

الله الرحمن الرحيم



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل مقاوم H_∞ برای مبدل SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک

وحید کمالی

استاد راهنما:

دکتر حسین قلی زاده نرم

شهریور ۱۳۹۴

ب

تقدیم به

ماحصل آموختنیم را تقدیم می‌کنم به آنان که مرا آسمانی‌شان آرام بخش آلام زمینی‌ام است

به استوارترین نکیه‌گاهم، دستان پرمهر پدرم

به سبزترین نگاه زندگیم، چشمان سبز مادرم

که هرچه آموختم در مکتب عشق شما آموختم و هرچه بگوختم قطره‌ای از دریای بی‌کران مهربانیتان را سپاس توانم بگویم. امروز
هستی‌ام به امید شماست و فردا کلید باغ بهشتم رضای شما، ره آوردی‌گر آن سنگ تراز این ارزان نداشتیم تا به خاک پایتان شمارکنم،
باشد که حاصل تلاشم نسیم کوزه غبار حقیقتان را برزداید.

بوسه بردستان پرمهربان

تقدیر و تشکر

شایسته است از استاد فرهیخته و فرزانه جناب آقای دکتر حسین قلی زاده نرم

که با کرامتی چون نورشید، سرزمین دل را روشنی بخشیدند و گلشن سرای علم و دانش را با راهنمایی های کارساز و سازنده بارور ساختند؛ تقدیر و تشکر نمایم.

مقامت ز عرش برتر باد همیشه توست اندیشه ات مظفر باد

به نکته های دلاویز و گفته های بلند صحیفه های سخن از تو علم پرور باد

پنجهنم از پدر و مادر عزیز، دلسوز و مهربانم که آرامش روحی و آسایش فکری فراهم نمودند تا با حمایت های همه جانبه در محیطی مطلوب، مراتب تحصیلی و نیز پایان نامه دسی را به نحو احسن به اتمام برسانم؛ سپاسگزاری نمایم.

شکر خدا که هر چه طلب کردم از خدا بر منتهای همت خود کامران شدم

تعهد نامه

اینجانب وحید کمالی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک تحت راهنمایی دکتر حسین 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 شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه شاهرود » و یا « Shahrood University » 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 مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل 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 افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه 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.

چکیده

برای تثبیت ولتاژ خروجی سیستم‌های فتوولتائیک معمولاً از مبدل‌های DC-DC استفاده می‌شود. در بین این مبدل‌ها مبدل SEPIC با توجه به ویژگی‌هایی که دارد گزینه‌ای مناسب برای این کار است. هرچه این مبدل بهتر کنترل شود بازدهی کلی سیستم افزایش می‌یابد، با توجه به رفتار غیرخطی، عدم قطعیت‌های موجود، تغییرات پارامتری، اغتشاشات بار و ولتاژ ورودی متغیر در مبدل‌های DC-DC، عموماً کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک کارایی مطلوب خود را از دست داده و عملکرد کنترلی مناسبی از خود نشان نمی‌دهند. کنترل‌کننده‌های مقاوم بهینه خطی H_{∞} عملکرد مطلوبی را در برابر نامعینی‌ها (پارامتری و غیر پارامتری) و اغتشاشات از خود نشان می‌دهند. این پایان‌نامه با هدف کنترل ولتاژ مبدل SEPIC در حضور تغییرات پارامتری سیستم با استفاده از روش کنترل مقاوم H_{∞} ارائه شده است. به همین منظور، پس از معرفی مبدل SEPIC، مدل فضای حالت سیستم و مدل‌سازی سیستم به همراه نامعینی انجام شده و کنترل‌کننده مقاوم H_{∞} برای کنترل ولتاژ خروجی طراحی شده است. سپس نتایج عملکرد کنترل‌کننده مقاوم و نیز مقایسه با روش کنترل‌کننده PI ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی برتری کنترل‌کننده مقاوم H_{∞} را نسبت به کنترل‌کننده PI نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: کنترل‌کننده مقاوم H_{∞} ، مبدل SEPIC، نامعینی، کنترل‌کننده PI

لیست مقالات استخراج شده:

[۱] و.کمالی، ح.قلی زاده نرم، ”کنترل مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک“

،دومین کنفرانس و نمایشگاه بین‌المللی انرژی خورشیدی دانشگاه تهران، ۱۳۹۴

فهرست مطالب

فصل ۱	مقدمه	۱
۱-۱	مقدمه	۲
۲-۱	مروری بر کارهای انجام شده	۵
۳-۱	اهداف پایان نامه	۷
۴-۱	ساختار پایان نامه	۸
فصل ۲	معرفی مبدل‌های مورد استفاده در سیستم‌های فتوولتائیک	۹
۱-۲	مقدمه	۱۰
۲-۲	مبدل‌های غیرایزوله با بهره ولتاژ بالا	۱۰
۱-۲-۲	مبدل افزایشنده ساده	۱۱
۲-۲-۲	مبدل افزایشنده اینترلیود	۱۲
۳-۲-۲	مبدل افزایشنده بهره بالا با سلف تزویج	۱۲
۴-۲-۲	مبدل افزایشنده بهره بالا با سوئیچ خازنی	۱۳
۵-۲-۲	مبدل افزایشنده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی	۱۴
۶-۲-۲	مبدل افزایشنده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی	۱۴
۷-۲-۲	مبدل سری	۱۵
۸-۲-۲	مبدل SEPIC	۱۶
۳-۲	مبدل‌های ایزوله با بهره ولتاژ بالا	۱۷

۱۷ مبدل پوش- پول	۱-۳-۲
۱۸ مبدل نیم‌پل	۲-۳-۲
۱۹ مبدل تمام‌پل	۳-۳-۲
۲۱ فصل ۳ طراحی کنترل‌کننده مقاوم H_∞ برای مبدل SEPIC	
۲۲ ۱-۳ مقدمه	
۲۲ ۲-۳ مدل‌سازی، نامعینی	
۲۴ ۳-۳ تابع تبدیل حساسیت	
۲۶ ۴-۳ تحلیل پایداری و کارایی سیستم‌های کنترل مقاوم	
۲۶ ۱-۴-۳ پایداری داخلی	
۲۸ ۲-۴-۳ کارایی نامی	
۲۸ ۳-۴-۳ پایداری مقاوم	
۲۹ ۴-۴-۳ کارایی مقاوم	
۳۰ ۵-۳ مبدل SEPIC	
۳۰ ۱-۵-۳ مزایای مبدل SEPIC	
۳۱ ۲-۵-۳ شرح عملکرد مبدل	
۳۵ ۳-۵-۳ محاسبه عناصر مبدل	
۳۷ ۴-۵-۳ مدل‌سازی فضای حالت مبدل	
۴۱ ۶-۳ طراحی کنترل‌کننده مقاوم H_∞ برای مبدل SEPIC	
۴۲ ۱-۶-۳ انتخاب توابع وزنی	

۴۴	انتخاب کنترل کننده
۴۸	طراحی کنترل کننده به روش سنتز μ برای مبدل SEPIC
۵۰	طراحی کنترل کننده PI برای مبدل SEPIC
۵۱	طراحی کنترل کننده H_{∞} برای مبدل افزایشده ساده
۵۴	نتیجه گیری
۵۵	فصل ۴ شبیه سازی
۵۶	۱-۴ مقدمه
۵۶	۲-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} در مدل میانگین
۶۰	۳-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم
۶۴	۵-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده سنتز μ
۶۸	۵-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI
۷۲	۶-۴ شبیه سازی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم
۷۷	۷-۴ نتیجه گیری
۷۹	فصل ۵ نتیجه گیری و پیشنهادات
۸۰	۱-۵ نتیجه گیری
۸۱	۲-۵ پیشنهادات

فهرست شکل ها

- شکل ۱-۱: (الف) دمای ثابت ۲۵ درجه و شدت تابش‌های مختلف. (ب) تابش ثابت $1000 W / m^2$ و دماهای متفاوت ۴
- شکل ۲-۱: بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترل آرایه فتوولتائیک ۴
- شکل ۱-۲: شماتیک یک سیستم فتوولتائیک تکفاز ۱۰
- شکل ۲-۲: مبدل افزایشده ساده ۱۱
- شکل ۳-۲: مبدل افزایشده اینترلیود ۱۲
- شکل ۴-۲: مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج ۱۳
- شکل ۵-۲: مبدل افزایشده بهره بالا با سوئیچ خازنی ۱۳
- شکل ۶-۲: مبدل افزایشده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی ۱۴
- شکل ۷-۲: مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی ۱۵
- شکل ۸-۲: مبدل سری ۱۶
- شکل ۹-۲: مبدل SEPIC ۱۷
- شکل ۱۰-۲: مبدل پوش-پول ۱۸
- شکل ۱۱-۲: مبدل نیم‌پل ایزوله ۱۸
- شکل ۱۲-۲: مبدل تمام‌پل ۱۹
- شکل ۱-۳: حلقه‌ی طراحی کنترل‌کننده پسخورد ۲۴
- شکل ۲-۳: یک سیستم کنترل متداول ۲۶
- شکل ۳-۳: نمایی از یک سیستم نامی با نامعینی ضربی ۲۹
- شکل ۴-۳: (الف) مدار SEPIC (ب) مدار برای کلید بسته و دیود خاموش (ج) مدار برای کلید باز و دیود روشن ۳۲

- شکل ۳-۵: نمودار بود سیستم نامی و دارای نامعینی ۴۱
- شکل ۳-۶: مقادیر ویژه دو کنترلکننده مرتبه ۷ و مرتبه کاهش یافته ۴۵
- شکل ۳-۷: دیاگرام بود دو کنترلکننده مرتبه ۷ و مرتبه کاهش یافته ۴۵
- شکل ۳-۸: بررسی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته ۴۶
- شکل ۳-۹: بررسی عملکرد نامی سیستم حلقه بسته ۴۷
- شکل ۳-۱۰: بررسی عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته ۴۷
- شکل ۳-۱۱: μ سیستم حلقه بسته ۴۹
- شکل ۳-۱۲: نوسان نامیرا با زمان تناوب ۵۰
- شکل ۳-۱۳: بررسی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده ۵۳
- شکل ۳-۱۴: بررسی عملکرد نامی سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده ۵۳
- شکل ۳-۱۵: بررسی عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده ۵۴
- شکل ۴-۱: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم مرتبه ۷ در مدل میانگین ۵۷
- شکل ۴-۲: خطای ولتاژ خروجی مطلوب و کنترل شده مبدل SEPIC در حالت مدل میانگین ۵۷
- شکل ۴-۳: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم مرتبه کاهش یافته در مدل میانگین ۵۸
- شکل ۴-۴: خطای ولتاژ خروجی مطلوب و کنترل شده مبدل SEPIC با کنترل کننده مرتبه کاهش یافته در حالت مدل میانگین ۵۹
- شکل ۴-۵: نمایی از مبدل SEPIC حلقه بسته ۶۰
- شکل ۴-۶: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} ۶۱
- شکل ۴-۷: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} ۶۱
- شکل ۴-۸: ریپل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} ۶۲
- شکل ۴-۹: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} ۶۳
- شکل ۴-۱۰: سیگنال کنترل کننده مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC ۶۴

- شکل ۴-۱۱: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ ۶۵
- شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ ۶۵
- شکل ۴-۱۳: ریپل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ ۶۶
- شکل ۴-۱۴: : خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ ۶۷
- شکل ۴-۱۵: سیگنال کنترل کنترل کننده مقاوم سنتز μ برای مبدل SEPIC ۶۷
- شکل ۴-۱۶: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI ۶۸
- شکل ۴-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI ۶۹
- شکل ۴-۱۸: ریپل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI ۷۰
- شکل ۴-۱۹: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI ۷۱
- شکل ۴-۲۰: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI ۷۱
- شکل ۴-۲۱: نمایی از مبدل افزایشده ساده حلقه بسته ۷۲
- شکل ۴-۲۲: ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم ۷۳
- شکل ۴-۲۳: ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم ۷۳
- شکل ۴-۲۴: ریپل ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم ۷۴
- شکل ۴-۲۵: خطای ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم ۷۵
- شکل ۴-۲۶: خطای ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم ۷۵
- شکل ۴-۲۷: سیگنال کنترل کنترل کننده مقاوم H_m برای مبدل افزایشده ساده ۷۶

فهرست جدول ها

- جدول ۱-۳ : انواع نامعینی ۲۳
- جدول ۲-۳ : مشخصات پنل استفاده شده برای طراحی ۳۶
- جدول ۳-۳ : پارامترهای مبدل انتخابی و دامنه تغییرات در نظر گرفته شده ۳۷
- جدول ۴-۳ : قواعد تنظیم زیگلر- نیکلز ۵۱
- جدول ۵-۳ : پارامترهای مبدل افزاینده و دامنه تغییرات ۵۱

فصل ۱

مقدمه

۱-۱ مقدمه

گرم شدن زمین و مسائل مرتبط با انرژی‌های فسیلی از مباحث مهم جامعه جهانی در سال‌های اخیر بوده است. اکثر کشورهای جهان تلاش می‌کنند تا تولید گازهای گلخانه‌ای را طبق پیمان کیوتو کاهش دهند. برای مثال اتحادیه اروپا تصمیم گرفته است که تا سال ۲۰۲۰ تولید گازهای گلخانه‌ای را ۲۰٪ نسبت به سال ۱۹۹۰ کاهش دهد و تولید انرژی از منابع تجدید پذیر به ۲۰٪ برساند [۱].

انرژی خورشیدی در قالب سیستم‌های فتوولتائیک^۱ (PV) یکی از مهم‌ترین این نوع انرژی‌هاست. انرژی خورشیدی در قالب سیستم‌های فتوولتائیک، اولین بار برای کاربردهای فضایی ابداع شده بودند و بعدها کاربرد آن به‌عنوان مبدل انرژی خورشیدی به الکتریکی در کره زمین متداول گردید. اگرچه انرژی خورشیدی هنوز به میزان کمی از نظر اقتصادی مقرون‌به‌صرفه نیست، ولی سال‌های اخیر کاهش چشمگیری در هزینه‌های بهره‌برداری آن‌ها مشاهده گردیده است و انتظار می‌رود در آینده نیز با تحقیقات بیشتر، این کاهش قیمت ادامه یابد. این انرژی دارای مزایای مهمی همچون ناتمام بودن، عملکرد بدون صدا، نداشتن قسمت محرک و مکانیکی، سازگار با محیط‌زیست و عدم آلودگی می‌باشد. استفاده از این نوع انرژی می‌تواند در جهت تأمین انرژی الکتریکی مصرف‌کنندگان شهری و مصرف‌کنندگانی که به شبکه توزیع به علت شرایط جغرافیایی دسترسی ندارند، بسیار مقرون‌به‌صرفه و مشکل‌گشا واقع شود. اساساً این نوع سیستم‌ها به دو صورت متصل و یا منفصل از شبکه قدرت بهره‌برداری می‌شود. سیستم‌های متصل به شبکه قدرت، به‌منظور تزریق توان آرایه‌های فتوولتائیک به شبکه توزیع در ضریب توان واحد و در حد امکان کمک به افزایش کیفیت توان شبکه و بار متصل به آن به کار می‌روند. این سیستم‌ها غالباً در سقف یا حیاط ساختمان‌های مسکونی و یا اداری نصب و استفاده می‌شوند. سیستم‌های منفصل از شبکه برای تأمین انرژی الکتریکی به دور از شبکه توزیع و یا باهدف صرفه‌جویی در مصرف انرژی الکتریکی به‌طور مستقل از شبکه توزیع بکار می‌روند. پمپ‌های

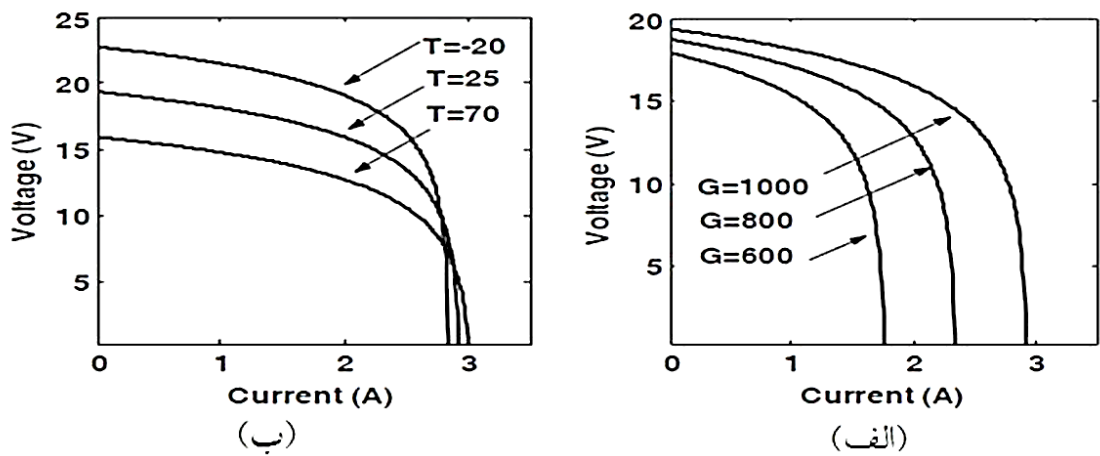
¹Photovoltaic

آب صحرائی، شارژ کننده‌های باتری و آبگرم کن‌های خورشیدی نمونه‌ای از این کاربردها می‌باشند.

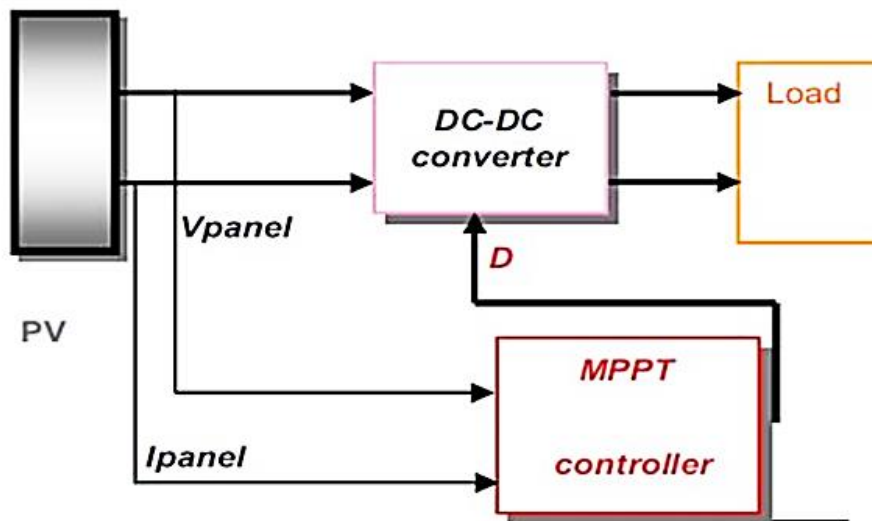
امروزه اکثریت قریب به اتفاق ظرفیت نصب‌شده سیستم‌های فتوولتائیک، متصل به شبکه می‌باشند به طوری که بخش مستقل از شبکه در حدود ۲٪ از ظرفیت جهانی را به خود اختصاص داده است. با این وجود جذابیت‌ها در سیستم‌های مستقل از شبکه و سیستم‌های مقیاس کوچک در کشورهای در حال توسعه به چشم می‌خورد (در بخش برق‌رسانی روستایی) [۲].

مسئله کلیدی در سیستم‌های فتوولتائیک، افزایش بازده آن است. افزایش بازده باعث کاهش قیمت تمام‌شده سیستم فتوولتائیک می‌شود و این مسئله قدرت رقابت را با سایر منابع انرژی افزایش می‌دهد. بازده یک سیستم فتوولتائیک از سه عامل تأثیر می‌پذیرد: عامل اول بازده پنل خورشیدی است (در پنل‌های تجاری این مقدار بین ۸ تا ۱۵ درصد است [۳]). عامل دوم بازده مبدل است. عامل سوم، بازده ردیاب ماکزیمم توان (MPPT) می‌باشد. افزایش بازده پنل خورشیدی به راحتی صورت نمی‌گیرد و منوط به بهبود فناوری ساخت و همچنین استفاده از قطعات گران‌تر است؛ اما مبدل و ردیاب نقطه ماکزیمم با الگوریتم‌های بهتر و مؤثرتر، کم‌هزینه است و منجر به افزایش بازده سیستم فتوولتائیک می‌شود. پنل فتوولتائیک دارای منحنی مشخصه جریان-ولتاژ، غیرخطی است. در این منحنی مشخصه یک نقطه وجود دارد که توان تولیدی پنل ماکزیمم می‌شود، این نقطه به شرایط محیطی، دمای پنل و میزان تابش بستگی دارد (شکل ۱-۱). در صورتی که ردیابی نقطه ماکزیمم صورت نگیرد، بازده سیستم فتوولتائیک به شدت کاهش می‌یابد؛ بنابراین ردیاب کننده توان بیشینه که بتواند همواره در شرایط مختلف حداکثر توان را از سیستم فتوولتائیک دریافت کند، به جزئی ضروری در سیستم‌های فتوولتائیک تبدیل شده است (بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترل آرایه فتوولتائیک شکل ۱-۲).

¹ Maximum Power Point Tracking



شکل ۱-۱: (الف) دمای ثابت ۲۵ درجه و شدت تابش‌های مختلف. (ب) تابش ثابت 1000 W/m^2 و دماهای متفاوت [۴]



شکل ۱-۲: بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترل آرایه فتوولتائیک

سیستم‌های PV انرژی الکتریسیته را به شکل DC آن تولید می‌کنند. اگر انرژی مصرفی بارها به شکل انرژی الکتریکی AC باشند، هر نوع سیستم‌های تجدیدپذیر چه به صورت منفصل و چه به

صورت متصل به شبکه نیازمند تبدیل توان از شکل DC به AC توسط یک اینورتر (Inverter) خواهد بود. از طرفی ولتاژ DC منبع PV در سطح پایین‌تری از سطح ولتاژ شبکه و یا ولتاژ موردنیاز بار به دست خواهد آمد و چون اینورترهای معمولی مبدل‌های کاهنده ولتاژ می‌باشند، ناگزیر به استفاده از مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ می‌شویم؛ اما در صورتی که بار مصرفی خروجی DC باشد، در این صورت نیز به دلیل تولید ولتاژ با سطح پایین توسط سیستم PV، نیازمند یک طبقه مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ خواهیم بود.

در یک سیستم با منبع ورودی PV، هدف از قرار دادن مبدل توان، علاوه بر افزایش سطح ولتاژ و تبدیل توان (در صورت نیاز)، استحصال حداکثر توان از منبع توان PV می‌باشد. این اهداف کنترلی توسط الگوریتم مدیریت توان و سیستم کنترل و با استفاده از متغیرهای کنترلی که مثلاً در یک مبدل افزایش‌دهنده^۱ دوره وظیفه^۲ (D) و در یک اینورتر می‌تواند شیفت فاز و ضریب مدولاسیون باشد، به سیستم اعمال می‌شود؛ بنابراین مبدل‌های الکترونیک قدرت بخش جدایی‌ناپذیر سیستم‌های PV می‌باشند.

۲-۱ مروری بر کارهای انجام شده

تاکنون تحقیقات متعددی در زمینه‌ی کنترل سیستم‌های الکترونیک قدرت به‌خصوص مبدل‌های DC-DC صورت گرفته است. در سال‌های اخیر استراتژی‌های کنترلی مختلفی برای این مبدل‌ها به کار گرفته شده است. با توجه به رفتار غیرخطی و عدم قطعیت‌های موجود، تغییرات پارامتری، اغتشاشات بار و ولتاژ ورودی متغیر در مبدل‌های DC-DC عموماً کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک به‌کاررفته کارایی خوب خود را از دست داده، پایداری سیستم را تضمین نمی‌کنند و عملکرد کنترلی مطلوبی از خود نشان نمی‌دهند [۵ و ۶]

در مرجع [۷] نویسنده، با استفاده از تکنیک‌های خطی‌سازی حول نقطه کار، به تخمین

¹ Boost

² Duty Cycle

غیرخطی‌های سیستم پرداخته است. البته این روش در سیستم‌هایی که صفر دینامیکی آن‌ها مینیمم فاز^۱ نباشد پاسخ قابل قبولی در بر نخواهد داشت و نمی‌تواند پایداری سیستم را تضمین نماید.

با توجه به دلایل ذکرشده روش‌های کنترل مقاوم مرسوم، جهت بهبود عملکرد مبدل‌های سوئیچینگ موردتوجه قرار گرفته‌اند. نویسندگان در [۸] با به‌کارگیری تکنیک گام به عقب، یک کنترل‌کننده مقاوم در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری، برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل افزایشده طراحی کردند. همچنین در [۹] یک کنترل‌کننده H_2 مقاوم به مبدل افزایشده اعمال شده است. کنترل مقاوم H_∞ نیز یکی دیگر از روش‌های کنترلی است که نویسندگان در [۱۰] با استفاده از حل معادله ریکاتی در یک مبدل افزایشده به‌کار بسته‌اند. همچنین در مرجع [۴۱] از روش کنترلی شکل-دهی حلقه H_∞ برای مبدل افزایشده ولتاژ ثابت مرتبه ۲ استفاده کرده است.

در این تحقیق مبدل SEPIC^۲ موردبررسی و مطالعه قرار گرفته است که به تفصیل در فصل سوم توضیح داده می‌شود. تاکنون روش‌های کنترلی متنوعی برای مبدل SEPIC پیشنهاد شده است:

مرجع [۱۱] از کنترل تطبیقی استفاده کرده است، در کنترل تطبیقی تغییرات ناگهانی به خوبی پاسخ داده نمی‌شود و نیاز به تغییر قوانین کنترلی می‌باشد. مرجع [۱۲] به کنترل PI تنظیم شده با شبکه عصبی پرداخته است که محاسبات و طراحی پیچیده مشکل عمده این روش کنترلی محسوب می‌شود و مرجع [۱۳] کنترل فازی را پیشنهاد داده است، این روش نیز مانند کنترل عصبی حجم محاسبات زیادی داشته و برای تنظیم قواعد آن نیاز به دانش فرد خبره است. در [۱۴] کنترل حالت لغزشی استفاده شده است، گرچه این روش کنترلی مقاومت مناسبی در برابر نامعینی‌ها دارد اما باید به معایبی همچون بهره بالای کنترل‌کننده و وجود لرزش^۳ سیگنال کنترل نیز توجه داشت [۱۵]. بررسی‌های انجام شده فوق باعث می‌شود که دید بهتری به کنترل‌کننده‌های مقاوم داشته باشیم،

¹ Minimum Phase

² Single-Ended Primary Inductor converter

³ Chattering

کنترل‌کننده‌های مقاوم بهینه خطی H_∞ عملکرد مطلوبی را در برابر نامعینی‌ها (پارامتری و غیرپارامتری) و اغتشاشات از خود نشان می‌دهند [۱۶].

۱-۳ اهداف پایان‌نامه

اغلب در مبدل‌های DC-DC هدف اصلی تنظیم ولتاژ خروجی است حال باید سیستم کنترلی برای این مبدل‌ها به گونه‌ای طراحی شود که این هدف به صورت مطلوب و با رعایت استانداردهای موجود محقق گردد. اول این که باید ولتاژ خروجی در کمترین زمان ممکن به نقطه تنظیم مطلوب همگرا شود، همچنین بالازدگی آن باید کم باشد. می‌توان با کنترل‌کننده‌های کلاسیک متداول مانند PI، به موارد گفته شده دست یافت.

اما با توجه به این که مقدار عناصر به کارگرفته شده در مدار مثل خازن، سلف و مقاومت معمولاً با مقدار گفته شده نامی توسط تولیدکنندگان می‌تواند متفاوت باشد کارایی کنترل‌کننده‌های متداول با محدودیت روبرو خواهد شد. از سوی دیگر با وجود اغتشاشات خارجی و امکان تغییر بار نیاز به کنترل‌کننده‌ای می‌باشد که بتواند بر تمام این محدودیت‌ها غلبه کند، روش‌های طراحی کنترل مقاوم در حوزه فرکانس مانند H_∞ برای طراحی کنترل‌کننده با در نظر گرفتن موارد فوق امتحان خود را پس داده‌اند تمرکز اصلی ما در این پایان‌نامه استفاده از روش کنترل مقاوم H_∞ برای طراحی کنترل‌کننده برای مبدل SEPIC است. اهداف اصلی این پایان‌نامه را در موارد زیر خلاصه کرد:

۱. طراحی کنترل‌کننده مقاوم H_∞ به منظور غلبه بر نامعینی‌ها و تغییرات بار
۲. دستیابی به پایداری و کارایی مقاوم سیستم کنترلی
۳. مقایسه کنترل‌کننده مقاوم H_∞ با کنترل‌کننده PI
۴. مقایسه کنترل‌کننده مقاوم H_∞ با یکی دیگر از روش‌های کنترل مقاوم (سنتز μ)
۵. مقایسه بین مبدل SEPIC و مبدل افزاینده با کنترل‌کننده مقاوم H_∞

۴-۱ ساختار پایان نامه

این پایان نامه در ۵ فصل تدوین شده است که بعد از فصل مقدمه بدین ترتیب ارائه می گردد:

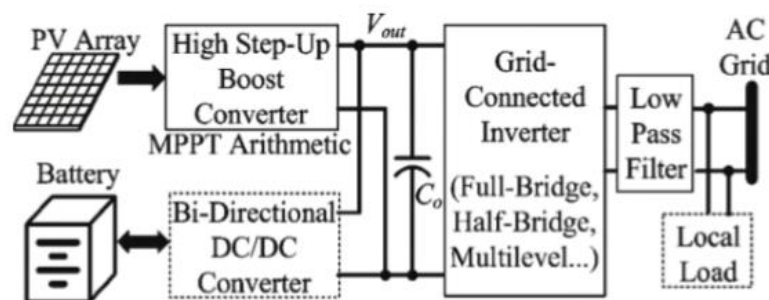
فصل مبدل های مورد استفاده شده در سیستم های فتوولتائیک معرفی می شوند، در فصل سوم ابتدا کنترل مقاوم H_∞ بررسی می شود سپس مبدل SEPIC معرفی و کنترل کننده های مقاوم PI برای این مبدل و مقاوم برای مبدل افزایشده طراحی می شود. در فصل چهارم نتایج شبیه سازی بر روی مدل دقیق برای تأیید مطالب و اثبات کارایی طرح پیشنهادی ارائه می شود. در نهایت فصل پنجم نتیجه گیری و پیشنهادها برای کارهای آینده ارائه می شود.

فصل ۲

معرفی مبدل‌های مورد استفاده در سیستم‌های فتوولتائیک

۱-۲ مقدمه

ولتاژ خروجی آرایه‌های PV نسبتاً کم است و برای رسیدن به ولتاژ بایاس بالا برای شبکه‌های مبدل‌های تمام پل، نیم پل و یا چند سطحی، از پیکربندی سری PV استفاده می‌شود. از این‌رو، توان خروجی آرایه PV به علت عدم تطابق ماژول و سایه مقطعی، مخصوصاً در مناطق شهری به شدت کاهش می‌یابد. شکل ۱-۱ دیگرام یک سیستم توان شبکه PV تک‌فاز را نشان می‌دهد. در پیکربندی موازی، ولتاژ خروجی آرایه PV کم است برای افزایش ولتاژ PV به یک ولتاژ بالا نیاز به مبدل‌های DC-DC کارآمد و افزایش بهره بالا می‌باشد. در یک کلام، به علت نیاز به تراکم توان بالا در شبکه‌های تجدیدپذیر، وجود مبدل DC-DC کارآمد، ارزان و با بهره افزایش‌دهنده بالا الزامی است. در سال‌های اخیر، مبدل‌های زیادی برای این منظور طراحی شده‌اند که در ادامه، انواع ساختارهای مختلف مبدل‌های بهره بالا^۱ در دو کلاس غیرایزوله و ایزوله معرفی شده و مزایا و معایب هر یک مورد بحث قرار می‌گیرد.



شکل ۱-۲: شماتیک یک سیستم فتوولتائیک تک‌فاز

۲-۲ مبدل‌های غیرایزوله با بهره ولتاژ بالا

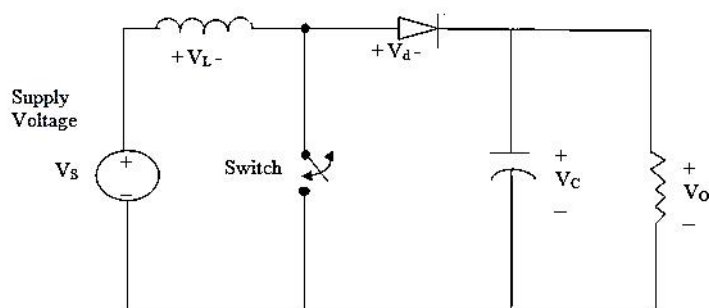
در بعضی از کاربردهای الکترونیک قدرت، حجم ترانسفورمر مبدل‌ها مانع بزرگی است. چراکه

^۱ High Step-Up Converter

افزایش حجم، سلف نشتی ترانسفورمر را بیشتر کرده و ولتاژ بزرگی را روی قطعات مبدل ایجاد می‌کند در نتیجه آن تلفات کلیدزنی افزایش می‌یابد. این مله ضمن افزایش EMI^۱، راندمان مبدل را کاهش می‌دهد؛ بنابراین وزن، حجم و تلفات ترانسفورمر، فاکتورهای محدودکننده استفاده از مبدل‌های ایزوله می‌باشند. در این بخش به بررسی مبدل‌های بهره بالای غیرایزوله پرداخته و محاسن و معایب آن‌ها بیان می‌گردد.

۱-۲-۲ مبدل افزایشده^۲ ساده

مبدل‌های افزایشده مرسوم نمی‌توانند بهره ولتاژ بالایی را، به علت تلفات ناشی از سلف، خازن فیلتری، سوئیچ و دیود خروجی تهیه کنند. از طرفی افزایش بیش از اندازه دوره وظیفه موجب می‌شود که پدیده بازیابی معکوس به‌طور جدی نمایان شده و نرخ توان نامی دیود خروجی نیز افزایش یابد. همچنین این افزایش بیش‌ازاندازه، فرکانس سوئیچینگ^۳ و اندازه سیستم را محدود می‌کند؛ بنابراین تحت این شرایط، بازده بسیار کم است و مشکل تداخل الکترومغناطیسی نیز شدید می‌باشد. شکل ۲-۲ یک مبدل افزایشده ساده را نشان می‌دهد [۴].



شکل ۲-۲: مبدل افزایشده ساده [۴]

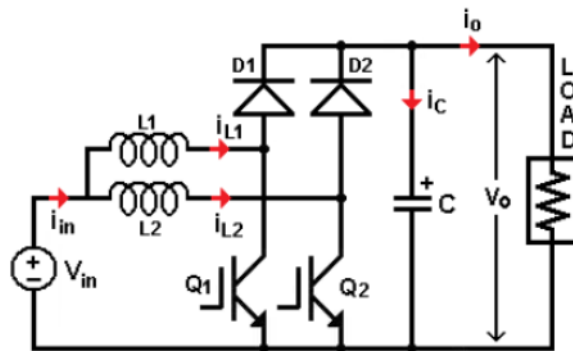
¹ Electromagnetic Interference

² Boost

³ Switching

۲-۲-۲ مبدل افزایشده اینترلیوید^۱

تکنیک المان‌های توان موازی یکی از راه‌حل‌ها برای افزایش تراز توان است. هرچند که این روش هم نمی‌تواند ریپل جریان ورودی و خروجی را کاهش دهد و به علت اختلاف پارامتر المان‌های توان، خود به خودی مشکل می‌باشد. ساختار اینترلیوید راه‌حل مؤثر دیگری برای افزایش تراز توان است که می‌تواند ریپل جریان را کاهش دهد، اندازه مؤلفه پسیو را کم کند، واکنش گذرا را بهبود بخشد و گرما را بین لایه‌ها توزیع کند [۴ و ۱۷]. شکل ۲-۳ یک مبدل افزایشده اینترلیوید دوفاز را نشان می‌دهد، به‌رحال المان‌های توان هنوز در شرایط سوئیچینگ سخت عمل می‌کنند و از آنجایی که در کاربردهای ولتاژ بالا مسئله بازیابی معکوس دیود خروجی جدی است، راندمان مبدل محدود می‌باشد.

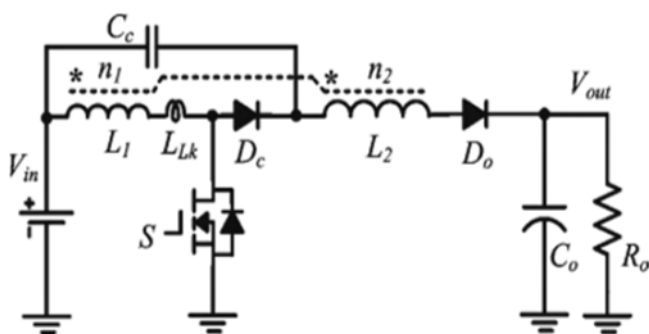


شکل ۲-۳: مبدل افزایشده اینترلیوید [۱۷]

۳-۲-۲ مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج

سلف تزویج می‌تواند به‌عنوان یک ترانسفورمر برای افزایش بهره ولتاژ در مبدل‌های DC-DC غیر ایزوله عمل کند، شکل ۲-۴ یک مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج را نشان می‌دهد. برای رسیدن به عملکرد سوئیچینگ نرم، یک مبدل بوست افزایشده بهره بالا با سلف تزویج در [۱۸] پیشنهاد شده است. دوره روشنی سوئیچ‌های کمکی بسیار کوتاه است تا تلفات اضافی کاهش یابد اما مدار پیچیده است و هزینه بالاست.

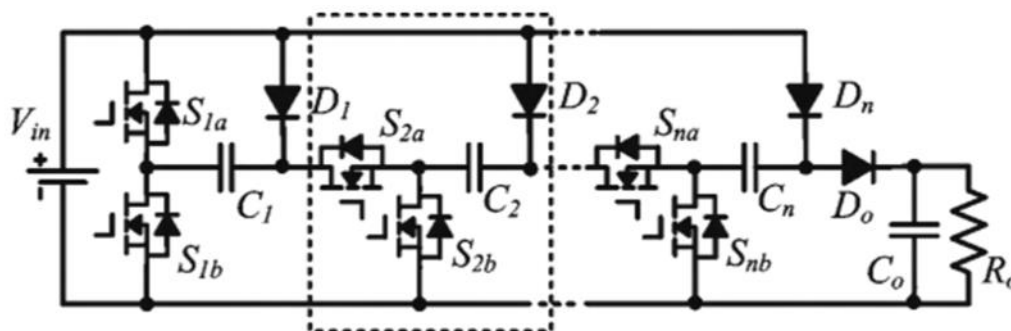
¹ Interleaved



شکل ۲-۴: مبدل افزایشنده بهره بالا با سلف تزویج [۱۸]

۴-۲-۲ مبدل افزایشنده بهره بالا با سوئیچ خازنی

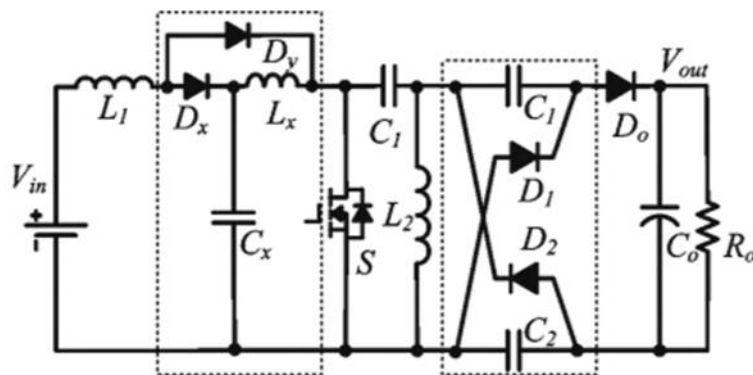
خازن می‌تواند به عنوان منبع ولتاژ دیگری برای رسیدن به یک مبدل افزایشنده بهره بالا به کار برده شود، تعداد زیادی از مبدل‌های DC-DC سوئیچ خازنی با نسبت تبدیل بالا در [۱۹] ارائه شده‌اند. در این گونه از مبدل‌ها از مشکل تیزی جریان در مبدل‌های رایج جلوگیری شده است، در شکل ۲-۵ مبدل افزایشنده بهره بالا با سوئیچ خازنی مشاهده می‌شود. در مبدل‌های سوئیچ خازنی به هسته مغناطیسی مانند سلف و ترانسفورمر نیاز نیست. برای بهبود تراکم توان، فرکانس سوئیچینگ را می‌توان به سطح بالایی رساند. از این رو تعداد زیادی المان توان برای رسیدن به ولتاژ بالا نیاز است که باعث پیچیده‌تر شدن مدار و بالا رفتن هزینه سیستم می‌شود. قابلیت رگولاسیون ولتاژ خروجی در تغییرات بار ضعیف است چراکه ولتاژ خروجی باید کسری یا ضربی از ولتاژ ورودی باشد.



شکل ۲-۵: مبدل افزایشنده بهره بالا با سوئیچ خازنی [۱۹]

۵-۲-۲ مبدل افزایشده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی

مبدل سوئیچ خازنی و مبدل بوست را می‌توان باهم الحاق کرد تا به یک ولتاژ غیر پله‌ای رسید. خانواده‌ای از مبدل‌های DC-DC تک سوئیچ با بهره ولتاژ بالا در [۲۰] پیشنهاد شده است، شکل ۶-۲ مبدل افزایشده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی را نشان می‌دهد. بهره ولتاژ مبدل می‌تواند بیشتر شود و استرس ولتاژ سوئیچ توسط سلول سوئیچ کاهش می‌یابد. ضعف اصلی مبدل‌های افزایشده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی، تلفات سوئیچینگ بالای آن است که به علت عملکرد سوئیچینگ سخت رخ می‌دهد. بعلاوه تعداد المان‌های مغناطیسی زیاد است که بهبود سطح توان را محدود می‌کند؛ بنابراین از این مبدل‌ها برای کاربردهای توان پایین استفاده می‌شود.



شکل ۶-۲: مبدل افزایشده بهره بالا با سلف و سوئیچ خازنی [۲۰]

۶-۲-۲ مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی

نوعی ارتقا یافته از مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی در [۲۱ و ۲۲] پیشنهاد شده است، شکل ۷-۲ مبدل افزایشده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی را نشان می‌دهد. این مبدل کارایی ذکرشده در ادامه رو دارد:

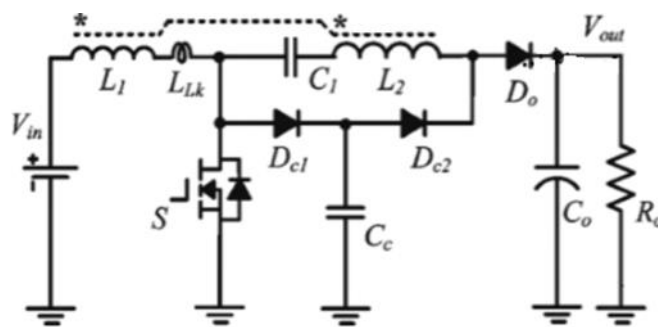
الف) بهره ولتاژ توسط سلف تزویج و سوئیچ خازنی بیشتر شده است.

ب) انرژی نشتی بازیابی شده و حلقه ولتاژ در MOSFET^۱ توسط مدار کلمپ پسیو^۲ حذف شده است.

ج) استرس ولتاژ سوئیچ کم است تا باعث کاهش تلفات هدایتی شود.

د) مسئله بازیابی معکوس دیود خروجی توسط نشتی القایی کاهش یافته است.

ح) مبدل ساده و کنترل آن آسان می‌باشد.



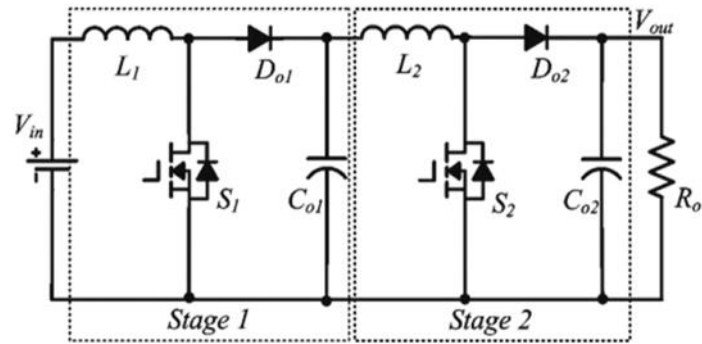
شکل ۷-۲: مبدل افزایشنده بهره بالا با سلف تزویج و سوئیچ خازنی [۲۱]

۷-۲-۲ مبدل سری

با به کار بردن ساختار سری بهره ولتاژ را می‌توان افزایش داد و ریپل جریان را کاهش تا نیازهای افزایشنده بهره بالا را برآورده سازد. شکل ۸-۲ یک مبدل سری را نشان می‌دهد [۲۳]. استرس ولتاژ طبقه اول کم است و می‌تواند با یک فرکانس سوئیچینگ پایین کار کند تا تلفات سوئیچینگ را کاهش دهد. باین وجود مبدل‌های سری به دو دسته از المان‌های توان نیازمندند، هسته‌های مغناطیسی و مدارات کنترلی پیچیده و گران هستند. مشکل دیگر پایداری سیستم ساختار سری است و از این رو مدار کنترل باید به دقت طراحی شود. از آنجایی که برای کاربردهایی با ولتاژ خروجی بالا نیاز است تا در طبقه دوم سطح ولتاژ را بالا نگاه داریم، مشکل بازیابی معکوس دیود خروجی شدید است.

^۱ Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

^۲ Passive Clamp Circuit



شکل ۸-۲: مبدل سری [۲۳]

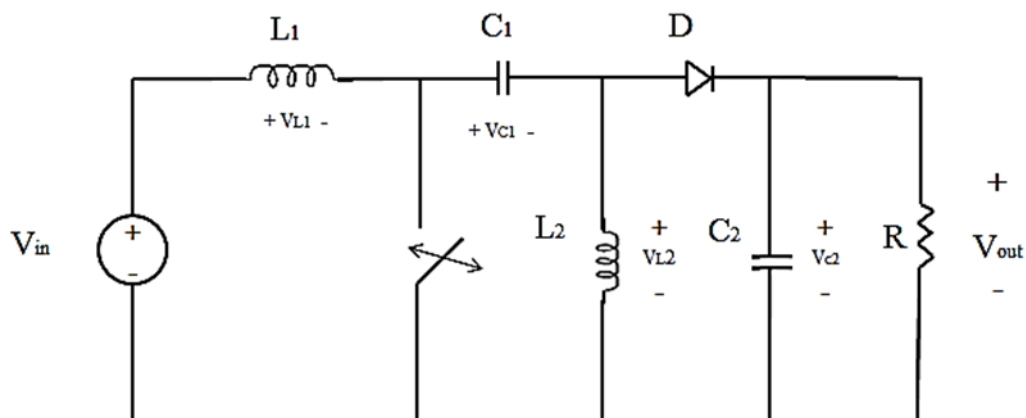
۸-۲-۲ مبدل SEPIC^۱

مبدل SEPIC از مبدل کاک^۲ گرفته شده است که این مبدل نیز نتیجه‌ای از مبدل افزایشنده-کاهنده^۳ می‌باشد. شکل ۹-۲ یک مبدل SEPIC را نشان می‌دهد. سوئیچ قدرت در سمت ولتاژ پایین مبدل قرار دارد پس تلفات سوئیچینگ پایین‌تر است، سلف در سمت ورودی جریان قرار دارد به همین دلیل ریپل جریان ورودی را محدود می‌کند، همچنین SEPIC دارای دو سلف می‌باشد که می‌توانند روی یک هسته پیچیده شوند و با یک نسبت تبدیل مناسب، ریپل جریان ورودی را در تئوری تا صفر کاهش داد. در این مبدل برای افزایش بهره ولتاژ کافی است نسبت وظیفه را بالا ببریم ولی عملاً نمی‌توان از ضریب وظیفه بزرگ‌تر از ۰.۸۵ استفاده کرد که بهره این 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 [۲۴ و ۲۵].

¹ Single-Ended Primary-Inductor Converter

² Cuk Converter

³ Buck-Boost



شکل ۲-۹: مبدل SEPIC [۲۴]

۳-۲ مبدل های ایزوله با بهره ولتاژ بالا

با بهره‌گیری از ترانسفورمر ایزوله‌کننده، ایزولاسیون به کمک سیم‌های عایق و نوارهای عایق انجام می‌شود که در این حالت تا صدها ولت و بیشتر ولتاژ قابل تحمل وجود دارد. حسن دیگر ترانسفورمر ایزوله‌کننده افزودن خروجی‌های متعدد بدون نیاز به رگولاتور جداگانه است.

۱-۳-۲ مبدل پوش-پول^۱

مبدل پوش-پول در واقع متشکل از دو مبدل فوروارد است که در فاز متقابل کار می‌کنند از آنجایی که هر نیمه از مبدل در هر نیم سیکل سوئیچینگ توان به بار تحویل می‌دهد، به همین دلیل نام پوش-پول به آن نهاده شده است. شکل ۲-۱۰ این مبدل را نشان می‌دهد.

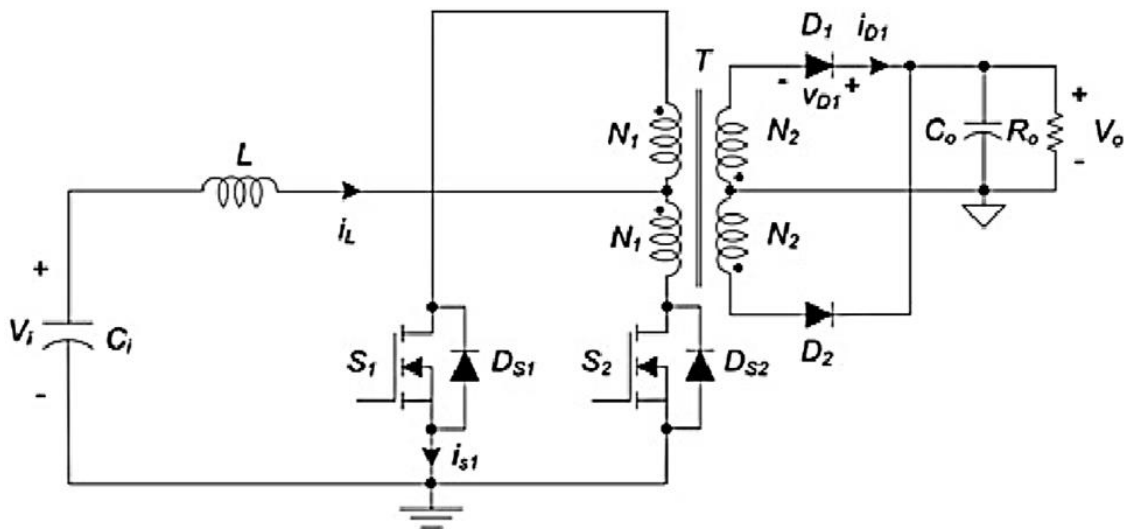
از مزیت این مبدل می‌توان به توانایی تحویل چندصد وات به بار اشاره کرد. وجود عدم تقارن عناصر مدار از معایب این مبدل است، به گونه‌ای که کوچک‌ترین عدم تقارن باعث درست عمل نکردن مدار و احیاناً سوختن ترانزیستورهای قدرت سوئیچینگ می‌شود. مشکل اصلی هنگامی بروز می‌کند که کنترل گر^۲ سعی در جبران سیکل وظیفه^۳ مدار هنگامی که بار با یک افزایش پله‌ای در جریان خروجی

¹ Push-Pull

² Controller

³ Duty Cycle

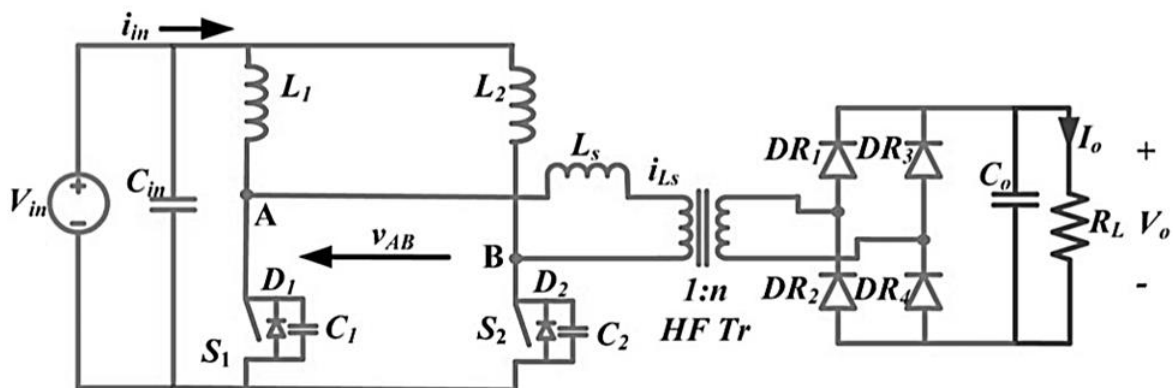
مواجه می‌شود بنماید که در این حالت هسته به اشباع می‌رود و هرگونه تلاشی در جهت افزایش توان تحویلی به بار بیهوده است [۲۶].



شکل ۲-۱۰: مبدل پوش-پوش [۲۶]

۲-۳-۲ مبدل نیم‌پل^۱

شکل دیگر مبدل با ترانسفورمر ایزوله آرایش نیم‌پل است، همان‌طور که در شکل ۲-۱۱ مشاهده می‌شود در اینجا تنها یک سیم‌پیچ اولیه داریم که در کوپلاژ با یک ترانسفورمر سر وسط افزایشده و یا کاهشده می‌شود.



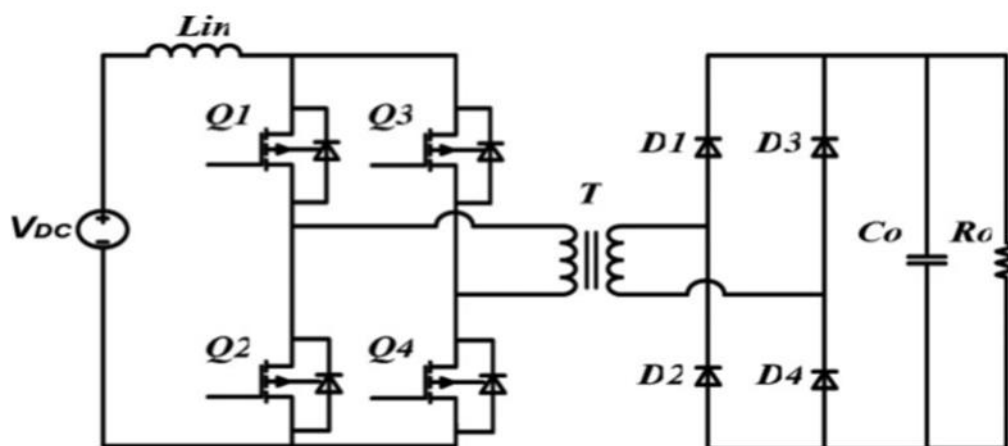
شکل ۲-۱۱: مبدل نیم‌پل ایزوله [۱۵]

^۱ Half-Bridge Converter

از مزایای این مبدل می‌توان به کوچک‌تر بودن ولتاژ شکست ترانزیستورها نسبت به پوش-پول اشاره کرد و همچنین استفاده از فقط یک سیم‌پیچی از بخش ورودی ترانس مبدل نیم‌پول اشاره کرد [۱۵]. مهم‌ترین نقطه ضعف مبدل نیم‌پول، خازن سری نسبتاً حجیم و گران‌قیمت آن اشاره کرد.

۳-۳-۲ مبدل تمام‌پول^۱

شکل ۲-۱۲ آرایش مبدل تمام‌پول را نشان می‌دهد. در اینجا درمقایسه با مبدل نیم‌پول خازن‌ها جای خود را به یک جفت ترانزیستور داده‌اند و هر جفت ترانزیستور کار هدایت را بر عهده می‌گیرند.



شکل ۲-۱۲: مبدل تمام‌پول [۱۶]

این مبدل قابلیت اطمینان بالایی دارد زیرا افت ولتاژ و پیک جریان کمتری برای هر یک از ترانزیستور قرار می‌گیرد. یک عیب این مدار استفاده از چهار ترانزیستور است؛ بنابراین فضا و هزینه‌ی بیشتر به علت استفاده از دو عنصر سوئیچ اضافی عیب عمده این مدار به حساب می‌آید [۱۶].

^۱ Full-Bridge Converter

فصل ۳

طراحی کنترل کننده مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC

۱-۳ مقدمه

قوام^۱ یکی از اساسی‌ترین موضوعات طراحی در یک سیستم کنترلی است؛ زیرا سیستم‌های کنترلی در عمل علاوه بر آنکه در معرض اغتشاش‌های خارجی و نویز اندازه‌گیری هستند، بر اساس مدل‌های ریاضی طراحی می‌شوند که با سیستم واقعی اختلاف دارند. عموماً یک مهندس کنترل باید کنترل‌کننده‌ای طراحی نماید که ضمن پایدارسازی سیستم، سطحی از کارایی را در حضور اغتشاش سیگنال‌ها، تداخلات نویزها، دینامیک‌های مدل نشده سیستم و تغییرات پارامترهای سیستم فراهم آورد. این اهداف چندگانه طراحی به بهترین نحو از طریق ساختار پسخورد^۲ در سیستم کنترل حاصل می‌گردد.

۲-۳ مدل سازی، نامعینی

مدل‌سازی در سیستم‌های صنعتی معمولاً بر اساس روش‌هایی همچون استفاده از قوانین فیزیکی حاکم، مدل‌سازی تجربی، روش‌های مختلف شناسایی و غیره صورت می‌پذیرد. در همه این روش‌ها مدل‌سازی کلیه دینامیک‌های سیستم مدنظر نبوده و با توجه به نیاز، تنها بخش اصلی از دینامیک‌های سیستم مدل‌سازی می‌شود. بدین ترتیب مدل سیستم تنها می‌تواند بیانی تخمینی از رفتار دینامیکی واقعی سیستم‌ها باشد. به اختلاف مدل از واقعیت «عدم قطعیت^۳» یا «نامعینی» در مدل‌سازی می‌گویند. نامعینی مدل بیانگر اختلاف رفتار سیستم واقعی با سیستم نامی آن بوده و به‌صورت جدول ۱-۳ قابل‌تعبیر است:

¹ Robustness

² Feedback

³ Uncertainty

جدول ۳-۱: انواع نامعینی

نامعینی ساختاریافته ^۱	نامعینی بدون ساختار ^۲
در صورتی که ساختار یک مدل مشخص باشد (شامل مرتبه مدل) اما تعدادی از پارامترها دقیقاً مشخص نباشد ولی مشخصات آماری و ساختار آن‌ها معین باشد	تعدادی از نامعینی‌ها به دلایل اختلال ^۳ دینامیکی، مانند دینامیک مدل نشده یا دینامیک‌های فرکانس بالا در بخش‌های مختلف یک سیستم ظاهر می‌شوند

پایداری در سیستم‌های کنترلی از اهمیت زیادی برخوردار است، چراکه ناپایداری تهدیدی برای سلامت سیستم و کاربرانی که با آن تعامل دارند محسوب می‌شود. در ادبیات کنترل هرگاه سخن از پایداری به میان می‌آید، منظور پایداری سیستم تنها با در نظر گرفتن مدل نامی سیستم است؛ اما اگر پایداری مقاوم را بخواهیم بررسی نماییم لازم است نه تنها سیستم نشان داده شده در شکل ۳-۱ به ازای مدل نامی پایدار باشد، بلکه ضروری است رفتار سیستم حلقه بسته به ازای بزرگ‌ترین میزان نامعینی نیز پایدار بماند. بدین ترتیب اگر تعبیر صحیحی از نامعینی سیستم واقعی انجام پذیرد، اطمینان خواهیم داشت که کنترل‌کننده طراحی شده در عمل نیز سیستم را پایدار می‌سازد.

اگر سیستم حلقه بسته‌ای وجود داشته باشد که کنترل‌کننده‌ی معینی برای آن طراحی شده است، می‌توان خصوصیات پایداری مقاوم^۴ و کارایی مقاوم^۵ را برای آن بررسی نمود. اگر اطمینان یابیم که شرایط پایداری سیستم به ازای بیشینه نامعینی ارضاء می‌شود، آنگاه تحلیل پایداری مقاوم در سیستم به انجام رسیده است. همچنین اگر این بررسی در مورد کارایی سیستم به ازای بیشینه نامعینی صورت پذیرد، تحلیل کارایی مقاوم سیستم صورت پذیرفته است. به کنترل‌کننده‌هایی که بدین صورت طراحی می‌شوند در اصطلاح کنترل‌کننده مقاوم گفته می‌شود [۲۹].

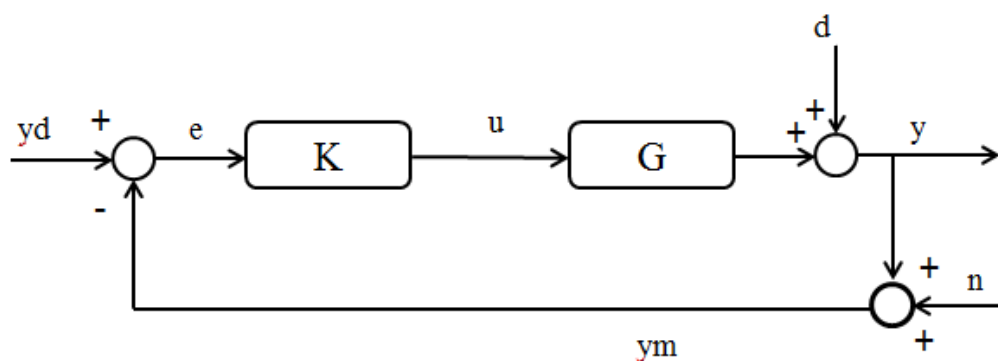
¹ Structured

² Unstructured

³ Perturbation

⁴ Robust Stability

⁵ Robust Performance



شکل ۳-۱: حلقه‌ی طراحی کنترل کننده پسخورد

۳-۳ تابع تبدیل حساسیت

در کنترل کلاسیک تابع بهره حلقه $L(s) = K(s).G(s)$ مبنای طراحی سیستم‌های کنترلی براساس روش‌هایی همانند مکان هندسی ریشه‌ها، روش نایکوئیست و نیکولز می‌باشد. این در حالی است که در کنترل مقاوم معمولاً تابع تبدیل حساسیت^۱ $S(s)$ ، مبنای طراحی قرار می‌گیرد [۲۹]. برای اینکه دلیل آن را بهتر بتوان تعبیر نمود، تعاریف زیر برای تابع حساسیت $S(s)$ و تابع مکمل حساسیت^۲ $T(s)$ در نظر بگیرید:

$$S(s) = \frac{1}{1 + K(s).G(s)} \quad (۱-۳)$$

و تابع مکمل حساسیت برابر است با:

$$T(s) = \frac{K(s).G(s)}{1 + K(s).G(s)} \quad (۲-۳)$$

بدین ترتیب $S(s) + T(s) = 1$.

^۱ Sensitivity Function

^۲ Complementary Sensitivity Function

حال همانند کنترل کلاسیک، با تعریف متغیرهای مختلف سیستم در شکل ۳-۱ تابع تبدیل حلقه بسته سیستم را برای خروجی y و خطای e به ورودی‌های سیستم y_d ، d و n تعیین می‌کنیم، به راحتی می‌توان نشان داد:

$$y(s) = \frac{K(s).G(s)}{1+K(s).G(s)} y_d(s) + \frac{1}{1+K(s).G(s)} d(s) - \frac{K(s).G(s)}{1+K(s).G(s)} n(s) \quad (۳-۳)$$

$$e(s) = y_d(s) - y(s) = \frac{1}{1+K(s).G(s)} y_d(s) - \frac{1}{1+K(s).G(s)} d(s) + \frac{K(s).G(s)}{1+K(s).G(s)} n(s) \quad (۴-۳)$$

بر مبنای تعاریف ارائه شده برای توابع حساسیت و مکمل آن، رابطه سیستم حلقه بسته به شکل

زیر خلاصه می‌شود:

$$y(s) = T(s)y_d(s) + S(s)d(s) - T(s)n(s) \quad (۵-۳)$$

و

$$e(s) = S(s)y_d(s) - S(s)d(s) + T(s)n(s) \quad (۶-۳)$$

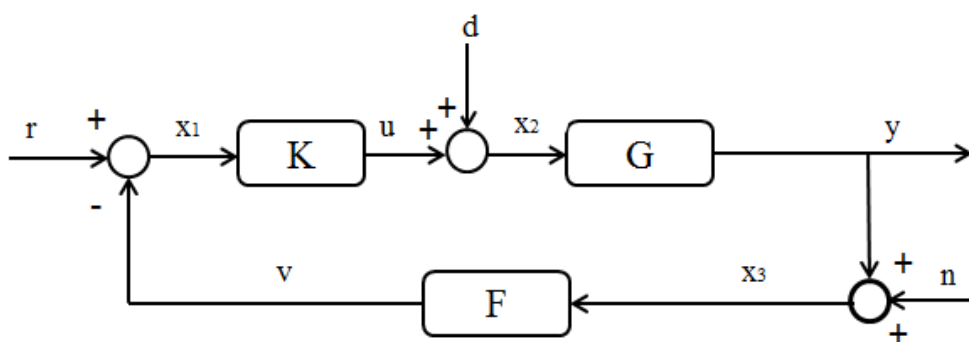
همان طور که از روابط فوق مشاهده می‌شود معیارهای کاهش خطای ردیابی، تضعیف اغتشاش و ایجاد ویژگی قوام به کوچک بودن تابع حساسیت $S(s)$ در پهنای باند سیستم مرتبط می‌شود. این در حالی است که کاهش اثر نویز به تابع مکمل حساسیت $T(s)$ مرتبط می‌شود.

۴-۳ تحلیل پایداری و کارایی سیستم‌های کنترل مقاوم

در طراحی سیستم‌های کنترلی، اهداف کنترلی معمولاً در قالب یک و یا چند مورد از معیارهای پایداری نامی^۱ (NS)، کارایی نامی^۲ (NP)، پایداری مقاوم (RS) و کارایی مقاوم (RP) بیان می‌گردد.

۱-۴-۳ پایداری داخلی

سیستم پسخورد نشان داده‌شده در شکل ۲-۳ را در نظر بگیرید، اگر تمامی توابع تبدیل حلقه بسته این سیستم پسخورد، سره (و یا اکیداً سره) باشند، اصطلاحاً به آن سیستم پسخورد خوش-ساختار گفته می‌شود.



شکل ۲-۳: یک سیستم کنترل متداول

با نوشتن روابط در تقاطع‌های جمع‌شونده خواهیم داشت:

$$x_1 = r - Fx_3$$

$$x_2 = d + Kx_1$$

$$x_3 = n + Gx_2$$

¹ Nominal Stability

² Nominal Performance

در شکل ماتریسی این روابط برابر خواهند بود با:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & F \\ -K & 1 & 0 \\ 0 & -G & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \\ d \\ n \end{bmatrix}$$

پس سیستم فوق خوش ساختار است اگر ماتریس ۳ در ۳ حاصل شده تکین نبوده یا دترمینان آن که در این حالت برابر است با $(1+GKF)$ ، صفر نشود. حال اگر سیستم خوش ساختار باشد ماتریس ۳ در ۳ معکوس پذیر خواهد بود و ۹ تابع تبدیل مورد نظر وجود خواهند داشت که برابر است با:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & F \\ -K & 1 & 0 \\ 0 & -G & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} r \\ d \\ n \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

یا

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{1+GKF} \begin{bmatrix} 1 & -GF & -F \\ K & 1 & -KF \\ GK & G & 1 \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

با توجه به رابطه (۸-۳) سیستم پسخورد، پایداری داخلی دارد اگر دو شرط زیر برقرار باشد [۲۹]:

- تابع تبدیل $1+GKF$ هیچ صفری در سمت راست و یا بر روی محور موهومی صفحه مختلط نداشته باشد یا $(\text{Res} \geq 0)$
- هیچ گونه حذف صفر و قطب در $\text{Res} \geq 0$ در هنگام تشکیل حاصل ضرب GKF اتفاق نیافتد.

۲-۴-۳ کارایی نامی

یک سیستم کارایی نامی (NP) دارد اگر پایداری داخلی نامی داشته باشد و اهداف کارایی برای سیستم نامی P تأمین گردد. شکل ۲-۳ را در نظر بگیرید، اگر تابع تبدیل حلقه برابر با $L = GK$ باشد آنگاه تابع تبدیل از ورودی (r) به خطای ردیابی (e) برابر تابع حساسیت خواهد بود:

$$S = (1 + L)^{-1} \quad (۹-۳)$$

با توجه به اینکه خطای ماندگار سیستم حلقه بسته تنها مقدار تابع حساسیت را در فرکانس صفر تعیین می‌کند، معیار کارایی نامی را با توسعه این محدودیت در کلیه فرکانس‌ها می‌توان تعبیر نمود. بدین ترتیب اگر مقدار حساسیت در کلیه فرکانس‌های مختلف از مقدار $\varepsilon(\omega)$ کوچک‌تر باشد، داریم:

$$|S(j\omega)| < \varepsilon(\omega) \quad (۱۰-۳)$$

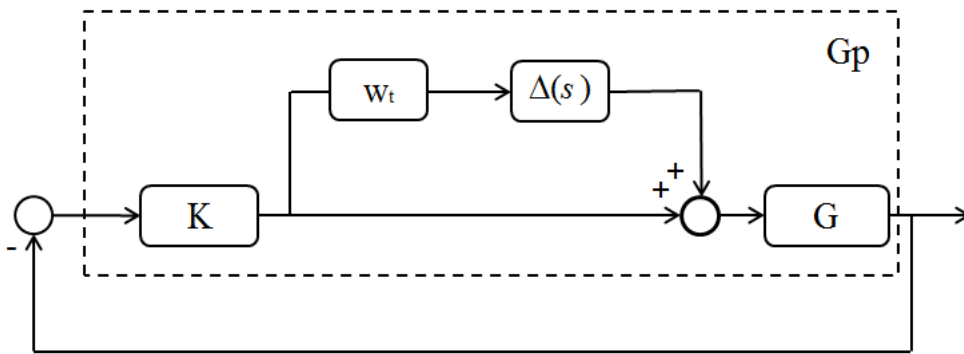
حال اگر تابع وزنی $W_s(s) = \frac{1}{\varepsilon}$ تعریف گردد آنگاه مشخصات کارایی نامی را می‌توان با نرم بی-نهایت تابع تبدیل زیر تعبیر نمود:

$$\|W_s S\|_{\infty} < 1 \quad (۱۱-۳)$$

۳-۴-۳ پایداری مقاوم

با توجه به اهمیت نامعینی ضربی و استفاده از این نوع نامعینی در این پایان‌نامه، به تحلیل و تجزیه پایداری مقاوم و کارایی مقاوم شکل ۳-۳ می‌پردازیم:

¹ Weighting Function



شکل ۳-۳: نمایی از یک سیستم نامی با نامعینی ضربی

بر طبق معیار پایداری داخلی مقاوم، سیستم دارای نامعینی ضربی پایداری مقاوم دارد اگر شرط زیر برقرار باشد:

$$\|GK(I+GK)^{-1}\|_{\infty} \leq \frac{1}{\|W_t \Delta\|_{\infty}}, \quad \|\Delta\|_{\infty} < 1 \quad (12-3)$$

پس بر مبنای تابع متمم حساسیت T خواهیم داشت:

$$\|GK(I+GK)^{-1}\|_{\infty} \leq \frac{1}{|W_t|} \Rightarrow \|T\|_{\infty} \leq \frac{1}{|W_t|} \quad (13-3)$$

۴-۴-۳ کارایی مقاوم

یک سیستم کارایی مقاوم دارد اگر پایداری داخلی مقاوم داشته باشد و اهداف کارایی برای کلیه مدل‌های نامعین تأمین گردد. برای مدل نامعینی ضربی $(G_p = (1+\Delta W_t)G)$ داریم:

$$\|W_s S\|_{\infty} < 1 \Rightarrow \left\| \frac{W_s}{1+L} \right\|_{\infty} < 1 \quad (14-3)$$

بنا به تعریف کارایی مقاوم خواهیم داشت:

$$\left\| \frac{W_s}{1+(1+\Delta W_t)L} \right\|_\infty < 1 \Rightarrow \left\| \frac{W_s S}{1+\Delta W_t T} \right\|_\infty < 1 \quad (15-3)$$

پس اگر این شرط و شرط پایداری داخلی سیستم با نامعینی ضربی همزمان برقرار باشد، شرط کارایی مقاوم برقرار است و داریم:

$$\|W_t T\|_\infty < 1 \quad \& \quad \left\| \frac{W_s S}{1+\Delta W_t T} \right\|_\infty < 1 \quad (16-3)$$

حال می‌توان رابطه (۱۶-۳) را خلاصه نمود و بر مبنای نرم بی‌نهایت یک تابع به صورت زیر نمایش داد:

$$\| |W_s S| + |W_t T| \|_\infty < 1 \quad (17-3)$$

پس سیستم حلقه بسته با پس‌خورد واحد و نامعینی ضربی نشان داده شده در شکل ۳-۳ دارای کارایی مقاوم است اگر و تنها اگر رابطه (۱۷-۳) برقرار باشد.

۳-۵ مبدل SEPIC

مبدل SEPIC از مبدل کاک گرفته شده است که این مبدل نیز نتیجه‌ای از مبدل باک-بوست می‌باشد، نام این مبدل از مبدل القاگر اولیه تک پایانه^۱ مشتق می‌شود.

۳-۵-۱ مزایای مبدل SEPIC

از میان مبدل‌های شناخته شده، مبدل‌های SEPIC، افزایشنده-کاهنده و کاک توانایی افزایش و کاهش ولتاژ ورودی را دارند. به همین دلیل، این مبدل‌ها توانایی انتقال انرژی را از هر سطحی دارا هستند. ویژگی مطلوب دیگر جریان پیوسته خروجی است که به مبدل اجازه ارتباط موازی خروجی یا تبدیل به یک منبع ولتاژ با حداقل ظرفیت را می‌دهد. مبدل‌های افزایشنده و کاهنده به دلیل عدم

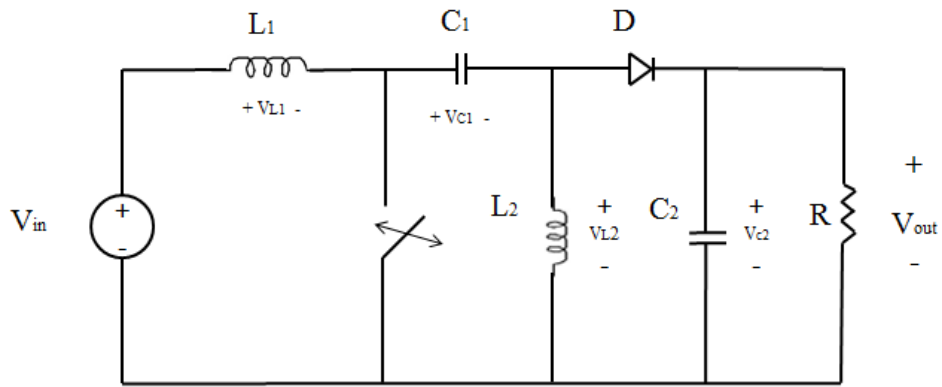
¹ Single-Ended Primary Inductor converter

انعطاف‌پذیری ولتاژ خروجی مناسب نیستند. برای مثال، در شارژ باتری سیستم فتوولتائیک با کارکرد MPPT هیچ‌کدام از مبدل‌های افزایشنده و کاهشنده قادر نیستند باتری را به‌طور پیوسته شارژ کنند زیرا منحنی توان-ولتاژ با سطح نامعقولی تغییرمی‌کند. عوامل زیادی می‌تواند برای ارائه مبدل‌های DC-DC تأثیرگذار باشد، همانند جریان ورودی-خروجی، هزینه، انعطاف‌پذیری، تأثیر آرایش سیستم فتوولتائیک. برخلاف مبدل افزایشنده-کاهشنده، مبدل SEPIC یک خروجی غیرمعکوس دارد و از خازن سری برای ایزوله کردن ورودی از خروجی استفاده می‌کند. مبدل کاهشنده و افزایشنده-کاهشنده یک جریان ورودی ناپیوسته دارند که موجب از دست رفتن توان بیشتر به دلیل سوئیچ کردن ورودی می‌شود. مبدل SEPIC و کاک هر دو می‌توانند ولتاژ خروجی بزرگ‌تر و یا کوچک‌تر از ولتاژ ورودی داشته باشند. علاوه بر این، آن‌ها جریان پیوسته ورودی و عملکرد بهتری در مقایسه با مبدل‌های فلای‌بک و افزایشنده-کاهشنده دارند [۳۰]. هیچ قانون کلی وجود ندارد که کدام‌یک از این دو بهتر است [۳۱-۳۳]؛ اما بین ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل SEPIC پلاریته معکوس وجود ندارد که این قابلیت این مبدل را برای بسیاری از کاربردها مناسب می‌سازد. در بخش بعد با نحوه کار این مبدل بیشتر آشنا می‌شوید.

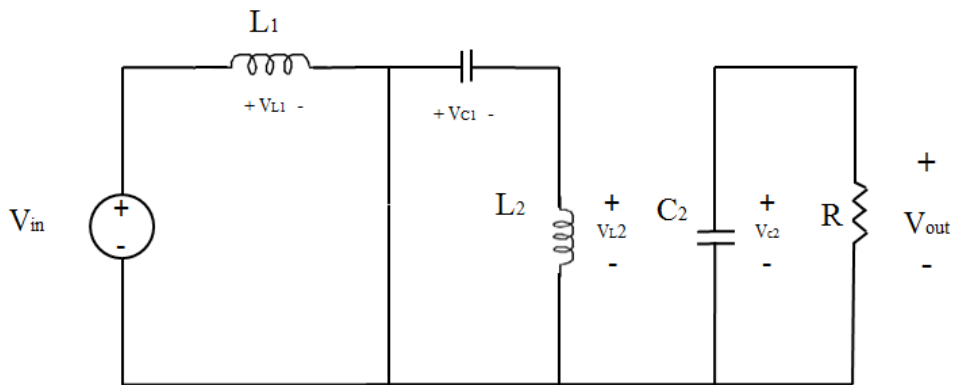
۳-۵-۲ شرح عملکرد مبدل

دیگرام مداری مبدل SEPIC و مدار معادلش در دو حالت سوئیچ روشن و سوئیچ خاموش در شکل ۳-۴ نشان داده شده است.

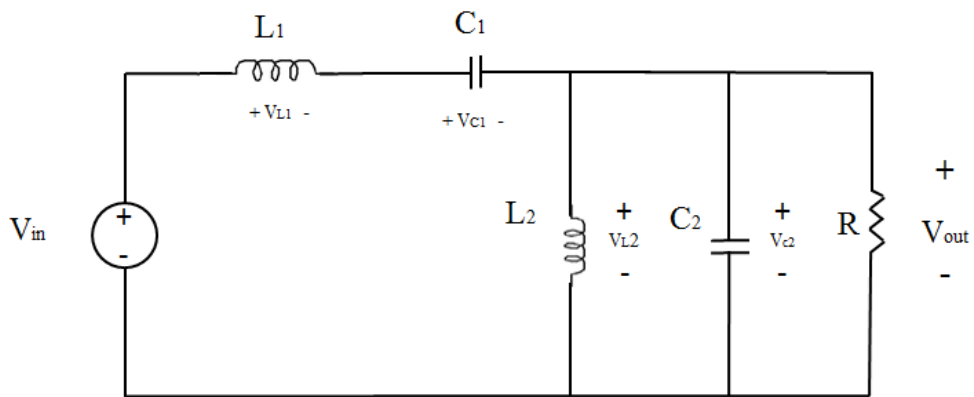
در زمان تناوب (که نسبت وظیفه است) که سوئیچ بسته است خازن جهت تأمین جریان بار خروجی استفاده می‌شود، شارژ سلف از طریق ولتاژ ورودی و انرژی سلف از طریق خازن تأمین می‌شود. در زمان که سوئیچ باز است و دیود در بایاس مستقیم بوده و هادی است هر دو سلف وظیفه تأمین جریان خازن خروجی را بر عهده دارند، سلف در طول این زمان خازن را شارژ می‌کند.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۴: (الف) مدار SEPIC (ب) مدار برای کلید بسته و دیود خاموش (ج) مدار برای کلید باز و دیود روشن

با توجه به شکل ۳-۴ و از آنجایی که مقدار میانگین ولتاژ دو سر سلف برای عملکرد متناوب صفر

است بهره انتقال ولتاژ به صورت زیر محاسبه می‌شود [۳۴]:

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

$$V_{in}DT_s - V_{out}(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{D}{1-D} \quad (۱۸-۳)$$

و همچنین داریم:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}} \quad (۱۹-۳)$$

که در آن D نسبت وظیفه است و در بازه $0 \leq D \leq 1$ قرار دارد، با فرض اینکه تلفاتی در مبدل

وجود ندارد

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out}$$

که با حل آن برای جریان میانگین سلف که همان جریان میانگین منبع است داریم:

$$I_{L1} = I_{in} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}} \quad (۲۰-۳)$$

تغییرات در I_{L1} هنگامی که کلید بسته است از معادله زیر بدست می‌آید:

$$V_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}D}{L_1 F_{sw}} \quad (۲۱-۳)$$

که در آن F_{sw} فرکانس سوئیچینگ است.

برای L_2 جریان میانگین از قانون کیرشهف داریم:

$$I_{L2} = I_{C2} + I_{out} - I_{C1}$$

جریان میانگین در هر خازن صفر است بنابراین جریان میانگین در L_2 برابر می شود با:

$$I_{L2} = I_{out} \quad (22-3)$$

تغییرات در I_{L2} از مدار هنگامی که کلید بسته است تعیین می شود

$$V_{L2} = -V_{C1} = -L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = -L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} = -L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{DT}$$

که با حل برای ΔI_{L2} داریم:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{in} D}{L_2 F_{sw}} \quad (23-3)$$

طبقه خروجی مانند مبدل افزایشده شامل دیود، C_2 و مقاومت بار است، بنابراین ریپل ولتاژ

خروجی برابر است با:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{C2} = \frac{V_{out} D}{RC_2 F_{sw}} \quad (24-3)$$

که با حل آن برای C_2 داریم:

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \right) F_{sw}} \quad (25-3)$$

تغییرات ولتاژ در C_1 با بررسی مدار با کلید بسته شکل ۳-۴ تعیین می شود. جریان خازن I_{C1}

عکس I_{L2} می باشد که در رابطه (۲۲-۳) مقدار میانگین آن محاسبه شد.

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_{out} \Delta t}{C_1} = \frac{I_{out} DT}{C_1} = \frac{V_{out} D}{RC_1 F_{sw}} \quad (26-3)$$

که با حل رابطه (۲۶-۳) برای C_1 داریم:

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_{out}} \right) F_{sw}} \quad (۲۷-۳)$$

۳-۵-۳ محاسبه عناصر مبدل

برای محاسبه مقادیر مبدل از پنل خورشیدی ۳۰۵ واتی ۷۲ سلولی ساخت شرکت MAGI Solar

آلمان استفاده شده است [۳۵] که مشخصات آن در جدول جدول ۲-۳ ذکر شده است:

پارامترهای مبدل تحت تأثیر عوامل مختلف ثابت نبوده و عدم قطعیت‌هایی را شامل می‌شوند. با

توجه به مشخصات جدول ۲-۳ و روابط (۱۸-۳) تا (۲۷-۳) پارامترهای مختلف مبدل را محاسبه کرده

و همچنین محدوده عدم قطعیت برای هر پارامتر در نظر گرفته شده است که در جدول ۳-۳ مشاهده

می‌شود. بدین منظور با استفاده از روابط (۱۹-۳) الی (۲۷-۳) مقادیر پارامتره برابریند با:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}} = \frac{74}{74 + 37} = 0.66$$

$$L_1 = \frac{V_{inmin} D_{min}}{\Delta I_{L1} F_{sw}} = \frac{29.6 \times 0.625}{0.54 \times 10^3} = 3.4 \text{ mH}$$

که در رابطه بالا $\Delta I_{L1} = 0.1 \times I_{L1} = 0.54$

$$L_2 = \frac{V_{inmin} D_{min}}{\Delta I_{L2} F_{sw}} = \frac{29.6 \times 0.625}{0.25 \times 10^3} = 7.4 \text{ mH}$$

$$C_1 = \frac{D_{min}}{R_{max} \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_{out}} \right) F_{sw}} = \frac{0.625}{27 \times \frac{3}{74} \times 10^3} = 57 \mu f$$

$$C_2 = \frac{D_{min}}{R_{max} \left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \right) F_{sw}} = \frac{0.625}{27 \times \frac{2}{74} \times 10^3} = 85 \mu f$$

جدول ۳-۲: مشخصات پنل استفاده شده برای طراحی [۳۵]

مشخصات پنل خورشیدی	SP-305
نوع سلول خورشیدی	تک کریستالی سیلیکونی
ابعاد سلول خورشیدی	156 mm x 156 mm
وزن پنل خورشیدی	23 kg
ابعاد پنل خورشیدی به میلی متر	طول 1956 عرض 992 عمق 50
طول کابل	900 میلی متر
تعداد سلول خورشیدی در یک پنل	72
تعداد دیود	6
مقاومت الکتریکی عایق	50000 K Ohm
ماکزیمم ولتاژ سیستم	1000 ولت مستقیم
ماکزیمم توان خروجی در شرایط استاندارد	305-310 وات
ولتاژ خروجی پنل در حالت مدارباز	46.26Voc/V
جریان خروجی از پنل در حالت اتصال کوتاه	8.74Vmp/V
ماکزیمم جریان در بیشترین توان خروجی	8.19Isc/A
ماکزیمم ولتاژ در بیشترین توان خروجی	37.21Imp/V
بازده سلول خورشیدی	18.4%
بازده پنل خورشیدی	15.56%
ضریب دمایی تغییر جریان اتصال کوتاه	0.036
ضریب دمایی تغییر ولتاژ مدارباز	-0.33
ضریب دمایی تغییر توان ماکزیمم	-0.45
تلورانس در توان خروجی	0~+3%

جدول ۳-۳: پارامترهای مبدل انتخابی و دامنه تغییرات در نظر گرفته شده

V_{in}	37 - 20%
V_{out}	74
R	$18 \pm 50\%$
L_1	$3.4\text{mH} \pm 20\%$
L_2	$7.4\text{mH} \pm 20\%$
C_1	$57\mu\text{f} \pm 20\%$
C_2	$85\mu\text{f} \pm 20\%$
F_{sw}	10kHz

۴-۵-۳ مدل سازی فضای حالت مبدل

در الکترونیک قدرت برای مدل سازی مبدل های سوئیچینگ در حدود نقطه‌ی کار از روشی تحت عنوان معادلات حالت متوسط^۱ استفاده می شود که در آن معادلات مدار مربوط به مبدل برای بازه های زمانی که کلید خاموش یا روشن است نوشته می شود و سپس مقدار متوسط روابط بدست آمده به عنوان معادلات حالت سیستم در نظر گرفته می شود [۳۶ و ۳۷].

در ادامه پس از معرفی این روش، مراحل بدست آوردن معادلات حالت مبدل پیشنهادی را ارائه خواهیم کرد.

جهت بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک ولتاژ خروجی به سیگنال ورودی (زمان وظیفه کلید قدرت) به ترتیب زیر عمل می کنیم:

- معادلات حالت مدار را در حالت بسته بودن کلید می نویسیم.

¹ State-Space Average Model

- معادلات حالت مدار را در حالت باز بودن کلید می‌نویسیم.
- معادلات حالت اول را در D و معادلات حالت دوم را در (1-D) ضرب کرده و سپس با یکدیگر جمع می‌کنیم.

بدین ترتیب معادلات میانگین مدار بدست می‌آید. پس از آن به خطی سازی معادلات و بدست آوردن معادلات سیگنال کوچک می‌پردازیم.

- کلیه پارامترها را به شکل مجموع پارامتر سیگنال کوچک و سیگنال بزرگ می‌نویسیم و در معادلات میانگین جایگذاری می‌کنیم.
- مشتق کمیات سیگنال بزرگ و همچنین حاصل ضرب دو کمیت سیگنال بزرگ و کوچک را برابر صفر در نظر می‌گیریم، بدین ترتیب معادله‌ی ماتریسی به فرم زیر بدست خواهد آمد:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + J\tilde{d}$$

- با گرفتن لاپلاس از معادله‌ی فوق و یک محاسبه ماتریسی ساده، تابع تبدیل موردنظر بدست می‌آید:

$$\tilde{x}(s) = (sI - A)^{-1}[\tilde{x}(0) + B\tilde{u}(s) + J\tilde{d}(s)]$$

- به منظور بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک پارامترهای مدار به سیگنال ورودی و $\tilde{u}(s)$ را برابر صفر در نظر می‌گیریم و خواهیم داشت:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1}J \quad (۲۸-۳)$$

بدین ترتیب و با توجه به رابطه فوق تابع تبدیل سیگنال کوچک کمیات مختلف مدار بدست می‌-

آید.

با توجه به مطلب فوق و شکل ۳-۴ معادله میانگین مبدل به صورت زیر خواهد بود:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{in} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} V_{C1} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{L2} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{1}{RC_2} V_{C2} \end{array} \right\} \times D + \left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{L1}}{dt} = -\frac{1}{L_1} V_{C1} - \frac{1}{L_1} V_{C2} + \frac{1}{L_1} V_{in} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} V_{C2} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{L1} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} I_{L1} - \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{RC_2} V_{C2} \end{array} \right\} \times (1-D)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-D}{L_1} & \frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (29-3)$$

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

بعد از اعمال خطی‌سازی حول نقطه کار داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_{L1} \\ \dot{\tilde{I}}_{L2} \\ \dot{\tilde{V}}_{C1} \\ \dot{\tilde{V}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_1} \\ -\frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_2} \\ \frac{I_{L2}-I_{L1}}{C_1} \\ \frac{I_{L2}-I_{L1}}{C_2} \end{bmatrix} \tilde{d}$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \end{bmatrix}$$

پس از آن که به خطی سازی سیستم پرداختیم با جایگذاری پارامترهای مبدل در رابطه فوق و

نقطه کار $D = 0.66$ داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_{L1} \\ \dot{\tilde{I}}_{L2} \\ \dot{\tilde{V}}_{C1} \\ \dot{\tilde{V}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -100 & -100 \\ 0 & 0 & -89.19 & 45.94 \\ 5964.9 & 11578.9 & 0 & 0 \\ 4000 & -4000 & 0 & -653.6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 32647 \\ -15000 \\ -17192.9 \\ -11529.4 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (30-3)$$

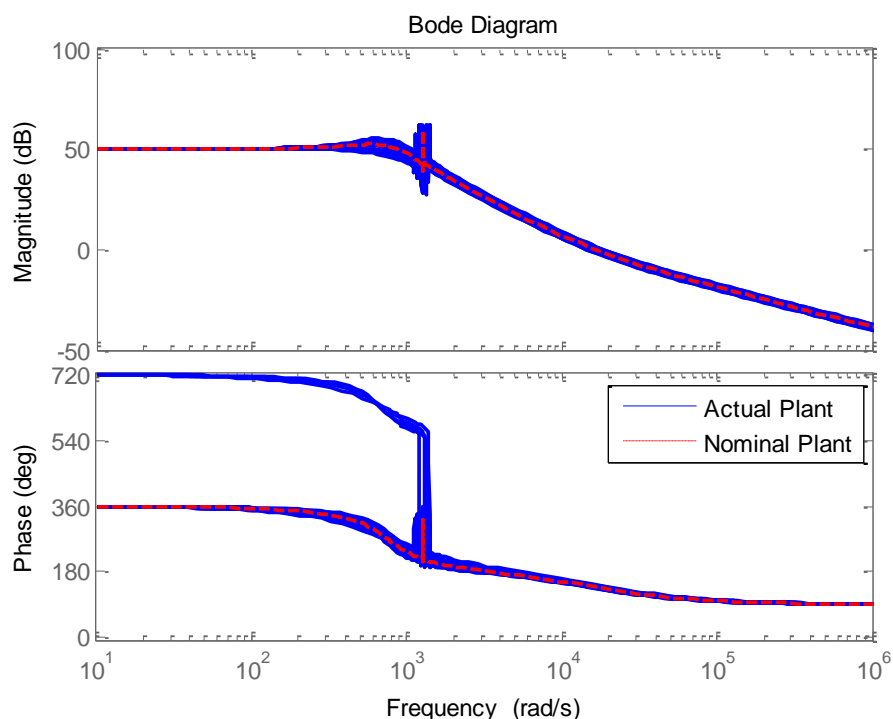
$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \end{bmatrix}$$

همچنین می توان با توجه با رابطه (3-28) تابع تبدیل مبدل را به صورت زیر بدست آورد:

$$G = \frac{\tilde{V}_{C2}}{\tilde{d}} = \frac{-1.153e04s^3 + 1.906e08s^2 - 1.804e10s + 3.096e14}{s^4 + 653.6s^3 + 2.213e06s^2 + 1.065e09s + 9.483e11} \quad (31-3)$$

۶-۳ طراحی کنترل کننده مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC

از رابطه (۳-۳۱) حاصل می‌شود که سیستم دارای یک صفر نامینیمم فاز $P = -0.5 \pm j1277, -326.28 \pm j689.22$ و چهار قطب پایدار $Z = 16534, -1.794 \pm j1274$ است. با تعریف پارامترهای نامعین سیستم در MATLAB می‌توان سیستم را مورد تجزیه و تحلیل قرار داد و ابتدا پاسخ فرکانسی سیستم نامی و سیستم دارای نامعینی را می‌توان در شکل (۳-۵) مشاهده کرد.



شکل ۳-۵: نمودار بود سیستم نامی و دارای نامعینی

با افزایش بهره سیستم حلقه بسته به سمت بی‌نهایت، قطب‌های حلقه بسته به سمت صفرهای حلقه باز حرکت خواهند نمود؛ بنابراین حضور صفر نامینیمم فاز سبب ناپایداری در بهره‌های بزرگ می‌شود [۳۸] که به نوعی یکی از محدودیت‌های طراحی کنترل کننده می‌باشد.

۳-۶-۱ انتخاب توابع وزنی

یکی از بخش‌های مهم در مسائل بهینه‌سازی مقاوم، انتخاب توابع وزنی است. به‌طور کلی می‌توان از طریق توابع وزنی مشخصات عملکردی سیستم کنترلی را به شکل مطلوب بیان کرد. معمولاً این کار با بیان‌های متفاوت اما با ماهیت‌های مشابه عنوان می‌شود [۳۹].

$W_t(s)$ تابع وزنی که برای ایجاد پایداری مقاوم می‌باشد و یک کران بالا از سیستم نامعین است

و بر اساس رابطه (۳-۱۳) باید به‌گونه‌ای محاسبه شود که اندازه $\frac{1}{W_t(s)}$ در تمامی فرکانس‌ها بزرگ‌تر

از تابع مکمل حساسیت (T) باشد. برای بدست آوردن $W_t(s)$ ابتدا دیاگرام بود

از تابع مکمل حساسیت (T) باشد. برای بدست آوردن $W_t(s)$ ابتدا دیاگرام بود

۲۰ نقطه از کران بالای آن را انتخاب کردیم و سپس تابع وزنی زیر بدست آمد که اگر دیاگرام بود

۲۰ نقطه از کران بالای آن را انتخاب کردیم و سپس تابع وزنی زیر بدست آمد که اگر دیاگرام بود

۲۰ نقطه از کران بالای آن را انتخاب کردیم و سپس تابع وزنی زیر بدست آمد که اگر دیاگرام بود

$$W_t(s) = 0.01 \frac{0.01267s^3 + 191.6s^2 + 106166s + 6.778e^6}{s^2 + 62.15s + 1.83e^6} \quad (۳-۳۲)$$

از کنترل خطی به یاد داریم که سرعت پاسخ سیستم با ω_n متناسب است و فراجهدش پاسخ

سیستم تنها به ضریب میرایی^۱ (ξ) وابسته است، حال برای پیدا کردن تابع وزنی W_s از رابطه

(۳-۹) داریم که:

$$S = \frac{1}{1+L} = \frac{s(s+2\xi\omega_n)}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2}$$

^۱ Damping Ratio

لذا پهنای باند سیستم تقریباً برابر است با:

$$\omega_b = \frac{\omega_n}{\sqrt{2}} = 4.3390e+03 \quad (33-3)$$

بالتر از فرکانس پهنای باند، سیستم حلقه بسته نمی تواند فرمان ورودی را دنبال کند و اغتشاش را حذف نماید، زیرا در فرکانس های بالا مقدار تابع حساسیت S کوچک نخواهد بود و لذا خطا سیستم لزوماً به سمت صفر میل نخواهد کرد.

$$M_S = \|S\|_{\infty} = \|S(j\omega_{\max})\|_{\infty} = \frac{\alpha\sqrt{\alpha^2 + 4\xi^2}}{\sqrt{(1-\alpha^2)^2 + 4\xi^2\alpha^2}} \quad (34-3)$$

در این رابطه α و ω_{\max} برابر هستند با:

$$\alpha = \sqrt{0.5 + 0.5\sqrt{1 + 8\xi^2}} \quad (35-3)$$

$$\omega_{\max} = \alpha\omega_n$$

تابع باید به گونه ای طراحی شود که تابع حساسیت در فرکانس های بالا کوچک تر از M_S باشد تا خطای گذرای سیستم کم باشد و فراجش زیادی تولید نگردد، در فرکانس های پایین نیز مقدار حساسیت صفر باشد تا سیستم به حالت پایدار رسیده باشد و خطای حالت پایدار زیادی بر سیستم تحمیل نگردد؛ اما چون $|S(0)| = 0$ امکان پذیر نیست مقدار کوچک $\varepsilon = 0.01$ در نظر گرفته می شود و داریم:

$$W_S(s) = \psi \frac{\frac{s}{s + \omega_b} + M_S}{s + \omega_b \varepsilon} = 0.0066 \frac{15.88s + 4339}{s + 43.39} \quad (36-3)$$

که ψ در رابطه فوق ضریب تنظیم است.

۳-۶-۲ انتخاب کنترل کننده

با توجه به توابع وزنی که در قسمت قبل بدست آمد و روابط پیشین، می توان کنترل کننده زیر را

بدست آورد:

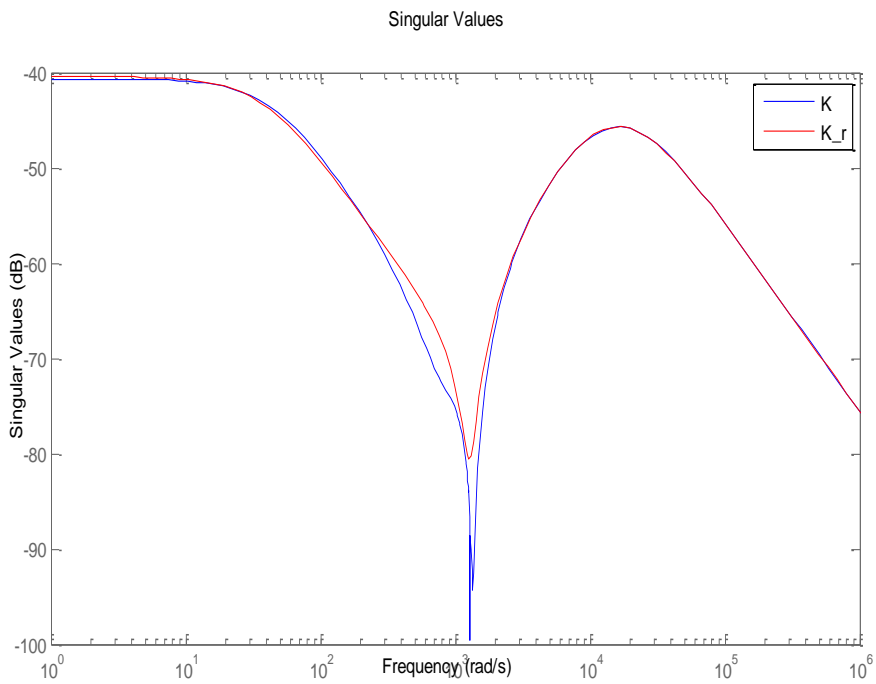
$$K = \frac{237.7s^6 + 1.575e05s^5 + 9.095e08s^4 + 5.308e11s^3 + 9.757e14s^2 + 4.47e17s + 1.987e20}{s^7 + 2.632e04s^6 + 2.074e08s^5 + 4.74e11s^4 + 6.636e14s^3 + 7.331e17s^2 + 5.264e20s + 2.151e22} \quad (37-3)$$

همان گونه که مشاهده می شود کنترل کننده فوق از درجه ۷ است که این موضوع باعث پیچیدگی طراحی و پیاده سازی می شود، بنابراین باید یک کنترل کننده مرتبه کاهش یافته بدست آورد که به اندازه کافی ساده بوده و در عمل قابل اجرا باشد.

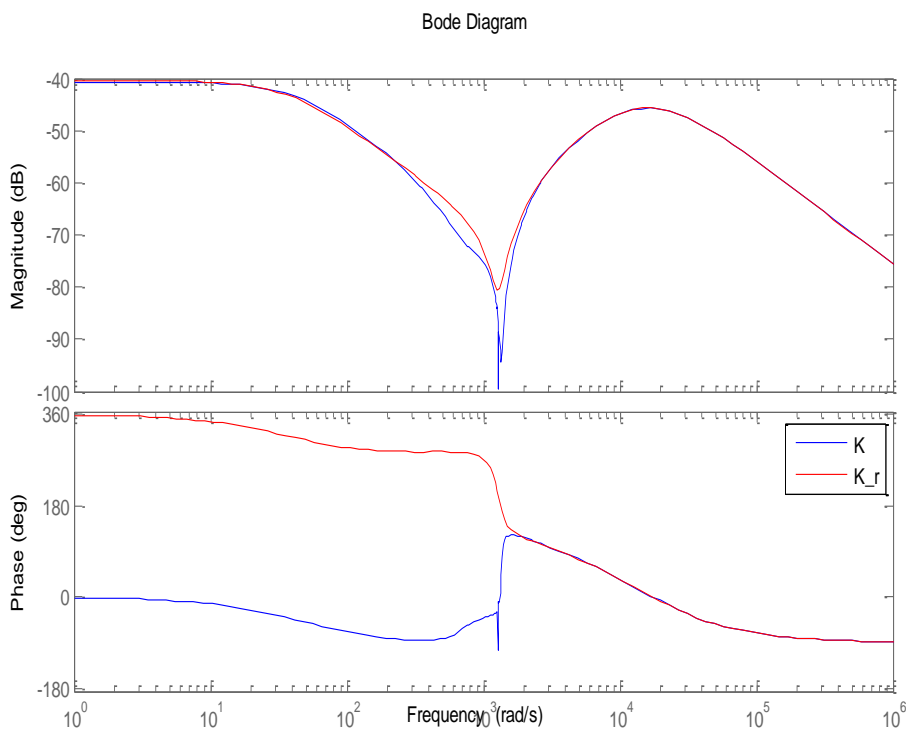
با استفاده از روش های تقلیل درجه به کنترل کننده زیر دست یافتیم که عملکرد مشابهی با کنترل کننده رابطه (۳۷-۳) دارد:

$$K = \frac{237.9s^3 + 4.782e04s^2 + 3.56e08s + 1.12e11}{s^4 + 2.591e04s^3 + 1.925e08s^2 + 3.358e11s + 1.162e13} \quad (38-3)$$

به منظور بررسی یکسان بودن عملکرد کنترل کننده مرتبه کاهش یافته با کنترل کننده مرتبه ۷ اقدام به رسم مقادیر ویژه و دیاگرام بود دو تابع کردیم که در شکل ۳-۶ و شکل ۳-۷ مشاهده می نماید



شکل ۳-۶: مقادیر ویژه دو کنترل کننده مرتبه ۷ و مرتبه کاهش یافته



شکل ۳-۷: دیاگرام بود دو کنترل کننده مرتبه ۷ و مرتبه کاهش یافته

اکنون باید مقاوم بودن کنترل‌کننده طراحی‌شده را بررسی کنیم، برای این کار باید روابط

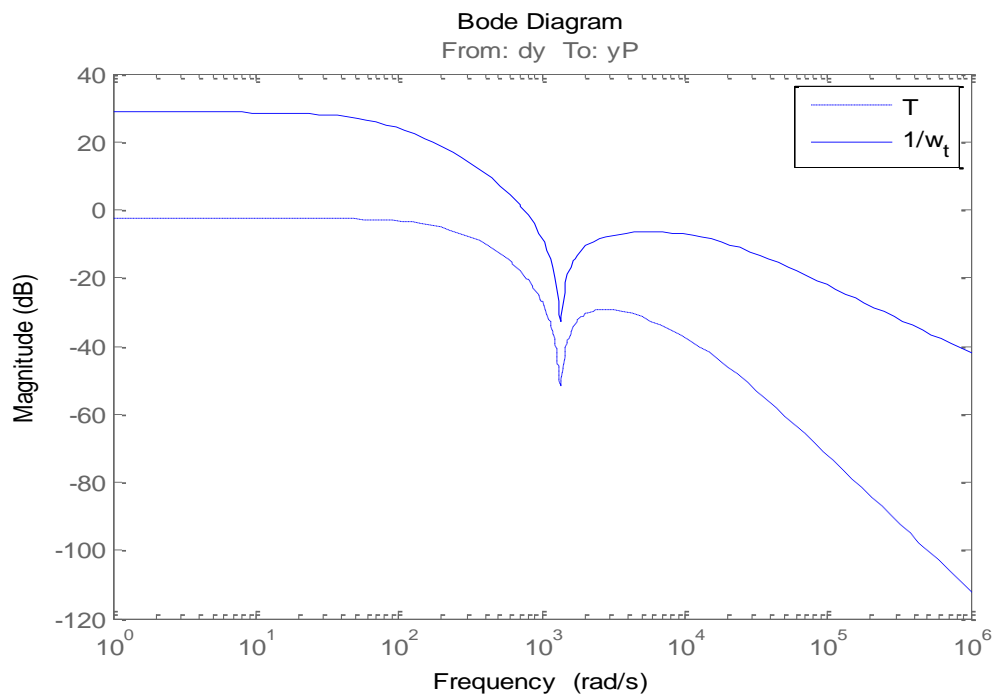
(۱۱-۳)، (۱۳-۳) و (۱۷-۳) که در زیر نیز مشاهده می‌شود برقرار باشد:

$$RS \Leftrightarrow \mu_{RS} = |W_t T| < 1$$

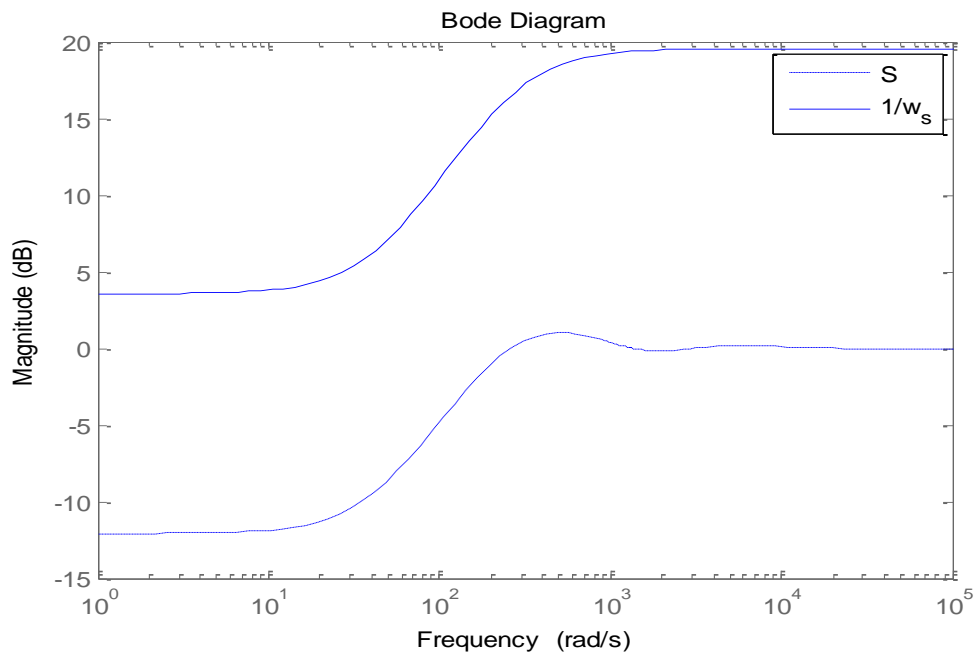
$$NP \Leftrightarrow \mu_{NP} = |W_s S| < 1$$

$$RP \Leftrightarrow \mu_{RP} = |W_t T| + |W_s S| = \mu_{RS} + \mu_{NP} < 1$$

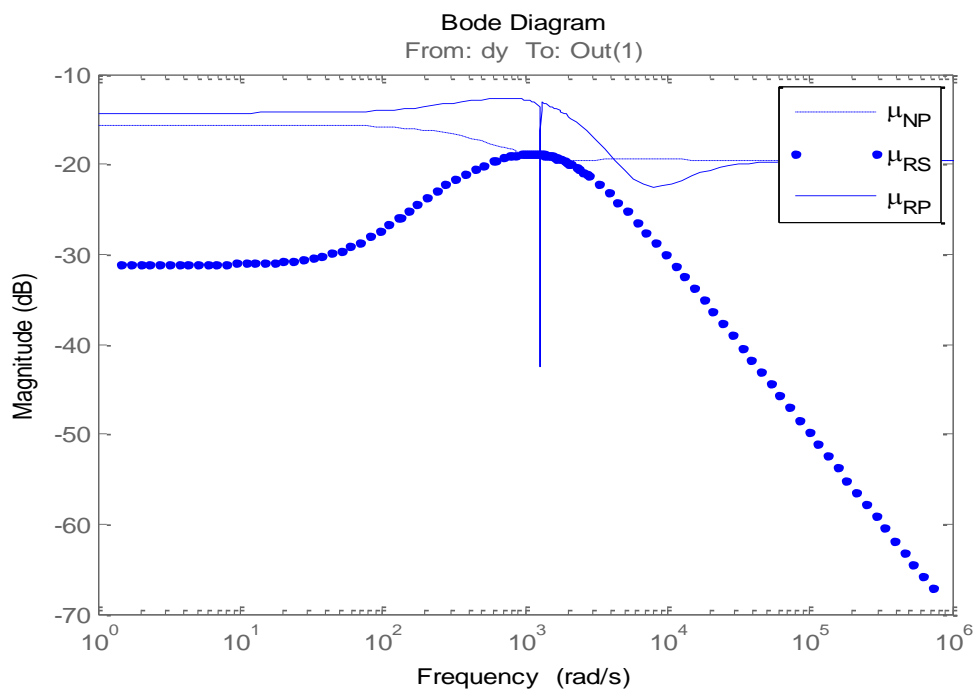
(۳۹-۳)



شکل ۳-۸: بررسی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته



شکل ۳-۹: بررسی عملکرد نامی سیستم حلقه بسته



شکل ۳-۱۰: بررسی عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته

۷-۳ طراحی کنترل کننده به روش سنتز μ برای مبدل SEPIC

یک روش بهینه‌سازی موثر برای طراحی با تقریب کنترل کننده روش سنتز μ است که به عنوان تکرار D-K شناخته می‌شود، و منجر به یک کنترل کننده جدید با برقراری همزمان شرایط پایداری و کارایی مقاوم خواهد شد. روش طراحی به روش D-K به طریق زیر می‌باشد:

- با حدس اولیه از D شروع کنید.
- گام K: مقدار D را ثابت نگه دارید و مساله بهینه‌سازی H_∞ زیر را به منظور یافتن کنترل کننده مقاوم K حل کنید

$$K = \inf_{k(s)} \|DF_l(M, K)D^{-1}\|_\infty = \inf_{k(s)} \|DND^{-1}\|_\infty \quad (40-3)$$

- گام D: مقدار K را ثابت نگه دارید و ماتریس قطری کننده ی D به منظور کمینه‌سازی تابع هزینه زیر را در هر فرکانس بیابید

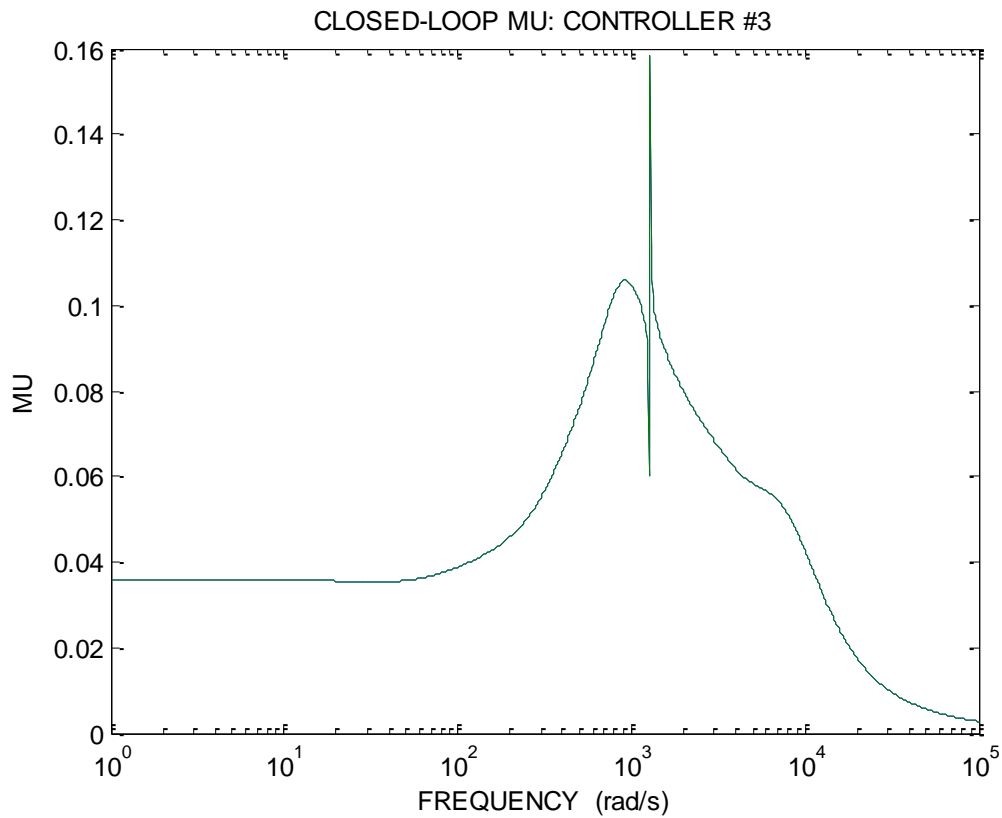
$$D(j\omega) = \inf_D \bar{\sigma} [DF_l(M, K)D^{-1}] = \inf_D \bar{\sigma} [DND^{-1}] \quad (41-3)$$

- از طریق برازش، ماتریس تابع تبدیل D را بر اساس توزیع فرکانسی مقدار تکین ساختاریافته با یک تابع تبدیل کمینه‌فاز و پایدار تقریب بزنید. اگر تابع هزینه گام سوم از مقدار ۱ کمتر بود، حل مساله را متوقف کرده در غیراینصورت به گام دوم برگردید

به طراحی سیستم پرداختیم و نتایج حاصل شده پس از ۳ تکرار به صورت زیر است:

Iteration #	1	2	3
Controller Order	7	9	11
Total D-Scale Order	0	2	4
Gamma Acheived	10.474	4.777	1.943
Peak μ -Value	8.144	1.829	0.158

در شکل ۱۱-۳ نشان داده شده است که بیان می‌کند شرط مورد نظر برای عملکرد مطلوب کنترل‌کننده برقرار شده است.



شکل ۱۱-۳: μ سیستم حلقه بسته

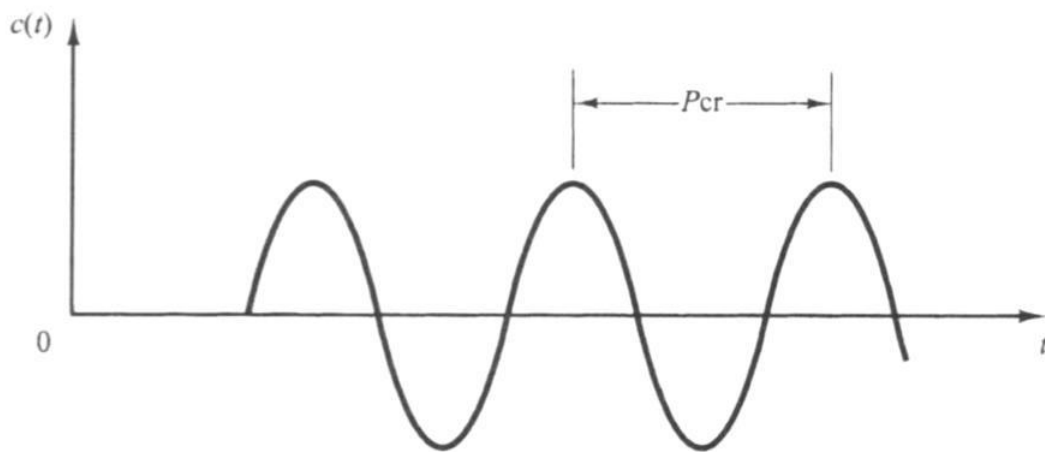
کنترل‌کننده طراحی شده از این روش به قرار زیر است:

$$K = \frac{928.7s^{10} + 5.74e06s^9 + 1.022e10s^8 + 2.116e13s^7 + 2.565e16s^6}{s^1 + 3.703e04s^10 + 5.759e08s^9 + 4.605e12s^8 + 2.125e16s^7 + 5.515e19s^6} \quad (۴۲-۳)$$

$$\frac{+2.098e19s^5 + 1.746e22s^4 + 2.687e24s^3 - 1.951e27s^2 - 2.747e29s + 2.043e31}{+7.358e22s^5 + 9.453e25s^4 + 6.832e28s^3 + 2.76e31s^2 + 4.222e33s + 2.37e35}$$

۸-۳ طراحی کنترل کننده PI برای مبدل SEPIC

برای طراحی کنترل کننده PI برای مبدل SEPIC از روش زیگلر-نیکولز استفاده می کنیم. در این روش ابتدا $T_i = \infty$ و $T_d = 0$ قرار می دهیم، در این صورت تنها از عمل کنترل تناسبی استفاده می-شود. K_p را از صفر زیاد می کنیم تا به مقدار بحرانی K_{cr} برسد، جایی که خروجی برای اولین بار نوسان نامیرا پیدا می کند (اگر به ازای هیچ مقدار K_p خروجی نوسان نامیرا نداشته باشد این روش قابل اعمال نیست). پس مقدار بهره بحرانی K_{cr} و زمان تناوب P_{cr} متناظر با آن به طور تجربی تعیین می شود (شکل ۱۲-۳)



شکل ۱۲-۳: نوسان نامیرا با زمان تناوب [۴۰]

حال بر اساس توضیحات فوق برای طراحی کنترل کننده PI داریم:

$$K_{cr} = 0.05875$$

$$P_{cr} = 0.00266$$

(۴۳-۳)

سپس با استفاده از جدول ۴ پارامترهای T_i ، T_d و K_p تنظیم می شوند [۴۰]

جدول ۳-۴: قواعد تنظیم زیگلر- نیکلز [۴۰]

T_d	T_i	K_P	نوع کنترل کننده
0	∞	$0.5 K_{cr}$	P
0	$1.2 \frac{K_P}{P_{cr}}$	$0.45 K_{cr}$	PI
$0.125 K_P P_{cr}$	$2 \frac{K_P}{P_{cr}}$	$0.6 K_{cr}$	PID

با جایگذاری (۳-۴۳) در روابط جدول ۳-۴ خواهیم داشت:

$$K_{PI}(s) = 0.0264 \left(1 + \frac{1}{11.9s} \right) \quad (۳-۴۴)$$

۹-۳ طراحی کنترل کننده H_∞ برای مبدل افزایشده ساده

برای مبدل افزایشده ساده طراحی کنترل مقاوم را به منظور مقایسه با مبدل SEPIC با توجه به

جدول ۳-۲ انجام می‌دهیم و در جدول ۳-۵ داریم که:

جدول ۳-۵: پارامترهای مبدل افزایشده و دامنه تغییرات

V_{in}	$37 \pm 20\%$
V_{out}	74
R	18 → 50
L	$576 \mu H \pm 20\%$
C	$30.8 \mu f \pm 20\%$
F_{sw}	10kHz

با توجه مطالب ارائه شده در بخش ۳-۵-۴ معادلات فضای حالت پس از عمل خطی سازی

به صورت زیر قابل مشاهده است:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_L \\ \dot{\tilde{V}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_L \\ \tilde{V}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_C}{L} \\ \frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \tilde{d}$$

(۴۵-۳)

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{I}_L \\ \tilde{V}_C \end{bmatrix}$$

با مراجعه به بخش ۳-۶-۱ می توان توابع وزنی را به صورت زیر برای مبدل افزایشده محاسبه کرد و

داریم:

$$W_t(s) = 0.001(s + 500)$$

(۴۶-۳)

و

$$W_s(s) = 0.5 \frac{s + 50}{s + 30.27}$$

(۴۷-۳)

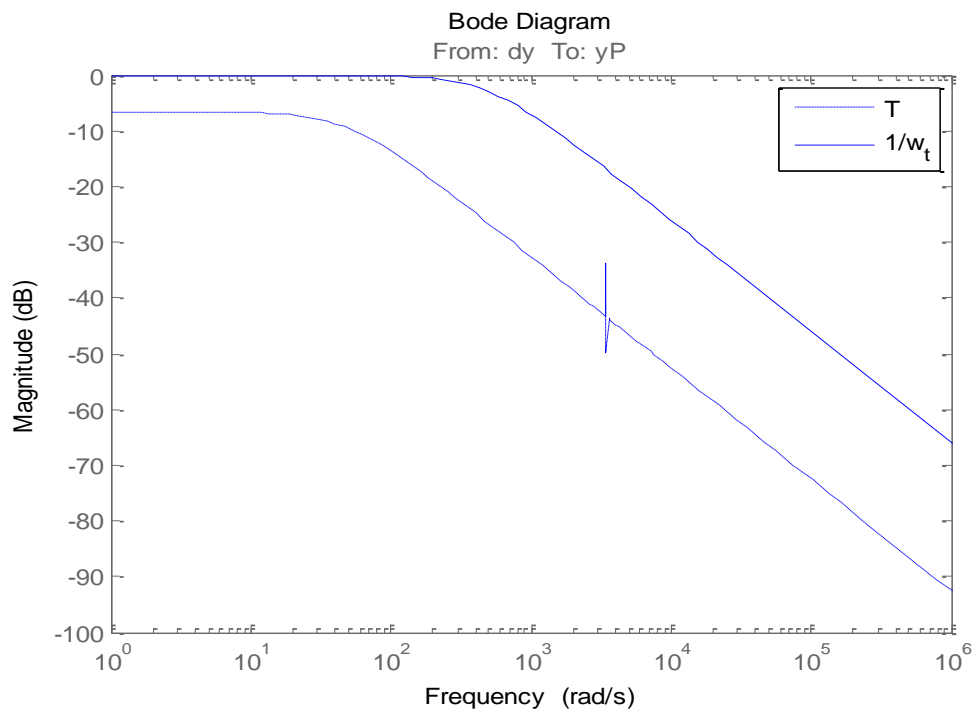
با توجه به توابع وزنی و روابط پیشین، می توان کنترل کننده زیر را بدست آورد:

$$K = \frac{2.577e04s^3 + 7.8e05s^2 + 3.064e11s + 9.274e12}{s^4 + 2.442e08s^3 + 1.96e12s^2 + 1.105e14s + 1.556e15}$$

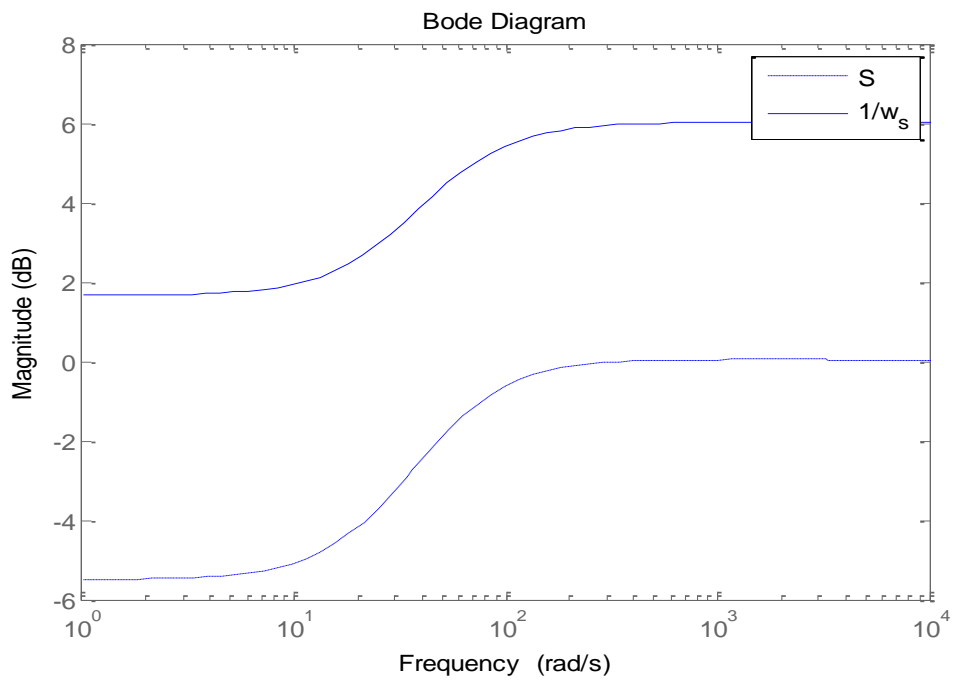
(۴۸-۳)

اکنون باید مقاوم بودن کنترل کننده طراحی شده را بررسی کنیم، برای این کار باید رابطه (۳-۳۹)

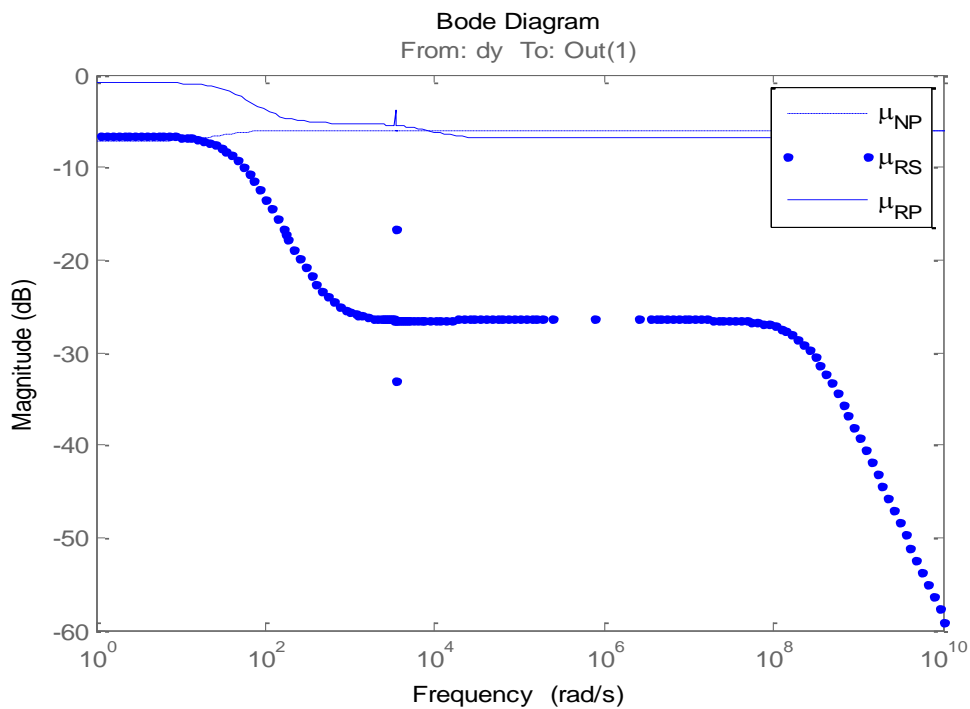
برقرار گردد.



شکل ۳-۱۳: بررسی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده



شکل ۳-۱۴: بررسی عملکرد نامی سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده



شکل ۳-۱۵: بررسی عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته مبدل افزایشده ساده

۳-۱۰ نتیجه گیری

در این فصل ابتدا به بررسی کنترل مقاوم پرداخته شد، سپس دلایل انتخاب مبدل SEPIC و مدل سازی آن با استفاده از پنل خورشیدی MAGI Solar آلمان مورد بحث قرار گرفته شد. بعد از آن با توجه به مشخصات پارامترهای مبدل، کنترل کننده های مقاوم H_{∞} ، سنتز μ و کنترل کننده PI طراحی شد. در آخر این مراحل برای مبدل افزایشده ساده نیز اعمال و مورد بررسی قرار گرفته شد. در فصل بعد نتایج حاصل از شبیه سازی به تفصیل بیان می شود.

فصل ۴

شبیه سازی

۱-۴ مقدمه

در فصل سوم به مطالعه و بررسی مبدل و روش کنترلی پرداختیم و کنترل کننده مناسب را طراحی کردیم.

به طور کلی در این فصل نتایج حاصل از شبیه سازی سیستم کلی به طور کامل نمایش داده و مورد ارزیابی و مقایسه قرار خواهد گرفت.

به طوری که پیش تر اشاره شد با پیاده سازی کنترل کننده، سیستم پایداری مقاوم خود را حفظ می کند.

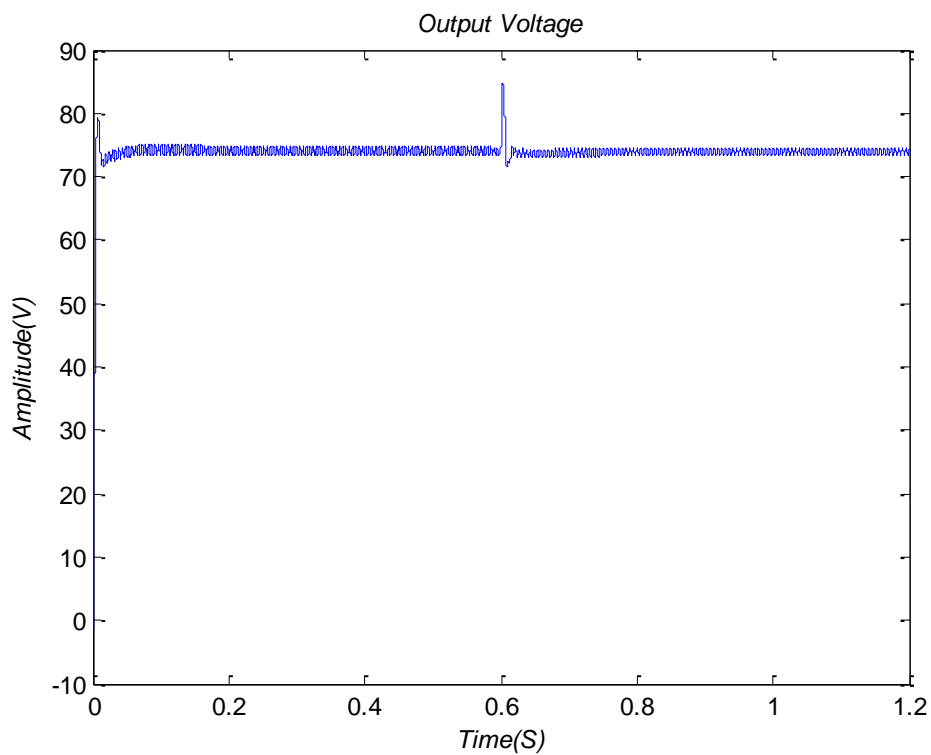
۲-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞} در مدل

میانگین

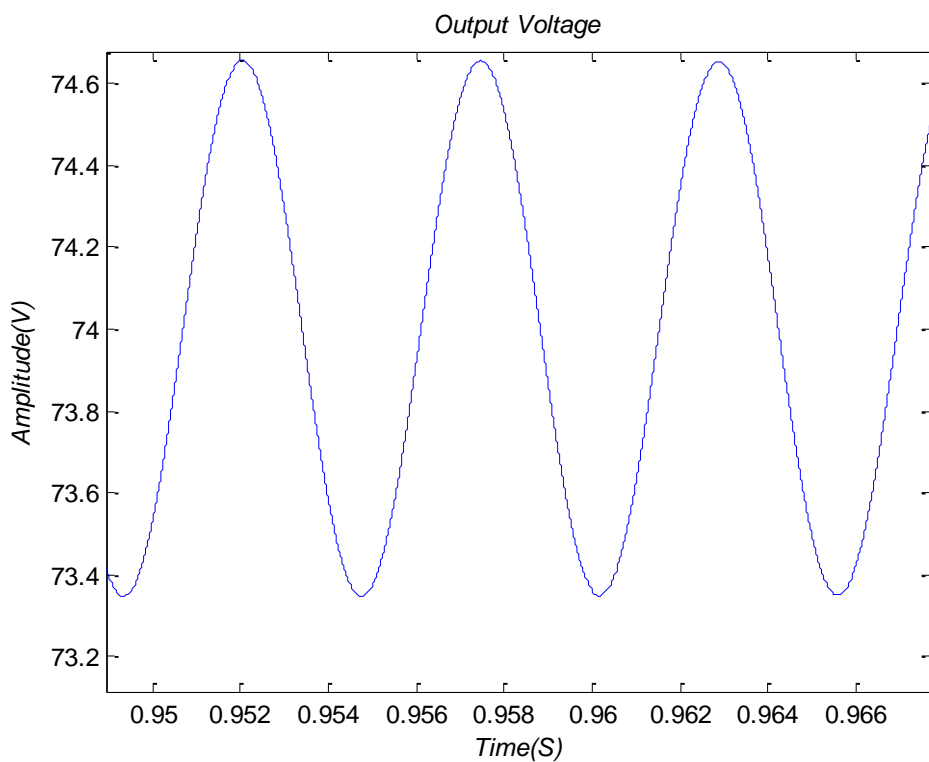
در اینجا با استفاده از رابطه (۳-۳۰) و جدول ۳-۳ به شبیه سازی مبدل SEPIC پرداختیم و نتایجی که مشاهده می کنید بدست آمد

ابتدا به بررسی نتیج حاصل از کنترل کننده مرتبه ۷ می پردازیم و در شکل ۱-۴ ولتاژ خروجی مبدل در مقادیر نامی قابل مشاهده است، همانطور که مشاهده می کنید کنترل کننده به خوبی عمل کرده و بر روی مقدار ۷۴ تنظیم شده است.

به منظور بررسی اثر نامعینی بر روی عملکرد مبدل در زمان ۰.۶ ثانیه تغییرات پارامتری بر روی مبدل اعمال کردیم اما همچگونه که از شکل ۱-۴ مشاهده می شود کنترل کننده به خوبی این نامعینی را پاسخ داد و در عملکرد مبدل خللی ایجاد نشد.



شکل ۴-۱: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم مرتبه ۷ در مدل میانگین



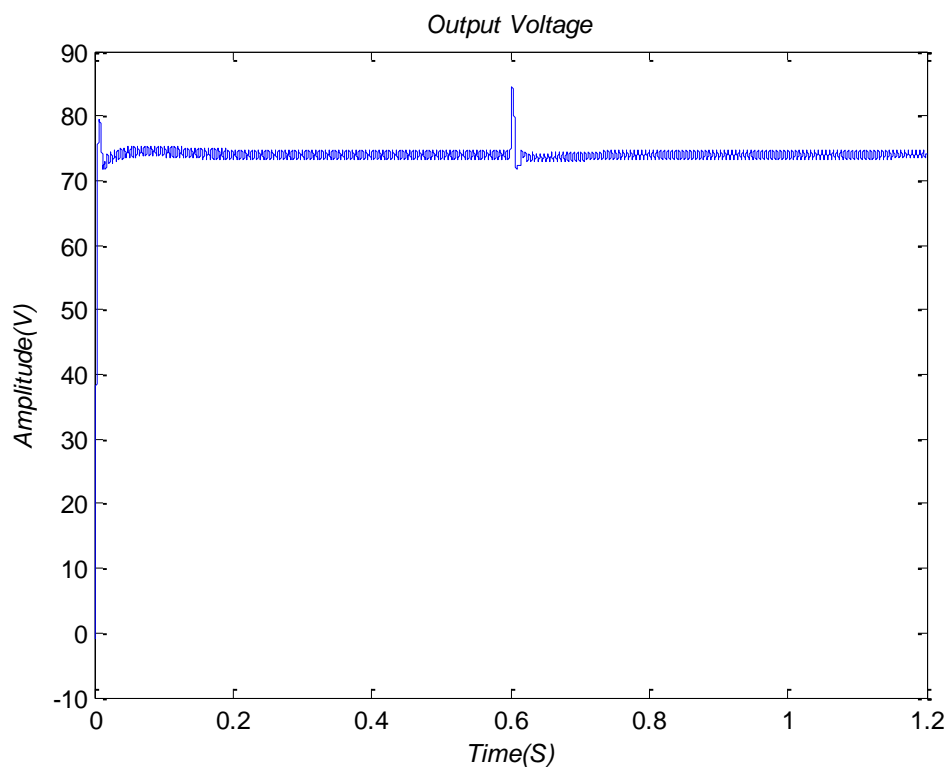
شکل ۴-۲: خطای ولتاژ خروجی مطلوب و کنترل شده مبدل SEPIC در حالت مدل میانگین

شکل ۲-۴ خطای ولتاژ خروجی مطلوب و کنترل شده را نشان می‌دهد که برابر با مقدار ۱.۲۵

می‌باشد که مقدار خیلی کمی است

حال به نتایج حاصل از کنترل کننده مقاوم H_{∞} مرتبه کاهش یافته می‌پردازیم. در شکل ۳-۴ ولتاژ

خروجی مبدل به همراه نامعینی در لحظه ۰.۶ ثانیه را مشاهده می‌کنید



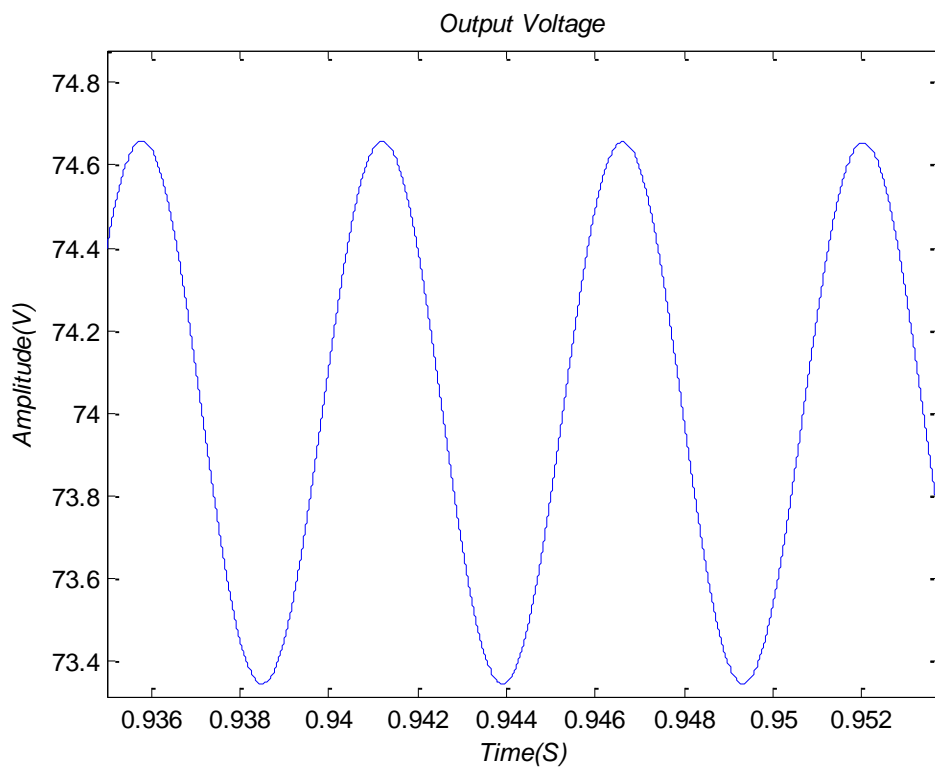
شکل ۳-۴: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم مرتبه کاهش یافته در مدل میانگین

همان‌طور که مشاهده می‌کنید کنترل کننده مرتبه کاهش یافته هم به خوبی کنترل کننده مرتبه

۷ از عهده کنترل مبدل برآمده است و نامعینی اعمال شده تاثیری بر عملکرد مبدل نداشته و بر روی

مقدار ۷۴ به خوبی تنظیم شده است.

نمودار بزرگ‌نمایی شکل فوق را در شکل ۴-۴ مشاهده می‌نمائید



شکل ۴-۴: خطای ولتاژ خروجی مطلوب و کنترل شده مبدل SEPIC با کنترل کننده مرتبه کاهش یافته در حالت مدل میانگین

همانطور که مشاهده می‌نمایید مقدار ریپل ولتاژ خروجی با حالت قبل تفاوتی ندارد که مرتبه کنترل کننده ۳ واحد کاهش یافته است.

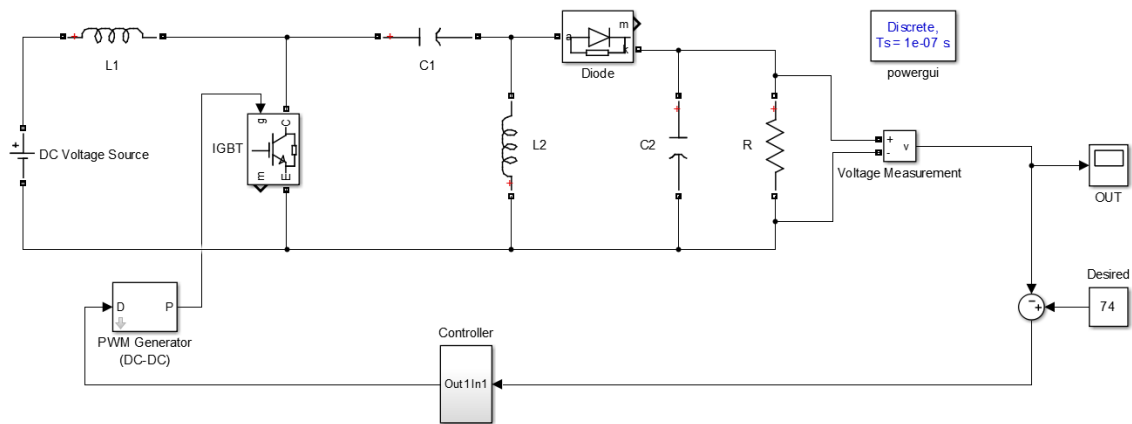
در ادامه به منظور ارزیابی بیشتر عملکرد سیستم و مشاهده پاسخ نهایی به دست آمده از آن، نتایج حاصل از شبیه‌سازی را در نقاط مختلف سیستم فیدبک و همچنین مدار داخلی مبدل نشان داده خواهد شد.

* به منظور بررسی پایداری و عملکرد مقاوم، مقادیر سلف و خازن مبدل را در بدترین حالت طراحی قرار می‌دهیم.

۳-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم

شکل ۴-۵ شمای کامل شده مبدل SEPIC بر اساس جدول ۳-۳ پس از پیاده سازی کنترل کننده

مقاوم را نشان می دهد



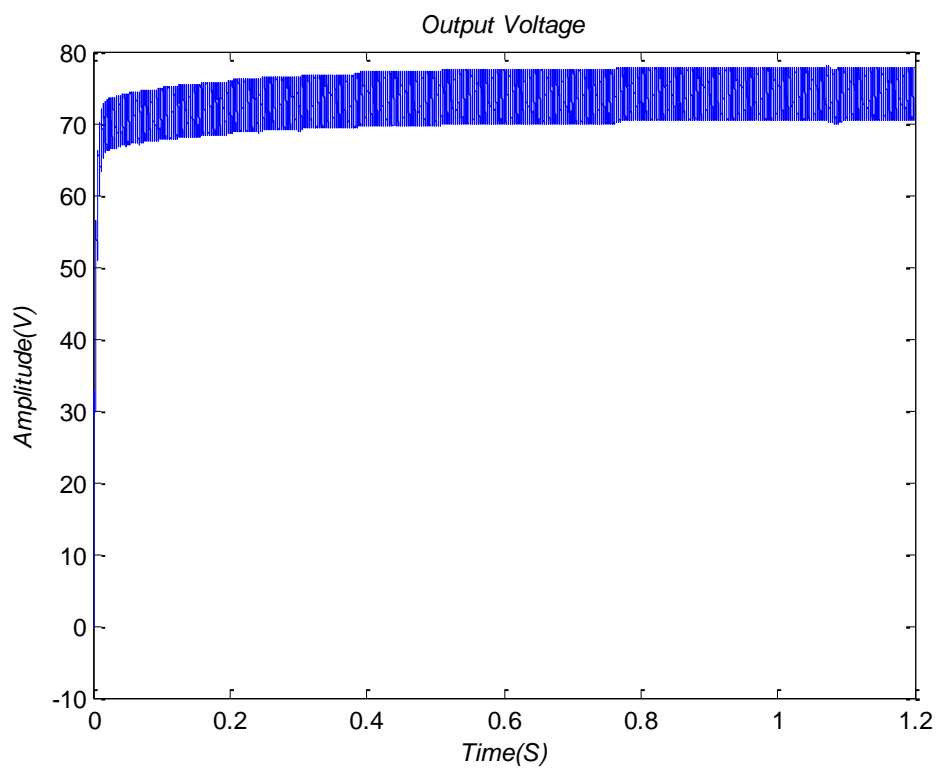
شکل ۴-۵: نمایی از مبدل SEPIC حلقه بسته

شکل ۴-۶ شکل موج ولتاژ خروجی مبدل SEPIC را با کنترل کننده مقاوم H_∞ در بازه‌ی زمانی

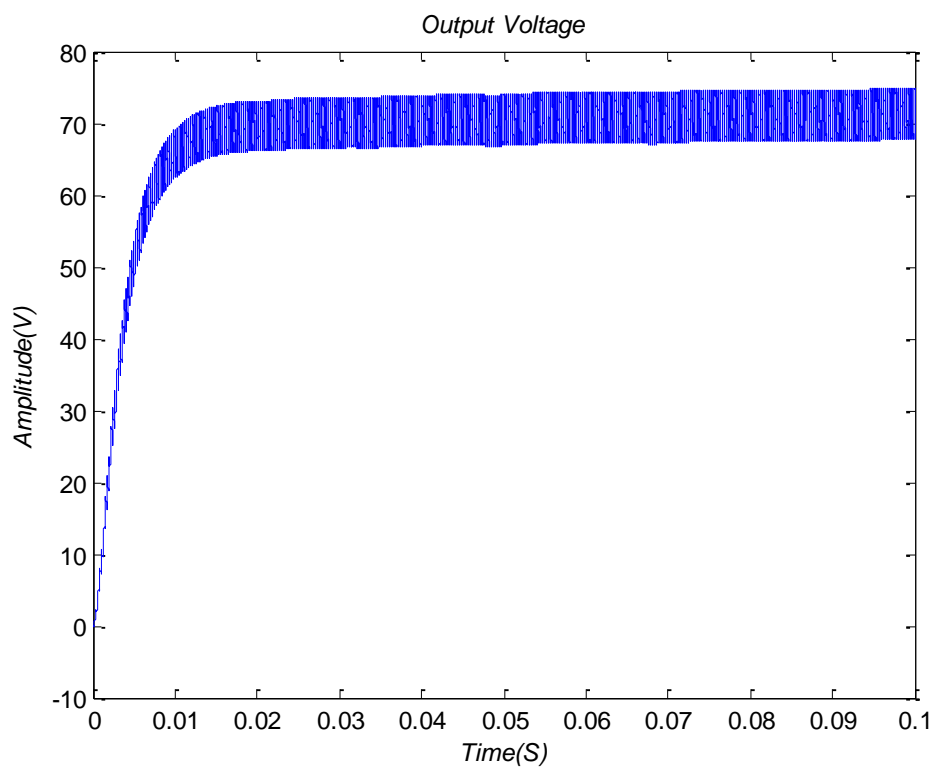
۱.۲ ثانیه نشان می دهد. همانطور که از این شکل مشخص است، سیستم با دقت و سرعت خوبی پاسخ داده است.

از آنجایی که سرعت پاسخ سیستم بالا است برای بررسی جزئی تر، در بازه‌ی کوچک تر ۰.۱ پاسخ

سیستم را رسم می کنیم (شکل ۴-۷). می توان مشاهده کرد ولتاژ خروجی مبدل فراجهدی ندارد و به خوبی پاسخ داده است.

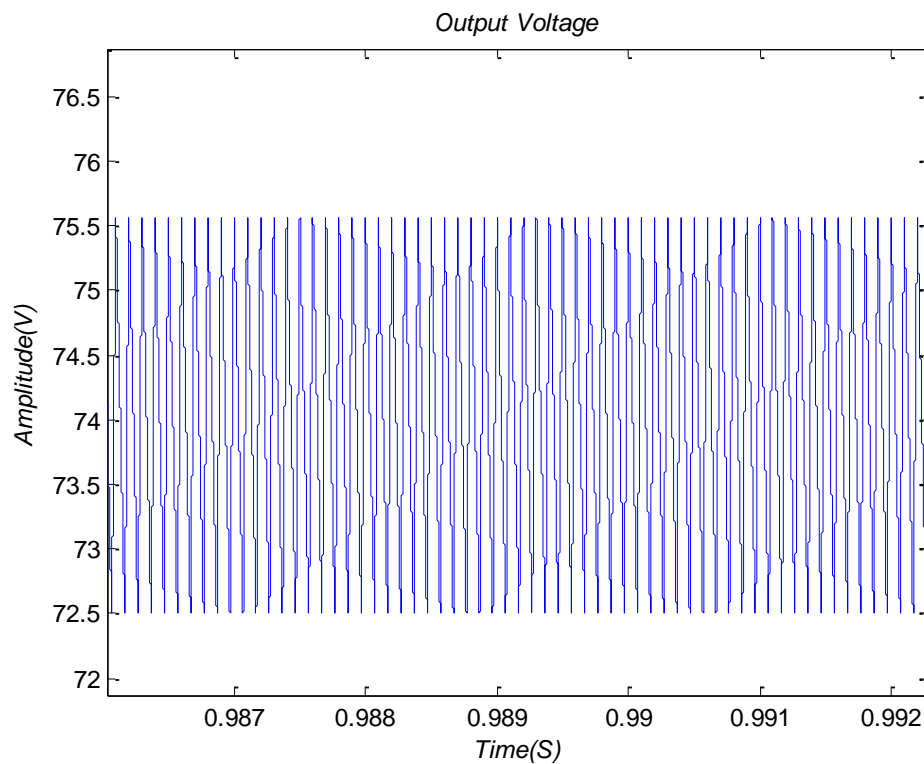


شکل ۴-۶: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞}



شکل ۴-۷: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞}

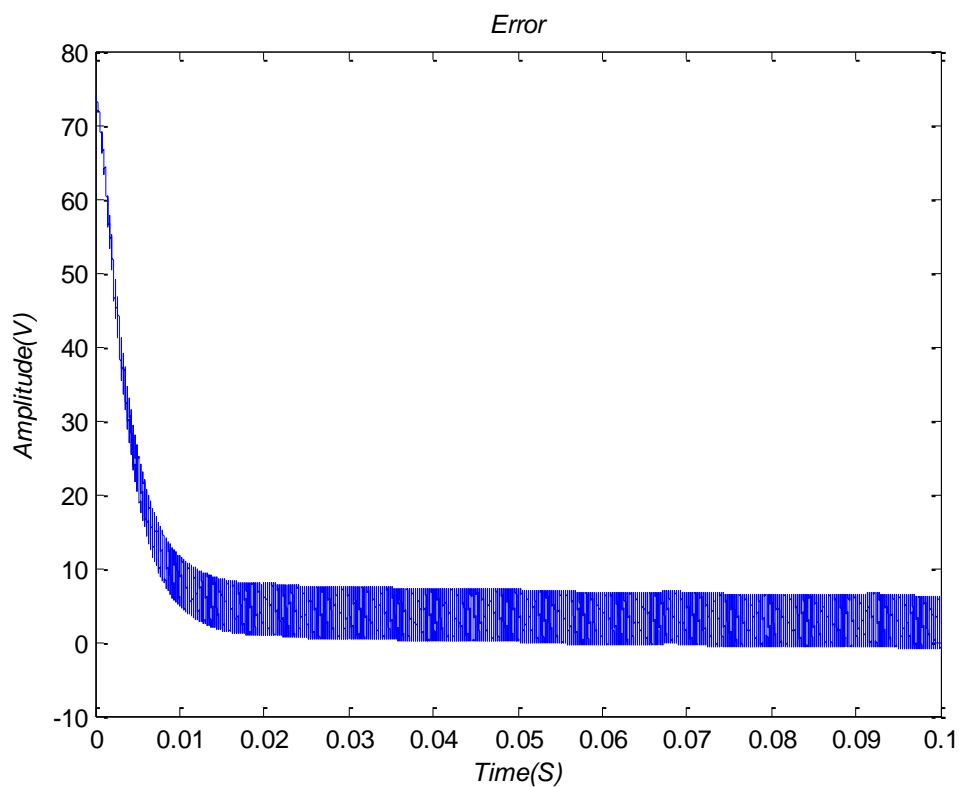
نمودار بزرگ‌نمایی شده شکل ۴-۶ نشان‌دهنده دقت ولتاژ خروجی و همچنین میزان رپل موجود در آن خواهد بود که در شکل ۴-۸ آمده است.



شکل ۴-۸: رپل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل‌کننده مقاوم H_{∞}

همانطور که از شکل فوق ملموس است رپل ولتاژ خروجی ۳ ولت است که در حضور نامعینی-های تعریف شده در جدول ۳-۳ و مقدار نه‌چندان بزرگ خازن خروجی، پاسخ مناسبی است.

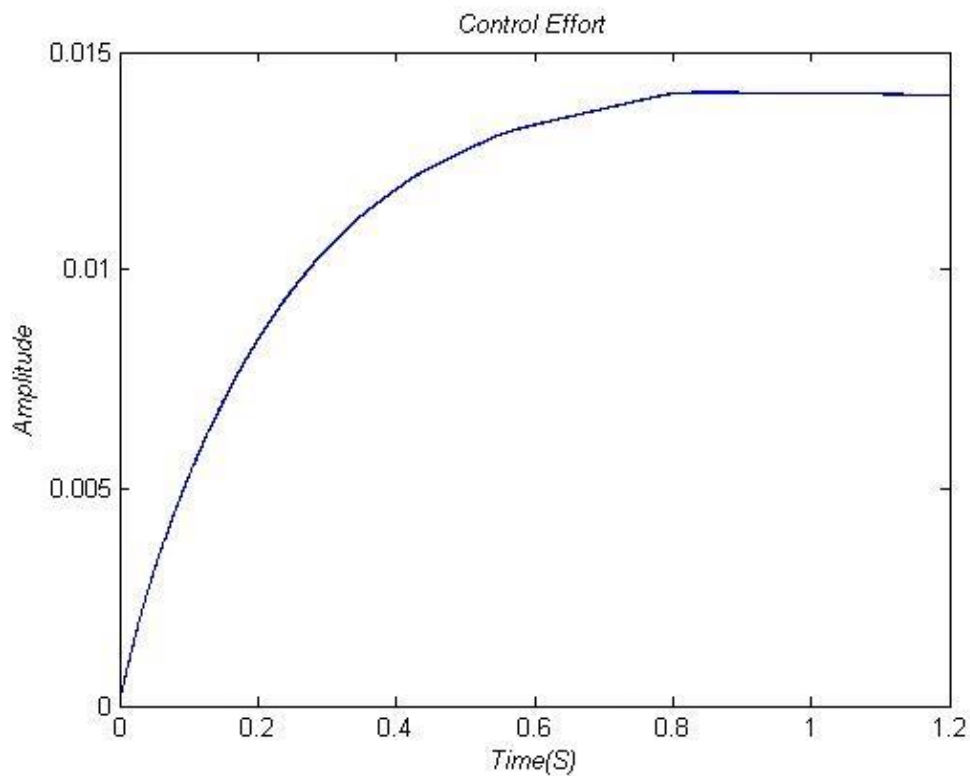
شکل ۴-۹ خطای ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد:



شکل ۴-۹: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده مقاوم H_{∞}

ملاحظه می شود که کنترل کننده با دقت خوبی خطا را کاهش داده و در یک مقدار ثابت حفظ می کند.

در آخر سیگنال کنترل، کنترل کننده مقاوم برای مبدل SEPIC در مشخص است. همانطور که مشاهده می شود تلاش کنترلی صورت گرفته عدد 0.014 را نمایش می دهد. (تلاش کنترلی در این مبدل بین باید بین -0.66 تا $+0.44$ می بود)



شکل ۴-۱۰: سیگنال کنترل کننده مقاوم H_m برای مبدل SEPIC

۴-۴ شبیه سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده سنتز μ

با توجه به بخش ۳-۷ با استفاده از کنترل کننده مقاوم به روش سنتز μ اقدام به کنترل سیستم

شکل ۴-۵ می‌کنیم.

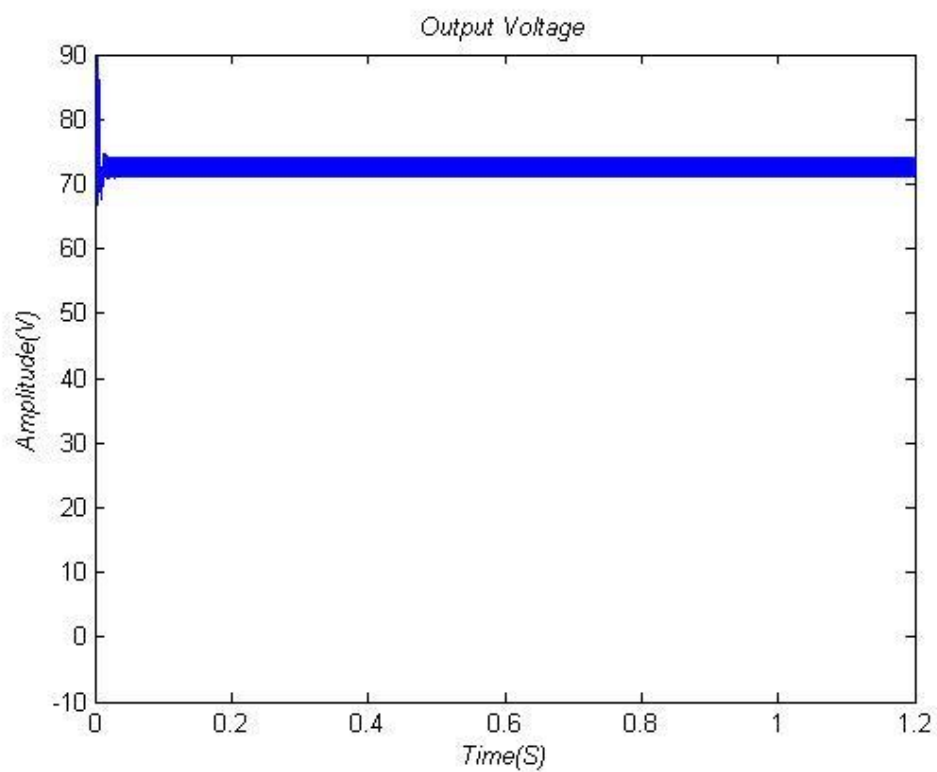
شکل موج ولتاژ خروجی مبدل SEPIC را در بازه زمانی ۱.۲ ثانیه نشان می‌دهد. از آنجایی که

سرعت پاسخ سیستم بالا است برای بررسی جزئی‌تر، در بازه‌ی کوچک‌تر ۰.۱ پاسخ سیستم را رسم

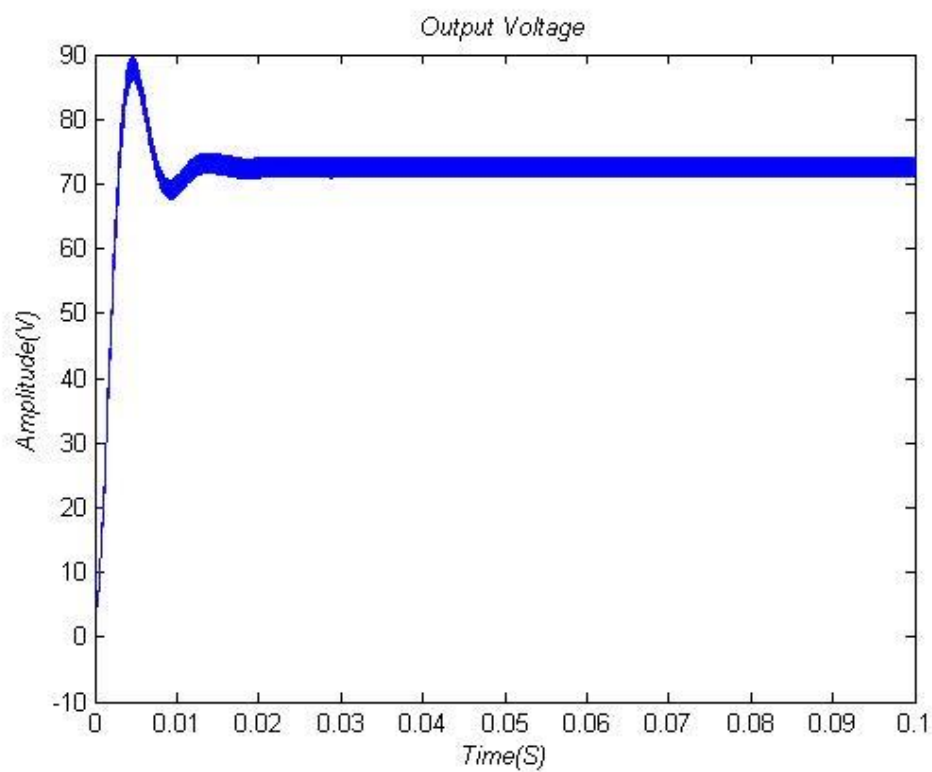
می‌کنیم (شکل ۴-۱۷)

همانطور که مشاهده می‌شود با وجود این که سرعت پاسخ سیستم مناسب است اما فراجاهش

۱۶ ولتی دارد.

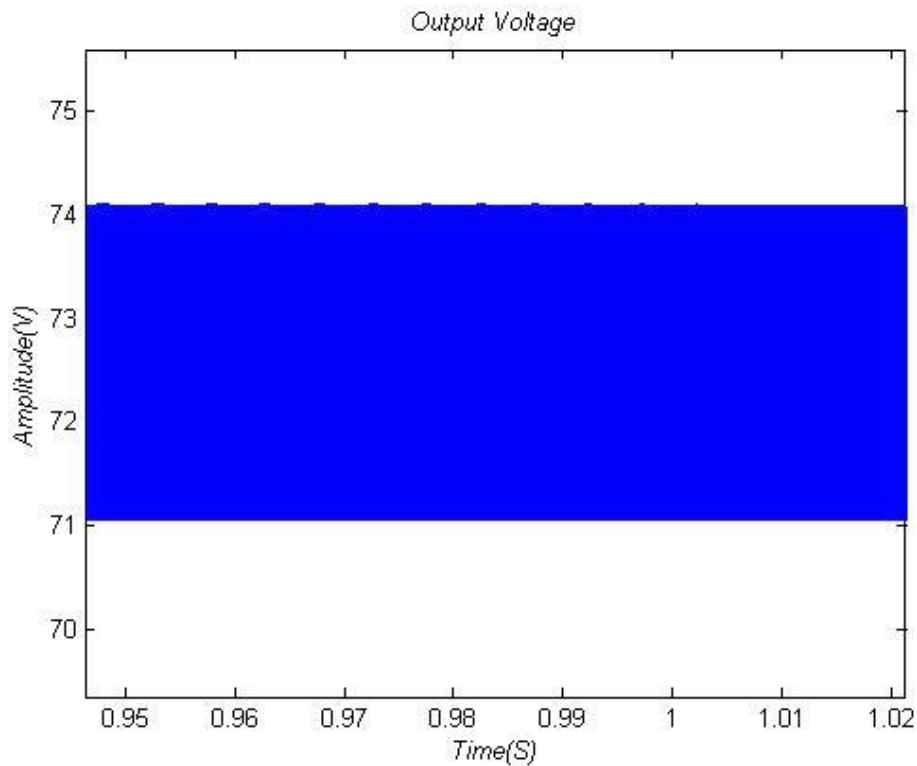


شکل ۴-۱۱: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ



شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ

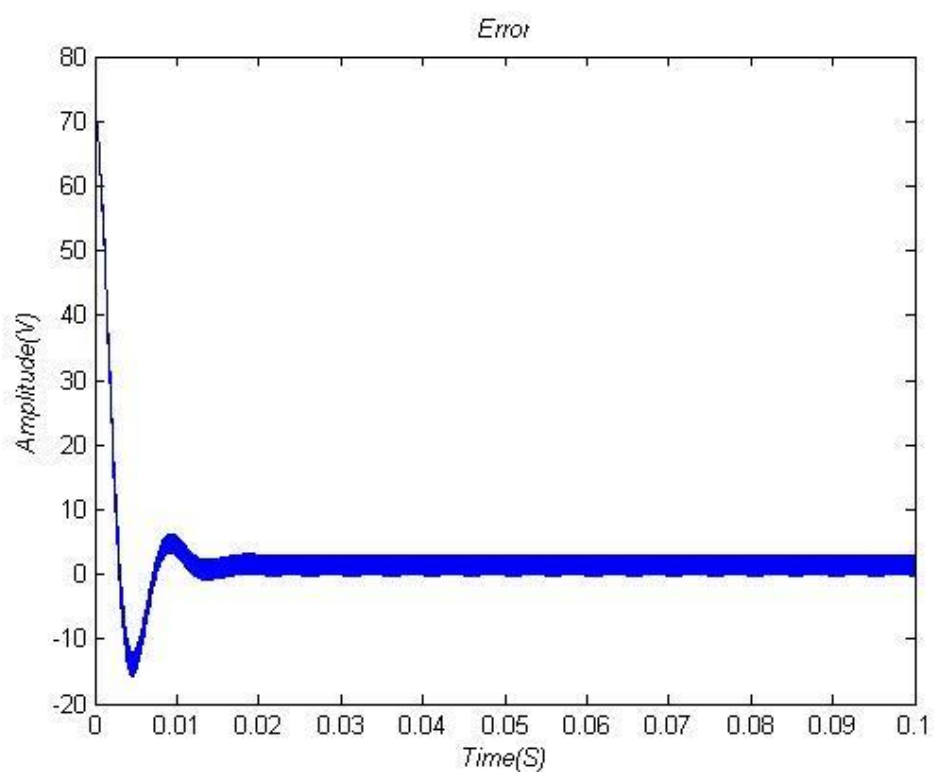
نمودار بزرگ‌نمایی شده شکل ۴-۱۱ نشان‌دهنده دقت ولتاژ خروجی و همچنین میزان ریبیل موجود در آن خواهد بود که در شکل ۴-۱۳ آمده است.



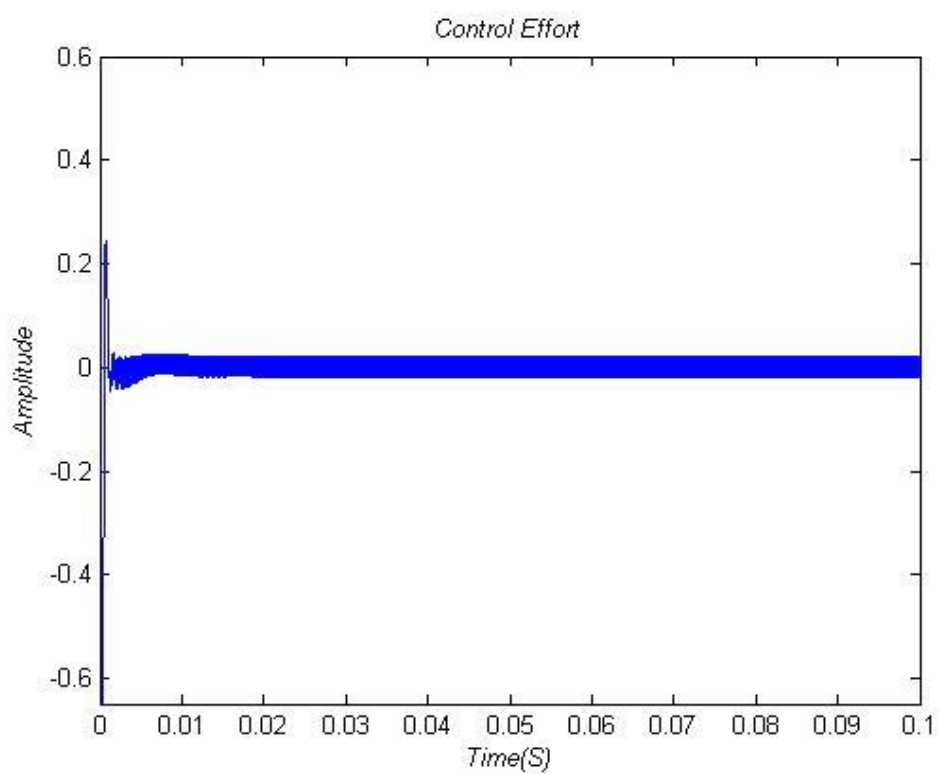
شکل ۴-۱۳: ریبیل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل‌کننده مقاوم سنتز μ

از شکل فوق مشخص می‌شود علاوه بر این که ولتاژ خروجی علاوه بر این که ریبیل ولتاژ خروجی ۳ ولتی دارد، خطای حالت ماندگار نیز دارد

در ادامه به بررسی خطای سیستم و تلاش کنترلی کنترل‌کننده مقاوم سنتز μ می‌پردازیم که در و آورده شده است



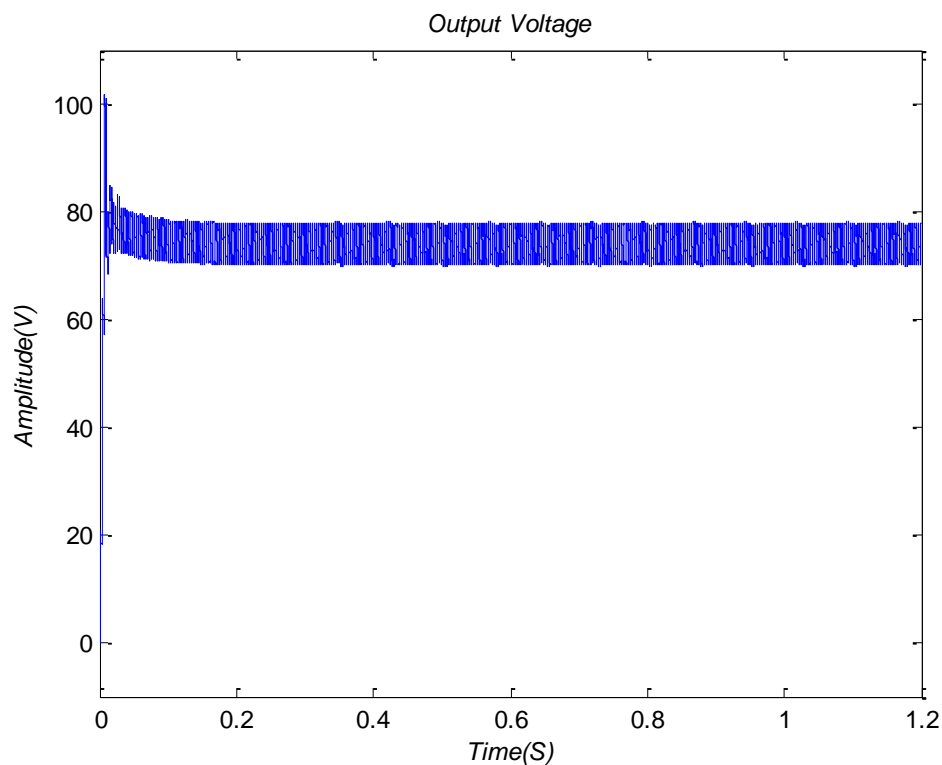
شکل ۴-۱۴: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با استفاده از کنترل کننده مقاوم سنتز μ



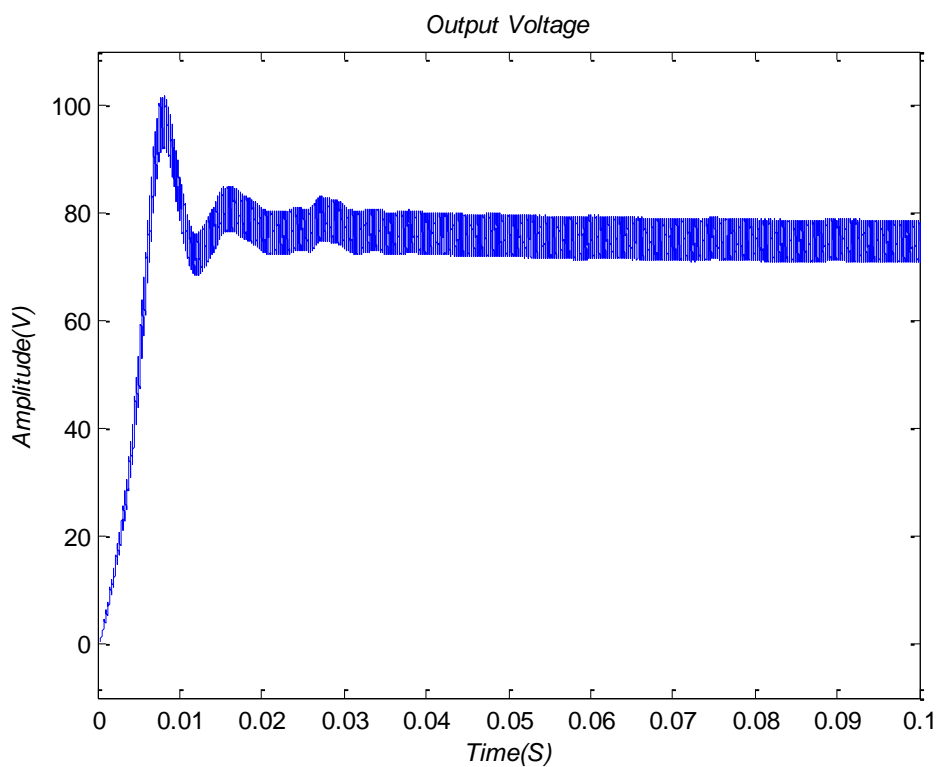
شکل ۴-۱۵: سیگنال کنترل کنترل کننده مقاوم سنتز μ برای مبدل SEPIC

۵-۴ شبیه‌سازی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI

با توجه به بخش ۳-۸ با استفاده از کنترل کننده PI اقدام به کنترل سیستم شکل ۴-۵ می‌کنیم. شکل ۴-۱۶ شکل موج ولتاژ خروجی مبدل SEPIC را در بازه‌ی زمانی ۱.۲ ثانیه نشان می‌دهد. از آنجایی که سرعت پاسخ سیستم بالا است برای بررسی جزئی‌تر، در بازه‌ی کوچک‌تر ۰.۱ پاسخ سیستم را رسم می‌کنیم (شکل ۴-۱۷).



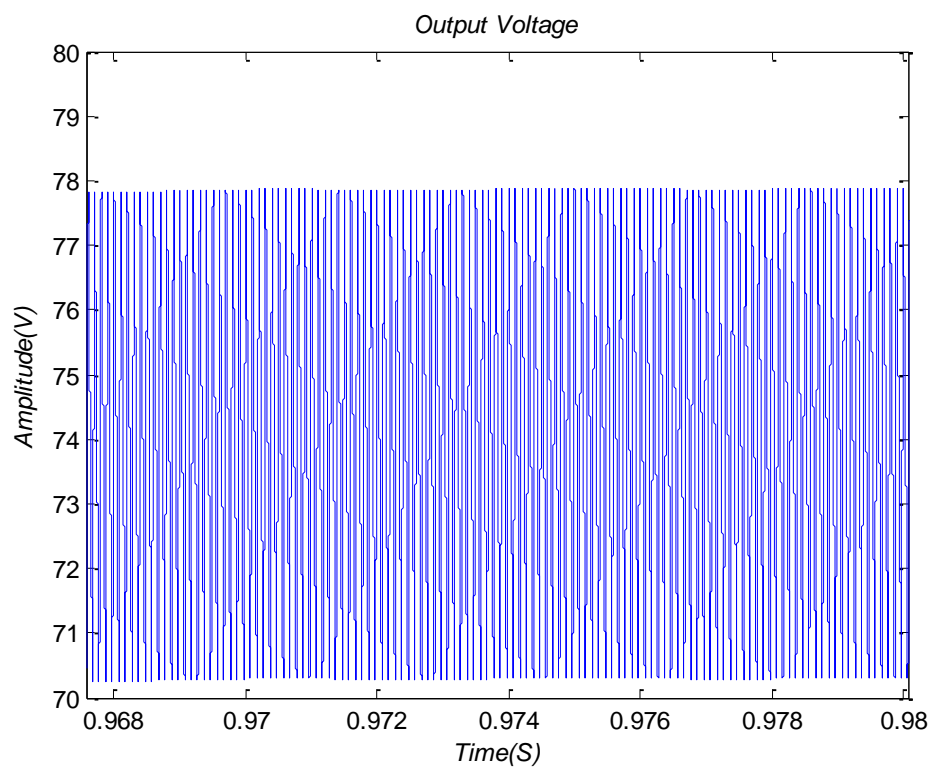
شکل ۴-۱۶: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI



شکل ۴-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI

با توجه به شکل‌های فوق، علیرغم این که سرعت پاسخ سیستم مانند کنترل کننده مقاوم بالا بود و از شکل ۴-۱۷ دریافت می‌شود که پاسخ سیستم دارای فراجهدشی ۳۰ ولتی است که مقدار زیادی است و ممکن است برای کاربردهای فتوولتائیک خطرناک باشد و به کل سیستم آسیب بزند.

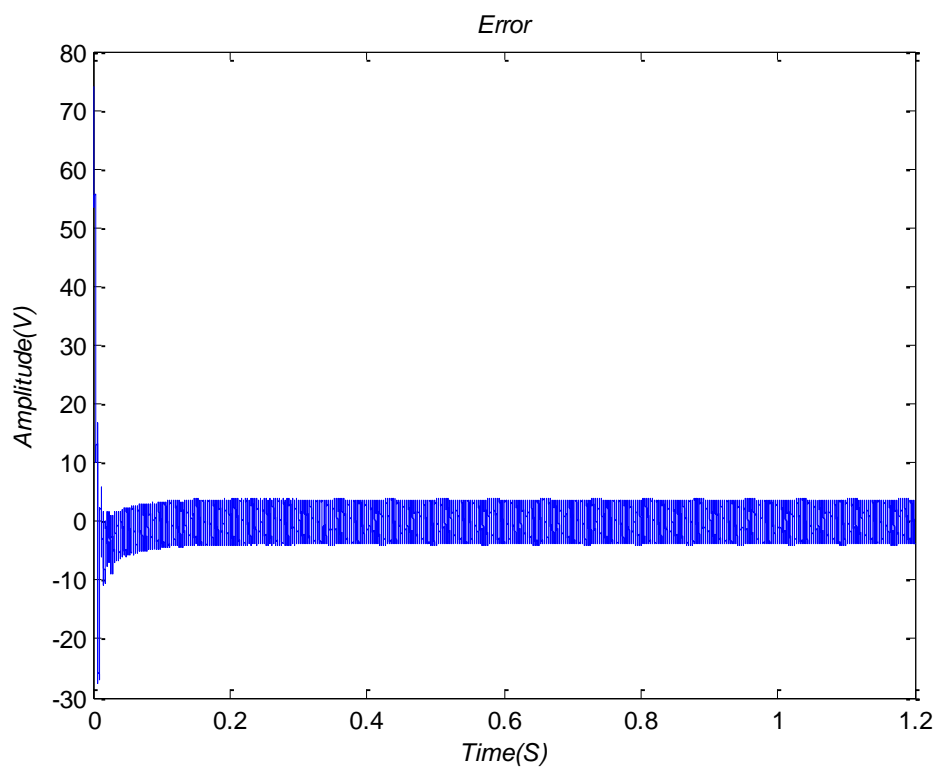
نمودار بزرگ‌نمایی شده شکل ۴-۱۶ نشان‌دهنده دقت ولتاژ خروجی و همچنین میزان رپیل موجود در آن خواهد بود که در شکل ۴-۱۸ آمده است.



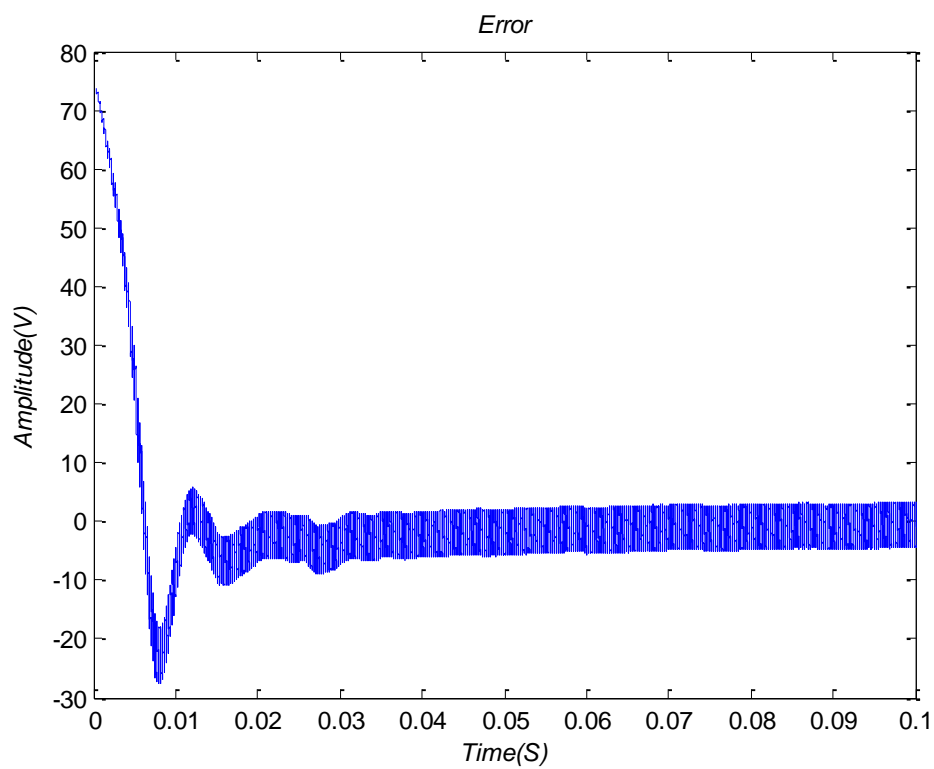
شکل ۴-۱۸: ریپل ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI

ملاحظه می‌شود که کنترل کننده PI به خوبی کنترل کننده مقاوم عمل نکرده و ریپل ولتاژ خروجی تقریباً زیادی (حدوداً ۷.۶ ولت) را در خود دارد.

شکل ۴-۱۹ خطای ولتاژ خروجی را در بازه زمانی ۱.۲ ثانیه نشان می‌دهد:



شکل ۴-۱۹: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI

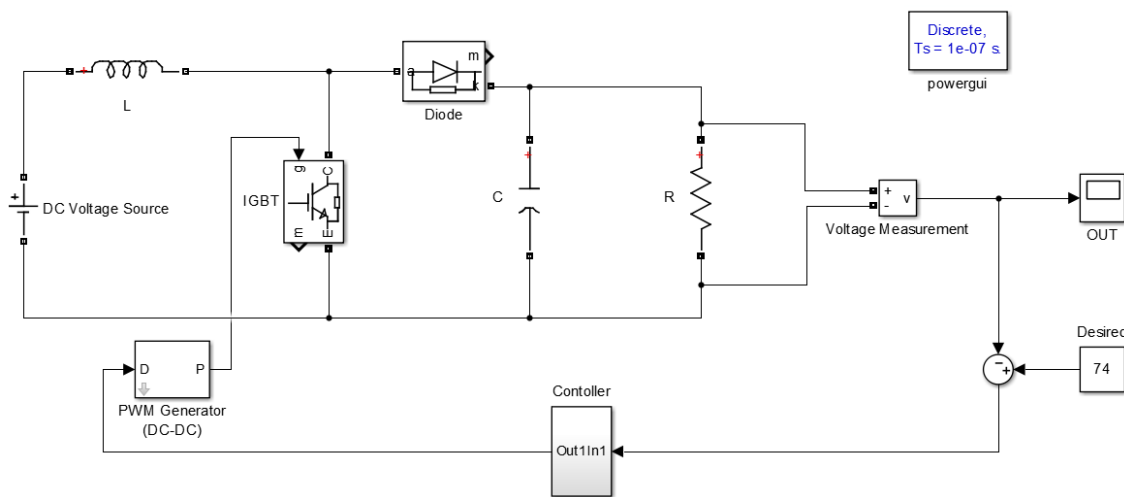


شکل ۴-۲۰: خطای ولتاژ خروجی مبدل SEPIC با کنترل کننده PI

چون پاسخ سیستم سریع است در شکل ۴-۲۰ خطای ولتاژ خروجی را در ۰.۱ ثانیه رسم کرده-
ایم. ملاحظه می‌شود که کنترل‌کننده خطا را کاهش می‌دهد و در یک مقدار ثابت حفظ می‌کند؛ اما
پاسخ حالت گذرای مناسبی ندارد.

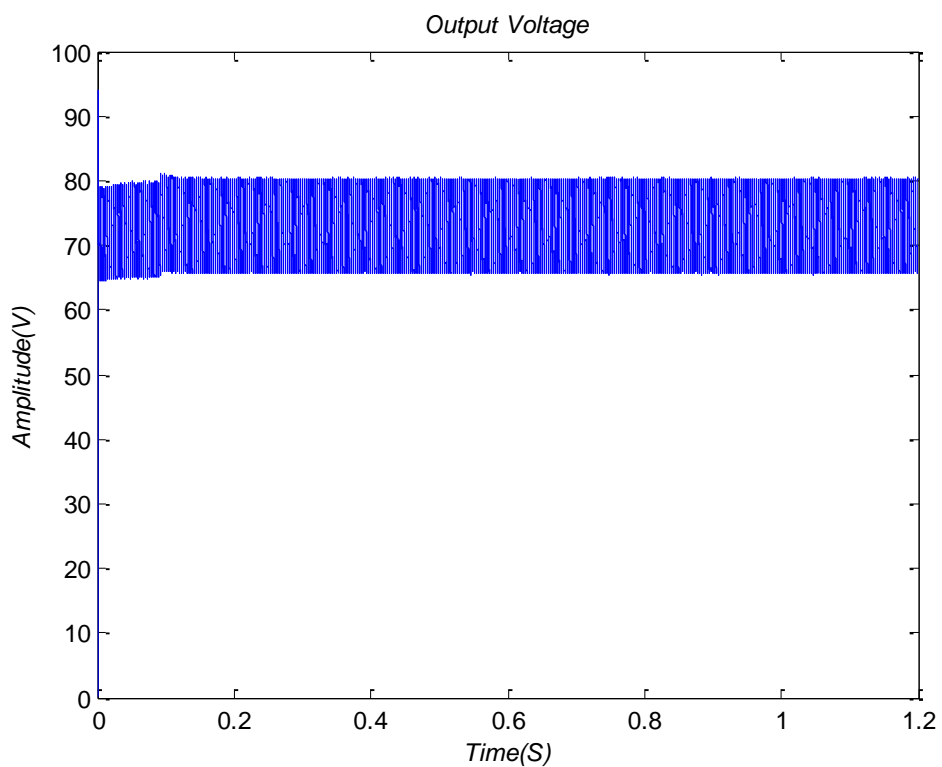
۴-۶ شبیه‌سازی مبدل افزایشده ساده با کنترل‌کننده مقاوم

با توجه به بخش ۳-۸ به بررسی و شبیه‌سازی مبدل افزایشده ساده جدول ۳-۵ با کنترل‌کننده
مقاوم رابطه (۳-۴۸) می‌پردازیم.

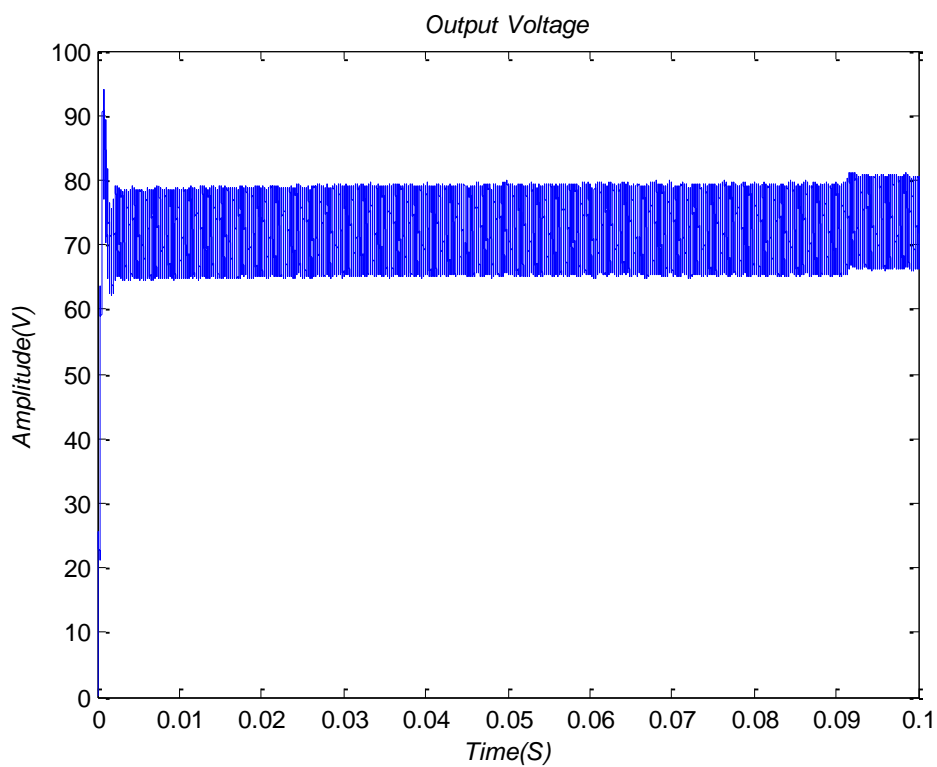


شکل ۴-۲۱: نمایی از مبدل افزایشده ساده حلقه بسته

شکل ۴-۲۱ نمایی از مبدل افزایشده ساده را نشان می‌دهد که با کنترل‌گر مقاوم H_{∞} کنترل می-
شود. در مرحله نخست ولتاژ خروجی مبدل را بررسی می‌کنیم. شکل ۴-۲۲ ولتاژ خروجی مبدل
افزاینده ساده را با حضور نامعینی در بازه زمانی ۱.۲ ثانیه نشان می‌دهد.



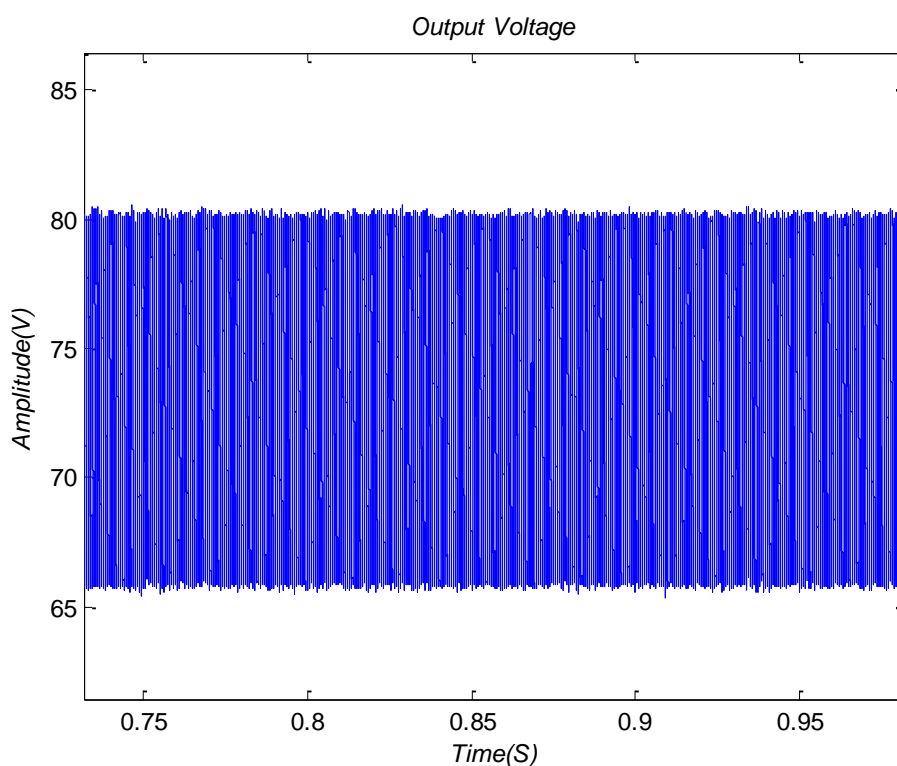
شکل ۲۲-۴: ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم



شکل ۲۳-۴: ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم

از آنجایی که سرعت پاسخ سیستم بالا است برای بررسی بیشتر پاسخ سیستم را در بازه ۰.۱ ثانیه در شکل ۲۳-۴ رسم می‌کنیم. مشاهده می‌شود که با وجود آن که سرعت پاسخ سیستم بالا است اما برخلاف مبدل SEPIC که فراجبهشی نداشت، این مبدل فراجبهش حدوداً ۲۰ ولت دارد.

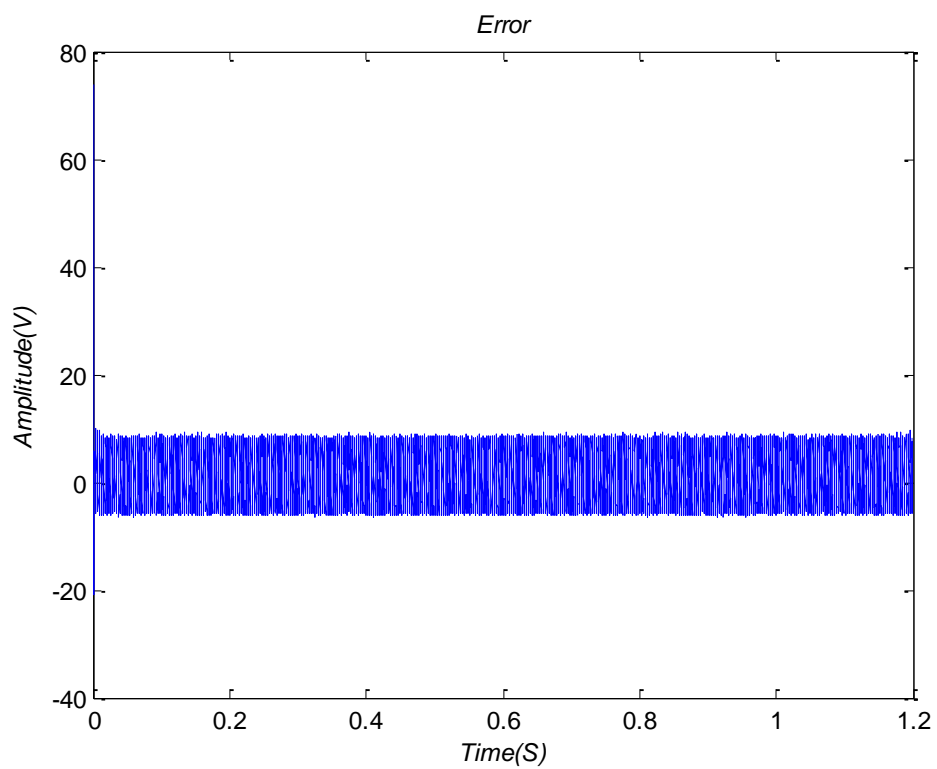
نمودار بزرگ‌نمایی شده شکل ۲۲-۴ نشان‌دهنده دقت ولتاژ خروجی و همچنین میزان ریبیل موجود در آن خواهد بود که در شکل ۲۴-۴ آمده است.



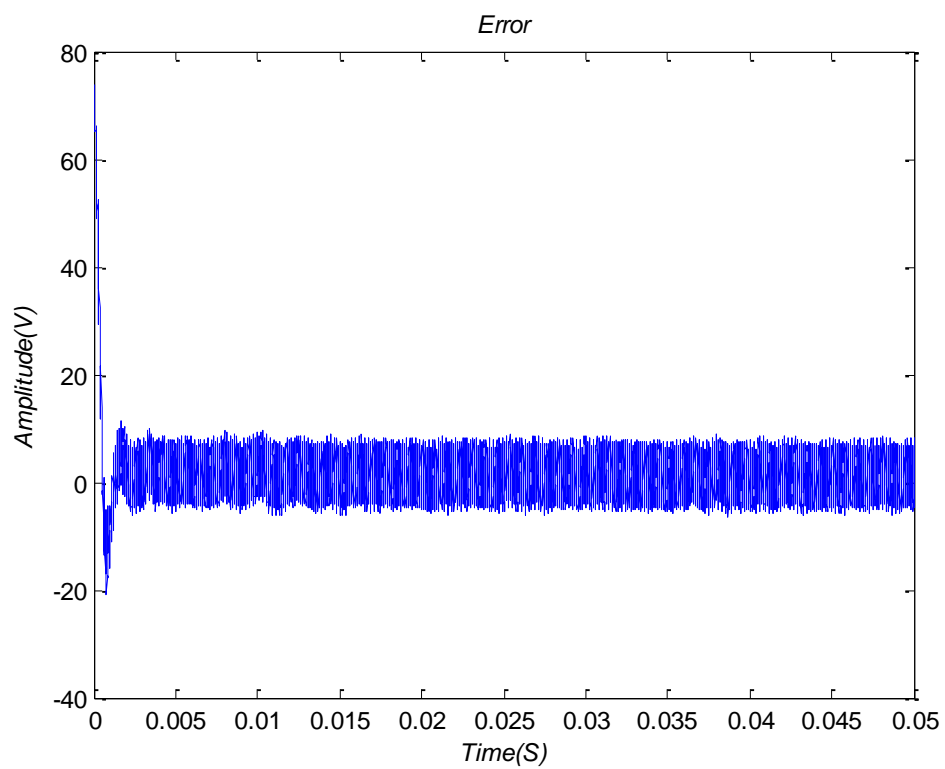
شکل ۲۴-۴: ریبیل ولتاژ خروجی مبدل افزایشدهنده ساده با کنترل‌کننده مقاوم

ملاحظه می‌شود که ریبیل ولتاژ خروجی مبدل افزایشدهنده ساده برخلاف مبدل SEPIC مقدار بزرگی است (حدوداً ۱۴ ولت) که مقدار زیادی است.

شکل ۲۵-۴ خطای ولتاژ خروجی را در بازه زمانی ۱.۲ ثانیه نشان می‌دهد:



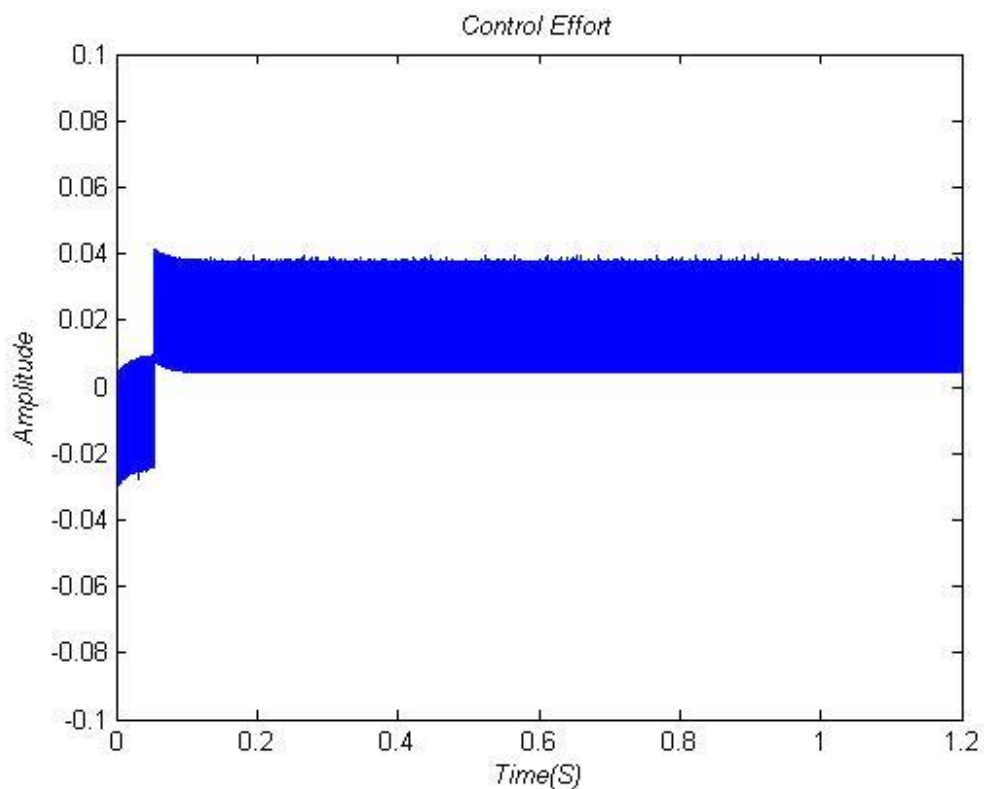
شکل ۴-۲۵: خطای ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم



شکل ۴-۲۶: خطای ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده با کنترل کننده مقاوم

چون در شکل ۴-۲۵ جزئیات به خوبی به نمایش در نیامده است، خطای ولتاژ خروجی را در بازه‌ی زمانی ۰.۰۵ رسم کرده‌ایم (شکل ۴-۲۶). همان‌گونه که مشاهده می‌شود کنترل‌کننده با سرعت خوبی خطا را کاهش داده است و در یک مقدار ثابت حفظ می‌کند اما پاسخ حالت گذرا دارای نوساناتی است.

در آخر سیگنال کنترل، کنترل‌کننده مقاوم برای مبدل SEPIC در مشخص است. همانطور که مشاهده می‌شود تلاش کنترلی صورت گرفته عدد ۰.۰۲ را نمایش می‌دهد. (تلاش کنترلی در این مبدل بین ۰.۵- تا ۰.۵+ می‌بود)



شکل ۴-۲۷: سیگنال کنترل کنترل‌کننده مقاوم H_{∞} برای مبدل افزایشده ساده

۷-۴ نتیجه‌گیری

در این فصل به شبیه‌سازی مبدل‌های الکترونیک قدرت SEPIC و افزایشده ساده پرداختیم. نتایج حاصل از شبیه‌سازی در بخش‌های قبل گواه آن است که مبدل SEPIC با کنترل‌کننده مقاوم در مقایسه با کنترل PI ضمن تضمین پایداری، فراجهدی ندارد و مقدار ریپل ولتاژ خروجی ۳ ولت است (شکل ۸-۴)، در حالی که در طرف مقابل مبدل SEPIC با کنترل‌کننده PI دارای فراجهدش ۳۰ (شکل ۱۷-۴) و ریپل ولتاژ ۷.۲ ولت است (شکل ۱۸-۴) که دقت قابل قبولی نیست، اما زمان نشست کمتری در مقایسه با کنترل مقاوم دارد، همچنین در مقایسه بین کنترل‌کننده‌های مقاوم H_{∞} و سنتز μ کنترل‌کننده H_{∞} عملکرد بهتری داشت.

در مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی بین مبدل‌های SEPIC و افزایشده ساده با کنترل‌کننده مقاوم، ولتاژ خروجی مبدل افزایشده ساده دارای فراجهدش ۲۰ (شکل ۲۳-۴) و ریپل ولتاژ ۱۴ ولتی است (شکل ۲۴-۴) ولی سرعت بهتری در مقایسه با SEPIC دارد.

فصل ۵

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۱-۵ نتیجه گیری

در این پایان نامه روش کنترل مقاوم H_{∞} برای مبدل SEPIC ارائه شده است. در ابتدا به بررسی مبدل های DC-DC که قابلیت استفاده در سیستم های فنوولتائیک را دارند پرداخته شده است، سپس در مورد کنترل مقاوم H_{∞} توضیحاتی ارائه شده است.

با بررسی های انجام شده دلایل انتخاب مبدل SEPIC ارائه شد و با استفاده از یک پنل ۳۰۵ واتی شرکت MAGI Solar آلمان روابط مدل سازی معادلات حالت میانگین مبدل، توابع تبدیل سیگنال ورودی و خروجی محاسبه گردید. تقریبی بودن این روابط و سایر تخمین ها و وجود نامعینی و اغتشاشات باعث می شود تا در حالت کلی طراحی کنترل گرهای کلاسیک با ضرایب ثابت و بر اساس مدل بدست آمده، نتواند عملکرد مطلوب را داشته باشد.

نتایج بدست آمده در بخش پیاده سازی نشان می دهد که روش پیشنهادی عملکرد پایدارتری در برابر نامعینی و اغتشاشات موجود در مبدل نسبت به کنترل گر PI دارد.

همچنین برای مبدل SEPIC یک کنترل کننده PI و کنترل کننده مقاوم به روش سنتز طراحی گردید و بر روی مبدل افزایشده ساده روش کنترلی مقاوم H_{∞} پیاده سازی شد. نشان داده شد که کنترل مقاوم H_{∞} ضمن این که پایداری سیستم را تضمین می کند، کارکرد بهتری نیز دارد.

در مقایسه بین کنترل مبدل های SEPIC و افزایشده ساده مشاهده شد که مبدل SEPIC بهتر است و پاسخ بهتری مخصوصاً در ریپل ولتاژ و فراجش کمتر، نسبت به مبدل افزایشده ساده دارد.

۲-۵ پیشنهادات

- استفاده از مدارهای اسنابر در مبدل SEPIC

مدارهای اسنابر مدارهای کوچکی هستند که موجب افزایش کیفیت قابلیت اعتماد مبدل می‌شوند. از مهمترین مزایای اسنابرها می‌توان به کاهش تلفات سوئیچینگ و میرا کردن نوسانات ولتاژ و جریان سوئیچ اشاره کرد.

- استفاده از کنترل هایبرید

با توجه به ماهیت کلیدزنی مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌توان آن‌ها را در قالب سیستم‌های هایبرید بیان کرد و سپس کنترل‌کننده مورد نظر را طراحی نمود.

- استفاده از ردیاب ماکزیمم توان

از آنجایی که بازده سیستم‌های فتوولتائیک به توان خروجی پنل نیز مرتبط است می‌توان از ردیاب ماکزیمم توان برای بهبود عملکرد سیستم نیز استفاده کرد.

- [1] W. C. Sinke, D. F. Montoro, E. Despotou, S. Nowak, and E. Perezagua, "The solar Europe industry initiative: Research, technology development and demonstration in support of 2020 and long-term targets," *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, pp. 424–429, 2010.
- [۲] ع.رجبی، م. سیماب، ج.آقایی "طراحی سیستم پردازنده توان تک مرحله‌ای جهت اتصال آرایه‌های فتوولتائیک به شبکه برق تک‌فاز"، دومین همایش ملی انرژی‌های نو و پاک، ۱۳۹۲
- [3] D. a I. Qinghui and C. Jun, "Improving the efficiency of solar photovoltaic power generation in several important ways," *Int. Technol. Innov. Conf. 2009 (ITIC 2009)*, pp. 15–15, 2009.
- [4] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, A. Bellini, "3boost: A High-Power Three-Phase Step- Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no.1, pp. 173-183, Jan. 2008.
- [5] J. A. Morales-Saldana, R. Galarza-Quirino, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez, and M. G. Ortiz-Lopez, "Multiloop controller design for a quadratic boost converter," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, no. 3. pp. 362–367, 2007.
- [6] M. Perez, R. Ortega, and J. R. Espinoza, "Passivity-based PI control of switched power converters," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 6. pp. 881–890, 2004.
- [7] V. F. Montagner and L. D. Peres, " H_{∞} control with pole location for a DC-DC converter with a switched load," *2003 IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (Cat. No.03TH8692)*, vol. 1, 2003.
- [8] H. El Fadil and F. Giri, "Robust and Nonlinear Control of PWM DC-to-DC Boost Power Converters," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007*, pp. 407–412.
- [9] V. F. Montagner, L. a. Maccari, R. C. L. F. Oliveira, and H. Pinheiro, "Robust \mathcal{H}_2 control applied to boost converters: design, experimental validation and performance analysis," *IET Control Theory Appl*, vol. 6, no. 12, pp. 1881–1888, 2012.
- [10] R. Naim, G. Weiss, and S. Ben-Yaakov, " H_{∞} control applied to boost power converters," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 12, no. 4, pp. 677–683, 1997.
- [11] M. Killi and S. Samanta, "An Adaptive Voltage Sensor Based MPPT for

- Photovoltaic Systems with SEPIC Converter including Steady State and Drift Analysis,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99. p. 1, 2015.
- [12] S. Venkatanarayanan and M. Saravanan, “Control of SEPIC converter using neural network tuned PI controller,” *Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on*. pp. 458–462, 2013.
- [13] A. El Khateb, N. Abd Rahim, J. Selvaraj, and M. N. Uddin, “Fuzzy-Logic-Controller-Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 4. pp. 2349–2358, 2014.
- [14] E. Mamarelis, G. Petrone, and G. Spagnuolo, “Design of a Sliding-Mode-Controlled SEPIC for PV MPPT Applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 7. pp. 3387–3398, 2014.
- [15] I. Bendaas and F. Naceri, “A new method to minimize the chattering phenomenon in sliding mode control based on intelligent control for induction motor drives,” *Serbian J. Electr. Eng*, vol. 10, no. 2, pp. 231–246, 2013.
- [16] D-W. Gu, P. H. Petkov, and M. M. Konstantinov, *Robust Control Design with MATLAB*, 2nd edn. Secaucus, NJ, USA: Springer-Verlag New York, Inc, 2013.
- [17] D.Jeba Sundari Newlin," A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application"Proceedings of 2013 International Conference on Green High Performance Computing March 14-15, 2013, India
- [18] R. J. Wai, C. Y. Lin, C. C. Chu, “High step-up DC-DC converter for fuel cell generation system,” in *Proc. IEEE IECON’04*, 2004, pp. 57-62
- [19] H. S. Chung, A. Ioinovici, W. L. Cheung, “Generalized structure of bi-directional switched-capacitor DC/DC converters,” *IEEE Trans. Circuits and Syst. I Fundam Theory Appl*, vol. 50, no.6, pp. 743-753, Jun. 2003.
- [20] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, A. A. Fardoun, “A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio,” *IEEE Trans. Circuits and Syst. I Regular Papers*, vol. 55, no.4, pp. 1159-1171, May 2008.
- [21] R. J. Wai, R. Y. Duan, “High step-up converter with coupled-inductor,” *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 20, no.5, pp. 1025-1035, Sept. 2005.
- [22] R. Saravanakumar, High step-up isolated efficient single switch DC-DC converter for renewable energy source/Ain Shams Engineering Journal/ Available 3 June 2014
- [23] L. huber, M. M. Jovanovic, “A design approach for server power supplies for

- networking,” in Proc. IEEE INTELEC’00 2000, p. 1163-1169.
- [24] M. Kalantar and S. M. G. Mousavi, “Posicast control within feedback structure for a DC – DC single ended primary inductor converter in renewable energy applications,” *Appl. Energy*, vol. 87, no. 10, pp. 3110–3114, 2010.
- [25] A. Ghasemi, S. Ieee, S. Fazlollohzadeh, E. Adib, and M. Ieee, “A New Non-isolated High Step-up SEPIC Converter for Photovoltaic Applications,” pp. 51–56, 2012.
- [26] M. Jabbari and H. Farzanehfard, “Family of soft-switching resonant DC – DC converters,” *Power Electron. IET*, no. January 2007, pp. 113–124, 2009.
- [27] U. R. Prasanna, A. K. Rathore, S. Member, S. K. Mazumder, S. Member, and A. A. Zcs, “Novel Zero-Current-Switching Current-Fed Half-Bridge Isolated DC / DC Converter for Fuel-Cell-Based Applications,” vol. 49, no. 4, pp. 1658–1668, 2013.
- [28] A. Mousavi, P. Das, G. Moschopoulos, and S. Member, “A Comparative Study of a New ZCS DC – DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter,” vol. 27, no. 3, pp. 1347–1358, 2012.
- [29] J. Doyle, B. Francis, and A. Tannenbaum, “Feedback Control Theory,” *Design*, vol. 134, no. 6, p. 219, 1990
- [30] S. J. Chiang, H-J. Shieh, and M-C. Chen, “Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11. pp. 4344–4353, 2009.
- [31] Z. Chen, “PI and Sliding Mode Control of a Cuk Converter,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 8. pp. 3695–3703, 2012.
- [32] A. El Khateb, N. A. Rahim, and J. Selvaraj, “Optimized PID controller for both single phase inverter and MPPT SEPIC DC/DC converter of PV module,” *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. pp. 1036–1041, 2011.
- [33] A. El Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, and M. N. Uddin, “Maximum power point tracking of single-ended primary-inductor converter employing a novel optimisation technique for proportional-integral-derivative controller,” *Power Electronics, IET*, vol. 6, no. 6. pp. 1111–1121, 2013.
- [34] N. Mohan “First Course on Power Electronics AND Drives,” MNPERE, Year 2003 Edition
- [35] <http://www.magisolar.com/default.php?mod=c&s=ss4efafbc>

- [36] M. Biswal, "control techniques for DC-DC buck converter with improved performance", M.Sc Dissertation, Dept. ECE, National Institute of Technology Rourkela, Mar.2011.
- [37] B. Johansson, "DC-DC Converters - Dynamic Model Design and Experimental Verification". Doctora Dissertation, Dept IEA, Lund University,2004
- [38] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "*Multivariable feedback control: analysis and design*,"*John Wiley & Sons* ,vol. 21. 2005.
- [39] K. Zbou, J.C. Doyle "Essentials of robust control," 3st Edition, Automatica, vol. 38, no. 5. pp. 910–912, 2013
- [40] K. Ogata, "Modern Control Engineering," Tom Robbins, vol. 17. 2010

[۴۱] محبوبه رضائی " طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞} برای مبدل افزایشنده ولتاژ ثابت مرتبه ۲ با استفاده از الگوریتم ممیتیک " دانشگاه شاهرود، ۱۳۹۲

Abstract

To stabilize the output voltage of the photovoltaic systems DC-DC converters usually are used, among these converters SEPIC converter with respect to its features is a suitable option for this work. As this converter be controlled better overall efficiency of system increases, according to the non-linear behavior, existing uncertainties, parametric changes, load disturbances and variable input voltage in DC-DC converters, classic line controllers generally lose their desired and do not show good control functions. H_∞ Linear optimal robust controllers show desired functions against unspecified (parametric and non-parametric) and disturbances. This thesis has been presented with the aim of controlling SEPIC converter voltage in the presence of system parametric changes using H_∞ robust control method. For this purpose, after the introduction of SEPIC converter, system state-space model and system modeling with an unspecified has been done and H_∞ robust controller has been designed to control the output voltage. Then robust controller function results and also compared with PI controller method have been presented. The simulation results show the superiority of H_∞ robust controller toward the PI controller.

Keywords: H_∞ robust controller, SEPIC converter, Uncertainty, PI controller



University of Shahrood
Faculty of Electrical & Robotic Engineering

Robust H_{∞} Control of SEPIC Converter for Photovoltaic Applications

Vahid Kamali

Supervisor:
Dr Hossein Gholizade-Narm

September of 2015