x}_1\\ \tilde{x}_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{u}(r_d-r_S)}{L} & \dfrac{1}{L}(\tilde{u})\\ -\dfrac{1}{C}(\tilde{u}) & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}X_1\\ X_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{u}(V_{in}+V_{do})}{L}\\ 0\end{bmatrix} \quad (۸)$$

با اعمال تبدیل لاپلاس، می‌توان رابطه‌ی (۸) را به شکل زیر بازنویسی کرد که در آن $\tilde{U} = \mathcal{L}(\tilde{u})$ ، $\tilde{X}_1 = \mathcal{L}(\tilde{x}_1)$ و $\tilde{X}_2 = \mathcal{L}(\tilde{x}_2)$ فرض شده است:

$$\begin{pmatrix}\tilde{X}_1\\ \tilde{X}_2\end{pmatrix} = \left[SI - \begin{bmatrix}-\dfrac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{L} & -\dfrac{1}{L}(1-U)\\ \dfrac{1}{C}(1-U) & -\dfrac{1}{RC}\end{bmatrix}\right]^{-1} \left\{\left[\begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{U}(r_d-r_S)}{L} & \dfrac{1}{L}(\tilde{U})\\ -\dfrac{1}{C}(\tilde{U}) & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}X_1\\ X_2\end{bmatrix}\right] + \begin{bmatrix}\dfrac{\tilde{U}(V_{in}+V_{do})}{L}\\ 0\end{bmatrix}\right\} \quad (۹)$$

با تعریف توابع تبدیل کنترلی سیستم به شکل $H_1(s) = \frac{\tilde{X}_1(s)}{\tilde{U}(s)}$ ، $H_2(s) = \frac{\tilde{X}_2(s)}{\tilde{U}(s)}$ می‌توان روابط زیر را به دست آورد. در این روابط s عملگر لاپلاس است.

$$H_1(s) = \frac{\tilde{X}_1(s)}{\tilde{U}(s)} = \frac{(V_{in}+V_{do})(R - sLU/(1-U)^2)}{[As^2+Bs+C]} \quad (۱۰)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

$$H_2(s)=\frac{\tilde{X}_2(s)}{\tilde{U}(s)}=\frac{(V_{in}+V_{do})(1+U+sRC/(1-U)}{[As^2+Bs+C]} \qquad (۱۱)$$

که در روابط بالا $A=\frac{LC}{(1-U)^2}$ ، $B=\frac{[L+RC((r_L+r_d)-U(r_d-r_S))]}{R(1-U)^2}$ و $C=\frac{(r_L+r_d)-U(r_d-r_S)}{R(1-U)^2}+1$ می‌باشد.

در این ارتباط، توجه به سه نکته‌ی زیردارای اهمیت است:

۱- تابع تبدیل ولتاژ خروجی به چرخه‌ی کار مبدل (H_1) دارای یک صفر سمت راستی است. به همین دلیل می‌توان نتیجه گرفت که منبع تغذیه‌ی فلای بک با در نظر گرفتن ولتاژ خازن به عنوان خروجی کنترلی دارای ماهیت غیرحداقلفاز[۸] است. در نتیجه کنترل مستقیم ولتاژ خروجی در این برشگر در محدوده‌ی کاری وسیع با مشکلاتی همراه است. برای حل این مشکل، می‌توان کنترل‌کننده‌ی حلقه بسته را به منظور کنترل جریان سلف مبدل (x_1) طرح نمود. بدیهی است که تنظیم ولتاژ خروجی در این حالت توسط حلقه‌ی کنترلی دیگری صورت می‌پذیرد [۱۶].

۲- اگرچه طراحی کنترل‌کننده برای تنظیم جریان سلف مبدل براساس رابطه‌ی (۱۰) با استفاده از روش‌های خطی نسبتاً سرراست است، با این حال واضح است که در صورت تغییرات وسیع پارامترهای مبدل نسبت به نقطه‌ی کار، توابع تبدیل به دست آمده براساس تقریب سیگنال کوچک متعبر نخواهند بود. به همین دلیل نمی‌توان پایداری روش‌های کنترلی خطی را در محدوده‌ی کاری نسبتاً وسیع تضمین نمود. برای رفع این مشکلات استفاده از روش‌های کنترلی غیرخطی در مبدل‌های الکترونیک قدرت کاملاً مرسوم است.

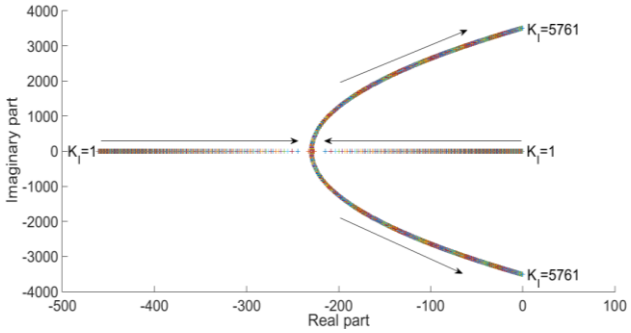
۳- اگرچه در استخراج مدل مبدل در روابط (۴) و (۵) تأثیر المان‌های پارازیتی مختلف لحاظ شده است، با این حال در مرجع [۱۷] نشان داده شده است که در طراحی کنترل‌کننده‌های غیرخطی و بررسی پایداری آنها، به دلیل وجود فیدبک مستقیم از کلیه‌ی متغیرهای حالت و اندازه‌گیری آنلاین آن‌ها می‌توان از المان‌های پارازیتی صرف‌نظر کرد. واضح است که به دلیل مقاوم بودن کنترل‌کننده‌های غیرخطی مورد مطالعه نسبت به نامعینی‌های مدل می‌توان برای تسهیل طراحی، المان‌های پارازیتی مبدل را صفر در نظر گرفت. در این صورت معادله (۴) بصورت زیر ساده خواهد شد:

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-\frac{1}{L}(1-D)x_2+\frac{\Delta}{L}x_2+\frac{V_{in}}{L}D\\ \dot{x}_2=\frac{1}{C}(1-D)x_1-\frac{\Delta}{C}x_1-\frac{1}{RC}x_2\end{cases} \qquad (۱۲)$$

به همین دلیل در این مقاله به منظور طراحی و مقایسه‌ی روش‌های مختلف کنترل غیرخطی از مدل ساده شده‌ی (۱۲) استفاده می‌شود. این مدل، رفتار دینامیکیمنبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای بک را در هر دو مد کاری پیوسته ($\Delta=0$) و ناپیوسته ($\Delta\neq 0$) جریان سلف نشان می‌دهد. واضح است که مدل منبع تغذیه در مد کاری پیوسته به صورت زیر خواهد شد:

جدول(۱) : پارامترهای نامی منبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای بک

پارامتر	سمبل	مقدار
ولتاژ ورودی	V_{in}	۱۲ ولت
سلف مغناطیس-کنندگی	L	۵۵۰ میکرو هانری
خازن خروجی	C	۳۳۰ میکروفاراد
مقاومت بار	R	۸/۵ اهم
نسبت تبدیل ترانس	$\frac{n_2}{n_1}$	۱ (واحد)



شکل (۲):چگونگی تغییرات ریشه‌های معادله‌ی مشخصه به ازای

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-\frac{1}{L}(1-D)x_2+\frac{V_{in}}{L}D\\ \dot{x}_2=\frac{1}{C}(1-D)x_1-\frac{1}{RC}x_2\end{cases} \qquad (۱۳)$$

۳- طراحی کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی

روش کنترل مقاوم مد لغزشی توسط یوتکین[۹] برای سیستم‌های ساختار متغیر ارائه گردید. با توجه به گسترش کاربرد مبدل‌های مختلف الکترونیک قدرت و همچنین ساختارِ متغیر آن‌ها به دلیل کلیدزنی، کنترل مد لغزشی برشگرهای مختلف در سال اخیر مورد توجه جدی قرار گرفته است [۱۸]-[۲۰].

طراحی این روش کنترلی با تعریف سطح لغزش شروع می‌شود. سطح لغزش معمولاً بصورت خطای خروجی سیستم تعریف می‌شود. البته می‌توان با افزودن انتگرال و مشتق خطای سیستم به سطح لغزش [۲۱] پاسخ دینامیکی و حالت ماندگار کنترل‌کننده را بهبود داد. همچنین هدف نهایی از طرح کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی صفر نمودن سطح لغزش تعریف شده است. پس از قرار گرفتن پاسخ بر روی سطح، سیستم وارد مد لغزشی می‌شود. در این حالت با کلیدزنی مناسب، پاسخ در روی سطح لغزشی حرکت می‌کند تا به حالت ماندگار برسد.

در ادامه، چگونگی طراحی کنترل‌کننده‌ی مدلغزشی فرکانس ثابت در منابع تغذیه‌ی فلای‌بک آورده می‌شود.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019

۳-۱- گام اول) طراحی کنترل‌کننده معادل در شرایط نامی

ابتدا با در نظر گرفتن ماهیت غیرحداقل فازمبدل و تعریف جریان سلف به عنوان خروجی اولیه‌ی کنترل‌کننده، سطح لغزش سیستم بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$S = I_{L(ref)} - x_1 \tag{۱۴}$$

در این رابطه $I_{L(ref)}$ مقدار مرجع جریان سلف است. با توجه به اینکه خروجی اصلی سیستم، ولتاژ خازن مبدل است، به منظور وارد نمودن x_2 در معادلات کنترلی، جریان مرجع سلف بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$I_{L(ref)} = K_I \int \left(V_{ref} - x_2\right) dt \tag{۱۵}$$

که در این روابط V_{ref} مرجع ولتاژ خروجی مبدل است.استفاده از عامل انتگرالی در این رابطه صفر شدن خطای پاسخ سیستم را تضمین می‌کند.

بدیهی است که هدف اصلی کنترل‌کننده صفر نمودن سطح لغزش است. در چنین حالتی می‌توان مشتق زمانی سطح لغزش را هم صفر فرض کرده و کنترل‌کننده‌ی معادل را استخراج نمود.

$$\dot{S} = 0 \rightarrow \dot{I}_{L(ref)} - \dot{x}_1 = 0 \tag{۱۶}$$

با جایگذاری معادلات (۱۳) و (۱۵) در معادله‌ی (۱۶)، می‌توان کنترل-کننده‌ی مد لغزشیِ معادل را به صورت زیر استخراج نمود:

$$D_{eq} = \frac{LK_I\left(V_{ref} - x_2\right) + x_2}{x_2 + V_{in}} \tag{۱۷}$$

در شرایط ماندگار، با صفر شدن متغیرهای خطا در معادله‌ی (۱۷) رابطه‌ی زیر به دست می‌آید که در بحث منبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای-بک با نسبت تبدیل واحدکاملاً شناخته شده است:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_{eq}}{1 - D_{eq}} \tag{۱۸}$$

همچنین با صفر گرفتن مشتق معادلات حالت مبدل در حالت ماندگار در (۱۳) و حذف D، می‌توان به سادگی نشان داد که:

$$I_L = (1 + \frac{V_o}{V_{in}})(\frac{V_o}{R}) \tag{۱۹}$$

۳-۲- گام دوم) انتخاب پارامتر کنترلی (K_I)

در این بخش چگونگی انتخاب بهره کنترلی K_I مطالعه می‌شود. با قرار دادن کنترل‌کننده‌ی (۱۷) در معادلات حالت (۱۳)، روابط زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = K_I\left(V_{ref} - x_2\right) \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C}x_1 - \dfrac{1}{RC}x_2 \\ -\dfrac{x_1}{C(x_2 + V_{in})}\left[LK_I\left(V_{ref} - x_2\right) + x_2\right] \end{cases} \tag{۲۰}$$

می‌توان نشان داد که نقطه‌ی کار مبدل در حالت ماندگار با صفر گرفتن مجموعه معادلات (۲۰) به صورت $(X_{1S}, X_{2S}) =$ $(I_{L(ref)}, V_{ref})$ به دست می‌آید که در آن $I_{L(ref)} = \frac{V_{ref}}{R}(1 + \frac{V_{ref}}{V_{in}})$ بوده و معادله‌ی (۱۹) تأیید می‌شود.

با فرض تغییرات سیگنال کوچک متغیرهای حالت $(\tilde{x}_1 و \tilde{x}_2)$ در حول نقطه‌ی کار، می‌توان بر اساس روش خطی‌سازی ژاکوبین، یک سیستم غیرخطی دلخواه را به شکل زیر خطی‌سازی نمود. فرض کنید که مدل یک سیستم غیرخطی دلخواه به صورت زیر باشد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) \end{cases} \tag{۲۱}$$

در این صورت با فرض $x_1 = X_{1S} + \tilde{x}_1$ و $x_2 = X_{2S} + \tilde{x}_2$، می‌توان مدل خطی‌سازی‌شده مربوط به معادلات (۲۱) را به شکل زیر نوشت:

$$(\dot{\tilde{x}}_1, \dot{\tilde{x}}_2)^T = J(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)^T \tag{۲۲}$$

که در این معادله J یک ماتریس‌مربعی ۲× بوده و اصطلاحاً ماتریسژاکوبین نامیده می‌شود. درایه‌های مختلف ماتریسژاکوبین را می توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$a_{ij} = \left.\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right|_{\text{نقطه کار}} \qquad (i, j = 1,2) \tag{۲۳}$$

بر اساس کنترل‌کننده‌ی طراحی شده، می‌توان آرایه‌های مختلف ماتریسژاکوبین سیستم را با در نظر گرفتن معادلات (۲۰) به صورت زیر محاسبه نمود:

$$\begin{cases} a_{11} = 0 \\ a_{12} = -K_I \\ a_{21} = \dfrac{1}{C} - \dfrac{V_{ref}}{C\left(V_{ref} + V_{in}\right)} \\ a_{22} = -\dfrac{1}{RC} + \dfrac{I_{L(\boldsymbol{ref})}(LK_I - 1)}{C\left(V_{ref} + V_{in}\right)} + \dfrac{I_{L(\boldsymbol{ref})}V_{ref}}{C\left(V_{ref} + V_{in}\right)^2} \end{cases} \tag{۲۴}$$

مقادیر نامی فرض شده برای پارامترهای مبدل مورد نظر در جدول ۱آورده شده است.

با فرض $V_{ref} = 5^V$، می‌توان به سادگی جریان مرجع مبدل در نقطه‌ی کار را از رابطه‌ی (۱۹) به صورت $I_{L(ref)} = 0.83^A$محاسبه کرد. با در نظر گرفتن مجموعه معادلات ارائه شده، ماتریسژاکوبین مبدل به صورت زیر به دست می‌آید:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -K_I \\ 2140 & 0.08K_I - 460.9 \end{bmatrix} \tag{۲۵}$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

معادله مشخصه‌ی سیستم مورد نظر به ازای کنترل‌کننده‌ی طراحی شده از رابطه‌ی $|sI - J| = 0$ به صورت زیر محاسبه می‌شود که در آن s عملگر لاپلاس است.

$$s^2 + (460.9 - 0.08K_I)s + 2140K_I = 0 \quad (۲۶)$$

بدیهی است که برای اطمینان از پایداری سیستم باید ریشه‌های معادله‌ی (۲۶) در نیم صفحه‌ی سمت چپ واقع شوند. چگونگی تغییرات ریشه‌های معادله‌ی مشخصه‌ی سیستم به ازای مقادیر مختلف بهره‌ی کنترلی در شکل۲ آورده شده است. ملاحظه می‌شود محدوده‌ی پایدار کنترل‌کننده‌ی طراحی شده به ازای $0 \le K_I \le 5761$ به دست می‌آید.

۳-۳- گام سوم) تصحیح کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی طراحی شده و اثبات پایداری آن

رابطه‌ی استخراج شده برای کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی در (۱۷) به ازای پارامترهای نامی مدل می‌باشد. با توجه به تغییرات پارامترها و نامعینی‌های مدل، می‌توان مولفه‌ی مقاوم سازی را بصورت $K\ sgn(S)$به کنترل‌کننده‌ی معادل افزود. در این حالت کنترل‌کننده‌ی نهایی به صورت زیر خواهد بود:

$$D = D_{eq} + K\ sgn(S) = \frac{LK_I(V_{ref} - x_2) + x_2}{x_2 + V_{in}} + K\ sgn(S) \quad (۲۷)$$

با در نظر گرفتن معادلات (۱۳) و (۱۶)، می‌توان مشتق سطح لغزش را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{S} = K_I(V_{ref} - x_2) + \frac{1}{L}(1 - D)x_2 - \frac{V_{in}}{L}D \quad (۲۸)$$

برای محاسبه‌ی محدوده‌ی K، شرط پایداری کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی ($S\dot{S} \le -\eta|S|$) را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$S \times \left[-K\ sgn(S)\frac{(x_2 + V_{in})}{L}\right] \le -\eta|S| \quad (۲۹)$$

بدیهی است که $sgn(S) = \frac{|S|}{S}$ است و با در نظر گرفتن این رابطه، معادله (۲۹) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$-K|S|\frac{(x_2 + V_{in})}{L} \le -\eta|S| \quad (۳۰)$$

با ساده سازی $|S|$ از طرفین رابطه‌ی (۳۰)، محدوده‌ی K به صورت زیر بدست می‌آید:

$$K \ge \frac{\eta L}{(x_2 + V_{in})} \quad , \quad \eta > 0 \quad (۳۱)$$

که در این روابط η یک پارامتر دلخواه کنترلی مثبت است.بطور خلاصه، با انتخاب K از معادله‌ی (۳۱) پایداری کنترل کننده‌ی طراحی شده در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییرات نقطه‌ی کار و همچنین نامعینی‌های مدل تضمین خواهد شد.. با فرض مقدار ده برای η، ملاحظه می‌شود که در صورت انتخاب $K = 1$، در شرایط کاری مختلف نامعادله‌ی ارائه شده در معادله (۳۱) برقرار است.

۴- طراحی کنترل‌کننده‌ی گام به گام به عقب تطبیقی مبتنی بر تابع لیاپانوف

چگونگی پاسخ کنترل‌کننده‌های مختلف نسبت به نامعینی‌هایمدل در محدوده‌ی کاری وسیع یکی از چالش‌های اساسی در مبدل‌های الکترونیک قدرت است. اغلب در روش‌های کنترل سنتی باید با تغییرات نقطه‌ی کار سیستم، ضرایب کنترلی مجدداً تنظیم شوند [۲۲]تا پایداری سیستم تنظیم گردد. بدیهی است که چنین روشی اصلاً سرراست نبوده و با پیچیدگی‌های متعددی همراه خواهد بود. یکی از روش‌های کارآمد برای پایدارسازی سیستم کنترلیدر محدوده‌ی کاری وسیع استفاده از کنترل تطبیقی است که در آن تغییرات پارامترهای مدل با تعریف قوانین تطابق[۱۰] مناسبی تخمین زده می‌شوند. با توجه به مدل مبدل مورد مطالعه در این مقاله، مقاومت بار، ولتاژ ورودی سیستم و پارامترΔ نامعین فرض می‌شوند. همچنین با توجه به ماهیت غیرخطی مبدل از طراحی مبتنی بر تابع لیاپانوف در توسعه‌ی کنترل‌کننده غیر خطی تطبیقی استفاده می‌شود تا پایداری سیستم در محدوده کاری وسیع تضمین شود.

۴-۱- گام اول) تعریف خطای جریان سلف

با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۱۲) خطای جریان سلف مبدل را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$y_1 = x_1 - I_{L(ref)} \rightarrow \dot{y}_1 = \dot{x}_1 - \dot{I}_{L(ref)} = \beta_1(1 - D)x_2 + \beta_2 x_2 + \beta_3 D - \dot{I}_{L(ref)} \quad (۳۲)$$

که در رابطه‌ی فوق $\beta_1 = -\frac{1}{L}$، $\beta_2 = \frac{\Delta}{L}$ و $\beta_3 = \frac{V_{in}}{L}$ جریان مرجع سلف می‌باشد.

با توجه به نامعینی پارامترهای مبدل، مقدار تخمینی آن‌ها بصورت $\hat{\beta}_i$ $(i = 1\ to\ 3)$ تعریف می‌شود. فرم ماتریسی رابطه‌ی (۳۲) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{y}_1 = \widehat{\boldsymbol{\beta}}^{\boldsymbol{T}}\boldsymbol{w}_1 - \dot{I}_{L(ref)} + (\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}})^{\boldsymbol{T}}\boldsymbol{w}_1 \quad (۳۳)$$

که:

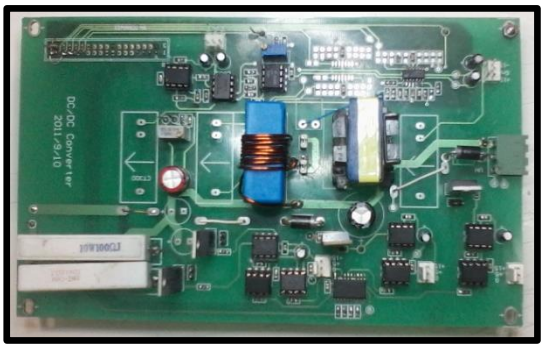
$$\widehat{\boldsymbol{\beta}}^{\boldsymbol{T}} = [\hat{\beta}_1\hat{\beta}_2\hat{\beta}_3] \quad , \quad \boldsymbol{w}_1^{\boldsymbol{T}} = [(1 - D)x_2 x_2 \quad D] \quad (۳۴)$$

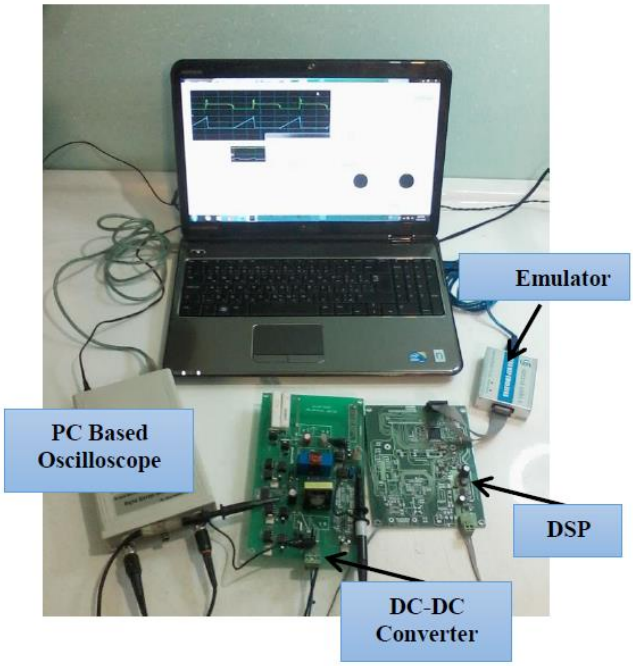
حال می‌توان تابع لیاپانوفی را به شکل زیر تعریف کرد:

$$V_1 = 0.5y_1^2 + (\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}})^T\boldsymbol{\Gamma}^{-1}(\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}}) \quad (۳۵)$$

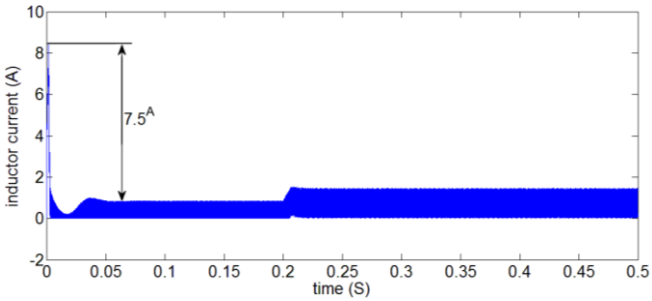
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019

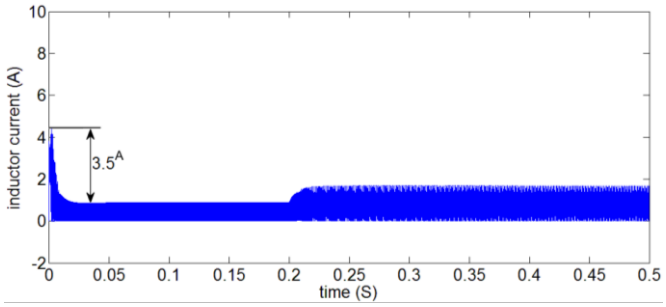




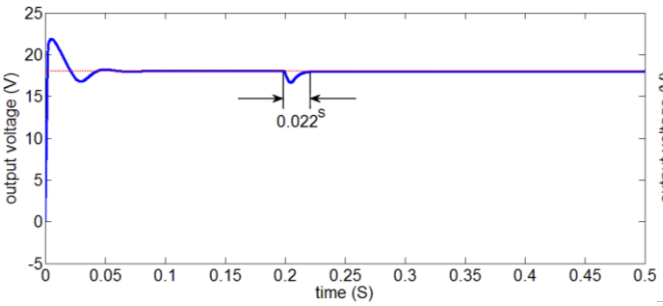
شکل (۳): مجموعه آزمایشگاهی استفاده شده

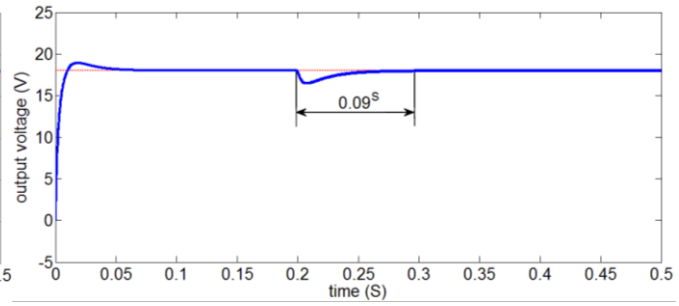


ب) جریان سلف در کنترل‌کننده مد لغزشی



الف) جریان سلف در کنترل‌کننده تطبیقی





ج) ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده تطبیقی د) ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده مد لغزشی

شکل (۴): پاسخ کنترل‌کننده‌های مورد مطالعه نسبت به تغییرات مقاومت بار از لحظه‌ی راه‌اندازی(فرض شده است که مقاومت بار در لحظه‌ی $t=$

که در رابطه فوق Γ یک ماتریس قطری معین مثبت است و آرایه‌های آن $\gamma_{ii}(i = 1\ to\ 3)$ بهره‌های تطابق نامیده می‌شود.

با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۳۵)، واضح است که مشتق زمانی تابع لیاپانوف به صورت زیر می‌شود:

$$\dot{V}_1 = y_1\dot{y}_1 + (\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}})^T \boldsymbol{\Gamma}^{-1}(-\dot{\widehat{\boldsymbol{\beta}}}) \quad (۳۶)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

با قرار دادن رابطه‌ی (۳۳) در (۳۶) می‌توان مشتق تابع لیاپانوف را به شکل زیر ساده‌سازی نمود:

$$\dot{V}_1 = y_1\left(\widehat{\boldsymbol{\beta}}^T \boldsymbol{w}_1 - \dot{I}_{L(ref)}\right) + \left(\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}}\right)^T \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\left(-\dot{\widehat{\boldsymbol{\beta}}} + \boldsymbol{\Gamma} y_1 \boldsymbol{w}_1\right) \quad (۳۷)$$

با فرض اینکه $\left(\widehat{\boldsymbol{\beta}}^T \boldsymbol{w}_1 - \dot{I}_L\right) = -h_1 y_1$ و $\left(-\dot{\widehat{\boldsymbol{\beta}}} + \boldsymbol{\Gamma} y_1 \boldsymbol{w}_1\right) = 0$ باشد، رابطه‌ی (۳۷) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V}_1 = -h_1 y_1^2 \leq 0 \quad (۳۸)$$

که پارامتر h_1 مقدار مثبت دلخواهی است. منفی بودن مشتق زمانی تابع لیاپانوف پایداری سیستم تا این مرحله را تضمین می‌کند.

۴-۲- گام دوم) تعریف دومین متغیر خطا

از آنجایی که $-h_1 y_1$ و $\widehat{\boldsymbol{\beta}}^T \boldsymbol{w}_1 - \dot{I}_L$ لزوماً با هم برابر نیستند، خطای متغیر y_2 به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$y_2 = \widehat{\boldsymbol{\beta}}^T \boldsymbol{w}_1 - \dot{I}_{L(ref)} + h_1 y_1 \quad (۳۹)$$

با در نظر گرفتن روش مشابهی با معادلات آورده شده در گام قبلی می‌توان کنترل جریان غیرخطی تطبیقی (D) و قوانین تخمین $(\hat{\beta}_i, i = 1\ to\ 3)$ مبدل را بصورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{D} = & \frac{-1}{-\hat{\beta}_1 x_2 + \hat{\beta}_3} \\ & [h_2 y_2 + \hat{\beta}_1 h_1 (1-D) x_2 + \hat{\beta}_2 h_1 x_2 + \hat{\beta}_3 h_1 (D) \\ & + \dot{\hat{\beta}}_1 (1-D) x_2 + \dot{\hat{\beta}}_2 x_2 + \dot{\hat{\beta}}_3 D - h_1 \ddot{I}_{L(ref)} \\ & - \ddot{I}_{L(ref)}] \end{aligned} \quad (۴۰)$$

$$\dot{\hat{\beta}}_1 = \gamma_{11} x_2 (1-D)[y_1 + h_1 y_2] \quad (۴۱)$$

$$\dot{\hat{\beta}}_2 = \gamma_{22} D[y_1 + h_1 y_2] \quad (۴۲)$$

$$\dot{\hat{\beta}}_3 = \gamma_{33} x_2 [y_1 + h_1 y_2] \quad (۴۳)$$

۵- مقایسه‌ی روش‌های کنترلی طراحی شده بر اساس نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

معیارهای ارزیابی روش‌های کنترلی شامل خطای حالت ماندگار، پاسخ دینامیکی در لحظه‌ی راه‌اندازی و همچنین پاسخ کنترل‌کننده نسبت به اغتشاشات ناشی از تغییرات بار و منبع ورودی است.

به منظور ارزیابی چگونگی پاسخ کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی طراحی شده در معادله‌ی (۴۲) و کنترل‌کننده تطبیقی در معادلات (۴۰)-(۴۳) با در نظر گرفتن مقادیر نامی پارامترهای منبع تغذیه در جدول ۱، مبدل ایزوله‌ی فلای‌بک در نقاط کاری مختلف در هر دو مد پیوسته و ناپیوسته توسط نرم افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. همچنین با پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ها توسط پردازنده سیگنال دیجیتال TMS320F2810 ساخت شرکت تگزاس نتایج آزمایشگاهی مورد نظر استخراج شده است. اندازه‌گیری جریان سلف و ولتاژ خروجی مبدل توسط سنسورهای ایزوله‌ی اثر هال و IL300 صورت گرفته است. فرکانس کلیدزنی مبدل حدود 10kHz و فرکانس نمونه برداری حدود 150kHz انتخاب شده است. تصویر مجموعه آزمایشگاهی استفاده شده در شکل ۳ آورده شده است. شایان ذکر است که با توجه به واحد بودن نسبت تبدیل ترانسفورماتور ایزوله، جریان سلف مبدل از مجموع جریان‌های سوئیچ در ورودی و دیود در خروجی ترانسفورماتور ساخته می شود.

۵-۱- نتایج شبیه‌سازی

۵-۱-۱- تغییرات مقاومت بار

در این حالت، پس از راه‌اندازی منبع تغذیه به ازای مقادیر نامی، مقدار مقاومت بار از $R = 200$ اهم (نامی) به $R = 200 \parallel 100$ اهم در لحظه‌ی $t = 0.2^S$ تغییر داده شده است. به ازای ولتاژ مرجع ۱۸ ولتی، شکل موج ولتاژ خروجی در شکل ۴ نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که در لحظه‌ی راه‌اندازی و افزایش ولتاژ خروجی کنترل‌کننده‌ی تطبیقیِ فراجهش کمتری داشته و دارای پاسخ دینامیکی سریعتری است. با این حال، پس از تغییر مقاومت بار، کنترل مد لغزشی پاسخ دینامیکی سریعتری دارد که نشان دهنده‌ی مقاومت بالای این کنترل‌کننده نسبت به تغییرات بار خروجی است. همچنین در هر دو روش کنترلی خطای حالت ماندگار در نقاط کاری مختلف صفر است.

۵-۱-۲- تغییرات ولتاژ ورودی مبدل

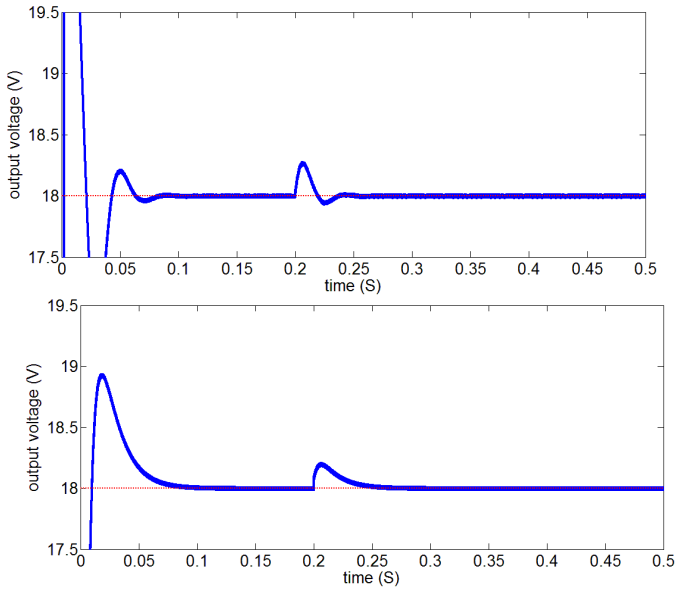
در این آزمایش با در نظر گرفتن شرایط نامی، منبع تغذیه راه‌اندازی می‌شود که پاسخ این بخش دقیقاً مانند نتیجه‌ی ارائه‌شده در شکل ۴ است. پس از رسیدن پاسخ به حالت ماندگار، در لحظه‌ی $t = 0.2^S$ ولتاژ ورودی مبدل بصورت پله‌ای از 12^V به 17^V تغییر داده شده است. با توجه به نتایج ارائه شده در شکل ۵، ملاحظه می‌شود که پاسخ هر دو نوع کنترل‌کننده در این حالت پایدار بوده و خطای حالت ماندگار صفر است. همانطوری که ملاحظه می‌شود در این حالت هر دو کنترل-کننده پاسخ دینامیکی تقریباً یکسانی دارند.

۵-۲- نتایج عملی

۵-۲-۱- تغییرات همزمان مقاومت بار، ولتاژ ورودی و خازن فیلتر خروجی

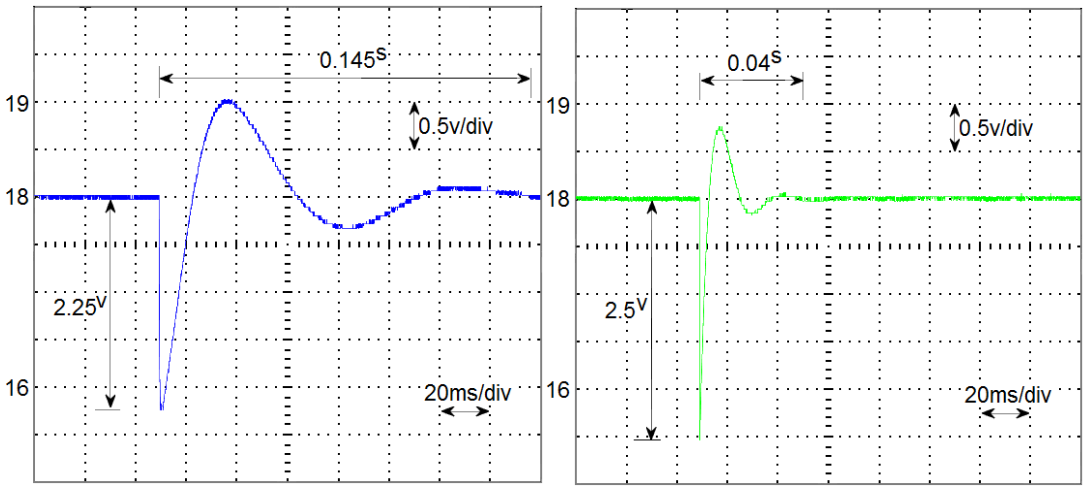
به منظور ارزیابی کامل پاسخ روش‌های کنترلی طراحی‌شده و اطمینان از پایداری آن‌ها در شرایط کاری متفاوت، در این آزمایش پارامترهای اصلی مبدل بصورت همزمان در محدوده‌ی کاری وسیعی تغییر داده

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019



الف) ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده تطبیقی **ب) ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده مد لغزشی**

شکل (۵): پاسخ کنترل‌کننده‌های موردنظر نسبت به تغییرات ولتاژ ورودی–فرض می‌شود که در لحظه‌ی $t = 0.2^{S}$ ولتاژ ورودی از 12^{V} به 17^{V} به‌صورت پله‌ای تغییر داده شده است. (با توجه به یکسان بودن پاسخ‌های حلقه بسته در لحظه‌ی راه‌اندازی با شکل (۴) و به منظور بزرگنمایی تغییرات ولتاژ خروجی در لحظه‌ی تغییر ولتاژ ورودی، از ارائه‌ی جزئیات پاسخ در لحظه‌ی راه‌اندازی صرف‌نظر شده است.)

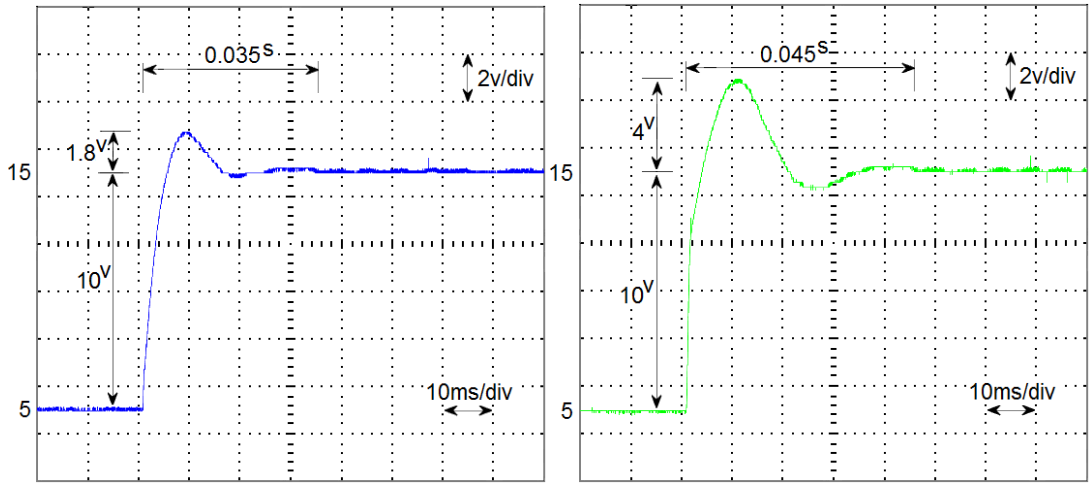


ب) تغییرات ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده تطبیقی **الف) تغییرات ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده مد لغزشی**

شکل (۶): پاسخ عملی (آزمایشگاهی) کنترل‌کننده‌های طراحی شده به تغییرات همزمان ولتاژ ورودی، خازن فیلتر و بار– فرض شده است که در یک لحظه‌ی معین پارامترهای سیستم از $R = 200^{\Omega}$، $V_{in} = 12^{V}$ و $C = 330^{\mu F}$ به $R = 100^{\Omega}$، $V_{in} = 17^{V}$ و $C = 660^{\mu F}$ به‌صورت پله‌ای تغییر داده شده است.

می‌شوند. فرض می‌شود که پارامترهای برشگر از $R = 200^{\Omega}$ ، $V_{in} = 12^{V}$ و $C = 330^{\mu F}$ به $R = 100^{\Omega}$ ، $V_{in} = 17^{V}$ و $C = 660^{\mu F}$ تغییر داده شده‌اند. افزایش ظرفیت خازن از $C = 330^{\mu F}$ به $C = 660^{\mu F}$ با موازی نمودن یک خازن ۳۳۰ میکروفارادی بدون شارژ در لحظه‌ی تغییرات پارامترهای مدل صورت پذیرفته است. به دلیل دشارژ بودن خازن اضافه شده به مدار در لحظه‌ی اعمال تغییرات، ولتاژ خروجی افت زیادی داشته است. با توجه به نتایج عملی ارائه شده در شکل ۶، ملاحظه می‌شود که هر دو کنترل‌کننده پاسخ پایداری به تغییرات اعمال شده دارند و قادر به حفظ ولتاژ خروجی در مقدار مرجع ۱۸ ولتی پس از اعمال تغییرات نسبتاً زیاد می‌باشند. همچنین مشابه نتایج شبیه‌سازی ارائه‌شده، ملاحظه می‌شود که کنترل‌کننده‌ی مد

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3- Fall 2019



الف) تغییرات ولتاژ خروجی در کنترل‌کنندهمد لغزشی ب) تغییرات ولتاژ خروجی در کنترل‌کننده تطبیقی

شکل (۷): پاسخ کنترل‌کننده‌های مورد مطالعه نسبت به تغییرات ولتاژ مرجع از $5^{v}+$ به $15^{v}+$

لغزشی طراحی شده نسبت به تغییرات پارامترهای مبدل مقاوم‌تر می‌باشد.

۵-۲-۲- تغییرات ولتاژ مرجع خروجی

به منظور مقایسه‌ی پاسخ کنترل‌کننده‌های مورد مطالعه در هنگام تغییرات ولتاژ خروجی، با در نظر گرفتن پارامترهای نامی مبدل مورد نظر، در این آزمایش تغییرات پله‌ای در ولتاژ مرجع خروجی اعمال شده است. در حقیقت در یک لحظه‌ی دلخواه ولتاژ مرجع از $5^{v}+$ به $15^{v}+$ تغییر داده شده است.با توجه به نتایج عملی ارائه شده در شکل ۷، ملاحظه می‌شود که پاسخ کنترل‌کننده‌های طراحی در محدوده‌ی کاری وسیعی از ولتاژ مرجع خروجی پایدار است. همچنین، پاسخ دینامیکی روش تطبیقی سریعتر از روش مد لغزشی است. شایان ذکر است که کلیه‌ی نتایج به ازای $K_I = 1000$، $\eta = 1$ ، $h_1 = 25 \times 10^4$ ، $h_2 = 2 \times 10^3$ و $\gamma_{11} = \gamma_{22} = \gamma_{33} = 1 \times 10^{-5}$ به دست آمده‌اند.

۶- نتیجه‌گیری

با در نظر گرفتن نتایج آزمایشگاهی در حالت ماندگار و گذرا و به ازای اغتشاشات ناشی از تغییر منبع ورودی و بار، در این مقاله پاسخ کنترل‌کننده‌های مد لغزشی و تطبیقی در منبع تغذیه‌ی ایزوله‌ی فلای بک مطالعه شده است. اصول طراحی مرحله به مرحله‌ی کنترل‌کننده‌ها و معیارهای انتخاب ضرایب کنترلی در روش مد لغزشی به تفصیل آورده شده است. همچنین قوانین تطابق مناسبی برای تخمین ولتاژ ورودی و مقاومت بار در طراحی تطبیقی ارائه شده است. با در نظر گرفتن توابع لیاپانوف مناسبی، پایداری کنترل‌کننده‌ها در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییرات اثبات شده است. ملاحظه می‌شود که کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی پاسخ مقاوم‌تری نسبت به تغییرات بار دارد؛ فراجهش پاسخ در لحظه‌ی تغییرات خروجی و راه‌اندازی منبع تغذیه در روش مد لغزشی بیش از روش گام به گام به عقی تطبیقی است؛ هر دو کنترل‌کننده نسبت به تغییرات ولتاژ ورودی پاسخ تقریباً یکسانی دارند. مقایسه قوانین کنترلی نهایی به وضوح نشان می‌دهد که پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی ساده‌تر از روش دیگر می‌باشد. همچنین با توجه به نحوه‌ی تعریف مقدار مرجع سیستم، خطای خروجی در هر دو روش طرح شده صفر خواهد بود.

سپاسگزاری

این تحقیق توسط دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل در قالب یک طرح تحقیقاتی حمایت شده است و بدین وسیله از کلیه‌ی مسئولان و کارکنان حوزه‌ی معاونت پژوهشی سپاسگزاری می‌شود.

مراجع

[1] M. Salimi and A. L. Eghlim, "Passivity-based control of the DC-DC buck converters in high-power applications," TENCON 2014, IEEE Region 10 Conference, Bangkok, pp. 1-6, 2014.

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

[3] L. Shen, D. D. C. Lu and C. Li, "Adaptive sliding mode control method for DC–DC converters," IET Power Electronics, vol. 8, no. 9, pp. 1723-1732, 9 2015.

[4] N. Mukherjee and D. Strickland, "Control of Cascaded DC–DC Converter-Based Hybrid Battery Energy Storage Systems—Part II: Lyapunov Approach," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 5, pp. 3050-3059, May 2016.

[۵] علی حسامی نقشبندی ، فرشید حبیبی، حسن بیورانی، **"طراحی یک کنترل‌کننده مقاوم برای پایداری ولتاژ یک ریزشبکه در حالات مختلف کاری"**، مجله انجمن مهندسین برق و الکترونیک ایران، سال دهم، شماره اول، بهار وتابستان ۱۳۹۲.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.3-Fall 2019

[6] R. Haroun, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, G. Garcia, C. Olalla and L. Martínez-Salamero, "Impedance Matching in Photovoltaic Systems Using Cascaded Boost Converters and Sliding-Mode Control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 3185 – 3199, June 2015.
[7] M. Bensaada and A. Boudghene Stambouli, "A practical design sliding mode controller for DC–DC converter based on control parameters optimization using assigned poles associate to genetic algorithm," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, pp. 761-773, December 2013.
[8] S. Hemant Chincholkar and C. Y. Chan, "Design of Fixed-Frequency Pulsewidth-Modulation-Based Sliding-Mode Controllers for the Quadratic Boost Converter," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 64, no. 1, pp. 51 – 55, Jan. 2017.
[9] R. Pradhan and B. Subudhi," Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 24, no. 1, pp. 285 – 292, Jan. 2016.
[10] Mahdi Salimi and Vadood Hajbani, "Sliding-mode control of the DC-DC flyback converter in discontinuous conduction mode" Power Electronics, Drives Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 3-4 Feb. 2015.
[11] H. K. Iqbal and G. Abbas, "Design and analysis of SMC for second order DC-DC flyback converter,"17th IEEE International Multi Topic Conference, Karachi, 2014, pp. 533-538, 2014.
[12] Yu Wu, Yigeng Huangfu, Rui Ma, Alexandre Ravey, Daniela Chrenko, "A strong robust DC-DC converter of all-digital high-order sliding mode control for fuel cell power applications," Journal of Power Sources, Volume 413, 2019, Pages 222-232
[۱۳] همتی رضا، کوفیگر حمید رضا، عطایی محمد. **"کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع بهبود یافته نرمالیزه شده برای UPFC."** مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۴; ۱۲ (۱): ۱۳۹-۱۵۳.
[۱۴] تودجی حمیدرضا. **"استفاده از اینورتر چندسطحی با کنترل‌کننده غیرخطی مستقیم برای اتصال مزرعه خورشیدی به شبکه."** مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۷; ۱۵ (۱): ۶۵-۷۴.
[15] S. A. Akbarabadi, H. Atighechi and J. Jatskevich, "Corrected state-space averaged-value modeling of second-order flyback converter including conduction losses," 26th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Regina, SK, 2013, pp. 1-4, 2013.
[16] L. Cao, K. H. Loo and Y. M. Lai, "Output-Impedance Shaping of Bidirectional DAB DC–DC Converter Using Double-Proportional-Integral Feedback for Near-Ripple-Free DC Bus Voltage Regulation in Renewable Energy Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2187-2199, March 2016.
[17] C. Chan, S. H. Chincholkar and W. Jiang, "Adaptive Current-Mode Control of a High Step-Up DC–DC Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 9, pp. 7297-7305, Sept. 2017.
[18] S. Chincholkar; C. Y. Chan, "Design of fixed-frequency pulse-width-modulation based sliding-mode controllers for the quadratic boost converter," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, no.99, pp.1-1, 2016.
[19] R. Ling, D. Maksimovic and R. Leyva, "Second-Order Sliding-Mode Controlled Synchronous Buck DC–DC Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2539-2549, March 2016.
[20] Yazici and E. K. Yaylaci, "Fast and robust voltage control of DC–DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller," IET Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 120-125, 1 20 2016.
[21] Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li, Applied Nonlinear Control, Prentice Hall, 1991.
[22] M. Shirazi, R. Zane and D. Maksimovic, "An Autotuning Digital Controller for DC–DC Power Converters Based on Online Frequency-Response Measurement," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 11, pp. 2578-2588, Nov. 2009.

زیرنویس‌ها

[1] Backstepping
[2] Robustness
[3] Digital signal processor
[4] Choppers
[5] Regulation
[6] Variable structure
[7] Chattering
[8] Non-minimum phase
[9] Utkin
[10] Estimation rules

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.3.12.1]