





دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و ساخت کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم برای مبدل DC-DC

نگارنده: علی قصاب سه دهی

استاد راهنما

دکتر علیرضا الفی

خرداد ۹۹

ساحت مقدس یوسف زہرا (ع)

کہ چشمہا برای زیارت صبحش بیدارند...

تشکر و قدردانی

خدای رابی شاکرم که از روی کرم، پدر و مادری فداکار نسیم ساخته تا در سایه درخت پربار وجودشان بیایم و از ریشه آنها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم. والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نشان دلیلی است بر بودنم، چرا که این دو وجود، پس از پروردگار، مایه هستی ام بوده اند و دستم را گرفتند و راه رفتن را در این وادی زندگی پر از فراز و نشیب آموختند.

به مصداق «من لم یسکر المخلوق لم یسکر الخالق» بسی شایسته است از استاد فرهیخته و فرزانه جناب آقای دکتر الفی که با کرامتی چون خورشید، سرزمین دل را روشنی بخشید و گلشن سرای علم و دانش را با راهنمایی های کار ساز و سازنده بارور ساختند؛ تقدیر و تشکر نمایم.

تعهدنامه

اینجانب علی قصاب سه دهی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده رساله «طراحی و ساخت کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم برای مبدل DC-DC» تحت راهنمایی آقای دکتر علیرضا الفی متعهد می‌شوم:

- تحقیقات در این رساله توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های محققین دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در این رساله 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 است 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 رساله تأثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج شده از رساله رعایت می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این رساله، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت‌های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این رساله، 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، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود است. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در این رساله بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

چکیده

مبدل DC-DC باک مرتبه ۲ یک مبدل کاهنده با نسبت وظیفه پهن تر در مقایسه با مبدل مرسوم باک می باشد و امکان بیشتری را به منظور کاهش ولتاژ فراهم می نماید. ساختار غیرخطی و متغیر با زمان مبدل در کنار رفتار غیرکمینه فاز آن موجب پیچیدگی هایی برای طراحی کنترل کننده می گردد. اهداف کنترلی مورد توجه عبارتند از صاف بودن سطح ولتاژ خروجی، مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت های پارامترهای مبدل و سرعت مناسب در تنظیم ولتاژ. کنترل کننده سنتز μ به روش تکرار D-K از قابلیت های بالایی جهت برآورده نمودن اهداف کنترلی برخوردار است اما ایراد اصلی این روش مرتبه بالای کنترل کننده می باشد که مشکلاتی را در پیاده سازی عملی موجب می گردد. در این پایان نامه یک مساله بهینه سازی مقید با استفاده از الگوریتم های تکاملی جهت حل مساله سنتز μ برای دستیابی به کنترل کننده مقاوم با ساختار ساده ارائه می گردد. در این روش پایداری و عملکرد مقاوم بر اساس تحلیل μ به ترتیب به عنوان قید و تابع هزینه بهینه سازی در نظر گرفته می شوند و ضرایب بدست آمده برای کنترل کننده، هر دو ویژگی پایداری و عملکرد مقاوم را برای سیستم حلقه بسته برآورده می نمایند. سه الگوریتم ژنتیک، بهینه سازی ازدحام ذرات بهبود یافته و کلونی زنبور عسل مصنوعی برای حل این مساله مورد استفاده قرار می گیرند و الگوریتم ژنتیک با اختلاف کمی نسبت به دو الگوریتم دیگر به حاشیه پایداری و عملکرد بهتری دست می یابد. همچنین حداکثر مقادیر تکین ساختار یافته بدست آمده برای پایداری و عملکرد هر سه الگوریتم در مقایسه با روش تکرار D-K از مقدار کمتری برخوردار است. عملکرد قابل قبول کنترل کننده پیشنهادی در تنظیم ولتاژ خروجی در حضور نامعینی بر روی پارامترهای سیستم در نتایج شبیه سازی نشان داده شده است.

واژه های کلیدی: کنترل مقاوم، سنتز μ ، الکترونیک قدرت، مبدل باک مرتبه ۲، الگوریتم های تکاملی.

فهرست مطالب

فصل اول : مقدمه.....	۱
۱.۱. مبدل کاهنده DC-DC.....	۲
۱.۲. مروری بر کارهای گذشته	۵
فصل دوم : کنترل مقاوم و الگوریتم‌های تکاملی	۷
۱.۲. مقدمه	۸
۲.۲. پیکربندی استاندارد مقاوم.....	۸
۳.۲. تحلیل پایداری و کارایی مقاوم بر اساس مقدار تکین ساختار یافته	۱۰
۱.۳.۲. مقدار تکین ساختار یافته.....	۱۰
۲.۳.۲. پایداری و کارایی مقاوم	۱۳
۴.۲. سنتر μ به روش تکرار D-K.....	۱۵
۵.۲. انتخاب توابع وزنی	۱۷
۱.۵.۲. تابع وزنی W	۱۷
۲.۵.۲. تعیین تابع وزنی WS	۱۸
۳.۵.۲. محدودیت توابع وزنی.....	۲۰
۶.۲. الگوریتم‌های تکاملی	۲۱
۱.۶.۲. الگوریتم بهینه سازی تجمع ذرات PSO.....	۲۱
۲.۶.۲. الگوریتم ژنتیک	۲۶
۳.۶.۲. الگوریتم کلونی زنبور عسل مصنوعی	۲۸
فصل سوم : طراحی کنترل کننده.....	۳۱
۱.۳. مدل سازی مبدل باک مرتبه ۲.....	۳۲
۲.۳. طراحی کنترل کننده PI.....	۴۰
۳.۳. طراحی کنترل کننده مقاوم به روش D-K.....	۴۳
۴.۳. طراحی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم.....	۴۵
۱.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم PSO.....	۴۶
۲.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم ABC.....	۴۸
۳.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم ژنتیک	۵۱
فصل چهارم : شبیه سازی	۵۷

۱.۴. ولتاژ خروجی برای کنترل کننده های ساختار ثابت مقاوم	۵۸
۲.۴. مقایسه عملکرد کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با D-K و PI	۶۰
۳.۴. عملکرد کنترل کننده مرتبه کاهش یافته	۶۵
۴.۴. ولتاژ خروجی برای بدترین حالت نامعینی	۶۵
۵.۴. تغییر سیگنال مرجع	۶۷
۲.۴. تغییرات بار	۷۰
فصل پنجم : نتیجه گیری و پیشنهادات	۷۳
۱.۵. نتیجه گیری	۷۴
۲.۵. پیشنهادات	۷۴
مراجع	۷۶

فهرست شکل‌ها

شکل ۱-۲. بلوک دیاگرام حلقه بسته سیستم نامعین.....	۹
شکل ۲-۲. سیستم تعمیم یافته.....	۹
شکل ۳-۲. ساختار $M-\Delta$	۱۰
شکل ۴-۲. پیکربندی نامعینی برای تحلیل پایداری مقاوم.....	۱۳
شکل ۵-۲. ساختار عملکرد مقاوم.....	۱۴
شکل ۶-۲. ساختار یکپارچه نامعینی.....	۱۵
شکل ۷-۲. منحنی تابع وزنی معکوس W_S^{-1}	۱۹
شکل ۸-۲. نمایش حرکت ذرات در الگوریتم PSO.....	۲۴
شکل ۹-۲. فلوچارت الگوریتم PSO.....	۲۵
شکل ۱۰-۲. فلوچارت الگوریتم ژنتیک.....	۲۷
شکل ۱۱-۲. فلوچارت الگوریتم ABC.....	۳۰
شکل ۱-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲.....	۳۲
شکل ۲-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲ - حالت سویچ باز.....	۳۴
شکل ۳-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲ - حالت سویچ بسته.....	۳۴
شکل ۴-۳. مکان صفر و قطبهای مبدل باک مرتبه ۲.....	۳۸
شکل ۵-۳. پاسخ پله سیستم حلقه باز.....	۳۸
شکل ۶-۳. نمودار اندازه-فاز سیستم نامعین.....	۳۹
شکل ۷-۳. خطای مدل و تابع وزنی.....	۳۹
شکل ۸-۳. توابع وزنی حساسیت و نامعینی.....	۴۰
شکل ۹-۳. دیاگرام اندازه سیستم نامعین.....	۴۱
شکل ۱۰-۳. پاسخ پله حلقه سیستم حلقه بسته با کنترلکننده PI.....	۴۳
شکل ۱۱-۳. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترل کننده حاصل از روش D-K.....	۴۴
شکل ۱۲-۳. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترل کننده حاصل از روش D-K.....	۴۴
شکل ۱۳-۳. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم PSO.....	۴۷
شکل ۱۴-۳. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم PSO.....	۴۸
شکل ۱۵-۳. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم PSO.....	۴۸
شکل ۱۶-۳. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم ABC.....	۴۹
شکل ۱۷-۳. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم ABC.....	۵۰

- شکل ۳-۱۸. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم ABC..... ۵۰
- شکل ۳-۱۹. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم ژنتیک..... ۵۱
- شکل ۳-۲۰. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم ژنتیک..... ۵۲
- شکل ۳-۲۱. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترلکننده پیشنهادی با الگوریتم ژنتیک..... ۵۲
- شکل ۳-۲۲. منحنی پایداری مقاوم برای کنترلکننده مرتبه کاهش یافته..... ۵۳
- شکل ۳-۲۳. منحنی عملکرد مقاوم برای کنترلکننده مرتبه کاهش یافته..... ۵۴
- شکل ۴-۱. مدار شبیه سازی مبدل در محیط سیمولینک..... ۵۸
- شکل ۴-۲. ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل برای کنترلکننده های ساختار ثابت مقاوم..... ۵۹
- شکل ۴-۳. حالت بزرگنمایی ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل برای کنترلکننده های ساختار ثابت مقاوم..... ۵۹
- شکل ۴-۴. سیگنال کنترل حاصل از کنترلکننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک..... ۶۰
- شکل ۴-۵. مقایسه ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل..... ۶۱
- شکل ۴-۶. سیگنال کنترل حاصل از کنترلکننده D-K در حالت نامی مبدل..... ۶۱
- شکل ۴-۷. سیگنال کنترل حاصل از کنترلکننده PI..... ۶۲
- شکل ۴-۸. جریان سلف L_1 با کنترلکننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک..... ۶۳
- شکل ۴-۹. جریان سلف L_1 با کنترلکننده مقاوم D-K..... ۶۳
- شکل ۴-۱۰. جریان سلف L_2 با کنترلکننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک..... ۶۴
- شکل ۴-۱۱. جریان سلف L_2 با کنترلکننده مقاوم D-K..... ۶۴
- شکل ۴-۱۲. ولتاژ خروجی برای کنترلکننده مرتبه کاهش یافته..... ۶۵
- شکل ۴-۱۳. ولتاژ خروجی برای بدترین حالت نامعینی مبدل..... ۶۶
- شکل ۴-۱۴. ولتاژ خروجی با کنترلکننده ساختار ثابت مقاوم برای دو وضعیت نامی و بدترین حالت نامعینی..... ۶۷
- شکل ۴-۱۵. منبع ولتاژ ورودی آغشته به نویز..... ۶۸
- شکل ۴-۱۶. ولتاژ خروجی همزمان با اعمال نویز بر روی منبع ورودی و تغییر ولتاژ مرجع..... ۶۸
- شکل ۴-۱۷. سیگنال کنترل برای کنترلکننده ساختار ثابت مقاوم هنگام تغییر در سیگنال مرجع..... ۶۹
- شکل ۴-۱۸. سیگنال کنترل برای کنترلکننده مقاوم D-K هنگام تغییر در سیگنال مرجع..... ۶۹
- شکل ۴-۱۹. ولتاژ خروجی برای تغییرات منبع ولتاژ ورودی..... ۷۰
- شکل ۴-۲۰. ولتاژ خروجی برای تغییرات بار..... ۷۱

فهرست جداول

جدول ۱-۳. مقادیر پارامترهای مبدل.....	۳۷
جدول ۲-۳. مقادیر مربوط به بدترین حالت مبدل.....	۴۱
جدول ۳-۳. قواعد تنظیم زیگلر-نیکولز.....	۴۲
جدول ۴-۳. بازه پارامترهای کنترل کننده.....	۴۶
جدول ۵-۳. پارامترهای تنظیم الگوریتم PSO.....	۴۶
جدول ۶-۳. مقادیر پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم PSO.....	۴۷
جدول ۷-۳. پارامترهای تنظیم الگوریتم ABC.....	۴۹
جدول ۸-۳. پارامترهای کنترل کننده با الگوریتم ABC.....	۴۹
جدول ۹-۳. پارامترهای تنظیم الگوریتم ژنتیک.....	۵۱
جدول ۱۰-۳. پارامترهای کنترل کننده با الگوریتم ژنتیک.....	۵۱
جدول ۱۱-۳. حداکثر مقادیر پایداری و عملکرد مقاوم به ازای تمامی کنترل کننده ها.....	۵۵

فصل اول

مقدمه

۱.۱. مبدل کاهنده DC-DC

امروزه استفاده از مبدل‌های DC-DC در بسیاری از کاربردهای مهندسی افزایش چشمگیری پیدا کرده است و به یک عضو بسیار مهم در صنعت برق و الکترونیک تبدیل شده‌اند. از جمله کاربردهای مهم آنها می‌توان به استفاده در لپ‌تاپ، موبایل، درایور لامپ LED، ریز شبکه DC و انتقال انرژی خورشیدی نام برد [۷-۱]. این گونه از مبدل‌ها همواره ولتاژ ورودی را با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس^۱ کاهش و یا افزایش می‌دهند. در مواقعی که ولتاژ DC منبع ورودی دارای سطحی بیشتر از مقدار مورد نیاز برای مصرف‌کننده می‌باشد، لازم است که سطح ولتاژ منبع ورودی به طور مناسبی کاهش یابد. یکی از توپولوژی‌های کاهنده که به دلیل ساختار ساده و ارزان قیمت مورد توجه بسیار بوده است، مبدل باک^۲ می‌باشد. در بعضی از موارد که اختلاف سطح بین ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی مطلوب افزایش می‌یابد، متعاقباً نسبت وظیفه پالس سویچ زنی نیز باید بیشتر کاهش یابد. برای مثال می‌توان از میکروپروسسورهای نسل جدید نام برد که به جریان بالا و ولتاژ خیلی پایین در حد ۱/۱ ولت نیاز دارند [۸] و مبدل برای تبدیل ولتاژ منبع ورودی که به صورت متعارف برابر با ۵، ۱۲ و یا ۲۴ ولت می‌باشد، از نسبت وظیفه بسیار کوچک باید استفاده نماید. به دلیل محدودیت‌های عملی که بر روی کلیدهای الکترونیکی از جمله MOSFET‌ها در زمان روشن و خاموش شدن در بازه‌های زمانی بسیار کوتاه وجود دارد، از این رو در شرایط کاری با نسبت وظیفه کمتر از ۱۰٪، تنظیم ولتاژ خروجی بر روی سطح ولتاژ مطلوب با مشکلاتی مواجه خواهد شد [۹-۱۱]. از همین رو استفاده از مبدل‌های کاهنده‌ای با نسبت وظیفه ی پهن‌تر می‌تواند یک جایگزین بسیار مناسب برای مبدل کاهنده باک باشد. یکی از توپولوژی‌های اولیه برای دستیابی به یک نسبت وظیفه پهن‌تر، استفاده از آرایش آبشاری^۳ دو مبدل باک بود [۱۲-۱۳]. در این حالت نسبت تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی با مجذور

۱. Pulse Width Modulation (PWM)

۲. Buck

۳. Cascade

نسبت وظیفه برابر می‌باشد اما ایراد آن استفاده از دو کلید است که منجر به افزایش تلفات ناشی از کلیدزنی و کاهش راندمان می‌گردد. به منظور برطرف نمودن این ایراد، توپولوژی دیگری به نام مبدل باک مرتبه ۲ که فقط دارای یک کلید فعال می‌باشد در [۱۴] ارائه گردید. مبدل باک مرتبه ۲، یک سیستم غیرخطی و متغیر با زمان است و از دیدگاه کنترلی به منظور طراحی کنترل‌کننده برای تنظیم ولتاژ خروجی، دشواری‌هایی را به وجود می‌آورد و کنترل‌کننده‌های خطی مرسوم همچون PI قابلیت چندان در ایجاد عملکرد مطلوب را نمی‌توانند از خود نشان دهند.

یکی از موضوعات بسیار مهم در رابطه با کنترل مبدل‌های سویچینگ، حفظ ولتاژ خروجی بر روی سطح ولتاژ مطلوب و صاف بودن آن با توجه به وجود نویز در منبع ولتاژ ورودی و تغییرات بار می‌باشد. از طرفی مقادیر سلف‌ها، خازن‌ها و مقاومت‌ها به صورت دقیق با آن مقداری که برای آنها تعیین گردیده است برابر نمی‌باشد و مقداری اختلاف وجود دارد. همچنین با توجه به شرایط محیطی که مبدل در آن قرار دارد، این مقادیر ممکن است دچار تغییر شوند. برای مثال با تغییرات دمای محیط، مقدار مقاومت بار و همچنین با تغییر میدان‌های مغناطیسی اطراف مبدل، مقدار اندوکتانس سلف دست خوش تغییر خواهند شد.

تئوری کنترل مقاوم یک روش مناسب و کارآمد به منظور تنظیم ولتاژ خروجی با وجود نامعینی‌ها در مقادیر پارامترهای مبدل می‌باشد. در این بین روش سنتز μ یک ابزار بسیار قدرتمند برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم است و روش رایج برای حل آن، تکرار D-K است. کنترل‌کننده بدست آمده از این روش، پایداری و عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته را بر اساس معیار مقدار تکین ساختار یافته μ تضمین می‌کند.

در [۱۵] به منظور تنظیم ولتاژ خروجی یک مبدل باک-بوست در مد افزایشی از کنترل‌کننده سنتز μ استفاده گردیده است. کنترل‌کننده مقاوم استفاده شده با توجه به وجود نامعینی بر روی تمام مولفه‌های مدار، دارای پاسخ مناسبی از لحاظ سرعت می‌باشد و هم چنین ولتاژ خروجی تقریباً بدون نوسان است. [۱۶]

از کنترل کننده سنتز μ برای یک مبدل تشدید گوسی در حالت هدایت پیوسته استفاده نموده است. طراحی کنترل کننده مقاوم بر اساس سنتز μ برای یک مبدل تشدید موازی در [۱۷] بررسی گردیده است. در [۱۸] یک روش کلی برای طراحی کنترل کننده مقاوم برای مبدل‌های DC-DC مبتنی بر روش سنتز μ ارائه شده است.

در کنار تمام مزایایی که کنترل کننده سنتز μ با روش تکرار D-K دارد، یکی از بزرگترین ایرادات آن مانند اغلب روش‌های کنترل مقاوم، منتج شدن به یک کنترل کننده با مرتبه بالا و حداقل برابر با مرتبه سیستم است که می‌تواند مشکلاتی را از لحاظ ساخت و پیاده‌سازی به صورت عملی، افزایش هزینه و کاهش قابلیت اطمینان را ایجاد کند. از این رو دستیابی به یک کنترل کننده مقاوم با مرتبه پایین امری ضروری می‌باشد. به منظور کاهش مرتبه کنترل کننده از روش‌های مرسوم زیر استفاده می‌گردد [۱۹]:

- برش متوازن
- باقیمانده متوازن
- تخمین نرم هانکل

روش‌های اشاره شده در بالا می‌توانند به طور محسوسی مرتبه کنترل کننده را کاهش دهند اما یک ایرادی که مطرح می‌گردد آن است که کنترل کننده مرتبه کاهش یافته می‌تواند موجب تضعیف اهداف طراحی و یا حتی از دست رفتن آنها می‌گردد. همچنین در بسیاری از مواقع کنترل کننده حاصل از روش‌های مرسوم کاهش مرتبه، خود نیز نسبتاً مرتبه بالایی دارند.

یک روش جایگزین برای تکرار D-K به منظور حل مساله سنتز μ استفاده از الگوریتم‌های تکاملی می‌باشد. در این روش علاوه بر آن که کنترل کننده دارای مرتبه‌ای پایین است و از لحاظ پیاده‌سازی عملی، قابلیت بالاتری دارد، معیارهای پایداری و عملکرد مقاوم بر اساس مقدار تکین ساختار یافته μ را نیز برآورده می‌سازد.

هم‌چنین نسبت به کنترل‌کننده تکرار D-K هم مرتبه خود که از روش های کاهش مرتبه بدست می‌آید، دارای عملکرد بهتری نیز است. کنترل‌کننده پیشنهادی در این پایان‌نامه یک کنترل‌کننده با درجه‌ای برابر با ۲ می‌باشد و نشان داده خواهد شد که نسبت به یک کنترل‌کننده مرتبه ۲ حاصل از روش کاهش مرتبه، به مراتب پاسخ بهتری دارد.

۱.۲. مروری بر کارهای گذشته

تاکنون تئوری‌های کنترلی گوناگونی برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل باک مرتبه ۲ مورد استفاده قرار گرفته است. یکی از این روش‌ها، استفاده از تئوری خاریتانوف برای دستیابی به یک کنترل‌کننده مقاوم در حضور نامعینی‌های پارامتری سیستم است. با توجه به کران نامعینی‌ها و با حل تعدادی نامساوی، محدوده قابل قبول برای پارامترهای کنترل‌کننده مشخص می‌گردد. در [۲۰-۲۱] با استفاده از روش خاریتانوف، یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی (PI) برای باک مرتبه ۲ طراحی گردیده است. مشکل این روش آن است که حل نامساوی‌ها در حالتی که مرتبه سیستم بالا می‌باشد دشوار خواهد بود. کنترل‌کننده‌های آبخاری یکی از توپولوژی‌های مرسوم برای کنترل مبدل‌های سویچینگ می‌باشند. در این روش از دو حلقه کنترلی استفاده می‌شود به گونه‌ای که حلقه داخلی وظیفه کنترل جریان و حلقه خارجی وظیفه کنترل ولتاژ را بر عهده دارند. به منظور جداسازی دینامیکی و عملکرد مطلوب لازم است تا حلقه داخلی بسیار سریع‌تر از حلقه خارجی عمل کند [۲۲]. در [۲۳] یک معیار جدید برای انتخاب پارامترهای کنترل‌کننده آبخاری مورد استفاده بر روی مبدل باک مرتبه ۲ ارائه گردیده است. کنترل‌کننده مود لغزشی دارای قابلیت بالایی در برابر اثرات نامطلوب نامعینی‌ها و غیرخطی‌ها می‌باشد. [۲۴] به منظور تغذیه یک بار توان ثابت و کاهش نوسانات ولتاژ خروجی، یک کنترل‌کننده مود لغزشی را برای مبدل باک مرتبه ۲ مورد مطالعه قرار داده است. یک مورد نگران‌کننده در رابطه با مبدل‌های سویچینگ، قرار گرفتن آنها در حالت هدایت ناپیوسته می‌باشد که در این حالت جریان برابر با صفر می‌گردد. به منظور جلوگیری از این عامل نامطلوب و افزایش سطح عملکرد

مبدل، در ورودی مبدل می‌توان یک فیلتر LC قرار داد. این مورد در [۲۵] تحت بررسی قرار گرفته است. تئوری کنترل مقاوم مبتنی بر H_∞ همواره در مسائلی که اغتشاش و نامعینی وجود دارد مورد توجه قرار گرفته است. روش حساسیت مختلط یکی از ابزارهای کنترل مقاوم است که همانند روش‌های مرسوم کنترل مقاوم منجر به یک کنترل‌کننده با مرتبه بالا و حداقل برابر با مرتبه سیستم می‌گردد. در [۲۶] به منظور بررسی و مقایسه عملکرد کنترل‌کننده حاصل از روش حساسیت مختلط، از یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی^۱ دو درجه آزادی^۲ بر روی مبدل باک مرتبه ۲ استفاده گردیده است. کنترل‌کننده دو درجه آزادی طراحی شده علاوه بر آن که معیارهای قوام را برآورده می‌سازد، تنظیم‌کنندگی و دفع اغتشاش بهتری را از خود نشان داده است.

۱. PID

۲. 2 degree of freedom

فصل دوم

کنترل مقاوم و الگوریتم های محاسباتی

۱.۲. مقدمه

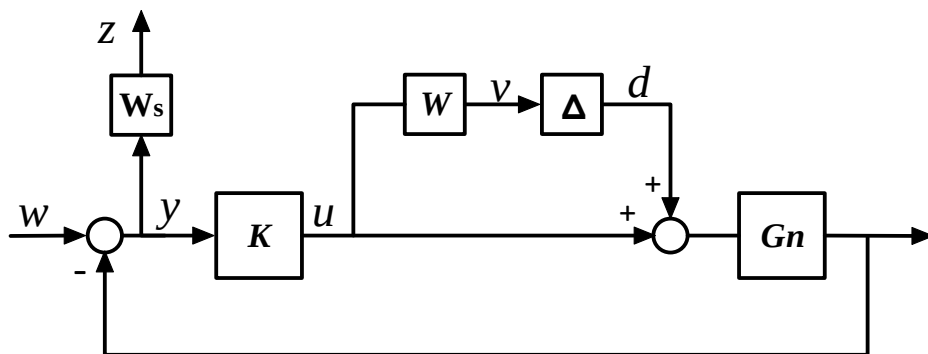
یکی از اساسی‌ترین موضوعات در طراحی یک سیستم کنترلی، بحث قوام می‌باشد. سیستم‌های کنترلی بر مبنای مدل ریاضی بدست آمده طراحی می‌گردند در حالی که مدل بدست آمده با مدل واقعی سیستم اختلاف دارد. همچنین سیستم‌های کنترلی در عمل در معرض اغتشاشات خارجی و نویز قرار دارند از این رو کنترل‌کننده باید به گونه‌ای طراحی شود که علاوه بر تضمین پایداری سیستم، بتواند عملکرد مطلوب را نیز فراهم نماید. سنتز μ یکی از ابزارهای قدرتمند برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم می‌باشد. در ادامه این فصل در قسمت ۲.۲ نحوه پیکربندی مساله و در ۳.۲ در رابطه با تحلیل پایداری و کارایی مقاوم سیستم‌های کنترلی بر اساس مقدار تکین ساختار یافته بحث می‌شود. در قسمت ۴.۲ سنتز μ به روش تکرار D-K بررسی می‌گردد و قسمت ۵.۲ به انتخاب توابع وزنی اختصاص می‌یابد. در بخش ۶.۲ مروری بر روی الگوریتم‌های تکاملی صورت می‌پذیرد.

۲.۲. پیکربندی استاندارد مقاوم

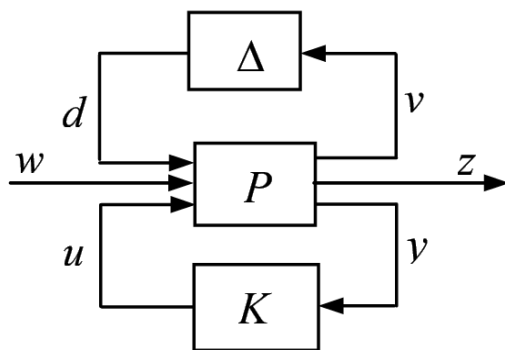
بلوک دیاگرام حلقه بسته سیستم همراه با نامعینی ضربی در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. به منظور تحلیل و طراحی در مسائل کنترل مقاوم، لازم است که یک پیکربندی استاندارد متناسب با آن ارائه گردد. در رابطه (۱-۲) تمامی توابع تبدیل از ورودی‌ها به خروجی‌ها نشان داده شده‌اند.

$$\begin{bmatrix} v \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & W \\ -GW_s & W_s & -GW_s \\ -G & I & -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

$$\begin{bmatrix} v \\ z \\ y \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} d \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad (2-2)$$



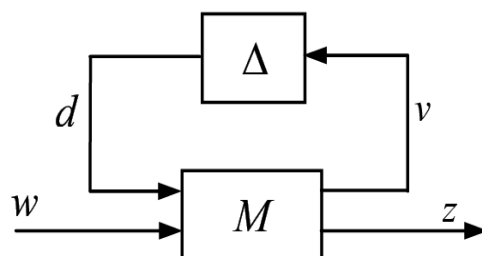
شکل ۲-۱. بلوک دیاگرام حلقه بسته سیستم نامعین



شکل ۲-۲. سیستم تعمیم یافته

با استفاده از نمایش سیستم به صورت تعمیم یافته در شکل (۲-۲)، می توان کنترل کننده و نامعینی ها را از سیستم دینامیکی نامی مجزا نمود. در این پیکربندی ماتریس K معرف کنترل کننده، ماتریس P نمایانگر سیستم نامی و Δ مجموعه تمام نامعینی ها می باشد. ورودی کنترل با u و خروجی اندازه گیری با y نمایش داده شده اند. w بردار ورودی های خارجی شامل نویز، اغتشاش و مقدار مرجع می باشند. خروجی های تنظیم شونده از قبیل خطاهای ردیابی، سیگنال فرمان عملگر با z نشان داده می شوند. d سیگنال ورودی به سیستم نامی از سمت نامعینی و v سیگنال خروجی سیستم به سمت نامعینی می باشد.

با استفاده از تبدیل کسری خطی از سیستم نامی و کنترل کننده می توان این دو را با یکدیگر ادغام نموده و ساختار شکل (۳-۲) را بدست آورد:



شکل ۳-۲. ساختار M-Δ

$$\begin{bmatrix} v \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ w \end{bmatrix} \quad (۳-۲)$$

$$M(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (۴-۲)$$

۳.۲. تحلیل پایداری و کارایی مقاوم بر اساس مقدار تکین ساختار یافته

در این قسمت ابتدا ابزار بسیار قدرتمند مقدار تکین ساختاریافته معرفی می‌گردد و سپس تحلیل پایداری و کارایی مقاوم بر مبنای آن بیان می‌شوند.

۱.۳.۲. مقدار تکین ساختاریافته

در روش طراحی کنترل‌کننده سنتز μ فرض بر این است که ساختار بلوک نامعینی مشخص است. تمام نامعینی‌های ساختار یافته و بدون ساختار را می‌توان از دینامیک سیستم جدا نموده و به صورت یک بلوک ساختار یافته توسط ماتریس قطری Δ به صورت زیر نشان داد:

$$\Delta = \{diag[\delta_1 I_{r_1}, \dots, \delta_S I_{r_S}, \Delta_1, \dots, \Delta_F] : \delta_i \in C, \Delta_j \in C^{m_j \times m_j}\} \quad (۵-۲)$$

ماتریس قطری رابطه (۵-۲) از دو بلوک اسکالر تکراری (δ_i) که نامعینی‌های پارامتری را شامل می‌شوند و بلوک کامل (Δ_j) تشکیل شده است. تعداد بلوک‌های اسکالر تکراری برابر با S و تعداد بلوک‌های کامل برابر

با F و بلوک Δ دارای ابعاد $n \times n$ می باشد و طبق رابطه (۶-۲) داریم:

$$\sum_{i=1}^s r_i + \sum_{j=1}^f m_j = n \quad (۶-۲)$$

به منظور عمومیت بیشتر مقادیر δ_i در مجموعه اعداد مختلط در نظر گرفته شده اند اما اگر اطلاعات بیشتری در رابطه با خصوصیات آماری نامعینی ها در دسترس باشد، آنگاه می توان δ_i را در مجموعه اعداد حقیقی در نظر گرفت. یکی از موضوعات مهم در حوزه کنترل مقاوم حفظ پایداری و عملکرد مطلوب سیستم در حضور تاثیرات ناشی از نامعینی ها و اختلالات خارجی است.

به منظور تحلیل پایداری و کارایی یک سیستم کنترلی به سراغ ابزار بسیار قدرتمند مقدار تکین ساختاریافته می رویم. برای نمایش مقدار تکین ساختاریافته از نماد $\mu_{\Delta}(M)$ استفاده می شود. طبق تعریف مقدار تکین ساختار یافته ماتریس M نسبت به ماتریس نامعینی Δ برابر است با کوچکترین مقدار ممکن از بزرگترین مقدار تکین ماتریس Δ ، به شرط آنکه دترمینان $I - M\Delta$ برابر با صفر باشد و اگر هیچ مقداری این شرط را برآورده نسازد آنگاه $\mu_{\Delta}(M) = 0$ می باشد. نمایش ریاضی آن به صورت رابطه (۷-۲) بیان می گردد :

$$\mu_{\Delta}(M) = \frac{1}{\min_{\Delta \in \Delta} (\bar{\sigma}(\Delta) = 0, \text{ if } \det(I - M\Delta) = 0)} \quad (۷-۲)$$

حال اگر M یک ماتریس متشکل از توابع تبدیل باشد برای نمایش مقدار تکین ساختار یافته ماتریس توابع تبدیل M که با $\mu_{\Delta}(M)$ نشان داده می شود از تعریف ریاضی رابطه (۸-۲) استفاده می گردد:

$$\mu_{\Delta}(M) = \sup_{\omega \in R} \mu_{\Delta}(M(j\omega)) \quad (۸-۲)$$

از طرفی در رابطه با شرط $\det(I - M\Delta) = 0$ باید اشاره شود که اگر این شرط برقرار نباشد، بدین معنی است که ارتباط بخش معین سیستم با بخش نامعینی قطع شده است. در شکل (۳-۲) که نامعینی به صورت

LFT از بخش معین سیستم جدا شده است این مطلب به درستی قابل درک می باشد.

به طور کلی محاسبه مقدار تکین ساختار یافته از رابطه (۲-۷) مناسب نبوده و در عمل بسیار پیچیده است.

لذا از نامساوی (۲-۹) برای محاسبه $\mu_{\Delta}(M(j\omega))$ بهره می‌برند، به شرط آنکه ماتریس M مربعی باشد:

$$\rho(M) \leq \mu(M) \leq \bar{\sigma}(M) \quad (۲-۹)$$

با وجود آنکه رابطه (۲-۹) کران بالا و پایین را برای $\mu(M)$ مشخص می‌کند، این رابطه عملاً برای محاسبه مقدار تکین نمی‌تواند مفید باشد چرا که فاصله میان کران بالا و کران پایین ممکن است بسیار زیاد است. از این رو با یک سری تبدیلات بر روی ماتریس M می‌توان به یک بازه دقیق‌تر برای $\mu(M)$ دست یافت. این تبدیلات مقادیر کران‌های بالا و پایین را تغییر می‌دهند اما بر روی مقدار $\mu(M)$ هیچ تاثیری نمی‌گذارند. برای این منظور دو ماتریس ثابت زیر تعریف می‌گردند:

$$\mathbf{U} = \{U \in \Delta : UU^* = I_n\} \quad (۲-۱۰)$$

$$\mathbf{D} = \left\{ \begin{array}{l} diag[D_1, \dots, D_s, d_1 I_{m_1}, \dots, d_f I_{m_f}] : \\ D_i \in C^{r_i \times r_i}, D_i = D_i^* > 0, d_j > 0 \end{array} \right\} \quad (۲-۱۱)$$

دو مجموعه ماتریس روابط (۲-۱۱) و (۲-۱۰) با ساختار مجموعه نامعینی رابطه (۲-۵) مطابق می‌کنند. با

اعمال این ماتریس‌ها بر روی ماتریس سیستم M رابطه (۲-۱۲) بدست می‌آید:

$$\max_{U \in \mathbf{U}} \rho(MU) \leq \mu_{\Delta}(M(s)) \leq \inf_{D \in \mathbf{D}} \bar{\sigma}(DMD^{-1}) \quad (۲-۱۲)$$

در حالتی که $\mu_{\Delta}(M(s))$ را برابر با کران پایین آن در نظر بگیریم، یعنی

$$\max \rho(MU) = \mu_{\Delta}(M(s)) \quad (۲-۱۳)$$

با یک مساله بهینه سازی نامحدب مواجه هستیم. محاسبه مستقیم رابطه فوق ممکن است که به یک مقدار

حداکثر فراگیر سوق پیدا نکند و در یکی از چند ماکزیمم محلی خود، گرفتار شود. بر خلاف کران پایین،

محاسبه مقدار کران بالای $\mu_{\Delta}(M)$ به دلیل محدب بودن $\inf \bar{\sigma}(DMD^{-1})$ ساده‌تر است. همچنین در حالتی

که $2s + f \leq 3$ ، حداکثر مقدار تکین ساختار یافته با کران بالای خود برابر می‌باشد [۲۷-۲۸].

۲.۳.۲. پایداری و کارایی مقاوم

ابزار مقدار تکین ساختار یافته (μ) را می‌توان کاربردی‌ترین روش برای بررسی پایداری و عملکرد سیستم

در حضور نامعینی دانست که بدترین شرایط ممکن را بررسی می‌نماید. به منظور تحلیل پایداری و عملکرد

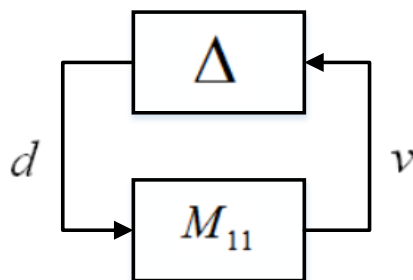
مقاوم سیستم، تمامی نامعینی‌های ساختار یافته به صورت $(2-14)$ نرمالیزه می‌شوند:

$$B\Delta = \{\Delta : \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1; \Delta \in \Delta\} \quad (14-2)$$

در نمایش سیستم به صورت $M - \Delta$ ، سیستم نسبت به بلوک نامعینی Δ دارای پایداری مقاوم می‌باشد اگر

پایداری نامی برای M وجود داشته باشد و مقدار تکین اولین درایه ماتریس سیستم M (شکل ۲-۴) کمتر از

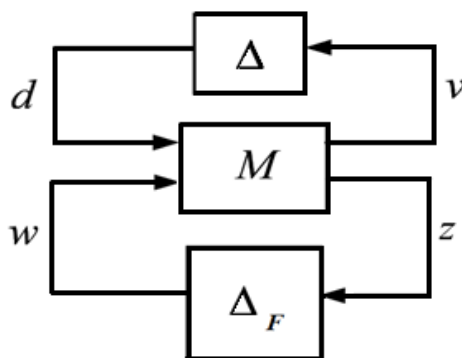
واحد باشد، یعنی:



شکل ۲-۴. پیکربندی نامعینی برای تحلیل پایداری مقاوم

$$\mu_{\Delta}(M_{11}) < 1 \quad (15-2)$$

یکی از روش‌های بررسی کارایی مقاوم برای یک سیستم با آرایش $M - \Delta$ برقراری شرط $\|F_u(N, \Delta)\|_\infty < 1$ می‌باشد. به دلیل پیچیده بودن محاسبات عملی این شرط، برای تحلیل کارایی مقاوم، یک ساختاری از نامعینی‌ها به صورت مجازی و جدا از نامعینی‌های کل سیستم تعریف می‌گردد. بدین ترتیب آرایش جدیدی از سیستم و نامعینی‌ها به صورت شکل (۵-۲) بدست می‌آید.

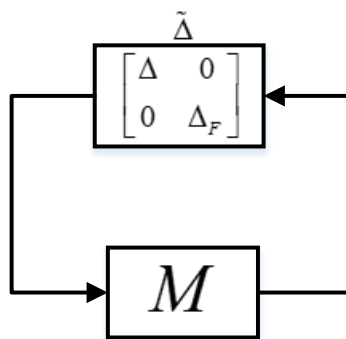


شکل ۵-۲. ساختار عملکرد مقاوم

در شکل (۵-۲) ماتریس Δ مربوط به نامعینی‌های سیستم و Δ_F نمایانگر نامعینی‌های مجازی مرتبط با کارایی است. هر دو بلوک نامعینی را می‌توان در ساختاری جدید از نامعینی‌ها به صورت زیر در نظر گرفت:

$$\tilde{\Delta} \in \tilde{\Delta} = \text{diag} \left\{ \text{diag}[\Delta, \Delta_F] : \Delta \in B\Delta, \|\Delta_F\|_\infty \leq 1 \right\} \quad (۱۶-۲)$$

طبق تعریف رابطه (۱۶-۲)، می‌توان ساختار شکل (۵-۲) را به صورت یکپارچه در شکل (۶-۲) نمایش داد. با این کار مساله تحلیل عملکرد مقاوم نسبت به نامعینی با ساختار مشخص تبدیل به مساله تحلیل پایداری مقاوم نسبت به نامعینی با غیرساختار یافته می‌گردد.



شکل ۶-۲. ساختار یکپارچه نامعینی

برای آن که سیستم دارای کارایی مقاوم باشد لازم است که رابطه (۱۷-۲) برقرار باشد:

$$\mu_{\tilde{\Delta}}(M) < 1 \quad (۱۷-۲)$$

۴.۲. سنتز μ به روش تکرار D-K

مساله طراحی یک کنترل کننده که شرایط پایداری مقاوم و کارایی مقاوم ذکر شده در بخش قبل را برآورده سازد، سنتز μ نام دارد. به بیان دیگر با استفاده از این روش یک کنترل کننده پایدارسازی بدست می آید که حداکثر مقدار تکین ماتریس $M(P, K)$ را کمینه می سازد.

$$\inf_K \sup_{\omega \in R} \mu_{\tilde{\Delta}}[M(P, K)] \quad (۱۸-۲)$$

متداول ترین روش برای حل این مساله، استفاده از الگوریتم تکرار D-K است. از آنجا که حداکثر مقدار تکین ساختار یافته مورد نظر می باشد، در رابطه (۱۸-۲) کران بالای رابطه (۱۲-۲) را قرار می دهیم. بنابراین مساله طراحی کنترل کننده پایدارساز K به صورت زیر بازنویسی می گردد:

$$\inf_K \sup_{\omega \in R} \inf_{D \in \mathbf{D}} \bar{\sigma}[DM(P, K)D^{-1}] \quad (۱۹-۲)$$

در نهایت کنترل کننده پایدارساز بدست آمده باید رابطه (۲۰-۲) را برآورده سازد.

$$\sup_{\omega \in R} \inf_{D \in \mathbf{D}} \bar{\sigma}[DM(P, K)D^{-1}] < 1 \quad (۲۰-۲)$$

روش D-K در هر مرحله، یکی از دو پارامتر طراحی D یا K را ثابت نگه داشته و دیگری را در مرحله بعد تغییر می‌دهد. به ازای یک ماتریس مشخص برای D (ماتریس ثابت یا تابع تبدیل)، مساله طراحی به یک مساله بهینه سازی استاندارد H_∞ تبدیل می‌گردد:

$$\inf_K \|DM(P, K)D^{-1}\|_\infty \quad (21-2)$$

و از طرفی دیگر برای یک کنترل کننده ثابت $K(s)$ ، با یک مساله بهینه سازی محدب روبرو هستیم:

$$\inf_{D \in D} \bar{\sigma} \|DM(P, K)D^{-1}\|_\infty \quad (22-2)$$

پس از کمینه‌سازی رابطه فوق بر روی بازه فرکانسی مورد نظر، ماتریس‌های قطری D_s بدست آمده را می‌توان با یک ماتریس تابع تبدیل گویا، کمینه فاز و پایدار تقریب زد و در تکرار بعدی استفاده نمود.

روش تکرار D-K برای سنتز μ را می‌توان به صورت زیر خلاصه نمود:

۱. حدس اولیه D : معمولاً ماتریس D برابر با یک ماتریس همانی در نظر گرفته می‌شود. ($D = I$)

۲. گام D : ماتریس D ثابت نگه داشته می‌شود و برای یافتن کنترل کننده مقاوم K ، مساله بهینه‌سازی

H_∞ حل می‌گردد.

$$K = \inf_K \|DM(P, K)D^{-1}\|_\infty \quad (23-2)$$

۳. گام K : در این مرحله کنترل کننده K ثابت نگه داشته می‌شود و مساله بهینه سازی محدب

برای یافتن D حل می‌گردد.

$$D = \inf_{D \in D} \bar{\sigma}[DM(P, K)D^{-1}] \quad (24-2)$$

۴. گام تقریب: در این مرحله برای D یک ماتریس تابع تبدیل پایدار و کمینه فاز از طریق برازش

منحنی تقریب زده می‌شود.

به دلیل آن که در هر مرحله از الگوریتم، یکی از پارامترها ثابت نگه داشته می‌شود، هیچ تضمینی برای همگرایی به کمینه فراگیر وجود ندارد و امکان آن که به یک کمینه محلی سوق پیدا کند بسیار بالاست [۲۹]. از طرف دیگر، کنترل‌کننده حاصل از این روش دارای مرتبه بالایی می‌باشد که در پیاده سازی عملی موجب بروز مشکلاتی از قبیل عدم تحقق و هم چنین افزایش هزینه می‌گردد.

۵.۲. انتخاب توابع وزنی

انتخاب توابع وزنی یکی از قسمت‌های بسیار مهم و تعیین‌کننده در مسیر طراحی کنترل‌کننده مقاوم می‌باشد. به طور کلی می‌توان از طریق توابع وزنی مشخصات عملکردی سیستم کنترلی را به شکل مطلوب بیان نمود. در این بخش نحوه تعیین دو تابع وزنی W و W_s شرح داده می‌شوند.

۱.۵.۲. تابع وزنی W

یک سیستم با نامعینی ضربی با رابطه (۲-۲۵) توصیف می‌گردد:

$$G_p = (1 + \Delta W) G_n \quad (2-25)$$

که G_n معرف سیستم نامی می‌باشد. Δ یک تابع تبدیل پایدار نامعین است که نرم بی‌نهایت آن کوچکتر از یک می‌باشد ($\|\Delta\|_\infty < 1$). هم چنین تابع وزنی W یک تابع تبدیل پایدار ثابت است که برای نرمالیزه کردن Δ به کار می‌رود.

در اینجا این فرض وجود دارد که هیچ قطب ناپایداری از G_n حذف نمی‌گردد. از رابطه (۲-۲۶) می‌توان این استنباط را داشت که نامعینی واقعی (ΔW) برابر است با انحراف نسبی سیستم اختلال یافته از سیستم نامی:

$$\frac{G_p - G_n}{G_n} = \Delta W \quad (2-26)$$

با توجه به Δ ، کران پایین تابع وزنی W با رابطه بیان می گردد:

$$\left| \frac{G_p}{G_n} - 1 \right| < |W| \quad (27-2)$$

رابطه (27-2) بیانگر دایره‌های متعدد در صفحه مختلط است که در هر فرکانس، مرکز آن $\frac{G_p}{G_n}$ و حداکثر

شعاع آن برابر با W می‌باشد. در این پایان نامه تابع وزنی متمم حساسیت سیستم برابر با تابع وزنی معرف نامعینی ضربی فرض می‌گردد.

۲.۵.۲. تعیین تابع وزنی W_s

تابع وزنی باید به گونه انتخاب شود که اندازه حاصل ضرب آن در تابع حساسیت همواره کوچکتر از یک باشد:

$$\|W_s S\|_{\infty} < 1 \quad (27-2)$$

اصولا کوچک نگه داشتن $|S|$ در تمامی فرکانس‌ها، مخصوصا فرکانس‌های پایین مورد نظر است. لذا W_s باید به گونه‌ای تنظیم شود که مقدار حساسیت در فرکانس‌های پایین نزدیک به صفر باشد تا خطای حالت دائم بسیار کم شود. از طرف دیگر اندازه تابع حساسیت در فرکانس‌های بالا نباید از یک مقدار مشخص شده تجاوز کند تا خطای گذرای سیستم قابل قبول باشد و موجب فراجش زیاد نگردد. از این رو می‌توان W_s را به صورت رابطه (28-2) نوشت:

$$W_s = \frac{\frac{s}{M_s} + \omega_b}{s} \quad (28-2)$$

به دلیل مشکلات محاسباتی معمولا ارضای شرط صفر بودن W_s در فرکانس‌های پایین امکان پذیر نمی‌باشد. از این رو با یک اغتشاش کوچک در W_s قطب آن را کمی جابه‌جا می‌کنیم. بنابراین رابطه (28-2) به صورت

زیر اصلاح می‌شود:

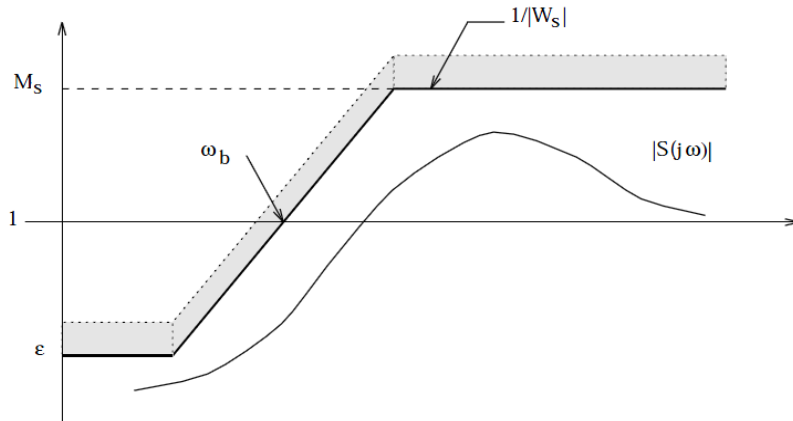
$$W_s = \frac{\frac{S}{M_s} + \omega_b}{S + \varepsilon \omega_b} \quad (29-2)$$

طبق رابطه فوق تابع حساسیت در فرکانس‌های پایین کمتر از مقدار ε و در فرکانس‌های بالا حداکثر برابر با M_s می‌باشد. مقدار پارامتر M_s را می‌توان به وسیله روابط (2-30) و (2-31) متناسب با عملکرد مورد نظر بدست آورد. ξ معرف نسبت میرایی سیستم می‌باشد.

$$M_s = \|S\|_{\infty} = \frac{\alpha \sqrt{\alpha^2 + \xi^2}}{\sqrt{(1 - \alpha^2)^2 + 4\xi^2 \alpha^2}} \quad (30-2)$$

$$\alpha = \sqrt{0.5 + 0.5\sqrt{1 + 0.8\xi^2}} \quad (31-2)$$

نمودار اندازه تابع حساسیت برای یک سیستمی که اهداف کارایی را برآورده می‌سازد متناسب با معکوس تابع وزنی مربوط به آن در شکل (2-7) قابل مشاهده می‌باشد.



شکل 2-7. منحنی تابع وزنی معکوس W_s^{-1}

تابع وزنی انتخاب شده برای سیستم تحت بررسی به صورت رابطه (2-32) می‌باشد:

$$W_s = \frac{0.1 s + 478}{1.283 s + 4.78e-05} \quad (32-2)$$

۳.۵.۲. محدودیت توابع وزنی

میان تابع حساسیت و متمم حساسیت همواره اتحاد $S+T=I$ برقرار است. از این رو در یک فرکانس مشخص، $\|S(j\omega)\|_\infty$ و $\|T(j\omega)\|_\infty$ همزمان نمی‌توانند کوچک و کمتر از $\frac{1}{2}$ شوند. لذا با کوچک شدن تابع حساسیت در یک فرکانس، تابع متمم حساسیت افزایش یافته و به 1 نزدیک می‌شود و موجب می‌گردد که در یک فرکانس مشخص، شرط پایداری مقاوم تهدید شود. از این رو دو شرط پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم در تقابل با یکدیگر می‌باشند. بنابراین شرط لازم برای برقراری کارایی مقاوم آن است که مقدار کمینه تابع وزنی حساسیت و تابع وزنی نامعینی همواره کوچکتر از 1 باشد.

$$\min\{|W_s(j\omega)|, |W(j\omega)|\} < 1 \quad (33-2)$$

در فرکانس‌های بالا مقدار نامعینی افزایش می‌یابد و از این رو اندازه تابع وزنی $|W(j\omega)|$ نیز زیاد می‌شود. طبق رابطه (۳۳-۲) با افزایش $|W(j\omega)|$ ، مقدار $|W_s(j\omega)|$ باید کاهش پیدا کند، بنابراین معکوس آن زیاد می‌شود. این بدان معناست که تابع متمم حساسیت در آن فرکانس نمی‌تواند به صورت مطلوب کوچک شود و این امر مشکلاتی را برای دستیابی به عملکرد مطلوب به وجود می‌آورد.

محدودیت دیگری که بر روی توابع وزنی اعمال می‌گردد مربوط به زمانی است که تابع تبدیل حلقه باز $L = GK$ دارای یک صفر و یا قطب غیر کمینه فاز باشد که در سمت راست صفحه مختلط قرار گرفته است. در صورت وجود صفر سمت راست (Z) در تابع تبدیل حلقه باز، کارایی نامی سیستم حلقه بسته به صورت زیر محدود می‌گردد:

$$\|W_S S\|_{\infty} \geq |W_S(z)| \quad (34-2)$$

هم چنین اگر سیستم حلقه باز دارای یک قطب ناپایدار (p) باشد، شرط لازم برای برقرار بودن پایداری مقاوم به صورت رابطه زیر بیان می گردد:

$$\|WT\|_{\infty} \geq |W(p)| \quad (35-2)$$

۶.۲. الگوریتم های تکاملی

یکی از ابزارهای بسیار مفید در مسیر بهینه سازی، استفاده از الگوریتم های تکاملی می باشد. پس از انتخاب ساختار مناسب برای کنترل کننده، با استفاده از این الگوریتم ها می توان پارامترهای آن را به گونه ای تنظیم نمود که ضمن برقراری قید بهینه سازی (شرط پایداری مقاوم)، تابع هزینه (شرط عملکرد مقاوم) را کمینه سازد و کنترل کننده مقاوم با ساختار معین و مرتبه پایین حاصل شود.

در این بخش از پایان نامه توضیحات مختصری در رابطه با برخی از الگوریتم هایی که در ادامه به منظور بهینه سازی کنترل کننده مورد استفاده قرار می گیرند ارائه می گردد.

۱.۶.۲. الگوریتم بهینه سازی تجمع ذرات PSO

الگوریتم بهینه سازی تجمع ذرات در سال ۱۹۹۵ توسط دو دانشمند به نام های ابرهارت و کندی بر اساس رفتار دسته ای حیوانات مانند گروه پرندگان و دسته ماهی ها ارائه گردید [۳۰]. در این الگوریتم بر اساس روش های تکراری برای رسیدن به نقطه بهینه، همکاری دسته جمعی یک سری ذرات در نظر گرفته می شود و تا اندازه ای تصادفی و بدون انتخاب از پیش تعیین شده است. در این روش تمام اعضای یک گروه یا نسل بر اساس تجربیات خود و اطلاعات جدیدی که بدست می آورند و مقایسه آن با تمامی اعضای گروه، گام بعدی خود را مشخص می کنند [۳۱]. در الگوریتم PSO، هر عضو گروه در مکانی از فضای جستجو قرار

می‌گیرد. کیفیت مکانی که ذره در آن واقع شده است و نسبت فاصله آن به نقطه بهینه در فضای جستجو تعیین‌کننده برتری آن ذره در تشخیص مسیر می‌باشد به گونه‌ای که اگر در یک گام در روند جستجو برای یافتن نقطه بهینه، ذره‌ای نسبت به ذرات دیگر، پاسخ مناسب‌تری داشته باشد، حرکت سایر ذرات به سمت آن خواهد بود. مکان هر یک از ذرات توسط یک بردار سرعت تغییر می‌کند و تحت تاثیر دو مولفه می‌باشد. عامل اول، اختلاف میان بهترین مکان یافته شده توسط ذره و مکان فعلی آن می‌باشد و عامل دوم اختلاف بین مکان فعلی ذره و بهترین موقعیت پیدا شده در میان تمامی ذرات است. بدین ترتیب سرعت حرکت ذره به سمت نقطه بهینه نهایی در هر گام مشخص می‌گردد.

از مزایای الگوریتم تجمع ذرات می‌توان به همگرایی دقیق به نقطه بهینه در زمان مناسب، کارایی بالا در جستجوهای فراگیر، پیاده‌سازی آسان و تعداد کم پارامترهای قابل تنظیم نام برد [۳۲-۳۳]. در مقابل، یک ایراد بزرگ این الگوریتم ضعف آن در جستجوهای محلی می‌باشد.

گام اول در پیاده‌سازی الگوریتم، تعیین تعداد ذرات جستجوگر می‌باشد. به ازای هر یک از ذرات در هر گام از حرکت به سمت نقطه بهینه لازم است که تابع هزینه محاسبه گردد. از این رو تعداد زیاد ذرات موجب افزایش زمان اجرای الگوریتم می‌گردد و از طرفی تعداد کم آن نیز باعث می‌شود که ذرات با صرف زمان بیشتری فضا را جستجو کنند و این خود خطاهایی را در روند یافتن نقطه بهینه به وجود می‌آورد. پس نیاز است که متناسب با مساله بهینه‌سازی، مناسب‌ترین حالت را برای تعداد ذرات در نظر گرفت. طبق آزمایشات صورت گرفته بر روی مسائل بهینه‌سازی گوناگون در [۳۴]، بهترین تعداد ذرات برای اعضای گروه جستجوگر ۲۰ تا ۳۰ معرفی گردیده است.

تعداد مولفه‌های بردار مکان هر ذره متناسب با بعد مکان جستجو می‌باشد و هر ذره در زمان‌های مختلف t با بردار مکان $x(t)$ نشان داده می‌شود. به عنوان مثال اگر مساله بهینه‌سازی یافتن پارامترهای یک کنترل

کننده PID باشد، فضای جستجو یک فضای ۳ بعدی است و هر ذره دارای ۳ مولفه می‌باشد که در هر گام (زمان) مقادیر متفاوتی را به خود اختصاص می‌دهد.

برای شروع الگوریتم، در ابتدا هر یک از ذرات به صورت تصادفی در فضای جستجو مقداردهی می‌شوند و به بیان دیگر به صورت تصادفی در فضای جستجو پخش می‌گردند. مکان ذره $\vec{A}$ در هر لحظه (گام) t با $x_i(t)$ و مقدار تابع هزینه مربوط به آن ذره در لحظه t با $y_i(t)$ نشان داده می‌شود. هر ذره مکان مربوط به بهترین تابع هزینه را در حافظه خود ذخیره نموده و در هر لحظه مقدار بدست آمده به وسیله موقعیت جدید را با آن مقایسه می‌کند و اگر مقدار تابع هزینه در موقعیت جدید شرایط بهتری داشته باشد، آن را به عنوان بهترین عملکرد شخصی در حافظه خود ذخیره می‌کند و با نماد P_i نشان داده می‌شود. از طرف دیگر، مکان بهترین تابع هزینه بدست آمده در میان تمام ذرات با g_i ذخیره می‌گردد و در هر لحظه مقدار تابع هزینه تمام ذرات با آن مقایسه می‌شود و اگر ذره‌ای دارای موقعیت بهتری باشد، مکان آن ذره به عنوان بهترین موقعیت ذخیره می‌شود. با این تفاسیر، رابطه به روز رسانی سرعت و موقعیت هر ذره به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$v_{id}(t+1) = wv_{id}(t) + c_1r_1(P_{id}(t) - x_{id}(t)) + c_2r_2(g_d(t) - x_{id}(t)) \quad (35-2)$$

$$x_{id}(t+1) = x_{id}(t) + v_{id}(t) \quad (36-2)$$

دو پارامتر r_1 و r_2 در رابطه (۳۵-۲)، بردارهای تصادفی بین ۰ و ۱ می‌باشند که به منظور اعمال نیرو برای حرکت به سمت P_{id} و g_{id} می‌باشند. پارامترهای c_1 و c_2 به ترتیب معرف ضریب یادگیری شناختی و یادگیری اجتماعی می‌باشند. در [۳۵] به منظور بهبود عملکرد الگوریتم، c_1 به صورت یک تابع کاهشی و c_2 نیز به صورت یک تابع افزایشی با تکرار الگوریتم معرفی شده‌اند. بدین ترتیب ضرایب c_1 و c_2 با مقادیر اولیه c_{1s} و c_{2s} مقادیر نهایی c_{1e} و c_{2e} به صورت زیر تعریف می‌شوند:

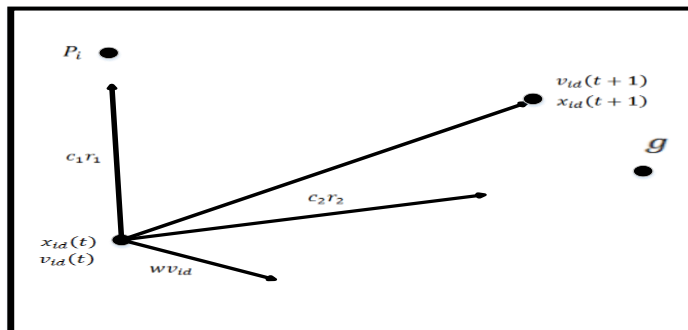
$$C_1 = C_{1s} + i \frac{C_{1e} - C_{1s}}{i_{\max}} \quad (37-2)$$

$$C_2 = C_{2s} + i \frac{C_{2e} - C_{2s}}{i_{\max}} \quad (38-2)$$

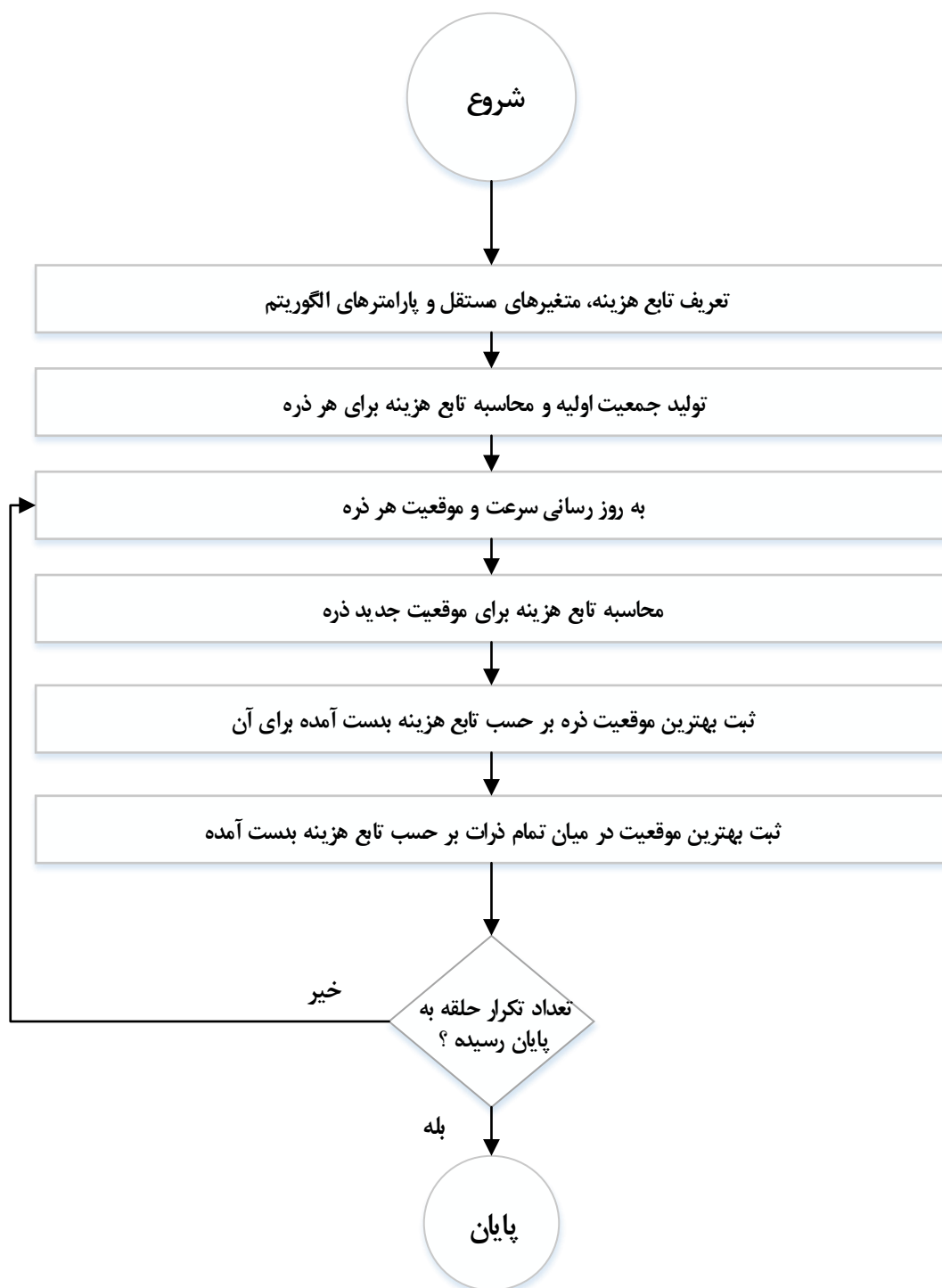
دو رابطه (37-2) و (38-2) بیان می‌کنند که در گام‌های اولیه اجرای الگوریتم، تجربیات شخصی ذرات نقش پر رنگ‌تری در تعیین سرعت دارند در حالی که در انتهای اجرای الگوریتم تمرکز بیشتری بر روی جستجوی فراگیر می‌باشد. w یک تابع وزنی اینرسی می‌باشد که در [36] توسط ابره‌ه‌ارت و شی برای افزایش قابلیت جستجوی محلی ارائه گردید. این تابع وزنی به صورت خطی با اجرای الگوریتم کاهش می‌یابد و با رابطه (39-2) تعریف می‌گردد:

$$w = (i_{\max} - i) \frac{w_{\text{initial}} - w_{\text{final}}}{i_{\max}} + w_{\text{final}} \quad (39-2)$$

در قالب یک جمع بندی می‌توان بیان نمود که سرعت حرکت هر ذره شامل سه قسمت می‌باشد. نخست، نیرویی است که تمایل ذره برای ادامه دادن به مسیر خود می‌باشد. دوم، نیرویی است که هر ذره را به سمت بهترین مکانی که در جستجوهای خود پیدا نموده است سوق می‌دهد. عامل دیگر نیرویی است که به ذره در جهت بهترین مکان یافت شده در میان تمام ذرات اعمال می‌گردد. در شکل (8-2) نحوه حرکت ذره را می‌توان مشاهده نمود. در شکل (9-2) فلوچارت الگوریتم PSO نشان داده شده است.



شکل ۸-۲. نمایش حرکت ذرات در الگوریتم PSO

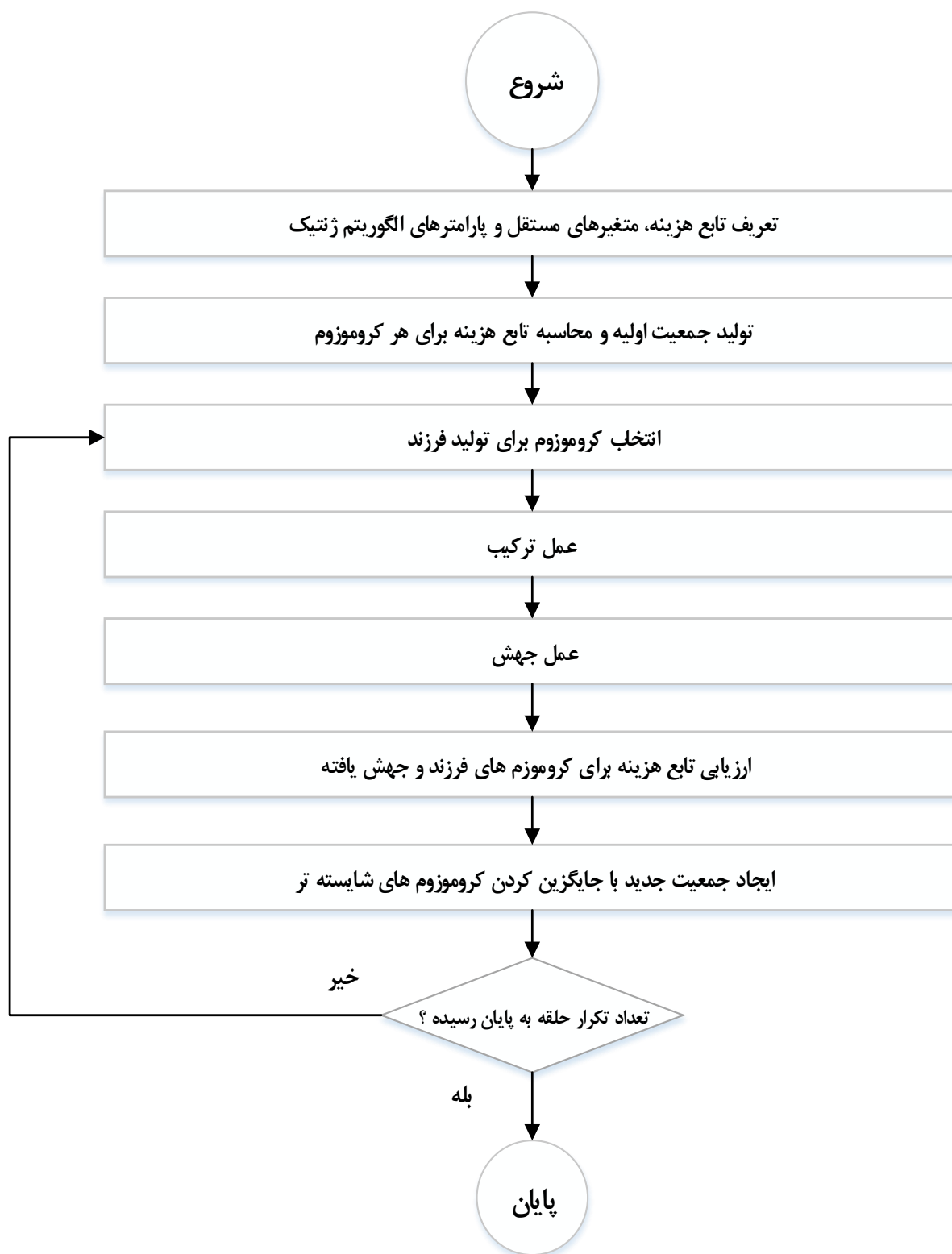


شکل ۲-۹. فلوچارت الگوریتم PSO

۲.۶.۲. الگوریتم ژنتیک

الگوریتم ژنتیک در طول سال‌های ۱۹۶۰ تا ۱۹۷۰ توسط جان هلند^۱ توسعه داده شد. این الگوریتم یک نوع خاصی از الگوریتم‌های تکاملی می‌باشد که از تکنیک‌های زیست‌شناسی همچون وراثت و جهش استفاده می‌کند. در این الگوریتم رفتار کروموزوم‌های تشکیل دهنده هر سلول مورد بررسی قرار می‌گیرد. هر کروموزوم دارای تعدادی ژن است که این ژن‌ها هر کدام یک ویژگی از موجود زنده را در خود به صورت یک رمز حفظ می‌کنند. تغییرات گوناگون کروموزوم‌ها که در طول نسل‌های مختلف به وجود می‌آید هسته تکامل در موجودات را رقم می‌زند. در جریان تولید نسل جدید، توسط عملگر ژنتیکی ترکیب، دو کروموزوم به صورت تصادفی انتخاب می‌گردند و با ترکیب آنها دو کروموزوم جدید تولید می‌شوند. به وسیله عمل جهش، در ژن تعدادی از کروموزوم‌ها تغییری رخ می‌دهد [۳۷]. این عملگر ژنتیکی در روند اجرای الگوریتم موجب می‌گردد که روند تکامل و بهینه‌سازی از همگرایی به بهینه محلی دور شود. از این رو بر روی کروموزوم‌ها دو عمل ترکیب و جهش برای رسیدن به نقطه بهینه اعمال می‌گردد ولی تعداد این دو با هم برابر نمی‌باشد. به عنوان مثال عمل انتخاب دو والد برای تولید فرزند می‌تواند n بار و عمل جهش در کروموزوم‌ها m بار صورت پذیرد. در پایان بر حسب مقدار تابع هزینه بدست آمده برای تمام کروموزوم‌ها (نسل اولیه، نسل فرزندان، نسل جهش یافته)، تمامی آنها بر اساس مقدار برازندگی مرتب گردیده و برابر با تعداد نسل اولیه از میان جمعیت به وجود آمده عمل جداسازی کروموزوم‌ها انجام می‌شود و بقیه آنها حذف می‌گردند. لازم به ذکر است هر قدر که یک کروموزوم دارای مقدار برازندگی بهتری باشد، شانس بالاتری برای انتخاب شدن در اعمال ترکیب و جهش را دارد. فلوچارت این الگوریتم در شکل (۲-۱۰) آورده شده است.

1. John hellend



شکل ۲-۱۰. فلوچارت الگوریتم ژنتیک

۳.۶.۲. الگوریتم کلونی زنبور عسل مصنوعی

الگوریتم کلونی زنبور عسل مصنوعی در سال ۲۰۰۵ توسط کارابوگا ارائه گردید [۳۸]. این الگوریتم از رفتار گروه زنبورهای عسل برای پیدا کردن منابع غذایی و ذخیره‌سازی آن الهام گرفته است. یک کلونی برای بهره‌برداری از منابع غذایی می‌تواند در مسافت‌های زیاد و در جهت‌های گوناگون پخش شود.

بر مبنای این الگوریتم، زنبورها به سه دسته تقسیم می‌شوند:

۱. زنبورهای پیش‌آهنگ^۱

۲. زنبورهای کارگر^۲

۳. زنبورهای ناظر^۳

فرآیند جستجوی منابع غذایی توسط یک کلونی به وسیله زنبورهای پیش‌آهنگ آغاز می‌شود که به نقاط گوناگون از یک باغ فرستاده می‌شوند و هر کدام از آنها با خود نمونه‌ای از منبع غذایی یافت شده را به کندو می‌آورند. هر منبع غذایی در اصل یک جواب برای حل مساله بهینه‌سازی می‌باشد. پس از آن متناسب با مقدار غنای آن منبع، یک زنبور کارگر برای بهره‌برداری از آن مکان یافت شده توسط زنبورهای پیش‌آهنگ، به کار گرفته می‌شود. زنبورهای ناظر که تعداد آنها برابر با تعداد زنبورهای کارگر می‌باشد، با اطلاعاتی که از زنبورهای کارگر در رابطه با کیفیت منبع غذایی دریافت می‌کنند، به صورت تصادفی به سمت یک منبع غذایی فرستاده می‌شوند تا هر چه بیشتر و بهتر از آن بهره‌برداری گردد. در این بین هر چه قدر که یک منبع غنی‌تر باشد، احتمال انتخاب شدن آن توسط زنبورهای ناظر بیشتر می‌گردد. پس از آنکه زنبورهای کارگر و ناظر یک مکان را که توسط زنبورهای پیش‌آهنگ کشف شده

۱. Scout Bees

۲. Employed Bees

۳. Onlooker Bees

بود را پس از n بار بررسی تشخیص دهند که قابلیت بهره برداری را ندارد، آن منبع کنار گذاشته می شود و زنبورهای کارگری که بر روی آن کار می کردند تغییر نقش داده و به عنوان زنبور پیشاهنگ به دنبال کشف منابع جدید می روند.

حرکت زنبورهای کارگر به منظور بهره برداری از یک منبع غذایی با روابط (۲-۴۰) و (۲-۴۱) بیان می گردد:

$$v_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \quad (۲-۴۰)$$

$$\phi_{ij} \sim u(-a, +a) \quad (۲-۴۱)$$

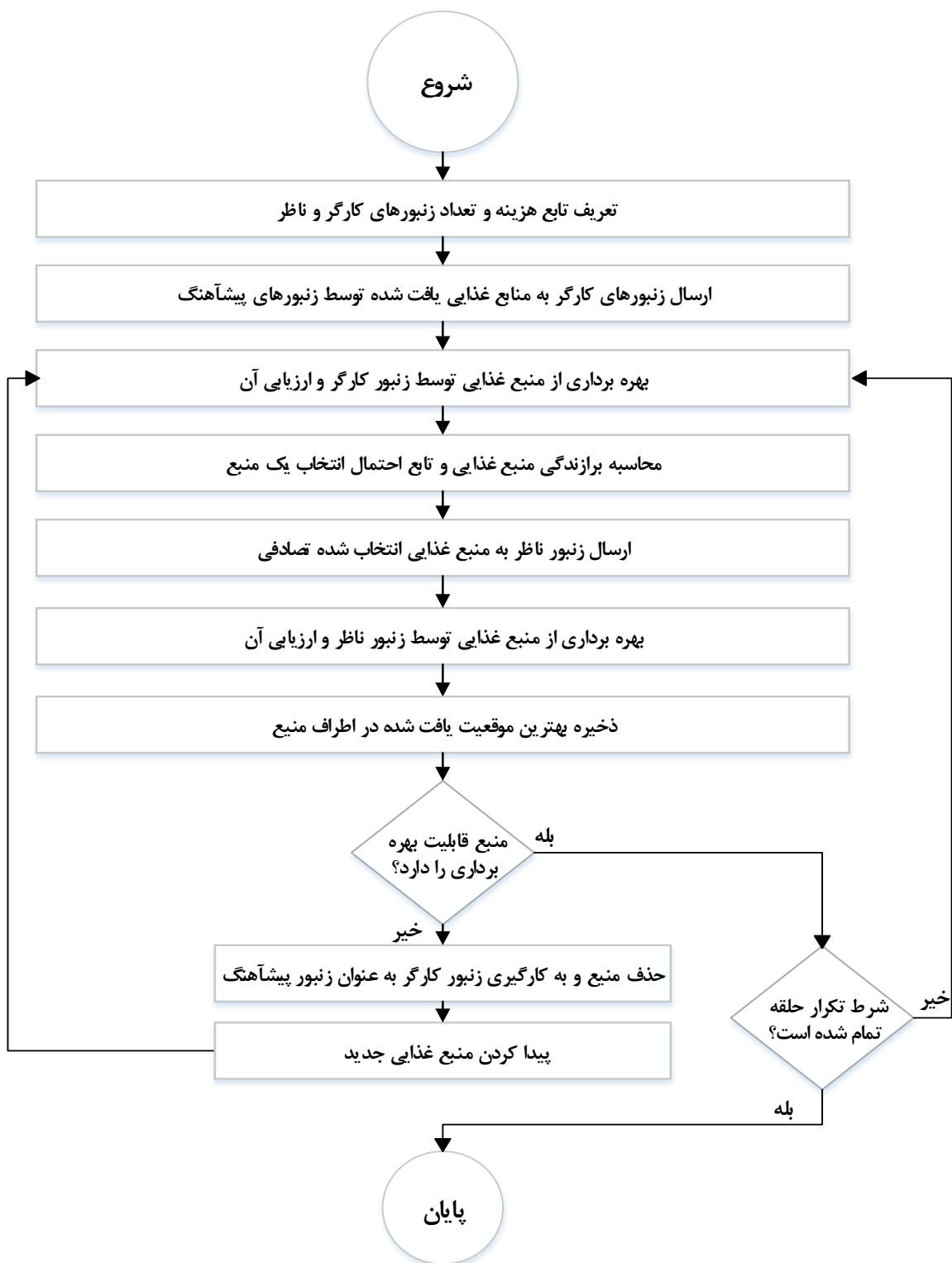
در رابطه فوق k یکی از منابع می باشد که به صورت تصادفی انتخاب می گردد و می توان بیان نمود که روند حرکت یک زنبور کارگر به منظور بهره برداری از آن، ترکیبی از موقعیت همان منبع و ضربی از فاصله آن تا یک مکان دیگر می باشد. احتمال انتخاب یک منبع توسط زنبور ناظر با رابطه (۲-۴۲) توصیف می گردد:

$$P_i = \frac{F(x_i)}{\sum_{k=1}^n F(x_k)} \quad (۲-۴۲)$$

پارامتر $F(x_i)$ معرف مقدار برازندگی یک منبع می باشد که به صورت زیر معرفی می گردد:

$$F(x_i) = \begin{cases} \frac{1}{1+f(x_i)} & f(x_i) \geq 0 \\ 1+|f(x_i)| & f(x_i) < 0 \end{cases} \quad (۲-۴۳)$$

فلوچارت مربوط به الگوریتم کلونی زنبور عسل مصنوعی در شکل (۲-۱۱) نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۱. فلوچارت الگوریتم ABC

فصل سوم

طراحی کنترل کننده

در این فصل ابتدا به مدل سازی و تحلیل عملکرد مبدل باک مرتبه ۲ پرداخته می شود. به منظور مدل سازی مبدل از روش مدل میانگین حالت بهره می بریم. در بخش ۲.۳ به طراحی کنترل کننده تناسبی-انتگرالی متداول با روش زیگلر-نیکولز پرداخته می شود. در بخش ۳.۳ کنترل کننده مقاوم با روش تکرار D-K طراحی می گردد. بخش ۳.۴ نیز به طراحی کنترل کننده بهینه ساختار ثابت مقاوم با استفاده از الگوریتم های تکاملی اختصاص می یابد.

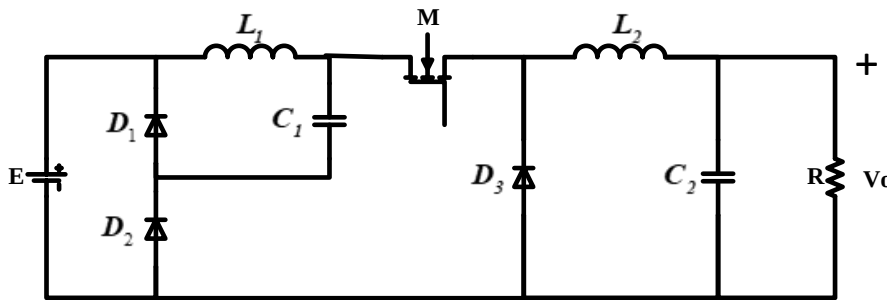
۱.۳. مدل سازی مبدل باک مرتبه ۲

مبدل باک مرتبه ۲ یک مبدل کاهنده با نسبت وظیفه پهن تر نسبت به مبدل کاهنده مرسوم باک می باشد و امکان کاهش ولتاژ بیشتری را فراهم می کند بدون آن که با محدودیت های کلید زنی بر روی کلیدهای الکترونیکی روبرو گردد.

رابطه (۱-۳) نسبت ولتاژ ورودی و خروجی مبدل را در حالت هدایت پیوسته نشان می دهد:

$$V_o = D^2 V_{in} \quad (1-3)$$

همان گونه که در شکل (۱-۳) مشاهده می گردد، این مبدل شامل دو طبقه فیلتر پایین گذر می باشد: L_1 و C_1 در طبقه اول و طبقه دوم تشکیل شده از L_2 و C_2 .



شکل ۱-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲

در طراحی کنترل کننده به روش مقاوم، ابتدا نیاز به توصیف دینامیکی سیستم می باشد. برای دستیابی به این مهم از روش مدل میانگین^۱ که به صورت عمومی برای تمام مبدل های الکترونیک قدرت در دو حالت کاری هدایت پیوسته و گسسته مورد استفاده قرار می گیرد بهره می بریم. در این روش معادلات مدار در دو حالت باز و بسته بودن کلید استخراج می گردد و سپس معادلات متوسط حاصل از بررسی هر دو وضعیت به عنوان معادلات حالت سیستم در نظر گرفته می شود [۳۹].

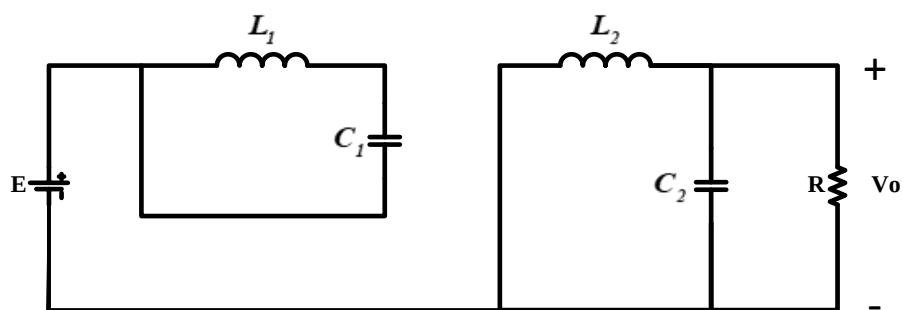
به منظور بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک از سیگنال ورودی (زمان وظیفه) به ولتاژ خروجی به ترتیب زیر عمل می کنیم:

۱. نوشتن معادلات حالت مدار در وضعیتی که کلید باز است و ضرب آنها در مقدار $D-1$.
۲. نوشتن معادلات حالت مدار در وضعیتی که کلید بسته است و ضرب آنها در مقدار D .
۳. جمع معادلات حالت دو وضعیت کلید باز و بسته و بدست آوردن مدل میانگین مدار.
۴. خطی سازی معادلات غیرخطی حاصل حول نقطه کار.

طبق توضیحات فوق اقدام به بررسی وضعیت کاری مدار در حالت های مختلف می نماییم:

• حالتی که کلید باز است:

در این وضعیت دو دیود D_3 و D_1 در حالت بایاس مستقیم قرار دارند و روشن هستند و دیود D_2 به علت بایاس معکوس خاموش می باشد. جریان سلف L_1 به وسیله C_1 خازن تخلیه می گردد. مدار مربوط به این حالت در شکل (۲-۳) نشان داده شده است. با استفاده از قوانین جمع ولتاژ و جریان کیرشهف، معادلات حالت به صورت رابطه (۲-۳) حاصل می گردد:

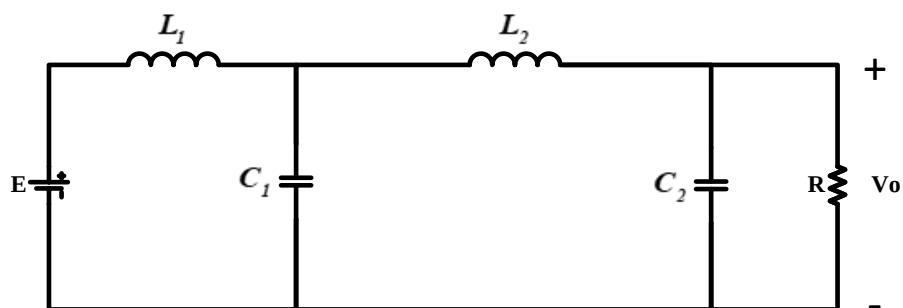


شکل ۲-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲ - حالت سوییچ باز

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (2-3)$$

• حالتی که کلید بسته است:

در این حالت دو دیود D_1 و D_3 خاموش و دیود D_2 روشن است. همچنین سلف L_1 به وسیله منبع ولتاژ شارژ و ولتاژ خازن C_1 کاهش می‌یابد. مدار معادل وضعیتی که کلید بسته است در شکل (۳-۳) نشان داده شده است. معادلات حالت بدست آمده برابر با رابطه (۳-۳) می‌باشد.



شکل ۳-۳. مدار مبدل باک مرتبه ۲ - حالت سوییچ بسته

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3-3)$$

حال با ضرب معادلات حالت مربوط به وضعیت کلید بسته در D و ضرب معادلات کلید باز در 1-D، معادلات میانگین به صورت رابطه (3-4) بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-D}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (3-4)$$

حال با جایگذاری روابط فوق در رابطه (3-4) و برابر با صفر قرار دادن مقادیر مشتق، نقاط کار متغیرهای حالت به صورت روابط (3-5) تا (3-8) بدست می‌آید:

$$v_{C1e} = ED_e \quad (3-5)$$

$$v_{C2e} = ED_e^2 \quad (3-6)$$

$$i_{L1e} = \frac{ED_e^3}{R} \quad (3-7)$$

$$i_{L2e} = \frac{ED_e^2}{R} \quad (3-8)$$

تمامی متغیرهای حالت و نسبت وظیفه، حول نقطه کار خود دارای تغییرات کوچکی می‌باشند و رابطه

سیگنال بزرگ هر متغیر را به صورت روابط (۹-۳) تا (۱۳-۳) می توان بیان نمود:

$$i_{L_1} = i_{L_1e} + \tilde{i}_{L_1} \quad (۹-۳)$$

$$i_{L_2} = i_{L_2e} + \tilde{i}_{L_2} \quad (۱۰-۳)$$

$$v_{C_1} = v_{C_1e} + \tilde{v}_{C_1} \quad (۱۱-۳)$$

$$v_{C_2} = v_{C_2e} + \tilde{v}_{C_2} \quad (۱۲-۳)$$

$$D = D_e + \tilde{d} \quad (۱۳-۳)$$

لازم به ذکر است که مقدار D_e بر اساس رابطه (۱-۳) محاسبه می گردد. در نهایت معادلات فضای حالت

سیگنال کوچک مبدل را می توان با رابطه (۱۴-۳) نشان داد:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D_e}{L_1} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-D_e}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ \frac{v_{C_2e}}{L_2} \\ \frac{i_{L_2e}}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (۱۴-۳)$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix}$$

تابع تبدیل ولتاژ خروجی نسبت به ورودی (نسبت وظیفه) با استفاده از رابطه $C(SI - A)^{-1}B$ بدست

می آید:

$$T = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{v_{C_2e}}{DC_2L_2} \times \frac{s^2 + a_1s + a_0}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \quad (۱۵-۳)$$

$$b_1 = \frac{1}{RC_2} \quad b_2 = \frac{D_e^2}{C_1 L_2} + \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_1 C_1}$$

$$b_0 = \frac{1}{L_1 C_1 L_2 C_2} \quad b_3 = \frac{D_e^2}{RC_1 L_2 C_2} + \frac{1}{RL_1 C_1 C_2}$$

$$a_0 = \frac{2}{L_1 C_1} \quad a_1 = -\frac{D_e^2}{RC_1}$$

مقادیر المان‌های مدار همراه با مقدار نامعینی موجود بر روی آنها در جدول (۳-۱) اشاره گردیده است:

جدول ۳-۱. مقادیر پارامترهای مبدل

پارامتر	مقدار نامی	بازه تغییرات
E	12 v	[8 - 16]
R	5 Ω	[4 - 6]
L_1	400 μ H	$\pm 30\%$
L_2	350 μ H	$\pm 30\%$
C_1	33 μ F	$\pm 30\%$
C_2	100 μ F	$\pm 30\%$

تابع تبدیل مبدل به ازای مقادیر نامی پارامترها با رابطه (۳-۱۶) معرفی گردیده است:

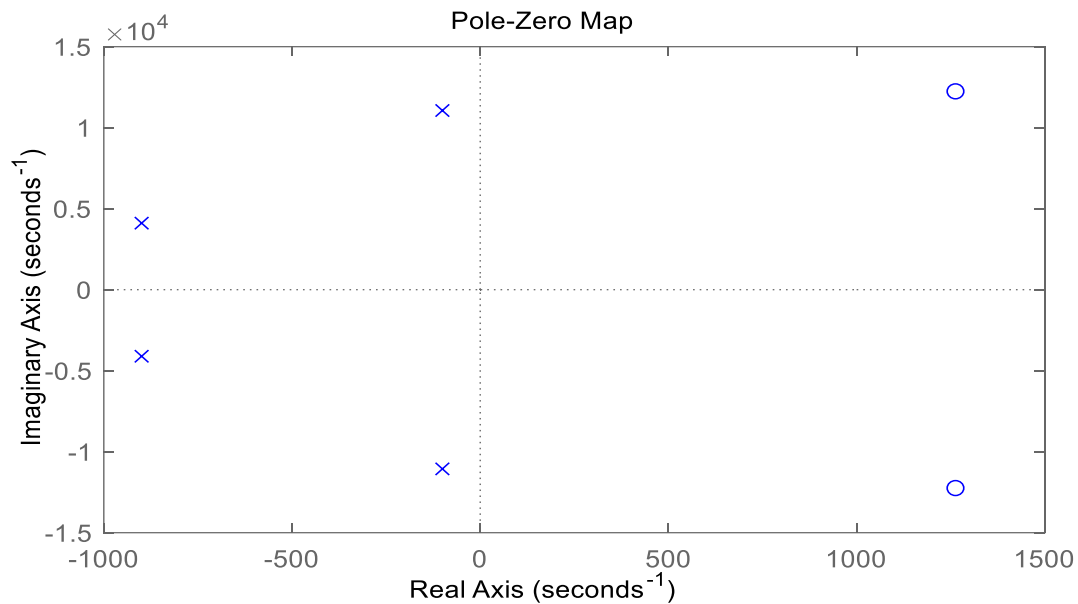
$$T = \frac{2.213 \times 10^8 s^2 - 5.589 \times 10^{11} s + 3.353 \times 10^{16}}{s^4 + 2000 s^3 + 1.404 \times 10^8 s^2 + 2.237 \times 10^{11} s + 2.165 \times 10^{15}} \quad (۳-۱۶)$$

از رابطه (۳-۱۶) مشخص می‌گردد که سیستم دارای ۲ صفر ناکمینه فاز می‌باشد. این رفتار ذاتی ناکمینه

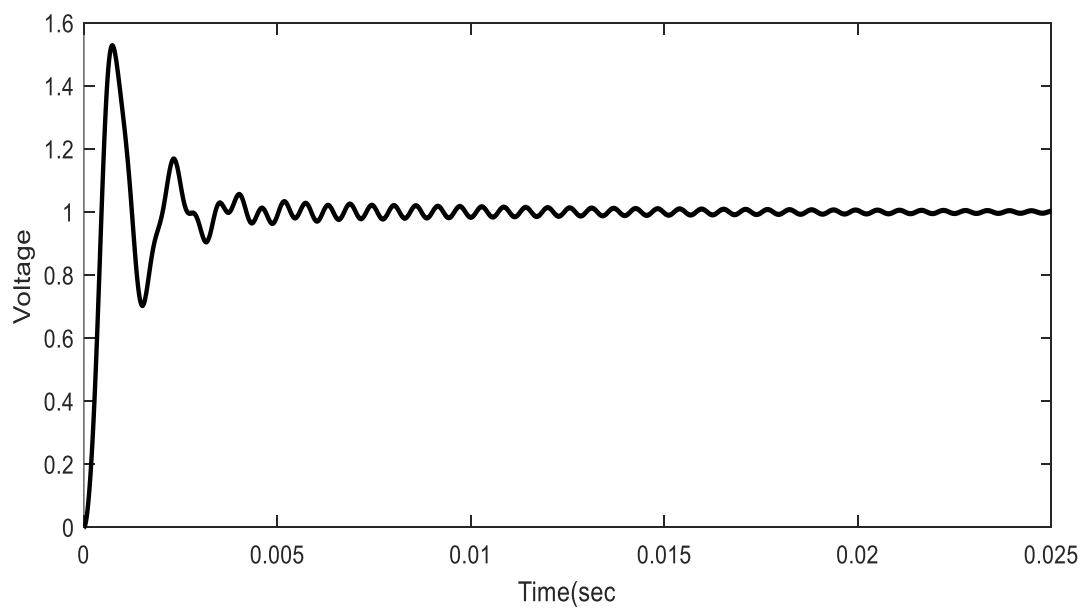
فاز مبدل یک مشکل دیگر در کنار نامعینی‌ها می‌باشد که دستیابی به عملکرد بالا و قوام مناسب را با

مشکل روبرو می‌سازد.

در شکل‌های (۳-۴) و (۳-۵) به ترتیب مکان صفرها، قطب‌ها و پاسخ حلقه باز سیستم نامی نشان داده شده است.

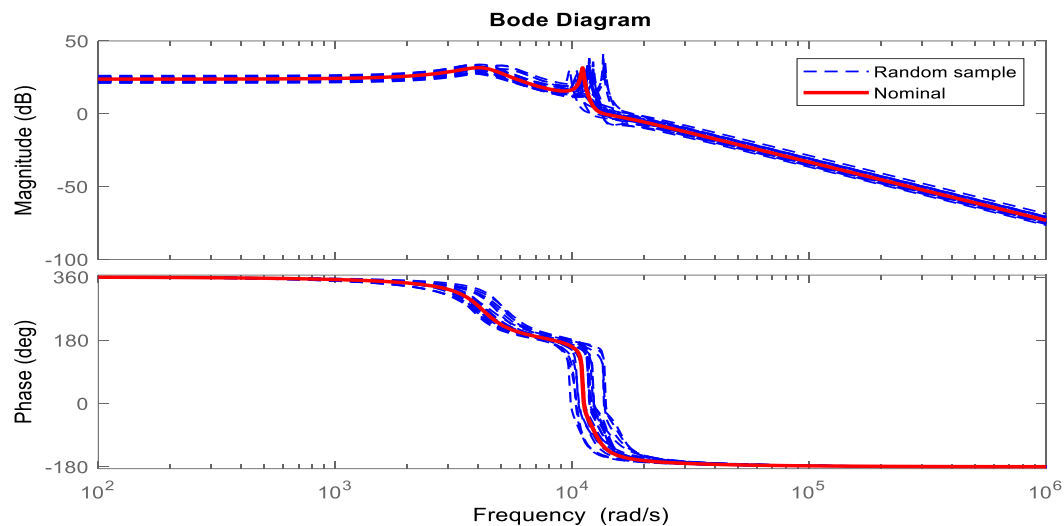


شکل ۳-۴. مکان صفر و قطب‌های مبدل باک مرتبه ۲

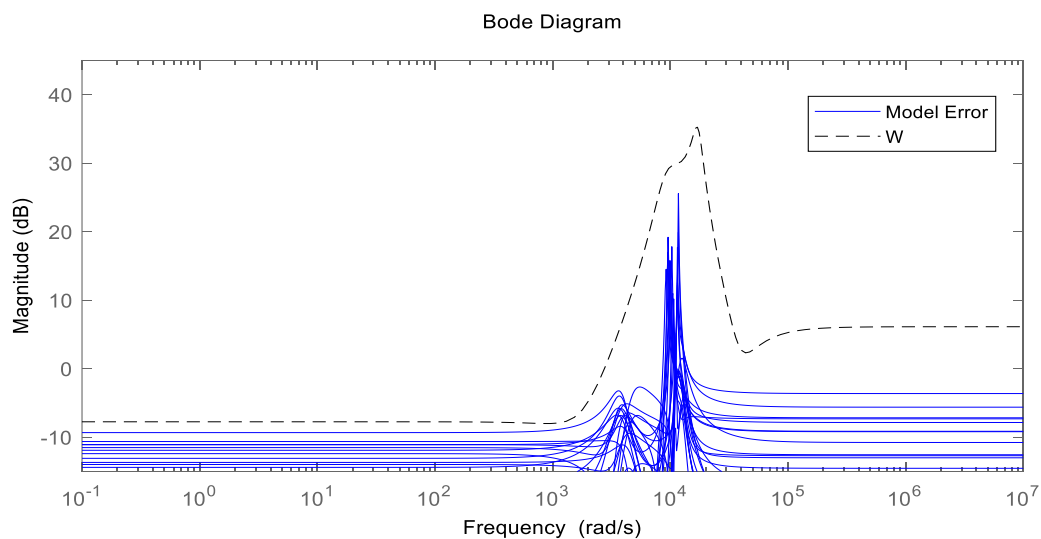


شکل ۳-۵. پاسخ سیستم حلقه باز

شکل (۶-۳) میزان انحراف از سیستم نامی به ازای بازه‌های مختلف نامعینی بر حسب فرکانس را نشان می‌دهد. طبق توضیحات ارائه شده در بخش ۱.۵.۲، تابع وزنی W باید به گونه‌ای انتخاب شود که در تمامی فرکانس‌ها از حداکثر اختلاف نسبی میان مدل واقعی و مدل نامی سیستم بیشتر نباشد. در شکل (۷-۳) این موضوع قابل مشاهده می‌باشد.



شکل ۶-۳. نمودار اندازه-فاز سیستم نامعین

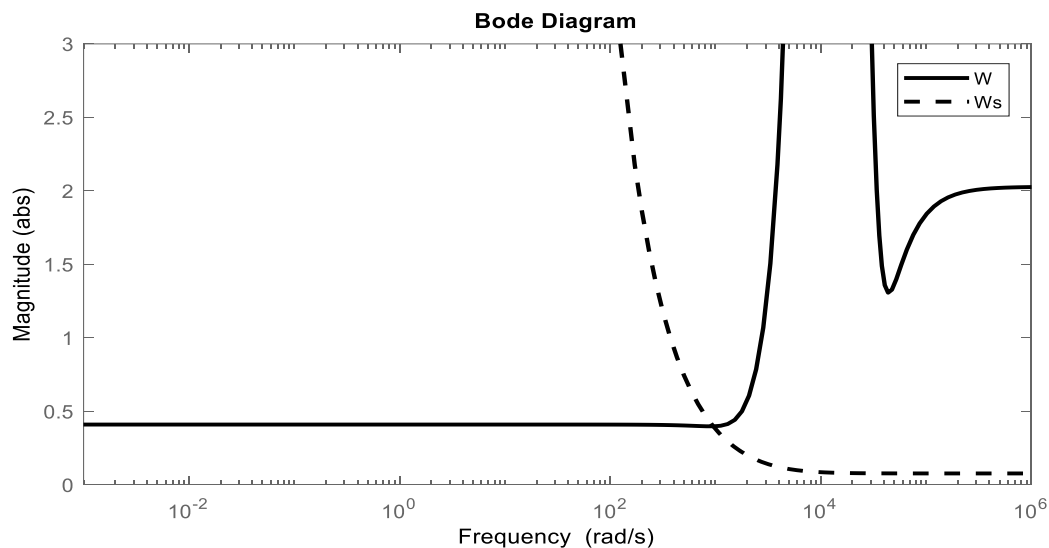


شکل ۷-۳. خطای مدل و تابع وزنی

تابع وزنی W در رابطه (۱۷-۳) نشان داده شده است:

$$W = \frac{2.028s^4 + 4.742 \times 10^4 s^3 + 3.18 \times 10^9 s^2 + 6.901 \times 10^{12} s + 1.032 \times 10^{16}}{s^4 + 8105s^3 + 3.963 \times 10^8 s^2 + 1.667 \times 10^{12} s + 2.514 \times 10^{16}} \quad (17-3)$$

در نهایت با توجه به مشخص شدن تابع وزنی مربوط به نامعینی، نوبت به بررسی رابطه (۳۳-۲) می‌رسد. همان طور که در شکل (۸-۳) مشاهده می‌گردد، در یک فرکانس مشخص تابع وزنی کمینه، دارای مقداری کمتری از یک می‌باشد.



شکل ۸-۳. توابع وزنی حساسیت و نامعینی

۲.۳. طراحی کنترل کننده PI

به منظور طراحی کنترل کننده تناسبی- انتگرالی، سیستم را در بدترین شرایط از نظر نامعینی فرض می‌کنیم. در این حالت مقادیر مربوط به پارامترهای مدل در جدول (۲-۳) آورده شده است.

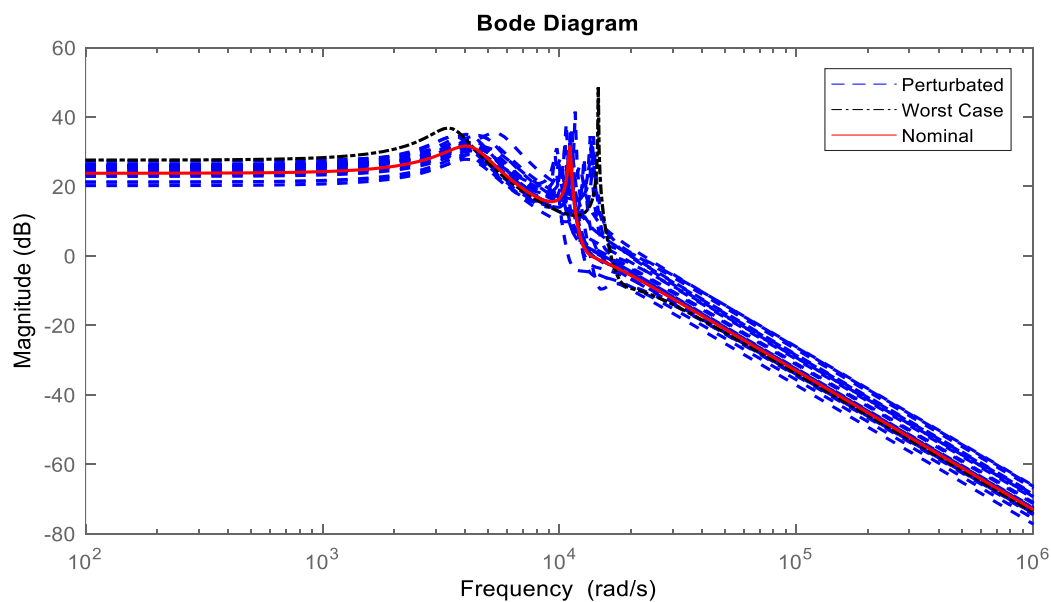
جدول ۳-۲. مقادیر مربوط به بدترین حالت مبدل

مقدار	پارامتر
16 v	E
6Ω	R
280 μ H	L_1
455 μ H	L_2
23.1 μ F	C_1
130 μ F	C_1

تابع تبدیل مربوط به بدترین حالت با رابطه (۳-۱۸) بیان می گردد.

$$T_{worst_case} = \frac{2.029 \times 10^8 s^2 - 8.234 \times 10^{11} s + 6.273 \times 10^{16}}{s^4 + 1282 s^3 + 2.25 \times 10^8 s^2 + 2.668 \times 10^{11} s + 2.614 \times 10^{15}} \quad (3-18)$$

در شکل (۳-۹) نمودار اندازه برای بدترین حالت همراه با حالت نامی مقایسه گردیده است.



شکل ۳-۹. دیاگرام اندازه سیستم نامعین

روش‌های متعددی برای تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی وجود دارد. در اینجا از روش زیگلر-نیکولز استفاده می‌گردد. در این روش ابتدا کنترل‌کننده در حالت تناسبی قرار داده می‌شود و ضریب مربوط به آن را افزایش داده تا سیستم در حالت بحرانی قرار گیرد. بدین ترتیب بهره بحرانی (K_{cr}) و زمان متناوب متناظر با آن (P_{cr}) بدست می‌آیند. پس از تعیین مقادیر بهره و فرکانس بحرانی، با استفاده از جدول (۳-۳)، پارامترهای کنترل‌کننده را محاسبه می‌نماییم [۴۰].

جدول ۳-۳. قواعد تنظیم زیگلر-نیکولز

نوع کنترل‌کننده	k_p	T_i	T_d
P	$0.5k_{cr}$	∞	0
PI	$0.45k_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1.2}$	0
PID	$0.6k_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

طبق توضیحات فوق، پارامترهای کنترل‌کننده به صورت زیر بدست می‌آیند:

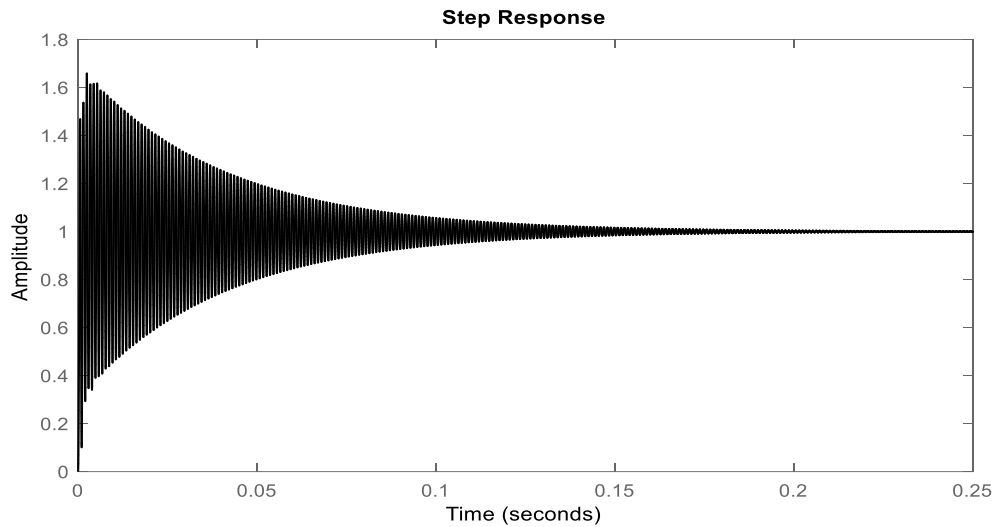
$$\left. \begin{array}{l} k_{cr} = 0.196 \\ \omega_{cr} = 9010 \\ P_{cr} = \frac{2\pi}{\omega_{cr}} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} k_p = 0.45 \times k_{cr} = 0.0882 \\ T_i = \frac{2\pi}{1.2P_{cr}} = 5.8113 \times 10^{-4} \end{array} \right.$$

$$C = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = \frac{0.0005126s + 0.0882}{0.0005811s} \quad (۱۹-۳)$$

پاسخ پله سیستم حلقه بسته با کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی بدست آمده، در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده است. همان گونه که مشاهده می‌گردد مقدار بالازدگی، زمان نشست و هم‌چنین میزان نوسانات میرا-شونده پاسخ سیستم با وضعیت مطلوب بسیار فاصله دارد و از این رو ارائه طرح کنترلی با قابلیت بالاتری

مورد نیاز می باشد. به منظور بهبود عملکرد کنترل کننده PI مقدار ضریب تناسبی برابر با 0.00882 قرار

می دهیم.



شکل ۳-۱۰. پاسخ پله حلقه سیستم حلقه بسته با کنترل کننده PI

۳.۳. طراحی کنترل کننده مقاوم به روش D-K

پس از تعیین توابع وزنی، با استفاده از الگوریتم تکرار D-K به طراحی کنترل کننده مقاوم می پردازیم. شرط

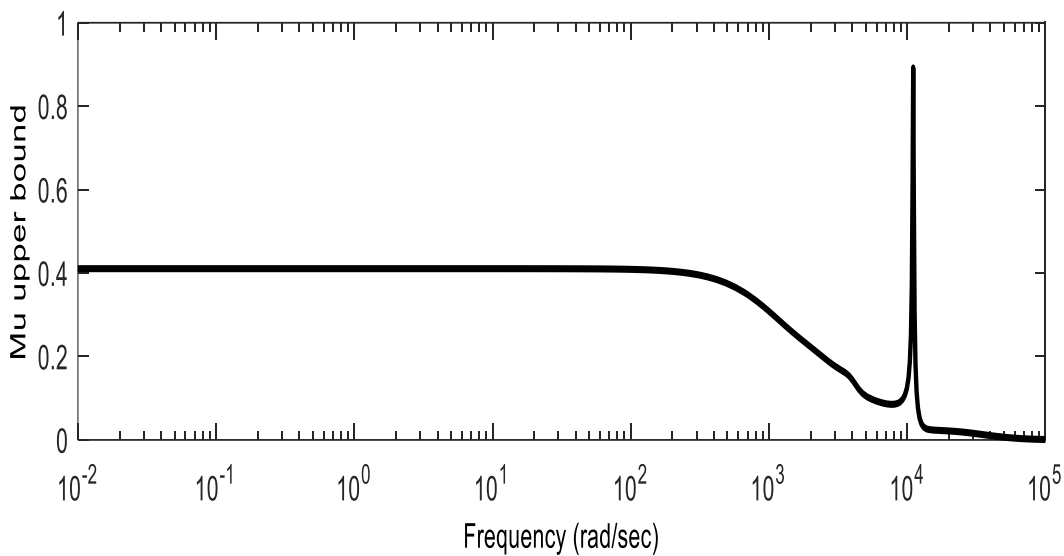
پایان این الگوریتم برقراری شرط (۳-۲۰) می باشد [۴۱].

$$\sup_{\omega \in R} \inf_{D \in D} \bar{\sigma}[DM(P, K)D^{-1}] < 1 \quad (3-20)$$

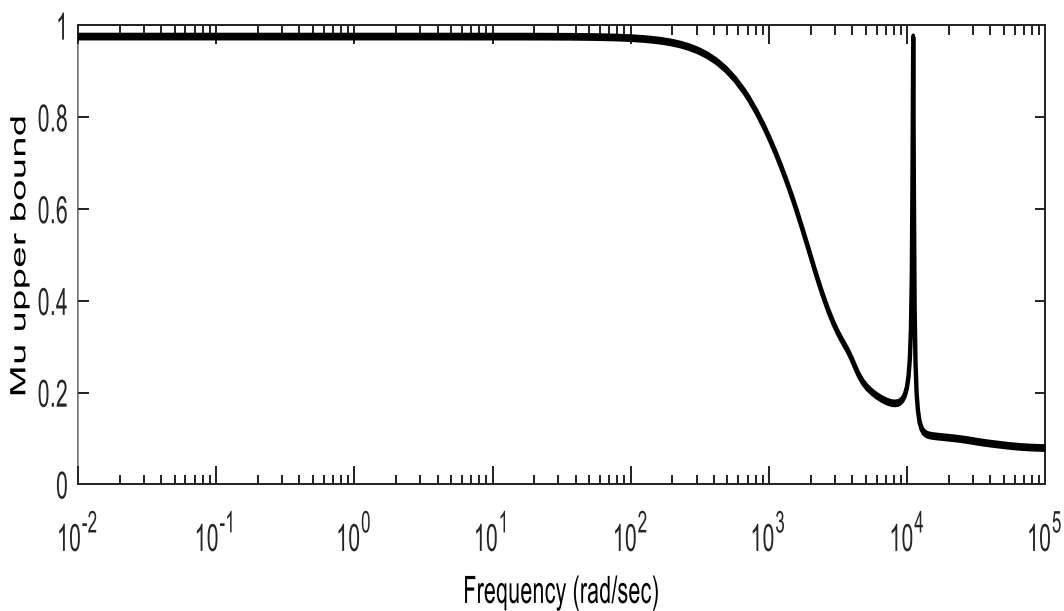
تابع تبدیل کنترل کننده بدست آمده از تکرار D-K با رابطه (۳-۲۱) نمایش داده می شود:

$$K_{D-K} = \frac{2134.8(s^2 + 2832s + 4.347 \times 10^6)(s^2 + 5179s + 1.041 \times 10^7)(s^2 + 1796s + 1.312 \times 10^7)(s^2 + 1849s + 1.921 \times 10^7)}{(s + 3.726e-05)(s^2 + 2705s + 4.22 \times 10^6)(s^2 + 5241s + 9.978 \times 10^6)(s^2 + 3680s + 7.392 \times 10^6)(s^2 + 1808s + 1.361 \times 10^7)} \\ \frac{(s^2 + 4653s + 8.521 \times 10^7)(s^2 - 3559s + 1.573 \times 10^8)(s^2 + 3452s + 2.95 \times 10^8)(s^2 + 2.475e04s + 5.599 \times 10^8)}{(s^2 + 2521s + 1.498 \times 10^8)(s^2 + 2.247 \times 10^4 s + 6.205 \times 10^8)(s^2 + 5.965 \times 10^4 s + 2.131 \times 10^9)(s^2 + 2.111 \times 10^4 s + 1.508 \times 10^9)} \quad (3-21)$$

همان طور که انتظار می‌رفت کنترل‌کننده رابطه (۳-۲۱) علاوه بر پایداری داخلی سیستم حلقه بسته، دو خصوصیت پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم را نیز برآورده ساخته است. این موضوع در شکل‌های (۳-۱۱) و (۳-۱۲) نشان داده شده است.



شکل ۳-۱۱. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترل‌کننده حاصل از روش D-K



شکل ۳-۱۲. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترل‌کننده حاصل از روش D-K

۴.۳. طراحی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم

همان طور که در بخش قبل مشاهده گردید کنترل کننده بدست آمده قبل از اجرای الگوریتم D-K، ساختار مشخص و معینی ندارد و در شرایط گوناگون امکان تغییر مرتبه آن وجود دارد. از این رو آن را کنترل کننده ساختار متغیر می نامند.

در روش پیشنهادی، ساختار کنترل کننده به صورت ثابت و مشخص تعریف می گردد و با استفاده از الگوریتم های تکاملی پارامترهای کنترل کننده به گونه ای تعیین می گردند که شرط قوام برای سیستم حلق بسته برآورده گردد. این رهیافت ما را با یک مساله بهینه سازی مقید روبرو می سازد به گونه ای که شرط پایداری مقاوم بر اساس آنالیز μ قید مساله و تابع هزینه ای که باید کمینه گردد شرط عملکرد مقاوم تعریف شده در رابطه (۲-۱۷) می باشد. در مراجع [۴۲-۴۴] برای سیستم های مختلفی طراحی کنترل کننده مقاوم با مرتبه پایین بررسی و مطالعه گردیده است.

مساله بهینه سازی به صورت رابطه (۳-۲۲) بیان می گردد:

$$\min \|M\|_{\mu} \quad \text{such that} \quad \|M_{11}\|_{\mu} < 1 \quad (۳-۲۲)$$

ساختار انتخاب شده برای کنترل کننده در رابطه (۳-۲۳) نشان داده شده است.

$$C = \frac{as+b}{s^2+cs+d} \quad (۳-۲۳)$$

در جدول (۳-۴) به بازه های مورد نظر برای پارامترهای کنترل کننده رابطه (۳-۲۳) اشاره گردیده است. به منظور ایجاد شرایط برابر برای الگوریتم ها، تعداد تکرار و جمعیت اولیه برای جستجو در فضای جواب، برابر در نظر گرفته می شود.

جدول ۳-۴. بازه پارامترهای کنترل کننده

پارامتر	بازه مورد نظر
a	[0 100]
b	[0 100000]
c	[0 100000]
d	[0 1]

۱.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم PSO

در جدول (۳-۵) پارامترهای تنظیم الگوریتم PSO به منظور یافتن ضرایب کنترل کننده آورده شده‌اند.

جدول ۳-۵. پارامترهای تنظیم الگوریتم PSO

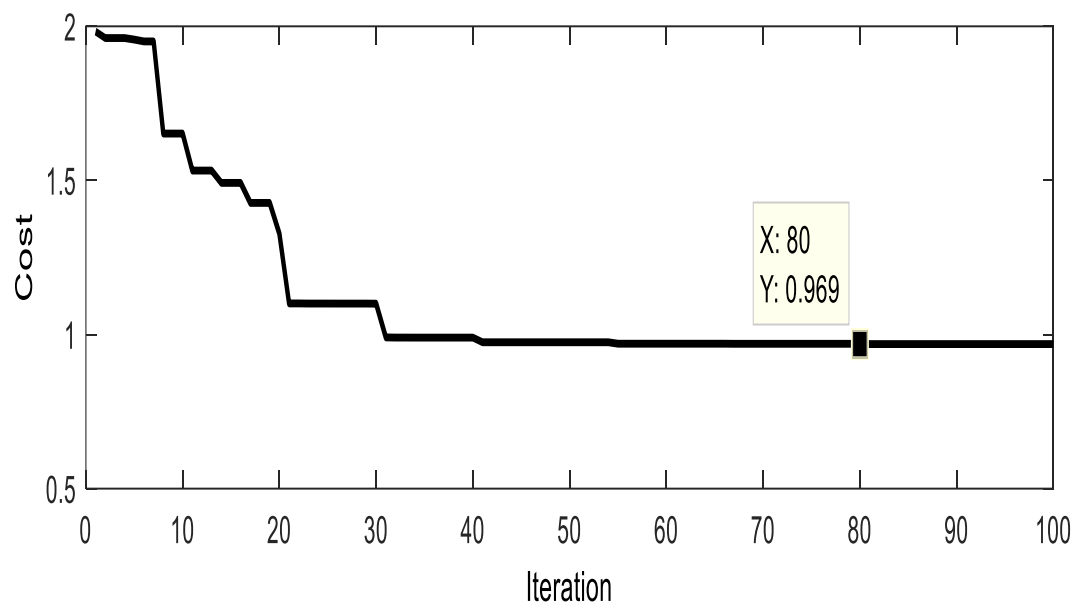
c_{1e}	0.5
c_{1s}	1.5
c_{2e}	1.5
c_{2s}	0.5
w_i	0.9
w_f	0.4
population	30

ضرایب بدست آمده با استفاده از الگوریتم PSO در جدول (۳-۶) نشان داده شده است.

جدول ۳-۶. مقادیر پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم PSO

پارامتر	مقدار
a	0.06102
b	9.312×10^4
c	2157
d	0.05483

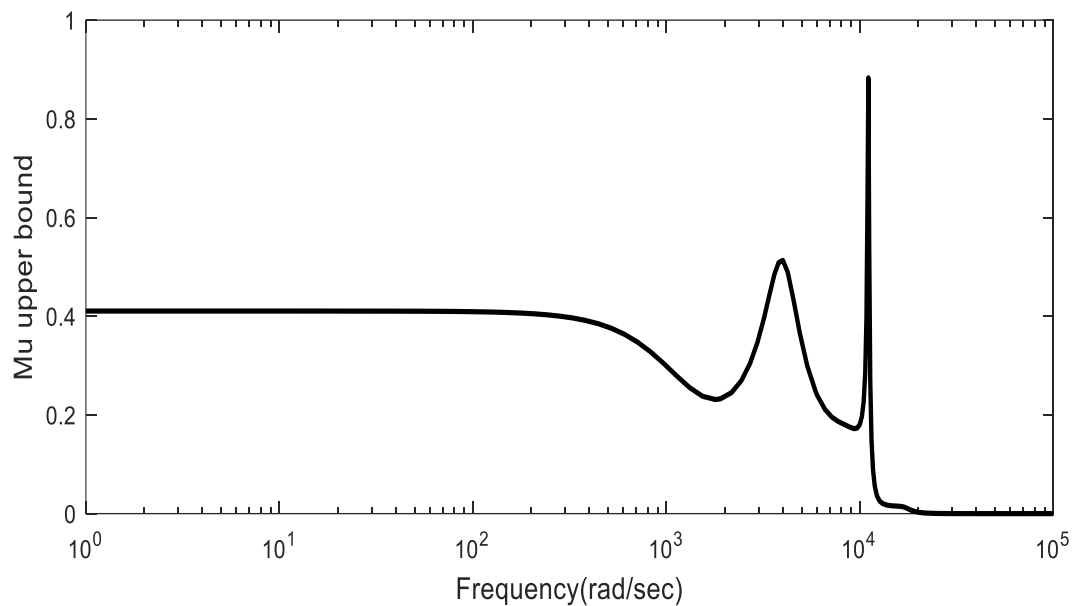
در شکل (۳-۱۳) همگرایی تابع هزینه نشان داده شده است:



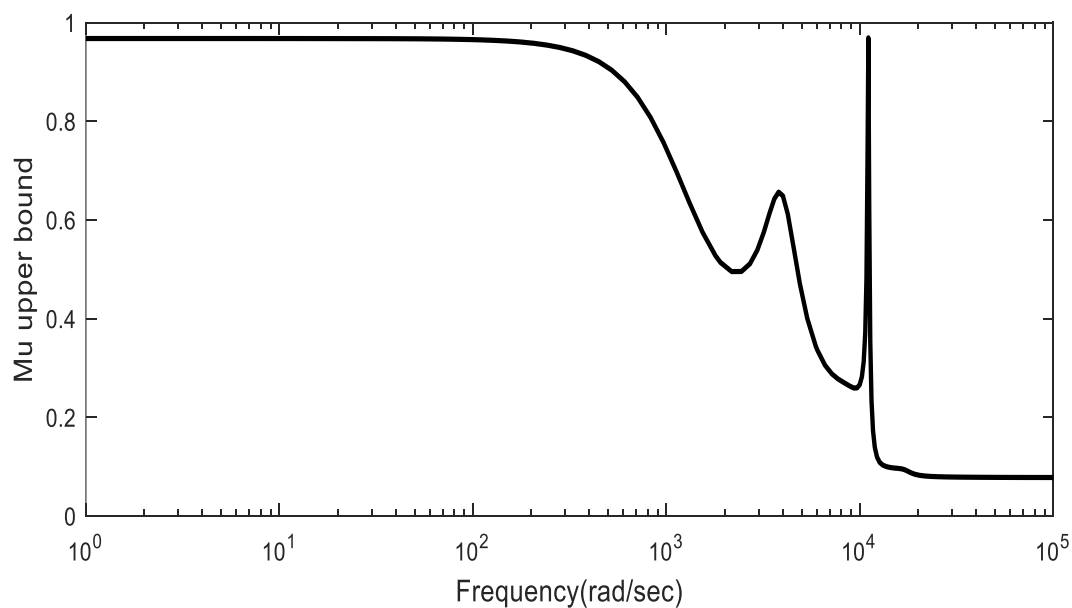
شکل ۳-۱۳. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم PSO

شکل های (۳-۱۴) و (۳-۱۵) به ترتیب نمایانگر پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته به ازای

کنترل کننده بدست آمده می باشند:



شکل ۳-۱۴. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم PSO



شکل ۳-۱۵. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم PSO

۲.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم ABC

در جدول (۷-۳) به پارامترهای تنظیم الگوریتم کلونی زنبور عسل مصنوعی اشاره گردیده است.

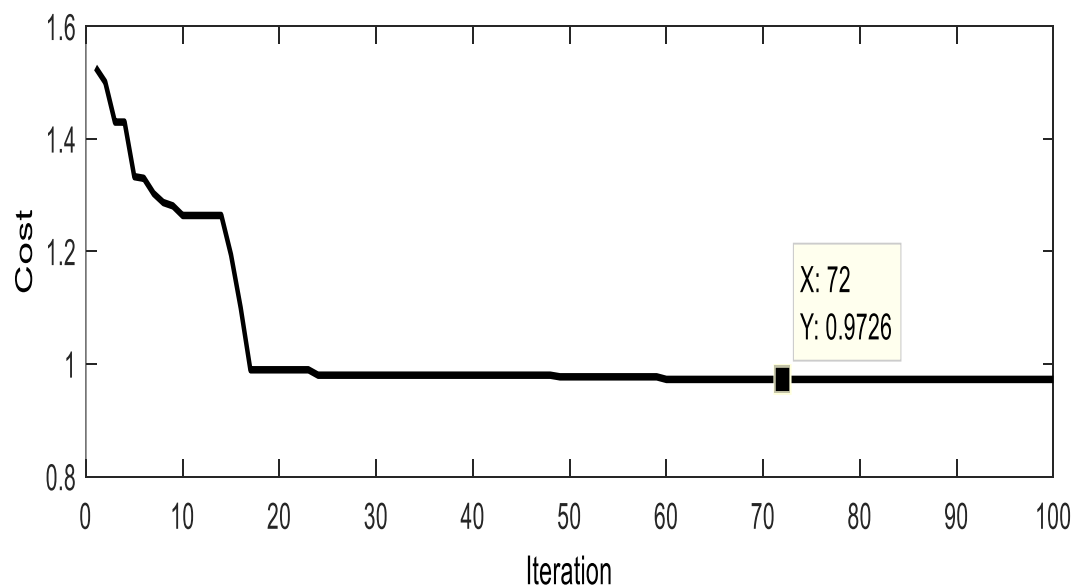
جدول ۳-۷. پارامترهای تنظیم الگوریتم ABC

Colony size	30
Onlooker bees	30
Acceleration bound	1
Abandonment parameter	36

ضرایب بدست آمده با استفاده از الگوریتم ABC در جدول (۳-۸) و همگرایی تابع هزینه در شکل (۳-۱۶) نشان داده شده است.

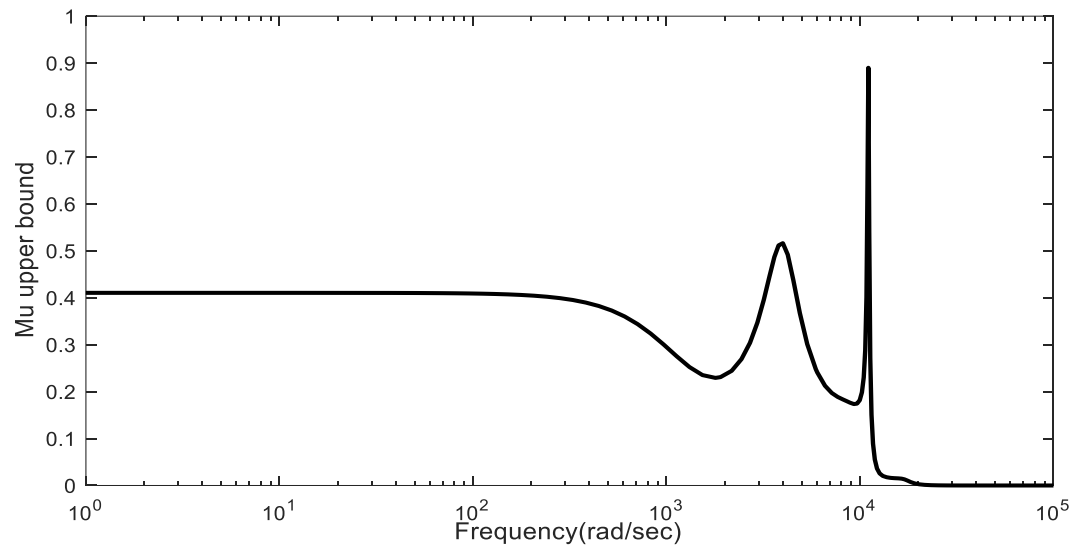
جدول ۳-۸. پارامترهای کنترل کننده با الگوریتم ABC

پارامتر	مقدار
a	0.05534
b	9.3916×10^4
c	2201.67
d	0.05407

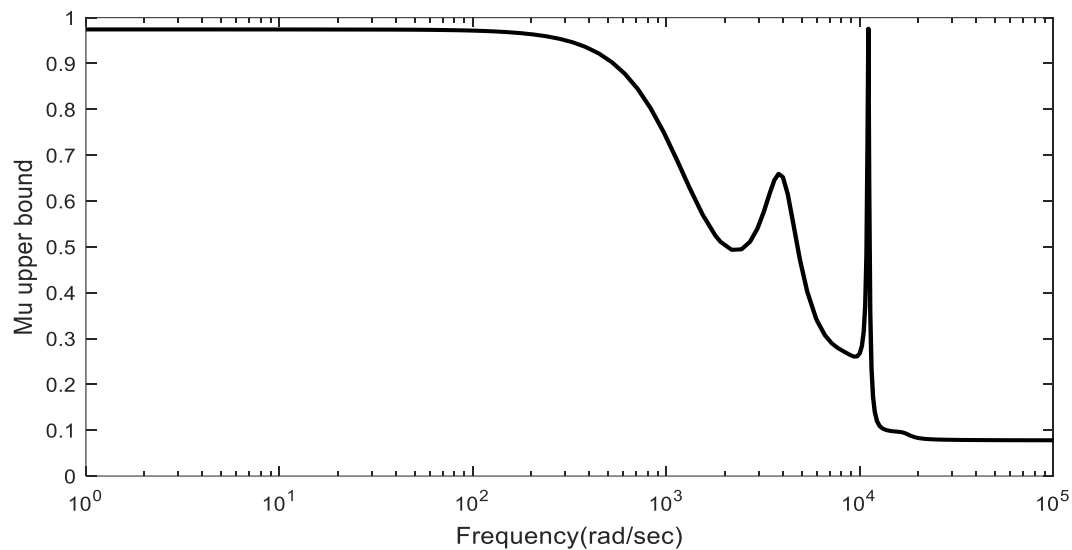


شکل ۳-۱۶. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم ABC

شکل های (۱۷-۳) و (۱۸-۳) به ترتیب نمایانگر پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته به ازای کنترل کننده بدست آمده می باشند:



شکل ۳-۱۷. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم ABC



شکل ۳-۱۸. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم ABC

۳.۴.۳. کنترل کننده مقاوم با الگوریتم ژنتیک

پارامترهای تنظیم برای اجرای الگوریتم ژنتیک به منظور یافتن ضرایب کنترل کننده مقاوم در جدول (۳-۳)

(۹) آورده شده‌اند و ضرایب بدست آمده با استفاده از الگوریتم ژنتیک در جدول (۳-۱۰) نشان داده شده

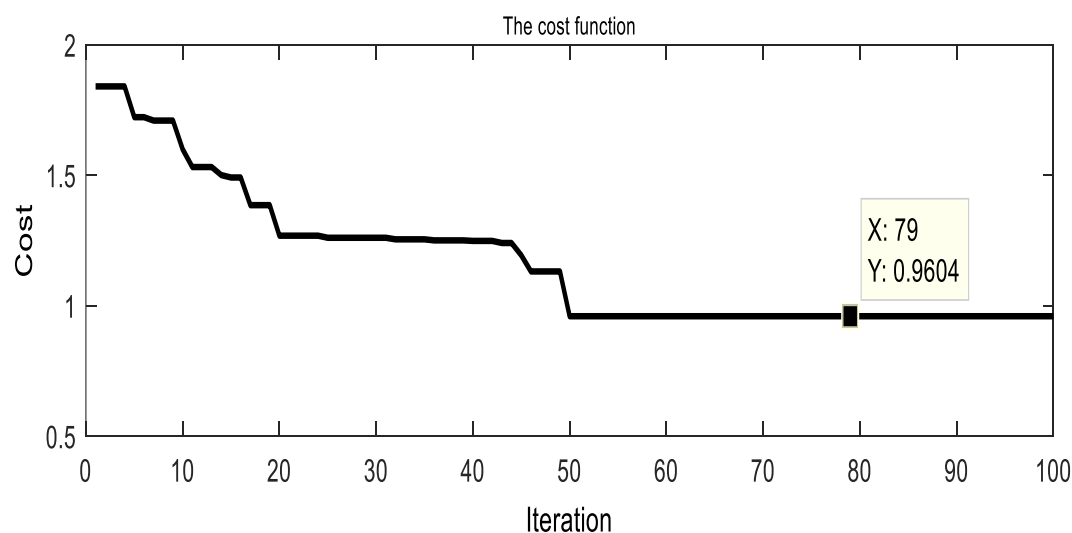
است. همگرایی تابع هزینه در شکل (۳-۱۹) ترسیم گردیده است.

جدول ۳-۹. پارامترهای تنظیم الگوریتم ژنتیک

Crossover number	15
Mutation number	15
Population	30

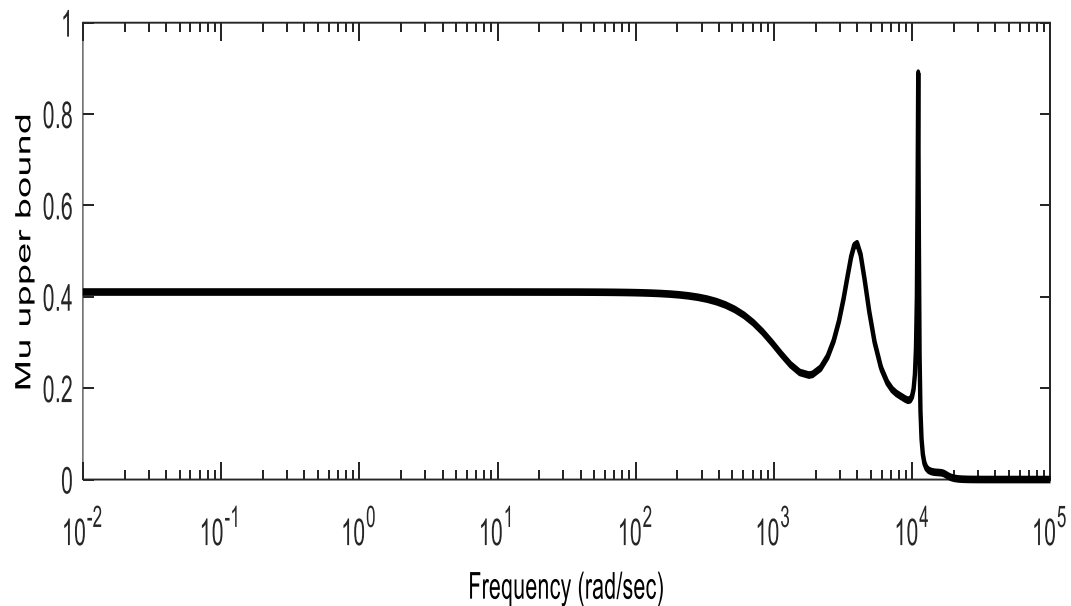
جدول ۳-۱۰. پارامترهای کنترل کننده با الگوریتم ژنتیک

پارامتر	مقدار
a	0.05603
b	9.213×10^4
c	2106.5
d	0.01734

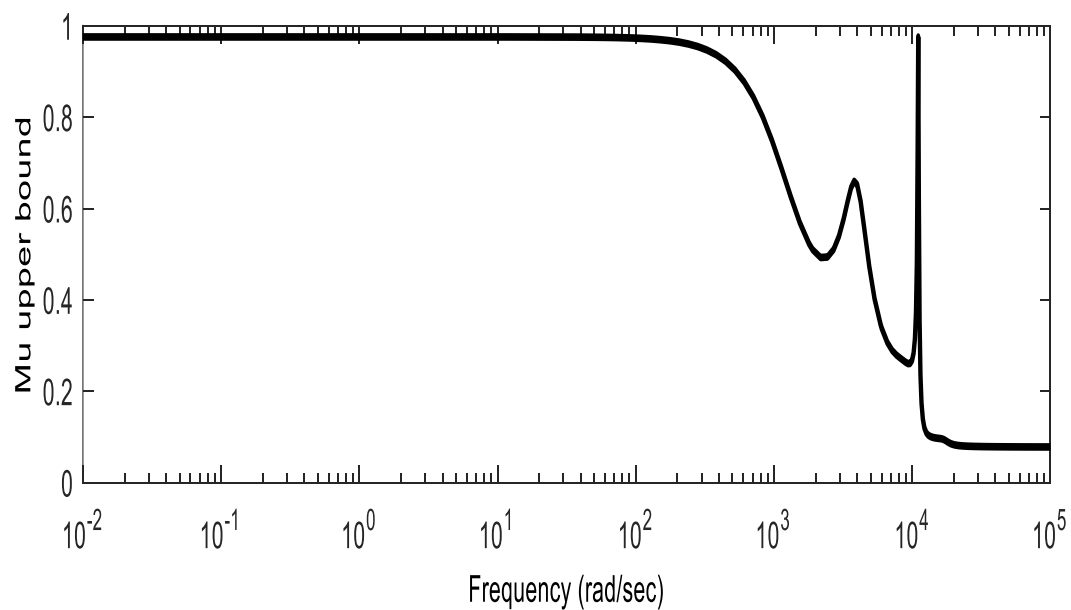


شکل ۳-۱۹. منحنی همگرایی تابع هزینه الگوریتم ژنتیک

شکل های (۲۰-۳) و (۲۱-۳) به ترتیب نمایانگر پایداری مقاوم و عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته به ازای کنترل کننده بدست آمده با الگوریتم ژنتیک است:



شکل ۲۰-۳. منحنی پایداری مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم ژنتیک



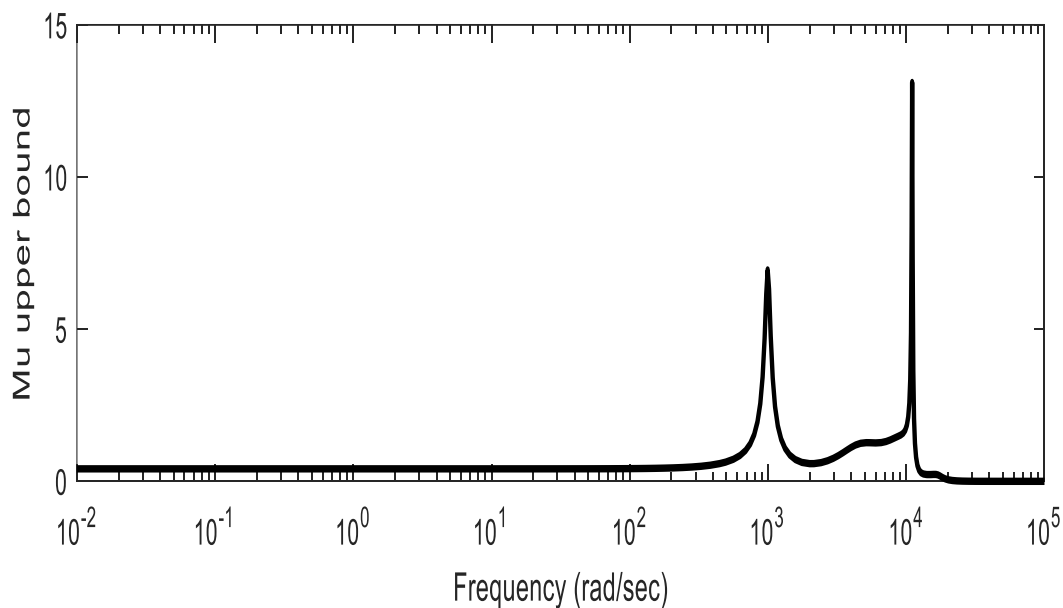
شکل ۲۱-۳. منحنی عملکرد مقاوم مبتنی بر کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم ژنتیک

۴.۴. کنترل کننده مرتبه کاهش یافته

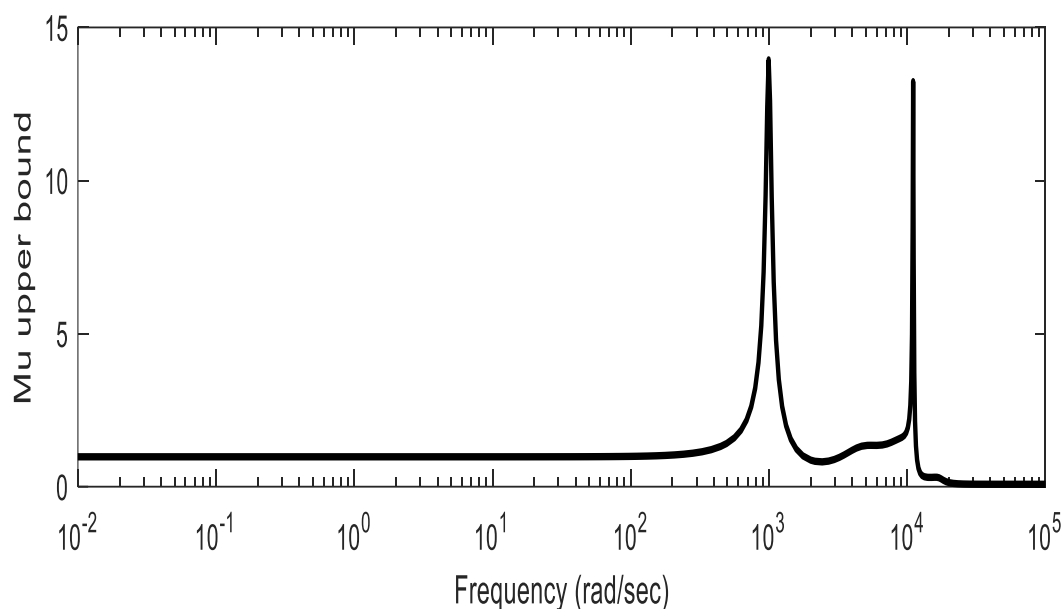
در این بخش با استفاده از روش کاهش مرتبه hankel، عملکرد کنترل کننده هم مرتبه با کنترل کننده حاصل از روش پیشنهادی بررسی می گردد. رابطه کنترل کننده مرتبه کاهش یافته در (۳-۲۴) معرفی می گردد:

$$K_{hankel} = \frac{-88.59s + 7.197 \times 10^4}{s^2 + 1692s + 0.06301} \quad (۳-۲۴)$$

دو شکل (۳-۲۲) و (۳-۲۳) مقادیر پایداری و عملکرد مقاوم را برای این کنترل کننده نشان می دهند. همان گونه که مشاهده می گردد کنترل کننده بدست آمده از روش کاهش مرتبه ویژگی های قوام را برآورده نمی سازد.



شکل ۳-۲۲. منحنی پایداری مقاوم برای کنترل کننده مرتبه کاهش یافته



شکل ۳-۲۳. منحنی عملکرد مقاوم برای کنترل کننده مرتبه کاهش یافته

در جدول (۳-۱۱) حداکثر مقادیر پایداری و عملکرد مقاوم بر حسب مقدار تکین ساختار یافته برای کنترل-کننده‌های حاصل از روش الگوریتم‌های تکاملی و هم چنین تکرار D-K با یکدیگر مقایسه شده‌اند. همان گونه که مشاهده می‌گردد کنترل کننده ساختار ثابت حاصل از الگوریتم ژنتیک، نسبت به دو الگوریتم دیگر از حاشیه پایداری و عملکرد بهتری برخوردار است. هم چنین تمامی کنترل کننده‌های حاصل از الگوریتم‌های تکاملی از پاسخ بهتری در حوزه فرکانس نسبت به روش تکرار D-K برخوردار می‌باشند.

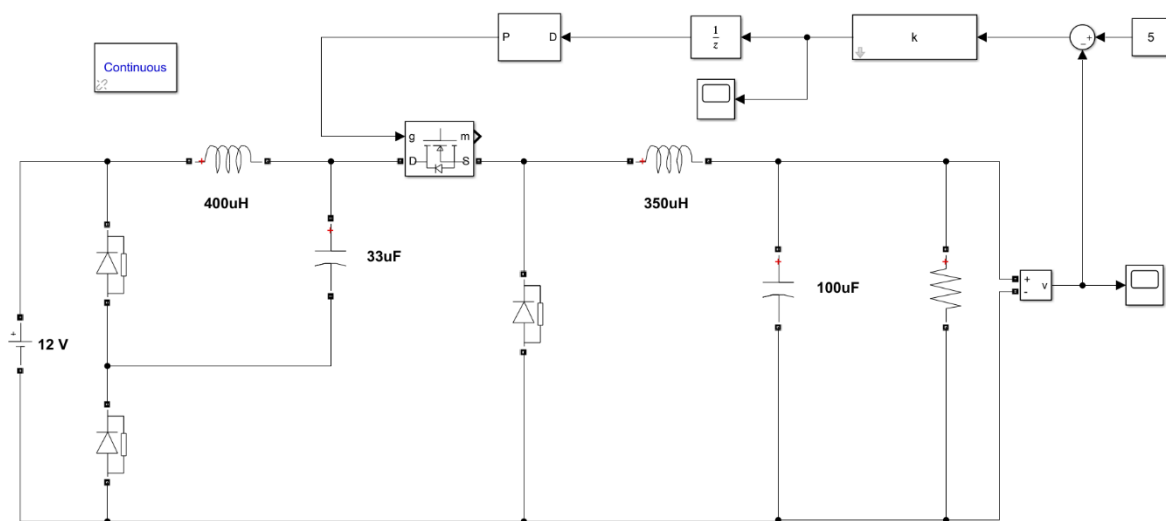
جدول ۳-۱۱. حداکثر مقادیر پایداری و عملکرد مقاوم به ازای تمامی کنترل کننده‌ها

کنترل کننده	حداکثر مقدار تکین عملکرد مقاوم (RP)	حداکثر مقدار تکین پایداری مقاوم (RS)
D-K	0.9770	0.8945
Reduced D-K	13.9470	13.1062
Fixed (PSO)	0.9690	0.8832
Fixed (ABC)	0.9726	0.8819
Fixed (GA)	0.9604	0.8746

فصل چهارم

شیه سازی

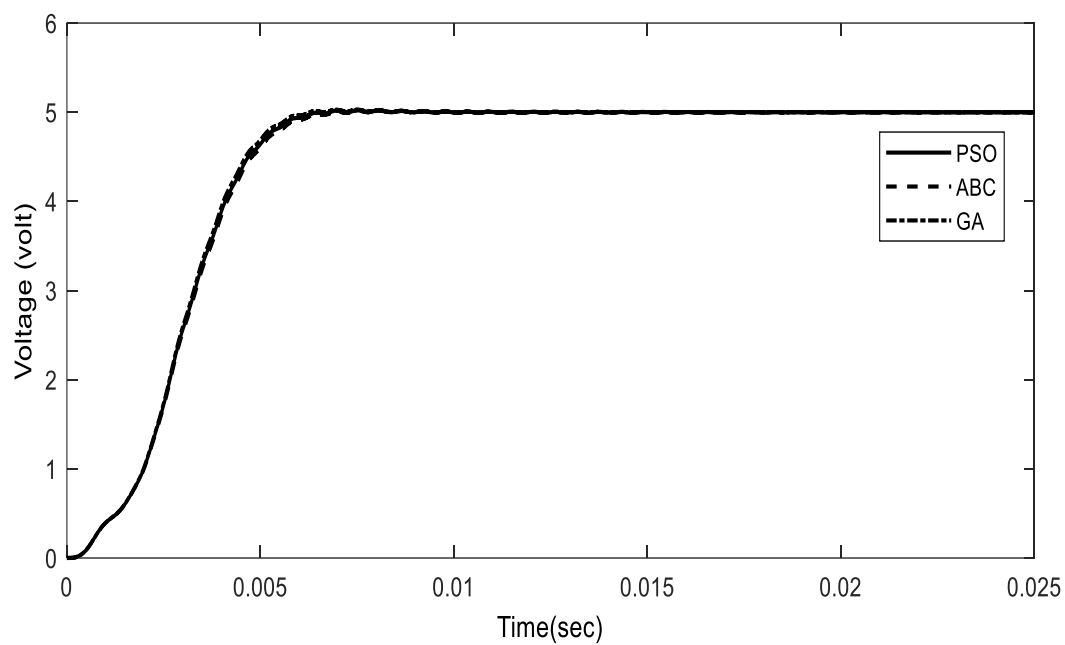
در این فصل پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر روی مدل واقعی مدار و مقایسه پاسخ آنها در حوزه زمان بررسی می‌گردد. در شکل (۴-۱) مدل فیزیکی مدار در محیط سیمولینک قابل مشاهده نشان داده شده است. تنظیمات مربوط به شبیه‌سازی از قبیل نوع solver و Powergui بر اساس مرجع [۴۵] به ترتیب بر روی continuous و ode23t(mod.stiff/Trapezoidal) تنظیم گردیده‌اند. در مسیر سیگنال کنترلی یک تاخیر برابر با فرکانس سویچینگ اعمال گردیده است.



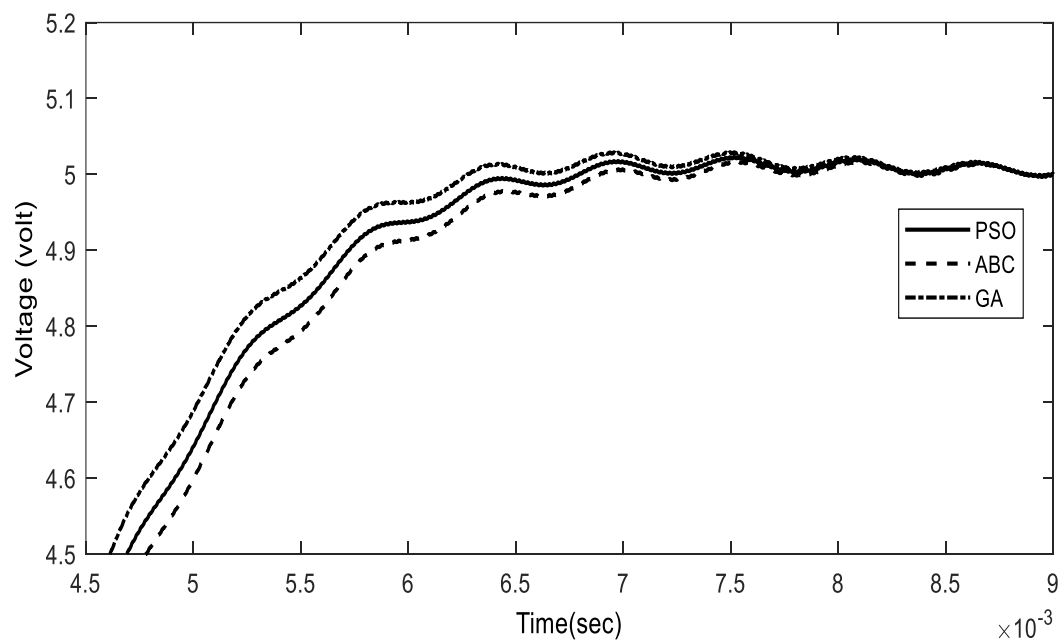
شکل ۴-۱. مدار شبیه سازی مبدل در محیط سیمولینک

۱.۴. ولتاژ خروجی برای کنترل‌کننده‌های ساختار ثابت مقاوم

در گام اول، ارزیابی کنترل‌کننده‌های ساختار ثابت مقاوم در حالتی که تمامی پارامترها بر روی مقدار نامی خود قرار دارند و هیچ نامعینی بر روی آنها اعمال نگردیده است، انجام می‌شود. شکل (۲-۴) ولتاژ خروجی مبدل در حالت نامی را برای هر سه کنترل‌کننده نشان می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌گردد اگر چه خروجی ولتاژ برای هر سه کنترل‌کننده تقریباً یکسان می‌باشد، اما ضرایب حاصل از الگوریتم ژنتیک پاسخ بهتری را تولید کرده است. شکل (۴-۳) نمایشی از رفتار گذرا را به صورت بزرگنمایی شده نشان می‌دهد.



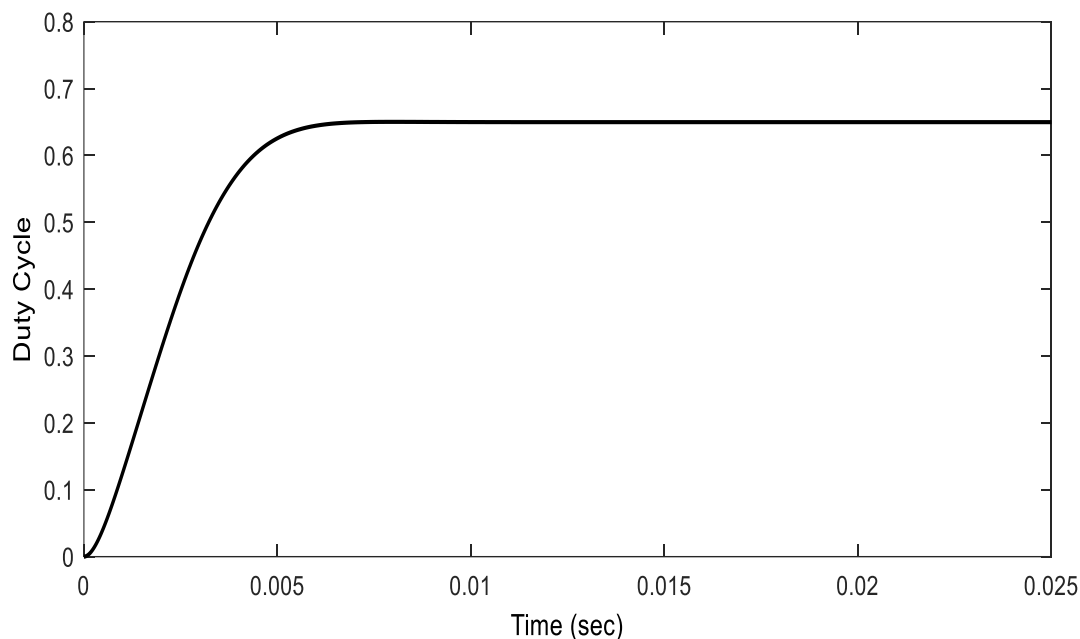
شکل ۴-۲. ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل برای کنترل کننده های ساختار ثابت مقاوم



شکل ۴-۳. حالت بزرگنمایی ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل برای کنترل کننده های ساختار ثابت مقاوم

با توجه به عملکرد بهتر کنترل کننده حاصل از الگوریتم ژنتیک، در ادامه به منظور مقایسه با دو کنترل

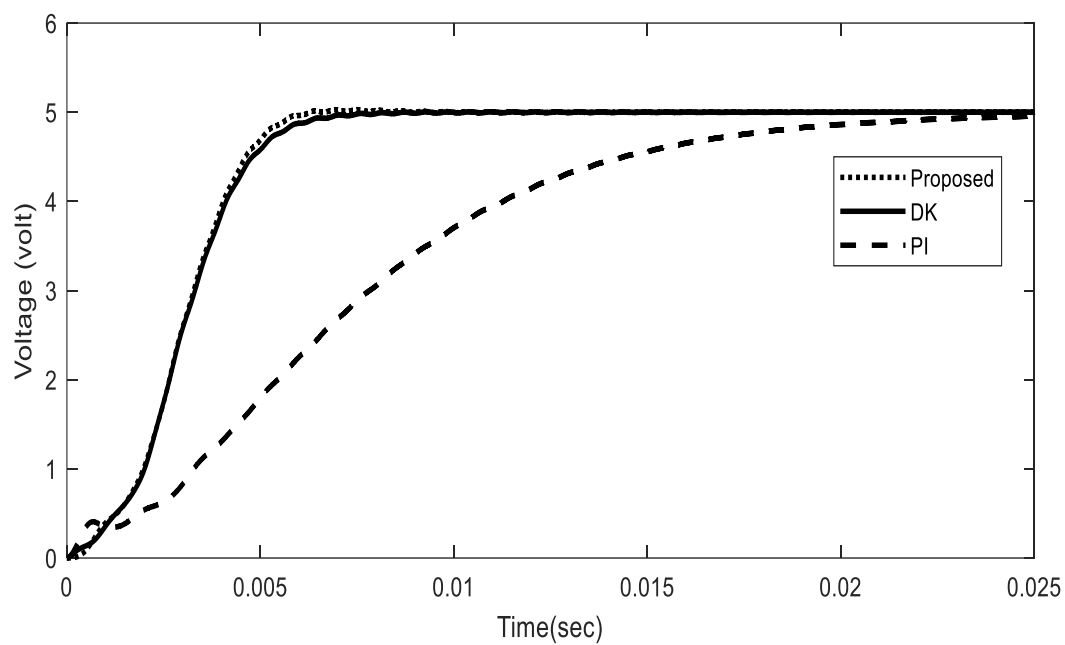
کننده PI و مقاوم به روش تکرار D-K، از این کنترل کننده استفاده می گردد. شکل (۴-۴) سیگنال کنترل تولید شده توسط این کنترل کننده پیشنهادی با الگوریتم ژنتیک را نشان می دهد.



شکل ۴-۴. سیگنال کنترل حاصل از کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک

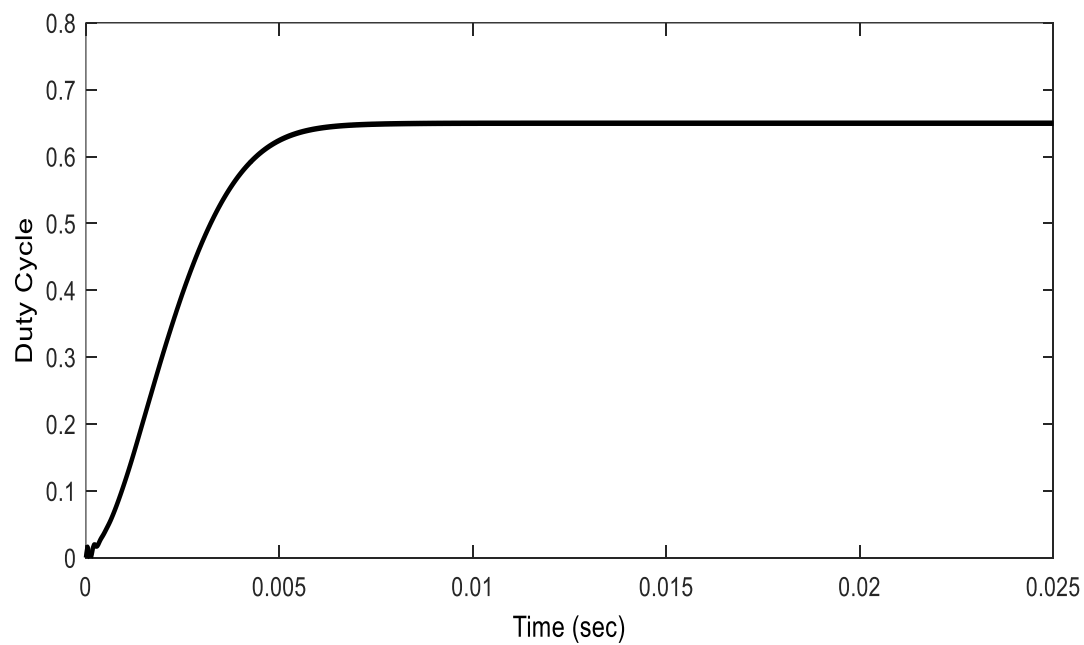
۲.۴. مقایسه عملکرد کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با D-K و PI

شکل (۴-۵) عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در تنظیم ولتاژ برای حالت نامی مبدل را در مقایسه با کنترل کننده مقاوم حاصل از روش D-K و کنترل کننده PI نشان می دهد. همان گونه که مشاهده می گردد رفتار هر دو کنترل کننده مقاوم نسبت به کنترل کننده PI متداول به مراتب بسیار بهتر است و استفاده از کنترل کننده مقاوم در کنار تمام پیچیدگی های طراحی، توجیه می گردد. از طرفی کنترل کننده مقاوم با ساختار ثابت دارای سرعت بیشتری نسبت به کنترل کننده سنتز μ با روش D-K می باشد.

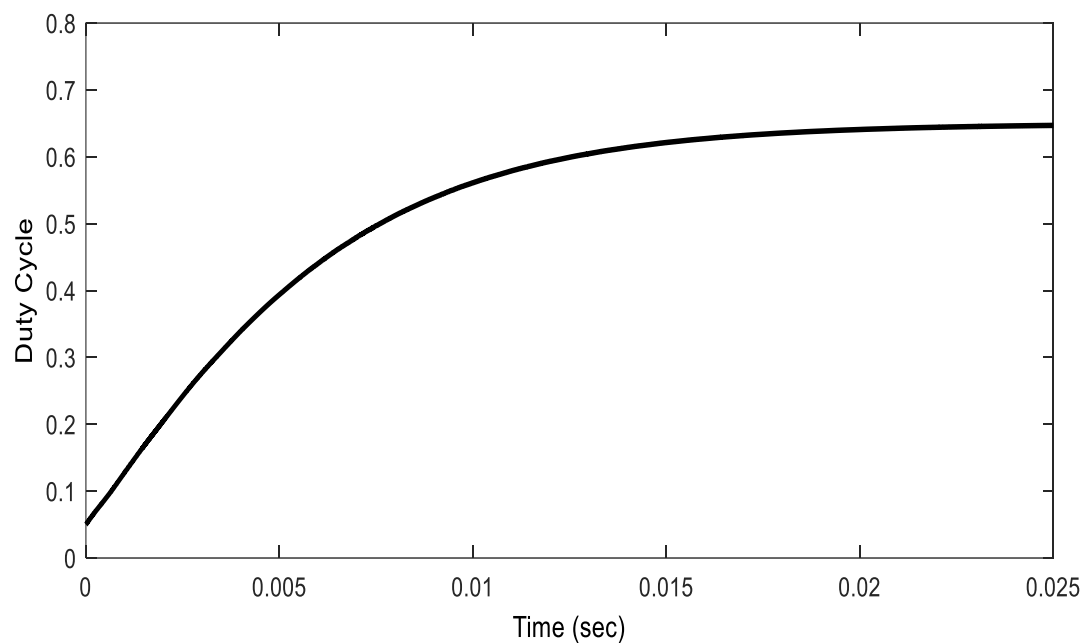


شکل ۴-۵. مقایسه ولتاژ خروجی حالت نامی مبدل

دو شکل (۴-۶) و (۴-۷) به ترتیب نمایانگر سیگنال کنترل برای کنترل کننده D-K و PI می باشند.

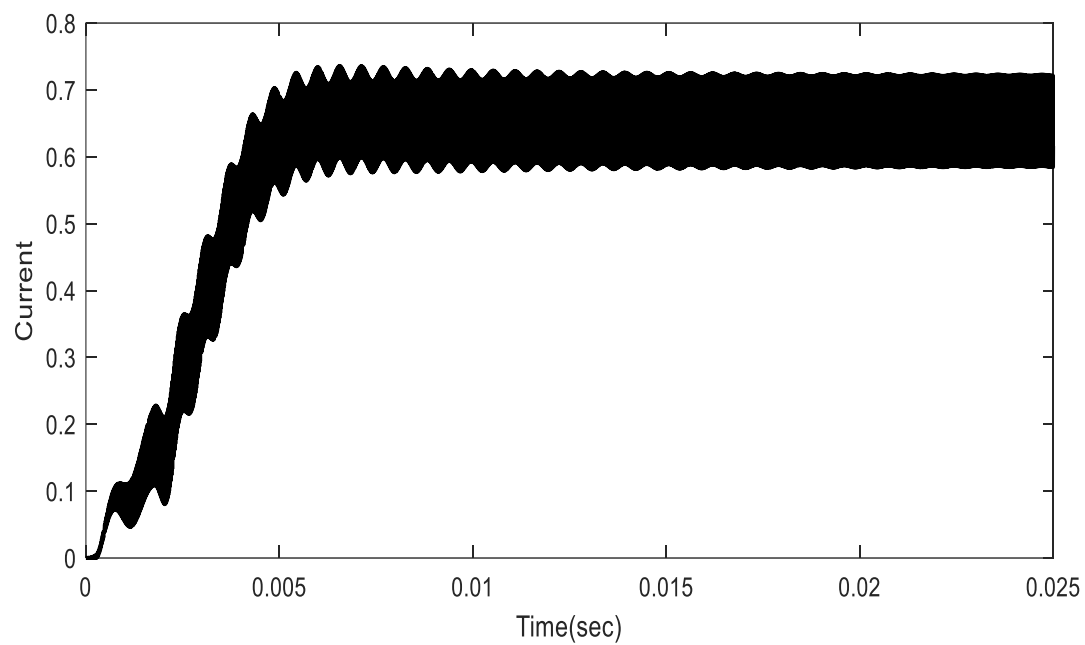


شکل ۴-۶. سیگنال کنترل حاصل از کنترل کننده D-K در حالت نامی مبدل

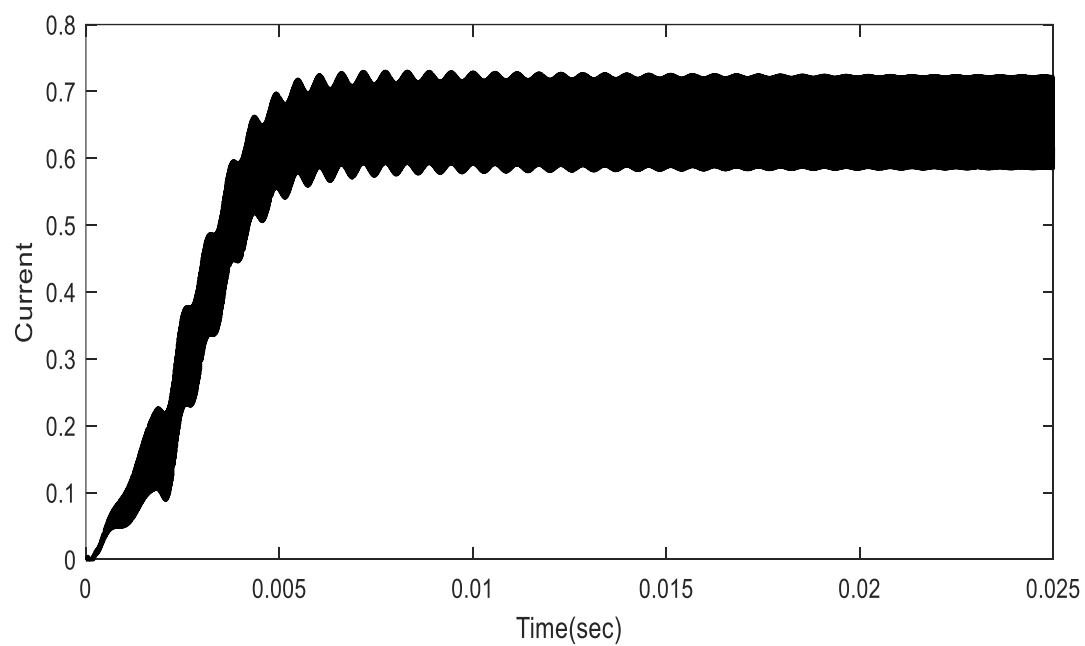


شکل ۴-۷. سیگنال کنترل حاصل از کنترل کننده PI

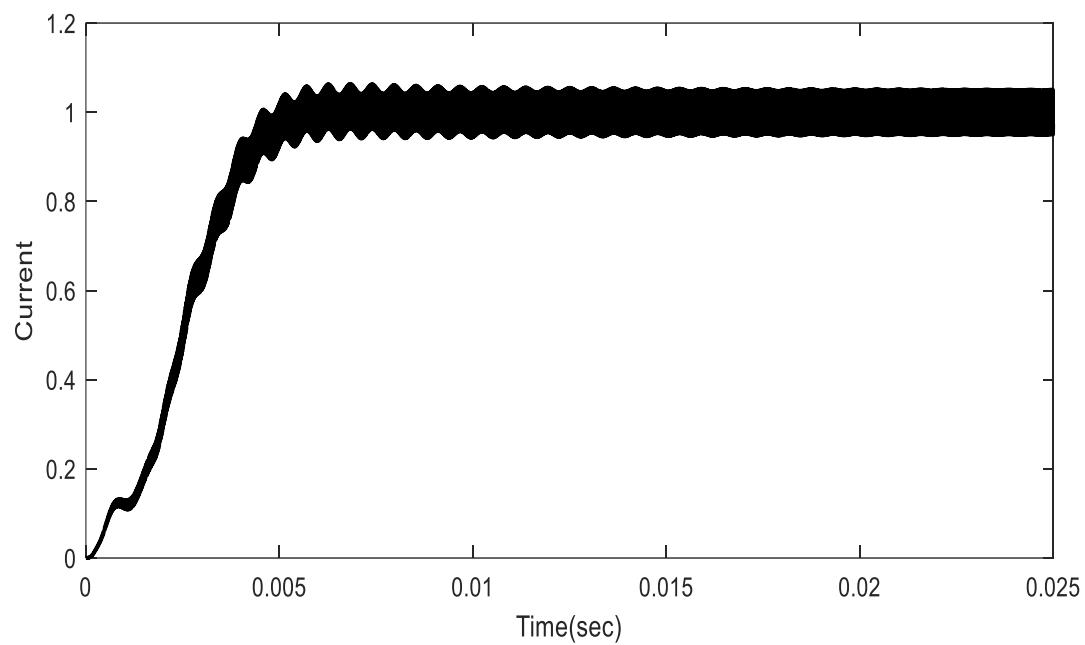
به منظور بررسی اینکه آیا مبدل در حالت هدایت پیوسته باقی مانده است یا خیر لازم است که جریان سلف‌ها بررسی گردند. این موضوع در دو شکل (۴-۸) و (۴-۹) برای کنترل‌کننده‌های D-K و ساختار ثابت نشان داده شده است. پر واضح است که به دلیل صفر نشدن جریان سلف‌ها، هر دو کنترل‌کننده باقی ماندن مبدل در حالت CCM را تضمین می‌کنند لیکن تمامی معادلات سیستم و کنترل‌کننده‌های بدست آمده معتبر می‌باشند.



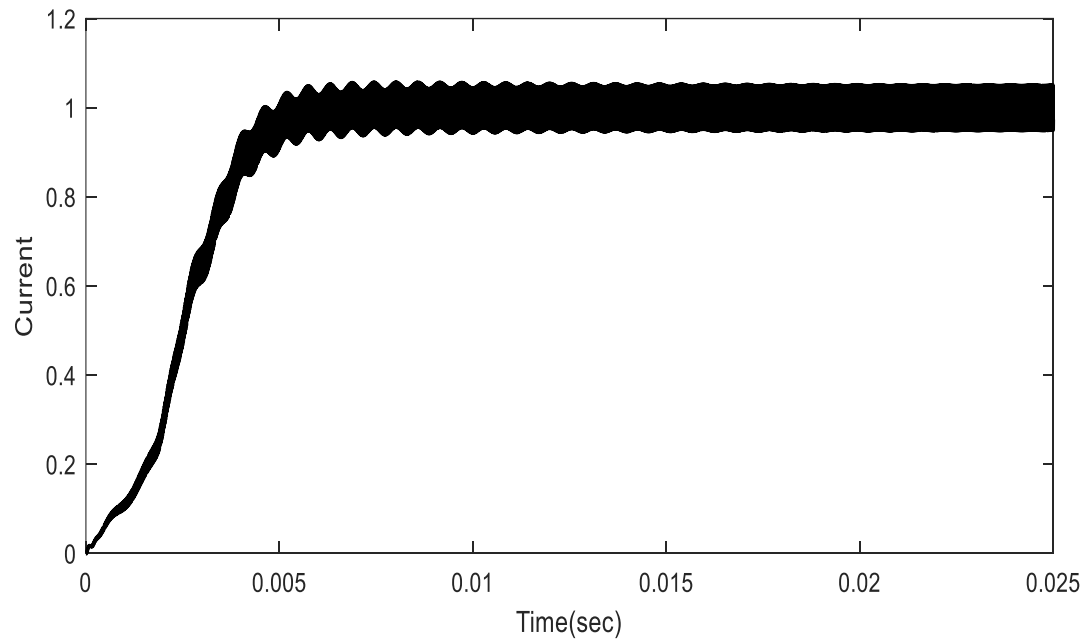
شکل ۴-۸. جریان سلف L_1 با کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک



شکل ۴-۹. جریان سلف L_1 با کنترل کننده مقاوم D-K



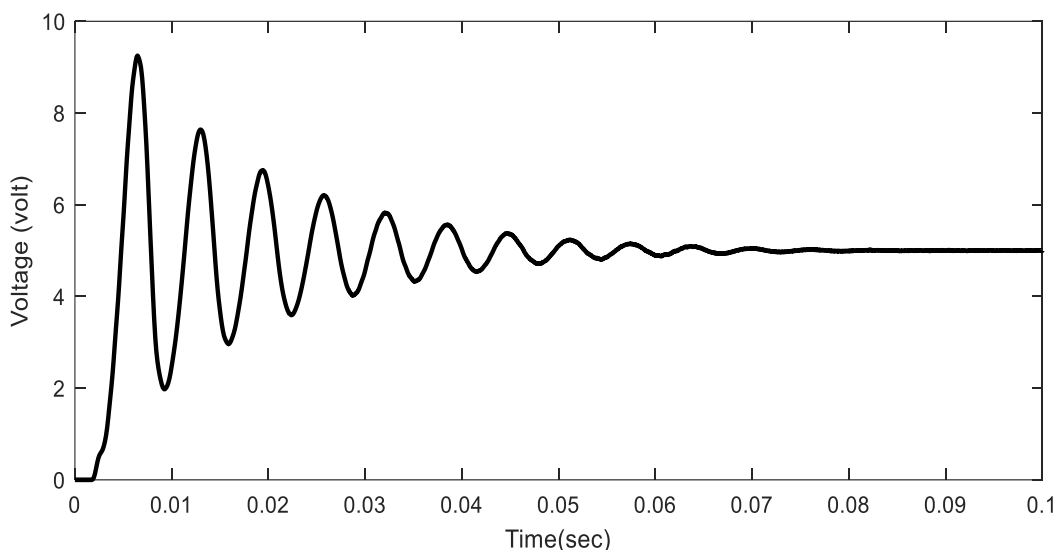
شکل ۴-۱۰. جریان سلف L_2 با کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با الگوریتم ژنتیک



شکل ۴-۱۱. جریان سلف L_2 با کنترل کننده مقاوم D-K

۳.۴. عملکرد کنترل کننده مرتبه کاهش یافته

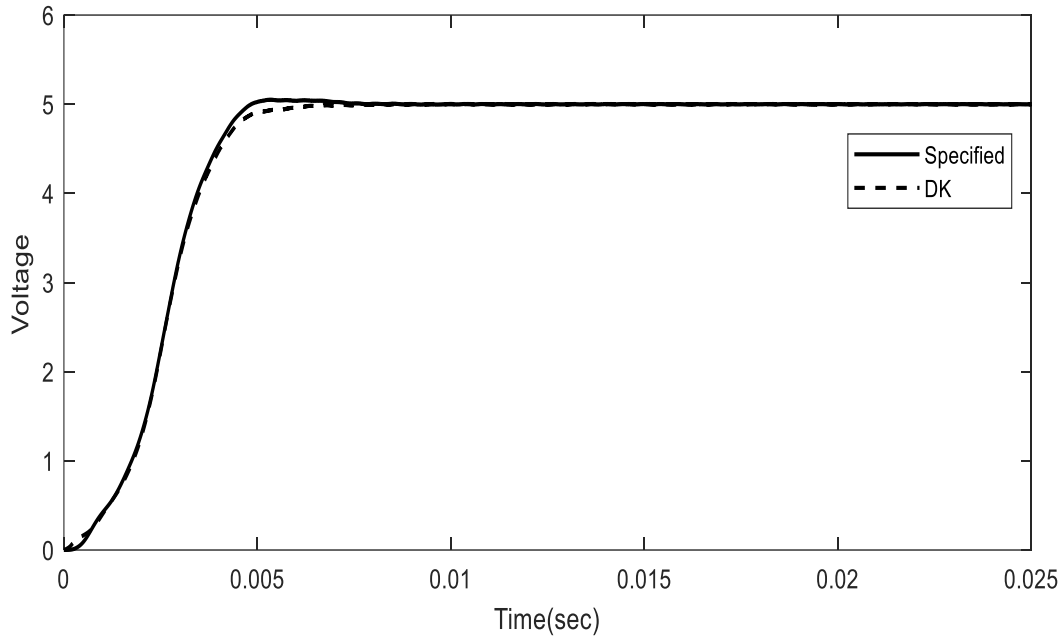
قابلیت تنظیم کنندگی ولتاژ با کنترل کننده مرتبه کاهش یافته از روش Hankel، در شکل (۴-۱۲) نشان داده شده است. مشاهده می‌گردد که کنترل کننده پیشنهادی در مقایسه با کنترل کننده هم مرتبه خود که از روش کاهش مرتبه بدست می‌آید، از عملکرد بسیار بهتری برخوردار می‌باشد.



شکل ۴-۱۲. ولتاژ خروجی برای کنترل کننده مرتبه کاهش یافته

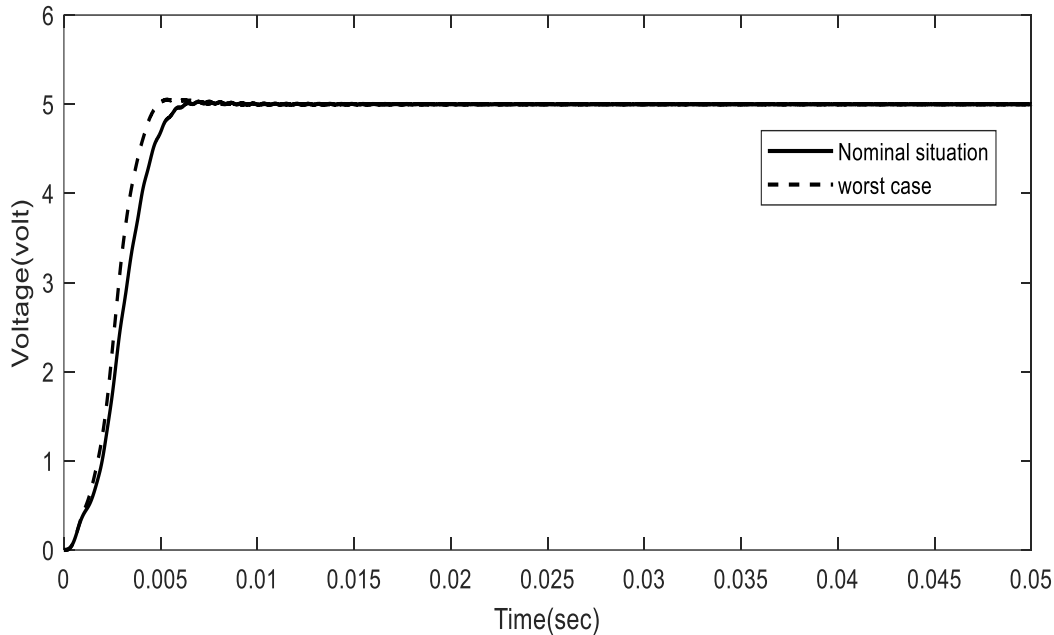
۴.۴. ولتاژ خروجی برای بدترین حالت نامعینی

در شکل (۴-۱۳) ولتاژ خروجی برای وضعیتی که مبدل در بدترین حالت نامعینی‌ها قرار دارد ترسیم گردیده است. نزدیک بودن پاسخ کنترل کننده پیشنهادی به کنترل کننده مقاوم D-K، نشان‌دهنده توانایی بالای این کنترل کننده در مواجهه با نامعینی‌ها می‌باشد علیرغم اینکه مرتبه بسیار پایینی در مقایسه با تکرار D-K دارد.



شکل ۴-۱۳. ولتاژ خروجی برای بدترین حالت نامعینی مبدل

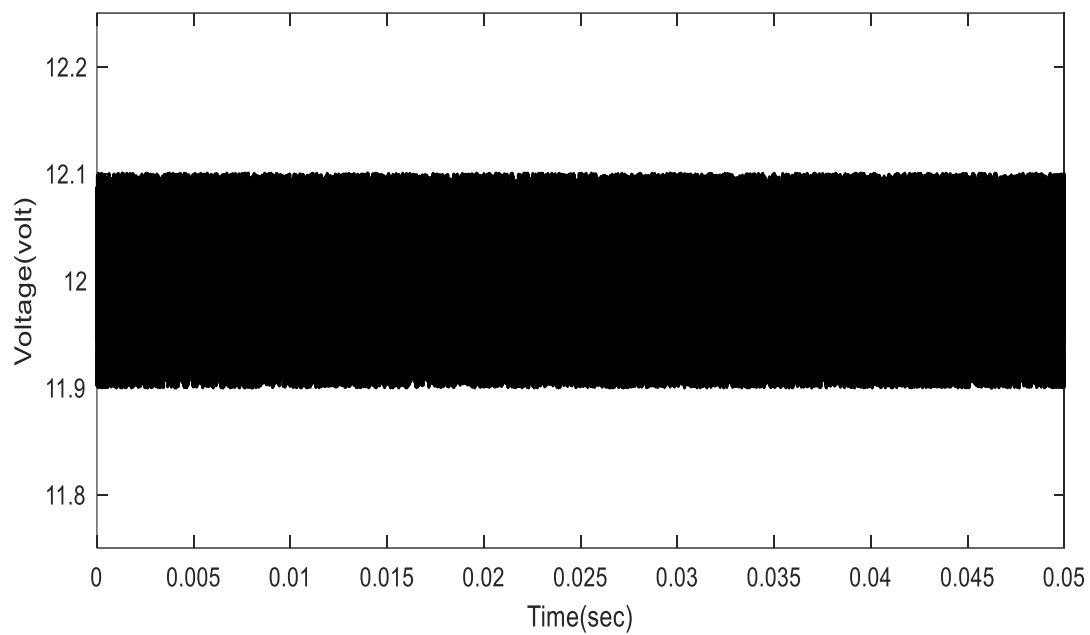
شکل (۴-۱۴) رفتار خروجی مبدل را برای دو حالت نامی و بدترین وضعیت نامعینی برای کنترل کننده پیشنهادی مقایسه می کند. مشاهده می گردد زمانی که نامعینی در سیستم وجود دارد، کنترل کننده با انرژی بیشتری سعی در تنظیم خروجی دارد و میزان بالادگی نسبت به وضعیت عدم وجود نامعینی کمی بیشتر می باشد. علت اینکه پاسخ در حالت اعمال نامعینی به سیستم به صورت شدیدترین وضع از حالت نامی بهتر می باشد را می توان در این نکته جست که اساس طراحی کنترل کننده با نگاه به بیشترین مقدار تکین ساختار یافته سیستم حلقه بسته می باشد، جایی که عملکرد سیستم در معرض بیشترین تهدید قرار دارد.



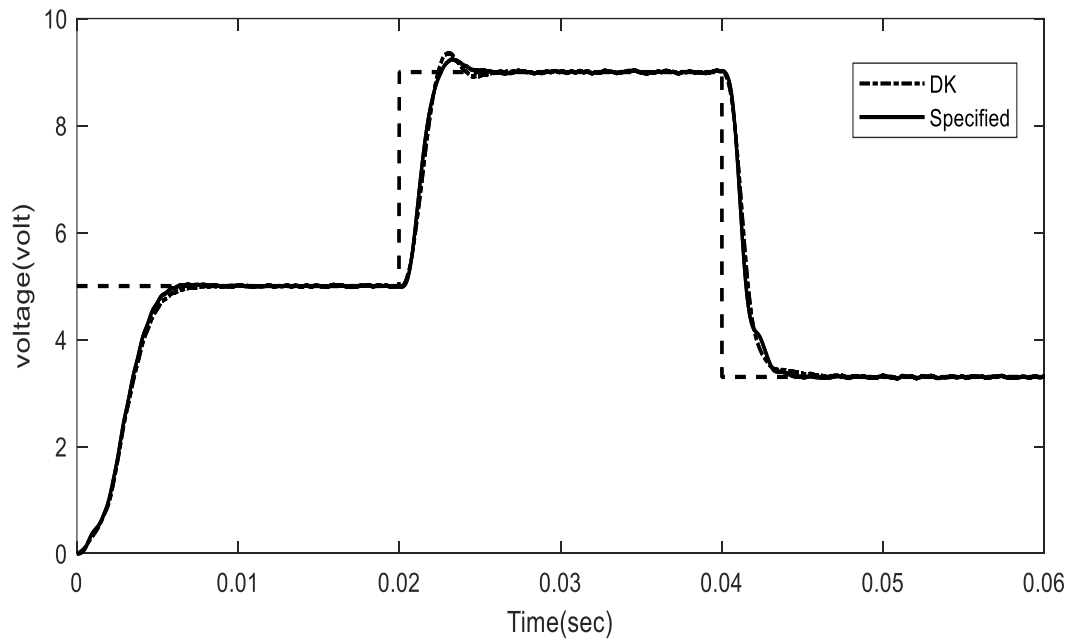
شکل ۴-۱۴. ولتاژ خروجی با کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم برای دو وضعیت نامی و بدترین حالت نامعینی

۵.۴. تغییر سیگنال مرجع

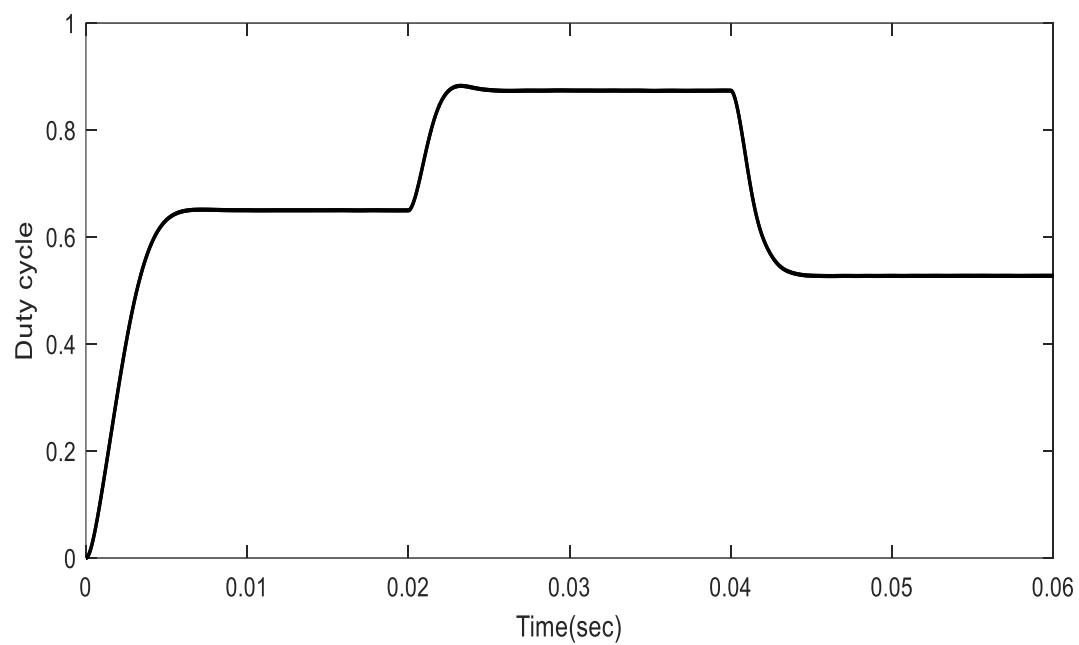
یکی از موارد مرسوم در رابطه با مبدل‌های سویچینگ وجود نویز بر روی منبع ورودی می‌باشد. به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در برابر این عامل نامطلوب، یک نویز با دامنه تغییرات ۰/۱ ولت بر روی منبع ورودی اعمال می‌گردد. شکل (۴-۱۵) نمودار ولتاژ منبع را نشان می‌دهد. در شکل (۴-۱۶) ولتاژ خروجی زمانی که مقدار ولتاژ مرجع تغییر می‌کند و ولتاژ منبع ورودی آغشته به نویز می‌باشد، نشان داده شده است. در لحظه ۰/۲ ثانیه مقدار ولتاژ مرجع از ۵ به ۹ ولت افزایش و در لحظه ۰/۴ ثانیه از ۹ به ۳/۳ ولت کاهش می‌یابد. همان‌طور که از شکل (۴-۱۶) مشاهده می‌گردد در هنگام تغییر ولتاژ مرجع به ۹ ولت، کنترل کننده D-K فراجهدش بیشتری دارد و هنگام کاهش ولتاژ به مقدار ۳/۳ همگرایی کنترل کننده ساختار ثابت سریعتر می‌باشد. سیگنال کنترلی هر دو کنترل کننده مقاوم در شکل‌های (۴-۱۷) و (۴-۱۸) نشان داده شده‌اند.



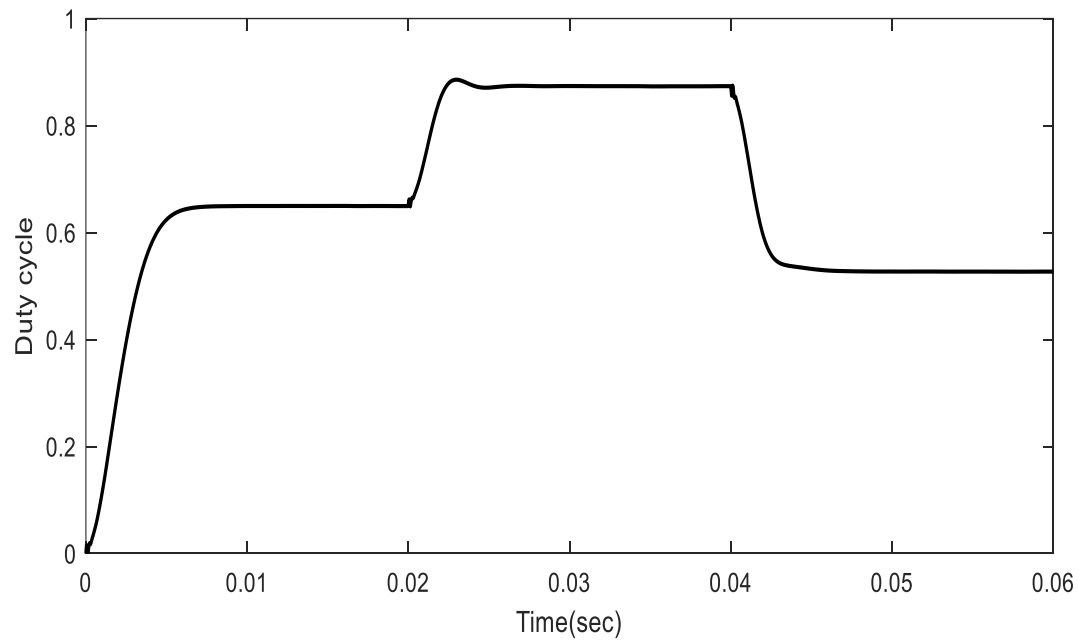
شکل ۴-۱۵. منبع ولتاژ ورودی آغشته به نویز



شکل ۴-۱۶. ولتاژ خروجی همزمان با اعمال نویز بر روی منبع ورودی و تغییر ولتاژ مرجع



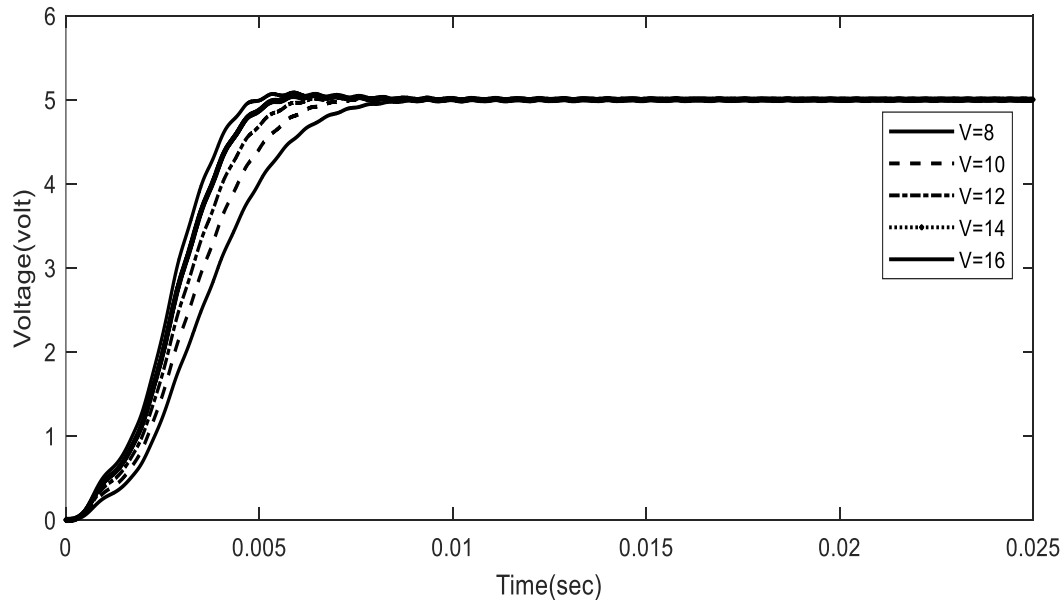
شکل ۴-۱۷. سیگنال کنترل برای کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم هنگام تغییر در سیگنال مرجع



شکل ۴-۱۸. سیگنال کنترل برای کنترل کننده مقاوم D-K هنگام تغییر در سیگنال مرجع

در شکل (۴-۱۹) اثر تغییرات منبع ولتاژ ورودی بررسی گردیده است. به همین منظور ولتاژ خروجی

مبدل به ازای مقادیر ولتاژی ۸، ۱۰، ۱۴ و ۱۶ ولت بر روی منبع ورودی ترسیم می‌گردد.

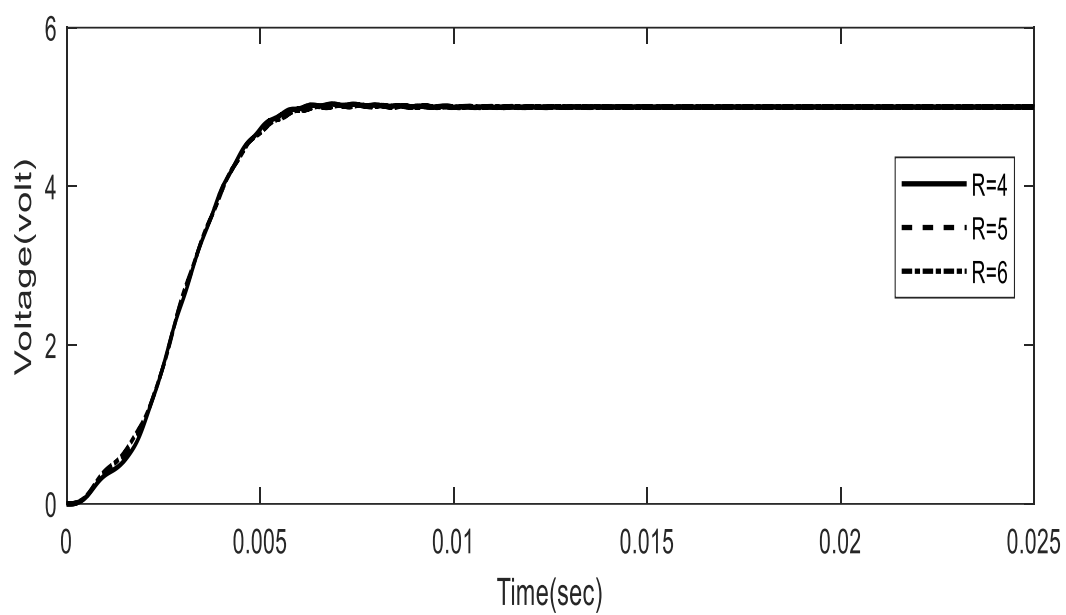


شکل ۴-۱۹. ولتاژ خروجی برای تغییرات منبع ولتاژ ورودی

همان طور در شکل مشاهده می‌گردد، به ازای کاهش سطح ولتاژ منبع ورودی، پاسخ گذرای سیستم کندتر می‌گردد. در مجموع به ازای تغییرات وسیع در سطح ولتاژ منبع ورودی، پاسخ حالت ماندگار سیستم دچار تغییر نگردیده و کنترل‌کننده قادر به صاف نگه داشتن ولتاژ خروجی می‌باشد.

۲.۴. تغییرات بار

در شکل (۴-۲۰) اثر تغییرات ۲۰ درصدی مقاومت بار ترسیم شده است. مشاهده می‌گردد که رفتار گذرای پاسخ سیستم تغییرات بسیار ناچیزی نسبت به حالت نامی خود دارد و این تغییرات قابل چشم پوشی می‌باشد.



شکل ۴-۲۰. ولتاژ خروجی برای تغییرات بار

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۱.۵. نتیجه گیری

در این پایان نامه طراحی کنترل کننده برای مبدل باک مرتبه ۲ که دارای قابلیت کاهندگی بیشتری نسبت به مبدل باک می باشد به روش های گوناگون بررسی گردید. کنترل کننده مرسوم PI حتی برای حالت نامی مبدل که هیچ گونه نامعینی بر روی آن وجود نداشت، پاسخ مطلوبی را از خود نشان نداد. در گام بعد طراحی کنترل کننده مقاوم سنتز μ به دو روش مختلف مورد مطالعه قرار گرفت. روش مرسوم برای این نوع از طراحی استفاده از تکرار D-K می باشد و کنترل کننده حاصل از این روش علاوه بر برآورده ساختن اهداف کنترلی از قبیل سرعت مناسب در پاسخ و صاف بودن سطح ولتاژ خروجی، توانایی مقابله با نامعینی های اعمالی بر روی پارامترهای مدار را به طرز قابل قبولی از خود نشان می دهد. یک ایراد اساسی در رابطه با این کنترل کننده مرتبه بالای آن که برابر با ۱۷ است، می باشد. یک روش جایگزین برای حل مسئله سنتز μ بهره گیری از الگوریتم های تکاملی می باشد و سه الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات، ژنتیک و کلونی زنبور عسل مصنوعی مورد استفاده قرار گرفتند. کنترل کننده حاصل از روش ژنتیک با اختلاف اندکی از دو روش دیگر توانست تا به قوام بیشتری در پایداری و عملکرد دست یابد. این کنترل کننده در کنار دستیابی به ویژگی های قوام، از مرتبه ای بسیار پایین تر نسبت به روش D-K برخوردار است و این خود موجب سهولت در پیاده سازی کنترل کننده می گردد. در گام بعدی با استفاده از روش کاهش مرتبه، کنترل کننده ای هم مرتبه با کنترل کننده پیشنهادی بدست آورده شد که پاسخ آن در تنظیم ولتاژ خروجی به هیچ وجه قابل قبول نمی باشد و این موضوع توانایی روش پیشنهادی را در دستیابی به کنترل کننده مقاوم با کمترین مرتبه ممکن را نشان می دهد که عملکردی نزدیک و بعضا بهتر نسبت به روش مرسوم تکرار D-K را دارد.

۲.۵. پیشنهادات

با توجه به اهمیت کاربرد مبدل های کاهنده در صنایع مختلف، مطالعه و بررسی مبدل هایی با قدرت کاهندگی

بیشتر شایان توجه خواهد بود. در رابطه با مبدل بررسی شده در این پایان نامه، با استفاده از ساختاری متشکل از خازن و دیود در فیلتر طبقه اول، می‌توان ضریب کاهندگی ولتاژ مبدل را افزایش داد. طراحی کنترل‌کننده به روش بحث شده در فصول قبل برای این مبدل و مقایسه آن با مبدل باک مرتبه ۲ ساده، یک موضوع قابل بحث برای دستیابی به سطوح ولتاژی بسیار پایین می‌باشد. موضوع دیگر در رابطه با روند طراحی کنترل‌کننده ساختار ثابت مقاوم، استفاده از روش‌های بهینه سازی چند هدفه می‌باشد تا همزمان پایداری و عملکرد مقاوم کمینه گردند. بهره‌گیری از این روش بهینه سازی می‌تواند منجر به کنترل‌کننده‌ای با قوام بیشتر و پاسخی بهتر گردد.

- [1] C. F. Lee, P. K. Mok, (2004) "A Monolithic Current-Mode CMOS DC-DC Converter With on-Chip Current-Sensing Technique" *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*,1, 39.
- [2] Y. H. Lee, S. C. Huang, S. W. Wang, K. H. Chen, (2012) "Fast Transient Technique With Adaptive Phase Margin for Current Mode DC-DC Buck Converters", *IEEE Trans on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 10, 20.
- [3] A. Benzaouia, (2014) "Stabilization of positive constrained T-S fuzzy systems: Application to a Buck converter", *Journal of the Franklin Institute*.
- [4] B. Sahu, G. A. Rincon-Mora, (2004) "A Low Voltage, Dynamic, Noninverting, Synchronous Buck-Boost Converter for Portable Applications", *IEEE TRANS ON POWER ELECTRONICS*, 2, 19.
- [5] A. S. Oshaba, E. S. Ali, S. M. Abd Elazim, (2015) "ACO based speed control of SRM fed by photovoltaic system", *Electrical Power and Energy Systems*, 67, pp 529-536.
- [6] A.S. Oshaba, E.S. Ali, S.M. Abd Elazim, (2015) "MPPT control design of PV system supplied SRM using BAT search algorithm", *Sustainable Energy, Grids and Networks*.
- [7] R. T. YADLPALLI, A. KOTAPATI, (2017) "Efficiency Analysis of Quadratic Buck Converter for LED Lamp Driver Applications", International Conference on Trends in Electronics and Informatics ICEI.
- [8] Panov, Y., Javanovic, M.M, (2001) "Design and performance evaluation of low voltage/high current dc/dc on board modules", *IEEE Trans on Power Electron*, 1, 16, pp. 26–33.
- [9] J. A. Reyes-Malanche, N. Vazquez, J. Leyva-Ramos, (2015) "Switched-capacitor quadratic buck converter for wider conversion ratios", *IET Power Electronics*, pp. 1-7.
- [10] R. D. MIDDLEBROOK, (1998) "Transformless DC-to-DC Converters with Large Conversion Ratios", *IEEE Trans on Power Electron*, 4, 7.
- [11] S. Maniktala, (2006) "Switching Power Supplies A to Z ", Elsevier, USA.
- [12] H. MATSUO, K. HARADA, (1976) "The Cascade Connection of Switching

Regulators”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 2, IA-12.

[13] J. A. MORALES-SALDANA, E. E. CARBAJAL GUTIERREZ, J. LEYVA-RANOS, (2002) “Modeling of Switch-Mode DC-DC Cascade Converters”, *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, 1, 38.

[14] D. Maksimovic, S. Cuk, (1991) “Switching Converters with Wide DC Conversion Range”, *IEEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONICS*, 1, 6.

[15] S. Buso, (1999) “Design of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter Using μ synthesis”, *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, 2, 7.

[16] H. Bevrani, Ise T, Y. Mitani, (2004) “A robust approach to controller design for DC-DC quasi –resonant converter”, *IEEJ Trans Indus Appl*, pp. 91–100.

[17] J. Bu, M. Sznaier, Z. Wang, (1997) “Robust control design for a parallel resonant converter using μ synthesis”, *IEEE TRANSACTIONS POWER ELECTRONIC*, 12.

[18] G. Wallis, R. Tymerski, (2000) “Generalized approach for μ -synthesis of robust switching regulators”, *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, 2, 36.

[۱۹] تقی‌راد، حمیدرضا، ۱۳۹۳، “کنترل مقاوم H ”، انتشارات دانشگاه خواجه نصیر.

[20] F. Asadi, N. Abut, (2019) “Kharitonov’s theorem: A good starting point for robust control”, *International Journal of Electrical Engineering & Education*, 1-26.

[21] H. Bevrani, P. Babahajyani, F. Habiibi, T. Hiyama, 2010, “Robust Control Design and Implementation for a Quadratic Buck Converter”, *International Power Electronics Conference*.

[22] Åström KJ, Hägglund T (1995), “*PID controllers: theory, design and tuning*”, 2, Instrument Society of America, Research Triangle Park.

[23] J.A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez, (2014) “Parameters Selection Criteria of proportional-integral Controller for a quadratic buck converter”, *IET Power Electron*, 6, 7, pp. 1527-1535.

[24] A. Goudarzian, A. Khosravi, (2019) “Voltage-Controlled Quadratic Buck Converter for a DC Power Managed System with Constant Current Load”, *Journal of Control, Automation and Electrical System*.

- [25] J. M. Sosa, E. D. Silva-Vera, G. Escobar, P. R. Martinez-Rodriguez, A. A. Valdez-Fernandez, (2016) “Control design for a quadratic buck converter with LC input filter”, 13th International Conference on Power Electronics (CIEP).
- [26] F. OUNIS, N. GOLEA , (2016) “ PID, 2-DOF PID and Mixed Sensitivity Loop-Shaping Based Robust Voltage Control of Quadratic Buck DC-DC Converter”, 5, 14.
- [27] J.C. Doyle, (1987) “A review of μ : for case studies in robust control”, Proceedings of 10th IFAC World Congress, pp. 395-402.
- [28] Tyler J. (2001), “Glow-Worms”, London.
- [29] K.Zhou, J. Doyle and K.Glover (1996) “*Robust and optimal Control*”, Prentice Hall.
- [30] A. Tsourdos, Hughes, E. J. and White, B. A, (2006) “Fuzzy multi-objective design for a lateral missile autopilot”, *Control Engineering Practice*, 14, pp. 547–561.
- [31] A. Tsourdos, and White, B. A, (2005) "Adaptive flight control design for nonlinear missile”, *Control Engineering Practice*, 13, pp. 373–382.
- [32] S.-H. Kim, Y.-S. Kim, and C. Song, (2004) “A robust adaptive nonlinear control approach to missile autopilot design,” *Control engineering practice*, 12, pp. 149-154.
- [33] G. F. A. Coelho L. S., Batistela N. J., and Leite J. V, (2013) “Multiobjective Cuckoo Search Algorithm Based on Duffing’s Oscillator Applied to Jiles-Atherton Vector Hysteresis Parameters Estimation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 49, pp. 1745–1748.
- [34] R. Rajabioun, (2011) “Cuckoo optimization algorithm”, *Applied Soft Computing Journal*, 11, pp. 5508–5518.
- [35] A. Ratnaweera, S.K. Halgamuge, H.C. Watson, (2004) “Self-Organizing Hierarchical Particle Swarm Optimizer with Time_Varying Acceleration Coefficients”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 3, 8, pp. 240-255.
- [36] Y. Shi, R. Eberhart, (1998) “Parameter selection in particle swarm optimization”, In: *Evolutionary Programming VII*. pp. 591-600.
- [37] S. Kaitwaidvilai, M. Parnichkun, (2004) “Genetic Algorithm Based Fixed-Structure Robust H_∞ Loop-Shaping Control Of a Penumatic Servo System”, *Journal Of Robotics and Mechatronics*, 4, 16.
- [38] D. Karaboga, (2005) “An idea based on honey bee swarm for numerical optimization”,

Technical report-tr06, Erciyes university, engineering faculty, computer engineering department.

[39] R. W. Erickson, D. Maksimovic, (2001) “*Fundamentals of power electronics*”, 2nd edn, Kluwer Academic Publishers.

[40] K.Ogata, (2010) “*Modern Control Engineering*”, 17, Tom Robbins.

[41] D.W. Gu, P.H. Petkov, M. Konstantinov, (2013) “*Robust Control Design with Matlab*”, 2nd edn, Springer, London, pp. 70.

[42] A. Alfi, A. Khosravi, A. Lari, (2013) “Swarm-based structure-specified controller design for bilateral transparent teleoperation systems via μ synthesis”, *IMA Journal of Mathematical Control and Information*, pp. 1-26.

[43] M. Zamani, N. Sadati, and M. Karimi-artemai, (2009) “Design of an H_{∞} PID controller using particle swarm optimization,” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 7, 2, pp. 273-2800

[44] A. Alfi, (2016) “Design and implementation of robust-fixed structure controller for telerobotic systems”, *Intelligent and Robotic Systems*.

[45] F. Asadi, K. Eguchi, (2018) “*Dynamics and Control of DC-DC Converters*”, Morgan and Claypool, 62.

Abstract

DC-DC Quadratic Buck Converter (QBC) is a step down converter with a wider duty ratio in comparison with conventional buck converter and achieves to lower level voltage. Nonlinear and time variant structure of converter beside its nonminimum phase behaviour cause complexities to design controller. Controller aims include no ripples on output voltage, robustness against of uncertainties in parameters of converter and suitable speed in voltage regulation. μ synthesis controller by D-K iteration possesses high ability to satisfy control purposes but the main problem is high order controller that make difficulties in real time implementation. In this thesis a constraint optimization problem is solved by evolutionary algorithms to figure out to get a simple robust structure. In this approach, robust stability and robust performance based on μ analysis are assumed as constraint and cost function of optimization so that coefficients of controller satisfy both robust stability and performance for closed loop system. Genetic algorithm, improved particle swarm optimization and artificial bee colonies are used to find a solution for this problem and in addition genetic algorithm has reached to best stability and performance in comparison with others. The maximum of structured singular values for stability and performance by evolutionary algorithms have lower value in comparison with D-K iteration. Acceptable performance of proposed controller is output voltage regulation in presence of uncertainties on parameters of system is illustrated by simulation results.

Keyword: Robust control, Power electronic, Evolutionary algorithms, Quadratic Buck Converter, μ synthesis.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MSc Thesis in Control Engineering

**Design and Implementation of Robust Fixed Structure
Controller for DC-DC Converter**

By: Ali Ghasab Sedehi

Supervisor:

DR Alireza Alfi

June 2020