





دانشکده برق و رباتیک
گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی ضربه ای سیستم تعلیق مغناطیسی

رضا یوسفی سوته

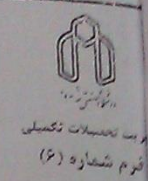
استاد راهنما

دکتر علی اکبر زاده کلات

شهریور ۱۳۹۳

شماره: ۱۱۹۷
تاریخ: ۹۳/۰۶/۲۴
ویرایش:

بسمه تعالی



فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تاییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای
 رضا یوسفی سوتسه رشته: برق گرایش: کنترل
 تحت عنوان: کنترل فازی ضربه ای سیستم تعلیق مغناطیسی
 که در تاریخ ۹۳/۰۶/۲۴ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: بی خراب امتیاز ۱۸/۳۱) ☒ دفاع مجدد ☐ مردود ☐

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹) ۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	اجضاء
۱- استاد راهنما	علی اکبر زاده گلستانه	استادیار	
۳- استاد مشاور			
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	حسن قلی زاده	استادیار	
۴- استاد امتحن	محمد مسک فایز	استاد	
۵- استاد امتحن	حسین خورشید	استادیار	

دانشگاه برق و الکترونیک
آموزش تحصیلات تکمیلی

رئیس دانشکده:

تقدیم بہ

پدر و مادر مہربان

و ہمسر صبورم

سپاس خدای راکه سخوران، در ستودن او بماند و شمارندگان، شمردن نعمت های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزارش ندهند. و سلام و دود بر محمد و خاندان پاک او، طاهران معصوم، هم آنان که وجودمان و امدار وجودشان است؛ و نفرین پیوسته بر دشمنان ایشان تا روز رستاخیز...

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی ثباته ی او، بازبان قاصود دست ناتوان، چیزی بنگاریم.

اما از آنجایی که بحلیل از معلم، سپاس از انسانی است که هدف و غایت آفرینش را تا این می کند و سلامت امانت های راکه به دستش سپرده اند، تضمین؛ بر حسب وظیفه و از باب "من لم یثکر المنعم من المخلوقین لم یثکر الله عزّوجلّ": از پدر و مادر عزیزم، این دو معلم بزرگوارم، که همواره بر کوتاهی و درستی من، قلم عفو کشیده و گریانه از کنار غفلت هایم گذشته اند و در تمام عرصه های زندگی یار و یاور بی چشم داشت برای من بوده اند؛

از همسر مهربانم، که با صبرش، در تمامی لحظات رفیق را بهم بوده و در سایه همیاری و بهدلی او به این منظور نائل شدم. او که سایه مهربانیش سایه سار زندگیم می باشد و مشکلات مسیر را برام تسهیل نمود؛

از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقای دکتر اکبرزاده که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کجی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمات راهنمایی این پایان نامه را بر عهده گرفتند؛

و از اساتید فرزانه و دلسوز؛ جناب آقایان دکتر فتح و دکتر... که زحمات داورانی این پایان نامه را متقبل شدند؛ کمال تشکر و قدردانی را دارم

باشد که این خردترین، بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید

تعهد نامه

اینجانب رضا یوسفی سوتی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی ضربه‌ای سیستم تعلیق مغناطیسی تحت راهنمایی دکتر اکبرزاده کلات 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 رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده:

در این پایان نامه، جهت کنترل و پایدارسازی سیستم تعلیق مغناطیسی، روش کنترل ضربه‌ای فازی استفاده شده است. ابتدا سیستم غیرخطی، با مدل فازی تاکاگی-سوگنو نمایش داده می‌شود و در ادامه، کنترل کننده‌ای با استفاده از روش جبران سازه‌های توزیع شده موازی، طراحی و به همراه کنترل ضربه‌ای به سیستم اعمال می‌شود. مقدار مناسب ضربه و زمان مناسب اعمال آن به سیستم، بر مبنای شرایطی کافی پایداری به دست می‌آید. به علاوه آنالیز پایداری و مسأله طراحی کنترل کننده به حل نامعادلات ماتریسی خطی منجر می‌شود. همگرایی سریع پاسخ سیستم در مواجهه با اغتشاش ورودی و همچنین ردیابی مورد نظر در زمانی بسیار کوتاه، از مزایای این کنترل کننده می‌باشد. در انتها مقایسه‌ای که با کنترل کننده حالت لغزشی فازی تطبیقی صورت گرفته، عملکرد بهتر کنترل کننده ضربه‌ای فازی را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی:

سیستم تعلیق مغناطیسی، گوی معلق، کنترل ضربه‌ای فازی، مدل فازی تاکاگی-سوگنو، روش جبران-سازه‌های توزیع شده موازی، نامعادلات ماتریسی خطی، تئوری پایداری لیاپانوف

فهرست

۱- معرفی سیستم تعلیق مغناطیسی ۱

۱-۱ الکترومغناطیس ۲

۲-۱ آهنربای الکتریکی ۳

۳-۱ تعلیق مغناطیسی ۴

۱-۳-۱ تاریخچه ۴

۲-۳-۱ عملکرد سیستم تعلیق مغناطیسی ۵

۱-۲-۳-۱ بالا کشیدن ۶

۲-۲-۳-۱ پایداری ۷

۱-۲-۲-۳-۱ پایداری استاتیک ۷

۲-۲-۳-۱ پایداری دینامیک ۸

۳-۲-۳-۱ مکانیزم خودکار ۹

۴-۲-۳-۱ فیدبک ۱۰

۳-۳-۱ کاربردهای سیستم تعلیق مغناطیسی ۱۰

۴-۳-۱ مروری بر کارهای انجام شده ۱۱

۲- مقدمه‌ای بر سیستم‌های کنترل ضربه‌ای فازی ۱۵

۱-۲ مقدمه‌ای بر سیستم‌های فازی ۱۶

۱-۱-۲ مقدمه ۱۶

۲-۱-۲ انواع سیستم‌های فازی ۱۹

۱-۲-۱-۲ سیستم فازی ممدانی ۱۹

۱۹.....	۲-۲-۱-۲ سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ
۲۰.....	۳-۱-۲ کنترل فازی
۲۴.....	۴-۱-۲ انواع سیستم‌های کنترل فازی
۲۵.....	۱-۴-۱-۲ سیستم کنترل مد لغزشی فازی
۲۵.....	۲-۴-۱-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی
۲۶.....	۳-۴-۱-۲ سیستم کنترل PID فازی
۲۷.....	۲-۲ معرفی سیستم‌های ضربه‌ای
۲۷.....	۱-۲-۲ مقدمه
۲۹.....	۲-۲-۲ سیستم‌های ضربه‌ای پرکاربرد
۲۹.....	۱-۲-۲-۲ اکوسیستم
۳۰.....	۲-۲-۲-۲ سیستم‌های آشوب
۳۱.....	۳-۲-۲-۲ سیستم‌های مکانیکی
۳۲.....	۴-۲-۲-۲ سیستم‌های اقتصادی
۳۴.....	۳-۲-۲ تعریف ریاضی کنترل ضربه‌ای
۳۶.....	۳-۲ معرفی سیستم‌های ضربه‌ای فازی
۳۶.....	۱-۳-۲ مقدمه
۳۸.....	۲-۳-۲ تعریف ریاضیات سیستم ضربه‌ای فازی
۴۱.....	۳- کنترل ضربه‌ای فازی سیستم تعلیق مغناطیسی
۴۲.....	۱-۳ معرفی سیستم تعلیق مغناطیسی
۴۵.....	۲-۳ تغییر متغیرهای مورد نیاز
۴۵.....	۱-۲-۳ نقطه تعادل
۴۶.....	۲-۲-۳ جابه‌جایی نقطه تعادل
۴۸.....	۳-۲-۳ تبدیل به فرم همراه

۴۹.....	۳-۳ تشکیل مدل فازي T-S
۵۰.....	۳-۳-۱ اغتشاش
۵۲.....	۳-۳-۲ خطي سازي
۵۳.....	۳-۳-۳ تعيين پارامترها
۵۹.....	۴-۳ کنترل ضربه‌اي فازي
۶۱.....	۵-۳ تحليل پايداري
۶۱.....	۳-۵-۱ پيشگفتار
۶۱.....	۳-۵-۲ روابط مورد نياز به منظور تحليل پايداري
۶۴.....	۳-۵-۳ پايدارسازي سيستم کنترل ضربه‌اي فازي $T-S$ به همراه فيدبک حالت
۶۹.....	۳-۶ نامعادلات ماتريسي خطي
۷۰.....	۳-۷ نتايج شبیه‌سازي
۸۳.....	نتیجه‌گیری و پیشنهاد
۸۶.....	منابع

فهرست اشکال

- شکل ۱.۱ : نمونه‌ای از یک آهنربای الکتریکی ساده ۴
- شکل ۲.۱ : قطار مغناطیسی مگلو ۱۱
- شکل ۱.۲ : ساختار کلی سیستم‌های کنترل فازی ۲۱
- شکل ۲.۲ : اکوسیستم آبی ۳۰
- شکل ۳.۲ : نمونه‌ای از یک سیستم آشوبی ۳۱
- شکل ۴.۲ : پدیده ضربه قوچ ۳۲
- شکل ۵.۲ : سیستم اقتصادی ۳۳
- شکل ۶.۲ : معنای شهودی کنترل کننده ضربه‌ای ۳۶
- شکل ۱.۳ : شمایی از یک سیستم تعلیق مغناطیسی ۴۲
- شکل ۲.۳ : مکان هندسی ریشه‌های تابع تبدیل رابطه (۳-۲۲) پس از استفاده از کنترل کننده ۵۲
- شکل ۳.۳ : پاسخ پله سیستم خطی شده ۵۳
- شکل ۴.۳ : توابع تعلق مربوط به $M_1(T_1(t))$ و $M_2(T_1(t))$ ۵۵
- شکل ۵.۳ : توابع تعلق مربوط به $N_1(T_2(t))$ و $N_2(T_2(t))$ ۵۵
- شکل ۶.۳ : توابع تعلق مربوط به $E_1(T_3(t))$ و $E_2(T_3(t))$ ۵۶
- شکل ۷.۳ : موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۱ سانتی‌متری آهنربای مغناطیسی ۷۱
- شکل ۸.۳ : تاثیر اغتشاش بر عملکرد سیستم ۷۱
- شکل ۹.۳ : سیگنال کنترلی u با نقطه شروع گوی از ۱ سانتی‌متری آهنربای مغناطیسی ۷۲
- شکل ۱۰.۳ : موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۳ سانتی‌متری آهنربای مغناطیسی ۷۳

شکل ۱۱.۳ : سیگنال کنترلی ۱۱ با نقطه شروع گوی از ۳ سانتی متری آهنربای مغناطیسی ۷۳

شکل ۱۲.۳ : موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۸ سانتی متری آهنربای مغناطیسی ۷۴

شکل ۱۳.۳ : پایداری سیستم پس از اتمام اغتشاش ۷۴

شکل ۱۴.۳ : سیگنال کنترلی ۱۱ با نقطه شروع گوی از ۸ سانتی متری آهنربای مغناطیسی ۷۵

شکل ۱۵.۳ : موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۱۱ سانتی متری آهنربای مغناطیسی ۷۵

شکل ۱۶.۳ : سیگنال کنترلی ۱۱ با نقطه شروع گوی از ۱۱ سانتی متری آهنربای مغناطیسی ۷۶

شکل ۱۷.۳ : موقعیت گوی معلق با شروع از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۶

شکل ۱۸.۳ : سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۷

شکل ۱۹.۳ : نمای نزدیک سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۷

شکل ۲۰.۳ : اغتشاش ولتاژ ورودی در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۸

شکل ۲۱.۳ : موقعیت گوی معلق با شروع از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۸

شکل ۲۲.۳ : سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۹

شکل ۲۳.۳ : نمای نزدیک سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در لغزشی فاز ی تطبیقی ۷۹

شکل ۲۴.۳ : خطای ردیابی با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۸۰

شکل ۲۵.۳ : همگرایی پارامترهای تطبیق با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۸۰

شکل ۲۶.۳ : همگرایی پارامترهای تطبیق با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فاز ی تطبیقی ۸۱

شکل ۲۷.۳ : مقایسه کنترل کننده ضربه ای فاز ی و لغزشی فاز ی تطبیقی ۸۱

چشم‌نظار:

تعلیق مغناطیسی به معلق ماندن جسم در سیالی اشاره دارد که هیچ دخالت فیزیکی روی آن از محیط بیرون وجود ندارد و فقط میدان مغناطیسی است که به جسم اعمال می شود تا تعادلی بین نیروی مغناطیسی، نیروی وزن و سایر نیروهایی که به آن وارد می شود، برقرار سازد.

این سیستم غیر خطی و ناپایدار است، پس نیاز به تکنیک کنترلی مناسبی دارد تا بتوان آن را پایدار ساخت. تاکنون کنترل کننده های خطی بسیاری روی این سیستم اعمال شده، که اگرچه این روش ها ساده و مطمئن هستند اما زمانی که مقادیر حالت ها چه با شرایط اولیه متفاوت و چه با اعمال اغتشاش، از محدوده ای که برای خطی سازی در نظر گرفته شده اند خارج شوند، عملکرد مناسبی از خود نشان نمی دهند. از طرفی سایر کنترل کننده ها نظیر خطی سازی فیدبکی یا کنترل خطی که برای سیستم غیرخطی در نظر گرفته شده اند، هیچ کدام به اغتشاش ورودی آهنربای الکتریکی اشاره ای نداشته اند. همچنین سرعت پاسخ سیستم در مطالعات گذشته، در بهترین عملکرد سیستم کنترل، بهبود مناسبی ندارد که این برای سیستمی که امروزه کاربرد گسترده ای در سیستم های حمل و نقل پیدا کرده، مطلوب نیست.

علاوه بر این، بحث کنترل ضربه ای فازی بیش تر معطوف به سیستم های آشوب شده است و در مطالعات انجام شده، در مواجهه با سیستم های دیگر عمومیت ندارد [۳۱]. علت توجه خاصی که به سیستم های آشوب شده این است که این سیستم ها به طور ذاتی دارای ورودی مستقل نیستند و با روش ضربه ای فازی بدون تاثیرپذیری از ورودی، می توان متغیرهای حالت را جابه جا کرد. به این ترتیب، در این پایان نامه سعی شده

است که از ترکیب منطق فازی هوشمند و کنترل ضربه‌ای، کنترل‌کننده‌ای طراحی شود که قادر باشد سیستم تعلیق مغناطیسی را در مقابل اغتشاشات ورودی مقاوم سازد و گوی معلق، موقعیت مطلوب را در کوتاه‌ترین زمان ممکن ردیابی کند.

در فصل سوم که نتایج کار نگارنده می‌باشد، هدف ارائه راهکارها و روش‌هایی کارآمد و در عین حال ساده جهت پایدارسازی سیستم تعلیق مغناطیسی است. برای به‌دست آوردن پارامترهای مورد نیاز جهت پایدارسازی سیستم، از قضایا و تعاریف پرکاربرد و متداول استفاده شده، که این خود می‌تواند دلیلی بر صحت روابط بدست آمده باشد.

فصل اول

معرفی سیستم تعلیق معناطیسی

۱-۱ الکترومغناطیس

الکترومغناطیس شاخه‌ای از علم فیزیک است که به مطالعه پدیده‌های الکتریکی و مغناطیسی و ارتباط این دو با هم می‌پردازد و توصیف‌گر بیشتر پدیده‌هایی است (به جز گرانش) که در زندگی روزمره اتفاق می‌افتد. الکترومغناطیس همچنین نیرویی است که الکترون‌ها و پروتون‌ها را در داخل اتم‌ها پیش هم نگه می‌دارد. درحقیقت حامل همه نیروهای درون مولکولی، نیروی الکترومغناطیسی است. نیروی الکترومغناطیسی به دو صورت نیروی الکتریکی و نیروی مغناطیسی بروز می‌کند که این دو جنبه‌های مختلف از یک چیز (نیروی الکترومغناطیسی) هستند و از این رو ذاتاً به یکدیگر مربوط‌اند. تغییر میدان الکتریکی تولید میدان مغناطیسی و برعکس تغییر میدان مغناطیسی تولید میدان الکتریکی می‌کند. این اثر به نام القای الکترومغناطیسی^۱ شناخته شده است و اساس کار ژنراتورهای الکتریکی، موتورهای القایی^۲ و ترانسفورمرها می‌باشد. میدان‌های الکتریکی عامل چند پدیده الکتریکی معمول مانند پتانسیل الکتریکی (مانند ولتاژ باتری) و جریان الکتریکی (مانند جریان برق) و میدان‌های مغناطیسی عامل نیروی‌های مربوط با آهنرباها هستند.

محققان در طی آزمایشی مشاهده کردند که هر گاه از یک سیم جریان الکتریسیته عبور کند، عقربه مغناطیسی اطراف خود را تحت تاثیر قرار می‌دهد. بنابراین به این نکته پی بردند که در اطراف سیم حامل جریان برق، خاصیت مغناطیسی ایجاد می‌گردد. یعنی یک سیم حامل جریان برق قابلیت این را دارد که براده‌های آهن را مانند یک آهنربا جذب کند و این نشان می‌داد که در اطراف سیم، میدان مغناطیسی وجود دارد و جهت آن به جهت جریان در سیم بستگی دارد. چون جریان الکتریسیته عبارت است از حرکت الکترون‌ها، پس یک بار متحرک می‌تواند میدان مغناطیسی در اطراف خود ایجاد کند.

¹ Electromagnetic Induction

² Induction Motors

زمانی که از سیمی جریان عبور کند، اطراف سیم، میدان مغناطیسی به وجود می آید و زمانی که جریان داخل سیم قطع شود، میدان مغناطیسی حاصل نیز قطع می شود. قدرت میدان مغناطیسی حاصل از جریان سیم، با مقدار جریان عبوری از آن متناسب است. وقتی سیم به صورت سیم لوله^۱ درآید، میدان مغناطیسی به وجود آمده در مرکز آن متمرکز می شود که با قرار دادن یک هسته فرومغناطیس در مرکز آن می توان میدان مغناطیسی را به مقدار قابل توجهی افزایش داد.

۲-۱ آهنربای الکتریکی^۲

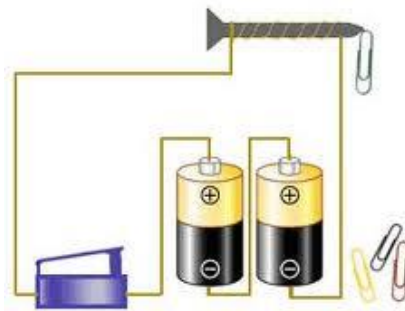
آهنربای الکتریکی نوعی آهنربا است که در آن میدان مغناطیسی توسط جریان الکتریکی تولید می شود. جریان الکتریکی جاری در یک سیم، میدانی مغناطیسی اطراف سیم ایجاد می کند. برای متمرکز کردن میدان مغناطیسی درون آهنربای الکتریکی، سیم به صورت سیم پیچ (چند دور سیم که در کنار هم قرار گرفته اند) در می آید. میدان مغناطیسی هر دور سیم از مرکز هسته می گذرد و میدان مغناطیسی قوی ایجاد می کند. اگر از هسته ای فرو مغناطیس مانند آهن نرم استفاده شود، میدان های مغناطیسی بسیار قوی تری ایجاد می شود. هسته فرو مغناطیس، میدان ناشی از سیم پیچ را تا هزاران برابر تقویت می کند. که این ناشی از ضریب گذر دهی مغناطیسی بسیار بالای مواد فرو مغناطیس است. این آهنربا را آهنربای فرو مغناطیسی می نامند.

برتری اصلی یک آهنربای الکتریکی بر یک آهنربای دائمی این است که میدان مغناطیسی می تواند با کنترل مقدار جریان الکتریکی، به مقدار زیادی تغییر داده شود. هرچند، برای حفظ میدان مغناطیسی، جریان الکتریکی دائمی مورد نیاز است.

^۱ Coil

^۲ Electromagnet

برای حفظ میدان مغناطیسی در آهنربای الکتریکی، به یک منبع جریان الکتریکی پیوسته نیاز است، اگرچه با تغییر جریان در سیم به راحتی می توان میدان مغناطیسی را دستکاری کرد. بنابراین آهنرباهای الکتریکی برای اهداف شناور سازی^۱ نسبت به آهنرباهای دائمی کاربردی ترند.



شکل ۱.۱ : نمونه‌ای از یک آهنربای الکتریکی ساده

۳-۱ تعلیق مغناطیسی^۲

۱-۳-۱ تاریخچه

ساموئل ارن شاو^۳، اولین کسی بود که در سال ۱۸۳۹ متوجه شد جسم بارداری که در میدان الکترواستاتیکی قرار دارد و در حالت معلق نیروی گرانش نیز آن را به پایین می‌کشد، تحت تاثیر نیروی الکتریکی تنها، نمی‌تواند در نقطه تعادل پایدار بماند .

همچنین، به علت محدودیت در ثابت دی الکتریک، تعلیق پایدار نمی‌تواند در یک میدان مغناطیسی ایستا، با سیستمی از مغناطیس دائم یا آهنربای الکتریکی با جریان ثابت، حاصل شود.

^۱ Levitation Purposes

^۲ Electromagnetic Suspension

^۳ Samuel Earnshaw

در سال ۱۸۳۹، براون بک^۱ توضیح داد که یک سیستم شامل آهنربای دائم، باید همچنین شامل مواد دیا مغناطیس یا ابر هادی باشد تا بتواند تعلیق مغناطیسی استاتیک پایدار را تضمین کند.

امیل باکلت^۲ تئوری ارن شاو و تحقیقات براون بک را به کار برد و با کنترل شدت جریان و تنظیم قدرت قطع و وصل اعمالی به آهنربای مغناطیسی، میدان مغناطیسی را در فرکانس‌های مطلوب پایدار کرد و به خاطر دستگاه انتقال معلقی که ساخت، جایزه ثبت اختراع به او اعطا شد. اختراع او اولین نامزد برای اعمال به سیستم‌های حمل پست کوچک بود اما مسلماً کاربرد آن در قطارها و وسایل نقلیه بعداً آشکار شد.

در سال ۱۹۳۴، هرمن کمپر^۳ عقیده باکلت را در ابعاد بزرگتری به کار برد و آن را وسیله نقلیه مونوریل بدون چرخ نامید. او به خاطر این اختراع در کشور آلمان برنده جایزه رایش^۴ شد و به عقیده بسیاری، مخترع مگلو^۵ یا همان قطارهای پر سرعت نام گرفت.

در سال ۱۹۷۹، قطار معلق مغناطیسی پر سرعت در شهر هامبورگ، به منظور نمایش حمل و نقل بین المللی، برای ماه‌ها مسافران را در یک مسیر چند کیلومتری جابه‌جا می‌کرد.

اولین قطار مگلو تجاری برای سرویس دهی روزمره، در سال ۱۹۸۴ در بیرمنگهام انگلستان آغاز به کار کرد و با یک موتور القایی خطی جهت ایجاد نیرو و سیستم تعلیق مغناطیسی کار می‌کرد.

۱-۳-۲ عملکرد سیستم تعلیق مغناطیسی

تعلیق مغناطیسی، شناور بودن مغناطیسی جسمی است که از میدان مغناطیسی شکل گرفته از آهنربا و تغییرات پیوسته اندازه آن بدست می‌آید و این تغییر در اندازه میدان، توسط حلقه فیدبک انجام می‌گیرد. این سیستم روشی است که در آن، جز میدان مغناطیسی نیرویی بر جسم وارد نمی‌شود و آن را در هوا

^۱ Braunbeck

^۲ Emile Bachelet

^۳ Hermann Kemper

^۴ Reich

^۵ Maglev

معلق نگه می دارد. میدان مغناطیسی برای غلبه بر نیروی گرانش و هر نیروی دیگری است که باعث شتاب جسم شود.

طبق تئوری ارن شاو، یک جسم مغناطیس شده وقتی تحت تاثیر هر ترکیبی از نیروی جاذبه زمین و میدان مغناطیسی ایستا قرار می گیرد، نمی تواند در نقطه تعادل پایداری باقی بماند. در این نوع میدان ها، یک شرط تعادل ناپایدار وجود دارد. اگرچه میدان های ایستا نمی توانند پایداری را به ما بدهند، سیستم تعلیق مغناطیسی یا همان ¹EMS، با تغییر مداوم جریان باعث می شود نیروی حاصل از میدان مغناطیسی تغییر کرده و شرایط پایداری در حالت شناور بودن جسم اتفاق بیافتد.

دو بحث اصلی در مورد تعلیق مغناطیسی بیان می شود:

۱-نیروی بالابرنده: فراهم کردن نیروی بالابرنده مناسب جهت غلبه بر گرانش

۲-پایداری: اطمینان از این که سیستم به خودی خود لغزش نداشته باشد و یا این که سبب خنثی شدن عمل بالا رفتن نگردد.

۱-۲-۳-۱ بالا کشیدن

سیستم ها یا مواد مغناطیسی قادرند خود یا اجزای دیگر را جذب یا از هم دور کنند، که این نیرو بستگی به میدان مغناطیسی و سطح آهنربا دارد. برای مثال، ساده ترین نمونه برای عمل بالا کشیدن می تواند قرار دادن یک آهنربای دو قطبی در میدان مغناطیسی آهنربای دو قطبی دیگر باشد به طوری که قطب های نا همنام در مجاورت هم قرار گیرند. بدین صورت نیروی بین دو آهنربا سبب جذب شدن آن دو توسط هم می شود.

¹ Electromagnetic Suspension System

تقریباً همه انواع آهنرباها در عمل بالا کشیدن در تعلیق مغناطیسی به کار برده می شوند؛ آهنرباهای دائم، آهنرباهای الکتریکی، فرومغناطیس، دیامغناطیس، ابررساناها و مغناطیس های نشئت گرفته از القای جریان در سیم رسانا. بسیاری از سیستم‌ها، جهت بالا کشیدن از جاذبه مغناطیسی برای مقابله با گرانش استفاده می کنند، اگرچه این مدل سیستم ها پایداری ذاتی را شامل می شوند اما بعضی نیز ترکیب دافعه و جاذبه مغناطیسی را برای بالا کشیدن اجسام به کار می برند.

برای محاسبه میزان بالا کشیدن، می توان از تعریف فشار مغناطیسی استفاده کرد. برای مثال، فشار مغناطیسی در میدان مغناطیسی یک ابر رسانا طبق رابطه مقابل تعریف می شود:

$$P_{mag} = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (1-1)$$

به طوری که P_{mag} نیروی وارد بر سطح بر حسب پاسکال، B میدان مغناطیسی بالای ابر رسانا بر حسب تسلا و $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N.A}^{-2}$ نفوذ پذیری خلا است.

۱-۲-۳-۲ پایداری

طبق تئوری ارن شاو، پایدارسازی جسم شناور در مقابل گرانش، تنها با استفاده از مواد پارامغناطیس امکان پذیر نیست. اگرچه مکانیزم خودکار یعنی استفاده از مواد دیامغناطیس، ابررسانا یا سیستم‌های شامل جریان گردابی می تواند پایداری را فراهم کند، اما منظور ما از پایداری شامل هر دو مورد استاتیک و دینامیک می شود.

۱-۲-۳-۱ پایداری استاتیک

پایداری ایستا، یعنی این که کوچک ترین جابه جایی حول نقطه تعادل منجر به ایجاد نیروهایی شود که آن را به نقطه تعادل باز گرداند.

همان طور که گفته شد، تئوری ارن شاو اثبات کرد که قطعا نمی‌توان پایداری جسم شناوری را تنها با استفاده از میدان های پارامغناطیس محقق نمود. نیروهای وارد بر هر جسم پارامغناطیس در هر ترکیبی از گرانش، الکترواستاتیک و میدان‌های مغناطیسی، موقعیت جسم را در بهترین حالت حداقل در یک محور ناپایدار می‌سازند و این می‌تواند نقطه تعادلی ناپایدار در همه جهتها باشد. اگرچه احتمالات بسیاری وجود دارد که بتوان شناور ماندن را محقق ساخت. برای مثال، استفاده از پایدارسازی الکترونیکی یا مواد دیا مغناطیس (به این دلیل که گذردهی مغناطیسی نسبی کمتر از ۱ است [۱]).

می‌توان نشان داد که مواد دیا مغناطیس حداقل در یک جهت پایداری دارند و می‌توانند در تمام جهات پایداری بمانند. مواد رسانا می‌توانند نسبت به تغییرات میدان های مغناطیسی گذردهی نسبی کمتر از یک داشته باشند، پس بعضی پیکر بندی هایی که از آهنربا های مغناطیسی AC استفاده می‌کنند، خود پایداری دارند.

۱-۳-۲-۲ پایداری دینامیک

پایداری دینامیکی زمانی اتفاق می‌افتد که سیستم تعلیق قادر باشد هر ارتعاشی شبیه تکان خوردن را میرا کند.

میدان‌های مغناطیسی نیروهای پایستار یا ابقایی اند و از خود چیزی برای میرا شدن ندارند. به همین دلیل در عمل، بسیاری از طرح های شناوری تحت میرا شوندگی قرار می‌گیرند [۲].

میرا کردن نوسانات از طریق یکی از روش های زیر انجام می‌پذیرد:

- میرا شدن از طریق مکانیک بیرونی، نظیر ضربه گیرها^۱ یا مقاومت هوا
- میرا شدن توسط جریان گردابی (فلز رسانای تحت میدان مغناطیسی)
- میرا کننده های تنظیم شده در جسم معلق

^۱ dashpots

- آهنربای الکتریکی کنترل شده توسط مدارات الکتریکی

برای شناور ماندن موفق و کنترل همه ۶ محور (۳ محور فضایی و ۳ محور چرخشی)، ترکیبی از آهنربای دائم و آهنربای الکتریکی جهت دفع و جذب خوب جسم معلق می تواند استفاده شود. اما سایر محور ها با استفاده از فرومغناطیس می توانند پایدار شوند.

۱-۳-۲-۳ مکانیزم خودکار

با افزایش فاصله از آهنربای الکتریکی، نیروی جاذبه بین جسم معلق و آهنربا کاهش می یابد و با کاهش فاصله، این نیرو افزایش می یابد که این امر موجب ناپایداری می شود. برای یک سیستم پایدار، ما نیاز به عکس این مطلب داریم، به طوری که متغیرهای موجود در موقعیت پایدار، باید جسم را به موقعیت هدف جا به جا کنند.

یک سیستم شناور پایدار می تواند با اندازه گیری موقعیت و سرعت جسم معلق حاصل شود. همچنین یک حلقه فیدبک نیاز است تا بتواند یک یا چند آهنربای الکتریکی را جهت تصحیح حرکت جسم به طور پیوسته با هم تنظیم کند. بدین ترتیب یک مکانیزم خودکار^۱ شکل می گیرد.

سیستم های تعلیق مغناطیسی بر همین اساس شکل می گیرند. به طوری که برای اندازه گیری موقعیت جسم، معمولاً جسم پرتوی نوری را قطع می کند و آهنربا در بالای جسمی که باید معلق باشد قرار می گیرد. هرگاه جسم خیلی به آن نزدیک شود خاموش شده و وقتی از آن دور شود روشن می شود. چنین سیستمی خیلی مقاوم نیست ولی ایده اصلی را نشان می دهد.

^۱ Servomechanism

۱-۳-۲-۴ فیدبک

موقعیت جسم معلق معمولاً می تواند جهت کنترل مورد استفاده قرار بگیرد. مدار فیدبک، الکترومگنت را کنترل می کند تا جسم معلق را در موقعیت و ارتفاع درست قرار دهد و نگه دارد. البته کنترل کننده های ساده جهت پایدارسازی موقعیت، اغلب منجر به ناپایداری می شوند و علت آن هم تاخیرات زمانی کوچکی است که در تشخیص موقعیت جسم اتفاق می افتد .

جهت کاهش میانگین انرژی مورد نیاز، از تعلیق مغناطیسی صرفاً برای پایدارسازی شناوری استفاده می شود و برای غلبه بر گرانش جهت بالا کشیدن، اغلب از سیستم مغناطیس دائم کمکی استفاده می شود که جسم فرومغناطیس ارزانی مثل آهن یا فولاد را به سمت خود جذب کند .

۱-۳-۳ کاربردهای سیستم تعلیق مغناطیسی

قطارهای تندرویی که از سیستم تعلیق مغناطیسی بهره می برند، گونه ای از قطارها هستند که به طور شناور در هوا در فاصله کمی از ریل قرار دارند و بدون دریافت مقاومت زیادی از محیط می توانند با سرعت های بسیار زیاد به پیش بروند. این قطارها برای حرکت خود از نیروی الکترومغناطیسی بهره می گیرند.

مگلو یک سیستم حمل و نقل عمومی است که روی یک ریل طبق اصل تعلیق مغناطیسی، معلق است و مزایای بسیاری نسبت به سایر وسایل حمل و نقل چرخ دار داراست که می توان به سرعت بالا و انعطاف پذیری و نرمی آن اشاره کرد و علت آن حذف بسیاری از تماس های فیزیکی است که بین چرخ و مسیر اتفاق می افتد. بنابراین مگلو به ریل مخصوصی احتیاج دارد تا حول آن پوشانده شود و از پایین به سمت بالا کشیده شود. کنترل کننده های خودکار، آن را در شرایط امنی در فاصله ثابتی از ریل نگه می دارند .



شکل ۲۰۱: قطار مغناطیسی مگلو

همچنین از سیستم تعلیق مغناطیسی می‌توان به‌عنوان کمک کننده برای پرتاب فضاپیما استفاده کرد. ناسا یک وسیله کمک پرتاب با استفاده از سیستم تعلیق مغناطیسی جهت پرتاب فضاپیما ساخته است. طرفداران این نوع کاربرد ادعا دارند که باین مدل، در هزینه طراحی و پرتاب صرفه جویی می‌شود که البته امنیت بیشتری را نیز دارا می‌باشد.

از دیگر کاربردهای تعلیق مغناطیسی می‌توان موارد زیر را نام برد:

تغییر زاویه ای مغناطیسی برای ماشین های چرخش سرعت بالا، چرخ طیار، جداسازی نوسان مغناطیسی، سیستم‌های نشانه گذاری و تعلیق های مدل تونل بادی.

تکنولوژی تعلیق مغناطیسی از اهمیت بالایی برخوردار است، زیرا مصرف انرژی را کاهش می‌دهد و اصطکاک را به میزان قابل ملاحظه‌ای رفع می‌کند. همچنین از فرسودگی جلوگیری کرده و نیاز به هزینه نگهداری کمی دارد. کاربرد این نوع سیستم ها، به طور معمول در نقشی که در قطار های مغناطیسی ایفا می‌کنند، شناخته شده تر است.

۴-۳-۱ مروری بر کارهای انجام شده

همان‌طور که اشاره شد، تعلیق مغناطیسی به معلق ماندن جسمی در سیالی اشاره دارد که هیچ دخالت

فیزیکی روی آن از محیط بیرون وجود ندارد و فقط میدان مغناطیسی است که به جسم اعمال می شود تا تعادلی بین نیروی مغناطیسی، نیروی وزن و سایر نیروهایی که به آن وارد می شود، برقرار سازد.

سیستم EMS با استفاده از نیروی جاذبه بین آهنربای مغناطیسی و جسم معلق عمل می کند. اگر جسم خیلی نزدیک به آهنربا باشد، جریان موجود در آهنربای الکتریکی باید کاهش یابد و اگر جسم خیلی فاصله بگیرد، جریان می بایست افزایش یابد تا بتواند جسم را به نقطه تعادل خود بازگرداند.

سیستم تعلیق مغناطیسی، مدل ساده‌ای است برای آزمودن پدیده مغناطیسی که در بالا به آن اشاره شد، تا کنترل و مدل‌سازی سیستم‌های پیچیده‌ای که براین اساس ساخته شده‌اند، قابل فهم باشد.

این سیستم غیر خطی و ناپایدار است، پس نیاز به تکنیک کنترلی مناسبی است تا بتوان آن را پایدار ساخت. یک راه ساده برای کنترل این سیستم، استفاده از فرم خطی آن است تا با استفاده از طراحی کنترل کننده فیدبک حالت، بتوان آن را پایدار ساخت، کاری که در [۳] و [۴] انجام داده‌اند. در [۵] نیز نویسنده کنترل PD را روی تخمین خطی مشابهی از EMS اعمال کرده و آن را پایدار ساخته است. به گونه‌ای که سیستم غیرخطی، با تابع انتقال درجه دو ناپایداری تقریب زده شده است.

اگرچه این روش ها ساده و مطمئن هستند اما زمانی که مقادیر حالت ها چه با شرایط اولیه متفاوت و چه با اعمال اغتشاش، از محدوده ای که برای خطی سازی در نظر گرفته شده‌اند خارج شوند، عملکرد مناسبی از خود نشان نمی دهند و حتی در نمونه‌های مشابه امکان دارد سیستم ناپایدار شود. در ضمن عملکرد ردیابی با افزایش انحراف از نقطه کار نامی، به سرعت بدتر می شود. علاوه بر این کنترل کننده‌های خطی معمولاً به رویه‌ای موسوم به جدول‌بندی بهره^۱ نیاز دارند تا بتوانند نقاط کار خود را تغییر دهند.

^۱ Gain Scheduling

برای حل این مشکل تحقیقات بسیاری صورت گرفته است. ترومپر^۱ و همکارانش [۶] عملکرد طرح‌های کنترلی گسسته خطی و غیرخطی را در محل آزمایشگاهی به‌خوبی با هم مقایسه کردند. لیو^۲ و همکارانش [۷] و در ادامه جو^۳ و همکارانش [۸] کنترل کننده‌های غیرخطی را طراحی کردند و مقایسات آزمایشگاهی بین خطی‌سازی فیدبکی و کنترل فیدبک حالت کلاسیک انجام دادند. با این که مراجع ذکر شده از کنترل کننده-های غیرخطی جهت پایدارسازی و کنترل سیستم بهره برده‌اند، اما طراحی کنترل کننده خطی‌سازی فیدبکی، نیازمند مدل دقیق سیستم می‌باشد. مرجع [۹] جدولی از بهره‌های کنترلی را برای سیستم تعلیق مغناطیسی فراهم کرد و [۱۰] کنترل کننده‌های H_∞ و مود لغزشی و تناسبی-انتگرالی-مشتقی را با هم مقایسه کرده است. موارد بالا روی سیستم EMS ساده و تنها در شرایط آزمایشگاهی طراحی شده‌اند در حالی که در [۱۱] کنترل کننده‌ای غیر خطی پیشنهاد شده که در خط آزمایشی مگلو شهری شانگهای (SUMTL)^۴ به اجرا در آمده است. آن‌گونه که در این مقاله به آن اشاره شده، نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که برای یک کنترلر تناسبی-انتگرالی-مشتقی، پاسخ سیستم به اغتشاش پله فاصله هوایی، دارای فراجهبشی به میزان سه درصد و زمان گذر نسبتاً طولانی است. در حالی که برای کنترل کننده پیشنهادی، فراجهبشی وجود نداشته و زمان گذر تا حد زیادی بهبود یافته است. رویکرد پیشنهادی پاسخ سریع‌تر و مقاوم‌تری دارد.

کومار و همکارش در [۱۲] سعی کرده‌اند خطی‌سازی فیدبکی را برای سیستم تعلیق مغناطیسی به کار گیرد. در این مقاله نشان داده شده است که EMS در صورت فراهم بودن شرایط مورد نیاز، قابلیت خطی‌سازی فیدبکی را داراست. همچنین این روش با روش فیدبک حالت استاندارد که از مدل خطی شده سیستم حول نقطه کار استفاده می‌کند، مقایسه شده است.

¹ Trumper

² Liu

³ Joo

⁴ Shanghai Urban Maglev Test Line

در [۱۳] عملکرد استراتژی حلقه جاری^۱ خطی سنتی، برای یک سیستم ساده تعلیق مغناطیسی مورد ارزیابی قرار گرفته و مضرات آن در کاربردهای عملی ذکر شده است. برای ضمانت عملکرد استراتژی حلقه جاری، یک حلقه جاری تطبیقی طراحی شده است که در آن پارامترها، قابلیت تنظیم اتوماتیک طبق حالت‌های سیستم تعلیق را دارا می‌باشند. نتایج آزمایش مفید نبودن کنترل سنتی را نشان می‌دهد. همچنین چندین تکنولوژی مقاوم غیرخطی مثل کنترل مود لغزشی، H_2 و LQG و ترکیب H_2/H_∞ و کنترل پارامتریزه کردن Q برای کنترل EMS به کار گرفته شده‌اند [۱۴].

^۱ Current Loop Strategy

فصل دوم

مقدمه ای بر سیستم های کنترل ضربه ای فازی

۱-۲ مقدمه‌ای بر سیستم‌های فازی

۱-۱-۲ مقدمه

منطق فازی اولین بار در پی تنظیم نظریه مجموعه‌های فازی به وسیله پروفیسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ در صحنه محاسبات نو ظاهر شد [۱۵]. ایشان قبل از کار بر روی نظریه فازی، یک استاد برجسته در نظریه کنترل بود. او مفهوم حالت را که اساس نظریه کنترل مدرن را شکل می‌دهد، توسعه داد. لطفی زاده در سال ۱۹۶۲ چیزی را بدین مضمون برای سیستم‌های بیولوژیک نوشت: ما اساساً به نوع جدید ریاضیات نیازمندیم؛ ریاضیات مقادیر مبهم یا فازی، که توسط توزیع‌های احتمالات قابل توصیف نیستند.

وی فعالیت خویش در نظریه فازی را در مقاله‌ای با عنوان «مجموعه‌های فازی» تجسم بخشید. واژه فازی به معنای غیر دقیق، ناواضح و مبهم است.

دنیای واقعی ما بسیار پیچیده‌تر از آن است که بتوان یک توصیف و تعریف دقیق برای آن به دست آورد؛ بنابراین باید برای یک مدل، توصیف تقریبی یا همان فازی که قابل قبول و قابل تجزیه و تحلیل باشد معرفی شود. با حرکت به سوی عصر اطلاعات، دانش و معرفت بشری بسیار اهمیت پیدا می‌کند. بنابراین ما به فرضیه‌ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آن را به همراه سایر مدل‌های ریاضی در سیستم‌های مهندسی قرار دهد.

کاربرد این مبحث در علوم نرم‌افزاری را می‌توان به طور ساده این‌گونه تعریف کرد: منطق فازی از منطق ارزش‌های صفر و یک نرم‌افزارهای کلاسیک فراتر رفته و درگاهی جدید برای دنیای علوم نرم‌افزاری و رایانه‌ها می‌گشاید. زیرا فضای شناور و نامحدود بین اعداد صفر و یک را نیز در منطق و استدلال^۱های خود به کار

^۱ reasoning

می‌گیرد. منطق فازی از فضای بین دو ارزش برویم یا نرویم، ارزش جدید شاید برویم یا می‌رویم اگر را استخراج کرده و به کار می‌گیرد.

سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد می‌باشند؛ قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش است که از قواعد اگر - آنگاه^۱ فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر - آنگاه فازی، یک عبارت اگر - آنگاه است که بعضی کلمات آن به وسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده‌اند.

فرض کنید می‌خواهیم کنترل‌کننده‌ای طراحی کنیم که سرعت خودرو را به طور خودکار کنترل کند. راه حل این است که رفتار رانندگان را شبیه‌سازی کنیم؛ بدین معنی که قواعدی را که راننده در حین حرکت استفاده می‌کند، به کنترل‌کننده خودکار تبدیل کنیم.

در صحبت‌های عامیانه راننده‌ها در شرایط طبیعی از ۳ قاعده زیر در حین رانندگی استفاده می‌کنند:

اگر سرعت پایین است، آنگاه نیروی بیشتری به پدال گاز وارد کنید.

اگر سرعت متوسط است، آنگاه نیروی متعادلی به پدال گاز وارد کنید.

اگر سرعت بالاست، آنگاه نیروی کمتری به پدال گاز وارد کنید.

به طور خلاصه، نقطه شروع ساخت یک سیستم فازی به دست آوردن مجموعه‌ای از قواعد اگر - آنگاه فازی از دانش افراد خبره یا دانش حوزه مورد بررسی می‌باشد؛ مرحله بعدی، ترکیب این قواعد در یک سیستم واحد است.

دانش مورد نیاز برای بسیاری از مسائل مورد مطالعه به دو صورت متمایز ظاهر می‌شود:

۱. دانش عینی: مثل مدل‌ها و معادلات و فرمول‌های ریاضی که از پیش تنظیم شده و برای حل و فصل

مسائل معمولی فیزیک، شیمی، یا مهندسی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

^۱ If-Then Rules

۲. دانش شخصی: مثل دانستنی‌هایی که تا حدودی قابل توصیف و بیان زبان‌شناختی بوده، ولی امکان کمی کردن آن‌ها با کمک ریاضیات سنتی معمولاً وجود ندارد. به این نوع دانش، دانش ضمنی یا دانش تلویحی^۱ گفته می‌شود.

از آن جا که در عمل هر دو نوع دانش مورد نیاز است، منطق فازی می‌کوشد آن‌ها را به صورتی منظم، منطقی، و ریاضیاتی بایکدیگر هماهنگ گرداند.

منطق فازی بیش از بیست سال پس از ۱۹۶۵ از درگاه دانشگاه‌ها به بیرون راه نیافت، زیرا کمتر کسی معنای آن را درک کرده بود. در اواسط دهه ۸۰ میلادی قرن گذشته صنعتگران ژاپنی معنا و ارزش صنعتی این علم را دریافته و منطق فازی را به کار گرفتند. اولین پروژه آنها طرح هدایت و کنترل تمام خودکار قطار زیرزمینی شهر سندای بود که توسط شرکت هیتاچی برنامه ریزی و ساخته شد. نتیجه این طرح موفق و چشم گیر ژاپنی‌ها به طور ساده این گونه خلاصه می‌شود: آغاز حرکت نامحسوس (تکان های ضربه ای) قطار، شتاب گرفتن نامحسوس، ترمز و ایستادن نامحسوس و صرفه جویی در مصرف برق. از این پس منطق فازی بسیار سریع در تکنولوژی دستگاه های صوتی و تصویری ژاپنی ها راه یافت (از جمله لرزیدن تصویر فیلم دیجیتال ضمن لرزیدن دست فیلم بردار). اروپایی ها بسیار دیر، یعنی در اواسط دهه ۹۰ میلادی، پس از خوابیدن موج بحث های علمی در رابطه با منطق فازی استفاده صنعتی از آن را آغاز کردند. سیستم‌های فازی به دو صورت مورد استفاده قرار می‌گیرند:

۱. حلقه باز

هنگامی که سیستم فازی به‌عنوان کنترل کننده حلقه باز استفاده می‌شود، سیستم فازی معمولاً بعضی پارامترهای کنترل را معین کرده و آن‌گاه سیستم مطابق با این پارامترهای کنترل کار می‌کند. بسیاری از کاربردهای سیستم‌های فازی در الکترونیک به این دسته تعلق دارند.

^۱ Tacit knowledge

۲. حلقه بسته

هنگامی که سیستم فازی به عنوان یک کنترل کننده حلقه بسته استفاده می شود، در این حالت خروجی های فرآیند را اندازه گیری کرده و به طور همزمان عملیات کنترل را انجام می دهد. کاربردهای سیستم های فازی در کنترل فرایندهای صنعتی به این دسته تعلق دارند .

۲-۱-۲ انواع سیستم های فازی

معمولاً از دو نوع سیستم فازی صحبت به میان می آید:

۲-۱-۲-۱ سیستم فازی ممدانی

موتور استنتاج فازی، این قواعد را به یک نگاشت از مجموعه های فازی در فضای ورودی به مجموعه های فازی در فضای خروجی بر اساس اصول منطق فازی ترکیب می کند. مشکل اصلی در رابطه با سیستم های فازی ممدانی این است که ورودی ها و خروجی های آن مجموعه های فازی می باشند. درحالی که در سیستم های مهندسی، ورودی ها و خروجی ها متغیرهایی با مقادیر حقیقی^۱ می باشند. برای حل این مشکل، تاکاگی سوگنو و کانگ، نوع دیگری از سیستم های فازی معرفی کرده اند که ورودی ها و خروجی های آن متغیرهایی با مقادیر واقعی هستند.

۲-۲-۱-۲ سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ

بدین ترتیب قاعده فازی از یک عبارت توصیفی با مقادیر زبانی، به یک رابطه ساده تبدیل شده است؛ به طور مثال در مورد خودرو می توان اعلام کرد که اگر سرعت خودرو x باشد، آنگاه نیروی وارد بر پدال گاز برابر $y = c_1 x + c_0$ می باشد.

مشکلات عمده سیستم فازی TSK عبارت است از:

^۱ Actual Values

بخش آنگاه قاعده، یک فرمول ریاضی بوده و بنابراین چهارچوبی را برای نمایش دانش بشری فراهم نمی‌کند.

این سیستم دست ما را برای اعمال اصول مختلف منطق فازی باز نمی‌گذارد و در نتیجه انعطاف‌پذیری سیستم‌های فازی در این ساختار وجود ندارد.

۳-۱-۲ کنترل فازی

کنترل فازی به عنوان روشی غیر سنتی^۱ از کنترل، در سال‌های اخیر توجه بسیاری از نویسندگان را به عنوان ابزاری قدرتمند در کنترل غیرخطی، به خود جلب کرده است و شاخه‌ای فعال و موفق از تکنولوژی سیستم فازی چه در آنالیزهای تئوری^۲ و چه در کاربردهای عملی به شمار می‌آید. در مقایسه با کنترل سنتی، مزیت کنترل فازی به دو دلیل است. اول این که به مدل دقیقی از سیستم تحت کنترل نیازی نیست و دوم این که به عنوان یک کنترل کننده غیر خطی، اغلب بدون استفاده از ریاضیات پیچیده می‌تواند توسعه یابد [۱۶].

این دو نکته در کاربردهای عملی بسیار مهم اند. بنابراین روش کنترل فازی در زندگی واقعی عملی‌تر و امکان‌پذیر ترند. به دلیل برتری آن، اتوماسیون صنعتی و تولیدات تجاری با استفاده از کنترل فازی در دو دهه اخیر به‌طور چشم‌گیری در سرتاسر جهان توسعه یافته‌اند. از این نظر ژاپن از سایرین پیشی گرفته است. با توجه به این که مدل فازی از مدل‌های (جعبه سیاه)^۳ به شمار می‌آید، ما باید دو بحث زیر را در کاربرد کنترل فازی در نظر بگیریم.

اولین سوال این است که آیا می‌توان یک کنترل کننده فازی طراحی کرد تا از آن به عنوان تخمینی از یک سیستم غیرخطی پیوسته مطلوب با دقت کافی استفاده کرد؟ [۱۷].

¹ Non Traditional

² Theoretical Analysis

³ Black Box

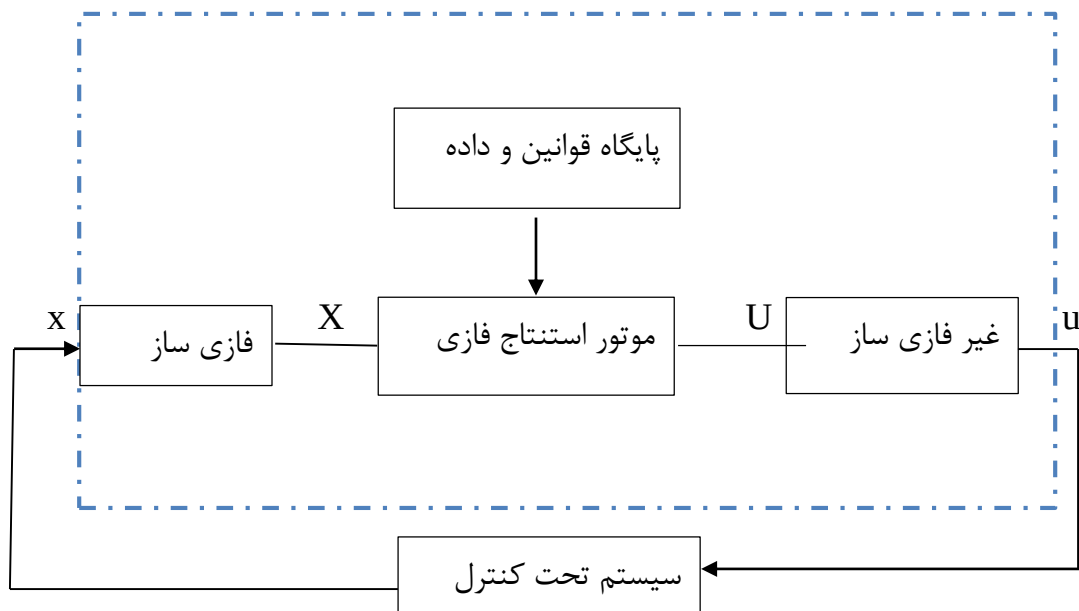
دومین سوال در مدل سازی است که آیا همیشه یک مدل فازی می تواند طراحی شود به طوری که قادر باشد هر سیستم فیزیکی غیر خطی پیوسته را تخمین بزند؟ [۱۷]. همان طور که در شکل ۱.۲ مشخص است، به طور کلی ساختار سیستم های کنترل فازی شامل چهار جزء اصلی می باشد:

(۱) **پایگاه دانش (پایگاه قوانین و داده):** یک پایگاه داده برای توصیف توابع عضویت و یک پایگاه قوانین کنترل فازی را شامل می شود.

(۲) **فازی ساز:** نگاشتی از فضای مقادیر واقعی به فضای فازی است.

(۳) **موتور استنتاج:** هسته مرکزی سیستم کنترل فازی است که روش استنتاج را بر پایه قوانین کنترل فازی شکل می دهد.

(۴) **غیر فازی ساز:** نگاشتی از فضای فازی به فضای مقادیر واقعی است.



شکل ۱.۲ : ساختار کلی سیستم های کنترل فازی

باید توجه کنیم که ورودی u و خروجی X فازی نیستند. در ابتدا عملگر فازی‌ساز، مقدار دقیق X را به مجموعه فازی X تبدیل می‌کند و در ادامه غیرفازی‌ساز، مجموعه فازی U را به مقدار دقیق u تبدیل می‌کند.

همان‌طور که گفته شد، مدل فازی ممدانی، چارچوبی عمومی است، به‌طوری که با اطلاعات زبانی مربوط به افراد خبره سروکار دارد و عیب اصلی آن این است که ورودی و خروجی آن گروه‌های فازی اند. در حالی که در بسیاری از سیستم‌های مهندسی، ورودی‌ها و خروجی‌ها، متغیرهای عددی هستند. برای غلبه بر این عیب، مدل فازی تاکاگی-سوگنو^۱ راه حلی بر پایه ورودی و خروجی عددی پیشنهاد می‌دهد.

مدل فازی $T-S$ نوعی سیستم فازی است که توسط تاکاگی و سوگنو پیشنهاد داده شده است [۱۸]. و با مجموعه‌ای از قوانین اگر-آن‌گاه فازی برای نشان دادن ورودی-خروجی‌های خطی محلی مربوط به سیستم غیرخطی ارائه می‌شود. در این چارچوب، سیستم غیرخطی در ابتدا با مدل فازی $T-S$ تخمین زده می‌شود. ایده اصلی مدل فازی $T-S$ این است که دینامیک‌های محلی در نواحی مختلف فضای حالت، توسط مدل‌های خطی ارائه می‌شوند و مدل کلی سیستم با ترکیب فازی این مدل‌های خطی به‌دست می‌آید [۱۹]. به عنوان یک نتیجه، این کار باعث شده که اعمال تئوری سیستم خطی مرسوم برای آنالیز و ترکیب سیستم‌های غیرخطی پیچیده امکان‌پذیر باشد [۲۰، ۲۱، ۲۲] البته به‌طور خاص، موضوع پایداری سیستم‌های آشوب ارائه شده با مدل فازی $T-S$ به‌طور گسترده در [۲۱، ۲۲، ۲۳] بحث شده است.

یک سیستم به‌شدت غیرخطی معمولاً می‌تواند به صورت مدل فازی $T-S$ بیان شود [۱۸، ۲۱، ۲۴] به خصوص در [۲۵] که نویسنده از این مدل برای کنترل سیستم‌های آشوب استفاده کرده است.

^۱ Takagi-Sugeno

اخیرا آنالیز پایداری و طراحی سیستماتیک از بحث‌های مهم در سیستم‌های کنترل فازی محسوب می‌شوند و تلاش‌های تحقیقاتی مناسبی در این زمینه صورت گرفته است [۲۲، ۲۶، ۲۷، ۲۸]. به خوبی مشخص است روش‌های کنترل فازی مبتنی بر مدل فازی $T-S$ به دو دسته اصلی تقسیم می‌شوند: روش فیدبک حالت [۲۲، ۲۸] و مشاهده‌گر (فیدبک خروجی) [۲۶، ۲۷]. از آنجایی که عدم قطعیت‌ها و تاخیر زمانی از عوامل عمده ناپایداری محسوب می‌شوند، گسترش دادن مدل فازی $T-S$ به سیستم‌های غیرخطی شامل عدم قطعیت‌ها یا تاخیر زمانی رویکردی مناسب است. بنابراین تعداد زیادی از نتایج کنترل مقاوم با استفاده از تکنیک مشاهده‌گر یا فیدبک به‌دست آمده است. [۲۹].

بر پایه جبران توزیع شده موازی^۱ جهت همزمان‌سازی^۲ سیستم‌های فازی نتایج بسیاری به‌دست آمده است [۲۸]. ایده اصلی PDC این است که برای هر مدل خطی محلی، یک کنترل کننده فیدبک خطی طراحی می‌شود و کنترل کننده نهایی به‌دست آمده، که در حالت کلی غیرخطی است، دوباره ترکیب فازی هر کنترل کننده خطی است.

در چارچوب مدل فازی $T-S$ می‌دانیم که کنترل کننده‌های موجود برای سیستم‌های آشوب ارائه شده با مدل فازی $T-S$ ، غالباً از تکنیک نامعادلات ماتریسی خطی^۳ و PDC استفاده کرده‌اند [۲۴-۲۱، ۳۰]، جایی که PDC به منظور همگرایی قوانین $T-S$ در سیستم حلقه بسته به‌کار می‌رود و LMI در تعیین ماتریس‌های مثبت معین مشترک ایفای نقش می‌کند. اگرچه PDC روش کنترلی ورودی پیوسته است و قابل گسترش به سیستم‌های گسسته نمی‌باشد [۳۱].

روش‌های طراحی کنترل کننده‌های فازی به صورت زیر است:

(۱) رهیافت سعی و خطا:

^۱ Parallel Distributed Compensation

^۲ Synchronization

^۳ Linear Matrix Inequality

در این روش، با استفاده از دانشی که بر پایه آزمایشات و تجربیات به دست آمده و به صورت شفاهی قابل بیان است و همچنین با سوال‌هایی که از خبرگان مربوطه صورت می‌گیرد پرسش‌نامه‌های دقیقی تنظیم می‌شود سپس مجموعه‌ای از قواعد **اگر - آنگاه** فازی جمع‌آوری می‌گردد و آنگاه در ادامه کنترل‌کننده‌های فازی بر اساس این قواعد ساخته شده و در نهایت سیستم مورد آزمایش قرار می‌گیرد. حال اگر به کارگیری کنترل‌کننده فازی طراحی شده در عمل رضایت‌بخش نباشد قواعد مجدداً به صورت مناسبی تغییر و تنظیم می‌گردند و یا دوباره از ابتدا ایجاد می‌گردند و این عمل آنقدر ادامه می‌یابد تا پس از چند چرخه سعی و خطا عملکرد نهایی رضایت‌بخش گردد.

۲) روش‌های بر اساس بهینه‌سازی :

در این روش ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده‌های فازی چنان طراحی می‌شوند که معیار عملکرد مشخصی (برای مثال - پایداری) تضمین گردد. البته بهتر است که در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی برای سیستم‌های عملی هر دو روش را ترکیب نماییم تا امکان دستیابی به بهترین کنترل‌کننده فازی فراهم آید.

۲-۱-۴ انواع سیستم‌های کنترل فازی

کنترل فازی مزیت‌های بسیاری نسبت به کنترل متعارف دارد که می‌توان به حساسیت کمتر به نویز و همچنین تغییرات پارامتری اشاره کرد. علاوه بر این، سیستم‌های فازی را می‌توان به سیستم‌ها و فرآیندهای ناخوش تعریف^۱ اعمال کرد، که در خیلی از این موارد سیستم‌های کنترل متعارف غیرقابل پیاده‌سازی می‌باشند.

^۱ Ill Define

بر اساس تفاوت در قوانین کنترل فازی و روش تولید آن ها، می توان سیستم های کنترل فازی را به صورت زیر دسته بندی نمود [۳۲]:

۲-۱-۴-۱ سیستم کنترل مد لغزشی فازی :

در تئوری کنترل، کنترل مد لغزشی یا SMC ^۱، یک روش کنترل غیرخطی است که با استفاده از یک سیگنال کنترلی ناپیوسته باعث تغییر در دینامیک های یک سیستم غیرخطی می شود و منجر می شود سیستم در امتداد یک سطح بلغزد. قانون کنترل فیدبک حالت یک تابع پیوسته از زمان نیست. در عوض، می تواند بر اساس موقعیت فعلی در فضای حالت، از یک ساختار پیوسته به دیگری تغییر دهد. کنترل لغزشی یک رهیافت قدرتمند در جهت کنترل سیستم های غیرخطی و غیرقطعی می باشد. کنترل لغزشی یک روش کنترل مقاوم است و می تواند با داشتن مدل عدم قطعیت ها و اغتشاش های پارامتری به کار رود، به شرطی که محدوده این عدم قطعیت ها و اغتشاش ها معلوم باشد. از فواید مهم کنترل مد لغزشی فازی می توان به موضوع تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده برای سیستم های کنترل فازی در قالب کنترل مد لغزشی اشاره کرد [۳۳].

۲-۱-۴-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی^۲ :

هدف از استفاده از کنترل تطبیقی آن است که کنترل کننده طراحی شده بدین روش، بتواند در مقابل تغییرات آرام پارامترها در سیستم پاسخ مناسب بدهد. طراحی از دیدگاه کنترل مقاوم به کنترلگری می انجامد که در بازه مشخصی به پایداری سیستم می انجامد بدون آنکه نیازی به تغییر قوانین کنترلی باشد، ولی، با

^۱ Sliding Mode Control

^۲ Adaptive Fuzzy Control

روش کنترل تطبیقی می‌توان قوانین کنترلی را به گونه‌ای با تغییر شرایط تطبیق داد که سیستم پایدار شود.

کنترل تطبیقی به دو روش مستقیم و غیر مستقیم تقسیم بندی می‌شود.

کنترل تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی عمومی، هنوز به صورت یک چالش برای جامعه کنترل وجود دارد. در حالی که سیستم‌های فازی توانایی تخمین هر تابع غیرخطی پیوسته بر روی یک ناحیه پیوسته محدب را دارند .

۲-۱-۴-۳ سیستم کنترل PID فازی^۱:

کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی با توجه به ساختار ساده و عملکرد مقاوم، به عنوان یکی از عمومی‌ترین کنترل‌کننده‌ها در فرآیندهای کنترل صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. موفقیت کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی بستگی به یک انتخاب مناسب از بهره‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی دارد. انتخاب بهره‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی که قادر باشند راندمان بهینه‌ای برای آن فراهم نمایند، کار ساده‌ای محسوب نمی‌شود. در عمل، بهره‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی معمولاً با استفاده از تجربه اشخاص خبره و بر پایه تعدادی قواعد کلی استخراج می‌گردند.

در کنترل PID فازی می‌توان ابتدا یک مجموعه از قواعد اگر-آنگاه فازی را برای بهره‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی بوسیله تحلیل پاسخ سیستم تعیین نمود و سپس این قواعد را با یک سیستم فازی ترکیب کرد تا در جهت تنظیم بهره‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی به کار گرفته شوند[۳۴].

^۱ Fuzzy PID Control

۲-۲ معرفی سیستم‌های ضربه‌ای^۱

۲-۲-۱ مقدمه :

بنیان سیستم‌های ضربه‌ای، از معادلات دیفرانسیل ضربه ای شروع شده است که در ادامه با تلفیقی از سیستم‌های سوئیچینگ، سیستم‌های جدیدی تحت عنوان سیستم‌های هایبرید سوئیچینگ ضربه‌ای به-وجود آمدند [۳۵]. سابقه طولانی مطالعه سیستم‌های کنترل ضربه‌ای باعث بروز زمینه‌هایی در کنترل مدرن نیز شده است [۳۶].

نظریه سیستم های ضربه‌ای در قالب تئوری کنترل توسط ریشل^۲ آغاز شد [۳۷] و در ادامه وارگا^۳ توانست توضیح کامل‌تری در این زمینه ارائه کند [۳۸]. سیستم کنترل ضربه‌ای دستاوردی از سیستم‌های کنترل کلاسیک است و توسط معادلات دیفرانسیلی که در آن توابع کنترلی می‌توانند نا محدود باشند توصیف می‌شود.

مفهوم کنترل ضربه‌ای و اصول ریاضیات آن که با نام‌های معادلات دیفرانسیل ضربه‌ای [۳۹،۴۰] و یا معادلات دیفرانسیل همراه با تأثیرهای ضربه [۴۱] و یا معادلات دیفرانسیل همراه با ناپیوستگی از سمت راست [۴۲] معرفی می‌شوند، دارای سابقه طولانی می‌باشند. سیستم‌هایی وجود دارند که نمی‌توانند سیگنال کنترلی ورودی پیوسته را تحمل کنند، برای این دسته، کنترل کننده PDC که قبلاً به آن اشاره شد نمی‌تواند مورد استفاده قرار بگیرد. اما کنترل کننده ضربه‌ای برای این نوع سیستم‌ها کیفیت خوبی از خود نشان داده است. نمونه‌های بسیاری وجود دارد که در آن کنترل کننده ضربه‌ای عملکرد بهتری در مقایسه با کنترل کننده‌های پیوسته از خود نشان داده است و در بعضی موارد فقط کنترل ضربه‌ای می‌تواند استفاده

¹ Impulsive Systems

² Rishel

³ Warga

شود[۴۳]. برای مثال، بانک مرکزی برای تامین پول در بازار مالی نمی‌تواند هر روز نرخ بهره خود را تغییر دهد.

از طرفی دیگر کنترل ضربه‌ای پیشنهادی جذاب به حساب می‌آید، چرا که نه تنها با ضربه‌های کنترلی کوچک باعث پایداری سیستم غیرخطی می‌شود، بلکه روشی مستقیم جهت مدل‌سازی اطلاعات دیجیتال روی یک سیگنال حامل آشوب برای کاربردهای طیف گسترده محسوب می‌شود. علاوه بر این کنترل ضربه‌ای همچنین ممکن است روشی ساده و کارآمد جهت مقابله با سیستم‌هایی باشد که بر پایه دستگاه‌های کنترلی گسسته که از ضربه‌های کنترلی در لحظات گسسته شکل می‌گیرند، بنا شده‌اند[۴۴،۴۵].

از طرفی دیگر، کنترل ضربه‌ای در سال‌های اخیر به‌طور گسترده برای پایداری و همزمان‌سازی سیستم‌های آشوب به‌کار گرفته شده است. این کاربردها به‌طور اساسی روی برخی سیستم‌های آشوب مشهور تمرکز می‌کنند، مثل سیستم لو[۴۶]، لورنز[۴۷]، نوسان‌ساز چوا[۴۸] و مشابه.

دلیل کاربردهای موفقیت آمیز کنترل ضربه‌ای به این موضوع برمی‌گردد که این روش کنترلی، رویکرد مناسبی برای مقابله با سیستم‌هایی که می‌توانند اغتشاش گسسته را تحمل کنند، فراهم می‌آورد. برای مثال، جمعیت نوعی از باکتری و تراکم باکتری‌کش را به‌عنوان دو متغیر حالت یک سیستم در نظر بگیرید. ما می‌توانیم جمعیت را با تغییرات آنی تراکم باکتری‌کش کنترل کنیم بدون این‌که با کنترل پیوسته باعث افزایش مقاومت دارویی باکتری‌ها شویم. به علاوه در پروژه‌های همزمان‌سازی، سیستم تحت نظارت، فقط در زمان‌های گسسته، اطلاعاتی از متغیرهای فعال سیستم اعمالی دریافت می‌کند که این امر مقادیر اطلاعات انتقالی را بین دو سیستم به‌طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌دهد و باعث می‌شود این روش برای بسیاری از کاربردهای واقعی بسیار مفید و مناسب باشد، به ویژه در ارتباطات رمزنگاری، که این امر ضروری است.

علاوه بر این، سیستم‌های با اثرات ضربه‌ای برای تشریح دنیای فیزیکی ما دقیق‌ترند. برای مثال، حالت شبکه‌های الکترونیکی اغلب در ارتباط با اغتشاشات آنی و تغییرات ناگهانی تجربی، در لحظات مشخصی اند،

که ممکن است به دلیل پدیده سوئیچینگ، تغییر فرکانسی یا نویز ناگهانی باشد که در مجموع اثرات ضربه‌ای را نمایش می‌دهند.

۲-۲-۲ سیستم‌های ضربه‌ای پر کاربرد

در یک سیستم کنترل ضربه‌ای، سیستم باید دارای حداقل یک متغیر حالت باشد که تأثیرات ضربه را داشته باشد. ما نیاز به متغیری داریم که در فواصل زمانی مناسب، تغییرات ناگهانی را پذیرا باشد. سیستم‌های زیر نمونه‌ای از سیستم‌های ضربه‌ای پر کاربرد می‌باشند.

۱-۲-۲-۲ اکوسیستم^۱:

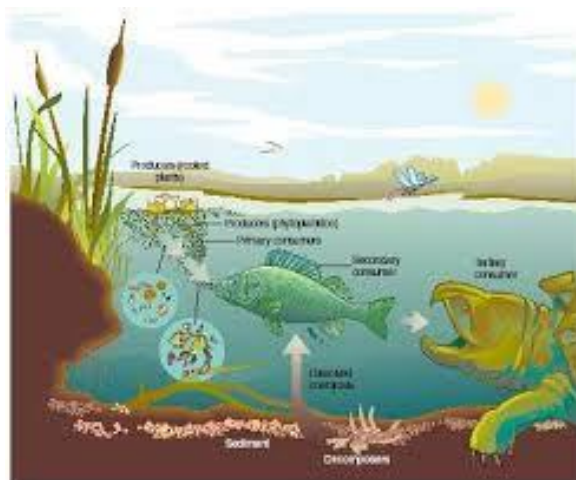
بوم‌سازگان یا اکوسیستم اشاره به گردآوری اجزا و روش‌هایی دارد که تشکیل دهنده و حاکم بر رفتار برخی زیر مجموعه‌های فضای زیستی می‌باشند. مفهوم ادراک شده این واژه معمولاً برای اشاره به عناصر حیاتی و غیر حیاتی و تعامل آن‌ها با یکدیگر در محیط‌های تعریف شده و بدون در نظر گرفتن محدودیت‌های ذهنی در خصوص بزرگ یا کوچک بودن آن منطقه، به کار می‌رود.

به صورت عمومی می‌توان یک سیستم اکولوژیک را به عنوان یک اجتماع از ارگانیسم‌ها (گیاهان، حیوانات و دیگر ارگانیسم‌های زنده با عنوان اجتماع عناصر زنده) در نظر گرفت که با محیط در تعامل و زندگی بوده و به عنوان یک واحد قاعده‌مند عمل می‌نمایند. که همان تعامل به عنوان یک واحد پویا و پیچیده و یک واحد اکولوژیک می‌باشد.

به فرض بخواهیم جمعیت موجودی مثل ماهی را در محیط خاصی کنترل کنیم، می‌توانیم با کنترل جمعیت گروه دیگری از حیوانات آن منطقه مثل لاک‌پشت که دشمن حیوان اولیه به حساب می‌آیند، این عمل کنترل

¹ Ecosystem

را انجام دهیم. اگر تعداد حیوان مدنظر و دشمن آن را متغیرهای حالت سیستم در نظر بگیریم، با پرورش دشمن در محیط‌های آزمایشگاهی و اعمال آن به محیط در زمان‌های مناسب و مقدار مناسب، می‌توانیم جمعیت حیوان (ماهی) را در محدوده مناسب نگه‌داریم.



شکل ۲.۲: اکوسیستم آبی

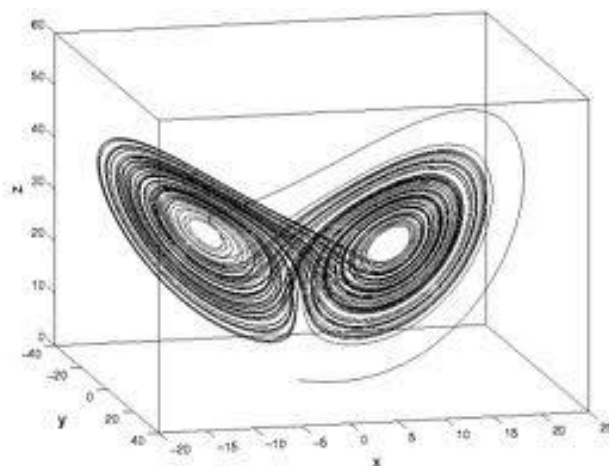
۲-۲-۲-۲ سیستم‌های آشوب^۱:

در نیمه دوم قرن بیستم، در حوزه ریاضیات و فیزیک مدرن، روش علمی و تئوری جدید و بسیار جالبی به نام آشوب پا به عرصه ظهور گذاشته است. این نظریه، مرتبط با سیستم‌هایی است که دینامیک آن‌ها در برابر تغییر مقادیر اولیه، رفتار بسیار حساسی نشان می‌دهد؛ به طوری که رفتارهای آینده آن‌ها دیگر قابل پیش‌بینی نمی‌باشد. به این سیستم‌ها، سیستم‌های آشوبی گفته می‌شود که از نوع سیستم‌های غیرخطی دینامیک هستند و بهترین مثال برای آن‌ها اثر پروانه‌ای، جریانات هوایی و دوره اقتصادی می‌باشد. تئوری آشوب، سیستم‌های دینامیکی بسیار پیچیده ای مانند اتمسفر زمین، جمعیت حیوانات، جریان مایعات، تپش قلب انسان، فرآیندهای زمین شناسی و ... را مورد بررسی قرار می‌دهد.

^۱ Chaotic Systems

موضوع جالب دیگری که در تئوری آشوب وجود دارد، تاکید آن بر وابستگی (یا حساسیت) به شرایط اولیه است. بدین معنی که تغییرات بسیار جزئی در مقادیر اولیه یک فرآیند می تواند منجر به اختلافات چشم گیری در سرنوشت فرآیند شود. مثال ساده زیر شاید جالب باشد:

اگر مسافری ۱۰ ثانیه دیر به ایستگاه اتوبوس برسد نمی تواند سوار اتوبوسی شود که هر ۱۰ دقیقه یک بار از این ایستگاه می گذرد و به سمت مترویی می رود که از آن هر ساعت یک بار قطاری به سوی فرودگاه حرکت می کند. برای مقصد مورد نظر این مسافر، فقط روزی یک پرواز انجام می شود و لذا تاخیر ۱۰ ثانیه ای این مسافر باعث از دست دادن یک روز کامل می شود.



شکل ۳.۲: نمونه ای از یک سیستم آشوبی

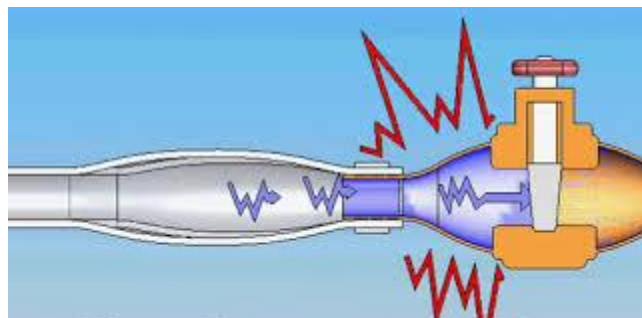
۳-۲-۲-۲ سیستم های مکانیکی :

در طراحی سیستم های هیدرولیکی تحت فشار، تحلیل جریان های ناماندگار بحث بسیار مهمی است. جریان های ناماندگار در لوله ها به شکل های گوناگونی ممکن است رخ دهد که یکی از اشکال آن، جریان ناماندگار میرا می باشد که به طور خاص ضربه قوچ نامیده می شود که از آن به عنوان چکش آبی^۱ نیز یاد

¹ Water Hammering

شده است. این پدیده در خطوط لوله جریان تحت فشار اتفاق می افتد و به وضوح بر قوانین فشار، تغییرات دبی یا تغییرات سرعت جریان و شرایط زمانی و مکانی حرکت سیال استوار است.

زمانی که یک سیال در داخل یک لوله در حال حرکت می باشد ممکن است عواملی همچون کم و زیاد شدن شدت جریان یا زمانی که شیر می خواهد باز شود یا ناگهان بسته شود، تغییر ناگهانی جریان و ایجاد افت فشار به شکل یک موج فشاری در طول لوله را منجر شود که حرکت کرده و باعث کم و زیاد شدن فشار می شود. همانطور که می دانیم تغییر ناگهانی سرعت جریان به صورت موج در امتداد لوله حرکت نموده و تغییر تکانه ناشی از آن باعث ایجاد فشار قابل ملاحظه ای می شود. همان طور که مشخص است، در این نمونه خاص از سیستم های مکانیکی، اثر ضربه می تواند منجر به تغییرات ضربه ای در سرعت یا فشار شود که خود متغیرهای حالت می باشند.



شکل ۴.۲: پدیده ضربه قوچ

۴-۲-۲-۲ سیستم های اقتصادی

مدیریت نقدینگی یکی از بزرگ ترین چالش هایی است که سیستم بانکداری با آن روبرو است. چون میزان کالا و خدمات در جامعه محدود است، پس باید میزان نقدینگی به اندازه ای باشد که با کالا و خدمات برابری کند. اگر میزان نقدینگی افزایش یابد، کالا و خدمات در جامعه کم شده و قیمت ها افزایش می یابد که در اصطلاح به آن تورم گفته می شود. کنترل نقدینگی از مهم ترین خواسته های کشورها است و سیاست های

گوناگونی را بدین منظور تدوین می‌کنند. یکی از ایده‌های کنترل میزان تورم، میزان پول تزریقی بانک مرکزی به بازار می‌باشد که در زمان‌های مختلف و به میزان متفاوت صورت می‌گیرد. با در نظر گرفتن میزان پول و میزان حساب ذخیره ارزی بانک مرکزی به عنوان متغیرهای حالت، این شیوه نظارتی نوعی کنترل ضربه‌ای به حساب می‌آید.



شکل ۵.۲: سیستم اقتصادی

نمونه‌های کاربردی بسیاری از سیستم‌های کنترل ضربه‌ای وجود دارد. از مثال‌های بارز آن می‌توان سیستم کنترل جمعیت نوع خاصی از حشرات با در نظر گرفتن مقدار جمعیت حشره و دشمن طبیعی آن به عنوان متغیرهای حالت، سیستم راکتورهای شیمیایی با کمیت‌های سرورهای شیمیایی مختلف به عنوان متغیرهای حالت و سیستم مالی با دو متغیر حالت مقدار پول موجود در بازار و نرخ پس‌انداز بانک مرکزی را نام برد. [۴۹]. بعضی مثال‌های کاربردی دیگر در [۳۶] آمده‌اند.

امروزه سیستم‌های ضربه‌ای و کنترل ضربه‌ای توسط بسیاری از محققان مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. پایداری سیستم‌های ضربه‌ای در [۳۶] توسط باینوف^۱ و سیمونوف^۲ و در [۵۰] توسط لاکشمیکانتام^۳ و

^۱ Bainov

^۲ Simeonov

^۳ Lakshmikantham

همکارانش و لاکشمیکانقام و لو^۱ با استفاده از توابع لیاپانوف بررسی شده است که توابع لیاپانوف^۲ باید در تمام جملات تغییرات، غیر افزایشی باشند. یانگ^۳[۴۹] شرایط مناسبی را برای کنترل ضربه‌ای کلاسی از سیستم‌های غیرخطی، با نتایج حاصل از [۵۰] به دست آورد.

۳-۲-۲ تعریف ریاضی کنترل ضربه‌ای :

فرض می‌کنیم سیستمی که قرار است کنترل شود، دارای متغیرهای حالت $X \in R^n$ باشد. زمان‌های کنترلی را به صورت زیر داریم:

$$0 < t_1 < t_2 < \dots < t_k < t_{k+1} < \dots \quad \text{و اگر } k \rightarrow \infty \text{ داریم } t_k \rightarrow \infty$$

(۱-۲)

همچنین فرض می‌کنیم قانون کنترل به شکل زیر باشد:

$$\Delta X(t) \big|_{t=t_k} = X(t_k^+) - X(t_k^-) = I_k(X(t))$$

(۲-۲)

با توجه به رابطه بالا مشخص است که متغیر حالت X در لحظات $t = t_k$ به صورت ضربه‌ای زیر تغییر می‌کند:

$$X(t_k^+) = X(t_k^-) + I_k(X(t))$$

(۳-۲)

¹ Liu

² Lyapunov Functions

³ Yang

که منجر می شود خروجی $Y = f(X)$ به میزان مطلوب $Y^* \in R^m$ میل کند.

البته باید توجه داشت که نیازی نیست تمام متغیرهای حالت سیستم دچار تغییر شوند، بلکه آنهایی که نیاز داریم و قابل تغییر می باشند را در فواصل زمانی مناسب و به میزان مناسب با تابع کنترلی بالا تغییر می دهیم.

فرض کنید که یک سیستم غیرخطی در حالت کلی به صورت زیر تعریف شده باشد:

$$\begin{cases} \dot{X} = f(t, X, u) \\ Y = \varphi(X) \end{cases} \quad (۴-۲)$$

به فرض $x(t) = x(t, t_0, x_0)$ یک جواب از سیستم (۴-۲) با شرایط اولیه (t_0, x_0) باشد. نقطه^۱

$d_{\tau}(t, x(t))$ از نقطه $d_{\tau_0}(t_0, x_0)$ شروع به حرکت کرده و در سرتاسر منحنی $x(t) = x(t, t_0, x_0)$

به حرکت خود ادامه می دهد تا به لحظه $\tau_1 > t_0$ برسد. در این لحظه، نقطه $d_{\tau_1}(\tau_1, x(\tau_1))$

بلافاصله به نقطه $d_{\tau_1^+}(\tau_1, x_1^+)$ که در آن $x_1^+ = x(\tau_1) + I_1(y(\tau_1))$ می باشد، منتقل می شود.

سپس نقطه d_t حرکت خود را در مسیر $x(t) = x(t, \tau_1, x_1^+)$ پیش می گیرد تا به نقطه $\tau_2 > \tau_1$

برسد که در آن جا دومین انتقال صورت می گیرد. در این لحظه بار دیگر نقطه $d_{\tau_2}(\tau_2, x(\tau_2))$ بلافاصله

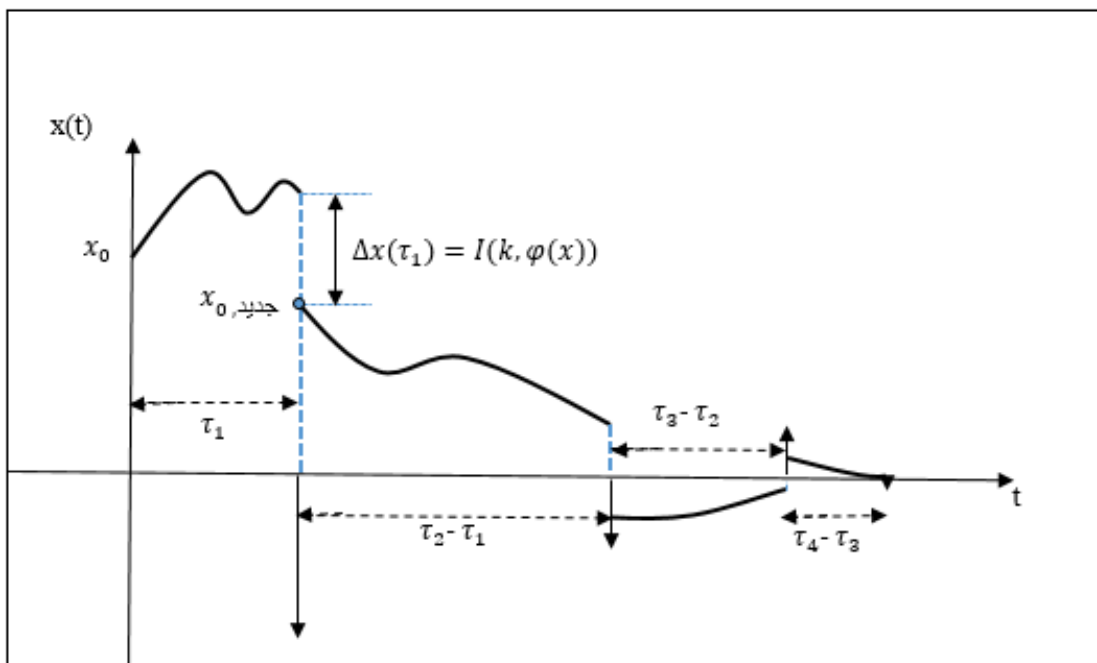
به نقطه $d_{\tau_2^+}(\tau_2, x_2^+)$ که در آن $x_2^+ = x(\tau_2) + I_2(y(\tau_2))$ می باشد، نگاشت می شود. همانند

گذشته، نقطه d_t حرکت خود را این بار در مسیر منحنی $x(t) = x(t, \tau_2, x_2^+)$ با شرط اولیه

(τ_2, x_2^+) ادامه می دهد. این روند به همین منوال طی می شود تا سیستم به پاسخ مطلوب برسد. شمایی

از این فرایند در شکل زیر نمایش داده شده است.

¹ Point



شکل ۶.۲: معنای شهودی کنترل کننده ضربه‌ای

۳-۲ معرفی سیستم‌های ضربه‌ای فازی

۳-۲-۱ مقدمه :

در بخش قبلی مشاهده کردیم که کنترل ضربه‌ای ایده‌ای مناسب جهت کنترل و پایدارسازی سیستم‌هایی نظیر آشوب می‌باشد. اما تئوری کنترل ضربه‌ای موجود فاقد راه‌حل جامع و یک‌شکل جهت کنترل سیستم‌های متفاوت است. بنابراین ضروری است که تکنیکی جدید به مثابه ترکیب کنترل ضربه‌ای و هوش فازی برای کنترل چنین سیستم‌هایی به کار رود.

اخیرا نشان داده شده که منطق فازی یک روش کنترلی موفق و کاملاً مؤثر در کنترل سیستم‌های پیچیده و بد تعریف و دارای عدم قطعیت می‌باشد. از زمانی که تاکاگی و سوگنو [۵۱] روی پایداری کنترل‌کننده‌های

فیدبک حالت کار کرده‌اند، تاکنون تحقیقات گسترده‌ای در بهبود بخشیدن به تئوری سیستم برای انواع متنوعی از مدل‌های فاز $T-S$ صورت گرفته است.

از طرفی دیگر کنترل ضربه‌ای تکنیک ضمانت شده‌ای^۱ برای پایدارسازی سیستم‌های آشوب، تنها با ضربه-های کنترلی کوچک است. اخیراً مدلی جدید بر اساس مدل فاز $T-S$ و سیستم‌های ضربه‌ای به کار گرفته شده است. مشخص شده که دینامیک‌های محلی^۲ این نوع از مدل‌های $T-S$ ضربه‌ای در مناطق مختلف از فضای حالت، می‌تواند با سیستم‌های خطی ضربه‌ای بیان شود. ایده اساسی چنین مدل‌هایی این است که مدل ضربه‌ای روی سیستم غیرخطی معرفی شده با مدل فاز $T-S$ ارائه می‌شود و رفتار کلی سیستم با ترکیب فاز $T-S$ این مدل‌های ضربه‌ای خطی تنظیم^۳ می‌شود.

برای مثال در [۳۱، ۵۲] روش کنترلی از ترکیب منطق فاز $T-S$ هوشمند و کنترل ضربه‌ای برای کنترل کلاس خاصی از سیستم‌های آشوب ارائه شده است. در [۵۳] روش‌هایی بر پایه تکنیک رازومیخن^۴ کلاسیک برای به‌دست آوردن معیاری برای پایداری یکنواخت و پایداری مجانبی یکنواخت سیستم‌های تاخیری فاز $T-S$ با ضربه به کار برده شده است. یک کاربرد جالب از این تئوری برای همزمان‌سازی ضربه در مدل‌های فاز $T-S$ به‌وسیله سیستم‌های آشوب پیوسته در [۵۴] بررسی شده است. درحالی که در [۵۵] معیاری برای پایداری نمایی^۵ سیستم‌های آشوب ضربه‌ای با استفاده از مدل فاز $T-S$ انجام شده است. در [۵۶] نویسنده طرح کنترل ضربه‌ای را برای سیستم‌های فاز $T-S$ گسسته پیشنهاد داده است.

مزیت اصلی این مدل‌های فاز ضربه‌ای در این است که می‌توانند خواص پایداری متنوعی از سیستم‌های غیرخطی را با ترکیب تکنیک‌های کنترل ضربه‌ای با علم منطق فاز، مورد ارزیابی قرار دهند.

¹ Promising Technique

² Local Dynamics

³ Regulated

⁴ Razumikhin Technique

⁵ Exponential Stability

لازم به ذکر است که مدل‌های بحث شده در [۵۲، ۵۴، ۵۶] محدود به کنترل آشوب‌اند و عمومیت ندارند. عدم کلیت آن‌ها به این دلیل است که یک متغیر مستقل از ورودی، باید به مدل‌های خاص بحث شده در [۵۲-۵۴] اعمال شود. به علاوه اگر ترم ورودی در مدل وجود داشته باشد، یا خود مدل به صورت ضربه‌ای باشد، نتایج حاصل از [۵۲-۵۴] غیرعملی می‌باشند. شرایط به دست آمده محافظه کارانه‌اند و قابل تبدیل به LMI^۱ نیستند. (به جز نتایج به دست آمده در [۵۵، ۵۲] که فرم LMI دارند و روی نمونه‌های خاصی اعمال شده‌اند).

۲-۳-۲ تعریف ریاضیات سیستم ضربه‌ای فازی :

سیستم فازی T-S را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\frac{dZ}{dt} = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) (A_i Z(t) + B_i u(t)) \quad (۵-۲)$$

در این رابطه، $T(t)$ متغیر تصمیم‌گیری، $Z(t)$ بردار حالت و $\mu_i(T(t))$ تابعی از متغیرهای تصمیم‌گیری می‌باشد که مقداری بین صفر و یک دارد، $u(t)$ ورودی کنترل کننده و A_i و B_i ماتریس‌های ثابت در مدل تاکاگی-سوگنو می‌باشند.

حال با قوانین فازی یکسان مشابه آنچه که برای مدل سیستم فازی T-S بالا در نظر گرفته شده، کنترل ضربه‌ای زیر را در نظر بگیرید:

Rule i : IF $T_1(t)$ is M_{i1} and $T_2(t)$ is M_{i2} and $T_n(t)$ is M_{in}

THEN $U_i(t_k, Z) = \Delta Z|_{t=t_k} = Z(t_k^+) - Z(t_k^-)$ $t = t_k$ $i = 1, \dots, r$ $k = 1, \dots$

^۱ Linear Matrix Inequality

(۶-۲)

به طوری که $0 < t_1 < t_2 < \dots < t_k < t_{k+1} < \dots$ و اگر $k \rightarrow \infty$ داریم $t_k \rightarrow \infty$

در نهایت مدل زیر به ازای ورودی $u(t)$ و اثرات ضربه ای به دست می آید:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) (A_i Z(t) + B_i u(t)) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) U_i(t_k, Z) & t = t_k \\ Z(t_0^+) = Z_0 \end{cases} \quad (۷-۲)$$

اگر از یک کنترل کننده فیدبک حالت مبتنی بر PDC استفاده کنیم، متغیرهای ورودی در مجموعه قوانین زیر صدق می کنند:

Rule i : IF $T_1(t)$ is M_{i1} and $T_2(t)$ is M_{i2} and $T_3(t)$ is M_{i3}

THEN $u(t) = -K_i Z(t)$

در این صورت با استفاده از فازی ساز منفرد، استنتاج ضرب و غیرفازی ساز میانگین مراکز، قانون کنترل فیدبک حالت بالا به صورت زیر تعریف می شود.

$$u(t) = -\frac{\sum_{i=1}^r w_i(T(t)) K_i Z(t)}{\sum_{i=1}^r w_i(T(t))} = -\sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) K_i Z(t) \quad (۸-۲)$$

با جایگذاری (۸-۲) در (۷-۲)، سیستم حلقه بسته بر اساس مدل فضای حالت به شکل زیر به دست می آید:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) (A_i - B_i K_j) Z(t) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) U_i(t_k, Z) & t = t_k \end{cases} \quad (۳۷-۳)$$

بنابراین مدل بالا را می توان سیستم کنترل ضربه ای فازی $T-S$ مبتنی بر PDC نامید، جایی که

$$\Delta Z(t) \Big|_{t=t_k} = Z(t_k^+) - Z(t_k^-)$$

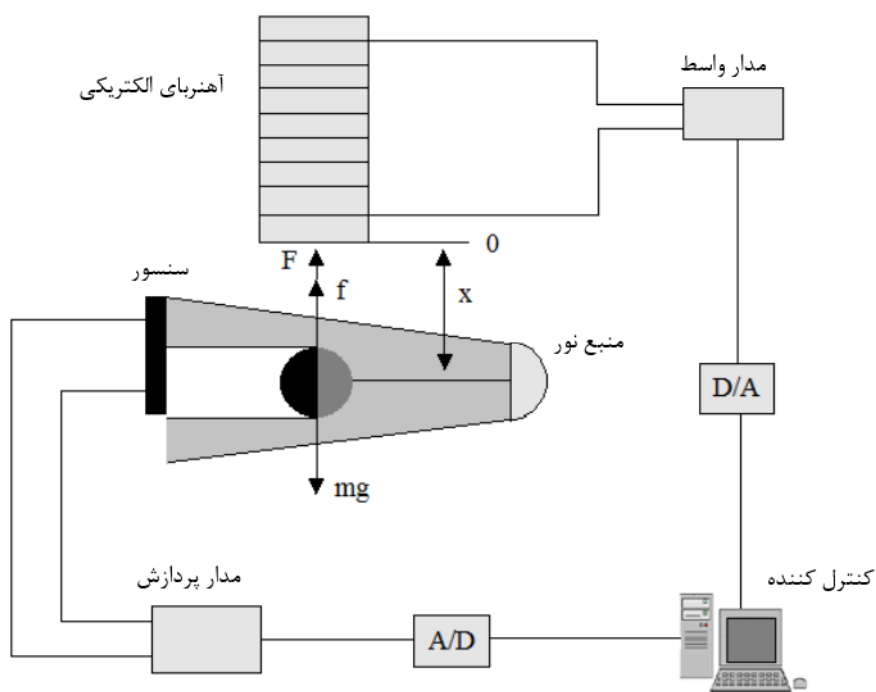
نشان دهنده یک تابع ضربه ای است.

فصل سوم

کنترل ضربه ای فازی سیستم تعلیق مغناطیسی

۳-۱ معرفی سیستم تعلیق مغناطیسی^۱

نمودار ساده شده‌ای از سیستم EMS را در شکل زیر مشاهده می‌شود. هدف از کنترل چنین سیستمی این است که موقعیت گوی در نقطه خاصی قرار بگیرد و در همان جا پایدار بماند. در این شکل نیروهایی که بر روی گوی فلزی اثر می‌کنند نشان داده شده است. F نیروی الکترومغناطیسی است و f اصطکاک ویسکوزیته است که روی گوی اثر می‌کند.



شکل ۱.۳ شمایی از یک سیستم تعلیق مغناطیسی

معادله دینامیکی جسم معلق در صفحه عمودی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = mg - k\dot{x} - F(x, i) \quad (۱-۳)$$

^۱ Electromagnetic Suspension System

که m جرم جسم معلق g شتاب گرانش، x فاصله سطح گوی از کف آهنربای الکتریکی $(x \geq 0)$ ، k ضریب اصطکاک ویسکوز، i جریان درون سیم پیچ و $F(x, i)$ نیرویی است که از آهنربای الکتریکی به وجود می آید.

می دانیم که انرژی ذخیره شده در آهنربای الکتریکی از رابطه مقابل به دست می آید.

$$E(x, i) = \frac{1}{2} L(x) i^2 \quad (2-3)$$

و در نتیجه نیروی F به صورت زیر بیان می شود:

$$F(x, i) = - \frac{\partial E}{\partial x} \quad (3-3)$$

اندوکتانس الکترومگنت به موقعیت گوی یا همان x بستگی دارد و همان گونه که در [۵۷] ارائه شده می تواند به صورت زیر مدل شود:

$$L(x) = L_1 + \frac{L_0}{1 + \frac{x}{a}} \quad (4-3)$$

به طوری که L_1 اندوکتانس سلف بدون حضور گوی و L_0 اندوکتانس افزایشی سیم پیچ، زمانی که گوی در نزدیکی سیم لوله قرار می گیرد، است و همچنین پارامتر a ثابت می باشد.

معادله دینامیکی سیستم به صورت مقابل است :

$$V = Ri + \frac{d}{dt} (L(x).i) \quad (5-3)$$

که V ولتاژ منبع، R مقاومت سری مدار و i جریانی است که در آهنربا جاری است.

با استفاده از معادلات بالا و تعریف متغیرهای حالت به صورت $x_3 = i$, $x_2 = \dot{x}$, $x_1 = x$

و بردار $X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ و ورودی $u = V$ و خروجی $y = x_1$ مدل فضای حالت سیستم را به دست می آوریم.

$$m\ddot{x} = mg - k\dot{x} + \frac{\partial E}{\partial x} \quad \text{با جایگزاری رابطه (۳-۳) در (۱-۳) داریم:}$$

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{1}{2}i^2 \frac{\partial L}{\partial x} = \frac{1}{2}i^2 \left(\frac{-\frac{L_0}{a}}{\left(1+\frac{x}{a}\right)^2} \right) = -\frac{1}{2}i^2 L_0 a \frac{1}{(a+x)^2} \quad \text{از طرفی:}$$

$$m\ddot{x} = mg - k\dot{x} - \frac{1}{2}i^2 L_0 a \frac{1}{(a+x)^2}$$

$$\dot{x}_2 = g - \frac{k}{m}x_2 - \frac{L_0 a}{2m} \frac{x_3^2}{(a+x_1)^2}$$

(۶-۳)

با توجه به رابطه (۵-۳) داریم:

$$V = Ri + \frac{dL(x)}{dt} \cdot i + \frac{di}{dt} \cdot L(x) = Ri + \frac{dL(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \cdot i + \frac{di}{dt} \cdot L(x)$$

$$V = Ri + \left(\left(\frac{-\frac{L_0}{a}}{\left(1+\frac{x}{a}\right)^2} \right) \cdot \dot{x} \cdot i \right) + \frac{di}{dt} \cdot \left(L_1 + \frac{L_0}{1+\frac{x}{a}} \right)$$

$$V = Ri - L_0 a \frac{\dot{x} \cdot i}{(a+x_1)^2} + \frac{di}{dt} \cdot \left(L_1 + \frac{L_0}{1+\frac{x}{a}} \right)$$

$$\dot{x}_3 = \left(-Rx_3 + L_0 a \frac{x_2 x_3}{(a+x_1)^2} + u \right) \cdot \frac{1}{L_1 + \frac{L_0}{1+\frac{x_1}{a}}}$$

(۷-۳)

با استفاده از روابط (۳-۶) و (۳-۷)، مدل فضای حالت سیستم به فرم برداری، به صورت زیر درمی آید.

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u$$

$$y = h(X)$$

(۳-۸)

$$f(X) = \begin{bmatrix} x_2 \\ g - \frac{k}{m}x_2 - \frac{L_0 a}{2m} \frac{x_3^2}{(a+x_1)^2} \\ \frac{-Rx_3 + L_0 a \frac{x_2 x_3}{(a+x_1)^2}}{L_1 + \frac{L_0}{1+\frac{x_1}{a}}} \end{bmatrix}, \quad g(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{L_0}{L_1 + \frac{L_0}{1+\frac{x_1}{a}}} \end{bmatrix}, \quad h(x) = x_1$$

(۳-۹)

در رابطه بالا مقادیر پارامترها به صورت زیر می باشند:

$$m = 0.08 \text{ Kg} \quad , \quad L_1 = 0.02 \text{ H} \quad , \quad L_0 = 0.01 \text{ H} \quad , \quad R = 1 \Omega$$

$$g = 9.81 \frac{m}{sec^2} \quad , \quad k = 0.001 \frac{N}{m \cdot sec} \quad , \quad a = 0.0981 \text{ m}$$

۳-۲ تغییر متغیرهای مورد نیاز

۳-۲-۱ نقطه تعادل

واضح است که در رابطه (۳-۹)، در صورتی که ورودی صفر باشد، سیستم نقطه تعادل ندارد تا بتواند در آن نقطه پایدار بماند، به همین دلیل ما نقطه تعادل مورد نظر را بسته به این که موقعیت مطلوب جسم معلق در چه فاصله ای از آهنربا باشد، به صورت $x^e = x_1^e$ تعریف می کنیم و در نتیجه نقاط تعادل مربوط به سایر متغیرهای حالت به صورت زیر به دست می آید:

$$x_1^e = x_1^e, \quad x_2^e = 0, \quad x_3^e = (a + x_1^e) \sqrt{\frac{2mg}{L_0 a}},$$

$$u^e = R(a + x_1^e) \sqrt{\frac{2mg}{L_0 a}}$$

$$X^e = \begin{bmatrix} x_1^e & 0 & (a + x_1^e) \sqrt{\frac{2mg}{L_0 a}} \end{bmatrix}^T, \quad y^e = x_1^e$$

(۱۰-۳)

از آنجایی که حالت‌های تعادل مربوط به سیستم، مبدا را شامل نمی‌شوند و به موقعیت مطلوب جسم معلق بستگی دارند، در ابتدا باید نقطه تعادل را به مبدا انتقال دهیم و در ادامه از مدل اصلاح شده استفاده کنیم. برای این کار نقطه تعادل را $x_1^e = 0.05$ معرفی می‌کنیم و این بدین معنی است که گوی معلق در فاصله 5 سانتی متری از آهنربای الکتریکی به حالت تعادل درآید. البته نقطه تعادل مذکور ناپایدار است. این تغییر نقطه تعادل به ما کمک می‌کند تا با همگرا شدن متغیرهای حالت سیستم اصلاح شده به صفر، متغیرهای حالت سیستم اصلی به مقدار نامی خود میل کنند که در اینجا:

$$x_1 \rightarrow 0.05, \quad x_2 \rightarrow 0, \quad x_3 \rightarrow 5.924$$

۲-۲-۳ جابه‌جایی نقطه تعادل

برای تغییر نقطه تعادل از نقطه تعادل فرضی $x_1^e = 0.05$ به مبدا، متغیرهای حالت جدید زیر را معرفی می‌کنیم.

$$\begin{aligned} x'_1 &= x_1 - x_1^e & x'_2 &= x_2 - x_2^e & x'_3 &= x_3 - x_3^e \\ u' &= u - u^e & y' &= y - y^e \end{aligned}$$

بنابراین داریم:

$$\begin{aligned} x_1 &= x_1^e + x'_1 & x_2 &= x_2^e + x'_2 & x_3 &= x_3^e + x'_3 \\ u &= u^e + u' & y &= y^e + y' \end{aligned}$$

با اعمال روابط بالا به رابطه (۸-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{X}' &= \{f(X' + X^e) + g(X' + X^e)u^e\} + g(X' + X^e)u' \triangleq f'(X') + g'(X')u' \\ y' &= h(X' + X^e) = h'(X') \end{aligned} \quad (۱۱-۳)$$

با به دست آوردن $g(X' + X^e)u^e$ به صورت زیر:

$$g(X' + X^e)u^e = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{L_0 a}{L_1 + \frac{L_0 a}{a + x_1^e + x'_1}} \end{bmatrix} \cdot u^e = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u^e \\ \frac{L_0 a}{L_1 + \frac{L_0 a}{a + x_1^e + x'_1}} \end{bmatrix}$$

مدل فضای حالت سیستم اصلاح شده به شکل زیر در می آید:

$$f'(X') = \begin{bmatrix} x'_2 \\ g - \frac{k}{m}x'_2 - \frac{L_0 a}{2m} \frac{(x'_3 + x_3^e)^2}{(a + x_1^e + x'_1)^2} \\ \frac{u^e - R(x'_3 + x_3^e) + L_0 a \frac{x'_2(x'_3 + x_3^e)}{(a + x_1^e + x'_1)^2}}{L_1 + \frac{L_0 a}{a + x_1^e + x'_1}} \end{bmatrix}, \quad g'(X') = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{L_0 a}{L_1 + \frac{L_0 a}{a + x_1^e + x'_1}} \end{bmatrix}$$

(۱۲-۳)

در نهایت روابط (۱۲-۳) و (۱۳-۳)، معادلات مربوط به سیستم تعلیق مغناطیسی را به ما نشان می دهند، با این تفاوت که متغیرهای حالت جدید $X' = [x'_1 \quad x'_2 \quad x'_3]^T$ نقطه تعادلی در مبدا مختصات دارند.

$$\dot{X}' = f'(X') + g'(X')u'$$

$$y' = h'(X')$$

(۱۳-۳)

۳-۲-۳ تبدیل به فرم همراه

در ادامه، به منظور طراحی کارا و مؤثر کنترل ضربه‌ای فازی، معادلات دینامیکی (۱۲-۳) را به فرم کانونی تبدیل می‌کنیم. از آن جایی که سیستم مورد بحث قابلیت خطی سازی فیدبکی را داراست در [۵۸] دیدیم که کنترل کننده به دست آمده در خطی سازی فیدبکی به صورت زیر می باشد.

$$u(x) = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} y} [-L_f^r y - k_{r-1} y^{(r-1)} - \dots - k_1 \dot{y} - k_0 y]$$

(۱۴-۳)

که در آن k_i ها به صورتی انتخاب شده اند که تمامی ریشه های چند جمله ای

$$K(p) = p^r + k_{r-1} p^{r-1} + \dots + k_1 p + k_0$$

کاملاً در نیم صفحه سمت چپ باشند. با مقایسه رابطه (۱۴-۳) و معادله زیر که در [۵۸] آمده:

$$u(x) = \frac{1}{g(x)} [-f(x) - k_{r-1} y^{(r-1)} - \dots - k_1 \dot{y} - k_0 y]$$

می توانیم $L_g L_f^{r-1} y$ را تخمینی از $g(x)$ و $L_f^r y$ را تخمینی از $f(x)$ بدانیم.

برای به دست آوردن فرم همراه معادله سیستم تعلیق مغناطیسی که در رابطه ی (۱۲-۳) و (۱۳-۳) آمده، به صورت زیر عمل می کنیم.

$$z_1 = x'_1$$

$$z_2 = L_{f'} z_1 = \nabla_{z_1} f' = x'_2$$

$$z_3 = L_{f'} z_2 = \nabla_{z_2} f' = g - \frac{k}{m} x'_2 - \frac{L_0 a}{2m} \frac{(x'_3 + x_3^e)^2}{(a + x_1^e + x'_1)^2}$$

(۱۵-۳)

با اعمال چنین تغییر متغیرهایی و علم بر این که $f(Z) = L_{f'} z_3$ و $g(Z) = L_{g'} L_{f'}^{r-1} y$ ، روابط زیر را داریم:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = f(Z) + g(Z)u$$

$$f(Z) =$$

$$\frac{2 \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right) z_2}{a + x_1^e + z_1} - \frac{k}{m} z_3 - \left(\frac{L_0 a}{m} \frac{\sqrt{\frac{2m}{L_0 a} \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right)}}{a + x_1^e + z_1} \times \right. \\ \left. \frac{u^e - R(a + x_1^e + z_1) \sqrt{\frac{2m}{L_0 a} \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right)} + L_0 a \frac{z_2 \sqrt{\frac{2m}{L_0 a} \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right)}}{a + x_1^e + z_1}}{L_1 + \frac{L_0 a}{a + x_1^e + z_1}} \right)$$

$$g(Z) = - \frac{L_0 a \sqrt{\frac{2m}{L_0 a} \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right)}}{m L_1 (a + x_1^e + z_1) + L_0 a}$$

(۱۶-۳)

۳-۳ تشکیل مدل فازی $T-S$

در ادامه تبدیلاتی که بر روی معادلات سیستم انجام داده ایم، باید مدل فازی $T-S$ را نیز تشکیل دهیم. برای این کار لازم است در ابتدا متغیرهای جدیدی به شکل زیر تعریف کنیم که به واسطه آنها قادر باشیم سیستم غیر خطی را به شکل ترکیبی وزن دار، از یک مجموعه سیستم های خطی محلی مدل سازی کنیم. برای شروع، متغیرهای جدید را به صورت زیر تعریف می کنیم.

$$T_1 = \sqrt{\frac{2m}{L_0 a} \left(-z_3 + g - \frac{k}{m} z_2 \right)} \quad , \quad T_2 = a + x_1^e + z_1 \quad , \quad T_3 = \frac{u^e - RT_1 T_2}{z_1} \quad (17-3)$$

به این ترتیب از رابطه (۱۶-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_3 &= -\frac{L_0 a}{m} \frac{T_1 T_3}{L_1 T_2 + L_0 a} z_1 + \frac{L_0 a}{m} \frac{T_1^2}{T_2} \left(1 - \frac{L_0 a}{L_1 T_2 + L_0 a} \right) z_2 - \frac{k}{m} z_3 - \frac{L_0 a}{m} \frac{T_1}{L_1 T_2 + L_0 a} u \end{aligned} \quad (18-3)$$

حال اگر بتوانیم مقادیر ماکزیمم و مینیمم T_1 ، T_2 و T_3 را به دست آوریم، در این صورت قادر خواهیم بود ماتریس های ثابت A و B را تعریف کنیم که در ادامه به آن خواهیم پرداخت.

۳-۳-۱ اغتشاش

اما آنچه که اهمیت بالایی برای ما دارد بحث اغتشاش است و لازم است که روابط مربوط به آن را نیز در معادلات ظاهر کرده و اثرات آن را در مدل سازی ببینیم.

اغتشاش در سیستم گوی معلق می تواند به صورت تغییرات ولتاژ ورودی ظاهر شود، به طوری که ولتاژ اعمالی به دو سر سیم پیچ دچار اغتشاش شود.

در رابطه (۱۸-۳) فرض می کنیم اغتشاش به فرم $d(t) = \beta(t)$ ظاهر شود.

$$\dot{z}_3 = f(Z) + g(Z). (u(t) + \beta(t)) = f(Z) + g(Z).u(t) + g(Z).\beta(t)$$

$$\dot{z}_3 = (f(Z) + g(Z).\beta(t)) + g(Z).u(t)$$

(۱۹-۳)

$$\text{با فرض } \beta(t) = \frac{\beta(t)}{z_1} z_1 \text{ داریم:}$$

$$f(Z) + g(Z).\beta(t) = \left(-\frac{L_0 a}{m} \frac{T_1}{T_2 L_1 + L_0 a} \frac{u^e - RT_1 T_2}{z_1} + \frac{\beta(t).g(Z)}{z_1} \right) z_1$$

$$+ \frac{L_0 a}{m} \frac{T_1^2}{T_2} \left(1 - \frac{L_0 a}{L_1 T_2 + L_0 a} \right) z_2 - \frac{k}{m} z_3$$

$$= \frac{-\frac{L_0 a}{m} \frac{T_1(u^e - RT_1 T_2)}{T_2 L_1 + L_0 a} + \beta(t).g(Z)}{z_1} z_1 + \frac{L_0 a}{m} \frac{T_1^2}{T_2} \left(1 - \frac{L_0 a}{L_1 T_2 + L_0 a} \right) z_2 - \frac{k}{m} z_3$$

(۲۰-۳)

$$\text{اگر عبارت } \frac{-\frac{L_0 a}{m} \frac{T_1(u^e - RT_1 T_2)}{T_2 L_1 + L_0 a} + \beta(t).g(Z)}{z_1} \text{ را متغیر جدیدی به نام } T_3 \text{ بنامیم، آن گاه معادلات همراه سیستم}$$

تعليق مغناطیسی با معلوم بودن محدوده تغییرات اغتشاش به فرم زیر درمی آیند:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = f(Z) + g(Z)u(t)$$

$$f(Z) = T_3 z_1 + \frac{L_0 a}{m} \frac{T_1^2}{T_2} \left(1 - \frac{L_0 a}{L_1 T_2 + L_0 a} \right) z_2 - \frac{k}{m} z_3$$

$$g(Z) = -\frac{L_0 a}{m} \frac{T_1}{L_1 T_2 + L_0 a}$$

(۲۱-۳)

جهت تکمیل مدل فازی $T-S$ ، نیاز داریم رابطه (۳-۲۱) را به صورت $\dot{Z} = AZ + Bu$ بازنویسی کنیم و همان طور که قبلا اشاره شد، برای این کار، باید بتوانیم مقادیر ماکزیمم و مینیمم T_1 ، T_2 و T_3 را به دست آوریم.

در سیستم تعلیق مغناطیسی، سعی کرده ایم از کنترل کننده های خطی جهت پایداری و تعیین ماکزیمم و مینیمم متغیرهای آن استفاده کنیم. برای این منظور معادلات رابطه (۳-۹) را حول نقطه تعادل $x_1 = 0.05$ خطی کرده و کنترل کننده مناسب بر روی آن اعمال می شود.

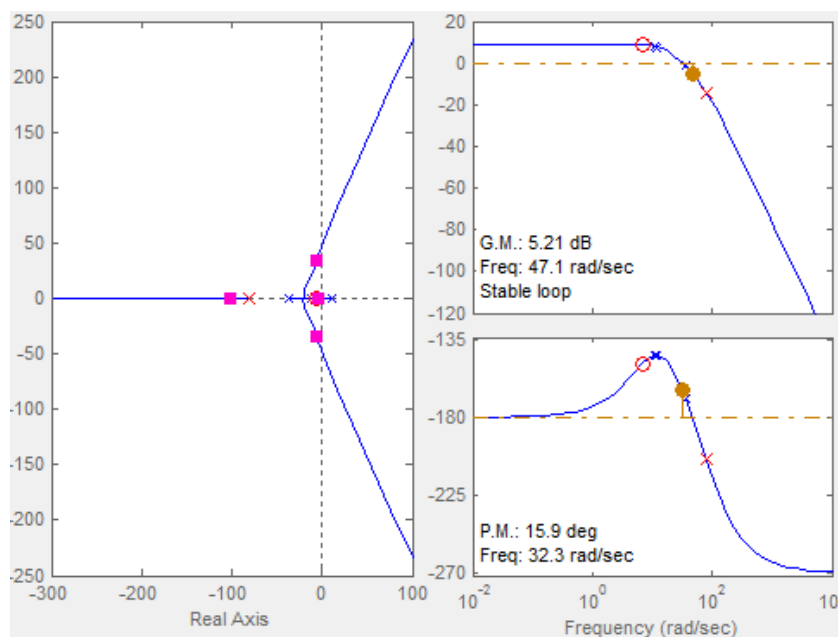
۲.۳.۳ خطی سازی

با خطی سازی معادلات حاکم بر سیستم (که البته فرقی هم نمی کند که از معادلات اولیه استفاده شود یا معادلات تبدیل شده به فرم همراه)، به تابع تبدیلی به فرم زیر می رسیم:

$$G(s) = \frac{-124.4}{s^3 + 37.54s^2 - 99.05s - 4976}$$

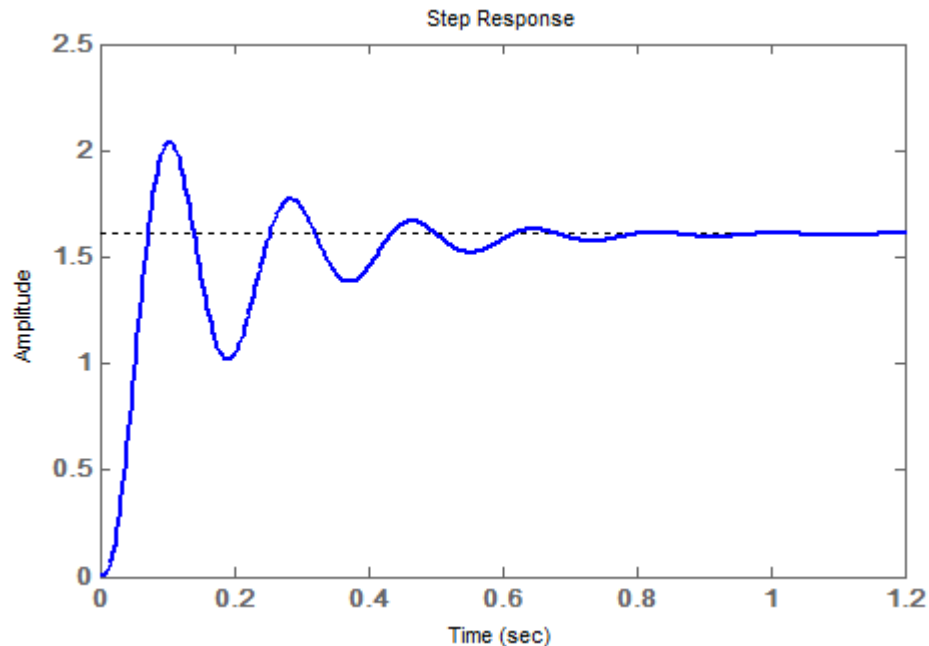
(۳-۲۲)

این تابع تبدیل قطب هایی در -36.55 ، -12.18 و 11.17 دارد که قطب مثبت آن عامل ناپایداری سیستم حلقه باز به حساب می آید.



شکل ۲.۳: مکان هندسی ریشه های تابع تبدیل رابطه (۳-۲۲) پس از استفاده از کنترل کننده

با استفاده از کنترل کننده *lead* برای پایداری سازی سیستم بالا، پاسخ پله سیستم حلقه بسته را در شکل ۳.۳ مشاهده می کنیم.



شکل ۳.۳: پاسخ پله سیستم خطی شده

در این حلقه کنترلی، کنترل کننده $c(s) = -1210 \frac{s+7}{s+80}$ و فیدبک واحد منفی به کار برده شده اند. با پایداری سازی سیستم و تغییر مقادیر صفر، قطب و بهره کنترل کننده، محدوده تغییرات متغیرهای سیستم تا حدودی تخمین زده می شوند.

۳.۳.۳ تعیین پارامترها

با تخمین محدوده متغیرهای حالت سیستم (۳-۹) به صورت :

$$0.01 < x_1 < 0.2 \quad , \quad -2.5 < x_2 < 1 \quad , \quad -50 < x_3 < 75$$

مقادیر زیر را برای مدل فازی $T-S$ به دست می آوریم.

$$\max T_1 = 60 \quad , \quad \min T_1 = 1 \quad , \quad \max T_2 = 0.35 \quad , \quad \min T_2 = 0.145$$

$$\max T_3 = 304323 \quad , \quad \min T_3 = -114746$$

(۲۳-۳)

با در نظر گرفتن روابط زیر:

$$\begin{aligned} \max T_1 &= q_1 \quad , \quad \min T_1 = q_2 \quad , \quad \max T_2 = b_1 \quad , \quad \min T_2 = b_2 \\ \max T_3 &= r_1 \quad , \quad \min T_3 = r_2 \end{aligned}$$

متغیرهای T_1 ، T_2 و T_3 می توانند به صورت زیر نوشته شوند [۶۱]:

$$T_1 = \sum_{i=1}^2 M_i(T_1(t))q_i \quad , \quad T_2 = \sum_{j=1}^2 N_j(T_2(t))b_j \quad , \quad T_3 = \sum_{k=1}^2 E_k(T_3(t))r_k$$

$$T_1 = M_1(T_1(t)).q_1 + M_2(T_1(t)).q_2$$

(۲۴-۳)

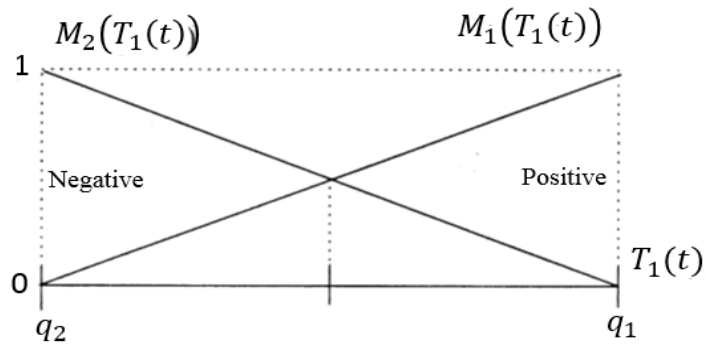
به طوری که :

$$M_1(T_1(t)) + M_2(T_1(t)) = 1$$

(۲۵-۳)

بنابراین از روابط (۲۴-۳) و (۲۵-۳) توابع تعلق فازی مربوط به متغیر T_1 به دست می آید :

$$M_1(T_1(t)) = \frac{T_1(t) - q_2}{q_1 - q_2} \quad , \quad M_2(T_1(t)) = \frac{q_1 - T_1(t)}{q_1 - q_2}$$



شکل ۴.۳: توابع تعلق مربوط به $M_1(T_1(t))$ و $M_2(T_1(t))$

همچنین برای T_2 داریم:

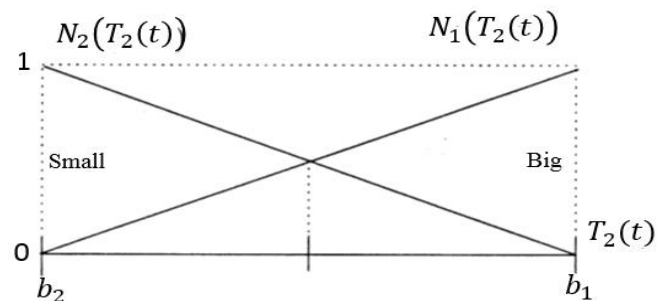
$$T_2 = N_1(T_2(t)) \cdot b_1 + N_2(T_2(t)) \cdot b_2 \quad (۲۶-۳)$$

به طوری که:

$$N_1(T_2(t)) + N_2(T_2(t)) = 1 \quad (۲۷-۳)$$

بنابراین از روابط (۲۶-۳) و (۲۷-۳) توابع تعلق فازی مربوط به متغیر T_2 به دست می آید:

$$N_1(T_2(t)) = \frac{T_2(t) - b_2}{b_1 - b_2}, \quad N_2(T_2(t)) = \frac{b_1 - T_2(t)}{b_1 - b_2}$$



شکل ۵.۳: توابع تعلق مربوط به $N_1(T_2(t))$ و $N_2(T_2(t))$

به همین ترتیب برای T_3 داریم :

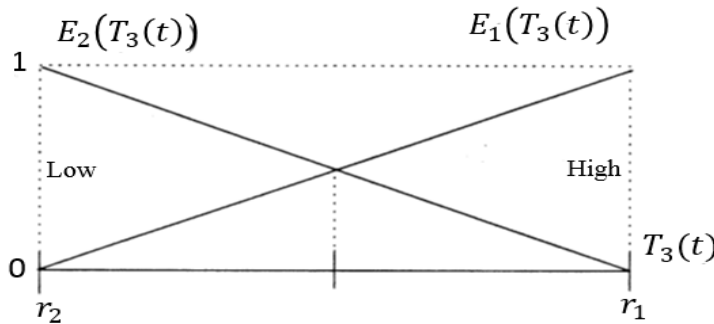
$$T_3 = E_1(T_3(t)) \cdot r_1 + E_2(T_3(t)) \cdot r_2 \quad (28-3)$$

به طوری که :

$$E_1(T_3(t)) + E_2(T_3(t)) = 1 \quad (29-3)$$

با توجه به روابط (28-3) و (29-3) توابع تعلق فازی مربوط به متغیر T_3 به دست می آید :

$$E_1(T_3(t)) = \frac{T_3(t) - r_2}{r_1 - r_2}, \quad E_2(T_3(t)) = \frac{r_1 - T_3(t)}{r_1 - r_2}$$



شکل ۶.۳ : توابع تعلق مربوط به $E_1(T_3(t))$ و $E_2(T_3(t))$

توابع تعلق E_1 ، E_2 ، N_1 ، N_2 ، M_1 ، M_2 را به ترتیب "Positive"، "Negative"، "Big"

"Small"، "High" و "Low" تعریف می کنیم، اگر قوانین اگر-آنگاه فازی را برای رابطه ی (۳-

۲۱) به صورت زیر تعریف کنیم :

Rule 1 : IF T_1 is Positive and T_2 is Big and T_3 is High

$$THEN \quad \dot{Z} = A_1 Z + B_1 u$$

Rule 2 : IF T_1 is Positive and T_2 is Big and T_3 is Low

$$THEN \quad \dot{Z} = A_2 Z + B_2 u$$

Rule 3 : IF T_1 is Positive and T_2 is Small and T_3 is High

$$THEN \quad \dot{Z} = A_3Z + B_3u$$

Rule 4 : IF T_1 is Positive and T_2 is Small and T_3 is Low

$$THEN \quad \dot{Z} = A_4Z + B_4u$$

Rule 5 : IF T_1 is Negative and T_2 is Big and T_3 is High

$$THEN \quad \dot{Z} = A_5Z + B_5u$$

Rule 6 : IF T_1 is Negative and T_2 is Big and T_3 is Low

$$THEN \quad \dot{Z} = A_6Z + B_6u$$

Rule 7 : IF T_1 is Negative and T_2 is Small and T_3 is High

$$THEN \quad \dot{Z} = A_7Z + B_7u$$

Rule 8 : IF T_1 is Negative and T_2 is Small and T_3 is Low

$$THEN \quad \dot{Z} = A_8Z + B_8u$$

در این صورت با استفاده از فازی ساز منفرد و استنتاج ضرب، خروجی نهایی سیستم فازی می تواند به صورت زیر نمایش داده شود:

$$\frac{dZ}{dt} = \sum_{i=1}^8 \mu_i(T(t)) (A_iZ(t) + B_iu(t))$$

(۳۰-۳)

که در آن :

$$\mu_i(T(t)) = \frac{w_i(T(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(T(t))} \quad , \quad w_i(T(t)) = \prod_{j=1}^3 M_{ij}(T_j) \quad i = 1, 2, \dots, 8$$

و هر یک از M_{ij} ها، یک مجموعه فازی متعلق به متغیرهای T_1 ، T_2 و T_3 اند. همچنین مشخص است

$$\mu_i(T(t)) \geq 0 \quad \text{و} \quad \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) = 1$$

به شکل ساده تر می توان نوشت :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 M_i(T_1(t)) N_j(T_2(t)) E_k(T_3(t)) \times$$

$$\left(\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ r_k & \frac{L_0 a}{m} \frac{q_i^2}{b_j} \left(1 - \frac{L_0 a}{L_1 b_j + L_0 a} \right) & -\frac{k}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{L_0 a}{m} \frac{q_i}{L_1 b_j + L_0 a} \end{bmatrix} u \right)$$

(۳۱-۳)

به این ترتیب ماتریس های $A_1, \dots, A_8$ و $B_1, \dots, B_8$ به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 304323 & 110.62 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_1 &= [0 \quad 0 \quad -92.18]^T \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -114746 & 110.62 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_2 &= [0 \quad 0 \quad -92.18]^T \\ A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 304323 & 227.49 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_3 &= [0 \quad 0 \quad -189.57]^T \\ A_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -114746 & 227.49 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_4 &= [0 \quad 0 \quad -189.57]^T \\ A_5 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 304323 & 0.03 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_5 &= [0 \quad 0 \quad -1.536]^T \\ A_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -114746 & 0.03 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_6 &= [0 \quad 0 \quad -1.536]^T \\ A_7 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 304323 & 0.063 & -0.0125 \end{bmatrix} & B_7 &= [0 \quad 0 \quad -3.151]^T \end{aligned}$$

$$A_8 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -114746 & 0.063 & -0.0125 \end{bmatrix} \quad B_8 = [0 \quad 0 \quad -3.151]^T$$

۴.۳ کنترل ضربه‌ای فازی

در بخش قبلی با استفاده از قوانین اگر-آنگاه فازی توانستیم مدل فازی $T-S$ را برای رابطه ی (۳-۲۱) به دست آوریم که در این بخش مدل به دست آمده را مجدداً بازنویسی می کنیم.

$$\frac{dZ}{dt} = \sum_{i=1}^8 \mu_i(T(t)) (A_i Z(t) + B_i u(t))$$

(۳۳-۳)

که در آن :

$$\mu_i(T(t)) = \frac{w_i(T(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(T(t))} \quad , \quad w_i(T(t)) = \prod_{j=1}^3 M_{ij}(T_j) \quad i = 1, 2, \dots, 8$$

و هر یک از M_{ij} ها یک مجموعه فازی متعلق به متغیرهای T_1 ، T_2 و T_3 اند، همچنین A_i و B_i ماتریس هایی هستند که از رابطه (۳۲-۳) به دست می آیند.

حال با قوانین فازی یکسان مشابه آن چه در بخش قبلی آمده، کنترل ضربه ای زیر را در نظر بگیرید:

Rule i : IF $T_1(t)$ is M_{i1} and $T_2(t)$ is M_{i2} and $T_3(t)$ is M_{i3}

THEN $U_i(k, z) = \Delta z \big|_{t=t_k} = z(t_k^+) - z(t_k^-) \quad t = t_k \quad i = 1, \dots, r \quad k = 1, 2, \dots$

(۳۴-۳)

به طوری که $0 < t_1 < t_2 < \dots < t_k < t_{k+1} < \dots$ و اگر $k \rightarrow \infty$ داریم $t_k \rightarrow \infty$

در نهایت مدل زیر به ازای ورودی $u(t)$ و اثرات ضربه ای به دست می آید:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) (A_i Z(t) + B_i u(t)) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) U_i(t_k, z) & t = t_k \\ Z(t_0^+) = Z_0 \end{cases} \quad (35-3)$$

اگر از یک کنترل کننده فیدبک حالت مبتنی بر PDC استفاده کنیم، متغیرهای ورودی در مجموعه قوانین زیر صدق می کنند:

$$\begin{aligned} \text{Rule } i : & \text{ IF } T_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } T_2(t) \text{ is } M_{i2} \text{ and } T_3(t) \text{ is } M_{i3} \\ & \text{ THEN } u(t) = -K_i Z(t) \end{aligned}$$

مشابه عملکردی که برای رابطه (30-3) ارائه شد، قانون کنترل فیدبک حالت بالا به صورت زیر تعریف می شود.

$$u(t) = -\frac{\sum_{i=1}^r w_i(T(t)) K_i Z(t)}{\sum_{i=1}^r w_i(T(t))} = -\sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) K_i Z(t) \quad (36-3)$$

با جایگذاری (36-3) در (35-3) سیستم حلقه بسته بر اساس مدل فضای حالت به شکل زیر به دست می آید:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) (A_i - B_i K_j) Z(t) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) U_i(t_k, z) & t = t_k \end{cases} \quad (37-3)$$

بنابراین مدل بالا را می توان سیستم کنترل ضربه ای فاز $T-S$ مبتنی بر PDC نامید، جایی که $\Delta z(t) \big|_{t=t_k} = z(t_k^+) - z(t_k^-)$ نشان دهنده یک تابع ضربه ای است.

۵.۳ تحلیل پایداری

۱.۵.۳ پیشگفتار

در این بخش تحلیل پایداری سیستم های ضربه ای فازی $T-S$ زمان پیوسته به کمک روش سیستم مقایسه ای^۱ مورد بررسی قرار گرفته است و شرایط کلی برای تحلیل پایداری سیستم (۳-۳۷) مبتنی بر روش روابط مقایسه ای مطرح می شود. در اینجا برخی از شرایط کافی برای پایداری سازی سیستم کنترل ضربه ای فازی $T-S$ در غالب ترم هایی از نامعادلات ماتریسی خطی (LMI) محاسبه شده و در نهایت طرح کنترلی پیشنهادی برای پایداری سیستم تعلیق مغناطیسی به طور موفقیت آمیزی مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج شبیه سازی، به خوبی مزیت روش پیشنهادی را نشان می دهد.

۲.۵.۳ روابط مورد نیاز به منظور تحلیل پایداری

در ادامه قضایا و تعاریف ضروری مربوط به استراتژی کنترل ضربه ای را مطابق [۳۶،۵۹]

بیان کرده و سپس به استخراج نتایج اصلی می پردازیم.

سیستم کلی $\dot{Z} = f(t, Z(t))$ را در نظر بگیرید که در آن $f(t, Z(t)): R_+ \times R^n \rightarrow R^n$ یک تابع پیوسته است و $Z(t)$ متغیر حالت می باشد. فرض کنید:

$$\Delta z(t)|_{t=t_k} = z(t_k^+) - z(t_k^-) = I_k(z(t))$$

یک قانون کنترل باشد، بنابراین سیستم کنترل ضربه ای به صورت زیر حاصل می شود:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = f(t, Z(t)) & t \neq t_k \\ \Delta Z(t) = I_k(z(t)) & t = t_k \\ Z(t_0^+) = Z_0 \end{cases}$$

¹ Comparison System

(۳۸-۳)

تعریف (۱.۳)[۵۹]: فرض کنید $V(t, Z(t)): R_+ \times R^n \rightarrow R_+$ باشد. در این صورت می توان گفت $V(t, Z(t))$ به کلاس v_0 تعلق دارد اگر:

(۱) $V(t, Z(t))$ در $(t_{k-1}, t_k] \times R^n$ پیوسته باشد و برای هر $k = 1, 2, \dots$ و $z \in R^n$ داشته باشیم:

$$\lim_{(t,y) \rightarrow (t_k^+, z(t))} V(t, y) = V(t_k^+, z(t))$$

(۳۹-۳)

(۲) $V(t, Z(t))$ در Z لیشیتز محلی باشد.

تعریف (۲.۳): برای $(t, z(t)) \in (t_{k-1}, t_k] \times R^n$ رابطه ی زیر را تعریف می کنیم:

$$D^+V(t, z(t)) \triangleq \lim_{h \rightarrow 0} \sup \frac{1}{h} [V(t+h, z(t) + hf(t, z(t))) - V(t, z(t))]$$

(۴۰-۳)

تعریف (۳.۳): به منظور معرفی سیستم مقایسه ای، فرض کنید $V(t, z(t)) \in v_0$ باشد، فرض کنید که داریم:

$$\begin{cases} D^+V(t, z(t)) \leq g(t, V(t, z(t))) \\ V(t, z(t) + I_k(z(t))) \leq \varphi_k(V(t, z(t))) \end{cases}$$

(۴۱-۳)

جایی که $g: R_+ \times R^n \rightarrow R$ یک تابع پیوسته بوده و $\varphi_k: R_+ \rightarrow R_+$ یک تابع غیر کاهشی می باشد.

در این صورت سیستم زیر یک سیستم مقایسه ای در قیاس با سیستم (۳۸-۳) می باشد:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = g(t, \omega) & t \neq t_k \\ \omega(t_k^+) = \varphi_k(\omega(t_k)) & t = t_k \\ \omega(t_0^+) = \omega_0 \geq 0 \end{cases} \quad (۴۲-۳)$$

تعریف (۴.۳): در ادامه S_ρ به صورت زیر تعریف می شود که در آن $\|\cdot\|$ مشخص کننده ی نرم اقلیدسی در R^n است.

$$S_\rho = \{z(t) \in R^n \mid \|z(t)\| < \rho\}$$

تعریف (۵.۳): تابع α متعلق است به کلاس k اگر $\alpha \in C[R_+, R_+]$ و $\alpha(0) = 0$ و $\alpha(z(t))$ در $z(t)$ به شدت افزایشی باشد.

قضیه (۱-۳) : با در نظر گرفتن شرایط زیر:

$$V(t, z(t)): R_+ \times S_\rho \rightarrow R_+ \quad , \quad \rho > 0 \quad , \quad V(t, z(t)) \in v_0 \quad (1)$$

$$D^+V(t, z(t)) \leq g(t, V(t, z(t))) \quad t \neq t_k$$

(2) یک $\rho_0 > 0$ وجود دارد به طوری که به ازای تمام k ها، $z \in S_{\rho_0}$ بر $z(t) + I_k(z(t)) \in S_{\rho_0}$

$$\text{و } t = t_k \quad V(t, z(t) + I_k(z(t))) \leq \varphi_k(V(t, z(t))) \quad \text{دالات دارد.}$$

(3) اگر $\alpha(\cdot), \beta(\cdot) \in k$ وجود دارد، در این صورت $\beta(\|z(t)\|) \leq V(t, z(t)) \leq \alpha(\|z(t)\|)$

در $R_+ \times S_\rho$ برقرار است.

بنابراین خواص پایداری جواب بدیهی سیستم مقایسه ای (۴۲-۳) به طور متناظر خواص پایداری جواب

بدیهی سیستم (۳۸-۳) را برآورده می کند.

قضیه (۲-۳) : براساس قضیه فرعی ۱، ۲، ۳ در [۳۶] فرض کنید به ازای تمام k ها، $g(t, \omega) = \dot{\lambda}(t)\omega$

که $\lambda \in C^1[R_+, R_+]$ و $\varphi_k(\omega) = d_k \omega$ ، $d_k \geq 0$ برقرار باشد، در این صورت اگر شرایط زیر برآورده شود، مبدا ($Z(t) = 0$) در سیستم (۳-۳۸) پایدار مجانبی خواهد بود.

$$\forall k = 1, 2, \dots, \quad \gamma > 1 \quad \lambda(t_{k+1}) + \ln(\gamma d_k) \leq \lambda(t_k) \quad , \quad \dot{\lambda}(t) \geq 0 \quad (۳-۴۳)$$

۳.۵.۳ پایدارسازی سیستم کنترل ضربه ای فازی $T-S$ به همراه فیدبک حالت

در این بخش قصد داریم روابط مورد نیاز به منظور پایدارسازی سیستم کنترل ضربه ای فازی $T-S$ (۳-۳۸) را با توجه به قضایای (۳-۱) و (۳-۲) و تعاریف (۳-۱۰)–(۳-۵) استخراج نماییم. در بخش های قبلی مدل کلی سیستم حلقه بسته را بر اساس مدل فضای حالت به دست آوردیم که در اینجا رابطه ی آن را مجددا یاد آوری می کنیم:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) (A_i - B_i K_j) Z(t) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) U_i(t_k, Z) & t = t_k \end{cases} \quad (۳-۴۴)$$

اگر از کنترل کننده ضربه ای خطی به صورت $U_i(t_k, Z) = D_{ik} Z(t)$ استفاده کنیم، داریم:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) (A_i - B_i K_j) Z(t) & t \neq t_k \\ \Delta Z = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} Z(t) & t = t_k \end{cases} \quad (۳-۴۵)$$

در ادامه به دلیل شرایطی که برای حل LMI سیستم به وجود می آید و همچنین برای به دست آوردن شرایط مناسب پایداری، سیستم (۳-۴۵) را به صورت زیر بازنویسی می کنیم:

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i^2(T(t)) G_{ii} Z(t) + 2 \sum_{i < j}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) Z(t) & t \neq t_k \\ \Delta Z(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} Z(t) & t = t_k \end{cases} \quad (۴۶-۳)$$

که در آن $G_{ij} = A_i - B_i K_j$ و $(i = 1, 2, \dots, r, \quad j = 1, 2, \dots, r)$

قضیه (۳-۳): مبدا $(z(t) = 0)$ در سیستم کنترل ضربه ای فازی $T-S$ مبتنی بر PDC (۴۶-۳)

پایدار مجانبی خواهد بود، اگر یک ماتریس معین مثبت P و اسکالرهای $\alpha, c > 0$ وجود داشته باشند به طوری که شرایط زیر برقرار باشد:

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} - \frac{1}{2} c P < 0 \quad , \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (1)$$

$$(G_{ij} + G_{ji})^T P + P (G_{ij} + G_{ji}) - \frac{1}{2} c P < 0 \quad i = 1, 2, \dots, r, \quad j = 1, 2, \dots, r \quad (2)$$

(3) به ازای هر $k \in N$ و $0 < t_{k+1} - t_k \leq m$ داشته باشیم: $\ln(d_k) \leq -(\alpha + c)m$ به طوری

$$d_k = \frac{\lambda_{\max}(P) \max_{1 \leq i \leq r} \{\|I + D_{ik}\|\}}{\lambda_{\min}(P)} \quad \text{که:}$$

اثبات قضیه (۳-۳): تابع لیپانوف $V(t, z(t)) = Z(t)^T P Z(t)$ را در نظر بگیرید، اکنون با به

کارگیری مشتق تعمیم یافته سمت راست از تابع لیپانوف پیشنهادی در سرتاسر مسیرهای سیستم (۴۶-۳) به ازای $t \neq t_k$ داریم:

$$\begin{aligned} D^+ V(t, z(t)) &= \dot{Z}(t)^T P Z(t) + Z(t)^T P \dot{Z}(t) \\ &= \sum_{i=1}^r \mu_i^2(T(t)) Z(t)^T G_{ii}^T P Z(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +2 \sum_{i < j}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) Z(t)^T \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P Z(t) \\
& \quad + \sum_{i=1}^r \mu_i^2(T(t)) Z(t)^T P G_{ii} Z(t) \\
& +2 \sum_{i < j}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) Z(t)^T P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) Z(t) \\
& = \sum_{i=1}^r \mu_i^2(T(t)) Z(t)^T (G_{ii}^T P + P G_{ii}) Z(t) \\
& +2 \sum_{i < j}^r \mu_i(T(t)) \mu_j(T(t)) Z(t)^T \left(\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) \right) Z(t)
\end{aligned}
\tag{۴۷-۳}$$

با توجه به شرط اول و دوم از قضیه (۳-۳) و این که $0 \leq \mu_i(T(t)) \leq 1$ و $\sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) = 1$ می توانیم به دست آوریم:

$$D^+ V(t, z(t)) \leq c V(t, z(t))$$

از این رو شرط اول قضیه (۳-۱) به ازای $g(t, \omega) = c\omega$ برقرار است.

به ازای $t = t_k$ داریم:

$$\begin{aligned}
& V \left(t_k^+, z(t_k) + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} z(t_k) \right) \\
& = \left(z(t_k) + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} z(t_k) \right)^T P \left(z(t_k) + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} z(t_k) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= z(t_k)^T \left(I + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} z(t_k) \right)^T P \left(I + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} z(t_k) \right) z(t_k) \\
&\leq \lambda_{\max}(P) \left\| I + \sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) D_{ik} \right\| \|z(t_k)\| \\
&= \lambda_{\max}(P) \left(\sum_{i=1}^r \mu_i(T(t)) \|I + D_{ik}\| \right) \|z(t_k)\| \\
&\leq \frac{\lambda_{\max}(P) \max_{1 \leq i \leq r} \{\|I + D_{ik}\|\}}{\lambda_{\min}(P)} V(t_k^+, z(t_k)) \\
&= d_k V(t_k^+, z(t_k))
\end{aligned}
\tag{۴۸-۳}$$

در نتیجه رابطه زیر حاصل می شود:

$$V(t_k^+, z(t_k) + I_k(t_k, z(t))) \leq d_k V(t_k^+, z(t_k))$$

از این رو شرط دوم از قضیه (۱-۳) نیز به ازای $\varphi_k(\omega) = d_k \omega$ برقرار است.

برای شرط سوم نیز با فرض $\lambda_1 > 0$ و $\lambda_2 > 0$ به ترتیب به عنوان کوچک ترین و بزرگ ترین مقدار ویژه P داریم:

$$\lambda_1 \|z\|^2 \leq V(t, z(t)) \leq \lambda_2 \|z\|^2$$

پس شرط سوم نیز به ازای $\beta(z) = \lambda_1 \|z\|^2$ و $\alpha(z) = \lambda_2 \|z\|^2$ برقرار خواهد بود.

به کمک روابط استخراج شده از قضیه (۱-۳) و با توجه به سیستم مقایسه ای زیر می توان نتیجه گرفت سیستم کنترل ضربه ای (۴۶-۳) پایدار مجانبی خواهد بود.

$$\begin{cases} \dot{\omega}(t) = c\omega(t) & t \neq t_k \\ \omega(t_k^+) = d_k\omega(t_k) & t = t_k \\ \omega(t_0^+) = \omega_0 \geq 0 \end{cases} \quad (49-3)$$

و با توجه به قضیه (۲-۳) اگر

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} c \, dt + \ln(\gamma d_k) \leq 0 \quad (50-3)$$

در نتیجه $-c(t_{k+1} - t_k) \leq \ln(d_k)$ برقرار خواهد بود به طوری که :

$$d_k = \frac{\lambda_{\max}(P) \max_{1 \leq i \leq r} \{\|I + D_{ik}\|\}}{\lambda_{\min}(P)}$$

و در نتیجه مبدا $(Z(t) = 0)$ برای سیستم (۴۶-۳) پایدار مجانبی است.

بنابراین همان طور که از روابط بالا پیداست، هدف ما، به دست آوردن مقدار ضربه و زمان اعمال آن

است. اگر در تمام زمان ها و برای تمامی قوانین فازی از ماتریس ضربه واحدی استفاده کنیم، ماتریس

ضربه به صورت $D_{ik} = D$ در می آید. در این مورد، نتایج ساده شده ی زیر را داریم:

قضیه (۴-۳): اگر یک ماتریس معین مثبت P و اسکالرهای $\alpha, c > 0$ وجود داشته باشند به طوری که شرایط زیر برقرار باشد:

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} - \frac{1}{2} c P < 0 \quad , \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (1)$$

$$(G_{ij} + G_{ji})^T P + P (G_{ij} + G_{ji}) - \frac{1}{2} c P < 0 \quad i = 1, 2, \dots, r \quad , \quad j = 1, 2, \dots, r \quad (2)$$

(3) به ازای هر $k \in N$ و $0 < t_{k+1} - t_k \leq m$ داشته باشیم: $\ln(d) \leq -(\alpha + c)m$ به طوری

$$d = \frac{\lambda_{\max}(P) \|I + D\|}{\lambda_{\min}(P)} \quad : \text{ که}$$

در این صورت جواب بدیهی سیستم (۳-۴۶) پایدار مجانبی است.

۶.۳ نامعادلات ماتریسی خطی (LMI)

برای این که بتوانیم ماتریس های فیدبک حالت K_i و ماتریس معین مثبت P را جهت ارضای شرایط

(۱) و (۲) از قضیه (۳-۳) به دست بیاوریم و الگوریتم مشخصی برای این کار داشته باشیم، با تعریف

$X = P^{-1}$ و $M_i = K_i X$ و ضرب (۱) و (۲) در X ، به نامعادلات ماتریسی خطی (LMI) زیر می رسیم:

$$\begin{cases} XA_i^T + A_iX - M_i^T B_i^T - B_i M_i - \frac{1}{2}cX < 0 \\ XA_i^T + A_iX + XA_j^T + A_jX - M_j^T B_i^T - B_i M_j - M_i^T B_j^T - B_j M_i - \frac{1}{2}cX < 0 \end{cases} \quad (۵۱-۳)$$

همان طور که مشاهده می کنیم، (۵۱-۳) نامعادلات ماتریسی خطی نسبت به متغیرهای X و M_i را نشان

می دهد به طوری که $X > 0$ و در $i < j$ برقرار می باشد.

با به دست آوردن ماتریس های X و M_i ، طبق روابط زیر داریم:

$$P = X^{-1} \quad , \quad K_i = M_i X^{-1} = M_i P \quad (۵۲-۳)$$

با انتخاب $c = 10$ ، از طریق حل LMI رابطه (۵۱-۳) ماتریس P و ماتریس های فیدبک حالت K_i را به دست می آوریم:

$$P = \begin{bmatrix} 0.0769 & -0.0000 & -0.0083 \\ -0.0000 & 0.0725 & 0.0000 \\ -0.0083 & 0.0000 & 0.0646 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = [-1654.341 \quad -1.292 \quad 0.844] \quad , \quad K_2 = [632.399 \quad -1.347 \quad 0.835]$$

$$K_3 = [-2219.778 \quad -1.667 \quad 0.514] \quad , \quad K_4 = [1603.955 \quad -0.901 \quad 0.596]$$

$$K_5 = [-2272.248 \quad -1.428 \quad 0.968] \quad , \quad K_6 = [162.023 \quad -1.375 \quad 0.975]$$

$$K_7 = [-2223.954 \quad -1.398 \quad 0.974] \quad , \quad K_8 = [169.174 \quad -1.362 \quad 0.974]$$

از طرفی از شرط سوم قضیه (۳-۴) با توجه به ثابت بودن ماتریس ضربه داریم:

$$\max_{1 \leq i \leq r} \{\|1 + d_{ii}\|\} \leq \frac{\lambda_{\min}(P)e^{-(\alpha+c)m}}{\lambda_{\max}(P)} \quad (۳-۵۳)$$

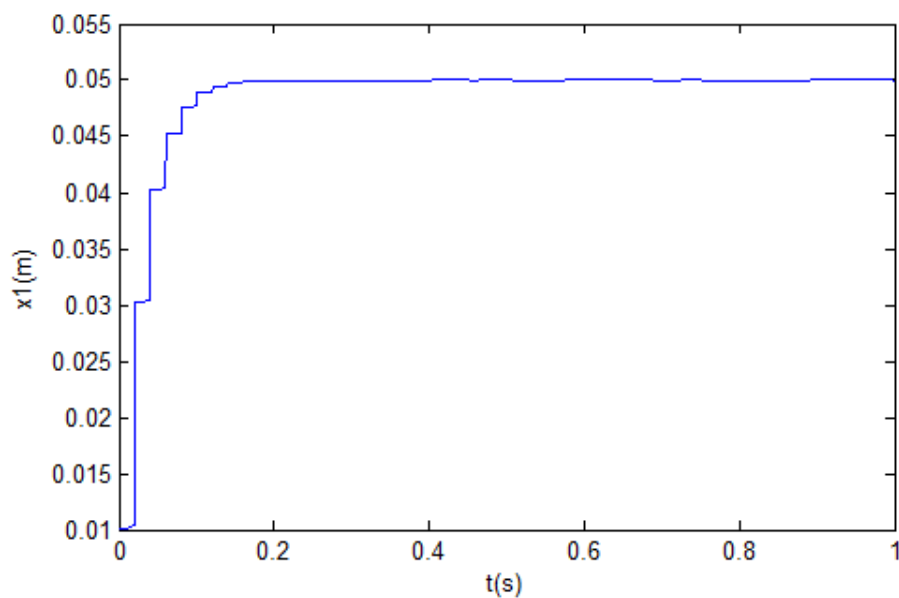
با انتخاب $\alpha = 0.5$ و با توجه به این که $\lambda_{\min}(P) = 0.060$ و $\lambda_{\max}(P) = 0.081$ و این که در نظر داشته باشیم ضربه هر 0.02 اتفاق بیفتد یعنی $m = 0.02$ داریم:

$$\max_{1 \leq i \leq r} \{\|1 + d_{ii}\|\} \leq 0.6$$

پس می توانیم d_{ii} ها را به صورت : $d_{11} = -0.5$ ، $d_{22} = -0.9$ و $d_{33} = -0.9$ انتخاب کنیم.

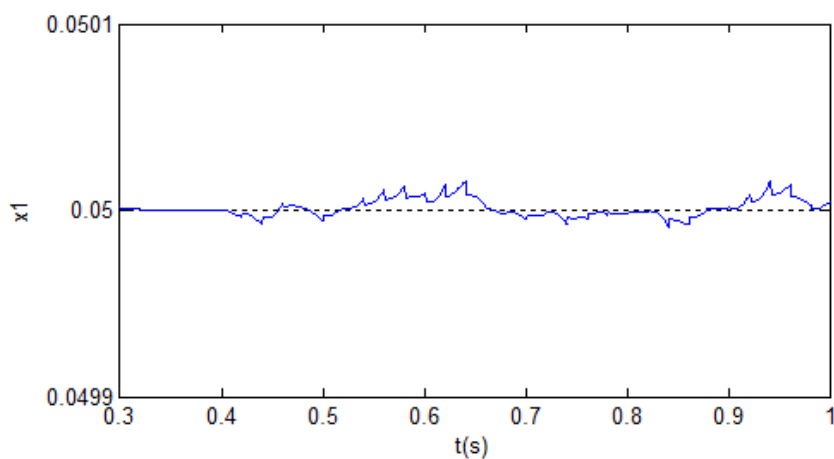
۷.۳ نتایج شبیه سازی

در نهایت اگر اغتشاش ولتاژ ورودی را به صورت تابعی تصادفی در بازه ای بین -0.5 و 0.5 ولت در نظر بگیریم، می توانیم خروجی سیستم که همان تغییرات موقعیت گوی معلق می باشد را، در شکل ۷.۳ مشاهده کنیم:



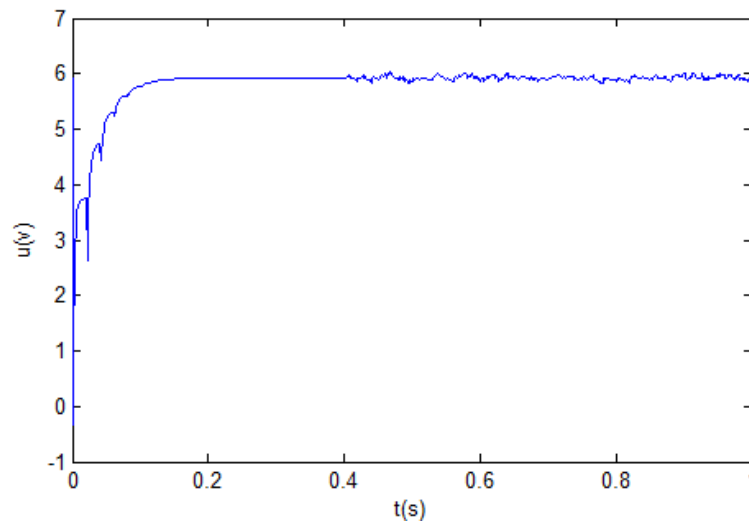
شکل ۷.۳: موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۱ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

در شکل بالا مشاهده می‌کنیم که گوی از یک سانتی متری آهنربای الکتریکی رها شده و بعد از چند ضربه به نقطه‌ی نهایی مدنظر، که فاصله ۵ سانتی متری از آهنربای الکتریکی است، می‌رسد. البته اغتشاش طوری طراحی شده که از زمان ۰.۴ ثانیه به بعد به سیستم اعمال شود تا تاثیر آن بر عملکرد سیستم واضح‌تر باشد. در شکل زیر تاثیر اغتشاش مشخص‌تر است.



شکل ۸.۳: تاثیر اغتشاش بر عملکرد سیستم

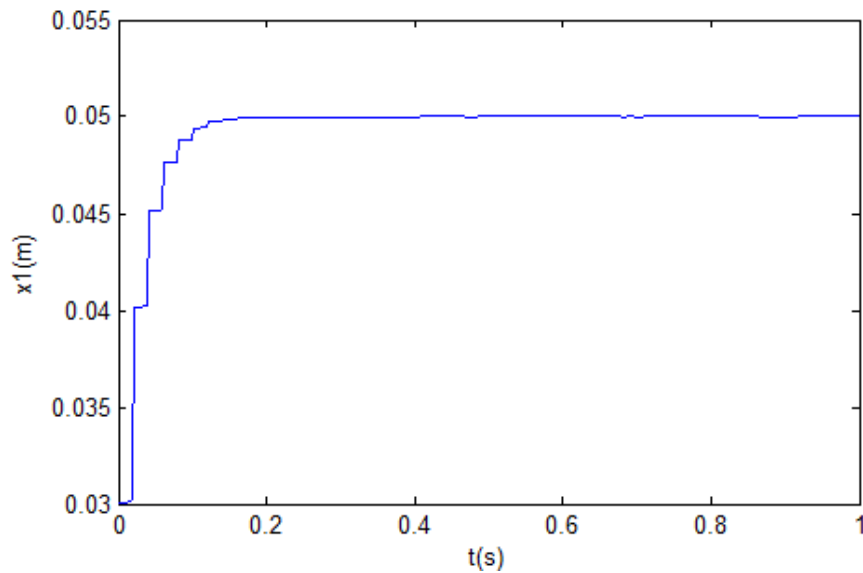
در شکل زیر می‌توانیم سیگنال کنترلی را، در حالتی که بخواهیم گوی از یک سانتی‌متری آهنربای الکتریکی به 5 سانتی‌متری آن برسد، ببینیم:



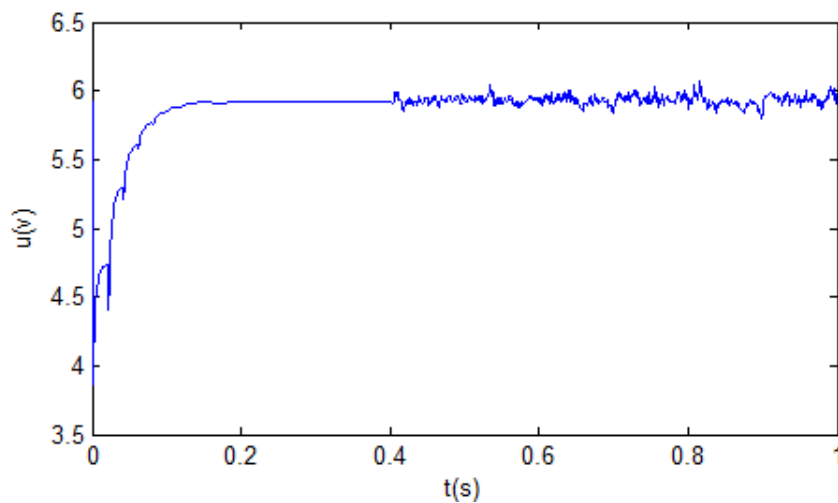
شکل ۹.۳: سیگنال کنترلی u با نقطه شروع گوی از ۱ سانتی‌متری آهنربای مغناطیسی

همان‌طور که از شکل پیداست، پرواضح است که ولتاژ ورودی در ابتدا نسبت به مقدار اولیه خود با ضربه‌ای منفی مواجه می‌شود. علت آن هم مشخص است، چراکه جسم معلق، از نزدیکی آهنربا رها شده و برای قرار گرفتن در موقعیتی پایدار فرضی، باید از آن دور شود، به همین دلیل باید از قدرت جذب آهنربا کاسته شود. و این امکان‌پذیر نیست مگر با کم شدن ولتاژ ورودی، که سبب می‌شود قدرت جاذبه آهنربا تقلیل یافته و گوی از آهنربا فاصله بگیرد.

برای روشن‌تر شدن مساله، این بار گوی را از فاصله 3 سانتی‌متری آهنربا رها می‌کنیم، شکل زیر و شکل (۱۱-۳) موقعیت گوی و سیگنال کنترلی را به ما نشان می‌دهند:



شکل ۱۰.۳ : موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۳ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

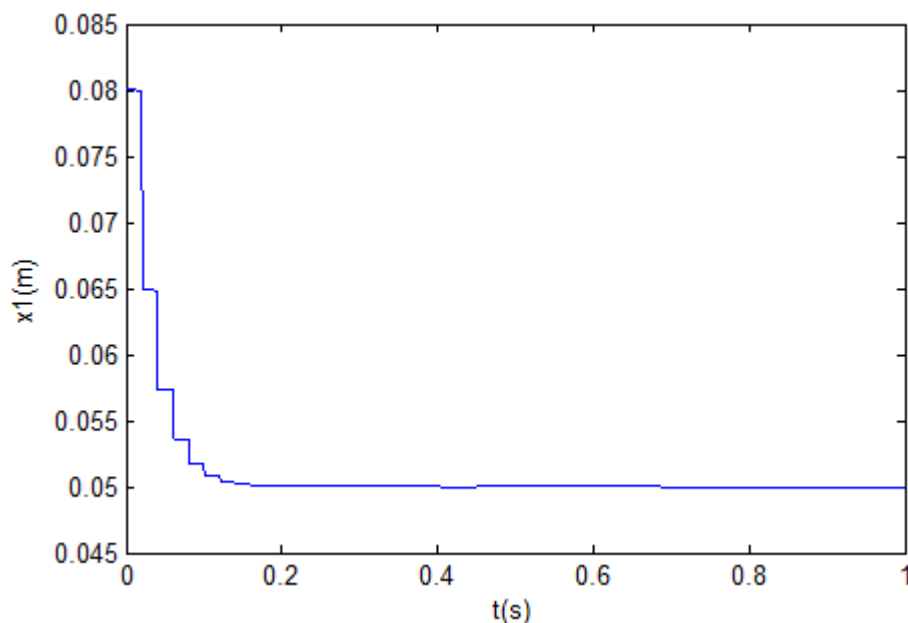


شکل ۱۱.۳ : سیگنال کنترلی u با نقطه شروع گوی از ۳ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

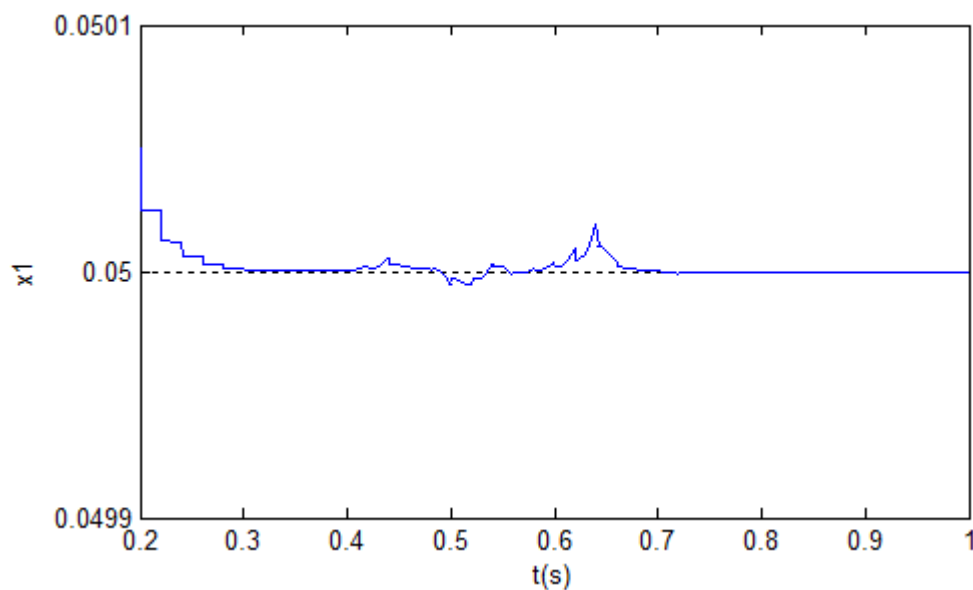
با دقت در شکل (۱۱-۳) درمی یابیم که در این حالت نسبت به حالت قبلی، میزان ولتاژ منفی القایی در آهنربا کمتر شده است و آن به این دلیل است که گوی معلق نسبت به حالت قبلی، به جابجایی کمتری نیاز دارد تا به نقطه تعادل مطلوب برسد.

اکنون فرض می کنیم گوی معلق از فاصله دورتری بخواهد به 5 سانتی متری آهنربای الکتریکی برسد. قدر مسلم انتظار داریم که برای جذب گوی توسط آهنربا و بالا کشیدن آن، بر ولتاژ القایی به سیم پیچ افزوده

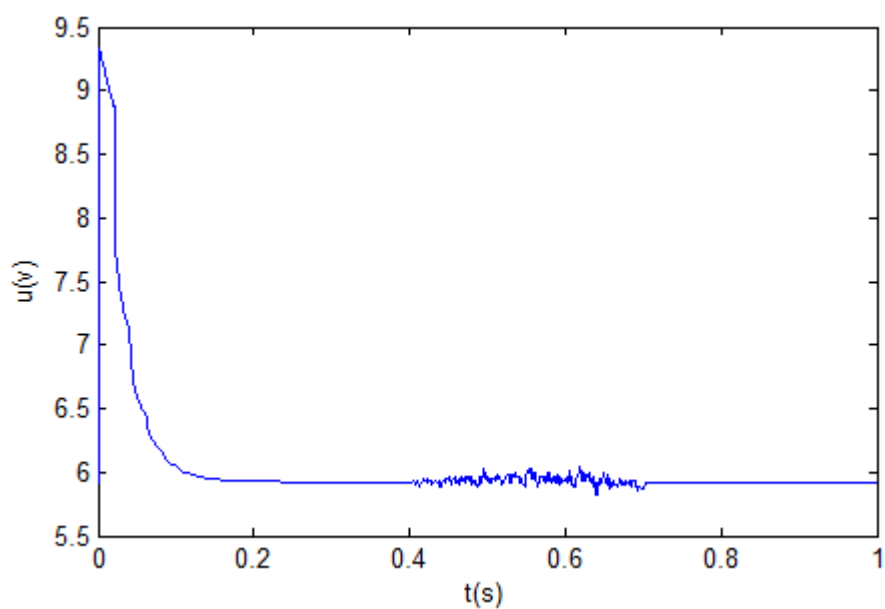
شود تا جریان سیم‌پیچ زیاد شده و در نتیجه قدرت جذب بالای آهنربای الکتریکی بتواند جسم معلق را بالا بکشد. در شکل (۳-۱۴) این امر به‌وضوح مشهود است. در ادامه، اغتشاش ولتاژ ورودی را بازه بین 0.4 ثانیه و 0.7 ثانیه در نظر می‌گیریم تا پایداری سیستم بعد از از بین رفتن اغتشاش نشان داده شود.



شکل ۱۲.۳: موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۸ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

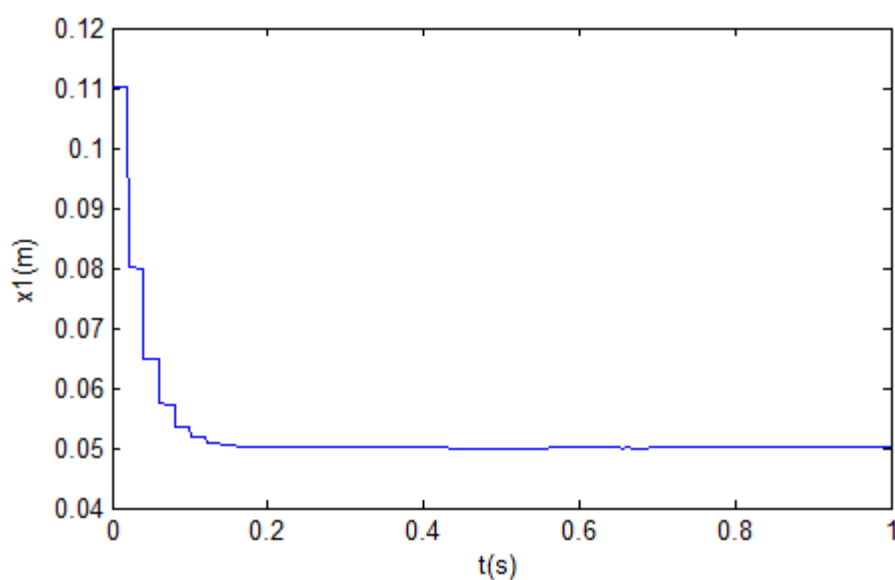


شکل ۱۳.۳: پایداری سیستم پس از اتمام اغتشاش

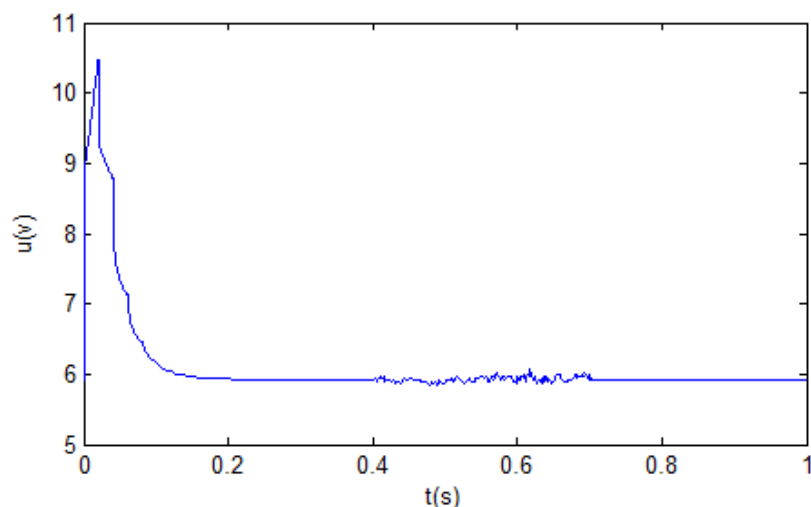


شکل ۱۴.۳: سیگنال کنترلی ۱۱ با نقطه شروع گوی از ۸ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

حال اگر گوی را از فاصله دورتری نسبت به آهنربا رها سازیم، انتظار داریم بر ولتاژ القایی دو سر سیم پیچ افزوده شود تا قدرت جاذبه آهنربا بیش تر شده، گوی را به بالا بکشد. در شکل (۳-۱۶) این افزایش ولتاژ به خوبی مشخص است.

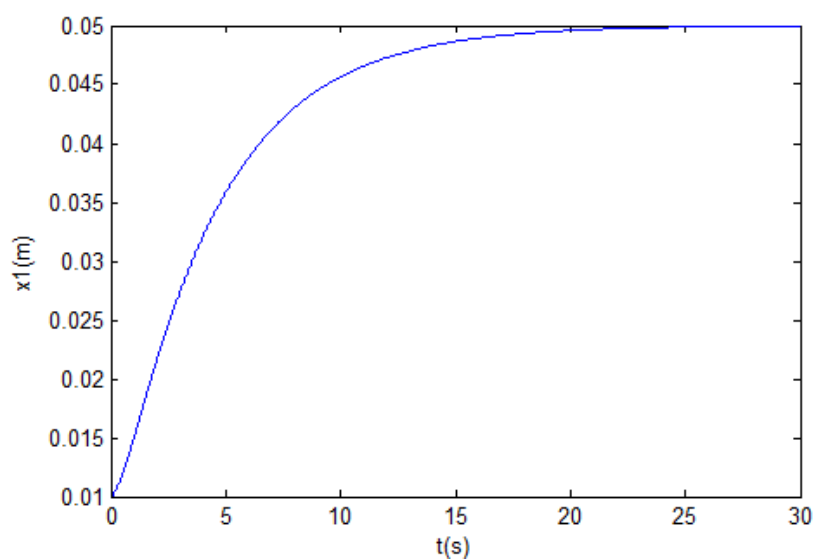


شکل ۱۵.۳: موقعیت گوی معلق با نقطه شروع از ۱۱ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

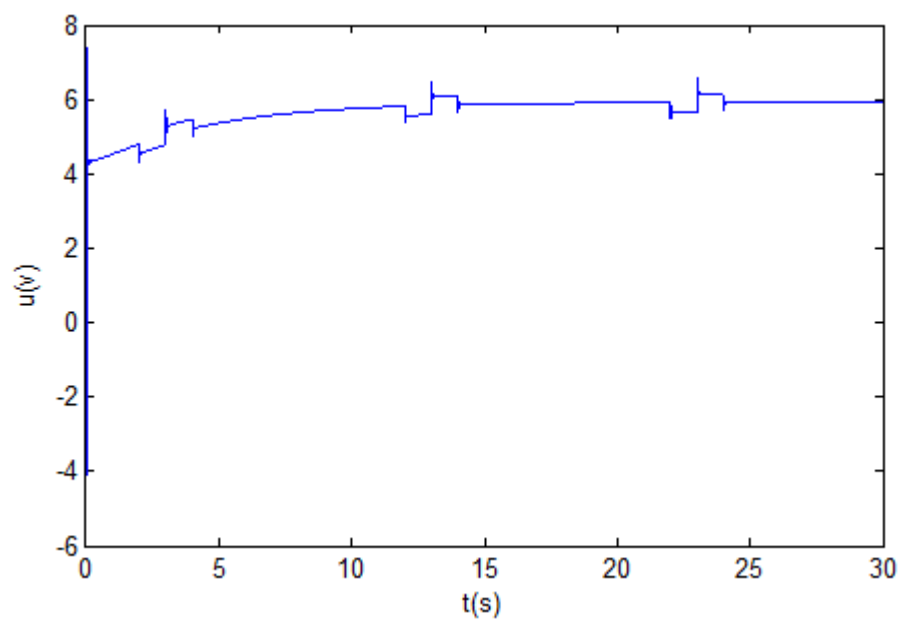


شکل ۱۶.۳: سیگنال کنترلی u با نقطه شروع گوی از ۱۱ سانتی متری آهنربای مغناطیسی

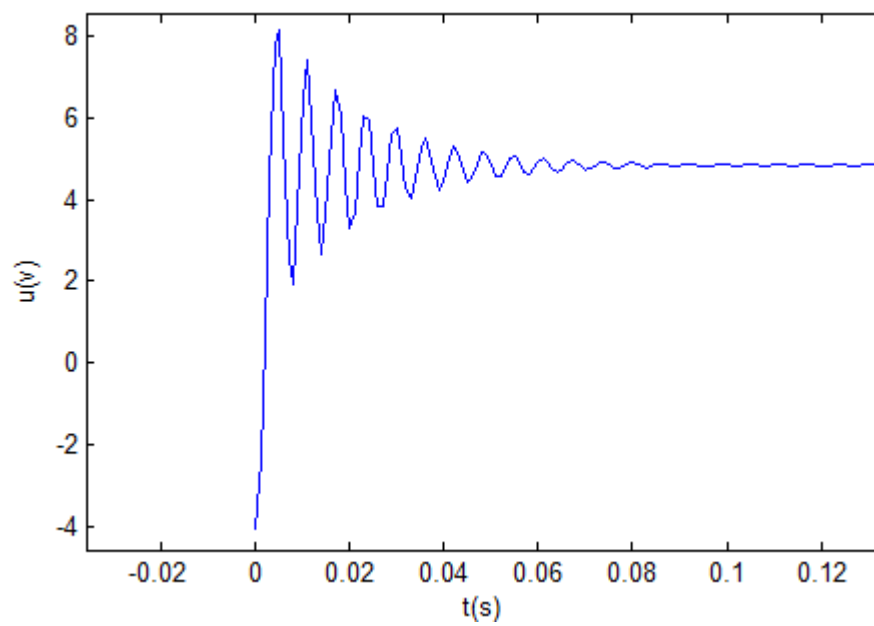
در ادامه نتایج شبیه سازی کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی که بر روی سیستم تعلیق مغناطیسی اعمال شده را مشاهده می کنیم. همان طور که در شکل ۱۷.۳ نشان داده شده، وقتی که گوی را از فاصله یک سانتی متری آهنربا رها می کنیم، تقریباً بیست ثانیه طول می کشد تا گوی به ارتفاع ۵ سانتی متری آهنربای الکتریکی برسد و در این ارتفاع پایدار بماند که در قیاس با کنترل کننده ضربه ای فازی، زمان پاسخ بسیار طولانی تری دارد.



شکل ۱۷.۳: موقعیت گوی معلق با شروع از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی

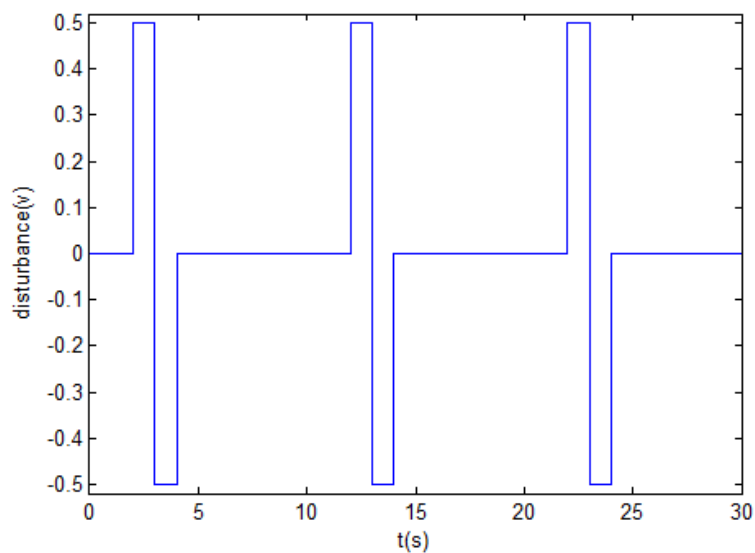


شکل ۱۸.۳: سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



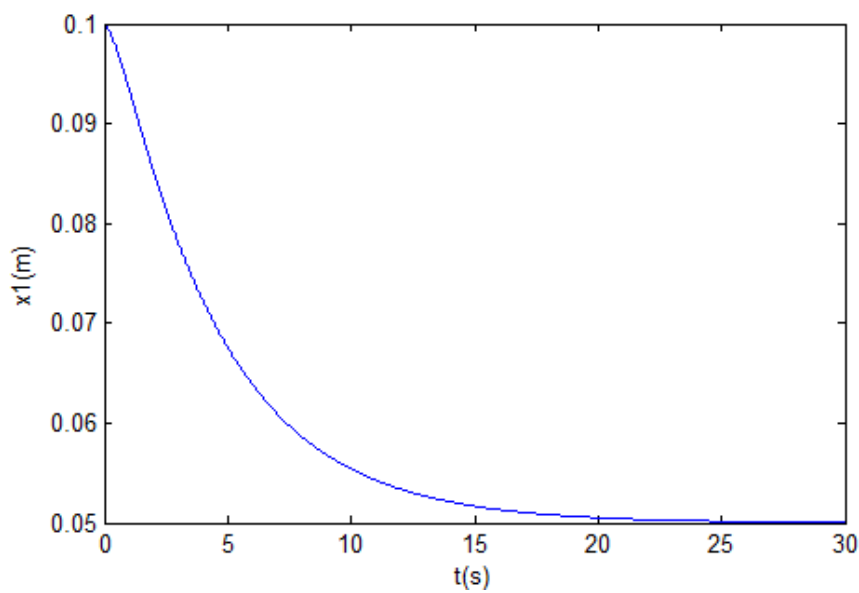
شکل ۱۹.۳: نمای نزدیک سیگنال کنترل با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی

در شبیه‌سازی‌های بالا، اغتشاش ولتاژ ورودی به شکل زیر است.

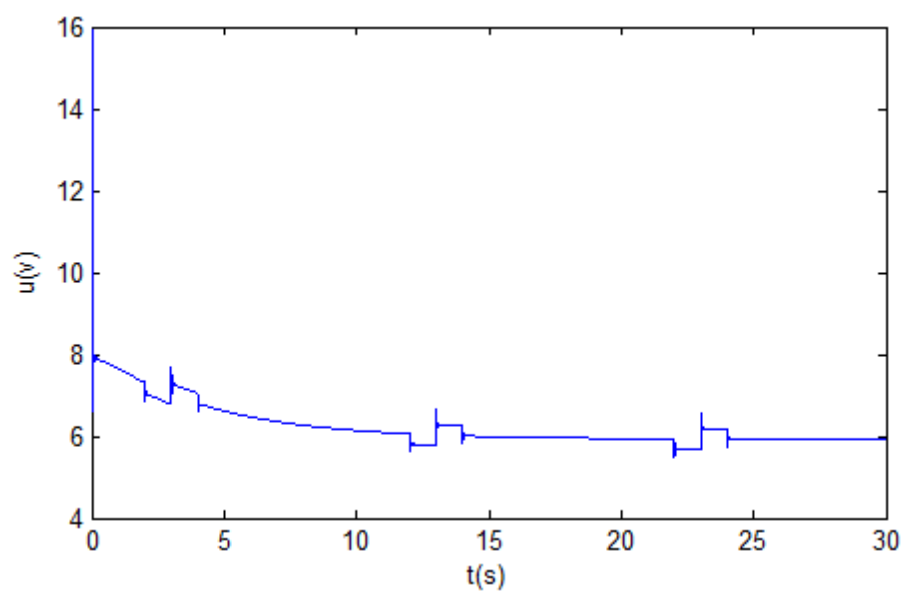


شکل ۲۰.۳ اغتشاش ولتاژ ورودی در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی

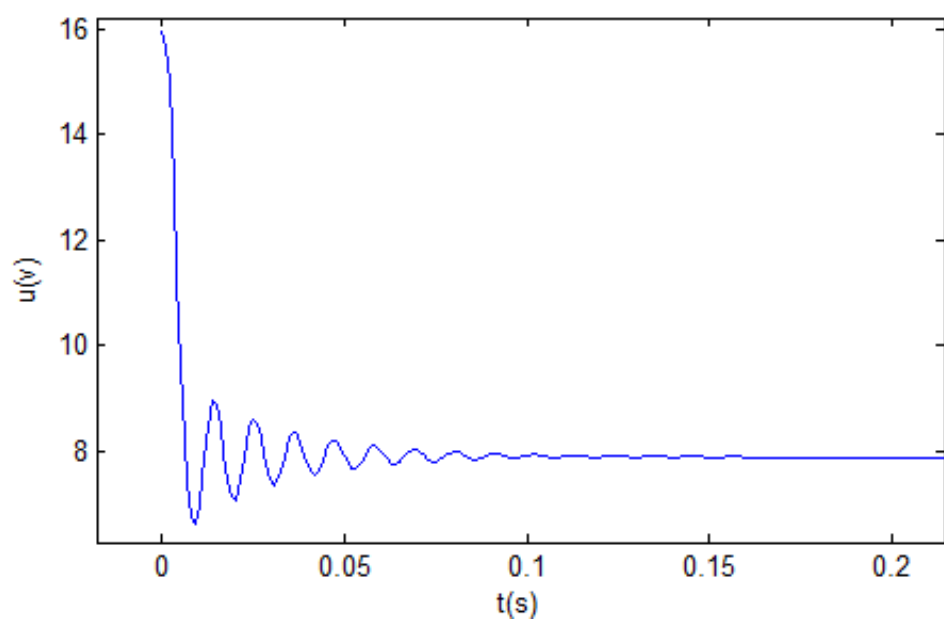
حال اگر گوی را از فاصله ۱۰ سانتی متری آهنربای الکتریکی رها سازیم، موقعیت گوی و مقادیر ولتاژ ورودی به صورت زیر است.



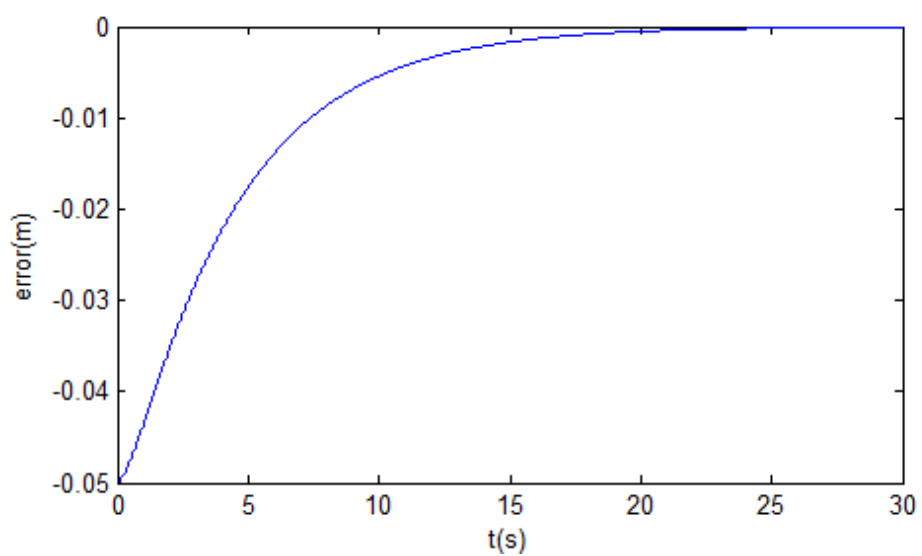
شکل ۲۱.۳: موقعیت گوی معلق با شروع از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



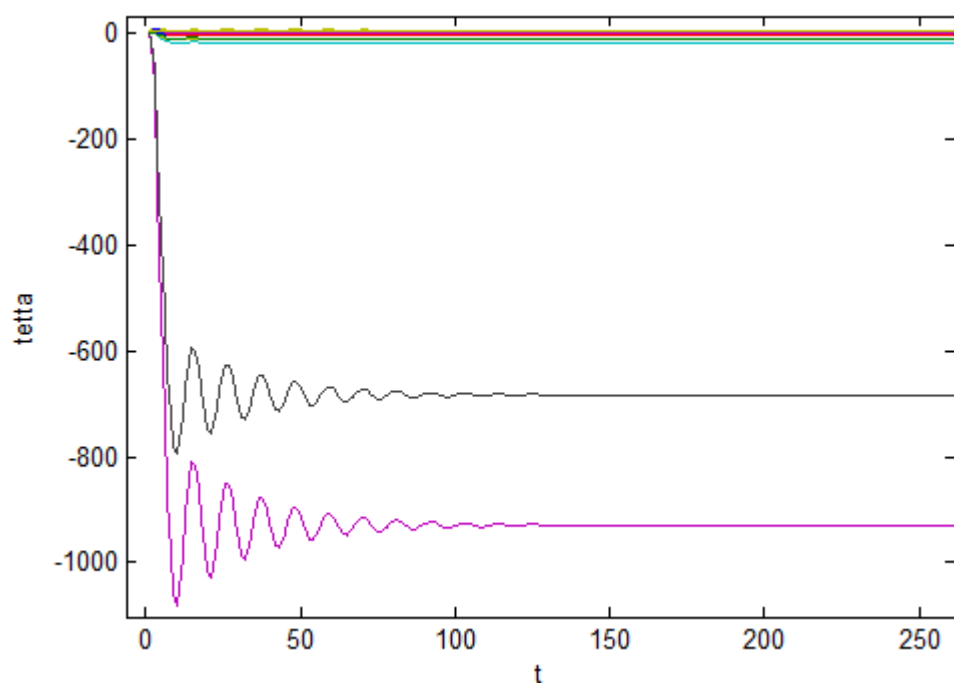
شکل ۲۲.۳: سیگنال کنترل ورودی با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



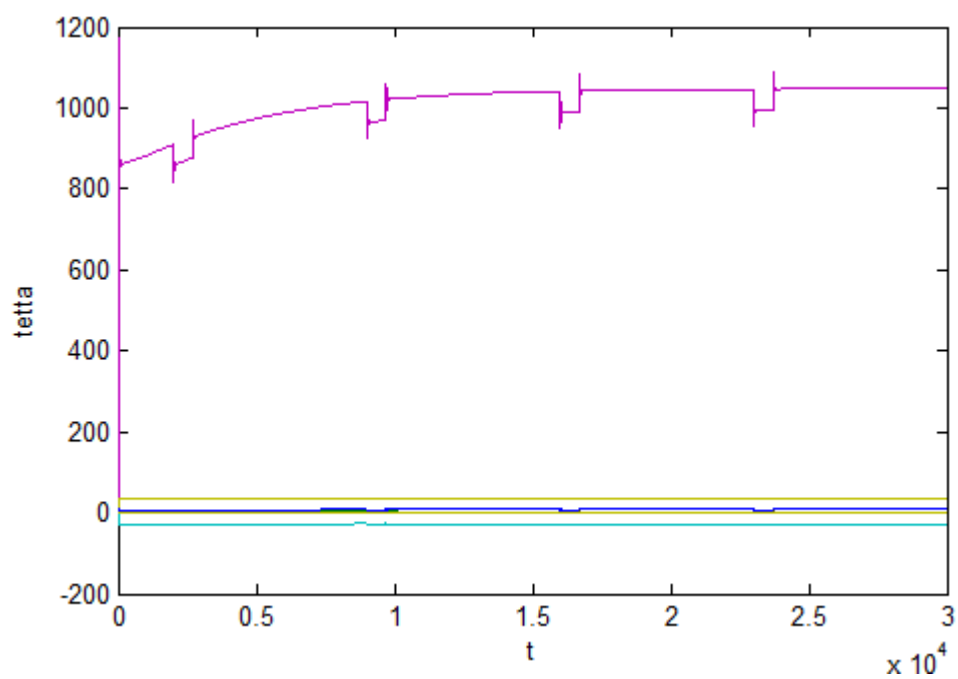
شکل ۲۳.۳: نمای نزدیک سیگنال کنترل با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



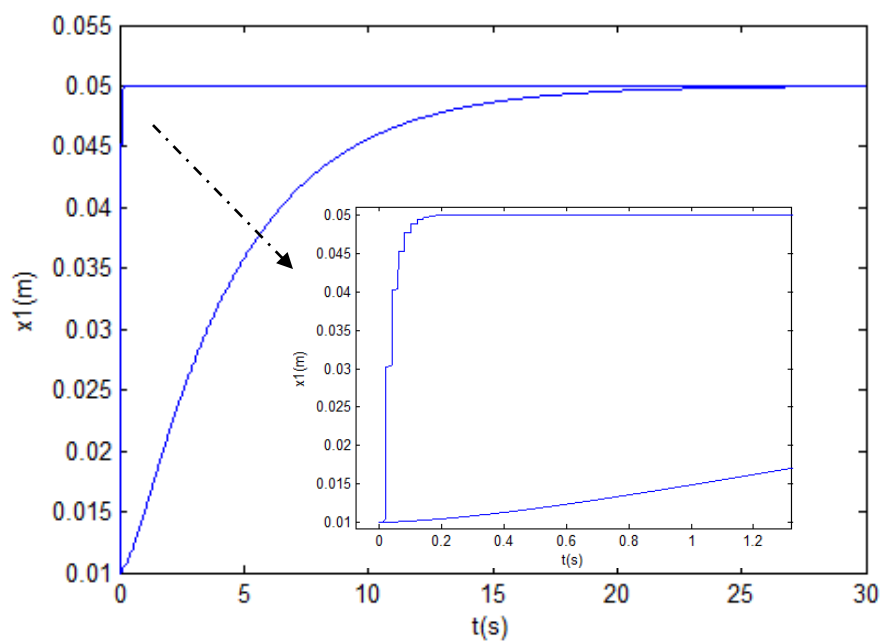
شکل ۲۴.۳: خطای ردیابی با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



شکل ۲۵.۳: همگرایی پارامترهای تطبیق با شروع گوی از ۱۰ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



شکل ۲۶.۳: همگرایی پارامترهای تطبیق با شروع گوی از ۱ سانتی متری آهنربا در کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی



شکل ۲۷.۳: مقایسه کنترل کننده ضربه‌ای فازی و لغزشی فازی تطبیقی

فصل چہارم

نتیجہ گیری

و

مشہاد

نتیجه گیری

در این پایان نامه سعی شده است ضمن معرفی سیستم تعلیق مغناطیسی و بیان کارهای انجام شده در زمینه پایداری و کنترل آن، با معرفی روش کنترل ضربه‌ای فازی، به بررسی پایداری این سیستم بپردازد. از آنجایی که سیستم تعلیق مغناطیسی ناپایدار است، با رها کردن گوی معلق از هر فاصله‌ای نسبت به آهنربای الکتریکی، بلافاصله از آن دور شده و سقوط می‌کند. کنترل‌کننده ضربه‌ای فازی مطرح شده در این پایان نامه، شرایط پایداری را به گونه‌ای تضمین می‌کند که گوی در فاصله مشخصی معلق مانده و در موقعیت خود پایدار بماند. اگرچه مدل دینامیکی سیستم به فرم همراه نیست، روند کار به گونه‌ای طراحی شده که فرم کانونی آن در محاسبات مورد استفاده قرار گیرد. استفاده از روش جبران‌سازهای توزیع شده موازی و به کارگیری نامعادلات ماتریسی خطی در طراحی ماتریس‌های فیدبک حالت، به محاسبه دقیق مقدار ضربه و زمان مناسب اعمال آن منجر می‌شود. بحث پایداری کلاسی از سیستم‌های مشابه با سیستم تعلیق مغناطیسی، با بیان شرایط کافی و مناسب، به ارائه روابطی می‌انجامد که پایداری سیستم غیرخطی تضمین گردد. همان‌طور که در نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده است، ترکیب کنترل‌کننده‌های فازی و ضربه‌ای به ارائه کنترلر قدرتمندی می‌انجامد که می‌تواند گوی معلق را در سیستم تعلیق مغناطیسی در زمانی کوتاه به موقعیت مورد نظر برده و در آن پایدار نگه‌دارد. اغتشاش ورودی نیز تاثیری بر کیفیت عملکرد و پایداری سیستم ندارد. در پایان نیز مقایسه‌ای بین کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل‌کننده مد لغزشی فازی تطبیقی صورت گرفته تا عملکرد بسیار خوب کنترل‌گر پیشنهادی در این پایان نامه مشهود باشد.

پیشهادات

با توجه به رشد روزافزون گرایش به سیستم‌های ضربه‌ای فازی، هنوز هم می‌توان مسائلی را برای به چالش کشیدن این نوع از سیستم‌ها یافت. در این بخش مباحثی مطرح می‌شود که به کارگیری آن‌ها می‌تواند به طراحی هر چه بهتر کنترل‌کننده بیانجامد.

✓ تاخیر در سیستم‌های کنترل ضربه‌ای فازی با توجه به نیاز طراح می‌تواند در معادلات سیستم یا کنترل‌کننده در نظر گرفته شود.

✓ با توجه به این که اکثر کنترل‌کننده‌های ضربه‌ای فازی برای سیستم‌های افاین به کار گرفته شده‌اند، تحقیق در مورد نحوه به کارگیری این کنترل‌گرها برای سیستم‌های غیر افاین می‌تواند مفید باشد.

✓ به کارگیری الگوریتم‌های هوشمند برای تعیین پارامترهای سیستم، به جای استفاده از رهیافت سعی و خطا، مطمئناً به کنترل‌کننده‌ای بهتر می‌انجامد.

✓ پیاده‌سازی کنترل‌کننده عصبی ضربه‌ای و مقایسه آن با کنترل‌کننده ضربه‌ای فازی

✓ همچنین استفاده از روابط مربوط به عدم قطعیت‌های پارامتری، از دیگر مباحث کاربردی برای سیستم‌های کنترل ضربه‌ای فازی است که می‌تواند برای علاقه‌مندان به این نوع از سیستم‌ها تامل برانگیز باشد.

منابع

- [1] W. Braunbeck, (1939), "Free-floating body in the electrical and magnetic field". journal of physics, 112 (11), pp. 753–763.
- [2] D.M. Rote, Yigang Cai, (2002). "Review of dynamic stability of repulsive-Force maglev suspension systems". IEEE Transactions on Magnetics 38(2):1383. doi:10.1109/20.996030.
- [3] H.H. Woodson, J.R. Melcher, (1968), "Electromechanical Dynamics", *Part- I: Discrete Systems*, John Wiley, New York, pp. 192-200 .
- [4] P. K. Sinha, (1987), "Electromagnetic Suspension Dynamics & Control", *IEEE Contr. Eng. Series*, Vol. 30.
- [5] W.G. Hurley and W.H. Wolfle, (1997), "Electromagnetic Design of Magnetic Suspension System", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 40, No. 2
- [6] D.L. Trumper, S.M. Olson, P.K Subrahmanyam, (1997), "Linearizing control of magnetic suspension systems", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 5(4): pp. 427-438.
- [7] H.K. Liu, X.H. Shi, W.S. Chang, (2007), "Nonlinear control of maglev", Systems Control Engineering of China, 14(5): pp. 455-457.
- [8] S.J. Joo, J.H. Seo, (1997), "Design and analysis of the nonlinear feedback linearizing control for an electromagnetic suspension system", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 17(5): pp. 135-144.
- [9] L.Y. Kim, K.H. Kim, (1994), "Gain scheduled control of magnetic suspension systems", American Control of Conference, Baltimore: pp. 3127-3131.
- [10] J.C. Shen, (2002), "control and sliding mode control of magnetic levitation system", Asian Journal of Control, 4(3): pp. 333-340.
- [11] xu Junqi, zhou Yuan, (2011), "A nonlinear control method for the electromagnetic suspension system of the maglev train", Journal of Modern Transportation, Volume

19, Number 3, pp. 176-180

- [12] A. Kumar Kushawaha, G.N.Pillai, (2012), “Stabilization and Tracking Control for Electromagnetic Suspension System Using Feedback Linearization”, IEEE, 978-1-4673-pp. 455-459
- [13] Xiao Zhang, Hengkun Liu, Yungang Li, (2011), “Adaptive Current-Loop Design for an ElectroMagnetic Suspension System”, Fourth International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, pp. 341-344
- [14] Shinq. Jen Wu, Cheng. Tao Wu, (2006), “Affined-type Neural-Fuzzy Gap Control of Electromagnetic Suspension Systems”, IEEE, 1-4244-0136-4, pp. 173-178
- [15] L.A. Zadeh, (1965), “Fuzzy sets Information and Control” pp. 338-353
- [16] Cheng Hu, Haijun Jiang, Zhidong Teng, (2008), “Fuzzy Impulsive Control and Synchronization of General Chaotic System”, © Springer Science+Business
- [17] Z. Li, (2006), “Fuzzy Chaotic Systems Modeling, Control and Applications”. Springer, Berlin
- [18] T. Takagi and M. Sugeno, “Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control,” IEEE Trans. Syst. Man, Cybern., vol. 15,
- [19] Ms.G.Sravani, Mr.P.Shankar Babu, (2014), “A New Fuzzy Impulsive Control of Chaotic Systems Based on T–S Fuzzy Model”, Vol. 3, No.1, pp. 447– 450
- [20] K.Y. Lian, C.S. Chiu, et al.(2001),“LMI-Based fuzzy chaotic synchronization and Communications”. Fuzzy-IEEE, pp. 539 –53.
- [21] K. Tanaka,T. Ikeda,HO.Wang,(1998),“A unified approach to controlling chaos via an LMI-based fuzzy control system design”. IEEE Trans Circuits Syst I;45:1021– 40.
- [22] HO. Wang, K. Tanaka. (1996), “An LMI-based stable fuzzy control of nonlinear systems and its application to control of chaos”. Fuzzy-IEEE. pp.1433–1438.
- [23] H.O. Wang, K. Tanaka, Ikeda . (1996), “T. Fuzzy modeling and control of chaotic systems”. In: Proc Fuzz-IEEE; pp. 209–212.
- [24] K. Tanaka, H. O. Wang, (2001), “Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach”. New York: Wiley.
- [25] C. W. Park, C. H. Lee, M. Park, (2002), “Design of an adaptive model based controller for chaotic dynamics in Lorenz systems with uncertainty,” Inf. Sci., vol.

- 147, pp. 245– 266,
- [26] C.C. Kung, T.H. Chen, (2005), "Observer-based indirect adaptive fuzzy sliding mode control with state variable filters for unknown nonlinear dynamical systems", *Fuzzy Sets and Systems*, 155, pp. 292-308
- [27] H. D. Tuan, P. Apkarian, T. Narikiyo, Masaaki Kanota, (2004), "New Fuzzy Control Model and Dynamic Output Feedback Parallel Distributed Compensation". *IEEE trans, on fuzzy system*, 12, pp. 13-21
- [28] H. Wang, K. Tanaka, M. Griffin, (1996), "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and Design Issues", *IEEE Trans Fuzzy Syst.* pp. 14-23
- [29] X. Zhang, D. Li, D. Yang, (2008), "Impulsive Control of T-S Fuzzy Systems"
- [30] H. Ying. (1998), "Sufficient conditions on uniform approximation of multivariate System. functions by general Takagi–Sugeno fuzzy systems with linear rule consequent". *IEEE Trans Man Cybernet. A*;28(4), pp. 515–520
- [31] X. Zhang, D. Li, D. Yang, A. Khadra, (2008), "Impulsive stability of chaotic systems represented by T-S model", *Chaos, Solitons and Fractals*,
- [32] G. Feng, (2006), "A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems", *IEEE transactions on fuzzy systems*, Vol.14, No.5.
- [33] C. L. Chen, M. H. Chang, (1998), "Optimal design of fuzzy sliding mode Control": A comparative study," *Fuzzy Sets Syst.*, Vol.93, pp. 37–48.
- [34] وانگ، لی-شین. "سیستم‌های فازی و کنترل فازی"، ترجمه محمد تشنه لب، نیما صفارپور، داریوش افیونی، چاپ ششم، انتشارات دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی ۱۳۸۹.
- [35] Zhengguo Li, Yengchai Soh, Changyun Wen, (2005), "Switched and Impulsive Systems: Analysis, Design, and Applications" Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [36] V. Lakshmikantham, D. Bainov, P. Simeonov. (1989), "Theory of impulsive Differential equations. Series in modern applied mathematics". Singapore: World Scientific.
- [37] R. Rishel, (1965), "An Extended Pontryagin Principle for Control Systems Whose Control Laws Contain Measures", *SIAM J. Control*, Vol.3, pp. 191-205
- [38] J. Warga, (1972), "Optimal Control of Differential and Functional Equations", Academic Press.
- [39] D. Bainov and V. Covachev. (1994), "Impulsive Differential Equations with a Small Parameter", Volume 24 of Series on Advances in Mathematics for

- Applied Sciences. World Scientific, Singapore.
- [40] D. Bainov, P.S. Simeonov, (1993), “Impulsive Differential Equations: Periodic Solutions and Applications”. Longman GroupUK Limited.
 - [41] D.D. Bainov, P.S. Simeonov. (1989), “Systems with Impulse Effect: Stability, Theory, and Applications”, Ellis Horwood Limited, Chichester.
 - [42] A. F. Filippov. (1988) ,”Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides”. Mathematics and its applications (Kluwer Academic Publishers)” Soviet series. Kluwer Academic, Boston, USA.
 - [43] T. Yang, (2001), “Impulsive Control Theory”, Heidelberg, Germany: Springer,.
 - [44] B Chen, X Liu, S Tong.(2007),“Adaptive fuzzy approach to control unified Chaotic systems”. Chaos, Solitons & Fractals;34: pp. 1180–1187.
 - [45] Lu JA, Wu XQ, Lü JH. (2002), “Synchronization of a unified system and the application in secure communication”. Phys Lett ,A (305): pp. 365–370.
 - [46] D.L Chen, J.T Sun, Q.D. Wu, (2004),“Impulsive control and its application to Lü chaotic system”. Chaos, Solitons Fractals **21**, pp. 1135–1142
 - [47] Xie, W.X., Wen, C.Y., Li, Z.G.(2000),“Impulsive control for the stabilization and synchronization of Lorenz systems”. Phys. Lett. A (**275**), pp. 67–72
 - [48] J.T. Sun, Y.P. Zhang, (2004), “Impulsive control and synchronization of Chua’s oscillators”. Math. Comput. Simul. 66, pp. 499–508
 - [49] T. Yang, (1999), “Impulsive control,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 44, pp. 1081–1083
 - [50] V. Lakshmikantham, D. D. Bainov, and P. S. Simeonov, (1989), “Theory of Impulsive Differential Equations”. London, U.K.:World Scientific.
 - [51] K Tanaka, M Sugeno. (1992), “Stability analysis and design of fuzzy control Systems”. Fuzzy Sets Syst ;45: pp. 135–156.
 - [52] YA Zheng,GR Chen.(2007),“Fuzzy impulsive control of chaotic systems based on TS fuzzy model”,doi:10.1016/j.chaos. pp. 06.061.
 - [53] WC Ho Daniel, JT Sun, (2007),“Stability of Takagi–Sugeno fuzzy delay systems With impulse”. IEEE Trans Fuzzy Syst;15: pp. 784–790.
 - [54] YW Wang,ZH Guan, HO Wang,(2005),“Impulsive synchronization for T–S fuzzy model and application to continuous chaotic system”. Phys Lett. pp.325–329.
 - [55] XW Liu, SM Zhong, (2007), “T–S fuzzy model-based impulsive control of chaotic systems with exponential decay rate”. Phys Lett A. pp. 260-370.

- [56] QS Zhong, JF Bao, Yu YB, Liao XF, (2008), “Exponential stabilization for discrete Takagi–Sugeno fuzzy systems via impulsive control”. *Chaos, Solitons and Fractals*, doi:10.1016/j.chaos.
- [57] B Gysen, J Paulides, J Janssen, E Lomonova, (2008), “Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 59, Issue 3, pp. 1-6.
- [58] jean-jacques, E. slotine, weiping Li, (1991).”*Applied Nonlinear Control*”.Prentice. Hall,1991
- [59] T. Yang, (1999) “‘Impulsive control’” *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol.44, No.5, pp. 1081-1083.
- [61] Kazuo Tanaka, Hua O. Wang. (2001), “Fuzzy Control Systems Design And Analysis”, A Wiley-Interscience Publication

Abstract

In this thesis, we have proposed a fuzzy impulsive control method for control and stabilization of the electromagnetic suspension system. First, the nonlinear plant is represented via takagi-sugeno fuzzy model. Then, a fuzzy controller utilizing the concept of the so-called “parallel distributed compensation” have been applied to EMS system by the impulsive control. Amount of the impulse and its right applying time, obtained by sufficient conditions. The design procedure is conceptually simple and straightforward. Moreover, the stability analysis and control design problems can be lead to solution of a linear matrix inequality (LMI) problem. The fast convergence of the system response in the face of input disturbance, and tracking the desired position in a very short time, are the advantages of this controller for the mentioned system. Simulation results perfectly demonstrate the accuracy and good transient response of the proposed control method.

Keywords:

Electromagnetic Suspension System, Levitated ball, Magnetic Levitation (Maglev), Fuzzy Impulsive Control; Takagi–Sugeno (T–S) fuzzy model, PDC Algorithm, linear matrix inequality (LMI), asymptotically stability.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

Fuzzy Impulsive Control Of Electromagnetic Suspension System

By:
Reza Yousefi Souteh

Supervisor:
Dr. Ali Akbarzadeh Kalat

2014