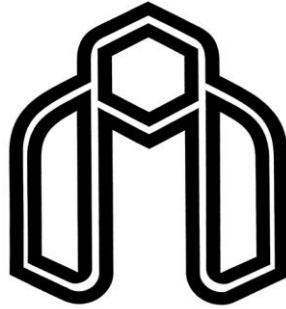


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

پایان نامه ارشد

طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از سنتز μ مبتنی

بر الگوریتم‌های تکاملی

نگارنده : کامران علی شایی

استاد راهنما :

دکتر علیرضا الفی

بهمن ۱۳۹۵



فرم شماره ۷: صورتجلسه دفاع از پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای کامران علی شایبی به شماره دانشجویی ۹۳۱۲۲۹۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترل که در تاریخ ۹۵/۱۱/۲۰ تحت عنوان:

طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای میدل باک - پوست با استفاده از سنتز // مبتنی بر الگوریتم های تکاملی

با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با درجه: بسیار خوب امتیاز ۱۸) دفاع مجدد مردود

نوع تحقیق: نظری عملی

۱- عالی (۲۰-۱۹)

۲- بسیار خوب (۱۸-۱۷/۹۹)

۳- خوب (۱۶-۱۷/۹۹)

۴- قابل قبول (۱۵/۹۹-۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	دکتر الفی	دانشیار	
۲- استاد راهنمای دوم	_____	_____	_____
۳- استاد مشاور	_____	_____	_____
۴- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	دکتر مرادزاد	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	دکتر جعفری	دانشیار	
۶- استاد ممتحن دوم	دکتر علی زارنه	دانشیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:
 تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

تقدیم

پدرو مادر عزیزم که از نگاهشان صلابت، از رفتارشان محبت و از صبرشان ایستادگی را آموختم

و

همسر مهربانم که سایه مهربانی اش سایه زندگیم و با صبر و دلسوزی مشکلات مسیر را برایم تسهیل نمود.

تشکر و قدردانی

سپاس خدای را که سخنوران، در ستودن او بمانند و شمارندگان، شمردن نعمت‌های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزاردن نتوانند.

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، بالاتر از آن است که در مقام قدردانی از زحمات آن‌ها، با زبان قاصر و دست ناتوان چیزی بنگاریم؛ اما بر حسب وظیفه بر خود واجب می‌دانم از استاد شایسته و فرهیخته جناب آقای دکتر الفی که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمت راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند کمال تشکر و قدردانی را بجا آورم.

همچنین در انتها با تشکر دوباره از پدر و مادر عزیز و همسر مهربانم، از تمامی دوستانم که به نوعی در موفقیت و پیشرفت من نقش داشته‌اند کمال تشکر را دارم. باشد که این خردترین بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید.

تعهد نامه

اینجانب کامران علی شایبی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق-کنترل دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از سنتز μ مبتنی بر الگوریتم‌های تکاملی تحت راهنمایی دکتر علیرضا الفی متعهد می‌شوم.

- 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 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 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.

چکیده:

در این پایان نامه برای حل مسئله طراحی کنترل کننده بر مبنای آنالیز μ ، از یک الگوریتم تکاملی استفاده می‌شود. راه حل‌ها و روش‌های مرسوم برای حل مسئله سنتز μ ، همچون روش تکرار D-K، اغلب منجر به کنترل کننده مرتبه بالا و غیرعملی خواهد شد. در این روش پیشنهادی مسئله سنتز μ به عنوان یک مسئله بهینه‌سازی دارای محدودیت در نظر گرفته می‌شود؛ که در آن پایداری و عملکرد مقاوم به ترتیب به عنوان محدودیت و تابع هزینه بر مبنای آنالیز μ در نظر گرفته شده است. برای حل مسئله بهینه‌سازی از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات بهبود یافته (PSO) برای پیدا کردن ضرایب کنترل کننده ساختار مشخص استفاده شده است. هدف بدست آوردن کنترل کننده سنتز μ دارای مرتبه پایین، عملی تر و بدون کاهش مرتبه است. عملکرد و قوام کنترل کننده پیشنهادی در مبدل کاهنده-افزاینده با کنترل کننده‌ی که از روش D-K (راه حل مرسوم برای حل مسئله سنتز μ) طراحی شده است، مقایسه می‌شود. این پایان نامه رویکرد مقدار تکین ساختار یافته (μ) را در مسئله طراحی یک تنظیم کننده ولتاژ خروجی برای یک مبدل کاهنده-افزاینده با کنترل حالت جریان پیشنهاد می‌دهد. این روش پیشنهادی یک روش جایگزین جدید برای حل مسئله سنتز μ جهت دستیابی به کنترل کننده ساختار ساده است به گونه‌ای که پایداری و عملکرد مقاوم را ارضا کند. نتایج شبیه‌سازی مزایای کنترل کننده پیشنهادی که دارای ساختار ساده و قوام بهتر در حضور نامعینی و اختلال در سیستم است، در مقایسه با کنترل کننده منتج از روش D-K نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: مسئله سنتز μ ، روش تکرار D-K، الگوریتم بهینه‌سازی PSO، مبدل کاهنده-افزاینده،

کنترل مقاوم

فهرست مطالب

فصل اول.....	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۱-۲ مروری بر کارهای انجام شده	۳
۱-۳ ساختار پایان نامه	۴
فصل دوم.....	۵
۲-۱ مقدار تکین ساختار یافته	۶
۲-۲ روش کنترل مقاوم μ	۸
۱-۲-۲ تعریف مسئله سنتز μ	۱۰
۲-۲-۲ راهکار حل مسئله سنتز μ	۱۲
۳-۲-۲ طراحی کنترل کننده به روش الگوریتم بازگشتی D-K	۱۳
۴-۲-۲ مزایا و معایب روش سنتز μ	۱۴
۲-۳ طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از سنتز μ با روش D-K	۱۵
۱-۳-۲ مبدل کاهنده افزاینده:	۱۵
۲-۳-۱-۱ ارتباط ولتاژ و جریان:	۱۵
۲-۳-۱-۲ تحلیل برای کلید بسته:	۱۶
۲-۳-۱-۳ تحلیل برای کلید باز:	۱۷
۲-۴ مدل سازی مبدل کاهنده-افزاینده:	۱۹
۲-۵ سیستم حلقه باز با ورودی های اغتشاش:	۲۲
۱-۵-۲ پیدا کردن وزن های اغتشاش:	۲۲
۲-۶ ساختار مناسب برای حل مسئله طراحی:	۲۴
۱-۶-۲ سیستم تعمیم یافته	۲۴
۲-۶-۲ پیدا کردن تابع وزنی عملکرد ($W_s(s)$)	۲۵
۲-۶-۲-۱ کاهش مرتبه کنترل کننده سنتز μ :	۲۸
۲-۷ طراحی کنترل کننده PI:	۳۰
۲-۸ مقایسه عملکرد کنترل کننده ها:	۳۱

۳۵	فصل سوم.....
۳۶	۳-۱ مقدمه.....
۳۶	۳-۲ بهینه‌سازی تکاملی.....
۳۷	۳-۲-۱ الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات.....
۴۲	۳-۳ روش پیشنهادی.....
۴۲	۳-۳-۱ تابع هزینه.....
۴۲	۳-۳-۲ پایداری و عملکرد مقاوم بر اساس آنالیز μ
۴۵	۳-۳-۳ الگوریتم تکاملی.....
۴۷	۳-۳-۴ پارامترهای الگوریتم تکاملی.....
۵۱	۳-۴ اعمال روش پیشنهادی روی سیستم کاهنده-افزاینده.....
۵۱	۳-۴-۱ کنترل‌کننده ساختار ثابت درجه ۳:.....
۵۲	۳-۴-۱-۱ بازه‌های انتخابی برای الگوریتم PSO پیشنهادی:.....
۵۲	۳-۴-۱-۲ تابع هزینه و کنترل‌کننده ساختار ثابت درجه ۳ بدست آمده با استفاده از روش اعمالی:.....
۵۲	۳-۴-۱-۳ بررسی شروط پایداری نامی، پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم کنترل‌کننده ساختار ثابت درجه ۳:.....
۵۴	۳-۴-۱-۴ مقایسه عملکرد و پایداری مقاوم برای ضرایب متفاوت PSO و مقایسه آن‌ها با یکدیگر:.....
۵۵	۳-۵ کنترل‌کننده PI:.....
۵۶	۳-۵-۱ بازه‌های انتخابی برای الگوریتم PSO پیشنهادی:.....
۵۶	۳-۵-۲ تابع هزینه و کنترل‌کننده PI بدست آمده با استفاده از روش اعمالی:.....
۵۷	۳-۵-۳ بررسی شروط پایداری نامی، پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم کنترل‌کننده PI:.....
۵۸	۳-۶ مقایسه پایداری مقاوم (R.S) و عملکرد مقاوم (R.P) کنترل‌کننده‌ها.....
۶۱	فصل چهارم.....
۶۲	۴-۱ مقدمه.....
۶۲	۴-۲ شبیه‌سازی مبدل کاهنده-افزاینده با کنترل‌کننده بهینه.....
۶۲	۴-۲-۱ کنترل‌کننده ساختار ثابت بهینه درجه ۳.....
	۴-۲-۱-۱ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=50.4$ (نامی مقاومت بار) با اعمال کنترل‌کننده ساختار ثابت مرتبه ۳.....
۶۳	۴-۲-۱-۲ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=20$ با اعمال کنترل‌کننده ساختار ثابت مرتبه ۳.....
۶۵	۴-۲-۱-۳ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=70$ با اعمال کنترل‌کننده ساختار ثابت مرتبه ۳.....
۶۷	۴-۲-۲ کنترل‌کننده PI.....

۴-۲-۲-۱ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=50.4$ (نامی مقاومت بار) با اعمال

۶۷.....کنترل کننده PI

۴-۲-۲-۲ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI..... ۶۸

۴-۲-۲-۳ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI..... ۶۹

۴-۳ مقایسه پاسخ پله کنترل کننده ها..... ۷۰

۴-۳-۱ پاسخ پله سیستم نامی..... ۷۱

۴-۳-۲ پاسخ پله سیستم تحت اغتشاش..... ۷۱

۷۳..... فصل پنجم

۵-۱ نتیجه گیری..... ۷۴

۵-۲ پیشنهادات..... ۷۵

منابع..... ۷۶

فهرست اشکال و جداول

- شکل ۲-۱: نمایش استاندارد $M - \Delta$ ۷
- شکل ۲-۲: نمایش استاندارد $N - \Delta$ ۹
- شکل ۲-۳: نمایش استاندارد $\Delta - M - K$ ۱۰
- شکل ۲-۴: مبدل کاهنده-افزاینده ۱۵
- شکل ۲-۵: مبدل کاهنده-افزاینده در زمان بسته بودن کلید ۱۶
- شکل ۲-۶: مبدل کاهنده-افزاینده در زمان باز بودن کلید ۱۷
- شکل ۲-۷: سیستم کاهنده-افزاینده ۱۹
- جدول ۲-۱: مقادیر واقعی مبدل ۲۰
- جدول ۲-۲: مقادیر نامی مبدل ۲۰
- جدول ۲-۳: مقادیر نامی تابع تبدیل ۲۱
- شکل ۲-۸: نمودار بودی سیستم نامعین و سیستم نامی ۲۱
- شکل ۲-۹: سیستم حلقه باز با ورودی‌های اغتشاش ۲۲
- شکل ۲-۱۰: نمودار بودی وزن‌های اغتشاش ۲۳
- شکل ۲-۱۱: ساختار مناسب برای حل مسئله طراحی ۲۴
- شکل ۲-۱۲: سیستم تعمیم یافته ۲۴
- شکل ۲-۱۳: نمودار بودی وزن عملکرد Ws ۲۶
- شکل ۲-۱۴: ساختار کامل LFT ۲۶
- شکل ۲-۱۵: μ سیستم حلقه بسته ۲۸
- شکل ۲-۱۶: مقادیر تکین هنکل ۲۹
- شکل ۲-۱۷: دیاگرام بودی تابع تبدیل برای بدترین حالت بهره حلقه ۳۰

- شکل ۲-۱۸: نمودار بودی کنترل کننده PI و بدترین حالت بهره حلقه..... ۳۱
- شکل ۲-۱۹: مقایسه دیاگرام بودی..... ۳۱
- شکل ۲-۲۰: مقایسه پایداری مقاوم..... ۳۲
- شکل ۲-۲۱: مقایسه عملکرد مقاوم..... ۳۲
- شکل ۳-۱: الگوریتم PSO..... ۴۰
- شکل ۳-۲: ساختار کلی..... ۴۲
- شکل ۳-۳: ساختار آنالیز..... ۴۳
- شکل ۳-۴: ساختار آنالیز پایداری مقاوم..... ۴۵
- شکل ۳-۵: ساختار آنالیز عملکرد مقاوم..... ۴۵
- جدول ۱-۳: پارامترهای الگوریتم تکاملی..... ۴۷
- شکل ۳-۶: نمایش استاندارد $\Delta - P - K$ ۴۸
- شکل ۳-۷: ساختار مناسب برای طراحی..... ۵۰
- جدول ۳-۲: بازه‌های انتخابی PSO برای کنترل کننده درجه ۳..... ۵۱
- شکل ۳-۸: تابع هزینه کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳..... ۵۲
- جدول ۳-۳: قطب های سیستم با کنترل کننده درجه ۳..... ۵۲
- شکل ۳-۹: پایداری مقاوم کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳..... ۵۳
- شکل ۳-۱۰: عملکرد مقاوم کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳..... ۵۳
- شکل ۳-۱۱: مقایسه عملکرد مقاوم چهار PSO با ضرایب اینرسی متفاوت..... ۵۴
- شکل ۳-۱۲: مقایسه پایداری مقاوم چهار PSO با ضرایب اینرسی متفاوت..... ۵۵
- جدول ۳-۴: بازه های انتخابی PSO برای کنترل کننده PI..... ۵۶
- شکل ۳-۱۳: تابع هزینه کنترل کننده PI..... ۵۶

- جدول ۳-۵: قطب های سیستم با کنترل کننده PI ۵۷
- شکل ۳-۱۴: پایداری مقاوم کنترل کننده PI ۵۷
- شکل ۳-۱۵: عملکرد مقاوم کنترل کننده PI ۵۸
- جدول ۳-۶: مقایسه پایداری مقاوم (R.S) و عملکرد مقاوم (R.P) کنترل کننده ها ۵۹
- شکل ۴-۱: ولتاژ خروجی مبدل در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۳
- شکل ۴-۲: جریان سلف در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۳
- شکل ۴-۳: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۴
- شکل ۴-۴: ولتاژ خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۴
- شکل ۴-۵: جریان سلف در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۵
- شکل ۴-۶: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۵
- شکل ۴-۷: ولتاژ خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۶
- شکل ۴-۸: جریان سلف در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۶
- شکل ۴-۹: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ ۶۶
- شکل ۴-۱۰: ولتاژ خروجی مبدل در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده PI ۶۷
- شکل ۴-۱۱: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده PI ۶۸
- شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI ۶۸

- شکل ۴-۱۳: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI.....۶۹
- شکل ۴-۱۴: ولتاژ خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI.....۶۹
- شکل ۴-۱۵: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI.....۷۰
- شکل ۴-۱۶: مقایسه عملکرد کنترل کننده‌ها در سیستم نامی.....۷۱
- شکل ۴-۱۷: مقایسه عملکرد کنترل کننده‌ها در سیستم تحت اغتشاش.....۷۲

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

مبدل‌های DC-DC اجزای مهم در بسیاری از وسایل همچون لپ‌تاپ و تلفن‌های همراه هستند. این مبدل‌ها به خصوص در دستگاه‌های میزبانی که دارای زیرمدار^۱ هستند و هر کدام از این زیر مدارها دارای سطح ولتاژ DC متفاوت باشند، کاربرد دارند. هنگامی که بتوان از یک منبع ولتاژ AC و یا یک باتری چندین سطح ولتاژ را با استفاده از مبدل‌های DC-DC داشته باشیم، نسبت به حالتی که از چندین منبع ولتاژ یا باتری استفاده کنیم، در فضای اشغال شده صرفه‌جویی خواهد شد. مبدل‌های DC-DC یک زمینه چالش برانگیز برای کاربرد تکنیک‌های پیچیده کنترل هستند. علت این امر طبیعت ذاتی آنهاست که سیستم‌هایی غیرخطی و متغیر با زمان هستند. استفاده از تکنیک‌های میانگین و یا نمونه‌برداری و به دنبال آن خطی سازی و نیز تجزیه و تحلیل سیگنال کوچک امکان استخراج مدل‌های دینامیکی خطی تغییرناپذیر با زمان را برای هر توپولوژی مبدل مهیا می‌سازد، اما این مدل‌ها به طور معمول وابسته به نقطه کار مبدل هستند. به عبارت دیگر، پارامترهای هر تابع انتقال و یا ماتریس فضای حالت توصیف‌کننده یک مبدل DC-DC ممکن است بسته به ولتاژ خروجی، ولتاژ ورودی و یا جریان بار تغییر کند. هرچند تکنیک‌های کنترل غیرخطی را می‌توان برای بهینه‌سازی رفتار سیگنال بزرگ مبدل استفاده کرد و نتایج بسیار خوبی را نیز کسب نمود [۱-۲]. با توجه به رفتار غیرخطی، عدم قطعیت‌های موجود، تغییرات پارامتری، اغتشاشات بار و ولتاژ و روی متغیر در مبدل‌های DC-DC، عموماً کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک به کار رفته مانند PID و PI کارایی مطلوب خود را از دست داده و عملکرد کنترلی مناسبی از خود نشان نمی‌دهند [۳] و [۴] مبدل کاهنده-افزاینده یک مبدل DC-DC سوئیچینگ نوعی است که به طور معمول به عنوان یک منبع تغذیه در کاربردهای گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد. اگر چه ولتاژ خروجی آن چیزی است که باید تنظیم شود، اما پیاده‌سازی یک حلقه داخلی کنترل جریان، برای محدود کردن جریان و حفاظت سوئیچ ضروری است.

^۱Sub-circuit

۲-۱ مروری بر کارهای انجام شده

کنترل کننده مرتبه بالا یکی از مشکلات رایج در بسیاری از روش های طراحی کنترل کننده مقاوم است. کنترل کننده مرتبه بالا ممکن است برای اجرای زمان واقعی به دلایل سخت‌افزاری و محدودیت محاسباتی امکان‌پذیر نباشد. برای رفع این مشکل در دو دهه گذشته طراحی کنترل کننده‌های مقاوم ساختار معین با استفاده از الگوریتم‌های تکاملی انجام شده است. در [۷-۵] با استفاده از الگوریتم‌های تکاملی، روش طراحی کنترل کننده مقام، ترکیب H_2/H_∞ حل شده است. در [۹-۸] مسئله طراحی کنترل کننده شکل‌دهی حلقه H_∞ با استفاده از الگوریتم‌های تکاملی حل شده است. در [۱۲-۱۰] کنترل کننده H_∞ بهینه با کنترل کننده‌های رایج مقایسه شده و این نتیجه را می‌دهد که کنترل کننده H_∞ بهینه، کارا تر است. در تمامی این روش‌ها، کم مرتبه و ساختار معین بودن کنترل کننده توسط یک الگوریتم تکاملی محاسبه می‌شود. تاکنون روش‌های کنترلی متنوعی برای مبدل‌های DC-DC پیشنهاد شده است: [۱۳] کنترل فازی را پیشنهاد داده است. [۱۴] کنترل تطبیقی و [۱۵] کنترل عصبی را پیشنهاد داده‌اند. در این پایان‌نامه، استفاده از تکنیک های کنترل مقاوم برای استخراج کنترل کننده‌ای برای یک مبدل DC-DC پیشنهاد می‌شود که قادر به مدیریت کردن تغییرات پارامتری در تابع انتقال مبدل است. به طور خاص، این پایان‌نامه رویکرد مقدار تکین ساختار یافته μ [۱۶] و [۱۷] را برای طراحی یک تنظیم کننده ولتاژ خروجی مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با کنترل حالت جریان پیشنهاد می‌دهد که با عنوان تکرار D-K شناخته می‌شود. برای حل مساله D-K از الگوریتم‌های تکاملی استفاده می‌کنیم.

^۱Mixed H_2/H_∞

^۲ H_∞ loop shaping

۳-۱ ساختار پایان نامه

موضوع این پایان نامه، طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از تعریف مسئله سنتز μ است که برای حل این مسئله از روش تکرار D-K و همچنین الگوریتم تکاملی استفاده خواهیم کرد و کنترل کننده‌های مقاومی را بدست می‌آوریم.

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

در فصل دوم ابتدا به بررسی تعاریف کنترل مقاوم و روش کنترل مقاوم μ می‌پردازیم و سپس مبدل کاهنده-افزاینده معرفی و کنترل کننده‌های مقاوم با استفاده از روش D-K و همچنین کنترل کننده PI برای آن طراحی می‌شود. در فصل سوم روشی برای حل مسئله طراحی کنترل کننده بر مبنای آنالیز μ که از یک الگوریتم تکاملی استفاده می‌کند پیشنهاد و روی مبدل کاهنده-افزاینده اعمال می‌گردد. در فصل چهارم به بررسی نتایج شبیه‌سازی بر روی مدل دقیق برای تأیید مطالب و اثبات کارایی روش پیشنهادی اعمال می‌گردد. در نهایت در فصل پنجم نتیجه‌گیری و پیشنهادها برای کارهای آینده ارائه می‌گردد.

کنترل مقاوم

۱-۲ مقدار تکین ساختار یافته^۱

مقدار تکین ساختار یافته μ در تحلیل پایداری و عملکرد یک سیستم کنترل مقاوم بسیار کاربرد دارد. این مقدار، نشان‌دهنده میزان پایداری مقاوم سیستم دارای نامعینی می‌باشد. مقدار تکین ساختار یافته که با نماد $\mu_{\Delta}(M)$ نشان داده می‌شود، برای ماتریس M نسبت به نامعینی ماتریسی Δ تعریف می‌گردد [۲۴]. دو تعریف هم‌ارز آن عبارتند از:

تعریف اول: طبق تعریف، مقدار تکین ساختار یافته ماتریس M نسبت به ماتریس Δ که با $\mu_{\Delta}(M)$ نشان داده می‌شود، از برابری معکوس $\mu_{\Delta}(M)$ یا همان $\mu_{\Delta}^{-1}(M)$ با کوچکترین مقدار ممکن از بزرگترین مقدار تکین ماتریس Δ یا همان $\bar{\sigma}(\Delta)$ به دست می‌آید، به شرطی که دترمینان $(I - M\Delta)$ برابر با صفر گردد. از نظر ریاضی این تعبیر معادل است با:

$$\mu_{\Delta}^{-1}(M) = \min(\bar{\sigma}(\Delta)) \quad \text{if } \det(I - M\Delta) = 0 \quad (1-2)$$

اگر هیچ مقداری این شرط را ارضا نکند، آنگاه $\mu_{\Delta}(M) = 0$ خواهد شد.

تعریف دوم: مقدار تکین ساختار یافته ماتریس M نسبت به ماتریس Δ که با $\mu_{\Delta}(M)$ نشان داده می‌شود برابر با معکوس کمترین مقدار از بزرگترین مقدار تکین ماتریس Δ است، به شرط آنکه رابطه $\det(I - M\Delta) = 0$ را برآورده سازد. اگر هیچ مقداری این شرط را ارضا نکند، آنگاه $\mu_{\Delta}(M) = 0$ خواهد شد.

$$\mu_{\Delta}(M) = \frac{1}{\min(\bar{\sigma}(\Delta), \text{if } \det(I - M\Delta) = 0)} \quad (2-2)$$

می‌توان تعریف فوق را به ماتریس توابع تبدیل بسط داد. چنانچه M ماتریس توابع تبدیل باشد، آنگاه مقدار تکین ساختار یافته ماتریس توابع تبدیل M که با $\mu_{\Delta}(M)$ نمایش داده می‌شود برابر خواهد بود با:

^۱Structured Singular Value

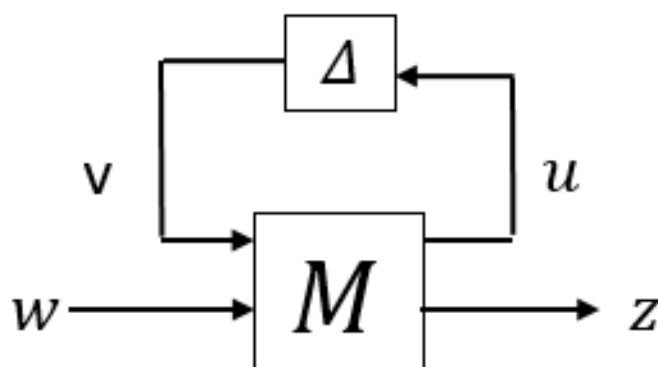
(۳-۲)

$$\mu_{\Delta}(M(s)) = \sup_{\omega \in R} \mu_{\Delta}(M(j\omega))$$

ذکر این نکته در تعریف مقدار تکین ساختار یافته مهم است که چرا بایستی $\det(I - M\Delta) = 0$ در این تعریف لحاظ گردد. با توجه به نمایش استاندارد نمایش استاندارد $M - \Delta$ که در شکل ۱-۲ مشاهده می‌شود، در صورتی که نامعینی به صورت LFT از بخش معین سیستم جدا شده باشد، در این صورت همواره دو رابطه $v = \Delta u$ و $u = Mv$ برقرار می‌باشد. بدین ترتیب خواهیم داشت [۲۴]:

$$u = M\Delta u \rightarrow u(I - M\Delta) = 0 \quad (۴-۲)$$

لذا چنانچه $|I - M\Delta| \neq 0$ باشد، آنگاه تنها u و v هایی که معادله فوق را برآورده می‌سازند، جواب بدیهی آن‌ها یعنی $u = v = 0$ است. این بدان معنی است که ارتباط بین بخش معین سیستم با بخش نامعینی قطع شده است. بنابراین لازم است حتماً $|I - M\Delta| = 0$ باشد تا جواب‌های غیر بدیهی برای u و v به دست آید. بدین ترتیب با توجه به نامعین بودن Δ ، تعداد نامحدودی پاسخ برای تساوی بالا وجود خواهد داشت که در آن‌ها u و v مخالف صفر هستند و نرم آن‌ها در مواقعی ممکن است بسیار بزرگ شود که به نوعی ناپایداری را نشان می‌دهد [۱۹-۲۴].



شکل ۱-۲: نمایش استاندارد $M - \Delta$

۲-۲ روش کنترل مقاوم μ ^۱

با استفاده از رویکرد بهینه‌سازی H_∞ می‌توان به پایدارسازی مقاوم در برابر نامعینی‌های غیر ساختار یافته سیستم و ملزومات عملکرد نامی دست یافت. به علاوه، می‌توان با اعمال توابع وزنی مناسب، برخی از ملزومات عملکرد مقاوم را برآورده نمود. با بهره‌گیری از روش‌های طراحی شکل‌دهی حلقه H_∞ می‌توان به طراحی‌های کنترلی بسیار قابل قبولی دست یافت. به منظور دستیابی به پایداری و عملکرد مقاوم به صورت توأم، می‌توان از روش‌های طراحی مبتنی بر مقدار تکین ساختار یافته μ بهره جست. مقدار تکین ساختار یافته که با μ نشان داده می‌شود، ابزار بسیار قدرتمندی به منظور تجزیه و تحلیل کارایی مقاوم یک سیستم کنترل طراحی شده است. به گونه‌ای که معیار پایداری و کارایی نامی و مقاوم بر مبنای آن توسعه یافته است. با استفاده از مقدار تکین ساختار یافته μ ، علاوه بر تحلیل کارایی مقاوم، می‌توان کنترل‌کننده بهینه مقاومی را طراحی کرد که ضمن ارضای معیارهای پایداری و کارایی مقاوم، این معیارها را نیز به صورت همزمان کمینه نماید. در ادبیات کنترل مقاوم، چنین حل بهینه‌ای با عنوان سنتز μ شناخته می‌شود. متأسفانه تاکنون روش‌های تحلیلی برای کمینه‌سازی معیارهای بر مبنای μ ارائه نشده است و معمولاً از روش‌های عددی مبادرت به کمینه‌سازی زیربهینه‌آمی‌شود [۱۸-۱۹].

برای $M \in C^{n \times n}$ و ساختار معلوم نامعینی Δ که نشان‌دهنده نامعینی‌های سیستم می‌باشد، داریم:

$$\Delta = \text{diag}[\delta_1 I_{r_1}, \dots, \delta_s I_{r_s}, \Delta_1, \dots, \Delta_f] \text{ that } \delta_i \in C, \Delta_j \in C^{m_j \times m_j} \quad (5-2)$$

در رابطه فوق، $\sum_{i=1}^s r_i + \sum_{j=1}^f m_j = n$ برقرار است و n بیانگر ابعاد بلوک Δ می‌باشد. همچنین فرض شده است که Δ محدود باشد. مقدار تکین ساختار یافته ماتریس N نسبت به بلوک نامعینی Δ به شکل زیر تعریف می‌شود:

^۱ μ Robust Control

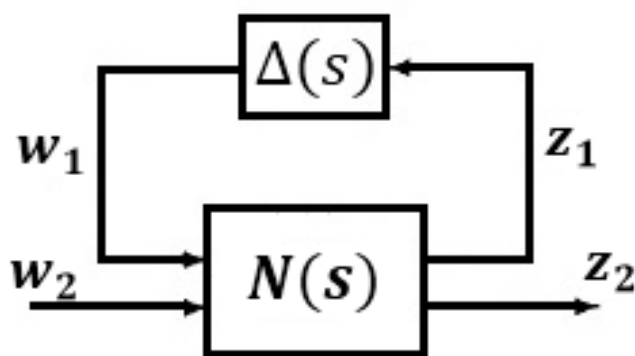
H_∞ Optimization

^۳ Sub-Optimal Minimization

$$\mu_{\Delta}^{-1}(N) = \min_{\Delta \in \mathcal{A}} \{\bar{\sigma}(\Delta), \text{if } \det(I - N\Delta) = 0\} \quad (6-2)$$

سپس تعریف ماتریس N ، به یک سیستم ماتریسی دینامیکی با ساختار استاندارد به صورت نشان داده شده در شکل ۲-۲، توسعه یافته و رابطه مربوط به تعیین تابع تبدیل ماتریسی N با استفاده از تبدیل LFT به صورت زیر استخراج شده است:

$$N = T_{zw} = F_l(M, K) = M_{11} + M_{12}K(I - M_{22}K)^{-1}M_{21} \quad (7-2)$$



شکل ۲-۲: نمایش استاندارد $N - \Delta$ [۱۸]

با استفاده از نتیجه مهمی که از قضیه بهره کوچک به دست می آید، نشان داده می شود که به منظور ارضای معیار پایداری مقاوم، لازم است مقدار تکین ساختار یافته اولین عنصر تابع تبدیل حلقه بسته سیستم کوچکتر از یک شود یا به عبارت دقیق تر، $\mu_{\Delta}(N_{11}) < 1$. همچنین با فرض پایداری داخلی N ، شرط تضمین عملکرد مقاوم آن است که رابطه $\mu_{\bar{\Delta}}(N) < 1$ تأمین گردد که در آن بلوک $\bar{\Delta}$ از ترکیب ساختاری دو بلوک نامعینی واقعی سیستم، Δ و بلوک نامعینی فرضی در سیستم Δ_p تشکیل شده است.

¹ Small Gain Theory

متأسفانه مقدار تکین ساختار یافته، خصوصیات نرم را ارضا ننموده و محاسبه آن به صورت تحلیلی ممکن نمی‌باشد. لذا عملاً به جای محاسبه دقیق مقدار تکین ساختار یافته، از کران بالا و پایین آن که در رابطه ۸-۲ بیان شده است، استفاده می‌گردد [۱۸-۱۹] و [۲۲-۲۴].

$$\rho(N) \leq \mu(N) \leq \bar{\sigma}(N) \quad (۸-۲)$$

همچنین با توجه به این نا تساوی، رابطه ۹-۲ به منظور محاسبه مقدار تکین در کاربردهای عملی به کار می‌رود:

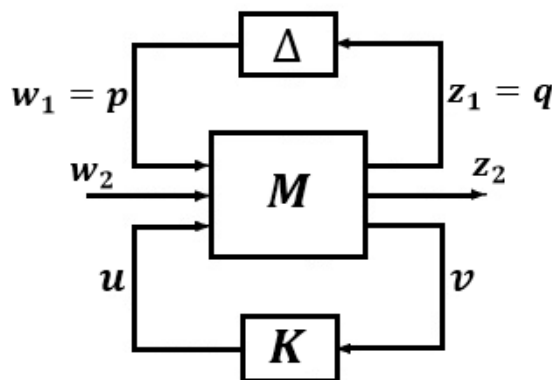
$$\mu_{\Delta}(N) \leq \inf_{D \in \mathbf{D}} \bar{\sigma}(DND^{-1}) \quad (۹-۲)$$

که در آن ماتریس D از ساختار مجموعه ماتریس‌های نامعینی Δ پیروی می‌کنند، که طبق تعریف تمامی مؤلفه‌های تشکیل‌دهنده آن موهومی می‌باشند.

۲-۲-۱-۲ تعریف مسئله سنتز μ

با توجه به ساختاری که در شکل ۳-۲ ارائه شده است، در مسئله سنتز μ ، مجموعه سیستم‌هایی که بایستی برای آن‌ها کنترل‌کننده بهینه مقاوم طراحی شود، با استفاده از تبدیل کسری خطی بالایی ULFT تابع تبدیل سیستم تعمیم یافته و بلوک نامعینی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\{F_u(M, \Delta) : \Delta \in \mathbf{\Delta}, \max_{\omega} [\Delta(j\omega)] \leq 1\} \quad (۱۰-۲)$$



شکل ۳-۲: نمایش استاندارد $\Delta - M - K$ [۱۸]

در رابطه فوق، Δ مجموعه کلیه توابع تبدیل نامعین پایدار است که نرم بی‌نهایت آن کوچکتر از یک می‌باشد. بدین ترتیب، هدف از طراحی، یافتن کنترل‌کننده پایدار ساز K است به نحوی که به ازای $\forall \Delta \in \Delta$ ، نرم بی‌نهایت تابع تبدیل حلقه بسته سیستم کمینه گردد. این هدف را می‌توان با استفاده از تبدیل کسری خطی پایینی LLFT مجموعه فوق با کنترل‌کننده بهینه به صورت زیر تعبیر نمود.

$$\min_{\gamma} \|F_l[F_u(M, \Delta), K]\|_{\infty} < 1 \quad (11-2)$$

عبارت فوق معادل است با نرم بی‌نهایت تابع تبدیل حلقه بسته سیستم با حضور بلوک نامعینی در سیستم، یعنی $\min_{\gamma} \|T_{zw}\|_{\infty} < 1$. حال اگر کنترل‌کننده مورد نظر داده شده باشد، شرط فوق را می‌توان با محاسبه مقدار تکین ساختار یافته زیر محاسبه نمود:

$$\max_{\omega} \mu_{\Delta}(F_l(M, K)(j\omega)) < 1 \quad (12-2)$$

بدین ترتیب هدف از طراحی کنترل‌کننده به روش سنتز μ ، تعیین کنترل‌کننده پایدار سازی است که بیشینه مقدار تکین ساختار یافته $\mu_{\Delta}(\cdot)$ را بر روی $F_l(M, K)$ کمینه سازد. این مسئله به صورت زیر قابل بیان است:

$$\min_K \left[\max_{\omega} \mu_{\Delta}(F_l(M, K)(j\omega)) \right] < 1 \quad (13-2)$$

در ساده‌سازی رابطه ۱۱-۲، از برابری زیر استفاده می‌شود:

$$F_l(F_u(M, \Delta), K) = F_u(F_l(M, K), \Delta) \quad (14-2)$$

توجه شود که محاسبه مقدار تکین ساختار یافته، فرآیندی پیچیده بوده و به جای آن می‌توان با اضافه نمودن محافظه‌کاری، از کران بالا استفاده نمود [۱۸-۱۹].

۲-۲-۲ راهکار حل مسئله سنتز μ

کنترل کننده بهینه μ اصلی دارای منحنی μ تخت (به صورت تابع فرکانس) است، به جز در فرکانس‌های نامحدود که معمولاً μ باید به مقدار ثابت مستقل از کنترل کننده نزدیک شود. زیرا در سیستم‌های حقیقی $L(j\infty) = 0$ است. اگرچه معمولاً با استفاده از یک کنترل کننده مرتبه محدود نمی‌توان این تخت بودن را به فرکانس‌های بی‌نهایت گسترش داد. اگر کنترل کننده مقاومی طراحی شده باشد، می‌توان کران بالای مقدار تکین ساختار یافته را در فرکانس‌های مختلف به دست آورد. طبیعتاً مقدار این تابع در فرکانس‌های مختلف، متفاوت است و می‌توان توزیع فرکانسی مشخصی برای آن به دست آورد. اگر کنترل کننده بتواند بیشینه مقدار تکین ساختار یافته را کمینه سازد، این موضوع بدان معنی است که تا حد امکان توانسته است این تابع را در فرکانس‌های مختلف تخت نماید. تخت نمودن مقدار تکین ساختار یافته در فرکانس‌های مختلف به دو صورت قابل انجام است. در روش اول، می‌توان توزیع فرکانسی این تابع مقدار تکین ساختار یافته را مورد بررسی قرار داد و در محدوده فرکانسی که مقدار این تابع بیشتر از یک است، تابع وزن عملکرد را متناسب با آن تقویت نمود تا به صورت غیرمستقیم اثر آن بر روی افزایش عملکرد مقاوم سیستم و کاهش مقدار تکین ساختار یافته آن مورد بررسی قرار گیرد. این کار به صورت طبیعی توسط طراح متبخر و در حین طراحی سلسله‌وار کنترل کننده بهینه انجام می‌شود که امری زمان بر و طاقت فرسا می‌باشد. به علاوه، نمی‌توان روشی سیستماتیک و بازگشتی برای آن ارائه نمود.

در روش دیگر، برای محاسبه رابطه ۲-۱۲ و بهینه‌سازی آن می‌توان از ماتریس D و رابطه ۲-۹، بهره برد. راهکاری که رابطه ۲-۹ ارائه می‌نماید، به صورت سیستماتیک، می‌تواند توزیع فرکانسی مقدار تکین ساختار یافته را در طراحی کنترل کننده H_∞ بهینه وارد ساخته و به صورت بازگشتی نسبت به کاهش آن اقدام نماید. بدین ترتیب که با ارائه تخمین مناسبی از توزیع فرکانسی مقدار تکین ساختار یافته توسط تابع تبدیل مناسب D ، آن را می‌توان در طراحی کنترل کننده بهینه وارد ساخت و نتیجه آن را

بررسی نمود. با انجام این کار با استفاده از رابطه ۲-۹، می توان مسئله بهینه سازی در سنتز μ را به صورت زیر تغییر داد:

$$\min_{K,D} \left[\max_{\omega} \mu_{\Delta}(D F_l(M, K) D^{-1}(j\omega)) \right] < 1 \quad (15-2)$$

در این مسئله، هر دو تابع تبدیل D و K قابل تغییر بوده و می توان به طریق مناسب نقطه بهینه را به صورت بازگشتی تعیین نمود. در ادامه، کنترل کننده بهینه K با الگوریتم بازگشتی D - K که بر اساس این راهکار تعبیه شده است، معرفی می گردد [۱۸].

۲-۲-۳ طراحی کنترل کننده به روش الگوریتم بازگشتی D - K ^۱

در این روش، مراحل زیر انجام می شود [۱۸-۱۹]:

۱- با حدس اولیه از D شروع کنید. به منظور شروع کار معمولاً D برابر با ماتریس همانی در نظر گرفته می شود: $D=I$.

۲- گام K : مقدار D را ثابت نگه دارید و مسئله بهینه سازی H_{∞} زیر را به منظور یافتن کنترل کننده مقاوم K حل کنید.

$$K = \inf_{K(s)} \| (D F_l(M, K) D^{-1}) \|_{\infty} = \inf_{K(s)} \| DND^{-1} \|_{\infty} \quad (16-2)$$

۳- گام D : مقدار K را ثابت نگه دارید و ماتریس قطری کننده D به منظور کمینه سازی تابع هزینه زیر را در هر فرکانس بیابید.

$$D(j\omega) = \inf_D \bar{\sigma} [D F_l(M, K) D^{-1}] = \inf_D \bar{\sigma} [DND^{-1}] \quad (17-2)$$

^۱ D-K Iteration Algorithm

۴- از طریق برازش، ماتریس تابع تبدیل D را بر اساس توزیع فرکانسی مقدار تکین ساختار یافته با یک تابع تبدیل کمینه فاز و پایدار تقریب بزیند. اگر تابع هزینه گام سوم از مقدار ۱ کمتر بود، حل مسئله را متوقف کرده، در غیر این صورت به گام دوم برگردید.

در گام K که کنترل کننده H_∞ سنتز می‌شود، معمولاً مطلوب است که از یک سیستم کنترلی نسبتاً زیر بهینه (به عنوان مثال با نرم H_∞ ، γ ۵٪ تا ۱۰٪ بیشتر از γ_{min} مورد نظر در کنترل کننده بهینه) استفاده شود. این موضوع سبب می‌شود که به ترکیبی از کنترل کننده بهینه H_∞ و H_2 دست یافت که دارای غلطش با شیب بیشتر از کنترل کننده H_∞ در فرکانس بالا باشد [۱۸-۲۲].

۲-۲-۴ مزایا و معایب روش سنتز μ

در الگوریتم $D-K$ ، به دلیل ثابت نگه داشتن یک پارامتر طراحی و تغییر دیگری در هر مرحله، نقطه کمینه محلی به دست می‌آید و هیچ تضمینی در محاسبه نقطه کمینه فراگیر وجود ندارد. اما در کارهای عملی، به تجربه ثابت شده است که این روش به خوبی ملزومات کنترل مطلوب را برآورده ساخته و پاسخ به دست آمده با توجه به معیار عملکرد مقاوم به مراتب از کنترل کننده اولیه بهتر است. در بیشتر موارد، کنترل کننده بهینه μ به صورت کسری به دست نمی‌آید، لذا دارای مرتبه بی‌نهایت خواهد بود ولی به دلیل اینکه از یک تابع مرتبه محدود $D(s)$ برای تخمین مقیاس‌های $D(s)$ استفاده می‌شود، به یک کنترل کننده مرتبه محدود ولی غالباً مرتبه بالا منجر می‌گردد. باید توجه نمود که یافتن کنترل کننده تا حد زیادی به حدس اولیه D و مرتبه آن وابسته است. حدس اولیه در تعداد تکرار مؤثر است اما مرتبه D تا حد بسیار زیادی بر روی مرتبه کنترل کننده نهایی تأثیرگذار است. در هر مرحله، مرتبه کنترل کننده

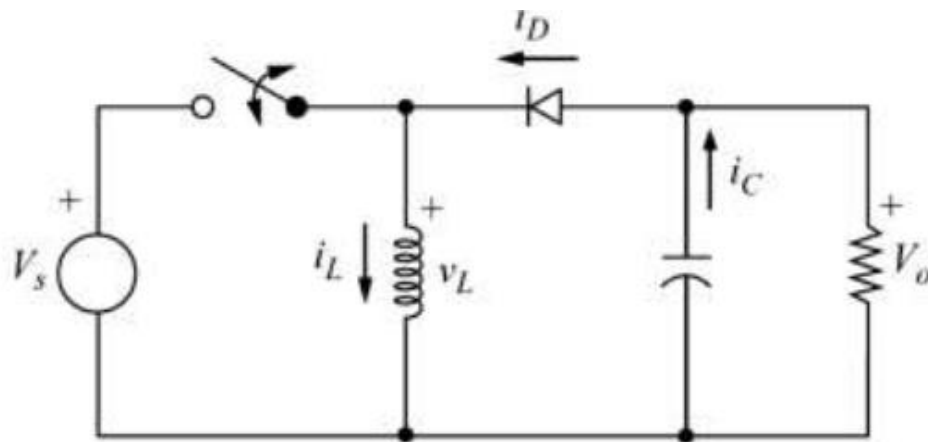
¹ Roll-off

H_{∞} بهینه برابر با مرتبه سیستم تعمیم یافته است. مرتبه D به طور مستقیم به افزایش مرتبه کنترل کننده منجر خواهد شد. این مشکل، با استفاده از روش‌های کاهش مرتبه تا حدی بهبود می‌یابد [۱۸-۱۹].

۳-۲ طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم برای مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از سنتز μ با روش $D-K$:

۱-۳-۲ مبدل کاهنده افزایشنده:

مبدل کاهنده-افزاینده در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. ولتاژ خروجی در مبدل کاهنده-افزاینده می‌تواند کوچکتر و یا بزرگتر از ولتاژ ورودی باشد.



شکل ۲-۴: مبدل کاهنده-افزاینده

۱-۳-۲-۱ ارتباط ولتاژ و جریان:

فرضیات زیر در مورد عملکرد مبدل در نظر گرفته می‌شود:

۱. مدار در حالت دائم عمل میکند.
۲. جریان سلف پیوسته است.
۳. خازن به قدر کافی بزرگ است تا بتوان ولتاژ خروجی را ثابت فرض کرد.

۴. کلید برای مدت زمان DT بسته و برای مدت زمان $(1-D)T$ باز می‌باشد.

۵. قطعات ایده آل هستند.

۲-۱-۳-۲ تحلیل برای کلید بسته:

هنگامی که کلید بسته است، ولتاژ دو سر سلف برابر است با:

$$v_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (18-2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

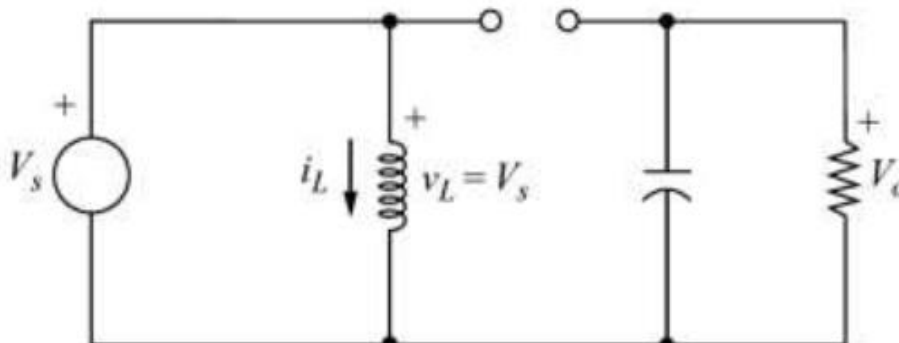
نرخ تغییرات جریان سلف ثابت است که بیانگر یک افزایش خطی در جریان سلف است. معادله قبل را

می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (19-2)$$

که با حل برای Δi_L هنگامی که کلید بسته است، داریم:

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_s DT}{L} \quad (20-2)$$



شکل ۲-۵: مبدل کاهنده-افزاینده در زمان بسته بودن کلید

۳-۱-۳-۲ تحلیل برای کلید باز:

هنگامی که کلید باز است، جریان در سلف نمی‌تواند تغییرات ناگهانی داشته باشد و در نتیجه دیود بایاس مستقیم شده و جریان به سمت مقاومت و خازن هدایت می‌شود. در این شرایط ولتاژ دو سر سلف برابر است با:

$$v_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (21-2)$$

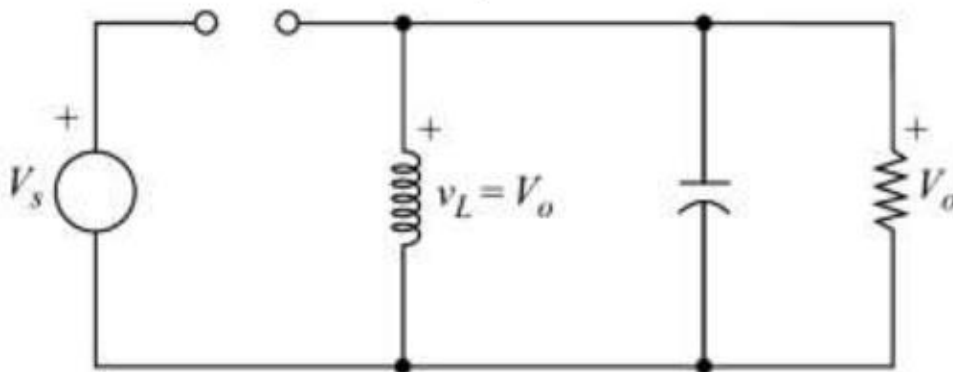
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$$

مجدداً نرخ تغییرات جریان سلف ثابت است و تغییرات در جریان برابر است با:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (22-2)$$

که با حل برای Δi_L داریم:

$$(\Delta i_L)_{open} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \quad (23-2)$$



شکل ۲-۶: مبدل کاهنده-افزاینده در زمان باز بودن کلید

در عملکرد حالت دائم، تغییرات خالص جریان سلف باید در یک دوره تناوب صفر باشد. با استفاده از معادلات (۲-۲۰) و (۲-۲۳) داریم:

$$(\Delta i_L)_{closed} + (\Delta i_L)_{open} = 0 \quad (24-2)$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \frac{V_o(1-D)T}{L} = 0 \quad (25-2)$$

که با حل برای V_o داریم:

$$V_o = -V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (26-2)$$

نسبت وظیفه مورد نیاز برای ولتاژهای ورودی و خروجی مشخص را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$D = \frac{|V_o|}{V_s + |V_o|} \quad (27-2)$$

ولتاژ میانگین سلف برای عملکرد متناوب صفر است، در نتیجه داریم:

$$V_L = V_s D + V_o(1-D) = 0 \quad (28-2)$$

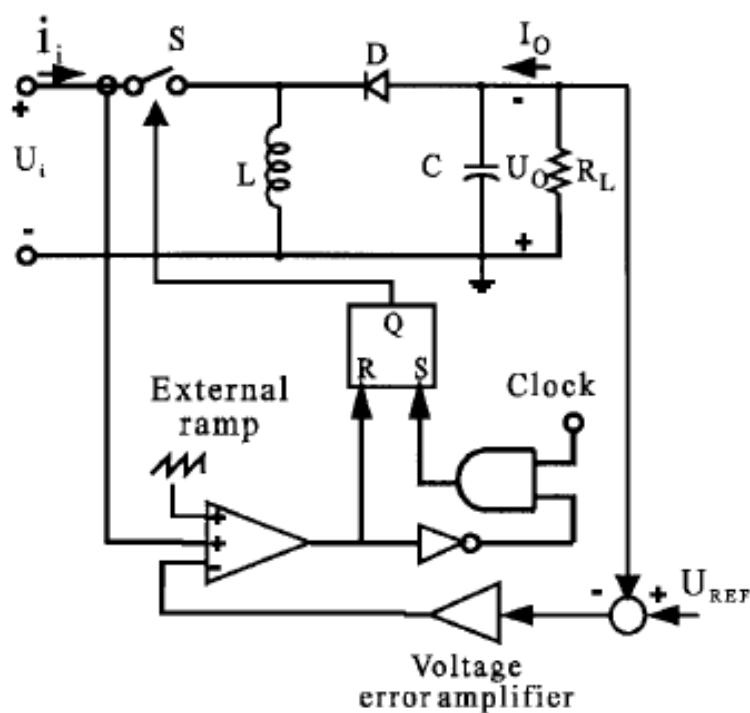
که با حل برای V_o نتیجه مشابه معادله (۲-۲۶) حاصل می‌شود. معادله (۲-۲۶) نشان می‌دهد که ولتاژ خروجی دارای پلاریته مخالف با ولتاژ منبع می‌باشد. دامنه ولتاژ خروجی مبدل کاهنده-افزاینده می‌تواند کمتر یا بیشتر از دامنه منبع باشد که بستگی به نسبت وظیفه کلید دارد.

اگر $D > 0.5$ باشد. ولتاژ خروجی بزرگتر از ورودی و اگر $D < 0.5$ باشد، خروجی کوچکتر از ورودی خواهد بود. بنابراین این مدار قابلیت‌های مبدل‌های کاهنده و افزایشنده را ترکیب می‌کند.

۴-۲ مدل سازی مبدل کاهنده-افزاینده:

برای مبدل کاهنده-افزاینده نسبت ولتاژخروجی به جریان ورودی به صورت رابطه (۲۸-۲) مدل می-

شود. [۲۵]



شکل ۷-۲: سیستم کاهنده-افزاینده

$$\frac{du_o}{di_i} = R_L \cdot \frac{U_i}{U_i + 2 \cdot U_o} \cdot \frac{1 - \frac{s \cdot L}{R_L} \cdot \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i + U_o}{U_o}}{1 + s \cdot C \cdot R_L \cdot \frac{U_i + U_o}{U_i + 2 \cdot U_o}} \quad (29-2)$$

جدول ۱-۲: مقادیر واقعی مبدل [۲۶]

U_i	$24V \pm 20\%$
U_o	$60V$
R_L	$6\Omega \rightarrow 80\Omega$
L	$100\mu H \pm 20\%$
C	$470\mu F \pm 50\%$
f_{sw}	$50kHz$

این تابع تبدیل را می‌توان به فرم ساده شده زیر نوشت:

$$G(s) = g_0 \cdot \frac{1 - s \cdot \tau_z}{1 + s \cdot \tau_p} = g_0 \cdot \hat{G}(s) \quad (۳۰-۲)$$

اگر مقادیر نامی جدول ۱-۲ را داشته باشیم، جدول ۲-۲ بدست می‌آید.

جدول ۲-۲: مقادیر نامی مبدل

U_{in}	$24V$
U_{on}	$60V$
R_{Ln}	50.46Ω
L_n	$100\mu H$
C_n	$470\mu F$

با قرار دادن مقادیر نامی جدول ۲-۲ در رابطه (۲-۲۹)، جدول ۳-۲ بدست می‌آید.

جدول ۳-۲: مقادیر نامی تابع تبدیل

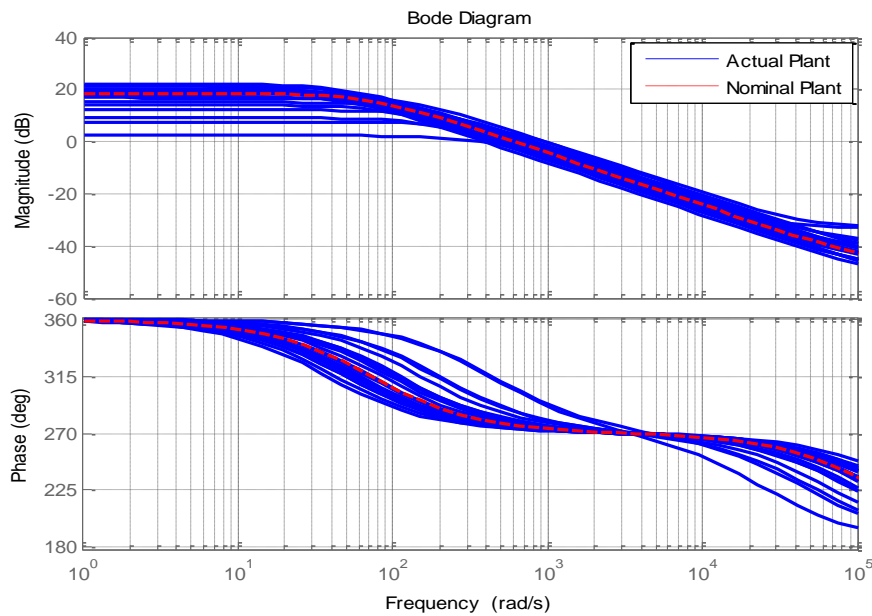
g_{0n}	8.41
τ_{zn}	1.734×10^{-5}
τ_{pn}	1.383×10^{-2}

با جایگذاری مقادیر جدول ۳-۲ در رابطه (۲-۳۰) خواهیم داشت:

$$g_{0n} = 8.41$$

$$\hat{G}_n(s) = \frac{1 - 1.734 \times 10^{-5} s}{1 + 1.383 \times 10^{-2} s},$$

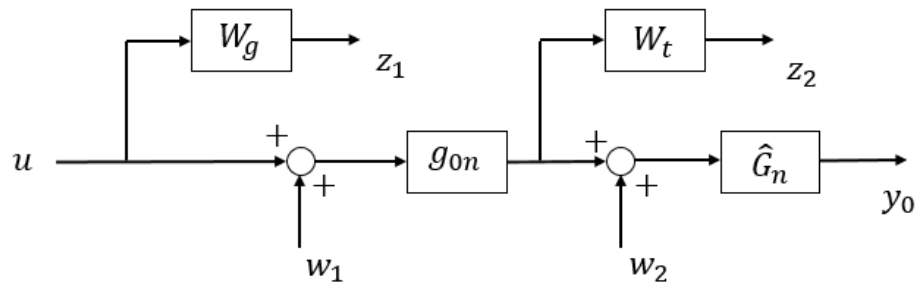
(۳۱-۲)



شکل ۲-۸: نمودار بودی سیستم نامعین و سیستم نامی

در گام بعدی باید سیستم واقعی را به صورت یک سیستم نامی همراه با نامعینی بدون ساختار نمایش داد.

۲-۵ سیستم حلقه باز با ورودی‌های اغتشاش:



شکل ۲-۹: سیستم حلقه باز با ورودی‌های اغتشاش

w_1 و w_2 به عنوان اغتشاش و W_g و W_t به عنوان وزن‌های اغتشاش در نظر گرفته شده است.

۲-۵-۱ پیدا کردن وزن‌های اغتشاش:

از عدم قطعیت ضربی ورودی برای مدل‌سازی منابع وسیع عدم قطعیت دینامیکی استفاده می‌شود و پلنت اختلال یافته $G_p(s)$ به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$g_p(s) = g_{0n}(s)[1 + W_g \Delta_1(s)] \Rightarrow W_g \Delta_1(s) = \frac{g_p}{g_{0n}} - 1 \rightarrow |W_g| > \left| \frac{g_p}{g_{0n}} - 1 \right|$$

$$G_p(s) = \hat{G}_n(s)[1 + W_t \Delta_1(s)] \Rightarrow W_t \Delta_1(s) = \frac{G_p}{\hat{G}_n} - 1 \rightarrow |W_t| > \left| \frac{G_p}{\hat{G}_n} - 1 \right|$$

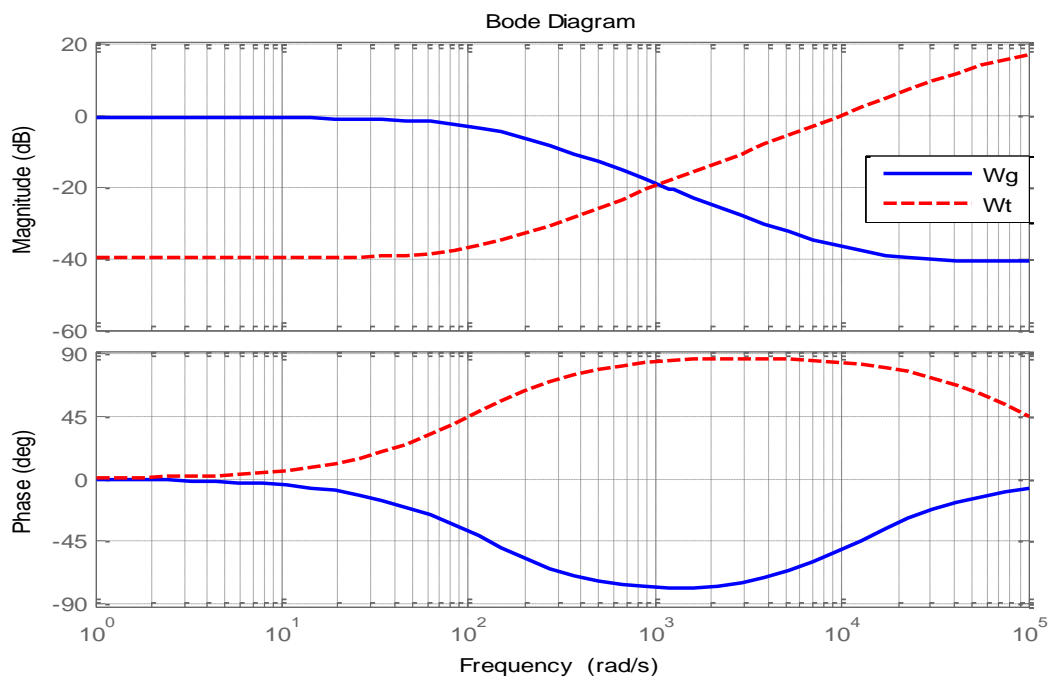
بدین ترتیب می‌توان پروفایل نامعینی را با محاسبه و ترسیم پاسخ فرکانسی اختلال نرمالیزه شده

تعیین نمود. در این حالت تابع وزنی W_g و W_t به عنوان کوچکترین کران بالای آن

محاسبه خواهد شد. پس خواهیم داشت:

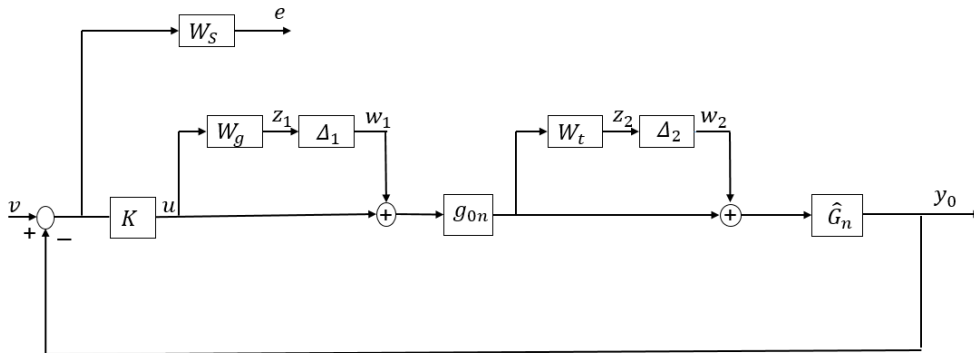
$$W_g(s) = 0.9 \cdot \frac{1 + 8 \times 10^{-5} s}{1 + 8 \times 10^{-3} s}, \quad (32-2)$$

$$W_t(s) = 0.01 \cdot \frac{1 + 1 \times 10^{-2} s}{1 + 1 \times 10^{-5} s}.$$



شکل ۲-۱۰: نمودار بودی وزن‌های اغتشاش

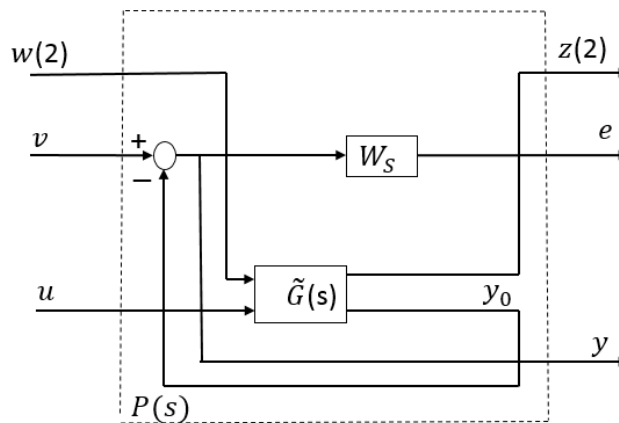
۶-۲ ساختار مناسب برای حل مسئله طراحی:



شکل ۱۱-۲: ساختار مناسب برای حل مسئله طراحی

- K کنترل کننده
- Δ_1 عدم قطعیت g_{0n} و Δ_2 عدم قطعیت $\hat{G}_n(s)$.
- W_g و W_t وزن های اغتشاش
- W_s وزن عملکرد
- w_1 و w_2 سیگنال اغتشاشها

۶-۲-۱ سیستم تعمیم یافته



شکل ۲-۲: سیستم تعمیم یافته

۲-۶-۲ پیدا کردن تابع وزنی عملکرد ($W_s(s)$)

تابع حساسیت به همراه تابع وزنی آن باید کوچکتر از ۱ باشد یا به عبارتی $\|W_s S\|_\infty < 1$ از طرفی تابع حساسیت در فرکانس‌های بالا (زمان‌های اولیه) باید کوچکتر از بیشینه تابع حساسیت (M_s) باشد تا خطای گذرای سیستم کم باشد و فرا جهش زیادی تولید نگردد. در فرکانس‌های پایین (حالت ماندگار) نیز مقدار تابع حساسیت باید نزدیک به صفر باشد تا سیستم به حالت پایدار رسیده و خطای حالت پایدار زیادی بر سیستم تحمیل نگردد. پس می‌توان گفت:

$$W_s(s) = \frac{\frac{s}{M_s} + \omega_b}{s} \quad (۳۳-۲)$$

که S تابع حساسیت است و به صورت زیر تعریف می‌گردد.

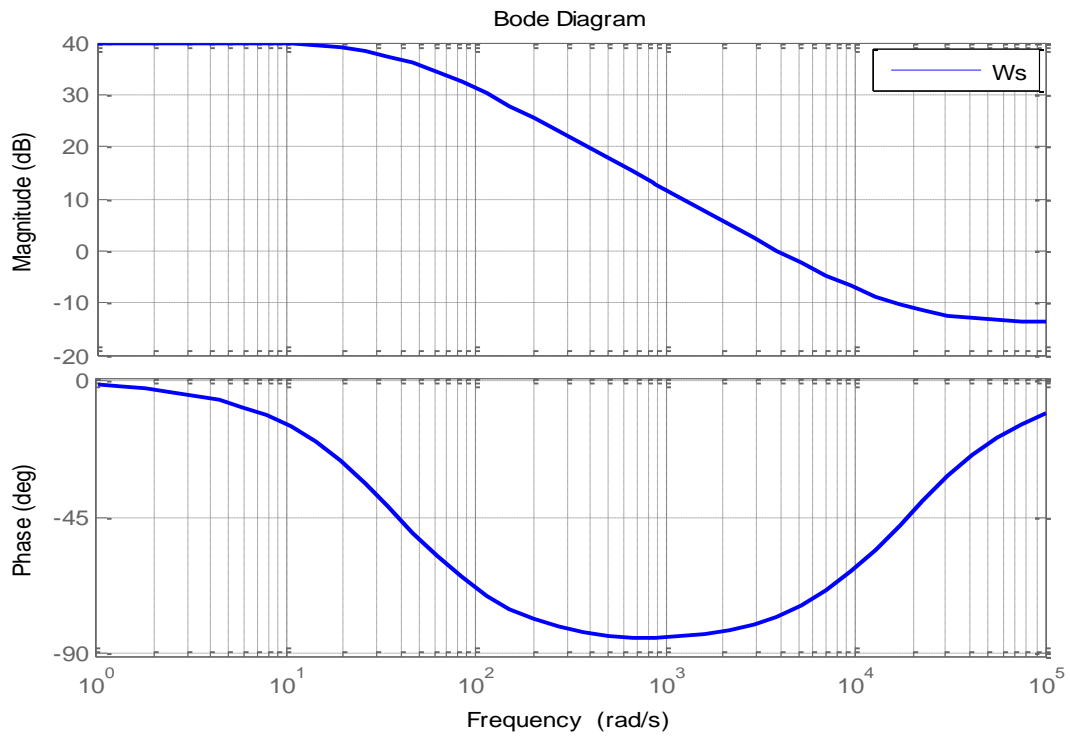
$$S = (1 + GK)^{-1}$$

به دلیل مشکلات محاسباتی معمولاً ارضا شرط $|S(0)| = 0$ امکان‌پذیر نیست و بنابراین مقدار کوچک ϵ در نظر گرفته می‌شود که $|S(0)| \leq \epsilon$. در این حالت نیز قطب تابع وزنی بسیار نزدیک به صفر خواهد شد بنابراین خطای حالت ماندگار نزدیک صفر خواهد ماند و رابطه بالا به شکل زیر تصحیح می‌شود:

$$W_s(s) = \frac{\frac{s}{M_s} + \omega_b}{s + \omega_b \epsilon} \quad (۳۴-۲)$$

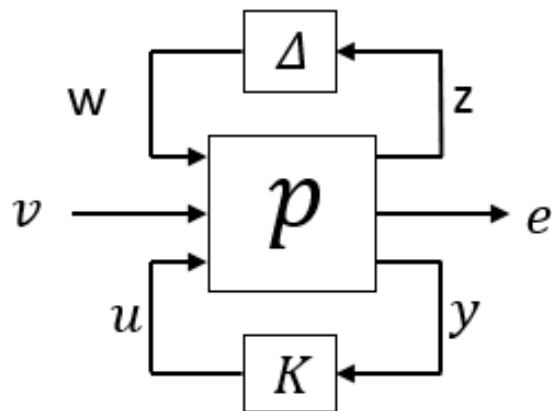
در نتیجه خواهیم داشت:

$$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3} s}{1 + 2.6 \times 10^{-1} s} \quad (۳۵-۲)$$



شکل ۲-۱۳: نمودار بودی وزن عملکرد W_s

اگر مسأله با توصیف LFT فرموله شود می توان کنترل کننده را با استفاده از قالبی استاندارد طراحی کرد و برای بررسی شرایط پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم آزمون های μ مناسب را به کار گرفت.



شکل ۲-۱۴: ساختار کامل LFT

$$M = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ e \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & W_g \\ g_{0n} & 0 & 0 & W_t g_{0n} \\ -W_s g_{0n} \hat{G}_n & -W_s \hat{G}_n & W_s & -W_s g_{0n} \hat{G}_n \\ -g_{0n} \hat{G}_n & -\hat{G}_n & 1 & -g_{0n} \hat{G}_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ v \\ u \end{pmatrix}$$

با تعریف ساختار LFT در Matlab و استفاده از روش D-K خواهیم داشت. (با استفاده از روش مطرح

شده ۲-۲-۳)

نتایج حاصل شده پس از ۴ تکرار به صورت زیر است. همان‌گونه که انتظار می‌رود با این روش، مرتبه کنترل‌کننده بسیار بالاست.

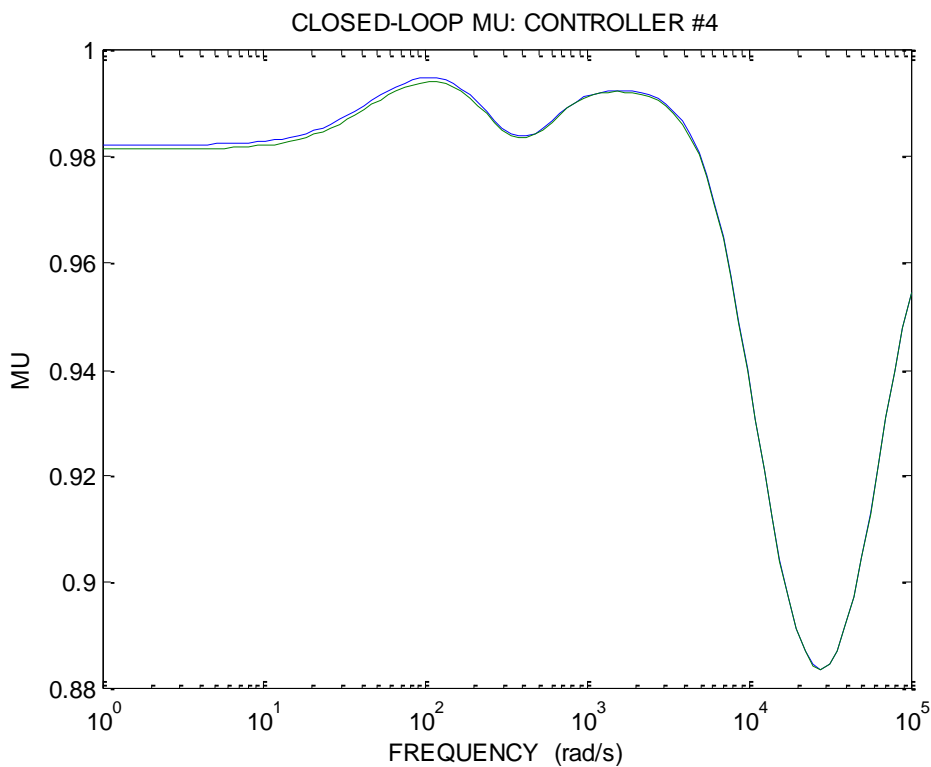
Iteration Summary

Iteration #	1	2	3	4
Controller Order	4	8	12	14
Total D-Scale Order	0	4	8	10
Gamma Acheived	84.622	1.936	1.318	0.998
Peak mu-Value	6.764	1.936	1.256	0.995

کنترل‌کننده طراحی شده از این روش به قرار زیر است:

$$K_{\mu}(s) = -0.15593 \times \frac{(s - 2.838e07)(s + 1.552e05)(s + 9.981e04)(s + 3277)(s + 2050)(s + 1161)(s + 512.4)}{(s + 6.592e05)(s + 1.42e05)(s + 8.508e04)(s + 3611)(s + 2001)(s + 1228)(s + 447.8)}$$

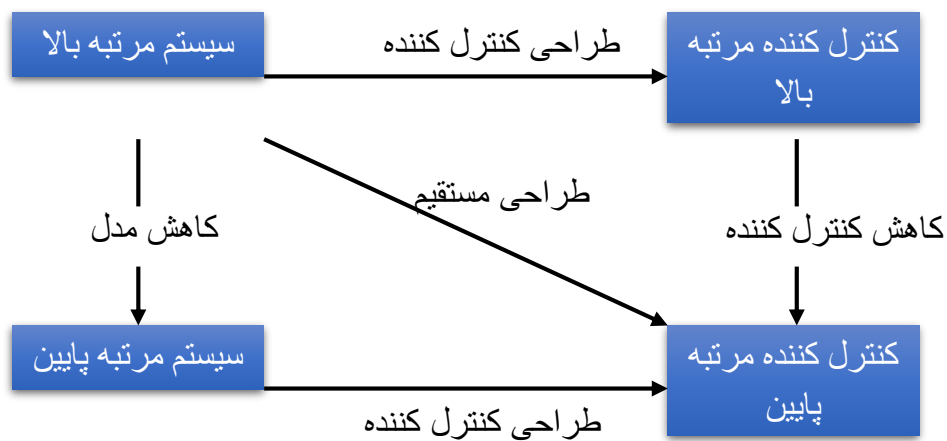
$$\times \frac{(s + 467.4)(s + 161.2)(s + 125)(s + 40.36)(s + 34.09)(s^2 + 330.2s + 2.784e04)}{(s + 432.4)(s + 38.46)(s + 33.89)(s^2 + 75.86s + 1442)(s^2 + 322.3s + 2.631e04)}$$



شکل ۲-۱۵: μ سیستم حلقه بسته

با توجه به این که مرتبه کنترل کننده بسیار بالاست، پیاده سازی آن غیرممکن است. بنابراین باید یک کنترل کننده مرتبه کاهش یافته، بدست آورد که به اندازه کافی ساده بوده و در عمل قابل اجرا باشد. هم چنین تقریباً عملکرد مشابهی نیز با کنترل کننده کاهش نیافته داشته باشد.

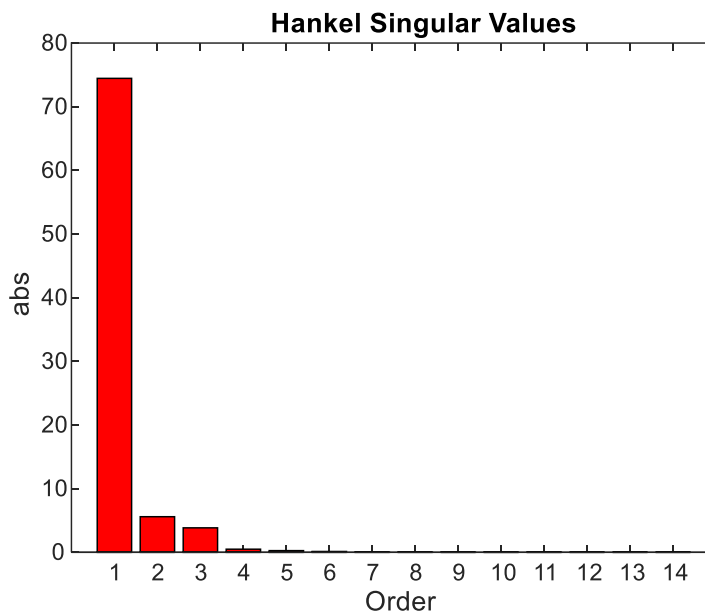
۲-۶-۲-۱ کاهش مرتبه کنترل کننده سنتز μ :



از آنجا که کنترل کننده بدست آمده از مرتبه ۱۲ می باشد، بنابراین باید بررسی کنیم آیا می توان مرتبه کنترل کننده را کاهش دهیم. بدین منظور از روش تخمین مقادیر تکین هنکل استفاده می کنیم. در این نظریه کنترل، مقادیر ویژه سیستم بیانگر پایداری آن است. چنانچه در هنگام کاهش مرتبه مدل، حالت های با انرژی بیشتر حذف نشوند؛ رفتار و مشخصات سیستم بهتر حفظ و منتقل می گردد. مقدار تکین هنکل را می توان به صورت زیر تعبیر نمود:

$$\sigma_H = \sqrt{\lambda_i(PQ)} \quad (۳۶-۲)$$

که در این رابطه P, Q گرامیان رویت پذیری و کنترل پذیری هستند.



شکل ۲-۱۶: مقادیر تکین هنکل

با توجه به مقادیر تکین هنکل می توان مرتبه کنترل کننده را به مرتبه ۵ کاهش دهیم. بنابراین خواهیم

داشت:

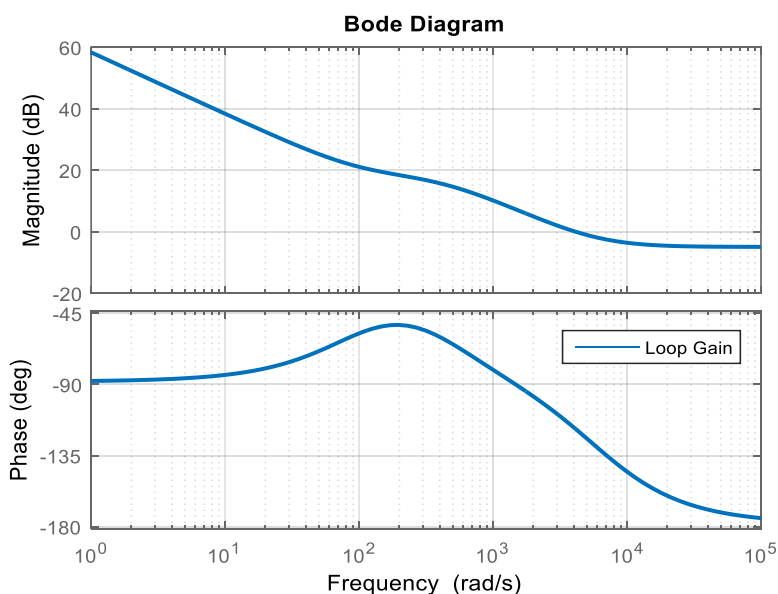
$$K_{ro}(s) = \frac{-0.1559s^5 + 4.404e06s^4 + 5.615e11s^3 + 1.933e10s^2 + 6.093e17s + 3.96e19}{s^5 + 7.574e05s^4 + 6.629e10s^3 + 2.251e14s^2 + 1.512e16s + 2.718e17}$$

۲-۷ طراحی کنترل کننده PI :

با توجه به تغییرات پارامترهای سیستم می‌توان یک کنترل کننده سنتی PI برای بدترین حالت ممکن طراحی کرد. بدترین حالت عملکرد زمانی رخ می‌دهد که ولتاژ ورودی و مقاومت بار کمینه و سلف و خازن بیشینه باشند. بنابراین تابع تبدیل در این حالت به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G_{wc} = 0.8276 \frac{1 - 8.25 \times 10^{-5} s}{1 + 2.41 \times 10^{-3} s} \quad (۳۷-۲)$$

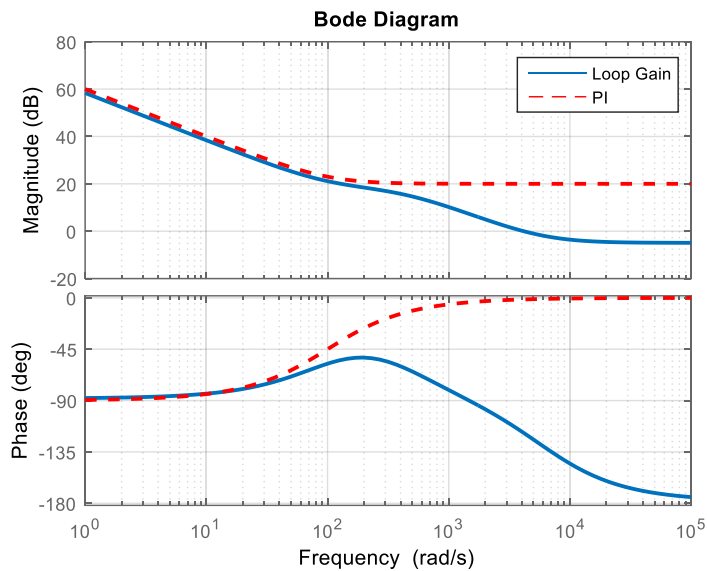
دیاگرام بودی تابع تبدیل بالا را رسم می‌کنیم تا بتوانیم با استفاده از آن کنترل کننده PI سنتی را بدست آوریم. پس خواهیم داشت:



شکل ۲-۱۷: دیاگرام بودی تابع تبدیل برای بدترین حالت بهره حلقه

با توجه به نمودار بودی تابع تبدیل برای بدترین حالت بهره حلقه، می‌توان کنترل کننده PI را به صورت زیر معرفی نمود:

$$K_{PI} = \frac{10^3 \left(1 + \frac{s}{10^2}\right)}{s} \quad (۳۸-۲)$$



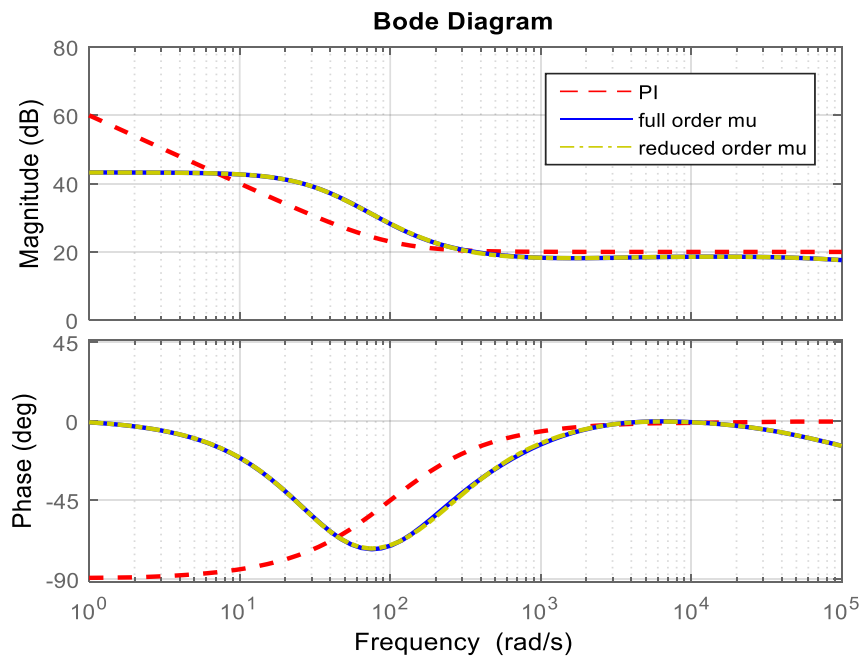
شکل ۲-۱۸: نمودار بودی کنترل کننده PI و بدترین حالت بهره حلقه

۲-۸ مقایسه عملکرد کنترل کننده‌ها:

دیاگرام بودی، پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم کنترل کننده‌های بدست آمده را با یکدیگر مقایسه

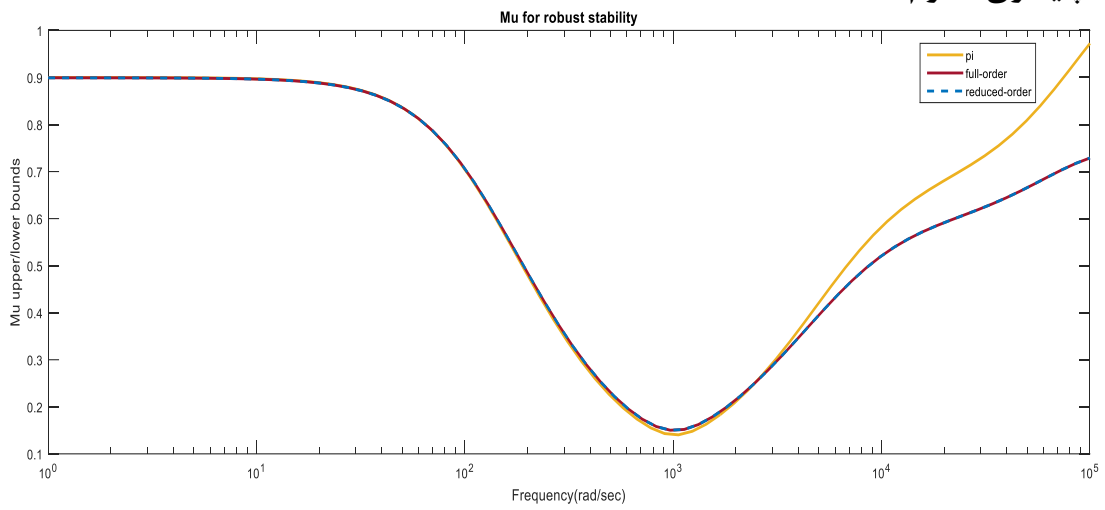
می‌کنیم.

الف) دیاگرام بودی:



شکل ۲-۱۹: مقایسه دیاگرام بودی

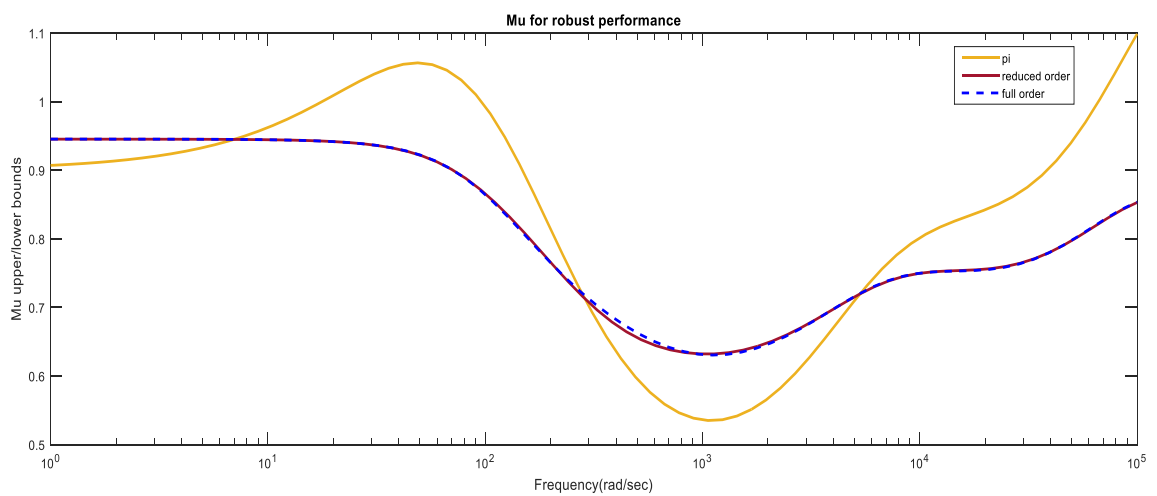
ب) پایداری مقاوم:



شکل ۲-۲۰: مقایسه پایداری مقاوم

هر سه کنترل کننده پایدار مقاوم هستند. همان طور که ملاحظه می شود کنترل کننده کاهش یافته عملکرد مشابهی نیز با کنترل کننده کاهش نیافته دارد.

پ) عملکرد مقاوم:



شکل ۲-۲۱: مقایسه عملکرد مقاوم

همان طور که مشخص است کنترل کننده PI دارای عملکرد مقاوم نیست درحالی که کنترل کننده منتج از روش D-K و کنترل کننده کاهش یافته آن دارای عملکرد مقاوم هستند و عملکرد تقریباً مشابهی دارا هستند.

روش پیشنهادی

۳-۱ مقدمه

در این فصل ابتدا به تعریف بهینه‌سازی تکاملی در بخش (۳-۲) می‌پردازیم. سپس در بخش (۳-۳) روش پیشنهادی را معرفی می‌کنیم و کنترل‌کننده ساختار ثابت و کنترل‌کننده PI را طراحی خواهیم کرد. در بخش (۳-۴) روش پیشنهادی را روی سیستم کاهنده-افزاینده اعمال می‌کنیم.

۳-۲ بهینه‌سازی تکاملی

بهینه‌سازی فرآیندی است که جهت بهبود پاسخ از آن استفاده می‌شود. بهینه‌سازی از یافتن بهترین پاسخ برای یک مساله صحبت می‌کند. لفظ بهترین به طور ضمنی بیان می‌کند که بیش از یک پاسخ برای مساله مورد نظر وجود دارد، که البته تمام پاسخ‌ها دارای ارزش یکسان نیستند. بهینه‌سازی شامل دو عنصر می‌نیم و ماکزیمم می‌باشد. زمانی می‌گوییم عنصری می‌نیمم (یا ماکزیمم) است که مقادیر بدست آمده برای آن، یک سری شرایط را ارضاء کنند. فرآیند بهینه‌سازی، فرآیندی تکراری است که تا زمانی که شرایط خاتمه برقرار نشده باشد ادامه می‌یابد. شرایط خاتمه می‌توانند تعداد تکرار الگوریتم در هر اجرا یا رسیدن به پاسخ دلخواه باشند [۲۶]. دو روش جستجوی مجزا جهت حل مسائل بهینه‌سازی وجود دارد که عبارت‌اند از: جستجوی محلی^۱ و جستجوی سراسری^۲. در روش جستجوی محلی، الگوریتم بهینه‌ترین پاسخ را از بین پاسخ‌های بدست آمده جستجو می‌کند، حال آنکه در روش جستجوی سراسری الگوریتم در کل فضای جستجو به دنبال پاسخ‌های بهینه می‌گردد. به مجموعه‌ی تمام پاسخ‌های ممکن فضای جستجو^۳ گفته می‌شود. هر دو روش جستجو مزایا و معایبی دارند که در ادامه به بررسی آنها خواهیم پرداخت.

^۱Local Search

^۲Global Search

^۳Search Space

الگوریتم‌های جستجوی سراسری، مانند الگوریتم‌های تکاملی^۱، الگوریتم‌هایی بر پایه جستجوی تصادفی هستند، که از تکامل عناصر طبیعت الهام گرفته شده‌اند، مانند: الگوریتم ژنتیک^۲ [۲۷]، الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات^۳ [۲۹،۲۸]، الگوریتم زنبورها^۴ [۳۰] و الگوریتم کرم شب‌تاب^۵ [۳۱]. این الگوریتم‌ها عملگرهای خود را جهت یافتن پاسخ بهینه‌ی سراسری در تمام فضای جستجو پخش می‌کنند. منظور از بهینه‌ترین پاسخ (در مسائل بهینه‌سازی)، کوچکترین مقداری می‌باشد که تابع هدف (تابع هزینه) به خود اختصاص می‌دهد. تابع هدف همان تابع تحت بهینه‌سازی می‌باشد. در طرف مقابل، الگوریتم‌های جستجوی محلی، الگوریتم‌هایی هستند که به صورت جهت‌دار تنها به بخشی از فضای جستجو یا پاسخ‌های به دست آمده اعمال می‌شوند. زمانی که فضای جستجو دارای نقاط اکسترمم زیادی باشد الگوریتم‌های جستجوی سراسری با سرعت بیشتری پاسخ خواهند داد، اما پاسخ‌هایی که از جستجوی محلی بدست می‌آیند به مراتب دقیق‌تر و بهینه‌تر هستند، زیرا این امکان وجود دارد که الگوریتم‌های جستجوی سراسری در نقاط اکسترمم محلی گرفتار شوند [۳۲-۳۴].

۳-۲-۱ الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات

الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات اولین بار توسط اِبره‌ارت^۶ و کِنِدی^۷ [۴۳] به عنوان یک مدل حرکت موضعی گروهی از حیوانات ارائه شد. این الگوریتم بر روی مسائل گوناگونی چون کمینه کردن توابع، نگاشت غیرخطی، آموزش شبکه‌های عصبی، وارونگی شبکه‌های عصبی و داده کاوی به خوبی اعمال شده است. این الگوریتم شامل انبوهی از ذرات می‌باشد که هر کدام می‌توانند پاسخی مطلوب برای مساله

^۱Evolutionary Algorithms

^۲Genetic Algorithm

^۳Particle Swarm Optimization (PSO)

^۴Bees Algorithm (BA)

^۵Firefly Algorithm (FA)

^۶Objective Function (Cost Function)

^۷Eberhart

^۸Kennedy

تحت بهینه‌سازی باشند. الگوریتم به طور مکرر موقعیت هر ذره را با محاسبه سرعت ذره و اعمال آن به موقعیت ذره به هنگام می‌کند. اگر $x_i(t)$ موقعیت ذره i ام در زمان t باشد، موقعیت ذره در هر زمان برابر خواهد بود با:

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (۶-۳)$$

برای هر ذره i سرعت شامل سه مؤلفه می‌باشد :

- مؤلفه شناختی، که از بهترین موقعیتی که ذره تا کنون تجربه کرده است نتیجه می‌شود.
- مؤلفه اجتماعی، که از موقعیت بهترین ذره‌ای که ذره i از آن آگاه است نتیجه می‌شود.
- مؤلفه اینرسی، که از سرعت قبلی ذره نتیجه می‌شود.

هر ذره بهترین موقعیت خود را با محاسبه مؤلفه شناختی حفظ می‌کند. مؤلفه اجتماعی بر اساس موقعیت بهترین ذره که در همسایگی ذرات وجود دارد محاسبه می‌شود. همسایگی به ساختاری اجتماعی گفته می‌شود که در آن ذرات با یکدیگر در ارتباط باشند.

ساختار الگوریتم به گونه‌ای است که در آن تمام ذرات با یکدیگر کاملاً ارتباط دارند. در هر چرخه زمانی تمام ذرات به وسیله مؤلفه اجتماعی که از موقعیت بهترین ذره در کل ذرات نتیجه شده است، به هنگام می‌شوند. این مؤلفه را $\hat{y}(t)$ می‌نامیم. سرعت را به صورت زیر محاسبه می‌کنیم :

$$v_{i,j}(t+1) = \omega v_{i,j}(t) + c_1 r_{1,j} [y_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + c_2 r_{2,j} [\hat{y}_j(t) - x_{i,j}(t)] \quad (۷-۳)$$

که در آن $v_{i,j}(t)$ سرعت ذره i در بُعد j در زمان t می‌باشد. ثابت‌های ω ، c_1 و c_2 به ترتیب وزن اینرسی، ضریب آموزش شخصی و ضریب آموزش سراسری هستند که جهت تنظیم مؤلفه‌های شناختی و اجتماعی مورد استفاده قرار می‌گیرند. بردارهای $r_{1,j}(t) \sim U(0,1)$ و $r_{2,j}(t) \sim U(0,1)$ عوامل تصادفی الگوریتم هستند. با فرض می‌نیم‌سازی، بهترین موقعیت ذره i ام که با \hat{y}_i نشان داده می‌شود، به صورت زیر بدست می‌آید:

$$y_i(t+1) = \begin{cases} y_i(t) & \text{if } f(x_i(t+1)) \geq f(y_i(t)) \\ x_i(t+1) & \text{if } f(x_i(t+1)) \leq f(y_i(t)) \end{cases} \quad (۸-۳)$$

که در آن f تابع هدف می‌باشد. شبه کد الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات به صورت زیر می‌باشد.

۱. تعیین و مقداردهی اولیه موقعیت و سرعت ذرات

۲. بدست آوردن تابع هزینه برای هر ذره و تعیین بهترین ذره (با کوچکترین مقدار تابع هزینه)

۳. تا زمانی که شرایط توقف برقرار نشده است:

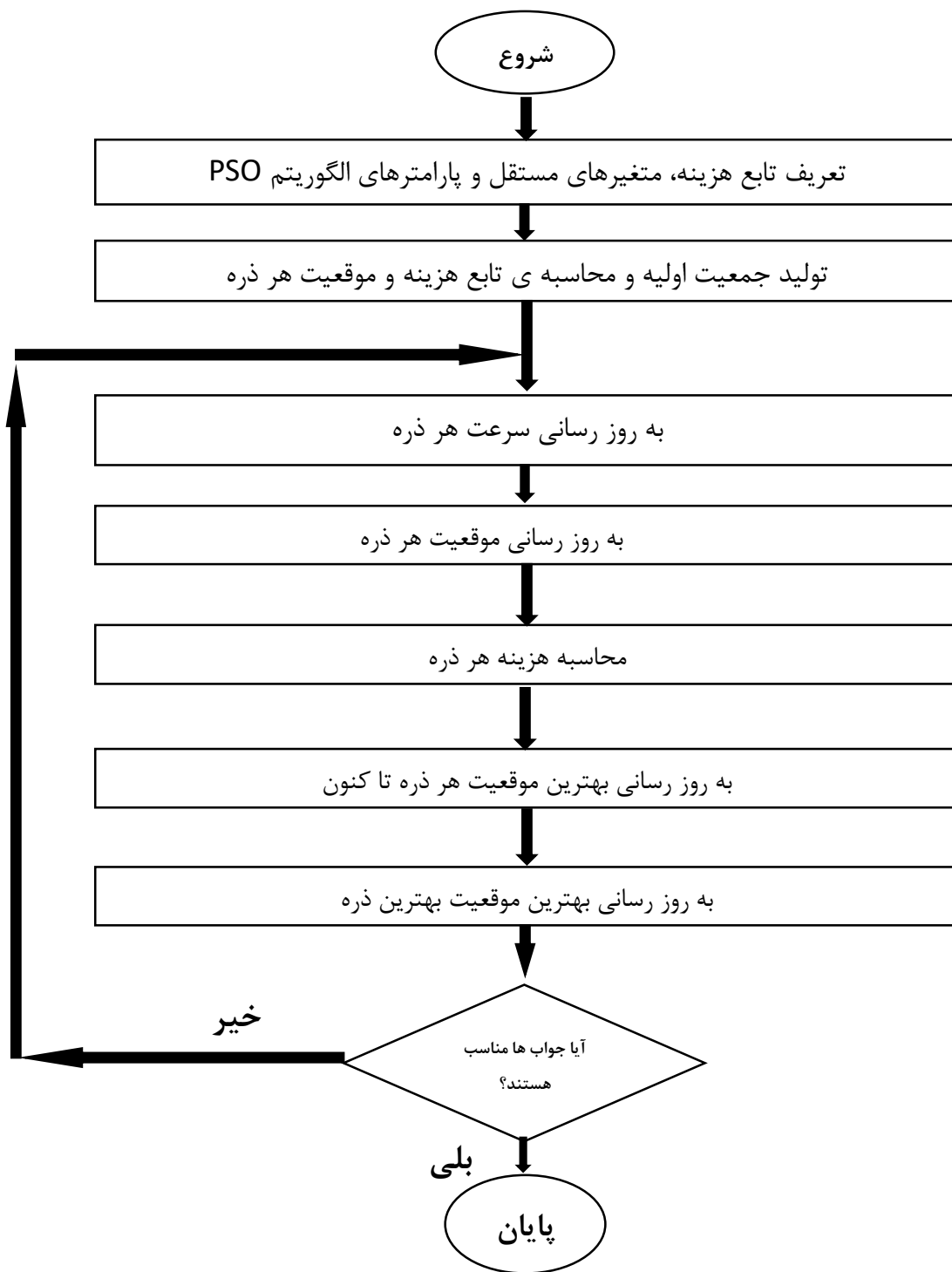
۴. به‌روزرسانی سرعت و موقعیت ذرات با توجه به موقعیت بهترین ذره

۵. بدست آوردن تابع هزینه تمام ذرات و تعیین بهترین ذره

۶. بروز رسانی بهینه سراسری

۷. پایان الگوریتم

عملکرد الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات به طور کامل به وزن اینرسی، ضریب آموزش شخصی و ضریب آموزش سراسری وابسته است [۲۸]. این الگوریتم از دقت و سرعت بالایی در یافتن بهینه‌ترین پاسخ برخوردار است و لذا برای مسائل بهینه‌سازی در فضای چند بعدی بسیار خوب عمل می‌کند [۲۹]. از آن جهت که امکان گرفتار شدن این الگوریتم در بهینه‌های محلی وجود دارد، نیاز به استفاده از یک بخش جستجوی محلی در آن دیده می‌شود.



شکل ۳-۱: الگوریتم PSO

۳-۳ روش پیشنهادی

همان طور که در فصل ۲ گفته شد مسئله سنتز μ یکی از روش‌های طراحی قوی برای کنترل مقاوم است. که برای حل مسئله سنتز μ از روش تکرار D-K که یکی از روش‌های رایج برای حل مسئله سنتز μ است استفاده کردیم. ملاحظه کردیم که کنترل‌کننده منتج از این روش علاوه بر مرتبه بالا برای کاربردهای عملی مناسب نیست. علاوه بر این کاهش مرتبه کنترل‌کننده با استفاده از روش‌های کاهش مرتبه، که نزدیک به کنترل‌کننده اصلی است، معمولاً به اندازه کافی برای کاربردهای عملی مناسب نیست که به جای کنترل‌کننده اصلی استفاده شود. علاوه بر این روش D-K دستیابی به مینیمم سراسری و حتی مینیمم محلی را تضمین نمی‌کند. در این فصل یک روش تکاملی برای طراحی کنترل‌کننده سنتز μ ساختاریافته پیشنهاد می‌شود که کنترل‌کننده مورد نظر می‌بایست به گونه‌ای باشد که دارای مرتبه پایین، عملی و بدون کاهش مرتبه باشد. به گونه‌ای که پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم را ارضا کند. در این روش پایداری مقاوم به عنوان محدودیت و عملکرد مقاوم به عنوان تابع هزینه‌ای که می‌بایست مینیمم گردد، در نظر گرفته می‌شود. در این روش از PSO بهبودیافته که یک الگوریتم تکاملی است، برای بدست آوردن ضرایب کنترل‌کننده ساختاریافته استفاده شده است. دلیل استفاده از الگوریتم PSO سهولت پیاده سازی، سرعت همگرایی و مفهوم ساده آن است. الگوریتم PSO بهبود یافته در راستای مینیمم کردن تابع هزینه، محدودیت را نیز ارضا خواهد کرد. در بخش (۳-۳-۱) به تعریف تابع هزینه^۱ مناسب و در بخش (۳-۳-۲) به بررسی پایداری و عملکرد مقاوم بر اساس آنالیز μ می‌پردازیم. در بخش (۳-۳-۴) روش پیشنهادی را روی سیستم کاهنده_افزاینده اعمال می‌کنیم.

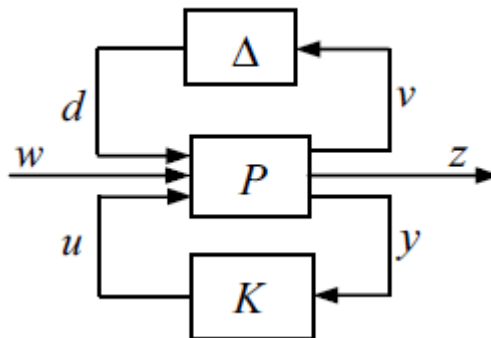
^۱Cost function

۳-۳-۱ تابع هزینه

هدف تابع هزینه، جستجو پارامترهای نامعلوم کنترل کننده ساختار ثابت با عملکرد بهتر می باشد به گونه ای که کنترل کننده های منتج می بایست شرط پایداری مقاوم را براساس آنالیز μ برآورده سازد. برای محاسبات تابع هزینه، نیاز است که ساختارهای مربوط به آنالیز عملکرد مقاوم و پایداری مقاوم را بررسی کنیم.

۳-۳-۲ پایداری و عملکرد مقاوم بر اساس آنالیز μ

در شکل ساختار کلی مربوط به آنالیز μ نشان داده شده است.



شکل ۳-۲: ساختار کلی

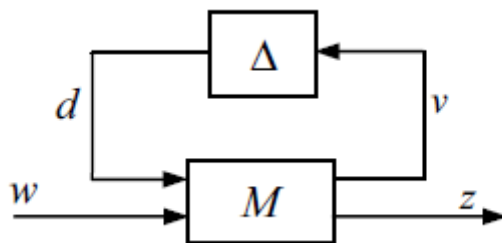
- K کنترل کننده
- P سیستم نامی
- w سیگنال ورودی خارجی سیستم نامی شامل سیگنال فرمان، اغتشاش ها و نویز
- d سیگنال ورودی به سیستم نامی از سمت نامعینی
- v سیگنال خروجی سیستم به سمت نامعینی
- u سیگنال ورودی کنترل کننده (تلاش کنترلی)
- y خروجی های اندازه گیری شده که در پسخورد استفاده می شوند.

• z سیگنال خروجی تنظیم شونده سیستم شامل خروجی تنظیم کننده، خطاهای ردیابی،

سیگنال های فیلتر شده عملگرها و غیره

با استفاده از $M(P, K) = F_l(P, K)$ و تعریف ماتریس M با توجه به رابطه زیر ساختار شکل ۱-۳ به شکل ۲-۳ تبدیل می شود.

$$\begin{bmatrix} v \\ z \end{bmatrix} = M(s) \begin{bmatrix} d \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}(s) & M_{12}(s) \\ M_{21}(s) & M_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ w \end{bmatrix} \quad (1-3)$$



شکل ۳-۳. ساختار آنالیز

همانطور که در فصل ۲ گفته شد برای برقراری شرط پایداری مقاوم می بایست M پایدار داخلی و $\|M_{11}(s)\|_{\mu} < 1$ یا $\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$ در نامعینی ساختار یافته Δ باشد.

برای $M \in C^{n \times n}$ و ساختار معلوم نامعینی Δ که نشان دهنده نامعینی های سیستم می باشد، داریم:

$$\Delta = \text{diag}[\delta_1 I_{r_1}, \dots, \delta_s I_{r_s}, \Delta_1, \dots, \Delta_f] \text{ that } \delta_i \in C, \Delta_j \in C^{m_j \times m_j} \quad (2-3)$$

در این نمایش هر دو نامعینی عضو مجموعه اعداد مختلط در نظر گرفته شده اند. عناصر قطری δ_i نامعینی های پارامتریک را شامل می شوند که برای عمومیت بیشتر در مجموعه اعداد مختلط در نظر گرفته شده اند. همچنین بلوک های نامعینی Δ_j بلوک های کاملی هستند که می توانند مربعی نباشند و نامعینی های بدون ساختار را شامل می شوند. حال چنانچه این رابطه بصورت گسترده نوشته شود، داریم:

$$\Delta = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \delta_1 \end{bmatrix}_{r_1 \times r_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} \delta_s & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \delta_s \end{bmatrix}_{r_s \times r_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta_1 = [\text{nondiagonal}]_{m_1 \times m_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Delta_f = [\text{nondiagonal}]_{m_f \times m_f} \end{bmatrix}$$

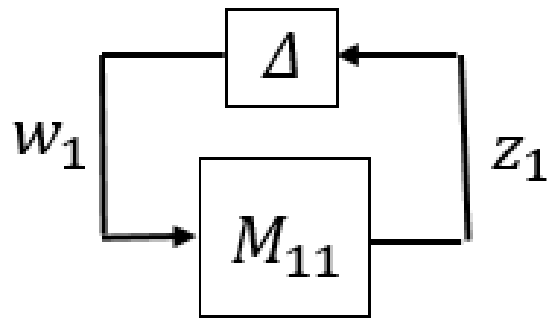
در رابطه فوق، $\sum_{i=1}^s r_i + \sum_{j=1}^f m_j = n$ برقرار است و n بیانگر ابعاد بلوک Δ می‌باشد. همچنین فرض شده است که Δ محدود باشد. مقدار تکین ساختار یافته ماتریس M نسبت به بلوک نامعینی Δ به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$\mu_{\Delta}^{-1}(M) = \min_{\Delta \in \Delta} \{ \bar{\sigma}(\Delta), \text{if } \det(I - M\Delta) = 0 \} \quad (3-3)$$

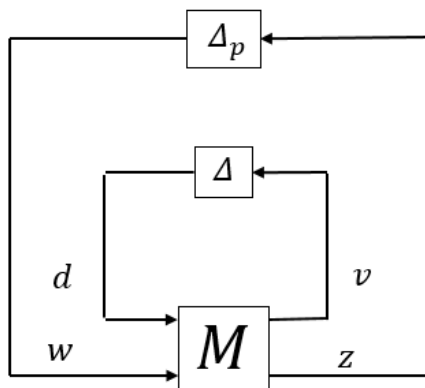
سپس تعریف ماتریس M ، به یک سیستم ماتریسی دینامیکی با ساختار استاندارد به صورت نشان داده شده در شکل ۲-۱۰، توسعه یافته و رابطه مربوط به تعیین تابع تبدیل ماتریسی N با استفاده از تبدیل LFT به صورت زیر استخراج شده است:

$$M = T_{zw} = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (4-3)$$

با استفاده از نتیجه مهمی که از قضیه بهره کوچک به دست می‌آید، نشان داده می‌شود که به منظور ارضای معیار پایداری مقاوم، لازم است مقدار تکین ساختار یافته اولین عنصر تابع تبدیل حلقه بسته سیستم کوچکتر از یک شود یا به عبارت دقیق‌تر، $\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$. همچنین با فرض پایداری داخلی M ، شرط تضمین عملکرد مقاوم آن است که رابطه $\mu_{\bar{\Delta}}(M) < 1$ تأمین گردد که در آن بلوک $\bar{\Delta}$ از ترکیب ساختاری دو بلوک نامعینی واقعی سیستم، Δ و بلوک نامعینی فرضی در سیستم Δ_p تشکیل شده است.



شکل ۳-۴: ساختار آنالیز پایداری مقاوم



شکل ۳-۵: ساختار آنالیز عملکرد مقاوم

۳-۳-۳ الگوریتم تکاملی

۱. تعیین ساختار مناسب برای کنترل کننده

۲. قراردادن پارامترهای الگوریتم PSO (ابعاد PSO، تعداد مراحل تکرار، تعداد ذرات)

۳. مقداردهی اولیه به گروهی از ذرات در فضای M -بعدی به عنوان نقاط تصادفی (M تعداد ضرایب کنترل کننده ساختار معین است). همه ذرات اولیه می‌بایست شرط پایداری مقاوم (۳-۵) را ارضا کند.

$$\|M_{11}(s)\|_{\mu} < 1 \quad (۳-۵)$$

۴. محاسبه P_{id} و P_{gd} و تابع هزینه برای هر ذره با استفاده از شرط عملکرد مقاوم (۳-۶)

$$\min_{K(s)} \|M(s)\|_{\mu} < 1 \quad (۶-۳)$$

۵. به روزرسانی C_1 ، C_2 و w با توجه به معادله (۷-۳) و (۸-۳) (تعداد تکرار باید مشخص باشد)

$$C_1 = C_{1s} + \text{iter}_{cur} (C_{1e} - C_{1s}) / \text{iter}_{max}, \quad (۷-۳)$$

$$C_2 = C_{2s} + \text{iter}_{cur} (C_{2e} - C_{2s}) / \text{iter}_{max},$$

$$w = (\text{iter}_{max} - \text{iter}_{cur}) \cdot \left(\frac{w_{initial} - w_{final}}{\text{iter}_{max}} \right) + w_{final}, \quad (۸-۳)$$

۶. به روزرسانی سرعت و موقعیت هر ذره بر اساس روابط (۹-۳) و (۱۰-۳)

$$V_{id} = wV_{id} + C_1 r_1 (P_{id} - X_{id}) + C_2 r_2 (P_{gd} - X_{gd}), \quad (۹-۳)$$

$$X_{id} = X_{id} + V_{id}, d = 1, 2, \dots, n, i = 1, 2, \dots, s, \quad (۱۰-۳)$$

۷. اگر هر موقعیت جدید محدودیت‌های مقاوم (۵-۳) و (۶-۳) را ارضا کند، به عنوان موقعیت جدید معرفی می‌شود. در غیر این صورت آخرین موقعیت، موقعیت جدید خواهد بود.

۸. اگر تعداد تکرارها، کمتر از مقدار از پیش تعیین شده باشد، به مرحله ۴ برو. در غیر این صورت به مرحله ۹ برو.

۹. به عنوان ضرایب مورد نظر کنترل کننده در نظر گرفته می‌شود. P_{gd}

۳-۳-۴ پارامترهای الگوریتم تکاملی

پارامترهای زیر را برای الگوریتم تکاملی خواهیم داشت:

جدول ۳-۱: پارامترهای الگوریتم تکاملی

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
c_{1e}	۰/۵	تعداد ذرات	۳۰
c_{1s}	۱/۵	تعداد مراحل	۱۰۰
c_{2e}	۱/۵	$w_{initial}$	۱
c_{2s}	0.5	w_{final}	۰/۴

با اعمال ۴ ضریب اینرسی مختلف، ۴ تا PSO خواهیم داشت:

$$w = 0.9, \quad (\text{PSO1})$$

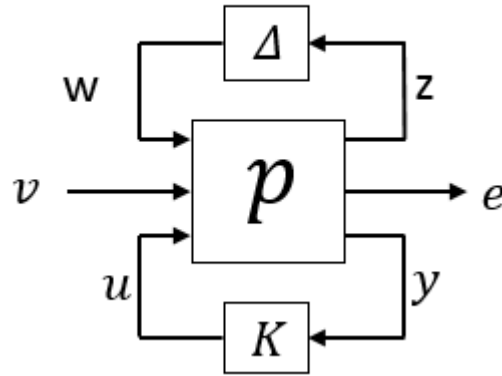
$$w = (\text{iter}_{\max} - \text{iter}_{\text{cur}}) \cdot \left(\frac{w_{\text{initial}} - w_{\text{final}}}{\text{iter}_{\max}} \right) + w_{\text{final}}, \quad (\text{PSO2})$$

$$w = (w_{\text{initial}} - w_{\text{final}}) \left(\frac{\text{iter}_{\max} - \text{iter}_{\text{cur}}}{\text{iter}_{\max}} \right)^2 + w_{\text{final}}, \quad (\text{PSO3})$$

$$w = 0.5 + \frac{\text{rand}}{2}, \quad (\text{PSO4})$$

که در بخش ۳-۴-۱-۴ آنها را با یکدیگر مقایسه کرده ایم. و به این نتیجه رسیده ایم که از ضریب اینرسی PSO3 استفاده کنیم. نتایج بدست آمده از هر PSO پس از چندین بار تکرار و استفاده از بهترین جواب است.

برای اعمال روش پیشنهادی، می‌بایست ماتریس M ، M_{11} ، M_{12} ، M_{21} و M_{22} معرفی گردد.



شکل ۳-۶: نمایش استاندارد $\Delta - P - K$

$$M = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ e \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & W_g \\ g_{0n} & 0 & 0 & W_t g_{0n} \\ -W_s g_{0n} \hat{G}_n & -W_s \hat{G}_n & W_s & -W_s g_{0n} \hat{G}_n \\ -g_{0n} \hat{G}_n & -\hat{G}_n & 1 & -g_{0n} \hat{G}_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ v \\ u \end{pmatrix}$$

از تابع تبدیل T_{zw} با دو ورودی $(u, w = [w_1, w_2]^T)$ و دو خروجی $(v, z = [z_1, z_2]^T)$ که بیانگر مجزا شدن

سیستم کنترل از سیستم نامی و نامعینی است، شروع می‌کنیم. پس از پیکربندی استاندارد مسائل

طراحی کنترل مقاوم رابطه زیر برقرار می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = M(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (11-3)$$

$$u = Kv \quad (12-3)$$

در این شرایط، رابطه زیر قابل استخراج است:

$$T_{zw} = F_l(M, K) = M_{11} + M_{12}K(I - M_{22}K)^{-1}M_{21} \quad (۱۳-۳)$$

اما با توجه به اینکه برای هر یک از ورودی و خروجی‌های w و z یک سطر اضافه شده است، پس ماتریس M به شکل زیر اصلاح می‌گردد:

$$M = \begin{bmatrix} M_{11}(s) & M_{12}(s) \\ M_{21}(s) & M_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \quad (۱۴-۳)$$

لذا خواهیم داشت:

$$T_{zw} = F_l(M, K) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{13} \\ P_{23} \end{bmatrix} K(I - P_{33}K)^{-1} [P_{31} \quad P_{32}] \quad (۳-۱۵)$$

با جایگذاری و ساده‌سازی رابطه فوق:

$$\begin{aligned} T_{zw} &= F_l(M, K) \\ &= \begin{bmatrix} P_{11} + P_{13}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{31} & P_{12} + P_{13}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{32} \\ P_{21} + P_{23}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{31} & P_{22} + P_{23}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{32} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$M_{11} = P_{11} + P_{13}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{31}$$

$$M_{12} = P_{12} + P_{13}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{32}$$

$$M_{21} = P_{21} + P_{23}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{31}$$

$$M_{22} = P_{22} + P_{23}K(I - P_{33}K)^{-1}P_{32}$$

M ، M_{11} ، M_{12} ، M_{21} و M_{22} را بدست آوردیم.

۳-۴ اعمال روش پیشنهادی روی سیستم کاهنده-افزاینده

برای بدست آوردن کنترل کننده منتج از این روش می بایست شروط ۱ تا ۳ را بررسی کنیم.

۱- پایداری نامی (NS) \leftrightarrow اگر M پایداری داخلی باشد.

۲- پایداری مقاوم (RS) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$ در نامعینی ساختار یافته

Δ (شکل ۳-۳)

۳- عملکرد مقاوم (RP) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\tilde{\Delta}}(M) < 1$ در نامعینی ساختار یافته

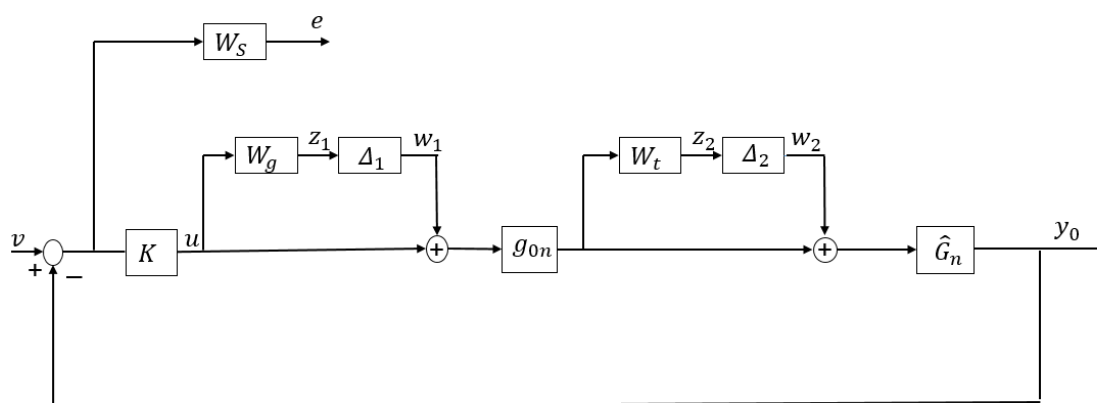
$\tilde{\Delta}$ (شکل ۴-۳)

$$\tilde{\Delta} \in \tilde{\Delta} := \{diag\{\Delta, \Delta_p\} : \Delta \in \Delta, \|\Delta_p\|_{\infty} < 1\}$$

۳-۴-۱ کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳:

ساختار مناسب برای طراحی را مطابق آنچه برای روش D-K اعمال کردیم، در نظر می گیریم. پس

خواهیم داشت:



شکل ۳-۷: ساختار مناسب برای طراحی

$$g_{0n} = 8.41,$$

$$\hat{G}_n(s) = \frac{1-1.734 \times 10^{-5}s}{1+1.38 \times 10^{-2}s},$$

$$W_g(s) = 0.9 \cdot \frac{1+8 \times 10^{-5}s}{1+8 \times 10^{-3}s},$$

$$W_t(s) = 0.01 \cdot \frac{1+1 \times 10^{-2}s}{1+1 \times 10^{-5}s}.$$

$$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1+5.3 \times 10^{-5}s}{1+2.6 \times 10^{-2}s}.$$

$W_s(s)$ ای که برای طراحی اعمال می شود همان $W_s(s)$ به کار رفته برای روش D-K می باشد.

کنترل کننده از درجه ۳ و برای بهینه سازی می بایست ۶ ضریب را بهینه کرد.

$$K = \frac{a_1s^2 + a_2s + a_3}{s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3}$$

۳-۴-۱-۱ بازه های انتخابی برای الگوریتم PSO پیشنهادی:

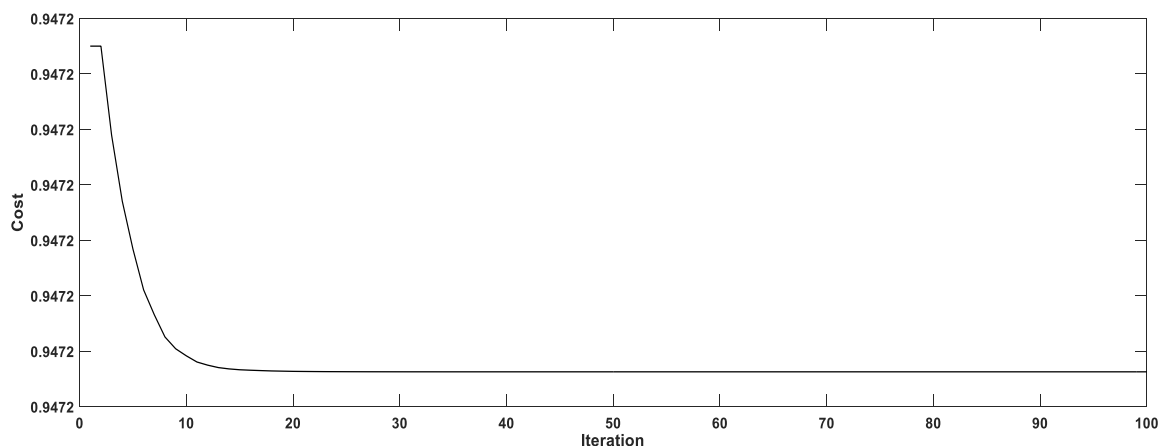
جدول ۳-۲ بازه های انتخابی PSO برای کنترل کننده درجه ۳

$a_1 \in [0 \quad 2 * 10^4]$	$a_2 \in [0 \quad 3 * 10^6]$	$a_3 \in [0 \quad 5 * 10^7]$
$b_1 \in [0 \quad 2 * 10^4]$	$b_2 \in [0 \quad 3 * 10^5]$	$b_3 \in [0 \quad 2 * 10^4]$

۳-۴-۱-۲ تابع هزینه و کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳ بدست آمده با استفاده از روش

اعمالی:

$$K = \frac{1.14928e04s^2 + 1.7283e06s + 4.0535e07}{s^3 + 8.07586e03s^2 + 1.9769e05s + 1.80004e05}$$



شکل ۳-۸: تابع هزینه کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳

۳-۴-۱-۳ بررسی شروط پایداری نامی، پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳:

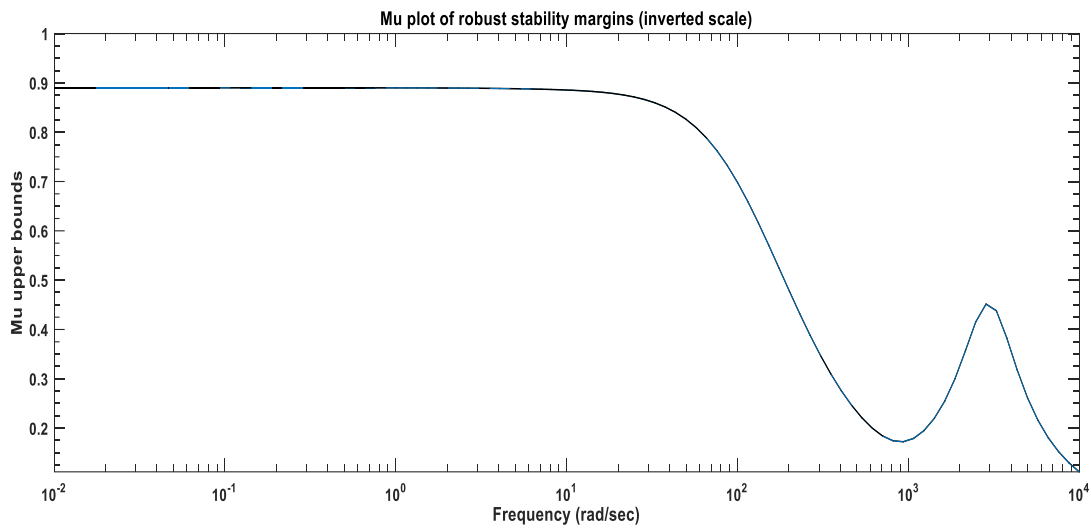
۱. پایداری نامی (NS) \leftrightarrow اگر M پایداری داخلی باشد.

جدول ۳-۳: قطب‌های سیستم با کنترل کننده درجه ۳

-38.4615384615384669	$0.061185083964823e02 \pm 2.197475414372454e03i$	-1.674764580859839e02
-125	-7.120597171250562	-1

همانطور که مشخص است تمامی قطب‌ها سمت چپ و M پایدار داخلی است. پس شرط پایداری نامی برقرار است و می‌توان دو شرط دیگر را بررسی کرد.

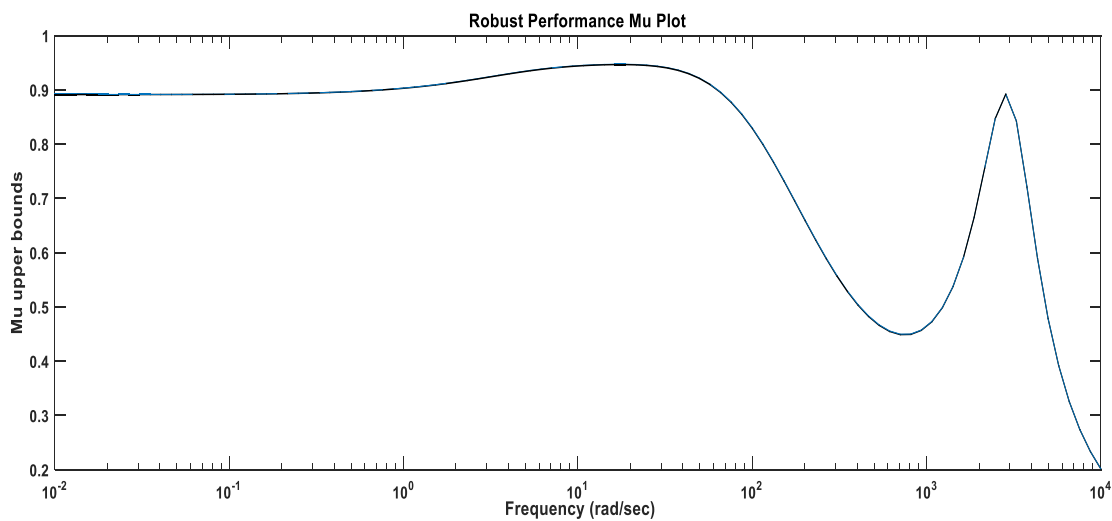
۲. پایداری مقاوم (RS) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$



شکل ۳-۹: پایداری مقاوم کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳

$\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$ است پس پایداری مقاوم برقرار است.

۳. عملکرد مقاوم (RP) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\Delta}(M) < 1$

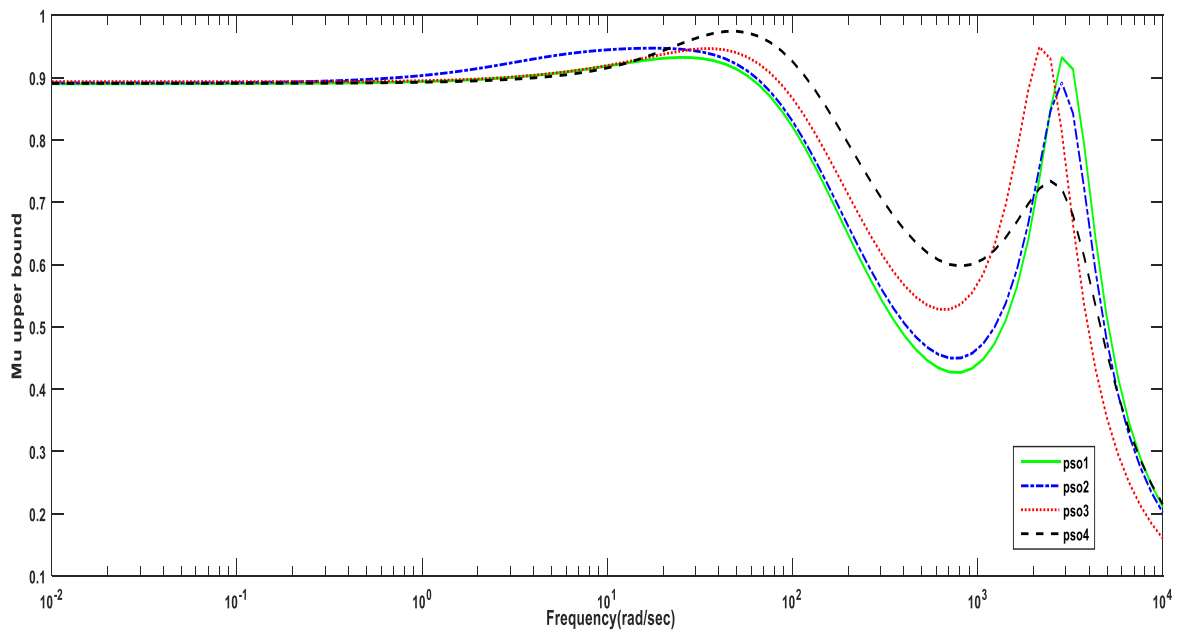


شکل ۳-۱۰: عملکرد مقاوم کنترل کننده ساختار ثابت درجه ۳

$\mu_{\bar{\Delta}}(M) < 1$ است پس عملکرد مقاوم برقرار است.

۳-۴-۱-۴ مقایسه عملکرد و پایداری مقاوم برای ضرایب متفاوت PSO و مقایسه آنها با یکدیگر:

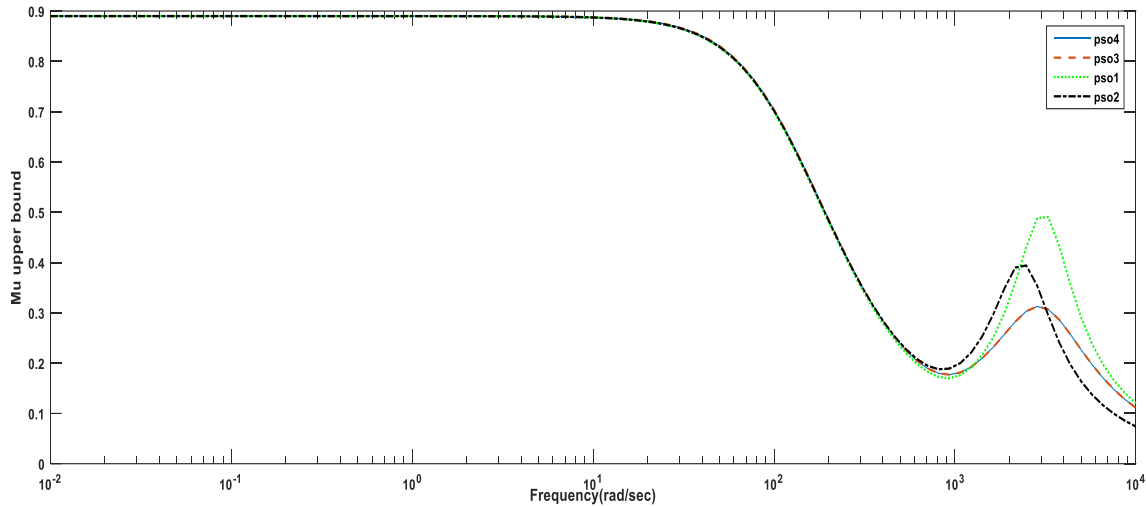
عملکرد مقاوم:



شکل ۳-۱۱: مقایسه عملکرد مقاوم چهار PSO با ضرایب اینرسی متفاوت

PSO3 دارای عملکرد مقاوم بهتری است.

پایداری مقاوم:



شکل ۳-۱۲: مقایسه پایداری مقاوم چهار PSO با ضرایب اینرسی متفاوت

از شکل ۳-۱۰ و ۳-۱۱ به این نتیجه می‌رسیم که می‌بایست از ضریب اینرسی PSO3 استفاده کنیم.

۳-۵ کنترل کننده PI:

برای طراحی همان ساختار شکل ۳-۶ را اعمال می‌کنیم

$$g_{0n} = 8.41,$$

$$\hat{G}_n(s) = \frac{1 - 1.734 \times 10^{-5}s}{1 + 1.38 \times 10^{-2}s},$$

$$W_g(s) = 0.9 \cdot \frac{1 + 8 \times 10^{-5}s}{1 + 8 \times 10^{-3}s},$$

$$W_t(s) = 0.01 \cdot \frac{1 + 1 \times 10^{-2}s}{1 + 1 \times 10^{-5}s},$$

$$W_s(s) = 37 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-5}s}{1 + 2.6 \times 10^{-2}s}.$$

$W_s(s)$ ای که برای کنترل کننده PI به کار می‌رود کمتر از مقداری است که برای کنترل کننده

درجه ۳ اعمال کردیم. که علت کمتر در نظر گرفتن برای کنترل کننده PI این است که با مقدار قبلی

$W_s(s)$ نمی‌توان شروط پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم را ارضا کرد. پس پرواضح است که در پاسخ گذرای سیستم و همچنین در قوام بودن سیستم خود را نشان خواهد داد. که در فصل بعد این موضوع بررسی خواهد شد.

کنترل کننده PI دارای ۲ ضریب برای بهینه‌سازی است.

$$K = k_p + k_I/s$$

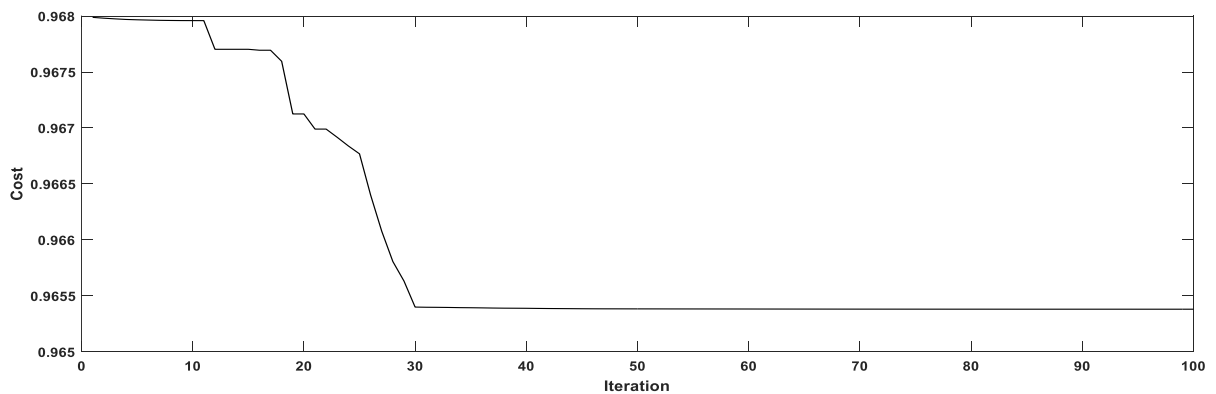
۳-۵-۱ بازه‌های انتخابی برای الگوریتم PSO پیشنهادی:

جدول ۳-۴ بازه‌های انتخابی PSO برای کنترل کننده PI

$k_p \in [0 \ 5]$	$k_I \in [0 \ 1000]$
-------------------	----------------------

۳-۵-۲ تابع هزینه و کنترل کننده PI بدست آمده با استفاده از روش اعمالی:

$$K = 3.43569 + 876.345/s$$



شکل ۳-۱۳ تابع هزینه کنترل کننده PI

۳-۵-۳ بررسی شروط پایداری نامی، پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم کنترل کننده PI:

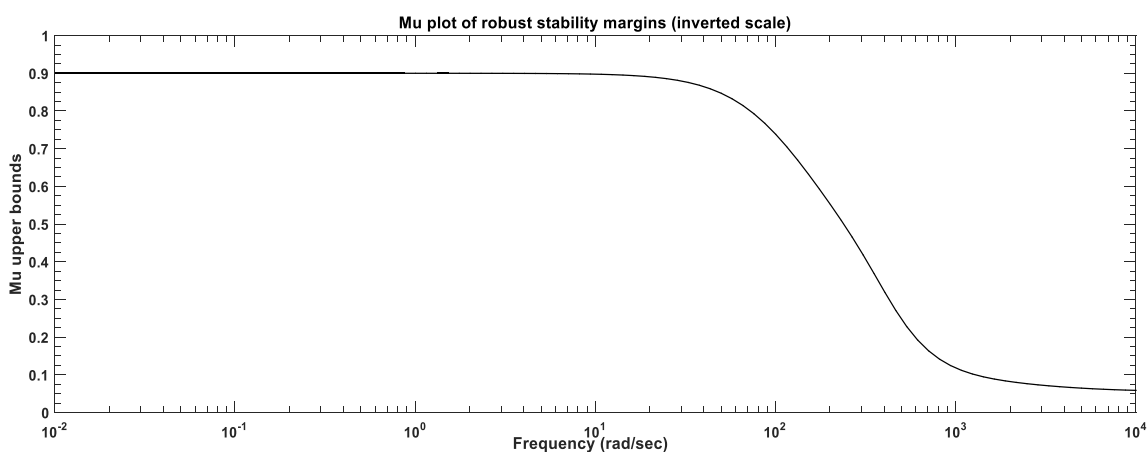
۱. پایداری نامی (NS) \leftrightarrow اگر M پایداری داخلی باشد.

جدول ۳-۵: قطب‌های سیستم با کنترل کننده PI

-38.461538461538460	-3.073057468920271e03	-2.093733410658865e02
-1	-125	

همانطور که مشخص است تمامی قطب‌ها سمت چپ و M پایدار داخلی است. پس شرط پایداری نامی برقرار است و می‌توان دو شرط دیگر را بررسی کرد.

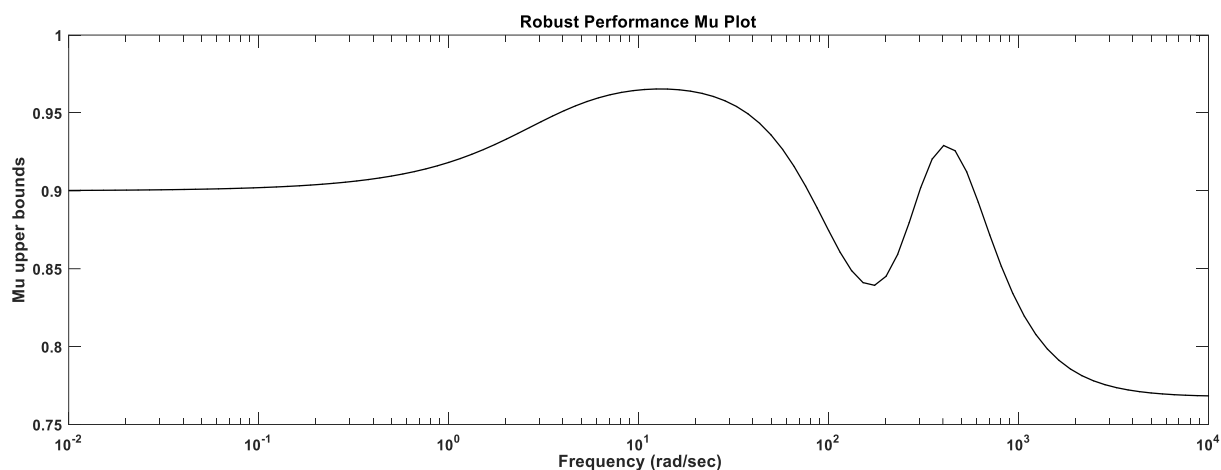
۲. پایداری مقاوم (RS) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1$



شکل ۳-۱۴: پایداری مقاوم کنترل کننده PI

پایداری مقاوم با W_s متفاوت برقرار است.

۳. عملکرد مقاوم (RP) \leftrightarrow اگر M پایدار داخلی باشد و $\mu_{\bar{\Delta}}(M) < 1$



شکل ۳-۱۵: عملکرد مقاوم کنترل کننده PI

عملکرد مقاوم با W_s متفاوت برقرار است.

۳-۶ مقایسه پایداری مقاوم (R.S) و عملکرد مقاوم (R.P)

کنترل کننده‌ها

در جدول ۳-۶ به مقایسه پایداری مقاوم (R.S) و عملکرد مقاوم (R.P) ۵ کنترل کننده طراحی شده می-پردازیم. نتایج گویای این است که کنترل کننده PI دارای عملکرد مقاوم نیست که این بدان معناست که ردیابی ولتاژ مرجع ممکن است برای همه تغییرات ممکن پارامتر انجام نشود. کنترل کننده D-K و کاهش یافته آن دارای پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم می‌باشند. کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ دارای بهترین عملکرد مقاوم و پایداری مقاوم است و پرواضح است که بهترین ردیابی ولتاژ را با اعمال تغییرات پارامترها (از جمله تغییرات مقاومت بار) از خود نشان دهد. کنترل کننده PI-PSO طراحی شده دارای وزن عملکرد ($W_s(s)$) کمتری نسبت به بقیه کنترل کننده ها می‌باشد. با مقدار قبلی $W_s(s)$ نمی‌توان

شروط پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم را ارضا کرد. هدف از این کار مقایسه این کنترل کننده با کنترل کننده ساختار ثابت با اعمال تغییر در مقاومت بار می باشد. قابل پیش بینی است که این تغییرات در پاسخ گذرای سیستم و همچنین در قوام بودن سیستم خود را نشان دهد.

جدول ۶-۰۳: مقایسه پایداری مقاوم (R.S) و عملکرد مقاوم (R.P) کنترل کننده ها

کنترل کننده	عملکرد مقاوم (R.P)	پایداری مقاوم (R.S)	وزن عملکرد ($W_s(s)$)
PI	1.4	0.9	$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3}s}{1 + 2.6 \times 10^{-1}s}$
D-K	0.995	0.9	$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3}s}{1 + 2.6 \times 10^{-1}s}$
reduced D-K	0.998	0.9	$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3}s}{1 + 2.6 \times 10^{-1}s}$
Fixed-structure	0.9472	0.88	$W_s(s) = 100 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3}s}{1 + 2.6 \times 10^{-1}s}$
PI-PSO	0.9655	0.9	$W_s(s) = 37 \cdot \frac{1 + 5.3 \times 10^{-3}s}{1 + 2.6 \times 10^{-1}s}$

شبه‌سازی

۴-۱ مقدمه

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، کنترل کننده اعمالی می بایست قوام بودن سیستم را حفظ کند بدین منظور کنترل کننده های بدست آمده از روش پیشنهادی را به سیستم واقعی اعمال می کنیم. در بخش ۴-۲ ابتدا کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ را و سپس در بخش ۴-۳ کنترل کننده PI را مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۴-۲ شبیه سازی مبدل کاهنده-افزاینده با کنترل کننده بهینه

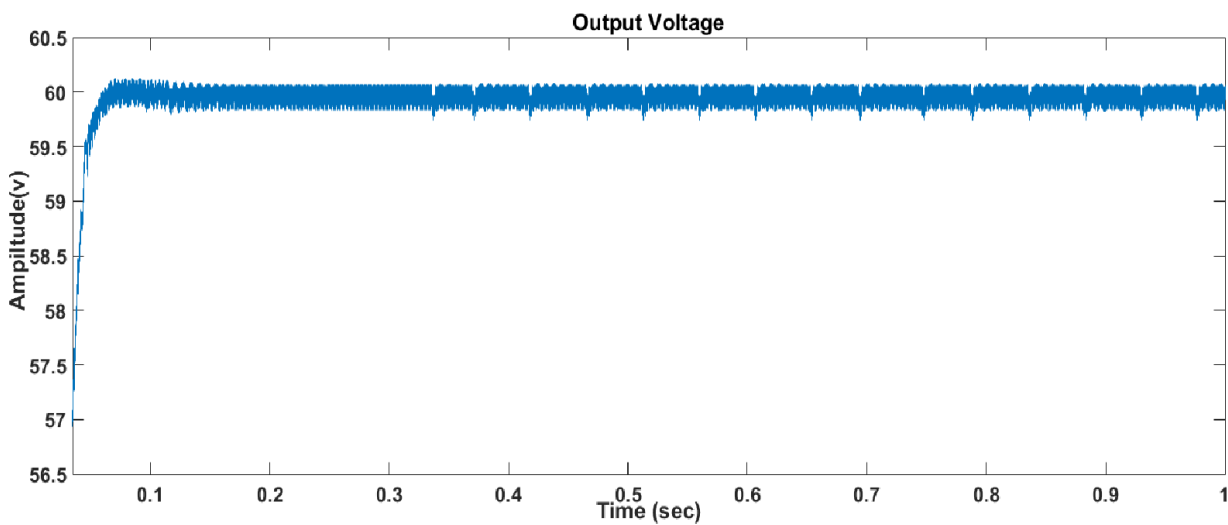
۴-۲-۱ کنترل کننده ساختار ثابت بهینه درجه ۳

$$K = \frac{1.14928e04s^2 + 1.7283e06s + 4.0535e07}{s^3 + 8.07586e03s^2 + 1.9769e05s + 1.80004e05}$$

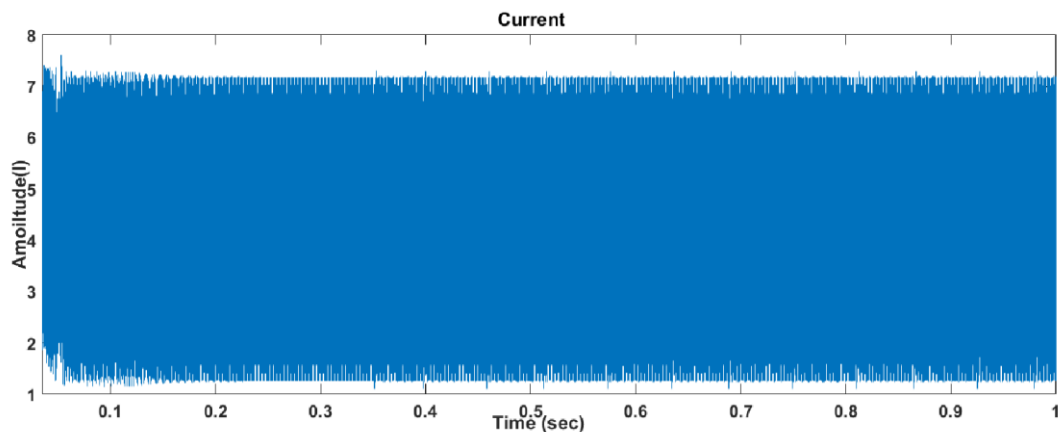
با تغییر مقاومت بار در بازه تعیین شده در جدول ۲-۱، مقاوم بودن سیستم را نشان خواهیم داد. بدین منظور با اعمال سه مقدار متفاوت مقاومت ($R=20, R=70, R=50.4$) ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطای بین ولتاژ مرجع و ولتاژ خروجی را نشان می دهیم.

۴-۲-۱- بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=50.4$ (نامی مقاومت بار) با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

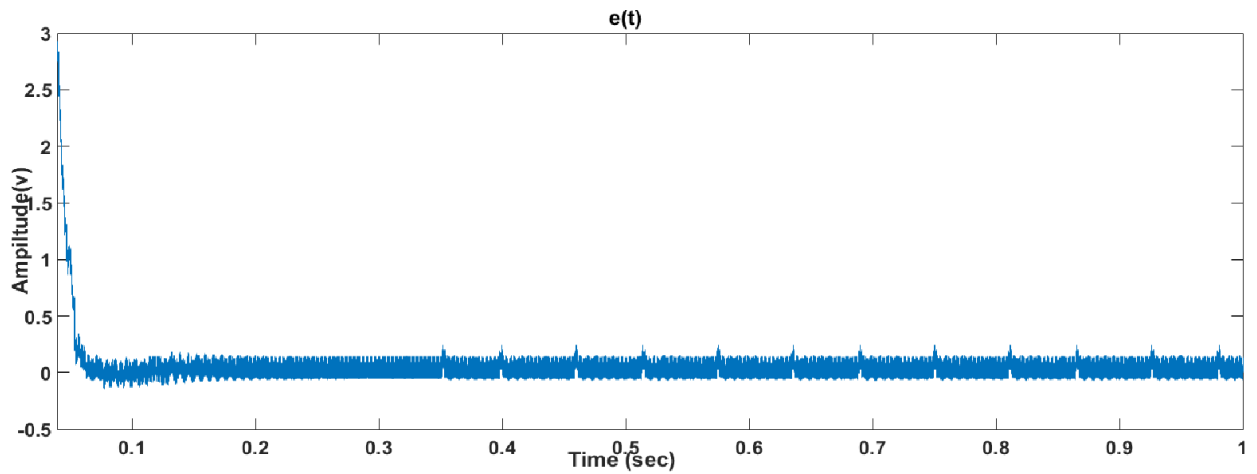
در شکل ۴-۱ ولتاژ خروجی را مشاهده می کنیم که ردیابی را داراست. در شکل ۴-۲ جریان سلف پیوسته پیوسته است و در شکل ۴-۳ خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی را مشاهده می کنیم که به مقدار صفر رسیده است.



شکل ۴-۱: ولتاژ خروجی مبدل در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



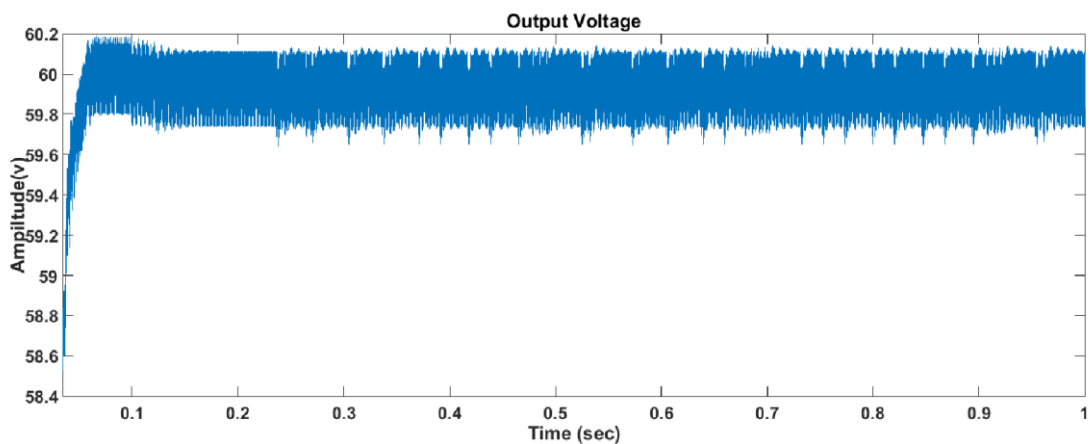
شکل ۴-۲: جریان سلف در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



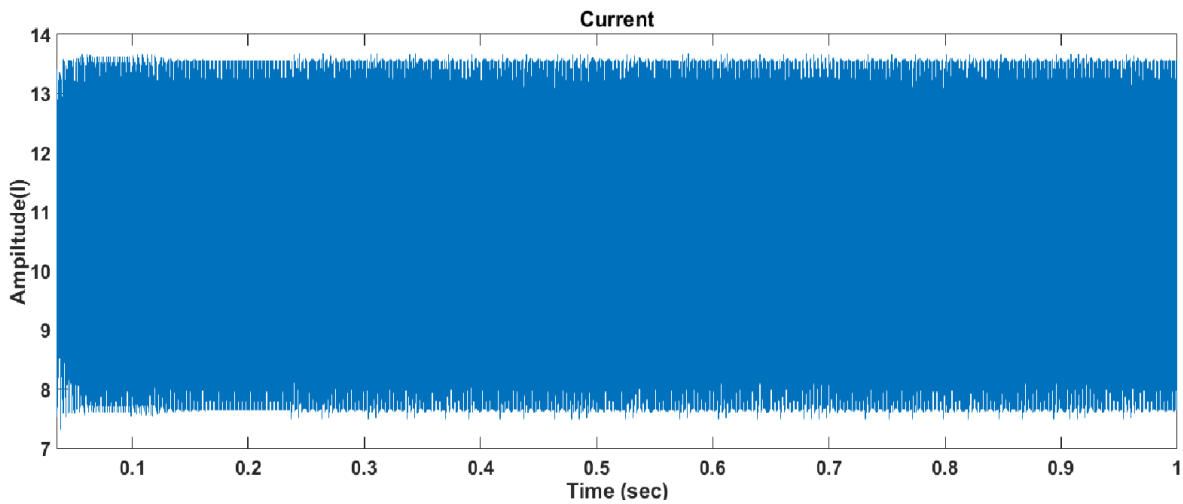
شکل ۳-۴: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

۲-۱-۲-۴ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

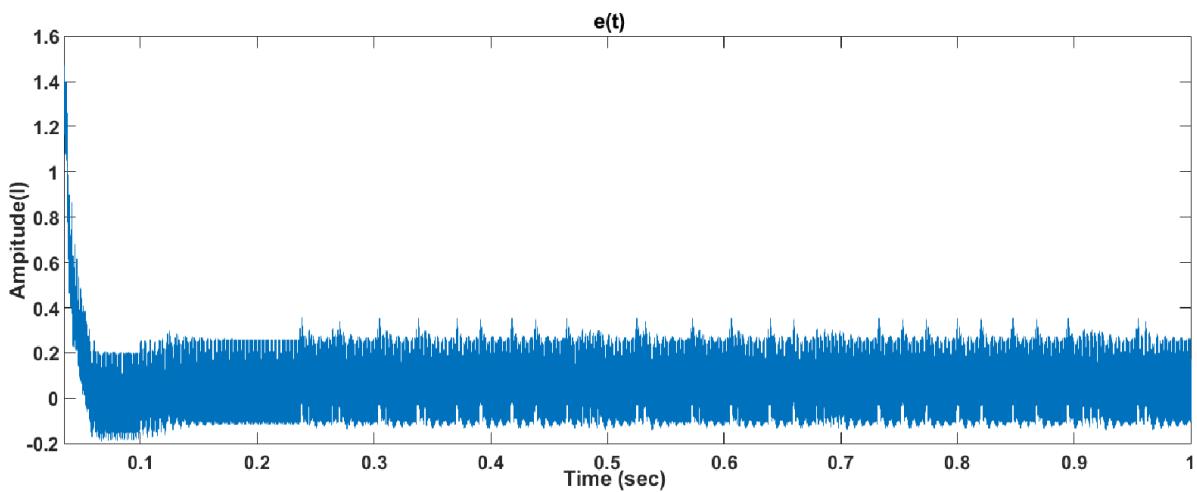
در شکل ۴-۴ ولتاژ خروجی را مشاهده می‌کنیم که ردیابی را داراست. در شکل ۴-۵ جریان سلف پیوسته در شکل ۴-۶ خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی را مشاهده می‌کنیم که به مقدار صفر رسیده است.



شکل ۴-۴: ولتاژ خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



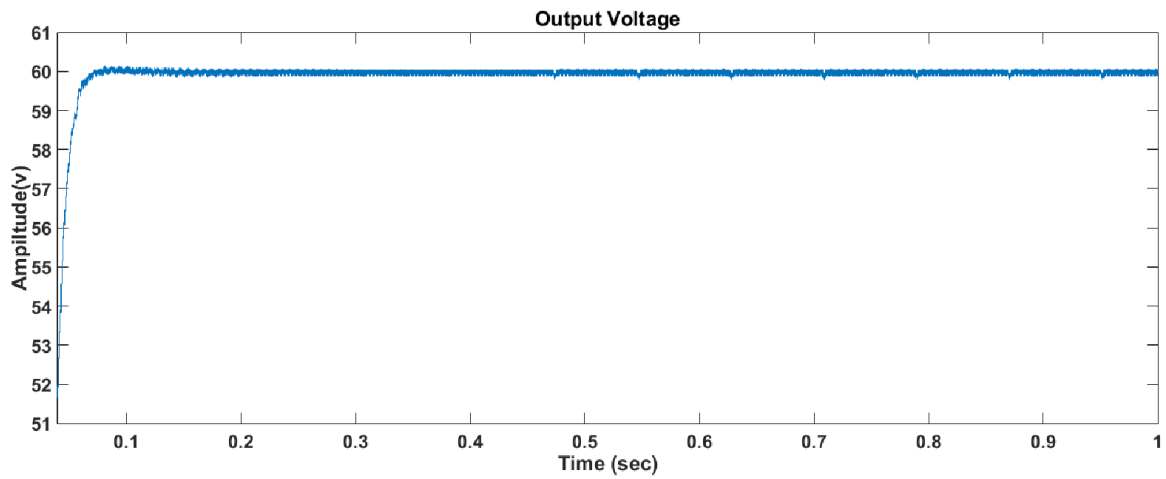
شکل ۴-۵: جریان سلف در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



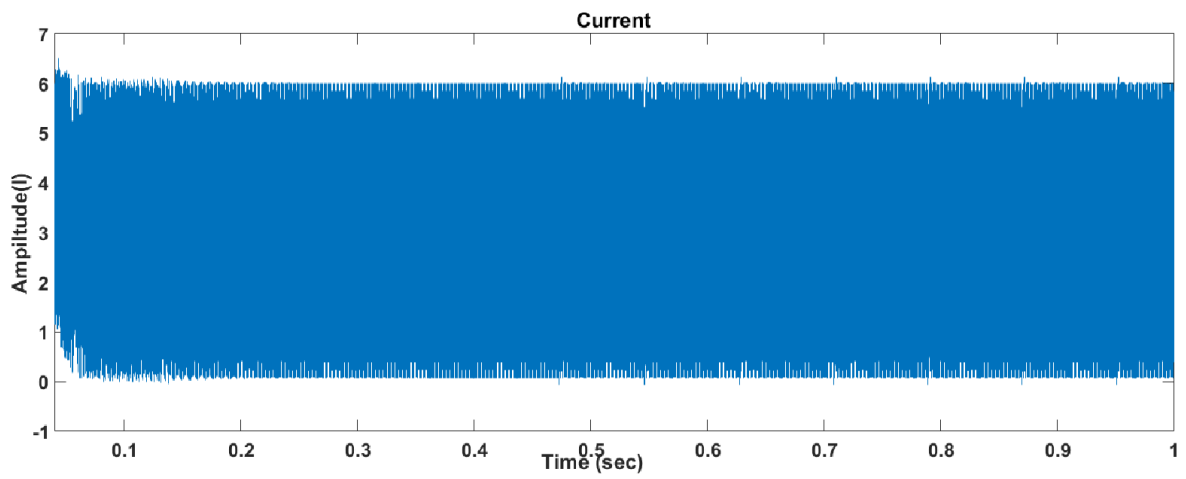
شکل ۴-۶: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

۳-۱-۲-۴ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

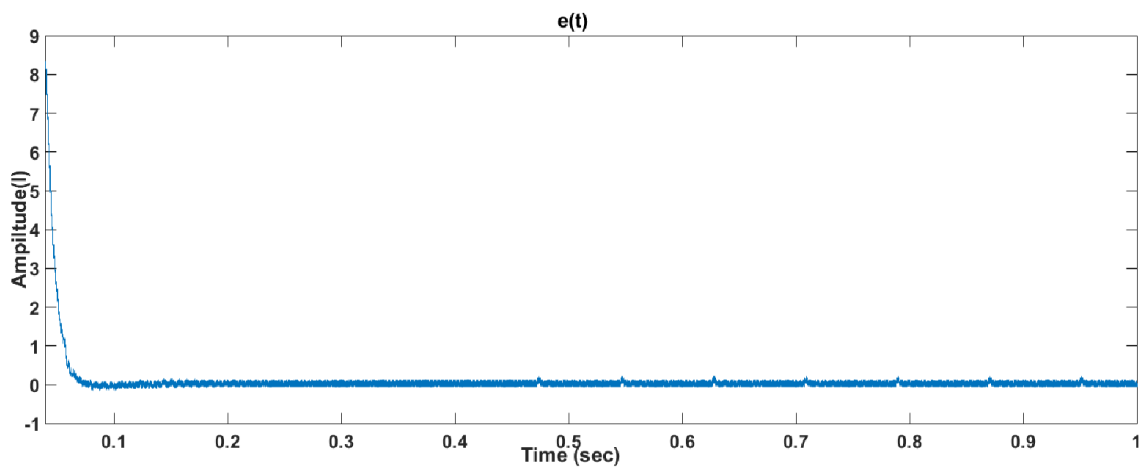
در شکل ۴-۷ ولتاژ خروجی را مشاهده می‌کنیم که ردیابی را داراست. در شکل ۴-۸ جریان سلف پیوسته است و در شکل ۴-۹ خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی را مشاهده می‌کنیم که به مقدار صفر رسیده است.



شکل ۴-۷: ولتاژ خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



شکل ۴-۸: جریان سلف در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳



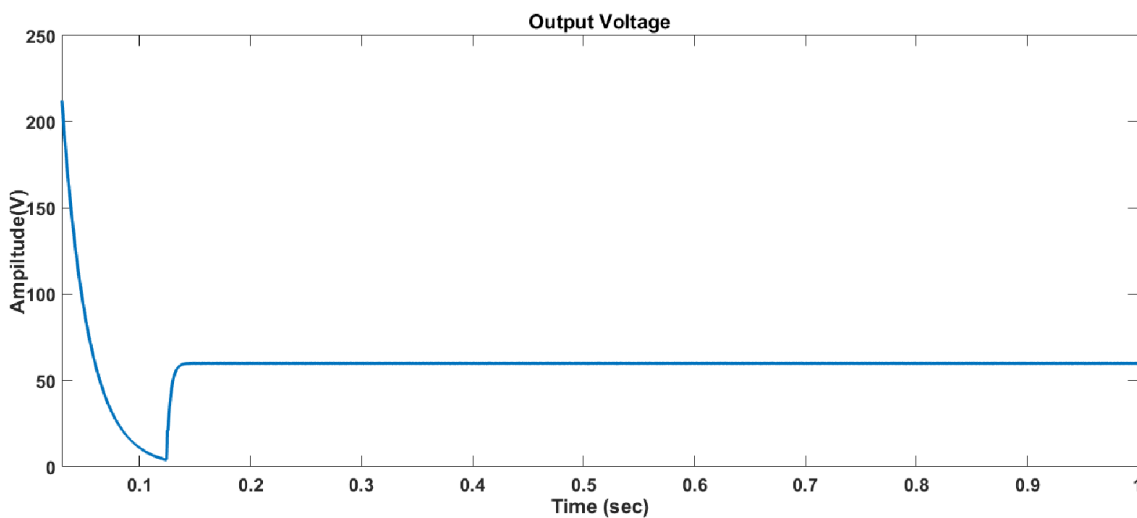
شکل ۴-۹: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳

نتایج بالا گویای این است که کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ با تغییر مقاومت بار، قوام است و به هدف مورد نظر که کنترل ولتاژ خروجی مبدل است، رسیده ایم. همچنین مشخص است که خطای بین ورودی مرجع و ولتاژ خروجی به صفر می رسد و جریان سلف پیوسته بوده و مقداری بزرگتر از صفر داراست.

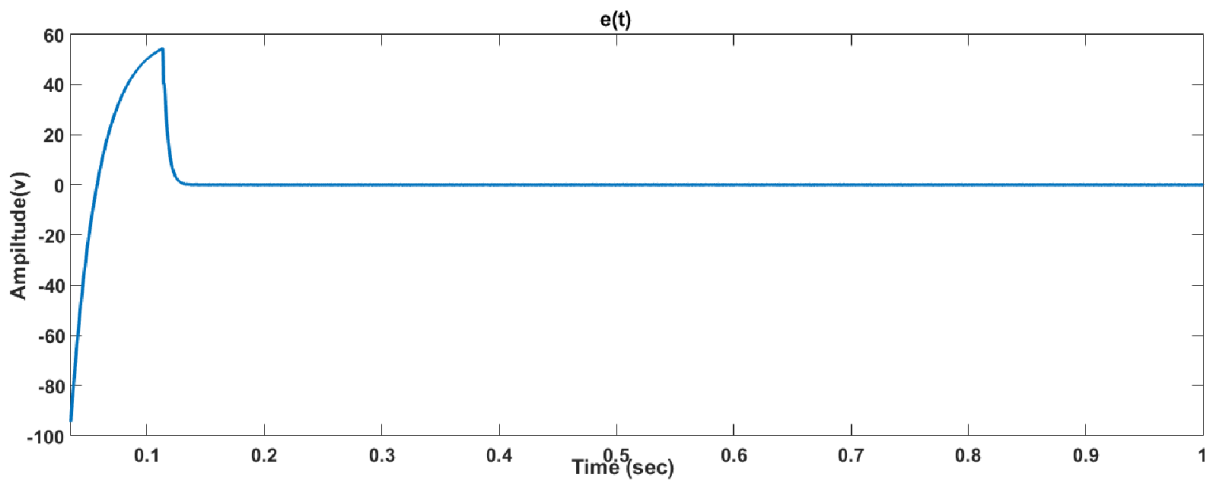
۲-۲-۴ کنترل کننده PI

$$K = 3.43569 + 876.345/s$$

۱-۲-۲-۴ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=50.4$ (نامی مقاومت بار) با اعمال کنترل کننده PI

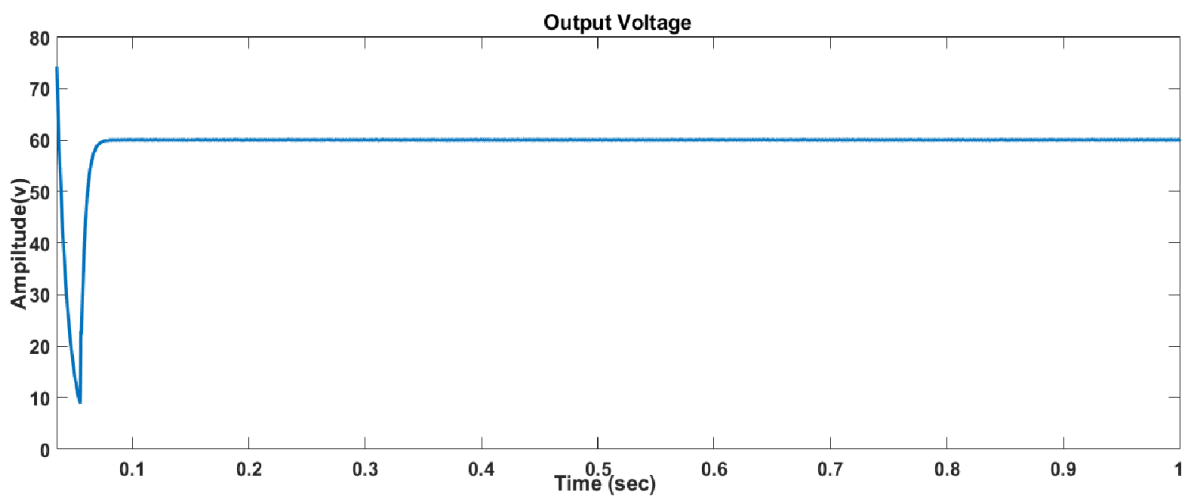


شکل ۱۰-۴: ولتاژ خروجی مبدل در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده PI

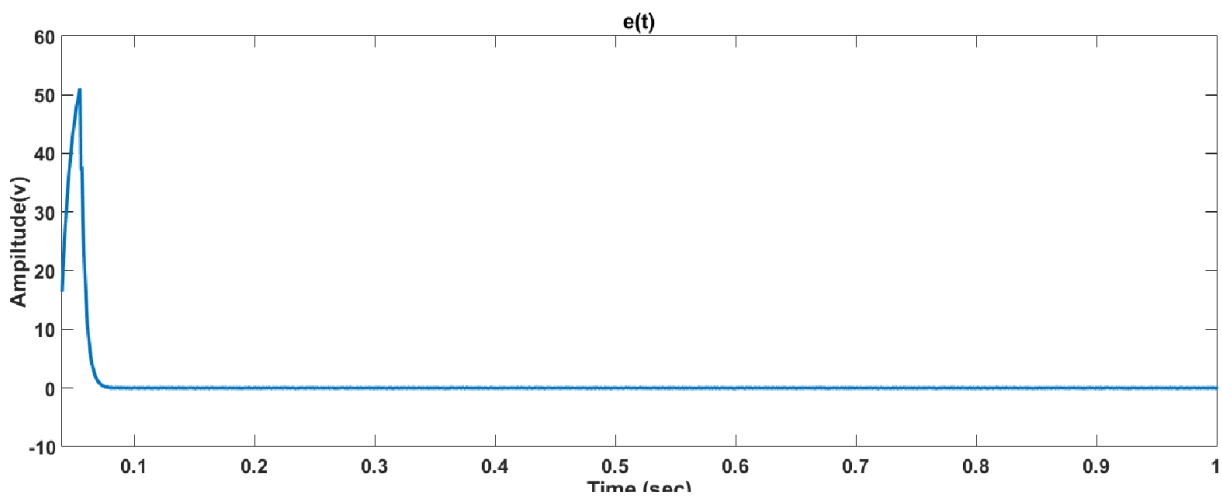


شکل ۴-۱۱: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی در حالت نامی مقاومت بار با اعمال کنترل کننده PI

۴-۲-۲-۲-۴ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI

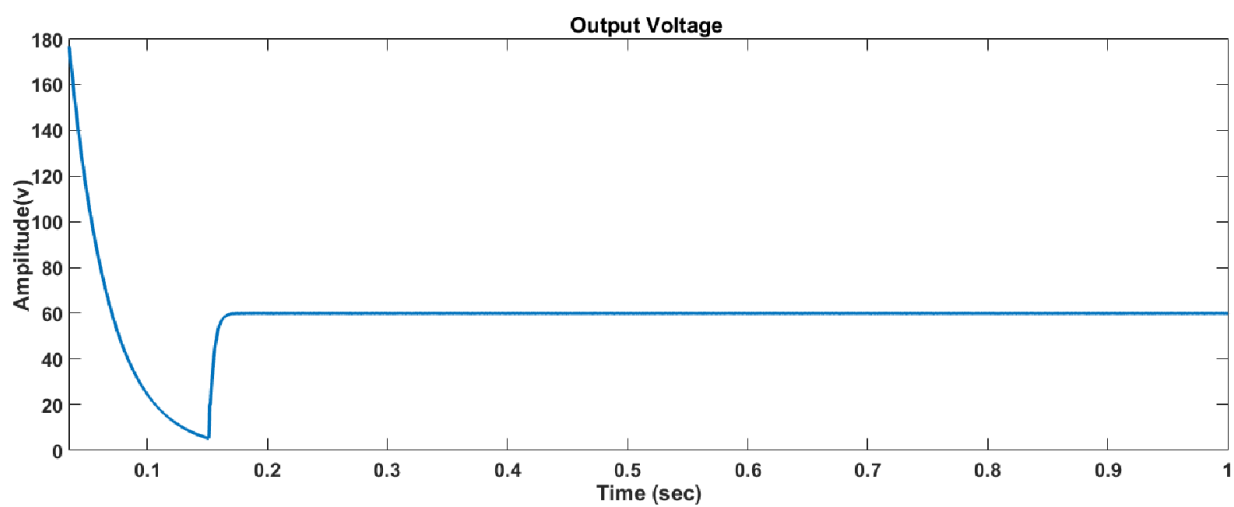


شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI

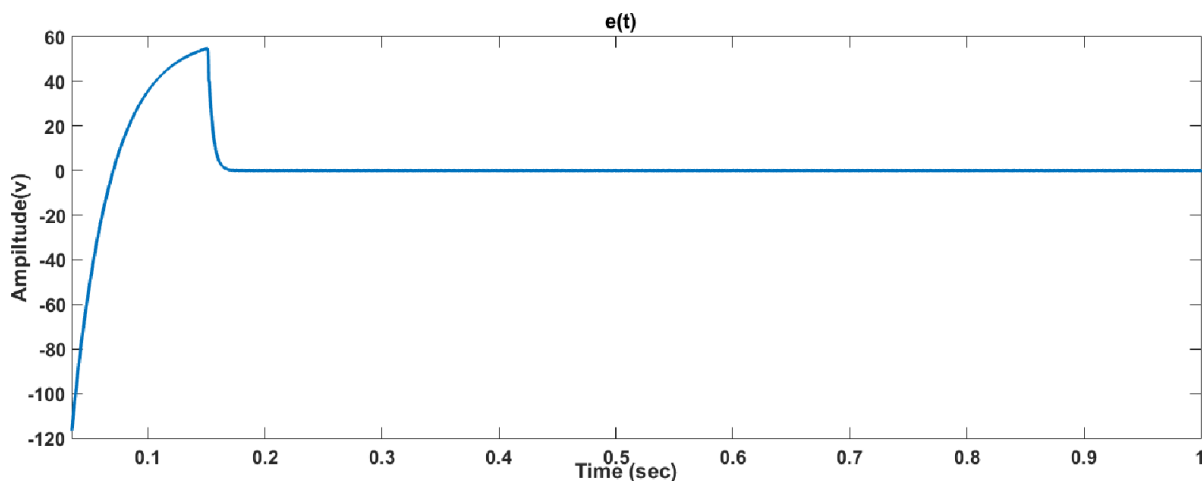


شکل ۴-۱۳: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=20$ با اعمال کنترل کننده PI

۳-۲-۲-۴ بررسی ولتاژ خروجی، جریان سلف و خطا در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI



شکل ۴-۱۴: ولتاژ خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI



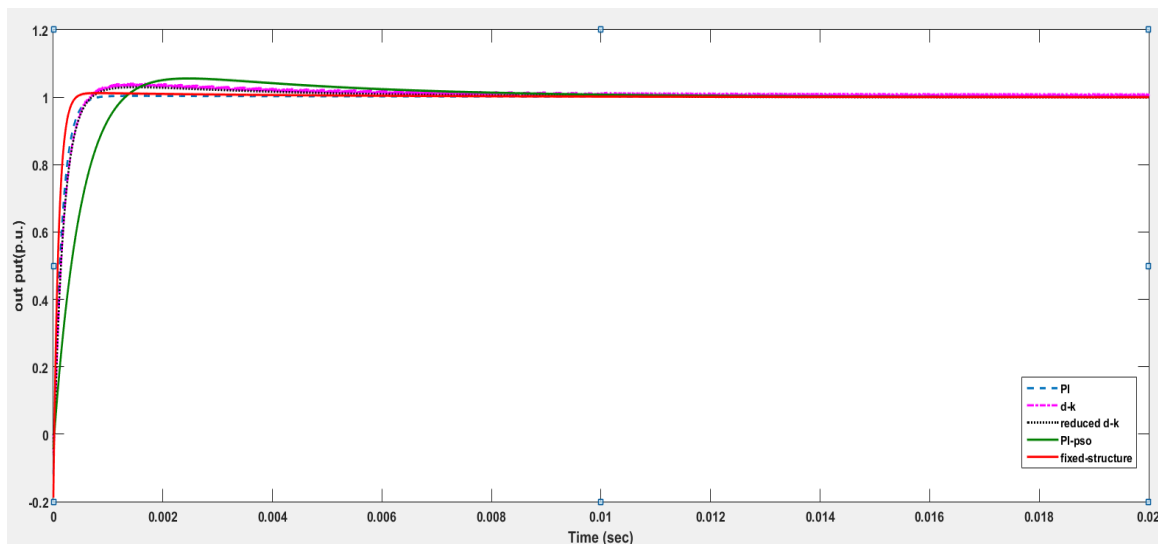
شکل ۴-۱۵: خطای بین ولتاژ مرجع و خروجی مبدل در $R=70$ با اعمال کنترل کننده PI

همانطور که در بخش ۴-۵ بیان گردید با انتخاب $W_s(s)$ کمتر برای کنترل کننده PI در پاسخ گذرای سیستم خود را نشان می‌دهد که در شکل‌های بالا مشخص است که سیستم داری فراجهدش و فروجهدش می‌باشد. پس کنترل کننده PI منتج کنترل مناسبی نمی‌باشد.

۴-۳ مقایسه پاسخ پله کنترل کننده ها

در گام آخر پاسخ زمانی سیستم با وجود کنترل کننده‌ها (کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳- کنترل کننده PI بدست آمده از الگوریتم با وزن عملکرد متفاوت-کنترل کننده به دست آمده از روش D-K و کنترل کننده مرتبه کاهش D-K) بررسی می‌شود. ابتدا عملکرد کنترل کننده‌ها را با اعمال آن‌ها به سیستم نامی مقایسه می‌کنیم.

۴-۳-۱ پاسخ پله سیستم نامی

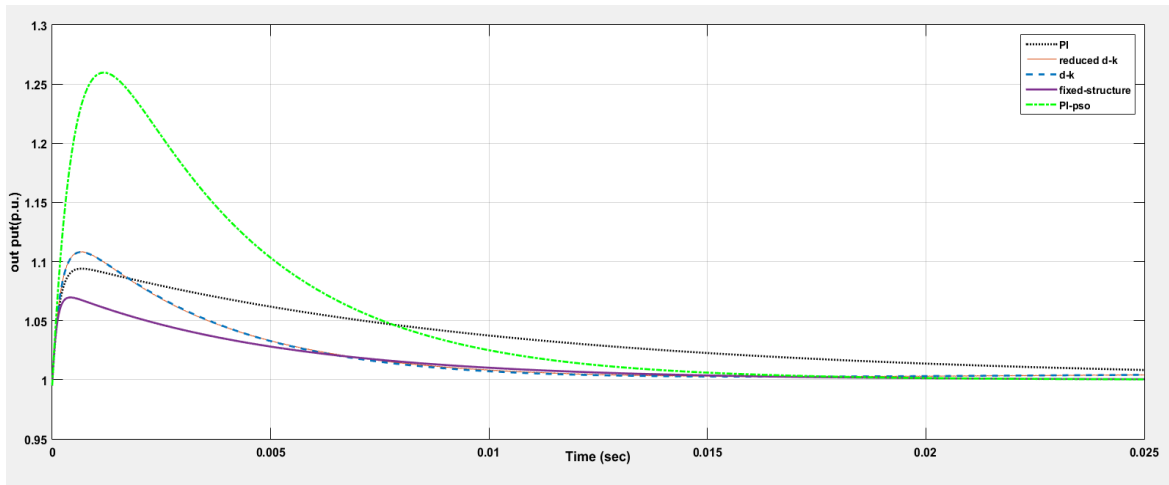


شکل ۴-۱۶: مقایسه عملکرد کنترل کننده ها در سیستم نامی

همان گونه که از شکل ۴-۱۶ پیداست کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳ دارای سرعت و عملکرد بهتری نسبت به دیگر کنترل کننده‌ها داراست و زودتر به مقدار ماندگار می‌رسد.

۴-۳-۲ پاسخ پله سیستم تحت اغتشاش

سیستم را با اغتشاش در ورودی و خروجی برای کنترل کننده‌های به دست آمده (کنترل کننده ساختار ثابت مرتبه ۳-کنترل کننده PI به دست آمده از الگوریتم با وزن عملکرد متفاوت-کنترل کننده به دست آمده از روش D-K و کنترل کننده مرتبه کاهش D-K) مورد بررسی قرار می‌دهیم.



شکل ۴-۱۷: مقایسه عملکرد کنترل کننده ها در سیستم تحت اغتشاش

همان طور که از شکل ۴-۱۷ مشخص است کنترل کننده ساختار ثابت عملکرد بهتری نسبت به دیگر کنترل کننده ها در سیستم تحت اغتشاش از خود نشان می دهد.

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه برای طراحی کنترل‌کننده ولتاژ مقاوم خروجی مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از سنتز μ ابتدا با استفاده از روش D-K که یکی از روش‌های رایج برای حل مسئله سنتز μ است به طراحی کنترل‌کننده مقاوم پرداختیم همان‌طور که ملاحظه کردیم کنترل‌کننده به دست آمده از این روش علاوه بر مرتبه بالا بودن برای کاربردهای عملی مناسب نبود. علاوه بر این کاهش مرتبه کنترل‌کننده با استفاده از روش کاهش مرتبه، که نزدیک به کنترل‌کننده اصلی بود، به اندازه کافی برای کاربردهای عملی مناسب نبود که به جای کنترل‌کننده اصلی استفاده شود. علاوه بر این روش D-K دستیابی به مینیمم سراسری و حتی مینیمم محلی را تضمین نمی‌کند. برای حل این مشکل از یک الگوریتم بهینه‌سازی استفاده کردیم و کنترل‌کننده ساختار یافته را به گونه‌ای طراحی کردیم که دارای مرتبه پایین، عملی و بدون کاهش مرتبه باشد. همچنین شروط پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم را دارا بود. در این روش پایداری مقاوم به عنوان محدودیت و عملکرد مقاوم به عنوان تابع هزینه‌ای که می‌بایست مینیمم گردد، در نظر گرفته شد. از PSO بهبود یافته که یک الگوریتم تکاملی است، برای به دست آوردن ضرایب کنترل‌کننده ساختار یافته استفاده شد. دلیل استفاده از الگوریتم PSO، سهولت پیاده‌سازی، سرعت همگرایی و مفهوم ساده آن است. الگوریتم PSO بهبود یافته در راستای مینیمم کردن تابع هزینه، محدودیت (پایداری مقاوم) را نیز ارضا خواهد کرد. از این روش می‌توان برای حل مساله سنتز μ (برای اکثر سیستم‌های مقاوم) استفاده کرد. کنترل‌کننده ساختار یافته‌ای که از این روش به دست آوردیم را روی سیستم کاهنده-افزاینده اعمال کردیم و با تغییر مقاومت بار خروجی، قوام بودن کنترل‌کننده به دست آمده را نشان دادیم. همچنین پاسخ پله سیستم نامی و سیستم تحت اغتشاش را مورد بررسی قرار دادیم. نتایج شبیه‌سازی گویای این بود که کنترل‌کننده به دست آمده از این روش نسبت به کنترل‌کننده منتج از روش D-K دارای مرتبه پایین، عملی و همچنین بهینه می‌باشد.

۲-۵ پیشنهادات

- استفاده از این روش برای حل مسأله سنتز^{۱۱} برای سیستم‌های متفاوت
- استفاده از جبهه پرتو^۱ به عنوان الگوریتم بهینه‌سازی و مقایسه با روش پیشنهادی

- [1] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "General-purpose fuzzy controller for dc-dc converters," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC), Dallas, 1995.
- [2] General-purpose sliding-mode controller for dc/dc converter applications," in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC), Seattle, 1993.
- [3] 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.
- [4] 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, 2004.
- [5] S.-J. Ho, S.-Y. Ho, M.-H. Hung, L.-S. Shu, and H.- L. Huang, "Designing structure-specified Mixed H_2/H_∞ optimal controllers using an intelligent genetic algorithm IGA," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol, vol. 13, no. 6, pp. 1119-1127, 2005.
- [6] B.-S. Chen, Y.-M. Cheng, and C.-H. Lee, "A genetic approach to mixed H_2/H_∞ optimal PID control," IEEE Control Syst. Mag., vol. 15, no. 5, pp. 51-60, Oct. 1995.
- [7] R. A. Krohling and J. P. Rey, "Design of optimal disturbance rejection PID controllers using genetic algorithms," IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 5, no. 2, pp. 78-82, Feb. 2001.
- [8] P. Olanthichachatand and S. Kaitwanidvilai, "GA based fixed structure H_∞ loop shaping controller for a buck-boost converter," Engineering Letters, vol. 16, no. 3, pp. 346-352, 2008.
- [9] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, "Design of structured controller satisfying H_∞ infinite loop shaping using evolutionary optimization: application to a pneumatic robot arm," Engineering Letters, vol. 16, no. 2, pp. 193-201, 2008.
- [10] I. Kitsios, T. Pimenides, and P. Groumpos, "A genetic algorithm for designing H_∞ structure-specified controllers," Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications, Mexico, pp. 1196-1201, Sep. 2001.

- [11] M. Zamani, N. Sadati, and M. Karimi-artemai, "Design of an H^∞ PID controller using particle swarm optimization," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 7, no. 2, pp. 273-280, 2009.
- [12] B.-S. Chen and Y.-M. Cheng, "A structurespecified H^∞ optimal control design for practical applications: a generic approach," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol*, vol. 13, no. 6, pp. 1119-1124, 1998.
- [13] M.Delshad, "Improve the Robustness and Performance of a buck-boost Type DC-DC Converter by Using Fuzzy Sliding Mode Controller" *Journal of Mechatronics, Electrical and Computer Technology* vol.4,no.13, 2014.
- [14] K. M. Tsang and W. L. Chan, "Fast Acting Regenerative DC Electronic Load Based on a SEPIC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, 2012.
- [15] S. Venkatanarayanan and M. Saravanan, "Control of SEPIC converter using neural network tuned PI controller", *International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 2013.
- [16] A. Packard and J. Doyle, "The complex structured singular value," *Automatica*, vol. 29, no. 1, 1993.
- [17] A. Packard, J. Doyle, and G. Balas, "Linear, multivariable robust control with a μ perspective," *Trans. ASME*, vol. 115, 1993.
- [18] D. Gu, P. Petkov and M. konstantinov, *Robust Control Design With Matlab*, 2nd Edition, Springer, 2013.
- [19] S.Skogestad and L.Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2 ed., John Wiley, 2005.
- [20] J. Doyle, B. Francis and A. Tannenbum, *Feedback control Theory*, Mc.Millan Publishing Co, 1990.
- [21] M. Grimble, *Robsut Industrial Control Systems: Optimal Design Approach for Polynomial Systems*, John Wiley, 2006.
- [22] G. Zames and J. Owen, "Duality Theory for MIMO Robsut Disturbance Rejection," *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 38, no. 5, pp. 734-752, 1993.
- [23] K.Zhou, J. Doyle and K.Glover, *Robsut and optimal Control*, Prentice Hall, 1996.

[24] M. Fan and A. Tits, "Characterization and Efficient Computation of the Structured Singular Value," IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 31, no. 8, pp. 734-743, 1986.

[۲۵] هارت، دانيل، "الکترونیک قدرت"، انتشارات امير کبير

[26] Buso Simone, "Design of a robust voltage controller for a buck-boost converter using μ -synthesis", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 1, no. 2, 1999

[27] Pedro Mata D. and Valerio O. (2005), "Fractional Robust System Control", Lisboa.

[28] Gorges-Schleuter M. (1989), "An Asynchronous Parallel Genetic Optimization Strategy" in Proceedings of the Third International Conference on Genetic Algorithms, pp. 422-427, Morgan.

[29] Brits R. (2002), "Niching Strategies for Partical Swarm Optimization", Pretoria.

[30] Van der Bergh F. (2001), "An Analysis of Particle Swarm Optimizers", Pretoria.

[31] Derelia T. and Dasb G. S. (2011), "A Hybrid Bees Algorithm for Solving Container Loading Problems", Applied Soft Computing, pp. 2854-2862.

[32] Mani V., Senthilnath J. and Omkar S. N. (2011), "swarm and Evolutionary Computation", pp. 164-171.

[33] Goldberg D. E. (1999), "Optimizing Global-Local Hybrids", in GECCO, Vol. 1, pp. 220-228, San Francisco.

[34] Denzinger J. (1999), "On Cooperation Between Evolutionary Algorithms and Other Search Paradigms", IEEE Press, pp. 2317-2324.

[35] Birru H. K. (1998), "Effectiveness of Local Search Operators in Evolutionary Programming", Genetic Programing, pp. 753-761.

[36] Yang X. S., Yang J. M., Alvarez J. R. (2005), "Engineering optimizations via nature-inspired virtual bee algorithms", Springer, Berlin.

[37] Seeley T. D., Visscher P. K., Passino K. M. (2006), "Group decision making in honey bee swarms American scientist, pp. 220-229.

[38] seeley T. D. (1995),” The Wisdom of the Hive”, Harvard University Press, Cambridge.

[39] Pham D. T., Koc E., Ghanbarzadeh A., Otri S. (2006) , “Optimization of the weights of multi-layered perceptrons using the bees algorithm”, in: Proceedings of the 5th International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems, Sakarya, Turkey, pp. 38-46.

[40] Nakrani S., Tovey C. (2007), From honeybees to Internet servers: biomimicry for distributed management of Internet hosting centers, *Bioinspiration and Biomimetic*, pp. 182-197.

[41] Karaboga D., Basturk B. (2007), “A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: bee colony (BC) algorithm, *Journal of Global Optimization*, pp. 459-471.

[42] Yang X.S. (2008), “Nature-Inspired Metaheuristic Algorithms”. Luniver Press.

[43] Tyler J. (2001), “Glow-Worms”, London.

[44] Eberhart R. C., Kennedy J. (1995), “A New Optimizer Called Particle Swarm”, 6th International Symposium on Micro Machine and Human Science, Nagoya, Japan, pp. 39-43.

[45] Storn R. and Price K. (1970), “Differential Evolution a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces”, *Journal of Global Optimization*, pp. 341-359.

[46] Atashpaz E., Lucas C. (2007), “Imperialist Competitive Algorithm: an algorithm for optimization inspired by imperialistic competition”, in *Proceedings IEEE Congress on Evolutionary Computation*, pp. 4661-4667.

[47] تقی راد، حمیدرضا، "طراحی کنترل مقاوم H_∞ "، انتشارات خواجه نصیر

[48] Alfi, A. & Fateh, M. M. (2011), “Intelligent identification and control using improved fuzzy particle swarm optimization”, *Expert Syst. Appl.*, 38, 12312–12317.

[49] Alfi, A. (2015), “Reliability analysis of H-infinity control for a container ship in way-point tracking control”, *Applied Ocean Research*, vol. 52, pp. 309-316.

[50] Alfi, A. (2016), "Design and implementation of robust-fixed structure controller for telerobotic systems", Intelligent and Robotic Systems, DOI: 10.1007/s10846-016-0335-2.

Abstract

In this thesis an evolutionary algorithm is employed to address the controller design problem based on μ analysis. Conventional solutions to μ synthesis problem such as D-K iteration method often lead to high order, impractical controllers. In the proposed approach μ synthesis problem is solved as a constraint optimization problem in which robust stability and robust performance based on μ analysis are considered and the cost function respectively. In order to solve the optimization problem an improved particle swarm optimization (PSO) is chosen to find the required coefficients of a structure-specified controller. The goal is to achieve a more practical controller with lower order. The performance and robustness of the proposed controller are investigated in a buck-boost converter in comparison with the D-K iteration controller (the conventional solution to μ synthesis problem). This thesis proposes the structured singular value (μ) approach to the problem of designing an output voltage regulator for a buck-boost converter with current-mode control. This technique proposes a novel alternative solution for solving the μ synthesis problem to design simple structure controllers satisfying robust stability and performance. Simulation results demonstrate the advantages of the proposed controller in terms of simple structure and robustness against plant perturbations and disturbances in comparison with D-K iteration controller.

Keywords: μ Synthesis problem, D-K iteration method, particle swarm optimization, buck-boost converter, robust control



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

M.Sc. Thesis in Control Engineering

**Designing a Robust Voltage Controller for a buck-boost Converter
Using μ -Synthesis based on Evolutionary algorithms**

By: Kamran Alishaei

**Supervisor:
Dr. Alireza Alfi**

January 2017