ارایه روش جدیدی برای طراحی کنترل کننده‌ی غیرخطی مقاوم ترکیب شده با مشاهده‌گر اغتشاش غیرخطی برای اتوپایلوت موشک

سیروس بی باک[۱]، عسکر عزیزی[۲]، حمید نوری سولا[۳]، و محمد علی بادامچی زاده[٤]

[۱] کارشناسی ارشد مهندسی برق-کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، bibak.cyrus@gmail.com

[۲] کارشناسی ارشد مهندسی برق-کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، a.azizi90@ms.tabrizu.ac.ir

[۳] کارشناسی ارشد مهندسی برق-کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز hamid_nourisola@yahoo.com

[٤] **نویسنده مسئول**، دانشیار مهندسی برق-کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه تبریز، تبریز، mbadamchi@tabrizu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۲/۶/۴ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۹/۵)

چکیده: مدل غیرخطی موشک از یک سو دارای پارامترهای آئرودینامیکی فاقد قطعیت بوده و از سوی دیگر در عمل در معرض اغتشاشات قرار دارد. سیستم کنترلی اتوپایلوت باید بتواند پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را با وجود این عدم قطعیت‌ها (نامعینی‌ها) و اغتشاشات حفظ کند. پاسخ سریع، خطای کم، مقاوم بودن سیستم و کارآیی مناسب از جمله نکاتی هستند که باید در طراحی اتوپایلوت مورد توجه قرار گیرند. به دلیل اهمیت کنترل موشک، روش‌های مختلفی برای طراحی اتوپایلوت ارائه شده است. در این مقاله روش جدیدی برای کاهش خطای ردیابی و افزایش مقاومت سیستم پیشنهاد می‌شود. این روش مبتنی بر ساده سازی طراحی بدون نیاز به محاسبه ی مشتق ورودی کنترل مجازی بر پایه‌ی تکنیک گام به عقب است. برای کاهش خطای ردیابی ناشی از ساده سازی مدل موشک از یک مشاهده‌گر اغتشاش غیرخطی برای تخمین عدم قطعیت‌های موجود در برخی از پارامترهای سیستم و اغتشاشات موجود در خروجی و به‌روز کردن سیگنال مرجع استفاده شده است.

کلمات کلیدی: مشاهده‌گر غیرخطی اغتشاش، تکنیک گام به عقب، کنترل کننده مُد لغزشی- تطبیقی، اتوپایلوت موشک، نامعینی.

۱-مقدمه

به دلیل اهمیت کنترل موشک، روش‌های متنوعی برای طراحی اتوپایلوت ارائه شده است. معمولاً تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل با فرض داشتن یک مدل نسبتاً دقیق از سیستم فیزیکی انجام می‌گیرد در حالی‌که سیستم نامی، تقریبی از سیستم واقعی می-باشد. حال اگر این مدل به هر دلیلی دستخوش تغییراتی شود، اهداف کنترلی به نحو مطلوب محقق نمی‌شود. یکی از روش‌های محبوب که در دهه‌ی ۹۰ برای طراحی اتوپایلوت استفاده شده است روش جدول‌بندی بهره می‌باشد [۱]. برای اعمال روش جدول-

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

بندی بهره، نیاز است که توصیف دقیقی از سیستم و پارامترهای آن در دسترس باشد. در عین حال این روش بر اساس خطی سازی محلی بنا شده است و نمی‌تواند پایداری سراسری سیستم را تضمین کند. از طرفی استفاده از کنترل کننده‌ی ساده‌ی PID در طراحی اتوپایلوت مورد توجه زیادی بوده است به طوری که در مرجع [۲] یک روش کنترلی PID براساس قانون فازی- تطبیقی برای مشخصات موشک در طول پرواز طراحی شده و قوانین مجموعه‌ی فازی برای تنظیم خودکار پارامترهای روش کنترلی PID استفاده شده است اما روش کنترلی PID نیز از خطی سازی معادلات غیر خطی استفاده می‌کند.

بر این اساس روش‌های کنترل غیرخطی مانند خطی‌سازی با فیدبک (FL) مطرح شده است. موفقیت روش FL به مدل دقیق استخراج شده بستگی دارد و تغییرات پارامترها باعث تضعیف عملکرد این روش می‌شود. برای حل این مشکل روش‌های مقاوم و تطبیقی زیادی پیشنهاد شده‌اند که از ترکیب روش مذکور با روش‌های دیگر استفاده کرده‌اند [۳]. تسوردوس و همکارانش [۴] یک اتوپایلوت از ترکیب کنترل کننده تطبیقی مستقیم با روش FL، به منظور ردیابی، پیشنهاد نموده‌اند. یکی دیگر از راه‌های مقاوم ساختن روش FL، ترکیب این روش با مد لغزشی است. در [۵] یک کنترل کننده مد لغزشی برای سیستم‌هایی از کلاس FL ورودی/خروجی پیشنهاد شده است. یکی دیگر از روش‌هایی که در طراحی اتوپایلوت مورد توجه قرار گرفته است، تکنیک گام به عقب است بطوری که در مرجع [۶] یک روش گام به عقب مقاوم براساس فیدبک حالت در دو حرکت عرضی و چرخشی طراحی شده است که در آن اتوپایلوت غیرخطی مقاوم ردیابی زاویه‌ی لغزش جانبی را انجام داده است ولی مدل استفاده شده در این مقاله پیچیدگی زیادی ندارد.

در مرجع [۷] برای کاهش خطای ردیابی یک انتگرال‌گیر به سیستم اضافه شده است. این روش، یک روش کلاسیک برای حل مشکل خطای استاتیکی در سیستم‌های خطی است که در مرجع [۸] با استفاده از تئوری انحراف تکین به سیستم‌های غیرخطی تعمیم داده شده است. پیچیدگی محاسبات و پیچیدگی کنترل کننده از جمله مشکلات تکنیک گام به عقب است. برای حل این مشکل می‌توان این روش را با روش‌های دیگر ترکیب کرد [۹]. ترکیب مد لغزشی و گام به عقب یک روش خوب برای طراحی کنترل کننده‌های غیرخطی مقاوم و ساده کردن محاسبات پیچیده‌ی تکنیک گام به عقب می‌باشد. لی و همکارانش [۱۰] با ترکیب انتگرال گیر با روش مد لغزشی روشی را برای آسان کردن محاسبه‌ی مشتق ورودی مجازی که شامل ترم های نامعینی است، در فرآیند تکنیک گام به عقب استفاده کرده‌اند. اما پدیده‌ی وزوز مانعی در برابر ترکیب تکنیک‌های گام به عقب و مد لغزشی است. این مشکل را ژااو و همکارانش [۱۱] با تعریف یک کنترل کننده‌ی مد لغزشی مرتبه بالا در مرحله آخر تکنیک گام به عقب، حل کردند. استفاده از روش‌های بهینه نیز در طراحی اتوپایلوت مورد توجه طراحان قرار گرفته است به طوری که مرجع [۱۲] روش کنترل بهینه براساس فیلتر کالمن را برای کنترل زاویه‌ی حمله‌ی موشک در حضور نویز و اغتشاش ارائه کرده است که در آن یک کنترل کننده‌ی LQG که متغیرهای حالت را از فیلتر کالمن می‌گیرد برای کنترل زاویه‌ی حمله استفاده شده است. مشاهده‌گر اغتشاش (DO) به مدت زیادی در روش‌های کنترلی همانند بازوی رباتیکی استفاده شده است. در این سیستم‌های مکانیکی، اصطکاک نقش مهمی در عملکرد سیستم دارد و مشاهده‌گر برای تخمین اصطکاک استفاده شده است. مشاهده‌گر اغتشاش DO در بازوی ربات به عنوان سنسور گشتاور استفاده شده است [۱۳]. اگرچه تکنیک DO به طور وسیعی در روش‌های کنترلی به خصوص ربات‌ها برای هدف‌های مختلفی استفاده شده است ولی در بیشتر موارد طراحی و آنالیز براساس مدل خطی شده می‌باشد و از تکنیک سیستم‌های خطی استفاده می‌شود که اعتبار استفاده از این تکنیک‌ها و آنالیزهای خطی در سیستم های غیرخطی همراه

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

با نامعینی و اغتشاش شک برانگیز می باشد. در مرجع [۱۴] یک ساختار متغیر برای DO پیشنهاد شده است و یک مشاهده‌گر غیرخطی برای یک نوع خاص از اصطکاک در [۱۵] ارائه شده است. روش استفاده از مشاهده‌گر کاملا قابل انعطاف بوده و می-تواند با روش‌های خطی و غیرخطی متداول که قابلیت تضعیف اغتشاش را ندارند، ترکیب شود به طوری که مرجع [۱۶] یک مدل کنترل پیش بین را با مشاهده گر اغتشاش ترکیب کرده و برای کنترل بالگرد مقیاس کوچک در معرض اغتشاش استفاده کرده است. این ایده در [۱۷] برای سیستم های زمان گسسته هم استفاده شده است.

در این مقاله در مرحله ی اول از روش ترکیبی مدلغزشی- تطبیقی در فرآیند گام به عقب استفاده شده است به طوری که مشتق کنترل مجازی همراه با نامعینی در نظر گرفته شده است و از حجم محاسبات مشتق ورودی کنترلی مجازی که در این جا شامل بهره ی تطبیقی و نامعینی است و محاسبات پیچیده ای دارد کاسته شده است.

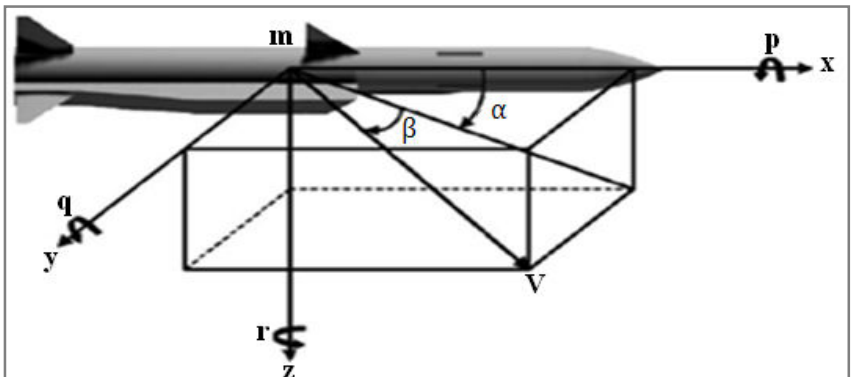
در مرحله ی دوم با توجه به این که مدل غیرخطی موشک دارای پارامترهای آئرودینامیکی فاقد قطعیت بوده که بر پایداری و عملکرد مطلوب سیستم تأثیر می‌گذارند برای از بین بردن نامعینی‌ها و اغتشاشات در این پژوهش در ادامه استفاده از یک مشاهده‌گر اغتشاش غیرخطی (NDO) پیشنهاد شده است. هدف اصلی مشاهده‌گر اغتشاش کاهش اغتشاش ناشناخته خارجی، بدون استفاده از سنسور اضافه است.

در مطالعه‌ی صورت گرفته ، از یک کنترل کننده مبتنی بر NDO برای کاهش خطای ردیابی استفاده شده است. با انتخاب دقیق بهره‌ی مشاهده‌گر، پایداری سیستم و عملکرد مطلوب سیستم با حضور اغتشاش و نامعینی نشان داده شده است و نتایج بدست آمده صحت این ادعا را ثابت می‌کند. ابتدا در بخش دوم، مدل دینامیکی مورد استفاده و نحوه‌ی ساده سازی آن بیان شده است. در بخش سوم و چهارم، اصول طراحی مشاهده‌گر غیرخطی اغتشاش بیان شده و یک کنترل کننده‌ی لغزشی- تطبیقی مبتنی بر NDO بدون نیاز به محاسبات سنگین مشتق ورودی کنترل مجازی طراحی شده‌است. در بخش آخر، از مفهوم NDO برای حذف اغتشاش در خروجی استفاده شده است و در انتها نیز با انجام چند شبیه سازی، قابل قبول بودن طراحی بر مبنای NDO با مقایسه‌ی عملکرد آن با روش طراحی مرجع [۷] در مقابله با نامعینی و حذف اغتشاش نشان داده شده است.

۲- مدل موشک

هدف در کنترل موشک، ردیابی سیگنال‌های مرجع هدایتی در کانال‌های Roll، Yaw و Pitch توسط موشک است. سیگنال-های مرجع در کانال‌های Yaw و Pitch، شتاب‌های خطی در جهت x و y و در کانال Roll ،سرعت زاویه‌ای در نظر گرفته شده است. پارامترهای موشک در دستگاه بدنه در شکل ۱ نشان داده شده و در جداول ۱-۳ پارامترهای مورد استفاده موشک و اطلاعات عددی آن به طور کامل آورده شده است [۷و۱].

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]



شکل ۱: تعریف پارامترهای موشک در دستگاه بدنه [۱ و۷].

جدول ۱: پارامترها و متغیرهای موشک [۱ و۷].

چگالی هوا	ρ	عناصر دستگاه مختصات بدنه ثابت	x, y, z
مساحت	S	بردار سرعت	V
طول آیرودینامیکی	D	سرعت‌های زاویه‌ای	p, q, r
انحراف بالک‌ها	$\delta_a, \delta_e, \delta_r$	زاویه تهاجم	α
شتاب‌ها	a_y, a_z	زاویه لغزش جانبی	β
ممان اینرسی	I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	جرم موشک	m
تراست	T	سرعت‌های خطی	u, v, w

جدول ۲: اطلاعات عددی موشک [۱ و۷].

قطر	d(m)	۰/۱۷
جرم	m(Kg)	۱۰۷/۵
ممان اینرسی	I_{xx} (Kgm^2) I_{yy} (Kgm^2) I_{zz}(Kgm^2)	۰/۵ ۱۱۰ ۱۱۰
مساحت مرجع	S (m^2)	۰/۰۲۲۷

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

جدول۳: ضرایب آئرودینامیکی و تغییرات آنها در اعداد ماخ مختلف [۱ و۷].

عـــدد مـــاخ / ضرایب آئرودینامیکی	۱/۵	۲	۲/۵	۳
$C_{C\beta}$	۲۰	۲۰	۲۰	۲۰
$C_{C\delta_r}$	-۶	-۶	-۶	-۶
$C_{N\alpha}$	۳۳	۳۱	۲۹	۲۷
$C_{N\delta_e}$	۸	۷	۶	۵
$C_{l\beta}$	۱/۵	۲/۵	۳	۳/۵
C_{lp}	-۳۰	-۲۷	-۲۴	-۲۱
$C_{l\delta_a}$	-۶	-۶	-۶	-۶
$C_{m\alpha}$	-۱۶	-۱۴	-۱۲	-۱۰
$C_{m\|\beta\|}$	-۱۴	-۱۱	-۸	-۵
C_{mq}	-۱۹۰۰	-۱۶۰۰	-۱۳۰۰	-۱۰۰۰
$C_{m\delta_e}$	-۴۹	-۴۵	-۴۱	-۳۷
$C_{n\beta}$	۲۵	۲۲	۱۹	۱۶
$C_{n\alpha\beta}$	-۲۰۰	-۱۷۵	-۱۵۰	-۱۲۵
C_{nr}	-۲۰۰۰	-۱۷۰۰	-۱۴۰۰	-۱۱۰۰
$C_{n\delta_a}$	۱۱	۹	۷	۵
$C_{n\delta_r}$	-۵۰	-۴۵	-۴۰	-۳۵

معادلات نیرو و گشتاور موشک مطابق رابطه‌ی (۱) می‌باشد [۱ و ۷].

$$m(\dot{u} + wq - vr) = -q_d S + T + g_x m \quad (۱)$$

$$m(\dot{v} + ur - wp) = -q_d S\left(C_{C\beta}\beta + C_{C\delta_r}\delta_r\right) + g_y m$$

$$m(\dot{w} - uq + vp) = -q_d S\left(C_{N\alpha}\alpha + C_{N\delta_e}\delta_e\right) + g_z m$$

$$I_{xx}\dot{p} - \left(I_{yy} - I_{zz}\right)qr = M_x = q_d S d\left(C_{l\beta}\beta + C_{lp}\frac{d}{2V}p + C_{l\delta_a}\delta_a\right)$$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$I_{yy}\dot{q} - (I_{zz} - I_{xx})rp = M_y = q_d Sd\left(C_{m\alpha}\alpha + C_{m|\beta|}|\beta| + C_{mq}\frac{d}{2V}q + C_{m\delta_e}\delta_e\right)$$
$$I_{zz}\dot{r} - \left(I_{xx} - I_{yy}\right)pq = M_z = q_d Sd\left(C_{n\beta}\beta + C_{n\alpha\beta}\alpha\beta + C_{nr}\frac{d}{2V}r + C_{n\delta_a}\delta_a + C_{n\delta_r}\delta_r\right)$$

به طوریکه g_x، g_y و g_z مؤلفه‌های شتاب گرانشی به ترتیب در جهت محورهای مختصاتی x، y و z هستند و q_d فشار دینامیکی مطابق رابطه $q_d = \frac{1}{2}\rho\upsilon$ است.

فرضیات زیر برای ساده کردن مدل سه بُعدی موشک استفاده شده‌اند:

از نیروی تراست به دلیل این که نرخ تغییرات آن خیلی کمتر از دینامیک‌های دیگر است و همچنین از مقاومت هوا، اثر جاذبه، دینامیک عملگرها و سنسورها صرف نظر شده است. مقادیر α و β کوچک در نظر گرفته شده و سرعت در جهت محور x، ثابت فرض شده است. بنابراین روابط (۲) و (۶) را خواهیم داشت.

$$tan\,\alpha = \alpha = \frac{w}{u} \qquad (۲)$$

در نتیجه:

$$w = \alpha u \qquad (۳)$$

با مشتق گیری از رابطه ی (۳) معادله‌ی (۴) بدست می آید:

$$\dot{w} = \dot{\alpha}u + \overset{0}{\dot{u}}\alpha \qquad (۴)$$

در نتیجه (۵) حاصل خواهد شد.

$$\dot{\alpha} = -p\beta + q - \frac{q_d S}{Vm}\left(C_{N\alpha}\alpha + C_{N\delta_e}\delta_e\right) \qquad ۵)$$

$$sin\,\beta = \beta = \frac{v}{|V|} = \frac{v}{u} \qquad (۶)$$

در نتیجه:

$$v = \beta u \qquad (۷)$$

با مشتق گیری از رابطه ی (۷) معادله ی (۸) بدست می آید.

$$\dot{v} = \dot{\beta}u + \overset{0}{\dot{u}}\beta \qquad (۸)$$

$$\dot{\beta} = p\alpha - r - \frac{q_d S}{Vm}\left(C_{c\beta}\beta + C_{c\delta_r}\delta_r\right)$$

در نهایت معادلات ساده شده به صورت رابطه‌ی (۹) بدست می آید.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= p_1 x_5 + p_2 x_1 + p_3 U_1 + d_1 \\
\dot{x}_2 &= q_1 x_1 x_3 + q_2 x_4 + q_3 |x_5| + q_4 x_2 + q_5 U_2 + d_2 \\
\dot{x}_3 &= r_1 x_1 x_2 + r_2 x_5 + r_3 x_4 x_5 + r_4 x_3 + r_5 U_1 + r_6 U_3 + d_3 \\
\dot{x}_4 &= -x_1 x_5 + x_2 - a_1 x_4 + d_4 \\
\dot{x}_5 &= x_1 x_4 - x_3 - b_1 x_5 + d_5
\end{aligned} \qquad (۹)$$

به طوری که d_1 تا d_5 نامعینی های وارد شده به سیستم بوده و در معادلات فضای حالت رابطه‌ی (۹) بردارهای حالت، خروجی و ورودی به صورت رابطه‌ی (۱۰) انتخاب شده و ضرایب موجود نیز در جدول (۴) آورده شده‌اند.

$$x = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} p \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} \qquad (۱۰)$$

و خروجی‌های سیستم طبق رابطه‌ی (۱۱) در نظر گرفته شده‌اند.

$$\begin{aligned}
y_1 &= x_1 \\
y_2 &= a_y = -m_1 x_5 - m_2 U_3 \\
y_3 &= a_z = -m_3 x_4 - m_4 U_2
\end{aligned} \qquad (۱۱)$$

جدول۴: ضرایب معادلات فضای حالت و حالت‌های سیستم [۱ و۷].

$x_1 = p$	$q_2 = \frac{q_d S d}{I_{yy}} C_{m\alpha}$	$r_6 = \frac{q_d S d}{I_{zz}} C_{n\delta_r}$
$x_2 = q$	$q_3 = \frac{q_d S d}{I_{yy}} C_{m\lvert\beta\rvert}$	$a_1 = \frac{q_d S d}{V m} C_{N\alpha}$
$x_3 = r$	$q_4 = \frac{q_d d^2 S}{2 I_{yy} V} C_{mq}$	$a_2 = \frac{q_d S d}{V m} C_{N\delta_e}$
$x_4 = \alpha$	$q_5 = \frac{q_d d S}{I_{yy}} C_{m\delta_e}$	$b_1 = \frac{q_d S d}{V m} C_{C\beta}$
$x_5 = \beta$	$r_1 = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}}$	$b_2 = \frac{q_d S d}{V m} C_{C\delta_r}$
$p_1 = \frac{q_d S d}{I_{xx}} C_{l\beta}$	$r_2 = \frac{q_d S d}{I_{zz}} C_{n\beta}$	$m_1 = \frac{q_d S}{m} C_{C\beta}$
$p_2 = \frac{q_d S d^2}{2 I_{xx} V} C_{lp}$	$r_3 = \frac{q_d S d}{I_{zz}} C_{n\alpha\beta}$	$m_2 = \frac{q_d S}{m} C_{C\delta_r}$
$p_3 = \frac{q_d S d}{I_{xx}} C_{l\delta_a}$	$r_4 = \frac{q_d d^2 S}{2 I_{zz} V} C_{nr}$	$m_3 = \frac{q_d S}{m} C_{N\alpha}$
$q_1 = \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}$	$r_5 = \frac{q_d S d}{I_{zz}} C_{n\delta_a}$	$m_4 = \frac{q_d S}{m} C_{N\delta_e}$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

به دلیل پیچیدگی مدل و حضور ورودی‌های کنترل در تمامی معادلات حالت، برای استفاده از روش مبتنی بر تکنیک گام به عقب که احتیاج به مدل با فرم مثلثی دارد و اینکه شتاب‌های خروجی جز متغیر های حالت نیستند، از تبدیل سیگنال‌های مرجع به صورت زیر استفاده شده است [۷].

$$\dot{x} = f(x,u,h,v) \longrightarrow \dot{x} = f(x_0,u_0,h_0,v_0) = 0 \quad (۱۲)$$

$$\dot{x}_2 = q_1x_1x_3 + q_2x_4 + q_3|x_5| + q_4x_2 + q_5U_2 = 0 \quad (۱۳)$$

$$U_2 = -\frac{(q_1x_1x_3+q_2x_4+q_3|x_5|+q_4x_2)}{q_5} \quad (۱۴)$$

یعنی سیگنال‌های x_2 و x_3 به عنوان ورودی کنترلی مجازی انتخاب شده و برای تنظیم x_4 و x_5 (که خود به ترتیب تبدیل شده‌ی a_z و a_y هستند) استفاده می‌شوند. در واقع در سیستم بدون نامعینی تبدیل سیگنال‌های مرجع با فرض اینکه سیستم در محدوده نقطه تعادل است، صورت می‌گیرد و بنابراین با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۳) می‌توان مقدار U_2 را به صورت رابطه (۱۴) بدست آورد. با جایگذاری مقدار U_2 در معادله (۱۵)، تبدیل سیگنال مرجع به صورت معادله (۱۶) خواهد بود.

$$a_z = -m_3x_4 - m_4U_2 \quad (۱۵)$$

$$x_4 = \alpha = \frac{(-m_4q_1x_1x_3-m_4q_3|x_5|-m_4q_4x_2+q_5a_z)}{-q_5m_3+m_4q_2} \quad (۱۶)$$

با انجام مراحل مشابه تبدیل سیگنال مرجع در کانال Yaw نیز مطابق رابطه‌ی (۱۷) بدست می‌آید.

$$x_5 = \beta = \frac{(r_6a_y-m_2r_1x_1x_2-m_2r_4x_3-m_2r_5U_1)}{(-r_6m_1+m_2r_2+m_2r_3x_4)} \quad (۱۷)$$

۳- طراحی اتوپایلوت مقاوم به روش تطبیقی- مدلغزشی

داهلگرن و همکارانش [۹] کنترل کننده ای به روش گام به عقب برای مدل موشک طراحی کردند و برای حل مشکل خطای ردیابی ناشی از نامعینی به سیستم، دینامیک انتگرال‌گیر اضافه کردند. به این ترتیب سیگنال مرجع برای رسیدن به پاسخ مناسب، تنظیم می‌شود. اما در روش ارائه شده فوق طول بازه‌ی زمانی سیگنال‌های مرجع نباید کم باشد که عیب این روش محسوب می‌شود و با افزایش نامعینی عملکرد سیستم به هم می‌خورد. در قسمت بعد روش طراحی کنترل کننده ی مقاوم تطبیقی-لغزشی آورده شده است. طراحی کنترل کننده‌ی مقاوم تطبیقی- لغزشی به گونه‌ای انجام شده است که مشتق ورودی کنترلی مجازی همراه با نامعینی در نظر گرفته می‌شود لذا از حجم محاسبات کاسته شده و طراحی نسبت به تکنیک گام به عقب راحت‌تر شده است [۹].

۳-۱- کنترل کانال Pitch

برای ردیابی در این کانال، متغیر جدیدی به صورت رابطه (۱۸) تعریف می‌شود.

(۱۸)

$$z_1 = \alpha - \alpha^{ref} = x_4 - \alpha^{ref} \overset{\text{مشتق}}{\longrightarrow} \dot{z}_1 = \dot{x}_4 - \dot{\alpha}^{ref} = -x_1x_5 + x_2 - a_1x_4 - \dot{\alpha}^{ref} + d_4$$

فرض می کنیم که نامعینی اضافه شده به معادله حالت (۱۸) در رابطه‌ی (۱۹) صدق می کند.

$$\|d_4\| < \rho_1 \quad (۱۹)$$

که ρ_1 یک مقدار مثبت ناشناخته می باشد.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$x_4 = z_1 + \alpha^{ref}$$
$$z_2 = x_2 - x_2^{des} \quad (۲۰)$$

که با جایگذاری رابطه‌ی (۲۰) در رابطه‌ی (۱۸)، رابطه‌ی (۲۱) بدست آمده است.

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_4 - \dot{\alpha}^{ref} = -x_1 x_5 + \left(z_2 + x_2^{des}\right) - a_1 z_1 - a_1 \alpha^{ref} - \dot{\alpha}^{ref} + d_4 \quad (۲۱)$$

متغیر x_2^{des} به عنوان ورودی کنترلی مجازی و مطابق رابطه‌ی (۲۲) انتخاب می‌شود. در این روش تابع نرم پیوسته به جای تابع علامت استفاده شده و مشکل وزوز حل شده است.

$$x_2^{des} = x_1 x_5 + a_1 \alpha^{ref} + \dot{\alpha}^{ref} - k_1 z_1 + a_1 z_1 - \hat{\rho}_1 \frac{z_1}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (۲۲)$$

که در آن ε_1 یک پارامتر مثبت طراحی است و می‌تواند مقدار کوچکی انتخاب شود و همچنین $\hat{\rho}_1$ تخمین پارامتر ρ_1 است که مطابق رابطه‌ی (۲۳) بدست آمده است. این بهره‌ی کنترل کننده‌ی لغزشی در هر مرحله به‌روز رسانی می‌شود.

$$\dot{\hat{\rho}}_1 = \gamma_1 \left(-\varphi_1 \rho_1 + \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (۲۳)$$

بطوری که φ_1 پارامتر مثبت طراحی کنترل کننده بوده و در اثبات پایداری و بدست آوردن ورودی کنترل بر پایه‌ی تابع لیاپانوف استفاده می‌شود.

با جایگذاری رابطه‌ی (۲۲) در (۲۱) رابطه‌ی (۲۴) حاصل می‌شود.

$$\dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 - \hat{\rho}_1 \frac{z_1}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{\frac{1}{2}}} + d_4 \quad (۲۴)$$

که k_1 یک مقدارمثبت می باشد.

با تعریف تابع لیاپانوف به صورت زیر :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\rho}_1^2 \quad (۲۵)$$

به طوری که در آن $\tilde{\rho} = \hat{\rho}_1 - \rho_1$، در نتیجه مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1 = z_1^T z_2 - k_1 \|z_1\|^2 + z_1 d_4 - \varphi_1 \tilde{\rho}_1 \rho_1 - \hat{\rho}_1 \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (۲۶)$$

داریم:

$$\varphi_1 \tilde{\rho}_1 \rho_1 = \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\rho}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \rho_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \hat{\rho}_1^2 \quad (۲۷)$$

$$\frac{-\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{\frac{1}{2}}} \leq \frac{-\|z_1\|^2}{\|z_1\| + \varepsilon_1} \leq -\|z_1\| + \varepsilon_1 \quad (۲۸)$$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

بنابراین رابطه‌ی (۲۹) به دست می‌آید:

$$\dot{V}_1 \le z_1^T z_2 - k_1\|z_1\|^2 - \frac{1}{2}\varphi_1\tilde{\rho}_1^2 + \frac{1}{2}\varphi_1\rho_1^2 + \rho_1\varepsilon_1 \quad (۲۹)$$

طبق رابطه‌ی (۳۰) مشتق کنترل مجازی را با نامعینی در نظر می‌گیریم.

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} = q_1x_1x_3 + q_2x_4 + q_3|x_5| + q_4x_2 + q_5U_2 \overbrace{-\dot{x}_2^{des} + d_2}^{E_1} \quad (۳۰)$$

فرض می کنیم: $\|E_1\| < \rho_2$، در این صورت ورودی کنترل مطابق رابطه‌ی (۳۱) محاسبه می‌شود.

$$q_5U_2 = -q_1x_1x_3 - q_2x_4 - q_3|x_5| - q_4x_2 - z_1 - k_2z_2 - \hat{\rho}_2\frac{z_2}{(\|z_2\|^2+\varepsilon_2^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (۳۱)$$

که بهره‌ی تطبیقی در آن برابر با رابطه‌ی (۳۲) است.

$$\dot{\hat{\rho}}_2 = \gamma_2\left(-\varphi_2\rho_2 + \frac{\|z_2\|^2}{(\|z_2\|^2+\varepsilon_2^2)^{\frac{1}{2}}}\right) \quad (۳۲)$$

بطوری که φ_2 پارامتر مثبت طراحی کنترل کننده بوده و در اثبات پایداری و بدست آوردن ورودی کنترل بر پایه‌ی تابع لیاپانوف استفاده می‌شود.

با تعریف تابع لیاپانوف به صورت زیر:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^Tz_2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\rho}_2^2 \quad (۳۳)$$

مشتق آن هم به صورت رابطه‌ی (۳۴) حاصل می‌شود.

$$\dot{V}_2 = -k_1\|z_1\|^2 - k_2\|z_2\|^2 - \frac{1}{2}\varphi_1\tilde{\rho}_1^2 - \frac{1}{2}\varphi_2\tilde{\rho}_2^2 + \overbrace{\frac{1}{2}\varphi_1\rho_1^2 + \frac{1}{2}\varphi_2\rho_2^2 + \rho_2\varepsilon_2 + \rho_1\varepsilon_1}^{C_2} \quad (۳۴)$$

با کمی ساده‌سازی خواهیم داشت:

$$\dot{V}_2 = -C_1V_2 + C_2 \quad (۳۵)$$

بنابراین با شرط $V_2 \le \frac{2C_2}{C_1}$ پایداری سیستم بدست می‌آید و در آن $C_1 = \min\{k_1, k_2, \gamma_1\varphi_1, \gamma_2\varphi_2\}$ می‌باشد.

۳-۲- کنترل کانال Yaw

مشابه کانال قبل، برای ردیابی در این کانال، متغیر جدیدی به صورت رابطه‌ی (۳۶) تعریف شده است.

$$z_3 = \beta - \beta^{ref} = x_5 - \beta^{ref} \quad (۳۶)$$

مشتق ورودی کنترلی مجازی همراه با نامعینی در این کانال به صورت رابطه ی (۳۷) در نظر گرفته می‌شود.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$\dot{z}_4 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = r_1 x_1 x_2 + r_2 x_5 + r_3 x_4 x_5 + r_4 x_3 + r_5 U_1 + r_6 U_3 \overbrace{-\dot{x}_2^{des} + d_5}^{E_2} \quad (۳۷)$$

ورودی کنترل به صورت زیر خواهد بود:

$$r_6 U_3 + r_5 U_1 = -r_1 x_1 x_2 - r_2 x_5 - r_3 x_4 x_5 - r_4 x_3 - k_4 z_4 + z_3 - \hat{\rho}_4 \frac{z_4}{(\|z_4\|^2 + \varepsilon_4^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (۳۸)$$

که در آن $\hat{\rho}_4$ بهره‌ی تطبیقی بوده و به صورت رابطه‌ی (۳۹) بیان می‌شود.

$$\dot{\hat{\rho}}_4 = \gamma_4 \left(-\varphi_4 \rho_4 + \frac{\|z_4\|^2}{(\|z_4\|^2 + \varepsilon_4^2)^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (۳۹)$$

بطوری که φ_4 پارامتر مثبت طراحی کنترل کننده بوده و در اثبات پایداری و بدست آوردن ورودی کنترل بر پایه‌ی تابع لیاپانوف استفاده می‌شود. اثبات پایداری با تابع لیاپانوف همانند کانال قبل می باشد.

۳-۳- کنترل کانال Roll

برای کنترل این کانال از یک کنترل کننده‌ی PI و یک ترم اضافی برای حذف قسمت غیرخطی استفاده شده است و در رابطه‌ی (۴۰) معادله مربوطه آورده شده است [۷].

$$U_1 = -K_p e_1(t) - K_i \int_0^t e_1(\tau) d\tau - \frac{p_1 x_5}{p_3} \quad (۴۰)$$

به طوریکه $e_1(t)$ خطای ردیابی متغیر x_1 و به صورت $e_1 = x_1 - x_1^{des}$ است.

٤- اصول NDO ها

کنترل کننده‌ی بدست آمده از مدل ساده شده، باید روی مدل واقعی پیاده شود. با توجه به این که این ساده سازی‌ها تقریبی بوده و با حضور نامعینی خطای تقریب افزایش می‌یابد، با استفاده از روش چن و همکارانش [۱۸] از یک مشاهده‌گر اغتشاش غیرخطی برای تخمین خطا و کاهش خطای ردیابی استفاده شده است. معادلات دینامیکی سیستم مطابق رابطه‌ی (۴۱) فرض شده است. در این صورت تخمین نامعینی طبق رابطه‌ی (۴۲) بدست می‌آید.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + h(x)d \quad (۴۱)$$

$$\dot{z} = -L(x)h(x)z - L(x)(h(x)p(x) + f(x) + g(x)u) \quad (۴۲)$$

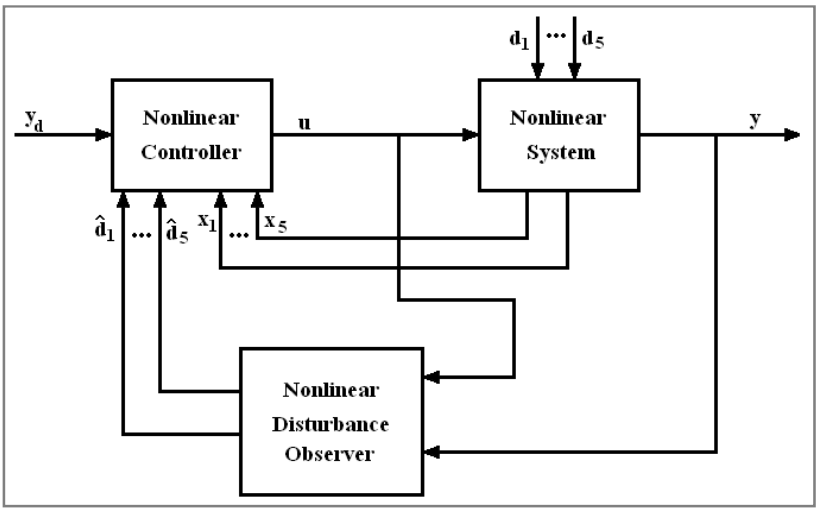
$$\hat{d} = z + p(x)$$

که در آن تابع غیرخطی $p(x)$ باید به گونه‌ای طراحی شود که در رابطه‌ی (۴۳)، e یعنی خطای ردیابی اغتشاش به سمت صفر میل کند.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$L(x) = \frac{\partial p(x)}{\partial x}$$
$$\dot{e} + L(x)h(x)e = 0 \qquad (۴۳)$$
$$e = d - \hat{d}$$

بلوک دیاگرام ساختار مشاهده‌گر همراه با سیستم کنترلی به صورت شکل ۲ می‌باشد.



شکل ۲ : بلوک دیاگرام سیستم کنترل کننده و NDO [۱۹].

در حالت کلی هدف مشاهده‌گر اغتشاش، کاهش اغتشاش نامعین و ناشناخته بدون استفاده از سنسور می‌باشد. در مرجع [۱۸] نامعینی تخمین زده شده‌ی d را در کنترل کننده، برای جبران نامعینی استفاده کرده‌اند اما در این پژوهش از این تخمین برای به‌روز کردن سیگنال مرجع جهت کاهش خطای ردیابی استفاده شده است.

٤-۱- پایداری سیستم کنترلی در حضور مشاهده‌گر

معادلات سیستم در حضور نامعینی طبق رابطه‌ی (۴۱) می‌باشد. به منظور پایداری سیستم حلقه بسته با مشاهده‌گر، سیگنال کنترل طبق رابطه‌ی (۴۴) شامل ترم نامعینی d می باشد .

$$U(x,d)=M(x)+N(x)d \qquad (۴۴)$$

با جایگذاری معادله‌ی (۴۴) در معادله‌ی (۴۱) خواهیم داشت:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)M(x) + g(x)N(x)d + h(x)d \qquad (۴۵)$$

برای پایداری سیستم با اغتشاش دلخواه باید $N(x)$ موجود باشد که معادله‌ی (۴۶) را برآورده کند.

$$g(x)N(x)=-h(x) \qquad (۴۶)$$

در نتیجه:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)M(x) \qquad (۴۷)$$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

که با $M(x)$ مناسب طراحی پایدار خواهد بود.

d نامعلوم بوده و توسط NDO تخمین زده می‌شود با جایگزینی تخمین آن در قانون کنترل معادله‌ی (۴۸) را خواهیم داشت.

$$U(x, \hat{d})=M(x)+N(x)\,\hat{d} \tag{۴۸}$$

معادلات حلقه بسته‌ی سیستم به صورت رابطه‌ی (۴۹) خواهد بود.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)M(x) + g(x)N(x)(d - \hat{d}) \tag{۴۹}$$

$$\dot{e} + L(x)h(x)e = 0$$

با توجه به اینکه $\dot{x} = f(x) + g(x)M(x)$ با $M(x)$ مناسب پایدار خواهد بود، تابع لیاپانوف $V_c(x)$ وجود خواهد داشت به طوری که رابطه‌ی (۵۰) برقرار باشد.

$$\dot{V}_c(x) = \dot{x}\frac{\partial V_c}{\partial x} = \frac{\partial V_c}{\partial x}\big(f(x) + g(x)M(x)\big) \le -\delta_1\|x\| \tag{۵۰}$$

به طوری که δ_1 یک مقدار اسکالر مثبت کوچک می باشد. تابع لیاپانوف برای پایداری سیستم حلقه بسته برابر معادله‌ی (۵۱) در نظر گرفته می شود:

$$V(x,e) = V_c(x) + \overbrace{\mu e^T e}^{V_O(e)} \tag{۵۱}$$

که μ یک مقدار مثبت بزرگی است که باید تعیین شود. با جایگذاری رابطه‌ی (۴۳) در مشتق $\dot{V}_O(e)$ داریم:

$\dot{V}_O(e) \le -2\mu L(x)h(x)e^2$ و در نتیجه:

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V_c}{\partial x}(f(x) + g(x)M(x) + g(x)N(x)e) + \dot{V}_O(e) \tag{۵۲}$$

بنابراین:

$$\dot{V}(x) \le -\delta_1\|x\| - 2\overbrace{\mu L(x)h(x)}^{K} e^2 + \frac{\partial V_c}{\partial x} g(x)N(x)e \tag{۵۳}$$

معادله‌ی (۵۳) دارای سه قسمت می باشد که با هم جمع شده‌اند به طوری که دو قسمت اول منفی و علامت قسمت سوم معلوم نمی باشد و K پارامتر طراحی می‌باشد که می‌تواند توسط کاربر تعیین گردد. مطابق روش بیان شده در معادله (۲۶-۹) مرجع [۲۰] اگر K در معادله‌ی (۵۳) به حد کافی بزرگ در نظر گرفته شده باشد، منفی بودن معادله تضمین خواهد بود. در این حالت همه‌ی متغیر های حالت و خطای مشاهده‌گر در نهایت از هر مقدار دلخواه به سمت صفر میل می‌کند.

٤-۲- کنترل کننده‌ی مبتنی بر NDO برای از بین بردن اثر ساده سازی مدل

فرض می‌کنیم نامعینی‌های سیستم d_1 و d_2 باشند و با فرض رسیدن سیستم به حالت تعادل، روابط زیر بدست می‌آیند:

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$\begin{aligned}\dot{x}_2 &= q_1x_1x_3 + q_2x_4 + q_3|x_5| + q_4x_2 \\ &+q_5U_2 + d_1 = 0\end{aligned} \quad (۵۴)$$

$$U_2 = -\frac{(q_1x_1x_3+q_2x_4+q_3|x_5|+q_4x_2-d_1)}{q_5} \quad (۵۵)$$

با جایگذاری U_2 در معادله‌ی رابطه (۵۶)، تبدیل سیگنال مرجع در حضور نامعینی طبق رابطه‌ی (۵۷) صورت گرفته است.

$$a_z = -m_3x_4 - m_4U_2 + d_2 \quad (۵۶)$$

$$x_4 = \alpha = \frac{(-m_4q_1x_1x_3-m_4q_3|x_5|-m_4q_4x_2+q_5a_z-m_4d_1-q_5d_2)}{-q_5m_3+m_4q_2} \quad (۵۷)$$

که در این حالت، طراحی مشاهده‌گر برای تخمین d_1 و d_2 مطابق روابط (۵۸) و (۵۹) حاصل می‌شود.

(پارامترهای NDO : L=10 و $P(x)= 10x_2$)

$$\hat{d}_1 = z + 10x_2 \quad (۵۸)$$

$$\dot{z} = -10z - 10(10x_2 - q_1x_1x_3 - q_2x_4 - q_3|x_5| - q_4x_2 - q_5U_2)$$

$$\begin{aligned}\hat{d}_2 &= z + \int a_z \\ \dot{z} &= -z - \int a_z + m_3x_4 + m_4U_2\end{aligned} \quad (۵۹)$$

به صورت مشابه برای کانال بعدی تبدیل سیگنال مرجع بعدی به صورت رابطه‌ی (۶۰) به دست می آید.

$$x_5 = \beta = \frac{(r_6a_y-m_2r_1x_1x_2-m_2r_4x_3-m_2r_5U_1-r_6d_4)}{(-r_6m_1+m_2r_2+m_2r_3x_4)} \quad (۶۰)$$

در ادامه طراحی مشاهده‌گر برای تخمین d_3 و d_4 طبق روابط (۶۱) و (۶۲) بدست می‌آیند. (پارامترهای NDO : L=10 و $P(x)= 10x_3$)

$$\hat{d}_3 = z + x_3 \quad (۶۱)$$

$$\dot{z} = -z - x_3 - r_2x_5 - r_3x_4x_5 - r_6U_3 - r_1x_1x_2 - r_4x_3 - r_5U_1$$

$$\begin{aligned}\hat{d}_4 &= z + \int a_y \\ \dot{z} &= -z - \int a_y + m_1x_5 + m_2U_3\end{aligned} \quad (۶۲)$$

۵- حذف اغتشاش

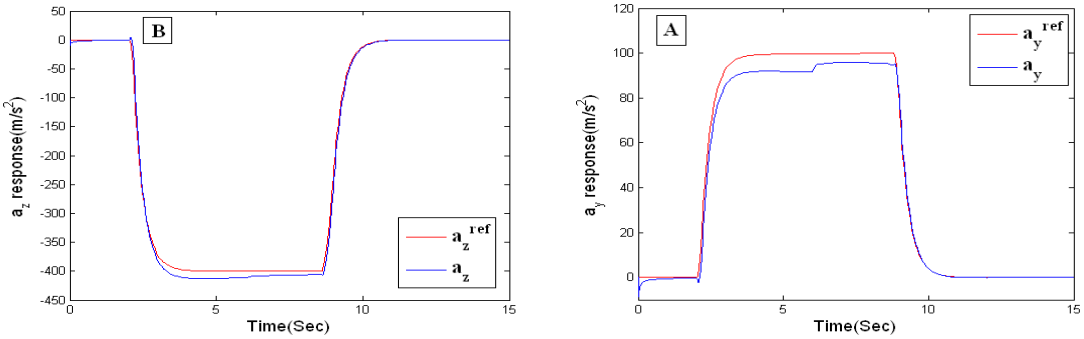
در قسمت قبل، از NDO برای حذف خطای ردیابی استفاده شد، اما در این قسمت از NDO برای تضعیف اغتشاش بهره گرفته شده است. فرآیند کنترل سیستم غیرخطی تحت اغتشاش به عنوان یک مساله واحد در نظر گرفته نشده و به دو قسمت تقسیم شده است. در قسمت اول، بدون در نظر گرفتن اغتشاش طراحی کنترل کننده برای رسیدن به پاسخ مطلوب و پایداری مناسب انجام گرفته شده است و در قسمت دوم، با تخمین اغتشاش و جبران آن با خاصیت فیدبک، تضعیف اغتشاش انجام گرفته شده است. اغتشاش در خروجی به صورت سینوسی مطابق معادله رابطه‌ی (۶۳) در نظر گرفته می‌شود.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

$$y_1 = a_y = -m_1 x_5 - m_2 U_3 + 6\,sin\,(t)$$
$$y_2 = a_z = -m_3 x_4 - m_4 U_2 + 6\,sin\,(t) \quad (۶۳)$$

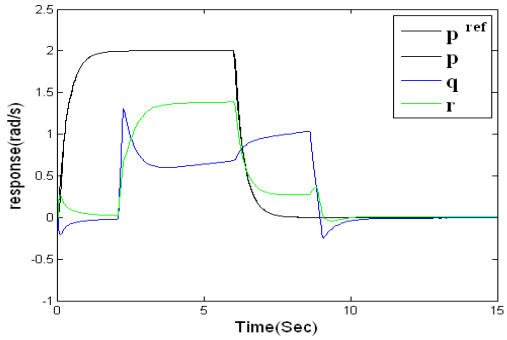
٦- نتایج کنترل کننده‌ی گام به عقب مرجع [۷]

در این بخش عملکرد کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب مرجع [۷] در دو حالت بررسی می‌شود: ابتدا در شرایط بدون حضور نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی و سپس با حضور نامعینی. نتایج این مرجع برای ردیابی سیگنال‌های شتاب در این شرایط در شکل ۳ نشان داده شده است. همانطور که می‌توان مشاهده کرد عملکرد سیستم در ردیابی این سیگنال‌ها بدون نامعینی مطلوب است.

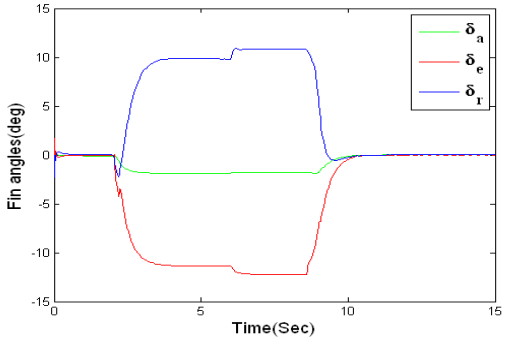


شکل ۳: ردیابی سیگنال‌های شتاب مرجع با کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب [۷]؛ A) سیگنال شتاب a_y، B) سیگنال شتاب a_z

ردیابی سیگنال سرعت زاویه‌ای در کانال Roll و مقادیر دیگر سرعت‌های زاویه‌ای یعنی p و q هم مطابق شکل ۴ در رنج مطلوبی قرار دارند. زاویه‌ی بالک‌ها که همان سیگنال‌های ورودی کنترلی هستند نیز مطابق شکل ۵ قابل قبول می‌باشند.



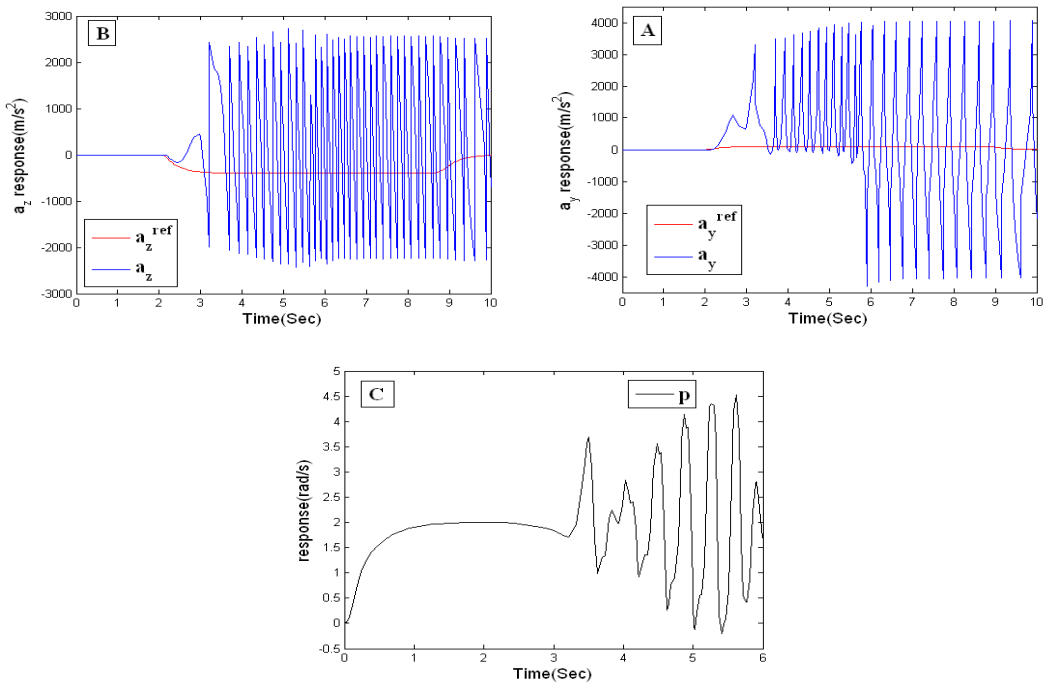
شکل ۴: ردیابی سیگنال سرعت زاویه‌ای در کانال Roll و سرعت‌های زاویه‌ای p و q با کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب [۷].



شکل ۵: سیگنال‌های ورودی کنترلی (زاویه‌ی بالک‌ها) با کنترل کننده مبتنی بر تکنیک گام به عقب [۷].

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

نتایج عملکرد کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب با حضور نامعینی‌های اشاره شده در جدول ۵ در شکل ۶ آورده شده است. همان گونه که در شکل ۶ مشاهده می‌شود عملکرد سیستم با اعمال نامعینی‌های ذکر شده، به هم خورده و سیستم ناپایدار شده است. با توجه به این که در ساده سازی مدل سیستم، بعضی از ضرایب آئرودینامیکی دخیل بودند اثر نامعینی‌های اعمال شده به طور واضح دیده می‌شود.



شکل ۶: سیگنال‌های شتاب مرجع a_y و a_z و سرعت زاویه‌ای p با کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب در شرایط حضور نامعینی در برخی ضرایب آئرودینامیکی؛ A) سیگنال شتاب a_y، B) سیگنال شتاب a_z و C) سرعت زاویه‌ای p [۷].

۷- شبیه سازی

۷-۱- شرایط پرواز

در شبیه‌سازی تحت تغییرات نیروی تراست، علاوه بر ضرایب آئرودینامیکی، جرم موشک هم بر خلاف مرجع [۷] متغیر در نظر گرفته شده است. نیروی تراست با زمان تغییر کرده و بعد از ۳ ثانیه مطابق رابطه (۶۴) وارد حالت خاموشی می‌شود. جرم موشک مطابق رابطه‌ی (۶۵) در نظر گرفته شده است. برای این که نشان داده شود کنترل کننده، سرعت های بالا را پوشش می دهد و عملکرد مطلوبی دارد شبیه سازی ها در عدد ماخ ۳ انجام شده است.

$$T = \begin{cases} 25000 & 0 < t < 3 \\ -2500\,t + 25000 & 3 \le t < 8 \\ 0 & t \ge 8 \end{cases} \quad (۶۴)$$

$$\mathrm{m} = \begin{cases} -7.16\mathrm{t} + 107.5 & 0 < t < 5 \\ 71.7 & \mathrm{t} \ge 5 \end{cases} \quad (۶۵)$$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

۷-۲- عملکرد کنترل کننده‌ی مد لغزشی – تطبیقی با حضور نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی

در این بخش، یک کنترل کننده‌ی مقاوم تطبیقی- مد لغزشی با استفاده از مدل موشک مرجع [۷] طراحی شد به طوریکه در آن مشتق ورودی کنترلی مجازی با حضور نامعینی در نظر گرفته شد. بدین ترتیب محاسبات کاهش یافته و روش طراحی ساده‌تر شد. بنابراین کنترل کننده‌ی بدست آمده علاوه بر داشتن مقاومت بالا دارای حجم محاسباتی کمی بود. معادلات این کنترل کننده در قسمت ۳ آورده شده است. شکل‌های ۷-۹ نتایج بدست آمده از شبیه سازی‌ها را با کنترل کننده‌ی مقاوم تطبیقی-مد لغزشی در حضور نامعینی (نامعینی‌های اعمالی بر اساس جدول ۵) در سه کانال مختلف نشان می‌دهند. پارامترهای طراحی در این روش به صورت زیر می باشند:

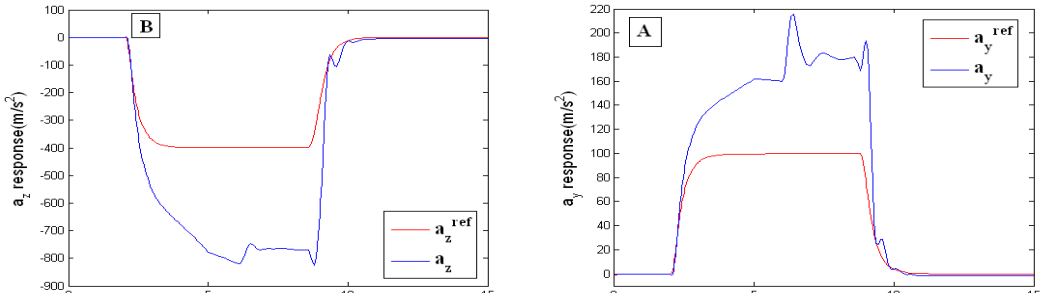
$$\begin{cases} \gamma_1 = \gamma_2 = 1 \\ \varphi_1 = \varphi_2 = 2 \\ \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.01 \\ k_1 = 50 \\ k_2 = 20 \\ k_3 = 50 \\ k_4 = 20 \end{cases} \quad (۶۶)$$

جدول ۵: مقادیر ثابت ضرب شده در ضرایب آئرودینامیکی به عنوان نامعینی.

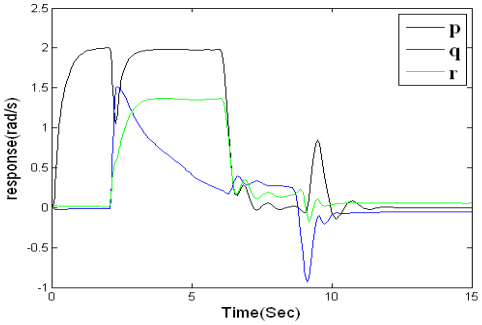
مقادیر ضرب شده در ضرایب	ضرایب آئرودینامیکی	مقادیر ضرب شده در ضرایب	ضرایب آئرودینامیکی
۱/۲	$r_۱$	۱/۲	$q_۱$
۱/۲	$r_۲$	۱/۲	$q_۲$
۰/۸	$r_۳$	۰/۸	$q_۳$
۱/۲	$r_۴$	۱/۲	$q_۴$
۱	$r_۵$	۰/۸	$q_۵$
۱/۲	$r_۶$	۱	$P_۱$
۱	$a_۱$	۱	$P_۲$
۱	$b_۱$	۱	$P_۳$

با توجه به نتایج شبیه سازی‌های مربوط به کنترل کننده‌ی تطبیقی – مد لغزشی، با وجود اعمال نامعینی‌ها طبق جدول ۵، عملکرد این کنترل کننده در مقایسه با عملکرد کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب، بهتر شده است. ولی مشکل خطای ردیابی، مطابق شکل ۷، هنوز باقی مانده است. همچنین همان طور که در شکل ۹ مشاهده می‌شود ورودی‌های کنترل که بر حسب درجه می‌باشند، در این حالت افزایش پیدا کرده اند.

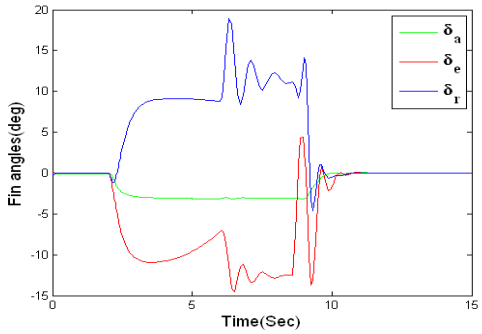
[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]



شکل۷: سیگنال‌های شتاب مرجع با کنترل کننده‌ی تطبیقی-مد لغزشی با حضور نامعینی در برخی ضرایب آئرودینامیکی؛ A) سیگنال شتاب a_y و B) سیگنال شتاب a_z.



شکل ۸: ردیابی سرعت‌های زاویه‌ای p در کانال Roll با کنترل کننده‌ی تطبیقی – مد لغزشی با حضور نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی؛ ردیابی سرعت زاویه‌ای p و سرعت‌های زاویه‌ای q و r.



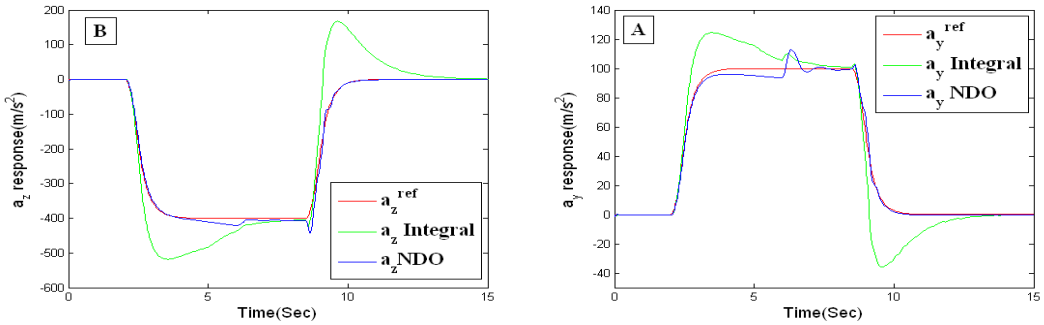
شکل ۹: سیگنال‌های ورودی کنترلی (زاویه‌ی بالک‌ها) با کنترل کننده تطبیقی – مد لغزشی.

۷-۳- مقایسه‌ی عملکرد کنترل کننده‌ی همراه با NDO با حالت کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب بهبود یافته ی مرجع [۷]

همان طور که قبلا گفته شد، با توجه به پیچیده بودن مدل موشک برای طراحی کنترل کننده از یک سری ساده سازی‌ها استفاده شده است. با توجه به این که این ساده‌سازی ها تقریبی بوده و با حضور نامعینی خطای تقریب افزایش می‌یابد، از یک NDO برای تخمین خطا و کاهش خطای ردیابی در کنترل کننده‌ی تطبیقی- لغزشی ارائه شده در این مقاله استفاده شده است. در این قسمت برای بررسی عملکرد کنترل کننده ی تطبیقی- لغزشی همراه با NDO، عملکرد آن با روش گام به عقب بهبود یافته ی پیشنهاد شده

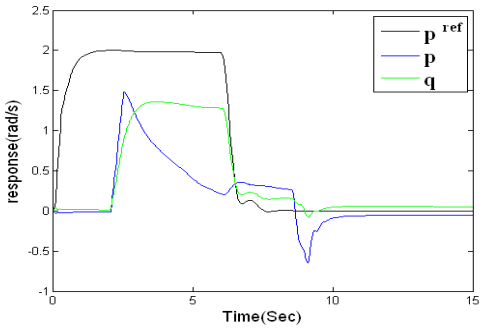
[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

در [۷] با حضور نامعینی مطابق جدول ۵، مقایسه می‌شود. همانطور که در شکل ۱۰ مشاهده می‌شود، خطای ردیابی سیگنال‌های شتاب با این روش کاهش یافته و مشکل افزایش فرا جهش با پالس‌های ورودی حل شده است و به وضوح می‌توان عملکرد مطلوب روش NDO را مشاهده کرد. منظور از انتگرالگیر در شکل ها، روش گام به عقب مرجع [۷] می باشد که از انتگرال گیر برای کاهش خطای ردیابی استفاده کرده است.



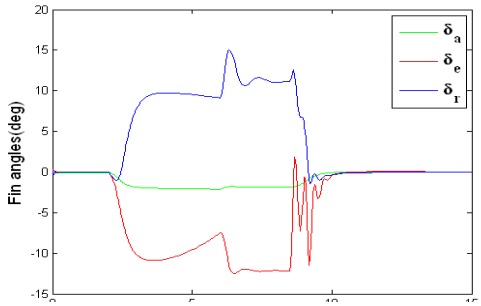
شکل ۱۰: مقایسه‌ی عملکرد کنترل کننده‌ی تطبیقی- لغزشی همراه با NDO با عملکرد کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب بهبود یافته همراه با انتگراگیر در ردیابی سیگنال‌های شتاب مرجع؛ A) ردیابی سیگنال شتاب a_y و B) ردیابی سیگنال شتاب a_z.(عنوان انتگرال برای روش گام به عقب بهبود یافته ی مرجع [۷] ذکر شده است).

سیگنال‌های ورودی و سرعت‌های زاویه‌ای در شکل‌های ۱۱- ۱۲ آورده شده‌اند. همانگونه که مشاهده می‌شود، این پارامترها در رنج قابل قبولی قرار دارند. ورودی‌های کنترل در حالتی که از مشاهده‌گر برای تخمین نامعینی استفاده شده است در شکل ۱۲ آورده شده و مقادیر آنها در رنج قابل قبول و مطلوبی قرار دارند.



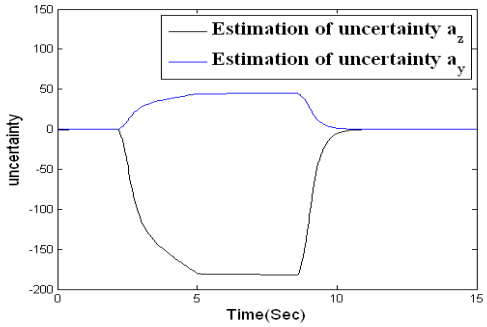
شکل ۱۱: ردیابی سرعت زاویه‌ای p در کانال Roll، ردیابی سرعت زاویه‌ای q در کانال Pitch و ردیابی سرعت زاویه‌ای r در کانال Yawدر کنترل کننده‌ی تطبیقی- لغزشی همراه با NDO.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]



شکل ۱۲: سیگنال‌های ورودی کنترلی (زاویه‌ی بالک‌ها) در روش کنترل کننده‌ی تطبیقی- لغزشی همراه با NDO.

تخمین نامعینی‌های انجام شده در معادلات خروجی a_y و a_z هم در شکل ۱۳ آورده شده است.



شکل ۱۳: تخمین نامعینی‌ها توسط NDO؛ تخمین نامعینی معادلات خروجی a_y و a_z.

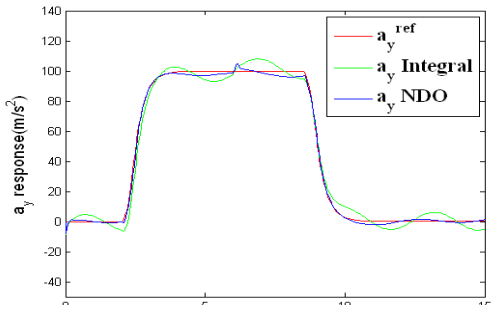
۷-٤- عملکرد NDO در حذف اغتشاش

در قسمت قبل، از NDO برای حذف خطای ردیابی استفاده شد. اما در این قسمت از NDO برای تضعیف اغتشاش استفاده می‌شود. اغتشاش در خروجی مطابق معادلات رابطه‌ی (۶۷) در نظر گرفته شده است. همانطور که در شکل ۱۴ مشاهده می‌شود، عملکرد روش پیشنهاد شده در مقایسه با روش گام به عقب بهبود یافته‌ی مرجع [۷] به شکل مطلوبی است. این اغتشاشات به صورت مستقیم با خروجی جمع شده اند.

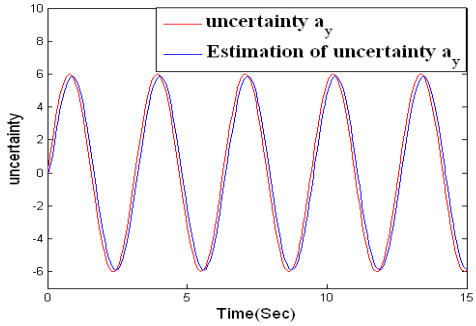
$$y_1 = a_y = -m_1 x_5 - m_2 U_3 + 6\,sin\,(t)$$
$$y_2 = a_z = -m_3 x_4 - m_4 U_2 + 6sin\,(t) \qquad (۶۷)$$

در شکل ۱۵ نیز اغتشاشات تخمین زده شده توسط مشاهده‌گرهای اغتشاش غیرخطی آورده شده است که از این اغتشاشات برای تنظیم سیگنال مرجع استفاده شده است. سرانجام در انتها باید اشاره کرد که NDO هم برای تخمین اغتشاشات و هم برای تخمین نامعینی‌ها استفاده می‌شود که بستگی به نحوه‌ی اعمال عملگر NDO دارد که بنا به ضرورت می‌توان از آن استفاده کرد.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]



شکل ۱۴: مقایسه‌ی ردیابی سیگنال شتاب a_y در کنترل کننده‌ی تطبیقی- لغزشی-NDO با روش گام به عقب بهبود یافته ی مرجع [۷] –بدون نامعینی پارامتریک و با حضور اغتشاش در خروجی های a_y و a_z.



شکل ۱۵: اغتشاشات تخمین زده شده توسط NDO.

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک کنترل کننده‌ی غیرخطی مقاوم با روش تطبیقی-لغزشی مبتنی بر NDO برای مدل دینامیکی موشک طراحی شد. ایده ی استفاده شده در این روش در نظر گرفتن مشتق ورودی کنترل مجازی همراه با نامعینی و کاستن از حجم محاسبات ناشی از مشتق گیری از این ورودی و اعمال نامعینی تخمین زده شده توسط NDO برای اصلاح ورودی مرجع سیستم می باشد. فرایند طراحی در دو مرحله انجام شد. در مرحله‌ی اول کنترل کننده‌ی مقاوم تطبیقی- مد لغزشی طراحی و در مرحله‌ی دوم، NDO برای مقاوم کردن سیستم در برابر نامعینی‌ها و اغتشاشات طراحی شده و به کنترل کننده اضافه شد. نتایج بدست آمده از شبیه سازی‌ها نشان دادند که کنترل کننده طراحی شده به همراه NDO، در مقایسه با کنترل کننده‌ی مبتنی بر تکنیک گام به عقب در مقابله با نامعینی‌ها، عملکرد مطلوب‌تری دارد و همچنین کارآیی آن در تضعیف اغتشاش بهتر است.

مراجع

[1] H. Johansson, “Gain Scheduled Missile Control using Robust Loop Shaping”, Examensarbete LiTH-ISY-EX-3291-2002, Linkoping University, 2002.

[2] L. Yuan, J. Cui, M. Pan, and Y. Liu, “Design of aerodynamics missile controller based on adaptive fuzzy PID”, International Conference on Measurement, Information and Control (MIC), May 2012, vol. 2, pp. 712 – 716.

[3] J. Y. Choi, and D. Chwa, “Adaptive Control for Feedback-Linearized Missiles with Uncertainties”, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

SYSTEMS, Apr 2000, vol. 36, no. 2, pp. 467-481.

[4] A. Tsourdos, and B. A. White, "Adaptive flight control design for nonlinear missile", Control Engineering Practice, Mar 2005, vol. 13, no. 3, pp. 373–382.

[5] A. Das, R. Das, S. Mukhopadhyay, and A. Patra, "Sliding Mode controller along with Feedback Linearization for a Nonlinear Missile model", 1st International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics (ISSCAA), Jan 2006, pp. 952-956.

[6] G. Mattei, and S. Monaco, "Robust backstepping control of missile lateral and rolling motions in the presence of unmatched uncertainties", 51st IEEE Annual Conference on Decision and Control (CDC), Dec 2012, pp. 2878 – 2883.

[7] J. Dahlgren, "Robust Nonlinear Control Design for a Missile using Backstepping", Examensarbete LiTH-ISY-EX-3300-2002, Linkoping university, 2002.

[8] S. W. Su, B. D. O. Anderson, and T. S. Brinsmead, "Constant disturbance suppression for nonlinear systems design using singular perturbation theory", Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Dec 2001, vol. 4, pp. 3272-3277.

[9] K. Zhu, N. Qi, Y. Guan, and W. Wang, "A Simplified Backstepping Sliding Mode Controller based on Adaptive Control for BTT Missiles", International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), Aug 2009, pp. 4583-4588.

[10] C. Y. Li , W. X. Jing , and C. S. Gao , "Adaptive backstepping-based flight control system using integral filters", Aerospace Science and Technology, Mar 2009, vol. 13, no. 2-3, pp. 105-113.

[11] H. Zhao, W. Gu, Y. Hu and C. Pan, "Second-Order Sliding Mode Control for Aerodynamic Missiles Using Backstepping Design", Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), Jun 2004, vol. 6, pp 5471-5474.

[12] N. Patra, K. Halder, A. Routh, A. Mukherjee, S. Das, "Kalman filter based optimal control approach for attitude control of a missile", International Conference on IEEE Computer Communication and Informatics (ICCCI), Jan 2013, pp. 1 – 4.

[13] T. Murakami, F. Yu, and K. Ohnishi, "Torque sensor-less control in multidegree- of-freedom manipulator," IEEE Transaction on Industrial Electronics, Apr 1993, vol. 40, no. 2, pp. 259–265.

[14] H. N. Lin and Y. Kuroe, "Decoupling control of robot manipulators by using variable structure disturbance observer," 21st International Conference on IEEE IECON, Nov 1995, vol. 2, pp. 1266–1271.

[15] B. Friedland, and Y. J. Park, "On adaptive friction compensation," IEEE Transactions on Automatic Control, Oct 1992, vol. 37, no. 10, pp. 1609–1612.

[16] K. S. Kim, and K. H. Rew, "Reduced order disturbance observer for discrete-time linear systems", Automatica, Volume 49, Issue 4, April 2013, Pages 968-975.

[17] C. Liu, W. H. Chen, and J. Andrews, "Tracking control of small-scale helicopters using explicit nonlinear MPC augmented with disturbance observer", Control Engineering Practice, Volume 20, Issue 3, March 2012, Pages 258-268.

[18] W. H. Chen, D. J. Balance, and P. J. Gawthrop, "A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators", IEEE TRANSACTION INDUSTRIAL ELECTRONICS, Aug 2000, vol. 47, no.4, pp. 932-938.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]

[19] W. H Chen, "Disturbance Observer Based Control for Nonlinear Systems", IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, VOL. 9, NO. 4, DECEMBER 2004.

[20] A. Isidori, Nonlinear ontrol Systems: An Introduction, 3rd ed. NewYork: Springer-Verlag, 1995.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2024-04-26]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1393.2.1.3.6]