

شناسایی و کنترل سیستم‌های ناپایدار با ایجاد حلقه‌های درونی و بیرونی پیاده‌سازی بر روی مولتی روتور

دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی، تهران، ایران،
bajelani.mail@kntu.ac.ir

محمد باجلانی

استادیار، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی، تهران، ایران، tayefi@kntu.ac.ir

مرتضی طایفی*

چکیده

شناسایی سیستم‌های ناپایدار همواره موضوعی پر چالش در زمینه طراحی کنترل کننده‌ها بوده‌است، چرا که روش‌های معمول شناسایی برای سیستم‌های ناپایدار، مدل مناسبی را ارائه نمی‌دهند. علاوه بر این لازم است داده برداری جهت شناسایی این نوع سیستم‌ها در حلقه بسته کنترلی صورت گیرد که خود با چالش‌های بیشتری روبروست و نیازمند الگوریتم‌های پیچیده و رویکردهای متفاوت می‌باشد. هدف از این تحقیق ارائه روشی جدید برای شناسایی سیستم و طراحی کنترل سیستم‌های ناپایدار در حلقه می‌باشد. برای این منظور دینامیک ناپایدار را در یک حلقه درونی قرار می‌دهیم و پس از پایدارسازی اولیه سیستم به وسیله کنترل کننده درونی (Inner Controller)، به شناسایی حلقه‌ی درونی به عنوان دینامیک جدید پرداخته و سپس برای این حلقه یک کنترل کننده بیرونی (Outer Controller) طراحی می‌شود. برای اعتبارسنجی، این روش بر روی یک آونگ معکوس طراحی و شبیه‌سازی شده است و همچنین بر روی یک سیستم آزمایشگاهی (میزکار یک درجه آزادی مولتی روتور) پیاده‌سازی شده است. از آنجا که دینامیک پرنده مورد مطالعه ذاتا ناپایدار است؛ کنترل گر درونی بر روی مدلی با دقت پایین طراحی و عملکرد آن شبیه‌سازی می‌شود. پس از پیاده‌سازی کنترل کننده درونی بر روی سیستم واقعی و داده برداری، مدل دینامیکی حلقه درونی شناسایی می‌شود و در انتها با در دست داشتن مدل دقیق حلقه‌ی درونی، طراحی کنترل گر بیرونی به گونه ای انجام می‌شود تا پایداری را افزایش و عملکرد را بهبود ببخشد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایش حاکی از عملکرد جالب توجه و بسیار خوب این روش می‌باشند.

واژه‌های کلیدی: سیستم ناپایدار- شناسایی حلقه بسته - مولتی روتور- پاندول معکوس- کنترل گر درونی-بیرونی- کنترل آبشاری.

An Inner-Outer Loop Approach to Identify and Control Unstable Plants Implementation on a Multi-Rotor

M. Bajelani

Faculty of Mechatronic Engineering, K.N Toosi University of Technology, Tehran, Iran

M. Tayefi

Faculty of Aerospace Engineering, K.N Toosi University of Technology, Tehran, Iran

Abstract

Identification of unstable systems always has been a challenging issue in the field of controller design because common identification methods for unstable systems do not provide a suitable model. Also, it is necessary to take data to identify these types of systems in the control loop, which faces more challenges and requires complex algorithms. The purpose of this study is to provide a new way to identify and design the control of unstable systems in the loop. For this purpose, after stabilizing the system with a simple controller (Inner Controller), the Inner Loop is identified and then an accurate controller (Outer Controller) will be designed for this loop. For validation, this method is simulated on an inverted pendulum and also implemented on a laboratory system (testbed of a multi-rotor 1DOF). Because the multi-rotor is unstable, the Inner controller is designed and simulated on a low-precision model. After implementing the Inner controller on the real system and data gathering, the dynamic model of the Inner Loop is identified and finally, with the exact model of the inner loop, the design of the Outer controller is done to Improve stability and performance. The simulation and test results show the interesting and very good performance of this method.

Keywords: Unstable system- Closed loop identification- Multi-rotor- Inverted pendulum- Inner-Outer controller- Cascade control

برطرف کند.

۱- مقدمه

روش‌ها و رویکردهای بسیاری برای مدل‌سازی خطی و غیرخطی یک فرآیند دینامیکی با استفاده از داده‌های آزمایش وجود دارد اما شناسایی حلقه بسته یک سیستم ناپایدار با مشکلاتی همراه می‌باشد و استفاده از روش‌های معمول در این مسئله کارساز نمی‌باشد؛ زیرا با قرار دادن سیستم در حلقه‌ی کنترلی سیگنال‌های ورودی با اغتشاش نویز خروجی سیستم به یکدیگر وابسته می‌شوند و مشکلات عمده‌ی شناسایی حلقه‌بسته از این بخش به وجود می‌آید [۱]. از طرف دیگر دینامیک یک سیستم ناپایدار به طور حلقه‌باز قابل شناسایی نمی‌باشد و ممکن است امکان آزمایش سیستم‌ها در واقعیت به طور حلقه‌باز به

مبحث شناسایی سیستم، بخشی جدایی ناپذیر از مسائل علم کنترل در محیط‌های صنعتی بوده است؛ چرا که اغلب در فرآیندهای صنعتی، سیستم‌ها در یک حلقه قرار دارند و رفتار آن‌ها متأثر از یکدیگر می‌باشد. نامعینی‌ها، پیچیدگی برخی رفتارهای دینامیکی و در دسترس نبودن بسیاری از مشخصات زیر سیستم‌ها در مدل‌سازی از دلایلی هستند که به طور معمول نمی‌توان به مدلی دقیق از سیستم با روابط پایه دست پیدا کرد. لذا استفاده از داده‌های سیستم واقعی به همراه الگوریتم‌های شناسایی می‌تواند مشکلات بخش مدل‌سازی را

* نویسنده مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: tayefi@kntu.ac.ir

تاریخ دریافت: ۹۹/۰۹/۲۴

تاریخ پذیرش: ۹۹/۱۰/۱۵

لحاظ ایمنی وجود نداشته باشد؛ برای حل این مشکل می‌توان از روش‌های مرسوم شناسایی حلقه‌بسته معرفی شده در مراجع [۱] و [۲] بهره برد. چهار رویکرد Direct method, Indirect method, Joint input, Two stage method و output method روش‌های اصلی شناسایی حلقه بسته هستند، اما هر کدام محدودیت خاصی را ایجاد می‌کنند. در نظر گرفتن ساختار منحصر به فرد نمودار بلوکی، جهت اضافه کردن سیگنال‌های تحریک در ورودی و خروجی سیستم، آگاهی از ساختار کنترل‌گر، نیاز به سیگنال ورودی-خروجی سیستم علاوه بر سیگنال ورودی-خروجی حلقه‌ی درونی و همچنین نیاز به نسبت سیگنال به نویز بالا (SNR^1) از محدودیت‌های اصلی روش‌های شناسایی حلقه بسته هستند که پیاده سازی این الگوریتم‌ها را دشوار می‌سازد. مراجع [۳]، [۴]، [۵] به معرفی این روش‌ها پرداخته‌اند و یک جعبه ابزار^۲ MATLAB برای استفاده از الگوریتم‌های مذکور در [۶] ارائه شده است.

در این مقاله برای عبور از مشکلات شناسایی حلقه‌بسته و پیچیدگی الگوریتم‌های فوق از ساختار کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی که در کارهای قبلی عموماً برای هدف کنترل استفاده می‌شود، بهره گرفته شده است. در مرجع [۷]، از کنترل‌کننده‌ی H_∞ برای کنترل زوایای مولتی روتور استفاده شده است که از سیگنال chirp به عنوان ورودی زوایای فراز و غلت جهت شناسایی توابع تبدیل حلقه‌ی درونی استفاده شده است. در مرجع [۸]، یک مدل تاخیر دار برای شناسایی توابع تبدیل مولتی‌روتور به کار گرفته شده‌است. مرجع [۹]، از توابع تبدیل مرتبه ۱۰ و ۱۱ برای بیان تابع تبدیل حلقه‌باز بهره گرفته‌است؛ اما بنابر مدل‌های تحلیلی ارائه شده برای مولتی‌روتور، روشن است که مدل حلقه‌باز این سیستم ناپایدار می‌باشد. در مرجع [۱۰]، دینامیک تراست به سیگنال PPM به کمک تابع تبدیل مرتبه یک تخمین زده شده است. در مرجع [۱۱]، از دو رویکرد جعبه‌سیاه و جعبه‌خاکستری برای شناسایی متغیر فراز یک مولتی‌روتور بهره گرفته شده‌است. در مراجع [۱۲] و [۱۳] از ساختار کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی برای کنترل وضعیت و کنترل موقعیت یک مولتی‌روتور استفاده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، در بیشتر مراجع مورد مطالعه از ساختار کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی برای هدف طراحی کنترل استفاده شده‌است. در این حالت از کنترل‌گر درونی برای کنترل وضعیت پرنده و از کنترل‌گر بیرونی برای تعیین زوایای مطلوب کنترل درونی و کنترل مسیر استفاده می‌شود. اما الگوریتم استفاده شده در این تحقیق اگرچه از ساختار کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی بهره برده است؛ ولی نوآوری اصلی تحقیق، ارائه الگوریتمی است تا مسئله‌ی چالش برانگیز شناسایی سیستم‌های ناپایدار حلقه بسته را بر بستر این ساختار و با استفاده از روش‌های مرسوم شناسایی حلقه باز حل کند و همزمان برای طراحی کنترل به کار گرفته شود.

اغلب بدست آوردن مدل تقریبی از یک سیستم با استفاده از روابط پایه و کمک گرفتن از مشخصه‌های یک سیستم مشابه میسر می‌باشد؛ لذا طراحی یک کنترل‌گر با هدف تضمین پایداری و بدون توجه به عملکرد خوب، کاری دشوار به نظر نمی‌رسد. در این تحقیق، کنترل‌گر

درونی تنها جهت پایداری اولیه و جمع آوری داده‌ها برای شناسایی در سیستم قرار داده می‌شود؛ طراحی این کنترل‌گر با توجه به مدل خطی مرتبه پایین صورت می‌گیرد که حتی پارامترهای آن برگرفته از سیستم‌های مشابه می‌باشد. برای مثال برای محاسبه‌ی ضریب پیشران یا پسای یک ملخ می‌توان از روش‌های آزمایشگاهی به کار گرفته‌شده در [۱۴] یا روش‌های تحلیلی-عددی آیرودینامیکی مانند BEM^۳ در [۱۵] بهره گرفت؛ اما راه حل ساده‌تر، استفاده از داده‌ی ملخ‌های در دسترس با گام و قطر مشابه می‌باشد؛ چرا که رویکرد کلی برای ایجاد حلقه درونی-بیرونی این گونه است که در ابتدا برای طراحی کنترل‌گر درونی یک مدل نادقیق با پارامترهای مشابه و در دسترس بدست می‌آید و در مرحله‌ی بعد سیستم در واقعیت آزمایش می‌شود و داده‌برداری و شناسایی صورت می‌گیرد و پارامترها با دقت بیشتر برای مدل تخمین زده می‌شوند. در انتها نیز کنترل‌گر بیرونی طراحی می‌شود تا انتظارات مسئله را برآورده سازد. در واقع الگوریتم ارائه شده در این تحقیق با نگرشی متفاوت می‌تواند با استفاده از روش‌های شناسایی حلقه‌باز، مسئله‌ی شناسایی و طراحی کنترل‌کننده سیستم ناپایدار حلقه بسته را حل کند.

بخش ۲، به توضیح الگوریتم و ساختار نمودار بلوکی حلقه‌های درونی-بیرونی و روش شناسایی به کار گرفته شده می‌پردازد. در بخش ۳، مسئله‌ی آونگ معکوس به عنوان مثالی برای ارزیابی روش فوق مطرح گردیده است. در ابتدا مدل غیرخطی معرفی شده و کنترل‌گر PD جهت پایداری به سیستم اضافه می‌شود. سپس داده‌برداری و شناسایی مدل خطی برای حلقه‌ی درونی صورت می‌گیرد و در ادامه، کنترل‌گر PI طراحی و عملکرد آن بر روی سیستم خطی و غیرخطی شبیه‌سازی می‌شود. در بخش ۴، این الگوریتم بر روی یک سیستم آزمایشگاهی (میز کار یک درجه آزادی مولتی‌روتور)، به عنوان مسئله‌ای واقعی پیاده‌سازی می‌شود.

۲- الگوریتم و ساختار نمودار بلوکی کنترل‌گر

درونی-بیرونی

استفاده از این روش زمانی می‌تواند نسبت به روش‌های مرسوم شناسایی سودمند باشد که سیستم مورد نظر به طور ذاتی ناپایدار و حلقه درونی توسط یک کنترل‌کننده، پایدار شده باشد. در بسیاری از موارد، می‌توان از سیستم یک مدل با دقت کم بدست آورد و بستری برای آزمایش فراهم کرد. طراحی یک کنترل‌کننده کلاسیک مانند PID، برای یک مدل خطی با دقت کم درون محیط شبیه سازی با هدف پیاده‌سازی بر روی یک سیستم واقعی، چندان منجر به عملکرد مطلوب نخواهد شد؛ از طرفی اگر ضرایب بدست آمده از این روش بتواند پایداری را در عمل تضمین کند و منجر به داده‌برداری در دنیای واقعی شود، می‌توان با مدل شناسایی شده، کنترل‌کننده‌ی دیگری را با هدف بهبود عملکرد به سیستم اضافه کرد.

کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی با ساختاری ساده می‌تواند بستری را برای شناسایی سیستم‌های ناپایدار حلقه‌بسته فراهم کند و دو کنترل‌کننده در کنار یکدیگر، پاسخ قابل قبولی ارائه دهند. اولین قدم

¹ Signal to noise ratio

² Toolbox

³ Blade Element Momentum theory

با توجه به این که مدل مورد استفاده در مراحل طراحی در فضای پیوسته بیان می‌شود و شناسایی در فضای گسسته صورت می‌گیرد، لذا در ابتدا باید ساختار تعیین شده در فضای پیوسته به مدلی معادل در فضای گسسته تبدیل شود و ارتباط بین ضرایب هر دو مدل مشخص باشد. با توجه به تعریف اپراتور s در رابطه ی (۱) و اپراتور q در رابطه ی (۲)، تابع تبدیل بیان شده در فضای s به صورت فرم بازگشتی (۶) و ضرایب آن به صورت (۵) بدست می‌آید.

$$t = kT; \quad s y = \frac{dy}{dt} \cong \frac{y(kT) - y((k-1)t)}{T} \quad (1)$$

$$q^{+n} y(kT) = y((k+n)t) \quad (2)$$

$$s y \cong \frac{q-1}{T} \quad (3)$$

$$G(s) = \frac{a s + b}{s^2 + c s + d} \Leftrightarrow G(q) = \frac{A q^{-1} + B q^{-2}}{1 + C Z q^{-1} + D q^{-2}} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} A &= aT \\ B &= -aT + bT^2 \\ C &= -2 + cT \\ D &= 1 - cT + dT^2 \end{aligned} \quad (5)$$

Y بردار خروجی سیستم، $\emptyset$ بردار رگر سور و θ بردار پارامترهای مدل می‌باشد و نهایتاً پس از شناسایی پارامترها با استفاده از رابطه ی (۱۰) و (۴)، می‌توان تابع تبدیل شناسایی شده را در فضای پیوسته بیان کرد.

$$y(t) = A u(t-1) + B u(t-2) - C y(t-1) - D y(t-2) \quad (6)$$

$$\varphi(t) = [u(t-1), u(t-2), y(t-1), y(t-2)] \quad (7)$$

$$\theta = [A, B, -C, -D]^T \quad (8)$$

$$\emptyset = [\varphi^T(1), \varphi^T(2), \dots, \varphi^T(n)] \quad (9)$$

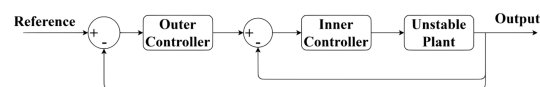
$$\theta = (\emptyset^T \emptyset)^{-1} \emptyset^T Y \quad (10)$$

۳- مدل سازی و طراحی کنترل گر درونی-بیرونی برای

پاندول معکوس

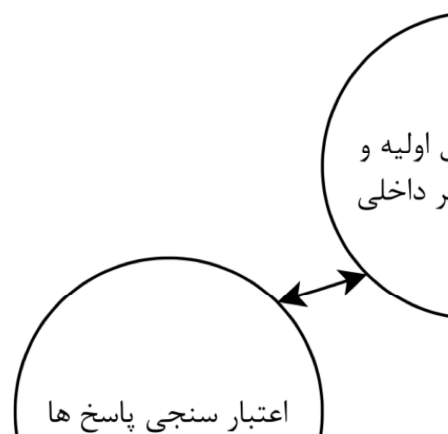
این بخش به عنوان نمونه‌ای برای صحت عملکرد کنترل کننده درونی-بیرونی مطرح گردیده و تمامی مراحل به کمک شبیه سازی در محیط MATLAB-Simulink انجام شده است. در قسمت ۳-۱ ابتدا مدل غیرخطی این سیستم با استفاده از روابط پایه استخراج و پس از خطی سازی به طراحی کنترل کننده درونی پرداخته می‌شود. در انتها نیز عملکرد کنترل گر درونی-بیرونی بر روی سیستم خطی و غیرخطی بررسی می‌شود. ورودی این سیستم گشتاور موتور و خروجی آن زاویه ای است که آونگ با خط قائم می‌سازد. مقادیر فرض شده برای مشخصه های فیزیکی بر روی شکل ۳ نشان داده شده است.

در این الگوریتم، فراهم نمودن یک مدل خطی با دقت هر چند کم و یک بستر آزمایش می‌باشد. مرحله ی بعدی به طراحی کنترل کننده درونی در محیط شبیه سازی و پیاده سازی آن بر روی بستر آزمایشگاهی اختصاص دارد. گاهی در محیط های صنعتی، مرحله ی ۱ و ۲ از پیش انجام و در دسترس است. قدم سوم مربوط به ثبت داده های ورودی-خروجی حلقه ی درونی در تست واقعی و استخراج مدلی دقیق تر از سیستم می‌باشد. قدم نهایی به طراحی کنترل کننده ی بیرونی با وظیفه ی بهبود عملکرد اختصاص دارد. به بیان دیگر، پایداری اولیه به کنترل کننده ی درونی و بهبود عملکرد به کنترل کننده ی بیرونی سپرده شده است. این روند می‌تواند تکرار پذیر باشد، به گونه ای که اگر کنترل کننده دوم به هر نحوی قادر به بهبود پاسخ نبود، باید به مراحل قبل بازگشت و مجدداً مسیر طراحی را طی کرد. شکل ۱ نمودار بلوکی و شکل ۲ الگوریتم طراحی کنترل کننده ی درونی-بیرونی را نشان می‌دهد. برای بهبود عملکرد کنترل کننده ی بیرونی می‌توان اغتشاشات ورودی به سیستم و دینامیک حسگرها را به طور جداگانه شناسایی کرد. شناسایی حلقه ی درونی می‌تواند بر اساس هر الگوریتم شناسایی حلقه باز و یا حتی روش های بازگشتی صورت گیرد تا کنترل گر دوم در صورت لزوم بتواند برخط طراحی شود.



شکل ۱- نمودار بلوکی کنترل کننده ی درونی-بیرونی

در مسائل مطرح شده در این تحقیق، مدل شناسایی شده حلقه درونی به فرم تابع تبدیل زمان پیوسته ی مرتبه دو می‌باشد. با وجود فرضیات متعدد به کار رفته در مسائل همچون ساختار مدل، پیوسته فرض کردن کنترل کننده در مقابل دیجیتال بودن آن، دینامیک غیر خطی سیستم و موارد مشابه، پاسخ های نهایی رضایت بخش بدست آمده است. در مسائل دیگر می‌توان از هر نوع روش و ساختاری برای شناسایی استفاده کرد.



شکل ۲- الگوریتم طراحی کنترل کننده ی درونی-بیرونی

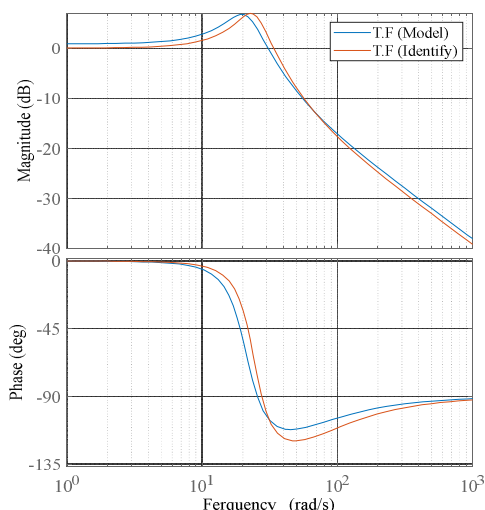
۲-۳- شناسایی حلقه‌ی درونی و طراحی کنترل‌کننده‌ی

بیرونی

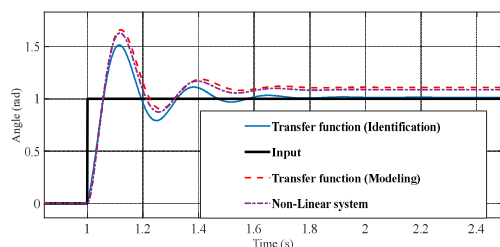
طبق روش معرفی شده در بخش قبلی و با استفاده از داده های ورودی-خروجی، مدل حلقه درونی شناسایی می‌شود. جهت نزدیک شدن شبیه سازی به محیط واقعی از داده‌های مدل غیرخطی در این بخش بهره گرفته شده است. نتایج نشان می‌دهند که تابع تبدیل شناسایی شده نزدیک به تابع تبدیلی است که از روابط تحلیل بدست آمده است. نمودار بود (bode) توابع تبدیل در شکل ۶ و پاسخ پله‌ی سیستم غیرخطی، خطی و شناسایی شده حلقه‌ی درونی از داده های شبیه سازی غیر خطی در شکل ۷ نشان داده شده است. جدول ۱ توابع تبدیل شناسایی شده را نشان می دهد.

جدول ۱- توابع تبدیل شناسایی شده و مدل سازی

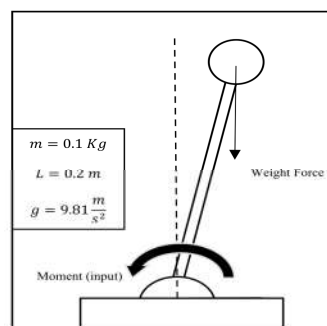
$C(s) = 0.05s + 2$	(۱۳)	تابع تبدیل کنترل‌گر $C(s)$
$ml^2 \ddot{\theta} - mgl \sin(\theta) = \tau$	(۱۴)	معادله‌ی حرکت سیستم
$G(s) = \frac{1}{ml^2 s^2 - mgl}$	(۱۵)	تابع تبدیل حلقه‌بسته
$G(s) = \frac{10.99s + 595.3}{s^2 + 12.22s + 587.5}$	(۱۶)	تابع تبدیل شناسایی‌شده



شکل ۶- نمودارهای پاسخ فرکانسی توابع تبدیل شناسایی شده و مدل سازی پایدار شده توسط کنترل‌کننده‌ی درونی



شکل ۷- پاسخ پله‌ی توابع تبدیل شناسایی شده و مدل سازی پایدار شده توسط کنترل‌کننده‌ی درونی



شکل ۳- سیستم آونگ معکوس مورد مطالعه

۳-۱- مدل سازی و طراحی کنترل‌کننده‌ی درونی-بیرونی برای پاندول معکوس

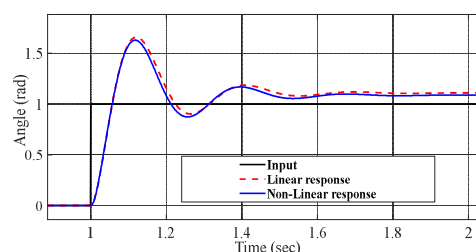
معادله‌ی حرکت سیستم شکل ۳ به صورت رابطه‌ی (۱۱) خواهد بود و پس از خطی‌سازی و تبدیل لاپلاس به فرم تابع تبدیل (۱۲) بیان می‌شود. پاسخ سیستم ناپایدار خواهد بود و به تبع آن، این مدل قابل شناسایی نیز نخواهد بود. بنابراین برای پایدارسازی و جمع‌آوری داده‌ها، ساختار کنترل‌کننده‌ی درونی به صورت تناسبی-مشتقی در نظر گرفته می‌شود که نموداربلوکی آن به صورت شکل ۴ و پاسخ کنترل‌کننده‌ی درونی برای سیستم خطی و غیرخطی به صورت شکل ۵ خواهد بود.

$$ml^2 \ddot{\theta} - mgl \sin(\theta) = \tau \quad (11)$$

$$\frac{\theta(s)}{\tau(s)} = G(s) = \frac{1}{ml^2 s^2 - mgl} \quad (12)$$



شکل ۴- بلوک دیاگرام شبیه سازی کنترل‌گر درونی



شکل ۵- پاسخ پله‌ی سیستم غیرخطی و خطی پایدار شده توسط کنترل‌کننده‌ی درونی

تا حد ممکن باید سعی شود کنترل‌گر درونی سریع باشد، زیرا مقدار زیاد فراجش و خطای ماندگار پس از شناسایی حلقه‌ی درونی و اضافه کردن کنترل‌گر بیرونی رفع خواهد شد. مقدار ضرایب کنترل‌کننده‌ی درونی، $(Kp_{inner} = 2, Kd_{inner} = 0.05)$ در این مرحله تنظیم شده است.

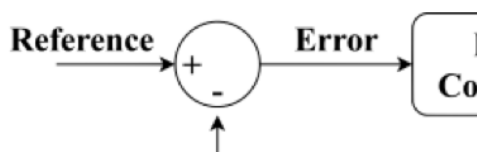
آید عموماً با زاویه ای که با استفاده از داده های شتاب سنج از رابطه ی (۱۷) بدست می آید جبران می شود.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{a_x}{\sqrt{a_z + a_y}} \quad (17)$$

الگوریتم های بسیاری برای موضوع تلفیق داده حسگرها وجود دارد؛ اما به عنوان یک الگوی ابتکاری می توان این خطا را به صورت ضربی از اختلاف زاویه بدست آمده از چرخش نما و شتاب سنج جبران کرد. نکته بعدی برای مطمئن شدن از ارسال و دریافت صحیح داده نیاز به پروتکل نویسی داده ها می باشد که اگر اشتباهی به هنگام ارسال و دریافت داده ها رخ داد؛ داده ی مورد نظر حذف یا در پایان آزمایش بازسازی شود. این موضوع را باید در نظر داشت که به نتایج این تست آزمایشگاهی زمانی می توان در پرواز واقعی تکیه کرد که مانورها و شتاب های وارده بر پرنده از قبل در تلفیق داده ها جهت بدست آوردن زوایا دیده شده باشد. برای مثال در فاز پروازی صعود، شتاب عمودی پرنده تغییر خواهد کرد و اگر فقط از شتاب سنج جهت خواندن زاویه استفاده شده باشد؛ طبق رابطه ی ۳، قطعاً زاویه ی خوانده شده صحیح نخواهد بود و به احتمال زیاد فرایند پرواز با شکست مواجه خواهد شد. لذا موضوع تلفیق داده حسگرها در پرواز واقعی بسیار پیچیده تر از میز آزمایشگاهی می باشد و باید متناسب با دیگر حسگرها موضوع تلفیق تکمیل تر شود. پیکربندی کلی سیستم آزمایشگاهی در شکل ۱۰ نمایش داده شده است.



شکل ۹- سیستم آزمایشگاهی (میز کار درجه آزادی مولتی روتور)



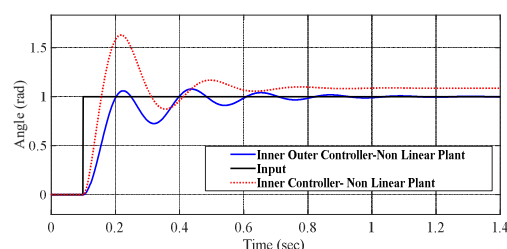
شکل ۱۰- پیکربندی سیستم آزمایشگاهی

۴-۱- مدل سازی، شبیه سازی و طراحی کنترل کننده

در این قسمت ابتدا مروری بر مدل سازی مولتی روتور انجام می شود و در ادامه با ساده سازی معادلات، معادله ی حرکت این پرنده بر روی میز یک درجه ی آزادی بدست می آید. عموماً مولتی روتورها ساختارهای مشابه دارند و مدل سازی آن ها تفاوت زیادی ندارد. تمامی نیروها و گشتاورهای کنترلی در این پرنده وابسته به سرعت زوایای موتورها می باشد. ورودی های کنترلی در این سیستم به نحوی قرار گرفته اند که

شکل های ۶ و ۷ نشان می دهند که شناسایی حلقه ی درونی تا حدودی خوب صورت گرفته است و می توان با استناد بر تابع تبدیل شناسایی شده از داده های سیستم غیرخطی که به نوعی بیان گر تابع تبدیل برگرفته از سیستم واقعی است، کنترل کننده بیرونی را طراحی کرد. با توجه به شکل ۱ که نمودار بلوکی نهایی کنترل کننده ی درونی-بیرونی را معرفی می کند، به طراحی کنترل کننده ی بیرونی پرداخته می شود. لازم به ذکر است با توجه به اینکه برای حلقه ی درونی، کنترل کننده PD در نظر گرفته شده است، کنترل کننده PI برای حلقه بیرونی انتخاب شده است. پس از طراحی و شبیه سازی بهره های کنترل کننده بیرونی به صورت $(K_{pouter} = 0.3, K_{iouter} = 11)$ بدست آمده اند.

شکل ۸ بیانگر عملکرد کنترل کننده ی درونی-بیرونی می باشد که در مجموع توانسته است با شناسایی یک سیستم ناپایدار غیرخطی پاسخ قابل قبولی ارائه دهد.



شکل ۸- پاسخ پله ی کنترل کننده ی درونی و کنترل کننده ی درونی- بیرونی بر روی سیستم غیرخطی

۴-۲- مدل سازی و طراحی کنترل کننده ی درونی- بیرونی برای میز آزمایش یک درجه آزادی

مولتی روتور

به منظور پیاده سازی کنترل کننده ی درونی-بیرونی در دنیای واقعی، یک سیستم آزمایشگاهی (میز کار درجه آزادی مولتی روتور) تهیه شده است (شکل ۹). سیگنال ورودی این سیستم میزان پهنای پالس موج PWM^۱ و خروجی آن زاویه ی θ می باشد. مدل سازی تمامی زیر سیستم ها اعم از حسگرها، اسپید کنترلرها، موتورها و دینامیک پرنده کاری دشوار به نظر می آید؛ بنابراین در ابتدا می توان با استفاده از فرضیات متعدد، مدل اولیه و ساده ای از سیستم بدست آورد سپس کنترل کننده ی درونی را طراحی و پس از شناسایی دینامیک سیستم تا حدودی اثرات این فرضیات را بی اثر کرد. در انتها نیز با طراحی کنترل کننده ی دوم می توان به عملکرد مطلوب دست یافت. محاسبه زاویه ی θ با تلفیق داده های چرخش نما^۲ و شتاب سنج که از طریق حسگرهای MEMS^۳ اندازه گیری می شود، صورت گرفته است. همواره داده های شتاب سنج در طولانی مدت و داده های چرخش نما در کوتاه مدت اعتبار دارند. بر این اساس افزایش خطای زاویه ای که از طریق انتگرال گیری از داده های چرخش نما پدید می

^۱ Pulse Width Modulation

^۲ Gyroscope

^۳ Micro-Electrical-Mechanical-System

با ترکیب دور موتورهای می توان ورودی مناسب را به سیستم اعمال کرد. حرکت در راستای محور Z با تغییر دور تمامی موتورهای صورت می گیرد، اما حرکت در دو راستای X, Y کمی پیچیده تر است. بدین صورت که باید دو متغیر میانی (زاویه های غلت و فراز) کنترل شود و در نهایت با تغییر زاویه ی بردار نیروی پیشران، بتوان پرنده را در دو محور ذکر شده هدایت کرد. چرخش حول محور های X, Y از طریق گشتاورهای تولید شده توسط اختلاف نیروی پیشران تولید شده توسط ملخ ها و چرخش حول محور Z از طریق پسای آیرودینامیکی ملخ ها میسر می شود. فرضیات مدل سازی عبارتند از:

- سازه مولتی روتور و میزکار به عنوان یک جسم صلب در نظر گرفته شده است.
- سازه مولتی روتور از نظر هندسی و توزیع جرم متقارن می باشد؛ بنابراین ماتریس ممان های اینرسی قطری است.
- از اثرات آیرودینامیک بر بدنه و زمین صرف نظر شده است.
- از رابطه ی دینامیکی اسپیدکنترلر، موتور و ملخ صرف نظر شده است و با روابط جبری بیان می شود.
- از اثرات ژيروسکوپی ملخ ها صرف نظر شده است.
- از اصطکاک موتور صرف نظر شده و عملکرد موتور ایده آل فرض می شود.

بسیاری از فرضیات فوق در پروازی واقعی نیز صادق نیستند؛ اما پس از داده برداری و شناسایی سیستم، فرضیات اعمال شده بی اثر خواهند شد. مراجع [۱۶]، [۱۷]، [۱۸] به مدل سازی مولتی روتور پرداخته اند لذا فرمهایی معادلات مولتی روتور به صورت روابط (۱۸) خواهد بود.

$$\begin{aligned}\ddot{X} &= (\sin\psi \sin\phi + \cos\psi \sin\theta \cos\phi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Y} &= (-\cos\psi \sin\phi + \sin\psi \sin\theta \cos\phi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Z} &= -g + (\cos\theta \cos\phi) \frac{U_1}{m} \\ \dot{p} &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} q r + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} &= \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} p r + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \dot{r} &= \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} p q + \frac{U_4}{I_{xx}}\end{aligned}\quad (18)$$

همانطور که مشخص است، میزکار یک درجه آزادی مورد استفاده در این تحقیق تنها اجازه ی چرخش حول یک محور را به پرنده می دهد؛ لذا متغیرهای X, Y, Z, ϕ, ψ همواره صفر خواهند بود و دستگاه معادلات مولتی روتور زمانی که در میز کار یک درجه محدود می شود، به فرم معادله ی (۱۹) تبدیل می شود.

$$\begin{aligned}\frac{\theta(s)}{U(s)} &= \frac{1}{I_{yy} s^2} \\ U &= b \cdot l (\Omega_a^2 - \Omega_b^2), \Omega = f(PWM)\end{aligned}\quad (19)$$

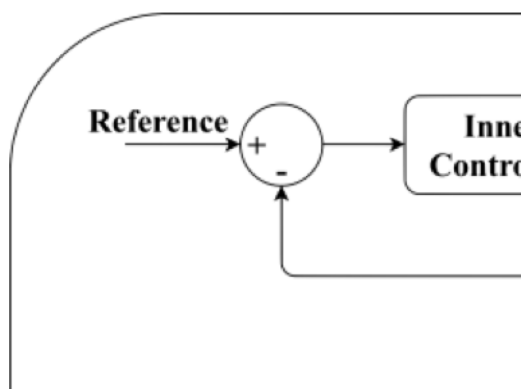
تابع f می تواند طبق مشخصات موتور مورد استفاده یا موتورهای مشابه با یک خط یا منحنی تقریب زده شود. b یا ضریب تراس ملخ را

می توان به کمک روش هایی مانند BEM استخراج کرد و یا با تست های تجربی معرفی شده در [۱۴] اندازه گیری کرد. یکی از مسائلی که پیش تر هم عنوان شد در دسترس نبودن همین پارامترها می باشد که نیاز به شناسایی را در اولویت بالاتری قرار می دهد. لذا برای عبور از این مرحله با توجه به موتور و ملخ های مشابه مقدار $[N \cdot s^2] 1.2 \cdot 10^{-6}$ برای ضریب تراس و با توجه به بدنه های مشابه مقدار $[kg \cdot m^2] 1.27 \cdot 10^{-2}$ ممان اینرسی در نظر گرفته شده است.

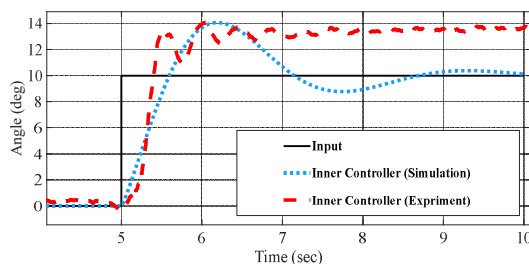
برای طراحی کنترل کننده PD در حلقه ی درونی از روش زیگلر-نیکولز استفاده شده است. ضرایب کنترلی بدست آمده از شبیه سازی زمانی می تواند برای استفاده در آزمایش واقعی کار ساز باشد که رابطه تبدیل سیگنال ورودی کنترلی U به PWM در دسترس باشد. به دلیل اینکه اطلاعات دقیقی از موتور و ملخ به کار گرفته شده در دسترس نبود، از مشخصات موتور و ملخ مشابه T-motor 2213 استفاده شده است که از مقادیر محدود میزان تراس بر حسب PWM خطی با رابطه (۲۰) برازش شده است.

$$Thrust = 1.361 PWM - 257.58 \quad (20)$$

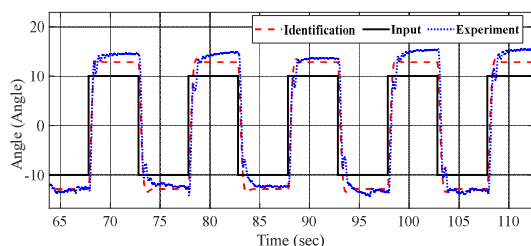
در رابطه ی فوق میزان پهنای پالس بین ۱۰۰۰ تا ۲۰۰۰ میکرو ثانیه می تواند متغیر باشد. پس از شبیه سازی به ازای $K_u = 10$ مقدار $T_u = 2.62$ و طبق روابط زیگلر-نیکولز مقدار ضرایب کنترلی $K_p = 8$ و $K_d = 2.62$ بدست می آید. پاسخ پله برای پیکربندی شکل (۱۱) به ازای این ضرایب در سیستم واقعی و شبیه سازی به صورت شکل (۱۲) خواهد بود.



شکل ۱۱- نمودار بلوکی شبیه سازی و پیاده سازی در مرحله ی داده برداری



شکل ۱۲- پاسخ پله ی شبیه سازی و پیاده سازی در مرحله طراحی کنترل کننده ی درونی

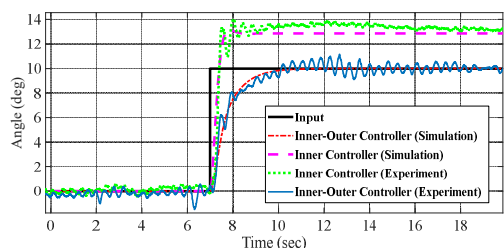


شکل ۱۴- صحت سنجی تابع تبدیل شناسایی شده با داده‌های واقعی به ازای ورودی‌های یکسان

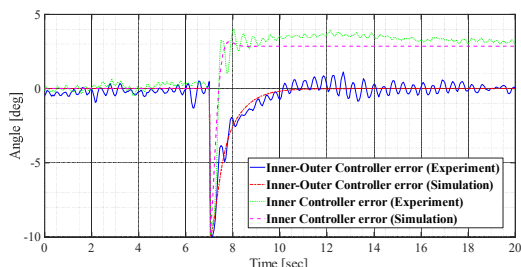
شکل ۱۴ نشان می‌دهد مدل تابع تبدیل مرتبه ی ۲ از دقت خوبی برخوردار است و می‌توان در مراحل بعدی طراحی کنترل به آن اعتماد کرد. به کمک شبیه سازی و طراحی کنترل‌کننده بیرونی در MATLAB-Simulink برای یک پاسخ overdamped با زمان صعود و نشست مطلوب و هم چنین حذف خطای ماندگار، بهره‌های $(Kp_{outer} = 0.8, Ki_{outer} = 3.5)$ برای کنترل‌کننده بیرونی بدست آمد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایش به ازای ورودی پله برای کنترل کننده درونی و کنترل کننده درونی-بیرونی به صورت شکل ۱۵ می‌باشد.

همانطور که در شکل ۱۵ پیداست، نتایج تست تا حد قابل قبولی به شبیه سازی نزدیک هستند و خطای ماندگار بسیار کاهش یافته است. دلیل افزایش نویزهایی که در تست واقعی اتفاق افتاده است، ناشی از اضافه کردن نویز به ورودی حلقه‌ی درونی با اضافه کردن حلقه‌ی بیرونی به سیستم می‌باشد

(الف)



(ب)



شکل ۱۵- الف) پاسخ پله‌ی سیستم آزمایشگاهی (شبیه‌سازی و پیاده‌سازی) ب) خطای پاسخ شبیه‌سازی و پیاده‌سازی برای کنترل‌کننده درونی-بیرونی

۵- نتیجه‌گیری

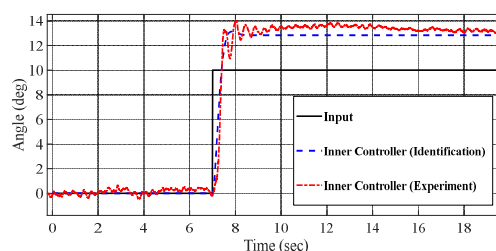
در این تحقیق سعی بر آن بود تا روشی متفاوت و کار آمد برای

با توجه به اینکه مدل ریاضی سیستم بسیار ساده انتخاب شده و دینامیک حسگر و فیلترها در نظر گرفته نشده و همچنین پارامترهای انتخاب شده از سیستم‌های مشابه گرفته شده است، پاسخ سیستم واقعی دارای خطای ماندگار قابل توجه می‌باشد. در هر دو پاسخ پارامترهایی مانند فراجش و زمان صعود به هم نزدیک می‌باشند. دلیل مقدار خطای ماندگار واضح است، چراکه مدل انتخاب شده نوعی double integrator است و با داشتن کنترل‌کننده PD در حلقه، خطای ماندگار نخواهد داشت؛ اما در سیستم واقعی پر واضح است که عوامل دیگر دخیل خواهند بود و دینامیک سیستم پیچیده‌تر می‌شود. لازم به یادآوری است که هدف اصلی از این کنترل‌کننده ایجاد پایداری درونی می‌باشد و همین حد عملکرد مطلوب کفایت تا بتوان داده‌های لازم برای شناسایی را ثبت نمود.

۲-۴ شناسایی و اعتبار سنجی توابع تبدیل از داده‌های سیستم آزمایشگاهی

در اینجا نیز مانند مسئله‌ی آونگ معکوس برای کنترل‌کننده درونی از PD بهره گرفته شد و در بخش قبل ضرایب کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی درونی $Kp = 8$ و $Kd = 2.62$ بدست آمدند. برای شناسایی دقیق، به دلیل وجود فیلتر و الگوریتم تلفیق نیاز به مرتبه‌ی بالاتر برای شناسایی احساس می‌شود؛ اما با توجه به شکل پاسخ پله‌ی سیستم می‌توان دریافت که یک تابع تبدیل مرتبه ۲ می‌تواند رفتار را تا حد قابل قبولی بیان کند.

همانطور که از پاسخ نمایش داده شده در شکل (۱۳) مشخص است، سیستم دارای خطای ماندگاری حدود ۴ درجه می‌باشد که برای ورودی پله‌ای به اندازه‌ی ۱۰ درجه مقدار زیادی به شمار می‌رود (۴۰ درصد). اما برای شناسایی تابع تبدیل حلقه‌ی درونی و سپردن حذف این خطا به کنترل‌کننده بیرونی عملکرد مطلوبی محسوب می‌شود.



شکل ۱۳- تابع تبدیل شناسایی شده برای پاسخ پله‌ی سیستم آزمایشگاهی

پس از پیاده‌سازی فرآیند شناسایی سیستم بر روی داده‌های ثبت شده، تابع تبدیل حلقه درونی به فرم رابطه‌ی (۲۱) بدست می‌آید. برای مطمئن شدن از صحت آن می‌توان ورودی دیگری از جمله پالس مربعی را به سیستم واقعی و تابع تبدیل شناسایی شده اعمال کرد و پاسخ آن‌ها را مقایسه کرد.

$$G(s) = \frac{42.96}{s^2 + 8.862s + 33.44} \quad (21)$$

K_p	ضریب بخش تناسبی کنترل کننده
K_d	ضریب بخش مشتق گیر کنترل کننده
K_i	ضریب بخش انتگرال گیر کنترل کننده
ax	شتاب در راستای محور x
ϕ, θ, ψ	زوایای فراز، غلت و سمت (rad)
U_1, U_2, U_3, U_4	ورودی های کنترلی
p, q, r	سرعت های زاویه ای مولتی روتور ($\frac{rad}{s}$)
I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	ممان های اینرسی ($kg \cdot m^2$)
b	ضریب نیروی پیشران ملخ ($\frac{N}{\frac{rad^2}{s^2}}$)
Ω	سرعت زاویه ای موتور (rpm)

۷- مرجع

- [1] Hof V. P., Closed-Loop Issues in System Identification. *Annual Reviews in Control*, Vol. 22, No. 1, pp. 173-186, 1998.
- [2] Mandloi R. and Shah P., Methods for Closed Loop System Identification in Industry. *Journal of Chemical and Pharmaceutical*, Vol. 7, No. 1, pp. 892-896, 2015.
- [3] Hof V. P. and Schrama R. J., An Indirect Method for Transfer Function Estimation from Closed Loop Data. *Automatica*, Vol. 29, No. 6, pp. 1523-1527, 1993.
- [4] Donkelaar E. T. and Hof V. P., Analysis of Closed Loop Identification with a Tailor-made Parameterization. *European Journal of Control*, Vol. 6, No. 1, pp. 54-62, 2000.
- [5] Hof V. P., Schrama R. J., Bosgra O. H. and Callafon R. A., Identification of Normalized Coprime Plant Factors for Iterative Model and Controller Enhancement. In *32nd IEEE Conference on Decision and Control*, San Antonio, USA, 1993.
- [6] Hof V. P., Callafon R. A. and Donkelaar E., Closid - A Matlab Toolbox for Closed-Loop System Identification. *IFAC Proceedings*, Vol. 33, No. 15, pp. 857-861, 2000.
- [7] Noormohammadi A., Esrafilian O., Arzati A. M. and Taghirad H. D., System Identification and H ∞ -based Control of Quadrotor Attitude. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 135, No. 10, pp. 58-63, 2020.
- [8] Oliveira R. M., *Identification and Validation of a Quadrotor's Model Dynamics*, Technical Report, 2014.
- [9] Li Q. Y., *Grey-box System Identification of a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle*, MSc. Thesis, Delft University of Technology, 2014.
- [10] Yoon M., Experimental Identification of Thrust Dynamics for a Multi-Rotor Helicopter. *International Journal of Engineering Research and Technology*, Vol. 4, No. 11, pp. 206-209, 2015.
- [11] Panizza P., Riccardi F. and Lovera M., Black-box and Grey-box Identification of the Attitude Dynamics for a Variable-pitch Quadrotor. *IFAC Proceedings*, Vol. 28, No. 9, pp. 61-66, 2015.
- [12] Cao N. and Lynch A. F., Inner-Outer Loop Control for Quadrotor UAVs with Input and State Constraints. *IEEE Transactions on Control Systems and Technology*, Vol. 24, No. 5, pp. 1797-1804, 2016.
- [13] Xia D., Cheng L., and Yao Y., A Robust Inner and Outer Loop Control Method for Trajectory Tracking of a Quadrotor. *Sensors*, Vol. 17, No. 9, 2017.
- [14] Chovancová A., Fico T., Chovanec E., and Hubinský P., Mathematical Modelling and Parameter Identification of

شناسایی و کنترل سیستم های ناپایدار که در حلقه ی کنترلی قرار دارند، ارائه شود و برای اثبات عملکرد آن، دو مسئله ی شبیه سازی و پیاده سازی در تست واقعی طرح گردید. بدیهی است که با ارتقاء دقت شبیه سازی اعم از طراحی کنترل کننده در فضای گسسته، شبیه سازی دینامیک حسگر و فیلترها می توان به پاسخ های بهتری دست پیدا کرد. از بررسی نمودارهای ارائه شده خصوصا در بخش تست واقعی نتیجه می شود که با وجود مدل ساده ی اولیه (Double Integrator) برای مولتی روتور و در دست نبودن پارامترهای ضریب پسا، تراست و ممان اینرسی، کنترل کننده درونی به خوبی پایداری سیستم را ایجاد کرد و پس از شناسایی و تقریب سیستم با یک تابع تبدیل مرتبه ی ۲ برای حلقه درونی، پاسخ ها تا حدی کاملا رضایت بخش بوده است.

از نتایج تست تجربی مشاهده می شود که افزایش ضریب K_d یا افزایش نویز در سیگنال می تواند عملکرد شناسایی و کنترل را مختل سازد چرا که در هنگام مشتق گیری از سیگنال نویزی ممکن است مقادیر نویز تا حد بسیار زیادی توسط بخش مشتق گیر کنترل کننده ی تناسبی-مشتقی افزایش یابد. با اضافه کردن کنترل کننده ی بیرونی به سیستم، عملا نویز ورودی به کنترل کننده ی درونی افزایش می یابد که شکل ۱۵ نشان دهنده ی این موضوع می باشد.

در محیط های صنعتی، که عموما سیستم ها درون حلقه کار می کنند و رفتار آن ها را در طول زمان ها تغییر می کند و به عبارتی سیستم هایی با پارامترهای متغیر هستند، به راحتی می توان با اضافه کردن کنترل کننده ی بیرونی و بدون دخالت در کارکرد دستگاه، سیستم ها را شناسایی و رفتار آن ها را اصلاح کرد؛ این رویکرد می تواند از کاربردهای برخط این الگوریتم باشد شکل ۱۶.



شکل ۱۶- کنترل کننده ی درونی - بیرونی به همراه شناسایی و طراحی برخط کنترل کننده ی بیرونی

۶- نمادها

t	زمان (second)
k	شمارنده (بدون واحد)
T	مدت زمان داده برداری (second)
s	عملگر لاپلاس
q	عملگر شیفت
θ	بردار پارامترهای شناسایی
$\square$	بردار رگر سور
m	جرم (kg)
g	شتاب جاذبه زمین ($\frac{m}{s^2}$)
l	طول میله ی پاندول (m)

- Quadrotor. *Procedia Engineering*, Vol. 96, No. 1, pp. 172–181, 2014.
- [15] McCrink M. H. and Gregory J. W., Blade Element Momentum Modeling of Low-reynolds Electric Propulsion Systems. *Journal of Aircraft*, Vol. 54, No. 1, pp. 163-176, 2017.
- [16] Musa S., Techniques for Quadcopter Modelling and Design. *Journal of Unmanned System Technology*, Vol. 5, No. 3, 2018.
- [17] Bouzgou K., Bestaoui Y., Benchikh L., Ibari B., and Foitih Z. A., Dynamic Modeling Simulation and PID Controller of Unmanned Aerial Vehicle UAV. In *7th INTECH*, Luton, UK, 2017.
- [18] Chan A. L., Tan S. L., and Kwek C. L., Sensor Data Fusion for Attitude Stabilization in a Low Cost Quadrotor System. In *15th International Symposium on Consumer Electronics*, Singapore, 2011.