Öz Ayarlamalı Bulanık-PID, PID ve LQR Denetleyiciler ile Ters Sarkaç Sisteminin Denetimi

Control of Inverted Pendulum System with Self Tuning Fuzzy-PID, PID and LQR Controllers

Ahmet Gani[1], *Ö. Fatih Keçecioğlu*[2] ,*Osman Doğmuş*[3], *Mahit Güneş*[4]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş
ahmetgani8733@gmail.com

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş
o.fatihkececioglu@gmail.com

[3] Elektronik ve Otomasyon Programı
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş
odogmus@yahoo.com

[4] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş
gunesmahit@gmail.com

Özetçe

Kontrol teorisinin klasik problemlerinden biri olan ters sarkaç sistemi birçok gerçek sisteme temel oluşturmaktadır. Araştırma literatüründe ters sarkaç sisteminin denetimi için birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmada ters sarkaç sisteminin denetiminde LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyiciler kullanılarak dinamik performans incelemesi yapılmıştır.

Abstract

Inverted pendulum system which is one of the classical problems of control theory forms the basis of many real systems. Many studies are available for the control of the inverted pendulum system research literature. In this study, dynamic performance analysis in control of the inverted pendulum system has been made using LQR, PID and Self-Tuning Fuzzy-PID controller.

1. Giriş

PID denetleyici birçok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Bilindiği gibi PID denetleyicilerin kazanç parametreleri Ziegler-Nichols yöntemiyle bulunabilmektedir. Klasik PID denetleyicinin parametreleri sabit olduğu için zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemlerde her zaman etkili performans gösterememektedir. 1965 yılında bulanık mantık kavramının L.Zadeh tarafından ortaya atılmasıyla birlikte bulanık mantık denetleyici (BMD) ortaya çıkmıştır ve birçok uygulamada çok başarılı sonuçlar vermiştir. Bulanık mantık denetleyicinin en önemli özelliği sistemin herhangi bir matematiksel modeline ihtiyaç duymaksızın uzman kişinin bilgi ve tecrübesine dayanmasıdır. Bu özellik BMD'yi ilgi çekici hale getirmiş ve birçok endüstriyel uygulamada kullanılmasını sağlamıştır. Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyici ise PID denetleyicinin Kp, Ki ve Kd kazanç parametrelerinin sabit olmadan sistemin cevabına göre bulanık mantık denetleyici tarafından bulunması prensibine dayanmaktadır[1-9].Modern kontrol sistemlerinin temeli, belirli bir kriter için klasik kontrol tasarım yöntemlerinin optimizasyonuna dayanmaktadır. Optimal kontrol problemi uzun yıllardır yoğun bir araştırma konusu olmuştur. Optimizasyon yöntemlerinde kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonuna göre tespit edilen denetleyici parametreleri, bilinen bir hata kriteri kullanılarak minimize edilir. Optimal kontrol sistemlerinde doğrusal optimal durum denetleyicisi kuadratik maliyet fonksiyonunu minimize etmek üzere tasarlanır. Böylece denetleyici için optimal kontrol parametreleri bulunur.[10-12]

Bu çalışmada ters sarkaç sistemi denetiminde LQR, PID ve Öz-Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicinin dinamik performansı ayrı ayrı test edilmiş ve elde edilen veriler karşılaştırılmıştır.

2. Ters Sarkaç Sistemi ve Matematiksel Modeli

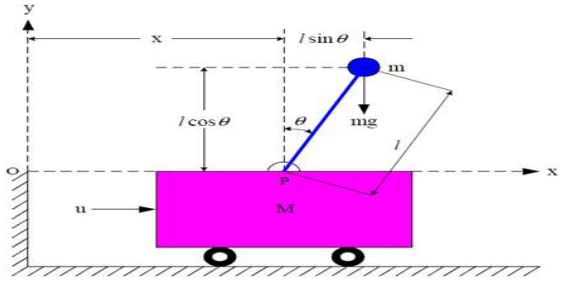
Ters sarkaç sistemi şekil 1'deki gibi uzunluğu l, kütlesi m olan uç noktasında yoğunlaştırılmış kabul edilen çubuğun, M kütleli bir aracın üzerine P noktasından monte edilmesinden oluşmaktadır. Çubuğun P noktasından geçen dikey doğrultu ile yaptığı açı Θ (teta) ve yatay eksende belirli bir referans noktasına olan uzaklığı x değişkenleri ile temsil edilmektedir. Çubuk hareketi xy düzlemine kısıtlanmış olup monte edildiği

araç sadece x ekseni boyunca hareket edebilmektedir. Bu kısımda, ters sarkacın doğrusal olmayan modeli Newton yasaları kullanılarak bulunmaktadır[13].

Çubuğun kütlesinin ağırlık merkezi (x,y) koordinat düzleminde eşitlik (1) ve eşitlik (2)'deki gibi ifade edilebilir.

$$x_G = x + l\sin\theta \tag{1}$$

$$y_G = l\cos\theta \tag{2}$$



Şekil 1 Ters sarkaç kontrol sistemi

Newton'un ikinci kuralı x yönündeki harekete uygulandığında eşitlik (3)'deki diferansiyel denklem elde edilir.

$$M\frac{d^2x}{dt^2} + m\frac{d^2x_G}{dt^2} = u \tag{3}$$

Eşitlik (1)'deki diferansiyel denklem eşitlik (3)'de yerine konulursa eşitlik (4) elde edilir.

$$(\mathrm{M}+\mathrm{m})\ddot{x} - ml(\sin\theta)\dot{\theta}^2 + ml(\cos\theta)\ddot{\theta} = u \tag{4}$$

İkinci olarak m kütlesinin P noktası etrafındaki hareketine Newton'un ikinci kuralı uygulandığında eşitlik (5)'deki diferansiyel denklem elde edilir.

$$m\frac{d^2x_G}{dt^2}l\cos\theta - m\frac{d^2y_G}{dt^2}l\sin\theta = mgl\sin\theta \tag{5}$$

Eşitlik (1) ve eşitlik (2)'deki ifadeler yerine yazılırsa, eşitlik (6) elde edilir

$$\mathrm{m}\ddot{x}\cos\theta + ml\ddot{\theta} = mg\sin\theta \tag{6}$$

Eşitlik (4) ve eşitlik (6) ile verilen doğrusal olmayan sistem modeli durum değişkenleri ile aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$x_1 = x,\ x_2 = \dot{x},\ x_3 = \theta,\ \dot{x}_1 = x_2\ \ \dot{x}_3 = x_4$$

$$\dot{x}_2 = \frac{ml\sin(\mathrm{x}_3)\,\mathrm{x}_4^2 - mg\sin(\mathrm{x}_3)\cos(\mathrm{x}_3) + u}{M + m - \mathrm{m}\cos^2(\mathrm{x}_3)}$$

$$\dot{x}_4 = \frac{-ml\sin(\mathrm{x}_3)\cos(\mathrm{x}_3)\,\mathrm{x}_4^2 + (M+m)\mathrm{g}\sin(\mathrm{x}_3) - \mathrm{u}\cos(\mathrm{x}_3)}{l(M + m - \mathrm{m}\cos^2(\mathrm{x}_3))}$$

Ters sarkaç sisteminde kontrol amacı sarkacı dikey konumda tutmaktır. Bu durumda ters sarkaç sisteminin kontrol amacına uygun yörüngelerinin $(x_3,x_4)=(0,0)$ çalışma noktası komşuluğuna ulaşması beklenmektedir. Bu çalışma noktası için doğrusal model aşağıda verilen doğrusallaştırma işlemi ile elde edilir:

$$\dot{x} = \left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x_{(x_3,x_4)=(0,0)}} + \left.\frac{\partial f}{\partial u}\right|_{u_{(x_3,x_4)=(0,0)}}$$

Elde edilen doğrusal modelin durum uzayı formu aşağıda verilmiştir.

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{mg}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{(\mathrm{M}+\mathrm{m})g}{Ml} & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 1 \\ -\frac{1}{Ml} \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{pmatrix} x \\ \theta \end{pmatrix} = cx = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

Tablo 1'de ters sarkaç sistemine ait değerler verilmiştir.

Tablo 1: Ters sarkaç sistemine ait değerler

Parametreler	Sembol	Değeri	Birimi
Aracın Kütlesi	M	2.4	kg
Ters Sarkacın Kütlesi	m	0.23	kg
Ters Sarkaç Çubuğunun Uzunluğu	l	0.36	m
Yerçekimi İvmesi	g	9.8	m/sn^2
Pist Uzunluğu	L	0.5	m

3. LQR Denetleyici Tasarımı

Bir optimal kontrol problemi, performans kriteri veya maliyet fonksiyonunu en aza indiren optimum bir kontrolün bulunmasıdır. LQR denetimi, optimal denetim sistemleri olarak sınıflandırılmış tasarımlardır. Bu kontrol mühendisliği için önemli bir fonksiyondur.

Tasarımın amacı istenilen çalışma performansını sağlayacak olan pratik bileşenler ile bir sistemi gerçekleştirmektir. İstenilen performans zaman alanı, performans indisleri açısından ifade edilebilir.

Lineer kuadratik regülatörü, kuadratik bir performans indeksine sahip lineer bir sistem için optimal kontrolü sağlar. Sürekli-zaman sisteminde fonksiyonel bir denklem eşitlik 7'de olduğu gibi tanımlanır [14].

$$f(\mathbf{x},t) = \min_{\mathbf{u}} \int_{t_0}^{t_1} h(\mathbf{x},\mathbf{u})dt \tag{7}$$

$t_0 - t_1$ değerlerindeki bu fonksiyonun ifadesi:

$$f(\mathbf{x},t_0) = f(\mathbf{x}(0)),\ f(\mathbf{x},t_1) = 0 \tag{8}$$

olur.

Hamilton-Jacobi denklemi uygulanırsa

$$\frac{\partial f}{\partial t} = \min_{\mathbf{u}} \left[h(\mathbf{x},\mathbf{u}) + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)^{\mathrm{T}} \mathrm{g}(\mathbf{x},\mathbf{u}) \right]$$

(9)

Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin denklemi:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax}+\mathbf{Bu}$$

şeklinde tanımlanır. Performans kriteri kuadratik olarak eşitlik 12'de gösterilen şekilde tanımlanır.

$$J = \int_{t_0}^{t_1} h(\mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{Qx}+\mathbf{u}^{\mathrm{T}}\mathbf{Ru})dt \tag{10}$$

Bu ifadeler sonucunda H-J eşitliği:

$$\frac{\partial f}{\partial t} = -\min_{\mathbf{u}} \left[\mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{Qx} + \mathbf{u}^{\mathrm{T}}\mathbf{Ru} + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)^{\mathrm{T}} (\mathbf{Ax}+\mathbf{Bu}) \right] \tag{11}$$

P matrisi simetrik ve kare matrisi olmak üzere:

$$f(\mathbf{x},t)=\mathbf{x}^{T}\mathbf{P}\mathbf{x} \tag{12}$$

şeklinde tanımlanırsa,

$$\frac{\partial f}{\partial t}=\mathbf{x}^{T}\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{P}\mathbf{x}\,,\ \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}}=2\mathbf{P}\mathbf{x}\ \text{ve}\ \left[\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}}\right]^{T}=2\mathbf{x}^{T}\mathbf{P} \tag{13}$$

ifadeleri sonucunda H-J eşitliği eşitlik (16)'daki gibi tanımlanır.

$$\mathbf{x}^{T}\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \mathbf{x}}\mathbf{x}=-\min_{\mathbf{u}}\left[\mathbf{x}^{T}\mathbf{Q}\mathbf{x}+\mathbf{u}^{T}\mathbf{R}\mathbf{u}+2\mathbf{x}^{T}\mathbf{P}(\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{u})\right] \tag{14}$$

Burada u ifadesini minimize etmek için eşitlik (15) yazılır.

$$\frac{\partial[\partial f/\partial t]}{\partial \mathbf{u}}=2\mathbf{u}^{T}\mathbf{R}+2\mathbf{x}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}=\mathbf{0} \tag{15}$$

Optimal kontrol yasasına göre $\mathbf{u}_{opt}=-\mathbf{K}\mathbf{x}$ şeklinde yazılır ve K ifadesinin değeri: $\mathbf{K}=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^{T}\mathbf{P}$ olur. $U_{opt.}$ değeri H-J denkleminde yerine yazılırsa P matrisinin bulunması için aşağıdaki Ricatti denklemi matrisi bulunur.

$$\mathbf{P}\mathbf{A}+\mathbf{A}^{T}\mathbf{P}+\mathbf{Q}-\mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^{T}\mathbf{P}=0 \tag{16}$$

Q ve R matrisleri simetrik ve pozitif tanımlanabilen matrislerdir. Kuadratik form için Q matrisinin tamamının pozitif ve simetrik olma şartı söz konusudur. Q matrisinin köşegen seçilmesinin nedeni ise kuadratik kontrolde Q matrisinin her zaman simetrik bir Q matrisi ile değiştirilebilir olmasıdır. Bu matrisler ilk aşamada Bryson kuralına göre aşağıdaki gibi seçilir.

$$Q=\begin{bmatrix} q_1 & & & \\ & q_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & q_n \end{bmatrix} \tag{17}$$

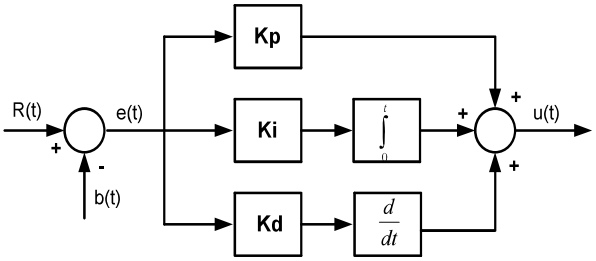
$$R=\rho\begin{bmatrix} r_1 & & & \\ & r_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & r_n \end{bmatrix} \tag{18}$$

$$Q_u=\left[\left(t_f-t_0\right)\times max\left(x_t\left(t_f\right)\right)^2\right]^{-1} \tag{19}$$

$$R_u=\left[\left(t_f-t_0\right)\times max\left(u_t\left(t_f\right)\right)^2\right]^{-1} \tag{20}$$

4. PID Denetleyici Tasarımı

PID denetleyiciler dayanıklı performans ve basit yapıları nedeniyle denetim sistemlerinde sık kullanılırlar. PID denetleyiciyi oluşturan kısımlara kazanç parametreleri etki ederler. Kazanç parametreleri oransal (P), integral (I), türev (D) sistemin çalışması için önemlidir ve her bir kazanç parametresinin etkisi sistem için farklıdır. Şekil 2'de PID denetleyicinin iç yapısına ait blok diyagramı verilmiştir. Bu blok diyagramdan da görüldüğü gibi PID denetleyicinin yapısını oransal kazanç, integral kazancı ve türev kazancı oluşturmaktadır[15].



Şekil 2 PID denetleyicinin iç yapısına ait blok diyagramı

PID denetleyicinin çıkışı eşitlik 21'de verilmiştir.

$$u(t)=K_p e(t)+K_i\int_0^t e(t)dt+K_d\frac{d}{dt}e(t) \tag{21}$$

Kazanç parametrelerinin dengeli ayarı ile uygun bir denetim sağlanabilir. Eğer bu kazanç parametreleri dengeli bir şekilde ayarlanmayacak olursa, PID denetleyicinin sağlayacağı özelliklerden yararlanılamaz[16].PID denetleyicinin parametrelerinin hesaplanmasında geleneksel yöntemlerden olan Z-N yöntemi sıklıkla kullanılmaktadır. Bu yöntemde oransal (P) kazanç değeri arttırılarak sistemin cevap eğrisinin osilasyona girmesi sağlanır. Sistemin osilasyona girdiği andaki kazanç değeri osilasyon kazancı (K_u) olarak ifade edilir ve osilasyon periyodu (P_u) ile kullanılarak gerekli PID katsayıları tablo 2'deki formüller kullanılarak hesaplanabilir[17].

Tablo 2: Z-N metodu için P, I ve D parametrelerinin hesaplanması

Denetleyici	Kp	Ki	Kd
P	Ku/2	-	-
PI	Ku/2,2	Pu/1,2	-
PID	**Ku/1,7**	**Pu/2**	**Pu/8**

5. Öz Ayarlamalı Bulanık- PID Denetleyici Tasarımı

Bulanık mantık ilk olarak 1965 yılında Lütfi Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. O tarihten sonra önemi gittikçe artarak günümüze kadar gelen bulanık mantık, belirsizliklerin anlatımı ve belirsizliklerle çalışılabilmesi için kurulmuş katı bir matematik düzen olarak tanımlanabilir. Klasik mantık bir eleman bir kümenin elemanıdır ya da değildir mantığına sahip olduğu için klasik mantık yöntemleriyle karmaşık sistemleri modellemek ve denetlemek zordur. Çünkü veriler tam ve net olmalıdır [18-19].

Bulanık mantık da ise kesinlik yoktur ve daha niteliksel tanımlama mevcuttur. Bulanık mantığın en ilgi çeken tarafı ise uzman kişinin bilgileri denetleyicinin içerisine gömülerek sistem denetlenir. Yani sistemin herhangi bir matematiksel modeline ihtiyaç yoktur. BMD, genel olarak bulandırma, çıkarım mekanizması, durulaştırma ve bilgi tabanı (veri ve kural tabanı) olmak üzere dört temel bileşenden oluşmaktadır.

Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicideki amaç, PID kazanç parametrelerinin bulanık mantık denetleyici ile oluşturularak online olarak sisteme uygun PID kazanç değerlerinin bulunmasıdır. PID kazanç parametreleri sabit olduğu için zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemler için başarılı sonuçlar vermeyebilir. Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyici ile PID kazanç değerleri otomatik olarak ayarlanarak PID

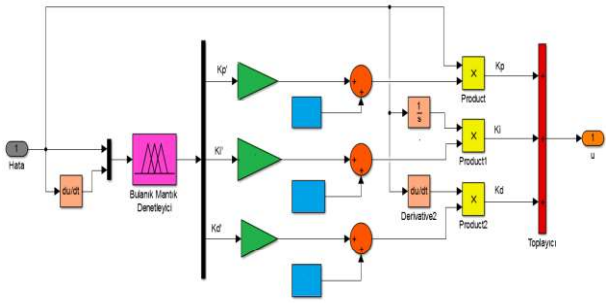
denetleyicinin bu olumsuz durumu ortadan kaldırılır [20].Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicide Kp ,Ki ,Kd kazanç parametreleri için sırasıyla [Kp_{min}, Kp_{max}], [Ki_{min}, Ki_{max}], [Kd_{min}, Kd_{max}], minimum ve maksimum değer aralıkları seçilir. Bu değer aralıkları seçilirken PID denetleyici için bulunan Kp, Ki, Kd kazanç parametreleri referans alınır. Ters sarkaç denetim sisteminde Kp, Ki, Kd kazançları için seçilen değer aralıkları ve matematiksel eşitlik aşağıda verilmiştir.
Kp € [5-15],Ki € [0.00001-0.00004], Kd € [2.5-7.5].

$$K_p^{'} = \frac{K_p - K_{\mathrm{p\,min}}}{K_{p\,\max} - K_{p\,\min}}$$

$$K_i^{'} = \frac{K_i - K_{\mathrm{i\,min}}}{K_{\mathrm{i\,max}} - K_{\mathrm{i\,min}}} \qquad (22)$$

$$K_p^{'} = \frac{K_d - K_{\mathrm{d\,min}}}{K_{\mathrm{d\,max}} - K_{\mathrm{d\,min}}}$$

Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyici blok diyagramı şekil 3'de verilmiştir.

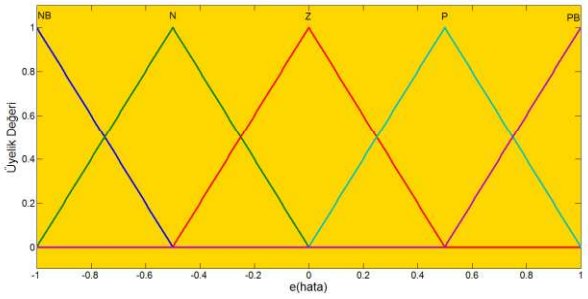


Şekil 3 Bulanık-PID Denetleyici Blok Diyagramı

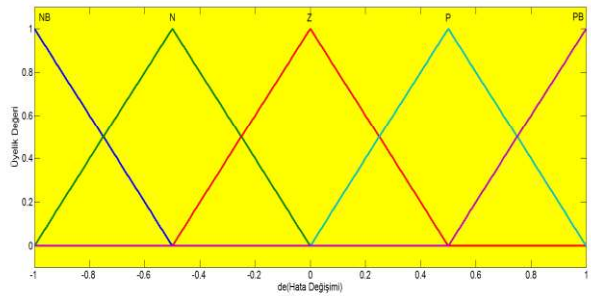
BMD'nin bulandırma işleminde giriş ve çıkış değişkenleri sembolik ifadelere dönüştürülmektedir. Tasarlanan denetleyicide kullanılan dilsel değişkenleri NB (Negatif Büyük), N (Negatif), Z(Sıfır), P(Pozitif), PB(Pozitif Büyük) olmak üzere beş değişken kullanılmıştır. Sisteme verilen her bir giriş için üyelik fonksiyonlarının seçimi tamamen keyfi olmakla birlikte üçgen, yamuk, sinüsoid, cauchy, çan, sigmoid, gaussian tiplerde olabilmektedir. Şekil 4'de ise 2 giriş ve 3 çıkışa sahip bulanık mantık sistemi gösterilmektedir Şekil 4'de BMD'nin 2 girişi vardır. Bunlar hata (e) ve hata değişimi (de) olarak tanımlanabilir. Çıkışlar ise Kp, Ki ve Kd için oluşturulmuştur. Açısal konum (teta) ve çizgisel konum(x) denetiminde kullanılan hata(e), hata değişimi(de), Kp, Ki ve Kd için oluşturulan üçgen üyelik fonksiyonları şekil 5'de verilmiştir [21].



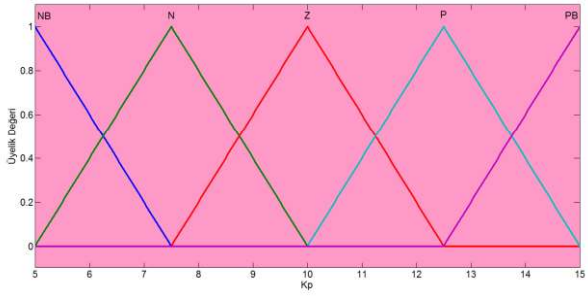
Şekil 4 Bulanık Mantık Denetim Sistemi



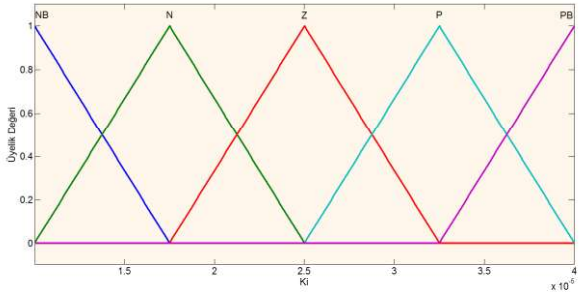
(a)



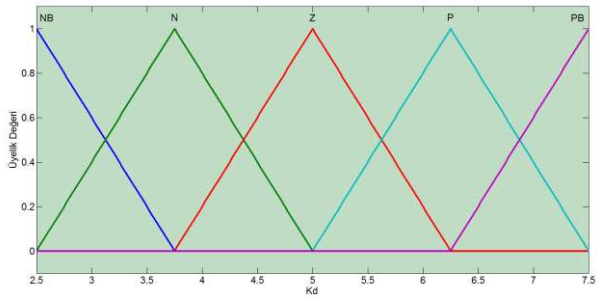
(b)



(c)



(d)



(e)

Şekil 5 Bulanık-PID Denetleyici Üyelik Fonksiyonları a) Hata b) Hata değişimi c) Kp Kazancı d) Ki Kazancı e) Kd Kazancı

Kp, Ki ve Kd çıkışları için oluşturulan kural tabanları ise Tablo 3-5'de verilmiştir.

Tablo 3: Kp için kural tablosu

Kp		de				
		NB	N	Z	P	PB
e	NB	NB	NB	NB	N	Z
	N	NB	N	N	N	Z
	Z	NB	N	Z	P	PB
	P	Z	P	P	P	PB
	PB	Z	P	PB	PB	PB

Tablo 4: Ki için kural tablosu

Ki		de				
		NB	N	Z	P	PB
e	NB	PB	PB	PB	N	NB
	N	PB	P	P	Z	NB
	Z	P	P	Z	N	NB
	P	Z	P	N	N	NB
	PB	Z	N	NB	NB	NB

Tablo 5: Kd için kural tablosu

Kd		de				
		NB	N	Z	P	PB
e	NB	NB	NB	NB	P	PB
	N	NB	N	N	Z	PB
	Z	Z	N	Z	P	PB
	P	Z	N	P	P	PB
	PB	Z	P	PB	PB	PB

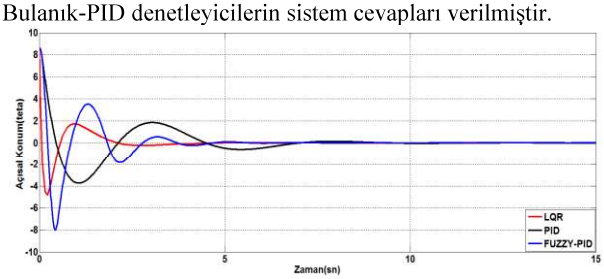
6. Benzetim Çalışmaları

Ters sarkaç sistemi, doğrusal olmayan dinamik yapısıyla denetleyici tiplerini test etmek için literatürde bilinen klasik materyallerdendir. İnceleyeceğimiz problem bir denetim girişi kullanarak iki çıkış durum değişkeninin (arabanın çizgisel konumu(x) ve sarkacın açısal konumu(teta)) kararsız denge noktası etrafında LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyiciler ile denetimini amaçlamaktadır. Problemdeki derinliği, çizgisel konum(x) ve açısal konum(teta) değişkenlerinin eş zamanlı denetimi oluşturmaktadır.

LQR denetimde Bryson kuralı bazı durumlarda iyi sonuç vermesine rağmen Q ve R matrisleri kapalı çevrim kontrol sistemlerinde deneme yanılma yoluyla tasarım mühendisleri tarafından seçilmektedir. R=1 ve Q = diag ([100 1 32.65 1]) alındığı zaman K matrisi eşitlik 23'deki gibi bulunmuştur.

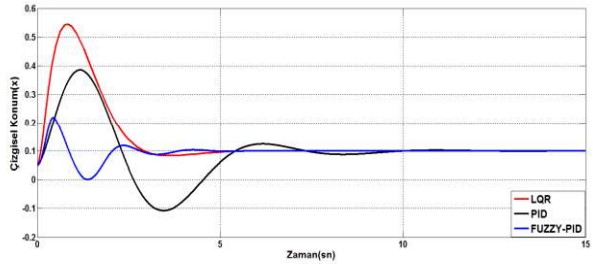
K=[-10.0000 -11.5954 22.5937 4.4088] (23)

PID denetleyicinin parametreleri, Z-N metodu ile seçilmiştir. Sarkacın açısal konumu(teta) için Kp: 5.5, Ki: 0.00002, Kd: 7 şeklinde bulunmuştur. Arabanın çizgisel konumu(x) için Kp: 6, Ki: 0.00003, Kd: 3.5 şeklinde bulunmuştur. Sarkacın açısal konum denetimi için başlangıç açısal konum 8^0 alınmıştır. Arabanın çizgisel konum denetimi için başlangıç çizgisel konum 0.05m alınmıştır. Şekil 7'de ters sarkacın açısal konum(teta) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicilerin sistem cevapları verilmiştir.



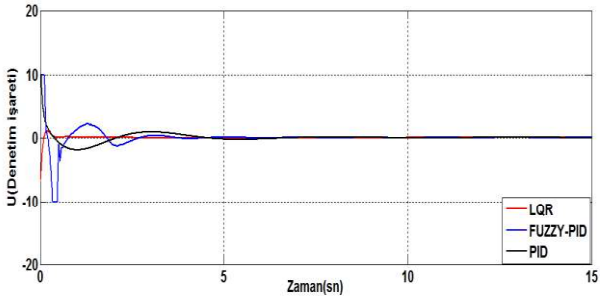
Şekil 7 Ters sarkacın açısal konum(teta) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicilerin sistem cevapları

Şekil 8'de ise ters sarkacın çizgisel konum(x) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicilerin sistem cevapları verilmiştir.



Şekil 8 Ters sarkacın çizgisel konum(x) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicilerin sistem cevapları

Şekil 9'da ise ters sarkacın çizgisel konum(x) ve açısal konum(teta) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyiciler için u(denetim işaretleri) verilmiştir.



Şekil 9 Ters sarkacın çizgisel konum(x) ve açısal konum(teta) denetimi için LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyiciler için u(denetim işaretleri)

Şekil 7'de ters sarkacın açısal konum (teta) denetimi için denetleyicilerin cevapları incelendiğinde en az aşma ve en iyi yerleşme zamanına LQR denetleyicinin sahip olduğu görülmektedir. PID denetleyici parametrelerinin bulanık mantık denetleyici ile bulunduğu Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicinin PID denetleyiciye göre daha iyi yerleşme zamanına sahip olduğu görülmüştür. Şekil 8'de arabanın çizgisel konumu(x) için denetleyicilerin cevapları incelendiğinde ise Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicinin en az aşma ve en iyi yerleşme zamanına sahip olduğu görülmektedir.

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada ters sarkaç sistemi için bir denetim girişi kullanarak iki çıkış durum değişkeninin (arabanın çizgisel konumunun ve sarkacın açısal konumunun) kararsız denge noktası etrafında LQR, PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık –PID denetleyiciler ile denetimi amaçlanmıştır.Ters sarkaç sisteminin denetimindeki derinliği çizgisel konum(x) ve açısal konum(teta) değişkenlerinin eş zamanlı denetimi oluşturmaktadır. Benzetim sonuçları incelendiğinde; ters sarkacın açısal konum(teta) denetimi için LQR denetleyicinin PID ve Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicilere göre daha üstün ve daha gürbüz bir performansa sahip olduğu görülmektedir. Arabanın çizgisel konum(x) denetimi için ise; Öz Ayarlamalı Bulanık-PID denetleyicinin PID ve LQR denetleyicilere göre daha üstün ve daha gürbüz bir performansa sahip olduğu görülmektedir.

Kaynakça

[1] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," Inform, Control, Vol.8, 1965, pp.338-353.

[2] Dan Hu, Linhang Li, "The research of fuzzy PID controller based on DSP", Sichuan:Xihua University ,pp. 21-24, 2007.

[3] Gunes Mahit, "Fuzzy and three-step control of refiner system to get stable freeness for recycled paper" Scientific Research and Essays Vol. 6(1), pp. 110-117, 4 January, 2011.

[4] J. Kim, S. Oh, "A Fuzzy PID Controller for Nonlinear and Uncertain. Systems", Soft Computing, 4: 123-129, 2000.

[5] Zhiqiang Gao, Thomas A. Trautzsch and James G. Dawson, "A Stable Self-Tuning Fuzzy Logic Control System for Industrial Temperature Regulation", Industry Application IEEE, Vol.38 No.2, pg 414-424, 2002.

[6] Cao G., Lou C., and D. An, "Application of fuzzy self-tuning PID control to air conditioning system", Heat Ventilating and Air Conditioning, vol. 34, No.10, 106-109, October 2004.

[7] Chen L., "Research on Control Strategy of Fuzzy PID Controller", Coal Mine Automation, 2001.

[8] Bhattacharya S., Chatterjee A., and Munshi S., "An improved PID-type fuzzy controller employing individual fuzzy P, fuzzy I and fuzzy D controllers". Transactions of the Institute of Measurement and Control 25: 352–372, 2003.

[9] Zulfatmann, M.F. Rahmat, "Application of Self- Tuning Fuzzy PID Controller on Industrial Hydraulic Actuator using System Identification Approach," Int. Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems, vol. 2, No. 2, June 2009, pp. 246-261, 2009.

[10] Ö. Oral, L. Çetin ve E. Uyar, "A Novel Method on Selection of Q And R Matrices In The Theory Of Optimal Control" International Journal of Systems Control, Cilt.1, No:2, s: 84-92, 2010.

[11] Keçecioglu F, Şekkeli M, Güneş M. Lineer Kuadratik Regülatör (LKR) ile Hidrolik Türbinin Optimal Kontrolü. TOK2013.

[12] R.S. Burns, Advanced Control Engineering, Butterworth-Heinemann, 2001.

[13] Gani, A., "Lineer Olmayan Dinamik Sistemlerin Denetiminde Bulanık Mantık Esaslı Yöntemlerin Performansının İncelenmesi" KSÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş-2014.

[14] R.S. Burns, *Advanced Control Engineering*, Butterworth-Heinemann,2001.

[15]Coşkun, İ., Terzioğlu, H., "Hız performans eğrisi kullanılarak kazanç (PID) parametrelerinin belirlenmesi", Journal of Technical-Online, 180-205, 2007.

[16]Yüksel, İ.," Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri", *Uludağ Üniversitesi Basımevi,* Bursa, 209-215 (2001).

[17] J.G. Zigeler, N.B. Nichols, "Optimization Setting for Automatic Controller", Trans. ASME, Vol. 64, pp. 756-769, 1942.

[18] Açıkgöz H., Keçecioğlu Ö.F, Gani A., Şekkeli M., "Speed Control of Direct Torque Controlled Induction Motor By using PI, Anti-Windup PI and Fuzzy Logic Controller", International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering, Vol.2 No.3 pp. 58-63, 2014.

[19] Açıkgöz H., Şekkeli M., "Examine of Speed Control Performance of DTC Induction Motor using Fuzzy Logic Controller", Academic Platform Journal of Engineering and Science, Vol.1-2, pp.50-57, 2013.

[20] Zulfatmann, M.F. Rahmat, "Application of Self- Tuning Fuzzy PID Controller on Industrial Hydraulic Actuator using System Identification Approach," Int. Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems, vol. 2, No. 2, June 2009, pp. 246-261, 2009.

[21] Zhiqiang Gao, Thomas A. Trautzsch and James G. Dawson, "A Stable Self-Tuning Fuzzy Logic Control System for Industrial Temperature Regulation", Industry Application IEEE, Vol.38 No.2, pg 414-424, 2002.