مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۷، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۲، صفحه ۵۲-۴۱

ارائه یک کنترل کننده مقاوم غیر متمرکز برای مبدل‌های الکترونیک قدرت چند ورودی

عباس دست آویز[۱]، محمد عطائی[۲]، مهدی نیرومند[۳]

[۱] کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، dastaviz.abbas@gmail.com
[۲] دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، ataei@eng.ui.ac.ir
[۳] استادیار ، گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، mehdi_niroomand@eng.ui.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۲/۹/۳، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۱۱/۳۰)

چکیده: در این مقاله یک کنترل کننده بهبود یافته برای مبدل‌های چند ورودی که در سیستم‌های انرژی ترکیبی مورد استفاده قرار می‌گیرند، پیشنهاد می‌گردد. با توجه به چند متغیره بودن مبدل‌های مذکور و حضور نامعینی و اغتشاشات در این سیستم‌ها، کنترل کننده پیشنهادی بر مبنای سنتز μ و به صورت غیر متمرکز طراحی می‌گردد. در این راستا، نخست مدل مناسب فضای حالت برای مبدل سپیک دو ورودی تحت مطالعه که یک مبدل کاهنده/ افزاینده در مد هدایت پیوسته است، استخراج می‌گردد. سپس نامعینی پارامتری موجود در مدل سیستم به صورت اغتشاش ورودی بر سیستم نامی به فرم $\Delta - M$ مدل شده و با استفاده از ایده سنتز μ یک کنترل کننده مقاوم غیر متمرکز PI پیشنهاد و طراحی می‌گردد. در انتها نیز عملکرد کنترل کننده ارائه شده، با بررسی نتایج شبیه سازی بر روی مدار کلید زنی مبدل تحت مطالعه، مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

کلمات کلیدی : مبدل‌های الکترونیک قدرت، کنترل مقاوم، سنتز μ، کنترل کننده PI غیر متمرکز.

Robust Decentralized Controller Design for Power Electronic Converters

Abbas Dastaviz, Mohammad Ataie, Mahdi Niroomand

Abstract: This paper considers controller design for power electronic converters, which are used in hybrid energy systems. Due to the number of variables to be controlled and presence of disturbances and uncertainties, a robust decentralized controller is presented. In this regard, first, a state-space model of the two-input SEPIC, which is a buck-boost converter and conducts in continuous conduction mode, is derived. Then parametric uncertainty in the state-space matrices is represented by input perturbation, in terms of $\Delta - M$ representation. Next, the parameters of a robust decentralized PI controller are designed using μ-synthesis. Simulation results are used to verify the performance of the proposed controller.

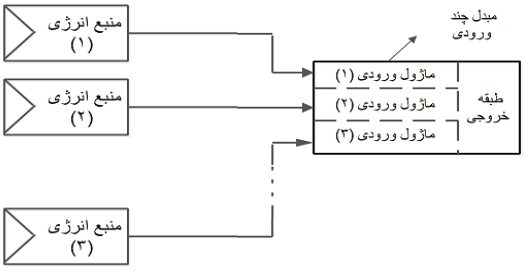
Keywords: Power electronic converter, Robust control, μ synthesis, Decentralized PI controller.

۱- مقدمه

منابع انرژی پایه و اساس توسعه جامعه انسانی و اقتصادی می‌باشند. امروزه عمر منابع فسیلی، که بدنه اصلی منابع انرژی را تشکیل می‌دهند، رو به پایان است به همین خاطر انتظار می‌رود که انرژی‌های تجدیدپذیر نقش مهمی را در تولید انرژی در سراسر جهان ایفا کنند. منابع انرژی تجدیدپذیر تحت تاثیر عوامل محیطی همچون فصل، زمان، دما و شرایط آب و هوایی قرار دارند و به صورت تناوبی و تصادفی تغییر می‌کنند. بنابراین یک منبع تجدیدپذیر به تنهایی نمی تواند نیاز کاربران به یک منبع انرژی پایدار و کارآمد را برآورده نماید. برای رفع این مشکل از سیستم های انرژی ترکیبی استفاده می‌کنند تا محدودیت‌های هر منبع انرژی را جبران کند[۱]. یکی از اجزاء مهم در سیستم‌های انرژی ترکیبی، مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند. این مبدل‌ها به عنوان واسط بین منابع انرژی تجدیدپذیر (همچون سلول‌های

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

خورشیدی، توربین بادی و غیره) و واحدهای مصرف کننده انرژی قرار می‌گیرند. طرح‌های مختلفی برای یکپارچه سازی واحدهای مختلف تولید انرژی، با مشخصه‌های الکتریکی متفاوت، ارائه شده است. از تفاوت اصلی این طرح‌ها با یکدیگر می‌توان به هزینه پیاده سازی و میزان دسترس پذیری[1] به منابع انرژی اشاره نمود. در [۲] برای ادغام منابع انرژی، به ازای هر منبع انرژی از یک مبدل dc به dc تک ورودی به عنوان واسط استفاده شده است. گرچه در این طرح میزان دسترس پذیری به منابع انرژی افزایش می‌یابد، اما از معایب این طرح می‌توان به پیچیدگی ساختار سیستم و هزینه بالای پیاده سازی اشاره نمود. طرح دیگری در *[3]* برای اتصال منابع مختلف به لینک DC مشترک خروجی به کار رفته است. در این طرح کلیه منابع انرژی، به صورت سری یا موازی، به یک مبدل dc به dc تک ورودی- تک خروجی متصل می‌شوند. گرچه در این طرح هزینه پیاده سازی کاهش می‌یابد اما میزان دسترس پذیری به کمترین مقدار ممکن می‌رسد. به منظور این که ساختار سیستم ساده شود ولی میزان دسترس پذیری کاهش نیابد، بر اساس دو طرح قبل، طرح دیگری ارائه گردیده است که در آن از مبدل‌های چند ورودی استفاده می‌شود[۴]. بر اساس این طرح منابع انرژی مختلف، مطابق شکل (۱)، به ماژول‌های ورودی مبدل متصل شده و خروجی مبدل به لینک DC مشترک متصل می‌شود.



شکل ۱: یکپارچه سازی منابع انرژی مختلف با استفاده از مبدل‌های چند ورودی

اخیراً، توپولوژی‌های متفاوتی برای مبدل‌های چند ورودی پیشنهاد شده است[۵-۱۵]. تفاوت عمده این توپولوژی‌ها در نقطه‌ای از مدار است که ماژول‌های ورودی به هم متصل می‌شوند[۳]. در ساده‌ترین روش اتصال، تنها فیلتر خازنی خروجی بین منابع ورودی مختلف به اشتراک گذاشته می‌شود. مبدل *MI boost*[2] [۱۳] بر اساس این روش ایجاد شده است. در روش دوم، منابع ورودی مختلف از طریق یک هسته مغناطیسی مشترک به هم متصل می‌گردند. در مبدل *MI CSHB*[3] [۱۴] اتصال منابع ورودی با این روش صورت می‌گیرد. در روش سوم، که مبدل *MI SEPIC*[4] *[15]* بر اساس این روش ایجاد شده، منابع ورودی با به اشتراک گذاری حداقل یک کلید غیر قابل کنترل (مثلاً دیود)، خازن و سلف (یا سلف مزدوج) به هم متصل می‌شوند.

هر یک از مبدل‌های چند ورودی پیشنهادی، دارای مزایا و معایبی هستند، بنابراین انتخاب توپولوژی مناسب برای کاربرد خاص، دشوار است. برخی از این مبدل‌ها تنها قادرند که ولتاژ ورودی را افزایش یا کاهش دهند. برخی دیگر از مبدل‌ها که بر اساس مبدل باک- بوست[1] طراحی شده اند [۵, ۱۱] این محدودیت را ندارند. اما در عوض در این مبدل‌ها قطبیت ولتاژ خروجی در تضاد با ولتاژ ورودی است و همچنین به علت قرار گرفتن کلید بین منبع ورودی و مبدل، جریان ورودی ناپیوسته است. بنابراین در مواردی که از سلول سوختی به عنوان منبع ورودی استفاده می‌شود، به کارگیری این مبدل‌ها مناسب نیست. برای رفع این محدودیت‌ها می‌توان از مبدل *MI SEPIC* که مبدل مورد مطالعه در این مقاله است، استفاده نمود. زیرا این مبدل دارای جریان ورودی تقریبا ثابت و ولتاژ خروجی هم قطب با ولتاژ ورودی است.

با توجه به اهمیت و کاربرد مبدل‌های چند-ورودی، کنترل این مبدل‌ها مورد توجه بسیار قرار گرفته است. علی رغم این که مبدل‌های چند ورودی دارای دینامیک غیر خطی هستند، اما اغلب از کنترل کننده‌های خطی برای کنترل این مبدل‌ها استفاده شده است[۱۳, ۱۶-۱۹]. زیرا کنترل کننده‌های خطی نسبت به کنترل کننده‌های غیر خطی دارای پیچیدگی و هزینه پیاده سازی کمتری هستند. از آنجایی که این مبدل‌ها جزء سیستم‌های چند متغیره محسوب می‌شوند، وجود تداخل باعث می‌شود که نتوان برای هر حلقه به صورت مستقل کنترل کننده طراحی نمود و تنظیم پارامترهای مربوط به هر حلقه برعملکرد حلقه‌های دیگر تاثیر می‌گذارد. در طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های چند متغیره، کنترل کننده‌های غیر متمرکز از اهمیت بالایی برخوردارند زیرا در این کنترل کننده‌ها پارامترهای کمتری نیاز به تنظیم دارند[۲۰]. در اکثر کارهای گذشته [۱۳, ۱۶, ۱۷] برای طراحی کنترل کننده غیرمتمرکز برای مبدل‌های چند ورودی، آنها را به صورت تعمیمی از همتای تک ورودیشان در نظر می‌گرفتند و با صرف نظر از تداخل بین حلقه‌های ورودی- خروجی به طراحی کنترل کننده مبادرت می‌ورزیدند. در [۱۸] ضمن معرفی مبدلی دو ورودی، سعی شده با حذف کوپلینگ بین حلقه‌های ورودی-خروجی، کنترل کننده غیر متمرکزی[5] برای آن مبدل طراحی شود. طراحی کنترل کننده به این روش دارای معایبی است :

۱- اصرار بر حذف کوپلینگ در سیستم حلقه بسته اغلب منجر به افزایش درجه نسبی سیستم و صفرهای غیر مینیمم فاز سیستم می‌گردد[۲۱]. این رفتار که به عنوان " هزینه دکوپله سازی " شناخته

1- Availability
2-Multiple-Input boost
3- Multiple-Input Current-Source Half-Bridge

4- Multiple-Input Isolated Single Ended Primary Inductor Converter

1-Decentralized controller

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

می شود، باعث می‌شود پهنای باند سیستم کاهش یابد. ۲- ممکن است برای مبدل‌هایی که تابع تبدیل آنها دارای صفر انتقال و صفر عنصر غیر مینیمم فاز هستند نتوان به سادگی به دکوپله سازی پایدار دست یافت که در این صورت ابتدا باید با روش ذکر شده در [۲۰] صفر عنصر غیر مینیمم فاز و یا با روش ارائه شده در [۲۱] صفر انتقال سمت راست مبدا را به سمت چپ انتقال و سپس دکوپله سازی نمود. ۳- از آنجایی که طراحی کنترل کننده از طریق دکوپله سازی نیازمند این است که مدل دقیقی از سیستم در اختیار باشد، بنابراین کنترل کننده‌ای که با این روش طراحی می‌شود تنها قابل اعمال به سیستم نامی است و نمی‌تواند پایداری سیستم را در برابر نامعینی تضمین نماید. در [۱۹, ۲۲] نیز با استفاده از روش *ICD*[1] کنترل کننده‌های غیر متمرکزی برای مبدل‌های دو ورودی طراحی شده است. گرچه با این روش مسئله طراحی کنترل کننده برای سیستم *MIMO* به مسئله طراحی کنترل کننده برای چند سیستم *SISO* تبدیل می‌شود و طراحی ساده‌تر می‌گردد، اما برای طراحی کنترل کننده هر حلقه، باید کنترل کننده مربوط به سایر حلقه‌ها معلوم باشد.

هدف کلی این مقاله طراحی کنترل کننده PI غیر متمرکز مقاوم برای مبدل سپیک دو ورودی است. در روش پیشنهادی برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز، بر خلاف روش‌های قبل، تداخل بین حلقه‌های ورودی- خروجی حذف و یا تخمین زده نمی‌شود. همچنین در طراحی این کنترل کننده فرض می‌شود که پارامترهای نقطه کار نامعین هستند. در نتیجه سیستم کنترل طراحی شده در برابر اغتشاش مقاوم است. بعبارت جزئی تر، پارامترهای کنترل کننده مستقیما و بدون ساده سازی سیستم با استفاده از سنتز μ تنظیم می شوند. بر خلاف سایر مقالات که از مقدار تکین ساختار یافته μ برای تحلیل عملکرد مقاوم سیستم کنترل از پیش طراحی شده بهره می برند، در این مقاله تنظیم پارامترهای کنترل کننده با استفاده از ایده بهینه سازی مقدار تکین ساختار یافته μ صورت می گیرد. در مراحل طراحی، نامعینی پارامتری موجود در مدل سیستم به صورت اغتشاش ورودی بر سیستم نامی به فرم *M-Δ* مدل شده و با استفاده از بهینه سازی عددی پارامترهای کنترل کننده به گونه‌ای تنظیم می‌شوند که تابع عملکردی برآورده گردد. در این روش با معلوم بودن ساختار کنترل کننده از قبل، ضمن اینکه از روشی شبیه روش تکراری *DK (DK- iteration)* بهره می برد، از مشکل افزایش مرتبه کنترل کننده و پیچیدگی پیاده سازی آن پرهیز می شود.

ساختار ارائه مقاله به این صورت است که ضمن معرفی مبدل سپیک دو ورودی، مدل خطی آن استخراج می گردد. در قسمت طراحی کنترل کننده، نامعینی پارامتری موجود در مدل سیستم به صورت اغتشاش ورودی به سیستم نامی مدل می‌شود و سپس نحوه طراحی کنترل کننده توضیح داده می‌شود. در ادامه، نتایج شبیه سازی حاصل از اعمال کنترل کننده پیشنهادی بر روی یک مبدل سپیک دو ورودی ارائه می گردد.

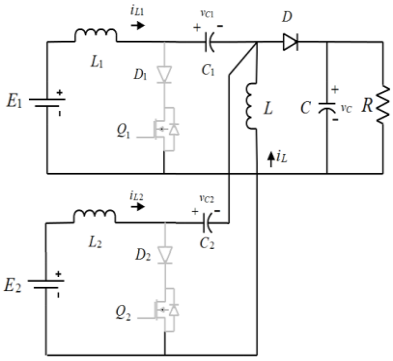
۲- مدل سازی مبدل مورد مطالعه

در این قسمت ابتدا مبدل سپیک دو ورودی معرفی می‌شود و مدل سوئیچینگ مربوطه بدست می‌آید. در ادامه نیز مدلی خطی برای مبدل استخراج می گردد.

۲-۱ معرفی مبدل سپیک دو ورودی

مبدل سپیک دو ورودی از دو ماژول ورودی تشکیل شده است: ماژول اول شامل E_1، L_1، C_1، D_1 و Q_1 و ماژول دوم شامل E_2، L_2، C_2، D_2 و Q_2 است. ماژول‌های ورودی به صورت موازی به طبقه خروجی که شامل L، C و D است، متصل شده‌اند[۶]. حالات مختلف عملکردی این مبدل، که با توجه به وضعیت کلیدهای Q_1 و Q_2 ممکن است رخ دهد، در شکل (۲) نشان داده شده است. در اینجا فرض می‌شود که المانهای مداری و حداقل بار سیستم به گونه ای است که مبدل در مد پیوسته هدایت می‌کند. برای این که در هر دوره کلیدزنی هر دو منبع ورودی قادر باشند بار خروجی را تغذیه نمایند فرض می‌شود که $E_1 > E_2$ و ضریب وظیفه[2] کلید Q_1 از ضریب وظیفه کلید Q_2 کوچکتر است. سیگنال‌های فرمان q_1 و q_2 مربوط به کلیدهای Q_1 و Q_2 در شکل (۳) نشان داده شده است.

۲- ب حالت عملکردی دوم: Q_1 خاموش و Q_2 روشن



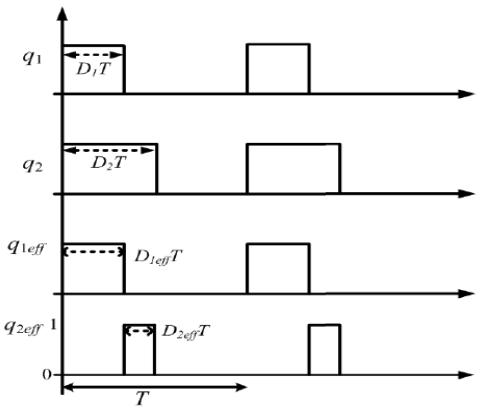
۲- ج حالت عملکردی سوم: Q_1 و Q_2 خاموش

شکل ۲: حالات مختلف عملکردی مبدل سپیک دو ورودی

1-Duty cycle

2-Individual Channel Design

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]



شکل ۳: سیگنال فرمان مربوط به کلیدهای $\boldsymbol{Q_1}$ و $\boldsymbol{Q_2}$ [۶]

در هر یک از حالات عملکردی بالا رفتار مبدل را می‌توان توسط یکی از معادلات زیر توصیف نمود:

$$\begin{cases} L_1\frac{di_{L1}}{dt} = e_1 \\ L_2\frac{di_{L2}}{dt} = e_2 - (v_{C2} - v_{C1}) \\ L\frac{di}{dt} = v_{C1} \\ C_1\frac{dv_{C1}}{dt} = -(i_L + i_{L2}) \\ C_2\frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} \\ C\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \end{cases} \quad \begin{cases} L_1\frac{di_{L1}}{dt} = e_1 - (v_{C1} - v_{C2}) \\ L_2\frac{di_{L2}}{dt} = e_2 \\ L\frac{di}{dt} = v_{C2} \\ C_1\frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \\ C_2\frac{dv_{C2}}{dt} = -(i_{L1} + i_L) \\ C\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (2) \qquad \begin{cases} L_1\frac{di_{L1}}{dt} = e_1 - (v_{C1} + v_C) \\ L_2\frac{di_{L2}}{dt} = e_2 - (v_{C2} + v_C) \\ L\frac{di}{dt} = -v_C \\ C_1\frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \\ C_2\frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} \\ C\frac{dv_C}{dt} = (i_{L1} + i_{L2} + i_L) - \frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (3)$$

گرچه هر یک از معادلات بالا خطی هستند، اما در کل مبدل مورد مطالعه دارای دینامیک غیر خطی است.

اگر q_{2eff} و q_D به صورت زیر تعریف شوند:

$$q_{2eff} = q_2 - q_1 \quad (۴)$$

$$q_D = 1 - q_2 \quad (۵)$$

آنگاه مدل سوئیچینگ مبدل با استفاده از معادلات (۱)، (۲) و (۳) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} L_1\frac{di_{L1}}{dt} = e_1 - q_{2,eff}(v_{C1} - v_{C2}) - q_D(v_{C1} + v_C) \\ L_2\frac{di_{L2}}{dt} = e_2 - q_1(v_{C2} - v_C) - q_D(v_{C2} + v_C) \\ L\frac{di}{dt} = q_1v_C + q_{2,eff}v_{C2} - q_Dv_C \\ C_1\frac{dv_{C1}}{dt} = -q_1(i_L + i_{L2}) + (1 - q_1)i_{l1} \\ C_2\frac{dv_{C2}}{dt} = (1 - q_{2,eff})i_{L2} - q_{2,eff}(i_{L1} + i_L) \\ C\frac{dv_C}{dt} = q_D(i_{L1} + i_{L2} + i_L) - \frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (۶)$$

به علت این که دینامیک مبدل مورد مطالعه به وضعیت کلیدهای Q_1 و Q_2 وابسته است و در نتیجه با زمان تغییر می‌کند بنابراین سیستم توصیف شده با معادله دینامیکی (۶) ناخودگردان است. از آنجایی که تحلیل و طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های خودگردان آسان‌تر است، در این مقاله با استفاده از روش MFA[1] مدلی برای مبدل به دست می‌آید که در کل دوره کلیدزنی معتبر باشد [۲۳]. بر اساس این روش متغیرهای حالت مدل سوئیچینگ با سری فوریه آنها جایگزین می‌شوند. در واقع هر چه مولفه‌های بیشتری از سری فوریه در نظر گرفته شود، مدل به دست آمده با استفاده از روش MFA بهتر می‌تواند مدل سوئیچینگ را تخمین بزند. با انجام عملیات ریاضی لازم، مدل MFA مبدل سپیک دو ورودی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{d}{dt}\langle x\rangle_0(t) = A_1\langle x\rangle_0 + B_1 \quad (۷)$$

به طوری که بردار جدید متغیر حالت $\langle x\rangle_0$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\langle x\rangle_0 \triangleq [\langle i_{L1}\rangle_0 \quad \langle i_{L2}\rangle_0 \quad \langle i_L\rangle_0 \quad \langle v_{c1}\rangle_0 \quad \langle v_{c2}\rangle_0 \quad \langle v_c \quad (۸$$

و ماتریس‌های A_1 و B_1 در رابطه (۷) به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{\langle q_{2eff} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\langle q \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\langle q \\ \frac{1-\langle q_1\rangle_0}{C_1} & \frac{-\langle q_1\rangle_0}{C_1} & \frac{-\langle q_1\rangle_0}{C_1} & \\ \frac{-\langle q_{2eff}\rangle_0}{C_2} & \frac{\langle q_1\rangle_0 + \langle q_D\rangle_0}{C_2} & \frac{-\langle q_{2eff}\rangle_0}{C_2} & \\ \frac{\langle q_D\rangle_0}{C} & \frac{\langle q_D\rangle_0}{C} & \frac{\langle q_D\rangle_0}{C} & \end{bmatrix} \quad (۹$$

$$B_1 = [\frac{\langle e_1\rangle_0}{L_1} \quad \frac{\langle e_2\rangle_0}{L_2} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (۱۰)$$

همچنین عملگر $\langle \dashv 0_$ بر روی متغیر x به صورت زیر عمل می‌کند:

$$\langle x\rangle_0 = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} x(\tau)d\tau \quad (۱۱)$$

با توجه به رابطه (۱۱) به مدل توصیف شده با معادله (۷) مدل متوسط گیری شده فضای حالت[2] نیز اطلاق می‌شود.

1-Multi-Frequency Averaging
1- State-Space Averaging

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

۲-۲ استخراج مدل سیگنال کوچک

برای تجزیه و تحلیل سیستم‌های دینامیکی غیر خطی معمولا از روش سیگنال کوچک استفاده می‌کنند [۲۴]. مدل سیگنال کوچک با وارد نمودن اغتشاش به مدل متوسط گیری شده و سپس خطی سازی آن حول نقطه تعادل به دست می‌آید. از مدل خطی بدست آمده می‌توان برای استخراج تابع تبدیل مبدل و همچنین طراحی کنترل کننده بهره برد. به این منظور ابتدا نقطه تعادل سیستم با صفر قرار دادن رابطه (۷) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$X^T = [X_1\ X_2\ X_3\ X_4\ X_5\ X_6]^T = -{A_1}^{-1}B_1 \qquad (۱۲)$$

اگر فرض شود که متغیرهای حالت $\langle x_i\rangle_0$ را بتوان به صورت مجموع مقدار نقطه تعادل X_i و سیگنال اغتشاش $\tilde{x}_i$ به صورت زیر نوشت:

$$\langle x_i\rangle_0 = X_i + \tilde{x}_i, \quad i = 1, \dots, 6 \qquad (۱۳)$$

و به طور مشابه:

$$\langle q_i\rangle_0 = D_i + \tilde{d}_i, \quad i = 1, \dots, 6 \qquad (۱۴)$$

$$\langle e_i\rangle_0 = E_i + \tilde{e}_i, \quad i = 1, \dots, 6 \qquad (۱۵)$$

$$\langle i_o\rangle_0 = \frac{\langle x_6\rangle_0}{R} = I_o + \tilde{\imath}_0 \qquad (۱۶)$$

آنگاه پس از جایگذاری معادلات (۱۳) تا (۱۶) در معادله (۷) و با صرف نظر کردن از ترم‌های ثابت و همچنین حاصل ضرب ترم‌های اغتشاش، مدل سیگنال کوچک مبدل به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B_d\tilde{d} + B_w\tilde{w} \\ \tilde{y} = C\tilde{x} \end{cases} \qquad (۱۷)$$

به طوری که بردار حالت $\tilde{x} = [\tilde{\imath}_{L1}\ \tilde{\imath}_{L2}\ \tilde{\imath}_L\ \tilde{v}_{c1}\ \tilde{v}_{c2}\ \tilde{v}_c]^T$ و ورودی کنترل $\tilde{d} = [\tilde{d}_1\ \tilde{d}_2]^T$ است. و تغییرات ولتاژهای ورودی و بار خروجی به عنوان اغتشاش در بردار $\tilde{w} = [\tilde{e}_1\ \tilde{e}_2\ \tilde{\imath}_0]^T$ در نظر گرفته شده‌اند. ماتریس‌های A، B_d، B_w و C در معادله (۱۷) به صورت زیر به دست می‌آیند: (۱۸) و (۱۹)

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1-D_1}{L_1} & \frac{D_{2,eff}}{L_1} & -\frac{1-D_{2,eff}-D_1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D_1}{L_2} & -\frac{1-D_{2,eff}}{L_2} & -\frac{1-D_{2,eff}-D_1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D_1}{L} & \frac{D_{2,eff}}{L} & \frac{1-D_{2,eff}}{L} \\ \frac{1-D_1}{C1} & -\frac{D_1}{C_1} & -\frac{D_1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D_{2,eff}}{C_2} & \frac{1-D_{2,eff}}{C_2} & -\frac{D_{2,eff}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-D_{2,eff}-D_1}{C} & \frac{1-D_{2,eff}-D_1}{C} & \frac{1-D_{2,eff}-D_1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{X_4-X_5}{L_1} & \frac{X_5+X_6}{L_1} \\ \frac{X_4-X_5}{L_2} & \frac{X_5+X_6}{L_2} \\ \frac{X_4-X_5}{L} & \frac{X_5+X_6}{L} \\ -\frac{X_6}{(1-D_2)RC_1} & 0 \\ \frac{X_6}{(1-D_2)RC_2} & -\frac{X_6}{(1-D_2)RC_2} \\ 0 & -\frac{X_6}{(1-D_2)RC} \end{bmatrix} \quad B_w = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

از آنجایی که هدف از کنترل مبدل مورد مطالعه تثبیت ولتاژ خروجی v_{out} و جریان ورودی منبع دوم i_{L2} در مقدار مطلوب است، بنابراین ماتریس C به صورت (۱۹) انتخاب می‌شود.

بر اساس معادله (۱۷) ماتریس تابع تبدیل مبدل سپیک دو ورودی از ورودی کنترل $\tilde{d}$ به خروجی $\tilde{y}$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$G_d(s) = C(sI - A)^{-1}B_d = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \qquad (۲۰)$$

به طوری که هر درایه ماتریس $G_d(s)$ تابع تبدیل از ورودی کنترل $\tilde{d}_i$ به خروجی $\tilde{y}_i$ است. همچنین ماتریس تابع تبدیل از ورودی اغتشاش $\tilde{w}$ به خروجی $\tilde{y}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$G_w(s) = C(sI - A)^{-1}B_w \qquad (۲۱)$$

۳- طراحی کنترل کننده پیشنهادی

هدف این قسمت ارائه روشی برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز برای مبدل سپیک دو ورودی است. تاکنون چند روش مختلف برای طراحی کنترل کننده PI غیر متمرکز برای سیستم‌های چند متغیره ارائه شده است. از جمله این روش‌ها می‌توان به BLT[1]، SLC[2] و IND[3] اشاره نمود.

در روش BLT برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز ابتدا از تداخل بین حلقه ها صرف نظر می‌شود و سپس با استفاده از روش زیگلر- نیکولز پارامترهای کنترل کننده هر حلقه را تنظیم می‌نمایند. در انتها برای در نظر گرفتن اثر تداخل بین حلقه‌ها، پارامترهای همه کنترل کننده‌ها را در ضریبی ثابت ضرب می‌نمایند [۲۵]. به علت اینکه قواعد زیگلر- نیکولز قابل اعمال به حلقه‌های ورودی- خروجی مبدل سپیک دو ورودی نبودند (پاسخ پله حلقه باز و همچنین پاسخ پله حلقه بسته عناصر روی قطر اصلی تابع تبدیل $G_d(s)$ شرایط لازم برای به کارگیری روش زیگلر- نیکولز را برآورده

1- Biggest Log Modulus Tuning
2-Sequential Loop Closing
3-Independent Design

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

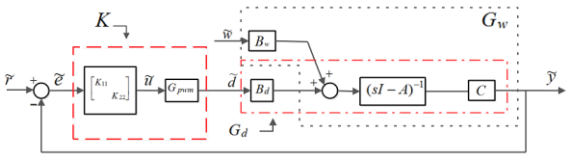
نمی‌کنند)، روش BLT کنار گذاشته شد. در روش SLC پس از انتخاب جفت‌های ورودی- خروجی در هر حلقه، کنترل کننده‌ها به صورت ترتیبی تنظیم می‌شوند [۲۶]. روند طراحی به این صورت است که ابتدا حلقه اول بسته می‌شود و پارامترهای کنترل کننده آن تنظیم می‌گردد، این در حالی است که سایر حلقه‌ها باز هستند. سپس کنترل کننده مربوط به حلقه دوم تنظیم می‌شود در حالی که حلقه اول بسته شده و سایر حلقه‌ها باز هستند. این روند تا زمانی ادامه می‌یابد که تمامی حلقه‌ها بسته شوند. از آنجایی که در این روش ترتیب بسته شدن حلقه‌ها بر عملکرد سیستم کنترل نهایی تاثیر گذار است و همچنین تنظیم پارامترهای یک حلقه بر پاسخ حلقه‌های قبلی تاثیر می‌گذارد، بنابراین این روش نیز کنار گذاشته شد. روش IND در [۲۷] برای طراحی کنترل کننده PI/PID غیر متمرکز ارائه شده است. از معایب این روش این است که در طراحی کنترل کننده، تداخل به صورت کامل در نظر گرفته نمی‌شود.

در این مقاله از ایده سنتز برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز استفاده شده است. سیستم کنترل مورد نظر در شکل ۴ نشان داده شده است. طراحی کنترل کننده غیر متمرکز پیشنهادی شامل مراحل زیر می‌باشد:

الف- انتخاب جفت‌های ورودی- خروجی در حلقه‌های کنترلی

ب- استخراج نامعینی از مدل فضای حالت مبدل

ج- تعیین پارامترهای کنترل کننده بر اساس بهینه سازی توابع عملکردی



شکل۴ : سیستم کنترل غیر متمرکز برای کنترل مبدل سپیک دو ورودی

۳-۱ - انتخاب جفت‌های ورودی- خروجی در حلقه‌های کنترلی

با توجه به این که هدف از کنترل مبدل مورد بررسی، تثبیت ولتاژ خروجی v_{out} و جریان ورودی منبع دوم i_{L2} در مقدار مطلوب است. بنابراین $\tilde{v}_c$ و $\tilde{\imath}_{L2}$ به عنوان خروجی‌های مدل فضای حالت (۱۷) در نظر گرفته می‌شوند. اولین قدم در طراحی کنترل کننده غیر متمرکز انتخاب مناسب جفت‌های ورودی- خروجی در حلقه‌های کنترلی است. جفت‌های ورودی- خروجی به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که تداخل بین حلقه‌های کنترلی به حداقل برسد. با توجه به بردار ورودی کنترل در معادله (۱۷) به دو حالت مختلف می‌توان جفت‌های ورودی- خروجی را انتخاب نمود: $(\tilde{d}_1, \tilde{v}_{out})$ و $(\tilde{d}_2, \tilde{\imath}_{L2})$ یا $(\tilde{d}_1, \tilde{\imath}_{L2})$ و $(\tilde{d}_2, \tilde{v}_{out})$. برای انتخاب جفت مناسب می‌توان از روش RGA استفاده نمود. در واقع RGA معیاری برای اندازه گیری کیفی تداخل در حالت ماندگار است و برای سیستم دو ورودی- دو خروجی، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Lambda(G(0)) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 1-\lambda_{11} \\ 1-\lambda_{11} & \lambda_{11} \end{bmatrix}, \quad \lambda_{11} = \frac{1}{1-\frac{g_{12}g_{21}}{g_{21}g_{22}}} \qquad (۲۲)$$

سپس جفت‌های ورودی- خروجی متناظر با بزرگترین درایه ماتریس RGA انتخاب می‌شوند.

۳-۲ مدل سازی نامعینی پارامتری موجود در مدل فضای حالت مبدل

در عمل، اغتشاش و همچنین تغییر ورودی‌های مرجع باعث تغییر در ضرایب وظیفه کلیدها می‌شود. این موضوع را می‌توان با متوسط گیری از ولتاژ هر یک از سلف‌های L_1 یا L_2 در یک دوره کلیدزنی و با فرض خروجی ثابت بررسی نمود. از آنجایی که ماتریس‌های A و B_d در (۱۷) به ضرایب وظیفه D_1 و $D_{2,eff}$ وابسته‌اند، بنابراین اغتشاش باعث نامعینی در مدل سیستم می‌شود. هدف این قسمت ارائه روشی است که با استفاده از آن بتوان تغییرات پارامترهای موجود در مدل سیستم را در طراحی کنترل کننده وارد نمود.

اگر فرض شود که بازه تغییرات ضریب وظیفه کلیدها در مبدل مورد بررسی به صورت زیر باشد:

$$D_{1,min} \le D_1 \le D_{1,max} \qquad (۲۳)$$

$$D_{2eff,min} \le D_{2eff} \le D_{2eff,max} \qquad (۲۴)$$

آنگاه D_1 و $D_{2,eff}$ را می‌توان به فرم نامعینی زیر نوشت:

$$D_1 = \alpha_1 + \beta_1\delta_1, \qquad |\delta_1| \le 1 \qquad (۲۵)$$

$$D_{2,eff} = \alpha_2 + \beta_2\delta_{2eff}, \qquad |\delta_{2eff}| \le 1 \qquad (۲۶)$$

به طوری که پارامترهای α_1، β_1، α_2 و β_2 از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$\alpha_1 = \frac{D_{1,min} + D_{1,max}}{2} \qquad (۲۷)$$

$$\beta_1 = \frac{D_{1,max} - D_{1,min}}{2} \qquad (۲۸)$$

$$\alpha_2 = \frac{D_{2eff,min} + D_{2eff,max}}{2} \qquad (۲۹)$$

$$\beta_2 = \frac{D_{2eff,max} - D_{2eff,min}}{2} \qquad (۳۰)$$

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

با جایگذاری روابط (۲۵) و (۲۶) در مدل فضای حالت مبدل (۱۷) مشاهده می‌شود که ماتریس A به صورت افاین[1] به پارامترهای نامعلوم، اما با دامنه محدود، δ_i وابسته است. بنابراین رابطه زیر را می‌توان نوشت:

$$A = A_0 + \sum \delta_i A_i = A_0 + W_2 \Delta_1 W_1 \quad (۳۱)$$

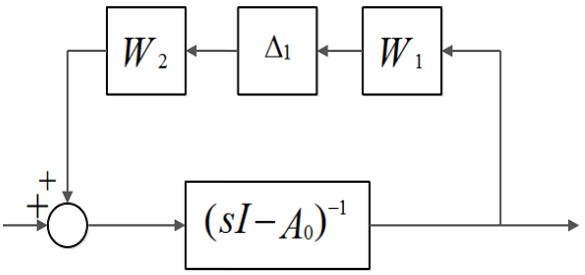
در رابطه بالا Δ_1 ماتریسی قطری است که δ_i ها بر روی قطر اصلی آن قرار می‌گیرند. البته δ_i ها می‌توانند در ماتریس Δ_1 تکرار شوند و تعداد تکرار δ_i به رتبه ماتریس A_i بستگی دارد. همچنین ماتریس‌های وزن W_1 و W_2 بر اساس ساختار Δ_1 به گونه‌ای تعیین می‌شوند که رابطه (۳۱) برقرار باشد. اگر ماتریس $\Phi(s)$ به صورت زیر تعریف شود:

$$\Phi(s) \triangleq (sI - A_0)^{-1} \quad (۳۲)$$

آنگاه:

$$(sI - A)^{-1} = (sI - A_0 - W_2 \Delta_1 W_1)^{-1} = (I - \Phi(s) W_2 \Delta_1 W_1)^{-1} \Phi(s) \quad (۳۳)$$

رابطه (۳۳) را می‌توان به فرم بلوک دیاگرام شکل ۵ نشان داد.



شکل ۵: مدلسازی نامعینی پارامتری در ماتریس A

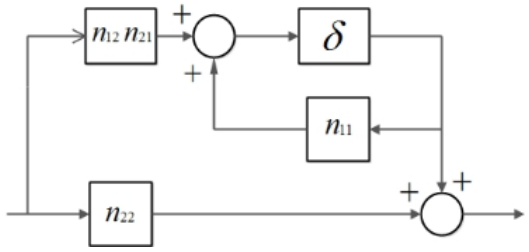
با انتخاب $\Delta_1 = diagonal(\delta_1, \delta_1\delta_2\delta_2)$ ماتریس‌های W_1 و W_2 به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$W_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \beta_1 & 0 & \beta_1 \\ -\beta_1 & -\beta_1 & -\beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_2 & \beta_2 \\ -\beta_2 & -\beta_2 & -\beta_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad W_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C} \end{bmatrix}^T \quad (۳۴)$$

از آنجایی که ماتریس B_d به صورت غیر خطی به پارامتر نامعلوم $|\delta| < 1$ وابسته است بنابراین نمی‌توان همانند رابطه (۳۱) برای مدل سازی نامعینی عمل نمود و باید هر یک از درایه‌های ماتریس B_d را به فرم LFT[2] زیر نوشت:

$$(B_d)_{i,j} = n_{22_{i,j}} + n_{12_{i,j}} \delta (1 - n_{11_{i,j}} \delta)^{-1} n_{21_{i,j}} \quad (۳۵)$$

فرم بلوک دیاگرام رابطه (۳۵) در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۶: نمایش نامعینی پارامتری غیر خطی در درایه‌های ماتریس B_d

با توجه به رابطه (۳۵) ماتریس B_d را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$B_d = N_{22} + N_{12} \Delta_2 (1 - N_{11} \Delta_2)^{-1} \quad (۳۶)$$

با انتخاب $\Delta_2 = diagonal[\delta, \delta]$ ماتریس‌های N_{11}، N_{12} و N_{22} به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$N_{11} = \begin{bmatrix} \frac{\beta}{1-\alpha} & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{1-\alpha} \end{bmatrix}, N_{22} = \begin{bmatrix} \frac{X_4 - X_5}{L_1} & \frac{X_5 + X_6}{L_1} \\ \frac{X_4 - X_5}{L_2} & \frac{X_5 + X_6}{L_2} \\ \frac{X_4 - X_5}{L} & \frac{X_5 + X_6}{L} \\ -\frac{X_6}{(1-\alpha)C_1} & 0 \\ \frac{X_6}{(1-\alpha)C_2} & -\frac{X_6}{(1-\alpha)C_2} \\ 0 & -\frac{X_6}{(1-\alpha)C} \end{bmatrix}, N_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{\beta X_6}{(1-\alpha)^2 C_1} & 0 \\ \frac{\beta X_6}{(1-\alpha)^2 C_2} & -\frac{\beta X_6}{(1-\alpha)^2 C_2} \\ 0 & -\frac{\beta X_6}{(1-\alpha)^2 C} \end{bmatrix} \quad (۳۷)$$

1- Linear Fractional Transformation

1-Affine

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

۳-۳ تعیین پارامترهای کنترل کننده

همان گونه که ذکر شد، پارامترهای کنترل کننده بر اساس بهینه سازی توابع عملکردی بدست می‌آیند. بنابراین ابتدا باید توابع عملکردی را تعریف نمود.

برای سیستم کنترل فیدبک شکل ۴ رابطه زیر برقرار است:

$$\tilde{e} = -S\tilde{r} + SG_w\tilde{w} \qquad (۳۸)$$

در رابطه بالا S تابع حساسیت[1] است و برای مبدل سپیک دو ورودی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$S = (I + G_d K)^{-1} \qquad (۳۹)$$

از آنجایی که هدف از کنترل این است که خطا $\tilde{e} = \tilde{r} - \tilde{y}$ صفر شود، بنابراین باید رابطه زیر برقرار باشد:

$$\tilde{e} = 0\tilde{r} + 0\tilde{w} \qquad (۴۰)$$

رابطه بالا که به معنای ردیابی سیگنال مرجع و حذف اغتشاش است، زمانی برقرار می‌شود که اندازه تابع حساسیت S برابر صفر شود. بنابراین توابع عملکردی را می‌توان بر اساس اندازه تابع حساسیت تعریف نمود. در اغلب مواقع تابع عملکردی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\|SG_w\|_\infty < 1 \quad \forall\omega \qquad (۴۱)$$

در رابطه بالا G_w ماتریس تابع انتقال از ورودی اغتشاش $\tilde{w}$ به خروجی $\tilde{y}$ است. بنابراین برای حذف اغتشاش باید کنترل کننده را به گونه‌ای طراحی نمود که رابطه (۴۱) برقرار باشد. برای تعیین پارامترهای کنترل کننده می‌توان از قضیه زیر بهره برد:

قضیه ۱ [۲۴]: برای ماتریس تابع تبدیل F، ضوابط زیر معادل یکدیگر هستند:

$$\|F(\Delta)\|_\infty = \|F_u(M,\Delta)\|_\infty < 1, \quad \forall\|\Delta\|_\infty \leq 1 \qquad (۴۲)$$

$$\leftrightarrow \mu_{\hat{\Delta}}(M(j\omega)) < 1, \quad \forall\omega, \forall\|\Delta\|_\infty \leq 1, \forall\|\Delta_p\|_\infty \leq 1$$

در قضیه بالا ماتریس $\hat{\Delta}$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\hat{\Delta} = \begin{bmatrix} \Delta & 0 \\ 0 & \Delta_p \end{bmatrix} \qquad (۴۳)$$

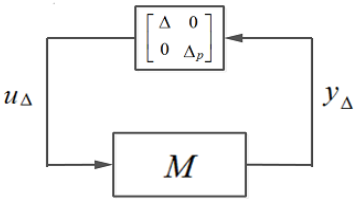
به طوری که Δ_p ماتریسی ساختگی است که با ماتریس تابع تبدیل F^T هم بعد است و ماتریس Δ نامعینی موجود در ماتریس تابع تبدیل F است. برای مثال نامعینی موجود در تابع حساسیت $S(\Delta)$ مبدل سپیک دو ورودی به صورت زیر می‌باشد:

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_1 & 0 \\ 0 & \Delta_2 \end{bmatrix} \qquad (۴۴)$$

به طوری که ماتریس‌های Δ_1 و Δ_2 در بخش ۳-۲ معرفی شده‌اند. در قضیه قبل، مقدار تکین ساختار یافته[2] μ به صورت زیر تعریف می‌شود:

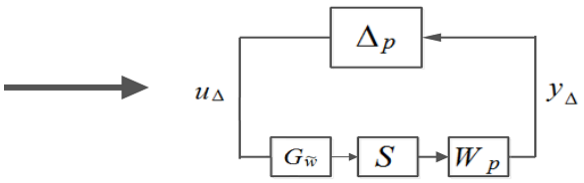
$$\mu_{\hat{\Delta}}(M) = \frac{1}{min_{\hat{\Delta}}\{\bar{\sigma}(\hat{\Delta}) | \, det(I - M\hat{\Delta} = 0)\}} \qquad (۴۵)$$

بنابراین با استفاده قضیه ۱ می‌توان از سنتز μ برای تعیین پارامترهای کنترل کننده بهره برد. برای این منظور، ابتدا باید با جدا سازی نامعینی، رابطه (۴۱) را به فرم $\Delta - M$ مطابق شکل ۷ نمایش داد.



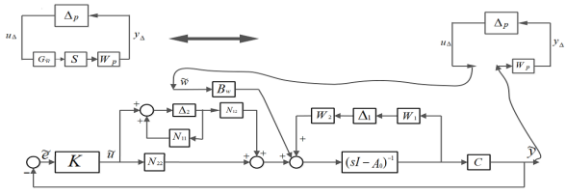
شکل ۷: ساختار $\Delta - M$

روند جداسازی نامعینی از رابطه (۴۱) در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل ۸: روند جدا سازی نامعینی از تابع حساسیت S

در صورتی که از تغییرات سیگنال مرجع $\tilde{r}$ صرف نظر شود، سیستم شکل ۴ را می‌توان بر اساس روند ارائه شده در شکل ۸ به صورت شکل ۹ نمایش داد.



شکل ۹: جداسازی از تابع حساسیت S مبدل سپیک دو ورودی

1-Sensitivity function

1-Structured Singular Value

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

با توجه به شکل ۹ می‌توان فرم $\Delta - M$ سیستم را استخراج نمود. از آنجایی که انجام این کار به صورت تحلیلی کار دشواری است، می‌توان از دستور $sysic$ در متلب استفاده نمود.

حال که ساختار سیستم به فرم $\Delta - M$ در آمده است می‌توان از طریق مینیمم سازی μ پارامترهای کنترل کننده را تعیین نمود. در اینجا از روش بهینه سازی عددی RBF[1] [۲۸] برای تعیین پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز استفاده شده است. با این روش پارامترهای کنترل کننده به گونه‌ای تنظیم می‌شوند که $\|\mu_{\hat{\Delta}}(M(j\omega))\|_\infty$ مینیمم شود. البته در حین مینیمم سازی باید پایداری سیستم نامی M نیز بررسی شود. برای این کار ابتدا فرم فضای حالت سیستم نامی M با استفاده از دستور متلب $[a,b,c,d] = ssdata(M)$ استخراج می‌گردد و سپس قید زیر بررسی می‌گردد:

$$max[Re(eig(a))] < 0 \qquad (۴۶)$$

در رابطه بالا $eig(a)$ مقادیر ویژه ماتریس a مربوط به مدل فضای حالت سیستم نامی M می‌باشند.

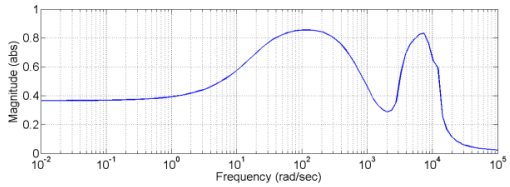
۴- شبیه سازی

برای طراحی کنترل کننده پیشنهادی پارامترهای مبدل مطابق جدول (۱) انتخاب شده‌اند. ماتریس RGA نیز به به ازای $G_d(0)$ محاسبه و در جدول (۱) آورده شده است. ماتریس RGA پیشنهاد می‌کند که جفت‌های ورودی- خروجی در حلقه‌های کنترلی به صورت $(\tilde{d}_1, \tilde{v}_{out})$ و $(\tilde{d}_2, \tilde{\imath}_{L2})$ انتخاب شوند. به عبارت دیگر، کنترل ولتاژ خروجی با استفاده از Q_1 و کنترل جریان منبع دوم با استفاده از Q_2 صورت می‌گیرد. با فرض این که دامنه تغییرات ضرایب وظیفه D_1 و $D_{2,eff}$ حول مقدار نامی ده درصد باشد، پارامترهای کنترل کننده PI غیر متمرکز با استفاده از روش پیشنهادی تنظیم و در جدول (۱) آورده شده است. همچنین $\mu_{\hat{\Delta}}(M)$ با توجه به ساختار $\hat{\Delta}$ در فرکانس‌های مختلف محاسبه و در شکل ۱۰ نمایش داده شده است. با توجه به این شکل دیده می‌شود که اندازه $\mu_{\hat{\Delta}}(M)$ در تمامی فرکانس‌ها کوچک‌تر از یک باقی می‌ماند. بنابراین طبق قضیه۱ شرط کوچک بودن خطا، رابطه (۴۱)، برقرار می‌باشد.

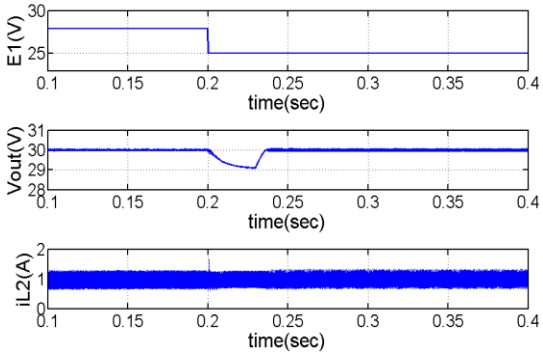
در این مقاله همانند بسیاری از مقالات از جمله [۱۹, ۲۲] عملکرد سیستم کنترل خود را با شبیه سازی پاسخ سیستم در برابر نامعینی (اغتشاش) DC که از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است مورد ارزیابی قرار دادیم. با توجه به پاسخ سیستم که در شکل‌های (۱۱) تا (۱۳) نشان داده شده می‌توان عملکرد مطلوب کنترل کننده را مشاهده نمود. علاوه بر این از نمودار شکل (۱۰) می‌توان دریافت که سیستم کنترل قادر خواهد بود به ازای نامعینی‌های فرکانس بالا هم عملکرد مطلوبی داشته باشد در صورتی که چنین قابلیتی در مورد سیستم کنترل طراحی شده در [۱۹] بررسی نشده و سیستم کنترل طراحی شده در [۲۲] تنها به ازای نامعینی‌های فرکانس پایین قادر خواهد بود عملکرد مطلوب داشته باشد.

جدول ۱ : پارامترهای مبدل و پارامترهای کنترل کننده

L_1, L_2	$۳۴۰\mu H$
L	$۳۰۰\mu H$
C_1, C_2	$۳۴\mu F$
C	$۱۵۰۰\mu F$
R	۲۵Ω
E_1	$۲۷,۹V$
E_2	$۱۳V$
α_1	۰/۲۷۲۶
α_2	۰/۳۳۰۶
β_1, β_2	۰/۱
فرکانس کلید زنی	$۲۴KHz$
$RGA = \begin{bmatrix} .6415 & .3486 \\ .3486 & .6415 \end{bmatrix}$	$K = \begin{bmatrix} .0143 + \frac{1.817}{s} & 0 \\ 0 & .7317 + \frac{31.65}{s} \end{bmatrix}$

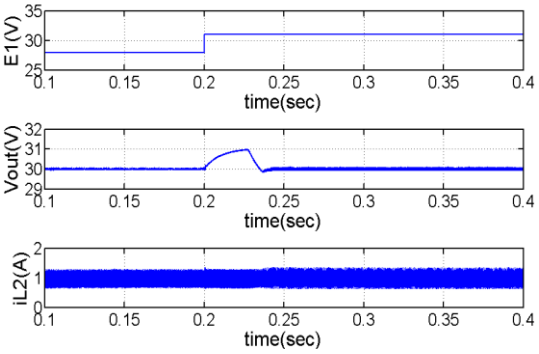


شکل ۱۰: محاسبه μ بر اساس ساختار $\hat{\Delta}$

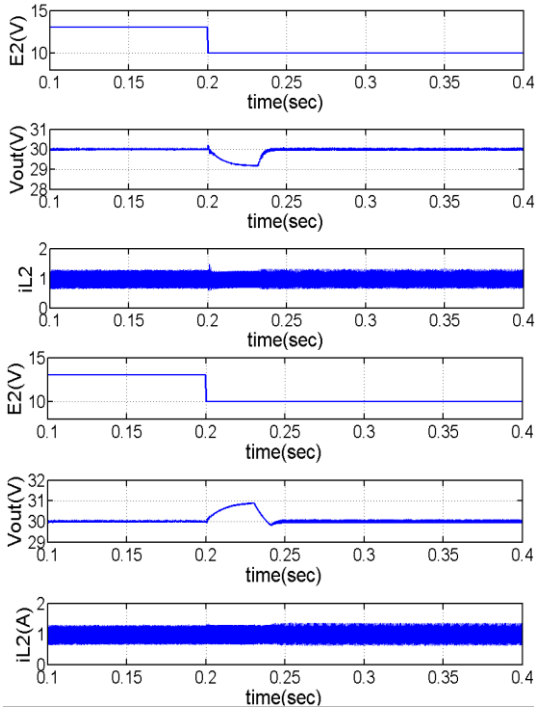


1-Random Brute Force

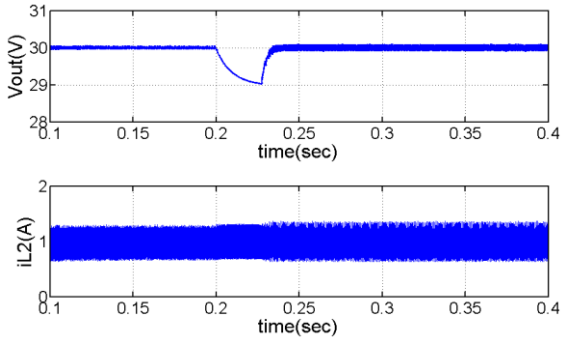
[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]



شکل ۱۱: ولتاژ خروجی v_{out} و جریان ورودی i_{L_2} وقتی E_1 تغییر می‌کند.



شکل ۱۲: ولتاژ خروجی v_{out} و جریان ورودی i_{L_2} وقتی E_2 تغییر می‌کند.



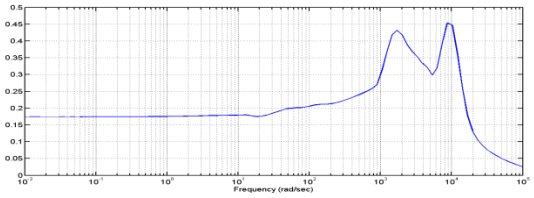
شکل۱۳: ولتاژ خروجی v_{out} و جریان ورودی i_{L_2} وقتی بار خروجی از $1.2A$ به $2.4A$ تغییر می‌کند.

جهت بررسی پایداری مقاوم سیستم کنترل طراحی شده می‌توان از مقدار تکین ساختاریافته به صورت زیر استفاده نمود:

$$\mu_{\Delta}(M(j\omega)) < 1, \quad \forall\omega, \forall\|\Delta\|_{\infty} \le 1 \qquad (۴۷)$$

به طوریکه Δ مطابق رابطه (۴۴) تعریف می‌شود. همانطور که در شکل (۱۴) نشان داده شده μ_{Δ} شرط بالا را برآورده می‌کند

بنابراین برای تمامی نامعینی‌هایی که به صورت رابطه (۴۴) تعریف شده‌اند سیستم کنترل پایدار خواهد ماند.



شکل ۱۴: محاسبه μ بر اساس ساختار Δ

۵- نتیجه گیری

در این مقاله طراحی کنترل کننده PI مقاوم غیر متمرکز برای مبدل سپیک دو ورودی که در سیستم‌های انرژی ترکیبی کاربرد دارد، مورد توجه قرار گرفته است. پارامترهای کنترل کننده با استفاده از سنتز μ به گونه‌ای تنظیم می‌شوند که اثر اغتشاش بر خروجی‌های مورد نظر حذف شود. در روش ارائه شده برای تعیین پارامترهای کنترل کننده، علاوه بر نامعینی پارامتری موجود در مدل فضای حالت مبدل، تداخل نیز به صورت کامل در نظر گرفته می‌شود. نتایج شبیه سازی عملکرد مطلوب مبدل مورد بررسی را تحت کنترل کننده پیشنهادی نشان می‌دهد.

۶- مراجع

[1] G. M. Masters, Renewable and efficient electric power systems: John Wiley & Sons, 2005.

[2] M. Eskander, T. El-Shatter, and M. El-Hagry, "Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system," in Power Electronics Specialists Conference. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, pp. 347-353, 2002.

[3] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

[4] A. Kwasinski, "Quantitative evaluation of DC microgrids availability: Effects of system architecture and converter topology design choices," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 26, pp. 835-851, 2011.

[5] Q. Wang, J. Zhang, X. Ruan, and K. Jin, "A double-input flyback DC/DC converter with single primary winding," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp. 1938-1944, 2010.

[6] S. H. Choung and A. Kwasinski, "Multiple-input DC-DC converter topologies comparison," in Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, pp. 2359-2364, 2008.

[7] A. Kwasinski, "Identification of feasible topologies for multiple-input DC–DC converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, pp. 856-861, 2009.

[8] H. Matsuo, W. Lin, F. Kurokawa, T. Shigemizu, and N. Watanabe, "Characteristics of the multiple-input DC-DC converter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 625-631, 2004.

[9] Y.-C. Liu and Y.-M. Chen, "A systematic approach to synthesizing multi-input DC–DC converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, pp. 116-127, 2009.

[10] Y.-M. Chen, Y.-C. Liu, and S.-H. Lin, "Double-input PWM DC/DC converter for high-/low-voltage sources," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, pp. 1538-1545, 2006.

[11] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, "A multiple-input DC-DC converter topology," Power Electronics Letters, IEEE, vol. 1, pp. 6-9, 2003.

[12] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Power budgeting of a multiple-input buck-boost converter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, pp. 1303-1309, 2005.

[13] A. Di Napoli, F. Crescimbini, L. Solero, F. Caricchi, and F. G. Capponi, "Multiple-input dc-dc power converter for power-flow management in hybrid vehicles," in Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, pp. 1578-1585, 2002.

[14] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," in Electric Power Applications, IEEE Proceedings, pp. 451-458, 2006.

[15] J. Song and A. Kwasinski, "Analysis of the effects of duty cycle constraints in multiple-input converters for photovoltaic applications," in Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International, pp. 1-5, 2009.

[16] A. Lidozzi and L. Solero, "Power balance control of multiple-input DC-DC power converter for hybrid vehicles," in Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, pp. 1467-1472, 2004.

[17] Z. Li, O. Onar, A. Khaligh, and E. Schaltz, "Design and control of a multiple input DC/DC converter for battery/ultra-capacitor based electric vehicle power system," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, pp. 591-596, 2009.

[18] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, "Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, pp. 637-649, 2010.

[19] M. Veerachary, "Two-Loop Controlled Buck–SEPIC Converter for Input Source Power Management," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 59, pp. 4075-4087, 2012.

[20] S. Tavakoli, I. Griffin, and P. J. Fleming, "Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes," Control engineering practice, vol. 14, pp. 1069-1080, 2006.

[21] S. Weller and G. Goodwin, "Controller design for partial decoupling of linear multivariable systems," International Journal of Control, vol. 63, pp. 535-556, 1996.

[22] R. Zhao and A. Kwasinski, "Analysis of decentralized controller for multiple-input converters," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 1853-1860, 2012.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]

[23] V. A. Caliskan, O. Verghese, and A. M. Stankovic, "Multifrequency averaging of DC/DC converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 14, pp. 124-133, 1999.

[24] S. S. a. I. Postlethwaite, Multivariable feedback control analysis and design, 2005.

[25] W. L. Luyben, "Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems," Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development, vol. 25, pp. 654-660, 1986.

[26] M. Hovd and S. Skogestad, "Sequential design of decentralized controllers," Automatica, vol. 30, pp. 1601-1607, 1994.

[27] T. N. L. Vu and M. Lee, "Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes," Journal of Process control, vol. 20, pp. 922-933, 2010.

[28] B. J. T. Binder, "Production Optimization in a Cluster of Gas-Lift Wells," Norwegian University of Science and Technology, 2012.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-10]

[DOR: 20.1001.1.20088345.1392.7.4.5.0]