

طراحی سیستم کنترلی پیشرفته موتور BLDC مبتنی بر مدل مارکوف با در نظر گرفتن عدم قطعیت

سمانه صدوقی^۱، مقداد انصاریان^{۱*}، مجتبی بابایی^۱، محمد تبریزیان^۱

چکیده

در این مقاله از یک روش پیشنهادی در ارائه سیستم کنترلی سرعت موتور BLDC استفاده شده است. در سیستم پیشنهادی از مدل فضای حالت برای مدل کردن پارامترهای موتور BLDC و از مدل سوئیچینگ مارکوف برای بحث عدم قطعیت سرعت موتور و کنترل آن استفاده شده است. به منظور ارزیابی پایداری سرعت، سیستم ارائه شده در دو حالت مورد ارزیابی قرار گرفته است. در حالت اول، از جبران ساز معمولی PID و بدون در نظر گرفتن مدل پیشنهادی مبتنی بر مارکوف استفاده شده و در حالت دوم، در حالت دوم مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلال بر مبنای مدل مارکوف سوئیچینگ زمانی با در نظر گرفتن فضای حالت اعمال شده است. مطابق با نتایج حاصله، در حالت اول و جبران سازی با کنترلر PID میزان افت سرعت در بازه ی ۲ تا ۵ ثانیه بوده است. همچنین سرعت مرجع اولیه برابر با ۱۵۰ rpm در نظر گرفته شده است. زمان پایداری در بازه ی ۵ تا ۶ ثانیه حاصل شده است. با توجه به کاهش میزان جبران سازی توسط روش پیشنهادی، نتایج حاصل از پژوهش نشان می دهد که میزان THD در حالت اول و جبران سازی با کنترلر PID برابر با ۸۷،۹۱ درصد بوده در حالی که این میزان برای حالت دوم و جبران سازی با روش پیشنهادی برابر با ۸۱،۲۰ درصد شده است.

دریافت مقاله: ۲۹/۰۴/۱۴۰۴

پذیرش مقاله: ۲۸/۰۸/۱۴۰۴

کلمات کلیدی: اغتشاش جانبی، پاسخ سرعت، موتور BLDC، مدل مارکوف، فضای حالت، عدم قطعیت

۱- مقدمه^۱

- مقدمه

امروزه استفاده از موتورهای DC بدون جاروبک سرعت متغیر به دلیل مزایای فراوانی مانند راندمان بالا، چگالی توان و گشتاور بالا، سهولت کنترل، قابلیت اطمینان بالا و هزینه تعمیر و نگهداری پایین، در مصارف صنعتی و خانگی افزایش چشمگیری یافته است. همچنین موتورهای BLDC به طور گسترده در کاربردهای دریایی و در محدوده وسیع استفاده می شود [1].

این موتورها معمولاً توسط روش کنترل جریان مستقیم تغذیه می شوند. همچنین در ساختار این موتورها کموتاتور مکانیکی با کموتاتور الکتریکی جایگزین می شود که جریان پالس را در الگوی خاصی به سیم پیچ های موتور می رساند. امروزه کنترل کننده های زیادی با روش های

مختلف کنترلی توسعه داده شده اند که عموماً برای تنظیم سرعت زاویه ای پایین تا بالا و تنظیم گشتاور خروجی طراحی شده اند [2]. در موتور های BLDC هنگامی که سرعت آن ها افزایش می یابد، شکل موج جریان به گونه ای تغییر می کند که تولید گشتاور موتور را محدود می کند و ریپل گشتاور را افزایش می دهد. در سرعت های بالا، جریان فاز به دلیل EMF خود موتور نمی تواند به مقدار مورد نظر برسد. بنابراین، گشتاور کاهش می یابد و مقدار ریپل گشتاور افزایش می یابد [1].

به منظور بهبود دقت موقعیت یابی و ثبات سرعت سیستم سُرور موتور BLDC، امروزه کنترل پیشرفته PID به دلیل راحتی و کارایی آن مانند کنترل آبخاری [2]، کنترل پیش خور [3] و کنترل فازی [4]، همچنان به صورت گسترده مورد استفاده قرار گرفته است. کنترل

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: m.ansarian@gmail.com

۱. گروه علمی برق - واحد یادگار امام خمینی (ره) شهری، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

و همکاران^[۸]، (۲۰۲۲)، از الگوریتم کنترل سوئیچینگ به منظور ردیابی و کنترل سرعت توسط میکروکنترلر طراحی و پیاده سازی شده است که از طریق مدار اینورتر ماسفت منبع ولتاژ سه فاز به موتور BLDC متصل می شود. همچنین یکی از پارامترها در بحث الگوریتم کنترل سوئیچینگ با استفاده از سنسور اثر هال در سیم پیچی داخلی به عنوان نوعی بازخورد زاویه رتور استفاده شده است [8].

با این حال، در رویکردهای کنترلی مرسوم از نظر پایداری و واکنش سریع عملکرد نامطلوبی وجود دارد. همچنین تا کنون روش های ترکیبی مختلفی نیز در زمینه ردیابی سرعت و کنترل اختلال ارائه شده است. تمیر و همکاران^[۹]، (۲۰۲۰)، یک پیکربندی کنترل کننده هوشمند ترکیبی برای کنترل سرعت بهینه موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک (BLDC) در یک سیستم جمع آوری داده های کنترل نظارتی کارخانه (SCADA^[۱۰]) ارائه داده اند. این کنترل کننده هوشمند ترکیبی را با یک کنترل کننده PID معمولی، کنترل کننده منطق فازی (FLC^[۱۱]) و کنترل کننده مرجع مدل شبکه عصبی مصنوعی (ANNMRC^[۱۲]) در MATLAB مقایسه شده است و نتایج نشان می دهد که کنترل کننده ترکیبی (عصبی فازی) از نظر عملکرد ثبات، قابلیت ردیابی مسیر سرعت، پاسخ سریع و سادگی برای اجرا نسبت به روش های دیگر برتری دارد [9].

۲- بحث عدم قطعیت

اندازه فرم کلی سیستم آشوب مرتبه کسری به همراه عدم قطعیت و اغتشاش خارجی به صورت رابطه ی (۱) در نظر گرفته شده است [10]:

$$\begin{cases} D^q x(t) = f(x(t)) + d(t) + u(t - \tau_u) \\ u(t) = q(t) \quad t \in [-\tau_u, 0] \end{cases} \quad (1)$$

که در این رابطه $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ و $f(x(t)) = [f(x_1(t)), f(x_2(t)), \dots, f(x_n(t))]^T$ به ترتیب حالت های سیستم و توابع پیوسته نامعلوم بوده و رابطه (۲) و (۳) به ترتیب عدم قطعیت و اغتشاش خارجی ناشناخته را نشان می دهند.

$$\Delta f(x(t)) = [\Delta f(x_1(t)), \Delta f(x_2(t)), \dots, \Delta f(x_n(t))]^T \quad (2)$$

آبشاری می تواند عملکرد کنترل را تا حد معینی بهبود بخشد، اما سیستم به سنسورهای بیشتری در همان زمان نیاز دارد که هزینه سیستم و سختی تنظیم پارامترها را بر این اساس افزایش می دهد. از سوی دیگر یک کنترل کننده پیشخور اغلب به دقت مدل سیستم نیاز دارد، که یک چالش بزرگ برای سیستم های پیچیده است.

برای کنترل کننده PID فازی، جدول قوانین فازی مناسب می تواند عملکرد کنترل را از جنبه خاصی بهبود بخشد. با این حال، برای سیستم های نسبتاً پیچیده، عملکرد کنترل پویا تا حدی کاهش می یابد. در عین حال، برای دستیابی به عملکرد کنترلی با دقت بالا، لازم است قوانین فازی پیچیده ایجاد شود که منجر به گسترش دامنه جستجو و دوره تصمیم گیری می شود. گاهی اوقات حتی ممکن است از کنترل خارج شود. از این رو در مقایسه با سیستم های سنتی مبتنی بر کنترل کننده های PID، کنترل رد اغتشاش فعال (ADRC^[۱۳])، از عملکرد بالاتری برخوردار است [5].

مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلال در پژوهش های بسیاری انجام شده است. هدف از این رویکرد، ارزیابی پاسخ سرعت و اغتشاش های جانبی سیستم بوده به گونه ای که بتوان در هر لحظه پاسخ سرعت سیستم را ردیابی نمود و آن را پایدار کرد. در پژوهش هی و همکاران، (۲۰۲۲)، به کنترل موج ناشی از گشتاور در سیستم محرک موتور BLDC بر مبنای کنترل رد اختلال فعال^[۱۴] با تزریق هارمونیک بهبود یافته پرداخته اند. دو مولفه اساسی در نظر گرفته شده در این رویکرد مبتنی بر دقت موقعیت و پایداری سرعت موتور BLDC به روش ایتومکانیکی (OMSS^[۱۵]) بوده است [6].

در پژوهش های دیگر بحث قابلیت اطمینان ناشی از اغتشاشات مورد توجه قرار گرفته است. در پژوهش رن و همکاران^[۱۶]، (۲۰۲۳)، یک روش طراحی بهینه سازی قوی مبتنی بر قابلیت اطمینان (RBRDO^[۱۷]) در موتورهای BLDC با استفاده از تجزیه و تحلیل قابلیت اطمینان به منظور به حداکثر رساندن گشتاور خروجی موتور انجام شده است. در این پژوهش ها از کنترلهای مبتنی بر PID برای تنظیم سرعت موتور BLDC و کاهش ریبیل گشتاور استفاده شده است [7]. از کنترل کننده های مبتنی بر موقعیت نیز در مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلال نیز استفاده شده است. در پژوهش تادیوس

هر نقطه از زمان و به هر تعداد می باشد. همچنین ویژگی دیگر این الگو آن است که فرآیند تغییر رژیم در این الگو به یک متغیر وضعیت بستگی دارد که از ویژگی های این مدل پیروی می کند. به عبارت دیگر مقدار آخرین متغیر وضعیت تنها به مقدار این متغیر در دوره ی قبل بستگی دارد [11].

الگوهای مارکوف سوئیچینگ با داشتن ساختاری پویا برای تحلیل روابط غیر خطی سری زمانی به کار گرفته می شوند. پویایی این الگوها به تغییر متغیرهای حالت (مشاهده نشده s_t) وابسته است. سری زمانی y_t به شکل نرمال و با میانگین μ_i در هر رژیم و با احتمال k توزیع شده است [12]. در صورتی که در تعریف اولیه الگوی مارکوف سوئیچینگ به صورت سه رژیمه و p وقفه باشد، مطابق با رابطه ی های (۵) و (۶) تعریف می شوند [13]:

$$y_t = \mu(s_t) + [\sum \alpha_i (y_{t-i} - \mu(s_{t-i}))] + u_t \quad (5)$$

$$u_t | s_t \sim \text{nid}(0, \sigma^2), s_t = 1, 2, 3 \quad (6)$$

که در این رابطه y_t سری زمانی مد نظر، μ میانگین متغیر مدنظر و α_i نشان دهنده ی پارامترهای الگو می باشد. در الگوهای مارکوف، s_t به عنوان یک متغیر تصادفی شناخته می شود و تغییرات آن به تغییرات ساختار معادله منجر می شود. از این جهت در برخی از الگوها فرض می شود که متغیر وضعیت (s_t)، از زنجیره ی مرتبه ی اول مارکوف تبعیت می کند که در آن رژیم جاری به رژیم دوره ی قبل آن وابسته است. تابع زیر بر مبنای همین تعریف در نظر گرفته می شود [14]:

$$\Pr(s_t = j | s_{t-1} = i, s_t = k, \dots) = \Pr(s_t = j | s_{t-1} = i) = p_{ij} \quad (7)$$

که در این رابطه p_{ij} نشان دهنده ی احتمال انتقال از $s_{t-1} = j$ به $s_t = i$ می باشد. با در نظر گرفتن احتمال مطرح شده، برای m رژیم ماتریس احتمالات انتقالات (p) که یک ماتریس $m \times m$ است به صورت رابطه ی (۸) تعریف می شود [14]:

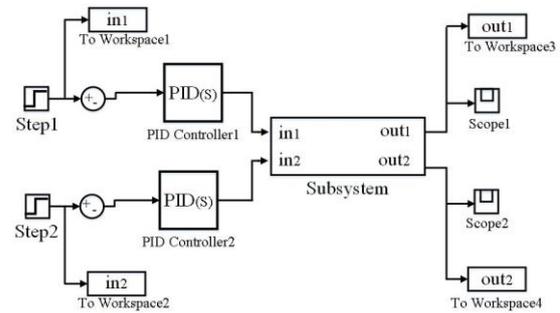
$$d(t) = [t_{u1}(t), t_{u2}(t), \dots, t_{un}(t)]^T \quad (3)$$

در این روابط عدم قطعیت ها و اغتشاش های وارد شده به صورت کراندار مفروض است. همچنین روابط (۲) و (۳) نیز ورودی کنترلی و تاخیر وارد شده به ورودی کنترلی را نشان می دهد که در آن تاخیر ها به صورت معلوم و متغیر با زمان در نظر گرفته می شوند.

$$u(t - t_u(t)) = [u_1(t - t_{u1}(t)), u_2(t - t_{u2}(t)), \dots, u_n(t - t_{un}(t))]^T$$

$$t_u(t) = [t_{u1}(t), t_{u2}(t), \dots, t_{un}(t)]^T \quad (4)$$

به منظور پایداری سرعت در حالت اولیه و بدون در نظر گرفتن مدل پیشنهادی مبتنی بر مارکوف از جبرانساز معمولی PID استفاده شده است. ساختار اولیه این مدل در شکل (۱) نمایش داده شده است.



شکل (۱): اصول و طراحی به کار رفته در ورودی و خروجی سیستم با کنترلر PID

۳- مدل سوئیچینگ مارکوف

الگوی مارکوف سوئیچینگ به عنوان یکی از مشهورترین الگوهای غیرخطی سری زمانی شناخته شده است. این الگو به الگوی تغییر رژیم نیز معروف است و دلیل استفاده از واژه ی تغییر رژیم این است که یک متغیر سیاستی امکان دارد در دوره ای از زمان، یک رفتار و در دوره ای رفتار متفاوتی از دوره ی قبل از خود نشان دهد. یکی از خصوصیات بارز الگوی مارکوف سوئیچینگ، اجازه تغییر در

$$\omega'_{t|t} = \frac{\delta_t \varphi \omega'_{t|t-1}}{\delta_t \omega'_{t|t-1}} \quad (13)$$

$$p \omega'_{t+1|t} = p \omega'_{t|t} \quad (14)$$

که در این رابطه p ماتریس احتمالات انتقالات $m \times m$ از دوره $t-1$ به دوره t می باشد و φ ضرب عنصر به عنصر را نشان می دهد.

احتمال $\Pr(s_t = j | \gamma_t, \theta)$ به صورت نسبت توزیع مشترک $f(y_t, s_t = j | \gamma_t, \theta)$ به توزیع حاشیه ای $f(y_t | \gamma_{t-1})$ محاسبه می کند که توزیع حاشیه ای از جمع توزیع مشترک بر وضعیت های $1, 2, \dots, T$ محاسبه می شود. به منظور ارزیابی احتمالات پیش بینی رژیم در وضعیت های مختلف در دوره t بعد می بایست آن را در ترانسپوز ماتریس احتمال انتقال ضرب کنیم. تابع لگاریتم راست نمایی $L(\theta)$ به صورت رابطه های (۱۵) و (۱۶) می باشد [14]:

$$L(\theta) = \sum_{t=1}^T \log f(Y_t | X_t, Y_{t-1}, \theta) \quad (15)$$

$$f(Y_t | X_t, Y_{t-1}, \theta) = (\omega'_{t|t} \varphi \delta_t) \quad (16)$$

به منظور بررسی اولیه مدل سوئیچینگ مارکوف در این پژوهش از مطالعات چنگ مین کوآن [2002] استفاده شده است [15]. فرض شود که s_t یک متغیر حالت غیر قابل مشاهده را با فرض دو حالت صفر و یک نشان دهد. یک مدل سوئیچینگ ساده متغیر z_t بر مبنای دو حالت مدل های خودرگرسیون (AR) به صورت رابطه ی (۱۷) در نظر گرفته می شود [15]:

$$z_t = \begin{cases} \alpha_0 + \beta z_{t-1} + \varepsilon_t, & s_t = 0 \\ \alpha_0 + \alpha_1 + \beta z_{t-1} + \varepsilon_t \end{cases} \quad (17)$$

که در این رابطه $|\beta| < 1$ و ε_t متغیرهای تصادفی با میانگین صفر و واریانس، σ_ε^2 هستند. این قسمت به عنوان بخشی از فرآیند $AR(1)$ با میانگین $\alpha_0 / (1 - \beta)$ در حالت $s_t = 0$ ، به یک میانگین با فرآیند ثابت $AR(1)$ با

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{m1} & p_{m2} & \dots & p_{mm} \end{bmatrix} \quad 0 \leq p_{ij} \leq 1 \quad (8)$$

$$\sum_{i,j=1}^m p_{ij} = 1$$

در الگوهای در نظر گرفته شده، پارامتر الگو به متغیر وضعیت s_t وابسته است و s_t دیدنی نیست و فقط احتمال مربوط به آن را می توان پیش بینی نمود. بنابراین احتمال قرار گرفتن در هر کدام از سه رژیم در دوره t را با توجه به اطلاعات موجود در دوره $t-1$ ، با بردار رابطه ی (۹) می توان بیان نمود:

$$\hat{\omega}_{t|t-1} = \begin{bmatrix} p(s_t = 1 | \gamma_{t-1}) \\ p(s_t = 2 | \gamma_{t-1}) \\ p(s_t = 3 | \gamma_{t-1}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

که در این رابطه اجزای آن شامل $p(s_t = j | \gamma_{t-1})$ و $j=1, 2, 3$ احتمال فیلتر شده t امین مشاهده با رژیم j در نظر گرفتن اطلاعات در دوره $t-1$ است. در این مدل به منظور بدست آوردن تابع حداکثر راست نمایی، δ_t به عنوان بردار $1 \times N$ که عنصر j ام آن چگالی شرطی Y_t برای سه رژیم به صورت رابطه ی (۱۰) می باشد:

$$\delta_t = \begin{bmatrix} f(y_t | s_t = 1, \gamma_{t-1}) \\ f(y_t | s_t = 2, \gamma_{t-1}) \\ f(y_t | s_t = 3, \gamma_{t-1}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

که در این رابطه احتمال توزیع مشترک y_t و s_t به صورت رابطه ی (۱۱) در نظر گرفته می شود:

$$f(y_t, s_t = j | \gamma_{t-1}) = f(y_t, s_t = j | \gamma_{t-1}) P(s_t = j | \gamma_{t-1}) \quad (11)$$

بر مبنای این رابطه، تابع چگالی شرطی y_t برای سه رژیم به صورت رابطه (۱۲) خواهد بود:

$$f(y_t | \gamma_{t-1}) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 f(y_t | s_t, \gamma_{t-1}) p(s_t = i | \gamma_{t-1}) \delta'_t \omega'_{t|t-1} \quad (12)$$

که در این رابطه $\omega'_{t|t-1}$ به صورت رابطه ی (۱۳) و (۱۴) محاسبه می شود:

بنابراین شبیه به یک متغیر وابسته میباشد، زیرا هر دو تحت تاثیر یک یا چند متغیر مستقل هستند [16].

متغیرهای برون زا به عنوان متغیرهایی شناخته می شوند که به عوامل خارجی، خارج از مدل بستگی دارند، بنابراین تحت تاثیر متغیرهای درونی مدل قرار نمی گیرند. همچنین متغیرهای درون زا به عنوان عواملی شناخته می شوند که به عنوان بخشی از یک فرآیند عملکردی بین متغیرهای دیگر در مدل تغییر می کنند. این رابطه به عنوان رابطه‌ی وابسته نیز شناخته می شود و ماهیت آن قابل پیش بینی است. معمولاً متغیرهای به گونه ای با یکدیگر همبستگی دارند که حرکت در یک متغیر می بایست به حرکت در متغیر دیگر منجر شود. با این حال کلیه متغیرهای یک تابع، لزومی به حرکت در یک جهت ندارند. به این معنی که افزایش یک عامل می تواند باعث سقوط عامل دیگر شود. تا زمانی که تغییر در متغیرها همبستگی باشد، درون زا در نظر گرفته می شود صرف نظر از اینکه همبستگی مثبت یا منفی باشد.

یک رویکرد به منظور حل مشکلات یادشده، در نظر گرفتن شرایط با مشخصات متفاوتی برای s_t می باشد. در این حالت فرض می شود که s_t از زنجیره مارکوف مرتبه اول یا ماتریس انتقال رابطه (۱۸) پیروی می کند:

$$P = \begin{bmatrix} IP(s_t = 0 | s_{t-1} = 0) & IP(s_t = 1 | s_{t-1} = 0) \\ IP(s_t = 0 | s_{t-1} = 1) & IP(s_t = 1 | s_{t-1} = 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} \\ p_{10} & p_{11} \end{bmatrix} \quad (18)$$

که در این رابطه $p_{ij} (i, j = 0, 1)$ ، احتمالات انتقال از حالت $s_t = j$ به حالت $s_{t-1} = i$ را نمایش می دهد. بهینه حالت مدل احتمالات انتقال $p_{i0} + p_{i1} = 1$ در نظر گرفته می شود. در این حالت ماتریس انتقال رفتار تصادفی متغیر حالت را کنترل می کند و فقط شامل دو پارامتر p_{00} و p_{11} می باشد. مدل تابع (۷) بر مبنای محدودیت های در نظر گرفته شده با متغیر حالت مارکوفی به عنوان مدل سوئیچینگ مارکوف شناخته می شود.

تابع هدف (۱۷)، به منظور توسعه با در نظر گرفتن محدودیت های جدید گسترش می یابد. معادله ی (۱۹)، ساختار اولیه بر مبنای توسعه مدل در نظر گرفته می شود [17]:

$$z_t = \alpha_0 + \alpha_1 s_t + \beta_1 z_{t-1} + \dots + \beta_k z_{t-k} + \varepsilon_t \quad (19)$$

یک میانگین $\frac{(\alpha_0 + \alpha_1)}{(1 - \beta)}$ در زمانی که s_t که از صفر تا یک تغییر می کند. بنابراین به شرط اینکه $\alpha_1 \neq 0$ باشد، تابع هدف در نظر گرفته شده بر مبنای مقدار متغیر حالت s_t ، دو ساختار پویا را در سطوح مختلف در اختیار دارد.

در تابع هدف (۷)، متغیر z_t دو توزیع با میانگین مجزا در نظر گرفته می شود و متغیر s_t وظیفه سوئیچ کردن بین این دو توزیع را بر عهده دارد. در زمانی که $s_t = 0$ برای دوره ی زمانی $t = 1, \dots, \tau_0$ و $s_t = 1$ برای دوره ی زمانی $t = \tau_0 + 1, \dots, T$ ، تابع هدف با یک تغییر ساختاری و سوئیچ کردن به حالت های مختلف، بعد از حالت $t = \tau_0$ ، یک تغییر ناگهانی را تجربه می کند. τ_k پارامتر تاخیر سیستم شناخته می شود.

در تابع هدف در نظر گرفته شده، متغیرهای تصادفی به عنوان متغیرهای تصادفی مستقل برنولی در نظر گرفته شده اند و این مدل سوئیچینگ تصادفی Quandt است.

در مدل تصادفی سوئیچینگ، امکان تغییر در حالت s_t بر مبنای سری زمانی گذشته و آینده می باشد بنابراین تابع هدف z_t امکان دارد بین زمان های مختلف حرکت بر مبنای $1_{\{\lambda_t \leq c\}}$ مقدار λ_t بیشتر از مقدار برش (آستانه) c باشد، به یک مدل آستانه تبدیل شود.

در حالی که همه این مدل ها قادر به توصیف رفتار های سری زمانی در دو رویکرد مختلف هستند، هر یک از این دو رویکرد (بر مبنای تغییر s_t)، محدودیت خاص خود را دارند. این حالت برای یک مدل با یک تغییر ساختاری، بسیار محدود کننده می باشد (محدودیت ها به دلیل نبودن رویکرد دوم، افزایش می یابد و حق انتخاب وجود ندارد). این مدل ها برای ایجاد تغییرات مختلف به دلیل شرایط ساده به منظور گسترش آنها، بهترین مدل ها شناخته می شود با این حال تخمین حاصل از متغیرهای در نظر گرفته شده در مدل و آزمون فرضیه ها معمولاً با مشکلات ساختاری (نظیر تعریف انواع مختلف برای سوئیچ بین حالات مختلف) رو به رو هستند [15].

تغییرات در چنین مدل هایی صرفاً بر مبنای متغیرات برون زا توسط مدل تعیین می شوند. متغیر درون زا، متغیری است که به متغیرهای دیگر در یک مدل آماری و یا اقتصادی بستگی دارد. اگر مقدار برای یک متغیر درون زا تغییر کند، به این دلیل می باشد که تغییراتی در روابط آن با متغیرهای دیگر در همان مدل به وجود آمده است.

۴- سوئیچینگ زمانی

سوئیچینگ زمانی در صورتی استفاده می شود که داده ها در یک بازه ی زمانی ثابت نباشند. در صورتی که y_t سری زمانی مشاهده شده باشد که حاوی یک ریشه واحد است. مدل سوئیچینگ مارکوف برای سری های متفاوت مانند $z_t = \Delta y_t = y_t - y_{t-1}$ اعمال می شود. با توجه به اینکه y_t داده هایی با بازه ی زمانی مشخص هستند، مدل مارکوف سوئیچینگ برای داده های سری زمانی متفاوت اعمال می شود. زمانی که یک ریشه واحد در y_t وجود داشته باشد موجب قطع و یا وقفه در سوئیچینگ تابع z_t می شود. با در نظر گرفتن وقفه های مختلف در سوئیچینگ تابع z_t ، داده های سری زمانی بر مبنای رابطه ی (۱۹) به صورت رابطه ی (۲۰) نوشته می شوند [19-20]:

$$y_t = (\alpha_0 t + \alpha_1 \sum_{i=1}^t s_i) + \beta_1 y_{t-1} + \dots + \beta_k y_{t-k} + \sum_{i=1}^t \varepsilon_t \quad (22)$$

که در این رابطه دو عبارت $(\alpha_0 t + \alpha_1 \sum_{i=1}^t s_i)$ به عنوان یک تابع روند با تغییرات می باشند. همچنین جمله دوم یک جز پویا و جمله $\sum_{i=1}^t \varepsilon_t$ روند تصادفی می باشند. در این حالت تابع روند به تغییرات متغیر s_t بستگی دارد. همچنین شیب اصلی این تابع بر مبنای α_0 سنجیده می شود. در زمانی که $s_i = 1$ باشد، تابع روند به سمت بالا به وسیله ی متغیر α_1 حرکت می کند. به عبارت دیگر یک تغییر شیب در تابع روند ایجاد می کند. در زمانی که $s_i = 0$ روند نزولی شیب ایجاد می شود.

۵- مدل سازی

پارامترهای فیزیکی موتور *BLDC* در جدول (۱) توضیح داده شده است. با استخراج معادلات و وضعیت سیستم بر اساس اصول فیزیکی و با در نظر گرفتن جریان روتور، موقعیت موتور و سرعت چرخش موتور به عنوان متغیرهای حالت، نمایش فضای حالت سیستم به دست می آید.

جدول ۱: پارامترهای *BLDC*

مقادیر	پارامترهای فیزیکی
$J = 3.288 \times 10^{-6} \frac{kg \cdot m^2}{s^2}$	ممان اینرسی رتور ${}^{\square\square\square}$
$C_m = 3.5 \times 10^{-6} Nm \cdot s$	نسبت میرایی سیستم مکانیکی ${}^{\square\square\square\square}$
$K = K_e = K_t = 0.0274 \frac{N \cdot m}{Amp}$	نیروی محرکه الکتریکی ثابت ${}^{\square\square\square\square\square}$

که در این حالت $s_t = 0, 1$ متغیرهای حالت مارکوف با ماتریس انتقال می باشند و ε_t متغیرهای تصادفی با میانگین صفر و واریانس σ_ε^2 است. مدل (۱۹) به عنوان یک مدل با ساختار دینامیکی $AR(k)$ و حالت های سوئیچینگ مختلف می باشد.

برای سری زمانی d بعدی مجموعه $\{z_t\}$ ، رابطه ی (۱۹) به صورت رابطه ی (۲۰) در نظر گرفته می شود:

$$z_t = \alpha_0 + \alpha_1 s_t + B_1 z_{t-1} + \dots + B_k z_{t-k} + \varepsilon_t \quad (20)$$

که در این رابطه $s_t = 0, 1$ متغیرهای حالت مارکوف با ماتریس انتقال برای تابع (۱۷) می باشند. همچنین B_i ($i = 1, \dots, k$) به عنوان یک مجموعه $d \times d$ از پارامتر ماتریس ها و ε_t بردارهای تصادفی با میانگین صفر و ماتریس واریانس کوارینانس می باشد.

در این حالت مدل *VAR* (خودرگرسیون برداری) با رهگیری سوئیچینگ است. در این رابطه مدل سوئیچینگ مارکوف دو حالت می باشد، زیرا متغیر حالت باینری است. تعمیم بیشتر این مدل بر مبنای محدودیت در نظر گرفته شده، امکان پذیر می باشد. با در نظر گرفتن $\bar{z}_t = z_t - \alpha_0 - \alpha_1 s_t$ به صورت رابطه ی (۲۱) در نظر گرفته می شود:

$$\bar{z}_t = \beta_1 \bar{z}_{t-1} + \dots + \beta_k \bar{z}_{t-k} + \varepsilon_t \quad (21)$$

در این حالت متغیر \bar{z}_t به عنوان متغیرهای حالت نه تنها به s_t بلکه به حالت های دیگر نظیر s_{t-1}, \dots, s_{t-k} نیز وابسته می باشد. با افزایش مقدار احتمالات موجود به 2^{k+1} حالت موجود و با در نظر گرفتن مجموعه های $(s_t, s_{t-1}, \dots, s_{t-k})$ مدل (۱۹) به 2^{k+1} احتمالات موجود تقسیم می شود.

با تعمیم دیگر می توان احتمالات انتقال را بر مبنای متغیر زمان نیز در نظر گرفت. به عنوان مثال احتمالات انتقال ممکن است به عنوان برخی از متغیرهای برون زا (یا از پیش تعیین شده) فرض شوند به طوری که ممکن است با زمان تغییر کنند. در این حالت یک مدل سوئیچینگ مارکوف با تغییر زمان حتی انعطاف پذیرتر می باشد اما پارامترهای بیشتری را شامل می شود [18].

$R = 4\Omega$	مقاومت الکتریکی
$L = 2.75 \times 10^{-6} H$	اندوکتانس الکتریکی
150 rpm	سرعت اولیه
260 w	توان
51.83 V	ولتاژ نامی

روابط مبتنی بر پارامترها به منظور در ارائه مدل در ادامه بیان شده است:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \theta^o \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{C_m}{J} & \frac{K}{J} \\ 0 & \frac{-K}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \theta^o \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V \\ y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \theta \\ \theta^o \\ i \end{bmatrix} \end{cases} \quad (23)$$

با توجه به جدول (۱) با در نظر گرفتن دوره ی نمونه گیری $T=1$ ، ماتریس سیستم حاصل می شود. در صورتی که $\tau = 3$ باشد، میزان ماتریس تاخیر سیستم، τ_k ، توسط یک زنجیره مارکوف به صورت رابطه ی (۲۴) محاسبه می شود:

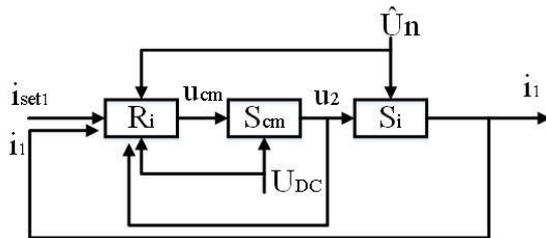
$$A = \begin{bmatrix} 0.6 & x & x & 0 \\ x & 0.4 & x & 0 \\ 0.5 & 0.3 & x & x \\ 0.2 & x & x & x \end{bmatrix} \quad (24)$$

اصل سوئیچینگ در کموتاسیون الکترونیکی عمومی موتور بدون جاروبک با مدیریت اختلاف فاز بین زاویه مکانیکی و الکتریکی برای تولید گشتاور کافی مورد نیاز برای شتاب انجام می شود. این کار با تبدیل قاب استاتور به قاب جدید $d-q$ انجام شده که نشان دهنده ماهیت میدان مغناطیسی دوار استاتور ایجاد شده توسط جریان های سوئیچینگ است.

پارامترهای کنترل کننده برای تنظیم سرعت موتور از طریق یک استراتژی تنظیم تک مرحله ای به دست آمدند. در این استراتژی، فرض بر این است که یک پاسخ سیستم حلقه بسته خاص (مدل شکل ۲) و پارامترهای کنترل به دست آمده با پارامترهای موتور DC مرتبط هستند، سپس در بهترین حالت، پاسخ سیستم حلقه بسته با بهره های بهینه، همانطور که از ابتدا تعیین شده بود، محاسبه می شود.

معادله گشتاور عمومی موتور بدون جاروبک که از آنالیز ماشین در سوئیچینگ های مختلف مدل مارکوف بر مبنای اختلاف بین گشتاورها به دست می آید، عامل اساسی برای طراحی الگوی جریان سوئیچینگ استاتور است که با بردار زاویه الکتریکی استاتور مطابقت دارد. همچنین این رابطه مستقیم با گشتاور تولیدی داشت. به عبارت دیگر اختلاف بین گشتاورها در معادله ی گشتاور عمومی موتور بدون جاروبک در کنترل فضای حالت اغتشاش وارد شده به سیستم و اندازه های آن در بلوک جبران ساز برای جبران قطب های ایجاد شده در تابع تبدیل سیستم استفاده می شود که از نظر دینامیکی پایداری، عملکرد بهتری دارد.

در ابتدا حالت حلقه باز تابع عملکرد سیستم مورد استفاده قرار می گیرد و بعد از مشخص شدن قطب های سیستم رگولاتورهای مناسب برای جبران این قطب ها در تابع تبدیل قرار می گیرند. اساس استفاده از روش کنترل فضای حالت، بر پایه منبع ولتاژ فرکانس کانورتورها می باشد. بلوک دیگرام کنترلی برای کنترل جریان از طریق فضای حالت در شکل (۲) ارائه شده است.



شکل (۲): بلوک دیگرام فضای حالت با در نظر گرفتن مدل پیشنهادی

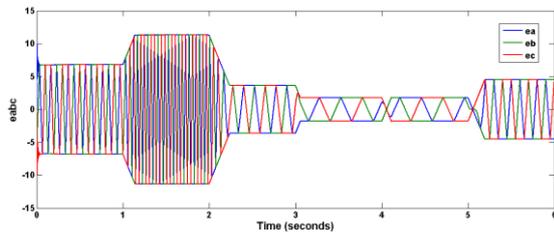
S_i بلوک مربوط به سیستم تنظیم شده با مدل مارکوف سوئیچینگ زمانی می باشد که بر اساس معادله (۲۲) بیان شده است. \hat{U}_n اغتشاشات وارد شده به سیستم را نشان می دهد و S_{cm} بلوک سیستم کنترلی را نشان می دهد که در اینجا کنترل بر مبنای منبع ولتاژ می باشد. R_i مربوط به جبران ساز جریان می باشد. با استفاده از ضریب های پارامترها مقدار قطب های سیستم را تعیین می کنیم.

$$y_{Ri} = -k_i i_1 - k_u u_2 + k_{Ri} x_{Ri} + k_{wi} i_{set1} - k_{vi} \hat{U}_n \quad (25)$$

$$\frac{dx_{Ri}}{dt} = \frac{1}{T_E} (i_{set1} - i_1)$$

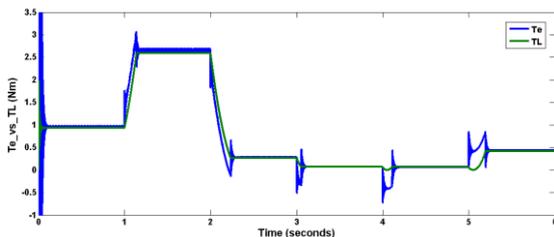
$$(26)$$

شکل (۵)، ولتاژ خروجی eabc موتور BLDC را نشان می دهد.



شکل (۵): ولتاژ خروجی eabc موتور BLDC مورد ارزیابی

فرم کلی سیستم آشوب به صورت مرتبه کسری به همراه عدم قطعیت و اغتشاش خارجی بر مبنای شکل (۳) در نظر گرفته شده است. همچنین عدم قطعیت و اغتشاش وارد شده به صورت کراندار فرض شده است. تاخیرها در این مدل به صورت معلوم و متغیر با زمان در نظر گرفته شده است. در شکل (۶)، اختلاف بین گشتاور الکتریکی و مکانیکی نمایش داده شده است. میزان میرا شدن گشتاور کمتر از یک ثانیه (بین ۱ تا ۲ ثانیه) حاصل شده است. این مقدار نسبت به مرجع [21]، مدت زمان کمتری را از خود نشان می دهد. علت این امر را می توان حذف اغتشاشات وارد شده بر سیستم به کمک مدل مارکوف مطابق با رابطه (۲۵) دانست.



شکل (۴): اختلاف بین گشتاور الکتریکی و مکانیکی

شکل (۷): اختلاف بین سرعت مرجع و سرعت حاصله از مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلال بار در نظر گرفتن مدل مارکوف را نشان می دهد.

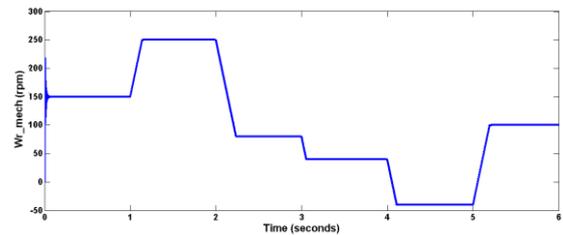
که T_E در اینجا زمان اندازه گیری شده برای جبران ساز می باشد که بر مبنای رابطه ی (۲۶)، به صورت رابطه ی (۲۷) محاسبه می شود:

$$T_E = \frac{(i_{set1} - i_1)}{\frac{dx_{Ri}}{dt}} \quad (27)$$

که در این رابطه i_{set1} جریان مرجع (جریان نامی)، i_1 جریان خروجی از موتور، $\frac{dx_{Ri}}{dt}$ مشتق متغیرهای حالت مربوط به جبران ساز جریان می باشد.

۶- نتایج خروجی

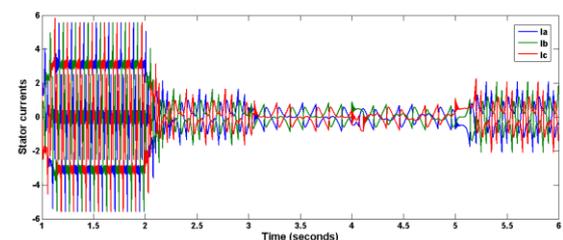
در شکل (۳)، سرعت مکانیکی خروجی بر مبنای سرعت مرجع و بدون مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلال نشان داده شده است.



شکل (۳): سرعت مکانیکی خروجی بر مبنای سرعت مرجع با جبران ساز

مطابق با این شکل میزان افت سرعت در بازه ی ۲ تا ۵ ثانیه می باشد. سرعت اولیه برابر با 150rpm بوده و در بازه ی بین ۵ تا ۶ ثانیه سرعت بر مبنای جبران ساز معمولی PID پایدار شده است.

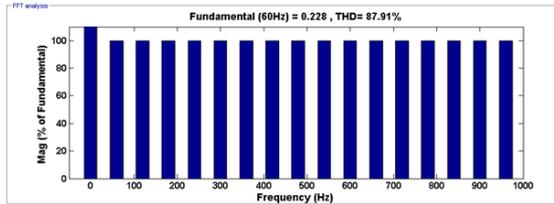
معادله گشتاور عمومی موتور بدون جاروبک که از آنالیز ماشین در سوئیچینگهای مختلف مدل مارکوف بر مبنای اختلاف بین گشتاورها به دست می آید، عامل اساسی برای طراحی الگوی جریان سوئیچینگ استاتور است که با بردار زاویه الکتریکی استاتور مطابقت دارد. شکل (۴) جریان استاتور در موتور BLDC نمایش داده شده است.



شکل (۴): جریان استاتور در موتور BLDC

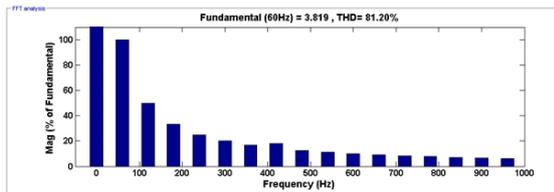
مارکوف نسبت به حالت سنتی PID، میانگین مربعات خطا، کاهش داشته است.

شکل (۹)، میزان THD ناشی از سرعت خروجی موتور BLDC بدون اعمال روش کنترلی پیشنهادی و تنها با جبران ساز را نشان می دهد.



شکل (۹): میزان THD ناشی از سرعت خروجی موتور BLDC بدون اعمال روش کنترلی پیشنهادی و تنها با جبران ساز

شکل (۱۰)، میزان THD ناشی از سرعت خروجی موتور BLDC با اعمال روش کنترلی پیشنهادی و مدل مارکوف را نشان می دهد.

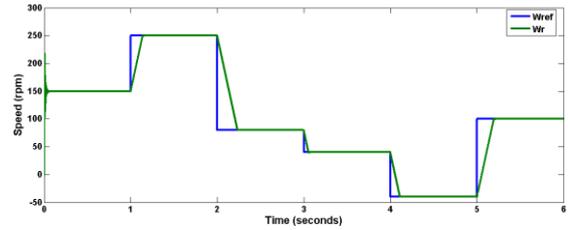


شکل (۱۰): میزان THD ناشی از سرعت خروجی موتور BLDC با اعمال روش کنترلی پیشنهادی و مدل مارکوف

میزان THD ناشی از سرعت خروجی موتور BLDC با اعمال جبران ساز مبتنی بر کنترلر PID برابر با ۸۷٫۹۱ و این میزان با اعمال مدل فضای حالت و مدل مارکوف سوئیچینگ برابر با ۸۱٫۲۰ درصد شده است. میزان کاهش ناشی از مدل پیشنهادی به علت کاهش زمان پایداری سرعت توسط این روش است.

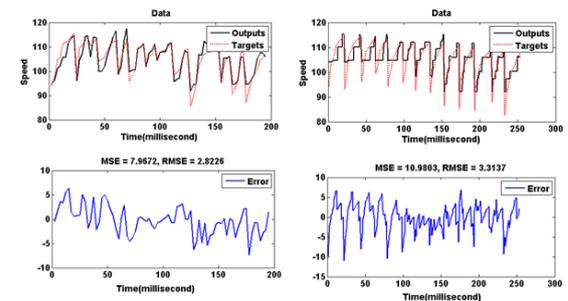
۶- نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترلی مبتنی بر روش مارکوف سوئیچینگ با در نظر گرفتن مدل فضای حالت برای طراحی یک کنترل کننده تشبیه کننده بازخورد خروجی برای موتور BLDC پیشنهاد شده است. در ابتدا، تاخیر تصادفی سیستم در شرایط عدم قطعیت به عنوان یک زنجیره مارکوف مدل سازی شده است. از مدل فضای حالت به دلیل مدل سازی پارامترهای فیزیکی موتور BLDC و در نظر گرفتن تابع تبدیل سیستم استفاده شده است. مدل



شکل (۷): اختلاف بین سرعت مرجع با جبران ساز PID (آبی رنگ) و سرعت حاصله از مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلاف بار در نظر گرفتن مدل مارکوف (سبز رنگ)

در این شکل با در نظر گرفتن اختلاف بین سرعت مرجع و سرعت حاصله از مدل ردیابی با در نظر گرفتن مدل مارکوف بیانگر بهتر شدن نتیجه پایداری سرعت خروجی در مدل پیشنهادی مبتنی بر مارکوف سوئیچینگ می باشد. متغیر حالت در مدل فضای حالت در نظر گرفته شده با فرض دو حالت صفر و یک (به صورت پله) در نظر گرفته شده است. زمان حاصله از جبران سازی صورت در مدل مبتنی بر مارکوف نسبت به حالت عادی با جبران ساز، کاهش یافته است. شکل (۸)، اختلاف سرعت در زمان راه اندازی اولیه در روش مورد ارزیابی را نشان می دهد.



(الف)

(ب)

شکل (۸): اختلاف سرعت در زمان راه اندازی اولیه، (الف) اختلاف بین سرعت مرجع با جبران ساز PID و میزان میانگین مربعات خطا برابر با ۳٫۲۱۳۷ (ب) سرعت حاصله از مدل ردیابی سرعت و کنترل اختلاف بار در نظر گرفتن مدل مارکوف به همراه میانگین مربعات خطا برابر با ۲٫۸۲۲۶

مطابق با شکل (۸)، در زمان راه اندازی اولیه به منظور ردیابی بهینه تر سرعت با توجه به معادلات فضای حالت و تعیین قطب های ناپایدار سیستم و در نظر گرفتن مدل

- [3] Nezar Abou Oamar. Constantine J. Hatziaioniu. (2018). Cancellation of selected stator harmonics in BLDC by using an adaptive feedforward controller. *Electric Power Systems Research*, Vol.154, pp.88-94.
- [4] Rachida Baz. Khalid El Maidoub. Fouad Giri. Ossama Ammari. (2024). Fine-Tuning Quarter Vehicle Performance: PSO-Optimized Fuzzy PID Controller for In-Wheel BLDC Motor Systems, *IFAC-PapersOnLine*, Vol.58, pp. 715-720.
- [5] Ran Zhang. Lianxue Gao. (2022). The Brushless DC motor control system Based on neural network fuzzy PID control of power electronics technology, *Optik*, Vol.271, pp169-189.
- [6] Jinglun He. Chanxiang Yan. Xiaodong Wang. (2022). Torque Ripple Suppression of Brushless DC Motor Drive System Based on Improved Harmonic Injection Active Disturbance Rejection Control, *Sensors*, Vol.22, pp1-21.
- [7] Kai Ren. Hongxuan Chen. Haivang Sun. Qin Wang. Qingyun Sun and Bo Jin. (2023). Design and Analysis of a Permanent Magnet Brushless DC Motor in an Automotive Cooling System, *World Electr*, Vol.14, pp1-10.
- [8] Dista Yoel Tadeus. Heru Winarno. Privo Sasmoko. (2022). Variable time delay switching to enable stepper control of brushless traction motor. *Materials today Proceedings*, Vol.63, pp255-261.
- [9] Tariku Sinshaw Tamir. Gang Xiong. Zhen Shen. Xiaovan Gong. Sheng Liu. Ehtisham Lodhi. Li Wan. Xisong Dong. (2020). Comparative Study of Four Speed Controllers of Brushless DC Motors for Industrial Applications, *IFAC-PapersOnLine*, Vol.53, pp.59-64.
- [10] Ling-Ling Li. Jia-Qi Liu. Wei-Bing Zhao and Lei Dong. Lei Dong. (2021). Fault Diagnosis of High-Speed Brushless Permanent-Magnet DC Motor Based on Support Vector Machine Optimized by Modified Grey Wolf Optimization Algorithm, *MDPI*, Vol(13), pp1-20.
- [11] Xinyou Lin. Guangli Zhang. Shenshen Wei. (2021). Velocity prediction using Markov Chain combined with driving pattern recognition and applied to Dual-Motor Electric Vehicle energy consumption evaluation, *Applied Soft Computing*, pp106-110.
- [12] Sivi Li. Jie Lian. (2021). Hidden Markov model based control for singular Markov jump systems. *Journal of the Franklin Institute*, Vol.358, pp. 4141-4158.
- [13] Mohsen Bahreini. Jafar Zarei. Roozbeh Razavi-Far. Mehrdad Saif. (2018). Robust Finite-Time Fault-Tolerant Control of Uncertain Networked Control Systems via Markovian Jump Linear Systems Approach, Vol.51, pp.15-25.
- [14] Mohsen Bahreini. Malihe Moshfouri Farsangi. Kwang Y. Lee. (2015). Output Feedback Stabilization of Networked Brushless DC Motor with Random Delay via Markovian Jump Systems, *IFAC-PapersOnLine*, pp. 48-30
- [15] Chung-Ming Kuan. (2002). Lecture on the Markov Switching Model. Institute of Economics Academia Sinica, pp1-40.
- [16] Shuming Shi. Nan Lin. Yan Zhang. Jingmin Cheng. Chaosheng Huang. Li Liu. Binwu Lu. (2016). Research on Markov property analysis of driving cycles and its application,

مارکوف پیشنهادی در ساختار این پژوهش مبتنی بر مدل مارکوف سوئیچینگ زمانی بوده که در این رابطه متغیر حالت s_t به عنوان یک متغیر حالت غیر قابل پیش بینی با فرض دو حالت صفر و یک در نظر گرفته شده است. بلوک کنترلی پیشنهادی در شکل (۲) در نظر گرفته شده است. در مدل تصادفی سوئیچینگ زمانی در نظر گرفته شده، امکان تغییر در حالت متغیر بر مبنای سری زمانی گذشته و آینده وجود دارد. نتایج حاصل از روش پیشنهادی به صورت موارد زیر ارائه شده است:

- مطابق با نتایج حاصله، در حالت اول و جبران سازی با کنترلر PID میزان افت سرعت در بازه ی ۲ تا ۵ ثانیه بوده است. همچنین سرعت مرجع اولیه برابر با ۱۵۰ rpm در نظر گرفته شده است .
- زمان پایداری در بازه ی ۵ تا ۶ ثانیه حاصل شده است .
- مطابق با شکل (۷) و با توجه به کاهش میزان جبران سازی توسط روش پیشنهادی، نتایج حاصل از پژوهش نشان می دهد که میزان THD در حالت اول و جبران سازی با کنترلر PID برابر با ۸۷،۹۱ درصد بوده در حالی که این میزان برای حالت دوم و جبران سازی با روش پیشنهادی برابر با ۸۱،۲۰ درصد شده است .

References

مراجع

- [1] G.H. Raeisi Hasanhendoei. E. Afiei. M. Naseri. S. Azad. (2023). Automatic and real time phase advancing in BLDC motor by employing an electronic governor for a desired speed-torque/angle profile. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, Vol.4, pp100-111.
- [2] Emre Celik. Mehmet Karavel. (2024). Effective speed control of brushless DC motor using cascade IPDf-PI controller tuned by snake optimizer. *Neural Computing and Applications*, Vol.36, pp.7439-7454.

- Using Markov Decision Processes, IFAC-PapersOnLine, Vol.54, pp. 495-502.
- [20] Huang Darong, Ke Lanvan, Chu Xiaovan, Zhao Ling, Mi Bo. (2018). Fault diagnosis for the motor drive system of urban transit based on improved Hidden Markov Model. *Microelectronics Reliability*, Vol.82, pp. 179-189.
- [21] Alejandro Rodríguez-Molina, Miguel Gabriel Villarreal-Cervantes, Omar Serrano-Pérez, José Solís-Romero, Ramón Silva-Ortiz. (2022). Optimal Tuning of the Speed Control for Brushless DC Motor. *Mathematics. Based on Chaotic Online Differential Evolution*, Vol.10, pp1-32.
- Transportation Research Part D: Transport and Environment, Vol.47, pp. 171-181.
- [17] A. I. Abdullaev, I. G. Chalabi. (2020). Estimation of the Reliability of the Gear-Motor System Using a Markov Model. *Journal of Machinery Manufacture and Reliability*, Vol.49, pp. 129-136.
- [18] Mohammadali Salehian, Adel Hashani, Torsten Jeansch. (2022). Application of Hidden Markov Models for Fault Detection in Automotive Engines, IFAC-PapersOnLine, Vol.55, pp. 767-771.
- [19] Chanemin Lee, Jehvun Park, Jongeun Choi, Jaehok Ha, Sangveong Lee. (2021). Control Logic Synthesis for Manufacturing Systems

- | | |
|---|---|
| x Tamir et al | i Cascade control |
| xi Supervisory control data acquisition | ii Feedforward control |
| xii Fuzzy logic controller | iii Fuzzy control |
| xiii Artificial neural network model reference controller | iv Active disturbance rejection control |
| xiv CHUNG-MING KUAN | v Injection Active Disturbance Rejection Control |
| xv Autoregressive | vi Optomechanically scanned system |
| xvi Moment of inertia of the rotor | vii Ren et al |
| xvii Damping ratio of the mechanical system | viii Reliability-based robust design optimization |
| xviii Electromotive force constant | ix Tadeus et al |