طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال با اختصاص ماتریس ضرایب میرایی و اتصال داخلی مناسب به منظور کنترل مبدل منبع امپدانسی DC-DC

غلامرضا شهابادی[1] مجیدرضا ناصح[2] سیاوش اسحاقی[3]

۱- دانش‌آموخته دکتری- گروه مهندسی برق- الکترونیک- دانشگاه جامع علمی کاربردی- واحد خراسان جنوبی- ایران
ghr.shahabady@gmail.com

۲- استادیار- گروه مهندسی برق- الکترونیک- واحد بیرجند- دانشگاه آزاد اسلامی- بیرجند- ایران
naseh@iaubir.ac.ir

۳- استادیار- گروه مهندسی برق- الکترونیک- واحد بیرجند- دانشگاه آزاد اسلامی- بیرجند- ایران
s_esshaghi@sbu.ac.ir

چکیده: **سطح ولتاژ تولیدی پایین در سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر یکی از چالش‌های استفاده از این منابع است. یک راه‌حل مناسب برای حل این مساله و استفاده از انرژی تولیدی منابع تجدیدپذیر به‌کارگیری مبدل‌های DC-DC به منظور افزایش سطح ولتاژ تولیدی است. در سال‌های اخیر به دلیل ویژگی‌های مناسب مبدل‌های منبع امپدانسی از این مبدل‌ها در سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر به وفور استفاده شده است. به دلیل تغییرات ولتاژ تولیدی و بار، در سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر نیاز به یک روش کنترل جهت تنظیم ولتاژ مرجع امری ضروری است. در این تحقیق یک کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال با اختصاص ماتریس‌های اتصال داخلی و میرایی مناسب برای کنترل مبدل منبع امپدانسی DC-DC در نظر گرفته شده است. کنترل‌کننده مذکور با استفاده از مدل متوسط‌گیری شده حالت طراحی شده است و پایداری را در رنج وسیع تضمین می نماید. این کنترل‌کننده در مقابل تغییرات ولتاژ مرجع، تغییرات بار و ولتاژ ورودی مقاوم بوده و دارای خطای صفر در ردیابی ولتاژ مرجع است. شبیه‌سازی‌ها به کمک نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده و سیستم کنترل‌کننده پیشنهادی عملکرد موثری را نشان می‌دهد.**

کلمات کلیدی: **انرژی‌های تجدیدپذیر، مبدل‌های منبع امپدانسی، کنترل مبتنی بر انفعال**

نوع مقاله: **پژوهشی**

DOI: 10.61186/jiaeee.21.3. 115

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/ ۰۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۰۲

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۴۰۲/۱۰/۲۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید رضا ناصح

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – بیرجند– خیابان غفاری – دانشگاه آزاد اسلامی – واحد بیرجند – دانشکده‌ی فنی و مهندسی– گروه مهندسی برق- الکترونیک

۱- مقدمه

با توجه به وجود نیاز روزافزون به استفاده از 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 دو روش راه حل مناسبی نمی‌باشد. یکی از روش‌های جدید جهت تولید برق استفاده از منابع تجدیدپذیر مانند انرژی خورشیدی، بادی و ... است [۱،۲]. با توجه به پایین بودن سطح ولتاژ تولیدی و همچنین ماهیت مستقیم ولتاژ تولید شده، نیاز به یک مبدل DC-DC از نوع افزاینده امری ضروری است [۳].

از جمله مبدل‌های پرکاربرد غیرایزوله مبدل منبع امپدانسی است. این مبدل‌ها به عنوان مبدل‌های منبع امپدانسی مشهور بوده و با ZSC[۱] یا ZSI[۲] نمایش داده می‌شوند. از این مبدل جهت تبدیل توان در حالت‌های مختلف استفاده شده است [۴]. در این مقاله مبدل DC-DC منبع امپدانسی مورد بررسی قرار گرفته است. این مبدل‌ها از یک شبکه امپدانسی شامل دو سلف و دو خازن که به صورت X به یکدیگر متصل گردیده‌اند تشکیل شده است. یکی 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. با توجه به تغییرات پارامترهای مختلف مدل در مبدل‌های الکترونیک قدرت در محدوده‌ی کار وسیع، کنترل حلقه بسته آنها یکی از زمینه‌های فعال تحقیقاتی است [۴]. به منظور طراحی کنترل‌کننده نیاز به استفاده از مدل فضای حالت یا تابع تبدیل مبدل است. در مقالات وضعیت مبدل در بازه‌های زمانی مختلف بررسی و برای بدست آوردن مدل فضای حالت از روش مدل حالت متوسط‌گیری شده استفاده شده است [۵].

با توجه به حضور کلیدهای مختلف در ساختار مبدل‌ها مدل فضای حالت اقتباس شده یک مدل غیرخطی است. بدیهی است که با در نظر گرفتن این موضوع استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی مختلف مانند خطی سازی فیدبک [۵] کنترل مدلغزشی [۵] و گام به گام به عقب تطبیقی [۵] برای تنظیم ولتاژ خروجی می‌تواند پاسخ مناسبی ارائه دهد. با توجه به ساختار متغیری که سامانه‌های الکترونیک قدرت دارند و سادگی طراحی استفاده از روش کنترل مدلغزشی می‌تواند انتخاب مناسبی برای روش طراحی‌کنترل‌کننده باشد. سطح لغزش به صورت ترکیبی خطی از خطاهای متغیر حالت قابل تعریف است [۶]. هدف کنترلی در این حالت قرار دادن پاسخ سیستم روی سطح لغزش و صفر شدن آن است. به علت محدودیت‌های فرکانسی کلیدزنی و چترینگ، محدوده‌ای با پهنای باند قابل تنظیم در حوالی سطح لغزش انتخاب شده است [۷]. مهم‌ترین عیب این روش تغییرات فرکانس کلیدزنی است که برای رفع این عیب از روش طراحی کنترل معادل استفاده شده است [۸]. 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 گردیده است. در مرجع [۹] از روش کنترل معادل مدلغزشی تطبیقی برای طراحی کنترل‌کننده مبدل منبع امپدانسی استفاده شده است. در مدار در نظر گرفته شده اثر فیلتر خروجی در طراحی کنترل‌کننده مدنظر قرار نگرفته است. همچنین روال طراحی با استفاده از روش مذکور دارای پیچیدگی بالا و حجم محاسبات زیاد است. در مرجع [۱۰] با استفاده از تعریف باند هیسترزیس بر مبنای کنترل خطی‌سازی فیدبک، عملیات کنترلی انجام شده است. در مرجع [۱۱] با استفاده از روش کنترل گام به عقب لغزشی طراحی کنترل‌کننده برای مبدل اتجام شده است. در این مقاله پارامترهای کنترلی با سعی و خطا انتخاب گردیده است. همچنین روال طراحی در روش مذکور پیچیده بوده و حجم محاسبات بالایی را دارد. در مرجع [۱۲] از روش خطی‌سازی به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است که تضمین کننده پایداری در رنج وسیع نمی‌باشد. در مرجع [۱۳] کنترل‌کننده مدلغزشی 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 [۱۴] 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 می‌باشد.

در مرجع [۱۵] از کنترل‌کننده تناسبی-رزونانسی به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. مزیت این کنترل‌کننده‌ها ردیابی جریان‌های سینوسی با خطای نزدیک به صفر است. این کنترل-کننده 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 نامینیمم فاز است. تنظیم مستقیم ولتاژ خازن با استفاده از چرخه اتصال کوتاه منجر به ناپایداری حلقه بسته می گردد [۱۶]. برای غلبه بر این مشکل در مرجع [۱۷] یک استراتژی پیش رو برگشت ارائه شده است. در این 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 [۱۸] یک کنترل‌کننده مد لغزشی طراحی شده است. برای این کنترل‌کننده سه ضعف وجود دارد. اول اینکه به منظور محاسبه جریان مرجع سلف لازم است مقدار بار اینورتر در دسترس باشد که این موضوع اضافه نمودن یک سنسور در ساختار را اضافه می‌کند. دوم اینکه کنترل‌کننده طراحی شده از نوع هیسترزیس است که باعث

ایجاد فرکانس متغیر می‌گردد. سوم اینکه کنترل‌کننده مدلغزشی طراحی شده براساس معادلات ایده‌آل طراحی شده است که این معادلات در تمام شرایط معتبر نیست. مرجع [۱۹] به منظور غلبه بر سه مشکل ذکر شده ارائه شده است. در این مرجع به منظور غلبه بر نامینیمم 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 دارد. در مرجع اخیر اثر تغییرات ولتاژ ورودی و همچنین بررسی تغییرات بار در ولتاژ خروجی مبدل بررسی نشده است. همچنین به منظور دستیابی به خطای ماندگار صفر احتیاج به تنظیم هفت پارامتر است. این موضوع باعث افزایش حجم محاسبات و کند شدن عملیات ردیابی شده است. در مرجع روال طراحی کنترل‌کننده مبتنی برانفعال با تخصیص تابع انرژی و تنظیم ماتریس‌های میرایی و داخلی شرح داده شده است.

در این پژوهش با استفاده از روش کنترل مبتنی بر انفعال و تنظیم ماتریس‌های میرایی و داخلی طراحی کنترل‌کننده برای مبدل منبع امپدانسی انجام شده است. این روش کنترل پایداری در رنج وسیع را فراهم می‌نماید. همچنین در روش کنترل پیشنهادی، پایداری از نوع پایداری مجانبی فراگیر است و با شروع شبیه‌سازی از یک نقطه کار اولیه تصادفی در زمان کوتاهی میرایی به سمت نقطه کار مطلوب انجام می‌شود. این درحالی است که در روش کنترل مدلغزشی که در مبدل-های الکترونیک قدرت به وفور از آن استفاده شده است پایداری از نوع مجانبی محلی است و امکان همگرایی به سمت نقطه مطلوب با نقطه کار اولیه تصادفی وجود ندارد. برای این منظور مدل مبدل منبع امپدانسی از طریق تئوری سیستم‌های همیلتونینی توصیف شده است.

این مقاله علاوه بر مقدمه از بخش‌های زیر تشکیل شده است: در بخش دوم ساختار مبدل منبع امپدانسی مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش سوم معادلات حالت در زمان روشن و خاموش بودن سوئیچ اقتباس شده است. در بخش چهارم تلفات موجود در مبدل مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش پنجم بازده مبدل محاسبه شده است. در بخش ششم معادلات حالت متوسط‌گیری شده استخراج شده است. در بخش هفتم مدل سیگنال کوچک و کنترل خطی برای مبدل طراحی شده است. در بخش هشتم معادلات مبدل توسط تئوری همیلتونینی استخراج شده است. در بخش نهم به مطالعه موردی و شبیه‌سازی پرداخته شده است. و در نهایت در بخش دهم جمع بندی و نتیجه گیری ارائه گردیده است.

۲- ساختار مبدل منبع امپدانسی

مبدل منبع امپدانسی دارای ساختاری 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 امپدانسی و فیلتر خروجی است. همچنین v_C و v_{Cf} ولتاژ خازن‌های مربوط به شبکه امپدانسی 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 امپدانسی دارد شکل موج‌های جریان سلف‌های سمت شبکه امپدانسی مانند یکدیگر است. همچنین شکل موج‌های مربوط به ولتاژ خازن‌های سمت شبکه امپدانسی یکسان خواهد بود. لذا داریم:

$$i_{L_1} = i_{L_2} = i_L \quad (۱)$$

$$v_{C_1} = v_{C_2} = v_C \quad (۲)$$

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 ریپل ولتاژ خازن‌ها صرفنظر نمود.

۳- معادلات حالت متوسط گیری شده مبدل منبع امپدانسی

معادلات حالت مربوط به مبدل از دو وضعیت روشن و خاموش بودن سوئیچ بدست می‌آید. در این دو حالت مبدل بررسی خواهد شد و از روش معادلات حالت متوسط‌گیری شده، معادلات حالت نهایی مبدل اقتباس خواهد گردید.

۳-۱- بررسی عملکرد مبدل در وضعیت روشن بودن سوئیچ

مدار در حالت وضعیت مربوط به روشن بودن سوئیچ در شکل (۲) نشان داده شده است. در این وضعیت دیود موجود در مبدل با توجه به ولتاژی که دو سرآن قرار می‌گیرد و برابر $V_D = V_{in} - 2v_C$ است خاموش خواهد شد. در این حالت منبع ولتاژ از مدار ایزوله خواهد

گردید و خازن‌های مربوط به شبکه امپدانسی در مبدل شروع به شارژ سلف‌های شبکه امپدانسی می‌نمایند. در این صورت با نوشتن KVL و KCL مناسب معادلات حالت به صورت مجموعه روابط (۳) تا (۶) است:

$$L\frac{di_L}{dt}=v_C \quad (۳)$$

$$C\frac{dv_C}{dt}=-i_L \quad (۴)$$

$$L_f\frac{di_{Lf}}{dt}=-v_{Cf} \quad (۵)$$

$$C_f\frac{dv_{Cf}}{dt}=-\frac{v_{Cf}}{R_{LOAD}}+i_{Lf} \quad (۶)$$

۳-۲- بررسی عملکرد 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 امپدانسی 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 روابط (۷) تا (۱۰) بیان نمود:

$$L\frac{di_L}{dt}=V_{in}-v_C \quad (۷)$$

$$C\frac{dv_C}{dt}=i_L-i_{Lf} \quad (۸)$$

$$L_f\frac{di_{Lf}}{dt}=-v_{Cf}+2v_C-V_{in} \quad (۹)$$

$$C_f\frac{dv_{Cf}}{dt}=-\frac{v_{Cf}}{R_{LOAD}}+i_{Lf} \quad (۱۰)$$

با استفاده از قضیه ولت ثانیه بالانس برای سلف‌ها می‌توان بهره مبدل را در حالت ماندگار به صورت رابطه (۱۱) محاسبه نمود. در این رابطه D مدت زمان وظیفه یا زمان اتصال کوتاه چرخه ساق است.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{1-D}{1-2D} \quad (۱۱)$$

۴-تلفات توان در مبدل منبع امپدانسی

در مبدل‌های الکترونیک قدرت دو نوع از تلفات شامل تلفات هدایتی و کلیدزنی وجود دارد. تلفات کلیدزنی در المان‌های دیود و سوئیچ قدرت وجود دارد [۲۵] . تلفات هدایتی در تمام عناصر مبدل که در آن‌ها جریان جاری شده شامل دیود، سوئیچ و سلف‌ها و خازن‌ها وجود دارد. در ادامه تلفات توان برای مبدل منبع امپدانسی محاسبه می‌شود. در یک ولتاژ ورودی و چرخه اتصال کوتاه مقدار تلفات و بهره محاسبه خواهد شد. برای محاسبه بهره از پارامترهای موجود در جدول (۱) استفاده شده است.

۴-۱- تلفات توان هدایتی در سوئیچ

مقدار این تلفات از رابطه (۱۲) محاسبه می‌شود. در این رابطه r_{DS} مقاومت سوئیچ در زمان روشن بودن و I_{Qrms} مقدار جریان موثر گذرنده از سوئیچ در زمان روشن بودن است.

$$P_{SC}=r_{DS}I_{Qrms}^2=\frac{D(2D^2-2D+1)^2P_o r_{DS}}{(1-2D)^2R_{LOAD}} \quad (۱۱)$$

۴-۲-تلفات کلیدزنی در سوئیچ قدرت

مقدار این تلفات از رابطه (۱۲) قابل محاسبه است. در این رابطه I_{switch} و V_{switch} به ترتیب مقدار میانگین جریان عبوری از سوئیچ در زمان روشن بودن و ولتاژ میانگین سوئیچ در زمان خاموش بودن است. f_s فرکانس کلیدزنی و t_r و t_f مدت زمان صعود و نزول سوئیچ موجود در مبدل است. مقادیر نمونه مطابق جدول (۱) انتخاب شده است.

$$P_{ss}=V_{switch}I_{switch}(t_r+t_f)\frac{f_s}{2} \quad (۱۲)$$

برای مبدل منبع امپدانسی با محاسبه جریان میانگین و ولتاژ میانگین مقدار آن از رابطه (۱۳) محاسبه می‌شود.

$$P_{ss}=\frac{P_o(2D^2-2D+1)}{2(1-2D)}+\frac{D(t_r+t_f)f_s}{2(1-2D)} \quad (۱۳)$$

۴-۳-تلفات هدایتی در دیود ناشی از افت ولتاژ مستقیم

مقدار تلفات هدایتی در دیود از رابطه (۱۴) محاسبه می‌شود. در این رابطه V_F ولتاژ دیود در بایاس مستقیم است. همچنین $I_{D_{ave}}$ مقدار جریان میانگین عبور از دیود در زمان روشن شدن دیود است.

$$P_{Df}=V_F I_{Dave} \quad (۱۴)$$

با محاسبه مقدار جریان میانگین عبوری از دیود موجود در مبدل منبع امپدانسی مقدار این تلفات از رابطه (۱۵) قابل محاسبه است.

$$P_{Df}=\frac{V_F P_o}{V_{in}}(1-D) \quad (۱۵)$$

۴-۴- تلفات هدایتی در دیود ناشی از مقاومت مستقیم دیود

مقدار این تلفات با استفاده از رابطه (۱۶) قابل محاسبه است. در این رابطه r_D مقاومت دیود در بایاس مستقیم است.

$$P_{DC} = r_D I_{Drms}^2 \quad (۱۶)$$

با محاسبه جریان موثر عبوری از دیود موجود در مبدل داریم:

$$P_{DC} = \frac{r_D P_o (1-D)^3}{R_{LOAD}(1-2D)^2} \quad (۱۷)$$

۴-۵- تلفات ناشی از بایاس معکوس دیود

مقدار این تلفات از رابطه (۱۸) قابل محاسبه است. در این رابطه t_{rr} مدت زمان بازیابی معکوس دیود است.

$$P_{DS} = \frac{V_D I_{Dave} t_{rr} f_s}{2} \quad (۱۸)$$

با جایگذاری مناسب مقدار این تلفات برای مبدل منبع امپدانسی از رابطه (۱۹) قابل محاسبه است.

$$P_{DS} = \frac{D(1-D)P_o t_{rr} f_s}{2(1-2D)} \quad (۱۹)$$

۴-۶- تلفات هدایتی در سلف‌ها

مقدار تلفات هدایتی مربوط به سلف‌ها از رابطه (۲۰) قابل محاسبه است.

$$P_{LCU} = r_L I_{Lrms}^2 \quad (۲۰)$$

در این رابطه r_L مقاومت پارازیتی سلف است. با محاسبه جریان موثر عبوری از سلف‌های مبدل و فیلتر خروجی داریم:

$$P_{LCU} = \left(\frac{2r_L(1-D)^4}{(1-2D)^2} + r_L\right)\frac{P_o}{R_{LOAD}} \quad (۲۱)$$

۴-۷- تلفات هدایتی در خازن‌ها

مقدار تلفات هدایتی مربوط به خازن‌ها از رابطه (۲۲) قابل محاسبه است.

$$P_{CC} = r_C I_{Crms}^2 \quad (۲۲)$$

در این رابطه r_C مقاومت پارازیتی خازن است. با محاسبه جریان موثر عبوری از خازن های مبدل و فیلتر خروجی داریم:

$$P_{CC} = \left(\frac{D(1-D)^4}{(1-2D)^2} + \frac{D^2(1-D)^3}{(1-2D)^2}\right)\frac{2r_C P_o}{R_{LOAD}} \quad (۲۳)$$

۵- محاسبه بازده مبدل

به ازای چرخه اتصال کوتاه برابر ۰٫۴ بازده مبدل محاسبه شده است. قابل توجه است که با افزایش چرخه اتصال کوتاه بازده مبدل منبع امپدانسی کاهش خواهد یافت. این موضوع به علت افزایش تلفات هدایتی در مبدل است. در شکل (۴) مقدار هریک از تلفات بر حسب وات نشان داده شده است. بیشترین تلفات مربوط به دیود ناشی از افت ولتاژ مستقیم است. این تلفات مقدار ۳۵٫۲ درصد از کل تلفات را به خود اختصاص داده است. به ازای پارامترهای مشخص شده در جداول و چرخه اتصال کوتاه مقدار بازده برابر ۹۷٫۳۵ درصد است. قابل توجه است که مقدار بازده از رابطه (۲۴) محاسبه شده است.

$$\eta\% = \frac{1}{1+\frac{P_{Loss}}{P_o}} \times 100 \quad (۲۴)$$

۶- معادلات حالت سیستم مورد مطالعه

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 متوسط‌گیری شده کلی سیستم را به صورت رابطه (۲۸) و (۲۹) بدست آورد. قابل توجه است که فرض شده است که:

$$x_1 = i_L, x_2 = v_C, x_3 = i_{Lf}, x_4 = v_{Cf}, D = u \quad (۲۵)$$

به منظور طراحی کنترل‌کننده مدل سیستم به صورت رابطه (۲۶) تبدیل شده است:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (۲۶)$$

$$x = [x_1\ x_2\ x_3\ x_4]^T \quad (۲۷)$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} \frac{V_{in} - x_2}{L} \\ \frac{x_1 - x_3}{C} \\ \frac{2x_2 - x_4 - V_{in}}{L_f} \\ \frac{x_3}{C_f} - \frac{x_4}{R_{LOAD} C_f} \end{pmatrix} \quad (۲۸)$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{2x_2 - V_{in}}{L} \\ \frac{x_3 - 2x_1}{C} \\ \frac{V_{in} - 2x_2}{L_f} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (۲۹)$$

۷- مدل سیگنال کوچک مبدل منبع امپدانسی

به منظور استخراج توابع تبدیل سیگنال کوچک و معادلات حالت خطی‌سازی شده مبدل در حول یک نقطه کار دلخواه، می‌توان روابط $x_1 = X_1 + \tilde{x}_1$، $x_2 = X_2 + \tilde{x}_2$، $x_3 = X_3 + \tilde{x}_3$، $x_4 = X_4 + \tilde{x}_4$ و $u = U + \tilde{u}$ را در معادله (۲۸) و (۲۹) 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.

$$\begin{aligned}
\dot{X}_1+\dot{\tilde{x}}_1 &= \frac{V_{in}-X_2-\tilde{x}_2+2X_2U+}{L}\\
&\quad \frac{2\tilde{x}_2U+2\tilde{x}_2\tilde{u}-V_{in}U-V_{in}\tilde{u}}{L}\\
\dot{X}_2+\dot{\tilde{x}}_2 &= \frac{X_1+\tilde{x}_1-X_3-\tilde{x}_3-2X_1U-}{C}\\
&\quad \frac{2\tilde{x}_1U+X_3U+\tilde{x}_3U-2X_1\tilde{u}-2\tilde{x}_1\tilde{u}+X_3\tilde{u}+\tilde{x}_3\tilde{u}}{C}\\
\dot{X}_3+\dot{\tilde{x}}_3 &= \frac{2X_2+2\tilde{x}_2-X_4-\tilde{x}_4-V_{in}+}{L_f}\\
&\quad \frac{UV_{in}-2X_2U-2\tilde{x}_2U+V_{in}\tilde{u}-2X_2\tilde{u}-2\tilde{x}_2\tilde{u}}{L_f}\\
\dot{X}_4+\dot{\tilde{x}}_4 &= \frac{X_3+\tilde{x}_3}{C_f}-\frac{X_4+\tilde{x}_4}{R_{LOAD}C_f}
\end{aligned} \tag{۳۰}$$

با جداسازی مولفه‌های مختلف DC و AC در طرفین رابطه (۳۰) و همچنین صرف‌نظر کردن از حاصلضرب مولفه‌های سیگنال کوچک (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 (۳۱) بدست می‌آید:

$$\begin{pmatrix}\dot{X}_1\\ \dot{X}_2\\ \dot{X}_3\\ \dot{X}_4\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0\\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0\\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f}\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f}\end{pmatrix} \tag{۳۱}$$

$$\begin{pmatrix}X_1\\ X_2\\ X_3\\ X_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{V_{in}(1-U)}{L}\\ 0\\ \frac{U(V_{in}-1)}{L_f}\\ 0\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0\\0\\0\\0\end{pmatrix}$$

با توجه به صفر بودن مقادیر DC می‌توان مقدار متغیرهای حالت را در نقطه کار مطابق رابطه (۳۲) بدست آورد:

$$\begin{aligned}
X_1 &= \frac{X_3(1-U)}{1-2U}\\
X_2 &= \frac{V_{in}(U-1)}{2U-1}\\
X_3 &= \frac{X_4}{R_{LOAD}}\\
X_4 &= V_{in}(U-1)+\\
&\quad 2(U-1)X_2
\end{aligned} \tag{۳۲}$$

با جدا سازی ماتریس مربوط به وضعیت DC ماتریس مربوط به AC این مبدل را نیز بدست می‌آوریم. قابل توجه است که از حاصل‌ضرب دو مقدار سیگنال کوچک صرف‌نظر شده است. ماتریس AC این مبدل به صورت رابطه (۳۳) است.

$$\begin{pmatrix}\dot{\tilde{x}}_1\\ \dot{\tilde{x}}_2\\ \dot{\tilde{x}}_3\\ \dot{\tilde{x}}_4\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0\\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0\\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f}\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f}\end{pmatrix} \tag{۳۳}$$

$$\begin{pmatrix}\tilde{x}_1\\ \tilde{x}_2\\ \tilde{x}_3\\ \tilde{x}_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0 & \frac{2\tilde{u}}{L} & 0 & 0\\ \frac{-2\tilde{u}}{C} & 0 & \frac{\tilde{u}}{C} & 0\\ 0 & \frac{-2\tilde{u}}{L_f} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}X_1\\ X_2\\ X_3\\ X_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{-V_{in}\tilde{u}}{L}\\ 0\\ \frac{V_{in}\tilde{u}}{L_f}\\ 0\end{pmatrix}$$

۷-۱-توابع تبدیل مبدل منبع امپدانسی

توابع تبدیل ولتاژ خازن مربوط به فیلتر خروجی و جریان سلف مربوط به مبدل منبع امپدانسی 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 (۳۴) و فرض $\tilde{u}(s)=L(\tilde{u})$ و $\tilde{x}_1(s)=L(\tilde{x}_1)$ و $\tilde{x}_4(s)=L(\tilde{x}_4)$ داریم:

$$\begin{pmatrix}\tilde{x}_1\\ \tilde{x}_2\\ \tilde{x}_3\\ \tilde{x}_4\end{pmatrix}=\left[SI-\begin{pmatrix}0 & \frac{2U-1}{L} & 0 & 0\\ \frac{1-2U}{C} & 0 & \frac{U-1}{C} & 0\\ 0 & \frac{2(1-U)}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f}\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{R_{LOAD}C_f}\end{pmatrix}\right]^{-1} \tag{۳۴}$$

$$\left\{\begin{pmatrix}0 & \frac{2\tilde{u}}{L} & 0 & 0\\ \frac{-2\tilde{u}}{C} & 0 & \frac{\tilde{u}}{C} & 0\\ 0 & \frac{-2\tilde{u}}{L_f} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}X_1\\ X_2\\ X_3\\ X_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{-V_{in}\tilde{u}}{L}\\ 0\\ \frac{V_{in}\tilde{u}}{L_f}\\ 0\end{pmatrix}\right\}$$

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) می‌توان توابع تبدیل را به صورت رابطه (۳۵) محاسبه نمود. در این روابط s عملگر لاپلاس است.

$$\begin{aligned}
H_4(s) &= \frac{-1.92e9s^2-9.21e11s+3.17e14}{s^4+21.28s^3+4.43e6s^2+5.12e7s+1.7e10}\\
H_1(s) &= \frac{6.55e5s^3+2.96e7s^2+2.82e12s+6.35e13}{s^4+21.28s^3+4.43e6s^2+5.12e7s+1.7e10}
\end{aligned} \tag{۳۵}$$

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

۷-۲- طراحی کنترل‌کننده خطی

در طراحی کنترل خطی مبدل منبع امپدانسی با توجه به ماهیت غیرحداقل فاز ولتاژ خازن خروجی، 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 دیاگرام سیستم حلقه بسته در حضور کنترل کننده خطی PI در شکل (۵) ارائه شده است. در این بلوک دیاگرام از دو عدد کنترل کننده PI استفاده شده است. بلوک‌های PI_1 و PI_2 مربوط به دو کنترل‌کننده متوالی هستند که برای تنظیم غیرمستقیم ولتاژ خازن استفاده می‌شوند. کنترل‌کننده PI_1 از روی خطای جریان سلف شبکه امپدانسی مقدار چرخه اتصال کوتاه ساق را تولید می‌کند. همچنین کنترل‌کننده 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_cرا کنترل نمود. PI_2 به صورت یک ضریب تناسبی ساده می‌تواند انتخاب گردد. PI_2 به عنوان مولد جریان مرجع می‌باشد ولی کنترل‌کننده اصلی که سیگنال کنترلی را تولید می‌کند PI_1است. مقدار ضرایب کنترلی مربوط به دو کنترل کننده PI_1 و PI_2 با سعی و خطا براساس جدول (۲) انتخاب شده 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 (۶) نشان داده شده است پاسخ حالت ماندگار در بینهایت به مقدار مرجع خود که ۵۰۰ ولت است همگرا شده است. در این نمودار در ابتدا پاسخ دارای یک فروجهش و فراجهش داشته و بعد از گذشت مدت زمان کمی پاسخ به سمت مقدار مرجع همگرا شده است. می‌توان انتخاب ضرایب تناسبی و انتگرالی را با الگوریتم‌های هوشمند به منظور رسیدن به مقادیر مطلوب از معیارهای ارزیابی مانند حداکثر فراجهش، زمان نشست، زمان اوج انتخاب نمود. اگر چه طراحی کنترل‌کننده برای تنظیم جریان سلف شبکه امپدانسی و ولتاژ خازن خروجی مبدل با استفاده از روش خطی نسبتا ساده است با این حال مشخص است که 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 نسبتا وسیع تضمین نمود. برای رفع این مشکلات استفاده از روش کنترل غیرخطی در مبدل‌های الکترونیک قدرت مرسوم است.

۸- معادلات مبدل منبع امپدانسی توسط تئوری همیلتونینی

در این بخش به مدلسازی مبدل منبع امپدانسی ارائه شده توسط سیستم‌های کنترل همیلتونینی پرداخته شده است. سیستم‌های دینامیکی که دارای عناصر ذخیره کننده انرژی هستند می‌توانند توسط تئوری سیستم‌های همیلتونینی کنترل شده از طریق درگاه (PCHS) به صورت رابطه (۳۶) توصیف شوند:

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)]\frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u + \xi \qquad (۳۶)$$

که x و u به ترتیب متغیرهای حالت و کنترل سیستم است. خروجی سیستم با y نشان داده شده و توان تزریقی به شبکه با حاصلضرب متغیرهای کنترل و خروجی نشان داده شده است.

در رابطه (۳۶) $H(x): R^n \to R$ تابع همیلتونین (تابع انرژی) بوده و $(H(0)=0)$ و برای $(x \neq 0, H(x) > 0)$ است. همچنین $J(x) \in R^{n\times n}$ ماتریس اتصال داخلی و $R(x) \in R^{n\times n}$ ماتریس اتلاف سیستم است. برای این دو ماتریس باید داشته باشیم $J^T(x) = -J(x)$ و $R(x) = R^T(x) \geq 0$.

ماتریس $g(x)$ ورودی سیستم است. بردار ξ نیز به عنوان اغتشاش در سیستم در نظر گرفته شده است. یک سیستم غیرفعال است اگر انرژی ذخیره شده در آن کوچکتر یا مساوی انرژی باشد که از بیرون برای سیستم مورد نظر تامین شده است [۲۶]. به صورت ریاضی این خاصیت در رابطه (۳۷) نشان داده شده است. مشخصه اساس و مهم سیستم‌های PCHS، ذاتی بودن خاصیت غیرفعال بودن و پایداری آن است.

$$\frac{dH(x)}{dt} = \left(\frac{\delta H(x)}{\delta x}\right)^T \dot{x} = -\left(\frac{\delta H(x)}{\delta x}\right)^T R(x)\left(\frac{\delta H(x)}{\delta x}\right) + u^T y \leq u^T y \qquad (۳۷)$$

رابطه (۳۷) نشان می‌دهد که انرژی ذخیره شده در یک سیستم غیرفعال همواره کوچکتر یا مساوی انرژی است که از بیرون برای

سیستم تامین شده است. این موضوع می‌تواند با قضیه تعادل انرژی و گرفتن انتگرال از رابطه (۳۷) به صورت رابطه (۳۸) نشان داده شود.

$$\underbrace{H[x(t)-H[x(0)]}_{Stored}=\underbrace{\int_0^t u^T(s)y(s)ds}_{Supplied}-\underbrace{\int_0^t\left(\frac{\partial H[x(s)]}{\partial x}\right)^T R[x(s)]\left(\frac{\partial H[x(s)]}{\delta x}\right)ds}_{dissipated} \quad (۳۸)$$

از رابطه (۳۸) می‌توان نتیجه گرفت که همواره $H[x(t)]\le H[x(0)]$ یعنی انرژی ذخیره شده در سیستم به علت تلفات در یک نقطه حداقل متوقف خواهد گردید. هدف کنترل در این سیستم‌ها عملکرد سیستم در نقطه ای مخالف صفر نزدیک نقطه کار دلخواه است.

۸-۱- محاسبه ماتریس‌های اتصال داخلی و میرایی در مبدل منبع امپدانسی

به منظور طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال لازم است مدل فضای حالت سیستم به فرم نشان داده شده در رابطه (۳۶) تبدیل گردد. برای این منظور لازم است با مقایسه رابطه (۲۶) و (۳۶) ماتریس‌های J,R,g,ξ اقتباس گردد. با مقایسه مدل فضای حالت با مدل مبتنی بر انفعال ماتریس‌های مورد نیاز در این فرم به صورت روابط (۳۹) تا (۴۲) انتخاب شده است.

$$R(x)=\begin{pmatrix}0&0&0&0\\0&0&0&0\\0&0&0&0\\0&0&0&\frac{1}{R_{LOAD}C_f^2}\end{pmatrix} \quad (۳۹)$$

$$J(x)=\begin{pmatrix}0&-\frac{1}{LC}&0&0\\\frac{1}{LC}&0&-\frac{1}{L_fC}&0\\0&\frac{1}{L_fC}&0&-\frac{1}{L_fC_f}\\0&0&\frac{1}{L_fC_f}&0\end{pmatrix} \quad (۴۰)$$

$$g(x)=\begin{pmatrix}\frac{2x_2-V_{in}}{L}\\\frac{x_3-2x_1}{C}\\\frac{V_{in}-2x_2}{L_f}\\0\end{pmatrix} \quad (۴۱)$$

$$\xi=\begin{pmatrix}\frac{V_{in}}{L}\\0\\\frac{x_2-V_{in}}{L_f}\\0\end{pmatrix} \quad (۴۲)$$

۸-۲-معرفی روش کنترل مبتنی بر انفعال با اختصاص ماتریس اتصال داخلی و میرایی

همان‌طور که در رابطه (۳۶) نشان داده شده است در سیستم‌های نشان داده شده با تئوری همیلتونینی تبادل انرژی سیستم با استفاده از ماتریس‌های J و R انجام می‌گیرد. هدف روش کنترل مبتنی بر انفعال با اختصاص ماتریس داخلی و میرایی، پیدا کردن ورودی کنترلی $u(x)$ به صورتی است که فرم نمایش رابطه (۳۶) را به صورت رابطه (۴۳) تبدیل نماید:

$$\dot{x}=[J_d(x)-R_d(x)]\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (۴۳)$$

که:

$$H_d(x)=[H(x)+H_a(x)]\ge 0 \quad (۴۴)$$

ماتریس‌ها و توابعی که زیرنویس d دارند ماتریس‌ها و توابع دلخواه یا مطلوب هستند.

تابع انرژی جدید که با $H_d(x)$ مشخص شده است دارای یک نقطه مینیمم در $\tilde{x}$است ($H(\tilde{x})=\arg\min H_d(x)$). نقطه $\tilde{x}$ در واقع نقطه کار دلخواه سیستم است که سیستم در نهایت به این نقطه همگرا خواهد گردید ($\tilde{x}\in R^n$). در این تکنیک طراحی علاوه بر تعریف تابع انرژی جدید ماتریس اتصال داخلی و میرایی جدیدی نیز تعریف شده است. تابع انرژی اولیه سیستم براساس رابطه (۴۴) به تابع انرژی مطلوب یا دلخواه تبدیل شده است. در رابطه (۴۴) تابع $H_a(x)$ طوری انتخاب می‌گردد که حاصل جمع آن با تابع انرژی اولیه سیستم $H_d(x)$ را تولید نماید. علاوه بر این ماتریس‌های $J_a(x)$ و $R_a(x)$ باید خواص رابطه (۴۵) را داشته باشند:

$$J_a=-J_a^T \quad R_a=R_a^T \quad (۴۵)$$

در رابطه (۴۵) ماتریس‌های J_a و R_a به ترتیب شبه متقارن و متقارن معین مثبت هستند. برای رسیدن به معادله حلقه بسته دلخواه که به صورت رابطه (۴۳) نشان داده شده است باید ماتریس اتصال داخلی مطلوب و ماتریس میرایی مطلوب به صورت روابط (۴۶) و (۴۷) انتخاب گردد.

$$J_d(x) = [J(x) + J_a(x)] = -J_d^T(x) \quad (۴۶)$$

$$R_d(x) = [R(x) + R_a(x)] = R_d^T(x) > 0 \quad (۴۷)$$

از برابر قرار دادن روابط (۱۷) و (۲۴) رابطه (۲۹) را به صورت ذیل داریم:

$$(J_d - R_d)\nabla H_d = (J - R)\nabla H + g(x)u + \xi \quad (۴۸)$$

با جایگذاری روابط (۴۶) و (۴۷) و (۴۴) در رابطه (۴۸) معادله تساوی نشان داده شده (۴۸) به صورت رابطه (۴۹) تبدیل خواهد شد.

$$(J - R)\nabla H_a = -(J_a - R_a)\nabla H_d + g(x)u + \xi \quad (۴۹)$$

با انتخاب ماتریس‌های J_a و R_a مناسب می‌توان ورودی کنترل را به صورت رابطه نشان داده شده (۵۰) محاسبه نمود.

$$u(x) = g^{+}[\{J_a(x) - R_a(x)\}\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} + \{J(x) - R(x)\}\frac{\partial H_a(x)}{\partial x}] \quad (۵۰)$$

که:

$$g^{+} = \{g^T(x).g(x)\}^{-1} g^T(x) \quad (۵۱)$$

۸-۳- طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال با انتخاب ماتریس داخلی و میرایی

در این قسمت به انتخاب ماتریس‌های اتصال داخلی و میرایی به منظور دستیابی به اهداف کنترلی مد نظر پرداخته شده است. به منظور طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال با تخصیص ماتریس داخلی و میرایی برای مبدل منبع امپدانسی ابتدا نقطه کار مبدل با توجه به ولتاژ مرجع دلخواه خروجی انتخاب می‌شود. با برابر صفر قرار دادن رابطه (۲۶) و حذف متغیر کنترلی می‌توان نقطه کار مبدل را به صورت رابطه (۵۲) تا (۵۵) محاسبه نمود:

$$X_1 = \frac{X_2 X_3}{V_{in}} \quad (۵۲)$$

$$X_2 = X_4 \quad (۵۳)$$

$$X_3 = \frac{X_4}{R_{LOAD}} \quad (۵۴)$$

$$X_4 = V_{ref} \quad (۵۵)$$

با توجه به نقطه کار دلخواه انتخاب شده می‌توان تابع انرژی مورد نظر (تابع لیاپانوف) را به صورت رابطه (۵۶) بیان نمود. در این رابطه انرژی کل سیستم در نقطه مطلوب حداقل می‌گردد.

$$H(x) = \frac{1}{2}L(x_1 - X_1)^2 + \frac{1}{2}C(x_2 - X_2)^2 + \frac{1}{2}L_f(x_3 - X_3)^2 + \frac{1}{2}C_f(x_3 - X_4)^2 \quad (۵۶)$$

برای طراحی کنترل‌کننده از رابطه تساوی (۴۸) استفاده شده است. برای این منظور لازم است که J_a و R_a انتخاب گردد. یک راه حل برای طراحی کنترل‌کننده مد نظر انتخاب این ماتریس‌ها به صورت رابطه (۵۷) و (۵۸) است.

$$R_a = diag[\frac{1}{L}, \frac{1}{C}, \frac{1}{L_f}, \frac{1}{C_f}] \quad (۵۷)$$

$$J_a = 0 \in R^{4\times4} \quad (۵۸)$$

با استفاده از ضرایب ماتریس اتصال داخلی و میرایی انتخابی می‌توان ضرایب ماتریس داخلی و میرایی مطلوب را به صورت رابطه (۵۹) و (۶۰) در نظر گرفت:

$$R_d = diag[\frac{1}{L}, \frac{1}{C}, \frac{1}{L_f}, \frac{1}{C_f} + \frac{1}{R_L C^2}] \quad (۵۹)$$

$$J_d = J \quad (۶۰)$$

با جایگذاری مناسب ماتریس‌های اتصال داخلی و میرایی انتخابی و ماتریس‌های اتصال داخلی و میرایی مطلوب می‌توان با استفاده از رابطه (۵۰) ورودی کنترل‌کننده را محاسبه نمود.

۸-۴- اثبات پایداری روش کنترل مبتنی بر انفعال با تخصیص ماتریس داخلی و میرایی

به منظور اثبات روش کنترلی ارائه شده لازم است ابتدا تابع لیاپانوف انتخاب گردد. برای اثبات پایداری در روش کنترل مبتنی بر انفعال تابع انرژی مطلوب سیستم که در رابطه (۵۶) با H_d مشخص شده است به عنوان تابع لیاپانوف انتخابی در نظر گرفته می‌شود ($V = H_d$). برای اثبات پایداری باید مشتق زمانی تابع لیاپانوف انتخابی منفی باشد. به این منظور مشتق اول این تابع محاسبه خواهد گردید. در رابطه (۶۱) مشتق زمانی تابع محاسبه شده است:

$$\dot{V} = \dot{H}_d = (\nabla H_d(x))^T \dot{x} = \{\nabla H_d(x)\}^T \{J_d(x) - R_d(x)\}\{\nabla H_d(x)\} \quad (۶۱)$$

چون ماتریس $J_a(x)$ یک ماتریس شبه متقارن است لذا داریم:

$$\{\nabla H_d(x)\}^T J_d(x)\{\nabla H_d(x)\} = 0 \quad (۶۲)$$

همچنین ماتریس $R_a(x)$ یک ماتریس مثبت معین است. با توجه به روابط فوق می‌توان نشان داد که:

$$\dot{V} = \dot{H}_d(x) = -\left\{\nabla H_d(x)\right\}^T R_d(x) \qquad \left\{\nabla H_d(x)\right\} < 0 \tag{۶۳}$$

با توجه به اینکه ($V > 0, \dot{V} < 0$) می‌توان پایداری مجانبی سیستم مورد بررسی را اثبات نمود..

۹- مطالعه موردی و شبیه‌سازی

معیارهای ارزیابی روش‌های کنترلی شامل خطای حالت ماندگار، پاسخ دینامیکی در زمان راه‌اندازی و همچنین پاسخ کنترل‌کننده نسبت به اغتشاشات ناشی از تغییر بار، تغییر ولتاژ مرجع و منبع ورودی است. به منظور بررسی پاسخ ماندگار و گذرای کنترل‌کننده مبتنی بر انفعال با تخصیص ضریب اتصال داخلی و میرایی طراحی شده و با در نظر گرفتن مقادیر نامی پارامترهای مبدل منبع امپدانسی در جدول (۱)، مبدل منبع امپدانسی در نقاط کار مختلف توسط نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. در تمام شبیه‌سازی‌ها گام مربوط به زمان نمونه برداری 1e-6 ثانیه در نظر گرفته شده است. متغیرها شامل ولتاژ خازن خروجی و چرخه اتصال کوتاه به عنوان خروجی مد نظر قرار گرفته است. به منظور بررسی تاثیر بار، تاثیر ولتاژ ورودی و تغییر ولتاژ مرجع این پارامترها به صورت پله‌ای تغییر داده شده است تا تاثیر آنها در متغیرهای خروجی بررسی گردد. مدت زمان شبیه سازی برابر ۲ ثانیه در نظر گرفته شده است.

۹-۱-تغییر ولتاژ مرجع

به منظور بررسی اثر تغییر ولتاژ مرجع در خروجی بعد از ۱ ثانیه از شروع شبیه‌سازی ولتاژ مرجع از ۵۰۰ ولت به ۶۰۰ ولت تغییر کرده است. مطابق شکل (۷) ولتاژ خروجی در این لحظه دارای فروجهشی به اندازه ۴۶۷ ولت بوده و بعد از گذشت ۰,۱۶ ثانیه به مقدار ۶۰۰ ولت همگرا شده است. در هر دو حالت ولتاژ مرجع ۵۰۰ ولت و ۶۰۰ ولت خطای حالت ماندگار در ردیابی ولتاژ مرجع صفر است. همان‌طور که در شکل (۷) نشان داده شده است ضریب چرخه اتصال کوتاه در بازه زمانی قبل از ۱ ثانیه برابر ۰,۴۷۳۷ بوده و بعد از زمان ۱ ثانیه با توجه به افزایش ولتاژ مرجع مقدار چرخه اتصال کوتاه افزایش یافته تا قادر به تولید ولتاژ مرجع ۶۰۰ ولتی باشد. 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 کاملا تصادفی انتخاب گردیده و این کنترل‌کننده به صورت مجانبی فراگیر پایدار است. در شبیه سازی‌ها کنترل‌کننده‌های مد لغزشی بسیار حساس به نقطه شروع متغیرهای حالت بوده و تنها در محدوده‌ای از نقطه کار حول نقطه کار نامی قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع را دارد و یا به عبارت دیگر به صورت مجانبی محلی پایدار است.

جدول(۱): پارامترهای مبدل منبع امپدانسی

پارامتر	سمبل	مقدار
ولتاژ ورودی	V_{in}	۵۰ ولت
سلف ها مبدل منبع امپدانسی	L	۱,۴۵ میلی‌هانری
سلف مربوط به فیلتر	L_f	۱,۰۵ میلی‌هانری
خازن ها مبدل منبع امپدانسی	C	۲۲۰ میکرو فاراد
خازن مربوط به فیلتر	C_f	۴۷۰ میکرو فاراد
مقاومت خروجی	R_{LOAD}	۱۰۰ اهم
ولتاژ مرجع	V_{ref}	۵۰۰ ولت
مقاومت سلف‌ها	r_L	۰,۱ اهم
مقاومت‌خازن‌ها	r_C	۰,۰۲۵ اهم
مقاومت دیود در بایاس مستقیم	r_D	۰,۰۴ اهم
زمان صعود و نزول سوئیچ	$t_r + t_f$	۵۴ نانوثانیه
ولتاژ بایاس مستقیم دیود	V_F	۰,۸ ولت
مقاومت سوئیچ	r_{DS}	۰,۰۴ اهم
فرکانس کلیدزنی	f_s	۵۰ کیلوهرتز
زمان بازیابی معکوس دیود	t_{rr}	۱۰۰ نانوثانیه

۹-۲- تغییر مقاومت بار

در این بخش به منظور تاثیر اغتشاشات بر سیستم، بار مقاومتی خروجی بعد از گذشت ۱ ثانیه از ۱۰۰ اهم به ۵۰ اهم تغییر نموده و در اثر این تغییر بار بعد از مدت ۰,۰۸ ثانیه مجدد ولتاژ خروجی روی مقدار مرجع ۵۰۰ ولت قرار گرفته است. در بازه زمانی قبل از ۱ ثانیه و بعد از ۱ ثانیه خطای حالت ماندگار برابر صفر است. در بازه زمانی قبل و بعد از ۱ ثانیه چون ولتاژ مرجع خروجی و ورودی ثابت است چرخه اتصال کوتاه مقداری یکسان برابر ۰,۴۷۳۷ را دارد. نتایج مربوط به این شبیه‌سازی در شکل (۸) نشان داده شده است. 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.

۹-۳-تغییر ولتاژ منبع ورودی

به منظور بررسی مقاوم بودن پاسخ کنترل‌کننده ارائه شده در مقابل تغییر ولتاژ ورودی، این شبیه‌سازی انجام شده است. در این شبیه‌سازی ولتاژ ورودی به صورت پله‌ای بعد از گذشت ۱ ثانیه از ۵۰ ولت به ۳۰ ولت تقلیل یافته است. نتیجه مربوط به این تغییر در شکل (۹) ارائه شده است. با توجه به شکل (۹) مشاهده شد که در زمان ۱ ثانیه بعد از شروع شبیه‌سازی ابتدا ولتاژ خروجی از مقدار ۵۰۰ ولت کاهش غیر قابل محسوسی داشته و بعد از ۰,۱۶ ثانیه به ۵۰۰ ولت همگرا شده است. به علت تغییر ولتاژ ورودی در این حالت چرخه اتصال کوتاه از

مقدار ۰,۴۷۳۷ به مقدار ۰,۴۸۴۵ افزایش یافته است. 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 انتخاب گردیده است.

۹-۴-تغییر همزمان ولتاژ مرجع، مقاوت بار و ولتاژ منبع ورودی

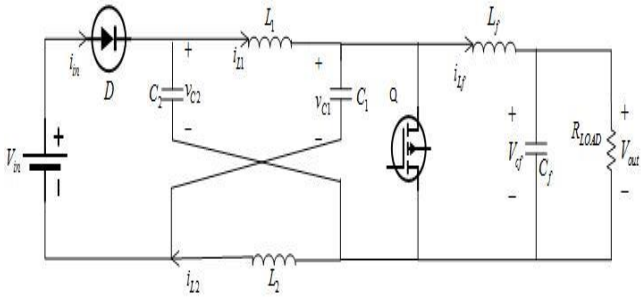
بعد از گذشت ۱ ثانیه از شروع شبیه سازی ثانیه مقدار ولتاژ مرجع از ۵۰۰ به ۶۰۰ ولت، بار خروجی از ۱۰۰ اهم به ۵۰ اهم و ولتاژ ورودی از ۵۰ ولت به ۳۰ ولت تقلیل یافته است. در اثر این تغییر ولتاژ خروجی به سمت مقدار مرجع همگرا شده است و تغییرات بار و ولتاژ ورودی در خروجی بی تاثیر بوده است. اثر این تغییر، در شکل (۱۰) نشان داده شده است. در این شکل ولتاژ خازن خروجی، چرخه اتصال کوتاه ساق و تغییر پله ای ولتاژ مرجع، بار و ولتاژ ورودی نشان داده شده است. شرایط اولیه مربوط به متغیرهای حالت تصادفی در نظر گرفته شده است.

۹-۵-تاثیر افزایش و کاهش شدید بار خروجی

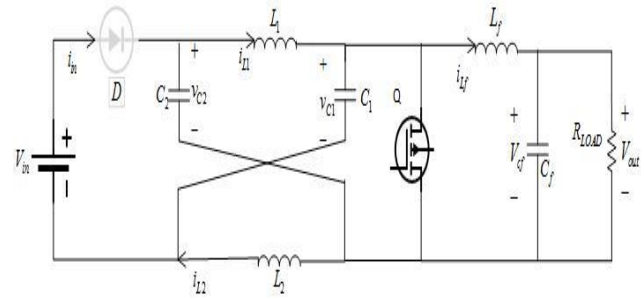
این شبیه‌سازی به منظور تاثیر اتصال باز و کوتاه خروجی مورد بررسی قرار گرفته است. ابتدا ۱ ثانیه بعد از شروع شبیه‌سازی مقدا مقاومت خروجی از ۱۰۰ اهم به ۵۰۰ اهم تغییر می‌نماید. نتایج مربوط به این شبیه‌سازی در شکل (۱۱) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۱۱) ابتدا ولتاژ خروجی یک فروجهش داشته داشته و سپس بعد از ۰,۱۶ ثانیه به سمت مقدار مرجع همگرا شده است. در شبیه‌سازی دیگر مقدار مقاومت خروجی از ۱۰۰ اهم به ۱۵ اهم تقلیل یافته است. همان طور که در شکل (۱۲) نشان داده شده است ابتدا ولتاژ خروجی یک فروجهش داشته و سپس در بازه ۰,۰۳ ثانیه به سمت مقدار مرجع همگرا شده است. قابل توجه است که کنترل‌کننده پیشنهادی به ازای مقاومت‌های بار کمتر از ۱۵ اهم و با ضرایب اتصال داخلی و میرایی در نظر گرفته شده در بازه زمانی ۲ ثانیه پایدار نمی‌باشد. به منظور پایداری سامانه در مدت زمان مذکور لازم است ضرایب اتصال داخلی و میرایی تنظیم گردند.

۱۰- نتیجه‌گیری

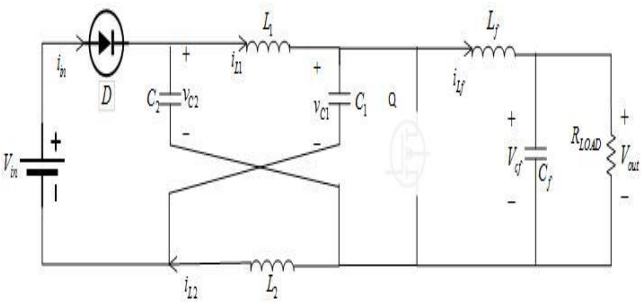
در این مقاله کنترل مبتنی بر انفعال با تخصیص ماتریس داخلی و میرایی دلخواه برای مبدل منبع امپدانسی از نوع DC-DC با وجود فیلتر LC در خروجی مورد بررسی قرار گرفته است. در سیستم مورد مطالعه تابع تبدیل ولتاژ خازن خروجی به چرخه اتصال کوتاه مبدل، نامینیمم فاز است و امکان کنترل مستقیم ولتاژ خروجی با استفاده از چرخه اتصال کوتاه وجود ندارد. به منظور حل این مشکل از یک تابع انرژی مطلوب متناسب با نقطه کار مد نظر در روش کنترل مبتنی بر انفعال با اختصاص ماتریس داخلی و میرایی دلخواه استفاده شده است. از مزایای استفاده از این روش پایداری مجانبی فراگیر در ردیابی بسیار کوتاه نسبت به ولتاژ مرجع است. در تمام حالت شرایط اولیه مربوط به متغیرهای حالت تصادفی در نظر گرفته شده است. با درنظر گرفتن نتایج شبیه‌سازی در حالت ماندگار و گذرا قابل مشاهده است که کنترل کننده مبتنی بر انفعال پاسخ مقاوم و قابل قبولی نسبت به تغییر ولتاژ مرجع، تغییربار 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. شبیه سازی ها نشان داد که بعد از ایجاد اغتشاش، کنترل‌کننده پیشنهادی توانایی ردیابی مقدار مرجع در بازه زمانی کوتاه را دارد.



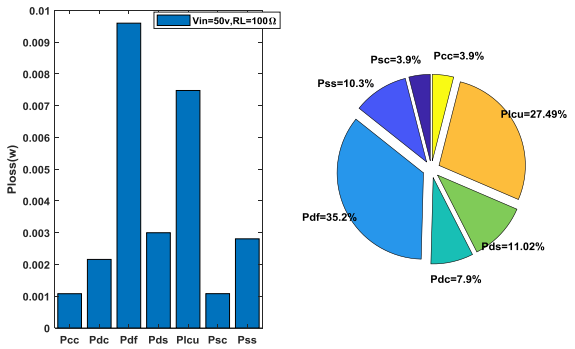
شکل (۱) : توپولوژی مبدل منبع امپدانسی



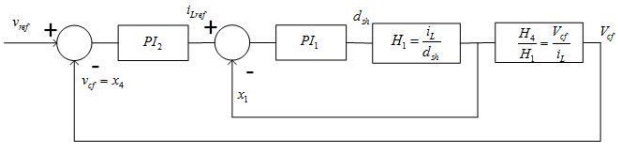
شکل(۲) : مدار معادل مبدل منبع امپدانسی در زمان روشن بودن سوئیچ



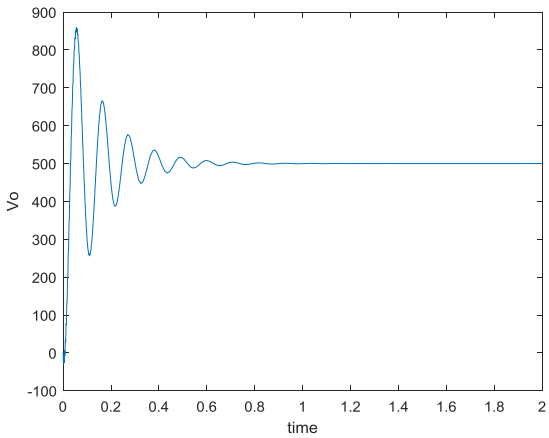
شکل(۳) : مدار معادل مبدل منبع امپدانسی در زمان خاموش بودن سوئیچ



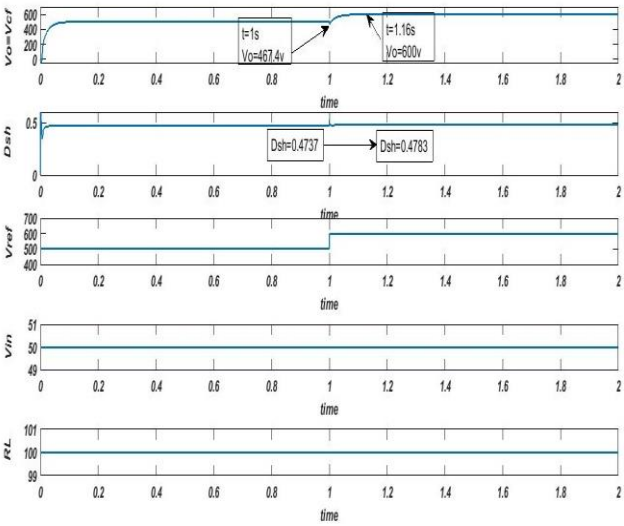
شکل(۴): توان تلفاتی در مبدل منبع امپدانسی



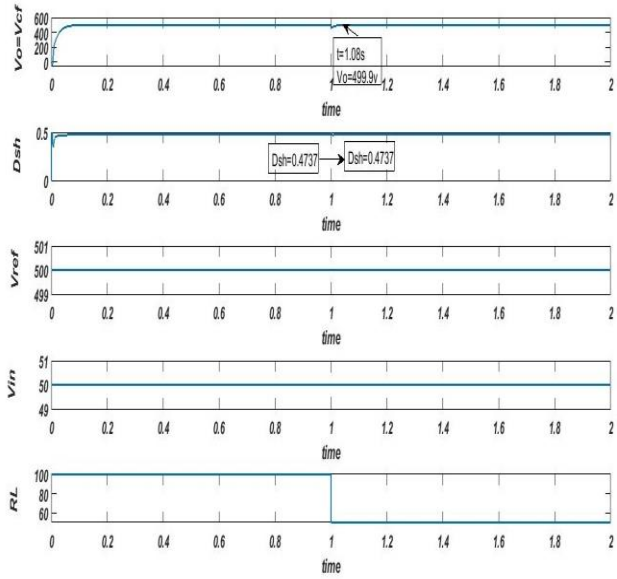
شکل (۵): بلوک دیاگرام کنترل خطی مبدل منبع امپدانسی



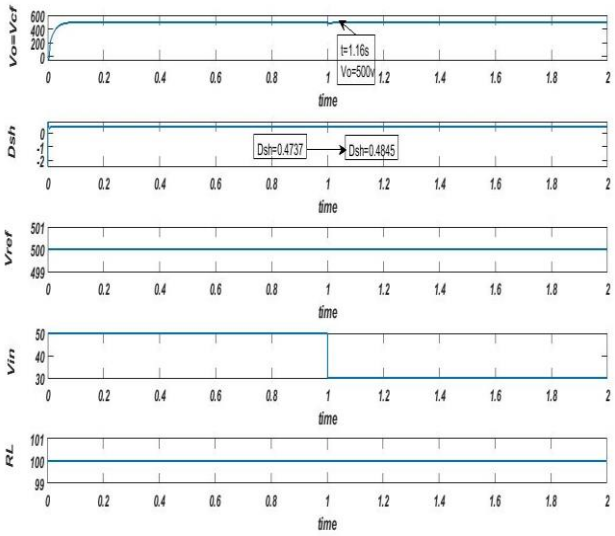
شکل (۶): پاسخ بلوک دیاگرام کنترل‌کننده خطی به ورودی پله ۵۰۰ ولتی در مبدل منبع امپدانسی



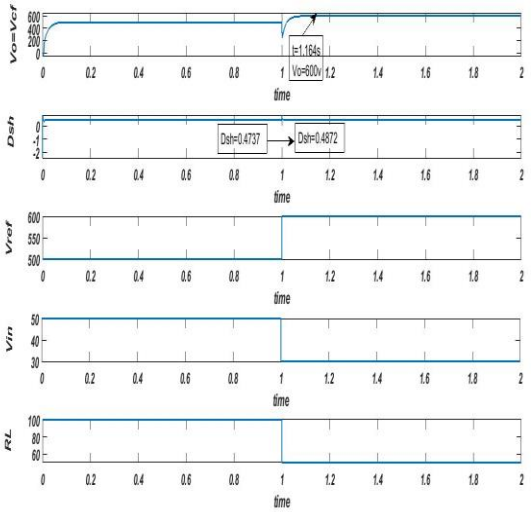
شکل(۷) : اثر تغییر ولتاژ مرجع بر کنترل کننده‌پیشنهادی



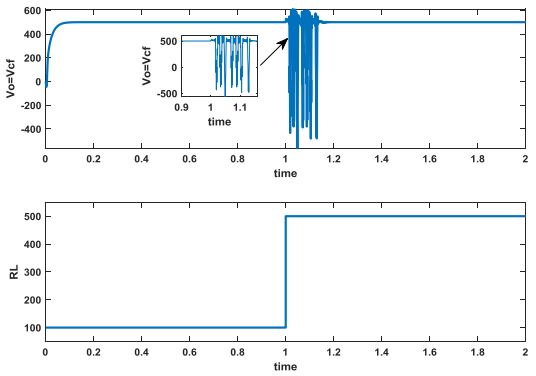
شکل(۸): اثر تغییر بار خروجی در کنترل‌کننده پیشنهادی



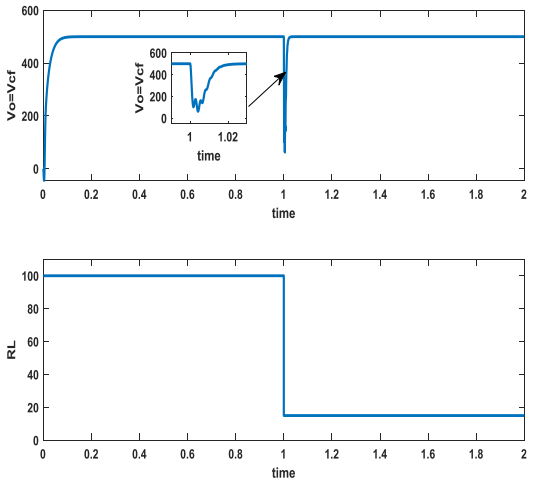
شکل(۹): اثر تغییر ولتاژ ورودی در کنترل‌کننده پیشنهادی



شکل(۱۰): اثر تغییر ولتاژ مرجع، بار و ولتاژ ورودی در کنترل-کننده پیشنهادی



شکل(۱۱) : اثر افزایش شدید مقاومت خروجی در کنترل‌کننده پیشنهادی



شکل (۱۲): اثر کاهش شدید مقاومت خروجی در کنترل‌کننده پیشنهادی

مراجع

[1] S. Bhatnagar and D. Sharma, “Green Investment in Renewable Energy Projects: A Path to Cleaner Revival in Post-pandemic India”, Vision, p. 09722629221132066, 2022.

[2] A. D. Stjepanović, M. B. Kostadinović, Z. B. Ćurguz, Ž. N. Stjepanović, G. M. Jauševac, and G. C. Kuzmić, “Analysis of the possibility of implementing photovoltaic systems as an auxiliary energy source in the power supply of electric vehicles intended for urban areas”, Tehnika, vol. 77, no. 4, pp. 459-465, 2022.

[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] F. Z. Peng, “Z-source inverters”, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, pp. 1-11, 1999.

[7] Y. Zou et al., "Design of Intelligent Nonlinear Robust Controller for Hydro-Turbine Governing System Based on State-Dynamic-Measurement Hybrid Feedback Linearization Method", Available at SSRN 4243740.

[8] 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.

[9] 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, 2015.

[10] 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.

[11] 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.

[12] 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.

[13] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abiadi, "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.

[14] 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.

[15] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Back-stepping sliding mode control of a Z-source DC-DC converter", in 201۹ ۸th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2018, pp. 414-418: IEEE.

[16] 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.

[17] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Sliding mode control of the four quadrant quasi-Z-Source DC-DC Converter," in 20۸۱۷th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2017, pp. 496-501: IEEE.

[18] 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.

[19] 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. 1.2014.887-1906.

[20] 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.

[21] 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.

[22] 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. 27, no. 11, p. e2398, 2017.

[23] 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.

[24] M. Amraee, E. Farshidi, and A. Kosarian, "Design of power-efficient adiabatic charging circuit in 0.18μm CMOS technology," (in eng), Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Research vol. 20, no. 1, pp. 119-127, 2023.

[25] N. Khefifi, A. Houari, M. Machmoum, M. Ghanes, and M. Ait-Ahmed, "Control of grid forming inverter based on robust IDA-PBC for power quality enhancement," Sustainable Energy, Grids and Networks, vol. 20, p. 100276, 2019.

[۲۶] سلیمی، مهدی. "روش جدیدی برای طراحی و انتخاب پارامترهای کنترل کننده‌ی مد لغزشی در منابع تغذیه سوئیچینگ فلای بک"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۶ (۳)، ۱-۱۲، ایران، ۱۳۹۸.

[۲۷] حسن‌بابای نوزادیان محسن، بابائی ابراهیم، "ارائه یک ساختار جدید چند طبقه‌ای برای اینورترهای منبع امپدانسی"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۵ (۱)، ۸۷-۷۵، ایران،۱۳۹۷.

[1] Z-Source-Converter
[2] Z-Source-Inverter