

T



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل تطبیقی مدل مرجع برای کانال طولی پمپاد نظارتی

نگارنده: علی فغفوری

استاد راهنما:

دکتر علی اکبرزاده کلات

دی ماه ۱۳۹۶

شماره ۰۶۱۵۳۸
تاریخ: ۹۶/۱۱/۹

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای علی فغفوری با شماره

دانشجویی ۹۴۱۳۴۶۴ رشته مهندسی برق- کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: کنترل تطبیقی مدل مرجع

برای کانال طولی پهباد نظارتی که در تاریخ ۱۳۹۶/۱۱/۰۹ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی

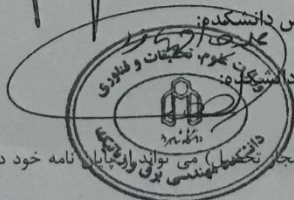
شاهروید برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با درجه:)	☒ مردود
نوع تحقیق: نظری	☐ عملی

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	علی انزلی پور	استاد	
۲- استاد راهنمای دوم	—	—	—
۳- استاد مشاور	—	—	—
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	محمد علی صدرنیا	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	سعد حسینی زاده	استادیار	
۶- استاد ممتحن دوم	علیرضا الفی	دانشیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:



تیمبره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیلی) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

به پاس تعبیر عظیم و انسانی‌شان از کلمه ایثار و از خودگذشتگی؛
به پاس عاطفه سرشار و گرمای امیدبخش وجودشان که در این سردترین روزگاران بهترین پشتیبان
است؛
به پاس قلب‌های بزرگشان که فریاد رس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به شجاعت می‌گراید
و به پاس محبت‌های بی‌دریغشان که هرگز فروکش نمی‌کند؛
این مجموعه را به پدر و مادر عزیزم تقدیم می‌کنم.

بر خود لازم می دانم که صمیمانه‌ترین قدردانی‌های خویش را نثار استاد ارجمند؛ جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات بنمایم که دلسوزانه مجموعه علم و دانش خویش را در اختیار من گذاشتند و در تهیه این پایان نامه اگر موفقیتی حاصل گشت، قسمت اعظم آن مدیون راهنمایی‌های بی‌شائبه ایشان بوده است.

تعهد نامه

اینجانب **علی فغفوری** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **مهندسی برق کنترل** دانشکده **مهندسی برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **کنترل تطبیقی مدل مرجع برای کانال طولی پهنای باند نظارتی تحت راهنمایی دکتر علی اکبرزاده کلات** متعهد می شوم:

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

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد

چکیده

در این پایان نامه، برای کانال طولی یک پهپاد نظارتی، یک کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چند متغیره ارائه می شود. پهپاد نظارتی مورد بررسی در این پایان نامه از نوع پهپاد نظارتی نسل سوم، موسوم به پهپاد هیبرید است. این پهپادها در دو راستای عمودی و افقی دارای تولیدکننده نیروی محرکه هستند که می توانند به صورت مجزا و یا همزمان، فعال باشند؛ این ویژگی سبب شده است که کنترل پهپادهای هیبرید از اهمیت ویژه ای برخوردار باشند. مساله اصلی برای در نظر گرفتن روش کنترل تطبیقی مدل مرجع به عنوان روش مناسب، وجود عدم قطعیت در پارامترهای پهپاد نظارتی است بطوریکه تنها ساختار کلی سیستم مشخص است. همچنین به دلیل آنکه کانال طولی پهپاد نظارتی، یک سیستم چند ورودی-چند خروجی است، نیازمند یک کنترل کننده چند متغیره است؛ محدودیت های موجود در روش های کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره به گونه ای است که نمی توان با کمک این روش ها کانال طولی پهپاد هیبرید را کنترل کرد. در این پایان نامه، روشی ارائه می شود که با غلبه بر شرط درجه نسبی تابع تبدیل سیستم، می تواند برای طیف گسترده تری از سیستم های چندمتغیره از جمله کانال طولی پهپاد هیبرید پیاده سازی شود.

کلمات کلیدی. پهپاد نظارتی، پهپاد هیبرید، کنترل تطبیقی مدل مرجع، لیاپانوف پایه، کنترل کننده

چند متغیره

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه

۱-۱	مقدمه	۲
۲-۱	پهپادهای نظارتی	۲
۱-۲-۱	تاریخچه	۲
۲-۲-۱	عملکرد پهپاد هیبرید	۴
۳-۲-۱	ویژگی های پهپاد هیبرید	۷
۴-۲-۱	کاربردهای پهپاد هیبرید	۸
۳-۱	کنترل تطبیقی مدل مرجع لیپانوف پایه	۸
۱-۳-۱	تاریخچه	۸
۲-۳-۱	روش کنترل	۹
۴-۱	اهداف پایان نامه	۱۰
۵-۱	ساختار کلی پایان نامه	۱۰

فصل ۲: مدل دینامیکی پهپاد هیبرید

۱-۲	مقدمه	۱۲
۲-۲	جهت گیری معیار	۱۲
۳-۲	معادلات دینامیکی	۱۳
۱-۳-۲	معادلات نیرو	۱۳
۲-۳-۲	معادلات ممان	۱۴
۳-۳-۲	معادلات سینماتیک	۱۶
۴-۲	خطی سازی مدل دینامیکی	۱۷
۵-۲	محاسبه مقادیر عددی ضرایب دینامیک طولی	۲۰

فصل ۳: کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چند متغیره

۱-۳	مقدمه	۳۰
۲-۳	محدودیت‌ها و شرایط اولیه	۳۱
۳-۳	انتخاب مدل مرجع	۳۳
۴-۳	روش کنترل	۳۳
۵-۳	مزایای کنترل کننده	۳۹
۱-۵-۳	کاهش محدودیت‌ها	۴۰
۲-۵-۳	بهبود نتایج	۴۰

فصل ۴: پیاده سازی روش کنترلی

۱-۴	مقدمه	۴۴
۲-۴	بررسی شرایط	۴۴
۳-۴	مقادیر اولیه و پارامترهای تنظیم	۴۵
۴-۴	نتایج شبیه سازی	۴۵

فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادات

۱-۵	مقدمه	۶۰
۲-۵	نتیجه گیری	۶۰
۳-۵	پیشنهادهای	۶۱
مراجع		۶۳

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: پهپاد پانتر ۴
- شکل ۲-۱: پهپاد هیبرید با ارا به فرود ۵
- شکل ۳-۱: پهپاد هیبرید با بازو فرود ۵
- شکل ۴-۱: پهپاد هیبرید بدون مکانیزم فرود متصل به بدنه ۶
- شکل ۵-۱: عملکرد پروازی پهپاد نظارتی ۷
- شکل ۶-۱: ساختار روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیپانوف پایه ۹
- شکل ۱-۲: جهت‌گیری‌های معیار ۱۳
- شکل ۲-۲: چیدمان روتورهای پهپاد هیبرید ۱۵
- شکل ۳-۲: پهپاد هیبرید مورد بررسی ۲۱
- شکل ۴-۲: ابعاد اصلی پهپاد هیبرید ۲۱
- شکل ۵-۲: نمودار ضرایب برآ، پسا و ممان ۲۳
- شکل ۶-۲: مشخصه ضریب برآ به زاویه حمله بال ۲۳
- شکل ۷-۲: مشخصه ضرایب برآ، پسا و ممان سکان بالابر به زاویه حمله ۲۵
- شکل ۱-۳: دیاگرام بلوکی روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چندمتغیره لیپانوف پایه ۳۹
- شکل ۱-۴: نمودار ردیابی خروجی w (m/s) به خروجی مرجع w_m (ورودی مرجع ثابت) ۴۶
- شکل ۲-۴: نمودار خطای ردیابی خروجی w (ورودی مرجع ثابت) ۴۶
- شکل ۳-۴: نمودار سیگنال کنترلی u_1 (ورودی مرجع ثابت) ۴۷
- شکل ۴-۴: نمودار ردیابی خروجی θ (rad) به خروجی مرجع θ_m (ورودی مرجع ثابت) ۴۷
- شکل ۵-۴: نمودار خطای ردیابی خروجی θ (ورودی مرجع ثابت) ۴۸
- شکل ۶-۴: نمودار سیگنال کنترلی u_2 (ورودی مرجع ثابت) ۴۸
- شکل ۷-۴: نمودار ردیابی خروجی u (m/s) به خروجی مرجع u_m (ورودی مرجع ثابت) ۴۹
- شکل ۸-۴: نمودار خطای ردیابی خروجی u (ورودی مرجع ثابت) ۴۹
- شکل ۹-۴: نمودار سیگنال کنترلی u_3 (ورودی مرجع ثابت) ۵۰

- شکل ۴-۱۰: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_1 (ورودی مرجع ثابت) ۵۰
- شکل ۴-۱۱: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_2 (ورودی مرجع ثابت) ۵۱
- شکل ۴-۱۲: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_3 (ورودی مرجع ثابت) ۵۱
- شکل ۴-۱۳: نمودار ردیابی خروجی w (m/s) به خروجی مرجع w_m (ورودی مرجع سینوسی) ۵۲
- شکل ۴-۱۴: نمودار خطای ردیابی خروجی w (ورودی مرجع سینوسی) ۵۲
- شکل ۴-۱۵: نمودار سیگنال کنترلی u_1 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۳
- شکل ۴-۱۶: نمودار ردیابی خروجی θ (rad) به خروجی مرجع θ_m (ورودی مرجع سینوسی) ۵۳
- شکل ۴-۱۷: نمودار خطای ردیابی خروجی θ (ورودی مرجع سینوسی) ۵۴
- شکل ۴-۱۸: نمودار سیگنال کنترلی u_2 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۴
- شکل ۴-۱۹: نمودار ردیابی خروجی u (m/s) به خروجی مرجع u_m (ورودی مرجع سینوسی) ۵۵
- شکل ۴-۲۰: نمودار خطای ردیابی خروجی u (ورودی مرجع سینوسی) ۵۵
- شکل ۴-۲۱: نمودار سیگنال کنترلی u_3 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۶
- شکل ۴-۲۲: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_1 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۶
- شکل ۴-۲۳: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_2 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۷
- شکل ۴-۲۴: نمودار همگرایی پارامترهای تطبیق θ_3 (ورودی مرجع سینوسی) ۵۷

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲: سری مشتقات پایداری	۱۸
جدول ۲-۲: مشتقات حرکت طولی	۲۴
جدول ۳-۲: روابط محاسبه ضرایب مشتقات پایداری	۲۴
جدول ۴-۲: روابط تجربی محاسبه ضرایب سکان بالابر	۲۶

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

در سال‌های اخیر، با خارج شدن پرنده‌های هدایت پذیر از راه دور (پهپادها)^۱ از مقاصد کاملاً نظامی و گسترش کاربردهای عمومی آنها، درخواست‌های فراوانی برای طراحی و ساخت پهپادها با مقاصد نظیر: عملیات نجات، نظارت بر جنگل‌ها، کنترل و نظارت بر ترافیک، هواشناسی، نقشه برداری و حتی انتقال و تحویل مرسوله‌های پستی ارائه شده است [۱]. این درخواست‌ها سبب شده است که حجم عظیمی از تحقیقات مسائل هواوفضا معطوف به پهپادها شود. یکی از موضوعات کلیدی و مهم در این عرصه، موضوع کنترل پهپادها و ارائه کنترل‌کننده مناسب است. کنترل پهپادها به دلیل اینکه به طور مستقیم با مشخصه‌هایی نظیر پایداری^۲، کیفیت پرواز^۳، کیفیت خوش‌دستی^۴ و قابلیت مانور^۵ در ارتباط است، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [۲].

در این فصل ابتدا به معرفی پهپادهای نظارتی می‌پردازیم، پس از آن به صورت اجمالی روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه و محدودیت‌های آن را بررسی کرده و در نهایت اهداف پایان‌نامه و ساختار کلی آن را مطرح می‌کنیم.

۱-۲ پهپادهای نظارتی

۱-۲-۱ تاریخچه

پس از گذشت حدود سه دهه از معرفی پهپادهای نظارتی، در سال‌های اخیر این پهپادها کاربردهای فراوانی برای مقاصد نظامی و عمومی یافته‌اند. درست است که مشابه اکثریت سازه‌های فضایی ابتدا تنها

۱- Unmanned Aerial Vehicle (UAV)

۲- Stability

۳- Flying Qualities

۴- Handling Qualities

۵- Maneuverability

برای مقاصد نظامی طراحی شده‌اند اما با گذشت زمان و نمایان شدن قابلیت‌هایی که می‌توانند در فعالیت‌های عمومی داشته باشند، امروزه بیشتر این پهپادها برای مقاصد عمومی طراحی می‌شوند.

با گسترش استفاده از پهپادهای نظارتی، طراحان در صدد رفع نواقص عملکرد این خانواده از پهپادها برآمدند. نسل اول این پهپادها، دینامیکی مشابه هواپیماهای بال ثابت داشتند. به دلیل عملکرد نامناسب در نقطه عملیاتی، گذر از نسل اول به نسل دوم پهپادهای نظارتی به سرعت به وقوع پیوست و نسل دوم این پهپادها با عنوان پهپادهای مولتی روتور^۱ معرفی شدند که از مهمترین نوع این نسل می‌توان به کوادکوپترها^۲ اشاره کرد. این پهپادها به دلیل توانایی در پرواز شناور عملکرد مناسبی در نقطه عملیاتی داشتند اما زمان رسیدن آنها به نقطه عملیاتی بیشتر از نسل اول بود. برای رفع این نقص پهپادهای نظارتی نسل سوم موسوم به پهپادهای هیبرید^۳ معرفی شدند. بیشتر پهپادهای هیبرید، بدنه‌ای مانند هواپیما بال ثابت دارند، با این تفاوت که در راستای عمودی، روتورهایی برای تولید نیروی محرکه وجود دارد؛ این ساختار ترکیبی سبب شده است که پهپادهای هیبرید بتوانند عملکرد قابل قبولی در سرعت رسیدن به نقطه عملیاتی و پرواز شناور در نقطه عملیاتی داشته باشند. پهپادهای هیبرید از منظر عملکرد سیستم‌های تامین نیروی محرکه تفاوت‌هایی دارند؛ در برخی از این پهپادها در لحظه تنها یکی از سیستم‌های تامین نیروی محرکه افقی و یا عمودی فعال است، در برخی دیگر این سیستم‌ها بصورت ترکیبی فعال هستند و در لحظه ممکن است هر دو سیستم فعال باشند؛ که دسته دوم با اقبال بیشتری مواجه شده است و بیشتر تحقیقات در زمینه پهپاد هیبرید را به خود اختصاص داده است.

تا قبل از سال ۲۰۱۰ پهپادهایی با چنین ساختاری وجود داشته‌اند اما به دلیل نقص در سیستم‌های کنترلی و آمار سقوط بالا هیچگاه به عنوان یک گزینه قابل اعتماد مطرح نشده‌اند. در واقع می‌توان از پهپاد پانتر^۴ به عنوان اولین معرفی رسمی این خانواده نام برد [۳].

۱- Multi Rotor UAV

۲- Quadcopter

۳- Hybrid UAV (Fixed-Wing VTOL UAV)

۴- FE PANTHER



شکل (۱-۱) پهپاد پانتر

پس از این پهپاد تا پایان سال ۲۰۱۶ در نمایشگاه‌های هوایی در حدود ۱۰ پهپاد دیگر به صورت رسمی معرفی شده‌اند که برخی از آنها کاربرد عمومی دارند.

۲-۲-۱ عملکرد پهپاد هیبرید

پرواز یک پهپاد هیبرید برای یک مأموریت نظارتی را می‌توان در سه بخش بررسی کرد:

الف) نشست و برخاست

تاکنون این نوع پهپادها با سه مکانیزم فرود طراحی شده‌اند:

دسته اول، دارای اراجه فرود هستند و بیشتر از قابلیت پرواز در باند بهره می‌برند البته در شرایطی که باند مناسبی فراهم نباشد می‌توانند از قابلیت نشست و برخاست عمودی^۱ نیز استفاده کنند. در این نوع پهپادها هنگام برخاست، سیستم تولید نیروی محرکه عمودی غیرفعال است و برای نشست، سیستم تولید نیروی محرکه افقی غیرفعال بوده و به کمک سیستم تولید نیروی محرکه عمودی، نرخ کاهش ارتفاع کنترل می‌شود.

^۱- Vertical Take Off and Landing



شکل (۱-۲) پهپاد هیبرید با ارايه فرود

دسته دوم، بازوهایی متصل به پهپاد است که به عنوان مکانیزم فرود عمل می کنند و تنها قابلیت نشست و برخاست عمودی دارند. در این فرآیند تنها سیستم تولید نیرو محرکه عمودی فعال است و با تغییرات مقدار نیرو نشست و برخاست صورت می گیرد.



شکل (۱-۳) پهپاد هیبرید با بازو فرود

دسته سوم، تنها روی قرار خارجی قابلیت نشست و برخاست عمودی دارند و در صورتی که نیازمند فرود در محلی غیر از مقر پهپاد باشند، بدنه پهپاد مستقیماً با سطح زمین تماس پیدا می کنند؛ در این نوع مکانیزم دقت در فرود از اهمیت خاصی برخوردار است و نیازمند کنترل کننده دقیقی برای سیستم تولید نیرو محرکه عمودی است.



شکل (۴-۱) پهپاد هیبرید بدون مکانیزم فرود متصل به بدنه

ب) مسیر پرواز

در حرکت پهپاد از نقطه برخاست تا نقطه عملیاتی^۱ تاکنون دو استراتژی عملکرد مطرح شده است. استراتژی اول، غیرفعال بودن سیستم‌های تولید نیروی محرکه عمودی و استراتژی دوم فعال بودن سیستم‌ها است. فرآیند کنترل پهپاد در استراتژی اول به دلیل عدم وجود تداخلات^۲ بین سیستم‌های تولید نیروی محرکه افقی و عمودی پیچیدگی‌های کمتری دارد و با هزینه کمتری می‌توان کنترل کننده مناسب را طراحی کرد اما هنگام رسیدن به نقطه عملیاتی که پهپاد باید در آن نقطه حرکت شناور داشته باشد با مشکل مواجه می‌شوند. کاهش ارتفاع، دور شدن از نقطه عملیاتی، از کنترل خارج شدن برخی از مشکلاتی است که امکان دارد روی دهد.

ج) نقطه عملیاتی

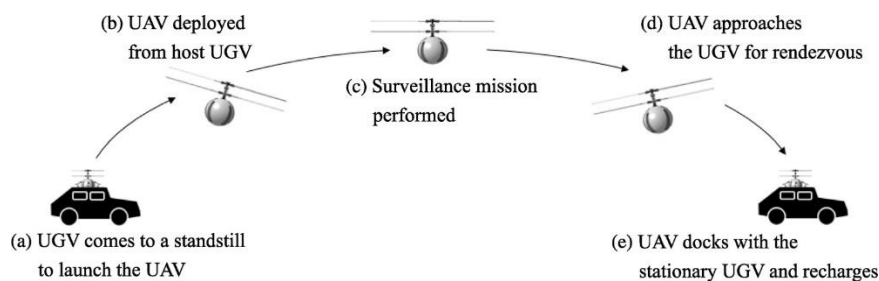
هنگامی که پهپاد به نقطه عملیاتی برسد لازم است که حرکت شناور داشته باشد و با تغییر ارتفاع بتواند دید مناسبی از موضع مورد نظر برای اپراتور ایجاد کند لذا سیستم تولید نیروی محرکه افقی به حالت

۱- Operating Point (OP)

۲- Interference

غیرفعال درمی آید.

درنهایت می توان عملکرد یک پهپاد نظارتی را این گونه شرح داد که برخاست از مقر پهپاد (یک مقر کنترل زمینی یا یک وسیله نقلیه بدون سرنشین زمینی) شروع می شود و با طی مسیر تا نقطه عملیاتی ادامه می یابد. در نقطه عملیاتی اطلاعات مورد نظر جمع آوری شده و پهپاد به مقر باز می گردد؛ البته باید این نکته را در نظر داشت که تمامی پهپادهای این خانواده عملیات موردی انجام نمی دهند و برخی از آنها وظیفه گشت نظارتی را بر عهده دارند.



شکل (۵-۱) عملکرد پروازی پهپاد نظارتی [۴]

۳-۲-۱ ویژگی های پهپاد هیبرید

مهمترین ویژگی های پهپادهای هیبرید که سبب شده است این پهپادها نسبت به انواع دیگر پهپادهای نظارتی و هواپیماهای گشت های هوایی برتری یابند، به شرح زیر است:

- پرواز بدون نیاز به باند
- سرعت مناسب در رسیدن به نقطه عملیاتی
- امکان حرکت شناور در نقطه عملیاتی
- امکان تغییر گستره دید در نقطه عملیاتی (تغییر ارتفاع در موقعیت ثابت)
- امکان گشت زنی در مسیر از پیش تعیین شده
- امکان نظارت بر محل هایی که به دلیل ابعاد پیکره بندی برای هواپیماهای گشت زنی میسر نیست
- مداومت پرواز (در مقایسه با هواپیمای گشت)

- هزینه ساخت کمتر (در مقایسه با هواپیمای گشت)

- کاهش هزینه‌های نظارت و گشت‌زنی (هزینه‌های تعمیر و نگهداری)

۴-۲-۱ کاربردهای پهپاد هیبرید

اگر کاربردهای پهپادها را به دو دسته کلی نظامی و عمومی تقسیم کنیم، در مورد پهپادهای هیبرید به منظور مقاصد نظامی تاکنون برای نظارت بر مرزها به صورت پرواز گشتی، رصد هوایی ناوگان جنگی (چشم هوایی ناوگان) و در مقاصد عمومی، امروزه از این پهپادها برای نظارت بر جنگل‌ها و آتش‌سوزی جنگل، نظارت بر ترافیک، کنترل وضعیت و نظارت بر بنادر، بررسی اثرات بلایای طبیعی و اثرات تخریبی جنگ‌ها استفاده می‌شود و روز به روز بر این کاربردها افزوده می‌شود که بیانگر افق روشنی برای این دسته از پهپادها است.

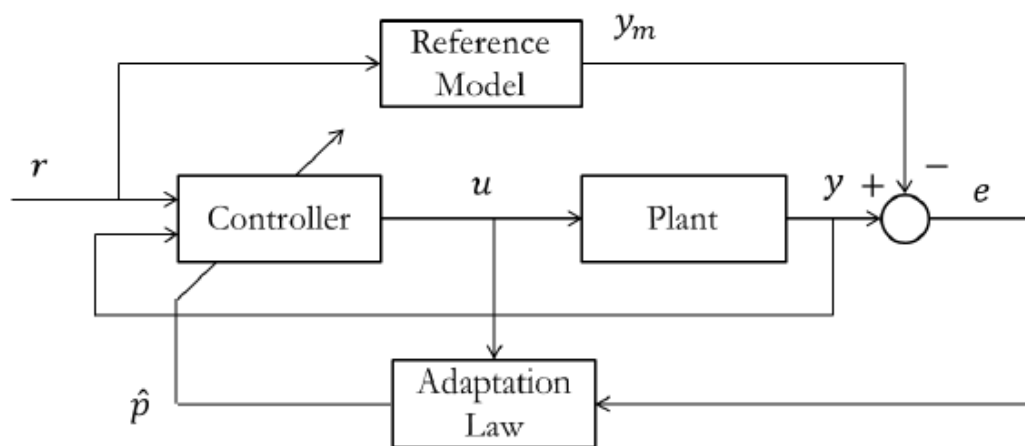
۳-۱ کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه

۱-۳-۱ تاریخچه

روش کنترل تطبیقی مدل مرجع برای اولین بار توسط وایتاکر و همکاران در سال ۱۹۵۸ به منظور کنترل هواپیما مطرح شد [۵]. این روش که بعدها با عنوان روش کنترل تطبیقی مدل مرجع قانون MIT شناخته شد، پس از انجام تست‌های عملی بر روی هواپیما و ناموفق بودن کنترل‌کننده به دلیل عدم تضمین پایداری مشخص شد که نمی‌تواند کارایی مطلوبی داشته باشد. در سال ۱۹۶۶ پارک توانست با استفاده از مبانی روش قانون MIT و بهره‌گیری از تئوری پایداری لیاپانوف، روش جدیدی با عنوان کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه ارائه کند [۶]. این روش به دلیل آنکه می‌توانست پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین کند به یکی از مهمترین روش‌های کنترل تطبیقی بدل شد و در تحقیقات فراوانی به خصوص در زمینه هواوفاضا به کار گرفته شد.

۲-۳-۱ روش کنترل

کنترل تطبیقی مدل مرجع لیپانوف پایه یک ساختار کنترلی است که در آن رفتار مطلوب و اهداف کنترلی به وسیله یک سیستم که مدل مرجع نامیده می‌شود، تعریف شده و با استفاده از قوانین تطبیق که بر مبنای تئوری پایداری لیپانوف عمل می‌کنند، سیگنال ورودی سیستم را به نحوی تنظیم می‌کنند که خروجی سیستم، خروجی مدل مرجع را دنبال کند [۷]. در شکل زیر نمودار بلوکی این روش را مشاهده می‌کنید:



شکل (۶-۱) ساختار روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیپانوف پایه [۸]

در این روش یکی از تاثیرگذارترین عوامل، انتخاب مدل مرجع مناسب با سیستم مورد بررسی است. مدل مرجع صرف نظر از آنکه باید تامین‌کننده اهداف کنترلی طراح باشد، باید به نحوی معرفی شود که کنترل‌کننده تطبیقی مدل مرجع لیپانوف پایه در بهترین حالت عملکردی خود قرار گیرد. این مطلوب تنها هنگامی که شناخت کاملی از رفتار سیستم وجود داشته باشد، حاصل می‌شود؛ به عنوان مثال: هنگامی که برای یک سیستم که بر مبنای واکنش شیمیایی عمل می‌کند و به کندی تغییر وضعیت می‌دهد یک مدل مرجع سریع ارائه شود، کنترل‌کننده طراحی شده نمی‌تواند اثرگذاری مناسبی داشته باشد.

۴-۱ اهداف پایان نامه

در این پایان نامه، برای مدل دینامیکی خطی شده کانال طولی یک پهنپاد هیبرید (نظارتی) که از نوع سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی است، یک روش جدید کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چند متغیره که بر مبنای تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا عمل می‌کند، ارائه می‌شود و نشان داده می‌شود که این روش در مقایسه با روش‌هایی که در گذشته با همین عنوان مطرح شده است دارای محدودیت‌های کمتری است و با دقت بیشتری می‌تواند مدل مرجع پیشنهادی را دنبال کند؛ همچنین تطبیق پارامترها با سرعت بیشتری انجام می‌شود و خروجی سیستم همگرایی پیدا می‌کند.

۵-۱ ساختار پایان نامه

در فصل دوم، مدل دینامیکی خطی شده کانال طولی پهنپاد نظارتی بر اساس نتایج ساخت یک پهنپاد هیبرید معرفی می‌شود. در فصل سوم، روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چند متغیره، محدودیت‌ها و مزایای آن تشریح می‌شود. فصل چهارم به بررسی پیاده‌سازی روش کنترلی برای پهنپاد نظارتی و نتایج شبیه سازی آن در محیط شبیه سازی نرم افزار متلب اختصاص دارد و در فصل پنجم، نتیجه‌گیری از پایان نامه و پیشنهادات برای کارهای آینده بیان می‌شود.

فصل دوم

مدل دینامیکی پرهپاد

هیرید

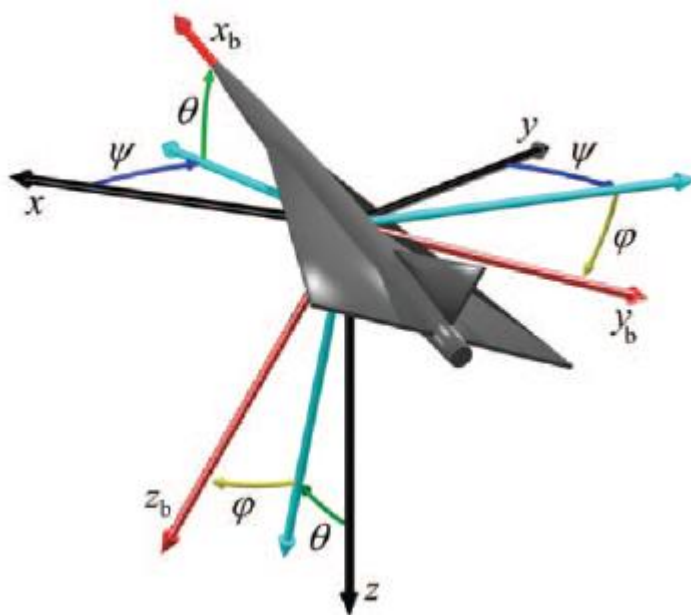
۱-۲ مقدمه

روابط دینامیکی پهنپادهای هیبرید مانند سازه‌های دیگر فضایی از معادلات نیرو و ممان و سینماتیک قابل برداشت است. این معادلات بیانگر اثرات ناشی از گرانش، نیروی محرکه و آیرودینامیک بر حرکت است. پیش از این، مدل دینامیکی پهنپاد هیبرید با فرض آنکه در لحظه تنها یکی از سیستم‌های تولید نیروی محرکه افقی و عمودی فعال باشد، معرفی شده است [۹]؛ که این مدل دینامیکی در هنگامی که نیروی محرکه افقی فعال است به شکل دینامیک یک پهنپاد بال ثابت است و با فعال شدن نیروی محرکه عمودی، مدل دینامیکی به مدل دینامیکی یک کوادراتور تبدیل می‌شود که این تغییر وضعیت با کمک یک سوئیچینگ کنترل انجام می‌شود. با توجه به آنکه ساختار کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع نیازمند یک مدل دینامیکی یکپارچه است، این مدل دینامیکی نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

در این فصل ابتدا جهت‌گیری معیار را تعیین می‌کنیم، پس از آن معادلات دینامیکی کلی پهنپاد هیبرید را مطرح کرده و با جداسازی معادلات دینامیک طولی و خطی‌سازی آن، مدل مورد بررسی در پایان‌نامه را معرفی کرده و در انتها با استفاده از مشخصات یک پهنپاد هیبرید مقادیر عددی ضرایب این مدل دینامیکی را بدست می‌آوریم.

۲-۲ انتخاب دستگاه‌های مختصات

در بررسی معادلات دینامیکی یک سازه فضایی همواره دو دستگاه مختصات بدنه و مختصات کارترین تعریف می‌شود که جهت‌گیری این دو دستگاه نسبت به یکدیگر حائز اهمیت است؛ همچنین در هر کدام از دستگاه‌ها، جهت‌گیری راستاها نسبت به یکدیگر نیز مهم است. تعیین این جهت‌گیری‌ها سبب آن می‌شود که علامت تمامی پارامترها مشخص شود. در این پایان‌نامه دستگاه‌های مختصات مرجع و بدنه مطابق با آنچه بصورت رایج در بیشتر کتاب‌های هواوفضا معرفی شده است، در نظر گرفته می‌شود.



شکل (۲-۱) جهت‌گیری‌های معیار [۱۰]

در شکل (۲-۱)، دستگاه مختصات بدنه و دستگاه x - y - z دستگاه مختصات کارترین که به آن دستگاه مختصات مرجع نیز گفته می‌شود، است و زوایای θ و φ و ψ ، زوایای اولر هستند.

۲-۳ معادلات دینامیکی

۲-۳-۱ معادلات نیرو

معادلات نیرو بر پایه قانون دوم نیوتن مطرح می‌شود [۱۱].

$$\frac{1}{m} \vec{F} = \dot{\vec{V}}_C + (\vec{W} \times \vec{V}_C) \quad (2-1)$$

که در آن m جرم پهناد، $\vec{F}$ بردار نیرو، $\vec{V}_C = [V_{bx} \ V_{by} \ V_{bz}]^T$ سرعت در راستای محورهای بدنه و $\vec{W} = [p \ q \ r]^T$ است که p ، q و r نرخ‌های تغییر زاویه بدنه است. بردار نیرو شامل: نیرو گرانش، نیرو آیرودینامیک و نیروی حاصل از سیستم‌های تامین نیروی محرکه است [۱۳].

$$A \times B = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} d \\ e \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bf - ce \\ cd - af \\ ae - bd \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\vec{F} = F_{aero} + F_{gravity} + F_{prop} \quad (2-2)$$

که این نیروها برای پهناد هیبرید به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$F_{gravity} = mg \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \cos \varphi \end{bmatrix}; F_{prop} = \begin{bmatrix} T_{prop} \\ 0 \\ -F_{rotors} \end{bmatrix}; F_{aero} = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

معادله (2-1) را بازنویسی می‌کنیم:

$$\frac{1}{m} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{prop} \\ 0 \\ -F_{rotors} \end{bmatrix} + mg \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \cos \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{bx} \\ \dot{V}_{by} \\ \dot{V}_{bz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{bx} \\ V_{by} \\ V_{bz} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

معادله (2-4) را براساس شتاب در راستای بدنه دسته‌بندی می‌کنیم.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{bx} \\ \dot{V}_{by} \\ \dot{V}_{bz} \end{bmatrix} = g \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \cos \varphi \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} T_{prop} \\ 0 \\ -F_{rotors} \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} qV_{bz} - rV_{by} \\ rV_{bx} - pV_{bz} \\ pV_{by} - qV_{bx} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

در نهایت دسته معادلات نیرو به صورت زیر معرفی می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{V}_{bx} = -g \sin \theta + \frac{1}{m} T_{prop} + \frac{1}{m} X + rV_{by} - qV_{bz} \\ \dot{V}_{by} = g \cos \theta \sin \varphi + \frac{1}{m} Y + pV_{bz} - rV_{bx} \\ \dot{V}_{bz} = g \cos \theta \cos \varphi - \frac{1}{m} F_{rotors} + \frac{1}{m} Z + qV_{bx} - pV_{by} \end{cases} \quad (2-6)$$

۲-۳-۲ معادلات ممان

معادلات ممان بر اساس رابطه زیر مطرح می‌شود می‌شود [۱۳]:

$$\vec{T} = \vec{H}_B + \vec{W} \times \vec{H}_B + M_{cg}^v \quad (2-7)$$

که در این رابطه $T = [L \quad M \quad N]^T$ ممان آیرودینامیکی و اثر گشتاور موتور راستای افقی است و

$\vec{H}_B$ برابر است با

$$\vec{H}_B = I \vec{W} \quad (2-8)$$

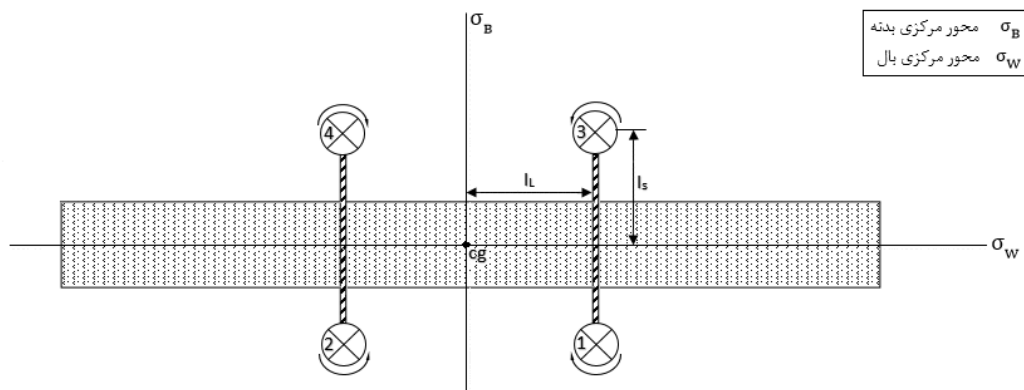
I ماتریس تانسور ممان اینرسی است و برای پهنپاد با پیکربندی بال ثابت، بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & I_{xz} \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ I_{zx} & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (۲-۹)$$

در نتیجه داریم:

$$\vec{H}_B = \begin{bmatrix} I_{xx}p + I_{xz}r \\ I_{yy}q \\ I_{zz}r + I_{zx}p \end{bmatrix} \quad (۲-۱۰)$$

همچنین ماتریس M_{cg}^v ناشی از تاثیرات روتورها بر روابط ممان است. فرض کنید مرکز ثقل پهنپاد واقع بر محل تقاطع محور مرکزی بدنه و محور مرکزی بال باشد. I_{Li} و I_{Si} به ترتیب فاصله روتور i ام از محور مرکزی بال و محور مرکزی بدنه باشد و چیدمان روتورها به صورت نشان داده شده در شکل ۲-۲ باشد.



شکل (۲-۲) چیدمان روتورهای پهنپاد هیبرید

در این صورت M_{cg}^v برابر است با

$$M_{cg}^v = \begin{bmatrix} M_x^v \\ M_y^v \\ M_z^v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{S1} & -I_{S2} & I_{S3} & -I_{S4} \\ I_{L1} & I_{L2} & -I_{L3} & -I_{L4} \\ \lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 & \lambda_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{S1}F_1 - I_{S2}F_2 + I_{S3}F_3 - I_{S4}F_4 \\ I_{L1}F_1 + I_{L2}F_2 - I_{L3}F_3 - I_{L4}F_4 \\ \lambda_1F_1 + \lambda_2F_2 + \lambda_3F_3 + \lambda_4F_4 \end{bmatrix} \quad (۲-۱۱)$$

که در آن λ_i نرخ تبدیل گشتاور به نیرو روتورها و F_i نیرو هریک از روتورها است [۱۲]؛ که مولفه M_z^v

براساس رابطه گشتاور، $T_i = \lambda_i F_i$ ، استخراج شده است. در این معادلات M_{cg}^v در کلی‌ترین حالت

ممکن بررسی شده است. در این پایان نامه فرض می کنیم که روتورها و ملخ ها یکسان بوده و فاصله یکسانی نسبت به مرکز ثقل داشته و شرایط عملکرد یکسانی داشته باشند، بنابراین داریم:

$$M_{cg}^v = \begin{bmatrix} I_s(F_1 - F_2 + F_3 - F_4) \\ I_L(F_1 + F_2 - F_3 - F_4) \\ \lambda(F_1 - F_2 - F_3 + F_4) \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

در نظر بگیرید که

$$\begin{cases} F_1 - F_2 + F_3 - F_4 = \tau_1 \\ F_1 + F_2 - F_3 - F_4 = \tau_2 \\ F_1 - F_2 - F_3 + F_4 = \tau_3 \end{cases} \quad (2-13)$$

در نتیجه M_{cg}^v برابر است با

$$M_{cg}^v = \begin{bmatrix} I_s \tau_1 \\ I_L \tau_2 \\ \lambda \tau_3 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

به رابطه (2-7) باز می گردیم و آن را بازنویسی می کنیم.

$$\begin{bmatrix} L \\ M \\ N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{xx}\dot{p} + I_{xz}\dot{r} \\ I_{yy}\dot{q} \\ I_{zz}\dot{r} + I_{zx}\dot{p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{xx}p + I_{xz}r \\ I_{yy}q \\ I_{zz}r + I_{zx}p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_s \tau_1 \\ I_L \tau_2 \\ \lambda \tau_3 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

در نهایت دسته معادلات ممان به صورت زیر معرفی می شود:

$$\begin{cases} L = I_{xx}\dot{p} + I_{xz}\dot{r} + qr(I_{zz} - I_{yy}) + pqI_{xz} + I_s \tau_1 \\ M = I_{yy}\dot{q} + pr(I_{xx} - I_{zz}) + (r^2 - p^2)I_{xz} + I_L \tau_2 \\ N = I_{zz}\dot{r} + I_{zx}\dot{p} + pq(I_{yy} - I_{xx}) - qrI_{xz} + \lambda \tau_3 \end{cases} \quad (2-16)$$

۳-۳-۲ معادلات سینماتیک

معادلات سینماتیک با استفاده از معادله کلی زیر بدست می آید [۱۳]:

$$W = T\dot{E} \quad (2-17)$$

که در آن $E = [\varphi \quad \theta \quad \psi]^T$ است و ماتریس T برابر است با

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \theta \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

می توان رابطه (2-17) را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{E} = T^{-1}W = \begin{bmatrix} 1 & \sin \varphi \tan \theta & \cos \varphi \tan \theta \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi \sec \theta & \cos \varphi \sec \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

در نهایت دسته معادلات سینماتیک به صورت زیر معرفی می شود:

$$\begin{cases} \dot{\varphi} = p + \tan \theta (q \sin \varphi + r \cos \varphi) \\ \dot{\theta} = q \cos \varphi - r \sin \varphi \\ \dot{\psi} = \sec \theta (q \sin \varphi + r \cos \varphi) \end{cases} \quad (2-20)$$

با استفاده از دسته معادلات (2-6)، (2-16) و (2-20) مدل دینامیکی غیرخطی پهناد شکل می گیرد.

۲-۴ خطی سازی مدل دینامیکی

با توجه به آنکه در روش کنترل تطبیقی مدل مرجع، از مدل خطی شده سیستم استفاده می شود لذا لازم است مدل غیرخطی پهناد هیبرید را خطی سازی کنیم. در این راستا از تئوری اختلال کوچک^۱ برای خطی سازی استفاده می کنیم [۱۳].

در این روش فرض می شود یک اختلال کوچک، بر روی متغیرهای سیستم تاثیر بگذارد. این اثر سبب می شود که متغیرهای نیرو و ممان آیرودینامیکی نیز تغییراتی داشته باشند. سپس با نوشتن سری چندجمله ای شامل مشتقات پایداری، تغییرات متغیرهای آیرودینامیکی را نمایش می دهند.

فرض کنید α یکی از متغیرهای آیرودینامیکی باشد و علامت Δ نشان دهنده تغییرات باشد. آنگاه سری

۱. Small Perturbation Theory

مشتقات پایداری برای این متغیر آیرودینامیکی برابر است با

$$\Delta\alpha = \frac{\partial\alpha}{\partial V_{bx}} V_{bx} + \frac{\partial\alpha}{\partial V_{by}} V_{by} + \frac{\partial\alpha}{\partial V_{bz}} V_{bz} + \dots + \frac{\partial\alpha^g}{\partial\theta} \theta + \Delta\alpha^c \quad (2-21)$$

که در این رابطه $\Delta\alpha^c$ تغییرات فرمان‌های کنترلی، $\frac{\partial\alpha^g}{\partial\theta}$ مولفه گرانشی و مولفه‌های به شکل $\frac{\partial\alpha}{\partial Q}$ مشتقات پایداری هستند. مشتقات پایداری در هر راستا، تنها نسبت به متغیرهای هم راستای خود مقدار دارند و در غیر این صورت برابر صفر خواهند بود. به جدول ۲-۱ توجه کنید.

$\partial Q / \partial Q$	X	Y	Z	L	M	N
V_{bx}	*	0	*	0	*	0
V_{by}	0	*	0	*	0	*
V_{bz}	*	0	*	0	*	0
P	0	*	0	*	0	*
Q	*	0	*	0	*	0
r	0	*	0	*	0	*
+						
مولفه گرانشی	$-mg \cos \theta_0$	$mg \cos \theta_0$	$-mg \sin \theta_0$	0	0	0
تغییرات فرمان‌های کنترلی	ΔX^c	ΔY^c	ΔZ^c	ΔL^c	ΔM^c	ΔN^c

جدول (۲-۱) سری مشتقات پایداری

همانطور که در جدول ۲-۱ قابل مشاهده است، پس از استفاده از سری مشتقات پایداری معادلات به دو دسته تقسیم می‌شوند. دسته ای که متغیرهای V_{bx} ، V_{bz} و q را شامل می‌شود، دینامیک طولی^۱ نامیده می‌شود و دینامیک عرضی^۲ شامل متغیرهای V_{by} و p و r می‌شود. این نوع از خط سازی حول یک نقطه تعادل که مولفه‌های آن در دینامیکی طولی عبارتند از θ_0 و u_0 و w_0 است، انجام می‌شود که به این مولفه‌ها شرایط تعادل گفته می‌شود؛ فرضیات زیر پیرامون این مولفه‌ها برقرار است [۱۳].

$$\begin{cases} \sin(\theta_0 + \theta) \approx \sin \theta_0 + \theta \cos \theta_0 \\ \cos(\theta_0 + \theta) \approx \cos \theta_0 - \theta \sin \theta_0 \end{cases} \quad (2-22)$$

برای جلوگیری از تعدد اندیس‌ها فرض کنید که $\begin{bmatrix} V_{bx} \\ V_{by} \\ V_{bz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}$ باشد.

در نتیجه دینامیک طولی پهپاد هیبرید به صورت زیر در می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ (1 - Z_{\dot{w}})\dot{w} \\ -M_{\dot{w}}\dot{w} + \dot{q} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g \cos \theta_0 \\ Z_u & Z_w & Z_q + u_0 & -g \sin \theta_0 \\ M_u & M_w & M_q & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta X^c \\ \Delta Z^c \\ \Delta M^c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

که در رابطه فوق، متغیرهای نمایش داده شده بصورت $\dot{z}_i$ برابر مشتق پایداری $\frac{\partial i}{\partial j}$ هستند.

رابطه (۲-۲۳) را بازنویسی می‌کنیم:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - Z_{\dot{w}} & 0 & 0 \\ 0 & -M_{\dot{w}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g \cos \theta_0 \\ Z_u & Z_w & Z_q + u_0 & -g \sin \theta_0 \\ M_u & M_w & M_q & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta X^c \\ \Delta Z^c \\ \Delta M^c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

اگر معادله (۲-۲۴) به صورت $E\dot{X} = AX + \Delta U$ در نظر گرفته شود، برای آنکه این معادله به فرم

استاندارد فضای حالت بیان شود، ماتریس E را به سمت دیگر معادله می‌بریم.

$$\dot{X} = (E^{-1}A)X + E^{-1}\Delta U \quad (2-25)$$

اگر $\bar{A} = E^{-1}A$ باشد آنگاه

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g \cos \theta_0 \\ \frac{Z_u}{1 - Z_{\dot{w}}} & \frac{Z_w}{1 - Z_{\dot{w}}} & \frac{Z_q + u_0}{1 - Z_{\dot{w}}} & \frac{-g \sin \theta_0}{1 - Z_{\dot{w}}} \\ [M_u + Z_u \Gamma] & [M_w + Z_w \Gamma] & [M_q + (Z_q + u_0) \Gamma] & -\Gamma g \sin \theta_0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

که در آن $\Gamma = \frac{M_{\dot{w}}}{1 - Z_{\dot{w}}}$ است.

برای محاسبه $\bar{B}$ ابتدا لازم است عملگرهای^۱ کانال طولی معرفی شود. در پهپاد هیبرید، سکان بالابر^۲

۱. Actuator

۲. Elevator

موتور (راستای افقی) و روتورها به عنوان عملگر معرفی می‌شوند.

در نظر بگیرید که δ_e تغییر زاویه سکان افقی، δ_T تغییر نیروی موتور، δ_r تغییر نیروی روتورها باشد؛

ΔU را به صورت زیر می‌نویسیم:

$$\Delta U = Bu = \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_p} & X_{\delta_r} \\ Z_{\delta_e} & Z_{\delta_p} & Z_{\delta_r} \\ M_{\delta_e} & M_{\delta_p} & M_{\delta_r} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\delta_e \quad \delta_p \quad \delta_r]^T \quad (2-27)$$

در این صورت $\bar{B}$ برابر است با

$$\bar{B} = E^{-1}B = \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_p} & X_{\delta_r} \\ \frac{Z_{\delta_e}}{1-Z_{\dot{w}}} & \frac{Z_{\delta_p}}{1-Z_{\dot{w}}} & \frac{Z_{\delta_r}}{1-Z_{\dot{w}}} \\ [M_{\delta_e} + Z_{\delta_e}\Gamma] & [M_{\delta_p} + Z_{\delta_p}\Gamma] & [M_{\delta_r} + Z_{\delta_r}\Gamma] \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

در پهنادهای کوچک $1 \approx \frac{1}{1-Z_{\dot{w}}}$ و در مولفه‌های $Z_q + u_0$ از مقدار Z_q صرف نظر می‌شود [۱۳].

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g \cos \theta_0 \\ Z_u & Z_w & u_0 & -g \sin \theta_0 \\ [M_u + Z_u M_{\dot{w}}] & [M_w + Z_w M_{\dot{w}}] & [M_q + u_0 M_{\dot{w}}] & -M_{\dot{w}} g \sin \theta_0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_p} & X_{\delta_r} \\ Z_{\delta_e} & Z_{\delta_p} & Z_{\delta_r} \\ [M_{\delta_e} + Z_{\delta_e} M_{\dot{w}}] & [M_{\delta_p} + Z_{\delta_p} M_{\dot{w}}] & [M_{\delta_r} + Z_{\delta_r} M_{\dot{w}}] \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

با استفاده از رابطه‌های (۲-۲۹) و (۲-۳۰) می‌توان فرم فضای حالت، مدل دینامیکی خطی شده کانال

طولی پهناد را بدست آورد.

۵-۲ محاسبه مقادیر عددی ضرایب دینامیک طولی

در این بخش، با استفاده از نتایج پروژه طراحی یک پهناد هیبرید به سرپرستی بودیونو مقادیر عددی

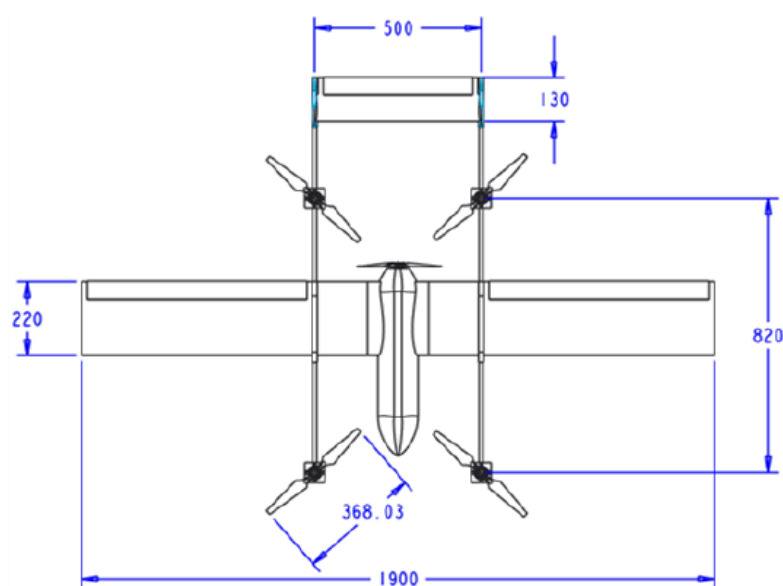
ضرایب دینامیک طولی را بدست می‌آوریم [۱۴-۱۵]. با جایگذاری این مقادیر در فرم فضای حالت معرفی

که در بخش قبل معرفی شده است، مدل خطی شده دینامیک طولی پهپاد هیبرید بدست می‌آید.



شکل (۲-۳) پهپاد هیبرید مورد بررسی [۱۴]

ابتدا با استفاده از ابعاد اصلی این پهپاد هیبرید، پارامترهای مساحت بال S ، نسبت منظری AR ، فشار دینامیکی Q و عدد ماخ M را بدست می‌آوریم.



شکل (۲-۴) ابعاد اصلی پهپاد هیبرید [۱۵]

همانطور که در شکل ۲-۴ قابل مشاهده است، مقادیر دهانه بال b ، میانگین وتر بال $\bar{c}$ به ترتیب برابر با $۱/۹$ و $۰/۲۲$ متر است. سرعت پهنای هیبرید، V ، برابر با $۲۷/۷۷$ متر بر ثانیه و چگالی معیار هوا، ρ ، برابر با $۱/۲۲۵$ کیلوگرم بر متر مکعب است. لذا

$$S = \bar{c}b = 0.418 \text{ m}^2 \quad (۲-۳۱)$$

$$AR = \frac{b}{\bar{c}} = 8.63 \quad (۲-۳۲)$$

$$Q = \frac{1}{2}\rho V^2 = 472.343 \text{ N.m}^{-2} \quad (۲-۳۳)$$

$$M = \frac{V}{V_o} = \frac{27.77}{343.2} = 0.080 \quad (۲-۳۴)$$

همچنین مقدار فاصله بین مرکز آیرودینامیک بال تا مرکز آیرودینامیک دم، ℓ_t ، حدوداً برابر $۰/۶۷$ متر است.

با استفاده از معیار تجربی ممان اینرسی I_{yy} را محاسبه می‌کنیم [۱۶]. رابطه این معیار بصورت زیر است:

$$I_{yy} = \frac{L^2 W \bar{R}_y^2}{4g} \quad (۲-۳۵)$$

که در آن L طول بدنه، W وزن برخاست، g ثابت گرانش است و یکای آنها الزاماً بر اساس دستگاه انگلیسی است. همچنین $\bar{R}_y$ ثابت رابطه است و برای هواپیما بال ثابت فوق سبک مقدار آن $۰/۳۳۸$ است.

با استفاده از این معیار ممان اینرسی I_{yy} برابر است با

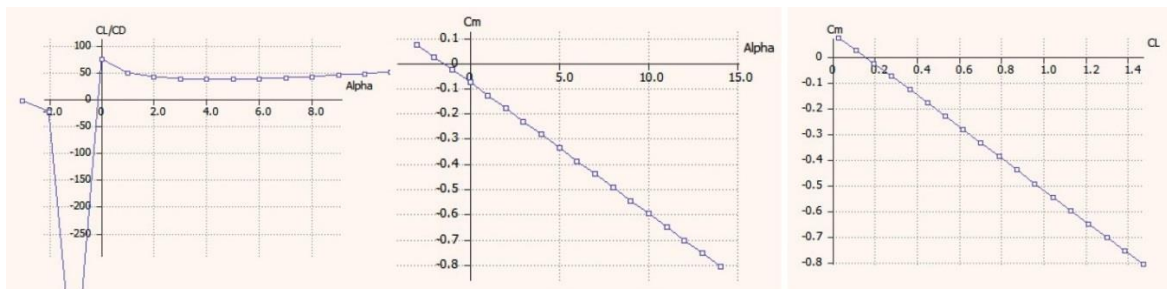
$$I_{yy} = \frac{(3.773)^2 \times 13.2277 \times (0.338)^2}{4 \times 32.174} = 0.167157 \text{ slug.ft}^2 = 0.22663 \text{ kg.m}^2 \quad (۲-۳۶)$$

شرایط تعادل^۱ که خطی‌سازی دینامیک طولی بر اساس آن صورت گرفته است، عبارتند از:

$$\alpha_0 = 4 \text{ deg}; \quad w_0 = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}; \quad u_0 = 18 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}; \quad \theta_0 = 1 \text{ deg} \quad (۲-۳۷)$$

۱. Trim Condition

در نتایج تحقیقات آمده است که نمودار ضرایب برآ^۱ و پسا^۲ و ممان بصورت شکل ۲-۵ است [۱۴].



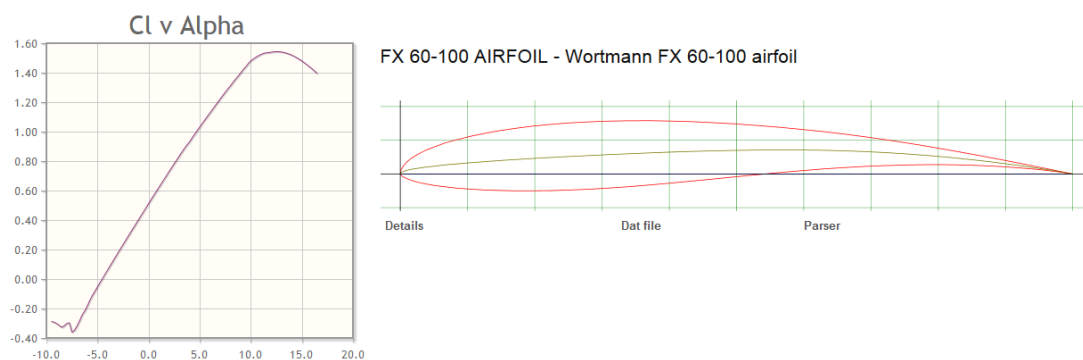
ج) ضریب ممان بر ضریب برآ (ب) ضریب ممان بر زاویه حمله (درجه) (آ) ضریب پسا/ ضریب برآ بر زاویه حمله (درجه)

شکل (۲-۵) نمودار ضرایب برآ، پسا و ممان

با توجه به شکل بالا، می‌توان ضرایب C_{L0} ، C_{D0} و C_{m0} را با توجه به زاویه حمله تعادل محاسبه کرد.

$$C_{m0} = -0.281; \quad C_{D0} = 0.01562; \quad C_{L0} = 0.625 \quad (۲-۳۸)$$

برای بدست آوردن ضریب برآ بال $C_{L\alpha w}$ ، با توجه به آنکه ایرفویل^۳ FX60-100، یک ایرفویل استاندارد است به کمک نرم افزار^۴ مشخصه ضریب برآ به زاویه حمله آن را رسم می‌کنیم؛ سپس دو نقطه روی نمودار انتخاب کرده به طوری که زاویه حمله تعادل در این بازه قرار گیرد. به طور تقریبی شیب خط گذرا از این دو نقطه، ضریب برآ بال است.



شکل (۲-۶) مشخصه ضریب برآ به زاویه حمله بال

۲. Lift

۳. Drag

۱. Airfoil

۲. Airfoiltools (Online Software)

$$C_{Law} \approx \frac{C_{L2}-C_{L1}}{\alpha_2-\alpha_1} = \frac{1.50-0.5}{10-1} = 0.1 \quad (2-39)$$

مقادیر مشتقات حرکت طولی پهناد هیبرید در جدول ۲-۲ نشان داده شده است.

مشتقات حرکت طولی	
Trim Angle of Attack (α_0)	4 (deg)
$C_{L\alpha}$	5.0651
C_{Lq}	8.321
$C_{m\alpha}$	-2.0982
C_{mq}	-14.17

جدول (۲-۲) مشتقات حرکت طولی

در نهایت ضرایب مدل خطی شده دینامیک طولی بر اساس روابط زیر محاسبه می شود [۱۳]:

ضریب	فرمول
X_u	$-\frac{QS}{mu_0} [3C_{D0} + C_{L0} \tan \theta_0 + \frac{M^2}{1-M^2} C_{D0}]$
X_w	$\frac{QS}{mu_0} [C_{L0} - \frac{2}{\pi eAR} C_{L0} C_{L\alpha}]$
X_q	≈ 0
Z_u	$-\frac{QS}{mu_0} [2C_{L0} + \frac{M^2}{1-M^2} C_{L0}]$
Z_w	$]-\frac{QS}{mu_0} [C_{D0} + C_{L\alpha}$
Z_q	$\frac{QS\bar{c}}{2mu_0} [C_{Zq}] \quad ; \quad C_{Zq} = -C_{Lq}$
M_u	$\frac{QS\bar{c}}{I_{yy}u_0} \left[\frac{M^2}{1-M^2} C_{m0} \right]$
M_w	$\frac{QS\bar{c}}{I_{yy}u_0} C_{m\alpha}$
M_q	$\frac{QS\bar{c}^2}{2I_{yy}u_0} [C_{mq}]$
$Z_{\dot{w}}$	$\frac{QS\bar{c}}{2mu_0^2} [C_{Z\dot{\alpha}}] \quad ; \quad C_{Z\dot{\alpha}} = C_{Zq} \frac{\partial \varepsilon}{\partial \alpha} \quad ; \quad \frac{\partial \varepsilon}{\partial \alpha} = \frac{1}{\pi eAR} C_{Law}$
$M_{\dot{w}}$	$\frac{QS\bar{c}^2}{2I_{yy}u_0^2} [C_{m\dot{\alpha}}] \quad ; \quad C_{m\dot{\alpha}} = \frac{\ell_t}{\bar{c}} C_{Z\dot{\alpha}}$

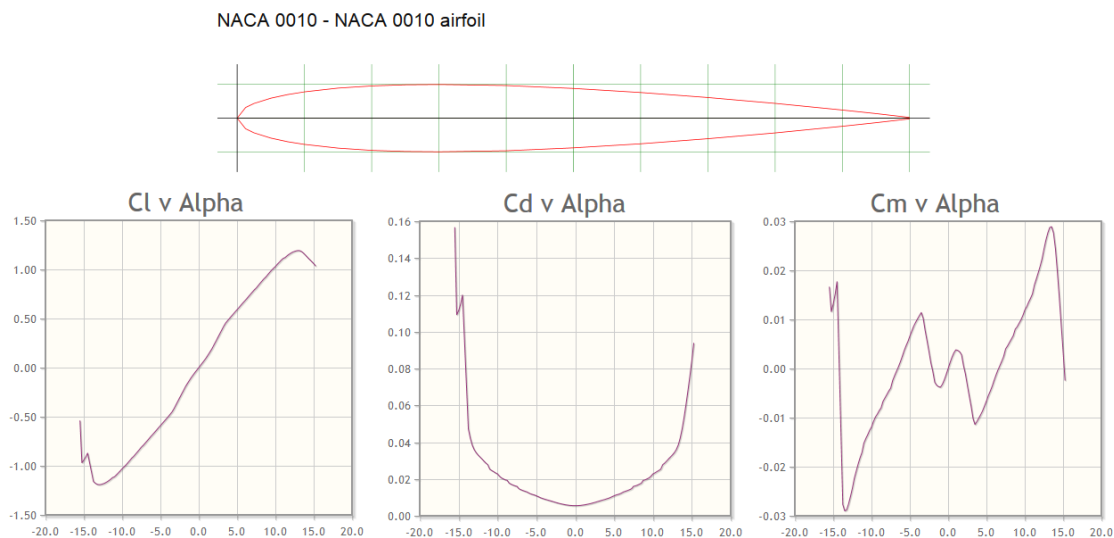
جدول (۲-۳) روابط محاسبه ضرایب مشتقات پایداری

با جایگذاری مقادیر بدست آمده در روابط جدول ۲-۳ می‌توان ماتریس $\bar{A}$ را بدست آورد.

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -0.1058 & 0.7157 & 0 & -9.8085 \\ -2.2025 & -9.2883 & 18.00 & -0.1712 \\ 0.1075 & -21.7322 & -17.5922 & 0.0095 \\ 0 & 0 & 1.00 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

برای بدست آوردن ماتریس $\bar{B}$ ، باید ضرایب عملگرها محاسبه شود. این ضرایب به دلیل پیچیدگی‌های فراوانی که دارند، برخلاف ضرایب مشتقات پایداری از طریق روابط معینی محاسبه نمی‌شوند و در بیشتر موارد با استفاده از روابط تجربی، انجام آزمایش‌های عملی و استفاده از پهپاد دوگان محاسبه می‌شوند. در این پایان‌نامه، ضرایب سیستم‌های تامین نیروی محرکه را با استفاده از پهپادهای دوگان و ضرایب سکان بالابر را با استفاده از روابط تجربی بدست می‌آوریم.

برای محاسبه ضرایب سکان بالابر، ابتدا لازم است که ضرایب برآ، پسا و ممان را برای ایرفویل سکان بالابر بدست آوریم. با توجه به استاندارد بودن ایرفویل NACA 0010 می‌توان نمودارهای مشخصه آن را با کمک نرم‌افزار رسم کرد.



شکل (۲-۷) مشخصه ضرایب برآ، پسا و ممان سکان بالابر به زاویه حمله (درجه)

با استفاده از روش شیب خط، ضرایب برآ، پسا و ممان را بدست می‌آوریم.

$$C_{L\delta_e} \approx \frac{C_{L2} - C_{L1}}{\alpha_2 - \alpha_1} = \frac{1.07 - 0.0}{10 - 0} = 0.107 \quad (2-41)$$

$$C_{D\delta_e} \approx \frac{C_{D2}-C_{D1}}{\alpha_2-\alpha_1} = \frac{0.022-0.007}{10-0} = 0.0015 \quad (2-42)$$

$$C_{m\delta_e} \approx \frac{C_{m2}-C_{m1}}{\alpha_2-\alpha_1} = \frac{0.012-(-0.09)}{10-3.5} = 0.0156 \quad (2-43)$$

همچنین مقدار صفر هریک از این ضرایب با استفاده از شکل ۲-۷ قابل برداشت است.

ضرایب سکان بالابر با استفاده از روابط تجربی جدول ۲-۴ بدست می‌آید [۱۷].

ضریب	فرمول تجربی
X_{δ_e}	$\frac{QS}{m}[C_{X\delta_e}] \quad ; \quad C_{X\delta_e} \approx -C_{D\delta_e}$
Z_{δ_e}	$\frac{QS}{m}[C_{Z\delta_e}] \quad ; \quad C_{Z\delta_e} \approx -C_{L\delta_e} - C_{D0\delta_0}$
M_{δ_e}	$\frac{QS\bar{c}}{I_{yy}}[C_{m\delta_e}]$

جدول (۲-۴) روابط تجربی محاسبه ضرایب سکان بالابر

در نهایت، ضرایب سکان افقی برابر است با

$$\begin{bmatrix} X_{\delta_e} \\ Z_{\delta_e} \\ [M_{\delta_e} + Z_{\delta_e} M_{\dot{w}}] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0494 \\ -3.8501 \\ 3.2028 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

برای محاسبه ضرایب تغییرات نیرو موتور از یک پهپاد دوگان استفاده می‌کنیم. برای آنکه به درستی بتوان از ضرایب نیروی پهپاد دوگان استفاده کرد، باید مولفه‌های تعداد موتورها، نوع موتور، پیکربندی کلی، نرخ نیرو به وزن برخاست و وزن برخاست پهپاد دوگان نزدیک‌ترین تطابق را به پهپاد مورد بررسی داشته باشند؛ با توجه به این موضوع از ضرایب نیرو یک پهپاد بال ثابت که دارای یک موتور سوختی ملخی که بیشینه سرعت تولیدی آن ۳۵ متر بر ثانیه برای وزن برخاست ۸ کیلوگرم است، استفاده می‌کنیم [۱۸].

$$\begin{bmatrix} X_{\delta_p} \\ Z_{\delta_p} \\ [M_{\delta_p} + Z_{\delta_p} M_{\dot{w}}] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 144.8262 \\ 0 \\ -7.2413 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

واضح است که ضریب تغییر نیرو روتور در راستای افقی، X_{δ_r} ، برابر صفر است. همچنین با فرض آنکه تغییرات نیرو فقط به منظور تغییر ارتفاع باشد لذا $F_1 - F_2 + F_3 - F_4 = \tau_2$ مقداری ثابت است. بنابراین ممان در این راستا ثابت است و M_{δ_r} برابر صفر است. با استفاده از رابطه تجربی (۲-۴۶) می توان ضریب Z_{δ_r} را محاسبه کرد.

$$Z_{\delta_r} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{s \delta w(t)}{\delta_r(t)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(-k_m(1-\tau_a s))}{(1+\tau_m s)(1+\tau_a s) + k_m k_a (K i_0^{el})^2} = \frac{k_m}{\tau_m} \quad (2-46)$$

که در این رابطه k_m بهره مکانیکی بوده و τ_m ثابت زمانی مکانیکی است. $\frac{k_m}{\tau_m}$ برابر است با

$$\frac{k_m}{\tau_m} = \frac{\frac{1}{F}}{\frac{J}{F}} = \frac{1}{J} \quad (2-47)$$

که J ممان اینرسی روتور است و در بیشتر موارد بصورت تقریبی برابر یک دوازدهم ممان اینرسی کل

پهپاد محاسبه می شود [۱۹]. ضرایب تغییر نیرو روتورها به صورت زیر است.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ Z_{\delta_p} \\ Z_{\delta_p} M_{\dot{w}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 52.9497 \\ -2.4400 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

با استفاده از روابط (۲-۴۸)، (۲-۴۵)، (۲-۴۴) و (۲-۴۰) مدل خطی شده دینامیک طولی پهپاد هیبرید بدست می آید.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.1058 & 0.7157 & 0 & -9.8085 \\ -2.2025 & -9.2883 & 18.00 & -0.1712 \\ 0.1075 & -21.7322 & -17.5922 & 0.0095 \\ 0 & 0 & 1.00 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.0494 & 144.8262 & 0 \\ -3.8501 & 0 & 52.9497 \\ 3.2028 & -7.2413 & -2.440 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_p \\ \delta_r \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-49)$$

فصل سوم

کنترل تطبیقی مدل مرجع

لیاپانوف پایه چند متغیره

۱-۳ مقدمه

همانطور که در فصل اول اشاره شد، روش مدل مرجع تطبیقی یکی از روش های شاخص کنترل تطبیقی است که کاربرد فراوانی دارد. پس از آنکه این روش برای سیستم های یک ورودی - یک خروجی معرفی شد، مقالات متعددی درباره گسترش این روش برای سیستمهای چند متغیره ارائه شد که از مهمترین آنها می توان به مقالات الیوت و ولویچ [۲۰]، سینگ و نارندرا [۲۱] تائو و لوانو [۲۲] اشاره کرد.

برای اولین بار در سال ۱۹۹۵ روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره با در نظر گرفتن نامعین بودن ماتریس بهره فرکانس بالا توسط بودسن و متلین ارائه شد [۲۳]. این روش سنگ بنای روش های بر اساس تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا قرار گرفت. پس از آن گودوین و ولر این روش را بر اساس ماتریس بهره فرکانس بالا به فرم LU ارائه کردند [۲۴]؛ این روش به دلیل محدودیت های فراوان برای سیستم های محدودی قابل پیاده سازی است. برای گسترش این روش و کاهش محدودیت ها ایمای و همکاران روشی بر اساس تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا به فرم LDU و SDU معرفی کردند [۲۵]. در تجزیه به فرم LDU، L یک ماتریس یکه پایین مثلثی، U یک ماتریس یکه بالا مثلثی و D یک ماتریس قطری شامل ضرایبی از کدهای اصلی ماتریس بهره فرکانس بالا است و علامت های تاثیرگذار در قوانین تطبیق برگرفته از مولفه های این ماتریس است. پس از این، بیشتر تلاش ها در راستای ارائه پارامتری سازی جدید به منظور کاهش محدودیت های روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره بر مبنای تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا صورت گرفت؛ از مهمترین این تحقیقات می توان به روش ارائه شده توسط تائو که بر اساس تجزیه به فرم LDS عمل می کند [۲۶] و روش رومان کاستا و همکاران که بر اساس تجزیه به فرم SDU عمل می کند [۲۷]، نام برد. اگرچه هر دو روش یاد شده، محدودیت های ساختاری در مورد مدل مرجع پیشنهادی دارند اما محدودیت های سیستم مورد بررسی که در تحقیقات پیش از آن وجود داشت را کاهش دادند؛ البته این نکته را باید یادآور شد که در زمینه کنترل تطبیقی

مدل مرجع تاکنون، روشی جامع که قابلیت پیاده‌سازی برای تمامی سیستم‌های چندمتغیره کنترل‌پذیر و مشاهده‌پذیر را داشته باشد، ارائه نشده است.

در این فصل قصد داریم یک روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه، بر اساس تجزیه ماتریس بهره‌فرکانس بالا ارائه کنیم. روشی که در این پایان‌نامه معرفی می‌شود در مقایسه با تمامی روش‌های ارائه شده پیش از این از محدودیت‌های کمتری برخوردار است و می‌تواند برای طیف گسترده‌تری از سیستم‌ها پیاده‌سازی شود.

در بخش‌های بعد ابتدا مقدمات و محدودیت‌ها ذکر می‌شود، پس از آن نحوه انتخاب مدل مرجع و روش کنترل بیان شده و در نهایت مزایای کنترل‌کننده ارائه شده بررسی می‌شود.

۳-۲ مقدمات و محدودیت‌ها

فرض کنید سیستم کنترل‌پذیر و مشاهده‌پذیر m ورودی m - خروجی در فرم فضای حالت بصورت زیر باشد:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3-1)$$

که در آن $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ، $y(t) \in \mathbb{R}^m$ و $u(t) \in \mathbb{R}^m$ به ترتیب خروجی سیستم، متغیرهای حالت سیستم و ورودی سیستم و n تعداد متغیرهای حالت سیستم است، همچنین ماتریس‌های $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ، $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ و $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ، ماتریس پارامترهای سیستم است که در این روش ثابت و نامعین در نظر گرفته می‌شوند.

ماتریس تابع تبدیل سیستم $G(s)$ برابر با $C(SI - A)^{-1}B$ است. فرض کنید $G(s)$ به شکل زیر نمایش داده شود:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1} & \cdots & g_{mm} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

برای پیاده سازی این روش کنترلی، سیستم باید دارای شرایط زیر باشد:

الف) در این روش باید در هر ردیف از $G(s)$ ، تابع تبدیلی که دارای کمترین درجه نسبی است روی قطر اصلی ماتریس قرار بگیرد.

در صورتی سیستم معرفی شده این شرط را دارا نباشد می توان برخی از سیستم ها را با راهکار زیر به فرم مطلوب درآورد:

رابطه یک سیستم چند متغیره را به فرم زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1} & \cdots & g_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

با استفاده از دو روش جابه جایی سطری و یا جابه جایی ستونی می توان g_{ij} ها را جابه جا کرد:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{جابه جایی سطری:} \\ \text{جابه جایی ستونی:} \end{array} \right. \begin{cases} \begin{bmatrix} y_2 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{21} & \cdots & g_{2m} \\ g_{11} & \cdots & g_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1} & \cdots & g_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{12} & g_{11} & \cdots & g_{1m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m2} & g_{m1} & \cdots & g_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-4)$$

ب) g_{ii} ها باید مینیمم فاز باشد. (قسمت حقیقی صفرهای آن منفی باشد).

همچنین فرضیات زیر نیز در نظر گرفته می شود:

الف) اندیس مشاهده پذیری (۷) مشخص باشد.

اندیس مشاهده پذیری از طریق ماتریس زیر تعیین می شود، بطوریکه با انتخاب کوچکترین v ماتریس رتبه کامل باشد [۲۸].

$$O_v = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{v-1} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

ب) علامت کپادهای اصلی ماتریس بهره فرکانس بالا معلوم باشد.

این ماتریس در بخش ۳-۴ معرفی خواهد شد.

۳-۳ انتخاب مدل مرجع

در این روش برای انتخاب مدل مرجع محدودیت‌های ساختاری وجود دارد، البته این محدودیت ساختاری به صورتی نیست که طراح نتواند مقاصد کنترلی خود را در طراحی حلقه بسته اعمال کند.

فرض کنید رابطه ورودی-خروجی یک مدل مرجع به صورت زیر تعریف شود:

$$y_M(t) = W_M(s) r(t) \quad (3-6)$$

در آن $y_M(t) \in \mathbb{R}^m$ و $r(t) \in \mathbb{R}^m$ به ترتیب خروجی مدل مرجع و ورودی مرجع هستند و تابع تبدیل آن، $W_M(s)$ ، به شکل زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$W_M(s) = \text{Diag} \left\{ \frac{b_i}{(s+a_i)^{rd_i}} \right\}, [i = 1, 2, \dots, m] \quad (3-7)$$

که rd_i درجه نسبی $g_{ii}(s)$ است و $b_i, a_i > 0$ توسط طراح انتخاب می‌شود.

۳-۴ روش کنترل

خطای ردیابی خروجی، $e(t) \in \mathbb{R}^m$ برابر است با

$$e(t) = y(t) - y_M(t) \quad (3-8)$$

هدف اصلی در کنترل تطبیقی مدل مرجع آن است که $e(t) \rightarrow 0$ هنگامی که $t \rightarrow \infty$.

فرض کنید، سیگنال کنترلی، $u^*(t)$ وجود دارد که این هدف را برآورده می‌سازد، در این صورت داریم:

$$y(t) = G(s)u^*(t) = W_M(s) r(t) = y_M(t) \quad (3-9)$$

اگر در نظر بگیریم که $u^*(t)$ ساختاری مطابق زیر داشته باشد:

$$u^* = \theta_1^{*T} w_1 + \theta_2^{*T} w_2 + \theta_3^* y + \theta_4^* r \quad (3-10)$$

که $\theta_1^*, \theta_2^* \in \mathbb{R}^{m(v-1) \times m}$ ، $\theta_3^* \in \mathbb{R}^{m \times m}$ و $\theta_4^* = K_p^{-1}$ است. همچنین $w_1 \in \mathbb{R}^{m(v-1)}$ ، $w_2 \in \mathbb{R}^{m(v-1)}$ بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$w_1 = \frac{A(s)}{\Lambda(s)} u, \quad w_2 = \frac{A(s)}{\Lambda(s)} y; \quad \begin{cases} A(s) = [I_{m \times m} \ I_{m \times m} s \ \dots \ I_{m \times m} s^{v-2}]^T \\ \Lambda(s) = \lambda_0 + \lambda_1 s + \dots + s^{v-1} \text{ is Hurwitz} \end{cases} \quad (3-11)$$

و ماتریس بهره فرکانس بالا، $K_p \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ، برابر با $\lim_{s \rightarrow \infty} W_M(s)^{-1} G(s)$ است [۲۶]. که در این روش تنها فرض می‌شود علامت‌های کهدهای اصلی آن مشخص باشد و مقدار پارامترهای آن ثابت و نامعین است.

اگر $\theta^{*T} = [\theta_1^{*T} \ \theta_2^{*T} \ \theta_3^* \ \theta_4^*]$ و $W = [w_1^T \ w_2^T \ y^T \ r^T]^T$ تعریف شوند، رابطه (۳-۱۰) به رابطه زیر تبدیل می‌شود.

$$u^* = \theta^{*T} W \quad (3-12)$$

از رابطه (۳-۹) می‌توان برداشت کرد که $r(t) = W_M^{-1}(s) G(s) u(t)$ است؛ با جایگذاری آن در رابطه (۳-۱۰) داریم:

$$u^* = \theta_1^{*T} w_1 + \theta_2^{*T} w_2 + \theta_3^* y + \theta_4^* W_M^{-1}(s) G(s) u \quad (3-13)$$

را به دو طرف رابطه اضافه می‌کنیم:

$$u^* + K_p^{-1} r = \theta_1^{*T} w_1 + \theta_2^{*T} w_2 + \theta_3^* y + K_p^{-1} r + K_p^{-1} W_M^{-1}(s) G(s) u \quad (3-14)$$

با استفاده از رابطه (۳-۱۲) داریم:

$$u^* + K_p^{-1} r = \theta^{*T} W + K_p^{-1} W_M^{-1}(s) G(s) u \quad (3-15)$$

دو طرف رابطه (۳-۱۵) را در عبارت $W_M(s)K_p$ ضرب می کنیم:

$$W_M(s)K_p u^* + W_M(s)r = W_M(s)K_p(\theta^{*T}W) + G(s)u \quad (۳-۱۶)$$

می دانیم در سیستم حلقه بسته $u^* = u$ است، در نتیجه:

$$G(s)u - W_M(s)r = W_M(s)K_p u - W_M(s)K_p(\theta^{*T}W) \quad (۳-۱۷)$$

با استفاده از $y_M(t) = W_M(s)r(t)$ و $y(t) = G(s)u(t)$ و $e(t) = y(t) - y_M(t)$ و جایگذاری آن در رابطه (۳-۱۷) داریم:

$$e(t) = W_M(s)K_p u - W_M(s)K_p \theta^{*T}W = W_M(s)K_p [u - \theta^{*T}W] \quad (۳-۱۸)$$

فرض کنید، سیگنال $F(t) \in \mathbb{R}^m$ وجود دارد که شامل خطای ردیابی خروجی و مشتقات آن می شود.

$$F(t) = \bar{\Lambda}(s) e(t) \quad (۳-۱۹)$$

$\bar{\Lambda}(s) \in \mathbb{R}^{m \times m}$ برابر است با

$$\bar{\Lambda}(s) = \text{Diag}\{\bar{\Lambda}_{ii}(s)\} \quad (۳-۲۰)$$

که $\bar{\Lambda}_{ii}(s) = \lambda_{rd_i-1}s^{rd_i-1} + \lambda_{rd_i-2}s^{rd_i-2} + \dots + \lambda_0$ است. علامت ضرایب این چندجمله ای

$\lambda_k \geq 0$, و مقدار آن طوری انتخاب می شود تا تابع تبدیل

$\bar{\Lambda}(s)W_M(s)$ اکیدا حقیقی مثبت شود.

رابطه (۳-۱۸) را بازنویسی می کنیم:

$$F(t) = \bar{\Lambda}(s)W_M(s)K_p [u - \theta^{*T}W] \quad (۳-۲۱)$$

به منظور ارائه یک پارامتری سازی جدید، از لم مورس استفاده می کنیم.

لم: هر ماتریس حقیقی K_P با ابعاد $m \times m$ با کهدهای اصلی غیرصفر را می توان به صورت

$$K_P = SDU \quad (3-22)$$

نشان داد که در آن S ماتریس مثبت معین، D ماتریس قطری و U ماتریس بالا مثلثی است [29].

رابطه (3-22) را در رابطه (3-21) جایگذاری می کنیم:

$$\begin{aligned} F(t) &= \bar{\Lambda}(s)W_M(s)SDU[u - \theta^{*T}W] \\ &= \bar{\Lambda}(s)W_M(s)SD[UU - U\theta^{*T}W] \end{aligned} \quad (3-23)$$

می توان در نظرگرفت $Uu = u - (I - U)u$ آنگاه

$$F(t) = \bar{\Lambda}(s)W_M(s)SD[u - (U\theta^{*T}W + (I - U)u)] \quad (3-24)$$

برای عبارت $U\theta^{*T}W + (I - U)u$ یک پارامتری سازی جدید ارائه می دهیم:

$$U\theta^{*T}W + (I - U)u \equiv \theta^{*T}\Omega = [\theta_1^{*T}\Omega_1 \quad \theta_2^{*T}\Omega_2 \quad \dots \quad \theta_m^{*T}\Omega_m]^T \quad (3-25)$$

که $\theta^{*T}\Omega \in \mathbb{R}^m$ و $\Omega_i \in \mathbb{R}^{(2mv+m-i) \times 1}$ برابر است با

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= [W^T \quad u_2 \quad u_3 \quad \dots \quad u_m]^T \\ \Omega_2 &= [W^T \quad u_3 \quad \dots \quad u_m]^T \\ &\vdots \\ \Omega_{m-1} &= [W^T \quad u_m]^T \\ \Omega_m &= [W^T]^T \end{aligned} \quad (3-26)$$

رابطه (3-25) را در رابطه (3-24) جایگذاری می کنیم:

$$F(t) = \bar{\Lambda}(s)W_M(s)SD[u - \theta^{*T}\Omega] \quad (3-27)$$

اگر $\bar{\Lambda}(s)W_M(s)S$ به عنوان یک تابع تبدیل در نظرگرفته شود و یک فرم فضای حالت برای آن تعریف کنیم:

$$\begin{cases} \dot{Z} = A_z Z + B_z D[u - \theta^{*T} \Omega] \\ F = C_z Z \end{cases} \quad (3-28)$$

متغیرهای حالت برابر است با $Z = X - X_M$ که X شامل متغیرهای حالت سیستم و فیلترهای حالت $w_2 w_1$ است. $(X = [x^T \ w_1^T \ w_2^T]^T)$ و X_M مانند X ، برای حالات تحقق غیرمینیمال تابع تبدیل $\bar{\Lambda}(s)W_M(s)S$ تعریف می‌شود.

تابع تبدیل $\bar{\Lambda}(s)W_M(s)S$ اکیدا حقیقی مثبت است لذا بر اساس لم کالمن - یاکوبوویچ وجود دارد ماتریس $P > 0$ و $Q > 0$ که رابطه زیر

$$\begin{cases} A_z^T P + P A_z = -Q \\ P B_z = C_z^T \end{cases} \quad (3-29)$$

برای آن برقرار است [۳۰].

تابع لیاپانوف پیشنهادی را به صورت زیر معرفی می‌کنیم:

$$V = \frac{1}{2} [Z^T P Z + \sum_{i=1}^m \gamma_i^{-1} |d_i| \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i] \quad (3-30)$$

که $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ و γ_i پارامتر بهره تطبیق بوده و d_i عناصر روی قطر اصلی ماتریس D است.

از تابع لیاپانوف مشتق زمانی می‌گیریم.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{Z}^T P Z + \frac{1}{2} Z^T P \dot{Z} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{-1} |d_i| (\dot{\tilde{\theta}}_i^T \tilde{\theta}_i + \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i) \quad (3-31)$$

با استفاده از رابطه‌های (۲۹-۳) و (۲۸-۳)، رابطه (۳۱-۳) را بازنویسی می‌کنیم.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \dot{Z}^T Q Z + \frac{1}{2} \Omega^T \tilde{\theta} D F + \frac{1}{2} F^T D \tilde{\theta} \Omega + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{-1} |d_i| (\dot{\tilde{\theta}}_i^T \tilde{\theta}_i + \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i) \quad (3-32)$$

برای آنکه بتوانیم از خاصیت جابه‌جایی ضرب اسکالر استفاده کنیم. لازم است مشتق تابع لیاپانوف بصورت زیر بازنویسی شود:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -\frac{1}{2}\dot{Z}^T QZ + \sum_{i=1}^m F_i d_i \tilde{\Theta}_i^T \Omega_i + \gamma_i^{-1} |d_i| \tilde{\Theta}_i^T \dot{\tilde{\Theta}}_i \\ &= -\frac{1}{2}\dot{Z}^T QZ + \sum_{i=1}^m \gamma_i^{-1} |d_i| \tilde{\Theta}_i^T \left[\gamma_i \text{sign}(d_i) F_i \Omega_i + \dot{\tilde{\Theta}}_i \right]\end{aligned}\quad (3-33)$$

برای آنکه $\dot{V} \leq 0$ لازم است:

$$\sum_{i=1}^m \gamma_i^{-1} |d_i| \tilde{\Theta}_i^T \left[\gamma_i \text{sign}(d_i) F_i \Omega_i + \dot{\tilde{\Theta}}_i \right] = 0 \quad (3-34)$$

پس می‌توان نشان داد

$$\dot{\tilde{\Theta}}_i = \dot{\tilde{\Theta}}_i = -\gamma_i \text{sign}(d_i) F_i \Omega_i \quad ; i = 1, \dots, m \quad (3-35)$$

با این انتخاب، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\dot{Z}^T QZ \quad (3-36)$$

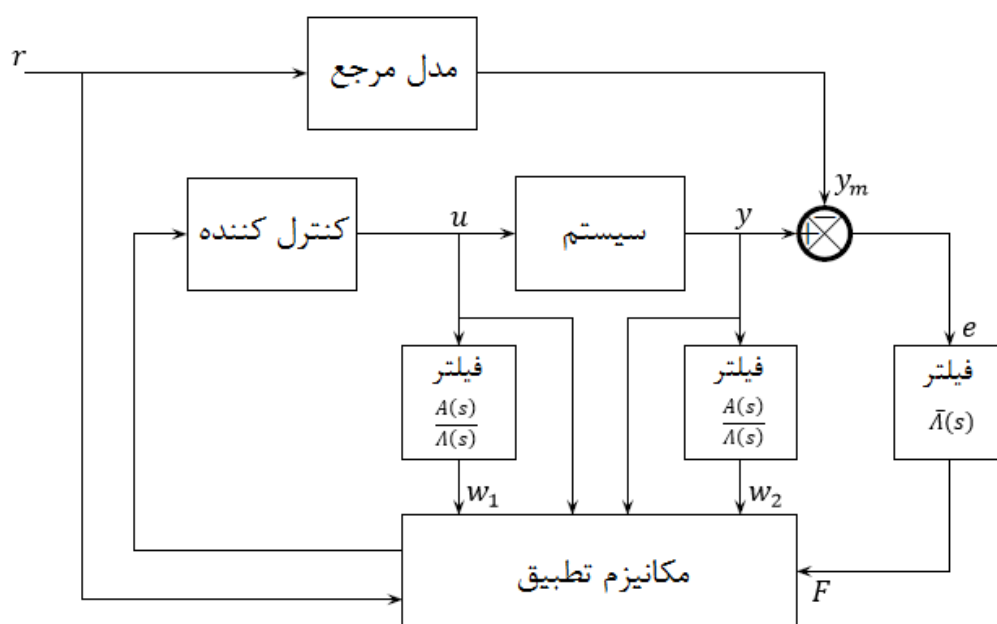
که مشتق تابع لیاپانوف نیم معین منفی است. برای آنکه نشان دهیم $\lim_{t \rightarrow \infty} F(t) \rightarrow 0$ از لم باربالات استفاده می‌کنیم؛ برای این منظور باید اثبات کرد که مشتق دوم تابع لیاپانوف کراندار است.

$$\dot{V} = \frac{1}{2}[-\dot{Z}^T QZ - Z^T Q\dot{Z}] \quad (3-37)$$

تابع تبدیل $\bar{\Lambda}(s)W_M(s)S$ ، یک تابع تبدیل پایدار است لذا متغیرهای حالت این سیستم یعنی Z ، محدود است. با توجه به آنکه $Z = X - X_M$ است و می‌توان گفت متغیرهای حالت X محدود است. بنابراین متغیرهای x و فیلترهای متغیر حالت w_1 و w_2 نیز محدود است. با محدود بودن w_2 ثابت می‌شود که y نیز محدود است. همچنین می‌دانیم که در روش کنترل تطبیقی مدل مرجع، ورودی مرجع، r ، محدود است؛ در نتیجه $W = [w_1^T \ w_2^T \ y^T \ r^T]^T$ نیز محدود است که نشان می‌دهد Ω_m نیز محدود است. Ω_m محدود ثابت می‌کند u_m محدود است. با این تفسیر Ω_{m-1} محدود است که

سبب می‌شود u_{m-1} محدود می‌شود؛ به همین ترتیب می‌توان نشان داد که سیگنال کنترلی محدود است و در نتیجه $F(t)$ محدود است. با استفاده از محدود بودن این سیگنال‌ها می‌توان ثابت کرد که مشتق دوم تابع لیاپانوف کراندار است پس سیگنال $F(t)$ به صفر همگرا می‌شود؛ که با توجه به ساختار این سیگنال، خطای ردیابی خروجی و مشتقات آن نیز به صفر همگرا می‌شود.

دیاگرام بلوکی این روش در شکل (۳-۱) نشان داده شده است.



شکل (۳-۱) دیاگرام بلوکی روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره لیاپانوف پایه

۳-۵ مزایای کنترل کننده

به طور کلی می‌توان مهمترین ویژگی‌های روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه را تضمین پایداری و دقت مناسب در ردیابی خروجی دانست. گسترش این روش برای سیستم‌های چند متغیره با توجه به آنکه بیشتر سیستم‌های دینامیکی موجود چند ورودی-چند خروجی هستند، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. وجود اثر متقابل (تداخل) بین کانال‌های ورودی-خروجی سبب شده است که ردیابی

مدل مرجع با دقت مناسبی همراه نباشد؛ موثرترین راهکاری که تاکنون برای بهبود عملکرد این روش ارائه شده است، استفاده از تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا است. اگر بخواهیم روش ارائه شده در این پایان‌نامه را با روش‌های دیگری که با موضوع کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره بر اساس تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا ارائه شده است، مقایسه کرده و مزایای آن را بیان کنیم، می‌توان این مقایسه را از دو دیدگاه کاهش محدودیت‌ها و بهبود نتایج انجام داد.

۱-۵-۳ کاهش محدودیت‌ها

در بیشتر روش‌هایی که پیش از این ارائه شده است، فارغ از نوع تجزیه (LDS، LDU یا SDU) فرض شده است که درجه نسبی تابع تبدیل‌های موجود در $G(s)$ برابر یک باشد. این مساله باعث شده است که سیستم‌های محدودی را بتوان کنترل کرد اما در این روش با ارائه راهکاری مناسب ضمن حفظ شرط محدود بودن عناصر ماتریس گین فرکانس بالا و غیر صفر بودن کدهای اصلی آن، می‌توان روش کنترلی را برای گستره بیشتری از سیستم‌های چند متغیره پیاده سازی کرد.

همچنین در برخی از روش‌ها ذکر شده است که تابع تبدیل‌های موجود در $G(s)$ باید مینیمم فاز باشد که برداشت ناقصی از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع ساستری و بودسون برای سیستم‌های یک ورودی- یک خروجی است [۳۱]. در این روش، این شرط اینگونه اصلاح شده است که تنها تابع تبدیل-هایی که کنترل روی آن صورت می‌گیرد، به عبارت دیگر تابع تبدیل‌هایی که روی قطر اصلی $G(s)$ قرار می‌گیرند، باید مینیمم فاز باشند. با اصلاح این شرط نیز محدودیت‌های اولیه کاهش می‌یابد.

۲-۵-۳ بهبود نتایج

در تمام روش‌هایی که پیش از این ارائه شده است، روابط تطبیق تنها بر اساس خطای ردیابی خروجی صورت گرفته است. درست است که این روابط می‌توانند خواسته‌های کنترلی را برآورده سازند اما دقت ردیابی و سرعت تطبیق از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. در این روش از یک چند جمله‌ای شامل خطای

ردیابی خروجی و مشتقات آن استفاده شده است که سبب افزایش دقت ردیابی و سرعت تطبیق شده است. صرف نظر از این موارد، فراجش‌ها و فروجش‌های پی‌درپی در ابتدای فرآیند کنترل را به شدت کاهش می‌دهد. با ارائه یک مثال اهمیت این موضوع را بیان می‌کنیم؛ در موضوع طراحی پهپاد دو مولفه اساسی کیفیت پرواز و کیفیت خوش‌دستی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. از موارد مهم مرتبط با این دو موضوع، عدم لرزش در بدنه و جلوگیری از شکست متعدد هوا است [۱۷]. وجود این فراجش‌ها و فروجش‌های متعدد می‌تواند، هر دو این مولفه‌های اساسی را تحت تأثیر قرار دهد. نکته دیگری که از چالش‌های مهم روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چندمتغیره است لحظه گذر از صفر خروجی است؛ در همسایگی این نقطه برای لحظاتی دقت ردیابی خروجی کاهش پیدا می‌کند که در این روش با توجه به استفاده از مشتقات خطای ردیابی خروجی، این نقیصه به صورت قابل توجهی کاسته شده است.

موارد ذکر شده در این بخش را در فصل چهارم با شبیه‌سازی روش کنترلی برای مدل دینامیکی کانال طولی پهپاد هیبرید نشان می‌دهیم.

فصل چهارم

پیاده سازی روش کنترل

۴-۱ مقدمه

در این فصل، ابتدا به بررسی شرایط پیاده سازی روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چند متغیره برای مدل دینامیکی کانال طولی پهناد نظارتی (هیبرید) می پردازیم، پس از آن مقادیر اولیه و پارامترهای تنظیم معرفی می شوند و در بخش آخر، نتایج شبیه سازی این روش را نشان می دهیم.

۴-۲ بررسی شرایط

در فصل دوم، مدل دینامیکی کانال طولی یک پهناد هیبرید را بدست آوردیم.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.1058 & 0.7157 & 0 & -9.8085 \\ -2.2025 & -9.2883 & 18.00 & -0.1712 \\ 0.1075 & -21.7322 & -17.5922 & 0.0095 \\ 0 & 0 & 1.00 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.0494 & 0 & 144.8262 \\ -3.8501 & 52.9497 & 0 \\ 3.2020 & -2.440 & -7.2413 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_p \\ \delta_r \\ \delta_e \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (۴-۱)$$

در این سیستم درجه نسبی تابع تبدیل های موجود در $G(s)$ عبارت است از

$$\begin{bmatrix} rd\{g_{11}\} & rd\{g_{12}\} & rd\{g_{13}\} \\ rd\{g_{21}\} & rd\{g_{22}\} & rd\{g_{23}\} \\ rd\{g_{31}\} & rd\{g_{32}\} & rd\{g_{33}\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (۴-۲)$$

لذا شرط درجه نسبی برقرار است.

قسمت حقیقی صفرهای تابع تبدیل های روی قطر اصلی را بررسی می کنیم.

$$\begin{cases} Real\{Z_{g_{11}}\} = \{-16.7630, -0.0527, -0.0527\} \\ Real\{Z_{g_{22}}\} = \{-35.3903, -0.1265\} \\ Real\{Z_{g_{33}}\} = \{-13.4396, -13.4396, -0.0014\} \end{cases} \quad (۴-۳)$$

همچنین اندیس مشاهده پذیری سیستم $v = 2$ است و علامت کهادهای اصلی ماتریس بهره فرکانس

بالا همگی مثبت است.

۳-۴ مقادیر اولیه و پارامترهای تنظیم

مدل مرجع با توجه به درجه نسبی تابع تبدیل‌ها بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$W_M(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s+1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(s+1)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{s+1} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

چند جمله‌ای $\bar{\Lambda}(s)$ بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\bar{\Lambda}(s) = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 5s + 24 & 0 \\ 0 & 0 & 4.7 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

همچنین مشخصه فیلترهای حالت $\Lambda(s) = s + 1$ و ماتریس بهره تطبیق $Y = I_{3 \times 3}$.

۴-۴ نتایج شبیه‌سازی

روش کنترلی را با استفاده از نرم افزار متلب با در نظر گرفتن دو نوع ورودی مرجع شبیه‌سازی می‌کنیم.

الف) ورودی مرجع ثابت $r = [1 \quad 2 \quad 1]^T$

در این حالت با در نظر گرفتن یک ورودی مرجع ثابت که منجر به ایجاد تغییرات ثابتی در خروجی

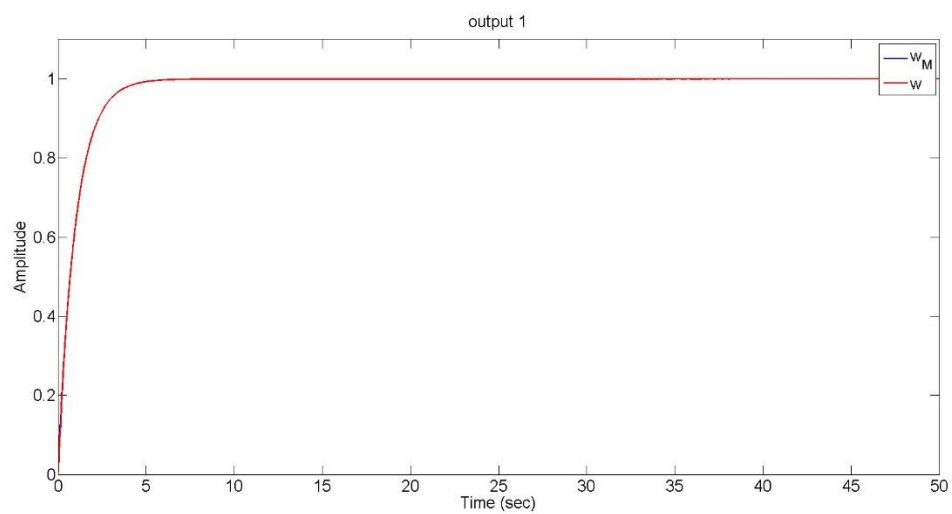
مرجع می‌شود، دقت ردیابی خروجی در تغییرات ثابت را ارزیابی می‌کنیم.

شکل‌های ۱-۴، ۲-۴ و ۳-۴ به ترتیب بیانگر ردیابی خروجی w ، خطای ردیابی خروجی w و سیگنال

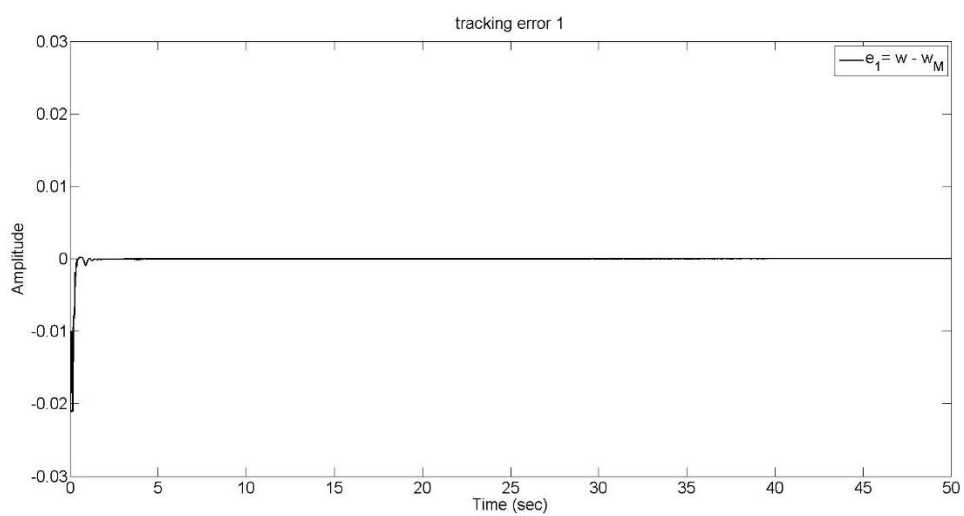
کنترلی u_1 است. با توجه به شکل ۱-۴ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار

۲-۴ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با ۰/۰۲۱ است؛ همچنین بیشترین درصد

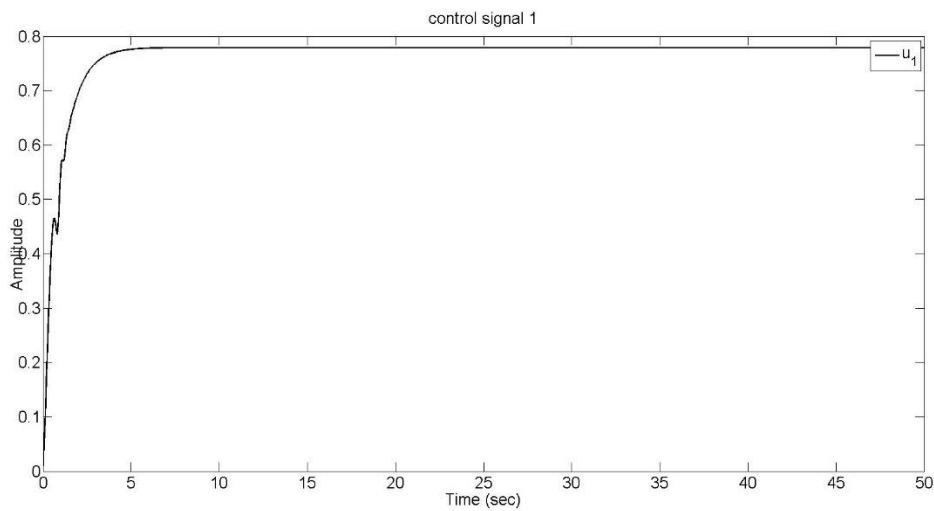
خطا پس از گذشت ۱ ثانیه از شبیه‌سازی و تطبیق اولیه پارامترها ۰/۰۵ درصد است.



شکل (۴-۱) نمودار ردیابی خروجی w به خروجی مرجع w_m (ورودی مرجع ثابت)

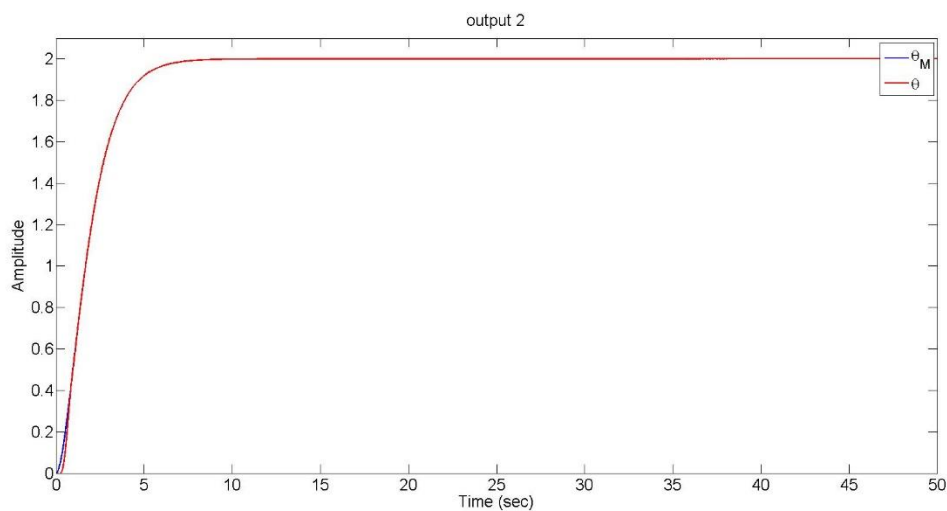


شکل (۴-۲) نمودار خطای ردیابی خروجی w (ورودی مرجع ثابت)

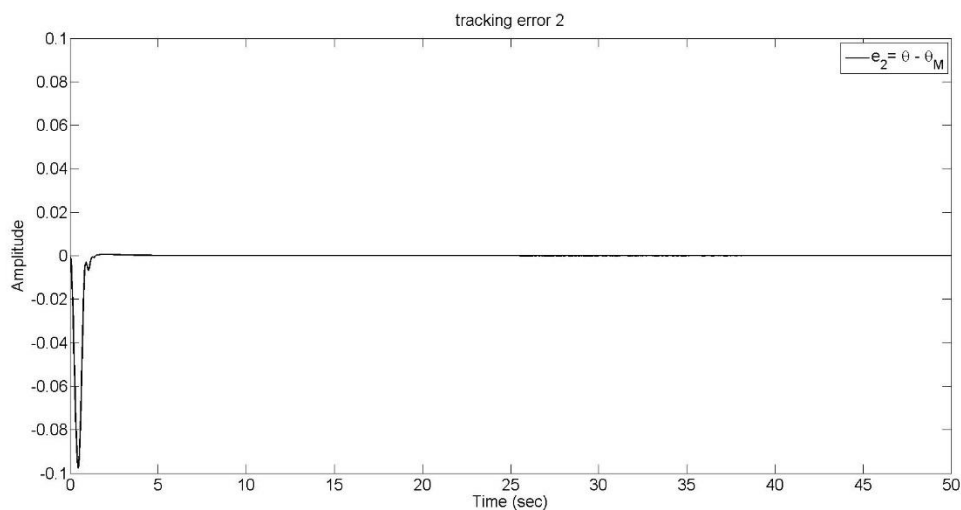


شکل (۴-۳) نمودار سیگنال کنترلی u_1 (ورودی مرجع ثابت)

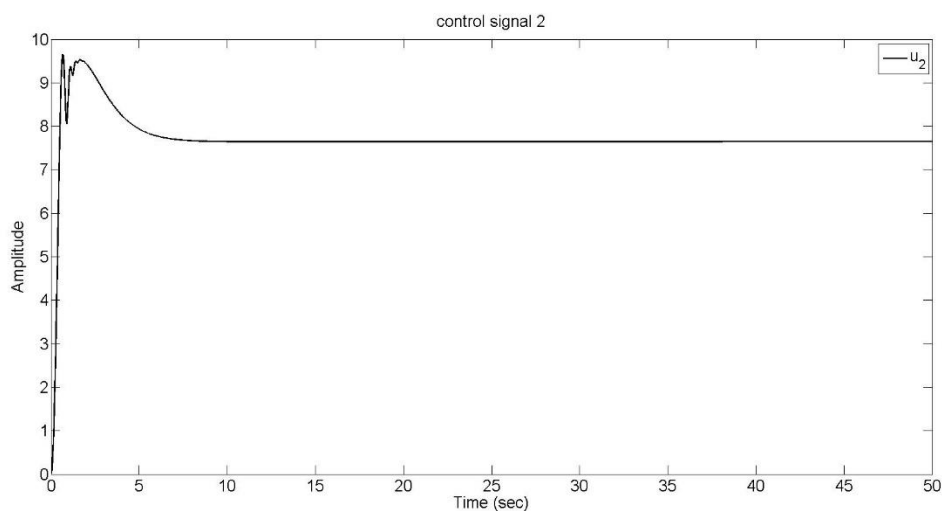
برای خروجی دوم، θ ، این نمودارها در شکل‌های ۴-۴، ۴-۶ و ۴-۶ به نمایش درآمده است. با توجه به شکل ۴-۴ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار ۵-۴ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با ۰/۰۹۸ است؛ همچنین بیشترین درصد خطا پس از گذشت ۱ ثانیه از شبیه‌سازی و تطبیق اولیه پارامترها ۱/۲۵ درصد است.



شکل (۴-۴) نمودار ردیابی خروجی θ (rad) به خروجی مرجع θ_m (ورودی مرجع ثابت)

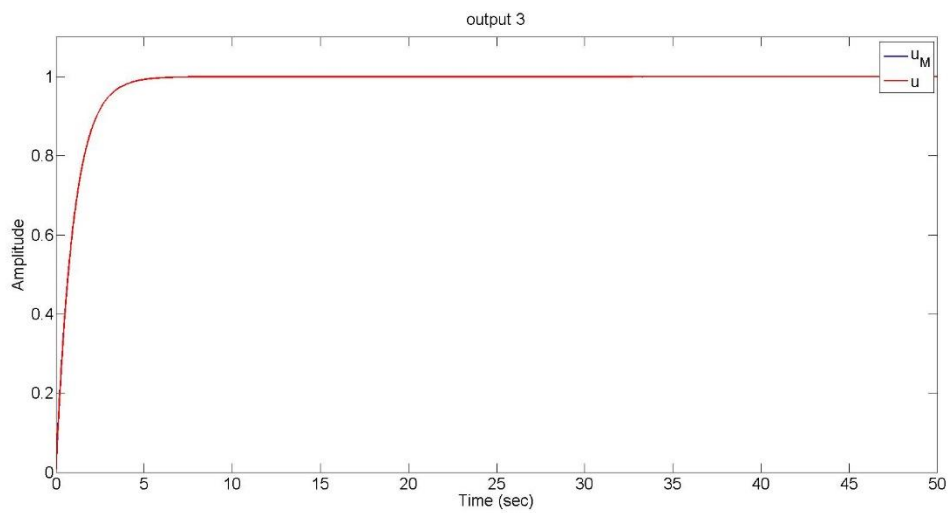


شکل (۴-۵) نمودار خطای ردیابی خروجی θ (ورودی مرجع ثابت)

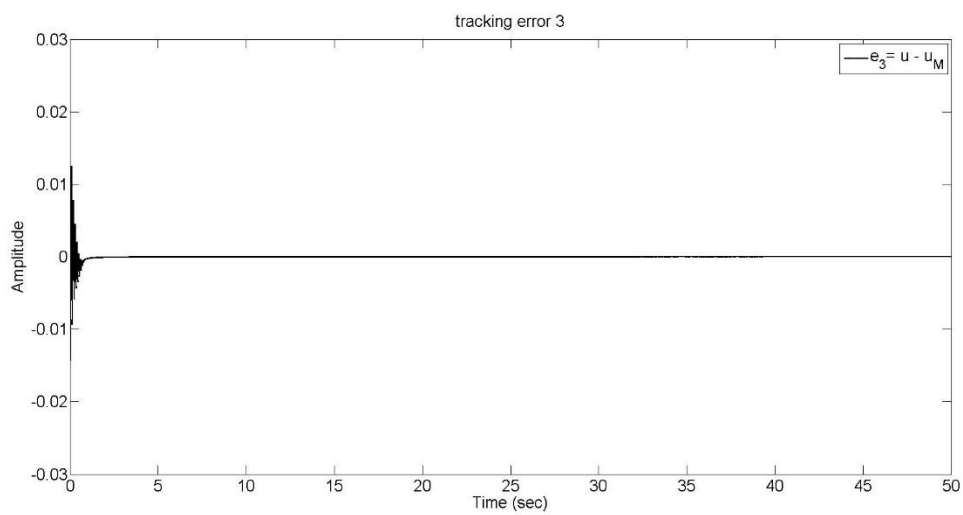


شکل (۴-۶) نمودار سیگنال کنترلی u_2 (ورودی مرجع ثابت)

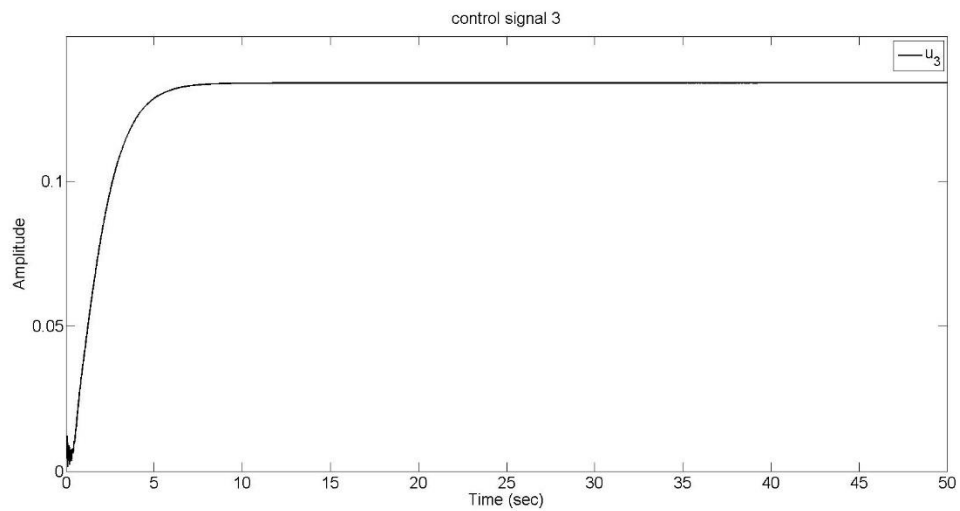
مشابه نمودارهای خروجی دوم، برای خروجی سوم، u ، در شکل‌های ۴-۷، ۴-۸ و ۴-۹ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۴-۷ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار ۴-۸ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با ۰/۰۱۵ است؛ همچنین بیشترین درصد خطا پس از گذشت ۱ ثانیه از شبیه‌سازی و تطبیق اولیه پارامترها ۰/۰۵ درصد است.



شکل (۴-۷) نمودار ردیابی خروجی u (m/s) به خروجی مرجع u_m (ورودی مرجع ثابت)

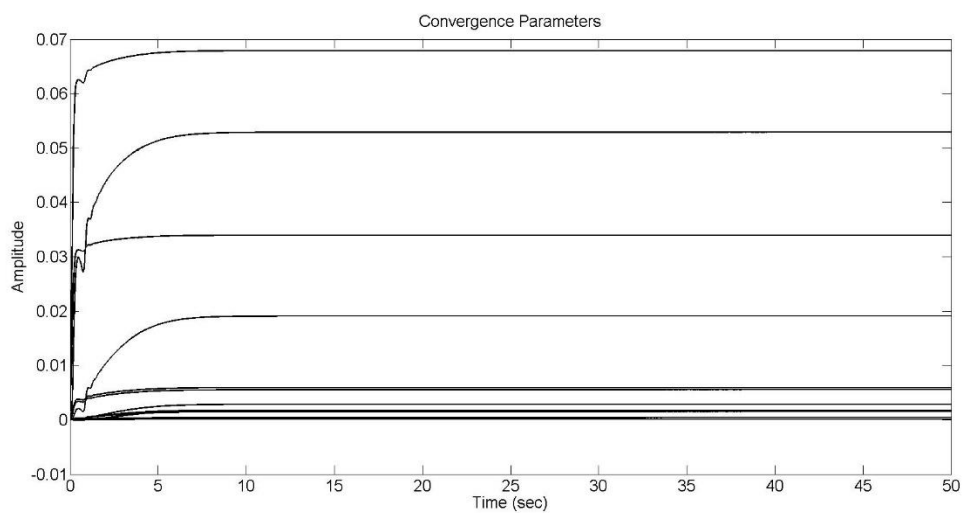


شکل (۴-۸) نمودار خطای ردیابی خروجی u (ورودی مرجع ثابت)

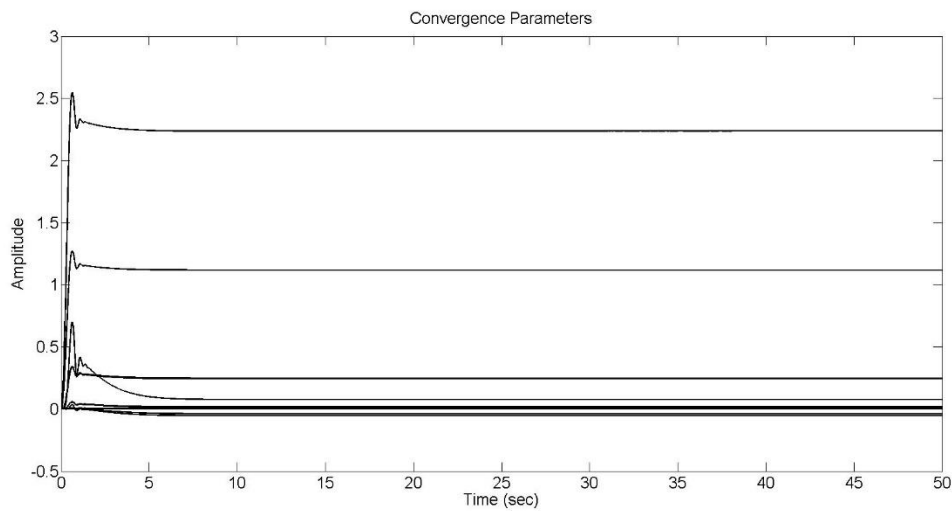


شکل (۴-۹) نمودار سیگنال کنترلی u_3 (ورودی مرجع ثابت)

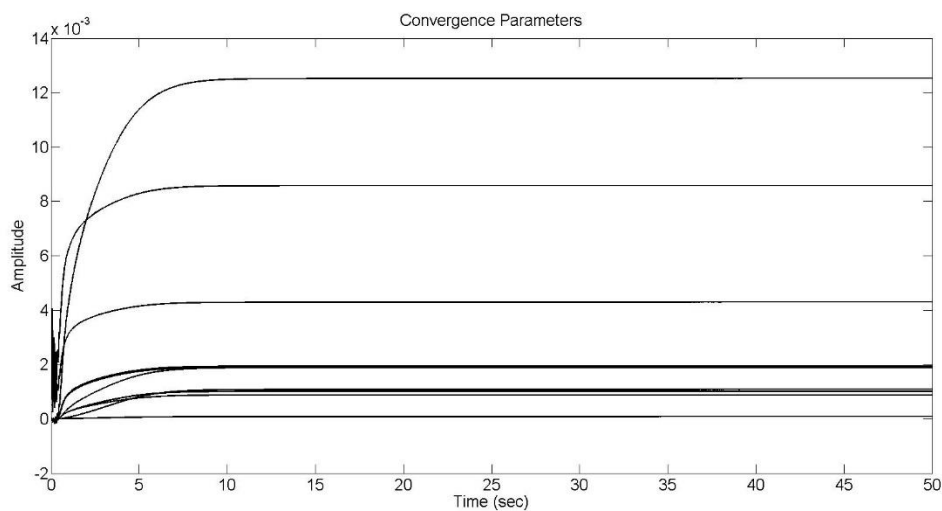
شکل‌های ۴-۱۰، ۴-۱۱ و ۴-۱۲ نشان می‌دهد که پارامترهای تطبیق به مقدار ثابت همگرا می‌شود؛ که این مساله تاییدی بر صحت نتایج ردیابی است. همانطور که در بخش ۳-۵-۲ به آن اشاره شد یکی از ویژگی‌های مهم در کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره سرعت تطبیق است؛ با توجه به این نمودارها می‌توان گفت که تطبیق پارامترها از سرعت قابل قبولی برخوردار است.



شکل (۴-۱۰) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_1 (ورودی مرجع ثابت)



شکل (۴-۱۱) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_2 (ورودی مرجع ثابت)

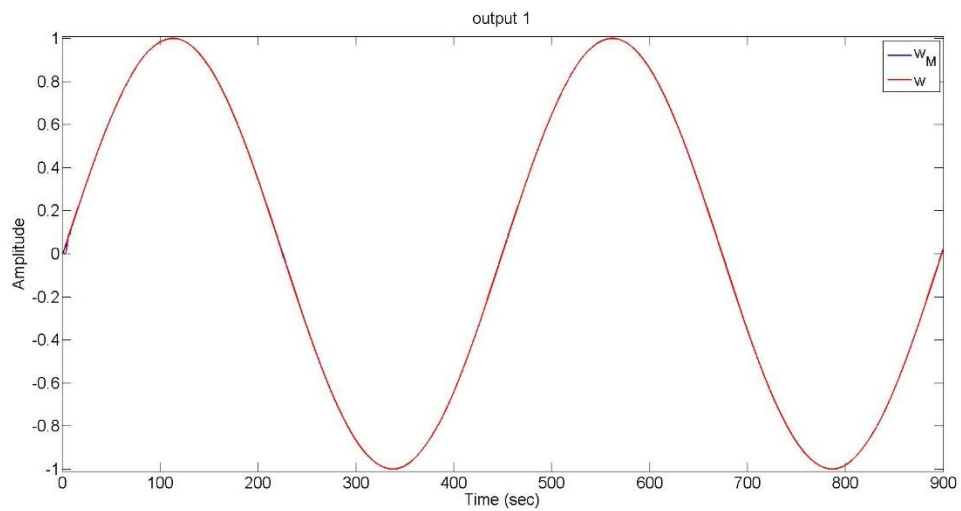


شکل (۴-۱۲) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_3 (ورودی مرجع ثابت)

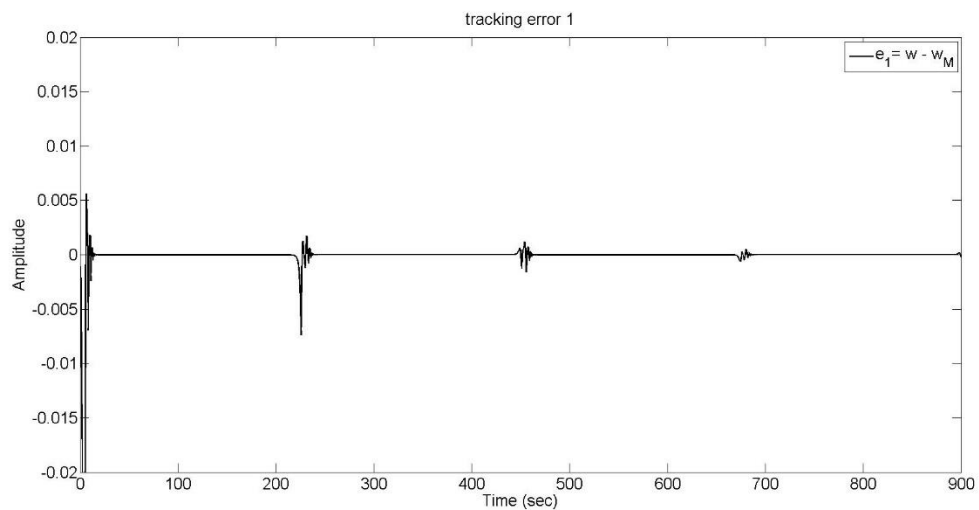
ب) ورودی متغیر $r = \sin(0.014t) [1 \ 2 \ 1]^T$

در این حالت با در نظر گرفتن یک ورودی مرجع سینوسی که منجر به ایجاد تغییرات سینوسی در خروجی مرجع می شود، دقت ردیابی خروجی در تغییرات سینوسی را ارزیابی می کنیم.

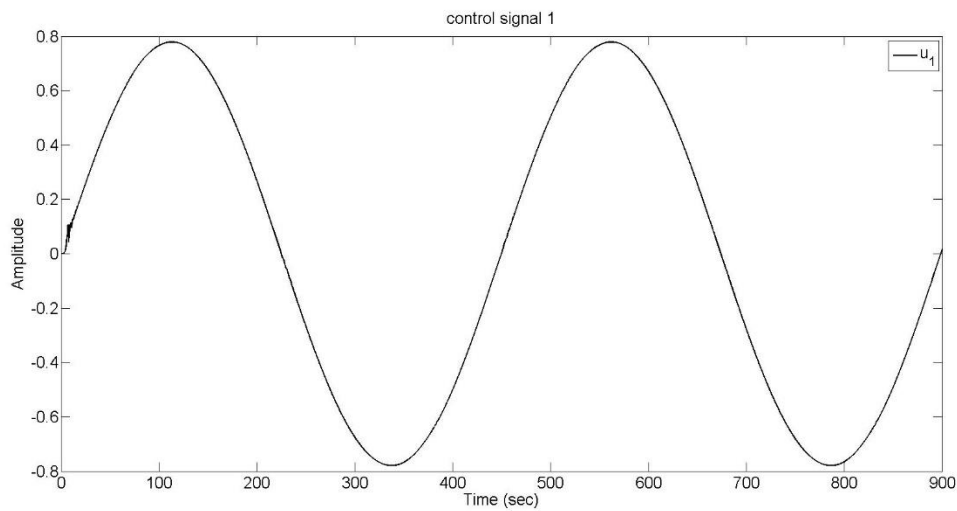
شکل‌های ۴-۱۳، ۴-۱۴ و ۴-۱۵ به ترتیب بیانگر ردیابی خروجی w ، خطای ردیابی خروجی w و سیگنال کنترلی u_1 است.



شکل (۴-۱۳) نمودار ردیابی خروجی w (m/s) به خروجی مرجع w_m (ورودی مرجع سینوسی)



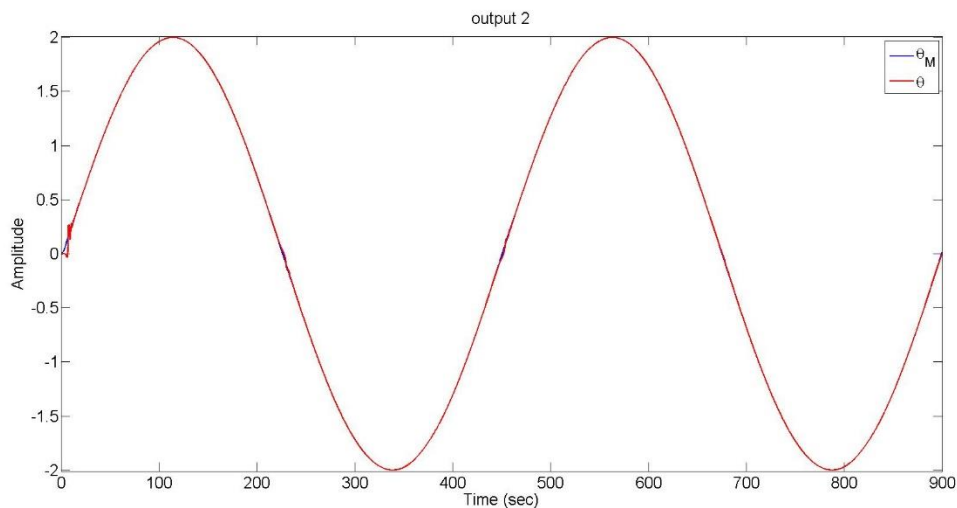
شکل (۴-۱۴) نمودار خطای ردیابی خروجی w (ورودی مرجع سینوسی)



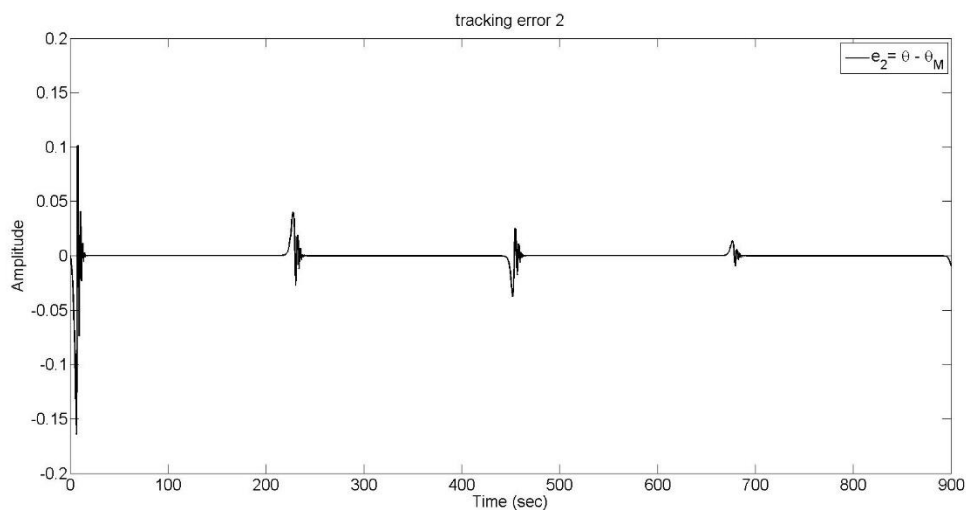
شکل (۴-۱۵) نمودار سیگنال کنترلی u_1 (ورودی مرجع سینوسی)

با توجه به شکل ۴-۱۳ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار ۴-۱۴ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با ۰/۰۲ است؛ همچنین بیشترین درصد خطا پس از تطبیق اولیه پارامترها و بدون در نظر گرفتن لحظه گذر از صفر خروجی ۰/۳۷ درصد است.

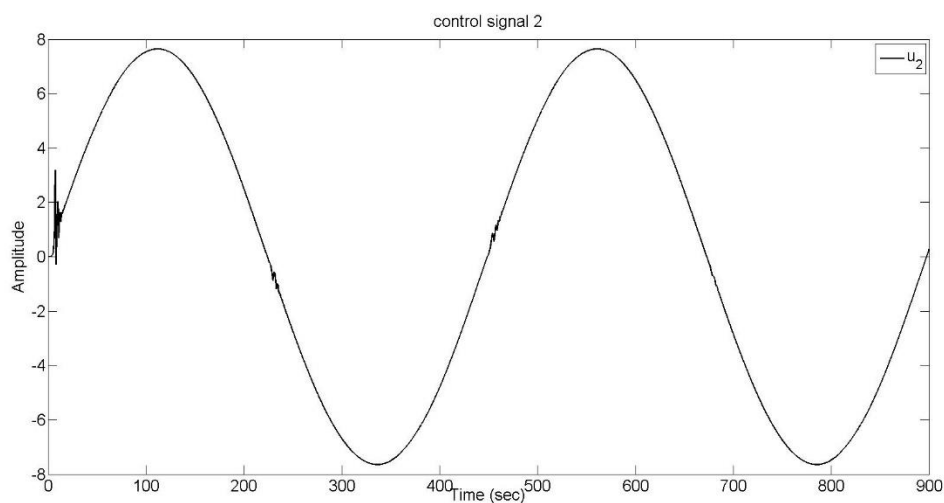
برای خروجی دوم، θ ، این نمودارها بصورت زیر است:



شکل (۴-۱۶) نمودار ردیابی خروجی θ (rad) به خروجی مرجع θ_m (ورودی مرجع سینوسی)



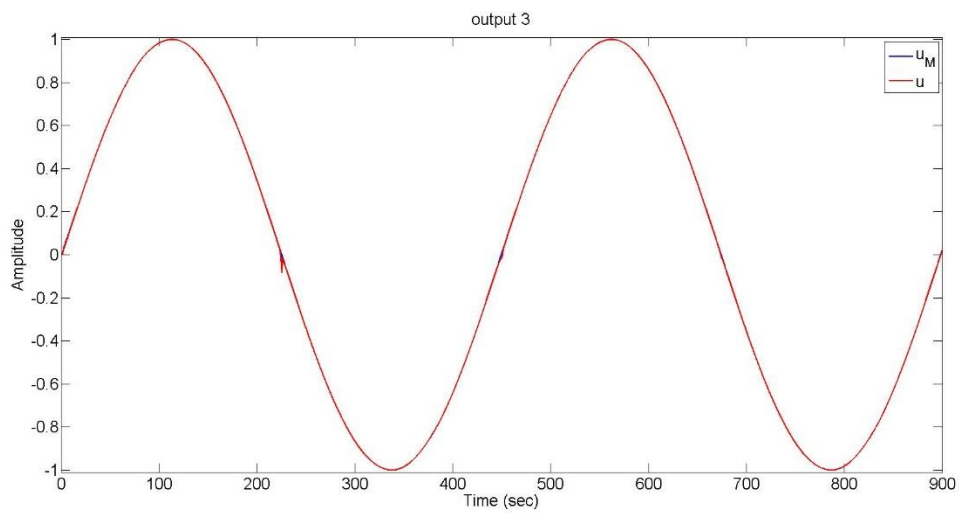
شکل (۴-۱۷) نمودار خطای ردیابی خروجی θ (ورودی مرجع سینوسی)



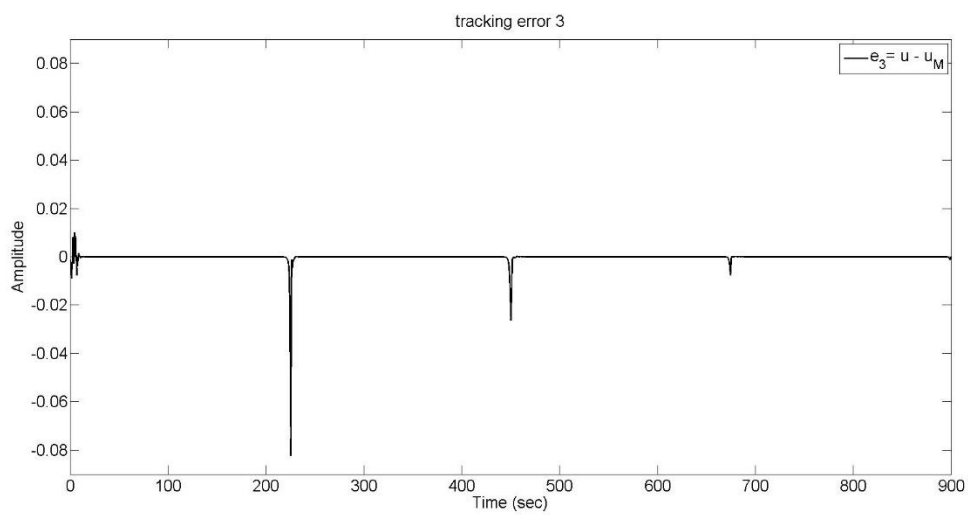
شکل (۴-۱۸) نمودار سیگنال کنترلی u_2 (ورودی مرجع سینوسی)

با توجه به شکل ۴-۱۶ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار ۴-۱۷ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با 0.16 است؛ همچنین بیشترین درصد خطا پس از تطبیق اولیه پارامترها و بدون در نظر گرفتن لحظه گذر از صفر خروجی $3/84$ درصد است.

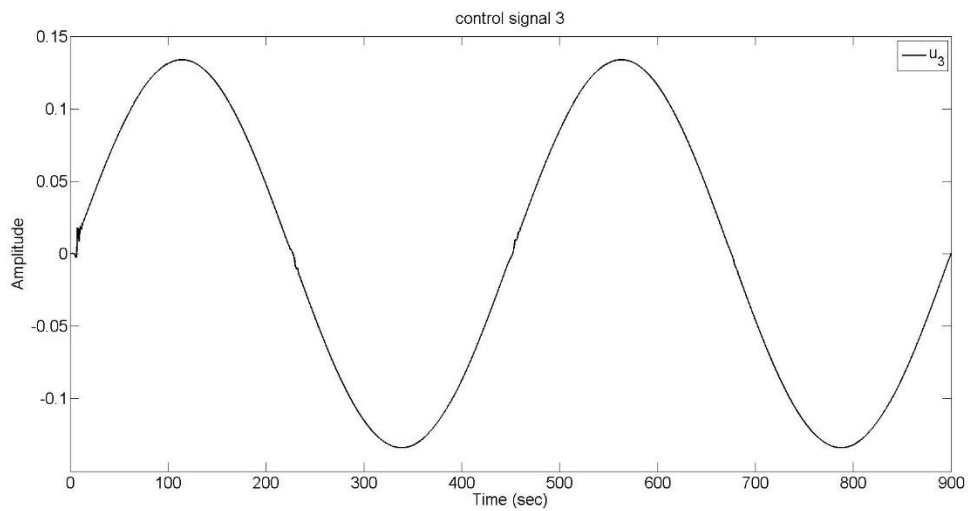
مشابه نمودارهای خروجی دوم، برای خروجی سوم، u ، در شکل‌های ۴-۱۹، ۴-۲۰ و ۴-۲۱ نشان داده شده است.



شکل (۴-۱۹) نمودار ردیابی خروجی u (m/s) به خروجی مرجع u_m (ورودی مرجع سینوسی)



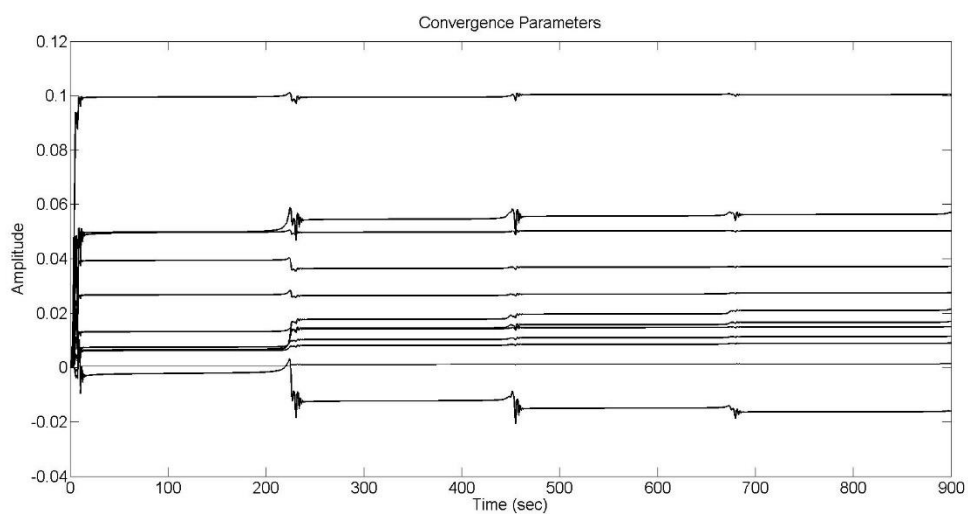
شکل (۴-۲۰) نمودار خطای ردیابی خروجی u (ورودی مرجع سینوسی)



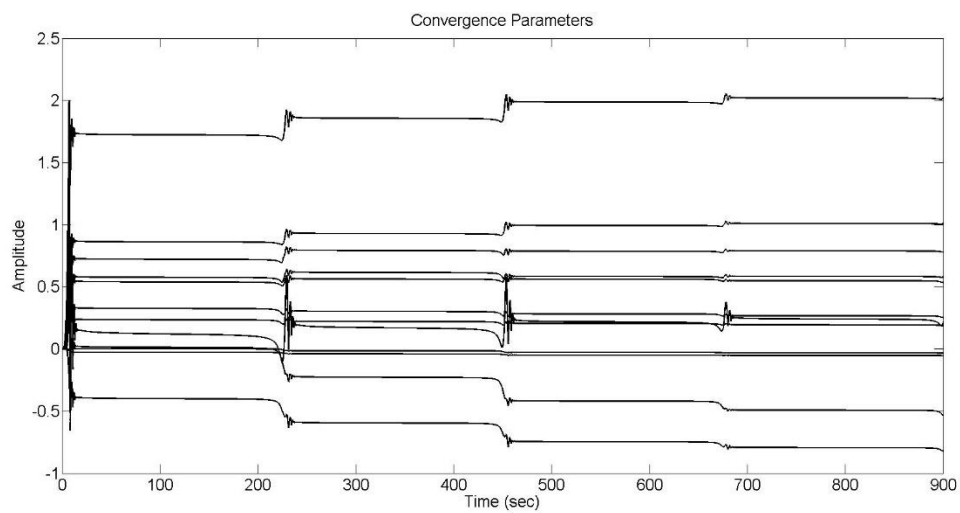
شکل (۴-۲۱) نمودار سیگنال کنترلی u_3 (ورودی مرجع سینوسی)

با توجه به شکل ۴-۱۹ می‌توان گفت ردیابی خروجی به خوبی انجام شده است و نمودار ۴-۲۰ نشان می‌دهد که بیشترین خطای ردیابی خروجی برابر با ۰/۰۸ است؛ همچنین بیشترین درصد خطا پس از تطبیق اولیه پارامترها و بدون در نظر گرفتن لحظه گذر از صفر خروجی ۰/۱۰ درصد است.

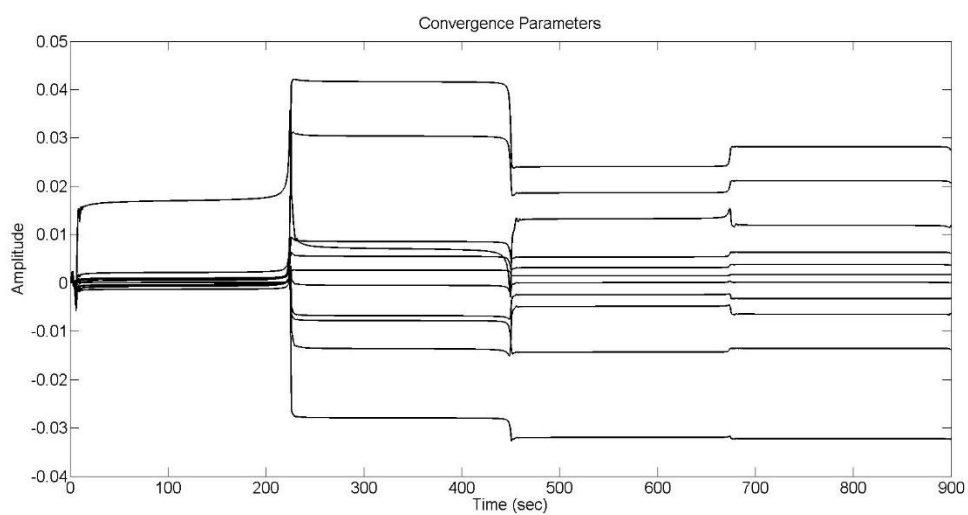
شکل‌های ۴-۲۲، ۴-۲۳ و ۴-۲۴ نشان می‌دهد که پارامترهای تطبیق به مقدار ثابت همگرا می‌شود؛ که این مساله تاییدی بر صحت نتایج ردیابی است.



شکل (۴-۲۲) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_1 (ورودی مرجع سینوسی)



شکل (۴-۲۳) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_2 (ورودی مرجع سینوسی)



شکل (۴-۲۴) همگرایی پارامترهای تطبیق θ_3 (ورودی مرجع سینوسی)

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱ مقدمه

در این فصل، در بخش اول به نتیجه‌گیری و جمع‌بندی پایان‌نامه خواهیم پرداخت. پس از آن در بخش دوم، پیشنهاداتی برای تحقیقات آینده ارائه خواهیم کرد.

۵-۲ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه، یک روش کنترل تطبیقی مدل مرجع لیاپانوف پایه چندمتغیره برای کانال طولی پهپاد نظارتی (هیبرید) ارائه شد. در ابتدای کار، با استفاده از معادلات نیرو، ممان و سینماتیک، دینامیک طولی این پهپاد را مدل‌سازی و آن را خطی‌سازی کردیم. با توجه به ساختار مدل دینامیکی کانال طولی پهپاد هیبرید، روش‌های کنترل تطبیقی مدل مرجع چند متغیره‌ای که پیش از این معرفی شده بودند، قابلیت پیاده‌سازی برای این سیستم را نداشتند؛ برای غلبه بر این مشکل یک روش کنترل تطبیقی مدل مرجع چندمتغیره ارائه شد. این روش کنترلی که بر پایه تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا عمل می‌کند با ارائه راهکاری مناسب توانست، محدودیت‌هایی که در روش‌های مشابه برای پیاده‌سازی این کنترل-کننده وجود داشت را کاهش دهد و طیف گسترده‌تری از سیستم‌ها، از جمله کانال طولی پهپاد هیبرید، را بتوان با آن کنترل کرد. از مهمترین معایب روش‌های مشابه می‌توان به وجود فراجهدش‌ها و فروجهدش‌های متعدد در ابتدای فرآیند تطبیق و کاهش محسوس دقت ردیابی در لحظه گذر از صفر خروجی اشاره کرد که تاثیرات منفی آن بر مولفه‌های کیفیت خوش‌دستی و کیفیت پرواز قابل مشاهده بود؛ در این روش با استفاده از ساختاری جدید در قواعد تطبیق و استفاده از سیگنالی شامل خطای ردیابی خروجی و مشتقات آن توانستیم بر این مشکلات غلبه کنیم. همچنین این کار سبب آن شد که سرعت تطبیق و دقت ردیابی را در مقایسه با روش‌های مشابه افزایش یابد.

۳-۵ پیشنهادات

معلوم فرض شدن علامت کهادهای اصلی ماتریس بهره فرکانس بالا، یکی از محدودیت‌هایی است که همچنان در روش کنترل تطبیقی مدل مرجع بر اساس تجزیه ماتریس بهره فرکانس بالا باقی مانده است؛ ارائه راهکاری که بتواند این محدودیت را حذف کند و یا ارائه روش شناسایی که تنها علامت کهادهای اصلی را شناسایی کند، می‌تواند ارزشمند باشد. یکی دیگر از مواردی که می‌توان به آن اشاره کرد، ارائه راهکاری است که وابستگی روش به درجه نسبی توابع تبدیل را به طور کلی از بین ببرد.

- [1] Austin R., 2011, "Unmanned Aircraft Systems", Wiley.
- [2] Valavanis K. and Vachtsevanos G. (Eds.), 2015, "Handbook of Unmanned Aerial Vehicles", Vol. 2, Springer Netherlands.
- [3] Eshel T., 2010, "IAI Introduces: Panther UAV – Electrically Powered Tilt-Rotor VT-UAV", *Defense Update*.
- [4] Byun Y., et al., 2016, "Conceptual Study of a Smart Docking System for VTOL-UAV", *Journal of Aerospace Engineering*, Vol. 29.
- [5] Whitaker H., et al., 1958, "Design of Model Reference Adaptive Control Systems for Aircraft", *MIT Press Instrumentation Laboratory: Cambridge, USA*.
- [6] Parks P., 1966, "Lyapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 11, pp. 362–367.
- [7] Åström K. and Wittenmark B., 1994, "Adaptive Control", *Prentice Hall*.
- [8] Black W., et al., 2014, "Adaptive Systems: History, Techniques, Problems and Perspectives", *Systems*, pp. 606-660.
- [9] Hadi G., et al., 2016, "Switching Control Approach for Stable Transition State Process on Hybrid Vertical Take-off and Landing UAV", *Journal of Unmanned System Technology*, pp. 51-56.
- [10] Marzat J., et al., 2012, "Model-based fault diagnosis for aerospace systems: a survey", *Journal of Aerospace Engineering*.
- [11] Riordan D., et al., 2016, "Theory and Practice of Aircraft Performance", *John Wiley and Sons*.
- [12] Oner K., et al., 2008, "Dynamic Model and Control of a New Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle with Tilt-Wing Mechanism", *International Journal of Mechanical, Aerospace, Industrial, Mechatronic and Manufacturing Engineering*, Vol. 2, pp. 1008-1013.
- [13] Caughey D., 2011, "Introduction to Aircraft Stability and Control", *Cornell University*.
- [14] Budiyo A., et al., 2015, "Design of Separate Lift and Thrust Hybrid Unmanned Aerial Vehicle", *The Journal of Instrumentation, Automation and Systems*, pp. 45-50.
- [15] Budiyo A., et al., 2016, "Flight Test Data Analysis of Hybrid Vertical Take-off and Landing Unmanned Aerial Vehicle", *The Journal of Instrumentation, Automation and Systems*, pp. 53-57.
- [16] Roskam J., 1999, "Airplane Design Part V: Component Weight Estimation", *Design, Analysis and Research Corporation*.

- [17] Beard R., T. McLain, 2012, "Small Unmanned Aircraft Theory and Practice", *Princeton University Press*.
- [18] N. Kumar & S. Jain, 2015, "Pole Placement Control Technique for Tracking Path Control of UAV by Longitudinal and Lateral Parameters Control", *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, Volume 3, pp. 5815 – 5821.
- [19] Papachristos CH., PhD. thesis, 2015, "Design, Control, and Autonomous Navigation of Tilt–Rotor Unmanned Aerial Vehicles", *Electrical & Computer Engineering. Depart. University of Patras*.
- [20] Elliot H., W. Wolovich, 1982, "A Parameter Adaptive Control Structure For Linear Multivariable Systems", *IEEE Trans. Autom.Control*, pp. 340-352.
- [21] Singh R., K. Narendra, 1984, "Prior Information in the Design of Multivariable Adaptive Controllers", *IEEE Trans. Autom.Control*, pp. 1108-1111.
- [22] Tao G., P. Loannou, 1988, "Robust Model Reference Adaptive Control for Multivariable Plants", *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 2, pp. 217-248.
- [23] Mathelin M., M. Bodson, 1995, "Multivariable Model Reference Adaptive Control without Constraints On the High-frequency Gain Matrix", *Automatica*, Volume 31, pp. 597 – 604.
- [24] Weller S., G. Goodwin, 1994, "Hysteresis Switching Adaptive Control of Linear Multivariable systems", *IEEE Trans. Autom.Control*, pp. 1360-1375.
- [25] Imai A., et al., 2001, "Multivariable MRAC Using High Frequency Gain Matrix Factorization", *Conference on Decision and Control*, pp. 1193-1198.
- [26] Tao G., 2003, "Adaptive Control Design and Analysis", *Wiley-IEEE Press*, chapter 9.
- [27] Costa R., et al., 2003, "Lyapunov-based adaptive control of MIMO systems", *Automatica*, Volume 39, pp. 1251 – 1257.
- [28] Albertos P., A. Sala, 2004, "Multivariable Control Systems: An Engineering Approach", *Springer Science & Business Media*.
- [29] Morse A., 1993, "A Gain Matrix Decomposition and Some of Its Applications", *Systems and Contr. Letters*.
- [30] Slotine E., et al., 1991, "Applied Nonlinear Control", *Prentice Hall*.
- [31] Sastry S., M. Bodson, 1989, "Adoptive Control: Stability, Convergence and Robustness", *Prentice-Hall Advanced Reference Series*.

Abstract

This thesis presents a model reference adaptive control methods for longitudinal channel of Surveillance Unmanned Aerial Vehicle (UAV). The surveillance UAV used in this thesis is a hybrid UAV. The control of hybrid UAVs is of particular importance because these UAVs have propulsion systems in vertical and horizontal direction. In the proposed model reference adaptive control method, the matrices of the system parameters are considered unknown and constant, only the sign of all leading principal minors of high frequency gain matrix are assumed to be known. The adaptive law is based on Lyapunov function that ensures closed-loop system stability and asymptotic output tracking. The parameterization used in this method is based on decomposition of the high frequency gain matrix as SDU form where S is a symmetric positive definite matrix, D is a diagonal matrix and U is a unity upper triangular matrix. In this method, the signal including the output tracking error and its derivatives is used instead of the output tracking error signal which has made its more accurate.

Keywords: Surveillance UAV; Hybrid UAV; High Frequency Gain; Multivariable Systems; SDU Decomposition; Model Reference Adaptive Control; MRAC;



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MSc Thesis

**Model Reference Adaptive Control for longitudinal channel of
Surveillance UAV**

By

Ali Faghfour

Supervisor

Dr. Ali Akbarzadeh Kalat

January 2018