

ارائه روش سیستماتیک برای طراحی و انتخاب پارامترهای کنترل کننده مد لغزشی در مبدل های منبع امیدانسی DC-DC

غلامرضا شهابادی^۱ مجیدرضا ناصح^۲ سیاوش اسحق^۳

۱- دانشجوی دکتری- مهندسی برق- الکترونیک- واحد بیرجند- دانشگاه آزاد اسلامی- بیرجند- ایران

ghr.shahabady@gmail.com

۲- استادیار- مهندسی برق- الکترونیک- واحد بیرجند- دانشگاه آزاد اسلامی- بیرجند- ایران

naseh@iaubir.ac.ir

۳- استادیار- مهندسی برق- الکترونیک- واحد بیرجند- دانشگاه آزاد اسلامی- بیرجند- ایران

s_esshaghi@sbu.ac.ir

چکیده: استفاده از روش کنترل مد لغزشی در مبدل های الکترونیک قدرت به علت سادگی پیاده سازی در سال های اخیر مورد توجه قرار گرفته است. برای تثبیت فرکانس کلیدزنی می توان از روش کنترل معادل مد لغزشی استفاده نمود. در هنگام استفاده از کنترل کننده معادل مد لغزشی اغلب پارامترهای کنترل کننده با سعی و خطا انتخاب می گردد لذا امکان بررسی پایداری در محدوده کاری وسیع وجود ندارد. در این تحقیق برای حل مشکل مذکور، یک روش سیستماتیک برای طراحی و همچنین انتخاب ضرایب کنترلی کنترل کننده معادل مد لغزشی در کنترل مبدل منبع امیدانسی ارائه گردیده است. معیارهای اصلی مورد ارزیابی شامل خطای حالت ماندگار، مقاومت کنترل کننده نسبت به تغییر ولتاژ مرجع، بار و منبع ورودی است. شبیه سازی ها به کمک نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است و کارآیی روش پیشنهادی را نشان می دهد.

واژه های کلیدی: مبدل های منبع امیدانسی، کنترل مد لغزشی، انتخاب پارامترهای کنترل، کنترل مقاوم

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.20.2.183

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۰۷/۲۶

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۰۷/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۷/۲۴

نام نویسنده ی مسئول: دکتر مجیدرضا ناصح

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - بیرجند - خیابان غفاری - دانشگاه آزاد اسلامی - واحد بیرجند - دانشکده ی فنی و مهندسی - گروه

مهندسی برق- الکترونیک

۱- مقدمه

با توجه به وجود پروژه‌های عظیم صنعتی و نیاز روزافزون به انرژی الکتریکی، بشر به دنبال تولید برق از روش‌های مختلف است. به علت محدودیت و خطراتی که تولید برق با استفاده از منابع فسیلی و سوخت هسته‌ای دارد تامین انرژی الکتریکی با این روش‌ها راه حل مناسبی نمی‌باشد. یکی از روش‌های جدید جهت تولید برق استفاده از منابع تجدیدپذیر مانند انرژی خورشیدی، بادی و ... است [۲، ۱]. با توجه به سطح ولتاژ پایین و همچنین ماهیت DC ولتاژ تولیدی در این منابع نیاز به یک مبدل DC-DC از نوع افزایشی امری ضروری است [۳]. امروزه استفاده از این مبدل‌ها در تجهیزات پزشکی، اصلاح ضریب قدرت (PFC)، وسایل نقلیه الکتریکی، برق بدون وقفه (UPS)، سیستم‌های انرژی سبز، تجهیزات قابل حمل الکتریکی، سیستم‌های فتوولتائیک، توربین بادی، سیستم سلول سوختی، دستگاه اشعه ایکس، منابع تغذیه کمکی و لامپ‌های تخلیه متداول است [۵، ۴].

از جمله مبدل‌های پرکاربرد غیرایزوله مبدل منبع امپدانس است. این مبدل‌ها به عنوان مبدل‌های منبع امپدانس مشهور بوده و با ZSC نمایش داده می‌شوند. از این مبدل جهت تبدیل توان در شکل‌های AC-DC، AC-AC، DC-AC، DC-DC استفاده می‌گردد [۶]. در این مقاله مبدل DC-DC منبع امپدانس مورد بررسی قرار گرفته است. این مبدل‌ها از یک شبکه امپدانس شامل دو سلف و دو خازن که به صورت حرف X به یکدیگر متصل شده است. از قابلیت‌های مهم این مبدل توانایی افزایش ولتاژ در رنج وسیع، مقاومت خوب در مقابل نویز الکترومغناطیسی و نیز مصونیت در برابر اتصال کوتاه است. مبدل منبع امپدانس با خاصیت اتصال کوتاه عمل افزایش ولتاژ را انجام می‌دهد [۷]. با توجه به تغییرات پارامترهای مختلف مدل در مبدل‌های الکترونیک قدرت در محدوده کار وسیع، کنترل حلقه بسته آنها یکی از زمینه‌های تحقیقاتی است. به منظور طراحی کنترل‌کننده نیاز به استفاده از مدل فضای حالت مبدل است. برای بدست آوردن مدل حالت سیستم از روش متوسط گیری شده فضای حالت استفاده شده است [۸].

با توجه به حضور المان‌های غیرخطی مختلف در ساختار مبدل‌ها مدل فضای حالت اقتباس شده یک مدل غیر خطی است. با توجه به این موضوع استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی مختلف مانند کنترل مبتنی بر غیرفعال بودن [۹] خطی سازی فیدبک [۱۰] کنترل مد لغزشی [۱۱] و گام به گام به عقب تطبیقی [۱۲] برای تنظیم ولتاژ خروجی می‌تواند پاسخ مناسبی ارائه دهد. با توجه به ساختار متغیری که سیستم‌های الکترونیک قدرت دارند و سادگی طراحی استفاده از روش کنترل مد لغزشی می‌تواند انتخاب مناسبی برای روش طراحی- کنترل‌کننده باشد. طراحی کنترل‌کننده با انتخاب سطح لغزش شروع می‌شود. سطح لغزش از ترکیب متغیرهای حالت سیستم قابل تعریف است [۱۳]. هدف کنترلی در این حالت قرار دادن پاسخ سیستم روی

سطح لغزش و صفر شدن آن است. به منظور جلوگیری از عمل چترینگ و محدودیت‌های فرکانسی کلیدزنی محدوده‌ای با پهنای باند قابل تنظیم در حوالی سطح لغزش به منظور تعیین فرکانس کلیدزنی انتخاب می‌گردد [۱۴].

مهم‌ترین عیب این روش تغییرات فرکانس کلیدزنی است که برای رفع این عیب از روش طراحی کنترل معادل و کلیدزنی نرم استفاده شده است [۱۵]. در روش کنترل معادل علاوه بر سطح لغزش لازم است مشتق سطح لغزش نیز برابر صفر انتخاب گردد، لذا کنترل‌کننده با فرض صفر بودن سطح لغزش طراحی می‌گردد. در طراحی کنترل‌کننده با استفاده از روش کنترل معادل پارامترهای مدل به صورت سعی و خطا انتخاب می‌گردد. در مرجع [۱۶] از روش کنترل معادل مد لغزشی تطبیقی برای طراحی کنترل‌کننده مبدل منبع امپدانس استفاده شده است. در مدار در نظر گرفته شده اثر فیلتر خروجی در طراحی کنترل‌کننده مدنظر قرار نگرفته است. روال طراحی با استفاده از روش مذکور دارای پیچیدگی بالا و حجم محاسبات زیاد است. در مرجع [۱۷] با استفاده از تعریف باند هیستریزس بر مبنای روش کنترل خطی سازی فیدبک عملیات کنترل صورت می‌گیرد. در این مقاله باند هیستریزس به صورت مناسب تعریف نشده است و این موضوع باعث اختلال در عملیات کنترلی می‌گردد. در مرجع [۱۸] با استفاده از روش کنترل گام به عقب لغزشی طراحی کنترل‌کننده برای مبدل انجام شده است. در این مقاله پارامترهای کنترلی با سعی و خطا مشخص گردیده است. همچنین روال طراحی در روش مذکور پیچیده بوده و حجم محاسبات بالایی را دارد.

در مرجع [۱۹] از روش خطی سازی به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است که پایداری را در رنج وسیع تضمین نمی‌کند. در مرجع [۲۰] از روش طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی برای طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. در طراحی کنترل‌کننده در این روش تاثیر فیلتر خروجی که به منظور حذف نویز الکترومغناطیسی در مدار قرار گرفته است لحاظ نشده است. در مرجع [۲۱] از روش کنترل مد لغزشی به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. در این مقاله اثر تغییرات ولتاژ مرجع در خروجی مورد بررسی قرار نگرفته است. همچنین مدت زمان لازم جهت رسیدن به حالت ماندگار در ردیابی ولتاژ مرجع زیاد است. در مرجع [۲۲] از کنترل‌کننده پیش بین به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. مزیت این کنترل‌کننده‌ها ردیابی جریان‌های سینوسی با خطای نزدیک به صفر است. این کنترل‌کننده برای یک نقطه خاص از مجموعه نقاط کار سیستم طراحی شده است لذا قابلیت کنترل در رنج وسیع را ندارد.

با توجه به اینکه تابع تبدیل ولتاژ خازن نسبت به چرخه اتصال کوتاه دارای یک صفر سمت راست دارد لذا یک سیستم نامینم فاز است. تنظیم مستقیم ولتاژ خازن با استفاده از چرخه اتصال کوتاه منجر به ناپایداری حلقه بسته می‌گردد [۲۳]. برای غلبه بر این مشکل در مرجع [۲۴] یک استراتژی پیش‌رو فیدبک ارائه شده است. در این

۲- توپولوژی و مدل فضای حالت مبدل منبع امیدانسی

مبدل منبع امیدانسی دارای توپولوژی مطابق شکل (۱) است. این مدار شامل خازن‌های C_1 و C_2 و سلف‌های L_1 و L_2 است. یک دیود و یک سوئیچ قدرت نیز در این مدار وجود دارد که به ترتیب با D و Q نشان داده شده است. به منظور حذف نویز در خروجی این مدار یک فیلتر خازنی سلفی در نظر گرفته شده و با C_f و L_f نشان داده شده است. بار خروجی با R_{LOAD} نمایش داده شده است. در این مدار V_{in} ولتاژ ورودی و V_{out} ولتاژ خروجی مبدل است. i_L و i_{Lf} به ترتیب جریان سلف شبکه امیدانسی و فیلتر خروجی است. همچنین V_C و V_{Cf} ولتاژ خازن‌های مربوط به شبکه امیدانسی و خازن فیلتر خروجی است. با در نظر گرفتن $C_1 = C_2$ و $L_1 = L_2$ به علت خاصیت تقارنی که مدار مبدل منبع امیدانسی دارد شکل موج‌های جریان سلف‌های سمت شبکه امیدانسی مانند یکدیگر است. همچنین شکل موج‌های مربوط به ولتاژ خازن‌های سمت شبکه امیدانسی یکسان خواهد بود. لذا داریم:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= i_{L2} = i_L \\ v_{c1} &= v_{c2} = v_c \end{aligned} \quad (۱)$$

به منظور تحلیل این مبدل توجه به نکات ذیل حائز اهمیت است: همه قطعات به صورت ایده‌آل فرض شده‌اند و سوئیچ کنترلی از نوع MOSFET است.

مبدل در حالت مد هدایتی پیوسته کار می‌کند و عملکرد مبدل در حالت ماندگار مورد بررسی قرار می‌گیرد. ظرفیت خازن‌ها آن قدر بالا است که می‌توان از رپیل ولتاژ خازن‌ها صرف‌نظر نمود.

معادلات حالت مربوط به مبدل از دو وضعیت روشن و خاموش بودن سوئیچ بدست می‌آید. در این دو حالت مبدل را بررسی نموده و از روش معادلات حالت متوسط گیری شده معادلات حالت نهایی مبدل را بدست خواهیم آورد.

۲-۱- بررسی مبدل در وضعیت روشن بودن سوئیچ

وضعیت مربوط به روشن بودن سوئیچ در شکل (۲) نشان داده شده است. در این وضعیت دیود در مدار با توجه به ولتاژی که دو سر آن قرار می‌گیرد و برابر $V_D = V_{in} - 2V_C$ است خاموش خواهد بود. در این حالت منبع ولتاژ از مدار ایزوله خواهد شد و خازن‌های مربوط به شبکه امیدانسی در مبدل شروع به شارژ سلف‌های شبکه امیدانسی می‌نمایند. در این صورت می‌توان با نوشتن معادلات KVL و KCL مناسب معادلات حالت را به صورت رابطه (۲) بیان نمود:

مرجع براساس خطای حالت ماندگار مقدار چرخه اتصال کوتاه تنظیم شده است. مشکل طراحی از این روش داشتن یک خطای وسیع در رنج وسیع عملکرد مبدل است. در مرجع [۷] یک کنترل‌کننده مد لغزشی طراحی شده است. برای این کنترل‌کننده سه ضعف وجود دارد. اول اینکه به منظور محاسبه جریان مرجع سلف مقدار بار اینورتر لازم است در دسترس باشد که این موضوع اضافه نمودن یک سنسور در ساختار را اضافه می‌کند. دوم اینکه کنترل‌کننده طراحی شده از نوع هیستریزس است که باعث ایجاد فرکانس متغییر می‌گردد. سوم اینکه کنترل‌کننده مد لغزشی طراحی شده براساس معادلات ایده‌آل طراحی شده است که این معادلات در حالت ماندگار معتبر است. مرجع [۲۵] به منظور غلبه بر سه مشکل مذکور ارائه شده است. در این مرجع به منظور غلبه بر نامینم فاز بودن ولتاژ خازن سمت DC یک ابرصفحه برای تنظیم ولتاژ سمت DC ارائه شده است. از طرفی دیگر لازم نیست جریان مرجع سلف به صورت مجزا محاسبه گردد. این کنترل‌کننده با توجه به اینکه از مدل غیرخطی مبدل طراحی شده است قابلیت کاربرد در رنج وسیع را نیز دارد. در این مرجع اثر تغییرات ولتاژ ورودی و همچنین بررسی تغییرات بار در ولتاژ خروجی مبدل بررسی نشده است. همچنین به منظور دستیابی به خطای ماندگار صفر در ولتاژ خروجی مرجع احتیاج به تنظیم ۷ پارامتر است. این موضوع باعث افزایش حجم محاسبات و کند شدن عملیات ردیابی می‌گردد. در این پژوهش روشی نو برای طراحی گام به گام، کنترل‌کننده مقاوم مد لغزشی در مبدل منبع امیدانسی از نوع DC-DC ارائه شده است. پارامترهای این کنترل‌کننده به صورت سیستماتیک مشخص و سپس به بررسی پایداری می‌پردازیم. عملیات طراحی کنترل‌کننده به منظور کنترل مبدل DC-DC فلای یک در مرجع [۲۶] مورد بررسی قرار گرفته است. در مراجع [۲۸، ۲۷] ساختارهای جدیدی از مبدل‌های $DC - DC$ ارائه شده است. هدف از ارائه این ساختارها افزایش بهره ولتاژ است. از دید کنترلی، در این مبدل‌ها با افزایش بهره ولتاژ و افزایش تعداد المان‌ها عملیات کنترل پیچیده خواهد گردید. این مقاله علاوه بر مقدمه از بخش‌های زیر تشکیل شده است: در بخش دوم توپولوژی و مدل فضای حالت متوسط‌گیری شده مبدل منبع امیدانسی مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش سوم مدل سیگنال کوچک از مبدل مورد نظر بررسی شده است. در بخش چهارم توابع تبدیل مبدل منبع امیدانسی با استفاده از مدل سیگنال کوچک شرح داده شده است. در بخش پنجم و ششم کنترل‌کننده خطی و غیرخطی پیشنهادی برای مبدل منبع امیدانسی ارائه گردیده است. در بخش هفتم شبیه‌سازی‌ها ارائه گردیده و پاسخ سیستم در مقابل تغییر ولتاژ مرجع، تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی مورد بررسی قرار گرفته است. و در نهایت در بخش هشتم جمع بندی و نتیجه گیری ارائه گردیده است.

$$\begin{aligned} x_1 &= i_L, x_2 = v_c, x_3 = i_{Lf} \\ x_4 &= v_{cf}, D = u \end{aligned} \quad (6)$$

با جایگذاری مناسب مطابق رابطه (۶) به منظور طراحی کنترل-کننده مدل سیستم را به صورت رابطه (۷) تبدیل می‌نماییم:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (7)$$

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T \quad (8)$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} \frac{V_{in} - x_2}{L} \\ \frac{x_1 - x_3}{C} \\ \frac{2x_2 - x_4 - V_{in}}{L_f} \\ \frac{x_3}{C_f} - \frac{x_4}{R_{LOAD}C_f} \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{2x_2 - V_{in}}{L} \\ \frac{x_3 - 2x_1}{C} \\ \frac{v_{in} - 2x_2}{L_f} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (10)$$

۳- مدل سیگنال کوچک مبدل منبع امپدانس

به منظور استخراج توابع تبدیل سیگنال کوچک و معادلات حالت خطی سازی شده مبدل در حول یک نقطه کار دلخواه، می‌توان روابط $x_4 = X_4 + \tilde{x}_4, x_3 = X_3 + \tilde{x}_3, x_2 = X_2 + \tilde{x}_2, x_1 = X_1 + \tilde{x}_1$ و $u = U + \tilde{u}$ را در معادله (۹) و (۱۰) جایگذاری نمود. در این روابط پارامترهای DC مربوط به نقطه‌ی کار مبدل و پارامترهای دارای علامت ~ مربوط به اغتشاشات سیگنال کوچک در حول نقطه کار است.

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 + \dot{\tilde{x}}_1 &= \frac{V_{in} - X_2 - \tilde{x}_2 + 2X_2U + 2\tilde{x}_2U + 2\tilde{x}_2\tilde{u} - V_{in}U - V_{in}\tilde{u}}{L} \\ \dot{X}_2 + \dot{\tilde{x}}_2 &= \frac{X_1 + \tilde{x}_1 - X_3 - \tilde{x}_3 - 2X_1U - 2\tilde{x}_1U + X_3U + \tilde{x}_3U - 2X_1\tilde{u} - 2\tilde{x}_1\tilde{u} + X_3\tilde{u} + \tilde{x}_3\tilde{u}}{C} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{X}_3 + \dot{\tilde{x}}_3 &= \frac{2X_2 + 2\tilde{x}_2 - X_4 - \tilde{x}_4 - V_{in} + UV_{in} - 2X_2U - 2\tilde{x}_2U + V_{in}\tilde{u} - 2X_2\tilde{u} - 2\tilde{x}_2\tilde{u}}{L_f} \\ \dot{X}_4 + \dot{\tilde{x}}_4 &= \frac{X_3 + \tilde{x}_3}{C_f} - \frac{X_4 + \tilde{x}_4}{R_{LOAD}C_f} \end{aligned}$$

با جداسازی مولفه‌های مختلف DC و AC در طرفین رابطه (۱۱) و همچنین صرف نظر کردن از حاصل ضرب مولفه‌های سیگنال کوچک

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} &= -i_L \\ L_f \frac{di_{Lf}}{dt} &= -v_{cf} \\ C_f \frac{dv_{cf}}{dt} &= -\frac{v_{cf}}{R_{LOAD}} + i_{Lf} \end{aligned} \quad (2)$$

۲-۲- بررسی مبدل در وضعیت خاموش بودن سوئیچ

وضعیت مربوط به خاموش بودن سوئیچ در شکل (۳) نشان داده شده است. در این حالت انرژی ذخیره شده در سلف‌های مربوط به شبکه منبع امپدانس به بار R_{LOAD} منتقل خواهد شد. در این وضعیت دیود در حالت روشن قرار می‌گیرد. در این صورت می‌توان با نوشتن معادلات KVL و KCL مناسب معادلات حالت را به صورت رابطه (۳) بیان نمود:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= V_{in} - v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} &= i_L - i_{Lf} \\ L_f \frac{di_{Lf}}{dt} &= -v_{cf} + 2v_c - V_{in} \\ C_f \frac{dv_{cf}}{dt} &= -\frac{v_{cf}}{R_{LOAD}} + i_{Lf} \end{aligned} \quad (3)$$

با بکار بردن اصل ولت ثانیه بالانس در مورد سلف‌های L_1 و L_2 مطابق روابط (۴) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \int_0^{DT_s} V_{L_{ion}} dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_{L_{loff}} dt &= 0 \\ \int_0^{DT_s} V_{L_{2on}} dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_{L_{2off}} dt &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

در رابطه (۴) ضریب D مدت زمان اتصال کوتاه ساق یا زمان روشن بودن سوئیچ در یک دوره تناوب از کلید زنی است. با استفاده از قضیه ولت ثانیه بالانس برای سلف‌ها می‌توان بهره مبدل را در حالت ماندگار به صورت رابطه (۵) محاسبه نمود.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (5)$$

۲-۳- معادلات حالت متوسط گیری شده

با ضرب نمودن معادلات حالت بدست آمده از حالت روشن بودن سوئیچ در ضریب کنترلی D و همچنین با ضرب نمودن معادلات حالت بدست آمده از وضعیت خاموش بودن سوئیچ در $1-D$ می‌توان معادلات حالت متوسط گیری شده کلی سیستم را به صورت رابطه (۹) و (۱۰) بدست آورد. قابل توجه است که فرض شده است که:

۴- توابع تبدیل مبدل منبع امپدانی

توابع تبدیل ولتاژ خازن مربوط به فیلتر خروجی و جریان سلف مربوط به مبدل منبع امپدانی را نسبت به چرخه اتصال کوتاه محاسبه خواهیم کرد. این دو تابع تبدیل به ترتیب با H_1 و H_4 نشان داده خواهد شد. با اعمال تبدیل لاپلاس به رابطه (۱۴) و فرض $\tilde{u}(s) = L(\tilde{u})$ و $\tilde{x}_1(s) = L(\tilde{x}_1)$ و $\tilde{x}_4(s) = L(\tilde{x}_4)$ خواهیم داشت:

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \\ \tilde{x}_4 \end{pmatrix} = \left[SI - \begin{pmatrix} 0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f} \end{pmatrix} \right]^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} 0 & \frac{2\tilde{u}}{L} & 0 & 0 \\ \frac{-2\tilde{u}}{C} & 0 & \frac{\tilde{u}}{C} & 0 \\ 0 & \frac{-2\tilde{u}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-V_{in}\tilde{u}}{L} \\ 0 \\ \frac{V_{in}\tilde{u}}{L_f} \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (15)$$

با تعریف توابع کنترلی به شکل $H_4(s) = \tilde{x}_4(s)/\tilde{u}(s)$ و $H_1(s) = \tilde{x}_1(s)/\tilde{u}(s)$ و جایگذاری مقادیر ثابت از جدول (۱) می-توان توابع تبدیل را به صورت رابطه (۱۶) محاسبه نمود. در این روابط s عملگر لاپلاس است.

$$\begin{aligned} H_4(s) &= \frac{-7.90e8s^2 - 2.45e12s + 6.35e13}{s^4 + 70.92s^3 + 4.30e6s^2 + 1.61e8s + 4.17e9} \\ H_1(s) &= \frac{2.69e5s^3 + 3.99e7s^2 + 1.14e12s + 8.47e13}{s^4 + 70.92s^3 + 4.30e6s^2 + 1.61e8s + 4.17e9} \end{aligned} \quad (16)$$

جدول (۱): پارامترهای نامی مبدل منبع امپدانی

مقدار	سمبل	پارامتر
10V	V_{in}	ولتاژ ورودی
1.45mH	L	سلف‌ها مبدل منبع امپدانی
1.05mH	L_f	سلف مربوط به فیلتر
220μf	C	خازن‌ها مبدل منبع امپدانی
470μf	C_f	خازن مربوط به فیلتر
30Ω	R_{LOAD}	مقاومت خروجی
200V	V_{ref}	ولتاژ مرجع

با بررسی تابع تبدیل H_4 مشاهده شد که این تابع، یک تابع تبدیل نامینم فاز است و یک صفر در سمت راست محور موهومی

(تقریب سیگنال کوچک)، می‌توان مدل فضای حالت خطی سازی شده مبدل را بدست آورد. با تفکیک مولفه‌های DC و همچنین صفر گرفتن مشتق آنها رابطه (۱۲) بدست می‌آید:

$$\begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{in}(1-U)}{L} \\ 0 \\ \frac{U(V_{in}-1)}{L_f} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

با توجه به صفر بودن مقادیر DC می‌توان مقدار متغیرهای حالت را در نقطه کار مطابق رابطه (۱۳) بدست آورد:

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{X_3(1-U)}{1-2U} \\ X_2 &= \frac{V_{in}(U-1)}{2U-1} \\ X_3 &= \frac{X_4}{R_{LOAD}} \\ X_4 &= V_{in}(U-1) + 2(U-1)X_2 \end{aligned} \quad (13)$$

با جدا سازی ماتریس مربوط به وضعیت DC ماتریس مربوط به AC این مبدل را نیز بدست می‌آوریم. قابل توجه است که از حاصل ضرب دو مقدار سیگنال کوچک صرف‌نظر شده است. ماتریس AC این مبدل به صورت رابطه (۱۴) است.

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \\ \tilde{x}_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{2\tilde{u}}{L} & 0 & 0 \\ \frac{-2\tilde{u}}{C} & 0 & \frac{\tilde{u}}{C} & 0 \\ 0 & \frac{-2\tilde{u}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-V_{in}\tilde{u}}{L} \\ 0 \\ \frac{V_{in}\tilde{u}}{L_f} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

در صورت تغییرات وسیع پارامترهای مبدل نسبت به نقطه کار توابع تبدیل بدست آمده براساس تقریب سیگنال کوچک معتبر نخواهد بود. به همین دلیل نمی‌توان پایداری روش‌های کنترل خطی را در محدوده‌ی کاری نسبتاً وسیع تضمین نمود. برای رفع این مشکلات استفاده از روش کنترل غیرخطی در مبدل‌های الکترونیک قدرت مرسوم است.

۶- طراحی کنترل کننده غیرخطی

کنترل مد لغزشی یک روش کنترل غیرخطی است که ویژگی‌های منحصر به فردی مانند دقت، پایداری و تنظیم و پیاده‌سازی آسان دارد. به طور خلاصه می‌توان گفت که در کنترل مد لغزشی حالت‌های سیستم به یک سطح به نام سطح لغزش در فضای حال انتقال می‌یابند. وقتی حالت‌ها به سطح لغزش رسیدند کنترل مد لغزشی حالت‌ها را در نزدیکی و همسایگی سطح لغزش نگه می‌دارد. بنابراین این رویکرد یک روش کنترل با دو بخش است. در بخش اول یک سطح لغزش تعریف می‌شود که به صورت خطای خروجی سیستم تعریف می‌شود. پس از قرار گرفتن پاسخ روی سطح سیستم وارد مد لغزشی می‌شود. در این حالت با کلید زنی مناسب پاسخ روی سطح لغزشی حرکت می‌کند تا به حالت ماندگار برسد.

۶-۱- طراحی کنترل کننده معادل در شرایط نامی

در این بخش با توجه به غیر حداقل فاز مبدل و تعریف جریان سلف به عنوان خروجی اول کنترل کننده، سطح لغزش به صورت رابطه (۱۷) تعریف می‌شود:

$$S = x_1^* - x_1 \quad (17)$$

که در آن x_1^* مقدار مرجع جریان سلف و x_4^* مقدار ولتاژ مرجع خازن خروجی است. با توجه به اینکه خروجی اصلی سیستم، ولتاژ خازن مربوط به فیلتر خروجی است لذا به منظور وارد کردن x_4 در معادلات کنترلی، جریان مرجع سلف به صورت ذیل تعریف می‌شود:

$$\dot{x}_1^* = K_I \int (x_4^* - x_4) dt \quad (18)$$

علت استفاده از عامل انتگرالی در این رابطه تضمین صفر شدن خطای پاسخ سیستم است. گام اول در طراحی کنترل کننده مد لغزشی طراحی سطح لغزش است. لذا سطح لغزش بعد از تعاریف اولیه به صورت رابطه (۱۹) تعریف می‌گردد:

$$S = x_1^* - x_1 = K_I \int (x_4^* - x_4) dt - x_1 \quad (19)$$

می‌توان مشتق زمانی سطح لغزش را هم صفر فرض کرده و کنترل کننده معادل را استخراج نمود.

$$\dot{S} = 0 \rightarrow \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = 0 \quad (20)$$

با جایگذاری معادله (۹) و (۱۰) در معادله (۲۰) می‌توان کنترل کننده مد لغزشی معادل را به صورت ذیل استخراج نمود:

دارد، لذا امکان کنترل مستقیم ولتاژ خازن به عنوان خروجی وجود ندارد. تابع تبدیل H_1 یک تابع تبدیل مینیمم فاز بوده و با استفاده از جریان سلف می‌توان به صورت غیرمستقیم ولتاژ خروجی را کنترل نمود. در ادامه نحوه تشکیل حلقه کنترلی به منظور کنترل ولتاژ خروجی مبدل با استفاده از روش غیر مستقیم توضیح داده خواهد شد.

۵- طراحی کنترل کننده خطی

با توجه به ماهیت غیرحداقل فاز ولتاژ خازن خروجی و عدم امکان کنترل مستقیم آن، ولتاژ خازن به صورت غیرمستقیم و با استفاده از جریان سلف کنترل خواهد شد. همچنین با توجه به ماهیت حداقل فاز تابع تبدیل جریان سلف به چرخه اتصال کوتاه، جریان سلف به صورت مستقیم توسط چرخه کار اتصال کوتاه ساق کنترل خواهد شد. بلوک دیگرام سیستم حلقه بسته در حضور کنترل کننده خطی PI در شکل (۴) ارائه شده است. در این بلوک دیگرام از دو عدد کنترل کننده PI استفاده شده است. بلوک‌های PI_1 و PI_2 مربوط به دو کنترل کننده متوالی هستند که برای تنظیم غیرمستقیم ولتاژ خازن استفاده می‌شوند. کنترل کننده PI_1 از روی خطای جریان سلف شبکه امپدانس مقدار چرخه اتصال کوتاه ساق را تولید می‌کند. همچنین کنترل کننده PI_2 نیز جهت تنظیم جریان سلف مرجع براساس اختلاف ولتاژ خروجی خازن و مقدار مرجع آن به کارگیری می‌شود. به علت آنکه H_1 یک سیستم مینیمم فاز است می‌توان آن را به راحتی کنترل نمود. همچنین می‌توان با تنظیم چرخه اتصال کوتاه مقدار i_l را به مقدار مرجع خود نزدیک نمود. اگر حلقه داخلی را درست تنظیم نماییم می‌توان آن را به راحتی با تابع تبدیل G_{Vc-il} ترکیب نمود و V_c را کنترل نمود. PI_2 به صورت یک ضریب تناسبی ساده می‌تواند انتخاب گردد. PI_2 به عنوان مولد جریان مرجع می‌باشد ولی کنترل کننده اصلی که سیگنال کنترلی را تولید می‌کند PI_1 است. مقدار ضرایب کنترلی مربوط به دو کنترل کننده PI_1 و PI_2 با سعی و خطا براساس جدول (۲) انتخاب گردیده است.

جدول (۲): ضرایب انتخابی کنترل خطی

ضرایب کنترل کننده	PI_1	PI_2
P	0.01	0.1
I	1.06	30

همان‌طور که در شکل (۵) نشان داده شده است پاسخ حالت ماندگار در بینهایت به مقدار مرجع خود که 200v است همگرا شده است. در این نمودار در ابتدا پاسخ دارای یک فراجهش بوده و بعد از گذشت مدت زمان کمی پاسخ به سمت مقدار مرجع همگرا شده است. می‌توان انتخاب ضرایب تناسبی و انتگرالی را توسط الگوریتم‌های هوشمند برای رسیدن به مقادیر مطلوب از معیارهای ارزیابی مانند حداکثر فراجهش، زمان نشست، زمان اوج انتخاب نمود. اگر چه طراحی کنترل کننده برای تنظیم جریان سلف مبدل براساس رابطه (۱۶) با استفاده از روش خطی نسبتاً ساده است با این حال مشخص است که

در این صورت با فرض $x_1 = X_{1s} + \tilde{x}_1$ و $x_2 = X_{2s} + \tilde{x}_2$ می توان مدل خطی سازی شده مربوط به معادلات (۲۵) را به صورت رابطه (۲۶) نوشت:

$$(\dot{\tilde{x}}_1, \dot{\tilde{x}}_2, \dot{\tilde{x}}_3, \dot{\tilde{x}}_4)^T = J(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4)^T \quad (26)$$

در این معادله J یک ماتریس مربعی 4×4 بوده و اصطلاحاً ماتریس ژاکوبین نامیده می شود. درایه های این ماتریس به صورت رابطه (۲۷) محاسبه می گردد:

$$a_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (i, j = 1, 2, 3, 4) \quad (27)$$

با در نظر گرفتن روابط (۲۴) می توان درایه های ماتریس ژاکوبین را به صورت رابطه (۲۸) محاسبه نمود.

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{12} = a_{13} = a_{31} = a_{33} = a_{41} = a_{42} = 0 \\ a_{14} &= -K_I \\ a_{21} &= \frac{-V_{in} + 2LK_I(x_4^* - x_4)}{C(V_{in} - 2x_2)} \\ a_{22} &= \frac{x_3(CV_{in} - 2x_2C) + 2C(x_3x_2 - x_1V_{in} + LK_I(x_4^* - x_4)(2x_1 - x_3))}{C^2(V_{in} - 2x_2)^2} \\ a_{23} &= \frac{x_2 - LK_I(x_4^* - x_4)}{C(V_{in} - 2x_2)} \\ a_{24} &= \frac{-LK_I(2x_1 - x_3)}{C(V_{in} - 2x_2)} \\ a_{32} &= \frac{1}{L_f} \\ a_{34} &= \frac{LK_I - 1}{L_f} \\ a_{43} &= \frac{1}{C_f} \\ a_{44} &= \frac{-1}{R_{LOAD}C_f} \end{aligned} \quad (28)$$

مقادیر نامی فرض شده برای برای پارامترهای مبدل مورد نظر از جدول (۱) انتخاب شده است. می توان با فرض مقدار $x_4^* = 200V$ سایر متغیرهای حالت را از رابطه (۲۳) محاسبه نمود. با در نظر گرفتن مجموعه معادلات ارائه شده ماتریس ژاکوبین رابطه (۲۹) بدست می آید:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -K_I \\ 116.5 & -233.1 & -2333 & -13.18K_I \\ 0 & 952 & 0 & 1.38K_I - 952 \\ 0 & 0 & 2127.6 & -212.7 \end{pmatrix} \quad (29)$$

معادله مشخصه سیستم برای کنترل کننده طراحی شده از رابطه $|SI - J| = 0$ محاسبه می شود که در آن S عملگر لاپلاس است.

$$D = \frac{V_{in} - x_2}{V_{in} - 2x_2} \quad (21)$$

در شرایط ماندگار، با صفر شدن متغیرهای خطا در معادله (۲۱) باتوجه به اینکه $x_4 = V_0$ می توان رابطه نسبت بین ورودی و خروجی را به صورت رابطه (۲۲) نوشت که در بحث مبدل های منبع امیدانسی کاملاً شناخته شده است:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 - D}{1 - 2D} \quad (22)$$

همچنین با صفر در نظر گرفتن مشتق معادلات حالت مبدل در حالت ماندگار در رابطه (۹) و (۱۰) و حذف D می توان به سادگی نشان داد که:

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{X_2 X_3}{V_{in}} \\ X_2 &= X_4 \\ X_3 &= \frac{X_4}{R_{LOAD}} \\ X_4 &= V_{ref} \end{aligned} \quad (23)$$

۲-۶- انتخاب پارامترهای کنترلی

در این بخش نحوه انتخاب بهره کنترلی K_I بررسی می گردد. با قرار دادن کنترل کننده معادله (۲۱) در معادلات حالت خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= K_I(x_4^* - x_4) \\ \dot{x}_2 &= \frac{x_2 x_3 - x_1 V_{in} + LK_I(x_4^* - x_4)(2x_1 - x_3)}{C(V_{in} - 2x_2)} \\ \dot{x}_3 &= \frac{x_2 - x_4}{L_f} \\ \dot{x}_4 &= \frac{x_3}{C_f} - \frac{x_4}{R_{LOAD}C_f} \end{aligned} \quad (24)$$

نقطه کار مبدل در حالت ماندگار با صفر گرفتن مجموعه معادلات (۲۴) بدست می آید. با فرض تغییرات سیگنال کوچک متغیرهای حالت به صورت $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4)$ در حول نقطه کار، می توان براساس روش خطی سازی ژاکوبین یک سیستم غیر خطی دلخواه را به شکل ذیل خطی سازی نمود. فرض کنید که مدل یک سیستم غیر خطی دلخواه به صورت رابطه (۲۵) باشد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_3 &= f_3(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_4 &= f_4(x_1, x_2, x_3, x_4) \end{aligned} \quad (25)$$

قابل توجه است که D نوشته شده در رابطه (۳۳) از رابطه (۳۵) بدست می‌آید:

$$D = D_{eq} + K_I \operatorname{sgn}(S) \quad (34)$$

که مقدار D_{eq} از رابطه (۲۱) محاسبه گردیده است. با جایگذاری لازم داریم:

$$S[-K_I \operatorname{sgn}(S) \frac{2x_2 - V_{in}}{L}] \leq -\eta|S| \quad (35)$$

با توجه به اینکه $\operatorname{sgn}(S) = |S|/S$ است معادله (۳۶) به صورت رابطه (۳۷) ساده‌سازی می‌شود:

$$-K_I |S| \frac{2x_2 - V_{in}}{L} \leq -\eta|S| \quad (36)$$

با حذف $|S|$ از طرفین رابطه (۳۷) محدوده بهره‌کنترلی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{\eta L}{2x_2 - V_{in}} \leq K_I \eta \quad (37)$$

به طور خلاصه با انتخاب بهره‌کنترلی از معادله (۳۸) پایداری کنترل‌کننده طراحی شده در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییرات نقطه کار و همچنین نامعینی‌های مدل تضمین خواهد شد. کنترل‌کننده طراحی شده مقاوم نسبت به تغییر بار و ورودی است. همچنین کنترل‌کننده طراحی شده قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع خازن خروجی را در رنج وسیعی دارد.

۷- مطالعه موردی و شبیه‌سازی

به منظور بررسی پاسخ ماندگار و گذرای کنترل‌کننده مد‌لغزشی معرفی شده، شبیه‌سازی‌ها و نتایج آن‌ها مطابق با پارامترهای معرفی شده در جدول (۱) ارائه شده است. شبیه‌سازی‌ها با استفاده از جعبه ابزار Simulink نرم افزار متلب (نسخه ۲۰۱۸) انجام شده است. در تمام شبیه‌سازی‌ها گام مربوط به زمان نمونه برداری $1\mu s$ در نظر گرفته شده است. متغیرها شامل ولتاژ خازن‌ها و جریان سلف‌ها در نظر گرفته شده است. به منظور بررسی تاثیر بار، تاثیر ولتاژ ورودی و تغییر ولتاژ مرجع خازن این پارامترها به صورت پله‌ای تغییر داده شده است تا تاثیر آنها در ولتاژ خروجی بررسی گردد. مدت زمان شبیه‌سازی برابر $5s$ در نظر گرفته شده است.

۷-۱- تاثیر تغییر ولتاژ مرجع در خروجی

به منظور اثر تغییر ولتاژ مرجع در خروجی مبدل منبع اِمپدانسی، بعد از $2s$ از شروع شبیه‌سازی ولتاژ مرجع از $200V$ به $300V$ صورت پله‌ای تغییر نموده است. نتیجه مربوط به این تغییر در شکل (۸) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۸) مشاهده شد که در زمان $2s$ بعد از شبیه‌سازی ابتدا ولتاژ خروجی به حداقل مقدار 176.6 همگرا گردیده و بعد از گذشت $0.45s$ به ولتاژ مرجع جدید $300V$ میل

$$\begin{aligned} & S^4 + 445.8S^3 + \\ & (4295940.4 - 2938.1K_I)S^2 \\ & + (944681795.7 + \\ & 26025983.4K_I)S + \\ & 236170448K_I = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

برای اطمینان از پایداری سیستم باید ریشه‌های معادله (۳۰) در نیم صفحه سمت چپ محور $j\omega$ واقع گردد. با استفاده از معیار راث هرویتز در صورتی که $0 < K_I \leq 35$ باشد تمام قطب‌های سیستم در سمت چپ محور $j\omega$ خواهد بود و سیستم پایدار است. مکان هندسی ریشه‌های سیستم در شکل (۶) نشان داده شده است. به ازای محدوده ذکر شده تمام قطب‌های سیستم در سمت محور موهومی قرار می‌گیرد که مکان هندسی ریشه‌های سیستم به ازای $0 < K_I \leq 35$ در شکل (۷) نشان داده شده است.

۳-۶- صحیح کنترل‌کننده مد لغزشی و اثبات پایداری

رابطه استخراج شده برای کنترل‌کننده مد لغزشی در (۲۱) به ازای پارامترهای نامی مدل می‌باشد. به منظور مقاوم در مقابل نامعینی‌های مدل می‌توان مولفه مقاوم سازی را به صورت $K_I \operatorname{sgn}(S)$ به کنترل‌کننده معادل افزود. برای این که سطح لغزش جذب کننده باشد یک تابع لیاپانوف برای سطح لغزش تعریف نموده و شرایط تابع لیاپانوف به منظور پایداری را برای آن بررسی می‌نماییم:

$$V(S) = \frac{1}{2}S^2 \quad (30)$$

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

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} = -\eta|S| \quad (31)$$

با جایگذاری معادلات حالت در معادله (۳۲) و محاسبه ورودی کنترلی مقدار آن به صورت رابطه (۳۳) محاسبه می‌شود. قابل توجه است که η یک پارامتر کنترلی مثبت است.

$$\begin{aligned} D = & \frac{-\eta \operatorname{sgn}(S)L}{V_{in} - 2x_2} + \\ & \frac{(V_{in} - x_2) - LK_I(x_4^* - x_4)}{V_{in} - 2x_2} \end{aligned} \quad (32)$$

برای محاسبه محدوده بهره‌کنترل‌کننده شرط پایداری کنترل کننده مد لغزشی یعنی $(S\dot{S} \leq -\eta|S|)$ را داریم. می‌توان \dot{S} را به صورت رابطه (۳۴) نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{S} = & K_I(x_4^* - x_4) + \\ & \frac{D(V_{in} - 2x_2)}{L} + \frac{x_2 - V_{in}}{L} \end{aligned} \quad (33)$$

شبیه‌سازی ولتاژ ورودی به صورت پله‌ای بعد از گذشت $2s$ از $10v$ به $7v$ تقلیل یافته است. نتیجه مربوط به این تغییر در شکل (۱۰) ارائه گردیده است. با توجه به شکل (۱۰) مشاهده شد که در زمان ۲ ثانیه بعد از شروع شبیه‌سازی ابتدا ولتاژ خروجی به حداقل مقدار $181v$ همگرا گردیده و بعد از گذشت $0.48s$ به ولتاژ مرجع اولیه $200v$ ولت میل نموده است. در این وضعیت ولتاژ مرجع به اندازه 9.5 درصد فروجهش داشته و مدت زمان نشست $0.48s$ ثانیه است. در این شرایط نیز خطای حالت ماندگار صفر است. نتیجه بررسی مربوط به تغییر ولتاژ ورودی در جدول شماره (۳) ارائه گردیده است. با تنظیم مقادیر کنترلی K_I و η می‌توان پاسخ کنترل‌کننده را بهبود بخشید. کنترل‌کننده ارائه شده در مقابل رنج وسیعی از مقادیر ولتاژ ورودی پایدار بوده و قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع را دارد. در این شرایط نیز نقطه کار اولیه سیستم به صورت تصادفی با فاصله وسیع حول نقطه کار نامی سیستم انتخاب گردیده است.

جدول (۳): نتایج بررسی تغییر ولتاژ مرجع، بار و ولتاژ ورودی در مبدل منبع امپدانی مورد مطالعه

خطای حالت ماندگار	زمان نشست (ثانیه)	فروجهش	تغییرات پارامترهای مبدل
0	0.45	41%	افزایش ولتاژ مرجع به ۵۰ درصد مقدار اولیه
0	0.41	9.5%	کاهش مقاومت خروجی به ۱۶ درصد مقدار اولیه
0	0.48	9.5%	کاهش ولتاژ ورودی به ۳۰ درصد مقدار اولیه

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله کنترل مد لغزشی معادل برای یک مبدل منبع امپدانی از نوع DC-DC با وجود فیلتر LC در خروجی مورد بررسی قرار گرفته است. در سیستم مورد مطالعه تابع تبدیل ولتاژ خازن خروجی به چرخه اتصال کوتاه مبدل، نامینیم فاز است و امکان کنترل مستقیم ولتاژ خروجی با استفاده از چرخه اتصال کوتاه وجود ندارد. برای حل این مشکل از تعریف یک سطح لغزش متناسب با اختلاف جریان سلف مبدل منبع امپدانی و مقدار مرجع آن استفاده شده است. با در نظر گرفتن نتایج شبیه‌سازی در حالت ماندگار و گذرا قابل مشاهده است که کنترل‌کننده مد لغزشی پاسخ مقاوم و قابل قبولی نسبت به تغییر ولتاژ مرجع، تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی دارد. با توجه به نتایج بدست آمده مشخص گردید خطای حالت ماندگار در تغییر ولتاژ مرجع، تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی صفر است.

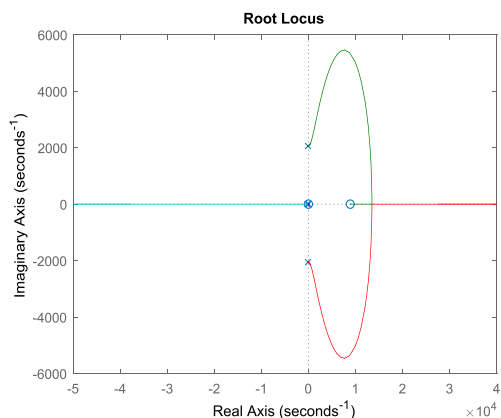
نموده است. در این حالت ولتاژ مرجع به اندازه 41 درصد فروجهش داشته و مدت زمان نشست حدود $0.45s$ است. قابل توجه است که خطای حالت ماندگار در این وضعیت برابر صفر است. کنترل‌کننده خطی ارائه شده در بخش (۵) فقط به ازای نقاط کاری که متناسب با پارامترهای جدول (۱) است معتبر می‌باشد و در صورت تغییر پارامترهای مبدل امکان ردیابی ولتاژ مرجع با کنترل‌کننده خطی وجود ندارد ولی با استفاده از کنترل‌کننده مدلغزشی ارائه شده امکان کنترل مبدل در محدوده وسیعی از نقاط کار امکان‌پذیر است. نتیجه بررسی تغییر ولتاژ مرجع در جدول (۳) ارائه گردیده است. با تنظیم مقادیر K_I و η می‌توان سرعت همگرایی را بهبود بخشید. کنترل‌کننده ارائه شده به ازای محدوده وسیعی از ولتاژهای بیشتر یا کمتر از مقدار نامی ولتاژ مرجع، قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع جدید را دارد. نقطه کار سیستم در ابتدای شبیه‌سازی به صورت تصادفی با فاصله زیاد حول نقطه کار نامی سیستم انتخاب گردیده است.

۷-۲- تاثیر تغییر بار در ولتاژ خروجی

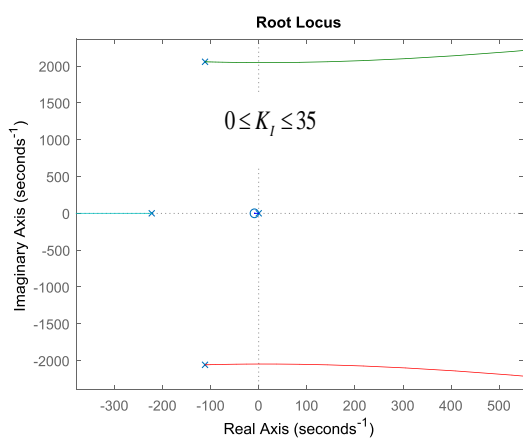
این شبیه‌سازی به منظور بررسی مقاوم بودن کنترل‌کننده مدلغزشی ارائه شده در مقابل تغییر بار در ولتاژ خروجی، انجام شده است. مقاومت خروجی به صورت پله‌ای بعد از گذشت $2s$ از 30Ω به 25Ω تقلیل یافته است. نتیجه مربوط به این تغییر در شکل (۹) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۹) مشاهده شد که در زمان $2s$ بعد از شبیه‌سازی ابتدا ولتاژ خروجی به حداقل مقدار $181v$ همگرا گردیده و بعد از گذشت $0.41s$ به ولتاژ مرجع اولیه $200v$ میل نموده است. در این حالت ولتاژ مرجع به اندازه 9.5 درصد فروجهش داشته و مدت زمان نشست $0.41s$ است. قابل توجه است که خطای حالت ماندگار در این حالت برابر صفر است. کنترل‌کننده خطی ارائه شده در بخش (۵) فقط به ازای نقاط کاری که متناسب با پارامترهای جدول (۱) است معتبر بوده و در صورت تغییر پارامترهای مبدل امکان ردیابی ولتاژ مرجع با این روش وجود ندارد ولی با استفاده از کنترل‌کننده مدلغزشی ارائه شده امکان کنترل مبدل در محدوده وسیعی از نقاط کار امکان‌پذیر است. نتیجه بررسی تغییر مقاومت خروجی در جدول شماره (۳) ارائه گردیده است. با تنظیم مقادیر K_I و η می‌توان سرعت همگرایی را بهبود بخشید. کنترل‌کننده ارائه شده در مقابل محدوده وسیعی از مقاومت‌های بیشتر یا کمتر از مقدار نامی مقاوم بوده و قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع را در بازه زمانی کوتاهی دارد. در این شبیه‌سازی نیز نقطه کار سیستم در ابتدای شبیه‌سازی به صورت تصادفی با فاصله زیاد حول نقطه کار نامی سیستم انتخاب گردیده است.

۷-۳- اثر تغییر مقدار منبع ورودی

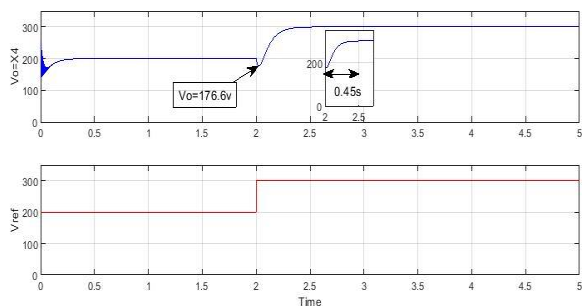
به منظور بررسی مقاوم بودن پاسخ کنترل‌کننده مدلغزشی ارائه شده در مقابل تغییر ولتاژ ورودی، این شبیه‌سازی انجام شده است. در این



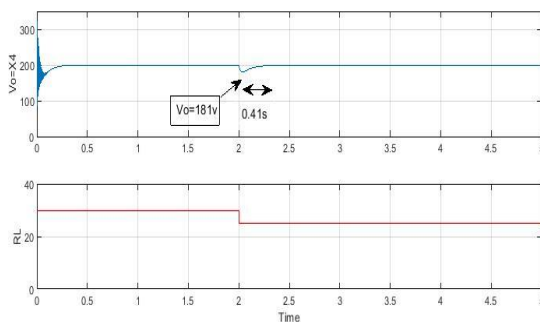
شکل (۶): مکان هندسی ریشه‌ها در بازه $0 \leq K_I \leq \infty$



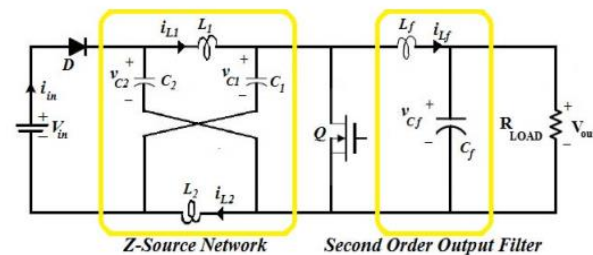
شکل (۷): مکان هندسی ریشه‌ها در بازه $0 \leq K_I \leq 35$



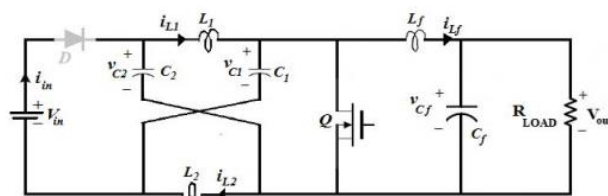
شکل (۸): اثر تغییرات ولتاژ مرجع در خروجی



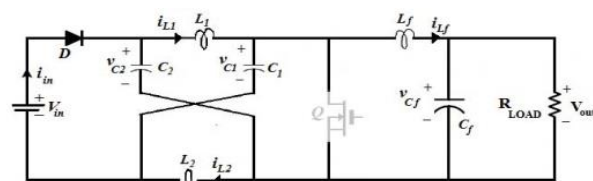
شکل (۹): اثر تغییرات بار در خروجی



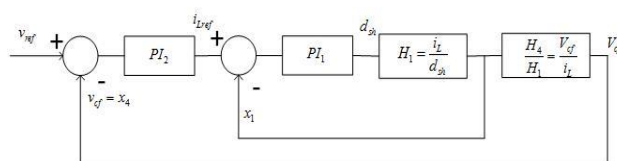
شکل (۱): توپولوژی مبدل منبع امپدانی [18]



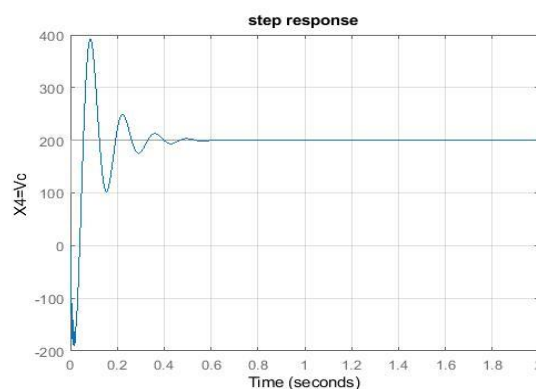
شکل (۲): مدار معادل مبدل منبع امپدانی در حالت روشن بودن سوئیچ [18]



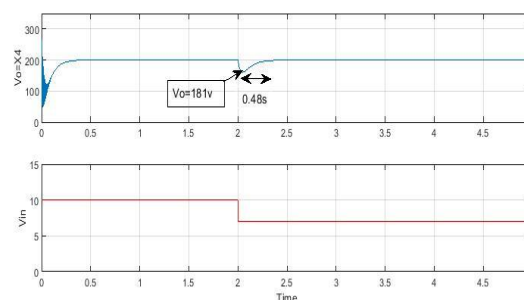
شکل (۳): مدار معادل مبدل منبع امپدانی در حالت خاموش بودن سوئیچ [18]



شکل (۴): بلوک دیاگرام حلقه کنترل



شکل (۵): ولتاژ خازن خروجی در کنترل کننده خطی



شکل (۱۰): بررسی اثر تغییر ورودی در خروجی

مراجع

- Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 5, pp. 3050-3059, 2015.
- [13] F. Bagheri, H. Komurcugil, O. Kukrer, N. Guler, and S. Bayhan, "Multi-input Multi-Output-Based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6439-6449, 2019.
- [14] M. Bensaada and A. B. 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, 2013.
- [15] S. H. 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, 2016.
- [16] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Adaptive sliding mode control of step-up/step-down Z-source DC-DC converter," in 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2019, pp. 841-845: IEEE.
- [17] H. Zaman, X. Zheng, S. Khan, H. Ali, and X. Wu, "Hysteresis modulation-based sliding mode current control of Z-source DC-DC converter," in 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016, pp. 321-324: IEEE.
- [18] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Back-stepping sliding mode control of a Z-source DC-DC converter," in 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2018, pp. 414-418: IEEE.
- [19] Y. Zhang, Q. Liu, J. Li, and M. Sumner, "A Common Ground Switched-Quasi-Z-Source Bidirectional DC-DC Converter With Wide-Voltage-Gain Range for EVs With Hybrid Energy Sources," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 6, pp. 5188-5200, 2017.
- [20] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Sliding mode control of the four quadrant quasi-Z-Source DC-DC Converter," in 2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2017, pp. 410-414: IEEE.
- [21] A. H. Rajaei, S. Kaboli, and A. Emadi, "Sliding-mode control of Z-source inverter," in 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008, pp. 947-952: IEEE.
- [22] J. R. Gazoli, M. G. Villalva, and E. Ruppert, "Micro-inverter for integrated grid-tie photovoltaic module using resonant controller," International Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 24, no. 5, pp. 713-722, 2014.
- [23] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, and S. Yang, "Impedance-source networks for electric power conversion part II: Review of control and modulation techniques," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1887-1906, 2014.
- [24] Y. Tang and S. Xie, "System design of series Z-source inverter with feedforward and space vector pulse-width modulation control strategy," IET Power Electronics, vol. 7, no. 3, pp. 736-744, 2014.
- [25] A. Zakipour, S. Shokri-Kojori, and M. Tavakoli Bina, "Sliding mode control of the nonminimum phase grid-connected Z-source inverter," International Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 24, no. 5, pp. 713-722, 2014.
- [1] N. Javaid et al., "An intelligent load management system with renewable energy integration for smart homes," IEEE access, vol. 5, pp. 13587-13600, 2017.
- [2] W. Tushar, J. A. Zhang, C. Yuen, D. B. Smith, and N. U. Hassan, "Management of renewable energy for a shared facility controller in smart grid," IEEE Access, vol. 4, pp. 4269-4281, 2016.
- [3] X. Zhu and B. Zhang, "High step-up quasi-Z-source DC-DC converters with single switched capacitor branch," Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, vol. 5, no. 4, pp. 537-547, 2017.
- [4] S. Padmanaban, P. K. Maroti, J. B. Holm-Nielsen, F. Blaabjerg, Z. Leonowicz, and V. Yaramasu, "Quazi Z-Source Single Stage High Step-Up DC-DC Converter for Grid-connected PV Application," in 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2019, pp. 1-6: IEEE.
- [5] P. Padmavathi and S. Natarajan, "Single switch quasi Z-source based high voltage gain DC-DC converter," International Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 30, no. 7, p. e12399, 2020.
- [6] F. Z. Peng, "Z-source inverters," Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, pp. 1-11, 1999.
- [7] S. Rostami, V. Abbasi, and F. Blaabjerg, "Implementation of a common grounded Z-source DC-DC converter with improved operation factors," IET Power Electronics, vol. 12, no. 9, pp. 2245-2255, 2019.
- [8] M. K. Kazimierczuk, "Small-signal modeling of open-loop PWM Z-source converter by circuit-averaging technique," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 3, pp. 1286-1296, 2012.
- [9] S. Samanta, S. Barman, J. P. Mishra, P. Roy, and B. K. Roy, "Design of an interconnection and damping assignment-passivity based control technique for energy management and damping improvement of a DC microgrid," IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 14, no. 11, pp. 2082-2091, 2020.
- [10] M. Salimi and S. Siami, "Cascade nonlinear control of DC-DC buck/boost converter using exact feedback linearization," in 2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2015, pp. 1-5: IEEE.
- [11] U. K. Shinde, S. G. Kadwane, S. P. Gawande, M. J. B. Reddy, and D. Mohanta, "Sliding mode control of single-phase grid-connected quasi-Z-source inverter," IEEE Access, vol. 5, pp. 10232-10240, 2017.
- [12] N. Mukherjee and D. Strickland, "Control of cascaded DC-DC converter-based hybrid battery energy storage systems—Part II: Lyapunov approach," IEEE

Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 27, no. 11, p. e2398, 2017.

- [26] سلیمی مهدی، "روش جدیدی برای طراحی و انتخاب پارامترهای کنترل کننده‌ی مد لغزشی در منابع تغذیه سوئیچینگ فلالی بک"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۶ (۳)، ۱-۱۲، ایران، ۱۳۹۸.
- [27] حسن بابای نوزادیان محسن، بابائی ابراهیم، "ارائه یک ساختار جدید چند طبقه‌ای برای اینورترهای منبع امپدانس"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۵ (۱)، ۸۷-۷۵، ایران، ۱۳۹۷.
- [28] اسلامی مهدی، سیادتان علیرضا، جوانی غلامرضا، "طراحی و شبیه سازی یک مبدل DC-DC موازی در هم تنیده افزاینده با کلیدزنی نرم برای بکارگیری بعنوان مدار واسط در منابع انرژی تجدید پذیر"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۹ (۲)، ۱۴۹-۱۵۸، ایران، ۱۴۰۱.