

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

طراحی کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری تنظیم کننده ولتاژ خودکار (AVR)

ژنراتور سنکرون با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری

نگارنده: سید محمدعلی امیریان

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

شهریور ۱۳۹۶

فقر

می‌خواهم بگویم ...

فقر همه‌جا سر می‌کشد...

فقر، گرسنگی نیست، عریانی هم نیست ...

فقر، "چیزی را نداشتن است"، ولی آن چیز پول نیست ... طلا و غذا نیست ...

فقر، همان گرد و خاکی است که بر کتاب‌های فروش نرفته‌ی کتاب‌فروشی می‌نشیند ...

فقر، تیغه‌های برنده‌ی ماشین بازیافت است که روزنامه‌های برگشتی را خرد می‌کند

فقر، کتیبه‌ی سه‌هزارساله‌ای است که روی آن یادگاری نوشته‌اند ...

فقر، پوست موزی است که از پنجره‌ی یک اتومبیل به خیابان پرتاب می‌شود ...

فقر، همه‌جا سر می‌کشد ...

فقر، شب را "بی‌غذا" سر کردن نیست ...

فقر، روز را "بی‌اندیشه" سر کردن است. (دکتر علی شریعتی)

تشکر و قدردانی

سپاس خدایی را که سخنوران در ستودن او بمانند و شمارگران شمردن نعمت‌های او ندانند، و کوشندگان، حقّ او را گزاردن نتوانند. خدایی که پای اندیشه‌ی تیزگام در راه شناسایی او لنگ است، و سرّ فکرتِ ژرف، روبه‌دریای معرفتش بر سنگ.

بر خود لازم می‌دانم از زحمات بی‌دریغ استاد ارجمندم، جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف، صمیمانه تشکر و قدردانی نمایم که بی‌شک بدون راهنمایی‌های ارزنده‌ی ایشان این مجموعه به انجام نمی‌رسید.

از خانواده‌ی عزیزم، کلیه‌ی اساتید گرامی و سروران ارجمندم به خاطر تمام زحماتی که در طی انجام این پایان‌نامه متحمل شده‌اند، کمال تشکر و امتنان را دارم. سلامتی و موفقیت روزافزون ایشان را از درگاه حق خواستارم. شکر خدا که هر چه طلب کردم از خدا بر منتهای همت خود کامران شدم.

تعهد نامه

اینجانب سید محمدعلی امیریان دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق - کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده بهینه *PID* مرتبه کسری تنظیم کننده ولتاژ خودکار (*AVR*) ژنراتور سنکرون با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری تحت راهنمایی جناب آقار دکتر محمد حدادظریف متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه 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 .

امضای دانشجو

تاریخ

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 .

چکیده

تنظیم‌کننده‌ی خودکار ولتاژ ژنراتور (AVR^1) در سیستم تحریک، جهت کنترل و حفظ اندازه ولتاژ پایانه‌ی ژنراتور سنکرون در یک سطح مشخص بکار می‌رود و ناپایداری AVR منجر به ناپایداری کل سیستم قدرت می‌شود. در این پایان‌نامه با بهره‌گیری از مفهوم حسابان کسری، به طراحی و محاسبه‌ی ضرایب بهینه کنترل‌کننده‌ی تناسبی مشتقی انتگرالی مرتبه کسری ($FOPID^2$) با استفاده از تکنیک‌های هوش مصنوعی و الگوریتم رقابت استعماری به منظور بهبود کارایی تنظیم‌کننده‌ی خودکار ولتاژ ژنراتور سنکرون پرداخته شده است. اجزای سیستم تحریک شبیه‌سازی شده و با تعریف یک تابع هزینه‌ی مناسب بهینه‌سازی در الگوریتم‌های تکاملی مقایسه شده است. شبیه‌سازی و نتایج به دست آمده از انجام پایان‌نامه بیانگر عملکرد مطلوب کنترل‌کننده‌ی طراحی شده در مقابل نامعینی‌های سیستم است.

کلمات کلیدی: تنظیم‌کننده‌ی خودکار ولتاژ ژنراتور (AVR) - حسابان کسری - کنترل‌کننده‌ی

تناسبی مشتقی انتگرالی مرتبه کسری - الگوریتم رقابت استعماری

¹. *Automatic Voltage Regulator*

². *Fractional-Order PID Controller*

فهرست

۱	فصل اول: مقدمه
۵	فصل دوم: آشنایی با ریاضیات مرتبه کسری
۶	۱-۲ مقدمه
۷	۲-۲ توابع خاص مورد استفاده در حسابان مرتبه کسری
۸	۱-۲-۲ تابع گاما
۹	۲-۲-۲ تابع بتا
۱۰	۳-۲-۲ تابع میتاک - لفلر
۱۱	۴-۲-۲ تابع میلر-رأس
۱۲	۳-۲ تعاریف مشهور مشتق و انتگرال مرتبه کسری
۱۳	۱-۳-۲ ریمان-لیوویل
۱۳	۲-۳-۲ کاپوتو
۱۴	۳-۳-۲ گرانوالد-لیتینیکف
۱۴	۴-۲ برخی از خواص مشتق و انتگرال مرتبه کسری
۱۶	۵-۲ تبدیل لاپلاس
۱۸	۶-۲ روش‌های تقریبی محاسبه‌ی مشتقات مرتبه کسری
۱۹	۱-۶-۲ روش کرون
۲۰	۲-۶-۲ روش کارلسون
۲۱	۳-۶-۲ روش ماتسودا
۲۱	۷-۲ کنترل مرتبه کسری
۲۲	۱-۷-۲ علت استفاده از کنترل مرتبه کسری: بررسی تاریخی
۲۵	۸-۲ جمع‌بندی

فصل سوم: تکنیک بهینه‌سازی الگوریتم رقابت استعماری

۲۷	
۲۸	۱-۳ مقدمه
۳۰	۲-۳ استراتژی بهینه‌سازی مبتنی بر تکامل اجتماعی-سیاسی
۳۱	۳-۳ الگوریتم رقابت استعماری
۳۲	۱-۳-۳ شکل‌دهی امپراطوری اولیه
۳۴	۲-۳-۳ مدل‌سازی سیاست جذب: حرکت مستعمره‌ها به سمت امپریالیست
۳۶	۳-۳-۳ جایابی موقعیت مستعمره و امپریالیست
۳۷	۴-۳-۳ قدرت کل امپراطوری
۳۷	۵-۳-۳ رقابت استعماری
۳۹	۶-۳-۳ سقوط امپراطوری ضعیف
۴۰	۷-۳-۳ همگرایی
۴۱	۴-۳ جمع‌بندی و مزایای رقابت استعماری

فصل چهارم: تئوری پایداری ولتاژ ماشین سنکرون

۴۳	
۴۴	۱-۴ ماشین سنکرون
۴۴	۲-۴ پدیده پایداری
۴۵	۱-۲-۴ پایداری ولتاژ و فروپاشی ولتاژ
۴۶	۳-۴ سیستم تحریک
۴۸	۱-۳-۴ اجزا سیستم تحریک
۴۹	۴-۴ انواع سیستم تحریک
۵۰	۱-۴-۴ سیستم تحریک جریان مستقیم
۵۰	۲-۴-۴ سیستم تحریک جریان متناوب
۵۱	۳-۴-۴ سیستم‌های تحریک استاتیکی
۵۱	۵-۴ توابع کنترلی و حفاظتی

۵۱	۴-۵-۱ تنظیم‌کننده‌های جریان متناوب و مستقیم
۵۲	۴-۵-۲ مدارهای پایدارساز سیستم تحریک
۵۳	۴-۶-۶ تنظیم ولتاژ خودکار AVR
۵۵	۴-۶-۱ مدل تقویت‌کننده
۵۵	۴-۶-۲ مدل تحریک‌کننده
۵۵	۴-۶-۳ مدل ژنراتور
۵۶	۴-۶-۴ مدل حس‌گر
۶۱	فصل پنجم: شبیه‌سازی طراحی کنترل‌کننده بهینه مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم تکاملی
۶۲	۵-۱ مقدمه
۶۸	۵-۲ بیان مسئله و تابع هدف
۸۲	۵-۳ آزمایش کنترل مقاوم
۸۳	۵-۳-۱ عدم قطعیت پارامترها
۸۵	۵-۳-۲ اغتشاش بار و نویز
۹۱	۶ فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادها
۹۲	۶-۱ نتیجه‌گیری
۹۲	۶-۲ پیشنهادها
۹۳	پیوست
۹۷	منابع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲: نمایشی از کنترل‌کننده PID مرتبه کسری ۲۳
- شکل ۱-۳: استراتژی بهینه‌سازی مبتنی بر تکامل اجتماعی-سیاسی ۳۱
- شکل ۲-۳: شمای کلی حرکت مستعمرات به سمت امپریالیست ۳۴
- شکل ۳-۳: حرکت واقعی مستعمرات به سمت امپریالیست ۳۶
- شکل ۴-۳: فلوجارت الگوریتم رقابت استعماری ۴۰
- شکل ۱-۴: اجزای سیستم تحریک ۴۸
- شکل ۲-۴: مدل واقعی سیستم تنظیم‌کننده ولتاژ AVR ۵۴
- شکل ۳-۴: نمودار بلوکی AVR خطی شده ۵۶
- شکل ۴-۴: اجزای سیستم کنترل حلقه بسته واقعی سیستم تنظیم‌کننده ولتاژ AVR ۵۸
- شکل ۱-۵: پاسخ پله پایانه ولتاژ سیستم AVR و تقریب سیستم بدون کنترل‌کننده ۶۴
- شکل ۲-۵: پاسخ فرکانسی پایانه ولتاژ سیستم AVR بدون کنترل‌کننده ۶۴
- شکل ۳-۵: زمان صعود (tr)، زمان نشست (ts)، بیشترین فراجهش (Mp) و انتگرال قدر مطلق خطا (ناحیه‌ی تیره‌رنگ) ۶۹
- شکل ۴-۵: پاسخ پله سیستم AVR با کنترل‌کننده بهینه PID و PID مرتبه کسری ۷۲
- شکل ۵-۵: پاسخ پله سیستم AVR با کنترل‌کننده بهینه PID و PID مرتبه کسری ۷۳
- شکل ۶-۵: پاسخ پله سیستم AVR ، کنترل‌کننده طراحی‌شده با روش مینیمم سازی و ICA تابع هزینه اول و دوم ۷۴
- شکل ۷-۵: پاسخ پله کنترل‌کننده‌ی طراحی‌شده با روش مینیمم سازی و ICA تابع هزینه اول و دوم ۷۵

- شکل ۸-۵: پاسخ پله سیستم کنترل شده با کنترل کننده بهینه مرتبه کسری با تابع هزینه اول و دوم
 ۷۷.....
- شکل ۹-۵: مقایسه پاسخ کنترل کننده بهینه مرتبه کسری الگوریتم رقابت استعماری و الگوریتم
 ژنتیک با تابع هزینه ۱ و ۲ ۷۸.....
- شکل ۱۰-۵: همگرایی تابع هزینه کنترل کننده مرتبه کسری الگوریتم رقابت استعماری ۸۰.....
- شکل ۱۱-۵: سیگنال خطا، سیستم AVR بدون کنترل کننده ۸۱.....
- شکل ۱۲-۵: سیگنال خطا، سیستم AVR با کنترل کننده PID مرتبه کسری ۸۱.....
- شکل ۱۳-۵: نمودار بود سیستم AVR با کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری و صحیح ۸۲.....
- شکل ۱۴-۵: پاسخ پله سیستم AVR همراه با نامعینی بدون کنترل کننده ۸۳.....
- شکل ۱۵-۵: پاسخ پله سیستم AVR کنترل شده با کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری، با اعمال
 همزمان نامعینی ژنراتور و تحریک کننده ۸۴.....
- شکل ۱۶-۵: پاسخ پله سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار ۸۶.....
- شکل ۱۷-۵: خطای سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار ۸۶.....
- شکل ۱۸-۵: سیگنال کنترلی سیستم AVR با کنترل کننده مرتبه کسری ICA به اغتشاش بار ... ۸۷.....
- شکل ۱۹-۵: پاسخ پله سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار در حضور نویز ۸۸.....
- شکل ۲۰-۵: سیگنال کنترلی سیستم AVR با کنترل کننده مرتبه کسری ICA به اغتشاش بار در
 حضور نویز ۸۸.....

فهرست جدول‌ها

- جدول ۴-۱: محدودهی استاندارد شاخص عملکرد دینامیکی سیستم کنترل تحریک ۵۷
- جدول ۵-۱: محدودیت‌های اجزای و پارامترهای تابع انتقال ۶۳
- جدول ۵-۲: پارامترهای الگوریتم رقابت استعماری ۶۷
- جدول ۵-۳: مقایسه پارامترهای حوزه زمان سیستم *AVR* و پارامترهای کنترل‌کننده بهینه طراحی‌شده با الگوریتم‌های مختلف ۷۱
- جدول ۵-۴: مقایسه پارامترهای حوزه زمان سیستم *AVR* ۷۲
- جدول ۵-۵: مقایسه پارامترهای حوزه زمان و حوزه فرکانس سیستم *AVR* ۷۶
- جدول ۵-۶: مقایسه پارامترهای حوزه زمان و حوزه فرکانس سیستم *AVR* ۷۹
- جدول ۵-۷: مشخصات حوزه زمان سیستم *AVR* همراه با نامعینی ۸۴

۱ فصل اول

مقدمه

با توجه به اهمیت تولید برق و نقش ژنراتور در این زمینه، سیستم تحریک، مهم‌ترین جزء هر ژنراتور است که نقشی بسیار مهم در تولید برق بر عهده دارد. سیستم تحریک با میرا کردن نوسانات و قرار دادن ژنراتور در محدوده‌ی کاری پایدار، بر عملکرد دینامیکی سیستم قدرت تأثیر مطلوب می‌گذارد. بروز هرگونه عیب در سیستم تحریک به‌طور مستقیم بر روی ژنراتور تأثیر خواهد گذاشت و سبب آسیب ژنراتور و نهایتاً ناپایداری در شبکه خواهد شد.

مطالعات پایداری در سیستم‌های قدرت به‌طور معمول به دو دسته پایداری دینامیکی و استاتیکی تقسیم می‌شود. در پایداری ماندگار، رفتار سیستم پس از تغییرات جزئی در بار و تولید مورد بررسی قرار می‌گیرد. سیستم تنظیم خودکار ولتاژ ژنراتور (AVR^1) جهت کنترل توان راکتیو ژنراتور استفاده می‌شود. وظیفه این سیستم، حفظ اندازه ولتاژ پایانه ژنراتور سنکرون در یک سطح مشخص است. ناپایداری AVR منجر به ناپایداری کل سیستم قدرت می‌شود؛ بنابراین عملکرد سیستم کنترل‌کننده آن از حساسیت ویژه‌ای برخوردار است [۱-۲]. عملکرد مناسب این سیستم تنظیم ولتاژ، در سیستم قدرت حائز اهمیت بوده و رفتار دینامیکی شبکه را تحت تأثیر قرار می‌دهد.

تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده به علت آنکه بسیاری از سیستم‌های صنعتی با موانعی مانند مرتبه بالای سیستم، تأخیرهای زمانی و رفتارهای غیرخطی مواجه هستند، بسیار دشوار است [۳-۴]. طراحی چنین کنترل‌کننده‌ای به‌صورت کلاسیک نیازمند تعیین سه مشخصه بهره تناسبی Kp ، بهره انتگرالی Ki و بهره مشتقی Kd است.

راه‌حل متداول در طراحی چنین کنترل‌کننده‌هایی در گذشته روش سعی و خطا بوده است و مهندسين، طراحی آن‌ها را به‌صورت دستی انجام می‌دادند که این کار مستلزم صرف زمان و هزینه بسیار بالایی است.

¹ Automatic Voltage Regulator

در دهه‌های گذشته دستورالعمل‌های مختلفی برای ارائه‌ی روشی منظم به منظور کاهش زمان صرف شده در انتخاب بهینه پارامترهای کنترل‌کننده به وجود آمده است. روش تنظیم پارامتر زیگلر-نیکولز^۱، شاید بهترین روش تنظیم شناخته‌شده باشد [۵]. به‌طور کلی، تعیین پارامترهای کنترل‌کننده بهینه با استفاده از روش زیگلر-نیکولز در بسیاری از فرآیندهای صنعتی دشوار است. با توجه به دلایل ذکر شده، تکنیک‌های هوش مصنوعی به منظور بهبود کارایی کنترل‌کننده‌ها در گستره‌ی وسیعی از فرآیندها بکار گرفته شده‌اند؛ از جمله آن‌ها می‌توان به شبکه‌های عصبی، سیستم فازی و منطق عصبی- فازی اشاره نمود [۶] همچنین به منظور کاهش پیچیدگی تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده، بسیاری از روش‌های جستجوی تصادفی مانند الگوریتم ژنتیک [۷] و الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات [۸] توسعه یافته‌اند. دلایل بسیاری برای توسعه‌ی روش‌های طراحی وجود دارد. از آن جمله می‌توان به افزایش کارایی و سرعت تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده، توسط روش‌های طراحی بهبود یافته اشاره نمود.

پیشرفت اخیر در حسابان کسری^۲ منجر به معرفی کاربردهایی از حسابان کسری در تئوری کنترل شده است. یکی از کاربردهای اولیه حسابان کسری، کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری^۳ می‌باشند که توانسته‌اند توجه شایانی را در بررسی‌های آکادمیک و کاربردهای صنعتی به خود جلب کنند. با توجه به کاربرد گسترده‌ی کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی^۴ مرتبه صحیح و اینکه وجود مشتق و انتگرال مرتبه کسری می‌تواند موجب بهبود عملکرد و انعطاف‌پذیری بیشتر کنترل‌کننده‌های مرتبه صحیح شود. جهت محاسبه ضرایب کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی-انتگرالی مرتبه کسری ($FOPID$)^۵ به دلیل شباهت زیاد به کنترل‌کننده‌های PID مرتبه صحیح می‌توان از روش‌های کلاسیک و یا

^۱ Ziegler-Nichols

^۲ Fractional Calculus

^۳ Fractional Order

^۴ Proportional-integral-derivative controller (PID)

^۵ Fractional-Order PID Controller

کنترل مرتبه کسری در مقایسه با کنترل کننده‌ها PID مرتبه صحیح به دلیل دارا بودن پنج متغیر به جای سه متغیر دارای انعطاف بسیار بالاتری هستند. البته در عوض دارای پیچیدگی بالاتر در زمان تعیین ضرایب و محاسبات می‌باشند. در مجموع از ویژگی‌های این کنترل کننده می‌توان به انعطاف بالا، سرعت مناسب و مقاومت در برابر تغییر پارامترهای سیستم اشاره کرد.

بهینه بودن کنترل کننده همواره مطرح است، بنابراین، هدف از انجام این پایان‌نامه ارائه‌ی روشی جدید و یا بهبود روش‌های گذشته برای تعیین ضرایب بهینه در حسابان مرتبه کسری برای یک تابع هزینه در سیستم تنظیم خودکار ولتاژ مذکور با بهره‌گیری از روش‌ها و الگوریتم‌های بهینه‌سازی تکاملی هوشمند و بهبود عملکرد سیستم است. در فصل دوم به معرفی ریاضیات مرتبه کسری پرداخته می‌شود. در فصل سوم، الگوریتم تکاملی و تکنیک بهینه‌سازی الگوریتم رقابت استعماری مورد مطالعه و بررسی قرار می‌گیرد. در فصل چهارم، تئوری پایداری ولتاژ ماشین سنکرون مطرح شده است. در این فصل توضیحات مختصری در رابطه با ژنراتور سنکرون، سیستم تحریک، کنترل سیستم تحریک و تجهیزات جنبی و مدل دیزل ژنراتور داده شده است. در فصل پنجم تمامی اجزا در نرم‌افزار متلب^۱ شبیه‌سازی شده و به طراحی کنترل کننده‌ی بهینه مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری و مقایسه با سایر الگوریتم‌های تکاملی خواهیم پرداخت. در نهایت در فصل ششم جمع‌بندی و نتیجه‌گیری انجام می‌شود و پیشنهادهایی جهت تکمیل و ادامه‌ی کار ارائه می‌گردد.

^۱ Matlab

آشنایی با ریاضیات مرتبه کسری

محاسبات کسری بخش قدیمی از ریاضیات با تاریخچه‌ای بیش از سیصد سال پیش است. این محاسبات تعمیم‌یافته‌ی مشتق و انتگرال معمولی برای مرتبه‌ی دلخواه (غیر صحیح) است. عمر این موضوع به زمانی که لایب‌نیز^۱، گاوس^۲ و نیوتن^۳ این‌گونه محاسبات را کشف کردند می‌رسد. لایب‌نیز در نامه‌ای در سال ۱۶۹۵ از هوپیتال^۴ پرسید: «آیا می‌شود مفهوم مشتق با مرتبه‌ی طبیعی را به مشتق با مرتبه‌ی کسری تعمیمی داد؟» هوپیتال این سؤال را با سؤال دیگری پاسخ داد: «اگر مرتبه یک‌دوم باشد حاصل چه خواهد شد؟» لایب‌نیز در نامه‌ای به تاریخ ۳۰ سپتامبر ۱۶۹۵ چنین پاسخ داد: «منجر به تناقض می‌شود که روزی از آن نتایج مفیدی حاصل خواهد شد.» سؤال مطرح‌شده توسط لایب‌نیز سرآغاز موضوعی جدید در ۳۰۰ سال پیش شد.

پیش از قرن ۱۹ حساب دیفرانسیل کسری به‌عنوان یک نظریه‌ی ناب ریاضی بدون هیچ‌گونه اهمیت فیزیکی توسعه داده‌شده بود؛ اما متأسفانه در جامعه مهندسی به دلیل پیچیدگی ذاتی و این واقعیت که تفسیر هندسی یا فیزیکی قابل قبولی از آن ارائه نشده بود چندان محبوب نبود [۱۱]. حسابان کسری را می‌توان به‌عنوان یک موضوع دارای قدمت درعین‌حال همچنان نوین در نظر گرفته شود. دارای قدمت از آن جهت که شروع آن از برخی تحقیقات نظری لایب‌نیز بین سال‌های ۱۶۹۵ تا ۱۶۹۷ و پس از آن اوایل^۵ در سال ۱۷۳۰ انجام شد و تاکنون به‌طور فزاینده‌ای توسعه‌یافته است؛ بنابراین حسابان کسری می‌تواند به‌خوبی به‌عنوان یک موضوع نوین در نظر گرفته شود. عده‌ای از

^۱ - G. W. Leibniz (1695 - 97)

^۲ - C.F. Gauss

^۳ - Newton

^۴ - Hôpital (1695)

^۵ - L. Euler (1730)

ریاضیدانان در این سال‌ها بر روی این موضوع کار کردند. کسانی چون لیوویل^۱، ریمن^۲ و ویل^۳ سهم اصلی را در دستیابی به تئوری محاسبات کسری داشتند. تاریخچه‌ی محاسبات کسری با همکاری فوریه^۴، آبل^۵، لایبنیتز، گرانوالد^۶ و لیتنیکاو^۷ ادامه یافت.

در حال حاضر کاربردهای حسابان کسری به سرعت در حال افزایش است. رشد ریاضیات به ما اجازه توصیف و مدل‌سازی یک پدیده‌ی واقعی با دقتی بیشتر از روش‌های مرتبه صحیح کلاسیک می‌دهد. پدیده‌های واقعی عموماً کسری هستند ولی برای بسیاری از آن‌ها مرتبه کسری بودن خیلی پایین است. دلیل اصلی برای استفاده از مدل مرتبه‌ی صحیح، نبود روش‌های حل برای معادلات دیفرانسیل کسری بوده است. در حال حاضر روش‌های بسیاری برای تقریب مشتق و انتگرال کسری وجود دارد و حسابان کسری می‌تواند به‌سادگی در زمینه‌های وسیعی از کاربردها مورد استفاده قرار گیرد [۱۲-۱۳-۱۴]. بسیاری از نویسندگان سعی می‌کنند مشتقات کسری، انتگرال‌های کسری و معادلات دیفرانسیل کسری را از طریق نرم‌افزارهای محاسباتی نظیر متلب حل کنند اخیراً چند تابع بسیار خوب و جالب به فضای کار متلب اضافه شده است [۱۵].

۲-۲ توابع خاص مورد استفاده در حسابان مرتبه کسری

تعدادی از توابع در مبحث حسابان کسری بسیار مفید می‌باشند. در ابتدا تابع گاما^۸، تابع بتا^۹، تابع میتاک لفلر^{۱۰} و چند تابع دیگر که نقش اساسی را در تئوری مشتق مرتبه دلخواه و تئوری

^۱ - J. Liouville(1832-37)

^۲ - B. Riemann(1847)

^۳ - H. Weyl(1917)

^۴ - B. J. Fourier(1822)

^۵ - N. H. Abel(1823-26)

^۶ - A. K. Grunwald(1867-72)

^۷ - A. V. Letnikov(1868-72)

^۸ - Gamma function

^۹ - Beta function

^{۱۰} - Mittag-Leffler function

معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری ایفا می کنند، معرفی می کنیم.

۱-۲-۲ تابع گاما [۱۶-۱۲]

تابع گاما یا تابع اویلر^۱ یکی از توابع اساسی در ریاضیات مرتبه کسری^۲ تابع گاما $\Gamma(z)$ است. این تابع تعمیمی از تابع فاکتوریل^۳ است که اجازه می دهد z مقادیر غیر صحیح را بپذیرد. تابع گاما به صورت رابطه‌ی (۱-۲) تعریف می شود.

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt \quad (1-2)$$

که به نیمه‌ی راست صفحه‌ی اعداد مختلط $R(z) > 0$ همگرا می شود. این تفسیر بیان می کند که تابع گاما به صورت پیوسته برای مقادیر حقیقی مثبت تعریف شده است.

این تابع، تعمیم فاکتوریل (۲-۲) است.

$$\Gamma(z) = (z-1)! \quad (2-2)$$

برخی از خواص تابع گاما عبارت‌اند از [۱۶-۱۲]:

$$\Gamma(1) = 1, \Gamma(n+1) = n! \quad n \in \mathbb{N} \quad (3-2)$$

$$\Gamma(z)\Gamma(1-z) = \frac{\pi}{\sin \pi z} \quad (4-2)$$

^۱- Euler

^۲- Fractional calculus

^۳- Factorial

$$\Gamma(2z) = \pi^{\frac{-1}{2}} 2^{2z-1} \Gamma(z) \Gamma\left(z + \frac{1}{2}\right) \quad (5-2)$$

$$\Gamma(z) = \frac{\Gamma(z+m)}{z(z+1)\dots(z+m-1)} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{n^z n!}{z(z+1)\dots(z+n)} \quad -m < \operatorname{Re}(z) < -m+1 \quad m \in \mathbb{N} \quad (6-2)$$

$$\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi}, \Gamma\left(-\frac{1}{2}\right) = -2\sqrt{\pi} \quad (7-2)$$

۲-۲-۲ تابع بتا [۱۶]

تابع بتا معمولاً به صورت رابطه‌ی (۸-۲) تعریف می‌شود:

$$B(z, w) = \int_0^1 \tau^{z-1} (1-\tau)^{w-1} d\tau \quad (\operatorname{Re}(z) > 0, \operatorname{Re}(w) > 0) \quad (8-2)$$

با استفاده از تبدیل لاپلاس^۱، رابطه بین گاما و تابع بتا به صورت رابطه‌ی (۹-۲) قابل دستیابی است:

$$B(z, w) = \frac{\Gamma(z)\Gamma(w)}{\Gamma(z+w)} \quad (9-2)$$

از رابطه بالا می‌توان رابطه‌ی (۱۰-۲) را نتیجه گرفت [۱۶].

$$B(z, w) = B(w, z) \quad (10-2)$$

^۱- P. S. Laplace(1812)

۳-۲-۲ تابع میتاک - لفلر [۲۴]

در ریاضیات مرتبه صحیح، توابع نمایی^۱ $exp(z)$ نقش مهمی را ایفا می‌کند. تابع میتاک لفلر تعمیمی از توابع نمایی است و متناظر این نقش را در حسابان مرتبه کسری ایفا می‌کند.

حالت تک پارامتری این تابع در سال ۱۹۰۳ توسط میتاک لفلر به صورت رابطه‌ی (۱۱-۲)

معرفی شد:

$$E_{\alpha}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \quad (11-2)$$

در حالتی که $\alpha = 1$ در نظر گرفته شود، این تابع با تابع نمایی یکسان است.

تابع دو پارامتری میتاک لفلر، رابطه‌ی (۱۲-۲) در سال ۱۹۵۳ توسط آگاروال^۲ و اردلی^۳ معرفی

شد.

$$E_{\alpha, \beta}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)} \quad (\alpha > 0, \beta > 0) \quad (12-2)$$

در صورتی که $\beta = 1$ باشد، این تابع، تابع میتاک لفلر تک پارامتری را بیان می‌کند.

تابع نمایی و تابع مثلثاتی هایپربولیک در حالت‌های خاص از این تابع به دست می‌آیند:

$$E_{1,1}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(k+1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{k!} = e^z \quad (13-2)$$

^۱ - Exponential function

^۲ - Agarwal

^۳ - A. Erdelyi(1939-65)

$$E_{2,1}(z^2) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k}}{\Gamma(2k+1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k}}{2k!} = \cosh(z) \quad (14-2)$$

$$E_{2,2}(z^2) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k}}{\Gamma(2k+2)} = \frac{1}{z} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k+1}}{(2k+1)!} = \frac{\sinh(z)}{z} \quad (15-2)$$

تبدیل لاپلاس ابزار مناسبی برای یافتن پاسخ معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری است. رابطه‌ی

(16-2) تعریف کمیتی را برای تبدیل لاپلاس تابع میتاک فلر معرفی می‌کند [16].

$$t^{\alpha k + \beta - 1} E_{\alpha, \beta}^{(k)}(\alpha t^\alpha) \Leftrightarrow \frac{S^{\alpha - \beta} k!}{(S^\alpha - a)^{k+1}} \quad (16-2)$$

$$E_{\alpha, \beta}^{(k)} = \frac{d^{(k)}}{dt^{(k)}} E_{\alpha, \beta}$$

α, β پارامترهای تابع میتاک فلر هستند. اپراتور برای $k > 0$ مشتق تابع و به ازای $k < 0$ انتگرال است.

۴-۲-۲ تابع میلر-راس [۵۸]

میلر^۱ و راس^۲ در سال ۱۹۹۳ این تابع را به‌عنوان پایه‌ی جواب مسئله‌ی مقدار اولیه مرتبه

کسری معرفی کردند. معادله‌ی (17-2) تابع انتگرال v ام تابع‌نمایی است.

$$E_t(v, a) = \frac{d^{-v}}{dt^{-v}} e^{at} = t^v \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(at)^k}{\Gamma(v+k+1)} \quad (17-2)$$

تابع میلر-راس با تابع میتاک فلر تک پارامتری به‌صورت رابطه‌ی (18-2) مرتبط است.

^۱ - Miller

^۲ - Ross

$$E_W(ct^W) = \sum_{k=0}^{q-1} c^K E_t(KW, c^q) \quad (18-2)$$

چند نمونه از خواص این تابع عبارت‌اند از:

$$E_t(0, a) = e^{at} \quad (19-2)$$

$$E_0(v, a) = 0, \operatorname{Re}(v) = 0 \quad (20-2)$$

$$E_t(-1, a) = aE_t(0, a) = ae^{at} \quad (21-2)$$

$$E_t(v, 0) = \frac{t^v}{\Gamma(v+1)} \quad (22-2)$$

مشتق این تابع به صورت رابطه‌ی (23-2) است.

$$DE_t(v, a) = E_t(v-1, a) \quad (23-2)$$

۳-۲ تعاریف مشهور مشتق و انتگرال مرتبه کسری

حسابان کسری تعمیمی از انتگرال مشتق با اپراتور پایه مرتبه غیر صحیح ${}_a D_t^\alpha$ است؛ که t و

a حدود اپراتور هستند و اپراتور انتگرال مشتق پیوسته به صورت رابطه‌ی (24-2) تعریف شده است

[۱۷]

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & a > 0 \\ 1 & a = 0 \\ \int_a^t (dt)^{-\alpha} & a < 0 \end{cases} \quad (24-2)$$

تعریف ریمان-لیوویل، کاپوتو^۱ و گرانوالد-لیتینیکف بیشترین استفاده را برای انتگرال و مشتق کسری دارند.

۱-۳-۲ ریمان-لیوویل [۱۲]

مشتق α ام تابع $f(t)$ نسبت به t و با مقدار اولیه t_0 بنا به تعریف ریمان-لیوویل به صورت (۲-۲)

(۲۵) است:

$$D^\alpha f(t) = \frac{d^\alpha f(t)}{dt^\alpha} = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \frac{d^m}{dt^m} \int_{t_0}^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (25-2)$$

و انتگرال مرتبه α تابع بر اساس این تعریف از رابطه‌ی (۲-۲۶) به دست می‌آید:

$$I_0^\alpha f(t) = I^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (26-2)$$

که در آن، m اولین عدد صحیح بزرگ‌تر از α است؛ به عبارتی، $m-1 \leq \alpha \leq m$ و Γ تابع

گاما است [۱۲].

۲-۳-۲ کاپوتو [۱۸]

مشتق α ام تابع پیوسته $f: \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ بر اساس تعریف کاپوتو به صورت رابطه‌ی (۲-۲۷) تعریف

می‌شود:

^۱- Caputo

$$D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^m(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau & m-1 < \alpha < m \\ \frac{d^m f(t)}{dt^m} & m = \alpha \end{cases} \quad (27-2)$$

که در آن، m اولین عدد صحیح بزرگتر از α است.

تحت شرایط اولیه همگن، مشتق کسری ریمان-لیوییل و کاپوتو برابر است. اگر مشتق کسری ریمان-لیوییل را به وسیله ${}^{RL}D_t^\alpha$ و تعریف کاپوتو را به صورت ${}^C D_t^\alpha$ نمایش دهیم، رابطه‌ی (۲۸) -۲) بین این دو تعریف برقرار است:

$${}^{RL}D_t^\alpha f(t) = {}^C D_t^\alpha f(t) + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(t-a)^{k-a}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(a) \quad (28-2)$$

برای $f^{(k)}(a) = 0$ $k=0,1,2,\dots,n-1$ است. شرایط اولیه برای معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری با مشتق‌های کاپوتو با معادلات دیفرانسیل مرتبه صحیح یکسان هستند، از آنجاکه در مسائل کاربردی که به تعریف مشتق کسری نیاز دارند، شرایط اولیه مانند $f(a)$ و $f'(a)$ و $f''(a)$ هستند، این یک مزیت است [۱۸].

۳-۳-۲ گرانوالد-لیتینکف [۱۸ و ۵۸]

این تعریف به دلیل ماهیت گسسته‌ی آن معروف‌ترین تعریف برای شبیه‌سازی مشتق و انتگرال کسری است. اطلاعات تکمیلی در [۵۸] به تفصیل بیان شده است.

۴-۲ برخی از خواص مشتق و انتگرال مرتبه کسری

همانند مشتق مرتبه صحیح، مشتق مرتبه کسری نیز یک عملگر خطی است؛

$$D^\alpha(\lambda f(t) + \mu g(t)) = \lambda D^\alpha f(t) + \mu D^\alpha g(t) \quad (29-2)$$

که در آن α هر عدد دلخواهی می تواند باشد. بنا بر رابطه‌ی (2-33)، خاصیت اثبات می شود
[19].

اگر مشتق مرتبه کسری تابع $y, {}_a D_t^\alpha y(t)$ به ازای $k-1 \leq \alpha \leq k$ انتگرال پذیر باشد، رابطه‌ی
(2-30) را خواهیم داشت [12].

$${}_a I_t^\alpha ({}_a D_t^\alpha y(t)) = \sum_{j=1}^k \left[{}_a D_t^{\alpha-j} y(t) \right]_{t=a} \frac{(t-a)^{\alpha-j}}{\Gamma(\alpha-j+1)} \quad (30-2)$$

اگر توابع $f(t)$ و $g(t)$ دو تابع باشند که همه‌ی مشتقات آن‌ها در بازه‌ی $[a, t]$ پیوسته باشد،
قانون لایبنیتز برای مشتق مرتبه کسری این توابع، به صورت (2-31) است.

$${}_a D_t^\alpha [f(t)g(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} \binom{\alpha}{k} {}_a D_t^{\alpha-k} [f(t)] {}_a D_t^k [g(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} \binom{\alpha}{k} {}_a D_t^{\alpha-k} [g(t)] {}_a D_t^k [f(t)] \quad (31-2)$$

که در آن ضریب دوجمله‌ای از رابطه‌ی (2-32) به دست می آید:

$$\binom{\alpha}{k} = \frac{\Gamma(\alpha+1)}{\Gamma(k+1)\Gamma(\alpha+k+1)} \quad (32-2)$$

در صورتی که یکی از توابع ثابت باشد؛ برای مثال $g(t) = C$ ، آنگاه رابطه‌ی (2-31) به صورت (2-33)
(33) خلاصه می شود:

$${}_a D_t^\alpha [f(t)C] = \sum_{k=0}^{\infty} \binom{\alpha}{k} {}_a D_t^{\alpha-k} [f(t)] {}_a D_t^k [C] = {}_a D_t^\alpha [f(t)] C \quad (33-2)$$

در سری فوق، تنها $k=0$ باقی می ماند؛ چراکه مشتق طبیعی ثابت برابر صفر است. بنا بر

رابطه‌ی (۲-۳۳)، خاصیت اثبات می‌شود [۱۹].

عملگر انتگرال مرتبه کسری I_t^α با $[\alpha] > 0$ کران‌دار است [۲۰]؛

$$\|I^\alpha y\|_p \leq K \|y\|_p, 1 \leq p \leq \infty \quad (۲-۳۴)$$

باید توجه داشت که برخلاف مشتق مرتبه صحیح، لزوماً مشتق مرتبه کسری یک تابع ثابت صفر نمی‌شود و حتی این امکان وجود دارد که حاصل مشتق مرتبه کسری یک تابع غیرثابت، ثابت شود. به‌عنوان مثال، دو تابع $f(t) = t^{-\frac{1}{2}}$ و $f(t) = C$ که C یک عدد ثابت است در نظر می‌گیریم، خواهیم داشت:

$$D_t^{\frac{1}{2}} \left[t^{-\frac{1}{2}} \right] = \frac{\Gamma(\frac{1}{2})}{\Gamma(0)} t^{-1} = 0 \quad (۲-۳۵)$$

زیرا $\Gamma(0) = \infty$. همان‌طور که مشاهده می‌کنیم مشتق مرتبه کسری یک تابع غیرثابت، صفر شده است. از طرف دیگر [۱۹]:

$$D_t^{\frac{1}{2}} [C] = C \frac{\Gamma(1)}{\Gamma(\frac{1}{2})} t^{-\frac{1}{2}} = \frac{C}{\sqrt{\pi t}} \quad (۲-۳۶)$$

این مثال نشان می‌دهد که مشتق مرتبه کسری یک عدد ثابت لزوماً صفر نمی‌شود.

۲-۵ تبدیل لاپلاس [۱۶]

برای تحلیل رفتار دینامیکی در تئوری سیستم‌ها معمولاً از توابع تبدیل استفاده می‌شود. معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری روزبه‌روز در حال گسترش کاربردهایشان در زمینه‌های مختلف پژوهشی اعم از علمی و مهندسی هستند. حل این معادلات نیازمند یک روش مفید است. روش

تبدیل لاپلاس یک رویکرد تقریباً واحد و یکپارچه برای حل این معادلات ارائه می‌دهد [۱۶].

در این قسمت به روش حل با استفاده از تبدیل لاپلاس برای محاسبات مرتبه کسری می‌پردازیم. در ابتدا برخی از اصول تبدیل لاپلاس را که در محاسبات مرتبه صحیح کاربرد دارد بیان می‌کنیم. تبدیل لاپلاس تابع به صورت (۳۷-۲) تعریف می‌شود:

$$F(s) = \ell\{f(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (37-2)$$

برای وجود تبدیل لاپلاس، سرعت رشد تابع $f(t)$ ، زمانی که t به سمت بی‌نهایت میل می‌کند، نباید از یک تابع‌نمایی بیشتر باشد.

برخی از خواص تبدیل لاپلاس به شرح زیر است:

قضیه کانولوشن^۱:

$$F(s) = \ell\left\{\int_0^t f(t-t)g(t) dt\right\} = \ell\{f(t)\}\ell\{g(t)\} \quad (38-2)$$

تبدیل لاپلاس تابع توان:

$$\ell\{t^\lambda\} = s^{-\lambda-1} \Gamma(\lambda+1) \quad (39-2)$$

برای حالت خاص که توان صحیح باشد، داریم:

$$\ell\{t^n\} = \frac{n!}{s^{n+1}} \quad (40-2)$$

تبدیل لاپلاس مشتق n ام یک تابع [۱۶]

^۱- Convolution

$$\ell\{f^{(n)}(t)\} = s^n F(s) - \sum_{k=1}^n s^{k-1} f^{(n-k)}(0) \quad (41-2)$$

که n عدد طبیعی دلخواه است.

با استفاده از رابطه‌ی بالا و تعمیمی آن برای مرتبه‌ی α ، می‌توان تبدیل لاپلاس را برای مشتق

ریمان-لیوویل به دست آورد:

$$\begin{aligned} \ell\left\{ {}_0 D_x^\alpha f(x) \right\} &= \ell\left\{ \frac{d^n}{dx^n} {}_0 I_x^{n-\alpha} f(x) \right\} = s^n \ell\left\{ {}_0 I_x^{n-\alpha} f(x) \right\} - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \frac{d^{n-1-k}}{dx^{n-1-k}} \left[{}_0 I_x^{n-\alpha} f(0^+) \right] \quad (42-2) \\ &= s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}_0 D_x^{\alpha-1-k} f(0^+) \end{aligned}$$

به همین طریق، می‌توان تبدیل لاپلاس را برای مشتق کاپوتو به دست آورد.

$$\ell\left\{ {}_0^C D_x^\alpha f(x) \right\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-1-k} f^{(k)}(0^+) \quad (43-2)$$

تفاوت اساسی بین تبدیل دو مشتق در این است که مشتق لیوویل به مقدار اولیه مشتقات

مرتبه کسری تابع نیازمند است اما مشتق کاپوتو به مقدار اولیه‌ی مشتقات مرتبه صحیح تابع نیاز

ندارد.

۶-۲ روش‌های تقریبی محاسبه‌ی مشتقات مرتبه کسری [۲۴]

معادله‌ی حاکم بر برخی از سیستم‌های دینامیکی مرتبه کسری را می‌توان با معادله‌ی

دیفرانسیل مرتبه کسری (۴۴-۲) بیان کرد [۲۱].

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_n D^{\beta_n} u(t) + b_{n-1} D^{\beta_{n-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (44-2)$$

که تابع تبدیل آن را می‌توان به صورت رابطه‌ی (۴۵-۲) نوشت:

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (45-2)$$

پیاده‌سازی توابع تبدیلی مانند (۴۵-۲)، برای اهداف محاسباتی آسان نیست. شبیه‌سازی‌ها با استفاده از نرم‌افزار معمولاً تنها برای توان‌های صحیح انجام شده است. به همین دلیل، پیدا کردن تقریب مرتبه صحیح توابع تبدیل کسری، مهم‌ترین مسئله است. این بدین معناست که زمانی که شبیه‌سازی باید انجام شود، توابع کسری معمولاً توسط توابع تبدیل صحیح جایگزین می‌شوند، درحالی‌که رفتاری به اندازه کافی نزدیک به تابع موردنظر دارند و کار با آن‌ها بسیار ساده‌تر است.

تقریب‌ها به دو دسته تقسیم می‌شوند، یکی در دامنه فرکانسی یا تقریب پیوسته و دیگری در زمان یا تقریب گسسته. در اینجا چند نمونه تقریب، در حوزه فرکانسی را بررسی می‌کنیم.

۱-۶-۲ روش کرون^۱ [۲۲]

تابع (۴۶-۲)، تابعی مناسب برای اجرای یک تابع تبدیل با تقریب پیوسته و دیجیتالی توسط تابع فرکانس انتقال دامنه است.

$$C(s) = ks^V \quad V \in \mathbb{R} \quad (46-2)$$

برای تقریب تابع فوق از طریق روش کرون، از تابع تبدیل (۴۷-۲) استفاده می‌کنیم:

$$C(s) = k' \prod_{n=1}^N \frac{1 + s / \omega_{zn}}{1 + s / \omega_{pn}} \quad (47-2)$$

در این رابطه، k' بهره‌ی تنظیم‌شده است به طوری که اگر $k=1$ باشد، آنگاه بهره برای فرکانس ۱

^۱- *Commande Robust d'Order Non Entire* مخفف عبارت فرانسوی

صفر دسی بل است. صفرها و قطبها باید در محدوده‌ی فرکانسی $[\omega_l, \omega_h]$ (محدوده‌های که تقریب در آن قابل قبول باشد) پیدا شوند که برای مقدار مثبت چنین داده شده‌اند:

$$\alpha = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{v}{N}}, \eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{1-v}{N}} \quad (48-2)$$

$$\omega_{z1} = \omega_l \sqrt{\eta}$$

$$\omega_{pn} = \omega_{z, n-1} \alpha, n = 1 \dots N$$

$$\omega_{zn} = \omega_{p, n-1} \eta, n = 2 \dots N$$

در صورتی که منفی باشد، نقش قطبها و صفرها جابه‌جا می‌شود [۲۲]. (برای

مثال $\omega_{p1} = \omega_l \sqrt{\eta}$ و به همین ترتیب)

۲-۶-۲ روش کارلسون^۱ [۲۲]

نقطه آغازین این روش، بیان رابطه‌ی (۴۹-۲) است:

$$(H(s))^{\frac{1}{\alpha}} - G(s) = 0; H(s) = (G(s)) \quad (49-2)$$

با تعریف $\alpha = \frac{1}{q}$ و $m = \frac{q}{2}$ ، در هر بار سعی و خطا و شروع از نقطه‌ی $H_0(s) = 1$ ، یک تابع

تقریب گویا، به فرم (۵۰-۲) حاصل می‌شود.

$$H_i(s) = H_{i-1}(s) \frac{(q-m)(H_{i-1}(s))^2 + (q+m)G(s)}{(q+m)(H_{i-1}(s))^2 + (q-m)G(s)} \quad (50-2)$$

^۱ - Carlson's method

این روش بر پایه‌ی تقریب یک تابع غیر گویا به یک تابع گویا استوار است. با فرض نقاط

انتخابی به صورت s_k ($k=0,1,2,\dots$)، تقریب به شکل زیر است [۲۲].

$$H(s) = a_0 + \frac{s - s_0}{a_1 + \frac{s - s_1}{a_2 + \frac{s - s_2}{a_3 + \dots}}} \quad (۵۱-۲)$$

که در آن

$$a_i(s) = V_i(s_i), V_0(s) = H(s), V_{i+1}(s) = \frac{s - s_i}{V_i(s) - a_i} \quad (۵۲-۲)$$

۲-۷ کنترل مرتبه کسری

مفهوم محاسبات کسری افق دید ما را وسعت می‌بخشد و داری پتانسیل مناسبی است برای تغییر روشی که به وسیله‌ی آن، اطرافمان را می‌بینیم، مدل می‌کنیم و کنترل می‌نماییم. نادیده گرفتن مشتقات مرتبه کسری، به منزله‌ی این است که بگوییم عدد صفر، اعداد کسری یا گنگ وجود ندارد. دلیل اصلی استفاده از مدل‌های مرتبه‌ی صحیح در گذشته، فقدان روش‌های حل معادلات دیفرانسیلی مرتبه‌ی کسری بود. امروزه محاسبات مرتبه کسری می‌تواند به سادگی در سطح وسیعی از زمینه‌ها (همچون تئوری کنترل؛ کنترل‌های جدید مرتبه کسری و مدل‌های سیستم، تئوری مدارها، فراکتانس‌ها، تئوری خازن‌ها و...) مورد استفاده قرار گیرد [۲۳].

^۱ - Matsuda's method

۲-۷-۱ علت استفاده از کنترل مرتبه کسری: بررسی تاریخی

شاید برای اولین بار نشان‌های از پتانسیل کنترل مرتبه‌ی کسری، بدون استفاده از عبارت "مرتبه کسری"، به‌وسیله‌ی بُد^۱ ظهور کرد [۲۴-۲۵]. کلید مشکل در طراحی تقویت‌کننده‌ی بازخورد^۲، حلقه‌ی بازخورد بود؛ به‌نحوی که عملکرد حلقه‌ی بسته نسبت به تغییرات در بهره تقویت‌کننده ثابت بماند. بُد راه‌حلی عالی برای این مشکل ارائه داد و آن را مشخصه‌ی قطع ایده آل^۳ نام‌گذاری کرد؛ که امروزه به‌عنوان تابع تبدیل حلقه ایده آل بُد شناخته می‌شود. نمودار نایکوئیست^۴ آن یک خط مستقیم از مبدأ است که حد بهره‌ی^۵ آن، با تغییر بهره، ناورداء^۶ می‌ماند. درواقع، این سیستم ایده آل، در نظر ما، انتگرال مرتبه کسری با تابع تبدیل $G(s) = (\omega_{cg} / s)^\alpha$ است که به‌عنوان تابع تبدیل ایده آل بُد شناخته می‌شود و در آن ω_{cg} بهره‌ی فرکانس متقاطع و فاز بهره برابر $\phi_m = \pi - \alpha \frac{\pi}{2}$ است. این مشخصه‌ی فرکانسی در مباحث مربوط به مقاومت^۷ سیستم در برابر تغییرات پارامترها و عدم قطعیت‌ها بسیار موردتوجه است و در برخی از روش‌های طراحی از آن استفاده شده است. در حقیقت، انتگرال مرتبه‌ی کسری می‌تواند به‌عنوان تابع مرجع دلخواه در کنترل مورد استفاده گیرد [۲۶].

این گام ابتدایی در راستای استفاده از محاسبات مرتبه کسری در کنترل، موجب شد مفاهیم کنترل مرتبه‌ی کسری بر روی روش‌های بر مبنای فرکانس^۸ منطبق گردد. پاسخ فرکانسی و پاسخ گذرای انتگرال مرتبه‌ی غیر صحیح (در حقیقت، تابع تبدیل ایده آل حلقه‌ی بُد) و کاربرد آن برای

^۱ -Bode

^۲ -Feedback

^۳ -Ideal cutoff characteristic

^۴ -Nyquist

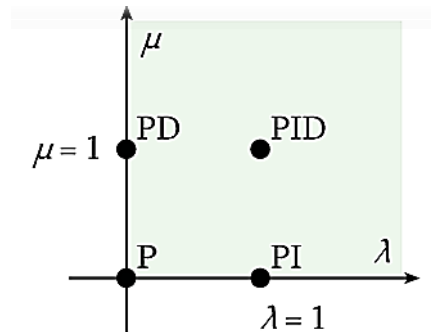
^۵ - Gain margin

^۶ -Invariant

^۷ -Terms of robustness

^۸ - Frequency-based

سیستم‌های کنترلی توسط مانابه^۱ معرفی شد [۲۷] و اخیراً در مرجع [۲۸] به آن پرداخته شده است.



شکل ۱-۲: نمایشی از کنترل کننده PID مرتبه کسری

درزمینه‌ی مربوط به کنترل خودکار^۲، اوستالوپ^۳ [۲۹] الگوریتم‌های مرتبه کسری را برای کنترل سیستم‌های دینامیکی مطالعه کرد و کارکرد عالی روش کرون را که به معنای کنترل مقاوم مرتبه کسری است، بر روی کنترل کننده PID بیان کرد. پادلابنی^۴ [۲۱] فرم عمومی کنترل گرهای PID را به صورت $FOPID$ پیشنهاد داد. فرم کلی کنترل کننده PID مرتبه کسری به صورت رابطه‌ی (۵۳-۲) است.

$$G_c(s) = K_p + K_i s^{-\lambda} + K_d s^{\mu} \quad (۵۳-۲)$$

در کاربردهای عملی، مشتق خالص به علت ایجاد ضربه در پاسخ پله و تقویت نویز نامطلوب است؛ بنابراین معمولاً با یک فیلتر پایین گذر مرتبه اول جایگزین می‌شود. با استفاده از فیلتر پایین گذر مرتبه کسری (μ) فرم لاپلاس کنترل کننده PID مرتبه کسری به صورت (۵۴-۲) می‌نویسیم.

^۱-Manabe

^۲- Automatic control

^۳- Oustaloup

^۴- Podlubny

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d \frac{N}{1 + \frac{N}{s^\mu}}$$

Kp ثابت متناسبی Ki ثابت انتگرالی و Kd ثابت مشتق و λ و μ اعداد حقیقی مثبت هستند. وی همچنین، کارآمدی بهتر این نوع کنترل کننده را در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک PID ، زمانی که برای سیستم‌های مرتبه کسری استفاده شود، بیان کرد (شکل ۲-۱). همچنین، روش دامنه فرکانسی با استفاده از کنترل کننده‌های PID مرتبه کسری در [۲۹] نیز مورد مطالعه قرار گرفته است.

در مطالعات بیشتر به منظور یافتن روش‌های تنظیم سازی^۱ مناسب کنترل کننده‌های مرتبه کسری از تعمیم تئوری کنترل کلاسیک استفاده شده است. در این رابطه، در [۳۰] تعمیم مرتبه‌های مشتق و انتگرال از صحیح به اعداد غیر صحیح، استراتژی تنظیم انعطاف پذیری ارائه شد و در نتیجه راه ساده‌تری برای دستیابی به نیازهای کنترل نسبت به کنترل کننده‌های کلاسیک مهیا شد. در [۳۱] با استفاده از مفهوم مشتقات مرتبه کسری، از الگوریتم جدیدی بر پایه الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات برای تنظیم کنترل کننده مرتبه کسری استفاده شده است. در [۳۲] از مزایای محاسبات مرتبه کسری در کنترل در راستای طراحی کنترل کننده کارآمدتری برای مدل‌های واقعی در صنعت استفاده کرده‌اند. استفاده از استراتژی جدید کنترلی برای کنترل سیستم‌های مرتبه‌ی اول با تأخیر زمانی در [۳۳] دنبال شده است. روش دیگری در [۳۴] معرفی شده است که در آن قوانین تنظیم و تنظیم خودکار برای کنترل کننده‌های PID مرتبه‌ی کسری ارائه شده است. محاسبات مرتبه‌ی کسری در دیگر استراتژی‌های کنترل متفاوت با کنترل‌های PID نیز مورد بررسی قرار گرفته است. برای مثال، برای کنترل گره‌های H_2, H_∞ در [۳۵] محاسبه‌ی نرم^۲ H_2 برای سیستم مرتبه کسری مطالعه شده است و پیشنهاد تنظیم کنترل گره‌های H_∞ را داده است.

^۱- Tuning

^۲- Norm

کاربردهای محاسبات کسری در کنترل بسیار است؛ با توجه به حجم گسترده‌ی راه‌کارهای طراحی و کاربردهای محاسباتی مرتبه‌ی کسری، که در این فرصت امکان پرداختن کامل به آن‌ها نیست، روشن می‌شود که کنترل مرتبه‌ی کسری، به مبحث مهمی تبدیل شده است. تعمیم کنترل‌کننده‌های مرسوم به سیستم‌های کنترلی با زمان و پاسخ فرکانسی تعدیل‌پذیرتر با استفاده از مرتبه‌های غیر صحیح، به ما اجازه‌ی تحقق عملکرد بهتری را می‌دهند.

۸-۲ جمع‌بندی

در این فصل، به معرفی کنترل کسری پرداختیم و ریاضیات موردنیاز این کنترل‌کننده و روش‌های تقریبی حل را معرفی کردیم.

تکنیک بهینه‌سازی الگوریتم رقابت استعماری

در این فصل به معرفی الگوریتم رقابت استعماری^۱ (به اختصار ICA) که یکی از جدیدترین الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوشمند در حوزه هوش محاسباتی و محاسبات تکاملی است، می‌پردازیم. جان‌مایه اصلی این الگوریتم، شبیه‌سازی فرآیند سیاسی استعمار است. به همان صورت که الگوریتم ژنتیک تکامل زیستی را شبیه‌سازی می‌کند، در الگوریتم رقابت استعماری، از تکامل سیاسی استفاده شده است. این الگوریتم در سال ۲۰۰۷ توسط گرگری^۲ و مرحوم پرفسور کارو لوکس^۳ (استاد فقید دانشگاه تهران) معرفی شد و تاکنون در کاربردهای فراوان و زمینه‌های تحقیقاتی متنوعی، به‌عنوان ابزار بهینه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته است.

نوآوری و جدید بودن در عین شناخته‌شده بودن قدرت بالای این الگوریتم، به‌خصوص در برخورد با مسائل پیوسته، باعث شده است که الگوریتم رقابت استعماری به‌عنوان یکی از ابزارهای مهم در زمینه‌ی بهینه‌سازی به حساب آید. در ابتدا مقدمه‌ای از این الگوریتم ارائه می‌شود و سپس به استراتژی بهینه‌سازی مبتنی بر تکامل اجتماعی و سیاسی پرداخته می‌شود و مروری تاریخی بر پدیده استعمار خواهیم داشت.

سپس الگوریتم رقابت استعماری شرح داده می‌شود که در آن شکل‌دهی امپراطوری‌های اولیه و مدل‌سازی سیاست جذب، حرکت مستعمره‌ها به سمت امپریالیست و جابجایی موقعیت مستعمره و امپریالیست و قدرت کل یک امپراطوری و رقابت استعماری و سقوط امپراطوری‌های ضعیف توضیح داده می‌شود و در نهایت شرط همگرایی و یا اتمام تعداد کل تکرارها و مزایایی الگوریتم رقابت استعماری ارائه شده است.

^۱ Imperialist Competitive Algorithm (ICA)

^۲ - اسماعیل آتش پز گرگری

^۳ C. Lucas

روش‌های مطرح‌شده برای بهینه‌سازی را می‌توان در دو دسته‌ی عمده بهینه‌سازی محلی و بهینه‌سازی عام یا فراگیر طبقه‌بندی کرد. الگوریتم‌های بهینه‌سازی الهام گرفته از طبیعت به‌عنوان روش‌های هوشمند بهینه‌سازی عام در کنار روش‌های کلاسیک موفقیت زیادی از خود نشان داده‌اند. از جمله این روش‌ها می‌توان به الگوریتم‌های ژنتیک^۱ (الهام گرفته از تکامل بیولوژیکی انسان و سایر موجودات)، بهینه‌سازی کلونی مورچه‌ها^۲ (بر مبنای حرکت بهینه مورچه‌ها) و روش باز پخت شبیه‌سازی‌شده^۳ (با الهام گیری از فرایند تبرید فلزات) اشاره نمود [۳۶].

آنچه واضح است این است که تکامل فکری و فرهنگی بشر بسیار سریع‌تر از تکامل جسمی و ژنتیکی او صورت می‌پذیرد؛ بنابراین تکامل فرهنگی و دیدگاهی بشر نیز نادیده گرفته نشده و دسته‌ای از الگوریتم‌ها، موسوم به الگوریتم‌های فرهنگی معرفی شده‌اند.

ایده اصلی الگوریتم‌های فرهنگی، افزودن قابلیت تکامل فرهنگی (با افزودن امکان تبادل اطاعات میان اعضای جمعیت) به الگوریتم‌های موجود است که سرعت همگرایی آن را مطابق انتظار افزایش می‌دهد.

در اغلب روش‌های بهینه‌سازی عام مطرح‌شده، علیرغم توجه به تکامل زیستی انسان و سایر موجودات (الگوریتم ژنتیک)، به دلیل ملموس بودن، به تکامل اجتماعی و تاریخی او به‌عنوان پیچیده‌ترین و موفق‌ترین حالت تکامل، توجه چندانی نشده است.

الگوریتم رقابت استعماری با الهام گیری از یک فرایند سیاسی و اجتماعی نسبت به روش‌های مطرح‌شده دارای توانایی بالایی بوده و تا حد بسیار زیادی نیز، سریع است [۳۷].

^۱ Genetic Algorithms (GA)

^۲ Ant Colony Optimization (ACO)

^۳ Simulated Annealing (SA)

۲-۳ استراتژی بهینه‌سازی مبتنی بر تکامل اجتماعی-سیاسی

در الگوریتم مطرح‌شده از مدل‌سازی ریاضی رقابت امپریالیستی برای بهینه‌سازی الهام گرفته‌شده است. با داشتن تابع $f(x)$ در بهینه‌سازی می‌خواهیم آرگومان x را به گونه‌ای بیابیم که هزینه متناظر آن، بهینه باشد (معمولاً کمینه). بهینه بودن یعنی حداقل دو جواب وجود دارد و از بین جواب‌های موجود بهترین گزینه انتخاب شود. بنابراین دو مقوله جستجو^۱ برای یافتن جواب‌های جدید و ناشناخته در فضای جستجو و انتخاب بهترین جواب یا بهره‌برداری^۲ مطرح است.

الگوریتم از چندین کشور در حالت اولیه شروع می‌شود که در حقیقت جواب‌های ممکن مسئله هستند و معادل کروموزوم^۳ در الگوریتم ژنتیک است. همه کشورها به دو دسته‌ی امپریالیست^۴ و مستعمره^۵ تقسیم می‌شوند. کشورهای استعمارگر با اعمال سیاست جذب (همگون‌سازی^۶) در راستای محورهای مختلف بهینه‌سازی، کشورهای مستعمره را به سمت خود می‌کشند.

^۱ *Exploration*

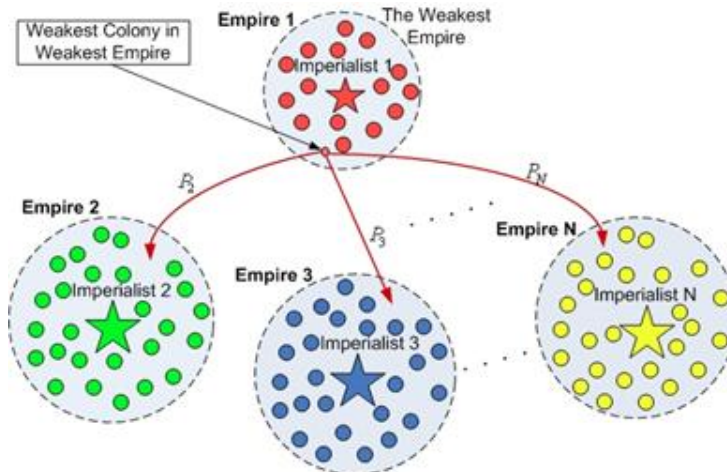
^۲ *Exploitation*

^۳ *Chromosome*

^۴ *Imperialist*

^۵ *Colony*

^۶ *Assimilation*



شکل ۱-۳: استراتژی بهینه‌سازی مبتنی بر تکامل اجتماعی-سیاسی [۳۸].

رقابت امپریالیستی در کنار سیاست همگون‌سازی، هسته‌ی اصلی این الگوریتم را تشکیل می‌دهد؛ و باعث می‌شود که کشورها به سمت مینیمم مطلق تابع حرکت کنند. در ادامه الگوریتم ارائه‌شده و بخش‌های مختلف آن مورد بررسی قرار می‌گیرند.

۳-۳ الگوریتم رقابت استعماری

این الگوریتم، با تعدادی جمعیت اولیه تصادفی که هر کدام از آن‌ها یک "کشور" نامیده می‌شوند، شروع می‌شود. تعدادی از بهترین عناصر جمعیت (معادل نخبه‌ها در الگوریتم ژنتیک) به‌عنوان امپریالیست انتخاب می‌شوند. باقیمانده جمعیت نیز به‌عنوان مستعمره در نظر گرفته می‌شوند. استعمارگران بسته به قدرتشان، این مستعمرات را با روندی خاص که در ادامه می‌آید، به سمت خود می‌کشند. در حالت ریاضی، با تعریف قدرت امپراطوری به‌صورت مجموع قدرت کشور امپریالیست به‌اضافه درصدی از میانگین قدرت مستعمرات آن، مدل شده است.

با شکل‌گیری امپراطوری‌های اولیه، رقابت امپریالیستی میان آن‌ها شروع می‌شود. هر امپراطوری که نتواند در رقابت استعماری، بر قدرت خود بی‌افزاید، از صحنه رقابت استعماری، حذف خواهد شد. در نتیجه، در جریان رقابت امپریالیستی به‌تدریج بر قدرت امپراطوری‌های بزرگ‌تر

افزوده شده و امپراطوری‌های ضعیف‌تر حذف خواهند شد. امپراطوری‌ها برای افزایش قدرت خود، مجبور خواهند شد تا مستعمرات خود را نیز پیشرفت دهند (شکل ۱-۳).

باگذشت زمان، مستعمرات از لحاظ قدرت به امپراطوری‌ها نزدیک‌تر خواهند شد و شاهد یک نوع همگرایی خواهیم بود. حد نهایی رقابت استعماری، زمانی است که یک امپراطوری واحد در دنیا داشته باشیم با مستعمراتی که از لحاظ موقعیت، به خود کشور امپریالیست، خیلی نزدیک هستند [۳۸]. در ادامه بخش‌های مختلف الگوریتم مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۱-۳-۳ شکل‌دهی امپراطوری اولیه

در بهینه‌سازی، هدف یافتن یک جواب بهینه برحسب متغیرهای مسئله است. یک آرایه از متغیرهای مسئله را که باید بهینه شوند، ایجاد می‌کنیم. در الگوریتم ژنتیک این آرایه کروموزوم نامیده می‌شود. در اینجا نیز آن را یک کشور می‌نامیم.

در یک مسئله بهینه N_{var} بعدی، هر کشور به صورت یک آرایه در (۱-۳) تعریف می‌شود.

$$\text{Contry} = [p_1, p_2, \dots, p_{N_{var}}] \quad (1-3)$$

مقادیر متغیرها در یک کشور، به صورت اعداد اعشاری نمایش داده می‌شوند. اجزای تشکیل‌دهنده‌ی یک کشور را می‌توان ویژگی‌های اجتماعی سیاسی آن کشور، همچون فرهنگ، زبان و سایر ویژگی‌ها در نظر گرفت. متغیرهای مجهول تابع هزینه که ما در طی فرایند بهینه‌سازی به دنبال آن می‌گردیم در نگاه اجتماعی و سیاسی ویژگی‌های تاریخی و فرهنگی هستند که یک کشور را به نقطه مینیمم تابع هزینه رهنمون می‌سازد. در حقیقت در حل یک مسئله بهینه‌سازی توسط الگوریتم معرفی شده، به دنبال بهترین کشور و در حقیقت معادل یافتن بهترین پارامترهای مسئله هستیم.

برای شروع الگوریتم، $N_{Country}$ کشور اولیه را ایجاد می‌کنیم. N_{imp} تا کشورهای دارای

کمترین مقدار تابع هزینه را به عنوان امپریالیست انتخاب می‌کنیم. باقیمانده N_{col} تا از کشورها، مستعمراتی را تشکیل می‌دهند که هر کدام به یک امپراطوری تعلق دارند. برای تقسیم مستعمرات اولیه بین امپریالیست‌ها، به هر امپریالیست تعدادی از مستعمرات را که این تعداد، متناسب با قدرت آن است، می‌دهیم.

برای این کار، با داشتن هزینه همه امپریالیست‌ها، هزینه نرمالیزه آن‌ها را به صورت (۲-۳) در نظر می‌گیریم.

$$C_n = \max_i \{C_i\} - c_n \quad (2-3)$$

که در آن c_n ، هزینه امپریالیست n ام، $\max_i \{C_i\}$ بیش‌ترین هزینه میان امپریالیست‌ها و C_n هزینه نرمالیزه شده این امپریالیست است. هر امپریالیستی که دارای هزینه بیشتری باشد، دارای هزینه نرمالیزه کمتری خواهند بود.

قدرت نسبی نرمالیزه هر امپریالیست، به صورت (۳-۳) محاسبه شده است و بر مبنای آن، کشورهای مستعمره بین امپریالیست‌ها تقسیم می‌شوند.

$$P_n = \frac{C_n}{\sum_{i=1}^{N_{imp}} C_i} \quad (3-3)$$

از یک دید دیگر، قدرت نرمالیزه شده یک امپریالیست، نسبت مستعمراتی است که توسط آن امپریالیست اداره می‌شود.

بنابراین تعداد اولیه مستعمرات یک امپریالیست برابر خواهد بود با:

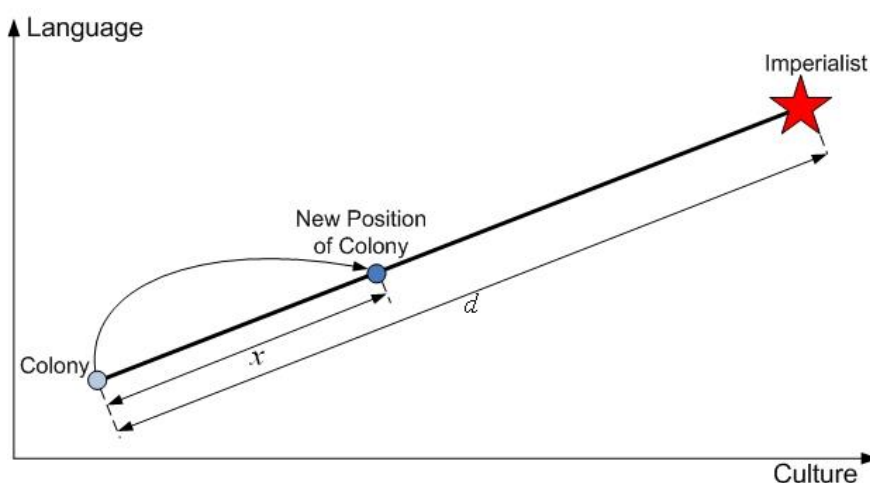
$$N.C_n = \text{round} \{ P_n \cdot (N_{col}) \} \quad (4-3)$$

که $N.C_n$ تعداد اولیه مستعمرات اولیه را به صورت تصادفی یک امپراطوری و N_{col} نیز تعداد کل کشورهای مستعمره موجود در جمعیت کشورهای اولیه است. امپراطوری‌های بزرگ‌تر، تعداد بیشتری مستعمره دارند.

با داشتن حالت اولیه تمام امپراطوری‌ها، الگوریتم شروع می‌شود. روند تکامل در یک حلقه تا برآورده شدن یک شرط توقف، ادامه می‌یابد.

۲-۳-۳ مدل‌سازی سیاست جذب: حرکت مستعمره‌ها به سمت امپریالیست

سیاست همگون‌سازی (جذب) باهدف تحلیل فرهنگ و ساختار اجتماعی مستعمرات در فرهنگ حکومت مرکزی انجام می‌گرفت. در حقیقت حکومت مرکزی با اعمال سیاست جذب سعی داشت تا کشور مستعمره را در راستای ابعاد مختلف اجتماعی و سیاسی به خود نزدیک کند. این بخش از فرایند رقابت استعماری در الگوریتم به صورت حرکت مستعمرات به سمت کشور امپریالیست، مدل شده است. شکل ۲-۳ شمایی کلی این حرکت را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳: شمایی کلی حرکت مستعمرات به سمت امپریالیست [۳۸].

کشور مستعمره به اندازه x واحد در جهت خط واصل مستعمره به استعمارگر حرکت کرده و

به موقعیت جدید کشانده می‌شود. در این شکل، فاصله‌ی میان استعمارگر و مستعمره با d نشان داده شده x نیز عددی تصادفی با توزیع یکنواخت (و یا هر توزیع مناسب دیگر) است؛ یعنی برای x داریم:

$$x \sim U(0, B \times d) \quad (5-3)$$

که در آن B عددی بزرگ‌تر از یک و نزدیک به ۲ است. یک انتخاب مناسب می‌تواند $B=2$ باشد، وجود ضریب $B>1$ باعث می‌شود تا کشور مستعمره در حین حرکت به سمت کشور استعمارگر، از جهت‌های مختلف به آن نزدیک شود.

علیرغم پیگیری سیاست جذب کشورهای استعمارگر، وقایع به‌طور کامل مطابق سیاست اعمال شده آن‌ها پیش نمی‌رفت و انحرافات در نتیجه کار وجود داشت. در الگوریتم معرفی شده، در حرکت مستعمرات به سمت استعمارگر، کمی زاویه تصادفی نیز جهت حرکت مستعمره، اضافه می‌کنیم.

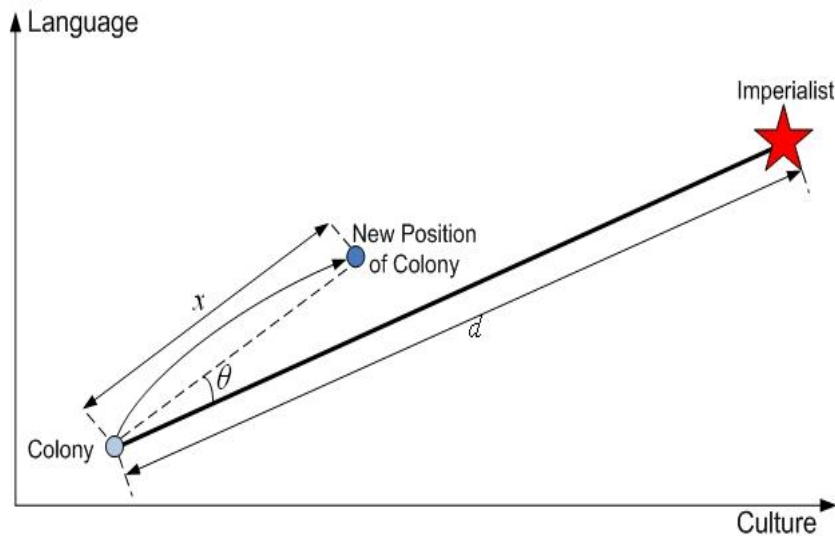
بدین منظور به‌جای حرکت در جهت بردار واصل مستعمره به استعمارگر به‌اندازه x ، به همان میزان ولی با انحراف θ در مسیر، به حرکت خود ادامه می‌دهیم (شکل ۳-۳). تنها به‌صورت تصادفی تصادفی و با توزیع یکنواخت در نظر می‌گیریم (اما هر توزیع دلخواه و مناسب دیگر نیز می‌تواند استفاده شود). پس:

$$\theta \sim U(-\gamma, \gamma) \quad (6-3)$$

در این رابطه‌ی γ پارامتری دلخواه است که کاهش آن باعث می‌شود مستعمرات تا حد ممکن، نزدیک به بردار واصل مستعمره به استعمارگر حرکت کنند. با در نظر گرفتن واحد رادیان برای θ ، عدد نزدیک

^۱ $Teta(\theta)$

به $\frac{\pi}{4}$ در اکثر پیاده‌سازی‌ها، انتخاب مناسبی است.



شکل ۳-۳: حرکت واقعی مستعمرات به سمت امپریالیست [۳۸].

۳-۳-۳ جایابی موقعیت مستعمره و امپریالیست

در نتیجه اعمال سیاست جذب در بعضی کشورها پس از مدتی تحصیل‌کردگان (به‌عبارتی دیگر جذب‌شدگان فرهنگ استعماری) به رهبری ملت خود برای رهایی از چنگال استعمار پرداختند و سکان قدرت را در دست گرفتند. در مقابل کشورهایی که زمانی در اوج قدرت بودند، پس از مدتی سقوط کردند. در مدل‌سازی این واقعه در الگوریتم رقابت استعماری، حین حرکت مستعمرات به سمت کشور استعمارگر، ممکن است بعضی از این مستعمرات به موقعیتی بهتر از امپریالیست برسند. در این حالت، کشور استعمارگر و کشور مستعمره، جای خود را با یکدیگر عوض کرده و این بار این کشور امپریالیست جدید است که شروع به اعمال سیاست همگون‌سازی بر مستعمرات خود می‌کند [۳۷-۳۹].

۳-۳-۴ قدرت کل امپراطوری

قدرت یک امپراطوری برابر است با قدرت کشور استعمارگر، به اضافه‌ی درصدی از قدرت کل مستعمرات آن. بدین ترتیب برای هزینه کل یک امپراطوری داریم:

$$T.C._n = \text{Cost}(\text{Imperialid}_n) + \xi \text{ mean}\{(\text{Cost}(\text{Colonies of empire}_n))\} \quad (7-3)$$

که در آن $T.C._n$ هزینه کل امپراطوری و ξ عددی مثبت معمولاً بین صفر و یک، نزدیک به صفر در نظر گرفته می‌شود. افزایش ξ باعث افزایش تأثیر میزان هزینه مستعمرات یک امپراطوری در تعیین هزینه کل آن می‌شود. در حالت نوعی $\xi = 0.05$ در اکثر پیاده‌سازی و به جواب‌های مطلوبی منجر می‌شود.

۳-۳-۵ رقابت استعماری

هر امپراطوری که قدرت رقابت خود را از دست بدهد، مستعمرات خود را از دست داده و به صورت تدریجی حذف خواهد شد. امپراطوری‌های قوی‌تر این مستعمرات را تصاحب کرده و بر قدرت خویش می‌افزایند. برای مدل کردن این واقعیت فرض می‌کنیم که امپراطوری در حال حذف، ضعیف‌ترین امپراطوری موجود است. بدین ترتیب در تکرار الگوریتم، یکی یا چند تا از ضعیف‌ترین مستعمرات ضعیف‌ترین امپراطوری برداشته می‌شود و برای تصاحب مستعمرات رقابتی را میان کل امپراطوری‌ها ایجاد می‌کنیم. برای جذب مستعمرات مذکور امپراطوری‌های قوی‌تر، احتمال تصاحب بیشتری دارند.

برای مدل‌سازی رقابت میان امپراطوری‌ها برای تصاحب این مستعمرات، ابتدا از روی هزینه کل امپراطوری، هزینه کل نرمالیزه شده آن را تعیین می‌کنیم.

$$P_{P_n} = \frac{N.T.C_n}{\sum_{i=1}^{N_{imp}} N.T.C_i} \quad (8-3)$$

با داشتن احتمال تصاحب هر امپراطوری، سازوکاری همانند چرخه رولت^۱ در الگوریتم ژنتیک موردنیاز است تا مستعمره مورد رقابت را با احتمال مناسب با قدرت امپراطوری‌ها در اختیار یکی از آن‌ها قرار دهد. در این نوشتار مکانیزم جدیدی برای پیاده‌سازی این فرایند معرفی شده است که نسبت به چرخه‌ی رولت دارای هزینه محاسباتی بسیار کمتری است؛ زیرا فقط به داشتن تابع چگالی احتمال^۲ نیاز دارد. در ادامه مکانیزم مطرح شده برای اختصاص متناسب با احتمال مستعمره مورد رقابت به امپراطوری‌های رقیب توضیح داده می‌شود.

با داشتن احتمال تصاحب هر امپراطوری، برای اینکه مستعمرات مذکور را به صورت تصادفی، ولی با احتمال وابسته به احتمال تصاحب هر امپراطوری، بین امپراطوری‌ها تقسیم کنیم، بردار P را از روی مقادیر احتمال فوق به صورت (۹-۳) تشکیل می‌دهیم.

$$P = [P_{P_1}, P_{P_2}, P_{P_3}, \dots, P_{P_{N_{imp}}}] \quad (9-3)$$

بردار P دارای سایز $1 * N_{imp}$ است و از مقادیر تصاحب امپراطوری تشکیل شده است.

سپس بردار تصادفی R را با ابعاد بردار P تشکیل می‌دهیم آرایه‌های این بردار، اعدادی تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه‌ی $[0,1]$ است.

^۱ *Roulette Wheel*

^۲ *Probability Density Function (PDF)*

$$R = [r_1, r_2, r_3 \dots r_{N_{imp}}] \quad r_1, r_2, r_3 \dots r_{N_{imp}} \in U(0,1) \quad (10-3)$$

سپس بردار D را به صورت (۱۱-۳) تشکیل می‌دهیم.

$$D = P - R = [D_1, D_2 \dots D_{N_{imp}}] = [P_{p1} - r_1, P_{p2} - r_2, \dots, P_{pN_{imp}} - r_{N_{imp}}] \quad (11-3)$$

با داشتن بردار D مستعمرات مذکور را به امپراطوری‌هایی می‌دهیم که اندیس مربوط به آن در بردار D بیشترین مقدار را خواهد داشت. با تصاحب مستعمره توسط یکی از امپراطوری‌ها، عملیات این مرحله از الگوریتم نیز پایان می‌رسد.

۶-۳-۳ سقوط امپراطوری ضعیف

در جریان رقابت امپریالیستی، امپراطوری‌های ضعیف به تدریج مستعمراتشان به دست امپراطوری‌های قوی‌تر می‌افتد و باید از میان بقیه امپراطوری‌ها حذف شوند. در الگوریتم یک امپراطوری زمانی حذف شده تلقی می‌گردد که مستعمرات خود را از دست داده باشد.

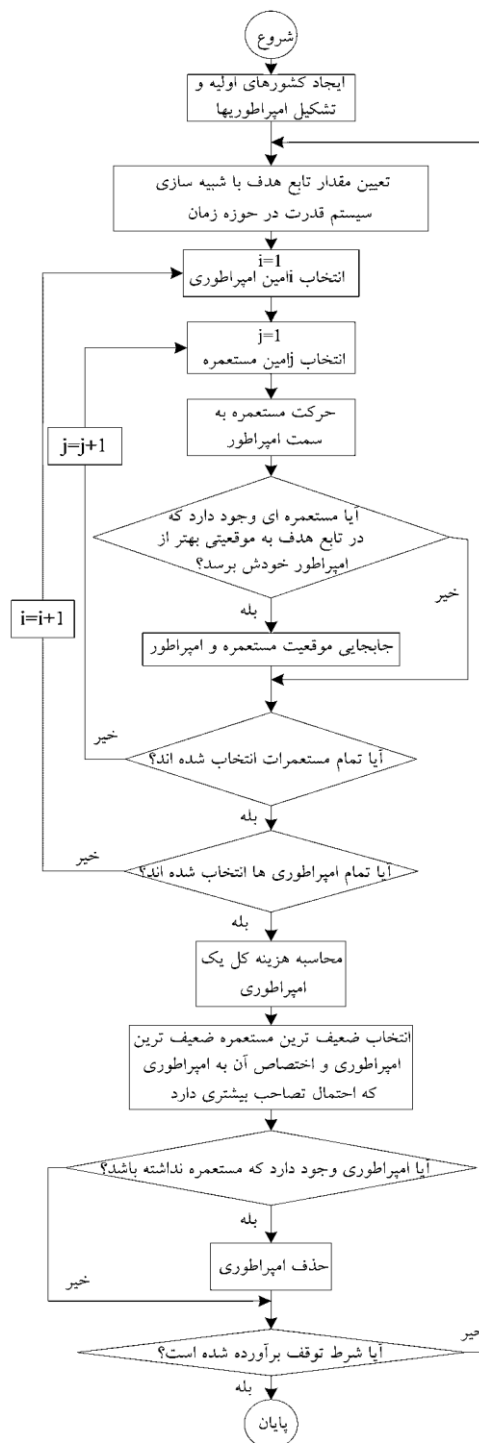
به‌طور کلی در حلقه‌ی اصلی رقابت استعماری داریم:

- سیاست جذب و حرکت مستعمرات به سوی استعمارگر
- احتمال انقلاب و تغییر تصادفی در مستعمرات و استعمارگر
- رقابت درون‌گروهی برای تبدیل‌شدن به بهترین کشور
- رقابت برون‌گروهی برای تبدیل‌شدن به بهترین امپراطوری

۷-۳-۳ همگرایی

الگوریتم موردنظر تا برآورده شدن یک شرط همگرایی ادامه می‌یابد. پس از مدتی همه امپراطوری‌ها سقوط کرده و تنها یک امپراطوری خواهیم داشت و بقیه کشورها تحت کنترل این امپراطوری واحد قرار می‌گیرند. در این دنیای ایده آل جدید همه مستعمرات توسط یک امپراطوری واحد اداره می‌شوند و موقعیت‌ها و هزینه مستعمرات برابر با موقعیت و هزینه کشور امپریالیست است. به عبارت دیگر همه کشورها، در عین حال، هم مستعمره و هم استعمارگرند. در چنین موقعیتی رقابت امپریالیستی به پایان رسیده و به عنوان یکی از شروط توقف الگوریتم متوقف می‌شود.

شمای کلی الگوریتم در شکل ۳-۴، نشان داده شده است. مطابق این شکل، الگوریتم با جمعیت اولیه تصادفی و تشکیل امپراطوری‌های اولیه آغاز شده و در یک چرخه سیاست جذب و رقابت امپریالیستی تکرار می‌شوند [۳۸].



شکل ۳-۴: فلوچارت الگوریتم رقابت استعماری [۳۸]

۳-۴ جمع‌بندی و مزایای رقابت استعماری

الگوریتم رقابت استعماری در وهله‌ی اول با داشتن یک دیدگاه به مبحث بهینه‌سازی، پیوندی جدید میان علوم انسانی و اجتماعی از یک‌سو و علوم فنی و ریاضی از سوی دیگر برقرار کرده است. ارتباط میان این دو شاخه از علم به‌گونه‌ای است که غالباً ریاضیات به‌عنوان ابزاری قوی و دقیق در خدمت علوم انسانی کلی‌نگر قرار گرفته است و به درک و تحلیل نتایج آن کمک می‌کند.

اما الگوریتم توسعه داده‌شده برخلاف معمول، نقطه قوت علوم انسانی و اجتماعی، یعنی کلی‌نگری و وسعت دید آن را به خدمت ریاضیات آورده و از آن به‌عنوان ابزاری برای درک بهتر ریاضیات و حل بهتر مسائل ریاضی استفاده کرده است.

مزایای الگوریتم رقابت اجتماعی پیشنهادی را می‌توان به‌صورت زیر خلاصه کرد:

* ایده‌ی پایه الگوریتم به‌عنوان اولین الگوریتم بهینه‌سازی مبتنی بر یک فرایند اجتماعی و

سیاسی

* توانایی بهینه‌سازی هم‌تراز و حتی بالاتر در مقایسه با الگوریتم‌های مختلف بهینه‌سازی در

مواجهه با انواع مسائل بهینه‌سازی

* سرعت مناسب یافتن جواب بهینه و کارایی قابل رقابت با الگوریتم‌های شناخته‌شده

* نوآوری و جدید بودن در عین شناخته‌شده بودن

تئوری پایداری ولتاژ ماشین سنکرون

۴-۱ ماشین سنکرون

ژنراتورهای سنکرون، منابع عمده تأمین انرژی الکتریکی در سیستم‌های قدرت هستند. بارهای بزرگ زیادی به وسیله‌ی موتورهای سنکرون به حرکت درمی‌آیند. گاهی از کندانسورهای^۱ سنکرون (ماشین سنکرون در حالت بی‌باری) به‌عنوان وسیله تأمین توان راکتیو و کنترل ولتاژ استفاده می‌شود. مسئله‌ی پایداری سیستم قدرت به‌طور عمده، حفظ حالت سنکرونیزه^۲ بین ماشین‌های سنکرون به‌هم‌پیوسته است. از این‌رو درک مشخصه و مدل‌سازی دقیق عکس‌العمل دینامیکی آن‌ها، اهمیت زیادی در مطالعه پایداری سیستم‌های قدرت دارد. در ماشین سنکرون معمولاً تحریک روی روتور و آرمیچر روی استاتور واقع است. فرکانس ولتاژ متناوب القاشده و جریان‌های حاصل در سیم‌پیچ‌های استاتور (زمانی که بار به آن متصل است) بستگی به سرعت روتور دارد [۲]. از این‌رو مشاهده می‌شود که فرکانس‌های متغییر الکتریکی استاتور با سرعت مکانیکی روتور سنکرون یا هماهنگ است.

۴-۲ پدیده پایداری

پایداری، تعادل بین نیروهای متضاد را نشان می‌دهد. در حالت ماندگار، بین گشتاور مکانیکی ورودی و گشتاور الکتریکی خروجی تعادل وجود دارد و سرعت، ثابت باقی می‌ماند [۴۰]. اگر سیستم دستخوش تغییر شود این تعادل از بین می‌رود و در نتیجه روتور ماشین‌ها بر اساس قوانین حرکت اجسام دوار، شتاب مثبت یا منفی پیدا می‌کند. رابطه توان-زاویه بشدت غیرخطی است. افزایش در اختلاف زاویه بالاتر از حد مشخصی، توان مبادله شده را کاهش می‌دهد. این موضوع سبب می‌شود که اختلاف زاویه بازهم بیشتر شود و منجر به ناپایداری می‌گردد.

زمانی که یک ماشین سنکرون، حالت سنکرونیز یا هماهنگ خود با سایر ماشین‌ها را از دست

^۱- *synchronous-condenser*

^۲- *Synchro*

داد، روتور آن در سرعتی بالاتر یا پایین‌تر از سرعتی که برای تولید ولتاژ در فرکانس سیستم لازم است، می‌چرخد. لغزش بین میدان دوار استاتور (مربوط به فرکانس سیستم) و تحریک روتور منجر به تغییرات بزرگی در توان خروجی، جریان و ولتاژ ماشین می‌شود. این موضوع باعث می‌شود که سیستم‌های حفاظتی، ماشین ناپایدار را از سیستم جدا کنند. از دست رفتن حالت سنکرونیزه ممکن است بین یک ماشین و بقیه سیستم یا بین گروهی از ماشین‌ها اتفاق افتد. در حالت دوم، ممکن است بعد از جدایی گروه‌ها از یکدیگر، حالت سنکرونیزه بین ماشین‌های هر گروه را حفظ کرد. این جنبه پایداری تحت تأثیر دینامیک روابط زاویه‌ی روتور و توان حقیقی-زاویه ژنراتور قرار دارد [۴۰].

همچنین ممکن است سیستم بدون آن که سنکرون از دست برود، ناپایدار شود. به‌عنوان مثال ممکن است سیستمی شامل یک ماشین سنکرون که از طریق یک خط انتقال، یک موتور القایی را تغذیه می‌کند، در اثر فروپاشی ولتاژ بار، ناپایدار شود. حفظ حالت سنکرون در این حالت مطرح نیست بلکه مسئله، پایداری و حفظ ولتاژ است.

۴-۲-۱ پایداری ولتاژ و فروپاشی ولتاژ

پایداری ولتاژ یکی از مسائل مهم و مورد توجه در سیستم‌های قدرت است [۴۰]. در حالی که این سیستم‌ها با افزایش میزان بارگذاری^۱ و محدودیت‌های توسعه شبکه مواجه‌اند. پایداری دینامیکی ولتاژ به معنی پاسخ دینامیکی مناسب یک سیستم قدرت به اغتشاشات کوچک و پیوسته و یا تغییرات ناگهانی و شدید، جهت حفظ ولتاژ مجاز در تمامی باس^۲ ها در مرحله بهره‌برداری است. مهم‌ترین عامل فروپاشی^۳ ولتاژ، ناتوانی سیستم انتقال در پاسخ به افزایش تقاضای توان راکتیو شبکه است. مسئله، افت ولتاژی است که به هنگام عبور توان حقیقی و راکتیو از راکتانس‌های خطوط انتقال

^۱- loading

^۲- Bass

^۳- Collapse

ایجاد می‌گردد.

یکی از معیارهای پایداری ولتاژ آن است که در وضعیت کاری خاصی، در هر شین^۱ سیستم و در زمانی که توان راکتیو تزریقی به آن شین افزایش می‌یابد، دامنه ولتاژ نیز افزایش یابد. افت فزاینده در ولتاژ ممکن است به علت از دست رفتن حالت سنکرونیزه و افزایش زاویه‌ی روتور نیز صورت پذیرد. کاهش مداوم ولتاژ که مربوط به ناپایداری ولتاژ است، زمانی اتفاق می‌افتد که از نظر پایداری زاویه روتور مشکلی وجود نداشته باشد.

فروپاشی ولتاژ پدیده‌ای پیچیده‌تر از ناپایداری ساده ولتاژ است و معمولاً اثر رشته‌ای از حوادث ناپایداری ولتاژ است که منجر به ولتاژ پایین در بخش عمده‌ای از سیستم قدرت می‌شود. با وجود تنظیم‌کننده خودکار ولتاژ، زمانی سیستم در مقابل اغتشاش کوچک پایدار است که نوسان‌های سیستم میرایی کافی دارند. ناپایداری معمولاً خود را به صورت نوسان‌های با دامنه در حال افزایش نشان می‌دهد.

۴-۳ سیستم تحریک

وظیفه‌ی اصلی سیستم تحریک، تأمین جریان مستقیم سیم‌پیچ تحریک ماشین سنکرون است [۲]. بعلاوه سیستم تحریک، با کنترل ولتاژ تحریک و در نتیجه جریان تحریک، وظائف کنترل و حفاظت را که در عملکرد مناسب یک سیستم قدرت مهم است، بر عهده دارد. وظائف کنترل، شامل ولتاژ و توان انتقالی راکتیو و تقویت پایداری سیستم است. توابع حفاظتی این اطمینان را فراهم می‌کنند که از حد توانایی ماشین سنکرون، سیستم تحریک و دیگر تجهیزات تجاوز نشده باشد [۲۴۰].

^۱ -Shane

وظایف سیستم تحریک با توجه به ملاحظات مربوط به ژنراتور سنکرون سیستم قدرت تعیین می‌شود. وظیفه‌ی اصلی سیستم تحریک آن است که به‌منظور ثابت نگه‌داشتن ولتاژ پایه ماشین هنگام تغییر خروجی، جریان تحریک ماشین سنکرون را در محدوده‌ی ظرفیت پیوسته ژنراتور، تأمین و به‌طور خودکار تنظیم نماید. بعلاوه باید سیستم تحریک قادر باشد با تنظیم تحریک منطبق با توانایی‌های لحظه‌ای و کوتاه‌مدت ژنراتور، در مقابل اغتشاش‌های گذرا عکس‌العمل نشان دهد. توانایی‌های ژنراتور در این مورد با چندین عامل محدود می‌شود: شکست عایقی روتور ناشی از ولتاژ تحریک قوی، گرم شدن روتور به علت جریان شدید تحریک، گرم شدن استاتور ناشی از عبور جریان شدید بار آرمیچر، گرم شدن ناشی از شار (ولت بر هر تری) بیش‌ازحد حدود گرمایی. قابلیت کوتاه‌مدت ژنراتور ممکن است بین ۱۵ تا ۶۰ ثانیه باشد. به‌منظور اطمینان از استفاده حداکثر از سیستم، این سیستم باید قادر باشد با به‌کارگیری مناسب و کامل از قابلیت‌های کوتاه‌مدت ژنراتور و بدون انحراف از محدوده‌های مجاز، نیازهای سیستم را برآورده می‌سازد [۲].

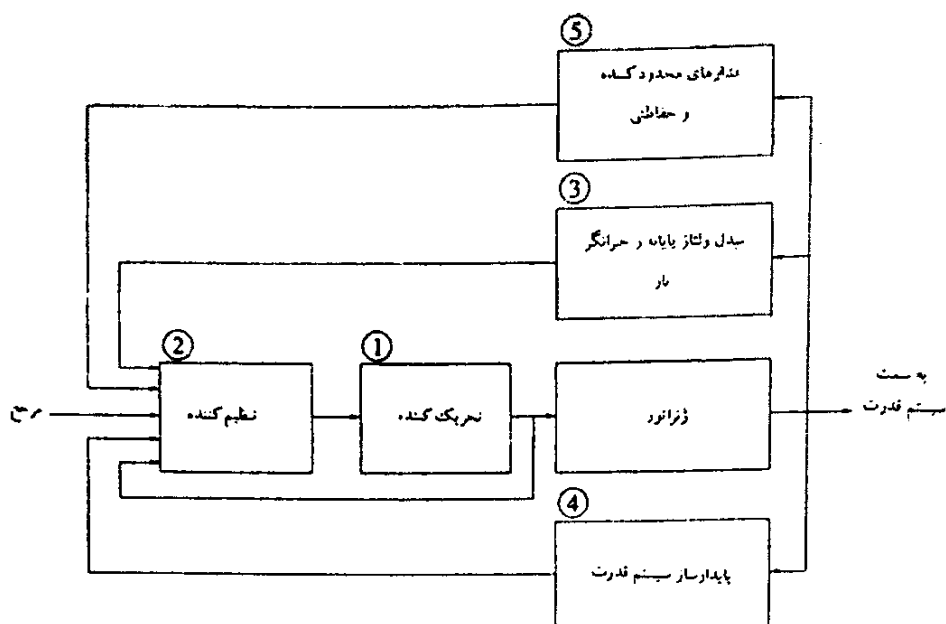
از دیدگاه سیستم قدرت، سیستم تحریک باید به کنترل مؤثر ولتاژ و تقویت پایداری شبکه کمک نماید. این سیستم باید قادر باشد به‌منظور تقویت پایداری گذرا سریعاً به اغتشاش پاسخ دهد و به‌منظور تقویت پایداری اغتشاش کوچک، به تحریک ژنراتور، سیگنال مناسب را اعمال کند.

از نظر تاریخی، وظیفه و نقش سیستم تحریک در تقویت عملکرد سیستم قدرت همواره فزونی داشته است. سیستم‌های تحریک اولیه برای تأمین ولتاژ مناسب پایانه ژنراتور بارگذاری توان راکتیو به‌طور دستی کنترل می‌شدند. زمانی که کنترل ولتاژ به‌صورت خودکار درآمد، این سیستم‌ها بسیار کند بودند و عملاً نقش یک اپراتور ماهر را بازی می‌کردند. اوایل دهه ۱۹۲۰ میلادی، امکان بالقوه بهبود پایداری گذرا و اغتشاش کوچک سیستم با استفاده از تنظیم‌کننده‌های پیوسته و سریع تشخیص داده شد. توجه بیشتری به طراحی این سیستم‌ها معطوف گردید و تحریک‌کننده و تنظیم‌کننده‌های ولتاژ با عکس‌العمل سریع‌تر به صنعت وارد شد. از آن تاریخ، سیستم‌های تحریک،

پیوسته رشد و تکامل داشته‌اند. در اوایل دهه ۱۹۶۰ میلادی با اعمال سیگنال‌های کمکی پایداری‌سازی علاوه بر سیگنال خطای ولتاژ به ورودی آن به‌منظور کنترل تحریک و میرا کردن نوسان‌های سیستم، نقش مهم‌تری به سیستم‌های تحریک داده شد [۴۱]. این بخش از کنترل سیستم تحریک به پایداری‌ساز قدرت (PSS)^۱ موسوم است.

۴-۳-۱ اجزا سیستم تحریک

شکل ۱-۴ نمودار بلوکی یک نمونه سیستم کنترل تحریک را برای ژنراتورهای سنکرون بزرگ نشان می‌دهد [۴۰]. در اینجا شرح مختصری از هر بلوک شکل بیان می‌شود.



شکل ۱-۴: اجزای سیستم تحریک [۴۰].

- ۱- تحریک کننده: تأمین کننده‌ی توان جریان مستقیم موردنیاز سیم‌پیچ تحریک ماشین سنکرون است و بخش توان سیستم تحریک را نشان می‌دهد.
- ۲- تنظیم کننده: سیگنال‌های کنترل ورودی را به سطح و شکلی که برای کنترل

^۱ - Power System Stabilizers

تحریک کننده، مناسب است، تقویت و پردازش می نماید. این بلوک عملاً شامل تنظیم کننده و نیز تابع پایدارساز سیستم تحریک (به صورت سیگنال فیدبک یا جبرانگرهای پیش-پس فاز) است.

۳- مبدل ولتاژ پایانه و جبرانگر بار: ولتاژ پایانه ماشین را اندازه گیری و یکسوسازی کرده، آن را به کمیت جریان مستقیم تبدیل می کند و سپس با مرجعی که نشان دهنده ولتاژ مطلوب پایانه است مقایسه می کند. بعلاوه اگر بخواهیم ولتاژ را در نقطه ای که از نظر الکتریکی از پایانه ژنراتور دور است (مثلاً ترانسفورمر بالابرنده) ثابت نگاه داریم، این بلوک داری جبرانگر بار نیز خواهد بود.

۴- پایدارساز سیستم قدرت: تأمین کننده سیگنال ورودی اضافی به تنظیم کننده ولتاژ، برای میرا کردن نوسان های سیستم قدرت است. سیگنال های ورودی مرسوم شامل انحراف سرعت روتور، توان شتاب دهنده و انحراف فرکانس است.

۵- مدارهای محدود کننده و حفاظتی: شامل مجموعه ای وسیع از توابع کنترلی و حفاظتی برای اطمینان از عدم تجاوز از حدود توانایی تحریک کننده و ژنراتور است. بعضی از توابع مرسوم شامل محدود کننده جریان تحریک، محدود کننده حداکثر تحریک، محدود کننده ولتاژ پایانه، تنظیم کننده و سیستم حفاظتی ولت بر هر ترز و محدود کننده زیر تحریک است. معمولاً این توابع شامل مدارهای مشخصی هستند و سیگنال خروجی آن ها را می توان در مرحله های مختلف به صورت جمع کننده به سیستم تحریک اعمال کرد [۴۰].

۴-۴ انواع سیستم تحریک

در طول دوره تکامل، سیستم های تحریک شکل های مختلفی به خود گرفته اند [۱]. بر اساس

منبع توان تحریک، این سیستم ها را می توان به سه طبقه عمده تقسیم کرد [۴۱-۴۰]:

- سیستم تحریک جریان مستقیم
- سیستم تحریک جریان متناوب
- سیستم تحریک استاتیکی

۱-۴-۴ سیستم تحریک جریان مستقیم

سیستم‌های تحریک از این نوع، از ژنراتورهای جریان مستقیم به‌عنوان منبع توان تحریک استفاده می‌کنند که از طریق جاروبک‌های، جریان موردنیاز تحریک ژنراتور را فراهم می‌کنند. تحریک‌کننده، ممکن است به‌وسیله یک موتور و یا محور ژنراتور چرخاننده شود و ممکن است خود تحریک یا تحریک مستقل باشد. در حالت تحریک مستقل، تحریک آن از طریق یک تحریک‌کننده‌ی کمکی که دارای میدان مغناطیسی دائم است تأمین شود.

۲-۴-۴ سیستم تحریک جریان متناوب

سیستم‌های تحریک از این نوع، از ژنراتورهای جریان متناوب برای تأمین تحریک موردنیاز ژنراتور اصلی استفاده می‌کنند و معمولاً تحریک‌کننده روی همان محور اصلی توربوژنراتور قرار دارد. خروجی جریان متناوب تحریک‌کننده‌ها با و یا بدون کنترل، یک‌سوسازی شده تا جریان مستقیم موردنیاز تحریک ژنراتور فراهم شود. یکسو کننده‌ها ممکن است ساکن یا چرخان باشند. سیستم‌های اولیه تحریک جریان متناوب از ترکیبی از تقویت‌کننده‌های مغناطیسی و چرخان به‌عنوان تنظیم‌کننده استفاده می‌کردند. اغلب سیستم‌های جدید از تقویت‌کننده‌های الکترونیکی استفاده می‌کنند. بدین ترتیب مشاهده می‌شود که ممکن است سیستم‌های تحریک جریان متناوب بسته به ترکیب یک‌سوسازها روش کنترل خروجی تحریک‌کننده و نیز منبع تحریک‌کننده صورت‌های مختلفی به خود بگیرند.

۴-۴-۳ سیستم‌های تحریک استاتیکی

تمام اجزای چنین سیستم‌هایی ساکن هستند. یک‌سوسازهای استاتیکی (بدون کنترل) مستقیماً تحریک ژنراتور اصلی را از طریق جاروبک‌ها تغذیه می‌کند. توان موردنیاز یک‌سوسازها از ژنراتور اصلی (شین اضافی پست) و از طریق یک ترانسفورمر کاهنده که ولتاژ را به سطح مطلوب می‌رساند، تأمین می‌شود [۴۰]. در بعضی حالات، این توان از طریق سیم‌پیچ‌های اضافی در ژنراتور تأمین می‌گردد.

۴-۵ توابع کنترلی و حفاظتی

سیستم‌های مدرن کنترل تحریک بسیار بیشتر از یک تنظیم‌کننده معمولی ولتاژ عمل می‌کنند و مجهز به توابع کنترلی، محدودکننده و حفاظتی هستند. هر سیستم تحریک ممکن است دارای بعضی یا همه این توابع باشد که به وضعیت خاص کاربرد آن و نیز نوع تحریک‌کننده مورد استفاده بستگی دارد. فلسفه‌ی اصلی این است که توابع کنترلی کمیت‌های بخصوصی را در مقادیر مطلوب تنظیم نمایند و توابع محدودکننده از خروج کمیت‌ها از محدوده مجازشان جلوگیری نمایند [۲]. اگر هر یک از این محدودکننده‌ها به‌طور مطلوب عمل نمایند در این صورت توابع حفاظتی اجزای خاصی از سیستم یا واحد را از مدار خارج می‌کنند.

۴-۵-۱ تنظیم‌کننده‌های جریان متناوب و مستقیم

وظیفه‌ی اصلی تنظیم‌کننده‌ی جریان متناوب، تأمین و حفظ ولتاژ استاتور ژنراتور است. بعلاوه سایر توابع کمکی و حفاظتی از طریق تنظیم‌کننده‌ی جریان متناوب عمل می‌کنند تا ولتاژ تحریک ژنراتور را کنترل نمایند.

تنظیم‌کننده‌ی جریان مستقیم ولتاژ تحریک ژنراتور را ثابت نگه می‌دارد و معمولاً به کنترل دستی موسوم است. این تنظیم‌کننده به‌طور عمده برای آزمایش و راه‌اندازی در وضعیتی که

تنظیم‌کننده جریان متناوب خراب است به کار می‌رود. در این وضعیت کاری ولتاژ تحریک کنترل می‌شود و اپراتور با تنظیم آن ولتاژ تحریک را تغییر می‌دهد. در بعضی سیستم‌های تحریک، تنظیم خودکار نقطه‌ی تنظیم نیز امکان‌پذیر است. این موضوع باعث می‌شود که نقطه تنظیم دستی به‌طور پیوسته تغییر تحریک ژنراتور ناشی از تنظیم‌کننده جریان متناوب را ردیابی کند و به‌این‌ترتیب تغییرات شدید ولتاژ و توان راکتیو را که هنگام خروج ناگهانی تنظیم‌کننده‌ی جریان متناوب از مدار پیش می‌آید را حداقل کند. البته باید اطمینان حاصل کرد که خروج از مدار واحدی که بر روی کنترل دستی کار می‌کند ژنراتور را از حالت فوق تحریک رها ننماید.

۴-۵-۲ مدارهای پایدارساز سیستم تحریک

سیستم تحریکی که از اجزای با تأخیر زمانی زیاد تشکیل شده باشد دارای عملکرد دینامیکی ضعیف هستند. این موضوع به‌خصوص در مورد سیستم‌های تحریک جریان مستقیم و جریان متناوب صادق است [۲ و ۴۰]. اگر برای تنظیم‌کننده در حالت ماندگار از بهره بسیار کم استفاده نشود، سیستم کنترل تحریک با فیدبک از ولتاژ استاتور، در حالتی که ژنراتور مدار باز باشد، ناپایدار خواهد بود. بنابراین باید از پایدارساز به‌طوری سری یا از طریق جبرانگر فیدبک برای بهبود عملکرد دینامیک سیستم کنترل تحریک استفاده شود.

تأثیر جبرانگر این است که تغییر فاز را که در اثر تأخیرهای زمانی پیش می‌آید، در یک بازه انتخاب‌شده فرکانسی، حداقل سازد. این موضوع باعث عملکرد پایدار ژنراتور در حالت بی‌باری (به‌عنوان مثال درست قبل از سنکرون کردن آن با سیستم و یا بعد از یک بارداری) می‌شود. با تنظیم پارامترهای مدار فیدبک می‌توان عملکرد ژنراتور را در حال کار نیز بهبود بخشید. بستگی به نوع سیستم تحریک، ممکن است سطوح زیادی از پایدارساز شامل یک حلقه خارجی اصلی و حلقه داخلی فرعی، وجود داشته باشد. سیستم‌های کنترل تحریک استاتیکی تأخیر زمانی ندارد و از این‌رو به پایدارساز برای حصول اطمینان از پایداری خود در حالت بی‌باری ژنراتور نیاز ندارند [۴۱].

۶-۴ تنظیم ولتاژ خودکار AVR

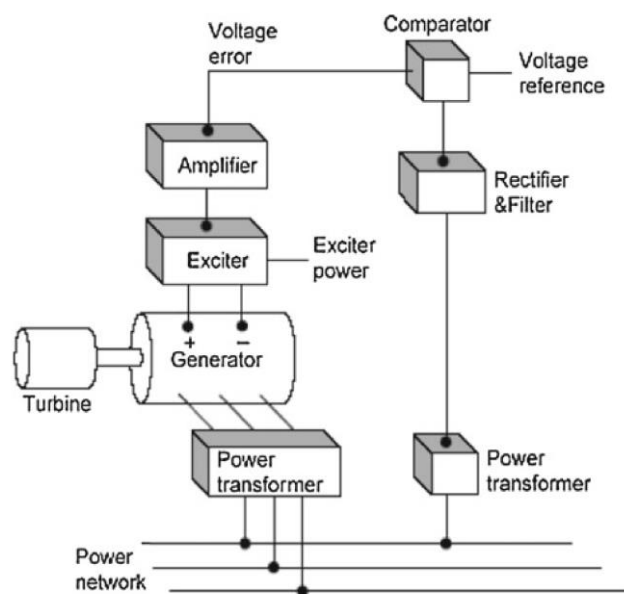
تنظیم ولتاژ پایانه خروجی ژنراتور و ثابت نگه داشتن آن در محدوده‌ی مشخص در شرایط بهره‌برداری نرمال و همچنین تحت بار، وظیفه‌ی اصلی رگلاتورهای ولتاژ است. بررسی این مقادیر و رفتار سیستم به صورت کنترلی، مقادیر و اطلاعات دقیق‌تری را در اختیار طراحان چنین سیستم‌هایی قرار می‌دهد. همچنین با داشتن اطلاعات دقیق‌تر و شبیه‌سازی آن، رفتار چنین سیستم‌هایی قابل پیش‌بینی خواهد بود و در نتیجه علاوه بر عملکرد مناسب کاهش هزینه‌ها را نیز به دنبال خواهد داشت [۴۰ و ۴۱]. الگوریتم به کاررفته در سیستم کنترل و نوع سیستم تحریک، تعیین‌کننده رفتار دینامیک ژنراتور در مقابل اغتشاشات شبکه است. از مسائل مطرح در نیروگاه‌های قدیمی، جایگزین سیستم تحریک دینامیک به علت پاسخ کند و مشکلات ناشی از فرسودگی با سیستم تحریک استاتیکی است.

سطح ولتاژ خروجی ژنراتور در ابتدای راه‌اندازی که تنها از طریق گشتاور مکانیکی رتور است، کمتر از ولتاژ نامی ژنراتور است. ژنراتورهای سنکرون برای رسیدن به ولتاژ نامی از تحریک استاتیکی استفاده می‌کنند. تنظیم‌کننده خودکار ولتاژ، از طریق یکسو کننده‌های قابل کنترل، ولتاژ را از پایانه خروجی ژنراتور دریافت کرده و به سیم‌پیچ تحریک ژنراتور تزریق می‌کند. با پایش ولتاژ خروجی ژنراتور و مقایسه آن با مقدار مشخص، تثبیت ولتاژ و تشخیص خطا در خروجی محقق خواهد شد. سیستم تحریک ژنراتور ولتاژ ژنراتور را برقرار کرده و توان راکتیو آن را از طریق سیستم AVR کنترل می‌کند. با توجه به آنکه ناپایداری AVR منجر به ناپایداری کل سیستم قدرت می‌شود بنابراین عملکرد سیستم کنترل‌کننده‌ی آن از حساسیت ویژه‌ای برخوردار است [۴۱].

برای این منظور ساختارهای متفاوتی ارائه شده است. این ساختار متفاوت می‌تواند در شرایط مختلف بار و همچنین مقادیر ثابت متریکال به کاررفته در کل سیستم که می‌تواند عکس‌العمل‌های متفاوتی داشته باشد، تأثیرگذار باشند. کمیته‌ی IEEE برای مطالعه‌ی سیستم‌های تحریک، مدل‌های

استانداردی ارائه داده است که در همه‌ی آن‌ها کنترل تحریک، فاکتور اساسی در مطالعه و تحلیل سیستم قدرت به حساب می‌آید [۱].

هنگامی که اغتشاش رخ می‌دهد، سیستم کنترل تحریک با تولید سریع سیگنال، نوسانات سیستم را به خوبی میرا می‌کند.



شکل ۴-۲: مدل واقعی سیستم تنظیم‌کننده ولتاژ AVR [۵۹].

رابطه‌ی بین سیستم کنترل تحریک و ژنراتور در شکل ۴-۲ نمایش داده شده است [۵۹]. تنظیم‌کننده ولتاژ خروجی تحریک را با توجه به ولتاژ پایانه ژنراتور AC کنترل می‌کند. یک سیستم AVR از چهار قسمت اساسی تقویت‌کننده، محرک، حس‌گر و ژنراتور تشکیل شده است. تمامی این اجزا و به‌طور کلی تمامی اجزای سیستم قدرت دارای ماهیت غیرخطی هستند. به‌عبارت‌دیگر معادلات حاکم بر این تجهیزات دارای ماهیت غیرخطی است. برای مدل‌سازی ریاضی و مطالعه آسان‌تر سیستم قدرت، این اجزا باید خطی شوند [۴۱-۴۲]. تمامی قسمت‌های سیستم AVR در مدل‌های معمول دارای تابع تبدیل مرتبه اول با بهره و ثابت زمانی مشخص می‌باشند.

۴-۶-۱ مدل تقویت کننده [۴۱-۴۲-۵۹]

تقویت کننده سیستم تحریک ممکن است از نوع تقویت کننده مغناطیسی، تقویت کننده چرخان و یا تقویت کننده الکترونیکی مدرن باشد. مدل خطی تقویت کننده با بهره K_A و ثابت زمانی τ_A با تابع تبدیل زیر نمایش داده می شود:

$$\frac{V_R(s)}{V_e(s)} = \frac{K_A}{1 + \tau_A s} \quad (1-4)$$

بهره K_A از ۱۰ تا ۴۰ و ثابت زمانی تقویت کننده τ_A در بازه‌ی بسیار کوچک ۰,۱ تا ۰,۰۲ ثانیه است.

۴-۶-۲ مدل تحریک کننده [۴۱-۴۲-۵۹]

تحریک کننده ژنراتور، قسمت اساسی در حلقه AVR است. ولتاژ خروجی تحریک کننده یک تابع غیرخطی از ولتاژ میدان است (به دلیل اثر اشباع در مدار مغناطیس)؛ بنابراین، رابطه‌ی ساده‌ای بین ولتاژ پایانه ژنراتور و ولتاژ میدان تحریک کننده وجود ندارد. با چشم‌پوشی از اشباع و عوامل غیرخطی، مدل خطی شده ساده با بهره K_E و ثابت زمانی τ_E بسیار کوچک به وسیله‌ی تابع تبدیل (۲-۴) برای یک تحریک کننده مدرن ارائه شده است. $0/4 \leq \tau_E \leq 1$ و $1 \leq K_E \leq 10$.

$$\frac{V_F(s)}{V_R(s)} = \frac{K_E}{1 + \tau_E s} \quad (2-4)$$

۴-۶-۳ مدل ژنراتور [۴۱-۴۲-۵۹]

EMF میدان الکترومغناطیسی تولید شده ماشین سنکرون تابعی از منحنی مغناطیسی ماشین است و ولتاژ پایانه آن به بار ژنراتور بستگی دارد. در مدل خطی شده تابع تبدیل رابطه ولتاژ پایانه ژنراتور و ولتاژ میدان با بهره‌ی و ثابت زمانی بیان می شود.

$$\frac{V_t(s)}{V_F(s)} = \frac{K_G}{1 + \tau_G s} \quad (3-4)$$

در رابطه‌ی (۳-۴) بهره K_G می‌تواند بین ۰,۷ تا ۱ باشد و ثابت زمانی τ_G در بازه‌ی ۱ تا ۲ ثانیه از بار کامل تا بی‌باری تغییر کند.

۴-۶-۴ مدل حس‌گر [۴۱-۴۲-۵۹]

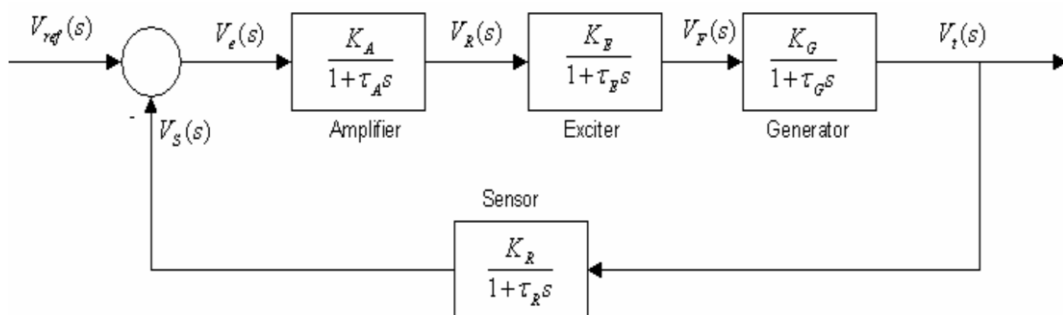
ولتاژ به‌وسیله ترانسفورماتور متصل به پایانه ولتاژ حس شده و یک‌سوسازی می‌شود. حسگر با تابع تبدیل مرتبه اول زیر مدل می‌شود.

$$\frac{V_S(s)}{V_t(s)} = \frac{K_R}{1 + \tau_R s} \quad (4-4)$$

که در آن بازه‌ی ثابت زمانی از ۰,۱ تا ۰,۰۶ ثانیه است.

بلوک دیاگرام کنترل کننده خودکار ولتاژ AVR و ارتباط معادلات (۱-۴) تا (۴-۴) در

شکل ۳-۴ نمایش داده شده است.



شکل ۳-۴: نمودار بلوکی AVR خطی شده [۵۹].

تابع تبدیل حلقه باز بلوک دیاگرام شکل ۳-۴ به صورت رابطه‌ی (۵-۴) است.

$$KG(s)H(s) = \frac{K_A K_E K_G K_R}{(1+\tau_A s)(1+\tau_E s)(1+\tau_G s)(1+\tau_R s)} \quad (5-4)$$

تابع تبدیل حلقه بسته‌ی پایانه‌ی ولتاژ ژنراتور $V_t(s)$ به ولتاژ مرجع $V_{ref}(s)$ را با رابطه‌ی (۶-۴) نمایش می‌دهیم.

$$\frac{V_t(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_A K_E K_G (1+\tau_R s)}{(1+\tau_A s)(1+\tau_E s)(1+\tau_G s)(1+\tau_R s) + K_A K_E K_G K_R} \quad (6-4)$$

به عبارت دیگر خواهیم داشت:

$$V_t(s) = T(s)V_{ref}(s) \quad (7-4)$$

برای ورودی پله‌ی $V_{ref}(s) = \frac{1}{s}$ ، خروجی حالت پایدار به صورت رابطه‌ی (۸-۴) است:

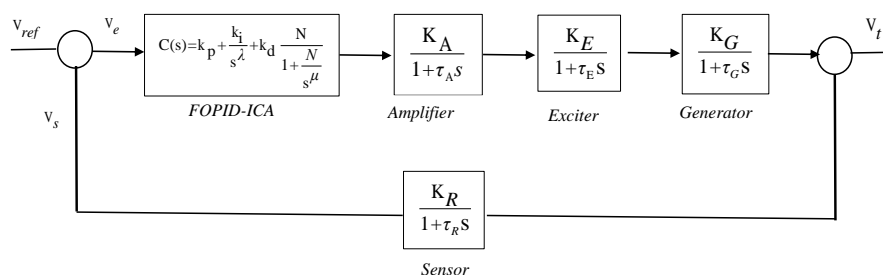
$$V_{t_{ss}}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} V_t(s) \quad (8-4)$$

کمیته‌ی *IEEE* در راهنمای شناسایی، آزمایش و سنجش عملکرد دینامیکی سیستم کنترل تحریک، محدوده‌ی استاندارد عملکرد دینامیکی را به صورت جدول ۱-۴ ارائه داده است [۴۳].

جدول ۱-۴: محدوده‌ی استاندارد شاخص عملکرد دینامیکی سیستم کنترل تحریک [۴۳].

<i>Performance Index</i>	<i>Range of Expected Values</i>
<i>Gain margin</i>	<i>2 dB to 20 dB</i>
<i>Phase margin</i>	<i>20° to 80°</i>
<i>Bandwidth</i>	<i>0.3 Hz to 12 Hz</i>
<i>Overshoot</i>	<i>0 to 80%</i>
<i>Rise time</i>	<i>0.1 s to 2.5 s</i>
<i>Settling time</i>	<i>0.2 s to 10 s</i>

به منظور بهبود پاسخ دینامیکی سیستم و کاهش خطای حالت ماندگار و تثبیت ولتاژ، از کنترل کننده‌های تناسبی انتگرالی مشتقی PID به دلیل سادگی در طراحی و پیاده‌سازی، استفاده شده است (شکل ۴-۴). این قسمت عملاً مغز سیستم است و تصمیم‌های لازم را به سیستم اعمال می‌کند.



شکل ۴-۴: اجزای سیستم کنترل حلقه بسته واقعی سیستم تنظیم کننده ولتاژ AVR

عملکرد کنترل کننده PID به مقدار پارامترهای آن وابسته است و با تغییر کار سیستم، از جمله اعمال بار و تغییرات پارامترهای شبکه در محدوده وسیعی باید تنظیم شوند. استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی، نظیر روش کنترل مقاوم [۴۴] روش کنترل تطبیقی [۴۵] کنترل مد لغزشی [۴۶] از حیث مقاومت نسبت به تغییرات بار و تغییرات پارامترهای سیستم، عملکرد به مراتب بهتری نسبت به کنترل کننده PID دارند، اما پیچیدگی ساختاری این روش‌ها، نیاز به تعداد بیشتر حسگر و هزینه پیاده‌سازی بالاتر نسبت به کنترل کننده PID سبب شده تا روش‌های مذکور به‌طور فراگیر استفاده نشود و استفاده از کنترل کننده PID به دلایل ذکر شده، همچنان تداوم داشته باشد. اخیراً استفاده از کنترل کننده PID مرتبه کسری $FOPID$ به دلیل ساختار انعطاف‌پذیرتر نسبت به PID سنتی برای کنترل سیستم‌های مختلف در مقالات متعددی معرفی شده است [۴۷-۴۸].

روش‌های طراحی متفاوتی برای این نوع کنترل کننده معرفی شده است، از جمله: توزیع قطب، استراتژی حوزه فرکانس، طراحی فضای حالت، دوطبقه یا استراتژی ترکیبی. یافتن ضرایب

کنترل کننده‌های *PID* از پیچیدگی برخوردار است. از الگوریتم رقابت استعماری به دلیل سرعت و دقت بالای آن در حل مسائل بهینه‌سازی، در مقالات مختلفی بهره گرفته شده است. در این مطالعه، برای یافتن پارامترهای کنترل کننده *FOPID* از الگوریتم رقابت استعماری استفاده شده است.

در فصل بعد، برای به دست آوردن پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی از این الگوریتم استفاده شده است. به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، توابع هدف متعددی در نظر گرفته شده و شبیه‌سازی‌ها به ازای آن‌ها در محیط نرم‌افزار متلب انجام شده است. نتایج به دست آمده از کنترل کننده‌ی پیشنهادی و کنترل کننده‌ی *PID* سنتی و عملکرد کنترل کننده *PID* مرتبه کسری در کنترل ولتاژ پایانه ژنراتور مقایسه شده است.

شبیه‌سازی طراحی کنترل‌کننده بهینه مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم

تکاملی

در این فصل به بررسی عملکرد کنترل کننده‌های PID کلاسیک، PID مرتبه کسری طراحی شده با روش مینیمم سازی و مقایسه با کنترل کننده‌ی بهینه طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری، در سیستم تنظیم ولتاژ خودکار ژنراتور سنکرون خواهیم پرداخت. شبیه‌سازی‌های این فصل در محیط نرم‌افزار متلب ($R2013a(8.0.1.604)$ انجام گرفته است.

در شکل ۲-۴ نمای کلی از مدل سیستم تنظیم کننده ولتاژ نمایش داده شده است. اجزای سیستم کنترل حلقه بسته در شکل ۴-۴ و محدودیت‌های آن‌ها در جدول ۱-۵ نشان داده شده است [۴۹].

با در نظر گرفتن محدودیت‌ها و مقادیر $K_A = 10, \tau_A = 0.02, K_E = 1, \tau_E = 0.4, K_G = 0.7$ ، $\tau_G = 1, K_R = 1, \tau_R = 0.001$ به صورت معادله‌ی (۱-۵) است.

$$G_{AVR} = \frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{0.1s + 10}{0.0004s^4 + 0.45s^3 + 0.555s^2 + 1.51s + 11} \quad (1-5)$$

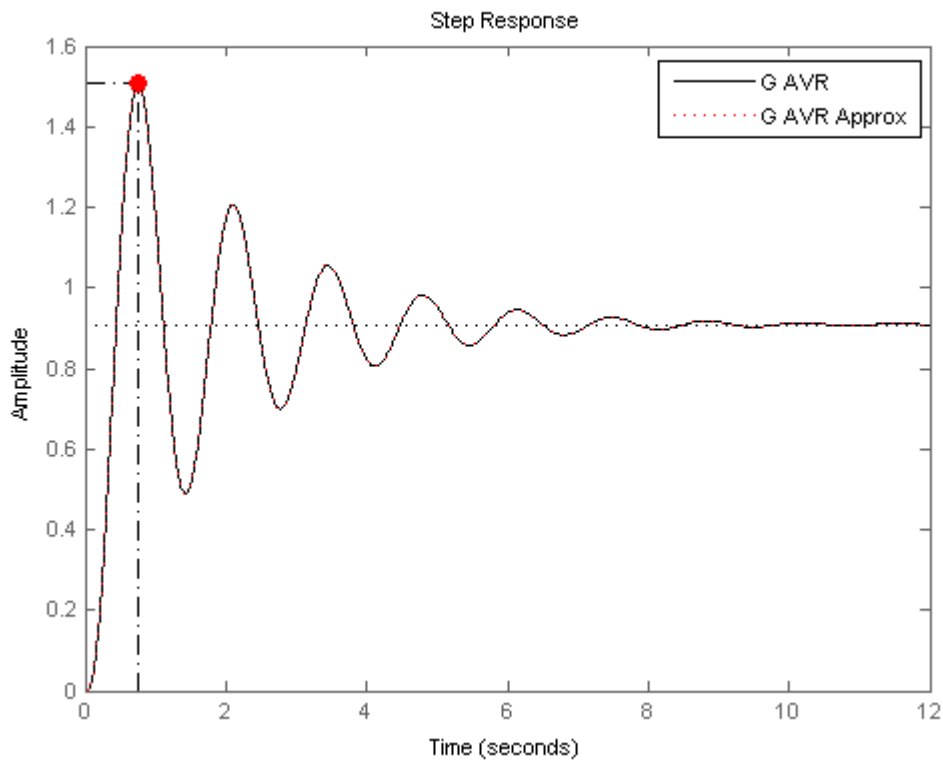
تابع تبدیل سیستم G_{AVR} ، یک صفر در $z = -100$ ، دو قطب حقیقی در $s_1 = -98.82, s_2 = -12.63$ و دو قطب در $s_{3,4} = -0.53 \pm 4.66i$ دارد. می‌توان تابع تبدیل حلقه بسته را با حذف صفر ۱۰۰ و قطب ۹۸٫۸۲ با معادله (۲-۵) تقریب زد. پاسخ پله و پاسخ فرکانسی سیستم تنظیم کننده ولتاژ بدون کنترل کننده G_{AVR} و تقریب آن \tilde{G}_{AVR} به ترتیب در شکل ۱-۵ و شکل ۲-۵ رسم شده است.

$$\tilde{G}_{AVR} = \frac{250}{(s + 12.63)(s^2 + 1.057s + 22.04)} \quad (2-5)$$

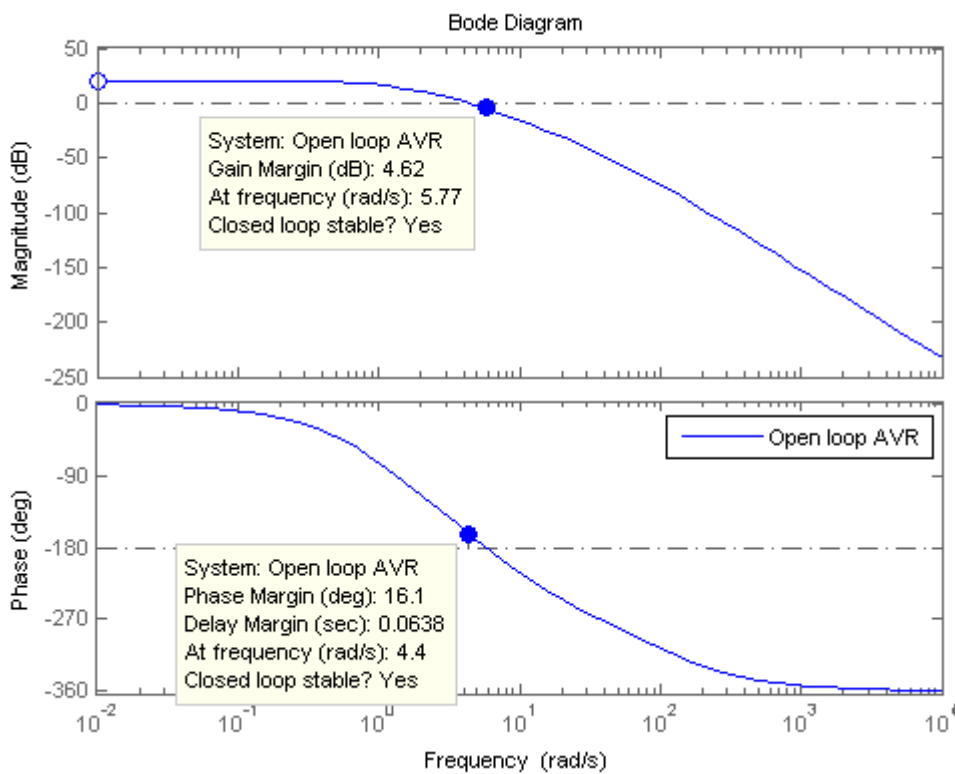
همان طور که مشاهده می شود پاسخ پله‌ی سیستم AVR و تقریب آن بسیار به هم شبیه است. پاسخ زیرمیرا با مقدار نهایی ۰,۹۰۹ مقدار پیک ۱,۵۱ در زمان پیک ۰,۷۵۲ ثانیه و زمان نشست ۶,۹۹ ثانیه با زمان صعود ۰,۲۶۱ ثانیه و مقدار فراجهدشی ۶۵,۴۳٪ و پاسخ فرکانسی با حد فاز ۱۶,۱ درجه، حد بهره ۱,۷ دسی‌بل و پهنای باند ۶,۶۷ هرتز است.

جدول ۱-۵: محدودیت‌های اجزای و پارامترهای تابع انتقال

تابع تبدیل	محدودیت پارامترها
$k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d \frac{N}{1 + \frac{N}{s^\mu}}$	$0 \leq k_p, k_i, \lambda, k_d, \mu \leq 1$
$TF_{\text{amplifier}} = \frac{K_A}{1 + \tau_A s}$	$10 \leq K_A \leq 40 \quad 0.02 \leq \tau_A \leq 0.1$
$TF_{\text{exciter}} = \frac{K_E}{1 + \tau_E s}$	$1 \leq K_E \leq 10 \quad 0.4 \leq \tau_E \leq 1$
$TF_{\text{generator}} = \frac{K_G}{1 + \tau_G s}$	$0.7 \leq K_G \leq 1 \quad 1 \leq \tau_G \leq 2$
$TF_{\text{sensor}} = \frac{K_R}{1 + \tau_R s}$	$1 \leq K_R \leq 10 \quad 0.001 \leq \tau_R \leq 0.06$



شکل ۵-۱: پاسخ پله پایانه ولتاژ سیستم AVR و تقریب سیستم بدون کنترل کننده



شکل ۵-۲: پاسخ فرکانسی پایانه ولتاژ سیستم AVR بدون کنترل کننده

محدوده‌ی استاندارد شاخص عملکرد دینامیکی سیستم در جدول ۴-۱ آمده است. پاسخ پله سیستم AVR را می‌توان با قرار دادن کنترل‌کننده در مسیر پیشرو بهبود بخشید. معمولاً کنترل‌کننده‌های PID به دلیل ساختار ساده‌ای که دارند، برای این منظور به کار می‌روند. استفاده از مفهوم حسابان کسری، کارایی کنترل‌کننده را با مرتبه مشتقی و انتگرالی غیر صحیح، افزایش می‌دهد. کنترل‌کننده‌های بسیاری برای سیستم AVR طراحی شده است. کنترل‌کننده PID کسری به روش چندهدفه آشوبناک [۵۰]، کنترل‌کننده PID کسری به روش ازدحام مورچگان آشوبناک [۵۱]، کنترل‌کننده PID با روش ترکیبی ژنتیک و کاوش باکتریای [۵۲]، کنترل‌کننده PID با روش ازدحام مورچگان [۵۳] و کنترل‌کننده PID با روش ازدحام پرندگان [۵۴].

کنترل‌کننده PID مرتبه کسری یک ساختار مناسب با مرتبه غیر صحیح است که برای اهداف کنترلی به کار گرفته می‌شود. ایده استفاده از کنترل‌کننده مرتبه کسری برای سیستم دینامیک به استالوپ که کنترل مقاوم مرتبه غیر صحیح کرون را گسترش داد برمی‌گردد [۵۵].

به منظور کاهش پیچیدگی تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده، بسیاری از روش‌های جستجوی تصادفی مانند الگوریتم انبوه ذرات، الگوریتم ژنتیک و... توسعه یافته‌اند. روش‌های هوشمند نسبت به روش‌های بهینه‌سازی کلاسیک مزیت اساسی دارند. روش‌های کلاسیک ریاضیات دارای دو اشکال اساسی هستند؛ اغلب این روش‌ها نقطه بهینه‌ی محلی^۱ را به عنوان نقطه بهینه‌ی کلی در نظر می‌گیرند و نیز هر یک از این روش‌ها تنها برای مسئله خاصی کاربرد دارند، اما الگوریتم‌های هوشمند در حل مسائل بسیاری توانمند می‌باشند و از طرف دیگر چون الگوریتم‌های هوشمند از چند نقطه

^۱ - Local Optima

اولیه شروع شده‌اند، لذا نقطه بهینه‌ی کلی^۱ را می‌دهد. الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوشمند با مراقبت از به دام افتادن در بهینه محلی، عملکرد بهتری در بین الگوریتم‌های بهینه‌سازی ارائه می‌دهند [۵۶]. در این مطالعه، برای یافتن پارامترهای کنترل‌کننده از الگوریتم رقابت استعماری استفاده شده است. جواب‌های ممکنه می‌توانند به صورت جواب‌هایی که به یک خروجی پایدار منجر می‌شوند، تعریف شوند. برای این مسئله دسته‌ای از جواب‌های ممکنه به صورت اولیه ایجاد می‌کنیم. در این مسئله کشور i ام به صورت رابطه‌ی (۳-۵) تعریف می‌شود.

$$country_i = [KP_i, KI_i, \lambda_i, KD_i, \mu_i] \quad (3-5)$$

برای شروع الگوریتم باید تعدادی از این کشورها (به تعداد کشورهای اولیه الگوریتم) ایجاد شوند. بنابراین ماتریس کل کشورها به صورت تصادفی اولیه (۴-۵) تشکیل می‌شود.

$$COUNTRY = \begin{bmatrix} country_1 \\ country_2 \\ country_3 \\ \vdots \\ country_{N_{country}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} KP_1 & KI_1 & \lambda_1 & KD_1 & \mu_1 \\ KP_2 & KI_2 & \lambda_2 & KD_2 & \mu_2 \\ KP_3 & KI_3 & \lambda_3 & KD_3 & \mu_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ KP_{N_{country}} & KI_{N_{country}} & \lambda_{N_{country}} & KD_{N_{country}} & \mu_{N_{country}} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

هزینه‌ی یک کشور با ارزیابی تابع f در متغیرهای $(p_1, p_2, p_3, \dots, p_{N_{var}})$ یافته می‌شود؛

بنابراین

$$cost_i = f(country_i) = f(p_1, p_2, p_3, \dots, p_{N_{var}}) \quad (5-5)$$

در مسئله طراحی کنترل‌کننده، با هدف در نظر گرفته شده، این تابع به صورت توابع هدف (۶-۵) و

^۱- Global Optima

(۷-۵) خواهد بود.

بنابراین کاری که برای به دست آوردن هزینه یک کشور (دسته پارامترهای کنترل کننده PID) باید انجام شود، این است که هر دسته از این ضرایب به عنوان کنترل کننده در نظر گرفته شده و پاسخ سیستم برای این کنترل کننده به دست آید. در نهایت با محاسبه ماکزیمم فراجش و انتگرال قدر مطلق خطا، حد فاز و... مجموع آن‌ها را به عنوان هزینه این کشور (ضرایب کنترل کننده) محاسبه می‌شود. ما به دنبال بهترین کشور (بهترین دسته ضرایب کنترل کننده) می‌گردیم. الگوریتم معرفی شده در این نوشتار، با تولید یک دسته اولیه از این ضرایب و دسته‌بندی آن‌ها در قالب امپراطوری‌ها و اعمال سیاست جذب از طرف استعمارگران به روی مستعمرات و همچنین با ایجاد رقابت استعماری میان امپراطوری‌ها به جستجوی بهترین کشور می‌پردازد. پارامترهای استفاده شده در الگوریتم رقابت استعماری در جدول ۲-۵ آمده است.

جدول ۲-۵: پارامترهای الگوریتم رقابت استعماری

توصیف	مقدار	پارامتر
تعداد حداکثر تکرارها	۱۰۰	$MaxDecades$
تعداد کشورها	۱۰۰	$Ncountry$
تعداد امپریالیست‌ها	۱۰	$nImp$
ضریب بتا	۰,۷	β
ضریب احتمال انقلاب	۰,۱	$pRevolution$

تکنیک‌ها و روش‌های تقریب سازی مختلفی برای دستیابی به مدل‌های گسسته یا پیوسته مدل‌های مرتبه کسری وجود دارد. یکی از روش‌های مذکور، روش تقریب $oustaloup$ است. فیلتر استالوپ تقریب خوبی از اپراتور کسری در محدوده فرکانس‌های مشخص شده $(\omega_l \omega_h)$ و مرتبه N با مقادیر تجربی $b=10$ و $d=9$ می‌دهد [۵۷]. در این پایان‌نامه، از تقریب مرتبه پنجم استالوپ در بازه فرکانسی $\omega_l = 0,0001$ تا $\omega_h = 10000$ استفاده شده است.

تنظیم پارامترهای PID کسری، با به حداقل رساندن تابع هزینه تعریف شده توسط شاخص عملکرد مربوطه انجام می‌شود. هدف کلی از تعیین ضرایب بهینه کنترل کننده PID تعقیب مناسب مقدار ولتاژ مرجع سیستم AVR در شرایط نرمال و همچنین مقاومت مناسب در مقابل خطا، اغتشاشات بار و بهبودی پایداری گذرای سیستم است. به منظور بهبود پاسخ فرکانسی سیستم، کاهش زمان نشست، کاهش میزان فراجهدش و رسیدن به حداقل خطای حالت ماندگار، تابع هدف تعریف می‌کنیم.

۲-۵ بیان مسئله و تابع هدف

کنترل کننده PID به منظور بهبود پاسخ دینامیکی سیستم و کاهش خطای حالت ماندگار مورد استفاده قرار می‌گیرد. کنترل کننده PID مرتبه کسری بهینه به فرم رابطه (۲-۵۴)، برای سیستم تنظیم ولتاژ، با تعریف شاخص هزینه‌ی مختلف طراحی شده است. انتخاب شاخص مناسب به خواص دینامیک حلقه کنترل مورد نظر بستگی دارد. رابطه‌ی (۵-۶) و (۵-۷) دو تابع هزینه مورد استفاده است.

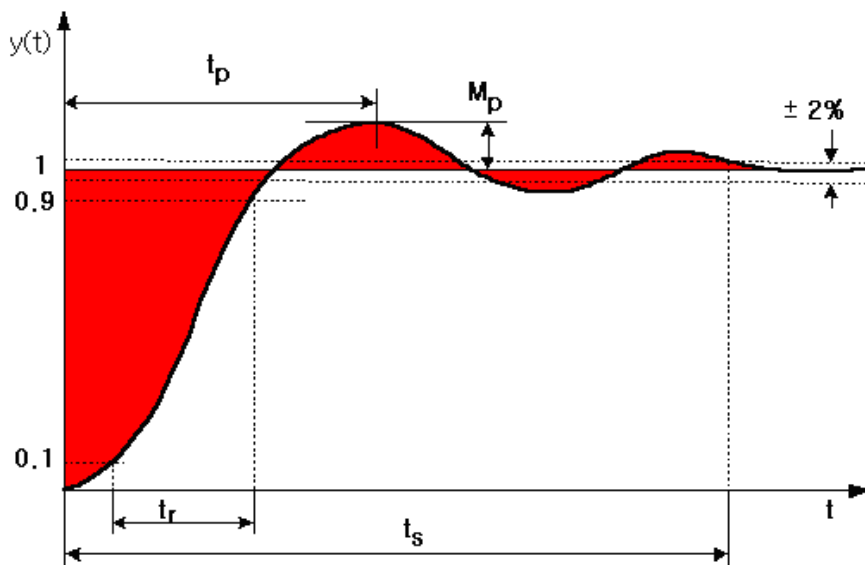
$$\text{Min } J_1(k_p, k_i, \lambda, k_d, \mu) = e^{-\beta}(Ts + Tr) + (1 - e^{-\beta})(Ess + Mp) \quad (۶-۵)$$

که در آن Mp فراجهدش، Tr زمان صعود، Ts زمان نشست و Ess خطای حالت ماندگار است. هدف به دست آوردن بهترین مرحله پاسخ، با حداقل رساندن تابع $J(k_p, k_i, \lambda, k_d, \mu)$ با استفاده از الگوریتم و به دست آوردن پارامترهای بهینه کنترل کننده است.

در این پایان‌نامه تابع هزینه (۵-۷) که هر دو حوزه زمان و فرکانس را شامل می‌شود معرفی گردیده است. این معیار علاوه بر کاهش مشخصه‌های مربوط به پاسخ زمانی با افزایش حد فاز و بهره، سعی در بهبود پاسخ فرکانسی دارد و با انتخاب شاخص عملکرد انتگرال قدر مطلق خطا IAE پارامترها بهینه‌سازی شده است.

$$\text{Min } J_2(k_p, k_i, \lambda, k_d, \mu) = (1-\alpha)\left(Mp + \frac{1}{GM} + \frac{1}{PM}\right) + (\alpha)(Ts - Tr + IAE) \quad 0 < \alpha < 1 \quad (7-5)$$

کمینه کردن توابع هزینه فوق، به طور کلی باعث می شود که خروجی سیستم، هم از لحاظ پاسخ گذرا و هم از لحاظ پاسخ ماندگار خروجی، مطلوب باشد. کم بودن ماکزیمم فراجش Mp ، زمان صعود Tr و زمان نشست Ts همچنین افزایش حد بهره PM و حد فاز GM باعث می شوند، پاسخ به اندازه کافی سریع بوده و نوسانات قابل قبولی داشته باشد. کم بودن انتگرال قدر مطلق خطا نیز سبب می شود خروجی سیستم، تفاوت کمی با خروجی مطلوب داشته باشد. انتگرال قدر مطلق خطا در شکل ۳-۵ نشان داده شده است.



شکل ۳-۵: زمان صعود (Tr)، زمان نشست (Ts)، بیشترین فراجش (Mp) و انتگرال قدر مطلق خطا (ناحیه‌ی

تیره‌رنگ)

ضرایب کنترل کننده PID مرتبه صحیح و PID کسری با اعمال محدودیت‌ها و حداقل رساندن

تابع هزینه (۶-۵) و (۷-۵) با استفاده از الگوریتم‌های جستجوی انبوه ذرات (PSO)، الگوریتم تکاملی

تفاضلی (DE)، الگوریتم ژنتیک (GA) و الگوریتم رقابت استعماری (ICA)، برای مقدار $\beta=0,7$ در تابع

هزینه $J1$ و $\alpha=0,7$ در تابع هزینه $J2$ به دست آمده است و نتایج عملکرد کنترل کننده‌ها در جدول پیوست آورده شده است.

جدول ۳-۵، ضرایب کنترل کننده طراحی شده با تابع هزینه $J1$ و در جدول ۴-۵ پاسخ حوزه زمان سیستم کنترل شده آن مقایسه و با [۶۰ و ۵۹] اعتبار سنجی شده است. نتایج الگوریتم انبوه ذرات و ژنتیک برای $\beta=1,5$ و $\beta=1$ در [۶۰ و ۵۹] آمده است. شکل ۴-۵ و شکل ۵-۵، پاسخ پله ترمینال ولتاژ سیستم AVR با کنترل کننده بهینه PID و PID مرتبه کسری را نمایش می‌دهد.

جدول ۳-۵: مقایسه پارامترهای حوزه زمان سیستم AVR و پارامترهای کنترل کننده بهینه طراحی شده با الگوریتم‌های مختلف

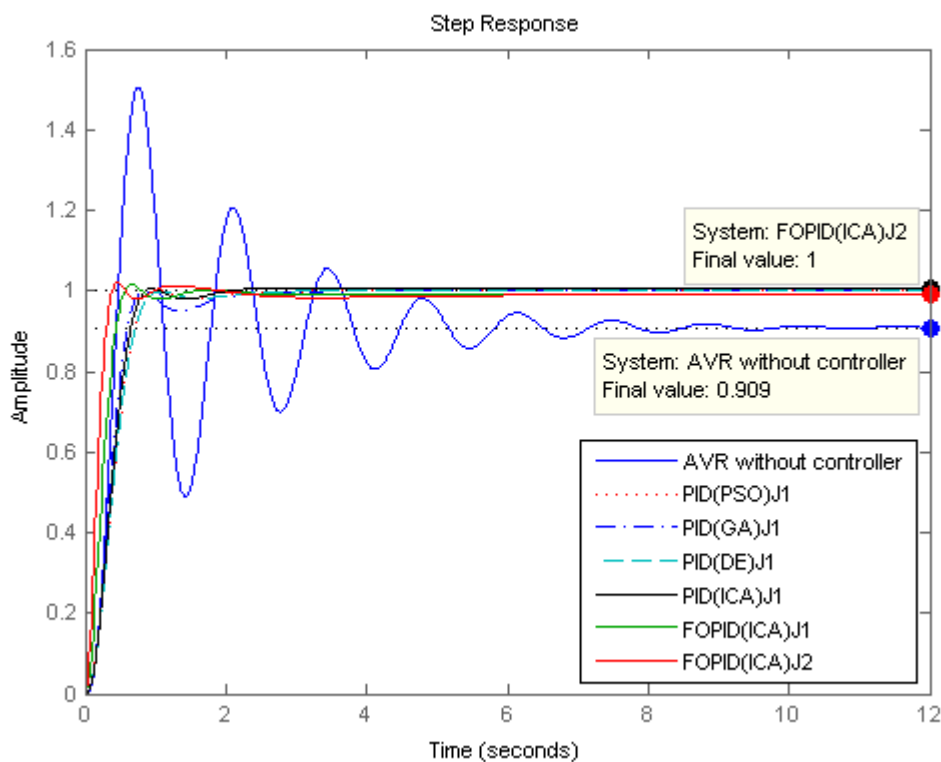
Algorithm	K_p	K_i	K_d	λ	μ	$J1$	T_s	M_p	Stady State Error
me								%	
<i>Gavr without controller</i>	-	-	-	-	-	-	6.986	65.722	0.0938
							5	6	
<i>PSO</i>	0.313	0.224	0.080	-	-	0.693	0.866	4.721e	9.7700
[59-60]	2	6	4			7	3	-4	e-15
<i>GA</i>	0.351	0.240	0.107	-	-	0.869	1.891	0.0029	1.5361
[59-60]	7	1	4			1	7		e-14
<i>DE</i>	0.309	0.223	0.079	-	-	0.706	0.882	0.0003	1.4655
	7	2	3			7	3		e-14
<i>ICA</i>	0.328	0.252	0.094	-	-	0.889	0.776	0.5273	4.4409
	5	4	3			8	9		e-16
<i>FOICA</i>	0.229	0.406	0.277	0.873	0.777	0.466	1.082	1.5843	3.5135
	7	3	7	6	9	6	2		e-04

به‌طور عمده، خطا در شاخص‌های عملکرد بهینه سازی به‌صورت روابط (۵-۸) بیان می‌شود.

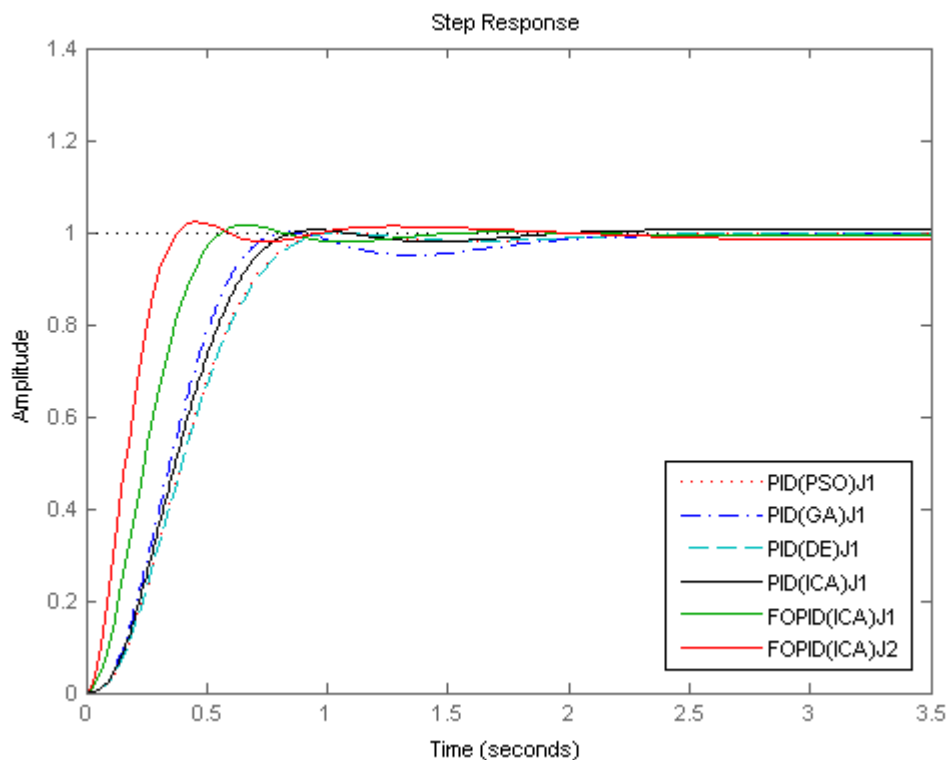
$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad \text{یا} \quad ITSE = \int_0^{t_{sim}} te^2(t) dt \quad \text{یا} \quad ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (۵-۸)$$

جدول ۴-۵: مقایسه پارامترهای پاسخ حوزه زمان سیستم AVR

Algorithm	RiseTime	SettlingTime	Peak	PeakTime	Overshoot
Gavr without controller/	0.2607	6.9865	1.5066	0.7522	65.7226
PSO[59-60]	0.5301	0.8663	1.0000	1.0287	0
GA[59-60]	0.4418	1.8917	1.0000	0.8431	0.0029
DE	0.5375	0.8823	0.9996	3.6287	0
ICA	0.4804	0.7769	1.0053	2.6193	0.5273
FOPID(ICA)J1	0.3418	1.0822	1.0156	0.6513	1.5843



شکل ۴-۵: پاسخ پله سیستم AVR با کنترل کننده بهینه PID و PID مرتبه کسری



شکل ۵-۵: پاسخ پله سیستم AVR با کنترل کننده بهینه PID و PID مرتبه کسری

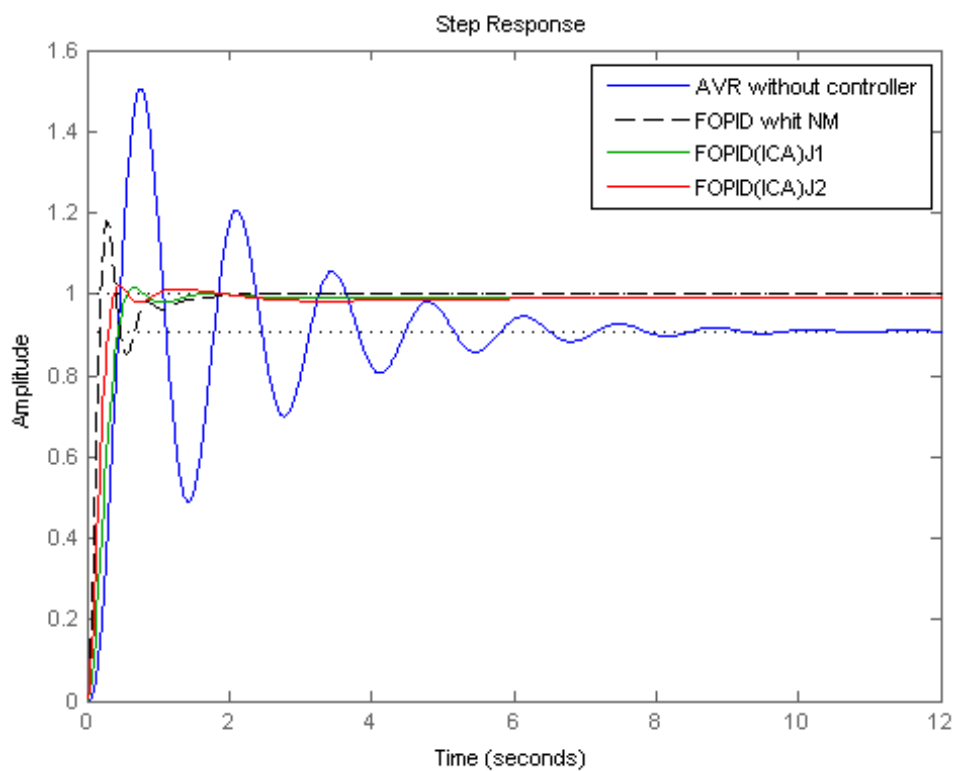
از جدول ۴-۵ و شکل ۵-۵ و ۵-۵ مشخص است، کنترل کننده PID با الگوریتم رقابت استعماری، کمترین زمان نشست را در بین کنترل کننده‌های مرتبه صحیح طراحی شده دارد. پاسخ سیستم کنترل شده با کنترل کننده PID مرتبه کسری طراحی شده با روش رقابت استعماری، به دلیل دارا بودن دو پارامتر بیشتر در تنظیم و طراحی، پاسخ‌دهی بهتر و سریع‌تر از کنترل کننده‌های PID کلاسیک دارد. این دو پارامتر همان انتگرال و مشتق مرتبه کسری است.

کنترل کننده‌ی PID مرتبه کسری طراحی شده با مینیمم سازی، با روش سیمپلکس نلدر-

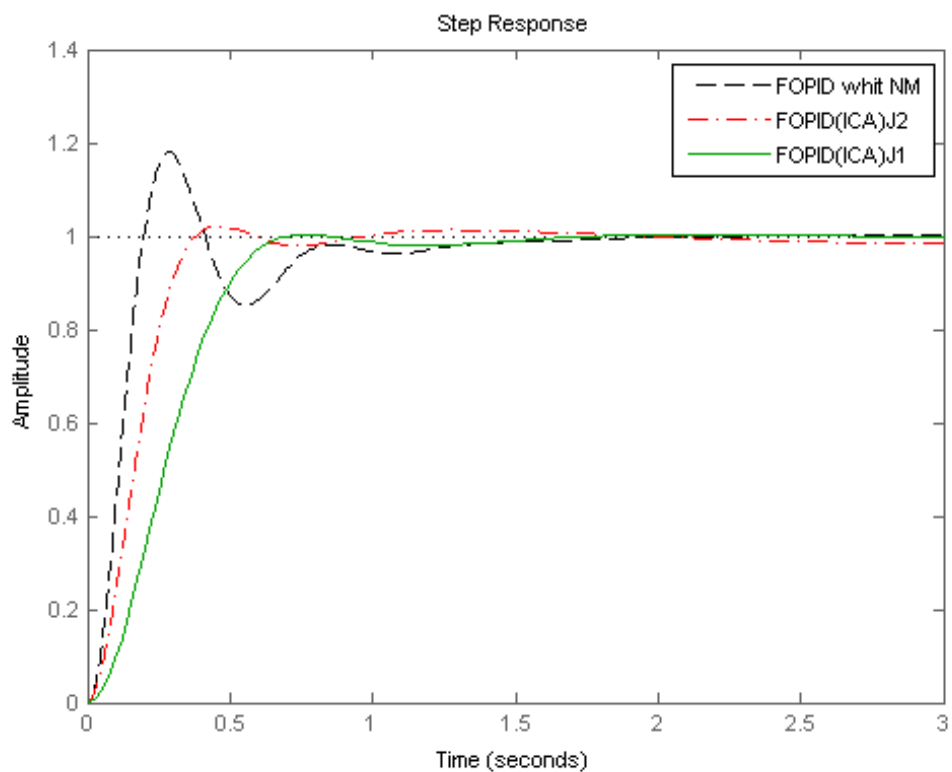
مید^۱ و با استفاده از جعبه‌ابزار FOMCON در نرم‌افزار متلب طراحی شده است [۵۷].

^۱- Nelder-Mead Simplex Algorithm

در شکل ۶-۵ و شکل ۷-۵ پاسخ پله کنترل کننده طراحی شده با روش مینیمم سازی $N.M$ و کنترل کننده‌ی بهینه طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری برای توابع هزینه اول و دوم نمایش داده شده است.



شکل ۶-۵: پاسخ پله سیستم AVR کنترل کننده طراحی شده با روش مینیمم سازی و ICA تابع هزینه اول و دوم



شکل ۷-۵: پاسخ پله کنترل کننده‌ی طراحی شده با روش مینیمم سازی و ICA تابع هزینه اول و دوم

جدول ۵-۵، مشخصات زمانی و فرکانسی پاسخ سیستم AVR کنترل شده با کنترل کننده‌ی

بهینه PID مرتبه کسری که با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری، مینیمم سازی نلدر-مید

طراحی شده است را مقایسه می‌کند.

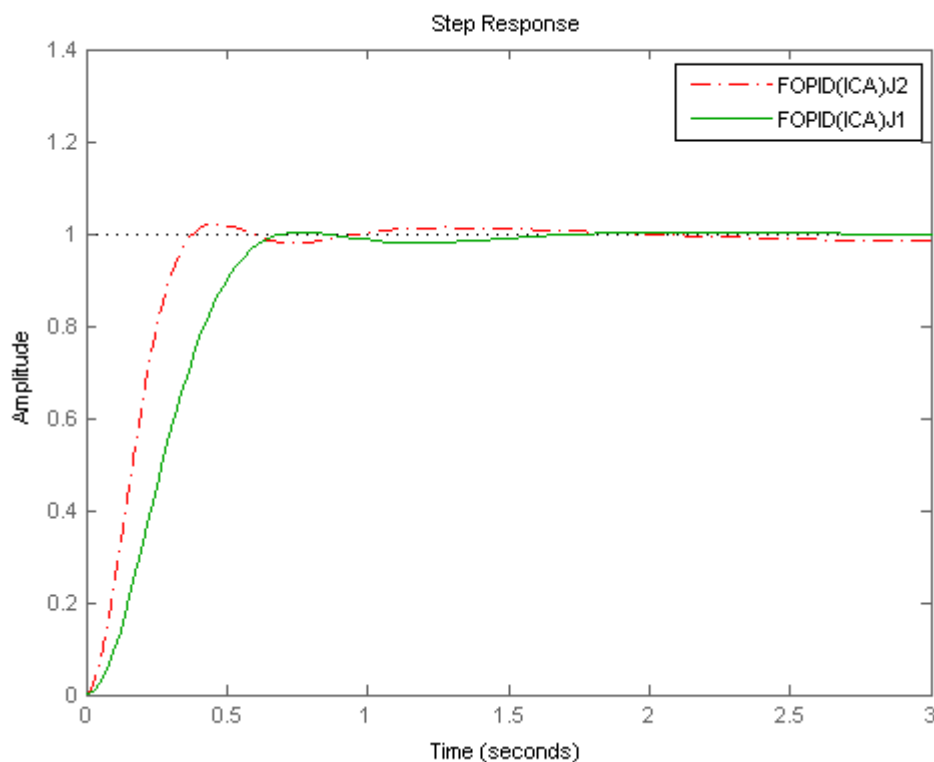
جدول ۵-۵: مقایسه پارامترهای حوزه زمان و حوزه فرکانس سیستم AVR

Algorithm	RiseTi	SettlingTi	Peak	PeakTi	Oversho	GM(Wgm)	PM(W _{pm})
e	me	me		me	ot	dB(rad/s)	deg(rad/s)
Gavr without controller	0.2607	6.9865	1.50 66	0.7522	65.722	1.7(5.7 6)	16.1(4.4)
N.M	0.1312	1.3017	1.18 03	0.2826	18.037	16.4(2 7.8)	44.2(9.8)
FOPID(I CA) with J1	0.3418	1.0822	1.01 56	0.6513	1.584	22.2(2 0.2)	67.3(3.9)
FOPID(I CA) with J2	0.2373	0.7519	1.02 20	0.4545	2.2177	23.7(3 1.4)	66.6(5.7)

سرعت پاسخ کنترل کننده ی PID مرتبه کسری طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری در مقایسه با کنترل کننده الگوریتم نلدر-مید، زمان نشست و میزان فراجهش کمتری دارد و دامنه حد بهره و حد فاز آن بیشتر است. محدوده ی حد فاز ۳۰ تا ۶۰ درجه و حد بهره ی بالاتر از ۲۱ دسی بل برای پایداری و پهنای باند منطقی است.

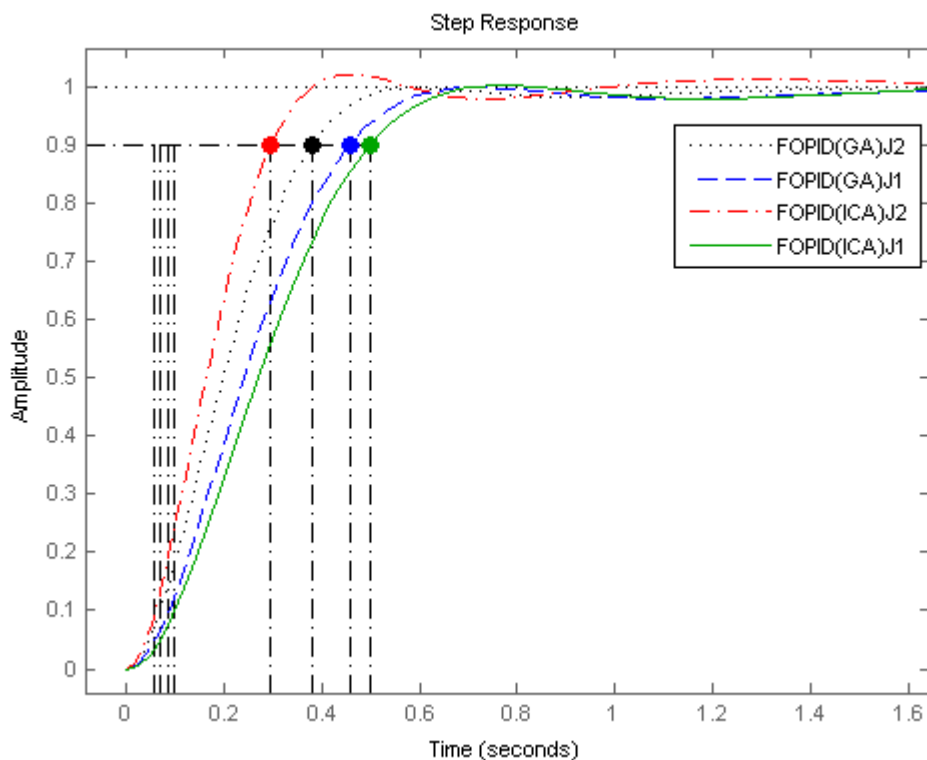
شکل ۵-۶ و شکل ۵-۷ به خوبی نشان می دهد که عملکرد کنترل کننده ی طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری نسبت به کنترل کننده ی FOPID طراحی شده به روش مینیمم سازی بهتر بوده، از زمان صعود، زمان نشست و فراجهش بسیار کمتری برخوردار است.

با توجه به نتایج به دست آمده مشخص است که کنترل کننده‌ی بهینه PID مرتبه کسری طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری عملکرد بهتری در کنترل ولتاژ پایانه ژنراتور سنکرون دارد. حال به مقایسه‌ی عملکرد دو تابع هزینه مطرح شده $J1$ و $J2$ رابطه‌ی (۵-۶) و (۵-۷) و در طراحی کنترل کننده بهینه خواهیم پرداخت.



شکل ۵-۸: پاسخ پله سیستم کنترل شده با کنترل کننده بهینه مرتبه کسری با تابع هزینه اول و دوم

شکل ۵-۸، پاسخ پله سیستم کنترل شده با کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری با تابع هزینه اول و دوم را نمایش می‌دهد. زمان صعود و زمان نشست در تابع هزینه دوم ($J2$) بسیار کمتر است؛ بنابراین عملکرد بهتر و سریع‌تری در کنترل ولتاژ پایانه خروجی ژنراتور خواهد داشت.



شکل ۹-۵: مقایسه پاسخ کنترل کننده بهینه مرتبه کسری الگوریتم رقابت استعماری و الگوریتم ژنتیک با تابع هزینه ۱

و ۲

همچنین برای مقایسه کارایی تابع هزینه، کنترل کننده مرتبه کسری، با الگوریتم رقابت

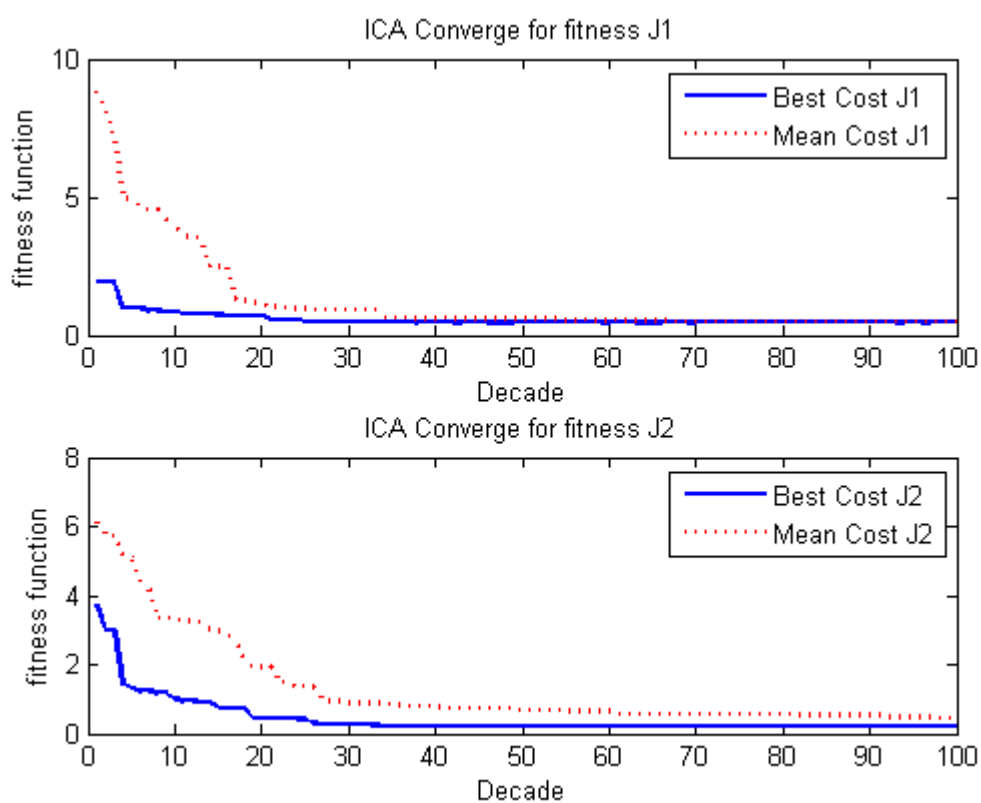
استعماری و الگوریتم ژنتیک برای تابع هزینه ۱ و ۲ طراحی گردید. شکل ۹-۵، پاسخ پله سیستم را

نشان می دهد.

جدول ۵-۶: مقایسه پارامترهای حوزه زمان و حوزه فرکانس سیستم AVR

Algorithme	Rise Time	Settling Time	Peak	Peak Time	Overshoot	GM(W _{gm})	PM(W _p)	Bandwidth
						dB(rad/s)	deg(rad/s)	
FOPID(ICA) with J1	0.34 18	1.0822	1.01 56	0.6513	1.584	22.2(20.2)	67.3(3.9)	6.6739
FOPID(ICA) with J2	0.23 73	0.7519	1.02 20	0.4545	2.217	23.7(31.4)	66.6(5.7)	9.6273
FOPID(GA) with J1	0.36 88	0.5765	0.99 98	0.7012	0	25(23.9)	69.2(3.7)	6.1345
[61-62]								
FOPID(GA) with J2	0.30 85	0.4816	0.99 94	0.5939	0	25.8(30.3)	69.74(4.4)	7.3200

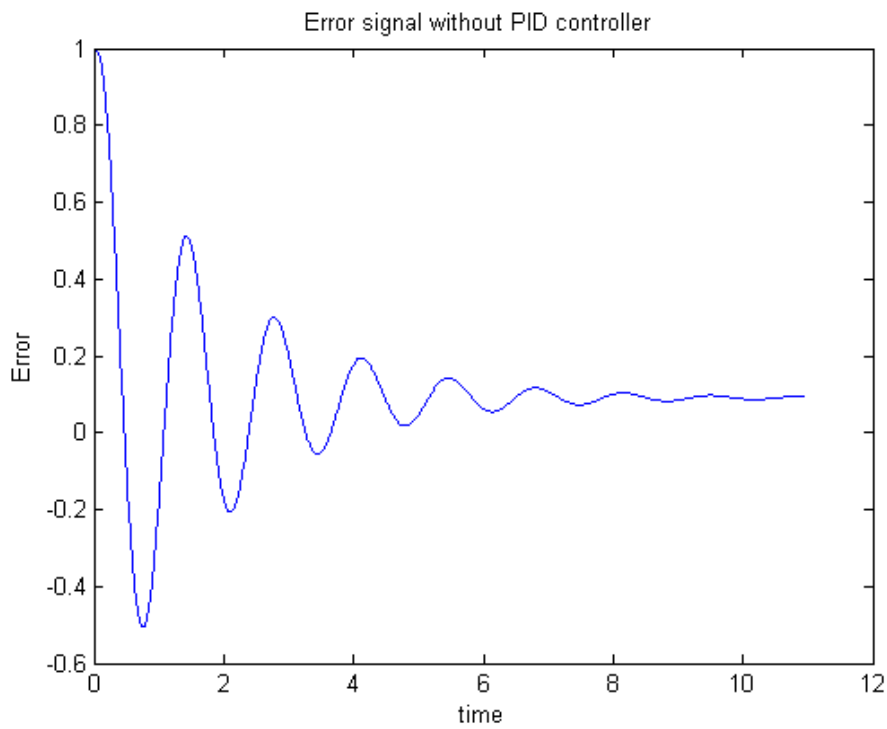
مشخص است که پاسخ کنترل کننده طراحی شده با تابع هزینه J_2 در هر دو الگوریتم ژنتیک و رقابت استعماری نسبت به تابع هزینه J_1 ، زمان صعود کمتری دارد و سریع تر است. کنترل کننده بهینه با تابع هزینه J_2 ، پهنای باند بیشتری دارد که این نشان دهنده برتری تابع هزینه پیشنهادی استفاده شده، نسبت به تابع هزینه اول است. الگوریتم ژنتیک بدون فراجش و با زمان نشست کوچک تر، عملکرد بهتری در کنترل ولتاژ پایانه ژنراتور نسبت به الگوریتم رقابت استعماری دارد. در شکل ۵-۱۰، همگرایی تابع هزینه J_1 و J_2 در طراحی کنترل کننده بهینه با الگوریتم رقابت استعماری نشان داده شده است.



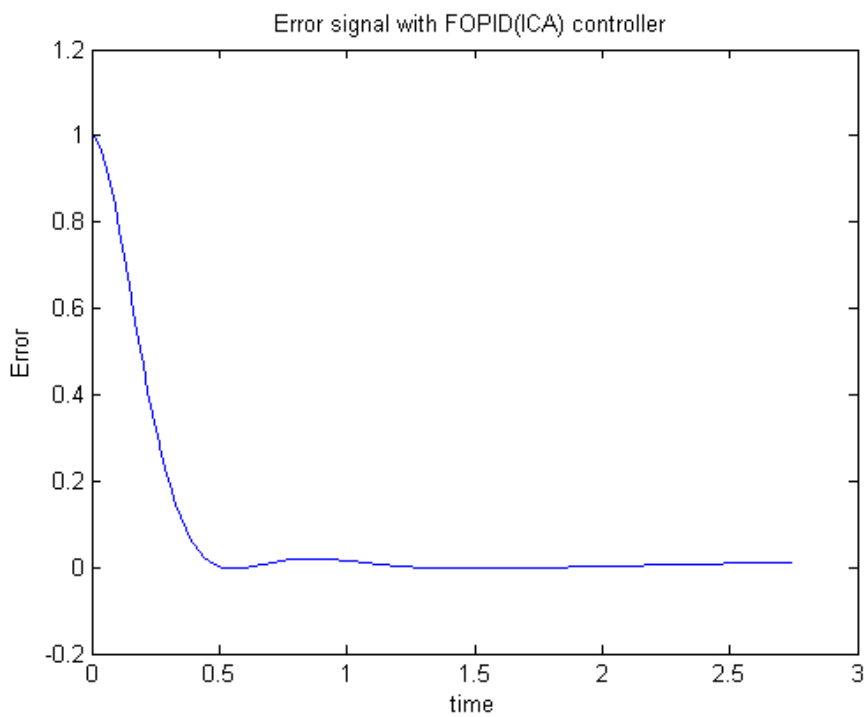
شکل ۵-۱۰: همگرایی تابع هزینه کنترل کننده مرتبه کسری الگوریتم رقابت استعماری

شکل‌ها صرفاً جهت نمایش نحوه عملکرد الگوریتم‌ها آورده شده و نمایانگر حالت بهینه نیست.

شکل ۵-۱۱ و شکل ۵-۱۲، سیگنال خطا در حالت بدون کنترل کننده و با کنترل کننده بهینه طراحی شده نشان داده شده است.



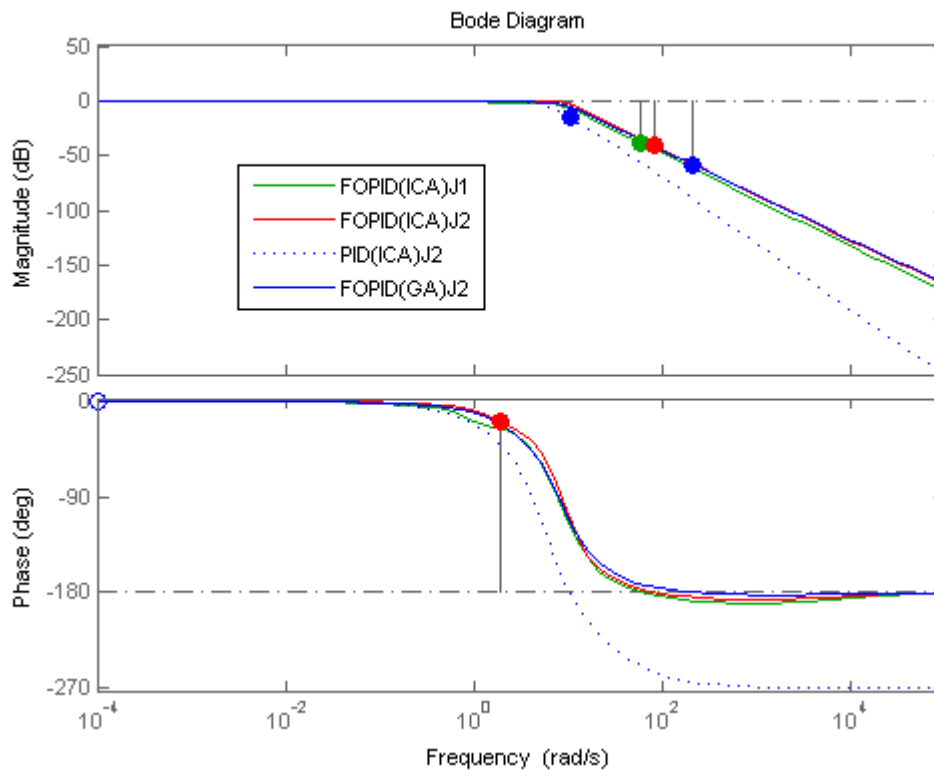
شکل ۱۱-۵: سیگنال خطا، سیستم AVR بدون کنترل کننده



شکل ۱۲-۵: سیگنال خطا، سیستم AVR با کنترل کننده PID مرتبه کسری

۳-۵ آزمایش کنترل مقاوم

پاسخ فرکانسی کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری و PID مرتبه صحیح طراحی شده با الگوریتم رقابت استعماری و الگوریتم ژنتیک در شکل ۱۳-۵ رسم شده است. مقایسه جدول ۷-۵ و شکل ۱۳-۵، بهبود حد فاز و حد بهره کنترل کننده بهینه مرتبه کسری را نسبت به کنترل کننده مرتبه صحیح نشان می‌دهد. پهنای باند بالاتر کنترل کننده مرتبه کسری، سیستم مقاوم‌تری به همراه خواهد داشت. افزایش فرکانس قطع بهره، عملکرد سیستم را سرعت می‌بخشد و افزایش حد فاز، قدرت خنثی کردن نوسان کنترل کننده را بالا می‌برد.



شکل ۱۳-۵: نمودار بود سیستم AVR با کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری و صحیح

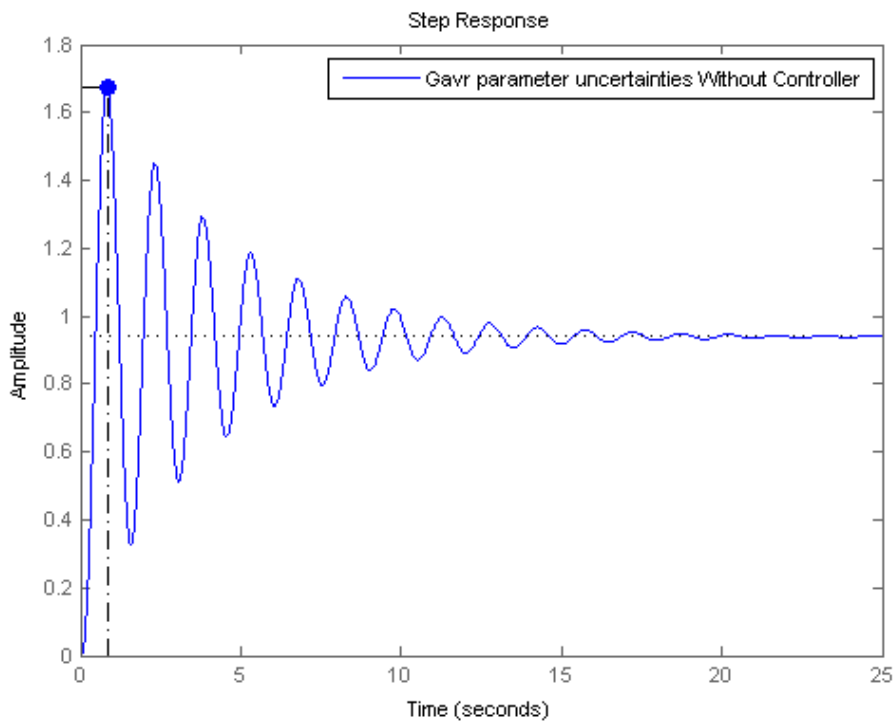
۱-۳-۵ عدم قطعیت پارامترها

برای بررسی مقاومت کنترل کننده طراحی شده به عدم قطعیت پارامترها، شبیه‌سازی زیر انجام می‌شود. با فرض آن که به دلیل تغییر در شرایط بارگیری، بهره و ثابت زمانی K_G, τ_G, K_E, τ_E بیست درصد افزایش یابد عملکرد واقعی ژنراتور با تابع تبدیل (۹-۵) و تحریک کننده با تابع تبدیل (۱۰-۵) بیان می‌شود.

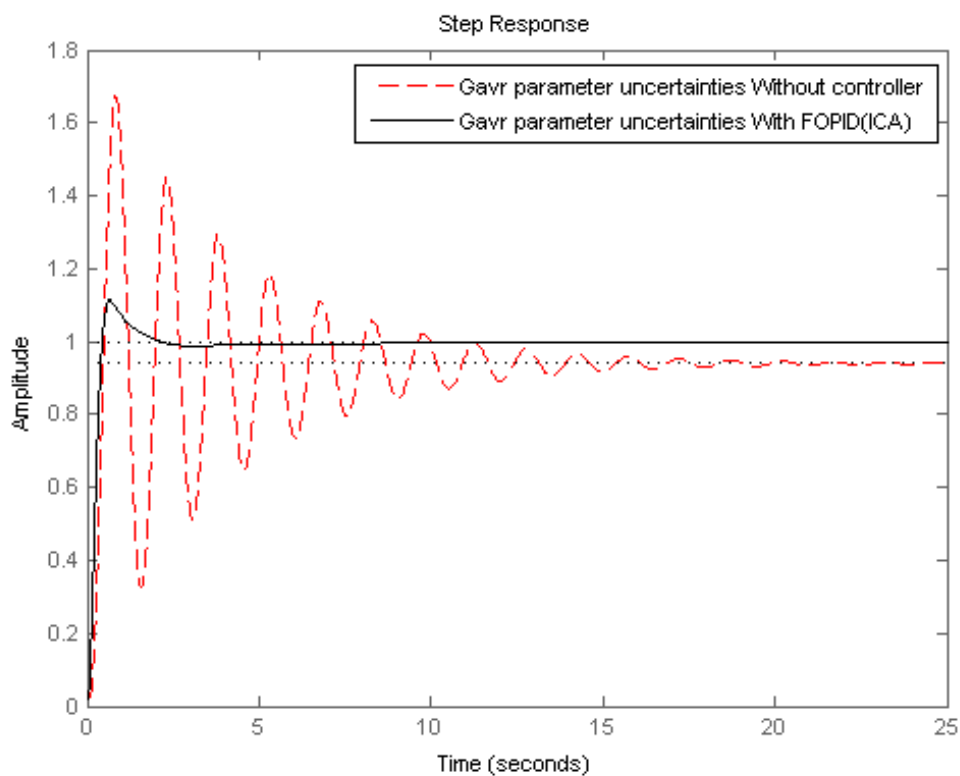
$$\frac{V_t(s)}{V_F(s)} = \frac{1}{s+0.769} \quad (۹-۵)$$

$$\frac{V_F(s)}{V_R(s)} = \frac{2}{s+1.667} \quad (۱۰-۵)$$

در شکل ۱۵-۵ و شکل ۱۴-۵ و جدول ۷-۵ نمایش داده شده است.



شکل ۱۴-۵: پاسخ پله سیستم AVR همراه با نامعینی بدون کنترل کننده



شکل ۵-۱۵: پاسخ پله سیستم AVR کنترل شده با کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری، با اعمال هم‌زمان نامعینی ژنراتور و تحریک کننده

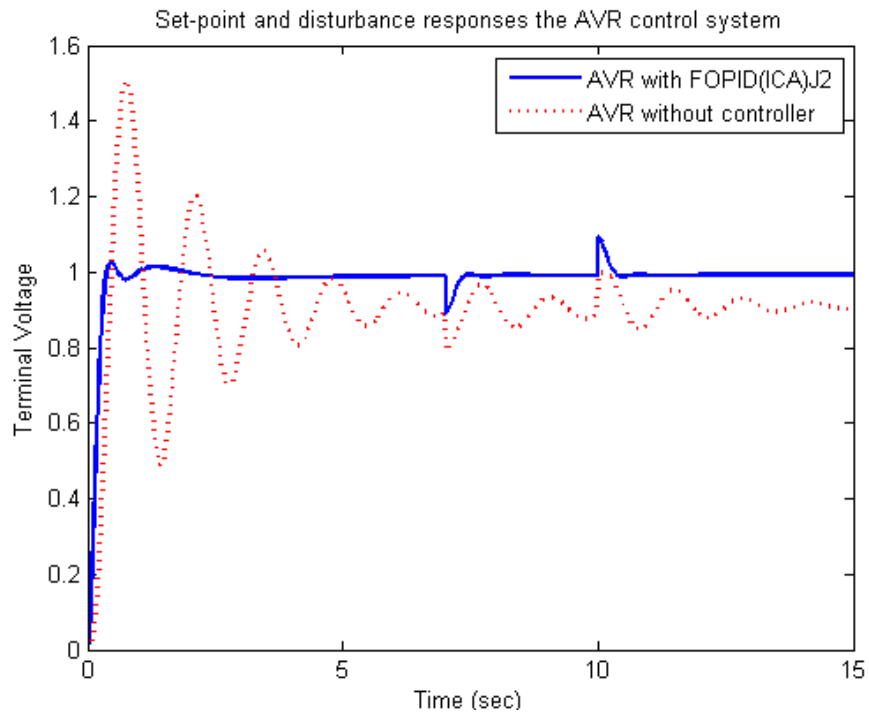
جدول ۵-۷: مشخصات حوزه زمان سیستم AVR همراه با نامعینی

Algorithm	RiseTime	SettlingTime	Peak	PeakTime	%Overshoot
Gavr parameter uncertainties without controller	0.2757	15.7927	1.6769	0.8311	78.4396
FOPID(ICA)	0.2930	1.6894	1.1134	0.6656	11.3495

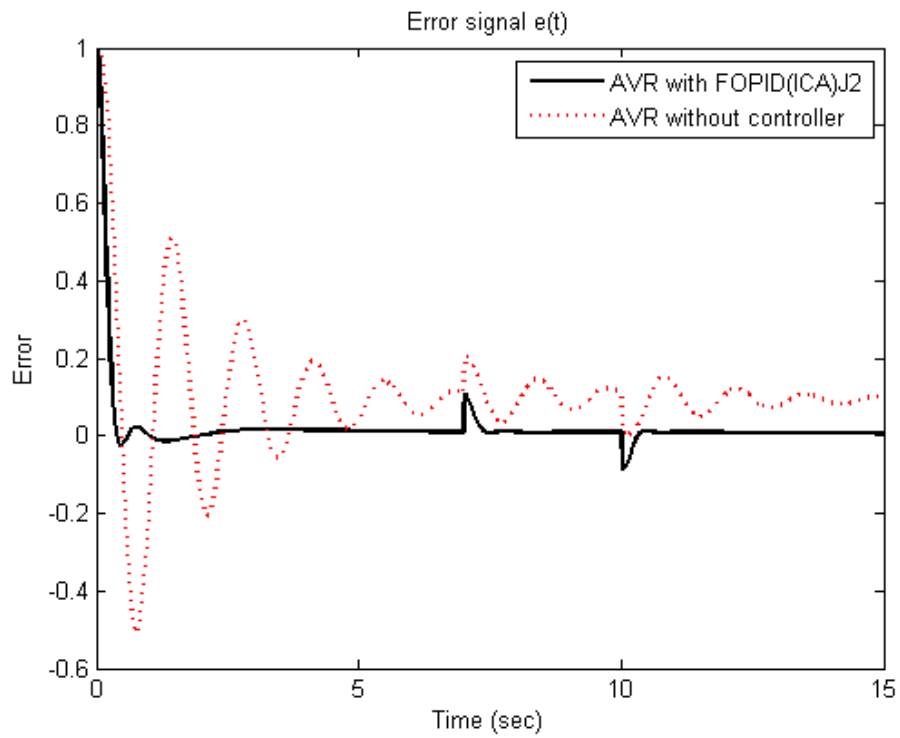
همان گونه که از شکل ۱۵-۵ و جدول ۷-۵ مشخص است، سیستم در مقابل نامعینی، مقاوم است. کنترل کننده بهینه *PID* مرتبه کسری به خوبی نامعینی وارده به سیستم را کنترل کرده و با کاهش محسوس زمان نشست و فراجهش، ولتاژ پایانه خروجی ژنراتور سنکرون را به خوبی تنظیم می کند.

۲-۳-۵ اغتشاش بار و نویز

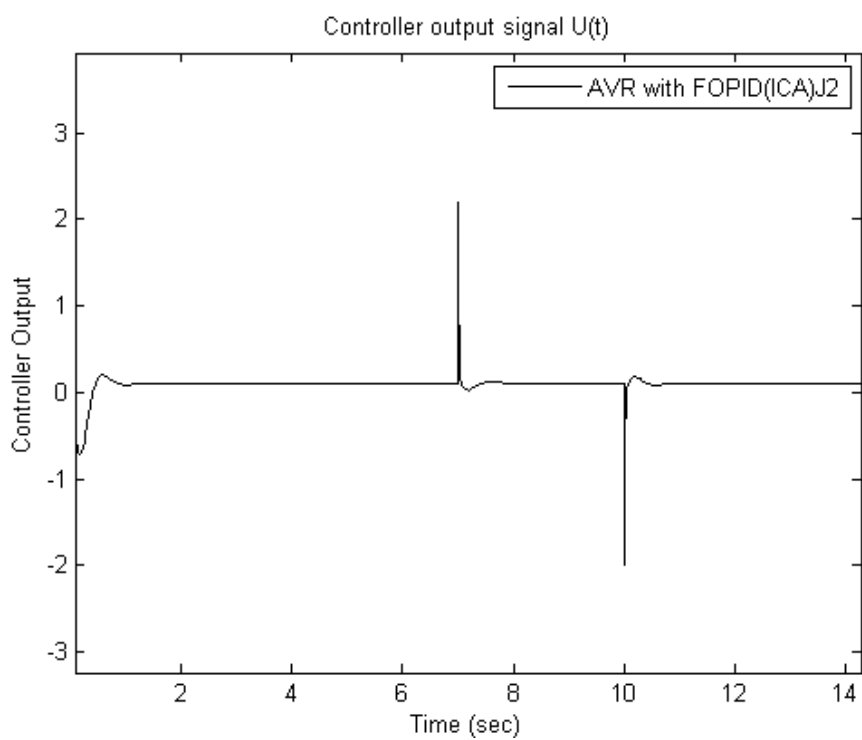
برای سنجش مقاومت و عملکرد کنترل کننده طراحی شده در برابر تغییرات ناگهانی یا گذرای سیستم مانند افزایش یا کاهش ناگهانی بار، نویز و...، پاسخ حالت ماندگار سیستم کنترل کننده *AVR* با اعمال سیگنال اغتشاش بار در محدوده دامنه ی -10 و $+10$ درصد ولتاژ مرجع به ترتیب در زمان 7 و 10 ثانیه در شکل ۱۶-۵ نمایش داده شده است. شکل ۱۷-۵ خطای سیستم و شکل ۱۸-۵ سیگنال کنترلی را نشان می دهد.



شکل ۵-۱۶: پاسخ پله سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار



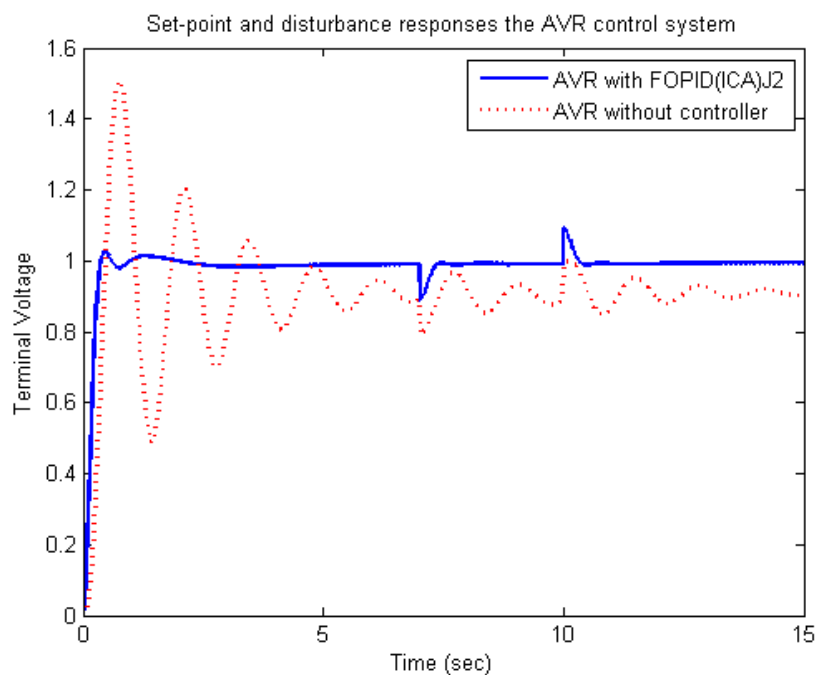
شکل ۵-۱۷: خطای سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار



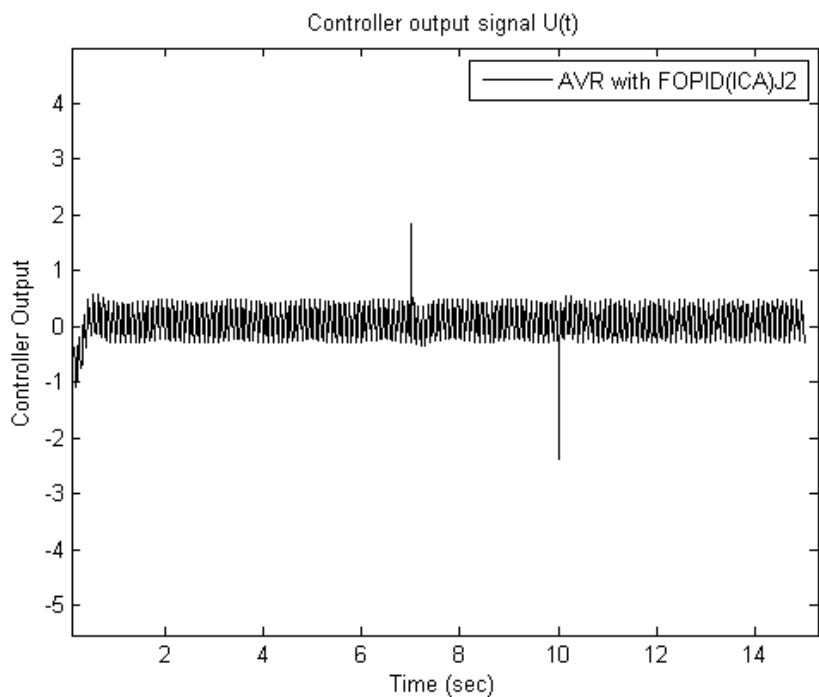
شکل ۱۸-۵: سیگنال کنترلی سیستم AVR با کنترل کننده مرتبه کسری ICA به اغتشاش بار

همچنین پاسخ سیستم در حضور نویز محدود و سیگنال کنترلی آن در شکل ۱۹-۵ و

شکل ۲۰-۵ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۹: پاسخ پله سیستم AVR با (بدون) کنترل کننده به اغتشاش بار در حضور نویز



شکل ۵-۲۰: سیگنال کنترلی سیستم AVR با کنترل کننده مرتبه کسری ICA به اغتشاش بار در حضور نویز

مشاهده می‌شود کنترل‌کننده طراحی شده، تغییرات ناگهانی سیستم را به خوبی کنترل می‌کند و اثر نویز در خروجی را کاهش می‌دهد. هدف کاهش اثر اغتشاش بار و تغییرات ناگهانی است. زمانی که تغییرات ناگهانی اتفاق می‌افتد کنترل‌کننده برای رفع اثر این تغییرات ولتاژ کوتاه مدت ضربه‌ای را به ورودی تحریک‌کننده وارد می‌کند و باعث صدمه دیدن اجزای سیستم کنترل می‌گردد. برای رفع چنین مشکلاتی محدودیت‌هایی برای ورودی و خروجی اجزای سیستم کنترل در نظر گرفته شده که به دلیل ساده‌سازی از آن‌ها چشم‌پوشی شده است. مدل دقیق تنظیم‌کننده خودکار ولتاژ به همراه مدولاسیون پهنای پالس (PWM)^۱ و عملکرد اجزای آن در توزیع متعادل و نامتعادل بار بین فازهای پایانه ژنراتور به تفصیل در [۶۲] و [۶۳] مورد بررسی قرار گرفته است.

^۱ -Pulse Width Modulated

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۱-۶ نتیجه گیری

با طراحی کنترل کننده‌های بهینه PID مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم تکاملی و مینیمم سازی برای کنترل سیستم تنظیم خودکار ولتاژ پایانه خروجی ژنراتور سنکرون، عملکرد مطلوب کنترل کننده بهینه PID مرتبه کسری نسبت به کنترل کننده‌های PID کلاسیک و همچنین کارایی الگوریتم رقابت استعماری نشان داده شد.

۲-۶ پیشنهادها

محاسبات مرتبه کسری و کنترل مرتبه کسری به دلیل توانایی بسیار بالا در مدل سازی و بهبود کنترل فرایندهای صنعتی مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است. الگوریتم‌های تکاملی نیز با توانایی جستجو فضای گسترده‌ای از داده‌ها امکان بیشتری را فراهم کرده‌اند. موارد زیر به منظور بهبود کارایی سیستم ژنراتور سنکرون پیشنهاد می‌شود:

- شناسایی مرتبه کسری مدل سیستم تحریک ژنراتور سنکرون
- طراحی کنترل کننده مرتبه کسری برای کنترل پایدار ساز سیستم قدرت
- طراحی کنترل کننده مرتبه کسری بهینه_فازی برای تنظیم ولتاژ خروجی
- پیاده سازی کنترل کننده $FOPID$ به صورت عملی در کنترل کننده ولتاژ خودکار

دیجیتال، PLC ، $FPGA$

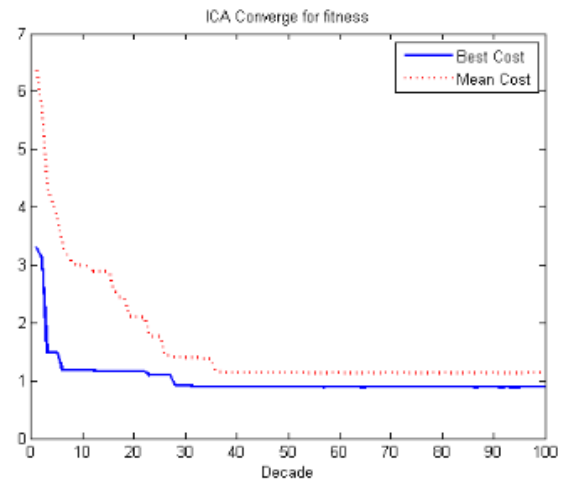
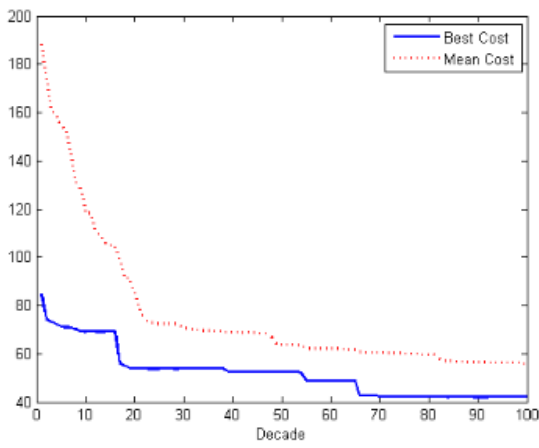
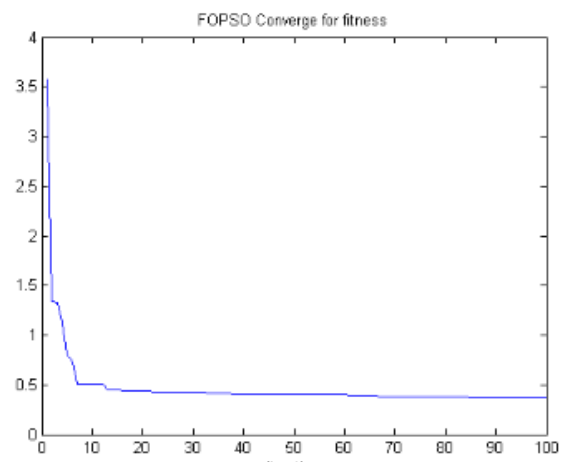
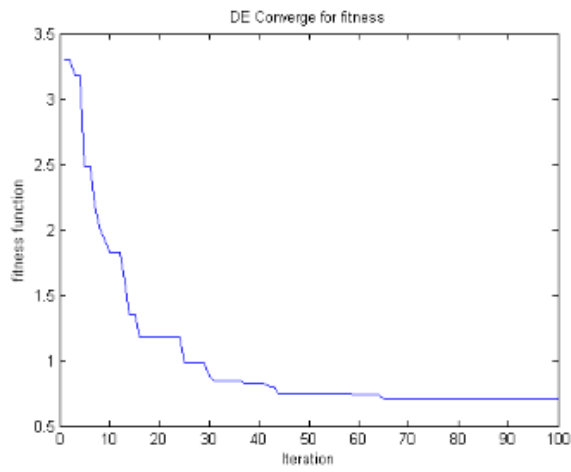
- استفاده از تابع حساسیت و مکمل آن در تابع هزینه
- طراحی کنترل کننده مرتبه کسری برای سیستم‌های دو یا چند ماشینه

پیوست

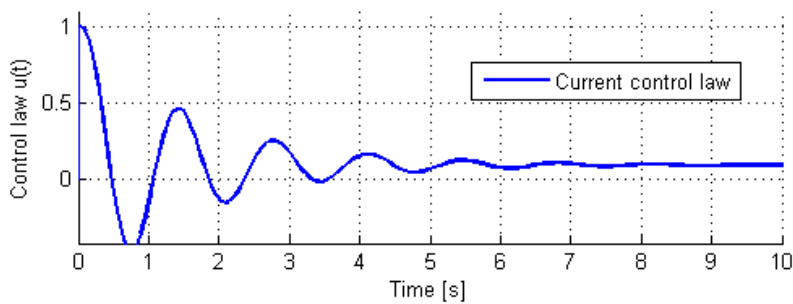
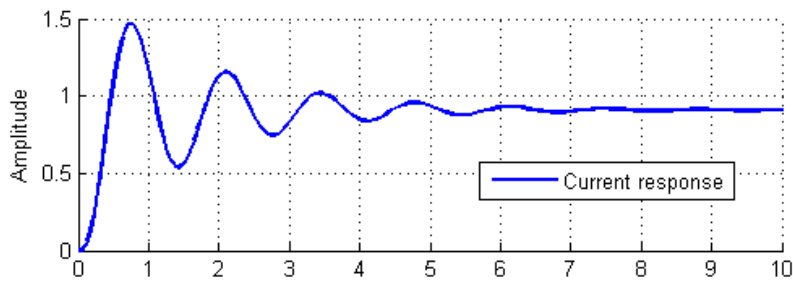
• جدول پاسخ حوزه زمان و فرکانس سیستم کنترل خودکار ولتاژ AVR، کنترل شده با الگوریتم‌های GA, PSO, DE, ICA

Algoritme	Kp	Ki	Kd	λ	μ	J	Ts	Tr	Peak	Mp %	Peak time	BW	PM(Wpm) deg(rad/s)	GM(Wgm) dB(rad/s)	Stady State Error
Gavr without controller/	-	-	-	-	-	-	6.98 65	0.26 07	1.50 66	65.722 6	0.75 22	6.945 4	16.10(4.4 0)	1.70 (5.76)	0.0938
PID(PSO)/J1	0.31 32	0.22 46	0.08 04	-	-	0.693 7	0.86 63	0.53 01	1.00 00	4.7217 e-4	1.02 87	4.279 7	68.1(2.38)	16.5(9.55)	9.7700 e-15
PID(GA)/J1	0.35 17	0.24 01	0.10 74	-	-	0.869 1	1.89 17	0.44 18	1.00 00	0.0029	0.84 31	5.370 3	67.8(2.85)	14.9(9.86)	1.5321 e-14.
PID(DE)/J1	0.30 97	0.22 32	0.07 93	-	-	0.706 7	0.88 23	0.53 75	0.99 96	0.0003	3.62 87	4.213 5	68.3(2.35)	16.6(9.54)	1.4655 e-14
PID(ICA)/J1	0.32 85	0.25 24	0.09 43	-	-	0.889 8	0.77 69	0.48 04	1.00 53	0.5273	2.61 93	4.779 1	68.1(2.57)	15.7(9.7)	4.4409 e-16
N.M	0.56 54	0.98 21	0.72 40	0.76 42	0.89 99	-	1.30 17	0.13 12	1.18 03	18.037 3	0.28 26	16.19 54	44.2(9.83)	16.4(27.8 9)	0.9090
FOPID(ICA)/J1	0.22 97	0.40 63	0.27 77	0.87 36	0.77 79	0.466 6	1.08 22	0.34 18	1.01 56	1.5843	0.65 13	6.673 9	67.330(3. 91)	22.2(20.2)	3.5135 e-04
PID(PSO)/J2	0.31 25	0.22 38	0.07 98	-	-	0.285 6	0.87 00	0.53 26	1.04 45	4.2340 e-08	1.04 45	4.261 3	68.09(2.3 7)	16.5(9.54)	1.4877 e-14
PID(GA)/J2	0.31 51	0.23 02	0.08 34	-	-	0.301 8	0.85 31	0.52 19	1.00 06	0.0656	3.59 74	4.366 7	68.318(2. 41)	16.3(9.67)	1.4877 e-14
PID(DE)/J2	0.30 59	0.21 90	0.07 69	-	-	0.295 7	0.90 23	0.54 88	0.99 92	4.2188 e-13	3.69 36	4.119 4	68.36(2.3 1)	16.7(9.51)	1.5099 e-14

PID(ICA)/J2	0.32 55	0.24 66	0.09 16	-	-	0.380 0	0.79 38	0.48 96	1.00 38	0.3810	2.73 37	4.678 8	68.138(2. 52)	15.8(9.70 01)	1.1102 e-15
FOPID(PSO)/J1	0.56 45	0.51 89	0.24 30	0.77 42	1	0.363 4	0.44 49	0.28 67	0.99 97	0	0.54 17	7.894 5	69.4 (4.86)	26.2(33.5)	1.9202 e-04
FOPID(GA)/J1	0.36 84	0.44 02	0.21 18	0.81 52	0.87 26	0.469 5	0.57 65	0.36 88	0.99 98	0	0.70 12	6.134 5	69.21(3.7 5)	25(23.88)	1.5123 e-04
FOPID(DE)/J1	0.29 58	0.58 41	0.23 58	0.62 27	0.91 33	0.445 6	0.55 07	0.34 59	0.99 73	0	0.70 03	6.420 9	71(3.96)	25.6(27.5)	7.2387 e-04
FOPID(ICA)/2J	0.46 65	0.80 74	0.32 46	0.69 98	0.96 27	37.58 46	0.75 19	0.23 73	1.02 20	2.2177	0.45 45	9.627 3	66.6(5.7)	23.7(31.4)	2.5271 e-04
FOPID(GA)/J2	0.46 96	0.53 00	0.23 85	0.73 00	0.89 31	0.141 0	0.48 16	0.30 85	0.99 94	0	0.59 39	7.320 0	69.74 (4.48)	25.8(30.2 8)	2.2790 e-04
FOPID(PSO)/J2	0.17 40	0.58 14	0.27 95	0.69 03	0.77 79	0.281 2	0.54 91	0.35 32	1.00 35	0.3814	1.72 49	6.497 3	69.10 (3.81)	26.2(20.4 9)	1.9202 e-04
FOPID(DE)/J2	0.44 59	0.50 83	0.21 78	0.79 71	0.94 93	0.234 4	0.52 84	0.33 69	1.00 26	0.2680	1.46 89	6.621 4	70.44 (4.09)	25.6(29.2 7)	1.5642 e-04



• روند تغییرات و همگرایی $Best Cost$ در الگوریتم های بهینه سازی



• پاسخ پله و سیگنال کنترلی سیستم کنترل خودکار ولتاژ بدون کنترل کننده

منابع

- [1] IEEE STD 421.5-2005, "IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies".
- [2] Saadat Hadi, (1999) "Power System Analysis", New York: McGraw-Hill.
- [3] R. A. Krohling and J. P. Rey. (Feb 2001), "Design of optimal disturbance rejection PID controllers using genetic algorithm," *IEEE trans. Evol. Comput.*, vol.5, pp.78-82.
- [4] J. G. Ziegler and MB. Nichols, (1942) "Optimum settlings for automatic controllers," *Trans. OnASME.*, vol. 64, pp.759-768.
- [5] C.C. Hang, K.J. Astrom, W.K. Ho. (Mar 1991). "Refinements of the Ziegler- Nichols tuning formula," *IEEE proceedings control theory and applications*, vol.138, no.2, Marc1991, pp.111- 118.
- [6] Farouk, N. and Tian Bingqi, (Aug 2012) "Application of self-tuning fuzzy PID controller on the AVR system", *IEEE International Conference Chengdu*, pp. 1510-1514.
- [7] Sardinas, R.Q., Sanata, M.R. and Brindis, E.A.,(2006) "Genetic algorithm-based multi-objective optimization of cutting parameters in turning processes", *International Journal of Engineering Applications of Artificial Intelligence* 19, pp. 127–133.
- [8] Zwe-Lee Gaing, Kao-Yuan and Kaohsiung, (June 2004) "A particleswarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system", *IEEE International Conference*, Vol.19, pp.384-391.
- [9] Abdullah Ateş n, Celaledin Yeroglu, (2015). "Optimal fractional order PID design via Tabu Search based algorithm", *ISA Transactions Published by Elsevier Ltd*.
- [10] Richa Yadav and Maneesha Gupta, (2015). "A New improved fractional order integrators using PSO optimisation", *International Journal of Electronics*, Vol. 102, No. 3, pp. 490–499.
- [11] Machado, J. T. (2003). A probabilistic interpretation of the fractional-order differentiation. *Fractional Calculus and applied Analysis*, 6(1), pp 73-80.
- [12] Podlubny, I. (1998). *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications* (Vol. 198). Academic press.
- [13] Nakagawa, M., & Sorimachi, K. (1992). Basic characteristics of a fractance device. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 75(12), pp. 1814-1819.

- [14] Westerlund, S. *Dead Matter Has Memory!*. (2002). "Causal Consulting" Kalmar, Sweden.
- [15] Petráš, I. (2011). *Fractional derivatives, fractional integrals, and fractional differential equations in Matlab*. In *Engineering education and research using MATLAB*. InTech.
- [16] Das, S. (2011). "Functional fractional calculus". Springer Science & Business Media.
- [17] Petras, I. (2011). "Fractional-order nonlinear systems: modeling, analysis and simulation". Springer Science & Business Media.
- [18] Spanier, J. (1974). "The fractional calculus: Theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order". New York: Academic Press.
- [19] Bologna, M. (2005). "Short Introduction to fractional calculus". *Lecture Notes*, pp 41-54.
- [20] Kilbas A.A, Srivastava H. M and Trujillo J.J. (2006) "Theory and Applications of Fractional Differential Equations ", vol. 204, Elsevier Science, pp. 263.
- [21] Podlubny, I. (1999). "Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda//D/sup/spl mu/-controllers". *IEEE Transactions on automatic control*, 44(1), pp. 208-214.
- [22] de Oliveira Valério, D. P. M. (2005). "ninteger v. 2.3 fractional control toolbox for MatLab" . Universidade tecnica de lisboa instituto superior tecnico.
- [23] Chen, Y., Petras, I., & Xue, D. (2009, June). "Fractional order control-a tutorial". In *American Control Conference, 2009. ACC'09*. (pp. 1397-1411).
- [24] Bode, H. W. (1945). "Network analysis and feedback amplifier design ", vol. 11, van Nostrand New York.
- [25] Bode, H.W., (1940). "Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design". *Bell Labs Technical Journal*, 19(3), pp.421-454.
- [26] Vinagre, B. M., Monje, C. A., Calderon, A. J., Chen, Y. Q., & Feliu, V. (2004, June). "The fractional integrator as a reference function". In *First IFAC workshop on fractional differentiation and its applications* , pp. 150-155.
- [27] Manabe.S(1961).,"The noninteger integral and its application to control systems," *English Translation Journal Japan*, vol. 6, pp. 83–87.
- [28] Barbosa, R. S., Machado, J. T. & Ferreira, I. M. (2003). "A fractional calculus perspective of PID tuning". *Proceedings of DETC'03 (ASME)*, pp. 651-659.

- [29] Moghaddam, T. V., Bigdeli, N., & Afshar, K. (2011). "Tuning a fractional order PID controller with lead compensator in frequency domain". *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 75, pp. 1278-1283.
- [30] Brunno, F., Caponetto, R., Fortuna, L., & Porto, D. (2006, June). "Parameter tuning and hardware implementation of a non integer order PID controller". In *Control and Automation, 2006. MED'06. 14th Mediterranean Conference on IEEE*, pp. 1-6).
- [31] Mousavi, Yashar & Alfi, Alireza. (2015). A Memetic Algorithm applied to Trajectory Control by Tuning of Fractional Order Proportional-Integral-Derivative Controllers. *Applied Soft Computing*. vol. 36, pp. 599–617.
- [32] Zou, Q., Jin, Q., & Zhang, R. (2016). "Design of fractional order predictive functional control for fractional industrial processes". *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 152, pp. 34-41.
- [33] Nartowicz, T. (2012). "Design of Fractional Order Controller Satisfying Given Gain and Phase Margin for a Class of Unstable Plant with Delay". *Acta Mechanica et Automatica*, 6, pp. 41-45.
- [34] De Keyser, R., Muresan, C. I., & Ionescu, C. M. (2016). "A novel auto-tuning method for fractional order PI/PD controllers". *ISA transactions*, 62, pp. 268-275.
- [35] Yuan, C., & Wu, F. (2016). "Robust \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_∞ switched feedforward control of uncertain LFT systems". *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 26(9), pp.1841-1856.
- [36] I. Fister, X. Yang, J. Brest, D. Fister, (2013) "A Brief Review of Nature-Inspired Algorithms for Optimization", *Elektrotehniški Vestnik*, Vol. 80, No. 3, pp. 1-7.
- [37] Atashpaz-Gargari, E., & Lucas, C. (2007, September). "Imperialist competitive algorithm: an algorithm for optimization inspired by imperialistic competition". In *Evolutionary computation, 2007. CEC 2007. IEEE Congress on*, pp. 4661-4667.
- [38] Atashpaz Gargari, E., Hashemzadeh, F., Rajabioun, R., & Lucas, C. (2008). "Colonial competitive algorithm: a novel approach for PID controller design in MIMO distillation column process". *Intelligent Computing and Cybernetics*, 1(3), pp. 337-355.
- [39] Khabbazi, E. Atashpaz and C. Lucas, (2009) "Imperialist Competitive Algorithm for Minimum Bit Error Rate. Beamforming", *International Journal of Bio-Inspired Computation (IJBIC)*, vol. 10, no.4

[40] کندور. پرابها، (۱۳۷۶)، " پایداری و کنترل سیستمهای قدرت ". جلد یک، خاکی صدیق ع، چاپ اول، انتشارات

دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ص ۴۰-۲۱ و ص ۳۷۹-۳۷۳

[41] Wilensky, R. (2016). "An Extensive Review on Generator Excitation System Modeling, Design, and Parameter Identification".

[42] Hirotaka Yoshida and Kenichi Kawata,(2000). "A particle swarm optimization for reactive power and voltage control considering voltage security assessment", *IEEE Trans. On power systems*, Vol.15, No.4, pp.1232-1239.

[43] IEEE STD 421.2-1990, "IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems".

[44] Aghaie, Z. and R. Amirifar. An LMI ,(2008). "Approach to Robust Controller Design for AVR System". in 2008 40th Southeastern Symposium on System Theory (SSST).

[45]Aguila-Camacho, N. and M.A. Duarte-Mermoud,(2013) ."Fractional adaptive control for an automatic voltage regulator". *ISA Transactions*. 52(6) pp. 807-815.

[46] Senjyu, T. N. Gibo, and K. Uezato, (1995). "Cooperative Fuzzy Control of AVR and GOV Based on Sliding Mode to Improve Transient Stability of Power Systems". *Electrical Engineering in Japan*. 115 :(2) pp. 78-88.

[47] Lachhab, N., et al.(2013), "Fractional order PID controller (FOPID)-Toolbox". in 2013 European Control Conference (ECC).

[48] Shah, D., et al.,(2016), "Tuning of fractional-order PID controller a review, in *Foundations and Frontiers in Computer*", *Communication and Electrical Engineering*, CRC Press, pp. 323-329.

[49] Micael S. Couceiro · Rui P. Rocha,(2012) "Introducing the fractional-order Darwinian PSO," *Springer-Verlag London Limited*

[50]PanIndranil,and DasSaptarshi,(2013). "Frequency domain design of fractional order PID controller for AVR system using chaoticmulti objective

optimization”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol.51, pp.106-118.

[51] Tang Yinggan, Cui Mingyong, Hua Changchun, Li Lixiang, and Yang Yixian, (2012). “Optimum design of fractional order $PI\lambda D\mu$ controller for AVR system using chaotic ant swarm”, *Expert Systems with Applications*, Vol.39(8), pp.6887-6896.

[52] Kim Dong Hwa, (2011), “Hybrid GABF based intelligent PID controller tuning for AVR system (linear)”, *Applied Soft Computing*, Vol.11(1), pp.11-22.

[53] Zhu Hui, Li Lixiang, Zhao Ying, Guo Yu, and Yang Yixian, (2009). “CAS algorithm based optimum design of PID controller in AVR system (linear)”, *Chaos, Solitons & Fractals*, Vol.42(2), pp.792-800.

[54] V. Mukherjee, and S.P. Ghoshal, (2007), “Intelligent particle swarm optimized fuzzy PID controller for AVR system”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 77 (12), pp. 1689-1698.

[55] Oustaloup A. La, (1999) “commande CRONE: commande robuste d’ordre non entier”. *Traite des nouvelles technologies. Serie Automatique Hermes*.

[56] Das, S., Das, S., Gupta, A., & Saha, S. (2011). “On the Selection of Tuning Methodology of FOPID Controllers for the Control of Higher Order Processes”. *ISA transactions*, pp.376-88.

[57] A. Tepljakov, E. Petlenkov, and J. Belikov, (2011) “FOMCON: Fractional-order modeling and control toolbox for MATLAB,” in *18th International Conference “Mixed Design of Integrated Circuits and Systems”*, Gliwice, Poland.

[58] Das, S. (2011). “*Functional fractional calculus*”, Second edition, Berlin: Springer, pp. 68-71 and 234-266.

[59] Ramezani, H., Balochian, S., & Zare, A. (2013). “Design of optimal fractional-

order PID controllers using particle swarm optimization algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system". Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 24(5), pp. 601-611.

[60] G. Zwe-Lee, (2004)., "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system", *IEEE Trans. Energy Convers. 19 (2), pp. 384e391.*

[61]Anwar, M.N., & Pan, S. (2014). "A frequency domain design of PID controller for an AVR system". *Journal of Zhejiang University SCIENCE C, 15, pp. 293-299.*

[62]Auxillia, D.J., & Nirmal, J.F. (2013). *Adaptive PSO based tuning of PID controller for an Automatic Voltage Regulator system. 2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp. 661-666.*

[63]Darabi, A. and Tindall C. E,(2002). "Analogue AVR model for use in real time transient simulation of small salient pole alternators," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Int. Conf. Power Electron., Machines and Drives. Bath, U.K., PEMD no. 487, pp. 451–455.*

[64]Darabi, A. and Tindall C. E.(2004). "Finite-Element Time-Step Coupled Generator, Load, AVR, and Brushless Exciter Modeling". *IEEE Trans. Energy Convers. 19 (2), pp.258-264.*

Abstract

The role of an automatic voltage regulator (AVR) in excitation system is to hold and control the terminal voltage magnitude of a synchronous generator at a specified level. Unstability in AVR cause seriously affect in stability of the power system. In this dissertation, using the concept of fractional calculus, the design and calculation of optimal coefficients of an optimum Fractional Order Proportioanl-Integral-Derivative controller (FOPID) using artificial intelligence techniques and imperial competition algorithm (ICA) algorithm for design an optimum Fractional Order Proportioanl-Integral-Derivative controller (FOPID) parametrs, That tuned to improve the performance of an automatic voltage regulator (AVR) in power generation systems. The components of the excitation system simulated and by defining a suitable cost function, optimization has been compared in evolutionary algorithms. Simulation and results obtained from the dissertation indicate the optimal performance of the controller designed against the uncertainties exists in system parameters.

Keywords: Automatic Voltage Regulator (AVR) - Fractional Calculus - Fractional Order Proportioanl Integral Derivative controller - Imperial Competition Algorithm (ICA)



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Control Engineering

***Title of thesis: Optimal Fractional-Order PID Controller
Design for Automatic Voltage Regulator (AVR) of Synchronous
Generator Using Imperialist Competitive Algorithm***

By: Seyed Mohammad Ali Amirian

Supervisor:

Dr Mohammad Hadad zarif

September 2017