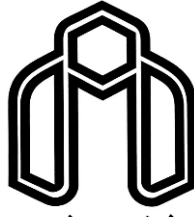


بسم الله الرحمن الرحيم



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه کنترل

کنترل موقعیت موتور DC با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی

دانشجو: وحید قبادی بگوند

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور

محمد مهدی فاتح

پایان نامه تحصیلی جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان ۱۳۹۰

به پاس تعبیر عظیم و انسانی شان از کلمه ایثار و از خود گذشتگی

به پاس عاطفه سرشار و گرمای امید بخش وجودشان

به پاس قلب های بزرگشان که فریاد رس است

به پاس محبت های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند

تقدیم به

پدر و مادر مهربانم

و تقدیم به

آنانکه اهل یافتن نه اهل یافتن

و آنانکه متواضعانه معترف اند حقیقتی را یافته اند نه کل حقیقت را

حمد و سپاس پروردگار بیکبار که لطف و کرم بی کرانش اینجانب را نیز در برگرفت تا به وسع توان خویش گامی کوچک در گستره علم و معرفت بردارم. بر خود لازم

میدانم از تمام کسانی که در این راه یاری کردم بودند سپاسگزاری کنم. از پدر، مادر و خانواده عزیزم که در تمام مراحل زندگیم یار و یاورم بودند سپاسگزاری میکنم.

از جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف و دکتر محمد مهدی فاتح اساتید فریخته و بزرگوارم که اولین روشنی بخش و راهنمای این راه بودند و بدون
رهنمودهای ارزنده ایشان، به پایان رساندن این تحقیق ممکن نبود کمال شکر و سپاسگزاری را دارم. همچنین از دوستان خوبم آقایان سعید خراشادی
، حمید اسفندیانی، سجاد شجاع، سیامک آذکشب و محمد شکری که به بخاطر راهنمایی‌شان در این تحقیق شکر و قدردانی میکنم.

وحید قبادی (دی ماه ۱۳۹۰)

تعهد نامه

اینجانب وحید قبادی بگوند دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق- گرایش کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل موقعیت موتور DC با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی تحت راهنمایی دکتر محمد حداد ظریف متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

موتورهای DC دارای کاربردهای وسیعی در سیستم‌های صنعتی و ابزارهای نظامی می‌باشند. این کاربردها متنوع بوده، از حرکت دقیق و کنترل موقعیت ربات‌ها تا کنترل دبی یک پمپ را شامل می‌شوند. در این بین موتورهای DC با تحریک جداگانه، به دلیل امکان کنترل مستقل شار و گشتاور از نقطه نظر کنترل سرعت و موقعیت، نقش ارزنده‌ای را ایفا می‌کنند. یکی از مشکلاتی که ممکن است کنترل موتور را علی‌رغم طراحی مناسب اولیه با مشکل مواجه سازد تغییر پارامترهای سیستم تحت کنترل می‌باشد. استفاده از روش‌های هوشمند از جمله روش فازی تطبیقی می‌تواند پایداری سیستم را در برابر تغییرات پارامتری بهبود بخشد. در این تحقیق ابتدا مدل ریاضی موتور DC و عوامل غیرخطی آن مورد بررسی قرار گرفته و سپس مدل دینامیکی یک آنتن رادار به همراه کوپل اغتشاش باد و همچنین مدل دینامیکی بازوی ماهر یک رابط بدست آمده است. در ادامه، کنترل منابع ولتاژ DC با دو روش، یکسوسازی ولتاژ سینوسی و روش چارپ بررسی می‌شود و همچنین روش PWM و تأثیرات آن بر معادلات حالت سیستم ارائه می‌گردد. سرانجام با طراحی پارامترهای سیستم کنترل، به ردگیری مسیر مرجع پرداخته و نتایج با دو روش PD و Fuzzy مقایسه می‌شود.

کلمات کلیدی: موتور DC، تغییرات پارامتری، کنترل فازی تطبیقی، آنتن رادار، چارپ

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه

۱-۱ تاریخچه.....	۲
۲-۱ سیستم‌های فازی تطبیقی.....	۵
۱-۲-۱ مقایسه سیستم‌های فازی تطبیقی و سیستم‌های فازی غیر تطبیقی.....	۷
۲-۲-۱ مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم‌های تطبیقی کلاسیک.....	۸
۳-۱ ساختار پایان‌نامه.....	۹

فصل دوم: موتورهای جریان مستقیم DC

۱-۲ مقدمه.....	۱۱
۲-۲ مشخصه‌های اساسی موتورهای DC.....	۱۱
۳-۲ دینامیک سیستم موتور- بار.....	۱۵
۱-۳-۲ معادلات اساسی گشتاور.....	۱۵
۲-۳-۲ مولفه‌های گشتاور بار.....	۱۶
۴-۲ گیربکس.....	۱۸
۵-۲ توابع تبدیل موتور تحریک جداگانه.....	۱۹
۱-۵-۲ کنترل آرمیچر.....	۲۰
۶-۲ معادلات دینامیکی آنتن رادار.....	۲۲
۱-۶-۲ مدل فیزیکی آنتن.....	۲۲
۲-۶-۲ معادلات دینامیکی آنتن.....	۲۳
۳-۶-۲ تعیین ممان اینرسی J_a	۲۳

۲۵	 B_a تعیین ضریب اصطکاک
۲۷	 $T_d(t, \theta_d)$ تعیین کوپل اغتشاش باد
۲۹	بررسی مدل تقریبی سیستم دینامیکی
۳۰	۷-۲ معادلات دینامیکی بازوی ماهر یک-رابط

فصل سوم: محرکه‌های DC

۳۳	۱-۳ مقدمه
۳۵	۲-۳ انواع مبدلها
۳۶	۳-۳ عملکرد چند ربعی و قراردادهای سرعت _ گشتاور
۳۷	۴-۳ تغذیه موتورهای DC
۳۷	۱-۴-۳ مدار های یکسوکننده قابل کنترل
۳۸	۱-۱-۴-۳ محرک‌های کنورتري نیم‌موج تک‌فاز
۳۹	۲-۱-۴-۳ محرک‌های کنورتري نیمه کنترل‌شده تک‌فاز
۴۰	۳-۱-۴-۳ محرک‌های کنورتري تمام کنترل‌شده تک‌فاز
۴۱	۴-۱-۴-۳ محرک‌های کنورتري دوتایی تک‌فاز
۴۳	۲-۴-۳ یکسوکننده‌های با روش کنترلی مدولاسیون پهنای پالس PWM
۴۵	۱-۲-۴-۳ بررسی معادلات سیستم در حضور PWM
۴۷	۳-۴-۳ کنترل موتور DC با برشگرها
۴۸	۱-۳-۴-۳ اصول کار و روش‌های کنترل
۵۳	۲-۳-۴-۳ کار موتوری یک موتور تحریک جداگانه

فصل چهارم: سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی

۵۸.....	۱-۴ مقدمه
۵۸.....	۲-۴ طبقه بندی سیستم‌های فازی تطبیقی
۶۰.....	۳-۴ کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۶۱.....	۱-۳-۴ طراحی قاعده تطبیق
۶۵.....	۴-۴ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۶۷.....	۵-۴ کنترل کننده فازی تطبیقی ترکیب شده مستقیم/ غیر مستقیم
۶۹.....	۶-۴ کنترل نظارتی برای سیستم‌های فازی

فصل پنجم: طراحی سیستم کنترلی

۷۱.....	۱-۵ مقدمه
۷۲.....	۲-۵ ساختار سیستم کنترلی
۷۳.....	۳-۵ طراحی کنترل کننده فازی
۷۴.....	۴-۵ طراحی قاعده تطبیق
۷۵.....	۵-۵ نتایج شبیه سازی
۷۶.....	۱-۵-۵ ردگیری مسیر مرجع

فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادها

۹۰.....	۱-۶ نتیجه گیری
۹۱.....	۲-۶ پیشنهادها
۹۲.....	منابع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱ سیستم کنترل فازی تطبیقی ۷
- شکل ۱-۲ مدار معادل موتور DC با تحریک مستقل ۱۲
- شکل ۲-۲ مشخصه مغناطیسی ۱۴
- شکل ۳-۲ مشخصه‌های موتور DC با تحریک مجزا ۱۵
- شکل ۴-۲ سیستم معادل موتور - بار ۱۵
- شکل ۵-۲ گشتاور اصطکاک و مؤلفه‌های آن ۱۷
- شکل ۶-۲ مدل ساده یک گیربکس ۱۸
- شکل ۷-۲ مدل یک جفت چرخ‌دنده ۱۹
- شکل ۸-۲ مدل تقریبی گیربکس ۱۹
- شکل ۹-۲ بلوک دیاگرام غیرخطی موتور DC ۲۱
- شکل ۱۰-۲ بلوک دیاگرام خطی موتور DC با کاهش مرتبه ۲۲
- شکل ۱۱-۲ نمای هندسی آنتن رادار ۲۳
- شکل ۱۲-۲ شکل هندسی آنتن ۲۴
- شکل ۱۳-۲ ضریب Drag مربوط به میله‌های آنتن ۲۶
- شکل ۱۴-۲ وزش باد و دیسک معادل آنتن ۲۸
- شکل ۱۵-۲ ضریب Drag مربوط به دیسک معادل آنتن ۲۸
- شکل ۱۶-۲ بلوک دیاگرام تقریبی معادل سیستم دینامیکی آنتن ۲۹
- شکل ۱۷-۲ بازوی ماهر یک رابط ۳۰
- شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام یک محرکه الکتریکی ۳۳
- شکل ۲-۳ عملکرد چهارربعی محرکه‌های الکتریکی ۳۶
- شکل ۳-۳ شکل مداری پایه برای محرک DC ۳۷
- شکل ۴-۳ محرک کنورتری نیم‌موج تک‌فاز ۳۸
- شکل ۵-۳ محرک کنورتری نیمه کنترل شده تک‌فاز ۳۹

- شکل ۳-۶ محرک کنورتري تمام کنترل شده تک فاز..... ۴۰
- شکل ۳-۷ محرک کنورتري دوتايي تک فاز..... ۴۱
- شکل ۳-۸ تکنیک مدولاسيون چند تايي عرض پالس..... ۴۴
- شکل ۳-۹ مولد پهنای پالس..... ۴۴
- شکل ۳-۱۰ نمودار مداری درایو موتور DC..... ۴۶
- شکل ۳-۱۱ اصول کار یک برشگر کاهنده (یا کلاس A)..... ۴۹
- شکل ۳-۱۲ اصول کار یک برشگر افزاینده (کلاس B)..... ۵۱
- شکل ۳-۱۳ موتور dc تحریک جداگانه کنترل شده با برشگر..... ۵۳
- شکل ۳-۱۴ شکل موجهای ولتاژ و جریان موتور..... ۵۴
- شکل ۴-۱ سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم..... ۶۴
- شکل ۴-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم..... ۶۷
- شکل ۴-۳ سیستم کنترل فازی تطبیقی ترکیب مستقیم/غیرمستقیم..... ۶۸
- شکل ۵-۱ ساختمان اصلی سیستم کنترلي پسخوري..... ۷۱
- شکل ۵-۲ ورودی PWM..... ۷۲
- شکل ۵-۳ بلوک دیاگرام سیستم کنترلي حلقه بسته..... ۷۲
- شکل ۵-۴ توابع تعلق فازی..... ۷۴
- شکل ۵-۵ مسیر مرجع..... ۷۶
- شکل ۵-۶ موج پالسی..... ۷۷
- شکل ۵-۷ سیگنال خطای مربوط به آنتن رادار..... ۷۹
- شکل ۵-۷ سیگنال خطای مربوط به بازوی ماهر یک رابط..... ۸۰
- شکل ۵-۹ سیگنال خطای مربوط به موج پالسی..... ۸۱
- شکل ۵-۱۰ ولتاژ تغذیه موتور مربوط به آنتن رادار..... ۸۳
- شکل ۵-۱۱ ولتاژ تغذیه موتور مربوط به بازوی ماهر یک رابط..... ۸۴
- شکل ۵-۱۲ ولتاژ تغذیه موتور مربوط به موج پالسی..... ۸۵
- شکل ۵-۱۳ نحوه آپدیت مراکز خروجی گروههای فازی (θ) مربوط به سه نوع بار..... ۸۷

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲ توصیف پارامترهای مربوط به آنتن.....	۲۵
جدول ۱-۳ مبدلها، نحوه تبدیل انرژی و کاربرد هریک از آنها.....	۳۵
جدول ۱-۵ مشخصات موتور استفاده شده.....	۷۵
جدول ۲-۵ مشخصات بازوی ماهر یک رابط.....	۷۶
جدول ۳-۵ لیست مشخصات آنتن رادار.....	۷۷
جدول ۴-۵ مجموع مربعات خطا برای سه روش کنترلی.....	۸۸

فصل اول

مقدمه

✓ تاریخچه

✓ سیستمهای فازی تطبیقی

✓ ساختار پایان نامه

۱-۱- تاریخچه

در علم کنترل با مسئله طراحی کنترل کننده برای یک سیستم روبرو هستیم، به گونه‌ای که سیستم بتواند عملیات خاصی را انجام دهد. با توجه به تنوع سیستم‌ها و همچنین اهداف کنترلی مختلفی که وجود دارد، محققین روشهای کنترلی متنوعی را پایه ریزی و گسترش داده اند. برای مثال، مدتها از روشهای کنترل خطی برای طراحی سیستمهای کنترل استفاده میشد، اما امروزه به دلیل ماهیت غیرخطی و پیچیدگی سیستم‌های موجود، روشهای کنترل خطی پاسخگوی مسائل نمی‌باشد. هرچند هنوز هم در کاربردهای عملی، کنترل کننده‌های خطی به دلیل سادگی و ارزانی مورد توجه بسیاری قرار دارد. امروزه کنترل غیرخطی پیشرفت گسترده‌ای از لحاظ تئوری و عملی داشته است. در حوزه تئوری، گام‌های مهمی در بخشهایی از تکنیکهای خطی‌سازی فیدبکی، کنترل تطبیقی غیرخطی و سیستمهای هوشمند برداشته شده است. تئوری فازی توسط پرفسور لطفی‌زاده در سال ۱۹۶۵ در مقاله‌ای به نام "مجموعه‌های فازی" معرفی گردید [۱]. به دلیل تأکید زیاد کنترل کلاسیک بر روی دقت و عدم کارایی مناسب در برخورد با سیستمهای پیچیده نیاز به نوع جدیدی از ریاضیات (ریاضیات مقادیر مبهم یا فازی) به شدت احساس می‌شد. آقای زاده توانست در دومین مقاله خود با نام "مجموعه‌های فازی" به ایده‌های خود تجسم ببخشد.

آقای ممدانی برای اولین بار تئوری‌های فازی را در بعد عملی پیاده سازی کرد. بعد از ارائه مقالات [۲، ۳] توسط آقای ممدانی محوریت تحقیقات مرتبط با این‌گونه از سیستم‌ها، عمدتاً موضوع پایداری قرار گرفت. بسیاری از خلأهایی که در زمینه فازی وجود داشت از عدم وجود ابزار تحلیلی در این سیستم‌ها نشأت می‌گرفت. به هر حال سیستم‌های فازی با موفقیت‌های چشم‌گیری در بعد عملی بعد از دهه ۹۰ روبه‌رو شد، اما هنوز روش بررسی و تحلیل قدرتمندی در این زمینه وجود نداشت.

پس از معرفی کردن سیستم‌های فازی توسط آقای زاده در حقیقت زمینه‌ای در سیستم‌های کنترل به وجود آمد که سیستم‌های تکلیف‌گرا^۱ بودند (بر خلاف سیستم‌های کنترل متعارف که سیستم‌های مبتنی به نقطه کار می‌باشند). به بیانی دیگر این سیستم‌ها دارای کاربردهای متفاوتی از جمله کنترل چند معیاری^۲ کنترل پیشخور^۳ کنترل نظارتی^۴ تا کنترل تناسبی-انتگرالی-مشتقی (PID)^۵ متعارف می‌باشد. البته این نکته را متذکر می‌شویم که بحث پایداری در سیستم‌های صنعت به‌طور کامل حل نشده است. این موفقیت‌ها نشان از وجود روش طراحی و تحلیل قوی در این‌گونه سیستم‌ها نبود. همچنین در کنترل متعارف، یک کنترل‌کننده فیدبک را می‌توان به راحتی به گونه‌ای طراحی کرد که سیستم حلقه بسته پایدار شود اما این رهیافت یک چهارچوب محدود برای طراحی در سیستم‌های کنترل را مشخص می‌کند و محدود به طراحی در نقطه کار می‌باشد در حالیکه تئوری پایداری^۶ دید طراح و مهندس را در گسترش سیستم کنترل فازی وسعت می‌بخشد.

در مقایسه با کنترل متعارف، کنترل فازی دارای حداقل دو مزیت می‌باشد: ۱- سیستم‌های فازی دارای حساسیت کمتری نسبت به نویز و تغییرات پارامتری می‌باشند. ۲- سیستم‌های فازی را می‌توان به سیستم‌ها و فرآیندهایی که تعریف ناقص^۷ و نامشخصی دارند اعمال کرد که در خیلی از این موارد سیستم‌های کنترل متعارف غیرقابل پیاده‌سازی می‌باشند.

به‌طور کلی سه نوع سیستم‌های فازی موجود می‌باشد. نوع اول که همان فازی متعارف می‌باشد توسط آقای ممدانی ارائه شد که برای اولین بار نیز برای کنترل موتور بخار مورد استفاده قرار گرفت [۲] این نوع از سیستم‌ها به‌صورت زیر تشریح می‌شوند:

If x_1 is $A_1^{l_1}$ and x_2 is $A_2^{l_2}$ and ... and x_n is $A_n^{l_n}$ then y is F^l

¹ Task-Oriented

² Multi-Criterion Control

³ Feed Forward Control

⁴ Supervisory Control

⁵ Proportional-Integral-Derivative

⁶ Stability Theory

⁷ Ill Defined

که A^i و F^i مجموعه‌های فازی می‌باشند. تاکنون روش‌های فراوانی برای نوع استدلال در این سیستم‌ها به کار رفته است. به عنوان یک حالت خاص از این سیستم‌ها، سیستم زیر را در نظر بگیرید:

If x_1 is $A_1^{l_1}$ and x_2 is $A_2^{l_2}$ and ... and x_n is $A_n^{l_n}$ then y is f^i

که f^i یک مجموعه منفرد^۱ یعنی یک عدد حقیقی می‌باشد. این نوع از سیستم‌های فازی را که نوع دوم^۲ می‌نامند به عنوان یک حالت خاص از سیستم‌های نوع اول مطرح می‌باشند که کاربردهای بسیاری در کنترل مسیر اتومبیل و بازوی ربات داشته است [۴]. سیستم نوع اول به دلیل اینکه از مجموعه‌های فازی در هر دو قسمت مقدمه و نتیجه استفاده می‌کند، دارای خصوصیات فازی و زبانی بیشتری می‌باشد. به بیانی دیگر در سیستم فازی نوع دوم تعداد پارامترها کمتر شده و قسمت غیرفازی‌ساز^۳ نیز حذف شده است. اگر قصد داشته باشیم به نگاهی کاربردی به سیستم‌های نوع دوم بنگریم، موفقیت‌ها و کاربردهای عملی این نوع از سیستم‌های فازی خود مؤید اهمیت این سیستم‌ها در بین سیستم‌های فازی می‌باشد. سیستم فازی استفاده شده در این پایان‌نامه نیز از نوع دوم می‌باشد.

اما مزایای استفاده از سیستم فازی نوع دوم، آسان بودن این نوع مدل برای شناسایی و همچنین قابلیت تقریب مناسب می‌باشد. با نگاهی تئوری، کنترل‌کننده از گونه فازی نوع اول را زمانی به کار می‌بریم که طراح خواستار استفاده از مجموعه‌های فازی در قسمت نتایج قوانین باشد در صورتی که در اغلب استفاده‌های نوع اول، نوع دوم نیز کارساز و قابل استفاده می‌باشد. همچنین بحث پایداری در سیستم‌های نوع دوم به دلیل شباهت به نوع اول، قابل گسترش به سیستم‌های فازی نوع اول نیز می‌باشد. یکی از این رهیافت‌ها تقریب سیستم‌های فازی نوع اول با سیستم‌های فازی نوع دوم می‌باشد. یکی از معایب سیستم‌های نوع دوم با سیستم‌های فازی نوع سوم تعداد قوانین بالا در رویارویی با سیستم‌های چندبعدی^۴ است.

¹ Singleton

² Type-II

³ Defuzzifier

⁴ Multidimensional System

سیستم‌های فازی نوع سوم دارای قوانینی به صورت زیر می‌باشند:

If x_1 is $A_1^{l_1}$ and x_2 is $A_1^{l_2}$ and ... and x_n is $A_n^{l_n}$

then $y = f^i(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad i=1,2,\dots,n$

که f^i یک تابع از متغیرهای پیشین^۱ $x_1, x_2, \dots, x_n$ می‌باشد. البته معمولاً این تابع به صورت زیر مشخص می‌شود:

$$f^i(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_0^i + a_1^i x_1 + a_2^i x_2 + \dots + a_s^i x_s$$

سیستم فازی نوع سوم برای کنترل مدل ماشین برای اولین بار به کار رفت [۵، ۶]. این سیستم‌ها دارای این عیب می‌باشند که خصوصیات محض سیستم فازی را به دلیل خطی بودن قسمت نتایج قوانین ندارند. اما به دلیل مدل‌سازی اغلب سیستم‌های غیرخطی (یک مدل مرجع مناسب) و همچنین امکان اعمال تئوری‌های کنترل خطی بر روی این نوع از سیستم‌های فازی، دارای کاربردهای فراوانی می‌باشد. با کاربرد این سیستم می‌توان تعداد قوانین را در سیستم‌های غیرخطی درجه بالا کاهش داد. در سیستم‌های نوع سوم می‌بینیم که اگر تعداد قوانین را به یک کاهش دهیم سیستم فازی تبدیل به سیستم خطی خواهد شد. در مورد سیستم‌های نوع دوم نیز این مسئله نشان داده شده است [۷].

۱-۲- سیستم‌های فازی تطبیقی

اهمیت کنترل کننده فازی تطبیقی هنگامی مشخص می‌شود که تغییرات پارامترها، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی در سیستم وجود دارد. در این صورت با بکارگیری کنترل کننده تطبیقی فازی می‌توان بر تغییرات پارامترها غلبه نمود. یک کنترل کننده تطبیقی به طور کلی کنترل کننده‌ای است که بتواند با توجه به تغییرات سیستم تحت کنترل یا تغییرات در محیط، رفتار کنترلی خود را تنظیم کند.

¹ Premise Variable

بعضی دلایل استفاده از کنترل تطبیقی به صورت زیر است:

۱. خصوصیات و پارامترهای سیستم تحت کنترل تغییر کند.

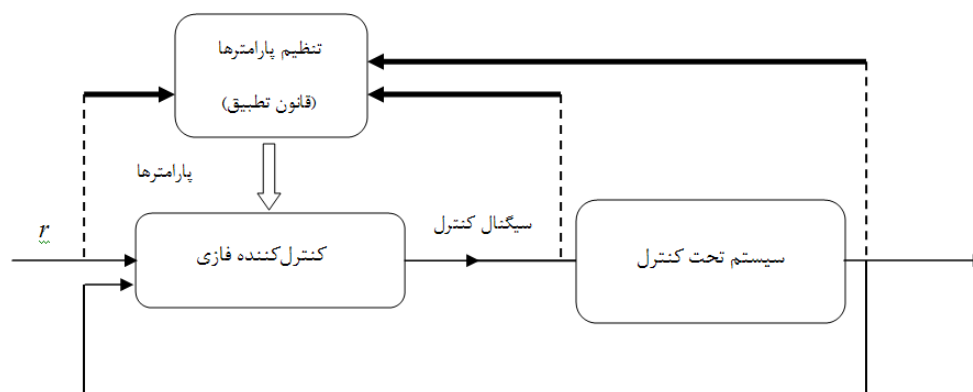
۲. خصوصیات محیط و اغتشاشات تغییر کند.

عموماً هدف اصلی سیستم تطبیقی عبارت از ثابت نگه داشتن کارایی یک سیستم در حضور این عدم قطعیت‌ها می‌باشد. بنابراین کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد.

کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی اولین بار در نیمه دوم دهه ۱۹۷۰ توسط ممدانی و دانشجویانش ارائه شد و بعدها پیشرفت‌های قابل توجهی نمود. این کنترل‌کننده‌ها برای پایدارسازی سیستم‌هایی با زمان مرده زیاد استفاده شد [۸]. پس از آن کاربردهای زیادی از این سیستم‌ها با توجه با این ایده که سیستم‌های غیرخطی زیادی می‌توانند با دقت دلخواه توسط سیستم‌های فازی تقریب زده شود [۹]، ارائه شد. در مقایسه با سیستم‌های تطبیقی کلاسیک که نیازمند پارامتریزه کردن خطی توابع بازگشتی می‌باشد که در صورت وجود بسیار طولانی و خسته‌کننده خواهد بود، سیستم‌های فازی تطبیقی لزوماً نیازمند آن نخواهد بود. با توجه به این حقیقت wang به عنوان یکی از اولین‌ها، نتایج تحقیقات کاربردی خود را در زمینه کنترل فازی تطبیقی در دهه ۹۰ در [۱۰-۱۲] ارائه داد. پس از آن passino در ادامه، نتایج کارهای خود را مخصوصاً در زمینه طراحی کنترل فازی تطبیقی با شبکه‌های عصبی در [۱۳، ۱۴] ارائه کرد.

Chen در [۱۵] سیستم‌های فازی تطبیقی را با روش کنترلی H_∞ تلفیق کرد تا کارایی سیستم کنترلی را بهبود بخشد، این روش را بروی ربات پیاده‌سازی کرد و نتایج ارزشمندی در [۱۶، ۱۷] ارائه کرد. پس از آن کنترل فازی تطبیقی پیشرفت‌های زیادی نمود و برای سیستم‌های متفاوتی، به خصوص برای ردگیری سیستم‌های غیرخطی [۱۸] طراحی شد. روش‌های فازی تطبیقی بر اساس مود لغزشی ارائه شد و مورد توجه محققین زیادی در کنترل سیستم‌های غیر خطی و همچنین موتورهای الکتریکی قرار گرفت [۱۹-۲۵].

ساختار اصلی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. ساختار کنترل-کننده از دو بخش تشکیل می‌شود. حلقه داخلی یک حلقه فیدبک معمولی است و حلقه خارجی پارامترهای کنترل‌کننده را تنظیم می‌کند. سیگنال r به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده‌آل که سیستم کنترل فازی بایستی پیروی نماید، استفاده می‌گردد.



شکل ۱-۱ سیستم کنترل فازی تطبیقی

فرض می‌شود که سیستم تحت کنترل دارای اجزایی ناشناخته باشد. کنترل‌کننده‌های فازی از سیستم‌های فازی ساخته می‌شوند که پارامترهای آن قابل تنظیم می‌باشند. قاعده تعدیل، پارامترها را به صورت ^۱تنظیم می‌کند که خروجی سیستم تحت کنترل، خروجی مطلوب را دنبال نماید.

۱-۲-۱- مقایسه سیستم‌های فازی تطبیقی و سیستم‌های فازی غیر تطبیقی

تفاوت اصلی بین سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی و سیستم‌های فازی غیرتطبیقی عبارتند از: ۱- پارامترهای کنترل‌کننده فازی در سیستم کنترل فازی تطبیقی در طی عملیات زمان حقیقی تغییر می‌کنند، در حالی که در کنترل‌کننده فازی غیرتطبیقی ثابت خواهند بود. ۲- یک جزء اضافی به نام قاعده تعدیل در سیستم کنترل فازی تطبیقی اضافه می‌شود تا پارامترهای کنترل‌کننده فازی را تنظیم کند.

¹ On line

مزیت‌های اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل‌کننده فازی غیرتطبیقی عبارتند از: ۱- عملکرد و کارایی بهتری دارند زیرا کنترل‌کننده فازی تطبیقی می‌تواند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم نماید. ۲- دانش کمتری از سیستم تحت کنترل لازم می‌باشد، چرا که قاعده تعدیل می‌تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک نماید.

معایب اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل فازی غیرتطبیقی عبارتند از: ۱- تحلیل نتایج سیستم کنترل مشکل است زیرا سیستم کنترل نه تنها غیرخطی بلکه متغیر با زمان نیز می‌باشد. ۲- پیاده‌سازی آن گران و پرهزینه است.

۱-۲-۲- مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم‌های تطبیقی کلاسیک

کنترل فازی تطبیقی و کنترل تطبیقی متعارف دارای تفاوت‌ها و شباهت‌هایی هستند. این دو در موارد زیر با هم مشابه هستند: ۱- ساختار پایه و اصول کم و بیش یکسان می‌باشند. ۲- ابزارهای ریاضی مورد استفاده در تحلیل و طراحی مشابه است.

تفاوت‌های اصلی عبارتند از: ۱- کنترل‌کننده‌های فازی دارای یک ساختار غیرخطی خاص می‌باشند که برای سیستم‌های متفاوت یکسان است، در حالیکه ساختار یک کنترل‌کننده تطبیقی کلاسیک از سیستمی به سیستم دیگر متفاوت است. ۲- دانش کارشناسی درباره دینامیک‌های سیستم و استراتژی‌های کنترل می‌تواند با کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی ترکیب شود، ولی چنین دانشی در سیستم‌های کنترل تطبیقی کلاسیک در نظر گرفته نمی‌شود. تفاوت دوم مزیت اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی کلاسیک را مشخص می‌نماید.

۱-۳ - ساختار پایان نامه

پایان نامه مشتمل بر شش فصل است که در فصل اول به بررسی اجمالی تاریخچه سیستم‌های فازی تطبیقی پرداخته شده است. در فصل دوم مدل غیر خطی و خطی موتور DC از نوع تحریک جداگانه به همراه معادلات دینامیکی آنتن رادار و بازوی ماهر یک‌رابط بدست آمده و در فصل سوم به بررسی منابع تغذیه موتورهای DC با یکسوکنندهای قابل کنترل، چارپرها و تکنیک PWM پرداخته شده است. در فصل چهارم نحوه طراحی انواع سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی بررسی شده و در نهایت در فصل پنجم به طراحی پارامترهای کنترل‌کننده و مقایسه عملکرد آن با دو روش PD و Fuzzy پردازیم. نتایج شبیه سازی با نرم‌افزار MATLAB ارائه می‌گردد. فصل ششم نیز به نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات جهت بهبود و استفاده در کارهای بعدی خواهد پرداخت.

فصل دوم

موتورهای جریان مستقیم DC

✓ مشخصه‌های اساسی موتورهای DC

✓ دینامیک سیستم موتور- بار

✓ گیربکس

✓ توابع تبدیل موتور تحریک جداگانه

✓ معادلات دینامیکی آنتن رادار

✓ معادلات دینامیکی بازوی ماهر یک رابط

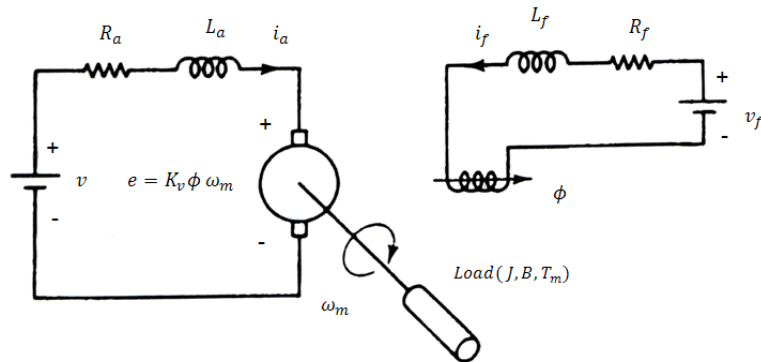
۲-۱- مقدمه

موتورهای جریان مستقیم (dc) مشخصات متغیری دارند و بطور گسترده‌ای در محرک‌های با سرعت متغیر بکار می‌روند. موتورهای dc گشتاور راه‌انداز بالایی ایجاد کرده و می‌توان برای کنترل سرعت در محدوده وسیعی بکار رود. روش‌های کنترل سرعت معمولاً ساده‌تر و ارزانتر از محرک‌های ac است. موتورهای dc نقش مهمی در محرک‌های صنعتی امروزی ایفاء می‌کنند. هر دو موتورهای dc با تحریک سری و تحریک مستقل برای محرک‌های سرعت متغیر بکار می‌روند ولی موتورهای سری بیشتر برای کاربردهای سنگین (گشتاور زیاد) استفاده می‌شوند. موتورهای dc بعلت داشتن کموتاتور برای سرعت‌های خیلی زیاد مناسب نبوده و نگهداری بیشتر از موتورهای ac لازم دارند.

در این فصل به بررسی مشخصه‌های موتورهای dc تحریک مستقل به همراه عوامل غیرخطی و همچنین توابع تبدیل آن خواهیم پرداخت و در ادامه معادلات دینامیکی مربوط به یک آنتن رادار و بازوی ماهر یک رابط را بدست خواهیم آورد.

۲-۲- مشخصه‌های اساسی موتورهای DC

مدار معادل آرمیچر یک موتور dc با تحریک مستقل در شکل (۲-۱) نشان داده شده است [۲۶]. وقتی در یک موتور با تحریک مجزا، جریان i_f ، میدان را بوجود آورده و جریان i_a از آرمیچر بگذرد، موتور یک ولتاژ القایی در دوسر خود و یک گشتاور محرک برای غلبه بر گشتاور بار در یک سرعت معین ارائه می‌کند. جریان i_f از جریان آرمیچر i_a ، مستقل است و جریان میدان معمولاً از جریان آرمیچر خیلی کمتر است.



شکل ۱-۲: مدار معادل موتور DC با تحریک مستقل

معادلات مشخصه‌های موتور با تحریک مجزا را می‌توان از شکل (۱-۲) تعیین کرد. جریان لحظه‌ای میدان i_f بصورت زیر بیان می‌شود:

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (۱-۲)$$

جریان لحظه‌ای آرمیچر از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_g \quad (۲-۲)$$

ولتاژ القایی موتور که بنام ولتاژ نیروی ضد محرکه الکتریکی موسوم است بصورت زیر بیان می‌شود:

$$E_g = k_v \omega i_f \quad (۳-۲)$$

گشتاور تولیدی توسط موتور برابر است با:

$$T_e = k_m i_f i_a \quad (۴-۲)$$

گشتاور محرک با گشتاور بار باید یکسان باشد یعنی :

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (۵-۲)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (۶-۲)$$

که :

$$\omega = \text{سرعت محور موتور بر حسب rad/s}$$

$$\theta = \text{موقعیت محور موتور بر حسب rad}$$

$$B = \text{ثابت اصطکاک چسبندگی بر حسب N.m/rad/s}$$

$$k_v = \text{ثابت ولتاژ بر حسب V/A-rad/s}$$

$$K = k_v = k_m \quad \text{ثابت گشتاور}$$

$$L_a = \text{اندوکتانس مدار آرمیچر بر حسب H}$$

$$L_f = \text{اندوکتانس مدار میدان بر حسب H}$$

$$R_f = \text{مقاومت مدار میدان بر حسب } \Omega$$

$$R_a = \text{مقاومت مدار آرمیچر بر حسب } \Omega$$

$$T_L = \text{گشتاور بار بر حسب N.m}$$

در شرایط حالت دائم، مشتق زمانی این معادلات صفر شده و معادلات حالت دائم بصورت زیر است :

$$v_f = R_f I_f \quad (۷-۲)$$

$$E_g = k_v \omega I_f \quad (۸-۲)$$

$$v_a = R_a I_a + E_g \quad (۹-۲)$$

$$= R_a I_a + K_v \omega I_f$$

$$T_e = k_m I_f I_a \quad (۱۰-۲)$$

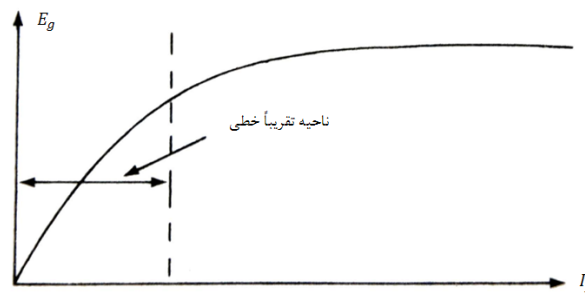
$$= B \omega + T_L \quad (۱۱-۲)$$

قدرت تولیدی برابر است با

$$P_d = T_e \omega \quad (12-2)$$

رابطه بین جریان میدان I_f و ولتاژ القایی E_g بعلاوه اشباع مغناطیسی غیر خطی است. این رابطه که به مشخصه مغناطیسی موتور موسوم است در شکل (۲-۲) دیده می‌شود. از معادله (۲-۳) سرعت یک موتور با تحریک مجزا به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\omega = \frac{v_a - R_a I_a}{K_v I_f} = \frac{v_a - R_a I_a}{K_v v_f / R_f} \quad (13-2)$$



شکل ۲-۲ مشخصه مغناطیسی

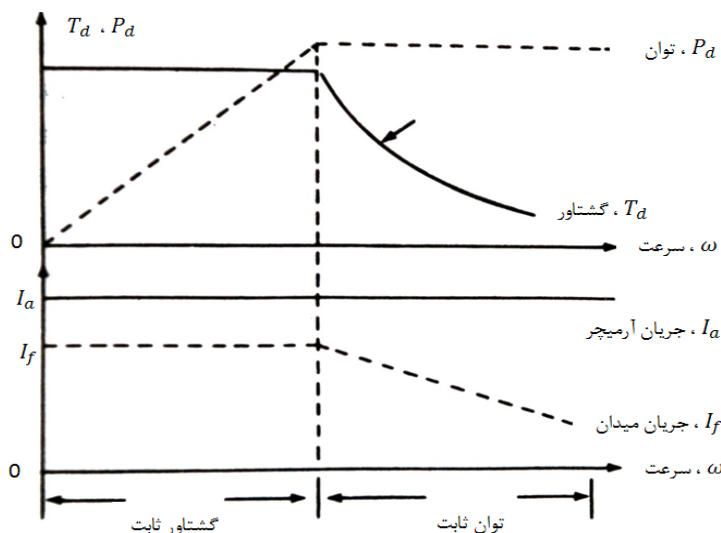
از معادله (۱۳-۲) دیده می‌شود که سرعت موتور می‌تواند به صورتهای زیر کنترل شود :

- ۱- با کنترل ولتاژ آرمیچر v_a که به کنترل ولتاژ موسوم است
- ۲- با کنترل جریان میدان I_f که به کنترل میدان نامیده می‌شود
- ۳- کنترل مقاومت آرمیچر R_a

سرعتی که متناسب با ولتاژ نامی آرمیچر، جریان نامی میدان و جریان نامی آرمیچر باشد را سرعت مبنا می‌نامیم. در عمل، برای سرعت کمتر از سرعت مبنا، جریان آرمیچر و جریان میدان ثابت بوده و برای کنترل سرعت ولتاژ آرمیچر v_a تغییر می‌کند. برای سرعت بیشتر از سرعت مبنا، ولتاژ آرمیچر در

مقدار نامی، ثابت نگه‌داشته شده و برای کنترل سرعت، جریان میدان را تغییر می‌دهیم. قدرت تولیدی موتور (گشتاور $\times$ سرعت) ثابت می‌ماند.

شکل (۳-۲) مشخصه‌های گشتاور، قدرت، جریان آرمیچر و جریان میدان در مقابل سرعت را نشان می‌دهد.



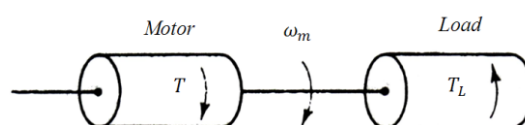
شکل ۳-۲ مشخصه‌های موتور dc با تحریک مجزا

۳-۲- دینامیک سیستم موتور - بار

در این بخش روابط دینامیکی حاکم بر شرایط کاری انواع موتورهای مکانیکی مورد بررسی قرار می‌گیرد [۲۷].

۳-۲-۱- معادلات اساسی گشتاور

مرسوم است که سیستم موتور و بار با یک سیستم چرخشی مطابق شکل (۴-۲) نمایش داده شود.



شکل ۴-۲ سیستم معادل موتور - بار

هر سیستم موتور- بار را می توان با معادله اساسی گشتاور که در زیر آمده است تشریح نمود :

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + T_L \quad (14-2)$$

معادله (۱۴-۲) نشان می دهد که گشتاور حاصله موتور با دو گشتاور بار T_L و گشتاور دینامیکی $J \frac{d\omega}{dt}$ مقابله می کند. مؤلفه گشتاور دینامیکی نامیده می شود چونکه فقط در شرایط گذرا بوجود می آید.

۲-۳-۲- مؤلفه های گشتاور بار :

گشتاور بار را می توان به سه مؤلفه زیر تقسیم نمود :

۱- گشتاور اصطکاک T_f : اصطکاک بر روی محور یا در اجزاء مختلف بار می تواند وجود داشته باشد.

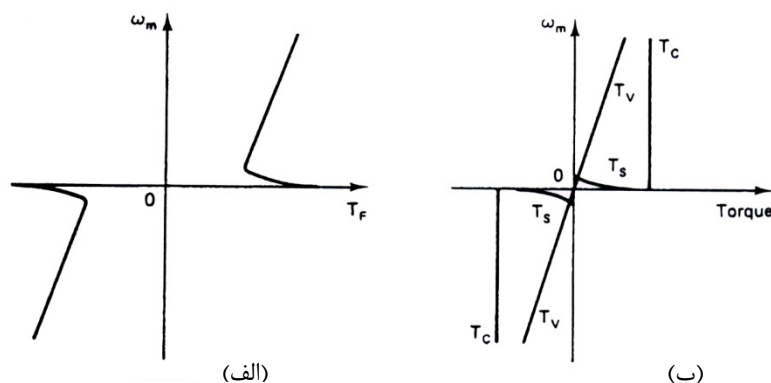
۲- گشتاور باد T_w : زمانی که یک موتور حرکت می کند، جریان هوای داخل موتور یک گشتاور مخالف حرکت موتور ایجاد می کند که آنرا گشتاور مقاوم هوا (باد) می نامند. این گشتاور که با مجذور سرعت متناسب است از معادله زیر بدست می آید:

$$T_w = c\omega^2 \quad (15-2)$$

که C ضریب ثابت است.

۳- گشتاور مورد نیاز جهت انجام کار مفید مکانیکی T_m : طبیعت و رفتار این گشتاور بستگی به نوع بار دارد. ممکن است ثابت و مستقل از بار باشد، تابعی از سرعت باشد، تغییرپذیر یا تغییرناپذیر با زمان باشد و حتی ممکن است ماهیت آن با تغییر حالت کاری بار عوض شود.

در شکل (۲-۵-الف) تغییرات گشتاور اصطکاک با سرعت نشان داده شده است. گشتاور اصطکاک را می توان به سه مؤلفه تقسیم نمود که در شکل (۲-۵-ب) نشان داده شده اند.



شکل ۲-۵ گشتاور اصطکاک و مؤلفه‌های آن

مؤلفه T_v که بطور خطی با سرعت تغییر می‌کند گشتاور ناشی از چسبندگی نامیده می‌شود که از معادله زیر بدست می‌آید

$$T_v = B\omega \quad (۱۶-۲)$$

که B ضریب اصطکاک چسبندگی است. مؤلفه T_c که مستقل از سرعت است گشتاور کولمب نامیده می‌شود. سومین مؤلفه گشتاور T_s گشتاور اضافی موجود در حالت سکون است. از آنجایی که این مؤلفه فقط در حالت سکون وجود دارد، در تحلیل حالت دینامیکی و گذرا در نظر گرفته نمی‌شود. با توضیحات فوق، برای سرعت‌های محدود،

$$T_L = T_M + B\omega + T_c + c\omega^2 \quad (۱۷-۲)$$

در بسیاری از کاربردها $(T_c + c\omega^2)$ در مقایسه با $B\omega$ خیلی کوچک و نسبت به T_M قابل صرف‌نظر می‌باشد. می‌توان معادله $(۱۷-۲)$ را بصورت زیر نوشت :

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + T_M + B\omega \quad (۱۸-۲)$$

هنگامیکه T_M و T_e ثابت یا متناسب با سرعت هستند، معادله $(۱۸-۲)$ یک معادله دیفرانسیل خطی مرتبه اول خواهد بود و به روش تحلیلی حل خواهد شد. در غیر اینصورت یک معادله دیفرانسیل غیرخطی خواهد بود که با روشهای عددی بایستی حل شود.

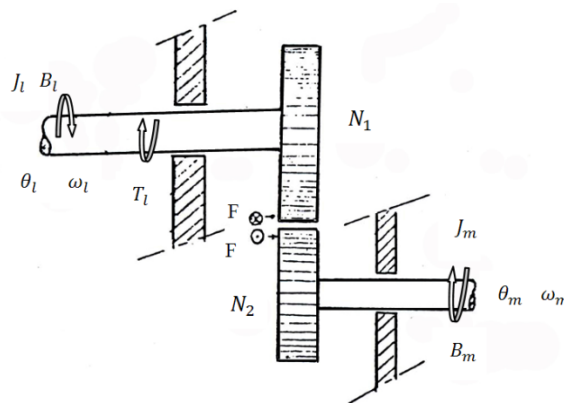
۲-۴- گیربکس

یک موتور عموماً یک بار را توسط چند سیستم انتقال میانی به حرکت درمی‌آورد. در حالیکه موتور همواره می‌چرخد، موتور ممکن است یک حرکت چرخشی یا یک حرکت انتقالی داشته باشد. ممکن است سرعت چرخش بار با سرعت چرخش موتور یکسان نباشد. در شکل (۲-۶) مدل ساده یک گیربکس نشان داده شده است. اگر ضریب نسبت گیربکس را بصورت رابطه زیر در نظر بگیریم:

$$G = \frac{N_1}{N_2} \quad (2-19)$$

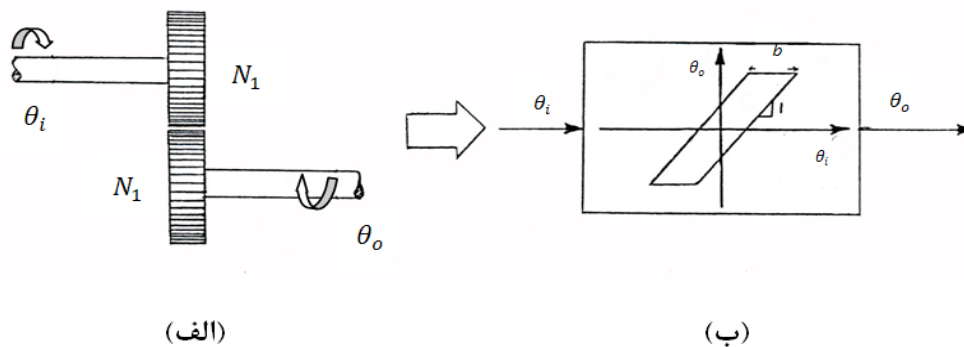
که N_1 و N_2 به ترتیب تعداد دندانه‌های چرخ‌دنده‌ها هستند. آنگاه می‌توان نشان داد که معادله دیفرانسیل مربوط به دینامیک سیستم از طرف بار به صورت زیر است:

$$(J_l + G^2 J_m) \frac{d^2 \theta_l}{dt^2} + (B_l + G^2 B_m) \frac{d\theta_l}{dt} = (GT_m - T_l) \quad (2-20)$$



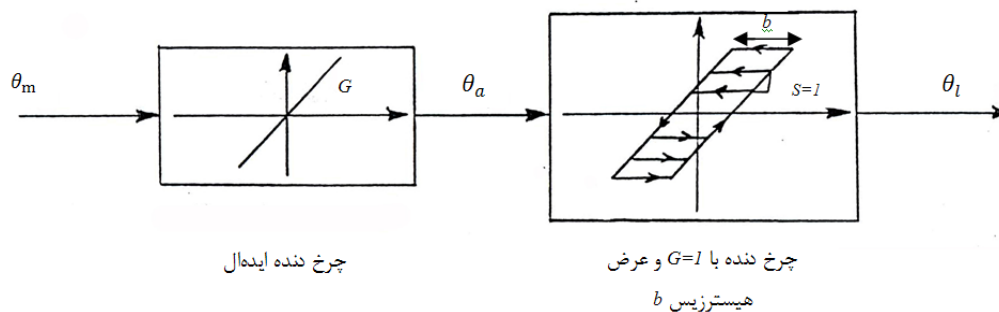
شکل ۲-۶ مدل ساده یک گیربکس

ساخت عملی چرخ دنده‌ها به گونه‌ای است که بین هر دو چرخ‌دنده مقدار کمی لقی وجود دارد. میتوان در تئوری ثابت کرد که هر چه لقی بین چرخ‌دنده‌ها کاهش یابد، راندمان انتقال کوپل چرخ‌دنده‌ها نیز کاسته می‌شود. بنابراین ساخت عملی چرخ‌دنده‌ها بدون لقی امکان‌پذیر نیست. بطور کلی لقی بین یک جفت چرخ‌دنده را می‌توان بصورت مشخصه هیستریزیس شکل (۲-۷-ب) مدل کرد.



شکل ۷-۲ مدل یک جفت چرخ دنده $N_1 = N_2$

در این مدل پارامتر (b) لقی چرخ دنده‌ها برحسب رادیان است. از آنجائیکه در یک گیربکس چندین جفت چرخ دنده وجود دارد و مدل کردن هر جفت چرخ دنده به‌طور جداگانه و بررسی آنها در سیستم، کاری بس دشوار است. بنابراین در مدل گیربکس کمی تقریب بکار برده و لقی کل چرخ دنده-های گیربکس را در یک مرحله در نظر گرفته و نسبت چرخ دنده‌ها ($G = \frac{N_1}{N_2}$) را ثابت می‌گیریم. شکل (۸-۲) مدل ریاضی یک گیربکس را بطور تقریبی نشان می‌دهد.



شکل ۸-۲ مدل تقریبی گیربکس

۵-۲- توابع تبدیل موتور تحریک جداگانه

برای بررسی پایداری و طراحی سیستم کنترل حلقه بسته، داشتن توابع تبدیل در شکل مناسب ضروری هستند. از محرکه‌های با سیستم کنترل حلقه بسته برای کنترل سرعت یا موقعیت استفاده

می‌شود، و موتور هم با روش کنترل آرمیچر یا کنترل میدان کار می‌کند. در این بخش توابع تبدیل یک موتور تحریک مستقل با کنترل ولتاژ آرمیچر به شکلی بدست می‌آید که برای استفاده در بررسی پایداری و طراحی محرکه با کنترل حلقه بسته مناسب باشند.

۲-۵-۱- کنترل آرمیچر

از معادلات (۲-۲) و (۳-۲) و (۶-۲) معادله ولتاژ مدار آرمیچر در حالت گذرا بصورت زیر بدست می‌آید

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = v_a - K_V \frac{d\theta}{dt} \quad (21-2)$$

از دینامیک سیستم موتور- بار، معادله (۱۸-۲) داریم :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} = T_e - T_M \quad (22-2)$$

همچنین ،

$$T_e = K_M i_a \quad (23-2)$$

جایگزینی (۲۳-۲) در معادله (۲۲-۲) نتیجه می‌دهد :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} = K_M i_a - T_M \quad (24-2)$$

در حوزه لاپلاس و با فرض شرایط اولیه صفر دو معادله (۲۲-۲) و (۲۴-۲) می‌توانند ترکیب شوند و به صورت زیر نوشته شوند :

$$(Ls + R) I_a(s) = V(s) - K_V s \theta(s) \quad (25-2)$$

$$(Js^2 + Bs) \theta(s) = K_M I_a(s) - T_M(s) \quad (26-2)$$

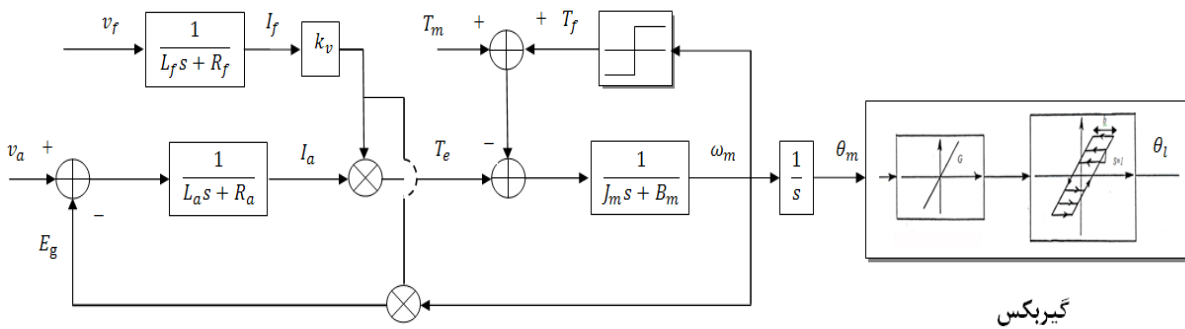
تابع تبدیل از $V(s)$ به $\theta(s)$ بصورت زیر است : ($T_M = 0$)

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_M}{s[(Ls+R)(Js+B)+K_V K_M]} \quad (27-2)$$

تابع تبدیل از گشتاور بار $T_M(s)$ به $\theta(s)$ بصورت زیر بیان می‌شود: ($V = 0$)

$$\frac{\theta(s)}{T_M(s)} = - \frac{(Ls+R)}{s[(Ls+R)(Js+B)+K_v K_m]} \quad (28-2)$$

مدل غیرخطی موتور DC با گیربکس بصورت شکل (۹-۲) نشان داده می‌شود.



شکل ۹-۲ بلوک دیاگرام غیرخطی موتور DC

در سیستم‌های الکترومکانیکی ثابت زمانی الکتریکی ($\frac{L}{R}$) خیلی کوچکتر از ثابت زمانی مکانیکی ($\frac{J}{B}$)

است که این فرض مرتبه مدل را به مرتبه پایین‌تر از دینامیک محرکه رهنمون می‌سازد.

اگر صورت و مخرج کسر معادله (۲۷-۲) را به R تقسیم کنیم و از ثابت زمانی الکتریکی با قرار دادن

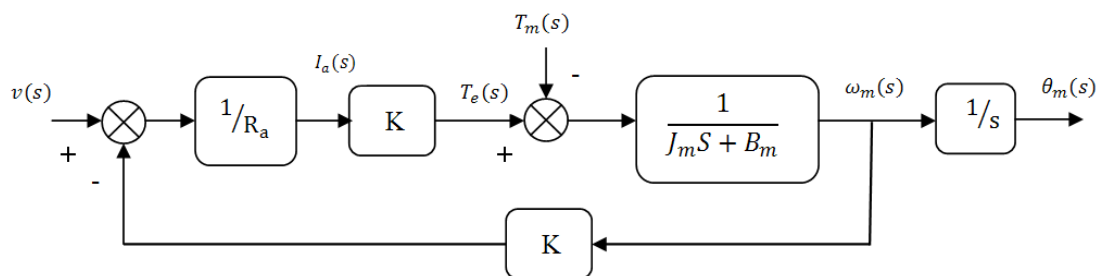
$\frac{L}{R}$ برابر صفر صرف‌نظر نماییم، تابع تبدیل بین $V(s)$ و $\theta(s)$ عبارتست از: ($T_M = 0$)

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{\frac{K_m}{R}}{s(Js+B+\frac{K_v K_m}{R})} \quad (29-2)$$

به‌طور مشابه تابع تبدیل بین $T_M(s)$ و $\theta(s)$ چنین است: ($V = 0$)

$$\frac{\theta(s)}{T_M(s)} = - \frac{1}{s(Js+B+\frac{K_v K_m}{R})} \quad (30-2)$$

از معادلات (۲۹-۲) و (۳۰-۲) نمودار بلوکی (۱۰-۲) بدست می‌آید [۲۸].



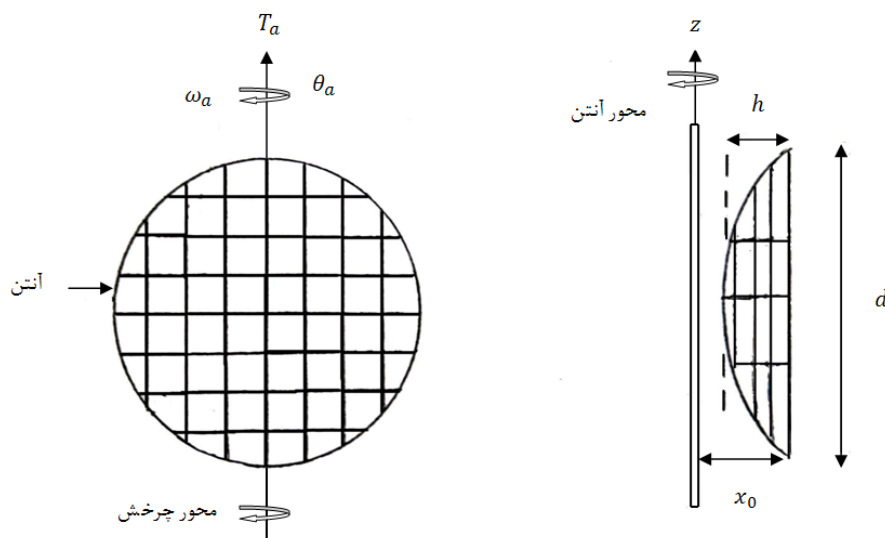
شکل ۲-۱۰ بلوک دیاگرام خطی موتور DC با کاهش مرتبه

۲-۶- معادلات دینامیکی آنتن رادار

در این بخش مدل دینامیکی آنتن رادار در رابطه با سیستم کنترل موقعیت و سرعت مورد بررسی قرار گرفته است [۲۹]. هدف بدست آوردن مدل خطی آنتن و همچنین کوپل اغتشاش باد برای انتخاب سیستم مولد گشتاور و طراحی سیستم کنترلی می‌باشد. ممان اینرسی آنتن حول محور چرخش، ضریب کوپل اصطکاک در حوالی سرعت نامی و ماکزیمم کوپل اغتشاش ناشی از باد پارامترهای دینامیکی مهم آنتن می‌باشند.

۲-۶-۱- مدل فیزیکی آنتن :

شکل (۲-۱۱) نمای هندسی یک آنتن رادار سطحی با یک درجه آزادی را نشان می‌دهد. در این طراحی فرض می‌شود که شکل هندسی آنتن بصورت سهمی‌گون مشبک است و فاصله x_0 مطابق شکل (۲-۱۱) تعریف می‌شود که نمایانگر فاصله آنتن تا محور چرخش z می‌باشد و همچنین فرض می‌شود که تنها پارامتر قابل تغییر آنتن x_0 است و پارامترهای دینامیکی را برحسب متغیر x_0 و دیگر مشخصات هندسی آنتن بدست می‌آوریم .



شکل ۱۱-۲ نمای هندسی آنتن رادار

۲-۶-۲- معادلات دینامیکی آنتن

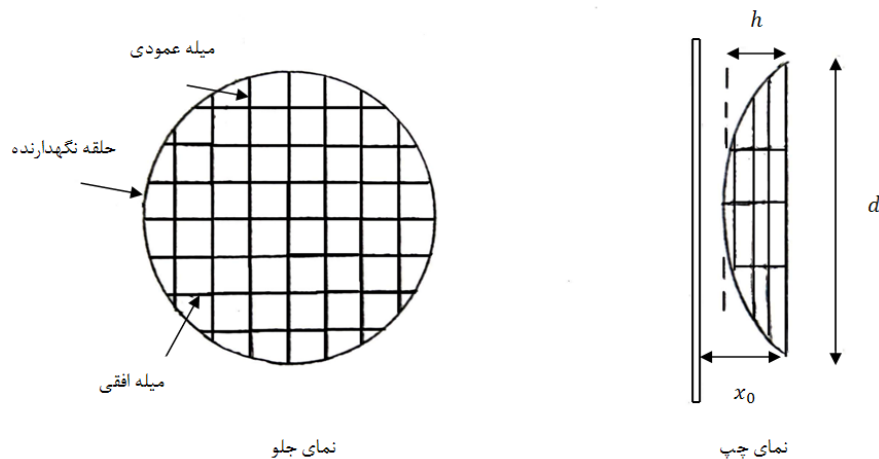
با توجه به شکل (۱۱-۲) می‌توان معادله دیفرانسیل کلی مربوط به چرخش آنتن را بصورت ذیل در نظر گرفت :

$$J_a \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} = T_a - T_d(t, \theta_a) - T_B(\omega_a) \quad (۳۱-۲)$$

که J_a ممان اینرسی آنتن حول محور Z ، θ_a زاویه آنتن، T_a کوپل اعمالی از طرف سیستم کنترل، T_d کوپل اغتشاش ناشی از باد و $T_B(\omega_a)$ کوپل اصطکاک می‌باشند. در ادامه پارامترهای رابطه (۲۸-۲) را بدست خواهیم آورد.

۲-۶-۳- تعیین ممان اینرسی J_a

در بدست آوردن ممان اینرسی فرض می‌شود که آنتن بصورت مشبک بوده و از میله‌های افقی و عمودی و همچنین یک حلقه نگهدارنده تشکیل شده است (شکل ۱۲-۲).



شکل ۲-۱۲ شکل هندسی آنتن

ممان اینرسی کل آنتن را می‌توان از مجموع سه ممان اینرسی بصورت رابطه زیر بدست آورد :

$$J_a = J_{av} + J_{ah} + J_{ag} \quad (32-2)$$

که J_{av} ، J_{ah} ، J_{ag} به ترتیب ممان اینرسی‌های مربوط میله‌های عمودی، افقی و حلقه نگهدارنده می‌باشند و می‌توان نشان داد که با در نظر گرفتن تقریبهایی از روابط زیر بدست می‌آیند :

$$J_{av} = 2\rho_v A_v d \sum_{n=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2} \left[\left(\frac{nd}{2N}\right)^2 + (x_o - h)^2 + \left(\frac{n}{N}h\right)^2 + 2(x_o - h)\frac{n}{N}h \right] \quad (33-2)$$

$$J_{ah} = 2\rho_h A_h d \sum_{m=1}^M \sqrt{1 - \left(\frac{m}{M+1}\right)^2} \left\{ \left[(x_o - h) + \frac{hm}{M+1} \right]^2 + \frac{d^2}{12} \left[1 - \left(\frac{m}{M+1}\right)^2 \right] \right\} + \rho_h A_h d \left[(x_o - h)^2 + \frac{d^2}{12} \right] \quad (34-2)$$

$$J_{ag} = \rho_s d \pi \left(x_o^2 + \frac{d^2}{8} \right)^2 \quad (35-2)$$

که توصیف پارامترهایی که مربوط به روابط (۳۳-۲)، (۳۴-۲)، (۳۵-۲) در جدول (۲-۱) ارائه شده است.

جدول (۱-۲): توصیف پارامترهای مربوط به آنتن

پارامتر	توصیف
ρ_v	چگالی حجمی میله‌های عمودی
ρ_h	چگالی حجمی میله‌های افقی
ρ_s	چگالی خطی حلقه نگهدارنده
A_v	سطح مقطع میله‌های عمودی
A_h	سطح مقطع میله‌های افقی
$2M + 1$	تعداد میله‌های افقی
$2N$	تعداد میله‌های عمودی
x_o	فاصله سطح خارجی آنتن تا محور چرخش
h	ارتفاع نقطه اوج آنتن نسبت به سطح خارجی آنتن
d	قطر خارجی آنتن

بنابراین با داشتن اطلاعات مربوط به جدول (۱-۲) می‌توان ممان اینرسی آنتن را حول محور چرخش محاسبه کرد. برای اینکه در طراحی سیستم، جبران تقریب‌ها و خطاها را کرده باشیم نتایج محاسبات را در یک ضریب اطمینان^۱ ضرب می‌کنیم بنابراین خواهیم داشت :

$$\hat{J}_a = \alpha J \quad (۳۶-۲)$$

که α را در رابطه (۳۶-۲) در حدود ۱.۲ اختیار می‌کنیم.

۲-۶-۴- تعیین ضریب اصطکاک B_a :

در اثر چرخش دورانی آنتن در هوای آرام (بدون باد) اصطکاک ناشی از تماس سطح میله‌های مشبک آنتن با هوا و همچنین اصطکاک یاتاقانها و چرخ‌دنده‌ها، کوپلی را بر محور چرخش بوجود می‌آورند که

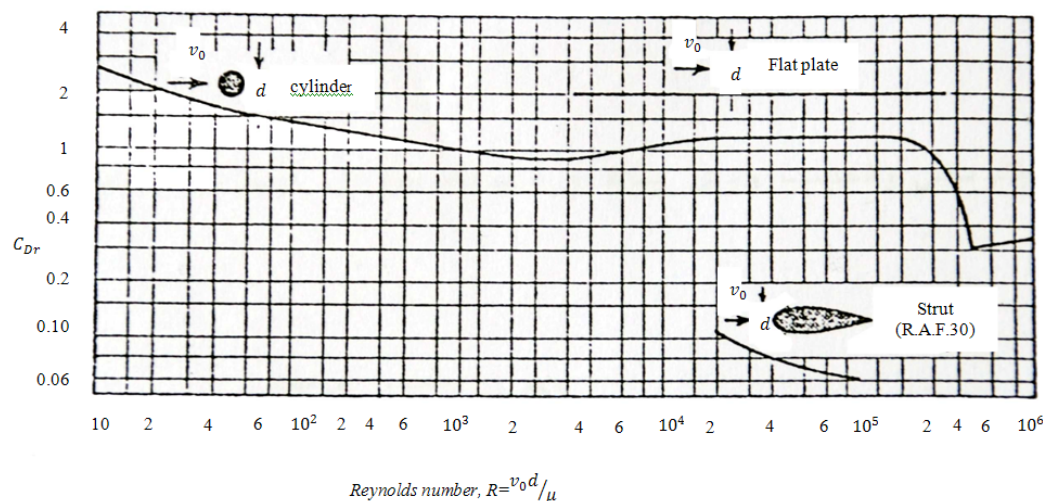
¹Safety factor

آنها کوپل اصطکاک نامند. این کوپل عموماً بصورت تابعی غیرخطی از ω_a می باشد. در این قسمت از اصطکاک یاتاقانها و چرخ دنده ها صرف نظر می شود و همچنین فرض می شود که آنتن بصورت سهمی-گون مشبک بوده و تعداد میله های عمودی خیلی بیشتر از تعداد میله های افقی باشند و همچنین سرعت زاویه ای آنتن به اندازه ای باشد که سبب متلاطم شدن هوا نگردد. آنگاه می توان نشان داد که کوپل اصطکاک ناشی از چرخش آنتن در هوا با تقریب هایی از رابطه ذیل پیروی می کند :

$$T_f(\omega_a) = \text{sgn}(\omega_a) \rho_{air} D_v d C_{Dr} \omega_a^2 \sum_{n=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2} \left[\left(x_o - \frac{h}{3}\right)^2 + \left(\frac{nd}{2N}\right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (37-2)$$

که ρ_{air} چگالی حجمی هوا، D_v قطر میله های عمودی، C_{Dr} ضریب " Drag " [۳۰] میله های عمودی با هوا و ω_a سرعت زاویه ای آنتن می باشند. ضریب C_{Dr} را می توان توسط منحنی شکل (۲-۱۳) برحسب عدد $Reynolds$ بدست آورد که عدد $Reynolds$ از رابطه زیر بدست می آید :

$$Reynolds \text{ Number} = \frac{v_w D}{\mu} \quad (38-2)$$



شکل ۲-۱۳ ضریب Drag مربوط به میله های آنتن [۳۱]

که v_w سرعت باد ، D قطر میله و μ ضریب لزجت جنبشی هوا می باشند. رابطه (۲-۳۵) نشانگر آنست که کوپل اصطکاک، رابطه درجه دوم با سرعت زاویه ای دارد. بنابراین ضریب کوپل اصطکاک را بصورت زیر تعریف می کنیم :

$$B_a = \frac{dT_f(\omega_a)}{d\omega_a} \big|_{\omega_a=\omega_{an}} \quad (39-2)$$

با استفاده از رابطه (37-2) ضریب کوپل اصطکاک در همسایگی سرعت زاویه‌ای ω_{an} بدست می‌آید.

$$B_a = \operatorname{sgn}(\omega_a) 2 \rho_{air} D_v C_{Dr} \omega_{an} \sum_{n=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2} \left[\left(x_o - \frac{h}{3}\right)^2 + \left(\frac{nd}{2N}\right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (40-2)$$

بنابراین با استفاده از رابطه (40-2) ضریب کوپل اصطکاک در همسایگی سرعت زاویه‌ای ω_{an} بدست می‌آید.

۲-۶-۵- تعیین کوپل اغتشاش باد $T_d(t, \theta_a)$:

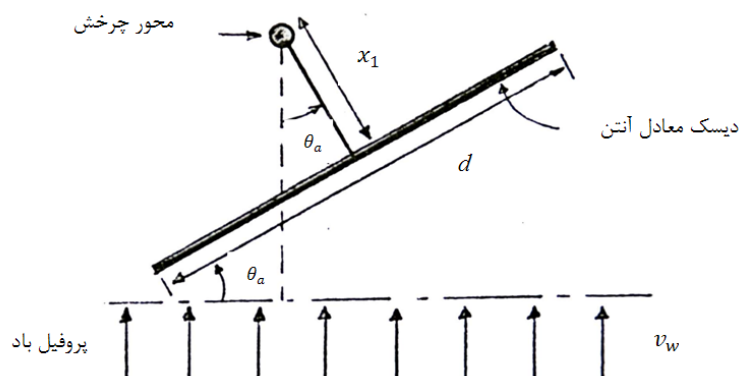
در اثر وزیدن باد بر روی سطح آنتن کوپلی به محور آنتن وارد می‌شود که آنرا کوپل اغتشاش $T_d(t, \theta_a)$ می‌نامیم. هدف، در این قسمت تعیین ماکزیمم مقدار کوپل اغتشاش و بستگی آن با موقعیت آنتن می‌باشد. بدلیل پیچیده بودن معادلات مربوط به آنتن مشبک، در این قسمت فرض می‌شود که آنتن به شکل یک صفحه دایروی با قطر d باشد و این فرض اندازه بیشتری را برای کوپل اغتشاش بدست می‌دهد و اشکالی را از نظر ضریب اطمینان بوجود نمی‌آورد.

می‌توان نشان داد که فاصله دیسک معادل آنتن تا محور چرخش Z از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$x_1 = x_o - \frac{h}{3} \quad (41-2)$$

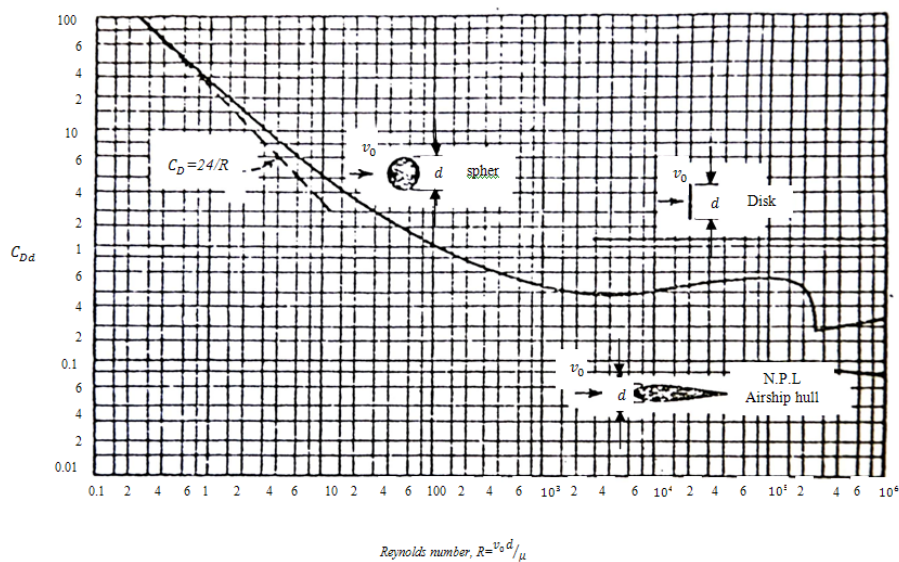
شکل ۲-۱۴ چگونگی وضعیت وزش باد و دیسک معادل آنتن را نسبت به یکدیگر نشان می‌دهد. با استفاده از قوانین مکانیک سیالات می‌توان نشان داد که کوپل اغتشاش ناشی از باد بصورت رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T_d(t, \theta_a) \cong v_w^2(t) \left[\frac{\pi}{16} \left(x_o - \frac{h}{3}\right) \rho_{air} C D_d d^2 \right] \sin(2\theta_a) \begin{cases} 1 & -\frac{\pi}{2} < \theta_a < \frac{\pi}{2} \\ -1 & \frac{\pi}{2} < \theta_a < \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (42-2)$$



شکل ۱۴-۲ وزش باد و دیسک معادل آنتن

که θ_a زاویه بین سطح دیسک و راستای عمود بر باد، v_w سرعت باد و C_{Dd} ضریب $Drag$ دیسک با هوا می‌باشند. ضریب C_{Dd} را می‌توان با استفاده از منحنی شکل (۱۵-۲) بر حسب عدد $Reynolds$ بدست آورد.



شکل ۱۵-۲ Drag ضریب مربوط به دیسک معادل آنتن

با توجه به رابطه (۴۲-۲) مشاهده می‌شود که ماکزیمم کوپل اغتشاش ناشی از باد در $\theta_a = \pm \frac{\pi}{4}$ و $\theta_a = \pi \pm \frac{\pi}{4}$ اتفاق می‌افتد، بنابراین ماکزیمم کوپل ناشی از باد بصورت ذیل بدست می‌آید :

$$T_{d \max} = \left[\frac{\pi}{16} \left(x_o - \frac{h}{3} \right) \rho_{air} C_{Dd} d^2 \right] v_{w \max}^2 \quad (43-2)$$

البته اندازه این کوپل کمی بیشتر از مدل واقعی است. با توجه به رابطه (۴۲-۲) مشاهده می‌شود که کوپل اغتشاش باد با سیستم دارای همبستگی است و این موضوع باید در طراحی سیستم کنترلی در نظر گرفته شود. بعنوان مثال اگر $\theta_a = \omega_{at}$ و سرعت باد ثابت باشد، کوپل اغتشاش بصورت تناوبی بوده و دوره تناوب آن با فرکانس چرخش آنتن برابر است این موضوع در مواردی که فرکانس چرخش آنتن با پهنای باند کل سیستم کنترل موقعیت قابل مقایسه باشد بسیار حائز اهمیت است.

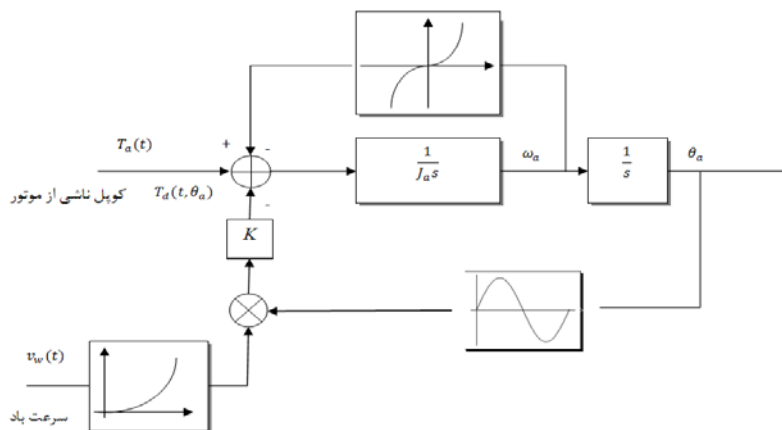
۲-۶-۶- بررسی مدل تقریبی سیستم دینامیکی :

با توجه به روابط بدست آمده در این قسمت می‌توان معادلات حالت تقریبی مربوط به سیستم دینامیکی آنتن را بصورت زیر نوشت :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a \\ \frac{d\omega_a}{dt} = \frac{1}{J_a} [T_a(t) - \text{sgn}(\omega_a) k_1 \omega_a^2 - k_2 v_w^2(t) f(\theta_a)] \end{cases} \quad (44-2)$$

که k_1 و k_2 و $f(\theta_a)$ با توجه به روابط (۳۷-۲) و (۴۲-۲) بدست می‌آیند در ضمن تابع $f(\theta_a)$ یک تابع تناوبی نسبت به θ_a است و دوره تناوب آن 2π می‌باشد.

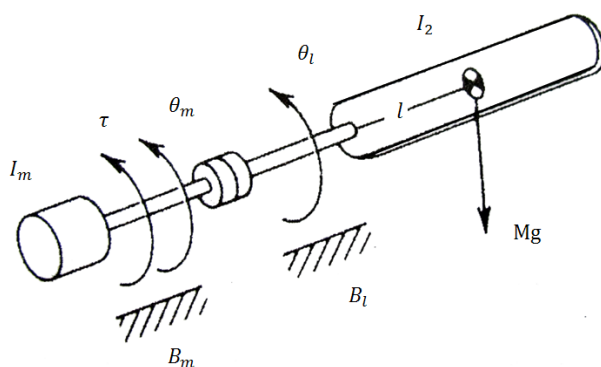
با توجه به معادلات حالت (۴۴-۲) می‌توان بلوک دیاگرام تقریبی سیستم دینامیکی آنتن را بصورت شکل (۱۶-۲) نشان داد.



شکل ۱۶-۲ بلوک دیاگرام تقریبی معادل سیستم دینامیکی آنتن

۷-۲- معادلات دینامیکی بازوی ماهر یک-رابط

بازوی یک-رابط که در شکل (۱۷-۲) نشان داده شده از یک رابط صلب متصل به موتور DC و چرخ-دنده‌ها تشکیل شده است. در نظر بگیرید که θ_l و θ_m به ترتیب، زاویه رابط و زاویه محور موتور را نشان می‌دهند.



شکل ۱۷-۲ بازوی ماهر یک رابط

پس $\theta_l = \frac{1}{n} \theta_m$ که $n:1$ نسبت چرخ‌دنده است. انرژی جنبشی سیستم بوسیله این رابطه داده می‌شود [۲۸]:

$$\begin{aligned} k &= \frac{1}{2} J_m \dot{\theta}_m^2 + \frac{1}{2} J_l \dot{\theta}_l^2 \\ &= \frac{1}{2} \left(J_m + \frac{J_l}{n^2} \right) \dot{\theta}_m^2 \end{aligned} \quad (۴۵-۲)$$

که J_m ، J_l به ترتیب اینرسی‌های دورانی موتور و رابط هستند. انرژی پتانسیل بصورت زیر ارائه می‌گردد.

$$v = Mgl(1 - \cos(\theta_l)) = Mgl(1 - \cos(\frac{\theta_m}{n})) \quad (۴۶-۲)$$

که M کل جرم رابط و l طول فاصله از محور مفصل تا مرکز جرم رابط است. بنابراین لاگرانژین L به وسیله رابطه زیر داده می‌شود.

$$L = \frac{1}{2} \left(J_m + \frac{J_l}{n^2} \right) \dot{\theta}_m^2 - Mgl(1 - \cos(\frac{\theta_m}{n})) \quad (47-2)$$

با جایگذاری این رابطه در معادلات اویلر _ لاگرانژ، معادله حرکت بدست می‌آید.

$$\left(J_m + \frac{J_l}{n^2} \right) \ddot{\theta}_m + \frac{Mgl}{n} \sin\left(\frac{\theta_m}{n}\right) = \tau \quad (48-2)$$

نیروی تعمیم یافته τ از گشتاور ورودی موتور u و گشتاور میرا شونده (بدون بازگشت) $B_m \dot{\theta}_m$ و $B_l \dot{\theta}_l$ تشکیل می‌شود. انعکاس گشتاور میرا شونده رابط به شافت موتور نتیجه می‌دهد که :

$$\tau = u - \left(B_m + \frac{B_l}{n^2} \right) \dot{\theta}_m \quad (49-2)$$

بنابراین رابطه کامل برای دینامیک این سیستم عبارت است از :

$$J \ddot{\theta}_m + B \dot{\theta}_m + C \sin\left(\frac{\theta_m}{n}\right) = u \quad (50-2)$$

که

$$J = J_m + \frac{J_l}{n^2} \quad (51-2)$$

$$B = B_m + \frac{B_l}{n^2}$$

$$C = \frac{Mgl}{n}$$

بطور کلی برای هر سیستمی از این نوع، یک کاربرد معادلات اویلر _ لاگرانژ به سیستم مرتبه دوم غیر

خطی معادلات دیفرانسیل در مختصات تعمیم یافته می‌رسد.

فصل سوم

محرکه‌های DC

✓ انواع مبدل‌ها

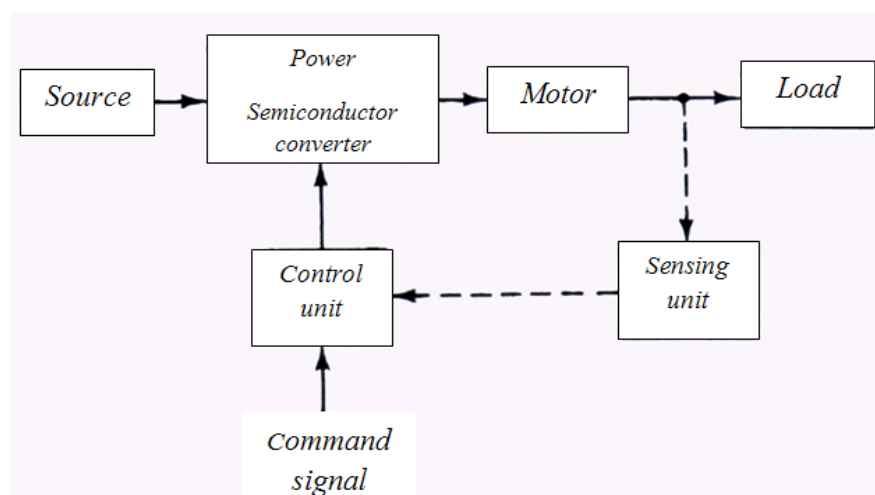
✓ تغذیه موتورهای DC

✓ مدارهای یکسوکننده قابل کنترل

✓ کنترل موتور DC با برشگرها

۳-۱- مقدمه

بلوک دیاگرام یک محركه الكتريكي كنترل‌شده توسط يك مبدل نيمه‌هادي قدرت در شكل (۳-۱) نشان داده شده است. بار محركه معمولاً يك ماشين الكتريكي است كه براي انجام وظيفه مشخصي بكار برده مي‌شود. براي مثال قطارهاي الكتريكي، ماشين‌هاي حفاري، ماشين‌هاي ابزار، غلطك‌هاي كاغذ، جرثقيل، بيل مكانيكي و غيره بار يك محركه الكتريكي را تشكيل مي‌دهند. معمولاً ملزومات بار برحسب سرعت و گشتاور مورد نياز آن مشخص مي‌شوند. براي آنكه محركه مناسبی برای یک بار یا کاربرد خاص انتخاب شود ابتدا بایستی اطلاعات کاملی از نیازهای بار در دسترس باشد.



شكل ۳-۱: بلوک دیاگرام یک محركه الكتريكي

پس از آن موتوري با مشخصه‌هاي سرعت-گشتاور و سرعت-جريان متناسب با نيازهاي بار انتخاب مي‌شود. مشخصه موتور با بار هنگامي متناسب است كه بدون تجاوز از مقادير حدي جريان، نظير جريان نامي موتور و ظرفيت جرياني منبع، نيازهاي گشتاور و سرعت بار تامين شود.

مشخصه بدست آمده از حالتی که منبع در شرایط نامی کار می‌کند مشخصه طبیعی نامیده می‌شود. برای مثال مشخصه سرعت- گشتاور یک موتور القایی در ولتاژ نامی و فرکانس نامی، مشخصه طبیعی آن است. معمولاً مشخصه طبیعی سرعت- گشتاور یک موتور با تمام نیازهای بار منطبق نیست. بنابراین یک مبدل نیمه‌هادی قدرت بین منبع و موتور قرار می‌گیرد تا مشخصه‌های مورد نیاز بار تامین شود. مبدل نیمه‌هادی قدرت، که از این پس برای سادگی آن را مبدل می‌نامیم، انتقال قدرت از منبع به موتور را بنحوی تنظیم می‌کند که مشخصه سرعت- جریان و سرعت- گشتاور با نیازهای بار سازگار باشد. فرمان‌های کنترلی مبدل در یک واحد کنترل ساخته می‌شود که در سطوح ولتاژ و قدرت خیلی پایین کار می‌کند. واحد کنترلی شامل مدارهای مجتمع خطی و دیجیتال و ترانزیستورها می‌باشد. سیگنال فرمان که نقطه کار محرکه را تنظیم می‌کند، یکی از ورودی‌های واحد کنترل را تشکیل می‌دهد. مبدل‌ها مقدار زیادی هارمونیک تولید می‌کنند. در صورت عدم جداسازی الکتریکی، هارمونیک‌ها می‌توانند وارد واحد کنترلی شوند و در کار آن اختلال ایجاد کنند.

سیستم کامل یک محرکه، شامل بار، موتور، مبدل، منبع، واحد کنترل، و مدار تشخیص پارامترها بایستی به صورت یک سیستم مجتمع عمل نماید. نقطه کار موتور ممکن است در اثر تغییر هریک از عناصر تشکیل دهنده محرکه مختل شود. انتخاب عناصر یک محرکه نیز بطور کامل در ارتباط با یکدیگر است. برای مثال ممکن است استفاده از یک موتور خاص، مشخصه منبع را تعیین کند، یا بالعکس موتوری انتخاب شود که با منبع موجود انطباق داشته باشد. معمولاً مبدل طوری انتخاب می‌شود که مشخصات حاصله برای موتور با بار تناسب داشته باشد، با اینحال ممکن است که ظرفیت منبع و نحوه استفاده از آن نیز در انتخاب مبدل اثر بگذارد.

در این فصل نگاهی گذرا به انواع مبدل‌ها و تغذیه موتورهای dc خواهیم داشت، همچنین به بررسی انواع مدارهای یکسوکننده به‌همراه تکنیک PWM و برشگرها (چاپرها)¹ پرداخته می‌شود.

¹ Choppers

۳-۲- انواع مبدلها

موتورهایی که عموماً در محرکه‌های سرعت متغیر بکار می‌روند موتورهای القایی، dc و سنکرون هستند. برای کنترل موتورهای القایی، یک منبع ac با فرکانس ثابت و ولتاژ متغیر یا یک منبع ac با ولتاژ یا جریان متغیر و فرکانس متغیر لازم است. موتورهای سنکرون به یک منبع فرکانس متغیر با ولتاژ یا جریان متغیر نیاز دارند. برای کنترل موتورهای dc، یک منبع ولتاژ dc متغیر لازم است. منبع ولتاژ dc متغیر برای کنترل موتورهای القایی و سنکرون نیز بکار می‌رود.

منبعی که عموماً موجود است، منبع ac با ولتاژ و فرکانس ثابت است. گاهی اوقات ممکن است یک منبع ولتاژ dc ثابت در دسترس باشد. برای برآورد نیازهای موتورهای مختلف لازم است از مبدل‌های نیمه‌هادی قدرت استفاده شود. این مبدلها همراه با نوع تبدیل و کاربردی که دارند در جدول (۳-۱) فهرست شده‌اند.

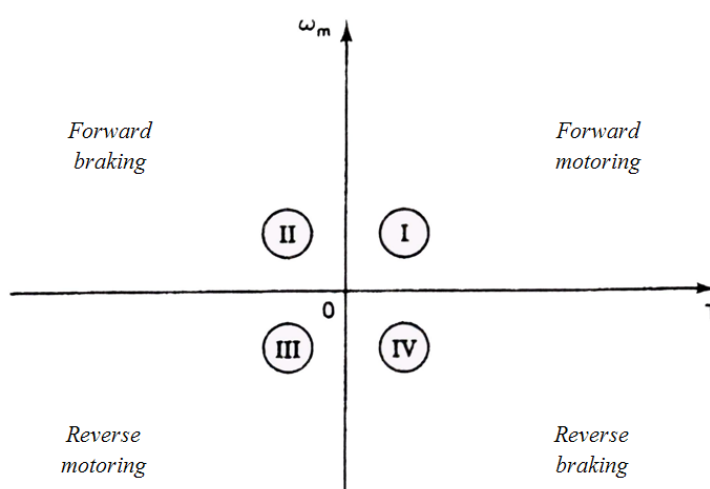
جدول (۳-۱): مبدلها، نحوه تبدیل انرژی و کاربرد هریک از آنها

نوع مبدل	نحوه تبدیل انرژی الکتریکی	کاربردها
۱- یکسوکننده‌های قابل کنترل	تبدیل ac به dc	کنترل موتورهای dc، القایی و سنکرون
۲- برشگرها	ولتاژ dc ثابت به ولتاژ dc متغیر	کنترل موتورهای dc و القایی
۳- کنترل‌کننده‌های ولتاژ	ولتاژ dc ثابت به ولتاژ dc متغیر در فرکانس یکسان	کنترل موتورهای القایی
۴- اینورترها	تبدیل منبع dc به منبع ac جریان یا ولتاژ با فرکانس ثابت یا متغیر	کنترل موتورهای القایی و سنکرون
۵- سیکلو کنورترها	تبدیل منبع ac با ولتاژ و فرکانس ثابت به ولتاژ ac با دامنه و فرکانس متغیر	کنترل موتورهای القایی و سنکرون

۳-۳- عملکرد چند ربعی و قراردادهای سرعت _ گشتاور

یک موتور در دو حالت کار می‌کند: موتوری و ترمزی. در حالت موتوری، انرژی الکتریکی را به انرژی مکانیکی تبدیل می‌کند که باعث حرکت آن می‌شود. در حالت ترمزی، موتور همانند یک ژنراتور کار می‌کند و انرژی مکانیکی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. این انرژی در مدارهای الکتریکی مصرف می‌شود و بنابراین با حرکت مخالف می‌کند. موتور می‌تواند در دو جهت مستقیم و معکوس و در هر دو حالت موتوری و ژنراتوری کار کند.

شکل (۲-۳) محورهای مختصات متناظر با گشتاور و سرعت را برای مقادیر مثبت و منفی نشان می‌دهد. در ربع یک قدرت که حاصل ضرب سرعت و گشتاور می‌باشد مثبت است. در نتیجه ماشین همانند یک موتور انرژی مکانیکی تحویل می‌دهد. کار در ربع یک کار موتوری مستقیم نامیده می‌شود. در ربع دو قدرت منفی است. پس ماشین در حالت ترمزی که با حرکت مخالف است کار می‌کند. کار در ربع دو کار ترمزی مستقیم نامیده می‌شود. در ربع دو محرکه نمی‌تواند نقطه کار پایدار داشته باشد. در این ربع کار فقط بصورت گذرا رخ می‌دهد. به همین ترتیب می‌توان دید کار در ربع سوم حالت موتوری معکوس و کار در ربع چهارم حالت ترمزی معکوس را نتیجه می‌دهد.



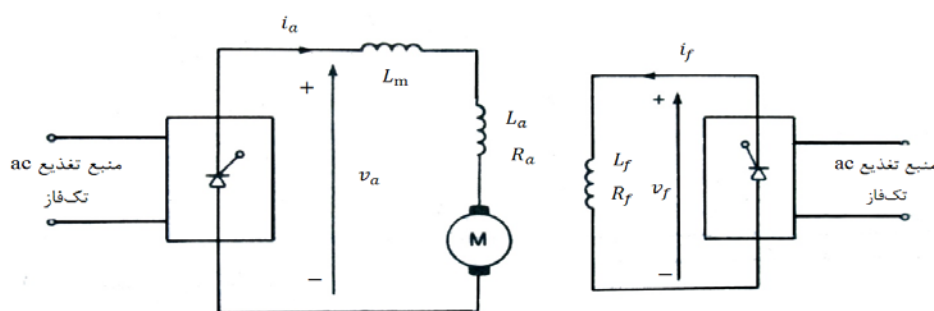
شکل ۲-۳: عملکرد چهارربعی محركه‌های الکتریکی

۳-۴- تغذیه موتورهای DC

موتورهای dc تحریک جداگانه نیاز به منابع ولتاژ (یا جریان) dc قابل کنترل برای سیم‌پیچ‌های تحریک و آرمیچر دارند. این منابع ولتاژ معمولاً با دو روش، یکی یکسوسازی قابل کنترل ولتاژ سینوسی و دیگری روش چاپر ساخته می‌شوند. این منابع در بعضی موارد لازم است که قابلیت بازپس‌گیری انرژی را نیز داشته باشند. به‌طور کلی ساختار منابع تغذیه را می‌توان به دو بخش مدارهای قدرت و مدارهای درایور و فرمان تقسیم‌بندی کرد که در این بخش فقط مدارهای قدرت مربوط به این منابع مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این فصل فرض می‌شود که سیستم فقط دسترسی به شبکه تک‌فاز را دارد.

۳-۴-۱- مدارهای یکسوکننده قابل کنترل

اگر مدار آرمیچر یک موتور dc به خروجی یکسوکننده کنترل‌شده تک‌فاز متصل شود، می‌توان ولتاژ آرمیچر را با تغییر زاویه تاخیر کنورتر α_a کنترل کرد. کنورتر ac به dc با کموتاسیون اجباری نیز برای تصحیح ضریب قدرت و کاهش هارمونیک‌ها قابل استفاده‌اند. مدار اساسی یک موتور dc با تحریک مجزا که از یک کنورتر تک‌فاز تغذیه می‌شود در شکل (۳-۳) نشان داده می‌شود [۲۶]. در زاویه تأخیر پایین، جریان آرمیچر غیرپیوسته است و باعث افزایش تلفات موتوری می‌شود. سلف L_m که معمولاً سری با مدار آرمیچر که معمولاً سری با مدار آرمیچر قرار دارد جریان تموج را تا مقدار مجاز کاهش می‌دهد.



شکل ۳-۳- شکل مداری پایه برای محرک dc

برای کنترل جریان میدان، یک کنورتور نیز به مدار میدان وصل می‌شود. با تغییر زاویه تأخیر α_f می‌توان جریان میدان را تغییر داد. بسته به نوع کنورترهای تک‌فاز محرک تک‌فاز را به چهار گروه تقسیم می‌کنیم :

۱- محرک‌های کنورتری نیم‌موج تک‌فاز

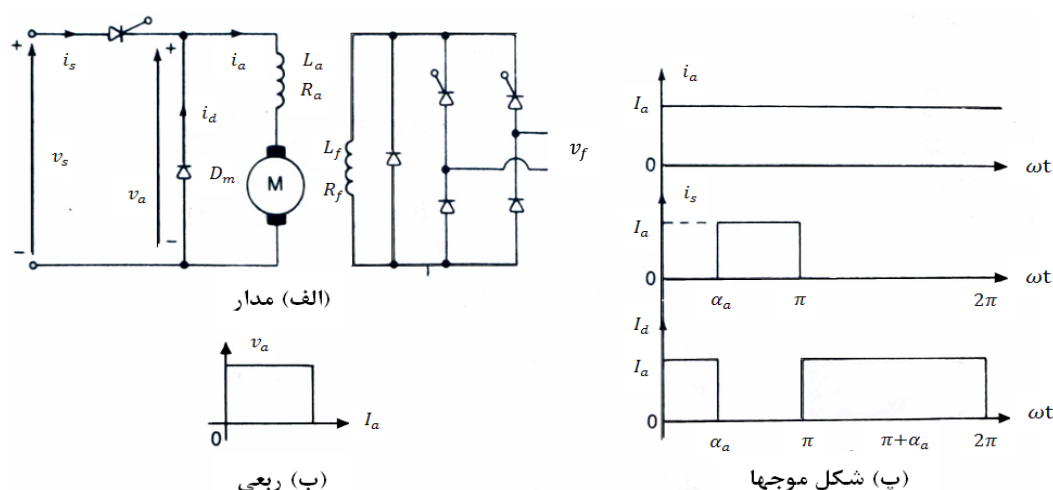
۲- محرک‌های کنورتری نیمه کنترل^۱ شده تک‌فاز

۳- محرک‌های کنورتری تمام کنترل^۲ شده تک‌فاز

۴- محرک‌های کنورتری دوتایی^۳ تک‌فاز

۳-۴-۱-۱- محرک‌های کنورتری نیم‌موج تک‌فاز

کنورتر نیم‌موج تک‌فاز شکل (۳-۴-الف) یک موتور dc را تغذیه می‌کند. جریان آرمیچر همیشه غیر پیوسته است مگر اینکه سلف خیلی بزرگی در مدار آرمیچر قرار گیرد. دیود هرزگرد برای همیشه لازم است و مانند شکل (۳-۴-ب) محرک یک‌ربعی است.



شکل ۳-۴-۱-۱-۱- محرک کنورتری نیم‌موج تک‌فاز

¹ Half Control

² Full Control

³ Double

کاربرد این محرک‌ها در حدود (۱.۲ kW) است. شکل (۳-۴-پ) شکل موج برای بار کاملاً سلفی را نشان می‌دهد. کنورتر مدار میدان یک کنورتر نیمه‌کنترل شده است. با کنورتر نیمه‌موج تک‌فاز در مدار آرمیچر، ولتاژ متوسط آرمیچر را بصورت زیر می‌دهد:

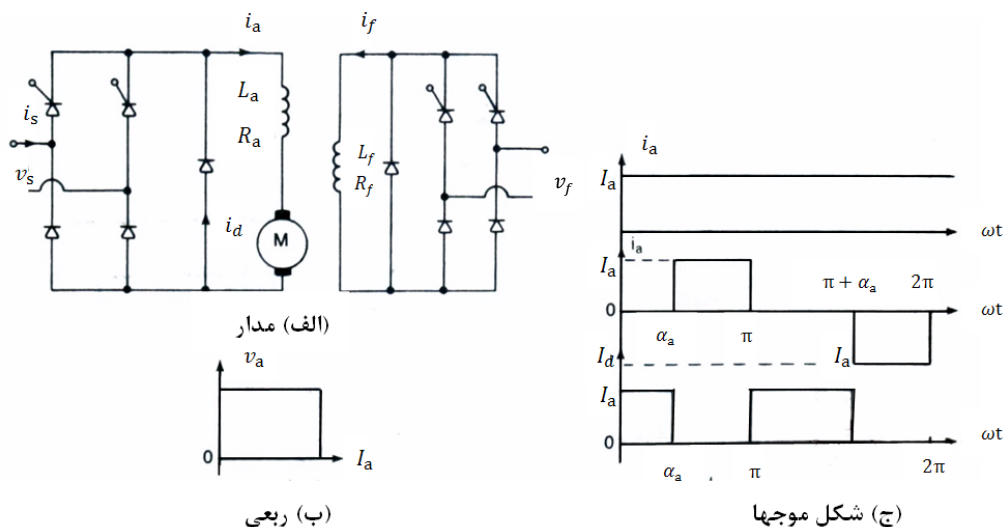
$$v_a = \frac{v_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad \text{به ازای} \quad 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (۱-۳)$$

که v_m ولتاژ پیک منبع ac است. با کنورتر نیمه‌کنترل شده در مدار میدان ولتاژ متوسط میدان، به صورت زیر بدست می‌آید

$$v_f = \frac{v_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad \text{به ازای} \quad 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (۳-۲)$$

۳-۴-۱-۲- محرک‌های کنورتري نیمه کنترل شده تک‌فاز

یک کنورتر نیمه‌کنترل شده تک‌فاز مدار آرمیچر موتور شکل (۳-۵-الف) را تغذیه می‌کند. شکل (۳-۵-ب) نشان می‌دهد که محرک، یک ربعی کار می‌کند و تا قدرت ۱۵ kW قابل استفاده است. کنورتر مدار میدان نیز باید نیمه‌کنترل شده باشد. شکل موجهای جریان در یک بار کاملاً سلفی در شکل (۳-۵-ج) نشان داده شده است.



شکل ۳-۵- محرک کنورتري نیمه کنترل شده تک‌فاز

با کنورتور نیمه کنترل شده تک‌فاز در مدار آرمیچر، ولتاژ متوسط آرمیچر را بصورت زیر می‌دهد

$$v_a = \frac{v_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (3-3)$$

با کنورتور نیمه کنترل شده تک‌فاز در مدار میدان، ولتاژ متوسط میدان را بصورت زیر می‌دهد

$$v_f = \frac{v_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (4-3)$$

۳-۴-۱-۳- محركات كنورتري تمام كنترل شده تک‌فاز

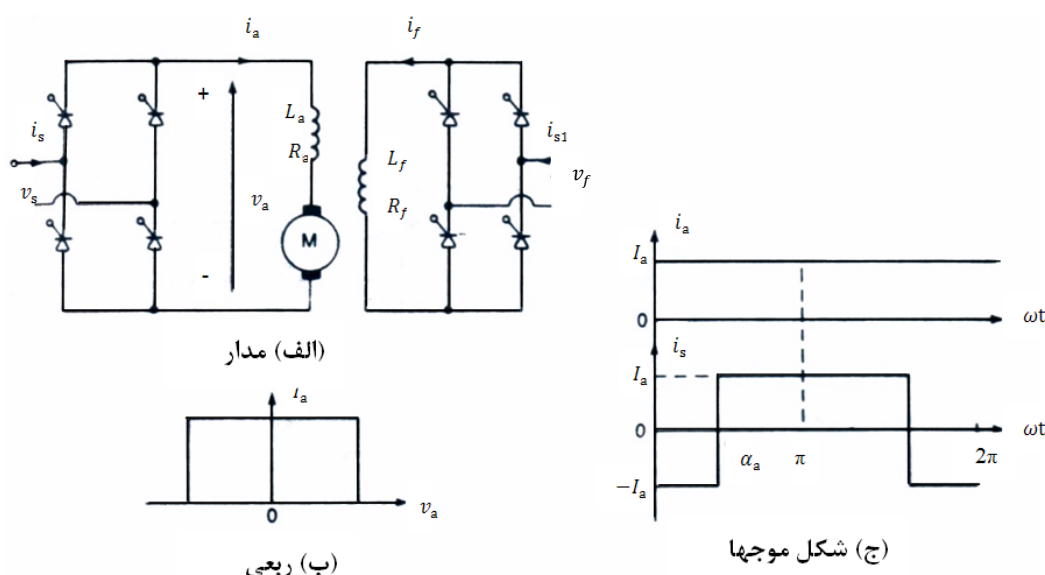
ولتاژ آرمیچر را می‌توان با کنورتور تمام موج تک‌فاز مانند شکل (۳-۶-الف) کنترل کرد. شکل (۳-۶-ب)

نشان می‌دهد که ناحیه کار محرک در دو ربع بوده و برای بارهای بالا قابل استفاده است. برای

حالت ژنراتوری، ولتاژ القایی موتور را با معکوس کردن تحریک میدان معکوس کرده و در نتیجه جهت

توان معکوس می‌شود. کنورتور مدار میدان باید تمام موج باشد تا بتواند جهت جریان میدان را معکوس

کند. شکل موج‌های جریان برای بار کاملاً سلفی در شکل (۳-۶-ج) دیده می‌شود.



شکل ۳-۶-۳-۴-۱-۳- محرك كنورتري تمام كنترل شده تک‌فاز

با کنورتر تمام موج تک‌فاز در مدار آرمیچر، ولتاژ متوسط آرمیچر را بصورت زیر می‌دهد:

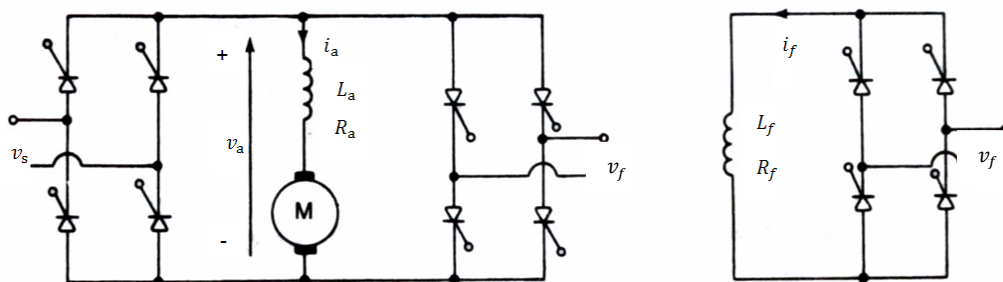
$$v_a = \frac{2v_m}{\pi} (\cos \alpha_a) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (5-3)$$

با کنورتر تمام موج تک‌فاز در مدار میدان، ولتاژ میدان را بصورت زیر می‌دهد:

$$v_f = \frac{2v_m}{\pi} (\cos \alpha_f) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (6-3)$$

۳-۴-۱-۴-۳- محرک‌های کنورتری دوتایی تک‌فاز

دو کنورتر تمام موج تک‌فاز مانند شکل (۷-۳) به یکدیگر متصل هستند. در اینجا یا کنورتر ۱ عمل کرده و به آرمیچر ولتاژ مثبت v_a وصل می‌کند، یا کنورتر ۲ عمل کرده و به آرمیچر ولتاژ منفی $-v_a$ اعمال می‌کند. محرک در چهار ربع کار می‌کند و چهار وضعیت اجرایی در اختیار می‌گذارد: تولید مستقیم، ترمز مستقیم (احیایی)، تولید غیرمستقیم، ترمز غیرمستقیم (احیایی). کاربرد آن بالای ۱۵kw است.



شکل ۷-۳ محرک کنورتری دوتایی تک‌فاز

علامت میدان در جریان میدان در مدت احیای مستقیم و غیرمستقیم عوض می‌شود. کنورتر میدان باید تمام موج باشد تا جریان میدان بتواند معکوس شود.

اگر کنورتر ۱ با زاویه تأخیر α_{a1} عمل کند، ولتاژ آرمیچر را به صورت زیر می‌دهد

$$v_a = \frac{2v_m}{\pi} (\cos \alpha_{a1}) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (7-3)$$

اگر کنورتور ۲ با زاویه تأخیر α_{a2} عمل کند، ولتاژ آرمیچر را به صورت زیر می‌دهد

$$v_a = \frac{2v_m}{\pi} (\cos \alpha_{a2}) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (8-3)$$

بطوریکه $\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$ برقرار است. با کنورتور تمام کنترل شده در مدار میدان، ولتاژ میدان را بصورت زیر می‌دهد :

$$v_f = \frac{2v_m}{\pi} (\cos \alpha_f) \quad \text{به ازای } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (9-3)$$

عموماً کنورترهای نیمه کنترل شده و تمام کنترل شده برای تغذیه موتورهای dc در سیستم‌های کنترل سرعت (یکطرفه) یا کنترل موقعیت (با ورودی افزایشنده با زمان) به صورت حلقه بسته مناسب می‌باشند. یکی از رفتارهای یکسوکننده‌های قابل کنترل رفتار غیرخطی در حالت گذرا می‌باشد.

به عنوان مثال در نظر بگیرید که یک موتور dc با تحریک ثابت، ولتاژ آرمیچر آن توسط یک یکسوکننده قابل کنترل تغذیه می‌شود و زاویه آتش آن در حدود ۹۰ بوده و موتور به حالت کار دائمی خود رسیده باشد. حال اگر برای کاهش سرعت توسط مدار فرمان، زاویه آتش ناگهان به $\alpha_a > 90$ تغییر کند بطوریکه $v_m \sin(\alpha_a) < E$ باشد آنگاه ولتاژ دو سر آرمیچر بصورت اتصال باز بوده و سرعت موتور تحت معادله دیفرانسیل زیر کاهش می‌یابد:

$$(J_m + G^2 J_l) \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + (B_m + G^2 B_l) \frac{d\theta_m}{dt} + (GT_l + T_{lm}) = 0 \quad (10-3)$$

اگر گشتاور بار و گشتاور اصطکاک موتور کم باشد سرعت موتور با ثابت زمانی مکانیکی $\tau_m = \frac{J_m + G^2 J_l}{B_m + G^2 B_l}$ کاهش می‌یابد. ثابت زمانی مکانیکی موتور عموماً بسیار بزرگتر از ثابت زمانی‌هایی است که توسط توابع تبدیل خطی $\frac{\theta_m}{v_a}$ بدست می‌آیند. این پدیده در سیستم‌های کنترل سرعت و موقعیت با بهره بزرگ، نوسانی شدن سیستم می‌گردد و عملکرد صحیح سیستم را دچار اشکال می‌کند. بنابراین استفاده از یکسوکننده‌ها برای تغذیه موتورهای dc در سیستم‌های کنترل سرعت و موقعیت حلقه بسته باید با

بررسی دقیق انجام گیرد.

در یک محرك dc ضریب قدرت یکسوکننده و هارمونیکهای جریان منبع به سرعت، گشتاور، و زاویه آتش α بستگی دارند. برای تمام یکسوکننده‌ها، در ولتاژهای کم خروجی، ضریب قدرت پایین است. در یکسوکننده‌های سه‌فاز (۶ پالس) نسبت به یکسوکننده‌های تک‌فاز (۲ پالس) دامنه هارمونیک‌ها کمتر هستند. با افزایش تعداد پالس یکسوکننده، هارمونیک‌ها کاهش می‌یابند. عبارتی دیگر، می‌توان از یکسوکننده‌ها با روشهای کنترلی بهبود یافته، همچون روش مدولاسیون پهنای پالس و کنترل رشته-ای^۱ استفاده نمود [۳۲]. در این پایان‌نامه با استفاده از این روش به کنترل ولتاژ آرمیچر پرداخته شده است.

۳-۴-۲- یکسوکننده‌های با روش کنترلی مدولاسیون پهنای پالس PWM^۲

با امکان استفاده از کلیدهای نیمه هادی با کموتاسیون خودی (نظیر ترانزیستورهای قدرت، GTO ها، و ماسفت‌ها) در یکسوکننده‌های کنترل شده می‌توان روشهای مدولاسیون پهنای پالس PWM را بکار گرفت [۳۳-۳۵].

در این تکنیک شکل موج ولتاژ خروجی در هر لحظه از زمان می‌تواند یکی از سه مقدار v_i و $-v_i$ و صفر را اختیار کند. با این تکنیک می‌توان هارمونیک‌ها را در هر نیم سیکل ولتاژ خروجی، کاهش داد. سیگنال‌های گیت که به سوئیچ‌ها اعمال می‌شوند، در شکل (۳-۸) نشان داده شده است. این سیگنال‌ها، از مقایسه یک سیگنال مبنا و موج حامل^۳ مثلثی به وجود می‌آیند. شکل موج ولتاژ دارای N پالس با عرض مساوی در هر نیم سیکل^۴ از ولتاژ مورد نیاز بار می‌باشد. بنابراین فرکانس‌های پالس‌های فوق f_p بقرار زیر می‌باشد [۳۶]

$$f_p = 2fN \quad (۳-۱۱)$$

^۱ Sequence control

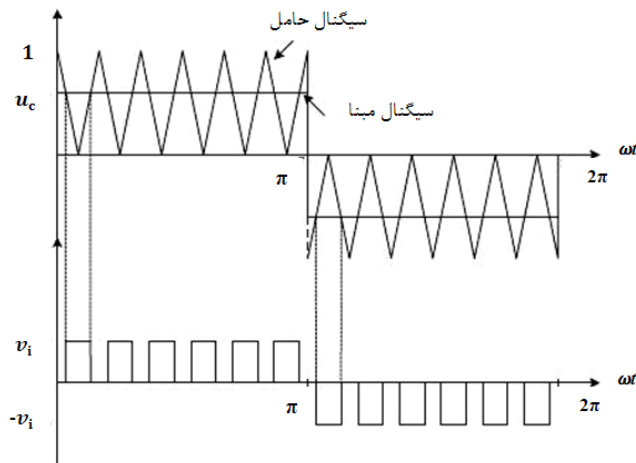
^۲ Pulse width modulation

^۳ Carrier wave

^۴ period

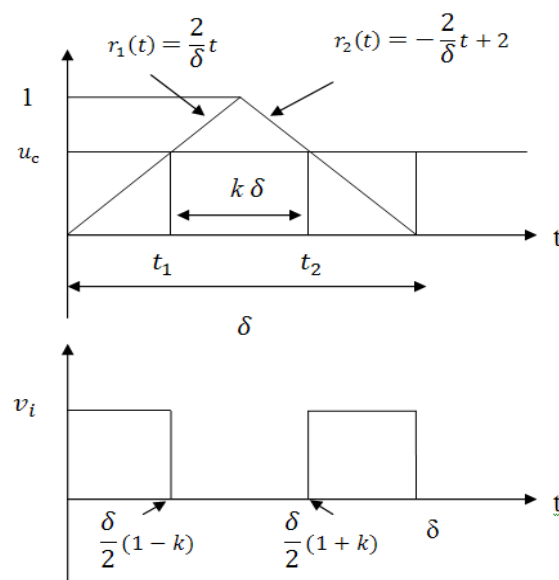
اگر طول عرض پالس را λ بنامیم ؛ به طور کلی باید گفت:

$$\lambda_n = \pi / N \quad (۱۲-۳)$$



شکل ۳-۸ تکنیک مدولاسیون چند تایی عرض پالس [۳۶]

در این روش طبق شکل (۳-۹) سیگنال مبنا $u_c(t)$ با یک موج مثلثی $r(t)$ مقایسه می شود.



شکل ۳-۹ مولد پهنای پالس

در زمان هایی که مقدار $u_c(t) < r(t)$ خروجی مدولاتور مقدار صفر و در زمان هایی که $u_c(t) > r(t)$ خروجی مدولاتور مقدار یک را به خود می گیرد. این توضیحات را می توانیم با رابطه زیر فرموله کنیم.

$$p = \begin{cases} 1 & u_c \geq r(t) \\ 0 & u_c < r(t) \end{cases} \quad (۱۳-۳)$$

۳-۴-۲-۱- بررسی معادلات سیستم در حضور PWM

سیستم توصیف شده در فضای حالت را به صورت زیر در نظر بگیرید

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (۱۴-۳)$$

که ورودی سیستم به صورت سوئیچینگ و از طریق PWM به صورت رابطه (۱۵-۳) و شکل (۱۳-۳) تامین می شود:

$$u = \begin{cases} u^+ & t \leq \tau < t + t_1 \\ 0 & t + t_1 \leq \tau < t + t_2 \\ u^+ & t + t_2 \leq \tau < t + \delta \end{cases}, \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (۱۵-۳)$$

با اعمال این ورودی به سیستم داریم:

$$\dot{x} = \begin{cases} f(x) + g(x)u^+ & t \leq \tau < t + t_1 \\ f(x) & t + t_1 \leq \tau < t + t_2 \\ f(x) + g(x)u^+ & t + t_2 \leq \tau < t + \delta \end{cases} \quad (۱۶-۳)$$

حالت های سیستم در لحظه $t + \delta$ را با انتگرال گیری از (۱۶-۳) بصورت (۱۷-۳) بدست می آیند.

$$\begin{aligned} x(t + \delta) = x(t) &+ \int_t^{t+t_1} [f(x(\tau)) + g(x(\tau))u^+] d\tau \\ &+ \int_{t+t_1}^{t+t_2} [f(x(\tau))] d\tau + \int_{t+t_2}^{t+\delta} [f(x(\tau)) + g(x(\tau))u^+] d\tau \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

همانطور که گفته شد با توجه به بالا بودن فرکانس کلیدزنی می توانیم از مقدار متوسط حالتها به

عنوان مقادیر حالت استفاده کنیم، پس با محاسبه مقدار میانگین حالت ها داریم :

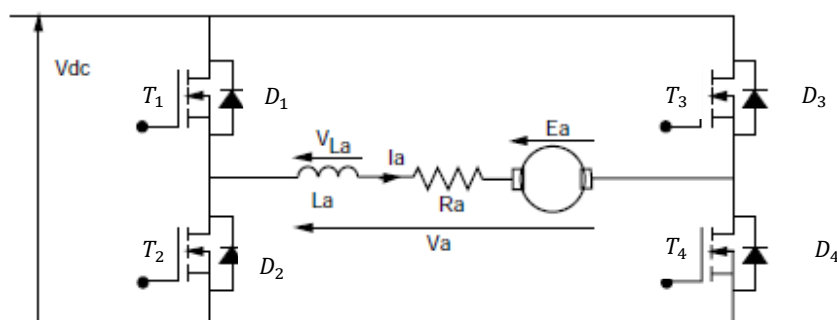
$$\frac{x(t+\delta)-x(t)}{\delta} = \frac{\int_t^{t+\delta} f(x(\tau))d\tau + \int_t^{t+t_1} g(x(\tau))u^+d\tau + \int_{t+t_2}^{t+\delta} g(x(\tau))u^+d\tau}{\delta} \quad (18-3)$$

از آنجا که فرکانس کلید زنی زیاد است می‌توان مقدار δ را به سمت صفر میل داد، با استفاده از تعریف مشتق و ثابت در نظر گرفتن $f(x)$ و $g(x)$ در بازه انتگرال‌گیری معادلات حالت سیستم با ورودی PWM را می‌توانیم بصورت (۱۸-۳) محاسبه کنیم.

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{x(t+\delta)-x(t)}{\delta} \Rightarrow \dot{x} = f(x) + (1-k) v_i g(x) \quad (19-3)$$

در کنترل موقعیت لازم است تا موتور به چهار حالت کاری خود یعنی موتوری مستقیم، ترمزی مستقیم، موتوری معکوس و ترمزی معکوس دسترسی داشته باشد. بنابراین برای راه اندازی موتورهای از مبدل تمام پل یا راه‌انداز چهار ربعی استفاده شده است. در شکل (۱۰-۳) سیستم راه اندازی و تغذیه یک موتور نشان داده شده است.

همانطور که از شکل (۱۰-۳) پیداست اگر ترانزیستورهای T_1, T_4 روشن شوند ولتاژ مثبت به دو سر موتور اعمال می‌شود و بر عکس، اگر ترانزیستورهای T_2, T_3 روشن شوند ولتاژ منفی به دو سر موتور اعمال می‌شود و جهت حرکت موتور عوض می‌شود. بنابراین سیستم PWM به گونه‌ای طراحی می‌شود که ترانزیستورهای ذکر شده بطور همزمان روشن و خاموش شوند.



شکل ۱۰-۳ نمودار مداری درایو موتور DC

معادلات حاکم بر سیستم را بر اساس سیگنال کنترلی u_c مرتب می‌کنیم. نقطه t_1 در شکل (۳-۱۳) که محل تقاطع سیگنال کنترلی با شکل موج مثلثی است را در نظر بگیرید، داریم:

$$r_1(t) = \frac{2}{\delta} t$$

$$u_c = r_1(t) \Big|_{t=\frac{\delta}{2}(1-k)} \Rightarrow t = \frac{\delta}{2}(u_c)$$

$$\frac{\delta}{2}(1-k) = \frac{\delta}{2}(u_c) \Rightarrow k = 1 - u_c \quad (۳-۲۰)$$

با جایگذاری رابطه (۳-۲۰) در (۳-۱۹) معادلات سیستم بر اساس ورودی کنترلی واحد PWM حاصل می‌شود:

$$\dot{x} = f(x) + u_c v_i g(x) \quad -1 \leq u_c \leq 1 \quad (۳-۲۱)$$

از رابطه (۳-۲۱) مشاهده می‌شود که واحد PWM معادلات سیستم را تغییر نداده و فقط ورودی سیستم را مقیاس بندی می‌نماید [۳۷-۴۰]. در این روش کنترلی، ورودی کنترل u_c است.

۳-۴-۳- کنترل موتور DC با برشگرها

برشگرها برای کنترل موتورهای dc به کار گرفته می‌شوند چون که مزایایی نظیر راندمان بالا، انعطاف-پذیری در کنترل، وزن سبک، اندازه کوچک، پاسخ سریع و امکان ترمز ژنراتوری تا سرعت‌های بسیار پایین را دارند. محركه‌های dc کنترل شده با برشگرها در موتورهای کششی و سرو^۱ موتورهای کاربرد دارند. در موتورهای کششی، در نقل و انتقال زیرزمینی، در وسایل نقلیه باتری‌دار همچون بالابرهای چنگالی^۲ و واگنهای برقی و غیره استفاده می‌شوند، و در کاربردهای کششی با تغذیه ۱۵۰۰ ولت dc جایگزین کنترل کننده‌های مقاومتی شده‌اند.

^۱ Servo

^۲ Fork lift truck

۳-۴-۱- اصول کار و روش‌های کنترل

نمودار مداری و شکل موج‌های حالت دائمی یک برشگر در شکل (۳-۱۱) نشان داده شده‌اند [۲۷]. یک منبع dc با ولتاژ V یک بار القایی را از طریق کلید نیمه‌هادی S با کموتاسیون خودی تغذیه می‌کند. از نماد یک کلید نیمه‌هادی با کموتاسیون خودی استفاده شده است چون که این کلید می‌تواند با استفاده از هر قطعه‌ای ساخته شود؛ ترستور با کموتاسیون اجباری، GTO، ترانزیستور قدرت، و ماسفت. دیود جهت هدایت جریان قطعه را نشان می‌دهد. یک دیود D_F نیز با بار موازی شده است. کلید نیمه‌هادی S بصورت متناوب با یک دوره تناوب T کار کند. این کلید برای یک مدت زمان $t_{on} = \delta T$ بسته است، و $0 < \delta < 1$. متغیر $\delta = t_{on}/T$ دوره^۱ وظیفه^۱ یا ضریب وظیفه^۲ یک برشگر نامیده می‌شود. در شکل (۳-۱۱) مدار یک برشگر کلاس A و شکل موج سیگنال کنترلی i_c دیده می‌شود. کلید نیمه‌هادی S اگر در گرایش مستقیم باشد، هدایت خواهد کرد.

در مدت هدایت کلید، $(0 < t < \delta T)$ ، ولتاژ V به بار اعمال می‌شود و جریان بار از i_{a1} به i_{a2} افزایش می‌یابد. در $t = \delta T$ کلید باز می‌شود. در مدت زمان خاموشی کلید، $(\delta T < t < T)$ ، اندوکتانس بار، جریان را از طریق دیود D_F برقرار نگه می‌دارد. ولتاژ دو سر بار صفر باقی می‌ماند و جریان از i_{a2} به i_{a1} کاهش می‌یابد. فاصله $(0 < t < \delta T)$ دوره وظیفه، و فاصله $(\delta T < t < T)$ دوره هرزه‌گردی نامیده می‌شوند. در زمانی که کلید S خاموش است، دیود D_F مسیری را برای عبور جریان بار فراهم می‌کند و لذا شکل موج جریان بار را بهبود می‌دهد. همچنین، به دلیل پیوسته ماندن جریان بار در لحظه^۱ خاموش شدن کلید، از ایجاد ولتاژهای گذرای که در اثر تغییر ناگهانی جریان بار ممکن است در دو سر کلید پدید آیند، جلوگیری می‌شود. شکل موج‌های جریان منبع نیز در شکل (۳-۱۱-ه) نشان داده شده‌اند.

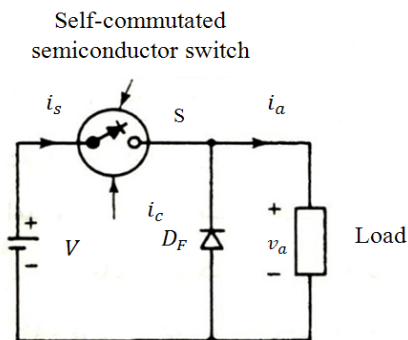
جریان منبع فقط در دوره وظیفه مدار وجود دارد و در این دوره با جریان بار یکسان است. مؤلفه dc یا

^۱ Duty Cycle

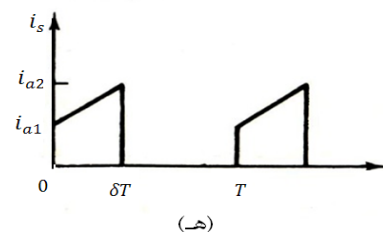
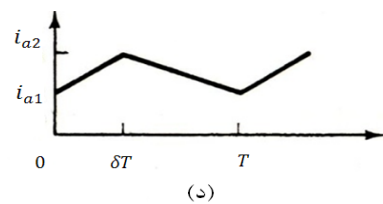
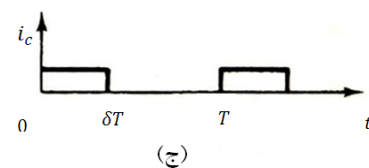
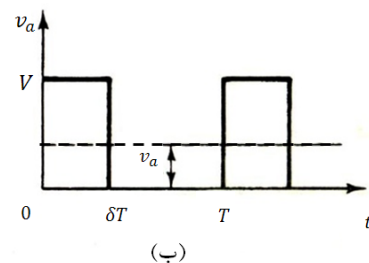
^۲ Duty ratio

مقدار متوسط ولتاژ بار v_a به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V dt = \delta V \quad (۲۲-۳)$$



(الف) مدار اصلی برشگر



شکل (۳-۱۱) اصول کار یک برشگر کاهنده (یا کلاس

(A

(الف) مدار پایه برشگر (ب) تا (هـ) شکل موج‌ها

با کنترل δ از صفر تا یک، ولتاژ بار را می‌توان از صفر تا V تغییر داد. بنابراین با استفاده از برشگر از

یک ولتاژ ثابت dc، یک ولتاژ dc متغیر می‌توان به دست آورد.

برای کنترل $\delta = t_{on}/T$ کلید S را می‌توان با روش‌های مختلفی کنترل نمود. روش‌های کنترل را می‌-

توان به دو گروه زیر تقسیم نمود:

۱- کنترل نسبت به زمان (TRC)^۱

۲- کنترل حد جریان (CLC)^۲

^۱ Taime ratio control

^۲ Current limit control

در TRC ، که کنترل پهنای پالس نیز نامیده می‌شود، نسبت زمان هدایت به کل پریود کار برشگر، کنترل می‌شود. TRC خود به دو صورت زیر انجام می‌شود:

۱- TRC با فرکانس ثابت: پریود برش‌ها ثابت نگه داشته می‌شود و مدت زمان هدایت کلید

برای کنترل δ ، تغییر داده می‌شود.

۲- TRC با فرکانس متغیر: در اینجا δ با ثابت نگه داشتن t_{on} و تغییر T یا با تغییر t_{on} و T

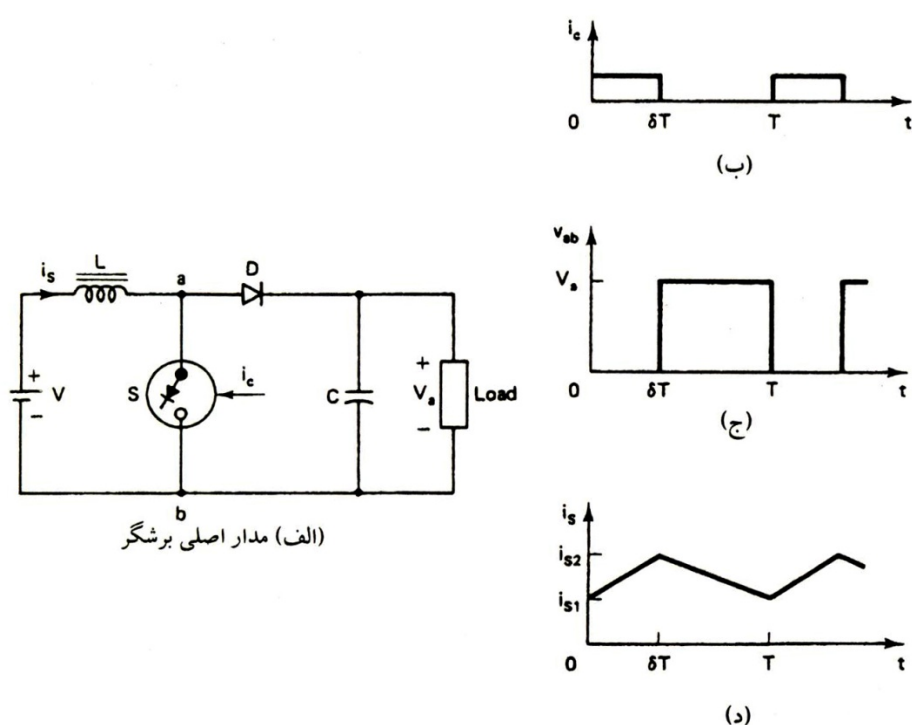
بطور همزمان کنترل می‌شود.

در TRC با فرکانس متغیر و t_{on} ثابت، ولتاژ خروجی کم در فرکانس بسیار پایین به دست می‌آید. کار برشگر در فرکانس‌های پایین روی عملکرد موتور اثرات نامطلوب ایجاد می‌کند. همچنین، کار یک برشگر با فرکانس متغیر، طراحی فیلتر ورودی را بسیار مشکل می‌سازد. لذا TRC با فرکانس متغیر بندرت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در TRC با کنترلی حد جریان، که کنترلی نقطه به نقطه نیز نامیده می‌شود، δ به‌طور غیرمستقیم با کنترل جریان بار بین دو مقدار حداکثر و حداقل کنترل می‌شود. زمانی که جریان بار به مقدار مشخص شده‌ای رسید کلید بار را از منبع جدا می‌کند و مجدداً زمانی که جریان بار به یک مقدار حداقل مشخص شده‌ای رسید کلید بار را به منبع وصل می‌کند. برای یک موتور dc به‌عنوان بار برای برشگر، این نوع کنترل، یک کنترل فرکانس متغیر با زمان هدایت متغیر است.

برشگر شکل (۳-۱۱) یک برشگر کلاس A نامیده می‌شود و یکی از مدارهای برشگر است که در کنترل محرکه‌های dc استفاده می‌شود. این برشگر فقط قادر به ایجاد ولتاژ و جریان مثبت است. بنابراین یک برشگر تک‌ربعی است که توانایی کنترل موتور تحریک جداگانه در ربع اول را دارد. چون این برشگر می‌تواند یک ولتاژ خروجی از V تا صفر فراهم آورد یک برشگر کاهنده یا یک مبدل dc به dc از نوع $buck$ می‌باشد. براساس اصول کار مدار فوق می‌توان یک برشگر افزایشنده یا یک مبدل dc به dc از نوع $boost$ را تحقق بخشید. نماد مداری و شکل موج‌های حالت دائمی یک برشگر افزایشنده در شکل (۳-۱۲) نشان داده شده‌اند. این برشگر یک برشگر کلاس B نامیده می‌شود. در زمانی که سیگنال

کنترلی i_c حاضر باشد در صورتیکه کلید S در گرایش مستقیم باشد، کلید هادی می‌شود. در یک پریود کار مدار T، کلید برای فاصله $(0 < t < \delta T)$ بسته می‌ماند و برای فاصله $(\delta T < t < T)$ باز می‌شود. در مدت هدایت کلید، i_s از i_{s1} به i_{s2} افزایش می‌یابد. و انرژی مغناطیسی ذخیره شده در اندوکتانس L را افزایش می‌دهد.



شکل (۳-۱۲) اصول کار یک برشگر افزایشنده (کلاس B)

(الف) مدار برشگر (ب) تا (د) شکل موج‌ها

هنگامی که کلید باز می‌شود، جریان از ترکیب موازی خازن و بار عبور می‌کند. چون جریان مجبور است از ولتاژ پایین منبع به سمت ولتاژ بالاتری عبور کند، نرخ تغییرات آن منفی است. در مدت زمان خاموشی کلید، جریان از i_{s2} به i_{s1} کاهش می‌یابد. خازن C به دو منظور به کار گرفته می‌شود. در لحظه باز شدن کلید S، جریان منبع i_s و جریان بار i_a یکسان نیستند. بدون وجود C، با قطع شدن کلید S، دو جریان بایستی برابر شوند. این امر سبب ایجاد یک ولتاژ القایی بزرگ در L و اندوکتانس

بار می‌شود. خازن C همچنین در کاهش اعوجاج ولتاژ بار موثر است. هدف از به‌کارگیری دیود D جلوگیری از عبور جریان از سمت بار به سمت کلید S یا منبع V می‌باشد.

برای درک نحوه کار برشگر افزایشده فرض می‌شود که C به اندازه‌ای بزرگ است که ولتاژ دو سر بار v_a را ثابت نگه می‌دارد. متوسط ولتاژ بین نقاط a و b از معادله زیر به‌دست می‌آید:

$$v_a = \frac{1}{T} \int_{\delta T}^T v_{ab} dt = v_a(1 - \delta) \quad (23-3)$$

و ولتاژ متوسط دو سر اندوکتانس

$$v_l = \frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di}{dt} dt \quad (24-3)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{i_{s1}}^{i_{s1}} L di = 0$$

$$V = v_l + v_{ab} \quad (25-3)$$

با جایگزینی از معادلات (23-3) و (24-3) در معادله (25-3) نتیجه می‌شود که

$$V = v_a(1 - \delta)$$

یا

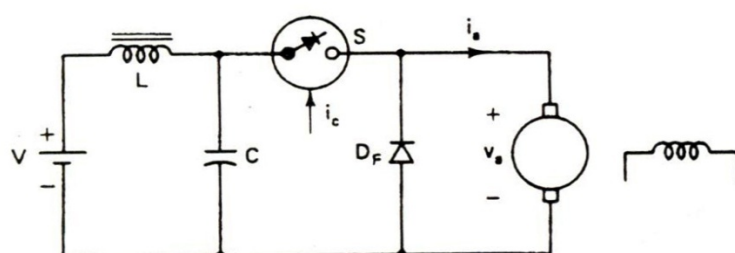
$$v_a = \frac{V}{1 - \delta} \quad (26-3)$$

بر اساس معادله (26-3)، از نظر تئوری با تغییر δ از ۰ تا ۱ می‌توان ولتاژ خروجی v_a را از V تا ∞ تغییر داد. اما در عمل v_a از V تا ولتاژی بالاتر، که به C و مشخصات بار و برشگر بستگی دارد می‌تواند کنترل شود.

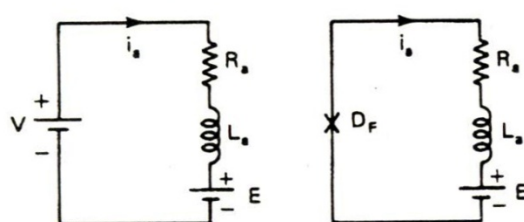
مزیت اصلی این برشگر افزایشده، اعوجاج کم در جریان منبع است. در حالیکه در اکثر کاربردها، به یک برشگر کاهشده نیاز است. برشگرهای افزایشده در خودروهای قدرت پایین با محرکه باطری‌دار کاربرد پیدا کرده‌اند.

۳-۴-۲- کار موتور یک موتور تحریک جداگانه

در این بخش تحلیل حالت دائمی و عملکرد یک موتور dc تحریک جداگانه که با یک برشگر تک‌ربعی کلاس A (کاهنده) شکل (۳-۱۱) تغذیه می‌شود تشریح می‌شود. ترکیب مداری در شکل (۳-۱۳-الف) نشان داده شده است. یک فیلتر LC بین منبع و برشگر قرار گرفته تا اعوجاج منبع و نوسانات ولتاژ آن را کاهش دهد. مدار معادل برای دوره وظیفه و دوره هرزه‌گردی مدار در شکل (۳-۱۳-ب) نشان داده شده است.



(الف) محركه با برشگر

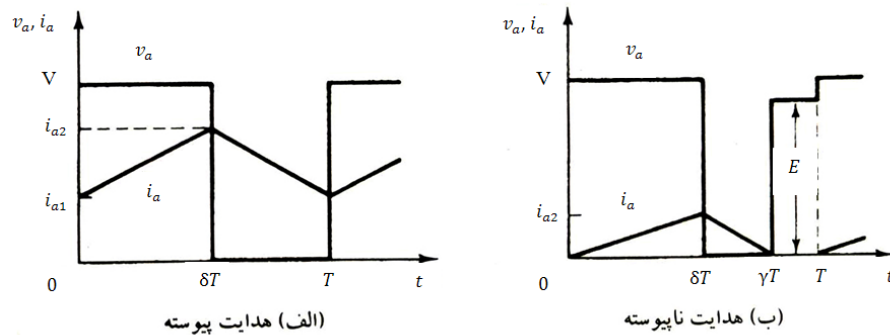


(ب) مدارهای معادل

شکل (۳-۱۳) موتور dc تحریک جداگانه کنترل‌شده با برشگر

شکل موج‌های ایده‌آل ولتاژ خروجی و جریان آرمیچر در حالت دائمی در شکل (۳-۱۴-الف) نشان داده شده‌اند. در این حالت، جریان آرمیچر به‌طور پیوسته در کل پریود برش برقرار است و گفته می‌شود که برشگر در حالت هدایت پیوسته کار می‌کند. هنگامی که اندوکتانس مدار آرمیچر کم است و جریان آرمیچر کوچک، ممکن است که انرژی ذخیره شده برای برقرار نگه‌داشتن جریان در طول مدت هرزه‌گردی و قطع بودن کلید S کافی نباشد. در این حالت، ممکن است جریان آرمیچر در طول زمان هرزه‌گردی کار مدار صفر شود، همانگونه که در شکل (۳-۱۴-ب) نشان داده شده است و در این حالت

هدایت غیر پیوسته پدید می‌آید.



شکل (۳-۱۴) شکل موج‌های ولتاژ و جریان موتور

تحلیل حالت دائمی برای کنترل نسبت زمان (TRC)

هدف اصلی در اینجا محاسبه اعوجاج در جریان آرمیچر است. معادلات رفتار موتور برای دوره وظیفه و هرزه‌گردی به صورت زیر هستند:

دوره وظیفه ($0 < t < \delta T$): از شکل (۳-۱۳ ب)

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E = V \quad (۲۷-۳)$$

فرض کنید که $i_a(0) = i_{a1}$.

حل معادله دیفرانسیل (۲۷-۳) با این شرط اولیه عبارتست از:

$$i_a = \left[\frac{V-E}{R_a} \right] \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right) + i_{a1} e^{-\frac{t}{\tau_a}} \quad (۲۸-۳)$$

که $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ ثابت زمانی مدار آرمیچر است. اگر جریان در لحظه انتهایی دوره وظیفه i_{a2} باشد، آنگاه از

معادله (۲۸-۳)،

$$i_{a2} = \left[\frac{V-E}{R_a} \right] \left(1 - e^{-\frac{\delta T}{\tau_a}} \right) + i_{a1} e^{-\frac{\delta T}{\tau_a}} \quad (۲۹-۳)$$

دورهٔ هرزه‌گردی ($\delta T < t < T$): از شکل (۳-۱۳-ب)،

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E = 0 \quad (۳۰-۳)$$

که $t' = t - \delta T$

جریان اولیه (در $t' = 0$)، i_{a2} است. حل معادله (۳۰-۳) با این شرط اولیه نتیجه می‌دهد که:

$$i_a = -\frac{E}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau_a}} \right) + i_{a2} e^{-\frac{t'}{\tau_a}} \quad (۳۱-۳)$$

در حالت دائمی مقدار i_a در انتهای سیکل برش بایستی با مقدار آن در شروع سیکل برابر باشد.

بنابراین، مقدار i_a در لحظهٔ ($t' = t - \delta T$) برابر i_{a1} خواهد بود. جایگزینی این مقدار در معادله (۳۱-۳)

نتیجه می‌دهد که

$$i_a = -\frac{E}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T}{\tau_a}} \right) + i_{a2} e^{-\frac{(1-\delta)T}{\tau_a}} \quad (۳۲-۳)$$

حل معادلات (۳۲-۳) و (۲۹-۳) نسبت به i_{a1} و i_{a2} نتیجه می‌دهد که

$$i_{a1} = \frac{V}{R_a} \left(\frac{e^{\delta T/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E}{R_a} \quad (۳۳-۳)$$

$$i_{a2} = \frac{V}{R_a} \left(\frac{1 - e^{\delta T/\tau_a}}{1 - e^{T/\tau_a}} \right) - \frac{E}{R_a} \quad (۳۴-۳)$$

اعوجاج جریان Δi_a با معادله زیر معین می‌شود:

$$\Delta i_a = \frac{i_{a2} - i_{a1}}{2} = \frac{V}{2R_a} \left[\frac{1 + e^{T/\tau_a} - e^{\delta T/\tau_a} - e^{-(1-\delta)T/\tau_a}}{e^{T/\tau_a} - 1} \right] \quad (۳۵-۳)$$

متوسط افت ولتاژ دو سر اندوکتانس در حالت دائمی صفر است و بنابراین،

$$V_a = R_a I_a + E \quad (۳۶-۳)$$

که I_a و V_a به ترتیب مقادیر متوسط ولتاژ و جریان آرمیچر هستند، جایگزینی از معادله (۲۲-۳) نتیجه

می‌دهد که:

$$\delta V = R_a I_a + E$$

یا

$$I_a = \frac{\delta V - E}{R_a} \quad (37-3)$$

چون شار ثابت است، متوسط گشتاور موتور فقط به مؤلفه dc (مقدار متوسط) جریان آرمیچر بستگی دارد. مؤلفه‌های ac فقط نوسان گشتاور را ایجاد می‌کنند که مقدار متوسط آنها صفر است. بنابراین، گشتاور موتور T_e عبارتست از

$$T_e = K I_a \quad (38-3)$$

از معادلات (37-3) و (38-3) و با توجه به اینکه $E = K\omega_m$ ،

$$\omega_m = \frac{\delta V}{K} - \frac{R_a}{K^2} T_e \quad (39-3)$$

بایستی توجه شود که ممکن است معادله (39-3) برای بارهای خلی سبک صادق نباشد، زیرا امکان بروز هدایت غیرپیوسته وجود دارد. اعوجاج جریان تابعی از δ و نسبت T/τ_a است. برای یک T/τ_a مشخص، اعوجاج در $\delta = 0.5$ یک حداکثر دارد.

در حال حاضر، برخی سازندگان موتور dc ، حداکثر اعوجاج مجاز موتور را بدون آنکه کموتاسیون با مشکل مواجه شود ارائه می‌دهند. برای حداکثر مقدار اعوجاج و $\delta = 0.5$ ضریب T/τ_a را می‌توان از معادله (35-3) محاسبه نمود. فرکانس برشگر براساس قابلیت قطعه به کار گرفته شده به عنوان کلید S و کمترین ولتاژ خروجی برشگر تعیین می‌شود [41]. بر اساس اصول کار برشگرهای تک‌ربعی می‌توان عملکرد برشگرهای چندربعی را نیز تحقق بخشید که جزئیات مربوط به آنها در [27] تشریح گردیده است.

فصل چهارم

سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی

✓ کنترل فازی تطبیقی مستقیم

✓ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

✓ کنترل کننده فازی تطبیقی ترکیب شده مستقیم / غیرمستقیم

۴-۱- مقدمه

در این فصل، به بررسی روش‌های کنترل فازی تطبیقی متعارف می‌پردازیم. در بخش دوم طبقه‌بندی این نوع سیستم‌ها که به صورت کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم، غیرمستقیم و سیستم‌های ترکیبی مستقیم/غیرمستقیم است، ارائه شده است. روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در این پایان-نامه مورد استفاده قرار گرفته است که در بخش سوم این فصل شرح داده شده است. در بخش چهارم و پنجم مروری کوتاه بر سیستم‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم و ترکیبی آورده شده است. اگرچه این سیستم‌ها خواص همگرایی خوبی دارند، لیکن برای تضمین پایداری جامع سیستم‌های غیرخطی و متغیر با زمان در بخش ششم فصل، روش کنترل نظارتی برای تضمین کراندار بودن همه متغیرها به صورت ایده بیان شده است.

۴-۲- طبقه بندی سیستم‌های فازی تطبیقی

از نقطه نظر مفهومی، هر سیستم کنترل حداقل دارای یک سیستم تحت کنترل و یک کنترل‌کننده می‌باشد. بنابراین دانش بشری در مورد یک سیستم کنترل می‌تواند به دو دسته تقسیم شود: دانش سیستم و دانش کنترل. در چهارچوب کنترل فازی، این دو نوع از دانش بشری به صورت زیر مشخص می‌شوند:

دانش سیستمی : قواعد اگر-آنگاه فازی که رفتار سیستم ناشناخته را شرح می‌دهند.

دانش کنترلی: قواعد کنترل فازی که مشخص می‌نمایند در هر وضعیت، چه عمل کنترلی بایستی اتخاذ گردد.

بسته به اینکه چه نوع دانش بشری مورد استفاده قرار می‌گیرد و با توجه به ساختار کنترل‌کننده فازی، کنترل فازی تطبیقی به سه دسته تقسیم بندی می‌شود:

کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم: کنترل کننده فازی تعدادی سیستم فازی را شامل می شود که این سیستم‌های فازی (در ابتدا) از روی دانش سیستمی ساخته می شوند. به عبارتی در کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم، سیستم فازی به عنوان بخشی از مدل سیستم تحت کنترل مورد استفاده قرار می گیرد.

کنترل فازی تطبیقی مستقیم: کنترل کننده فازی تنها یک سیستم فازی می باشد که در ابتدا از دانش کنترلی ساخته می شود. به عبارتی دیگر اگر سیستم با منطق فازی به عنوان کنترل کننده استفاده شود، کنترل فازی تطبیقی مستقیم نامیده می شود.

کنترل فازی ترکیب مستقیم و غیر مستقیم: کنترل فازی یک متوسط وزن دار شده از کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم می باشد. بنابراین هر دو دانش سیستمی و دانش کنترلی مورد استفاده واقع می گردند.

در حالت کلی سه دسته از پارامترهای سیستم فازی قابل تنظیم و تغییر می باشند:

۱- ضرائب مقیاسی (scaling factors)

۲- تعاریف مجموعه های فازی (توابع تعلق)

۳- قواعد اگر-آنگاه فازی

هر کدام از سه مجموعه پارامترهای مذکور در کنترل کننده می توانند به عنوان پارامترهای قابل تطبیق در کنترل کننده های فازی تطبیقی مختلف استفاده شوند [۴۲].

سیستم‌های فازی تطبیقی که در آن توابع تعلق یا ضرائب مقیاسی تنظیم می شوند، سیستم‌های خود تنظیم (selftuning fuzzy system) نامیده می شوند. برای تنظیم این پارامترها می توان از قواعد تطبیق وابسته به مدل، الگوریتم‌های بهینه سازی مختلف و شبکه‌های عصبی استفاده کرد. به عنوان اولین‌ها در اوایل دهه ۹۰، [۴۳] و [۴۴] روش‌های مختلفی را برای تنظیم ضرائب مقیاسی بر اساس

مدل فرآیند ارائه دادند و اخیراً کاربردهای بسیار موفقی از تنظیم ضرایب مقیاسی و توابع تعلق ارائه شده است [۴۵]، [۴۶]، [۴۷].

نوع دیگری از سیستم‌های فازی تطبیقی، سیستم‌های خودسازمانده (self organizing fuzzy system) هستند که در این سیستم‌ها قواعد اگر-آنگاه فازی مورد تنظیم قرار می‌گیرند. ایده اول برای این نوع سیستم‌ها این بود که قانون مربوط به عملکرد ضعیف کنترل کننده شناسایی و با قانون بهتری جایگزین شود [۳۵]. پس از آن روش‌های مختلفی برای تنظیم این قواعد ارائه شد.

۴-۳- کنترل فازی تطبیقی مستقیم

در این روش از یک سیستم فازی منفرد به عنوان کنترل کننده استفاده می‌شود. هدف کنترل در اینجا، طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد $u = u(X|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده‌آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. بردار X بردار ورودی‌های سیستم فازی و بردار θ ، بردار پارامترهای قابل تنظیم کنترل کننده می‌باشد. به طور مشخص سیستم فازی $u(X|\theta)$ از طریق دو گام زیر ساخته می‌شود:

گام اول: برای هر متغیر x_i ورودی $(i = 1, 2, \dots, n)$ ، m_i مجموعه فازی $A_i^{l_i}$ ($l_i = 1, 2, \dots, m_i$) تعریف می‌کنیم.

گام دوم: سیستم فازی $u(X|\theta)$ را از $\prod_{i=1}^n m_i$ قاعده زیر می‌سازیم:

اگر $x_1, A_1^{l_1}$ است و ... و $x_n, A_n^{l_n}$ است، آنگاه $u_D, S^{l_1 \dots l_n}$ است.

که $i = 1, 2, \dots, n$ و $l_i = 1, 2, \dots, m_i$ و $S^{l_1 \dots l_n}$ مجموعه‌های فازی خروجی است. به طور مشخص، با استفاده از موتور استنتاج فازی ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مرکز، رابطه زیر را بدست خواهیم آورد:

$$u(X|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)}]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)}]} \quad (۱-۴)$$

$\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ ، مراکز توابع تعلق خروجی را، به عنوان پارامترهای قابل تنظیم انتخاب می‌کنیم و آنها را در بردار $\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}$ جمع‌آوری می‌کنیم، کنترل‌کننده فازی به صورت

$$(۲-۴) u(X|\theta) = \theta^T \xi(X)$$

خواهد شد که $\xi(X)$ یک بردار $\prod_{i=1}^n m_i$ بعدی به صورت زیر است:

$$\xi_{l_1 \dots l_n}(X) = \frac{[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)}]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)}]} \quad (۳-۴)$$

مقادیر اولیه پارامترها را با استفاده از دانش اولیه یا به صورت تصادفی انتخاب می‌کنیم.

۱-۳-۴ طراحی قاعده تطبیق

فرض کنید سیستم یک سیستم غیرخطی مرتبه n ام می‌باشد که به وسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود:

$$x^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + bu \quad (۴-۴)$$

$$y = x \quad (۵-۴)$$

اگر توابع غیرخطی f و b مشخص باشد، آنگاه ما می‌توانیم کنترل u را چنان انتخاب نماییم که قسمت غیرخطی را از بین ببرد و کنترل‌کننده را بر پایه تئوری کنترل خطی طراحی کنیم. در حالت خاص، فرض کنید $e = y_d - y = y_d - x$ ، $e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$ ، $K = (k_n, \dots, k_1)^T$ باشند به طوری که همه ریشه‌های چندجمله‌ای $s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$ در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار داشته باشند، و قاعده کنترل را بدین صورت انتخاب کنید:

$$u^* = \frac{1}{b} [-f(X) + y_d^{(n)} + K^T e] \quad (۶-۴)$$

با جایگذاری رابطه بالا سیستم حلقه بسته را به صورت زیر به دست می‌آوریم :

$$e^n + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (۷-۴)$$

به دلیل انتخاب k_i ها، داریم $e(t) \rightarrow 0$ هرگاه $t \rightarrow \infty$ ، یعنی خروجی سیستم y به سوی خروجی حقیقی y_m به طور مجانبی همگرا می‌گردد.

حال فرض کنید u^* همان کنترل ایده آل (۶-۴) و خروجی کنترل‌کننده فازی رابطه زیر باشد :

$$u = u(X|\theta) \quad (۸-۴)$$

با جایگذاری رابطه (۸-۴) در (۴-۴) داریم :

$$x^{(n)} = f(x) + bu(X|\theta) \quad (۹-۴)$$

و با تشکیل معادله خطا داریم :

$$(x_d^n - x^n) + K^T e = 0$$

$$x_d^n - f(x) - bu^* + K^T e = 0 \quad (۱۰-۴)$$

با جایگذاری $f(x)$ از رابطه (۹-۴) در معادله (۱۰-۴) داریم :

$$x_d^n - x^n + bu(X|\theta) - bu^* + K^T e = 0$$

$$e^n = -K^T e + b[u^* - u(X|\theta)] \quad (۱۱-۴)$$

فرض کنید

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & -k_1 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \quad (۱۲-۴)$$

آنگاه دینامیک حلقه بسته میتواند به صورت برداری زیر نوشته شود :

$$\dot{e} = \Lambda e + b[u^* - u(X|\theta)] \quad (۱۳-۴)$$

پارامترهای بهینه را بدین شکل تعریف می‌کنیم:

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}} [\sup_{z \in R^n} |u(X|\theta) - u^*|] \quad (۱۴-۴)$$

خطای تقریب حداقل عبارت است از :

$$\omega = u(X|\theta^*) - u^* \quad (۱۵-۴)$$

با استفاده از تعریف خطای تقریب حداقل معادله خطا به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{e} = \Lambda e + b(\theta^* - \theta)^T \xi(X) - b\omega \quad (۱۶-۴)$$

تابع لیاپانوف زیر را برای صفر شدن خطا و همگرایی θ به θ^* در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (۱۷-۴)$$

γ یک ثابت مثبت و P یک ماتریس مثبت است که معادله لیاپانوف زیر را برآورده می‌کند.

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad (۱۸-۴)$$

Q یک ماتریس مثبت معین دلخواه $n \times n$ می‌باشد.

یادآوری می‌شود که طبق فرض $b > 0$ و در نتیجه آن V مثبت می‌باشد. با در نظر گرفتن روابط

(۱۶-۴) و (۱۸-۴) خواهیم داشت :

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b [(\theta^* - \theta)^T \xi(X) - \omega] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (۱۹-۴)$$

اگر p_n آخرین ستون P باشد، با توجه به $b = [0, 0, \dots, 0, b]^T$ داریم $e^T P b = e^T p_n b$ بنابراین

مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{b}{\gamma}(\theta^* - \theta)^T [\gamma e^T p_n \xi(X) - \dot{\theta}] - e^T p_n b \omega \quad (۲۰-۴)$$

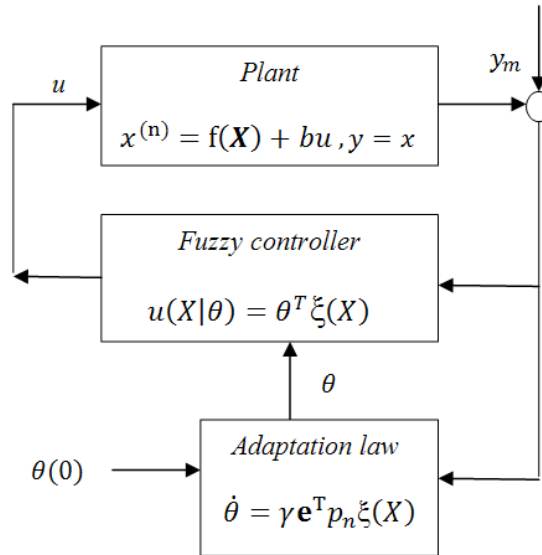
اگر قاعده تطبیق را به صورت زیر انتخاب کنیم

$$\dot{\theta} = \gamma e^T p_n \xi(X) \quad (۲۱-۴)$$

آنگاه

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Q e - e^T p_n b \omega \quad (۲۲-۴)$$

کل سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم در شکل (۱-۴) نشان داده شده است.



شکل ۱-۴ سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

از آنجائیکه $Q > 0$ و ω خطای تقریب حداقل می‌باشد، می‌توانیم امیدوار باشیم که با طراحی یک سیستم فازی $u(X|\theta)$ به همراه تعداد قواعد به اندازه کافی بزرگ، ω به اندازه کافی کوچک خواهد شد، به‌طوری‌که $|e^T p_n b \omega| < \frac{1}{2} e^T Q e$ ، که $\dot{V} < 0$ را نتیجه خواهد داد. این روش در طراحی قاعده تعدیل، روش ترکیب لیپانوف نامیده می‌شود. چرا که هدف ما در این روش حداقل سازی تابع لیپانوف V می‌باشد.

۴-۴- سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

سیستم غیرخطی مرتبه n ام که به وسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \quad (۲۳-۴)$$

$$y = x \quad (۲۴-۴)$$

از آنجاییکه توابع $f(X)$ و $g(X)$ در سیستم، غیرخطی بوده و نامعلوم فرض می‌گردد، ما با یک مسئله تک‌ورودی تک‌خروجی کاملاً عمومی سروکار داریم. در اینجا نیز هدف ما طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد $u = u(X|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده‌آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. فرض کنید u^* همان کنترل ایده‌آل مطرح شده در کنترل فازی تطبیقی مستقیم باشد که با $g(x)$ جایگزین شده باشد. داریم:

$$u^* = \frac{1}{g(X)} [-f(X) + y_m^{(n)} + K^T e] \quad (۲۵-۴)$$

با توجه به اینکه توابع $f(X)$ و $g(X)$ در سیستم، نامعلوم هستند، لذا کنترل کننده ایده‌آل (۲۵-۴) نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. بنابراین یک ایده معقول جایگزینی $f(X)$ و $g(X)$ بوسیله سیستم‌های فازی $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ می‌باشد که با قواعد اگر-آنگاه فازی ساخته می‌شود. Z بردار ورودی سیستم فازی می‌باشد. از آنجایی که برای ساخت قواعد فازی به دانش سیستمی نیازمندیم و معمولاً تنها اطلاعات تقریبی در دست داریم لذا سیستم‌های فازی ساخته شده $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ قادر نخواهند بود به اندازه کافی $f(X)$ و $g(X)$ را تقریب بزنند. به منظور بهبود یافتن پاسخ سیستم یک ایده آنست که برخی پارامترها را در $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ آزاد گذاریم تا در طی عملیات بر خط تغییر یابند به طوریکه دقت تقریب همراه با گذشت زمان بهبود یابد. فرض کنید $\theta_f \in R^{Mf}$ و $\theta_g \in R^{Mg}$ به ترتیب

پارامترهای آزاد در $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ باشند، بنابراین ما $\hat{f}(Z) = \hat{f}(Z|\theta_f)$ و $\hat{g}(Z) = \hat{g}(Z|\theta_g)$ را در رابطه (۲۵-۴) جایگزین می‌کنیم.

$$u = u_I = \frac{1}{\hat{g}(Z|\theta_g)} [-\hat{f}(Z|\theta_f) + y_m^{(n)} + K^T e] \quad (26-4)$$

این کنترل کننده فازی، کنترل کننده معادل قطعی نامیده می‌شود، زیرا اگر $\hat{f}$ و $\hat{g}$ معادل با f و g متناظر خود باشند (که به این مفهوم است که هیچ‌گونه عدم قطعیتی در رابطه با f و g وجود نخواهد داشت)، آنگاه کنترل کننده u_I همان کنترل کننده ایده‌آل u^* رابطه (۲۵-۴) خواهد شد.

همانند روش قبل با اعمال u به سیستم و در نظر گرفتن پارامترهای بهینه (θ_g^*, θ_f^*) و خطای تقریب حداقل و با تعریف تابع لیاپانوف به صورت زیر:

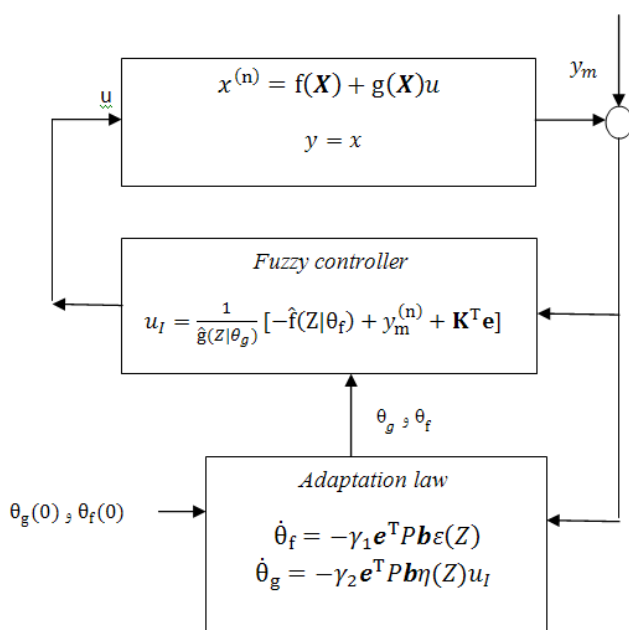
$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{1}{2\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T (\theta_f - \theta_f^*) + \frac{1}{2\gamma_2} (\theta_g - \theta_g^*)^T (\theta_g - \theta_g^*) \quad (27-4)$$

پس از مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف، برای منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف، قاعده تطبیق به صورت زیر خواهد بود. که در این حالت $b = [0, 0, \dots, 0, 1]^T$ خواهد بود.

$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 e^T P b \xi(Z) \quad (28-4)$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 e^T P b \eta(x) u_I \quad (29-4)$$

به‌طور خلاصه کل سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم در شکل (۲-۴) نمایش داده شده است. بایستی یادآوری گردد که دانش سیستمی از طریق پارامترهای اولیه $\theta_f(0)$ و $\theta_g(0)$ دخالت داده شده است. کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم می‌تواند با استفاده از توصیفات زبانی درباره سیستم (دانش سیستمی) ساخته شود. در صورتی که کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم می‌تواند قواعد کنترل زبانی (دانش کنترلی) را مورد استفاده قرار دهد. کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم/غیر مستقیم ترکیب شده، قادر خواهد بود هر دو نوع اطلاعات زبانی را استفاده نماید.



شکل ۴-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

۴-۵- کنترل کننده فازی تطبیقی ترکیب شده مستقیم / غیر مستقیم

هدف ما در این قسمت عبارت است از ترکیب این دو کنترل کننده و طراحی یک قاعده تطبیق به منظور تنظیم پارامترها در کنترل کننده، به طوری که خروجی سیستم حلقه بسته، خروجی ایده آل را دنبال نماید. فرض کنید u^* همان کنترل ایده آل مطرح شده در روشهای قبل با $b=1$ باشد. داریم:

$$u^* = -f(X) + y_m^{(n)} + K^T e \quad (۳۰-۴)$$

بنابراین کنترل کننده فازی غیرمستقیم به صورت زیر خواهد بود.

$$u_{12} = -\hat{f}(X) + y_m^{(n)} + K^T e \quad (۳۱-۴)$$

و کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم را به صورت زیر تعریف می کنیم.

$$u_3 = u_D(Z|\theta_D) \quad (۳۲-۴)$$

که u_D یک سیستم فازی مشابه با کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم طراحی شده در بخش قبل می‌باشد. بنابراین یک انتخاب خوب از کنترل‌کننده نهایی می‌تواند به صورت میانگین وزن‌دار شده u_{12} و u_3 باشد. کنترل‌کننده نهایی عبارت است از

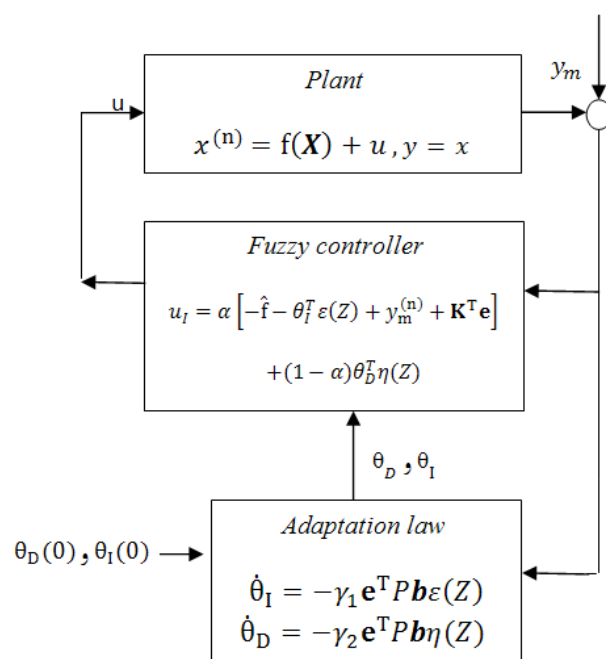
$$u = \alpha u_{12} + (1 - \alpha) u_3 \quad (33-4)$$

که $\alpha \in [0,1]$ یک فاکتور وزنی می‌باشد. اگر دانش سیستمی مهم‌تر و معتبرتر از دانش کنترلی باشد، بایستی مقدار بزرگی برای α انتخاب کنیم و در غیر این صورت باید مقدار کوچک‌تری برای α در نظر گرفت. با توجه به توضیحات قبل، قاعده تطبیق به صورت زیر خواهد بود.

$$\dot{\theta}_I = -\gamma_1 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \varepsilon(Z) \quad (34-4)$$

$$\dot{\theta}_D = -\gamma_2 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \eta(Z) u_I \quad (35-4)$$

به طور خلاصه، سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم/غیر مستقیم ترکیب شده در شکل (3-4) نشان داده شده است.



شکل 3-4 سیستم کنترل فازی تطبیقی ترکیب مستقیم/غیرمستقیم

۴-۶- کنترل نظارتی برای سیستم‌های فازی

در روش‌های قبل فرض کردیم اگر همه متغیرهای درگیر محدود باشند و خطای تقریب حداقل به صورت مربع انتگرال‌پذیر باشد آنگاه خطای ردیابی به صفر همگرا می‌شود. از آنجاکه سیستم‌های فازی تقریب‌زننده‌های کلی می‌باشند، می‌توانیم با قواعد بیشتری سیستم‌های فازی بسازیم که حداقل خطای تقریب را به‌طور دلخواهی کوچک نماید. برای تضمین محدودیت همه متغیرها از ایده کنترل نظارتی استفاده می‌کنیم. باتوجه به این‌که ما قصد داریم تا عمل کنترل اصلی توسط کنترل‌کننده فازی به انجام برسد، لذا شایسته است که کنترل‌کننده سطح دوم به عنوان یک حامی و حافظ کنترل‌کننده اصلی باشد. بنابراین کنترل‌کننده سطح دوم را چنان انتخاب می‌کنیم تا در راه نظارت بر کنترل به صورت زیر به کار رود.

در صورتی که کنترل‌کننده فازی به خوبی کار نماید، کنترل‌کننده سطح دوم عملیاتی را انجام نمی‌دهد، اما اگر سیستم کنترل فازی منجر به ناپایداری گردد، کنترل‌کننده سطح دوم شروع به کار نموده و امکان پایداری را تضمین می‌نماید. از این‌رو کنترل‌کننده سطح دوم، کنترل‌کننده نظارتی نام‌گذاری می‌شود. جزئیات این روش در [۱۲] ارائه شده است.

فصل پنجم

طراحی سیستم کنترلی

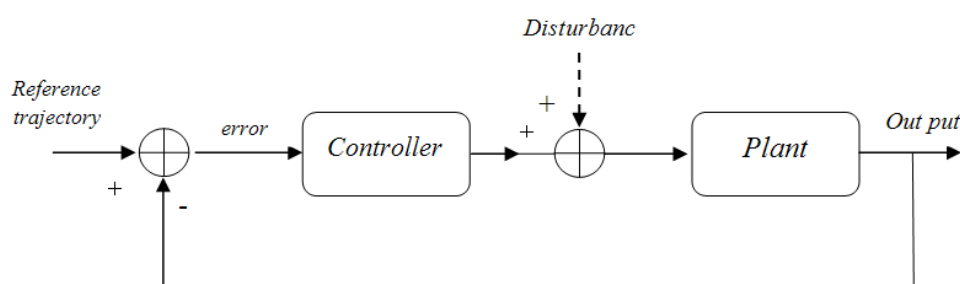
✓ ساختار سیستم کنترلی

✓ طراحی کنترل کننده فازی

✓ نتایج شبیه سازی

۵-۱- مقدمه

اکثر سیستم‌های کنترلی از نوع سیستم کنترل پسخور می باشند، ساختار اصلی یک سیستم کنترل پسخور یک ورودی یک خروجی، در شکل (۵-۱) نشان داده شده است. هدف طراحی انتخاب جبران کننده‌ای است که خروجی سیستم بتواند خروجی مورد نظر را که توسط سیگنال مبنا داده می‌شود تعقیب کند. علاوه بر سیگنال کنترلی اغتشاشات هم در رفتار خروجی سیستم تأثیر دارند. بنابراین کنترل کننده باید طوری طراحی شود که اثرات اغتشاشات روی خروجی سیستم کاهش یابند. دو هدف اصلی برای هر سیستم کنترل، ردگیری^۱ و مقاوم بودن در برابر با اغتشاش^۲ می باشد.



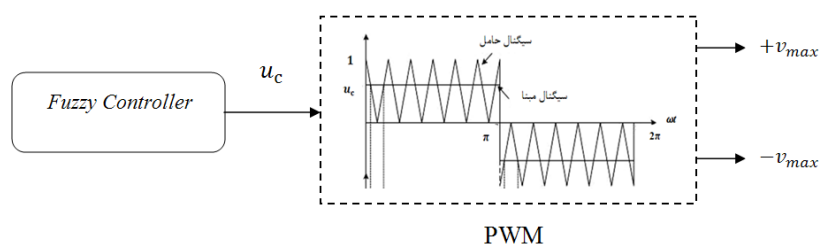
شکل ۵-۱ ساختمان اصلی سیستم کنترلی پسخوری

¹ tracking

² disturbance

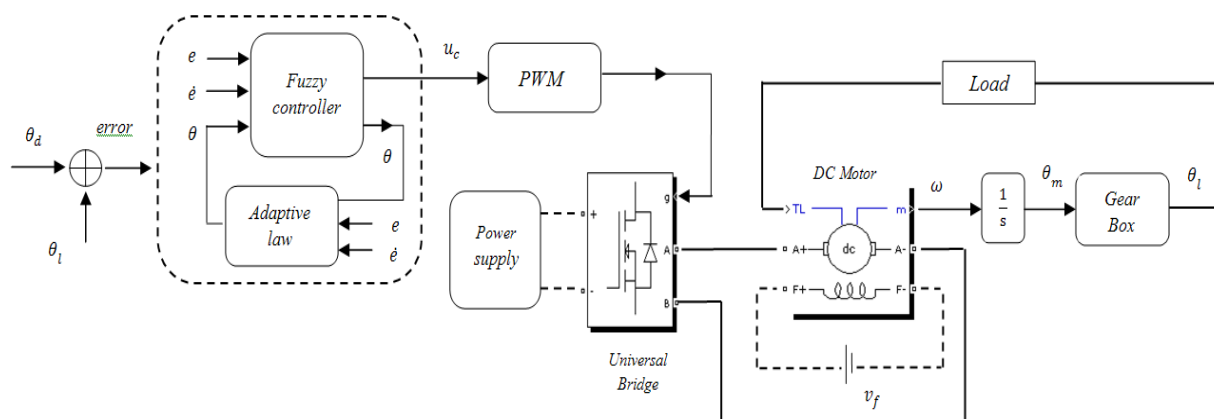
۵-۲- ساختار سیستم کنترلی

در این تحقیق به منظور کنترل موقعیت موتور dc، با استفاده از روش PWM به کنترل ولتاژ آرمیچر پرداخته شده است. در واقع خروجی کنترل کننده (u_c)، همان سیگنال مبنا در بلوک PWM می‌باشد که بین دو مقدار $+1$ و -1 جابجا می‌شود و متناسب با آن ولتاژ آرمیچر به ترتیب بین دو مقدار $+v_{max}$ و $-v_{max}$ تغییر می‌کند (شکل ۵-۲).



شکل ۵-۲: ورودی PWM

خروجی PWM به واحد سوئیچینگ فرمان داده و این بلوک نحوه کار موتور (ناحیه کار) را مشخص می‌کند. نمای کلی سیستم کنترلی در شکل (۵-۳) نشان داده شده است.



شکل ۵-۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترلی حلقه بسته

۵-۳- طراحی کنترل کننده فازی

برای طراحی کنترل کننده فازی از خطای موقعیت و خطای سرعت بعنوان ورودی و سیگنال کنترلی u_c بعنوان خروجی در نظر گرفته شده است. قوانین فازی به گونه‌ای بدست می‌آیند که حرکت به سوی کاهش خطای موقعیت حاصل می‌گردد.

کنترل کننده فازی $u(X|\theta)$ را مطابق با بخش (۴-۳) در نظر می‌گیریم:

$$u(X|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)} \right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)} \right]}$$

$\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ ، مراکز توابع تعلق خروجی را، به عنوان پارامترهای قابل تنظیم انتخاب می‌کنیم و آنها را در

بردار $\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}$ جمع‌آوری می‌کنیم، کنترل کننده فازی به صورت

$$u(X|\theta) = \theta^T \xi(X)$$

می‌باشد که $\xi(X)$ یک بردار $\prod_{i=1}^n m_i$ بعدی به صورت زیر است:

$$\xi_{l_1 \dots l_n}(X) = \frac{\left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)} \right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(x_i)} \right]}$$

مقادیر اولیه پارامترها را بصورت تصادفی انتخاب می‌کنیم.

پنج مجموعه فازی n_1, n_2, z, p_1, p_2 را برای متغیر ورودی x_1 و x_2 طوری تعریف می‌کنیم که بازه

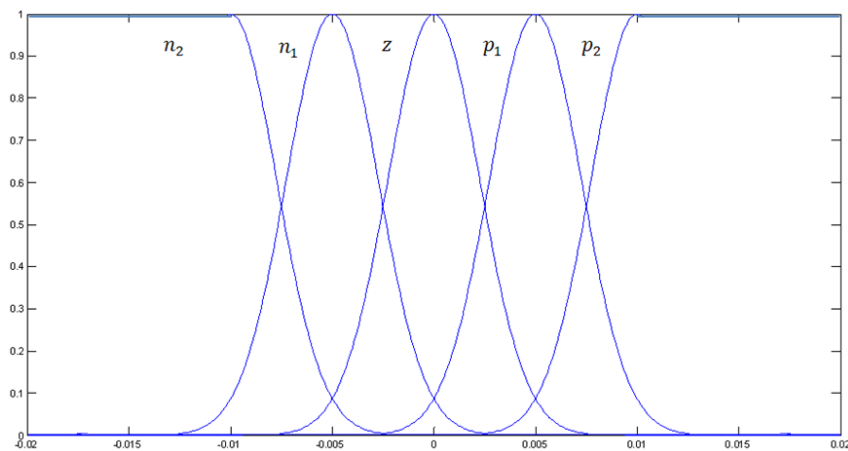
$[-0.01, 0.01]$ را بپوشانند. توابع گوسی را به عنوان توابع تعلق فازی در نظر می‌گیریم.

$$\mu_{n_2} = \exp \left[- \left(\frac{x + 0.01}{0.0032} \right)^2 \right] , \quad \mu_{n_1} = \exp \left[- \left(\frac{x + 0.005}{0.0032} \right)^2 \right]$$

$$\mu_{p_2} = \exp \left[- \left(\frac{x - 0.01}{0.0032} \right)^2 \right] , \quad \mu_{p_1} = \exp \left[- \left(\frac{x - 0.005}{0.0032} \right)^2 \right]$$

$$z = \exp \left[- \left(\frac{x}{0.0032} \right)^2 \right]$$

توابع تعلق در شکل (۴-۵) نمایش داده شده‌اند.



شکل ۴-۵ توابع تعلق فازی

در این شبیه‌سازی فرض می‌کنیم که هیچ قاعده کنترل فازی وجود ندارد. بیست‌وپنج مقدار اولیه را برای $\theta_i(0)$ ها به صورت تصادفی در فاصله $(-1, 1)$ انتخاب می‌کنیم. متغیرهای x_1 و x_2 ، به ترتیب خطای موقعیت و مشتق خطای موقعیت می‌باشند.

۴-۵- طراحی قاعده تطبیق

دینامیک حلقه بسته از رابطه (۴-۱۳) بصورت

$$\dot{e} = \Lambda e + b[u^* - u(X|\theta)]$$

می‌باشد. پارامترهای طراحی به صورت زیر تعیین می‌گردند:

چنانچه محل قطبهای مطلوب را در $(-2, -2)$ در نظر بگیریم

$$(x+2)^2 = x^2 + 4x + 4 \implies k_1 = -4, k_2 = -4$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -4 & -4 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 38 \end{bmatrix}$$

مقدار b از مدل فضای حالت موتور بدست می‌آید.

ماتریس P را با حل معادله لیاپانوف بدست می آوریم $Q = \text{diag}(32, 32)$.

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad \Rightarrow \quad P = \begin{bmatrix} 36 & 4 \\ 4 & 5 \end{bmatrix}$$

قاعده تطبیق مطابق با رابطه (۴-۲۱)

$$\dot{\theta} = \gamma e^T p_n \xi(X)$$

p_n آخرین ستون ماتریس P و $\gamma = 400$ می باشد.

γ یک ضریب ثابت مثبت می باشد که با توجه به شرایط مسئله انتخاب می شود

۵-۵- نتایج شبیه سازی

در این بخش به منظور بررسی چگونگی عملکرد کنترل کننده و سیستم کنترلی حلقه بسته سه نوع بار مختلف را به عنوان اغتشاش خارجی به موتور اعمال می کنیم و در هر حالت با سه روش کنترلی: (الف) PD (ب) Fuzzy (ج) Adaptive Fuzzy به ردگیری مسیر مرجع پرداخته و نتایج با همدیگر مقایسه می شوند.

موتور استفاده شده از نوع موتور DC تحریک جداگانه می باشد که از *simulink* نرم افزار متلب^۱ انتخاب شده و مشخصات آن در جدول ۵-۱ ذکر شده است. ضریب چرخ دنده نیز 0.01 در نظر گرفته شده است. در تمامی شبیه سازی ها فرکانس کلید زنی بلوک PWM ، 5 KHZ در نظر گرفته شده است.

جدول (۵-۱): مشخصات موتور استفاده شده

p (hp)	v_s (V)	k_m (NM/A)	L_a (mH)	R_a (Ω)	J_m (kg/m ²)	B_m (NM.s/rad)
5	240	0.8	0.028	2.581	0.02215	0.002953

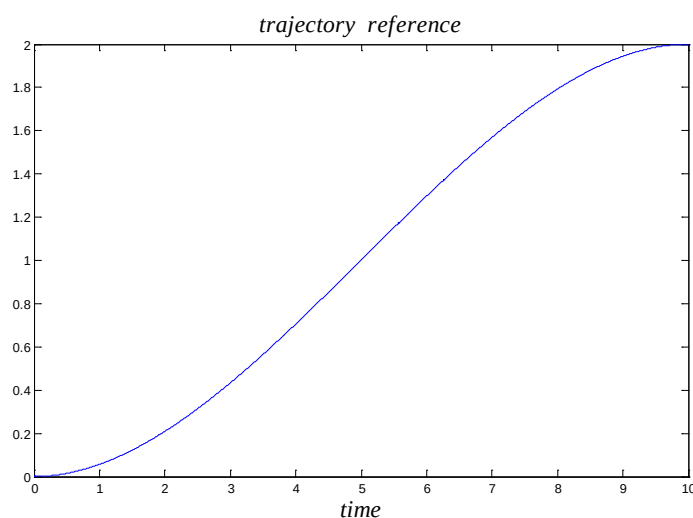
^۱ MATLAB

۵-۵-۱- ردگیری مسیر مرجع

شکل مسیر مرجع نقش مهمی در ردیابی دارد. برای مثال در بازوهای مکانیکی از آنجایی که متغیرهای مفاصل و مشتقات در شاخص‌های موتور تأثیر گذار هستند مسیر مرجع باید مسیری صاف و هموار باشد. چراکه مسیرهای غیر هموار ممکن است باعث آسیب دیدن موتورها و حتی قسمت‌های مکانیکی ربات شود. در اینجا مسیر نرم و همواری را معرفی می‌کنیم:

رابطه (۵-۱) و شکل (۵-۱) مسیر طراحی شده بازوی مکانیکی را نشان می‌دهند که در لحظه $t = 0$ از مقدار اولیه صفر شروع به حرکت کرده و پس از ۱۰ ثانیه به مقدار نهایی خود می‌رسد.

$$\theta_d = -(0.04)t^3 + (0.6)t^2 \quad (۵-۱)$$



شکل (۵-۱): مسیر مرجع

لیست مشخصات بازوی ماهر یک‌رابط و آنتن رادار بترتیب در جدول‌های (۵-۲) و (۵-۳) درج شده است.

جدول ۵-۲ مشخصات بازوی ماهر یک‌رابط

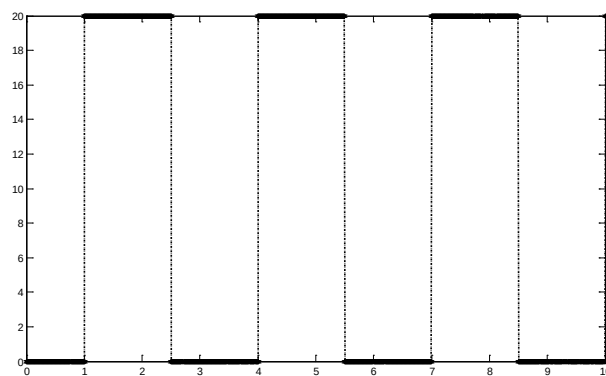
$m \text{ (kg)}$	$l \text{ (m)}$	$J \text{ (kg-m}^2\text{)}$	$B \text{ (N.m/rad/s)}$
4	1	2.2	0.15

جدول (۳-۵) لیست مشخصات آنتن رادار

اندازه	پارامتر
2.7	$\rho_v (gr/cm^3)$
2.7	$\rho_h (gr/cm^3)$
10	$\rho_s (gr/cm)$
1.23	$\rho_{air} (kg/cm^3)$
19.63	$A_v (mm^2)$
75	$A_h (mm^2)$
50	$v_{wind} (km/h)$
1	CD_r
1.2	CD_d
124	$2N$
3	M
17	$x_o(cm)$
20	$h (cm)$
120	$d (cm)$

برای بررسی عملکرد موتور در برابر بارهای مستقل از سرعت موتور، گشتاوری به صورت موج پالسی

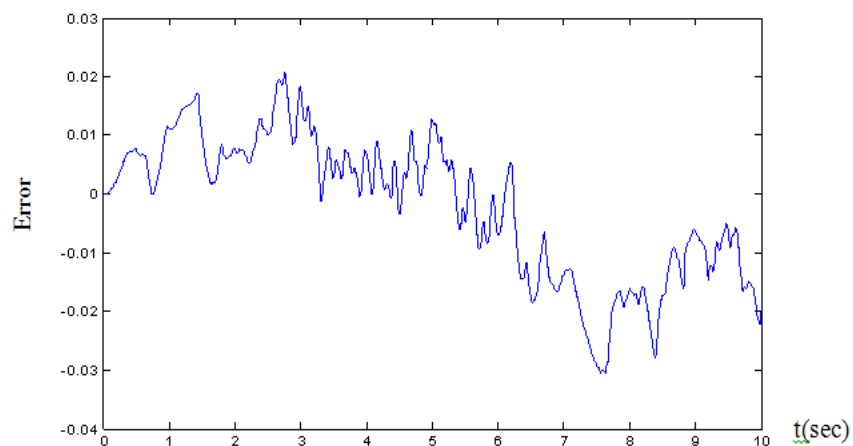
(۶-۵) به محور موتور اعمال می‌کنیم.



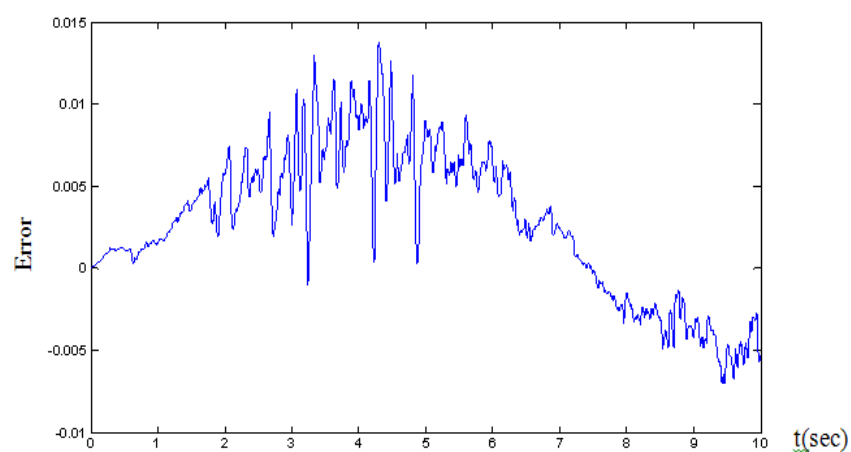
شکل ۶-۵ موج پالسی

در هر کدام از روش‌های کنترلی، سیگنال خطای ردگیری و همچنین شکل موج ولتاژ تغذیه موتور نمایش داده شده است.

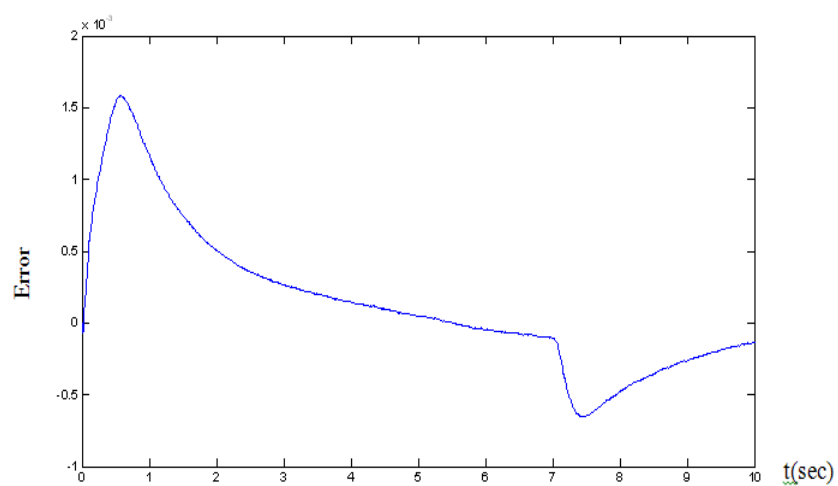
سیگنال خطای ردگیری در اشکال (۷-۵) تا (۹-۵) و ولتاژ تغذیه موتور از (۵-۱۰) تا (۵-۱۲) نشان داده شده است.



(a) کنترل کننده PD

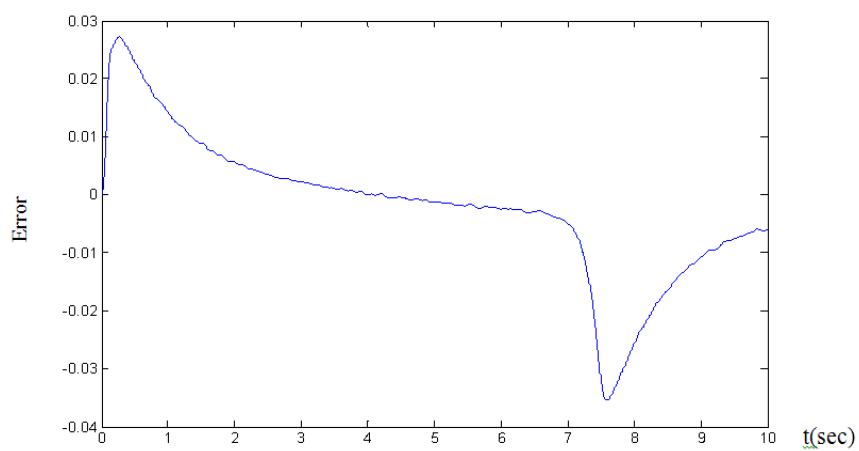


(b) کنترل کننده Fuzzy

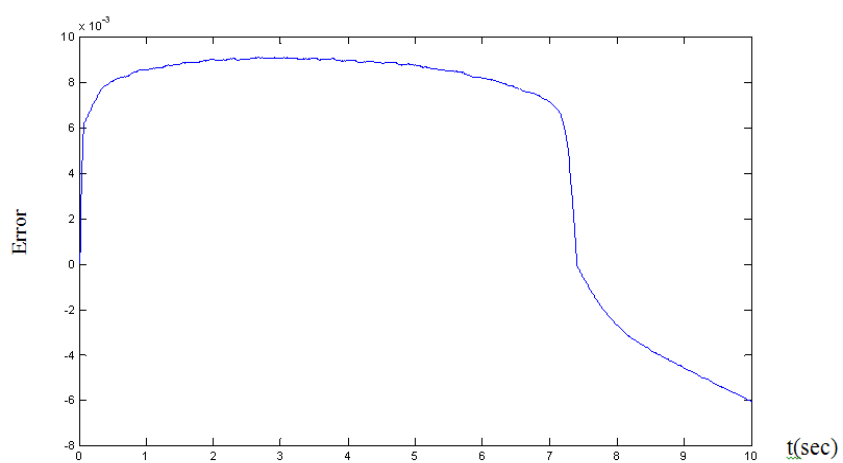


(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

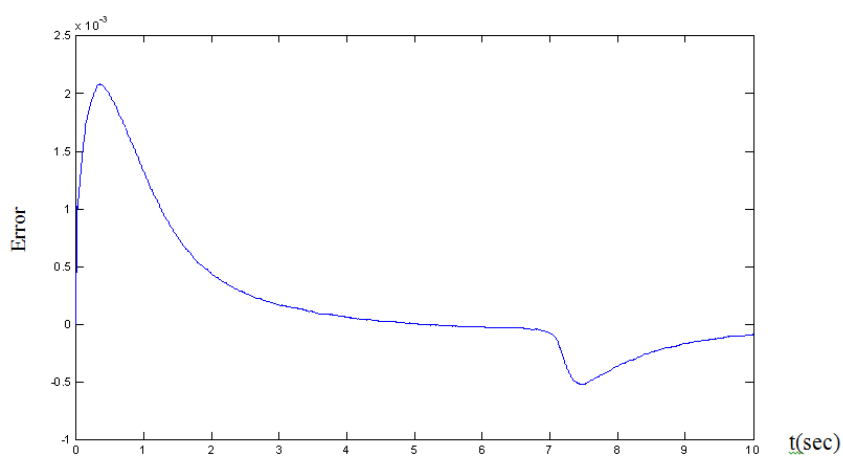
شکل ۵-۷: سیگنال خطای مربوط به آنتن رادار



(a) کنترل کننده PD

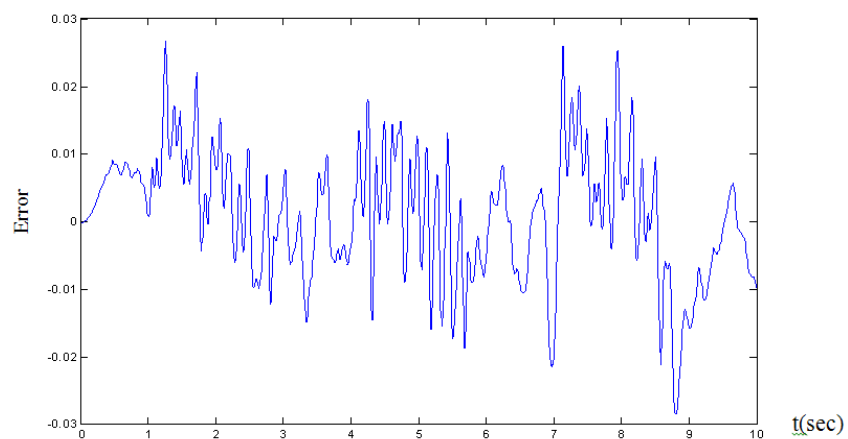


(b) کنترل کننده Fuzzy

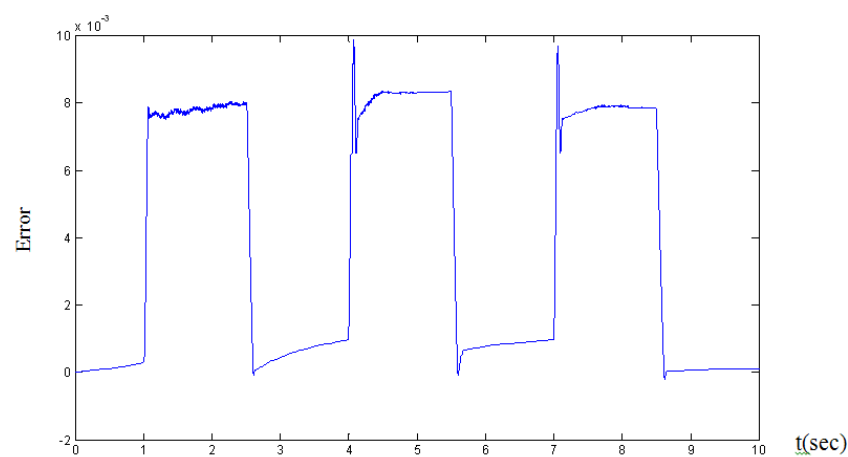


(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

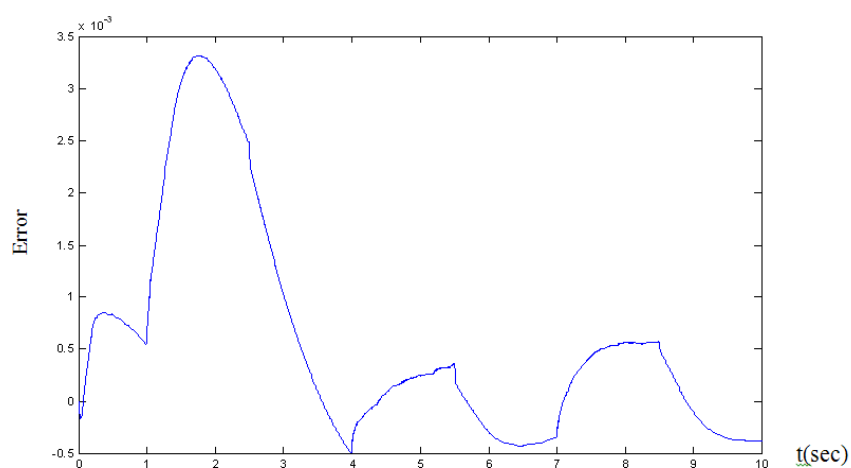
شکل ۵-۸: سیگنال خطای مربوط به بازوی ماهر یک رابط



(a) کنترل کننده PD



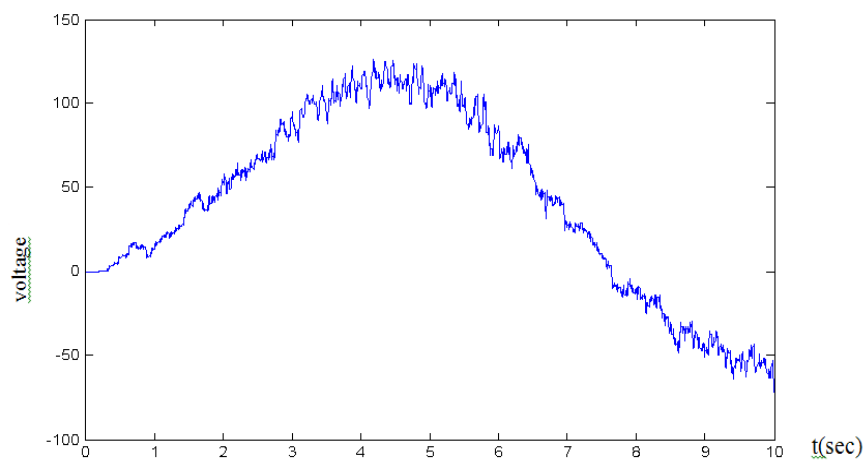
(b) کنترل کننده Fuzzy



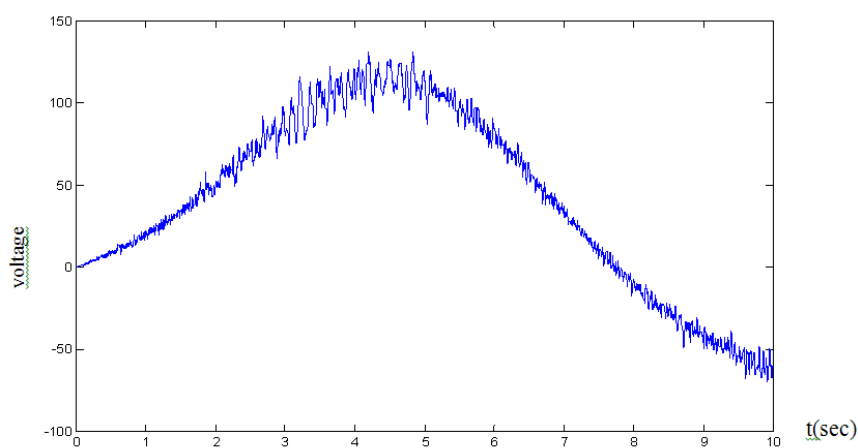
(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

شکل ۵-۹: سیگنال خطای مربوط به موج پالسی

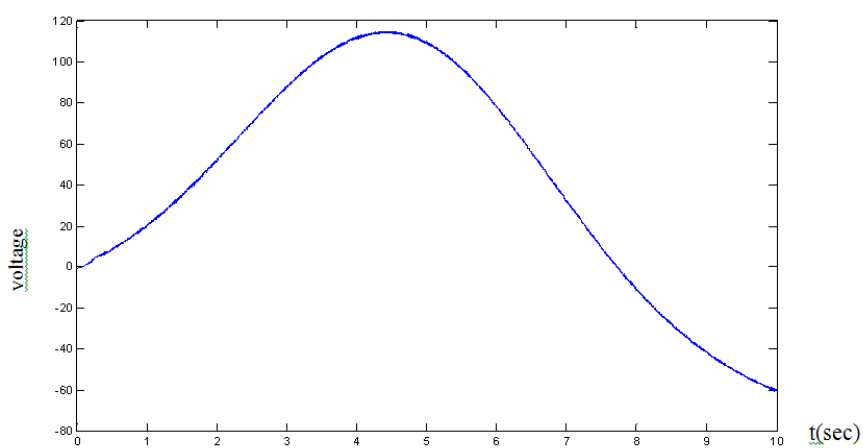
با توجه به نمودارهای نشان داده شده مربوط به سیگنال خطا در سه حالت کنترلی مشاهده می‌شود که دامنه خطای ردگیری در کنترل کننده‌های فازی و فازی تطبیقی مقدار کمتری نسبت به کنترل کننده PD دارد. یعنی ردگیری از دقت بیشتری نسبت به حالت PD برخوردار است.



(a) کنترل کننده PD

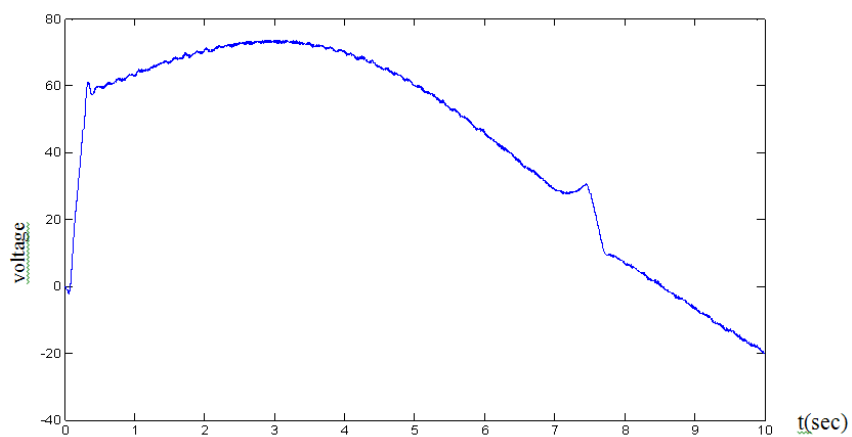


(b) کنترل کننده Fuzzy

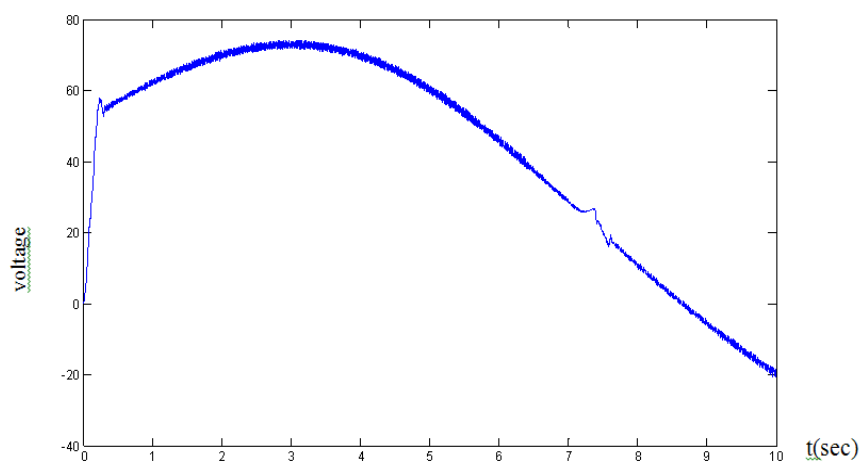


(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

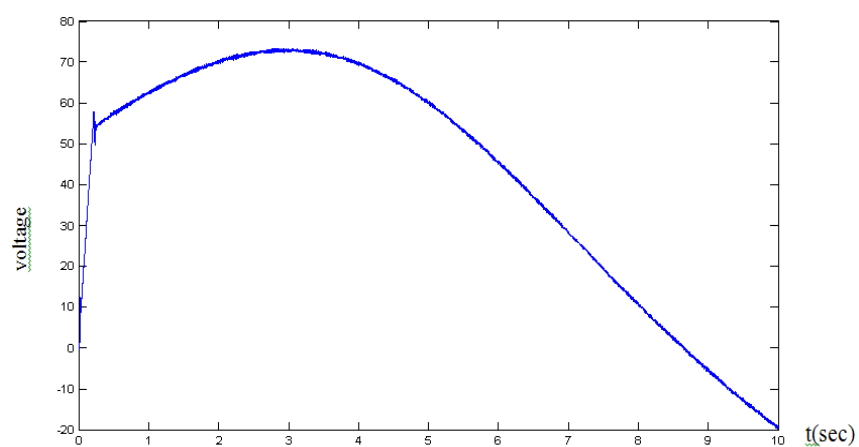
شکل ۵-۱۰: ولتاژ تغذیه موتور مربوط به آنتن رادار



(a) کنترل کننده PD

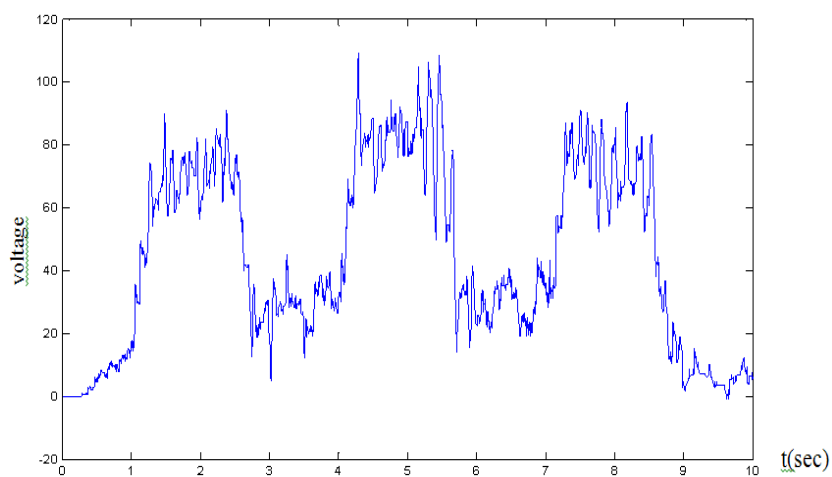


(b) کنترل کننده Fuzzy

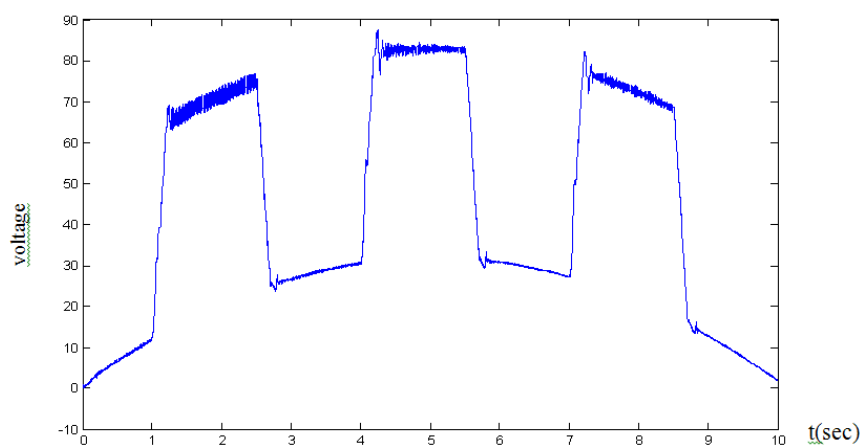


(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

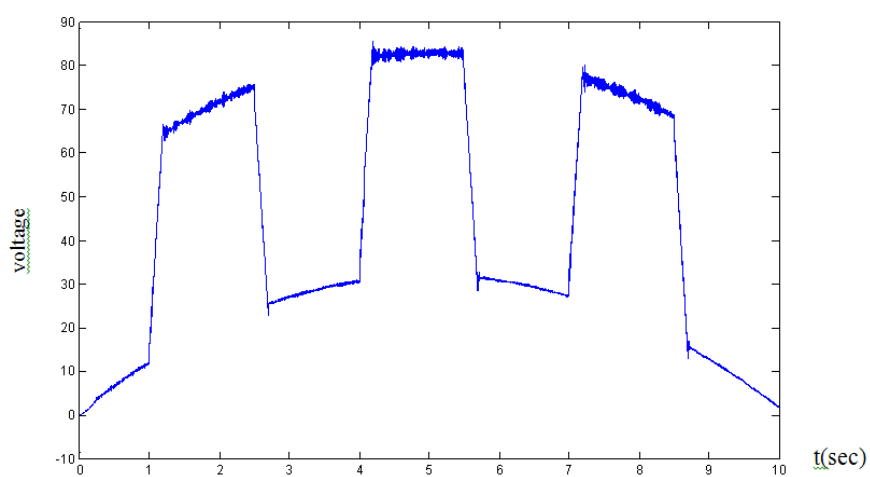
شکل ۵-۱۱: ولتاژ تغذیه موتور مربوط به بازوی ماهر یک رابط



(a) کنترل کننده PD



(b) کنترل کننده Fuzzy

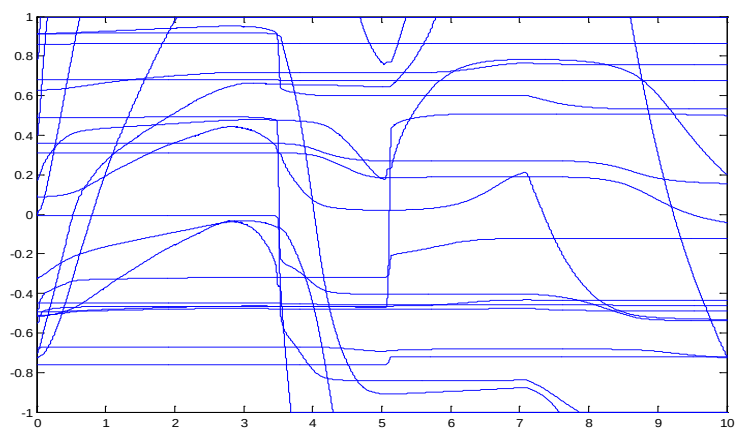


(c) کنترل کننده Adaptive Fuzzy

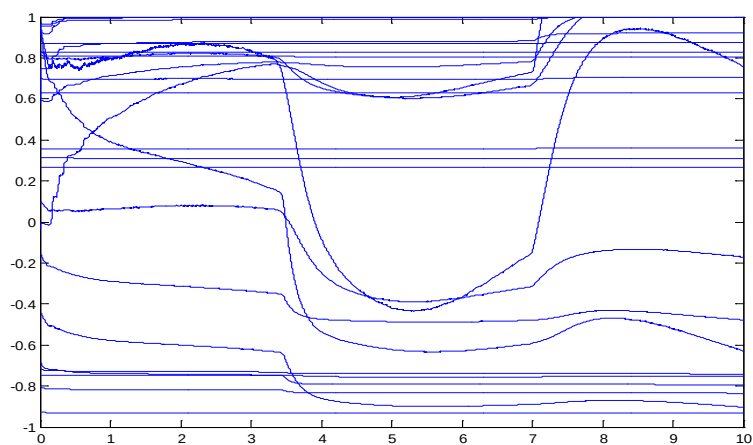
شکل ۵-۱۲: ولتاژ تغذیه موتور مربوط به موج پالسی

یکی از مواردی که برای ما حائز اهمیت است شکل موج ولتاژیست که دو سر موتور ظاهر می‌گردد. در حالات کاری مربوط به کنترل‌کننده PD مشاهده می‌کنیم که دامنه ولتاژ تغذیه موتور دارای نوسانات زیادی است که باعث عملکرد نادرست موتور می‌شود. در مقایسه دو حالت کنترلی فازی و فازی تطبیقی، می‌بینیم که ولتاژ تغذیه موتور در حالت فازی تطبیقی نسبت به حالت فازی دارای نوسانات کمتری بوده، شکل موج به صورت یکنواخت‌تر می‌باشد.

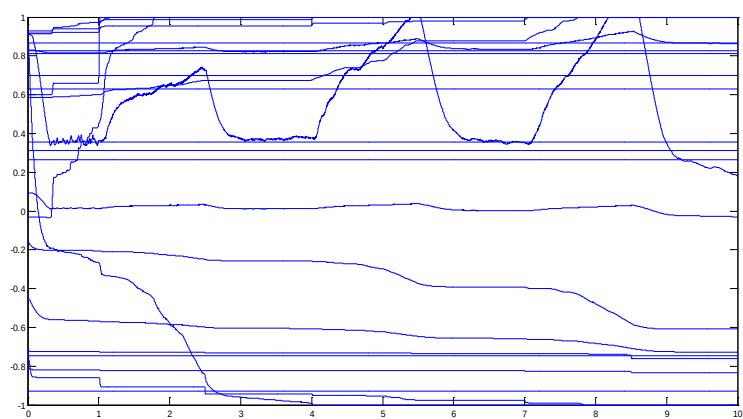
در ادامه نحوه آپدیت شدن مراکز خروجی گروه‌های فازی (θ) را در سه حالت کنترلی مشاهده می‌کنیم.



(a) آنتن



(b) بازوی ماهر یک رابط



(c) موج پالسی

شکل ۵-۱۳: نحوه آپدیت مراکز خروجی گروه‌های فازی (θ) مربوط به سه نوع بار

برای مقایسه بهتر سه نوع کنترل کننده، مجموع مربعات خطا را برای هر کدام از بارها بدست آورده و با هم مقایسه می کنیم.

PD	$\int_0^{10} e^2 dt$	Fuzzy	$\int_0^{10} e^2 dt$
آنتن رادار	1.9×10^{-3}	آنتن رادار	2.8×10^{-4}
بازوی ماهر	1.5×10^{-3}	بازوی ماهر	5.6×10^{-4}
موج پالسی	2.8×10^{-4}	موج پالسی	2.7×10^{-4}
جدول (a) مربوط به روش PD		جدول (b) مربوط به روش Fuzzy	

Adaptive Fuzzy	$\int_0^{10} e^2 dt$
آنتن رادار	2.4×10^{-6}
بازوی ماهر	4.11×10^{-6}
موج پالسی	1.48×10^{-5}

جدول (c) مربوط به روش Adaptive Fuzzy

جدول ۴-۵ مجموع مربعات خطا برای سه روش کنترلی

نتایج بدست آمده از جدول (۴-۵) نشان می دهد که روش فازی تطبیقی عملکرد بهتری در ردگیری مسیر مرجع در مقایسه با دو روش دیگر از خود نشان می دهد.

فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

✓ نتیجه‌گیری

✓ پیشنهادها

۶-۱- نتیجه‌گیری

در صنعت جهت کنترل سرعت و موقعیت موتورهای DC می‌توان از روش‌های مختلف کنترلی استفاده کرد. معمولاً روش‌های کنترل خطی به‌دلیل تحلیل و طراحی ساده، به‌طور متداول و رایج مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این روش‌ها داشتن مدل خطی خوب ضروری است. کنترل‌کننده‌هایی که مبتنی بر روش‌های کلاسیک بوده عملکرد مناسب سیستم تحت کنترل را در برابر تغییرات پارامترهای ماشین تضمین نمی‌کنند. برای تحلیل بهتر رفتار دینامیکی موتور DC نیازمند شناخت پارامترهای آن می‌باشیم در صورتیکه این پارامترها نیز تحت برخی شرایط کاری تغییر می‌کنند. بنابراین عملکرد کنترل‌کننده‌ای که مطابق با پارامترهای ثابت موتور طراحی گردیده تضعیف می‌شود. در این شرایط کنترل غیر خطی، به‌دلیل استفاده مستقیم از فیزیک مسأله و درک صحیح‌تر از آن، می‌تواند عملکرد بهتری داشته باشد.

در این پایان‌نامه ساختار اصلی کنترل‌کننده را سیستم فازی تشکیل می‌دهد. مراکز گروه‌های فازی خروجی مطابق با قاعده تطبیق تغییر می‌کند. یکی از مزایای این روش، طراحی کنترل‌کننده بر اساس معیار پایداری لیاپانوف می‌باشد به‌طوری‌که همزمان شروط پایداری لیاپانوف و کارایی مورد نظر برآورده می‌گردد. بنابراین نیازی به بررسی پایداری حلقه بسته پس از طراحی کنترل‌کننده نمی‌باشد. همانطور که نتایج نشان می‌دهد این روش توانمندی بالایی در برابر تغییرات بار و دفع اغتشاش همچنین کاهش خطای ردگیری دارد.

۶-۲- پیشنهادها

در این پایان‌نامه کنترل‌کننده از سیستم‌های فازی تشکیل شده است. در ساختار آن قوانین فازی و همچنین توابع تعلق ثابت ثابت در نظر گرفته شده و تنها پارامتر قابل تغییر مراکز خروجی می‌باشند. می‌توان از روش‌های بهینه‌سازی سیستم‌های فازی، مبتنی بر شبکه‌های عصبی و الگوریتم‌های پیشرفته جهت انتخاب بهینه توابع تعلق و پارامترهای آن و همچنین انتخاب بهینه قوانین فازی بهره برد.

- [1] L.A. Zadeh, "*Fuzzy sets*", Information and Control, vol. 8, 338-353, 1965.
- [2] E. H. Mamdani and S. Assilian, " *An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller*," Int. J. Man-Machine Studies, vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [3] E. H. Mamdani, " *Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controller*," Int. J. Man-Machine Studies, vol.8, pp. 669-679, 1976.
- [4] Yan Wang, Zeng Qi Sun, Fu Chun Sun " *Stability analysis and control of discrete-time fuzzy systems: a fuzzy Lyapunov function approach*".
- [5] M. Sugeno, " *An introductory survey of fuzzy control* ", Inform. Sci., vol. 36, pp.59-83, 1985.
- [6] T. Takagi and M. Sugeno, " *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control* ", IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-15, pp.116-132, 1985.
- [7] H. Ishihashi and H. Tanaka, " *PID-fuzzy hybrid controller* ", in proc. 4th fuzzy syst. Symp., Tokyo, Japan, M 1988, pp. 97-102.
- [8] J. Jantzen, " *A tutorial on adaptive fuzzy control*", Eunile, pp.709-719, 2002
- [9] J. L. Castro, M. Delgado, " *Fuzzy systems with defuzzification are universal approximators*", IEEE Trans. Syst. Man Cybern., vol. 26, pp. 149-152, 1996.
- [10] L. X. Wang, " *stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems*", IEEE Trans. Fuzzy Syst. vol. 1, pp. 146-155, 1993.
- [11] L. X. Wang, " *Adaptive fuzzy systems and control*", Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1994.
- [12] L.X. Wang, " *A course in fuzzy systems and control*", Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.

- [13] J. T. Spooner, and K. M. Passino, " *stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks*", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 4, pp.339-359 .1996.
- [14] R. Ordonez, and K. M. Passino, " *stable multi-input multi-output adaptive fuzzy/neural control*", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, pp.345-353 .1999.
- [15] B. S. Chen, C. H. Lee, and Y. C. Chang, " *H_∞ tracking design of uncertain nonlinear* ", SISO systems: adaptive fuzzy approach, IEEE Trans.Fuzzy Syst., vol. 4, pp. 32-34. 1996.
- [16] B. S. Chen, H. J. Uang, and C. S. Tseng, " *Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: a fuzzy-based dynamic game approach*", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 6, pp. 538-552, 1998.
- [17] Y. C. chang, and B. S. Chen, " *Robust tracking designs for both holonomic and nonholonomic constrained mechanicals Systems: adaptive fuzzy approach*", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 8, pp. 46-66, 2000.
- [18] S. Tong, M. Chai, and J. Zhou, " *Fuzzy adaptive output tracking control of nonlinear system*" IEEE International Fuzzy ,Systems Conference proceedings, pp. 562-567, 1999.
- [19] R.J. Wai, " *Fuzzy Sliding-Mode Control Using Adaptive Tuning Technique* " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, No. 1, February 2007.
- [20] C.-F. Hsu, B.-K. Lee " *FPGA-based adaptive PID control of a DC motor driver via sliding-mode approach*",. Expert Systems with Applications 38. (2011) 11866–11872.
- [21] A.M. Harb, I.A. Smadi , " *Tracking control of DC motors via mimo nonlinear fuzzy control* ", .Chaos, Solitons and Fractals 42 (2009) 702–710.

- [22] A. Boulkroune et al, " *How to design a fuzzy adaptive controller based on observers for uncertain affine nonlinear systems* ", Fuzzy Sets and Systems, 159 (2008) 926 – 948.
- [23] T.-Z. Wu, Y.-T. Juang, " *Adaptive fuzzy sliding-mode controller of uncertain nonlinear systems* ", ISA Transactions 47 (2008) 279–285.
- [24] C.-C. Cheng, S.-H. Chien, " *Adaptive sliding mode controller design based on T–S fuzzy system models* ", Automatica 42 (2006) 1005 – 1010.
- [25] H.F. Ho et al, " *Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering Elimination for nonlinear SISO systems* ", Simulation Modelling Practice and Theory 17 (2009) 1199–1210.
- [26] M. H. Rashid, " *Power Electronics Handbook* ", Academic Press, 2001.
- [27] G.K.Dubey, " *Power semiconductor controlled drives* ", Prentice – Hall, 1989.
- [28] M. W.Spong, and M. Vidyasagar, " *Robot dynamics and control* " New York John Wiley & Sons, 1989.
- [29] [کرامت، م، (۱۳۷۰)، پایان‌نامه ارشد، " طراحی و ساخت کنترل موقعیت و سرعت آنتن رادار "، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شریف.
- [30] Irving H.shames , " *Mechanics of Fluids* ", Mc Graw-Hill Book Co.,1982.
- [31] Victor L.Streeter , " *Fluid Mechanics* ", Mc Graw-Hill Book Co.,1981.
- [32] H.K. Patel and G.K.Dubey, " *comparative study of single-phase converter control schemes*," Int Jour. Electronics, vol. 54, 1983, 63-76.

[33] S.R. Doradla, C.Nagmani, and S.Sanyal, "A sinusoidal pulse width modulated three phase ac to dc converter-fed dc motor drive. " IEEE Trans. On Ind. Appl. , vol. IA-21, Nov./Dec. 1985, pp. 1394-1408.

[34] H.Inaba, A.Veda, T.Ando,T.Kurosawa, Y.Sakai, and S.Shima," A new speed control system for dc motor using GTO converter and its application to elevator." IEEE Trans. On Ind. Appl. ,IA-21 , March/April 1985. pp.391-397.

[35] T.Kataoka,K. Kawakami, and J.Kotano, "A pulsewidth modulated ac to dc converter using gate turn-off thyristors," IEEE IAS Annual Meeting 1985 , pp . 966-974.

[36] B.K.Bose " *Power Electronics and Motor Drives*", New York 2006.

[37] A. Gelen, S. Ayasun " *Effects of PWM Chopper Drive on the Torque-Speed Characteristic of DC Motor* ", Proc. of IEEE Int Conf.

[38]H. Sira-Ramirez, " *A Geometric Approach to Pulse-Width Modulated Control in Nonlinear Dynamical Systems* ", *IEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC- 34, No. 2, pp. 184-187, February 1989.

[39] N.Mohan, T.Undeland, W.Robbins " *Power Electronics: Converters, Applications and Design*" New York 2003.

[40] "، دانشکده مهندسی برق و SCARA ربات PWM [اسفیدانی، ح، (۱۳۸۹)، پایان نامه ارشد، " کنترل فازی رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود.

[41] J. Gouthiere, J. Gregoire, and H. Hologne, " *Thyristor choppers in electric traction*," ACEC Review, no. 2, 1990, pp. 45-46.

[42] J. Velagic, Z. Vukic, and E. Omerdic, "Adaptive fuzzy ship autopilot for trackkeeping", control engineering practice, vol 11, pp. 433-443, 2003.

[43] S. Hayashi, " *Auto-tuning fuzzy PI controller* ", Proceedings of the IFSA,91 ,pp. 41-44, Belgium: Brussels, 1991.

[44] K. Tanaka, and M. Sano," *A new tuning methodo of fuzzy Controllers*", Proceedings of the IFSA,91 ,pp. 207-210, Belgium: Brussels, 1991.

[45] M. Guzelkaya, I. Eksin, and E. yesil, "*Self-tuning of PID-type fuzzy logic controller coefficients via relative rate observer*" , Engineering applications of Artificial Intelligence, vol. 16, pp. 227-236, 2003.

[46] F. C.Teng, A. Lotfi, and A. C. Tsoi. " *Self-Tuning PD+I fuzzy logic controller with minimum number of rules*" , International Conference on Systems, Man Cybernetics, ISIC. IEEE, pp. 865-870, 2007.

[47] T. J. Procyk,a nd E. H. Mamdani." *A linguistic self-organizing process ontroller* ", Automtika, vol. 15 no. 1, pp. 15-30, 1979.

Abstract

DC motors have extensive applications in industrial and military systems. These applications are different, from exact motion and position control of robots to flow control of pump. Among DC motors, separately excited DC motor plays more useful roll due to possibility of independence control of the rotor flux and torque. Parameters variation is one of most important problems that we might encounter in motor controlling process. Applying intelligent methods such as adaptive fuzzy control that improves closed loop stability and performance in the presence of parameters variation. In this thesis, we extracted dc motor mathematical model and nonlinear terms primarily; then, dynamic models of a radar antenna with wind disturbance couple and one-link robot arm are extracted, separately. In continuity, the dc voltage supplies control is studied with the sinusoidal voltage rectifier and chopper fed methods. Moreover, PWM control effect on state-space equations is presented.

Finally computer simulations present our proposed method performance in comparison with PD and fuzzy controllers.

Keywords: DC motors, parameter variation, Adaptive fuzzy control, radar antenna and chopper.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Position control of DC motor using of adaptive fuzzy controller

Vahid Ghobadi Bagvand

Supervisor(s):

Dr. Mohammad Hadad Zarif

Advisors:

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

February 2012