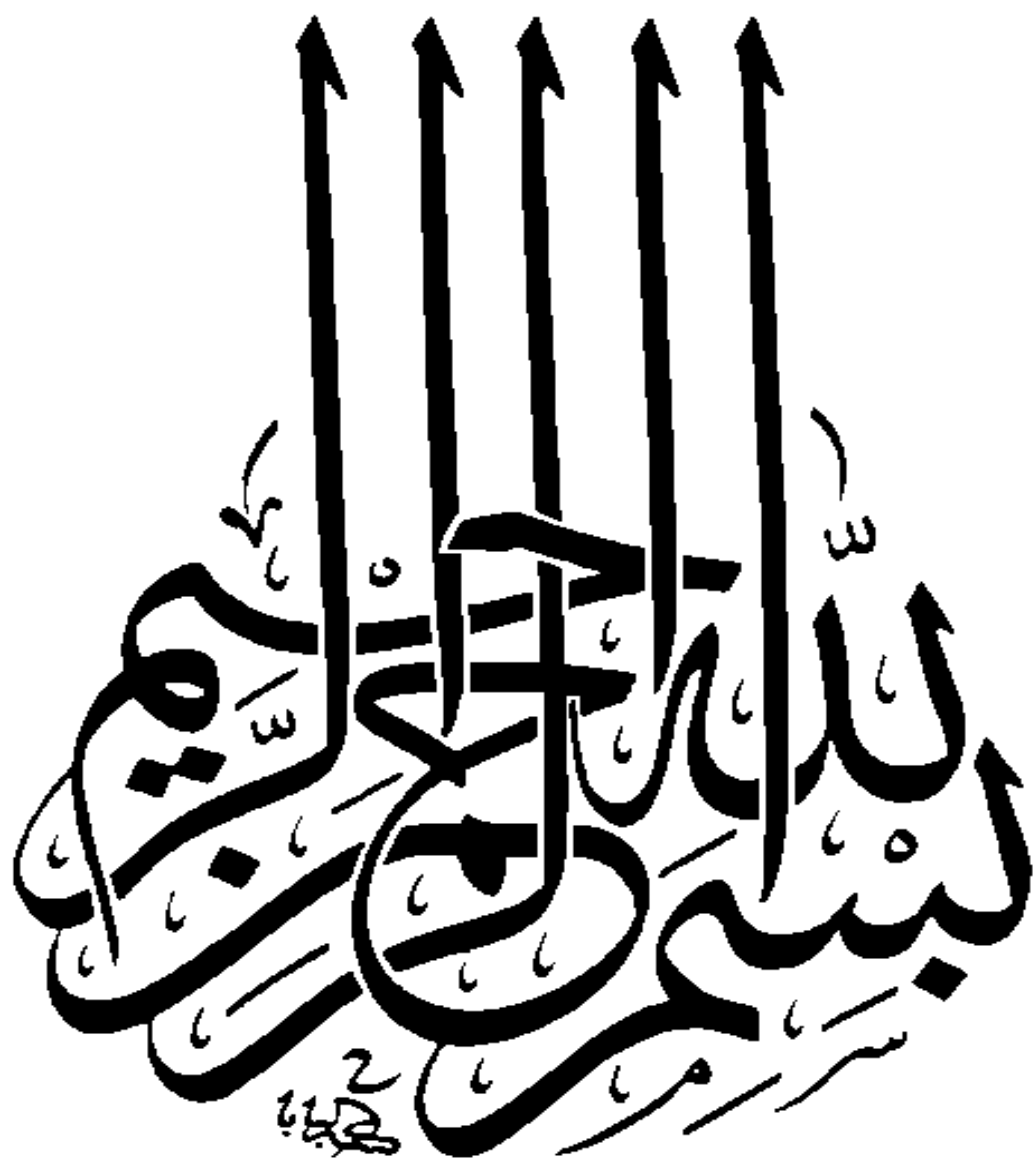






دانشکده برق و رباتیک

گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل SEPIC در کاربردهای

فتوولتائیک

نگارنده:

رضا دهقانی

استاد راهنما:

آقای دکتر حسین قلی زاده نرم

بهمن ماه ۱۳۹۵

تقدیم اثر:

آنان که ناتوان شدند تا ما به توانایی برسیم...

موهایشان سپید شد تا ما روسفید شویم...

و عاشقانه سوختند تا گرمابخش وجود ما و روشنگر راهمان باشند...

تشکر و قدردانی:

شکر شایان نثار ایزد منان که توفیق را رفیق راهم ساخت تا این پایان نامه را به پایان برسانم. از استاد
فاضل و اندیشمند جناب آقای دکتر حسین قلی‌زاده‌نرم به عنوان استاد راهنما که همواره نگارنده را
مورد لطف و محبت خود قرار داده‌اند، کمال تشکر را دارم.

تعهد نامه

اینجانب رضا دهقانی دانشجوی دانشجو دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با موضوع طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک تحت راهنمایی آقای دکتر قلی زاده نرم متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه راه حل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه راه حل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد.

چکیده

در این پایان نامه با استفاده از روش کنترل تطبیقی مقاوم، سیستم مبدل SEPIC کنترل می شود. مبدل SEPIC با توجه به ویژگی هایی که دارد در سیستم های فتوولتائیک به کار می رود. برای مدل سازی این مبدل از روش معادلات حالت متوسط¹ استفاده می شود. سیستم مبدل یک سیستم نامینیم فاز است که دارای صفری در خارج از پهنای باند سیستم است، به همین دلیل اثر صفر سمت راست را می توان نادیده گرفت. با در نظر گرفتن خصوصیات غیرخطی، نویز و اغتشاش، دینامیک های مدل نشده، تغییرات ولتاژ ورودی سیستم، محدودیت هایی برای تعیین کنترل کننده وجود دارد. به طوری که کنترل کننده های خطی کلاسیک کارایی مناسب ندارند. به همین منظور ابتدا برای سیستم مبدل کنترل کننده ی تطبیقی به روش مدل مرجع طراحی شده است و سپس با استفاده از روش خودتنظیم گر غیرمستقیم کنترل کننده های به صورت تطبیقی مقاوم طراحی می شود. در آخر کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم، بر روی سیستم اصلی مبدل اعمال می شود و از نتایج شبیه سازی میزان کارا بودن کنترل کننده نشان داده می شود.

واژه های کلیدی: کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم، مبدل SEPIC، تغییرات پارامتر، آرایه های فتوولتائیک، انرژی خورشیدی

¹ Stat-space Average model

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ بیان کارهای انجام شده	۶
۳-۱ اهداف پایان نامه:	۹
۴-۱ ضرورت انجام کار	۱۰
۵-۱ ساختار پایان نامه:	۱۱
فصل دوم: معرفی مبدل های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک	۱۳
۱-۲ مقدمه	۱۴
۲-۲ مبدل ساده	۱۶
۳-۲ مبدل های افزایشده لایه ای	۱۷
۴-۲ مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا	۱۸
۵-۲ مبدل SEPIC	۲۰
۱-۵-۲ ویژگی های مبدل SEPIC	۲۱
۲-۵-۲ تحلیل عملکرد مبدل	۲۲
الف) حالت سوئیچ روشن	۲۲
ب) حالت سوئیچ خاموش	۲۳
۷-۲ محاسبه ی عناصر مبدل SEPIC	۲۶

۲۹	۸-۲ تحلیل فضای حالت مبدل
۳۵	۹-۲ تحلیل سیستم مبدل SEPIC
۳۹	فصل سوم: طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش مدل مرجع برای مبدل SEPIC
۴۰	۱-۳ مقدمه
۴۰	۲-۳ کنترل تطبیقی به روش مدل مرجع
۴۱	۳-۳ طراحی MRAS با استفاده از روش گرادین MIT
۴۶	۴-۳ طراحی کنترل کننده با مشتق خروجی و فیدبک خروجی
۵۱	۵-۳ طراحی MRAS با استفاده از قاعده لیاپانوف از روش فیدبک خروجی
۵۶	۶-۳ طراحی MRAS با استفاده از قاعده لیاپانوف به روش فیدبک حالت
	فصل چهارم: طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای مبدل
۶۵	SEPIC
۶۶	۱-۴ مقدمه
۶۶	۲-۴ کنترل کننده تطبیقی
۶۷	۳-۴ کنترل کننده تطبیقی مقاوم
۶۸	۴-۴ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای مبدل SEPIC
۶۹	۵-۴ تخمین پارامترها
۶۹	۱-۵-۴ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی
۷۳	۲-۷-۴ طراحی حالت خاص کنترل کننده تطبیقی با حذف صفر
۷۶	۳-۷-۴ طراحی حالت خاص کنترل کننده تطبیقی بدون حذف صفر

۸-۴ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم غیرمستقیم	۸۰
۹-۴ تخمین مقاوم برای روش حداقل مربعات بازگشتی	۸۴
۱۰-۴ دینامیک‌های مدل نشده	۸۹
فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات	۹۷
۱-۵ نتیجه‌گیری	۹۸
۲-۵ پیشنهادات	۱۰۰
منابع و مراجع	۱۰۱

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: مقدار توان ماکزیمم را در حالت‌های مختلف ۴
- شکل ۲-۱: روش‌های مختلف کنترل مبدل ۵
- شکل ۱-۲: مبدل ساده ۱۶
- شکل ۲-۲: مبدل‌های افزایشده لایه‌ای ۱۸
- شکل ۳-۲: مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا ۱۹
- شکل ۴-۲: مبدل SEPIC معمول ۲۰
- شکل ۵-۲: یک مبدل SEPIC ایده‌آل ۲۵
- شکل ۶-۲: نمایش صفر و قطب سیستم مرتبه چهار مبدل SEPIC ۳۵
- شکل ۷-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار مبدل SEPIC ۳۴
- شکل ۸-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار و مرتبه دو مبدل SEPIC ۳۷
- شکل ۹-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار و مرتبه دو مبدل SEPIC با حذف صفر ۳۸
- شکل ۱-۳: نمایش بلوک دیاگرام کنترل‌کننده مدل مرجع ۴۱
- شکل ۲-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش گرادیان با بهره تطابق واحد ۴۵
- شکل ۳-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش گرادیان با بهره تطبیق ۱۵ ۴۶
- شکل ۴-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با فیدبک و مشتق خروجی با بهره‌ی واحد ۴۸
- شکل ۵-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با فیدبک و مشتق خروجی با بهره‌ی تطبیق ۱۰ ۵۰
- شکل ۶-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیپانوفی ۵۴
- شکل ۷-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیپانوفی ۵۶
- شکل ۸-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیپانوفی برای مدل فضای حالت ۵۹
- شکل ۹-۳: بلوک دیاگرام مبدل SEPIC همراه با کنترل‌کننده تطبیقی ۶۲
- شکل ۱۰-۳: نتایج شبیه‌سازی بر روی سیستم اصلی مبدل SEPIC ۶۴
- شکل ۱-۴: نمودار بلوکی کنترل تطبیقی از روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم ۶۸
- شکل ۲-۴: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR با حذف صفر ۷۵

شکل ۳-۴: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR بدون حذف صفر	۷۸
شکل ۴-۴: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR بدون حذف صفر و در نظر گرفتن نویزی با دامنه	۰/۱
شکل ۵-۴: نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم برای سیستم مرتبه دو مبدل، با روش STR بدون حذف صفر	۸۰
با اعمال نویز و اغتشاش در ورودی-خروجی تخمین‌گر و خروجی سیستم،	۸۸

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲: مشخصات الکتریکی آرایه فتوولتائیک (در تابش 1KW/m^2)	۲۷
جدول ۲-۲: پارامترهای محاسبه‌شده با تغییرات در نظر گرفته‌شده	۲۹

فصل اول:

مقدمه

۱-۱ مقدمه

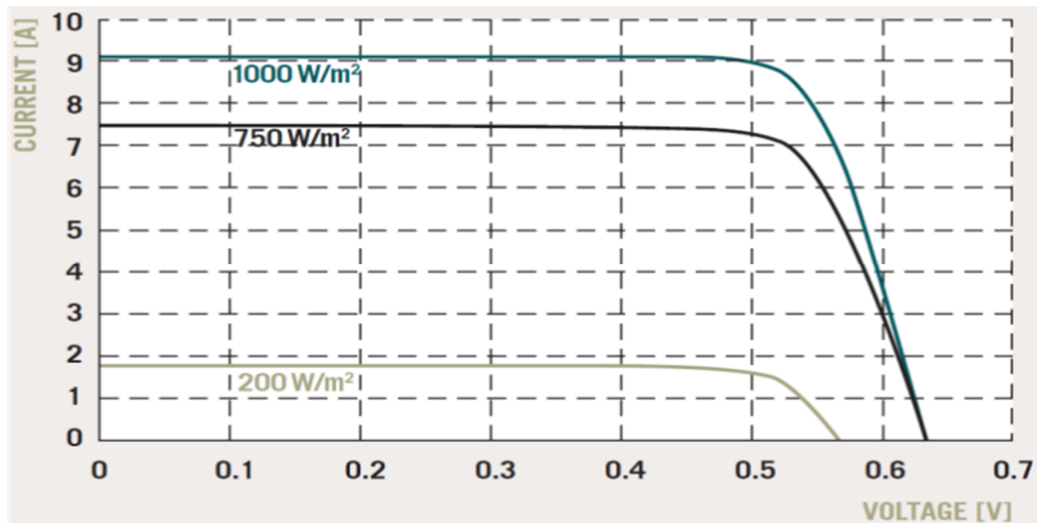
با توجه به صنعتی شدن جوامع، نیاز زیادی به منابع انرژی ایجاد شده است. در رأس تمام این منابع، انرژی الکتریکی یکی از مهم‌ترین و پرکاربردترین از آن‌ها است. برخلاف اینکه انرژی الکتریکی یک منبع انرژی پاک شناخته شده است، اما برای تولید مقدار زیاد این انرژی پاک از راه‌های ناپاک استفاده می‌شود. علاوه بر این که مسائل آلودگی و گرم شدن زمین توسط سوخت‌های فسیلی وجود دارد، تجدید ناپذیر بودن و هزینه‌های زیاد آن‌ها باعث شده است که به انرژی‌های پاک همچون انرژی خورشیدی روی آوریم. با مورد توجه قرار گرفتن انرژی خورشیدی بحث استفاده‌ی بهینه از این انرژی پیش خواهد آمد. برای این منظور تحقیقات بسیاری برای تحلیل و بهینه‌سازی اقتصادی و استفاده آن در ساختمان‌ها شده است، اما هنوز با توجه به ارزان بودن قیمت سوخت در ایران و گران بودن ادوات خورشیدی، باعث کاهش سرعت پیشروی در این زمینه شده است. یکی از روش‌های رایج تبدیل انرژی خورشید به انرژی الکتریکی سلول‌ها یا پنل‌های خورشیدی است که انرژی خورشیدی را به صورت مستقیم به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کنند. در این روش همانند روش‌های سنتی باعث آلودگی محیط‌زیست نمی‌شود. به همین علت سیستم‌های فتوولتائیک را یک از منابع تولید انرژی پاک می‌نامند. با در نظر گرفتن عواملی چون کاهش سوخت‌های فسیلی و آلودگی محیط‌زیست، اهمیت سیستم‌های فتوولتائیک بیشتر شده است. با توجه به این که سطح ولتاژ DC پنل‌های فتوولتائیک نسبت به ولتاژ AC مورد نیاز مصرف‌کننده‌ها، اختلاف دارد. این اختلاف معمولاً توسط روش‌های مانند سری کردن پنل‌های خورشیدی، سری کردن مبدل‌های DC/DC با یکدیگر، استفاده از مبدل‌های DC/DC با بهره‌ی ولتاژ بالا و یا افزایش ولتاژ AC توسط ترانسفورماتورهایی که در خروجی اینورترها قرار می‌گیرند. روش‌های گفته شده هر کدام دارای خصوصیتی می‌باشند، در این پایان‌نامه برای جبران اختلاف سطح ولتاژ تولید به ولتاژ مصرف تمرکز بر روی مبدل‌های DC/DC می‌باشد. به طور کلی سیستم‌های فتوولتائیک دارای منحنی مشخصه‌ی جریان ولتاژ غیر خطی می‌باشند. این منحنی در یک

نقطه ماکزیمم توان را ایجاد می‌کند که این عمل با استفاده از ردیاب ماکزیمم توان صورت می‌گیرد. حال از آنجایی که میزان ولتاژ خروجی پایین و متغیر بوده و با توجه به نیاز شبکه که ولتاژ ثابت می‌خواهیم در اینجا با در نظر گرفتن ویژگی مبدل SEPIC² از آن استفاده می‌کنیم تا بتوانیم توان را به شبکه منتقل کنیم. از آنجایی که مبدل‌ها یکی از عوامل مهم برای افزایش بازده در سیستم‌های فتوولتائیک می‌باشند. در این خصوص با توجه به عملکرد و محدودیت‌های این سیستم نیاز به کنترل‌کننده‌ی مناسب برای افزایش راندمان می‌باشد.

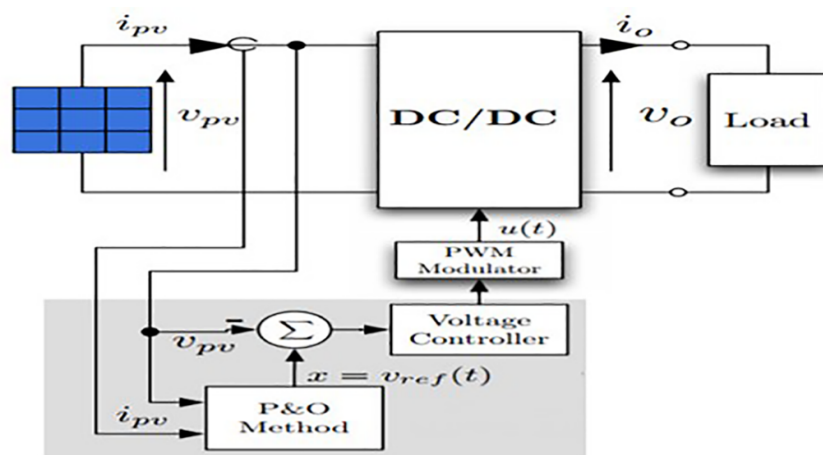
مبدل DC/DC در کاربردهای فتوولتائیک اغلب برای اتصال آرایه‌های خورشیدی به اینورتر استفاده می‌شود. روش‌های متعددی برای کنترل آن‌ها ارائه گردیده است، مسئله‌ی مهم در سیستم‌های فتوولتائیک افزایش راندمان آن‌ها می‌باشد که باعث کاهش قیمت تمام‌شده‌ی آن‌ها شده است و با کاهش قیمت این سیستم‌ها موجب رقابت با دیگر منابع انرژی می‌شود، راندمان این سیستم‌ها به سه عامل اصلی بستگی دارد: عامل اول راندمان پنل‌های خورشیدی است که این مقدار برای آرایه‌های تجاری بین ۸ تا ۱۵ درصد می‌باشد، عامل دوم راندمان مبدل‌ها است و عامل سوم به ردیاب ماکزیمم توان بستگی دارد. عامل اول که درصد کمی از راندمان را شامل می‌شود، افزایش این درصد کار ساده‌ای نبوده و بسته به فناوری ساخت و استفاده از قطعات گران می‌توان آن را تغییر داد، اما افزایش راندمان برای مبدل و ردیاب نقطه ماکزیمم با الگوریتم‌های مناسب، به نسبت کم‌هزینه می‌باشد و منجر به افزایش راندمان سیستم‌های فتوولتائیک می‌شود. آرایه‌های خورشیدی دارای منحنی مشخصه‌ی جریان ولتاژ، غیرخطی است شکل (۱-۱). در این منحنی مشخصه یک نقطه وجود دارد که مقدار توان ماکزیمم را نشان می‌دهد، این نقطه به شرایط محیطی، دما و میزان تابش بستگی دارد. در صورتی که ردیابی نقطه‌ی ماکزیمم انجام نشود، راندمان به شدت کاهش می‌یابد؛ به همین دلیل ردیاب نقطه ماکزیمم به

² single-ended primary-inductance converter

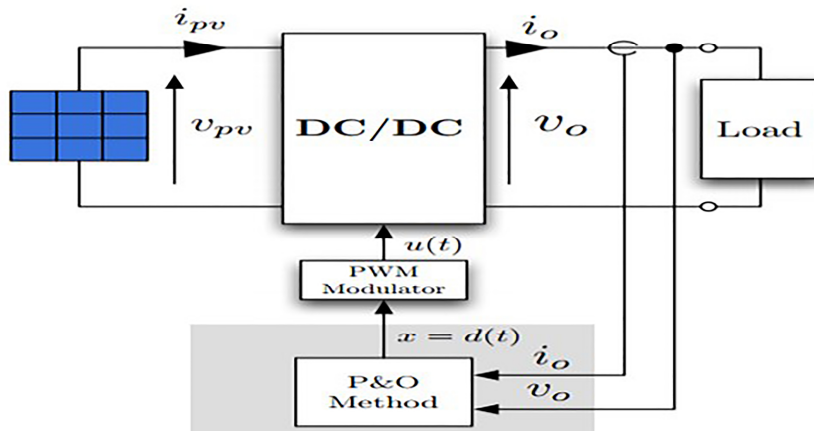
اجزائی ضروری در این سیستم تبدیل شده است (بلوک دیاگرام حالت های مختلف سیستم کنترل آرایه های فتوولتائیک در شکل ۱-۲ نشان می دهد).



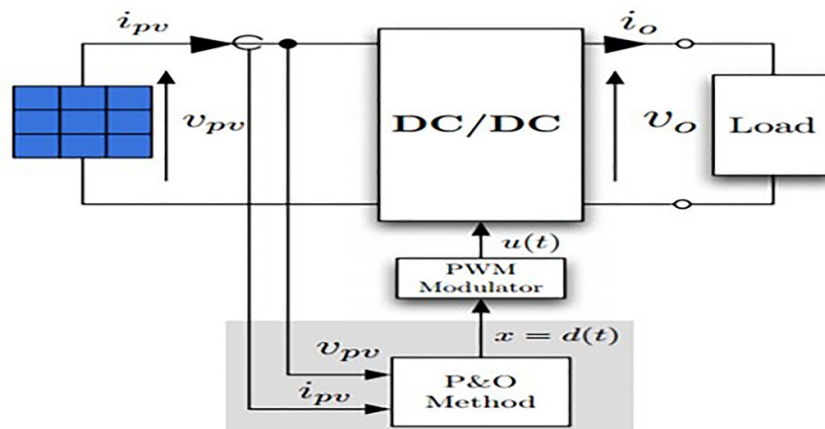
شکل ۱-۱: مقدار توان ماکزیمم را در حالت های مختلف نشان می دهد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱-۲: روش‌های مختلف کنترل مبدل، (الف) کنترل مبدل بر اساس ولتاژ ورودی؛ (ب) کنترل مبدل بر اساس ولتاژ خروجی؛ (ج) کنترل مبدل بر اساس سیکل وظیفه؛

اکثر مصرف‌کننده‌ها از انرژی الکتریکی AC استفاده می‌کنند، اما انرژی الکتریکی حاصل از پنل‌های خورشیدی به‌صورت انرژی الکتریکی DC می‌باشد، برای اینکه بتوانیم نیاز بارها را تأمین کنیم، باید انرژی الکتریکی DC را به انرژی الکتریکی AC تبدیل کنیم که این عمل با استفاده از اینورترها صورت می‌گیرد. از آنجایی که پنل‌های خورشیدی دارای سطح ولتاژ پایین‌تری، نسبت به بارها یا شبکه‌دارند به همین دلیل از مبدل‌های افزایشنده قبل از اینورترها استفاده می‌شود.

مبدل‌های به‌کاررفته در سیستم‌های فتوولتائیک علاوه بر اینکه سطح ولتاژ را تغییر می‌دهند، باهدف حصول حداکثر توان از آرایه‌ها خورشیدی استفاده می‌شوند. این اهداف توسط الگوریتم‌های مدیریت توان و سیستم کنترل که با در نظر گرفتن متغیر سیکل وظیفه^۳ به‌عنوان یک متغیر کنترلی می‌توان برای کنترل مبدل‌ها استفاده کرد.

۲-۱ بیان کارهای انجام‌شده

تاکنون کارهای زیادی در زمینه‌ی کنترل مبدل‌های DC-DC انجام‌شده است. با توجه به مشخصات سیستم که شامل عدم قطعیت‌ها، غیرخطی بودن، تغییرات ولتاژ ورودی، اغتشاشات بار و تغییرات پارامترها می‌باشد، باعث شده که کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک دارای کارایی مناسبی در این زمینه نمی‌باشند و پایداری سیستم را تضمین نمی‌کنند [۱].

در مرجع [۲] از کنترل‌کننده مقاوم برای کنترل ولتاژ مبدل SEPIC در حضور تغییرات پارامتری، استفاده‌شده است. در آخر نتایج شبیه‌سازی از کنترل‌کننده PI با کنترل‌کننده مقاوم نشان می‌دهد که برای هر دو کنترل‌کننده سرعت پاسخ سیستم تقریباً یکسان بوده ولی در کنترل‌کننده PI فرا جهش بسیار زیاد است. علیرغم اینکه کنترل‌کننده مقاوم توانسته نتیجه‌ی مطلوبی را به ما بدهد، باید در نظر گرفت که برای کنترل مقاوم محدوده تغییرات تعریف می‌کنیم که سیستم فقط در آن محدوده عملکرد مقاوم است و هرچه محدوده تغییرات زیاد باشد میزان تلاش کنترلی نیز افزایش می‌ابد.

در مرجع [۳] با استفاده از عملیات خطی سازی سیستم را خطی کرده و برای آن کنترل‌کننده خطی طراحی کرده است که با قرار دادن شرایطی از جمله منیم‌فاز بودن و تعیین نقطه کارهای مختلف سیستم را محدود کرده است. در این روش پایداری تنها برای نقطه‌های تعیین‌شده می‌باشد و خارج از

^۳ Duty cycle

این محدوده هیچ تضمینی برای پایداری سیستم وجود ندارد، لازم به ذکر است که در فرایند خطی سازی خطاهایی تحت عنوان، خطای خطی سازی به سیستم اضافه می شود.

در مرجع [۴] روش جدیدی برای طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم ارائه شده است، این روش کنترلی، امکان طراحی کنترل کننده تطبیقی پایدار با عملکرد مطلوب برای بازه موردنظر از تأخیر زمانی سیستم، ممکن می سازد. به همین منظور ابتدا توسط جبران ساز پیش خور، سیستم تأخیردار تبدیل به یک سیستم غیرفعال می شود، سپس با طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع جدید، کارایی مطلوب برای سیستم حاصل می گردد. در روش ارائه شده اگرچه نسبت به روش کنترل ردیاب مولد فرمان نتیجه ی مطلوبی دارد و با مدنظر قرار دادن زمان سیستم باوجود تأخیر، به مقدار مناسبی دست یافته است، اما این روش برای سیستم های خطی تأخیردار ارائه شده است و مشکلات ذکر شده برای سیستم های خطی شده را دارا می باشد. یکی از معایب این روش وجود شرط مینیمم فاز بودن برای سیستم بوده است. در [۵] روش کنترل تطبیقی مقاوم برای تلسکوپ ردیاب نوری ارائه شده است که باوجود اغتشاشات خارجی نامعلوم و اشباع ورودی و نامعینی های پارامتری توانسته برای ورودهای ثابت و متغیر به ردیابی مناسبی دست یابد. در [۶] طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای سیستم های مکانیکی مرتبه دو انجام شده است. در این روش یک سیگنال مرجع طراحی شده و توسط پایداری لیپانوف برای این سیستم باوجود عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی به یک ردیابی مجانبی دست یافته است که در پایان نتایج حاصله را با یک کنترل کننده تناسبی مشتقی مقایسه کرده و کارا بودن این روش را به نمایش گذاشته است. در [۷] با بهره گیری از روش کنترل تطبیقی مقاوم با قانون به روز کردن پارامترها برای سیستم فضاپیما با ناحیه مرده توانسته هر سه حرکت اصلی فضاپیما را با خطای بسیار کمی کنترل کند.

در [۸] طراحی کنترل کننده های تطبیقی مقاوم برای سیستم های غیرخطی با نامعینی های دینامیکی شرح داده است. هدف برای سیستم های غیرخطی با سه نوع نامعینی می باشد که اولین آن ها

پارامترهای نامعلوم و دوم نامعینی‌های غیرخطی و سوم دینامیک‌های مدل نشده است. ترم‌های میرایی غیرخطی، تابع‌های غیرخطی و سیگنال دینامیکی که شامل اغتشاشات دینامیکی است، خنثی می‌کند. کنترل‌کننده تطبیقی به کار گرفته شده برای سیگنال‌ها و حالت‌ها در زمان یکسان خروجی را به مرجع می‌رساند و خاصیت سرتاسری را تضمین می‌کند.

در این پایان‌نامه ما به بررسی و مطالعه مبدل SEPIC خواهیم پرداخت، به همین منظور در این قسمت به تشریح کارهای انجام شده در این زمینه می‌پردازیم و نتایج مقالات را مورد بررسی قرار می‌دهیم:

در [۹] توسط مبدل SEPIC به کنترل سرعت موتورهای DC پرداخته است. روش ارائه شده برای مبدل از منطق فازی بهره گرفته است، این روش توانسته با وجود تغییرات پارامتری و غیرخطی بودن سیستم، سرعت موتور را در محدوده‌ی وسیع کنترل کند. برای کنترل‌کننده‌های فازی نیاز به دانش فرد خبره داریم.

در [۱۰] با استفاده از میکروکنترلر که بر اساس کنترل ردیاب ماکزیمم توان تنظیم شده است، این روش با استفاده از ماکزیمم جریان ورودی، مبدل را کنترل می‌کند. در نتایج شبیه‌سازی نشان داده که با استفاده از مبدل SEPIC ولتاژ خروجی ثابت و در مقایسه با روش هابرید بدون نوسان است. مزایای این روش راندمان بالا، کاهش اندازه و وزن سیستم کنترل، جریان ورودی و خروجی پیوسته و بدون نوسان راداریم، به علت فرکانس کار بالای سیستم یکی از معایب این روش ایجاد نویز می‌باشد.

در [۱۱] مبدل SEPIC را با کنترل‌کننده‌ی تناسبی انتگرالی که توسط شبکه عصبی تنظیم می‌شود، کنترل می‌کند. در این مقاله ویژگی‌های استفاده از مبدل SEPIC را بیان کرده است. در پایان کارایی‌های روش ذکر شده را با یک کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی مقایسه کرده است که به بیان خود مقاله محدوده‌ی وسیع از ولتاژ خروجی مرجع را در برمی‌گیرد، با شبیه‌سازی نتایج هر دو کنترل‌کننده،

میزان تغییرات آن‌ها را نشان می‌دهد که میزان تغییرات بسیار کم می‌باشد. پیچیدگی محاسبات مشکل عمده‌ی این روش است.

در [۱۲] کنترل مبدل SEPIC برای سیستم تبدیل انرژی بادی با استفاده از مود جریان و با کمک کنترل ردیاب ماکزیمم توان، صورت گرفته است. در این روش تابع تبدیل‌های متفاوتی از ورودی و خروجی‌های مختلف به دست آورده است و با کمک فیدبک، ردیابی ماکزیمم توان را با سرعت بیشتری در شرایط بادهای متلاطم انجام می‌شود. با استفاده از دیاگرام بود برای مود جریان یک کنترل‌کننده تناسبی طراحی کرده است، اما پاسخ پله سیستم دارای زمان نشست زیاد برای این سیستم بوده و میزان بالا زدگی در ولتاژ سیستم تقریباً دو برابر مقدار نامی سیستم است.

در [۱۳] کنترل حلقه بسته با استفاده از روش شکل‌دهی حلقه برای مبدل SEPIC طراحی شده است. هدف کنترل، تنظیم ولتاژ خروجی سیستم است که توسط یک کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی که از روش شکل‌دهی حلقه انجام گرفته است. پاسخ حلقه باز سیستم، نوسانی و دارای خطای حالت ماندگار محدود است. با اعمال کنترل‌کننده و شبیه‌سازی انجام شده، نشان می‌دهد که با تغییرات بار دچار نوسان در ولتاژ خروجی شده اما این نوع کنترل‌کننده توانسته در زمان کوتاهی به مقدار نامی خود برسد.

۳-۱ اهداف پایان‌نامه:

هدف کلی ما در این پایان‌نامه کنترل یک نوع از مبدل‌های DC-DC در کاربرد فتوولتائیک می‌باشد. نیاز اصلی ما از این نوع سیستم‌ها تنظیم و ثابت نگه‌داشتن ولتاژ خروجی است. به همین منظور، ما درصددیم که این نیاز را به‌طور مناسبی برآورده کنیم. در طی تحقیقات انجام شده و بررسی بر روی کارهای انجام شده، می‌توان برای کنترل کردن این نوع سیستم‌ها، دسته‌بندی‌هایی انجام داد. به‌طور مثال استفاده از کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک مناسب نبوده زیرا عملکرد مناسبی در برابر تغییرات

پارامترها، اغتشاشات، غیرخطی بودن سیستم و عدم قطعیت‌ها نداشته است. به‌طور کلی با بررسی مقالات، برخی از روش‌ها برای این نوع سیستم‌ها با این ویژگی دارای پاسخ مناسبی نبوده است. در این پایان‌نامه با بهره‌گیری از روش کنترل تطبیقی مقاوم سعی داریم، سیستم را به نحوه مطلوبی کنترل کنیم. در اینجا هدف‌ها به‌طور خلاصه بیان شده است:

۱. افزایش راندمان
۲. مقایسه مبدل SEPIC با مبدل‌های دیگر و علت استفاده‌ی آن در کاربردهای فتوولتائیک
۳. استخراج مدل فضای حالت سیستم و بررسی پایداری
۴. طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم به‌نحوی که بر اغتشاش و تغییرات پارامتری سیستم غلبه کند
۵. ایجاد پایداری در محدوده‌ی وسیع
۶. ثابت نگه‌داشتن ولتاژ خروجی در برابر تغییرات ولتاژ ورودی

۴-۱ ضرورت انجام کار

با توجه به اهمیت سیستم‌های فتوولتائیک و در نظر گرفتن عملکرد آن‌ها در شرایط مختلف نیاز به مبدل احساس می‌شود. حال برای این که بتوان از انرژی تولیدشده، به نحو مطلوب و حداکثر استفاده را داشته باشیم پرواضح است که باید برای برآورده‌ی این خواسته‌ها از ابزار مناسب استفاده شود. در این پایان‌نامه با در نظر گرفتن ویژگی‌های مبدل SEPIC، این مبدل به‌عنوان ابزاری مناسب شناخته‌شده است و برای ارتقاء سطح کیفیت و کارایی مطلوب این مبدل، کنترل‌کننده‌ی مناسب، طراحی خواهد شد. کنترل‌کننده‌های تطبیقی خصوصیات قابل‌توجهی دارند. این ویژگی‌ها در ادامه به‌طور مفصل بیان خواهد شد.

۵-۱ ساختار پایان نامه:

این پایان نامه در پنج فصل بیان شده است. ترتیب فصل ها به این صورت است که: در فصل اول مقدمه و در فصل دوم به بررسی مبدل های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک، تجزیه و تحلیل مبدل SEPIC و به محاسبه ی مدل ریاضی مبدل پرداخته شده است. در فصل سوم کلیاتی از کنترل تطبیقی بیان شده است و کنترل کننده تطبیقی از روش های مدل مرجع برای سیستم مبدل SEPIC طراحی می شود. در فصل چهارم به تعریف و ضرورت کنترل تطبیقی مقاوم و سپس یک کنترل کننده تطبیقی مقاوم طراحی می شود و کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم را بر روی مدل اصلی مبدل SEPIC اعمال می شود و نتایج حاصل از شبیه سازی مورد بررسی قرار می گیرد. در فصل پنجم نتایج و پیشنهادات ارائه می شود.

فصل دوم:

معرفی مبدهای مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک

مبدل‌ها DC-DC ولتاژ بالا کاربرد زیادی در صنعت دارد، همچنین خط مقدم کاربرد در منابع باتری، UPS و منابع انرژی خورشیدی می‌باشد. به‌طور نظری مبدل‌های بوست معمولی می‌توانند، به بهره ولتاژ بالایی تحت بار زیاد برسند. باین حال بهره ولتاژ مبدل بوست به تلفات هدایتی سلف، خازن فیلتر کننده، کلید اصلی و دیود یکسو کننده بستگی دارد. در سیستم‌های فتوولتائیک به علت محدودیت‌هایی که در افزایش پیل‌ها به‌صورت سری وجود دارد، ولتاژ نهایی ترمینال پیل‌ها نمی‌تواند از یک مقدار مشخص بیشتر شوند. ولتاژ پایانی از پیل‌ها به‌عنوان ولتاژ ورودی برای اینورترهای متصل به شبکه استفاده می‌شوند، مقداری ناکافی است؛ بنابراین نیاز استفاده از مبدل‌های DC-DC افزایشده برای سیستم‌های فتوولتائیک که از منابع انرژی تجدید پذیر می‌باشند، اجتناب‌ناپذیر است. برای به دست آوردن بهره‌ی بالا در مبدل‌های DC-DC، روش‌های متفاوتی وجود دارد که یکی از آن‌ها استفاده از روش‌های ایزوله است؛ اما این روش، علاوه بر مشکلاتی که از قبیل کاهش بازده به دلیل تلفات ترانسفورماتور دارد، پارامترهای درونی مثل سلف، نشتی و همچنین افزایش هزینه را به وجود می‌آورد. روش دیگر برای افزایش بهره، استفاده از مبدل‌های غیر ایزوله افزایشده است. یک مبدل بوست عادی معمولاً برای این منظور استفاده می‌شود؛ اما بهره ولتاژ بالا و بازده بالا را نمی‌توان به‌طور هم‌زمان با استفاده از این مبدل به دست آورد. برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا در کنار بازده بالا، تغییراتی در مبدل بوست اعمال می‌کنند. برای مثال در [۱۴] یک مبدل بوست لایه‌ای^۴ و چند سطحی استفاده‌شده، اما تعداد عناصر به‌کاررفته در این مبدل‌ها زیاد است. همچنین این مبدل‌ها تلفات کلید زنی بالایی دارند که ناشی از مشکل بازیابی معکوس دیود خروجی آن‌ها است. تکنیک‌های دیگری که در مبدل‌های غیر ایزوله افزایشده به کار می‌رود، استفاده از خازن‌های سوئیچ شونده^۵ و سلف‌های تزویجی^۶ می‌باشد.

^۴ interleaved

^۵ Switched Capacitors

^۶ Coupled Inductors

از آنجایی که خازن‌ها را می‌توان به‌عنوان یک منبع ولتاژ در نظر گرفت، با سری کردن N طبقه از خازن‌های سوئیچ شونده به مبدل‌های افزایش‌دهنده با بازه بالادست یافت. هر سلول خازن سوئیچ شونده می‌تواند از خازن، دیود و سوئیچ و یا حتی بدون سوئیچ نیز استفاده شود. از آنجایی که سلف تزویج شده می‌تواند به‌عنوان یک ترانسفورماتور استفاده شود تا با استفاده از آن بهره ولتاژ را در مبدل‌های DC-DC افزایش دهد که در این مورد سیم‌پیچ دوم سلف تزویجی به‌عنوان یک منبع ولتاژ عمل می‌کند که به‌صورت سری با شاخه توان قرار می‌گیرد. بهره ولتاژ می‌تواند به‌وسیله طراحی مناسب نسبت دور سلف تزویجی افزایش یابد. انرژی ناشی جذب می‌شود و حلقه ولتاژ خاموشی روی سوئیچ ماسفت توسط دیودهای کلمپ و خازن کلمپ استفاده‌شده، در ساختار آن‌ها متوقف می‌شود. این روش‌ها معایبی از قبیل استرس بالای جریان سوئیچ‌ها، پیچیدگی مدار، داشتن یک بهره ولتاژ ثابت و هزینه بالا را دارند. روش‌های مختلف دیگری نیز برای افزایش ولتاژ مبدل‌ها در [۱۵] شرح داده‌شده است. مبدل‌های سوئیچینگ پایه دیگری که در کاربردهای افزایش‌دهنده می‌توانند استفاده شوند، مبدل‌های SEPIC^۷، کاهنده-افزاینده^۸، کاک^۹ و زتا^{۱۰} هستند؛ که به‌طور وسیعی در مبدل‌های افزایش‌دهنده به کار می‌روند. در میان این مبدل‌ها، مبدل SEPIC نسبتاً ویژگی‌های بهتری دارد زیرا برخلاف مبدل‌های کاهنده-افزاینده و کاک، پلاریته معکوسی از ولتاژ در تابع تبدیلیش وجود ندارد (پلاریته ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی در مبدل‌های کاهنده-افزاینده و کاک برخلاف یکدیگرند). همچنین برخلاف مبدل زتا دارای جریان ورودی پیوسته با ریزل کم است. همچنین مبدل SEPIC نسبت به مبدل افزایش‌دهنده قابلیت‌های بیشتری در تولید ولتاژ با سطوح مختلف (بالتر و کمتر از ولتاژ ورودی) دارد که کاربرد آن را وسیع‌تر می‌کند. از این رو به نظر می‌رسد مبدل SEPIC می‌تواند یک انتخاب مناسب به‌منظور کاربرد در سیستم‌های فتوولتائیک باشد. یکی از مشکلاتی که در همه مبدل‌های سوئیچینگ پایه وجود دارد،

⁷ Single-ended primary-inductor converter

⁸ Boost-Buck

⁹ Cuk

¹⁰ Zeta

عملکرد آن‌ها در شرایط سوئیچینگ سخت می‌باشد. در مبدل‌های با سوئیچینگ سخت به علت قطع و وصل ناگهانی سوئیچ، جریان و ولتاژ پالسی ایجاد می‌شود که این مسئله باعث افزایش استرس سوئیچ‌ها، تلفات سوئیچینگ و نویزهای ^{۱۱}EMI و ^{۱۲}RFI می‌شود. تلفات سوئیچینگ ارتباط مستقیم با فرکانس دارد و از این رو این مسئله در مبدل‌های سوئیچینگ فرکانس بالا شدیدتر است. یک راه حل این مشکل، استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم مثل تکنیک‌های ^{۱۳}ZVS و ^{۱۴}ZCS در این مبدل‌ها است [۱۶]. در بعضی از کاربردهای الکترونیک قدرت، حجم ترانسفورمر مبدل‌ها مشکل بزرگی است. زیرا با افزایش حجم سلف، نشتی ترانسفورمر افزایش یافته است که ولتاژ بزرگی روی قطعات ایجاد می‌کند. در نتیجه تلفات کلید زنی افزایش می‌یابد. این مرحله ضمن افزایش EMI، راندمان مبدل را کاهش می‌دهد؛ بنابراین وزن، حجم و تلفات ترانسفورمر فاکتورهای محدودکننده برای استفاده از مبدل‌های ایزوله می‌باشند. در این بخش مبدل‌های غیر ایزوله به‌طور مختصر بررسی شده و مبدل SEPIC با جزئیات بیشتری بیان می‌شود.

۲-۲ مبدل ساده

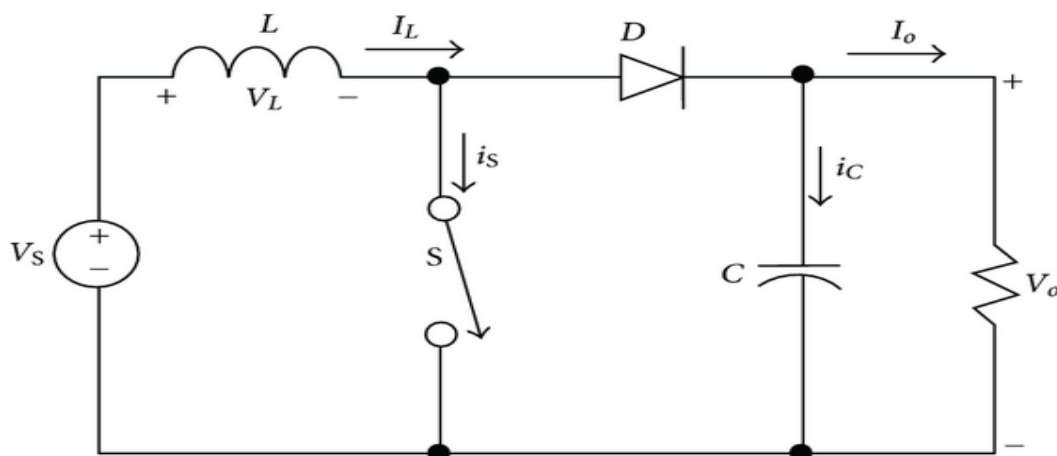
مبدل‌های ساده به علت تلفات ناشی از سلف، خازن فیلتری، سوئیچ و دیود نمی‌توانند بهره‌ی ولتاژ بالایی ایجاد کنند. از طرفی با افزایش بیش‌ازاندازه دوره وظیفه باعث می‌شود که پدیده‌ی بازیابی معکوس به‌طور جدی نمایان شود و نرخ توان نامی دیود خروجی نیز افزایش دهد. همچنین این افزایش بیش‌ازاندازه، فرکانس سوئیچینگ و اندازه سیستم را محدود می‌کند؛ بنابراین تحت این شرایط، بازده بسیار کم می‌شود و مشکل تداخل الکترومغناطیسی نیز شدید می‌باشد. شکل زیر یک مبدل افزایشنده ساده را نمایش می‌دهد [۱۷].

^{۱۱} Electromagnetic interference

^{۱۲} radio-frequency interference

^{۱۳} Zero voltage switching

^{۱۴} Zero current switching

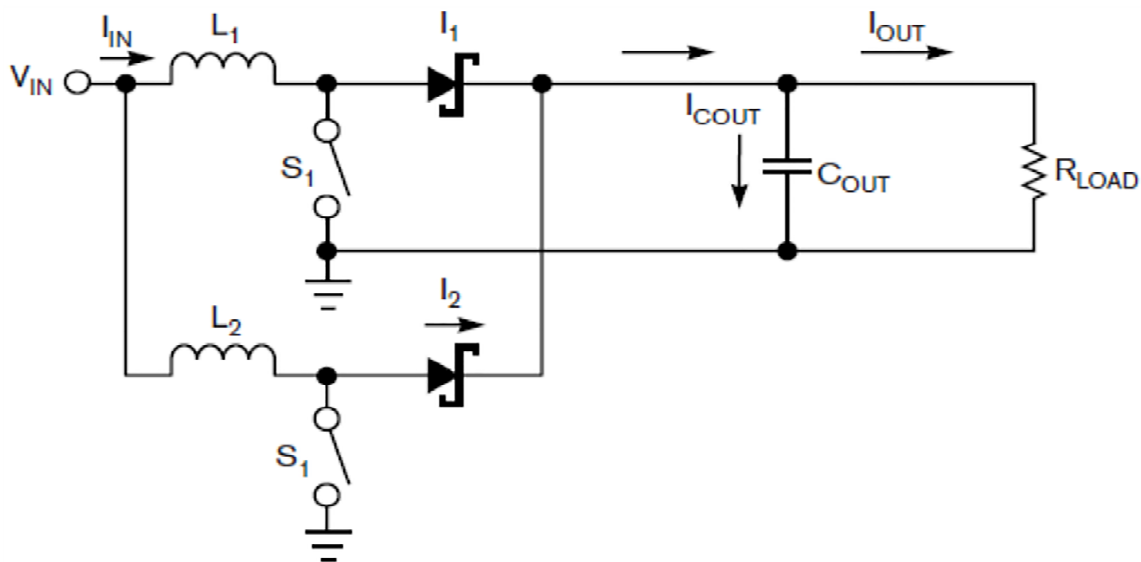


شکل ۲-۱: مبدل ساده [۱۷]

۲-۳ مبدل‌های افزایشده لایه‌ای^{۱۵}

روش‌های توان موازی یکی از راه حل‌ها برای افزایش توان است. هرچند که این روش نمی‌تواند ریبیل جریان ورودی و خروجی را کاهش دهد و به علت اختلاف پارامترهای توان مشکل است. ساختار لایه‌ای راه حل مناسبی برای افزایش توان می‌باشد که می‌توان ریبیل جریان را کاهش دهد، اندازه مؤلفه غیرفعال را کم کند، واکنش گذرا را بهبود بخشد و گرما را بین لایه‌های توزیع کند [۱۸]. در شکل (۲-۲) یک مبدل افزایشده لایه‌ای دو فاز را نشان می‌دهد، به‌هرحال المان‌های توان هنوز در شرایط سوئیچینگ سخت عمل می‌کنند و از آنجایی که در کاربردهای ولتاژ بالا مسئله بازیابی و معکوس دیود خروجی جدی است، راندمان مبدل محدود می‌باشد.

¹⁵ Interleaved



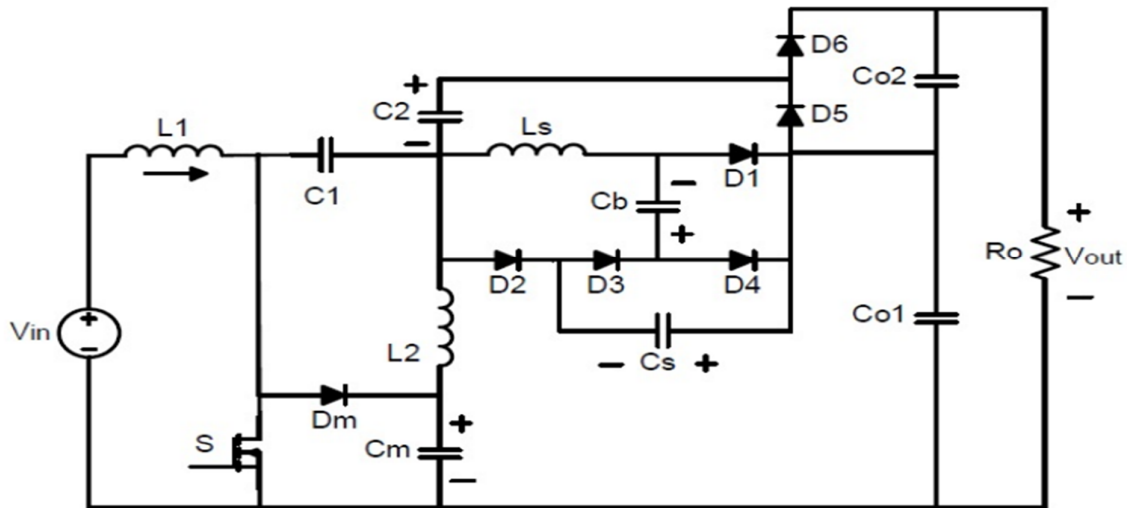
شکل ۲-۲: مبدل‌های افزاینده لایه‌ای [۱۸]

۲-۴ مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا

یک مبدل SEPIC غیر ایزوله پایه در شکل (۳-۲) آمده و معادلات بهره و ولتاژ و حداکثر ولتاژ سوئیچ برای این مبدل به صورت زیر است:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad V_{sw} = \frac{V_{in}}{1-D}$$

مبدل ارائه شده در اینجا بر مبنای مبدل SEPIC پایه طراحی شده است که از یک مدار کمکی برای دستیابی به سوئیچینگ نرم و همچنین از مدارهای کمکی دیگری برای رسیدن به بهره و ولتاژ بالا استفاده کرده است. ساختار این مبدل پیشنهادی که از سه مدار مختلف اضافه شده به مبدل SEPIC پایه تشکیل شده در شکل (۳-۲) نشان داده شده است. با استفاده از شکل موج‌های به دست آمده از این مبدل در قسمت‌های بعدی، پیداست که شرایط مطلوب به خوبی حاصل شده است [۱۷].

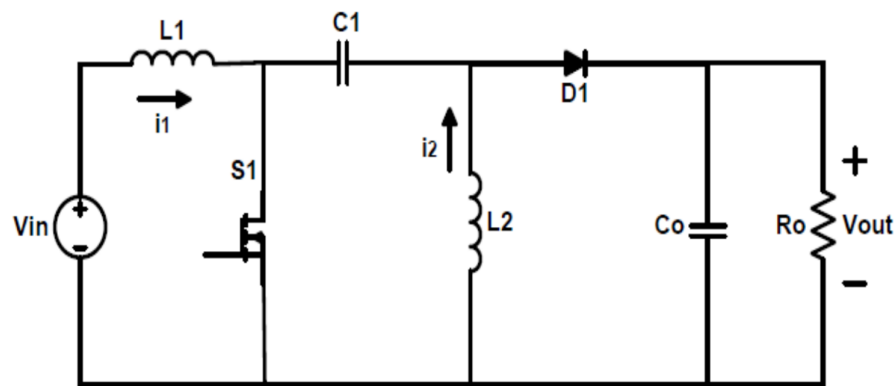


شکل ۳-۲: مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا [۱۷]

قاعده کلی عملکرد مبدل در شکل (۳-۲) ساختار مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در طی فرایند روشن شدن کلید، بارهای تزریق شده در ناحیه n دیود D_1 باعث عبور جریان لحظه‌ای بازیابی معکوس از آن می‌شوند. در این مدار افزایش نرخ جریان بازیابی معکوس توسط سلف L_s محدود می‌شود. در طی فرایند خاموش شدن کلید، ولتاژ درین - سورس سوئیچ به‌طور لحظه‌ای افزایش می‌یابد. dv/dt سریع، تلفات خاموشی را افزایش می‌دهد و مهم‌تر از آن نویز EMI شدیدی را تولید می‌کند. نرخ افزایشی ولتاژ درین - سورس سوئیچ برای به دست آوردن ZVS و کاهش نویز EMI، توسط C_s محدود می‌شود. در این مدار انرژی منتقل شده به خازن C_b را می‌توان به‌صورت مجموع انرژی جذب شده در سلف L_s و خازن C_s نشان داد. بازیابی انرژی از طریق تخلیه خازن C_b به خروجی انجام می‌شود.

۵-۲ مبدل SEPIC

مبدل SEPIC از مبدل کاک^{۱۶} گرفته شده است که این مبدل نتیجه‌ای از مبدل افزایشنده-کاهنده^{۱۷} می‌باشد. شکل (۴-۲) یک مبدل SEPIC را نشان می‌دهد. سوئیچ قدرت در سمت ولتاژ پایین مبدل قرار دارد پس تلفات سوئیچینگ پایین است و سلف در سمت ورودی جریان قرار دارد به همین دلیل ریپل جریان ورودی را محدود می‌کند، همچنین مبدل SEPIC دارای دو سلف است که می‌توانند روی یک هسته پیچیده شوند و با یک نسبت تبدیل مناسب، ریپل جریان ورودی را در تئوری به سمت صفر می‌رود. در این مبدل برای افزایش بهره‌ی ولتاژ کافی است نسبت سیکل وظیفه را بالا ببریم ولی عملاً نمی‌توان از ضریب سیکل وظیفه بیشتر از ۰/۸۵ استفاده کرد که بهره مبدل را محدود می‌نماید، ولتاژ شکست MOSFET و دیود خروجی مبدل SEPIC بالاتر از مبدل افزایشنده می‌باشد، جریان عبوری از MOSFET در مبدل SEPIC برای توان یکسان، بالاتر از مبدل افزایشنده است [۱۹].



شکل ۴-۲: مبدل SEPIC معمول [۱۹].

^{۱۶} Cuk converter

^{۱۷} Buck boost converter

۲-۵-۱ ویژگی‌های مبدل SEPIC

مبدل SEPIC از مبدل کاک گرفته شده است که این مبدل نتیجه‌ای از مبدل باک-بوست می‌باشد. نام این مبدل از مبدل القاگر اولیه تک‌پایانه^{۱۸} مشتق می‌شود. از بین مبدل‌های DC-DC مبدل‌های افزایشنده-کاهنده، کاک و SEPIC قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ ورودی را دارا می‌باشند. یکی از ویژگی‌های مطلوب این مبدل جریان پیوسته با ریبیل خروجی کم است که به مبدل اجازه ارتباط موازی خروجی می‌دهد. مبدل‌های افزایشنده و کاهنده به دلیل عدم انعطاف‌پذیری خروجی مناسب نیستند. به‌عنوان مثال برای شارژ باتری در سیستم‌های فتوولتائیک با کارکرد MPPT هیچ‌کدام از مبدل‌های افزایشنده و کاهنده قادر نمی‌باشند، باتری را به‌طور پیوسته شارژ کنند زیرا منحنی توان، ولتاژ با سطح نامعقولی تغییر می‌کنند. در ضمن عوامل زیادی در انتخاب مبدل‌های DC-DC تأثیرگذار است، همانند جریان ورودی-خروجی، هزینه، انعطاف‌پذیری و تأثیر آرایش سیستم فتوولتائیک برخلاف مبدل‌های افزایشنده-کاهنده، مبدل SEPIC یک خروجی پلاریته‌ی مستقیم دارد. در این مبدل با استفاده از خازنی که به‌صورت سری بین ورودی و خروجی قرار گرفته است، امکان ایزوله کردن ورودی و خروجی را فراهم می‌کند. در مبدل‌های کاهنده و افزایشنده-کاهنده یک جریان ناپیوسته در ورودی سیستم وجود دارد که باعث تلفات توان خواهد شد که دلیل این امر سوئیچ کردن مبدل است. یکی از ویژگی‌های مبدل SEPIC و کاک این است که هر دو می‌توانند ولتاژ خروجی بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از ولتاژ ورودی داشته باشند. علاوه بر این، جریان ورودی پیوسته و عملکرد بهتری در مقایسه با مبدل‌های فلای‌بک و افزایشنده-کاهنده دارند [۲۰]، در رابطه با برتری این مبدل‌ها به‌طور کلی نمی‌توان نظر داد زیرا قانونی در این مورد وجود ندارد. بین ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل SEPIC پلاریته معکوس وجود ندارد که

¹⁸ single-ended primary-inductance converter

این قابلیت مبدل، آن را برای بسیاری از کاربردها مناسب می‌سازد. در قسمت بعد با نحو عملکرد این مبدل بهتر آشنا می‌شوید.

۲-۵-۲ تحلیل عملکرد مبدل

برای توضیح و درک بهتر، عملکرد مبدل SEPIC، دیاگرام مداری و مدار معادل آن را در دو حالت سوئیچ روشن و سوئیچ خاموش رسم شده است که در شکل (۲-۵) نشان می‌دهد.

الف) حالت سوئیچ روشن

در شکل (۲-۵ ج) زمانی را که سوئیچ روشن و دیود خاموش است، را نشان می‌دهد. خازن جریان بار را تأمین می‌کند، سلف L_1 توسط ولتاژ ورودی شارژ می‌شود و انرژی سلف L_2 توسط خازن C_1 تأمین شده است و در نتیجه L_2 شارژ می‌شود. در این حالت معادله حاکم بر سیستم به صورت زیر به دست می‌آید:

- در اینجا ولتاژ L_1 با ولتاژ ورودی برابر است.

$$V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (۱-۲)$$

- ولتاژ L_2 با ولتاژ خازن C_1 برابر است.

$$V_{C1} = -L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} (\approx V_{in}) \quad (۲-۲)$$

- جریان C_1 با جریان L_2 برابر

است.

$$I_{L2} = -C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (۳-۲)$$

- جریان C_2 با جریان خروجی برابر

است.

$$\frac{V_{out}}{R} = \frac{V_{C2}}{R} = -C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (۴-۲)$$

ب) حالت سوئیچ خاموش

شکل (۵-۲) زمانی را که سوئیچ خاموش و دیود روشن است، نشان می‌دهد. در اینجا خازن C_1 توسط سلف L_1 شارژ می‌شود و جریان خروجی را تأمین می‌کند، سلف L_2 به بار متصل شده است که خازن C_2 را شارژ و جریان بار هم تأمین می‌کند. به‌طور کلی هر دو سلف، وظیفه‌ی تأمین جریان خازن C_2 و بار، بر عهده‌دارند. سلف‌ها باید در این مدت خازن خروجی را شارژ کنند، در این حالت معادله حاکم بر سیستم مطابق زیر به دست می‌آید:

- در اینجا ولتاژ سلف L_1 با استفاده از قانون ولتاژ حلقه به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C1} - V_{C2} \quad (۵-۲)$$

- از آنجایی که ولتاژ سلف L_2 با ولتاژ خازن C_2 برابر است داریم:

$$L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = -V_{C2} \quad (۶-۲)$$

- جریان عبوری از خازن C_1 با جریان عبوری از سلف L_1 برابر است در نتیجه:

$$I_{L1} = I_{C1} \quad (۷-۲)$$

- جریان عبوری از خازن C_2 با جریان‌های عبوری از هر دو سلف برابر است.

$$C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_{L1} + I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \quad (۸-۲)$$

با توجه به شکل (۵-۲) از آنجایی که مقدار میانگین ولتاژ دو سر سلف یک برای عملکرد متناوب صفر است، بهره‌ی انتقال ولتاژ به‌صورت زیر محاسبه می‌شود [۲۱].

$$(V_{L1(sw\ closed)})DT_s + (V_{L1(sw\ open)})(1-D)T_s = 0$$

$$V_{in}DT_s - V_{out}(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{D}{1-D} \quad (۹-۲)$$

با توجه به معادله فوق می‌توان مقدار نامی سیکل وظیفه را به‌صورت زیر محاسبه کنید:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}} \quad (۱۰-۲)$$

در معادله فوق D سیکل وظیفه است و در بازه $0 \leq D \leq 1$ قرار دارد.

با فرض این که مبدل ایده آل باشد، رابطه توان ورودی و خروجی را می توان به صورت زیر نوشت:

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out} \quad (۱۱-۲)$$

با استفاده از معادله فوق می توان جریان میانگین سلف که همان جریان منبع است، به صورت زیر محاسبه کنید:

$$I_{L1} = I_{in} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in}} \quad (۱۲-۲)$$

تغییرات جریان سلف L_1 زمانی که سوئیچ روشن است از معادله زیر به دست می آید:

$$V_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT} \quad (۱۳-۲)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} D}{L_1 F_{sw}} \quad (۱۴-۲)$$

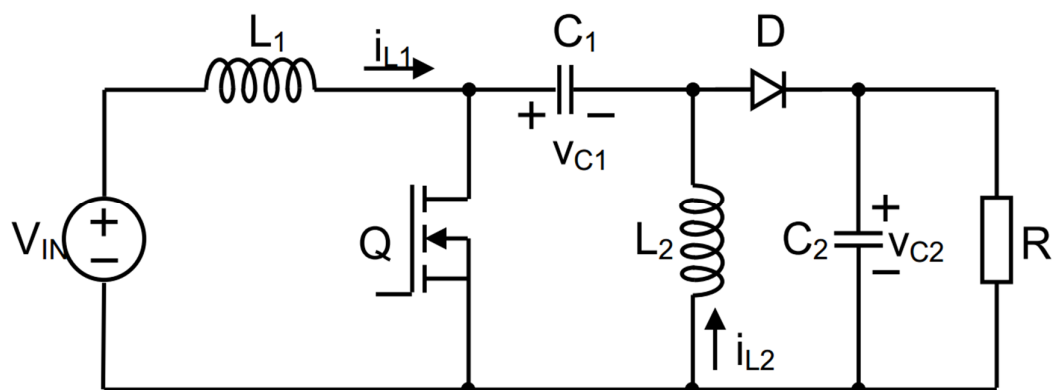
$$F_{sw} = \frac{1}{T}$$

در معادله فوق F_{sw} فرکانس سوئیچینگ است. جریان میانگین سلف L_2 را با استفاده از قانون کیرشهف مطابق زیر به دست می آید:

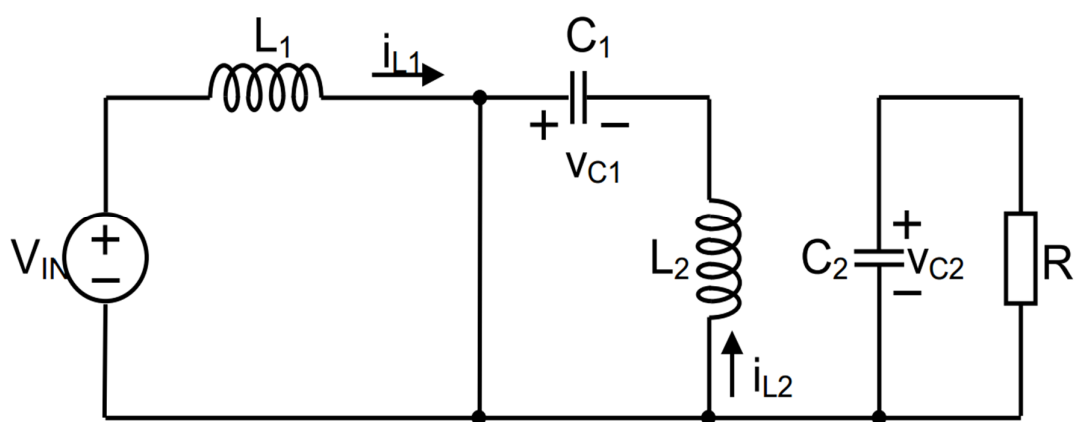
$$I_{L2} = I_{C2} + I_{out} - I_{C1} \quad (۱۵-۲)$$

جریان میانگین در هر کدام از خازن ها صفر است در نتیجه جریان میانگین سلف L_2 برابر است با:

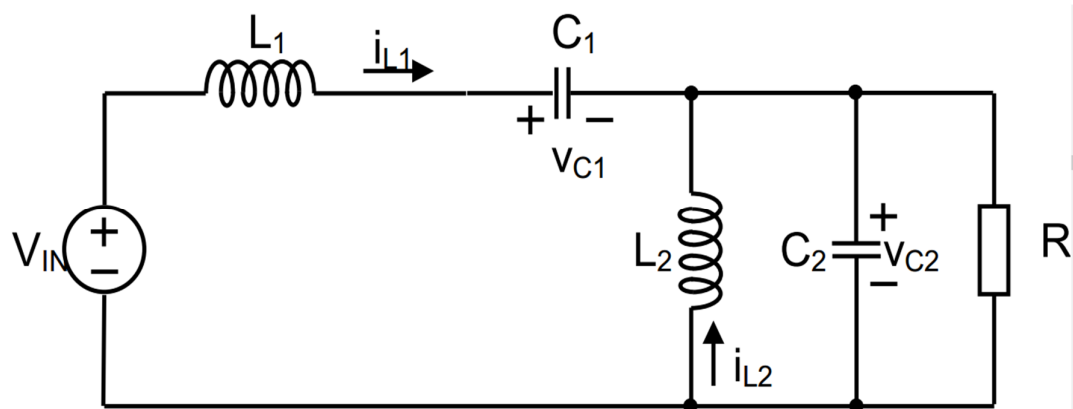
$$I_{L2} = I_{out} \quad (۱۶-۲)$$



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۵-۲: یک مبدل SEPIC ایده آل: (الف) دیود و ماسفت به صورت واقعی نشان می‌دهد. (ب) زمانی که ماسفت

روشن است و دیود خاموش است. (ج) زمانی که ماسفت خاموش و دیود روشن است.

تغییرات در سلف L_2 زمانی که سوئیچ روشن است به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V_{L2} = -V_{C1} = -L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = -L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} = -L_1 \frac{\Delta I_{L2}}{DT} \quad (۱۷-۲)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{in} D}{L_2 F_{sw}} \quad (۱۸-۲)$$

در سمت خروجی، مدار شامل دیود، خازن C_2 و مقاومت بار می شود. در نتیجه تغییرات ولتاژ خروجی

به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{C2} = \frac{V_{out} D}{RC_2 F_{sw}} \quad (۱۹-۲)$$

با استفاده از معادله فوق، ظرفیت خازن C_2 محاسبه می شود:

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \right) F_{sw}} \quad (۲۰-۲)$$

برای محاسبه تغییرات در خازن C_1 زمانی که سوئیچ روشن است، به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_{out} \Delta t}{C_1} = \frac{I_{out} DT}{C_1} = \frac{V_{out} D}{RC_1 F_{sw}} \quad (۲۱-۲)$$

با استفاده از معادله فوق، ظرفیت خازن C_1 محاسبه می شود:

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_{out}} \right) F_{sw}} \quad (۲۲-۲)$$

۷-۲ محاسبه ی عناصر مبدل SEPIC

آرایه فتوولتائیک که در این پایان نامه برای محاسبه ی مقادیر مبدل SEPIC استفاده شده است، پنل

خورشیدی TBP1275 نام دارد [۲۲] که مشخصات مورد نیاز در جدول (۱-۲) آورده شده است.

جدول ۱-۲: مشخصات الکتریکی آرایه فتوولتائیک (در تابش 1KW/m^2) [۲۲]

مشخصات الکتریکی	مقادیر
ماکزیمم توان P_{max}	74W وات
ولتاژ در ماکزیمم توان V_{mp}	17V ولت
جریان در ماکزیمم توان I_{mp}	4.4A آمپر
جریان اتصال کوتاه I_{sc}	4.75A آمپر
ولتاژ مدار باز V_{os}	21.6V ولت

با توجه به این که پارامترهای مبدل تحت تأثیر عوامل مختلف تغییر می کنند، برای محاسبه ی دقیق عناصر مبدل، باید تغییرات را در نظر گرفت. با در نظر گرفتن مشخصات جدول (۱-۲) و روابط به دست آمده پارامترهای مبدل مطابق زیر محاسبه می شوند:

- با توجه به در نظر گرفتن ولتاژهای ورودی و خروجی از مرجع [۲۲] حالت های مختلف سیکل وظیفه به صورت زیر به دست می آید:

$$D = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}} + V_{\text{out}}} = \frac{14}{15 + 14} = 0.49 \quad (23-2)$$

$$D_{\text{max}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{min})} + V_{\text{out}}} = \frac{14}{12 + 14} = 0.54 \quad (24-2)$$

$$D_{\text{min}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{max})} + V_{\text{out}}} = \frac{14}{18 + 14} = 0.44 \quad (25-2)$$

- برای محاسبه مقدار سلف‌ها، ابتدا باید تغییرات جریان عبوری از سلف، به دست آوریم:

$$\Delta I_L = I_{in} \times 40\% = I_{out} \times \frac{V_{out}}{V_{in(min)}} \times 40\% = 5 \times \frac{14}{12} \times 0.4 = 2.33 A \quad (26-2)$$

در معادله فوق میزان ریپل جریان ۴۰ درصد در نظر گرفته شده است [۲۳].

- مقدار سلف‌ها از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{in(min)}}{\Delta I_L \times F_{sw}} \times D_{max} = \frac{12}{2.33 \times 50 \times 10^3} \times 0.54 = 55 \times 10^{-6}$$

(۲۷-۲)

- ماکزیمم جریان عبوری از سلف‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I_{L1(peak)} = I_{out} \frac{V_{out} + V_D}{V_{in(min)}} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5 \times \frac{14 + 0.5}{12} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 7.25 A$$

(۲۸-۲)

$$I_{L2(peak)} = I_{out} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5 \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 6 A \quad (29-2)$$

- ظرفیت خازن، از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$C_1 = \frac{I_{out} \times D_{max}}{\Delta V_{C1} \times F_{sw}} = \frac{5 \times 0.54}{1.8 \times 50 \times 10^3} = 30 \times 10^{-6} \quad (30-2)$$

$$C_2 = \frac{I_{out} \times D_{max}}{\Delta V_{C2} \times F_{sw}} = \frac{5 \times 0.54}{0.28 \times 50 \times 10^3} = 192 \times 10^{-6} \quad (31-2)$$

در روابط فوق، تغییرات ولتاژ خروجی، ۲ درصد از مقدار کل ولتاژ خروجی و تغییرات ولتاژ خازن C_1 ، ۱/۸ ولت فرض شده است.

با استفاده از روابط حاکم بر مبدل SEPIC مقادیر تمام عناصر مبدل محاسبه شده است. در جدول (۲-۲) عناصر محاسبه شده را نشان می دهد. این مقادیر با در نظر گرفتن توان و ولتاژ تولید شده توسط پنل های خورشیدی به دست می آید که با استفاده از مشخصات پنل خورشیدی در جدول (۱-۲) بیان می شود.

جدول ۲-۲: پارامترهای محاسبه شده با تغییرات در نظر گرفته شده

پارامترها	مقادیر
V_{in}	۱۲۷ تا ۱۸ ولت مستقیم
V_{out}	۱۴۷ ولت
P_{out}	۷۴W وات
I_{out}	۵A آمپر
R	$2/8\Omega$ اهم
L_1	۵۵ μ H میکرو هانری
L_2	۵۵ μ H میکرو هانری
C_1	۳۰ μ F میکرو فاراد
C_2	۱۹۲ μ F میکرو فاراد
F_{sw}	۵۰ KHz کیلوهرتز

۸-۲ تحلیل فضای حالت مبدل

در سیستم‌هایی الکترونیک قدرت، برای مدل‌سازی مبدل‌های سوئیچینگ از روش معادلات حالت متوسط^{۱۹} استفاده می‌شود که در آن روابط حاکم بر سیستم را زمانی که سوئیچ خاموش و روشن است نوشته می‌شود و سپس معادلات به دست آمده به عنوان معادلات حالت سیستم در نظر گرفته می‌شود [۲۴].

برای به دست آوردن تابع تبدیل سیستم مبدل SEPIC، با در نظر گرفتن ولتاژ خروجی به عنوان خروجی سیستم و سیگنال ورودی (سیکل وظیفه) به عنوان ورودی سیستم به ترتیب زیر عمل می‌کنیم:

- با در نظر گرفتن شکل (۵-۲) ب، هنگامی که $0 < t < DT$ می‌باشد، روابط حاکم بر سیستم با

استفاده از معادلات (۳۲-۲) نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{in}}{L_1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - v_{C1} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + i_{L2} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{v_{C2}}{R} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{RC_2} \end{aligned}$$

(۳۲-۲)

- با در نظر گرفتن شکل (۵-۲) ج هنگامی که $DT < t < T$ می‌باشد، روابط حاکم بر سیستم

به صورت زیر نوشته می‌شود:

¹⁹ Stat-space Average Model

$$\begin{aligned}
V_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + v_{C1} + v_{C2} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{C2}}{L_1} \\
L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{C2} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{L_2} \\
C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} - i_{L2} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} \\
C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} - i_{L1} - i_{L2} + \frac{v_{C2}}{R} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{C2}}{RC_2}
\end{aligned}
\tag{۳۳-۲}$$

- با استفاده از روابط (۳۲-۲) A_1 و B_1 به صورت زیر در معادلات فضای حالت سیستم به کار

گرفته می شوند:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}]
\tag{۳۴-۲}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- با استفاده از روابط (۳۳-۲) A_2 و B_2 به صورت زیر در معادلات فضای حالت سیستم به کار

گرفته می شوند:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_C \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (۳۵-۲)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- برای به دست آوردن A و B معادله (۳۴-۲) و (۳۵-۳) را به صورت زیر ترکیب می کنیم:

$$A = DA_1 + (1-D)A_2, B = DB_1 + (1-D)B_2 \quad (۳۶-۲)$$

معادلات فضای حالت مبدل SEPIC، به صورت زیر نوشته می شوند:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}]$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix}$$

(۳۷-۲)

• در معادله‌ی فضای حالت (۳۷-۲) ورودی سیستم مبدل SEPIC ولتاژ ورودی است، اما در

عمل ولتاژ ورودی مبدل همان ولتاژ ترمینال پنل‌ها است که این ولتاژ را نمی‌توان ورودی

کنترلی در نظر گرفت. به همین دلیل سیستم غیر خطی مبدل را با استفاده از روش ژاکوبین

برحسب سیکل وظیفه خطی می‌کنیم. فرم فضای حالت سیستم بعد از خطی سازی به صورت

زیر می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in} + v_{out}}{L_1} \\ -\frac{v_{in} + v_{out}}{L_2} \\ \frac{i_{L2} - i_{L1}}{C_1} \\ \frac{i_{L2} - i_{L1}}{C_2} \end{bmatrix} \tilde{d}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} \quad (38-2)$$

• با جایگذاری نقطه کار و پارامترهای مبدل در رابطه فوق داریم:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -9272.7 & -9272.7 \\ 0 & 0 & -8909 & 9272.7 \\ 17000 & 16333 & 0 & 0 \\ 2656.3 & -2656.3 & 0 & -1860 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 472737 \\ -472737 \\ -29333 \\ -4583.3 \end{bmatrix} \tilde{d}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} \quad (39-2)$$

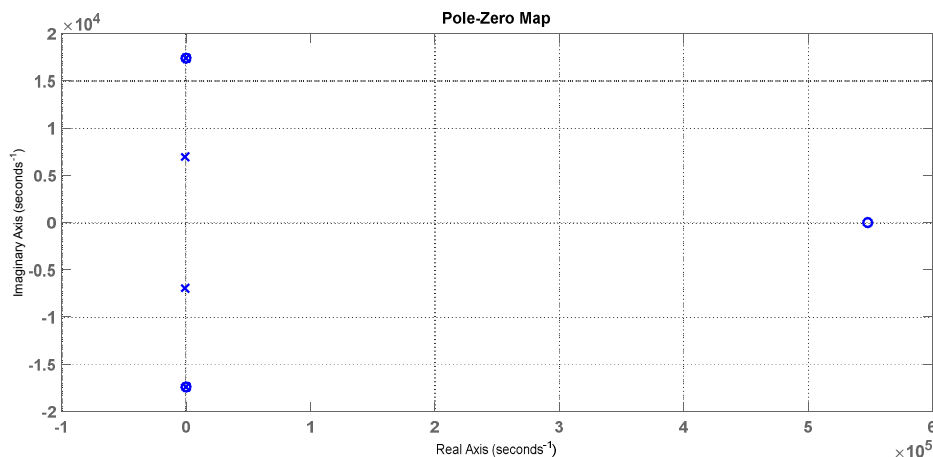
در بالا مدل فضای حالت مبدل SEPIC را نشان می‌دهد که خروجی سیستم برحسب ولتاژ خازن v_{C2} و ورودی سیستم برحسب سیکل وظیفه می‌باشد. با استفاده از معادله (3-43)، تابع تبدیل سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$G(s) = \frac{-4583 s^3 + 2.511e09 s^2 - 1.361e12 s + 7.61e17}{s^4 + 1860 s^3 + 3.524e08 s^2 + 5.639e11 s + 1.493e16} \quad (40-2)$$

با استفاده از رابطه (3-35)، می‌توان صفر و قطب‌های سیستم مبدل را محاسبه کرد، این سیستم دارای قطب‌هایی در $-0.8 \pm i17411$ ، $-929 \pm i6955$ و صفرهایی در 547944 و $5 \pm i17407$ است. اما با توجه به توجه به این که سیستم صفری در سمت راست محور موهومی دارد، نامینیم‌فاز است؛ اما با توجه به قطب‌های سیستم که در سمت چپ محور موهومی قرار دارند، سیستم پایدار است.

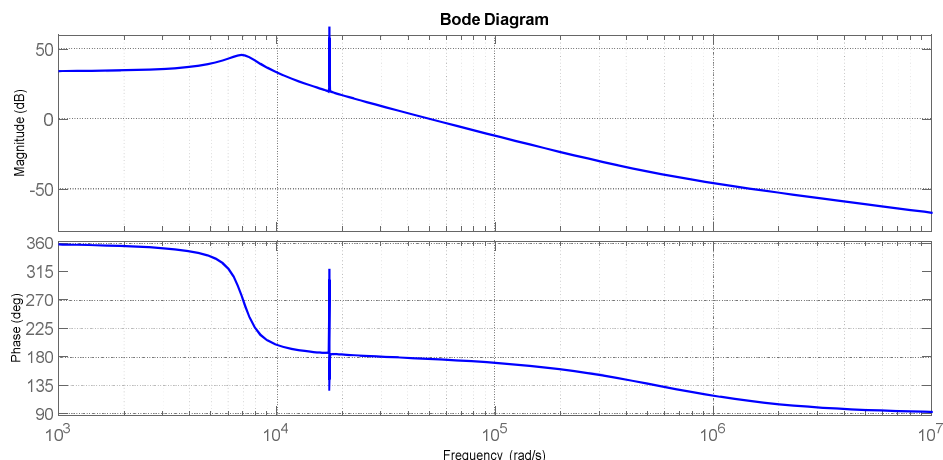
۹-۲ تحلیل سیستم مبدل SEPIC

با توجه به صفر- قطب سیستم مبدل SEPIC که در شکل (۶-۲) نشان داده است.



شکل ۶-۲ نمایش صفر و قطب سیستم مرتبه چهار مبدل SEPIC

همان‌طور که در شکل (۶-۲) مشاهده می‌شود. این سیستم دارای یک جفت قطب مزدوج بسیار نزدیک به محور موهومی است و در نزدیکی این قطب‌ها یک جفت صفر مزدوج قرار دارد. این عامل باعث شده است که صفرها و قطب‌ها اثر یکدیگر را تا حد زیادی خنثی کنند. این سیستم دارای یک جفت قطب دیگر است که در فاصله‌ای دور از محور موهومی قرار دارد و عملکرد اصلی سیستم با توجه به این قطب‌ها مشخص می‌شود. در سیستم فوق یک صفر در سمت راست محور واقع شده است که سیستم را نامینیم‌فاز می‌کند. حال برای بررسی کامل سیستم در حوزه‌ی فرکانس، دیاگرام بود مطابق شکل (۷-۲) رسم شده است:



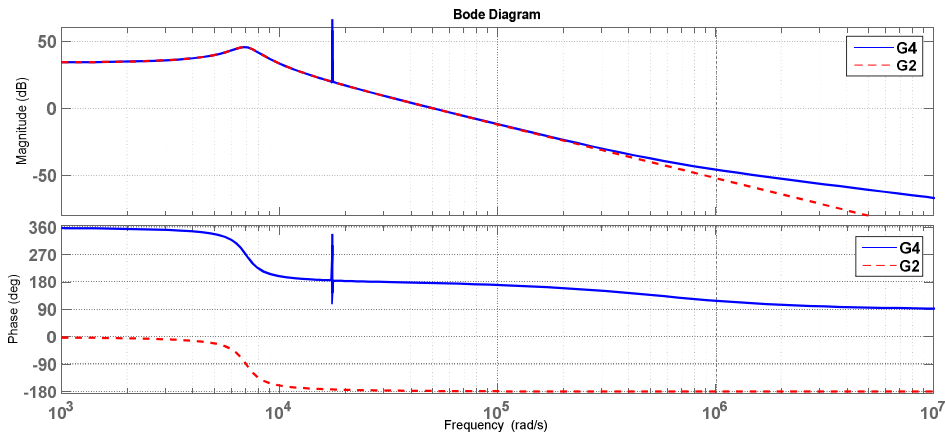
شکل ۷-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار مبدل SEPIC

با توجه به دیاگرام بود، پهنای باند سیستم برابر با $10762/7556$ هرتز است. می‌توان نتیجه گرفت که عملکرد سیستم در این ناحیه قرار دارد. در نمودار اندازه و فاز یک جهش با طول فرکانس کوچک، رخ داده است. این جهش ناشی از جفت صفر و قطب مزدوج نزدیک به هم می‌باشد. حال با در نظر گرفتن اینکه تأثیر صفر و قطب مزدوج در پاسخ فرکانسی سیستم ناچیز بوده است، می‌توان آن‌ها را باهم حذف کرد. این سیستم صفری در سمت راست دارد که این صفر نامینیم‌فاز به دلیل اینکه در محدوده‌ی پهنای باند سیستم قرار ندارد تأثیری بر عملکرد سیستم نخواهد داشت، به همین علت می‌توان صفر سمت راست را حذف کرد. با توجه به مطالب ذکر شده تابع تبدیل ساده‌شده‌ی مبدل SEPIC را به صورت زیر به دست می‌آید:

$$G(s) \approx \frac{2.5112 \times 10^9}{(s^2 + 1860s + 4.924 \times 10^7)} \quad (41-2)$$

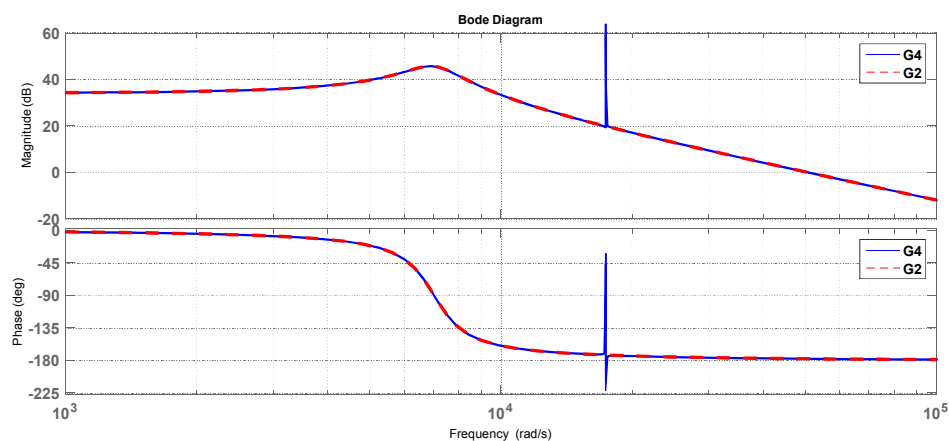
رابطه‌ی (۳۶-۲) تابع تبدیل سیستم مبدل SEPIC را با حفظ بهره از مرتبه‌ی چهار به مرتبه‌ی دو تقریب می‌زند. در اینجا برای اینکه مقدار خطای تقریب زده شده مشخص شود، باید پاسخ فرکانسی

سیستم مرتبه چهار را با پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دو مقایسه کرد. دیاگرام بود هر دو سیستم را به صورت هم‌زمان در شکل (۸-۲) نشان داده شده است:



شکل ۸-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار و مرتبه دو مبدل SEPIC

با توجه به نمودار فوق میزان خطای تقریب زده شده را می‌توان مشاهده کرد. نمودار اندازه در بازه‌ی پهنای باند سیستم تقریب نسبتاً خوبی صورت گرفته است و نمودار فاز در بازه‌ی پهنای باند شکل یکسانی دارد با این تفاوت که سیستم مرتبه چهار دارای سه صفر است و سیستم تقریب زده شده صفری ندارد به همین دلیل شروع نمودار سیستم یکی از ۳۶۰ و دیگری در صفر است. از آنجایی که صفر سمت راست بافاصله‌ی بسیار زیادی در سمت راست محور موهومی واقع شده است و با توجه به دیاگرام بود فوق که این صفر در محدوده‌ی عملکردی سیستم قرار نگرفته است، می‌توان آن را حذف کرد.



شکل ۲-۹: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار و مرتبه دو مبدل SEPIC با حذف صفر

در دیاگرام بود فوق همان طور که نشان داده شده است، هر دو نمودار فاز و اندازه برای سیستم مبدل و تقریب آن مقدار زیادی هم پوشانی دارد. تنها در یک قسمت این هم پوشانی صورت نگرفته است که علت آن حذف صفر و قطب بافاصله کم بوده است، با توجه به این نمودار می توان نتیجه گرفت که تقریب در نظر گرفته شده قابل قبول می باشد.

فصل سوم:

طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش مدل مرجع برای مبدل SEPIC

۱-۳ مقدمه

کنترل تطبیقی یک روش کنترلی مناسب برای دستگاه‌هایی است که خطا در عملگرها، سنسورها و دیگر اجزای سیستم دارند. با توجه به این خطاها، پارامترهای تنظیم‌کننده به‌عنوان جبران‌ساز و به حداقل رساندن خطای سیستم تخمین زده‌شده و اعمال می‌شود.

۲-۳ کنترل تطبیقی به روش مدل مرجع

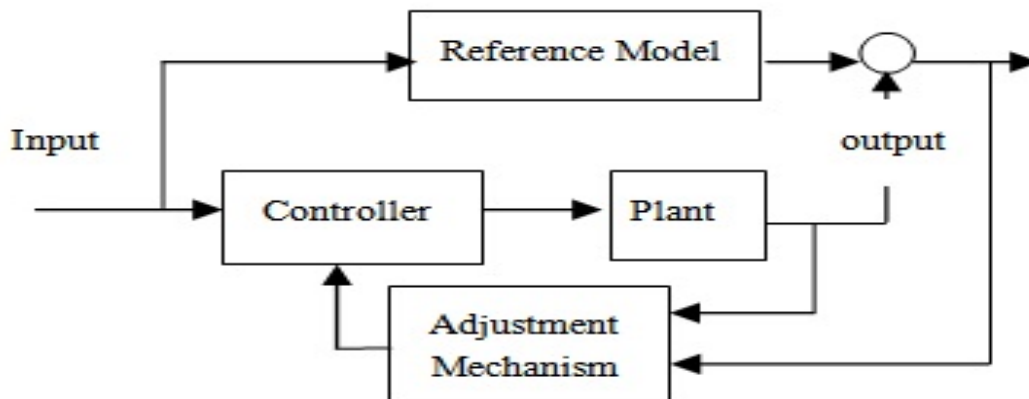
سیستم‌های مدل مرجع یکی از کنترل‌کننده‌های مهم به حساب می‌آید که در آن عملکرد مطلوب برحسب مدل مرجعی که سیگنال فرمان به آن پاسخ مطلوب می‌دهد بیان می‌شود. این کار روش مناسبی برای یک مسئله سرو می‌باشد. نمودار بلوکی این سیستم در شکل (۱-۳) نشان داده شده است. این سیستم مطابق شکل دارای یک حلقه‌ی داخلی است که عمل تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده را بر عهده دارد و یک حلقه‌ی پس‌خور معمولی و یک حلقه‌ی بیرونی که از مدل مرجع تشکیل شده است که پارامترها توسط خطای ایجادشده بین خروجی مدل مرجع و خروجی سیستم حلقه بسته ایجادشده، تغییر می‌دهد. در روش مدل مرجع، تطبیق پارامترها از دو روش قابل اجرا هستند: استفاده از روش گرادیان یا اعمال نظریه‌ی پایداری می‌باشد. روند طراحی این نوع کنترل‌کننده‌ها در سه مرحله خلاصه می‌شوند:

۱- تعیین ساختار کنترل (فیدبک حالت یا فیدبک خروجی)

۲- تعیین دینامیک خطا

۳- تعیین معادله لیاپانوف و استفاده از آن برای یافتن قانون تطبیق

در ادامه روش‌های مختلف را بر روی سیستم اعمال می‌کنیم.



شکل ۳-۱ نمایش بلوک دیاگرام کنترل کننده مدل مرجع

۳-۳ طراحی MRAS^{۲۰} با استفاده از روش گرادیان MIT^{۲۱}

روش اصلی مدل مرجع با استفاده از قاعده‌ی MIT بوده است. برای اعمال این قاعده یک سیستم حلقه بسته را در نظر می‌گیریم که در آن کنترل کننده دارای پارامتر قابل تنظیم است. پاسخ این سیستم به کمک خروجی مدل انتخاب شده به عنوان مرجع مشخص می‌شود. برای تنظیم پارامتر خطای حاصل از خروجی حلقه بسته و خروجی مدل مرجع را به دست آورده و با استفاده از تابع هدف زیر کمینه می‌گردد:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (۱-۳)$$

برای حداقل کردن تابع هدف فوق، باید پارامترها را در جهت گرادیان منفی تابع هدف تغییر دهید. برای انجام این کار از رابطه‌ی زیر استفاده می‌شود:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (۲-۳)$$

²⁰ Model Reference Adaptive System

²¹ Massachusetts Institute of Technology

در رابطه‌ی فوق مشتق جزئی از خطا، حساسیت سیستم نامیده می‌شود که بیانگر نحو تأثیرپذیری خطا از پارامترهای قابل تنظیم است. در صورتی که پارامترهای سیستم آهسته تغییر کند، در این حالت از خطا می‌توان مشتق گرفت. با استفاده از این رابطه متغیرهای زیادی قابل تنظیم هستند که در این حالت پارامترها، به صورت برداری در نظر گرفته می‌شود.

برای اعمال کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع به روش گرادیان، سیستم مبدل SEPIC با تابع تبدیل اصلاح شده‌ی زیر را در نظر می‌گیریم:

$$G_1 = \frac{2.511 \times 10^9}{s^2 + 1860 s + 4.924 \times 10^7} \quad (3-3)$$

برای تطبیق بهره‌ی پیش‌خور سیگنال کنترلی را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$u(t) = \theta u_c(t) \quad (4-3)$$

در صورتی که پارامتر θ را به صورت زیر تعریف کنیم، خروجی سیستم همانند خروجی مدل مرجع عمل می‌کند:

$$\theta = \frac{k}{k_0} \quad (5-3)$$

در حالتی که k مشخص است با جایگذاری پارامتر θ در سیگنال کنترلی بهره‌ی سیستم تطبیق داده می‌شود؛ اما برای زمانی که بهره سیستم تغییر می‌کند، با استفاده از قانون MIT که در زیر آمده می‌توان پارامتر θ را به گونه به دست آورد که با تغییر، یا نامشخص بودن بهره‌ی سیستم پارامترها تنظیم شوند:

$$e = y - y_m = kG(p)\theta u_c - k_0 G(p)u_c \quad (6-3)$$

مشتق حساسیت و قانون تطبیق از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\frac{\partial e}{\partial \theta} &= kG(p)u_c = \frac{k}{k_0} y_m \\ \frac{d\theta}{dt} &= -\gamma' \frac{k}{k_0} y_m e = -\gamma y_m e \\ \gamma &= \gamma' \frac{k}{k_0}\end{aligned}\quad (۷-۳)$$

در روش مدل مرجع با گرادیان نزولی اثبات پایداری نداریم. این روش به دامنه سیگنال ورودی و بهره‌ی تطبیق حساس می‌باشد؛ یعنی با افزایش سیگنال ورودی یا بهره‌ی تطبیق، سیستم ممکن است ناپایدار شود. برای حل مشکل افزایش دامنه‌ی سیگنال ورودی از الگوریتم‌های نرمالیزه استفاده می‌شود. با نرمالیزه کردن سیستم می‌توان علاوه بر پایداری سیستم در برابر افزایش دامنه‌ی سیگنال ورودی تا حدودی هم اثر افزایش بهره‌ی تطبیق بر روی ناپایداری کاهش داد. برای اصلاح این روش نسبت به سطوح سیگنال ورودی قانون MIT را به صورت زیر می‌نویسیم:

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi e \quad (۸-۳)$$

که در اینجا $\varphi = -\partial e / \partial \theta$ است؛ که برای حل این مشکل بهره را تقسیم بر مربع ورودی مرجع می‌کنیم تا قاعده تنظیم اصلاح شده به صورت زیر نوشته شود:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\gamma \varphi e}{\alpha + \varphi^T \varphi} \quad (۹-۳)$$

در اینجا $\varphi^T \varphi$ مثبت است و پارامتر $\alpha > 0$ برای رفع مشکل از کوچک بودن φ قرار داده شده است که اگر مخرج کسر صفر شد رابطه بی‌نهایت نشود. در طراحی به روش گرادیان باید این نکته را در نظر گرفت که انتخاب یک بهره‌ی تطبیق بسیار حساس است و مقدار انتخاب شده به سطوح سیگنال مرجع وابسته است که مشکل حساسیت به سیگنال مرجع را با استفاده از روابط فوق مرتفع

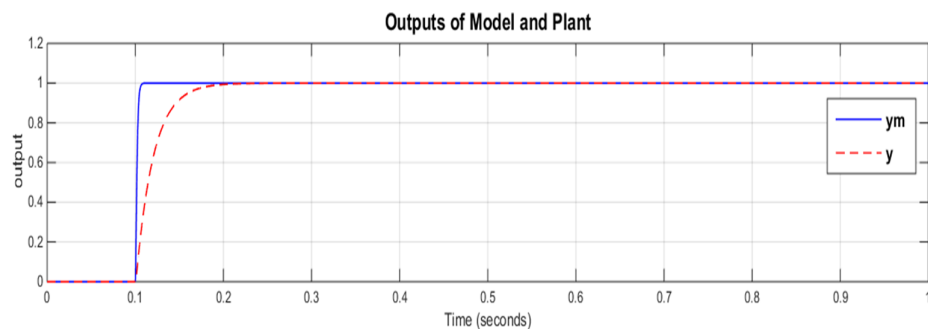
شد. حال برای به دست آوردن محدوده‌ی بهره تطبیق باید سیستم را با مکانیزم تنظیم در نظر گرفت در این حالت رفتار پارامترها با معادله‌ی زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d\theta}{dt} + \gamma y_m u_c (kG(p)\theta) = \gamma (y_m)^2 \quad (۱۰-۳)$$

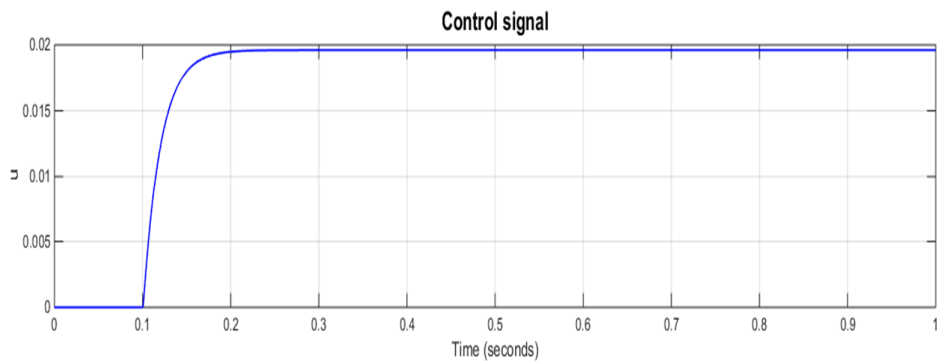
در اینجا ورودی و خروجی مرجع ثابت در نظر گرفته شده است. معادله فوق یک معادله‌ی خطی با ضرایب ثابت است که پایداری آن از روی معادله مشخصه زیر قابل بررسی است:

$$s + \gamma y_m u_c kG(s) = 0 \quad (۱۱-۳)$$

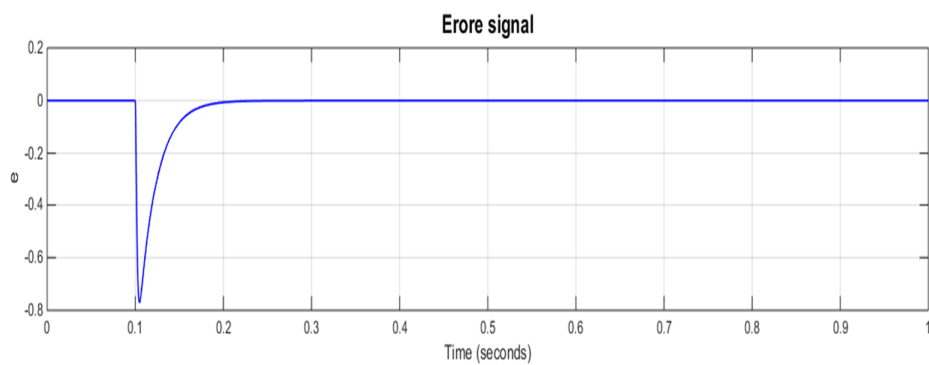
با استفاده از قانون تطبیق و روش‌های اصلاح آن، سیستم را به ازای ورودی پله با دامنه ۱ و بهره‌ی تطبیق واحد شبیه‌سازی می‌کنیم. در اینجا مدل مطلوب دارای دو قطب در منفی ۱۰۰۰ است و بهره‌ی مدل مرجع را طوری محاسبه می‌کنیم که بهره‌ی DC آن یک شود، نتایج حاصل از شبیه‌سازی، به صورت زیر نشان داده شده است:



(الف)



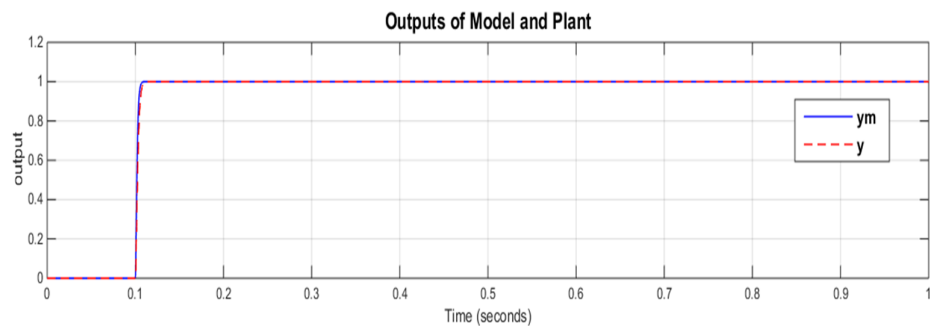
(ب)



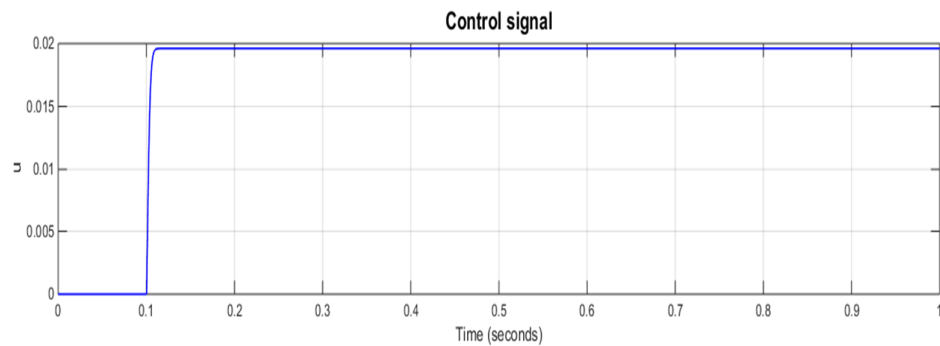
(ج)

شکل ۳-۲: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش گرادینان با بهره تطابق واحد، الف) خروجی سیستم و مدل
(ب) سیگنال کنترلی ج) سیگنال خطا

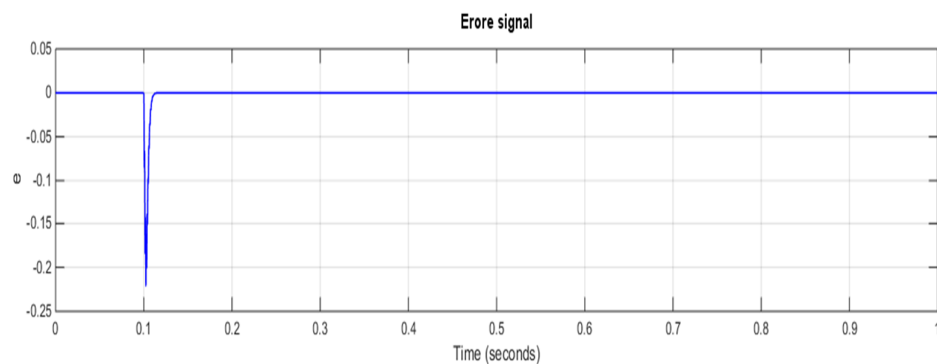
همان‌طور که ملاحظه می‌شود ردیابی و همگرایی پارامترها به‌طور کامل صورت گرفته و هزینه کنترل هم اندک می‌باشد. با انتخاب بهره‌ی تطبیق ۱۵ و ورودی پله با دامنه ۱ مجدداً سیستم را بررسی خواهیم کرد که نتایج آن در شکل زیر آمده است:



الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۳: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش گرادیان با بهره تطبیق ۱۵، الف) خروجی‌های سیستم و مدل ب) سیگنال کنترلی ج) سیگنال خطا

همان‌طور که از نتایج شبیه‌سازی ملاحظه می‌شود، ردیابی و همگرایی پارامترها به‌طور سریع‌تر نسبت به حالت قبل انجام‌شده است و دامنه‌ی سیگنال کنترلی هم کوچک است. در پایان فصل با استفاده از روش گرادیان سیستم اصلی مبدل SEPIC شبیه‌سازی شده است و نتایج موردبررسی قرار می‌گیرد.

۳-۴ طراحی کنترل‌کننده با مشتق خروجی و فیدبک خروجی

در این قسمت برای طراحی کنترل‌کننده، سیستم مبدل SEPIC در نظر گرفته شده است. برای اعمال روش مدل مرجع با استفاده از قانون MIT سیگنال کنترلی را به‌صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$u = f u_c - \dot{y} q_0 - q_1 y \quad (۱۲-۳)$$

در رابطه‌ی فوق u ورودی کنترلی، u_c ورودی مرجع، y خروجی سیستم، f, q_0, q_1 بردار پارامترها می‌باشند. معادله دیفرانسیل سیستم مبدل به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_2 y = b_0 u \quad (۱۳-۳)$$

با جایگذاری سیگنال کنترلی در معادله فوق سیستم حلقه بسته، به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} \ddot{y} + (a_1 + b_0 q_0) \dot{y} + (a_2 + b_0 q_1) y &= b_0 f u_c \\ y &= \frac{b_0 f}{p^2 + (a_1 + b_0 q_0) p + (a_2 + b_0 q_1)} u_c \end{aligned} \quad (۱۴-۳)$$

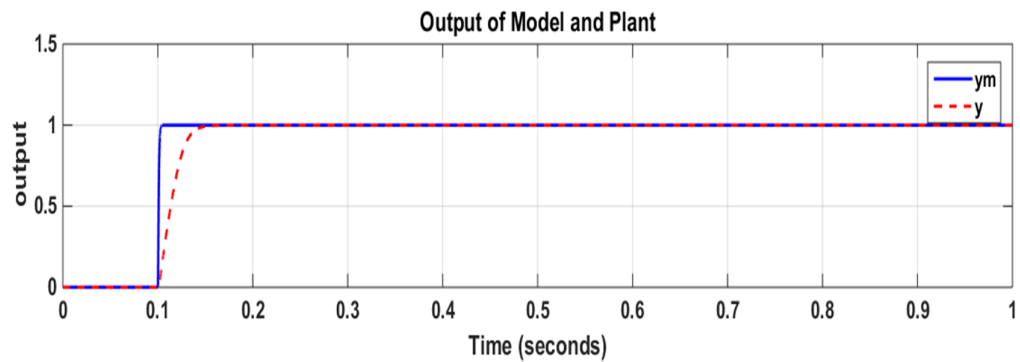
در اینجا $p = \frac{d}{dt}$ است و پارامترهای سیستم نامشخص می‌باشند. هدف این است که خروجی سیستم، خروجی مدل مرجع را دنبال کند. برای انجام این عملیات یک سری فرضیات را مطابق زیر در نظر گرفته و سپس خطای خروجی محاسبه می‌شود و با استفاده از قانون MIT پارامتر تطبیق بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} e &= y - y_m \\ \dot{\theta} &= -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \\ \theta^T &= [f \quad q_0 \quad q_1] \\ \dot{f} &\cong -\gamma_1 e y_m \\ \dot{q}_0 &\cong \gamma_2 e \frac{p}{p^2 + a_{m1} p + a_{m2}} y \\ \dot{q}_1 &\cong \gamma_3 e \frac{1}{p^2 + a_{m1} p + a_{m2}} y \end{aligned} \quad (۱۵-۳)$$

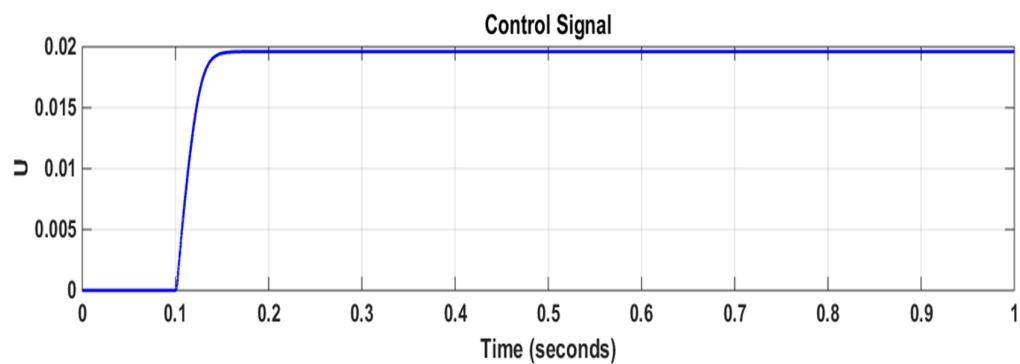
در معادله فوق پارامترها با مشتق‌گیری محاسبه شده است. سیستم مبدل SEPIC را با استفاده از روش

فیدبک و مشتق خروجی، با مدل مرجع قبل و انتخاب $u_c=1, \gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=1$ شبیه‌سازی

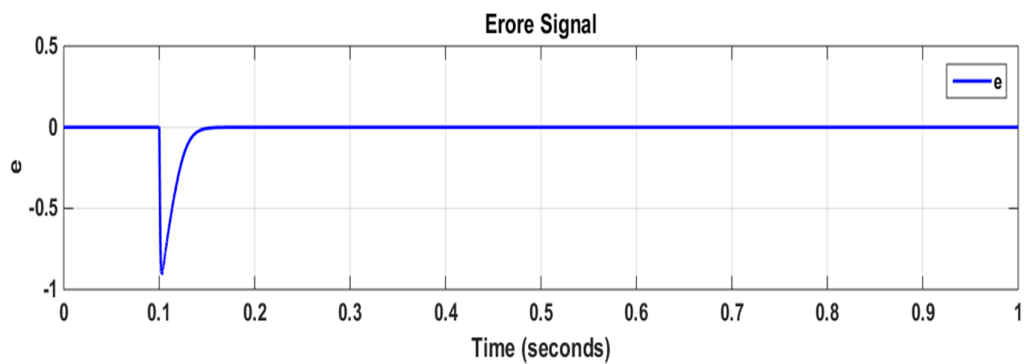
می‌کنیم که نتایج آن را به صورت زیر نشان داده شده است:



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۴: نتایج شبیه‌سازی MRAS با فیدبک و مشتق خروجی با بهره‌ی واحد.

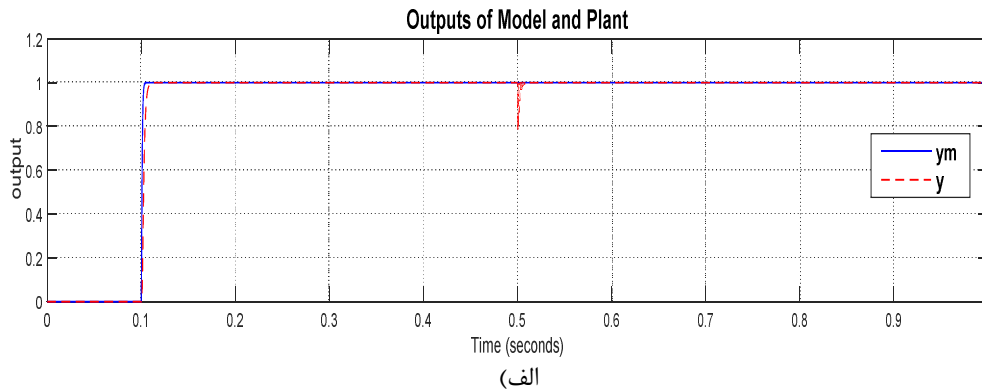
همان‌طور که ملاحظه می‌شود، در اینجا به علت کم بودن بهره‌ی تطبیق سرعت همگرایی سیستم به مرجع در نظر گرفته‌شده کم است. سیگنال کنترلی مقدار کمی دارد که همانند قبل دارای تلاش کنترلی کمی است و این نیز مطلوب می‌باشد.

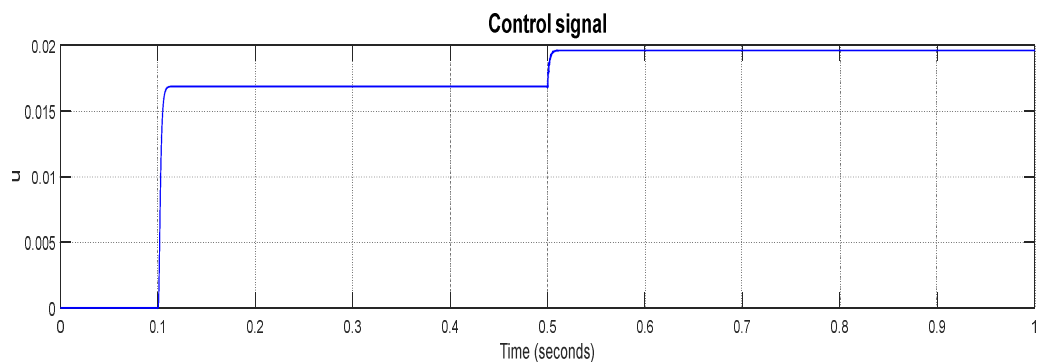
با انتخاب $u_c=1, \gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=10$ و ایجاد تغییراتی در پارامترها، سیستم را مجدداً شبیه‌سازی می‌کنیم. تغییراتی که در پارامترها اعمال شده به‌صورت دو تابع تبدیل در زیر آمده است:

$$G_1 = \frac{2.511 \times 10^9}{s^2 + 1860s + 4.924 \times 10^7}$$

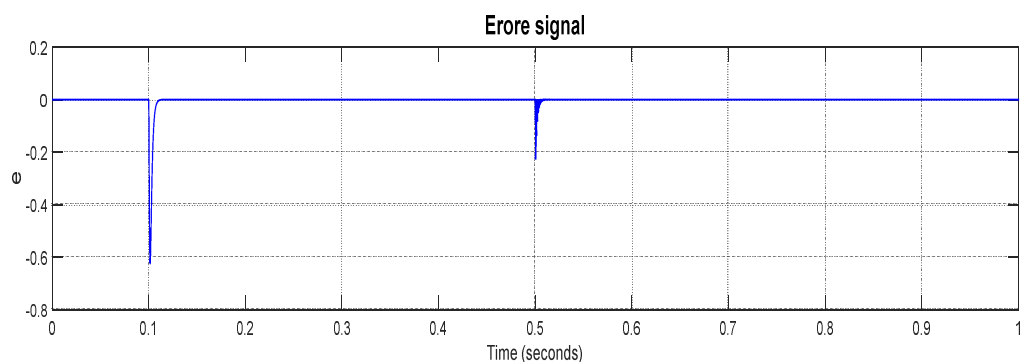
$$G_2 = \frac{3.511 \times 10^9}{s^2 + 1840s + 5.924 \times 10^7} \quad (۱۶-۳)$$

در اینجا G_1 تابع تبدیل سیستم است و G_2 تابع تبدیل با تغییر پارامتر است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، به‌صورت زیر نشان داده‌شده است:





(ب)



(ج)

شکل ۳-۵: نتایج شبیه‌سازی MRAS با فیدبک و مشتق خروجی با بهره‌ی تطبیق ۱۰، الف) خروجی‌های سیستم و مدل ب) سیگنال کنترلی ج) سیگنال خطا

همان‌طور که ملاحظه می‌شود خروجی سیستم با سرعت زیادی توانسته خروجی مرجع را دنبال کند و باوجود تغییر پارامترهای سیستم در زمان ۰/۵ ثانیه، ردیابی به‌خوبی انجام‌گرفته است. علت سرعت زیاد ردیابی در این قسمت افزایش بهره‌ی تطبیق سیستم نسبت به حالت قبل است.

از مقایسه نتایج بخش‌های (۳-۱) و (۳-۲) به‌روشنی پیداست که وقتی از فیدبک مشتق خروجی نیز استفاده می‌کنیم سیستم حلقه بسته نسبت به افزایش دامنه سیگنال ورودی و بهره‌های تطابق مقاوم‌تر است.

در این قسمت برای اعمال کنترل‌کننده‌ی طراحی‌شده بر روی مدل واقعی مبدل SEPIC در محیط شبیه‌سازی به مشکلاتی از قبیل استفاده از مشتق‌گیر که نسبت به نوسانات موجود در خروجی

عکس‌العمل شدید نشان می‌دهد. ضمناً طراحی مبدل SEPIC در محیط شبیه‌ساز به‌صورت پیوسته باوجود سوئیچ کردن ترانزیستور موجب شده تا کاهش سرعت زیادی در شبیه‌سازی داشته باشیم. با توجه به دلایل ذکرشده از شبیه‌سازی سیستم به‌صورت مدل اصلی صرف‌نظر می‌شود.

۳-۵ طراحی MRAS با استفاده از قاعده لیاپانوف از روش فیدبک و مشتق خروجی

در قسمت قبل دیدیم کنترل‌کننده‌های که از روش گرادیان به دست می‌آید، لزوماً پایداری حلقه بسته را تضمین نمی‌کند، در این بخش با استفاده از قاعده لیاپانوف کنترل‌کننده طراحی خواهیم کرد که پایداری حلقه بسته را تضمین کند [۲۵].

در این قسمت ساختار کنترل‌کننده را به‌صورت $u = f u_c - \dot{y} q_0 - q_1 y$ در نظر گرفته‌ایم و ضرایب کنترل‌کننده را با استفاده از روش لیاپانوف تطبیق می‌دهیم. روش لیاپانوف به این صورت تعریف می‌شود که نقطه $x = 0$ برای $\dot{x} = f(x)$ یک نقطه‌ی تعادل پایدار است، اگر $V(x)$ از $R^n \rightarrow R$ موجود باشد طوری که:

- 1- $V(0) = 0$
- 2- $V(x) > 0; \forall x \neq 0$
- 3- $\dot{V}(x) \leq 0$
- 4- $\dot{V}(x) < 0$
- 5- $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) \rightarrow \infty$

در حالت سوم $\dot{x} = f(x)$ پایدار است و در حالت چهارم $\dot{x} = f(x)$ پایدار از نوع مجانبی است و در حالت پنجم $\dot{x} = f(x)$ پاسخ، پایدار مجانبی فراگیر^{۲۲} است. قضیه‌ی لیاپانوف بسیار ظریف است. لیکن

²² Globally Asymptotically stable

لازم است روش‌هایی برای ساخت تابع لیاپانوف داشته باشیم. روش کلی برای ساخت تابع لیاپانوف برای یک سیستم پایدار وجود ندارد؛ بنابراین برای اعمال این روش باید به روش سعی و خطا متوسل شویم. یک راه حل مناسب آزمودن توابع درجه دوم است. برای اجرای روش MRAS بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف مطابق زیر عمل می‌کنیم:

$$G(s) = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_2}$$

$$G_m(s) = \frac{b_m}{s^2 + a_{m1} s + a_{m2}}; a_{m1}, a_{m2} > 0$$

$$u = f u_c - \dot{y} q_0 - q_1 y \quad e = y - y_m \quad (۱۷-۳)$$

$$G_c(s) = \frac{f b_0}{s^2 + (a_1 + b_0 q_0) s + (a_2 + b_0 q_1)}$$

اگر سیگنال کنترلی PE باشد، پارامترها به مقدار واقعی همگرا می‌شوند در غیر این صورت همگرایی پارامتر با خطا مقدار واقعی را دنبال می‌کند. در اینجا با فرض معلوم بودن پارامترهای سیستم، پارامترهای کنترل‌کننده را داریم:

$$f = \frac{b_m}{b_0}$$

$$q_0 = \frac{a_{m1} - a_1}{b_0} \quad (۱۸-۳)$$

$$q_1 = \frac{a_{m2} - a_2}{b_0}$$

دینامیک خطا را به صورت زیر به دست می‌آوریم:

$$e = y - y_m$$

$$\ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_2 y = b_0 u$$

$$\ddot{y}_m + a_{m1} \dot{y}_m + a_{m2} y_m = b_m u_c \quad (۱۹-۳)$$

$$\ddot{y} - \ddot{e} + a_{m1} \dot{y}_m - a_{m1} \dot{e}_m + a_{m2} y - a_{m2} e = b_m u_c$$

با جایگذاری قانون کنترل در معادله دینامیکی سیستم، معادله‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \ddot{y} - a_1 \dot{y} + a_2 y &= b_0 f u_c - b_0 q_0 \dot{y} - b_0 q_1 y \\ \ddot{e} + a_{m1} \dot{e}_m + a_{m2} e + (b_0 q_0 + a_1 - a_{m1}) \dot{y} + (b_0 q_1 + a_2 - a_{m2}) y &= (b_0 f - b_m) u_c \end{aligned} \quad (۲۰-۳)$$

تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$V(e, \dot{e}, \tilde{f}, \tilde{q}_0, \tilde{q}_1) = \frac{1}{2} a_{m2} e^2 + \frac{1}{2} \dot{e}^2 + \frac{1}{2\gamma_1 b_0} \tilde{f}^2 + \frac{1}{2\gamma_2 b_0} \tilde{q}_0^2 + \frac{1}{2\gamma_2 b_0} \tilde{q}_1^2; \quad b_0 > 0 \quad (۲۱-۳)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= a_{m2} e \dot{e} + \dot{e} \ddot{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{f} \dot{\tilde{f}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{q}_0 \dot{\tilde{q}}_0 + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{q}_1 \dot{\tilde{q}}_1 \\ \ddot{e} &= -a_{m1} \dot{e} - a_{m2} e - \tilde{q}_0 \dot{y} - \tilde{q}_1 y + \tilde{f} u_c \\ \dot{V} &= -a_{m1} \dot{e}^2 - \tilde{q}_0 \dot{e} \dot{y} - \tilde{q}_1 y \dot{e} + \tilde{f} u_c \dot{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{f} \dot{\tilde{f}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{q}_0 \dot{\tilde{q}}_0 + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{q}_1 \dot{\tilde{q}}_1 \end{aligned} \quad (۲۲-۳)$$

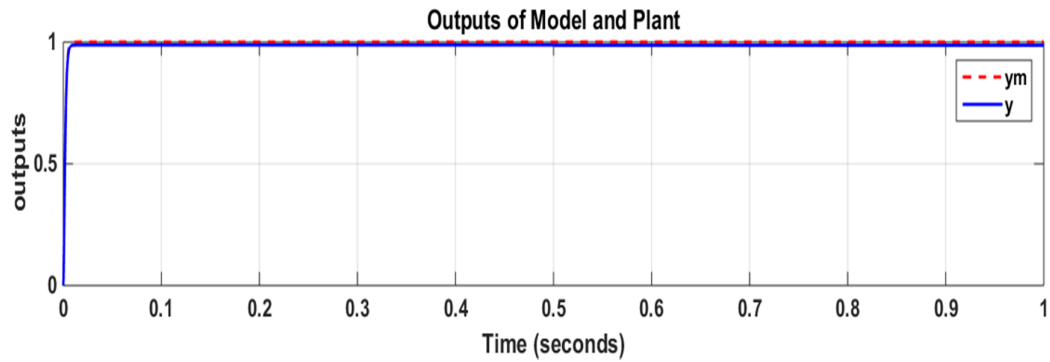
تابع منتخب لیاپانوف به صورت زیر ساده ساده می‌شود:

$$\dot{V} = -a_{m1} \dot{e}^2 + \tilde{q}_0 \left(\frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{q}}_0 - \dot{e} \dot{y} \right) - \tilde{q}_1 \left(\frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{q}}_1 - y \dot{e} \right) + \tilde{f} \left(\frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{f}} + u_c \dot{e} \right) \quad (۲۳-۳)$$

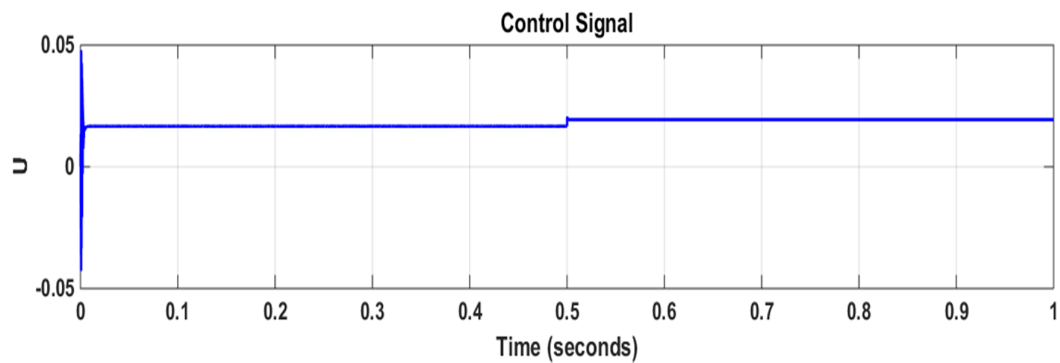
در رابطه‌ی فوق $\dot{V}$ برای این که منفی شود، باید ترم‌های داخل پرانتز را مطابق زیر برابر با صفر قرار دهیم:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{f}} &= -\gamma_1 u_c \dot{e} \\ \dot{\tilde{q}}_0 &= -\gamma_2 y \dot{e} \\ \dot{\tilde{q}}_1 &= -\gamma_3 y \dot{e} \end{aligned} \quad (۲۴-۳)$$

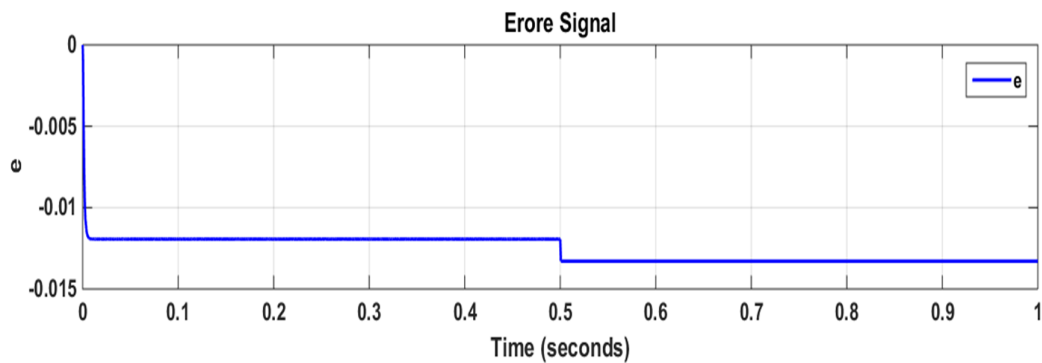
حال سیستم را مطابق با روابط به دست آمده از قانون لیاپانوف شبیه سازی می کنیم؛ که مقدار مطلوب در نظر گرفته شده شامل تابع تبدیلی دارای دو قطب در -1000 است و بهره های تطبیق را به این صورت $u_c=1, \gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=1$ در نظر می گیریم. نتایج حاصل از عملکرد سیستم در زیر آمده است:



(الف)



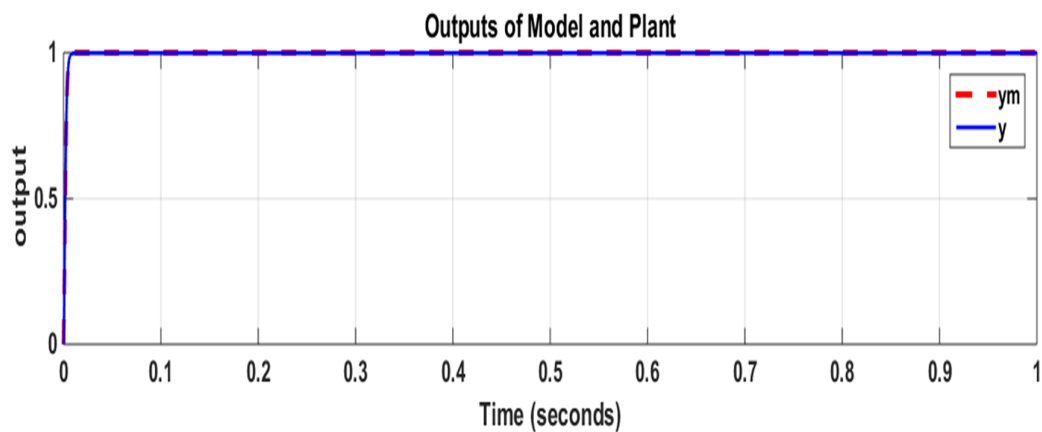
(ب)



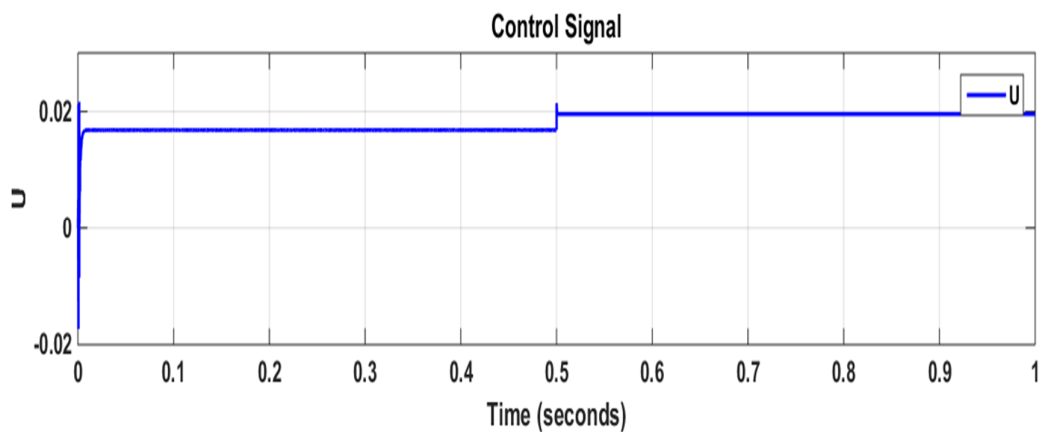
(ج)

شکل ۳-۶: نتایج شبیه سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیاپانوفی، الف) خروجی های سیستم و مدل ب) سیگنال کنترلی ج) سیگنال خطا

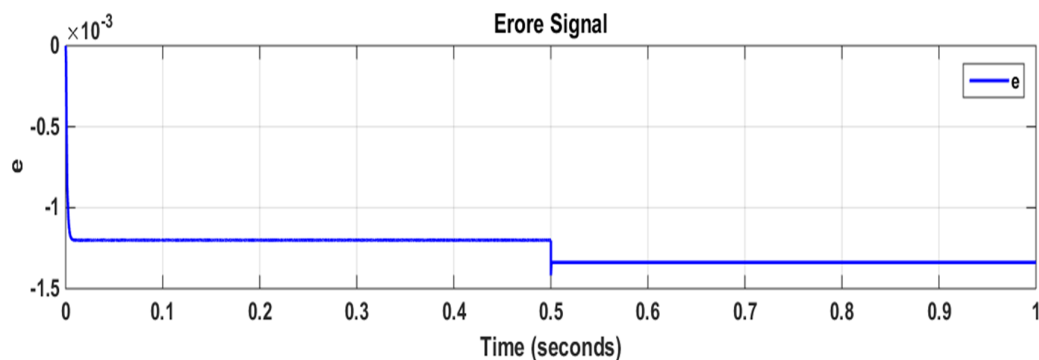
همان طور که ملاحظه می شود با وجود این که بهره های تطابق مقدار واحد انتخاب شده اند و پارامترهای سیستم در 0.5 ثانیه با سرعت تغییر می کنند، ردیابی به خوبی صورت می گیرد. از آنجایی که خطا مقدار ثابت بسیار کوچک را دنبال می کند، همگرایی پارامترها هم معقول است. دامنه سیگنال کنترل مقدار کوچک و قابل قبولی دارد. برای کاهش مقدار خطای ثابت شبیه سازی فوق را با انتخاب $u_c = 1, \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 10$ مجدداً به صورت زیر انجام می دهیم:



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۷: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیپانوفی، الف) خروجی‌های سیستم و مدل ب) سیگنال کنترلی ج) سیگنال خطا

همان‌طور که ملاحظه می‌شود باوجود این‌که بهره‌های تطابق را افزایش داده‌ایم هنوز پایداری حلقه بسته حفظ‌شده است و ردیابی به‌خوبی صورت می‌گیرد، سیگنال خطا هم‌مقداری نزدیک به صفر را نشان می‌دهد. در این روش همگرایی پارامترها به ورودی و بهره‌ی تطبیق وابسته است. سیگنال کنترل دارای نوسان کمتر و میزان عملکرد بهتر نسبت به حالت قبل دارد.

مزیت روش لیپانوف به روش گرادیان این است که قاعده تنظیم حاصل از لیپانوف ساده‌تر است؛ زیرا در اینجا نیازی به فیلتر کردن سیگنال‌ها نیست و علاوه بر این با استفاده از نظریه لیپانوف، امکان استفاده از مقادیر بهره تطابق به‌اندازه دلخواه بزرگ وجود دارد؛ بنابراین طراحی از روش لیپانوف پایداری حلقه بسته را تضمین می‌کند.

۳-۶ طراحی MRAS با استفاده از قاعده لیپانوف به روش فیدبک حالت

طراحی کنترل‌کننده تطبیقی برای سیستم مبدل SEPIC با استفاده از نظریه لیپانوف، برای به دست آوردن قانون تطبیق و قانون کنترل استفاده می‌شود. ابتدا فرم فضای حالت سیستم را مطابق زیر به دست آورده و سپس به طراحی کنترل‌کننده می‌پردازیم.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.02466 & 1.741 \times 10^4 \\ -1.741 \times 10^4 & -0.1521 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -0.06576 \\ -0.1633 \end{bmatrix} \quad (25-3)$$

در اینجا x متغیرهای حالت، u سیگنال ورودی، A ماتریس حالت سیستم و B بردار ورودی است. لازم به ذکر است که سیستم خطی شده از مرتبه‌ی چهار بوده و آن را با روش کاهش مرتبه به سیستم مرتبه‌ی دو کاهش داده‌ایم. قابل ذکر است که تمامی حالت‌های سیستم در دسترس هستند و قابل اندازه‌گیری‌اند. همچنین سیستم کنترل پذیر کامل می‌باشد؛ یعنی رتبه‌ی ماتریس کنترل پذیری کامل است.

در تشکیل مدل مرجع باید به این نکته دقت کرد که حالت‌های سیستم مانند حالت‌ها در حالت خطی شده باشند. مدل مرجع را یک سیستم مرتبه دو در نظر می‌گیریم، به‌طوری که خواسته‌های مطلوب، یعنی سرعت بالا و بالا زدگی پایین را ایجاد کند، همچنین ماتریس ورودی را به گونه‌ای انتخاب می‌کنیم که خطای حالت ماندگار صفر باشد؛ بنابراین یک انتخاب می‌تواند به صورت زیر باشد:

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m u_c$$

$$A_m = \begin{bmatrix} -2000 & -976.6 \\ 1024 & 0 \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} 976.64 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (26-3)$$

مدل مرجع حاصل دارای دو قطب در 1000- می‌باشد، همچنین دارای بهره‌ی واحد در فرکانس صفر است. برای طراحی کنترل کننده ساختار کنترلی را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$u = k_1^T(t)x + k_2(t)u_c \quad (27-3)$$

در قانون کنترل $k_1(t)$ و $k_2(t)$ به ترتیب تقریب‌های k_1^* و k_2^* هستند، k_1^* و k_2^* مقادیری ثابت هستند که ابعاد $k_1(t)$ و $k_2(t)$ به صورت $k_1 \in R^{2 \times 1}$ و $k_2 \in R^{1 \times 1}$ می‌باشد.

با اعمال قانون کنترل به سیستم و برابر قرار دادن مدل مرجع با مدل سیستم داریم:

$$\begin{aligned} A + BK_1^{*T} &= A_m \\ BK_2^* &= B_m \end{aligned} \quad (۲۸-۳)$$

پارامترها را به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$\begin{aligned} \tilde{k}_1 &= k_1 - k_1^* \\ \tilde{k}_2 &= k_2 - k_2^* \end{aligned} \quad (۲۹-۳)$$

بنابراین با جایگذاری سیگنال کنترل در مدل فضای حالت سیستم داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B(k_1^T x + k_2 u_c) = A_m x + B_m u_c + B(\tilde{k}_1^T x + \tilde{k}_2 u_c) \\ &= A_m x + B_m u_c + B_m(k_2^{*-1} \tilde{k}_1^T x + k_2^{*-1} \tilde{k}_2 u_c) \end{aligned} \quad (۳۰-۳)$$

با استفاده از رابطه‌ی فوق و معادلات حالت مدل مرجع، دینامیک خطا را تشکیل می دهیم:

$$\begin{aligned} e &= x - x_m \\ \dot{e} &= A_m e + B_m(k_2^{*-1} \tilde{k}_1^T x + k_2^{*-1} \tilde{k}_2 u_c) \end{aligned} \quad (۳۱-۳)$$

تابع منتخب لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می دهیم [۲۶]:

$$\begin{aligned} V &= e^T P e + \sum_{i=1}^2 \tilde{k}_{1i}^T M_s^{-1} \tilde{k}_{1i} + \sum_{j=1}^1 \tilde{k}_{2j}^T M_s^{-1} \tilde{k}_{2j} = e^T P e + \\ &\quad trace[\tilde{k}_1 M_s^{-1} \tilde{k}_1^T] + trace[\tilde{k}_2^T M_s^{-1} \tilde{k}_2] \end{aligned} \quad (۳۲-۳)$$

مشتق زمانی تابع لیاپانوف را حساب می کنیم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 2e^T P \dot{e} + 2 \sum_{i=1}^2 \tilde{k}_{1i}^T M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_{1i} + 2 \sum_{j=1}^1 \tilde{k}_{2j}^T M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_{2j} \\ &= 2e^T P \dot{e} + 2 trace[\tilde{k}_1 M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_1^T] + 2 trace[\tilde{k}_2^T M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_2] \end{aligned} \quad (۳۳-۳)$$

مشتق زمانی تابع لیاپانوف را روی مسیرهای دینامیکی خطا می‌یابیم، همچنین با استفاده از خاصیت

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad \text{داریم:}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -e^T Q e + 2e^T P B_m k_2^{*-1} \tilde{k}_1^T x + 2e^T P B_m k_2^{*-1} \tilde{k}_2^T u_c + \\ & 2\text{trace}[\tilde{k}_1 M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_1^T] + 2\text{trace}[\tilde{k}_2^T M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_2] \end{aligned} \quad (34-3)$$

پارامتر M_s را مطابق زیر تعریف می‌کنیم و آن را در مشتق زمانی تابع لیاپانوف جایگذاری می‌کنیم.

$$\begin{aligned} M_s = M_s^{-1} = k_2^* S \\ \dot{V} = & -e^T Q e + 2\text{trace}[\tilde{k}_1 M_s^{-1} S^T B_m^T P e x^T] + 2\text{trace}[\tilde{k}_2^T M_s^{-1} S^T B_m^T P e u_c^T] \\ & + 2\text{trace}[\tilde{k}_1 M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_1^T] + 2\text{trace}[\tilde{k}_2^T M_s^{-1} \dot{\tilde{k}}_2] \end{aligned} \quad (35-3)$$

شرط پایداری سیستم این است که مشتق زمانی تابع لیاپانوف منفی شود. ترم اول همواره منفی است و با صفر کردن دیگر ترم‌های شرط پایداری را برآورده می‌کنیم؛ بنابراین قوانین تطبیق به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{k}}_1^T = & -S^T B_m^T P e x^T \\ \dot{\tilde{k}}_2 = & -S^T B_m^T P e u_c^T \end{aligned} \quad (36-3)$$

برای محاسبه P ابتدا معادله $A_m^T P + P A_m = -Q$ را حل می‌کنیم. ماتریس Q قطری از مرتبه ۲ با مقدار ۲۰ روی درایه‌های قطر اصلی انتخاب می‌کنیم. با حل معادله فوق ماتریس P به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

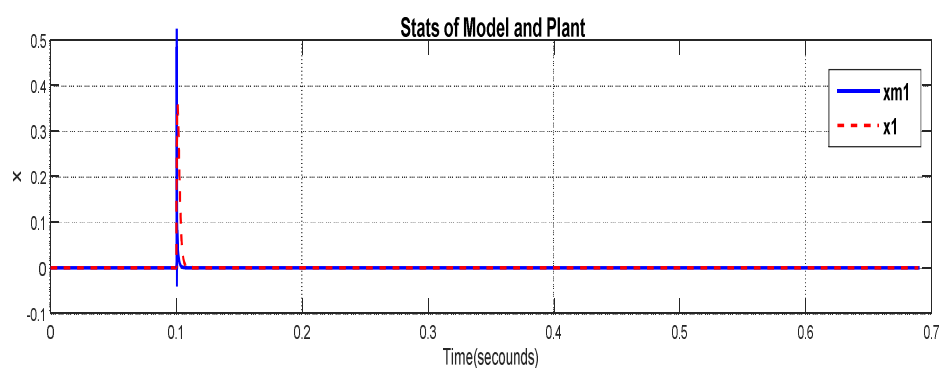
$$P = \begin{bmatrix} 0.0102 & 0.0102 \\ 0.0102 & 0.0298 \end{bmatrix}$$

برای اجرای قانون کنترل به مقادیر اولیه $k_1^T(0)$ و $k_2(0)$ نیاز است، بنابراین مقادیر اولیه را مطابق زیر قرار می‌دهیم:

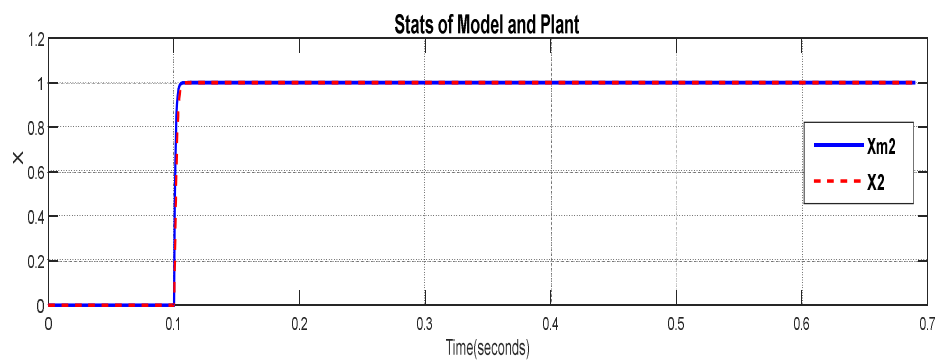
$$k_1^T(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$k_2(0) = 1$$

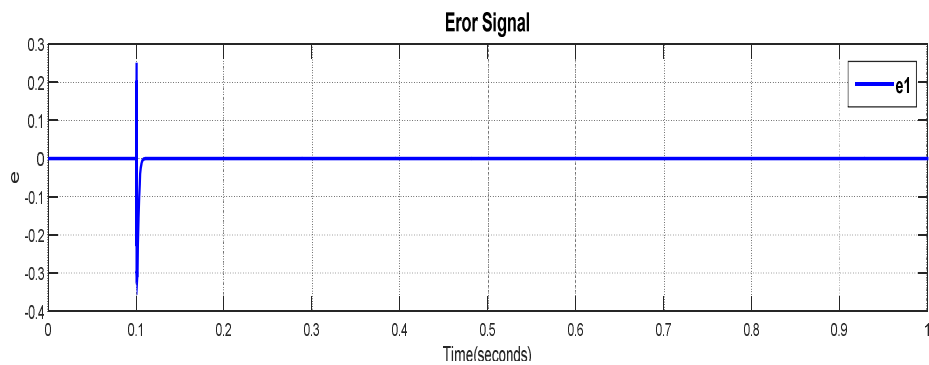
نتایج شبیه‌سازی برای سیستم مبدل به صورت زیر نشان می‌دهد:



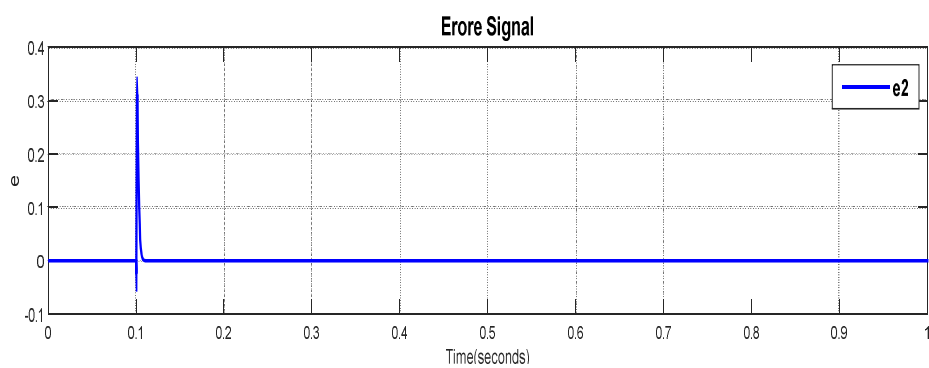
(الف)



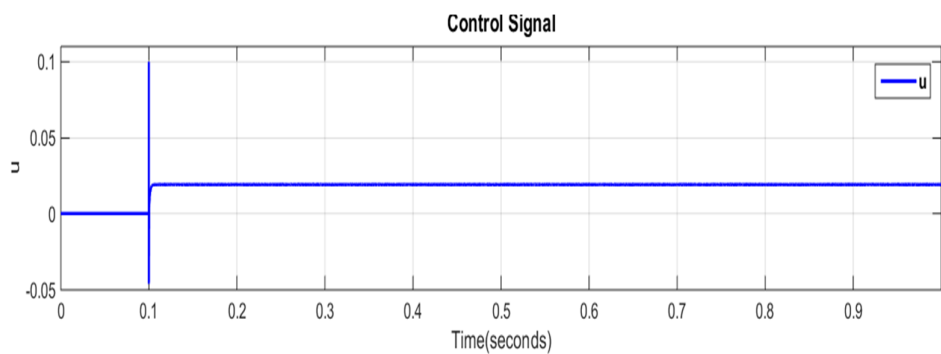
(ب)



(ج)



(د)

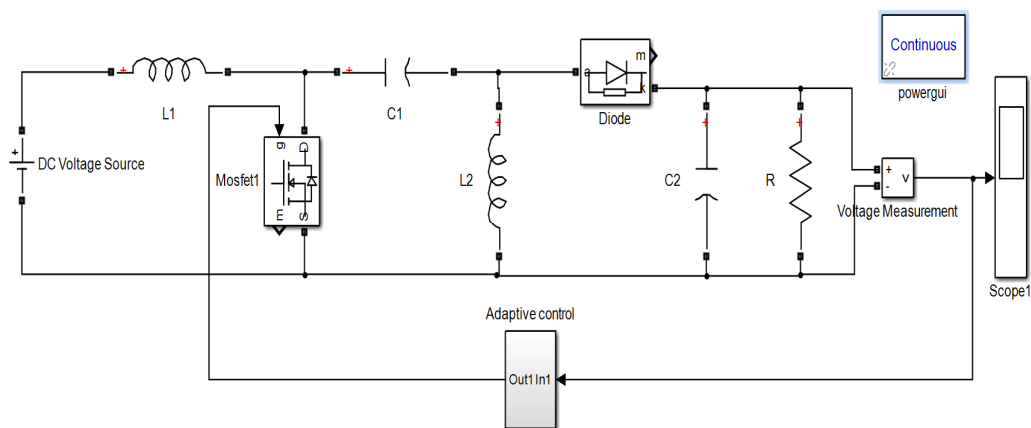


(هـ)

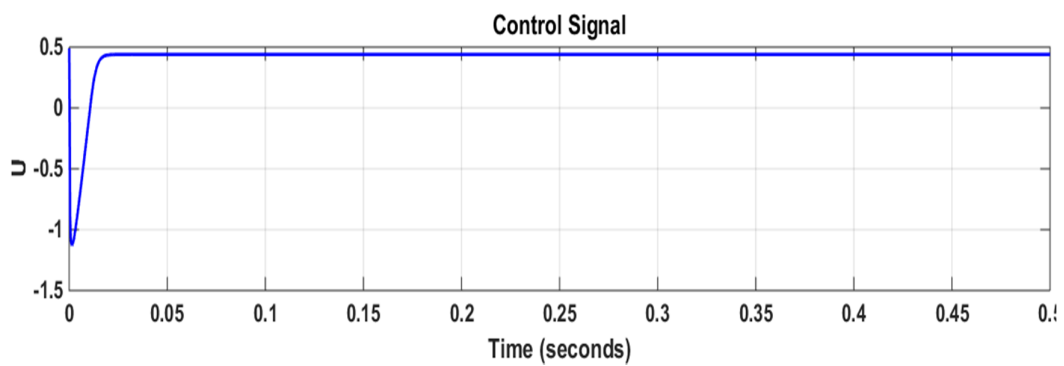
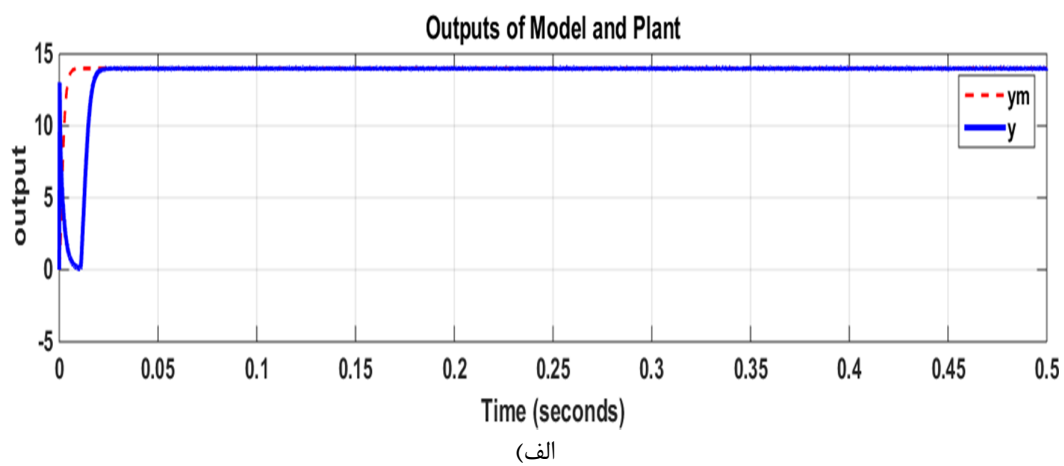
شکل ۳-۸: نتایج شبیه‌سازی MRAS با استفاده از روش پایداری لیاپانوفی برای مدل فضای حالت، الفوب) حالت‌های سیستم و مدل ج) سیگنال خطا برای حالت اول د) سیگنال خطا برای حالت دوم هـ) سیگنال کنترلی

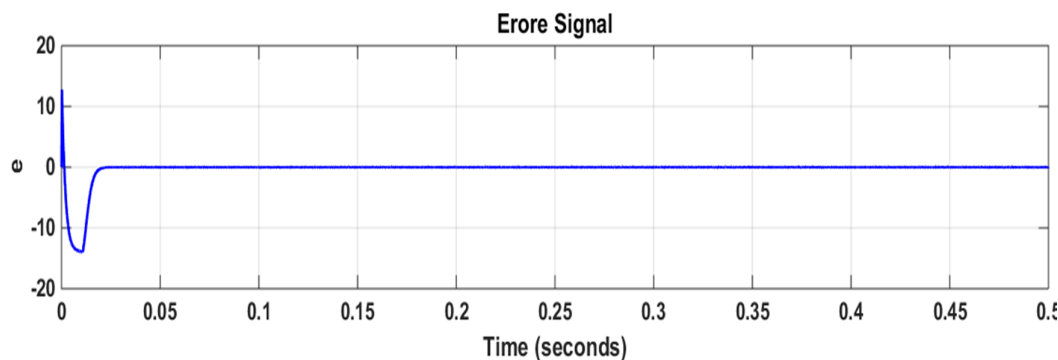
همان‌طور که در نمودارهای فوق نشان داده شده است، متغیرهای حالت سیستم حالت‌های مرجع را به خوبی دنبال کرده است. حالت‌های در نظر گرفته شده برای مدل مرجع با انتخاب قطب در -1000 عملکرد بسیار سریع دارند، با این حال سیستم بازمانی کمتر از 0.1% خود را تطبیق داده است. در نمودار سیگنال خطا مشاهده می‌شود که به مقدار آن با دامنه کم و سرعت زیاد به صفر رفته است و در پایان سیگنال کنترلی مشاهده می‌شود که با مقدار بسیار کوچکی و نوسان اندکی سیستم را به خوبی کنترل می‌کند.

در اینجا برای ارزیابی کنترل کننده‌های تطبیقی به روش مدل مرجع، برای مبدل SEPIC که در این فصل طراحی شدند؛ یکی از آن‌ها را بر روی سیستم اصلی مبدل SEPIC مطابق شکل (۹-۳) اعمال می‌کنیم و نتایج حاصل شده از شبیه‌سازی را مورد بررسی قرار می‌دهیم:



شکل ۹-۳: بلوک دیاگرام مبدل SEPIC همراه با کنترل کننده تطبیقی





(د)

شکل ۳-۱۰: نتایج شبیه‌سازی بر روی سیستم اصلی مبدل SEPIC، الف) خروجی‌های سیستم اصلی و مدل مرجع
ب) سیگنال کنترلی ج) سیکل وظیفه د) سیگنال خطا

همان‌طور که در نمودارهای فوق نشان داده شده است، ولتاژ خروجی مبدل SEPIC، ورودی مرجع را دنبال می‌کند. نوساناتی کمتر از ۲ ولت در ولتاژ خروجی مبدل مشاهده می‌شود که علت آن سوئیچ کردن ترانزیستور است و دامنه‌ی این نوسانات وابستگی زیادی به ظرفیت خازن خروجی دارد و فرکانس این نوسانات با فرکانس روشن و خاموش شدن ترانزیستور یکسان است. در لحظه‌ی اول مقدار نامی برای سیگنال ورودی ۰/۴۹ می‌باشد به همین خاطر ولتاژ خروجی به ۱۶ ولت می‌رسد و سپس با عملکرد کنترل‌کننده‌ی تطبیقی و تأثیر آن بر روی مقدار نامی باعث تغییرات ناگهانی در سیگنال ورودی شده است؛ که این امر موجب شده تا خروجی در مدت‌زمان کوچکی صفر شود. تغییرات موجود در نمودار سیکل وظیفه و سیگنال خطا مشاهده می‌شود که در ادامه با طراحی‌های انجام‌شده این مشکل برطرف خواهد شد.

فصل چهارم:

طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای

مبدل SEPIC

۴-۱ مقدمه

یکی از اساسی‌ترین موضوعات برای طراحی کنترل‌کننده، پایداری و مقاوم بودن سیستم کنترلی است، زیرا در عمل سیستم‌های کنترلی علاوه بر اینکه در معرض اغتشاشات خارجی و نویز اندازه‌گیری هستند، بر اساس مدل‌های ریاضی طراحی می‌شوند که با سیستم واقعی اختلاف دارند. عموماً یک مهندس کنترل باید کنترل‌کننده‌های طراحی نماید که ضمن پایدارسازی سیستم، سطحی از مقاوم بودن را در حضور اغتشاش سیگنال‌ها، تداخل نویز، دینامیک مدل نشده سیستم و تغییرات پارامترهای سیستم فراهم آورد که این اهداف چندگانه از طریق ساختار پس‌خورد^{۲۳} در سیستم کنترل حاصل می‌گردد؛ اما نکته‌ای وجود دارد که یک پس‌خور تناسبی خالص، مناسب نیست، زیرا برای حفظ مقاوم بودن لازم است بهره کنترل‌کننده در فرکانس‌های بالا کاهش یابد.

۴-۲ کنترل‌کننده تطبیقی

در حالت کلی کلمه تطبیق به معنای تغییر رفتار برای وفق یافتن به وضع جدید است. کنترل‌کننده تطبیقی یعنی که بتواند رفتارش را در پاسخ به تغییر دینامیک فرآیند و اغتشاش‌ها، تغییر دهد. از آنجایی که پس‌خور معمولی نیز به‌منظور کاهش اثر اغتشاش و عدم قطعیت معرفی شده، این سؤال مطرح می‌شود که تفاوت بین پس‌خور و کنترل تطبیقی چیست؟ سیستم تطبیقی، هر سیستم فیزیکی است که بادید تطبیقی طراحی شده باشد و همچنین چیزی که این دو را از هم متمایز می‌کند، می‌توان گفت پس‌خور با بهره‌ی ثابت، سیستم تطبیقی محسوب نمی‌شود. کنترل تطبیقی، کنترل‌کننده‌های است با پارامترهای قابل تنظیم همراه با مکانیزمی برای تنظیم پارامترها چنین کنترل‌کننده‌های به دلیل وجود مکانیزم تنظیم غیرخطی است. لیکن دارای ساختار ویژه‌ای است. از آنجایی که بررسی سیستم‌های غیرخطی در حالت کلی مشکل است، این مسئله منطقی است که دسته‌ی خاصی از

²³ feedback

سیستم‌های غیرخطی را در نظر بگیریم. در حالت کلی سیستم‌های تطبیقی به دو حلقه تقسیم می‌شوند: حلقه‌ی پس‌خور شامل فرایند و کنترل‌کننده می‌شود و حلقه دیگر شامل تخمین پارامترها و تنظیم پارامترها می‌باشد. دلیل اینکه از کنترل تطبیقی استفاده می‌شود، این است که توانایی‌های سودمند و خواص جالبی دارند که می‌تواند در طراحی کنترل جدید بسیار مفید باشد.

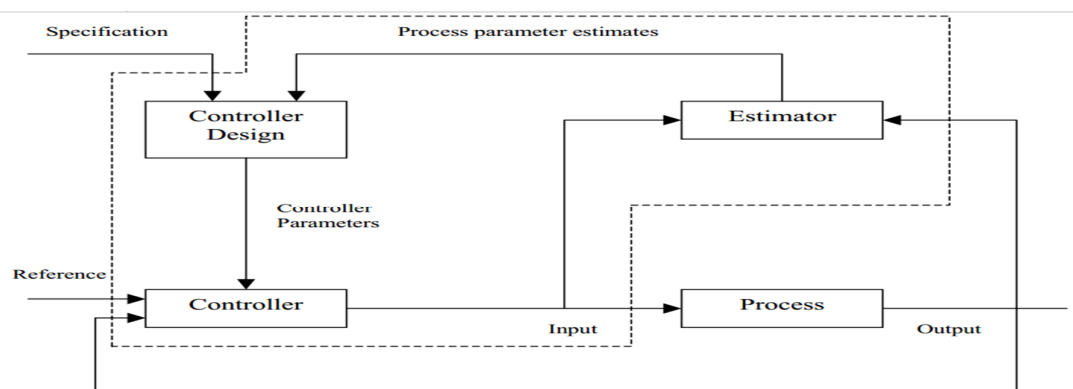
۳-۴ کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم

بیش از شش دهه از طراحی اولین کنترل‌کننده‌های تطبیقی گذشته است. در یک نگاه کلان می‌توان به سه نسل از سیستم‌های تطبیقی اشاره کرد. سیستم‌های تطبیقی اولیه، با استفاده از روش گرادین قوانین تطبیقی برای پارامترهای کنترل‌کننده‌ی سیستم نامعلوم می‌دهند که در صورت پایداری حلقه بسته خطای ردیابی را در حد صفر می‌کنند. مشکل اصلی این روش‌ها ناپایداری آن‌ها با تغییرات ساده در چارچوب مسئله است. این روش‌ها اگرچه در حل چند مسئله مفید بودند، اما کارایی لازم برای پیاده‌سازی در سیستم‌های واقعی را نداشتند. نسل دوم سیستم‌های تطبیقی، سیستم‌های تطبیقی پایدار هستند که از اواخر دهه ۶۰ تا اوایل دهه ۸۰ موردتوجه جدی بودند. این روش‌ها قوانین تطابق را بر اساس نظریه‌های پایداری، لیاپانوف و غیرفعالیتی، طراحی می‌کنند و با ارائه شروطی برای مسئله، پایداری حلقه بسته را تضمین می‌نمایند. در اوایل دهه ۸۰، شرایط داده‌شده برای تضمین پایداری حلقه بسته و همگرایی پارامترهای سیستم‌های تطبیقی، بازنگری شدند و نشان داده شد که سیستم‌های تطبیقی پایدار به‌سادگی با نقض یکی از این شروط ناپایدار می‌شوند. از این‌رو، در اوایل دهه ۸۰ مسئله سیستم‌های تطبیقی مقاوم موردتوجه قرار گرفت و نسل سوم سیستم‌های تطبیقی معرفی شدند. این موضوع تاکنون نیز موردتوجه بوده و هم‌اکنون از زمینه‌های فعال پژوهشی است. سیستم‌های تطبیقی مقاوم ارائه‌شده در اوایل دهه ۸۰ تا اواخر دهه ۹۰ را سیستم‌های تطبیقی مقاوم کلاسیک نامیده‌اند و هرچند که هم‌اکنون نیز کم‌وبیش به آن‌ها پرداخته می‌شود، اما توجه اصلی

پژوهشگران حوزه سیستم‌های تطبیقی مقاوم از اواخر دهه ۹۰ تاکنون به روش‌های کنترل تطبیقی مقاوم بر پایه کلید زنی و مدل چندگانه بوده است. کنترل کننده‌های تطبیقی در حالت ایده آل به خوبی عمل می‌کنند؛ اما این الگوریتم‌ها قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش‌ها نیستند. این امر باعث شده است که اصلاحاتی در این الگوریتم‌ها انجام شود. کنترل تطبیقی خالص از دیدگاه نظری حائز اهمیت است، ولی دارای ارزش عملی محدودی است، زیرا که بر اساس فرضیاتی بیان می‌شود که اگر برقرار نباشند در چنین حالتی سیستم تطبیق برقرار نیست. همچنین صرف نظر از اغتشاش‌ها واقع‌بینانه نیست. این موضوع این امکان را مطرح می‌کند که پایداری فراگیر تنها بر اساس فرضیات غیرواقعی قابل بررسی است.

۴-۴ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای مبدل SEPIC

انواع کنترل کننده‌های تطبیقی شامل رگولاتور خودتنظیم، کنترل تطبیقی مدل مرجع، کنترل دوگان و جدول بهره است. در این قسمت بر روی رگولاتورهای خودتنظیم متمرکز شده‌ایم. بلوک دیاگرام رگولاتور خودتنظیم در شکل (۴-۱) نشان داده شده است.



شکل ۴-۱: نمودار بلوکی کنترل تطبیقی از روش خودتنظیم گر غیرمستقیم

در بلوک دیاگرام فوق تخمین گر به صورت برخط^{۲۴} پارامترهای سیستم را از روش حداقل مربعات بازگشتی تخمین می‌زند. در مرحله بعدی پارامترهای کنترل کننده را به صورت برخط، با استفاده از

²⁴ online

پارامترهای تخمین زده شده محاسبه می شود. در آخر با استفاده از مقادیر به دست آمده از همراه حل قبل سیگنال کنترلی را محاسبه می کنیم.

۴-۵ تخمین پارامترها

در کنترل تطبیقی تخمین پارامترهای فرآیند به صورت برخط امر مهمی است. در کنترل کننده های تطبیقی، اساس کار مکانیسم تطبیق، شناسایی سیستم است. عوامل مشترک در شناسایی سیستم شامل انتخاب ساختار مدل، طراحی تجربی، تخمین پارامتر و اعتبارسنجی است. مشکلاتی که در پیاده سازی سیستم ها از روش رگولاتورهای خودتنظیم، به صورت پیوسته وجود دارد این است که با افزایش درجه سیستم پیاده سازی کنترل کننده بسیار دشوار است، علاوه بر این زمان اجرای شبیه سازی را به شدت افزایش می یابد. در این قسمت سعی بر استفاده از یک رگولاتور خودتنظیم غیرمستقیم است که به صورت گسسته پیاده سازی شده است. برای اعمال کنترل کننده بر روی سیستم آن را در دو قسمت شناسایی و طراحی کنترل کننده ارائه داده می شود. برای شروع فرایند شناسایی باید حداقل اطلاعاتی از قبیل نوع ورودی و درجه ی سیستم داشته باشید.

۴-۵-۱ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی

روش حداقل مربع بازگشتی برای شناسایی سیستم استفاده می شود. زمانی که پارامترها را نمی شناسیم باید از روش ریاضی مجموع حداقل مربع از اختلاف میان رویتگر واقعی و مقدار خروجی تحلیلی انتخاب شود. در سیستم های کنترل تطبیقی رویتگرها از دنباله ها در زمان واقعی به دست می آیند. در کنترل تطبیقی مشاهدات پی در پی در زمان حقیقی به دست می آیند. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی برای صرفه جویی در زمان محاسبه، امر مطلوبی است. اگر محاسبات انجام شده در زمان $t-1$ ذخیره شود و در زمان t مورد استفاده قرار گیرد که در این حالت الگوریتم به صورت بازگشتی طراحی شده است. برای اجرای الگوریتم بازگشتی فرآیند سیستم به صورت زیر نوشته شود.

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n) \\ + b_0 u(k-d_0) + \dots + b_m u(k-d_0-m)$$

مدل فرآیند را می‌توان به شکل برداری همانند زیر نوشت:

$$y(k) = \phi^T(k) \theta \quad (1-4)$$

در اینجا

$$\theta = [b_0, b_1, \dots, b_m, a_1, a_2, \dots, a_n]^T \\ \phi(k) = [u(k-d_0), \dots, u(k-d_0-m), -y(k-1), \dots, -y(k-n)]^T \quad (2-4)$$

خاصیت ویژه کنترل تطبیقی تعقیب تغییرات دینامیک فرایند است. برای این کار لازم است از داده‌های قدیم صرف‌نظر شود، این کار مستلزم انجام مصالحه است. اگر پارامتر ثابت باشد، بهتر است که تخمین بر اساس تعداد زیادی اندازه‌گیری انجام شود تا اثر اغتشاش کاهش یابد؛ اما اگر پارامترها تغییر کنند، ممکن است استفاده از مجموع داده طولانی گمراه‌کننده باشد، زیرا ممکن است پارامترها همان پارامترهای قبلی نباشند. به همین خاطر روش‌های مختلفی ارائه شده است. به‌عنوان مثال برای اینکه تأثیر زمان‌های فعلی را بیشتر کنیم. زمان فعلی را باید وزن بیشتری دهیم برای این کار ضریب λ که مقدار آن بین صفر و یک است به معادله‌ی تخمین اضافه می‌کنیم و به‌صورت (4-5) می‌نویسیم.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) = P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \\ P(k) = P(k-1) / \lambda - P(k-1)\phi(k)[I + \phi^T(k) \\ P(k-1)\phi(k)]^{-1}\phi^T(k)P(k-1) / \lambda \quad (3-4)$$

در اینجا $\lambda = e^{-h/T_f}$ و h دوره تناوب نمونه‌برداری به‌عنوان واحد زمان انتخاب می‌شود و در آن T_f ثابت زمانی فراموش نمایی است. یکی از اشکالات روش فراموشی نمایی این است که حتی اگر $P(t)\varphi(t)=0$ باشد، از مقدار داده‌ها کاسته می‌شود. این حالت به این معنا است که خروجی دارای هیچ اطلاعات جدیدی در مورد پارامتر θ ندارد. در این حالت مقدار ماتریس P به‌طور نمایی با نرخ λ افزایش می‌یابد. برای حل این مشکل می‌توان شرایطی را قرارداد که اتفاق رخ ندهد.

تحریک پایا^{۲۵} یکی از عواملی که در تخمین پارامترها مؤثر است، نوع سیگنال ورودی است که به‌اندازه کافی تحریک‌کننده پایا باشد تا تمام پارامترهای سیستم قابل‌شناسایی باشند. در این حالت تا زمانی که سیگنال ورودی ویژگی خاصی را برآورده نسازد پارامترهای مدل قابل‌تعیین نیستند. به‌عبارتی دیگر اگر تعداد پارامترهای سیستم n باشد بایستی سیگنال ورودی تحریک‌کننده پایا حداقل از مرتبه n باشد تا یک تخمین سازگار داشته باشیم و واریانس تخمین به سمت صفر میل کند. نکته‌ای که در تخمین پارامترهای بی‌درنگ حائز اهمیت است، آن است که با افزایش تعداد پارامترهای مدل، مشکلات به‌طور چشمگیری افزایش می‌یابد. با افزایش تعداد پارامترها، میزان تحریک لازم نیز افزایش می‌یابد. برای این منظور مفید خواهد بود که سعی شود تعداد پارامترهای مجهول را تا حد امکان کاهش داده شود. این کار را می‌توان با استفاده از اطلاعات قبلی انجام داد. این موضوع اغلب در مدل‌های زمان پیوسته بیان می‌شود. نتایج آن بستگی به نوع کاربرد دارد.

اگر سیگنال ورودی فرایند به‌اندازه کافی تحریک‌کننده باشد و ساختار مدل تخمینی با فرایند، سازگار باشد، تخمین‌ها به مقادیر صحیح خود همگرا می‌شوند. مدت‌زمانی که طول می‌کشد که پارامترهای تخمینی همگرا شوند $M_{\alpha}(n, m+d)$ است. در حالت قطعی با فرض این که ورودی تحریک‌کننده پایا

²⁵ Persistent Exciting (PE)

باشد حداقل $n + m + 1$ زمان نمونه برداری برای تعیین $n + m + 1$ پارامتر لازم است؛ بنابراین مقدار زمان نمونه برداری برای همگرایی الگوریتم حداقل برابر با [۲۵]:

$$N = n + m + 1 + M \alpha(n, m + d)$$

است. با استفاده از روش حداقل مربعات که در آن مقدار اولیه‌ی ماتریس P بزرگ باشد، ممکن است تعداد کمی به گام‌ها اضافه شود. نکته‌ی قابل توجه این است که وجود نویز ممکن است همگرایی را کندتر کند. یکی از ویژگی‌های جالب کنترل تطبیقی آن است که پارامترها در حلقه بسته تخمین زده می‌شوند. در نتیجه، مدل ساده در کنترل کننده تطبیقی بر سیگنال‌های واقعی حاصل از پس‌خور، برازنده می‌شود. از آنجایی که شناسایی در شرایط واقعی در حلقه‌ی بسته انجام می‌شود، امکان خطا در تخمین پارامترها وجود دارد. هنگامی که از یک کنترل کننده ساده مثل تناسبی - انتگرالی استفاده می‌شود، برای شناسایی پس از تشکیل ماتریس رگرسور با توجه به اینکه خروجی و ورودی با رابطه‌ی جبری به یکدیگر مربوط می‌شوند، امکان این که ماتریس منفرد شود زیاد است در این حالت شناسایی دچار مشکل می‌شود؛ اما در حالتی که از کنترل کننده خطی عمومی استفاده شود، به دلیل اینکه در مسیر پس‌خور تابع تبدیل $S(s)/R(s)$ وجود دارد، این تابع تبدیل باعث می‌شود که در عمل مقدار پس‌خور متغیر با زمان باشد. به همین دلیل همواره ماتریس رگرسور دارای ابعاد کاملی خواهد بود. در عمل عدم بروز خطا از بابت معکوس پذیری ماتریس رگرسور در زمان اجرا این موضوع را تأیید می‌کند. این مطلب خواص کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم را بیان می‌کند.

اغلب برای سادگی، در طراحی کنترل کننده‌های تطبیقی با روش خودتنظیم گر غیرمستقیم از دو حالت خاص استفاده می‌شود. یکی روش خودتنظیم گر غیرمستقیم بدون حذف صفر فرایند و دیگری روش خودتنظیم گر غیرمستقیم با حذف صفر فرایند؛ هر کدام از این روش‌ها با توجه به مشخصات سیستم می‌توانند در جای خود نقش مناسبی را ایفا کنند. اگر با فرض حذف صفر فرایند، کنترل کننده طراحی

شود در این حالت نوساناتی در سیگنال کنترلی به وجود خواهد آمد. این نوسانات بسته به نزدیک و دور بودن صفر حذف شده از مبدأ می تواند متغیر باشد. علی رغم این که حذف صفر باعث ایجاد نوساناتی در سیگنال کنترلی می شود و این امر در بحث کنترل مناسب نیست اما از طرفی نوسانات موجود در سیگنال کنترل، موجب همگرایی سریع پارامترها به مقدار واقعی خود می شوند. برای سیستم هایی که دارای صفر ناپایدار هستند، از این روش نمی توان استفاده کرد. برای رفع مشکل در نوسانات سیگنال کنترلی، روش بدون حذف صفر فرایند پیشنهاد می شود. در اینجا هردو روش بر روی سیستم مبدل SEPIC اعمال شده است و نتایج آن ها را مقایسه و مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۴-۷-۲ طراحی حالت خاص کنترل کننده تطبیقی با حذف صفر

یکی از حالت های خاص طراحی به این صورت است که همه صفرها حذف شوند. در این حالت سیستم به طور قابل ملاحظه ای ساده می شود و گام های طراحی به صورت زیر انجام می شود:

$$\begin{aligned} B_m &= A_m(1)q^{d_0} \\ B^+ &= \frac{B}{b_0}; \quad B^- = b_0 \\ T &= \frac{A_m(1)q^{d_0}}{b_0} \\ AR + b_0S &= A_o A_m \end{aligned} \tag{۴-۴}$$

سیستم مبدل SEPIC را مطابق زیر در نظر بگیرید:

$$G(s) = \frac{2.511 \times 10^9}{s^2 + 1860s + 4.924 \times 10^7} \tag{۵-۴}$$

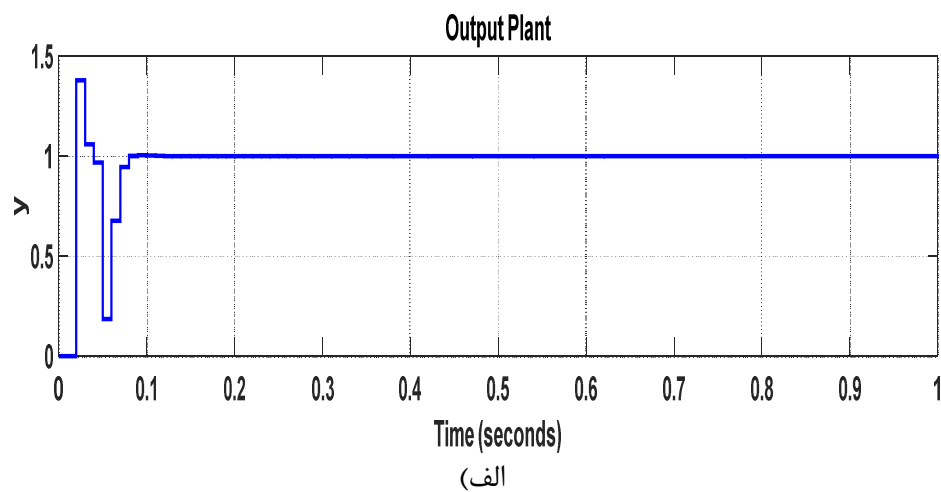
تابع تبدیل پیوسته فوق را بازمان نمونه برداری ۰/۰۱ به صورت زیر گسسته شده است:

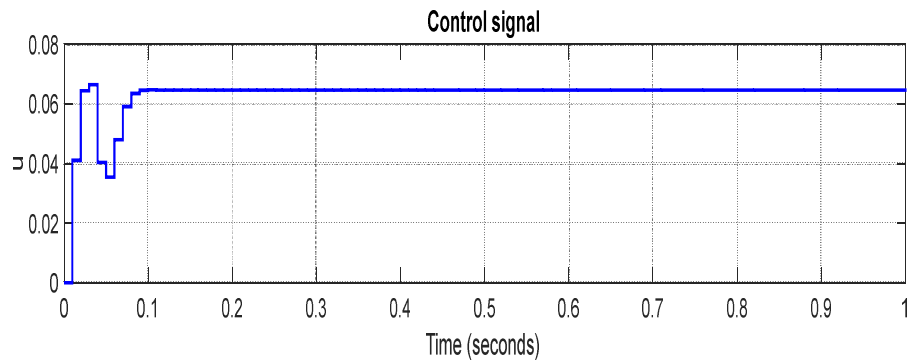
$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_1 z + a_2} = \frac{33.58 z - 6.132}{z^2 - 0.7358 z + 0.1353} \quad (۶-۴)$$

که در آن «۲=درجه ی A» و «۱=درجه ی B» است؛ بنابراین طراحی یک کنترل کننده مرتبه اول را نتیجه می دهد و سیستم حلقه بسته از مرتبه ی سه خواهد بود. سیستم گسسته شده ی مبدل SEPIC دارای صفری در ۰/۱۸۲۶ و قطب هایی در $0.3088 \pm i0.2456$ است. سیستم حلقه بسته مطلوب را به صورت زیر در نظر می گیریم:

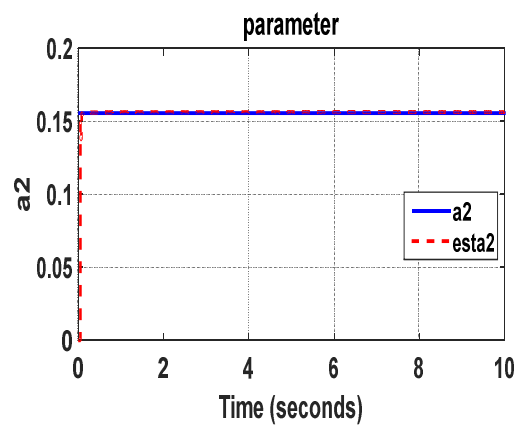
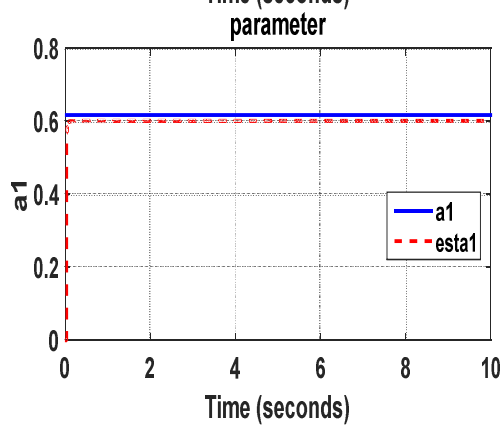
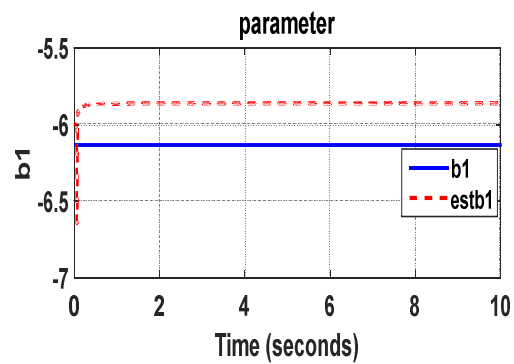
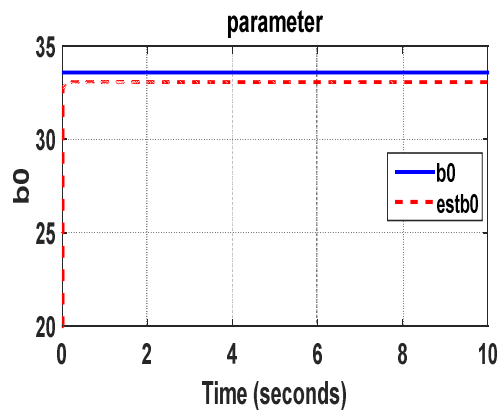
$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{b_{m0} z + b_1}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}} = \frac{0.8212 z}{z^2 - 0.1898 z + 0.01096} \quad (۷-۴)$$

از آنجایی که قطب های سیستم مبدل نزدیک مبدأ است، سیستم عملکرد سریعی دارد. به همین دلیل مدل مرجع را با قطب هایی در ۰/۳۷۵۰ و ۰/۳۶۰۸ انتخاب شده است. پارامترهای چند جمله ای B_m به گونه ای انتخاب می شود که بهره ی استاتیک واحد باشد. این مدل شروط سازگاری را فراهم می سازد؛ زیرا دارای فزونی قطب همانند فرآیند است و صفر فرآیند هم پایدار است. روند طراحی با استفاده از [۲۵] انجام شده است. نتایج به صورت زیر ارائه می شود:





ب)



ج)

شکل ۴-۲: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR با حذف صفر، الف) سیگنال خروجی سیستم ب) سیگنال کنترلی ج) پارامترهای تخمین و مقدار واقعی آنها

همان‌طور که ملاحظه می‌شود سیگنال کنترلی مقدار کوچک و قابل قبولی دارد و خروجی سیستم برای ورودی پله با دامنه‌ی واحد نشان می‌دهد. علت نوسان در ابتدای سیگنال خروجی این است که تخمین‌گر مدت‌زمان اندکی طول می‌کشد تا مقدار صحیح پارامترهای سیستم را تخمین بزند. از آنجایی که ورودی سیستم یا همان سیگنال کنترلی پایا از مرتبه‌ی پایین است به همین خاطر برخی از پارامترهای تخمین زده‌شده با مقدار بسیار کوچک خطا مواجه شده است. یکی از راه‌ها این است که نوع ورودی مرجع را تغییر دهیم؛ اما در اینجا به علت اینکه سیستم مبدل باید یک ولتاژ ثابت را دنبال کند. ورودی پله در نظر گرفته‌شده است. با توجه به اینکه کنترل تطبیقی دارای خواص تطبیق است، کنترل‌کننده باوجود خطا در پارامترها کار خود را به‌خوبی انجام می‌دهد.

۴-۷-۳ طراحی حالت خاص کنترل‌کننده تطبیقی بدون حذف صفر

اگر هیچ صفری حذف نشود تجزیه‌ی عامل‌ها به‌صورت زیر انجام می‌شود:

$$\begin{aligned} B_m &= \beta B \\ \beta &= A_m(1) / B(1) \\ B^+ &= 1; \quad B^- = B \\ T &= \beta A_o \\ AR + BS &= A_o A_m = A_c \end{aligned} \quad (۸-۴)$$

در رابطه‌ی بالا «۱- درجه‌ی B - درجه‌ی A = درجه‌ی A_o » است. برای اعمال این روش همان فرآیند مبدل را در نظر بگیرید. چون فرآیند از مرتبه‌ی دوم است، پاسخ حداقل درجه برای چندجمله‌ای‌های R و S و T از مرتبه‌ی اول است. در نتیجه سیستم حلقه بسته از مرتبه‌ی سوم خواهد بود. از آنجایی که هیچ صفری حذف نمی‌شود، از شرط سازگاری داریم:

$$\begin{aligned} B^+ &= 1 \\ B^- &= B = b_0 q + b_1 \end{aligned} \quad (۹-۴)$$

همان طور که ملاحظه می شود با توجه به شرط سازگاری مدل باید همان صفرهای فرآیند را داشته

باشد؛ بنابراین عملگر تبدیل حلقه بسته مطلوب به صورت زیر است:

$$H_m(z) = \beta \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}} = \frac{b_{m0} z + b_{m1}}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}}$$

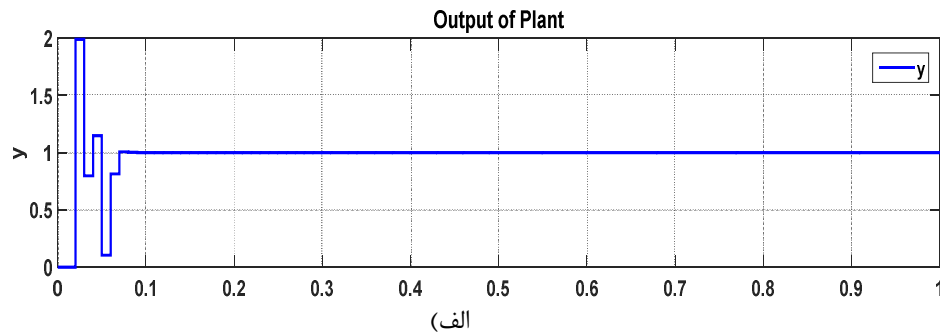
$$b_{m0} = \beta b_0$$

$$\beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1} \quad (۱۰-۴)$$

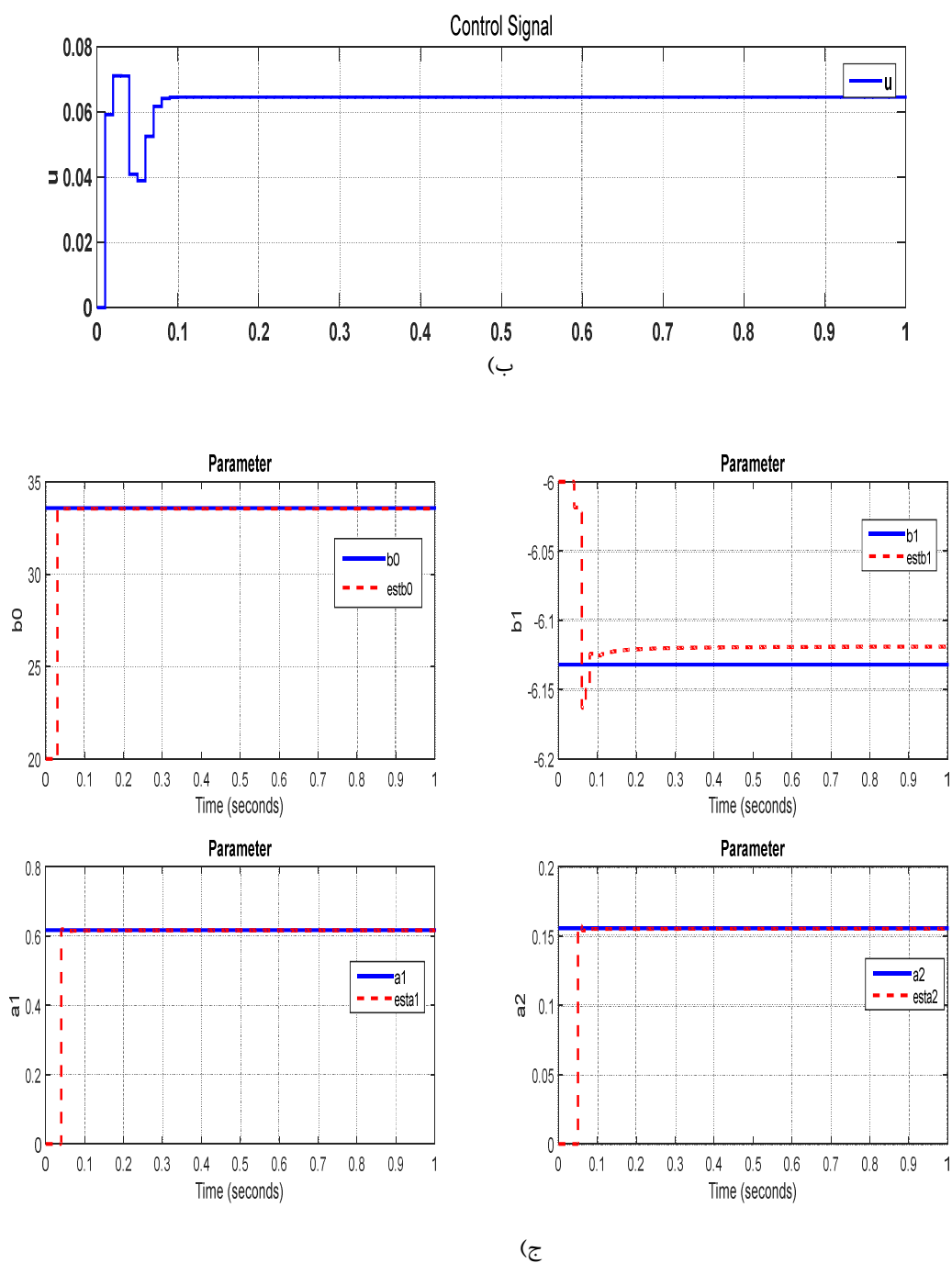
چند جمله ای A_0 در حل جایی قطب با حداقل درجه، در حالتی ظاهر می شود که هیچ صفری حذف نشود. در این حالت مسئله جایی قطب با پس خور حالت و یک رویتگر قابل حل است. در این صورت دینامیک های حلقه بسته از دو قسمت تشکیل می شود: یکی در پاسخ به پس خور حالت و دیگری به دینامیک رویتگر. با توجه به معادله مشخصه مطلوب A_0 چند جمله ای رویتگر^{۲۶} می نامند. با استفاده از چند جمله ای A_0 ، چند جمله ای T همانند زیر محاسبه می شود.

$$T(z) = \beta A_0(z) = \beta(z + a_0) \quad (۱۱-۴)$$

با استفاده از محاسبات انجام شده و در نظر گرفتن مقدار ۰/۰۱ برای پارامتر رویتگر و در نظر گرفتن همان معادله مشخصه مطلوب در حالت قبل، سیستم را برای زمانی که سیگنال فرمان یک پله واحد باشد، شبیه سازی شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی در زیر آمده است:



²⁶ Observer Polynomial

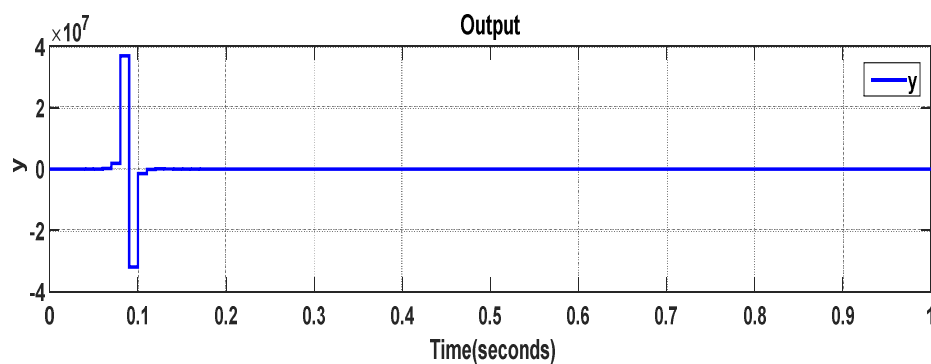


شکل ۴-۳: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR بدون حذف صفر، الف) خروجی سیستم ب) سیگنال کنترلی ج) پارامترهای تخمینی و مقدار واقعی آنها

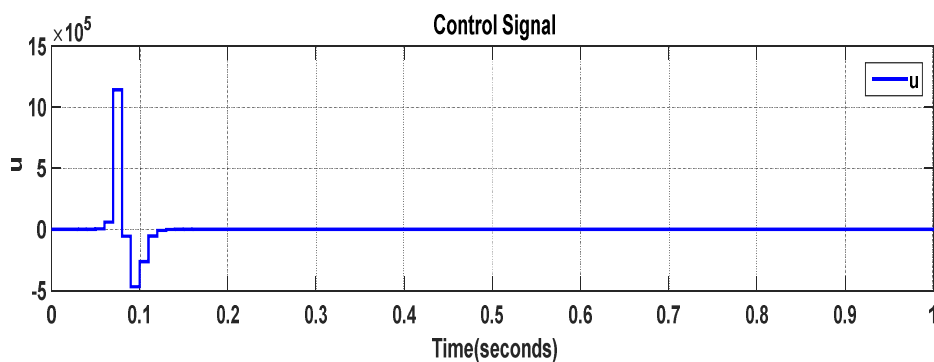
همان‌طور که ملاحظه می‌شود خروجی پس از یک حالت گذرای اولیه به خروجی مدل همگرا می‌شود. در حالتی که صفر فرایند حذف شود، سیگنال کنترل دارای نوساناتی با دامنه‌ی بیشتری می‌باشد. این

در حالی است که شرایط در هر دو حالت یکسان است؛ اما به دلیل اینکه حذف صفری از فرایند راداریم که دارای پایداری بسیار خوبی است، تفاوت این دو روش زیاد مشخص نمی‌باشد. حالت گذرای اولیه‌ی خروجی به‌طور بحرانی به مقادیر اولیه‌ی تخمین‌گر وابسته است. به همین دلیل مقادیر اولیه را تا حدودی نزدیک به پارامترها انتخاب‌شده‌اند. رفتار پارامترهای تخمین زده‌شده، میزان زیادی وابسته به مقدار اولیه است. در اینجا تخمین پارامترها با سرعت زیادی به پارامتر واقعی همگرا می‌شود.

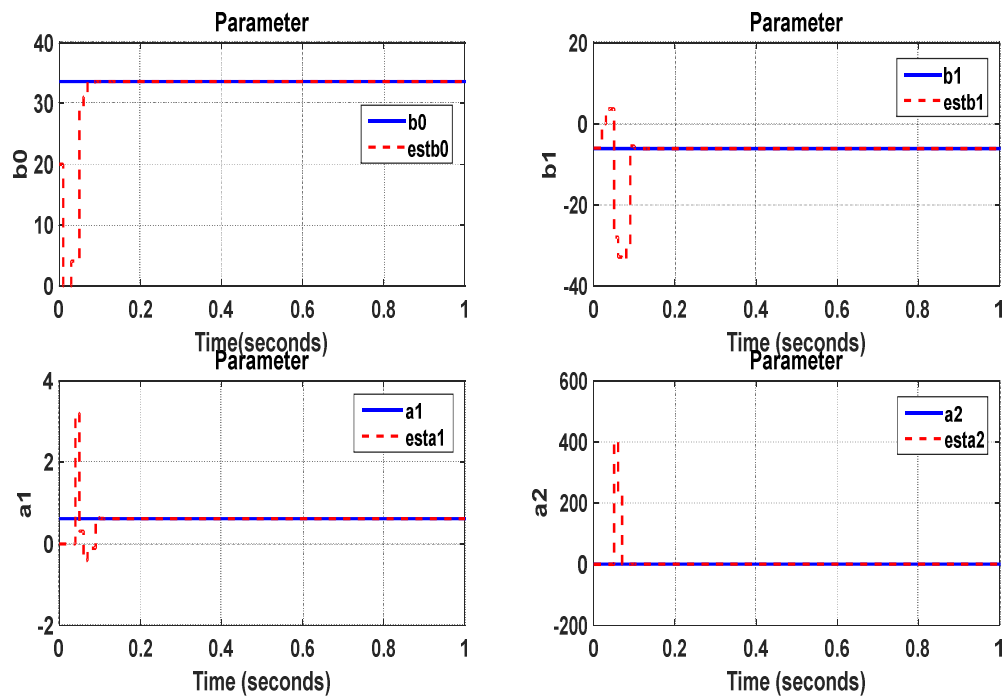
سیستم با اعمال نویزی کوچک با قدرت 0.01 در ورودی تخمین‌گر، مجدداً بررسی می‌شود و نتایج حاصل از شبیه‌سازی را به‌صورت زیر نمایش داده می‌شود:



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۴-۴: نتایج شبیه‌سازی سیستم مرتبه دو مبدل با روش STR بدون حذف صفر و در نظر گرفتن نویزی با دامنه $(0.1/0)$ (الف سیگنال خروجی ب) سیگنال کنترلی ج) پارامترهای تخمینی با مقدار واقعی آنها

در حالت کلی روش کنترلی بدون حذف قطب رفتار بسیار خوبی دارد. درحالی‌که هیچ صفری حذف نمی‌شود زمان بیشتری برای همگرایی پارامترها لازم است؛ زیرا در این حالت تحریک سیگنال ورودی فرایند در حلقه بسته به‌اندازه‌ی زمانی که صفرها حذف می‌شوند، نیست. این موضوع رفتار شبه پله‌ای تخمین‌ها را توجیه می‌کند.

۴-۸ طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم غیرمستقیم

در قسمت قبل نشان داده شد که کنترل‌کننده‌های تطبیقی در حالت ایده آل به‌خوبی عمل می‌کنند. این الگوریتم‌ها قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش‌ها نیستند. با توجه به این مسئله راهکارهایی برای این اصلاحات الگوریتم‌ها ارائه شده است. در ادامه روش‌هایی برای مقاوم کردن سیستم در برابر اغتشاش و دینامیک مدل نشده بیان خواهد شد.

واضح است که باید ساختار کنترل کننده مناسب باشد. به عنوان مثال یک پس خور تناسبی ساده، مناسب نیست. برای مقاوم بودن سیستم لازم است که بهره‌ی کنترل کننده در فرکانس‌ها بالا کاهش یابد. برای طراحی مناسب، نیاز به اطلاعات قبلی برای دینامیک‌های مدل نشده داریم. روش تطبیقی که قبلاً انجام شد هرچند از نظر تئوری حائز اهمیت است، اما ارزش عملی محدودی دارد. در صورتی که فرضی از فرضیات روش برقرار نشود، این قضیه برقرار نخواهد بود. همچنین صرف نظر از اغتشاش‌ها واقع بینانه نیست. این موضوع بیان گر، این امکان است که پایداری سراسر فقط تحت فرضیات غیرواقعی قابل برقراری است.

همان‌طور که در قسمت قبل نشان داده شد، کنترل کننده تطبیقی خالص از روش خودتنظیم گر غیرمستقیم با اعمال نویزی به قدرت $0/01$ تنها به ورودی تخمین گر باعث ایجاد سیگنال ورودی با دامنه‌ی بسیار زیاد شده که منجر به شوک بسیار عظیمی به سیستم می‌شود. حال برای اینکه از این اتفاق جلوگیری کنیم یعنی برای افزایش ناگهانی سیگنال کنترلی که حاصل از خطا در تخمین گر یا عواملی از این قبیل به وجود می‌آید، به‌طوری که با تخمین نادرستی از پارامترها سیستم به‌صورتی تخمین زده می‌شود که باعث ایجاد عوامل مشترک در صورت و مخرج آن می‌شود. این امر موجب شده که معادله‌ی دیوفانتین دارای جوابی مناسب نباشد که در پی آن برای محاسبه‌ی سیگنال کنترلی دچار مشکل شده و مقدار نامناسبی به وجود می‌آید. با توجه به مطالب بیان شده ریشه‌ی اصلی این مشکل در تخمین گر است و برای حل ریشه‌ای آن باید تخمین گر به‌صورت مقاوم طراحی شود که در ادامه روش طراحی تخمین گر مقاوم بیان خواهد شد؛ اما برای اینکه یک روش کنترلی تطبیقی مقاوم با ضریب اطمینان بالا داشته باشیم، در اینجا روشی برای اصلاح محاسبه‌ی الگوریتم کنترل ارائه می‌شود که منجر به محدود کردن سیگنال کنترلی در مواقعی که اختلالاتی در تخمین گر یا عواملی از این قبیل، همانند ایجاد اغتشاش در سیستم می‌شود. کنترل کننده اصلاح شده با بهره‌ی محدود باید

مسیری به موازات فرایند بهره‌ی ρ ایجاد شود. از این رو آرایش سیستم با مسیر موازی معادل است با استفاده از کنترل کننده با تابع تبدیل زیر:

$$G'_r = \frac{G_r}{1 + \rho G_r} \quad (۱۲-۴)$$

در اینجا G_r تابع تبدیل کنترل کننده است که وقتی بهره‌ی زیادی دارد، با استفاده از تابع فوق با بهره $\frac{1}{\rho}$ محدود می‌شود [۲۵].

با استفاده از روش ارائه شده در بالا، الگوریتم برای بهره‌های بزرگ اصلاح شده است؛ اما در این قسمت به مشکلاتی که باعث می‌شود تا تخمین گر، پارامترهای سیستم را به خوبی تخمین نزنند پرداخته می‌شود. در مطالب بیان شده این یک مشکل ریشه‌ای شناخته شد و با توجه به پیامدی که برای سیستم دارد، حائز اهمیت است. در اینجا برای رفع این مشکل، با در نظر گرفتن ساختار تخمین گر و نحو عملکرد آن روش‌های متناسبی ارائه می‌شود. برای داشتن درک بهتری از روش تخمین پارامترها به صورت حداقل مربعات بازگشتی که در اینجا به کار گرفته شده است، توضیحاتی در زمینه‌ی ساختار و نحو عملکرد این تخمین گر بیان خواهد شد. عملکرد این روش به گونه‌ای است که تخمین پارامترها با استفاده از اطلاعات ورودی و خروجی انجام می‌شود. همواره از یک قانون تطبیق برای تخمین استفاده می‌شود. در روش RLS^{27} ، مجموع مربعات خطا بین خروجی پروسه و مدل چنان حداقل می‌شود که تخمین پارامترهای مدل، حتی‌الامکان به مقادیر واقعی نزدیک باشد. لازم به ذکر است در این پایان نامه، تخمین پارامترها در فضای گسسته و از فاکتور فراموشی نمایی استفاده می‌شود. این روش به گونه‌ای عمل می‌کند که با در نظر گرفتن ضریبی برای فراموشی نمایی به همان نسبت تأثیر پارامترهای تخمینی به صورت نمایی در زمان‌های جدید بیشتر می‌شود. فاکتور فراموشی λ ، ابزاری برای

²⁷ Recursive Least Square

تنظیم سرعت همگرایی در حین ردیابی دینامیک‌های کند و متغیر با زمان می‌باشد. از طریق این ماتریس، می‌توان وزن بیشتری را به داده‌های اخیر اعمال نمود. در مقادیر کوچک λ ، تعقیب پارامترهای جدید سریع‌تر انجام می‌شود؛ اما اثر نویز در حالت دائمی افزایش پیدا می‌کند. لذا این پارامتر، مصالحه‌ای را بین سرعت همگرایی و اثر نویز برقرار می‌کند. از طرفی، λ را می‌توان به صورت ثابت یا متغیر در نظر گرفت. عموماً، به خاطر سهولت استفاده، این پارامتر را ثابت در نظر گرفته معمولاً بین $0.98 \leq \lambda \leq 0.995$ انتخاب می‌شود. یکی از معایب تخمین پارامترها به صورت فراموشی این است که زمانی الگوریتم تخمین خوب کار می‌کند که فرایند در تمامی زمان‌ها تحریک شود. برای درک این موضوع، حالتی در نظر گرفته می‌شود که در آن هیچ تحریکی وجود ندارد، یعنی بردار رگرسور برابر با صفر باشد، در اینجا معادلات تخمین به صورت زیر است:

$$\begin{aligned}\theta(t+1) &= \theta(t) \\ P(t+1) &= \frac{1}{\lambda} P(t)\end{aligned}\quad (13-4)$$

بنابراین تخمین پارامترهای t با همه مقادیر ویژه یک و ماتریس P با تمام مقادیر ویژه $\frac{1}{\lambda}$ ناپایدار است. در این حالت تخمین ثابت خواهد ماند و اگر مقدار $\lambda < 1$ باشد ماتریس P به صورت نمایی رشد خواهد کرد؛ و در نهایت تخمین پارامترها به شدت تغییر می‌کند که این پدیده را اختتام تخمین‌گر نامیده می‌شود. برای جلوگیری از این مشکل راه کار بهنگام سازی شرطی ارائه می‌شود. این روش طوری عمل می‌کند که تخمین و ماتریس کواریانس را زمانی به هنگام می‌کند که تحریک وجود داشته باشد. در اینجا با شرط زیر تخمین‌گر با روش بهنگام کردن شرطی اصلاح می‌شود این شرط قبل از ماتریس کواریانس قرار می‌گیرد و در صورت برقرار شدن شرط ماتریس کواریانس مقادیرش را بهنگام می‌کند:

$$\varphi(t)^T P(t) \varphi(t) > 2(1 - \lambda) \quad (14-4)$$

در این حالت از رشد نمایی اجتناب می‌شود. عناصر ماتریس کواریانس کران دار می‌ماند و بهره‌های تخمین‌گر به خوبی رفتار خواهد کرد. راه دیگری هم برای اجتناب از رشد نمایی وجود دارد. این روش رد ماتریس ثابت نامیده می‌شود که عملکردی همچون روش قبلی برای اختتام تخمین‌گر است و همچنین دارای یک اصلاح اضافی، یعنی افزودن یک ماتریس واحد کوچک به ماتریس کواریانس است. با ساختاری که روش رد ماتریس ثابت دارد، این امکان رو طوری برای تخمین‌گر ایجاد می‌کند که در زمان‌هایی که بردار رگرسور ثابت بوده ماتریس کواریانس به صورت نمایی افزایش نیابد. این روش به صورت زیر قابل اجراست:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) &= P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \\ \bar{P}(k) &= \frac{1}{\lambda} \left(P(k-1) - \frac{P(k-1)\phi(k)\phi^T(k)P(k-1)}{I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)} \right) \\ P(k) &= c_1 \frac{\bar{P}(k)}{tr(\bar{P}(k))} + c_2 I\end{aligned}$$

(۱۵-۴)

که در آن $c_1 > 0, c_2 \geq 0$ است. پارامترها را به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\begin{aligned}c_1 / c_2 &\approx 10^4 \\ \phi^T \phi \cdot c_1 &\gg 1\end{aligned}$$

(۱۶-۴)

در اینجا از الگوریتم رد ثابت و بهنگام سازی شرطی به صورت ترکیبی استفاده شده است.

۹-۴ تخمین مقاوم برای روش حداقل مربعات بازگشتی

در قسمت قبل معایب روش تخمین پارامترها با استفاده از الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی بیان شد و راه حل‌هایی در این زمینه برای اصلاح الگوریتم ارائه شد. این روش همان‌طور که قبلاً اشاره شد در برابر نویز در خروجی حساس است و تأثیر زیادی در همگرا شدن تخمین به مقدار صحیح پارامترها

دارد. با توجه به اینکه هدف از این پایان نامه طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم است و در روش کنترل خودتنظیم گر غیرمستقیم، کنترل کننده از دو قسمت شناسایی و محاسبه سیگنال کنترلی به صورت برخط انجام می گیرد، به طوری که ابتدا عملیات شناسایی انجام می شود و بعد از روی نتایج حاصل از شناسایی سیستم، سیگنال کنترل محاسبه می شود پس می توان نتیجه گرفت که اهمیت شناسایی در این روش بسیار حائز اهمیت است. به دنبال همین موضوع برای مقاوم ساختن الگوریتم شناسایی در برابر نویز خروجی و عواملی که تأثیرگذار در همگرایی سیستم بوده، مورد بررسی قرار می گیرد. یکی از پیامدهای مستقیم فرمول حداقل مربعات آن است که یک خطای ساده بزرگ، تأثیری زیادی بر نتیجه دارد، زیرا معیار خطا به توان دو می رسد. به توان دو رسیدن معیار خطا یکی از ویژگی های روش RLS شناخته می شود که در پیرو موضوع باعث می شود که خطا به سرعت رشد کند که در بعضی مواقع که خطا بزرگ باشد موجب واگرا شدن تخمین از مقادیر پارامترها می شود. برای حل این مشکل که برای تخمین پارامترها ایجاد شده است، راه حلی ارائه می شود در صورتی که احتمال خطاهای بزرگ قابل صرف نظر نیست تخمین گر با خواصی متفاوت طراحی می شود. برای طراحی تخمین گر مقاوم از رابطه ی زیر استفاده می شود [۲۵]:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k)\varphi(k-1)f(\varepsilon(k)) \quad (۱۷-۴)$$

در معادله فوق تابع $f(\varepsilon)$ برای مقدار کوچک ε خطی است، اما برای مقدار بزرگ ε بسیار آهسته از حالت خطی افزایش می یابد؛ که برای ایجاد این چنین ویژگی تابع به صورت زیر تعریف می شود:

$$f(\varepsilon) = \frac{\varepsilon}{1+a|\varepsilon|} \quad (۱۸-۴)$$

در اینجا مقدار a ، بسته به بزرگ بودن خطا آن را می‌توان بزرگ در نظر گرفت. تأثیر نهایی این رابطه کاهش پیامدهای خطاهای بزرگ است. از این رو تخمین گر را مقاوم می‌نامند. پس می‌توان نتیجه گرفت که تخمین ما با تنظیم مناسب پارامتر a در تابع تعریف شده به نسبت، بزرگی خطا مقاوم است.

قبلاً بیان شد که تخمین پارامتر و محاسبه‌ی پارامترهای سیگنال کنترل به شدت به مقدار اولیه‌ی آن به‌طور بحرانی وابسته است. به‌طور کلی به چهار صورت می‌توان بردار اولیه پارامترها را تعیین نمود.

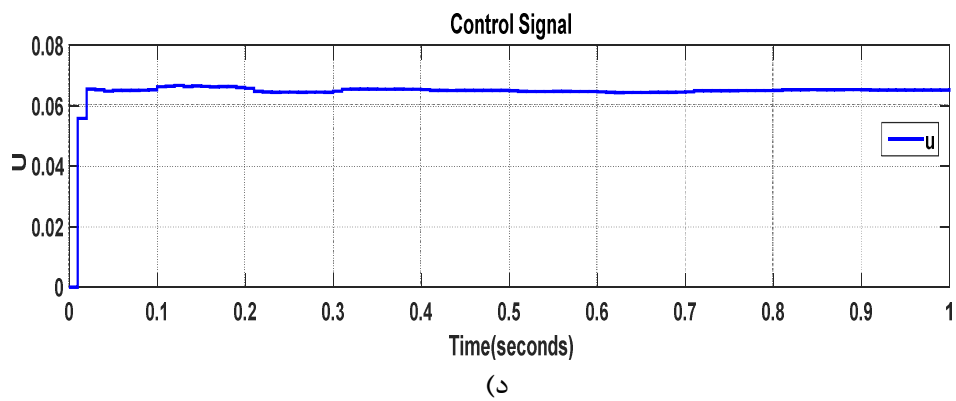
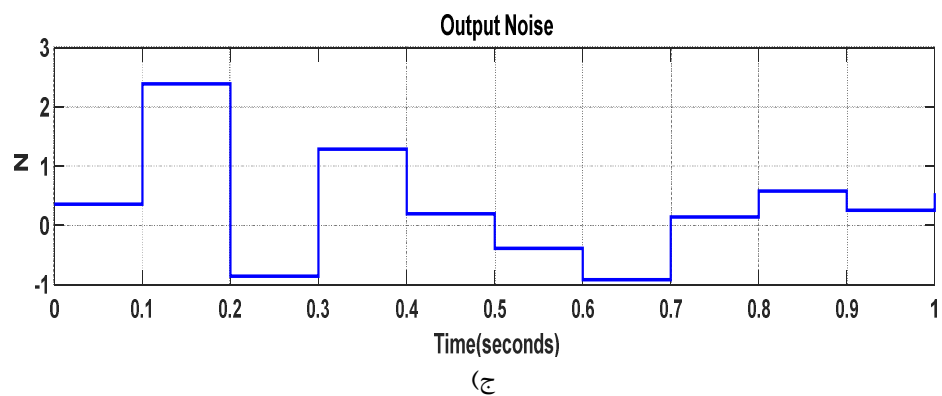
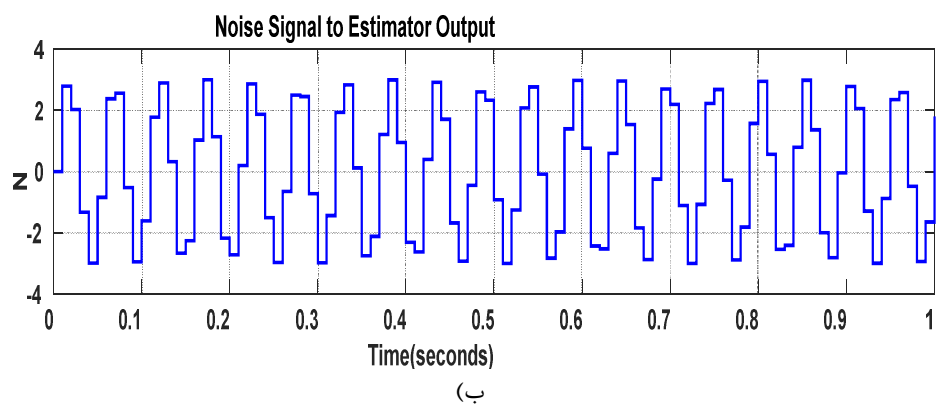
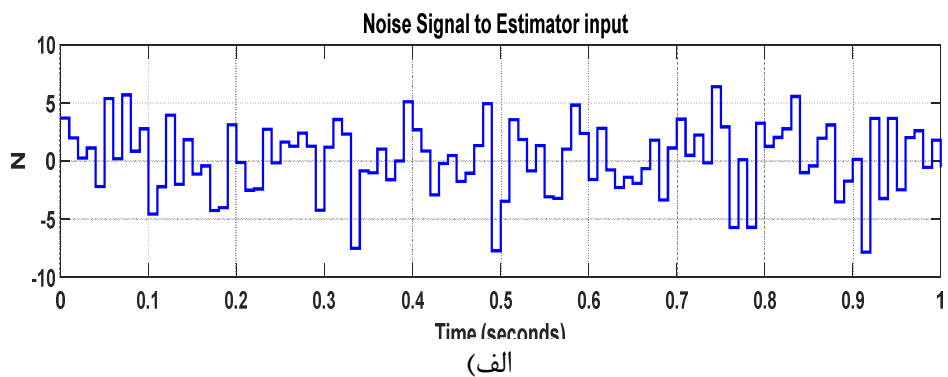
این چهار روش عبارت‌اند از:

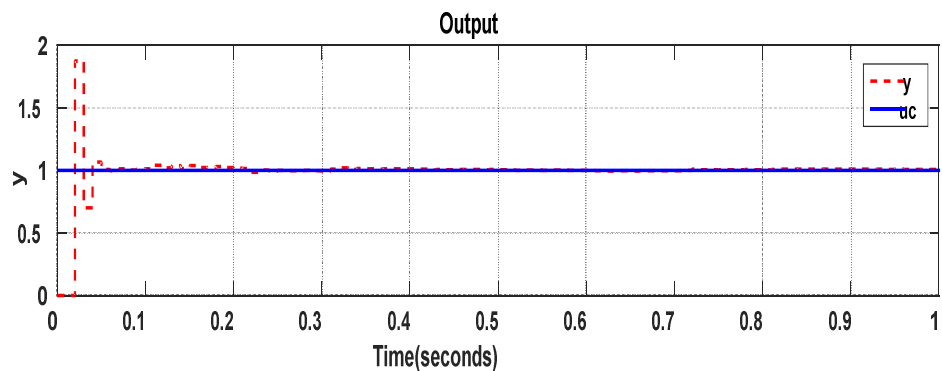
- دانش قبلی
- آنالیز فیزیکی
- به‌طور دلخواه
- آزمایش رله

در این پایان‌نامه، انتخاب بردار اولیه با دانش قبلی صورت گرفته است؛ یعنی با توجه به این که همگرایی تخمین، به پارامتر مدت‌زمانی طول می‌کشد. در صورتی که مقادیر حاصل در مسیر تخمین پارامترها برای حل معادله‌ی دیوفانتین بحرانی شود، با توجه به فرمول محاسبه‌ی سیگنال کنترلی که باعث افزایش دامنه می‌شود. با در نظر گرفتن این موضوع مقدار اولیه بردار پارامترها را به‌صورت زیر تعیین می‌شود:

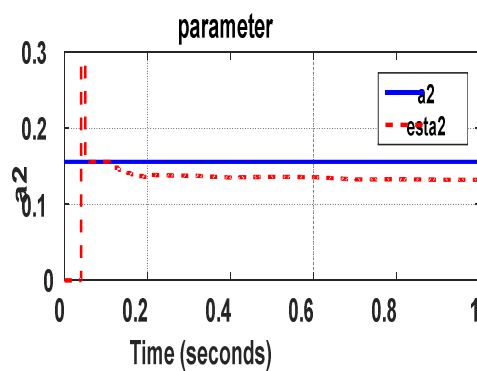
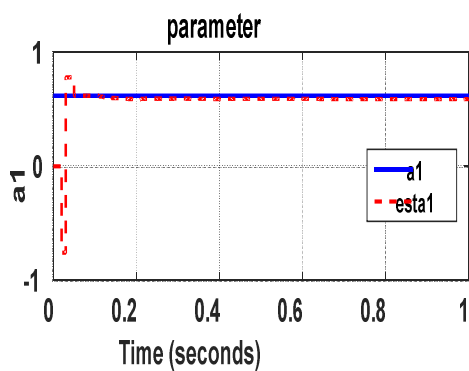
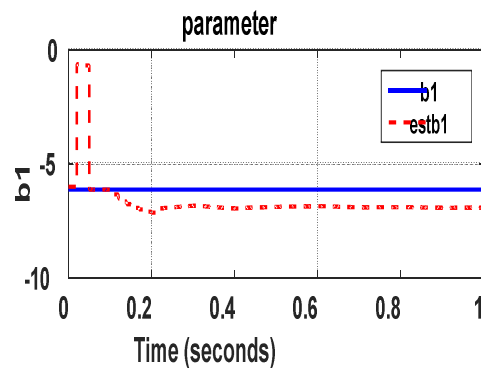
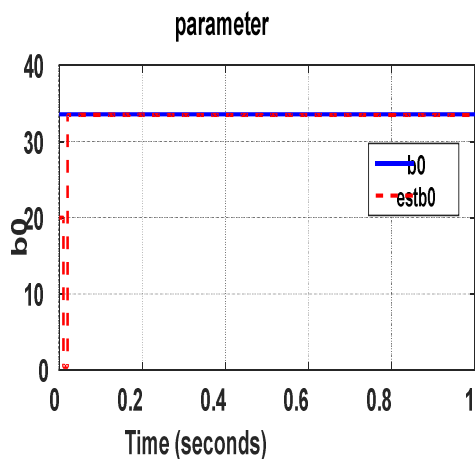
$$\theta = [20 \quad -6 \quad 0 \quad 0]^T$$

به همین منظور با تحلیل و بررسی با استفاده از مطالب گفته‌شده برای اصلاح کنترل کننده و تخمین گر در پی عملکرد مقاوم سیستم را شبیه‌سازی می‌کنیم. در اینجا با اضافه کردن نویزی در ورودی و خروجی تخمین گر و خروجی سیستم به‌صورت هم‌زمان نتایج را به ازای ورودی پله‌ی واحد مورد بررسی قرار می‌دهیم:





(ه)



(و)

شکل ۴-۵: نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم برای سیستم مرتبه دو مبدل، با روش STR بدون حذف صفر با اعمال نویز و اغتشاش در ورودی-خروجی تخمین‌گر و خروجی سیستم، الف) نویز در ورودی تخمین‌گر با قدرت ۰/۱ (ب) سیگنال سینوسی اعمال‌شده در خروجی تخمین‌گر ج) اغتشاش در خروجی سیستم با قدرت ۰/۱ (د) سیگنال کنترلی ه) خروجی سیستم و ورودی مرجع و) پارامترهای تخمینی و مقدار واقعی آن‌ها

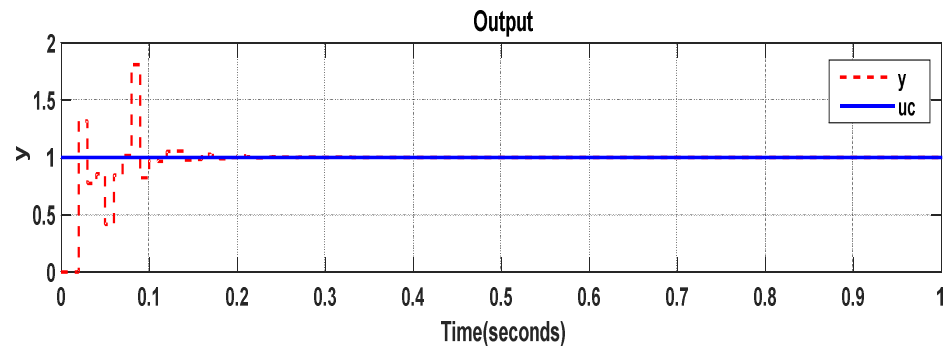
همان طور که ملاحظه می شود، برخلاف حالت های قبل که با اعمال کوچک ترین نویز به سیستم، سیستم ناپایدار می شد. در اینجا با استفاده از اصلاح الگوریتم خودتنظیم گر غیرمستقیم قادر به اعمال نویزها با دامنه زیاد و در نتیجه مقاوم بودن سیستم در این حالت نشان می دهد. سیگنال کنترلی همانند قبل مقدار کمی دارد، با این تفاوت که دارای نوسانات بسیار کمی می باشد، به طوری که تأثیر آن در خروجی سیستم قابل صرف نظر است. در عین حال با اعمال این مقدار نویز مورد قبول می باشد. به دلیل اینکه پارامترهای سیستم حساسیت بحرانی نسبت به مقدار اولیه دارد در لحظه ی اولیه، برای تخمین پارامترها دچار نوسان شده است، اما این مقدار در زمان اندکی به مقدار خود همگرا شده است. در اینجا قابل ذکر است که با استفاده از این روش هر چه دامنه ورودی برای مدل مرجع بزرگ انتخاب شود متقابلاً دامنه سیگنال کنترلی افزایش می یابد، در نتیجه می توان تخمین عملکرد بهتری داشته باشد که به تبع، کنترل مناسبی خواهیم داشت.

۴-۱۰ دینامیک های مدل نشده

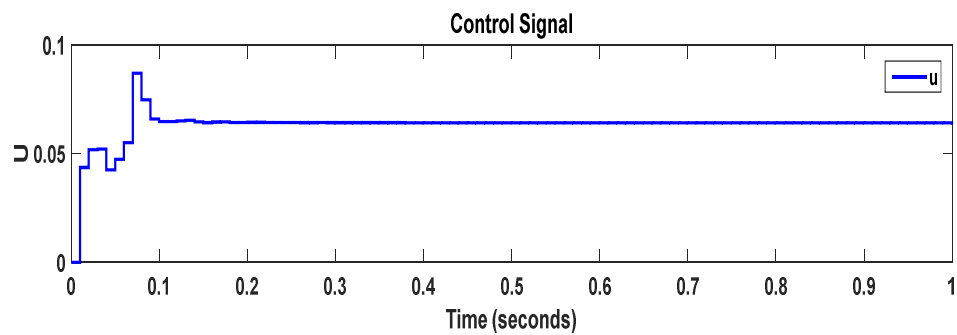
برای این که مقاوم بودن سیستم در برابر دینامیک های مدل نشده نشان دهیم، با در نظر گرفتن مشخصات فرکانسی سیستم تابع تبدیل زیر به صورت نامعینی های ضربی به سیستم اضافه می شود و نتیجه مورد بررسی قرار می گیرد:

$$G_{um} = 1 + k \frac{-0.5z^2 + 0.8275z - 0.2739}{z^2 - 0.1179 + 0.6674} \quad (۱۹-۴)$$

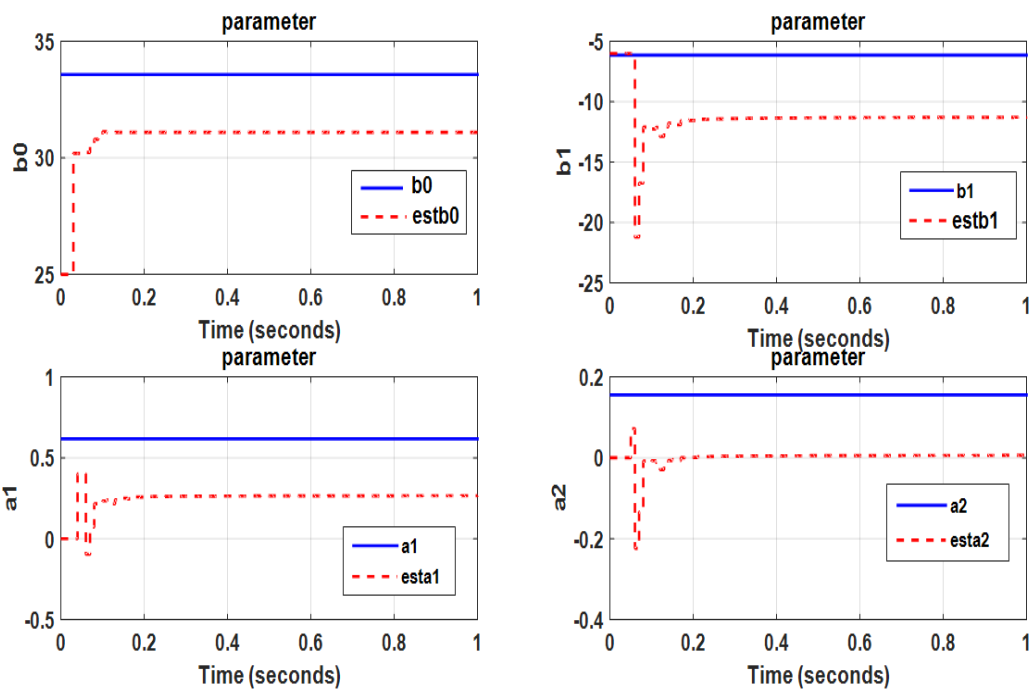
در اینجا مقدار k متفاوت در نظر گرفته شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی سیستم در زیر نشان داده شده است:



(الف)



(ب)



(ج)

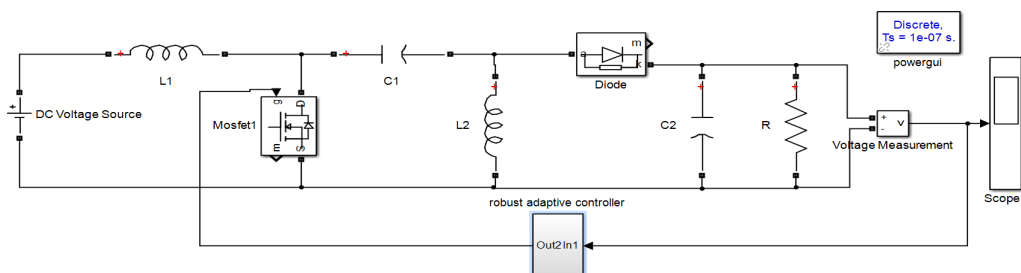
شکل ۴-۲: نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم، به روش STR و با اضافه کردن دینامیک‌های مدل نشده.

(الف) خروجی سیستم و ورودی مرجع (ب) سیگنال کنترلی (ج) پارامترهای تخمینی و مقادیر واقعی آنها

همان‌طور که ملاحظه می‌شود با اضافه کردن دینامیک‌های مدل نشده به سیستم، تخمین پارامترها با مقداری خطا، مقدار صحیح پارامترها را دنبال می‌کند. این امر طبیعی است زیرا که پارامترهای سیستم تغییر کرده‌اند. در اینجا مقدار $k=0.2$ در نظر گرفته شده است. سیگنال خروجی نسبت به حالت‌های قبل، سرعت همگرایی آن کاهش یافته است. سیگنال کنترلی هم مقدار نوسان آن در لحظه‌ی اولیه افزایش یافته اما پس از گذشت زمان به مقدار ثابتی را دنبال می‌کند.

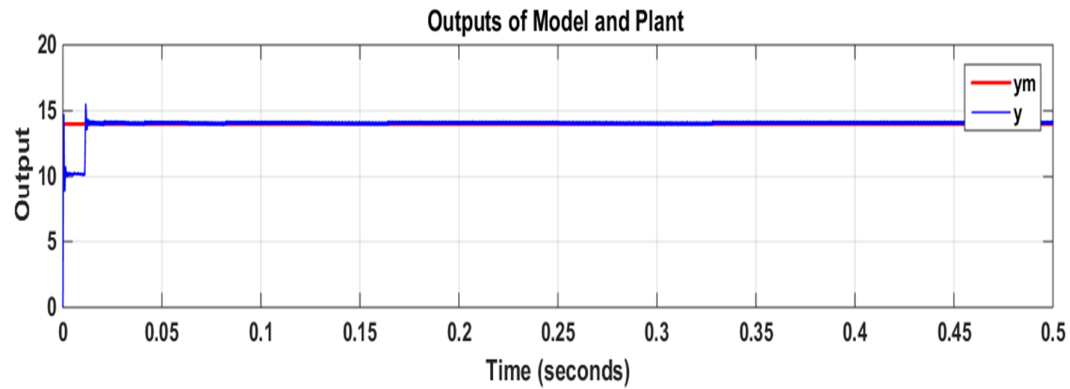
تا این قسمت از پایان‌نامه برای مدل ریاضی سیستم مبدل SEPIC کنترل‌کننده تطبیقی و تطبیقی مقاوم طراحی شده است. با در نظر گرفتن اینکه مدل ریاضی این سیستم با استفاده از معادلات حالت متوسط که در وضعیت سوئیچ خاموش و سوئیچ روشن انجام شد و سپس فضای حالت غیرخطی سیستم را با استفاده از روش خطی سازی در حول نقطه‌ی کار، خطی سازی می‌شود. در انتها سیستم از فضای حالت به تابع تبدیل انتقال داده شد و طراحی کنترل‌کننده‌های متفاوتی برای آن صورت گرفت. به دلیل این که سیستم مبدل SEPIC دارای معادلات غیرخطی می‌باشد و طراحی برای سیستم خطی سازی شده در زمان گسسته صورت گرفته است، در این قسمت از پایان‌نامه قصد داریم که کنترل‌کننده‌ی تطبیقی مقاوم طراحی شده از روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم بر روی سیستم اصلی پیاده‌سازی کنیم تا میزان کارا بودن کنترل‌کننده را به نشان دهیم. به همین منظور بر روی نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای مدل ریاضی و سیستم اصلی بحث کنیم. در شکل (۳-۴) مدل اصلی مبدل

SEPIC را نشان می‌دهد:

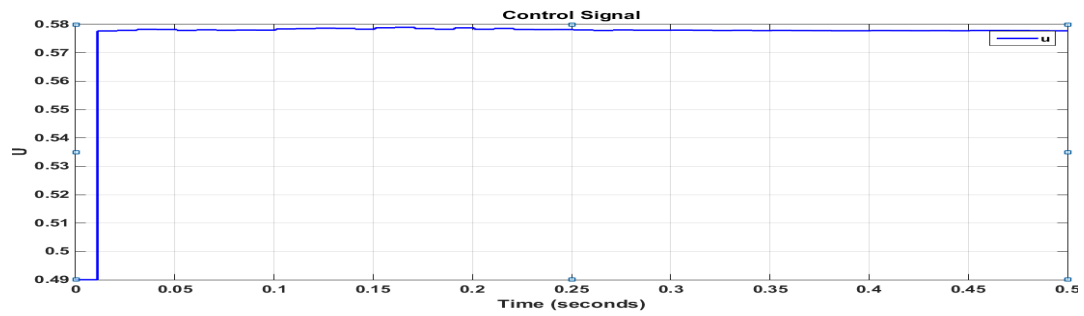


شکل ۳-۴: مدل اصلی سیستم مبدل SEPIC با کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم

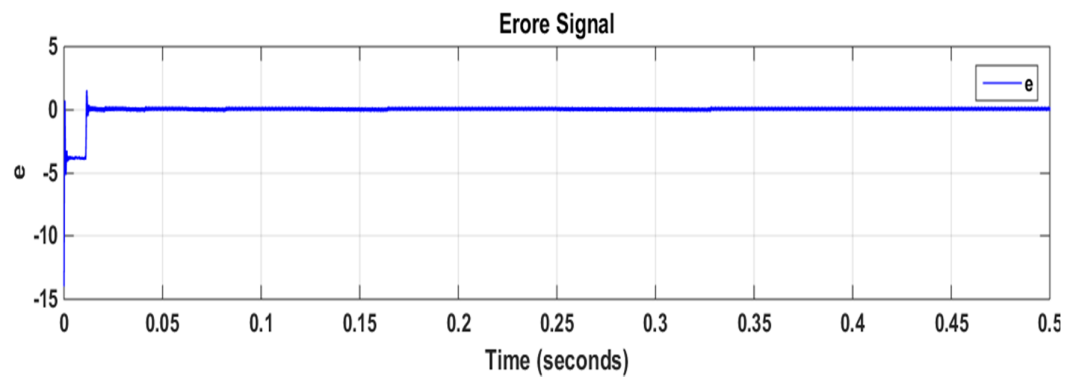
نتایج شبیه‌سازی برای مدل اصلی مبدل SEPIC با در نظر گرفتن ولتاژ ورودی ۱۲ ولت و مشخصات به‌دست‌آمده مطابق جدول (۲-۲) و اضافه کردن نویز با قدرت ۰/۱ در ورودی تخمین‌گر و خروجی سیستم و اعمال سیگنال سینوسی با دامنه واحد برای خروجی تخمین‌گر به‌عنوان نویز در شکل (۴-۴) نشان می‌دهد:



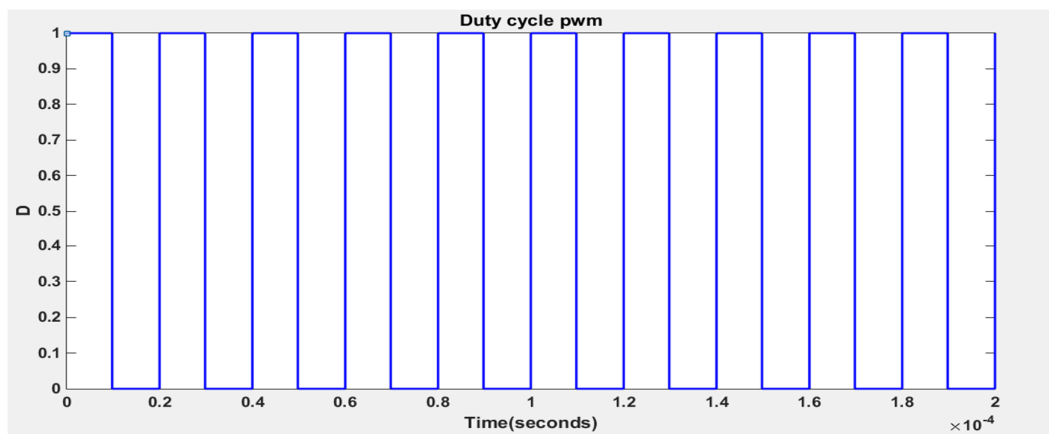
(الف)



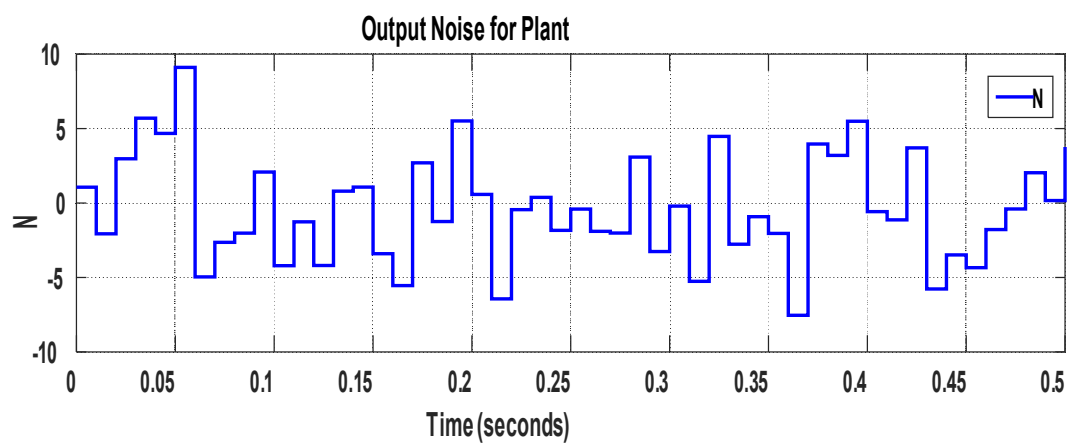
(ب)



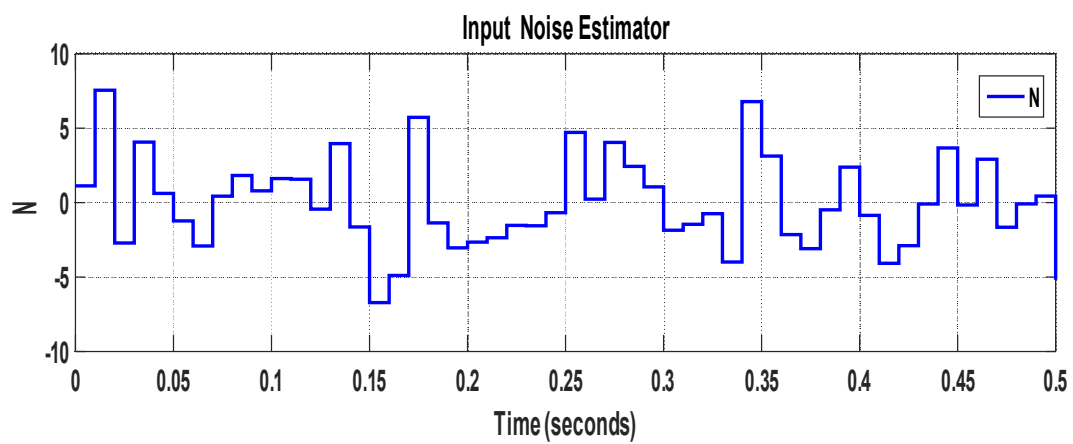
(ج)



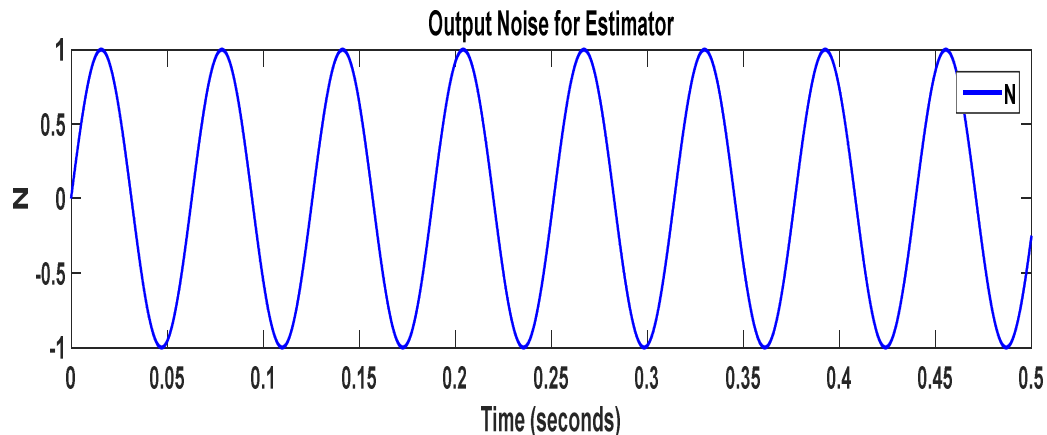
(د)



(هـ)



(و)



(ی)

شکل ۴-۴: نتایج حاصل از شبیه‌سازی با کنترل‌کننده‌ی تطبیقی مقاوم برای سیستم اصلی مبدل SEPIC (الف) ولتاژ خروجی مبدل (ب) سیگنال کنترلی (ج) سیگنال خطا (د) سیکل وظیفه (ه) نویز اعمال‌شده با قدرت ۰/۱ به خروجی تخمین‌گر (و) نویز با قدرت ۰/۱ اعمال‌شده به ورودی تخمین‌گر (ی) سیگنال سینوسی با دامنه واحد، اعمال‌شده به خروجی سیستم

همان‌طور که از نتایج شبیه‌سازی ملاحظه می‌شود در خروجی سیستم و خروجی تخمین‌گر نویزهایی با قدرت ۰/۱ اعمال‌شده و همچنین در ورودی تخمین‌گر سیگنال سینوسی با دامنه‌ی واحد اعمال‌شده است، با این‌وجود خروجی سیستم بعد از گذشت زمان اندکی به مقدار ثابتی که برای ورودی مرجع در نظر گرفته‌شده است می‌رسد. در زمان شروع به کار مبدل SEPIC به علت این که مقدار سیکل وظیفه نامی به مدار داده‌شده است، خروجی سیستم با بالا زدگی نزدیک ۴ ولت، ۱۰ ولت را دنبال می‌کند و سپس با اعمال سیگنال کنترلی به مقدار ثابت سیکل وظیفه خروجی سیستم به ولتاژ تعیین‌شده می‌رسد. سیگنال کنترلی که شامل مجموع سیکل وظیفه نامی و مقدار محاسبه‌شده از طریق کنترل‌کننده است، به ورودی PWM^{28} با فرکانس ۵۰ کیلوهرتز داده می‌شود. این عمل موجب شده که پالسی مربعی با پهنای موردنظر برای ورودی ترانزیستور ایجاد کند. پالس تولیدشده توسط PWM نسبت ورودی به خروجی سیستم را تعیین می‌کند. در اینجا مقدار پالس برای لحظه‌ی راه‌اندازی نشان می‌دهد همان‌طور که مشخص از در این حالت پهنای پالس حدود ۵۰٪ است یعنی نصف یک دوره‌ی

²⁸ Pulse Width Modulation

تناوب روشن و نصف دیگر خاموش است که با این پالس مبدل خروجی ۱۰ ولت را دنبال می‌کند. تأثیرات بسیار کمی از نویزهای اعمال شده به سیستم در سیگنال کنترلی دیده می‌شود، اما این تأثیرات در برابر میزان نویزهای اعمالی به سیستم بسیار ناچیز و قابل صرفه نظر است.

اجرای کنترل کننده تطبیقی مقاوم بر روی مدل ریاضی به دست آمده از مبدل، بدون نوسان است؛ اما همان طور که از نتایج شبیه سازی سیستم اصلی مبدل مشخص است، سیگنال خروجی سیستم در این حالت دارای نوساناتی می باشد که این امر به دلیل سوئیچ کردن مبدل است و فرکانس آن برابر با فرکانس سوئیچ است و همان طور که برای محاسبه ی معادلات حالت متوسط سیستم این تغییرات در نظر گرفته شد.

فصل پنجم:

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این طرح پژوهشی با استفاده از کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم، سیستم مبدل SEPIC، کنترل‌شده است. با توجه به ویژگی‌های سیستم مرتبه چهار مبدل و تابع تبدیلی که دارای پیچیدگی خاصی است، در انجام این پایان‌نامه نتیجه‌ای در این خصوص حاصل شد که اگر سیستم مبدل SEPIC کاهش مرتبه داده نشود به دلایلی که ذکر خواهد شد، امکان طراحی کنترل‌کننده از روش تطبیقی وجود ندارد. اگر سیستم مبدل ساده نشود، در این حالت برای اجرای کنترل‌کننده از روش خودتنظیم‌گر به مشکلاتی برخورد می‌کنیم، از آنجایی که این روش از دو بخش کلی پیروی می‌کند؛ یعنی ابتدا با استفاده از تخمین‌گر، پارامترهای سیستم را به صورت برخط به دست آورده و سپس با استفاده از این پارامترها، مقادیر موردنیاز سیگنال کنترل را برای ایجاد یک ردیابی مناسب از ورودی مرجع با توجه به در نظر گرفتن قطب‌های مطلوب برای سیستم محاسبه می‌شود. در گام اول یعنی شناسایی سیستم با توجه به این که سیستم دارای یک جفت صفر و قطب مزدوج، در نزدیکی همدیگر می‌باشد، شناسایی را دچار اختلال می‌کند و در همین زمینه بحث تحریک پایا برای تخمین پارامترها به وجود خواهد آمد. به این معنی که سیستم مبدل از مرتبه‌ی چهار می‌باشد و دارای هشت پارامتر مجهول است که برای تخمین زدن پارامترهای سیستم به صورت دقیق ورودی باید پایا از مرتبه‌ی بالا باشد و از آنجایی که مایل هستیم، خروجی سیستم به تبع از ورودی مرجع مقدار ثابتی داشته باشد از ورودی پله استفاده خواهد شد که پیرو آن هرچند هم سیگنال کنترلی دارای نوساناتی در لحظه‌ی اول باشد نتوانسته شرط پایا بودن برای تخمین‌گر برآورده کند. در پی همین مشکل به دلیل نزدیک بودن قطب و صفر در نزدیکی یکدیگر شرط اول بودن صورت و مخرج سیستم برای روش خودتنظیم‌گر به شدت مشکل‌ساز است. با استفاده از همین دلایل این روش قادر به کنترل سیستم مبدل نیست. یکی از روش‌های دیگر کنترل تطبیقی روش مدل مرجع با پایداری لیاپانوفی می‌باشد که این روش با توجه به ویژگی‌هایی که دارد، موردتوجه واقع شده است. این روش به این صورت عمل می‌کند که از با استفاده از تعریف تابع لیاپانوف به تعیین

پارامترهایی برای ایجاد سیگنال کنترلی پایدار خواهیم رسید. درواقع با توجه به این که روش مدل مرجع، هدف پیروی از مدل مرجع انتخاب شده برای سیستم را دارد، در همین راستا برای دستیابی به هدف موردنظر کنترل کننده باید طوری عمل کند که این روند انجام گیرد. برای انجام این عملیات لازم است که سیستم مینیمم فاز باشد. پس در نتیجه روش مدل مرجع با پایداری لیاپانوفی، برای این نوع سیستم مناسب نیست. قابل ذکر است که در روش مدل مرجع با استفاده از قضیه ی غیرفعال، شرط مینیمم فاز بودن یکی از فرضیات این روش محسوب می شود. در نتیجه با توجه به مطالب بیان شده کنترل تطبیقی را برای این سیستم که از مرتبه ی چهار است با چنین ویژگی هایی که بیان شده است مناسب نیست. در این پایان نامه ساده سازی یا همان کاهش مرتبه ی سیستم را با مقداری خطا به صورت مصالحه آمیزی پذیرفته ایم تا این که بتوانیم از روش های کنترل تطبیقی این سیستم را کنترل کنیم.

همان طور که در فصل دوم بیان شد، سیستم مبدل SEPIC به یک سیستم مرتبه دو کاهش یافت که به وضوح تأثیرات کاهش مرتبه در طراحی کنترل کننده ی تطبیقی و تطبیقی مقاوم در فصل های سوم و چهارم ملاحظه می شود. با توجه به خصوصیات ذکر شده از این سیستم بحث مقاوم و پایدار بودن سیستم برای طراحی کنترل کننده به شدت حساس و حائز اهمیت خواهد شد. به طوری که در این پایان نامه از روش های مختلف و ترکیبی هم برای تخمین گر و هم برای کنترل کننده انجام گرفته است تا این که بتوان تأثیرات تقریب سیستم و خطاهای موجود که شامل اغتشاش و نویز و دینامیک های مدل نشده بوده است را در برگیرد. در فصل چهارم از این پایان نامه با اعمال روش خودتنظیم گر غیرمستقیم به صورت آشکار نشان داده شد که طراحی کنترل کننده ی تطبیقی بدون اصلاح الگوریتم در برابر نویز عملکرد مناسبی ندارد. به همین دلیل می توان نتیجه گرفت که کنترل کننده های تطبیقی بدون اصلاح الگوریتم بیشتر جنبه ی تئوری دارد.

۲-۵ پیشنهادات

در این پایان نامه با توجه به تجربه‌ای که کسب شده است. پیشنهاداتی را به صورت زیر ارائه داده می‌شود:

۱. استفاده از روش‌های شناسایی مرتبه کسری برای افزایش دقت و کاهش مرتبه سیستم
۲. پیاده‌سازی کنترل کننده‌های $FOPID^{29}$ که درجه آزادی بیشتری نسبت به حالت معمولی در کنترل سیستم‌ها دارند.
۳. روش‌های دیگر برای مقاوم کردن الگوریتم کنترل تطبیقی استفاده شود.

²⁹ Fractional order proportional - integral - derivative

منابع و مراجع:

1. Galarza-Quirino, R. and J. Leyva-Ramos, *Multiloop controller design for a quadratic boost converter*. IET Electric Power Applications, 2007. **1**(3): p. 362-367.
- ۲- کمالی، و. کنترل مقاوم H برای مبدل SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک. ۱۳۹۴.
3. Montagner, V. and L. Peres. H_∞ control with pole location for a DC-DC converter with a switched load. in *Industrial Electronics, 2003. ISIE'03. 2003 IEEE International Symposium on*. 2003. IEEE.
- ۴- مؤمنی، ح. س. ح. ثانی، ارائه روش جدید در طراحی کنترلگر تطبیقی مقاوم برای سیستم‌های تأخیردار. مجله کنترل جلد ۲، شماره ۲، ۱۳۸۷.
5. Mei, R. M. Chen, and W.W. Guo, *Robust adaptive control scheme for optical tracking telescopes with unknown disturbances*. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2015. **126**(11): p. 1185-1190.
6. Yang, K.S. and C.C. Cheng. *Robust adaptive controller design for second-order underactuated mechanical systems*. in *2011 International Conference in Electrics, Communication and Automatic Control Proceedings*. 2012. Springer.
7. Wu, B. X. Cao, and L. Xing, *Robust adaptive control for attitude tracking of spacecraft with unknown dead-zone*. Aerospace Science and Technology, 2015. **45**: p. 196-202.
8. Jiang, Z.P. and L. Praly, *Design of robust adaptive controllers for nonlinear systems with dynamic uncertainties*. Automatica, 1998. **34**(7): p. 825-840.
9. Ahmed, M.M.R. and G. Putrus. *fuzzy logic speed control of DC motors fed by single-ended primary inductance converters (sepic)*. in *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference*. 2006. IEEE.
10. Lingeswaran, K. *Microcontroller-Based MPPT Control for Standalone PV System with Sepic Converter*. Middle-East Journal of Scientific Research, 2014. **20**(8): p. 945-950.
11. Venkatanarayanan, S. and M. Saravanan. *Control of SEPIC converter using neural network tuned PI controller*. in *Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on*. 2013. IEEE.

12. Hussain, J. and M.K. Mishra. *Design of current mode controlled SEPIC DC-DC converter for MPPT control of wind energy conversion systems*. in *Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC), 2015 International Conference on*. 2015. IEEE.
 13. Geethalakshmi, B. *Design of a closed loop control scheme for a DC-DC SEPIC converter using loop shaping method*. in *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2015 International Conference on*. 2015. IEEE.
 14. Lin, B.R. and H.H. Lu. *Single-phase three-level PWM rectifier*. in *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS'99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*. 1999. IEEE.
 15. Li, W. and X. He, *Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011. **58**(4): p. 1239-1250.
- ۱۶- مسعود، م. م.د. بهزاد، ن. مهدی، معرفی یک مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا برای سیستم‌های فتوولتائیک ۱۳۹۴.
17. Franceschini, G. et al. *3boost: A high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008. **55**(1): p. 173-183.
 18. Newlin, D.J.S. R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran. *A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application*. in *Green High Performance Computing (ICGHPC), 2013 IEEE International Conference on*. 2013. IEEE.
 19. Ghasemi, A. S.F. Eilaghi, and E. Adib. *A new non-isolated high step-up SEPIC converter for photovoltaic applications*. in *Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd*. 2012. IEEE.
 20. Chiang, S. H.J. Shieh, and M.C. Chen, *Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009. **56**(11): p. 4344-4353.
 21. Mohan, N. et al. *Restructuring of first courses in power electronics and electric drives that integrates digital control*. IEEE Transactions on power electronics, 2003. **18**(1): p. 429-437.

22. Darla, R. *Development of maximum power point tracker for PV panels using SEPIC converter*. in *INTELEC 07-29th International Telecommunications Energy Conference*. 2007. IEEE.
23. Falin, J. *Designing DC/DC converters based on SEPIC topology*. Analog Applications, 2008: p. 19-20.
24. Biswal, M. *Control Techniques for DC-DC Buck Converter with Improved Performance*. 2011, National Institute of Technology Rourkela.
25. Åström, K.J. and B. Wittenmark, *Adaptive control*. 2013: Courier Corporation.
26. Lavretsky, E. and K.A. Wise, *Robust Adaptive Control*, in *Robust and Adaptive Control*. 2013, Springer. p. 317-353

Abstract

In this thesis, using robust adaptive control system is controlled SEPIC converter. SEPIC converter with respect to the features that are used in photovoltaic systems. This converter is used for medium state equations modeling. Considering the nonlinear characteristics, noise and disturbance, not the model dynamics, changes in input voltage system, there are limitations to determine the controller. Classical linear controllers so that performance is not appropriate. For this purpose, the model reference adaptive controller is designed for converter system and then using indirect self-regulating controller is designed as a robust adaptive. At the end of robust adaptive controller, the converters apply the original system and the simulation results show the effectiveness of the controller.

Keywords: Robust Adaptive controller, SEPIC converter, parameters change, photovoltaic arrays, solar energy



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Titel:

Robust adaptive controller design for SEPIC converter in photovoltaic applications

Supervisor:

Dr Hossein Gholizade Narm

By:

Reza Dehghani

January 2017