کنترل وضعیت ماژول زیرمداری و انتخاب مدولاتور مناسب برای کاربرد فضایی

رضا امامی ^۲

سید فضلاله موسوی ^۱ مجتمع مکانیک و هوافضا دانشگاه صن**ع**تی مالک اشتر

ر هوافضا لک اشتر (تاریخ دریافت:۱۳۹۱/۹/۲۱: تاریخ یذیرش:۱۳۹۲/۱/۲۳)

چکیدہ

هدف این پژوهش طراحی کنترل وضعیت برای ماژول زیرمداری با استفاده از تراستر مبتنی بر مدولاتورهای عرض پالس و عرض پالس-فرکانس پالس و در ادامه انتخاب مدولاتور مناسب میباشد. پس از طراحی کنترل مبتنی بر بردار خطای کواترنین از دو مدولاتور متفاوت برای تفسیر فرمان استفاده شده است. با مقایسه عملکرد و میزان مصرف انرژی هر یک از آنها، مدولاتور مناسب برای کاربرد فضایی انتخاب شده است. نتایج نشان میدهد با تنظیم مناسب پارامترهای مدولاتور عرض پالس- فرکانس پالس و کاربرد کنترل طراحی شده، میزان انرژی کنترل به مقدار قابل توجهی کاهش پیدا کرده و عملکرد مطلوب حاصل گردیده است. بدین ترتیب این روش برای کاربرد و پیادهسازی در ماژول زیرمداری پیشنهاد شده است.

واژههای کلیدی: کنترل وضعیت ،کنترل عکس العملی، تراستر گاز سرد، مدولاتور PWM - PWPF

Attitude Control of Suborbital Module and Choosing Appropriate Modulator for Spatial Application

S.F. Mousavi M.R. Mechanic and Aerospace Department Institute for A Malek Ashtar University Toronto (Received: 11/December/2012; Accepted: 12/April/2014)

M.R. Emami Institute for Aerospace Studies Toronto University ted: 12/April/2014)

ABSTRACT

This paper is concerned with the design of an attitude control system for a suborbital module based on the pulse width and pulse width-pulse frequency modulators. The control algorithm is designed based on the quaternion error vector and performance of the two modulators is compared. Numerical simulation shows if parameters of PWPF modulator is tuned proper then the control effort decreases. Therefore this method proposed to implement in suborbital module.

Keywords: Attitude Control, Reaction Control System, PWM, PWPF

f.moosavi@mail.kntu.ac.ir - استادیار(نویسنده پاسخگو): f.moosavi@mail.kntu.ac.ir

۱–مقدمه

۵۰

در دهه حاضر برنامههای فراوانی برای توسعه صنعت گردشگری فضایی با استفاده از کپسولهای سرنشیندار در حال توسعه و سرمایه گذاری می باشد [1]. کپسول های سرنشین دار، موشکهای کاوش، و موشکهای بالستیک جزء وسایل فضایی زيرمداري محسوب مي شوند. وسايل فضايي زيرمداري وسايلي هستند كه معمولاً ناحيه خارج از جو را تجربه ميكنند ولي به ارتفاع و سرعت لازم برای قرار گرفتن در مدار نرسیده، و دوباره به جو باز می گردند. هرچند تحقیقات فراوانی برای حل مسائل فضاپیماهای مداری و فوق مداری انجام گرفته اما تحقیق و توسعه در حوزه فضاپیماهای زیرمداری توجه ویژه و جداگانهای را می طلبد [۲]. فصل جدایی وسایل فضایی مداری از وسایل فضایی زیرمداری از دیدگاه کنترل، طول مدت کوتاه مأموریت وسایل زیرمداری در فاز کنترل فعال آنها میباشد. این مسئله نیاز به چرخش و کنترل وضعیت ماژول با زوایای بالا و نرخ چرخش بالا را الزامی می گرداند در حالی که در وسایل فضایی مداری با توجه به طول مدت بالای مأموریت تعریف شده برای آنها، نرخ تغییر زوایا از مقادیر کمتری برخوردار است. بهطور معمول نرخ تغییر زوایای وضعیت در ماژولهای مداری بین ۰/۱ تا ۱ درجه بر ثانیه است در حالی که این مقدار در وسایل فضایی زیرمداری نزدیک به ۱۰ درجه بر ثانیه میباشد [۴-۳]. برای انجام چنین مانورهای سریعی احتیاج به عملگرهای مناسبی مانند تراسترهای گاز سرد است که از لحاظ توان، وزن، هزینه و طول عمر نیازهای پروژه و طراح را فراهم سازد. اما این تراسترها فقط بهصورت خاموش- روشن كار مىكنند و عملكرد پیوسته و خطی ندارند. این موضوع تحلیل و طراحی سیستم كنترل وضعيت را دشوار مىسازد زيرا مستلزم تحليل و طراحى در محيط غيرخطي با المانهاي ناپيوسته ميباشد.

تحقیقات نشان می دهد دو مسئله مهم که به سبب حالت پالسی تراستر ایجاد می شود عبارت است از: ۱ - محدودیت در خطای وضعیت، و ۲ - هزینه یا میزان مصرف انرژی که به واریانس نویز اندازه گیری ارتباط دارد. بنابراین کیفیت این گونه سیستمها شدیداً به خصوصیات تراستر وابسته است [۵].

سیستها سینا به صوحیت تراستر وابست است رما، در ماژول زیرمداری، زیـر سیسـتم هـدایت، نـاوبری و کنتـرل ٔ فرامینی از نوع پیوسته برای اجرا در تراسترها صادر میکنـد در حالیکه تراسترها از نوع خاموش- روشن هسـتند و نمـیتواننـد این فرامین را اجرا کنند. برای حل این مسئله سه دسـته روش

در پیش رو خواهد بود. دسته اول از الگوریتمهایی استفاده می شود که فرمان های متناسب با این اجزاء و از نوع گسسته و قابل اجرا توسط تراسترها تولید کند که تمام این متدها مستلزم تحلیل و طراحی در حوزه کنترل غیرخطی با المان های خاموش- روشن میباشد [8و8].

دسته دوم این روش ها استفاده از مدولاتورهایی است که سیگنال پیوسته فرمان کنترل را به فرمان گسسته برای اجرا در تراستر تبدیل و تفسیر کند[۸]. ساده ترین مدولاتور یک رله ایده آل است که مبین کنترل بنگ - بنگ است. همچنین مدولاتور بنگ - بنگ با ناحیه مرده - محرک اشمیت - مدولاتور عرض پالس، مدولاتور فرکانس پالس، مدولاتور نرخ مجازی و مدولاتور عرض پالس - فرکانس پالس از جمله دیگر این مدولاتورها هستند. در [۹] مقایسه عملکرد سیستم کنترل با استفاده از کنترل بنگ - بنگ و مدولاتور عرض پالس - فرکانس پالس صورت گرفته است و نتایج آن منتشر شده است.

دسته سوم این روشها استفاده از روشهای محاسبات نـرم و روشهای کنترل فازی و شبکه عصـبی مـیباشـد کـه در بـرای نمونه در مرجع [۱۰] دنبال شده است.

در این پژوهش ابتدا، طراحی کنترل غیرخطی براساس ماتریس کواترنین خطا با استفاده از تراستر گاز سرد انجام گرفته است سپس با کاربرد مدولاتور مناسب فرمانهای کنترل به ماژول اعمال میشود. سپس مقایسه عملکرد مدولاتور عرض پالس و مدولاتور عرض پالس – فرکانس پالس که برای کاربرد در ماژول زیرمداری مطرح میباشند صورت گرفته و میزان کارآمدی هر کدام در الگوریتم کنترل ماژولِ زیرمداری بررسی می گردد.

این مقاله با بخشهای زیر ادامه مییابد: در بخش ۲ معادلات دینامیک حرکت ماژول استخراج شده است، در بخش ۳ طراحی کنترل غیرخطی بر اساس ماتریس خطای کواترنین انجام گرفته است در بخش ۴ مدل سازی دینامیکی تراسترهای گاز سرد بیان شده است. در بخش ۵ مدلاسیون سیگنال فرمان و تلفیو گرها معرفی و طراحی شده است. در بخش ۶ شبیهسازی عددی و مقایسه عملکرد دو مدولاتور مورد استفاده در طراحی انجام گرفته و نتایج آن بیان شده است.

۲- معادلات دینامیک حرکت مدول

دینامیک حرکت جسم صلب با توسعه معادلات عمومی حرکت در وضعیت توسط معادلات اویلـر بیـان مـیشـود. در شـکل ۱

¹⁻ Guidance-Navigation-Control (GNC)-

دستگاه مختصات بدنی ماژول نشان داده شده است. معادلات حرکت ماژول در معادلهٔ (۱) نشان داده شده است [۱۱].



$$\begin{split} \dot{\omega}_{x} &= M_{x} - \omega_{y}\omega_{z} (I_{z} - I_{y})/I_{x} \\ \dot{\omega}_{y} &= M_{y} - \omega_{x}\omega_{z} (I_{x} - I_{z})/I_{y} \\ \dot{\omega}_{z} &= M_{z} - \omega_{x}\omega_{y} (I_{y} - I_{x})/I_{z} \end{split}$$
(1)

مقادير M_z ,M_y ,M_x عشتاورهای اعمالی بر ماژول، $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ ممان اینرسی محورهای اصلی و I_x, I_y, I_z سرعت زاویهای این محورها میباشد. مقادیر گشتاورهای اعمالی بر ماژول در حالت کنترل غیر فعال ناشی از گرادیان جاذبه یا اغتشاشات دیگر خواهد بود. و در حالت کنترل فعال با تراستر، گشتاورهای اعمالی در طول مدت زمان روشن بودن تراستر خواهد بود و در این حالت به خاطر تفاوت مرتبه گشتاورهای ناشی از گرادیان جاذبه، گشتاورهای مغناطیسی و خورشیدی با مرتبه گشتاورهای تولیدی از تراستر، از آنها صرفنظر شده و در تحلیل به عنوان اغتشاش خارجی وارد شده بر سیستم در نظر گرفته می شوند که سیستم کنترل طراحی شده باید توانایی حذف اثر آنها را داشته باشد. با تعريف وضعيت مارول نسبت بهدستگاه مرجع مداری از چرخشهای خالص و متوالی حول محورهای z,y,x که با ψ و θ و φ علامت گذاری شده استفاده می شود که به زوایای اویلر معروف بوده و با نام کانال رول، یـیچ و ياو شناخته مىشوند و به تنهايى وضعيت ماژول را نسبت بهدستگاه مرجع مداری مشخص میکنند[۱۲]. در ادامه طراحی کنترل مناسب برای مدل معرفی شده در معادلات (۱) که معادلات غیرخطی و با محورهای وابسته میباشند، انجام می شود.

۳- طراحی کنترل
اگر وضعیت ماژول زیرمداری به صورت عباراتی از ماتریس
کسینوس هادی [A_M] نسبت به دستگاه مرجع که مانور در آن
انجام می شود بیان شود آنگاه می توان وضعیت مطلوب را در
همین دستگاه مرجع [A_T] تعریف نمود. بردار فرضی [A₁]

$$\mathbf{a}_{\mathbf{M}} = [\mathbf{A}_{\mathbf{M}}]\mathbf{a} \tag{(Y)}$$
$$\mathbf{a}_{\mathbf{T}} = [\mathbf{A}_{\mathbf{T}}]\mathbf{a}$$

$$a_{T} = [A_{T}]a^{-1}$$
اکنون با ترکیب این دو رابطه خواهیم داشت:
 $a_{T} = [A_{T}][A_{M}]^{-1}a_{M}$ (۳)
 $= [A_{T}][A_{M}]^{T} a_{M}$
 $= [A_{E}]a_{M}$

ماتریس $[A_E]$ ماتریس خطای کسینوس هادی بوده و چون اجزای بردار فرضی a در هر دو دستگاه ماژول زیرمداری M و هدف T برابر است، این ماتریس برابر واحد شده که به معنای انطباق دستگاه ماژول زیرمداری بر دستگاه هدف میباشد، یعنی ماژول زیرمداری به وضعیت مطلوب رسیده است. با تعریف بردار کواترنین، q_4 اسکالر و q بهعنوان بخش برداری، بردار کواترنین به صورت زیر خواهد شد:

 $q = (q, q_4) = i q_1 + jq_2 + kq_3 + q_4$ (۴) برای بهدست آوردن انتقال وضعیت بر مبنای کواترنین، یک ضرب کواترنینی انجام میشود؛ برای محاسبه این انتقال، آنچنان که در معادله (۳) دیده میشود، در انتقال وضعیت به روش کسینوس هادی با ضرب دو ماتریس کسینوس هادی، دوران مستقل بهدست میآید. به همین طریق میتوان این دو دوران مستقل بهدست میآید. به همین طریق میتوان این دو دوران را در قالب کواترنین با [A(q)] برای دوران اول و وضعیت کلی در قالب ماتریس کسینوس هادی بر حسب وضعیت کلی در قالب ماتریس کسینوس هادی بر حسب [A(q')]] ، به شکل زیر خواهد بود: (۵) (۵) با استفاده از تعریف ضرب کواترنین، "p را میتوان از

$$\begin{aligned} q'' &= q'q \\ &= (-q_1q'_1 - q_2q'_2 - q_3q'_3 + q_4q'_4) \\ &+ i(+q_1q'_4 + q_2q'_3 - q_3q'_2 + q_4q'_1) \\ &+ j(-q_1q'_3 + q_2q'_4 + q_3q'_1 + q_4q'_2) \\ &+ k(+q_1q'_2 - q_2q'_1 + q_3q'_4 + q_4q'_3) \\ &\text{IView of the set of the$$

$$q_M = q$$

$$q_T = q'$$

$$q_E = q''$$
(Y)

با استفاده از تعریف ماتریس کسینوس هادی خطا $[A_E]$ در معادله (۳)، با بازنویسی آن برحسب کواترنین خواهیم داشت: $[A(q_E)] = [A(q_T)][A(q_M)]^{-1} = (\Lambda)$ $[A(q_T)][A(q_M)^{-1}]$

با استفاده از رابطـه (۶) و نمـایش ماتریسـی، مـاتریس خطـای کواترنین به شکل زیر بهدست میآید:

$$\mathbf{q}_{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{T4} & \mathbf{q}_{T3} & -\mathbf{q}_{T2} & \mathbf{q}_{T1} \\ -\mathbf{q}_{T3} & \mathbf{q}_{T4} & \mathbf{q}_{T1} & \mathbf{q}_{T2} \\ \mathbf{q}_{T2} & -\mathbf{q}_{T1} & \mathbf{q}_{T4} & \mathbf{q}_{T3} \\ -\mathbf{q}_{T1} & -\mathbf{q}_{T2} & -\mathbf{q}_{T3} & \mathbf{q}_{T4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{q}_{M1} \\ -\mathbf{q}_{M2} \\ -\mathbf{q}_{M3} \\ \mathbf{q}_{M4} \end{bmatrix}$$
(9)

با استفاده از ماتریس خطای کواترنین و هم ارزی آن با ماتریس خطای کسینوس هادی میتوان قانون کنترل زیر را با استفاده از ترمهای میرایی نرخ زاویه ای برای اطمینان از پایداری، ارائه نمود:

$$T_{cx} = 2K_x q_{1E}q_{4E} + K_{xd} \omega_x$$

$$T_{cy} = 2K_y q_{2E}q_{4E} + K_{yd} \omega_y$$

$$T_{cz} = 2K_z q_{3E}q_{4E} + K_{zd} \omega_z$$

(1.)

محاسبه مقادیر K_x , K_{xd} , \dots محاسبه مقادیر K_x , K_{xd} , \dots محاسبه مقادیر نوسان برای هر محور صورت گرفته است. با انتخاب فرکانس طبیعی $\zeta = 1 \ rad/s$ و ضریب میرایی $\zeta = 1$ برای سیستم حلقه بسته، این مقادیر محاسبه و در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول (۱): مقادیر ضرایب کنترل.	
پارامتر	مقدار
K _x	۶۵
K_{xd}	188
$K_y = K_z$	۷۸۰
$K_{yd} = K_{zd}$	108.

۴- مدل دینامیکی تراستر گاز سرد

نمودار عملکرد تراستر گاز سرد شامل دو مشخصه مهم زمان خیز و زمان افت تراست می باشد که نمودار آن در شکل ۲ نشان داده شده است. این نمودار از اطلاعات آزمایشهای تجربی بر روی تراسترهای گاز سرد حاصل شده است. سیکل عملکرد تراسترهای گاز سرد براساس ساده سازیهای خطی کننده در این نمودار تقریب زده شده است که می تواند در شبیه سازی ها مورد استفاده قرار گیرد. زمان خیز 12 شامل مجموع زمان خیز ناشی از کنترلر و زمان خیز ناشی از دینامیک گاز در عبور از مسیر لوله ها، شیر و نازل می باشد. زمان های 10 و 134 براساس زمان سیستم پردازش محاسبه می شود که نسبت به زمان تأخیر دینامیک گاز کوچک می باشد و در شبیه سازی ها برابر ۲۰ میلی ثانیه در نظر گرفته شده است.

زمانهای خیز و افت t₁2 و t₄₅ براساس نتایج تجربی بهدست آمده از آزمایشهای عملی با سیستم مرتبه اول با ثابت زمانی ۵ میلی ثانیه تقریب زده شده است.



شکل (۲): نمودار گشتاوری تولیدی تراستر گاز سرد- خط چین: مقدار واقعی - خط پررنگ: مقدار تقریب زده شده خطی.

حداکثر گشتاور هر جفت تراستر بـر اسـاس حـداکثر شــتاب زاویهای مورد نیاز در هر محور به اضافه یک ضریب تصـحیح ₇ محاسبه میشود.

 $T_{max} = I. a_{max} (1 + \gamma_t) \tag{11}$

a_{max} حداکثر شتاب زاویه ای مورد نیاز در هر محور است. ضریب تصحیح γ_t در این طراحی بر اساس میزان توانایی کنترل در حذف اغتشاش برابر ۲/۰ در نظر گرفته شده است. بر این اساس مقدار حداکثر نیروی هر تراستر در هر محور محاسبه شده و در شبیه سازی عددی تنظیم نهایی گردیده است. مشخصات هندسی و مقادیر به دست آمده برای تراست ماکزیمم در هر محور در جدول ۲ نشان داده شده است.

جدول (۲): مشخصات جرمی و تراسترهای مدول.

• • • • • • •	
مقدار	پارامتر
۶۰۰Kg	جرم
Ixx=۶۸ Kg.m ²	ممان اينرسي محور رول
Iyy= Izz=YA \cdot kg.m ²	ممان اینرسی محور پیچ / یاو
$Lx=\cdot/\Delta Ly=Lz=1/\cdot m$	فاصله تراسترها از مرکز جرم
Tx=۵ N, Ty= Tz=۳۰ N	نیروی تراسترهای سه محور

۵- مدولاسیون سیگنال فرمان گنترل

سادهترین مدولاتور یک رله ایدهآل است که مبین کنترل بنگ-بنگ است. این مدولاتور به نویز بسیار حساس بوده و سیستم دائما در حال چترینگ باقی میماند، بنابراین تلاش کنترلی بسیار زیاد است. اگر به این رله یک ناحیه مرده اضافه شود کنترل بنگ- آف- بنگ حاصل میشود. به طور مشخص کاهش فعالیت تراستر در این روش مصرف سوخت کمتری را نسبت به روش بنگ بنگ سبب می گردد.



شکل(۳): الف)کنترل بنگ-بنگ، ب)کنترل بنگ- آف- بنگ. محرک اشمیت مدولاتور دیگری است که با اضافه نمودن ناحیه مرده و هیسترزیس به رله ایدهآل بهدست آمده است و بسیار شبیه به کنترلر بنگ بنگ با ناحیه مرده است. تنها تفاوت در عملکرد هیسترزیسی محرک اشمیت است. شکل **۴ – الف** یک مدل ساده از این محرک را نشان میدهد.

مدولاتور عرض پالس، عرض پالس خروجی را متناسب با اندازه گشتاور فرمان تغییر میدهد. در این روش، خروجی یک دستور روشن شدن تراستر نیست بلکه عرض پالس تراستر را تعیین می کند. یک فیلتر نگهدار مرتبه صفر این سیگنال را به تراستر انتقال میدهد. شکل ۴ – ب بلوک دیاگرام این مدولاتور را نمایش میدهد.



شكل (۴): الف) مدولاتور اشميت - ب) مدولاتور PWM. به بیانی این مدولاتور فرمانهای کنترلی پیوسته را به فرم پالسهای با پهنای مشخص و دامنه محدود و ثابت تبدیل می کند. این مدولاتور در گذر از حوزه پیوسته و ورود به حوزه ناپیوسته بسیار کارآمد میباشد. با طراحی پارامترهای این مدولاتور می توان مفسر مناسبی از حوزه پیوسته به حوزه گسسته طراحی نمود. بنابراین با استفاده از مدولاتور مذکور، طراحی در حوزه پیوسته براساس مفاهیم کلاسیک انجام می گیرد و سپس با انتخاب پارامترهای مدولاتور بر اساس مشخصههای فیزیکی سیستم، الگوریتم کنترلی به اجرا در مــىآيـد [18]. مـدولاتورهاى فركـانس پـالس (PFM)، يـك سیگنال پیوسته به یک دسته از پالسها با یک فرکانس متناسب با اندازه گشتاور فرمان تغییر میدهد. یک PFM به شکلهای مختلفی قابل پیادهسازی است اما معمول ترین شکل آن PFM انتگرالی یا IPWF نامیده می شود. شکل ۵- الف بلوک دیاگرام IPWF را نشان میدهد. مدولاتور نرخ مجازی نوع دیگری مدولاتور است که اصطلاحا PRM نامیده می شوند، از یک محرک اشمیت و یک فیلتر مرتبه اول در فیدبک تشکیل می شود [۱۷] (شکل **۵– ب**).

 $\begin{array}{c|c} e(t) & 1 \\ \hline s \\ e_i(t) \\ \hline s \\ \hline s \\ \hline e_i(t) \\ \hline u_{on} \\ u_{on} \\ \hline u_{on} \\ u_$

(ب)

شكل (۵): الف) مدولاتور IPWF، ب) مدولاتور PRM.

مدولاتور عرض پالس- فرکانس پالس (PWPF)، همانند PRM از یک محرک اشمیت، یک فیلتر مرتبه اول و یک حلقه فیدبک تشکیل می گردد. اما در مدولاتور PWPF، فیلتر به جای قرار گرفتن در حلقه فیدبک، درست قبل از محرک اشمیت به کار گرفته می شود (شکل ۶).



شکل (۶): مدولاتور PWPF..

چنانچه در بالا شرح داده شد در مدولاتور PWM، خروجی در یک وضعیت فعال یا غیر فعال با فرکانس مدولاسیون ثابت قرار می گیرد. اما در مدولاتور PWPF فاصله بین پالس ها نیز مدوله می شود. این مدولاتور شامل یک رله با باند مرده و هیسترزیس می باشد که موجب می شود از نوسان های اضافه عملگر و خاموش و روشن شدن بیهوده تراسترها جلوگیری به عمل آید و خروجی با یک تلرانس تعریف شده حول فرمان ورودی نوسان کند. پارامترهای این مدولاتور از روابط (۱۲) محاسبه می گردد [۱۸]. متغیرهای این مدولاتور عبارتند از *Ton, Toff*



شکل (۷): پاسخ پله و فرمان کنترل با مدولاتور PWM در فرکانس سوئیچینگ Hz- ضربه کنترل ۱۶۲ N.m.s و حداکثر خطای دائم ۱۰/۰۰ درجه.



شکل (۸): پاسخ پله و فرمان کنترل با مدولاتور PWM در فرکانس سوئیچینگ ۱۰ Hz- ضربه کنترل ۲۶۲ N.m.s و حداکثر خطای دائم ۰۱/۰۱ درجه.



شکل (۹): پاسخ پله و فرمان کنترل با مدولاتور PWM در فرکانس سوئیچینگ ۲۰Hz- ضربه کنترل ۴۶۲ N.m.s و حداکثر خطای دائم ۰۱.۰۰± درجه. تراستر، T_m ثابت زمانی مدولاتور، k_m بهره مدولاتور، T_m عرض هیسترزیس، U_{on}, U_{off} آستانه خاموش- روشـن مـدولاتور، U_m خروجـی مـدولاتور، Δ حـداقل عـرض پـالس خروجـی مدولاتور، C دامنه پله ورودی به مدولاتور و K_p, K_d بهرههای مدولاتور، C میباشند. $T_{on} = -\tau_m ln \left(1 + \frac{h}{k_m(c-U_m)-U_{on}}\right)$ ت زمان $T_{off} = -\tau_m ln \left(1 - \frac{h}{k_m C-(U_m-h)}\right)$ زمان $f = \frac{1}{T_{on} + T_{off}}$

$$\Delta = - au_m ln [1 - h/k_m U_m]$$
 مداقل عرض پالس

۶- شبیهسازی و مقایسه عملکرد دو مدولاتور در کاربرد فضایی

در این قسمت با توجه به بررسیهای انجام شده دو مدولاتور عرض پالس و عرض پالس – فرکانس پالس برای استفاده در سیستم کنترل وضعیت ماژول فضایی انتخاب شده و عملکرد آنها در شرایط یکسان مورد مقایسه قرار میگیرد و مدولاتور مناسب برای کاربرد در ماژول فضایی از لحاظ عملکرد و بهینه بودن مصرف انرژی در شرایط تعریف شده به دست خواهد آمد. در این شبیه سازیها از هیچ گونه وسیله تبادل اندازه حرکت زاویه ای دیگری در ماژول استفاده نشده و با توجه به مأموریت ماژول و ژایروهای در دسترس میزان خطای مجاز حالت دائم برابر ۰/۱ درجه درنظر گرفته شده است.

الف – شبیه سازی بدون نویز اندازه گیری و اغتشاش در شکلهای ۲، ۸ و ۹ نتایج طراحی سیستم کنترل ماژول در پاسخ به فرمان پله با استفاده از مدولاتور PWM و کنترل PD با فرکانس سوئیچینگ برابر ۲۰ Hz، ۱۰ و ۵ نشان داده شده و نتایج مقایسه شده است. با افزایش فرکانس سوئیچینگ پاسخ حالت دائم هموارتر می شود اما میزان مصرف انرژی کنترل و یا ضربه کنترل نیز افزایش می یابد. فرکانس های سوئیچینگ کمتر نیز بررسی شده ولی به علت اینکه خطای حالت دائم خروجی از حد مطلوب تجاوز می کند در این مقایسه وارد نشده اند.

پس از این مرحله کنترل وضعیت موجود با استفاده از مدولاتور عرض پالس- فرکانس پالس طراحی و شبیهسازی شده است. در شکل ۱۰ نتایج اولیه از طراحی سیستم کنترل ماژول در پاسخ به فرمان پله با مدولاتور PWPF و کنترل DD نشان داده شده است. چنانچه ملاحظه می شود سوئیچینگ کنترل نسبت به مدولاتور PWM کاهش یافته و مصرف انرژی در حالت دائم محدود شده است. با مشخص بودن حد مطلوب خطا و نیز میزان انرژی در دسترس، میتوان با روابط طراحی ذکر شده برای مدولاتور به کنترل مطلوب دست یافت. در جدول ۳ مقادیر طراحی شده برای متغیرهای مدولاتور PWPF نشان داده شده است.

PV	ترهای مدولاتور WPF	جدول (۳): پارام
	پارامتر	مقدار
	U _{on}	۰/۳
	U _{off}	• / ١
	Um	٧/•
	U	• / •
	k _m	۲/۰
	$ au_m$	۱/•

i پارامترهای مدولاتور PWPF براساس مشخصات عملکردی تراستر انتخاب و طراحی می گردد که U_m برابر سطح تراست در دسترس و برابر ۷ نیوتن و U، خروجی مدولاتور در زمان فرمان خاموش می باشد که در این طراحی برای تراسترهای در دسترس برابر صفر می باشد. پارامترهای دیگر نظیر Uon, Uoff بر اساس حد مجاز خطای حالت دائم و مقابله با روشن - خاموش شدن ناخواسته تراسترها بر اثر نویز ورودی سنسورها و بر اساس روابط (۱۲) محاسبه شده است. در مجموع تنظیم پارامترهای این مدولاتور پس از طراحی اولیه و تعیین ناحیه خطی عملکرد مدولاتور در یک پروسه شبیه سازی، تکرار و تنظیم نهایی انجام شده است و البته قضاوت مهندسی و تجربه طراح در تنظیم نهایی از اهمیت بالایی برخوردار است.



شکل (۱۰): پاسخ پله و فرمان کنترل با مدولاتور PWPF – ضربه کنترل ۱۳۲N.m.s و حداکثر خطای دائم ۰/۰۱± درجه.

ب- شبیه سازی با نویز اندازه گیری و اغتشاش

شرایط عملکرد در حالت ورودی به همراه نویز اندازه گیری و اغتشاش درونی مورد بررسی قرار گرفته است. نویز سنسورها با نویز سفید گوسی، میانگین صفر و انحراف معیار ۲۰۰۵ براساس اطلاعات سنسورهای در دسترس شبیهسازی شده است. شکل های ۱۱ و ۱۲ نشان می دهد میزان فعالیت کنترلی به خاطر نویز و اغتشاش افزایش یافته است. مقایسهٔ شکل ۱۱ و ۱۲ نشان می دهد در این حالت میزان انرژی کنترل کمتری در حالت PWPF مصرف شده است.



شکل (۱۱): پاسخ پله و فرمان کنترل با وجود نویز و اغتشاش با مدولاتور PWM فرکانس سوئیچینگ Hz- ضربه کنترل ۳۶۰N.m.s و حداکثر خطای دائم ۰/۱۵± درجه.

۵۶

۹- مراجع

- 1. Kirk, D. "Optimal Control Theory an Introduction", Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1970.
- Yang, C.C. and Wu, C.J., "Optimal Large-Angle Attitude Control of Rigid Spacecraft by Momentum Transfer", IET Control Theory Application, Vol. 1, No. 3, pp. 657-664, 2007.
- Junkins, J.L. and Turner, J.D. "Optimal Continuous Torque Attitude Maneuvers", Int. J. of Guidance and Control Dynamic, Vol. 3, No. 3, pp. 210-217, 1980.
- Jan, Y.W. and Chiou, J.C. "Minimum-Time Spacecraft Maneuver Using Sliding-Mode Control", Acta Astronautica Vol. 54, pp 69-75, 2003.
- Song G., Agrawal B. N., "Vibration Suppression of Flexible Spacecraft During Attitude Control", J. Acta Astronautica Vol. 49, No. 2, pp. 73-83, 2001.
- 6. Bertrand, P. "Attitude Control of Small Satellites Using Fuzzy Logic", Department of Mechanical Engineering McGill University, Montreal, 1997.
- Lawrence, A. "Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance and Control", 2nd Edition, New York, 1988.
- Calvin R. J. "Flight Test Evaluation of an On-Off Rate Command Attitude Control System of a Manned Lunar-Landing Research Vehicle", Flight Research Center Edwards, California, NASA Report, TN D-3903.
- Gilberto A. and Luiz D. "Optimal On-Off Attitude Control for the Brazilian Multi-Mission Platform Satellite", Center of Applied Space Technology and Microgravity, Report D28359-Bermen, Germany.
- Makovec, K. L. and Turner, A. J. "Design and Implementation of a Satellite Attitude Determination and Control System", Proceedings of the 2001 AAS/AIAA Astrodynamics Specialists Conference 2001.
- James R. Wertz, "Spacecraft Orbit and Attitude Systems, Kluwer Academic Publishers, London, 1992.
- 12. Sidi, M.J., "Spacecraft Dynamics and Control: A Practical Engineering Approach", Cambridge Aerospace Series, Cambridge University Press. 1997.
- 13. Makovec, K. L. "A Nonlinear Magnetic Controller for Three-Axis Stability of Nanosatellites", Thesis Submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- 14. Svartveit, K. "Attitude Determination of the NCUBE Satellite", Thesis Submitted to the Department of Engineering Cybernetics, June 2003.
- Wie, B. and Caroll, S. "Pulse Modulated Control Synthesis for a Flexible Spacecraft", J. of Guidance, Control and Dynamics, Vol. 13, No. 6, pp. 1014– 1022, 1989.
- Bernelli-Zazzera, F., Mantegazza, P. and Nurzia, V. "Multi Pulse-Width Modulated Control of linear Systems", J. of Guidance, Control and Dynamics, Vol. 21, No. 1, pp. 64–70, 1998.



شکل (۱۲): پاسخ پله و فرمان کنترل با وجود نویز و اغتشاش با مدولاتور PWPF- ضربه کنترل N.m.s و حداکثر خطای دائم ۰۰/۱۰± درجه.

۷- نتیجهگیری

مقایسه نتایج شبیه سازی در شکل های ۷ الی ۱۲ نشان می دهد در هر دو حالت ایده آل و وجود نویز اندازه گیری و اغتشاش داخلی، الگوریتم طراحی شده با مدولاتور PWPF با انرژی کنترلی کمتری نسبت به مدولاتور PWM، وضعیت ماژول را به مقادیر مطلوب رسانده است و خطای حالت دائم مطلوب را فراهم می سازد. همچنین این پژوهش نشان می دهد مدولاتور بیشتر انعطاف پذیری بیشتری برای طراحی سیستم کنترل فراهم می کند. مصرف سوخت پایین و دقت عمل بالا به ویژه در مزاهای مذکور، این مدولاتور به عنوان مدولاتور مطلوب برای کاربرد در کنترل وضعیت ماژول فضایی زیرمداری انتخاب گردیده است.

۸- تقدیر و تشکر

از پژوهشکده طراحی سامانه های فضایی دانشکده هوافضای دانشگاه خواجه نصیر طوسی و همکاران که در انجام این پژوهش مساعدت و همکاری داشتهاند صمیمانه تقدیر و تشکر می گردد.

- Buck, N. "Minimum Vibration Maneuvers Using Input Shaping and Pulse Width-Pulse Frequency Modulated Thruster Control", Master's thesis, Naval Postgraduate School, California, USA, 1996.
- McClelland, R.S. "Spacecraft Attitude Control System Performance Using Pulse Width-Pulse Frequency Modulated Thrusters", Master's thesis, Naval Postgraduate School, California, USA, 1994.