

دانشگاه صنعتی شاهرود
دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد برق - کنترل

طراحی و شبیه سازی کنترل کننده تطبیقی برای یک موتور حرارتی

ارائه دهنده:

رضا احمدیان ماژین

اساتید راهنما:

دکتر علی اکبر قره ویسی

دکتر علی رضا احمدی فرد

تقدیم به :

پدر و مادر مهربان

و همسر عزیزم

تقدیر و تشکر

اکنون که به یاری پروردگار متعال این پایان نامه به نتیجه مطلوب رسیده است بر خود لازم می دانم از تمام زحماتی که اساتید بزرگوام به خصوص آقایان دکتر قره ویسی و دکتر احمدی فر و همچنین تمامی دوستانم و دانشجویان عزیزی که مرا در این امر یاری نموده اند تشکر نموده و برای همه این عزیزان توفیق روزافزون از ایزد منان خواهانم .

رضا احمدیان ماژین

چکیده

این پایان نامه در مورد موتورهای احتراق داخلی مسائل زیر را مورد بحث قرار می دهد: مدل سازی معادلات مدل موتور احتراق داخلی ، تخمین پارامترها و کنترل سرعت مدل موتور احتراق داخلی .

از آنجا که پس از بررسی بعمل آمده از مدل سازی معادلات سیستم ، مشخص شد که مدل موتور احتراق داخلی غیر خطی است لذا بر آن شدیم که پارامترهای مدل خطی شده سیستم را تخمین بزنیم و تغییرات دینامیکی سیستم را به کمک تخمین پارامتر مشاهده نموده و با تنظیم پارامتر های کنترل کننده در صدد حذف اثرات سوء و تقویت اثرات مثبت این تغییرات باشیم. عمل تخمین پارامتر به کمک روش RLS صورت می گیرد.

ما ابتدا بحث کنترل سرعت مدل موتور احتراق داخلی را با استفاده از روش مدل - مرجع تطبیقی (MRAC) مورد بررسی قرار داده ایم و موفق شدیم که با تغییراتی در این روش به یک روش بهبود یافته دست پیدا کنیم که یکی از امتیازات خوب این پایان نامه می باشد. سپس روش کنترل خود تنظیم تطبیقی (STAC) را نیز پیشنهاد داده و آن را مورد بررسی قرار داده ایم .

در پایان نیز از بحث نتیجه گیری کلی به عمل آورده و پیشنهاد هایی هم برای ادامه کار بر روی این سیستم ارائه نموده ایم.

فهرست مطالب

۷	چکیده
VIII	مقدمه
۱	۱- تاریخچه کنترل تطبیقی
۹	۲- مدلسازی معادلات موتور احتراق داخلی
۱۰	۲-۱- مقدمه
۱۰	۲-۲- توصیف مدل موتور احتراق داخلی
۱۱	۲-۲-۱- درجه کنترل بنزین
۱۲	۲-۲-۲- مدخل مانیفلد
۱۳	۲-۲-۳- گشتاور تولیدی و شتاب
۱۴	۲-۳- توصیف فضای حالت سیستم
۱۵	۳- تخمین پارامترها
۱۶	۳-۱- مقدمه
۱۶	۳-۲- حداقل مربعات و مدل‌های رگرسیون
۱۸	۳-۳- محاسبات بازگشتی
۲۰	۳-۴- حداقل مربعات بازگشتی با فراموشی نمایی
۲۲	۴- سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع
۲۳	۴-۱- مقدمه
۲۴	۴-۲- سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع (MRAC)
۲۴	۴-۲-۱- قاعده MIT
۲۶	۴-۲-۲- تنظیم پارامترهای زیاد

۲۶	۳-۲-۴ - طراحی MRAC با استفاده از نظریه پایداری لیاپانف
۲۹	۴-۲-۴ - شبیه سازی سیستم کنترل مدل مرجع بر اساس استفاده از خطا در تنظیم پارامترهای کنترل کننده
۳۲	۳-۴ - کنترل سرعت موتور به روش کنترل تطبیقی مدل _ مرجع پیشنهادی
۳۴	۱-۳-۴ - شبیه سازی سیستم
۳۵	۲-۳-۴ - نتایج شبیه سازی
۳۸	۳-۳-۴ - تحلیل نتایج
۳۹	۵- سیستم های تطبیقی خود تنظیم
۴۰	۱-۵ - مقدمه
۴۱	۲-۵ - سیستم های تطبیقی خود تنظیم (STAC)
۴۱	۱-۲-۵ - طراحی جایابی قطب
۴۳	۲-۲-۵ - الگوریتم جایابی قطب با حد اقل - درجه (MDPP)
۴۸	۳-۵ - کنترل سرعت مدل موتور به روش کنترل تطبیقی خود تنظیم
۴۸	۱-۳-۵ - شبیه سازی سیستم کنترل
۵۰	۲-۳-۵ - نتایج شبیه سازی
۵۲	۳-۳-۵ - تحلیل نتایج
۵۴	۶- نتیجه گیری پیشنهادات
۵۷	۷- فهرست منابع

مقدمه

از ساخت اولین موتور احتراق داخلی بیش از ۱۴۰ سال می گذرد. اما به دلیل نقش غیر قابل انکار آن در ارتباطات و توسعه اجتماعی و حتی فرهنگی، توجه به این بخش از صنعت روز به روز بیشتر شده است به طوریکه امروز، خودروسازی یکی از چالشهای بزرگ فراوری جوامع و کشورها محسوب میشود. در ایران نیز توجه به جنبه های مختلف صنعت خودرو از جمله اشتغال زائی، سودآوری و حتی ابراز هویت ملی منجر به گسترش نسبتا قابل ملاحظه آن شده است. بنابراین توجه به کیفیت خودرو و مسائل امنیتی آن از مسائل مهم می باشد. به همین دلیل کنترل سرعت موتور یکی از مسائلی است که اگر به خوبی انجام شود در کیفیت و امنیت خودرو بسیار تاثیر داشته و برای صاحبان آن سود آور خواهد بود.

از آنجا که خودرو از دستگاه هایی است که حین حرکت دینامیکهای آن بطور مدام در حال تغییر است سیستم کنترل حرکتی آن باید به قدری توانا باشد که این تغییرات اثرات سوئی بر روند حرکتی و کنترلی آن نداشته باشد و یا حداقل این تاثیرات کم باشد بنابراین انواع کنترل کننده های متداول که با ضرایب ثابتی عمل می کنند در برابر تغییرات دینامیک فرایند ناتوان بوده و عملکرد آنها مختل خواهد شد. برای حل این مشکل ایده استفاده از کنترل کننده های تطبیقی که قادر به وفق یافتن با تغییرات دینامیک فرایند است، می تواند مفید باشد. هدف از اجرای این پایان نامه پیاده سازی دو روش کنترل تطبیقی متداول برای کنترل سرعت یک موتور احتراقی است.

در فصل اول به تاریخچه کنترل تطبیقی می پردازیم. در فصل دوم مدلسازی معادلات موتور را مورد بحث قرار داده و مدل غیر خطی آن را به دست می آوریم. در فصل سوم مبحث تخمین بازگشتی توضیح داده می شود که از این بحث در فصلهای بعد استفاده می شود. در فصل چهارم روش کنترل تطبیقی مدل مرجع را توضیح داده و آن را به سیستم اعمال می کنیم و در انتهای فصل نتایج بررسی می شوند. در فصل پنجم روش کنترل تطبیقی خود تنظیم بیان و کنترل کننده خود تنظیم را برای سیستم طراحی می کنیم در انتهای فصل هم نتایج مورد بحث قرار می گیرند و سرانجام در انتها از کل بحث نتیجه گیری به عمل آمده و پیشنهاداتی هم ارائه شده است..

فصل اول: تاریخچه کنترل تطبیقی

های کنترل تطبیقی برگزار گردید که با ارزشترین آنها تا سال ۱۹۸۱ در طی ۲۰ سال توسط IEEE ادامه داشت. نظر یک ژنرال آمریکایی به نام دیویس در باب اهمیت کنترل تطبیقی به عنوان سخنران مدعو در سمپوزیوم سال ۱۹۵۹ قابل توجه است. دیویس چنین اظهار می دارد: علاقه من به سیستم های کنترل از روابط بسیار اساسی که بین تمامی سیستم های تسلیحاتی ما وجود دارد، ناشی می گردد. برای توضیح مسئله، یک سه پایه شیردوشی را در نظر بگیرید. نشیمنگاه آن سرچنگی را نشان می دهد و هر کدام از سه پایه، آیرودینامیک، سیستم های پیشران و سیستم های هدایت و کنترل را نشان می دهند. بدون هر کدام از این پایه ها نمی توان اسلحه نظامی مؤثری داشت. وی در پایان می افزاید:

به نظر می رسد که ما به اندازه کافی در مورد پایه سوم که همان هدایت و کنترل، شامل سیستم های کنترل تطبیقی است، تلاش نکرده ایم.

این نظر از یک نفر غیر دانشگاهی در زمینه مهندسی کنترل در آن دوران حاکی از بینش عمیق او و همچنین درک مشکل سیستم های کنترل پیشرفته و عدم کارایی جبران سازهای سنتی در برخورد با سیستم های کنترل پرواز بوده است.

به عنوان اولین سیستم های تطبیقی به کار گرفته شده، می توان به سیستم های جنرال الکتریک^۱ و هانی ول^۲ اشاره کرد. سیستم جنرال الکتریک از نوع سیستم های تنظیم بهره است که در آن تنها بهره حلقه باز سیستم برای دستیابی به عملکرد مطلوب حلقه بسته تنظیم گردد. سیستم تطبیقی به کار گرفته شده توسط هانی ول بر اساس نظریه سیستم های خودنوسان ساز بنا نهاده شده است. این سیستم، براساس کارهای اساسی فلاگ^۳ - لوتز^۴ در استانفورد^۴ پایه ریزی شده است و هم اکنون نیز در پاره ای از اتوپایلوتهای موشکهای زمین به زمین به کار گرفته می شود. همچنین آمده است که علاقه مندی شرکت هانی ول به سیستم های تطبیقی از مشکلات جدی کنترلی آنها در دو حوزه متفاوت کنترل پرواز و کنترل فرایند ناشی می شود. این شرکت با موفقیت سیستم تطبیقی

1- General Electric

2- Honeywell

3-Flugge-Lotz

4- Stanford

خودنوسان ساز خود را در حوزه کنترل پرواز به کارگرفت و سالها نیز از آن بهره جستند. در جمع بندی جالبی که هانی ول از فلسفه کنترل تطبیقی دارد، آینده مهندسی کنترل را متعلق به کنترل تطبیقی می داند و روند آینده تحقیقات در زمینه کنترل تطبیقی را در بررسی عمیق تر نظری روشهای تطبیقی خودنوسان ساز و سایر روشهای تطبیقی پیش بینی می کند. همزمان با تحقیقات هانی ول و سایر شرکتهای بزرگ کنترلی و مراکز دانشگاهی در زمینه کنترل تطبیقی، مسأله سیستم های هوش مصنوعی و شبکه های عصبی نیز مطرح گردیده بود. نظر رئیس بخش تحقیقات هانی ول در این زمینه جالب است:

گفتن این حرف که هنر کنترل اتوماتیک مطالب بسیاری از زیست شناسی، که هنر کنترلی خود را در طی میلیونها سال تکامل بخشیده است، را می تواند یاد بگیرد آسان است. لیکن، به نظر ما می رسد که جدی گرفتن این حرف کاملاً خطرناک است. مکانیزم های به کارگرفته شده کاملاً متفاوتند. درست است که کنترلهای بیولوژیکی غیرخطی، دیجیتال و تطبیقی اند، لیکن این سیستم ها از عناصر فیزیکی استفاده می کنند که با ابزار کنترلی ما سنخیتی ندارند. نمی توان توقع داشت که سیستم کنترل پرواز را با قطعه قطعه کردن یک زنبور درشت طراحی کرد، و هیچ ارگانیزم بیولوژیکی شناخته شده ای وجود ندارد که قادر به پرواز فضایی باشد. جایی که ما می توانیم از زیست شناسی یاد بگیریم و حتی به خود زیست شناسان نیز کمک کنیم، الهام گرفتن از ایده ها است. به طور مفهومی، کنترل تطبیقی ما در موازات ارگانیزم های طبیعی است، لیکن مکانیزم کردن آنها بسیار متفاوت است. بنابراین، هدف ما یادگیری مفهوم و مکانیزم کردن عملی است.

سیستم های تطبیقی خودنوسان ساز، سالها مورد استفاده خاص قرار گرفتند و هیچ گاه به طور عمومی و در سطح گسترده ای با استقبال روبرو نشدند. یکی از دلایل عمده این مطلب را می توان در ماهیت بسیار نوسانی سیگنالهای کنترلی تولید شده دانست. تحقیقات بعدی در این زمینه کنترلی، به کاربرد آن و تلفیق ایده های آن با کنترل مقاوم پرداخته است.

روش دیگری که در اواخر دهه ۱۹۵۰ مورد توجه جدی قرار گرفته بود، سیستم های تطبیقی مدل مرجع^۱ است [1]. این روش برای اولین بار و به دنبال تحقیقات انجام شده در MIT در گزارشی در سال ۱۹۵۸ ارائه گردید. هدف

اصلی آن تنظیم پارامترهای کنترل برای صفر کردن خطای بین خروجی واقعی و خروجی مدل مرجع است. مدل مرجع، مدلی است که توسط طراح پیشنهاد شده و عملکرد مطلوب حلقه بسته را نشان می دهد. قانون تطبیق پارامترها MIT نام گذاری شد بعدها روش کنترلی را تعقیب مدل^۱ نیز نامیدند. سیستم های تطبیقی مدل مرجع در آزمایشات پروازی به کار گرفته شدند و توسط کامپیوترهای آنالوگ پیاده سازی شده بودند و بدین جهت مشکلات فراوان سخت افزاری در آزمایشات مشاهده گردید. مشکل اصلی روشهای مدل مرجع اولیه، مسأله ناپایداری حلقه بسته سیستم بود. در واقع بعدها نشان داده شد که MRAS با قانون MIT تضمین پایداری ندارد و با تغییر بهره یا ورودی مرجع بسادگی ناپایداری می شود. این مسأله، سر منشاء تحقیقات گسترده ای در زمینه پایداری کنترل تطبیقی گردید. برای نخستین بار در سال ۱۹۶۵ طی یک مقاله از نظریه لیپانوف برای طراحی MRASهای پایدار استفاده شد. هرچند که این روش به سیستم های حداقل فاز با درجه نسبی ۱ محدود بود، سیستم هایی که درجه معینی آنها بزرگتر از ۱ بود، مشکل جدی برای روش ایجاد می نمودند. این مشکل به مدت یک دهه ذهن محققان را به خود مشغول کرده بود و تنها در اواخر دهه ۱۹۷۰ حل گردید. در واقع گودوین^۲ و همکارانش این مسأله را به طور کلی حل نمودند. این کار یکی از نقاط عطف در زمینه کنترل تطبیقی به شمار می آید که با چاپ آن، تحقیقات بسیاری در دهه ۱۹۸۰ شروع شد و دهها مقاله در همین راستا به چاپ رسید. مسأله همگرایی نیز از موضوعات مورد تحقیق در دهه ۱۹۷۰ بود. اولین اثبات همگرایی در سال ۱۹۷۸ در یک مقاله ارائه گردید. لیکن، این کار هرگز مورد توجه شایانی قرار نگرفت زیرا کنترل کننده پیشنهادی آن و روش تحلیل مقاله بسیار پیچیده بود. حال آنکه، اثباتی بسیار ساده تر براساس نرمالیزه کردن خطا در دو سال بعد ارائه شد که اساس بسیاری از روشهای تحلیل همگرایی پارامترها در سیستم های تطبیقی در دهه ۱۹۸۰ قرار گرفت. دهه ۱۹۸۰ شاهد تالیف دهها جلد کتاب در زمینه های مختلف کنترل تطبیقی نیز بود. همچنین نشان داده شد که اگر تمامی حالتها اندازه گیری و فیدبک شوند، پایداری حلقه بسته قابل دستیابی است. حال آنکه، با فیدبک خروجی این چنین خاصیتی تنها برای سیستم های با تابع تبدیل اکیداً مثبت حقیقی قابل اثبات بود. این نکته، محققان را به ارتباط دادن بین تئوری ابر پایداری^۳ و MRAS ترغیب کرد و خود سرآغاز تحقیقات بسیار گسترده و سودمندی

1- Model Following

2- Goodwin

3- hyperstability

در پایداری MRAS شد که در اوایل دهه ۱۹۸۰ به اوج خود رسید. با تدوین جامع مسائل مربوط به پایداری و همگرایی پارامترهای سیستم های تطبیقی مدل مرجع بین سالهای ۱۹۶۵ تا ۱۹۸۰، با روشهای لیاپانوف و پاپوف، اولین مسأله مهم بعدی که در دستور کار محققان کنترل تطبیقی قرار گرفت، مسأله مقاومت سیستم های تطبیقی مدل مرجع بود. این مسأله برای اولین بار در سال ۱۹۸۲ توسط دانشجوی دکتری در MIT به طور جدی مورد بررسی قرار گرفت. در همین ارتباط آمده است که:

... از آنجائیکه طراح نمی تواند اغتشاشات محیط را که به سیستم وارد می شوند کنترل کند و همچنین سیستم های فیزیکی همواره دینامیکهای مدل نشده ای در فرکانس های به اندازه کافی بالا خواهند داشت، طراح نمی تواند هیچکدام از الگوریتم های کنترل تطبیقی مورد بررسی در این رساله با اطمینان خاطر در کاربردهای مهندسی استفاده کند، زیرا آنها به سیستم های ناپایدار منجر می گردند.

این نتایج و نتایجی از این قبیل، دور جدیدی از تحقیقات را در زمینه کنترل تطبیقی مقاوم آغاز کرد. این دوره از سالهای ۱۹۸۲ به بعد آغاز و تا حدود یک دهه از اهم موضوعات تحقیقاتی در زمینه کنترل تطبیقی به شمار می آمد. هر چند که این ایده در سالهای بعد از ۱۹۹۰ تاکنون نیز کم و بیش مورد توجه قرار دارد و به تکمیل ایده های نظری و کاربردهای گوناگون آن می پردازند.

همزمان با سیستم های تطبیقی مدل مرجع، سیستم تطبیقی دیگری که مورد توجه قرار گرفت، رگلاتورهای خود تنظیم^۱ بود. ایده های اولیه STR از کنترل فرایند سرچشمه گرفت. از اولین تلاشهای کاربردی می توان به فعالیتهای شرکتهای بزرگ دو پونت^۲ و IBM برای ساخت یک سیستم کنترل فرایند کامپیوتری نام برد. از اولین مقالات علمی و نظری نیز در این زمینه مقاله سال ۱۹۵۸ کالمن است که در آن آمده است:

این مقاله مسئله ساخت ماشینی را مورد بررسی قرار می دهد که خود را به طور خودکار برای کنترل فرآیندهای کلی تنظیم می کند.

1- Self Tuning Regulator (STR)

2- Dupont

STRهای نخستین، مدلسازی زمان گسسته را به همراه شناسایی حداقل مربعات^۱ در هر زمان نمونه برداری با هم جمع می کرد. البته، این رویه تاکنون نیز در اکثر STRهای طراحی شده ادامه دارد. کالمن برای پیاده سازی کنترل تطبیقی پیشنهادی، کامپیوتر آنالوگی در دانشگاه کلمبیا ساخت و آنرا بر روی سیستم های مرتبه دوم مورد آزمایش قرار داد. می توان ادعا کرد که STR بیش از MRAS مورد توجه صنعت قرار گرفت. زیرا، طراحی آن ساده تر و پیاده سازی آن میکروکامپیوترها سراسر تر می نمود. روشهای مختلفی نیز همانند فیلترهای کالمن، حداکثر مشابهات^۲، حداقل مربعات و خانواده آن برای شناسایی عملی سیستم های صنعتی به کار گرفته می شوند. STR در اواخر دهه ۶۰ برای سیستم های تصادفی تعمیم داده شد و روش حداقل واریانس ارائه گردید. از دیگر روشهای مطرح شده در STR می توان به جایابی قطب، طراحی LQG^۳ و پیش بین اشاره کرد. برخی از این روشهای مانند کنترل کننده های تطبیقی پیش بین هم اکنون نیز از موضوعات مهم تحقیقاتی در زمینه کنترل تطبیقی می باشند. شاید بتوان یکی از مهم ترین موضوعات تحقیقاتی بین سالهای ۱۹۸۰-۱۹۹۰ را در زمینه مقاومت STR، مسأله نامعلوم بودن مرتبه مدل سیستم و دینامیک های مدل نشده دانست که تحقیقات بسیاری را در این زمینه به خود جلب کرده است.

یکی از نقاط عطف در تاریخ کنترل تطبیقی را می توان چاپ یک مقاله در سال ۱۹۷۳ دانست. این مقاله توانست تاحدی رکود کلی بر کنترل تطبیقی را که از اواسط دهه ۱۹۶۰ آغاز شده بود، خنثی کند. در واقع، دلایل رکود را می توان در دو موضوع کلی خلاصه کرد:

الف) کاربردهای ناموفق علمی در آزمونهای پروازی

ب) مشکلات نظری در رابطه با همگرایی سیستم های تطبیقی مدل مرجع و بیش از حد پیچیده بودن روشهای پیشنهادی. آلستروم با تحقیقات وسیع و دامنه دار خود در زمینه کنترل تطبیقی و با چاپ این مقاله توانست، بسادگی به همراه خود تنظیمی را به کنترل کننده های تطبیقی در قالب رگلاتورهای خود تنظیم (STR) برگرداند.

1- Least Squares

2- Likelihood Maximum

3- Linear Quadratic Gaussian

نکته کلیدی این کار چنین بیان شده است:

« (تحت شرایط خاص) اگر رگلاتوار خود تنظیم همگرا شود، به کنترل کننده حداقل واریانس همگرا خواهد شد. جنبه اعجاب‌آمیز این نتیجه آن است که قضیه حتی در حضور نویز رنگی نیز صادق است.»

مشکل همگرایی روشهای STR تا اواخر دهه ۷۰ هم‌چنان پابرجا بود و در سال ۱۹۷۷ نشان داده شده که حتی الگوریتم استروم نیز می‌تواند در شرایطی واگرا شود. مساله همگرایی پارامتر در اواخر این دهه ۷۰ و اوایل دهه ۸۰ حل گردید.

اثر رگلاتورهای خود تنظیم در دو دهه گذشته بسیار بزرگ بوده است. از نظر کاربردی می‌توان به موارد فراوانی اشاره کرد که این روش را به کار گرفته‌اند. مشکلات نظری آن از قبیل پایداری، همگرایی و مقاومت نیز تا حدودی شناخته شده و روشهایی برای حمل آنها ارائه گردیده است. موفقیت STR را می‌توان به طور کلی در مشخصه‌های زیر جستجو کرد:

□ سادگی

□ مقاومت

□ کاربردهای موفق عملی در صنعت

در پایان این بخش، به منظور نمایش روند تمایل به طراحی‌های تطبیقی و کاربردهای موفقیت‌آمیز آنها در صنایع، به دو جدول ۱ و ۲ توجه نمایید. این جداول به ترتیب، آمار مقالات چاپ شده و سیستم‌های صنعتی تطبیقی را نشان می‌دهند.

جدول (۱) آمار مقالات چاپ شده در ارتباط با کنترل تطبیقی

سال	مقالات چاپ شده
۱۹۵۰-۱۹۶۰	متوسط هر سال ۲۰ مقاله
۱۹۶۷	حدوداً ۱۲۰ مقاله
۱۹۷۰-۱۹۸۰	هرسال حدوداً ۱۷۰ مقاله
۱۹۸۴	حدوداً ۳۵۰ مقاله
۱۹۹۴	بیش از ۱۰۰۰ مقاله
۲۰۰۴	؟

جدول ۲ جدول مقایسه ای تعداد سیستم های صنعتی در سالهای گوناگون

سال	تعداد سیستم های صنعتی
۱۹۶۷	چند سیستم
۱۹۸۳	چند صد سیستم
۱۹۸۹	بیش از هفتاد هزار سیستم
۲۰۰۴	؟

فصل دوم: مدل‌سازی معادلات موتور احتراق داخلی

۲-۱- مقدمه

در این پایان نامه مدل یک موتور حرارتی چهار سیلندر از دریچه کنترل بنزین تا خروجی میل لنگ مورد استفاده قرار می گیرد. به همین خاطر سعی می شود که دینامیک های سیستم بدون پیچیدگی غیر ضروری و توسط روابطی تجربی توصیف شود.

اخیرا کنترل موتور خودرو یک حوزه فعال برای کاربرد روشهای مختلف طراحی کنترل می باشد. مخصوصا در کنترل سرعت وجود اغتشاشهای گشتاور باربختی مهم می باشد. بعنوان مثال وقتی موتور بی بار است و یک وسیله جانبی مانند سیستم تهویه هوا روشن می گردد در سرعت موتور تاثیر می گذارد. در این پایان نامه کنترل سرعت موتور های چهار زمانه مورد بررسی قرار میگیرد و به همین خاطر معادلات مورد نظر با توجه به فرضیات زیر در نظر گرفته شده اند:

- (۱) فقط سرعت موتور و فشار مانیفولد قابل اندازه گیری هستند.
- (۲) زاویه جرقه زنی ثابت فرض شده است.
- (۳) نسبت هوا به سوخت (σ) در یک مقدار ثابت حفظ می شود.
- (۴) اغتشاش گشتاور بار ناشناخته بصورت تابعی از سرعت و بار فرعی در نظر گرفته می شود. که بار فرعی را صفر در نظر گرفته ایم.

۲-۲- توصیف مدل موتور احتراق داخلی

در این بخش ، مدل غیر خطی سیستم تحت کنترل شرح داده می شود. این مدل از نتایج منتشره توسط Crossley and Cook در مورد یک موتور احتراق داخلی چهار سیلندر پیشنهاد شده است [3]. دینامیک های سیستم توسط آزمایش نیرو سنجی موتور تأیید شده اند.

این مدل با توصیف المان های زیر بدست می آید:

- دریچه کنترل بنزین^۱

- مدخل مانیفلد^۱

- نرخ جریان توده هوا^۲

- شتاب و گشتاور تولیدی^۳

۱-۲-۲- دریاچه کنترل بنزین

اولین عنصری که مدل‌سازی می‌شود دریاچه کنترل بنزین است. در اینجا، ورودی کنترل، زاویه دریاچه کنترل بنزین است. در سیستم معرفی شده میزان هوا در داخل مانیفلد بوسیله حاصلضرب دو تابع بیان می‌شود. اولی، یک تابع تجربی از زاویه دریاچه کنترل بنزین و دیگری تابعی از فشارهای مانیفلد^۴ و اتمسفری^۵ می‌باشد. در حالتی که فشار مانیفلد خیلی پایین است نرخ توده هوای ورودی به مانیفلد فقط تابعی از زاویه دریاچه می‌باشد. این مدل در فشار پایین، همانند شرایط سوئیچینگ همانند معادله زیر است [2], [8], [10]:

نرخ توده هوای ورودی به مانیفلد^۶ (g/s):

$$\dot{m}_{ai} = f(\theta)g(P_m) \quad (1-2)$$

$$f(\theta) = 2.821 - 0.05231\theta + 0.10299\theta^2 + 0.00063\theta^3 \quad (2-2)$$

-
- 1- Intak manifold
 - 2- mass flow rate
 - 3- torque generation and acceleration
 - 4- manifold pressures
 - 5- atmospheric
 - 6- mass flow rate into manifold

$$g(P_m) = \begin{cases} 1 & p_m \leq \frac{P_{amb}}{2} \\ \frac{2}{P_{amb}} \sqrt{P_m P_{amb} - p_m^2} & \frac{P_{amb}}{2} \leq p_m \leq P_{amb} \\ -\frac{2}{P_{amb}} \sqrt{P_m P_{amb} - P_{amb}^2} & P_{amb} \leq p_m \leq 2P_{amb} \\ -1 & p_m \geq 2P_{amb} \end{cases} \quad (3-2)$$

که در روابط فوق کلیات بصورت زیر معرفی می شوند:

زاویه دریچه (درجه) $\theta =$

فشار مانیفلد (بار) $p_m =$

فشار اتمسفر^۱ (بار) $p_{amb} =$

۲-۲-۲- مدخل مانیفلد

مدل شبیه سازی شده برای مدخل مانیفلد بصورت یک معادله دیفرانسیلی برای فشار مانیفلد است. اختلاف نرخ توده جریان وارد شده و خارج شده، بیانگر نرخ خالص تغییر توده هوا نسبت به زمان است. این کمیت با توجه به قانون گاز ایده ال، با مشتق زمانی فشار مانیفلد متناسب می باشد [2].

$$\dot{p}_m = \frac{RT}{V_m} (\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (4-2)$$

نرخ جریان توده هوای خارج شده از مانیفلد^۲ (g/s) $\dot{m}_{ao} =$

نرخ تغییرات فشار مانیفلد (bar/s) $\dot{p}_m =$

ثابت ویژه گاز $R =$

دما (°k) $T =$

حجم مانیفلد (m³) $V_m =$

نرخ هوای پمپاژ شده از مانیفلد به داخل سیلندر ها بصورت معادله تجربی زیر مدل می شود :

1- ambient (atmospheric) pressure (bar)

2- mass flow rate of air out of the manifold

$$\dot{m}_{ao} = -0.366 + 0.08979NP_m - 0.0337NP_m^2 + 0.0001N^2P_m \quad (۵-۲)$$

که این نرخ توده، تابعی از فشار مانیفلد و سرعت موتور است و در آن داریم:

$N =$ سرعت موتور (rad/s)

$P_m =$ فشار مانیفلد (bar)

۲-۲-۳- گشتاور تولیدی و شتاب

یک رابطه تجربی وابسته به توده هوا، نسبت ترکیب هوا - سوخت^۱، زاویه جرقه زنی^۲ و سرعت موتور برای محاسبه گشتاور استفاده شده که عبارتست از [7], [2]:

$$\begin{aligned} Torque_{eng} = & -181.3 + 379.36m_a + \\ & 21.91(A/F) - 0.85(A/F)^2 + 0.26\sigma \\ & - 0.0028\sigma^2 + 0.027N - 0.000107N^2 \\ & + 0.00048N\sigma + 2.55\sigma m_a - 0.05\sigma^2 m_a \end{aligned} \quad (۶-۲)$$

که:

$m_a =$ توده هوا متناظر با احتراق درون سیلندر (g)

$(A/F) =$ نسبت هوا به سوخت

$\sigma =$ زاویه جرقه زنی

$T_{eng} =$ گشتاور تولیدی موتور (N_m)

$$J \dot{N} = T_{eng} - T_{load} \quad (۷-۲)$$

که:

$J =$ ممان اینرسی چرخشی موتور ($kg - m^2$)

1- air to fuel ratio

2- spark advance (degrees)

شتاب موتور (rad/s^2) \dot{N} =

۲-۳- توصیف فضای حالت سیستم

اولین قدم در طراحی یک کنترل کننده مناسب بدست آوردن یک مدل ریاضی برای سیستم تحت کنترل است. بنابراین اگر خروجی بلوک انتگرال گیر را بصورت زیر تقریب بزنییم:

$$m_a = \frac{m_a \pi}{N} \quad (۸-۲)$$

و متغیرهای سرعت و فشار را بعنوان متغیر حالت بگیریم یعنی:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N \\ P_m \end{bmatrix} \quad (۹-۲)$$

و متغیر کنترل را به صورت زیر در نظر بگیریم:

$$u = f(\theta) \quad (۱۰-۲)$$

آنگاه از معادلات (۱) الی (۱۰) می توان معادلات فضای حالت سیستم را بصورت ذیل نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -280.92 - 3337.3/x_1 + 818.77x_2 \\ &- 307.29x_2^2 + 0.91185x_1x_2 \\ &+ 0.24428x_1 - 0.00076429x_1^2 - 7.1429\tau_1 \end{aligned} \quad (۱۱-۲)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= 0.15126 - 0.0371x_1x_2 + 0.01393x_1x_2^2 \\ &- 0.00004133x_1^2x_2 + 0.41328g(x_2)u \\ y &= x_1 \end{aligned}$$

از روابط فوق نتیجه می شو دکه معادلات دینامیکی یک موتور حرارتی غیر خطی می باشد.

فصل سوم: تخمین پارامترها

تخمین پارامتر^۱

۳-۱- مقدمه

در کنترل تطبیقی ، پارامترهای فرایند ، به طور پیوسته تغییر میکنند. بنابراین لازم است روشهایی به دست آورد که به طور بازگشتی ، پارامترها را بهنگام کند. برای استفاده از تخمین پارامتر در کنترل تطبیقی ، داشتن تصویری ذهنی از خواص تخمینگرها مفید است. به طور کلی چند روش برای تخمین پارامتر وجود دارد از جمله :

- حداقل مربعات بازگشتی^۲

- الگوریتم تصویرگر^۳

- الگوریتم تقریب اتفاقی^۴

- الگوریتم حداقل مربع میانگین^۵

با مطالعه بر روی خواص عملکردی این روشها مشاهده گردید که در روش LMS تخمینها با سرعت نسبتا سریعی به مقادیری در همسایگی مقادیر واقعی نزدیک شده، اما همگرا نمی شوند. در روش RLS پارامترها به خوبی می توانند به مقادیر واقعی همگرا شوند. در روش الگوریتم PA پارامترها همگرا می شوند اما به کندی و در روش SA این کندی باز مشهود تر است.

بنابراین دیده شد که روش RLS از خواص بهتری برای این کار برخوردار است [1] بنابراین ما این روش را در این پایان نامه بکار خواهیم برد.

۳-۲- حداقل مربعات و مدل‌های رگرسیون

در اواخر قرن هیجدهم ، کارل فردریک گوس قانون حداقل مربعات را تنظیم و آن را برای مشخص کردن مدارهای سیارات بزرگ و کوچک به کار برد. بر اساس این قاعده پارامترهای مجهول یک مدل ریاضی ، باید چنان انتخاب شوند که مجموع مربعات اختلاف بین مشاهده واقعی و مقادیر محاسبه

1- Parameter Estimation

2- Recursive Least Squares

3- Projection Algorithm

4- Stochastic Approximation Algorithm

5- Least Mean Square Algorithm

شده ضرب در اعدادی که درجه دقت را اندازه گیری می کنند ، کمینه شود. حداقل مربعات را می توان برای مسائل مختلف بکار برد. این روش ، بخصوص برای مدل ریاضی ذیل ، بسیار ساده است:

$$y(i) = \varphi_1(i) \theta_1^\circ + \varphi_2(i) \theta_2^\circ + \dots + \varphi_n(i) \theta_n^\circ = \varphi^T(i) \theta^\circ \quad (1-3)$$

که در آن y متغیر مشاهده شده ، $\theta_1^\circ, \dots, \theta_n^\circ$ پارامترهای مجهول و $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ توابع معلومی هستند که ممکن است به متغیرهای معلوم دیگری وابسته باشند. بردارهای $\varphi^T(i) = [\varphi_1(i) \varphi_2(i) \dots \varphi_n(i)]$ و $\theta^\circ = [\theta_1^\circ \theta_2^\circ \dots \theta_n^\circ]^T$ را در نظر بگیرید. مدل فوق با متغیر i اندیس گذاری شده که اغلب زمان را مشخص میکند. و معمولاً فرض می شو دکه مجموعه اندیسها مجموعه ای گسسته باشد. متغیرهای φ_i ، متغیرهای رگرسیون^۱ نامیده می شوند و مدل معادله ۱-۳ مدل رگرسیون خوانده می شود. زوج مشاهدات و رگرسورها^۲ ، یعنی $\{(y(i), \varphi(i)), i = 1, 2, \dots, t\}$ به کمک آزمایش بدست می آیند. مساله اساسی ، تعیین پارامترها به شکلی است که خروجیهای حاصل از معادله (۱-۳) ، تا آنجا که ممکن است به متغیرهای اندازه گیری شده $y(i)$ (با معیار حداقل مربعات) نزدیک باشند. به عبارت دیگر پارامتر θ باید به گونه ای انتخاب شو دکه تابع معیار حداقل مربعات زیر را کمینه کند.

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 \quad (2-3)$$

از آنجا که متغیر اندازه گیری شده y نسبت به پارامترهای θ° خطی و معیار حداقل مربعات از درجه دوم است ، مساله ، دارای پاسخی تحلیلی است. برای این کار نمادهای زیر را در نظر بگیرید:

$$y(t) = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(t)]^T$$

$$E(t) = [\varepsilon(1) \ \varepsilon(2) \ \dots \ \varepsilon(t)]^T$$

$$\Phi(t) = \begin{pmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{pmatrix}$$

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \right)^{-1} \quad (3-3)$$

که مانده های $\varepsilon(i)$ به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta$$

خطای حداقل مربعات بدین صورت نوشته می شود :

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \varepsilon^2(i) = \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} \|E\|^2$$

که :

$$E = Y - \hat{Y} = Y - \Phi\theta \quad (4-3)$$

در نتیجه با استفاده از قضیه تخمین حداقل مربعات [1] داریم:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^T y \quad (5-3)$$

که باید ماتریس $\Phi^T\Phi$ غیر منفرد باشد.

۳-۳- محاسبات بازگشتی

در کنترل کننده های تطبیقی مشاهدات پی در پی در زمان حقیقی به دست می آیند. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی برای صرفه جویی در زمان محاسبه ، امر مطلوبی است. محاسبه تخمین حداقل مربعات را می توان چنان تنظیم کرد که نتایج به دست آمده در زمان $t-1$ ، برای بدست آوردن تخمین های زمان t مورد استفاده واقع شود.

فرض کنید $\hat{\theta}(t-1)$ تخمین حداقل مربعات بر اساس اندازه گیری در زمان $(t-1)$ باشد. علاوه بر

این فرض کنید ماتریس $\Phi^T\Phi$ برای تمام مقادیر t ، غیر منفرد باشد. از تعریف $P(t)$ در معادله

(۳-۳) نتیجه می شود:

$$\begin{aligned}
 P^{-1}(t) &= \Phi^T(t)\Phi(t) = \sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \\
 &= \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)\varphi^T(i) + \varphi(t)\varphi^T(t) \\
 &= P^{-1}(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t)
 \end{aligned} \tag{۶-۳}$$

در این صورت تخمین حداقل مربعات $\hat{\theta}(t)$ از معادله زیر بدست می آید:

$$\hat{\theta} = P(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)y(i) \right) = P(t) \left(\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) + \varphi(t)y(t) \right) \tag{۷-۳}$$

و بنابراین از معادله (۶-۳) و (۷-۳) نتیجه می گیریم:

$$\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) = P^{-1}(t-1)\hat{\theta}(t-1) = P^{-1}(t)\hat{\theta}(t-1) - \varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \tag{۸-۳}$$

اکنون تخمین در زمان t بدینصورت نوشته می شود:

$$\begin{aligned}
 \hat{\theta} &= \hat{\theta}(t-1) - P^{-1}(t)\varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)y(t) \\
 &= \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \\
 &= \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t)
 \end{aligned}$$

که :

$$\begin{aligned}
 K(t) &= P(t)\varphi(t) \\
 \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)
 \end{aligned}$$

مانده $\varepsilon(t)$ را می توان به عنوان خطای پیش بینی (یک گام به جلو) $y(t)$ بر اساس تخمین

$\hat{\theta}(t-1)$ تعبیر کرد.

برای استفاده از این روش لازم است به جای محاسبه $P(t)^{-1}$ از طریق معادله (۶-۳)، رابطه ای

بازگشتی برای $P(t)$ بدست آوریم.

برای این کار با استفاده از لم وارون سازی ماتریس [1] و اعمال آن بر $P(t)$ با استفاده از معادله

(۶-۳) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 P(t) &= (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = ((\Phi^T(t-1)\Phi(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t))^{-1} \\
 &= (P^{-1}(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t))^{-1} \quad (9-3) \\
 &= P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1)
 \end{aligned}$$

از معادله بالا نتیجه می گیریم:

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (10-3)$$

۳-۴- حداقل مربعات بازگشتی با فراموشی نمایی

هنگامی که پارامترها به طور پیوسته و به کندی تغییر کنند در معادلات بازگشتی از یک ضریب

برای تصحیح عملکرد استفاده می شود. لذا داریم:

$$\begin{aligned}
 \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \Phi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \\
 K(t) &= P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(\lambda I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (11-3) \\
 P(t) &= (I - K(t)\varphi^T(t))P(t-1) / \lambda
 \end{aligned}$$

که پارامتر λ ضریب فراموشی^۱ یا ضریب تخفیف^۲ نامیده می شود.

به طور خلاصه میتوان چنین گفت که اگر مدل فرایند به صورت $A y(t) = B u(t)$ باشد به طور

صریح میتوان آن را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) \\
 &+ b_0 u(t-d_0) + \dots + b_m u(t-d_0-m)
 \end{aligned}$$

توجه کنید که درجه سیستم برابر با $\max(n, d_0 + m)$ است. مدل نسبت به پارامترها خطی و

بصورت زیر قابل بیان است:

$$y(t) = \varphi^T(t-1)\theta$$

که در آن :

$$\begin{aligned}
 \theta^T &= [a_1, a_2, \dots, a_n \quad b_0, \dots, b_m] \\
 \varphi^T(t-1) &= [-y(t-1), \dots, -y(t-n) \quad u(t-d_0), \dots, u(t-d_0-m)]
 \end{aligned}$$

لذا تخمینگر حداقل مربعات با فراموشی نمایی بصورت زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t) \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) \\ K(t) &= P(t-1)\varphi(t-1)(\lambda + \varphi^T(t-1)P(t-1)\varphi(t-1))^{-1} \\ P(t) &= (I - K(t)\varphi^T(t-1))P(t-1) / \lambda\end{aligned}\tag{۱۲-۳}$$

اگر سیگنال ورودی فرایند به اندازه کافی تحریک کننده بوده و ساختار مدل تخمینی با فرایند ،

سازگار باشد ، تخمینها به مقادیر صحیح خود همگرا می شوند.

فصل چهارم: سیستم های تطبیقی مدل - مرجع

۴-۱- مقدمه

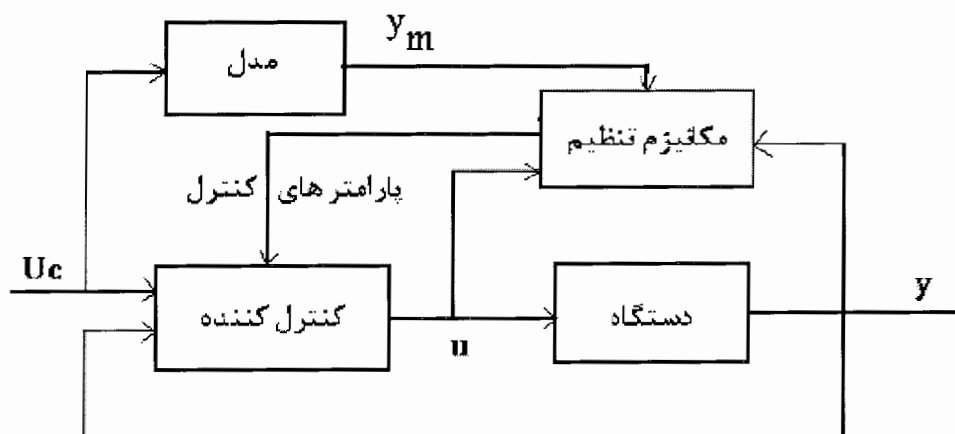
در این فصل روش کنترل تطبیقی مدل مرجع توضیح داده می شود. ابتدا به بیان ساختار و بلوک دیاگرام آن پرداخته و سپس روشهای طراحی این کنترل کننده ارائه می شود. به طور کلی دو روش برای طراحی وجود دارد، یکی مبتنی بر قاعده MIT^۱ و دیگری مبتنی بر پایداری لیاپانف^۲.

بعد از توضیح دو روش مذکور به طراحی یک کنترل کننده مبتنی بر این اصول برای سیستم می پردازیم . برای این کار ابتدا کنترل کننده را برای مدل خطی شده سیستم طراحی می کنیم و بعد سعی می کنیم که با جایگزینی مدل خطی با مدل غیر خطی به یک جواب قابل قبول برسیم. ولی بعد از بررسی نتایج متوجه می شویم این روش به شیوه ذکر شده فوق ، برای سیستم ما ناکارآمد است. بنابراین به فکر تغییر در نحوه طراحی افتادیم و نهایتاً به یک روش مدل مرجع بهبود یافته برای سیستمهای غیر خطی دست می یابیم .

در پایان فصل نتایج شبیه سازی شده سیستم در محیط Matlab ارائه شده است.

۲-۴- سیستم های تطبیقی مدل - مرجع

سیستم تطبیقی مدل مرجع MRAS^۱ یکی از کنترل کننده های تطبیقی مهم است. ساختار اساسی یک طرح MRAS در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل ۴-۱) بلوک دیاگرام سیستم تطبیقی مدل - مرجع MRAS

در این شکل، کنترل کننده شامل دو حلقه است. حلقه درونی یک پسخور معمولی است و شامل فرایند و کنترل کننده است. حلقه برونی پارامترهای کنترل کننده را به طریقی تنظیم می کند که خطا، یعنی اختلاف بین خروجی فرایند (y) و خروجی مدل (y_m) کم شود [14], [13], [12], [1]. پارامترها در سیستم تطبیقی مدل - مرجع از دو روش قابل حصول است:

(۱) استفاده از روش گرادیان^۲

(۲) اعمال نظریه پایداری

۲-۴-۱- قاعده MIT

قاعده MIT روش اصلی کنترل تطبیقی مدل - مرجع است [1]. با یک مثال بحث را توضیح می

دهیم:

کنترل کننده دارای یک پارامتر قابل تنظیم θ است.

y خروجی سیستم حلقه بسته و y_m خروجی مدل و $e = y - y_m$ خطا.

$$J(\theta) \cong \frac{1}{2} e^2(\theta) \quad \text{تابع تلف:}$$

$$d\theta / dt \quad \text{قاعده تطبیق:}$$

چگونگی تغییر دادن پارامترهای کنترل کننده:

$$\left. \begin{aligned} \partial J / \partial \theta > 0 &\Rightarrow d\theta / dt < 0 \\ \partial J / \partial \theta < 0 &\Rightarrow d\theta / dt > 0 \end{aligned} \right\} \text{برای کاهش } J \text{ اگر}$$

بنابر این $\partial J / \partial \theta, d\theta / dt$ مخالف علامت یکدیگر هستند.

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma \partial J / \partial \theta$$

γ یک بهره تطبیق دهنده است.

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$$

اما چگونه از قاعده تطبیقی $d\theta / dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$ استفاده کنیم؟

$e = y - y_m$ قابل اندازه گیری است. $\partial e / \partial \theta$ مشتق حساسیت سیستم نامیده میشود و بیانگر نحوه

تاثیر پذیری خطا از پارامترهای قابل تنظیم است. باید بتوان مشتقات جزئی را از مدل فرایند بدست

آورد.

توابع تلف و قواعد تطبیقی دیگر:

$$J(\theta) = |e|$$

در نتیجه از روش گرادیان داریم:

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma dJ / d\theta = -\gamma \partial e / \partial \theta \text{sign}(e)$$

$$d\theta / dt = -\gamma \text{sign}(\partial e / \partial \theta) \text{sign}(e)$$

معادله فوق الگوریتم علامت - علامت^۱ نامیده می شود. شکل زمان گسسته الگوریتم فوق در سیستمهای مخابرات تلفن کارائی دارد.

۴-۲-۲- تنظیم پارامترهای زیاد

معادله $d\theta/dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$ برای تنظیم تعداد زیادی پارامتر نیز قابل استفاده است. در چنین مواردی باید متغیر θ بصورت یک بردار در نظر گرفته شود و $\partial e / \partial \theta$ به عنوان گرادیان خطا نسبت به پارامترها محاسبه شود [1].

نکته ای در مورد نماد:

در تحلیل سیستم MRAC^۲ با پارامترهای متغیر با زمان، پارامتر θ متغیر با زمان است. عبارت $u \theta G(p)$ که در آن $p = \frac{d}{dt}$ عملگر دیفرانسیلی است باید به عنوان عملگر دیفرانسیل $G(p)$ در نظر گرفت. وقتی که θ متغیر با زمان باشد این عبارت با $u \theta G(p)$ متفاوت است.

تئوری لیاپانف:

از آنجا که تضمینی وجود ندارد که یک کنترل کننده تطبیقی بر اساس قاعده MIT سیستم حلقه بسته پایداری را نتیجه دهد لذا روشهای دیگری از جمله نظریه پایداری لیاپانف مطرح می شود.

۴-۲-۳- طراحی MRAC با استفاده از نظریه پایداری لیاپانف

اکنون نشان می دهیم که چگونه نظریه پایداری لیاپانف برای ساختن الگوریتم هائی برای تنظیم پارامترها در سیستمهای تطبیقی قابل استفاده است. برای این کار ابتدا یک معادله دیفرانسیل برای خطای $e = y - y_m$ به دست می آوریم. این معادله دیفرانسیل شامل پارامترهای قابل تنظیم است. سپس سعی می کنیم یک تابع لیاپانف و یک مکانیزم تنظیم به گونه ای پیدا کنیم که خطا به سمت صفر میل کند. هنگام استفاده از نظریه لیاپانف در سیستمهای تطبیقی در می یابیم که

1- sign - sign algorithm

2- Model Reference Adaptive Control

معمولاً $\frac{dy}{dt}$ فقط منفی نیمه معین^۱ است. روند کار، تعیین معادله خطا و یک تابع لیاپانف با مشتق

دوم کراندار است [1].

مثال (فرایندی با معادله زیر در نظر بگیرید:

$$\frac{dy}{dt} = -ay + bu$$

پاسخ مطلوب به صورت زیر است:

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_m y_m + b_m u_c$$

که $a_m > 0$ و سیگنال مرجع کراندار است. کنترل کننده نیز بصورت زیر است:

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y$$

خطای زیر را در نظر بگیرید:

$$e = y - y_m$$

از آنجا که سعی بر کوچک کردن خطا داریم، طبیعی است که معادله دیفرانسیلی برای خطا به دست می آوریم.

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{d(y - y_m)}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} \\ &= -ay + b(\theta_1 u_c - \theta_2 y) + a_m y_m - b_m u_c \\ &= -a_m y + a_m y - ay + b\theta_1 u_c - b\theta_2 y + a_m y - b_m u_c \\ &= -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c \\ &\Rightarrow \frac{de}{dt} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c \end{aligned}$$

حال سعی خواهیم کرد مکانیزم تنظیمی بیابیم که پارامترهای θ_1, θ_2 را به مقادیر مطلوب برساند (مینیمم کردن خطا). بنابراین:

$$\theta_2 = \theta_2^* = \frac{(a_m - a)}{b}, \theta_1 = \theta_1^* = \frac{b_m}{b}$$

با فرض $b\gamma > 0$ و تعریف تابع درجه دوم زیر داریم:

$$v(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2}(e^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_1 - b_m)^2)$$

اگر $e = 0$ و $b\theta_1 + a - a_m = 0$, $b\theta_1 - b_m = 0$, $\theta_1 = \theta_1^*$, $\theta_2 = \theta_2^*$ آنگاه $v = 0$. در غیر اینصورت $v > 0$ است. در نتیجه v منفی معین^۱ است. بنابراین:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \\ &= e[-a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c] + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \\ &= -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y e) + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m)(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u_c e) \end{aligned}$$

اگر پارامترها را با قوانین تطبیقی زیر بهنگام^۲ کنیم:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u_c e, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma y e$$

$$\frac{dv}{dt} = -a_m e^2 \quad \text{خواهیم داشت:}$$

که منفی نیمه معین است نه منفی معین! در نتیجه تابع مثبت معین^۳ v یک مشتق منفی نیمه معین دارد بنابراین $v(t) \leq v(0)$ و نمی تواند افزایش یابد. در نتیجه e , $b\theta_1 - b_m$, $b\theta_2 + a - a_m$ باید کراندار باشند که باید e, θ_1, θ_2 کراندار باشند. چون u_c کراندار است آنگاه y_m نیز کراندار است پس $y = e + y_m$ هم کراندار است. اگر از قاعده تطبیق استفاده شده باشد آنگاه:

1- Negative definite
2- Update
3- Positive definite

$$\frac{d^2v}{dt^2} = -2a_m e \frac{de}{dt} = -2a_m e (-a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c)$$

چون $e, \theta_1, \theta_2, y, u_c$ کراندار هستند آنگاه $\frac{d^2v}{dt^2}$ کراندار است. در نتیجه :

$$\frac{de}{dt} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c \quad \text{پایدار است [1].}$$

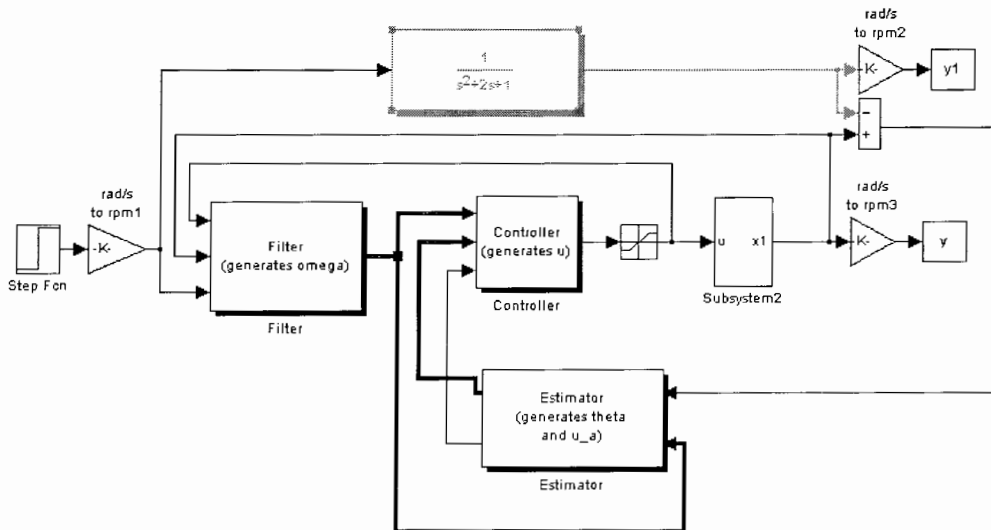
در حالت کلی معمولا از سیگنال خطا در تنظیم پارامترها استفاده می شود. ولی این روش تنها در صورتی به سهولت قابل حصول است که سیستم خطی باشد.

در سیستم موتور که غیر خطی می باشد استفاده از این ایده نتیجه جالبی بدست نمی دهد.

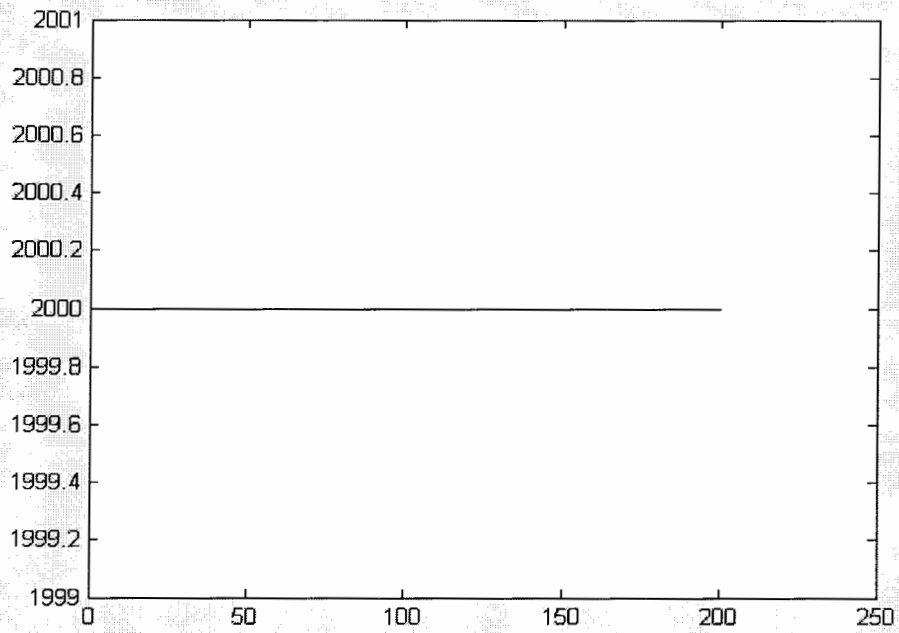
ما این کار را بدینصورت انجام دادیم که ابتدا برای مدل خطی شده سیستم حول یک نقطه کار ، کنترل کننده را طراحی نموده و سپس از سیستم غیر خطی استفاده نمودیم که مشاهده گردید خروجی سیستم دارای یک ضربان است که مطلوب نیست.

۴-۲-۴- شبیه سازی سیستم کنترل مدل مرجع بر اساس استفاده از خطا در تنظیم

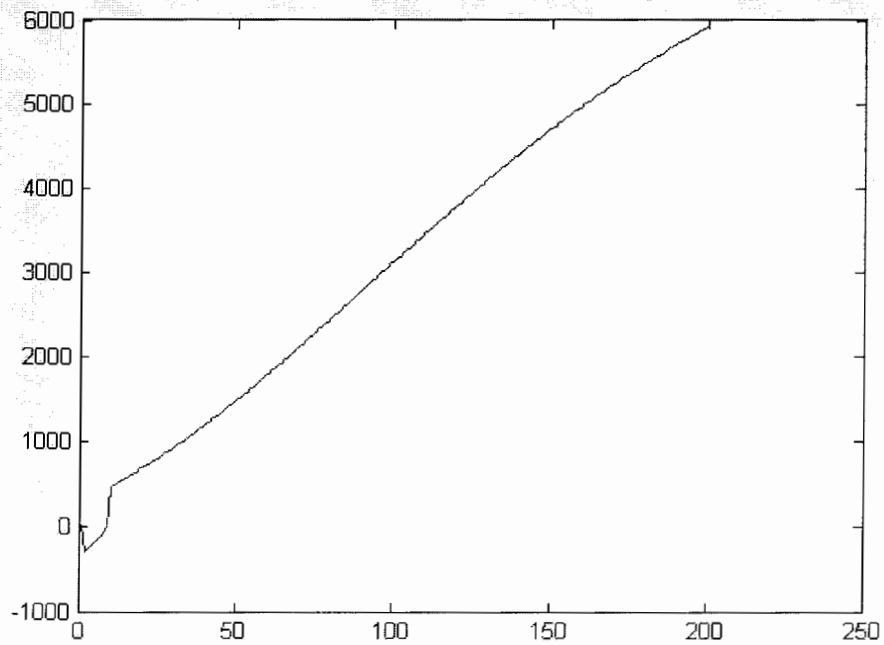
پارامترهای کنترل کننده



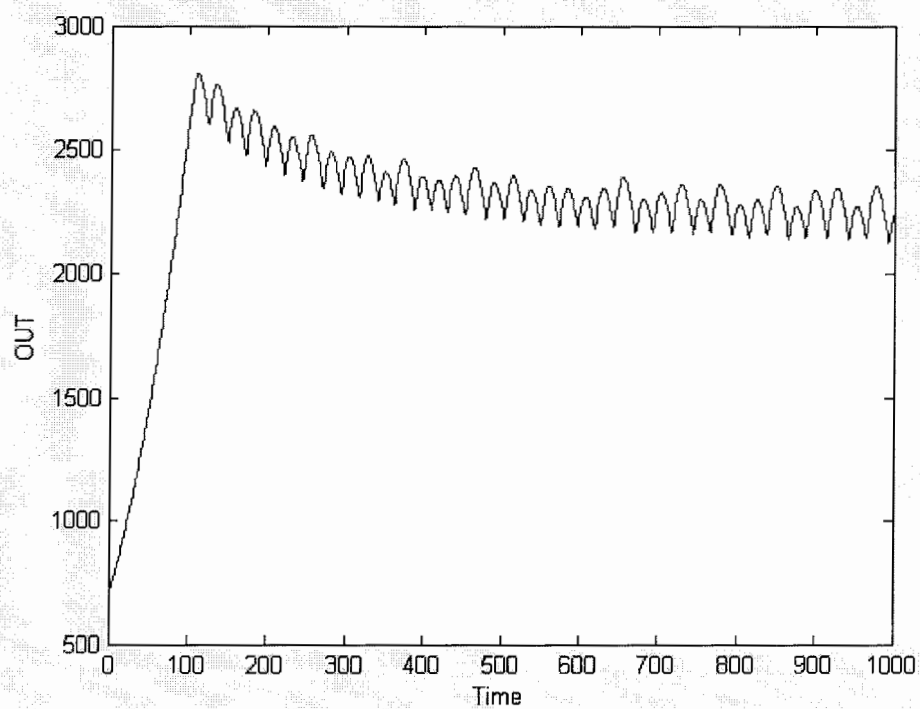
شکل (۴-۲) بلوک دیاگرام سیستم شبیه سازی شده به روش MRAC معمول



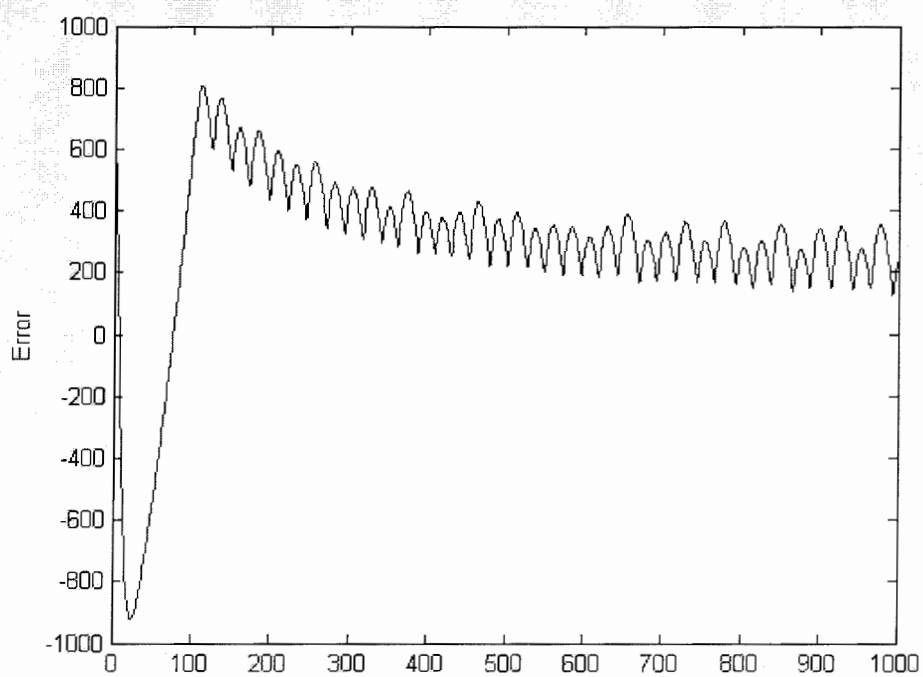
شکل ۳-۴ ورودی مبنا (سرعت RPM)



شکل ۴-۴ خروجی بدون اعمال کنترل کننده (RPM)



شکل ۴-۵) سیگنال خروجی با اعمال کنترل کننده



شکل ۴-۶) سیگنال خطا

با توجه به شکل (۴-۵) مشاهده می شود که خروجی حول ورودی دارای یک ضربان شدید است که این ضربان را با تنظیم بهره نمی توان حذف کرد. برای رهایی از این مشکل و حل آن، ما ساختار سیستم تطبیقی مدل مرجع را به نحوی تغییر داده ایم که در عین حال که سیستم تحت کنترل غیر خطی است، این ساختار کنترل کننده به خوبی جوابگو باشد. روش کار بدینصورت است که ابتدا سیستم غیر خطی را با یک مدل درجه دو تخمین زده و از روی پارامترهای تخمینی بدست آمده، مدل مرجع مطلوب رابه دست آورده و با استفاده از هردو اینها پارامترهای کنترل کننده را طراحی می نمایم. در ادامه به این بحث می پردازیم.

۴-۳- کنترل سرعت موتور به روش کنترل تطبیقی مدل _ مرجع پیشنهادی

در این قسمت می خواهیم مدل غیر خطی موتور را به روش MRAC بهبود یافته، کنترل کنیم. ایده این روش اینست که ابتدا بر روی فرایند، عمل خطی سازی انجام دهیم. سپس برای مدل خطی بدست آمده یک مدل مرجع که به ورودی پاسخ مطلوب می دهد را در نظر می گیریم. این مدل با توجه به درجه سیستم بصورت زیر در نظر گرفته می شود.

$$\frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{b_{m0}z + b_{m1}}{z^2 + a_{m1}z + a_{m2}}$$

میتوان برای $A_m(z)$ یک چند جمله ای پایدار در نظر گرفت و $B_m(z)$ را به صورت زیر بدست آورد:

$$B_m(z) = \beta (b_0z + b_1)$$

$$\beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1} \quad \text{که:}$$

هدف طراحی یک کنترل کننده برای فرایند است که رفتاری مشابه با مدل مرجع داشته باشد. بنابراین پارامترهای کنترل کننده با توجه به پارامترهای مدل مرجع و پارامترهای فرایند طراحی می شوند. روند این کار را به صورت زیر می توان بیان کرد:

ابتدا سیستم را خطی فرض کرده و یک مدل خطی از فرایند بدست می آوریم . با در نظر گرفتن درجه مدل مرجع ، فرایند را با یک مدل خطی درجه دو تخمین می زنیم .مدل خطی فرایند را بصورت زیر نشان می دهیم:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_1 z + a_2}$$

که A درجه ۲ و B درجه ۱ است. بنابراین طراحی ، یک کنترل کننده مرتبه اول را نتیجه می دهد و سیستم حلقه بسته از مرتبه سه خواهد بود. حال فرض کنیم سیستم حلقه بسته مطلوب به صورت زیر باشد:

$$\frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{b_{m0} z + b_{m1}}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}}$$

که در آن $b_{m0} = \beta b_0$ و :

$$\beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1}$$

که منجر به بهره واحد در حالت ماندگاری شود. اگر قانون کنترل رابه صورت زیر در نظر بگیریم [1]:

$$Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t)$$

معادله دیوفانتین $AR + BS = A_c$ بصورت زیر تبدیل می شود [1]:

$$\begin{aligned} &\Rightarrow (z^2 + a_1 z + a_2)(z + R_1) + (b_0 z + b_1)(S_0 z + S_1) \\ &= (z^2 + a_{m1} z + a_{m2})(z + a_0) \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R_1 = \frac{a_o a_m b_o^2 + (a_2 - a_{m_2} - a_o a_{m_1}) b_o b_1 + (a_o + a_{m_1} - a_1) b_1^2}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \\ S_o = \frac{b_1 (a_o a_{m_1} - a_2 - a_{m_1} a_1 + a_1^2 + a_{m_2} - a_1 a_o)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} + \frac{b_o (a_{m_1} a_2 - a_1 a_2 - a_o a_{m_2} + a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \\ S_1 = \frac{b_1 (a_1 a_2 - a_{m_1} a_2 + a_o a_{m_2} - a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} + \frac{b_o (a_2 a_{m_2} - a_2^2 - a_o a_{m_2} a_1 + a_o a_2 a_{m_1})}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \\ T = \beta (z + a_o) \end{cases}$$

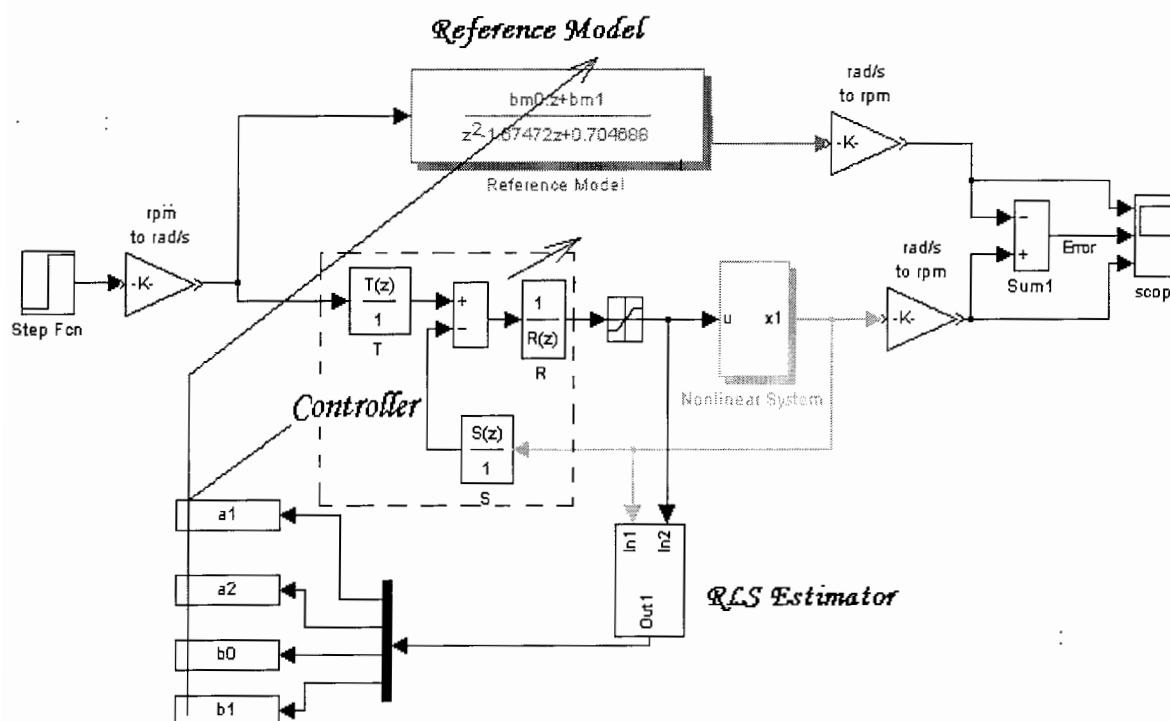
با مشخص شدن پارامترهای کنترل کننده سیگنال کنترل از رابطه زیر بدست خواهد آمد:

$$u(t) + R_1 u(t-1) = T_0 u_c(t) - S_0 y(t) - S_1 y(t-1)$$

تا اینجا کار به خوبی پیشرفت کرده است. فقط یک مشکل وجود دارد و آن اینست که سیستم اصلی ما غیر خطی است و حال آنکه پارامترهای کنترل کننده بر حسب پارامترهای یک سیستم خطی بدست آمده اند. برای حل این مشکل باید کاری کرد که هر بار که پارامترهای کنترل کننده نیاز به تغییر دارند، مدل خطی سیستم را تخمین بزنیم. و البته از عهده این کار به خوبی بر آمده ایم و سیستم به گونه ایست که مدام برای آن، مدل خطی تخمین زده شده و پارامترهای مدل مرجع مطلوب بدست آمده و نهایتاً پارامترهای کنترل کننده هم بهنگام می شوند.

۴-۳-۱- شبیه سازی سیستم

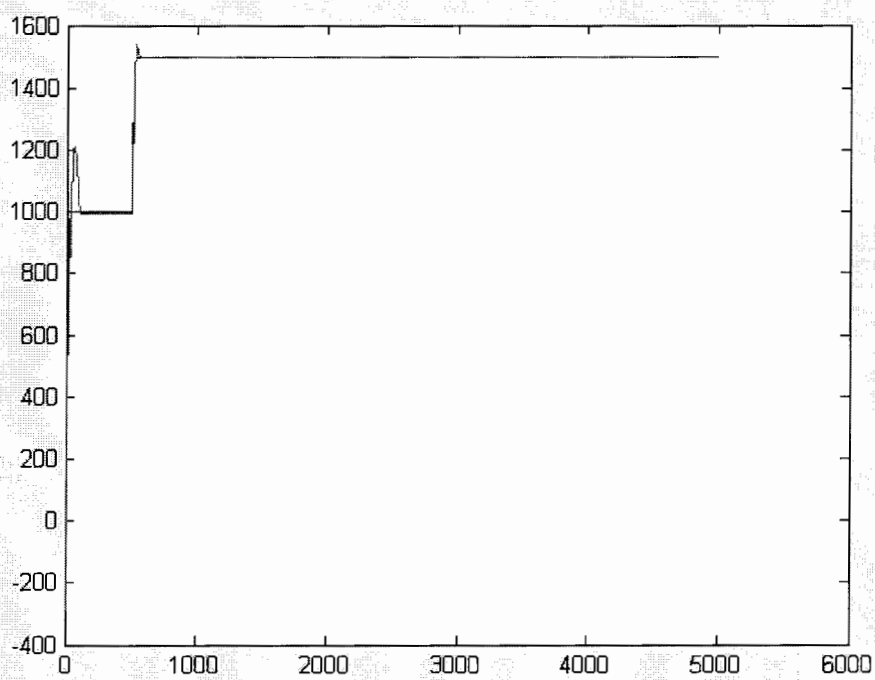
در شکل (۴-۷) شبیه سازی سیستم مدل مرجع پیشنهادی ارائه شده است. در این حالت از خطا در تنظیم پارامترها استفاده نکرده ایم بلکه هرگاه در فرایند تغییری رخ دهد پارامترهای بلوک تخمینگر^۱ تغییر کرده که در نتیجه آن مدل مرجع و کنترل کننده هم عوض می شوند و کنترل کننده رفتار سیستم را به حالت مطلوب بر می گرداند.



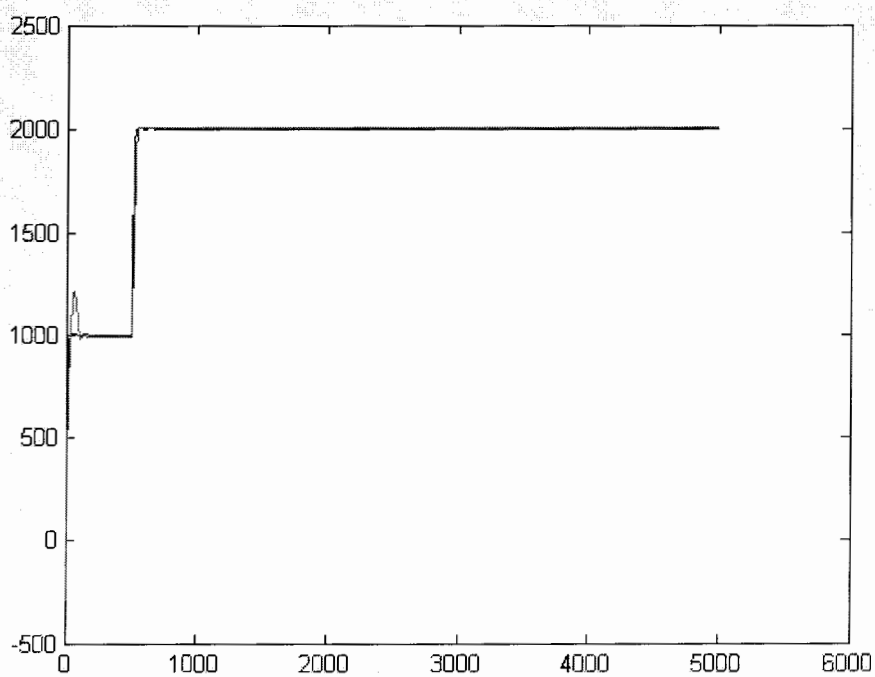
شکل (۴-۷) نمودار بلوکی سیستم کنترل مدل مرجع پیشنهادی برای کنترل سرعت موتور

۴-۳-۲- نتایج شبیه سازی

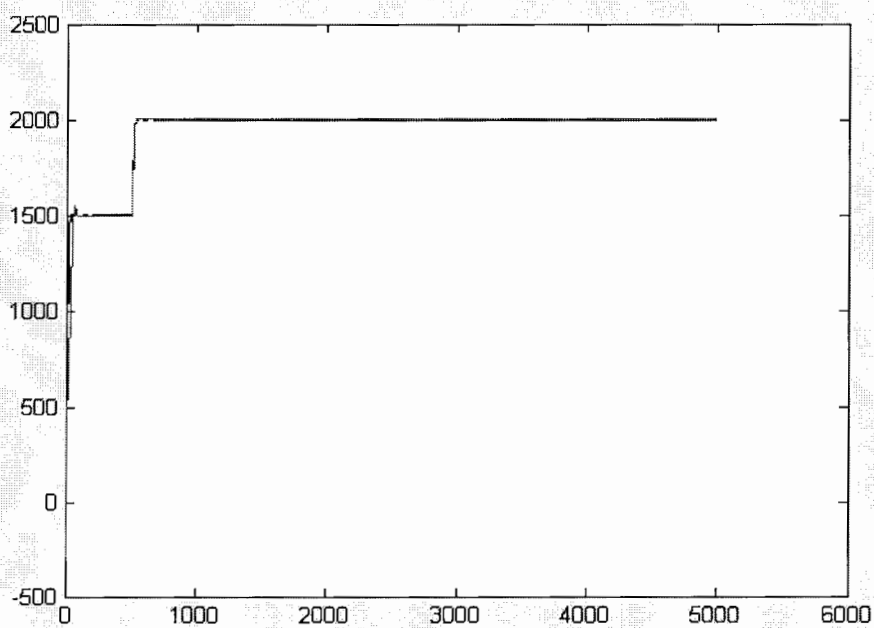
شکل های (۴-۸) تا (۴-۱۰) سیگنال های خروجی مطلوب و خروجی واقعی را برای سیستم که نشان دهنده سرعت بر حسب RPM هستند، نشان می دهند. در شکل (۴-۱۱) سیگنال خطا نشان داده شده است. شکل (۴-۱۲) نحوه و زمان همگرا شدن پارامترها را نمایش می دهد.



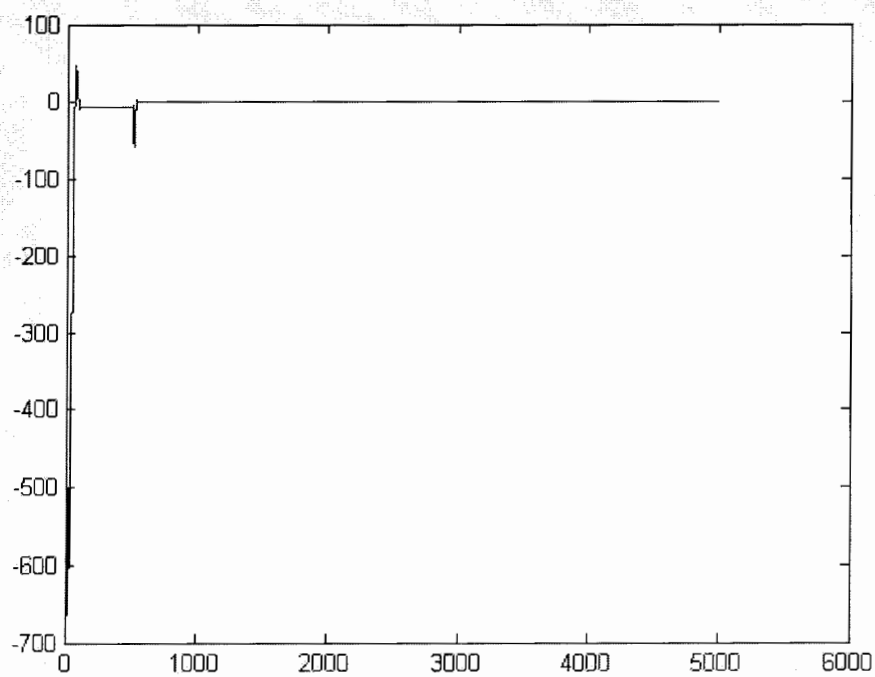
شکل ۴-۸) سیگنال خروجی واقعی و خروجی مطلوب (سرعت RPM)



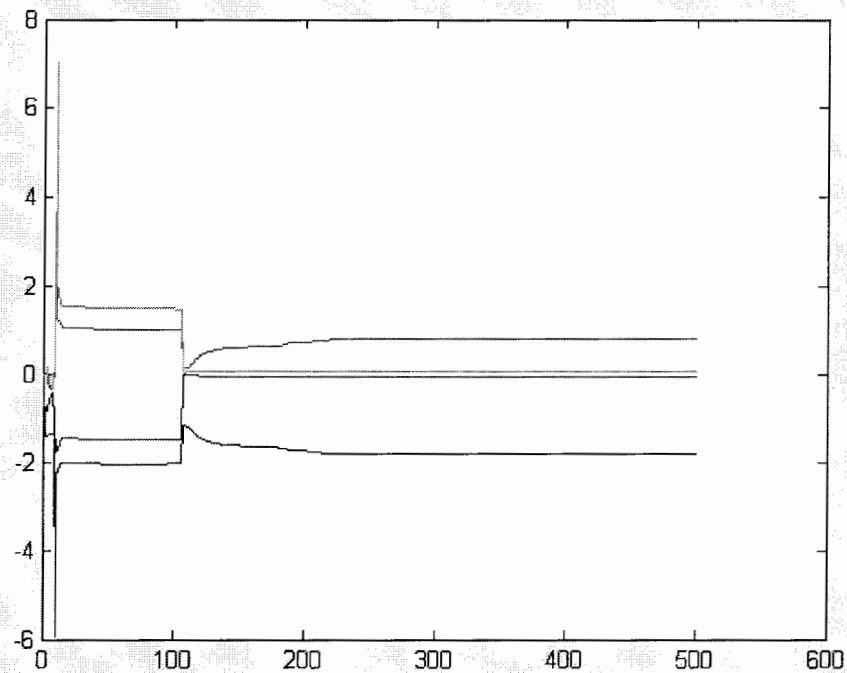
شکل ۴-۹) سیگنال خروجی واقعی و خروجی مطلوب (سرعت RPM)



شکل ۴-۱۰) سیگنال خروجی واقعی و خروجی مطلوب (سرعت RPM)



شکل ۴-۱۱) سیگنال خطا



شکل (۴-۱۲) همگرایی پارامترها

۴-۳-۳- تحلیل نتایج

خروجی مطلوب در واقع همان خروجی است که می خواهیم خروجی سیستم تحت کنترل هم به سمت آن برود. شکل های (۴-۸) و (۴-۹) و (۴-۱۰) سیگنال خروجی سیستم تحت کنترل و خروجی مطلوب را نشان می دهند. مشاهده می گردد که خروجی سیستم به خوبی و در مدت زمان کمی ورودی را دنبال می کند. در لحظات اولیه، یعنی حالت گذرا، یک Overshoot ضعیف در سیگنال خروجی مشاهده می گردد که به دلیل زمانی است که طول می کشد تا پارامترهای سیستم به مقادیر واقعی همگرا شوند. این اتفاق را در شکل (۴-۱۲) بهتر می توان دید. در این شکل مشاهده می شود که پارامترهای سیستم از یک حالت اولیه شروع و بعد از مدتی به مقادیر واقعی خود همگرا می شوند. در شکل (۴-۱۱) دیده می شود که سیگنال خطا به خوبی مینیمم شده است.

فصل پنجم: سیستم های تطبیقی خود تنظیم

۵-۱- مقدمه

در این فصل ابتدا کنترل تطبیقی خود تنظیم را به طور مختصر توضیح می دهیم که شامل بلوک دیاگرام آن و روش طراحی پارامترهای کنترل کننده (که در اینجا از جابجایی قطب با حد اقل - درجه استفاده کرده ایم) است. کنترل کننده را می توان در دو حالت طراحی کرد [1]:

۱- حالتی که صفرهای فرایند حذف شوند ۲- هیچکدام از صفرهای فرایند حذف نشوند .

که در این پایان نامه از روش طراحی دوم استفاده شده است.

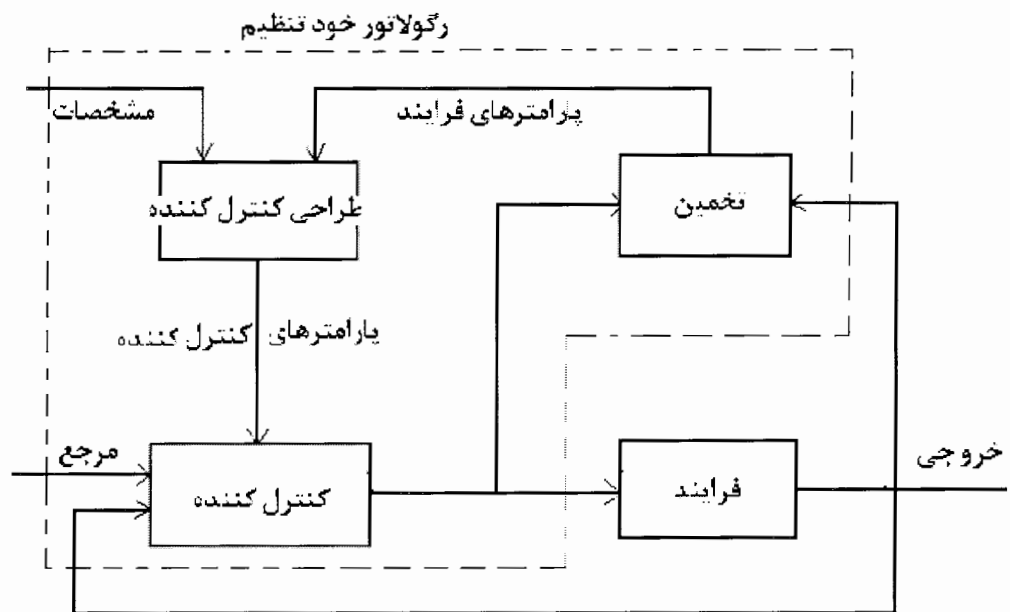
سیس سیستم را شبیه سازی کرده و بدینصورت عمل می کنیم :

برای محاسبه پارامترهای کنترل کننده ابتدا یک مدل از سیستم تخمین زده می شود و سپس با استفاده از پارامترهای تخمینی و پارامترهای سیستم فرضی مطلوب ، پارامترهای کنترل کننده محاسبه می شوند .

در پایان فصل نتایج شبیه سازی شده سیستم کنترل توسط نرم افزار Matlab ارائه شده است.

۵-۲- کنترل تطبیقی خود تنظیم (STAC)^۱

توسعه سیستمهای کنترل ، کارهای زیادی مانند مدلسازی ، طراحی قانون کنترل ، پیاده سازی و تعیین اعتبار را در بر دارد. رگولاتورهای خود تنظیم سعی بر خود کار کردن تعدادی از این کارها را دارد [1],[20].



شکل ۵-۱) نمودار بلوکی یک رگولاتور خود تنظیم

تعداد زیادی کنترل کننده و روشهای طراحی وجود دارند. ما در اینجا روش جایابی قطب^۲ را معرفی می کنیم سپس آن را برای توسعه رگولاتورهای خود تنظیم برای حالات مختلف بکار می بریم.

۵-۲-۱- طراحی جایابی قطب

ایده این روش تعیین کنترل کننده ای است که قطبهای حلقه بسته مطلوب را نتیجه دهد. بعلاوه لازم است که سیستم ، سیگنالهای فرمان را به طریق مشخصی تعقیب کند [16],[1].

شکل عمومی کنترل کننده های خطی بصورت :

$$Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t)$$

1- Self Tuning Adaptive Control

2- Pole Placement

است که در آن R و S و T چند جمله ای هستند [1].

این قانون کنترل بیانگر پسخوری منفی با عملگر تبدیل $-\frac{S}{R}$ و پیشخوری با عملگر تبدیل $\frac{T}{R}$ است.

معادله سیستم حلقه بسته :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \frac{B}{A}(u(t) + v(t)) & : \text{ process model} \\
 &= \frac{B}{A} \left[\frac{Tu(t) - Sy(t)}{R} + v(t) \right] & : \text{ controller} \\
 &= -\frac{BS}{AR}y(t) + \frac{BT}{AR}u_c(t) + \frac{B}{A}v(t) \\
 \Rightarrow \left(1 + \frac{BS}{AR}\right)y(t) &= \frac{BT}{AR}u_c(t) + \frac{B}{A}v(t) \\
 \Rightarrow (AR + BS)y(t) &= BTu_c(t) + BRv(t) \\
 \Rightarrow y(t) &= \frac{BT}{AR + BS}u_c(t) + \frac{BR}{AR + BS}v(t) \\
 &\& \\
 u(t) &= \frac{AT}{AR + BS}u_c(t) - \frac{BS}{AR + BS}v(t)
 \end{aligned}$$

$AR + BS = A_c$ چند جمله ای حلقه بسته سیستم است. تعیین کردن B ، A در عملکرد و پایداری سیستم خیلی اهمیت دارد. R ، S برای A ، B سیستم داده شده طوری طراحی می شوند که چند جمله ای A_c را نتیجه دهند. این معادله معروف به معادله دیوفانتین [1] است. این معادله معمولاً دارای جواب است اگر A ، B عوامل نزدیک به هم نداشته باشند در این صورت:

$$A(q) = 0 \Rightarrow \text{poles} \quad \& \quad B(q) = 0 \Rightarrow \text{zeros}$$

و اگر عوامل نزدیک به هم داشته باشند شرط جواب تضعیف می گردد.

برای حل معادله روی کنترل کننده زیر بحث خواهیم کرد [1]:

$$u(t) = \frac{AT}{AR + BS}u_c(t) - \frac{BS}{AR + BS}v(t)$$

۵-۲-۲- الگوریتم جایابی قطب با حد اقل - درجه (MDPP)^۱

داده ها : چند جمله ایهای A, B

مشخصات : چند جمله ایهای A_m و B_m و A_o

شروط سازگاری :

$$\deg A_m = \deg A \quad \text{و} \quad \deg B_m = \deg B$$

$$\deg A_o = \deg A - \deg B^+ - 1 \quad \text{و} \quad B_m = B^- B_m'$$

مراحل طراحی :

گام (۱) عامل B را بصورت $B = B^+ B^-$ که B^+ تکین باشد تجزیه کنید .

گام (۲) جواب R' و S را با $((\deg S < \deg A))$ از معادله زیر بیابید .

$$AR' + B^+ S = A_o A_m$$

گام (۳) $R = R' R^+$ و $T = A_o B_m'$ را تشکیل داده ، سیگنال کنترل را از معادله زیر محاسبه

کنید :

$$Ru = Tu_c - Sy$$

حالات خاص روند طراحی :

(۱) همه صفرها حذف شود : All zeroes are cancelled mdpp

داده ها : A و B

گام (۱) :

$$B = B^+ B^- \Rightarrow \deg B^+ = \deg B \quad (\text{all zeros are cancelled})$$

$$\deg B^- = 0 \Rightarrow B^+ = \frac{b_0 q^m + \dots + b_m}{b_0} = \frac{B}{b_0} \quad (\text{monic})$$

گام ۲): ایجاد A_m بطوریکه $\deg A_m = \deg A$ و A_m قطبهای خوبی داشته باشد

تعیین B_m بطوریکه $\deg B_m = \deg B$ و $B_m = B^- B'_m$ که B'_m بوسیله ما انتخاب

میشود .

$$\deg B'_m = \begin{cases} \deg B_m - \deg B^- = \deg B_m = \deg B \\ \deg B^- = 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow B'_m = \frac{A_m(1)q^m}{B^-} = \frac{A_m(1)q^m}{b_0}$$

$$B(q) = b_0 q^m + \dots + b_m \quad : \text{ که}$$

$$\text{و } A_m(1) = A_m(q) \Big|_{q=1} \text{ بهره ثابت از } A(q) \text{ است.}$$

برای مثال (

$$A_m(q) = q^2 + a_1 q + a_2 = q^2 - 1.3205q + 0.4966$$

$$A_m(1) = 1 + a_1 + a_2 = 1 - 1.3205 + 0.4966 = 0.1761$$

$$\text{if } B(q) = 0.1065 + 0.0902 \Rightarrow m = 1 \text{ و } b_0 = 0.065$$

$$\Rightarrow B'_m = A_m(1) \frac{q^m}{b_0} = \frac{0.1761q}{0.1065} \Rightarrow B_m = B^- B'_m = b_0 B'_m$$

$$= 0.1065 * \frac{0.1761q}{0.1065} = 0.1761q$$

گام ۳) انتخاب A_0 بطوریکه :

$$\deg A_0 = \deg A - \deg B^+ - 1 = \deg A - \deg B - 1$$

$$\text{if } A = q^2 - 1.6065q + 0.6065 \text{ و } B = 0.1065q + 0.0902$$

$$\Rightarrow \deg A_0 = 2 - 1 - 1 = 0 \Rightarrow \text{We select } A_0(q) = 1$$

گام ۴) حل معادله $AR' + B^-S = A_o A_m$ بطوریکه $\deg S < \deg A$ باشد.

اگر $\deg S = \deg A - 1$ باشد:

$$\deg S = \deg A - 1$$

$$\deg R' = \deg S - \deg B^+ = \deg A - 1 - \deg B$$

$$\text{if } A = q^2 - 1.6065q + 0.6065 \text{ و } B^- = b_o = 0.1065$$

$$A_o = 1 \text{ و } A_m = q^2 - 1.3205q + 0.4966$$

$$\Rightarrow (q^2 - 1.6065q + 0.6065)R' - 0.1065S = q^2 - 1.3205q + 0.4966$$

$$\deg S = 2 - 1 \Rightarrow S = (S_o q + S_1)$$

$$\deg R' = \deg A - 1 - \deg B = 2 - 1 - 1 = 0 \Rightarrow R'(q) = 1$$

$$\Rightarrow q^2 - 1.6065q + 0.6065 + 0.1065(S_o q + S_1)$$

$$= q^2 - 1.3205q + 0.4966 \Rightarrow S_o = \frac{1.6065 - 1.3205}{0.1065}$$

$$= 2.6854 \text{ و } S_1 = \frac{0.4966 - 0.6065}{0.1065} = -1.0319$$

$$\Rightarrow S = 2.6854q - 1.0319$$

گام ۵)

$$R' = 1 \text{ و } R = R'B^+ \text{ و } T = A_o B'_m$$

در مثال بالا :

$$R = 1 \cdot \frac{B}{b_o} = \frac{0.1065q + 0.0902}{0.1065} = q + \frac{0.0902}{0.1065} = q + 0.8469$$

$$T = A_o B'_m = 1 \cdot \frac{0.1761q}{0.1065} = 1.6535q$$

گام ۶) کنترل کننده :

$$Ru = Tu_c - Sy$$

$$(q + 0.8469)u = 1.6535qu_c - (2.6854q - 1.0319)y$$

$$\Rightarrow (1 + 0.8469q^{-1})u(t) = 1.6535u_c(t) - (2.6854 - 1.0319q^{-1})y(t)$$

$$\Rightarrow u(t) = -0.8469u(t-1) + 1.6535u_c(t) - 2.6854y(t) + 1.0319y(t-1)$$

No zero are cancelled mdpp

(۲) هیچ صفری حذف نشود .

یعنی $B^- = B$ و $B^+ = 1$ و B مونیک نیست .داده ها : A و B

مراحل طراحی :

گام (۱) $B = B^+ B^-$ $\Leftrightarrow B^- = B$ و $B^+ = 1$ گام (۲) تعیین A_m به طوری که $\deg A_m = \deg A$ تعیین $B_m = B^- B'_m$ که $B_m = \beta B$

$$\text{قید : } \begin{cases} \deg B_m = \deg B' = \deg B^- \\ \deg B'_m = 0 \end{cases}$$

راه حل ساده :

$$\beta = \frac{A_m(1)}{B(1)}$$

$$\text{if } \left. \begin{array}{l} A_m(q) = q^2 + a_{m1}q + a_{m2} \\ B(q) = b_0q + b_1 \end{array} \right\} \Rightarrow \beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1}$$

$$\Rightarrow A_m = q^2 + a_{m1}q + a_{m2} \quad \text{و} \quad B_m = \beta B(q) = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1} (b_0q + b_1)$$

$$\stackrel{\Delta}{=} b_{m0}q + b_{m1}$$

گام (۳) تعیین A_0 بطوریکه :

$$\begin{aligned} \deg A_0 &= \deg A - \deg B^+ - 1 \\ &= \deg A - 1 \end{aligned}$$

در مثال فوق :

$$\begin{aligned} \deg A_0 &= \deg A - 1 = 2 - 1 = 1 \\ \Rightarrow A_0 &= q + a_0 \end{aligned}$$

$$AR' + B^-S = A_o A_m \quad \text{گام ۴) حل کردن معادله:}$$

$$R = R'B^+ = R' \quad , \quad B^- = B \Rightarrow AR + BS = A_o A_m$$

$$\deg R = \deg S = \deg T = 1$$

مثلاً:

$$A(q) = q^2 + a_1 q + a_2$$

$$B(q) = b_o q + b_1$$

آنگاه:

$$A_o(q) = q + a_1 \quad , \quad A_m(q) = q^2 + a_{m_1} q + a_{m_2}$$

فرض کنیم:

$$S(q) = s_o q + s_1 \quad , \quad R(q) = q + r_1$$

$$\Rightarrow \deg R = \deg S = \deg T = \deg A - 1 = 1$$

که R ، S ، مونیک و S ، غیر مونیک است.

گام ۵):

$$\Rightarrow (q^2 + a_1 q + a_2)(q + R_1) + (b_o q + b_1)(S_o q + S_1)$$

$$= (q^2 + a_{m_1} q + a_{m_2})(q + a_o)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_1 &= \frac{a_o a_m b_o^2 + (a_2 - a_{m_2} - a_o a_{m_1}) b_o b_1 + (a_o + a_{m_1} - a_1) b_1^2}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \\ S_o &= \frac{b_1 (a_o a_{m_1} - a_2 - a_{m_1} a_1 + a_1^2 + a_{m_2} - a_1 a_o)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} + \frac{b_o (a_{m_1} a_2 - a_1 a_2 - a_o a_{m_2} + a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \\ S_1 &= \frac{b_1 (a_1 a_2 - a_{m_1} a_2 + a_o a_{m_2} - a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} + \frac{b_o (a_2 a_{m_2} - a_2^2 - a_o a_{m_2} a_1 + a_o a_2 a_{m_1})}{b_1^2 - a_1 b_o b_1 + a_2 b_o^2} \end{aligned} \right.$$

گام ۶): کنترل کننده با داشتن پارامترهای R ، S ، T بدست می آید.

۵-۳- کنترل سرعت مدل موتور به روش کنترل تطبیقی خود تنظیم

از آنجا که مدل موتور غیر خطی بوده و دارای رفتاری غیر خطی می باشد و با توجه به نحوه عملکرد کنترل کننده خود تنظیم، لازم است ابتدا آن را به صورت یک مدل خطی تخمین بزنیم. این کار به ما کمک خواهد کرد که با توجه به پارامترهای بدست آمده از مدل سیستم بتوانیم به خوبی پارامترهای لازم برای کنترل کننده را محاسبه نماییم.

مدل تخمین زده شده برای مدل غیر خطی موتور با استفاده از روش RLS، یک مدل خطی از درجه دو می باشد. پس از تخمین مدل برای سیستم، پارامترهای کنترل کننده یعنی S, R, T را که هر کدام ممکن است یک چند جمله ای باشند محاسبه می نماییم.

بنابراین سیگنال کنترل برای کنترل سیستم بصورت زیر بدست خواهد آمد:

$$u(t) = \beta u_c(t) + \beta a_0 u_c(t) - S_0 y(t) - S_1 y(t-1) - R_1 u(t-1)$$

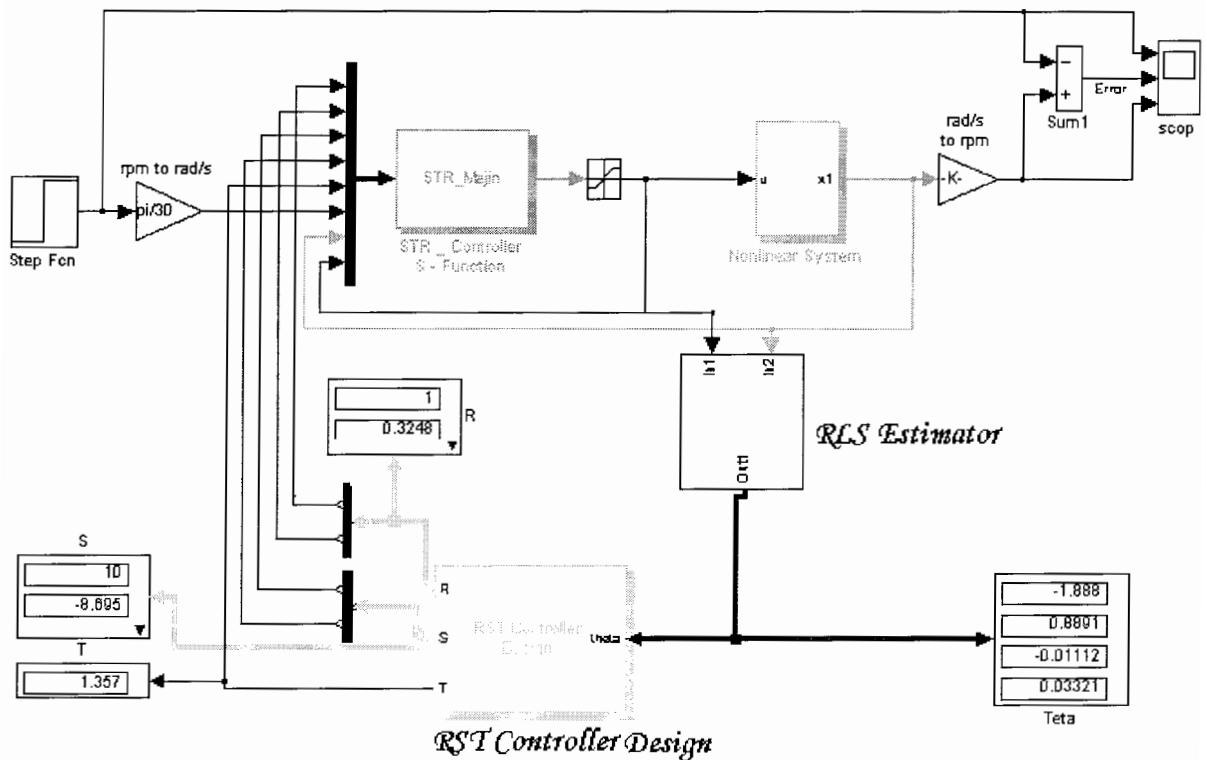
نتیجه این کار اینست که اگر سیگنال مرجع تغییر کند پارامترهای مدل تخمینی نیز تغییر کرده و پارامترهای کنترل کننده هم متناسب با این تغییرات، عوض شده و خروجی سیستم، ورودی جدید را دنبال خواهد کرد. البته ممکن است در نتیجه این تغییرات مدتی طول بکشد تا پارامترهای سیستم به مقادیر واقعی همگرا شوند و در نتیجه آن خروجی در لحظات اولیه ردیابی ممکن است که ناهماهنگ با ورودی باشد ولی بلافاصله این ناهماهنگی پایان یافته و خطا صفر میشود.

۵-۳-۱- شبیه سازی سیستم کنترل

شکل (۵-۲) شبیه سازی سیستم کنترل سرعت مدل موتور را به روش کنترل خود تنظیم تطبیقی نشان می دهد.

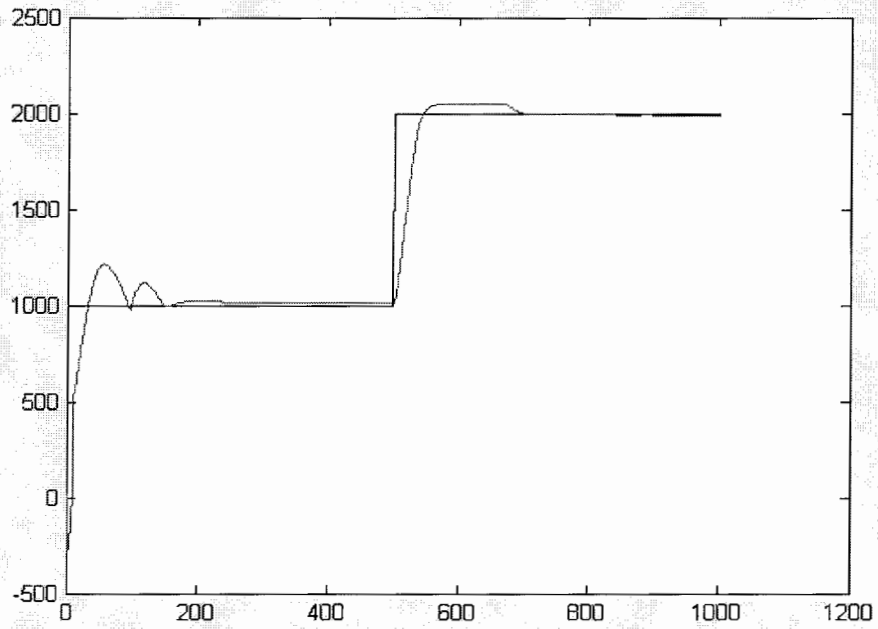
در این حالت پارامترهای سیستم توسط بلوک تخمینگر، تخمین زده می شوند و بعد از آن پارامترهای کنترل کننده توسط بلوک «RST Controller Design» طراحی می شوند. بنابراین تا کنون دو مرحله اساسی از مراحل طراحی یک کنترل کننده خود تنظیم انجام گرفته است، یعنی

تخمین و محاسبه پارامترهای کنترل کننده. بعد از این مرحله، در بلوک «STR_Majin» کنترل کننده طراحی و سیگنال کنترل بدست می آید. بنابراین همانطوری که دیده می شود در این سیستم عمل تخمین همیشه صورت می گیرد و پارامترهای کنترل کننده بطور مداوم بهنگام^۱ می شوند.

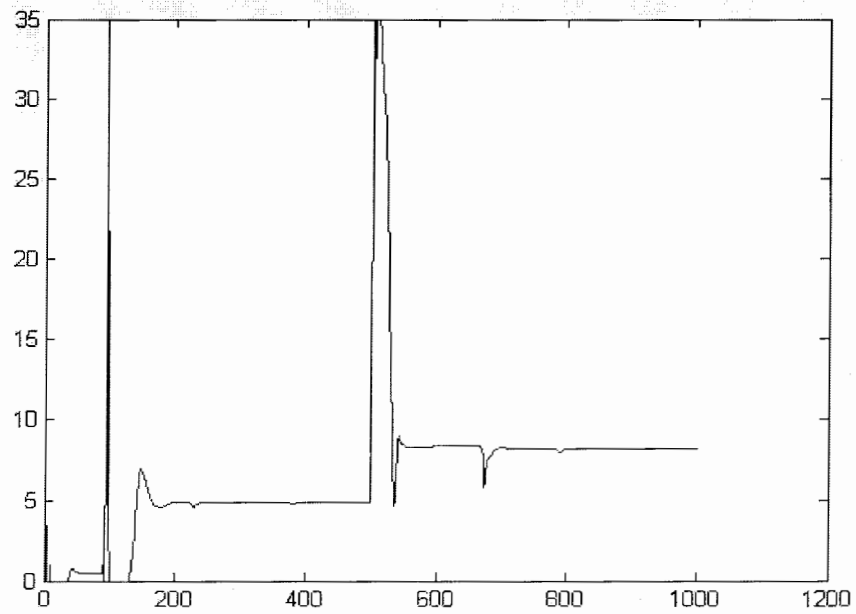


شکل ۵-۲) سیستم کنترل STAC برای کنترل سرعت موتور

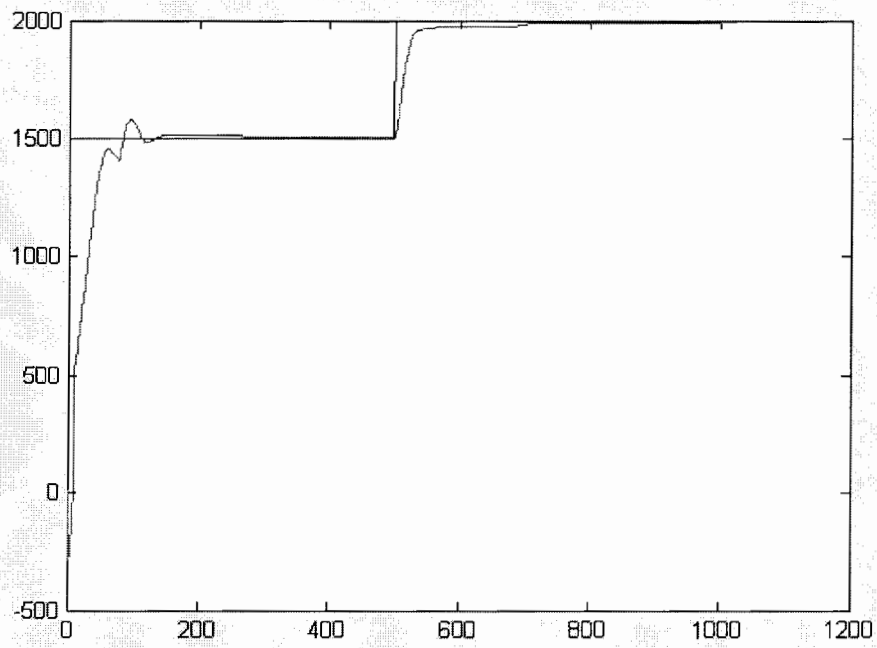
۵-۳-۲- نتایج شبیه سازی



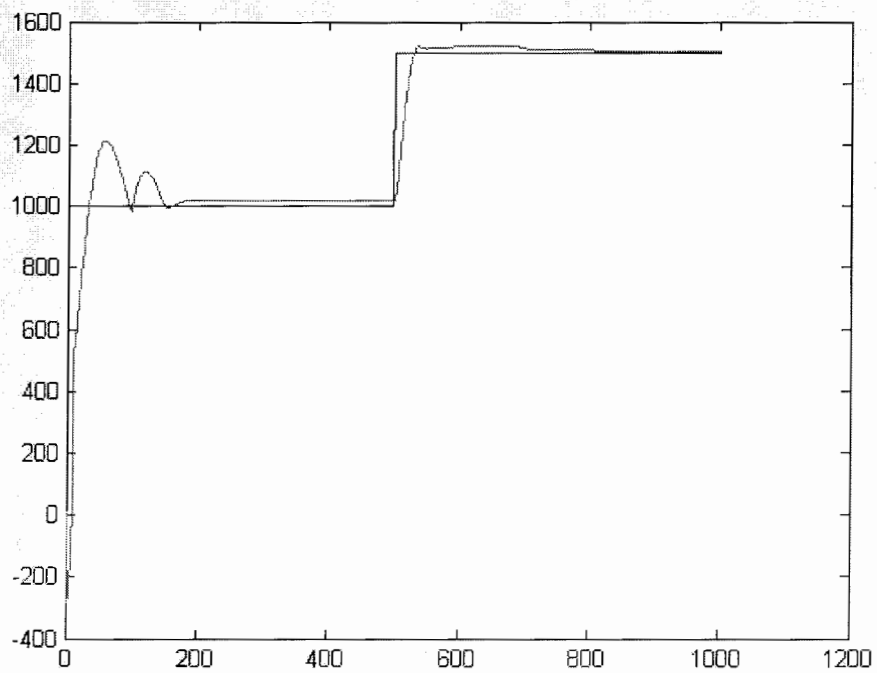
شکل (۳-۵) سیگنال خروجی و ورودی مینا (سرعت RPM)



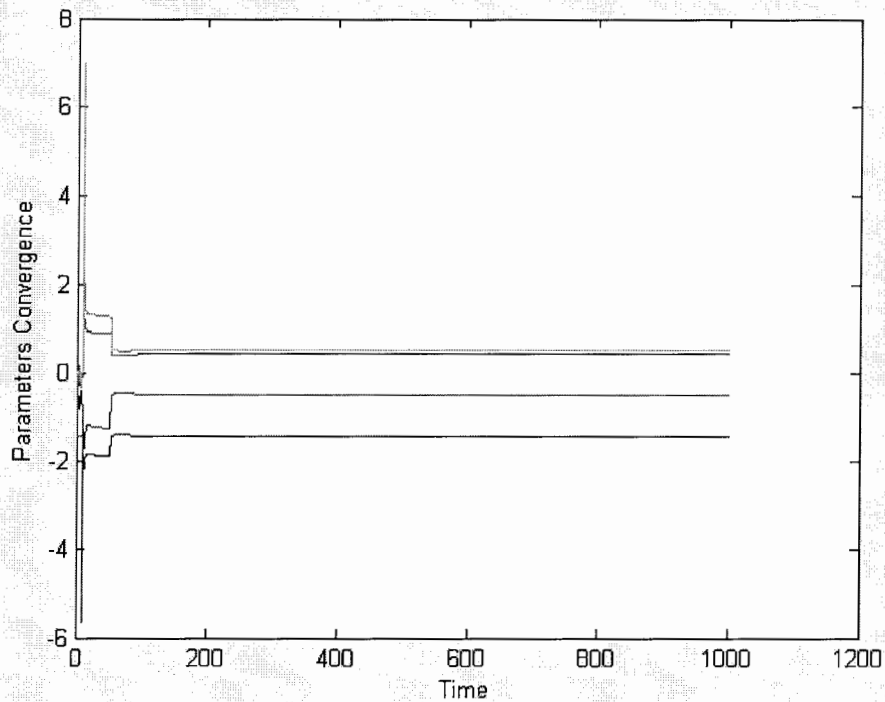
شکل (۴-۵) سیگنال کنترل



شکل ۵-۵) سیگنال خروجی و ورودی مینا(سرعت RPM)



شکل ۵-۶) سیگنال خروجی و ورودی مینا(سرعت RPM)



شکل ۵-۷) همگرایی پارامترها

۵-۳-۳- تحلیل نتایج

در شکل‌های (۳-۵) و (۵-۵) و (۶-۵) مشاهده می‌گردد که ابتدا مدتی طول می‌کشد تا خروجی ورودی مطلوب را دنبال کند. این اتفاق بدلیل مدت زمانی است که طول می‌کشد تا پارامترهای سیستم به مقادیر واقعی خود برسند. در بررسی‌های به عمل آمده از شبیه‌سازی سیستم مشاهده شد که انتخاب مقادیر اولیه برای پارامترهای کنترل‌کننده یکی دیگر از عواملی که باعث می‌شود این اتفاق رخ دهد یعنی هرچه مقدار پارامترها دقیق‌تر انتخاب گردد حالت گذرای سیستم بهتر می‌شود. زیرا در این حالت بر خلاف کنترل‌کننده مدل مرجع مقادیر اولیه پارامترهای کنترل‌کننده توسط طراح انتخاب شده و سیستم پس از شروع به کار با عمل تخمین مقدار دقیق این پارامترها را مشخص می‌کند. از دیگر عوامل موثر در بهبود رفتار سیستم مقدار ضریب فراموشی (λ) و مقدار اولیه ماتریس P در معادله (۳-۱۱) است. مقدار ضریب λ معمولاً بین صفر تا یک انتخاب می‌گردد. مقدار اولیه ماتریس P نیز در بهبود خطای حالت ماندگار سیستم موثر می‌باشد.

شکل (۴-۵) سیگنال کنترل را نشان می دهد . در این شکل مشاهده می شود که مادامی که پارامترها از مقادیر واقعی دور باشند کنترل کننده دارای رفتاری ناپایدار است ولی به محض همگرا شدن پارامترها رفتار کنترل کننده پایدار و در بهترین حالت عملکردی قرار می گیرد. شکل (۵-۷) همگرا شدن پارامترها را نشان می دهد. با توجه به این شکل ، دیده می شود که پارامترها از یک مقدار اولیه شروع و بعد از مدتی به مقدار پایدار خود می رسند که این مدت زمان باعث بروز مشکلاتی در حالت گذرای سیستم می شود که در مورد آن بحث شد .

نتیجه گیری و پیشنهادات

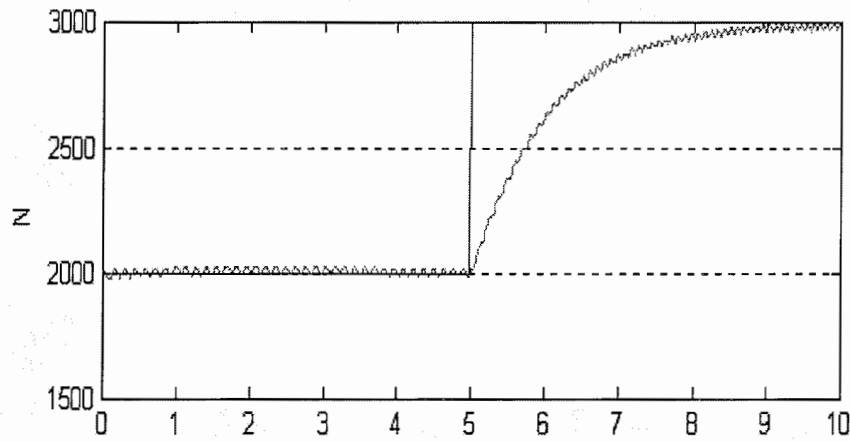
نتیجه گیری

نتایج بدست آمده از روشهای کنترلی ارائه شده در این پایان نامه با نتایج بدست آمده از سایر روشها که تا کنون بر سیستم مذکور اعمال شده اند مقایسه شد و نکات جالب زیر قابل استفاده می باشد :

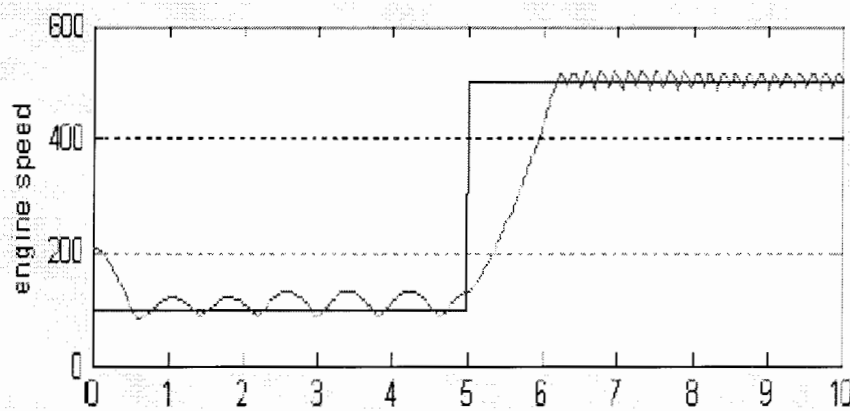
۱- کنترل کننده هایی که تاکنون برای سیستم مذکور طراحی شده اند [2],[5],[6],[7],[8],[9],[10],[11] از پیچیدگی هایی برخوردار بوده در حالی که همیشه پیچیده بودن طرح، دلیل بر قدرتمند بودن آن نیست. در حالیکه کنترل کننده های تطبیقی مدل مرجع و خود تنظیم اعمالی بر این سیستم از لحاظ محاسبات، آن پیچیدگی ها را ندارند.

۲- اعمال ورودی به سیستم های طراحی شده با روشهای دیگر محدود به یک ورودی خاص می باشد. در حالیکه کنترل کننده های تطبیقی از این لحاظ دارای انعطاف بسیار خوبی می باشند. و با تغییر ورودی پارامترهای کنترل کننده نیز تغییر کرده و خروجی ورودی جدید را دنبال می کند.

۳- در روشهای طراحی شده تا کنون از جمله روش کنترل خطی سازی فیدبکی (I/O)^۱، روش کنترل مد لغزشی^۲ و . . . مشکل وجود ضربان شدید در خروجی سیستم یا حل نگردیده و یا کاملاً رفع نگردیده است. در صورتیکه در این پایان نامه این مشکل به خوبی حل شده است. برخی از این نتایج به صورت زیر می باشند:



نتیجه استفاده از روش خطی سازی فیدبکی



نتیجه استفاده از روش کنترل مد لغزشی

۴- نهایتاً با انجام این تحقیق یافتیم که کنترل کننده های تطبیقی برای کنترل سیستم های غیر خطی نظیر سیستم یاد شده بسیار خوب عمل کرده و دارای نتایج قابل قبول می باشند.

پیشنهادات

از آن جا که سیستم ذکر شده یکی از سیستم هایی است که در صنعت بسیار از آن استفاده شده و بهبود عملکرد کنترلی آن از هر حیث مهم و پر اهمیت است لذا پیشنهاد می شود که از روشهای نوین کنترلی دیگر نظیر سیستمهای هوشمند عصبی، فازی و یا ترکیبی از این دو و یا روشهای هوشمند دیگر برای کنترل سرعت سیستم ذکر شده استفاده شود که پر واضح است هر کدام از

موارد ذکر شده فوق می تواند به عنوان یک پروژه کارشناسی ارشد پیشنهاد گردد. ضمن اینکه کنترل تطبیقی مقاوم^۱ نیز برای این سیستم می تواند به عنوان یک پروژه تعریف گردد. در مورد کنترل کننده های تطبیقی نیز به علت اهمیت این کنترل کننده ها پیشنهاد می گردد پروژه هایی هر چند سبک به منظور طراحی و ساخت ارائه گردد تا دانشجویان علاقمند به پروژه های عملی بتوانند این روشها را پیاده نموده و مشکلات پیاده سازی این روشها هم مورد بحث قرار گیرد.

منابع :

[۱] Adaptive Control Second Edition By: K.J.Astrom & B.Wittenmark

ترجمه : دکتر محمد تقی حمیدی بهشتی

[۲] USING SIMULINK AND STATEFLOW IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS

[۳] P.R. Crossley and J.A. Cook, IEE International Conference 'Control ۹۱', Conference Publication ۳۳۶, vol. ۲, pp ۹۲۱-۹۲۵, ۲۵-۲۸ March, ۱۹۹۱, Edinburgh, U.K.

[۴] The Simulink Model. Developed by Ken Butts, Ford Motor Company. Modified by Paul Barnard, Ted Liefeld and Stan Quinn, The MathWorks, Inc., ۱۹۹۴-۷.

[۵] J. J. Moskwa and J. K. Hedrick, "Automotive Engine Modeling for Real Time Control Application," Proc. ۱۹۸۷ ACC, pp. ۳۴۱-۳۴۶.

[۶] B. K. Powell and J. A. Cook, "Nonlinear Low Frequency Phenomenological Engine Modeling and Analysis," Proc. ۱۹۸۷ ACC, pp. ۳۳۲-۳۴۰.

[۷] R. W. Weeks and J. J. Moskwa, "Automotive Engine Modeling for Real-Time Control Using Matlab/Simulink," ۱۹۹۵ SAE Intl. Cong. paper ۹۵۰۴۱۷.

[۸] A NONLINEAR ENGINE MODEL FOR DRNETRAIN SYSTEM DEVELOPMENT P R Cmsley, Fod Motor Company, U K J A Cook, Ford Motor Company, U S A

[۹] A NON-LINEAR MATHEMATICAL ENGINE MODEL FOR THE DEVELOPMENT OF DYNAMIC ENGINE CONTROL

M. Md.Ramli and A. S. Morris
University of Sheffield, U.K.

[۱۰] Engine Idle Speed Control

Duksun Shim , Jachong Park , Parmod P.Khargonekar

[۱۱] A nonlinear sliding mode control framework for engine speed control Paul F. Puleston, Sarah Spurgeon and Xiao Yun Lu Control and Instrumentation Group Department of Engineering Leicester University Leicester, LE۱ ۷RH [e-mail: le.ac.uk](mailto:le.ac.uk) ۱۴۲۳ - ۱۴۳۲

[۱۲] Concepts, Methods and Techniques in Adaptive Control

Guy A. Dumont and Mihai Huzmezan Department of Electrical and Computer Engineering, University of British Columbia, V۱T ۱Z۴, Vancouver, B.C., Canada

- [۱۳] Robust Adaptive Control By: Petros A. Ioannou Jing Sun
- [۱۴] SIMULATION STUDY AND INSTABILITY OF ADAPTIVE CONTROL A Thesis Submitted to the Graduate Faculty of the Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering in The Department of Electrical and Computer Engineering.
- [۱۵] Survey of Adaptive Control by Helmut Hauser
- [۱۶] Self-tuning Position and Force Control of a Hydraulic Manipulator Andrew C. Clegg Thesis submitted for the Degree of Doctor of Philosophy Heriot-Watt University Department of Computing and Electrical Engineering
- [۱۷] ϵ /CY/O^h Advanced System Identification Lecture ◦
SELF-TUNING REGULATORS By: Dr. V.M. Becerra
- [۱۸] ROBUST MRAC OF A NONAUTONOMOUS PARABOLIC SYSTEM WITH SPATIOTEMPORALLY VARYING COEFFICIENTS AND BOUNDED DISTURBANCE Kyung-Jinn Yang and Keum-Shik Hong
- [۱۹] EE ۴۹۹: Control System Design Identification
- [۲۰] Comparison of Two Adaptive Control Methods for Robotic Applications Regina Araujo and Dr. Gerald Cook George Mason University Electrical and Computer Engineering Department Fairfax Virginia ۲۲۰۳۰
- [۲۱] Model Reference Adaptive Control for Vehicle Active Suspension Systems Myoungho Sunwoo, Ka C. Cheok, *Member, IEEE*, and N. J. Huang, *Student Member, IEEE*
- [۲۲] Sliding Mode - Model Reference Adaptive Control of Distributed Parameter Systems. Yu N. Orlov Institute of Control Sciences. ۶۵ Profsoyuznaya Str., Moscow Russia ۱۱۷۳۴۲ Centro de Investigación

Cientlfica y de Educacion Superior de Ensenada, Km.۱۰۷ Carret.Ti juana/Ensenada Ensenada,B.C.,Mexlco ۲۲۸۶۰ (since ۱۹۹۳)

[۲۳] Model Reference Robust Control of a Class of SISO Systems Zhihua Qu *Senior Member, IEEE*, John F. Dorsey, *Senior Member, IEEE*, and Darren M. Dawson, *Member, IEEE*

[۲۴] Adaptive control course Instructor:Dr.Ali khaki Sedigh Adaptive Prediction

[۲۵] Adaptive control course Instructor: DR.Ali khaki sedigh Deterministic Self–Tuning Regulators Simulation by MATLAB by:Amin Yazdanpanah

[۲۶] Adaptive Control Systems K.N. Toosi University of Technology Spring ۲۰۰۴ Lecturer: Dr. A.Khaki Seddigh Assignment #۵ Model-Reference Adaptive Systems Author:Saeed Beyty SBeyty@Gmail.com .August ۰۱, ۲۰۰۴

۲۷- اصول اساسي موتور هاي احتراق داخلي

تالیف : جان.ب. هیوود ترجمه : دکتر فرهاد طالبی و مهندس رمضانعلی حاجی قربانی

[۲۸] P.C. Gregory, ed., Proc. Self Adaptive Flight Control Symposium, Wright Air Development Centre, Wright – Patterson Air Force Base, OH, ۱۹۵۹.

[۲۹] F. P. Caruthers and H. Levenstein, Adaptive Control Systems, Pergamon Press, London, ۱۹۶۳.

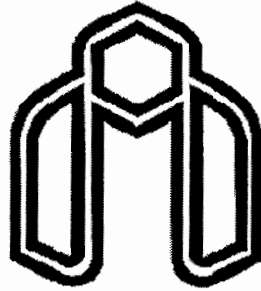
[۳۰] K. J. Astrom, Adaptive Control Around ۱۹۶۰, IEEE Control System Magazine, June ۱۹۹۶.

[۳۱] O. H. Shuck, Honeywell's History and Philosophy in the Adaptive Control Field, Proceedings of the Self-Adaptive Flight Control Symposium, Wright Air Development Center, ۱۹۵۹.

[۳۲] علي خاكي صديق، تحليل و طراحی سيستم هاي كنترل پيشرفته، گزارش پروژه، صنايع نوين، وزارت صنايع، ۱۳۸۱

[۳۳] R. L. Butchart and B. Shackloth, Synthesis of Model Reference Adaptive Control systems by Lyapunou's Second Method, IFAC Symposium on Adaptive Control, ۱۹۶۵.

- [۳۴] P.C. Parks Lyapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-II, PP ۳۶۲-۳۶۷, ۱۹۶۴.
- [۳۵] C. Rohrs, Adaptive Control in the Presence of unmodelled Dynamics, PHD Thesis, MIT, ۱۹۸۲.
- [۳۶] R. E. Kalman, Design of Self-Optimizing Control Systems, Trans. ASME, Vol. ۸۰, PP ۴۶۸-۴۷۸, Feb. ۱۹۵۸.
- [۳۷] T. Raychaudhuri, L. G.C.Hamey, and R. D. Bell, From Conventional to Autonomous Intelligent Methods, IEEE Control Systems Magazine, October, ۱۹۹۶.
- [۳۸] T.Basar, Control theory: Twenty-Five Seminal papers (۱۹۳۲-۱۹۸۱), IEEE Press, ۲۰۰۱.
- [۳۹] C. G Goodwin, P J. Ramadge, and P E. Caines, Discrete-Time. Multivariable Adaptive Control, IEEE Trans. On Autom. Control, vol. AC-۲۵, pp ۴۴۹-۴۵۶, ۱۹۸۰.
- [۴۰] A. Fener and S. Morse, Adaptive Control of Single Input. Single output Linear systems, IEEE Trans. Automat. Control, vol AC-۲۳, pp ۵۵۷-۵۶۹, ۱۹۷۸.
- [۴۱] K. J. Astrom and B. Wittenmark, On self Tuning Regulators, Automatica, vol. ۹, pp ۱۸۵-۱۹۹, ۱۹۷۳.
- [۴۲] L. Ljung, On Positive Real Transfer Functions and the Convergence of some Recursive schemes, IEEE Trans. Automat. Control, vol AC-۲۲, pp ۵۳۹-۵۵۱, ۱۹۷۷.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

Master Thesis in Control engineering

***Design and Simulation of Adaptive control
Techniques For an Engine Model***

By: Reza Ahmadian Majin

Supervisors:

Dr.Ali Akbar Gharaveisi

Dr.Ali Reza Ahmadifard