



دانشگاه خلیج فارس

دانشکده مهندسی

کنترل فازی نوع دوم یاتاقان مغناطیسی بر پایه تحلیل نابرابری ماتریس‌های خطی

پایان‌نامه برای دریافت درجه کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق
گرایش کنترل

سید امیر سیدی

اساتید راهنما

دکتر حامد گرگین پور و دکتر وحید میگلی

زمستان ۱۳۹۶

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

تأییدی هیأت داوران جلسه دفاع از پایان نامه

نام دانشکده: دانشکده مهندسی

نام دانشجو: سید امیر سیدی

عنوان پایان نامه: کنترل فازی نوع دوم یاتاقان مغناطیسی بر پایه تحلیل نابرابری ماتریس های خطی

تاریخ دفاع: زمستان ۱۳۹۶

رشته: مهندسی برق

گرایش: کنترل

ارزیابی شده به وسیله گروه ارزیابان پایان نامه با درجه

ردیف	سمت	نام و نام خانوادگی	مرتبۀ دانشگاهی	دانشگاه یا مؤسسه	امضا
۱	استاد راهنما	دکتر وحید میگلی	استادیار	دانشگاه خلیج فارس	
۲	استاد راهنما	دکتر حامد گرگین پور	استادیار	دانشگاه خلیج فارس	
۲	استاد داور داخلی	دکتر رحمن دشتی	استادیار	دانشگاه خلیج فارس	
۳	استاد داور داخلی	دکتر ولی الله غفاری	استادیار	دانشگاه خلیج فارس	

تأییدی صحت و اصالت نتایج

باسمه تعالی

اینجانب سید امیر سیدی به شماره دانشجویی ۹۳۱۲۱۳۳۰۰۷ دانشجوی رشته مهندسی برق مقطع تحصیلی کارشناسی ارشد تأیید می‌نمایم که کلیه نتایج این پایان‌نامه حاصل کار اینجانب و بدون هرگونه دخل و تصرف است و موارد نسخه‌برداری شده از آثار دیگران را با ذکر کامل مشخصات منبع ذکر کرده‌ام. در صورت اثبات خلاف مندرجات فوق، به تشخیص دانشگاه مطابق با ضوابط و مقررات حاکم (قانون حمایت از حقوق مؤلفان و مصنفان و قانون ترجمه و تکثیر کتب و نشریات و آثار صوتی، ضوابط و مقررات آموزشی، پژوهشی و انضباطی ...) با اینجانب رفتار خواهد شد و حق هرگونه اعتراض در خصوص احقاق حقوق مکتسب و تشخیص و تعیین تخلف و مجازات را از خویش سلب می‌نمایم. در ضمن، مسئولیت هرگونه پاسخگویی به اشخاص اعم از حقیقی و حقوقی و مراجع ذی‌صلاح (اعم از اداری و قضایی) به عهده‌ی اینجانب خواهد بود و دانشگاه هیچ‌گونه مسئولیتی در این خصوص نخواهد داشت.

نام و نام خانوادگی: سید امیر سیدی

تاریخ و امضا:

مجوز بهره‌برداری از پایان‌نامه

بهره‌برداری از این پایان‌نامه در چهارچوب مقررات کتابخانه و با توجه به محدودیتی که توسط استاد راهنما به شرح زیر تعیین می‌شود، بلامانع است:

- بهره‌برداری از این پایان‌نامه برای همگان بلامانع است.
- بهره‌برداری از این پایان‌نامه با اخذ مجوز از استاد راهنما، بلامانع است.
- بهره‌برداری از این پایان‌نامه تا تاریخ ممنوع است.

اساتید راهنما: دکتر حامد گرگین پور

دکتر وحید میگلی

تاریخ:

امضا:

به پاس عاطفه سرشار و گرمای امیدبخش وجودشان که
در این سردترین روزگاران بهترین پشتیبان است به پاس
قلب های بزرگشان که فریاد رس است و سرگردانی و
ترس در پناهِشان به شجاعت می گراید و به پاس محبت
های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند. این
مجموعه را به پدر و مادر و همسر عزیزم تقدیم می کنم .

قدردانی

سپاس خدای را که سخنوران، در ستودن او بمانند و شمارندگان، شمردن نعمت های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزاردن نتوانند. و سلام و درود بر محمد و خاندان پاک او، طاهران معصوم، هم آنان که وجودمان وامدار وجودشان است؛ و نفرین پیوسته بر دشمنان ایشان تا روز رستاخیز... بدون شک جایگاه و منزلت استاد، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی شائبه ی او، با زبان قاصر و دست ناتوان، چیزی بنگاریم. اما از آنجایی که تجلیل از استاد، سپاس از انسانی است که هدف و غایت آفرینش را تامین می کند و سلامت امانت هایی را که به دستش سپرده اند، تضمین؛ بر حسب وظیفه و از باب ” من لم یشکر المنعم من المخلوقین لم یشکر الله عزّ و جلّ ” : از پدر و مادر عزیزم... این دو معلم بزرگوارم... که همواره بر کوتاهی و درشتی من، قلم عفو کشیده و کریمانه از کنار غفلت هایم گذشته اند و در تمام عرصه های زندگی یار و یآوری بی چشم داشت برای من بوده اند؛ از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقای دکتر وحید میگلی و حامد گرگین پور که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمت راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند و بدون شک بدون مساعدت ایشان، این پروژه به نتیجه مطلوب نمی رسید؛ و از استاد فرزانه و دلسوز؛ جناب آقایان دکتر رحمن دشتی و دکتر ولی الله غفاری که زحمت داوری این رساله را متقبل شدند؛ کمال تشکر و قدردانی را دارم باشد که این خردترین، بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید.

سید امیر سیدی

زمستان ۱۳۹۶

چکیده

یاتاقان های مغناطیسی ابزار های الکترومکانیکی هستند که از نیروی مغناطیسی برای معلق کردن روتور یا معلق کردن آنها در فاصله هوایی بدون ارتباط فیزیکی استفاده می کنند. در این پژوهش ابتدا سیستم های AMB مورد بررسی قرار می گیرد در ادامه با بیان مبانی و اصول طرحی و ساخت این سیستم به طور کامل تشریح می گردد. این پایان نامه به منظور پایداری یک سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال، (AMB (Active Magnetic Bearing بر اساس نابرابری ماتریس های خطی را ارائه می دهد. از آنجا که سیستم AMB یک سیستم مکترونیک و داتا ناپایدار و غیر خطی می باشد بنابراین این دینامیک روتور صلب، معادلات حرکت ارتعاشی سیستم AMB و ماشین هوشمند با این سیستم تحلیل می گردد. اتلاف های مربوط به سیستم که سبب ناپایداری سیستم می گردد بیان می شود و راهکار های کاهش این تلفات نیز تشریح می گردد. سپس از آنجا که مهمترین مقوله در مورد سیستم های AMB پایداری و پیش بینی وضعیت و موقعیت شفت، می باشد مورد بررسی واقع شده و روش های متعدد به کاررفته در گذشته بیان می گردد. در این پژوهش از میان روش های به کار رفته، کنترل سیستم با استفاده از کنترل فازی بر مبنای نابرابری ماتریس های خطی بررسی شده و کنترل فازی نوع ۱ و ۲ در دو حالت ورودی بدون اغتشاش و ورودی همراه با اغتشاش مورد بررسی واقع شده است. بر اساس نتایج شبیه سازی با توجه به اینکه در کنترل فازی نوع ۲ تعداد قوانین به روش مرکز مجموع کاهش یافته بود پاسخ دهی به سیستم بهتر بود و عملکرد کنترلر مطلوب می باشد. بعضی از نمونه های کاربردی و عملی سیستم های AMB در صنعت بیان و تشریح می گردد، AMB به صورت گسترده در موتور های جت، پمپ ها، کمپرسور ها، سیستم های چرخ لنگر، قطار های ماگلو و سیستم های فضایی مورد استفاده واقع می شوند. برپایه مطالعه و بررسی AMB ها، طراحی پایه یک سیستم AMB شامل چند الکترومغناطیس می باشد که در پیرامون یک روتور قرار می گیرند. سیستم AMB بسیار غیر خطی و داتا ناپایدار می باشد از این رو استفاده از یک کنترل اتوماتیک برای پایداری سیستم و پیش بینی حالت های بعدی ضروری می باشد.

واژگان کلیدی: AMB؛ نابرابری ماتریس خطی؛ کنترل فازی؛ یاتاقان مغناطیسی؛ .

فهرست مطالب

د	فهرست تصاویر
ر	فهرست جداول
۱	فصل ۱: مقدمه
۲	۱-۱ اصول عملکرد یاتاقان‌های مغناطیسی
۳	۱-۲ یاتاقان‌های مغناطیسی به عنوان یک محصول مکاترونیک
۸	فصل ۲: اصول و پایه سیستم‌های یاتاقان‌های مغناطیسی
۸	۱-۲ اصل سیستم تعلیق مغناطیسی فعال
۸	۱-۲-۱ یاتاقانهای مغناطیسی به عنوان یک سیستم تعلیق کنترل
۱۳	۱-۲-۲ بستن حلقه کنترل یک یاتاقان مغناطیسی
۲۰	۲-۲ قطعات سخت افزار
۲۱	۱-۲-۲ تقویت کننده توان
۲۱	۲-۲-۲ سنسور
۲۲	۳-۲ اتلاف‌ها
۲۴	۴-۲ صحت و درستی
۲۵	۵-۲ مفهوم ماشین هوشمند
۲۶	فصل ۳: دینامیک روتور صُلب
۲۶	۱-۳ مقدمه
۲۷	۲-۳ خواص اینرسی

۳۱	۳-۳ ارتعاشات طبیعی از یک روتور در پشتیبانی های الاستیک
۳۱	۳-۳-۱ مدل و معادلات حرکت
۳۵	۳-۳-۲ ثبات حرکتی
۳۵	۳-۳-۳ ارتعاشات طبیعی
۳۷	۴-۳ تاثیر سرعت روتور و اثرات ژيروسکوپی
۳۷	۳-۴-۱ ژیرودینامیک
۳۸	۳-۴-۲ چرخش به جلو و عقب
۳۸	۳-۴-۳ رفتار در سرعت های بالا روتور
۴۰	۵-۳ عدم تعادل استاتیک و دینامیک
۴۱	۶-۳ تحریک روتور و سرعت های بحرانی
۴۲	۳-۶-۱ سرعت های بحرانی توسط روتور نامتعادل
۴۶	۳-۶-۲ دیگر تحریک های هارمونیک
۴۶	۳-۶-۳ تحریک توسط سنسور مکانیکی و محرک های خاموشی
۴۷	۳-۶-۴ برانگیختگیهای پارامتریک توسط عدم تقارن ها
۴۸	۳-۶-۵ تحریک های غیر تناوبی
۴۸	۷-۳ کنترل سختی (صلبی) روتور در AMBS
۵۰	۳-۷-۱ طراحی کنترل فیدبک
۵۲	۳-۷-۲ کنترل غیر متمرکز
۵۶	۳-۷-۳ محدودیت های کنترل غیر متمرکز
۵۶	۸-۳ کنترل دیجیتال
۵۶	۳-۸-۱ کنترل دیجیتال و آنالوگ
۵۷	۳-۸-۲ سخت افزار
۵۹	۳-۸-۳ طراحی کنترل برای سیستم های زمانی گسسته
۶۰	۳-۸-۴ جنبه های اعمال کنترل دیجیتال
۶۱	۳-۸-۵ قابلیت تشخیص عیب در AMB های با قابلیت کنترل دیجیتال

۶۳	فصل ۴: روش پیشنهادی
۶۳	۴-۱ شرایط پایدار LMI برای بازه ای از سیستم های کنترل فازي درجه ۲
۶۵	۴-۲ بررسی سیستم کنترل فازي نوع دوم (T-S IT2) برای پایداری یک سیستم.
۶۶	۴-۳ مدل فازي IT2 T-S، کنترل کننده فازي و سیستم کنترل IT2 FMB
۶۶	۴-۳-۱ مدل فازي IT2 T-S
۷۱	۴-۴ آنالیز پایداری
۷۴	۴-۵ شبیه سازی
۷۶	۴-۵-۱ دینامیک سیستم
۷۸	۴-۵-۲ کنترل منطق فازي نوع ۲
۷۹	۴-۵-۳ موتور استنتاج فازي نوع ۲
۷۹	۴-۵-۴ فازي سازی
۸۰	۴-۵-۵ کاهش نوع
۸۱	۴-۵-۶ غیرفازي ساز
۸۲	۴-۵-۷ قوانین فازي بر مبنای دو ورودی
۸۶	۴-۵-۸ پایگاه قوانین برای کنترل کننده PD مبتنی بر فازي نوع ۱ و ۲
۸۸	۴-۶ نتایج شبیه سازی
۸۸	۴-۶-۱ فازي نوع ۱
۹۶	۴-۶-۲ فازي نوع ۲
۹۸	فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۰۱	مراجع

فهرست تصاویر

- ۱-۱ مدار کلی سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال [۱] ۳
- ۲-۱ [۱] سیستم کلی مکترونیک ۴
- ۱-۲ حلقه یاتاقان مغناطیسی فعال و اجزا [۱] ۱۰
- ۲-۲ مقایسه نیروها [۱] ۱۱
- ۳-۲ خطی سازی حول نقطه تعادل [۱] ۱۲
- ۴-۲ حلقه کنترل یاتاقان مغناطیسی برای پیدا نمودن کنترل جریان مناسب i [۱] ۱۳
- ۵-۲ مکان مقادیر ویژه حلقه باز [۱] ۱۶
- ۶-۲ مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته $(d < 2\sqrt{mx})$ [۱] ۱۷
- ۷-۲ پاسخ گذرا با توجه به (۲-۱۹) با "شبه فرکانس" ω و نرخ واپاشی σ ($C = 1, \sigma = 1, \omega = \frac{2\pi}{s}$) ۱۸
- ۱۸ $(\Phi = \frac{2\pi}{3})$ [۱] ۱۸
- ۸-۲ یاتاقان مغناطیسی با اجزای اصلی [۱] ۲۰
- ۹-۲ شار اندازه گیری شده با سنسور اثر هال ۲۲
- ۱-۳ ساتریفیوژ متقارن [۱] ۲۹
- ۲-۳ سیلندر سانتریفیوژ با عدم تعادل کوچک [۱] ۳۱
- ۳-۳ عدم تعادل استاتیک [۱] ۴۰
- ۴-۳ عدم تعادل دینامیک [۱] ۴۰
- ۵-۳ روتور پشتیبانی متقارن بوسیله ی یک عدم تعادل ایستا [۱] ۴۵
- ۶-۳ روتور پشتیبانی متقارن بوسیله ی یک عدم تعادل ایستا [۱] ۴۷

- ۳-۷ تحریک روتور توسط ارتعاشات پایه ای (سمت چپ)، و یا توسط نیروهای نوسانی بر روی یک ابزار در نوک روتور (سمت راست) [۱] ۴۷
- ۳-۸ تجهیزات روتور سخت با یاتاقان مغناطیسی و سنسورها ۴۹
- ۳-۹ یاتاقان مغناطیسی و سیستم کنترل ۵۲
- ۳-۱۰ مقادیر ویژه تراژکتوری بر طبق معادله (۳-۶۷) ۵۴
- ۴-۱ بلوک دیاگرام کنترل فازی ۶۴
- ۴-۲ یاتاقان مغناطیسی MBC 500 [۳۹] ۷۵
- ۴-۳ کنترل فازی نوع ۱ برای یاتاقان مغناطیسی MBC ۵۰۰ [۳۹] ۷۵
- ۴-۴ شفت یاتاقان مغناطیسی انتهای سمت راست با جابه جایی مثبت ۸۳
- ۴-۵ شفت سیستم یاتاقان انتهای سمت راست با جابه جایی صفر ۸۴
- ۴-۶ شفت سیستم یاتاقان انتهای سمت راست با جابه جایی منفی ۸۴
- ۴-۷ قوانین با ۴۹ قانون ۸۵
- ۴-۸ قوانین با ۴۹ قانون ۸۶
- ۴-۹ بلوک دیاگرام کلی فازی نوع ۲ ۸۷
- ۴-۱۰ بلوک دیاگرام کنترل فازی نوع ۱ ۸۷
- ۴-۱۱ بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۱ بدون در نظر گرفتن نویز ۸۸
- ۴-۱۲ تابع فازی ساز در حالت بدون نویز ۸۹
- ۴-۱۳ بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۱ بدون با اغتشاش ۹۰
- ۴-۱۴ تابع فازی ساز در حضور نویز ۹۱
- ۴-۱۵ بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۲ بدون اغتشاش ۹۲
- ۴-۱۶ تابع فازی ساز نوع ۲ بدون اغتشاش ۹۳
- ۴-۱۷ بلوک دیاگرام کنترلر فازی نوع ۲ با در نظر گرفتن اغتشاشات ۹۴
- ۴-۱۸ تابع فازی ساز نوع ۲ با در نظر گرفتن اغتشاش ۹۵
- ۴-۱۹ خروجی شبیه سازی برای فازی نوع ۱ و ۲ در فرکانس های ۱۰ و ۲۰ بدون حضور اغتشاش ۹۶
- ۴-۲۰ خروجی شبیه سازی برای فازی نوع ۱ و ۲ در فرکانس های ۱۰ و ۲۰ با حضور اغتشاش ۹۷

فهرست جداول

۳-۱ برای یک سیستم با یک درجه آزادی ۳-۱۰ داده های مدل تراژکتوری های مقادیر ویژه شکل . . . ۵۵

فصل ۱

مقدمه

مقدمه

یاتاقان‌های مغناطیسی فعال از طریق تولید میدان مغناطیسی سبب چرخش روتور می‌گردند. در این مدل یاتاقان هیچ گونه تماس بین بلبرینگ و روتور وجود ندارد از این رو نیاز به روانکاری نیست و هیچ سایش مکانیکی وجود ندارد. یکی از مزایای خاص و منحصر به فرد یاتاقان مغناطیسی، این است که روتور پویا است و می‌تواند به طور فعال از طریق یاتاقان کنترل شود. در نتیجه، این خواص دست‌یابی به سرعت‌های بالا با امکان کنترل ارتعاشات، چگالی توان بالا، عملیات بدون سایش مکانیکی را فراهم می‌کند و تعمیر و نگهداری سیستم بسیار آسان خواهد بود. کاربردهای AMB صنعتی، به طور پیوسته در حال رشد است بعضی زمینه‌های کاربرد واقعی برای یاتاقان‌های مغناطیسی به قرار زیر می‌باشد [۳].

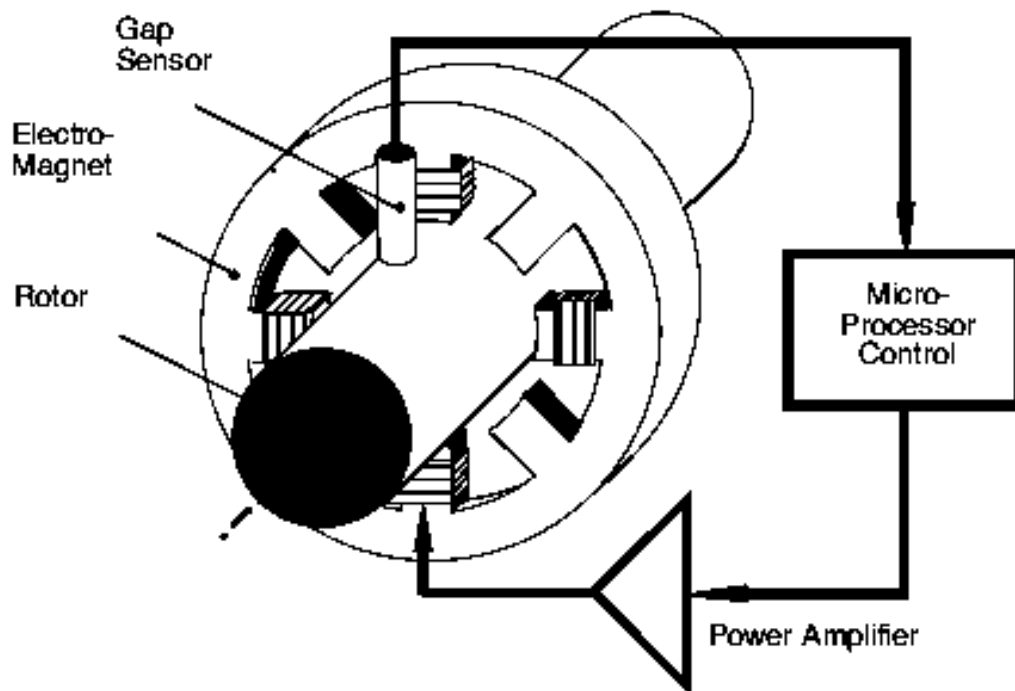
- تکنیک‌های خلاء
- ماشین‌آلات توربو
- قطارهای ماگلو
- فضا و فیزیک
- سیستم تعلیق برای میکروتکنیک بدون تماس

● تجهیزات و وسایل شناسایی و آزمایش در دینامیک روتور

یاتاقان‌های مغناطیسی یک محصول مکاترونیک می باشد. یاتاقان مغناطیسی متشکل از اجزای مکانیکی همراه با عناصر الکترونیکی مانند سنسور و تقویت کننده های قدرت، و بخش پردازش اطلاعات، که معمولا در قالب یک ریزپردازنده است، می باشد. علاوه بر این، بخش مهمی از یاتاقان مغناطیسی نرم افزار است. نرم افزار به طور ذاتی توانایی سنجش و پردازش اطلاعات را دارد و در نهایت سیگنال را به عنوان تحریک برای الکترومغناطیس ها تبدیل می کند به این خاطر نرم افزار عنصر کلیدی در ماشین های هوشمند و هوشمند سازی است [۱]. هدف از این پژوهش سعی بر بیان رویکرد و اجزا یک یاتاقان مغناطیسی و در نهایت ایجاد توانایی برای طراحی یک سیستم یاتاقان مغناطیسی است. در این پژوهش ابتدا به مقدمه و بررسی در مورد یاتاقان مغناطیسی پرداخته می شود و در ادامه به ترتیب اصل سیستم تعلیق مغناطیس فعال، قطعات سخت افزار، اجرایی دستگاه ها، تلفات در یاتاقان‌های مغناطیسی، معیارهای طراحی و ویژگی های محدود کردن سیستم، دینامیک روتور سخت وصلب، کنترل روتور وصلب در سیستم های AMB، کنترل دیجیتال، کنترل فازی، LMI یک نمونه شبیه سازی و پایداری سیستم انجام می گردد. امروزه در سراسر جهان پژوهش در مورد سیستم AMB بسیار است به نحوی که کنترل یاتاقان‌های مغناطیسی به عنوان مثال مرجع در بسیاری از آزمایشگاه‌های کنترل تبدیل شده است، با توجه به ذات ناپایدار و پیچیدگی، این فرصت را برای پژوهش و پیشرفت در تکنولوژی مکاترونیک فراهم می کند. در دسترس بودن الکترونیک قدرت و سخت افزار محاسباتی، و در نهایت توانایی استفاده گسترده ای از نرم افزار پیشرفته در مورد سیستم AMB به افزایش تحقیقات در این زمینه و نرم افزار افزوده است.

۱-۱ اصول عملکرد یاتاقان‌های مغناطیسی

در این سیستم با تولید یک میدان مغناطیسی اطراف روتور، روتور معلق می‌گردد. سنسور اندازه گیری جابجایی روتور از مرجع موقعیت را اندازه گیری نموده و به صورت سیگنال به یک ریز پردازنده به عنوان یک کنترلر PD یا PID ارسال می‌دارد و در نهایت سیگنال کنترل تبدیل به سیگنال کنترل جریان شده و توسط یک تقویت کننده قدرت به الکترومغناطیس اعمال می‌گردد که سبب معلق ماندن روتور در موقعیت مناسب می‌گردد [۱].



شکل ۱-۱: مدار کلی سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال [۱]

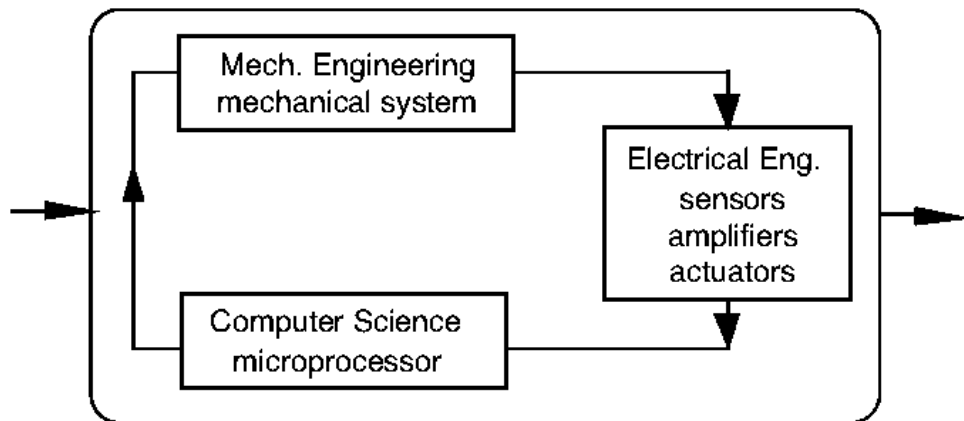
۲-۱ یاتاقان‌های مغناطیسی به عنوان یک محصول مکترونیک

مکترونیک رشته‌ای از علوم مهندسی بر اساس زمینه کلاسیک مهندسی مکانیک و برق و علوم کامپیوتر است. یک سیستم مکترونیک معمولی سیگنال را دریافت نموده و سپس سیگنال دریافتی را پردازش و نهایتاً سیگنال به انجام یک کار می‌انجامد برای مثال، نیروها و حرکت.

مسئله اصلی این است که گسترش و تکمیل سیستم‌های مکانیکی توسط سنسورها و ریزکامپیوترها صورت می‌پذیرد. واقعیت این است که این چنین سیستمی‌هایی تغییرات در محیط را حس نموده و به این تغییرات با توجه به روش مناسب پردازش اطلاعات واکنش نشان می‌دهد به همین دلیل آن را از دستگاه‌های معمولی متفاوت می‌سازد.

شماتیک شکل (۲-۱) ارتباطات درونی از عناصر مکانیکی و الکتریکی و علوم کامپیوتر، برای تشکیل یک کالا مکترونیک را نشان می‌دهد. تعاریف گوناگونی برای مکترونیک، توسط سازمان‌ها مختلف علمی با تاکید بر تنظیمات محلی مطرح شده است، اما در نهایت تعاریف، مفهومی یکسان دارند و تفاوت‌ها تعیین کننده نمی‌باشد. نمونه‌هایی

برای سیستم‌های مکترونیک روبات‌ها، کنترل دیجیتال موتورهای احتراق، ابزار و ماشین‌آلات خودتنظیم، و یا وسایل نقلیه هدایت‌شونده اتوماتیک می‌باشد. برای نمونه تولید یک محصول تا چه حد بالایی از دانش سیستم برخوردار است و نرم‌افزار برای طراحی، ساخت و ساز، و بهره‌برداری لازم است.



شکل ۱-۲: [۱] سیستم کلی مکترونیک

نرم‌افزار محصول یک بخشی جدایی ناپذیر از آن است. در واقع یک عنصر ماشین می‌باشد. یاتاقان مغناطیسی یک مثال خوب برای نشان دادن و آموزش ساختار طراحی سیستم مکترونیک است. اجزای مهمی از قبیل سنسور و ریز پردازنده‌ها معرفی و خواص و کاربرد آنها توضیح داده خواهد شد در زمینه تعلیق مغناطیسی روتور بحث شده است. در فصل اول ابتدا به توضیح کلیاتی در مورد سیستم‌های AMB پرداخته می‌شود سپس به معرفی فصل‌های انجام شده پایان نامه پرداخته می‌شود. در فصل دوم مدل تحلیلی و تجربی سیستم AMB بر پایه قوانین فیزیک مطرح شده است در این فصل اصول مباحث سیستم تعلیق مغناطیسی، اجزای سیستم یاتاقان مغناطیسی، اتلاف‌های موجود در سیستم مطرح شده است. بر پایه مباحث، ناپایداری و غیره خطی بودن AMB مشخص و نیاز به شناسایی یک سیستم حلقه بسته برای پایداری سیستم ضروری می‌باشد [۱]. در فصل سوم به بررسی معیارهای طراحی و ویژگی‌های محدود کننده، دینامیک روتور صلب، کنترل روتور صلب و کنترل دیجیتال پرداخته می‌شود. ویژگی‌های همچون بار، اندازه، سفتی، درجه حرارت، سرعت، اتلاف‌ها و دینامیک وجود دارنده که به عنوان معیارهایی برای طراحی و ویژگی‌های سیستم AMB به منظور افزایش قابلیت اطمینان، ایمنی و هوشمندی یاتاقان‌ها مورد بررسی قرار می‌گیرند. برای بدست آوردن ویژگی‌هایی بیان شده دینامیک روتور بر پایه تحقیقات ریاضی و اشاره به محدودیت‌های فیزیکی و خصوصیتی

روتور ذکر خواهد شد. اصولاً دینامیک روتور بخش چالش برانگیز سیستم AMB است. ارتعاشات طبیعی، حرکت رو به جلو و عقب، سرعت بحرانی تاثیر به سزایی در اندازه گیری وضعیت روتور دارند. بدین منظور و برای حفظ پایداری AMB یک کنترل حلقه بسته برای سیستم تعریف می‌گردد و بردار جریان به عنوان پارامتر کنترلی در نظر گرفته می‌شود. برای تشریح حرکت، مختصات "مرکز ثقل" و "مرکز جرم"^۱ و پارامترهای بردار جابه جایی روتور، برای بازده ساختار ریاضی معادلات دیفرانسیل استفاده می‌شود. کنترل پارامترهای طراحی صرفاً بر ملاحظات فیزیکی بر اساس انتخاب سختی مناسب و میزان نوسانات است.

سیستم‌های کنترلی برای AMB های صنعتی اولیه در دهه های ۱۹۷۰ و ۱۹۸۰ بر پایه آنالوگ بوده است که قابلیت پیشبینی حالت‌های مختلف را نداشته است. کنترل دیجیتال بسیاری از کاربردها را از ابتدا ی دهه ۱۹۹۰ تسخیر کرده است. این انتقال از کنترل آنالوگ به دیجیتال به طور عمده توسط پردازش سریع ریز پردازنده‌ها و تکنولوژی دستگاه‌های توجیحی همانند وجود پردازشگرهای سیگنال سریع، مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال^۲ و دیجیتال به آنالوگ^۳ و دستگاه‌های مدلاسیون عرض پالس PWM ممکن شد. سخت افزار یک سیستم کنترل AMB دیجیتال حد اقل شامل یک پروسسور سیگنال دیجیتال^۴، مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال یا آنالوگ، فیلتر، حافظه، اجزای رابط کاربری و .. هستند.

در فصل چهارم و با توجه به تحقیق و بررسی خواص و ویژگی های سیستم AMB که ذات ناپایدار و غیره خطی می باشد. پایداری سیستم حول نقطه تعادل با استفاده از کنترل فازی بر مبنای LMI (linear matrix inequalities) انجام شد. مهمترین مسئله در مورد سیستم AMB حفظ روتور حول نقطه تعادل می باشد که برای این کار روش های متعددی وجود دارد:

- محاسبه موقعیت روتور با استفاده از ظرفیت خازن. در این روش برای محاسبه موقعیت روتور از سنسور خازنی استفاده می‌شود که تاثیر پذیری از میدان مغناطیس حاصله نخواهد داشت. در این روش یک الکتروود در اطراف روتور قرار می‌گیرد و با استفاده از تقویت کننده‌ها، ولتاژ به سیم پیچ‌ها اعمال می‌گردد در واقع به عنوان یک ظرفیت خازنی در نظر گرفته می‌شوند. هرگاه روتور در مرکز صفحه باشد ولتاژ برای همه سیم‌پیچ‌ها یکسان خواهد بود در غیر این صورت یک سیگنال خطا ایجاد خواهد شد که با کمک فیلترها باید تصحیح شده و روتور به مرکز منتقل شود [۴].

^۱ Center Of Gravity(COG)

^۲ A/D

^۳ D/A

^۴ DSP

● محاسبه موقعیت با استفاده از آهن ربای دائم. یاتاقان‌های مغناطیسی رانشی متشکل از آهن ربای دائمی و مدار کنترل جریان نسبت به یاتاقان‌های مغناطیسی فعال از سیستم کنترل ساده تری برخوردارند. ولی این سیستم‌ها اساساً یک سیستم ناپایدارند و بسیار مستعد به اختلال هستند. شکل و پیکره‌بندی آهن ربای دائم تأثیر بسزایی در پایداری سیستم دارد [۵].

● محاسبه موقعیت با اعمال سیگنال فرکانس بالا. در این روش هیچ گونه سیگنالی اعمال نمی‌گردد ولی یک خطای حالت ماندگار و نیروی اختلال وجود دارد و ولتاژ به اندازه کافی بزرگ نیست که بتواند موقعیت دقیق روتور را تخمین بزند. در روش اعمال سیگنال با فرکانس بالا، اندکتانس سیم‌پیچ محاسبه می‌شود و با محاسبه پیوسته اندوکتانس سیم‌پیچ موقعیت روتور تخمین زده می‌شود در این روش خطای حالت ماندگار برای تخمین موقعیت وجود ندارد و میتوان دامنه سیگنال را کنترل نمود، که برای اینکار از مدارات آنالوگ برای اعمال سیگنال و پردازش سیگنال استفاده می‌شود [۶].

روش مورد مطالعه در این پایان نامه محاسبه موقعیت روتور با استفاده از منطق فازی بر پایه LMI می‌باشد. از منطق فازی برای کنترل و از بین بردن ایرادهای ایجاد شده‌ی خواص غیرخطی سیستم، براساس تحلیل نابرابری ماتریس های خطی استفاده می‌شود [۷]. تحلیل‌های پایداری و مسائل طراحی کنترل با LMI کاهش پیدا می‌کند. طراحی سیستم کنترل برای یاتاقان‌های مغناطیسی با توجه به دینامیک ناپایدار حلقه باز و رفتار غیرخطی آن بسیار دشوار است. اما نتایج شبیه‌سازی نشان داد که استفاده از کنترل فازی بر پایه بهینه سازی تحلیل LMI برای حذف اغتشاش و دستیابی به پاسخ گذرای این سیستم‌ها مناسب است. مدل فازی تاکاگی سوگنو برای سیستم غیرخطی AMB و تقریب سیستم بر پایه مجموعه‌ای از مدل‌های خطی می‌باشد. نتایج بررسی، توصیف خوبی از روابط ورودی و خروجی را نشان می‌دهد. خاصیت اصلی مدل فازی تاکاگی، بیان هر دینامیک محلی براساس یک قاعده طبق مدل خطی سیستم می‌باشد. مدل فازی نهایی سیستم بوسیله ترکیب فازی مدل‌های خطی سیستم به دست می‌آید روش LMI یک ابزار قدرتمند و بسیار متنوع برای تعیین عملکرد سیستم‌های AMB و برای طراحی کنترل‌کننده‌های مربوط به آن است. از آنجا که در کاربردهای صنعتی نیاز است به مستندات فنی و محدودیت‌های سیستم پرداخت نه به محاسبات بر اساس مشخصات مدل، روش LMI برای دستیابی به این چالش‌ها در صنعت مناسب تر است. سیگنال توسط کنترلر پیوسته بررسی و تقویت شده و در نهایت به صورت جریان به سیم‌پیچ‌ها اعمال می‌گردد که سبب معلق نگه داشتن روتور می‌شود [۸]. در واقع شدت میدان مغناطیسی حاصل از جریان بستگی به فاصله هوایی دارد و سیستم کنترل برای تنظیم دینامیک روتور (سختی و میرایی) می‌باشد. و در حقیقت دمپر های مغناطیسی فعال بدون هیچ گونه اعمال

بار استاتیکی در ماشین برای کنترل ارتعاش می‌باشند. برای کنترل مکان دقیق روتور و نیز کنترل تعادل آن و دستیابی پیوسته به موقعیت روتور از کنترل‌های فازی استفاده می‌شود به نحوی که ارتعاش سیستم به یک پایداری و عملکرد مناسب دست یابد. برای مقایسه عملکرد کنترل فازی، از کنترل فازی نوع ۱ و ۲ در حل مسئله با دو ورودی خطا و تغییرات خطا استفاده میشود مشاهده می‌شود که در این حالت برای هر دو کنترلر ۴۹ قانون پایه وجود دارد که در روش کنترل فازی نوع ۲ با استفاده از کاهش تعداد قوانین با روش مجموعه مرکز تعداد قوانین کاهش داده شده و زمان پردازش سریعتر خواهد بود. این زمان سریعتر پیش بینی حالت های بعدی یاتاقان را بهبود داده و سیستم را پایدار می‌کند [۴].

فصل ۲

اصول و پایه سیستم های یاتاقان های مغناطیسی

۱-۲ اصل سیستم تعلیق مغناطیسی فعال

۱-۱-۲ یاتاقانهای مغناطیسی به عنوان یک سیستم تعلیق کنترل

یاتاقان های مغناطیسی به خاطر خاصیت فیزیکی اثر مغناطیسی به دو گروه تقسیم می شوند. گروه اول به عنوان یاتاقان مغناطیسی بر اساس نیروی بی میلی و دیگری یاتاقان بر اساس خاصیت نیروی لورنتس می باشد. یاتاقان های لورنتس در صنایع امروزی به خصوص موتور های خود گردان نقش بسیار مهمی ایفا می کنند این در حالی است که کاربرد یاتاقان های بی میلی هنوز در صنعت بسیار پر کاربرد می باشند.

۱-۱-۲-۱ یاتاقانهای مغناطیسی فعال و منفعل

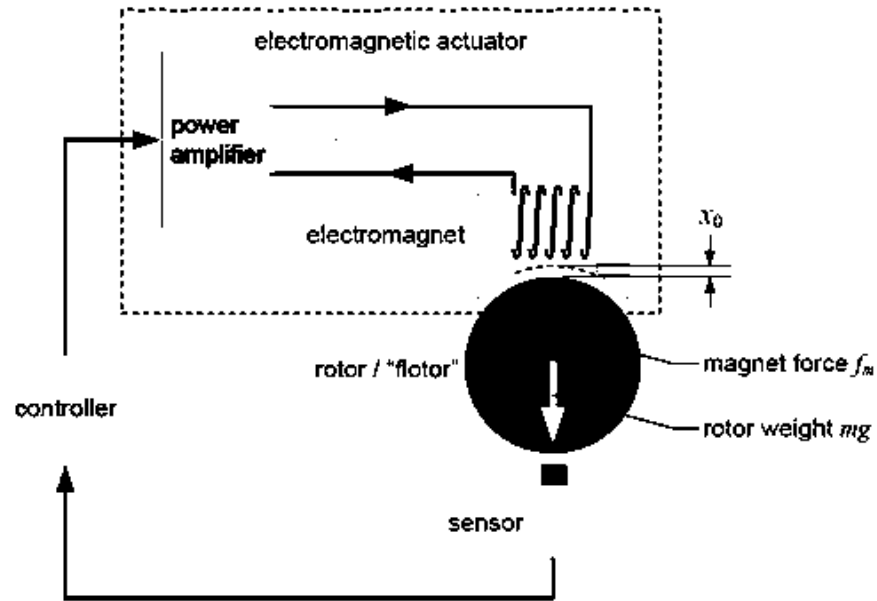
پس از سالها استفاده صنعتی از یاتاقانهای مغناطیسی، مشخص شده که یاتاقانهای مغناطیسی فعال به وضوح پر کاربرد تر از غیر فعال است. با استفاده از چند الکترومغناطیس، یک حلقه کنترل فیدبک مناسب و دیگر عناصر مانند سنسور و تقویت کننده های قدرت کنترل می شود. در مقابل این، معماری سیستم تعلیق کاملاً غیر فعال یاتاقان های مغناطیس منفعل بر پایه آهن ربای دائم می باشد. یاتاقانهای مغناطیسی فعال از ویژگی قابل تنظیم بودن توسط کنترلر برخوردار است، در حالی که یاتاقان های منفعل مجموعه ای ثابت از خواص داده شده توسط اندازه و طراحی مکانیکی است. نمونه های معمولی از پارامترهای تحمل قابل تنظیم و قابلیت های اضافی از یاتاقانهای مغناطیسی فعال، سختی ایستا و پویا، با نوسانات کم، موقعیت مشخص مستقل از بار، میرایی نیروی عدم تعادل در چرخش سیستم، وجود نیروی

تحریک و نظارت، تنها چند نمونه از تفاوت های دو سیستم است. همچنین لازم به ذکر است که در یک سیستم تعلیق کاملاً منفعل، به عنوان مثال تعلیق یک جسم صلب در تمام شش درجه آزادی با استفاده از آهنرباهای دائمی، از نظر فیزیکی غیرممکن است زیرا همیشه حداقل یک درجه ناپایدار آزادی وجود دارد. در نتیجه، حداقل یک درجه آزادی در یک آرایش یاتاقانهای مغناطیسی منفعل وجود دارد که می بایست توسط منابع فیزیکی مختلف، به عنوان مثال، تثبیت توسط بلبرینگ مکانیکی یا یک یاتاقان مغناطیسی فعال پایدار گردد [۱]. یک نقطه ضعف بیشتر یاتاقانهای مغناطیسی منفعل این است که به طور معمول میرایی بسیار کم است. بنابراین، استفاده صنعتی به یک برنامه که در آن منبع دیگری از میرایی در دسترس است محدود می شود. یک شیوه برای ایجاد یک میرایی در آهن ربای دائمی به کار گیری مواد هادی جریان الکتریکی است که جریان گردابی را با حرکت این مواد در درون ساختار ثابت آهن ربا تولید کند. با این وجود، برخی از سیستم های ترکیب عناصر یاتاقانهای مغناطیسی منفعل در گذشته ساخته شده است. یکی از نمونه های مهم صنعتی به پمپ توربو مولکولی به عنوان ترکیبی (TMPs) که از ویژگی های ترکیبی از یاتاقانهای مغناطیسی فعال و غیر فعال و در نهایت نیز عناصر میرایی مکانیکی نامیده می شود. با وجود پیچیدگی این سیستم هزینه های بالای یک پنج محور تعلیق کامل فعال در زمان خود موجه بود. تا به امروز، با این حال، هزینه های یک سیستم کاملاً فعال به یک سطح رقابتی ترین قطع شده است و در نتیجه، پمپ های هیبریدی توربو مولکولی هستند که به طور کامل جایگزین TMPs شده است. مثال دیگری از استفاده موفقیت آمیز از PMBs در ترکیب با AMB پمپ خون به تازگی توسعه یافته و یا قلب مصنوعی هستند. در اینجا، عدم میرایی این یاتاقان اهمیت کمتری دارد. چراکه روتور توسط خون به صورت کامل احاطه و معلق نگه داشته می شود. [۱۴]

۲-۱-۱-۲ عناصر حلقه کنترل

شکل ۲-۱ یک مثال ساده از یک حلقه کنترل یاتاقانهای مغناطیسی شامل همه اجزای لازم یک سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال "استاندارد" را به تصویر می کشد. در ادامه، این عناصر و ویژگی ها به طور خلاصه شرح داده شده است. روتور در یک فاصله X از الکترومغناطیس معلق نگه داشته می شود. یک سنسور موقعیت بدون تماس به طور پیوسته انحراف بین X و موقعیت واقعی روتور X ، اندازه گیری و این اطلاعات را به یک کنترل می دهد (امروزه اغلب یک کنترل دیجیتال). هدف اصلی سیستم کنترل حفظ موقعیت روتور در مقدار مورد نظر آن است. برای این کار نه تنها باید تعادل نیروهای درگیر - در اینجا نیروی آهن ربا f_m و وزن روتور mg - باید برقرار شود بلکه، به عنوان یکی از مهم ترین کیفیت های کنترل، تثبیت حلقه کنترل باید به دست آید. در نهایت، کنترل یک سیگنال فرمان موقعیت به یک تقویت کننده قدرت می فرستد که تبدیل این سیگنال به یک جریان الکتریکی در سیم پیچ یاتاقان

مغناطیسی و یک میدان مغناطیسی اطراف روتور، در نتیجه تولید نیروی f_m مورد نظر برای حفظ موقعیت روتور تولید می گردد. تقویت کننده قدرت و الکترو مغناطیس بلبرینگ از دیگر عناصر وابسته است. خواص کلی مهم پویایی نیروی یاتاقانهای مغناطیسی به عنوان مثال، به شدت در هر دو تقویت کننده قدرت و الکتریکی، طراحی، به عنوان مثال ولتاژ تقویت کننده و جریان آن، هندسه تحمل و تعداد اندوکتانس سیم پیچ بلبرینگ بستگی دارد. بنابراین، ترکیبی تقویت کننده قدرت و یاتاقان مغناطیسی، محرک الکترومغناطیسی نامیده می شود. مجموعه شکل ۲-۱ توصیفی از یک حلقه



شکل ۲-۱: حلقه یاتاقان مغناطیسی فعال و اجزا [۱]

کنترل یاتاقان مغناطیسی با یک درجه آزادی برای تعلیق بدنه سفت و سخت می باشد که به صورت ساده سازی از یک یاتاقان مغناطیسی "واقعی" برای چرخش و حرکت عرضی روتور را به تصویر کشیده است اما در واقع توسط یک الکترومغناطیس نمی تواند کنترل شود و نیاز به یک برنامه ریزی پیچیده تر از چند الکترومغناطیس و یک کنترل چند کاناله است. با این وجود، خواص اساسی از یک حلقه کنترل یاتاقانهای مغناطیسی می تواند به راحتی با استفاده از این مثال بلبرینگ ساده، که یک مدل ریاضی است، مورد بررسی قرار گیرد [۱].

۲-۱-۱-۳ مدل عمومی یاتاقان مغناطیسی

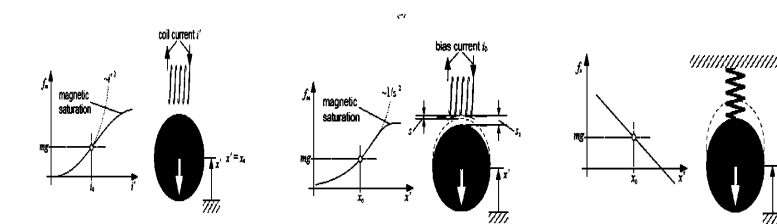
برای استخراج یک مدل ساده مناسب، در ابتدا، از دینامیک سنسور و الکترونیک تقویت کننده قدرت صرف نظر شده است. در عمل، این ساده سازی، منجر به نتایج نسبتاً خوب می گردد اگر فرکانس های ویژه ناشی از سیستم حلقه

بسته بیش از حد بالا نباشد. به عنوان مثال اگر سختی تحمل در یک محدوده فیزیکی "معقول" باشد. ساده سازی دوم این است که مشخصه نیروی بلبرینگ، به عنوان مثال وابستگی نیرو به جریان سیم پیچ، موقعیت روتور و دیگر مقادیر فیزیکی، در این بخش مطرح نمی شود. این وابستگی در بخش های بعدی به طور کامل بررسی شده است.

در نهایت، مدل بلبرینگ مغناطیسی با نمونه ای از یک سیستم فنری مکانیکی مقایسه می گردد. باید تاکید کرد که تفاوت اساسی بین یک یاتاقان مغناطیسی و یک سیستم مکانیکی شبیه به آن، به طور عمده در شرایط پایدار حلقه باز است. همانطور که در شکل ۲-۲ دیده می شود نیروی مغناطیسی f_m رفتاری مخالف رفتار نیروی فنر f_s دارد. با کاهش فاصله و یا حتی تغییر علامت فاصله یک اثر دافع برای حفظ ثبات روتور حول نقطه تعادل (X_0, S_0) ایجاد می شود. با کاهش فاصله هوایی نیروی الکترومغناطیس به طور چشمگیری افزایش می یابد. (با فرض جریان ثابت i_0) که منجر به یک رفتار بی ثباتی است. ضریب سختی مکانیکی تعلیق برابر است با منفی مشتق نیرو نسبت به جابه جایی:

$$K = -\frac{df}{dx}$$

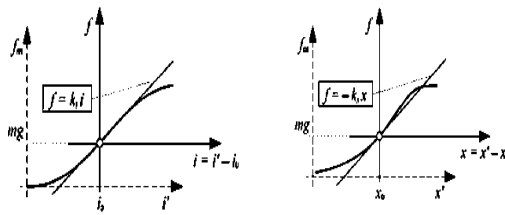
را معین می کند. برای یک یاتاقان مغناطیسی مدار باز k منفی است. شکل ۲-۲ چگونگی وابستگی نیروی مغناطیسی f_m را به فاصله هوایی s و جریان I را نشان می دهد. نیروی مغناطیسی با فاصله هوایی به صورت معکوس و با جریان به صورت مجذور نسبت دارد. برای فاصله هوایی کوچک یا جریان سیم پیچ بزرگ به ترتیب شار مغناطیسی در مسیر آهن اشباع می شود، که، علاوه بر ویژگی های اساسی، به منزله غیرخطی بیشتر نیروی مغناطیسی است. نهایتاً، جابجایی X به اندازه فاصله هوایی محدود شده است. با وجود این غیر خطی قوی، یک سیستم یاتاقان مغناطیسی معمولاً می تواند به خوبی توسط یک کنترل خطی کنترل شود. برای اینکار نیرو / جابه جایی و نیرو / جریان حول نقطه تعادل بررسی می شود. به عنوان مثال حول نقطه تعادل نیرو را خطی و برابر $f_m(X_0, y_0) = mg$ در نظر گرفته می شود. شکل ۲-۳ این موضوع را تشریح می کند [۱].



(آ) فنر مکانیکی (ب) الکترو مغناطیس (ج) الکترومغناطیس (فاصله

جریان بایاس ثابت i_0 ($i = i_0$) هایی ثابت $x_0 = x$)

شکل ۲-۲: مقایسه نیروها [۱]



(آ) رابطه نیرو / جابه جایی (ب) رابطه نیرو / جابه جایی

(شیب مثبت بنابر این $k_s < 0$) (شیب مثبت بنابر این $k_i > 0$)

$$(k_i > 0) \quad (0)$$

شکل ۲-۳: خطی سازی حول نقطه تعادل [۱]

معادلات مربوط به محاسبه همه مقادیر نقاط تعادل به شرح زیر می باشد:

$$f = f_m - mg \quad (1-2)$$

$$i = i' - i_0 \quad (2-2)$$

$$x = x' - x_0 \quad (3-2)$$

در نتیجه خطی سازی نیرو / جریان و نیرو / جابه جایی رابطه نیرو حول نقطه تعادل برابر است با:

$$f(x, i) = -k_s x + k_i i \quad (4-2)$$

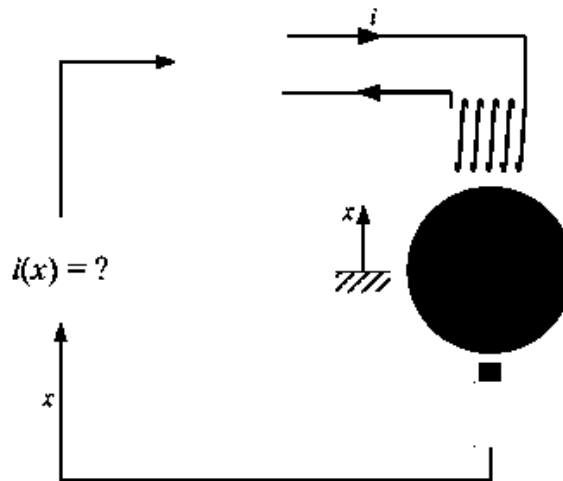
معادله (۴-۲) ویژگی های اساسی رفتار یک عملگر یاتاقان مغناطیسی تحت کنترل جریان را نشان می دهد. اگر چه این معادله تنها یک تقریب خطی از رابطه نیرو است و تنها در مجاورت نقطه کار دقیق، اثبات شده است اما از طریق سالها تجربه عملی و برای طیف گسترده ای از برنامه های کاربردی بکار برده می شود. وقتی که این رابطه به منظور محدود نمودن کاربرد هایی از قبیل تماس روتور - استاتور، جریان بایاس خیلی کم، اشباع شار و غیره استفاده شود می بایست از مدل های مفصل تر و به طور معمول غیره خطی استفاده شود.

ثابت $k_s (\frac{N}{M})$ و $k_i (\frac{N}{A})$ در معادله (۴-۲) معمولاً ضریب نیرو / جابه جایی (سختی یاتاقان منفی) و ضریب جریان نیرو در نظر گرفته می شود. هر دو ضریب در پروسه کنترل جریان کنترل شده یاتاقان های مغناطیسی فعال نقش مهمی

را ایفا می کنند [۱].

۲-۱-۲ بستن حلقه کنترل یک یاتاقان مغناطیسی

بر اساس آنچه در بخش قبل شرح داده شد یاتاقان مغناطیسی حلقه باز یک سیستم دینامیک ناپایدار است. این ناپایداری با محاسبه مقادیر ویژه حلقه باز در ادامه نشان داده می شود. وظیفه ایجاد ثبات در سیستم ناپایدار توسط یک کنترلر اساساً به پیدا کردن یک سیگنال جریان مناسب منجر می شود. همانطور که در شکل ۲-۴ نشان داده شده است. در بخش های زیر به برخی از روش های اساسی خطی برای حل این مشکل توضیح داده می شود.



شکل ۲-۴: حلقه کنترل یاتاقان مغناطیسی برای پیدا نمودن کنترل جریان مناسب i [۱].

۲-۱-۲-۱ طراحی یک سیستم کنترل یاتاقان مغناطیسی ساده

اولین هدف حلقه کنترل، پایداری حرکت ناپایدار حلقه کنترل حول نقطه تعادل است. از این رو، کنترل باید یک نیروی بازگرداننده به عنوان مثال، شبیه به فنر مکانیکی ارائه دهد. علاوه بر این، نیروی کنترل باید یک جزء میرایی به منظور کاهش نوسانات در اطراف نقطه کار فراهم کند. به عنوان یک روش ساده ممکن است راه اندازی نیروی کنترل مورد نظر، رفتار حلقه بسته شبیه به یک سیستم فنر مکانیکی شود. این نتایج برای نیروی بلبرینگ f با ضرایب خطی k برای

سختی و میرایی برابر است با d :

$$f = -kx - d\dot{x} \quad (۵-۲)$$

هم ارزی روابط (۲-۴) و (۲-۵) تابع جریان کنترل را برحسب جابه جایی روتور و مشتق زمانی جابه جایی (سرعت) بیان می کند:

$$i(x) = -\frac{(k - k_s)x + d\dot{x}}{k_i} \quad (۶-۲)$$

در هر فرایند طراحی کنترل، توجه اصلی است برای رسیدن به یک رفتار حلقه بسته قابل قبول از سیستم کنترل می باشد. معیارهای مناسب برای ارزیابی کیفیت کنترل حلقه شامل مقادیر ویژه حلقه بسته، استاتیک و سختی دینامیکی و پایداری سیستم است. در اینجا، فقط به تجزیه و تحلیل مقادیر ویژه حلقه بسته آن پرداخته می شود. نقطه شروع برای این تجزیه و تحلیل قانون نیوتن است:

$$m\ddot{x} = f \quad (۷-۲)$$

می توان با قراردادن (۲-۵) در (۲-۷) و از روی نیروی f مقادیر ویژه را محاسبه نمود اما اساس تشکیل این روابط از (۲-۴) تا (۲-۷) به شرحی زیر می باشد:

$$m\ddot{x} = -k_s x + k_i i \quad (۸-۲)$$

در حلقه باز جریان کنترل صفر است. باید در نظر گرفت که سیستم حول نقطه تعادل خطی شده است و از این رو جریان i صفر نیست (یک جریان بایاس در اغلب سیستم یاتاقان های مغناطیسی فعال برای رسیدن به یک دینامیک قابل قبول نیاز است). الکترومغناطیس با جریان ثابت این را می رساند که هر جسم فرو مغناطیسی به اندازه کافی به آن نزدیک شده و به آن می چسبد. این رفتار غیر خطی با اتخاذ جریان i و انتخاب و قرار دادن آن در معادله حلقه باز

(۸-۲) داریم: اگر $x(t) = e^{(\lambda t)}$ آنگاه:

$$m\lambda^2 + k_s = 0 \quad (9-2)$$

از آنجا که ضریب k_s منفی می باشد با حل معادله (۹-۲) مقادیر ویژه معادله بدست می آید. مشاهده می شود که این مقادیر ویژه هردو حقیقی و سمت راست محور wj می باشد و این یعنی که سیستم حلقه باز ناپایدار است. مکان مقادیر ویژه در شکل ۵-۲ نشان داده شده است.

مقادیر ویژه :

$$\lambda_1 = +\sqrt{\frac{|k_s|}{m}} \quad (10-2)$$

$$\lambda_2 = -\sqrt{\frac{|k_s|}{m}} \quad (11-2)$$

معادله تفاضلی حلقه بسته با قرار دادن (۵-۲) در (۷-۲) به فرم زیر است:

$$m\ddot{x} + d\dot{x} + kx = 0 \quad (12-2)$$

و با جایگذاری و حل آن داریم:

$$m\lambda^2 + d\lambda + kx = 0 \quad (13-2)$$

با حل این معادله مقادیر ویژه برابر است با:

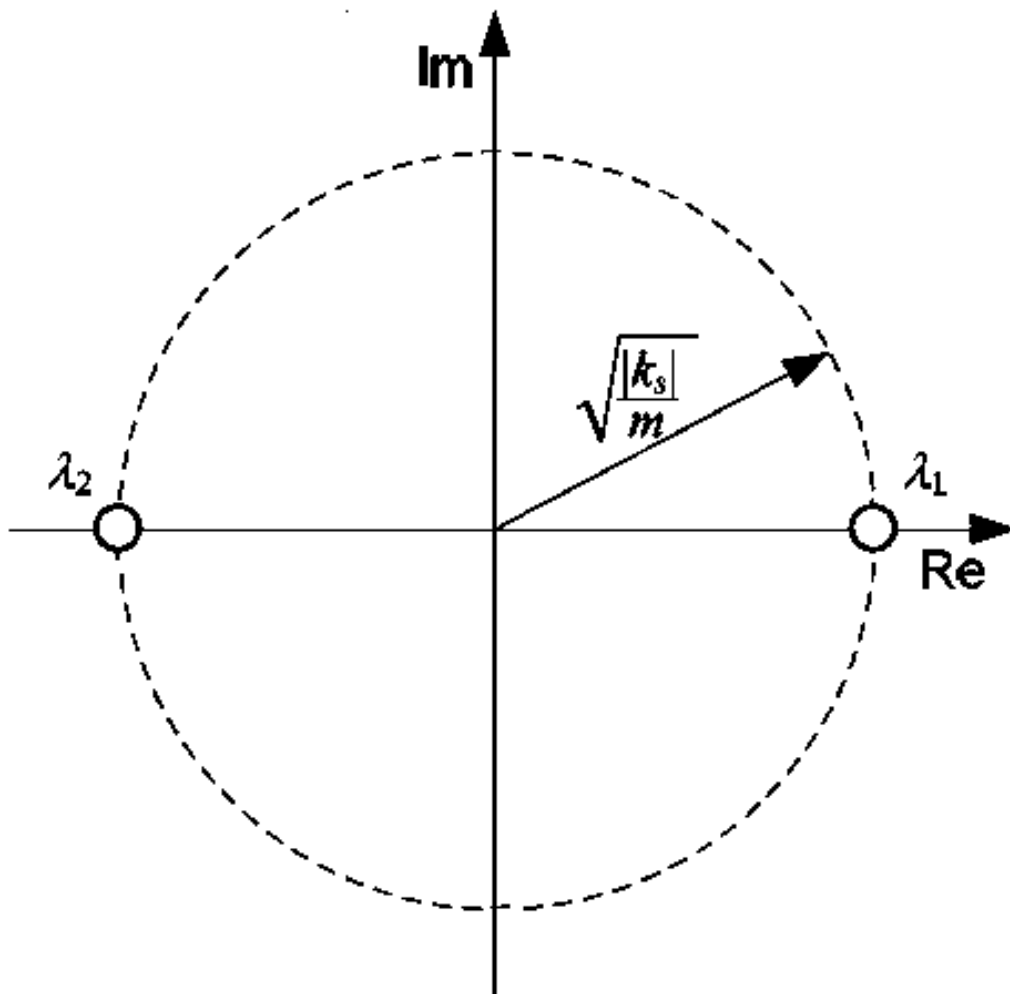
$$\lambda_1 = -\sigma + j\omega \quad (14-2)$$

$$\lambda_2 = -\sigma - j\omega \quad (15-2)$$

$$\sigma = \frac{d}{2m} \quad (16-2)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m} - \frac{d^2}{4m^2}} \quad (17-2)$$

شکل ۲-۶ نشان می دهد که مقادیر ویژه مختلط هستند. ضریب سختی k عمدتاً روی فرکانس ω و آن نیز روی مقادیر

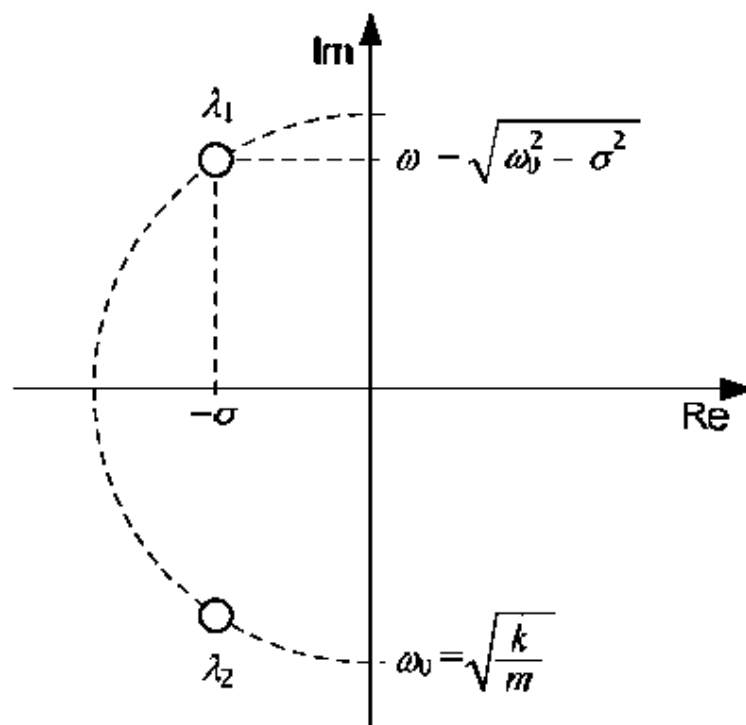


شکل ۲-۵: مکان مقادیر ویژه حلقه باز [۱]

ویژه λ_1 و λ_2 تاثیر می گذارد. ضریب میرایی d سبب جابه جایی بیشتر مقادیر ویژه به سمت چپ محور $i\omega$ می گردد و سبب پایداری سیستم می گردد. (بدون میرایی سیستم حلقه بسته مجانبی نیست اما تنها پایدار محدود است.) ضریب میرایی بزرگ (d) سبب کاهش فرکانس ω ، می گردد و مقادیر ویژه ثابت می گردند و برابر $|\lambda_{1,2}| = \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ (همانطور که می توان در (۲-۱۴) مشاهده نمود با بزرگ بودن ضریب میرایی مقادیر ویژه حقیقی می گردند و در نتیجه سبب از بین رفتن قابلیت نوسان سیستم حلقه بسته می گردد. (میرایی بحرانی یا over critical رخ می دهد). در این حالت هر دو مقدار ویژه سمت چپ محور $j\omega$ قرار می گیرد اما یکی به صفر نزدیک است و در نتیجه عملکرد

سیستم رضایت بخش نیست. راه حل در حوزه زمان معادله دیفرانسیل خطی همگن و معادله (۲-۱۲) برای مقادیر بیش از حد بزرگ، به عنوان مثال در زیر بحرانی، میرایی نوسان از فرم زیر است:

$$x(t) = e^{-\sigma t}(A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t)) \quad (2-18)$$



شکل ۲-۶: مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته ($d < 2\sqrt{mx}$) [۱]

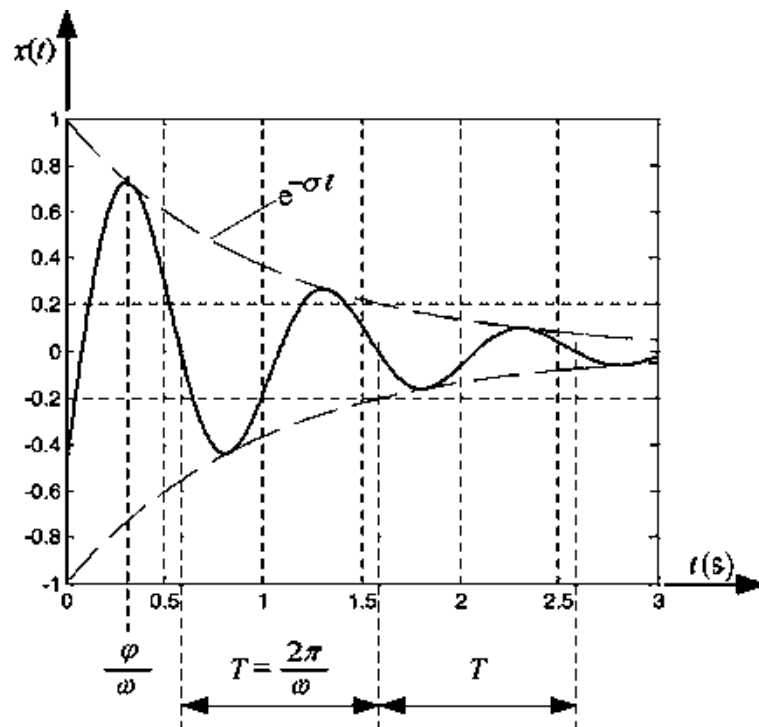
معادله دیفرانسیل (۲-۱۲) از مرتبه دوم است، دارای دو مقدار ویژه λ_1 و λ_2 و دو مقدار ثابت A و B در حوزه زمان است. مقادیر ثابت با استفاده از مقدار تابع در لحظه اولیه ($x(t=0)$) حرکت بدست می آیند. یک فرمول ریاضی پرکاربرد اما مشابه از راه حل (۲-۱۸) را می توان با توجه به (۲-۱۹) با ضریب C برای دامنه و Ψ برای زاویه فاز به فرم

زیر نوشت:

$$x(t) = Ce^{-\sigma t} A \cos(\omega t - \phi) \quad (19-2)$$

معادله (۱۹-۲) توصیف یک حرکت نوسانی با واپاشی نمایی دامنه است. از این رو، این اقدام را نمی توان هارمونیک و یا حتی دوره ای در مفهوم ریاضی سخت به حساب آورد. برای میرایی محو شونده، تنها راه حل هارمونیک خواهد بود.

با این وجود، یک جزء دوره ای در این نوسان میرا هنگام بررسی زمان بین دو نقطه صفر عبور متوالی، همانطور که در شکل ۷-۲ نشان داده شده است وجود دارد. همانطور که در شکل ۷-۲ دیده می شود زمان T بین نقاط عبور صفر، حتی اگر دامنه نوسان کوچکتر شود ثابت است. زمان T شبه دوره برای میرایی و برای شبه فرکانس زاویه ای ω ، نامیده می شود. و این زمانها به ترتیب با σ برای میرایی و ω برای فرکانس زاویه ای نشان داده می شود [۱].



شکل ۷-۲: پاسخ گذرا با توجه به (۱۹-۲) با "شبه فرکانس" ω و نرخ واپاشی σ ($C = 1, \sigma = 1, \omega = \frac{2\pi}{3}$)، $(\Phi = \frac{2\pi}{3})$ [۱].

۲-۱-۲ تفاوت میان یاتاقان مغناطیسی فعال و پسیو

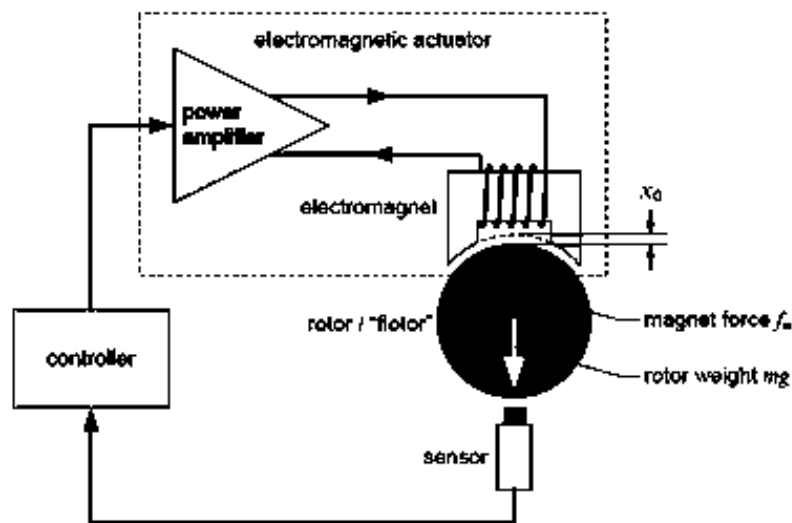
همانگونه که در بخش های قبل تشریح سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال بر مبنای سیستم فنر تشریح شد و یک راه کنترل برای آن بیان گردید. اما امروزه از روش های جدیدتر H_{∞} و سنتز μ برای کنترل یاتاقان های مغناطیسی فعال استفاده می شود. همچنین راه های گوناگونی برای کنترل یاتاقان فعال نسبت به یاتاقان های منفعل وجود دارد. از دیگر مزایای مهم یاتاقان های فعال نسبت به منفعل ها به شرح زیر می باشد:

- یاتاقان های فعال بدون هیچ گونه تماس مکانیکی کار می کنند از این رو تلفات کمتری دارند و عمر کاری آنها بسیار بیشتر می باشد و نگهداری کمتری نیاز دارند.
- نیاز به روان کاری نداشته و از این رو محیط را دچار آلودگی نمی نمایند.
- سیستم AMB همچنین می تواند در محیط های سخت و یا در خلاء کار کنند.
- نیاز به تعمیر و نگهداری کاهش می یابد و با حذف کامل سیستم روغن کاری منجر به کاهش هزینه قابل توجهی می شود.
- سرعت چرخش تنها با مقاومت اجزای روتور محدود می شود. (نیروهای گریز از مرکز) رسیدن به سرعت $300 \frac{m}{s}$ توسط AMB امکان پذیر است در حالی که رسیدن به این سرعت با سایر یاتاقان ها مقدور نمی باشد.
- بلبرینگ الکترومغناطیسی یک عنصر فعال است که قادر به موقعیت دقیق شفت است و باعث می شود کنترل فرآیند بسیار آسان شود. ارتعاشات یک روتور می تواند به طور فعال میرا شده، و عبور از خم شدن در سرعت بحرانی از ویژگی های مهم AMB می باشد.
- همچنین ممکن است با اجازه به روتور حول محور اصلی خود با استفاده از اینرسی چرخش برای صرف نظر کردن از نیروهای دینامیکی ناشی از عدم تعادل بهره ببرد. بنابراین، بدون لرزش نیروها به تاسیس دستگاه به رغم حضور منتقل نا متعادل سیستم کارکرد صحیحی داشته باشد.
- در مورد یاتاقانهای مغناطیسی فعال خواص مهم مانند سختی و میرایی را می توان تغییر داد و در نتیجه، با اقتباس به لحظه نیاز بدون تغییر سیستم بیشتر است. وضعیت سیستم های کنترل دیجیتال معمولاً احتمالات را برای بر روی خط تنظیم و انطباق ارائه می دهد.

- موقعیت عملکرد روتور یک سیستم AMB می تواند مستقل از سختی و بار اعمال شده به سیستم کنترل شود.
 - با توجه به سنسورها و محرک ها ساخته شده در خود AMB، یاتاقانهای مغناطیسی فعال به عنوان یک سیستم معمولی "مکانرونیک" کاملا برای نه تنها موقعیت و بالا بردن یک روتور بلکه برای خدمت به اهداف اضافی مانند نظارت مناسب است، پیشگیرانه خود تعمیر و نگهداری و یا شناسایی سیستم، این ویژگی مهم را بدون نیاز به هر گونه از ابزارهای دیگر امکان پذیر می باشد.
- مجموع تمام این ویژگی ها و مزایای که برای یاتاقانهای مغناطیسی فعال ارائه شده است، سبب جذب برای بسیاری از کاربردهای صنعتی است [۱].

۲-۲ قطعات سخت افزار

با توجه به شکل ۲-۸ یک سیستم یاتاقان مغناطیس از الکترو مغناطیس، تقویت کننده توان، سنسور و سیستم کنترل تشکیل شده است. سیستم کنترل سیگنال دریافتی از سنسور را برای دستور به تقویت کننده توان برای انتقال جریان به الکترومغناطیس جهت اعمال نیرو به روتور را دریافت می کند.



شکل ۲-۸: یاتاقان مغناطیسی با اجزای اصلی [۱].

۱-۲-۲ تقویت کننده توان

با توجه به اینکه سیگنال کنترلی یک سیگنال کنترل جریان بوده و می بایست به الکترو مغناطیس ها که نقش اساسی در پایداری سیستم AMB دارند اعمال شود، از این رو این سیگنال ابتدا توسط تقویت کننده های عملیاتی در چند طبقه متناسب با تعداد الکترو مغناطیس های به کار رفته تقویت شده و سیم پیچ ها اعمال می شود.

۲-۲-۲ سنسور

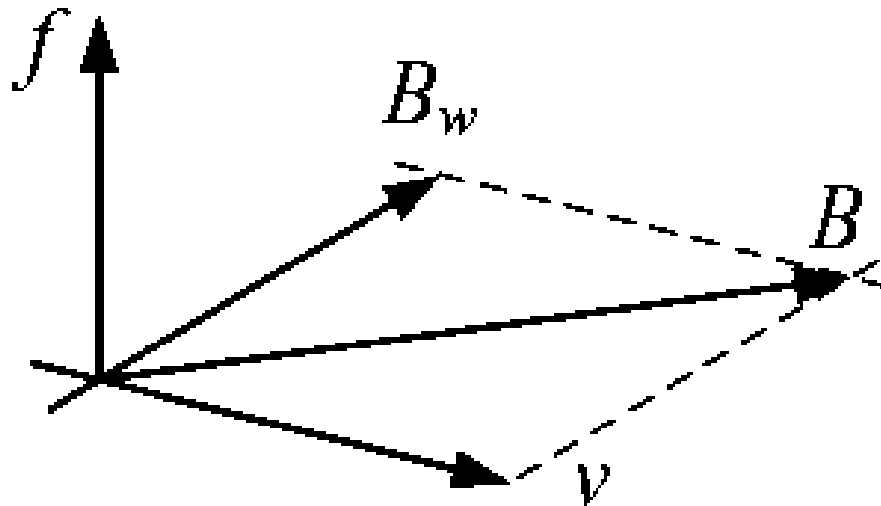
یک بخش مهمی از عملکرد یاتاقان مغناطیس وابسته به خصوصیات سنسور جابه جایی مورد استفاده می باشد. به منظور اندازه گیری موقعیت یک روتور در حال حرکت، سنسورهای بدون تماس باید استفاده شود که علاوه بر این، باید قادر به اندازه گیری بر روی یک سطح در حال چرخش باشد. هندسه روتور و کیفیت سطح آن، و نیز مواد سنسور در نتایج اندازه گیری بسیار مهم می باشد. یک سطح با هندسه نامناسب و در نتیجه تولید نویز و اختلالات به فرکانس چرخش بر روی نتایج سنسور اثر گذار می باشد.

اندازه گیری جا به جایی

در هنگام انتخاب سنسور جابه جایی بسته به استفاده از یاتاقان مغناطیسی، اندازه گیری دامنه، خطی بودن، حساسیت، وضوح تصویر و محدوده فرکانسی باید در نظر گرفته شود.

اندازه گیری جریان با سنسور اثر هال

یک روش اندازه گیری جریان استفاده از سنسور اثر هال می باشد که در درون حلقه الکترو مغناطیس قرار می گیرد و جریان مربوط به آن را اندازه می گیرد. چگالی شار اندازه گیری شده توسط سنور هال با یک کنترلر و یک تقویت کننده توان و یک سیم پیچ کمکی موازنه می شود. (شکل ۲-۹). هرگاه شار جریان سیم پیچ کمکی با n دور، در جهت مخالف شار تولید شده با جریان i که می بایست اندازه گیری شود، باشد تعادل صفر برقرار می شود. سیگنال ورودی u_i تقویت کننده مستقیماً جریان i را اندازه گیری می کند [۱۵].



شکل ۲-۹: شار اندازه گیری شده با سنسور اثر هال

۲-۳ اتلاف ها

یاتاقانهای مغناطیسی بدون تماس کار می کنند، و در نتیجه هیچ گونه اصطکاک مکانیکی وجود ندارد. بنابراین، بهره برداری از یک روتور در حال چرخش در یاتاقانهای مغناطیسی فعال، باعث اتلاف بسیار کمتری نسبت به زمان استفاده از یاتاقان های تویی و یا ژورنال های معمولی می شود. اما با این وجود، تلفات باقی مانده باید در نظر گرفته شوند، و گاهی اوقات آنها منجر به محدودیت هایی می شوند. اتلاف ها را می توان به اتلاف های ناشی از بخش های ثابت و بخش های موجود در روتور و اتلاف های مربوط به طراحی کنترل دسته بندی نمود.

اتلاف ها در قسمت های ثابت از بلبرینگ به طور عمده ناشی از اتلاف های مسی در سیم پیچ های استاتور و از اتلاف های موجود در تقویت کننده ها بوجود می آیند. اتلاف های مسی یک منبع گرما می باشند، و، در صورت عدم تامین خنک کننده کافی، آنها محدودیتی بر جریان کنترلی اعمال می کنند و از این رو بیشترین ظرفیت بار دست یافتنی نیز محدود خواهد شد.

اتلاف ها در بخش روتور بسیار پیچیده تر می باشد و منجر به محدودیت شدید تر و پیچیده تری می شوند. اتلاف های حرارتی روتور را گرم می کنند، باعث گشتاور ترمز در روتور شده، و بایستی توسط قدرت درایو موتور جبران شوند. اتلاف های روتور، اتلاف های آهنی را به اتلاف های ناشی از پسماند و گردابی جریان، و اتلاف های درگ

(کشیدگی) هوا، خلاصه می کند [۱۶]. گشتاور ترمزی ناشی از اتلاف های آهنی متشکل از یک جزء ثابت از اتلاف های پسماندی و یک جزء اتلاف های جریان گردابی می باشد، که نسبت به سرعت چرخشی به شکل مستقیم رشد می یابد. اتلاف های آهنی در روتور می توانند عملیات را محدود نمایند، به عنوان مثال، به ویژه در کاربرد های خلاء، پراکندن گرمای تولیدی می تواند دشوار باشد. اتلاف های پسماند وقتی بوجود می آیند که در دوباره مغناطیس، منحنی $B - H$ در مسیر چرخه پسماند حرکت نماید. در هر حلقه انرژی، به میزان متناسب با منطقه تحت پوشش حلقه، کاهش می یابد. در نتیجه، اتلاف های پسماند با فرکانس دوباره مغناطیسی نمودن متناسب هستند. مساحت حلقه پسماند بستگی به مواد آهنربا و دامنه تغییرات چگالی شار بستگی دارد. واضح است که مواد مغناطیسی نرم با مساحت حلقه بسیار کوچک، این اتلاف ها را کاهش می دهد. استفاده از یاتاقان های مغناطیسی خالی از آهن و بدون هیچ گونه اتلاف های پسماندی، بر اساس نیروهای لورنتس، به طور عمده برای یاتاقان های دقیقی مورد مطالعه قرار گرفته اند که در آن نفوذ پسماند می تواند نسبت به کنترل دقیق مخرب باشد.

وقتی که چگالی شار در هسته آهنی تغییر می کند، اتلاف های جریان گردابی بوجود می آیند. اتلاف های جریان گردابی را می توان با تقسیم هسته آهنی به ورقه های عایق، چند لایه، یا با استفاده از هسته های متخلخل کاهش داد. هرچقدر این ورقه ها یا تقسیم ها نازک تر باشند، اتلاف های جریان گردابی کوچک تر خواهند بود. چگالی شار در سطح روتور و اتلاف های ذاتی، به شکل ساختاری یاتاقان بستگی دارد، به عنوان مثال اگر خطوط میدانی شار بر محور روتور عمود باشند (هتروپولار) و یا موازی با محور روتور باشد (هموپولار) خواهند بود. زمانی که روتور عظیم است و نمی توان آن را پوشش داد، استفاده از یک روتور عمود بر یاتاقان هموپولار، برای مثال در کاربرد های با خلاء فوق العاده بالا، توصیه می شود [۱].

اتلاف های هوایی می توانند در سرعت چرخش بالا غالب باشند و برای کاربردهای خاص، مانند فلاپویل برای ذخیره سازی انرژی رخ دهند. شکاف هوایی بسیار کوچک کشیدگی (درگ) هوا را افزایش می دهد. اتلاف های هوایی را می توان محاسبه و یا به ندرت با استفاده از تقسیم روتور را به بخش های با شرایط اصطکاک هوایی مشابه، به منظور حساب کردن هندسه های مختلف روتور، تخمین و برآورد نمود. بنابراین، یک روتور استوانه ای ساده تقسیم می شود، به عنوان مثال، به سیلندر بدون پوشش، از جمله مناطق جلویی در یاتاقان محوری/ سیلندر های موجود در یاتاقان و موتور/ سیلندر در یاتاقان نگهدارنده تقسیم می شود. عناصر گشتاور ترمزی را بایستی محاسبه نمود و پس از آن اضافه کرد. اطلاعات در مورد نحوه محاسبه گشتاور ترمزی را می توان یافت.

مفهوم کنترل "قدرت صفر" یکی دیگر از راهکارهای کاهش اتلاف با استفاده از کاهش خود جریان کنترلی تا آنجا که ممکن است، می باشد. میدان مغناطیسی استاتیک، برای جبران بار استاتیک یا برای پیش مغناطیس، توسط

آهنرباهای دائمی تامین می شود. جریان کنترلی تنها برای برقراری ثبات در تعلق هوایی روتور استفاده می شود. انتظار می رود که روتور در محور اصلی آن چرخش نماید، در نتیجه یک چرخش به اصطلاح دائمی، با نیروی آزاد نیروی انجام می دهد. کنترل مورد نیاز برای این نوع از عملیات نیازمند اطلاعاتی در مورد قطعات تناوبی در اقدامات اختلالی بر روی روتور می باشد، که با استفاده از سیگنال های سنسور آن را فیلتر نماید. این روش در مواردی که باید اتلاف های انرژی را به حداقل رساند، به عنوان مثال برای انرژی فلابویل ها بسیار مفید است و در جایی که حرکات ارتعاشی باقی مانده از هندسه محوری روتور را می توان قابل تحمل دانست. [۱۷]

۲-۴ صحت و درستی

دقت و درستی در ماشین های چرخشی اغلب اوقات به معنی این سوال ها می باشد: چقدر مکان محور روتور تضمین شده است؟ این امر روی ابزار های ماشینی اثر می گذارد، به عنوان مثال برای کیفیت ابعادی و کیفیت سطح قطعات که توسط ماشین سنگ زنی، حفاری و تبدیل شده اند و یا برای بهره وری در ماشین های توربو، که در آن فاصله بین روتور و محفظه باید کوچک نگه داشته شود. علاوه بر این، سوال در مورد چگونگی دقت در یاتاقانهای مغناطیسی در اصل تبدیل به کانون توجه برای کاربرد ها در دستگاه های نوری، مانند یک اسکنر نوری، پله ویفری، و یا در لیتوگرافی شده است. این ماشین ها و فرآیندها عناصر کلیدی برای صنعت نیمه هادی می باشد. یاتاقانهای مغناطیسی فعال که یک شیء را، چرخشی یا نه، با کنترل بازخوردی از سیگنال های سنسور جابجایی اندازه گیری شده، شناور می نمایند. عملکرد سیستم های AMB به صورت مستقیم با کیفیت سیگنال های سنسور اثرپذیر می شود. کنترل دقیق توسط عدم وجود پسماند و منابع حرارتی برای تغییر شکل مستعد، که به جنبه های مواد و طراحی بستگی دارد، تسهیل می شود. سنسورهای جابجایی های مورد استفاده در سیستم های AMB می توانند نسبت به کیفیت سطح روتور بسیار حساس باشند. بنابراین، سنسورهای با نوک کوچک ممکن است به الگوریتم های اضافی برای شناسایی و سنجش محتویات سیگنال های غیر ضروری ناشی از خطاهای هندسی یک روتور، مانند زبری سطح، گرد شدگی، عدم تعادل در اجرا، به هم ریختگی، نیاز داشته باشد. بر این اساس، کنترل خطی با سنسورهای دارای پروب، وقتی که نیاز دقت بالا باشد، دست و پا گیر و پیچیده تر خواهد شد. الگوریتم هایی برای یکنواخت سازی هارمونیک مرتبه بالاتر از خطاهای هندسی روتور در سیگنال های خروجی سنسور، به ویژه برای سنسورهای خازنی، برای مثال در مرجع [۱۵] بررسی شده است. مدار ها با خطاهای مکانی در محور چرخش از ۱۰ تا ۲۰ میکرومتر در کاربردهای صنعتی به دست آمده است. سطح دقت بسیار بالا در نگه داشتن موقعیت معلق در هوا برای اشیاء غیر چرخان بدست آمده است، برای مثال، برای

یک مرحله اسکن بلند بُرد، که برای نمونه های قرار گرفته شده زیر میکروسکوپ اسکینینگ تونلینگ استفاده می شود. درایوهای خالی از آهن، سنسورهای پروب دار خازنی و تداخل سنج لیزری هیتروداین در افزایش وضوح موقعیت به مرتبه ۱/۰ نانومتر، تکرار پذیری موقعیت تا حد ۱ نانومتر و دقت موقعیت یابی ۱۰ نانومتر کمک می کند [۱].

۲-۵ مفهوم ماشین هوشمند

فن آوری ماشین های هوشمند موضوعی واقعی برای محصولات مکترونیک می باشد، که اهمیت رو به رشد و قابلیت های این نرم افزار را در محصولات نشان می دهد. سیستم های AMB دستگاه های مکترونیک معمولی هستند و یکی از ویژگی های جذاب این دستگاه ها توانایی شان در پردازش داخلی اطلاعات است. اگر ماشین از سیگنال های داخلی اندازه گیری شده اش برای بهینه سازی وضعیت خود استفاده کند، به اصطلاح ماشین هوشمند نامیده می شود. همچنین ماشین هوشمندی استفاده از کنترل های داخلی را برای ترکیب توابع عملکرد های اضافی و یا با عملکرد بالاتر را ممکن می سازند. بنابراین، ممکن است ماشین با دقت بالاتر و با توانایی خود تشخیصی، می تواند خود را کالیبره نماید، می تواند در مورد توانایی های آینده خود پیش آگهی یابد تا به شکل رضایت بخشی عمل نماید و یا در مورد عمر باقیمانده خود بداند و احتمالاً، می تواند پیشنهاد اقدامات اصلاحی، درمانی بدهد، و یا حتی آن را القاء نماید. ساختار مکترونیک دستگاه، کنترل تعبیه شده در داخل، سنسور هایش، پردازنده هایش، عملگر های مکانیکی آن و بالاتر از همه، نرم افزار هایش این ویژگی های بدیع را ممکن می نماید. این یک راه برای طراحی ماشین و محصولات با کارایی بالاتر، هزینه های نگهداری کمتر، طول عمر طولانی تر، و جذابیت افزوده برای مشتریان می باشد. در این رابطه، AMB ها ویژگی های امیدوار کننده ای از خود نشان می دهند، اما آنها به هیچ وجه به پتانسیل کامل خود نرسیده اند. سهم اصلی فن آوری ماشین های هوشمند در مدیریت ایمنی، اطمینان پذیری و وجوه نگهداری و در نتیجه کاهش هزینه ها دیده می شود [۱].

فصل ۳

دینامیکِ روتورِ صُلب

۱-۳ مقدمه

در این بخش به پویایی روتورهای صلب برپایه‌ی خواص اساسی قالب مکانیکی همراه با سیم پیچ یا تاقان‌های مغناطیسی می‌پردازیم. همچنین روش‌هایی برای تحقیقات ریاضی، و اشاره‌هایی به محدودیت‌های فیزیکی و خصوصیتی در رفتار آن ذکر خواهد شد. دینامیکِ روتور بخشی چالش برانگیز از دینامیک ماشین است. از طرفی به نتایج کلاسیک از تئوری ارتعاشات و مکانیک ژيروسکوپ اشاره دارد و از این نقطه نظر اصطلاح‌هایی همچون ارتعاشات طبیعی، حرکت رو به جلو و عقب، سرعت بحرانی را توضیح می‌دهد. و از سوی دیگر، در دینامیک روتور کاربردی، همواره پرسش‌هایی مرتبط با پدیده‌هایی که اغلب بر بهره‌برداری و بخش فنی روتور اثر می‌گذارد وجود دارد. چنین پدیده‌ای شامل نیروهای فرآیندی در ابزارهای ماشینی می‌باشد، برای مثال در ماشین‌آلات حفاری و سنگ‌زنی، نیروهای الکترومغناطیسی در درایورهای الکتریکی، فعل و انفعالات نیروهای مایع در یک توربو روتور، و یا نیروهای غیر محافظه‌کارانه در مهر و موم و شکاف اینگونه است. در این موارد، AMB می‌تواند تأثیرات مضر بر دینامیکِ روتور یا کنترل آنها داشته باشد. علاوه بر این، AMB با قابلیت‌های ذاتی خودش در اندازه‌گیری و تأثیرگذاری بر وضعیت‌های روتور، می‌تواند در تحقیق، توضیح و شناسایی چنین پدیده‌های، که هنوز هم از حوزه‌های واقعی پژوهشی است، سهمیم باشد.

۲-۳. خواص اینرسی

هدف از این بخش توصیف خواص اینرسی یک جسم صلب در زمینه حرکات چرخشی می باشد. اطلاعات پایه را می توان در کتاب های موجود در حوزه مکانیک، و یا برای مسائل پیشرفته تر در مگنوس و یا کین/ لوینسون پیدا نمود، برای مرجع های مستقیم دیگر در مبحث دینامیک روتور می توان به گاش و همکاران مراجعه نمود. خواص اینرسی یک جسم صلب برای حرکات چرخشی با شش برابر توان دو آن، به اصطلاح اینرسی محاسبه می شود. می توان آنها را در سیستم مختصات مرجع $P - XYZ$ بیان نمود، و آنها را به اینرسی و محصولات گروه بندی نمود [۱].

$$\begin{aligned} I_x &= \int (y^2 + z^2) dm, & I_{yz} &= \int yz dm \\ I_y &= \int (z^2 + x^2) dm, & I_{zx} &= \int zx dm \\ I_z &= \int (x^2 + y^2) dm, & I_{xy} &= \int xy dm \end{aligned} \quad (1-3)$$

نابرابری های زیر به طور مستقیم از (۱-۳) مشتق شده اند، و شبیه به نابرابری های بین طول اضلاع یک مثلث (نابرابری مثلثی) می باشند، عبارتند از:

$$I_x + I_y \geq I_z, \quad I_y + I_z \geq I_x, \quad I_x + I_z \geq I_y,$$

در هنگام چک کردن سازگاری یا داده های تجربی در اینرسی، این روابط می توانند بسیار مفید باشند. برای یک دیسک نازک با توزیع جرم یکنواخت، (محور z به عنوان مثال برای محور چرخش به کار گرفته می شود) تساوی حاکم می باشد [۱]. جرم برداری و محصولات اینرسی عناصر یک تانسور متقارن هستند، و می تواند به شکل ماتریس شناخته شده زیر نشان داده شوند:

$$I_P = \begin{bmatrix} I_x & I_{xy} & I_{zx} \\ \dots & I_y & I_{yz} \\ sym & \dots & I_z \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

هنگامی که نقطه مرجع P را تغییر می دهیم و یا جهت سیستم مرجع را در کل تغییر می دهیم، تانسور اینرسی نیز تغییر خواهد کرد. انتقال سیستم مرجع به شکل موازی (a, b, c) از مرکز جرم S به P منجر می شود به

$$\begin{aligned} I_x &= I_{Sx} + m(b^2 + c^2), & I_{yz} &= I_{Syz} + mbc \\ I_y &= I_{Sy} + m(a^2 + c^2), & I_{zx} &= I_{Szx} + mca \end{aligned} \quad (3-3)$$

$$I_z = I_{Sz} + m(b^2 + a^2), \quad I_{xy} = I_{Sxy} + mab \quad (4-3)$$

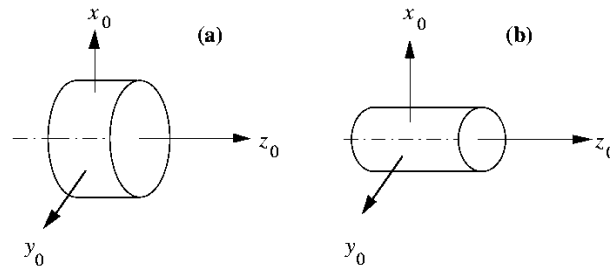
هنگام تغییر جهت سیستم مرجع $P - XYZ$ به جهت جدید $P - x'y'z'$ ، توسط ماتریس تبدیل T مشخص می شود، ماتریس اینرسی جدید به این شکل خواهد بود:

$$I_P = T I_P T^T \text{ with } [x, y, z]^T = T [x', y', z']^T \quad (5-3)$$

جهت های به خوبی تعریف شده $P - x_0 y_0 z_0$ برای یک سیستم مرجع وجود دارد که در آن ماتریس اینرسی شکل قطری در می آید.

$$I_{P_0} = \begin{bmatrix} I_{x_0} & 0 & 0 \\ 0 & I_{y_0} & 0 \\ 0 & 0 & I_{z_0} \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

این محور های مختصات ویژه، محور های اصلی اینرسی نامیده می شوند، جرم های برداری مربوط به اینرسی، جرم های برداری اصلی اینرسی می باشند. وقتی که یک جسم همگن است تقارن هندسی دارد، پس از آن محور تقارن، محور های اصلی اینرسی است. (شکل ۳-۱). این روابط با استفاده از یک مثال فنی نشان داده خواهند شد. دور یک درام سانتریفیوژ متقارن، یعنی روتور، با جرم m ، توده اضافی کوچک m را حمل می کند، که تاثیری غیر متعادل بر اینرسی می گذارد. در نتیجه، مرکز جرم نسبت به گریز از مرکز e شیفت پیدا می کند. محور اصلی اینرسی، که تا به حال متناظر با محور هندسی تقارن بود، به اندازه زاویه ϵ جابه جا می شود. این دو پارامتر، e و ϵ ، یک عدم تعادل



شکل ۳-۱: ساتریفیوژ متقارن [۱]

دینامیک و استاتیک از روتور را مشخص می کنند. هنگامی که روتور در امتداد محور z می چرخد، این عدم تعادل ها می توانند در یاتاقان، نیروهای ارتعاشی و گشتاور ایجاد نمایند. از اینرو، در ابتدا، می بایست اثرات این جرم اضافی در توزیع جرم تعیین می شود. با شروع از مورد نامتلاطم، مرکز جرم روتور با جرم m در مرکز مختصات o ، ماتریس اینرسی با توجه به مبدا XYZ ، برای روتور متقارن $(I_{x_0} = I_{y_0})$ به این شکل می باشد:

$$I_O = \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \quad (۷-۳)$$

حال، جرم اضافی Δm با $\Delta m < m$ در محل $(c, b, 0)$ قرار داده شده، و اندکی آن را از مرکز جرم O به S جابه جا می کنیم.

$$e = [e_x, e_y, e_z]^T = [x_S, y_S, z_S]^T = \left[0, \frac{\Delta m}{m}b, \frac{\Delta m}{m}c\right]^T \quad (۸-۳)$$

حال ماتریس اینرسی برای روتور آشفته شده در سیستم $O - XYZ$ ، به این فرم خواهد بود،

$$I_O + \Delta I = \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b^2 + c^2 & 0 & 0 \\ 0 & I_y & c^2 - bc \\ 0 & -bc & b^2 \end{bmatrix} \Delta m \quad (۹-۳)$$

مرکز مختصات سیستم را از o به مرکز جدید s جابه جا نموده این کار برای این است که معادلات حرکت به راحتی

مشتق شود. بعد از این، ماتریس اینرسی در سیستم مختصات $S - x'y'z'$ به این شکل در می آید:

$$I_S = \begin{bmatrix} I_{Sx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{Sy} & -I_{Syz} \\ 0 & -I_{Syz} & I_{Sz} \end{bmatrix} \quad (10-3)$$

$$I_{Sx} = (I_x + \Delta m(b^2 + c^2)) - (m + \Delta m)(y_s^2 + z_s^2) \approx I_x$$

$$I_{Sy} \approx I_x \quad I_{Sz} = I_z \quad (11-3)$$

$$I_{Syz} = \Delta mbc - (m + \Delta m)(y_s^2 z_s^2) \approx \Delta mbc = I_{yz}$$

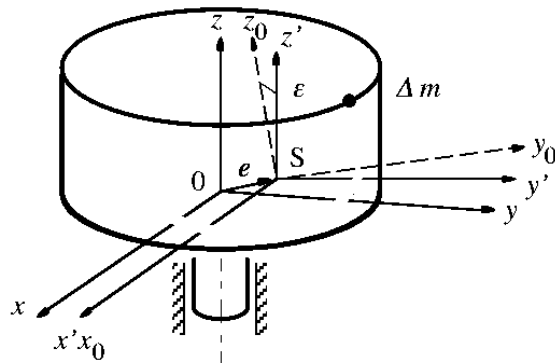
اگر عدم تعادل ها به اندازه کافی کوچک باشند، ماتریس اینرسی به این شکل ساده می شود:

$$I_S \approx \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & -I_{yz} \\ 0 & -I_{yz} & I_z \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

محور چرخشی z و محور z به موازات آن، اکنون دیگر محور اینرسی نمی باشند، چون $I_{yz} \neq 0$ می باشد. محور اصلی جدید Z توسط زاویه ϵ مشخص می شود، که در آن

$$\tan \epsilon = \frac{2I_{yz}}{I_z - I_x} \quad (13-3)$$

از رابطه فوق می توان بلافاصله نتیجه مفیدی برای کاربردهای عملی مشتق نمود. اگر اینرسی جرم برداری، در محور چرخش و محور متعامد با آن ($I_x = I_z$) باشد، جهت گیری محور اصلی با توجه به محور چرخشی، یعنی حساسیت به عدم تعادل پویا، به شکل ویژه بزرگ می شود. این بدان معنی است اگر عملی ساده با ارتعاشات پایین مورد نظر باشد، بایستی از چنین طراحی اجتناب نمود [۱].



شکل ۳-۲: سیلندر سانتریفیوژ با عدم تعادل کوچک [۱].

۳-۳ ارتعاشات طبیعی از یک روتور در پشتیبانی های الاستیک

هر جسمی که به فرم الاستیک می باشد می تواند تحت ارتعاشات قرار گیرد. ارتعاشات توسط معادلات حرکت جسم توصیف می شوند، که در این مورد روتور صلب و در چرخش می باشد. ارتعاشات، اگر توسط شرایط اولیه ای ایجاد شوند که در آن هیچ گونه نیروی اضافی وجود ندارد، ارتعاشات طبیعی نامیده می شوند و آنها را ارتعاشهای واداشته می نامند.

۱-۳-۳ مدل و معادلات حرکت

تحت فرضیات خاصی، تعلیق محوری را می توان به طور جداگانه و مستقل از نوع شعاعی و خودش بررسی نمود. برای شروع، نیروهای شعاعی یا تاقان F به یک شکل عمومی توسط چهار نیروی کنترلی بیان می شوند، که در جهت های xI و yI در صفحه ی یاتاقان رفتار می کنند

$$f = [f_{ax}, f_{bx}, f_{ay}, f_{by}]^T \quad (۱۴-۳)$$

فرضیات مطرح در معادلات حرکت به شرح زیر است:

- روتور متقارن و صلب می باشد.
- در موقعیت مرجع روتور، که پایدار است، مرکز جرم اش S در سیستم مختصات به شکل $x_1 y_2 z_3 - I$ خواهد بود.

- انحراف ها از موقعیت مرجع، نسبت به ابعاد روتور، کوچک هستند. که خطی سازی معادلات حرکت و جدایی از حرکت شعاعی در محوری را ممکن می نماید.
- موقعیت روتور، که شامل جابه جایی های موقعیتی و زاویه ای می باشد، توسط موقعیت از سیستم روتور- تثبیت شده با محورهای اصلی $S - x_0, y_0, z_0$ با توجه به سیستم مختصاتی اولیه $I - x_1, y_1, z_1$ مشخص می شود.
- سرعت زاویه ای Ω برای روتور در طول محور طولی اش ثابت فرض می شود.

فاصله های بلبرینگ، اگر به سمت منفی مطابقت نمایند، منفی در نظر گرفته می شوند. حرکات کوچک روتور توسط جابجایی های x_s و y_s از مرکز جرم S با توجه به اینرسی مرجع $I - x_1, y_1, z_1$ و تمایلات آن توصیف می شوند. این تمایلات و حرکت زاویه ای در اطراف محور چرخشی روتور، توسط سه زاویه α, β, γ توصیف می شود. سرعت چرخشی Ω ثابت فرض می شود. خطی سازی منجر به توصیف زاویه های α, β به عنوان انحراف در محور x_1, y_1 می گردد. معادلات حرکت برای متغیرهای به این فرم می باشد

$$z = [\beta, x_s, -\alpha, y_s]^T = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T \quad (15-3)$$

به دنبال آن، برای مثال، از معادلات لاگرانژ

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{z}_i} \right) - \frac{\partial T}{\partial z_i} = Z_i \quad (16-3)$$

با انرژی جنبشی T و نیروهای تعمیم داده شده Z_i . انرژی جنبشی T عبارت است از

$$T = \frac{1}{2} m (\dot{x}_s^2 + \dot{y}_s^2 + \dot{z}_s^2) \quad (17-3)$$

که در آن سرعت زاویه ای در سیستم روتور- تثبیت شده به شکل $S - x_0, y_0, z_0$ بیان می شود

$$w = \begin{bmatrix} w_{x_0} \\ w_{y_0} \\ w_{z_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \cos \Omega t + \dot{\beta} \sin \Omega t + ((\dots)) \\ -\dot{\alpha} \sin \Omega t + \dot{\beta} \cos \Omega t + ((\dots)) \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (18-3)$$

به عنوان نتیجه ای از خطی سازی، تنها دو جمله مرتبه اول می ماند چون می توان از جملات مرتبه دو و بالاتر قابل صرف نظر می باشند و می توان آنها را حذف نمود. نیروهای تعمیم داده شده Z_i به نیروهای بلبرینگ F بستگی دارند

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} = Z = Bf \quad (19-3)$$

با

$$B = \begin{bmatrix} a & b & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (20-3)$$

از این رو معادلات حرکت از فرم زیر پیروی می کند

$$M\ddot{z} + G\dot{z} = Z \quad (21-3)$$

$$M = \text{diag}(I_{x_0}, m, I_{x_0}, m)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

اثرات ژيروسکوپی به طور معمول توسط یک ماتریس پادمتقارن، ماتریس ژيروسکوپیک $G = -GT$ ، که شامل سرعت روتور Ω به عنوان یک عامل خطی می باشد. در معادلات حرکت (۲۱-۳) خصوصیت نیروهای یاتاقان، Z ،

هنوز مشخص نشده اند، به (۱۹-۳) مراجعه نمایید. قبل از لحاظ کردن آنها به عنوان نیروهای "فعال"، به عنوان مثال، نیروهای مغناطیسی کنترل شده، به ما امکان می دهد که چگونگی کارکرد روتور را در یاتاقان های الاستیک مطالعه نماییم. رفتار الاستیک می تواند توسط چشمه های مکانیک خطی رایج بیان نمود. این خود به ما کمک می کند تا اصطلاحات مکانیکی را معرفی و تعریف نماییم، که دینامیک روتور های ارتعاشی را مشخص می نماید و یک پایه مقایسه ای ایجاد می کند. بنابراین، پس از آن فرض می کنیم که نیروهای بلبرینگ $f(x_a, y_a, x_b, y_b)$ می باشد. سختی یاتاقان، K ، به خاطر سادگی، در تمام جایگیری های یاتاقان برابر فرض می شود و در نتیجه روابط زیر برای نیروهای یاتاقان برقرار می باشند [۱]:

$$f = -k \begin{bmatrix} x_a \\ y_a \\ x_b \\ y_b \end{bmatrix} = -k \begin{bmatrix} a & 1 & 0 & 0 \\ b & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 1 \\ 0 & 0 & b & 1 \end{bmatrix} z \quad (22-3)$$

$$Z = Bf = -k \begin{bmatrix} a^2 + b^2 & a + b & 0 & 0 \\ a + b & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a^2 + b^2 & a + b \\ 0 & 0 & a + b & 2 \end{bmatrix} z = -Kz \quad (23-3)$$

این، در نهایت، منجر به فرم زیر برای معادلات حرکت می شود:

$$M\ddot{z} + G\dot{z} + Kz = 0 \quad (24-3)$$

با

$$z = [\beta, x_s, -\alpha, y_s]^T \quad (25-3)$$

به طور کلی، حرکات انتقالی X_S, Y_S و حرکت های زاویه ای α, β همراه هم خواهند شد. علاوه بر آن، اگر سرعت

روتور $\Omega = 0$ فرض شود، حرکت در صفحه $xIzI$ با حرکات در صفحه $yIzI$ کوپل می شود [۱].

۳-۳-۲ ثبات حرکتی

معادله حرکت به طور گسترده در مقالات، به فرم (۲۵-۳) به کار گرفته شده است، به خصوص با توجه به ثبات راه حل هایشان. به منظور بررسی اثبات، به دست آوردن راه حل های $Z(t)$ لازم نیست؛ و در حال حاضر نگاه ماتریس ساختاری به (۲۵-۳) بهتر است. ماتریس ساختاری توزیع جرم و سختی را در سیستم های مکانیکی توصیف می کند، و آنها خواص خوب تعریف شده ای از تقارن و خصوصیت دارند. ماتریس جرم، متقارن و مثبت است، $M = M^T > 0$ ؛ ماتریس ژيروسکوپی، متقارن می باشد $G = -G^T$ ؛ و ماتریس سختی متقارن است $K = K^T$. این سیستم (۲۵-۳) ایده آل است، به عنوان مثال، هیچ گونه اتلاف انرژی را نشان نمی دهد، و در نتیجه آن پایداری محدود دارد، اگر برای ماتریس سختی $K > 0$ برقرار باشد: به عبارت دیگر، اگر از نظر آماری پایدار باشد. چنین سیستمی را نمی توان توسط نیروهای ژيروسکوپی بی ثبات نمود و بنابراین در هر سرعتی از روتور Ω پایدار باقی می ماند. مدل معمول برای حرکت ارتعاشی از یک سیستم روتور بدون محرک بر آن، و تا حدودی با توجه به معادله (۲۵-۳) بست یافته است، سیستمی همگن، خطی از معادلات می باشد.

$$M\ddot{z} + (G + D)\dot{z} + (K + N)z = 0 \quad (۲۶-۳)$$

یک اصطلاح جدید میرایی ماتریس $D = D^T \geq 0$ و ماتریس نیروهای غیر محافظه کارانه بلبرینگ $N = -N^T$ می باشد. در صورتی که سیستم از لحاظ آماری پایدار و مستقل از مقدار بزرگی میرایی باشد، به ازای $N \equiv 0$ محلول به شکل مجانب پایدار یا حداقل محدود-پایدار می باشد. از سوی دیگر، نیروهای غیر محافظه کارانه بلبرینگ می تواند اثرات پایدار کننده و همچنین اثرات بی ثبات کننده داشته باشد. در این مورد، بایستی بررسی پایداری توسط یک تجزیه و تحلیل صریح و روشن از مقادیر ویژه، صورت پذیرد. [۱]

۳-۳-۳ ارتعاشات طبیعی

معادلات دیفرانسیل خطی، همگن برای یک سیستم ارتعاش مکانیکی نا میرا پیروی می کند، به شکل ارتعاشات هارمونیک با دامنه ای وابسته به شرایط اولیه خواهد بود. سیستم مورد نظر در اینجا از مرتبه ۸ و فرکانس آن توسط ۴ ارتعاش طبیعی، با خواصی - (فرکانس های طبیعی و مُد های طبیعی) - که از مقادیر ویژه پیروی می کنند، مشخص

می‌گردد. اما حتی برای این مثال هنوز از نظر فنی ساده، مقادیر ویژه را نمی‌توان به شکل تحلیلی تعیین نمود. با این حال، موارد محدودیت‌های معنی‌دار که به راحتی می‌توان توضیح داد را می‌توان برای روتور آزاد، با سختی تحمل $K \equiv 0$ ، و برای روتور غیر دوار با $\Omega \equiv 0$ ، به دست آورد. برای روتور آزاد ($K \equiv 0$)، چرخش و جابه‌جایی جدا می‌شوند، و از این رو به عنوان فرکانس‌های ویژه به شکل زیر به دست می‌آیند:

$$\omega_1, \omega_2, \omega_3 = 0 \quad \omega_4 = \omega_N = \frac{\Omega I_{z^0}}{I_{x^0}} \quad (27-3)$$

سه فرکانس طبیعی "صفر" نشان‌دهنده به اصطلاح مُد‌های جسم-صلب می‌باشد، که دو تا از آنها از حرکات جابه‌جایی هستند و دیگری حرکت زاویه‌ای است. فرکانس طبیعی چهارم ω_N متعلق به ارتعاش طبیعی با نام رقص محوری می‌باشد. این فرکانس‌های رقص محوری با فرکانس‌های روتور Ω برابر خواهد شد، اگر $I_{x^0} = I_{z^0}$ باشد. بدیهی است که چنین اتفاقی بین یک فرکانس طبیعی و فرکانس روتور، که فرکانس اختلال بالقوه‌ای می‌باشد، بسیار نامطلوب است، چون می‌تواند منبعی از رزونانس دائمی باشد. لازم به ذکر است که برای یک روتور دیسک مانند، چون که $I_{z^0} > I_{x^0}$ می‌باشد، همیشه $\omega_N > \Omega$ صادق است، و بنابراین هیچ رزونانسی با فرکانس رقص محوری در این مورد رخ نمی‌دهد. برای روتور غیر چرخان ($\Omega \equiv 0$) سیستم معادلات (۳-۲۵) به دو نوع مستقل با قسمت‌های مساوی تقسیم می‌شود، به عنوان مثال، ارتعاش طبیعی در صفحات xz و yz برابر و جدا از هستند. اگر، علاوه بر این، هر دو یاطاقان به طور متقارن چیده شوند ($a = -b$)، سپس ارتعاشات طبیعی در هر صفحه، به ارتعاشات خالص در جهت‌های xI و yI ترجمه می‌شود، و فرکانس به این فرم خواهد بود: ماتریس‌های سیستم (۳-۲۵)

$$\omega_t = \sqrt{\frac{2k}{m}} \quad (28-3)$$

و دو ارتعاشات زاویه‌ای خالص در حول زاویه‌های α و β ، به ترتیب، با فرکانس زیر

$$\omega_D = \sqrt{\frac{2ka^2}{I_{x^0}}} \quad (29-3)$$

۳-۴. تاثیر سرعت روتور و اثرات ژيروسکوپی

تفاوت های اساسی بین رفتار دینامیکی جسم غیر چرخان و چرخان توسط خواص ژيروسکوپی [۱۲، ۱۹] ایجاد می شود. هنگامی که اینرسی I_{z_0} برای روتور در حال چرخش حول محور چرخش اش Z با توجه اینرسی حول محور عرضی، بزرگ باشد، یعنی زمانی است که روتور به اندازه کافی دیسک مانند باشد ($I_{z_0} > I_{x_0}$)، یا هنگامی که روتور در حال چرخش بسیار سریع باشد ($\Omega > 1$)، آنگاه اصطلاح ژيروسکوپی G ، که با $I_{z_0}\Omega$ متناسب است را نمی توان نادیده گرفت.

۳-۴-۱ ژیرودینامیک

تفاوت در دینامیک روتور چرخان و غیر چرخان را می توان به راحتی با نگاه کردن به رفتار یک روتور آزاد (تصور کنید که چرخش در فضای بدون جاذبه رخ می دهد) که توسط ضربه مختل شده است، مشاهده نمود. ما بین تاثیر نیرو و تاثیر گشتاور تمایز قائل می شویم. هنگامی که تاثیر نیروی F بر مرکز جرم S چنین روتور آزادای با جرم m وارد می شود، آنگاه، جرم برداری p ، در حین آن مدت زمان اثرگذاری، با مقدار $\Delta p = \int F dt$ برابر خواهد بود و از این رو، مطابق قانون نیوتن، مرکز جرمی در جهت نیروی اعمال شده با سرعت $\frac{p}{m}$ ، حرکت می کند، با این فرض که مرکز جرم روتور در ابتدا در سکون باشد. این بدان معنی است که با توجه به این اختلال، جابه جایی روتور با توجه به موقعیت مرجع اینرسی تثبیت شده، مستقل از اینکه آیا روتور در حال چرخش است یا خیر، به شکل خطی با زمان افزایش خواهد یافت. با این حال، تاثیر گشتاور M ، که برای مثال توسط نیروی دوگانه $(F, -F)$ در طول یک دوره کوتاه از زمان به شکل $M = D \times F$ ، به علت تغییر لحظه ای از $L = \int M dt$ بروز می یابد. اگر روتور با سرعت زاویه ای Ω حول محور اصلی Z_0 بچرخد، مومنتوم اصلی حرکت روتور $L = I_{z_0}\Omega$ است. بنابراین مومنتوم اصلی حرکت L_0 اندازه و جهت اش به خاطر گشتاور L_1 ، تغییر می کند. تغییر کوچکی در اندازه آن بدان معنی است که سرعت روتور Ω تنها مقدار کمی تغییر کرده است. تغییر مسیر، با این حال، بیشتر مربوط است. در ابتدا، روتور ممکن است در حول محور اینرسیایی z_I و محور چرخشی ثابت z_0 همزمان با محور اینرسیایی تثبیت شده خود، بچرخد. این مورد یک چرخش دائمی است: محور اصلی، محور چرخش و محور مومنتوم همزمان می شوند. پس از آن، تاثیر گشتاور، یک تغییر پله گونه در بردار مومنتوم از L_0 به L_1 ایجاد می نماید. با این حال، محور چرخش، در طول مدت زمان کوتاه از اثر گذاری، تغییر جهت نمی دهد و به این ترتیب، پس از ضربه، محور چرخش و محور لحظه ای از حرکت، جهات مختلفی دارند. این منجر به حرکتی قابل مشاهده در محور روتور، رقصی محوری می شود، که در آن محور

روتور اطراف محور اینرسیایی ثابت، مسیر جدیدی از محور لحظه ای از حرکت انجام می دهد. حرکت، در مورد روتور متقارن، مخروطی، با زاویه مخروط مطابق با $\tan \epsilon = \frac{\Delta L}{L_1}$ می باشد. بنابراین، به طور میانگین، محور روتور چرخان با زاویه ϵ متمایل می شود. این جابجایی زاویه ای کوچکتر و کوچکتر می شود و در نتیجه روتور سریع تر می چرخد. با چرخش اش، خود روتور با توجه به گشتاور تلاطمی اش، سفت می شود. [۱۸]

۳-۴-۲ چرخش به جلو و عقب

ارتعاش های طبیعی یک سیستم مکانیکی با توجه به معادله (۳-۲۵) به طور کلی بحث شده اند. حال، گام بعدی ارتباط دادن این ارتعاش های طبیعی به چرخش روتور می باشد. ارتعاش های طبیعی رایج در یک روتور در حال چرخش، خود را به عنوان "چرخش" در محور روتور بیان می نمایند، به همان صورت که روتور حرکت اسپینی Ω انجام می دهد، می چرخد، به عنوان مثال، در حرکت رو به جلو یا در مقابل آن حرکت رو به عقب انجام می دهد. تمایز بین حرکت رو به جلو و عقب مهم است، تا جایی که هر روتور در حال فعالیت، در معرض تحریک هارمونیک ناشی از عدم تعادل می باشد. از جایی که عدم تعادل ها با چرخش روتور، می چرخند، آنها تنها می تواند ارتعاش های طبیعی در حال چرخش را مشابه با روتور تحریک نمایند، به عنوان مثال چرخش رو به جلو، در حقیقت منجر به "رزونانس" شناخته شده کلاسیک می شود. البته، اگر سیستم روتور متقارن نباشد و یا دیگر انواع تحریک ها وجود داشته باشد، آنگاه هر دو نوع چرخش رو به جلو و عقب، می توانند منجر به رزونانس شوند [۱].

۳-۴-۳ رفتار در سرعت های بالا روتور

به منظور درک دینامیک روتور در سرعت های بالا Ω رفتار تقریبی مقادیر ویژه به عنوان تابع از Ω در نظر گرفته خواهند شد. با انجام این کار، تمایز فرکانس های محوری و انحرافی، که با سرعت روتور تغییر می کنند و فرکانس های نوسان پاندولی، که تا حد زیادی مستقل از سرعت روتور می باشند، امکان پذیر می شود. تحقیقات کلی از این نوع ملاحظات مربوط به رفتار سیستم روتور، با جزئیات بیشتر در منابع [۱۹، ۲۰] توصیف شده است. برای بحث در مورد رفتار مجانبی اشان در سرعت های بسیار بالای روتور Ω مقادیر ویژه در چهار گروه آورده شده اند. اعداد ثابت مثبت، m ، g ، k در معادله ها ارزش هایی را برای اینرسی، اثرات ژيروسکوپی و سختی مشخص می نمایند، هر یک از ثابت های مربوط به ارتعاش طبیعی تحت بررسی می باشد. ثابت ها در محدوده وسیعی از مقادیر ماتریس های ساختاری M ، K ، G می باشند، و ارزش های ویژه اشان را می توان با معادلات - ریلی [۱۴، ۱۸] برآورد نمود. بنابراین، معادلات

زیر رفتار فرکانس های طبیعی را در سرعت های بالای روتور Ω برای چهار گروه عمده از ارتعاش های طبیعی نشان می دهند. رقص محوری همیشه چرخش رو به جلو می باشند و فرکانس هایی دارند که با Ω افزایش می یابند:

$$\omega_N = \frac{\Omega_{gN}}{mN} \quad (30-3)$$

انحراف ها عقب گرد و فرکانس هایشان با Ω کاهش می باید

$$\omega_p = \frac{\sqrt{\frac{k_p}{m_p}}}{\Omega_{gp}} \quad (31-3)$$

ارتعاشات نوسانی چرخان رو به جلو، دارای فرکانس هایی دارند که تا حد زیادی مستقل از Ω است. در صورتی که اثرات ژيروسکوپی همه درجه آزادی را ارائه ندهند، اتفاق می افتند

$$\omega_{FW} \sqrt{\frac{K_{FW}}{m_{FW}}} \quad (32-3)$$

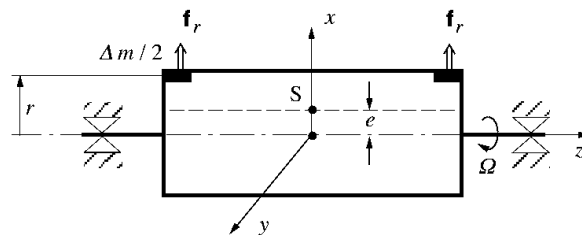
همچنین، ارتعاشات نوسانی چرخان عقب گرد، فرکانس هایی دارند که تا حد زیادی مستقل از Ω هستند

$$\omega_{BW} \sqrt{\frac{K_{BW}}{m_{BW}}} \quad (33-3)$$

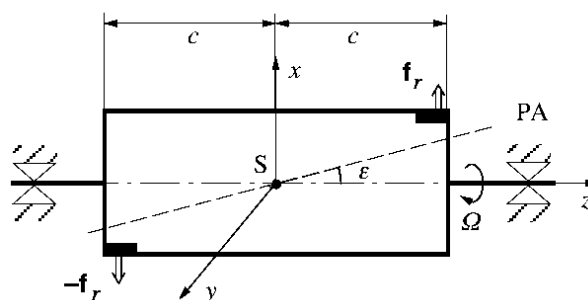
هنگامی که نیروهای یاتاقان به صورت منفعلانه توسط چشمه تولید نمی شوند، اما به طور فعال توسط یاتاقانهای مغناطیسی تولید شوند، این چهار ارتعاش طبیعی خواهند بود که بایستی با استفاده از یک کنترل مناسب بررسی شوند. به عنوان مثال، واضح است که کنترل رقص محوری بسیار دشوار خواهد بود، چون، به دلایل فیزیکی، آنها ارتعاشات هایی با فرکانس بالا می باشند. ملاحظات فوق را می توان به سیستم با نوسانات تعدیل یافته، تعمیم داد. می توان نشان داد که تعمیم طبیعی ارتعاش های تقدیمی با سرعت روتور، کاهش می یابد و این بدان معنی است که کنترل فعال تعدیلی از حرکت تقدیمی، ممکن است (دوباره به دلایل فیزیکی) کاری دشوار باشد.

۳-۵. عدم تعادل استاتیک و دینامیک

مناسب است تا برخی از نشانه‌ها را به این عدم تعادل مهم، با توضیحات بیشتر در مورد اینرسی روتور را در بخش ۳-۲ بیان نمود. در مثال فنی شکل ۳-۳، خروج از مرکز e و انحراف ϵ از محور اصلی اینرسی PA توصیف کننده عدم تعادل استاتیک و عدم تعادل دینامیک در روتور صلب می‌باشد. هر دوی آنها به عنوان عدم تعادل مجزا در شکل ۳-۳ و ۴-۳ نشان داده شده‌اند. هنگامی که روتور با سرعت چرخشی Ω می‌چرخد، نیروی گریز از مرکز حاصل f_r



شکل ۳-۳: عدم تعادل استاتیک [۱].



شکل ۳-۴: عدم تعادل دینامیک [۱].

که بر روی یکی از توده اضافی $\frac{\Delta m}{2}$ و در حال چرخش با روتور عمل می‌کند، عبارت است از

$$f_r = \left[\frac{\Delta m}{2} r \Omega^2, 0, 0 \right]^T \quad (3-34)$$

برای یک عدم تعادل استاتیک، نیروهای گریز از مرکز بر روی دو توده اضافی می‌توان به یک نیروی اعمالی بر مرکز جرم S تعمیم داد. برای عدم تعادل دینامیک، گرچه نیروهای گریز از مرکز اقدام بر دو توده اضافی با فاصله $2c$ و در جهات مختلف اعمال می‌شوند، به عنوان مثال، یک کوپل بین نیروهای اینرسی حول محور وجود داشته باشد، و

$I_{zx} = 2cr \frac{\Delta m}{\Omega}$ ، منجر به رابطه زیر می شود:

$$M = [0, m_y, 0]^T, \quad M_y = 2cf_r = rc\Delta m\Omega^2 = I_{zx}\Omega^2 \quad (3-35)$$

از دیده یک ناظر اینرسیایی ثابت، روتور، البته، یک نیروی ثابت یا گشتاور ثابت اعمال نمی کند، اما نیروهای ارتعاشی، که در نهایت از طریق یاتاقان بر روی جایگاه اعمال می شوند. اگر یاتاقان ها به شکل الاستیک به حالت تعلیق درآیند، روتور امکان جابه جایی را پیدا می کند، و به ارتعاش در خواهد آمد. این ارتعاشات در یاتاقان را می توان اندازه گیری نمود، و از زاویه فاز و دامنه ارتعاشات با توجه به زاویه چرخش روتور، می توان عدم تعادل ها را اندازه گیری نمود: یک عدم تعادل استاتیکی، به همان اندازه ارتعاشات در یاتاقان سمت چپ و راست، با فاز مخالف می شود. سپس عدم تعادل ها را می توان با متعادل نمودن، با اضافه کردن یا از بین بردن توده جرمی مناسب، و یا حتی با جابه جا کردن توده جرمی در طول دور روتور، با استفاده از طرح های از پیش تعیین شده حذف نمود. درجه کیفیت تعادل مورد نیاز و عدم تعادل باقی مانده مجاز، به ناحیه کاربردی که روتور تعلق دارد و سرعت روتور بستگی دارد. سرعت، که مرکز جرم حول محور چرخش، حرکت دایره ای می نماید، مقیاسی برای اندازه گیری کیفیت در حفظ تعادل می باشد، این سرعت دایره ای $e\Omega$ با واحد میلی متر/ثانیه اندازه گیری می شود. طبقه بندی از کاربرد های مختلف و نمرات کیفیت تعادل مرتبط در استاندارد ISO ۱۹۴۰، و یا VDI-Richtlinie ۲۰۶۰ با جزئیات بیان شده است. با استفاده از یاتاقانهای مغناطیسی می تواند به حل مشکل "تعادل" کمک نمود. به عنوان مثال، می توان کنترلی طراحی نمود که اجازه می دهد تا روتور حول محور اصلی اینرسی خود با فاصله هوایی و بدون تماس با جایگاه خود بچرخد. بنابراین، روتور با چنین شکلی که هیچ گونه نیروی نامتعادلی بر آن اعمال نمی شود، معلق می ماند. این فرآیند به خوبی در کاربرد های AMB شناخته شده است، و در واقع، چنین جبران سیگنال های نامتعادل توسط یک کنترل گیرنده-به جلو، یکی از ویژگی های بسیار مفید از تکنولوژی AMB می باشد.

۳-۶ تحریک روتور و سرعت های بحرانی

منابع مختلفی از تحریک سیستم روتور می تواند به پدیده رزونانس، سرعت بحرانی و به بارهای بحرانی منجر شود. رزونانس ها در سرعت معینی از روتور، "سرعت بحرانی"، معمولاً زمانی که فرکانس برخی از منابع محرک مربوط به و یا در یک رابطه ویژه با فرکانس طبیعی سیستم روتور-یاتاقان باشد، رخ می دهد. منبع محرک می تواند روتور با عدم تعادل هایش باشد، وقتیکه روتور بر یک پایه متحرک قرار داشته باشد، تمام سیستم را می توان تحریک نمود. در

کاربرد های صنعتی که از روتور استفاده می شود خود سیستم روتور، به علت خواص ساختاری درونی همچون هندسه چرخش، می تواند به برخی از تحرک ها حساس باشد. مهمترین منبع از لحاظ فنی برای ارتعاش های محرک در یک سیستم روتور عدم تعادل ها می باشد. به لحاظ فنی روتور ها، تقریباً همیشه عدم تعادل های کوچک باقی مانده ای دارند و از جایی که، به عنوان شایع ترین منبع برای اختلالات هستند، این سرعت های بحرانی "کلاسیک"، به دلیل تحریک نامتعادل، تا حد گسترده ای در بخش های زیرین به آن پرداخته خواهد شد.

۳-۶-۱ سرعت های بحرانی توسط روتور نامتعادل

عدم تعادل های روتور، در بخش قبلی بحث شده است. به منظور بررسی اثرات چنین عدم تعادل هایی در حالت حرکت روتور، در قدم اول، تحریک نامتعادل را بایستی در معادلات حرکت (۳-۲۵) گنجانند. عدم تعادل توسط گریز از مرکز کوچک e ، به عنوان مثال، انحراف از مرکز جرم S از مرکز هندسی روتور C ، و محصولات اینرسی معادلات حرکت را می توان با استفاده از مرکز جرم S به عنوان نقطه مرجع، انرژی جنبشی نقطه ی آغازین خواهد بود:

$$T = \frac{1}{2}m(\dot{x}_s^2 + \dot{y}_s^2 + \dot{z}_s^2) + \frac{1}{2}\omega^T I_{S\omega} \quad (3-36)$$

در اینجا، X_S, Y_S, Z_S سرعت های مرکز جرم S با توجه به سیستم از نظر اینرسیایی تثبیت شده $I - x_I y_I z_I$ می باشند. سرعت زاویه ای ω برای روتور، به عنوان مثال برای سیستم روتور-ثابت $S - x \cdot y \cdot z$ با توجه نمونه تثبیت شده، شبیه همان مورد با روتور ثابت سیستم $C-XYZ$ است، و بنابراین می توان ω را با استفاده از معادله ی (۳-۱۷) بدست آورد. ماتریس اینرسی I_S با توجه به $S - x \cdot y \cdot z$ که همچنین حالا شامل محصولات اینرسی ناشی از عدم تعادل می باشد. ماتریس اینرسی به فرم زیر در می آید

$$I_S = \begin{bmatrix} I_x & -I_{xy} & -I_{zx} \\ \dots & I_y & -I_{yz} \\ sym & \dots & I_z \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

هنگامی که معادلات حرکت را با استفاده از معادلات لاگرانژ بدست می آوریم، خطی سازی منجر به ساده سازی قابل توجهی خواهد بود. علاوه بر این به متغیرها و مشتقات آنها، عدم تعادل، نیز، به عنوان مقادیر کوچک در نظر گرفته

می شود. با متغیرهای عمومی زیر

$$z_S = [z_{S1}, z_{S2}, z_{S3}, z_{S4}]^T = [\beta, x_S, -\alpha, y_S]^T \quad (38-3)$$

با استفاده از، برای مثال، معادلات لاگرانژ

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{z}_{Si}} \right) - \frac{\partial T}{\partial z_{Si}} = Z_{Si} \quad (39-3)$$

معادلات حرکت را می توان به دست آورد. با این حال، در پایان، علاقه زیادی در توصیف حرکت z از مرکز هندسی c از روتور وجود دارد

$$\mathbf{Z} = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T = [\beta, x_C, -\alpha, y_C]^T \quad (40-3)$$

نسبت به حرکت مرکز جرم z_s . حرکت z در مرکز هندسی این روتور c متمایل به اندازه گیری ها با سنسور های جابجایی مناسب می باشد. با این حال، موقعیت مرکز جرم s ، معمولاً حتی دقیقاً شناخته شده نمی باشد و با اندازه گیری های ساده در دسترس نمی باشد. بنابراین، خروج از مرکز e ، به عنوان مثال، فاصله بین c و s را

$$e = [e_x, e_y, e_z]^T \quad \text{with} \quad |e| \ll 1$$

به منظور تغییر متغیرها از z_s تا z ، در نظر گرفته شود:

$$z_s = \begin{bmatrix} \beta \\ x_S \\ -\alpha \\ y_S \end{bmatrix} = z + \begin{bmatrix} \circ \\ e_x \cos \Omega t - e_y \sin \Omega t \\ \circ \\ e_x \cos \Omega t - e_y \sin \Omega t \end{bmatrix} \quad (41-3)$$

نیروهای تعمیم یافته حاکم بر مرکز هندسی روتور C توسط تقریب زیر

$$Z = Z_S \quad (۳-۴۲)$$

سپس معادله حرکت (۳-۲۱) را معادله زیر به دست می آید. یا

$$U = \Omega^2 \begin{bmatrix} I_{yz} & I_{zx} \\ -me_y & me_x \\ I_{zx} & I_{yz} \\ me_x & -me_y \end{bmatrix} \quad \text{andwith} \quad \begin{bmatrix} \sin \Omega t \\ \cos \Omega t \end{bmatrix} \quad (۳-۴۳)$$

با توجه به نیروهای یاتاقان موجود در z به عنوان نیروهای الاستیک، سرانجام معادله های حرکت زیر به دست می آید.

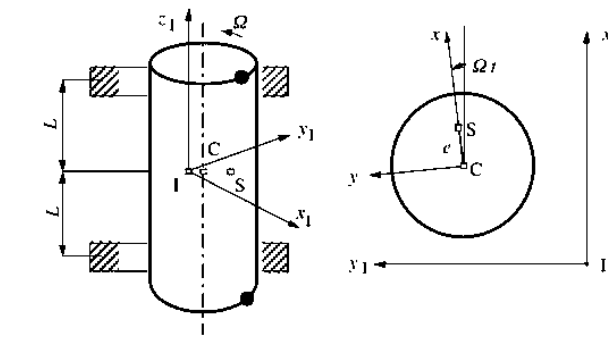
$$M\ddot{z} + G\dot{z} + Kz = Us \quad (۳-۴۴)$$

سمت راست نشان دهنده یک تحریک هارمونیک است. پاسخ به تحریک هارمونیک یک ارتعاش همساز است، همچنین، با فرکانس مشابه، اما با یک دامنه و فاز که به فرکانس تحریک بستگی دارد. پاسخ توسط به اصطلاح پاسخ فرکانس مشخص می شود. ویژگی تحریک نامتعادل، به عنوان مثال از ساختار U_s ، که می تواند تنها ارتعاشات طبیعی را تحریک می کند، که به همان معنایی که در جهت چرخش روتور می چرخند. بنابراین منحنی های رزونانس یا پاسخ های فرکانس دامنه نشان می دهد که یک سیستم با n فرکانس طبیعی مختلف، تنها $\frac{n}{4}$ قله رزونانس دارد و لذا به دلیل عدم تعادل برای این روتور ایزو-الاستیک معلق، تنها می تواند $\frac{n}{4}$ سرعت بحرانی داشته باشد. یک مثال ساده که می تواند رفتار مرکز روتور C و مرکز جرم S را در طول یک تحریک نامتعادل توضیح دهد. فرض می کنیم که سیستم روتور، متقارن است، و در نتیجه برای حرکات انتقالی از موارد زاویه ای مستقل است. پس از آن، عدم تعادل استاتیکی

منجر به ساده سازی می شود، همچنین، از (۳-۴۴) برای حرکت، XC از مرکز روتور C

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}C \\ \ddot{y}C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega^2 & 0 \\ 0 & \omega^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} xC \\ yC \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e\Omega^2 \cos \Omega t \\ e\Omega^2 \cos \Omega t \end{bmatrix}, \quad \omega^2 = \frac{k}{m} \quad (3-45)$$

برای این مثال ساده، راهکار را می توان به شکل تحلیلی تعیین نمود. راه حل فرضی



شکل ۳-۵: روتور پشتیبانی متقارن بوسیله ی یک عدم تعادل ایستا [۱]

$$xC(t) = c(\Omega) \cos \Omega t, \quad yC(t) = s(\Omega) \cos \Omega t \quad (3-46)$$

به معادله (۳-۴۵) وارد می کنیم و منجر به یک راه حل برای دامنه های ارتعاش می شود

$$c(\Omega) = s(\Omega) = e \frac{\Omega^2 / \omega^2}{1 - \Omega^2 / \omega^2} \quad (3-47)$$

مرکز روتور C با یک چرخش رو به جلو در یک مسیر دایره ای با شعاع زیر حرکت می کند

$$rC(\Omega) = \sqrt{xC^2 + yC^2} = e \frac{\Omega^2 / \omega^2}{1 - \Omega^2 / \omega^2} \quad (3-48)$$

همچنین، مرکز جرم S ، در یک دایره با شعاع زیر حرکت می‌کند

$$rS(\Omega) = \sqrt{xS^2 + yS^2} = e \frac{\Omega^2 / \omega^2}{1 - \omega^2 / \omega^2}, \quad \text{with}$$

$$xS(t) = xC(t) + e \cos \Omega t = \frac{e}{1 - \omega^2 / \omega^2} \cos \Omega t \quad (49-3)$$

$$yS(t) = yC(t) + e \sin \Omega t = \frac{e}{1 - \omega^2 / \omega^2} \sin \Omega t$$

۳-۶-۲ دیگر تحریک های هارمونیک

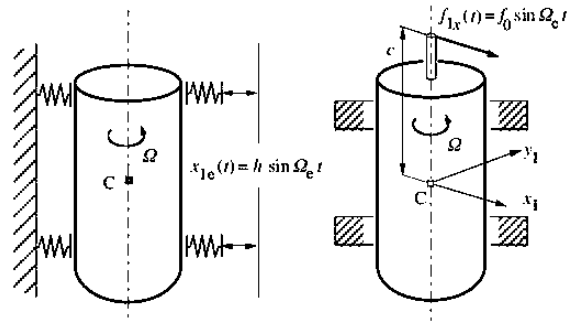
چرخش رو به عقب، که توسط عدم تعادل تحریک نشده اند، قطعاً اگر دیگر تحریک های متفاوت ساختاری وجود داشته باشد، می توانند منجر به رزونانس شوند. آنها بوجود می آیند، برای مثال، اگر پایه و اساس به صورت افقی داشته باشد، $xIe(t) = h \sin et$ در جهت xI ارتعاش می‌کند (شکل ۳-۷) سمت چپ، و یا اگر یک ابزار در نوک روتور نیروی نوسانی $fIx = f \circ \sin et$ را در جهت xI تجربه کند (شکل ۳-۷) سمت راست) و یا اگر روتور در معرض نیروهای مختلف ناشی از کشش مغناطیسی یک درایو الکتریکی باشد. به عنوان مثال، تحریک نوسانی در نوک روتور (شکل ۳-۷) سمت راست) توسط سمت راست معادله (۳-۴۲) در فرم زیر

$$U_S = f \cdot \begin{bmatrix} C \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \sin \Omega_e t \quad (50-3)$$

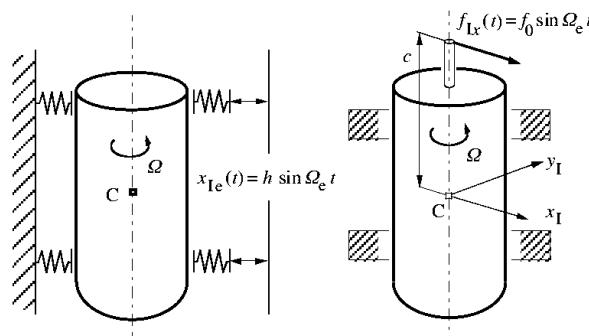
منحنی های رزونانس ناشی از این نوع از تحریک نشان می دهد که تراژکتورهای یک نقطه بر روی محور روتور که دیگر به فرم دایره ها نیستند و بیضی گون شده اند. شکل (۳-۷) تحریک روتور توسط ارتعاشات پایه ای (سمت چپ)، و یا توسط نیروهای نوسانی بر روی یک ابزار در نوک روتور (سمت راست)

۳-۶-۳ تحریک توسط سنسور مکانیکی و محرک های خاموشی

تا به این نقطه، یک فرض ضمنی وجود دارد: که نقاط حمله برای نیروهای بلبرینگ در محور هندسی تقارن روتور قرار دارند. این در واقع موضوع مورد بحث نمی‌باشد، برای مثال، اگر روتور خم شده باشد. برای یک یاتاقان مغناطیسی



شکل ۳-۶: روتور پشتیبانی متقارن بوسیله ی یک عدم تعادل ایستا [۱]



شکل ۳-۷: تحریک روتور توسط ارتعاشات پایه ای (سمت چپ)، و یا توسط نیروهای نوسانی بر روی یک ابزار در نوک روتور (سمت راست) [۱]

ممکن است اثرات دیگری که بر "محور مغناطیسی" روتور اثر می گذارند وجود داشته باشد، که از طریق آن نیرو های یاتاقان مغناطیسی ایجاد شده عبور می کند، ممکن است منجر به انحراف محور هندسی شوند. همچنین اثر مشابهی می تواند بر "محور سنسور" اتفاق افتد. این محور، حرکتش توسط سنسور ها اندازه گیری می شود، و در نتیجه نتایج حاصل از اندازه گیری ها به نصب صحیح حسگرها نیز بستگی دارد. این انحراف ها از حالت ایده آل، همه می توانند منجر به تحریک ارتعاش های روتور، و یا به جابجایی محور روتور شوند. با این حال، مدل سازی برای این نوع تحریکات هنوز هم به طور کلی برای یاتاقانهای مغناطیسی در دسترس نیست.

۳-۶-۴ برانگیختگیهای پارامتریک توسط عدم تقارن ها

تاکنون، معادلات حرکت به شکل معادلات دیفرانسیل خطی با ضرایب ثابت توصیف شده اند. در برخی از کاربرد های تکنیکی روتور این شکل معادلات دیگر کافی نیست، حتی زمانی که تنها به جابجایی های کوچک توجه می شود. اگر عدم تقارن در توزیع جرم یا سفتی در یک سیستم چرخان وجود داشته باشد، به طور کلی، این پارامترها به معادلات

دیفرانسیل خطی با ضرایب دوره متغیر با زمان منجر شود. به عنوان یک نتیجه از این به اصطلاح پارامتر تحریک، حرکت روتور در بسیاری از محدوده فرکانس روتور، ناپایدار و یا ضعیف میرا خواهد بود. برای مثال، یک توربوژنراتور با دو قطب، مقطعی شعاعی و نامتقارن دارد و در نتیجه بردار اینرسی و همچنین سفتی در مورد دو محور جانبی متفاوت خواهد بود. برای روتورهای-سانتریفیوژ مانند، همچنین اثراتی، حتی با توجه به تعلیق مغناطیسی بررسی شده اند. به طور مشابه به پارامترهای پیچیده تر برانگیختگی ای، که می تواند در روتور پر شده با مایع رخ دهد، نیز پرداخته شده است.

۳-۶-۵ تحریک های غیر تناوبی

حرکات انتقالی روتور از مسائل مورد علاقه ویژه می باشد، به عنوان مثال، رفتار غیر ثابت به عنوان نتیجه ای از انواع اختلالات، که می تواند به منجر وضعیت های بحرانی روتور شود. دلایل فنی برای چنین اختلالاتی، به عنوان مثال، از دست دادن ناگهانی یک تیغه در توربو ماشین، شکستگی ابزار فرز دوک، و یا افزایش ناگهانی فشار توسط نشت در یک توربو پمپ مولکولی می باشد. تماس یک روتور در حال چرخش با جایگاه نگهداری، پدیده ای تاثیر گذار/ مالشی و بسیار غیر خطی می باشد، که می تواند به ارتعاشات پر هرج و مرج، همان طور که نشان داده شده است، شود.

۳-۷ کنترل سختی (صلبی) روتور در AMBS

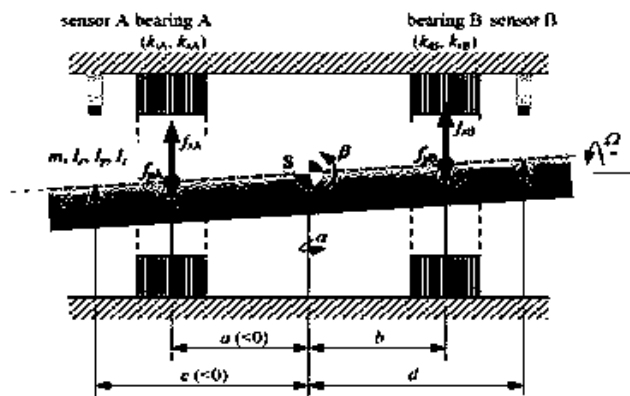
مدل بلبرینگ-روتور

شکل (۳-۸) صفحه نمایش روتور سفت و سخت همراه با آهن ربا بلبرینگ و سنسورهای موقعیت را نشان می دهد. این راه اندازی اساساً مربوط به یکی از عملی ترین اجرای ساده از چنین سیستم است. برای سادگی حرکت محوری روتور و همچنین هر گونه تحمل محوری اجزای حذف شده است، این یک درجه آزادی DOF است که (درون یک رویکرد خطی) از حرکت شعاعی به طور کامل جدا می گردد و می تواند بر اساس جزئیات بیان شده در مورد درجه آزادی سیستم های AMB در فصل ۲ بهبود یابد. معادلات دیفرانسیل خطی برای ساختار شکل (۳-۸) ساده سازه می شوند با بردار q شامل جابه جایی محور x, y و زوایای α, β بیان میگردد. سیگنال خروجی سیستم با یک درجه آزادی جابه جایی روتور شامل x_{seA} و x_{seB} را در یک بردار y بیان میکند و معادله سیستم به شرح زیر می باشد.

$$M\ddot{q} + G\dot{q} = Bu_f \quad (۳-۵۱)$$

$$y = Cq \quad (۵۲-۳)$$

$$M = \begin{bmatrix} I_y & \circ & \circ & \circ \\ \circ & m & \circ & \circ \\ \circ & \circ & I_x & \circ \\ \circ & \circ & \circ & m \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} \circ & \circ & I_Z \Omega & \circ \\ \circ & \circ & \circ & \circ \\ -I_Z \Omega & \circ & \circ & \circ \\ \circ & \circ & \circ & \circ \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} a & b & \circ & \circ \\ \backslash & \backslash & \circ & \circ \\ \circ & \circ & a & b \\ \circ & \circ & \backslash & \backslash \end{bmatrix} \quad (۵۳-۳)$$



شکل ۳-۸: تجهیزات روتور سخت با یاتاقان مغناطیسی و سنسورها

$$q = (\beta, x, -\alpha, y)^T \quad u_f = (f_{xA}, f_{xB}, f_{yA}, f_{yB})^T \quad (۵۴-۳)$$

$$C = \begin{bmatrix} d & \backslash & \circ & \circ \\ \circ & \circ & c & \backslash \\ \circ & \circ & d & \backslash \end{bmatrix}, \quad y = (x_{seA}, x_{seB}, y_{seA}, y_{seB})^T \quad (۵۵-۳)$$

$$u_f = \begin{bmatrix} f_{xA} \\ f_{xB} \\ f_{yA} \\ f_{yB} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_{sA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{sB} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{sA} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{sB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{bA} \\ x_{bB} \\ y_{bA} \\ y_{bB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{iA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{iB} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{iA} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{iB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_{xA} \\ \dot{x}_{xB} \\ \dot{y}_{yA} \\ \dot{y}_{yB} \end{bmatrix} = -K_s q_b + K_i i \quad (56-3)$$

بردار $q_b = (x_{bA}, x_{bB}, y_{bA}, y_{bB})^T$ جابه جایی روتور درون یاتاقان مغناطیسی و بردار جریان $i = (i_{bA}, i_{bB}, i_{bA}, i_{bB})^T$ شامل جریان هر ۴ کوئل مورد استفاده در سیستم می باشد.

ثابت های k_{s} و k_{i} عموماً بر اساس این فرض که تقویت کننده قدرت است به عنوان یک تقویت کننده جریان و یا تقویت کننده عرضی اداره می شود. برای سادگی، آمپلی فایر و دیگر پویایی مولفه های الکترونیکی، به عنوان مثال، از جانب فیلتر سنسور، در اینجا در نظر گرفته نشده است. [۲۱] با ترکیب روتور مدل (۳-۵۱) و (۳-۵۳) و نیروی یاتاقان خطی تشریح شده معادلات دیفرانسیل ماتریسی یک روتور صلب AMB معلق به شکل زیر بدست می آید:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} = (-K_s q_b + K_i i) \quad (57-3)$$

$$y = Cq \quad (58-3)$$

۱-۷-۳ طراحی کنترل فیدبک

با استناد به رابطه (۳-۵۷) می توان لوپ حلقه بسته برای سیستم AMB تعریف و به عنوان مثال بردار جریان I با یک قانون کنترل مناسب، بیان نمود. قبل از بیان کنترل حلقه بسته مشکلات روبه رو با انتخاب سیستم به شرح زیر بیان می گردد:

برای تشریح حرکت، مختصات "مرکز ثقل" و "مرکز جرم" COG پرامتر های بردار q ، برای بازده ساختار ریاضی معادلات دیفرانسیل استفاده می شود. نیروی مغناطیسی شامل مکان روتور در یاتاقان و بیان مختصات یاتاقان q_b ، با رابطه سختی منفی یاتاقان و ماتریس k_s ، با توجه به دینامیک روتور سخت بیان می گردد. علاوه بر این سه مختصات، مختصات سنسور در بردار خروجی y نیز وجود دارد.

به منظور بحث در مورد خواص و در نتیجه سیستم حلقه بسته ضروری است تنها شامل یک مجموعه ای از

مختصات برای توصیف حرکت بررسی شود. به این خاطر مختصات یاتاقان qb در مختصات COG و یا جرم مرکز به ترتیب با استفاده از ماتریس خطی bTs شامل مقادیر هندسی به فرم زیر بیان می گردد.

$$q_b = \begin{bmatrix} xbA \\ xbB \\ ybA \\ ybB \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 1 & 1 & 0 \\ b & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a & 1 \\ 0 & 0 & b & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ x \\ -\alpha \\ -y \end{bmatrix} \quad (59-3)$$

$$q_b = bT_s q \quad (60-3)$$

با مقایسه عبارت (۵۱-۳) و (۵۹-۳) مشخص می شود که ماتریس تبدیل فقط ترانزاده ماتریس ورودی است، $BTS = BT$. از این رو با جایگذاری داریم:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} = \underbrace{-BK_s B^T}_{-K_{sS}} q + BK_i i \quad (61-3)$$

معادله (۶۱-۳) شامل ماتریس سختی یاتاقان منفی k_{sS} مبدل مختصات COG می باشد.

$$M\ddot{q} + G\dot{q} K_{sS} q = BK_i i \quad (62-3)$$

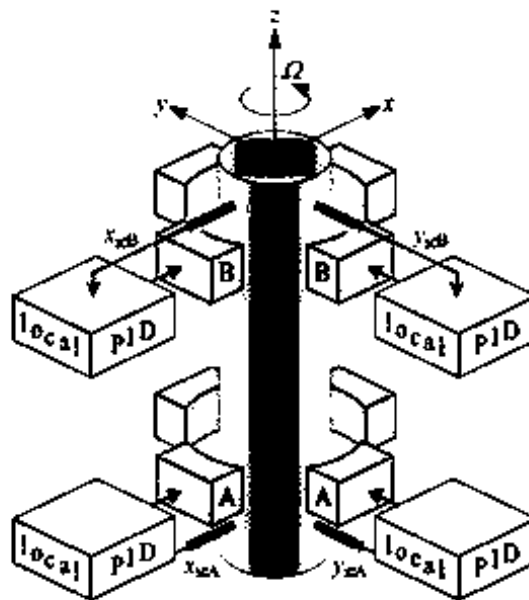
همه ماتریس در سمت چپ (۶۲-۳) دارای خواص هندسی اختصاصی بر اساس خواصی مانند اظهارات فوری در ثبات حرکت می تواند ساخته شود. از M (۵۱-۳) ماتریس جرم متقارن دیده می شود، و ماتریس ژيروسکوپی G متقارن است. و ماتریس سختی یاتاقان منفی مبدل K_{sS} است. از (۵۳-۳) مشخص است که K_s قطری است.

$$k_{sS}^T = (BK_s B^T)^T = BK_s^T B^T = K_{sS}$$

$$K_{sS} = \begin{bmatrix} K_{sAa}^2 + K_{sBb}^2 & K_{sAa} + K_{sBb} & \circ & \circ \\ K_{sAa} + K_{sBb} & K_{sA} + K_{sB} & \circ & \circ \\ \circ & \circ & K_{sAa}^2 + K_{sBb}^2 & K_{sAa} + K_{sBb} \\ K_{sAa} + K_{sBb} & K_{sA} + K_{sB} & \circ & \circ \end{bmatrix} \quad (۶۳-۳)$$

۲-۷-۳ کنترل غیر متمرکز

ساده ترین روش و بصری برای طراحی یک قانون کنترل برای روتور سفت و سخت در AMBS شرح داده شده است با اجرای یک طرح کنترل PID مانند آنچه در فصل ۲ انجام شده است. با این حال، به معنی نادیده گرفتن این واقعیت که یاتاقان ها و سنسورهای غیر عددی هستند، به عنوان مثال که خودمحورهای یک فاصله خاص متفاوت است. این بی نظم، هر چند، یک ویژگی از یک اکثریت بزرگی از سیستم یاتاقان مغناطیسی صنعتی است، از آنجا که سنسورهای (عمدتا از نوع فعلی و یا قیاسی گردابی) معمولا نمی تواند یکپارچه با یاتاقان باشند. و از آنجا که عمل مشترک در AMB صنعتی سیستم های کنترل روتور سفت و سخت با چنین طرح کنترل غیر متمرکز است. ضروری است به بحث در مورد این رویکرد و خواص خاص خود را دارد. کنترل محلی نشان داده شده در شکل (۹-۳) هر یک



شکل ۹-۳: یاتاقان مغناطیسی و سیستم کنترل

از سیگنال سنسور محلی به برای کنترل جریان یاتاقان مربوطه با استفاده از بازخورد دستاوردهای PA, B و DA, B تغذیه می‌شود:

$$\begin{aligned}i_{xA} &= -P_A x_{seA} - D_A \dot{x}_{seA} \\i_{xB} &= -P_B x_{seB} - D_B \dot{x}_{seB} \\i_{yA} &= -P_A y_{seA} - D_A \dot{y}_{seA} \\i_{yB} &= -P_B y_{seB} - D_B \dot{y}_{seB}\end{aligned}\tag{۶۴-۳}$$

معادله (۶۴-۳) را می‌توان به شرح و توصیف ماتریس با ترکیب چهار سیگنال‌های خروجی در بردار خروجی معرفی شده در ترکیبی از (۶۴-۳) با معادله دیفرانسیل (۶۲-۳) و با رابطه سیگنال خروجی داده شده توسط (۵۱-۳) بیان نمود:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} + K_{ss}q = -BK_i(PC_q + DC_{\dot{q}})\tag{۶۵-۳}$$

که از آن در بر داشت زیر معادله دیفرانسیل ماتریس همگن، صرفاً مربوط به COG مختصات q ، را می‌توان با تنظیم همه شرایط در سمت چپ به دست آمده:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} + K_{ss}q + BK_iPC_q + BK_iDC_{\dot{q}} = 0\tag{۶۶-۳}$$

ماتریس‌های به تازگی معرفی شده KC و dc ماتریس سختی و میرایی ارائه شده توسط کنترل بازخورد PD محلی است. همانطور که در فصل ۲ نشان داده شده است. برای یک سیستم ساده با یک درجه آزادی DOF ماتریس سختی برای جبران سختی یاتاقان منفی KSS به منظور عملکرد مقادیر ویژه حلقه بسته واقع در محور jw ، و ماتریس میرایی لازم است برای دستیابی به ثبات سیستم مجانبی، به عنوان مثال برای رسیدن به مقادیر ویژه حلقه بسته به طور کامل واقع در نیمه سمت چپ صفحه مختلط باشد. مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته را می‌توان در صورتی که محاسبه مرتبه دوم معادلات دیفرانسیل ماتریس به یک فضای حالت تبدیل شود، همانطور که در فصل ۲ نشان داده شده است. این

بازده ماتریس فضای حالت زیر A و معادله مشخصه برای مقادیر ویژه آن:

$$A = \begin{bmatrix} \circ & 1 \\ -M^{-1}(K_{sS} + K_c) & -M^{-1}(G + D_c) \end{bmatrix} \quad (۶۷-۳)$$

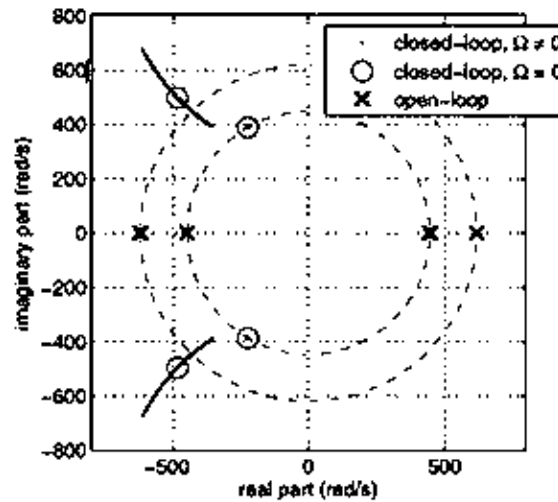
$$\det(\lambda I - A) = \circ \quad (۶۸-۳)$$

توجه داشته باشید که ماتریس ژيروسکوپ G تعریف شده در (۱، ۷) وابسته به سرعت است و بنابراین، مقادیر ویژه λ مختلف برای هر سرعت چرخش Ω است. در شکل ۳-۹ یک مقدار ویژه مسیر و یا مکان هندسی ریشه طرح از مقادیر ویژه به عنوان تابعی از سرعت روتور نشان داده شده است (پارامترهای مدل مربوطه در جدول (۳-۱) جمع آوری شده است). اگر چه هشت مقادیر ویژه در هر یک از سرعت (مربوط به اندازه یک ماتریس) وجود دارد، تنها چهار مقادیر ویژه رسم می شود. چهار مقادیر ویژه دیگر برابر با چهار تایی اول با توجه به تقارن نسبت به محور چرخش است.

طرح ویژه نشان داده شده در شکل (۳-۹) تاکید رفتار مناسب از سیستم روتور AMB سفت و سخت با کنترل PD غیر متمرکز است: این سیستم فرکانس ویژه "طبیعی" حلقه بسته را در همان محدوده بزرگی قطب حلقه باز آن نشان می دهد، میرایی خوب است و سرعت چرخش قابل ملاحظه عملکرد سیستم خراب می شود. همانطور که توسط شکل تابع حساسیت بر اساس استاندارد ISO برای نیرومندی یک سیستم AMB نشان داده شده است بیشترین مقدار حساسیت کمتر از ۳ خواهد بود، بنابر این سیستم با کنترل غیر متمرکز می تواند به عنوان یک سیستم "ناحیه A" در نظرگرفت که یک کنترل بهینه است برای تغییرات PLANT به عنوان مثال تغییرات گین خروجی سنسور به خاطر تغییرات دما یا *gaining* (پیری) سیستم.

انتخاب سیستم روتور AMB جدا از محور تقارن چرخش آن، یک ویژگی تقارن مهم است (جدول (۳-۱) را ببینید): مرکز ثقل دقیقاً بین یاتاقانهای مغناطیسی، و یاتاقان واقع شده است و کنترل پارامترهای فیدبک در هر طرف برابر است.

این تقارن در شکل (۳-۹) قابل مشاهده است. از نظر وابستگی مقادیر ویژه حلقه بسته در سرعت روتور: مقدار حقیقی و موهمی یک جفت از مقادیر ویژه نسبت به سرعت در حال تغییر است، در حالی که این جفت دیگر را نشان می دهد که هیچ وجه وابستگی به سرعت ندارد. این رفتار را می توان از لحاظ فیزیکی توضیح داد. سیستم متقارن AMB و راه اندازی اتوماتیک کنترل فیدبک یک حلقه بسته است که تجزیه به حالت های موازی و مخروطی می شود



شکل ۳-۱۰: مقادیر ویژه تراژکتوری بر طبق معادله (۳-۶۷)

symbol	value	units
m	۱۰۰	kg
$I_x = I_y$	۸۳۳۳۳	kgm^2
I_z	۰٫۷۵	kgm^2
$b = -a$	۰٫۴	m
$d = -c$	۰٫۴۵	m
$k_{sA} = k_{sB}$	-1×10^7	N/m
$k_{iA} = k_{iB}$	۲۵۰	N/A
$P_A = P_B = \frac{-2k_{sA}}{k_{iA}}$	8×10^4	A/m
$D_A = D_B = \frac{\sqrt{\frac{-mk_{sA}}{2}}}{k_{iA}}$	۸۹٫۴۴۲۷	As/m
$\Omega/2\pi$	۰...۵۰۰	Hz

جدول ۳-۱: برای یک سیستم با یک درجه آزادی ۳-۱۰ داده های مدل تراژکتوری های مقادیر ویژه شکل

در حالت موازی تنها مرکز ثقل حرکت روتور در جهت x و y یا جهت y بدون هیچ کنجی از محور چرخش و در نتیجه، بدون هر گونه تغییر در اندازه حرکت زاویه ای روتور است. بر این اساس، این حالت توسط هر خاصیت ژيروسکوپ نمی شود و مقادیر ویژه آن از سرعت چرخش مستقل می باشند. نوسان حرکت، با این حال، به شدت تحت تأثیر سرعت چرخش Ω است به نحوی که چرخش زاویه و بتا با تبدیل توسط ماتریس ژيروسکوپی G ، و در نتیجه، حرکت مخروطی محور روتور بدون هر گونه جابجایی مرکز ثقل توصیف می گردد.

در حالت کلی دو حالت مخروطی وجود دارد یکی خمیدگی و دیگری انحراف مسیر است. در وهله اول، تفاوتشان در مسیر چرخش آنهاست که این با توجه به سنس چرخش خودشان می باشد در حالت خمیدگی معمولا یک حرکت رو به جلو می باشد در حالی که انحراف مسیر رو به عقب می باشد. علاوه بر این هر دو حالت مخروطی رفتار متفاوتی نسبت به مقادیر ویژه دارند. در حالت خمیدگی در فرکانس های خاصی مقدار موهومی مقادیر ویژه با زیاد شدن سرعت بالا می رود این در حالی است که در حالت انحراف مسیر مقادیر موهومی مقادیر ویژه کاهش می یابد.

۳-۷-۳ محدودیت های کنترل غیر متمرکز

روش راه اندازی یک طرح کنترل فیدبک غیر متمرکز یا محلی برای یک سیستم AMB سخت، همانطور که در بخش قبل نشان داده شده است، از نظر فیزیکی بخوبی قابل توجیه است و ویژگی های آن، به عنوان یکی از مهم ترین مزایای آن، کنترل پارامترهای طراحی صرفا بر ملاحظات فیزیکی بر اساس انتخاب سختی مناسب و میزان نوسانات است. با این وجود مشخص است که رویکرد بهره گیری از یاتاقانهای مغناطیسی به عنوان چشمه های مکانیکی و دامپر بدون استفاده بیشتر از قابلیت های متعدد خود، نشان داده شده است و کنترل غیر متمرکز به خوبی برای تعدادی از سیستم های AMB بدون نقص عمده قابل اجرا خواهد بود. علاوه بر این، در اکثر این موارد سیستم AMB حلقه بسته خواهد شد و عملکرد قابل قبول از ویژگی های و خواص استحکام طبق آخرین استاندارد ISO برای یاتاقانهای مغناطیسی است. با این حال، کنترل PD محلی و یا PID همچنین می توانید به مشکلات قابل توجهی منجر شود زمانی که خواص خاص (و مشترک)، سیستم AMB روتور عنوان خواهد شد در دو بخش زیر نشان داده شده است. [۱، ۲۲]

۳-۸ کنترل دیجیتال

۳-۸-۱ کنترل دیجیتال و آنالوگ

در حالی که پیاده سازی های کنترل AMB صنعتی اولیه در دهه های ۱۹۷۰ و ۱۹۸۰ در الکترونیک آنالوگ بوده اند، کنترل دیجیتال بسیاری از کاربردها را از ابتدای دهه ۱۹۹۱ تسخیر کرده است. این انتقال از کنترل آنالوگ به دیجیتال به طور عمده توسط پردازش سریع ریز پردازنده ها و تکنولوژی دستگاه های توجیحی همانند وجود پردازشگر های سیگنال سریع، مبدل های آنالوگ به دیجیتال A/D و دیجیتال به آنالوگ D/A و دستگاه های مدلاسیون عرض پالس PWM ممکن شد.

مزایای کنترل دیجیتال نسبت به کنترل آنالوگ

- تنظیم آسان پارامتر کنترل که موجب فعال سازی سریع نمونه برداری می شود.
- عدم پارامتر کنترل تصادفی به علت فرسودگی و تغییر پارامتر.
- امکان وجود الگوریتم کنترل پیچیده، شامل تکنیک های کنترل انطباقی یا خطی، برنامه ریزی گین (بهره) یا کنترل وابسته به سرعت و همچنین روش های خاموش و روشن کردن خاص.
- تشخیص موارد اضافی خاص مانند:

- کنترل عدم توازن

- تنظیم setpoint براساس حالت پردازش ماشین
- نظارت بر نیروها، سطوح ویبره و دیگر شرایط در حال اجرا
- شناسایی سیستم به صورت online
- تشخیص حالت ماشین و تعمیر نگهداری پیشگیرانه
- ارتباط پیچیده با کنترل ماشین بالاتر یا واحد های کنترل از راه دور

۳-۸-۲ سخت افزار

اساساً، سخت افزار یک سیستم کنترل AMB دیجیتال حداقل شامل یک میکرو پروسر (DSP)، مبدل های آنالوگ به دیجیتال (A/D) یا دیجیتال به آنالوگ (D/A)، فیلتر، حافظه، اجزای رابط کاربری و.. هستند. یک سیستم تنها با یک میکروپروسور که در هسته ی آن اجرا می باشد شود که بایستی به اندازه کافی برای انجام تمام دستورات موجود مورد نیاز قوی باشد. پیاده سازی های دیگر می توانند بیک معماری چند پردازنده قرارگیرند که هر پردازنده به یک زیر کار اختصاص دارد. چنین تکنولوژی می تواند به فرض مثال شامل یک پردازنده برای کنترل شناوری خالص، دیگری برای تولید الگوی سیگنالی مدلاسیون عرض پالس PWM مورد نیاز توسط تقویت کننده قدرت برای راه اندازی جریان سیم پیچ AMB و دیگر پردازنده ها برای نظارت بر امور و یا حتی برای یک کنترل موتور یکپارچه باشد.

ها ساختار DSP امروزه بسیاری از میکروپروسسور های در دسترس و، شامل مبدل های A/D و D/A های قرار گرفته بر روی تراشه هستند و همچنین شامل مولد های PWM هستند، این مد در گسترش سخت افزار توسط مفروضات کنترل موتور دیجیتال مشتق شده است که خیلی شبیه به موارد با کنترل AMB است. اگر چه در بسیاری از موارد، فقط یک یا دو کانال تبدیل A/D موازی در دسترس است، با نتیجه ای همراه است که توپولوژی مولتی پلکسر باید در خواندن تمامی سیگنال ها از سنسور تا سیستم AMB مورد استفاده قرار بگیرد. این نمونه برداری متوالی به جای نمونه برداری موازی ONE-SHOT منجر به تاخیرات زمانی می شود که بین کانال های کنترل تغییر می کند و از طرف دیگر می تواند منجر به اثرات ناخواسته ای شود اگر که نمونه برداری کانال های A/D مختلف به خوبی در هنگام استفاده از تقویت کننده های SAMPLE & HOLD همگام سازی نشده باشد. [۲۳]

امروزه اکثر پردازنده ها برای سیستم های کنترل دینامیک بدون وقفه دارای تقویت کننده درونی SAMPLE & HOLD هستند که در نتیجه باعث عدم وجود انحراف درون نمونه ای می شوند. تاخیرات زمان متغیر بین کانال های کنترل مفرد ناخواسته ترین هستند اگر که کنترل MIMO اعمال شود. چون باعث خراب کردن عملکرد کنترل می شوند. در این جا تنها راه چاره پیاده سازی کانال های تبدیل موازی کافی یا مبدل های A/D خیلی سریع هستند. در مورد استفاده از کنترل SISO تاخیرات زمانی متغیر قابل قبول تر هستند، مخصوصا اگر سیستم AMB فقط به صورت ضعیف کوپلاژ کند (شفت روتور بلند و باریک با اثرات ژیرسکوپی ضعیف) در این جا به یک ساختار کنترل اعمال شود که هر کانال کنترل شامل مبدل های A/D و D/A مربوطه، از طریق نگه داری تاخیرات زمانی و انحراف نمونه داخلی در MIN کار می کند. از نقطه نظر تئوری کنترل لازم است که تاخیر زمانی را عموما بین داده ورودی (تبدیل A/D) و داده خروجی تبدیل D/A در کمترین حد نگه داشت که منجر به بهترین عملکرد و بهترین تطابق با سیستم دینامیک گسسته زمانی می باشد.

اگر چه که این نیازمند مبدل های A/D و D/A بسیار کونا ه زمانی و یک قدرت محاسبه ی بالا از ریزپردازنده است، مخصوصا در مورد کنترل MIMO که شامل دستورات کنترل بالا به عنوان نتیجه ی تکنیک های طراحی کنترل تنومند مدرن هستند. یک راه فرار از این توزیع مراحل مختلف محاسبت الگوریتم کنترل به همراه حلقه ی کامل کنترل است. معمولا فرض می شود که عملکرد کنترل دیجیتال افزایش می باد اگر که یک پردازنده ی قدرتمند مورد استفاده قرار بگیرد که منجر به نرخ نمونه برداری خیلی بالا می شود. این موضوع در کل صحیح نیست چون که عملکرد کنترل کلی خیلی بستگی به لوازم جانبی پردازنده دارد. مثلا دلیلی ندارد که در سرعت های خیلی بالا نمونه برداری کرد در حالی که به طور موازی با وضوح های تبدیل D/A یا A/D پایین مقابله می کند. در این مورد بهتر است از پردازنده برای اجرای یک over sampling از کانال های A/D در مقابله با فیلترینگ دیجیتال بعدی از سیگنال های ورودی استفاده

کرد. این اجازه می دهد تا وضوح تبدیل A/D به صورت مصنوعی افزایش یابد و در نتیجه برای کاهش قابل ملاحظه ای نویز کوانتیزاسیون سیگنال، در حالی که نرخ نمونه برداری کنترل حقیقی پایین نگه داشته شده است، در نتیجه با مفروضات معماری خارجی سیگنال یکسان می شود. مبدل D/A یا واحد های PWM علاوه بر این نمونه برداری بیش از حد دیجیتال هزینه سخت افزار را برای فیلتر های anti-aliasing کاهش می دهد که می توانند ساده تر ساخته شوند چون که اکثر رفتار های سیگنال با کیفیت بالا به صورت دیجیتال انجام می شود.

در حالی که امروزه هیچ کسی در برتری کنترل دیجیتال به آنالوگ شک ندارد، (حتی هزینه های کنترل دیجیتال با نمونه آنالوگ در رقابت می باشد) یک روش جدید جدای از میان افزار وجود دارد که بر اساس سیستم سخت افزاری است. متفاوت با معماری سخت افزار آنالوگ قدیمی، این روش جدید شامل تکنولوژی fpga (ارایه گیت قابل برنامه ریزی) که نرم افزار در حال اجرای در ریز پردازنده را با یک سخت افزار قابل تنظیم دیجیتال تعریف می کند. تکنولوژی FPGA در نهایت جای ریز پردازنده و توپولوژی های کنترلی DSP را برای سیستم های AMB بگیرد. ساختار محاسبه ی زمان تاخیر حداقل توزیع شده در دو مرحله ی گسستگی در نظر گرفته می شود:

- گسستگی در زمان

- گسستگی در مقدار (کوانتیزاسیون)

اثر تدریجی عموماً از وضوح محدود از مبدل های A/D ، D/A نشئت می گیرد. علاوه بر آن، کوانتیزاسیون (تدریج) نیز با طول داده ی ثابت داده شده توسط معماری ریز پردازنده تشدید می شود (مثلاً ۱۲ یا ۳۲ بیت وضوح داده)

فیلتر پایین گذر

در عمل، هر کنترل زمانی گسسته برای سیستم های AMB دارای خاصیت ذاتی معادل فیلتر پایین گذر هستند تا نویزهای مرتبط با فرکانس بالا را کاهش داده و از ناپایداری مودهای فرکانس بالای سیستم جلوگیری کند. در اغلب موارد، این خاصیت فیلتر پایین گذر کنترل کننده، نتیجه فرایند طراحی کنترل کننده است، بویژه در مورد MIMO کنترل مقاوم مدرن در مورد کنترل SISO یک روش ساده و رایج این است که یک فیلتر پایین گذر را به سری الگوریتم کنترلی اضافه کرد. برای کنترل کننده PD، یک فیلتر پایین گذر ساده مرتبه دوم را می توان با تابع تبدیل، زمانی گسسته معرفی نمود.

۳-۸-۳ طراحی کنترل برای سیستم های زمانی گسسته

کنترل روتور در یاتاقان های مغناطیسی فعال کار بسیار دشواری است، به ویژه در حضور مودهای انعطافی با فرکانس بالا و اثرات قوی ژيروسکوپی. بنابراین، طراحی کنترل کننده به شیوه کتابچه راهنما، همانطور که در ادبیات موضوع مرور شد، گاهی اوقات کافی نبوده و باید با روشهای عملگرایانه و روش های مناسب مهندسی مبنی بر تجربه همراه باشد.

بخش مرتبط با موضوع کنترل روتورهای AMB صلب و منعطف، نشان میدهد که برای کنترل این سیستم ها، تعداد زیادی روش موجود است. برخی از آنها مانند کنترل PID توسط روش های فیزیکی برتر قلمداد شده بنابراین دید کاربردی در مورد سیستم های روتور و یاتاقان می دهند، درحالیکه متغیرهای کنترلی، میتواند زمانبر باشد. برخی کنترل کننده های MIMO مدرن تر مانند H_{∞} و سنتز μ ۲۱، محاسبات ریاضی کوتاه شده و بهینه تر می باشند [۱۱]. روش های کنترل مقاوم مدرن، روش های بهتری برای استاندارد کردن کنترل AMB بوده و قطعاً امروزه تنها در دسترس مهندسين مجرب میباشد [۱].

با این حال با این وجود که همچنان معادل های گسسته ای برای کنترل کننده هایی چون کنترل LQ، جانشانی قطب ها و کنترل PID موجود هست، جای خالی چنین کنترل کننده هایی برای روش طراحی کنترل مقاوم MIMO حس می شود.

۴-۸-۳ جنبه های اعمال کنترل دیجیتال

اعمال کنترلر دیجیتال، بسیار زیاد وابسته به سخت افزار در دسترس است. در درجه اول، پیچیدگی الگوریتم کنترلی و نرخ نمونه گیری قابل دسترس، توسط توان محاسباتی و نوع عدد صحیح یا اعشاری انتخاب شده در پردازشگر سیگنال دیجیتال (DSP) تعیین می شود. به صورت تئوری با استفاده از تئوری شانون، نرخ نمونه گیری باید حداقل دو برابر بیشتر از بیشترین فرکانس کار سیستم باشد. در عمل، این کار باید بسیار بیشتر (۵ تا ۱۰ برابر بیش از بیشترین فرکانسی که قرار است کنترلر بازسازی کند) باشد.

نرخ نمونه گیری نباید بسیار زیاد انتخاب شود. نرخ بالای نمونه گیری در کنار سیگنال اغتشاش و تبدیل A/D پایین میتواند مشکلات عددی زیادی را در سیستم بوجود بیاورد و باعث تشدید اغتشاش موجود در سیستم شود. این مسئله بیشتر در سخت افزارهایی با سیستم عددی صحیح قابل مشاهده است. در عمل، هنگامی که توان محاسباتی در دسترس بالا میباشد، بهتر است که این توان در فیلتراسیون با کیفیت بالا در ورودی سیستم استفاده شود تا این که

در الگوریتم کنترلی در نرخ نمونه گیری بالا استفاده شود برای جلوگیری از عدم تشخیص سیگنال توسط دستگاه، فیلترهای آنالوگ مناسب باید انتخاب شوند بگونه ای که با نرخ نمونه گیری همخوانی داشته باشد. در عمل، فیلترهای پایین گذر مرتبه دوم برای انجام این کار استفاده می شوند. در این بخش لازم است دانیم که باید کدام قسمت از دینامیک سیستم را عبور داده و کدام قسمت را فیلتر کرد. برای یک سیستم یاتاقان مغناطیسی استاندارد، نرخ نمونه گیری ها معمولا بین ۵ تا ۱۰ کیلوهرتز است اما در برخی موارد این عدد تا ۲۰ کیلوهرتز نیز افزایش می یابد.

همانطور که اشاره شد، تاخیر زمانی (تاخیر بین تبدیل A/D در سیگنالهای ورودی و تبدیل D/A برای خروجی سیستم) باید در مقدار بسیار اندکی باقی بماند، چراکه این پدیده، کارایی سیستم را به شدت تضعیف میکند. تاخیر محاسباتی در کنترلرهای MIMO در کنار تبدیل های A/D مبنی بر معماری ماکس (mux) بسیار مهم میشوند. در این حالت ها بسیار مهم است که برای بهینه کردن ساختمان کنترلر سرمایه گذاری کرد تا مقدار خطا را به حداقل رساند.

معمولا بکارگیری کنترلر فضای حالت که در رابطه در این موارد پیشنهاد نمی شود، چراکه تعداد متغیرهای کنترلی، بطور بیش از حدی افزایش می یابند که لزوم وجود حافظه و توان محاسباتی بالا را می طلبند وگرنه منجر به نرخ نمونه گیری پایین میشوند. در واقع، توصیف فضای حالت یکی سیستم، منجر به افزایش فضای عددی می شود بگونه ای که روش های سازمان دهی عددی - مستقل از روش های ماهش مرتبه کنترلر- را می توان اعمال کرد که پیچیدگی الگوریتم کنترلی را کاهش دهد.

۳-۸-۵ قابلیت تشخیص عیب در AMB های با قابلیت کنترل دیجیتال

در مقایسه با یاتاقان های معمول توپی، روغنی یا بادی، سیستم یاتاقان های مغناطیسی فعال دارای یک ویژگی ذاتی هستند: علاوه بر معلق بودن روتور، این یاتاقان ها میتوانند به عنوان انتقال دهنده های سیگنال هایی که بصورت مضاعف به نیروی تحریک مدار بسته اعمال میشوند، عمل کند. این ویژگی، باعث ایجاد ارتعاشات دلخواه و کنترل شده در روتور می شود. به طور مشابه، سنسورهای اندازه گیر موقعیت، پاسخ سیستم را به نیروهای خارجی اعمال شده را علاوه بر اندازه گیری موقعیت روتور اندازه گیری میکنند که برای فیدبک پایداری لازم است. با این که استفاده از ویژگی سنسور- عملگری این یاتاقان ها برای سالهاست که مورد استفاده قرار میگیرند، این ویژگی ذاتی این یاتاقان ها به آن اندازه که باید، توجه لازم را به خود جلب نموده اند. به عنوان مثال، میتوان به عنوان جایگزین ایجاد کننده سیگنال خارجی و واحد تحلیلگر فوریه از این یاتاقان ها استفاده نمود. امروزه از این ویژگی به عنوان ابزار استاندارد جهت

ارزیابی پایداری و کارایی AMB، صرفاً بصورت نرم افزاری و در کنترلرهای یاتاقان های مغناطیسی و یا در کنترلر تعلیق استفاده می شود. بنابراین، تزریق سیگنال، محاسبات FFT، اندازه گیری پاسخ فرکانسی و کاربردهای دیگری که معمولاً توسط ابزارهای خارجی چون اوسیلویکوپ ها انجام می شود را میتوان به کنترل دیجیتال AMB اضافه نمود. میتواند تمامی اندازه گیری های لازم جهت شناسایی سیستم، طراحی کنترلر، اندازه گیری کارایی و تنظیم متغیرها را انجام دهد. چنین روشهایی میتواند به طور قابل AMB ملاحظه ای هزینه و زمان این بررسی ها را به روش های کنونی به نفع کاربر و تولید کننده سیستم های کاهش دهد. بعلاوه، این کار میتواند شدیداً به اعمال مراتب ارزیابی پایداری و مقاوم بودن سیستم ها در پاسخ به استاندارد ISO در مورد سیستم های AMB کمک کند. نتیجتاً کاربر میتواند از پایش وضعیت بلند مدت و بررسی ویژگی های سیستم بطور استاندارد بهره ببرد.

نهایتاً یک سیستم با ویژگی های ذاتی تحریک و اندازه گیری، میتواند بسیار به اندازه گیری های MIMO برای سیستم های AMB، برای مثال برای شناسایی دقیق سیستم و مقادیر ویژه سیستم های ژيروسکوپیک لازم برای طراحی کنترلر مقاوم MIMO کمک کند.

فصل ۴

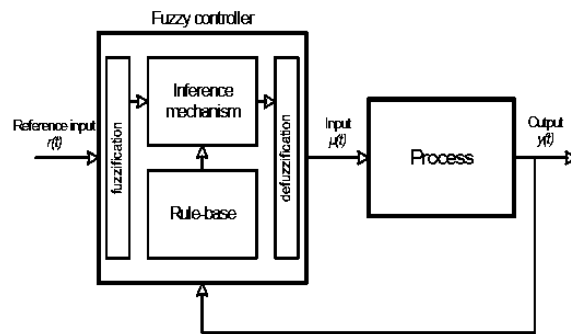
روش پیشنهادی

۱-۴ شرایط پایدار LMI برای بازه ای از سیستم های کنترل فازی درجه ۲

پروفسور لطفی عسگر زاده مجموعه های فازی را برای اولین بار در سال ۱۹۶۵ معرفی کرد. [۳۷] این مجموعه ها پایه گذار روشی موفق برای مدل کردن عدم قطعیت و ابهام بودند. سیستم های فازی به دلیل دارا بودن توابع عضویت با درجات تعلق دقیق، توانایی محدودی در کاهش اثر عدم قطعیت در قوانین فازی دارند. بلوک دیاگرام سیستم کنترل در شکل ۱-۴ نشان داده شده است. منطق فازی از ۴ عنصر تشکیل شده است:

- یک قانون پایه، شامل مجموعه ای از IF-THEN با تعریف منطق فازی توضیحات کارشناسان، زبانی، که چگونه یک کنترل خوب بدست آوریم.
- یک مکانیزم استنتاج (یک موتور استنتاج و یا ماژول استنتاج فازی) مشخص می کند که قیاس متخصص چگونه باعث می شود تصمیم در تفسیر و استفاده از دانش در مورد بهترین راه برای کنترل هدف است.
- رابط فازی که ورودی های کنترلر را به اطلاعات تبدیل می کند به نحوی که مکانیزم استنتاج به آسانی فعال سازی و بکار گیری قوانین استفاده شود.
- یک غیر فازی ساز محاسبات مکانیزم استنتاج را به ورودی واقعی برای فرایند تبدیل می کند.

پروفسور زاده در سال ۱۹۷۵ مجموعه فازی نوع ۲ را به عنوان توسعه ای از مجموعه فازی معرفی کرد. از آن پس برای تمایز بین مجموعه های فازی و مجموعه های فازی نوع ۲، به مجموعه های فازی قبلی، به طور معمول مجموعه



شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام کنترل فازی

های فازی نوع ۱ می گویند. در واقع مجموعه فازی نوع ۲ یک مجموعه فازی است که دارای درجه عضویت فازی است. چنین مجموعه ای در جایی که تعیین دقیق درجه عضویت با یک مجموعه فازی مشکل است مفید واقع می شود. سیستم فازی نوع ۲ در برابر عدم قطعیت هایی که در قوانین فازی یا پارامترهای سیستم به وجود می آید مقاوم است. مجموعه های فازی نوع ۲ دارای درجه عضویت های فازی می باشند از این رو به آنها مجموعه های فازی - فازی نیز می گویند که در برخورد با عدم قطعیت ها توانایی کاهش اثر و مدل کردن آنها را دارند. [۳۸، ۳۹] به طور خلاصه دلایل استفاده از فازی نوع ۲ را می توان ۵ قسمت بیان کرد: [۴۰]

۱. عدم توانایی توصیف ریاضی سیستم هایی که مکانیزم تولید داده در آنها به صورت متغییر با زمان است. مانند مخابرات سیار
۲. عدم توانایی توصیف ریاضی اندازه ی نویز غیرثابت، مانند نسبت سیگنال به نویز
۳. عدم توانایی توصیف ریاضی ویژگی ها در کاربرد های بازشناخت الگو که دارای خواص آماری غیر ثابت می باشند، مانند طبقه بندی قانون پایه تصاویر ترافیک
۴. دانش بدست آمده از تعدادی افراد خبره به وسیله سوالاتی، حاوی کلماتی که دارای عدم قطعیت هستند
۵. استفاده از عبارت زبانی که دامنه غیر قابل اندازه گیری باشد.

۲-۴ بررسی سیستم کنترل فازی نوع دوم (T-S IT2) برای پایداری یک سیستم.

یک مدل فازی (T-S IT2) برای نمایش ساختار غیر خطی مربوط به پارامترهای نامشخص شده است، که این پارامترها توسط توابع عضویت بالایی و پایینی ساخته شده اند. یک مدل فازی IT2 برای بستن حلقه و فیدبک هم استفاده می شود. نیاز نیست که کنترل کننده فازی IT2 بتواند همان توابع عضویت یا همان تعداد از اعضا را مثل مدل فازی (T-S IT1) ارائه دهد در عوض، این روش طراحی بهتر و ساده تری را نسبت به کنترل فازی IT1 ارائه می دهد. اگر چه، فرض عدم تطبیق برای توسعه شرایط ثابت مورد نظر نیستند و در نهایت منجر به نتیجه آنالیز پایداری جایگزین می شود. در اینجا، با توجه به در نظر گیری توابع عضویت بالا و پایین که حامل اطلاعات غیر خطی هستند و همچنین حامل پارامترهای غیر پایدار، پایداری FMB IT2 سیستم های کنترل بر اساس نظریه پایداری لیاپانف مشاهده و بررسی می شود. شرایط پایداری با استفاده از نامساوی ماتریس خطی برای تخمین ثبات سیستم های کنترل FMB IT2 به وجود آمده اند. نتایج شبیه سازی برای یاتاقان مغناطیسی هم بر نشان دادن تاثیر روش پیشنهادی ارائه شده است. کنترل با فازی نوع ۱ (FMB) یک روش کنترل برای ساختارهای غیر خطی پیچیده و ضعیف است، که توسط مدل فازی نوع ۱، TAKASI-SUGENO (T-S) برای یاتاقان مغناطیسی نشان داده شده است. [۴۱]. بر اساس نظریه پایداری لیاپانف، مجموعه های از شرایط پایدار به صورت نامساوی های ماتریس خطی (LMI) برای تخمین پایداری سیستم بدست آمده اند. کارهای صورت گرفته نیازمند آنالیز فرایند پایداری برای سیستم کنترل FMB درجه ۱ است. LMI های سیستم بر اساس شرایط پایداری در [۴۲] با در نظر گیری اطلاعات توابع عضویت نوع ۱ بدست آمده اند. در حالت کلی برای سیستم کنترل T-S FMB نوع ۱، تحت طراحی توزیع موازی، (PDC) کنترل کننده فازی نیاز به انتقال توابع مشابه با مدل فازی T-S را دارد. زمانی که ساختار غیر خطی به پارامترهای غیر خطی مربوط باشد، توابع عضویت حاصل مدل فازی T-S می تواند شامل پارامترهای غیر ثابت باشند. همچنین، فایده ی طراحی PDC گفته شده در آنالیز پایداری هم نادیده گرفته می شود. [۴۳] مجموعه های فازی نوع ۲ برتر از نوع ۱ هستند. آنها در بر خورد با شرایط نامعین بهتر بر خورد می کنند. با استفاده از توابع عضویت بالاتر و پایین تر، شرایط نامشخص، می تواند بدست آید و اطلاعات نامعین هم در درون (FOU) قرار می گیرد. در سال های اخیر بعضی از خواص و نظریه های مجموعه فازی نوع ۲ برای حمایت از تئوری طراحی ایجاد شده اند و همچنین برای بهبود سیستم های فازی منطقی نوع ۲ است نه برای کنترل فازی. در روش کنترل FMB نوع ۱، مدل فازی T-S نوع ۱ نقش اساسی در نمایش ساختارهای غیر خطی تسهیل آنالیز و کنترل را دارا است. در روش کنترل فازی نوع ۲ IT2 از مدل فازی T-S که در [۴۲] آمده است برای محدود کردن دسته ای از ساختارهای غیره خطی استفاده شده است. یک مدل آنالیز ثابت مقدماتی

برای سیستم های کنترل IT2 FMB، این است که مدل فازی IT2 T-S و کنترل کننده فازی IT2 توابع عضویت بالا و پایین یکسانی داشته باشند که این تعداد قوانین یکسان را در بر دارد. بر این مبنا مجموعه ای از شرایط پایداری LMI برای تخمین پایداری سیستم به دست آورده می شود. برای بررسی پایداری سیستم های کنترل IT2 FMB، از آنجایی که نیاز نیست مدل فازی IT2 T-S و کنترل کننده فازی IT2 یک تابع عضویت پایین و بالا یکسان داشته باشند، و یک مقدار مشخص از قوانین فازی، پس می تواند به طراحی بهتری از کنترل کننده فازی IT2 رسید و می توان پیچیدگی کنترل کننده را کمتر کرد با استفاده از تعداد کمتری از قوانین فازی و توابع ساده طراحی را انجام داد. اگر چه این حالت باعث می شود آنالیز پایداری پیچیده تر شود و منجر به شرایط پایداری حفاظتی بیشتری می شود. برای بهبود آنالیز پایداری سیستم کنترل IT2 FMB، یک مدل فازی T-S [۴۲] برای نشان دادن ساختار غیرخطی مربوط به پارامترهای نامشخص، اعمال می شود. که این مدل فازی توسط توابع عضویت بالا و پایین تر بررسی می شود. یک کنترل کننده فازی با توابع عضویت بالا و پایین متفاوت، به حلقه فید بک بسته اعمال می شود. در این جا یک فرم مورد نظر را برای نمایش توابع عضویت بالا و پایین برای آنالیز پایداری ارائه نموده که این فرم ها برای تخمین پایداری سیستم و ترکیب کنترل کننده فازی IT2 نیاز است. [۳۸] ساختار بررسی به صورت زیر است، در ادامه مدل فازی IT2 ساختار غیرخطی را با توجه به پارامترهای نامشخص نمایش می دهد. شرایط پایداری بر اساس LMI بر اساس نظریه پایداری لیاپانف برای سیستم های کنترل IT2 FMB بررسی می شود. در نهایت شبیه سازی مسئله برای یاتاقان مغناطیسی برای نشان دادن شایستگی روش پیشنهادی IT2 FMB آمده است.

۳-۴ مدل فازی IT2 T-S، کنترل کننده فازی و سیستم کنترل IT2 FMB

یک سیستم کنترل IT2 FMB به سیستم کنترل حلقه بسته مربوط می شود که شامل مدل فازی IT2 T-S و کنترل کننده فازی IT2 در یک مدار حلقه بسته می باشد.

۱-۳-۴ مدل فازی IT2 T-S

یک مدل فازی IT2 T-S را در نظر بگیرید، با P قانون به فرمت های زیر که هر کدام از این قوانین شامل یک سری مجموعه فازی IT2 و سیستم خطی جایگزین هستند.

$$\text{Rule } i: \text{ IF } f_1(x(t)) \text{ is } \tilde{m}_1^i \text{ AND } \dots \text{ AND } f_\varphi(x(t)) \text{ is } \tilde{m}_\varphi^i \quad (1-4)$$

$$\text{THEN } \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t)$$

که \tilde{m}_α^i یک مجموعه قوانین فازی IT2 است، که i به تابع عضویت $\varphi = 1, 2, \dots, \varphi$ و $\alpha = 1, 2, \dots, p$ مربوط می‌شود که φ مقدار مثبت است، $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت سیستم است. $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ و $A_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ سیستم‌های مشخصی هستند و ماتریس ورودی $u(t) \in \mathbb{R}^m$ بردار ورودی است طول کلی i امین قانون از مجموعه‌های فاصله به صورت زیر است:

$$W_i(x(t)) = [W_i(x(t)) \cdot \bar{W}_i(x(t))] \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2-4)$$

جاییکه

$$\underline{W}_i(x(t)) = \prod_{\alpha=1}^{\varphi} \underbrace{\mu_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t)))}_{\geq 0} \quad (3-4)$$

$$\bar{W}_i(x(t)) = \prod_{\alpha=1}^{\varphi} \underbrace{\bar{\mu}_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t)))}_{\geq 0} \quad (4-4)$$

که $\underline{W}_i(x(t))$ و $\bar{W}_i(x(t))$ نشانگر رتبه‌های عضویت بالا و پایین هستند و $\mu_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t))) \geq 0$ و $\bar{\mu}_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t))) \geq 0$ نشانگر توابع عضویت بالا و پایین هستند. به این خاصیت می‌رسیم که $\bar{\mu}_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t))) > \mu_{\tilde{m}_\alpha^i}(f_\alpha(x(t)))$ برای همه i ها می‌رسد. مدل فازی IT2 T-S، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^p \tilde{W}_i(x(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \quad (5-4)$$

$$\tilde{w}_i = \underline{\alpha}_i(x(t)W_i(x(t))) + \bar{\alpha}_i(x(t)\bar{W}_i(x(t))) \geq 0 \quad \forall i \quad (6-4)$$

$$\sum_{i=1}^p \tilde{W}_i(x(t)) = 1 \quad (7-4)$$

که $0 \leq \bar{\alpha}_i(x(t)) \leq 1$ و $0 \leq \underline{\alpha}_i(x(t)) \leq 1$ توابع غیرخطی هستند و خاصیت $\bar{\alpha}_i(x(t)) + \underline{\alpha}_i(x(t)) = 1$ را برای i ها برآورد می‌کند.

۳ کنترل فازی IT2 T-S با c قانون به فرم زیر برای ثابت نگه داشتن ساختار غیرخطی توسط مدل IT2 T-S [۴۲] نمایش داده شده است.

$$\text{Rule } j: \text{ IF } g_1(x(t)) \text{ is } \tilde{n}_1^j \text{ AND } \dots \text{ AND } g_\Omega(x(t)) \tilde{n}_\Omega^j \quad (8-4)$$

$$\text{THEN } u(t) = G_j x(t)$$

که \bar{N}_β^J یک مجموعه فازی IT2 از قانون J است که به تابع $g_\beta(x(t))$ مربوط است، $\beta = 1, 2, 3, \dots, \Omega$ که مقدار Ω مقدر مشتی است. $G_j \in \mathbb{R}^{m \times n}$ و $j = 1, 2, 3, \dots, c$ بهره‌های ثابت فیدبک هستند. طول قانون j ام به صورت زیر است:

$$M_j(x(t)) = [\underline{m}_j(x(t)) \bar{m}_j(x(t))] \quad j = 1, 2, \dots, c \quad (9-4)$$

جاییکه

$$\underline{m}_j(x(t)) = \prod_{\beta=1}^{\Omega} \underline{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t)) \geq 0 \quad (10-4)$$

$$\bar{m}_j(x(t)) = \prod_{\beta=1}^{\Omega} \bar{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t)) \geq 0 \quad (11-4)$$

که $\underline{m}_j(x(t))$ و $\bar{m}_j(x(t))$ نشانگر درجه آزادی بالا و پایین هستند. $\underline{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t)) \geq 0$ و $\bar{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t)) \geq 0$

نیز نشان دهنده توابع آزادی بالا و پایین هستند از این خاصیت استفاده می شود که $\underline{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t)) \geq \bar{\mu}_{\tilde{N}_\beta^j}(f_\beta x(t))$ به معادله $\bar{m}_j(x(t)) \geq \underline{m}_j(x(t))$ برای همه j ها می رسد کنترل کننده فازی IT2 مربوط به صورت زیر تعریف می شود.

$$u(t) = \sum_{j=1}^p \tilde{m}_j(x(t)) G_j(t) \quad (12-4)$$

جاییکه:

$$\tilde{m}_j = \frac{\underline{\beta}_j(x(t)) \underline{m}_j(x(t)) + \bar{\beta}_j(x(t)) \bar{m}_j(x(t))}{\sum_{k=1}^c (\underline{\beta}_k(x(t)) \underline{m}_k(x(t)) + \bar{\beta}_k(x(t)) \bar{m}_k(x(t)))} \geq 0 \quad \forall j \quad (13-4)$$

$$\sum_{j=1}^c \tilde{m}_j(x(t)) = 1 \quad (14-4)$$

که $0 \leq \underline{\beta}_j(x(t)) \leq 1$ و $0 \leq \bar{\beta}_j(x(t)) \leq 1$ توابع از پیش تعریف شده هستند و خاصیت $\underline{\beta}_j(x(t)) + \bar{\beta}_j(x(t)) = 1$ را برای همه j ها دارا هستند. C سیستم کنترل IT2 FMB با اتصال مدل فازی IT2 T-S [45] و کنترل کننده فازی IT2 [38] در مدار حلقه بسته می آید. از معادلات (4-5) و (4-12) می توان خاصیت $\sum_{i=1}^p \tilde{W}_i(x(t)) = \sum_{j=1}^c \tilde{m}_j$ را به صورت $\sum_{i=1}^p \tilde{W}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t)) = 1$ داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^p \tilde{W}_i(x(t)) A_i(x(t)) + B_i \sum_{j=1}^c \tilde{m}_j(x(t)) G_j(x(t)) \quad (15-4) \\ &= \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c \tilde{W}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t)) (A_i + B_i G_j) x(t) \end{aligned}$$

کنترل هدف دار برای تعیین بهره های فیدبک است، G_j ، شامل کنترل کننده فازی IT2 می تواند حالت های سیستم را از خاصیت اصلی $0 \rightarrow x(t)$ در هر زمان $\infty \rightarrow t$ به دست آورد. پایداری FMB بر اساس سیستم کنترل به فرم (4-15) در [43] بررسی شده است و تضمین می کند که بتواند کامل ثابت عمل کند. شرایط پایداری LMI در نظریه زیر آورده شده اند. * نظریه ۱: سیستم کنترل FMB به صورت (4-15) می تواند پایدار باشد اگر ماتریس $x > 0$ و $N_j \in \mathbb{R}^{m \times n}$ و $x = x^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $j = 1, 2, 3, \dots, c$ موجود باشد که در این حالتها برآورده می شوند.

و $\forall i, j$ $Q_{i,j} = A_i X + X A_i^T + B_i N_j + N_j^T B_i^T < 0$ بهره فید بک به صورت $G_j = N_j X^{-1}$ برای همه J ها تعریف می شود. اگر چه بدون در نظر گرفتن اطلاعات توابع عضویت در پیشرفت کار، شرایط پایداری نظریه ۱ محافظه کارانه هستند. می توان از نظریه یک دید که اعمال بهره های فیدبک نمی تواند شرایط پایداری راتضمین کنند. شرایط پایداری می تواند به $Q_{ij} = A_i X_j + B_i N + N^T B_i^j < 0$ برای همه i ها کاهش یابد. با انتخاب یک بهره فیدبک مرسوم، $N = N_j$ می شود کنترل کننده فازی هم کنترل کننده خطی می شود. کنترل فازی IT2 برای بررسی پایداری سیستم کنترل IT2 FMB اعمال شده است. به منظور بهبود شرایط آنالیزی، فضای نمونه به این صورت است که Φ به q زیر فضای q بخش بندی می شود که $\varphi = U_{k=1}^q \varphi_k$ است و سیستم کنترل IT2 FMB به فرم زیر است:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c \tilde{h}_{ij}(x(t)) (A_i + B_i G_j) x(t) \quad (16-4)$$

$$(17-4)$$

$$\tilde{h}_{ij}(x(t)) = \tilde{w}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t)) = \underline{\gamma}_{ij}(x(t)) \underline{h}_{ij}(x(t)) + \bar{\gamma}_{ij}(x(t)) \bar{h}_{ij}(x(t)) \geq 0 \quad \forall i, j$$

$$\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c \tilde{h}_{ij}(x(t)) = 1 \quad (18-4)$$

که $0 \leq \underline{\gamma}_{ij}(x(t)) \leq 1$ و $0 \leq \bar{\gamma}_{ij}(x(t)) \leq 1$ دو تابع هستند که نیاز نیست مشخص شده باشند و تنها از خاصیت $\underline{\gamma}_{ij}(x(t)) + \bar{\gamma}_{ij}(x(t))$ برای همه i و j استفاده می کند. هدف اصلی این دو تابع غیر خطی با زمان $\tilde{h}_{ij}(x(t)) = \tilde{w}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t))$ با نمایش و ترکیب خطی $\underline{h}_{ij}(x(t))$ و $\bar{h}_{ij}(x(t))$ به صورت (17-4) است. تابع غیر خطی $\underline{h}_{ij}(x(t))$ و $\bar{h}_{ij}(x(t))$ از خاصیت های $\underline{h}_{ij}(x(t)) \leq \tilde{w}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t)) \leq \bar{h}_{ij}(x(t))$ برای همه i و j استفاده می کند و $x(t)$ هم نشانگر باند های بالا و پایین $\tilde{w}_i(x(t)) \tilde{m}_j(x(t))$ هستند. که توسط توابع عضویت بالا و پایین مدل خطی IT2 و کنترل کننده فازی IT2 بدست آمده اند. و به صورت زیر تعریف می شوند.

$$\underline{h}_{ij}(x(t)) = \sum_{k=1}^q \sum_{i_1}^2 \sum_{i_2}^2 \cdots \sum_{i_n}^2 \cdot \prod_{r=1}^n \nu_{ri_r k} x(t) \delta_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \quad \forall i, j, k \quad (19-4)$$

$$\bar{h}_{ij}(x(t)) = \sum_{k=1}^q \sum_{i_1}^2 \sum_{i_2}^2 \cdots \sum_{i_n}^2 \cdot \prod_{r=1}^n \nu_{ri_r k} x(t) \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \quad \forall i, j, k \quad (20-4)$$

که $0 \leq \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \leq 1$ و $0 \leq \underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \leq 1$ همگی ثابت اسکالر هستند توابع $\nu_{ri_r k} x(t)$ به این صورت تعریف شده اند که $0 \leq \nu_{ris k} x_r(t) \leq 1$ و $\nu_{r_1 k} x(t) + \nu_{r_2 k} x(t) = 1$ برای همه $r, s = 1, 2, 3, \dots, n$ و $i_r = 1, 2$ و $x \in \phi_k$ هستند. در نهایت خاصیت $\sum_{k=1}^q \sum_{i_1}^2 \sum_{i_2}^2 \cdots \prod_{r=1}^n \nu_{ri_r k} x(t) = 1$ که در آنالیز پایداری استفاده شده است، را داریم.

۴-۴ آنالیز پایداری

از طریق نظریه لیاپانف مجموعه ای از شرایط پایداری بر اساس LMI می تواند برای تضمین پایداری سیستم و بررسی فرایند کنترل اعمال نمود. در اختصار در آنالیز زیر زمان بعلاوه با متغیرهای گرفته شده برای شرایط بدون ابهام تعریف شده اند. که $x(t)$ به صورت x نوشته می شود. متغیرهای $\bar{W}_i(x(t))$ و تمام متغیرهای شامل $x(t)$ ، به صورت \bar{W}_i نوشته می شوند (بقیه متغیرها نیز به همین صورت هستند). به علاوه ویژگی $\sum_{i=1}^p \bar{W}_i = \sum_{j=1}^c \tilde{m}_j = 1$ هم استفاده می شود. ما تابع قدر مطلق لیاپانف را بدون بررسی پایداری سیستم های کنترل IT2 FMB در نظر می گیریم. که این معادلات به فرم (۱۶-۴) نشان داده شده اند.

$$V = x p x^T \quad 0 < p = p^T \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad (21-4)$$

که $z = p^{-1} x$ و $x = p^{-1} z$ بهره های فیدبک $G_j = N_j x^{-1}$ و $N_j \in \mathbb{R}^{m \times n}$ و $j = b, c$ ماتریس های معین هستند از (۱۶-۴) و (۲۱-۴) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = \dot{x} p x^T + x^T p \dot{x} &= \sum_{i=1}^c \sum_{j=1}^p \tilde{h}_{ij} x^T ((A_i + B_i G_j)^T p + p(A_i + B_i G_j)) x \\ &= \sum_{i=1}^c \sum_{j=1}^p (\underline{\gamma}_{ij} \underline{h}_{ij} + \bar{\gamma}_{ij} \bar{h}_{ij}) Z^T Q_{ij} z \end{aligned} \quad (22-4)$$

با استفاده از خاصیت $Q_{ij} = A_i X + X A_i^T + B_i N_j + N_j^T B_i^T$ و $0 \leq \bar{\gamma}_{ij} \leq 1$ و $0 \leq \underline{\gamma}_{ij} \leq 1$ ، $0 \leq \underline{h}_{ij} \leq \bar{h}_{ij}$ و یک سری ماتریس برای آنالیز پایداری از طریق نامساوی استفاده شده در فرایندی تعریف می کنیم [۳۸]

$$\sum_{i=1}^c \sum_{j=1}^p ((\underline{\gamma}_{ij} \underline{h}_{ij} + \bar{\gamma}_{ij} \bar{h}_{ij}) - 1) M = 0 \quad (23-4)$$

$$- \sum_{i=1}^c \sum_{j=1}^p ((1 - \underline{\gamma}_{ij})(\underline{h}_{ij} - \bar{\gamma}_{ij})) W_{ij} \geq 0 \quad (24-4)$$

که $M = M^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس های چرخشی هستند و $0 \leq W = W^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ از (۲۲-۴) و (۲۳-۴) و (۲۴-۴) داریم:

$$\begin{aligned} V &\leq \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\underline{\gamma}_{ij} \underline{h}_{ij} + (1 - \underline{\gamma}_{ij}) \bar{h}_{ij}) Z^T Q_{ij} z \\ &\quad - \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c ((1 - \underline{\gamma}_{ij})(\underline{h}_{ij} + \bar{h}_{ij})) Z^T W_{ij} z \\ &\quad + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c ((\underline{\gamma}_{ij} \underline{h}_{ij} + (1 - \underline{\gamma}_{ij}) \bar{h}_{ij}) - 1) Z^T M z \\ &= Z^T \left(\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\underline{h}_{ij} Q_{ij} - (\underline{h}_{ij} - \bar{h}_{ij}) W_{ij} + \bar{h}_{ij} M) - M \right) z \\ &\quad + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\underline{\gamma}_{ij} (\underline{h}_{ij} - \bar{h}_{ij}) Z^T (Q_{ij} + W_{ij} + M)) \end{aligned} \quad (25-4)$$

از (۲۱-۴) می توان دید که $V > 0$ برای همه $0 \neq x$ است.

اگر نامساوی ماتریسی $0 < (\underline{h}_{ij} Q_{ij} - (\underline{h}_{ij} - \bar{h}_{ij}) W_{ij} + \bar{h}_{ij} M) - M$ و $0 < (Q_{ij} + W_{ij} + M)$ که $0 \leq \underline{\gamma}_{ij} (\underline{h}_{ij} - \bar{h}_{ij})$ برای همه i و j ها صحیح باشد، $0 < v$ می شود برای $x \neq 0$. در نهایت، سیستم کنترل IT2 FMB می تواند در حضور رابطه لیاپانف ثابت فرض شود. دومین مجموعه نامساوی ها به صورت LMI می شود، اگر چه اولین آن به علت حضور توابع باند بالا و پایین \underline{h}_{ij} و \bar{h}_{ij} نیست، با استفاده از روابط (۱۹-۴) و (۲۰-۴)، مجدداً به این رابطه $1 = \prod_{r=1}^n \nu_{r i_r k} x(t)$ می رسمیم. دومین

نامساوی اول به صورت زیر نوشته می شود.

$$\sum_{k=1}^q \sum_{i_1}^2 \sum_{i_2}^2 \cdots \sum_{i_n}^2 \prod_{r=1}^n \left(\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} Q_{ij} - (\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} - \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}) W_{ij} + \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} M) - M \right) < 0 \quad (26-4)$$

مشاهده می شود که $\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c ((\underline{h}_{ij} Q_{ij} - (\underline{h}_{ij} - \bar{h}_{ij}) W_{ij} + \bar{h}_{ij} M) - M) < 0$ می تواند به دست آید اگر $\left(\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} Q_{ij} - (\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} - \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}) W_{ij} + \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} M) - M \right) < 0$ برای همه i_1, i_2, \dots, i_n و k مشخص باشد. می تواند مشاهده شود. توابع عضویت \bar{h}_{ij} با ترکیب خطی توابع عضویت بالا و پایین \underline{h}_{ij} و \bar{h}_{ij} باز سازی می شوند. پایداری سیستم کنترل IT2 FMB با استفاده از توابع عضویت بالا و پایین \underline{h}_{ij} در (۲۵-۴) تعیین می شوند. با نمایش \underline{h}_{ij} و \bar{h}_{ij} به فرم (۱۹-۴) و (۲۰-۴) این توابع با استفاده از ثابت های اسکالر $\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}$ و $\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}$ مشخص می شوند. به علاوه، عبارت های عمود $\nu_{r i_r k}(x(t))$ و مستقل از i و j هستند. که می توند به صورت (۲۶-۴) بدست آیند. برای تسهیل در آنالیز این معادلات به دست آمده با استفاده از خواص، تنها نیاز است که

$$\left(\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} Q_{ij} - (\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} - \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}) W_{ij} + \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} M) - M \right) < 0$$

را برای یک سری نقاط گسسته $(\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}, \underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}})$ به جای بررسی هر نقطه با استفاده از توابع عضویت بالا و پایین \underline{h}_{ij} و \bar{h}_{ij} بررسی شود. بر اساس نظریه پایداری لیاپانف، سیستم کنترل IT2 FMB، اگر شرایط پایداری LMI که نظریه آمده اند برآورده شود پایدار است. *نظریه ۲: سیستم کنترل IT2 FMB (۱۵-۴) تحت تاثیر شرایط غیرکامل، یک ساختار غیر خطی را شکل می دهد و همچنین یک کنترل کننده فازی IT2 که مدار حلقه بسته به هم وصل شده اند. که می تواند پایدار باشد، اگر ماتریس $M = M^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $N_j \in \mathbb{R}^{m \times n}$ و $W_{ij} = W_{ij}^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ موجود باشند. و اگر این شرایط LMI برآورده شده باشند.

$$x > 0 \quad (27-4)$$

$$W_{ij} \geq 0 \quad \forall i, j \quad (28-4)$$

$$Q_{ij} + W_{ij} + M > 0 \quad \forall i, j \quad (29-4)$$

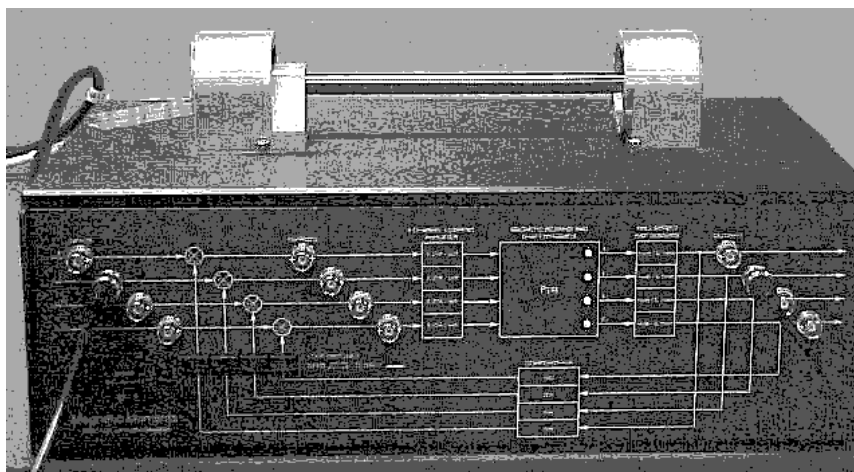
$$\left(\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^c (\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} Q_{ij} - (\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} - \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}}) W_{ij} + \bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_{nk}} M) - M \right) < 0 \quad \forall i_1 \dots i_n, k \quad (30-4)$$

که $\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k}$ و $\underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k}$ و $i = 1, 2, \dots, c$ و $i_1, i_2, \dots, i_n = 1, 2, \dots, q$ و $k = 1, 2, \dots, q$ ثابت های از پیش تعریف شده اسکالر باشند که معادلات (۴-۱۹) و (۴-۲۰) صدق می کنند.

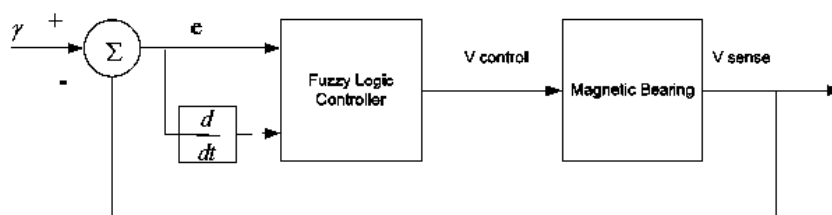
$Q_{ij} = A_i X + X A_i^T + B_i N_j + N_j^T B_j^T$ برای همه i و j هستند. و بهره فیدبک هم به صورت $Q_{ij} = N_j x^{-1}$ برای x تعریف می شود. باید توجه شود که شرایط پایداری در LMI نظر ۲ برای سیستم های کنترل IT2 FMB تحت شرایط ناکامل است که در آنها کنترل کننده فازی IT2 نیاز به تقسیم همان توابع هدف بالا و پایین را ندارد. در نهایت، در مقایسه با شرایط پایداری برای سیستم کنترل IT2 FMB تحت شرایط کامل تطبیقی (۴-۲۶)، پیشنهاد می شود که از طراحی بالاتری برای کنترل فازی IT2 استفاده شود. می توان نشان داد که شرایط پایداری در نظریه ۱، یک حالت خاص از نظریه ۲ است (راه حل شرایط پایداری در نظریه ۱ استفاده از ۲ است) با مراجعه به نظریه ۱، اگر راه حلی وجود داشته باشد، می توان $x > 0$ و Q_{ij} برای همه i و j ها داشت. با مراجعه به نظریه ۲ انتخاب $m = \epsilon_1 I$ وقتی که $\epsilon_1 > 0$ است، انجام می شود. (۴-۲۷). Imi باید با انتخاب $W_{ij} = -Q_{ij} + (-\epsilon_1 + \epsilon_2)I > 0$ برای هر i و j با استفاده از مقادیر غیر صفر به اندازه کافی کوچک ϵ_1 و ϵ_2 انجام شوند. در نهایت، استفاده از $\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \geq \underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} \geq 0$ باعث می شود که Imi ها در (۴-۳۰) در رابطه $0 < (\bar{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} I - \underline{\delta}_{ij i_1 i_2 \dots i_n k} W_{ij}) - \epsilon_1 I$ برای همه i_1, i_2, \dots, i_n و k برسند که این ها با مقادیر به اندازه کافی کوچک ϵ_2 به دست آیند.

۴-۵ شبیه‌سازی

سیستم مورد نظر سیستم یاتاقان مغناطیسی است. در ابتدا نتایج استفاده از کنترل فازی نوع ۱ برای کنترل یاتاقان مغناطیسی بیان می گردد و همینطور با استفاده از یک فازی نوع ۲ برای کنترل یاتاقان مغناطیسی استفاده می شود و نتایج آن در متلب شبیه سازی می گردد. در اینجا ورودی ها خطا و تغییرات خطا خواهد بود. در روش فازی نوع ۲ با کاهش تعداد قوانین می توان لغزش سیستم AMB را بهتر و سریعتر کنترل نمود. همانطور که در کنترل فازی نوع ۱ نشان داده شده است تعداد قوانین برای نمونه در مدل شبیه سازی ۴۹ عدد می باشد که این تعداد قوانین با اعمال روش فازی نوع ۲ نیز ۴۹ حالت می باشد که با استفاده از این روش برخی حالات حذف می شود و سبب می گردد که زمان پردازش سریعتر باشد و لغزش AMB بهتر کنترل گردد. کاهش تعداد ورودی های متغیر ابعاد جدول قوانین پایه را کاهش می دهد. تحقیقات بسیاری در زمینه کاهش تعداد قوانین صورت پذیرفته است [۳۹]. ۴۹ قانون ایجاد شده بر مبنای دو ورودی "خطا" و "تغییرات خطا" به شرح زیر می باشد. شکل ۲ شفت یاتاقان مغناطیسی با خط مرجع مرکز و خروجی و ورودی در سمت راست x را نشان می دهد. در این شبیه سازی طراحی کنترل کننده PD



شکل ۴-۲: یاتاقان مناطیسی MBC 500 [۳۹]



شکل ۴-۳: کنترل فازی نوع ۱ برای یاتاقان مغناطیسی MBC 500 [۳۹]

مبتنی بر منطق فازی نوع ۲ برای یک سیستم یاتاقان مغناطیسی فعال (AMB) ارائه شده است. در این روش پیشنهادی به طور مداوم سیگنال خطا و تغییرات آن به منظور تغییر پارامترهای کنترل کننده PD مورد بررسی واقع می‌شود. بهبود عملکرد ردیابی به دست آمده است. به منظور دست یابی به نتایج مطلوب سیستم با کنترلر فازی نوع ۱ و نوع ۲ مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. مقایسه این دو روش با ورودی‌های خطا و تغییرات خطا صورت پذیرفته و نهایتاً مشاهده می‌شود که کنترل فازی نوع ۲ بهبود قابل توجهی در عملکرد پیش‌بینی و کنترل سیستم، به ویژه در حضور اختلالات از خود نشان می‌دهد.

۴-۵-۱ دینامیک سیستم

معادلات حالت غیر خطی برای سیستم AMB می‌تواند با استفاده از تحلیل مدار مغناطیسی و حفظ تکنیک‌های انرژی حاصل شود. معادله غیر خطی سیستم در حالت کلی به فرم زیر است:

$$\dot{x} = f(u, x) \quad (4-31)$$

$$y = Gx$$

با استفاده از تحلیل‌های فصل ۱ و ۲ برای یک سیستم AMB معادلات سیستم به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (4-32)$$

$$\dot{x}_2 = -5.162e^{-6} \frac{i^2}{x_1^2} + 9.807$$

x_1 موقعیت روتور بر حسب متر (m) و x_2 سرعت روتور بر حسب متر بر ثانیه $\frac{m}{s}$ است.

بعد از خطی سازی سیستم ، سیستم خطی سازی شده به این فرم زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \circ & 1 \\ ۷۲۶۳,۵۶ & \circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \circ \\ -۵/۴۹۵ \end{bmatrix} u + g(x) \\ &= Ax + Bu + g(x) \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & \circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = Cx \end{aligned} \quad (۳۳-۴)$$

عبارت $g(x)$ در معادلات تفاوت سیستم خطی و غیرخطی می باشد و در واقع برابر است با:

$$g(x) = f(x, u) - (Ax + Bu) \quad (۳۴-۴)$$

در محدوده کوچکی از خط مبدا می توان مدل غیر خطی معادله (۳۱-۴) را با مدل خطی معادله (۳۳-۴) موقعی که $g(x) \rightarrow 0$ میل می کند بیان نمود [۴۷] علاوه بر این $g(x)$ در واقع به خاطر عدم قطعیت سیستم و اختلالات خارجی است که به سیستم اعمال می گردد.

با توجه به بسیار غیر خطی بودن سیستم، پارامترهای مدل خطی شده (۳۳-۴) با موقعیت روتور متفاوت است. براساس مقادیر ویژه بدست آمده برای سیستم AMB ۹۸,۸ و -۹۸,۸ مشاهده می شود که سیستم به صورت محلی نیز ناپایدار است. [۴۷] از این رو به منظور پایداری سیستم با جابه جایی قطب ها سیستم کنترل به صورت زیر خواهد بود:

$$u = u_s + u_f = -kx + u_f$$

عبارت u_s پایدار کننده کنترل و u_f کنترل فازی سیستم است. دینامیک سیستم با سیستم کنترل به صورت زیر

خواهد بود:

$$\dot{x} = (A - Bk)x + Bu_f + g(x) \quad (۴-۳۵)$$

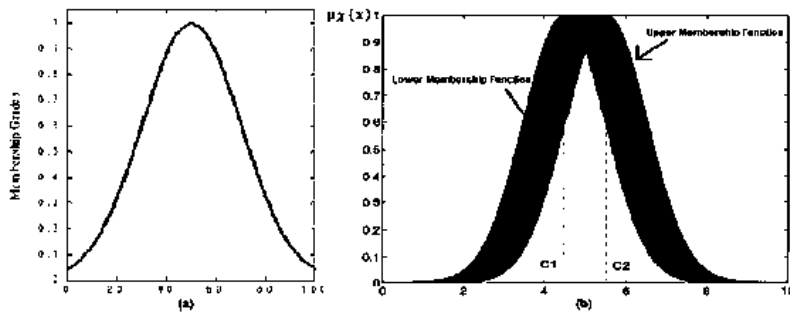
$$\dot{x} = Ax + Bu_f + g(x) \quad \text{Where } k = (-۲۷۱۷۷e^۳, -۳۱۸۸۸۴)$$

k پارامتر بازخورد خطی حالت است. ماتریس A بهینه شده با استفاده از تکنیک جابه جایی قطب بهینه شده است. بخش کنترل کننده us میزان ناحیه کنترل را برای مدل سیستم افزایش می دهد و به طور پیوسته سعی در کنترل سیستم به سمت خط مرجع را دارد. اصطلاح دوم در قانون کنترلی معادله فوق عمدتاً به منظور کم کردن اثر $g(x)$ حداقل به صورت محلی با استفاده از فازی نوع ۱ و نوع ۲ اختصاص دارد. قطعاً کنترل کننده فازی نیز منطقه پایداری سیستم را افزایش می دهد.

۴-۵-۲ کنترل منطق فازی نوع ۲

هدف کنترل این سیستم تک خروجی تک ورودی، تغییر ولتاژ ورودی $v(t)$ روتور است تا موقعیت روتور، $x_1(t)$ ، سیگنال دلخواه $x_d(t)$ را دنبال کند. کنترل کننده های انتخاب شده در این جا کنترل کننده PD مبتنی بر منطق فازی نوع ۱ و کنترل کننده PD مبتنی بر منطق فازی نوع ۲ است. مجموعه قوانین بر اساس ورودی های "خطا" و "تغییرات خطا" بدست می آیند. تحقیقات نشان داده اند که سیستم های منطقی فازی نوع ۱ در مدل سازی و به حداقل رساندن اثر عدم قطعیت ضعیف می باشد. بدین منظور برای به حداقل رساندن عدم قطعیت در سیستم منطق فازی نوع ۲ به کار برده می شود. دلیل اصلی این است که در یک مجموعه فازی نوع ۱ برای هر ورودی، یک تابع عضویت مشخص وجود دارد در حالی که در مجموعه فازی نوع ۲، تابع عضویت خود یک مجموعه فازی است. همانطور که در شکل؟؟ نشان داده شده است، یک تابع عضویت فازی (MF) نوع ۲ نوعی متشکل از یک MF نوع ۱ که به دو محدوده تابع عضویت بالایی و تابع عضویت پایینی محدود شده است. ابعاد اضافی ریاضی ارائه شده توسط ناحیه مبهم، به عنوان رد پای عدم قطعیت (FOU) (footprint of uncertainty) نامیده می شود و نشان دهنده عدم اطمینان در شکل و موقعیت مجموعه فازی نوع ۱ است. FOU توسط MFs بالا و پایین محدود می شود و نقاط درون ناحیه تار شده دارای امتیاز های عضویت می باشند که توسط فازی نوع ۱ بیان شده است. اغلب مجموعه های فازی نوع ۲ مجموعه ای از مجموعه های فازی نوع ۱ هستند [۳۸] [۴۵] در نهایت خروجی مجموعه فازی نوع ۲ یا کاهش یافته می بایست به فازی نوع ۱ تبدیل شود تا اینکه مقدار خروجی نهایی بعد از غیر فازی سازی یک مقدار مشخص باشد. شکل ۴-۵-۲

بین این مفهوم است.



۴-۵-۳ موتور استنتاج فازی نوع ۲

در این کار موتور موتور استنتاجی فازی نوع ۱ و ۲ از کنترل کننده PD برای کنترل خطا برای تابع عضویت استفاده شده است. [۴۵].

۴-۵-۴ فازی سازی

فازی ساز بعنوان نگاشتی از یک نقطه $X^* \in U \subset \mathbb{R}^n$ به یک مجموعه فازی A' در U تعریف شده است. فازی ساز باید این حقیقت را در نظر بگیرد که ورودی در نقطه X^* قطعی است، بدین معنی که مجموعه فازی A' باید در نقطه X^* مقدار تعلق بزرگی داشته باشد. دوم اینکه اگر ورودی سیستم فازی بوسیله نویز خراب شود، فازی ساز باید بتواند تاثیر نویز را کاهش داده و حذف کند و سوم اینکه فازی ساز باید بتواند در ساده تر کردن محاسبات مربوط به موتور استنتاج فازی نقش داشته باشد. فازی ساز به کار گرفته د این شبیه سازی فازی ساز گوسین می باشد. تابع تعلق این فازی ساز دز حالت کلی به فرم زیر می باشد

$$\mu_{A'} = e^{-\left[\frac{x_1 - x_1^*}{\alpha_1}\right]^2} \times e^{-\left[\frac{x_2 - x_2^*}{\alpha_2}\right]^2} \dots \times e^{-\left[\frac{x_n - x_n^*}{\alpha_n}\right]^2} \quad (۴-۳۶)$$

فازی ساز گوسین نوع ۱، ۲، با توابع عضویت F_1^l و F_p^l و \tilde{F}_1^l و \tilde{F}_p^l که علامت \sim بیانگر فازی نوع ۲ می باشد. در این کار، ما دارای MFS های گاوسی نوع ۱ با مرکز C است و σ برای تعیین عرض تابع عضویت در نظر گرفته شده و به

عنوان

$$\text{Gaussian}(X|c, \sigma) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2} \quad (۳۷-۴)$$

تابع عضویت گوسی فازی نوع ۲ با یک مرکز عدم قطعیت c ، و انحراف استاندارد σ به فرم زیر است. [۴۵].

$$\mu_A(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2} \quad c \in [c_1, c_2] \quad (۳۸-۴)$$

از لحاظ توابع عضویت بالا و پایین، معادلات برای تابع عضویت بالا به فرم زیر است:

$$\bar{\mu}_A \sim (x) = \begin{cases} N(c_1, \sigma X) & x < c_1 \\ 1 & c_1 \leq x \leq c_2 \\ x & x > c_2 \end{cases} \quad (۳۹-۴)$$

معادلات توابع عضویت پایین به صورت زیر است:

$$\bar{\mu}_A \sim (x) = \begin{cases} N(c_2, \sigma X) & x \leq \frac{c_1+c_2}{2} \\ N(c_1, \sigma X) & x > \frac{c_1+c_2}{2} \end{cases} \quad (۴۰-۴)$$

Where :

$$N(c_1, \sigma X) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c_1}{\sigma}\right)^2} \quad N(c_2, \sigma X) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c_2}{\sigma}\right)^2}$$

۴-۵-۵ کاهش نوع

خروجی های مربوط به مجموعه های فازی نوع ۲ باید قبل از استفاده برای غیرفازی ساز، نوع آنها کاهش داده شود. برای استفاده از مجموعه فازی نوع ۲ دو کار باید صورت پذیرد. اول کاهش مرتبه است در این مرحله می بایست

خروجی های فازی ۲ رو قبل از ارسال برای غیرفازی سازی یک مرحله کاهش داد و آنها را تبدیل به فازی نوع ۱ نمود. ۵. روش مختلف برای کاهش مرتبه وجود دارد. این روش ها عبارتند از مرکز ثقل، ارتفاع، مرکز مجموعه ها، ارتفاع بهینه شده، و مرکز مجموع روش هایی هستند که در [۴۷] کامل تشریح گردیده اند. این شیوه ها بسیار شبیه به تکنیک های غیرفازی سازی معمولی در فازی نوع ۱ می باشد. مرکز مجموعه فازی نوع ۲ خود یک مجموعه فازی نوع ۱ می باشد. اگر چه محاسبه مرکز مجموعه فازی نوع ۲ کمی مشکل می باشد اما برای فازی نوع ۲، یک شیوه تعاملی دقیق ساده می باشد. برخی در سمت چپ و برخی دیگر در سمت راست دارای ویژگی های یکسان هستند و بنابر این محاسبات تنها برای مجموعه ای که مابین این دو محدوده است مورد بررسی واقع می شوند. در واقع خروجی غره فازی ساز به طور ساده برابر است با متوسط این دو محدوده $y = \frac{(y_1 + y_2)}{2}$ [۴۷]. این خط خروجی به عنوان ورودی برای plant به کار برده می شود و در این حالت تابع عضویت در حالت کلی به فرم زیر خواهد بود.

$$\mu(x) = \exp\left(\frac{-1}{2} \left[\frac{x-m}{\sigma}\right]^2\right) \quad m \in [m_1, m_2] \quad (4-41)$$

m_1 و m_2 دو حد بالا و پایین مجموعه فازی است که محدوده مرکز مجموعه را مشخص می کند. x نیز جابه جایی است. تغییر مقدار m مقدار تابع عضویت تغییر خواهد کرد. و عمل کرد مدار نیز تاثیر پذیر خواهد بود. در این شبیه سازی ما از روش کاهش مرتبه مجموعه مرکز (cos) استفاده می شود. و اینکار مهمترین تفاوت بین فازی نوع ۱ و نوع ۲ می باشد [۴۵].

۴-۵-۶ غیرفازی ساز

غیر فازی ساز به عنوان یک نگاشت از مجموعه فازی B' در $v \subset \mathbb{R}$ (که خروجی موتور استنتاج فازی است) به یک نقطه قطعی $v \in y^*$ تعریف می گردد. به طور مفهومی، وظیفه غیر فازی ساز مشخص کردن نقطه ای است که بهترین نماینده مجموعه فازی B' باشد.

هنگامی که کاهش نوع تکمیل می شود، روش محاسبه خروجی قطعی از مقادیر به دست آمده از نوع کاهش یافته بازه مهم می باشد. بنابراین نتیجه به یک مجموعه فازی نوع ۱ شباهت دارد. در حالی که موتور استنتاج منطق فازی نوع ۱ در کلیه مراحل حل مسئله متفاوت است (شکل ۳).

اصول اساسی که بین این دو نوع کنترلر مورد بررسی قرار می گیرد: ورودی های (e, \dot{e}) و خروجی (u) برای فازی نوع

۱، متغیرهای زبان شناختی نامیده می‌شوند. در این سیستم ۷ تابع عضویت گوسی برای توصیف سیستم انتخاب می‌شود. تعداد قوانین در این حالت برابر است با تعداد توابع عضویت سیستم به توان تعداد ورودی‌های فازی از این رو با توجه به اینکه ورودی‌های سیستم ۲ تا می‌باشد و توابع عضویت ۷ حالت انتخاب می‌شوند بنابر این تعداد قوانین برابر است با: $۷^۲ = ۴۹$.

محدوده مقادیر ورودی‌هایی که می‌توانند با مجموعه‌های فازی محاسبه شوند، $[۱, -۱]$ و خروجی $[۱, ۰]$ است. اپراتور مورد استفاده برای نشان دادن قوانین min اپراتور AND روش پیاده‌سازی و مرکز مجموعه برای غیرفازی‌سازی است. از این رو، برای مجموعه‌های فازی نوع ۲، اطلاعات فوق تکرار می‌شود، اما برای شکل تابع عضویت گوسی نشان داده شده در شکل (۲)، روش کاهش مرکز مجموع است که تعداد قوانین را کاهش داده و زمان پردازش و شبیه‌سازی را کاهش داده است [۴۵].

۴-۵-۷ قوانین فازی بر مبنای دو ورودی

متغیرهای زبانی که توصیف ورودی و خروجی FLC عبارتند از: خطا $e(t)$ و تغییرات خطا $\frac{d}{dt}e(t)$ و خروجی نیرو می‌باشد که با استفاده از $v_{control}$ تشریح می‌گردد. متغیرهای بیان شده فوق خطا، تغییرات خطا و نیرو در بازه مقادیر زیر تغییر می‌کنند: NB = منفی بزرگ و NM = منفی متوسط و NS = منفی کوچک و ZO = صفر، PS مثبت کوچک، PM مثبت متوسط، PB = مثبت بزرگ عبارات زیر تعیین تنظیمات مختلف از یاتاقانهای مغناطیسی است.

- هرگاه خطا PB باشد نشان دهنده این است که شفت یاتاقانهای مغناطیسی به طور قابل توجهی پایین تر از خط مرجع است.

- هرگاه "خطا در NS است" نشان دهنده وضعیت شفت یاتاقانهای مغناطیسی که فقط کمی بالاتر از خط مرجع است. با این حال، نه بیش از حد نزدیک به موقعیت ZO و نه بیش از حد دور از آن کمی به عنوان NM.

- هرگاه خطا باشد بیانگر ZO این است که شفت یاتاقان مغناطیسی بسیار نزدیک به خط مرکز است به بیان نه خیلی دقیق هر مقداری از خطا اطراف $e(t) = ۰$ به عنوان ZO پذیرفته می‌شود. و این می‌تواند دقیق تر باشد از ns و ps

- جمله خطا pb هست و تغییرات در خطا ps بیانگر این وضعیت است که شفت یاتاقان مغناطیسی زیر خط مرجع است و از آنجا که $\frac{d}{dt}V_{sense} < ۰$ ، شفت یاتاقان از مرکز شروع به حرکت می‌کند.

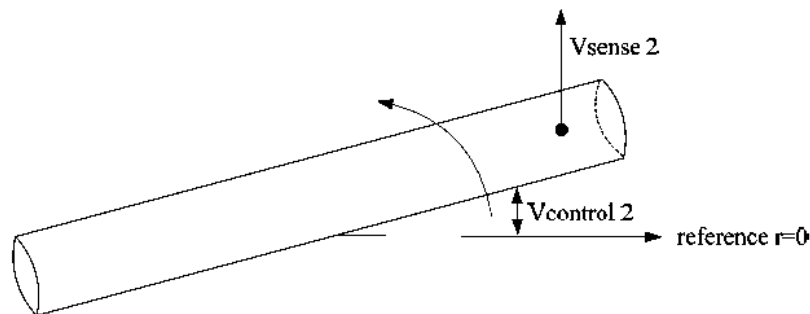
- عبارت خطا NS است و تغییرات خطا PS می باشد بدین معناست که شفت یاتاقان کمی بالای خط مرجع است و از آجا که $\frac{d}{dt} V_{sense2} < 0$ شفت یاتاقان دوباره به مرکز بر میگردد [۴۵].

توابع قوانین پایه

عبارت زبانی دقیق فوق به صورت مجموعه قوانین و یا قوانین پایه مورد استفاده خواهد شد. دنبال کردن سه موقعیت نشان خواهد داد که قوانین پایه چگونه توسعه یافتن.

۱. اگر خطا NB و تغییرات خطا NB باشد آنگاه نیرو NB خواهد بود.

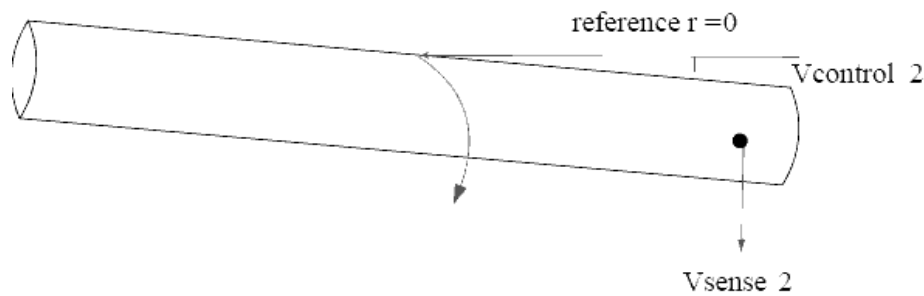
شکل ۴-۴ نشان می دهد که شفت یاتاقان مغناطیسی در راست و جابه جایی زیاد و فاصله گرفتن از خط مرکز به سمت بالا است. بنابراین مشخص است که باید یک نیروی منفی قوی به کار گرفت که شفت به سمت خط مرجع باز گرداند.



شکل ۴-۴: شفت یاتاقان مغناطیسی انتهای سمت راست با جابه جایی مثبت

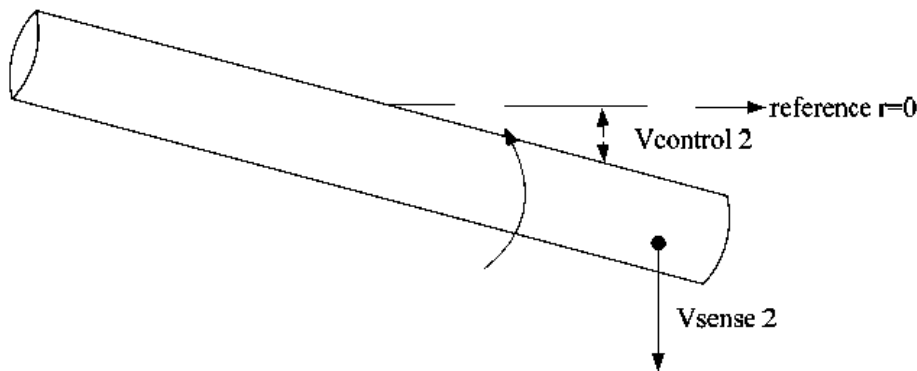
۲. اگر خطا ZO و تغییرات خطا PS باشد بنابراین نیرو خواهد PS بود.

شکل ۴-۵ نشان می دهد که شفت در انتهای سمت راست جابه جایی نزدیک صفر با خط مرجع خواهد داشت (این بیان زبانی دقیق از صفر دلالت نمی کند که دقیقا $e(t) = 0$ باشد) و از خط مرجع حرکت می کند. بنابر این یک نیروی مثبت کوچک باید به کار برد تا جابه جایی را بی اثر کند بنابراین حرکت به جلو نخستین خط مرجع موقعیت است. اگر نیروی منفی به کار رود فاصله بیشتری از موقعیت مطلوب دست خواهیم یافت [۴۵].



شکل ۴-۵: شفت سیستم یاتاقان انتهای سمت راست با جابه جایی صفر

۳.۳. اگر خطا pb و تغییرات خطا باشد NS بنا بر این نیرو ps است. شکل ۴-۶ نشان می دهد که شفت یاتاقان در انتهای سمت راست فاصله زیادی از مرکز دارد و به سمت موقعیت مرکز حرکت می کند. بنابراین یک نیروی مثبت کوچک میبایست به کار برد تا جابه جایی مناسب صورت پذیرد. به هر حال نیاز به اعمال نیروی زیادی نیست چرا که شفت یا تاقان در انتهای سمت راست همواره به سمت مرکز حرکت می کند [۴۵].



شکل ۴-۶: شفت سیستم یاتاقان انتهای سمت راست با جابه جایی منفی

پیروی کردن از آنالیز مشابه؛ قوانین FLC برای کنترل نمودن شفت یاتاقان را می تواند توسعه دهد. برای FLC با دو ورودی با ۷ مقدار زبانی ۴۹ قانون ممکن با ترکیب همه برای ورودی ها وجود خواهد داشت. یک مجموعه از قوانین زبانی برای دو ورودی و یک خروجی با ۴۹ قانون PM, PS, ZO, NS, NM, NB و PB هستند. یک را برای لیست نمودن همه قوانین ممکن در حالی که ورودی ها کمتر از یا برابر ۲ یا ۳ تا هستند نمایش جدولی است. نمایش جدولی قوانین پایه (قانون ۴۹) FLC برای سیستم کنترل فازی در شکل ۴-۷ نمایش داده شده است. جدول قوانین FLC

نمایش داده شده فوق تجسمی از فهرست برابند عددی قوانین زبانی است. ستون سمت چپ و ردیف بالای جدول شامل بخش linguist-numeric از ورودی‌ها است. شکل ۴-۷ حاضر خلاصه دانشی است که چگونه کنترل شفت یا تاقان بر اساس خطا و مشتقات ورودی را بیان می‌کند همه قوانین میبایست کامل تعیین شوند، ثابت و پیوسته [۴۵]. کنترلر بر اساس بلوک دیاگرام شکل ۴-۷ طراحی شده است. دو ورودی برای طراحی این کنترلر خطا (E) و تغییرات

"force"		"change-in-error"						
		ê						
V								
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	
"error" e	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

شکل ۴-۷: قوانین با ۴۹ قانون

خطا (CE) می‌باشد. و خروجی کنترلر نیرو می‌باشد که به plant اعمال می‌گردد. تا روتور را در مرکز نگه دارد یا به سمت مرکز سوق دهد. موتور استنتاج فازی تمامی قوانین را استخراج می‌نماید و طرح‌های غیر خطی را از ورودی برای خروجی IT2-FLS اخذ می‌نماید. به عبارت دیگر خروجی موتور استنتاج فازی یک مجموعه قوانین فازی نوع ۲ می‌باشد. قوانین تشریح شده آقای زاده [۴۶] به کار برده می‌شود تا یک مجموعه نوع-کاهش یافته از مجموعه فازی نوع ۲ ایجاد شود. این در حالی است که در فازی نوع ۲ تمامی قوانین به کار برده می‌شود. این عمل (کاهش برخی قوانین) مهمترین عملکرد فازی نوع ۲ می‌باشد. مشاهده می‌شود که داده‌های جدول مقارن می‌باشند و در دو انتها بقیه حالت‌ها نیز در وضعیت اشباع می‌باشند که با آخرین حالت مجموعه یکسان می‌باشند و نیاز به محاسبات ندارند. با توجه به جدول تابع عضویت خروجی برای هر محور مورب معین می‌شود و هر نقطه‌ای از این خط مورب متناسب با خط مورب محور اصلی دارای مقدار می‌باشد. برای هر ترکیبی از "خطا و تغییرات خطا" تابع عضویت خروجی بر روی یکی از این خطوط مورب قرار می‌گیرد [۴۵].

"force" v		"change-in-error" e						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
"error" e	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

شکل ۴-۸: قوانین با ۴۹ قانون

۴-۵-۸ پایگاه قوانین برای کنترل کننده PD مبتنی بر فازی نوع ۱ و ۲

منطق فازی نوع ۲ از نوع دیگری از جعبه ابزار استفاده می کند که از منطق فازی نوع ۱ متفاوت است، Ozek و همکاران [۴۷]، جعبه ابزار سیستم های منطقی فازی نوشته شده در زبان برنامه نویسی متلب را معرفی کردند، به کمک جعبه ابزار فازی نوع ۲ شبیه سازی صورت گرفته است. قانون پایه در این سیستم به شرح زیر می باشد:

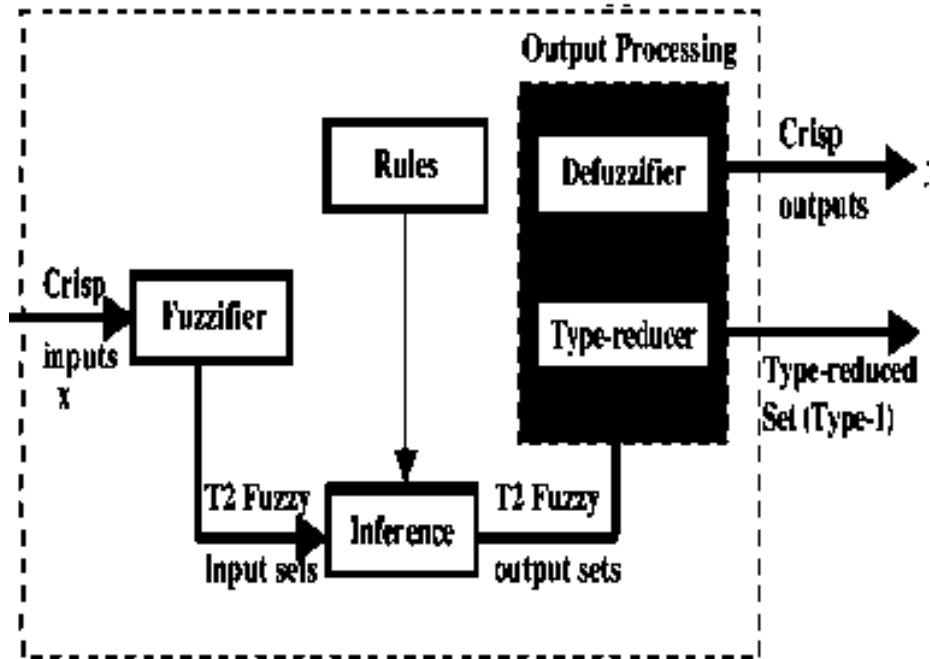
$$u_{PD} = k_p e + k_d \dot{e} \quad (4-42)$$

ورودی های (e, \dot{e}) و خروجی (u) و k_p و k_d به ضرایب PD هستند. فازی نوع ۱ بر پایه قوانین زیر مطرح شده است: اگر خطا F_1^l و تغییرات خطا $F_p^l(\dot{e})$ باشد آنگاه u_{PD} برابر u_{PD}^l خواهد بود. در این حالت با توجه به نتیجه قوانین مقدار خروجی قطعی برابر است با:

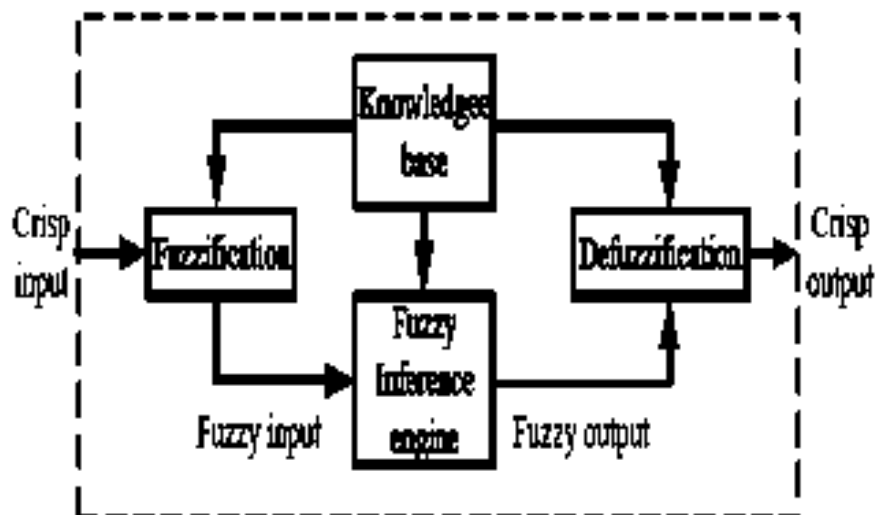
$$u_{PD} = k_p e_i + k_d \dot{e}_j \quad (4-43)$$

ورودی و خروجی ها برای فازی نوع ۲ همانند فازی نوع ۱ تعریف می شود. در این حالت برخی حالت کاهش می یابد و از این رو قوانین به شرح زیر معین می گردد:

\tilde{R}^l : اگر خطا $\tilde{F}_1^l(e)$ و تغییرات خطا $\tilde{F}_p^l(\dot{e})$ باشد آنگاه u_{PD} برابر u_{PD}^l خواهد بود. مقادیر فازی نوع ۲ \tilde{F}_p^l و \tilde{F}_1^l از مقادیر فازی نوع ۱ F_p^l و F_1^l کاهش یافته بدست می آیند، همان خروجی قبلی است.



شکل ۴-۹: بلوک دیاگرام کلی فازی نوع ۲

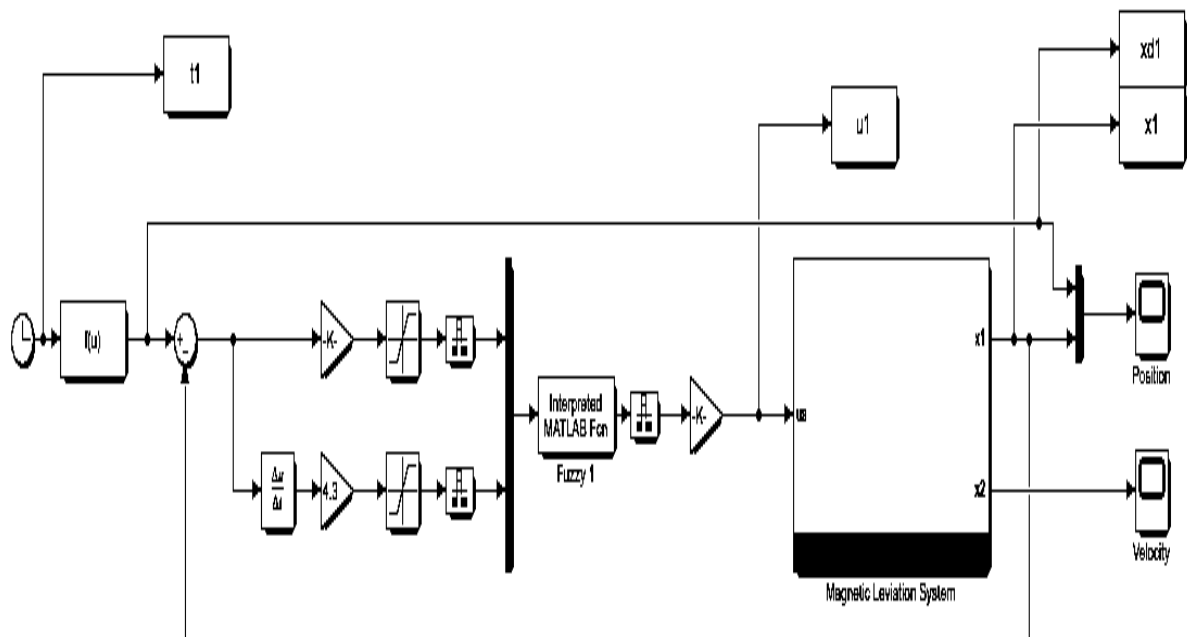


شکل ۴-۱۰: بلوک دیاگرام کنترل فازی نوع ۱

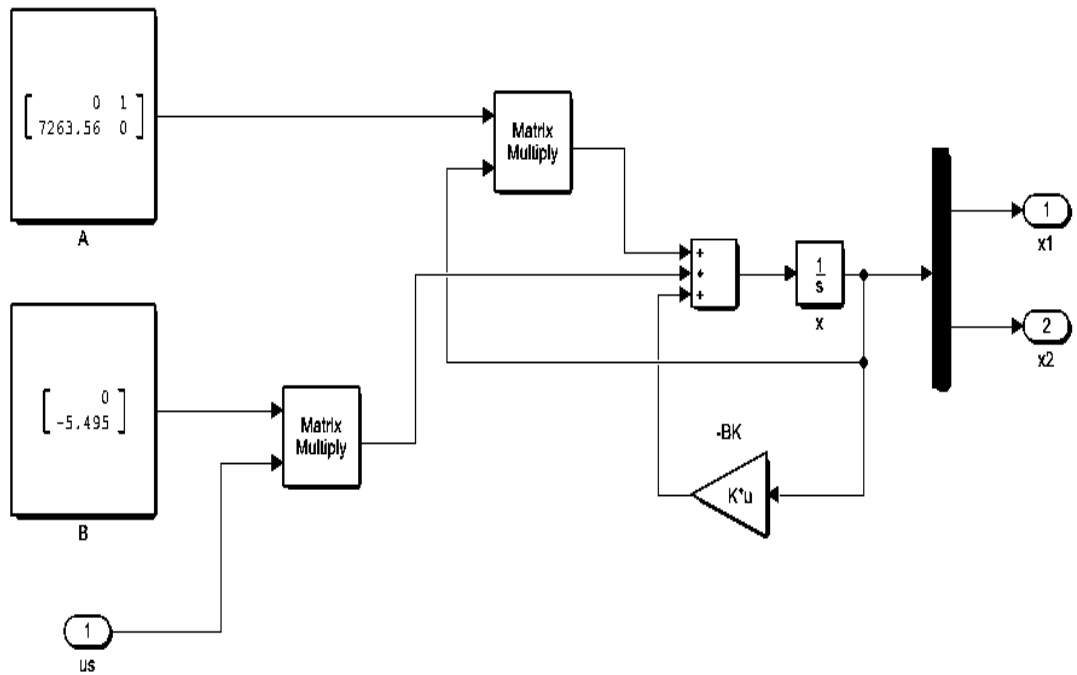
۴-۶ نتایج شبیه سازی

نتایج شبیه سازی برای یاتاقان در سرعت های مختلف با در نظر گرفتن اغتشاش و بدون اغتشاش:

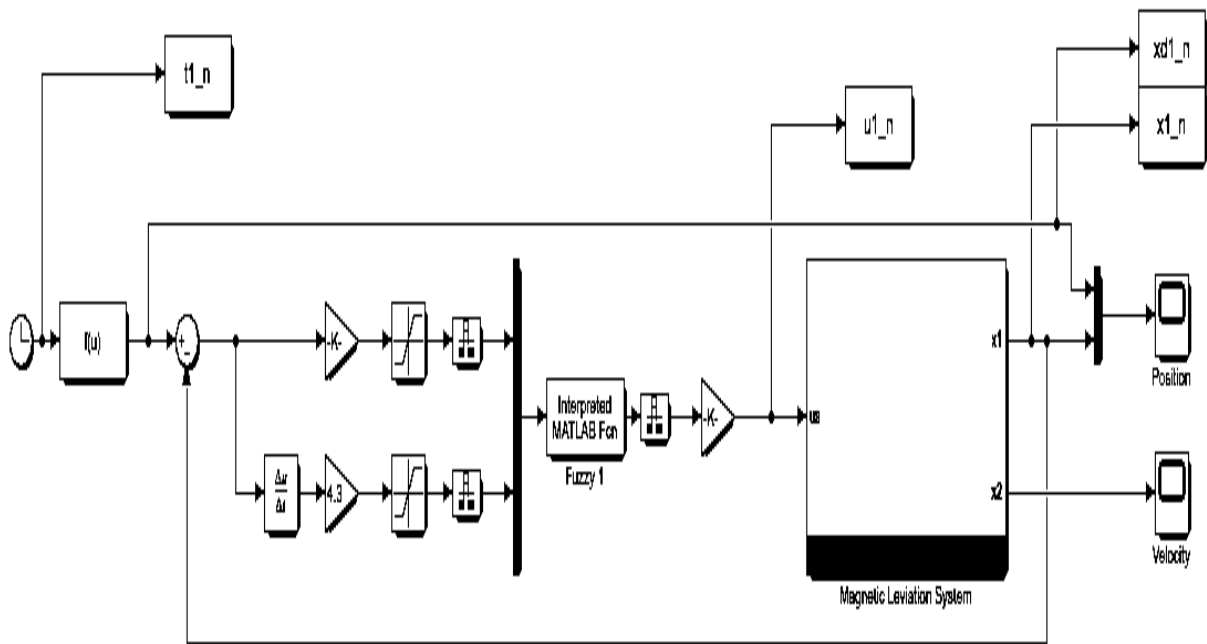
۴-۶-۱ فازی نوع ۱



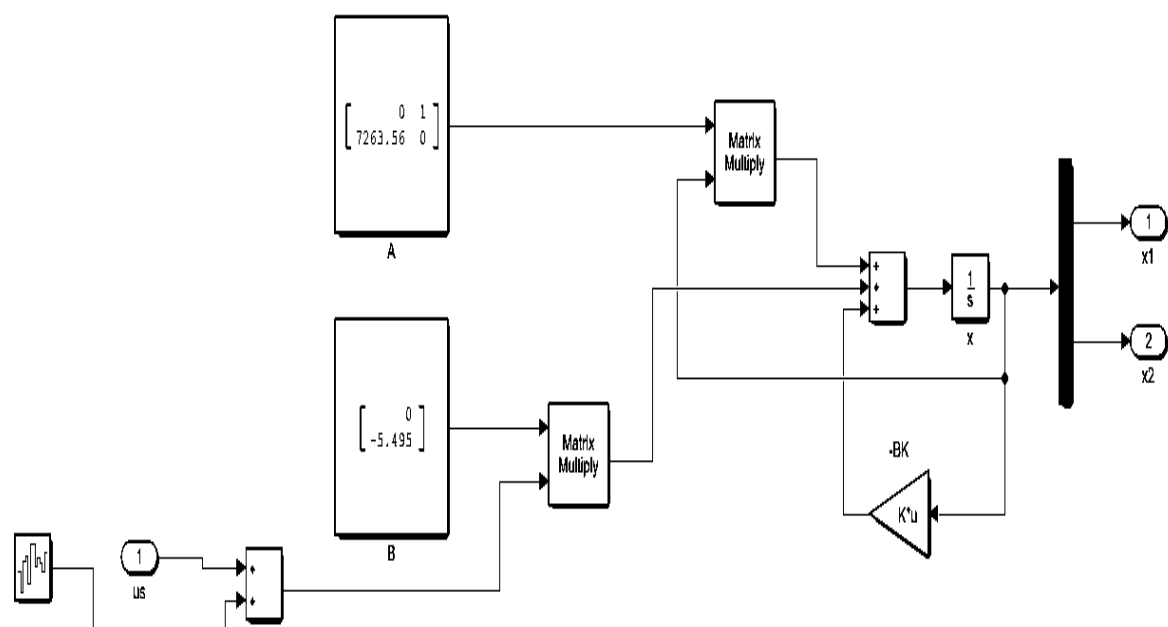
شکل ۴-۱۱: بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۱ بدون در نظر گرفتن نویز



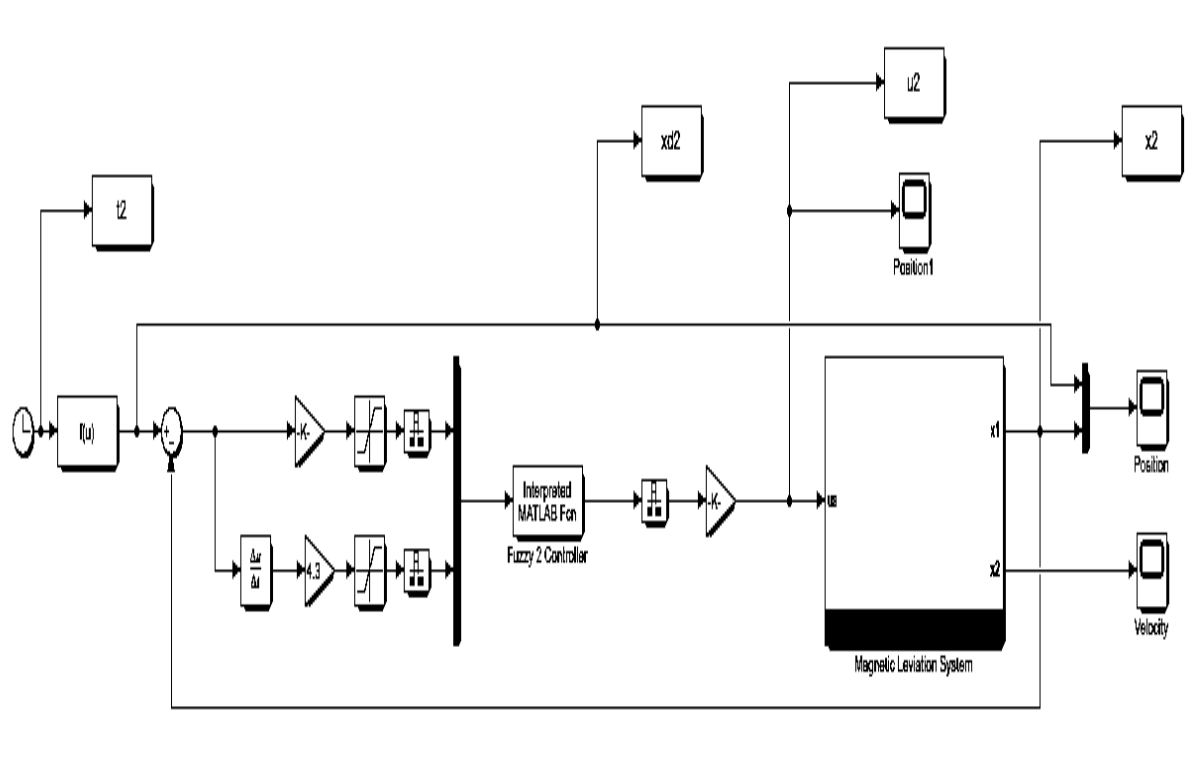
شکل ۴-۱۲: تابع فازی ساز در حالت بدون نویز



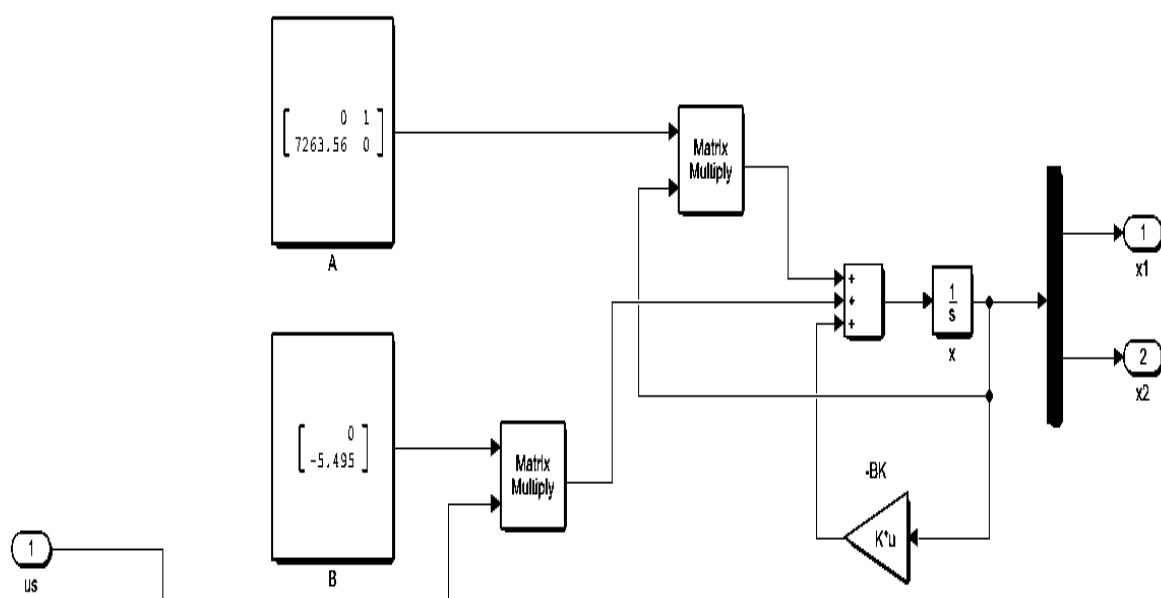
شکل ۴-۱۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۱ بدون با اغتشاش



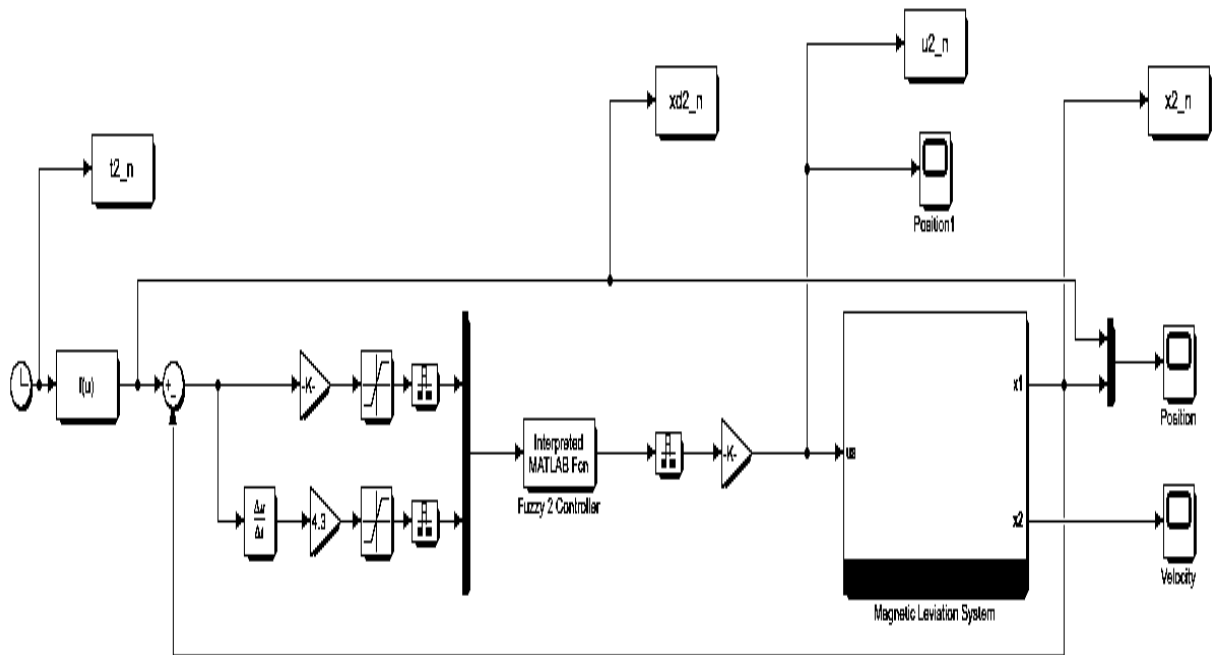
شکل ۴-۱۴: تابع فازی ساز در حضور نویز



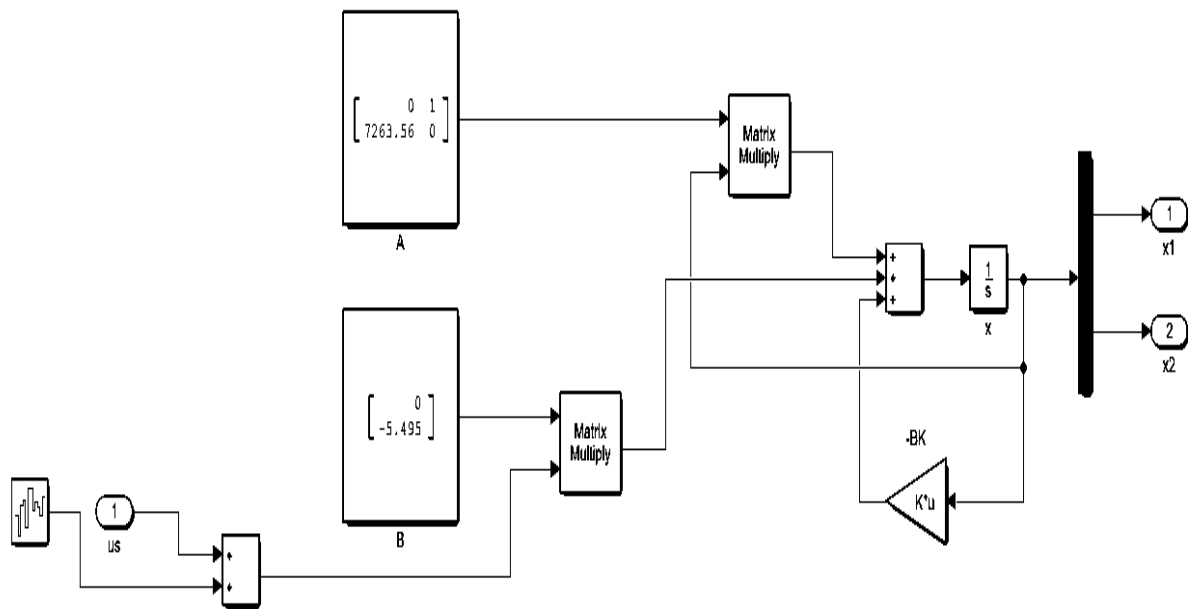
شکل ۴-۱۵: بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی نوع ۲ بدون اغتشاش



شکل ۴-۱۶: تابع فازی ساز نوع ۲ بدون اغتشاش



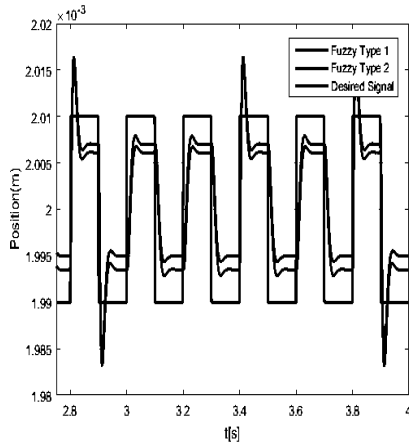
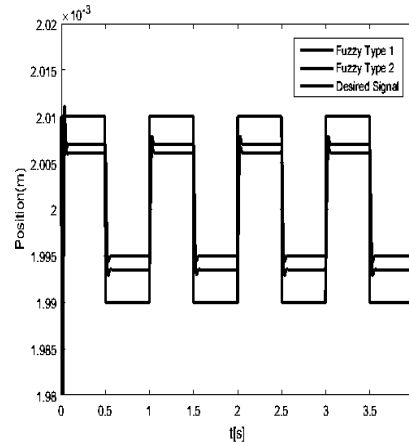
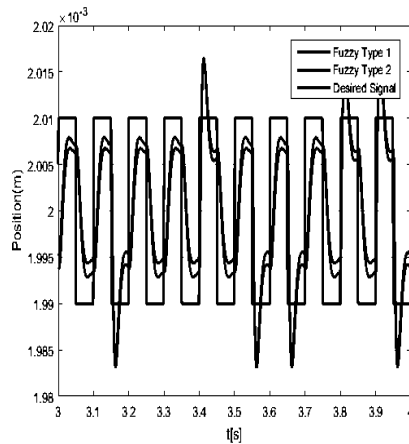
شکل ۴-۱۷: بلوک دیاگرام کنترلر فازی نوع ۲ با در نظر گرفتن اغتشاشات



شکل ۴-۱۸: تابع فازی ساز نوع ۲ با در نظر گرفتن اغتشاش

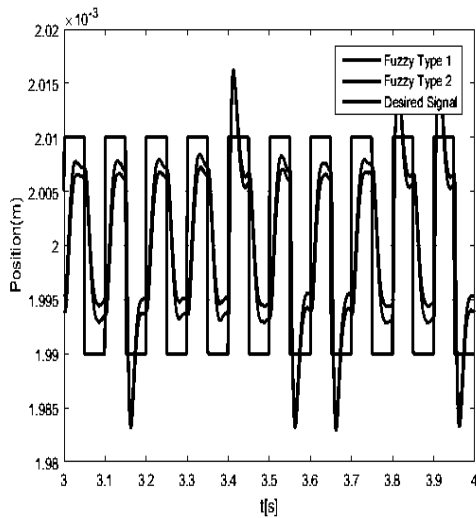
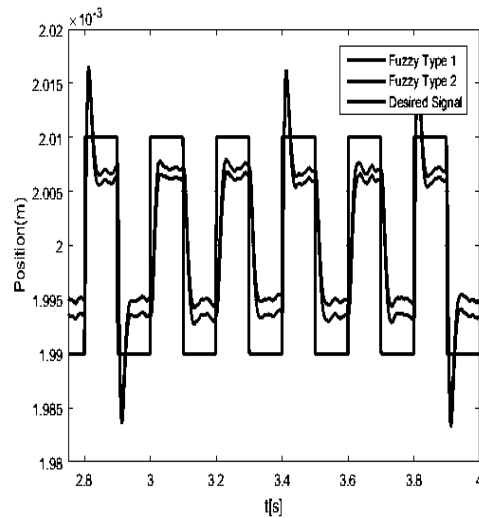
۴-۶-۲. فازی نوع ۲

نتایج مقایسه هر دو کنترلر در دو حالت با / بدون اغتشاش

 $f = 10 Hz$ (ب) $f = 2 Hz$ (آ) $f = 20 Hz$ (ج)

شکل ۴-۱۹: خروجی شبیه سازی برای فازی نوع ۲ و ۱ در فرکانس های ۲ و ۱۰ و ۲۰ بدون حضور اغتشاش

مشاهده می شود که در فرکانس ۲۰ کنترل فازی نوع ۲ خروجی مطلوب را بیشتر دنبال نموده و عملکرد خوبی داشته است.

 $f = 20\text{ Hz}$ (ب) $f = 10\text{ Hz}$ (آ)

شکل ۴-۲۰: خروجی شبیه سازی برای فازی نوع ۱ و ۲ در فرکانس های ۱۰ و ۲۰ با حضور اغتشاش

نتیجه اینکه در این پژوهش یک کنترلر فازی نوع ۲ برای یک یاتاقان مغناطیسی به کار برده شده است. هدف طرح به کار گیری کنترلر فازی نوع ۲ برای AMB به منظور پایداری آن بوده است. نتیجه اینکه کنترلر IT2-FLS موثر و قابل اجرا است. با توجه به نتایج شبیه سازی و مقایسه زمان پاسخ دهی در این سیستم، کنترلر فازی نوع ۲ از زمان کمتری نسبت به کنترلر فازی نوع ۱ دارد. و بنابر این کنترلر کننده پیشنهادی پیچیدگی و محاسبات کمتری دارد و پیاده سازی آن امکان پذیر است.

فصل ۵

نتیجه گیری و پیشنهادات

در این بخش به ارایه پیشنهادات و نظرات پرداخته می شود. برخی از اظهارات براساس روند حال و چشم انداز روند های آینده در جنبه های طراحی در این فصل آورده شدند:

۱. عملیات مشترک یک یاتاقان مغناطیسی با غلتک، تحت شرایط اضطراری، در به اشتراک گذاری بار و یا در تماس لمسی پایین، نیازمند آزمایش های بیشتر و تلاش های طراحی می باشد.

۲. عملیات در سرعت فوق بحرانی، اعمالی بر بسیاری از روتورهای الاستیک و فرکانس های ساختاری نیازمند تحقیق بیشتر در طراحی کنترل می باشد.

۳. پردازش اطلاعات پیشرفته در سیستم بلبرینگ، هوشمندی ماشین آلات دوار را بیشتر خواهد نمود، و خود یک جنبه تحقیقاتی خوب می باشد.

۴. پتانسیل ابر رسانایی در درجه حرارت بالا، به عنوان یک افزوده و یا یک جایگزین برای AMB ها، امیدوار کننده است اما هنوز در سطح کاربردهای صنعتی تحقق نیافته است. [۳۳]

نتیجه گیری ها

محدودیت های موجود در یاتاقانهای مغناطیسی فعال از دو دلیل بوجود می آیند: وضعیت تکنولوژی واقعی در طراحی و مواد و از روابط فیزیکی پایه ای. این فصل بررسی ای را در چنین محدودیتهایی انجام می دهد، همراه با یک پس

زمینه کوتاهی نظری و ارجاع هایی به دیگر فصل ها که در آن جزئیات ارائه شده اند. نمونه هایی را نشان داده و به داده های واقعی اشاره نموده است. این جزئیات به تصمیم گیری درباره طراحی اولیه کمک می کنند. مسائل مختلف پس از آن خلاصه شده اند:

- ظرفیت بار حداکثر به طراحی بستگی دارد.
- ظرفیت بار ویژه به مواد فرومغناطیسی در دسترس است و خواص اشباع پذیری آن بستگی دارد و در نتیجه محدود به 32 الی 60 N/cm^2 می باشد.
- فرکانس و دامنه اختلالات موجود در روتور، همچون نیروهای غیر تعادلی، می توانند به اندازه کافی کنترل شوند، بستگی دارد، به طور عمده در طراحی تقویت کننده قدرت (قدرت و پهنای باند).
- بیشترین سرعت چرخشی به دست آمده در آزمایش های فیزیکی، در حدود 300 کیلو هرتز است. برای کاربردهای صنعتی مقادیری در حدود 6 کیلو هرتز تحقق یافته است.
- سرعت محیطی، که باعث بارهای گریز از مرکز می گردد، توسط مقاومت مواد محدود می شود. مقادیر حدودا 250 تا 300 m/s تا کنون محقق گردیده اند.
- سرعت فوق بحرانی بدان معنی است که یک یا چند سرعت بحرانی را می توان با روتور الاستیک منتقل نمود. به نظر دشوار می رسد تا بیش از دو یا سه عبور نماید، اما تحقیقات در جریان است. در نظر گرفتن خواص الاستیک ساختاری خود موضوع پژوهشی نیز می باشد.
- اندازه تحمل بستگی به طراحی و ساخت این یاتاقان ها دارد. یاتاقان های بزرگ با ابعاد و باری در مقیاس متر و تن وجود دارند. کوچکترین یاتاقان های که ساخته شده اند، دارای ابعادی در محدوده چند میلی متر، با کوچکترین ضخامت در حدود 150 میکرومتر می باشند.
- یاتاقان ها با درجه حرارت بالا محقق شده اند، که در آزمایش در دمای 800 درجه سانتی گراد (1100°F) کار می کنند. برای دماهای بالاتر از حدود 400°C ، طول عمر هنوز هم عاملی محدود کننده می باشد. برای مواد فرومغناطیسی، دمای کوری محدودیتی فیزیکی می باشد.

- اتلاف های یاتاقان های مغناطیسی که در سرعت کار می کنند، بسیار کوچکتر از یاتاقان های کلاسیک می باشد. اتلاف جریان گردابی می تواند فرکانس چرخشی را محدود نماید (افزایش حرارت، قدرت درایوینگ)، کشیدگی (درگ) هوا در سرعت های محیطی بالا (قدرت درایوینگ) بسیار مهم خواهد بود.
- دقت بالا در موقعیت محور روتور (در محدوده میکرومتر) نیازمند سنسور هایی با رزولوشن بالا و پردازش سیگنال کافی برای تفکیک سیگنال های آشفتگی از موارد مطلوب می باشد.
- دقت بسیار بالا، برای اهداف با تعلیق غیر دوار و موقعیت تجهیزات نوری (در محدوده ی نانومتر)، نیازمند مسیرهای مغناطیسی بدون آهن می باشد، تا از اثرات پسماند جلوگیری نماید و سنجش کافی انجام گیرد.
- می توان از پردازش اطلاعات در سیستم AMB استفاده نمود تا بتوان ماشین آلات دوار هوشمند ساخت. محدودیت های واقعی هنوز مشخص نشده اند.

- [1] G. Schweitzer, E.H. Maslen (eds.2009), Magnetic Bearings, Theory, Design, and Application to Rotating Machinery, "book Springer-Verlag Berlin Heidelberg," .
- [2] M. Lang, "Berechnung und Optimierung von passiven permanentmagnetischen Lagern für rotierende Maschinen," PhD thesis, TU Berlin, 2003.
- [3] J.W. Beams, J.L. Young, and J.W. Moore. "The production of high centrifugal fields". J. Applied Physics, pages 886–890, 1946.
- [4] A. Ortiz Salazar, W. Dunford, R. Stephan and E. Watanabe "A magnetic bearing system using capacitive sensors for position measurement " iee transactions on magnetics, vol. 26, no. 5, september 1990.
- [5] S.C.Mukhopadhyay, T. Ohji, M. Iwahara, S. Yamada and F. Matsumura (1997)disturbance attenuation and faster stabilization via permanentmagnet placement on repulsive type magnetic bearing "Kanazawa University Japan.
- [6]] J. Yim S. Sul*, H. Ahn and D Han(2004) "Sensorless Position Control of Active Magnetic Bearings Based on High Frequency Signal Injection with Digital Signal Processing." Seoul National University, Korea.
- [7] ABCM Symposium Series in Mechatronics - Vol. 5(EDIT 2012).
- [8] S.HUANG and L.CHANG (2002)." Fuzzy Modeling and Control for Conical Magnetic Bearings Using Linear Matrix Inequality "National Chung Hsing University, Taichung Taiwan
- [9] J. Fei and S.Hou, "Robust adaptive fuzzy control for three-phase active power filter" in Proceedings of the IEEE 13thWorkshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL '12), pp. 1–6, IEEE, Kyoto, Japan, July 2012.
- [10] H.-C. Chen, "Optimal fuzzy pid controller design of an active magnetic bearing systembased on adaptive genetic algorithms," in Proceedings of the International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC '08), vol. 4, pp. 2054–2060, Kunming, China, July 2008
- [11] T. Dimond, P. Allaire, S. Mushi, Z. Lin, and S. Y. Yoon, "Modal tilt/translate control and stability of a rigid rotor with gyroscopics on active magnetic bearings," International Journal of Rotating Machinery, vol. 2012, Article ID 567670, 10 pages, 2012.

- [12] S.-Y. Chen and F.-J. Lin, "Robust nonsingular terminal slidingmode control for nonlinear magnetic bearing system," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 19, no. 3, pp.636–643, 2011.
- [13] F. Gueley and P. Siarry, "Gradient descent method for optimizing various fuzzy rule bases," in Proceedings of the 2nd IEEE
- [14] B. W. Duncan. Pediatric mechanical circulatory support: A new golden era? Artificial Organs (Blackwell Publishing Ltd.), 29(12):925–926, December 2005.
- [15] Hall, E. H., "On a New Action of the Magnet on Electric Currents," American Journal of Mathematics, Vol. 2, No. 3 (Sep., 1879), pp. 287-292.
- [16] Matsumura, K. and Hakate, K., "Relation between Pole Arrangement and Magnetic Loss in Magnetic Bearings." 2nd Internat. Symp. on Magnetic Bearings, July 12-14, 1990, Tokyo, Japan
- [17] Mayle, R.E., Hess, S., Hirsch, C., and Van Wolfersdorf, J., "Rotor-Stator Gap Flow Analysis and Experiments," IEEE Transactions on Energy Conversion, No. 13, 2, June 1998
- [18] B.H. Tongue and S.D. Sheppard. Dynamics: Analysis and design of systems in motion. J. Wiley, 2004
- [19] K. Magnus. Kreisel, Theorie und Anwendungen. Springer-Verlag, 1971.
- [20] G. Schweitzer. Critical Speeds of Gyroscopes. Centre Internat. des Sciences M'ecaniques (CISM), Course Nr. 55. Springer-Verlag, Wien, 1972.
- [21] K. Adler, Ch. Schalk, R. Nordmann, and B. Aeschlimann. Active balancing of a supercritical rotor on active magnetic bearings. In H. Bleuler and G. Genta, editors, Proc. 10th Internat. Symp. on Magnetic Bearings, pages 49–54, Martigny, Aug. 2006.
- [22] B.H. Tongue and S.D. Sheppard. Dynamics: Analysis and design of systems in motion. J. Wiley, 2004.
- [23] ISO 14839-2. Mechanical vibration - Vibration of rotating machinery equipped with active magnetic bearings - Part 2: Evaluation of vibration. International Organization for Standardization ISO, 2004.
- [24] H. P. Geering. Mess- und Regelungstechnik. Springer-Verlag, Berlin, second edition, 1990
- [25] لی وانگ - سیستم های فازی و کنترل فازی - ترجمه ی محمد تشنه لب و نیما صفرپور و داریوش افیونی - موسسه ی انتشارات دانشگاه خواجه نصیر الدین طوسی - تهران - ۱۳۸۷.
- [26] H. K. Khalil. Nonlinear systems. Prentice hall, 3rd edition, 2002.
- [27] S.K.Hong Synthesis of an LMI-based Fuzzy Control System with guaranteed Optimal & Performance.
- [28] S.C. Chen Nonlinear Control of an Active Magnetic Bearing System Achieved Using a Fuzzy Control with Radial Basis Function Neural Network .2014

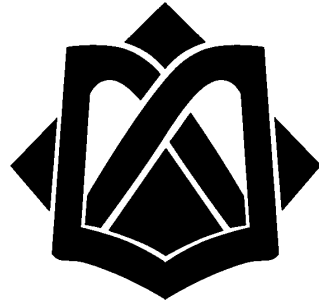
- [29]] H.W. Cho, C.H. Kim, J.M.Lee, and H. S.Han, "Design and characteristic analysis of small scale magnetic levitation and propulsion system for maglev train application," in Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS '11), pp. 1–5, August 2011.
- [30] J. Fei and S.Hou, "Robust adaptive fuzzy control for three-phase active power filter," in Proceedings of the IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL '12), pp. 1–6, IEEE, Kyoto, Japan, July 2012.
- [31] H.-C. Chen, "Optimal fuzzy pid controller design of an active magnetic bearing system based on adaptive genetic algorithms," in Proceedings of the International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC '08), vol. 4, pp. 2054–2060, Kunming, China, July 2008.
- [32] T. Dimond, P. Allaire, S. Mushi, Z. Lin, and S. Y. Yoon, "Modal tilt/translate control and stability of a rigid rotor with gyroscopics on active magnetic bearings," International Journal of Rotating Machinery, vol. 2012, Article ID 567670, 10 pages, 2012.
- [33] S.-C. Chen, V.-S. Nguyen, D.-K. Le, and M.-M. Hsu, "ANFIS controller for an active magnetic bearing system," in Proceedings of the IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ '13), pp. 1–8, Hyderabad, India, July 2013.
- [34] M. Fumio, K. Hidehiko, and A. Yuji, "Fundamental equation for horizontal shaft magnetic bearing and its control system design," Fuzzy Sets and Systems, vol. 101, pp. 123–130, 2007.
- [35] H. Baruh, Analytical Dynamics, McGraw-Hill International, 1999.
- [36] S. S. A. Ali, M. Moinuddin, K. Raza, and S.H. Adil, "An adaptive learning rate for RBFNN using time-domain feedback analysis," The Scientific World Journal, vol. 2014, Article ID 850189, 10 pages, 2014.
- [37] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," Information and Control, Vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [38] E. Hisdal, "The IF THEN ELSE Statement and Interval-Valued Fuzzy Sets of Higher Type," International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 15, pp. 385-455, 1981.
- [39] S. Coupland and R. John, "Type-2 Fuzzy Logic and The Modeling of Uncertainty, Fuzzy Sets and Their Extensions: Representation, Aggregation and Models." Vol. 220, H. Bustince, F. Herrera, and J. Montero, Eds., ed: Springer Berlin / Heidelberg, 2008, pp. 3-22.
- [40] J. M. Mendel and R. I. B. John, "Type-2 Fuzzy Sets Made Simple," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, pp. 117-127, 2002.
- [41] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control," IEEE Trans. Sys., Man., Cybern., vol. smc-15, no. 1, pp. 116–132, Jan. 1985.

- [42] K. Tanaka, T. Ikeda, and H. O. Wang, "Fuzzy regulators and fuzzy observers: Relaxed stability conditions and LMI-based designs," IEEE Trans. Fuzzy Systems, vol. 6, no. 2, pp. 250–265, May 1998.
- [43] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. F. Griffin, "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues," IEEE Trans. Fuzzy Systems, vol. 4, no. 1, pp. 14–23, Feb. 1996.
- [44] S. P. Boyd, Linear matrix inequalities in system and control theory. Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), 1994.
- [45] H.K. Lam¹, Mohammad Narimani² and L.D. Seneviratne³. LMI-Based Stability Conditions for Interval Type-2 Fuzzy-Model-Based Control Systems. 2011
- [46] L. A. Zadeh, "Toward a Generalized Theory of Uncertainty (GTU) - an Outline," IEEE International Conference on Granular Computing, Vol. 1, pp. 16, 2005.
- [47] N. N. Karnik, J. M. Mendel, and L. Qilian, "Type- 2 Fuzzy Logic Systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, pp. 643-658, 1999.

Abstract:

Magnetic bearings are electromechanical tools that use magnetic force to suspend or rotate the rotor in airborne distances without physical contact. In this project, firstly, AMB systems are examined. In the following, the principles and principles of the design and construction of this system are explained in full. Since the AMB system is a mechatronic and dataset system unstable, etc., the dynamics of the rotor is rigid, and the vibrational motion equations of the AMB system and the intelligent body of the system are analyzed. System losses that cause system instability are expressed and solutions to reduce these losses are also described. Then, since the most important category for AMB systems is the stability and prediction of the position and position of the shaft, There are numerous methods used in the past. In this research, among the methods used, the control of the system using fuzzy control based on linear inequality matrices has been investigated. In the following, the control of the system is fully described using radial fuzzy control based on the neural network. The basis of the results of the system stability issue with the LMI is the proper response and the radial fuzzy control is also appropriate for predicting the rotor status and stability issue. This dissertation is presented to stabilize an active magnetic bearing (AMB) based on linear inequality matrices. In addition, the study is reported for both conventional and advanced controllers based on the system model. Based on this report, some of the practical and practical examples of AMB systems in the industry are described and described, AMB is widely used in jet engines, pumps, compressors, anchor systems, magneto trains and space systems Are used. Based on the study of AMBs, the design of the base of an AMB system consists of several electromagnets that surround a rotor. The AMB system is very linear and inherently volatile. Therefore, the use of an automatic control for system stability and the prediction of the next modes is essential.

Keywords: Linear inequality matrix,Fuzzy control,Magnetic bearing,AMB



**Persian Gulf University
School Of Engineering**

THE SECOND TYPE OF FUZZY CONTROL MAGNETIC BEARINGS BASED ON ANALYSIS LINEAR MATRIX INEQUALITY

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of
Master of Science in Electrical Engineering**

By:

Seyyed Amir Seyyedi

Supervisors:

Dr. Hamed Gorginpour and Dr. Vahid Meigoli

Winter 2017