

طراحی و پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی مد لغزشی برای کنترل حرکت یک میز لرزه الکتریکی با استفاده از فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی

نیما رجبی نمینی و رمضان هاونگی

بررسی رفتار سازه بپردازند [۱]. میزهای لرزه بر اساس اندازه، درجات آزادی و نوع محرکه به کار رفته در آنها طبقه‌بندی می‌شوند. اما چیزی که در همه این موارد مشترک است میزان انطباق جابه‌جایی، سرعت و شتاب شبیه‌سازی شده با جابه‌جایی، سرعت و شتاب زمین‌لرزه واقعی می‌باشد که برای رسیدن به این هدف از کنترل‌کننده استفاده می‌شود.

با توجه به این که در سیستم میز لرزه به دلیل وجود اغتشاش، نویز اندازه‌گیری، عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری موجب بروز مشکلات فراوانی در کنترل این سیستم می‌شود. از طرف دیگر، زمانی که قرار باشد میز لرزه با وجود عدم قطعیت‌های موجود، مسیر خاصی را بپیماید، بروز خطا و جلوگیری نکردن از خطای ردیابی موجب خارج شدن سیستم از ناحیه کاری می‌شود. اصلی‌ترین هدف یک سیستم کنترلی در میز لرزه بازسازی شتاب ورودی به میز می‌باشد. بنابراین شتاب یکی از مؤلفه‌های اصلی یک زلزله در حالت شبیه‌سازی می‌باشد و باید اندازه‌گیری دقیقی از آن داشته باشیم. معمولاً داده‌های دو سنسور انکودر و شتاب‌سنج در دسترس هستند. تحقق این امر با شتاب‌سنج‌های MEMS که حساسیت بالایی به لرزش دارند و بسیار نویزپذیر هستند، امکان‌پذیر نیست و همین‌طور استخراج شتاب از سنسور انکودر همواره با خطا همراه خواهد بود.

در دهه‌های گذشته برای کنترل میز لرزه پژوهش‌های مختلفی انجام شده است. در [۲] یانگ و همکارانش برای بهبود عملکرد میز لرزه از الگوریتم کنترلی با سه حالت کنترلی، بازخوردی و پیش‌خوراند مبتنی بر اصل تخصیص قطب بهره بردند. در [۳] لی و همکارانش یک ساختار کنترلی تأخیر زمانی برای بهبود عملکرد ردیابی میز لرزه ارائه کردند. در [۴] سکی و همکارانش از یک کنترل‌کننده تطبیقی برای کنترل میز لرزه و سازه نصب‌شده بر روی آن استفاده کردند.

کنترل‌کننده مد لغزشی، یکی از کنترل‌کننده‌های مقاومی است که در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری، عملکرد مطلوبی را به نمایش گذاشته است [۵]. مزایای اصلی کنترل مد لغزشی به عدم حساسیت آن به اغتشاش خارجی، مقاوم‌بودن در برابر عدم قطعیت‌های سیستم، تضمین پایداری سیستم، پاسخ دینامیکی سریع و پیاده‌سازی ساده آن باز می‌گردد [۶]. از آنجا که در ورودی کنترل مد لغزشی از تابع ناپیوسته استفاده می‌شود، بروز لرزش در ورودی کنترلی امری اجتناب‌ناپذیر است. برای کاهش پدیده نامطلوب لرزش از یک مکانیزم استنتاج فازی ساده برای تخمین درست حد بالای عدم قطعیت استفاده می‌شود.

علاوه بر این، حتی اگر راهکاری پیشنهاد شود که از بروز لرزش در ورودی کنترل مد لغزشی جلوگیری کند و دارای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته باشد، آن‌گاه در مرحله پیاده‌سازی آن نیاز به استفاده از سنسورهایی برای دسترسی به اطلاعات موقعیت و شتاب سیستم میز لرزه

چکیده: در این مقاله، یک کنترل‌کننده فازی مد لغزشی به همراه فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی برای کنترل یک سیستم میز لرزه به همراه عملگر الکتریکی و مکانیزم بال‌اسکرو طراحی می‌شود. وجود عدم قطعیت‌های مربوط به پارامترهای مدل و آلوده به نویز بودن داده‌های دو سنسور انکودر و شتاب‌سنج خطی موجب بروز مشکلات فراوانی در کنترل این سیستم می‌شود. از این رو به کارگیری کنترل‌کننده‌ای که مبتنی بر مدل دقیق نباشد و یک فیلتر غیر خطی تطبیقی، امری حیاتی است. روش کنترل فازی مد لغزشی و فیلتر کالمن توسعه‌یافته یک روش مناسب برای کنترل این سیستم می‌باشد. در کنترل مد لغزشی، بروز لرزش در ورودی کنترلی امری اجتناب‌ناپذیر است. در این مقاله برای کاهش پدیده نامطلوب لرزش از یک مکانیزم استنتاج فازی ساده برای تخمین درست حد بالای عدم قطعیت استفاده می‌شود. در ادامه از یک روش بازگشتی برای تعیین ماتریس‌های کواریانس نویز سیستم و اندازه‌گیری استفاده می‌شود. داده‌های دو سنسور انکودر و شتاب‌سنج خطی در فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی ترکیب شده و نتایج حاصل در حذف نویز و تخمین پارامترهای لازم مورد بررسی قرار می‌گیرد. از فیدبک سرعت خطی که توسط فیلتر کالمن در دسترس قرار می‌گیرد به منظور پایداری و کنترل سیستم حلقه بسته استفاده می‌شود. در انتها به منظور بررسی عملکرد ساختار کنترلی ارائه‌شده با آزمایش به کمک میز لرزه مورد بررسی قرار می‌گیرد. نتایج حاصل نشان می‌دهند که روش مطرح‌شده بسیار کارآمد است.

کلیدواژه: میز شبیه‌ساز لرزه، فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی، فیلتر کالمن، کنترل فازی مد لغزشی.

۱- مقدمه

امروزه در راستای مقاوم‌سازی سازه‌ها در مقابل حوادثی همچون زلزله و بررسی رفتار آنها در برابر محرک‌های خارجی، کارهای جدی صورت گرفته است، لذا به لحاظ اهمیت این موضوع که با جان انسان‌ها در ارتباط است به ویژه در ایران که بر روی کمریند زلزله‌ای قرار دارد طرح‌ها و راهکارهای مختلفی توسط دانشمندان بررسی شده است. یکی از راه‌ها برای پیاده‌سازی یک زلزله واقعی، طراحی میز لرزه در مقیاس آزمایشگاهی می‌باشد. با انجام این کار فرصتی در اختیار مهندسان عمران قرار می‌گیرد تا بتوانند پیش از ساخت سازه‌های خود در مقیاس واقعی مدلی در سطح آزمایشگاهی ساخته و بر روی میز لرزه تحت یک زلزله قرار داده و به

این مقاله در تاریخ ۱۰ شهریور ماه ۱۳۹۹ دریافت و در تاریخ ۲۱ فروردین ماه ۱۴۰۰ بازنگری شد.

نیما رجبی نمینی، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران، (email: n.rajabib@Birjand.ac.ir).

رمضان هاونگی (نویسنده مسئول)، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران، (email: navangi@birjand.ac.ir).

آمده است و در بخش ۳ به طراحی کنترلر پرداخته می‌شود. فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی در بخش ۴ ارائه شده است. در بخش ۵ پیاده‌سازی و نتایج به دست آمده از آن، تحت زلزله مشخص آورده شده و نتیجه‌گیری در بخش ۶ آمده است.

۲- مدل‌سازی میز لرزه

مدل ریاضی سیستم به شرح زیر است. روابط مربوط به موتور الکتریکی در سیستم مختصات d و q با استفاده از تبدیل پارک به فرم (۱) تا (۳) صورت می‌پذیرد. سیستم مختصات d و q یک تبدیل‌کننده ریاضی جهت تحلیل و مدل‌سازی مدارهای سه‌فاز است [۱۳]

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} V_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \rho \omega i_q \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} V_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega i_d - \frac{\lambda \rho \omega}{L_d} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

در این روابط L_d و L_q اندوکتانس محورهای q و d ، R مقاومت سیم‌پیچ استاتور، i_d و i_q جریان محورهای q و d ، V_d و V_q ولتاژ محورهای q و d ، ω سرعت زاویه‌ای روتور، λ دامنه شار القاشده توسط آهن‌رباهای دایم روتور بر روی فازهای استاتور، ρ تعداد جفت قطب‌ها و T_e گشتاور الکترومغناطیسی است. روابط مکانیکی مربوط در ادامه آورده شده است [۱۳]. با توجه به این که در این موتور سنکرون آهن‌ربای دایم $L_d = L_q$ است، (۳) را می‌توان به صورت (۴) نوشت

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \lambda i_q \quad (4)$$

روابط مکانیکی مربوط به شفت موتور به شرح زیر است

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (T_e - \beta \omega - T_l) \quad (5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (6)$$

که در این روابط J ترکیب لختی روتور و بار، β ضریب اصطکاک لزج^۵ دورانی روتور و بار، θ موقعیت زاویه‌ای روتور و T_l گشتاور بار می‌باشد. در ادامه مکانیزم بال‌اسکرو نیز به شکل زیر مدل شده است

$$T = \frac{FL}{\xi} \quad (7)$$

که در روابط بالا، T گشتاور واردشده بر محور، F نیروی خطی، L گام بال‌اسکرو و ξ بازدهی می‌باشد. برای یک بال‌اسکروی عادی، بازدهی حدود ۹۰٪ است.

معادله (۸) ارتباط بین نیروی محرکه و شتاب زاویه‌ای شفت موتور و (۹)، گشتاور بار واردشده بر شفت موتور را با توجه به بازدهی بال‌اسکرو نشان می‌دهد

$$F = ML\ddot{\theta} \quad (8)$$

$$T_l = \frac{ML'\theta}{\xi} \quad (9)$$

خواهیم داشت. اما در حال حاضر دسترسی به اطلاعات موقعیت و شتاب میز لرزه با مشکلاتی نظیر نویز مواجه است که برای غلبه بر نویز از فیلترهای تطبیقی در حلقه کنترلی استفاده می‌شود.

از سویی دیگر در سال‌های اخیر، مبحث ترکیب داده‌های سنسورها و فیلترینگ تطبیقی با رشدی محسوس در بسیاری از زمینه‌ها نفوذ کرده و امروزه بسیاری از سیستم‌های کنترلی از آن سود می‌برند. در مواردی که بیش از یک سنسور اندازه‌گیری داشته باشیم و بهبود و تخمین داده‌های اندازه‌گیری شده مهم باشد، از ترکیب داده‌های سنسورها استفاده می‌کنیم. راهکار پیشنهادی برای مقابله با نویز اندازه‌گیری، استفاده از این روش برای کنترل و اندازه‌گیری جابه‌جایی و شتاب میز لرزه است.

در دهه‌های گذشته پژوهش‌های مختلفی در زمینه تخمین حالت توسط فیلتر کالمن در سیستم‌های غیر خطی شده است. یکی از ملزومات فیلتر کالمن توسعه‌یافته، اطلاع‌داشتن از ماتریس‌های کواریانس نویز سیستم و اندازه‌گیری است. انتخاب نامناسب آنها باعث عملکرد نامناسب و حتی امکان واگرایی در فیلتر کالمن می‌شود [۷]. برای غلبه بر نامعین بودن این کواریانس‌ها روش‌های مختلفی ارائه شده است. مرجع [۸] برای شناسایی کواریانس نویز اندازه‌گیری از روش‌های بهینه‌سازی بهره برده که این نوع روش‌ها برای شناسایی کواریانس نویز سیستم ناتوان است. مرجع [۹] با معلوم فرض کردن نویز اندازه‌گیری، روشی را برای سیستم‌های خطی نامتغیر با زمان ارائه کرده که به خوبی کواریانس نویز سیستم تخمین زده می‌شود. مرجع [۱۰] ماتریس نویز سیستم را معلوم فرض کرده و تخمین توأم حالت و کواریانس نویز اندازه‌گیری متغیر با زمان را انجام می‌دهد. در [۱۱] و [۱۲] برای تطبیق کواریانس‌های نویز سیستم و اندازه‌گیری از منطق فازی استفاده شده است. نبود روش‌های مناسب برای تعیین قوانین و توابع تعلق فازی به همراه حجم محاسباتی بالا از ضعف‌های این روش است.

در روش پیشنهادی برای غلبه بر نامعینی ماتریس‌های کواریانس نویز سیستم Q و نویز اندازه‌گیری R از یک روش تطبیقی بازگشتی مبتنی بر شدیدترین فرود استفاده شده است. در این روش هم‌زمان با تخمین حالت، کواریانس‌های R و Q به صورت روابط بازگشتی از مقایسه بین کواریانس نظری و کواریانس واقعی مربوط به دنباله ابداع با منطق خاصی اصلاح می‌شوند.

در این مقاله، هدف طراحی یک کنترل‌کننده فازی مد لغزشی^۱ (FSMC) به همراه فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی است. از ویژگی‌های این روش، مقاوم بودن در برابر دینامیک‌های مدل نشده می‌باشد و همچنین سیستم را در برابر عدم قطعیت‌ها و ورودی مزاحم، پایدار نگه می‌دارد. کنترل‌کننده حاضر برای کنترل سرعت میز لرزه طراحی شده و برای مدل کردن رفتار دینامیکی میز لرزه یک درجه آزادی از یک مدل غیر خطی موتور سنکرون آهن‌ربای دایم^۲ به همراه بال‌اسکرو^۳ استفاده می‌شود. با ترکیب خروجی دو سنسور انکودر خطی و شتاب‌سنج به وسیله فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی^۴ (AEKF) و سرعت خطی تخمین زده شده توسط فیلتر تطبیقی به عنوان ورودی کنترلی به منظور پایداری و حذف نویز وارد کنترل‌کننده می‌شود.

ساختار این مقاله به صورت زیر است: در بخش ۲ مدل‌سازی میز لرزه

1. Fuzzy Sliding Mode Controller
2. Permanent Magnet Synchronous Motor
3. Ball-Screw
4. Adaptive Extended Kalman Filter

برقراری (۱۶) بدین معنی است که سیستم پایدار است. به علاوه این شرط باید به گونه‌ای انتخاب شود که چنانچه مسیرها بر روی سطح لغزش قرار گرفتند، همچنان بر روی این سطح باقی بمانند. این شرط در (۱۷) آورده شده است. با ارضای این شرط هنگامی که مسیری از سیستم بر روی این سطح قرار بگیرد، خطای ردیابی به طور نمایی به سمت صفر میل خواهد کرد

$$\dot{V} = \dot{S}S \leq -\eta|s| \quad (17)$$

در رابطه فوق η یک ثابت مثبت و غیر صفر است. انتخاب η شامل یک مصالحه بین هزینه کنترلی و خطای حالت گذرا است. با توجه به شرط لغزش که مورد بحث قرار گرفت، u_{reach} به صورت زیر به دست می‌آید

$$u_{reach} = k \operatorname{sgn}(s) \quad (18)$$

و خروجی کنترلی به شکل زیر می‌شود

$$u = \beta\omega + T_1 + j\dot{\omega}_{des} - k \operatorname{sgn}(s) \quad (19)$$

یکی از معایبی که در روش کنترلی مد لغزشی وجود دارد، بروز لرزشی است که به دلیل غیر پیوسته بودن قانون کنترلی حول سطح $s=0$ به وجود می‌آید. این نوع از رفتار در عمل مطلوب نیست، زیرا باعث افزایش هزینه کنترلی می‌شود و ممکن است دینامیک‌های فرکانس بالایی را که در هنگام مدل‌سازی صرف نظر شده‌اند، تحریک شوند. برای بهبود عملکرد کنترلی کننده و پیاده‌سازی آن، ناچار به حذف لرزش به وجود آمده هستیم و برای این کار یک مرز نازک به ضخامت ϕ در نظر گرفته می‌شود. در عمل برای انجام دادن این کار از تابع اشباع $\operatorname{sat}(s/\phi)$ به جای تابع $\operatorname{sgn}(s)$ استفاده می‌شود. ϕ ضخامت لایه مرزی است و با تنظیم آن می‌توان لرزش را کاهش داد. بنابراین قانون کنترلی به صورت زیر تغییر می‌کند

$$u = \beta\omega + T_1 + j\dot{\omega}_{des} - k \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad (20)$$

هدف اصلی طراحی کنترلی کننده فازی مد لغزشی، تعیین مرزهای بالای عدم قطعیت و کاهش اثر لرزش می‌باشد. برای این منظور، یک مکانیزم استنتاج فازی ساده برای تخمین حد بالای عدم قطعیت مورد استفاده قرار گرفت. به این صورت که ما با استفاده از کنترلی کننده فازی، سطح لغزش ورودی به u_{reach} را تغییر می‌دهیم تا به این صورت سیستم در برابر عدم قطعیت پارامتری مقاوم باشد. ورودی کنترلی کننده فازی از دو متغیر حالت خطا (\tilde{x}) و تغییرات خطا $(\Delta\tilde{x})$ نتیجه می‌شود. خروجی کنترلی کننده فازی، سطح لغزش (S) می‌باشد که به عنوان ورودی (۲۰) از آن استفاده می‌شود. ایده اصلی در این روش، رساندن S و \dot{S} به صفر می‌باشد. به این صورت که علاوه بر صفر شدن متغیر لغزش S ، مشتق متغیر لغزش \dot{S} نیز باید صفر شود. به عبارت دیگر مسیرهای سیستم در صفحه S و \dot{S} به نقطه تعادل $S = \dot{S} = 0$ همگرا می‌شوند. شکل ۱ توابع تعلق ورودی کنترلی کننده و شکل ۲ توابع تعلق خروجی کنترلی کننده فازی را نشان می‌دهند.

در جدول ۱ قوانین کنترلی کننده فازی ارائه گردیده و در این جدول، قواعد تصمیم‌گیری کنترلی کننده مشاهده می‌شود. هر ورودی شامل پنج تابع تعلق می‌باشد. در جدول نماد NB به معنی مقدار منفی بزرگ، NM مقدار منفی متوسط، ZE مقدار صفر، PM مقدار مثبت متوسط و PB نیز

که در این روابط، θ شتاب زاویه‌ای شفت موتور و M جرم کل صفحه می‌باشد. برای مدل کردن دقیق میز باید وزن صفحه را نیز در معادلات قرار دهیم. اگر سازه‌ای به جرم m_1 را بر روی میز قرار دهیم، جرم کل برابر است با

$$M = m + m_1 \quad (10)$$

۳- طراحی کنترلی فازی مد لغزشی

با توجه به کارایی زیاد کنترلی کننده‌های مد لغزشی در عرصه‌های مختلف، استفاده از این کنترلی کننده در سال‌های اخیر افزایش پیدا کرده است. هدف یک کنترلی کننده مد لغزشی عبارت است از طراحی یک قانون کنترلی که در برابر عدم قطعیت پارامتری مثلاً عدم دقت در ثابت گشتاور عملگرهای الکتریکی، مقاوم باشد. طراحی کنترلی کننده مد لغزشی یک روش قانونمند را در مسئله حفظ پایداری در مواجه شدن با بی‌دقتی‌ها در مدل‌سازی ارائه می‌کند [۱۴]. همچنین این روش تعادل بین مدل‌سازی و عملکرد را کمیت می‌بخشد، بدین معنی می‌تواند کل فرایند طراحی و آزمایش را روشن کند.

نحوه عملکرد میز لرزه به این گونه است که متناسب با خطای بین پروفیل زلزله مرجع با پروفیل زلزله شبیه‌سازی شده توسط میز لرزه، فرمان کنترلی برای کاهش خطا به عملگر آن فرستاده می‌شود. در ادامه به طراحی کنترلی کننده برای سیستم مدل‌شده در مختصات d و q می‌پردازیم.

حال کنترلی کننده مد لغزشی برای کنترلی سرعت سیستم میز لرزه طراحی می‌شود. برای این کار، ابتدا بردار خطای ردیابی سرعت $e(t) = \omega - \omega_{des}$ که در آن ω سرعت و ω_{des} سرعت مطلوب با توجه به لرزه مرجع می‌باشد. سطح لغزش به صورت زیر بیان می‌شود

$$s(x, t) = e \quad (11)$$

با استفاده از (۵) و جاگذاری در $s(x, t)$ ، مشتق آن به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\dot{s}(t) = \dot{e}(t) = \frac{1}{j}(T_e - \beta\omega - T_1) - \dot{\omega}_{des} \quad (12)$$

ورودی کنترلی شامل دو ترم u_{eq} و u_{reach} می‌باشد. ترم ورودی u_{reach} تعیین می‌کند که حالت‌های سیستم به سطح s برسند و ترم u_{eq} که به کنترلی معادل نیز مشهور است، هدفش حفظ حالت‌ها بر روی سطح s است [۱۵]

$$u = u_{eq} - u_{reach} \quad (13)$$

برای به دست آوردن قانون کنترلی معادل که در اینجا گشتاور الکتریکی لازم می‌باشد، با قراردادن (۱۲) برابر صفر رابطه زیر را به دست می‌آوریم

$$u_{eq} = \beta\omega + T_1 + j\dot{\omega}_{des} \quad (14)$$

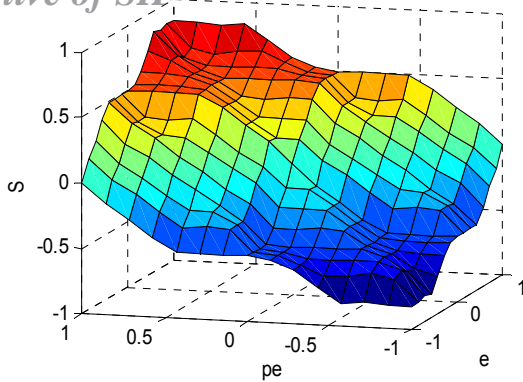
برای تضمین پایداری متغیر لغزش با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف، ابتدا تابع منتخب لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود

$$V(s) = \frac{1}{2} S^2 \quad (15)$$

که یک تابع مثبت معین است. طبق تئوری پایداری لیاپانوف اگر مشتق این تابع منفی معین باشد، شرط کافی برای پایداری سیستم تأمین می‌شود

$$\dot{V}(s) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 \leq -\eta|s|, \quad \eta \geq 0 \quad (16)$$

Archive of SID



شکل ۳: سطح کنترلی مربوط به کنترل کننده فازی مد لغزشی با ورودی‌های خطای سرعت و مشتق آن.

جدول ۱: قواعد فازی مربوط به کنترل کننده فازی مد لغزشی با خطای سرعت و مشتق آن.

$\Delta \tilde{x}$	NB	NM	ZE	PM	PB
\tilde{x}	NB	NB	NM	NM	ZE
NM	NB	NM	NM	ZE	PM
ZE	NM	NM	ZE	PM	PM
PM	NM	ZE	PM	PM	PB
PB	ZE	PM	PM	PB	PB

• پیش‌بینی

$$F_k = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \Big|_{x = \hat{X}_{k-1}} \quad (23)$$

$$\hat{X}_{k|k-1} = F_k \hat{X}_{k-1} + u_{k-1} \quad (24)$$

$$P_{k|k-1} = F_k P_{k-1} F_k^T + Q_{k-1} \quad (25)$$

که $\hat{X}_{k|k-1}$ و $P_{k|k-1}$ به ترتیب تخمین بردار حالت و کواریانس خطای تخمین قبل از اندازه‌گیری است.

• به روز رسانی

$$F_k = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \Big|_{x = \hat{X}_{k-1}} \quad (26)$$

$$S_{k|k-1} = H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k \quad (27)$$

$$K_k = F_k P_{k|k-1} H_k (S_{k|k-1})^{-1} \quad (28)$$

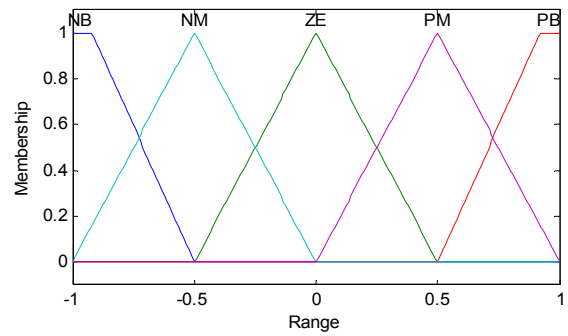
$$\hat{Z}_{k|k-1} = h_k(\hat{X}_{k|k-1}) \quad (29)$$

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k|k-1} + K_k (Z_k - \hat{Z}_{k|k-1}) \quad (30)$$

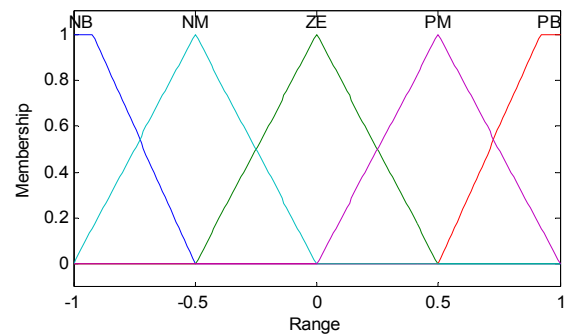
$$P_{k-1} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (31)$$

که \hat{X}_k و P_{k-1} به ترتیب تخمین بردار حالت و کواریانس خطای تخمین بعد از اندازه‌گیری است. K_k بهره فیلتر و $\hat{Z}_{k|k-1}$ و $S_{k|k-1}$ به ترتیب تخمین اندازه‌گیری و کواریانس خطای تخمین آن است.

مدل میز لرزه که در بخش ۲ بررسی شد یک مدل پیوسته است. در این تحقیق از روش رانگ-کوتا^۳ مرتبه ۴ به منظور تخمین پاسخ یک معادله دیفرانسیل معمولی از مرحله n به مرحله $n+1$ استفاده شده است.



شکل ۱: توابع تعلق مربوط به ورودی خطای سرعت و مشتق آن.



شکل ۲: توابع تعلق مربوط به خروجی تعیین کننده سطح لغزش.

به معنی مقدار مثبت بزرگ می‌باشد. به عنوان نمونه برای قاعده اول بدین صورت است که اگر خطای سرعت بزرگ و منفی باشد و مشتق آن نیز همین طور بزرگ و منفی باشد، خروجی کنترلی باید بزرگ و منفی باشد. همچنین در شکل ۳ سطوح کنترلی متناظر با این قوانین نمایش داده شده است.

۴- طراحی فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی

پیدا کردن سیستم‌های خطی در دنیای واقعی امکان‌پذیر نیست و برای برخی از سیستم‌ها که ترم‌های شدیداً غیر خطی دارند، خطی‌سازی به خطای محاسباتی بالایی می‌انجامد. یک سیستم غیر خطی را می‌توان به فرم زیر نوشت

$$x_k = f_{k-1}(x_{k-1}) + u_{k-1} + w_{k-1} \quad (21)$$

$$Z_k = h_k(x_k) + v_k \quad (22)$$

در این دو رابطه x_k بردار حالت سیستم، u_k ورودی سیستم و z_k خروجی سیستم در گام زمانی K می‌باشد. f سیستم غیر خطی مورد نظر و h مدل اندازه‌گیری است. w_k و v_k بردار نویز سیستم و اندازه‌گیری می‌باشند [۱۶].

فیلتر EKF در حقیقت راهکاری برای پیاده‌سازی فیلتر کالمن برای سیستم‌های غیر خطی است. ایده اصلی EKF خطی‌سازی سیستم قبل از اجرای فیلتر کالمن است و معمولاً بسط تیلور برای این خطی‌سازی استفاده می‌شود. بسط تیلور با هر مرتبه‌ای می‌تواند به کار گرفته شود ولی به منظور سادگی و سرعت محاسبات از بسط تیلور مرتبه اول ژاکوبین^۱ و یا بسط مرتبه دوم هسیان^۲ استفاده می‌شود.

الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته دو مرحله پیش‌بینی و به روز رسانی به صورت زیر دارد [۱۷]:

1. Jacobian
2. Hessian

$$\lambda_{r,k+1}^m = \lambda_{r,k}^m - \eta_k^R \cdot r_{k-1}^m \cdot \text{sgn}(\lambda_{r,k}^m r_{k-1}^m + \mu_{r,k}^m) \times \text{tr}\left(\frac{\partial R_k}{\partial r_k^m} (S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})\right) \quad (40)$$

$$\mu_{r,k+1}^m = \mu_{r,k}^m - \eta_k^R \cdot \text{sgn}(\lambda_{r,k}^m r_{k-1}^m + \mu_{r,k}^m) \times \text{tr}\left(\frac{\partial R_k}{\partial r_k^m} (S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})\right) \quad (41)$$

$$\lambda_{q,k}^n = \lambda_{q,k-1}^n - \eta_k^Q \cdot q_{k-1}^n \cdot \text{sgn}(\lambda_{q,k-1}^n q_{k-1}^n + \mu_{q,k-1}^n) \times \text{tr}\left((H_k \frac{\partial Q_{k-1}}{\partial q_{k-1}^n} H_k^T) (S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})\right) \quad (42)$$

$$\mu_{q,k}^n = \mu_{q,k-1}^n - \eta_k^Q \cdot \text{sgn}(\lambda_{q,k-1}^n q_{k-1}^n + \mu_{q,k-1}^n) \times \text{tr}\left((H_k \frac{\partial Q_{k-1}}{\partial q_{k-1}^n} H_k^T) (S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})\right) \quad (43)$$

در روابط فوق η_k^R و η_k^Q پارامترهای آموزش هستند که به صورت تجربی انتخاب می‌شوند و تابع sgn تابع علامت است. $\partial R_k / \partial r_k^m$ با توجه به (۳۴) یک ماتریس مربعی با ابعاد m و $\partial Q_{k-1} / \partial q_{k-1}^n$ نیز با توجه به (۳۳) یک ماتریس مربعی با ابعاد n است.

در تطبیق ماتریس‌های کواریانس نوین سه حالت وجود دارد:

۱) تطبیق R با فرض معلوم بودن Q

۲) تطبیق Q با فرض معلوم بودن R

۳) تطبیق همزمان R و Q

در این مقاله از حالت سوم استفاده شده است. لازم به ذکر است در تطبیق همزمان R و Q به دلیل جلوگیری از ناپایداری فیلتر، مسئله تطبیق ماتریس‌های R و Q را به تشخیص خطا مرتبط می‌سازیم و به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\beta_k = e_k^T (S_{k|k-1} + R_k) e_k \quad (44)$$

رابطه فوق یک تابع با توزیع احتمالی x^τ و درجه آزادی τ است و مقدار τ برابر با ابعاد بردار اندازه‌گیری می‌باشد. حال به کمک رابطه زیر مقدار α به عنوان سطح اطمینان تعیین می‌شود

$$P(x^\tau > x_{\alpha,\tau}^\tau) = \alpha, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (45)$$

در این رابطه $x_{\alpha,\tau}^\tau$ مقدار آستانه می‌باشد و در نهایت برای استفاده از (۳۸) و (۳۹) جهت تطبیق همزمان ماتریس‌های کواریانس نوین سیستم و اندازه‌گیری از رابطه زیر استفاده می‌شود

$$\gamma : \beta_k \leq x_{\alpha,\tau}^\tau \quad \forall k \quad (46)$$

$$\gamma : \beta_k \leq x_{\alpha,\tau}^\tau \quad \exists k$$

با توجه به رابطه فوق تا زمانی که شرط γ برقرار است، R_k تطبیق داده می‌شود و در غیر این صورت، Q_k تطبیق داده می‌شود. ساختار کنترلی مورد استفاده در شکل ۴ نشان داده شده است.

همان طور که در شکل ۴ مشاهده می‌شود، اطلاعات دو سنسور انکودر خطی و شتاب‌سنج وارد فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی شده و سپس تمام حالت‌های سیستم تخمین زده می‌شود. از سرعت خطی تخمین زده شده توسط فیلتر \hat{w} فیدبک گرفته و از سرعت خطی مرجع ω_{Lr} (سرعت خطی زلزله چالانان به عنوان ورودی مطلوب) کم شده و خطای محاسباتی وارد کنترلر فازی مد لغزشی می‌شود. دقت شود که سرعت زاویه‌ای موتور و سرعت خطی رفت و برگشت میز لرزه با ضرایب عددی به هم مرتبط می‌شوند.

برای مدل میز لرزه، پارامترهای فضای حالت و ماتریس خروجی به صورت زیر تعریف می‌شود

$$x_k = [i_d, i_q, \theta, \omega, \dot{\omega}]^T \quad (32)$$

$$y_k = [y_{Encoder} + r_{Encoder}; y_{Acceleration} + r_{Acceleration}]$$

خروجی سیستم توسط دو سنسور انکودر و شتاب‌سنج با مقدار نوین‌های متفاوت $r_{Encoder}$ و $r_{Acceleration}$ در دسترس است و مطابق روابط ارائه‌شده جهت یک تخمین با حداقل خطا ترکیب می‌شوند.

همچنین بردار نوین سیستم $w_k \sim (0, Q_k)$ یک نوین گوسی سفید با میانگین صفر و کواریانس $Q_k = E[w_k w_k^T]$ می‌باشد که هم‌بعد با بعد بردار حالت سیستم است

$$Q_k = \text{diag}[q_k^1, q_k^2, q_k^3, q_k^4, q_k^5] \quad (33)$$

$$q_k^n > 0, \quad n = 1, 2, 3, 4, 5$$

در آخر بردار نوین اندازه‌گیری $v_k \sim (0, R_k)$ یک نوین سفید با میانگین صفر و کواریانس $R_k = E[v_k v_k^T]$ می‌باشد که اندازه‌گیری‌ها توسط سنسورهای انکودر و شتاب‌سنج جمع‌آوری شده است

$$R_k = \text{diag}[r_k^1, r_k^2] \quad (34)$$

$$r_k^m > 0, \quad m = 1, 2$$

در روابط بالا n و m اندازه بردار حالت و اندازه‌گیری می‌باشند.

۴-۱ تطبیق کواریانس‌های نوین

در فیلتر کالمن باید از ماتریس‌های کواریانس نوین سیستم Q و کواریانس نوین اندازه‌گیری R اطلاع دقیق داشت. برای رسیدن به این هدف، ابتدا اختلاف حاصل از اندازه‌گیری‌ها به صورت زیر تعریف می‌شود

$$e_k = Z_k - \hat{Z}_{k|k-1} \quad (35)$$

کواریانس واقعی باقیمانده رابطه فوق با میانگین‌گیری از این دنباله طبق رابطه زیر تخمین زده می‌شود [۱۸]

$$\hat{C}_{ek} = \frac{1}{M} \sum_{j=k-M+1}^k e_j e_j^T \quad (36)$$

در این رابطه M یک بازه از تعداد خاصی از دنباله برای تخمین است. حال با در دست داشتن کواریانس واقعی \hat{C}_{ek} و نظری $S_{k|k-1}$ سیستم تابع هزینه به شکل زیر تعریف می‌شود

$$J_k = \frac{1}{2} \text{tr}\{(S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})(S_{k|k-1} - \hat{C}_{ek})^T\} \quad (37)$$

بنابراین برای کمینه‌کردن تابع هزینه باید کواریانس واقعی و نظری با هم برابر باشند، در غیر این صورت اگر کواریانس‌های نوین سیستم و اندازه‌گیری با مقدار واقعی خود متفاوت باشد، بین این دو کواریانس اختلاف ایجاد می‌شود. الگوریتم تطبیق برای کواریانس نوین سیستم و اندازه‌گیری به صورت زیر است

$$q_k^n = \left| \lambda_{q,k}^n q_{k-1}^n + \mu_{q,k}^n \right| \quad (38)$$

$$r_{k+1}^m = \left| \lambda_{r,k+1}^m r_k^m + \mu_{r,k+1}^m \right| \quad (39)$$

در این رابطه q_{k-1}^n کواریانس تطبیقی نوین سیستم و r_k^m کواریانس تطبیقی نوین اندازه‌گیری است. پارامترهای $\lambda_{q,k}^n, \mu_{q,k}^n, \lambda_{r,k+1}^m, \mu_{r,k+1}^m$ با استفاده از قاعده تندترین شیب باید به گونه‌ای اصلاح شوند که تابع هزینه کمینه شود. برای این کار از روابط زیر استفاده می‌شود [۱۹]

Archive of SID

جدول ۲: پارامترهای مورد نیاز برای شبیه‌سازی.

پارامتر	مقدار	واحد
$L_q = L_d$	۰٫۰۰۵۲۵	H
R	۰٫۹۵۸۵	Ohm
ρ	۸	-
β	۰٫۰۰۰۳۰۳۵	Nm/rad/s
λ	۰٫۱۸۲۷	v/rad/s
ξ	%۹۰	-
j	۰٫۰۰۸۰۵۵۱۲	kgm ^۲
h	۲۰	Mm
m	۱۶٫۷۵	Kg
m_1	۱۰	Kg

جدول ۳: مشخصات میز لرزه.

مقادیر / تعاریف	تجهیزات / مشخصات
PMSM	نوع موتور
۱ kwat	توان موتور
(۷۵۰×۵۵۰) mm	ابعاد میز (B×L)
±۹۰	جابه‌جایی (mm)
۱۰۰۰	بیشینه سرعت (mm/s)
۲	بیشینه شتاب (g)
۳۵	بیشینه بار (kg)
۲۰	گام بال‌اسکرو (mm)
سنسور شتاب‌سنج دوجبهته با محدوده اندازه‌گیری ۱٫۷۵ ±	سنسور شتاب‌سنج
۵	رزولوشن سنسور شتاب‌سنج (µm)
۱۶٫۷۵	وزن صفحه (kg)

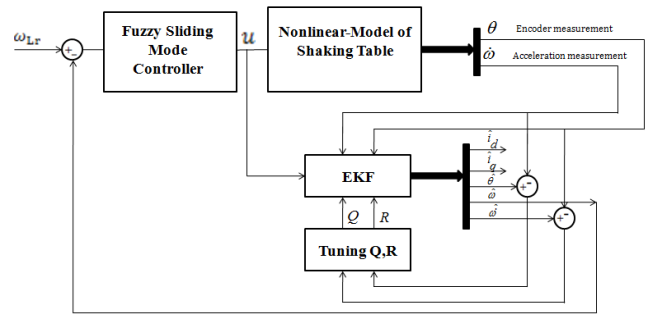
جدول ۴: مشخصات زلزله مرجع.

مشخصات	زلزله مرجع
ایستگاه: Zack Brothers	
دامنه: ۵٫۹	زلزله چالقات
منبع اطلاعات: CDMG	

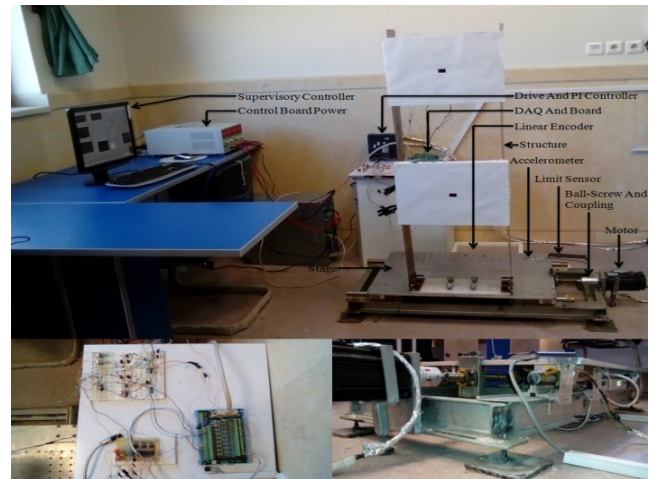
±۹۰ میلی‌متر است، به عنوان سوئیچ برای توقف برنامه استفاده شده است. مشخصات میز لرزه به طور خلاصه در جدول ۳ آمده است.

به منظور ارزیابی عملی ساختار کنترلی ارائه‌شده به بررسی نتایج حاصل از پیاده‌سازی بر روی میز لرزه می‌پردازیم. مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل‌کننده فازی مد لغزشی در حضور فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی در حلقه کنترلی و بدون حضور آن در ردیابی مشخصات زلزله شبیه‌سازی شده انجام گردیده و برای این منظور مقیاسی از زلزله چالقات استفاده شده است. مشخصات زلزله مذکور در جدول ۴ آمده است [۲۱].

در زمان اجرای الگوریتم تطبیقی، پارامترهای $\lambda_{r,1}$ ، $\mu_{r,1}$ ، $\lambda_{q,1}$ و $\mu_{q,1}$ در آغاز الگوریتم مقاردهی می‌شوند. این پارامترها نباید زیاد کوچک انتخاب شوند و به دلیل تأثیر این پارامترها بر روی Q و R ، در آغاز فرایند نباید R کوچک‌تر از مقدار حقیقی و Q بزرگ‌تر از مقدار واقعی خود شود. در ادامه بر اساس تأثیری که η_k^Q و η_k^R به ترتیب بر روی R و Q دارند، در حدود ۰٫۱ انتخاب می‌شود و η_k^Q را می‌توان بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از این مقدار انتخاب کرد. چرا که ماتریس R به طور مستقیم موجب افزایش یا کاهش $S_{k|k-1}$ می‌شود ولی وابستگی $S_{k|k-1}$ به ماتریس



شکل ۴: ساختار پیاده‌سازی فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی و کنترلر.



شکل ۵: نمای کلی از میز لرزه مورد استفاده.

پارامترهای مورد نیاز میز برای شبیه‌سازی مطابق جدول ۲ انتخاب شده‌اند.

۵- نتایج تست آزمایشگاهی و آنالیز

به منظور بررسی میزان عملکرد ساختار کنترلی ارائه‌شده در واقعیت، از میز لرزه مرکز تحقیقات دانشگاه اراک استفاده کرده‌ایم. میز لرزه استفاده‌شده به همراه اجزای اصلی در شکل ۵ نشان داده شده است [۲۰]. میز لرزه از نوع الکتریکی با یک درجه آزادی می‌باشد. این میز از یک موتور سنکرون آهن‌ربای دایم و یک بال‌اسکرو به عنوان عملگر بهره می‌برد. علاوه بر این بال‌اسکرو حرکت دورانی موتور را به حرکت خطی تبدیل می‌کند.

سنسورهای این میز شامل یک انکودر خطی ۵ میکرومتری است که جابه‌جایی صفحه را اندازه‌گیری می‌کند. یک شتاب‌سنج آنالوگ مدل ADXL۲۰۳ که شتاب افقی میز را اندازه‌گیری می‌کند. علاوه بر این سخت‌افزار کنترل‌کننده میز لرزه شامل یک درایور سروو، یک کارت اخذ اطلاعات^۱ از نوع ۱۷۱۶، یک میکروکنترلر ATMEGA۳۲ و یک کامپیوتر شخصی می‌باشد. ارتباط بین این اجزا به صورت زیر است: انکودر خطی، اطلاعات خود را به میکروکنترلر ارسال می‌کند و میکروکنترلر بعد از محاسبه، موقعیت میز لرزه را از طریق کارت اخذ اطلاعات به کامپیوتر می‌فرستد. در همین حال شتاب میز لرزه نیز توسط کارت اخذ اطلاعات به کامپیوتر شخصی که در آن برنامه کنترلی شبیه‌سازی شده قرار دارد، ارسال می‌شود. علاوه بر این از دو سنسور مادون قرمز CNYY۰ برای امنیت میز لرزه هنگامی که جابه‌جایی آن بیش از محدوده مجاز مثلاً

1. DAQ Card

جدول ۵: مقایسه RMSE ردیابی با EKF و بدون EKF.

RMSE	جابه‌جایی	سرعت	شتاب
FSMC without EKF	۰٫۶۳۴	۰٫۷۹۲	۰٫۸۱۲
FSMC with EKF	۰٫۲۰۸۷	۰٫۱۸۸	۰٫۳۴۱

جدول ۶: مقایسه RMSE ردیابی با EKF و بدون EKF.

RMSE	جابه‌جایی	سرعت	شتاب
FSMC without Adaptive R and Q	۰٫۷۵۲	۰٫۸۷۶	۰٫۹۸۲
FSMC with Adaptive R and Q	۰٫۰۹۲	۰٫۲۰۱	۰٫۳۵۱

توسعه‌یافته تطبیقی در حلقه کنترلی و بدون حضور آن با ورودی مرجع نشان داده شده است.

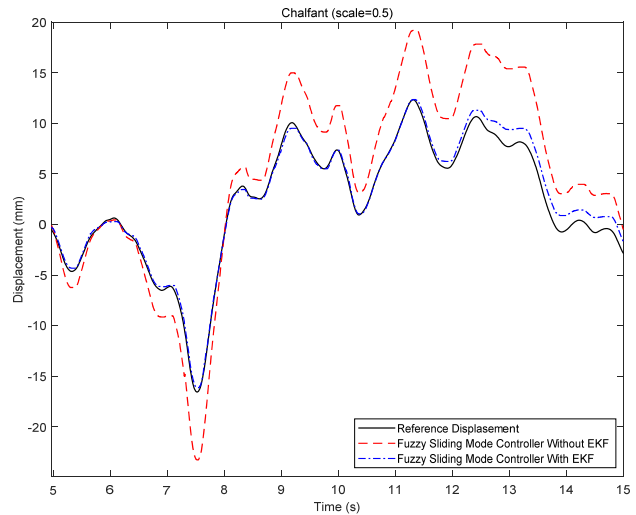
همان طور که از نمودارهای بالا پیداست، سیستم مبتنی بر ترکیب اطلاعات به روش فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی و استفاده از کنترل‌کننده فازی مد لغزشی توانسته پروفیل زلزله چالفانت را به خوبی ردیابی کند، در حالی که بدون حضور فیلتر، کنترل‌کننده فازی مد لغزشی عملکرد مناسبی نداشته است. بیشترین خطا مربوط به زمانی است که تغییر جهت در ورودی مشاهده می‌شود.

در ادامه به بررسی تأثیر عدم قطعیت پارامتری و پایداری کنترل‌کننده مد لغزشی با در نظر گرفتن ترم فازی در کنار فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی و بدون تطبیق می‌پردازیم. برای این منظور یک سازه دو درجه آزادی به جرم ۱۰ کیلوگرم را بر روی میز لرزه قرار می‌دهیم. از آنجایی که تغییرات جرم طبق (۵) بر روی ممان اینرسی موتور تأثیر دارد، پس ممان اینرسی پارامتری است که عدم قطعیت را در بر می‌گیرد. در اینجا عملکرد کنترل‌کننده فازی مد لغزشی تحت شرایط عدم قطعیت پارامتری مذکور، برای زلزله چالفانت مورد بررسی قرار می‌گیرد. نمودارهای مربوط به این شبیه‌سازی را در ادامه مشاهده می‌کنید.

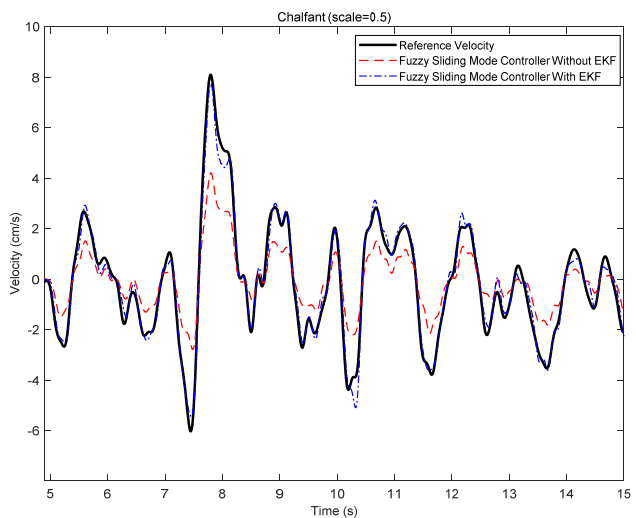
همان طور که در شکل‌های ۹ تا ۱۱ قابل مشاهده است، کنترل‌کننده فازی مد لغزشی در برابر این عدم قطعیت پارامتری مقاوم بود و توانسته پارامترهای جابه‌جایی، سرعت و شتاب مرجع را دنبال کند. همچنین تأثیر روش تطبیقی هم در عملکرد سیستم مشاهده می‌شود. یکی از روش‌هایی که برای تطبیق کواریانس‌ها استفاده می‌شود، منطق فازی است. شیوه تعیین گروه‌های فازی و تعداد قوانین و حجم محاسبات از چالش‌های این روش است. علاوه بر این تضمینی بر مثبت‌بودن درایه‌های قطری کواریانس‌ها وجود ندارد و این موضوع منجر به خطا در عملکرد فیلترهای کالمن می‌شود. روش پیشنهادی در این مقاله تضمین‌کننده نامنفی‌بودن عناصر قطری ماتریس‌های کواریانس نویز است. همچنین در جدول ۶ برای ارزیابی روش پیشنهادی جذر میانگین مربع خطای ردیابی (RMSE) پارامترهای جابه‌جایی، سرعت و شتاب توسط کنترل‌کننده فازی مد لغزشی در حضور فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی و بدون تطبیق با ورودی مرجع نشان داده شده است.

در ادامه مقایسه‌ای بین روش تطبیقی پیشنهادی و روش تطبیقی فازی برای تطبیق هم‌زمان کواریانس‌های نویز آورده شده است. در این آزمایش برای ۱۰۰ اجرا نتایج آمده است.

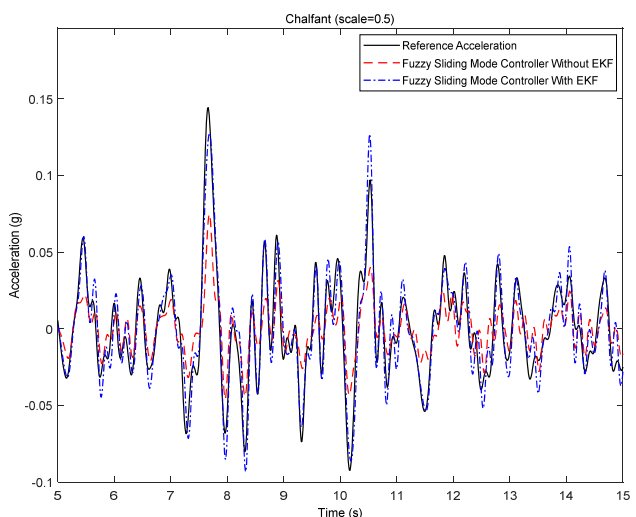
در این آزمایش مشاهده می‌شود که در روش فازی تعداد قابل توجهی به ناپایداری رسیده‌اند. علاوه بر این در جدول ۷ مشاهده می‌شود که در روند تطبیق در روش فازی تعداد قابل توجهی به منفی‌شدن واریانس‌ها منجر می‌شود و این امر در روش پیشنهادی وجود ندارد.



شکل ۶: مقایسه بین جابه‌جایی مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.



شکل ۷: مقایسه بین سرعت مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.



شکل ۸: مقایسه بین شتاب مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.

H_k با Q است.

شکل‌های ۶ تا ۸ به ترتیب نتایج جابه‌جایی، سرعت و شتاب را نشان می‌دهند. همچنین در جدول ۵ برای ارزیابی روش پیشنهادی جذر میانگین مربع خطای ردیابی (RMSE) پارامترهای جابه‌جایی، سرعت و شتاب توسط کنترل‌کننده فازی مد لغزشی در حضور فیلتر کالمن

معيار عملکرد	روش پیشنهادی	روش فازی
تعداد عملکرد صحیح	۹۷	۵۳
تعداد حالت ناپایدار	۳	۲۷
تعداد رخداد خطا	۰	۹
تعداد منفی شدن R یا Q	۰	۱۱

مراجع

[1] A. Baratta, I. Corbi, O. Corbi, R. Carneiro Barros, and R. Bairrao, "Shaking table experimental researches aimed at the protection of structures subject to dynamic loading," *The Open Construction and Building Technology J.*, vol. 6, pp. 336-360, 2012.

[2] X. Yang, H. Hongxing, and H. Junwei, "Three state controller design of shaking table in active structural control system," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Control and Automation*, pp. 88-93, Guangzhou, China, 30 May-1 Jun. 2007.

[3] D. J. Lee, et al., "The tracking control of uni-axial servo-hydraulic shaking table system using time delay control," in *Proc. IEEE SICE-ICASE In. Joint Conf.*, pp. 29-32, Busan, South Korea, 18-21 Oct. 2006.

[4] K. Seki, M. Iwasaki, M. Kawafuku, H. Hirai, and K. Yasuda, "Adaptive compensation for reaction force with frequency variation in shaking table systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 3864-3871, Oct. 2009.

[۵] ا. صادقی، ج. کریمی و س. ح. ساداتی، "طراحی قانون هدایت مقاوم سه‌بعدی ربات پرنده به روش فازی - مد لغزشی"، *مجله مهندسی مکانیک شریف*، دوره ۳۳، شماره ۲، صص. ۲۵-۱۳، پاییز و زمستان ۱۳۹۶.

[۶] س. شکی و م. ر. ذاکرزاده، "مدل‌سازی و کنترل عملگر آلباژ حافظه‌دار با روش مد لغزشی فازی"، *مجله مهندسی مکانیک مدرس*، دوره ۱۶، شماره ۷، صص. ۲۵-۱۳، مهر ۱۳۹۵.

[7] A. S. Oleg and V. M. Andrei, "Adaptive estimation algorithms and their applications to measurement data processing," in *Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, EIConRus'19*, pp. 3-8, Saint Petersburg and Moscow, Russia, 28-31 Jan. 2019.

[8] Y. Huo, Z. Cai, W. Gong, and Q. Liu, "A new adaptive Kalman filter by combining evolutionary algorithm and fuzzy inference system," in *Proc. IEEE Congress on Evolutionary Computation, CEC'14*, pp. 2893-2900, Beijing, China, 6-11 Jul. 2014.

[9] B. Feng, M. Fu, H. Ma, Y. Xia, and B. Wang, "Kalman filter with recursive covariance estimation-sequentially estimating process noise covariance," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6253-6263, Nov. 2014.

[10] S. Sarkka and J. Hartikainen, "Non-linear noise adaptive Kalman filtering via variational Bayes," in *Proc. IEEE Int. Workshop on Machine Learning for Signal Processing, MLSP'16*, 6 pp., Southampton, UK, 22-25 Sept. 2016.

[11] W. Liu, Y. Liu, and R. Bucknall, "A robust localization method for unmanned surface vehicle (USV) navigation using fuzzy adaptive Kalman filtering," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 46071-46083, 2019.

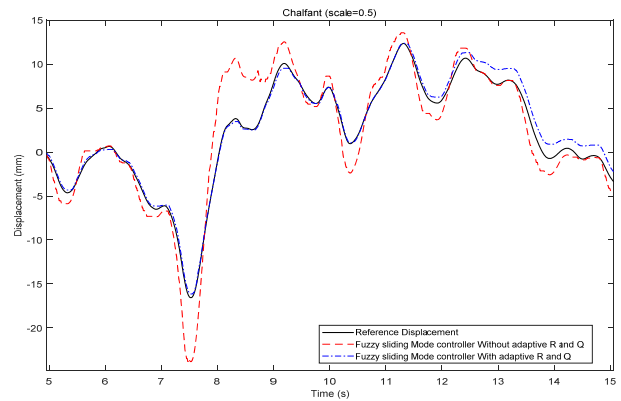
[12] A. Assad, W. Khalaf, and I. Chouaib, "Novel adaptive fuzzy extended Kalman filter for attitude estimation in GPS-denied environment," *Gyroscope and Navigation*, vol. 10, no. 3, pp. 131-146, 2019.

[13] M. Tarnik and J. Murgas, "Model reference adaptive control of permanent magnet synchronous motor," *J. of Electrical Engineering*, vol. 62, no. 3, pp. 117-125, May 2011.

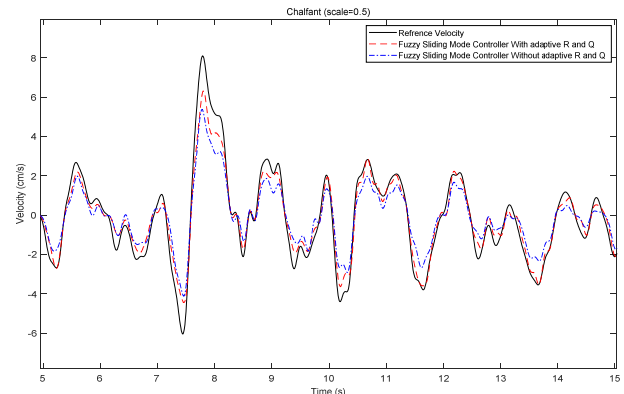
[14] S. Yu, Y. Feng, and X. Yang, "Extended state observer-based fractional order sliding-mode control of piezoelectric actuators," *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: J. of Systems and Control Engineering*, Article No.: 0959651820934351, 2020.

[15] X. Yang, P. Wei, Y. Zhang, X. Liu, and L. Yang, "Disturbance observer based on biologically inspired integral sliding mode control for trajectory tracking of mobile robots," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 48382-48391, 2019.

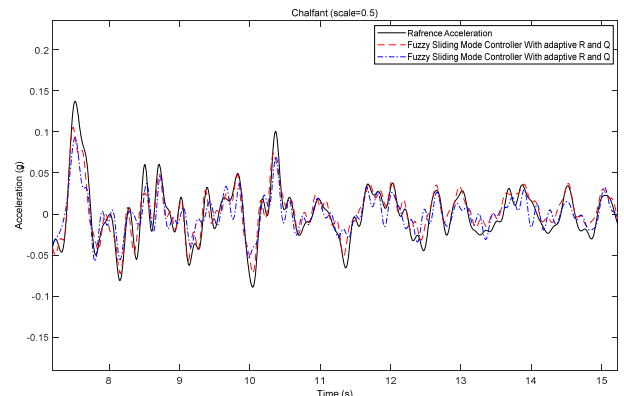
[16] K. S. Mawonou, A. Eddahech, D. Dumur, D. Beauvois, and E. Godoy, "Improved state of charge estimation for Li-ion batteries



شکل ۹: مقایسه بین جابه‌جایی مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.



شکل ۱۰: مقایسه بین سرعت مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.



شکل ۱۱: مقایسه بین شتاب مرجع برای زلزله چالفانت و نتایج آزمایشگاهی.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش فیلترینگ تطبیقی برای ترکیب و کاهش نویز اندازه‌گیری انکودر و شتاب‌سنج ارائه شد. روش پیشنهادی تضمین‌کننده نامنفی بودن عناصر قطری ماتریس‌های کواریانس نویز است. همچنین ساختاری برای حذف لرزش در ورودی کنترل مد لغزشی به کار گرفته شد. حذف اثر نامطلوب لرزش در ولتاژ ورودی موتورهای الکتریکی از کاهش طول عمر آنها جلوگیری می‌کند. نتایج حاکی از آن است که استفاده از کنترل‌کننده فازی مد لغزشی، خطای شبیه‌سازی زلزله را تا حد زیادی کاهش داده است. این مورد درباره کنترل‌کننده فازی مد لغزشی در حضور فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی بیشتر به چشم می‌خورد و این کنترل‌کننده توانسته است خطای ردیابی پروفیل زلزله چالفانت را کاهش دهد. نتایج تجربی برتری روش کنترلی پیشنهادی را نسبت به سایر روش‌ها تأیید می‌کند.

Archive of SID

نیما رجبی نمینی در سال ۱۳۹۰ مدرک کارشناسی مهندسی برق - کنترل خود را اخذ کرد و در سال ۱۳۹۳ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق - مکترونیک خود را از دانشگاه اراک دریافت نمود. نامبرده هم اکنون دانشجوی دکترای برق گرایش کنترل در دانشگاه بیرجند می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: ترکیب اطلاعات سنسوری، کنترل مد لغزشی، تخمین‌گرهای غیرخطی، بهینه‌سازی با استفاده از الگوریتم‌های هوشمند و کلاسیک.

رمضان هاونگی در سال ۱۳۸۲ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق - کنترل خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی در ایران دریافت نمود. و در سال ۱۳۹۲ موفق به اخذ درجه دکترا در مهندسی برق کنترل از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی گردید. دکتر هاونگی از سال ۱۳۹۲ در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه بیرجند مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشکده می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ناوبری، تئوری تخمین، محاسبات نرم، شناسایی و رباتیک می‌باشد.

using fractional order extended Kalman filter," *J. of Power Sources*, vol. 435, Article No.: 226710, 30 Sept. 2019.

[۱۷] ا. صیادی، و م. ت. ثابت، "دینامیک و کنترل مجموعه ربات های غیر هولونومیک به منظور شرکت در عملیات شکار جمعی در سطوح غیرمستوی،" *مجله مهندسی مکانیک شریف*، دوره ۳۰، شماره ۱، صص. ۳۷-۱۵، پاییز و زمستان ۱۳۹۳.

[18] L. Jiang and H. Zhang, "Redundant measurement-based second order mutual difference adaptive Kalman filter," *Automatica*, vol. 100, no. 3, pp. 396-402, Feb. 2019.

[19] A. Mehrjouyan and A. Alfi, "Robust adaptive unscented Kalman filter for bearings-only tracking in three dimensional case," *Applied Ocean Research*, vol. 87, pp. 223-232, Jun. 2019.

[20] N. Rajabi, A. H. Abolmasoumi, and M. Soleymani, "Sliding mode trajectory tracking control of a ball-screw-driven shake table based on online state estimations using EKF/UKF," *Structural Control and Health Monitoring*, vol. 25, no. 4, Article No.: e2133, Apr. 2018.

[21] Pacific Earthquake Engineering, *Earthquake and Station Details*. Retrieved from <http://www.peer.berkeley.edu>.