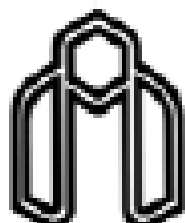


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

طراحی کنترل کننده مود لغزشی با استفاده از
منطق فازی و شبکه های عصبی برای بازوی ربات

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق- کنترل

سید احسان شفیعی

استاد راهنما
دکتر محمد علی صدرنیا

تقدیم به پدر و مادر فداکار و
همسر با وفایم

با تشکر از دکتر محمد علی صدرنیا و دکتر محمد عطایی

چکیده

در این پایان نامه، روش کنترل مود لغزشی به دلیل مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌های مدل و اغتشاش خارجی و همچنین قابلیت بکارگیری در سیستم‌های غیر خطی و چند متغیره، برای کنترل بازوی ربات مبنای تحقیق قرار گرفته است. استفاده از بهره کنترل بزرگ برای غلبه بر عدم قطعیتها در این روش، سبب ایجاد نوسانات شدید در قانون کنترل (به دلیل ماهیت کلیدزنی آن) می شود که می تواند دینامیکهای مدل نشده سیستم را تحریک کرده و به دستگاه آسیب رساند. علاوه بر این، در این روش ملزم به دانستن مدل سیستم تحت کنترل هستیم که معمولاً امری دشوار می باشد. برای رفع این معایب روشهای مختلفی از جمله روشهای هوشمند استفاده می شود. ما نیز در اینجا منطق فازی و شبکه عصبی را به منظور بهبود عملکرد کنترل کننده مود لغزشی بکار برده و در این راستا سه کنترل کننده را پیشنهاد و طراحی نموده ایم. در مورد اول، از یک حلقه خارجی PID در قانون کنترل مود لغزشی استفاده کرده، سپس توسط یک سیستم فازی، بهره های بخش لغزشی و PID را بطور بر-خط تنظیم می نمایم و بدین ترتیب از ایجاد نوسان در قانون کنترل جلوگیری می گردد. در مورد دوم، دو جنبه عملی شامل محدودیت اندازه گشتاور کنترل و وجود اصطکاک در مفاصل ربات را مورد توجه قرار داده، از دو کنترل کننده پایدار مود لغزشی و فازی به طور مشارکتی برای کنترل سیستم استفاده نموده ایم، بطوریکه هر کنترل کننده معایب کنترل کننده دیگر را مرتفع نموده و عملکرد کنترل را بهبود می بخشد. در مورد سوم، با استفاده از یک شبکه عصبی، بخش مربوط به مدل سیستم را در طراحی کنترل کننده مود لغزشی، تقریب زده و مانند مورد اول از تنظیم بهره

توسط سیستم فازی استفاده شده است. بدین ترتیب بدون نیاز به دانستن مدل سیستم آن را کنترل می نماییم. در هر یک از موارد فوق، نتایج شبیه سازی ارائه شده، دال بر صحت ادعاها بوده و بهبود عملکرد را در هر مورد نشان می دهد.

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

فصل اول: مقدمه

- ۱-۱- تاریخچه ۱
- ۲-۱- ساختار پایان نامه ۲

فصل دوم: کنترل مود لغزشی

- ۱-۲- کنترل مود لغزشی ۴
- ۲-۲- مزایا و معایب ۱۰

فصل سوم: دینامیک ربات

- ۱-۳- معادلات حرکت ۱۲
- ۲-۳- بازوی ماهر آرنجی صفحه ای ۱۵

فصل چهارم: کنترل مود لغزشی با رهیافت فازی

- ۱-۴-۱- مروری بر تحقیقات انجام شده ۱۸
- ۲-۴-۲- شباهت کنترل مود لغزشی با کنترل فازی ۱۹
- ۳-۴-۳- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID با استفاده از تنظیم بهره فازی ۲۱
- ۱-۳-۴-۱- بیان مسأله طراحی ۲۱
- ۲-۳-۴-۲- کنترل مود لغزشی - PD ۲۲
- ۳-۳-۴-۳- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID فازی ۲۴
- ۴-۳-۴-۴- مثال عددی و نتایج شبیه سازی ۲۶
- ۴-۴-۴-۴- طراحی کنترل کننده مشارکتی SMC و فازی ۲۹
- ۱-۴-۴-۱- بیان مسأله طراحی و شرایط سیستم ۲۹
- ۲-۴-۴-۲- طراحی کنترل کننده مود لغزشی ۳۲
- ۳-۴-۴-۳- طراحی کنترل کننده فازی ۳۴
- ۴-۴-۴-۴- کنترل کننده مشارکتی SMC و SFC ۳۸
- ۵-۴-۴-۵- مثال عددی و نتایج شبیه سازی ۳۹

فصل پنجم: کنترل مود لغزشی با رهیافت شبکه عصبی

- ۱-۵-۱- مروری بر تحقیقات انجام شده ۴۴
- ۲-۵-۲- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID با استفاده از شبکه عصبی و تنظیم بهره فازی ۴۵
- ۱-۲-۵-۱- بیان مسأله طراحی ۴۵
- ۲-۲-۵-۲- طراحی مستقل از مدل با استفاده از شبکه عصبی ۴۵
- ۳-۲-۵-۳- مثال عددی و نتایج شبیه سازی ۴۹

فصل ششم: بحث، نتایج و پیشنهادات ۵۴

ضمائم

ضمیمه الف- منطق فازی و کنترل فازی ۵۵

ضمیمه ب- شبکه های عصبی ۵۹

ضمیمه ج- بلوکهای طراحی شده در SIMULINK ۶۳

فهرست مراجع ۶۷

فصل اول

مقدمه

۱-۱- تاریخچه

در مهندسی کنترل با مسأله طراحی کنترل کننده برای یک دستگاه مواجه هستیم، به گونه ای که دستگاه بتواند عملیات خاصی را که مورد نظر است انجام دهد. با توجه به تنوع دستگاهها و سیستمها همچنین اهداف کنترلی مختلفی که وجود دارد، محققین روشهای کنترلی گوناگونی را پایه ریزی کرده و گسترش داده اند. برای مثال، مدتها از روشهای کنترل خطی برای طراحی سیستمهای کنترل استفاده می شد؛ اما

امروزه به دلیل ماهیت غیر خطی و پیچیدگی سیستمهای موجود، از روشهای کنترل غیرخطی استفاده می گردد هرچند هنوز هم در کاربردهای عملی، کنترل کننده های خطی به دلیل سادگی و ارزانی مورد توجه بسیاری قرار دارد.

کنترل ساختار متغیر^۱ (VSC) برای اولین بار در اوایل ۱۹۵۰ توسط امیلیانوف^۲ در اتحاد جماهیر شوروی پیشنهاد شد اما در خارج از شوروی مورد توجه قرار نگرفت تا اینکه در سال ۱۹۷۶ ایتکیس^۳ کتابی را در این زمینه تحریر کرد. کنترل مود لغزشی^۴ (SMC) به عنوان یک روش اصلی در VSC توسط اوتکین^۵ در ۱۹۷۸ در کتابی با همین مضمون مورد بررسی واقع شد [۱]. پس از انتشار کتب و مقالات این دانشمندان، کنترل مود لغزشی توجه محققین بسیاری را در دیگر نقاط جهان به خود اختصاص داد. امروزه کتب و مقالات گوناگونی در این زمینه به رشته تحریر در آمده است [۱۸-۲]. دلیل این توجهات قابلیت های گوناگون SMC می باشد که در زیر آمده است [۵].

۱. قابلیت طراحی برای اکثر سیستمها از قبیل سیستمهای غیرخطی، سیستمهای چند-ورودی چند-خروجی^۶ (MIMO)، مدل های زمان-گسسته، سیستمهای مقیاس-بزرگ^۷، سیستمهای بی نهایت بعد^۸ و سیستمهای تصادفی^۹.

۲. مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت های مدل و اغتشاشات.

در دهه های اخیر همگام با پیشرفت دستگاههای محاسباتی و کامپیوتری پیشرفته، روشهای جدید کنترلی تحت عنوان کنترل هوشمند مطرح شده و گسترش یافته است. یکی از رهیافتهای کنترل هوشمند، استفاده از منطق فازی^{۱۰} می باشد که نخستین بار در سال ۱۹۶۵ توسط دانشمند ایرانی، دکتر لطفی زاده تحت عنوان مجموعه های فازی مطرح شد و سپس دانشمندان دیگر کشورها به ویژه در شرق آسیا به بسط و توسعه آن پرداختند [۲۷-۱۹]. رهیافت دیگر، استفاده از شبکه های عصبی^{۱۱} است [۳۷-۲۸].

¹ Variable structure control

² Emelyanov

³ Itkis

⁴ Sliding mode control

⁵ Utkin

⁶ Multi-Inputs Multi-Outputs

⁷ Large-scale systems

⁸ Infinite dimensional systems

⁹ Stochastic systems

¹⁰ Fuzzy logic

¹¹ Neural networks

به منظور بهره گیری همزمان از مزایای SMC و کنترل هوشمند و همچنین برای رفع معایب هر یک از این دو، ترکیبهای مختلف کنترل مود لغزشی با روشهای منطق فازی و شبکه های عصبی تحت عناوین گوناگون از قبیل کنترل مود لغزشی فازی^{۱۲} [۳۸-۴۲] و یا کنترل مود لغزشی-عصبی^{۱۳} [۴۳-۴۷] مورد تحقیق بسیاری در سالهای اخیر به ویژه در زمینه کنترل ربات گردیده است. فصلهای بعد به مرور جامعتری بر تحقیقات صورت گرفته در این زمینه می پردازد.

۲-۱- ساختار پایان نامه

در تحقیق انجام گرفته در این پایان نامه با توجه به قابلیت های کنترل مود لغزشی و همچنین توانمندی روشهای فازی و شبکه های عصبی در رفع معایب و بهبود عملکرد آن، ترکیبهای جدیدی از کنترل مود لغزشی با رهیافتهای فازی و شبکه عصبی ارائه شده که در کنترل ربات مورد استفاده قرار می گیرد. نتایج شبیه سازیهای انجام گرفته در این تحقیق، عملکرد خوب و توانمندی کنترل کننده های طراحی شده در اینجا را در کنترل بازوی ربات نشان می دهد.

در ادامه، ساختار پایان نامه بدین شرح می باشد: در فصل ۲ به تشریح کنترل مود لغزشی پرداخته شده که پایه و اساس طراحی در این پروژه می باشد. توصیف مورد تحت مطالعه که بازوی ربات می باشد در فصل ۳ گنجانده شده است. در فصل ۴ طراحی یک کنترل کننده مود لغزشی با استفاده از تنظیم بهره فازی و همچنین یک کنترل کننده مشارکتی SMC و فازی آمده است. طراحی یک کنترل کننده مود لغزشی با استفاده از شبکه عصبی در فصل ۵ بیان می گردد. در پایان، فصل آخر به نتیجه گیری و ارائه برخی پیشنهادات می پردازد.

فصل دوم

کنترل مود لغزشی

¹² Fuzzy sliding mode control

¹³ Neuro-sliding mode control

۲-۱- کنترل مود لغزشی

سیستم غیر خطی حلقه باز و تغییر پذیر با زمان زیر را در نظر بگیرید [۳]:

$$\dot{x}^{(n)}(t) = f(\mathbf{x}, t) + b(\mathbf{x}, t).u + \tilde{d} \quad (۱-۲)$$

که در آن $\mathbf{x}(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ بردار حالت، $\tilde{d}(t)$ اغتشاش وابسته به زمان با محدوده معین، u ورودی کنترل، و $f(\mathbf{x}, t)$ و $b(\mathbf{x}, t)$ توابع غیر خطی از بردار حالت \mathbf{x} و زمان t می باشند. مسأله کنترل ردگیری، عبارت است از یافتن یک قانون کنترل به طوری که هر گاه مسیر مطلوب $\mathbf{x}_d(t)$ داده شده باشد، خطای ردگیری $\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_d(t)$ ، علیرغم وجود عدم قطعیت های مدل، فرکانسهای مدل نشده و اغتشاش، به سمت صفر میل کند.

با تعریف خطای ردگیری به صورت:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_d(t) = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T \quad (۲-۲)$$

یک سطح لغزش^{۱۴} (برای سیستمهای درجه دوم، خط لغزش^{۱۵})

$$s(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (۳-۳)$$

توسط رابطه زیر تعیین می گردد:

$$s(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} e = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k . e^{(n-1-k)} \quad (۴-۲)$$

برای اینکه معادله (۳-۲) یک سطح پایدار باشد، باید λ یک عدد ثابت مثبت باشد. با شروع از حالت اولیه

^{۱۴} sliding surface
^{۱۵} sliding line

$$\mathbf{e}(0) = \mathbf{0} \quad (5-2)$$

مسأله کنترل ردگیری نیازمند طراحی یک قانون کنترل به گونه ای می باشد که بازای تمام زمانهای $t \geq 0$ بردار حالت $\mathbf{e}(t)$ ، روی سطح لغزش $s(\mathbf{x}, t) = 0$ باقی بماند. برای دستیابی به یک چنین قانون کنترلی، یک تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (6-2)$$

با $V(0) = 0$ و $V > 0$ برای $s > 0$.

بنابراین یک شرط کافی برای پایداری سیستم (۲-۱)،

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s^2) \leq -\eta|s| \quad (7-2)$$

می باشد. در نتیجه خواهیم داشت:

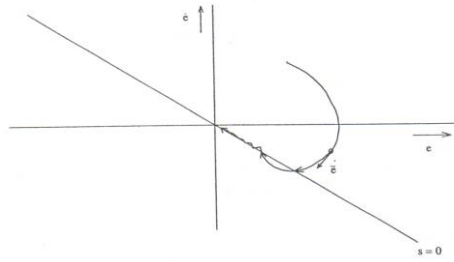
$$\dot{s} \cdot \text{sgn}(s) \leq -\eta \quad (8-2)$$

عبارت فوق را شرط رسایی^{۱۶} (رسیدن به سطح لغزش) گویند که در آن $\eta > 0$ و برآورده شدن این شرط، سیستم (۲-۱) را به آنچه مود لغزش نامند، می برد.

مد لغزش به این معناست که هر گاه مسیر حالت \mathbf{e} به سطح لغزش $s = 0$ رسیده باشد، مستقل از عدم قطعیت های مدل، فرکانسهای مدل نشده و اغتشاش، همچنانکه به سمت مبدأ می لغزد، روی این سطح باقی بماند.

رسیدن به سطح لغزش به این معناست که یک مسیر سیستم (\mathbf{e}) خارج از سطح لغزش قرار دارد اما شرط رسیدن (۲-۸) را دنبال می کند. شکل ۱-۲ اصول SMC را برای یک سیستم درجه دو به صورت تصویری نمایش می دهد. برای رسیدن به مود لغزش، سطح لغزش باید یک ناحیه جذب^{۱۷} باشد. بدین منظور همواره بردار $\dot{\mathbf{e}}$ به طرف سطح لغزش $s = 0$ اشاره دارد. در این مورد، سیستم (۲-۱) پایدار مجانبی یکنواخت است؛ زیرا هر گاه حالت \mathbf{e} روی سطح لغزش قرار گیرد، خطای e به طور مجانبی با زمان کاهش می یابد.

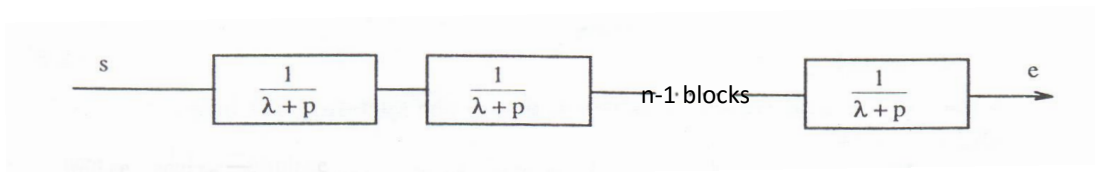
^{۱۶} reaching condition
^{۱۷} domain of attraction



شکل ۲-۱-۱- قاعده کلی مود لغزشی

اولین گام در جهت طراحی قانون کنترل u ، تعیین پارامتر λ می باشد. اگر (۱-۲) یک سیستم درجه دو باشد آنگاه λ بیانگر شیب خط لغزش $s = 0$ است. معادله دیفرانسیل خطی (۲-۴) را می توان به صورت یک زنجیره از $n-1$ فیلتر درجه اول با ورودی s و خروجی خطای ردگیری e در نظر گرفت)

شکل ۲-۲). پارامتر λ نقش فرکانس شکست را ایفا می کند.



P – laplace operator

$$\text{شکل ۲-۲- فیلتر } s(\mathbf{x}, t) = (d/dt + \lambda)^{n-1} e$$

λ به گونه ای طراحی می شود که فرکانسهای مدل نشده ν توسط فیلتر حذف گردد. اگر ν_{\min} حد پایین ν باشد آنگاه λ طوری طراحی می شود که

$$\lambda \ll \nu_{\min} \quad (۹-۲)$$

باشد.

گام بعدی طراحی، بدست آوردن یک قانون کنترل است که بتواند سیستم (۱-۲) را به مود لغزش ببرد. بنابراین ابتدا \dot{s} را از (۲-۴) محاسبه می کنیم

$$\dot{s} = x^{(n)} - x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \quad (۱۰-۲)$$

با قرار دادن \hat{s} و (۱-۲) در معادله (۲-۸) بدست می آید:

$$\text{sgn}(s)(f + b \cdot u + \tilde{d} - x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)}) \leq -\eta \quad (۱۱-۲)$$

اکنون قانون کنترل مود لغزشی را بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$\begin{aligned} u &= \hat{b}^{-1}(\tilde{u} - \hat{f}) \\ \tilde{u} &= G \cdot (\hat{u} - K(\mathbf{x}, t) \cdot \text{sgn}(s)) \\ \hat{u} &= x_d^{(n)} - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \end{aligned} \quad (۱۲-۲)$$

که $K(\mathbf{x}, t) > 0$ و \hat{f} و \hat{b} به ترتیب تقریب توابع f و b هستند. برای تعیین ضریب G ، محدوده های زیر را تعریف می کنیم:

$$0 \leq \beta_{\min} \leq b \cdot \hat{b}^{-1} \leq \beta_{\max} \quad (۱۳-۲)$$

سپس تعریف می کنیم:

$$G = (\beta_{\min} \cdot \beta_{\max})^{-1/2} \quad (۱۴-۲)$$

در آخر، حاشیه بهره با رابطه زیر تعریف می شود:

$$\beta = \left(\frac{\beta_{\max}}{\beta_{\min}} \right)^{1/2} \quad (۱۵-۲)$$

هدف طراحی یافتن $K(\mathbf{x}, t)$ به گونه ای است که شرط رسیدن (۲-۸) برآورده گردد. با قرار دادن (۲-۱۲) در (۲-۱۱) بدست می آید:

$$\text{sgn}(s)(\Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1) \cdot \hat{u} + \tilde{d} - b\hat{b}^{-1}G \cdot K(\mathbf{x}, t) \cdot \text{sgn}(s)) \leq -\eta \quad (۱۶-۲)$$

و با $\Delta f = f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}$ ، بدست می آید:

$$(\Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1) \cdot \hat{u} + \tilde{d}) \cdot \text{sgn}(s) - b\hat{b}^{-1}G \cdot K(\mathbf{x}, t) \leq -\eta \quad (۱۷-۲)$$

نا معادله فوق همواره صحیح است اگر

$$b\hat{b}^{-1}G \cdot K(\mathbf{x}, t) \geq \left| \Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1) \cdot \hat{u} + \tilde{d} \right| + \eta \quad (۱۸-۲)$$

با گرفتن قدر مطلق از هر یک از عبارات سمت راست از رابطه بالا، نامعادله قویتری بدست می آید

$$b\hat{b}^{-1}G \cdot K(\mathbf{x}, t) \geq |\Delta f| + |(b\hat{b}^{-1}G - 1)| \cdot |\hat{u}| + |\tilde{d}| + \eta \quad (19-2)$$

با جایگذاری حد پایین $b\hat{b}^{-1} = \beta_{\min}$ در (19-2) و این حقیقت که $\beta_{\min}G = \beta^{-1}$ خواهیم داشت:

$$K(\mathbf{x}, t) \geq \beta(|\Delta f| + |(1 - \beta^{-1})| \cdot |\hat{u}| + |\tilde{d}|) + \eta \quad (20-2)$$

حد بالای محدوده ها را به این صورت اختصاص می دهیم:

$$|\Delta f| < F$$

$$|\tilde{d}| < D$$

$$|\hat{u}| < U$$

که فرض می کنیم آنها را از تحلیل سیستم (1-2) می دانیم. در نهایت شرط کافی برای اینکه سطح لغزش $s = 0$ یک ناحیه جذب باشد، بدست می آید:

$$K(\mathbf{x}, t) \geq \beta(F + (1 - \beta^{-1}) \cdot U + D) + \eta \quad (21-2)$$

به طور خلاصه، طراحی یک SMC شامل مراحل زیر است:

۱. λ را از روی حد پایین فرکانسهای مدل نشده بدست آورید.

۲. \hat{u} و حد بالای آن U را بدست آورید.

۳. تخمین های \hat{b} و \hat{f} را برای b و f بیابید.

۴. G را بدست آورید.

۵. η و همچنین حد های بالای F برای $|\Delta f|$ و D برای $|\tilde{d}|$ را تعیین نمایید.

۶. $K(\mathbf{x}, t)$ را محاسبه کنید.

ویژگی مهم SMC نسبت به سایر روشهای کنترل غیر خطی این است که هرگاه سیستم در مود لغزش باشد، سیستم حلقه بسته (1-2)، بدون توجه به عدم قطعیت های مدل و اغتشاش، از معادله دینامیکی خطی (2-3) پیروی می کند. یک نقطه ضعف SMC، این است که تغییرات شدید ورودی کنترل u ممکن است موجب

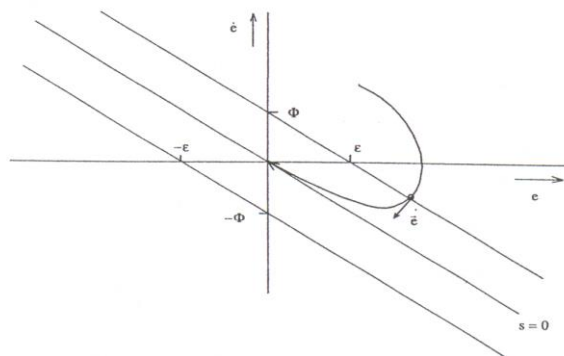
اشکال در سیستم تحت کنترل گردد. برای اجتناب از این مورد، یک لایه مرزی^{۱۸} (BL) نزدیک سطح لغزش در نظر می گیریم که دینامیک های ورودی کنترل u را هموار ساخته و اطمینان می دهد که حالت های سیستم درون این لایه باقی بماند. پهنای BL با $2 \cdot \phi$ نشان داده می شود. اگر $|s|$ فاصله بین حالت e و سطح لغزش $s = 0$ باشد، آنگاه حالت e درون BL قرار دارد اگر $|s| \leq \phi$ و بیرون از آن است اگر $|s| > \phi$ باشد. با جایگزین کردن $\text{sgn}(s)$ توسط $\text{sat}(s/\phi)$ ، BL را در قانون کنترل (۲-۱۲) وارد می کنیم

$$\begin{aligned} u &= \hat{b}^{-1}(\tilde{u} - \hat{f}) \\ \tilde{u} &= G \cdot (\hat{u} - K(\mathbf{x}, t) \cdot \text{sat}(s/\phi)) \end{aligned} \quad (2-22)$$

که تابع اشباع sat بدین صورت تعریف می گردد:

$$\text{sat}(z) = \begin{cases} z & \text{if } |z| < 1 \\ \text{sgn}(z) & \text{if } |z| \geq 1 \end{cases} \quad (2-23)$$

شکل ۲-۳، BL را اطراف خط لغزش یک سیستم درجه دو به همراه بخش $K \cdot \text{sat}(s/\phi)$ از قانون کنترل (۲-۲) نشان می دهد.



شکل ۲-۳-مود لغزشی با لایه مرزی

^{۱۸} boundary layer

در این مورد اگر K توسط رابطه (۲-۲۰) طراحی شود، پایداری مجانبی حاصل شده، بنابراین BL یک ناحیه جذب می باشد. نتیجه این است که BL از بروز نوسان^{۱۹} جلوگیری می کند اما این بهبودی به قیمت افزایش خطای ردگیری و کاهش عملکرد حاصل می گردد.

پارامتر ϕ به روش زیر طراحی می شود. درون BL قانون کنترل به شکل زیر است:

$$\begin{aligned} u &= \hat{b}^{-1}(\tilde{u} - \hat{f}) \\ \tilde{u} &= G \cdot (\hat{u} - K(\mathbf{x}, t) \cdot \frac{S}{\phi}) \end{aligned} \quad (24-2)$$

با قرار دادن (۱-۲) و $\hat{u} = x_d^{(n)} - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)}$ در (۲-۱۰) بدست می آید:

$$\dot{s} = f + b \cdot u + \tilde{d} - \hat{u} \quad (25-2)$$

با جایگزینی u توسط $\hat{b}^{-1}(\tilde{u} - \hat{f})$ خواهیم داشت:

$$\dot{s} = b\hat{b}^{-1}\tilde{u} + \Delta f + \tilde{d} - \hat{u} \quad (26-2)$$

یا

$$\dot{s} = b\hat{b}^{-1}G(\hat{u} - K \cdot \frac{S}{\phi}) + \Delta f + \tilde{d} - \hat{u} \quad (27-2)$$

سرانجام بدست می آید:

$$\dot{s} + \frac{b\hat{b}^{-1}GK}{\phi} \cdot s = \hat{u} \cdot (b\hat{b}^{-1}G - 1) + \Delta f + \tilde{d} \quad (28-2)$$

عبارت فوق را می توان به عنوان یک فیلتر پایین گذر با ورودی $\hat{u} \cdot (b\hat{b}^{-1}G - 1) + \Delta f + \tilde{d}$ و خروجی s در نظر گرفت (شکل ۲-۴). هر گاه عبارت $b\hat{b}^{-1}GK$ بدست آمد، برای تعیین پهنای ϕ لایه مرزی حفظ می شود. در اینجا، دو انتخاب وجود دارد؛ انتخاب اول این است که ϕ را بر اساس دقت ردگیری مورد نیاز ε تعیین کنید. بر طبق [۳] دقت ردگیری تضمین شده عبارت است از:

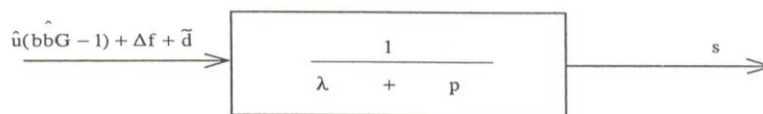
$$\varepsilon = \phi / \lambda^{n-1} \quad (29-2)$$

^{۱۹} chattering

انتخاب دوم این است که پهنای باند $b\hat{b}^{-1}GK/\phi$ را برابر پهنای باند λ قرار دهیم که این حالت را شرط توازن^{۲۰} گویند:

$$\frac{b\hat{b}^{-1}GK}{\phi} = \lambda \quad (۲-۳۰)$$

ϕ را می توان از هر یک از معادلات (۲-۲۹) و (۲-۳۰) بدست آورد.



شکل ۲-۴- فیلتر پایین گذر مرتبه اول برای حرکت به سطح لغزش

۲-۲- مزایا و معایب

کنترل مود لغزشی دارای مزایا و قابلیت‌های زیر می باشد که مورد توجه بسیاری از محققین مباحث کنترل واقع شده است.

۳. قابلیت طراحی برای اکثر سیستمها از قبیل سیستمهای غیرخطی، سیستمهای چند- ورودی چند- خروجی^{۲۱} (MIMO)، مدل‌های زمان-گسسته، سیستمهای مقیاس-بزرگ^{۲۲}، سیستمهای بی نهایت بعد^{۲۳} و سیستمهای تصادفی^{۲۴}.

۴. مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌های مدل، تغییرات پارامترها و اغتشاشات.

متأسفانه علیرغم این قابلیت‌های ممتاز، SMC نیز مانند دیگر روش‌های کنترل دارای نقایصی می باشد که در ذیل به آنها اشاره شده است.

^{۲۰} balance condition
^{۲۱} Multi-Inputs Multi-Outputs
^{۲۲} Large-scale systems
^{۲۳} Infinite dimensional systems
^{۲۴} Stochastic systems

۱. در مود لغزش، ماهیت کلیدزنی قانون کنترل منجر به بروز پدیده نامطلوب نوسان^{۲۵} می‌گردد، بطوریکه این قبیل نوسانات فرکانس بالا، دینامیکهای مدل نشده سیستم را تحریک کرده و ممکن است باعث آسیب رساندن به دستگاه تحت کنترل شود.

۲. از آنجایی که ورودی کنترل به علامت یک متغیر اندازه گیری شده نزدیک به صفر (معمولاً سطح لغزش s) بستگی دارد، SMC نسبت به نویز اندازه گیری بسیار آسیب پذیر است.

۳. SMC ممکن است برای غلبه بر عدم قطعیت‌های پارامتری از یک سیگنال کنترلی بزرگ استفاده کند که این امر ممکن است موجب اشباع محرکها گردد.

۴. محاسبه آنچه که کنترل معادل^{۲۶} نام دارد، به دلیل نیاز به داشتن مدل سیستم، امری دشوار می‌باشد.

به منظور فائق آمدن بر مشکلات مذکور، راهکارهای متفاوتی پیشنهاد شده است، از قبیل استفاده از یک لایه مرزی در اطراف سطح لغزش که یک روش سنتی بوده و یا استفاده از کنترل تطبیقی در SMC برای اجتناب از نوسان. از دیگر راهکارهای توانمند در رفع نقایص فوق، استفاده از روشهای منطق فازی و شبکه های عصبی می‌باشد که فصلهای بعد به تشریح آنها می‌پردازد.

فصل سوم

دینامیک ربات

^{۲۵} Chattering

^{۲۶} Equivalent control

در این فصل نحوه استخراج معادلات دینامیکی ربات و بطور خاص بازوی ماهر آرنجی صفحه ای که مورد تحت مطالعه در این تحقیق است، شرح داده می شود.

۳-۱- معادلات حرکت

در این بخش معادلات حرکت با در نظر گرفتن دو شرط خاص بدست می آید [۴۸]. شرط اول اینکه انرژی جنبشی یک تابع درجه دوم^{۲۷} از بردار \mathbf{q} مطابق زیر باشد:

$$K = \frac{1}{2} \sum_{i,j} M_{ij}(\mathbf{q}) \dot{q}_i \dot{q}_j = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \quad (۱-۳)$$

که در آن $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ و $M(\mathbf{q})$ ماتریس /ینرسی $n \times n$ مثبت معین متقارن است. شرط دوم این است که انرژی پتانسیل $V = V(\mathbf{q})$ مستقل از \dot{q} باشد. البته باید توجه داشت که بازوهای ماهر رباتیک این شرط را برآورده می سازند. برای لاگرانژین^{۲۸} (L) داریم:

$$L = K - V = \frac{1}{2} \sum_{i,j} M_{ij}(\mathbf{q}) \dot{q}_i \dot{q}_j - V(\mathbf{q}) \quad (۲-۳)$$

در نتیجه

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} = \sum_j M_{kj}(\mathbf{q}) \dot{q}_j \quad (۳-۳)$$

که $k = 1, \dots, n$ و

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} = \sum_j M_{kj}(\mathbf{q}) \ddot{q}_j + \sum_j \frac{d}{dt} M_{kj}(\mathbf{q}) \dot{q}_j = \sum_j M_{kj}(\mathbf{q}) \ddot{q}_j + \sum_{i,j} \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} \dot{q}_i \dot{q}_j \quad (۴-۳)$$

همچنین

$$\frac{\partial L}{\partial q_k} = \frac{1}{2} \sum_{i,j} \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \dot{q}_i \dot{q}_j - \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (۵-۳)$$

²⁷ Quadratic function

²⁸ Lagrangian

بنابراین برای معادلات اویلر-لاگرانژ خواهیم داشت:

$$\sum_j M_{kj}(\mathbf{q})\ddot{q}_j + \sum_{i,j} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \dot{q}_j + \frac{\partial V}{\partial q_k} = \tau_k \quad (6-3)$$

که \mathbf{T} نشان دهنده گشتاور ورودی است. با تغییر ترتیب در جمع و استفاده از خاصیت تقارن می توان نشان داد:

$$\sum_{i,j} \left(\frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} \right) \dot{q}_i \dot{q}_j = \frac{1}{2} \sum_{i,j} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_j} + \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_j} \right\} \dot{q}_i \dot{q}_j \quad (7-3)$$

پس

$$\sum_{i,j} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \dot{q}_j = \frac{1}{2} \sum_{i,j} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \dot{q}_j \quad (8-3)$$

حال تعریف می کنیم

$$C_{ijk} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \quad (9-3)$$

عبارات به شکل معادله (9-3) را *نمادهای کریستوفل*²⁹ نامند. باید توجه داشت که برای یک ثابت k داریم $C_{ijk} = C_{jik}$. سرانجام اگر تعریف نماییم،

$$G_k = \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (10-3)$$

که G در این حالت بردار جاذبه³⁰ می باشد. می توانیم معادلات اویلر-لاگرانژ را بصورت زیر بنویسیم:

$$\sum_j M_{kj}(\mathbf{q})\ddot{q}_j + \sum_{i,j} C_{ijk}(\mathbf{q})\dot{q}_i \dot{q}_j + G_k(\mathbf{q}) = \tau_k, \quad k = 1, \dots, n \quad (11-3)$$

²⁹ Christoffel symbols

³⁰ Gravity

در سمت چپ معادله فوق، اگر در عبارت دوم داشته باشیم $i=j$ آنگاه عباراتی با ضریب q_i^2 تشکیل می شود که به آنها جانب مرکز^{۳۱} گویند؛ و اگر $i \neq j$ باشد، آنگاه عباراتی با ضریب $q_i q_j$ تشکیل می شود که بخشهای کوریولیس^{۳۲} نام دارند. معادله (۱۱-۳) را می توان به شکل ماتریسی زیر نوشت:

$$M(\mathbf{q}) + C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + G(\mathbf{q}) = \boldsymbol{\tau} \quad (۱۲-۳)$$

که در آن $\mathbf{q}, \boldsymbol{\tau}, G \in \mathcal{R}^n$ و $M, C \in \mathcal{R}^{n \times n}$. عنصر k, j -ام ماتریس C به صورت زیر تعریف می شود:

$$C_{kj} = \sum_{i=1}^n C_{ijk}(\mathbf{q})\dot{q}_i = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_i} - \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \quad (۱۳-۳)$$

قضیه زیر یک رابطه مهم را بین ماتریس اینرسی M و ماتریس C بیان می کند.

قضیه ۳-۱- اگر تعریف کنیم $N = \dot{M}(\mathbf{q}) - 2C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ، آنگاه N یک ماتریس پادمتقارن است که عناصر n_{jk} آن در رابطه $n_{jk} = -n_{kj}$ صدق می کنند.

اثبات: عنصر k, j -ام ماتریس \dot{M} طبق قاعده زنجیره ای بصورت زیر است:

$$\dot{M}_{kj} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} \dot{q}_i \quad (۱۴-۳)$$

بنابراین عنصر k, j -ام ماتریس N می شود:

$$\begin{aligned} n_{kj} = \dot{M}_{kj} - 2C_{kj} &= \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} - \left\{ \frac{\partial M_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \right] \\ &= \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial M_{ij}}{\partial q_k} - \frac{\partial M_{ki}}{\partial q_j} \right] \dot{q}_i \end{aligned} \quad (۱۵-۳)$$

از آنجا که ماتریس M متقارن است، پس $M_{ij} = M_{ji}$ ، بنابراین با جابجایی k و j در (۱۵-۳) نتیجه می شود:

$$n_{jk} = -n_{kj} \quad (۱۶-۳)$$

که اثبات را کامل می نماید. □

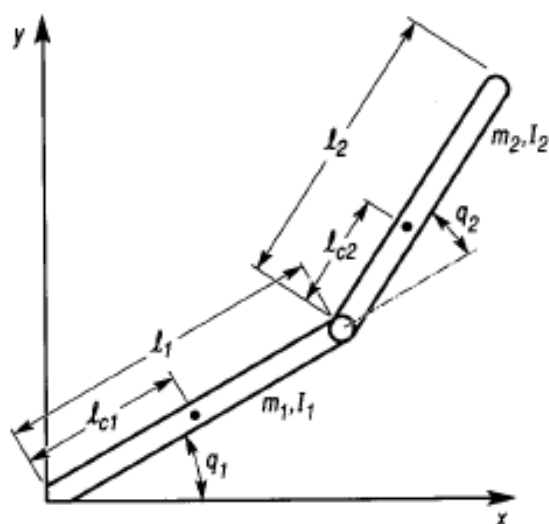
³¹ Centripetal

³² Coriolis

مطالب ارائه شده در این بخش در مورد هر سیستم مکانیکی که انرژی جنبشی آن به فرم (۱-۳) و انرژی پتانسیل آن مستقل از \mathbf{q} باشد قابل اجرا است. در بخش بعد حالت خاص یک بازوی دو-رابط صفحه ای در نظر گرفته می شود.

۳-۲- بازوی ماهر آرنجی صفحه ای

به بازوی ماهر صفحه ای با دو مفصل لولایی در شکل ۱-۳ توجه نمایید. علائم به کار برده شده در این شکل بدین قرار است: برای $i=1,2$ زاویه مفصل را نشان می دهد که به عنوان مؤلفه تعمیم یافته عمل می کند، m_i جرم رابط، l_i طول رابط i ، l_{ci} فاصله بین مفصل قبلی و مرکز جرم رابط i و l_i اینرسی رابط i حول محوری است که از صفحه خارج می شود و از مرکز جرم رابط i عبور می نماید [۴۸].



شکل ۱-۳- بازوی دو-رابط با مفصل لولایی

برای سرعت مرکز جرم رابط ۱ داریم:

$$\mathbf{v}_{c_1} = J_{v_{c_1}} \dot{\mathbf{q}} \quad (۱۷-۳)$$

که در آن $J_{v_{c_1}}$ ماتریس ژاکوبین با رابطه زیر است:

$$J_{v_{c_1}} = \begin{bmatrix} -l_{c_1} \sin(q_1) & 0 \\ l_{c_1} \cos(q_1) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18-3)$$

بطور مشابه برای رابط ۲ نیز داریم:

$$\mathbf{v}_{c_2} = J_{v_{c_2}} \dot{\mathbf{q}} \quad (19-3)$$

که

$$J_{v_{c_2}} = \begin{bmatrix} -l_1 \sin q_1 - l_{c_2} \sin(q_1 + q_2) & -l_{c_2} \sin(q_1 + q_2) \\ l_1 \cos q_1 + l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) & l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20-3)$$

بنابراین بخش انتقالی انرژی جنبشی برابر است با:

$$K_T = \frac{1}{2} m_1 \mathbf{v}_{c_1}^T \mathbf{v}_{c_1} + \frac{1}{2} m_2 \mathbf{v}_{c_2}^T \mathbf{v}_{c_2} = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}} \left\{ m_1 J_{v_{c_1}}^T J_{v_{c_1}} + m_2 J_{v_{c_2}}^T J_{v_{c_2}} \right\} \dot{\mathbf{q}} \quad (21-3)$$

برای سرعت‌های زاویه ای خواهیم داشت:

$$\boldsymbol{\omega}_1 = \dot{q}_1 \mathbf{k} \quad (22-3)$$

و

$$\boldsymbol{\omega}_2 = (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \mathbf{k} \quad (23-3)$$

باید توجه داشت که سرعت‌های فوق در دستگاه مبنا بیان شده اند، اما به دلیل اینکه محورهای \mathbf{z} دستگاه شکل ۱-۳ همگی در یک جهت هستند، توصیف بالا در دستگاه رابط-باند نیز مجاز است. بخش دورانی انرژی جنبشی دورانی سیستم برابر است با:

$$K_r = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \left\{ I_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \right\} \dot{\mathbf{q}} \quad (24-3)$$

ماتریس اینرسی $M(\mathbf{q})$ از جمع ماتریسهای (۲۱-۳) و (۲۴-۳) بصورت زیر نتیجه می شود:

$$M(\mathbf{q}) = m_1 J_{v_{c_1}}^T J_{v_{c_1}} + m_2 J_{v_{c_2}}^T J_{v_{c_2}} + \begin{bmatrix} I_1 + I_2 & I_2 \\ I_2 & I_2 \end{bmatrix} \quad (25-3)$$

پس از پاره ای عملیات جبری و ساده سازی بدست می آید:

$$M(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c_1} + m_2(l_1^2 + l_{c_2}^2 + 2l_1 l_{c_2} \cos q_2) + I_1 + I_2 & m_2(l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos q_2) + I_2 \\ m_2(l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos q_2) + I_2 & m_2 l_{c_2}^2 + I_2 \end{bmatrix} \quad (26-3)$$

حال نمادهای کریستوفل با استفاده از رابطه (3-9) به شکل زیر محاسبه می گردد:

$$\begin{aligned} C_{111} &= \frac{1}{2} \frac{\partial M_{11}}{\partial q_1} = 0, & C_{121} &= C_{211} = \frac{1}{2} \frac{\partial M_{11}}{\partial q_2} = -m_2 l_1 l_{c_2} \sin q_2 =: h \\ C_{221} &= \frac{\partial M_{12}}{\partial q_2} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{22}}{\partial q_1} = h, & C_{112} &= \frac{\partial M_{21}}{\partial q_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{11}}{\partial q_2} = -h \\ C_{122} &= C_{212} = \frac{1}{2} \frac{\partial M_{22}}{\partial q_1} = 0, & C_{222} &= \frac{\partial M_{22}}{\partial q_2} = 0 \end{aligned} \quad (27-3)$$

برای انرژی پتانسیل رابطهها داریم:

$$\begin{aligned} V_1 &= m_1 g l_{c_1} \sin q_1 \\ V_2 &= m_2 g (l_1 \sin q_1 + l_{c_2} \sin(q_1 + q_2)) \end{aligned} \quad (28-3)$$

انرژی پتانسیل کل می شود:

$$V = V_1 + V_2 = (m_1 l_{c_1} + m_2 l_1) g \sin q_1 + m_2 l_{c_2} g \sin(q_1 + q_2) \quad (29-3)$$

بدین ترتیب بردار G تعریف شده در (3-10) بصورت زیر محاسبه می گردد:

$$G(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial V / \partial q_1 \\ \partial V / \partial q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (m_1 l_{c_1} + m_2 l_1) g \cos q_1 + m_2 l_{c_2} g \cos(q_1 + q_2) \\ m_2 l_{c_2} g \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \quad (30-3)$$

با جایگذاری عبارات بدست آمده در معادله (3-11)، معادله دینامیکی سیستم به شکل زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} M_{11} \ddot{q}_1 + M_{12} \ddot{q}_2 + C_{121} \dot{q}_1 \dot{q}_2 + C_{211} \dot{q}_2 \dot{q}_1 + C_{221} \dot{q}_2^2 + G_1 &= \tau_1 \\ M_{21} \ddot{q}_1 + M_{22} \ddot{q}_2 + C_{112} \dot{q}_1^2 + G_2 &= \tau_2 \end{aligned} \quad (31-3)$$

در این حالت ماتریس $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ بصورت زیر می باشد:

$$C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} h \dot{q}_2 & h \dot{q}_1 + h \dot{q}_2 \\ -h \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (32-3)$$

فصل چهارم

کنترل مود لغزشی با رهیافت فازی

۴-۱- مروری بر تحقیقات انجام شده

همانطور که پیشتر بیان شد، با ترکیب کنترل مود لغزشی با منطق فازی می توان از مزایای هر دو روش بهره برد. در ضمیمه الف مقدمه ای کوتاه بر منطق فازی یا به طور خاص، کنترل فازی آمده است. در این فصل تنها به کنترل مود لغزشی فازی (FSMC) که در ارتباط با موضوع پایان نامه است، پرداخته می شود. برخی مطالعات انجام شده، به تشریح FSMC بطور عام می پردازد [۳۸-۴۲] و [۴۹-۵۱]. در سایر تحقیقات حالت‌های خاص متفاوتی در نظر گرفته شده که در بخش مراجع آمده است و در ادامه به آنها اشاره می شود. در تحقیقات صورت گرفته در [۵۲-۵۴]، از منطق فازی برای تطبیق سطح لغزش استفاده شده است. مطالعه رفتار دینامیکی عملکرد حالت ماندگار سیستم کنترل مود لغزشی ساختار متغیر فازی در [۵۵] انجام شده است. همچنین می توان از رهیافت SMC در طراحی کنترل فازی استفاده نمود [۵۶]. در [۵۷] به مقایسه کنترل کننده مود لغزشی فازی و کنترل کننده فازی مود لغزشی^{۳۳} پرداخته شده است. می توان یک رؤیتگر مود لغزشی فازی و یا منطق فازی تطبیقی را نیز در طراحی کنترل کننده FSMC به کار برد [۵۸-۵۹]. در [۶۰] یک طراحی مقاوم در حوزه FSMC صورت گرفته است. در سیستم‌های مرتبه بالا از کنترل مود لغزشی فازی به صورت سلسله مراتبی^{۳۴} و یا آبخاری^{۳۵} استفاده می گردد [۶۱-۶۲]. یک رهیافت، بکارگیری کنترل کننده مود لغزشی پایانه ای^{۳۶} در طراحی FSMC می باشد [۶۳-۶۴]. در یک تحقیق انجام شده روی یک

³³ Sliding mode fuzzy controller

³⁴ Hierarchical

³⁵ Cascade

³⁶ Terminal sliding mode controller

دست رباتیک^{۳۷} از مدل فازی تاکاگی^{۳۸} و سوگنو^{۳۹} استفاده شده است [۶۵]. در موارد معدودی FSMC در کنترل ماهواره نیز مورد استفاده قرار گرفته است [۶۶]. در [۶۷]، FSMC برای کنترل یک بازوی دو-رابط انعطاف پذیر بکار می رود. یک طراحی بر پایه مدل نیز در [۶۸] انجام شده است. یک رهیافت دیگر، تنظیم ضخامت لایه مرزی با استفاده از سیستم فازی می باشد [۶۹]. در یک مطالعه نسبتاً کامل، از منطق فازی برای تنظیم بهره، ضخامت لایه مرزی و شیب سطح لغزش استفاده گردیده است [۷۰].

در ادامه این فصل شباهت بین کنترل مود لغزشی و کنترل فازی بیان می گردد، سپس طراحی های انجام شده در این پایان نامه ارائه خواهد شد.

۲-۴- شباهت کنترل مود لغزشی با کنترل فازی

برای نشان دادن همسویی بین کنترل فازی (FC) و SMC، یک کنترل کننده فازی تک-ورودی تک-خروجی را در نظر گرفته، فرض کنید مجموعه قواعد بکار رفته در آن به صورت زیر باشد [۷۱]:

R1: IF $x=NB$ THEN $y=BIGGER$

R2: IF $x=NS$ THEN $y=BIG$

R3: IF $x=ZR$ THEN $y=MEDIUM$

R4: IF $x=PS$ THEN $y=SMALL$

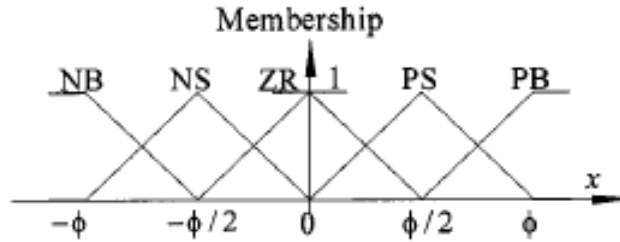
R5: IF $x=PB$ THEN $y=SMALLER$

که در آن، x ورودی، y خروجی و NB، NS، ZR، PS و PB برچسبهای مجموعه های فازی هستند که به ترتیب بیانگر بزرگ منفی، کوچک منفی، صفر، کوچک مثبت و بزرگ مثبت می باشند. توابع عضویت ورودی و خروجی به ترتیب در شکل‌های ۱-۴ و ۲-۴ نشان داده شده است.

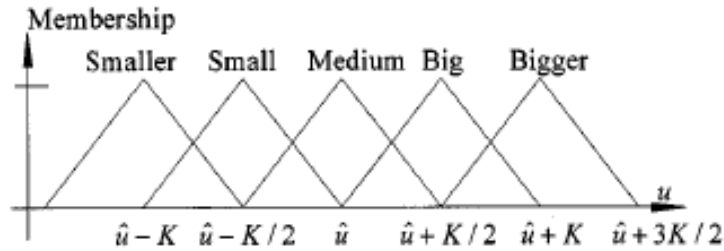
³⁷ Robot hand

³⁸ Takagi

³⁹ Sugeno



شکل ۴-۱- توابع عضویت ورودی X



شکل ۴-۲- توابع عضویت خروجی $y=u$

استنتاج فازی^{۴۰} در واقع نگاشتی است از فضای ورودی مجموعه های فازی X به فضای خروجی مجموعه های فازی Y، که بر پایه پایگاه قواعد^{۴۱} و قواعد ترکیبی/استنتاج^{۴۲} برای استدلال فازی^{۴۳} صورت می گیرد. اگر X_s یک مجموعه فازی در X باشد، آنگاه هر قاعده R_i در پایگاه قواعد، یک مجموعه فازی $X_s \circ R_i$ را در Y، بر اساس قاعده ترکیبی استنتاج، تعیین می نماید. X_s را بصورت یک منفرد فازی^{۴۴} با تکیه گاه^{۴۵} α در نظر بگیرید، یعنی به ازای $x=\alpha$ داریم $\mu_{X_s}(x)=1$ و در غیر این صورت خواهیم داشت، $\mu_{X_s}(x)=0$. همچنین فرض کنید از یک غیر فازی ساز مرکز مساحت^{۴۶} با معادله زیر استفاده می شود:

$$y = \frac{\int x \mu_{X_s}(x) dx}{\int \mu_{X_s}(x) dx} \quad (1-4)$$

شکل ۴-۳ خروجی Y را پس از استفاده از این غیر فازی ساز نشان می دهد. می توان نشان داد که Y دارای معادله زیر است [۴۱]:

⁴⁰ Fuzzy inference

⁴¹ Rule base

⁴² Compositional rule of inference

⁴³ Fuzzy reasoning

⁴⁴ Fuzzy singleton

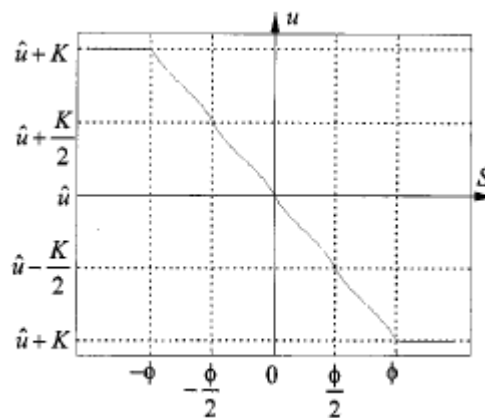
⁴⁵ Support

⁴⁶ Center of area defuzzifier

$$y = \hat{u} - K \text{sig}(x/\Phi) \quad (2-4)$$

که در آن

$$\text{sig}(z) = \begin{cases} -1 & z \leq -1 \\ \frac{1}{2} \frac{(2z+3)(3z+1)}{4z^2+6z+1} & -1 \leq z \leq -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \frac{z(2z+3)}{4z^2+2z-1} & -\frac{1}{2} \leq z \leq 0 \\ \frac{1}{2} \frac{z(2z-3)}{4z^2-2z-1} & 0 \leq z \leq \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \frac{(2z-3)(3z-1)}{4z^2-6z+1} & \frac{1}{2} \leq z \leq 1 \\ 1 & z \geq 1 \end{cases} \quad (3-4)$$



شکل ۳-۴- خروجی کنترل کننده فازی $y=u$

تابع نشان داده شده در شکل ۳-۴ شباهت بسیار زیادی با تابع اشباع استفاده شده در SMC در فصل ۲ دارد. همچنین معادله (۲-۴) با $\hat{u} = u_{eq}$ به فرم معادله (۴-۴) زیر است که در SMC کلاسیک استفاده می شود.

$$u = u_{eq} - K \text{sat}(s/\Phi) \quad (4-4)$$

بنابراین شباهت زیادی بین کنترل کننده فازی فوق با SMC وجود دارد.

۳-۴- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID با استفاده از تنظیم بهره فازی

۴-۳-۱- بیان مسأله طراحی

ساده ترین راه برای کاهش حساسیت سیستم کنترل مود لغزشی نسبت به عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی، استفاده از بهره کنترلی بزرگ است که زمان رسیدن به سطح لغزش و خطای ردگیری را کاهش می دهد. از طرف دیگر این بهره بزرگ موجب افزایش نوسان در قانون کنترل می گردد و این امر دینامیکهای مدل نشده فرکانس بالا را تحریک می کند که پدیده ای نامطلوب است. در این بخش برای رفع این مشکل از منطق فازی برای تنظیم این بهره استفاده می نماییم. همچنین علاوه بر استفاده از عامل انتگرالگیر در تعریف سطح لغزش [۱۸-۱۶]، کنترل کننده مود لغزشی نیز همراه با یک حلقه خارجی PID طراحی شده و پایداری آن توسط روش مستقیم لیاپانوف اثبات می گردد. عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش خارجی نیز برای نشان دادن مقاوم بودن کنترل کننده طراحی شده در اینجا، در نظر گرفته شده است.

معادله دینامیکی بازوی ربات n - رابط را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + \tau_d = \tau \quad (۴-۵)$$

که در آن $\tau_d \in \mathcal{R}^n$ گشتاور اغتشاش بوده بطوریکه $|\tau_d| \leq T_D$ ، سایر پارامترها در فصل سوم به طور کامل تشریح شده است. مسأله کنترل ردگیری به این صورت است که با داشتن مسیر مطلوب q_d ، یک قانون کنترل برای گشتاور ورودی τ به گونه ای طراحی می کنیم که بردار موقعیت q بتواند مسیر مطلوب را ردگیری نماید. بردار خطای ردگیری در اینجا به صورت زیر تعریف می شود:

$$e = q_d - q \quad (۴-۶)$$

با مشخص شدن صورت مسأله، در ادامه روند طراحی را شرح می دهیم.

۴-۳-۲- کنترل کننده مود لغزشی - PID

سطح لغزش را به شکل زیر در نظر می گیریم:

$$s = \dot{e} + \lambda_1 e + \lambda_2 \int_0^t e dt \quad (۴-۷)$$

که λ ماتریس قطری مثبت معین می باشد؛ بنابراین سطح $s = 0$ یک سطح لغزش پایدار است و هرگاه $t \rightarrow \infty$ آنگاه $e \rightarrow 0$. معادله دینامیکی ربات (۴-۵) را بر حسب سطح لغزش فوق به دست می آوریم:

$$M\dot{s} = M(\ddot{e} + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2e) = M(\ddot{q}_d - \ddot{q} + \lambda_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + \lambda_2(q_d - q)) \quad (۴-۸)$$

پس از جایگذاری (۴-۵) و (۴-۶) در معادله فوق و ساده سازی، رابطه زیر حاصل می گردد:

$$M\dot{s} = -Cs + f + \tau_d - \tau \quad (۴-۹)$$

که

$$f = M(\ddot{q}_d + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2e) + C(\dot{q}_d + \lambda_1e + \lambda_2\int_0^t edt) + G \quad (۴-۱۰)$$

باید توجه داشت، f شامل تمام پارامترهای بازوی ربات است که دارای عدم قطعیت می باشند به غیر از عبارت Cs که در روند اثبات پایداری کنترل کننده (با روش مستقیم لیاپانوف) حذف می گردد.

اکنون قانون کنترل گشتاور ورودی را به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$\tau = \hat{f} + K_v s + K \operatorname{sgn}(s) \quad (۴-۱۱)$$

که

$$\hat{f} = \hat{M}(\ddot{q}_d + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2e) + \hat{C}(\dot{q}_d + \lambda_1e + \lambda_2\int_0^t edt) + \hat{G} \quad (۴-۱۲)$$

در معادله بالا \hat{f} تخمینی از f ، $K_v s = K_v \dot{e} + K_v \lambda e + K_v \lambda \int_0^t edt$ حلقه ردگیری PID خارجی و K ، K_v ماتریسهای قطری مثبت معین بوده، به گونه ای تعریف می شوند که شرایط پایداری را تضمین نمایند. $\operatorname{sgn}(s)$ نیز نشان دهنده تابع علامت می باشد.

همچنین داریم

$$|\tilde{f}| = \left| \tilde{M}(\ddot{q}_d + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2e) + \tilde{C}(\dot{q}_d + \lambda_1e + \lambda_2\int_0^t edt) + \tilde{G} \right| \leq F \quad (۴-۱۳)$$

که در آن $\tilde{f} = f - \hat{f}$ ، $\tilde{M} = M - \hat{M}$ ، $\tilde{C} = C - \hat{C}$ و $\tilde{G} = G - \hat{G}$. حال می توان F را به شکل زیر انتخاب نمود:

$$F = \left| \tilde{M}(\ddot{q}_d + \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e) \right| + \left| \tilde{C}(\dot{q}_d + \lambda_1 e + \lambda_2 \int_0^t e dt) \right| + \left| \tilde{G} \right| \quad (14-4)$$

برای اینکه حالت‌های سیستم (e, \dot{e}) در یک زمان محدود به سطح لغزش $s = 0$ رسیده، روی این سطح باقی بمانند، باید قانون کنترل طوری انتخاب گردد که دینامیک سیستم شرط لغزشی زیر را برآورده نماید [۳]:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} [s^T M s] < -\eta (s^T s)^{1/2} \quad s \neq 0 \quad \text{برای} \quad (15-4)$$

لم ۴-۱: اگر τ به صورت (۱۱-۴)، F به صورت (۱۴-۴) و $K = \text{diag}(K_{11}, K_{22}, \dots, K_{mm})$ به شکل

$$K_{ii} = [F + |K_v s| + T_D + \eta]_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (16-4)$$

باشد، آنگاه معادله (۹-۴) شرط لغزشی (۱۵-۴) را برآورده می‌کند.

اثبات: تابع منتخب لیپانوف را به شکل زیر در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} s^T M s \quad (17-4)$$

از آنجاییکه M مثبت معین می‌باشد، به ازای $s \neq 0$ خواهیم داشت $V > 0$. با مشتق‌گیری از معادله (۴-۱۷) و تقارن M به دست می‌آید:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} s^T \dot{M} s + s^T M \dot{s} \quad (18-4)$$

با جایگذاری (۹-۴) در (۱۸-۴) و با توجه به اینکه $s^T (\dot{M} - 2C)s = 0$ داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} s^T \dot{M} s - s^T C s + s^T (f + \tau_d - \tau) = s^T (f + \tau_d - \tau) \quad (19-4)$$

(۱۱-۴) را در معادله فوق جایگزین می‌نماییم:

$$\dot{V} = s^T (f + \tau_d - \hat{f} - K_v s - K \text{sgn}(s)) = s^T (\tilde{f} + \tau_d - K_v s) - \sum_{i=1}^n K_{ii} |s_i| \quad (20-4)$$

از آنجاییکه

$$F + |K_v s| + T_D \geq |\tilde{f} + \tau_d - K_v s| \quad (21-4)$$

با توجه به (۴-۱۶) خواهیم داشت:

$$K_{ii} \geq \left| [\tilde{f} + \tau_d - K_v s]_i \right| + \eta_i \quad (۴-۲۲)$$

در نتیجه

$$\dot{V} \leq -\sum_{i=1}^n \eta_i |s_i| \quad (۴-۲۳)$$

بنابراین V یک تابع لیاپانوف بوده و شرط لغزشی (۴-۱۵) نیز ارضاء شده است. □

۴-۳-۳- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID فازی

همانطور که پیشتر به آن اشاره شد، با استفاده از یک بهره بزرگ در قسمت کنترل کننده لغزشی (K) می توان حساسیت کنترل کننده به عدم قطعیت‌های مدل و اغتشاش خارجی را کاهش داد. همچنین با استفاده از یک بهره بزرگ در قسمت PID (K_v) زمان رسیدن به سطح لغزش و مقدار خطای ردگیری کاهش می یابد. از طرف دیگر این افزایش بهره موجب افزایش نوسانات گشتاور ورودی در نزدیکی سطح لغزش و نزدیک مبدأ فضای حالت می گردد. اگر بهره ها را طوری تنظیم کنیم که هنگامیکه حالتها دور از سطح لغزش قرار دارند مقدار بهره بزرگ باشد و با نزدیک شدن حالتها به سطح لغزش مقدار آن کاهش یابد، می توانیم به یک عملکرد مطلوب دست یابیم. با استفاده از یک سیستم استلزام فازی ممدانی با غیر فازی ساز مرکز ثقل^{۴۷} این تنظیم بهره را انجام می دهیم.

یک سیستم فازی دو ورودی- یک خروجی را به این ترتیب طراحی می کنیم که s و \dot{s} ورودی بوده و به ترتیب فاصله مسیر حالتها از سطح لغزش و سرعت نزدیک شدن مسیر به سطح می باشند. تابع عضویت این دو ورودی در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. خروجی سیستم فازی را با K_{fuzz} نشان داده و نمودار تابع عضویت آن در شکل ۴-۵ آمده است. برای اعمال این بهره ها به ورودی کنترل از فاکتورهای مقیاس دهی^{۴۸} N و N_v را به فرم زیر در نظر می گیریم:

⁴⁷ Centroid

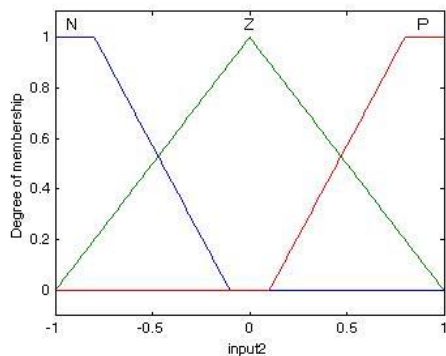
⁴⁸ Scaling factors

$$K = N \cdot K_{fuzz}$$

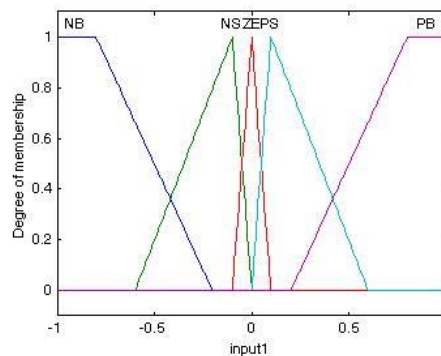
(۲۴-۴)

$$K_v = N_v \cdot K_{fuzz}$$

انتخاب فاکتورهای فوق با روش سعی و خطا به گونه ای انجام می شود که شرط پایداری (۲۲-۴) ارضا گردد.

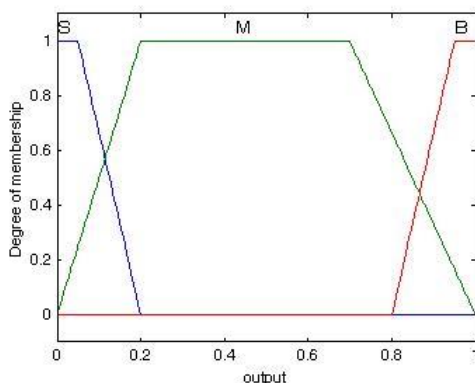


(ب)



(الف)

شکل ۴-۴- تابع عضویت الف) ورودی S و ب) ورودی S



شکل ۴-۵- تابع عضویت خروجی K_{fuzz}

حداکثر مقدار K و K_v بر اساس توان محرکهای سیستم محدود شده، حداقل مقدار K نیز باید همواره از مقدار بیان شده در (۱۷) کوچکتر نباشد. پایگاه قواعد فازی در جدول ۱ آمده است. علامتهای اختصاری استفاده شده در این جدول عبارتند از (NB: Negative Big; NS: Negative Small; Z: Zero; PS: Positive Small;

K_{fuzz} (PB: Positive Big; M: Medium) برای مثال هرگاه s کوچک منفی (NS) و \dot{s} مثبت (P) باشد، آنگاه K_{fuzz} کوچک (S) خواهد بود.

جدول ۴-۱- پایگاه قواعد فازی برای تنظیم K_{fuzz}

$\begin{matrix} s \\ \dot{s} \end{matrix}$	NB	NS	ZE	PS	PB
N	B	B	M	S	B
Z	B	M	S	M	B
P	B	S	M	B	B

جدول ۴-۳-۴- مثال عددی و نتایج شبیه سازی

یک بازوی ربات دو- رباط، مانند آنچه در فصل سوم بیان شد، با پارامترهای زیر مفروض است:

جدول ۴-۲- پارامترهای یک بازوی ربات دو- رباط

m_1	\hat{m}_2	l_1	l_2	l_{c_1}	\hat{l}_{c_2}	I_1	\hat{I}_2
10	5	1	0.5	0.5	0.25	10/12	5/12

چون مجری نهایی^{۴۹} روی رباط دوم قرار می گیرد، پارامترهای جرم، اینرسی و مرکز جرم رباط دوم را دارای عدم قطعیت‌هایی به شکل زیر در نظر می گیریم.

$$m_2 = \hat{m}_2 + \Delta m_2 \quad , \quad l_{c_2} = \hat{l}_{c_2} + \Delta l_{c_2} \quad , \quad I_2 = \hat{I}_2 + \Delta I_2$$

که در آنها

$$0 \leq \Delta m_2 \leq 2 \quad , \quad 0 \leq \Delta l_{c_2} \leq 0.25 \quad , \quad 0 \leq \Delta I_2 \leq 0.5$$

بردار مسیر مطلوب بصورت

$$q_d = [\text{cost} \quad \text{sin} t]^T$$

⁴⁹ End effector

بوده، اغتشاش را هم به شکل

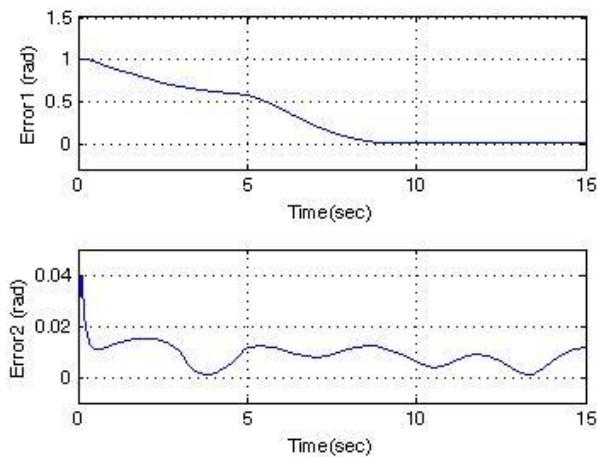
$$\tau_d = [0.5 \sin t \quad 0.5 \sin t]^T$$

فرض می نماییم؛ در نتیجه داریم: $T_d = [0.5 \quad 0.5]^T$. پارامترهای طراحی را بصورت زیر در نظر می گیریم:

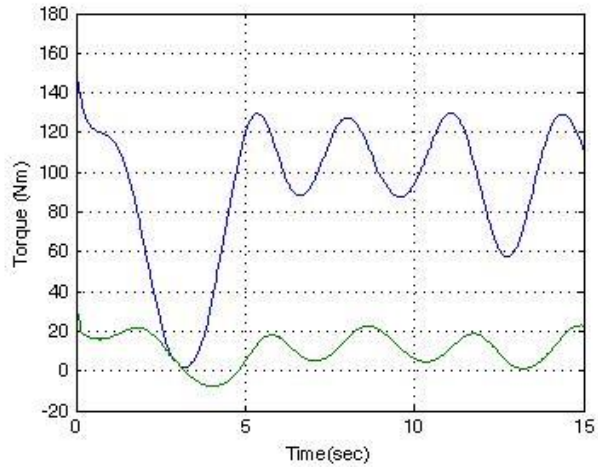
$$\lambda_1 = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}, \quad \lambda_2 = \begin{bmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 30 \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 3 \end{bmatrix}, \quad N_v = \begin{bmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 120 \end{bmatrix}$$

برای نشان دادن بهبودی حاصل شده توسط روش پیشنهادی در این قسمت، نتایج حاصل از طراحی کنترلر مود لغزشی متداول [۳]، همراه با نتایج کنترل کننده مود لغزشی - PID فازی (FSMC-PID) طراحی شده در بالا، جهت مقایسه آورده شده است. در مورد کنترل کننده SMC، شکل های ۴-۶ و ۴-۷ به ترتیب خطای ردگیری و قانون کنترل را نشان می دهد. در مورد کنترل کننده FSMC-PID، خطای ردگیری و قانون کنترل به ترتیب در شکل های ۴-۸ و ۴-۹ نمایش داده شده است. همچنین بردار ردگیری مطلوب به همراه زاویه مفصل ها در شکل ۴-۱۰ آمده است.

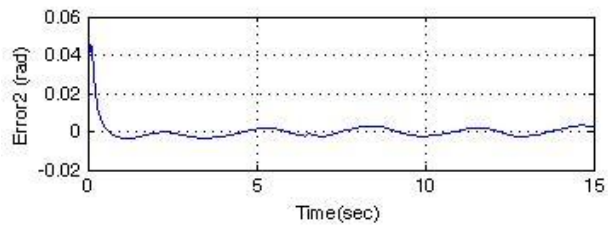
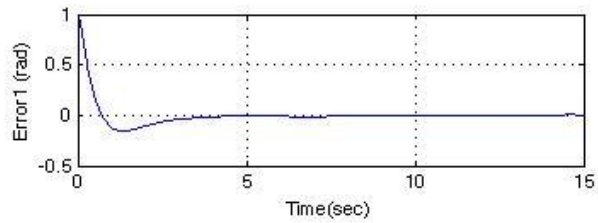
همانطور که از این شکلها مشاهده می شود کنترل کننده FSMC-PID پیشنهاد شده، دارای پاسخ سریعتر و خطای ردگیری کمتری می باشد. در فصل آخر بطور مفصل در مورد نتایج و پیشنهادات بحث شده است.



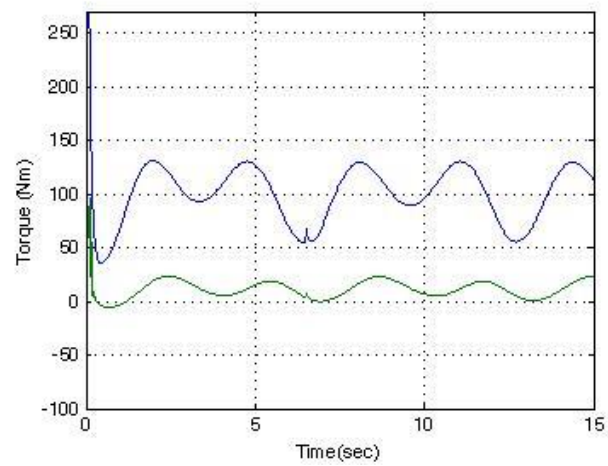
شکل ۴-۶- خطای ردگیری حاصل از SMC



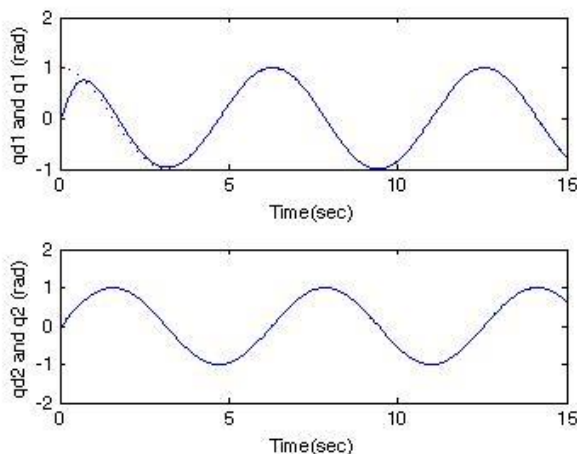
شکل ۴-۷- ورودیهای کنترل حاصل از SMC



شکل ۴-۸- خطای ردگیری حاصل از FSMC-PID



شکل ۴-۹- ورودیهای کنترل حاصل از FSMC-PID



شکل ۴-۱۰- بردار مسیر مطلوب (نقطه چین) و زاویه مفصل (خط)

این طراحی در محیط SIMULINK انجام شده و بلوکهای مربوط به آن در ضمیمه ((ج)) آورده شده است.

۴-۴- طراحی کنترل کننده مشارکتی SMC و فازی

۴-۴-۱- بیان مسأله طراحی و شرایط سیستم

در این بخش یک کنترل کننده ترکیبی شامل یک قسمت SMC و یک بخش فازی به منظور ردگیری نقطه-تنظیم^{۵۰} برای بازوی رباط طراحی می گردد. در اینجا، برخی جنبه های عملی از قبیل وجود اصطکاک در مفاصل، محدودیت در اندازه گشتاور ورودی برای اجتناب از اشباع محرکها و عدم قطعیت در مدل سازی، در نظر گرفته شده است. طراحی در دو مرحله انجام می گیرد؛ ابتدا، بخش SMC طراحی شده و پایداری سیستم

⁵⁰ Set-point

در این مورد توسط روش مستقیم لیاپانوف صورت می گیرد. هنگامی که اندازه خطای ردگیری، از یک مقدار از قبل تعیین شده کمتر شد، سپس یک کنترل کننده فازی منطقه ای^{۵۱} (SFC) [۷۲]، مسؤلیت عمل کنترل را به عهده می گیرد. طراحی این قسمت از کنترل کننده مطابق با تحقیقی است که در [۲۷] انجام شده است. کنترل کننده پیشنهادی ما در این بخش، دارای مزایای زیر می باشد:

۱. در شرایطی که محدودیت در اعمال گشتاور داریم، کنترل کننده پیشنهادی، خطای ردگیری کوچکتری نسبت به SMC کلاسیک دارد.

۲. از ایجاد پدیده ((نوسان)) جلوگیری می کند.

۳. خطای ردگیری در اینجا نسبت به کنترل کننده فازی طراحی شده در [۲۷]، سریعتر به سمت صفر میل می کند؛ به عبارت دیگر، پاسخ سیستم به ورودی، سریعتر می باشد.

معادله دینامیکی بازوی ربات n -رابط را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}, \tau) = \tau \quad (۲۵-۴)$$

که در آن، $F(\dot{q}, \tau) \in R^n$ نشان دهنده بردار اصطکاک به فرم زیر است:

$$f_i(\dot{q}, \tau_i) = b_i \dot{q}_i + f_{ci} \operatorname{sgn}(\dot{q}_i) + [1 - |\operatorname{sgn}(\dot{q}_i)|] \operatorname{sat}(\tau_i; f_{si}) \quad (۲۶-۴)$$

که $i = 1, 2, \dots, n$ ، عنصر i -ام بردار $F(\dot{q}, \tau)$ می باشد. b_i ، f_{ci} و f_{si} نیز به ترتیب بیانگر مدل‌های چسبندگی^{۵۲}، کولمب^{۵۳} و اصطکاک ایستا^{۵۴} هستند [۲۷]. در اینجا تابع $\operatorname{sat}(\cdot; \cdot)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$\operatorname{sat}(\tau; f_{s_i}) = \begin{cases} f_{s_i} & \tau_i > f_{s_i} \\ \tau_i & -f_{s_i} \leq \tau_i \leq f_{s_i} \\ -f_{s_i} & \tau_i < -f_{s_i} \end{cases} \quad (۲۷-۴)$$

بنابراین در سرعت صفر، تنها اصطکاک ایستا را به شکل زیر از (۲۵-۴) و (۲۶-۴) خواهیم داشت:

$$f_i(0, \tau_i) = \tau_i - g_i(q) \quad , -f_{s_i} \leq \tau_i - g_i(q) \leq f_{s_i} \quad \text{برای} \quad (۲۸-۴)$$

⁵¹ Sectorial fuzzy controller

⁵² Viscous

⁵³ Coulomb

⁵⁴ Static friction

فرض کنید مفصل بندى رباط به گونه اى است كه براى ربات خواص زير را داريم [27]:

$$\dot{q}^T \left[\frac{1}{2} \dot{M} - C \right] \dot{q} = 0 \quad \text{خاصيت 1:}$$

اين خاصيت در فصل سوم نيز آمده است.

$$\dot{q}^T F(\dot{q}, \tau) > 0 \quad \forall \tau \in \mathfrak{R}^n, \dot{q} \neq 0 \in \mathfrak{R}^n \quad \text{خاصيت 2:}$$

خاصيت 3: بردار گشتاور جاذبه اى $G(q)$ ، داراى باند محدوديت مى باشد، بدین معنا كه ثابت $\bar{g}_i \geq 0$ وجود دارد بطوریکه:

$$\sup_{q \in \mathfrak{R}^n} \{ |g_i(q)| \} \leq \bar{g}_i, \quad i = 1, \dots, n$$

كه g_i نشان دهنده عناصر بردار G است. فرض كنيد حداكثر گشتاوري كه محرک مفصل مى تواند تأمین نماید τ^{\max} است. در نتیجه،

$$|\tau_i| \leq \tau_i^{\max}, \quad i = 1, \dots, n \quad (29-4)$$

و هر محرک شرط زير را برآورده مى کند:

$$\tau_i^{\max} > \bar{g}_i + f_{si} \quad (30-4)$$

در مدل سازی ربات، در اغلب موارد عبارات $M(q)$ و $G(q)$ را مى توان به خوبي تعیین نمود؛ اما تعیین دقیق پارامترهای $C(q, \dot{q})$ و $F(\dot{q}, \tau)$ ، معمولاً امری دشوار است. بنابراین در این بخش ماتریس C را بصورت زير در نظر مى گیریم:

$$C = \hat{C} + \Delta C \quad (31-4)$$

كه \hat{C} بیانگر تخمین C ، و ΔC خطای تخمین محدود به شکل زير است:

$$|\Delta C_{i,j}| \leq 0.1 |C_{i,j}| \quad (32-4)$$

كه C_{ij} عناصر ماتریس C است. در طراحی بخش SMC، بردار F را به عنوان يك گشتاور اغتشاش با حد بالای F_{up} مانند زير فرض مى کنیم:

$$\|F\| \leq F_{up} = \|b_i \dot{q}_i\| + \|f_{ci}\| + \|sat(\tau_i; f_{si})\| \quad (33-4)$$

که $\|\cdot\|$ ، عملگر نرم اقلیدوسی^{۵۵} می باشد.

اگر نقطه مطلوب را که موقعیت مفصل باید در آن قرار بگیرد، با q_d نشان دهیم، آنگاه خطای موقعیت بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\tilde{q} = q_d - q \quad (34-4)$$

در اینجا مسأله ردگیری نقطه- تنظیم، تعریف نمودن قانون کنترل به گونه ای است که خطای \tilde{q} به درون یک ناحیه به دلخواه کوچک اطراف نقطه صفر برده شود، در حالی که محدودیت‌های گشتاور نیز محفوظ بماند.

۲-۴-۴- طراحی کنترل کننده مود لغزشی

سطح لغزش s را به شکل زیر تعریف می کنیم:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (35-4)$$

که $e = -\tilde{q} = q - q_d$ بردار خطا و λ ماتریس مثبت معین متقارن بوده، به طوریکه $s = 0$ معادله یک سطح پایدار باشد. همچنین، بردار سرعت مرجع بصورت زیر تعریف می گردد [۳]:

$$\dot{q}_r = \dot{q}_d - \lambda e \quad (36-4)$$

بنابراین می توان سطح لغزش را بدین شکل نمایش داد:

$$s = \dot{q} - \dot{q}_r \quad (37-4)$$

برای اینکه حالت‌های سیستم (e, \dot{e}) در یک زمان محدود به سطح لغزش $s = 0$ رسیده، روی آن باقی بماند، باید قانون کنترل را به گونه ای طراحی نماییم که شرط لغزشی زیر را برآورده نماید.

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} [s^T M s] < -\eta (s^T s)^{1/2} \quad (38-4)$$

⁵⁵ Euclidean norm

که η مثبت معین می باشد. اکنون طراحی کنترل کننده SMC را توسط لم زیر بیان می کنیم.

لم ۴-۲: سیستم داده شده با معادله دینامیکی (۴-۲۵)، سطح لغزش و سرعت مرجع تعریف شده با معادلات (۴-۳۵) و (۴-۳۶) مفروض است. اگر قانون کنترل را بصورت زیر انتخاب نماییم،

$$\tau = \hat{\tau} - K \operatorname{sgn}(s) \quad (4-39)$$

بطوریکه

$$\hat{\tau} = M \ddot{q}_r + \hat{C} \dot{q}_r + G \quad (4-40)$$

و

$$K_i \geq \|\Delta C \dot{q}_r\| + F_{up} + \eta_i \quad (4-41)$$

آنگاه شرط لغزشی (۴-۳۸) برآورده خواهد شد. در نامعادله آخر، K_i نشان دهنده عناصر بردار بهره لغزشی K است.

اثبات: تابع منتخب لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} s^T M s \quad (4-42)$$

از آنجاکه M مثبت معین است، به ازای $s \neq 0$ داریم $V > 0$ و با مشتق گیری از رابطه فوق و استفاده از تقارن M می توان نوشت:

$$\dot{V} = s^T M \dot{s} + \frac{1}{2} s^T \dot{M} s \quad (4-43)$$

از (۴-۳۷) نتیجه می گردد:

$$\dot{V} = s^T (M \ddot{q} - M \ddot{q}_r) + \frac{1}{2} s^T \dot{M} s \quad (4-44)$$

با جایگزین کردن (۴-۲۵) در (۴-۴۴) و لحاظ کردن خاصیت ۱ بدست می آید:

$$\dot{V} = s^T (\tau - C \dot{q}_r - G - F - M \ddot{q}_r) \quad (4-45)$$

اکنون، اعمال (۴-۳۹) و (۴-۴۰) به معادله بالا، می دهد:

$$\dot{V} = s^T (\Delta C \dot{q}_r + F) - \sum_{i=1}^n K_i |s_i| \quad (46-4)$$

سرانجام از رابطه (41-4) می توان نتیجه گرفت که

$$\dot{V} \leq -\sum_{i=1}^n \eta_i |s_i| \quad (47-4)$$

بنابر رابطه اخیر، V یک تابع لیاپانوف بوده و شرط لغزشی (4-15) نیز ارضا شده است. □

همانطور که در فصل دوم گفته شد از تابع $\text{sat}(s/\varphi)$ بجای تابع علامت استفاده می گردد که در آن، φ ضخامت لایه مرزی می باشد.

3-4-4- طراحی کنترل کننده فازی

در این بخش، کنترل کننده فازی نوع SFC را که در [27] طراحی شده، در نظر می گیریم. در فرموله کردن پایگاه دانش⁵⁶ فازی از قواعد دو- ورودی یک- خروجی به شکل زیر استفاده شده است.

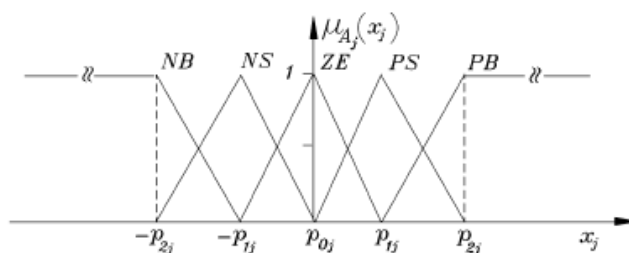
$$\text{IF } x_1 \text{ is } A_1^{l_1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^{l_2} \text{ THEN } y \text{ is } B^{l_2} \quad (48-4)$$

که در آن $x = [x_1 \ x_2]^T \in U = U_1 \times U_2 \subset \mathfrak{R}^2$ و $y \in V \subset \mathfrak{R}$. به ازای هر مجموعه فازی ورودی $A_j^{l_j}$ در $x_j \in U_j$ و مجموعه فازی خروجی B^{l_2} در $y \in V$ ، به ترتیب یک تابع عضویت ورودی $\mu_{A_j^{l_j}}(x_j)$ و تابع عضویت خروجی $\mu_{B^{l_2}}(y)$ وجود خواهد داشت، که $l_j = -(N_j - 1)/2, \dots, (N_j - 1)/2$ ، $j = 1, 2$ ، تعداد فردی از توابع عضویت مربوط به ورودی زاست. تعداد کل قواعد در این حالت $N_1 N_2$ می باشد. متغیر خروجی کنترل کننده فازی نیز می تواند دارای تعداد فردی، N ، توابع عضویت $\mu_{B^l}(y)$ با $l = -(N - 1)/2, \dots, (N - 1)/2$ باشد که مربوط به $\mu_{B^{l_2}}(y)$ بوده و $\mu_{B^{l_2}}(y) \in \{\mu_{B^{-(N-1)/2}}(y), \dots, \mu_{B^{(N-1)/2}}(y)\}$.

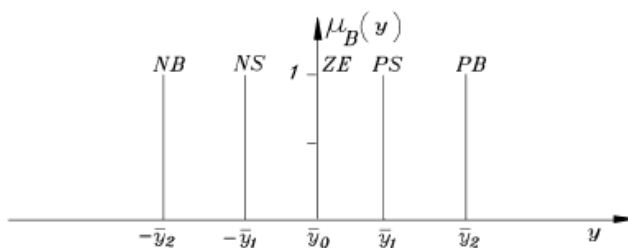
در ادامه یک SFC را با این مشخصات در نظر می گیریم: فازی ساز منفرد⁵⁷، تعداد (فرد) N_j تابع عضویت مثلثی⁵⁸ برای هر ورودی با $z=1,2$ (شکل 4-11 را ببینید)، تعداد (فرد) N تابع عضویت منفرد برای خروجی

⁵⁶ Knowledge base
⁵⁷ Singleton fuzzifier
⁵⁸ Triangular

(شکل ۴-۱۲ را ببینید)، پایگاه قواعد فازی تعریف شده با (۴-۴۸) که در جدول ۴-۳ آمده است، استنتاج حاصلضرب، و غیر فازی ساز میانگین مراکز^{۵۹}.



شکل ۴-۱۱- توابع عضویت ورودی



شکل ۴-۱۲- توابع عضویت خروجی

جدول ۴-۳- پایگاه قواعد فازی برای بدست آوردن خروجی y

$x_1 \backslash x_2$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NS	ZE	ZE
NS	NB	NB	NS	ZE	ZE
ZE	NS	NS	ZE	PS	PS
PS	ZE	ZE	PS	PB	PB
PB	ZE	ZE	PS	PB	PB

بنابراین خروجی y را می توان بصورت زیر محاسبه نمود [۱۹]:

⁵⁹ Center of average defuzzifier

$$y(x) = \phi(x_1, x_2) = \frac{\sum_{l_1=-(N_1-1)/2}^{(N_1-1)/2} \sum_{l_2=-(N_2-1)/2}^{(N_2-1)/2} \bar{y}^{l_1 l_2} \left(\prod_{j=1}^2 \mu_{A_j^{l_j}}(x_j) \right)}{\sum_{l_1=-(N_1-1)/2}^{(N_1-1)/2} \sum_{l_2=-(N_2-1)/2}^{(N_2-1)/2} \left(\prod_{j=1}^2 \mu_{A_j^{l_j}}(x_j) \right)} \quad (49-4)$$

که \cap نشان دهنده عملگر اشتراک^{۶۰} فازی است که می تواند عملگر ضرب و یا مینیمم باشد.

در بخش قبل چند خاصیت مربوط به ربات را ذکر نمودیم، در اینجا نیز خواص نگاشت ورودی- خروجی $\phi(x_1, x_2)$ را بیان می کنیم. خواص ۴ تا ۷ در [۷۲] اثبات شده، و اثبات بقیه خواص در [۲۷] آمده است.

$$\phi(0,0) = 0 \quad \text{خاصیت ۴:}$$

$$\phi(x_1, x_2) = -\phi(-x_1, -x_2) \quad \text{خاصیت ۵:}$$

خاصیت ۶: وجود دارد $\lambda, \gamma > 0$ بطوریکه

$$0 < x_1 [\phi(x_1, x_2) - \phi(0, x_2)] \leq \lambda x_1^2 \quad \forall x_1 \neq 0$$

$$0 \leq x_2 [\phi(x_1, x_2) - \phi(x_1, 0)] \leq \gamma x_2^2$$

$$\phi(x_1, 0) = 0 \Rightarrow x_1 = 0 \quad \text{خاصیت ۷:}$$

خاصیت ۸: معادله (۴۹-۴) را می توان به شکل زیر ساده نمود:

$$\phi(x_1, x_2) = \sum_{l_1=-(N_1-1)/2}^{(N_1-1)/2} \sum_{l_2=-(N_2-1)/2}^{(N_2-1)/2} \bar{y}^{l_1 l_2} \left(\prod_{j=1}^2 \mu_{A_j^{l_j}}(x_j) \right) \quad (50-4)$$

که \prod نشان دهنده عملگر ضرب است.

$$|\phi(x_1, x_2)| \leq \delta := \max_{l_1 l_2} \bar{y}^{l_1 l_2} \quad \text{خاصیت ۹:}$$

خاصیت ۱۰: حول نقطه $x_1=0$ داریم

$$0 \leq |\phi(x_1, 0)| \leq \bar{y}^{10}$$

که \bar{y}^{10} نقطه ای در V است که در آن $\mu_{B^{10}}(y)$ ماکزیمم مقدار ۱ است.

مانند بخش قبل در اینجا نیز طراحی کنترل کننده SFC را بصورت لم زیر بیان می کنیم.

لم ۴-۳: برای سیستم داده شده با معادله دینامیکی (۴-۲۵)، اگر قانون کنترل به شکل زیر انتخاب گردد،

$$\tau = \Phi(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) + G(q) \quad (۴-۵۱)$$

که \tilde{q} مانند (۴-۳۴) و $\dot{\tilde{q}} = \dot{q}_d - \dot{q}$ بردار خطای سرعت است، آنگاه سیستم حلقه بسته نشان داده شده در شکل ۴-۱۳ پایدار می شود.

اثبات: باید توجه داشت که در ردگیری نقطه-تنظیم با توجه به ثابت بودن q_d داریم $\dot{\tilde{q}} = -\dot{q}$. بنابراین (۴-۵۱) و (۴-۲۸) می دهد:

$$\phi_i(\tilde{q}_i, 0) = f_i(0, \tau_i) = \tau_i - g_i(q) \quad (۴-۵۲)$$

و در نتیجه

$$-f_{s_i} \leq \phi_i(\tilde{q}_i, 0) \leq f_{s_i} \quad (۴-۵۳)$$

برای اجتناب از چسبیدن مفصلها در حالت استراحت، در اثر اصطکاک ایستا، با توجه به خواص ۹ و ۱۰ فرض می کنیم

$$\delta_i > \bar{y}_i^{10} > f_{s_i} \quad (۴-۵۴)$$

علاوه بر این، در این بخش فرض می کنیم هر یک از محدوده های اشباع داده شده در خاصیت ۹، δ_i ، در نامعادله زیر صدق می کند:

$$\delta_i \leq \tau_i^{\max} - \bar{g}_i, \quad i = 1, \dots, n \quad (۴-۵۵)$$

سیستم حلقه بسته را می توان بصورت رابطه زیر نوشت:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{\tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ M^{-1}(q)[\Phi(\tilde{q}, -\dot{q}) - C(q, \dot{q})\dot{q} - F(\dot{q}, \Phi(\tilde{q}, -\dot{q}) + G(q))] \end{bmatrix} \quad (۴-۵۶)$$

مجموعه نقاط تعادل معادله فوق عبارتند از

$$\varepsilon = \{ \dot{q} = 0 \in \mathfrak{R}^n \text{ and } \tilde{q} \in \mathfrak{R}^n : \Phi(\tilde{q}, 0) - F(0, \Phi(\tilde{q}, 0) + G(q)) = 0 \} \quad (۴-۵۷)$$

با توجه به فرض (۵۴-۴) و خاصیت ۱۰، در ناحیه فوق، معادله (۵۰-۴) می دهد:

$$\phi_i(\tilde{q}_i, 0) = \begin{cases} \bar{y}_i^{10} - \bar{y}_i^{10} \mu_{A_i^0}(q) & \tilde{q}_i \geq 0 \\ -\bar{y}_i^{10} + \bar{y}_i^{10} \mu_{A_i^0}(q) & \tilde{q}_i < 0 \end{cases} \quad (58-4)$$

بنابراین خطاهای موقعیتی که در $-f_{s_i} \leq \phi_i(\tilde{q}_i, 0) \leq f_{s_i}$ صدق کنند، عبارتند از:

$$|\tilde{q}_i| : \mu_{A_i^0}(\tilde{q}_i) \geq 1 - \frac{f_{s_i}}{\bar{y}_i^{10}} \quad (59-4)$$

به دلیل استفاده از توابع عضویت مثلثی داریم:

$$\mu_{A_i^0}(\tilde{q}_i) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tilde{q}_i|}{p_{11}} & |\tilde{q}_i| \leq p_{11} \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (60-4)$$

بنابراین، نقاط تعادل بردارهای حالت با $\dot{q} = 0$ بوده و \tilde{q}_i در رابطه زیر صدق می کند:

$$|\tilde{q}_i| \leq f_{s_i} \frac{p_{11}}{\bar{y}_i^{10}} \quad (61-4)$$

این بدان معناست که مجموعه (۵۷-۴)، برای حالت خاصی که توابع عضویت ورودی مثلثی هستند، می شود:

$$\mathcal{E} = \left\{ \dot{q} = 0 \in \mathfrak{R}^n \text{ and } \tilde{q} \in \mathfrak{R}^n : |\tilde{q}_i| \leq f_{s_i} \frac{p_{11}}{\bar{y}_i^{10}}, \quad i = 1, \dots, n \right\} \quad (62-4)$$

اکنون برای بررسی پایداری تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می کنیم:

$$V(\tilde{q}, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T M \dot{q} + \sum_{i=1}^n \int_0^{\tilde{q}_i} \phi_i(\xi_i, 0) d\xi_i \quad (63-4)$$

عبارت اول تساوی فوق که شامل ماتریس اینرسی می باشد، مثبت معین است. خاصیت ۴ و ۶ نتیجه می دهد $0 < \tilde{q}_i \phi_i(\tilde{q}_i, 0) \leq \lambda \tilde{q}_i^2, \quad \forall \tilde{q}_i \neq 0$ ، یعنی $\phi_i(\tilde{q}_i, 0) \in (0, \lambda]$ و در نتیجه واضح است که

$$V(\tilde{q}, \dot{q}) > 0, \quad \forall \tilde{q}_i \neq 0 \text{ و همچنانکه } \tilde{q}_i \rightarrow \infty \text{ آنگاه } \int_0^{\tilde{q}_i} \phi_i(\xi_i, 0) d\xi_i \rightarrow \infty, \text{ بنابراین،}$$

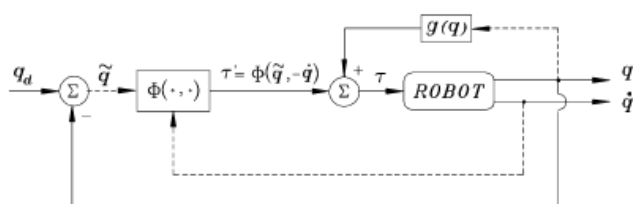
یک تابع بطور شعاعی نامحدود^{۶۱} و مثبت معین سرتاسری می باشد. با مشتق گیری از تابع منتخب لیاپانوف داریم:

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{q}) = \dot{q}^T M \ddot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \dot{M} \dot{q} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial \tilde{q}_i} \left[\int_0^{\tilde{q}_i} \phi_i(\xi_i, 0) d\xi_i \right] \dot{\tilde{q}}_i \quad (۶۴-۴)$$

استفاده از خاصیت ۱، می دهد:

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{q}) = \dot{q}^T [\Phi(\tilde{q}, -\dot{q}) - \Phi(\tilde{q}, 0)] - \dot{q}^T F(\dot{q}, \tau) \quad (۶۵-۴)$$

از خاصیت ۶ نتیجه می شود $\dot{q}^T [\Phi(\tilde{q}, -\dot{q}) - \Phi(\tilde{q}, 0)] \leq 0$ و بنابراین با توجه به خاصیت ۲ برای گشتاور اصطکاک، نتیجه می گیریم $\dot{V}(\tilde{q}, \dot{q})$ یک تابع منفی نیمه معین سرتاسری است، و بنابر روش مستقیم لیاپانوف، سیستم حلقه بسته پایدار می باشد. □



شکل ۴-۱۳- سیستم حلقه- بسته توسط کنترل کننده فازی

۴-۴-۴- کنترل کننده مشارکتی SMC و SFC

هر یک از دو کنترل کننده توصیف شده در دو بخش قبل موقعیت زوایه ای مفاصل ربات را در زمانی محدود به نقطه- تنظیم دلخواه برده و بر اساس لمهای ۲-۴ و ۳-۴، سیستم حلقه- بسته در هر دو مورد پایدار است. در این بخش از تحقیقمان، برای بهره بردن از مزایای هر دو کنترل کننده مود لغزشی و فازی ذکر شده، و همچنین به منظور حداقل رساندن معایب ناشی از آنها، قانون کنترل زیر را پیشنهاد می دهیم:

$$\tau = \begin{cases} \hat{\tau} - K \operatorname{sgn}(s) & \text{when } |\tilde{q}_i| \geq \alpha \\ \Phi(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) + G(q) & \text{when } |\tilde{q}_i| < \alpha \end{cases} \quad (۶۶-۴)$$

⁶¹ Radially unbounded

که در آن α یک پارامتر مثبت کوچک بوده و می تواند به صورت تطبیقی تعیین شده و یا در یک مقدار ثابت تنظیم گردد. بنابراین، مادامی که اندازه خطا بزرگتر یا مساوی α باشد، SMC حالت‌های (در اینجا خطای) سیستم را به طرف سطح لغزش برده و به محض اینکه اندازه خطا کمتر از α شد، سپس SFC که بطور مستقل از شرایط اولیه طراحی شده است، سیستم را تحت کنترل در می آورد. از آنجاییکه SMC پاسخ گذرای سریعتری دارد، پاسخ سیستم کنترل شده توسط (۴-۶۶) سریعتر از مورد SFC می باشد. بعلاوه، با وجود محدودیت در اندازه گشتاور ورودی، از آنجا که کنترل سیستم در حالت ماندگار به عهده SFC است، کنترل کننده پیشنهاد شده، دارای خطای دائم کمتری نسبت به مورد SMC است. همچنین، با توجه به اینکه کنترل کننده پیشنهاد شده در اینجا، در نزدیکی سطح لغزش، از SMC به SFC تغییر می کند، بنابراین از بروز پدیده نوسان در اینجا جلوگیری شده است.

۴-۴-۵- مثال عددی و نتایج شبیه سازی

برای نشان دادن کارایی قانون کنترل پیشنهاد شده در این بخش، آن را در مورد یک بازوی ربات تحریک مستقیم^{۶۲} دو-رابط به کار می بریم. ربات مورد نظر دارای پارامترهای زیر است [۲۷]:

$$M(q) = \begin{bmatrix} 2.351 + 0.168 \cos(q_2) & 0.102 + 0.084 \cos(q_2) \\ 0.102 + 0.084 \cos(q_2) & 0.102 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C}(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -0.084 \sin(q_2) \dot{q}_2 & -0.084 \sin(q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ 0.084 \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G(q) = 9.81 \begin{bmatrix} 3.921 \sin(q_1) + 0.186 \sin(q_1 + q_2) \\ 0.186 \sin(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

$$F(\dot{q}) = \begin{bmatrix} 2.288 \dot{q}_1 + 8.049 \operatorname{sgn}(\dot{q}_1) + [1 - |\operatorname{sgn}(\dot{q}_1)|] \operatorname{sat}(\tau_1; 9.7) \\ 0.186 \dot{q}_2 + 1.734 \operatorname{sgn}(\dot{q}_2) + [1 - |\operatorname{sgn}(\dot{q}_2)|] \operatorname{sat}(\tau_2; 1.87) \end{bmatrix}$$

$$C = \hat{C} + \Delta C$$

موتور تحریک مستقیم تولید شده توسط کارخانه سازنده محرکها، می تواند گشتاورهای با محدوده زیر را تولید نماید:

⁶² Direct drive

$$|\tau_1| \leq \tau_1^{\max} = 150[\text{Nm}]$$

$$|\tau_2| \leq \tau_2^{\max} = 15[\text{Nm}]$$

نقطه تنظیم مطلوب عبارت است از:

$$q_d = [\pi \quad -\pi]^T$$

که بصورت یک تابع پله در زمان صفر به سیستم اعمال می گردد. پارامترهای طراحی SMC به شرح زیر است:

$$\varphi = 0.2 \quad \text{و} \quad \lambda = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} 140 \\ 8 \end{bmatrix}$$

در مورد SFC نیز مطابق با شکل‌های ۴-۱۱ و ۴-۱۲، $p_{x_j} = \{-p_{2j}, -p_{1j}, p_{0j}, p_{1j}, p_{2j}\}$ تقسیمات فازی مجموعه ورودیها و $p_y = \{-\bar{y}_2, -\bar{y}_1, \bar{y}_0, \bar{y}_1, \bar{y}_2\}$ برای مجموعه خروجی است. اکنون پارامترهای طراحی SFC با معادلات زیر داده می شود [۲۷]:

$$p_{\tilde{q}_1} = \{-180, -4, 0, 4, 180\}$$

$$p_{\tilde{q}_2} = \{-180, -2, 0, 2, 180\}$$

$$p_{\dot{\tilde{q}}_1} = \{-360, -270, 0, 270, 360\}$$

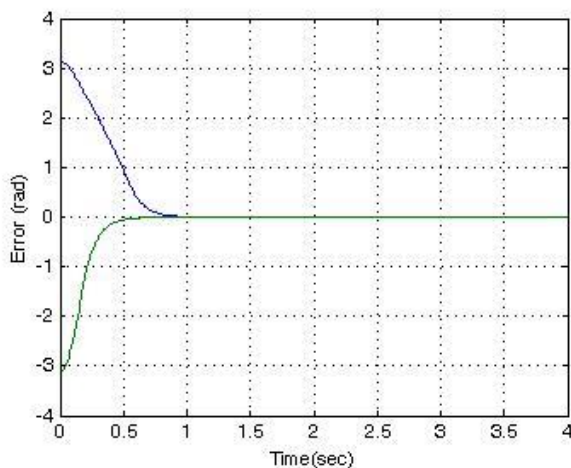
$$p_{\dot{\tilde{q}}_2} = \{-360, -270, 0, 270, 360\}$$

$$p_{y_1} = \{-109, -90, 0, 90, 109\}$$

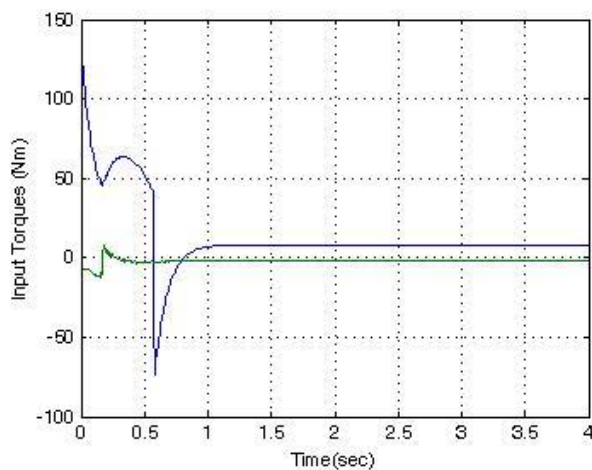
$$p_{y_2} = \{-13, -9, 0, 9, 13\}$$

برای کنترل کننده پیشنهادی ما نیز ثابت $\alpha = 0.3$ را فرض می کنیم. برای نشان دادن بهبودی حاصل شده توسط کنترل کننده طراحی شده در این بخش (کنترل کننده مشارکتی SMC و SFC)، نتایج شبیه سازی بدست آمده از این روش با نتایج مربوط به SMC و SFC مورد مقایسه قرار گرفته است. بردار خطای ردگیری و گشتاور کنترل حاصل از SMC به ترتیب در شکل‌های ۴-۱۴ و ۴-۱۵ نشان داده شده است. خطای ردگیری در این حالت در حدود 0.1 (rad) است و چنانچه بخواهیم برای کاهش این خطا از لایه مرزی کوچکتری استفاده کنیم، این امر موجب ایجاد نوسان می گردد. نمودارهای مشابه ناشی از اعمال SFC نیز در شکل‌های ۴-۱۶ و ۴-۱۷ آمده اند. در مورد کنترل کننده پیشنهاد شده در این بخش از پایان نامه، شکل‌های ۴-۱۸ و ۴-۱۹ به ترتیب، خطای ردگیری و گشتاور کنترل را نمایش می دهند. در این حالت خطای ردگیری به عدد 0.002

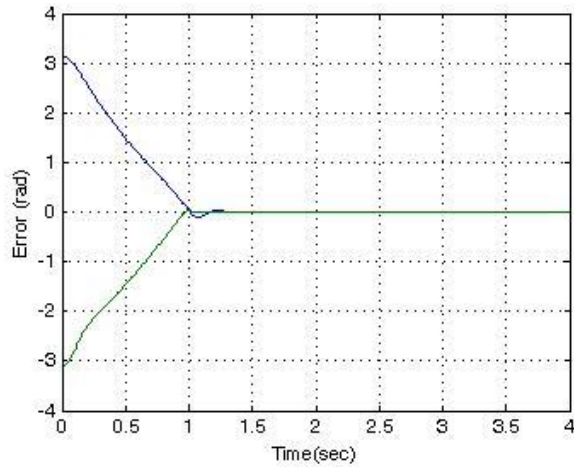
(rad) کاهش یافته که بهبودی قابل ملاحظه ایست. همچنین نقطه- تنظیم مطلوب و موقعیت زاویه مفصل نیز در شکل ۴-۲۰ نشان داده شده است.



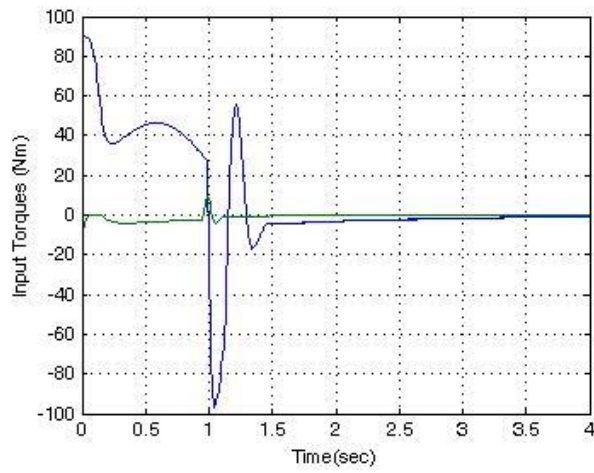
شکل ۴-۱۴- بردار خطای حاصل از SMC



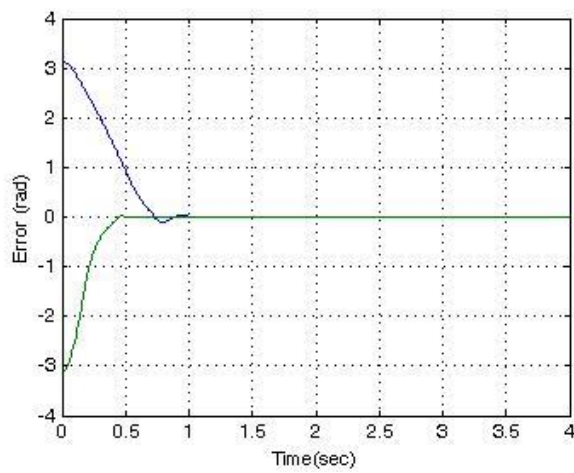
شکل ۴-۱۵- گشتاور ورودی حاصل از SMC



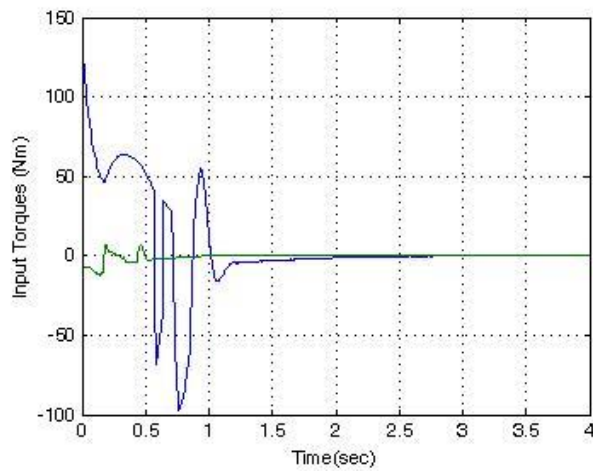
شکل ۴-۱۶- بردار خطای حاصل از SFC



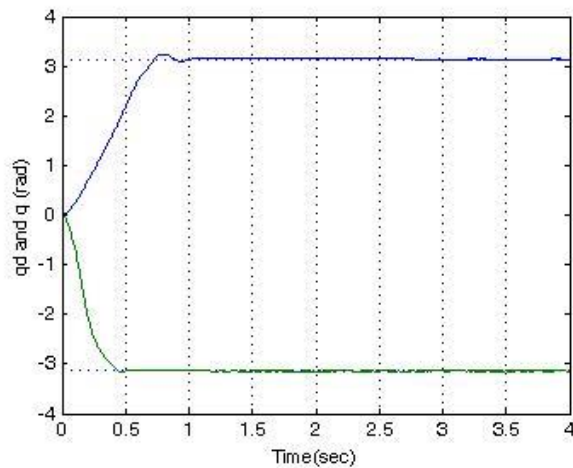
شکل ۴-۱۷- گشتاور ورودی حاصل از SFC



شکل ۴-۱۸- بردار خطای حاصل از کنترل کننده مشارکتی



شکل ۴-۱۹- گشتاور ورودی حاصل از کنترل کننده مشارکتی



شکل ۴-۲۰- نقطه- تنظیم دلخواه و موقعیت زاویه مفصل

همانطور که از این نتایج بر می آید، کنترل کننده مشارکتی SMC و SFC پیشنهاد شده در اینجا، در مقایسه با SMC سرعت پاسخ بیشتر و خطای ردگیری کمتری داشته، همچنین در مقایسه با SFC، در اینجا بردار خطا سریعتر به سمت صفر می رود.

فصل پنجم

کنترل مود لغزشی با رهیافت شبکه عصبی

۵-۱- مروری بر تحقیقات انجام شده

در نوشتجات با موضوع کنترل، از شبکه عصبی بیشتر برای تقریب زدن مدل و یا قسمتی از مدل که مورد نیاز است استفاده می گردد. در ضمیمه ((ب)) مقدمه ای کوتاه بر شبکه های عصبی آمده است. در این فصل تنها به کنترل مود لغزشی با شبکه عصبی (NNSMC) که در ارتباط با موضوع پایان نامه است، پرداخته می شود. برخی مطالعات انجام شده، به تشریح NNSMC بطور عام می پردازد [۴۷-۴۳]. در سایر تحقیقات حالتهای خاص متفاوتی در نظر گرفته شده که در بخش مراجع آمده است و در ادامه به آنها اشاره می شود. در تحقیقات صورت گرفته در [۷۳-۷۴]، از شبکه عصبی برای حذف نوسان در SMC استفاده شده است. در [۷۵-۷۶] مطالعات خوبی در این زمینه و در مورد بازوی ربات انجام شده که در آن دو شبکه عصبی بطور موازی برای هر دو بخش کنترل معادل و کنترل لغزشی به کار می رود. در تحقیقی متفاوت، روش کنترل ساختار متغیر برای بهبود الگوریتم آموزش شبکه مورد استفاده قرار گرفته است [۷۷]. در [۷۸]، یک کلاس از سیستمهای دارای عدم قطعیت همراه با اثر نویز اندازه گیری در نظر گرفته شده است. در مورد دو مطالعه خیلی خوب انجام گرفته در NNSMC برای ربات، می توان به [۸۰-۷۹] اشاره نمود. در [۸۱] از چند جمله ای های چبیشف^{۶۳} در ساختار شبکه به منظور تقریب کنترل معادل استفاده شده است. در تحقیق [۸۲]، گشتاور ناشی از اصطکاک و همچنین اغتشاش خارجی، توسط یک شبکه عصبی تقریب زده می شود. در [۸۳]، یک سیستم سرووی موقعیت^{۶۴} با استفاده از NNSMC کنترل می شود. در [۸۴-۸۵] مدل CMAC^{۶۵} برای ساختن شبکه عصبی به کار می رود. برای یک مطالعه خوب در مورد کنترل سیستمهای زمان گسسته با NNSMC می توان به [۸۶] اشاره نمود.

⁶³ Chebishev

⁶⁴ Position servo system

⁶⁵ Cerebellar model articulation neural network

در ادامه با استفاده از شبکه عصبی طراحی بخش ۳-۴ را مستقل از مدل سیستم انجام می دهیم.

۵-۲- طراحی کنترل کننده مود لغزشی - PID با استفاده از شبکه عصبی و تنظیم بهره فازی

۵-۲-۱- بیان مسأله طراحی

در بخش ۳-۴ با استفاده از روش تنظیم بهره فازی موفق شدیم یک کنترل کننده SMC بدون نوسان برای سیستمی با عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش خارجی طراحی نماییم؛ اما در عین حال برای انجام طراحی به دانستن مدل سیستم هرچند بطور تقریبی نیاز داشتیم. در این بخش با استفاده از خاصیت تقریب عمومی^{۶۶} شبکه های عصبی، یک طراحی مستقل از مدل را انجام می دهیم.

مانند بخش ۳-۴ معادله دینامیکی بازوی ربات n -رابط و خطای ردگیری را به ترتیب با معادلات زیر در نظر می گیریم:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + \tau_d = \tau \quad (۱-۵)$$

که $\|\tau_d\| \leq T_d$ و

$$e = q_d - q \quad (۲-۵)$$

۵-۲-۲- طراحی مستقل از مدل با استفاده از شبکه عصبی

سطح لغزش را به شکل زیر در نظر می گیریم:

$$s = \dot{e} + \lambda_1 e + \lambda_2 \int_0^t e dt \quad (۳-۵)$$

از (۴-۹) و (۴-۱۰) داریم:

$$M\dot{s} = -Cs + f + \tau_d - \tau \quad (۴-۵)$$

که

⁶⁶ Universal approximation property

$$f(x) = M(\ddot{q}_d + \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e) + C(\dot{q}_d + \lambda_1 e + \lambda_2 \int_0^t e dt) + G \quad (5-5)$$

در عبارت فوق، x را می توان بصورت $x \equiv [e^T \quad \dot{e}^T \quad q_d^T \quad \dot{q}_d^T \quad \ddot{q}_d^T]^T$ انتخاب نمود [۲۹].

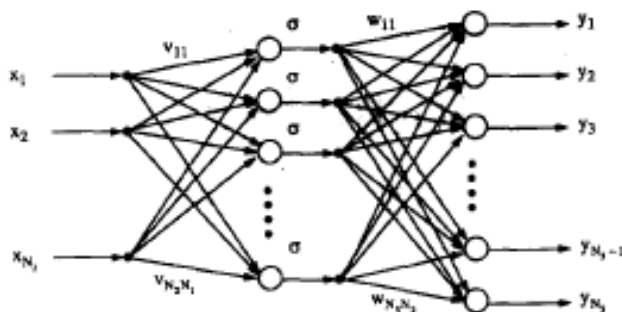
اکنون بر اساس خاصیت تقریب عام شبکه های عصبی، یک شبکه عصبی دو لایه با تعداد نرون کافی برای لایه پنهان^{۶۷} با تابع تحریک^{۶۸} سیگموئید^{۶۹} و یا RBF^{۷۰} و همچنین تابع تحریک خطی برای لایه خروجی (شکل ۵-۱ را ببینید) وجود دارد بطوریکه:

$$f(x) = W^T \sigma(V^T x) + \varepsilon \quad (6-5)$$

که در آن، W و V وزنهای ایده ال با باند محدود برای تقریب تابع فوق و ε خطای تقریب به شکل زیر است:

$$\|\varepsilon\| < \varepsilon_N \quad (7-5)$$

که ε_N یک باند معلوم است [۲۹ و ۳۵].



شکل ۵-۱ - شبکه عصبی دو لایه

اگر شبکه ای که برای تخمین $f(x)$ طراحی می کنیم دارای وزنهای \hat{W} و \hat{V} باشد، داریم:

$$\hat{f}(x) = \hat{W}^T \sigma(\hat{V}^T x) \quad (8-5)$$

⁶⁷ Hidden layer

⁶⁸ Activation function

⁶⁹ Sigmoid

⁷⁰ Radial basis function

خطاهای ناشی از تخمین را بصورت زیر تعریف می نماییم:

$$\tilde{V} = V - \hat{V} \quad , \quad \tilde{W} = W - \hat{W} \quad (9-5)$$

خطای ناشی از خروجی لایه پنهان نیز به شکل زیر تعریف می گردد:

$$\tilde{\sigma} = \sigma - \hat{\sigma} \equiv \sigma(V^T x) - \sigma(\hat{V}^T x) \quad (10-5)$$

تابع $\sigma(x)$ را بصورت بسط سری تیلور آن مانند زیر در نظر می گیریم:

$$\sigma(V^T x) = \sigma(\hat{V}^T x) + \sigma'(\hat{V}^T x) \tilde{V}^T x + O(\tilde{V}^T x)^2 \quad (11-5)$$

که در آن، $\sigma'(z) \equiv \left. \frac{d\sigma(z)}{dz} \right|_{z=\hat{z}}$ ماتریس ژاکوبین و $O(z)^2$ نشان دهنده عبارات درجه دو می باشد. از (5-11) و (10-11) بدست می آید:

$$\tilde{\sigma} = \sigma'(\hat{V}^T x) \tilde{V}^T x + O(\tilde{V}^T x)^2 = \hat{\sigma}' \tilde{V}^T x + O(\tilde{V}^T x)^2 \quad (12-5)$$

که $\hat{\sigma}' = \sigma'(\hat{V}^T x)$.

اکنون طراحی کنترل کننده را بصورت لم زیر بیان می کنیم:

لم 5-1: برای سیستم با معادله دینامیکی (5-1) و سطح لغزش تعریف شده بصورت (5-3) که در آن مسیر مطلوب و مشتق آن دارای باند محدود هستند، اگر قانون کنترل را بصورت (5-13) و قانون تطبیق را برای وزنهای شبکه بصورت (5-14) و (5-15) تعریف نماییم، آنگاه سیستم حلقه- بسته (5-4) پایدار بوده و \hat{W} و \hat{V} دارای باند محدود می باشند.

$$\tau = K_v s + \hat{W}^T \sigma(\hat{V}^T x) + K \operatorname{sgn}(s) \quad (13-5)$$

$$\dot{\hat{W}} = a \sigma(\hat{V}^T x) - a \hat{\sigma}' \hat{V}^T x s^T \quad (14-5)$$

$$\dot{\hat{V}} = b x s^T \hat{W}^T \hat{\sigma}' \quad (15-5)$$

که a و b ثابتهای مثبت و K ماتریس قطری مثبت معین با درایه های قطر اصلی K_{ii} می باشند.

اثبات: تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می کنیم:

$$L = \frac{1}{2} s^T M s + \frac{1}{2a} \text{tr}(\tilde{W}^T \tilde{W}) + \frac{1}{2b} \text{tr}(\tilde{V}^T \tilde{V}) \quad (16-5)$$

با مشتق گیری از تابع لیپانوف فوق داریم:

$$\dot{L} = s^T M \dot{s} + \frac{1}{2} s^T \dot{M} s + \frac{1}{a} \text{tr}(\tilde{W}^T \dot{\tilde{W}}) + \frac{1}{b} \text{tr}(\tilde{V}^T \dot{\tilde{V}}) \quad (17-5)$$

با استفاده از (5-4)، (5-6) و (5-13) برای بخش $s^T M \dot{s}$ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} s^T M \dot{s} &= s^T \left[-(K_v + C)s + W^T \sigma(V^T x) - \hat{W}^T \sigma(\hat{V}^T x) + \varepsilon + \tau_d - K \text{sgn}(s) \right] \\ &= s^T \left[-(K_v + C)s + \tilde{W}^T \hat{\sigma} + W^T \tilde{\sigma} + \varepsilon + \tau_d - K \text{sgn}(s) \right] \\ &= s^T \left[-(K_v + C)s + \tilde{W}^T \hat{\sigma} + \hat{W}^T \tilde{\sigma} + \tilde{W}^T \tilde{\sigma} + \varepsilon + \tau_d - K \text{sgn}(s) \right] \end{aligned} \quad (18-5)$$

جایگذاری سری تیلور (5-12) در معادله فوق و کمی دست کاری می دهد:

$$\begin{aligned} s^T M \dot{s} &= s^T \left[-(K_v + C)s + \tilde{W}^T (\hat{\sigma} - \hat{\sigma}' \hat{V}^T x) + \hat{W}^T \hat{\sigma}' \tilde{V}^T x \right. \\ &\quad \left. + \tilde{W}^T \hat{\sigma}' V^T x + W^T O(\tilde{V}^T x)^2 + \varepsilon + \tau_d - K \text{sgn}(s) \right] \end{aligned} \quad (19-5)$$

با استفاده از این خاصیت که $\bar{m} \cdot \bar{n} = \text{tr}(\bar{n} \bar{m})$ داریم:

$$\begin{aligned} s^T \tilde{W}^T \hat{\sigma} &= \text{tr}(\tilde{W}^T \hat{\sigma} s^T) \\ s^T \tilde{W}^T \hat{\sigma}' \hat{V}^T x &= \text{tr}(\tilde{W}^T \hat{\sigma}' \hat{V}^T x s^T) \\ s^T \hat{W}^T \hat{\sigma}' \tilde{V}^T x &= \text{tr}(\tilde{V}^T x s^T \hat{W}^T \hat{\sigma}') \end{aligned} \quad (20-5)$$

با جایگزینی (5-19) و (5-20) در (5-17) و کمی ساده سازی بدست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{L} &= -s^T K_v s + \frac{1}{2} s^T (\dot{M} - 2C)s + \text{tr} \left(\tilde{W}^T \left(a^{-1} \dot{\tilde{W}} + \hat{\sigma} s^T - \hat{\sigma}' \hat{V}^T x s^T \right) \right) \\ &\quad + \text{tr} \left(\tilde{V}^T \left(b^{-1} \dot{\tilde{V}} + x s^T \hat{W}^T \hat{\sigma}' \right) \right) \\ &\quad + s^T \left(\tilde{W}^T \hat{\sigma}' V^T x + W O(\tilde{V}^T x)^2 + \varepsilon + \tau_d - K \text{sgn}(s) \right) \end{aligned} \quad (21-5)$$

با توجه به خاصیت پادمتقارن بودن $\dot{M} - 2C$ و اینکه $\dot{\tilde{W}} = -\dot{\hat{W}}$ و $\dot{\tilde{V}} = -\dot{\hat{V}}$ ، با قرار دادن قانونهای تطبیق

(4-14) و (4-15) در (5-21) خواهیم داشت:

$$\dot{L} = -s^T K_v s + s^T \left(\tilde{W}^T \hat{\sigma}' V^T x + W O(\tilde{V}^T x)^2 + \varepsilon + \tau_d \right) - \sum_{i=1}^n K_{ii} |s_i| \quad (22-5)$$

با فرض اینکه

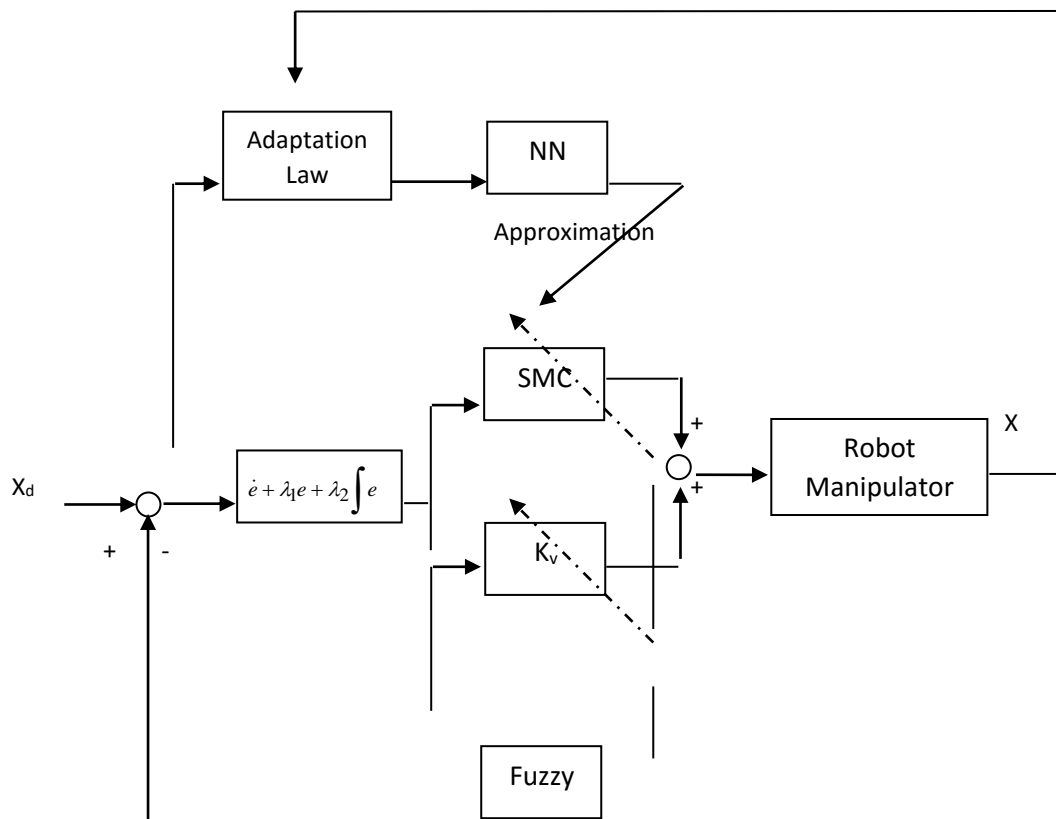
$$\|\tilde{W}^T \hat{\sigma}^T V^T x\| \leq \varepsilon_1, \quad \|W O(\tilde{V}^T x)\| \leq \varepsilon_2 \quad (23-5)$$

اگر انتخاب کنیم:

$$K_{ii} > \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon + T_d \quad (24-5)$$

آنگاه $\dot{L} \leq 0$ و بنابراین سیستم حلقه- بسته پایدار در مفهوم لیپانوف بوده و در نتیجه با توجه به تعریف تابع لیپانوف (۱۶-۵)، s ، \tilde{W} و \tilde{V} دارای باند محدود می باشند و با توجه به محدود بودن W و V ، وزنه‌های \hat{W} و \hat{V} هم محدود خواهند بود. □

برای تنظیم بهره های K و K_v از سیستم فازی بخش ۴-۳ استفاده می کنیم. در اینجا نیز فاکتورهای مقیاس دهی N و N_v را طوری انتخاب می کنیم که شرط (۲۴-۵) برآورده گردد. بدین ترتیب سیستم کنترل بصورت نشان داده شده در شکل ۲-۵ خواهد بود.



→ —

Gain Tuning

شکل ۵-۲- نمودار بلوکی سیستم کنترل

۵-۲-۳- مثال عددی و نتایج شبیه سازی

بازوی ربات بخش ۴-۳-۴ را در نظر بگیرید. پارامترهای آن را بار دیگر در اینجا می نویسیم:

جدول ۵-۱- پارمترهای یک بازوی ربات دو-رابط

m_1	m_2	l_1	l_2	l_{c_1}	l_{c_2}	I_1	I_2
10	5	1	0.5	0.5	0.25	10/12	5/12

به دلیل اینکه طراحی در اینجا مستقل از مدل می باشد، نیازی به تخمین پارامترهای فوق نیست.

بردار مسیر مطلوب بصورت

$$q_d = [\sin t \quad \cos t]^T$$

بوده، اغتشاش را هم به شکل

$$\tau_d = [0.5 \sin t \quad 0.5 \sin t]^T$$

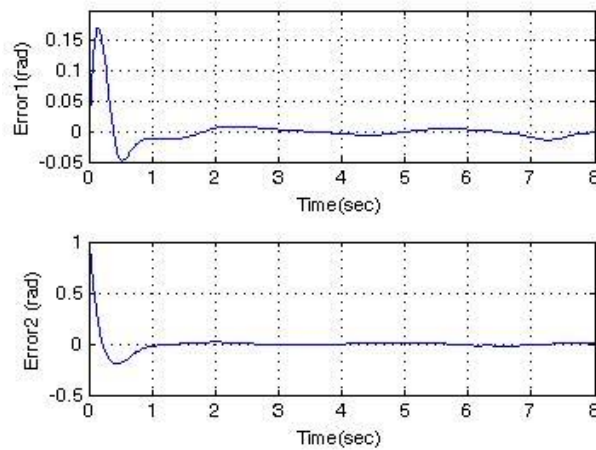
در نظر می گیریم؛ در نتیجه داریم: $T_d = 0.5$.

برای طراحی بخش تقریبگر، از شبکه عصبی شرح داده شده در بخش ۵-۲-۲ با ده نرون برای لایه پنهان و

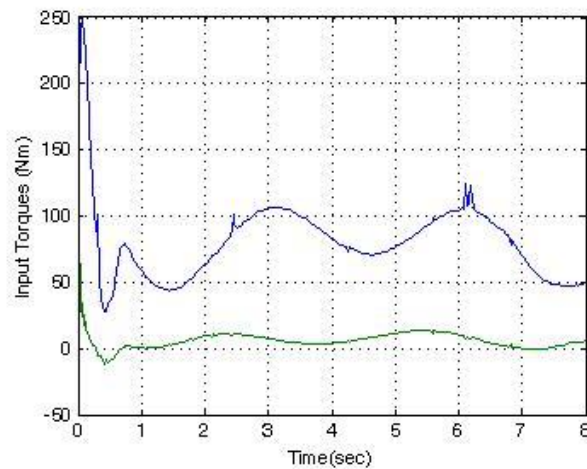
دو نرون برای لایه خروجی استفاده می کنیم. دیگر پارامترهای نیز بصورت زیر است:

$$\lambda_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad \lambda_2 = \begin{bmatrix} 24 & 0 \\ 0 & 24 \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad N_v = \begin{bmatrix} 180 & 0 \\ 0 & 40 \end{bmatrix}$$

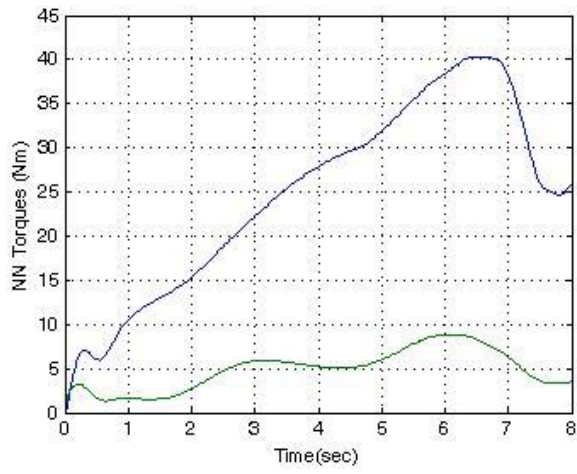
خطای ردگیری ناشی از روش کنترل پیشنهاد شده در شکل ۳-۵ نشان داده شده است، که با توجه به عدم استفاده از مدل سیستم و وجود اغتشاش خارجی، مقدار قابل قبولی بوده و توانایی کنترل کننده پیشنهادی در ردگیری مسیر ورودی مطلوب را نشان می دهد. گشتاور ورودی و گشتاور تولید شده توسط شبکه نیز به ترتیب در شکل‌های ۴-۵ و ۵-۵ آمده است. شکل ۶-۵ سطح لغزش s را نشان می دهد که دارای باند محدود می باشد. برای مشاهده بهتر نحوه ردگیری، مسیر مطلوب همراه با موقعیت زاویه خروجی در شکل ۷-۵ نشان داده شده است.



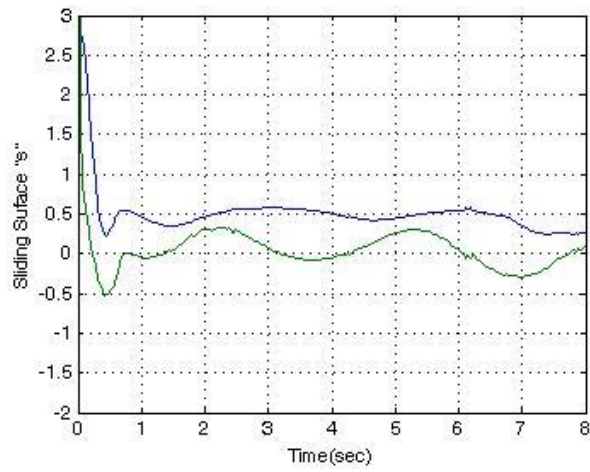
شکل ۳-۵- خطاهای ردگیری



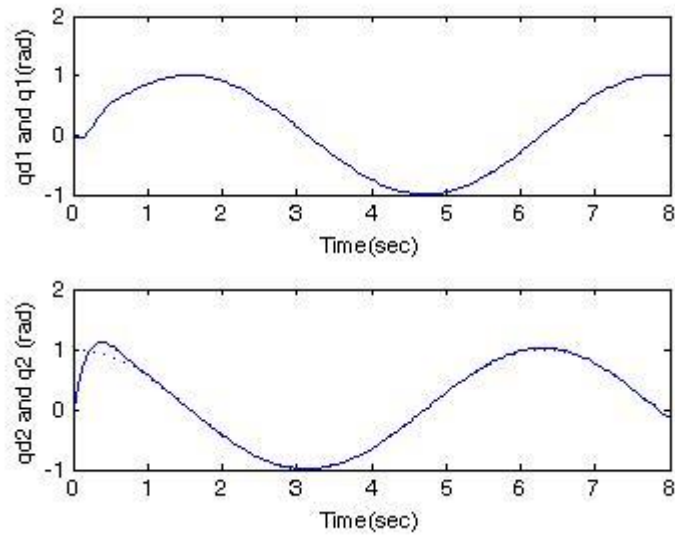
شکل ۴-۵- بردار گشتاور ورودی



شکل ۵-۵- بردار گشتاور شبکه عصبی



شکل ۵-۶- سطح لغزش "s"



شکل ۵-۷- بردار مسیر مطلوب (نقطه چین) و زاویه مفصل (خط)

همانطور که در شکل ۷-۵ دیده می شود، موقعیت زاویه خروجی مفاصل، با سرعت و دقت خوبی ورودی مرجع را ردگیری می نمایند.

در این بخش نیز مانند بخشهای قبل، برای شبیه سازی از نرم افزار SIMULINK استفاده شده که بلوکهای مربوط به آن در بخش ضمیمه ((ج)) آورده شده است.

فصل ششم

بحث، نتایج و پیشنهادات

در این پایان نامه، کنترل مود لغزشی به دلیل مزایایی که برای آن ذکر شد، مبنای تحقیق قرار گرفت. در این تحقیق سعی بر این بود تا نه تنها مزایای این روش کنترل مورد استفاده قرار گیرد، بلکه معایب ذکر شده برای آن نیز تا حد زیادی مرتفع گردد. در این راستا، رهیافتهای منطق فازی و شبکه های عصبی در ترکیب با SMC برای کنترل بازوی ربات مورد تحقیق واقع شد و سه کنترل کننده را در این پایان نامه طراحی نمودیم.

در اولین کنترل کننده، عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش در سیستم، در نظر گرفته شد. برای بخش SMC یک سطح لغزش به فرم PID تعریف شد که خطای مندگار را بهبود می بخشد، سپس برای افزایش سرعت پاسخ و غلبه بهتر بر عدم قطعیتها و اغتشاش خارجی، یک حلقه خارجی PID در قانون کنترل تعریف نمودیم. در ادامه برای رفع نوسان در قانون کنترل، منطق فازی را برای تنظیم بهره SMC و بهره PID به کار بردیم. نتایج شبیه سازی کارآمدی این روش پیشنهادی را نشان داد. در این روش فاکتورهای مقیاس دهی بهره ها بصورت سعی و خطا تعیین می گردد و برای کارهای آینده می توان بدست آوردن روشی معین را برای این فاکتورها مورد تحقیق قرار داد.

در دومین کنترل کننده، دو جنبه عملی شامل محدودیت اندازه گشتاورهای اعمالی مفصل و وجود اصطکاک در مفاصل لحظ شد. همچنین برای بخشهای کوریولیس و جانب مرکز هم، عدم قطعیت در مدل سازی را منظور نمودیم. در اینجا از دو کنترل کننده SMC و فازی به طور مشارکتی استفاده شد. بدین ترتیب که هر یک کارایی دیگری را افزایش می دهد و نتایج شبیه سازی ارائه شده نیز بهبودی های حاصل شده را نشان داد. در اینجا به دلیل مشکلات در اثبات پایداری بخش فازی طراحی فقط برای ردگیری نقطه تنظیم انجام شده و مباحث مربوط به ردگیری مسیر دلخواه برای کارهای آینده قابل پیگیری است.

در سومین کنترل کننده، طراحی کنترل کننده اول را بدون استفاده از مدل سیستم انجام دادیم. بدین صورت که با استفاده از خاصیت تقریب زدن عمومی شبکه های عصبی، بخشهایی از طراحی که به مدل ارتباط داشت، تقریب زده شد. در این بخش نیز نتایج شبیه سازی بیانگر توانایی کنترل کننده پیشنهادی در کنترل سیستم بدون استفاده از مدل بود. در اینجا نیز مانند کنترل کننده اول از منطق فازی برای تنظیم بهره ها استفاده شد و برای کارهای آینده می توان استفاده از شبکه های عصبی را برای هر دو قسمت تقریبزنی و تنظیم بهره در این کنترل کننده مورد تحقیق و بررسی قرار داد.

- [1] Utkin, V. I. , *Sliding Modes and their application in Variable Structure Systems*, MIR Publishers, Moscow. 1978.
- [2] Perruquetti, W. and Barbot, J.P. *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker, Inc. New York, 2002.
- [3] Slotine, J.J.E. and Li, W., *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [4] Nandam, P. K., Sen, P. C., "Industrial Application of Sliding Mode Control," *Proceeding of IEEE*, pp. 275-280. 1995.
- [5] Hung, J. Y., Gao, W., and Hung, J. C., "Variable structure control: A survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 40, pp. 2–21. 1993.
- [6] Abdulhamitbilal, E. and Jafarov, E.M. "Performance comparison of linear and sliding mode attitude controllers for flexible spacecraft with reaction wheels," *proceeding of Int. Workshop on Variable Structure Systems*, Alghero, Italy, pp. 351-358, 2006.
- [7] Kim, K. J., Park, J. B., Choi, Y. H., "Chattering Free Sliding Mode Control," *ICASE Int. Joint Conf.*, pp. 732-735, 2006.
- [8] Wong, L. K., Leung, F. H. F., Tam, P. K. S., "A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain nonlinear systems," *Mechatronics 8*, pp. 765-775, 1998.
- [9] Terui, F., "Position and attitude control of a spacecraft by sliding mode control," *proceeding of American Control conf.* Philadelphia, Pennsylvania, pp. 217-221, 1998.
- [10] Kachroo, P., Tomizuka, M., "Chattering reduction and Error Convergence in the Sliding-Mode Control of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Auto. Cont.* vol. 41, no, 7, pp. 1063-1068, 1996.
- [11] Young, K. D., Utkin, V. I., Özgüner, U. , "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control", *IEEE Trans. Cont. Sys. Technology*, vol. 7, no.3, pp. 328-342. 1999.
- [12] Gao, W., Hung, J. C., "Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach," *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [13] McDuffie, J.H. and Shtessel, Y.B. "A De-coupled Sliding Mode Controller and Observer for Satellite Attitude Control," *Proceedings of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*, paper # AIAA 97-3755, pp. 1613-1619, 1997.
- [14] Chen, Y.P. and Lo S.C. "Sliding -Mode Controller Design for Spacecraft Attitude Tracking Maneuvers," *IEEE Trans. Aerospace and Electric Sys.*, vol. 29, no. 4, pp. 1328-1333, 1993.

- [15] Utkin, V. I. , "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. Auto. Cont.*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.
- [16] Kuo, T. C. Huang, Y. J., "A Sliding mode PID-Controller Design for Robot Mnipulator," *IEEE Conf. On Computational Intelligence in Robotics and Automation*, pp. 625-629, 2005.
- [17] Parra-Vega, V., Arimoto, S., "Nonlinear PID Control with Sliding Modes for Tracking of Robot Manipulators," *IEEE Int. Conf. Cont. Applications*, pp. 351-356, 2001.
- [18] Eker, I., "Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant," *ISA. Trans.* Vol. 45, no. 1, pp. 109-118, 2006.
- [19] Wang, L. X., *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, NJ, 1997.
- [20] Kovačić, Z. and Bogdan, S., *Fuzzy Controller Design*, Taylor & Francis, LLC, 2006.
- [21] Palm, P., Driankov, D. and H. Hellendoorn, *Model Based Fuzzy Control: Fuzzy Gain Schedulers and Sliding mode Fuzzy Controllers*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997.
- [22] Lee, C. C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I," *IEEE Trans. Sys. Man. Cyber.*, vol. 20, no. 2, pp. 404-418, 1990.
- [23] Lee, C. C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part II," *IEEE Trans. Sys. Man. Cyber.* vol. 20, no. 2, pp. 419-435, 1990.
- [24] Foulloy, L. and Galichet, S., "Fuzzy Control with Fuzzy Inputs," *IEEE Trans. Fuzzy Sys.*, vol. 11, no. 4, pp. 437-449, 2003.
- [25] Karakuzu, C., "An Experimental Comparison of Fuzzy, Neuro and Classical Control Techniques," *IEEE Conf.*, pp. 160-167, 2000.
- [26] Jantzen, J., "Design of Fuzzy Controllers," *DENMARK Tech. Report*, no 98-E 864, 1998.
- [27] Santibañez, V., Kelly, R. and Liama, M. A., "A Novel Global Asymptotic Stable Set-Point Tracking Fuzzy Controller with Bounded Torques for Robot Manipulators," *IEEE Trans. Fuzzy Sys.* vol. 13, no. 3, pp. 362-372, 2005.
- [28] Hagan, M. T., Demuth, H. B. and Beale, M., *Neural Network Design*, PWS Publishing Company, 1996.
- [29] Lewis, F. L., Jagannathan, S. and Yeşildirek, A., *Neural Network Control of Robot Manipulators and Nonlinear Systems*, Taylor & Francis, 1998.
- [30] Dash, P. K., Panda, S. K., Lee, T. H., Xu, J. X. and Routray, A., "Fuzzy and Neural Controllers for Dynamic Systems: an Overview," *IEEE Conf.* pp.810-816, 1997.

- [31] Commuri, S. and Lewis, F. L., "CMAC Neural Networks for Control of Nonlinear Dynamical Systems: Structure, Stability and Passivity," *Automatica*, vol. 33, no. 4, pp. 635-641, 1997.
- [32] Commuri, S. and Jaganathan, S., "Modular Controls Design for Robot Manipulators Using CMAC Neural Networks," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Robot. Auto.* pp. 1725-1730, 1997.
- [33] Pipe, A. G. and Jin, Y., "Stable On-Line Learning Neuro-Control of An Industrial Manipulator," *IEEE Conf. Slovenia*, pp. 1020-1024, 1999.
- [34] Acosta, L., Marichal, G. N., Moreno, L., Rodrigo J. J., Hamilton, A. and Mendez, J. A., "A Robotic System Based on Neural Network Controllers," *Artificial Intelligence in Engineering 13*, pp. 393-398, 1999.
- [35] Hagan, M. T. and Demuth, H. B., "Neural Networks for Control," *proceeding of AACC*, pp. 1642-1656, 1999.
- [36] Chowdhury, F. N., Wahi, P., Raina, R. and Kaminedi, S., "A Survey of Neural Networks Applications in Automatic Control," *IEEE Conf.* pp. 349-353, 2001.
- [37] Visioli, A. and Legnani, G., "On the Trajectory Tracking Control of Industrial Scara Robot Manipulators," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 49, no. 1, pp. 224-232, 2002.
- [38] Lin, C. M. and Mon, Y. J., "Decoupling Control by Hierarchical Fuzzy Sliding Mode Controller," *IEEE Trans. Cont. Sys. Tech.*, vol. 13, no. 4, pp. 593-598, 2005.
- [39] Ha, Q. P., Nguyen, Q. H., Rye, D. C. and Durrant-Whyte, H. F., "Fuzzy Sliding Mode Controllers with Applications," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 48, no. 1, pp. 38-46, 2001.
- [40] Wang, L. K., Leung, H. F. and Tam, K. S., "A Fuzzy Sliding Controllers for Nonlinear Systems" *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 48, no. 1, pp. 32-37, 2001.
- [41] Lo, J. C. and Kuo, Y. H., "Decoupled Fuzzy Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Fuzzy sys.*, vol. 6, no. 3, pp. 426-435, 1998.
- [42] Wang, T. and Tong, S. C., "Fuzzy Sliding Mode Control for Nonlinear Systems," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Machine Learning and Cybernetics*, pp. 839-844, 2004.
- [43] Yildiz, Y., Sabanovic, A. and Abidi, K., "A Novel Approach to Neuro-Sliding Mode Controllers for Systems with Unknown Dynamics," *IEEE Conf. ICIT*, pp. 304-308, 2003.
- [44] Yildiz, Y. and Sabanovic, A., "Neuro-Sliding Mode Controllers for MIMO Systems," *IEEE Conf*, pp. 109-112, 2004.
- [45] Yildiz, Y., Šabanovic, A. and Abidi, K., "Sliding-Mode Neuro-Controller for Uncertain Systems," *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 54, no. 3, pp. 1676-1685, 2007.
- [46] Cao, Y. J., Cheng, S. J. and Wu, Q. H., "Sliding Mode Control of Nonlinear Systems Using Neural Network," *IEE Conf.* no. 389, pp. 855-859, 1994.

- [47] Mkrttchian, V. and Lazaryan, A., "Application of Neural Network in Sliding Mode Control," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Cont. Applications*, pp. 653-657, 2000.
- [48] Spong, M. W., and Vidyasagar, M., *Robot Dynamics and Control*, Wiley, New York, 1989.
- [49] Liu, J. Z., Zhao, W. J. and Zhang, L. J., "Design of A Sliding Mode Controller Based on Fuzzy Logic," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Machine Learning and Cybernetics*, pp. 616-619, 2004.
- [50] Kung, C. C. and Liao, C. C., "Fuzzy-Sliding Mode Controller Design for Tracking Control of Nonlinear System," *Proceeding of AACC, WA7*, pp. 180-184, 1994.
- [51] Ghalia, M. B. and Alouani, A. T., "Sliding Mode Control Synthesis Using Fuzzy Logic," *Proceeding of AACC, WP19*, 1528-1532, 1996.
- [52] Lee, H., Kim, E., Kang, H. J. and Park, M., "Design of A Sliding Mode Controller with Fuzzy Sliding Surfaces," *IEE Proc. Control Theory App*, vol. 145, no. 15, pp. 411-418, 1998.
- [53] Ha, Q. P., Rye, D. C. and Durrant-Whyte, H. F., "Fuzzy Moving Sliding Mode Control with Application to Robotic Manipulators," *Automatica* 35, pp. 607-616, 1999.
- [54] Lin, Z., Zhu, Q. and Yan, Y., "Variable Structure Control Based on Fuzzy Law for Under Actuated Robot Manipulators," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Mechat. Auto.*, pp. 1908-1913, 2006.
- [55] Liang, C. and Zhong-ren, L., "A Study of Fuzzy Variable Structure Sliding Mode Control," *IEEE Conf.*, pp. 372-377, 1996.
- [56] Calcev, G., Greco, C. and Bona, B., "Fuzzy Controller Synthesis Using Sliding Mode Approach," *IEEE Conf.*, pp. 255-258, 1994.
- [57] Song, F. and Smith, S., "A Comparison of Sliding Mode Fuzzy Controller and Fuzzy Sliding Mode Controller," *IEEE Conf.*, pp. 480-484, 2000.
- [58] Kung, C. C. and Su, J. Y., "Fuzzy Sliding Mode Controller Design with Fuzzy Sliding Mode Observer," *IEEE Conf.*, pp. 560-565, 2000.
- [59] Jiwei, W., Lihong, X. and Yunshi, X., "A New Design Method of Fuzzy Sliding Mode Controller with Faster Convergence," *IEEE Int. Conf. Fuzzy Sys.*, pp. 96-99, 1999.
- [60] Sadati, N. and Talasaz, A., "A Robust Fuzzy Sliding Mode Control for Uncertain Dynamic Systems," *IEEE Int. Conf. Sys. Man. Cyber.*, pp. 2225-2230, 2004.
- [61] Mon, Y. J. and Lin, C. M., "Hierarchical Fuzzy Sliding-Mode Control," *IEEE Conf.*, pp. 656-661, 2002.
- [62] Wang, W., Yi, J, Zhao, D. and Liu, X., "Design of Cascade Fuzzy Sliding-Mode Controller," *AACC*, pp. 4649-4654, 2005.
- [63] Huang, YC. and Li, TH. S. "Fuzzy Terminal Sliding-Mode Controller for Robotic Manipulators," *Proceeding of IEEE, Int. Conf. Mechatronic*, pp. 858-863, 2005.

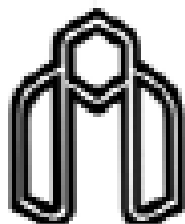
- [64] Zhang, X. and Man, Z., "A New Fuzzy Sliding Mode Control Scheme," *Proceeding of IEEE Intel. Cont. Auto.*, pp. 1692-1696, 2000.
- [65] Chacón, C., Ruiz-del-Solar, J. and Sáez, D., "Fuzzy Sliding Mode Control Based on Takagi & Sugeno Model Design and its application to a Simulated Robot Hand," *IEEE Conf*, pp. 1-8, 2006.
- [66] Liu, X. J., Guan, P. and Liu, J. Z., "Fuzzy Sliding Mode Attitude Control of Satellite," *Proceeding of IEEE Conf. Decision and Control*, pp. 1970-1975, 2005.
- [67] Cheng, Y. H., Wang, X. S. and Yi, J. Q., "Fuzzy Variable Structure Control for Trajectory Tracking of Two-Link Flexible Manipulators," *Proceeding of IEEE Int. Conf. Machine Learning and Cybernetics*, pp. 711-714, 2003.
- [68] Chen, J. S., Liu, C. S. and Wang, Y. W., "Control of Robot Manipulator Using A Fuzzy Model Based Sliding Mode Control Scheme," *Proceeding of IEEE Conf. Decision and Control*, pp. 3506-3511, 1994.
- [69] Erbatur, K. and Kawamura, A., "Chattering Elimination Via Boundary Layer Tuning," *IEEE Conf*, pp. 2131-2136, 2002.
- [70] Javaheri, H. and Vossoughi, G. R., "Sliding Mode Control with Online Fuzzy Tuning: Application to a Robot Manipulator," *IEEE Int. Conf. Mechat. Auto.*, pp. 1357-1362, 2005.
- [71] Kaynak, O., Erbatur, K. and Ertugrul, M., "The Fusion of Computationally Intelligent Methodologies and Sliding-Mode Control: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 48, no. 1, pp. 4-17, 2001.
- [72] Calcev, G. "Some Remarks on the Stability of Mamdani Fuzzy Control Systems," *IEEE. Trans. Fuzzy Sys.*, vol. 6, no. 4, pp. 436-442, 1998.
- [73] Fang, Y. and Chow, T. W. S., "Chattering Free Sliding Mode Control Based on Recurrent Neural Network," *IEEE Conf*, pp. 1726-1731, 1998.
- [74] Morioka, H., Wada, K., Šabanovic, A. and Jezernik, K., "Neural Network Based Chattering Free Sliding Mode Control," *SICE*, 117 D-4, pp. 1303-1308, 1995.
- [75] Ertugrul, M. and Kaynak, O., "Neuro-Sliding Mode Control of Robotic Manipulators," *IEEE Conf*, pp. 951-956, 1997.
- [76] Ertugrul, M. and Kaynak, O., "Neuro Sliding Mode Control of Robotic Manipulators," *Mechatronics* 10, pp. 239-263, 2000.
- [77] Efe, M. O., Kaynak, O. and Wilamowski, B. M., "Stable Training of Computationally Intelligent Systems by Using Variable Structure Systems Technique," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 47, no. 2, pp. 487-496, 2000.
- [78] Yang, J. and Jia, Y., "Neural Network-Based Sliding Mode Control for A Class of Uncertain Systems with Measurement Noise," *Proceeding of IEEE TENCON`02*, pp. 1479-1482, 2002.

- [79] Wai, R. J., "Tracking Control Based on Neural Network Strategy for Robot Manipulator," *Neurocomputing* 51, pp. 425-445, 2003.
- [80] Tang, Y., Sun, F. and Sun, Z., "Neural Network Control of Flexible-Link Manipulators Using Sliding Mode," *Neurocomputing* 70, pp. 288-295, 2006.
- [81] Purwar, S., Kar, I. N. and Jha, A. N., "Neuro Sliding Mode Control of Robotic Manipulators," *Proceeding of IEEE Conf. Rob. Auto. Mechat.*, pp. 595-600, 2004.
- [82] Peng, J. Wang, Y. Sun, W. and Liu, Y., "A Neural Network Sliding Mode Controller with Application to Robotic Manipulator," *Proceeding of IEEE Intell. Cont. Auto.* pp. 2101-2105, 2006.
- [83] Chen, W., Yong, G., Lu, Z. and Yuan, X. M., "Position Control of a Intelligent Module Based on Neural Network Sliding Mode Control," *IEEE Conf*, pp. 990-994, 2006.
- [84] Hu, H. and Woo, P. Y., "Fuzzy Supervisory Sliding-Mode Neural-Network Control for Robotic Manipulators," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 53, no. 3, pp. 929-940, 2006.
- [85] Guanbin, W., "VSC Based on CMAC Neural Network for A Class of MIMO Nonlinear System," *Proceeding of 26th CCC*, pp. 6-9, 2007.
- [86] Neid, A., Seleme, S. I., Parma, G. G. and Menezes, B. R., "On-line Neural Training Algorithm with Sliding Mode Control and Adaptive Learning Rate," *Neurocomputing* 70, pp. 2687-2697, 2007.

Abstract

In this thesis, sliding mode control method is studied for controlling robot manipulator because of its robustness against model uncertainties and external disturbances, and also its ability in controlling nonlinear and MIMO systems. In this method, using high control gain to overcome uncertainties lead to occur chattering phenomena in control law which can excite unmodeled dynamics and maybe harm the plant. Additionally, in use of this control methodology, we must have good knowledge about the model of the system which is generally difficult affair. Different approaches, such as intelligent methods, are used to abate these drawbacks. In order to enhancement the sliding mode controller performance, we have used fuzzy logic and neural networks. For this purpose, we have proposed and designed three controllers, here. In the first one, we have used a PID outer loop in the control law then the gains of the sliding term and PID term are tuned on-line by a fuzzy system, so the chattering is avoided here. In the second, two practical issues such as boundedness of control torque magnitude and existence of joint frictions are considered and we apply two stable sliding mode and fuzzy controllers, cooperatively such that, each one alleviates other one drawbacks and improves control performance. In the third, we approximate the terms which associate to model in sliding mode controller design by using of a neural network and like the first case, the fuzzy gain tuning is applied,

here. In all of three above cases, presented simulation results confirm the above claims and demonstrate the performance improvement in each case.



Shahrood University of Technology

Department of Electrical and Robotic Engineering

Sliding Mode Controller Design by using of fuzzy logic and neural network approaches for robot manipulator

A Thesis

Submitted in partial fulfillment of the requirements

for the degree of Master of Science

By

Ehsan Shafiei

Supervisor

Dr. Mohammad Ali Sadrnia

ضمیمه الف

منطق فازی و کنترل فازی

الف-۱- منطق فازی

در این بخش به اختصار، برخی از تعاریف رایج در منطق فازی را بیان می کنیم [۱۹].

تعریف الف-۱: یک مجموعه فازی A در فضای جهانی^{۷۱} U بوسیله یک تابع $\mu_A(x)$ که مقادیری در بازه $[0,1]$ اختیار می کند، مشخص می شود، و آن را می توان با یک مجموعه از زوجهای مرتب x و مقدار تعلق آن بصورت زیر نمایش داد.

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in U\} \quad (\text{الف-۱})$$

هنگامی که U پیوسته باشد، بدین صورت مشخص می کنند:

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{الف-۲})$$

که در آن، \int نشان دهنده اجتماع تمام نقاط x و مقدار تابع تعلق^{۷۲} متناظر با آن است. برای حالت گسسته داریم:

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{الف-۳})$$

که \sum نیز مانند حالت قبل نشان دهنده عمل اجتماع است.

تعریف الف-۲: تکیه گاه^{۷۳} مجموعه فازی A در فضای جهانی U ، یک مجموعه غیر فازی است که شامل تمامی عضوهای غیر صفر U می شود. به مجموعه فازی که تکیه گاهش یک نقطه تنها در U با $\mu_A = 1$ باشد، منفرد فازی^{۷۴} گویند.

تعریف الف-۳: اجتماع A و B یک مجموعه فازی در U است که با تابع تعلق زیر نشان داده می شود:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{الف-۴})$$

تعریف الف-۴: اشتراک A و B یک مجموعه فازی در U است که با تابع تعلق زیر نشان داده می شود:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{الف-۵})$$

الف-۲- کنترل فازی

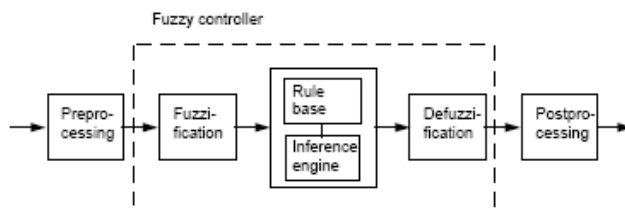
⁷¹ Universe of discourse

⁷² Membership function

⁷³ Support

⁷⁴ Fuzzy singleton

کنترل فازی استفاده از متغیرهای زبانی^{۷۵} و دانش افراد خبره برای هدف کنترل می باشد. در شکل الف-۲-۱ نمودار بلوکی یک کنترل کننده فازی نوعی نشان داده شده است [۲۶].



شکل الف-۲-۱- بلوکهای یک کنترل کننده فازی

در ادامه به اختصار، هر یک از بلوکهای شکل فوق را شرح می دهیم.

الف-۲-۱- بلوک پیش پردازش^{۷۶}

معمولاً پیش پردازش اطلاعات قبل از ورود آنها به کنترل کننده فازی و یکی از صورتهای زیر انجام می شود.

- کوانتیزه کردن توسط نمونه برداری یا گرد کردن داده به یک عدد صحیح
- نرمالیزه کردن و یا مقیاس دهی به یک بازه معین
- فیلتر کردن به منظور حذف نویز
- میانگین گیری
- ترکیب کردن چند داده اندازه گیری شده
- مشتق گیری و انتگرالگیری و یا معادل گسسته آنها

⁷⁵ Linguistic variables

⁷⁶ Preprocessing

الف-۲-۲- فازی نمودن^{۷۷}

اولین بلوک درون یک کنترل کننده، فازی ساز است که به عنوان نگاشتی از یک نقطه غیر فازی به یک مجموعه فازی تعریف می شود. چند فازی ساز متداول عبارتند از فازی ساز منفرد، فازی ساز گوسین و فازی ساز مثلثی.

الف-۲-۳- پایگاه قواعد^{۷۸}

به مجموعه ای از قواعد اگر- آنگاه فازی، پایگاه قواعد فازی گویند که قلب یک سیستم فازی را تشکیل می دهد. مانند:

$$\text{IF } x_1 \text{ is } A_1^{I_1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^{I_2} \text{ THEN } y \text{ is } B^{I_{I_2}}$$

که در آن $x = [x_1 \ x_2]^T \in U = U_1 \times U_2 \subset \mathfrak{R}^2$ و $y \in V \subset \mathfrak{R}$ به ازای هر مجموعه فازی ورودی $A_j^{I_j}$ در $x_j \in U_j$ و مجموعه فازی خروجی $B^{I_{I_2}}$ در $y \in V$ ، به ترتیب یک تابع عضویت ورودی $\mu_{A_j^{I_j}}(x_j)$ و تابع عضویت خروجی $\mu_{B^{I_{I_2}}}(y)$ وجود خواهد داشت.

الف-۲-۴- موتور استنتاج فازی^{۷۹}

در یک موتور استنتاج فازی، اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد اگر- آنگاه در پایگاه قواعد فازی به نگاشتی از مجموعه فازی A در U به مجموعه فازی B در V استفاده می شوند. دو نوع استنتاج وجود دارد؛ استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد و استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه [۱۹].

الف-۲-۴- غیر فازی نمودن^{۸۰}

⁷⁷ Fuzzification
⁷⁸ Rule base
⁷⁹ Inference engine
⁸⁰ Defuzzification

غیر فازی ساز به عنوان یک نگاشت از مجموعه فازی B' در $V \subset R$ (که خروجی موتور استنتاج فازی است) به یک نقطه قطعی $V \in y^*$ تعریف می گردد. سه معیار برای انتخاب غیر فازی ساز می توان در نظر گرفت [۱۹]:

۱. توجیه پذیری: نقطه y^* از نظر شهودی باید نشان دهنده مجموعه فازی B' باشد.
۲. سادگی محاسبات: این معیار بویژه در کنترل بلادرنگ بسیار مهم است.
۳. پیوستگی: یک تغییر کوچک در B' نباید به تغییر بزرگی در y^* منجر شود.

الف-۲-۵- پس پردازش^{۸۲}

عمل پس پردازش شامل مقیاس دهی خروجی غیر فازی ساز به یک بازه معین می باشد. بلوک پس پردازش اغلب شامل یک بهره خروجی است که می تواند قابل تنظیم باشد و در بعضی موارد شامل یک انتگرالگیر است.

ضمیمه ب

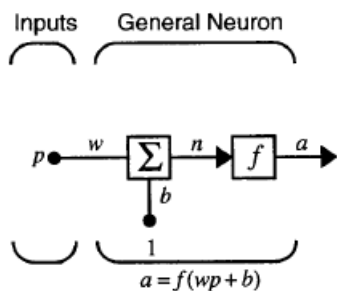
شبکه های عصبی

ب-۱- مدل نرون

در این بخش به اختصار، مدل نرون را معرفی می نماییم. شکل ب-۱ یک نرون تک ورودی را نشان می دهد که کوچکترین عضو سازنده یک شبکه عصبی است [۲۸].

⁸¹ Crisp

⁸² Postprocessing



شکل ب-۱- نرون تک ورودی

ورودی p در وزن w ضرب شده و وارد جمع کننده می شود. همچنین ورودی 1 نیز در بایاس b ضرب شده و به جمع کننده می رود. خروجی جمع کننده، یعنی n را معمولاً ورودی شبکه^{۸۳} می نامند که به تابع تحریک f می رود. خروجی تابع تحریک (a) همان خروجی نرون است که بصورت زیر محاسبه می گردد.

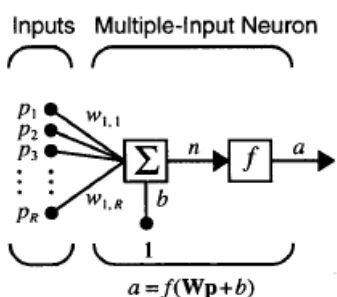
$$a = f(wp + b) \quad \text{(ب-۱)}$$

برخی توابع تحریک متداول عبارتند از hardlim ، logsig ، RBF ، tanh و line .

معمولاً در شبکه های عصبی، نرونها دارای چند ورودی می باشند که در شکل ب-۲ نشان داده شده است. در این حالت محاسبه خروجی نرون بصورت زیر می باشد:

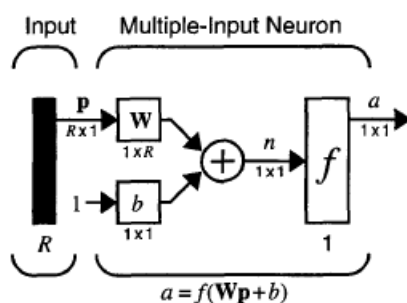
$$a = f(\mathbf{Wp} + b) \quad \text{(ب-۲)}$$

که در آن، $\mathbf{W} = [w_{1,1} \ \dots \ w_{1,R}]$ و $\mathbf{p} = [p_1 \ \dots \ p_R]^T$



شکل ب-۲- نرون چند ورودی

برای جلوگیری از پیچیدگی شکل نرون، می توان نرونهای چند ورودی را به شکل مختصر شده زیر نمایش داد.



شکل ب-۳- شکل اختصاری نرون با R ورودی

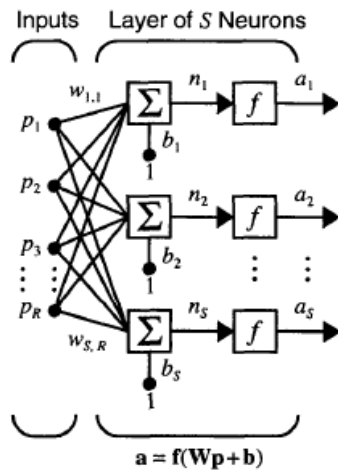
ب-۲- ساختار های شبکه

شبکه های عصبی دارای دو خاصیت مهم طبقه بندی^{۸۴} و تقریب عمومی^{۸۵} می باشند که در سیستمهای کنترل عموماً از خاصیت دوم استفاده می شود. در شکل ب-۴ ساختار یک شبکه عصبی یک لایه با R ورودی و تعداد S نرون نمایش داده شده است. که در آن ماتریس وزنهای ورودی با معادله زیر داده می شود:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \cdots & w_{1,R} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \cdots & w_{2,R} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_{S,1} & w_{S,2} & \cdots & w_{S,R} \end{bmatrix} \quad (\text{ب-۴})$$

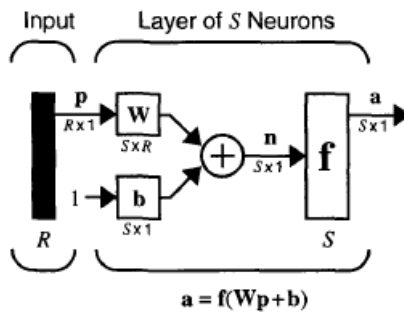
⁸⁴ Classification

⁸⁵ Universal approximation



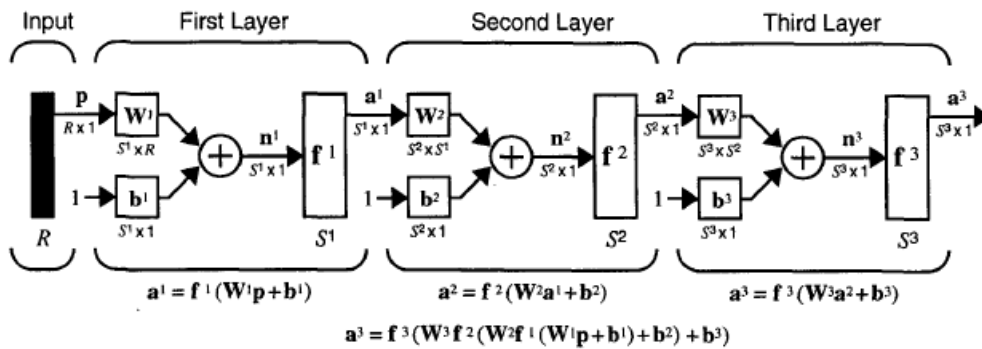
شکل ب-۴- شبکه یک لایه با S نرون

مجدداً می توان این شبکه را نیز بصورت اختصار در شکل ب-۵ نمایش داد.



شکل ب-۵- فرم اختصاری شبکه شکل ب-۴

در عمل، اکثر شبکه های عصبی برای انجام کارهای طبقه بندی و یا تقریب زدن بصورت شبکه های چند لایه به کار می روند. هر چه تعداد لایه ها و تعداد نرونها در هر لایه بیشتر باشد، توانایی شبکه در انجام امر مشخص شده بیشتر می شود، اما این خود موجب پیچیدگی شبکه و طولانی شدن محاسبات مربوط به آن شده که در کاربردهای عملی یک چالش جدی به حساب می آید. شکل ب-۵ یک شبکه عصبی سه لایه را نشان می دهد که هر لایه شامل چند نرون می باشد.



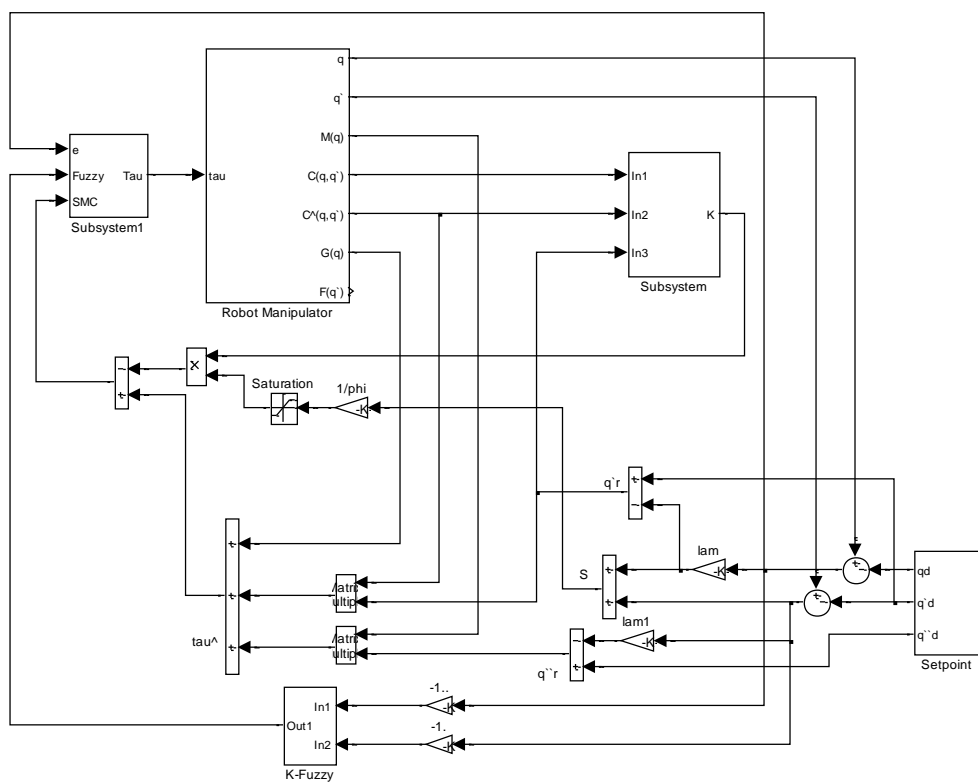
شکل ب-۵- شبکه عصبی سه لایه

محاسبات مربوط به خروجی شبکه در شکل فوق آمده است. چند نکته در مورد شبکه فوق حائز اهمیت است. اول اینکه تعداد نرونها در هر لایه می تواند متفاوت از لایه دیگر باشد. همچنین، توابع تحریک نیز می تواند در هر لایه متفاوت از لایه دیگر انتخاب شده، علاوه بر آن، در برخی موارد می توان برای یک لایه، چند تابع تحریک در نظر گرفت. لایه های داخلی مانند لایه های یک و دو در شکل فوق را لایه های پنهان و لایه آخر را لایه خروجی می نامند.

ضمیمه ج

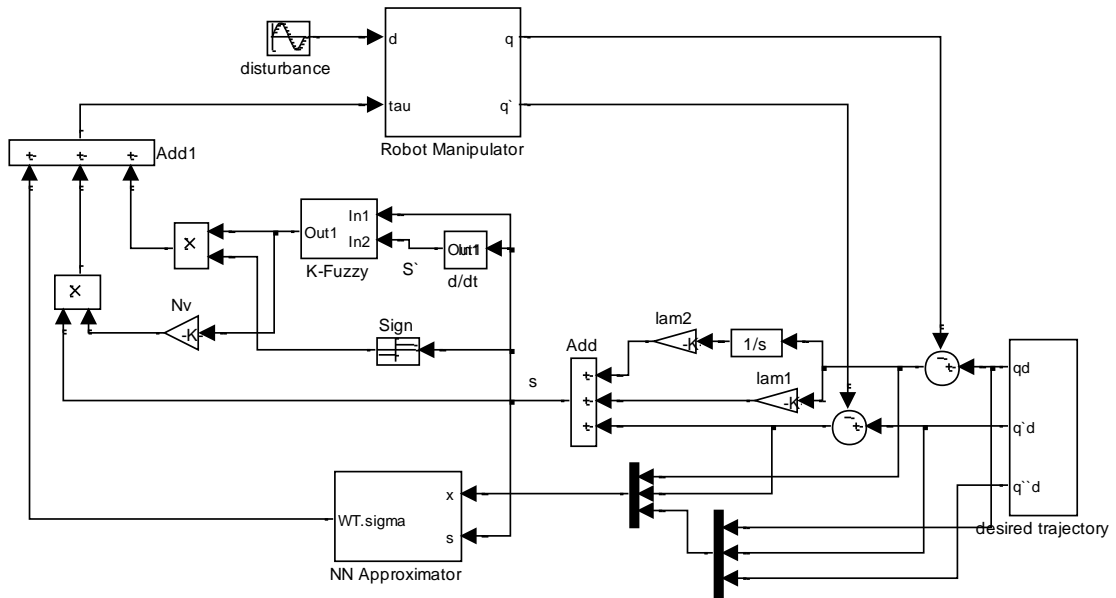
بلوکهای طراحی شده در SIMULINK

ج-۱- مدل بازوی ربات

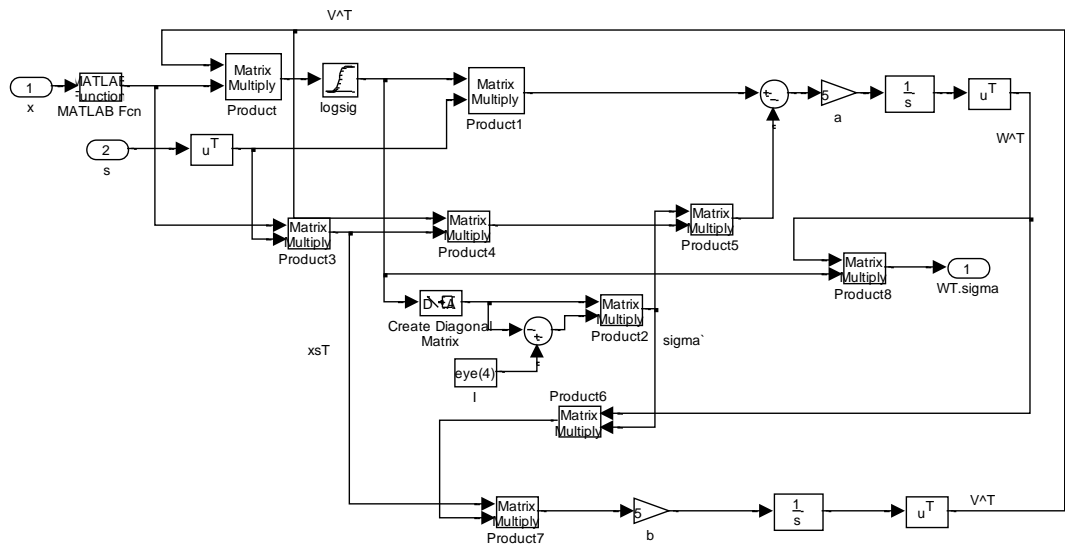


شکل ج-۳- بلوکهای طراحی بخش ۴-۴

ج-۴- کنترل کننده مود لغزشی - PID با استفاده از شبکه عصبی و تنظیم بهره فازی



شکل ج-۴- بلوکهای طراحی بخش ۵-۲



شکل ج-۵- بلوکهای مربوط به NN Approximation