

کنترل فازی سلسله مراتبی نظارتی آونگ برگشته دوتائی

هادی حسینی
کارشناسی ارشد

علی اکبر جلالی
استادیار

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

چکیده

در این مقاله با استفاده از روش کنترل سلسله مراتبی، یک طریقه جدید برای متعادل کردن آونگ برگشته دوتائی ارائه می شود. در این روش ابتدا سیستم اصلی را به سه زیر-سیستم تقسیم نموده و برای هر زیر-سیستم بطور مستقل از زیر-سیستمهای دیگر کنترل کننده ای فازی طراحی می کنیم. سپس در سطح بالاتر با در نظر گرفتن اثرات متقابل زیر-سیستمها کنترل نظارتی انجام می دهیم (این کار با تولید یک سری توابع وزنی متناسب با زیر-سیستمها، انجام می شود). نتایج شبیه سازی نشان می دهد که کنترل کننده های فازی سیستم را برای محدوده وسیعی از شرایط اولیه و در مدت زمانی حدود ۲۰ الی ۲۴ ثانیه بصورت کامل پایدار می کنند.

کلمات کلیدی

آونگ برگشته دوتائی، کنترل فازی، کنترل سلسله مراتبی

Supervisory Hierarchical Fuzzy Control of Double Inverted Pendulum

H. Hosseini
Master of Science (Msc.)

A. A. Jalali
Assistant Professor

Electrical Engineering Department,
Iran University of Science and Technology

Abstract

In this paper, using hierarchical control system, we have introduced a new method for control of double inverted pendulum. In this method, first we separate the system into three sub-system and for each sub-systems we design a local controller which is independent from the others. Then, in the higher level considering the interaction between the sub-systems we design a supervisory control. (this is done by producing a number of weight function corresponding to our sub-systems). The results show that fuzzy controllers stabilize the system in a wide range of initial condition in about 20 to 24 seconds.

Keywords

double inverted pendulum, fuzzy control, hierarchical control.

آونگهای برگشته واحد و دوتائی بعنوان سیستمهایی چند قسمته، غیرخطی و ناپایدار، اغلب برای بررسی و مقایسه روشهای جدید و مختلف کنترلی مورد استفاده قرار می گیرند. هدف نهائی کنترل نگهداری آونگها بصورت عمودی و قرار دادن ارابه در محل تعیین شده می باشد.

کنترل آونگ برگشته واحد توسط محققان بسیاری مورد مطالعه قرار گرفته است ([۱] - [۳]) که تعداد زیادی از آنها نیز از تئوری خطی سازی استفاده کرده اند. اما در مورد مسئله آونگ برگشته دوتائی بدلیل پیچیدگی بیشتر تحقیقات و مطالعات کمتری صورت گرفته است. Takahama and Ogura, Odaka, Muchammad, [۴] در ابتدا نیروی مورد نیاز برای کنترل هر آونگ را محاسبه نموده و سپس از روی دو نیروی اولیه، نیروی کلی برای کنترل دو آونگ را استنتاج کردند. Terano, Tanaka and Mauzi, Murayama [۵] کنترل کننده ای فازی فقط برای متعادل کردن دو آونگ طراحی کردند.

برای کنترل آونگ برگشته دوتائی به شش ورودی احتیاج می باشد. در سیستمی با ساختمانی چنین پیچیده، کاربرد مستقیم کنترل فازی اغلب با محاسبات ریاضی زیاد و سختی طراحی قوانین فازی همراه می باشد. در حقیقت برای طراحی یک سیستم فازی با دقت لازم، تعداد قواعد متناظر با تعداد متغیرهای ورودی سیستم فازی بصورت نمائی افزایش می یابد. در حالت خاص اگر تعداد متغیرهای ورودی n باشد و m مجموعه فازی برای هر متغیر تعریف شده باشد، آنگاه تعداد قواعد در سیستم فازی m^n خواهد بود که برای n های بزرگ m^n عددی بسیار بزرگ خواهد شد. از طرف دیگر پیاده سازی یک سیستم فازی با صدها قاعده، غیر عملی می باشد. یک مسئله جدی در رابطه با کاربردهای سیستم فازی برخورد با این انفجار قوانین می باشد. اساساً این موضوع یک پدیده عمومی است که پیچیدگی یک مسئله بصورت نمائی با تعداد متغیرهای درگیر افزایش می یابد و این وضعیت تنها مربوط به سیستمهای فازی نخواهد بود. برای حل این مشکل می توان از روشهایی مانند نظریه کنترل سلسله مراتبی استفاده کرد. ([۶] و [۷]). در این روش سیستم نوعی را به چند زیر-سیستم تقسیم و آنها را توسط کنترل کننده های محلی بصورت موازی کنترل می کنیم. آنگاه بوسیله کنترل کننده فازی دیگری (کنترل کننده سطح بالا) عمل نظارت روی کنترل کننده های محلی انجام می شود.

در این مقاله با استفاده از روش فوق به کنترل آونگ برگشته ای دوتائی که بر روی یک ریل منحرف شده قرار گرفته است، می پردازیم. نتایج شبیه سازی قدرت این روش در زمینه کنترل سیستمهای چند قسمته و پیچیده در مدت زمان کم را نشان می دهد.

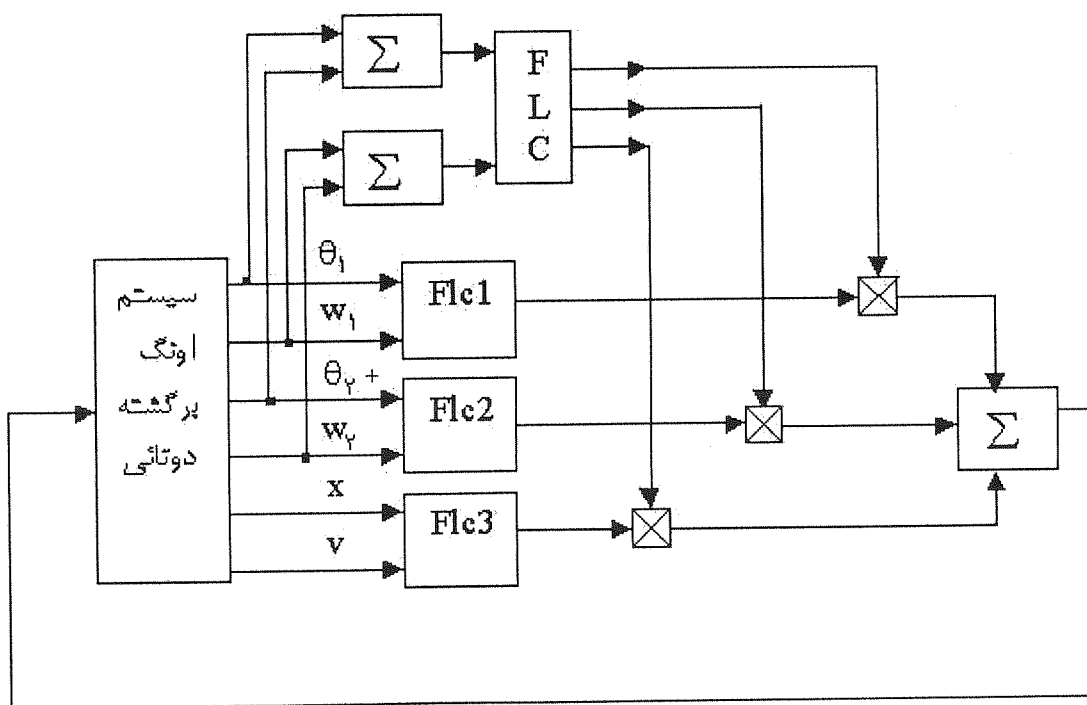
۲- توضیحاتی در مورد کنترل سلسله مراتبی نظارتی

همانطور که در مقدمه ذکر شد در روش کنترل سلسله مراتبی سیستم پیچیده نوعی را به چند زیر-سیستم تقسیم می کنیم. این زیر-سیستمها معمولاً روی هم تأثیر متقابل می گذارند. در روش مطرح شده در اینجا ابتدا برای هر زیر-سیستم بدون توجه به تأثیر زیر-سیستمهای دیگر کنترل کننده های محلی (سطح پائین) طراحی کرده، سپس در سطح بالاتر با در نظر گرفتن اثرات متقابل زیر-سیستمها کنترل نظارتی انجام می دهیم.

در مورد سیستم آونگ برگشته دوتائی، ما سیستم داده شده را به سه زیر-سیستم تقسیم می کنیم. زیر-سیستم اول شامل متغیرهای زاویه و سرعت زاویه ای آونگ پائینی (θ_1 و w_1)، زیر-سیستم دوم شامل متغیرهای زاویه و سرعت زاویه ای آونگ بالائی (θ_2 و w_2) و زیر-سیستم سوم شامل متغیرهای مکان و سرعت ارابه (x و v) می باشند. نحوه استفاده از کنترل سلسله مراتبی در مورد سیستم آونگ برگشته دوتائی در شکل ۱ نشان داده شده است.

در این شکل ورودی کنترل کننده فازی $F1c1$ ، θ_1 و w_1 و خروجی محلی آن u_1 ، همچنین ورودی کنترل کننده فازی $F1c2$ ، متغیرهای θ_2 و w_2 و خروجی محلی آن u_2 می باشد. همچنین ورودیها و خروجی $F1c3$ بترتیب v ، x و u_3 می باشد. در سطح پائین، کنترل کننده برای هر زیر-سیستم بطور مجزا از زیر-سیستم دیگر طراحی می شود. قوانین فازی برای هر زیر-سیستم بر پایه پاسخ دینامیکی شان به نیروی کنترلی عمل کننده بر روی سیستم، پیاده سازی می شود. در سطح بالاتر، برای نظارت بر کنترل کننده اطلاعاتی از دو زیر-سیستم اول گرفته می شود. برای کنترل کردن کل سیستم، کنترل کننده سطح بالا، متغیرهای ($\theta_1 - \theta_2$) و ($w_1 - w_2$) را بعنوان ورودی گرفته و توابع وزنی w_{11} ، w_{12} و w_{13} را

بعنوان خروجی تولید می کند. نتایج شبیه سازیها نشان می دهد که وقتی $(\theta_1 - \theta_2)$ و $(w_1 - w_2)$ بزرگ باشند، سیستم کنترل ناپذیر می شود.

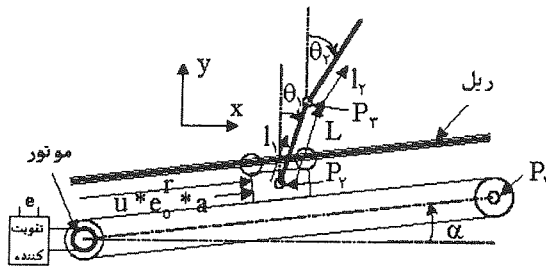


شکل (۱) نمائی از کنترل سلسله مراتبی آونگ برگشته دوتائی.

از نتیجه فوق در طراحی قوانین فازی استفاده می شود. از اینرو کنترل کننده سطح بالا با توجه به اختلاف زوایای انحراف و سرعتهای زاویه ای دو آونگ، بر کار کنترل کننده های سطح پائین نظارت می کند. این کنترل کننده توابع وزنی w_{t1} و w_{t2} را تولید کرده که بترتیب در خروجی کنترل کننده های محلی یعنی u_1 و u_2 ضرب می شوند. سپس این سه حاصلضرب با هم جمع شده و قانون کنترل اصلی u را تشکیل می دهند.

۳- مدل دینامیکی آونگ برگشته دوتائی

شکل ۲ نمائی از آونگ برگشته دوتائی را نمایش می دهد. آونگ برگشته دوتائی شامل اجزاء زیر است:
 ۱- دو بازو که معمولاً از آلومینیوم ساخته می شود که بازوی پائینی به ارباب لولا شده و بازوی بالائی توسط یک پین به آونگ پائینی متصل می گردد.



شکل (۲) آونگ برگشته دوتائی.

۲- ارابه‌ای که آونگها روی آن سوار شده‌اند و بطور آزادانه روی یک ریل مایل به سمت جلو و عقب حرکت می‌کند.

۳- یک موتور D.C برای حرکت دادن ارابه.

۴- سه پتانسیومتر برای اندازه‌گیری تغییرات موقعیت ارابه و زاویه انحراف آونگها.

فهرست پارامترها و متغیرهای سیستم به صورت زیر می‌باشد:

r : موقعیت ارابه (m)

θ_1 : زاویه انحراف آونگ پائینی از محور عمودی (جهت مثبت در جهت حرکت عقربه‌های ساعت است) (rad)

θ_2 : زاویه انحراف آونگ بالائی از محور عمودی (جهت مثبت در جهت حرکت عقربه‌های ساعت است) (rad)

M : جرم ارابه (kg) (۰/۵۷۴)

m_1 : جرم آونگ پائینی (kg) (۰/۱۰۳)

m_2 : جرم آونگ بالائی (kg) (۰/۰۷)

l_1 : طول بین مرکز لولای پائینی تا مرکز جرم آونگ پائینی (m) (۰/۲۲۵)

l_2 : طول بین مرکز لولای بالائی تا مرکز جرم آونگ بالائی (m) (۰/۷۷)

L : طول آونگ پائینی (m) (۰/۳۷۹)

J_1 : لختی دورانی آونگ پائین (kgm²) (۲/۳۹e-۳)

J_2 : لختی دورانی آونگ بالا (kgm²) (۱/۵۳e-۳)

C_1 : ضریب اصطکاک چرخشی در لولای پائین (kgm²/s) (۱/۹۲e-۲)

C_2 : ضریب اصطکاک چرخشی در لولای بالا (kgm²/s) (۸/۹۳e-۴)

F : ضریب اصطکاک ارابه (kg/s) (۲/۸۱)

g : شتاب گرانشی (m/s²) (۹/۸۱)

a : بهره ثابت موتور (D.C) (۴۶/۷)

e : ولتاژ ورودی به تقویت کننده قدرت (V) ($e_0 = 0/3$)

u : نیروی عمل کننده بر روی ارابه (N)

α : زاویه انحراف ریل (rad) (۰/۰۷۸۵)

اعداد داخل پرانتز مقادیر گرفته شده از یک مدل واقعی (۱۸) می‌باشند.

حال با به کار بردن معادله لاگرانژ، مدل دینامیکی سیستم را بصورت زیر بدست می‌آوریم:

$$k_1 \begin{bmatrix} \ddot{r} \\ \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} + k_3 + k_4 \sin \alpha = k_5 u \quad (3)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} = +k_1^{-1}(-k_2 \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} - k_3 - k_4 \sin \alpha + k_5 u) \quad (4)$$

که ماتریس‌ها و بردارهای k_5 و k_4 ، k_3 ، k_2 ، k_1 در قسمت ضمیمه تعریف شده‌اند.

۴- طراحی کننده فازی برای آونگ برگشته دوتائی

در این قسمت ابتدا به طراحی کنترل کننده سطح پائین می‌پردازیم. لازم به ذکر است که برای پیاده‌سازی قوانین فازی از فازی ساز منفرد (Singleton Fuzzifier)، استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع، استلزام حاصلضرب ممدانی، ضرب جبری برای t -نرم‌ها، \max برای s -نرم‌ها و غیرفازی ساز میانگین مراکز (Center Average Defuzzifier) استفاده شده است.

کنترل کننده های فازی محلی

برای زیر - سیستم اول که شامل دینامیک آونگ پائینی است، کنترل کننده فازی Flc1 را بصورت زیر تشکیل می‌دهیم:

: Flc1

ورودیهای این کنترل کننده θ_1 و w_1 می‌باشند. برای θ_1 سه مجموعه فازی N , Z , P در بازه $[-1, 1]$ و برای w_1 نیز سه مجموعه فازی N , Z , P در بازه $[-2, 2]$ و با توابع تعلق مثلثی تعریف می‌کنیم. (منظور از N , Z , P بترتیب منفی، صفر، مثبت می‌باشد)

خروجی این کنترل کننده u_1 بوده که برای آن ۵ مجموعه فازی NB , PM , ZR , NM , PB ، در بازه $[-9, 9]$ و با توابع تعلق مثلثی تعریف می‌کنیم. (NB , PM , ZR , NM , PB بترتیب بیانگر منفی خیلی بزرگ، منفی بزرگ، صفر، مثبت بزرگ و مثبت خیلی بزرگ می‌باشند).

در اینجا برای طراحی قوانین فازی از مشاهدات تجربی استفاده می‌شود بعنوان مثال، می‌دانیم وقتی که θ_1 و w_1 هر دو مثبت باشند یک نیروی مثبت و بزرگ نیاز است تا آونگ پائینی را به نقطه تعادل برگرداند. بهمین ترتیب، خروجی u_1 بر حسب ترکیبات مختلف θ_1 و w_1 می‌تواند تعیین شود. جدول ۱ قوانین فازی مربوط به Flc1 را نشان می‌دهد. توجه کنید که این قوانین بدون توجه به زیر- سیستم های دوم و سوم بدست آمده‌اند.

جدول (۱)

θ_1	N	Z	P
w_1			
N	NB	NB	NM
Z	NM	Z	PM
P	PM	PB	PB

برای زیر - سیستم دوم که شامل دینامیک مربوط به آونگ بالائی است، Flc2 را بصورت زیر داریم:

: Flc2

ورودیهای این کنترل کننده θ_2 و w_2 هستند. برای θ_2 سه مجموعه فازی N, Z, P در بازه $[-1, 1]$ و برای w_2 نیز سه مجموعه فازی N, Z, P در بازه $[-4/5, 4/5]$ و با توابع تعلق مثلثی تعریف می‌کنیم. خروجی این کنترل کننده u_p می‌باشد که برای آن ۵ مجموعه فازی NB, NM, ZR, PM, PB در بازه $[-8, 8]$ و با توابع تعلق مثلثی در نظر می‌گیریم.

جدول (۲)

θ_2	N	Z	P
w_2			
N	PB	PB	PM
Z	PM	Z	NM
P	NM	NB	NB

برای طراحی قوانین فازی ابتدا باید به این نکته توجه کنیم که آونگ بالائی تحت تاثیر نیروی عکس العمل آونگ پائینی قرار دارد. بعنوان مثال اگر θ_2 و w_2 هر دو مثبت باشند آنگاه باید یک نیروی منفی و خیلی بزرگ به ارايه وارد کرد تا آونگ پائینی بسمت راست حرکت کرده و در نتیجه آونگ بالائی را به نقطه تعادلش برگرداند. بهمین ترتیب خروجی u_p می‌تواند بر حسب ترکیبات مختلف θ_2 و w_2 تعیین شود. جدول ۲ قوانین فازی مربوط به FIC2 را نشان می‌دهد. توجه کنید که این قوانین بدون توجه به زیر-سیستم های اول و سوم بدست آورده شده‌اند. برای زیر-سیستم سوم نیز که شامل دینامیک ارايه است می‌توانیم FIC3 را بصورت زیر تشکیل دهیم:

FIC3

ورودیهای FIC3 x و v بوده که برای آنها سه مجموعه فازی N, Z, P با توابع تعلق مثلثی بترتیب در بازه‌های $[-4, 4]$ و $[-2, 2]$ تعریف می‌کنیم.

خروجی این کنترل کننده u_p می‌باشد که برای آن ۵ مجموعه فازی NB, NM, ZR, PM, PB در بازه $[-20, 20]$ و با توابع تعلق مثلثی در نظر می‌گیریم.

قوانین فازی مربوط به FIC3 در جدول ۳ آمده است. بعنوان مثال می‌دانیم وقتی x و v هر دو مثبت باشند یک نیروی منفی خیلی بزرگ نیاز است تا ارايه را به مبدأ بازگرداند. توجه کنید که این قوانین بدون توجه به زیر-سیستم‌های دیگر بدست آمده است.

جدول (۳)

x	N	Z	P
v			
N	PB	PB	PM
Z	PM	Z	NM
P	NM	NB	NB

طراحی کنترل کننده نظارتی

این کنترل کننده شامل دو متغیر ورودی و سه متغیر خروجی است. از آنجائی که اختلاف بین زوایای انحراف و سرعت‌های زاویه‌ای دو آونگ نقش مهمی در پایدارسازی سیستم بازی می‌کنند، $(\theta_2 - \theta_1)$ و $(w_2 - w_1)$ را بعنوان ورودی در نظر می‌گیریم. خروجی‌ها نیز ضرائب وزنی w_{t1} , w_{t2} و w_{t3} می‌باشند. برای ورودی اول یعنی $(\theta_1 - \theta_2)$ سه مجموعه فازی N, Z, P و با توابع تعلق مثلثی، بترتیب در بازه‌های $[-1/5, 1/5]$ و $[-1/5, 1/5]$ و $[-0/33, 0/33]$ در نظر می‌گیریم. برای $(w_2 - w_1)$ نیز سه مجموعه فازی N, Z, P، بترتیب در بازه‌های $[-4, 4]$ و $[-4, 4]$ و $[-0/23, 0/23]$ و با توابع تعلق

مثلثی تعریف می‌کنیم.

برای خروجی‌های W_t و W_{t2} مجموعه فازی Low, Half, High و با توابع تعلق مثلثی بترتیب در بازه‌های [۰ و ۱۷] و [۰ و ۷] تعریف می‌کنیم. همچنین برای W_{t3} سه مجموعه فازی Nhigh, Nhalf, Nlow در بازه [۰ و ۶] در نظر می‌گیریم. قوانین فازی با توجه به رابطه زیر طراحی می‌شوند: اگر $(\theta_1 - \theta_2)$ و $(w_1 - w_2)$ هم علامت باشند، توابع وزنی W_{t1} و W_{t2} باید High بوده، در حالیکه اگر $(\theta_1 - \theta_2)$ و $(w_1 - w_2)$ مختلف علامه باشند، ضرائب W_{t1} و W_{t2} باید Half باشند. در حقیقت هدف رابطه فوق کم کردن اختلاف بین زوایای انحراف و سرعت‌های زاویه‌ای دو آونگ تا حد امکان است.

برای W_{t3} نیز داریم که اگر $(\theta_1 - \theta_2)$ و $(w_1 - w_2)$ کوچک باشند، آنگاه نیروی کنترلی مربوط به ارا به ضریب N high در نیروی کنترل کلی وارد می‌شود. ولی اگر هر دو ورودی بزرگ باشند میزان تأثیر خروجی در نیروی کنترل کاهش می‌یابد. قوانین فازی برای کنترل‌کننده‌های نظارتی در جداول ۴ و ۵ و ۶ نشان داده شده‌اند.

جدول (۴)

$\theta_1 - \theta_2$	N	Z	P
$w_1 - w_2$	N	Z	P
N	High	low	Half
Z	low	Half	High
P	Half	High	High

جدول (۵)

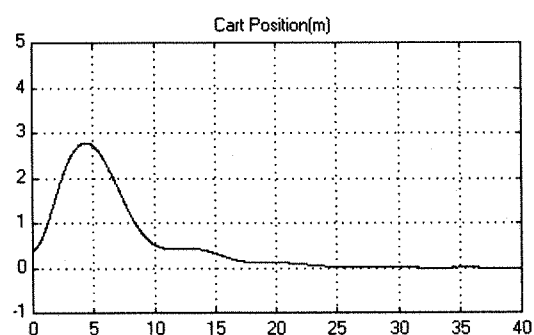
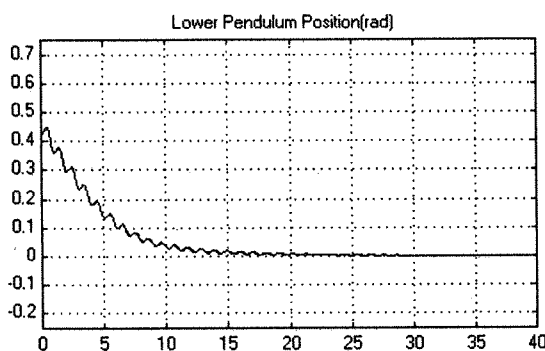
$\theta_1 - \theta_2$	N	Z	P
$w_1 - w_2$	N	Z	P
N	Nlow	Nlow	Nlow
Z	Nhalf	Nhigh	Nhalf
P	Nlow	Nlow	Nlow

در این مرحله با پیاده سازی سیستم حلقه بسته و در نظر گرفتن شرایط اولیه زیر، سیستم را شبیه‌سازی می‌کنیم. (نتایج شبیه سازی در شکل ۳ ارائه شده است).

$$x = 0/4 \quad v = 0 \quad \theta_1 = \frac{\pi}{7/5} ,$$

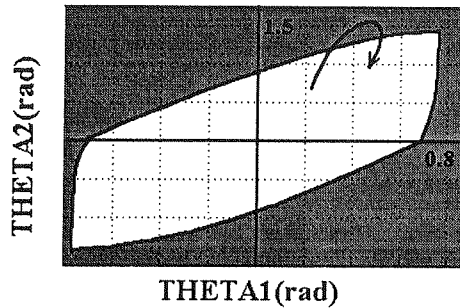
$$w_1 = 0 \quad \theta_2 = \frac{\pi}{10} \quad w_2 = 0$$

شرایط اولیه:



شکل (۳) پاسخ سیستم حلقه بسته.

با توجه به شکل‌های بالا مشاهده می‌شود که زمان نشست برای کل سیستم تقریباً معادل با ۲۲ ثانیه می‌باشد.



شکل (۴) نمودار تقریبی ناحیه پایداری.

۵- طراحی تعقیب کننده

در این قسمت هدف طراحی کنترل کننده‌ای است که آونگها را در حالت عمودی نگه داشته و در عین حال ارابه را به مکانی که ورودی تعیین می‌کند انتقال دهد. به منظور طراحی چنین سیستمی می‌توان در ساختمان کنترل کننده قبلی بجای مکان ارابه از اختلاف بین مکان ارابه و ورودی مرجع استفاده کرد. اما با انجام این کار در صورت وجود اغتشاش خارجی، خطای حالت دائمی خواهیم داشت. به منظور غلبه کردن بر این اثر، می‌توان از یک انتگرالگیر در حلقه کنترل استفاده کرد. در اینصورت بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته بصورت شکل ۵ در خواهد آمد.

در شکل ۵، X_{vr} بیانگر مرجع مجازی بوده و بصورت زیر بدست می‌آید:

$$x_{vr}^{new} = x_{vr}^{old} + \int_0^{\tau} \delta x(e) \quad (5)$$

که e ، اختلاف بین مکان ارابه و مرجع واقعی و δx میزان اختلاف مرجع مجازی و مرجع واقعی را نشان می‌دهند. یادآوری می‌شود که مقدار اولیه X_{vr} معادل با X_r می‌باشد.

δx با استفاده از روابط زیر استنتاج می‌شود:

الف) اگر ارابه در سمت راست مرجع واقعی باشد برای اینکه ارابه با نیروی بیشتر و در زمان کمتری به مرجع واقعی برسد، باید مرجع مجازی نسبت به مرجع اصلی به سمت چپ انتقال داده شود. عبارتی علامت δx باید مخالف علامت e باشد.

ب) بزرگی δx باید با افزایش e افزایش یابد.

بطور خلاصه قوانین فازی مربوط به δx عبارتند از:

(۱) اگر $e \in P_e$ آنگاه $\delta x \in N_{\delta x}$

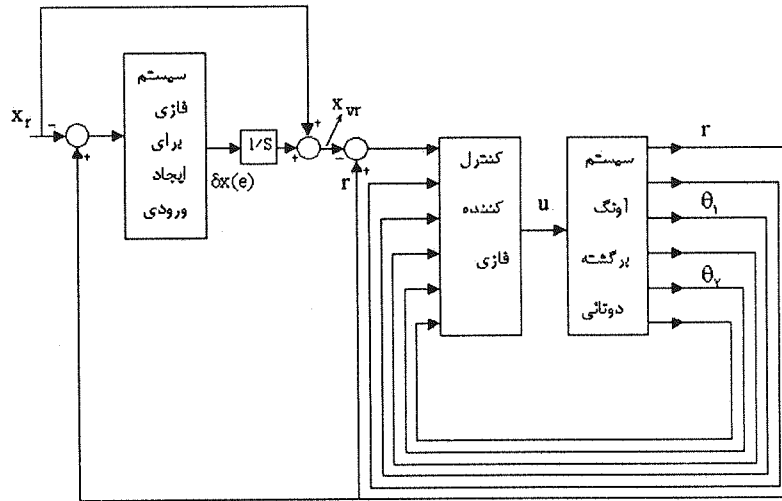
(۲) اگر $e \in N_e$ آنگاه $\delta x \in P_{\delta x}$

که توابع عضویت مربوط به متغیرهای e و δx در شکل ۶ نمایش داده شده اند

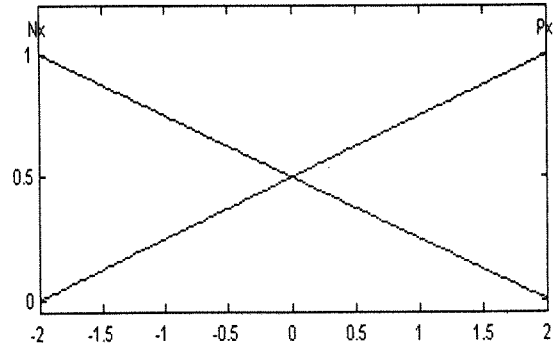
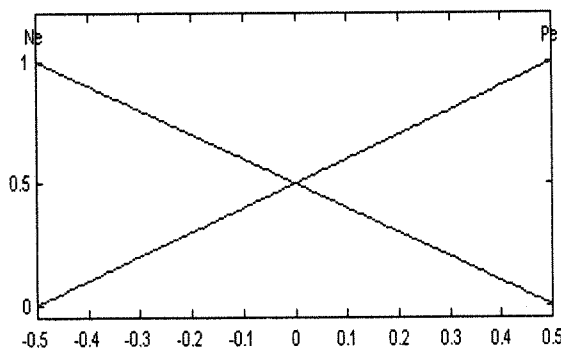
حال با توجه به کنترل کننده طراحی شده، سیستم حلقه بسته را پیاده سازی کرده و سپس شبیه سازی را با توجه به شرایط اولیه زیر انجام می‌دهیم. (نتایج شبیه سازی در شکل ۷ ارائه شده است).

$$x=0 \quad v=0 \quad \theta_1 = \frac{\pi}{7.5} \quad w_1=0 \quad \theta_2 = \frac{\pi}{10} \quad w_2=0$$

از نمودارهای شکل ۷ مشاهده می‌شود که زمان نشست برای کل سیستم تقریباً معادل با ۲۲ ثانیه می‌باشد.



شکل (5) سیستم حلقه بسته همراه با انگرالگیر.



*10e-4

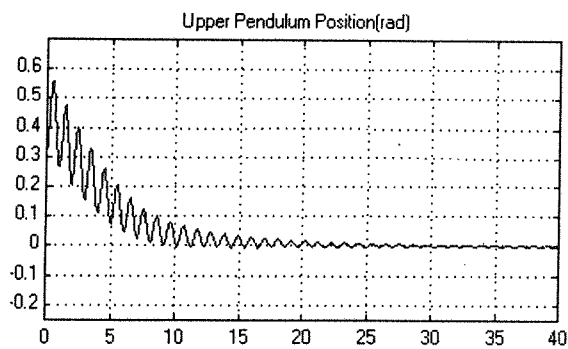
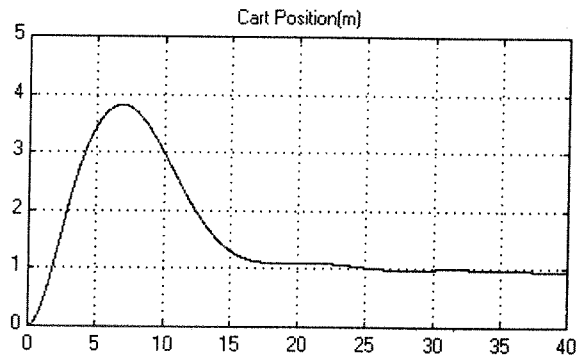
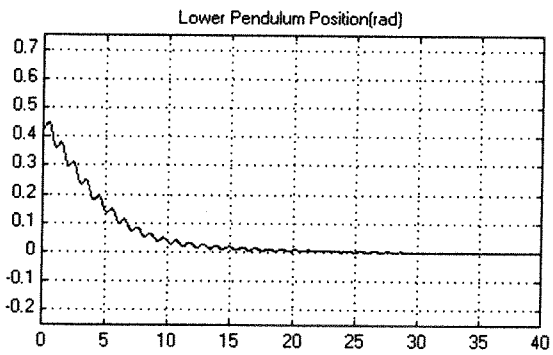
شکل (6) توابع عضویت \$e\$ و \$\delta x\$.

۶- نتیجه گیری

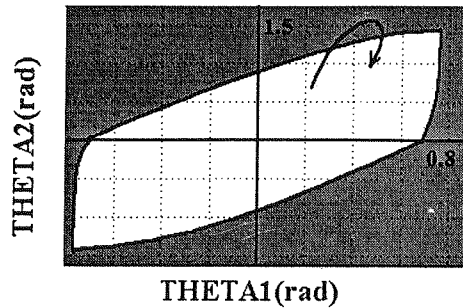
در این مقاله نشان دادیم که چگونه یک سیستم غیر خطی می تواند براساس نظریه کنترل سلسله مراتبی پایدار شود. در اینجا برای کنترل آونگ برگشته دوتائی ابتدا سیستم اصلی را به سه زیر-سیستم تقسیم نموده و برای هر زیر-سیستم بطور مستقل از زیر-سیستمهای دیگر کنترل کننده ای فازی طراحی می کنیم. سپس در سطح بالاتر با در نظر گرفتن اثرات متقابل زیر-سیستمها کنترل نظارتی انجام می دهیم (این کار با تولید یک سری توابع وزنی متناسب با زیر-سیستمها انجام می شود).

نوع پایداری، پایداری محلی می باشد و در این ناحیه سیستم آونگ برگشته دوتائی پایدار بوده، و اثر اغتشاشها روی خروجی سیستم از بین رفته و ضمناً خروجی از ورودی مرجع تبعیت می کند. همچنین زمان نشست سیستم بنابر شرایط اولیه بین ۲۰ الی ۲۴ ثانیه می باشد.

در طراحی کنترل کننده نظارتی مربوط به \$w_{13}\$ می توان بجای \$(\theta_1 - \theta_2)\$ و \$(w_1 - w_2)\$ از \$\theta_1\$ و \$(\theta_1 - \theta_2)\$ بعنوان ورودی استفاده کرد. نتایج شبیه سازیها نشان می دهد که در این حالت \$X\$ (مکان ارايه) با نوسانات کمتری به مبدأ همگرا می شود. در ادامه کار میتوان پارامترهای مرتبط با توابع عضویت را توسط یک شبکه عصبی تعیین کرد که در این صورت پاسخهای بهتری



شکل (۷) پاسخ سیستم حلقه بسته همراه با انگرالگیر.



شکل (۸) نمودار تقریبی ناحیه پایداری.

ضمیمه

معادلات سیستم

$$k_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = M + m_1 + m_2$$

که:

$$a_{12} = a_{21} = (m_1 l_1 + m_2 L) \cos(\alpha + \theta_1)$$

$$a_{13} = a_{31} = m_2 l_2 \cos(\alpha + \theta_2)$$

$$a_{22} = m_1 l_1^2 + m_2 L^2 + j_1$$

$$a_{23} = a_{32} = m_2 L l_2 \cos(\theta_2 - \theta_1)$$

$$a_{33} = m_2 l_2^2 + j_2$$

$$k_2 = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix}$$

$$b_{11} = F$$

$$b_{12} = -(m_1 l_1 + m_2 L) \dot{\theta}_1 \sin(\alpha + \theta_1)$$

$$b_{13} = -m_2 l_2 \dot{\theta}_2 \sin(\alpha + \theta_2)$$

$$b_{21} = b_{31} = 0$$

$$b_{22} = c_1 + c_2$$

$$b_{23} = -m_2 L l_2 \dot{\theta}_2 \sin(\theta_2 - \theta_1) - c_2$$

$$b_{32} = -m_2 L l_2 \dot{\theta}_1 \sin(\theta_2 + \theta_1) - c_2$$

$$b_{33} = c_2$$

$$k_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ -(m_1 l_1 + m_2 L) g \sin \theta_1 \\ -m_2 l_2 g \sin \theta_2 \end{bmatrix}$$

$$k_4 = \begin{bmatrix} (M + m_1 + m_2) g \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$k_5 = \begin{bmatrix} e_0 a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

مراجع

- [1] S. Omatu, M. Yashioka, "Stability of inverted pendulum by neuro-PID control with genetic algorithm" Proc. IEEE Intern. Conf. on Computational Intelligence, vol. 3, pp. 2142-2145, 1998
- [2] S. Kawaji, and T. Maeda, "Fuzzy servo control system for an inverted pendulum" proc. of IFES'91, vol. 2, pp. 812-823, 1991.
- [3] F. Song, S. M. Smith, "A Takagi-Sugeno type fuzzy logic controller with only 3 rules for a 4 dimensional inverted pendulum system" IEEE Intern. Conf. on Fuzzy Systems, vol. 3, pp. 3800-3805, 2000.
- [4] R. Muchammad, T. Odaka, H. Ogura, and T. Takahama, "A study of knowledge representation of fuzzy control for inverted double pendulum system by applying adaptive control with range scaling method," Journal of Japan Society for Fuzzy Theory and Systems, vol. 8, no. 3, 576-585, 1996.
- [5] T. Terano, Y. Murayama, S. Masui, and K. Tanaka, "Fuzzy control of double inverted pendulum", Proceedings of the 2nd Fuzzy System Symposium, pp. 56-61, 1986.
- [6] P. Varaiya and T. Simsek, "A theory of hierarchical, distributed systems," Slides of talk presented at ONR review, Los Angeles, CA. July 1998
- [7] Rajesh M. Kandadai and James M. Tien, "A knowledge-base generating hierarchical fuzzy-neural controller", IEEE trans. Neural Network, vol. 8, no. 6, pp. 1531-1541, Nov. 1997.
- [8] Furuta, K., H. Kajiwara, and K. Kosuge, "Digital control of a double inverted pendulum on an inclined rail," Int. Journal of control, vol. 32, pp. 907-924, 1980.
- [9] Li Xin Wang, A Course in Fuzzy Systems and Control, NJ: Prentice-Hall, 1997.