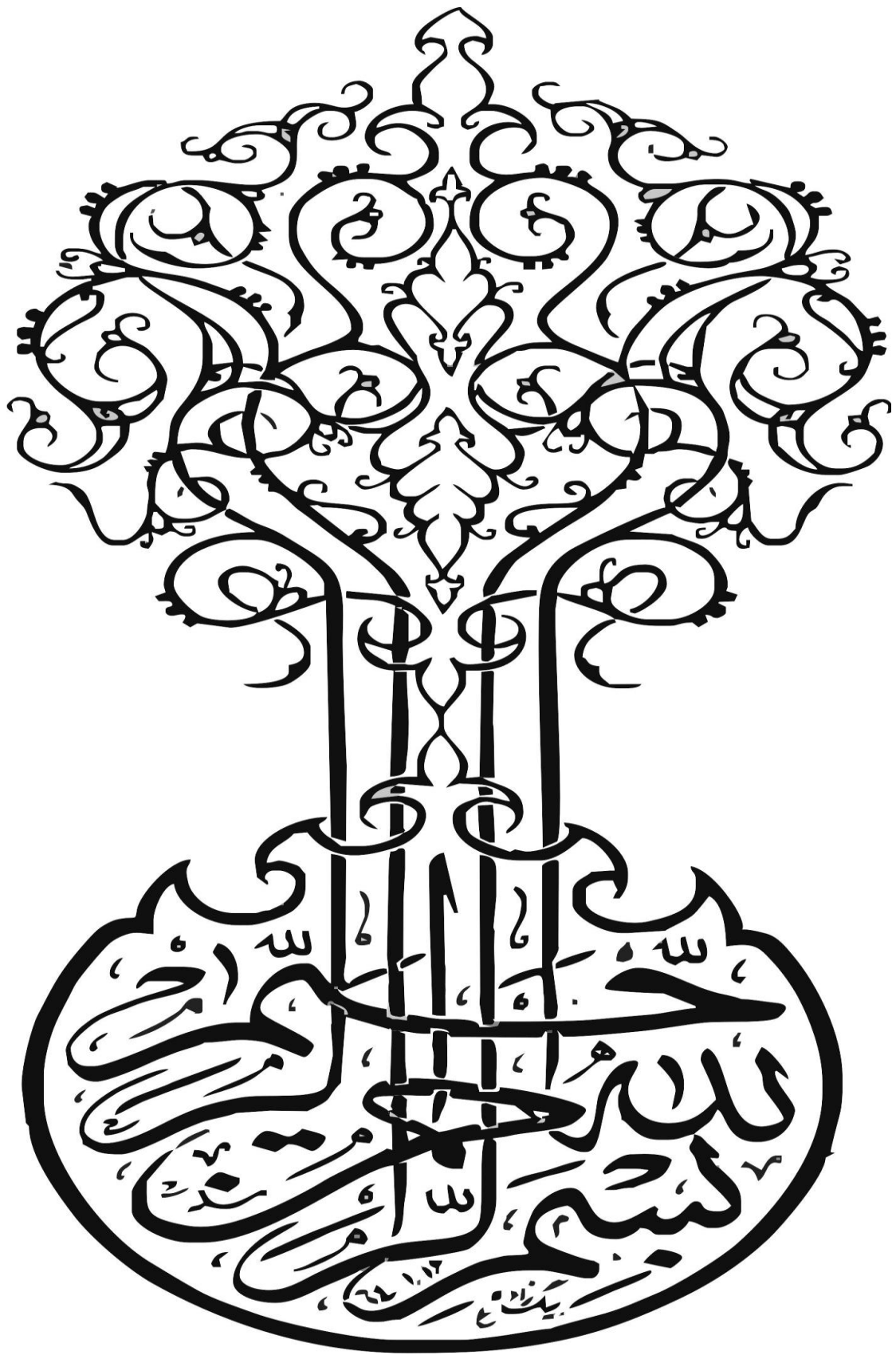






دانشکده مهندسی برق و رباتیک
پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

طراحی کنترل کننده فازی- تطبیقی برای ردیابی سیستم عمودپرواز
به کمک فیدبک خروجی

نگارنده:

محمد ریسی

استاد راهنما:

دکتر علی اکبرزده کلات

بهمن ۱۳۹۵



مدیریت تحصیلات تکمیلی

بسمه تعالی

شماره: ۱۴۵۵ / ت - ب
تاریخ: ۱۳۹۵/۱۱/۱۲

دیرایش: - - - - -

فرم شماره ۷: صورتجلسه دفاع از پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات معاونت متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خاتم آقای
محمد رئیس به شماره دانشجویی ۹۴۰۸۷۵۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترول که در تاریخ ۹۵/۱۱/۱۲

لغت عنوان:

طراحی کنترول کننده فازی - تطبیقی برای ردهایی سیستم عمود پرواز به کمک لیدینگ خروجی

با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

لیول (با درجه): <u>لیول خوب (۱۸.۴۲)</u>	☐ دفاع مجدد	☐ مردود
نوع تحقیق: ☒ نظری ☐ عملی		

۱- نظری (۱۹-۲۰)

۲- عملی (۱۶-۱۷)

۳- خوب (۱۸-۱۹)

۴- قابل قبول (۱۴-۱۵)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	معمد اکبرزاد، گل	استادیار	
۲- استاد راهنمای دوم	---	---	---
۳- استاد مشاور	---	---	---
۴- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	محمد علی محمدی	دانشیار	
۵- استاد منتحن اول	مستشار مهدی فاتح	استاد	
۶- استاد منتحن دوم	محمد علی محمدی	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:



تقدیم به مادر پدر عزیزم

خدای رابی شاکرم که از روی کرم پدر و مادری فداکار نصیبم ساخته تا در سایه درخت پر بار وجودشان بیایم و از ریشه آنها شاخ و برگ گیرم
و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم.

والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نشان دلیلی است بر بودنم چرا که این دو وجود پس از پروردگار مایه هستی ام بوده اند وستم
را گرفتند و راه رفتن را در این وادی زندگی پر از فراز و نشیب آموختند.

آموزگارانی که برایم زندگی؛ بودن و انسان بودن را معنا کردند

حال این برگ سبزی است تحفه درویش تقدیم آنان

سپاس خدا را که مغفوراخ، در ستودن او همانند و شمارندگان، شمران نعمت ها را و نذرانند و کوشندگان، حق او را گذردن نتوانند. و سلام و دورد بر مصد و خاندان پاک او، طاهران معصوم، هم آکنان که وجودمان و امدار وجودشان است؛ و نفرین پیوسته بر دشمنان ایشان تا روز رستاخیز □

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، اجل از آکنان است که در مقام قدر دانان از زحمات بر شائبه را، با زبان قاصر و دست ناتوان، چیز رینگاریم. اما از آکنانیر که تجلیل از معلم، سپاس از انسان است که هدف و غایت آفرینش را تا بیخ مر کند و سلامت امانت های را که به دست سپرده اند، تفسیح: بر حسب وظیفه و از باب "مع: لم یسکر المنعم مع المفلوقین: لم یسکر الله عز وجل":

از پدر و مادر عزیزم... ایخ دو معلم بزرگوارم... که همواره بر کوتاها و در شتر مع، قلم عفو کشیده و کریمانه از کنار غفلت هایم گذشته اند و در تمام عرصه ها رزندگان را و یاور رس چشم داشت بر این مع بوده اند؛

از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقا دکتر علی اکبر زاده کلات که در کمال سعه صدر، با صحن خلق و فروتنی، از هیچ کمکر در این عرصه بر مع دریغ ننمودند و زحمت راهنمای این رساله را بر عهده گرفتند؛ و از استاید فرزانه و دلسوز؛ جناب آقا پروفسور محمد مهدی رفاتع و جناب آقا دکتر مهدی ممداد که زحمت داور این رساله را متقبل شدند؛ کمال تشکر و قدر دانان را دارم. باشد که این خردترین، بفشر از زحمات آکنان را سپاس گوید...

تعهد نامه

اینجانب محمد ریسمی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق- کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه

صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده فازی- تطبیقی برای ردیابی سیستم عمودپرواز

به کمک فیدبک خروجی 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 بافتنهای 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 اخلاقی انسانی رعایت شده است.

تاریخ ۱۳۹۵/۱۲/۳۰

امضای دانشجو



مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

این پایان نامه، برای مانور عمودی هواپیمای عمودپرواز، یک کنترل کننده فاز-ی- تطبیقی غیرمستقیم و مقاوم در مقابل عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات ارائه می‌کند. در عمل؛ مسئله اصلی برای طراحی کنترل کننده جهت مانور عمودی این جسم پرنده، ضریب تزویج نامعلوم و متغیر در ورودی و البته اغتشاشات ناشی از آن است. عکس‌العمل گشتاور غلتشی بر روی بردار پیش‌رانه موتور جت هواپیمای عمودپرواز، سبب ایجاد یک نیروی ناخواسته و البته زاویه‌دار نسبت به محور غلتشی هواپیما می‌گردد. حاصل این نیرو، یک شتاب عرضی کوچک در نوک بال هواپیمای عمودپرواز و منحرف شدن آن به سمت مثبت محور سمت فراز است. برای برطرف کردن این معضل، ضریب تزویج و توابع اغتشاش متغیر نامعلوم در معادله حرکتی هواپیمای عمودپرواز در نظر گرفته می‌شوند. با توجه به افزایش ضریب تزویج و توابع اغتشاش با فزونی سرعت هواپیما و همچنین در دسترس نبودن بردار سرعت هواپیما در عمل، به سبب تاثیر این عدم قطعیت‌ها در معادلات، در قدم دوم یک رویت‌گر غیرخطی سرعت، بر اساس حالت اولیه بردار سرعت هواپیما و مستقل از معادله حرکتی، طراحی می‌گردد. با این کار پس‌خورد خروجی با وجود عدم قطعیت‌ها در دسترس قرار می‌گیرد. در قدم سوم، یک تخمین‌گر فاز-ی- تطبیقی در راستای تخمین ضریب تزویج متغیر ورودی و توابع اغتشاش ناشی از آن طراحی می‌گردد. در قدم آخر با استفاده از نتایج حاصل از این دو رویت‌گر و تخمین‌گر و همچنین پس‌خورد خروجی، یک کنترل کننده فاز-ی- تطبیقی جهت ردیابی هر مسیر مرجع انتخابی طراحی می‌گردد. نکته اصلی و بسیار مهم در طراحی گام‌های کنترل این فرآیند، چند ورودی- چند خروجی بودن معادله حرکتی هواپیمای عمود پرواز است. به همین جهت یک کنترل کننده چند ورودی- چند خروجی طرح‌ریزی می‌گردد. کنترل کننده مذکور، خطای ردیابی را تا حد مطلوب محدود کرده و حتی از این می‌برد. با تجزیه و تحلیل نتایج حاصل از شبیه‌سازی، می‌توان به وضوح اثربخشی قوی کنترل کننده در ردیابی مسیر مرجع و کارآیی مطلوب رویت‌گر و تخمین‌گر طراحی شده را مشاهده کرد.

کلمات کلیدی. هواپیمای عمودپرواز، اختلال شتاب، ضریب تزویج نامعلوم ورودی، ناکمینه فاز، رویت‌گر غیرخطی سرعت، تخمین‌گر فاز-ی- تطبیقی، کنترل چند ورودی- چند خروجی، پس‌خورد خروجی، ردیابی، کنترل کننده فاز-ی- تطبیقی غیرمستقیم.

فهرست مطالب

فصل اول

- ۱..... بیان مسئله
- ۱-۱-۱..... آشنایی با دینامیک پرواز
- ۱-۱-۱-۱..... عملکرد پرواز
- ۱-۱-۱-۲..... پایداری و کنترل
- ۱-۱-۱-۳..... آیروداستیسیته
- ۱-۱-۱-۴..... ناوبری و هدایت
- ۱-۱-۲..... دینامیک و سینماتیک
- ۱-۱-۳..... آشنایی با اجسام هوایی عمودپرواز
- ۱-۱-۳-۱..... تاریخچه
- ۱-۱-۳-۲..... هواپیمای عمودپرواز؛ کاربرد و مشکلات پیش رو
- ۱-۱-۴..... کنترل و هدایت هواپیمای عمودپرواز
- ۱-۱-۵..... کنترل فازی- تطبیقی
- ۱-۱-۵-۱..... انواع کنترل فازی- تطبیقی
- ۱-۱-۶..... ساختار پایان نامه

فصل دوم

- ۲۱..... استخراج معادلات حرکتی عمودپرواز
- ۲-۱-۲..... دستگاه مختصات بدنی

۲۳.....	۲-۲ ارزیابی معادلات حرکت.....
۲۴.....	۳-۲ نیروها و گشتاورهای آیرودینامیکی وارد بر هواپیما.....
۲۵.....	۴-۲ معادلات اولیه حرکت عمودپرواز.....
۲۸.....	۱-۴-۲ مقدار ضریب تزویج ورودی و تاثیر آن بر رفتار عمودپرواز.....
۲۹.....	۲-۴-۲ پیشرانه هواپیمای عمودپرواز.....
۳۱.....	۳-۴-۲ گشتاور غلتشی.....
۳۳.....	۵-۲ مدل حرکتی عمودپرواز همراه با عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات.....
۳۷.....	۶-۲ مدل مرتب‌شده معادلات حرکتی.....

فصل سوم

۳۹.....	طراحی رویت‌گر سرعت.....
۴۰.....	۱-۳ مقدمه.....
۴۰.....	۲-۳ رویت‌گر لیاپانوف - مبنا.....
۴۱.....	۳-۳ نحوه عملکرد رویت‌گر لیاپانوف - مبنا.....
۴۲.....	۴-۳ بررسی پایداری سیستم رویت‌گر و صحت تخمین‌ها.....

فصل چهارم

۴۹.....	طراحی تخمین‌گر فازی - تطبیقی برای ضریب تزویج و اغتشاشات ورودی.....
۵۰.....	۱-۴ سیستم‌های فازی.....
۵۰.....	۱-۱-۴ پایگاه قواعد فازی.....
۵۱.....	۲-۱-۴ موتور استنتاج فازی.....

۵۲.....	۳-۱-۴ فازی ساز.....
۵۳.....	۴-۱-۴ غیرفازی ساز.....
۵۴.....	۲-۴ سیستم فازي به عنوان تقريب گر عمومي.....
۵۸.....	۳-۴ طراحی تخمین گر فازي- تطبیقی.....
۶۱.....	۴-۴ ناحیه مرده.....
۶۲.....	۱-۴-۴ ناحیه مرده و کمک به مقاوم شدن تخمین گر.....
۶۳.....	۲-۴-۴ استفاده از ناحیه مرده در تخمین گر.....
۶۵.....	۵-۴ بررسی صحت عملکرد و پایداری تخمین گر فازي- تطبیقی.....

فصل پنجم

۶۹.....	طراحی کنترل کننده فازي- تطبیقی ردیاب.....
۷۰.....	۱-۵ مقدمه.....
۷۱.....	۲-۵ معادله حرکتی مرجع عمود پرواز.....
۷۱.....	۳-۵ طراحی کنترل کننده فازي- تطبیقی.....

فصل ششم

۷۷.....	شبیه سازی و نتایج عددی.....
۷۸.....	۱-۶ مقدمه.....
۷۸.....	۲-۶ تحلیل کارکرد رویت گر غیر خطی سرعت.....
۸۳.....	۳-۶ بررسی عملکرد تخمین گر فازي- تطبیقی.....
۸۳.....	۱-۳-۶ مقدار ضریب تزویج ورودی.....

۲-۳-۶ شرایط اولیه و مقدار ضرایب تخمین گر فازی- تطبیقی..... ۸۵

۴-۶ چگونگی ردیابی مسیر مرجع..... ۹۱

۱-۴-۶ پایداری داخلی معادله حرکتی..... ۹۸

۲-۴-۶ کنترل کننده نهایی..... ۹۹

فصل هفتم

نتیجه گیری..... ۱۰۳

مراجع..... ۱۰۵

فهرست اشکال

- شکل (۱-۱) نمونه اولیه عمودپرواز XFV - 1 ۹
- شکل (۲-۱) هواپیمای موعدپرواز XFV - 12 ۱۰
- شکل (۳-۱) جنگنده هاریر ۱۲
- شکل (۴-۱) ساختار اصلی سیستم‌های فازی - تطبیقی ۱۷
- شکل (۵-۱) نمودار مسیر طراحی کنترل‌کننده در پایان نامه ۱۹
- شکل (۱-۲) دستگاه مختصات بدنی هواپیما ۲۳
- شکل (۲-۲) مدل نامی هواپیمای VTOL در حرکت عمودی ۲۶
- شکل (۳-۲) ساختمان توربوجت ۳۰
- شکل (۴-۲) نمایی از یک موتور توربوجت واقعی ۳۰
- شکل (۵-۲) ساختمان یک موتور توربوپراپ ۳۱
- شکل (۶-۲) سطوح کنترلی متداول هواپیما ۳۲
- شکل (۷-۲) سرش جانبی و زاویه آن ۳۳
- شکل (۸-۲) زاویه حمله هواپیما ۳۳
- شکل (۹-۲) مانور عمودی هواپیمای عمودپرواز همراه با بردارهای اغتشاشات ۳۵
- شکل (۱-۴) مدل کلی یک سیستم فازی ۵۱
- شکل (۲-۴) نمایش ناحیه مرده در یک سیستم ۶۲
- شکل (۳-۴) تابع اشباع ایده‌آل ۶۴
- شکل (۴-۴) انواع توابع اشباع ریاضی و فیزیکی ۶۵
- شکل (۱-۶) نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت x_2 ۸۰

- شکل (۶-۲) نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت y_2 ۸۰
- شکل (۶-۳) نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت θ_2 ۸۱
- شکل (۶-۴). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(x_2 - \hat{x}_2(\frac{m}{s}))$ ۸۱
- شکل (۶-۵). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(y_2 - \hat{y}_2(\frac{m}{s}))$ ۸۲
- شکل (۶-۶). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(\theta_2 - \hat{\theta}_2(\frac{rad}{s}))$ ۸۲
- شکل (۶-۷) خطای سرعت خالص تخمین گر فازی- تطبیقی $\zeta_x = x_2 - \varphi_{x_2}$ ۸۶
- شکل (۶-۸) خطای سرعت خالص تخمین گر فازی- تطبیقی $\zeta_y = y_2 - \varphi_{y_2}$ ۸۷
- شکل (۶-۹) مقدار تخمین تابع تزویج $\hat{E}$ ۸۷
- شکل (۶-۱۰) مقدار تخمین تابع $\hat{E}_{umax}$ ۸۸
- شکل (۶-۱۱) تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u1x}$ ۸۸
- شکل (۶-۱۲) تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u1y}$ ۸۹
- شکل (۶-۱۳) تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u2}$ ۸۹
- شکل (۶-۱۴) $\zeta_x = \hat{x}_2 - \varphi_{x_2}$ ۹۰
- شکل (۶-۱۵) $\zeta_y = \hat{y}_2 - \varphi_{y_2}$ ۹۰
- شکل (۶-۱۶) میزان خطای $x_e = x - x_r$ با اعمال کنترل کننده U_c ۹۲
- شکل (۶-۱۷) میزان خطای $y_e = y - y_r$ با اعمال کنترل کننده U_c ۹۳
- شکل (۶-۱۸). میزان خطای $\dot{x}_e = \dot{x} - \dot{x}_r$ با اعمال کنترل کننده U_c ۹۳
- شکل (۶-۱۹). میزان خطای $\dot{y}_e = \dot{y} - \dot{y}_r$ با اعمال کنترل کننده U_c ۹۴
- شکل (۶-۲۰). نحوه ردیابی $VTOL$ از مسیر مرجع در محور چرخش با اعمال کنترل کننده U ۹۵
- شکل (۶-۲۱). نحوه ردیابی $VTOL$ از مسیر مرجع در ارتفاع گرفتن با اعمال کنترل کننده U ۹۵

- شکل (۶-۲۲) میزان خطای $x_e = x - x_r$ با اعمال کنترل کننده کامل U ۹۶
- شکل (۶-۲۳) میزان خطای $y_e = y - y_r$ با اعمال کنترل کننده کامل U ۹۷
- شکل (۶-۲۴) نحوه ردیابی VTOL از مسیر مرجع محدود شده در محور X ۹۷
- شکل (۶-۲۵) نحوه ردیابی زاویه θ از θ_r ۹۸
- شکل (۶-۲۶) نیروی پیشرانه ورودی VTOL، u_1 ۱۰۰
- شکل (۶-۲۷) شتاب زاویه‌ای ورودی VTOL، $u_2 \left(rad/s^2 \right)$ ۱۰۱

فهرست جداول

جدول (۱-۴) معرفی چند فازی ساز مهم برای عدد قطعی X^* ۵۳

جدول (۲-۴) معرفی مهم ترین موتورهای استنتاج ۵۳

جدول (۳-۴) معرفی غیرفازی سازهای پر کاربرد ۵۴

جدول (۱-۶) مشخصات اولیه ساختاری چند هواپیمای عمودپرواز Harrier ۸۴

جدول (۲-۶) مشخصات اولیه ساختاری چند هواپیمای عمودپرواز F-35 ۸۴

فصل اول

بیان مسئله

۱-۱. آشنایی با دینامیک پرواز

و برون جوی می پردازد. منظور از وسیله پرنده هر سیستمی است که بتواند بار مفیدی را از طریق فضا انتقال دهد. این وسیله می تواند یک کایت^۱، هواپیما، هلیکوپتر، فضاپیما و سیستمی با عملکرد مشابه این اجسام باشد. بدیهی است دانشی که بتواند حرکت کلیه سیستم های فوق را در برگیرد وسعت قابل ملاحظه ای دارد. به طور کلی دینامیک پرواز را می توان به چهار قسمت کلی تقسیم کرد.

۱-۱-۱. عملکرد پرواز

موضوع عملکرد پرواز به طور کلی مربوط است به تعیین پارامتر های مسیر پرواز مانند بُرد^۲، سقف پرواز، حداکثر سرعت، سرعت واماندگی^۳، شیوه اوج گیری^۴، شکل نشست و برخاست، ارتفاع کروز و نظایر آن. تمامی این کمیت ها را می توان با فرض نقطه ای بودن هواپیما بررسی نمود. این به عنی آن است که با داشتن ارتباط میان نیروهای برآ و پسا^۵ و نیروی پیشرانه ای موجود بر حسب سرعت و ارتفاع، می توان معادلات حرکت وسیله پرنده را به صورت یک نقطه نوشته و خصوصیات رفتاری آن را محاسبه کرد. بنابراین در این مبحث عموماً حرکت و رفتار کلی وسیله پرنده مد نظر است.

۱-۱-۲. پایداری و کنترل

این مبحث به مطالعه و بررسی پایداری و سیخ و سیله پرنده در مقابل ورودی های داخلی و خارجی می پردازد. منظور از ورودی های داخلی، آن دسته از تغییراتی است که به هر دلیلی در داخل هواپیما ایجاد

^۱ kite

^۲ range

^۳ lag

^۴ flight

^۵ lift and drag

^۶ thrust

می‌شود؛ مانند تغییر محل مرکز ثقل هواپیما در اثر مصرف سوخت، حرکت سطوح کنترل توسط خلبان یا بر اثر تاثیر دیگر قسمت های کنترلی، باز و بسته شدن چرخ ها، حرکت دسته گاز و مواردی مشابه آن. همچنین منظور از ورودی خارجی، آن دسته از تغییراتی است که در فضای خارج از هواپیما و مستقل از آن صورت می پذیرد؛ مانند تندبادها، تغییر درجه حرارت و جرم مخصوص هوا. و سیله پرنده باید به گونه ای طراحی گردد که در برابر هر کدام از این ورودی ها، پاسخ رفتاری مناسبی داشته و خلبان آن قادر باشد تا ماموریت و مانورهای لازم در یک پرواز را به طور مناسب، ایمن و بدون تلاشکنترلی بیش از حد انجام دهد.

البته این مطلب توسط بخش های نظامی و غیرنظامی به شکل های مختلف تفسیر می گردد. آیین نامه ها و دستور العمل های مشروحي برای تبیین الفاظ "مناسب" و "ایمن" در قالب اعداد نگاشته شده است. با توجه به مطالب عنوان شده در فوق، می توان این طور استدلال نمود که مبحث پایداری و کنترل بر خلاف عملکرد پرواز بیشتر به رفتار کوتاه مدت هواپیما در برابر ورودی های گوناگون می پردازد، هر چند که تبیین اصطلاح کوتاه مدت در وسایل پرنده مختلف متفاوت است و به ماموریت و کلاس وسیله بستگی دارد. این اصطلاح نیز معمولاً توسط آیین نامه ها مشخص می شود.

۱-۱-۳. آیروالاستیسیته

در این مبحث رفتار سازه هوایی بر روی بارهای دائم و غیردائم آیرودینامیکی مورد بررسی قرار می گیرد. به طور خلاصه در آیروالاستیسیته تعادل درونی سازه ای یا رفتار کوتاه مدت تغییر مکان های سازه ای در برابر نیروهای آیرودینامیکی و تاثیر آن روی شکل پرواز مورد بررسی قرار می گیرد.

۱-۱-۴. ناوبری و هدایت

مقصود از ناوبری تعیین موقعیت جسم در فضا است. اگر تعیین موقعیت به کمک امواج رادیویی انجام شود به آن "ناوبری رادیویی" و در صورتی که بدون استفاده از هر گونه منبع خارجی انجام پذیرد به آن "ناوبری اینرسی" می‌گویند. مزیت ناوبری اینرسی آن است که علاوه بر موقعیت انتقالی، می‌توان موقعیت دورانی جسم را در هر لحظه محاسبه نمود. اگرچه برخی از سیستم‌های ناوبری رادیویی امروزی می‌توانند موقعیت دورانی جسم را نیز تعیین کنند ولی دقت آن‌ها به اندازه سیستم‌های ناوبری اینرسی نیست.

هدایت وسایل پرنده نیز به روش‌های مختلفی صورت می‌پذیرد که در ساده‌ترین حالت بر عهده خلبان است و در پیچیده‌ترین شکل کامپیوترهای مختلف با الگوریتم‌های متفاوت این عمل را بر عهده دارند. بدیهی است که ارتباط لحظه‌ای بین فرمان‌های هدایتی و سیستم کنترل باید برقرار باشد تا وسیله پرنده از موقعیت کنونی خود به موقعیت هدف به شکل مطلوب هدایت گردد[۱].

۱-۲. دینامیک و سینماتیک

دینامیک به شاخه‌ای از ریاضیات کاربردی (به خصوص مکانیک کلاسیک) اطلاق می‌گردد که در آن نیروها و گشتاورهای وارد بر یک جسم بررسی گشته و تاثیر آن‌ها بر حرکت جسم مورد مطالعه قرار می‌گیرد.[۲]

اما سینماتیک^۱ صرفاً به مطالعه حرکت یک جسم بدون توجه به مرجع شکل‌گیری آن می‌پردازد. در مطالعه حرکتی اجسام هوایی این دو مبحث به نوعی زیر شاخه دینامیک پرواز به شمار می‌آیند. اما دینامیک علم نیروشناسی و سینماتیک علم حرکت‌شناسی است[۲].

^۱ Kinematics

۱-۳. آشنایی با اجسام هوایی عمود پرواز

به آن دسته از اجسام پرنده که توانایی بلند شدن^۱، شناور ماندن^۲ و فرود عمودی بر روی زمین را دارند، جسم عمود پرواز^۳ می گویند. در این طبقه بندی از اجسام پرنده، نیروی لازم برای هرکدام از این کارها به طور مستقیم توسط موتور فراهم می گردد.

از کاربردی ترین اجسام پرنده عمود پرواز می توان به هواپیمای بال ثابت^۴ (مانند جنگنده های هاریر^۵)، هلیکوپتر و اجسام پرنده با گردنده های نوسانی^۶ اشاره کرد [۳].

۱-۳-۱. تاریخچه

ایده اولیه عمود پرواز به چند سده قبل باز می گردد. در کتاب طراح و نقاش شهر لئوناردو داوینچی^۷ تصاویری مربوط به اسکلت هلیکوپتر مشاهده شده است. طرح های اولیه هلیکوپترها نیز در سال ۱۹۰۷ به پرواز درآمدند، اما به دلیل وقوع جنگ های جهانی اول و دوم سال ها طول کشید تا طرح کامل تری از آنها به پرواز دربیاید [۴][۵].

در طول شصت گذشته ترکیب توانایی های یک هواپیمای بال ثابت با هلیکوپتر همواره مطرح بوده است. البته باید اذعان داشت که طرح هواپیمایی که قادر به پرواز و فرود عمودی دست کم از باندهای بسیار کوتاه باشد، از آغاز عصر هوانوردی همواره توجه طراحان هواپیما در سراسر جهان را به خود جلب کرده بود.

^۱ takeoff

^۲ hovering

^۳ Vertical Takeoff and Landing (VTOL)

^۴ fixed wing

^۵ Harrier

^۶ tiltrotor

^۷ Leonardo da Vinci

علی‌رغم همه آزمون و خطاهای بسیار تا زمان ظهور "P-۱۱۲۷" ساخت شرکت انگلیسی هاوکر سیدلی^۱ هیچ هواپیمای عمودپروازی که از مرحله تئوری و تجربه فراتر رفته باشد، ساخته و به مقدار زیاد تولید نشد.

با خرید قابل توجهی از هواپیمای عمود پرواز هاریر AV-8A توسط تفنگ‌داران دریایی ایالات‌متحده آمریکا، که بعد از ساعت‌ها بررسی و آزمون صورت گرفت، نگاه نیروی دریایی دوباره به سوی هواپیمای عمودپرواز جلب شد. با انتصاب "آدمیرال زوم والت"^۲ به فرماندهی عملیات نیروی دریایی، یکی از اولین مشکلاتی که باید توسط او حل می شد تعویض ناوهای هواپیمابر CV-9 و CFB-41 بود. آن‌ها نمی‌توانستند همه ناوهای قدیمی را با ابرناوهای هواپیمابر کلاس نیمتز^۳ تعویض نمایند. زیرا این خود بسیار هزینه‌بر و غیراقتصادی بود. تیم‌های مطالعاتی بسیار تشکیل شد و ایده ناوهای هواپیمابر کوچک از دل مطالعات این تیم‌ها زاده شد.

در ابتدا ویژگی خاصی برای این ناوها تعریف نشده بود، جز این‌که مشخص بود به دلیل ابعاد عرشه هواپیمای مورد استفاده نیروی دریایی قادر به استفاده از این ناوها نیستند. این ناوها فقط توانایی به کارگیری هلیکوپتر و هواپیماهای عمودپرواز را داشتند. نیروی دریایی از سازندگان داخلی دعوت کرد تا ایده‌های خود را در مورد ساخت یک هواپیمای عمودپرواز بر روی کاغذ بیاورند و ارائه دهند. شرکت لاکهید مارتین^۴ طرحی مشابه XFV-1 را ارائه کرد.

^۱Howker Cidley

^۲Amiral Zumwalt

^۳Nimetz

^۴Lockheed Martin

در دهه ۵۰ میلادی این شرکت این طرح را که یک هواپیمای توربوپراپ^۱ دم نشین بود را ارائه کرد، ولی طرح از سوی نیروی هوایی رد شد. دو کمپانی رقیب یعنی نورث روپ^۲ و بوئینگ^۳ هر کدام طرح‌های جداگانه‌ای براساس یک هواپیمای جت ارائه کردند. اساس طرح این دو شرکت، طرحی ناموفق از سوی یک کمپانی امریکایی بود به نام رایان^۴ که آن هم در سالهای دهه ۵۰ با نام X-13 ارائه و از سوی نیروی هوایی رد شد. دو شرکت بریتیش ایرکرافت هاوکر^۵ با همکاری شرکت امریکایی مک‌دانل داگلاس^۶ نمونه‌های مافوق صوت هاریر را پیشنهاد دادند. راک ول اینترنشنال^۷ نیز طرح غیر متعارف ابتکاری بال تقویت پیشرانه را پیشنهاد داد. همه نمونه‌های پیشنهادی از نظر مقدرات پروازی و توانایی‌های عملیاتی با یکدیگر بسیار متفاوت بودند.

عدم استقبال در نیروی دریایی از سوی اکثریت مسئولین، شروع جذابی برای این نمونه آزمایشی به شمار نمی‌رفت. کارشناسان و مهندسين شاغل در نیروی دریایی اعتبار طرح را که شامل ارزیابی در مورد وزن و نیز توانایی‌های این شرکت را در مورد ساخت سیستم عملی تقویت نیروی پیشرانه مورد تردید قرار دادند. سپس انتشار یک گزارش در سال شرایط را برای راک ول دشوار کرد. زیرا تفاوت میان ارزیابی‌های نیروی دریایی به هیچ وجه مناسب نبود. بیشترین مخالفان در اداره فنی بودند و به شدت نارضایتی خود را ابراز می‌کردند. ولی به دلیل اینکه راکول پشتیبانی رده‌های بالای نیروی دریایی را با خود داشت، طرح ادامه یافت. البته در نهایت این هواپیما تبدیل به مثالی شد در مورد اینکه برای خرید یک هواپیما چه کار نمی‌بایست کرد!

^۱torboprop

^۲North Rop

^۳Boeing

^۴Rayan

^۵British Aircraft Hawker

^۶McDonnell Douglas

^۷Rockwell International

ظاهر این طرح بسیار دوراندیشانه بود و اساس طرح جدی به نام $XFV - 12$ شد. این هواپیمای عمودپرواز دارای کانارد^۱ و دو سکان عمودی در انتهای بالی با پهنای در حدود ۸٫۵ متر که در بالای بدنه قرارداشت بود. مفهوم بال تقویت پیشرانه اساس طرح به شمار می‌رفت و به موجب آن، در پروازهای عمودی و کوتاه، انتهای خروجی موتور عظیم هواپیما بسته می‌شد تا گازهای خروجی موتور از طریق مجاری ویژه به سمت بال و کاناردها هدایت شده و سپس از طریق سه فلاپ^۲ شکاف دار در هر بال مدام از آن‌ها خارج شوند. براساس تئوری زمانی، هنگامی که گازهای موتور از طریق این فلاپ‌ها به سمت پایین حرکت می‌کردند حجم زیادی از هوای اطراف تحت تاثیر جریان گازهای موتور به حرکت در آمده و باعث افزایش نیروی برآ^۳ به میزان ۵۰٪ می‌گردید. حاصل این فعل و انفعال نیروی برآیی در حدود در حدود ۸۸ کیلو نیوتن با استفاده از یک موتور پر قدرت F-۴۰۱ بود. نیروی تولیدی این موتور معادل ۷۲ کیلو نیوتن بدون پس سوز و ۱۲۷ کیلو نیوتن با پس سوز بود. یک ورودی هوای اضافه در پشت کابین خلبان تعبیه شده بود که در پروازهای عمودی و کوتاه برای تامین هوای کافی برای موتور باز شده و در شرایط پرواز افقی بسته می‌شد. در پروازهای افقی انتهای خروجی موتور باز شده و گازهای اگزوز موتور را از انتهای بدنه خارج می‌کرد. کار بر روی ترکیب پیچیده کار بر روی ترکیب پیچیده موتور و سیستم تقویت پیشرانه در سال ۱۹۷۴ آغاز شد. قرار بر این بود تا نخستین نمونه $XFV - 13$ با شماره سریال ۱۶۱۰۸۰ در پایان سال ۱۹۷۶ از خط تولید خارج شود، ولی به دلیل بروز مشکلات فنی این امر تا اوت^۴ ۱۹۷۷ به تعویق افتاد و آزمایش مربوط به سیستم‌ها از ماه جولای^۴ آغاز شد.

^۱canard

^۲Flap

^۳Lift

^۴Aout

^۴July



شکل (۱-۱) نمونه اولیه هواپیمای عمودپرواز XFV-1

در ابتدای سال ۱۹۷۸ نخستین آزمون‌های تعلیق مهار شده به وسیله تیمی از ناسا^۱، راک ول و البته نیروی دریایی آغاز شد. در این آزمایش‌ها ۱۲- XFV در داخل یک داربست عظیم قرار گرفته و توسط کابل‌های مهارکننده مهار می‌شد. این طرح هم به نتیجه کامل نرسید، اما شروع خوبی بود [۶][۷].

می‌توان گفت که جنگ سرد میان دو بلوک شرق و غرب باعث پیشرفت شگرف و توجه بیشتر به تولید و ساخت هواپیماهای عمود پرواز شد. از همین رو، برخی از کشورهای متحد در این بلوک‌ها، بسته به تکنولوژی خود، به تولید هواپیمای عمودپرواز روی آوردند. زیرا هلیکوپترها معایبی همچون سرعت پایین، مشکل راحتی نشست و برخاست و آلودگی صوتی داشتند و برای بسیاری از مأموریت‌های نظامی و جاسوسی مناسب نبودند. به طور مثال؛ هاریر^۲، که به‌طور غیررسمی به نام جت پرنده نیز شناخته می‌شود، یکی از خانواده هواپیماهای نظامی است که توانایی کاربردی پرواز عمودی/ برخاست و فرود مسافت کوتاه را دارد. از نگاه تاریخی هاریر در بریتانیا و از روی کاربری امکانات تک‌منظوره مانند پارک

^۱NASA

^۲Harrier

خودروها و یا پاکسازی جنگل‌ها رشد پیدا کرد. هاریر ابتدا برای دور نگه داشتن پایگاه‌های هوایی بزرگ آسیب‌پذیر در برابر سلاح‌های هسته‌ای تاکتیکی و سپس در ناوهای هواپیمابر مورد استفاده قرار گرفت. همچنین یک وجه تمایز هاریر با دیگر هواپیماهای تهاجمی غربی ساخته‌شده پس از جنگ جهانی دوم این بود که برخلاف اغلب آن هواپیماها، که سرعت‌های مافوق صوت داشتند، هاریر سرعت مادون صوت داشت. انگلستان نیز از جمله کشورهایی بود که در صورت بروز جنگ در زمان جنگ سرد، می‌توانست به عنوان متحد ایالات متحده وارد میدان شود. "هاوکرسایدلی هاریر" نخستین نسل از این هواپیما است که با نام هاریر AV-8a نیز شناخته می‌شود. هاریر AV-8b و B.A.A به ترتیب گونه‌های آمریکایی و بریتانیایی نسل دوم این هواپیما هستند.



شکل (۱-۲) هواپیمای عمودپرواز XFV-12

به دنبال یک پیشرفت در شرکت موتورسازی بریستول^۱ در سال ۱۹۵۷، که در آن این شرکت موتور رانش مستقیم را طراحی نمود، هواپیمای هاوکر با طراحی برای یک جت هوایی که می‌توانست به ویژگی‌های خواسته‌شده ناتو^۲ در "یک جنگنده پشتیبانی تاکتیکی سبک" پاسخ دهد ساخته شد. برای رشد این پروژه پشتیبانی مالی از سوی خزانه داری ایچ ام انگلستان صورت نگرفت، اما کمک‌های مورد نیاز از سوی پروژه توسعه سلاح‌های متقابل ناتو دریافت شد. P-۱۱۲۷ به‌عنوان نمونه نخستین سفارش داده شد و در سال ۱۹۶۰ پرواز نمود. ناتو ویژگی‌هایی را برای یک هواپیمای VTOL توسعه داد، اما یکی از خواسته‌های ناتو این بود که این هواپیما عملکردی مانند هواپیمای F4 فانتوم ۲ داشته باشد. هاوکر از یک نسخه مافوق صوت P-1127 با نام P-1150 و همچنین هاوکر P-1154 رونمایی کرد که در آن به ویژگی‌های عمود پروازی خواسته شده ناتو پرداخته شده بود P-1154 یک پیروزی برای ناتو در رقابت و توسعه این نمونه‌ها بود که ادامه پیدا کرد. همچنین شوروی نیز با تولید هواپیماهای YAK سعی کرد تا با ناتو در این زمینه به رقابت بپردازد.

البته با تمام شدن دوران جنگ سرد و فروپاشی شوروی تا حدودی تب تولید VTOL در دنیا فروکش کرد. اما تلاش برای پیشرفت و توسعه VTOL‌ها با، توجه به کاربردهای خاص نظامی و جاسوسی و تجاری آن‌ها، همچنان از سوی کشورهای پیشرفته ادامه دارد [۶].

^۱Bristoll

^۲Nato (the North Atlantic Treaty Organization)



شکل (۳-۱) هواپیمای هاریر

۳-۲-۱. هواپیمای عمودپرواز؛ کاربرد و مشکلات پیش رو

یک هواپیمای VTOL در سه فاز مختلف سرعت پایین، پرواز انتقالی و پرواز سیر^۱ پرواز می‌کند. همچنین توانایی پرواز به سمت عقب، جلو، طرفین و شتاب‌گیری و پرواز در جهت عمودی را نیز داراست. اما علی‌رغم تمامی مزایای عنوان شده مشکلاتی مانند هزینه بالای طراحی، نیازمندی به پیش‌رانه خاص، نیاز به آموزش و تربیت ویژه خلبان‌ها و هزینه تعمیر و نگهداری سنگین آن‌ها را باید در نظر داشت.

با توجه به ساختار آیرودینامیکی بسیار پیچیده این مدل هواپیما و مسائل عنوان شده در بالا، استفاده از VTOL‌ها مشکلات و مسائل خاص خود را دارد. همچنین کاربردهای خاص و حتی یکتای VTOL‌ها، همه نشان از دینامیک پرواز بسیار متفاوت آن‌ها نسبت به دیگر هواپیماها می‌باشد. به طوری که بررسی هر بخشی از این دسته از هواپیماها خود یک مبحث جداگانه و بسیار مفصل است. البته انواع VTOL‌ها در شکل پایه و سیستم‌های چندگانه مشترک هستند. با استناد و استفاده از همین اشتراک می‌توان مدل کلی از آن‌ها را در نظر گرفت و به بررسی بخش مورد نظر از VTOL پرداخت [۸].

^۱cruise

۱-۴. کنترل و هدایت هواپیمای عمودپرواز

تسهیل و تسریع در امر حمل و نقل افراد و کالا از اهداف اولیه ساخت هواپیما بوده است. به همین منظور روش‌های مختلفی برای هدایت هواپیما از گذشته تاکنون به ورطه آزمایش و عمل درآمده است. طبیعی است که میزان امنیت در این امر مهم‌ترین مسئله، پیش‌روی طراحان و هدایت‌کننده‌های هواپیما می‌باشد.

فرد خلبان هواپیما یا خلبان خودکار^۱ آن می‌کوشد تا بهترین و امن‌ترین مسیر ممکن را انتخاب نماید. اما گاهی مسائلی پیش‌روی پرواز هواپیما قرار می‌گیرد که این جسم پرنده را از مسیر مطلوب خود منحرف می‌کند. این اغتشاشات و موانع می‌تواند بیرونی یا درونی باشد. اغتشاشات بیرونی مانند وضعیت جوی نامناسب، تندبادها و امثال این موارد و اغتشاشات درونی مانند کم و زیاد شدن وزن هواپیما، اثر متقابل^۲ میان متغیرهای فیزیکی آن و از این قبیل. وظیفه‌ی بخش کنترل و پایداری در دینامیک پرواز غلبه بر این اغتشاشات و هدایت هواپیما به سوی مسیر مطلوب است [۹].

به‌طور خاص در هواپیمای VTOL اثر متقابل میان ورودی‌های پیش‌رانه^۳ و گشتاور غلتشی^۴، باعث ایجاد اغتشاشات درونی در هواپیما گشته و در مانور عمودی آن را از مسیر مطلوب خود دور می‌کند [۱۰].

روش‌های کنترلی بسیاری جهت برطرف کردن معضل عنوان شده و طراحی سیستمی که علاوه بر حفظ پایداری هواپیمای عمود پرواز ردیابی مورد نظر و مطلوب را تضمین کند تاکنون طراحی و اجرا گشته‌اند. به‌طور مثال در یک روش، اثر متقابل ورودی به‌طور کلی نادیده گرفته شده و کنترل‌کننده با توجه به خطی‌سازی تقریبی ورودی-خروجی و فرض کمینه فاز بودن سیستم طراحی و اعمال گشته است [۱۱].

^۱autopilot
^۲coupling
^۳thrust
^۴rolling moment

استفاده از کنترل پسگام در سیستم های خطی شده با بهره تقریب زیاد نیز روش دیگری است که مورد استفاده قرار گرفته است [۱۲]. یک روش بسیار کارآمد و مفید دیگر تشکیل یک معادله دیفرانسیل بر اساس یک مسیر مطلوب و طراحی کنترل کننده ای جهت ردیابی هر کدام از این پارامترهاست [۱۳]. تفکیک سیستم به بخش کمینه فاز^۱ و ناکمینه فاز^۲ و طراحی کنترل کننده دینامیک تعادل جریان هوا و پسخورد حالت ایستا^۳ برای به ترتیب بخش اول و دوم نیز راه حل پیشنهاد شده دیگری برای حل مسئله طراحی ردیابی^۴ بوده است [۱۴]. طراحی یک کنترل کننده دیجیتال چند نرخ برای ردیابی بسیار دقیق و پایداری عمود پرواز ها نیز روش دیگری است که تاکنون اجرا گشته است [۱۵]. البته کنترل کننده هایی بر اساس ضریب اثر متقابل ورودی نیز به روش های کنترل پسگام و پسخورد خروجی غیرخطی نیز طراحی و اجرا شده اند، اما این روش ها بر اساس معلوم بودن ضریب اثر متقابل و نادیده گرفتن اغتشاشات ناشی از این اثر متقابل و منابع نامشخص به نتیجه رسیده اند [۱۶].

اما نتایج نشان می دهند که در یک مانور عمودی واقعی ضریب اثر متقابل میان گشتاور غلتشی و شتاب عرضی^۵ در گذر زمان نامعلوم بوده و باعث به وجود آمدن عدم قطعیت^۶ در ورودی و در نتیجه سیستم هواپیما در موعد پرواز می گردد. می توان گفت این عدم قطعیت ناشی از وابستگی ضریب اثر متقابل به متغیرهای فیزیکی سیستم و اغتشاشات شتاب عرضی است. همچنین در مورد اغتشاشات نیز باید گفت که در پروازهای سریع تر بسیار شدید تر بوده و باید برای طراحی یک ردیابی مناسب آن ها را در نظر

فصل اول: بیان مسئله

^۱ minimum phase

^۲ non-minimum phase

^۳ static state feedback

^۴ tracking

^۵ lateral acceleration

^۶ uncertainty

گرفته و مدل شود [۱۰]. با در نظر گرفتن مسئله عدم قطعیت نیز روش های کنترل مقاوم^۱ برای عملکرد مطلوب سیستم طراحی گشته اند، که البته هر کدام محدودیت های خاص خود را دارند. برخی از آنها براساس عدم قطعیت خطی شده [۱۷] و برخی دیگر نیز براساس ضریب تزویج (اثر متقابل) کوچک طراحی گشته اند [۱۸]. روش دیگر در این زمینه نیز بهره بردن از تابع علامت برای از بین بردن عدم قطعیت هاست [۱۹]. خطی کردن سیستم هواپیما و استفاده از قوانین کنترل مود لغزشی^۲ با فرض معلوم بودن ضریب اثر متقابل آخرین روشی است که در حوزه کنترل مقاوم جهت پایدار کردن هواپیمای عمود پرواز و ردیابی آن مورد استفاده قرار گرفته است [۲۱]. با توجه به ماهیت مسیریابی^۳ در امر طراحی سیستم ردیاب برای هواپیما، استفاده از کنترل بهینه نیز روش دیگری است که تاکنون طراحی و اجرا گشته است [۲۲].

همه این روش ها، علی رغم تنوعی که در طراحی و اجرا دارند، در شرایط خاص عملکرد مطلوب و مناسبی از خود نشان می دهند. چیزی که کاملاً مشهود است فقدان یک روش جامع و کارآمد جهت اعمال به سیستم هواپیمای عمود پرواز است که در شرایط واقعی و حقیقی و با در نظر گرفتن ضریب تزویج نامعلوم ورودی و اغتشاشات ناشی از آن، بتواند در وهله اول پایداری سیستم و در وهله بعد ردیابی آن از هر مسیر مطلوب تعیین شده را تضمین کند.

یک روش جامع و بسیار کاربردی برای حل این معضل روش "کنترل فازی-تطبیقی"^۴ است. این روش علاوه بر در نظر گرفتن تمامی مشکلات و ملاحظات یک پرواز واقعی، در امر ردیابی^۵ و پایدارسازی پرواز VTOL نیز بسیار کارآمد است [۱۰].

^۱Robust Control

^۲Sliding Mode

^۳tracking

^۴Fuzzy- Adaptive Control

^۵tracking

۱-۵. کنترل فازی - تطبیقی

کنترل کننده های فازی در وضعیتی به کار گرفته می شوند که عدم قطعیت یا تغییرات نامعلوم در پارامترها و ساختار سیستم وجود دارد. عموماً، هدف اصلی کنترل تطبیقی ثابت نگه داشتن کارآیی یک سیستم در حضور این عدم قطعیت ها است. بنابراین کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد.

ساختار اصلی یک کنترل کننده فازی تطبیقی در شکل (۱-۴) نشان داده شده است.

کنترل فازی تطبیقی و کنترل تطبیقی متعارف دارای تفاوت ها و شباهت هایی هستند. این دو در موارد زیر با هم مشابه هستند:

- ساختار پایه و اصول آن ها کم و بیش یکسان می باشند.

- ابزارهای ریاضی در تحلیل ها و طراحی آن ها مشابه است.

اما تفاوت هایی نیز دارند که اصلی ترین آن ها عبارتند از:

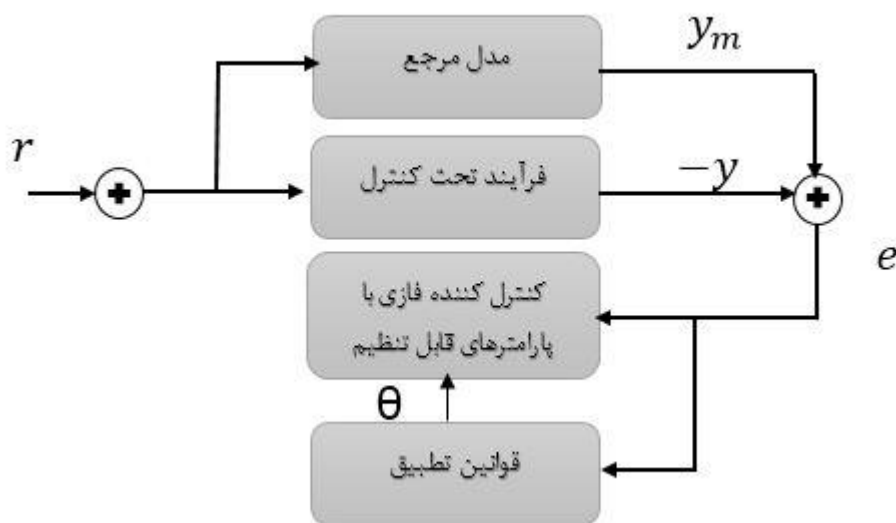
- کنترل کننده های فازی دارای یک ساختار غیرخطی خاص می باشند که برای سیستم های متفاوت یکسان است، در حالی که ساختار یک کنترل کننده تطبیقی کلاسیک از یک سیستم به سیستم دیگر متفاوت است.

- دانش کارشناسی درباره دینامیک های سیستم و استراتژی های کنترل می تواند با کنترل کننده های فازی تطبیقی ترکیب شود، ولی چنین دانشی در سیستم های کنترل تطبیقی کلاسیک در نظر گرفته نمی شود.

تفاوت دوم مزیت اصلی کنترل کننده فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی کلاسیک است.

برای توسعه روش هایی که دانش بشری را در برگیرد، ابتدا باید در نظر بگیریم چه نوعی از دانش بشری را می خواهیم مورد استفاده قرار دهیم. از نقطه نظر مفهومی، هر سیستم تحت کنترل حداقل دارای یک

سیستم تحت کنترل^۱ و یک کنترل کننده است. بنابراین، سیستم کنترل فازی- تطبیقی می تواند از نقطه نظر عملکرد، به دو دسته تقسیم شود. ۱- کنترل با دانش سیستم ۲- کنترل با دانش کنترلی. که در دانش سیستمی قواعد " اگر- آنگاه " فازی رفتار سیستم ناشناخته را شرح می دهند و در دانش کنترلی قواعد کنترل فازی هستند که مشخص می نمایند در هر وضعیت، چه عمل کنترلی بایستی اتخاذ گردد.



شکل (۴-۱) ساختار اصلی سیستمهای فازی- تطبیقی

۱-۵-۱. انواع کنترل فازی- تطبیقی

بسته به این که چه نوع دانش بشری مورد استفاده قرار می گیرد و با توجه به ساختار کنترل کننده فازی، این کنترل کننده ها به سه دسته تقسیم می شوند:

- کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم: کنترل کننده فازی تعدادی سیستم فازی را شامل می شود که این سیستم های فازی (در ابتدا) از روی دانش سیستمی ساخته می شوند.

^۱plant

● کنترل فازی تطبیقی مستقیم:

کنترل کننده فازی تنها یک سیستم فازی می‌باشد که از دانش کنترلی ساخته می‌شود.

● کنترل فازی تطبیقی مستقیم / غیرمستقیم:

متوسط وزن دار شده کنترل فازی مستقیم و غیرمستقیم. [۲۲]

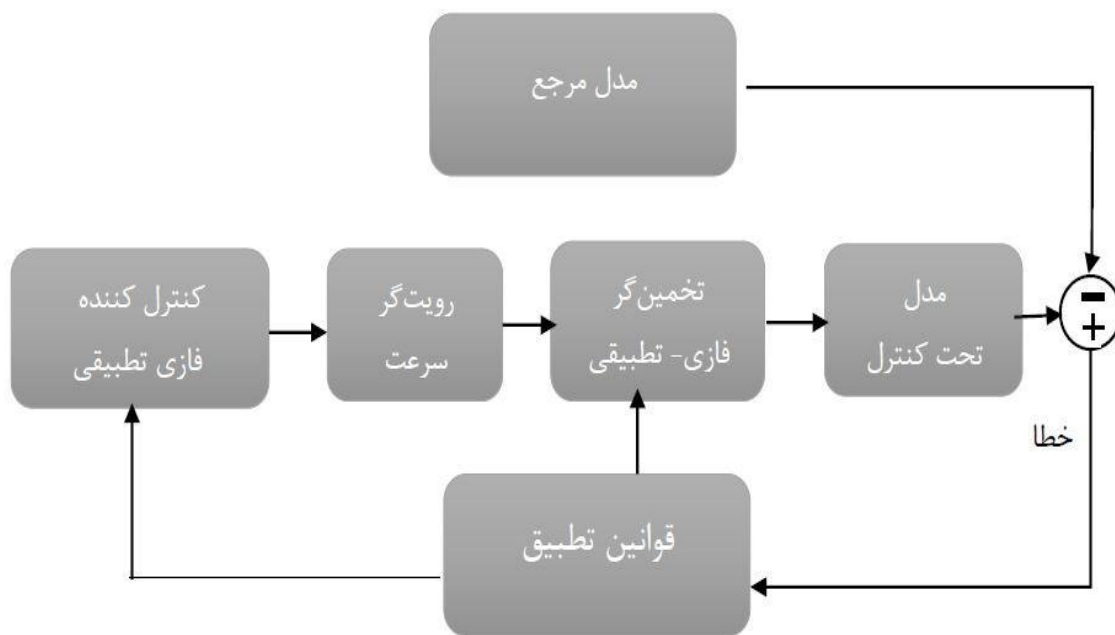
۱-۶. ساختار پایان نامه

در این پایان نامه با در نظر گرفتن تمامی موارد ذکر شده و برای نیل به اهداف پایدارسازی و کنترل ردیابی عمودپرواز، کنترل کننده ای به روش فازی-تطبیقی و با استفاده از فیدبک خروجی طراحی می گردد. به همین منظور ابتدا روابط اصلی سیستم عمودپرواز را بدست می آوریم و مرتب سازی می کنیم. در بخش بعد با طراحی یک رویگر^۱ سرعت غیرخطی، علی رغم اغتشاشات وارده ناشی از بردار پیشرانه و گشتاور غلتشی سرعت متغیرهای سیستمی را تخمین می زنیم. سپس برای تخمین ضریب نامعلوم اثر متقابل ورودی نیز از یک تخمین گر^۲ فازی-تطبیقی، براساس قوانین فازی مربوط به هواپیمای عمودپرواز استفاده می کنیم. در آخر بر اساس این رویت گر و تخمین گر طراحی شده، یک کنترل کننده فازی-تطبیقی که علاوه بر پایدار سازی سیستم، با کمک پسخورد^۳ گرفتن از خروجی بتواند ردیابی هواپیمای عمود پرواز را در شرایط واقعی تضمین کند طراحی خواهیم کرد.

^۱observer

^۲estimator

^۳feedback



شکل (۵-۱) نمودار مسیر طراحی کنترل کننده در پایان نامه

فصل دوم

استخراج معادلات حرکتی عمودپرواز

در این پایان نامه برای به دست آوردن معادلات حرکت یک هواپیما $VTOL$ ، باید آن را پیکره‌ای صلب فرض کرده و از کاهش جرم و جابه‌جایی مرکز ثقل^۱ در اثر این کاهش جرم صرف نظر شده است. علاوه بر این؛ فرض می‌گردد که جابه‌جایی سوخت درون مخازن و گشتاورهای ناشی از حرکت آن و نیز حرکت اجزای گردنده در موتور و یا سایر قسمت‌های هواپیما، درصد ناچیزی را تشکیل داده و قابل صرف نظر کردن باشند [۱]. همچنین برای بررسی معادلات حرکتی هواپیما در فضا نیاز به دانستن برخی فرضیات نیز داریم. در این فصل ابتدا این فرض‌های مورد نیاز را مطرح کرده و سپس معادلات حرکتی اولیه $VTOL$ را بیان می‌کنیم. در ادامه نیز با بررسی و استدلال هر کدام از اجزای این معادلات و مرتب‌سازی آن‌ها، به معادلات نهایی جامع و مورد استفاده در پایان نامه می‌رسیم.

۲-۱. دستگاه مختصات بدنی

برای بررسی حرکت هواپیما در فضا از دستگاه‌های مختصات مختلفی، بسته به شرایط و نیاز استفاده می‌گردد. طبق تعریف دستگاه مختصات بدنی دستگاه (xyz) منطبق بر بدنه هواپیما بوده که مبدا آن بر مرکز ثقل هواپیما قرار داشته و به همراه آن در فضا حرکت کرده و می‌چرخد. جهت‌های مثبت این دستگاه مختصات از اهمیت ویژه‌ای برخوردار بوده و به شرح زیر است:

● جهت مثبت x به سمت نوک دماغه هواپیما

● جهت مثبت y به سمت نوک بال راست هواپیما

● جهت مثبت z به سمت پایین و مرکز زمین

همچنین همان‌طور که در شکل (۲-۱) مشاهده می‌کنیم، نام دیگر و متداول محور OX محور چرخش^۲

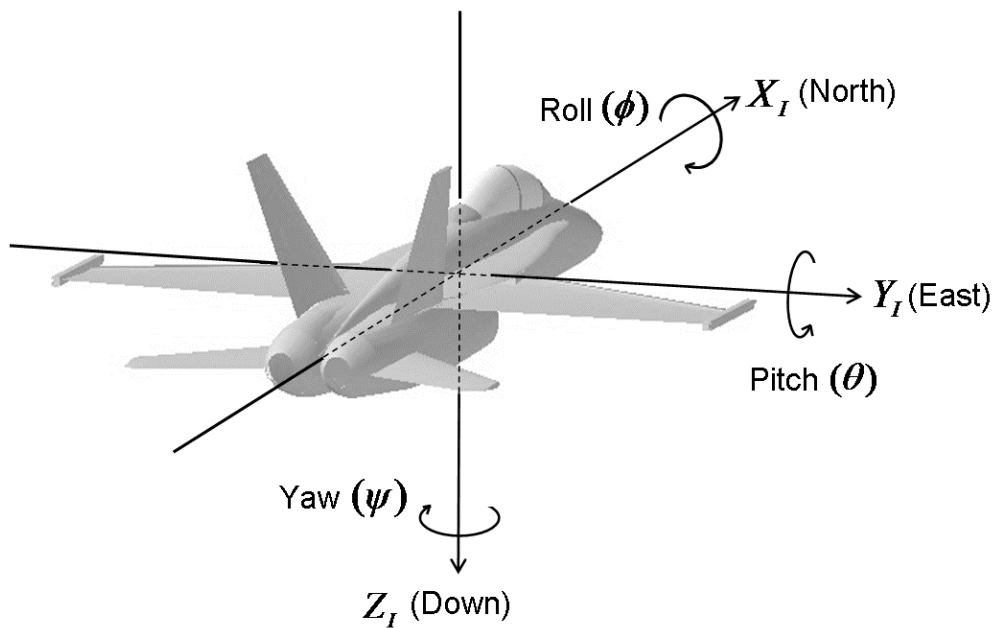
^۱center of mass

^۲Roll

محور OY محور سمت فراز^۱ و محور OZ محور سمت^۲ است.

زاویه بدنه نیز حول هر کدام از این محورها به ترتیب زوایای ϕ ، θ و ψ نامیده می شود.

هر کدام از این زوایا و محورها در شکل (۱-۲) مشخص شده اند.



شکل (۱-۲) مختصات بدنی هواپیما

۲-۲. ارزیابی معادلات حرکت

در تدوین معادلات حرکت هواپیما از چندین فرض ساده کننده استفاده می شود که هر یک به نوبه خود

محدودیتی را در کاربرد معادلات نهایی ایجاد می نمایند. مفروضات عبارتند از:

الف) فرض قابل صرف نظر بودن تغییرات جرم هواپیما

^۱Pitch

^۲Yaw

(ب) فرض مسطح بودن و ثابت بودن زمین

(ج) فرض متقارن بودن هواپیما نسبت به صفحه XZ

(د) فرض قابل نظر بودن اندازه حرکت ناشی از قطعات چرخنده و متحرک داخل موتور و یا سایر قسمت‌های هواپیما.

فرض‌های (الف) و (ب) برای هواپیماهای شناخته شده چندان محدود کننده نیستند ولی به طور حتم برای موشک‌ها و برای هواپیماهایی که مصرف سوخت و سرعت زیادی دارند تقریب‌هایی را در محاسبات سبب می‌شوند. [۱]

۲-۳. نیروها و گشتاورهای آیرودینامیکی وارد بر هواپیما

نیروها و گشتاورهای وارد بر هواپیما را به طور کلی می‌توان از دو روش محاسبه نمود:

(۱) روش‌های تجربی شامل آزمایش تونل باد و یا آزمایش‌های پروازی

(۲) روش‌های تئوری و یا روابطی که بر اساس تجربه تدوین یافته‌اند.

روش‌های تجربی قادرند اطلاعات دقیقی از وضعیت نیروها در محدوده وسیعی از شرایط پروازی در اختیار طراح قرار دهند. با این حال به لحاظ هزینه و زمان زیاد، اجرای آن‌ها جز در استراتژی‌های بلندمدت مطلوب و مقرون به صرفه نیست. از این رو در غالب طراحی‌ها و برای اثبات صلاحیت اولیه یک طراحی، نیاز به استفاده از روش‌های تئوریک و نیمه‌تجربی خواهد بود.

علی‌رغم این‌که هواپیما از قسمت‌های مختلفی تشکیل می‌شود، رفتار مشخصی را در پرواز از خود ارائه می‌دهد. از این جهت لازم است که آن را با دید کلی مورد بررسی قرار داد.

با استفاده از همین استدلال نیروهای آیرودینامیکی وارد بر هواپیما را در نظر بگیرید. در یک جهت دلخواه (مانند x) می توان نوشت:

$$F_{Airplane} = F_{Awing} + F_{ABody} + F_{AH-Tail} + F_{AV-Tail} + F_{ACanard} + F_{AInt} \quad (2-1)$$

با استناد به معادله (2-1) می توان گفت که نیروهای آیرودینامیکی وارد بر هواپیما به ترتیب از جمع نیروهای آیرودینامیکی بال، بدنه، دم افقی، دم عمودی، کانارد و نیروهای آیرودینامیکی داخلی حاصل می گردد. البته ممکن است هواپیماهای VTOL برخی از این قسمت ها را نداشته باشند.

موضوع مورد بحث در این پایان نامه بررسی آن دسته از نیروهای آیرودینامیکی^۱ است که ناشی از داخل خود هواپیمای VTOL و اثر آن ها بر یکدیگر (F_{AInt}) است. [۱]

۲-۴. معادلات اولیه حرکت عمودپرواز

همان طور که در بخش ۱-۴ در مورد آن صحبت شد؛ پس از انجام آزمایش های تجربی و تئوری، مهندسان و کارشناسان امر به این نکته پی برده اند که میان گشتاور غلتشی و نیروی پیشران VTOL ها، اثر متقابل بسیار محسوس و تزویج نسبتا قوی وجود دارد. این ضریب تزویج^۲ ورودی باعث ایجاد دینامیک صفرهای ناپایدار^۳ در معادله حرکتی VTOL ها شده و از لحاظ کنترلی آن را ناکمینه فاز^۳ می کند.

با استفاده از قانون دوم نیوتون و استناد به شکل (2-۲)، مدل اولیه حرکتی یک هواپیمای VTOL نامی به صورت زیر است: [۳][۴][۲۳]

$$\begin{pmatrix} -m\ddot{Y} \\ -m\ddot{Z} \\ J\ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -U_t \sin(\theta) + \varepsilon_0 U_m \cos(\theta) \\ U_t \cos(\theta) + \varepsilon_0 U_m \sin(\theta) - mg \\ U_m \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

^۱aerodynamic

^۲coupling coefficient

^۳non-minimum phase

که در آن:

mg نیروی جاذبه‌ی وارد بر مرکز ثقل

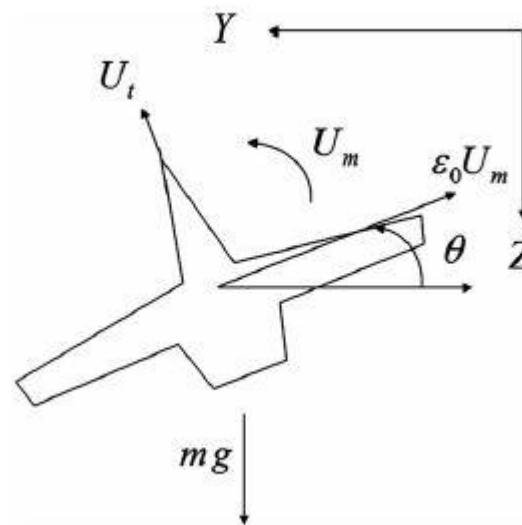
J گشتاور لختی بدنه هواپیما حول محور چرخش

Y و Z متغیرهای مکانی

θ زاویه غلتش (φ)

U_t نیروی پیشران ایجاد شده در انتهای هواپیما، U_m گشتاور غلتشی حول مرکز ثقل هواپیما

ε_0 ضریب تزویج ورودی؛ میان گشتاور غلتشی و شتاب عرضی



شکل (۲-۲) مدل نامی هواپیمای VTOL

حال با ایجاد متغیرهای $x = -Y/g$ ، $y = -Z/g$ ، $u_1 = U_t/mg$ ، $u_2 = U_m/J$ و

متغیر $\varepsilon = \varepsilon_0 J / mg$ می‌توانیم معادله (۲-۲) را به این شکل تعریف کنیم:

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -u_1 \sin(\theta) + \varepsilon u_2 \cos(\theta) \\ u_1 \cos(\theta) + \varepsilon u_2 \sin(\theta) - 1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (3-2)$$

که در امر تجزیه و تحلیل پایداری معادله حرکتی VTOL و کنترل ردگیری آن، x, y را متغیرهای

خروجی^۱ و θ را متغیردرونی^۲ در نظر می‌گیریم. [۳][۴][۲۴]

راه حل اولیه‌ای که برای حل این معادلات و به دست آوردن نقاط تعادل سیستم وجود دارد، صفر قرار

دادن سمت راست معادله (۳-۲) است. با انجام این کار و حل معادلات مربوط به آن به معادله (۴-۲)

می‌رسیم:

$$\ddot{\theta} = \frac{\sin(\theta)}{\varepsilon} \quad (4-2)$$

از حل این معادله پی می‌بریم که یکی از صفرهای آن در مرکز صفحه مختلط بوده و دیگری نیز نقطه

زینی ناپایدار^۳ است. بنابراین معادله (۲-۲) و به تبع آن (۳-۲) ناکمینه فاز بوده و علاوه بر پایداری در

خروجی باید در طراحی کنترل کننده پایداری داخلی آن را نیز به عنوان یک اصل مهم در نظر

گرفت. [۱۰][۴۶]

^۱output variable

^۲internal state

^۳unstable saddle point

۲-۴-۱. مقدار ضریب تزویج و تاثیر آن بر رفتار عمودپرواز

همان طور که پیش تر در بخش (۴-۱) اشاره شد، تاکنون تحلیل های بسیاری در مورد ε انجام گرفته است. در برخی تحلیل ها آن را یک مقدار مثبت ثابت و نزدیک به صفر در نظر گرفته اند و با فرض $\varepsilon = 0$ به طراحی کنترل کننده مناسب پرداخته شده است [۳]. اما آزمایش های تجربی و تئوری نشان داد که ε یک متغیر مثبت است. مقدار دقیق آن نیز معلوم نبوده و تخمین و اندازه گیری آن در عمل دشوار است. که با افزایش سرعت VTOL مقدار آن بزرگ تر می شود.

البته پس از بررسی های بسیار و در خلال نتایج آزمایش های تجربی متخصصین امر به این نتیجه رسیده اند که ε به برخی پارامترهای فیزیکی وابسته بوده و به رابطه زیر دست پیدا کرده اند: [۱۸][۲۳]

$$\varepsilon = \frac{J \tan(v)}{mgl} \quad (۵-۲)$$

که در آن v زاویه ثابت بال های افقی نسبت به نسبت به محور سمت گام هواپیما بوده و l نیز طول بالهاست.

اما نکته حائز اهمیت این است که v یک مقدار متغیر است و نیروی جاذبه ای وارد بر مرکز ثقل ، mg ، نیز وابسته به شرایط و ارتفاع پرواز، تغییراتی (هر چند ناچیز) از خود بروز می دهند. این تغییرات نه تنها باعث تغییر ε می شوند، بلکه حتی ضریب نرمال شده " 1 " در معادله (۲-۳) را نیز دستخوش تغییر می کنند.

نتایج حاصل از آزمایش های گوناگون نیمه تجربی نشان می دهند تا مقدار $\varepsilon = 0.5$ ، صفر پایدار و در شرایطی که $\varepsilon > 0.5$ ، صفر ناپایدار رفتار غالب را در معادله حرکتی خواهند داشت. همچنین زمانی که $\varepsilon = 0.9$ برسد به طور کلی رفتار سیستم ناپایدار خواهد شد [۲۳].

۲-۴-۲. پیشرانه عمودپرواز

برای ایجاد نیروی پیشرانه هموایمی $VTOL$ تاکنون سیستم‌های بسیاری طراحی و پیاده شده‌اند. اما سیستم پیشرانه‌ای که با معضل اثرمتقابل ورودی روبروست، سیستم پیشرانه جت برآ^۱ است. زیرا در معادلات (۲-۲) و (۳-۲) در تعریف U_t گفته شد؛ نیروی پیشرانه‌ای است که از انتهای هواپیما ایجاد می‌گردد. همچنین اثرمتقابل در سرعت‌های زیاد باعث ناپایداری می‌شود و این سرعت زیاد را این نوع سیستم پیشرانه می‌تواند تولید کند.

جت برآ نوعی سیستم پیشرانه است که در آن از موتورهای توربوجت^۲ و توربوپراپ^۳ برای تولید تمامی برآی هواپیما استفاده می‌شود. چنین موتورهایی فقط برای تولید نیروی برآ و یا نیروی پیشران مورد نیاز در پرواز "سیر" به کار می‌روند. کاملاً مشهود است که سیستم جت برآ برای هواپیماهای پرسرعت‌تر بهتر است [۸].

توربوجت نوعی موتور جت است که در آن همه هوای مکیده‌شده به اتاق احتراق می‌رود و پس از مخلوط شدن با سوخت و احتراق به صورت گاز خروجی داغ از دهانه عقب موتور خارج می‌شود. این نوع موتور قدیمی‌ترین نوع موتور جت است. توربوجت از انواع موتورهای پیشران در صنعت هوایی است که از پنج قسمت اصلی تشکیل شده است: ۱- ورودی یا مدخل ۲- کمپرسور یا متراکم کننده ۳- محفظه احتراق ۴- توربین ۵- نازل یا خروجی [۲۴][۲۵].

توربوپراپ نیز نوعی موتور توربینی گازی است که در آن از گردش محور توربین برای گرداندن ملخ و ایجاد پیشران استفاده می‌شود. با اینکه گاز خروجی این موتورها نوعی جت است ولی در طراحی توربوپراپ سرعت گاز خروجی را فدای قدرت چرخاندن محور می‌کنند تا بیشتر نیروی موتور صرف

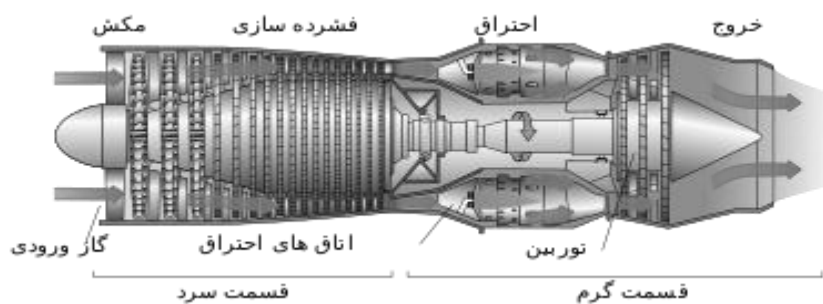
^۱Jet Lift

^۲turbojet

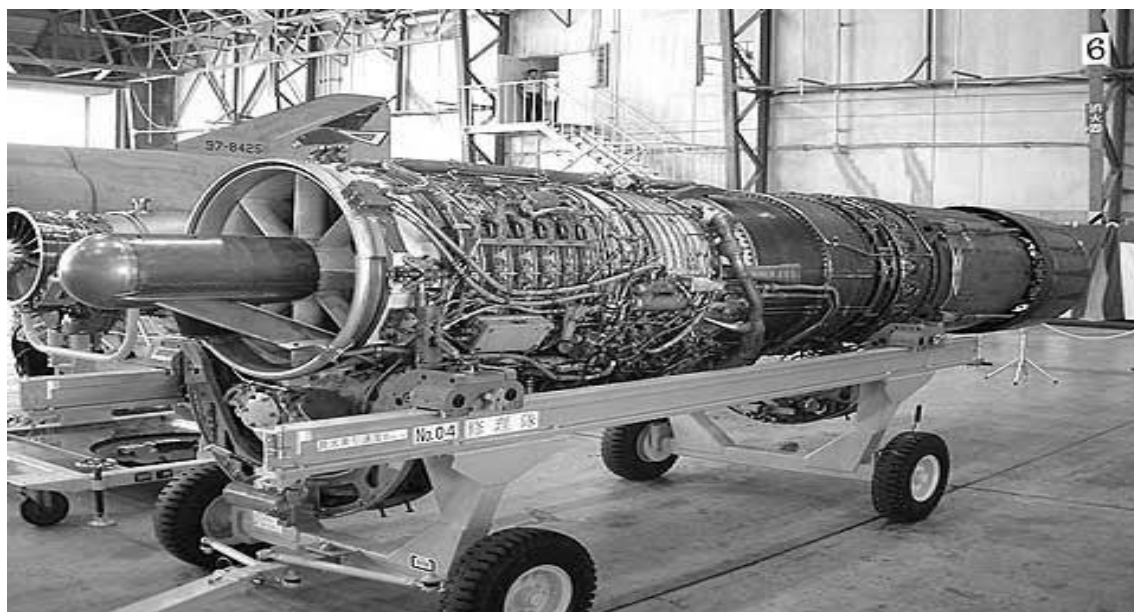
^۳turboprop

گرداندن ملخ شود. موتورهای توربوپراپ در سرعت‌های متوسط (در حدود ۷۳۰ کیلومتر/ساعت) کارایی دارند و در سرعت‌های بیشتر کارایی خود را از دست می‌دهند [۲۶].

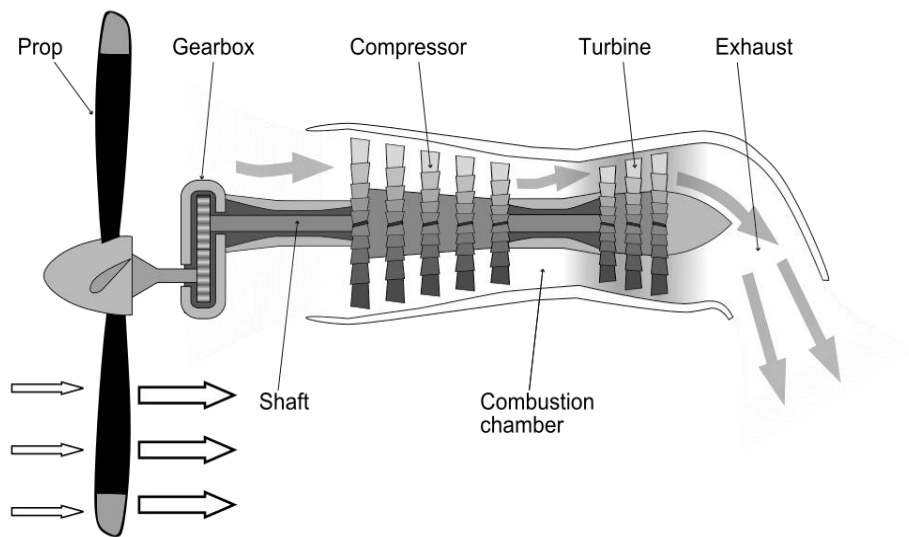
در شکل‌های (۳-۲)، (۴-۲) و (۵-۲) ساختمان این دو موتور و نحوه کار آن‌ها نشان داده شده است.



شکل (۳-۲) ساختمان توربوجت



شکل (۴-۲) نمایی از موتور توربوجت مورد استفاده در صنعت



شکل (۵-۲) ساختمان یک موتور توربوپراپ

۳-۴-۲. گشتاور غلتشی

بر طبق تعریف، پرواز حالت دائم پروازی است که در آن بردارهای سرعت خطی ($\vec{V}$) و سرعت زاویه‌ای ($\vec{\omega}$) در دستگاه مختصات بدنه (xyz) نسبت به زمان ثابت باقی بمانند. به پرواز حالت دائمی که مسیر حرکت در آن مستقیم باشد، پرواز حالت دائم راست‌گونه گفته می‌شود. اگر در پرواز حالت دائم راست‌گونه، دماغه هواپیما از زاویه خود منحرف شود در حالت سرش جانبی^۱ قرار می‌گیرد. این سرش جانبی مسبب ایجاد یک گشتاور غلتشی در هواپیما می‌گردد.

گشتاور غلتشی هواپیما به عوامل زیر بستگی دارد: [۱]

● عدد ماخ^۲ و عدد رینولدز^۳: عدد ماخ نسبت سرعت جسمی در یک سیال به سرعت صوت در همان سیال است. عدد ماخ یک پارامتر بی‌بعد و بدون یکا است که در آیرودینامیک جریان‌های تراکم‌پذیر دارای اهمیت زیادی است. عدد رینولدز نیز کمیتی بدون یکا است که در مکانیک شاره‌ها نسبت نیروی

^۱sideslip

^۲Mach number

^۳Reynolds number

لختی به نیروی گرانروی را نشان می‌دهد. کاربرد مهم این عدد در تعیین آرام یا آشفته بودن جریان شاره است. این عدد برای دو جریان متفاوت، یک پارامتر تشابهی نیز است.

● زاویه حمله (α)

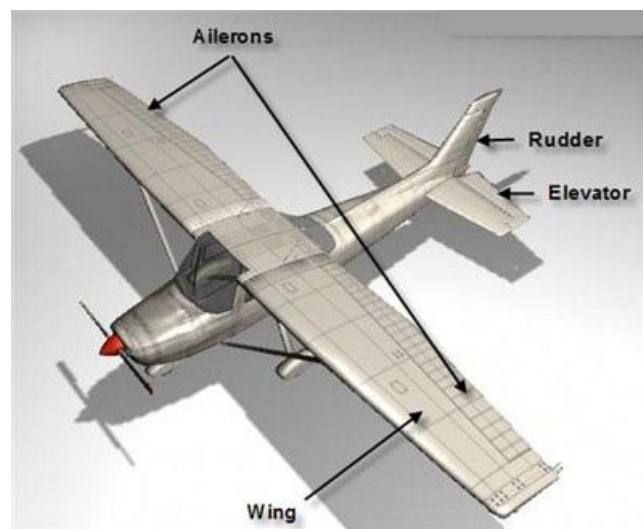
زاویه بدنه هواپیما و بال‌های آن را با مسیر حرکت کنونی آن را توصیف می‌کند.

● زاویه سرش جانبی (β)

معادل عرضی - سمتی زاویه حمله

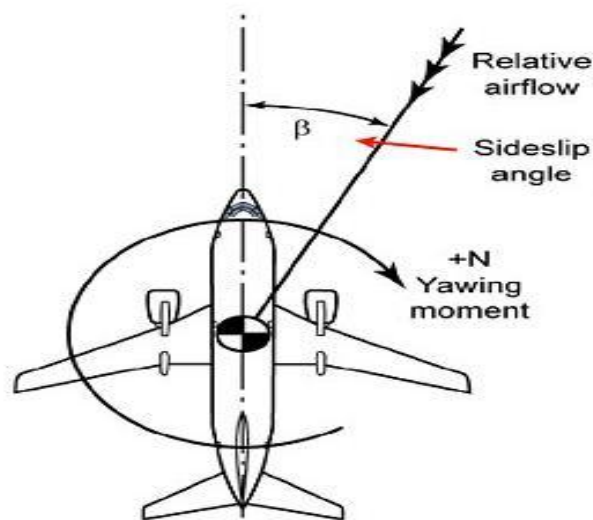
● فشار دینامیکی

● تغییر مکان سطوح کنترل هواپیما مانند قسمت متحرک بال هواپیما^۱، سکان بالادهنده^۲، باله‌ی عقب هواپیما^۳ و نظایر آن‌ها.

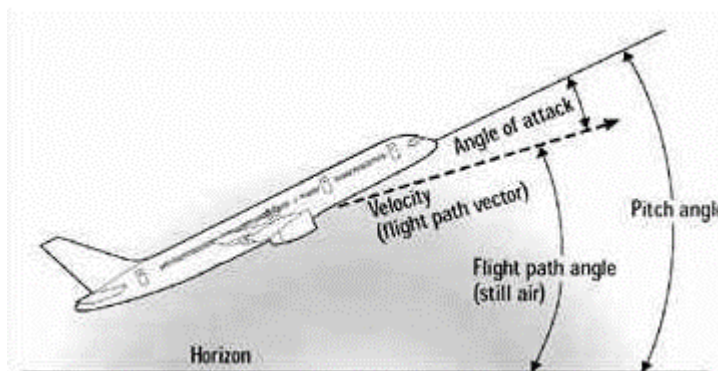


شکل (۶-۲) سطوح کنترلی متداول هواپیما

^۱aileron
^۲elevator
^۳rudder



شکل (۷-۲) سرش جانبی هواپیما و زاویه آن



شکل (۸-۲) زاویه حمله‌ی هواپیما

۲-۵. مدل حرکتی عمودپرواز همراه با عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات

در قسمت (۲-۴) با معادلات حرکت اولیه VTOL و اجزای تشکیل دهنده آن آشنا شدیم. روش‌های طراحی قبلی که برای تخمین بهتر و حل راحت‌تر مساله، معادلات حرکتی را به جای مرکز ثقل حول مرکز نوسان (۴) تشکیل می‌دادند. البته با در نظر گرفتن ϵ به عنوان یک متغیر ثابت، روابط بسیار ساده تر و البته تا حدودی خطی می‌شد. [۱۱][۲۳]

$$\begin{cases} \bar{x} = x - \varepsilon \sin(\theta) \\ \bar{y} = y + \varepsilon \cos(\theta) \\ \bar{u}_1 = u_1 - \varepsilon \theta^2 \end{cases} \quad (۶-۲)$$

آن گاه از رابطه (۶-۲) داریم:

$$\begin{pmatrix} \ddot{\bar{x}} \\ \ddot{\bar{y}} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\bar{u}_1 \sin(\theta) \\ \bar{u}_1 \cos(\theta) - 1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (۷-۲)$$

اما با توجه به فرض ما در این پایان نامه مبنی بر ثابت نبودن این ضریب تزویج در سرعت‌ها و شرایط متفاوت، معادلات حرکتی بسیار پیچیده‌تر می‌گردد. با محاسبه مشتق دوم المان‌های معادله (۶-۲) متوجه می‌شویم که با این فرض چه حجمی از معادلات و البته پیچیدگی مواجه می‌شویم. [۱۰]

اما برخلاف کارهای قبلی و البته طراحی‌هایی که بر اساس معادله (۶-۲) برای کنترل پایداری VTOL صورت گرفته است، در این پایان نامه ما از معادله (۳-۲) با محوریت مرکز ثقل و با فرض متغیربودن (۴) استفاده می‌کنیم.

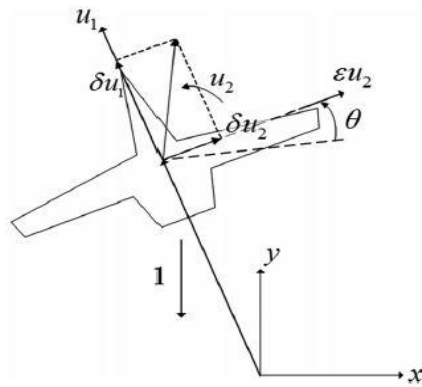
اما این معادله کافی به نظر نمی‌رسد. زیرا ضریب تزویج میان گشتاور غلتشی و شتاب عرضی و البته متفاوت بودن جهت نیروهای اعمال شده توسط آن‌ها در مسیر حرکتی هواپیما، مطمئناً روی جهت حرکت و معادلات حرکتی آن تاثیر قابل توجهی می‌گذارد.

با توجه به فرض (۴)، هرگاه VTOL با سرعت بالا در حرکت است اغتشاشات نامعلوم و ناشی از این سرعت گرفتن در مسیر حرکتی هواپیمای عمودپرواز اتفاق می‌افتد. مطمئناً با توجه به افزایش سرعت و تغییر ضریب تزویج و شدت گرفتن این اثر متقابل، اغتشاشات^۱ مذکور تاثیر بسیار بزرگتری بر معادلات حرکتی خواهند داشت. این نکته ای است که در طراحی کنترل کننده‌های قبلی به آن توجه نشده است.

^۱disturbance

به همین دلیل برای طراحی یک کنترل کننده که علاوه بر کنترل ردیابی VTOL بتواند پایداری آن را نیز در طول حرکت تضمین کند، نیاز به معادلات کامل تری داریم.

بر این اساس و با فرض های عنوان شده در بند قبلی، متوجه می شویم که این اغتشاشات نامعلوم و ناشی از شتاب گرفتن VTOL و وجود اثر متقابل در میان اجزای های حرکتی آن هستند. پس قوی ترین منبع این اغتشاشات ورودی های u_1, u_2 می باشند. زیرا این دو ورودی بیش ترین توانایی را در شتاب دادن به سیستم حرکتی عمودپرواز دارند. از این رو همان طور که (۸-۲) نشان داده شده است، جهت این بردار این اغتشاشات را در راستای ورودی های معادله حرکتی در نظر می گیریم [۱۰][۲۷].



شکل (۹-۲) مانور عمودی هواپیمای عمودپرواز همراه با بردارهای اغتشاشات

همان طور که در شکل (۹-۲) به تصویر درآمده است، بردار اغتشاشات به دو بردار مستقل تجزیه شده است. همچنین همان طور که در بالا عنوان شد جهت ساده تر کردن معادلات حرکتی جهت این اغتشاشات را در راستای بزرگ ترین عامل به وجود آورنده آن ها یعنی ورودی های وابسته به بردار پیشران و گشتاور غلتشی، u_1, u_2 ، در نظر می گیریم. پس داریم:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\delta}_u(u_1, u_2) \cong \vec{\delta}_{u1}(u1) + \vec{\delta}_{u2}(u2) \\ \vec{\delta}_{u1} = \vec{\delta}_{u1} \cos(\theta + 90) \vec{i} + \vec{\delta}_{u1} \sin(\theta + 90) \vec{j} \\ \vec{\delta}_{u2} = \vec{\delta}_{u2} \cos(\theta) \vec{i} + \vec{\delta}_{u2} \sin(\theta) \vec{j} \end{array} \right. \quad (۸-۲)$$

بردارهای $\vec{l}, \vec{j}$ نیز بردارهای یکه^۱ در راستای x, y هستند.

حال اگر بخواهیم با توجه به تمامی صحبت‌های عنوان شده در این بخش و ترکیب معادلات (۳-۲) و (۸-۲)، معادله حرکتی VTOL به صورت زیر قابل بیان است:

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -u_1 \sin(\theta) + \varepsilon u_2 \cos(\theta) + \delta_{ux}(u_1 \cdot u_2) \\ -u_1 \cos(\theta) + \varepsilon u_2 \sin(\theta) - 1 + \delta_{uy}(u_1 \cdot u_2) \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (۹-۲)$$

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\{u_1 + \delta_{u1}\} \sin(\theta) + \{\varepsilon u_2 + \delta_{u2}\} \cos(\theta) \\ \{u_1 + \delta_{u1}\} \cos(\theta) + \{\varepsilon u_2 + \delta_{u2}\} \sin(\theta) - 1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

در ادامه با جایگزینی $\bar{\varepsilon} = \varepsilon + \frac{\delta_{u2}}{u_2}$ در معادله (۱۰-۲) داریم:

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\{u_1 + \delta_{u1}\} \sin(\theta) + \bar{\varepsilon} u_2 \cos(\theta) \\ \{u_1 + \delta_{u1}\} \cos(\theta) + \bar{\varepsilon} u_2 \sin(\theta) - 1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

معادله (۱۱-۲) معادله‌ای برای تمامی سرعت‌های حرکتی VTOL است. کنترل کننده‌ای که بر اساس این معادله طراحی گردد، کنترل کننده‌ای برای تمامی شرایط ممکن است. تفاوت این معادله حرکتی با نمونه‌های مشابه قبلی در آن است که اغتشاشات ناشی ذکر شده در آن و ضریب تزویج ε نامعلوم بوده

و همچنین محدوده مشخصی برای آنها در نظر گرفته نشده است. بدین معنی که $\delta_{u1,2}$ و $\bar{\varepsilon}$ توابع

^۱unit vector

غیرخطی و نامعلوم فرض شده‌اند. از همین رو این معادله حرکتی نزدیک‌ترین معادله حرکتی VTOL به شرایط واقعی است [۱۰].

۲-۶. مدل مرتب شده معادلات حرکتی

معادله (۱۱-۲) معادله نهایی و کامل برای بیان مشخصه حرکتی VTOL است اما برای طراحی کنترل‌کننده مناسب جهت ردیابی باید به فرم همراه در بیاید. زیرا برای پایدارسازی یک معادله به فرم همراه و مرتب شده آن نیاز داریم [۲۸].

به همین منظور و با در نظر گرفتن $X = [x. \dot{x}. y. \dot{y}. \theta. \dot{\theta}]^T = [x_1. x_2. y_1. y_2. \theta_1. \theta_2]^T$ به عنوان متغیرهای حالت معادله حرکتی سیستم و $Y = [x. y]^T$ به عنوان خروجی، به معادله مرتب شده و به فرم همراه درآمده زیر می‌رسیم و در ادامه از رابطه (۱۲-۲) برای تمامی مقاصد کنترلی استفاده می‌نماییم.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -\{u_1 + \delta_{u1}\} \sin(\theta) + \bar{\epsilon} u_2 \cos(\theta) \\ y_2 \\ \{u_1 + \delta_{u1}\} \cos(\theta) + \bar{\epsilon} u_2 \sin(\theta) - 1 \\ \theta_2 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (12-2)$$

به جرات می‌توان این اذعان کرد که رابطه (۱۲-۲) کاربردی‌ترین معادله حرکتی هواپیمای عمودپرواز در هنگام مانور عمودی این جسم پرنده است.

فصل سوم

طراحی رویت گر سرعت

۳-۱. مقدمه

با مشاهده رابطه (۲-۱۲) در بخش (۲-۶) متوجه شدیم که توابع غیرخطی نامعلوم متغیر با زمان $\delta_{u_{1,2}}(t)$ و $\bar{\varepsilon}$ در تعیین نرخ بردار سرعت VTOL، $[x_2, y_2, \theta_2]^T$ ، نقش داشته و ما برای طراحی کنترل‌کننده مناسب به سرعت حقیقی و قطعی سیستم دسترسی نداریم.

پس در قدم اول باید رویت‌گری^۱ به کار ببندیم که سرعت سیستم را مستقل از اجزای نامعلوم و غیر قطعی معادله حرکتی آن در اختیار ما قرار دهد. همچنین با در نظر گرفتن عدم اطلاع ما از محدوده و میزان تغییرات $\delta_{u_{1,2}}(t)$ و $\bar{\varepsilon}$ ، قادر به برقراری پایداری مناسب در مسیر تخمین نیز باشد. تمامی مطالب گفته شده در این فصل نیز از مراجع [۱۰] و [۲۹] می‌باشند. مگر آن‌که منبع دیگر ذکر شده باشد.

۳-۲. رویت‌گر "لیاپانوف-مبنا"

با در نظر گرفتن همه شرایط موجود و در جهت نیل به اهداف گفته‌شده؛ بهترین رویت‌گر، رویت‌گر "لیاپانوف-مبنا"^۲ است. این رویت‌گر غیرخطی علاوه بر عملکرد مناسب در تخمین داده‌های متغیر، با استفاده از یک تابع لیاپانوف و با در نظر گرفتن کران‌های مناسب و کاربردی پایداری رویت‌گر را نیز تضمین می‌کند.

از دیگر ویژگی‌های این رویت‌گر می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- در تخمین مختصات و مشخصات وابسته به مکان اجسام در حال حرکت بسیار تواناست.
- پیوسته است.

^۱observer

^۲Lyapunov- based

● یک نتیجه مجانبی^۱ در اختیار ما می‌گذارد.

● قابلیت استفاده در سیستم‌های هموار و ناهموار^۲ را دارد.

تعریف ۳-۱. سیستم هموار به سیستم غیرخطی گفته می‌شود که در آن ورودی کنترل به صورت مستقل اعمال می‌گردد و در سیستم ناهموار به صورت ترکیبی [۳۰]. روابط (۱-۳) و (۲-۳) مثالی از معادلات حاکم بر سیستم‌های هموار و ناهموار را نشان می‌دهند.

$$\left\{ \begin{array}{l} dx/dt = f(x) + g(x)u \\ dx/dt = f(x) + g(x.u) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (۱-۳) \\ (۲-۳) \end{array}$$

۳-۳. نحوه عملکرد رویت گر لیاپانوف – مبنا

با در نظر گرفتن $X_1 = [x_1 \cdot y_1 \cdot \theta_1]^T$ به عنوان بردار موقعیت مکانی و $X_2 = [x_2 \cdot y_2 \cdot \theta_2]^T$ به عنوان بردار سرعت در معادله حرکتی VTOL و همچنین با استناد به معادله حرکتی (۲-۶) داریم:

$$\dot{X}_1 = X_2 \quad (۳-۳)$$

این رابطه از آن جهت مهم و حایز اهمیت است که با دانستن موقعیت مکانی و زاویه غلت VTOL در هر زمان، بردار X_1 برای ما معلوم است. با فرض $\hat{X}_2$ به عنوان بردار سرعت تخمین زده شده و با اعمال شرایط اولیه مناسب داریم:

$$\hat{X}_1 = \int \hat{X}_2$$

^۱asymptotic

^۲affine & non-affine

(۴-۳) حال با استفاده از روابط (۳-۳) و (۳-۴) و با در نظر گرفتن:

$$\tilde{X}_1 = X_1 - \hat{X}_1 \quad . \quad \tilde{X}_2 = X_2 - \hat{X}_2 \quad (۵-۳)$$

برای تخمین بردار سرعت به روش لیاپانوف - مبنا داریم:

$$\dot{\tilde{X}}_2 = -(\kappa_s + \alpha_s)\tilde{X}_2 + \gamma_s \text{sgn}(\tilde{X}_1) + \alpha_s \kappa_s \tilde{X}_1 \quad (۶-۳)$$

که در آن $\kappa_s, \alpha_s, \gamma_s \in R^{3 \times 3}$ ماتریس‌هایی قطری با عناصر ثابت و مثبت $\kappa_{si}, \alpha_{si}, \gamma_{si}$ بوده و گام‌های شناسایی در رویت‌گر هستند. $\text{sgn}(x)$ نیز یک تابع علامت استاندارد است که به شکل زیر به تک تک عناصر ماتریس $\tilde{X}_1$ اعمال می‌گردد:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (۷-۳)$$

از رابطه (۳-۶) متوجه می‌شویم که رویت‌گر لیاپانوف- مبنا بر اساس کنترل نرخ تغییرات بردار سرعت به وسیله به‌هنگام کردن^۱ بردار سرعت و اعمال انتگرال میزان خطای آن نسبت به مقدار واقعی ($\tilde{X}_1$) عمل می‌کند.

همان‌طور که پیش‌تر عنوان کردیم و در رابطه (۳-۶) مشاهده می‌کنیم؛ با استفاده از این روش می‌توانیم بردار سرعت $VTOL$ را با اعمال شرایط اولیه مناسب به تخمین‌گر و مستقل از توابع غیرخطی نامعلوم و متغیر بازمان $\delta_{u_{1,2}} \cdot \bar{\epsilon}$ به دست آوریم.

۳-۴. بررسی پایداری رویت‌گر و صحت تخمین‌ها

همان‌طور که در بخش (۲-۳) و در بیان ویژگی‌های رویت‌گر سرعت غیرخطی لیاپانوف- مبنا عنوان شد

^۱update

این رویت گر همواره در طول شناسایی و تخمین داده‌های بردار سرعت پایداری خود و در نتیجه شناسایی را تضمین می‌کند. البته این ملزم به رعایت و برقراری شرایطی است که در زیر به آن‌ها می‌پردازیم.

ابتدا فرض می‌کنیم که:

$$\|X_2\| \leq \xi_1 \quad \|\dot{X}_2\| \leq \xi_2 \quad \|\ddot{X}_3\| \leq \xi_3 \quad (۸-۳)$$

که در آن ξ_1, ξ_2, ξ_3 ثابت‌های مثبت محدود هستند و دو شرط رابطه (۸-۳) قسمت اول شرط پایداری هر سیستم یعنی ورودی محدود- خروجی محدود^۱ را تضمین می‌کند. شرط سوم نیز در تعریف تابع لیاپانوف جهت بررسی شرایط پایداری و استفاده از لم باربالات به کار می‌آید.

تعریف ۲-۳. لم باربالات^۲. اگر g تابع حقیقی از متغیر حقیقی t بوده که در $t \geq 0$ تعریف شده، به طور یکنواخت پیوسته باشد و همچنین اگر حد انتگرال زیر موجود و:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t g(s) ds < \infty \quad (۹-۳)$$

آن‌گاه خواهیم داشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) \rightarrow 0 \quad (۱۰-۳)$$

یکی از نتایج لم باربالات تحقق رابطه (۱۰-۳) در صورت محدود بودن $dg/dt \in L_2$ است.

برای اعمال نظریه لیاپانوف، مشتق زمانی تابع V را به دست می‌آوریم که به سیگنال ورودی و سایر سیگنال‌های موجود در سیستم، وابسته خواهد بود. اگر این سیگنال‌ها محدود باشد از لم باربالات و نکته

مربوط به dV/dt میتوان به منظور اثبات پایداری استفاده کرد. [۳۱]

^۱Bounded Input- Bounded Output (BIBO)

^۲Barbalat's lemma

برای اثبات پایداری و به تعریف برخی متغیرهای جدید براساس عناصر معادله (۳-۶) نیاز داریم؛ از جمله خطای تخمین فیلترشده^۱، r ، به شکل زیر:

$$r = \tilde{X}_2 + \alpha_s \tilde{X}_1 \quad (۱۱-۳)$$

در مورد مشتق r بر اساس معادله بالا نیز داریم:

$$\dot{r} = \eta - \kappa_s r - \gamma_s \operatorname{sgn}(\tilde{X}_1) \quad (۱۲-۳)$$

که در آن $\eta(t) = \begin{bmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \\ \eta_3(t) \end{bmatrix} \in R^{3 \times 3}$ به شکل زیر تعریف می‌گردد:

$$\eta = \dot{X}_2 + (\kappa_s + \alpha_s) X_2 \quad (۱۳-۳)$$

با توجه به شرطهای روابط (۳-۸) و (۳-۹) داریم:

$$\|\eta(\cdot)\| \leq \xi_4 \quad \|\dot{\eta}(\cdot)\| \leq \xi_5 \quad (۱۴-۳)$$

که در آن ξ_4, ξ_5 ثابت‌های مثبت محدود هستند.

قضیه (۱-۳). رویت‌گر غیرخطی سرعت لیاپانوف-مبنا در طول شناسایی و تخمین بردار سرعت همواره پایدار است، اگر و تنها اگر:

$$\begin{cases} \gamma_{s_i} \geq \xi_4 + \frac{1}{\alpha_i} \xi_5 \\ i = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (۱۵-۳)$$

^۱ filtered error estimation

مادامی که عناصر ماتریس‌های $\gamma_s \cdot \alpha_s$ در رابطه (۱۵-۲) صدق کنند و این رابطه برقرار باشد، $\dot{\tilde{X}}_2$ و $\tilde{X}_2$ محدود و کران‌دار بوده و حد نهایی زیر برقرار می‌گردد:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{X}_2 \rightarrow 0$$

اثبات قضیه. برای اثبات قضیه (۳-۱) از تابع لیاپانوف V به شکل زیر استفاده می‌کنیم:

$$V = \frac{1}{2} r r^T \quad (۳-۱۶)$$

با مشتق‌گیری از رابطه (۳-۱۶) و با استفاده از روابط (۳-۱۱)، (۳-۱۲) و (۳-۱۳) داریم:

$$\dot{V} = -r^T \kappa_s r + [\dot{\tilde{X}}_1 + \alpha_s \tilde{X}_1]^T \cdot [\eta - \gamma_s \operatorname{sgn}(\tilde{X}_1)] \quad (۳-۱۷)$$

پس از انتگرال گرفتن از رابطه (۳-۱۷) و با در نظر گرفتن این حقیقت که:

$$x \operatorname{sgn}(x) = |x| \quad \forall x \in R \quad (۳-۱۸)$$

داریم:

$$\begin{aligned} V(t) \leq V(t_0) - \int_{t_0}^t (r^T(\sigma) \kappa_s r(\sigma)) d\sigma \\ + \sum_{i=1}^3 \alpha_i \left(\int_{t_0}^t |\tilde{X}_i(\sigma)| (|\eta_i(\sigma)| - \gamma_i) d\sigma + \chi_i \right) \end{aligned} \quad (۳-۱۹)$$

که متغیرهای کمکی $\chi_i(t) \in R$ به شکل زیر تعریف می‌گردند:

$$\chi_i = \int_{t_0}^t \tilde{X}_2(\sigma) \eta(\sigma) d\sigma - \gamma_i \int_{t_0}^t \tilde{X}_2(\sigma) \operatorname{sgn}(\tilde{X}_1(\sigma)) d\sigma \quad ; i = 1.2.3 \quad (۳-۲۰)$$

با اعمال نتیجه انتگرال (۳-۲۰) در رابطه (۳-۱۹) داریم:

$$V(t) \leq V(t_0) - \int_{t_0}^t (r^T(\sigma) \kappa_s r(\sigma)) d\sigma + \chi_4 + \zeta_0 \quad (۳-۲۱)$$

در تعریف متغیرهای کمکی $\chi_4, \zeta_0 \in R$ داریم:

$$\chi_4 = \sum_{i=1}^3 \alpha_i \left(\int_{t_0}^t |\tilde{X}_i(\sigma)| \left(|\eta_i(\sigma)| + \frac{1}{\alpha_i} |\dot{\eta}_i(\sigma)| \right) + \sum_{i=1}^3 |\tilde{X}_i(t)| (|\eta_i(t)| - \gamma_i) \right) \quad (۳-۲۲)$$

$$\zeta_0 = \sum_{i=1}^3 -\tilde{X}_{1_i}(t_0) \eta_i(t_0) + \gamma_i |\tilde{X}_{1_i}(t_0)| \quad (۳-۲۳)$$

با استناد به رابطه (۳-۱۵)، χ_4 همواره منفی یا صفر است و این مطلب کران بالای $V(t)$ را با توجه به رابطه (۳-۲۰) به شکل زیر مشخص می‌کند:

$$V(t) \leq V(t_0) - \int_{t_0}^t (r^T(\sigma) \kappa_s r(\sigma)) d\sigma + \zeta_0 \leq \infty \quad (۳-۲۴)$$

با در نظر گرفتن روابط (۳-۱۶) و (۳-۲۴) می‌توان نتیجه گرفت که:

$$0 \leq V(t) \leq V(t_0) + \zeta_0 \quad (۳-۲۵)$$

بنابراین می‌توانیم نتیجه بگیریم که $r(t) \in L_\infty$. همچنین با استناد به روابط (۳-۲۴) و (۳-۲۵) داریم:

$$\int_{t_0}^t (r^T(\sigma) \kappa_s r(\sigma)) d\sigma \leq V(t_0) + \zeta_0 \leq \infty \quad (۳-۲۵)$$

با توجه به رابطه (۳-۲۵) می‌توان نتیجه گرفت که $r(t) \in L_2$ و با استناد به رابطه (۳-۱۱) می‌توان گفت که $\tilde{X}_1, \tilde{X}_2 \in L_\infty$. با در نظر گرفتن این واقعیت که $r(t), \dot{r}(t) \in L_\infty$ و نتیجه سطر بالا که مشخص می‌کند $r(t) \in L_2$ با استفاده از لم باربالات می‌توان نشان داد که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|r(t)\| \rightarrow 0$$

همچنین با توجه به رابطه خطی (۱۱-۳) بین $r(t)$ و $\tilde{X}_1(t)$ می توان نتیجه گرفت که:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{X}_1(t)\| \rightarrow 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{X}_2(t)\| \rightarrow 0 \end{cases}$$

فصل چهارم

طراحی تخمین گر فازی – تطبیقی برای ضریب تزوید و اغتشاشات ورودی

۴-۱. سیستم‌های فازی

سیستم‌های فازی برای فرموله کردن دانش بشری استفاده می‌شوند. به صورت عامیانه، دانش بشری را در زمینه یک مسئله فنی خاص می‌توان به دو دسته تقسیم کرد: دانش خودآگاه و دانش ناخودآگاه. در دانش خودآگاه، دانش را می‌توان به صورت صریح و روشن در قالب کلمات بیان کرد. دانش ناخودآگاه، در زمره وضعیت‌هایی است که انسان‌های خبره می‌دانند چه کاری انجام می‌دهند ولی نمی‌توانند آن را به طور دقیق و در قالب کلمات بیان کنند. برای حل این مساله از سیستم‌های فازی می‌توان کمک گرفت.

سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد می‌باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر-آن‌گاه فازی تشکیل شده است. این قوانین اگر-آن‌گاه می‌توانند دانش خودآگاه و ناخودآگاه را فرموله کنند و سیستم فازی را بر اساس آن‌ها بسازند و از آن برای اهداف گوناگون استفاده کنند.

همان طور که در شکل (۴-۱) مشاهده می‌کنیم، سیستم فازی از چهار بخش اصلی تشکیل می‌گردد: فازی ساز، پایگاه دانش و قواعد، موتور استنتاج و غیرفازی ساز. در اینجا ما به بررسی مختصر هر کدام از این بخش‌های سیستم فازی می‌پردازیم. مباحث کامل‌تر در مرجع [۲۲] وجود دارند.

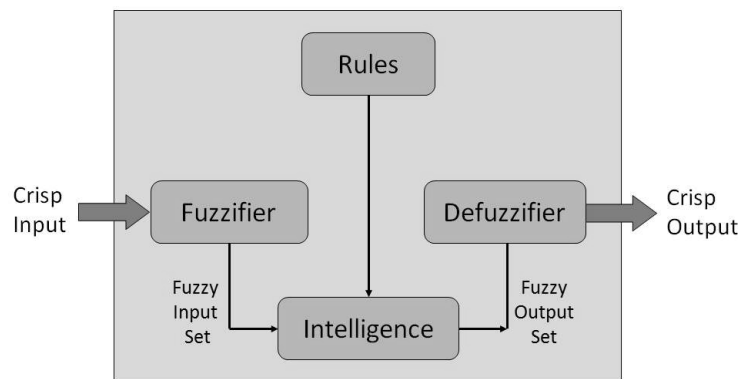
۴-۱-۱. پایگاه قواعد فازی

پایگاه قواعد فازی از مجموعه‌ای از قواعد اگر-آن‌گاه فازی تشکیل می‌شود. پایگاه قواعد فازی از این نظر که سایر اجزای سیستم فازی برای پیاده‌سازی این قواعد به شکل موثر و کارا استفاده می‌شوند،

قلب یک سیستم فازی محسوب می شود. به طور مشخص، پایگاه قواعد فازی شامل قواعد اگر- آن گاه زیر است:

$$Ru^{(l)}; IF x_1: A_1^l \dots x_n: A_n^l THEN y: B^l \quad (1-4)$$

که $A^l \subset U, B^l \subset V$ به ترتیب مجموعه های فازی ساخته شده بر اساس پایگاه دانش هستند و $x \in U, y \in V$ به ترتیب متغیر های ورودی و خروجی (زبانی) سیستم فازی می باشند. همچنین Ru^l نیز یک قانون برای ساخت سیستم فازی برای اساس متغیرهای اشاره شده می باشد.



شکل (۱-۴) مدل کلی یک سیستم فازی

۴-۱-۲. موتور استنتاج فازی

در یک موتور استنتاج فازی اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد اگر- آن گاه در پایگاه قواعد فازی به نگاشتی از مجموعه فازی A^l به مجموعه فازی B^l استفاده شده اند. هر پایگاه قواعد فازی در عمل شامل قوانین بسیاری است و روش های گوناگونی جهت نتیجه گیری از این مجموعه تاکنون ساخته شده و استفاده می گردد. ما در ابتدا می بایست بفهمیم آن چه که یک مجموعه از قواعد می گوید چیست و آن گاه از عملگرهای منطقی مناسب برای ترکیب آن ها استفاده کنیم.

انتخاب‌های متعددی برای موتور استنتاج وجود دارد که مهم‌ترین و پرکاربردترین موتورهای استنتاج عبارتند از : موتور استنتاج حاصل ضرب، موتور استنتاج مینیمم^۱، موتور استنتاج لوکاشیویکز، موتور استنتاج زاده، موتور استنتاج دنیس- رشر^۲.

۴-۱-۳. فازی‌ساز

به دلیل این که در اغلب کاربرد ها ورودی و خروجی سیستم فازی اعداد حقیقی هستند، ما باید واسطه‌هایی بین موتور استنتاج فازی و محیط به وجود بیاوریم. این واسطه‌ها همان فازی سازها^۳ و غیرفازی سازها^۴ هستند.

فازی‌ساز به عنوان نگاشتی از یک نقطه $X^* \in U \subset R^n$ به یک مجموعه فازی $A \subset U$ تعریف شده است. برای انتخاب فازی‌ساز باید معیارهایی را در نظر گرفت:

- باید این حقیقت را در نظر بگیرد که ورودی در نقطه X^* قطعی است و مجموعه فازی باید در آن نقطه مقدار تعلق بسیاری داشته باشد.
- اگر ورودی سیستم فازی به وسیله نویز خراب شود، فازی‌ساز باید بتواند تاثیر نویز را کاهش داده و حذف کند.

- فازی‌ساز باید بتواند در ساده‌تر کردن محاسبات مربوط به موتور استنتاج فازی نقش داشته باشد.
- با در نظر گرفتن تمامی این معیارها بهترین و پرکاربردترین فازی‌سازها فازی‌سازهای منفرد، گوسین، مثلثی و دوزنقه‌ای هستند. به عبارتی فازی‌سازها همان توابع تعلق $\{\mu(x) \in [0,1]\}$ هستند که میزان اشتراک ورودی‌ها با مجموعه‌های فازی را مشخص می کنند.

^۱Minimum
^۲Denis- Richer
^۳fuzzier
^۴defuzzier

۴-۱-۴. غیرفازی ساز

غیرفازی ساز به عنوان یگ نگاشت از مجموعه فازی $B^l \subset V$ (خروجی موتور استنتاج فازی) به یک نقطه قطعی $y^* \in V \subset R^n$ تعریف می گردد. به طور مفهومی، وظیفه فازی ساز مشخص کردن نقطه ای است که بهترین نماینده مجموعه فازی B^l باشد. با توجه به این که مجموعه مجموعه های فازی به طرق مختلفی ساخته می شوند، ما انتخاب های مختلفی برای تعیین این نقطه داریم. سه معیار توجیه پذیری، سادگی محاسبات و پیوستگی ما را برای انتخاب غیرفازی ساز مناسب کمک می کنند. از معروف ترین و پرکاربرد ترین غیرفازی سازها می توان به غیرفازی ساز مرکز ثقل، غیرفازی ساز میانگین مراکز و غیر فازی ساز ماکزیمم^۱ اشاره کرد.

جدول (۴-۱) معرفی چند فازی ساز مهم برای عدد قطعی X^*

$\mu_A(X) = \begin{cases} 1; & X = X^* \\ 0; & X \neq X^* \end{cases}$	فازی ساز منفرد
$\mu_A(x) = e^{-\left(\frac{x-X^*}{a}\right)^2}$ a ثابت مثبت	فازی ساز گوسین
$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 - \frac{ X - X^* }{b} & ; X - X^* \leq b \\ 0 & ; else \end{cases}$ b ثابت مثبت	فازی ساز مثلثی

جدول (۴-۲) معرفی مهم ترین موتورهای استنتاج

$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\sup_{x \in U} \left(\mu_{A'}(x) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}(x_i) \mu_B(y) \right) \right]$	موتور استنتاج حاصل ضرب
$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M [\sup_{x \in U} \min((\mu_{A'}(x) \mu_A(x) \mu_B(y)))]$	موتور استنتاج مینیمم

^۱Maximum defuzzier

که در جدول (۲-۴) مجموعه‌های فازی مربوط به ورودی، B مجموعه فازی مربوط به خروجی، A' مجموعه فازی ورودی نزدیک به A و B' مجموعه فازی حاصل از استنتاج همه این‌ها با روش عنوان شده می‌باشد.

جدول (۳-۴) معرفی غیرفازی‌سازهای پرکاربرد

$y^* = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l w_l}{\sum_{l=1}^M w_l}$ که $\bar{y}^l$ مرکز مجموعه فازی lام و w_l ارتفاع آن می‌باشد.	غیرفازی‌ساز میانگین مراکز
$y^* = \frac{\int y \mu_{B'(y)} dy}{\int \mu_{B'(y)} dy}$	غیرفازی‌ساز مرکز ثقل

۲-۴. سیستم فازی به عنوان تقریب‌گر عمومی

همان‌طور که در بخش (۴-۱) توضیح داده شد، برای هر یک از اجزای یک سیستم فازی چندید انتخاب وجود دارد. با ترکیب انواع مختلف فازی‌ساز، غیرفازی‌ساز و موتور استنتاج حدوداً چهار و پنج نوع سیستم فازی مختلف می‌توان ساخت. اما فقط بعضی از این سیستم‌های فازی کارساز و مفید هستند و بقیه بقیه آن‌ها به دلیل محاسبات نسبتاً سنگین و البته ناکارآمد آن‌چنان معنا و مفهومی ندارند. با ساختن سیستم‌های فازی به وسیله این ترکیب‌ها سیستم‌های فازی به شکل یک نگاشت خطی از ورودی به خروجی در می‌آیند که می‌توان از آن‌ها برای اهداف گوناگونی استفاده کرد.

یکی از این اهداف همان‌طور که در بخش (۵-۱) عنوان شد، کنترل فازی غیرمستقیم یک سیستم است. به این معنی که ابتدا با استفاده از اجزای عنوان شده در بخش (۴-۱) و با دانشی که از فرآیند تحت کنترل داریم، به وسیله سیستم فازی آن را تشکیل می‌دهیم و سپس بر اساس این دانش سیستمی برای آن کنترل‌کننده طراحی می‌کنیم.

قضیه ۴-۱. (قضیه تقریب عمومی) فرض کنید که ورودی، مجموعه مرجع U یک مجموعه بسته در R^n باشد. آن گاه برای هر تابع حقیقی داده شده $g(x) \subset U$ و $\varepsilon > 0$ دلخواه، یک سیستم فازی با موتور استنتاج حاصل ضرب، فازی ساز منفرد، غیرفازی ساز، میانگین مراکز و توابع تعلق گوسین مانند $f(x)$ وجود دارد به نحوی که:

$$\sup_{x \in U} |f(x) - g(x)| < \varepsilon \quad (۲-۴)$$

اثبات این قضیه خود براساس قضیه استون - ویراشتراس^۱، که یک قضیه معروف در تجزیه تحلیل است، می باشد.

قضیه ۴-۲ (قضیه استون - ویراشتراس) فرض کنید Z مجموعه ای از توابع پیوسته در مجموعه بسته U باشد. اگر:

● Z یک جبر باشد، بدین معنا که تحت عمل جمع، ضرب و ضرب اسکالر بسته باشد.

● Z در مجموعه بسته U یک به یک باشد، بدین معنا که برای هر $x \neq y$ یک $f \in Z$ وجود داشته باشد به نحوی که $f(x) \neq f(y)$.

● Z در هیچ نقطه ای از U صفر نشود، بدین معنا که برای هر $x \in U$ یک $f \in Z$ وجود داشته باشد؛ با این شرایط که $f(x) \neq 0$.

آن گاه برای هر تابع حقیقی پیوسته $g(x)$ برای روی U و $\varepsilon > 0$ دلخواه، یک $f \in Z$ وجود دارد به شکلی که:

$$\sup_{x \in U} |f(x) - g(x)| < \varepsilon$$

اثبات. فرض کنید Y مجموعه ی تمامی سیستم های فازی به شکل زیر باشد:

^۱Estone-Wirashtrass

$$Y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}{\sum_{l=1}^M \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]} \quad (3-4)$$

حال نشان می‌دهیم که Y یک جبر بوده، متمایز کننده نقاط بر روی U است. همچنین فرض می‌کنیم

که در هیچ نقطه‌ای از U صفر نمی‌شود.

فرض کنید $f_1, f_2 \in Y$ پس می‌توان آن‌ها را به شکل زیر نوشت:

$$f_1(x) = \frac{\sum_{l=1}^{M_1} \bar{y}_1^l \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{1i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}{\sum_{l=1}^{M_1} \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{1i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]} \quad (4-4)$$

$$f_2 = \frac{\sum_{l=1}^{M_2} \bar{y}_2^l \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{2i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}{\sum_{l=1}^{M_2} \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{2i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]} \quad (5-4)$$

بنابراین؛

$$\begin{aligned} & f_1(x) + f_2(x) \\ &= \frac{\sum_{l=1}^{M_1} \sum_{l=1}^{M_2} \bar{y}_1^l + \bar{y}_2^l \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{1i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{2i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}{\sum_{l=1}^{M_1} \sum_{l=1}^{M_2} \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{1i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_{2i}}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]} \end{aligned} \quad (6-4)$$

کاملاً مشخص است که با توجه به خواص تابع $\exp$ و با در نظر گرفتن $\bar{y}^l = \bar{y}_1^l + \bar{y}_2^l$ می‌توان رابطه

(6-4) را به شکل رابطه (4-4) نوشت. بدین معنی که $f_1(x) + f_2(x) \in Y$

با همین استدلال و با در نظر گرفتن $\bar{y}^l = \bar{y}_1^l \bar{y}_2^l$ می‌توان نتیجه گرفت که $f_1(x)f_2(x) \in Y$.

همچنین با در نظر گرفتن $\bar{y}^l = c\bar{y}_1^l$ به ازای هر $c \in R$ دلخواه نیز می توان نتیجه گرفت که:

$$cf_1(x) \in Y$$

بنابراین Y یک جبر است.

حال نشان می دهیم که Y با ساخت یک سیستم فازی مورد نیاز $f(x)$ ، نقاط روی U را متمایز می کند و به عبارت دیگر یک به یک است. فرض می کنیم $\hat{x}, \hat{z} \in U$ دو نقطه دلخواه بوده و $\hat{x} \neq \hat{z}$ ما پارامترهای $f(x)$ در رابطه (۳-۴) بدیت ترتیب انتخاب می کنیم:

$\bar{x}_i^{1.2} = \hat{x}_i$, $\sigma_i = 0.5$, $M = 2$ که $i = 1, 2, \dots, n$. این سیستم فازی به طور مشخص بدین شکل است:

$$f(x) = \frac{\exp(-\|x - \hat{z}\|_2^2)}{\exp(-\|x - \hat{x}\|_2^2) + \exp(-\|x - \hat{z}\|_2^2)} \quad (۷-۴)$$

که از آن داریم:

$$f(\hat{x}) = \frac{\exp(-\|\hat{x} - \hat{z}\|_2^2)}{1 + \exp(-\|x - \hat{z}\|_2^2)} \quad (۸-۴)$$

$$f(\hat{z}) = \frac{1}{1 + \exp(-\|x - \hat{z}\|_2^2)} \quad (۹-۴)$$

از آن جا که $\hat{x} \neq \hat{z}$ ، پس: $\exp(-\|x - \hat{z}\|_2^2) \neq 1$ و از روابط (۸-۴) و (۹-۴) می توان نتیجه گرفت که $f(\hat{x}) \neq f(\hat{z})$. بنابراین Y نقاط روی U را متمایز می کند.

برای این که نشان دهیم Y در هیچ نقطه ای از U صفر نمی شود؛ به طور ساده مشاهده می شود که هر سیستم فازی به شکل (۳-۴) با $\bar{y}^l > 0$ برای تمامی l ها، دارای این خاصیت است که برای $f(x) > 0, \forall x \in U$. بنابراین Y در هیچ نقطه ای از U صفر نمی شود.

با توجه به بحث فوق و قضیه استون - ویراشتراس قضیه (۱-۴) اثبات می گردد [۲۲].

۴-۳. طراحی تخمین گر فازی - تطبیقی

برای طراحی یک تخمین گر فازی - تطبیقی بر مبنای روش های کنترل فازی جهت تخمین تابع غیر خطی و نامعلوم اغتشاشات ناشی از ورودی δ_{u_1} و ضریب تزویج ورودی $\bar{E}$ ، ابتدا فرض زیر را در نظر می گیریم:

فرض ۱. تخمین تابع غیر خطی δ_{u_1} با توجه به رفتار و تاثیر متفاوت آن در هر کدام از محورهای حرکتی x, y ، به صورت مستقل و جداگانه در هر محور و به صورت δ_{u_1x} و δ_{u_1y} باید انجام گیرد. به همین جهت برای تخمین δ_{u_1x} از سطر دوم معادله حرکتی (۲-۱۲) و برای تخمین δ_{u_1y} از سطر چهارم آن استفاده می کنیم. این کار، امری معمول و اغلب مورد استفاده در به کارگیری روش های کنترل تطبیقی در سیستم است [۳۲] - [۴۰].

فرض ۲. δ_{u_1} می تواند به وسیله تابع فازی بر مبنای (۴-۳)، به صورت زیر تخمین زده شود:

$$\begin{cases} \hat{\delta}_{u_1x} = \hat{K}_{u_1x}^T \xi \\ \hat{\delta}_{u_1y} = \hat{K}_{u_1y}^T \xi \end{cases} \quad (۴-۱۰)$$

که در آن $\hat{K}_{u_1x} = [\hat{k}_{u_1x1}, \dots, \hat{k}_{u_1xn}]^T$ و $\hat{k}_{u_1x} = [\hat{k}_{u_1x1}, \dots, \hat{k}_{u_1xn}]^T$ بردارهای متشکل از پارامترهای قابل تنظیم هستند. همچنین $\xi = [\xi_1(u_1, u_2), \dots, \xi_n(u_1, u_2)]^T$ نیز بردار حاوی توابع وابسته به ورودی های u_1, u_2 است. با مقایسه روابط (۴-۳) و (۴-۱۰) متوجه می شویم که:

$$\hat{k}_{u_i} = \bar{y}_i^l \quad (۴-۱۱)$$

(۴-۱۲)

$$\xi_i(\cdot) = \frac{\left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}{\sum_{l=1}^M \left[\prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{2\sigma_i^2}\right)^2\right) \right]}$$

که البته از قبل می‌دانیم ξ یک تابع پایه‌ی فازی است و $\sigma \cdot \bar{x}_i$ نیز ثابت‌های انتخابی مناسب هستند.

اگرچه در معادله حرکتی (۱۲-۲) فقط اغتشاشات وابسته به ورودی در نظر گرفته شده‌اند، اما اغتشاشات ناشی از متغیرهای حالت x, y, θ نیز می‌توانند در رابطه (۴-۱۰) با بسط $\xi(u_1, u_2)$ به $\xi(u_1, u_2, x, y, \theta)$ در نظر گرفته شوند. این کار معادله حرکتی و روشی که برای کنترل آن استفاده می‌کنیم را به شرایط واقعی نزدیک‌تر می‌نماید. زیرا ورودی‌ها به متغیرهای حالت نیز وابسته هستند.

با تعریف بردار پارامتر بهینه به صورت زیر:

$$k_{u_1} = \arg \min_{k_{u_1 x}^* \in M_{u_1}} [sup_{u_{1.2}} |\delta_{u_1} - \hat{\delta}_{u_1 x}(k_{u_1 x}^*)|] \quad (13-4)$$

$$k_{u_1} = \arg \min_{k_{u_1 y}^* \in M_{u_1}} [sup_{u_{1.2}} |\delta_{u_1} - \hat{\delta}_{u_1 y}(k_{u_1 y}^*)|] \quad (14-4)$$

که در آن M_{u_1} یک ناحیه محدب^۱ به شکل $M_{u_1} = \{k_{u_1} | |k_{u_1}| < m_{u_1}\}$ که در آن m_{u_1} یک ثابت مثبت است، $\hat{\delta}_{u_1 x}(k_{u_1})$ و $\hat{\delta}_{u_1 y}(k_{u_1})$ بهترین تقریب‌ها δ_{u_1} هستند.

بنابراین کمترین میزان خطای تخمین که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\varepsilon_{u_1 x} = \delta_{u_1} - \hat{\delta}_{u_1 x}(k_{u_1}^*), \varepsilon_{u_1 y} = \delta_{u_1} - \hat{\delta}_{u_1 y}(k_{u_1}^*) \quad (15-4)$$

می‌تواند $|\varepsilon_{u_1 x, y}| \leq \varepsilon_{u_{max}}$ را محقق کند و به اندازه کافی کوچک باشد. می‌توان $\varepsilon_{u_{max}}$ را با افزایش معقول و مناسب قوانین فازی تا حد امکان کاهش داد.

^۱convex region

با توجه به فرض نامعلوم بودن δ_{u_1} ، کاملاً واضح است که $\varepsilon_{u_{max}}$ نیز نامعلوم است. در صورت در دسترس بودن دانش و اطلاعات مناسب از $\varepsilon_{u_{max}}$ ، می‌توان آن را نیز به کمک تخمین گرافازی-تطبیقی تخمین زد و به دست آورد.

حال و با توجه به مطالب عنوان شده تاکنون، بر مبنای سطر دوم و چهارم معادله حرکتی (۲-۱۲) رویت گرافازی تطبیقی به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\dot{x}_2} \\ \varphi_{\dot{y}_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(u_1 + \hat{\delta}_{u_{1x}})\sin\theta + \hat{\varepsilon}u_2\cos\theta + \gamma\zeta_{x\omega} + 2\hat{\varepsilon}_{u_{max}} \cdot \text{sat}\left(\frac{\zeta_{x\omega}}{d_\omega}\right) \\ (u_1 + \hat{\delta}_{u_{1y}})\cos\theta + \hat{\varepsilon}u_2\sin\theta - 1 + \gamma\zeta_{y\omega} + 2\hat{\varepsilon}_{u_{max}} \cdot \text{sat}\left(\frac{\zeta_{y\omega}}{d_\omega}\right) \end{bmatrix} \quad (۴-۱۶)$$

که در آن:

$\varphi_{\dot{x}_2}, \varphi_{\dot{y}_2}$ تخمینی از $\dot{x}_2, \dot{y}_2$ بوده در معادله (۲-۱۲) هستند و $\gamma > 0$ بهره تطبیقی تخمین‌گر است.

همچنین:

$$\zeta_{x\omega} = \zeta_x - d_\omega \text{sat}\left(\zeta_x/d_\omega\right) \quad (۴-۱۷)$$

$$\zeta_{y\omega} = \zeta_y - d_\omega \text{sat}\left(\zeta_y/d_\omega\right) \quad (۴-۱۸)$$

خطاهای تخمین سرعت به ناحیه مرده رفته^۱ هستند. sat تابع اشباع است^۲ و d_ω پهنای ناحیه مرده است. $\zeta_x = x_2 - \varphi_{x_2}$ و $\zeta_y = y_2 - \varphi_{y_2}$ نیز خطاهای تخمین سرعت خالص می‌باشند.

همچنین $\hat{\varepsilon}, \hat{\varepsilon}_{u_{max}}$ نیز تخمین‌های مربوط به ضریب تزویج $\bar{\varepsilon}$ و حداکثر خطای تخمین تقریب‌گرافازی برای تخمین $\delta_{u_{1x,y}}$ در معادله (۴-۱۵) هستند. جهت تکمیل معادله (۴-۱۶)، قوانین تطبیقی برای تنظیم پارامترهای $\hat{\varepsilon}, \hat{\varepsilon}_{u_{max}}, \hat{k}_{u_{1x}}, \hat{k}_{u_{1y}}$ بدین صورت تعریف می‌گردند:

^۱deadzoned velocity estimation error

^۲saturation function

$$\dot{\hat{k}}_{u_1x} = \gamma_{u_1} \zeta_{x\omega} \xi(-\sin\theta) \quad (۱۹-۴)$$

$$\dot{\hat{k}}_{u_1y} = \gamma_{u_1} \zeta_{y\omega} \xi(\cos\theta) \quad (۲۰-۴)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \gamma_{\varepsilon} (\zeta_{x\omega} u_2 \cos\theta + \zeta_{y\omega} u_2 \sin\theta) \quad (۲۱-۴)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_{u_{max}} = 2\gamma_{\varepsilon max} (|\zeta_{x\omega}| + |\zeta_{y\omega}|) \quad (۲۲-۴)$$

که در آن‌ها $\gamma_{u_1}, \gamma_{\varepsilon}, \gamma_{\varepsilon max}$ بهره‌های تطبیق هستند [۱۰][۴۱].

دلیل استفاده از خطای تخمین و به ناحیه‌مردده بردن آن در دو بخش بعدی بررسی می‌گردد.

۴-۴. ناحیه مردده

ناحیه مردده به دامنه‌ای از ورودی اطلاق می‌گردد که خروجی سیستم در آن دامنه صفر است و به عبارتی

ورودی باید از این ناحیه گذر کند تا سیستم خروجی داشته باشد.

به‌طور مثال اگر ورودی سیستمی $v(k)$ و خروجی آن $u(k)$ داشته باشیم:

$$\left[\begin{array}{ll} u(k) = & v(k) - c_l \quad ; \quad v(k) < c_l \\ & 0 \quad ; \quad c_l < v(k) < c_r \\ & v(k) - c_r \quad ; \quad v(k) > c_r \end{array} \right. \quad (۲۳-۴)$$

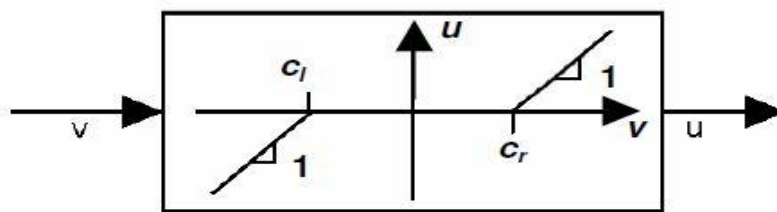
به بازه (c_l, c_r) ناحیه مردده اطلاق می‌گردد. همان‌طور که از رابطه (۲۳-۴) مشخص است و در شکل

(۴-۲) مشاهده می‌کنیم، خروجی این سیستم در این ناحیه صفر است.

۴-۴-۱. ناحیه مرده و کمک به مقاوم شدن تخمین گر

ایده به ناحیه مرده^۱ بردن خطای تخمین جهت مقاوم^۲ کردن سیستم در مواجهه با یک نویز محدود، یک ایده نسبتاً قدیمی است. در تخمین گرها نیز برای اجتناب از انحراف پارامترها و جلوگیری از ناپایداری تخمین گر، چندین روش برای اصلاح قانون تطبیق پارامتر وجود دارد. ساده ترین آن‌ها روش ناحیه مرده است. به خاطر سادگی و موثر بودن آن، اغلب از آن استفاده می شود.

این روش بر اساس این مشاهده است که خطاهای تخمین کوچک، اغلب شامل نویز^۳ و آشفتگی است. لذا بایستی عملکرد تطبیق را در مواجهه با خطاهای کوچک و به عبارتی نویز خاموش کرد. [۲۸]



شکل (۴-۲). نمایش ناحیه مرده در یک سیستم

ناحیه مرده به سه دلیل مورد استفاده قرار می گیرد:

- از به هنگام شدن پارامترها و متغیرهای حالت سیستم زمانی که خطای تخمین از یک محدوده کمتر می شود، جلوگیری می کند و با این کار انرژی و حافظه سیستم را بهبود می بخشد.
- تاثیر نویز و بایاس^۴ را تا حد امکان کاهش می دهد و به مقاوم شدن سیستم کمک می کند.
- سرعت تخمین را بهبود می بخشد.

^۱ deadzone

^۲ Robust

^۳ noise

^۴ Bias

البته ذکر این نکته ضروری است که اعمال تمامی مزایای عنوان شده، ناحیه مرده باید کران بزرگ تری نسبت به نویز و آشفتگی داشته باشد [۴۲].

۴-۴-۲. استفاده از ناحیه مرده در رویت گر

در استفاده از ناحیه مرده برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها^۱ و نویزهای محدود در مسیر تخمین پارامترها به وسیله تخمین گر، از تابع استاندارد علامت^۲ استفاده شود. اما استفاده از تابع استاندارد علامت و یا حتی ناحیه مرده کامل باعث لرزش سیستم به دلیل ایجاد ناپیوستگی ناشی از کلیدزنی^۳ می شود. در حالت کلی این لرزش بسیار نامطلوب است. زیرا دربرگیرنده ی فعالیت های کنترلی زیادی می گردد و همچنین ممکن است دینامیک های فرکانس بالای صرف نظر شده در هنگام مدل سازی را تحریک کند. برای جلوگیری از این لرزش ها و همچنین استفاده از مزایای ناحیه مرده در تخمین پارامتر و بهبود عملکرد تخمین گر، استفاده از تابع اشباع است. همان طور که در روابط (۴-۱۶)، (۴-۱۷) و (۴-۱۸) این کار انجام شده است.

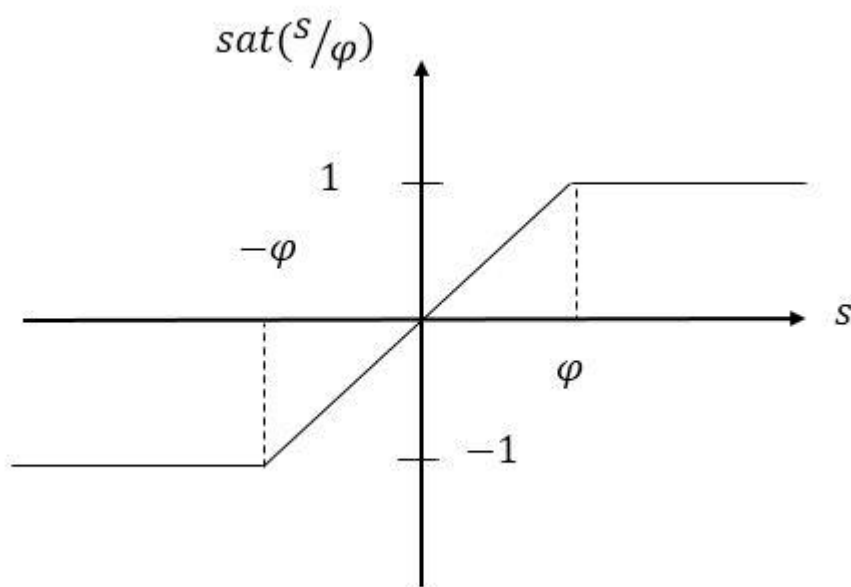
تابع اشباع، به تابعی اطلاق می گردد که در صورت بیشتر و یا کمتر شدن اندازه ورودی از مقدار خاصی به خروجی کران های بالای و پایین مشخصی اعمال می کند. به عبارت دیگر تابع اشباع زمانی که اندازه ورودی از سطح مقرر شده کمتر باشد، افزایش آن، اغلب به صورت تناسبی، موجب افزایش خروجی می شود؛ اما هنگامی که ورودی به سطح مقرر شده می رسد، افزایش بیشتر آن، افزایش کمی در خروجی ایجاد می کند و یا افزایشی در خروجی ایجاد نمی کند [۲۸].

برای داشتن رفتاری مشابه با رفتار تابع علامت استاندارد، تابع اشباع استفاده شده در معادلات (۴-۱۶)، (۴-۱۷) و (۴-۱۸) به شکل زیر تعریف می گردد:

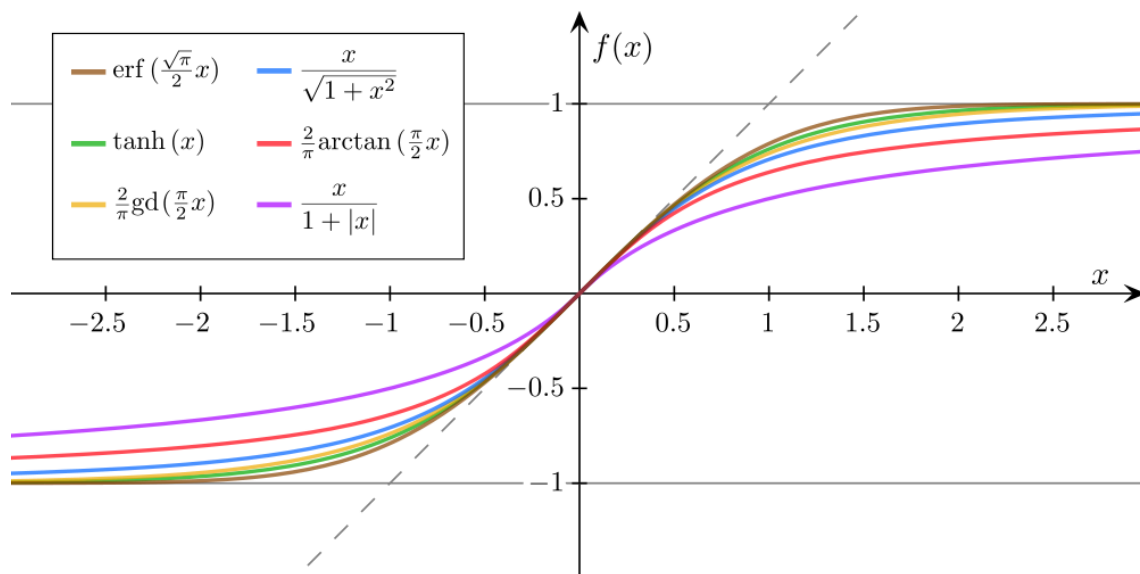
^۱uncertainty
^۲sgn function
^۳switching

$$sat(s/\varphi) = \begin{cases} 1 & ; \quad s > \varphi \\ s/\varphi & ; \quad -\varphi < s < \varphi \\ -1 & ; \quad s < -\varphi \end{cases} \quad (۲۴-۴)$$

چندین تابع ریاضی و فیزیکی هستند که رفتاری مشابه با تابع $sat(\cdot)$ در رابطه (۲۴-۴) دارند و می‌توان از آن‌ها برای مقاصد کنترلی و شناسایی استفاده کرد. اما با مشاهده تابع ایده‌آل $sat(s/\varphi)$ در شکل (۳-۴) و مقایسه آن با توابع ریاضی و فیزیکی با رفتار مشابه این تابع در شکل (۴-۴)، متوجه می‌شویم که توابع $erf(\cdot)$ و $tanh(\cdot)$ نزدیک‌ترین رفتار را به تابع ایده‌آل $sat(\cdot)$ دارند.



شکل (۳-۴) تابع اشباع ایده‌آل



شکل (۴-۴) انواع توابع اشباع ریاضی و فیزیکی

۴-۵. بررسی صحت عملکرد و پایداری تخمین گر فازی – تطبیقی

قضیه (۴-۳). تخمین گر فازی تطبیقی طراحی شده در بخش (۴-۳) و در رابطه (۴-۱۶) و همچنین قوانین تطبیقی تخمین پارامتر (۴-۱۹) - (۴-۲۲)، در صورت انتخاب بهره‌های تطبیقی مناسب می‌توانند میزان خطای نهایی تخمین تابع اغتشاش، $\zeta_p = [\zeta_x \ \zeta_y]^T$ ، را به طور یکنواخت کاهش داده و به سرعت به محدوده مناسبی برسانند. حداکثر محدوده مجاز برای خطای تخمین با مقداردهی مناسب d_ω قابل تنظیم است.

به طور خاص، در صورتی میزان تغییرات ضریب تزویج ورودی نسبت به واحد زمان، $\dot{\xi}$ ، به اندازه کافی کوچک و به نوعی ثابت است که داشته باشیم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\zeta_x(t)|, \lim_{t \rightarrow \infty} |\zeta_y(t)| \leq d_\omega$$

ثابت بودن تقریبی ضریب تزویج ورودی، سبب کاهش قابل توجه تاثیر اغتشاشات ناشی از آن در معادله حرکتی عمودپرواز و کنترل پذیری بهتر سیستم می‌گردد.

اثبات. با انتخاب تابع مناسب لیاپانوف V ، برای سیستم به صورت زیر:

$$V = \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} + \frac{\tilde{k}_{u1x}^T \tilde{k}_{u1x}}{2\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{k}_{u1y}^T \tilde{k}_{u1y}}{2\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{\varepsilon}^2}{2\gamma_{\varepsilon}} + \frac{\tilde{\varepsilon}_{u\max}^2}{2\gamma_{\varepsilon\max}} \quad (۲۵-۴)$$

که در آن، با استفاده از روابط (۱۳-۴)، (۱۴-۴)، (۱۵-۴)، (۱۶-۴)، (۱۷-۴)، (۱۸-۴)، (۱۹-۴)، (۲۰-۴)، (۲۱-۴) و (۲۲-۴) داریم:

$$\zeta_{p\omega} = \begin{bmatrix} \zeta_{x\omega} \\ \zeta_{y\omega} \end{bmatrix} \quad (۲۶-۴)$$

$$\tilde{k}_{u1x} = k_{u1}^* - \hat{k}_{u1x} \quad (۲۷-۴)$$

$$\tilde{k}_{u1y} = k_{u1}^* - \hat{k}_{u1y} \quad (۲۸-۴)$$

$$\tilde{\varepsilon} = \bar{\varepsilon} - \hat{\varepsilon} \quad (۲۹-۴)$$

$$\tilde{\varepsilon}_{u\max} = \varepsilon_{u\max} - \hat{\varepsilon}_{u\max} \quad (۳۰-۴)$$

با مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف طراحی شده در رابطه (۲۵-۴) و با فرض $|\zeta_{pi}| > d_{\omega}$ داریم:

$$\dot{V} = \zeta_{p\omega}^T \dot{\zeta}_{p\omega} + \frac{\tilde{k}_{u1x}^T \dot{\tilde{k}}_{u1x}}{\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{k}_{u1y}^T \dot{\tilde{k}}_{u1y}}{\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}} + \frac{\tilde{\varepsilon}_{u\max} \dot{\tilde{\varepsilon}}_{u\max}}{\gamma_{\varepsilon\max}} \quad (۳۱-۴)$$

حال با استفاده از معادله حرکتی (۱۲-۲)، تخمین گر سرعت طراحی شده در فصل سوم و روابط عنوان

شده در این فصل داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} = & \zeta_{p\omega}^T \left([\hat{\delta}_{u1x}(k_{u1}) + \varepsilon_{u1x} - \hat{\delta}_{u1x}(\hat{k}_{u1x})] \{-\sin\theta\} + \tilde{\varepsilon} u_2 \cos\theta \right) \\
& + \zeta_{p\omega}^T \left(-\gamma \zeta_{x\omega} + \tilde{x}_2 - 2\hat{\varepsilon}_{u\max} \text{sgn}(\zeta_{x\omega}) \right) \\
& + \frac{\tilde{k}_{u1x}^T \dot{\tilde{k}}_{u1x}}{\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{k}_{u1y}^T \dot{\tilde{k}}_{u1y}}{\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}} + \frac{\tilde{\varepsilon}_{u\max} \dot{\tilde{\varepsilon}}_{u\max}}{\gamma_{\varepsilon\max}} \quad (32-4)
\end{aligned}$$

حال داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} = & -\gamma \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} + \zeta_{p\omega}^T \left(\begin{array}{l} \tilde{k}_{u1x}^T \xi(-\sin\theta) + \tilde{\varepsilon} u_2 \cos\theta \\ \tilde{k}_{u1y}^T \xi(\cos\theta) + \tilde{\varepsilon} u_2 \sin\theta \end{array} \right) - \zeta_{x\omega} \varepsilon_{u1x} \sin\theta \\
& + \zeta_{y\omega} \varepsilon_{u1y} \cos\theta + 2(|\zeta_{x\omega}| + |\zeta_{y\omega}|) \hat{\varepsilon}_{u\max} + \frac{\tilde{k}_{u1x}^T \dot{\tilde{k}}_{u1x}}{\gamma_{u1}} + \frac{\tilde{k}_{u1y}^T \dot{\tilde{k}}_{u1y}}{\gamma_{u1}} \\
& + \frac{\tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}} + \frac{\tilde{\varepsilon}_{u\max} \dot{\tilde{\varepsilon}}_{u\max}}{\gamma_{\varepsilon\max}} \quad (33-4)
\end{aligned}$$

با بررسی روابط گفته شده و رابطه (33-4)، متوجه می‌شویم که:

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & -\gamma \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} + \tilde{k}_{u1x}^T \left[\zeta_{x\omega} \xi(-\sin\theta) + \frac{\dot{\tilde{k}}_{u1x}}{\gamma_{u1}} \right] \\
& + \tilde{k}_{u1y}^T \left[\zeta_{y\omega} \xi(\cos\theta) + \frac{\dot{\tilde{k}}_{u1y}}{\gamma_{u1}} \right] \\
& + \tilde{\varepsilon} \left(\zeta_{x\omega} u_2 \cos\theta + \zeta_{y\omega} u_2 \sin\theta - \frac{\dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}} \right) + \frac{\tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}} \\
& + \tilde{\varepsilon}_{u\max} \left[2(|\zeta_{x\omega}| + |\zeta_{y\omega}|) + \frac{\dot{\tilde{\varepsilon}}_{u\max}}{\gamma_{\varepsilon}} \right] \quad (34-4)
\end{aligned}$$

که سمت راست این رابطه برابر است با: $-\gamma \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} + \frac{\tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_{\varepsilon}}$

پس:

$$\dot{V} \leq -\gamma \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} + \frac{\tilde{\tilde{\varepsilon}} \dot{\tilde{\varepsilon}}}{\gamma_\varepsilon} \quad (35-4)$$

همان‌طور که در ابتدا عنوان شد؛ در صورتی که میزان تغییرات ضریب تزویج ورودی به اندازه کافی کم باشد:

$$\dot{V} \leq -\gamma \zeta_{p\omega}^T \zeta_{p\omega} \quad (36-4)$$

که رابطه (36-4) ایجاب می‌کند:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\zeta_x(t)|, \lim_{t \rightarrow \infty} |\zeta_x(t)| \leq d_\omega$$

پس پایداری و صحت عملکرد تخمین‌گر فازی- تطبیقی اثبات می‌گردد.

فصل پنجم

طراحی کنترل کننده فازی – تطبیقی ردیاب

۵-۱. مقدمه

همان‌طور که در فصل اول بدان اشاره کردیم؛ طراحی مسیر مناسب و ایمن برای مسیر حرکتی یک هواپیمای عمودپرواز و ردیابی این جسم هوایی از آن، مسئله‌ای بسیار مهم در صنعت هوایی مربوط به این جسم پرنده است. مسئله‌ای که البته در سالیان اخیر، مورد مناقشه بسیار میان صاحب‌نظران این حوزه بوده است.

با توجه به آیرودینامیک بسیار پیچیده این جسم پرنده، طراحی یک کنترل‌کننده مناسب، جامع و البته قابل پیاده‌سازی، که توانایی پایدارسازی معادله حرکتی هواپیمای عمودپرواز و وادار کردن آن به ردیابی مسیر مناسب انتخابی را داشته باشد، دقت فراوان و دید بسیار کاملی را نسبت به تک‌تک اجزای معادله (۲-۱۲) می‌طلبد. تاکنون و با کمک بردار سرعت تخمین‌زده‌شده توسط رویت‌گر غیرخطی لیاپانوف مبنا طراحی‌شده در فصل سوم و تخمین‌گر فازی-تطبیقی طراحی‌شده در فصل چهارم، توانسته‌ایم به دید نسبتاً کاملی از اجزای تشکیل دهنده معادله (۲-۱۲) دست پیدا کنیم.

با استناد به بخش (۱-۵)، در کنترل فازی-تطبیقی غیرمستقیم، نیاز به دانش سیستمی کافی جهت طراحی یک کنترل‌کننده فازی-تطبیقی جامع برای سیستم داریم.

می‌توان به جرات اذعان کرد؛ با ترکیب توانایی‌های هر دو رویت‌گر و تخمین‌گر طراحی‌شده مذکور و البته دانش قبلی از سیستم، دید کامل و لازم برای قدم اول طراحی کنترل‌کننده فازی-تطبیقی را پیدا کرده‌ایم.

در این فصل با استفاده از اطلاعات به‌دست‌آمده از بردار سرعت، $X_2 = [x_2, y_2, \theta_2]^T$ ، ضریب تزویج متغیر در ورودی، $\bar{E}$ و توابع اغتشاش ناشی از آن، $\delta_{u_{1,2}}$ ، و همچنین با کمک پس‌خورد خروجی سیستم، $Y = [x_1, y_1]^T$ ، یک کنترل‌کننده فازی-تطبیقی غیرمستقیم بر اساس معادله حرکتی هواپیمای عمودپرواز طراحی خواهیم کرد. کنترل‌کننده‌ای توانایی پایدارسازی خروجی سیستم و وادار کردن

هواپیمای عمودپرواز به ردیابی مسیر مناسب را داشته باشد. به علاوه، قادر به بهبود پایداری داخلی سیستم، θ ، نیز باشد.

۵-۲. معادله حرکتی مرجع عمودپرواز

در معادله (۱۲-۲) در بخش (۶-۲)، نشان دادیم معادله حرکتی هواپیمای عمودپرواز به صورت زیر است:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -\{u_1 + \delta_{u1}\} \sin(\theta) + \bar{\epsilon} u_2 \cos(\theta) \\ y_2 \\ \{u_1 + \delta_{u1}\} \cos(\theta) + \bar{\epsilon} u_2 \sin(\theta) - 1 \\ \theta_2 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

با استناد به معادله حرکتی (۱۲-۲) و با حذف ضریب تزویج ورودی و اغتشاشات ناشی از آن، معادله

حرکتی مرجع هواپیمای عمودپرواز با ورودی‌های مرجع $U_r = [u_{1r} \ u_{2r}]^T$ و زاویه مرجع θ_r به صورت

زیر تعریف می‌گردد: [۱۰][۴۴]

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_{1r} \\ \dot{x}_{2r} \\ \dot{y}_{1r} \\ \dot{y}_{2r} \\ \dot{\theta}_{1r} \\ \dot{\theta}_{2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{2r} \\ -u_{1r} \sin(\theta_r) \\ y_{2r} \\ u_{1r} \cos(\theta_r) - 1 \\ \theta_{2r} \\ u_{2r} \end{pmatrix} \quad (۱-۵)$$

۵-۳. طراحی کنترل کننده فازی- تطبیقی

اولین نکته‌ای که در طراحی کنترل کننده برای این سیستم باید در نظر بگیریم، چند ورودی- چند

خروجی بودن آن است. به همین دلیل باید از آن دسته روش‌های کنترل فازی- تطبیقی استفاده کنیم

که در آن‌ها پایداری و ردیابی چند ورودی مرجع توسط چند حالت سیستم به صورت هم‌زمان بررسی

می‌گردد. همان‌طور در بخش (۱-۵) و در معادله حرکتی (۱۲-۲) بدان اشاره شد، خروجی‌های سیستم

$Y = [x_1, y_1]^T$ هستند. همچنین متغیر حالت داخلی سیستم نیز θ است. به عبارت دیگر می توان گفت که زاویه غلتش، دینامیک داخلی سیستم است.

دینامیک داخلی به بخشی از متغیرهای حالت سیستم اطلاق می گردد که رفتار آن ها در سیستم به صورت مستقیم در خروجی ظاهر نمی گردد، اما بر روی رفتار سیستم تاثیرگذار هستند. پایداری این دسته از متغیرهای حالت سیستم را پایداری داخلی می گویند.

با تعریف خطاهای ردیابی زیر با کمک نتایج حاصل از رویت گر سرعت (۳-۶) و با در نظر گرفتن معادله خطای جدید، در چند گام کنترل کننده مناسب و جامع برای این سیستم را طراحی می کنیم.

$$x_e = x_1 - x_r = x - x_r \quad (۲-۵)$$

$$y_e = y_1 - y_r = y - y_r \quad (۳-۵)$$

$$\dot{x}_e = x_2 - \dot{x}_r = \hat{x}_2 + \tilde{x}_2 - \dot{x}_r \quad (۴-۵)$$

$$\dot{y}_e = y_2 - \dot{y}_r = \hat{y}_2 + \tilde{y}_2 - \dot{y}_r \quad (۵-۵)$$

گام اول. معادله حرکتی خروجی ها را به شکل زیر تعریف می کنیم:

$$\begin{cases} \ddot{x} = -\delta_{u1} \sin\theta - u_1 \sin\theta + \bar{\epsilon} u_2 \cos\theta \\ \ddot{y} = \delta_{u1} \cos\theta - 1 + u_1 \cos\theta + \bar{\epsilon} u_2 \sin\theta \end{cases} \quad \begin{matrix} (۶-۵) \\ (۷-۵) \end{matrix}$$

با بازنویسی معادلات (۶-۵) و (۷-۵) به صورت یک عبارت ماتریسی واحد داریم:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\delta_{u1} \sin\theta \\ \delta_{u1} \cos\theta - 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin\theta & \bar{\epsilon} \cos\theta \\ \cos\theta & \bar{\epsilon} \sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (۸-۵)$$

که در آن:

$$F = \begin{bmatrix} -\delta_{u1} \sin\theta \\ \delta_{u1} \cos\theta - 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۵)$$

$$G = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \bar{\varepsilon} \cos\theta \\ \cos\theta & \bar{\varepsilon} \sin\theta \end{bmatrix} \quad (10-5)$$

با توجه به این که توابع اصلی اغتشاش و ضریب تزویج را در اختیار نداریم، روابط (9-5) و (10-5) را براساس تخمین‌های آن‌ها به وسیله تخمین گر فازی - تطبیقی (16-4) و به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$\hat{F} = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_{u1x} \sin\theta \\ \hat{\delta}_{u1y} \cos\theta - 1 \end{bmatrix} \quad (11-5)$$

$$\hat{G} = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \hat{\varepsilon} \cos\theta \\ \cos\theta & \hat{\varepsilon} \sin\theta \end{bmatrix} \quad (12-5)$$

گام دوم. در این مرحله با استفاده از روابط (2-5) - (12-5) خطاهای فیلترشده زیر را تعریف می کنیم:

$$s_1 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_1 \right) x_e \quad ; \quad \lambda_1 > 0 \quad (13-5)$$

$$s_2 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_2 \right) y_e \quad ; \quad \lambda_2 > 0 \quad (14-5)$$

کاملاً مشخص است در صورتی که $x_e, y_e \rightarrow 0$ آن گاه $s_{1,2} \rightarrow 0$.

با تعریف یک بردار $S = [s_1 \ s_2]^T$ و با مشتق گرفتن از آن داریم:

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - \hat{F} - \hat{G} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (15-5)$$

که در آن:

$$v_1 = \ddot{x}_r + \beta_1 \dot{x}_e \quad ; \quad \beta_1 > 0 \quad (16-5)$$

$$v_2 = \ddot{y}_r + \beta_2 \dot{y}_e \quad ; \quad \beta_2 > 0 \quad (17-5)$$

$$\beta_j = \frac{1}{(2-j)!(j-1)!} \lambda_j \quad ; \quad j = 1, 2 \quad (18-5)$$

گام سوم. برای کاهش خطای خروجی سیستم به اندازه مناسب و قابل قبول برای گام‌های بعد ؛ با استناد به نتایج بدست آمده از رویت‌گر غیرخطی سرعت و رویت‌گر فازی- تطبیقی، کنترل‌کننده اولیه زیر را با کمک روابط (۵-۱۱) - (۵-۱۸) و با توجه به غیرتکین^۱ بودن ماتریس $\hat{G}$ طراحی می‌کنیم:

$$U_c = \hat{G}^{-1}(-\hat{F} + V + K_0 S) \quad (۱۹-۵)$$

که در آن:

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$K_0 = K_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad K_0 > 0$$

که K_0 بهره کنترلی برای این کنترل‌کننده اولیه است.

با استفاده از (۵-۱۵) و (۱۹-۵) داریم [۴۵]:

$$\dot{S} = -K_0 S \quad (۲۰-۵)$$

که با انتخاب تابع بهره کنترلی مناسب ایجاب می‌کند [۴۵]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} s_i \rightarrow 0 \quad . \quad \lim_{t \rightarrow \infty} x_e, \dot{x}_e \rightarrow 0 \quad . \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_e, \dot{y}_e \rightarrow 0$$

اما این نتیجه به علت استفاده از نتایج تقریبی و بهره کنترلی محدود حاصل نمی‌شود. زیرا بهره کنترلی بزرگ باعث ناپایداری سیستم شده و بهره کنترلی کوچک نیز توانایی فائق آمدن بر مشکلات ناشی از تقریب و ردیابی سریع مسیر مرجع را ندارد. بزرگترین ضعف این کنترل‌کننده، عدم توانایی در غلبه بر گشتاور لختی VTOL حول محور چرخش (J) است. این کاستی مسبب آن می‌شود که جسم پرنده توانایی ردیابی مسیر مرجع را در این محور نداشته باشد. به عبارت دیگر:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_e \gg 0 \quad (۲۱-۵)$$

اما مزیت طراحی کنترل کننده طراحی شده در رابطه (۵-۱۹) ، کاهش خطا در روابط (۵-۴) و (۵-۵) به میزان مناسب برای گام بعدی طراحی کنترل کننده است. به بیان بهتر این کنترل کننده که آن را U_C می نامیم، برای سیستم لازم است اما کافی نیست.

گام چهارم. با مراجعه به معادله حرکتی (۲-۱۲) و معادله حرکتی مرجع (۵-۱) معادلات خطای سیستم را با استناد به [۴۶] تشکیل می دهیم:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_e \\ \ddot{y}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(u_1 + \hat{\delta}_{u1x}) \sin\theta + \hat{\varepsilon}u_2 \cos\theta - \ddot{x}_r \\ (u_1 + \hat{\delta}_{u1y}) \cos\theta - 1 + \hat{\varepsilon}u_2 \sin\theta - \ddot{y}_r \end{bmatrix} \quad (۲۲-۵)$$

با استفاده از رابطه (۵-۲۱) برای سطر پنجم و ششم رابطه (۲-۱۲) داریم:

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{\hat{\varepsilon}} [(\dot{\theta} + \dot{x}_e \cos\theta + \dot{y}_e \sin\theta)(\dot{x}_e \sin\theta - \dot{y}_e \cos\theta) + \sin\theta + \ddot{x}_r \cos\theta + \ddot{y}_r \sin\theta] \quad (۲۳-۵)$$

همان طور که عنوان شد، با اعمال کنترل کننده U_C طراحی شده در (۵-۱۹) به سیستم، $\dot{x}_e$ و $\dot{y}_e$ بسیار کوچک می شوند. با ضرب آن ها در توابع سینوسی که مقداری بین (۰,۱) دارند، این مقادیر کوچک، بیش از پیش کوچک می گردد به طوری که می توان از آن ها صرف نظر کرد. با استفاده از این فرض و معادله های (۲-۱۲) و (۵-۲۲) داریم:

$$\ddot{\theta} = \sin\theta + \ddot{x}_r \cos\theta + \ddot{y}_r \sin\theta = u_{s2} \quad (۲۴-۵)$$

با قراردادن (۵-۲۴) در رابطه (۵-۲۲) نیز داریم:

$$u_{s1} = -\hat{\delta}_{u1} + \hat{\varepsilon}u_2 + \ddot{x}_r + \ddot{y}_r \quad (۲۵-۵)$$

بردار کنترل‌کننده‌های طراحی شده در (۲۴-۵) و (۲۵-۵) را $U_s = [u_{s1} \ u_{s2}]^T$ می‌نامیم.

در مورد دینامیک داخلی سیستم، θ ، نیز با انتگرال‌گیری مناسب از رابطه (۲۴-۵) و اعمال ملاحظات لازم در آن به نتایج خوبی می‌رسیم. البته شایان ذکر است که این ورودی‌های کنترلی، شاید باعث ردیابی کامل θ از θ_r نگردد، اما پایداری داخلی سیستم را به طرز محسوسی بهبود می‌بخشد.

گام پنجم. کنترل‌کننده کامل معادله حرکتی با استفاده از روابط (۱۹-۵)، (۲۴-۵) و (۲۵-۵) به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$U = U_c + U_s \quad (۲۶-۵)$$

اثبات عملکرد گام سوم. تابع لیاپانوف V را برای سیستم به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$V = 1/2 S^T S > 0 \quad (۲۷-۵)$$

با مشتق گرفتن از رابطه (۲۷-۵) داریم:

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (۲۸-۵)$$

با استناد به رابطه (۲۰-۵) در گام سوم داریم: [۴۵]

$$\dot{V} = -S^T K_0 S < 0 \quad (۲۹-۵)$$

روابط (۲۷-۵) و (۲۹-۵) پایداری سیستم کنترلی اولیه را اثبات می‌کنند. البته به دلایلی که در گام سوم در مورد آن صحبت شد، این ماتریس کنترل‌کننده توانایی ارضای تمامی شرایط مورد نظر ما را نداشت و ناچار به طراحی بخش دوم سیستم کنترل‌کننده گشتیم.

فصل ششم

شبه‌سازی و نتایج عددی

۶-۱. مقدمه

در مسیر کنترل یک فرآیند باید چندین مرحله را طی کرد. مرحله اول، کسب اطلاعات لازم از رفتار فرآیند مورد بحث است. مرحله دوم مدل سازی ریاضی از سیستم این فرآیند براساس اطلاعات و دانش کسب شده است. مرحله سوم این مسیر نیز، طراحی یک سیستم کنترل کننده مناسب برای فرآیند مورد نظر است. این طراحی براساس یک نقطه تنظیم و یا یک مسیر مرجع مناسب باید انجام گیرد. اما بدون شک مهم ترین، جذاب ترین و در عین حال سخت ترین بخش طراحی کنترل کننده برای یک فرآیند، پیاده سازی آن در عمل است. امروزه و به کمک نرم افزارهای شبیه سازی متعدد و متنوع، ابتدا طراحی های انجام شده را شبیه سازی کرده و سپس در صورت تصدیق عملکرد و جواب دهی مورد انتظار، سیستم پیاده سازی عملی می گردد. پس می توان اذعان نمود که مرحله چهارم مسیر کنترل شبیه سازی سیستم و بررسی نتایج عملی قسمت های مختلف آن است. در این فصل براساس نتایج عددی، میزان صحت عملکرد سیستم های رویت گر غیر خطی سرعت، تخمین گر فازی- تطبیقی و کنترل کننده فازی- تطبیقی طراحی شده در فصل های سوم، چهارم و پنجم را بررسی کرده و به نوعی مرحله چهارم در مسیر کنترل یک فرآیند را طی می کنیم.

۶-۲. تحلیل کارکرد رویت گر غیر خطی سرعت

همان طور که در فصل های دوم و سوم عنوان شد، میزان ضریب تزویج ورودی سیستم هواپیمای عمودپرواز با سرعت آن نسبت مستقیم دارد. همچنین این ضریب تزویج مسبب اغتشاشات در ورودی پیشران و گشتاور غلتشی این جسم پرنده می گردد. از همین روی؛ بردار سرعت در شرایط عملی در دسترس نیست و باید از یک رویت گر برای تخمین آن استفاده کرد. زیرا طراحی تخمین گر فازی- تطبیقی نیز براساس بردار سرعت است. همچنین معادله حرکتی عمودپرواز از مرتبه دو بوده و برای طراحی کنترل کننده نیاز وافری به بردار سرعت آن داریم.

بر اساس رابطه (۳-۶) برای تخمین بردار سرعت به روش لیاپانوف- مبنا داریم:

$$\dot{\hat{X}}_2 = -(\kappa_s + \alpha_s)\hat{X}_2 + \gamma_s \text{sgn}(\tilde{X}_1) + \alpha_s \kappa_s \tilde{X}_1$$

که در آن $\kappa_s, \alpha_s, \gamma_s \in R^{3 \times 3}$ ماتریس‌های قطری با عناصر ثابت و مثبت $\kappa_{si}, \alpha_{si}, \gamma_{si}$ بوده و گام‌های شناسایی در رویت‌گر هستند.

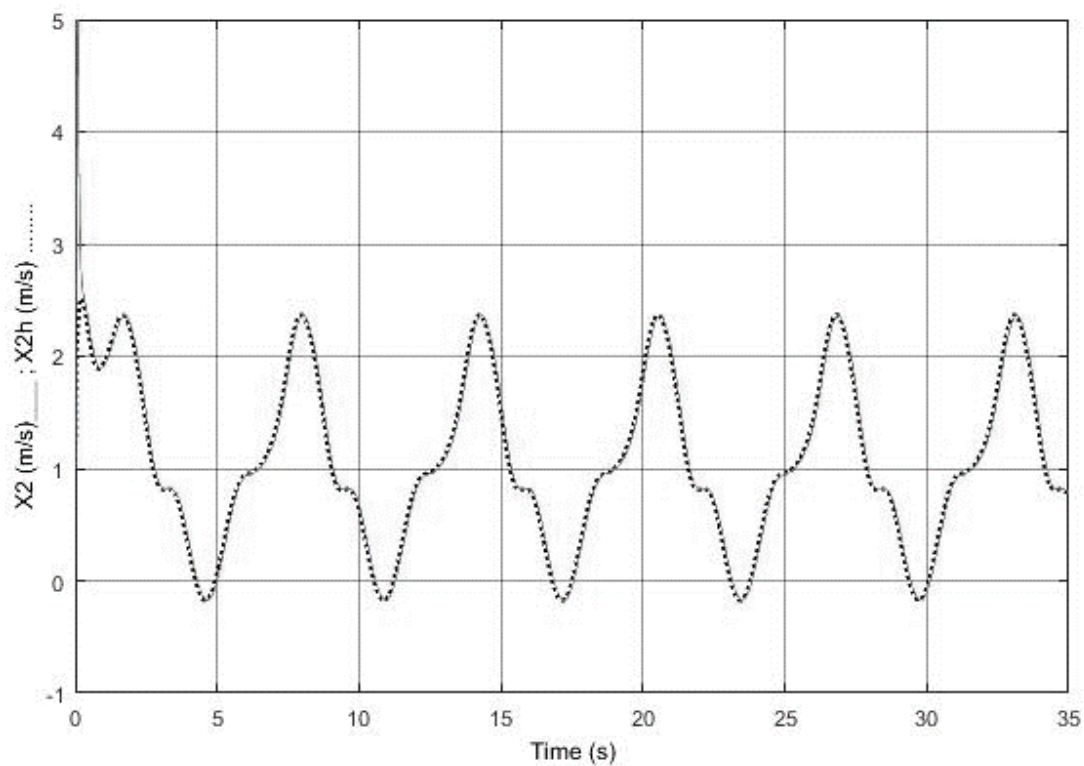
برای تخمین بردار سرعت شرایط اولیه آن را $X_{2_0} = [\dot{x}_0 \ \dot{y}_0 \ \dot{\theta}_0]^T = [1 \ 1 \ 0]^T$ در نظر می‌گیریم. برای بردار تخمینی سرعت نیز شرایط اولیه را $\hat{X}_{2_0} = [1 \ 1 \ 1]^T$ در نظر گرفته‌ایم. در مورد بهره‌های تخمین نیز داریم:

$$\kappa_s = \begin{bmatrix} 20 & 0 & 0 \\ 0 & 20 & 0 \\ 0 & 0 & 30 \end{bmatrix} \quad (۱-۶)$$

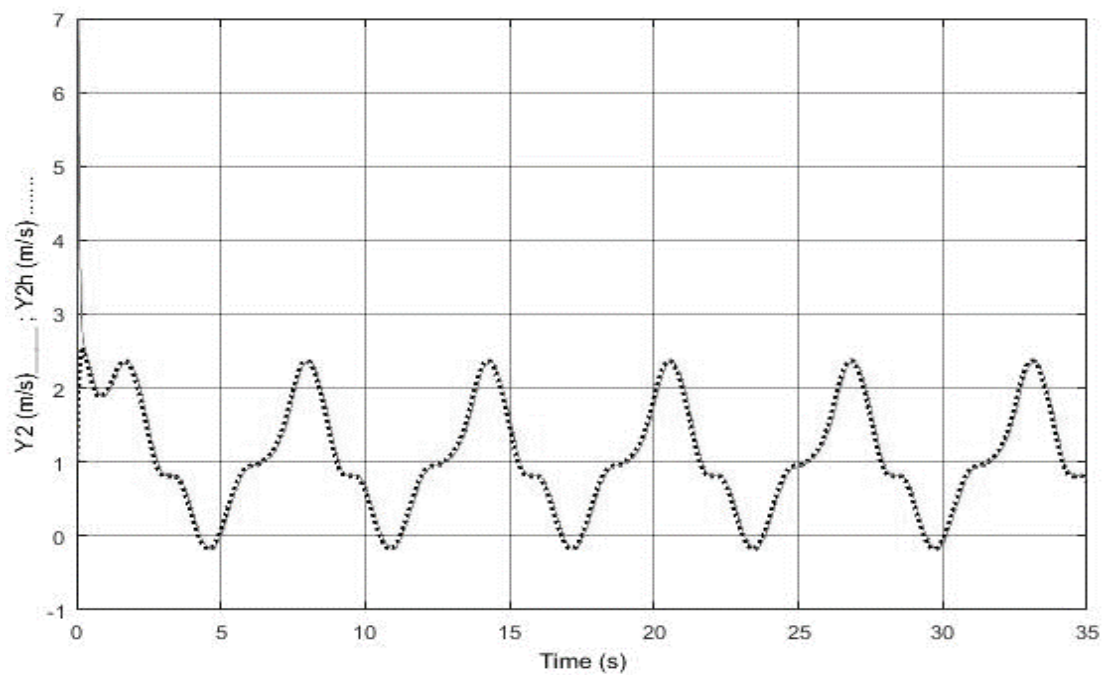
$$\alpha_s = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 60 \end{bmatrix} \quad (۲-۶)$$

$$\gamma_s = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix} \quad (۳-۶)$$

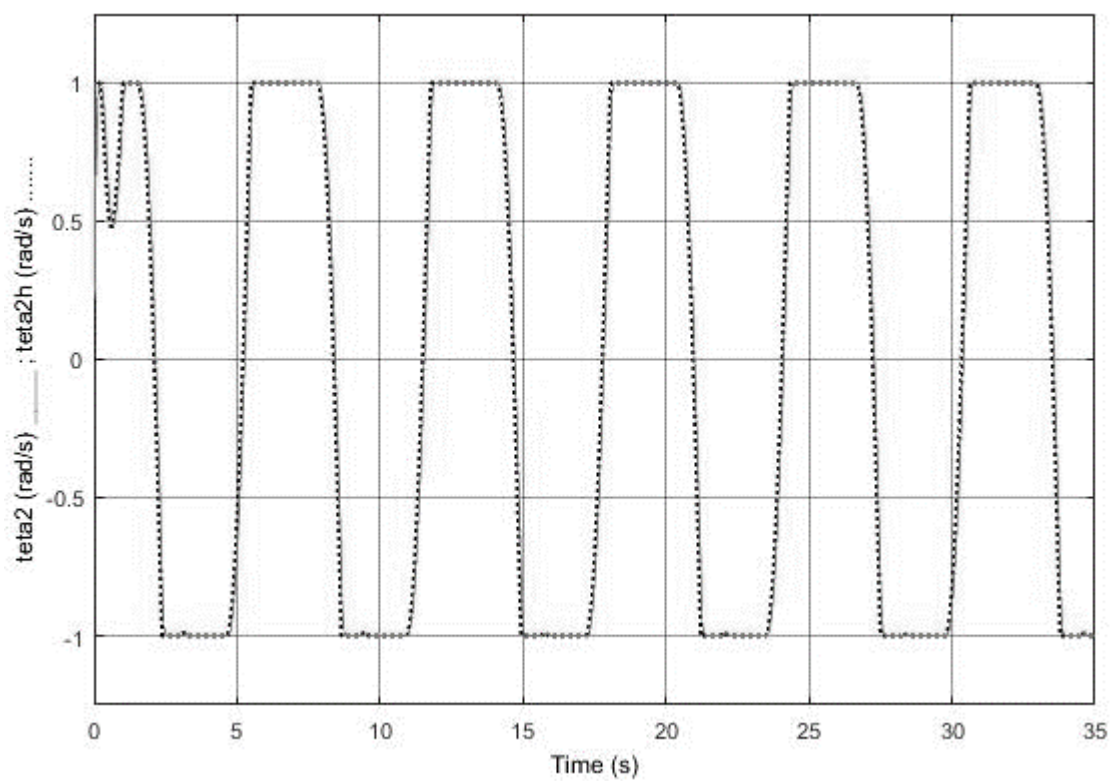
شکل‌های (۱-۶)، (۲-۶) و (۳-۶) صحت عملکرد و نحوه تغییرات بردارهای سرعت اصلی و تخمین‌زده شده را بهتر نشان می‌دهند. همچنین پایداری سیستم رویت‌گر سرعت لیاپانوف- مبنا نیز کاملاً مشهود است.



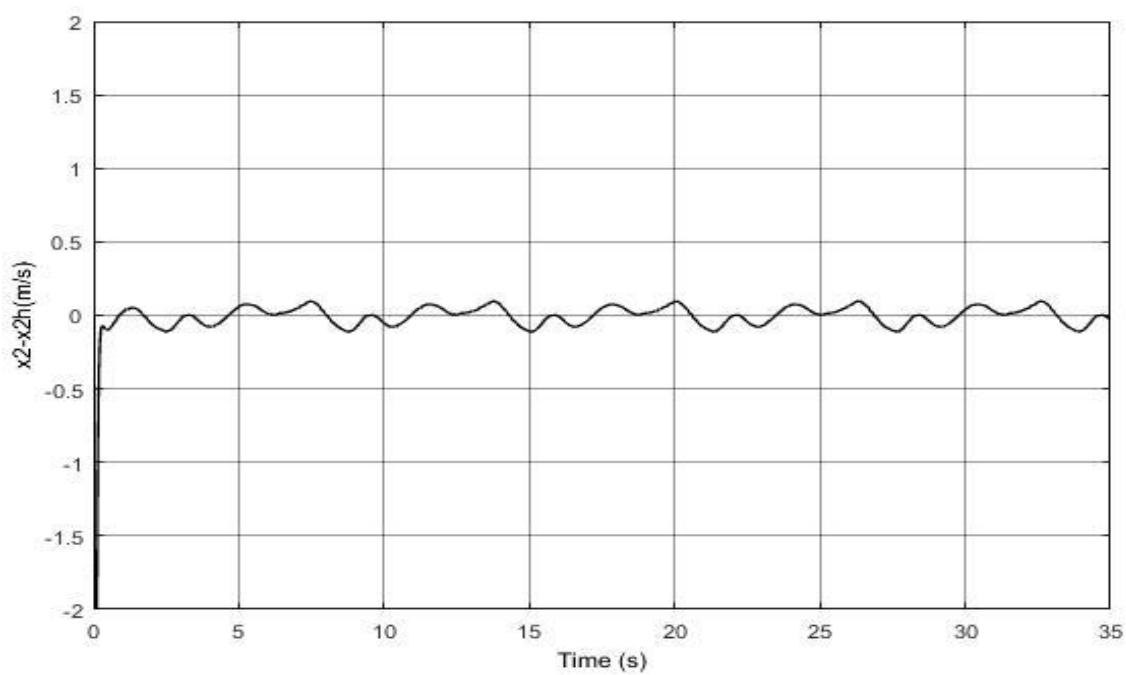
شکل (۶-۱). نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت x_2



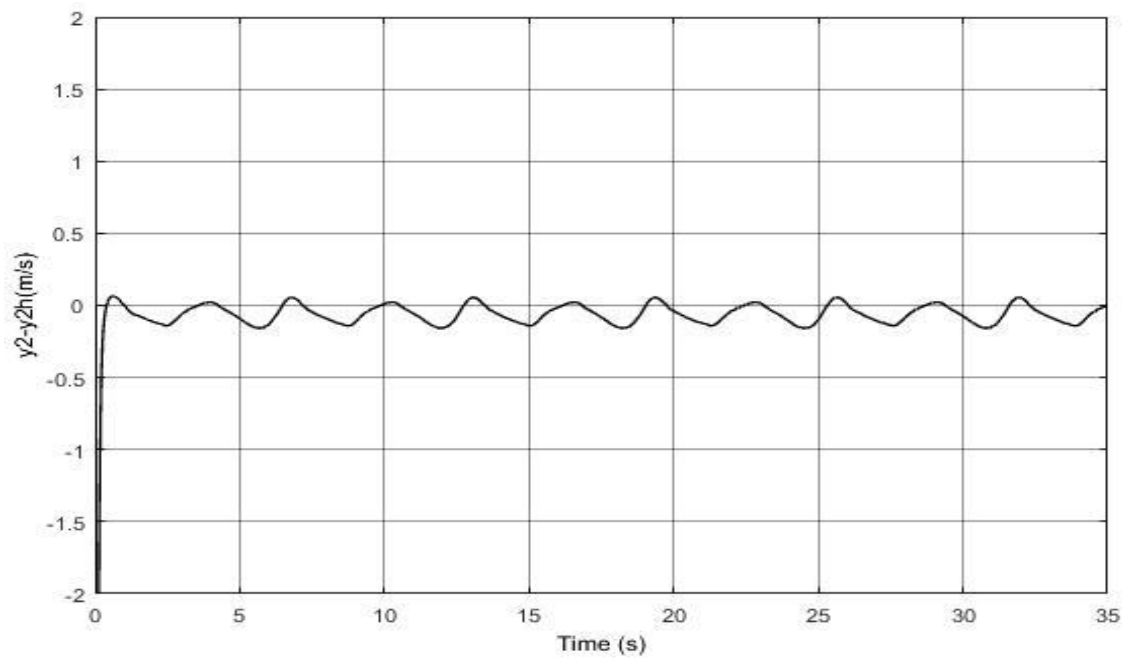
شکل (۶-۲). نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت y_2



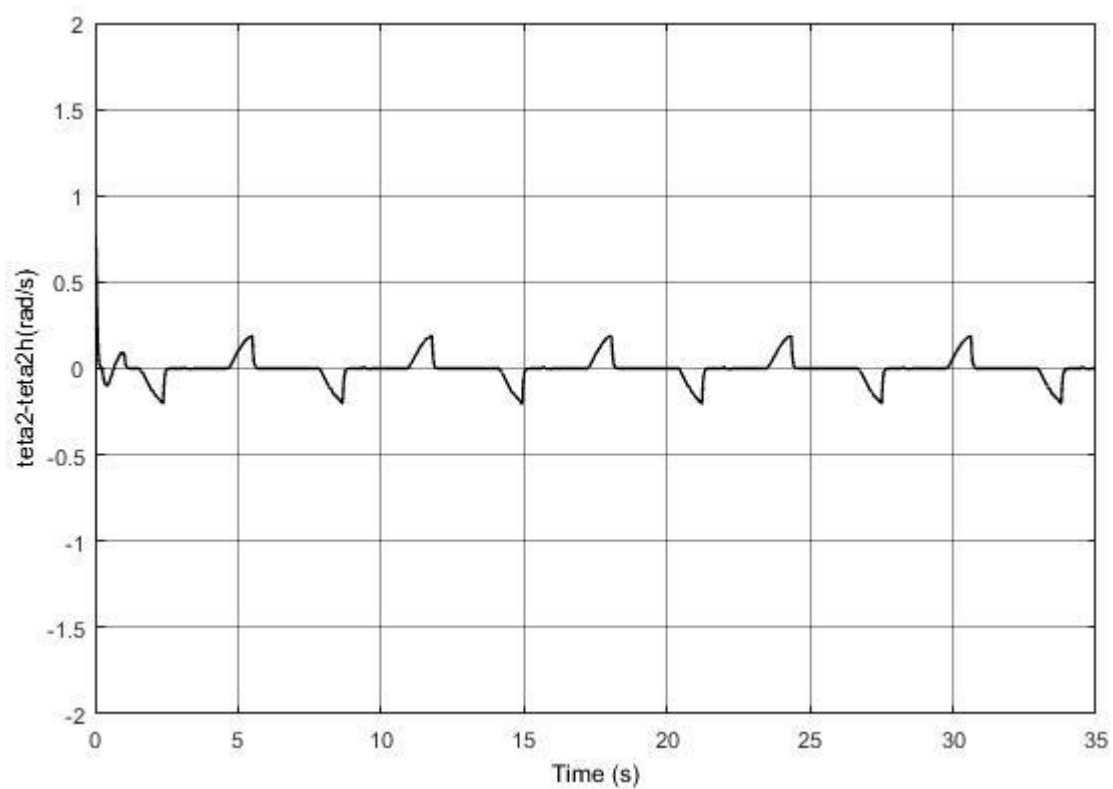
شکل (۳-۶). نحوه تخمین و میزان تغییرات بردار سرعت θ_2



شکل (۴-۶). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(x_2 - \hat{x}_2(\frac{m}{s}))$



شکل (۵-۶). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(y_2 - \hat{y}_2(\frac{m}{s}))$



شکل (۶-۶). خطای تخمین رویت گر غیر خطی سرعت $(\theta_2 - \hat{\theta}_2(\frac{rad}{s}))$

۳-۶. بررسی عملکرد تخمین گر فازی - تطبیقی

همان طور که پیش تر اشاره کردیم، تخمین گر فازی - تطبیقی به منظور تخمین توابع غیر خطی δ_{u_1} و $\bar{\varepsilon}$ استفاده از مقادیر آن ها در طراحی کنترل کننده فازی - تطبیقی غیرمستقیم استفاده می گردد. البته در بخش (۵-۲) نیز عنوان کردیم $\bar{\varepsilon} = \varepsilon + \frac{\delta_{u_2}}{u_2}$ ؛ که این نشان می دهد با تخمین صحیح $\bar{\varepsilon}$ ، δ_{u_2} را نیز تخمین می زنیم. در ادامه در بخش (۳-۴) نیز در مورد رفتار و تاثیر متفاوت δ_{u_1} در هر کدام از محورهای x, y ، آن ها را به صورت دو بردار مستقل و جداگانه در هر محور و تحت پوشش توابع $\delta_{u_{1x}}, \delta_{u_{1y}}$ در نظر می گیریم.

با مراجعه به رابطه (۴-۱۶) داریم:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\dot{x}_2} \\ \varphi_{\dot{y}_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(u_1 + \hat{\delta}_{u_{1x}})\sin\theta + \hat{\varepsilon}u_2\cos\theta + \gamma\zeta_{x\omega} + 2\hat{\varepsilon}_{umax} \cdot \text{sat}\left(\frac{\zeta_{x\omega}}{d_\omega}\right) \\ (u_1 + \hat{\delta}_{u_{1y}})\cos\theta + \hat{\varepsilon}u_2\sin\theta - 1 + \gamma\zeta_{y\omega} + 2\hat{\varepsilon}_{umax} \cdot \text{sat}\left(\frac{\zeta_{y\omega}}{d_\omega}\right) \end{bmatrix}$$

که تک تک اجزای تشکیل دهنده آن را به وسیله روابط (۴-۱۷) تا (۴-۲۲) تعیین می کنیم. در بخش (۴-۵) نیز اثبات کردیم اگر $\zeta_x, \zeta_y \leq d_\omega$ و همچنین مشتق ضریب تزویج کوچک باشد؛ آن گاه رابطه بالا برقرار بوده و تخمین های مربوط به تک تک اجزای آن صحیح است. [۱۰][۴۳]

این مسئله را در ادامه بررسی می کنیم.

۳-۶-۱. مقدار تابع تزویج ورودی

در مورد ضریب تزویج ورودی در رابطه (۵-۲) عنوان شد:

$$\varepsilon = \frac{J \tan(v)}{mgl}$$

که در آن θ زاویه ثابت بال‌ها نسبت به محور افقی بوده و l نیز طول بال‌هاست. m, g نیز جرم و شتاب گرانشی زمین است. جداول (۱-۶) و (۲-۶) مقادیر مختلف هر کدام از این پارامترهای فیزیکی را برای

دو کلاس مختلف هواپیمای $VTOL$ ، $Harrier.F - 35$ را نشان می‌دهند. [۴۷][۴۸][۴۹]

ما در این پایان‌نامه ضریب تزویج ورودی را $\varepsilon = 0.5$ در نظر گرفته‌ایم. زیرا همانطور که در فصل اول عنوان شد مرز ناپایداری و ناکمینه‌فاز شدن معادله حرکتی عمودپرواز این مقدار ضریب تزویج است.

جدول (۱-۶). مشخصات اولیه ساختاری چند هواپیمای عمودپرواز Harrier [۴۸]

	Kestrel FGA.1	Harrier GR3/AV-8A	Sea Harrier FA2	Harrier GR9	AV-8B+ Harrier
Crew	One (Two for trainer versions)				
Length	42 ft 6 in (13.0 m)	47 ft 2 in (14.4 m)	46 ft 6 in (14.2 m)	46 ft 4 in (14.1 m)	47 ft 8 in (14.5 m)
Wingspan	22 ft 11 in (6.98 m)	25 ft 3 in (7.70 m)	25 ft 3 in (7.70 m)	30 ft 4 in (9.25 m)	30 ft 4 in (9.25 m)
Height	10 ft 9 in (3.28 m)	11 ft 4 in (3.45 m)	12 ft 4 in (3.76 m)	11 ft 8 in (3.56 m)	11 ft 8 in (3.56 m)
Empty Weight	10,000 lb (4,540 kg)	12,200 lb (5,530 kg)	14,052 lb (6,370 kg)	12,500 lb (5,670 kg)?	13,968 lb (6,340 kg)
Maximum take-off weight (short takeoff)	17,000 lb (7,710 kg)	26,000 lb (11,800 kg)	26,200 lb (11,900 kg)	31,000 lb (14,100 kg)	31,000 lb (14,100 kg)
Max speed	545 mph (877.1 km/h)	731 mph (1,176 km/h)	735 mph (1,183 km/h)	662 mph (1,065 km/h)	662 mph (1,065 km/h)
Combat radius		200 nmi (370 km)		300 nmi (556 km)	300 nmi (556 km)
Engine	Pegasus 6	Pegasus 11 Mk 101	Pegasus 11 Mk 106	Pegasus 11 Mk 107	Pegasus 11 Mk 105
Thrust	15,000 lbf (66.7 kN)	21,800 lbf (97.0 kN)	21,800 lbf (97.0 kN)	24,750 lbf (110 kN)	23,500 lbf (105 kN)
Radar	None	None	Blue Fox / Blue Vixen	None	AN/APG-65

جدول (۲-۶). مشخصات اولیه ساختاری چند هواپیمای عمودپرواز F-35 [۴۹]

	F-35A CTOL	F-35B STOVL	F-35C CATOBAR
Length	50.5 ft (15.4 m)	50.5 ft (15.4 m)	50.8 ft (15.5 m)
Wingspan	35 ft (10.7 m)	35 ft (10.7 m)	43 ft (13.1 m)
Wing Area	460 ft ² (42.7 m ²)	460 ft ² (42.7 m ²)	620 ft ² (62.1 m ²)
Empty weight	29,098 lb (13,199 kg)	32,300 lb (14,700 kg)	34,800 lb (15,800 kg)
Internal fuel	18,498 lb (8,390 kg)	13,326 lb (6,045 kg)	19,624 lb (8,900 kg)
Max takeoff weight	70,000 lb class (31,800 kg)	60,000 lb class (27,200 kg)	70,000 lb class (31,800 kg)
Range	>1,200 nmi (2,220 km)	>900 nmi (1,670 km)	>1,200 nmi (2,220 km)
Combat radius on internal fuel ^[676]	625 nmi (1,158 km)	467 nmi (865 km)	630 nmi (1,167 km)
Thrust/weight • full fuel: • 50% fuel:	0.87 1.07	0.90 1.04	0.75 0.91

مشخصات اولیه ساختاری هر هواپیما در جداول (۱-۶) و (۲-۶) به ترتیب عبارت است از: طول هواپیما، طول بال هواپیما، مساحت بال، وزن خالص و بدون سرنشین، سوخت داخلی، حداکثر وزن هنگام بلندشدن از سطح زمین و نشست، بُرد، شعاع پیکار بر سوخت داخلی. سه ردیف آخر در جدول (۱-۶) نیز مربوط به مشخصات موتور هواپیما، نیروی پیشران و نوع دستگاه رادار هواپیماست. در جدول (۲-۶) نیز ردیف آخر مربوط به نسبت نیروی پیشران بر وزن در حالت‌های سوخت کامل و نصف سوخت است [۴۷][۴۸][۴۹].

۶-۳-۲. شرایط اولیه و مقدار ضرایب تخمین گر فازی - تطبیقی

در مورد اجزای تشکیل دهنده رابطه (۴-۱۶) و بر اساس روابط (۴-۱۷) الی (۴-۲۲) داریم: [۴۳][۱۰]

$$\zeta_{x\omega} = \zeta_x - d_{\omega} \text{sat} \left(\zeta_x / d_{\omega} \right)$$

$$\zeta_{y\omega} = \zeta_y - d_{\omega} \text{sat} \left(\zeta_y / d_{\omega} \right)$$

$$\dot{\hat{k}}_{u_1x} = \gamma_{u_1} \zeta_{x\omega} \xi(-\sin\theta)$$

$$\dot{\hat{k}}_{u_1y} = \gamma_{u_1} \zeta_{y\omega} \xi(\cos\theta)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \gamma_{\varepsilon} (\zeta_{x\omega} u_2 \cos\theta + \zeta_{y\omega} u_2 \sin\theta)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_{u_{max}} = 2\gamma_{\varepsilon max} (|\zeta_{x\omega}| + |\zeta_{y\omega}|)$$

که در بخش (۴-۳) در مورد هر کدام از آن‌ها به اندازه کافی صحبت شد.

در این روابط و هر جای دیگری که تابع اشباع، sat ، داریم، با توجه به شکل (۴-۴) از تابع $\text{tgh}(\cdot)$ استفاده می‌کنیم. زیرا در آن شکل تشابه رفتاری این تابع با تابع اشباع ایده‌آل عنوان شده در رابطه (۴-۲۴) کاملاً مشهود است. در مورد پهنای ناحیه مرده نیز، آن را $d_{\omega} = 0.01$ در نظر گرفته‌ایم.

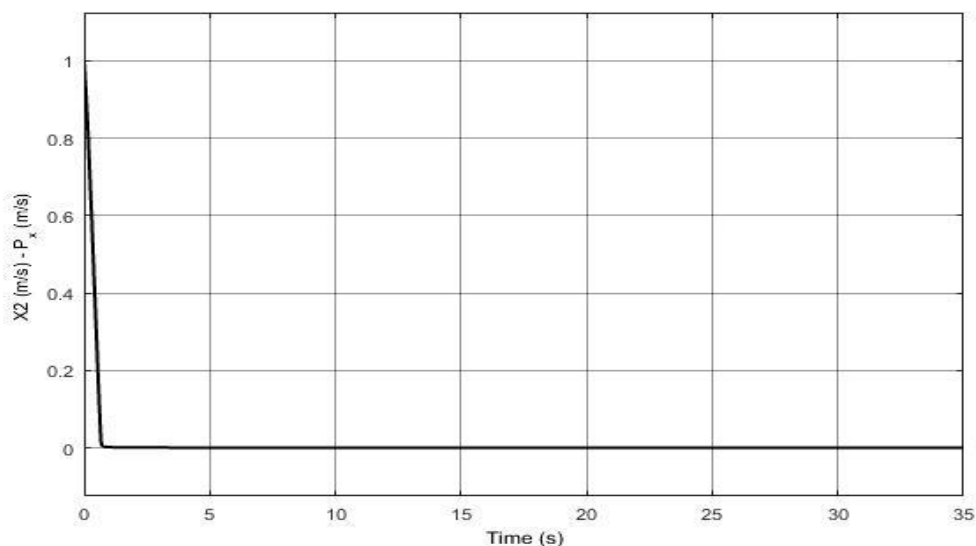
شرایط اولیه پارامترهای مختلف را به صورت $\hat{\varepsilon}_0 = 0.01$ ، $\hat{\varepsilon}_{u_{max}0} = 0.01$ در نظر گرفته شده‌اند.

همچنین برای پارامترهای مربوط به مقادیر ثابت و قابل تنظیم تابع اغتشاشات نیز، شرایط اولیه را به صورت $k_{u1x_0} = k_{u1y_0} = [0.1 \ 0]^T$ مقداردهی گشته‌اند. در آخر شرایط اولیه تابع تخمین سرعت تخمین گر نیز $\varphi_{x_0} = \varphi_{y_0} = 0$ جای گذاری گشته است.

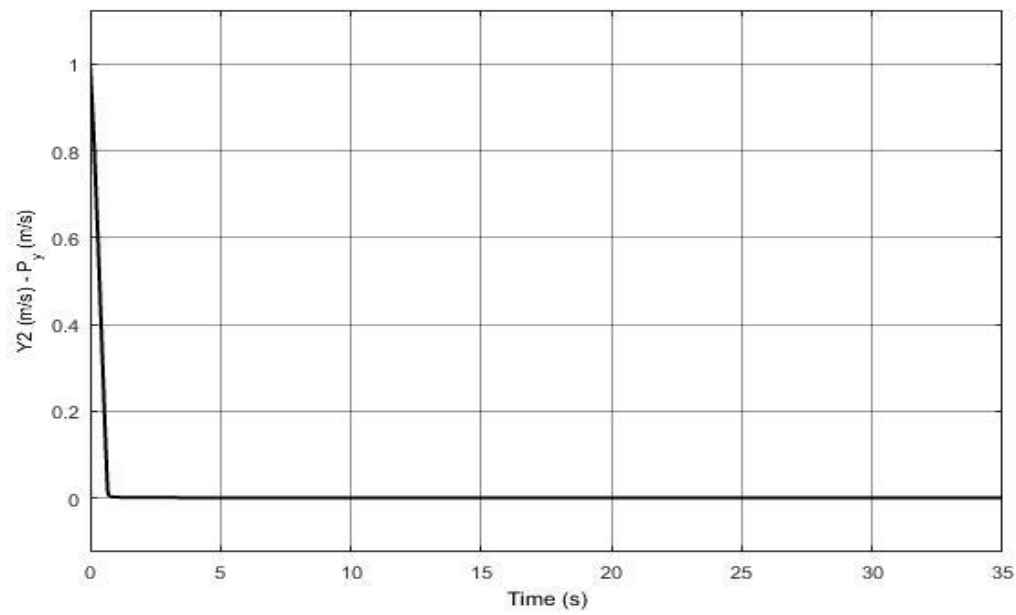
اما در مورد بهره‌های تطبیق نیز داریم:

$$\gamma_{u_1} = 0.2 \quad \gamma_{\varepsilon} = 0.1 \quad \gamma_{\varepsilon max} = 0.5$$

برای تابع ξ نیز با توجه به این که باید تابعی از ورودی‌های u_1, u_2 باشد، به همین منظور آن را $\xi = [tgh(u_1) \ tgh(u_2)]^T$ را در نظر می‌گیریم. زیرا در ترکیب روابط (۴-۱۰) و (۴-۱۹) با یکدیگر و همچنین روابط (۴-۱۱) و (۴-۲۰) با هم، این تابع انتخابی برای ξ عددی بین $[0 \ 1]$ است و این با مقدار توابع تعلق در سیستم‌های فازی کاملاً هم‌خوانی دارد. برای بررسی صحت مقدار تخمینی ابتدا در شکل‌های (۶-۴) و (۶-۵) شرایط گفته شده در بخش قبل برای صحت جواب‌ها را بررسی می‌کنیم و سپس در اشکال بعدی مقادیر تخمین را مشاهده خواهیم کرد.

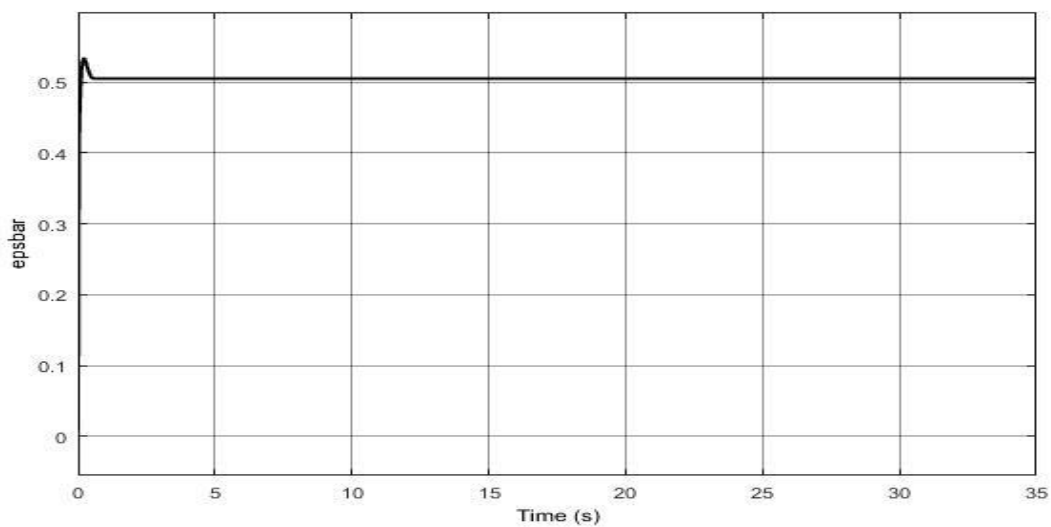


شکل (۶-۷). خطای سرعت خالص رویت گر فازی- تطبیقی $\zeta_x = x_2 - \varphi_{x_2}$

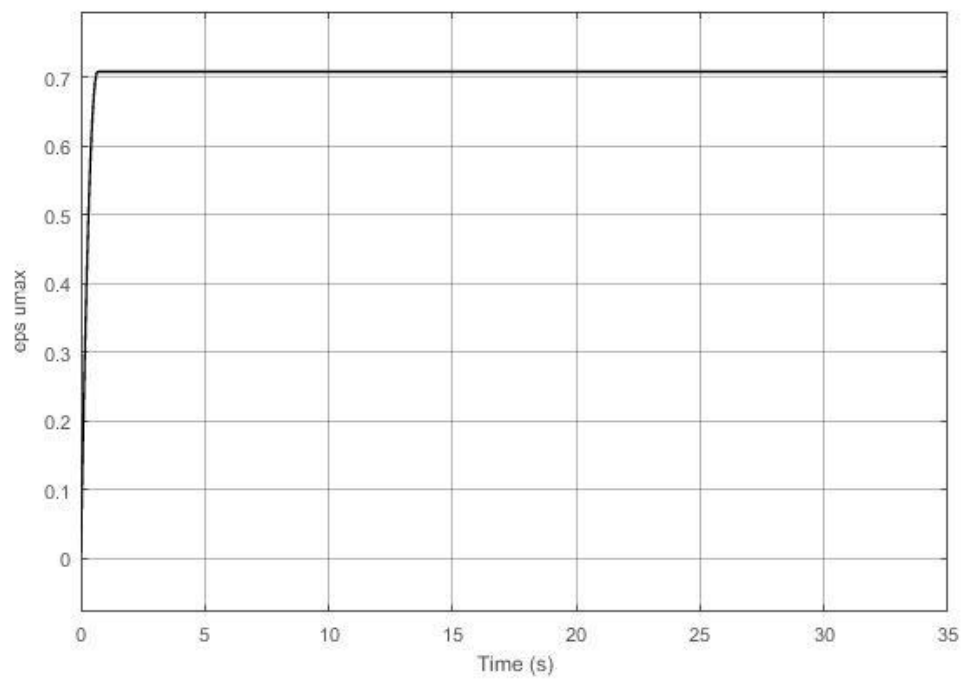


شکل (۸-۶). خطای سرعت خالص رویت گر فازی- تطبیقی $\zeta_y = y_2 - \phi_{y_2}$

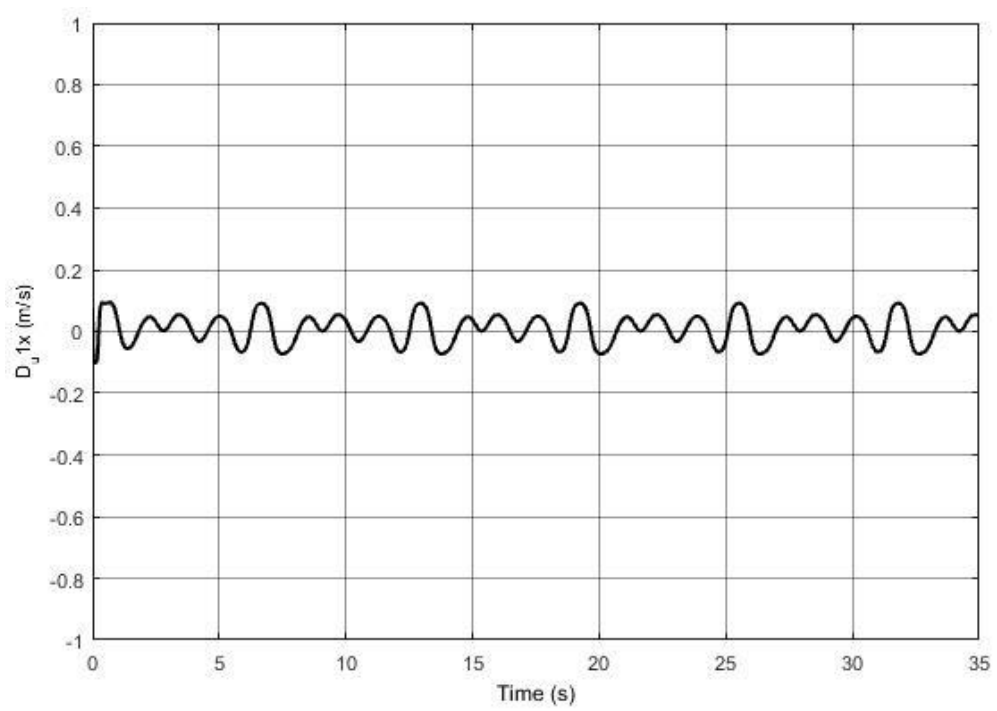
از دو شکل بالا کاملاً مشهود است که شرط $\zeta_x \cdot \zeta_y \leq d_\omega$ در کم‌ترین زمان ممکن و به بهترین شکل محقق گشته است. پس تخمین‌های مربوط به روابط (۴-۱۹) تا (۴-۲۲) کاملاً صحیح هستند. در شکل‌های زیر مقادیر توابع مورد نظر به نمایش درآمده‌اند.



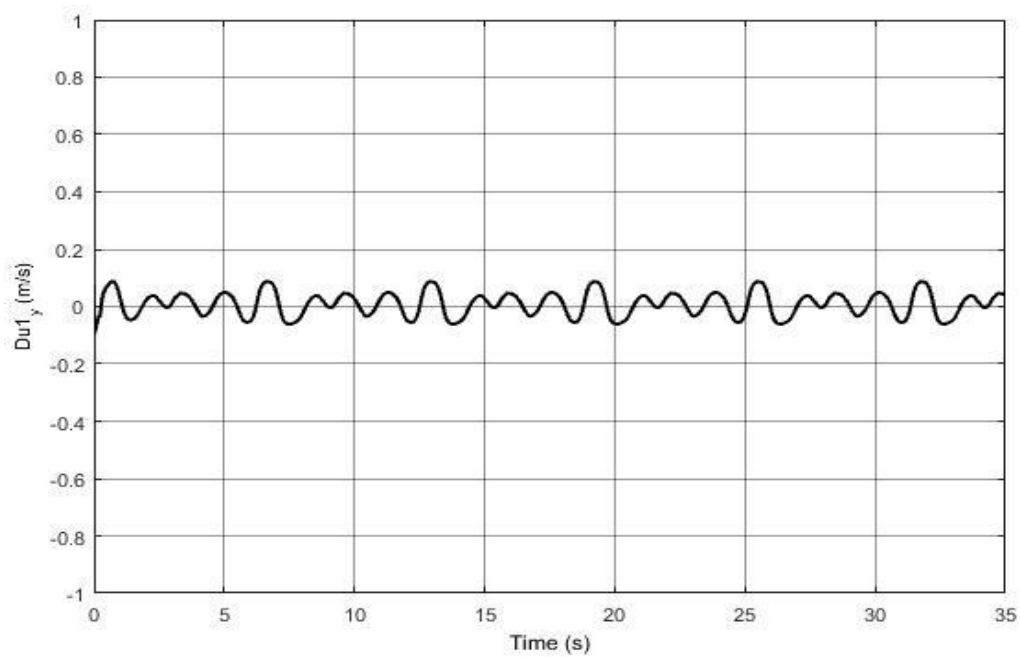
شکل (۹-۶). مقدار تخمین تابع تزویج $\hat{\varepsilon}$



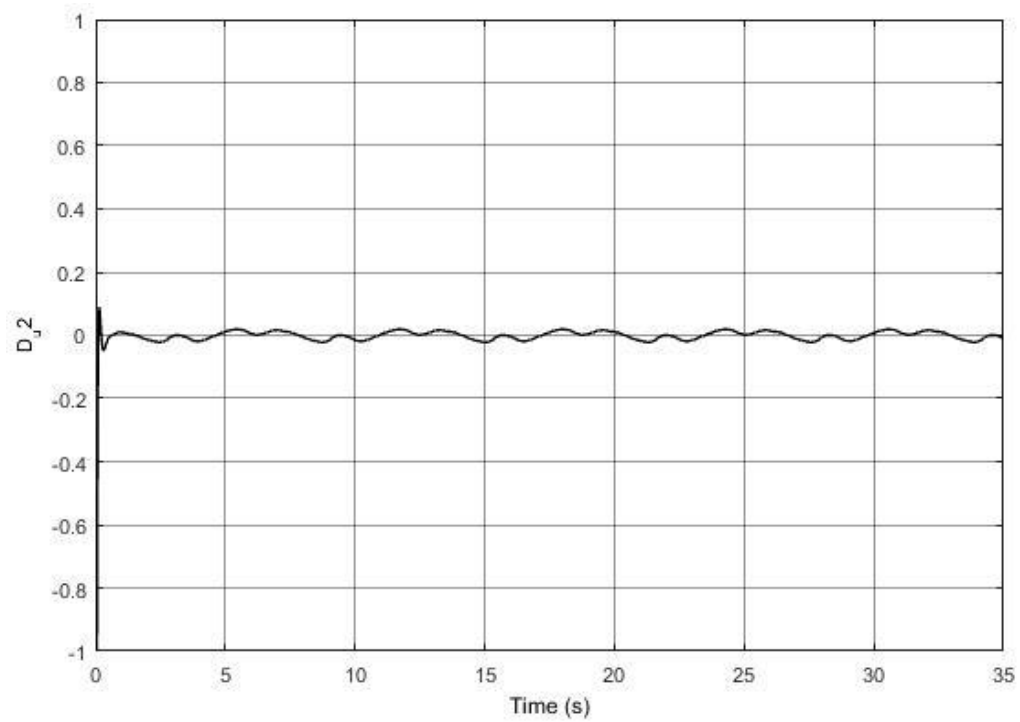
شکل (۶-۱۰). مقدار تخمین تابع $\hat{\epsilon}_{u_{max}}$



شکل (۶-۱۱). تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u_{1x}}$

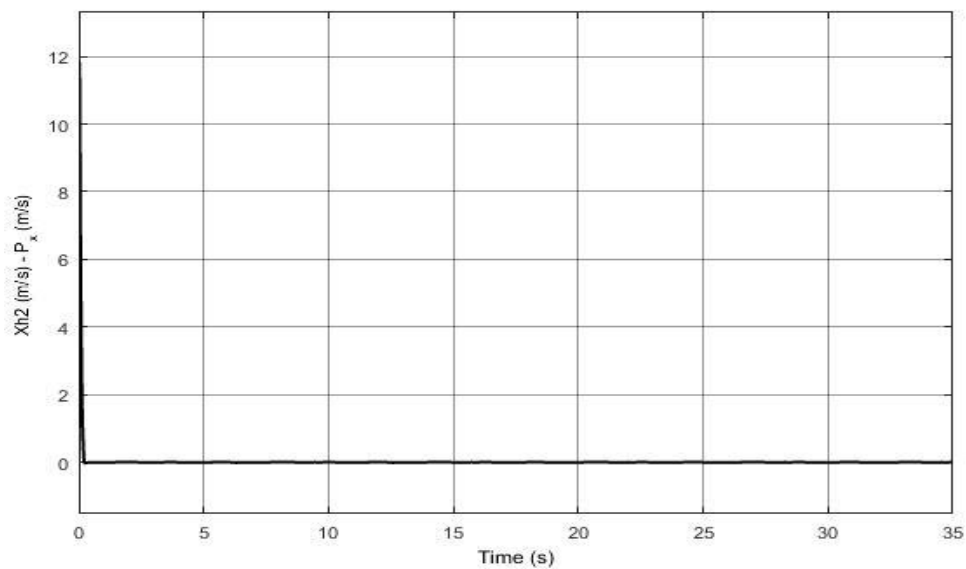


شکل (۶-۱۲). تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u_{1y}}$

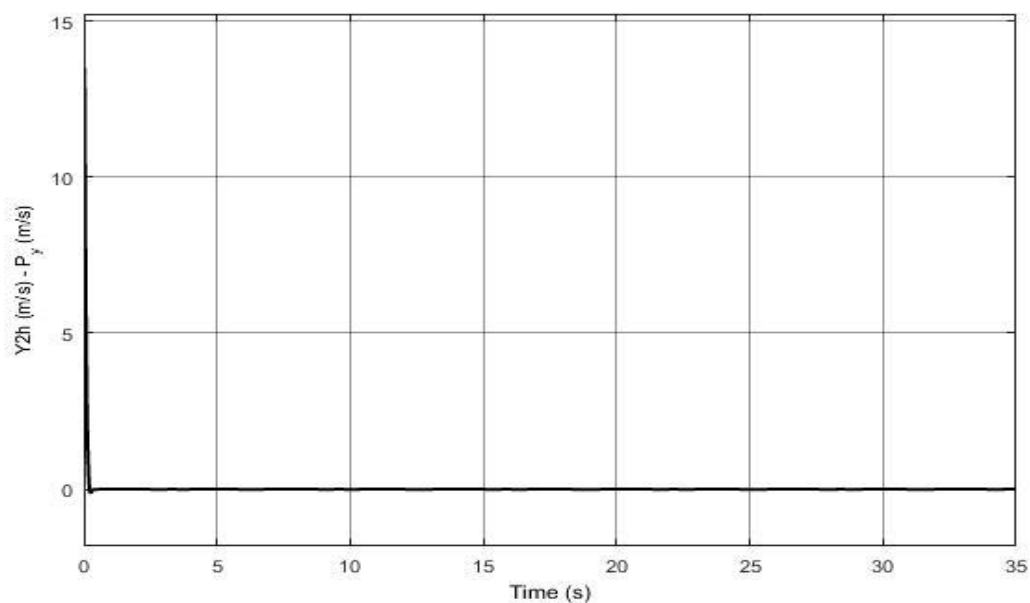


شکل (۶-۱۳). تخمین تابع اغتشاش $\hat{\delta}_{u_2}(\frac{rad}{s})$

نکته حائز اهمیت در اینجا این است که با توجه به عملکرد بسیار قوی رویت گر سرعت می توان در روابط (۱۷-۴) و (۱۸-۴) به جای بردار سرعت از تخمین آن استفاده کرد. شکل های (۱۰-۶) و (۱۱-۶) در زیر نشان می دهند که در مقایسه با مقادیر اصلی تخمین های سرعت، عملکردی همانند و بسیار مناسب دارند. که این مساله مهر تایید کاملی بر صحت و درستی کارکرد رویت گر سرعت طراحی شده در همه شرایط است.



شکل (۱۴-۶). $\zeta_x = \hat{x}_2 - \varphi_{x_2}$



شکل (۱۵-۶). $\zeta_y = \hat{y}_2 - \varphi_{y_2}$

۴-۶. چگونگی ردیابی مسیر مرجع

در فصل پنجم و در پنج گام؛ کنترل کننده ای طراحی کردیم که علاوه بر ردیابی مناسب هر مسیر مرجع انتخابی، توانایی برقراری پایداری در تمام متغیرهای حالت داخلی و خارجی سیستم عمودپرواز را نیز داشته باشد. همان طور که پیش تر اشاره شد، در این راه از رویت گرهای غیرخطی سرعت و فازی-تطبیقی استفاده می کنیم. با استناد به رابطه (۵-۱)، معادله مسیر مرجع به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_r \\ \ddot{y}_r \\ \ddot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{1r} \sin\theta \\ u_{1r} \cos\theta - 1 \\ u_{2r} \end{bmatrix}$$

با در نظر گرفتن این نکته که معادله حرکتی (۲-۱۲) مربوط به حرکت مانوری هواپیمای عمودپرواز است، ورودی های مرجع سینوسی برای سیستم انتخاب می نماییم و داریم:

$$\begin{bmatrix} u_{1r} \\ u_{2r} \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\sin(2t) \\ \sin(t) \\ -\sin(t) \end{bmatrix} \quad (۴-۶)$$

با تفاضل معادله مسیر مرجع از معادله حرکتی (۲-۱۲) و تشکیل معادله خطا، با استناد به روابط (۲-۵) تا (۵-۵)، (۵-۱۱)، (۵-۱۴) و همچنین (۵-۱۶) تا (۵-۲۰) داریم:

$$s_1 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_1 \right) x_e \quad ; \quad \lambda_1 = 4 \quad (۴-۶)$$

$$s_2 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_2 \right) y_e \quad ; \quad \lambda_2 = 4 \quad (۵-۶)$$

$$v_1 = \ddot{x}_r + \beta_1 \dot{x}_e \quad ; \quad \beta_1 = 4 \quad (۶-۶)$$

$$v_2 = \ddot{y}_r + \beta_2 \dot{y}_e \quad ; \quad \beta_2 = 4 \quad (۸-۶)$$

$$\hat{F} = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_{u1x} \sin\theta \\ \hat{\delta}_{u1y} \cos\theta - 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۶)$$

$$\hat{G} = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \hat{\varepsilon} \cos\theta \\ \cos\theta & \hat{\varepsilon} \sin\theta \end{bmatrix} \quad (۱۰-۶)$$

$$K_0 = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix}$$

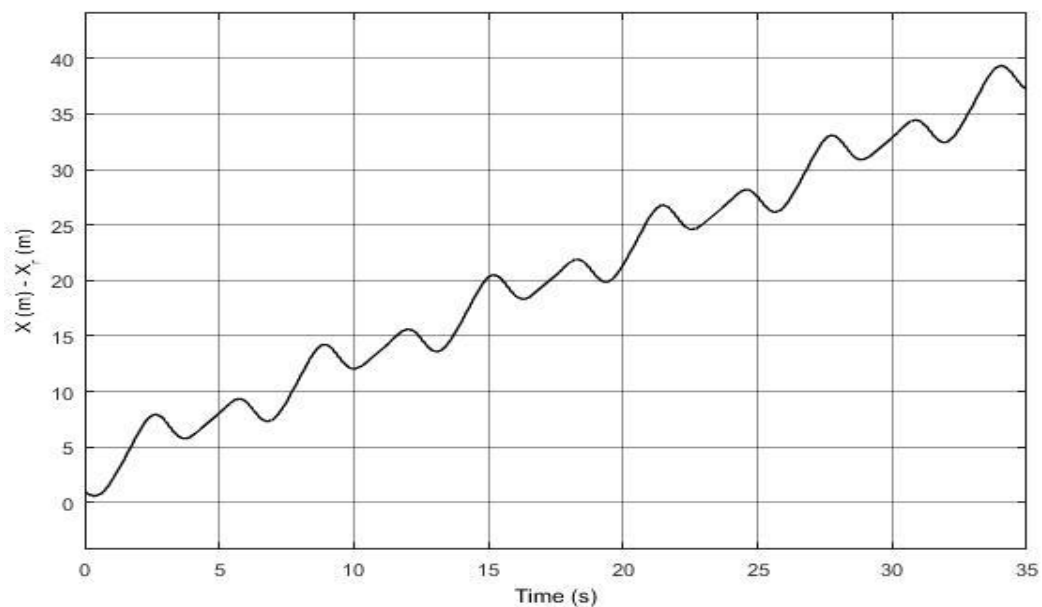
$$U_c = \hat{G}^{-1}(-\hat{F} + V + K_0 S)$$

و با استناد به روابط (۲۴-۵) ، (۲۵-۵) و (۲۷-۵) :

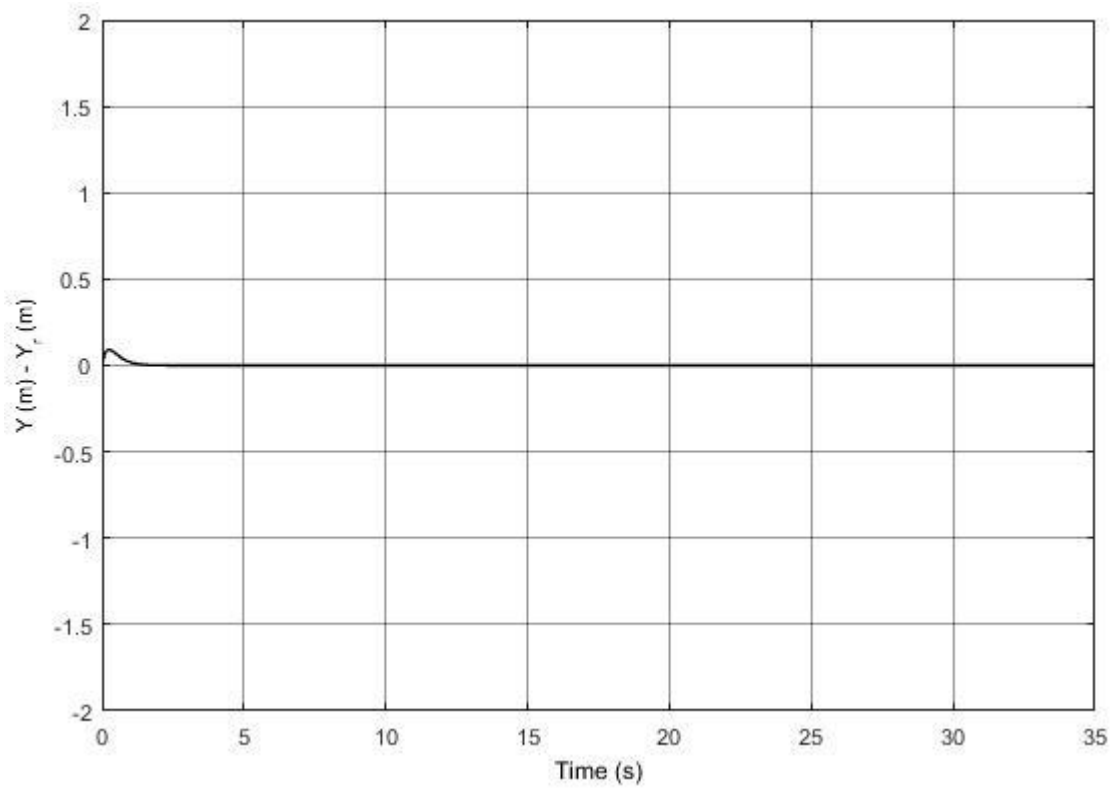
$$U_s = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_{u1} + \hat{\varepsilon}u_2 + \ddot{x}_r + \ddot{y}_r \\ \sin\theta + \ddot{x}_r \cos\theta + \ddot{y}_r \sin\theta \end{bmatrix}$$

$$U = U_c + U_r$$

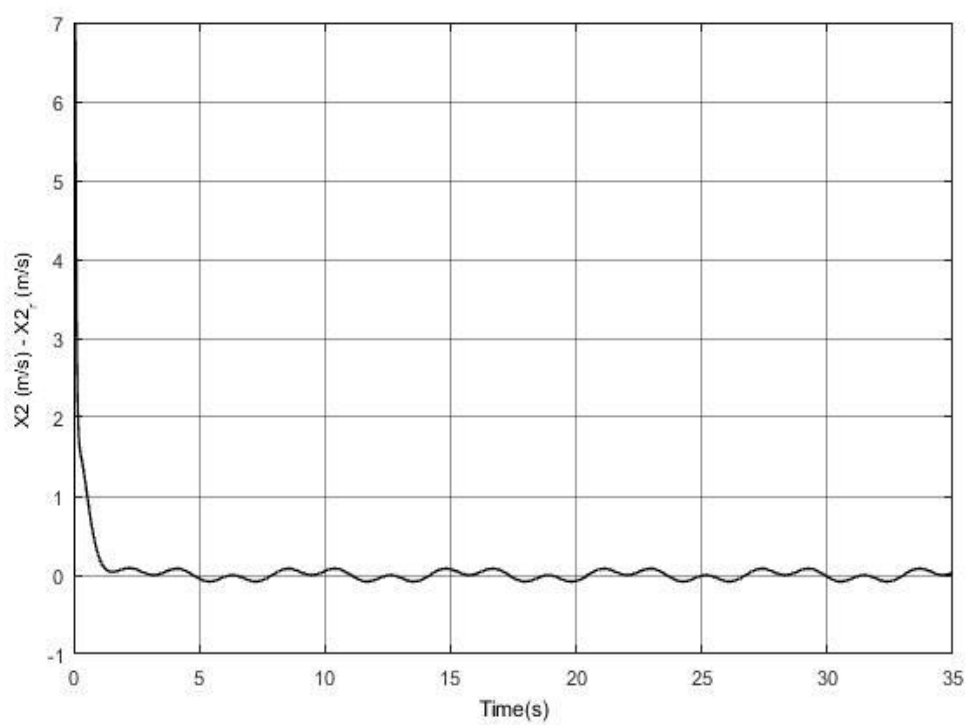
شرایط اولیه برای سیستم به صورت $[x_0 \ y_0 \ \theta_0]^T = [0 \ 0 \ 0]^T$ در نظر گرفته می‌شوند. همچنین شرایط اولیه برای سیستم مرجع نیز به صورت $[x_{r0} \ y_{r0} \ \theta_{r0}]^T = [1 \ 1 \ 0]^T$ مقداردهی گشته‌اند. در شکل‌های زیر ابتدا میزان خطا در با اعمال کنترل‌کننده U_c و سپس مقدار خطا و نحوه ردیابی را با کنترل‌کننده کامل $U = U_c + U_s$ نشان می‌دهیم. در صورت نیاز توضیحات تکمیلی، پایین هر کدام از شکل‌ها آورده شده است.



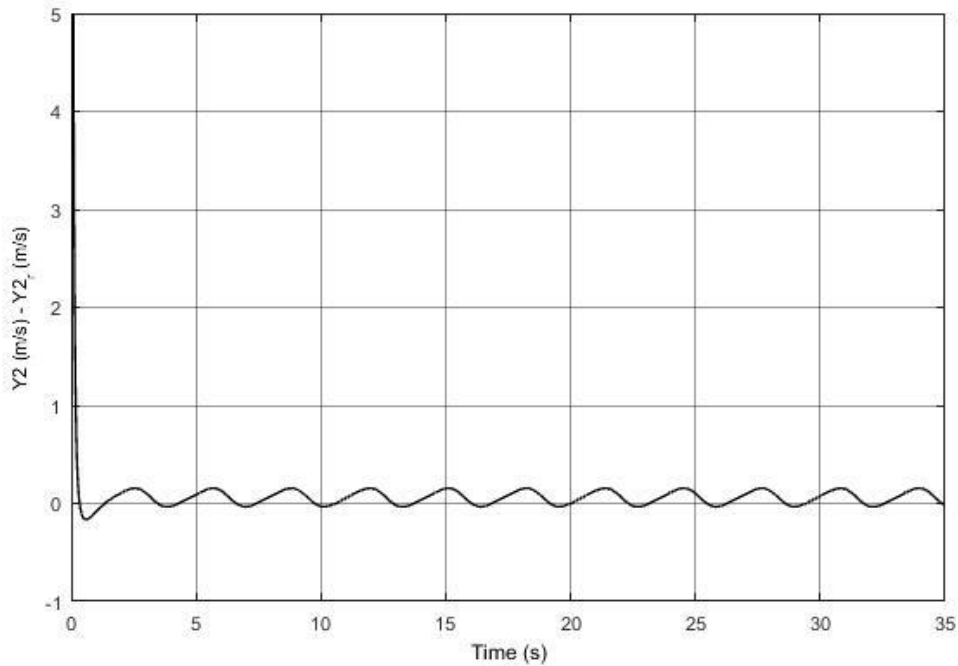
شکل (۶-۱۶). میزان خطای $x_e = x - x_r$ با اعمال کنترل‌کننده U_c



شکل (۶-۱۷). میزان خطای $y_e = y - y_r$ با اعمال کنترل کننده U_c



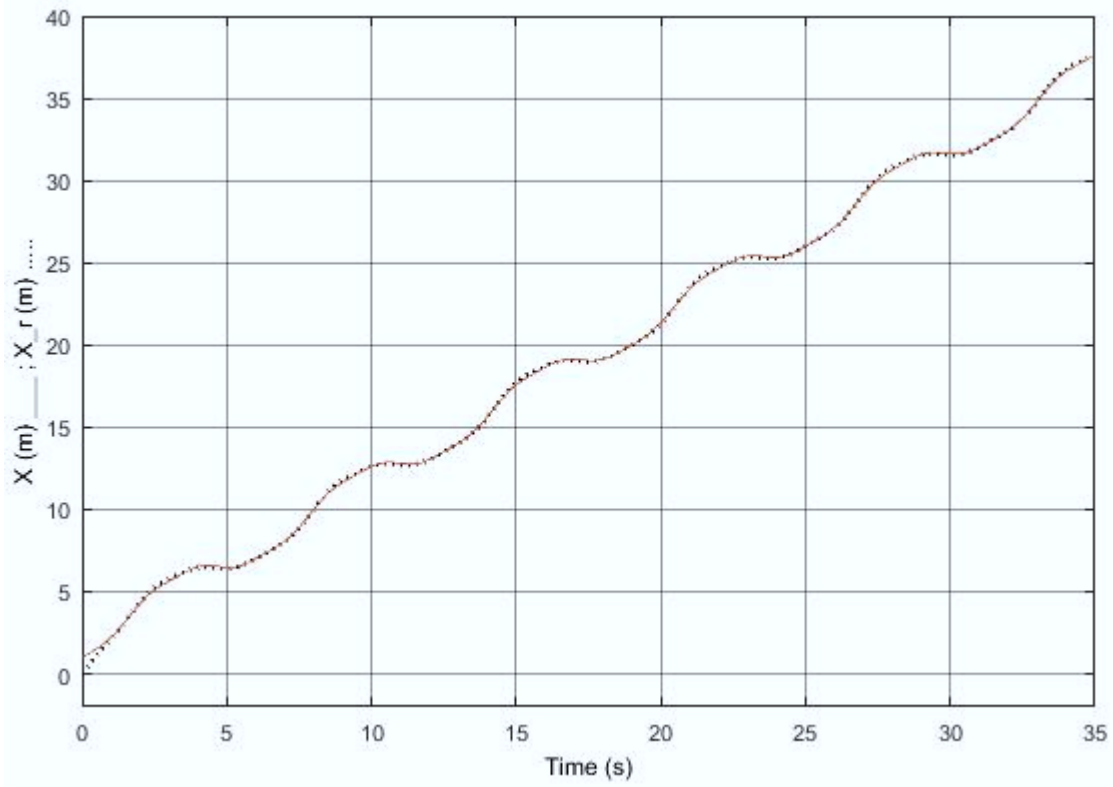
شکل (۶-۱۸). میزان خطای $\dot{x}_e = \dot{x} - \dot{x}_r$ با اعمال کنترل کننده U_c



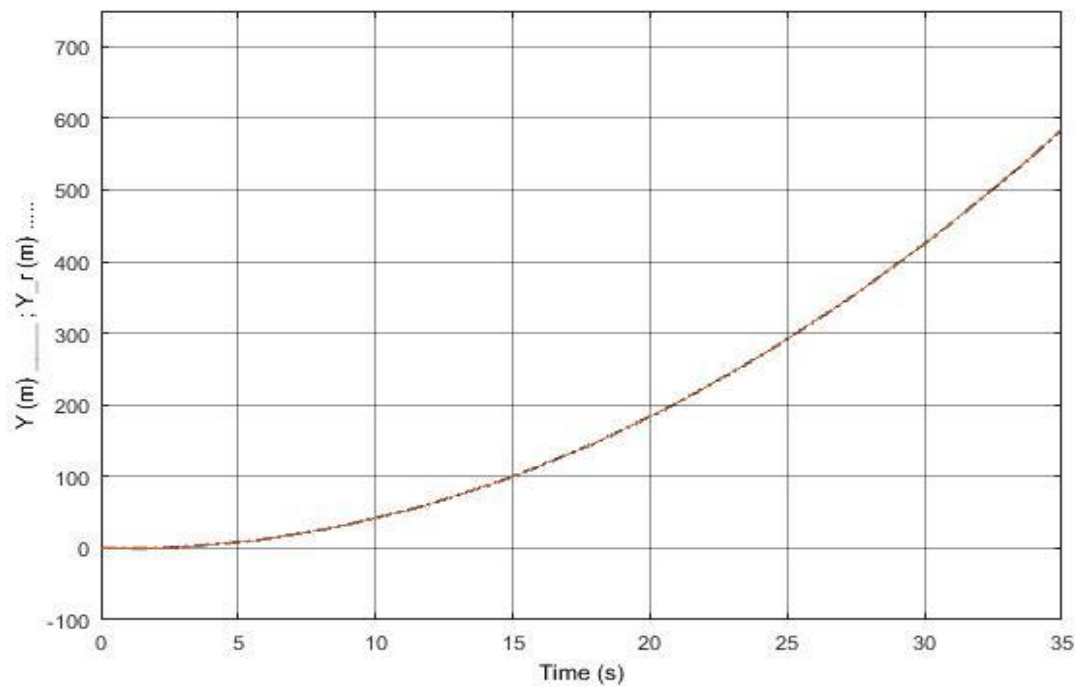
شکل (۶-۱۹). میزان خطای $\dot{y}_e = \dot{y} - \dot{y}_r$ با اعمال کنترل کننده U_c

همان‌طور که در شکل‌های (۶-۱۳) و (۶-۱۴) مشاهده می‌کنیم، میزان خطای ارتفاع سیستم نسبت به ارتفاع مرجع مناسب است اما کنترل کننده U_c توانایی غلبه بر گشتاور لختی (J) را ندارد و به همین دلیل ردیابی VTOL از مسیر مرجع در محور چرخش با مقدار مطلوب فاصله زیادی دارد. با بررسی اشکال (۶-۱۵) و (۶-۱۶) متوجه می‌شویم که میزان خطای سرعت هواپیمای عمودپرواز نسبت به سرعت مرجع بسیار پایین بوده و می‌توانیم از استدلال عنوان شده در بخش (۵-۳) استفاده کرده و گام‌های چهارم و پنجم طراحی کنترل کننده فازی- تطبیقی ردیاب مطلوب را، با استناد به [۴۶]، برای سیستم طراحی کنیم.

در ادامه با اعمال کنترل کننده $U = U_s + U_c$ مطابق گام‌های چهارم و پنجم طراحی کنترل کننده در بخش (۵-۳) داریم:



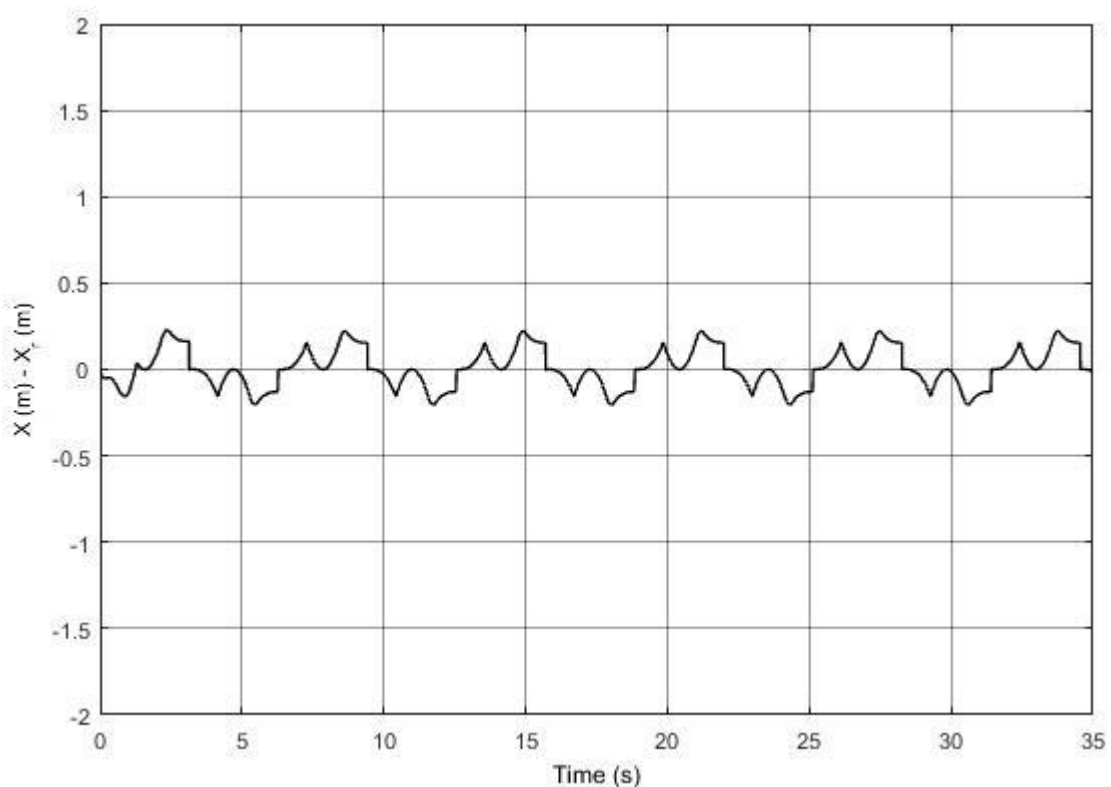
شکل (۶-۲۰). نحوه ردیابی $VTOL$ از مسیر مرجع در محور چرخش با اعمال کنترل کننده U



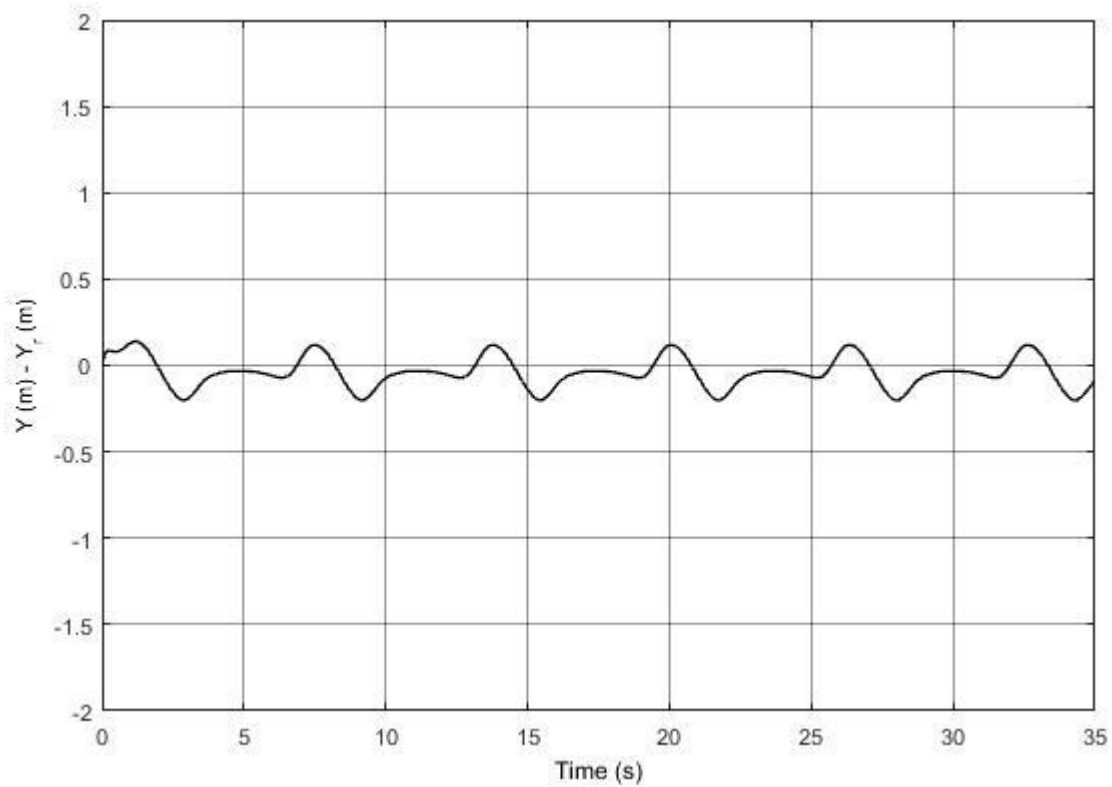
شکل (۶-۲۱). نحوه ردیابی $VTOL$ از مسیر مرجع در ارتفاع گرفتن با اعمال کنترل کننده U

در فصل اول و دوم ذکر گردید که معادله حرکتی (۲-۱۲) مربوط به مانور عمودی VTOL در حرکت این جسم پرنده است. همچنین در رابطه (۲-۳) نیز اشاره کردیم $y = -Z/g$. طبیعی است که در حرکت عمودی و با ارتفاع گرفتن هواپیما، y به سرعت زیاد گردد. اما به دلیل مخالف بودن جهت آن با Z علامت آن منفی است. این را ضریب نرمال شده "۱-" در روابط (۲-۱۲) و (۵-۱) نیز توجیه می‌کند. تغییرات x نیز بر اساس ردیابی مسیر مرجع در مانور است.

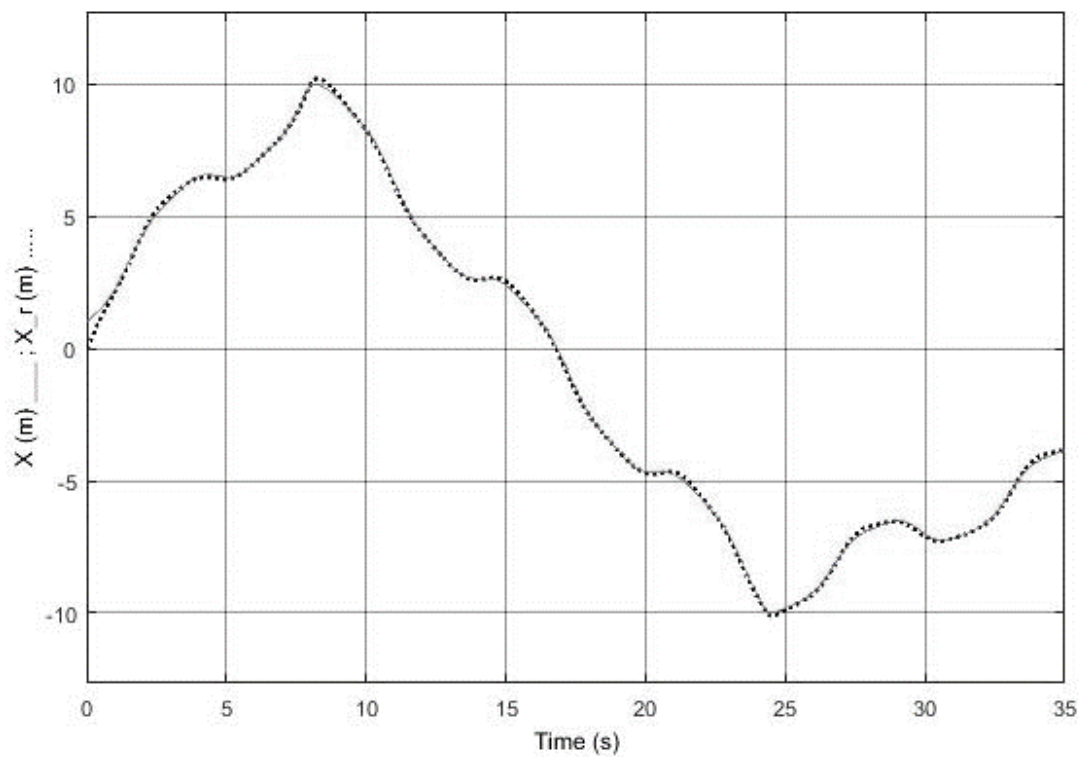
همچنین در مورد خطای VTOL در محور چرخش و همچنین میزان خطای ارتفاع آن نسبت به ارتفاع مرجع، با بررسی شکل‌های (۱۹-۶) و (۲۰-۶) در پایین، مشاهده می‌کنیم که اگرچه خطای ارتفاع کمی بیشتر شده اما از خطای محور چرخش به مقدار مطلوبی کاسته شده و ردیابی مکانی هواپیمای عمودپرواز به شکل خوبی محقق گشته است.



شکل (۶-۲۲). میزان خطای $x_e = x - x_r$ با اعمال کنترل‌کننده کامل U



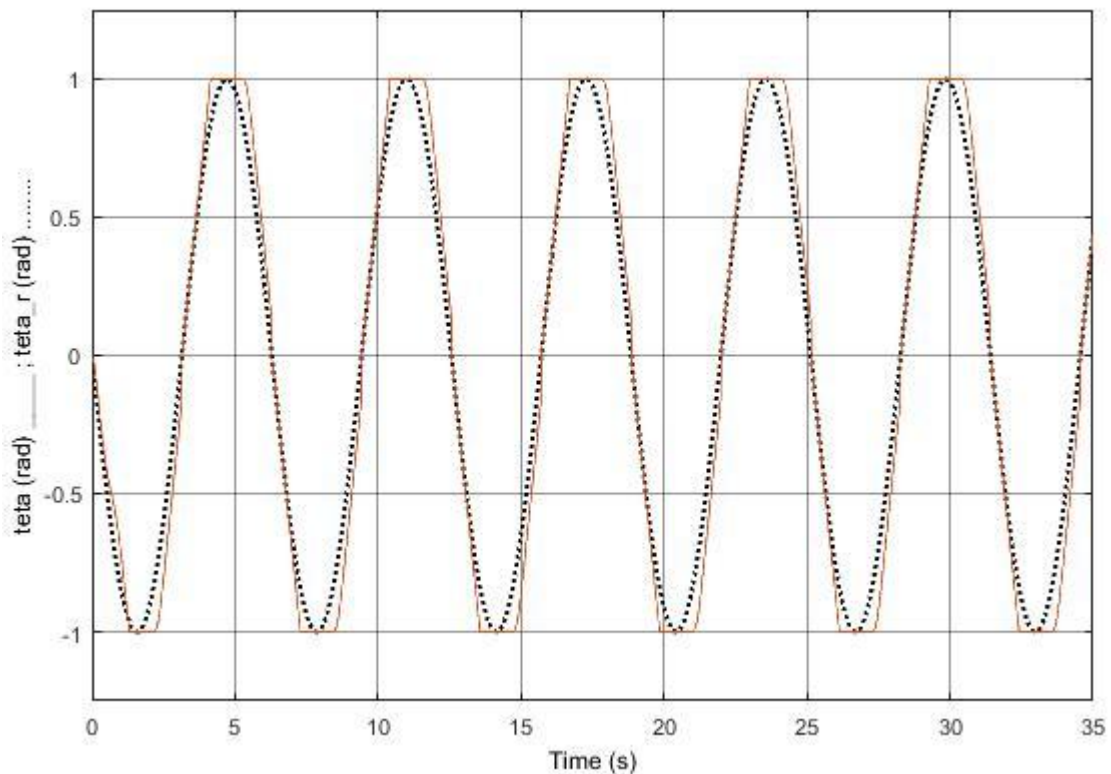
شکل (۶-۲۳). میزان خطای $y_e = y - y_r$ با اعمال کنترل کننده کامل U



شکل (۶-۲۴). نحوه ردیابی VTOL از مسیر مرجع محدود شده در محور Xها

۶-۴-۱. پایداری داخلی معادله حرکتی

برای پایداری داخلی سیستم θ ، با استناد به رابطه (۳-۸) و در جهت برقراری پایداری رویت‌گر غیرخطی سرعت $\dot{\theta}$ نیز باید محدود باشد. این محدودیت با اعمال کران‌های پایین و بالای θ_r به انتگرال‌گیرهای سیستم ایجاد می‌گردد. این کار به نوعی استفاده از تابع اشباع و امری مرسوم در صنایع مختلف، جهت برقراری پایداری در سیستم، در شرایطی مثل این، می‌باشد. البته همان‌طور که در فصل پنجم عنوان شد، این کار سبب پیروی کامل زاویه θ از θ_r نمی‌گردد، اما رفتار آن‌ها را به یکدیگر بسیار نزدیک می‌کند و همچنین پایداری داخلی خوبی در سیستم برقرار می‌نماید.



شکل (۶-۲۵). نحوه ردیابی زاویه θ از θ_r

۶-۴-۲. کنترل کننده نهایی

در فصل اول اشاره نمودیم که ورودی u_1 در واقع نیروی ورودی پیشرانهای توربوجت^۱ یا توربوپراپ^۲ هواپیمای عمودپرواز است اما در مورد واحد مقیاس‌بندی^۳ آن با توجه به رابطه (۲-۳) و رابطه (۶-۱۱) در زیر مشاهده می‌کنیم که واحد مقیاس‌بندی ندارد. [۲۴]

$$\begin{cases} U_t = \dot{m}_a(v_j - v_\infty) & ; \quad \dim(U_t) = kg/s \cdot m/s \\ u_1 = \frac{U_t}{m_A g} & ; \quad \dim(u_1) = \frac{kg/s \cdot m/s}{kg \cdot m/s^2} = 1 \end{cases} \quad (۱۱-۶)$$

که در آن:

U_t نیروی پیشران ایجادشده در انتهای هواپیما

$\dot{m}_a$: جریان توده‌ای سیال داخل محفظه توربوجت

m_A : جرم هواپیما

g : شتاب گرانشی زمین

v_∞ : سرعت گاز ورودی به محفظه توربوجت ، v_j : سرعت گاز خروجی^۱ از محفظه توربوجت

همچنین در مورد u_2 نیز عنوان کردیم که گشتاور غلتشی هواپیمای عمودپرواز است و واحد مقیاس‌بندی آن:

^۱turbojet
^۲turboprop
^۳dimension
^۱exhaust gas

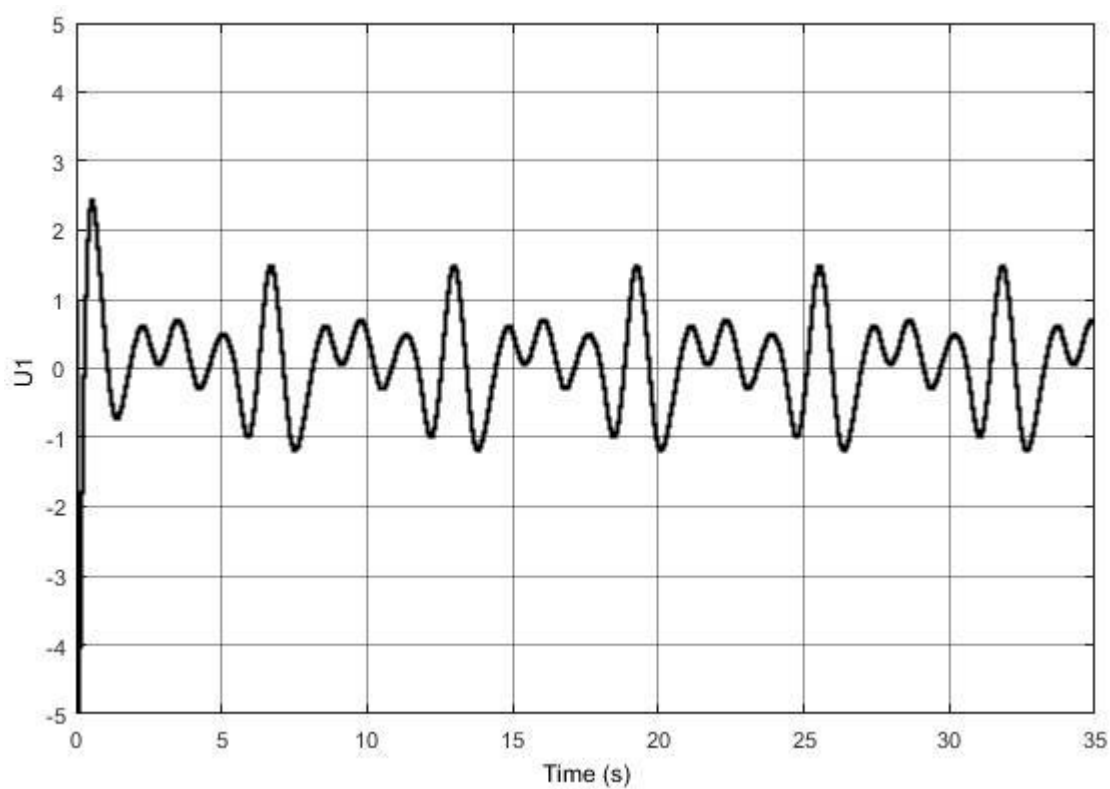
$$U_m = J \cdot \dot{\omega} \quad (۱۲-۶)$$

$$u_2 = \frac{U_m}{J} \quad ; \quad \dim(u_2) = rad/s^2$$

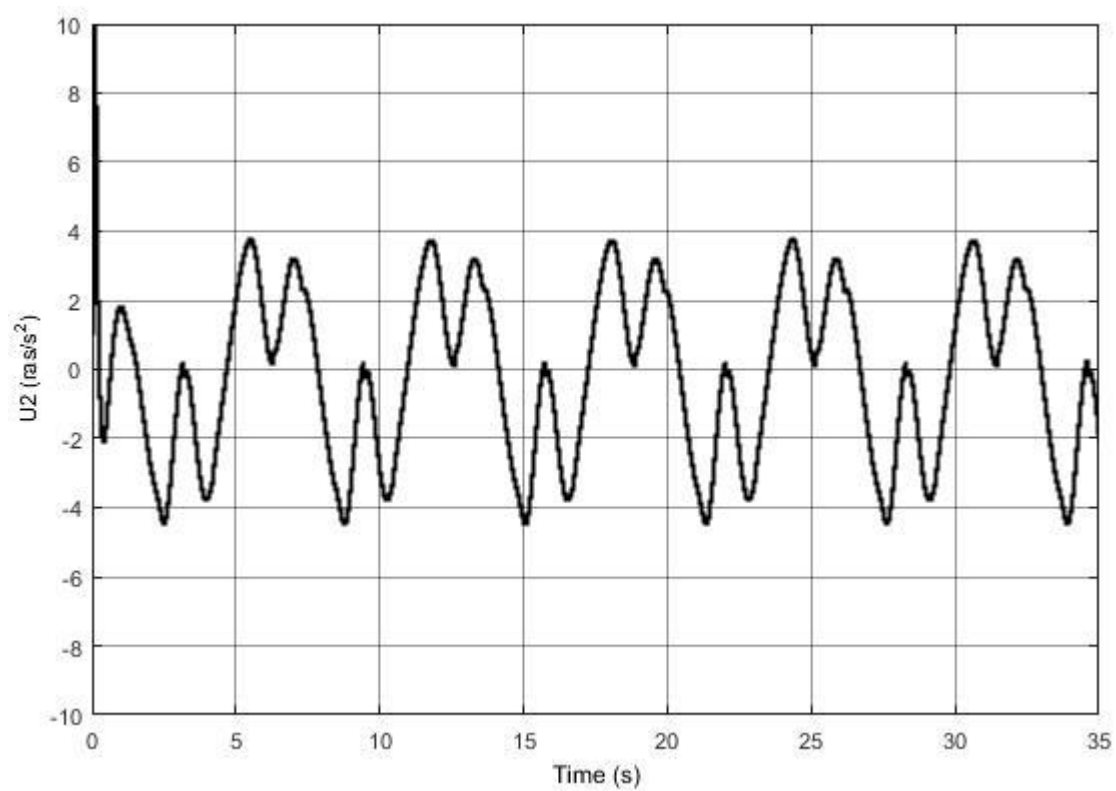
J گشتاور لختی بدنه هواپیما حول محور چرخش

U_m : گشتاور غلتشی حول مرکز ثقل هواپیما

در آخر در مورد بردار کنترل کننده $U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ داریم:



شکل (۲۶-۶) نیروی پیشرانه ورودی VTOL، u_1



شکل (۶-۲۷) شتاب زاویه‌ای ورودی VTOL، $u_2(\text{rad/s}^2)$

فصل هفتم

نتیجه گیری

در این پایان نامه، برای حرکت عمودی و مانور گونه هواپیمای عمودپرواز یک کنترل کننده فازی- تطبیقی غیرمستقیم طراحی کردیم تا بتواند بر مشکلات ناشی از تزویج میان ورودی‌های پیشرانه و گشتاور غلتشی و البته اغتشاشات ناشی از آن فائق آمده و مسیر مرجع انتخابی ما را ردیابی کند. در وهله اول، معضل بزرگ در این راه نامعلوم و متغیر بودن ضریب تزویج و توابع اغتشاش ناشی از آن بود. ما در این راه از یک رویت گر غیرخطی سرعت و یک رویت گر فازی- تطبیقی بهره بردیم. با مشاهده نتایج حاصل از شبیه سازی در متلب دیدیم که رویت گر سرعت مستقل از تمامی توابع نامعینی های سیستم، توانست بردار سرعت را به بهترین شکل و در کمترین زمان تخمین بزند. همچنین با انتخاب حالت های اولیه مناسب، بهره های تطبیقی کارآمد و استفاده به جا از تابع اشباع، تخمین گر فازی- تطبیقی طراحی شده علاوه بر مقاومت بسیار خوب در برابر نامعینی ها، تخمین بسیار خوبی از توابع اغتشاش و ضریب تزویج نامعلوم ورودی در اختیار کنترل کننده قرار داد. در پنج گام نیز با استفاده از رویت گر و تخمین گر عنوان شده در سطور فوق و همچنین به کمک پسخورد خروجی، یک کنترل کننده فازی- تطبیقی طراحی نمودیم. کنترل کننده طراحی شده مذکور علاوه بر برقراری پایداری در خروجی، ردیابی مسیر مرجع انتخابی را به بهترین شکل ممکن انجام دهد. پایداری داخلی سیستم را نیز با برقراری شرایط پایداری در رویت گر سرعت و محدود کردن زاویه غلتش به کران های زاویه غلتش مطلوب، به نحو قابل ملاحظه ای بهبود بخشیدیم. نکته آخر این که با استفاده از یک تاخیر زمانی در اعمال کنترل کننده به سیستم، علاوه بر جلوگیری از خطای حلقه توانستیم اعمال کنترل کننده به جسم پرنده را به شرایط عملی نزدیک تر از پیش نماییم. با توجه به معادله حرکتی نسبتا واقعی و کاربردی استفاده شده برای هواپیمای عمودپرواز در این پایان نامه، کنترل کننده طراحی شده می تواند در شرایط واقعی نیز قابل استفاده باشد.

مراجع:

۱. راسکام، ج. (۱۳۹۲)، "دینامیک پرواز اجسام صلب"، جلد اول، چاپ سوم، ترجمه ب. ملک، م. ایوبی، موسسه انتشارات علمی دانشگاه صنعتی شریف، خیابان آزادی دانشگاه صنعتی شریف.
2. [Physics.stackexchange.com / questions](https://physics.stackexchange.com/questions)
3. Laskowitz, I.B., (March 1963) vol 107. Art 1, 25, In: "Vertical Tackoff and Landing (VTOL) Aircraft". *Annals of Newyork Academy of Science*,.
4. Chambers, J.W. , (1999), In: "The Oxford Companion to American Military History", Oxford University Press, USA, page 748.
5. Yefim Gordon, (2008), In: "Yakovlev Yak-36, Yak, Yak-41: The soviet 'Jump Jets'", Midland, Publishing ,.
6. "BAE animates mothballed Intercity Vertical-Lift Aircraft." *Aerospace-technology.com*. Retrieved, In: 24 May 2015.
7. "Forgotten 1960s 'Thunderbirds' projects brought to life." BAE Systems. Retrieved: 24 May 2015.
۸. بنزاده ا.، (۱۳۸۰)، "مدل سازی و بررسی دینامیک پرواز هواپیمای بدون سرنشین و دم نشین"، کارشناسی ارشد، هوا-فضا، صنعتی شریف.
۹. پ. ه. زیپل، (۱۳۹۰): "مدل سازی و شبیه سازی دینامیک اجسام پرنده." ترجمه: ر. اسماعیل زاده، الهیان، محمدعلی چاپ اول. انتشارات دانشگاه صنعتی امیرکبیر، خیابان ولی عصر، مرکز نشر دانشگاه صنعتی امیرکبیر.
10. Dongkyoung Chwa, October, 2015, In "Fuzzy Adaptive Output Feedback Tracking Control of VTOL Aircraft With Uncertain Input," *IEEE Transaction on Fuzzy saystems*, vol. 23, no. 2, pp 1505- 1512,
11. J. Hauser, S. Stry, and G. Mayer, Jul 1992, In: "Nonlinear control design for slightly non-minimum phase systems," *Automadia*, vol. 28, no. 4, pp 665-679.
12. R. Sepulchre, M. Jankovic, and P. Kokotovic, , Sep 2000, pp 838-843, In "Constructive Nonlinear Control." New York, NY USA: Springer-Velberg.
13. H. Sira-Ramirez, , Sep 2000, pp 838-843, In "Non-minimum phase output refrence trajectory tracking for a PVTOL aircraft," in *Proc. IEEE Conf./control Appl.*, Anchorage, AK, USA.
14. A. Zavala, I. Fantoni, And R. Lozano, 2013, pp 1833-1844, IN: "Global stabilization of a PVTOL aircraft model with bounded inputs," *Int. J. Control*, vol. 76, no. 18, pp..

15. A.Sanchez, I. Fantoni, R. Lozano, and J. De Leon Morales, Jul. 2005, In: "Observer-based control of PVTOL aircraft," presented at the 16th IFAC World Congress., Prague, Czech Republic.
16. P.D. Giamberardino, M. Djemai, S. Monaco, and D.N. Cyrot, Dec. 2002, pp. 2049-2054, In: "Exact Steering and stabilization of a PVTOL aircraft," in Proc. Conf. Decision Control, San Diego, CA, USA.
17. M. Maggiore, "Robust output tracking: The VTOL example," Dec. 2002, pp. 1251-1256, In: "in Proc. IEEE conf. Decision Control, Las Vegas, NV, USA.
18. D.J. Lopez-Araujo, A. Zavala-Rio, I. Fantoni, S. Salaza, and R. Lozano, pp. 1427-1441, Jul 2010, In: "Global stabilization of VTOL aircraft with lateral force coupling and bounded inputs," *Int. J Control*, vol 83, no 7.
19. B. Zhu, X. Wang, and K.Y. Cai, pp. 1610-1621, Sep 2010, In: "Approximate trajectory tracking of input-disturbed PVTOL aircraft control with delayed attitude measurements." *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 20, no. 14.
20. Y.J. Huang, T.C. Kuo, and H.K. way, pp. 343-351, May 1999, In "Robust vertical takeoff and landing aircraft control Via integral sliding mode", *IEEE Proc, Control Syst. Technol.*, vol. 7, no. 3.
21. F. Lin, W. Zhang, and R.D. Brandt, pp. 343-351, May 1999, In: "Robust hovering control of a VTOL aircraft," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 7, no. 3.
22. L. Wang, Aug. 1996, In "A Course in Fuzzy Systems and Control", Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall.
23. P. Di Giamberardino, M. Djemai, S. Monaco and D. Normand-Cyrot, December 1997, In "Exact Steering and Stabilization of a PVTOL Aircraft" Proceedings of the 36th Conference on Decision & Control San Diego, California USA.
24. "Turbojet Engine", 2009-05-06, NASA Glenn Research Center Retrieved.
25. Maxime Guillaume, (filed: 3 May 1921; issued: 13 January 1922), In: "Propulseur par réaction sur l'air," French patent FR 534801
26. "Turboprop", 2009, Pilot's Handbook of Aeronautical Knowledge, Federal Aviation Administration.
27. I. Fantoni, A. Zavala, R. Lozano, December 2002, In "Global stabilization of a PVTOL aircraft with bounded thrust", Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, Las Vegas, Nevada USA.
28. Jean-Jacques, E. Slotine, Weiping Li, 1991, "Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall".

29. Guoqiang Hu, Darren Aiken, Sumit Gupta, and Warren. E. Dixon, , August 2008,"yapunov-Based Range Identification For Paracatadioptric Systems", IEEE Transactiobns on Automatic Control,Vol. 53, No. 7.
30. [www.researchgate.net /post/ What_does_affine_in_the_control](http://www.researchgate.net/post/What_does_affine_in_the_control_mean_when_used_to_describe_a_system) mean when used to describe a system.
31. Karl Johan Åström. Adaptive Control,1995, 574 pages,"Addison-Wesley, Technology & Engineering".
32. P. A. Ioannou and J. Sun,1995," Stable and Robust Adaptive Control. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hal".
33. M. Liu, X. Cao, and P. Shi, April, 2013, "Fault estimation and tolerant control for fuzzy stochastic systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 2, pp. 221–229.
34. R.-J. Wai and Y.-W. Lin, Aug. 2013,In: "Adaptive moving-target tracking control of a vision-based mobile robot via a dynamic petri recurrent fuzzy neural network," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 4, pp. 688–701.
35. S. Tong and Y. Li, Feb. 2013,In: "Adaptive fuzzy output feedback control of MIMO Nonlinear systems with unknown dead-zone inputs," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 1, pp. 134–146.
36. Y.-J. Liu, S. Tong, and C. L. P. Chen, , Apr. 2013,In "Adaptive fuzzy control via observer design for uncertain nonlinear systems with unmodeled dynamics," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 2, pp. 275–288.
37. Q. Shen, B. Jiang, and V. Cocquempot, Apr 2013,In: "Fuzzy logic system-based adaptive fault-tolerant control for near-space vehicle attitude dynamics with actuator faults," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 2, pp. 289–300.
38. S.A-Haddabi, N.H.Mc Clamroch,1999,In: "A staudy of flight manuverers for the PVTOL aircraft model",Proceedings of American control conference, pp.2727-2731.
39. Q. Zhou, P. Shi, S. Xu, and H. Li, Apr. 2013, In: "Adaptive output feedback control for nonlinear time-delay systems by fuzzy approximation approach," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 2, pp. 301–313.
40. S. Tong, T. Wang, Y. Li, and B. Chen, Apr. 2013,In: "A combined backstepping and stochastic small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 21, no. 2, pp. 314–327.
41. Euntai Kim, , February 2002,In: "A Fuzzy Disturbance Observer and Its Application toControl". IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 10, No. 1.
42. R. J. Evans, C. Zhang, Y.C.Soh, (1994),In: " Bounded-Error Estimation Using Dead Zone And Bounding Ellipsoid", International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 8, pp. 31-42.

43. Dongkyoung Chwa, ,June 2012,In:" Fuzzy Adaptive Tracking Control of Wheeled Mobile Robots With State-Dependent Kinematic and Dynamic Disturbances", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 20, no. 3.
44. M.Saeki,Y.Sakaue,December 2001, In:"Flight control design for a non-minimum phase VTOL aircraft via two-step linearization",*Proceedings of the IEEE conference on Decision and Control*,Orlando,Florida,USA,pp.217-222.
45. S.Labiod ,M. Seghir Boucheritb, T.Marie Guerrac , November 2004, In: " Adaptive fuzzy control of a class of MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems* 151 (2005) 59–77, Received 13 February 2004; received in revised form 22 July 2004; accepted 21 October 2004 Available online 10.
46. Bo Zhu, Xinhua Wang,Kai-Yuan Cai,2010,In:" Approximate trajectory tracking of input-disturbed PVTOL aircraft with delayed attitude measurements", *Int. J. Robust Nonlinear Control*;pp.1610–1621,Published online 23 November 2009 in Wiley Online Library.
47. "McDonnell Douglas/British Aerospace AV-8B Harrier II Attack Fighter".2006-04-01,Retrieved,2006-10-29,Aircraft,museum.Aerospaceweb .org .
48. "F-35B Short Takeoff/Vertical Landing Variant." Lockheed Martin. Retrieved 13 July 2012.
49. "F-35C Carrier Variant." Lockheed Martin. Retrieved 13 July 2012.

Abstract

This thesis proposes a MIMO (multi input-multi output) fuzzy adaptive output feedback tracking control method for vertical maneuver of VTOL (vertical takeoff and landing) aircraft. Since in practice; uncertainties exist in the input coupling parameter due to its dependence on the physical parameters, and unknown disturbances can occur as well in the form of input-dependent accelerations in dynamics, which should be compensated at the same time. In the VTOL aircraft, the rolling moment reaction jets in the wingtip create a force that is not perpendicular to the y-body axis. Hence, a positive rolling moment will induce a slight acceleration of the aircraft to the right. This characterizes the non-minimum phase property of the VTOL aircraft. To this end, the dynamics with input-dependent disturbances are first rigorously derived based on the general form of acceleration disturbance vector in VTOL system. Second, the nonlinear velocity observer is designed to estimate the velocity information not available in the actual situation such that the output feedback tracking control can be achieved even in the presence of uncertain input coupling and disturbances. Third, fuzzy adaptive estimator is designed to estimate both unknown input coupling coefficient and input-dependent disturbances. fuzzy systems are employed to approximate the plant's unknown nonlinear functions and robustifying control terms are used to compensate for approximation errors. Finally, the fuzzy adaptive output tracking controller is designed based on the nonlinear velocity observer and the fuzzy adaptive estimator. The trajectory tracking errors can be guaranteed to be globally ultimately bounded and their ultimate bounds can be adjusted appropriately. Both stability analysis and simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method against uncertainties and disturbances in VTOL system.

Keywords: VTOL, Acceleration disturbance, unknown input dependent coupling coefficient, non-minimum phase, nonlinear velocity observer, fuzzy adaptive estimator, MIMO control, output feedback, tracking, indirect fuzzy adaptive control.



*Faculty of Electrical Engineering and Robotics
M.Sc. Thesis in Control Engineering*

Designing an Adaptive Fuzzy Controller For Tracking of Vertical Takeoff and Landing Aircraft

by:

Mohammad Raeesi

Supervisor:

Dr · Ali Akbarzadeh Kalat

January 2017