

طراحی کنترل کننده مقاوم LMI برای مبدل SIDO بوست/ بوست مبتنی بر مدل فلوگراف سیگنال

مجید عباسی، محمدرضا علیزاده پهلوانی و احمد عقیفی

$SIMO^3$ نامیده می‌شوند. بهره‌گیری از تنها یک القاگر یکی از بزرگ‌ترین مزایای این نوع از مبدل‌ها است که کاربرد آنها را در طراحی‌های توان پایین On-Chip توجیه‌پذیر می‌نماید [۹] تا [۱۱]. از دیگر مزایای استفاده از این نوع از مبدل‌ها امکان کنترل خروجی‌ها به صورت کاملاً مستقل و حجم و هزینه پایین می‌باشد.

در کنار مزایای مطرح‌شده مبدل‌های SIMO، نحوه کنترل مجزای هر خروجی یکی از مهم‌ترین مسائلی است که طراحان در طراحی یک مبدل SIMO با آن روبه‌رو می‌باشند. تغییرات مختلف بار در هر خروجی می‌بایست به طور کامل و مستقل کنترل گردد. اگر ولتاژ خروجی یکی از زیرمبدل‌ها^۴ تحت تأثیر تغییرات بار در زیرمبدل دیگر باشد پدیده تنظیم متقابل اتفاق می‌افتد [۹] که در بدترین حالت باعث ناپایداری مبدل خواهد شد. از این رو مدل‌کردن و طراحی یک کنترل‌کننده مناسب برای یک مبدل DC-DC چندخروجی از اهمیت بالایی برخوردار است [۱۱] تا [۱۴]. یکی از روش‌هایی که در طراحی کنترل‌کننده مبدل‌های سوئیچینگ به منظور ایجاد پایداری در شرایط کاری مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرد بهره‌گیری از روش‌های کنترل مقاوم خطی می‌باشد. در این روش سادگی پیاده‌سازی به اندازه پیاده‌سازی یک کنترل‌کننده PID است. به علاوه در روش‌های کنترل خطی مقاوم، عدم قطعیت پارامترها نیز لحاظ می‌گردد. نحوه برخورد مناسب با موضوع عدم قطعیت پارامترهای یک مبدل سوئیچینگ از اهمیت ویژه‌ای در طراحی کنترل‌کننده برخوردار است زیرا برخی از پارامترهای مبدل مانند عناصر ذخیره‌کننده انرژی و یا بار معمولاً وابسته به زمان بوده و یا به طور ویژه ناشناخته می‌باشند. از برخی از روش‌های مقاوم که به صورت موفق به زمینه مبدل‌های سوئیچینگ اختصاص یافته‌اند می‌توان به روش H_∞ [۱۵] تا [۱۷]، سنتز μ - [۱۸]، تئوری بازخورد کمی^۵ (QFT) [۱۹] و نیز دیدگاه‌های مبتنی بر نامساوی ماتریسی^۶ (LMI) [۲۰] تا [۲۳] اشاره نمود.

در روش H_∞ و روش سنتز μ طراح می‌بایست تابع وزن‌یافته دلخواهی را به منظور تقریب‌زدن مشخصه‌های گذرا و تعیین عملکرد مورد نظر انتخاب نماید در حالی که در روش مبتنی بر LMI نیازی به انجام این کار نیست و الزامات مورد نظر از طریق محدودیت‌های اعمالی بر جانمایی قطب انجام می‌گردد. همچنین در روش QFT کنترل‌کننده باید به صورت دستی برای بهینه‌کردن خروجی تنظیم شود ولیکن در روش LMI این کار به صورت اتوماتیک انجام می‌گردد.

با توجه به مزایای مطرح‌شده روش LMI در این مقاله از آن برای پیاده‌سازی کنترل مقاوم یک مبدل DC/DC از نوع SIDO^۷ استفاده شده

چکیده: در این مقاله مراحل طراحی مقاوم برای یک مبدل تک‌القاگر دوخروجی (SIDO) با استفاده از روش نامساوی ماتریسی (LMI) مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به ساختار پیچیده مبدل از روش فلوگراف سیگنال (SFG) برای مدل‌کردن آن استفاده شده است. با استفاده از مدل استخراج‌شده از SFG، عوامل غیر خطی و نامشخص در قالب یک چندضلعی محدب و به عنوان محدودیت‌های روش LMI در نظر گرفته می‌شوند. مقاوم‌بودن مبدل از طریق حذف تأثیر تغییرات مشخص شده و نیز داشتن پاسخ مناسب از طریق جایدهی قطب‌ها توسط روش LMI تضمین می‌گردد. خروجی‌های به دست آمده بر روی پارامترهای فیدبک حالت اعمال شده و نتایج عملکردی آن در محیط سیمولینک متلب و بر روی مدار سوئیچینگ مورد ارزیابی و صحت‌گذاری قرار گرفته‌اند. در نهایت نتایج به دست آمده با یک کنترل‌کننده PI رایج مقایسه شده است.

کلیدواژه: مبدل SIDO، مدل فلوگراف سیگنال، کنترل مقاوم، نامساوی LMI.

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های DC-DC به طور گسترده در کاربردهایی با توان‌های مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند. از طرفی وسایل الکترونیکی قابل حمل به سطوح ولتاژی متعددی به منظور تغذیه پردازنده‌ها و ماژول‌های مختلف خود نیاز دارند تا امکان عملکردهای مختلف در حین انجام وظیفه اصلی وسیله میسر گردد. از آن جمله می‌توان به دیودهای انتشاردهنده نور (LED) پس‌زمینه، مانیتور نمایشگر کریستال مایع (LCD) و چندین و چند پردازشگر مجزا در یک وسیله اشاره نمود. در چنین کاربردهایی این امکان وجود دارد که به طور هم‌زمان سطح ولتاژ بالاتر، پایین‌تر و یا حتی منفی از یک باطری ایجاد گردد (به عنوان مثال در نمایشگرهای تخت LED) [۱]. در عین حال منابع تغذیه دوقطبی^۱ (منابع تغذیه با قابلیت ایجاد ولتاژ توأم مثبت و منفی) در کاربردهایی مانند دیودهای انتشاردهنده نور ارگانیک^۲ (OLED) از اهمیت ویژه‌ای برخوردار هستند [۲] و [۳].

روش‌های متعددی برای ایجاد N ولتاژ خروجی از یک منبع DC وجود دارد که از آن جمله می‌توان به [۴] تا [۸] اشاره نمود. یکی از نمونه‌های مبدل‌های DC-DC چندخروجی که امروزه مورد استفاده قرار می‌گیرد مبدل‌هایی با یک القاگر و چند خروجی می‌باشند که به اختصار

این مقاله در تاریخ ۱۵ دی ماه ۱۳۹۵ دریافت و در تاریخ ۹ آبان ماه ۱۳۹۶ بازنگری شد.

مجید عباسی، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، (email: m_abbasi@mut.ac.ir)

محمدرضا علیزاده پهلوانی، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، (email: mr_alizadehp@mut.ac.ir)

احمد عقیفی، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، (email: affi@mut.ac.ir)

3. Single-Inductor Multi-Output

4. Sub Converter

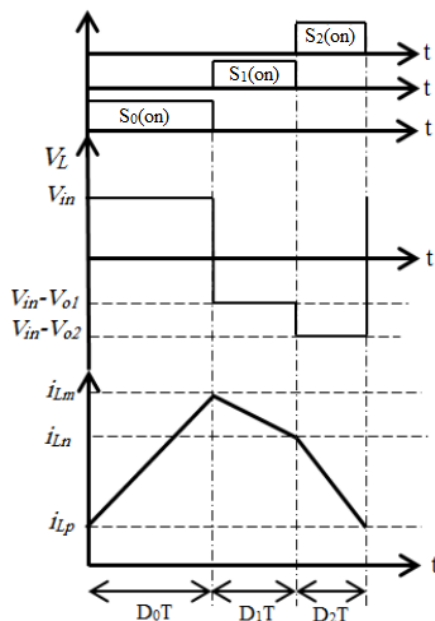
5. Quantitative Feedback

6. Linear Matrix Inequality

7. Single-Inductor Double-Output

1. Bipolar Supplies

2. Organic Light Emitting Diodes



شکل ۲: نمودار زمانی سوئیچینگ و شکل موج القاگر مبدل SIDO بوست/ بوست در حالت CCM.

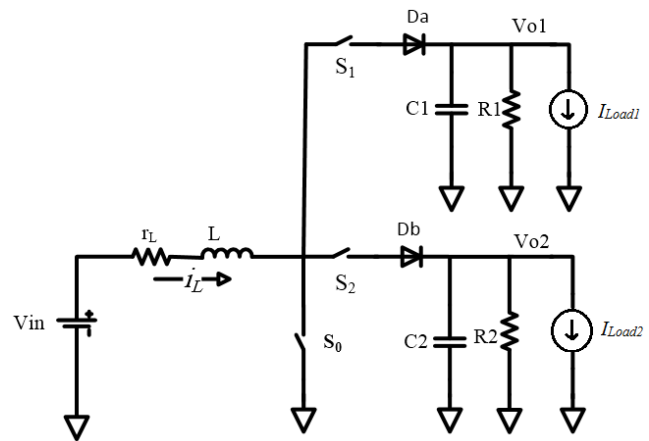
استفاده از این روش مستلزم محاسبات ریاضی و جبری بالایی می‌باشد که فرایند مدل کردن را سخت و دشوار می‌نماید. از طرفی در صورت تغییرات بالای جریان القاگر، این روش نمی‌تواند مدل دقیقی از عملکرد سیستم ارائه دهد [۲۶]. از این رو در [۲۷] روشی به عنوان روش میانگین‌گیری فضای حالت مبتنی بر تغییرات جریان ارائه شده است. در این روش اطلاعات دقیق از نحوه عملکرد مبدل و پارامترهای مهم جریان مانند بیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر به افزایش محاسبات ریاضی می‌گردد. به علاوه در صورت افزایش تعداد المان‌ها و یا خروجی‌ها این روش بسیار پیچیده و خسته‌کننده می‌باشد که احتمال وقوع خطا در حین مدل کردن را افزایش می‌دهد. از طرفی مدل به دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند. مشکلات مطرح شده را می‌توان با استفاده از روش مدل کردن سیگنال فلوگراف (SFG) حل نمود [۲۸]. در روش SFG رفتار سیستم در حالت سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و نیز حالت ماندگار با استفاده از عملیات‌های ریاضی کم قابل مشاهده است. همچنین در این روش توابع تبدیل مابین متغیرهای مختلف سیستم به راحتی قابل استخراج می‌باشند.

ایده اولیه ساخت مبدل SIMO در [۲۹] ارائه گردید. از این خانواده از مبدل‌ها یک مبدل تک‌القاگر با دو خروجی (SIDO) در شکل ۱ نشان داده شده که با فرکانس $f = 1/T$ و در مد CCM کار می‌کند. دیوهای قدرت D_a و D_b به صورت سری با سوئیچ‌های قدرت قرار گرفته‌اند تا از منفی شدن جریان القاگر جلوگیری نمایند. در این شکل ولتاژ ورودی و I_{Load1} و I_{Load2} اغتشاش‌های خروجی می‌باشند.

سوئیچ‌های S_1 ، S_2 و S_3 به ترتیب در بازه زمانی D_1T ، D_2T و D_3T روشن می‌شوند. جریان القاگر در بازه زمانی D_1T افزایش و در بازه زمانی $(D_1 + D_2)T$ کاهش می‌یابد. شکل موج جریان القاگر یک مبدل SIDO بوست/ بوست در شکل ۲ نشان داده شده است. به منظور محاسبه تابع تبدیل DC این مبدل فرض می‌شود شرایط زیر برقرار باشد:

(۱) سوئیچ‌های فعال ایده‌آل هستند.

(۲) ظرفیت خازن‌های خروجی به اندازه‌ای بزرگ هستند که می‌توانند ولتاژهای خروجی را ثابت نگه دارند.



شکل ۱: یک مبدل SIDO از نوع بوست/ بوست.

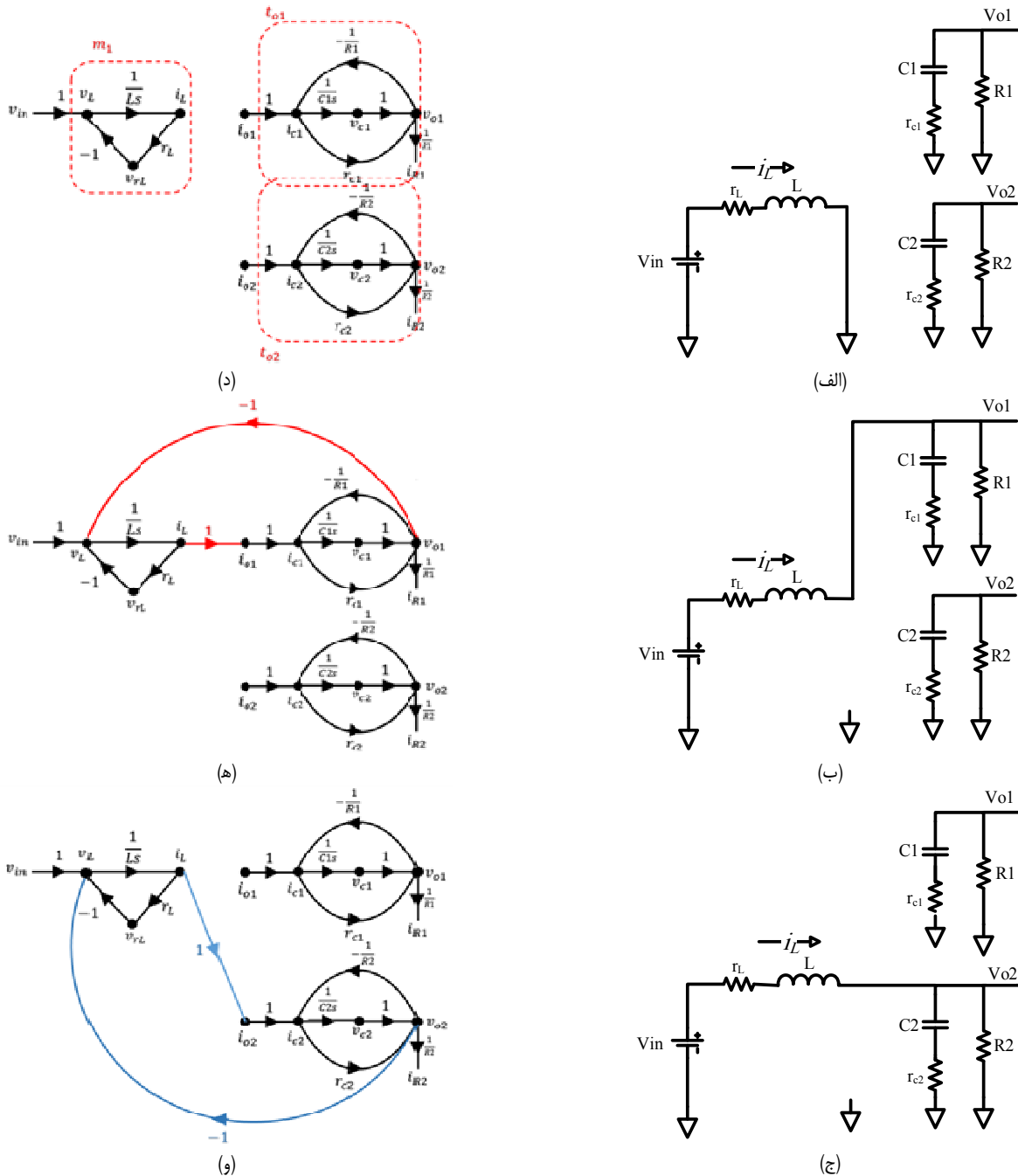
است. مشابه کار انجام‌شده به روش LMI می‌توان به [۲۴] و [۲۵] اشاره نمود. تفاوت کار انجام‌شده در این مقاله استفاده از این روش در یک سیستم چندورودی/ چندخروجی با بهره‌گیری از روش SFG می‌باشد. از طرفی در روش به کار گرفته شده مقادیر نامشخص پارامترهایی مانند سیکل کاری سوئیچ‌ها و جریان القاگر با استفاده از روابط حالت ماندگار از SFG استخراج گردیدند که باعث کاهش در تعداد پارامترهای عدم قطعیت و قابل حل بودن روابط LMI شده است. بدون استفاده از مدل SFG یافتن پارامترهای عملکردی و توابع تبدیل مختلف بسیار دشوار و در مواردی غیر ممکن می‌باشد.

همچنین در کارهای انجام‌شده در [۲۴] و [۲۵] تنها پارامتر جریان خروجی به عنوان اغتشاش در نظر گرفته می‌شود حال آن که در کار پیش رو تغییرات جریان‌های خروجی و تغییر در ولتاژ ورودی به عنوان اغتشاش ناخواسته معرفی شده‌اند که بر پیچیدگی کار می‌افزاید. خاطر نشان می‌شود در زمینه کنترل مبدل‌های SIDO تا کنون گزارشی در زمینه استفاده از SFG برای مدل کردن و نیز استفاده از روش LMI در طراحی کنترل‌کننده مقاوم برای آن مشاهده نشده است.

این مقاله از چندین بخش تشکیل شده است. در ابتدا یک مبدل دوخروجی از نوع بوست/ بوست از خانواده مبدل‌های SIMO معرفی می‌گردد. سپس این مبدل با استفاده از روش فلوگراف سیگنال مدل شده و نتایج حاصل از مدل کردن برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم از روش LMI مورد استفاده قرار می‌گیرد. مواردی که در طراحی کنترل‌کننده به روش LMI برآورده می‌شوند عبارتند از پایداری مبدل از نقطه نظر لیاپانوف، حداقل نمودن تأثیر اغتشاش و حذف آن و در نهایت جایدگی قطب‌ها به منظور داشتن پاسخ مناسب. در تمامی مراحل طراحی مسئله عدم قطعیت در نقطه کار و بارهای خروجی در نظر گرفته شده و نتایج بر روی پارامترهای فیدبک حالت کنترل‌کننده اعمال می‌گردد. در نهایت کنترل‌کننده طراحی شده در محیط SimPower متلب پیاده‌سازی و نتایج حاصل از آن با یک کنترل‌کننده PID رابج مقایسه می‌شود.

۲- مدل SFG مبدل‌های تک‌القاگر چندخروجی

مدل کردن مبدل‌هایی مانند یک مبدل SIMO به دلیل پیچیدگی و نیز با افزایش المان‌های آن، دشوار است و معمولاً از روش مدل کردن مبتنی بر میانگین فضای حالت برای مدل کردن منابع DC-DC استفاده می‌گردد. در صورت افزایش تعداد المان‌ها، سوئیچ‌ها و تعداد مراحل عملکرد مبدل



شکل ۳: سه مدل مداری عملکرد مبدل SIDO بوست/ بوست به همراه فلوگراف آنها، (الف) بازه زمانی $0 < t < DT$ ، (ب) بازه زمانی $DT < t < (D + D_1)T$ ، (ج) بازه زمانی $(D + D_1)T < t < T$ ، (د) فلوگراف G_1 مربوط به زیرمدار بازه زمانی $0 < t < DT$ ، (ه) فلوگراف G_2 مربوط به زیرمدار بازه زمانی $DT < t < (D + D_1)T$ و (و) فلوگراف G_3 مربوط به بازه زمانی $(D + D_1)T < t < T$.

داشته ولیکن در G_1 و G_2 نیستند را با شاخه K_r جایگزین می‌نمایند به طوری که

$$K_1 = \begin{cases} 1 & \text{for } DT < t < (D + D_1)T \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (2)$$

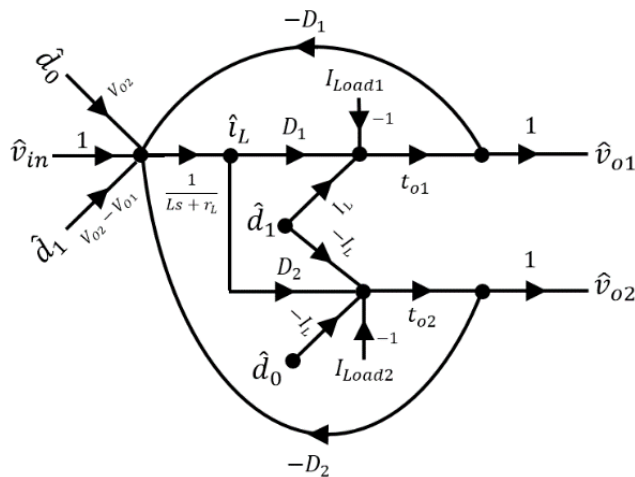
$$K_2 = \begin{cases} 0 & \text{for } DT < t < (D + D_1)T \\ 1 & \text{for } (D + D_1)T < t < T \end{cases} \quad (3)$$

در نهایت با استفاده از (۱) تا (۳) یک سیگنال فلوگراف یکپارچه برای مبدل بوست/ بوست با استفاده از توابع سوئیچینگ حاصل می‌گردد که در شکل ۴ آمده است. برای سادگی کار قسمتی از فلوگراف که در هر سه زیرمدار وجود دارد و با نقطه چین قرمز در شکل ۳-الف نشان داده شده را می‌توان با استفاده از روش میسون ساده نمود که عبارتند از

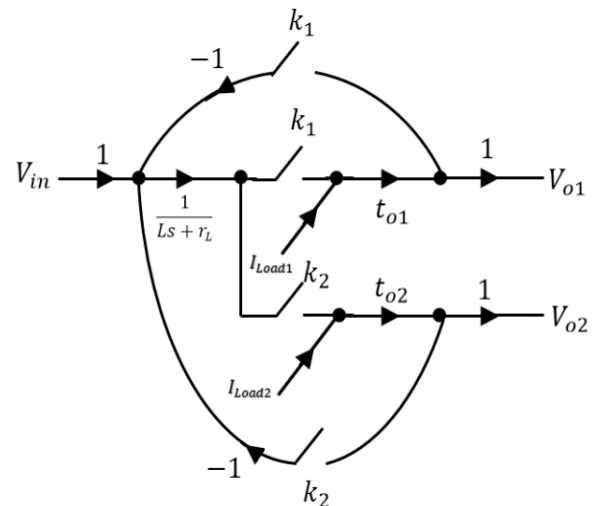
با فرض عملکرد مبدل در مد CCM، یک سیکل کامل سوئیچینگ این مبدل شامل سه مرحله عملکردی می‌باشد که بر پیچیدگی مدل کردن آن می‌افزاید. هر مرحله توسط یک فلوگراف سیگنال مدل می‌گردد که در شکل ۳ نشان داده شده است. در نهایت مدل‌ها توسط رابطه زیر با هم ارتباط برقرار کرده و مدل نهایی ایجاد می‌گردد

$$G = \sum_{i=1}^n K_i G_i \quad (1)$$

که n بیانگر تعداد فلوگرافها (تعداد مدهای عملکردی)، G_i توصیف گرافی مبدل سوئیچینگ در هر مرحله عملکردی و K_i تابع سوئیچینگ می‌باشد. توسط این فلوگراف رفتار کلی سیستم در حالت دینامیک و ماندگار قابل مشاهده است. شاخه‌هایی که در G_1 وجود دارند ولیکن در G_2 و G_3 وجود ندارند را با شاخه K_1 و شاخه‌هایی که در G_2 وجود



شکل ۵: مدل فلورگراف سیگنال کوچک مبدل SIDO بوس/بوست.



شکل ۴: فلورگراف سیگنال یکپارچه از مبدل SIDO بوس/بوست.

سیگنال‌های ورودی و خروجی شاخه‌های سوئیچینگ شکل ۴ مطابق با (۷) می‌باشند. با فرض این که سیگنال کنترلی شاخه‌های سوئیچینگ d_1 و d_0 باشند می‌توان تغییرات کوچک نزدیک نقطه کار را به دست آورد. لذا با تفکیک سیگنال‌ها به مقدار حالت ماندگار و تغییرات کوچک خواهیم داشت

$$\hat{y}(t) = D_1 \hat{x}(t) + X \hat{d}_1(t) \quad (11)$$

و برای شاخه K_r عبارت است از

$$\hat{y}(t) = D_r \hat{x}(t) - (\hat{d}_1(t) + \hat{d}_0(t)) X \quad (12)$$

که $\hat{d}_1(t)$ و $\hat{x}(t)$ به ترتیب تغییرات کوچک D ، X و Y حول نقطه کار می‌باشند. با جایگذاری (۱۱) و (۱۲) در (۷) و با صرف نظر کردن از تغییرات کوچک مرتبه دوم، معادلات سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ K_r به دست می‌آید. حال فلورگراف سیگنال کوچک مبدل SIDO بوس/بوست با جایگذاری شاخه‌های سوئیچینگ شکل ۴ با مدل سیگنال کوچک به دست خواهد آمد که در شکل ۵ و دیاگرام بد آن در شکل ۶ نشان داده شده که مقادیر سیکل‌های کاری آن عبارتند از $D_1 = 0.2$ و $D_0 = 0.5$ و توابع تبدیل کنترل و کوپلینگ متقابل برابرند با

$$g_{v1} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_1} = \frac{0.582(s+10^5)(s^2+1790s+1.55 \times 10^7)}{(s+548.3)(s^2+1241s+1.322 \times 10^7)} \quad (13)$$

$$g_{v2} = \frac{\hat{v}_{o2}}{\hat{d}_1} = \frac{5129.22(s+10^5)(s+1334)}{(s+548.3)(s^2+1241s+1.322 \times 10^7)} \quad (14)$$

$$g_{v3} = \frac{\hat{v}_{or}}{\hat{d}_1} = \frac{-0.581(s+10^5)(s^2+379.1s+9.842 \times 10^6)}{(s+548.3)(s^2+1241s+1.322 \times 10^7)} \quad (15)$$

$$g_{v4} = \frac{\hat{v}_{or}}{\hat{d}_0} = \frac{-0.581(s+10^5)(s^2-1.228 \times 10^4)(s+187.5)}{(s+548.3)(s^2+1241s+1.322 \times 10^7)} \quad (16)$$

با استفاده از مدل سیگنال کوچک نشان داده شده در شکل ۵ به راحتی می‌توان معادلات حالت مبدل را به دست آورد که عبارت است از

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t) + B_{ref} V_{ref} \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \end{cases} \quad (17)$$

$$t_{o1} = \frac{v_{o1}}{i_{o1}} = \frac{R_1(1+sC_1r_{c1})}{1+sC_1(R_1+r_{c1})} \quad (4)$$

$$t_{or} = \frac{v_{or}}{i_{or}} = \frac{R_r(1+sC_r r_{cr})}{1+sC_r(R_r+r_{cr})} \quad (5)$$

$$m_1 = \frac{i_L}{v_L} = \frac{1}{Ls+r_L} \quad (6)$$

مدل سیگنال بزرگ شاخه‌های سوئیچینگ عبارت است از

$$y(t) = x(t)d_j(t), \text{ where } j = 1, 2, 3 \quad (7)$$

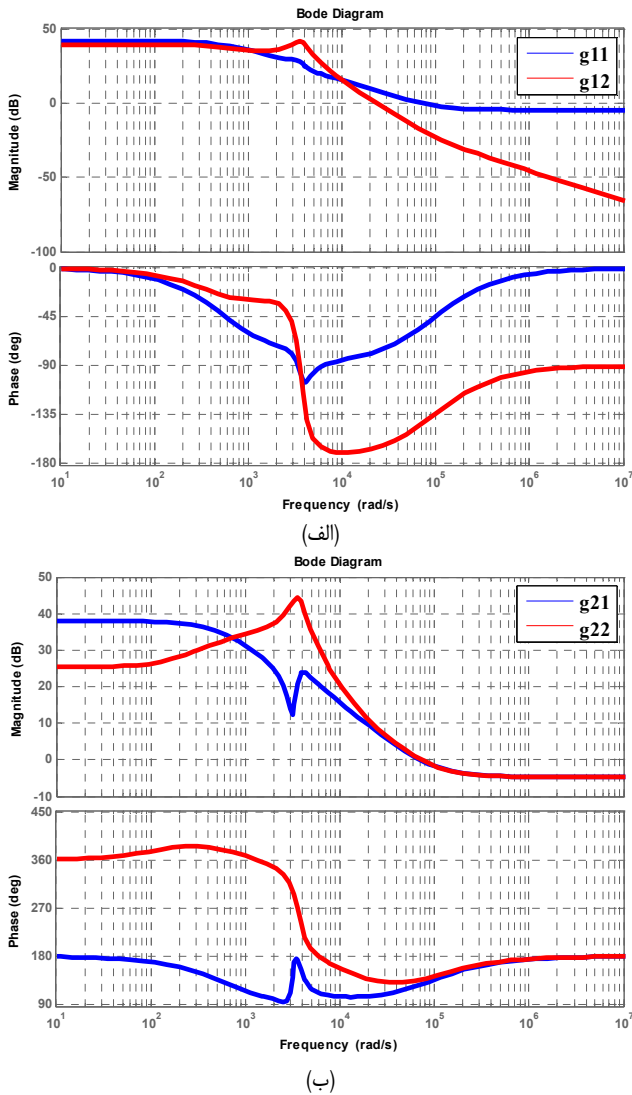
که $x(t)$ و $y(t)$ به ترتیب سیگنال خروجی از شاخه و ورودی به شاخه و $d(t)$ سیگنال کنترل سیکل کاری سوئیچ می‌باشند. در یک مبدل DC/DC روابط تحلیلی مانند نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی و مقدار متوسط جریان سلف را می‌توان از روابط حالت ماندگار آن استخراج نمود. در شکل ۴ و در حالت ماندگار، مقدار عبوری از شاخه‌های K_r و K_1 به ترتیب D_1 و D_r می‌باشد. با جایگزینی شاخه‌های سوئیچینگ با مقادیر معادل حالت ماندگار آن و با استفاده از فرمول بهره میسون [۳۰] و جایگذاری فرکانس مختلط $s \rightarrow 0$ ، نسبت حالت ماندگار ولتاژ خروجی و جریان سلف به ولتاژ ورودی را می‌توان محاسبه نمود که عبارتند از

$$V_{o1} = \frac{R_1 D_1}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} V_{in} - \frac{R_1 (r_L + R_1 D_1^*)}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{load1} + \frac{R_1 R_r D_1 D_r}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{loadr} \quad (8)$$

$$V_{or} = \frac{R_r D_r}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} V_{in} - \frac{R_r (r_L + R_1 D_1^*)}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{loadr} + \frac{R_1 R_r D_1 D_r}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{load1} \quad (9)$$

$$I_L = \frac{1}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} V_{in} + \frac{R_1 D_1}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{load1} + \frac{R_r D_r}{r_L + R_1 D_1^* + R_r D_r^*} I_{loadr} \quad (10)$$

به منظور تقریب‌زدن رفتار تغییرات دینامیکی مبدل و نیز طراحی کنترل‌کننده نیاز به داشتن مدل سیگنال کوچک آن می‌باشد.



شکل ۲: دیاگرام بد توابع کنترل و کوپلینگ متقابل در مبدل SIDO بوست/ بوست، (الف) $g_{11} = \hat{v}_{or} / \hat{d}_1$ و $g_{12} = \hat{v}_{or} / \hat{d}_2$ و (ب) $g_{21} = \hat{v}_{or} / \hat{d}_1$ و $g_{22} = \hat{v}_{or} / \hat{d}_2$.

تنها ماتریس‌های A و B_u وابسته به پارامترهای عدم قطعیتی می‌باشند که در یک بردار p قرار دارند. در واقع بردار p شامل N پارامتر p_i است که هر پارامتر عدم قطعیت p_i خود در یک بازه کمینه \underline{p}_i و بیشینه \bar{p}_i قرار دارد

$$p_i \in [\underline{p}_i, \bar{p}_i] \quad (22)$$

مقادیر قابل قبول پارامتر p در یک چندضلعی از فضای پارامتریک \mathbb{R}^N با $L = 2^N$ رأس محدود شده‌اند که رئوس آن عبارتند از $\{v_1, \dots, v_L\}$. تصاویر ماتریس $[A(p), B_u(p)]$ برای هر رأس v_i به یک مجموعه از $\{\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_L\}$ ارتباط دارد. مؤلفه‌های مجموعه $\{\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_L\}$ اکسترمم یک چندبر محدب می‌باشند که به صورت $Co\{\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_L\}$ نشان داده می‌شود که شامل تمام تصاویر برای مقادیر قابل قبول p بوده به شرط آن که ماتریس $[A(p), B_u(p)]$ وابسته خطی به پارامتر p باشد

$$[A(p), B_u(p)] \in Co\{\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_L\} := \left\{ \sum_{i=1}^L \lambda_i \bar{\lambda}_i, \lambda_i \geq 0, \sum_{i=1}^L \lambda_i = 1 \right\} \quad (23)$$

برای مطالعه بیشتر این مباحث می‌توان به [۳۱] و [۳۲] مراجعه کرد. با توجه به توضیحات داده‌شده می‌توان بردار پارامتریک p را به صورت $p = (D_1, D_r, I_L)$ تعریف نمود. با استفاده از این بردار پارامتریک ما

که $D_{zw} \in \mathbb{R}^{p \times r}$, $C_z \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $B_u \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $B_w \in \mathbb{R}^{n \times r}$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $D_{zu} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ می‌باشند و

$$x(t) = \begin{pmatrix} \hat{i}(t) \\ \hat{v}_{or}(t) \\ \hat{v}_{or}(t) \\ x_r(t) \\ x_r(t) \end{pmatrix}, \quad w(t) = \begin{pmatrix} \hat{i}_{load}(t) \\ \hat{i}_{load}(t) \\ \hat{v}_{in}(t) \end{pmatrix}, \quad (18)$$

$$u(t) = \begin{pmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix}, \quad z(t) = \begin{pmatrix} \hat{v}_{or} \\ \hat{v}_{or} \end{pmatrix}$$

که متغیرهای حالت $x_r(t)$ و $x_r(t)$ عبارتند از $(V_{ref1} - V_{or})$ و $(V_{ref2} - V_{or})$ و متغیرهای اغتشاش $w(t)$ جریانه‌های خروجی و تغییرات ولتاژ ورودی می‌باشند، ماتریس ورودی $u(t)$ و ماتریس‌های حالت عبارتند از

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{D_1}{L} & -\frac{D_r}{L} & \dots \\ \frac{D_1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & \dots & \dots \\ \frac{D_r}{C_r} & \dots & -\frac{1}{R_r C_r} & \dots \\ \dots & -1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & -1 & \dots \end{pmatrix} \quad (19)$$

$$B_w = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & \dots & \dots \\ \dots & -\frac{1}{C_r} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} \frac{V_{or} - V_{or}}{L} & \frac{V_{or}}{L} \\ \frac{I_L}{C_1} & \dots \\ -\frac{I_L}{C_r} & -\frac{I_L}{C_r} \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$B_{ref} = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{bmatrix}, \quad C_z = \begin{bmatrix} \dots & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$D_{zw} = 0, \quad D_{zu} = 0$$

در روابط فوق D_1 و D_r مقادیر سیکل کاری در نقطه کار می‌باشند.

۳- عدم قطعیت در مدل مبدل SIDO بوست/ بوست

در این طراحی پارامترهای اغتشاش تغییرات ولتاژ ورودی و جریانه‌های خروجی می‌باشند. از آنجایی که وظیفه کنترل کننده ثابت نگاه داشتن ولتاژهای خروجی در هنگام این تغییرات است لذا این تغییرات تنها پارامترهای D_1 و D_r را تحت تأثیر قرار خواهند داد و بنابراین تنها ماتریس‌های A و B_u دچار تغییرات می‌شوند. از این رو عدم قطعیت و یا پارامترهای متغیر با زمان عبارتند از D_1 ، D_r و I_L . در این حالت می‌توان (۱۷) را به صورت زیر بازنویسی کرد

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(p)x(t) + B_w w(t) + B_u(p)u(t) + B_{ref} V_{ref} \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \end{cases} \quad (21)$$

فضای مختلط $S(\alpha, \rho, \theta)$ معرفی شده به طوری که قطب‌های سیستم به فرم $x \pm jy$ رابطه زیر را برآورده نمایند

$$x < -\alpha < 0, |x \pm jy| < \rho, y < \cot(\theta)x \quad (27)$$

در چنین شرایطی قطب‌های سیستم $x \pm jy = -\xi \omega_n \pm j \omega_d$ در چپین شرایطی قطب‌های سیستم می‌نمایند [۳۶]. محدوده تعریف‌شده با حداقل نرخ کاهش α ، حداقل نرخ دمپینگ $\xi > \sin \theta$ و بیشینه نرخ کاهش فرکانس طبیعی $\omega_d < \rho \cos \theta$ متناسب است که $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$. تئوری پیش رو محدودیت‌هایی را تعریف می‌نماید که در صورت برآورده شدن آن قطب‌های حلقه بسته سیستم در محدوده $S(\alpha, \rho, \theta)$ قرار خواهند گرفت.

تئوری ۲ سیستم معرفی شده در (۲۱) توسط فیدبک حالت $u = Kx$ در ناحیه $S(\alpha, \rho, \theta)$ قرار خواهد گرفت اگر ماتریس مثبت معین متقارن W و ماتریس Y وجود داشته باشند اگر که (۲۸) تا (۳۰) برآورده شود

$$AW + WA' + B_u Y + Y' B_u' + \gamma \alpha W < 0 \quad (28)$$

$$\begin{pmatrix} -\rho W & WA' + Y' B_u' \\ AW + B_u Y & -\rho W \end{pmatrix} < 0 \quad (29)$$

در این صورت بهره فیدبک حالت عبارت است از $K = YW^{-1}$. جزئیات اثبات این روابط در [۳۴] آورده شده است.

۳-۴ پیاده‌سازی کنترل کننده

برای طراحی و به دست آوردن ضرایب فیدبک حالت کنترل کننده باید نامساوی‌های (۲۶)، (۲۸)، (۲۹) تا (۳۰) به منظور یافتن ماتریس‌های W و Y حل شوند. نتیجه حاصل از حل این نامساوی‌های ماتریسی باعث حداقل شدن مقدار γ نرم H_∞ می‌گردد به طوری که محدودیت‌های جابدهی قطب‌ها در ناحیه $S(\alpha, \rho, \theta)$ برای همه حالات مدل $\{\tilde{\mathcal{N}}_1, \dots, \tilde{\mathcal{N}}_L\}$ نیز برآورده شود. بنابراین هدف از حل نامساوی‌ها عبارت است از

$$\min \gamma_{Y,W} \text{ under conditions (26), (28), (29) and (30)} \quad (31)$$

$$\forall \{\tilde{\mathcal{N}}_i\}, i = 1, \dots, L$$

همان طور که گفته شد پارامترهای عدم قطعیت (متغیر با زمان) عبارت بودند از D_v, D_r, D_1 که هر کدام در یک بازه کمینه و بیشینه قرار دارند. این پارامترها خود متأثر از اغتشاشات ورودی هستند. برای این طراحی محدوده اغتشاشات ورودی عبارتند از

$$\begin{aligned} & \cdot < \hat{i}_{load1} < 0.26 A \\ & \cdot < \hat{i}_{load2} < 0.15 A \\ & \cdot < \hat{v}_{im} < 2V \end{aligned} \quad (32)$$

تغییرات (۳۲) معادل تغییر در مقاومت خروجی $50 \Omega < R_1 < 150 \Omega$ ، ولتاژ ورودی $50 \Omega < R_r < 100 \Omega$ و ولتاژ ورودی $10V < V_{in} < 12V$ می‌باشد. برای مشخص نمودن محدوده پارامترهای عدم قطعیت از معادلات حالت ماندگار مبدل (رابطه (۸) تا (۱۰)) و مقادیر المان‌های جدول ۱ استفاده شده و با استفاده از روش حل معادلات عددی متلب مقادیر D_1, D_r و I_L برای دو ماتریس $[A(p), B_u(p)]$ برای همه حالت‌های ممکن p

$$\begin{pmatrix} \cos \theta (AW + WA' + B_u Y + Y' B_u') & \sin \theta (AW - WA' + B_u Y - Y' B_u') \\ \sin \theta (-AW + WA' - B_u Y + Y' B_u') & \cos \theta (AW + WA' + B_u Y + Y' B_u') \end{pmatrix} < 0 \quad (30)$$

می‌توانیم عدم قطعیت را در داخل یک چندبر محدب قرار دهیم و بنابراین پارامترهای عدم قطعیت را می‌توان به صورت زیر تعریف نمود

$$\begin{aligned} D_1 & \in [D_{1(\min)}, D_{1(\max)}] \\ D_r & \in [D_{r(\min)}, D_{r(\max)}] \\ I_L & \in [I_{L(\min)}, I_{L(\max)}] \end{aligned} \quad (24)$$

و مدل عدم قطعیت در یک حوزه چندضلعی با تعداد رأس $L = 2^3$ قرار خواهد گرفت. هدف طراحی تضمین پایداری مبدل و اطمینان از داشتن پاسخ گذرای مطلوب و نیز حذف اغتشاشات به ازای تمامی حالت‌های ممکن از $[A(p), B_u(p)]$ می‌باشد. در ادامه شرایط LMI برای تحقق خواسته‌های مطرح شده مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۴- محدودیت‌های طراحی LMI

در طراحی مبتنی بر LMI برای مبدل مورد نظر به دنبال سه مقوله پایداری، حذف اغتشاش و جابدهی قطب‌ها می‌باشیم که در ادامه به هر بخش به صورت جداگانه خواهیم پرداخت.

۴-۱ نامساوی ماتریسی برای کنترل H_∞

نرم H_∞ یک تابع تبدیل اسکالر پایدار $f(s)$ مقدار بیشینه $|f(j\omega)|$ بر حسب فرکانس می‌باشد [۳۳]. از این مقدار برای بررسی عملکرد سیستم و به عنوان مثال برای ارزیابی حداقل سطح تضعیف یک اغتشاش خارجی استفاده می‌شود. تابع تبدیل $H(s)$ را که بیانگر مقدار اغتشاش ω به خروجی‌های z می‌باشد در نظر بگیرید. مقدار H_∞ برای چنین سیستمی عبارت است از

$$\|H(s)\|_\infty = \sup \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \quad (25)$$

$$w(t) \neq 0$$

که $\| \cdot \|_2$ و $\| \cdot \|_\infty$ به ترتیب بیانگر نرم بی‌نهایت و نرم اقلیدوسی می‌باشند. تئوری زیر که از [۳۴] اقتباس شده است مقدار بیشینه نرم H_∞ که با γ نشان داده می‌شود را تضمین می‌نماید که بیانگر حداقل مقدار تضعیف اغتشاش می‌باشد.

تئوری ۱ سیستم معرفی شده در (۲۱) توسط فیدبک حالت $u = Kx$ و $\|z\|_2 / \|w\|_2 < \gamma$ پایدار می‌گردد اگر و تنها اگر ماتریس مثبت معین متقارن $W \in \mathbb{R}^{N \times N}$ و ماتریس $Y \in \mathbb{R}^{N \times N}$ وجود داشته باشند به شرطی که نامساوی زیر برقرار گردد

$$\begin{pmatrix} AW + WA' + B_u Y + Y' B_u' & B_w & WC_z' + Y' D_{zu}' \\ B_w' & -\gamma & \cdot \\ C_z W + D_{zu} Y & \cdot & -\gamma \end{pmatrix} < 0 \quad (26)$$

که ضرایب کنترل کننده فیدبک حالت عبارت از $K = YW^{-1}$ است. شرط بیان شده در (۲۶) شرط پایداری لیاپانوف را نیز برآورده می‌نماید.

۴-۲ نامساوی‌های ماتریسی برای جابدهی قطب‌ها

به منظور داشتن برخی از مشخصات دینامیکی مانند فراجش و زمان نشست مناسب در یک سیستم حلقه بسته لازم است که قطب‌ها در محدوده مناسبی از فضای مختلط قرار گیرند. در [۳۵] محدوده‌ای از

جدول ۱: مقادیر پارامترهای میدل SIDO.

پارامتر	مقدار
R_l	150Ω
R_r	100Ω
V_{ov}, V_{refv}	$18 V$
V_{or}, V_{refr}	$51 V$
C_1, C_r	$100 \mu F$
L	$500 \mu H$
r_L	0Ω
T_s	$5 \mu s$

جدول ۲: محدوده تغییرات پارامترهای عدم قطعیت.

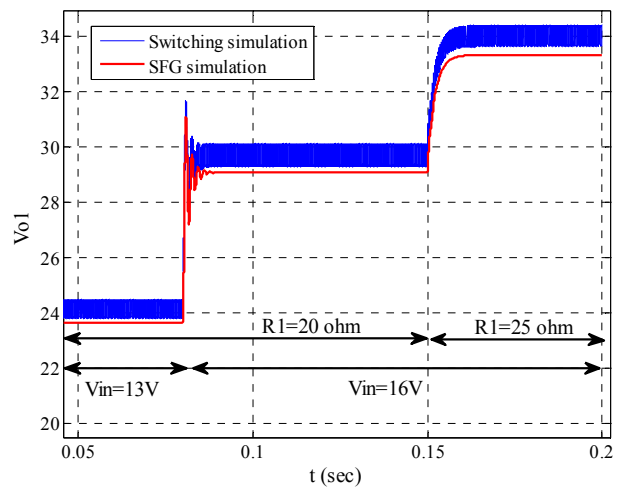
i	اغتشاش	D_1	D_r	I_L
۱	$[\hat{I}_{Loadv}(\min), \hat{I}_{Loadr}(\min), \hat{v}_{in}(\min)]$	0.272	0.340	0.441
۲	$[\hat{I}_{Loadv}(\min), \hat{I}_{Loadr}(\min), \hat{v}_{in}(\max)]$	0.326	0.408	0.365
۳	$[\hat{I}_{Loadv}(\min), \hat{I}_{Loadr}(\max), \hat{v}_{in}(\min)]$	0.180	0.450	0.666
۴	$[\hat{I}_{Loadv}(\min), \hat{I}_{Loadr}(\max), \hat{v}_{in}(\max)]$	0.216	0.540	0.555
۵	$[\hat{I}_{Loadv}(\max), \hat{I}_{Loadr}(\min), \hat{v}_{in}(\min)]$	0.418	0.165	0.909
۶	$[\hat{I}_{Loadv}(\max), \hat{I}_{Loadr}(\min), \hat{v}_{in}(\max)]$	0.501	0.198	0.757
۷	$[\hat{I}_{Loadv}(\max), \hat{I}_{Loadr}(\max), \hat{v}_{in}(\min)]$	0.335	0.264	1.134
۸	$[\hat{I}_{Loadv}(\max), \hat{I}_{Loadr}(\max), \hat{v}_{in}(\max)]$	0.402	0.317	0.945

تغییرات جریان‌های خروجی مورد بررسی قرار گیرد. به منظور نشان دادن دقت عملکرد کنترل کننده طراحی شده در این قسمت شبیه‌سازی‌هایی مبتنی بر یک کنترل کننده PI نیز انجام شد و نتایج آن با نتایج کنترل مقاوم مورد مقایسه قرار گرفت. ضرایب کنترل کننده PI برای کنترل خروجی V_{ov} ، $K_{Pv} = 10.82$ و $K_{Iv} = 0.7$ و برای کنترل V_{or} ، $K_{Pr} = 0.02$ و $K_{Ir} = 7.87$ انتخاب شدند. با این مقادیر، مقدار زمان نشست، حاشیه بهره و حاشیه فاز برای کنترل کننده V_{ov} به ترتیب $P.M_v = 60^\circ$ و $G.M_v = 12.1 dB$ ، $t_{sv} = 0.162 s$ و $P.M_r = 43.3^\circ$ و $G.M_r = 18.2 dB$ ، $t_{sr} = 0.156 s$ دوم به ترتیب گردیدند که مقادیر مناسبی برای یک میدل سوئیچینگ می‌باشند.

شکل ۸ تغییرات ولتاژها خروجی حلقه بسته را در برابر اعمال اغتشاش V و ولتاژ ورودی نشان می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود پاسخ ولتاژ خروجی نشان‌دهنده ثابت زمانی حدود $30 ms$ می‌باشد که معادل با مقدار نرخ کاهش 133 بوده که از حداقل مقدار نرخ کاهش تعیین شده ($\alpha = 100$) بیشتر است.

همان طور که گفته شد یکی از عمده مشکلات این دسته از میدل‌ها پدیده تنظیم متقابل می‌باشد که در بعضی موارد موجب ناپایداری میدل می‌گردد. با استفاده از کنترل کننده مقاوم طراحی شده، این مسئله تا حد بسیار خوبی حل شده که تأثیر آن را در مقایسه با کنترل کننده PI به وضوح می‌توان دید.

در شکل ۹ تغییرات ولتاژهای خروجی در برابر پله ناگهانی مقاومت خروجی R_l از 150Ω به 50Ω (معادل با $0.26 A$) با کنترل کننده مقاوم و کنترل کننده PI نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود اثر این اغتشاش نیز توسط کنترل کننده مقاوم طراحی شده بسیار کمتر از کنترل کننده PI می‌باشد. مجدداً اغتشاش دیگری و این بار از طریق تغییر ناگهانی مقاومت خروجی R_r از مقدار 100Ω به 50Ω (معادل با $0.15 A$) اعمال شد. همان طور که در شکل ۱۰ آمده است کنترل کننده PI



شکل ۷: تغییرات سیگنال بزرگ در برابر اغتشاش ولتاژ ورودی و مقاومت بار در یک میدل SIDO بوست/ بوست با $D_1 = 0.2$ و $D_r = 0.5$.

به دست آمده که در جدول ۲ آورده شده است. به ازای هر i باید چهار LMI مطابق با (۲۶) و (۲۸) تا (۳۰) برقرار باشند و بنابراین در کل ۳۲ نامساوی ماتریسی باید حل شود. هدف از حل این معادلات حداقل نمودن مقدار γ است در حالی که محدودیت جابدهی قطب‌های $S(\alpha, \rho, \theta)$ نیز برقرار باشد. به منظور قرار گرفتن قطب‌ها در محدوده قابل قبول فرکانس عملکرد مدل، مقدار ρ برابر با 0.1 فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته شد. به منظور داشتن حداقل نرخ دمپینگ ξ حدود 0.5 مقدار $\theta = 30^\circ$ انتخاب گردید و در نهایت برای داشتن حداقل مقدار نرخ کاهش، مقدار α برابر 100 انتخاب شد. افزایش این مقدار باعث عدم داشتن پاسخ منطقی در حل معادلات LMI و حل ناپذیری آن می‌گردد. با نصب و استفاده از ابزار YALMIP [۳۷] در نرم‌افزار متلب مقادیر به دست آمده برای فیدبک حالت K عبارت شدند از

$$K = \begin{bmatrix} 4.3 & 1.7 & 9.4 & -257.4 & -1224.1 \\ -3.9 & -6.1 & -2.6 & 843.8 & 402.3 \end{bmatrix} \quad (33)$$

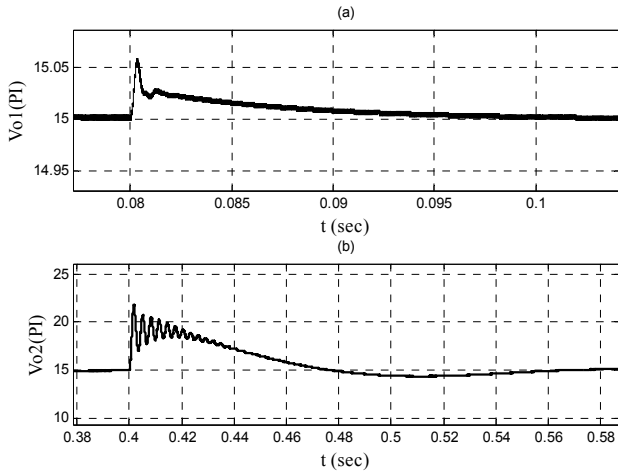
و بهره H_∞ نسبت خروجی به اغتشاش $\gamma = 1.6$ می‌باشد. بنابراین مقادیر سیکل کاری میدل برابر خواهند شد با

$$\begin{bmatrix} d_v(t) \\ d_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4.3 & 1.7 & 9.4 & -257.4 & -1224.1 \\ -3.9 & -6.1 & -2.6 & 843.8 & 402.3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{ov}(t) \\ v_{or}(t) \\ x_r(t) \\ x_v(t) \end{bmatrix} \quad (34)$$

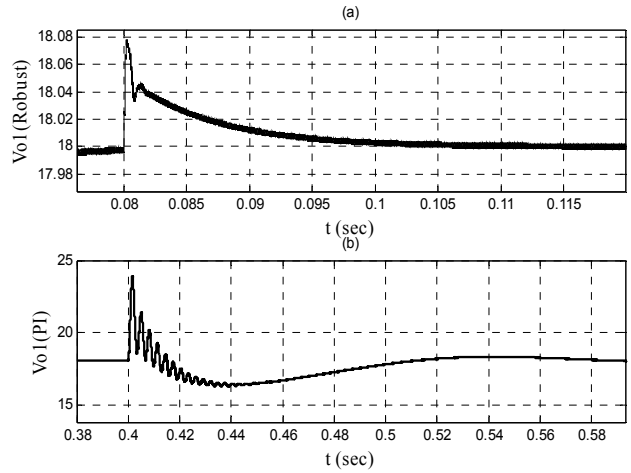
۵- نتایج شبیه‌سازی

در ادامه کار و در ابتدا صحت عملکرد مدل به دست آمده مورد بررسی قرار گرفت. برای این منظور رفتار حلقه باز خروجی V_{ov} به تغییر ناگهانی ولتاژ ورودی و مقاومت خروجی مشاهده گردید که در شکل ۷ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود خروجی مدل منطبق با نتایج شبیه‌سازی سوئیچینگ می‌باشد.

میدل SIDO بوست/ بوست نشان داده شده در شکل ۱ در محیط Matlab/SimPower شبیه‌سازی و از فیدبک حالت طراحی شده برای کنترل آن استفاده شد تا عملکرد مقاوم آن در شرایط تغییر ولتاژ ورودی و

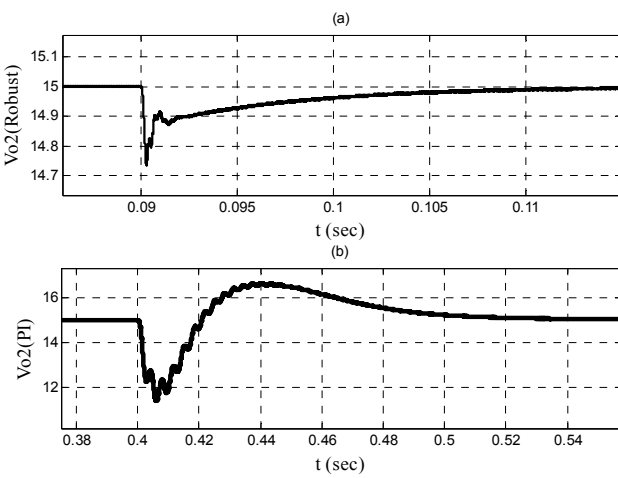


(ب)

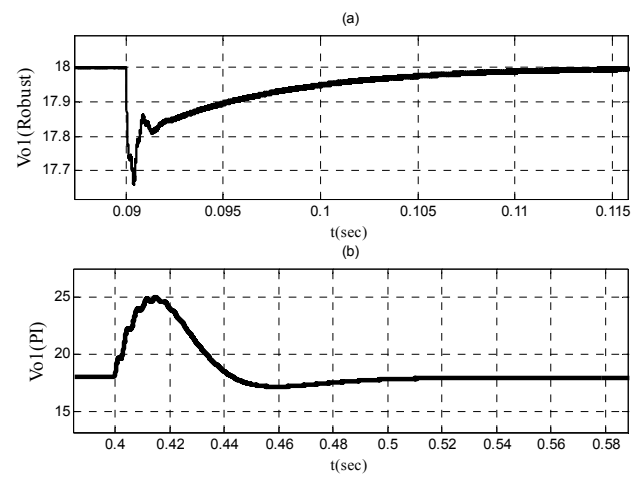


(الف)

شکل ۸: تغییرات ولتاژهای خروجی در برابر اعمال اغتشاش ۲ V ولتاژ ورودی، (a) کنترل کننده مقاوم و (b) کنترل کننده PI، (الف) تغییرات ولتاژ V_{o1} در اثر اغتشاش V_{in} و (ب) تغییرات ولتاژ V_{o2} در اثر اغتشاش V_{in} .

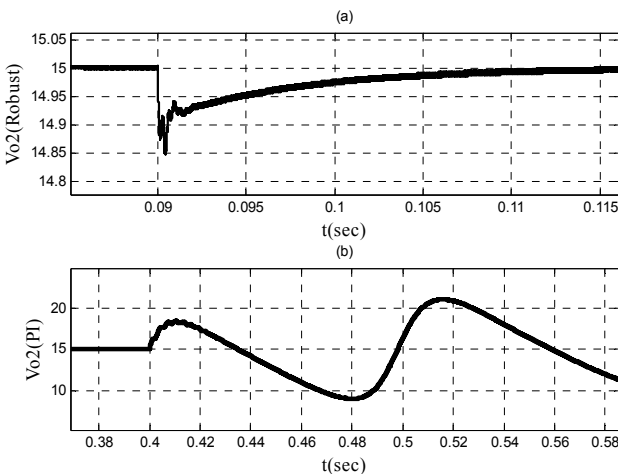


(ب)

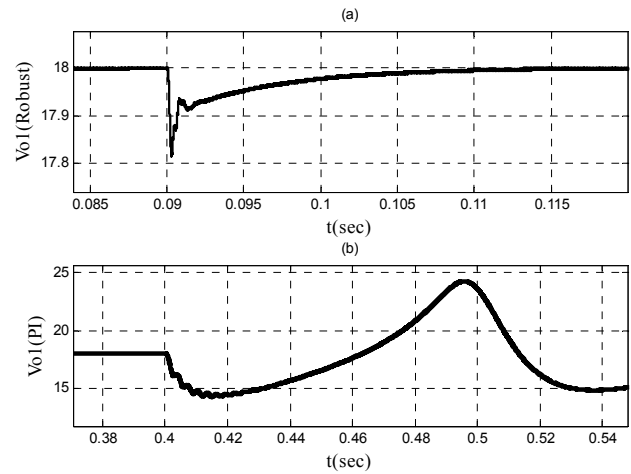


(الف)

شکل ۹: تغییرات ولتاژهای خروجی در برابر تغییرات مقاومت R_1 از 150Ω به 50Ω ، (a) کنترل کننده مقاوم و (b) کنترل کننده PI، (الف) تغییرات ولتاژ V_{o1} در اثر اغتشاش R_1 و (ب) تغییرات ولتاژ V_{o2} در اثر اغتشاش R_1 .



(ب)



(الف)

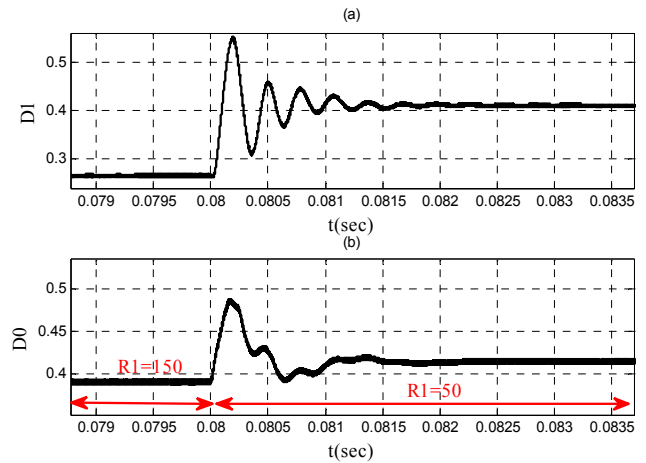
شکل ۱۰: تغییرات ولتاژهای خروجی در برابر تغییرات مقاومت R_1 از 100Ω به 50Ω ، (a) کنترل کننده مقاوم و (b) کنترل کننده PI، (الف) تغییرات ولتاژ V_{o1} در اثر اغتشاش R_1 و (ب) تغییرات ولتاژ V_{o2} در اثر اغتشاش R_1 .

سیکل‌های کاری در محدوده تغییرات کمتر از واحد قرار داشته که بیانگر مقادیر نزدیک به واقع این پارامترها می‌باشد. در شکل ۱۲ نیز تغییرات جریان القاگر در برابر اعمال اغتشاش نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود جریان القاگر نیز در

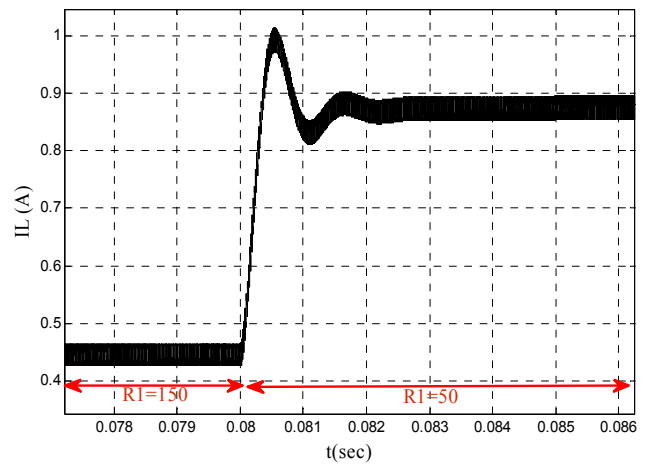
به سمت ناپایداری رفته ولیکن کنترل مقاوم به خوبی توانسته این اغتشاش را حذف نماید. در شکل ۱۱ تغییرات سیکل‌های کاری در برابر اعمال اغتشاش نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود

مراجع

- [1] P. Patra, A. Patra, and N. Misra, "A single-inductor multiple-output switcher with simultaneous buck, boost, and inverted outputs," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1936-1951, Apr. 2012.
- [2] R. Zhou, H. S. H. Chung, and R. Zhang, "An inductive power transfer system for driving multiple OLED light panels," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7131-7147, Oct. 2016.
- [3] H. P. Le, C. S. Chae, K. C. Lee, S. W. Wang, G. H. Cho, and G. H. Cho, "A single-inductor switching DC-DC converter with five outputs and ordered power-distributive control," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2706-2714, Dec. 2007.
- [4] Y. Rozanov, S. E. Ryzkin, E. Chaplygin, and P.I Voronin., *Power Electronics Basics: Operating Principles, Design, Formulas, and Applications*, Boca Raton: CRC Press, 2015.
- [5] H. Ma, X. Wang, Y. Wang, and Z. Sha., *Optimal Design of Switching Power Supply*, John Wiley & Sons, 2015.
- [6] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. J. Padilla, and J. M. Carrasco, "DC-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single DC source," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2513-2521, Jul. 2009.
- [7] D. A. Ruiz-Caballero, R. M. Ramos-Astudillo, S. A. Mussa, et al., "Symmetrical hybrid multilevel DC AC converters with reduced number of insulated DC supplies," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2307-2314, Jul. 2010.
- [8] E. Babaei, M. F. Kangarlu, and M. Sabahi, "Extended multilevel converters: an attempt to reduce the number of independent DC voltage sources in cascaded multilevel converters," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 157-166, Jan. 2014.
- [9] D. Ma, W. H. Ki, C. Y. Tsui, and P. K. T. Mok, "Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 89-100, Jan. 2003.
- [10] K. S. Seol, Y. J. Woo, G. H. Cho, G. H. Cho, and J. W. Lee, "A synchronous multioutput step-up/down DC-DC converter with return current control," *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 56, no. 3, pp. 210-214, Mar. 2009.
- [11] J. Kim, D. S. Kim, and C. Kim, "A single-inductor eight-channel output DC DC converter with time-limited power distribution control and single shared hysteresis comparator," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 12, pp. 3354-3367, Dec. 2013.
- [12] R. J. Wai, C. Y. Lin, and B. H. Chen, "High-efficiency dc-dc converter with two input power sources," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1862-1875, Apr. 2012.
- [13] W. Y. Choi, "High-efficiency DC-DC converter with fast dynamic response for low-voltage photovoltaic sources," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 706-716, Feb. 2013.
- [14] P. H. Lan, T. J. Yang, and P. C. Huang, "A high-efficiency, wide workload range, digital off-time modulation (DOTM) DC-DC converter with asynchronous power saving technique," *IEEE Trans. on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 67-77, Jan. 2013.
- [15] R. Naim, G. Weiss, and S. Ben-Yaakov, "H ∞ control applied to boost power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 677-683, Jul. 1997.
- [16] T. S. Lee, S. J. Chiang, and J. M. Chang, "H ∞ loop-shaping controller designs for the single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 473-481, Jul. 2001.
- [17] E. Vidal-Idiarte, L. Martinez-Salamero, J. Calvente, et al., "An H ∞ control strategy for switching converters in sliding-mode current control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 553-556, Mar. 2006.
- [18] G. F. Wallis and R. Tymerski, "Generalized approach for μ synthesis of robust switching regulators," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 2, pp. 422-431, Apr. 2000.
- [19] C. Olalla, R. Leyva, and A. El Aroudi, "QFT design for current-mode PWM buck converters operating in continuous and discontinuous conduction modes," in *Proc. IECON 32nd Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics, IECON'06*, pp. 1828-1833, Paris, France, 6-10 Nov. 2006.
- [20] V. F. Montagner and L. D. Peres, "H ∞ control with pole location for a DC-DC converter with a switched load," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics, ISIE'03*, pp. 550-555, Rio de Janeiro, Brazil, 9-11 Jun. 2003.
- [21] V. F. Montagner and P. L. D. Peres, "Robust pole location for a DC-DC converter through parameter dependent control," in *Proc. of Int.*



شکل ۱۱: تغییرات سیکل‌های کاری در برابر اعمال اغتشاش در کنترل کننده مقاوم.



شکل ۱۲: تغییرات جریان القاگر در برابر اعمال اغتشاش در کنترل کننده مقاوم.

محدوده مقادیر جدول ۲ قرار دارد.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک میدل SIDO از نوع بوست/ بوست مورد بررسی و شبیه‌سازی قرار گرفت. با استفاده از روش فلوگراف سیگنال یک مدل جامع که رفتار حالت ماندگار و حالت سیگنال کوچک را مدل می‌نماید به دست آمد و با استفاده از مدل به دست آمده یک کنترل کننده مقاوم مبتنی بر روش LMI برای آن طراحی شد.

در طراحی کنترل کننده مقاوم دو مقوله پایداری و پاسخ مناسب در حوزه زمان مورد توجه قرار داده شد و با استفاده از نامساوی LMI فیدبک حالت مناسب برای تأمین خواسته‌های مطرح شده طراحی گردید. با استفاده از ابزار YLAMIP و توسط نرم‌افزار متلب، ضرایب فیدبک حالت محاسبه شد و ساختار سوئیچینگ میدل SIDO به صورت حلقه بسته در محیط SimPower/Matlab شبیه‌سازی و نحوه عملکرد میدل در مقایسه با یک کنترل کننده PI رایج مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج به دست آمده از این طراحی نشان‌دهنده عملکرد مناسب کنترل کننده مقاوم LMI نسبت به کنترل کننده PI می‌باشد. در این طراحی نشان داده شد که کنترل کننده مقاوم به روش LMI می‌تواند گزینه مناسبی برای طراحی کنترل کننده در یک سیستم غیر مینیمم فاز با دامنه تغییرات وسیع در اغتشاشات نامعین باشد. از روش طراحی به کار گرفته شده در این مقاله می‌توان برای سایر میدل‌ها با ساختارهای مختلف استفاده نمود.

- [36] W. M. Haddad and D. S. Bernstein, "Controller design with regional pole constraints," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 37, no. 1, pp. 54-69, Jan. 1992.
- [37] J. Lofberg, "YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Computer Aided Control Systems Design*, pp. 284-289, New Orleans, LA, USA, 2-4 Sept. 2004.

مجید عباسی مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال ۱۳۸۵ در دانشگاه آزاد اسلامی لاهیجان و در سال ۱۳۸۸ در دانشگاه علم و صنعت تهران به پایان رسانید. به مدت چهار سال در زمینه طراحی مدارات آنالوگ و الکترونیک قدرت مشغول به فعالیت بود. ایشان در سال ۱۳۹۲ در دوره دکتری مهندسی برق در دانشگاه صنعتی مالک اشتر پذیرفته شد و اینک نیز دانشجوی مقطع دکتری در دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران است. زمینه علمی مورد علاقه نامبرده شامل طراحی مدارات سوئیچینگ، مدل سازی ساختارهای سوئیچینگ و کنترل آنها می باشد.

محمد رضا علیزاده پهلوانی در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۸۸ نامبرده به عنوان محقق سیستمهای قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر به کار مشغول بود و در سال ۱۳۸۲ به دوره دکتری مهندسی برق در دانشگاه علم و صنعت وارد گردید و در سال ۱۳۸۸ موفق به اخذ درجه دکتری در مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. دکتر علیزاده از سال ۱۳۸۸ در مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه با مرتبه دانشیاری می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه های الکتریکی و کنترل می باشد.

احمد عفیفی فارغ التحصیل رشته مهندسی برق و الکترونیک از دانشگاه کاشان در سال ۱۳۷۷ می باشد. مقطع کارشناسی ارشد و دکتری خود را به ترتیب در سال های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۷ در دانشگاه علم و صنعت تهران به پایان رسانیده است و اینک نیز عضو هیأت علمی دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران با مرتبه دانشیاری می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده شامل مدارات میکروالکترونیک، پردازش سیگنال و الکترونیک قدرت می باشد.

- Symp. on Circuits and Systems, ISCAS'03*, vol. 3, pp. 351-354, May 2003.
- [22] V. F. Montagner, R. Oliveira, V. J. S. Leite, and P. L. D. Peres., "LMI approach for H_∞ linear parameter-varying state feedback control," *IEE Proc. Control Theory and Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 195-201, Mar. 2005.
- [23] B. He and M. Yang, "Robust LPV control of diesel auxiliary power unit for series hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 791-798, May 2006.
- [24] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, P. Garces, and I. Queinnec., "LMI robust control design for boost PWM converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 75-85, Jan. 2010.
- [25] C. A. Torres-Pinzon, R. Giral, and R. Leyva, "LMI-based robust controllers for DC-DC cascade boost converters," *J. of Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 538-547, Jul. 2012.
- [26] Y. S. Lee, "A systematic and unified approach to modeling switches in switch-mode power supplies," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 445-448, Nov. 1985.
- [27] P. Patra, J. Ghosh, and A. Patra, "Control scheme for reduced cross-regulation in single-inductor multiple-output DC-DC converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5095-5104, Nov. 2013.
- [28] M. Veerachary, "General rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no. 1, pp. 259-271, Jan. 2004.
- [29] T. Li, Single Inductor Multiple Output Boost Regulator, Google Patents, 2000.
- [30] F. Golnaraghi and B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, John Wiley & Sons, 2002.
- [31] J. Bernussou, P. L. D. Peres, and J. C. Geromel, "A linear programming oriented procedure for quadratic stabilization of uncertain systems," *Systems & Control Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 65-72, Jul. 1989.
- [32] S. P. Boyd, et al., *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM, 1994.
- [33] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, New York: Wiley, 2007.
- [34] P. Gahinet and P. Apkarian, "A linear matrix inequality approach to H_∞ control," *International J. of Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, no. 4, pp. 421-448, Jul. 1994.
- [35] M. Chilali and P. Gahinet, " H_∞ design with pole placement constraints: an LMI approach," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 41, no. 3, pp. 358-367, Mar. 1996.