

# پایدارسازی جانبی خودروی الکتریکی چهارچرخ محرک با استفاده از یک کنترل کننده سه لایه و کنترل مد لغزشی

حسن علی پور، مهران صباحی و محمدباقر بناءشرفیان

شناخته می‌شوند [۲]. موتور درون چرخ با حذف موتور مرکزی و سیستم انتقال قدرت شامل جعبه دنده، دیفرانسیل، محور انتقال و محور چرخ‌ها انعطاف‌پذیری زیادتری به مجتمع‌سازی خودرو می‌دهد. این سیستم محرکه را می‌توان تقریباً برای تمام انواع خودروهای الکتریکی باتری‌دار و پیل سوختی و هیبریدی با ساختار سری به کار برد.

مشکل عمده این خودروها نیاز به وجود یک سیستم کنترل برای هماهنگی موتورها به منظور حفظ تعادل خودرو در پیچ‌ها به ویژه در هنگام بروز خطا در یکی از موتورهای محرک می‌باشد. در مقابل با استفاده از یک سیستم کنترل مناسب و کنترل مستقل گشتاور هر چرخ، نه تنها منظور فوق برآورده می‌شود بلکه امکان کمک به راننده در تصحیح مسیر و افزایش پایداری در جاده‌های لغزنده نیز فراهم می‌گردد [۳] تا [۵]. در [۶] تا [۹] برای ردیابی مسیر، چندین نوع دیفرانسیل الکتریکی برای خودروهای الکتریکی بدون دیفرانسیل پیشنهاد گردیده است. در این دیفرانسیل‌های الکتریکی، سرعت موتور الکتریکی توسط یک مشاهده‌گر نظیر مشاهده‌گر لئونبرگ یا فیلتر کالمن، تخمین زده شده و سپس از مرجع سرعت برای درایو موتورها استفاده شده است. هرچند که این روش‌ها می‌توانند منجر به ردیابی صحیح مسیر در شرایط عادی رانندگی شوند ولی در شرایط بحرانی نظیر لغزنده‌بودن جاده، تغییر شدید زاویه فرمان و تازه‌کار بودن راننده می‌توانند سبب بروز پاره‌ای از مشکلات شوند. یک کنترل کننده فازی نرخ یاو برای خودروی الکتریکی WID ۴ با کنترل مستقل لغزش چرخ‌ها به همراه یک روش شبکه عصبی برای تولید مرجع نرخ یاو در [۱۰] تا [۱۳] ارائه شده است. در [۱۴] یک کنترل کننده سه‌لایه دینامیک خودرو برای حفظ پایداری خودروی برقی WID ۴ با موتورهای درون چرخ DC پیشنهاد شده است. در این روش ابتدا با استفاده از کنترل کننده منطق فازی مقادیر لغزش مطلوب چرخ‌ها تعیین شده و سپس از کنترل کننده مد لغزشی (SMC) برای درایو موتورهای DC استفاده می‌شود. در [۱۵] یک کنترل کننده ممان یاو برای کنترل پایداری خودرو پیشنهاد شده که ممان یاو مطلوب توسط کمینه‌کردن یک تابع هزینه به دست می‌آید. این تابع هزینه با استفاده از خطاهای نرخ یاو و زاویه لغزش جانبی بدنه از مقادیر مطلوب تعریف می‌شود. مرجع [۱۶] از یک کنترل کننده فازی برای کنترل موتور و ترمزهای هیدروالکتریکی جهت اطمینان از پایداری جانبی خودرو استفاده می‌کند. خودروی مفروض در این مرجع، یک خودروی هیبرید الکتریکی شارژشونده از طریق جاده (TTR) با یک موتور بنزینی در محور جلو و یک موتور الکتریکی در محور عقب است. هرچند که این کنترل کننده ساده است ولی در این مرجع نحوه تنظیم توابع فازی بیان نشده است.

در چند سال اخیر، کنترل کننده‌های تحمل‌پذیر خطا برای کنترل پایداری خودروهای برقی WID ۴ در شرایط بروز خطا در موتورهای محرک پیشنهاد شده‌اند [۱۷] تا [۱۹]. یک کنترل کننده ترکیبی تحمل‌پذیر خطا با استفاده از روش کنترل مربعات خطی و تکنیک تابع لیاپانوف در

چکیده: در این مقاله، یک کنترل کننده جدید برای پایدارسازی جانبی خودروهای الکتریکی چهارچرخ محرک بدون دیفرانسیل پیشنهاد شده که روش کنترلی پیشنهادی شامل سه سطح بالا، متوسط و پایین می‌باشد. در سطح بالای کنترل کننده، دینامیک‌های مطلوب خودرو یعنی سرعت طولی و نرخ یاو مرجع تعیین می‌شوند. در این مقاله، یک ساختار جدید برای روش کنترل مد لغزشی پیشنهاد شده و پایداری آن توسط تئوری پایداری لیاپانوف اثبات گردیده است. این روش کنترل مد لغزشی نسبت به کنترل کننده مد لغزشی معمولی مقاوم‌تر، سریع‌تر و دارای نوسانات کمتری حول پاسخ است. کنترل کننده سطح متوسط جهت رسیدن به نیروی رانش و ممان یاو مطلوب، بر اساس روش کنترل مد لغزشی پیشنهادی، طراحی گردیده است. در سطح پایین با تعریف و مینیمم‌کردن بهینه یک تابع هزینه، سیگنال‌های نیرو و گشتاور مناسب برای اعمال به چرخ‌ها تعیین گردیده و در نهایت کارایی کنترل کننده پیشنهادی با انجام شبیه‌سازی در نرم‌افزارهای MATLAB و CARSIM تأیید شده است.

کلیدواژه: خودروی الکتریکی چهارچرخ محرک، کنترل پایداری جانبی، کنترل مد لغزشی، کنترل نرخ یاو.

## ۱- مقدمه

پیشرفت سریع فناوری خودروی برقی در سال‌های اخیر و سرمایه‌گذاری کلان شرکت‌های مختلف خودروساز در این زمینه، نشان‌دهنده اهمیت زیاد این خودروها در آینده نزدیک است. مهم‌ترین انگیزه این حرکت، مشکلات زیست‌محیطی ناشی از مصرف سوخت‌های فسیلی در خودروهای احتراقی می‌باشد. در حال حاضر این مسئله به حدی اهمیت دارد که برخی دولت‌ها قوانین سخت‌گیرانه‌ای در این مورد وضع کرده‌اند و در بسیاری از کشورها استفاده از خودروهای با مصرف سوخت کمتر مورد حمایت دولت قرار گرفته است. محدودبودن منابع سوخت‌های فسیلی، دلیل دیگر توجه به خودروهای برقی می‌باشد.

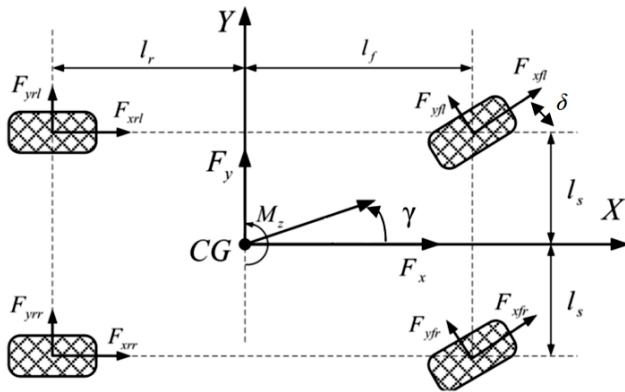
برای کاهش مشکلات زیست‌محیطی و همچنین افزایش بازده انرژی، خودروهای هیبریدی و الکتریکی مختلف با ساختارهای گوناگون پیشنهاد گردیده است [۱]. یک ساختار جدید برای خودروهای برقی، خودروی چهارچرخ محرک (WID ۴) است که هر چرخ آن به وسیله یک موتور الکتریکی به حرکت درمی‌آید. موتورهای الکتریکی حتی می‌توانند در فضای درون چرخ جا بگیرند که معمولاً به نام موتورهای درون چرخ

این مقاله در تاریخ ۱ دی ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۱۷ تیر ماه ۱۳۹۳ بازنگری شد.

حسن علی پور، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: hasan.alipour2006@gmail.com).

مهران صباحی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: sabahi@tabrizu.ac.ir).

محمدباقر بناءشرفیان، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: sharifian@tabrizu.ac.ir).



شکل ۱: مدل خودرو با سه درجه آزادی در صفحه افقی [۱۸].

فرض سبب سادگی محاسبات شده و در مقالات علمی منتشر شده کاملاً پذیرفته شده است [۱۸] و [۱۹].

با توجه به (۱) می‌توان معادلات حالت خودرو را به صورت زیر نوشت

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_x \\ \dot{V}_y \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_y \gamma - \frac{\rho_a C_D}{2M} AV_x^2 \\ -V_x \gamma \\ \cdot \end{bmatrix} + B_y \begin{bmatrix} F_{yfl} \\ F_{yfr} \\ F_{yrl} \\ F_{yrr} \end{bmatrix} + B_x \begin{bmatrix} F_{xfl} \\ F_{xfr} \\ F_{xrl} \\ F_{xrr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

که در رابطه فوق  $B_x$  و  $B_y$  عبارتند از

$$B_x = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{M} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{\lambda}{M} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{\lambda}{I_z} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \delta & \cos \delta & \lambda & \lambda \\ \sin \delta & \sin \delta & \cdot & \cdot \\ l_f \sin \delta - l_s \cos \delta & l_f \sin \delta + l_s \cos \delta & -l_s & l_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$B_y = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{M} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{\lambda}{M} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{\lambda}{I_z} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin \delta & -\sin \delta & \cdot & \cdot \\ \cos \delta & \cos \delta & \lambda & \lambda \\ l_f \cos \delta + l_s \sin \delta & l_f \cos \delta - l_s \sin \delta & -l_r & l_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

## ۲-۲ مدل تایر و محاسبه سیگنال‌ها

در این بخش مدل تایر و کمیت‌های اساسی چرخ و تایر نظیر لغزش طولی و جانبی خودرو، نیروهای عمودی وارد بر چرخ‌های خودرو و نیروهای جانبی وارد بر تایرها معرفی و محاسبه می‌شوند [۱۸]. لغزش چرخ به دو بخش تقسیم می‌شود که عبارتند از لغزش طولی و جانبی خودرو. در عمل مشاهده می‌شود که مسافت طی شده توسط تایر با مسافتی که از سرعت محیطی آن انتظار می‌رود، متفاوت است. برای بیان این پدیده از عبارت لغزش طولی استفاده شده و در واقع لغزش از انعطاف‌پذیری طبیعی لاستیک تایر ناشی می‌شود. نسبت لغزش طولی

[۱۷] ارائه شده است. مرجع [۱۸] یک کنترل‌کننده غیر فعال وقتی تحمل‌پذیر خطا را پیشنهاد کرده که برای طراحی این کنترل‌کننده از مدل خودرو با سه درجه آزادی و تکنیک تابع لیاپانوف استفاده شده است. در [۱۹] یک کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا با استفاده از کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های چندمحرك نظیر خودروی WID ۴ پیشنهاد شده است.

با توجه به اهمیت پایداری جانبی خودرو به ویژه هنگام مانور فرمان، ارائه کنترل‌کننده‌ای که در عین سادگی در ساختار بتواند در زمان قابل قبولی خودرو را پایدار کرده و در ضمن مقاومت بالایی را در برابر بروز خطا و عدم قطعیت در مدل داشته باشد مفید به نظر می‌رسد. بنابراین در مقاله حاضر یک روش جدید کنترل مد لغزشی ارائه شده، میزان پایداری و مقاوم‌بودن، سرعت پاسخ‌دهی و دیگر قابلیت‌های آن با SMC معمولی با سطح لغزش انتگرالی و کنترل‌کننده ارائه‌شده در [۱۸] مقایسه شده و با اثبات قابلیت‌های آن، یک کنترل‌کننده سه‌سطحی کاربردی برای کنترل پایداری جانبی خودروی الکتریکی چهارچرخ محرك بدون دیفرانسیل پیشنهاد شده است.

ابتدا در بخش ۲ مدل خودرو و تایر و نحوه محاسبه سیگنال‌های مورد نیاز شرح داده شده است. در بخش ۳ ساختار کنترل‌کننده رانندگی توضیح داده شده و نحوه طراحی سه سطح کنترلی بالا، متوسط و پایین به ترتیب در بخش‌های ۳-۱ تا ۳-۳ بیان شده است. همچنین در بخش ۳-۲ علاوه بر ارائه کنترل‌کننده سطح متوسط، یک روش کنترل مد لغزشی ارائه شده و قابلیت‌های آن اثبات گردیده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی ارائه و نهایتاً در بخش ۵ نتیجه‌گیری انجام شده است.

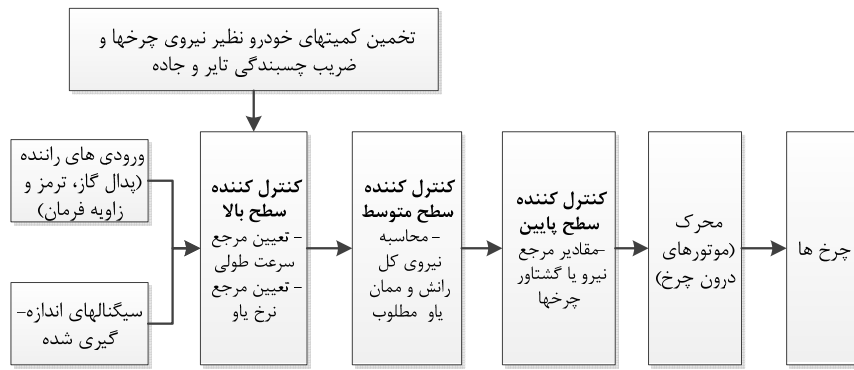
## ۲- مدل‌سازی سیستم

### ۲-۱ مدل خودرو

با صرف نظر کردن از حرکت‌های غلتش و جهش، برای خودرو در صفحه افقی، سه درجه آزادی برای حرکت طولی، جانبی و چرخشی (یاو) وجود دارد. شکل ۱ شماتیک ساده‌ای از مدل خودرو را در صفحه افقی نشان می‌دهد. در این شکل  $CG$  بیانگر مرکز ثقل خودرو می‌باشد و با در نظر گرفتن  $V_x$  و  $V_y$  به عنوان سرعت‌های طولی و جانبی و  $\gamma$  به عنوان نرخ یاو خودرو، معادلات دینامیکی حاکم بر خودروی مورد نظر را می‌توان به صورت (۱) بیان کرد [۱۸]

$$\begin{cases} M\dot{V}_x = (F_{xfl} + F_{xfr}) \cos \delta - (F_{yfl} + F_{yfr}) \sin \delta + F_{xrl} + F_{xrr} - \frac{\lambda}{2} \rho_a C_D AV_x^2 + MV_x \gamma \\ M\dot{V}_y = (F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta + (F_{xfl} + F_{xfr}) \sin \delta + F_{yrl} + F_{yrr} - MV_y \gamma \\ I_z \dot{\gamma} = (F_{yfl} \sin \delta - F_{xfl} \cos \delta + F_{yfr} \cos \delta - F_{yfr} \sin \delta) l_s + (F_{xrr} - F_{xrl}) l_s - (F_{yfr} + F_{yrr}) l_r + ((F_{xfr} + F_{xfl}) \cos \delta + (F_{xfr} + F_{xfl}) \sin \delta) l_f \end{cases} \quad (1)$$

در (۱)،  $F_{xi}$  ( $i = fl, fr, rl, rr$ ) نیروهای طولی وارد بر چرخ‌ها،  $F_{yi}$  نیروهای جانبی وارد بر چرخ‌ها،  $M$  وزن خودرو،  $\rho_a$  چگالی هوا،  $C_D$  ضریب کشش هوا،  $A$  مساحت جلوی خودرو و  $\delta$  زاویه فرمان خودرو می‌باشد و همچنین فواصل  $l_r$ ،  $l_f$  و  $l_s$  در شکل ۱ نشان داده شده‌اند. اگرچه عملاً زاویه فرمان چرخ‌های فرمان‌پذیر خودرو دقیقاً مساوی نیستند ولی در (۱) زاویه فرمان دو چرخ جلو برابر فرض شده است. این



شکل ۲: شماتیک بلوکی کنترل کننده رانندگی.

با توجه به مطالب بیان شده می توان معادلات حالت سیستم را با در نظر گرفتن  $\beta$  و  $\gamma$  به عنوان متغیرهای حالت به صورت (۱۰) بیان کرد [۲۰] که در آن  $M_z$  ممان یابو مستقیم خودرو است

$$\begin{cases} F_{zfl} = m_w g + \frac{Mgl_r}{\sqrt{(l_r+l_f)}} - \frac{Mh_{CG}a_x}{\sqrt{(l_r+l_f)}} - \frac{Mh_{CG}a_y}{\forall l_s} \\ F_{zfr} = m_w g + \frac{Mgl_r}{\sqrt{(l_r+l_f)}} - \frac{Mh_{CG}a_x}{\sqrt{(l_r+l_f)}} + \frac{Mh_{CG}a_y}{\forall l_s} \\ F_{zrl} = m_w g + \frac{Mgl_f}{\sqrt{(l_r+l_f)}} + \frac{Mh_{CG}a_x}{\sqrt{(l_r+l_f)}} - \frac{Mh_{CG}a_y}{\forall l_s} \\ F_{zrr} = m_w g + \frac{Mgl_f}{\sqrt{(l_r+l_f)}} + \frac{Mh_{CG}a_x}{\sqrt{(l_r+l_f)}} + \frac{Mh_{CG}a_y}{\forall l_s} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\forall(C_f+C_r)}{MV_x} & \frac{\forall(-l_f C_f + l_r C_r)}{MV_x} \\ \frac{\forall(-l_f C_f + l_r C_r)}{I_z} & \frac{-\forall(l_f^* C_f + l_r^* C_r)}{I_z V_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{\forall C_f}{MV_x} \\ \frac{\forall l_f C_f}{I_z} \end{bmatrix} \delta + \begin{bmatrix} \cdot \\ \forall \\ I_z \end{bmatrix} M_z$$

### ۳- الگوریتم کنترل رانندگی

شماتیک ساده‌ای از الگوریتم رانندگی در شکل ۲ و همچنین در شکل ۳ بلوک دیاگرام کنترلی حلقه بسته سیستم مورد نظر نشان داده شده است. این الگوریتم کنترلی شامل سه بخش است که عبارتند از کنترل کننده‌های سطح بالا، متوسط و پایین. کنترل کننده سطح بالا جهت تعیین دینامیک‌های مطلوب یعنی مرجع سرعت طولی خودرو و نرخ یابو مطلوب طراحی شده است. مقادیر مطلوب این دینامیک‌ها بر اساس درخواست‌های راننده، سیگنال‌های به دست آمده از سنسورها و شرایط جاده محاسبه می‌شود. کنترل کننده سطح متوسط مقدار نیروی رانش و ممان یابو مورد نیاز را جهت رسیدن به دینامیک‌های مطلوب محاسبه می‌کند. برای این منظور در این مقاله، یک کنترل کننده مد لغزشی جدید پیشنهاد شده که نسبت به SMC متداول مقاوم‌تر و سریع‌تر بوده و نوسان کمتری حول پاسخ در حالت ماندگار دارد. کنترل کننده سطح پایین برای به دست آوردن نیروهای اعمالی لازم به چرخ‌ها طراحی شده و برای این منظور یک تابع هزینه بر اساس دینامیک‌های خودرو تعریف شده و به صورت بهینه کمینه می‌شود.

چرخ  $i$  ام طبق (۵) تعریف می‌شود که در این رابطه  $R_{eff}$  شعاع مؤثر چرخ،  $\omega_i$  سرعت زاویه‌ای چرخ  $i$  ام و  $V_{xi}$  سرعت طولی مرکز چرخ  $i$  ام است

$$s_i = \frac{\omega_i R_{eff} - V_{xi}}{\max(V_{xi}, \omega_i R_{eff})} \quad (5)$$

سرعت‌های طولی مرکز چرخ‌ها نیز مطابق (۶) محاسبه می‌شود [۱۸]

$$\begin{cases} V_{xfl} = (V_x - \gamma l_s) \cos \delta + (V_y + \gamma l_f) \sin \delta \\ V_{xfr} = (V_x + \gamma l_s) \cos \delta + (V_y + \gamma l_f) \sin \delta \\ V_{xrl} = V_x - \gamma l_s \\ V_{xrr} = V_x + \gamma l_s \end{cases} \quad (6)$$

برای حرکت در مسیرهای منحنی شکل لازم است که یک نیروی جانبی به چرخ اعمال شود و در صورتی که چرخ بتواند آزادانه حرکت کند این نیروی جانبی موجب حرکت جانبی آن می‌شود. نسبت سرعت جانبی چرخ به سرعت طولی آن، لغزش جانبی نامیده می‌شود. زاویه لغزش جانبی برای چرخ‌های جلو  $\theta_{vf}$  و برای چرخ‌های عقب  $\theta_{vr}$  نشان داده می‌شود. در صورت کوچک بودن این زوایا می‌توان نیروهای جانبی وارد بر تایر را به صورت زیر محاسبه کرد [۲۰]

$$\begin{cases} F_{yfl} \cong F_{yfr} \cong C_f (\delta - \theta_{vf}) \\ F_{yrl} \cong F_{yrr} \cong C_r (-\theta_{vr}) \\ \tan \theta_{vf} = \beta + \frac{l_f \gamma}{V_x} \\ \tan \theta_{vr} = \beta - \frac{l_r \gamma}{V_x} \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{with } \beta = \tan^{-1} \frac{V_y}{V_x}$$

در رابطه فوق  $C_f$  و  $C_r$  ضرایب سختی پیچیدن چرخ‌های جلو و عقب و  $\beta$  زاویه لغزش بدنه خودرو است.

در خودرو حداکثر نیروی اعمالی به چرخ توسط حداکثر توان سیستم محرکه و اصطکاک موجود بین تایر و سطح جاده محدود می‌شود. در صورتی که نیروی وارد بر مرکز چرخ  $i$  ام برابر  $F_{zi}$  بوده و  $\mu$  ضریب چسبندگی بین تایر و جاده باشد، حداکثر نیرویی که می‌توان به چرخ اعمال کرد تا خودرو پایداری خود را از دست ندهد، برابر است با

$$F_{maxi} = \mu F_{zi} \quad (8)$$

با در دست داشتن پارامترهای خودرو، نیروهای عمودی وارد بر مرکز چرخ‌ها را می‌توان به صورت (۹) محاسبه کرد [۱۸]. در این رابطه  $h_{CG}$  ارتفاع مرکز گرانش و  $m_w$  جرم کل تایر، موتور درون چرخ و چرخ است.

جدول ۱: پارامترهای مورد نیاز برای محاسبه نرخ یا مرجع.

پارامتر	واحد	سمبل	مقدار
ثابت زمانی	s	$\tau_r$ و $\tau_s$	$3.77 \times 10^{-2}$ و $3.86 \times 10^{-2}$
فاصله طولی بین مرکز چرخ‌ها	M	$l$	۱,۴۱۶
بهره مدل مرجع	-	$k_a$	$3.35 \times 10^{-2}$
ضریب پایداری	-	$k_b$	$8.85 \times 10^{-4}$
ضریب چسبندگی بین تایر و جاده	-	$\mu$	۰,۷۵
نسبت تبدیل اتصال مکانیکی فرمان	-	GR	۱۶

رانش ( $F_{xdes}$ ) و ممان یاو مطلوب ( $M_{zdes}$ ) به جهت دنبال کردن دینامیک‌های مطلوب طراحی شده است. این سطح شامل دو بخش یعنی کنترل کننده سرعت و نرخ یاو می‌باشد که در مقاله حاضر برای طراحی آنها یک کنترل کننده مد لغزشی جدید پیشنهاد شده است.

### ۱-۲-۳ معرفی کنترل کننده مد لغزشی جدید

در روش کنترل مد لغزشی جدید برای یک سیستم با فضای حالت  $\dot{X} = f(X) + Bu$ ، با فرض سطح لغزش انتگرالی مطابق (۱۳)، سیگنال کنترلی به صورت (۱۴) پیشنهاد می‌شود. در (۱۳)، بیانگر خطای سیگنال حالت از مقدار مرجع خود،  $\lambda$  یک ضریب ثابت و در (۱۴)، مقدار تخمینی  $f(X)$  و  $k$  ضریب تابع علامت می‌باشد

$$\begin{cases} \dot{S} = e + \lambda \int edt \\ e = X - X_{ref} \end{cases} \quad (13)$$

$$u = -B^{-1}(\hat{f}(X) - \dot{X}_{ref} + k_p e + k_i \int edt + k \operatorname{sgn}(S)) \quad (14)$$

تابع لیپانوف به صورت زیر تعریف می‌شود

$$V(t) = \frac{1}{\gamma} S^2 + \int \eta |S| dt \quad (15)$$

مشتق زمانی تابع لیپانوف به صورت زیر است

$$\dot{V}(t) = S\dot{S} + \eta |S| \quad (16)$$

با جایگذاری رابطه مشتق سطح لغزش در (۱۶) و با آگاهی به این امر که جهت پایداری سیستم، مشتق تابع لیپانوف باید غیر مثبت باشد، خواهیم داشت

$$\begin{aligned} S[f(x) - \hat{f}(x) + \dot{x}_{ref} - k_p e - k_i \int edt + \lambda e - k \operatorname{sgn}(S)] \\ \leq -\eta |S| \end{aligned} \quad (17)$$

با فرض در نظر گرفتن عدم قطعیت سیستم  $(f(X) - \hat{f}(X) = F)$  داریم

$$FS + (\lambda - k_p)eS - K_i S \int edt - k |S| \leq -\eta |S| \quad (18)$$

با فرض  $\lambda = k_p$  خواهیم داشت

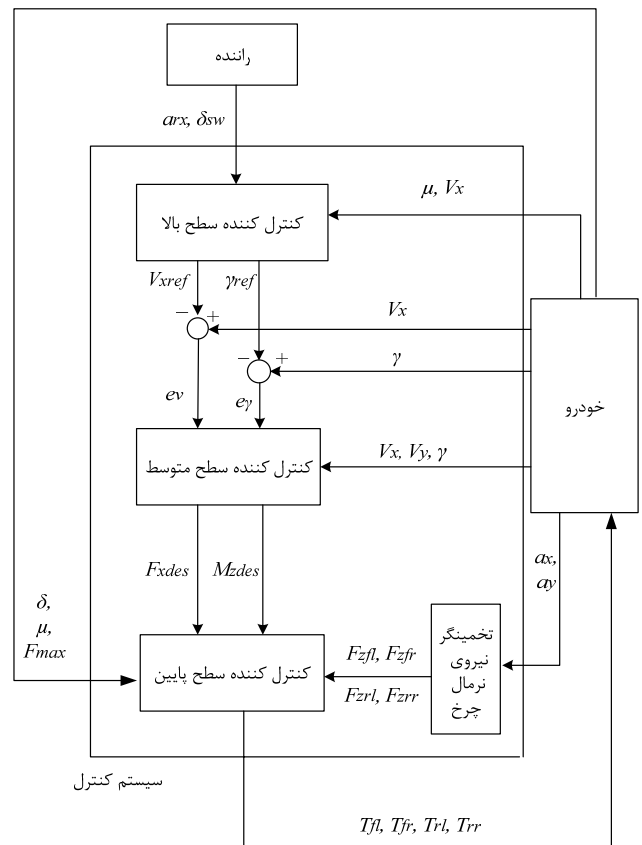
$$\begin{aligned} k |S| \geq \eta |S| - k_i S \int edt - FS \rightarrow \\ k \geq \eta - k_i \int edt \operatorname{sgn}(S) - F \operatorname{sgn}(S) \end{aligned} \quad (19)$$

با انتخاب  $k_i$  به صورت (۲۰) می‌توان پایداری سیستم را تضمین کرد. در (۲۰)،  $k'_i$  یک ضریب ثابت مثبت می‌باشد

$$k_i = k'_i \operatorname{sgn}(\int edt \operatorname{sgn}(S)) \quad (20)$$

با انتخاب مناسب  $\lambda$  خواهیم داشت

$$\operatorname{sgn}(S) = \operatorname{sgn}(e + \lambda \int edt) \approx \operatorname{sgn}(\int edt) \quad (21)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترلی حلقه بسته.

### ۱-۳ کنترل کننده سطح بالا

یکی از مسایل اساسی در طراحی کنترل کننده برای خودروهای WID ۴ حفظ پایداری خودرو بدون کاهش قابلیت‌های عملکرد خودرو می‌باشد. قابلیت‌های عملکرد خودرو شامل شتاب‌گیری، شیب‌پیمایی و سرعت بیشینه است. سیگنال سرعت طولی خودرو می‌تواند نماینده‌ای از این قابلیت‌ها باشد و بنابراین با استفاده از سیگنال شتاب طولی درخواستی ( $a_{rx}$ )، می‌توان مرجع سرعت طولی ( $V_{xref}$ ) را محاسبه کرد.  $a_{rx}$  با توجه به وضعیت پدال ترمز و گاز به دست می‌آید

$$V_{xref} = V_x + \int_{t_0}^t a_{rx} dt \quad (11)$$

در رابطه فوق  $V_x$  سرعت خودرو در لحظه  $t$  است.

سیگنال مهم دیگر مرجع نرخ یاو ( $\gamma_{ref}$ ) می‌باشد که با توجه به زاویه فرمان چرخ خودرو ( $\delta_{sw}$ ) و سرعت طولی خودرو مطابق رابطه زیر محاسبه می‌شود [۱۸]

$$\gamma_{ref} = \begin{cases} \gamma_t & \text{if } |\gamma_t| < \frac{\mu \cdot g}{V_x} \\ \frac{\mu \cdot g}{V_x} \operatorname{sgn}(\gamma_t) & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{with } \gamma_t = \frac{GR \cdot k_a \cdot V_x}{l \cdot (k_b \cdot V_x^2 + 1)(\tau_r \cdot S + 1)(\tau_s \cdot S + 1)} \delta_{sw}$$

پارامترهای مورد استفاده در (۱۲) در جدول ۱ معرفی شده‌اند.

### ۲-۳ کنترل کننده سطح متوسط

کنترل کننده سطح متوسط برای به دست آوردن مقادیر مطلوب نیروی

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \left( S + \frac{k\lambda}{k_i} \right) e^{-\alpha t_{reach(max)}} \sin \frac{\pi}{4} = \frac{k\lambda}{k_i} \quad (29)$$

در نتیجه مقدار بیشینه زمان نشست به دست می‌آید

$$t_{reach} \leq \frac{2}{k_p} \ln \frac{k_i}{k\lambda} \left( S + \frac{k\lambda}{k_i} \right) \quad (30)$$

در صورتی که در SMC با سطح لغزش انتگرالی متداول با انجام محاسبات به روش مشابه، مقدار زمان نشست برابر  $S/k$  خواهد شد. مشاهده می‌شود که زمان نشست در روش پیشنهادی به صورت لگاریتمی نسبت به  $k$  کاهش می‌یابد، بنابراین با انتخاب مناسب پارامترها، روش پیشنهادی نسبت به SMC متداول بسیار سریع‌تر است.

### ۳-۲-۲ طراحی کنترل کننده سرعت

برای طراحی کنترل کننده سرعت، سیگنال خطا اختلاف سرعت طولی خودرو با مرجع سرعت طولی در نظر گرفته شده و سطح لغزش به صورت انتگرالی انتخاب شده است

$$\begin{cases} S = e_v + \lambda_v \int e_v dt \\ e_v = V_x - V_{xref} \end{cases} \quad (31)$$

با توجه به (۱) و (۱۴) مقدار مطلوب نیروی رانش برابر (۳۲) خواهد بود

$$F_{xdes} = -MV_y \gamma + M\dot{V}_{xref} + \frac{\rho_a C_D A V_x^2}{2} - Mk_{pv} e_v - Mk_{iv} \int e_v dt - Mk_v \operatorname{sgn}(S) \quad (32)$$

برای داشتن پاسخ با نوسان کمتر می‌توان به جای تابع علامت از تابع تانژانت سطح لغزش استفاده کرد [۲۲].

### ۳-۲-۳ طراحی کنترل کننده ممان یاو

حال سیگنال خطا به صورت اختلاف نرخ یاو از مقدار مرجع در نظر گرفته می‌شود

$$\begin{cases} S = e_\gamma + \lambda_\gamma \int e_\gamma dt \\ e_\gamma = \gamma - \gamma_{ref} \end{cases} \quad (33)$$

با توجه به (۱۰) و (۱۴) مقدار ممان یاو مطلوب به صورت زیر به دست می‌آید

$$M_{zdes} = 2(I_f C_f - I_r C_r) \beta + \frac{r}{V_x} (I_f^x C_f + I_r^x C_r) \gamma - 2I_f C_f \delta + I_z \dot{\gamma}_{ref} - I_z k_{p\gamma} e_\gamma - I_z k_{i\gamma} \int e_\gamma dt - I_z k_\gamma \operatorname{sgn}(S) \quad (34)$$

در رابطه فوق می‌توان به جای تابع علامت از تابع تانژانت استفاده کرد.

### ۳-۳ کنترل کننده سطح پایین

کنترل کننده سطح پایین برای به دست آوردن مقدار نیروهای اعمالی به چرخ‌ها جهت تأمین ورودی‌های به دست آمده از کنترل کننده سطح متوسط طراحی شده است. در اینجا برای ساده کردن محاسبات فرض شده که چرخ‌های موجود در یک طرف خودرو اثر مشابهی بر عملکرد خودرو دارند [۱۸] و [۱۹]. بنابراین می‌توان با محاسبه نیروهای اعمالی به چرخ‌های جلو و تعیین نیروی چرخ‌های عقب با توجه به نسبت نیروی عمودی وارد بر مرکز چرخ‌ها مسئله را حل کرد. بنابراین خواهیم داشت

بنابراین (۲۲) برقرار خواهد بود

$$\operatorname{sgn} \left( \int edt \cdot \operatorname{sgn}(S) \right) = 1 \quad (22)$$

برای برآورده شدن (۲۰) کافی است که  $k$  در نامساوی (۱۹) صدق کرده و  $k_i \geq 0$  باشد و به عبارت دیگر وقتی  $\operatorname{sgn}(S) \neq \operatorname{sgn} \left( \int edt \right)$  باید  $k_i$  بر اساس (۲۰) انتخاب شود. از (۱۹) می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده پیشنهادی یک کنترل کننده مقاوم در برابر عدم قطعیت سیستم است. برای این منظور کافی است که مقدار بهره  $k$  از  $k > \eta - k_i \int edt \cdot \operatorname{sgn}(S)$  به  $k > \eta - k_i \int edt \cdot \operatorname{sgn}(S) - F \operatorname{sgn}(S)$  قابل ذکر است که مقدار عدم قطعیت  $F$  را می‌توان مثبت یا منفی در نظر گرفت. در ضمن از (۱۹) مشاهده می‌شود مقدار پارامتر  $k$  مورد نیاز در کنترل کننده مد لغزشی جدید نسبت به روش متداول که حداقل برابر  $\eta$  (یا  $k > \eta - F \operatorname{sgn}(S)$ ) باید باشد [۲۱]، کمتر است. بنابراین به ازای  $k$  یکسان، سیستم با کنترل کننده پیشنهادی برای محدودیت بزرگ‌تری از اغتشاش و یا عدم قطعیت پایدار می‌ماند ولی SMC متداول ناپایدار می‌شود و بنابراین روش پیشنهادی مقاوم‌تر است.

در روش SMC جدید میزان نوسان حول مقدار نهایی کاهش خواهد یافت و عملکرد سیستم دقیق‌تر و مقاوم‌تر می‌شود و همچنین پاسخ در SMC پیشنهادی زمان نشست کمتری را نیز خواهد داشت. برای اثبات این مطلب، رابطه سطح لغزش با استفاده از اپراتور  $D$  به صورت (۲۳) بازنویسی می‌شود

$$S = e + \frac{\lambda e}{D} \quad (23)$$

$$D = \frac{d}{dt} \rightarrow e = \frac{D}{D + \lambda} S$$

با محاسبه مقدار مشتق  $S$  مطابق (۲۴)، (۲۵)، (۲۵) با توجه به (۲۳) به دست می‌آید

$$\dot{S} = -k \operatorname{sgn}(S) - (k_p - \lambda) e - k_i \int edt \quad (24)$$

$$DS = -k \operatorname{sgn}(S) - (k_p - \lambda) \frac{D}{D + \lambda} S - k_i \frac{1}{D + \lambda} S \quad (25)$$

بدون از دست دادن کلیت مطلب می‌توان مقدار تابع علامت را برابر یک در نظر گرفت. بنابراین با ساده‌سازی (۲۵) خواهیم داشت

$$D^2 S + k_p DS + k_i S = -k\lambda \quad (26)$$

پاسخ (۲۶) با فرض داشتن پاسخ پیوسته با مقدار اولیه  $S$ . به صورت زیر می‌باشد

$$\begin{cases} S(t) = e^{-\alpha t} (c_1 \cos(\zeta t) + c_2 \sin(\zeta t)) + c_3 \\ \alpha = \frac{k_p}{2}, \quad \zeta = \sqrt{k_p^2 - 4k_i} \\ c_1 = c_2 = S + \frac{k\lambda}{k_i}, \quad c_3 = -\frac{k\lambda}{k_i} \end{cases} \quad (27)$$

با ساده‌سازی (۲۷) خواهیم داشت

$$S(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} c_1 e^{-\alpha t} \sin(\zeta t + \frac{\pi}{4}) + c_3 \quad (28)$$

در زمان نشست ( $t_{reach}$ ) سطح لغزش باید به صفر برسد. در ضمن جهت به دست آوردن مقدار ماکسیمم زمان نشست در (۲۸) باید  $k_i$  برابر صفر باشد و بنابراین خواهیم داشت

حاصل از کنترل کننده ارائه شده در [۱۸] مقایسه شده است. در [۱۸] کنترل کننده برای کاهش خطای سرعت طولی خودرو و خطای نرخ یابو بر اساس تئوری لیاپانوف پیشنهاد شده که طبق ادعای این مرجع، قابلیت زیادی در تحمل پذیری غیر فعال خطا دارد. رابطه سیگنال های کنترلی اعمالی به موتورهای درون چرخ طبق روش ارائه شده در [۱۸] به صورت (۳۸) می باشد

$$\left\{ \begin{aligned} u_l &= \frac{R_{eff}(Mk_{rz}(L_v e_v + \dot{v}_{xref}) - f_v(X))}{k_{lx}k_{rz} + k_{rx}k_{lz}} - \frac{\frac{I_z}{I_s}k_{rx}(L_v e_v + \dot{v}_{xref}) - f_r(X)}{k_{lx}k_{rz} + k_{rx}k_{lz}} \\ u_r &= \frac{R_{eff}(Mk_{lz}(L_v e_v + \dot{v}_{xref}) - f_v(X))}{k_{lx}k_{rz} + k_{rx}k_{lz}} + \frac{\frac{I_z}{I_s}k_{lx}(L_v e_v + \dot{v}_{xref}) - f_r(X)}{k_{lx}k_{rz} + k_{rx}k_{lz}} \end{aligned} \right. \quad (38)$$

در رابطه فوق  $u_l$  و  $u_r$  به ترتیب سیگنال های کنترلی برای موتورهای عقب در سمت چپ و راست می باشند. با توجه به مشابهت تأثیر گشتاور تولیدی توسط موتورهای موجود در یک سمت خودرو بر رفتار دینامیکی خودرو، می توان سیگنال های کنترلی برای موتورهای جلو سمت چپ و راست را به ترتیب به صورت  $\lambda_l u_l$  و  $\lambda_r u_r$  در نظر گرفت که در [۱۸] با توجه به تأثیر مشابه موتورهای جلو و عقب در یک سمت بر رفتار خودرو  $\lambda_l$  و  $\lambda_r$  برابر واحد فرض شده است.

در (۳۸)،  $L_v$  و  $L_r$  ضرایب مثبت و ثابت انتخابی هستند و  $k_{lx}$ ،  $k_{rz}$ ،  $k_{rx}$  و  $k_{lz}$  به صورت زیر تعریف می شوند

$$\left\{ \begin{aligned} k_{lx} &= k_{fl} \cos \delta + k_{rl} \\ k_{rx} &= k_{fr} \cos \delta + k_{rr} \\ k_{lz} &= k_{fl} \cos \delta + k_{rl} - k_{fl} \frac{l_f \sin \delta}{l_s} \\ k_{rz} &= k_{fr} \cos \delta + k_{rr} + k_{fr} \frac{l_f \sin \delta}{l_s} \end{aligned} \right. \quad (39)$$

در (۳۹)،  $k_{fl}$ ،  $k_{fr}$ ،  $k_{rl}$  و  $k_{rr}$  بهره کنترلی چهار موتور درون چرخ هستند. برای SMC متداول با سطح لغزش انتگرالی از سیگنال های کنترلی زیر استفاده شده است

$$F_{xdes} = -MV_y \gamma + M\dot{v}_{xref} + \frac{\rho_a C_D A V_x^\gamma}{\gamma} - M\lambda_v e_v - Mk_v \tan S \quad (40)$$

$$M_{zdes} = \gamma(l_f C_f - l_r C_r)\beta + \frac{\gamma}{V_x}(l_f C_f + l_r C_r)\gamma - \gamma l_f C_f \delta + I_z \dot{\gamma}_{ref} - I_z \lambda_\gamma e_\gamma - I_z k_\gamma \tan S \quad (41)$$

$$\left\{ \begin{aligned} &I. F_{xfl}[\omega(\cos \delta + D_v)(\cos \delta + D_r) + \omega_l(l_s \cos \delta + D_v l_s + l_f \sin \delta)(-l_s \cos \delta - D_v l_s + l_f \sin \delta)] + \\ &F_{xfr}[\omega(\cos \delta + D_r)^\gamma + \omega_r(l_s \cos \delta + D_v l_s + l_f \sin \delta)^\gamma] = [\omega(\cos \delta + D_v)F_{xdes} + \omega_l(l_s \cos \delta + D_v l_s + l_f \sin \delta)M_{zdes}] \\ &II. F_{xfl}[\omega_l(\cos \delta + D_v)^\gamma + \omega_r(-l_s \cos \delta - D_v l_s + l_f \sin \delta)^\gamma] + \\ &F_{xfr}[\omega(\cos \delta + D_v)(\cos \delta + D_r) + \omega_r(-l_s \cos \delta - D_v l_s + l_f \sin \delta)(l_s \cos \delta + D_v l_s + l_f \sin \delta)] = \\ &[\omega(\cos \delta + D_v)F_{xdes} + \omega_r(-l_s \cos \delta - D_v l_s + l_f \sin \delta)M_{zdes}] \end{aligned} \right. \quad (37)$$

جدول ۲: پارامترهای مدل خودروی مفروض.

پارامترها	واحد	مقدار	سمبل
جرم خودرو	kg	۹۱۳	$M$
جرم معلق خودرو	kg	۲۴۷	$m$
جرم کل چرخ	kg	۴۱٫۵	$m_w$
شعاع مؤثر تایر	m	۰٫۲۹۸	$R_{eff}$
نصف فاصله عرضی بین مراکز دو چرخ	m	۰٫۷۰۸	$l_s$
فاصله طولی بین مرکز چرخ جلو و مرکز گرانش	m	۱٫۱۰۳	$l_f$
فاصله طولی بین مرکز چرخ عقب و مرکز گرانش	m	۱٫۲۴۴	$l_r$
ضریب کشش آئرو دینامیک	-	۰٫۵	$C_D$
اینرسی یابو خودرو	kg.m <sup>۲</sup>	۱۱۱۱	$I_z$

$$\left\{ \begin{aligned} F_{xrl} &= D_v F_{xfl} = \frac{F_{zrl}}{F_{zfl}} F_{xfl} \\ F_{xrr} &= D_r F_{xfr} = \frac{F_{zrr}}{F_{zfr}} F_{xfr} \end{aligned} \right. \quad (35)$$

بنابراین با توجه به دینامیک سیستم، تابع هزینه به صورت (۳۶) تعریف می شود. در این رابطه  $\omega_l$  و  $\omega_r$  ضرایب وزنی و  $F_{max}$  حداکثر نیرویی است که موتور درون چرخ قادر به تولید آن است

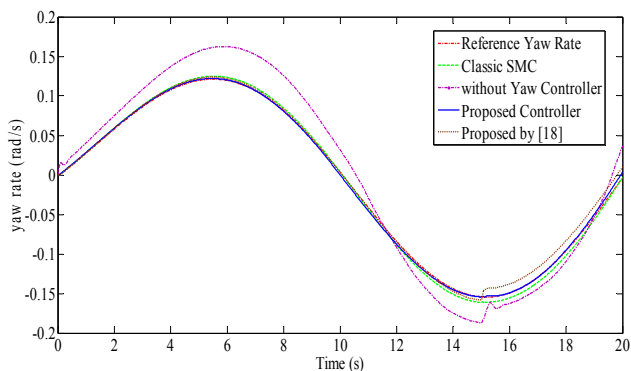
$$\begin{aligned} J &= \omega[F_{xfl}(\cos \delta + D_v) + F_{xfr}(\cos \delta + D_r) - F_{xdes}]^\gamma + \\ &\omega_l[F_{xfl}(-l_s \cos \delta - D_v l_s + l_f \sin \delta) + \\ &F_{xfr}(l_s \cos \delta + D_v l_s + l_f \sin \delta) - M_{zdes}]^\gamma \end{aligned} \quad (36)$$

$$\text{with } \begin{cases} F_{xi} - \mu F_{zi} \leq 0 \\ F_{xi} - F_{max i} \leq 0 \\ i = fl, fr \end{cases}$$

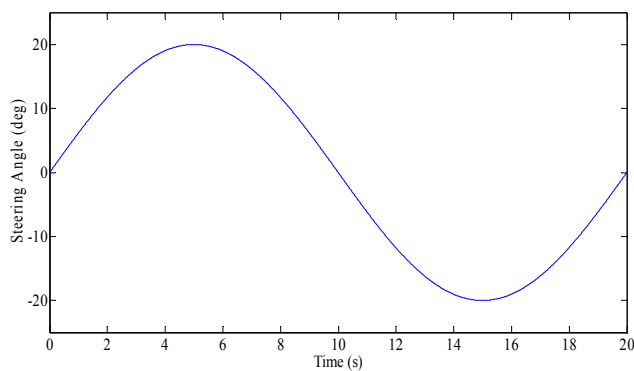
با حل این تابع هزینه برای شرایط عادی رانندگی، نیروهای مورد نیاز برای اعمال به چرخ ها توسط موتورهای درون چرخ با حل دومعادله دومجهولی (۳۷) به دست می آید.

### ۴- نتایج شبیه سازی

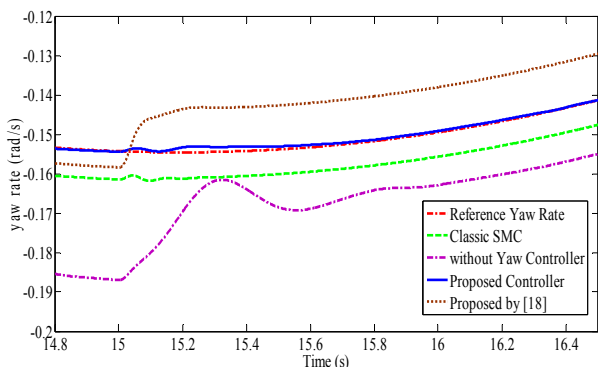
کنترل کننده پیشنهادی روی یک خودروی الکتریکی چهار چرخ محرک بدون دیفرانسیل کلاس A در محیط نرم افزار MATLAB و CARSIM شبیه سازی شده و پارامترهای خودروی مفروض در جدول ۲ ارائه گردیده است. شبیه سازی برای دو شرایط رانندگی انجام شده که عبارتند از شرایط رانندگی با تغییر زاویه فرمان در حین شتاب گیری و شرایط رانندگی با تغییر سریع زاویه فرمان. همچنین با استفاده از SMC عادی با سطح لغزش انتگرالی، کنترل کننده سطح متوسط مطابق روش های ارائه شده در [۲۲] و [۲۳] طراحی و شبیه سازی شده و نتایج با حالتی که نرخ یابو خودرو توسط کنترل کننده، کنترل نمی شود (ضریب وزنی  $\omega$  صفر است) مقایسه شده است. همچنین نتایج حاصل از روش سه سطحی پیشنهادی با نتایج



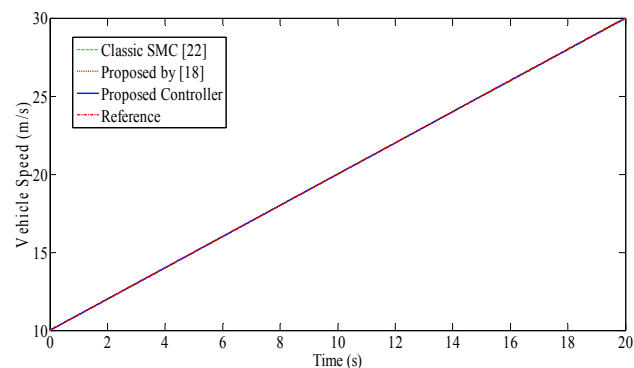
شکل ۷: منحنی نرخ یاو مرجع و نرخ یاو خودرو با وقوع خطا در موتور جلو سمت چپ در ثانیه ۱۵.



شکل ۴: منحنی تغییرات فرمان خودرو.



شکل ۸: منحنی نرخ یاو بزرگ‌نمایی شده با وقوع خطا در موتور جلو سمت چپ در ثانیه ۱۵.



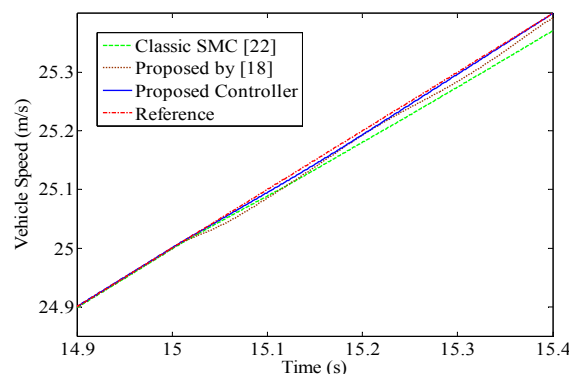
شکل ۵: منحنی سرعت مرجع و طولی خودرو با وقوع خطا در موتور جلو سمت چپ در ثانیه ۱۵.

جدول ۳: پارامترها و ضرایب کنترل کننده‌های مورد استفاده در شبیه‌سازی.

مقدار	پارامتر
۰٫۵	$k_v$
۱۰	$k_{pv}$
۱۰۰	$k_{iv}$
۱۰	$k_\gamma$
۵۰	$k_{p\gamma}$
۱۰۰	$k_{i\gamma}$
۱	$\omega_v, \omega_\gamma$
۲۰	$L_v$
۵۰	$L_\gamma$
۱	$\lambda_v, \lambda_\gamma$

پیشنهادی در مقایسه با دیگر روش‌ها قابل ملاحظه است.

در شکل ۷ نرخ یاو مرجع و واقعی خودرو برای چهار حالت کنترل کننده پیشنهادی، کنترل کننده با SMC معمولی، کنترل کننده پیشنهاد شده در [۱۸] و حالت بدون کنترل نرخ یاو (در این حالت فقط سرعت طولی توسط کنترل کننده پیشنهادی، کنترل می‌شود) نشان داده شده است. نتایج نشان‌دهنده دقت مناسب کنترل کننده پیشنهاد شده در دنبال کردن نرخ یاو مرجع در حین چرخیدن خودرو و در نتیجه پایداری مناسب آن است. منحنی نرخ یاو شبیه‌سازی شده برای فاصله زمانی ۱۴/۸ تا ۱۶/۵ ثانیه بزرگ‌نمایی گردیده و در شکل ۸ نشان داده شده و مشاهده می‌شود که کنترل کننده پیشنهادی دقت بسیار خوبی دارد. در این شبیه‌سازی برای سیگنال کنترلی در سطح متوسط از تابع تانژانت استفاده شده و ضرایب کنترل کننده با آزمون و خطا تنظیم شده‌اند، اگرچه با تنظیم دقیق‌تر ضرایب می‌توان به پاسخ‌های دقیق‌تری نیز دست یافت.



شکل ۶: منحنی سرعت بزرگ‌نمایی شده با وقوع خطا در موتور جلو سمت چپ در ثانیه ۱۵.

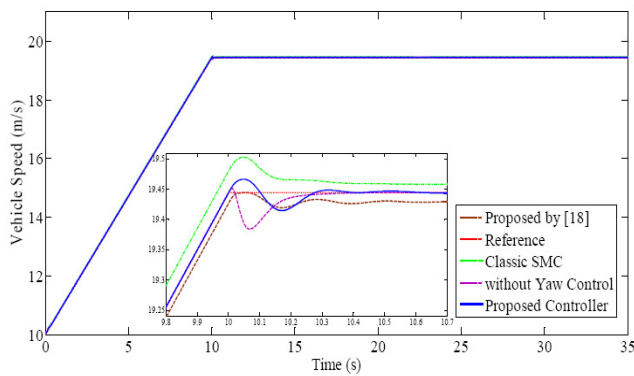
پارامترها و ضرایب کنترل کننده‌های مورد استفاده در شبیه‌سازی انجام شده مطابق جدول ۳ می‌باشند که بر اساس آزمون و خطا تنظیم شده‌اند.

#### ۴-۱ تغییر زاویه فرمان در حین شتاب‌گیری

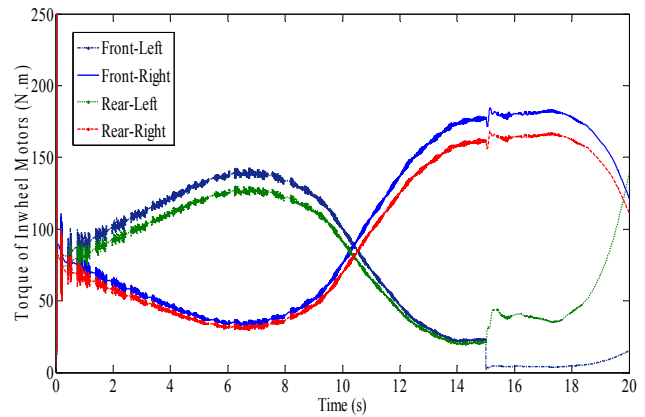
در این شرایط رانندگی، سرعت مطلوب خودرو به صورت خطی از ۱۰ m/s تا ۳۰ m/s در عرض ۲۰ ثانیه تغییر می‌کند. ضریب اصطکاک سطح جاده با تایر ۰٫۷۵ در نظر گرفته شده و منحنی تغییرات فرمان خودرو در شکل ۴ نشان داده شده و فرض گردیده که در لحظه ۱۵ ثانیه خطایی در موتور جلو سمت چپ اتفاق افتاده و منجر به کاهش بهره کنترلی موتور به یک‌دهم مقدار اولیه شده است.

شکل ۵ سرعت مرجع و سرعت طولی خودرو را نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود که خودرو توانسته با دقت خوبی مرجع سرعت را دنبال کند. بزرگ‌نمایی سرعت خودرو در شکل ۶ از لحظه ۱۴/۹ ثانیه تا ۱۵/۴ ثانیه نشان می‌دهد که کنترل کننده مقاومت زیادی را در برابر بروز خطا در موتورهای محرک داشته و قادر به حفظ پایداری خودرو است و دقت روش

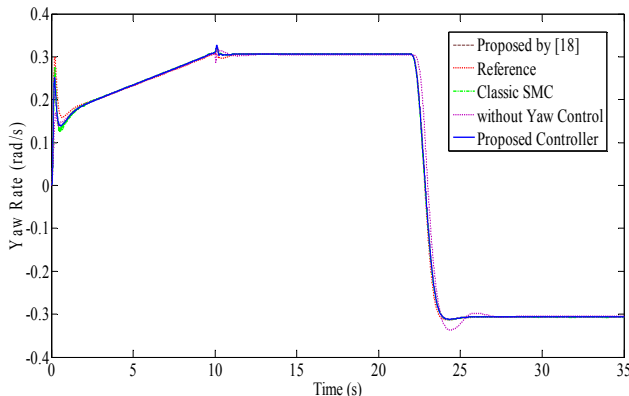




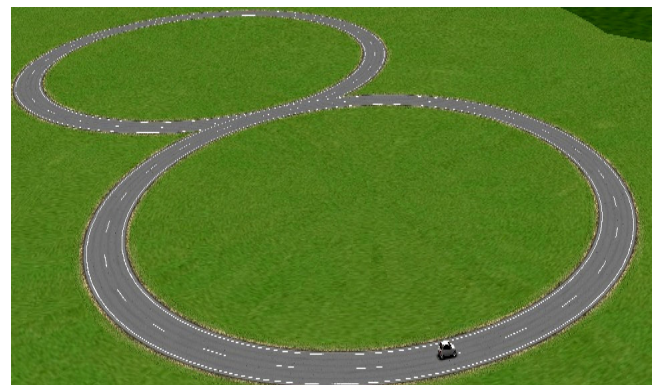
شکل ۸: منحنی سرعت مرجع و طولی خودرو در مسیر به شکل ۸.



شکل ۹: گشتاور موتورهای درون چرخ.



شکل ۱۰: منحنی نرخ یاء خودرو و مقدار مرجع در مسیر به شکل ۸.



شکل ۱۱: مسیر رانندگی برای شرایط تغییر نرخ یاء شدید.

جدول ۴: مجموع مربع خطا.

متوسط مربع خطای کل ( $\times 10^{-4}$ )	متوسط مربع خطای نرخ یاء ( $\times 10^{-4}$ )	متوسط مربع خطای سرعت ( $\times 10^{-4}$ )	کنترل کننده
۰٫۵۰۶	۰٫۳۶۵	۰٫۱۴۱	کنترل کننده پیشنهادی
۱٫۱۲۷	۰٫۳۸۷	۰٫۷۴	کنترل کننده پیشنهاد شده در [۱۸]
۱٫۳۱۹	۱٫۱۲۵	۰٫۱۹۴	حالت کنترل سرعت بدون کنترل نرخ یاء
۱٫۳۳۶	۰٫۳۳۴	۱٫۰۰۲	SMC متداول

حفظ کند.

برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده‌های مختلف، متوسط مربع خطا برای کنترل کننده‌های مختلف مطابق (۴۲) محاسبه شده است [۲۴]

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_v(i)^2 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_r(i)^2 \quad (42)$$

در (۴۲)،  $N$  تعداد نمونه‌ها و  $e_v(i)$  و  $e_r(i)$  به ترتیب خطای سرعت و نرخ یاء در نمونه  $i$ ام می‌باشند. جدول ۴ مقادیر محاسبه شده متوسط مربع خطا را برای کنترل کننده‌های مختلف نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود که کنترل کننده پیشنهادی در شبیه‌سازی انجام شده دارای متوسط مربع خطای کل کمتری نسبت به کنترل کننده‌های مورد مقایسه است که می‌تواند مؤید دقت بیشتر این کنترل کننده باشد.

## ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید کنترل مد لغزش و یک کنترل کننده جدید سه‌لایه برای پایدارسازی جانبی خودرو الکتریکی چهارچرخ محرک بدون دیفرانسیل پیشنهاد شده و کارایی کنترل کننده پیشنهادی با انجام شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزارهای MATLAB و CARSIM تأیید گردیده است. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده دقت بالای کنترل کننده در

منحنی گشتاور تولید شده توسط موتورهای درون چرخ نیز در شکل ۹ نشان داده شده و مشاهده می‌شود که این گشتاورها، تغییرات نرم و مناسبی را برای اعمال به چرخ‌های خودرو دارا هستند.

## ۴-۲ شرایط تغییر سریع زاویه فرمان

در این شبیه‌سازی خودرو از سرعت ۱۰ m/s تا ۱۹٫۴۴ m/s (۷۰ km/h) در عرض ۱۰ ثانیه شتاب می‌گیرد و سپس تا ثانیه ۳۵ با سرعت ثابت به مسیر خود ادامه می‌دهد. ضریب اصطکاک تایر با جاده نیز برابر ۰٫۷۵ می‌باشد و مسیر حرکت خودرو نیز مطابق شکل ۱۰ به صورت ۸ در نظر گرفته شده است. منحنی‌های سرعت خودرو برای کنترل کننده‌های مختلف در شکل ۱۱ نشان داده شده و همچنین از زمان ۹٫۸ تا ۱۰٫۷ ثانیه بزرگ‌نمایی شده است. مشاهده می‌شود خودرو مقدار سرعت مرجع را به خوبی دنبال می‌کند و روش کنترلی پیشنهادی نسبت به سایر کنترل کننده‌ها هم در حالت گذرا و هم در شرایط ماندگار رفتار مناسب‌تر داشته و دقیق‌تر است.

در این مسیر تغییرات زاویه فرمان شدید بوده و منجر به تولید نرخ یاء با تغییرات زیاد می‌شود. شکل ۱۲ نرخ یاء مرجع و واقعی خودرو را نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود که نرخ یاء مرجع به خوبی و با دقت زیاد دنبال شده و خودرو توانسته در هنگام تغییر مسیر پایدار خود را به خوبی



angle fuzzy observer," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1411-1419, May 2009.

- [16] D. Kim, S. Hwang, and H. Kim, "Vehicle stability enhancement of four-wheel-drive hybrid electric vehicle using rear motor control," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 727-735, Mar. 2008.
- [17] H. Yang, V. Cocquempot, and B. Jiang, "Optimal fault-tolerant path-tracking control for 4WS4WD electric vehicles," *IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 237-243, Mar. 2010.
- [18] R. Wang and J. Wang, "Fault-tolerant control with active fault diagnosis for four-wheel independently driven electric ground vehicles," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4276-4287, Nov. 2011.
- [19] R. Wang and J. Wang, "Passive actuator fault-tolerant control for a class of overactuated nonlinear systems and applications to electric vehicles," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 3, pp. 972-985, Mar. 2013.
- [20] R. Rajamani, *Vehicle Dynamics and Control*, Springer, 2nd Edition, 2012.
- [21] H. Alipour, M. B. Bannae Sharifian, and H. Afsharirad, "A PID sliding mode control for ropeless elevator maglev guiding system," *Energy and Power Engineering*, vol. 4, no. 3, pp. 158-164, May 2012.
- [22] M. J. Kharaajoo and F. Besharati, "Sliding mode traction control of an electric vehicle with four separate wheel drives," in *Emerging Technologies and Factory Automati on IEEE Conf.*, vol. 2, pp. 291-296, Sep. 2003.
- [23] J. Kang, J. Yoo, and K. Yi, "Driving control algorithm for maneuverability, lateral stability, and rollover prevention of 4WD electric vehicles with independently driven front and rear wheels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 7, pp. 2987-3001, May 2011.
- [24] E. L. Lehmann and G. Casella, *Theory of Point Estimation*, Springer, 2nd Ed., 1998.

**حسن علی پور** در سال ۱۳۸۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق-قدرت خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران و در سال ۱۳۹۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق-قدرت خود را از دانشگاه تهران دریافت نمود. پس از آن به دوره دکترای مهندسی برق-قدرت در دانشگاه تبریز وارد گردید و در سال ۱۳۹۴ موفق به اخذ درجه دکتری از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۹۲ عضو هیأت علمی دانشگاه آزاد واحد شبستر می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کنترل محرکه های الکتریکی، موتورهای خطی، خودروهای برقی و هیبرید و انرژی های تجدیدپذیر.

**مهران صباحی** تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق و الکترونیک در سال ۱۳۷۰ در دانشگاه تبریز، کارشناسی ارشد مهندسی برق-قدرت در سال ۱۳۷۳ در دانشگاه تهران و دکتری مهندسی برق-قدرت را در سال ۱۳۸۲ در دانشگاه تبریز به پایان رسانده است و هم اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، انرژی های تجدیدپذیر و ادوات واسط انرژی های تجدیدپذیر.

**محمدباقر بناء شریفیان** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق-قدرت به ترتیب در سال های ۱۳۶۸، ۱۳۷۰ و ۱۳۷۹ در دانشگاه تبریز به پایان رسانده است و هم اکنون استاد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کنترل محرکه های الکتریکی، موتورهای خطی، خودروهای برقی و هیبرید و انرژی های تجدیدپذیر.

دنبال کردن سرعت طولی مرجع و نرخ یاو مرجع می باشد. در ضمن نتایج شبیه سازی نشان می دهد که کنترل کننده پیشنهادی بسیار مقاوم بوده و پایداری خودرو را در زمان بروز خطا در یکی از چهار موتور محرک حفظ می کند. همچنین نشان داده شده که این روش جدید و پیشنهادی نسبت به کنترل مد لغزشی معمولی مقاوم تر، دقیق تر، سریع تر و با نوسان کمتری حول پاسخ در زمان ماندگار است. کنترل کننده پیشنهادی ساده و کاربردی بوده و برای استفاده در خودرو مناسب است.

## مرجع

- [1] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*, Taylor & Francis Group, 2nd Edition, 2010.
- [2] J. Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergard, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, "Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 475-484, Feb. 2012.
- [3] M. Shino and M. Nagai, "Independent wheel torque control of small-scale electric vehicle for handling and stability improvement," *JSAE Review*, vol. 24, no. 4, pp. 449-456, Oct. 2003.
- [4] R. Wang and J. Wang, "Fault tolerant control for electric ground vehicles with independently actuated in-wheel motors," *J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 134, no. 2, 10 pp., Mar. 2012.
- [5] W. Liang, H. Yu, R. McGee, M. Kuang, and J. Medanic, "Vehicle pure yaw moment control using differential tire slip," in *Proc. American Control Conf.*, pp. 3331-3336, 10-12 Jun. 2009.
- [6] A. Haddoun, M. E. Benbuzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, and K. Srairi, "Modeling, analysis, a neural network control of an EV electrical differential," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2286-2294, Jun. 2008.
- [7] F. J. Perez-Pinal, I. Cervantes, and A. Emadi, "Stability of an electric differential for traction applications," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 7, pp. 3224-3233, Sep. 2009.
- [8] B. Tabbache, A. Kheloui, and M. E. Bendouzid, "An adaptive electric differential for electric vehicles motion stabilization," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 1, pp. 104-110, Jan. 2011.
- [9] Y. Chen and J. Wang, "Design and evaluation on electrical differentials for over-actuated electrical ground vehicles with four independent in-wheel motors," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 1534-1542, May 2012.
- [10] F. Tahami, R. Kazemi, and S. Farhanghi, "A novel driver assist stability system for all-wheel electric vehicles," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 52, no. 3, pp. 683-692, May 2003.
- [11] F. Tahami, S. Farhanghi, and R. Kazemi, "A fuzzy logic direct yaw-moment control system for all-wheel drive electric vehicles," *Vehicle System Dynamics*, vol. 41, no. 3, pp. 203-221, Mar. 2004.
- [12] F. Tahami, S. Farhanghi, R. Kazemi, and B. Samadi, "Fuzzy based stability enhancement system for a four motor electric vehicle," *SAE Technical Papers*, 11 pp., Mar. 2002.
- [13] F. Tahami, S. Farhanghi, and R. Kazemi, "Direct yaw control of an all-wheel-drive EV based on fuzzy logic and neural networks," *SAE Technical Papers*, 9 pp., Mar. 2003.
- [14] A. Goodarzi and E. Esmailzadeh, "Design of a VDC system for all-wheel independent drive vehicles," *IEEE Trans. on Mechatronics*, vol. 12, no. 6, pp. 632-639, Dec. 2007.
- [15] C. Geng, L. Mostafai, M. Denai, and Y. Hori, "Direct yaw - moment control of an in-wheel-motored electric vehicle based on body slip