طراحی یک روش کنترل مقاوم جدید برای سروموتور AC

فرهاد امیری[1] و محمد حسن مرادی[2]

[1]دانشجوی دکترا، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران، f.amiri94@basu.ac.ir

[2] **نویسنده مسئول**، استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران،
mh_moradi@yahoo.co.uk

(تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۱۲/۱۲ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۵/۲۹)

دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۷ – شماره ۱

بهار و تابستان ۱۳۹۹

صفحات ۵۵ الی ۸۰

ISSN: 2322-3146

http: //jnsee.sut.ac.ir

چکیده

در این مقاله، یک روش کنترلی فیدبک خروجی جدید مبتنی بر نامساوی ماتریس خطی برای کنترل موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC به کار برده شده است. روش کنترلی پیشنهادی نیازی به اندازه‌گیری تمام حالت‌های سروموتور AC ندارد، تنها از فیدبک خروجی استفاده می‌کند و در برابر عدم قطعیت پارامترهای سروموتور و اغتشاش‌های وارد بر آن بسیار مقاوم است. روش کنترلی پیشنهادی در چند سناریو با روش کنترل مدل داخلی استاندارد- کنترل مد لغزشی، روش دو درجه آزادی کنترل مدل داخلی- کنترل مد لغزشی، روش دو درجه آزادی کنترل مدل داخلی-PID، روش کنترل مدل داخلی استاندارد-PD و روش کنترل مدل داخلی-PID-مشاهده‌گر (رویت‌گر) حالت توسعه یافته مقایسه شده است و با توجه به نتایج شبیه‌سازی، کنترل‌کننده پیشنهادی دارای عملکرد مطلوبی در مقایسه با سایر کنترل‌کننده ذکر شده در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت پارامترهای سروموتور AC است. این روش در مقایسه با سایر کنترل کننده‌ها، خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور را به میزان ۳۰٪ کاهش داده است. شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب انجام شده است.

واژه‌های کلیدی

سروموتور AC،

کنترل موقعیت زاویه،

کنترل فیدبک خروجی،

نامساوی ماتریس خطی.

Sahand University of Technology

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol.7, No.1

Spring and Summer 2020

ISSN: 2322 – 3146

http://jnsee.sut.ac.ir

Designing a New Robust Control Method for AC Servo Motor

Farhad Amiri[1] and Mohammad Hassan Moradi[2]

[1]Phd student, Dept. of Electrical Engineering, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran, f.amiri94@basu.ac.ir

[2] **Corresponding Author**, Professor,Dept. of Electrical Engineering, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran, mh_moradi@yahoo.co.uk

ABSTRACT

In this paper, a new output feedback control method is used based on a linear matrix inequality to control the angular position of AC servo motor shaft. The proposed control method does not need to measure all of the AC servo motor statuses; it only uses the output feedback and is robust against the uncertain servo motor parameters and the disturbances applied to it. The proposed control method is compared in several scenarios with a Standard Internal Model Control-Sliding Mode Control (SIMC-SMC) method, 2-Degree-of-Freedom Internal Model Control-Sliding Mode Controller (2DOF-IMC-SMC) method, 2-Degree-of-Freedom Internal Model Control-Proportional-Integral-Derivative (2DOF-IMC-PID) method, Standard Internal Model Control-Proportional-Derivatives (SIMC-PD) method, and Internal Model Control-Proportional-Integral-Derivative-Extended State Observer (IMC-PID-ESO) method. The simulation results show that the proposed controller provides desirable performance against disturbances and uncertain parameters of the AC servo motor compared with other mentioned controllers. This method relative to other controllers decreases the error of tracking the angular position of the servo motor to 30% .The simulation is performed using the Matlab Software.

Keywords

AC Servo motor,
control the angular position,
output feedback control,
linear matrix inequality.

۱- مقدمه

سروموتور نوعی موتور الکتریکی است که با هدف به‌کارگیری در سیستم‌های کنترل فیدبک طراحی می‌شود [۱،۲]. سروموتورها در انواع گیربکس‌دار و بدون گیربکس وجود دارند و در اندازه‌های خیلی کوچک تا اندازه‌های بزرگ تولید می‌شوند، که اندازه‌های کوچک در پروژه‌های رباتیک و تجهیزات مکاترونیکی استفاده می‌شود و اندازه‌های بزرگ هم در ساخت تجهیزات صنعتی استفاده می‌شود [۳]. از جمله مزایای سروموتورها، هزینه نگهداری پایین، بازده مناسب، کارکرد با صدای آرام و بدون لغزش، امکان کنترل موقعیت دقیق و ساختار ساده و محکم است [۴-۶]. در این نوع موتورها یک محور (شفت) خروجی وجود دارد که قادر است با ارسال سیگنال رمزی در یک موقعیت و زاویه‌ای خاص قرار گیرد. در واقع چگونگی حرکت و موقعیت‌های زاویه‌ای این محور خروجی توسط دسته‌ای از سیگنال‌های رمزی که برای سیم کنترل آن تعریف شده است، کنترل می‌شود. برای طول مدت زمانی که یک سیگنال فعال بوده و یک پالس برروی خط ورودی آن قرار دارد این محور خروجی در موقعیت خاص زاویه‌ای که مختص آن سیگنال است، قرار می‌گیرد و با تغییر سیگنال رمزی موقعیت زاویه‌ای تغییر می‌کند [۹-۷]. لختی (اینرسی) در این موتورها پایین بوده و در نتیجه تغییر سرعت و موقعیت در این موتورها بسیار سریع است [۱۰].

هر موتور الکتریکی معمولاً نوعی از کنترل‌کننده در کنار خود دارد. کنترل‌کننده‌ها بر اساس ویژگی و پیچیدگی آن‌ها و نیز بسته به کاربرد موتور، متفاوت هستند. کنترل‌کننده در موتور برای کنترل و تنظیم سرعت، کنترل و تنظیم موقعیت، کنترل و تنظیم گشتاور، انتخاب جهت گردش (چپ‌گرد و راست‌گرد) و ... به‌کار می‌رود [۷-۱۰]. از روش‌های کنترلی مختلفی برای کنترل موتورها در [۴۴-۱۱] استفاده شده است. یکی از رایج‌ترین روش‌های کنترلی، کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتق گیر [1](PID) است [۱۱-۲۱]. در [۱۱،۱۲]، ازکنترل‌کننده PID که پارامترهای آن با استفاده از روش زیگلر-نیکولز تنظیم شده ، برای کنترل سرعت موتور DC استفاده شده است. در [۱۳]، از کنترل‌کننده PID فازی برای کنترل سرعت موتور DC بدون جاروبک استفاده شده است. در [۱۴]، از کنترل‌کننده PID و شبکه عصبی-فازی برای کنترل موتور القایی سه‌فاز استفاده شده است. در [۱۵-۲۱]، به بهبود ضرایب کنترل‌کننده PID با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی مختلف برای کنترل انواع مختلف موتورها پرداخته شده است. در [۱۵،۱۶]، به طراحی کنترل‌کننده PID بهینه‌شده با الگوریتم ازدحام ذرات برای کنترل سرعت موتور DC پرداخته شده است. در [۱۷-۱۹]، به طراحی کنترل‌کننده PID بهینه‌شده با الگوریتم ژنتیک برای کنترل سرعت و موقعیت زاویه‌ای موتورDC و موتور سنکرون مغناطیس دائم پرداخته شده است. در [۲۰]، به طراحی کنترل‌کننده PID بهینه‌شده با الگوریتم کلونی مورچه برای کنترل سرعت موتور DC پرداخته شده است. در [۲۱]، به طراحی کنترل‌کننده PID بهینه شده با الگوریتم ترکیبی (ازدحام ذرات-غذایابی باکتری) برای کنترل سرعت موتور DC بدون جاروبک پرداخته شده است. کنترل‌کننده PID در ردیابی مرجع (سرعت، موقعیت زاویه‌ای و ...) بدون اغتشاش و عدم قطعیت پارامترها در انواع موتورها عملکرد مناسبی دارد، اما در برابر عدم قطعیت پارامترهای موتور و اغتشاش‌های وارد بر آن عملکرد مطلوبی ندارد. کنترل‌کننده PID مرتبه کسری، فرم تعمیم یافته کنترل‌کننده PID است [۲۲،۲۳]. در [۲۴-۲۹]، کنترل‌کننده PID مرتبه کسری برای کنترل سرعت و موقعیت زاویه موتور DC طراحی شده است. در [۳۰]، از کنترل‌کننده PID مرتبه کسری برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. کنترل‌کننده PID مرتبه کسری نسبت به کنترل‌کننده‌های PID مرسوم به دلیل داشتن دو درجه آزادی و حساسیت کمتر به تغییر

پارامترهای سیستم (موتور)، عملکرد مطلوبتری در ردیابی مرجع (سرعت و موقعیت زاویه‌ای موتور) بدون اغتشاش دارد، ولی این کنترل‌کننده در تضعیف اغتشاش عملکرد مطلوبی ندارد. یک نوع دیگر از انواع کنترل‌کننده‌هایی که برای کنترل موتورها به‌کار می‌رود، کنترل‌کننده پیش‌بین مدل (MPC)[۲] است [۳۱-۳۵]. در [۳۱-۳۳]، کنترل‌کننده پیش‌بین مدل برای کنترل همزمان گشتاور-شار در موتورهای القایی شش فاز و نه فاز به‌کار رفته است. در [۳۴،۳۵]، از کنترل‌کننده پیش‌بین مدل برای کنترل مبدل در موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. کنترل‌کننده پیش‌بین مدل توانایی ردیابی (سرعت، موقعیت زاویه‌ای و گشتاور) در شرایط عدم قطعیت پارامترها را دارد اما توانایی تضعیف اغتشاش آن محدود است. از کنترل مدل داخلی (IMC)[۳] نیز به علت ردیابی مناسب مرجع (سرعت، موقعیت زاویه‌ای و ...) در موتورها استفاده می‌شود [۳۶-۳۹]. در [۳۶،۳۷]، از کنترل‌کننده مدل داخلی برای کنترل سرعت در موتور سنکرون مغناطیس دائم به‌کار برده شده است. در [۳۸]، کنترل‌کننده مدل داخلی تطبیق‌پذیر برای کنترل موتور AC به کار برده شده است. در [۳۹]، کنترل‌کننده مدل داخلی تطبیق‌پذیر غیرخطی برای کنترل موتور DCبدون جاروبک به کار برده شده است. این نوع[۱] کنترل‌کننده در تضعیف اغتشاش عملکرد مناسبی ندارد. کنترل‌کننده مد لغزشی (SMC)[۱] به علت مقاوم بودن در برابر اغتشاش و عدم قطعیت پارامترها در موتورها به‌کار برده شده است [۴۰-۴۲]. در [۴۰،۴۱]، کنترل‌کننده مد لغزشی برای کنترل سرعت موتور DC بدون جاروبک به‌کار برده شده است. در [۴۲]، کنترل‌کننده مد لغزشی برای کنترل سرعت سروموتور به کار برده شده است. کنترل‌کننده مد لغزشی عملکرد قدرتمندی در ردیابی مرجع ندارد. در [۴۳]، به طراحی کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-PID مبتنی بر مشاهده‌گر (رویت‌گر) حالت برای کنترل موقعیت زاویه‌ای در سروموتور AC پرداخته شده است. در [۴۴]، کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی دارای دو درجه آزادی-مد لغزشی برای کنترل موقعیت زاویه‌ای در سروموتور AC طراحی شده است. روش‌های کنترل ترکیبی در [۴۳،۴۴]، ردیابی مرجع مناسب (سرعت، موقعیت زاویه‌ای و ..) و مقاوم در برابر اغتشاش و عدم قطعیت پارامترهای سروموتورAC هستند. اما در این نوع کنترل‌کننده‌ها به دلیل استفاده از چند نوع کنترل‌کننده، هزینه بیشتر و پیچیدگی‌های بیشتری دارد.

در مقاله حاضر روش کنترلی جدید مقاوم بر پایه فیدبک خروجی مبتنی بر نامساوی ماتریس خطی برای کنترل موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC به‌کار برده شده است. این روش، نیازی به اندازه‌گیری تمام حالتها ندارد و تنها از فیدبک خروجی استفاده می‌کند. درجه آزادی بیشتری نسبت به کنترل‌کننده‌های مقاوم مرسوم دارد، که با استفاده از آن می‌توان سیستم را بهتر کنترل کرد و در برابر عدم قطعیت پارامترهای سروموتور و همچنین اغتشاش‌های وارد بر آن بسیار مقاوم است و توانایی دنبال کردن مرجع را دارد. اثبات روش مطرح شده بر پایه معیار لیاپانوف و با استفاده از نامساوی ماتریس خطی در یالمیپ (Yalmip) صورت گرفته است. روش کنترلی پیشنهادی در چند سناریو با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترها و اغتشاشهای مختلف با کنترل مدل داخلی استاندارد- کنترل مد لغزشی (SIMC-SMC)[۲]، روش دو درجه آزادی کنترل مدل داخلی- کنترل مد لغزشی (2DOF-IMC-SMC)[۳]، روش دو درجه آزادی کنترل مدل داخلی-PID (2DOF-IMC-PID)[۴]، روش کنترل مدل داخلی استاندارد-PD

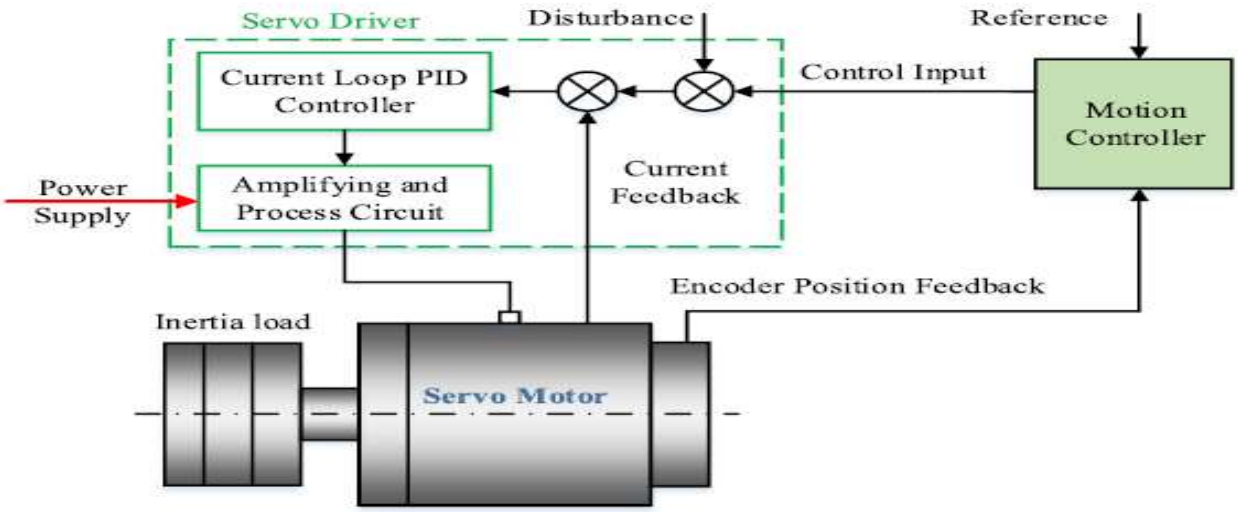
1. Proportional-Integral-Derivative (PID)
2. Model Predictive Control (MPC)
3. Internal Model Control (IMC)

(SIMC-PD)[5] و روش کنترل مدل داخلی-PID-مشاهده‌گر (رویت‌گر) حالت توسعه یافته (IMC-PID-ESO)[6] مقایسه شده است و با توجه به نتایج، این روش دارای عملکرد مطلوب‌تری در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌های ذکر شده در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت پارامترها دارد. این مقاله شامل چندین بخش است. در بخش دوم، مدل دینامیکی سروموتور AC و معادلات آن بحث شده است. در بخش سوم روش کنترلی جدید به همراه اثبات آن ارائه شده است. در بخش چهارم شبیه‌سازی سروموتور AC با در نظر گرفتن اغتشاشات مختلف و عدم قطعیت پارامترها و مقایسه کنترل‌کننده‌های مختلف انجام گرفته است و در بخش پنجم نتیجه‌گیری بحث شده است.

۲-مدل دینامیکی سروموتور AC

۲-۱- ساختار سروموتور[1]

سیستم سروموتوری که در این مقاله در نظر گرفته شده است، یک سروموتور AC با خود تحریک است که مستقیما بار را هدایت می‌کند [۴۳]. تحریک کننده در مد کنترل گشتاور کار می‌کند. ساختار سیستم سروموتور در شکل (۱) نشان داده شده است. از دینامیک قسمت حلقه بسته جریان در شکل (۱) به دلیل آنکه پاسخ بسیار سریع دارد صرف نظر شده است [۴۳،۴۴].



شکل(۱). ساختار سروموتور AC

1. Sliding Mode Controller (SMC)
2. Standard Internal Model Control- Sliding Mode Controller (SIMC-SMC)
3. 2-degree-of-freedom Internal Model Control- Sliding Mode Controller (2DOF-IMC-SMC)
4. 2-degree-of-freedom Internal Model Control- Proportional-Integral-Derivative (2DOF-IMC-PID)
5. Standard Internal Model Control- Proportional- Derivative (SIMC-PD)
6. Standard Internal Model Control- Proportional-Integral-Derivative-Extended State Observer (IMC-PID-ESO)

۲-۲- مدل دینامیکی سروموتور AC

معادلات دینامیکی اینرسی بار در سروموتور AC به صورت رابطه (۱) نشان داده شده است [۴۳،۴۴]. فرم فضای حالت معادلات دینامیکی سروموتور AC نیز همانند رابطه (۲) ارائه شده است. در رابطه (۲)، θ موقعیت زاویه محور (شفت) موتور بر حسب رادیان و خروجی سیستم، j_n اینرسی بار، ω سرعت زاویه‌ای بر حسب رادیان بر ثانیه، d_1 اغتشاشات مدل نشده، u سیگنال کنترلی و B_n ضریب اصطکاک است.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{B_n}{j_n}\omega + \frac{1}{j_n}u(t) - \frac{d_1}{j_n}W(t) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \tag{۱}$$

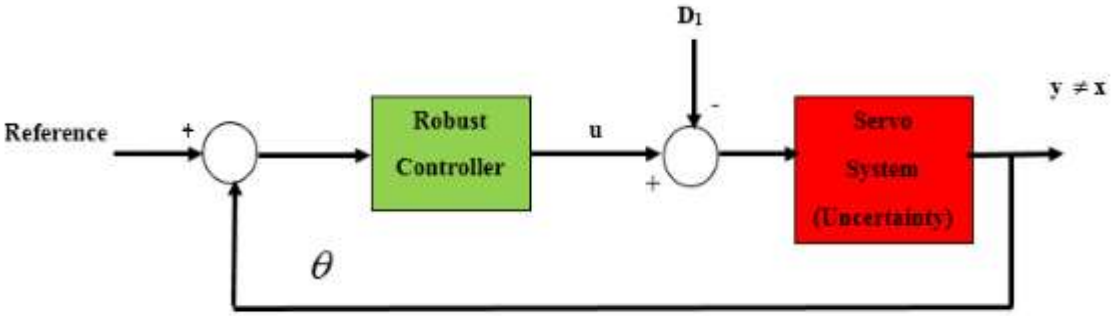
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B_n}{j_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{j_n} \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{d_1}{j_n} \end{bmatrix} W(t) \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{۲}$$

۳-طراحی کنترل‌کننده

۳-۱- ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی

ساختار کنترل‌کننده به کار گرفته شده در سیستم سروموتور AC مورد نظر، نامعینی پارامترها و اغتشاش وجود دارد و همچنین امکان اندازه گیری تمامی حالت‌ها وجود ندارد و در صورتی هم که وجود داشته باشد، نیاز به هزینه بیشتری است به این دلیل که نیاز به سنسورهای بیشتری است. سیستم کنترلی طوری طراحی شده است که سیستم سروموتور AC بدون اغتشاشات خارجی و تحت نامعینی پارامترها با فیدبک خروجی پایدار مجانبی باشد و در حضور اغتشاشات در سروموتور معیار $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$ را برآورده کند و همچنین بتواند موقعیت زاویه شفت موتور AC را دنبال کند. در معیار $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$، z خروجی تنظیم شده که شامل سرعت و موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور است، w شامل اغتشاشات (گشتاور بار) وارد بر سروموتور است و γ معیار کنترل‌کننده است که مقدار آن ، این معیار نشان دهنده تضعیف که اثر اغتشاشات بر حالت‌های سیستم می‌باشد.

در شکل (۲) ساختار سیستم سروموتور AC با نامعینی پارامتری و تحت اغتشاش را با کنترل‌کننده دینامیکی نشان داده شده است، که در آن y تغییرات زاویه شفت روتور، D_1 'گشتاور بار (اغتشاش وارد بر سروموتور) و u سیگنال کنترلی است. معادلات دینامیک سیستم سروموتور AC با در نظر گرفتن خروجی تنظیم شده (Z) به صورت رابطه (۳) مدل شده است.



شکل(۲). ساختار سیستم سروموتور با کنترل‌کننده پیشنهادی

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_{n\times n}(t)x_{n\times 1} + B_{n\times m}(t)u_{m\times 1} + D_{n\times d}(t)w_{d\times 1} \\ z &= C_{1_{q\times n}}(t)x_{n\times 1} + D_{11}(t)w + D_{12_{q\times m}}(t)u_{m\times 1} \\ y &= C_2(t)x_{n\times 1} + D_{21}(t)w + D_{22}(t)u, C_2 \neq I \end{aligned} \tag{۳}$$

در رابطه (۳)، n تعداد متغیرهای حالت، m ورودی‌های کنترلی، d تعداد اغتشاش، z خروجی تنظیم شده، y خروجی اندازه‌گیری سیستم خطی، q تعداد خروجی‌های تنظیم شده، x متغییر حالت، u سیگنال کنترلی و w اغتشاش وارد بر سیستم است [۴۵]. در رابطه (۳)، ماتریس‌های D_{21} و D_{22} به دلیل اینکه از ورودی سروموتور و اغتشاش به خروجی سروموتور مسیر مستقیمی وجود ندارد، صفر هستند. در سیستم سروموتور AC، چون $C_2 \neq I$ است، از کنترل مقاوم فیدبک خروجی استفاده شده است. متغییر z را می‌توان با توجه به معیار طراحی کنترلی انتخاب کرد، در روش پیشنهادی می‌توان تمامی پارامترهای سیستم سروموتور را نامعین در نظر گرفت و به صورت رابطه (۴) مدل کرد [۴۷-۴۵]. نامعینی‌های در نظر گرفته در رابطه (۴) به صورت رابطه (۵) مدل شده اند، در رابطه (۵)، F(t) به صورت 1×1 در نظر گرفته شده است و پارامترهای M و N پارامترهای اختیاری هستند که تعیین مقدار آنها برعهده طراح است. ساختار کنترل‌کننده دینامیکی پیشنهادی برای کنترل سیستم سروموتور AC دارای نامعینی و اغتشاش به صورت رابطه (۶) نشان داده شده است.

$$\left\{\begin{aligned} A(t) &= A + \Delta A(t) = A + \Delta A \\ B(t) &= B + \Delta B(t) = B + \Delta B \\ D(t) &= D + \Delta D(t) = D + \Delta D \\ C_1(t) &= C_1 + \Delta C_1(t) = C_1 + \Delta C_1 \\ D_{12}(t) &= D_{12} + \Delta D_{12}(t) = D_{12} + \Delta D_{12} \\ C_2(t) &= C_2 + \Delta C_2(t) = C_2 + \Delta C_2 \end{aligned}\right\} \tag{۴}$$

$$\left\{\begin{aligned} \Delta A_{n\times n} &= M_{A_{n\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{A_{1\times n}} \\ \Delta D_{n\times d} &= M_{D_{n\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{D_{1\times d}} \\ \Delta B_{n\times m} &= M_{B_{n\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{B_{1\times m}} \\ \Delta C_{1_{q\times n}} &= M_{C1_{q\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{C1_{1\times n}} \\ \Delta C_{2_{p\times n}} &= M_{C2_{p\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{C2_{1\times n}} \\ \Delta D_{12_{q\times m}} &= M_{D12_{q\times 1}} F_{1\times 1}(t) N_{D12_{1\times m}} \\ F^T_{1\times 1}(t) \times F_{1\times 1}(t) &\leq I, F^2(t) \leq 1 \end{aligned}\right\} \tag{۵}$$

$$\left\{\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_{n\times 1} &= \hat{A}_{n\times n}\hat{x}_{n\times 1} + \hat{B}_{n\times p} y_{p\times 1} \\ u_{m\times 1} &= \hat{C}_{m\times n}\hat{x}_{n\times 1} \end{aligned}\right\} \tag{۶}$$

با ترکیب رابطه (۳) و (۶)، معادلات ساختار سیستم حلقه بسته (سیستم سروموتور AC با کنترل‌کننده پیشنهادی) در رابطه (۷) نشان داده شده است.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(t)\mathrm{x} + B(t)\hat{C}\hat{x} + D(t)w \\ z = C_1(t)x + D_{12}(t)\hat{C}\hat{x} \\ \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}C_2x \end{cases} \tag{۷}$$

در رابطه (۷) اگر $\hat{x}, x$ به سمت صفر بروند، کل سیستم حلقه بسته پایدار خواهد بود. با در نظر گرفتن $\bar{x} = \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix}_{2n\times 1}$، رابطه (۷) به صورت رابطه (۸) نشان داده شده است.

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} A(t) & B(t)\hat{C} \\ \hat{B}(t)C_2(t) & \hat{A} \end{bmatrix}_{2n\times 2n} \bar{x} + \begin{bmatrix} D(t) \\ 0 \end{bmatrix}_{2n\times d} w_{d\times 1} = \bar{A}\bar{x} + \bar{D}w \tag{۸}$$

ساختار سیستم حلقه بسته در رابطه (۸) نشان داده شده است، در ادامه به اهداف سیستم کنترلی و اثبات روش کنترل مقاوم جدید با استفاده از معیار لیاپانوف و بر اساس نامساوی ماتریس خطی پرداخته شده است.

۳-۲- اهداف سیستم کنترلی

برای سیستم حلقه بسته (سیستم سروموتور AC دارای نامعینی پارامتری و اغتشاش با کنترل‌کننده پیشنهادی) دو هدف وجود دارد:

۱) بدون اغتشاش، سیستم حلقه بسته تحت نامعینی پارامتری پایدار مجانبی باشد

۲) در حضور اغتشاش و نامعینی، سیستم حلقه بسته با شرایط اولیه صفر به عملکرد $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \le \gamma$ دست پیدا کند.

برای اثبات پایداری روش پیشنهادی از معیار پایداری لیاپانوف استفاده شده است. معیار پایداری لیاپانوف برای سیستم سروموتور AC با اغتشاش اعمال شده است. رابطه (۹) معیار لیاپانوف و ساختار سیستم حلقه بسته را بیان می‌کند. توضیح آنکه برقراری دو رابطه (۹-الف) و (۹-ج) برای پایداری روش کنترلی بر مبنای لیاپانوف لازم است.

$$v = \bar{x}^T p\bar{x} > 0 \Rightarrow p > 0 \tag{۹-الف}$$

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{D}w \tag{۹-ب}$$

$$\dot{v} = \dot{\bar{x}}^T p\bar{x} + \bar{x}^T p\dot{\bar{x}} = \bar{x}^T\bar{A}^T p + w^T\bar{D}^T p\bar{x} + \bar{x}^T p\bar{A}\bar{x} + \bar{x}^T p\bar{D}w < 0 \tag{۹-ج}$$

برای اثبات رابطه (۹-الف)، یعنی $v > 0$ ماتریس‌های p, p^{-1} مطابق رابطه (۱۰) تعریف شده است [۴۷-۴۵]. از طرفی pp^{-1} مطابق رابطه (۱۱) باید ماتریس همانی شود. ماتریس خطی‌سازی به صورت رابطه (۱۲) در نظر گرفته شده است. طبق رابطه (۱۲)،

$p\beta_1 = \beta_2$ است، از رابطه (۱۳) نامساوی ماتریس خطی برای معیار اول لیاپانوف (رابطه (۹-الف)) بدست آمده است، یعنی در صورتی که نامساوی ماتریس خطی (رابطه(۱۳)) بزرگتر از صفر باشد، معیار اول لیاپانوف برقرار است.

$$p = \begin{bmatrix} S_{n\times n} & N_{n\times n} \\ N_{n\times n}^T & U_{n\times n} \end{bmatrix}, p^{-1} = \begin{bmatrix} R_{n\times n} & M_{n\times n} \\ M_{n\times n}^T & T_{n\times n} \end{bmatrix} \tag{۱۰}$$

$$pp^{-1} = \begin{bmatrix} SR + NM^T & SM + NT \\ N^T R + UM^T & N^T M + UT \end{bmatrix}, = \begin{bmatrix} I_{n\times n} & 0 \\ 0 & I_{n\times n} \end{bmatrix} \tag{۱۱}$$

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} R & I \\ M^T & 0 \end{bmatrix}, \beta_2 = \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} \tag{۱۲}$$

$$\begin{aligned} \beta_1^T p \beta_1 = \beta_1^T \beta_2 &= \begin{bmatrix} R & M \\ I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R & RS + MN^T \\ I & S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} > 0 \end{aligned} \tag{۱۳}$$

محاسبه معیار دوم لیاپانوف (رابطه (۹-ج)) و تبدیل آن به نامساوی ماتریس خطی مطابق رابطه (۱۴) تا رابطه (۲۹) نشان داده شده است.

رابطه $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$ که معیار کاهش اغتشاشات نسبت به حالت‌های سیستم سروموتور AC تحت نامعینی است، مطابق رابطه (۱۴) نوشته شده است. در رابطه (۱۴)، j معرف تابع هدف است که منفی بودن آن معیار دوم لیاپانوف یعنی $\dot{v} < 0$ را تضمین می‌کند. در رابطه (۱۵)، باند بالا برای تابع هدف j را ارائه می کند. در صورت برقراری رابطه (۱۶) (مقدار زیر انتگرال رابطه (۱۵))، تابع j منفی بوده و معیار دوم لیاپانوف نیز خواهد بود. بنابراین رابطه (۱۶) باید به صورت نامساوی ماتریس خطی تبدیل شود. رابطه (۱۶) با استفاده از جایگذاری و مکمل شور به رابطه (۱۷) تبدیل می‌شود. چون در رابطه (۱۷)، p متقارن است، بنابراین $p^T = p$ و $p =$ $\beta_2\beta_1^{-1}$ رابطه (۱۷) به رابطه (۱۸) تبدیل شده است. با خطی سازی رابطه‌ی (۱۸) توسط روابط (۱۹) و (۲۰)، رابطه‌ی (۲۱) بدست آمده است. با جایگذاری روابط (۸) و (۱۲) در رابطه (۲۱)، رابطه (۲۲) بدست آمده است.

$$\begin{cases} \int_0^\infty z^T z \ dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty w^T w \ dt \\ j = \int_0^\infty (z^T z - \gamma^2 w^T w) dt \leq 0 \end{cases} \tag{۱۴}$$

$$\begin{cases} j \leq \int_0^\infty (z^T z - \gamma^2 w^T w) dt + v(x(\infty)) - v(x(0)) \\ j \leq \int_0^\infty (z^T z - \gamma^2 w^T w + \dot{v}) dt < 0 \end{cases} \tag{۱۵}$$

$$z^T z - \gamma^2 w^T w + \dot{v} < 0 \tag{۱۶}$$

$$\delta_1 = \begin{bmatrix} \bar{A}^T p + p\bar{A} & p\bar{D} & \begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ \bar{D}p & \gamma^2 I & 0 \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t)\hat{C} \end{bmatrix} & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \tag{۱۷}$$

$$\delta_2 = \begin{bmatrix} \bar{A}^T\beta_2\beta_1^{-1} + p\bar{A} & \bar{\beta}_1^T\beta_2^T\bar{D} & \begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ D\bar{\beta}_2\beta_1^{-1} & \gamma^2 I & 0 \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t)\hat{C} \end{bmatrix} & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \qquad (۱۸)$$

رابطه (۲۲) با استفاده جایگذاری رابطه (۲۳) در آن، به رابطه (۲۴) تبدیل شده است. در رابطه (۲۳) تعریف پارامترهای $\hat{A}, \hat{B}, \hat{C}$ از [۴۵-۴۷] گرفته شده است و در رابطه (۲۴) پارامترهای ثابت از پارامترهای نامعین توسط ماتریس مختلف جدا شده است. از رابطه (۲۵) (لم) برای محاسبه باند بالای o_1 تا o_{13} استفاده شده است. باند بالای o_1 تا o_{13} ، مطابق رابطه (۲۶) و (۲۷) نشان داده شده است، مطابق رابطه (۲۷)، اگر $\delta_4 < 0$ باشد، $\delta_3 < 0$ است و معیار دوم لیاپانوف برقرار است. در رابطه (۲۸) ابتدا برای $\bar{o}_1$ از شورکامپلینمت استفاده شده است. برای $\bar{o}_2$ تا $\bar{o}_{13}$ مانند رابطه (۲۸) شور کامپلیمنت استفاده شده است و در نهایت معیار دوم لیاپانوف (رابطه (۹-ج)) به صورت رابطه (۲۹) نشان داده شده است.

$$\begin{cases} \delta_2 < 0 \\ \varsigma > 0 \end{cases}, \varsigma^T\delta_2\varsigma < 0 \qquad (۱۹)$$

$$\varsigma = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}, \ \varsigma^T = \begin{bmatrix} \beta_1^T & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \qquad (۲۰)$$

$$\delta_3 = \begin{bmatrix} \beta_1^T & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \delta_2 \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1^T\bar{A}^T\beta_2 + \beta_2^T\bar{A}\beta_1 & \beta_2^T\bar{D} & \beta_1^T\begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ \bar{D}\beta_2 & \gamma^2 I & 0 \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t)\hat{C} \end{bmatrix}\beta_1 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \qquad (۲۱)$$

$$\delta_3 = \begin{bmatrix} A(t)R + RA^T(t) + M\hat{C}(t)B^T(t) & A(t) + RA^T(t)S + M\hat{C}^T(t)B^T(t)S + RC_2^T(t)\hat{B}^T(t)N^T + M\hat{A}^T(t)N^T & D(t) & RC_1^T(t) + M\hat{C}^T(t)D_{12}^T(t) \\ A^T(t) + SA(t)R + SB(t)\hat{C}M^T + N\hat{B}(t)C_2(t) + N\hat{A}M^T & A^T(t)S + SA(t) + N\hat{B}C_2(t)\hat{B}^TN^T & SD(t) & C_1^T(t) \\ D^T(t) & D^T(t)S & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1(t)R + D_{12}(t)\hat{C}M^T & C_1(t) & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \qquad (۲۲)$$

$$\begin{cases} \hat{A} = N^{-1}(E - LC_2R - SAR - SBK)M^{-T}, \hat{B} = N^{-1}L \\ \hat{C} = KM^{-T}, \end{cases} \qquad (۲۳)$$

$$\delta_3 = \begin{bmatrix} AR + RA^T + BK + K^TB^T & A + E^T & D & RC_1^T + K^TD_{12}^T \\ A^T + E & A^TS + SA + LC_2 + C_2^TL^T & SD & C_1^T \\ D^T & D^TS & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1R + D_{12}K & C_1 & 0 & -I \end{bmatrix} + o_1$$

$$+o_2 + o_3 + o_4 + o_5 + o_6 + o_7 + o_8 + o_9 + o_{10} + o_{11} + o_{12} + o_{13} < 0$$

$$o_1 = \begin{bmatrix} \Delta AR + R\Delta A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_2 = \begin{bmatrix} \Delta BK + K^T\Delta B^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$o_3 = \begin{bmatrix} 0 & \Delta A & 0 & 0 \\ \Delta A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad o_4 = \begin{bmatrix} 0 & R\Delta A^TS & 0 & 0 \\ S\Delta A^TR & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$o_5 = \begin{bmatrix} 0 & K^T\Delta B^TS & 0 & 0 \\ S\Delta BK & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_6 = \begin{bmatrix} 0 & R\Delta C_2^TL^T & 0 & 0 \\ L\Delta C_2\ R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$o_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Delta D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta D^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & R\Delta C_1^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta C_1R & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{۲۴}$$

$$o_9 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & K^T\Delta D_{12}^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta D_{12}K & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_{10} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta A^TS + S\Delta A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$o_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L\Delta C_2 + \Delta C_2^TL^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S\Delta D & 0 \\ 0 & \Delta D^TS & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$o_{13} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta C_1^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta C_1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$o = \begin{bmatrix} AR + RA^T + BK + K^TB^T & A + E^T & D & RC_1^T + K^TD_{12}^T \\ A^T + E & A^TS + SA + LC_2 + C_2^TL^T & SD & C_1^T \\ D^T & D^TS & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1R + D_{12}K & C_1 & 0 & -I \end{bmatrix}$$

$$\sigma F\upsilon + \upsilon^TF^T\sigma^T \le \Gamma\sigma\sigma^T + \Gamma^{-1}\upsilon^T\upsilon, F^TF \le I \tag{۲۵}$$

$$o_1 = \sigma_1 F \upsilon_1 + \upsilon_1^T F^T \sigma_1^T \le \Gamma_1 \sigma_1 \sigma_1^T + \Gamma_1{}^{-1} \upsilon_1^T \upsilon_1, \qquad o_2 = \sigma_2 F \upsilon_2 + \upsilon_2^T F^T \sigma_2^T \le \Gamma_2 \sigma_2 \sigma_2^T + \Gamma_2{}^{-1} \upsilon_2^T \upsilon_3$$
$$o_3 = \sigma_3 F \upsilon_3 + \upsilon_3^T F^T \sigma_3^T \le \Gamma_3 \sigma_3 \sigma_1^T + \Gamma_3{}^{-1} \upsilon_3^T \upsilon_3, \qquad o_4 = \sigma_4 F \upsilon_4 + \upsilon_4^T F^T \sigma_4^T \le \Phi_1 \sigma_4 \sigma_4^T + \Phi_1{}^{-1} \upsilon_4^T \upsilon_4$$
$$o_5 = \sigma_5 F \upsilon_5 + \upsilon_5^T F^T \sigma_5^T \le \Phi_2 \sigma_5 \sigma_5^T + \Phi_2{}^{-1} \upsilon_5^T \upsilon_5, \qquad o_6 = \sigma_6 F \upsilon_6 + \upsilon_6^T F^T \sigma_6^T \le \Phi_3 \sigma_6 \sigma_6^T + \Phi_3{}^{-1} \upsilon_6^T \upsilon_6$$
$$o_7 = \sigma_7 F \upsilon_7 + \upsilon_7^T F^T \sigma_7^T \le \Gamma_4 \sigma_7 \sigma_7^T + \Gamma_4{}^{-1} \upsilon_7^T \upsilon_7, \qquad o_8 = \sigma_8 F \upsilon_8 + \upsilon_8^T F^T \sigma_8^T \le \Gamma_5 \sigma_8 \sigma_8^T + \Gamma_5{}^{-1} \upsilon_8^T \upsilon_8$$
$$o_9 = \sigma_9 F \upsilon_9 + \upsilon_9^T F^T \sigma_9^T \le \Gamma_6 \sigma_9 \sigma_9^T + \Gamma_6{}^{-1} \upsilon_9^T \upsilon_9, \qquad o_{10} = \sigma_{10} F \upsilon_{10} + \upsilon_{10}^T F^T \sigma_{10}^T \le \Gamma_7 \sigma_{10} \sigma_{10}^T + \Gamma_7{}^{-1} \upsilon_{10}^T \upsilon_{10}$$
$$o_{11} = \sigma_{11} F \upsilon_{11} + \upsilon_{11}^T F^T \sigma_{11}^T \le \Gamma_8 \sigma_{11} \sigma_{11}^T + \Gamma_8{}^{-1} \upsilon_{11}^T \upsilon_{11}, \qquad o_{12} = \sigma_{12} F \upsilon_{12} + \upsilon_{12}^T F^T \sigma_{12}^T \le \Gamma_9 \sigma_{12} \sigma_{12}^T + \Gamma_9{}^{-1} \upsilon_{12}^T \upsilon_{12}$$
$$o_{13} = \sigma_{13} F \upsilon_{13} + \upsilon_{13}^T F^T \sigma_{13}^T \le \Gamma_{10} \sigma_{13} \sigma_{13}^T + \Gamma_{10}{}^{-1} \upsilon_{13}^T \upsilon_{13}$$

$$\sigma_1 = \begin{bmatrix} M_A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_1 = [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0], \sigma_2 = \begin{bmatrix} M_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_2 = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0]$$
$$\sigma_3 = \begin{bmatrix} M_A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_3 = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0], \sigma_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ SM_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_4 = [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$
$$\sigma_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ SM_B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_5 = [N_B K \quad 0 \quad 0 \quad 0], \sigma_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ LM_{C_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_6 = \left[N_{C_2} R \quad 0 \quad 0 \quad 0\right]$$
$$\sigma_7 = \begin{bmatrix} M_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_7 = [0 \quad 0 \quad N_D \quad 0], \sigma_8 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{C_1} \end{bmatrix}, \upsilon_8 = \left[N_{C_1} R \quad 0 \quad 0 \quad 0\right] \tag{۲۶}$$
$$\sigma_9 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{D_{12}} \end{bmatrix}, \upsilon_9 = \left[N_{D_{12}} K \quad 0 \quad 0 \quad 0\right], \sigma_{10} = \begin{bmatrix} 0 \\ SM_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_{10} = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0]$$
$$\sigma_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ LM_{C_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_{11} = \left[0 \quad N_{C_2} \quad 0 \quad 0\right], \sigma_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ SM_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \upsilon_{12} = [0 \quad 0 \quad N_D \quad 0]$$
$$\sigma_{13} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{C_1} \end{bmatrix}, \upsilon_{13} = \left[0 \quad N_{C_1} \quad 0 \quad 0\right], \ \bar{o}_1 = \Gamma_1 \sigma_1 \sigma_1^T + \Gamma_1^{-1} \upsilon_1^T \upsilon_1, \ \bar{o}_2 = \Gamma_2 \sigma_2 \sigma_2^T + \Gamma_2^{-1} \upsilon_2^T \upsilon_2$$
$$\bar{o}_3 = \Gamma_3 \sigma_3 \sigma_3^T + \Gamma_3^{-1} \upsilon_3^T \upsilon_3, \ \bar{o}_4 = \Phi_1 \sigma_4 \sigma_4^T + \Phi_1{}^{-1} \upsilon_4^T \upsilon_4, \ \bar{o}_5 = \Phi_2 \sigma_5 \sigma_5^T + \Phi_2{}^{-1} \upsilon_5^T \upsilon_5, \ \bar{o}_6 = \Phi_3 \sigma_6 \sigma_6^T + \Phi_3{}^{-1} \upsilon_6^T \upsilon_6$$
$$, \ \bar{o}_7 = \Gamma_4 \sigma_7 \sigma_7^T + \Gamma_4^{-1} \upsilon_7^T \upsilon_7, \ \bar{o}_8 = \Gamma_5 \sigma_8 \sigma_8^T + \Gamma_5^{-1} \upsilon_8^T \upsilon_8, \ \bar{o}_9 = \Gamma_6 \sigma_9 \sigma_9^T + \Gamma_6^{-1} \upsilon_9^T \upsilon_9, \ \bar{o}_{10} = \Gamma_7 \sigma_{10} \sigma_{10}^T + \Gamma_7^{-1} \upsilon_{10}^T \upsilon_{10}$$
$$, \bar{o}_{11} = \Gamma_8 \sigma_{11} \sigma_{11}^T + \Gamma_8^{-1} \upsilon_{11}^T \upsilon_{11}, \ \bar{o}_{12} = \Gamma_9 \sigma_{12} \sigma_{12}^T + \Gamma_9^{-1} \upsilon_{12}^T \upsilon_{12}, \ \bar{o}_{13} = \Gamma_{10} \sigma_{13} \sigma_{13}^T + \Gamma_{10}^{-1} \upsilon_{13}^T \upsilon_{13}$$

$$\delta_3 \le o + \sum_{i=1}^{13} \bar{o}_i = \delta_4 < 0 \tag{۲۷}$$

$$\delta_4 = o + \sum_{i=2}^{13} \bar{o}_i + \begin{bmatrix} \Gamma_1 M_A M_A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R N_A^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_1^{-1} [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0] < 0$$
$$\delta_4 = \begin{bmatrix} o + \sum_{i=2}^{13} \bar{o}_i & \begin{bmatrix} R N_A^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0] & -\Gamma_1 \end{bmatrix} < 0 \tag{۲۸}$$

$$\delta_4 = \begin{bmatrix}
\delta_{11_{n\times n}} & A+E^T & D & RC_1^T+KD_{12}^T & RN_A^T & K^TN_B^T & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & RN_{C_1}^T & KN_{D_{12}}^T & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & RN_A^T & 0_{n\times1} & K^TN_B^T & 0_{n\times1} & RN_{C_2}^T \\
A^T+E & \delta_{22_{n\times n}} & SD & C_1^T & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & N_A^T & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & 0_{n\times1} & SM_A & LM_{C_2} & SN_D & N_{C_1}^T & SM_A & 0_{n\times1} & SM_B & 0_{n\times1} & LM_{C_2} & 0_{n\times1} \\
D & D^TS & \delta_{33_{d\times d}} & 0_{d\times q} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & N_D^T & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} & 0_{d\times1} \\
C_1R+D_{12}K & C_1 & 0_{q\times d} & \delta_{44_{q\times q}} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} & 0_{q\times1} \\
N_AR & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & -\Gamma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
N_BK & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & -\Gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & N_A & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & -\Gamma_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & 0_{1\times n} & N_D & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
N_{C_1}R & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
N_{D_{12}}K & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_A^TS & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_{C_2}^TL^T & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_D^TS & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & N_{C_1} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_A^TS & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_1^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
N_AR & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_B^TS & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_2^{-1} & 0 & 0 & 0 \\
N_BK & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_2 & 0 & 0 \\
0_{1\times n} & M_{C_2}^TL^T & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_3^{-1} & 0 \\
N_{C_2}R & 0_{1\times n} & 0_{1\times d} & 0_{1\times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_3
\end{bmatrix} < 0 \quad (۲۹)$$

۳-۳- مراحل طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی جدید

۱) بدست آوردن مدل فضای حالت سروموتور

۲) تعیین Φ_1, Φ_2, Φ_3

۳) حل نامساوی ماتریس خطی (رابطه ۱۳و ۲۹) و $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_5, \Gamma_6, \Gamma_7, \Gamma_8, \Gamma_9, \Gamma_{10} > 0$ با استفاده از یالمیپ

۴) در صورت برقراری نامساوی‌های مرحله (۳) گام ۵ اجرا می شود، در غیر اینصورت γ بروز شده و الگوریتم به مرحله ۲ باز می-گردد.

۵)بدست آمدن $L_{n\times p}, K_{m\times n}, E_{n\times n}, S_{n\times n}, R_{n\times n}$ توسط مرحله (۲) و (۳)

۶) تعیین M, N به صورت $M = I - RS, N = I$

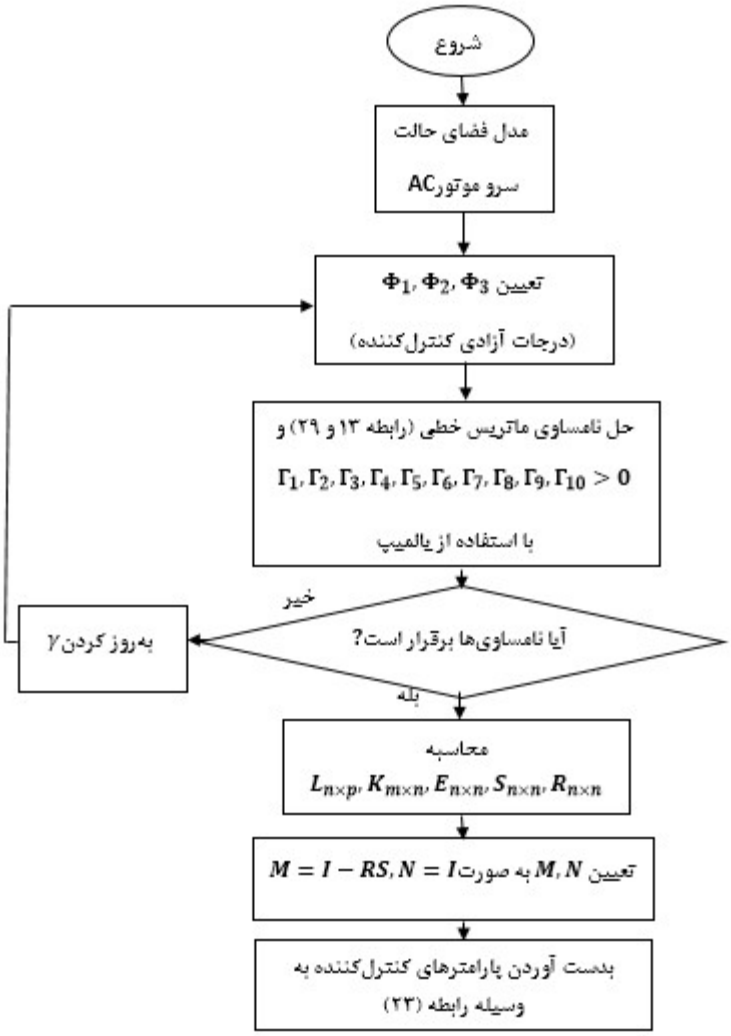
۷) بدست آمدن پارامترهای کنترل‌کننده به وسیله رابطه (۲۳)

فلوچارت روش کنترلی پیشنهادی برای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC در شکل (۳) نشان داده شده است.

٤-شبیه‌سازی

ابتدا مدل دینامیکی سروموتور AC را مطابق رابطه (۳۰) در نظر می‌گیریم. پارامتر Z برای سیستم سروموتور AC طوری انتخاب شده است، که اثر اغتشاش بر روی تمامی حالت‌ها کم شود. پارامترهای Φ_1, Φ_2, Φ_3 در کمتر کردن اثر اغتشاش موثر هستند و در این مقاله طوری انتخاب شده‌اند که اثر اغتشاش بر حالت‌های سیستم بسیار کم شود. شبیه‌سازی در پنج سناریو انجام شده است. در سناریو های (۱) اثر اغتشاش بر ردیابی مرجع (تغییرات موقعیت زاویه‌ای موتور) با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف بررسی شده است. در سناریو (۲) و (۳) اثر عدم قطعیت پارامترها بر ردیابی مرجع (تغییرات موقعیت زاویه‌ای موتور) با استفاده از کنترل‌کننده های مختلف بررسی شده است. در سناریوهای (۴) و (۵) اثر اغتشاش‌های شدید بر خروجی و ردیابی مرجع (تغییرات موقعیت زاویه‌ای موتور) با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف بررسی شده است. پارامترهای کنترل‌کننده مقاوم پیشنهادی برای سیستم سروموتور AC با در نظرگرفتن اغتشاش‌های مختلف و نامعینی پارامترهای مختلف در رابطه (۳۱) نشان داده شده است. در شکل (۴) نمودار بود (Bode) تابع اغتشاش به خروجی موقعیت زاویه‌ای محور سرو موتور را با در نظر گرفتن کنترل‌کننده

پیشنهادی نشان می‌دهد، با توجه به شکل (۴) کنترل‌کننده مقاوم پیشنهادی در فرکانس‌های پایین توانسته اثر اغتشاش را بسیار تضعیف کند و در فرکانس‌های بالا تقریبا اثر اغتشاش از بین رفته است، مثلا در فرکانس 5Hz دامنه 30dB- است یعنی اگر اغتشاشی با دامنه ۱ به سیستم سروموتور AC وارد شود، بر اساس رابطه (۳۲) تاثیر آن در خروجی سروموتور AC یعنی تغییر موقعیت زاویه‌ای محور موتور اغتشاشی با دامنه 0.03 خواهد بود. پارامترهای سیستم سروموتور AC به ترتیب $B_n = 0.001\frac{Nm}{rad/s}, d_{1\max} = 1N.m$ و $j_n = 1.6 \times 10^{-4}\ kg\ m^2$ است.

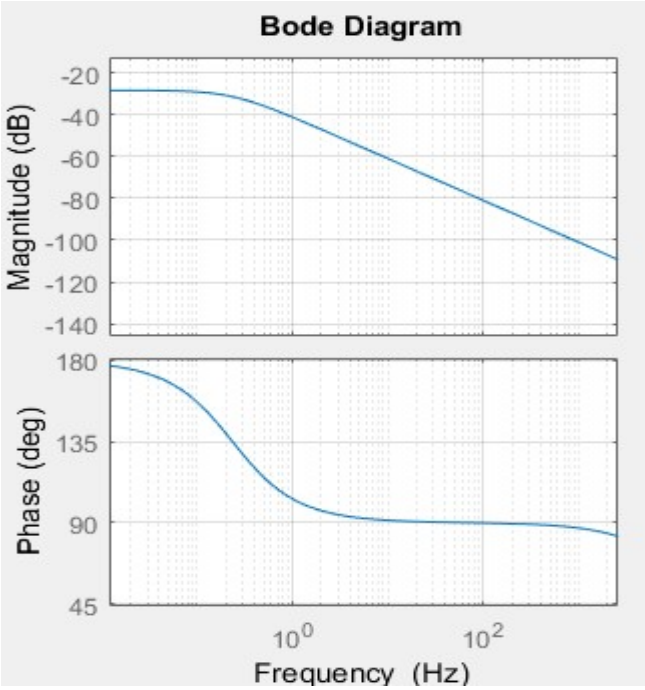


شکل (۳). فلوچارت روش کنترلی پیشنهادی برای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B_n}{j_n} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{j_n} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{d_1}{j_n} \end{bmatrix}$$
$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (۳۰)$$

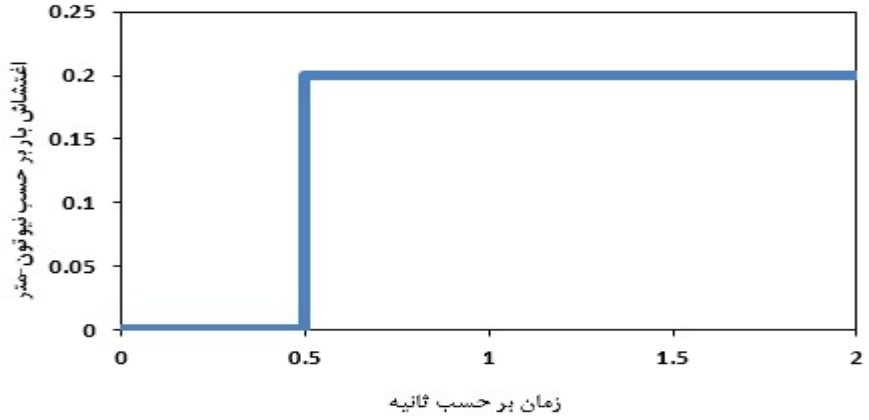
$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 10206 & 22774 \\ -1.0056 & -131630 \end{bmatrix}$$
$$\hat{B} = \begin{bmatrix} -418970 \\ -141650 \end{bmatrix}, \hat{C} = [0.0012969 \quad 28928] \tag{۳۱}$$

$$10^{(-3\ /20)} = 0.03 \tag{۳۲}$$

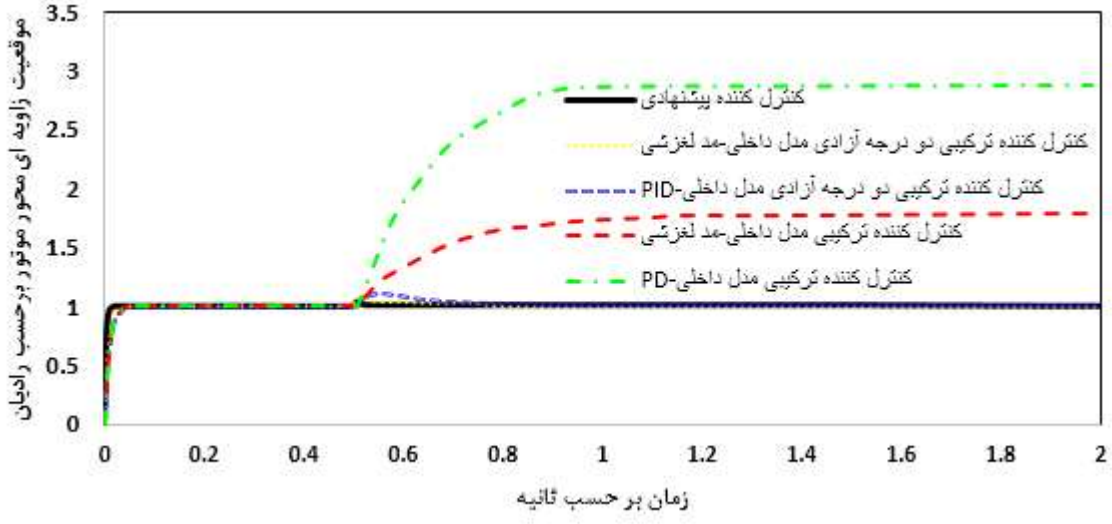


شکل(٤). نمودار بود تابع تبدیل با ورودی اغتشاش و خروجی موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC

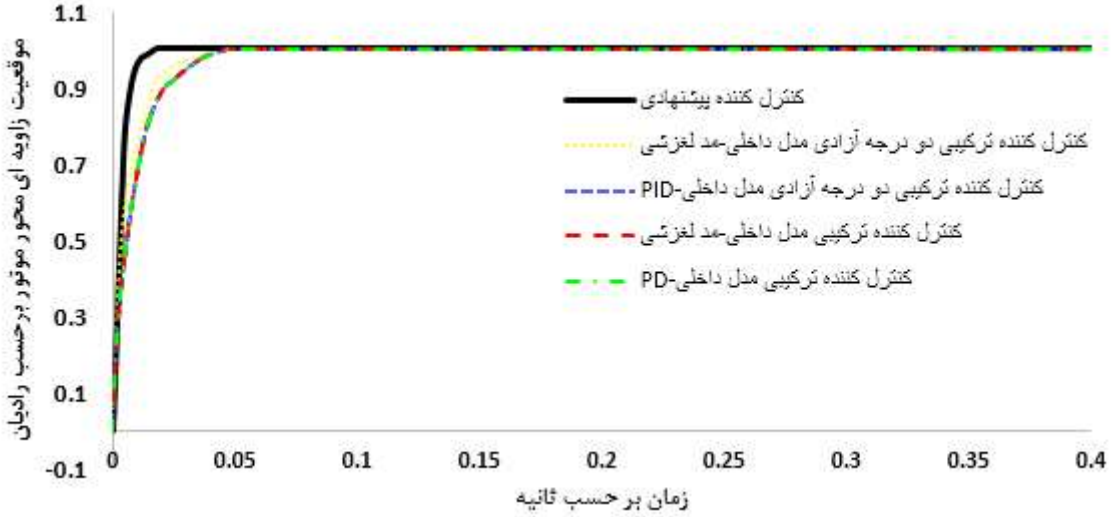
سناریو (۱): در این سناریو اغتشاشی مطابق شکل (۵) به سروموتور AC اعمال شده است. شکل (۶-الف) و شکل (۶-ب)، نشان دهنده ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف است و شکل (۷)، نشان دهنده خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور را نشان می‌دهد بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی مرجع با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی ۰/۰۱۵ رادیان است در حالی که با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی، ۰/۰۴ رادیان است [۴۴]، با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID، حداکثر خطای ردیابی ۰/۱۰ رادیان است [۴۳] استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی و کنترل‌کننده مدل داخلی-PD، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی را به ترتیب ۰/۸ و ۲ رادیان افزایش داده است [۴۴]. با توجه به نتایج شبیه‌سازی در این سناریو، کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به سایر کنترل‌کننده‌ها دارای خطای ردیابی کمتر است.



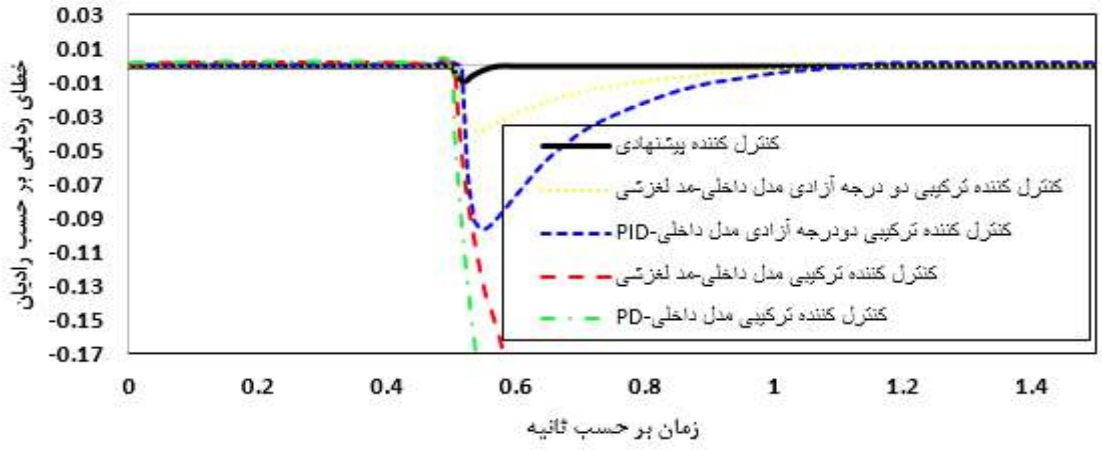
شکل(۵). اغتشاش بار وارد شده به سروموتور AC



شکل(٦-الف). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

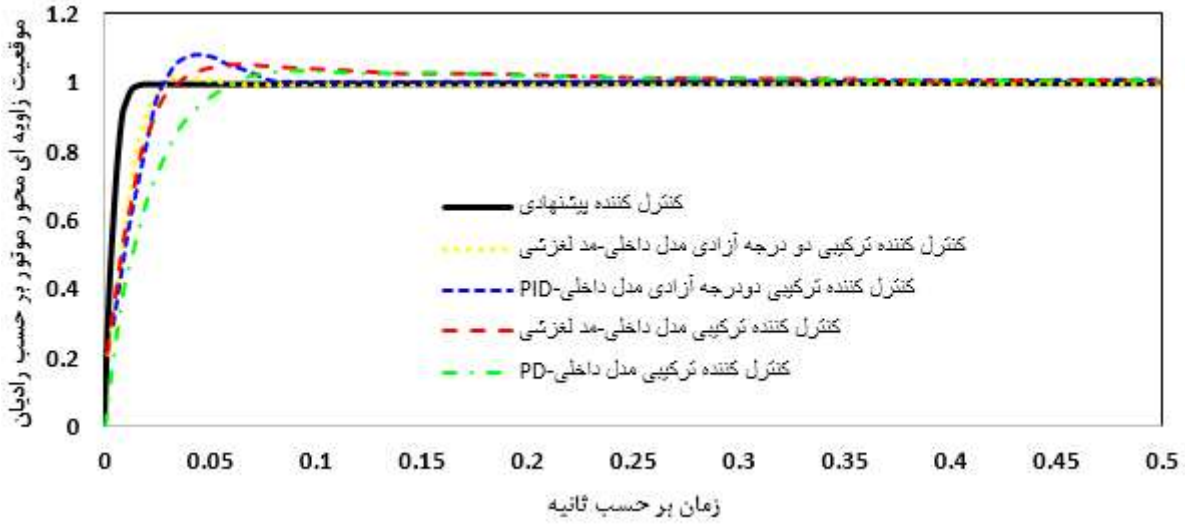


شکل(٦-ب). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

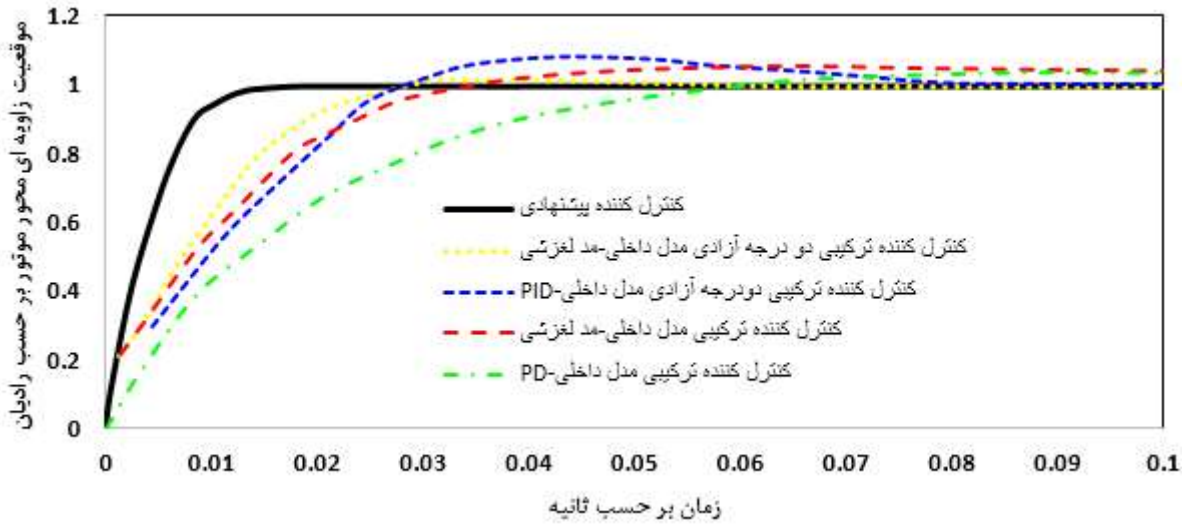


شکل(۷). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

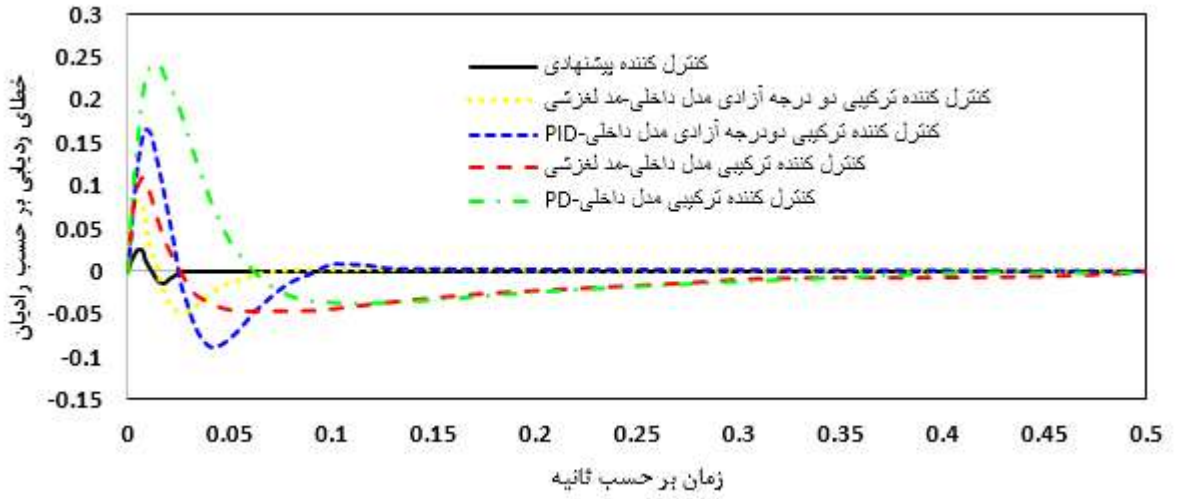
سناریو (۲): این سناریو برای ردیابی مرجع (یک رادیان) با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترها ($B=B_n$, $j=2j_n$) در سروموتور AC در نظر گرفته شده است. شکل‌های (۸-الف) و (۸-ب)، نشان دهنده ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور (یک رادیان) با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف و شکل (۹)، نشان دهنده خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف می‌باشد، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی مرجع با استفاده از کنترل‌کننده پیشنهادی ۰/۰۳۲رادیان است در حالی که با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی، ۰/۰۸۶ رادیان است [۴۴]، با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی ۰/۱۶۵ رادیان است [۴۳] و با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی و کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-PD، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی را به ترتیب به مقادیر ۰/۱۱۰ و ۰/۲۴۲ رادیان افزایش داده است. با توجه به نتایج بدست آمده، کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به عدم قطعیت پارامترها نسبت به سایر کنترل‌کننده‌های مطرح شده عملکرد مطلوبی دارد.



شکل(۸-الف). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور



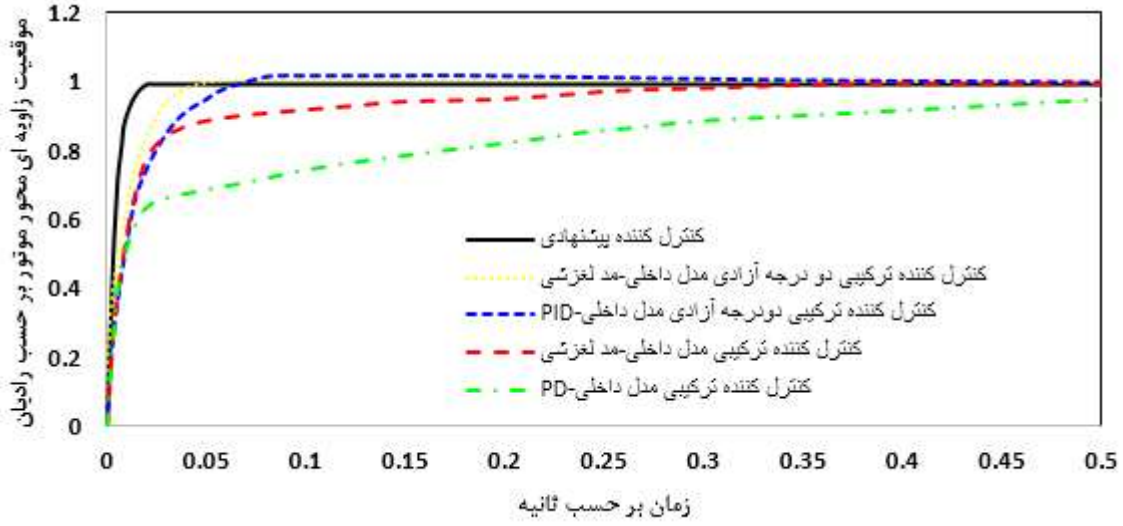
شکل(۸-ب). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور



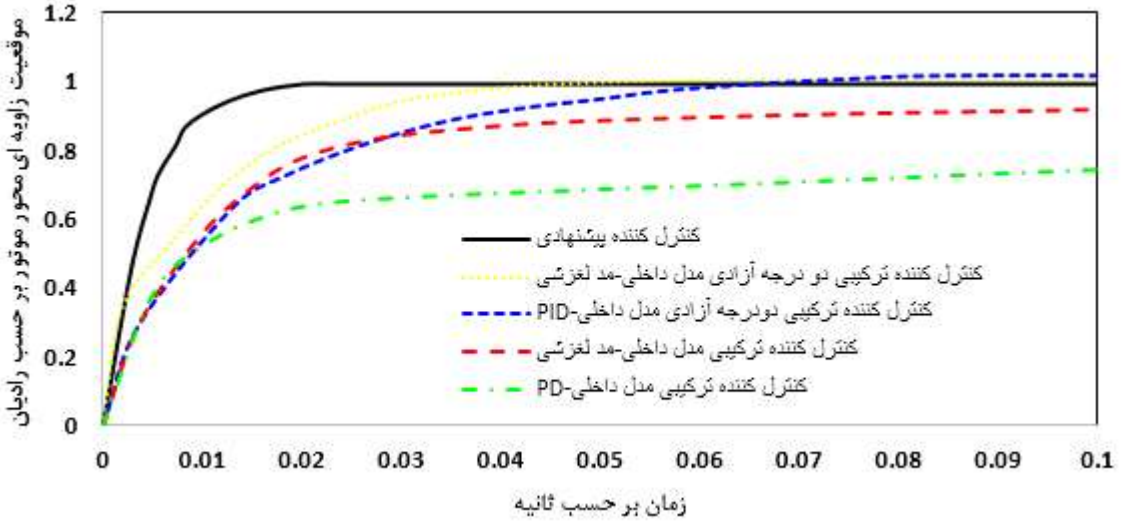
شکل(۹). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

سناریو (۳): این سناریو برای ردیابی مرجع (یک رادیان) با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترها ($B=10B_n$, $j=j_n$) در سروموتور AC در نظر گرفته شده است. شکل‌های (۱۰-الف) و (۱۰-ب)، نشان دهنده ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف می‌باشد و شکل‌های (۱۱-الف) و (۱۱-ب)، خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور را با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف نشان می‌دهند، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی مرجع با استفاده از کنترل‌کننده پیشنهادی ۰/۰۱۴ رادیان است در حالی که با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی، ۰/۰۴ رادیان است [۴۴]، استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی را به مقدار ۰/۱۲ رادیان افزایش داده است [۴۳] با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی و کنترل کننده مدل داخلی-PD، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی به ترتیب ۰/۱۱ و ۰/۳۱ رادیان است [۴۴]. در جدول (۱)، انتگرال قدر مطلق خطا برای ردیابی مرجع (موقعیت زاویه محور موتور) با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف نشان داده شده است. مطابق

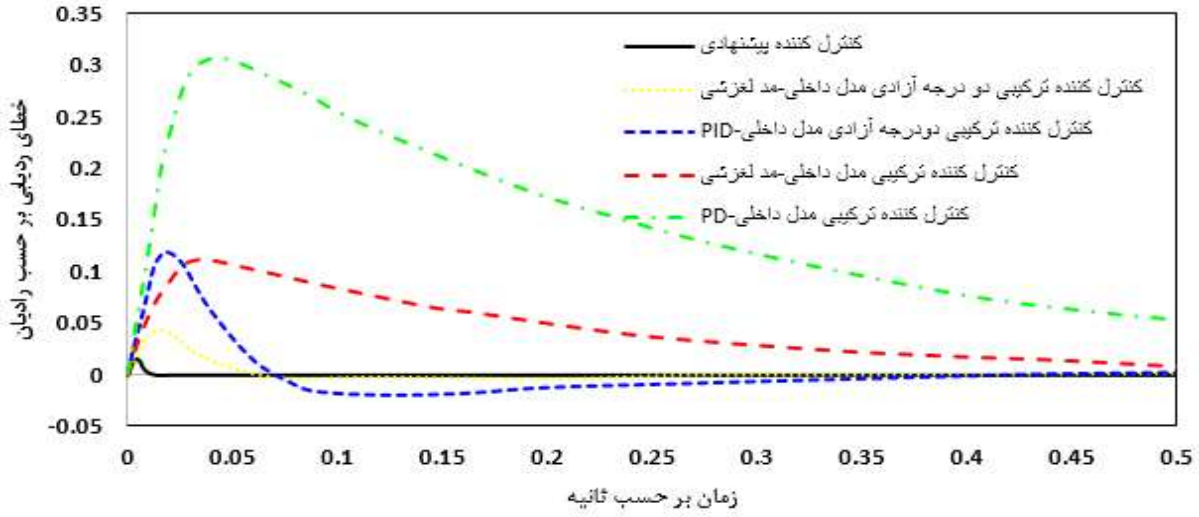
جدول (۱)، کنترل‌کننده پیشنهادی دارای مقدار خطای کمتری در ردیابی موقعیت زاویه محور سروموتور با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های مختلف در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌ها است.



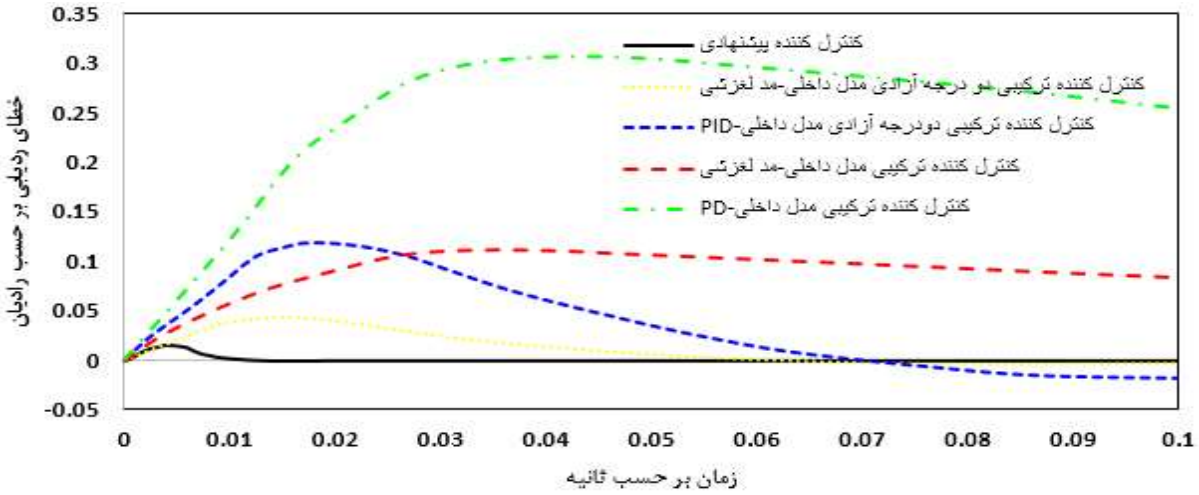
شکل(۱۰-الف). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور



شکل(۱۰-ب). ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور



شکل(۱۱-الف). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

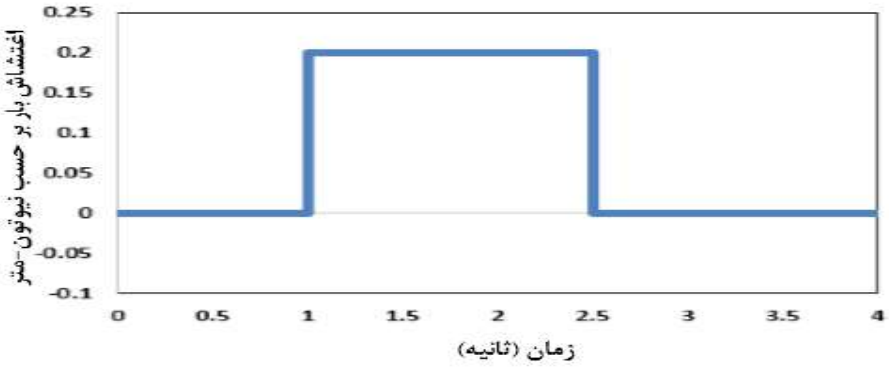


شکل(۱۱-ب). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

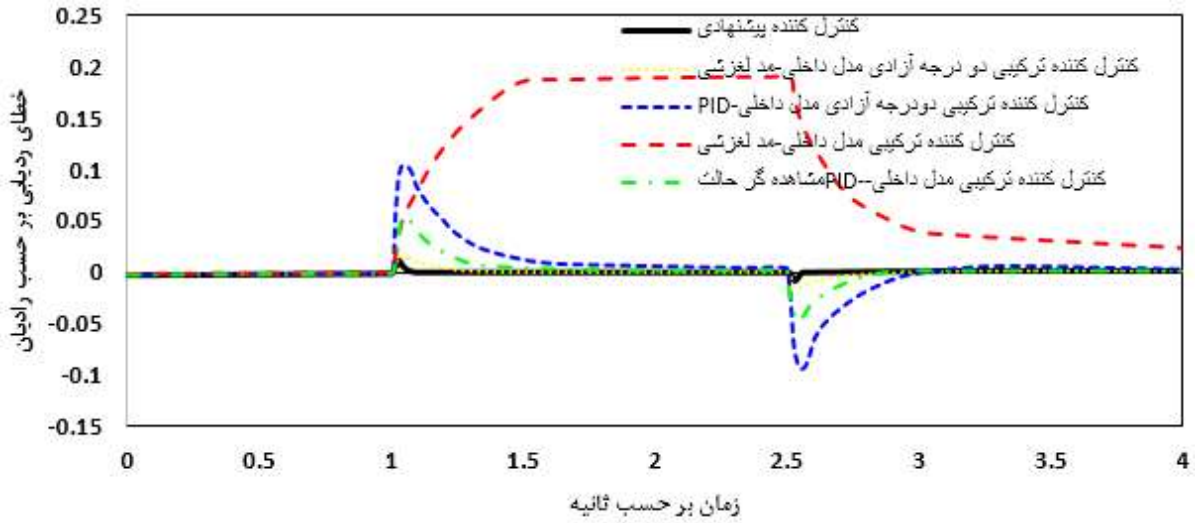
جدول (۱). مقدار انتگرال قدر مطلق خطای ردیابی با استفاده از کنترل کننده‌های مختلف (سناریو (۲) و (۳))

سناریو(۳): انتگرال قدر مطلق خطا	سناریو(۲): انتگرال قدر مطلق خطا	کنترل‌کننده
۱/۶۲×۱۰^-۳	۱/۶۷×۱۰^-۳	کنترل کننده پیشنهادی
۲/۲×۱۰^-۳	۲/۵×۱۰^-۳	کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی
۸×۱۰^-۳	۶×۱۰^-۳	کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID
۲۳×۱۰^-۳	۱۱×۱۰^-۳	کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی
۷۶/۶×۱۰^-۳	۱۴/۷×۱۰^-۳	کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-PD

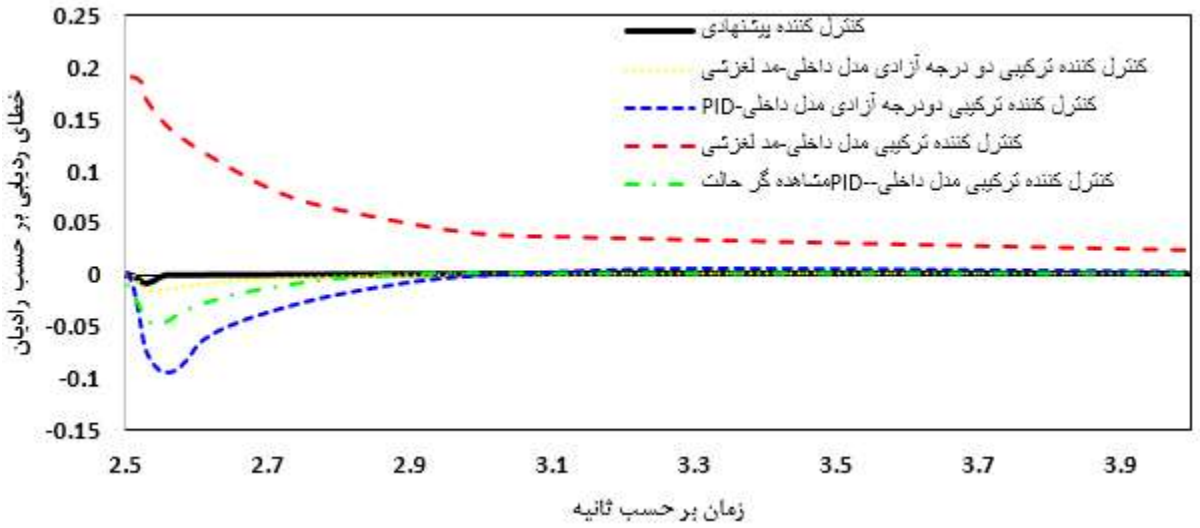
سناریو (٤): در این سناریو اغتشاش به صورت پله‌ای مطابق شکل (۱۲) به سروموتور AC اعمال شده است. شکل‌های (۱۳-الف) و شکل (۱۳-ب)، نشان دهنده خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف است، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی زاویه‌ای موتور با استفاده از کنترل‌کننده پیشنهادی ۰/۰۱۱ رادیان است در حالی که با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی، ۰/۰۱۶ رادیان است [۴۴] استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی را به مقدار ۰/۱۰۹ رادیال افزایش داده است. [۴۴]. با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی و کنترل‌کننده مدل داخلی-PID-مشاهده‌گر (رویت‌گر) حالت توسعه یافته [۴۳]، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی به ترتیب ۰/۱۸۹ و ۰/۰۶ رادیان است. با توجه به این سناریو، کنترل‌کننده پیشنهادی در برابر اغتشاش پله‌ای عملکرد مطلوبی دارد و نسبت به سایر کنترل‌کننده‌های ذکر شده توانایی دفع اغتشاش بیشتری دارد.



شکل(۱۲). اغتشاش بار وارد شده به سروموتورAC

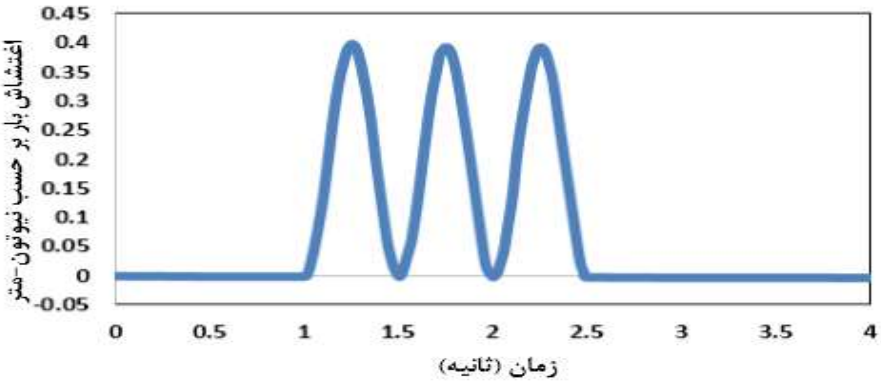


شکل(۱۳-الف): خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

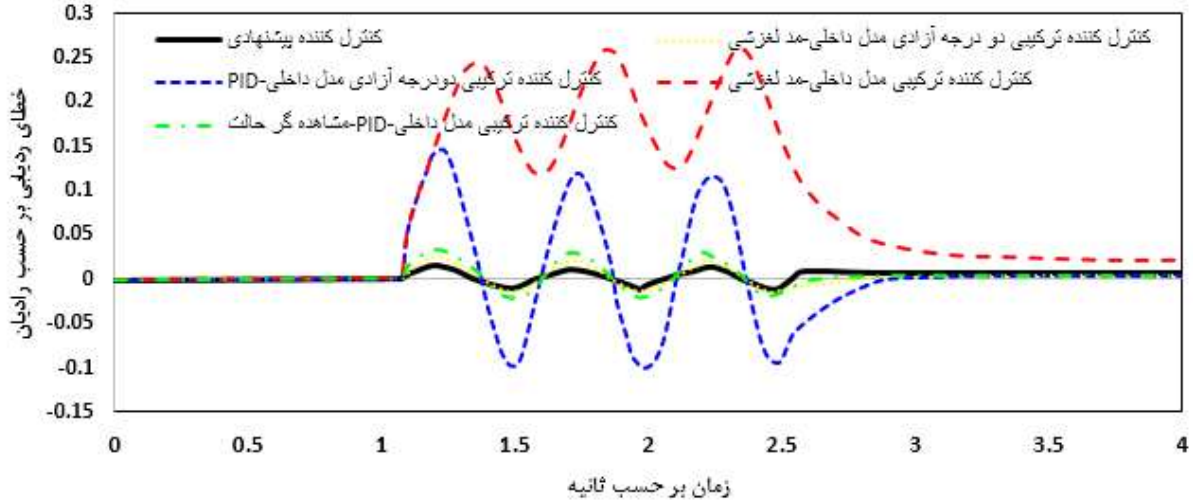


شکل(۱۳-ب) خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

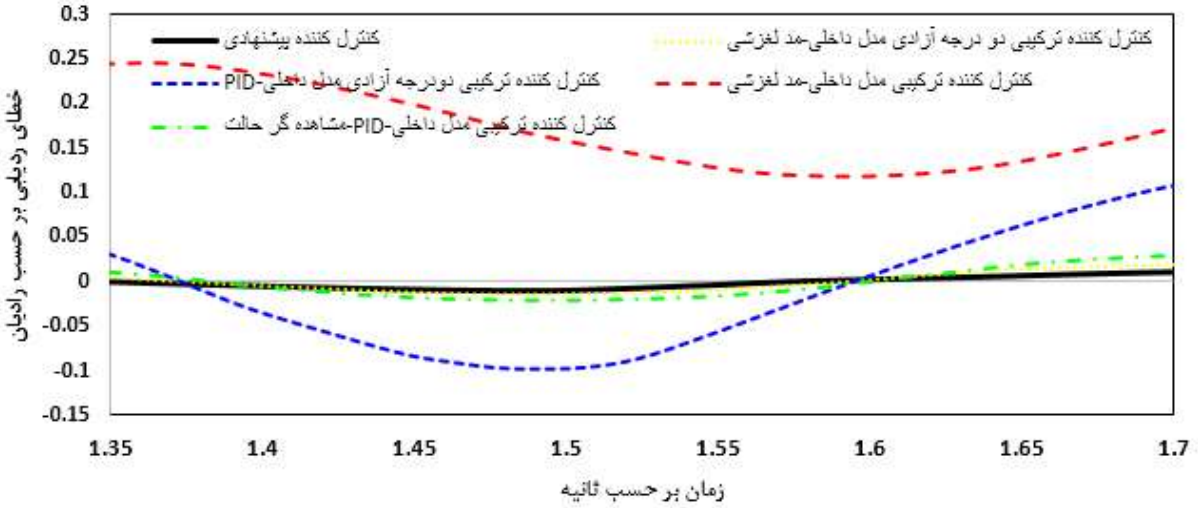
سناریو (۵): در این سناریو، اغتشاش به صورت سینوسی مطابق شکل (۱۴) به سروموتور AC اعمال شده است. شکل‌های (۱۵-الف) و شکل (۱۵-ب)، نشان دهنده خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف است. بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی زاویه‌ای موتور با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی ۰/۰۱۰ رادیان است در حالی که با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-مد لغزشی بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی، ۰/۰۲۱ رادیان است [۴۴]. با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی دو درجه آزادی مدل داخلی-PID، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی را به مقدار ۰/۱۴۶ رادیان افزایش داده است [۴۴]. با استفاده از کنترل‌کننده ترکیبی مدل داخلی-مد لغزشی و کنترل‌کننده مدل داخلی-PID-مشاهده‌گر (رویت‌گر) حالت [۴۳]، بیشینه مقدار قدر مطلق خطای ردیابی به ترتیب ۰/۲۵۷ و ۰/۰۲۲ رادیان است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی این سناریو ، کنترل‌کننده پیشنهادی در برابر اغتشاش سینوسی عملکرد مطلوبی دارد و نسبت به سایر روش‌ها توانایی دفع اغتشاش بیشتری دارد.



شکل(۱٤). اغتشاش وارد شده به سروموتورAC



شکل(۱۵-الف). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور



شکل(۱۵-ب). خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای محور موتور

۵-نتیجه‌گیری

کنترل‌کننده‌ها در موتورها به منظور کاربردهای مختلفی از جمله کنترل سرعت، کنترل موقعیت ،کنترل گشتاور، جهت چرخش موتور (چپ‌گرد-راست‌گرد) و ... به‌کار می‌روند. در این مقاله، کنترل‌کننده مقاوم فیدبک خروجی برای کنترل موقعیت زاویه‌ای محور سروموتور AC طراحی شد. ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی به گونه‌ای است که می‌توان تمامی عدم قطعیت پارامترها را در آن جای داد و اثر اغتشاش بر خروجی سروموتور AC (موقعیت زاویه‌ای محور) با استفاده از معیار تعیین شده، بسیار ناچیز شود و ردیابی دقیقی داشته باشد. به منظور مقایسه عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی، سناریوهای متفاوتی در نظر گرفته شده است که مطابق نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده عملکرد مطلوب کنترل‌کننده پیشنهادی در برابر کنترل‌کننده‌های به‌کار برده شده در این زمینه بوده است.

مراجع

[1] G. Cheng, W. Yu, & J. G. Hu, "Improving the performance of motor drive servo systems via composite nonlinear control," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no.4, pp. 399-408, 2018.

[2] G. Cheng, & W. Yu, "A universal digital motion controller design for servo positioning mechanisms in industrial manufacturing," *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, vol. 64, pp. 101943, 2020.

[3] W. Sun, Y. Liu, & H. Gao, "Constrained sampled-data ARC for a class of cascaded nonlinear systems with applications to motor-servo systems," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 2, pp. 766-776, 2018.

[4] W. L. Sum, & B. Y. Shih, " *U.S. Patent No. 10,379,526*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office, 2019.

[5] S. H. HosseinNia, I. Tejado, & B. M. Vinagre, "Fractional-order reset control: Application to a servomotor," *Mechatronics*, vol. *23*, no. 7, pp. 781-788, 2013.

[6] T. Fedor, J. Vittek, & P. Šindler, "Influence of variable moment of inertia in robot servo motor control," In *2014 ELEKTRO*, pp. 165-169, 2014.

[7] G. Cheng, & J. G. Hu, "An observer-based mode switching control scheme for improved position regulation in servomotors," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 1883-1891, 2013.

[8] H. Wang, G. Gong, H. Zhou, & W. Wang, "Steady flow torques in a servo motor operated rotary directional control valve," *Energy conversion and management*, vol. 112, pp. 1-10, 2016.

[9] C. LIU, G. CAO and Y. QU, "Research on Servo Control System of Embedded AC Permanent Magnet Synchronous Motor," *2019 IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC)*, Chongqing, China, 2019, pp. 1622-1626, doi: 10.1109/ITAIC.2019.8785808.

[10] C. Jing, Z. Jigui, H. Yuping, L. Hong and W. Hongxing, "Optimization of speed loop control technology for permanent magnet synchronous motor servo system," *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Harbin, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080974.

[11] S. S. Ohri, "LabVIEW Based DC Motor and Temperature Control Using PID Controller,"*International Journal*, vol. 3, no. 5, 2013.

[12] A. P. Singh, U. Narayan, & A. Verma, "Speed control of DC motor using Pid controller based on matlab," *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 4, no. 6, pp. 22-28, 2013.

[13] A. Rubaai, M. J. Castro-Sitiriche and A. R. Ofoli, "Design and Implementation of Parallel Fuzzy PID Controller for High-Performance Brushless Motor Drives: An Integrated Environment for Rapid Control Prototyping," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1090-1098, July-aug. 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.926059.

[14] T. D. Dongale, T. G. Kulkarni, S. R. Ghatage, & R. R. Mudholkar, "Implementation and comparative study of three phase induction motor control using PID Controller, fuzzy logic and neural network techniques," *International Journal of Advanced and Innovative Research*, vol. 1, no. 6, 2012.

[15] M. Nasri, H. Nezamabadi-Pour, & M. Maghfoori, "A PSO-based optimum design of PID controller for a linear brushless DC motor," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 26, no. 40, pp. 211-215, 2007.

[16] B. Allaoua, B. Gasbaoui, & B. Mebarki, "Setting up PID DC motor speed control alteration parameters using particle swarm optimization strategy," *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies*, vol. 14, pp. 19-32, 2009.

[17] C. L. Lin, H. Y. Jan and N. C. Shieh, "GA-based multi objective PID control for a linear brushless DC motor," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 8, no. 1, pp. 56-65, March 2003, doi: 10.1109/TMECH.2003.809136.

[18] N. Thomas, & D. P. Poongodi, "Position control of DC motor using genetic algorithm based PID controller," In *Proceedings of the world congress on engineering,* vol. 2, pp. 1-3, 2009.

[19] R. M. Jan, C. S. Tseng, & R. J. Liu, "Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: A genetic approach," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, no. 7, pp. 1161-1168, 2008.

[20] H. E. A. Ibrahim, & A. H. Mahmoud, "DC motor control using PID controller based on improved ant colony algorithm," *International Review of Automatic Control*, vol. 7, no. 1, pp. 1-6, 2014.

[21] H. E. A. Ibrahim, F. N. Hassan, & A. O. Shomer, "Optimal PID control of a brushless DC motor using PSO and BF techniques," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 391-398, 2014.

[22] F. Amiri, & M. H. Moradi, "Designing a Fractional Order PID Controller for a Two-Area Micro-Grid under Uncertainty of Parameters," *Iranian Journal of Energy*, vol. 20, no. 4, pp. 49-78, 2018.

[23] F. Amiri , A. Hatami, "Nonlinear Load frequency control of isolated microgrid using fractional order PID based on hybrid craziness-based particle swarm optimization and pattern search," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*; vol. 17, no. 2, pp. 135-148, 2020.

[24] R. Singhal, S. Padhee, & G. Kaur, "Design of fractional order PID controller for speed control of DC motor," *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 2, no. 6, pp. 1-8, 2012.

[25] C. I. Muresan, S. Folea, G. Mois, & E. H. Dulf, "Development and implementation of an FPGA based fractional order controller for a DC motor," *Mechatronics*, vol. 23, no. 7, pp. 798-804, 2013.

[26] I. Dimeas, I. Petras, & C. Psychalinos, "New analog implementation technique for fractional-order controller: a DC motor control," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*,"vol. 78, pp. 192-200, 2017.

[27] A. Ahuja& S. K. Aggarwal, "Design of fractional order PID controller for DC motor using evolutionary optimization techniques," *WSEAS transactions on system and control*, vol. 9, pp. 171-182, 2014.

[28] A. Tepljakov, E. A. Gonzalez, E. Petlenkov, J. Belikov, C. A. Monje, & I. Petráš, "Incorporation of fractional-order dynamics into an existing PI/PID DC motor control loop," *ISA transactions*, vol. 60, pp. 262-273, 2016.

[29] S. Khubalkar, A. Chopade, A. Junghare, M. Aware, & S. Das, "Design and realization of stand-alone digital fractional order PID controller for Buck converter fed DC motor," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 35, no. 6, pp. 2189-2211, 2016.

[30] L. Chun-Lai, Y. Si-Min, & L. Xiao-Shu, "Fractional-order permanent magnet synchronous motor and its adaptive chaotic control," *Chinese Physics B*, vol. 21, no. 10, pp. 100506, 2012.

[31] I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, C. Martin and F. Barrero, "Model Predictive Control of Six-Phase Induction Motor Drives Using Virtual Voltage Vectors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 27-37, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2714126.

[32] I. González-Prieto, I. Zoric, M. J. Duran and E. Levi, "Constrained Model Predictive Control in Nine-Phase Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 1881-1889, Dec. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2929622.

[33] A. A. Ahmed, B. K. Koh, & Y. I. Lee, "Continuous Control Set-Model Predictive Control for Torque Control of Induction Motors in a Wide Speed Range," *Electric Power Components and Systems*, vol. 46, no. 19, pp. 2142-2158, 2018.

[34] Y. F. Zhou, L. Zhang, H. T. Wang & J. LIAN, "Research on FSC-MPC method of permanent magnet synchronous motor for vehicle," Power Electron, vol. 53, no. 1, pp. 42-45, 2019.

[35] M. Siami, D. Arab Khaburi and J. Rodriguez, "Simplified Finite Control Set-Model Predictive Control for Matrix Converter-Fed PMSM Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2438-2446, March 2018.

[36] Z. Ping, Q. Ma, T. Wang, Y. Huang, & J. G. Lu, "Speed tracking control of permanent magnet synchronous motor by a novel two-step internal model control approach," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 2754-2762, 2018.

[37] X. Sun, Z. Shi, L. Chen and Z. Yang, "Internal Model Control for a Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Inverse System Method," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1539-1548, Dec. 2016.

[38] B. Hu, L. Xie, L. Zhang, F. Ren, D. Li, & A. L. Wang, "Research of AC Motor Vector Control System Voltage Model Adaptive Internal Model Control," *Journal of Computers*, vol. 29, no. 2, pp. 86-95, 2018.

[39] H. M. CheshmehBeigi, "An adaptive nonlinear internal-model control for the speed control of homopolar salient-pole BLDC motor," *International Journal of Electronics*, vol. 105, no. 5, pp. 848-865, 2018.

[40] B. Xu, & H. Q. Zhu, "Adaptive nonsingular terminal sliding model control and its application to BPMSM," *Control and Decision*, vol. 29, no. 5, pp. 833-837, 2014.

[41] B. Xu, X. Shen, W. Ji, G. Shi, J. Xu and S. Ding, "Adaptive Nonsingular Terminal Sliding Model Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Disturbance Observer," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 48913-48920, 2018.

[42] P. Li, G. Zhu and M. Zhang, "Linear Active Disturbance Rejection Control for Servo Motor Systems with Input Delay via Internal Model Control Rules," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2020.2970617.

[43] P. Li, & G. Zhu, "IMC-based PID control of servo motors with extended state observer," *Mechatronics*, vol. 62, pp. 102252, 2019.

[44] P. Li, & G. Zhu, "Robust internal model control of servo motor based on sliding mode control approach," *ISA transactions*, vol. 93, pp. 199-208, 2019.

[45] C. Scherer, P. Gahinet and M. Chilali, "Multiobjective output-feedback control via LMI optimization," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 7, pp. 896-911, July 1997.

[46] F. Amiri, & A. Hatami, "A model predictive control method for load-frequency control in islanded microgrids," *Computational Intelligence in Electrical Engineering*, vol. 8, no. 1, pp. 9-24.

[47] H. Li, X. Jing and H. R. Karimi, "Output-Feedback-Based H∞ Control for Vehicle Suspension Systems With Control Delay," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 436-446, Jan. 2014.