



Proses Kontrol Sistemleri İçin Kayan Kipli Kontrol Geliştirilmesi ve FPGA-Temelli Pratik Uygulanması

Program Kodu: 3001

Proje No: 113E329

Proje Yürütücüsü:
Yrd. Doç. Dr. Günyaz ABLAY

Bursiyer:
Yakup EROĞLU

OCAK 2016
KAYSERİ



ÖNSÖZ

Projede proses kontrol sistemleri için gürbüz kayan kipli kontrol geliştirilmesi ve pratik uygulamaları üzerine çalışıldı. Durum uzay denklemleri ile tanımlanan dinamik prosesler için optimuma yakın sonuçlar veren bir kayan yüzey tasarımı ile beraber iyi bir referans takibi için integral kayan kipli kontrol yaklaşımı geliştirildi. Yine proses kontrolde oldukça yaygın bir şekilde kullanılan indirgenmiş mertebeli modeller (birinci derece artı ölü zaman modeli gibi) için PID kontrolöre benzer yapıda fakat gürbüz bir kayan kipli kontrolör tasarlandı. Geliştirilen kayan kipli kontrol metotlarının etkinliği ilk olarak farklı proses modelleri üzerinde nümerik simülasyonlarla test edildi. Son olarak, günümüzde oldukça geniş uygulama alanı bulan bir manyetik levitasyon (MAGLEV) prosesi için geliştirilen kontrol metotları uygulandı ve deneysel sonuçlar verildi. MAGLEV'in pozisyon kontrolünün oldukça yüksek performans verdiği (%1'den daha az bir hata ile çalıştığı) gösterildi. Proje Tübitak 3001 Araştırma Projeleri Destek Programı kapsamında desteklenmiştir.



İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iii
TABLolar DİZİNİ	v
ÖZET	vi
ABSTRACT	vii
1. PROSESLER İÇİN KAYAN KİPLİ KONTROL TASARIMI.....	1
1.1. Kayan Kipli Kontrol Tasarımı İçin Direkt Cebirsel Bir Yaklaşım	3
1.2. İntegral Kayan Kipli Kontrol Tasarımı	7
1.3. İndirgenmiş-Mertebeli Model Temelli kayan Kipli Kontrol Geliştirilmesi.....	10
1.4. Dayanıklılık	14
1.5. Çeşitli Kontrol Yapıları	15
1.6. Otomatik Akort Özelliğinin Geliştirilmesi	16
1.7. Önerilen KKK Metotlarının Simülasyonu	19
1.7.1. Tek eklemli esnek robot kolu.....	19
1.7.2. Yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın uygulaması.....	20
1.7.3. Yüksek mertebeden bir proses	23
1.7.4. Salınımlı bir proses	25
1.7.5. Kararsız bir proses	27
2. DC SERVO-SÜRÜCÜLÜ KONVEYÖR ÜZERİNE DENEYSEL UYGULAMALAR.....	29
3. MAGLEV SİSTEMİ ÜZERİNE DENEYSEL UYGULAMALAR.....	34
3.1. Manyetik Levitasyon Sistemi	34
3.2. Manyetik Levitasyon Sisteminin Modellenmesi	34
3.3. Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı	37
3.3.1. Kayan kipli pozisyon kontrolörü.....	37
3.3.2. Kayan Kipli Akım Kontrolörü	38
3.4. Deneysel ve Nümerik Sonuçlar	39
3.4.1. Nümerik simülasyon sonuçları	39
3.4.2. Deneysel sonuçlar.....	41
4. PROJE SONUÇLARI VE ÖNERİLER	45
KAYNAKLAR.....	46

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1. Proses reaksiyon eğrisi metodu.	10
Şekil 2. Kayan kipli kontrolörün blok diyagramı.	12
Şekil 3. Hata dinamiklerinin kayan yüzey üzerindeki durum-uzay diyagramı.	14
Şekil 4. Kontrol sistemine eklenmiş röle otomatik akort fonksiyonu.	16
Şekil 5. Genelleştirilmiş aktarım işlevi blok diyagramı.	18
Şekil 6. Robot sisteminin belirsizliklerin varlığında LQR, özdeğer atama ve katsayı-oranı temelli kayan yüzey tasarımlarına verdiği zaman yanıtı.	20
Şekil 7. Yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırının geribeslemeli kontrol sistemi şeması.	21
Şekil 8. İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol sistemlerinin performansı.	22
Şekil 9. İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol metotlarının referans takip hataları $e_1=y_1-r_1$ ve $e_2=y_2-r_2$ 'nin zaman yanıtı.	23
Şekil 10. KKK (VSC) ve PI kontrolörlerin parametre değişimleri altında dayanıklılık performansı.	24
Şekil 11. Model belirsizlikleri durumunda kontrolör performansı.	24
Şekil 12. KKK ve PI kontrolörün basamak ve bozucu yanıtı.	25
Şekil 13. Geribeslemeli ve ileribeslemeli kontrolör içeren bir sistemin blok diyagramı.	26
Şekil 14. İleribeslemeli kontrolör içeren KKK ve PI kontrol sistemlerinin step ve bozucu yanıtı.	26
Şekil 15. Kararsız proses için KKK ve PI kontrolörlerin zaman yanıtı.	27
Şekil 16. KKK ve PI kontrolörlerin bozucu reddetme yanıtı.	28
Şekil 17. Model belirsizlikler altında kontrolör performansı.	29
Şekil 18. DC servo-sürücülü konveyör sistemi.	30
Şekil 19. İKKK (ISMC) temelli servo-sürücülü konveyör sistemi.	32
Şekil 20. PID-temelli pozisyon kontrolü (deneysel).	33
Şekil 21. İKKK-temelli pozisyon kontrolü (deneysel).	33
Şekil 22. Tek eksenli manyetik levitasyon sisteminin şeması.	34
Şekil 23. Manyetik levitasyon sisteminin dinamik modellenmesi.	36
Şekil 24. Manyetik levitasyon sistemi için KKK temelli kaskat kontrol yapısı.	37
Şekil 25. KKK kontrolün pozisyon takibi performansı.	40
Şekil 26. Bobin akımının referans takibine bağlı olarak zamanla değişimi.	40
Şekil 27. Referans takibi hatası.	41
Şekil 28. Akım takibi hatası (kayan yüzey s_2).	41
Şekil 29. Kayan yüzey s_1	41
Şekil 30. Kontrol sisteminin deneysel pozisyon takibi performansı.	42



Şekil 31. Deneysel akım takibi yanıtı.....	43
Şekil 32. Deneysel pozisyon takibi hatası.	43
Şekil 33. Deneysel akım takibi hatası.....	43
Şekil 34. Deneysel kayan yüzey s_1	44
Şekil 35. Kararlı halde pozisyon takibi.....	44
Şekil 36. Kararlı halde pozisyon takibi hatası.....	44



TABLolar DİZİNİ

Tablo 1. Katsayı oranı-temelli kayan yüzeyin temel özellikleri	7
Tablo 2. $ \sigma ^q$ nun farklı üs değerleri için bazı kontrol yapıları	15
Tablo 3. DC servo-sürücülü konveyör sistem parametreleri	30
Tablo 4. MAGLEV sistem parametreleri.....	36
Tablo 5. Quanser MAGLEV iş istasyonun kurulumu için gerekli donanım ve yazılım	42



ÖZET

Dayanıklı ve etkin proses kontrol sistemleri proseslerin çalışma güvenliğini ve güvenilirliğini sağlamak için endüstride en çok istenen kontrol sistemleridir. Mevcut proses kontrol yaklaşımları büyük çoğunlukla PID kontrol ve ampirik proses modelleri temellidir. Böyle klasik yaklaşımlar proses dinamiğindeki nonlinearlikler, bozucular ve parametre değişikliklerinin varlığında dayanıklılık ve performans sorunlarına neden olabilmektedir. Örneğin, Amerika Birleşik Devletleri'nde proses kontrol sistemlerinin üstesinden gelemediği anormal durumlar, yaklaşık 10 milyar dolarlık yıllık gelir kaybına neden olmaktadır. Bunun temel sebebi, klasik kontrol yaklaşımlarıyla kontrol sistemlerinin dayanıklılık sorunlarının çözülmemesidir. Çünkü klasik metotlar dayanıklı olmayan yaklaşımlardır ve proseslerin iç dinamikleri ile ilgili bilgilerden yeterince faydalanamamaktadırlar. Ayrıca, kontrol yapılarındaki çok çeşitlilik ve oldukça genel akort metotlarının kullanılması proses kontrol sistemlerinin performansını düşürmektedir.

Bu projede hem ayrıntılı durum-uzay modeli ile tanımlanan hem de indirgenmiş-mertebeli modeller (giriş-çıkış modelleri) ile tanımlanan prosesler için kayan kipli kontrol (KKK) metotları geliştirilmiştir. Geliştirilen KKK metotları endüstride oldukça yaygın bir şekilde kullanılan PID kontrolörler ile performans yönünden karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Önerilen kontrol metotları, belirsizliklerin varlığında prosesin kararlılığını artırmakta ve optimuma yakın performans verebilmektedir. Geliştirilen metotların etkinliği nümerik simülasyonlar ve deneysel çalışmalar ile gösterilmiştir. Deneysel çalışmalarda DC servo sürücülü konveyör sistemi ve manyetik levitasyon sisteminin dayanıklı kontrolü yapıldı. Manyetik levitasyon teknolojisi temassız ve sürtünmesiz hareketi mümkün kıldığından özellikle yüksek hızlı trenler ve yüksek doğruluk ile çalışması gereken sistemlerde tercih edilir. Ancak sistemin doğal yapısı kararsızdır, nonlinear bir dinamiğe sahiptir ve zamanla değişen endüktans değerine sahiptir. Bu nedenle, bu projede kapsamında geliştirilen dayanıklı KKK metotları manyetik levitasyon sistemine uygulanmış ve oldukça iyi sonuçlar alındığı gösterilmiştir.



ABSTRACT

Robust and efficient process control systems are the most desirable control systems in the industry to obtain operation safety and reliability. The existing process control approaches are mostly based on the PID controllers and empirical process models. Such classical approaches can have robustness and performance challenges in the presence of nonlinearities, disturbances and parameter variations in the process dynamics. In the US, as an example, abnormal situations that the process control systems cannot deal with cause around \$10 billion annual revenue loss. The main reason of this is that the robustness issues of the control systems cannot be solved with the classical control approaches, because they are inherently non-robust approaches, and they do not benefit from the knowledge about the internal dynamics of the processes. In addition, the large variety of control structures and generic tuning methods result in poor performance in process control systems.

In this project, sliding mode control (SMC) methods are developed for both detailed state-space models of the processes and the processes described with reduced-order (or input/output) models. The performances of the proposed SMC methods are compared with the PID controllers which are commonly used in the industry. The proposed control methodologies are able to maintain stability in the event of set-point or demand variations, and provide almost optimal performances to the process control systems. The efficacy of the methods is illustrated with numerical and experimental studies. In experimental studies, a DC servo-driven conveyor system and a magnetic levitation system are controlled in a robust manner. Magnetic levitation technology provides contactless and frictionless movement and specifically preferred for high speed trains and precise control systems. On the other hand, magnetic levitation systems are naturally open-loop unstable systems, have nonlinear dynamics and coil inductance based parameter uncertainties. Therefore, the SMC methods developed in this work are applied to the magnetic levitation system and highly satisfactory performances are obtained.



1. PROSESLER İÇİN KAYAN KİPLİ KONTROL TASARIMI

Dayanıklı ve etkin proses kontrol sistemleri proseslerin çalışma güvenliğini ve güvenilirliğini sağlamak için endüstride en çok istenen kontrol sistemleridir. Mevcut proses kontrol yaklaşımları büyük çoğunlukla PID kontrol ve ampirik proses modelleri temellidir. Böyle klasik yaklaşımlar proses dinamiğindeki nonlineerlikler, bozucular ve parametre değişikliklerinin varlığında dayanıklılık ve performans sorunlarına neden olabilmektedir. Örneğin, Amerika Birleşik Devletleri'nde proses kontrol sistemlerinin üstesinden gelemediği anormal durumlar, yaklaşık 10 milyar dolarlık yıllık gelir kaybına neden olmaktadır. Bunun temel sebebi, klasik kontrol yaklaşımlarıyla kontrol sistemlerinin dayanıklılık sorunlarının çözülmemesidir. Çünkü klasik metotlar dayanıklı olmayan yaklaşımlardır ve proseslerin iç dinamikleri ile ilgili bilgilerden yeterince faydalanamamaktadırlar. Ayrıca, kontrol yapılarındaki çok çeşitlilik ve oldukça genel akort metotlarının kullanılması proses kontrol sistemlerinin performansını düşürmektedir.

Kontrol sistemi tasarlanmanın amaçları referans kontrol (gerçek zamanlı sabit veya değişken bir referans sinyalini izlemek) ve kararlılık sağlamak olarak açıklanabilir. Günümüzde, proses kontrol sistemlerinin yaklaşık olarak %90'ı oransal-integral-türevsel (PID) kontrolörlerdir (Li et al., 2006). Bu kontrolörler genel olarak ampirik proses modelleri kullanılarak tasarlanırlar. İndirgenmiş-mertebeli ampirik modeller kullanıldığı zaman, proses dinamiğindeki nonlineerlikler, bozucular ve parametre değişimlerinin varlığında kontrolörün dayanıklılığı ve performansı proses kontrolünde oldukça önemli olmaktadır (Åström and Hägglund, 1995). Fakat, klasik proses kontrol yaklaşımlarıyla kontrol sistemlerinin dayanıklılık sorunlarının çözümü, bu yaklaşımların yapısal özelliklerinden dolayı oldukça zor bir iştir. Ayrıca, operatörler ve üretici firmalar arasındaki bilgi paylaşımındaki yetersizlik, oldukça genel kontrol akort (tuning) kurallarının kullanılması ve kontrol yapılarındaki çok çeşitlilik gibi nedenlerden dolayı meydana gelen kontrol parametrelerinin tasarımı optimal olamamakta ve yüksek kontrol performansı elde edilememektedir.

Bir örnek olarak, nükleer enerji santrallerinde bulunan nükleer reaktörün öngörülme bir şekilde kapanması, milyon dolarlık masraflarla sonuçlanan ve çeşitli güvenlik sorunlarına neden olan en önemli olaylardan biridir. Kore nükleer güvenlik enstitüsünden elde edilen verilere göre, kontrol ve enstrümantasyon sistemi arızası son 20 yılda %27'lik bir oranla nükleer enerji santrallerinde üretimin aksamasına sebep olan en önemli nedendir (Korea Institute of Nuclear Safety (KINS), 2012). Yalnızca bu örnekten de anlaşılacağı üzere, dayanıklı ve yüksek-otomasyona sahip proseslere sahip olabilmek için ileri kontrol



metotlarının ve kontrol teknolojilerinin proses kontrol sistemlerinde kullanılması bir gerekliliktir. KKK (kayan kipli kontrol), bozuculara karşı dayanıklılık, temel doğruluk, sonlu-zaman geçici durum yanıtı ve sistem dinamiğinde indirgeme avantajlarına sahip, etkin ileri-kontrol araçlarından birisidir (Edwards and Spurgeon, 1998; Utkin et al., 2009a). KKK'nin bu avantajları proses kontrol sistemleri için dayanıklı kontrol metotlarının geliştirilmesi ve modern dijital teknolojilerle beraber kullanılması için bir motivasyondur. Bu projede, iki farklı KKK metodunun geliştirilmesi amacıyla gerekli olan çalışmalar başlatılmıştır. Günümüzde endüstriyel kontrol sistemlerinin %90'dan daha fazlasının klasik kontrol yaklaşımları ve analog kontrol teknolojileri ile çalıştığı düşünüldüğünde, bu proje endüstrideki kontrol sistemlerine dayanıklılık ve yüksek sistem performansı sağlaması ve ileri teknolojik ürünlerin kullanılması açısından çok önemli faydalar sağlayabilecektir.

KKK metodunun kontrol tasarım gereksinimleri uygun bir kayan-yüzey tasarımıyla gerçekleştirildiğinden, çeşitli kayan-yüzey tasarım yaklaşımları son otuz yıldır önerilmektedir. Bu yaklaşımlar şu şekilde sıralanabilir: kuadratik minimizasyon yaklaşımı (Utkin and Young, 1978), özdeğer atama (Dorling and Zinober, 1986), LQR temelli yaklaşım (Pan and Furuta, 1994a), LMI-temelli tasarım (Choi, 2007), H_2 temelli kayan kipler (Takahashi and Peres, 1999), geometrik tasarım (Elghezawi et al., 1983), bulanık mantık temelli kayan kipler (Lee et al., 1998), Lyapunov yaklaşımı (Su et al., 1996), sıfırları-yerleştirme yaklaşımı (Meza and Bhaya, 2001), zamanla-değişen bir yüzey (Slotine and Li, 1991), Ackermann formülü temelli yaklaşım (Ackermann and Utkin, 1998), ve nonlinear kayan yüzeyler (Fulwani et al., 2012). Bu metotlardan bazılarının KKK sistemlerinin tasarımında yaygın olarak kullanılmasına rağmen, metotların çoğu karmaşık bir prosedür gerektirmektedir, bazı metotlar yalnızca tek-girişli sistemlere uygulanabilmektedir ve nonlinear kayan yüzeylerin tasarımı tek-değerli değildir. Bu projenin amaçlarından biri yüksek performanslı ve çetring (yüksek-frekanslı osilasyon) (Bartolini et al., 1998; Utkin et al., 2009a; Young et al., 1999) içermeyen bir kontrol yapısıyla beraber, etkin ve sistematik kayan-yüzey tasarım algoritması geliştirmektir. Önerilecek metot, direkt cebirsel yaklaşım temelli olup, kısa yerleşme (sürekli-rejime ulaşma) zamanı ve referans sinyalinin aşmayan bir yanıt sağlayabilecektir.

Projenin bir diğer amacı da indirgenmiş-mertebeli modellerle tanımlanan proseslerin kontrolü için bir KKK metodu geliştirerek proseslere dayanıklılık özelliği sağlamaktır. Bu amaca paralel olarak, son yıllarda yapılan çalışmalar integral kayan-yüzey temelli KKK metodu (Camacho, 2006; Camacho et al., 2003) ve ayırık KKK metotlarını (Furuta, 1990; G. Monsees, 2002) içermektedir. Bu çalışmalar, proses kontrol sistemlerinin kayan kipler ile kontrolünün bazı temel yollarını tanımlamasına rağmen, yüksek kontrol performansı

elde etmek ve sistem dayanaklığının öngörülmeleyen talep değışikliklerine karşı artırmak amacıyla, (Camacho, 2006)'de verilen kontrolörün performansının, dayanaklığının ve yapısal esnekliğinin geliştirilmesi gerekmektedir. Aynı zamanda, bu projede, röle otomatik akort metodu (Åström et al., 1993), (Hang et al., 2002), ikincil bir röle fonksiyonuna ihtiyaç duymaksızın, KKK'nin doğal olarak içerdđi röle fonksiyonu kullanılarak elde edilebilecektir. Bu amaçla, genelleştirilmiş aktarım işlevi (Slotine and Li, 1991) ve Nyquist diyagramı (Khalil, 2002), otomatik akort (tuning) kuralını elde etmek için kullanılacak tasarım araçlarıdır.

1.1. Kayan Kipli Kontrol Tasarımı İçin Direkt Cebirsel Bir Yaklaşım

Kayan-yüzey tasarımı, kayan kipli kontrol (KKK) için ilk ve en önemli adımdır. Kayan yüzeyler, kapalı-çevrimli sistem dinamiğini belirlemektedir. Uygun bir kayan yüzey ve kontrol birlikteliği, kararlılık, geçici-rejim yanıtı ve referans takibi gibi kontrol tasarım amaçlarını sağlayabilmelidir. Çoğu endüstriyel sistem, aşırı ve hızlı bir sistem yanıtı gerektirmektedir ve tüm bu gereksinimler, KKK'de uygun kayan yüzeyler ile sağlanabilir. Tüm bu nedenlerden dolayı, bu projede optimal zaman yanıtı, dayanıklı, sistematik bir kayan yüzey algoritması, yüksek kontrol performansı elde etmek için tasarlanmıştır. Kontrol sisteminin yerleşme zamanı kullanılarak, kayan yüzeylerin hızlı bir şekilde belirlenebilir. Kayan yüzey katsayılarını belirlemede, deneysel ve pratik uygulamalar sonucunda ortaya çıkmış olan Butterworth ve Bessel gibi formlar kullanılabilir. Bu çalışmada, pratiklik, optimallik ve dayanıklılık özelliklerine sahip standart form tercih edilmiştir.

İlk olarak belirsizlik içeren bir dinamik sistemi ele alalım

$$\dot{z} = Az + Bu + Bf(z, u) \quad (1)$$

Denklem (1)'da $z \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $1 \leq m \leq n$, ve sistem belirsizlikleri de sınırlı değerler alabilen $f(z, u)$ ile tanımlanmıştır. Kontrol matrisi B 'nin tam ranklı olduğu varsayılmaktadır. Kayan yüzey $s: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ 'i aşağıdaki lineer fonksiyonla tanımlayabiliriz

$$s(z) = Cz \quad (2)$$

burada $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ tam ranklıdır. Eğer KKK sinyali u , sistemin durum değışkenlerini sonlu bir t_s zamanında (2)'deki kayan yüzeye sürer ve sonraki tüm zamanlarda o yüzey üzerinde tutar ise, o zaman sistem (1)'da ideal kayan kip oluşur, yani tüm $t > t_s$ zamanı

için $s(z) = \dot{s}(z) = 0$ 'dır. Sistemin durum değişkenlerini kayan yüzeyde tutmak için gerekli olan eşdeğer kontrol, $\dot{s}(z) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$u_{eq} = -(CB)^{-1} [CAz - f(z, u)] \quad (3)$$

Eşdeğer kontrol (3)'ü sistem (1)'de yerine koyarsak, tüm $t > t_s$ ve $Cz(t_s) = 0$ için, sistem dinamiği

$$\dot{z} = (I_n - B(CB)^{-1}C)Az \quad (4)$$

olarak elde edilir. Denklem (4) gösteriyor ki, kayan kipler kontrol sinyalinin tamamen bağımsız fakat tamamen kayan yüzeye bağlıdır. Burada, özellikli bir amacı sağlayabilecek uygun bir kayan yüzey matrisi C 'nin nasıl tasarlanacağı açık olmamasına rağmen, sistem dinamikleri düzenli forma dönüştürülerek uygun bir kayan yüzey tasarlanabilir.

Sistem (1)'nin matris çifti (A, B) 'nin kontroledilebilir olduğunu varsayarsak, uygun bir $T_r \in \mathbb{R}^{n \times n}$ matrisi kullanılarak koordinat transformasyonu $x = T_r z$ mümkün olur. Böylece, sistem (1) aşağıdaki düzenli forma dönüştürülebilir:

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \quad (5)$$

$$\dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + f_2(x) + B_2u \quad (6)$$

burada $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A_{11} \in \mathbb{R}^{(n-m) \times (n-m)}$, $A_{12} \in \mathbb{R}^{(n-m) \times m}$, $A_{21} \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}$, $A_{22} \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ve $f_2 \in \mathbb{R}^m$ de sistem belirsizliklerini içerir. Düzenli form için sistem matrislerinin tam ranklı olduğu varsayılmıştır, yani $\text{rank}(A_{12}) = m$, $\text{rank}(B_2) = m$ ve $m \leq (n-m)$ olmalıdır. Transformasyon matrisi T_r , lineer cebirden bilinen QR faktörizasyonu ile $T_r B = \begin{bmatrix} 0 & B_2 \end{bmatrix}^T$ 'yi sağlayacak şekilde elde edilebilir (Edwards et al., 2013).

Düzenli formdaki sistem (5) ve (6) için, kayan yüzey şu şekilde tanımlanabilir

$$s(x) = C_1 x_1 + x_2 = \begin{bmatrix} C_1 & I_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

burada $C_1 \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}$ ve $I_m \in \mathbb{R}^{m \times m}$ birim matristir. Uygun bir KKK ile kayan kip oluşturulduğu anda ve sonrasında, kayan yüzey $s(x) = 0$ eşitliğini sağlayacaktır. Bundan dolayı, Denklem (7)'deki x_2 'yi x_1 cinsinden $x_2 = -C_1 x_1$ olarak elde edilir ve (5)'te yerine koyarak, $n-m$ indirgenmiş mertebeli sistem dinamiklerini elde ederiz

$$\dot{x}_1 = (A_{11} - A_{12}C_1)x_1 \quad (8)$$

Orijinal sistemin matris çifti (A,B) kontroledilebilir olduğundan, matris çifti (A_{11}, A_{12}) de kontroledilebilirdir. Dolayısıyla, $C_1 \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}$ matrisi indirgenmiş mertebeli sistemi kararlı edecek şekilde tasarlanabilir. Ayrıca, uygun bir kayan yüzey matrisi ile geribeslemeli sistemin arzulan sistem yanıtını vermesi sağlanabilir.

Geribesleme kazanç matrisi C_1 'i elde etmede mümkün olduğunca optimal ve bozuculara karşı dayanıklı bir yapı oluşturmaktır. Kapalı çevrimli sistemin arzulan zaman sabitesi, kazanç (kayan yüzey) matrisi C_1 'i bulmada kullanılabilir. Bunun için kapalı-çevrimli sistem (8)'ün karakteristik denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\left| \lambda I - (A_{11} - A_{12}C_1) \right| = \sum_{i=0}^{n-m} \alpha_i \lambda^i \quad (9)$$

İlk olarak, çoğu pratik uygulamada sistem karalılığı, Hurwitz polinomlarının kararlılık şartları kullanılarak herhangi bir hesaplama yapmaksızın oldukça hızlı bir şekilde belirlenebilir. Denklem (9)'daki karakteristik denklem aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$P(\lambda) = \sum_{i=0}^r a_i \lambda^i = a_r \lambda^r + \dots + a_1 \lambda + a_0 \quad (10)$$

Hurwitz kararlılık için en başta, denklemdaki tüm reel katsayılar ya pozitif $a_i > 0$ ya da negatif $a_i < 0$ ($i = 0, 1, \dots, r$) olmalıdır. Burada, $P(\lambda)$ 'nin bir Hurwitz polinomu olabilmesi için denklemin bütün kökleri kompleks düzlemin sol tarafında yer almalıdır. Bu şart, yani Hurwitz polinomlarının kararlılık şartları, Lipatov-Sokolov şartları (Lipatov and Sokolov, 1979) ile verilir,

$$a_{i-1}a_{i+2} \leq 0.4655a_i a_{i+1}, \quad i = 1, \dots, r-2 \quad (11)$$

ve kararsızlık şartları da bazı i , $1 \leq i \leq r-2$, değerleri için

$$a_{i-1}a_{i+2} \geq a_i a_{i+1} \quad (12)$$

olarak ifade edilir. Denklem (11)'de verilen Hurwitz polinomlarının kararlılık şartları, aslında (10)'deki katsayıların oranıdır. Yani, eğer katsayı oranı γ_i aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$\gamma_i = a_i^2 / (a_{i-1}a_{i+1}), \quad i = 1, \dots, r-1 \quad (13)$$

denklem (10)'ün kararlılığı için $\gamma_i > 1.5$ olmalıdır. Katsayı oranları, literatürdeki formlar örneğin Butterworth (Kim et al., 2003), Kessler (Kessler, 1960), Bessel (Manabe and Kim,

2000), standart form (Manabe, 1991), ve k-polinomu (Ben Hariz et al., 2012; Kim et al., 2003), ile hızlı bir şekilde belirlenebilir. Bu çalışmada, denklem (10)'in katsayılarını belirlemek için aşırımsız yanıt veren standart form kullanılacaktır:

$$\gamma_1 = 2.5, \gamma_i = 2, \quad i = 2, \dots, r-1 \quad (14)$$

Standart form (14)'in, eşdeğer zaman sabitesi τ için, 3τ civarında yerleşme zamanı verdiği referans (Kim et al., 2003)'de gösterilmiştir. Dolayısıyla, eşdeğer zaman sabitesi, geribeslemeli sistemin arzulan yerleşme zamanından elde edilebilir. Dolayısıyla yerleşme zamanı t_{ss} için, eğer katsayı oranının standart formu (14) kullanılırsa, eşdeğer zaman sabitesi $\tau = t_{ss} / 3$ olarak bulunur. Denklem (9)'daki katsayılar şu şekilde hesaplanır

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 1, \quad \alpha_1 = \alpha_0 \tau, \\ \alpha_i &= \alpha_0 \tau^i / (\gamma_{i-1}^1 \dots \gamma_1^{i-1}), \quad i = 2, \dots, n-m \end{aligned} \quad (15)$$

burada τ sistemin zaman sabitesidir. Şimdi, kapalı-çevrimli sistemin karakteristik denklemi arzulan optimal özdeğerlere, $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n-m}\}$, sahiptir. Bu özdeğerler, Kautsky ve arkadaşları (Kautsky et al., 1985) tarafından geliştirilen dayanıklı özdeğer atama algoritması yardımıyla kayan yüzeyi tanımlamada kullanılabilir. Özdeğer atama işlemi pek çok yazılım paketinde tek bir komutla yapılabilmektedir.

Özetlemek gerekirse, bu çalışmada önerilen kayan yüzey tasarım algoritması aşağıdaki prosedürle verilebilir:

Kayan yüzey tasarımı için bir algoritma:

Adım 1. Zaman sabitesi τ , arzulan yerleşme zamanı t_{ss} kullanılarak $\tau = t_{ss} / 3$ olarak bulunur.

Adım 2. Transformasyon matrisi T_r , QR faktörizasyonu ile hesaplanır ve sistem (1) düzenli form (5)-(6)ya dönüştürülür.

Adım 3. $A_{11} - A_{12}C_1$ 'in arzulan karakteristik denklemi (9)'un katsayıları α_i , denklem (14) ve (15) kullanılarak bulunur. Daha sonra arzulan optimal özdeğerler $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n-m}\}$ hesaplanır.

Adım 4. Son olarak, geribesleme kazanç matrisi C_1 , dayanıklı özdeğer atama yöntemiyle bulunur ve sistemin kayan yüzeyi $C = [C_1 \quad I_m]T_r$ olarak elde edilir.

Yukarıdaki algoritma kısa bir MATLAB programıyla kolay bir şekilde uygulanabilir. Benzetimlerle elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir. Katsayı oranı-temelli

yaklaşım, LQR ve özdeğer atama metodlarının avantajlarını barındırmaktadır. Bu üç kayan yüzey tasarım metodunun genel özelliği karşılaştırılmalı olarak Tablo 1’de verilmiştir. LQR-temelli kayan yüzey tasarımlarında, ağırlık matrisinin değeri deneme-yanılma yoluyla bulunmakta ve Riccati denklemi çözülerek indirgenmiş mertebeli sistem için uygun özdeğerler elde edilmektedir. Özdeğer atama yaklaşımında, indirgenmiş- mertebeli sistemin özdeğerleri keyfi bir şekilde atanmakta ve optimal-olmayan kayan yüzeyler elde edilmektedir. Diğer taraftan, katsayı oranı yaklaşımı sadece sistemin arzulan zaman sabitesine gereksinim duymakta ve optimale yakın yanıt veren kayan yüzeyi üretmektedir.

Tablo 1. Katsayı oranı-temelli kayan yüzeyin temel özellikleri

	LQR	Özdeğer Atama	Katsayı Oranı
Tasarım:	1- Arzulanan özdeğerleri bulmak zordur 2- Deneme-yanılma ile ağırlık matrisi Q bulunur	1- Özdeğerler keyfi bir şekilde seçilir	1- Otomatik özdeğer atama 2- Sadece sistemin arzulan zaman sabitesi kullanılır
Optimallik:	Optimal	Optimal değil	Optimale-yakın
Dayanıklılık:	Dayanıklı değil	Dayanıklı	Dayanıklı

1.2. İntegral Kayan Kipli Kontrol Tasarımı

Belirsizlik içeren bir dinamik sistemi ele alalım

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Bf(x, u) \\ y &= Hx \end{aligned} \quad (16)$$

Denklem (16)’de $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $H \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $1 \leq m \leq n$ ve sistem belirsizlikleri de sınırlı değere sahip $f(x, u)$ ile tanımlanmıştır. Kontrol matrisi B ’nin tam ranklı olduğu varsayılmaktadır. Eğer integral kontrol değişkenleri $\sigma \in \mathbb{R}^p$ ve referans sinyalleri de $r \in \mathbb{R}^p$ ile tanımlanırsa ve bu değişkenler sistem dinamiği (16) ile birleştirilirse, artırılmış sistem dinamikleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\dot{x}_a = A_a x_a + B_a u + B_a f(x_a, u) - B_r r \quad (17)$$

Buradaki vektör ve matrisler şu şekilde tanımlanmıştır

$$x_a = \begin{bmatrix} \sigma \\ x \end{bmatrix}, A_a = \begin{bmatrix} 0 & H \\ 0 & A \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}, B_r = \begin{bmatrix} I_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

burada H sistem çıkış matrisini ve I_p ’de birim matrisi belirtmektedir. Eğer matris çifti (A, B) kontroledilebilir ise ve

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A & B \\ H & 0 \end{bmatrix} = n + p \quad (19)$$

şartı sağlanır ise, artırılmış sistemin kontroledilebilir olduğu söylenir (Khalil, 2002). Böylece uygun bir durum geribeslemeli kontrol ile sistem (17)'nin kararlılığı sağlanabilir.

Artırılmış sistem (17) için İKKK tasarım prosedürü aşağıdaki gibi açıklanabilir. İlk iş olarak, kayan yüzey $s : \mathbb{R}^{n+p} \rightarrow \mathbb{R}^m$ 'i

$$s(x_a) = Cx_a \quad (20)$$

olarak tanımlayalım. Denklem (20)'teki $C \in \mathbb{R}^{m \times (n+p)}$ tam ranklıdır. Şimdi, İKKK tasarım problemi, literatürdeki klasik KKK tasarım prosedürüne indirgenmiş oldu, yani kayan yüzey matrisi C ve kontrol sinyali u uygun bir şekilde elde edilmelidir. Eğer KKK sinyali u , sistemin durum değişkenlerini sonlu bir t_s zamanında (20)'teki kayan yüzeye sürer ve sonraki tüm zamanlarda o yüzey üzerinde tutar ise, o zaman sistem (17)'de ideal kayan kip oluşur, yani tüm $t > t_s$ zamanı için $s(x_a) = \dot{s}(x_a) = 0$ olur. Durum değişkenlerini kayan yüzeyde tutmak için gerekli olan eşdeğer kontrol $\dot{s}(x_a) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$u_{eq} = -(CB_a)^{-1} [CA_a x_a - f(x_a, u)] \quad (21)$$

Eşdeğer kontrol (3)'ü sistem (17)'de yerine koyarsak, tüm $t > t_s$ ve $Cx_a(t_s) = 0$ için, sistem dinamiği

$$\dot{x}_a = (I_{n+p} - B_a (CB_a)^{-1} C) A_a x_a \quad (22)$$

olarak elde edilir. Denklem (4) gösteriyor ki, kayan kipler kontrol sinyalinden bağımsızdır, fakat tamamen kayan yüzeye bağlıdır. Özel bir amacı sağlayabilecek uygun bir kayan yüzey matrisi C 'nin nasıl tasarlanacağı açık olmamasına rağmen, sistem dinamikleri düzenli forma dönüştürülerek uygun bir kayan yüzey tasarlanabilir.

Sistem (17)'nin matris çifti (A_a, B_a) 'nin kontroledilebilir olduğunu varsayarsak, uygun bir $T_r \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (n+p)}$ matrisi kullanılarak koordinat transformasyonu $T_r x_a$ mümkün olur. Böylece, sistem (17) aşağıdaki düzenli forma dönüştürülebilir:

$$\dot{x}_1 = A_{11} x_1 + A_{12} x_2 \quad (23)$$

$$\dot{x}_2 = A_{21} x_1 + A_{22} x_2 + B_2 u + f_2(x_1, x_2) \quad (24)$$

burada $x_1 \in \mathbb{R}^\lambda$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A_{11} \in \mathbb{R}^{\lambda \times \lambda}$, $A_{12} \in \mathbb{R}^{\lambda \times m}$, $A_{21} \in \mathbb{R}^{m \times \lambda}$, $A_{22} \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $\lambda = n + p - m$, ve $f_2 \in \mathbb{R}^m$ de sistem belirsizliklerini içerir. Normal form için sistem matrislerinin tam ranklı olduğu varsayılmıştır, yani $\text{rank}(A_{12}) = m$, $\text{rank}(B_2) = m$ ve

$m \leq (n - m)$ olmalıdır. Transformasyon matrisi T_r , bilinen QR faktörizasyonu ile $T_r B_a = [0 \ B_2]^T$ 'yi sağlayacak şekilde elde edilebilir (Edwards et al., 2013). Normal formdaki sistem (5) ve (6) için, kayan yüzey şu şekilde tanımlanabilir

$$s(x_1, x_2) = C_1 x_1 + x_2 \equiv [C_1 \ I_m] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

burada $C_1 \in \mathbb{R}^{m \times \lambda}$ ve birim matris $I_m \in \mathbb{R}^{m \times m}$. Uygun bir KKK ile kayan kip oluşturulduğu anda ve sonrasında, kayan yüzey $s(x_1, x_2) = 0$ eşitliğini sağlayacaktır. Bundan dolayı, Denklem (7)'daki x_2 yi x_1 cinsinden $x_2 = -C_1 x_1$ olarak yazarsak ve (5)'de yerine koyarak, aşağıdaki sistem dinamiklerini elde ederiz

$$\dot{x}_1 = (A_{11} - A_{12} C_1) x_1 \quad (26)$$

Burada orijinal sistemin matris çifti (A, B) kontroledilebilir olduğundan, matris çifti (A_{11}, A_{12}) kontroledilebilirdir (Edwards and Spurgeon, 1998). Dolayısıyla, $C_1 \in \mathbb{R}^{m \times \lambda}$ matrisi denklem (8)'deki sistemi kararlı edecek ve geribeslemeli sistemin arzulanan sistem yanıtını vermesini sağlayacak şekilde tasarlanabilir. C_1 matrisi literatürde yaygın olarak kullanılan LQR-temelli tasarım (Pan and Furuta, 1994b; Utkin and Young, 1978) ve özdeğer atama (Dorling and Zinober, 1986), veya yüksek performanslı katsayı oranı yaklaşımlarıyla tasarlanabilir. Son bir işlemle, orijinal sistem için tersine transformasyonla, kayan yüzey matrisi aşağıdaki gibi bulunur

$$C = [C_1 \ I_m] T_r \quad (27)$$

Kayan yüzey tasarlandıktan sonra, bu yüzey üzerinde kayan kipi, $s(z) = \dot{s}(z) = 0$, oluşturmak için ihtiyaç duyulan KKK literatürdeki farklı metotlarla tasarlanabilir: eşdeğer kontrol (Utkin et al., 2009b) ve kayan-sektör kontrol (Furuta and Pan, 2000) gibi. Kapalı çevrimli sistemin kararlılığını garanti etmek için KKK ulaşma koşulunu $s^T \dot{s} < 0$ sağlanmalıdır. Eşdeğer kontrol yaklaşımı kullanılması durumunda, sistem (17) için kontrol kuralı $\dot{s}(z) = 0$ 'in çözümünden aşağıdaki gibi elde edilebilir

$$u = -(CB_a)^{-1} [CA_a x_a - CB_r r + k \text{sign}(s)] \quad (28)$$

burada k sabit değerli kontrol kazancıdır. Kontrolün $\text{sign}(\cdot)$ fonksiyonu $\text{sign}(s) = [\text{sign}(s_1) \dots \text{sign}(s_m)]^T$ formunda olup, bütün $i=1,2,\dots,m$ için $\text{sign}(s_i) = s_i / |s_i|$ olarak tanımlanır. Denklem (28)'teki kontrolör, kayan yüzeyi $s(x_a) = 0$ 'da tutmak zorundadır. Kapalı çevrimli sistemin kararlılığı veya KKK ulaşma koşulu, artırılmış sistem

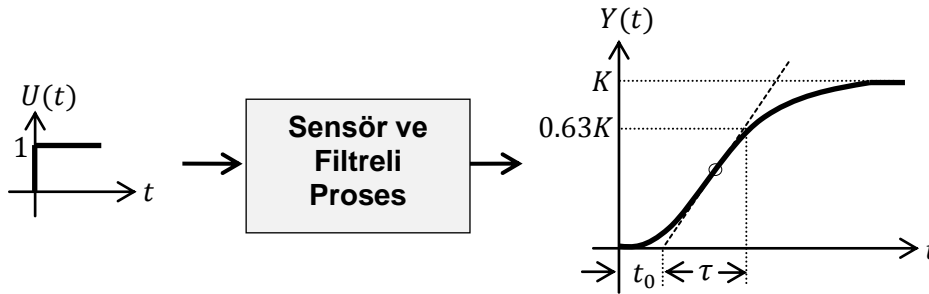
(17), kayma yüzeyi (20), ve kontrol (28) kullanılarak şu şekilde gösterilebilir:

$$\begin{aligned}
 s^T \dot{s} &= s^T (CA_a x_a + CB_a u + CB_a f - CB_r r) \\
 &= s^T (CA_a x_a - CA_a x_a + CB_r r - k_1 \text{sign}(s) + CB_a f - CB_r r) \\
 &= s^T (-k \text{sign}(s) + CB_a f) \\
 &\leq -(k - \|CB_a f\|) \|s\|
 \end{aligned} \tag{29}$$

Burada sınırlı değerler alabilen $f \equiv f(x_a, u)$ vektörü göz önüne alındığında, eğer $k > \|CB_a f\|$ şartı sağlanır ise ulaşma koşulu da negatif değerler alır, yani $s^T \dot{s} < 0$ olur. Dolayısıyla, kayan kipler oluşur ve kayan yüzey geribeslemeli sistemin dinamik davranışını kontrol kanalındaki belirsizliklere karşı dayanıklı bir şekilde belirler. İlaveten, referans sinyali de dayanıklı bir şekilde takip edilmiş olur.

1.3. İndirgenmiş-Mertebeli Model Temelli kayan Kipli Kontrol Geliştirilmesi

Endüstriyel sistemlerde en çok kullanılan modelleme tekniği adım yanıtının kullanıldığı proses reaksiyon eğrisi metodudur (Şekil 1). Bu metot ile elde edilen en yaygın model birinci-mertebeden ve zaman gecikmeli Denklem (30)'de verilen modeldir. Bu nedenle geliştirilen metodun açıklaması bu model kullanılarak yapılacaktır.



Şekil 1. Proses reaksiyon eğrisi metodu.

Denklem (30)'de u kontrol girişini, y proses çıkışını (ölçüm), K model kazancını, τ zaman sabitesini ve L ise gecikme zamanını göstermektedir.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s \pm 1} e^{-Ls} \tag{30}$$

Denklem (30)'de kararlı prosesler için + işareti, kararsız prosesler için ise - işareti kullanılmaktadır. Ölü zaman terimi, Taylor serisi yaklaşımı kullanılarak $e^{-Ls} \approx 1 / (Ls + 1)$ şeklinde yaklaşık bir ifadeyle elde edilebilir ve böylelikle FOPDT modeli yeniden yazılabilir

$$\frac{Y(s)}{U(s)} \cong \frac{K}{(\tau s + 1)(Ls + 1)} \tag{31}$$

Denklem (31)'den aşağıdaki diferansiyel denklem formu meydana gelir

$$\ddot{y} + \alpha_1 \dot{y} + \alpha_0 y = \beta u \quad (32)$$

burada $\alpha_0 = 1/\tau L$, $\alpha_1 = (\tau + L)\alpha_0$ ve $\beta = K\alpha_0$ olarak tanımlanmıştır. İzleme kontrol sistemlerinde, referans sinyali $r(t)$ için izleme hatası $e = r - y$ 'nin hata dinamiği aşağıdaki gibi tarif edilebilir

$$\ddot{e} + \alpha_1 \dot{e} = \ddot{r} + \alpha_1 \dot{r} + \alpha_0 y - \beta u \quad (33)$$

Denklem (33)'te pozitif değerli μ_0, μ_1 ve μ_2 için $|\ddot{r}| \leq \mu_2$, $|\dot{r}| \leq \mu_1$ ve $|y| \leq \mu_0$ olduğu varsayılmıştır. Bu aşamadan sonra uygun bir kontrolör hata dinamiğini kararlı hale getirmek amacıyla tasarlanmalıdır.

Değişken yapıli kontrolü (ya da daha yaygın olan kayan kipli kontrol) geri beslemeli kontrol sistemleri için oldukça önemli bir anahtarlamalı doğrusal olmayan kontrol aracıdır. KKK sisteminin en önemli avantajı, belirsizlikler ve bozucu etkenlerin mevcudiyetinde dayanıklı olmasıdır. Bu kontrol metodunda, ilk olarak uygun bir anahtarlama yüzeyi tasarlanır ve uygun bir değişken yapıli kontrolör ile sistem yörüngeleri durum uzaydaki bu yüzeyin üzerine sürülür ve sonrasında sistem yörüngeleri bu yüzey üzerinde tutulur. Denklem (32)'te verilen sistem için uygun bir anahtarlama yüzeyi aşağıdaki gibi tasarlanabilir. Denklem (34)'de kayan yüzey σ , referans (set değeri) r , takip hatası e , ve kazanç değeri λ görülmektedir. Buradaki türev ifadesi uygun bir birinci dereceden alçak geçiren filtre (türev alıcı filtre) ile yumuşatılarak uygulanmalıdır.

$$\sigma = \dot{e} + \lambda e, \quad e = r - y \quad (34)$$

Kararlı sistemler için tasarlanan değişken yapıli kontrolör Denklem (35)'te görülmektedir. Kontrol sinyali u , değişken yapıli oransal ve integral terimlerden oluşmaktadır. İleride tanımlanacağı gibi, kontrol sistemi tek terimli, iki-terimli veya üç-terimli olarak oluşturulabilir.

$$u = k_p |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) + k_i \int_0^t |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) dt \quad (35)$$

Burada görülen k_p oransal kontrol katsayısını ve k_i ise integral kontrol katsayısını göstermektedir. Değişken yapıli kontrolör tasarlanırken, kontrol parametreleri λ , k_p ve k_i uygun seçilerek, örneğin MATLAB'ın *fminsearch* komutu yardımıyla ITAE performans indeksini optimal yapan katsayı değerleri nümerik simülasyonlarla bulunarak, arzulanan proses yanıtı elde edilebilir.

Kararsız sistemler için ise Denklem (36)'te verilen kontrolör tasarlanmıştır. Denklem (35)'ten farklı olarak, kararsız sistemleri kararlı hale getirmek için, ilave olarak ölçüm

geribesleme kazancı, $k_0 = 1/K$, ile oranlanmış proses ölçümü doğrudan kontrolöre eklenmiştir.

$$u = -k_0 y + k_p |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) + k_i \int_0^t |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) dt \quad (36)$$

Yukarıda verilen kontrolör yapıları, Denklem (37)'daki gibi tek-terimli ve Denklem (38)'deki gibi üç-terimli olarak tasarlanabilir. Genel olarak, sabit referans değerleri için tek-terimli kontrolör yeterli olabilir, fakat zamanla değişen referans değerleri için integral kontrol terimi kullanılarak kararlı-hal hatası minimuma indirgenebilir.

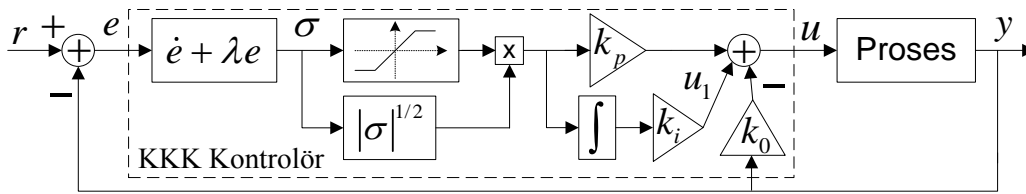
$$u = k_p |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) \quad (37)$$

$$u = k_p |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) + k_i \int_0^t |\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma) dt + k_d \frac{d}{dt} (|\sigma|^{0.5} \text{sat}(\sigma)) \quad (38)$$

Yukarıdaki denklemlerde görülen ve kontrolöre değişken yapı özelliğini kazandıran $\text{sat}(\cdot)$ fonksiyonu doyum fonksiyonudur ve Denklem (39)'de tanımlandığı gibidir:

$$\text{sat}(\sigma) = \begin{cases} \sigma / |\sigma| & , \quad |\sigma| > 1 \\ \sigma & , \quad |\sigma| \leq 1 \end{cases} \quad (39)$$

Denklem (39)'deki $\sigma / |\sigma|$ birim vektördür (yani ± 1 değerlerini alarak kontrol sinyalinin işaretini belirlemektedir). Burada geliştirilen değişken yapıli kontrol sistemi, proses parametrelerindeki belirsizliklere, bozululara ve gürültülü ölçümlere rağmen arzulanan düzeyde dayanıklı ve yüksek kontrol performansı sağlamaktadır. Önerilen kontrolörün blok diyagramı Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Kayan kipli kontrolörün blok diyagramı.

Kararlı sistemler için tasarlanan değişken yapıli kontrolörün kararlılık analizi için Denklem (35)'te $\mu_3 > 0$ için $|u_1| \leq \mu_3$ olduğu varsayılarak, Sistem modelini (32), hata dinamiğini (33), kayan yüzeyi (34) ve kontrolör (35) düşünüldüğünde, önerilen KKK'nin kararlılık analizi takip edildiği gibi yapılabilir. İlk olarak, pozitif tanımlı bir Lyapunov fonksiyonu

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 + \frac{1}{2} u_1^2 \quad (40)$$

olarak tanımlanırsa, onun türevi,

$$\dot{V} = \sigma(\ddot{r} + \lambda\dot{r} + (\alpha_1 - \lambda)\dot{y} + \alpha_0 y - \beta u) - \beta u_1 \sigma + u_1 \dot{u}_1 \quad (41)$$

kararlılık için negatif tanımlı olmalı. Denklem (39)'den görüldüğü gibi kontrolör dış ve iç bölümlerden oluşmaktadır. Kontrolörün dış bölümü için, yani $|\sigma| \geq 1$ için, Denklem (41)

$$\dot{V} = \sigma\left(\ddot{r} + \lambda\dot{r} + (\alpha_1 - \lambda)\dot{y} + \alpha_0 y - \beta k_p |\sigma|^{1/2} \text{sgn}(\sigma)\right) + \varphi_0 \quad (42)$$

olarak yazılabilir. Burada φ_0 fonksiyonu

$$\varphi_0 = -\beta u_1 \sigma + k_i u_1 |\sigma|^{1/2} \text{sgn}(\sigma) = -\varepsilon \beta u_1 \sigma \quad (43)$$

olarak yazılabilir. Denklem (43)'de $0 \leq \varepsilon < 1$ ve sadelik için $k_i = \beta$ olarak alınmıştır. Şimdi, Lyapunov fonksiyonun türevi aşağıdaki eşitsizliği sağlar:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma\left(\ddot{r} + \lambda\dot{r} + (\alpha_1 - \lambda)\dot{y} + \alpha_0 y - \beta k_p |\sigma|^{1/2} \text{sgn}(\sigma)\right) + \varphi_0 \\ &\leq \left(|\ddot{r}| + \lambda|\dot{r}| + \alpha_0 |y| + \varepsilon \beta |u_1| - \beta k_p |\sigma|^{1/2}\right) |\sigma| \\ &\leq \left(\mu_2 + \lambda\mu_1 + \alpha_0 \mu_0 + \varepsilon \beta \mu_3 - \beta k_p |\sigma|^{1/2}\right) |\sigma| \\ &= -\left(\beta k_p |\sigma|^{1/2} - \bar{\mu}\right) |\sigma| \end{aligned} \quad (44)$$

burada $\bar{\mu} = \mu_2 + \lambda\mu_1 + \alpha_0 \mu_0 + \varepsilon \beta \mu_3$ ve $\lambda \geq \alpha_1$ 'dir. Sonuç olarak, $|\sigma| \geq 1$ olduğundan, eğer $k_p > \bar{\mu} / \beta$ olarak seçilirse, o zaman $\dot{V} < 0$ olur. Diğer bir deyişle, her ne zaman $|\sigma| \geq 1$ olursa, $|\sigma(t)|$ fonksiyonu $|\sigma| < 1$ kümesine ulaşıncaya kadar sürekli olarak azalarak sonlu bir zamanda oraya ulaşır ve sonraki bütün zamanlarda o kümenin içinde kalır.

Kontrolörün iç bölümü $|\sigma| < 1$ kümesi için de, Lyapunov fonksiyonun türevi (41) benzer şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\dot{V} = \sigma\left(\ddot{r} + \lambda\dot{r} + (\alpha_1 - \lambda)\dot{y} + \alpha_0 y - \beta k_p |\sigma|^{1/2} \sigma\right) + \varphi_1 \quad (45)$$

burada

$$\varphi_1 = -\beta u_1 \sigma + k_i u_1 |\sigma|^{1/2} \sigma = -\varepsilon_1 \beta u_1 \sigma \quad (46)$$

Denklem (46)'te $0 < \varepsilon_1 < 1$ ve yine sadelik için $k_i = \beta$ olarak alınmıştır. Son olarak, $0 < \theta < 1$ için

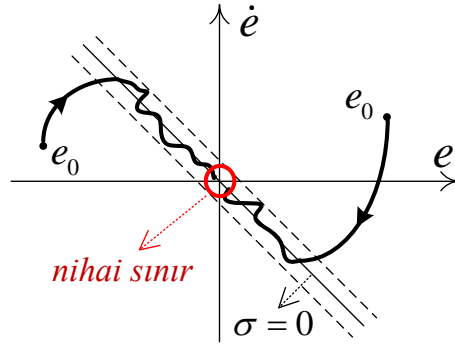
$$\dot{V} \leq \bar{\mu} |\sigma| - \beta k_p |\sigma|^{5/2} \leq -(1 - \theta) \beta k_p |\sigma|^{5/2} \quad (47)$$

eşitsizliği elde edilir. Denklem (47), bütün

$$|\sigma| \geq \left(\frac{\bar{\mu}}{\theta\beta k_p} \right)^{2/3} \quad (48)$$

değerleri için sağlanır. Böylelikle, sistem yörüngesi son sınır kümesine, $\Sigma = \left\{ |\sigma| < \left(\bar{\mu} / (\theta\beta k_p) \right)^{2/3}, |\sigma| < 1 \right\}$, sonlu zamanda ulaşır. Bunun anlamı, izleme hatası da orijinin etrafında kalır fakat bir genelleme yapacak olursak $\sigma = \dot{e} + \lambda e$ denkleminden dolayı izleme hatasının orijinde kalmadığını söyleyebiliriz. Sonuç olarak, önerilen kontrolörün pratik kararlılığı verilen nihai sınır için garanti edilir. Bu durum Şekil 3'te gösterilmiştir.

Kararlılık analizinden açık bir şekilde elde edilen ve sağlanması gereken iki şart var: (1) $k_p > \bar{\mu} / \beta$, ve (2) $\lambda \geq (\tau + t_0) / \tau t_0$. Fakat, kararlılık analizi, kontrol terimi k_i için belli bir şart vermemektedir ve dolayısıyla uygun bir kararlı-hal cevabı edebilmek için keyfi olarak seçilebilir. Aynı zamanda dikkat edilmesi gereken bir nokta da, eğer model kazancı K 'nın işareti değişirse, yani eğer $K < 0$ olursa, kontrol sinyalinin işareti de değiştirilmelidir ($u < 0$).



Şekil 3. Hata dinamiklerinin kayan yüzey üzerindeki durum-uzay diyagramı.

Benzer kararlılık analizleri kararsız prosesler için önerilen değişken yapıli kontrolör (36) için de yapıldı ve benzer sonuçlar edildiğinden burada tekrarlanmayacaktır.

1.4. Dayanıklılık

Denklem (32)'ten, belirsizlik içeren sistemin diferansiyel denklemi şu şekilde yazılabilir

$$\ddot{y} + \bar{\alpha}_1 \dot{y} + \bar{\alpha}_0 y + d = \bar{\beta} u \quad (49)$$

burada d sınırlı bozucu etken olup $|d| \leq \mu_d$ olarak tanımlanabilir. Diğer belirsizlik içeren terimler ise sınırlı belirsizler $\delta\alpha_0$, $\delta\alpha_1$ ve $\delta\beta$ için $\bar{\alpha}_0 = \alpha_0 + \delta\alpha_0$, $\bar{\alpha}_1 = \alpha_1 + \delta\alpha_1$ ve

$\bar{\beta} = \beta + \delta\beta$ olarak tanımlanmıştır. Yukarıda tarif edildiği gibi Lyapunov kararlılık teoremini kullanarak, benzer kararlılık şartları bulunabilir,

$$k_p > \frac{\hat{\mu}}{\beta}, \quad |\sigma| \geq \left(\frac{\hat{\mu}}{\theta\beta k_p} \right)^{2/3} \quad (50)$$

burada belirsizlikler ve bozucu etkenin sınırları sebebiyle $\hat{\mu} \geq \bar{\mu}$. Böylelikle, sistemin pratik kararlılığı sınırlı belirsizlikler altında garanti edilebilir.

1.5. Çeşitli Kontrol Yapıları

Denklem (35) ile verilen kontrolör, üstel terime sahip $|\sigma|^q$ için oldukça ilginç kontrol yapıları oluşturulabilir. Eğer üs değerlerini $0 \leq q \leq 1$ olacak şekilde sınırlandırırsak, bazı önemli kontrol yapıları $q = 1$, $q = 0.5$ ve $q = 0$ değerleri için Tablo 2'de verilmiştir. $q = 1$ için, $|\sigma| \geq 1$ olduğu zaman KKK, PI kontrolör formunu alır ve orijinin etrafında ($|\sigma| < 1$) hata-kare kontrolörü meydana getirir. $q = 0$ için, kontrolör orijinden biraz uzakta röle kontrolör formunda olur ($|\sigma| \geq 1$) ve orijin etrafında ($|\sigma| < 1$) PI kontrolörünü meydana getirir. Diğer taraftan, önerilen kontrolör, yani $q = 0.5$ için, bu kontrol yapılarının avantajlarına sahiptir. Röle kontrol (ya da kayan kipli kontrol) dayanıklı bir kontrolördür fakat modelleme hataları sebebiyle proses çıkışında çatırdama olma ihtimali yüksektir. Ölçüm sinyalindeki filtrelenmeyen düşük frekans bozucu etkenlerinin etkisi hata kare kontrolörün kullanılması ile azaltılabilir çünkü hatanın küçük olduğu durumlarda gürültünün etkisi çok az kuvvetlendirilir, ve kontrol hatasının büyük olduğu durumlarda, kuvvetli kontrol sinyali oluşturur (Åström and Hägglund, 1995). Bu kontrolörlerin avantajlarına sahip olabilmek için, yani kayan kip kontrolün dayanıklılığı ve hata-kare kontrolörün gürültüyü reddetme yeteneği, Denklem (35)'da tanımlanan kontrolör bu çalışmada önerilmektedir.

Tablo 2. $|\sigma|^q$ 'nin farklı üs değerleri için bazı kontrol yapıları

Bölgeler	$ \sigma $	$ \sigma ^{1/2}$	$ \sigma ^0$
$ \sigma \geq 1$	$u = k_p \sigma + u_1$	$u = k_p \frac{\sigma}{ \sigma ^{1/2}} + u_1$	$u = k_p \text{sgn}(\sigma) + u_1$
	PI-kontrolör		Röle kontrolör
$ \sigma < 1$	$u = k_p \sigma \sigma + u_1$	$u = k_p \sigma \sigma ^{1/2} + u_1$	$u = k_p \sigma + u_1$
	Hata-kare kontrol		PI-kontrolör

Bir diğer önemli konu da PID kontrol sistemlerine benzer olarak, KKK kontrolörü tek-terimli (P kontrolöre benzer), iki-terimli (PI kontrolöre benzer) ve üç-terimli (PID kontrolöre benzer) olarak da tanımlanabilir. Yani, tek-terimli olarak

$$u = k_p |\sigma|^{1/2} \text{sat}(\sigma) \quad (51)$$

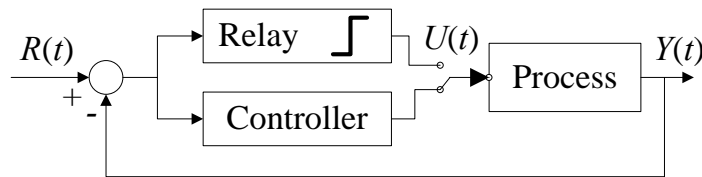
ve üç-terimli olarak

$$\begin{aligned} u &= k_p |\sigma|^{1/2} \text{sat}(\sigma) + u_1 + u_2 \\ \dot{u}_1 &= k_i |\sigma|^{1/2} \text{sat}(\sigma) \\ u_2 &= k_d \frac{d}{dt} (|\sigma|^{1/2} \text{sat}(\sigma)) \end{aligned} \quad (52)$$

şeklinde verilebilir. Ayrıca, diğer kontrol yapıları da oluşturulabilir. Yukarıdaki argümanlara benzer olarak, çeşitli KKK yapılarının kararlılığı da gösterilebilir. Bir diğer önemli nokta da, sabit referans sinyalleri için KKK kontrolörünün integral terimi u_1 ihmal edilebilir, fakat zamanla-değişen referans sinyalleri için izleme hatalarını minimize etmek amacıyla u_1 'e sahip olmak gereklidir.

1.6. Otomatik Akort Özelliğinin Geliştirilmesi

Otomatik akort (tuning), operatör talebi veya bir dış sinyal ile kontrol parametrelerini otomatik olarak ayarlayabilen bir metot anlamına gelmektedir. Böyle bir özellik, talepler değiştiği zaman endüstriyel prosesler için oldukça arzulan ve kullanışlı bir özelliktir. Röle otomatik akort metodu, kolay kullanım, nonlineer sistemlere uygulanabilirlik ve etkin bozucu reddetme özelliğinden dolayı günümüzde kullanılan bir yaklaşımdır. Şekil 4 röle geribesleme sisteminin, geribesleme döngüsüne paralel bağlandığı röle otomatik akort metodunu göstermektedir. KKK doğal olarak bir röle fonksiyonu kullanmaktadır ve ikincil bir röle fonksiyonuna gerek olmaksızın bu röle fonksiyonu doğrudan proses kontrol sistemlerinin otomatik akortu için kullanılabilir. Bu iş bölümünde, KKK'nin kullandığı röle fonksiyonuna uygun bir otomatik akort metodu sunulmaktadır. Genelleştirilmiş aktarım işlevi ve Nyquist diyagramı otomatik akort kuralını elde etmek amacıyla kullanılmaktadır.



Şekil 4. Kontrol sistemine eklenmiş röle otomatik akort fonksiyonu.

KKK parametreleri analitik kararlılık analizinden yaklaşımlar yapılarak elde edilebilir, ancak optimum parametre değerlerini elde etmek mümkün görünmüyor. Diğer taraftan, simülasyon paketleri, örneğin Matlab ve Maple, ile elde edilen sistem modelleri için sayısal simülasyonlar yapılarak en uygun kontrol parametre değerleri araştırılabilir. Bu yol ile, zaman ve frekans bölgesindeki tüm kontrol tasarım amaçları karşılanabilir. Ek olarak, sayısal yaklaşımlarla referans ağırlık fonksiyonları, türev alıcı için ortanca filtreleme ve diğer yardımcı yapılar ile genişletilmiş kontrol yapıları için en iyi kontrol parametre değerlerini araştırmak mümkündür.

Bazı proseler için KKK'nin statik kazançları, yani k_p , k_i ve k_d değerleri, çok iyi bilenen PID ayar algoritmalarından hesaplanabilirken, genel bir parametre ayarlama algoritması geliştirilmelidir. Nelder-Mead simpleks algoritması KKK parametrelerinin optimizasyonunda kullanılabilir. Matlab'ın 'fminsearch' komutu ile yaptığı optimizasyonunda kullanılan bu algoritma doğrusal olmayan optimizasyon problemlerini çözmek içindir. Uygun sonuçları elde etmek için, uygun bir performans indeksine ihtiyaç vardır. Mevcut performans kriterleri (yani IE, IAE, ITAE, ISE, ITSE, ISTE) arasındaki ITAE performans indeksi en tutumlu kontrolör değerlerini verir (Tyreus and Luyben, 1992),

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (53)$$

Şimdi amaç ITAE performans kriterini minimize eden optimum kontrol parametrelerini bulmaktır. Araştırma algoritmasında, performans indeksi Simpson 1/3 kuralı ile hesaplanabilir (Martins, 2005). Burada geliştirilen otomatik akort fonksiyonu için MATLAB programları yazıldı ve simülasyon yoluyla en uygun kontrol değerleri elde edildi.

Diğer taraftan, genelleştirilmiş aktarım işlevi (describing function) metodu kullanılarak, ampirik bazı parametre ayarlama yaklaşımları da elde edilebilir. Otomatik ayarlama birkaç farklı yolla yapılabilmesine rağmen, çoğu ticari PID kontrolörler röle metodunu kullanmaktadır. Bu bölümde önerilen KKK'nin yapısında röle fonksiyonu olduğundan, doğrudan kontrolör parametrelerinin ayarlanmasında kullanılabilir. Bu amaçla, genelleştirilmiş aktarım işlevi metodu analizlerde kullanılabilir. Bu metot nonlinear geribeslemeli sistemlerde limit çevrimin varlığını tanımlamada kullanılır. Nonlinear bir fonksiyon her zaman için Fourier serileri ile açıklanabildiğinden, genelleştirilmiş aktarım işlevinin tanımlanmasında Fourier serileri önemli bir role sahiptir (Atherton and Towill, 1977). Genelleştirilmiş aktarım işlevinde alçak geçiren filtre varsayımından dolayı Fourier açılımının ilk harmonikleri kullanılır. Genelleştirilmiş aktarım işlevi aşağıdaki denklemlerle tanımlanır

$$N(a) = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} u_p \sin(\omega t) d\omega t + \frac{j}{\pi a} \int_0^{2\pi} u_p \cos(\omega t) d\omega t \quad (54)$$

burada $N(a)$, nonlineer elemanın genelleştirilmiş aktarım işlevidir ve yalnızca genlik a , ve faz ω 'ya bağlıdır. Nyquist kriteri kullanılarak limit çevrimin varlığı belirlenir, yani limit çevrimin olabilmesi için (Slotine and Li, 1991)

$$G(j\omega) = -1 / N(a) \quad (55)$$

Eşitliğin sağlanması gerekmektedir. Röle-temelli otomatik parametre ayarlamaya benzer olarak, KKK'da $k_i = 0$ seçilerek, yani,

$$u_p = K_p |\sigma|^{1/2} \text{sat}(\sigma) \quad (56)$$

Genelleştirilmiş aktarım işlevi elde edilebilir. Sinüsoidal bir giriş sinyaline, $\sigma = a \sin(\omega t)$, Denklem (56) sinüsoidal sinyal cinsinden aşağıdaki yanıtı verir,

$$u_p \cong \begin{cases} k_p \sqrt{a} \sin(\omega t), & \text{if } a > 1 \\ k_p a \sqrt{a} \sin(\omega t), & \text{if } a \leq 1 \end{cases} \quad (57)$$

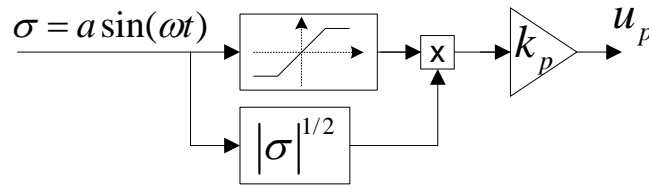
Denklem (57)'u denklem (54)'da yerine koyarsak, genelleştirilmiş aktarım işlevi şu şekilde bulunur

$$N(a) = \begin{cases} k_p / \sqrt{a}, & \text{if } a > 1 \\ k_p \sqrt{a}, & \text{if } a \leq 1 \end{cases} \quad (58)$$

Denklem (58), KKK parametrelerinin otomatik ayarlanmasında kullanılabilir. Örneğin varsayalım ki son kazanç $K_u = N(a)$ ve son periyot $P_u = 2\pi / T$ olarak tanımlansın (burada T sinyal periyodudur). O zaman KKK parametreleri

$$k_p = K_u / 2.2, \quad k_i = 1.2k_p / P_u \quad (59)$$

olarak tanımlanabilir. Denklem (59) belki optimal sonuçlar vermeyecektir fakat pek çok proses için uygun bir sonuç verebilir. Şekil 5, KKK için genelleştirilmiş aktarım işlevi blok diyagramını göstermektedir. Burada elde edilen genelleştirilmiş aktarım işlevi hesaplamaları geleneksel sinüs dalga test sinyallerine oldukça yakın olduğundan, önerilen KKK metodu geleneksel röle veya doyum fonksiyonlarına göre daha iyi sonuçlar verir. Bu parametre ayarlama metodunun bir diğer avantajı da sistemi kararsızlığa sokma tehlikesinin olmamasıdır.



Şekil 5. Genelleştirilmiş aktarım işlevi blok diyagramı.

1.7. Önerilen KKK Metotlarının Simülasyonu

Bölüm 1.1 ve 1.2’de geliştirilen metotların etkinliği ve performans analizi nümerik simülasyonlarla gösterilecektir. MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak, bazı örnek proses modelleri üzerinde metotların anahtar özellikleri analiz edilmiştir.

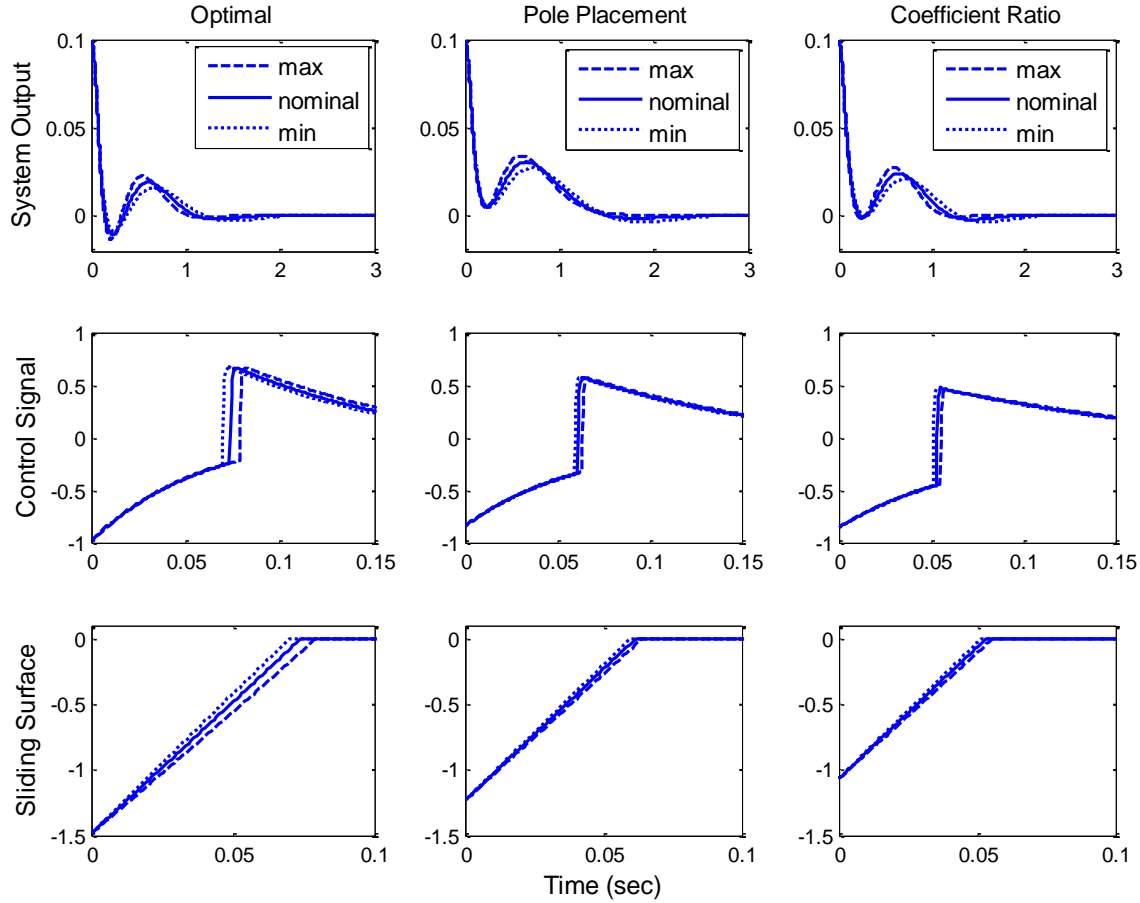
1.7.1. Tek eklemlili esnek robot kolu

Örnek olarak aşağıdaki tek-eklemlili esnek robot kolu uygulamasını ele alalım:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 \\ J\dot{z}_2 &= \mu(z_3 - z_1) - bz_2 + u \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ I\dot{z}_4 &= \mu(z_1 - z_3) - \Omega \sin z_3\end{aligned}\tag{60}$$

burada sistemin durum değişkenleri, z_1 motor pozisyonunu, z_2 motorun hızını, z_3 eklem pozisyonunu, z_4 eklem hızını ve $y = z_1$ ’de sistem çıkışını ifade etmektedir. Kontrol u ise motorun tork kaynağıdır. Uygun birimlerle tanımlanmış sistem parametreleri şu değerlere sahiptir: yay sertlik katsayısı $\mu = 2.25$, motor ataleti $J = 0.0463$, viskoz sürtünme katsayısı $b = 0.058$, yerçekimi torku $\Omega = 0.4$, ve eklem ataleti $I = 0.1154$. Denklem (60) ’de görüldüğü gibi, sistemin yerçekimsel torkundan kaynaklanan nonlineer terim kontrol kanalında olmayan bir bozucu olarak düşünülebilir.

KKK tasarım parametreleri $k=20$ ve $\varepsilon=0.01$ olarak seçilmiştir ve sistemin başlangıç şartları da $z(0)=(0.1,0,0,0)$ olarak alınmıştır. KKK sisteminin performansı optimal (LQR), özdeğer atama ve katsayı oranı-temelli kayan yüzeyler için karşılaştırmalı olarak Şekil 2’de gösterilmiştir. Önerilen yaklaşımın bozucu reddetme ve dayanıklılık kapasitesini değerlendirmek için robot kolunun eklem ataleti ve yerçekimsel torkunda %25 oranında belirsizlik olduğu varsayılmıştır ve kontrol kanalında olmayan nonlineer terim de zaten sistem dinamiğinin bir parçası olarak bozucu etkiye sahiptir. Benzetim sonuçları belirsiz parametrelerin maksimum, nominal ve minimum değerleri için verilmiştir. Kayan yüzey tasarım parametreleri şu şekilde seçilebilir: katsayı oranı-temelli yaklaşım için $\tau = 0.5$, LQR metodu için $Q = \text{diag}(10,0.1,1,1)$ ve özdeğer atama yaklaşımı için $\lambda_i = \{-3.33, -4, -5\}$. Bu parametreler seçilirken bu çalışmada önerilen katsayı-oranı temelli yaklaşıma yakın sonuçlar vermesi için büyük bir özen gösterilmiştir. Şekil 6’de görüldüğü gibi katsayı-oranı temelli kayan yüzey en iyi sonucu vermektedir. LQR ve özdeğer atama yaklaşımlarında tasarım parametrelerinin seçimi deneme-yanılma yaklaşımı gerektirmektedir. Diğer taraftan, katsayı oranı algoritması sadece sistemin arzulanan zaman sabitesini kullanarak optimal zaman yanıtı kayan yüzeyi vermektedir.



Şekil 6. Robot sisteminin belirsizliklerin varlığında LQR, özdeğer atama ve katsayı-oranı temelli kayan yüzey tasarımlarına verdiği zaman yanıtı.

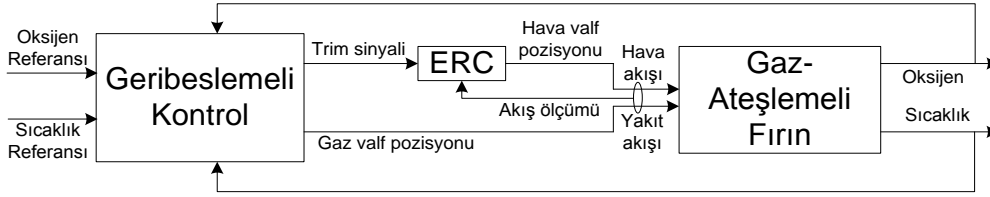
1.7.2. Yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın uygulaması

Yüksek-sıcaklı gaz-ateşlemeli fırınlar yaygın olarak seramik üretiminde kullanılmaktadır. Sistem, akış oranları motorlu valfler ile kontrol edilen yakıt ve hava ile beslenmektedir. Sıcaklık kontrolü öncelikli amaç olmakla beraber, hem sıcaklık hem de oksijen oranı bağımsız bir şekilde kontrol edilerek fırının etkinliği artırılabilir. Kontrol sistemi tasarımda gerekli olan model, periyodik uyarma sinyallerinin kullanılmasıyla elde edilen giriş-çıkış ilişkisinin sistem tanımlamaya uygulanması ile etkin bir şekilde elde edilebilir. Sonuç olarak, endüstriyel fırın modeli aşağıdaki denklemlerle verilebilmektedir (Edwards and Spurgeon, 1998):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -.0186 & -.0065 & .019 & .013 \\ .0026 & -.1354 & .031 & .004 \\ -.0972 & .0695 & -.127 & .053 \\ -.0193 & -.0155 & -.112 & -.49 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -.096 \\ .5 & .0453 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} .6707 & -.1085 & -.0286 & .0086 \\ -.275 & -.1933 & -.2175 & .006 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (62)$$

burada u_1 yakıt valf pozisyonunu, u_2 oksijen ayar sinyalini, y_1 fırının termokapl (bimetal) ile sıcaklık ölçümünü ve y_2 de zirkonyum-oksit uçlarla ölçülen oksijen yüzdesini ifade etmektedir. Gaz-ateşlemeli fırın için önerilen kontrol sistemi mekanizması Şekil 1’de gösterilmiştir. Sıcaklık ve oksijen kontrolünün doğruluğu, yakıt tüketiminin etkinliği, güvenliğin artırılması ve atık miktarının azaltılması açısından oldukça önemlidir. Şekilde görülen ERC (elektronik oran kontrolörü) güvenlik amacıyla kullanılmaktadır.



Şekil 7. Yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırının geribeslemeli kontrol sistemi şeması.

İKKK yaklaşımı ve klasik durum geribeslemeli integral kontrolü, yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın sistemi için tasarlanacak ve sonuçlar karşılaştırılacaktır. Benzetim sonuçları MATLAB/Simulink programları ile elde edilecektir. Gaz-ateşlemeli fırının yerleşme zamanının yaklaşık olarak $t_{ss} = 30$ s olduğu düşünülmektedir. Bu yerleşme zamanını sağlayan durum geribeslemeli integral kontrolün kazanç matrisi

$$K = \begin{bmatrix} 184.36 & 35.86 & 282.24 & 166.38 & -2.7 & 6.43 \\ -446.85 & -52.92 & -683.50 & -363.82 & -7.7 & -15.7 \end{bmatrix} \quad (63)$$

olarak hesaplanabilir. İKKK tasarımı için elde edilen kayan yüzey matrisi ise aşağıdaki gibidir:

$$C = \begin{bmatrix} -41.7 & 7.87 & -30.1 & 13.8 & 0 & -1 \\ 0.71 & -2.59 & 1.53 & 0.89 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (64)$$

KKK uygulamalarında çatırdamayı gidermek için yaygın bir şekilde sınır-değer yaklaşımları kullanılmaktadır, yani küçük bir $\varepsilon > 0$ için, $\text{sign}(\cdot)$ fonksiyonu aşağıdaki denklemlerle tanımlanan doyum fonksiyonuna eşitlenmektedir (Perruquetti and Barbot, 2002; Slotine and Li, 1991),

$$\text{sign}(s_i) \approx \begin{cases} s_i/|s_i|, & \text{eğer } |s_i| > \varepsilon \\ s_i / \varepsilon, & \text{eğer } |s_i| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (65)$$

İKKK tasarımını, denklem (28)'teki forma sahip kontrolörün nonlinear kısmının kazancını $k=5$ ve sınır değerini de $\varepsilon=0.1$ seçerek tamamlayabiliriz.

Normalde durum geri beslemeli kontrol sisteminin pratik uygulaması, ya tüm durum değişkenlerinin ölçümü yada gözleyici yardımıyla olabilmektedir. Pek çok sistem için tüm durum değişkenlerinin ölçümü pratik ve ekonomik nedenlerden dolayı mümkün olmadığından, aşağıdaki gibi bir gözleyici tasarlanarak bu sorun çözülebilir:

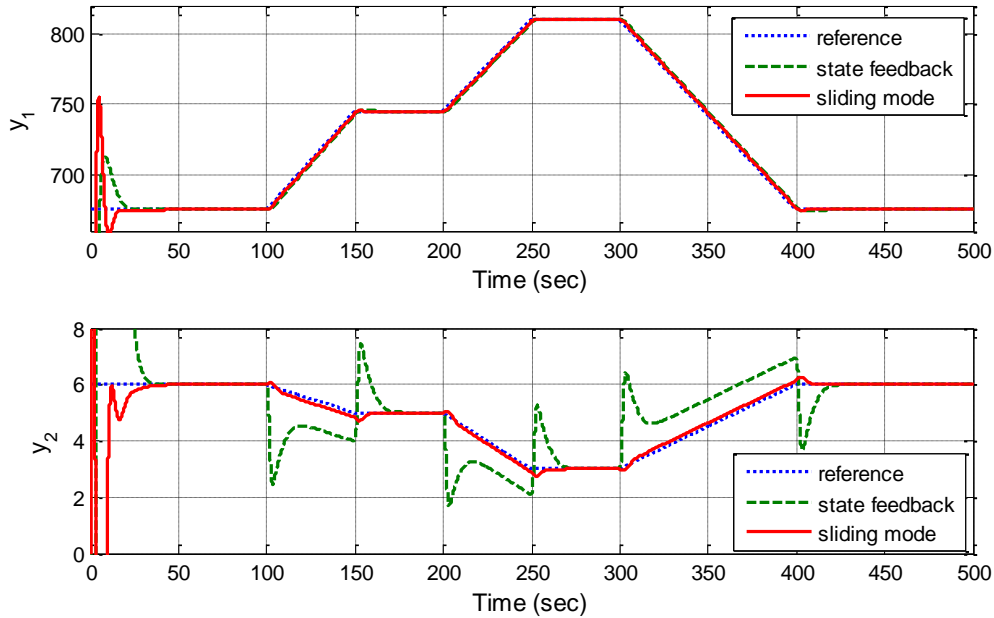
$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - H\hat{x}) \quad (66)$$

burada L gözleyici kazanç matrisidir ve MATLAB yardımıyla

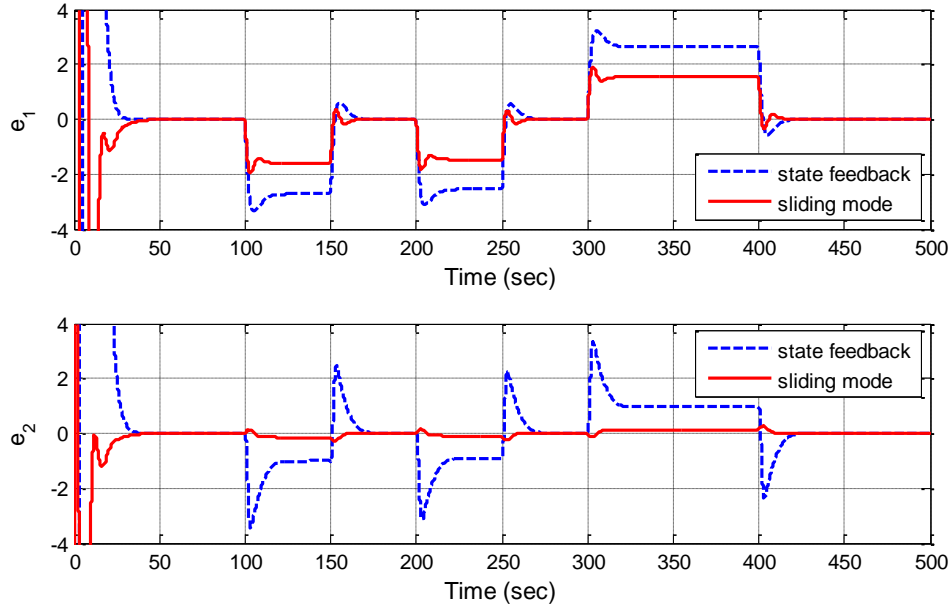
$$L^T = \begin{bmatrix} -32.71 & -305.23 & 316.42 & 36.24 \\ -38.61 & -350.76 & 357.25 & 11.50 \end{bmatrix} \quad (67)$$

olarak bulunmuştur.

Benzetim sonuçları, tipik endüstriyel sıcaklık ve oksijen talep profilleri için Şekil 2 ve 3'te verilmiştir. Rampa şeklindeki referans fonksiyonları güvenlik amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 2'de kontrol İKKK ve durum geribeslemeli integral kontrolün referans takip yanıtı görülmektedir. Kontrol sistemleri, sıcaklık ve oksijen ölçümlerinin tanımlanan referans profillerini iyi bir şekilde takip etmesini sağlamıştır. Şekilden görüldüğü gibi, arzulanan yerleşme zamanı, $t_{ss}=30$ s, her iki ölçüm için de sağlanmıştır. Her iki kontrol yaklaşımı da sıcaklık profilini arzulanan şekilde takip etmesine rağmen, İKKK oksijen profilini çok daha iyi bir şekilde takip etmektedir. İlgili referans takip hataları Şekil 3'te verilmiştir. Görüldüğü gibi İKKK, sıcaklık ve oksijen referanslarını rampa değişimlerinde %1'den daha küçük bir hata ile ve kararlı-halde sıfır hata ile takip etmektedir.



Şekil 8. İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol sistemlerinin performansı.



Şekil 9. İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol metotlarının referans takip hataları $e_1=y_1-r_1$ ve $e_2=y_2-r_2$ 'nin zaman yanıtı.

1.7.3. Yüksek mertebeden bir proses

İkinci örnek ise yüksek mertebeli bir proses modeli üzerinde şu şekilde verilebilir. Sistemin mertebesi ikiden yüksek olduğu zaman, PID'nin yerine gelişmiş bir kontrolör (örneğin cebirsel kontrol) daha iyi sistem yanıtı için tercih edilir. Diğer yandan, PID basamak yanıtı temelli indirgenmiş mertebeli proses modelleri sıklıkla kullanıldığından pratik uygulamalarda PID kontrolörler tasarlanır. Aşağıdaki örnek yardımıyla KKK'nin sistem performansı ve dayanıklılığını önemli derecede artırabildiği gösterilecektir. Sekizinci mertebeden bir sistemi ele alalım

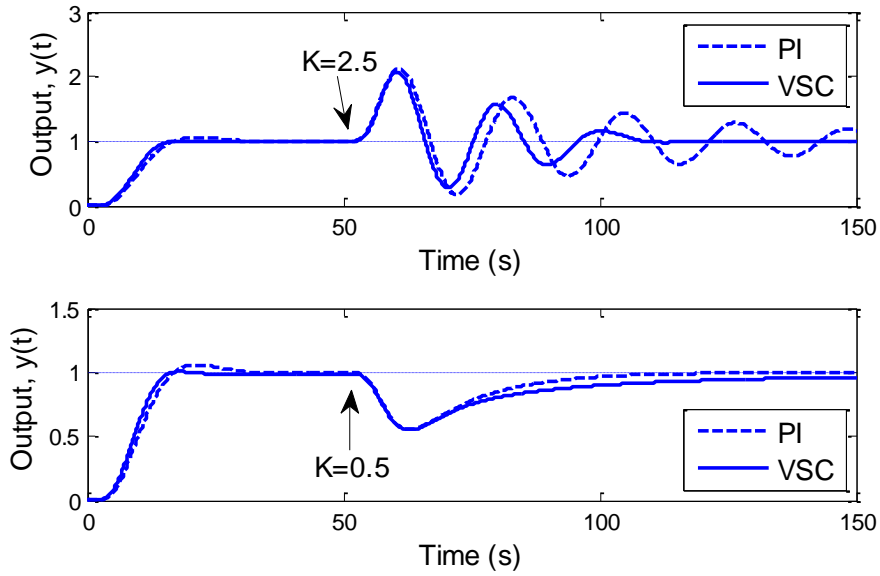
$$G(s) = K(s+1)^{-8} \quad (68)$$

burada $K = 1$. Reaksiyon eğrisi metodu kullanarak, FOPDT modeli Denklem (68)'teki proses için

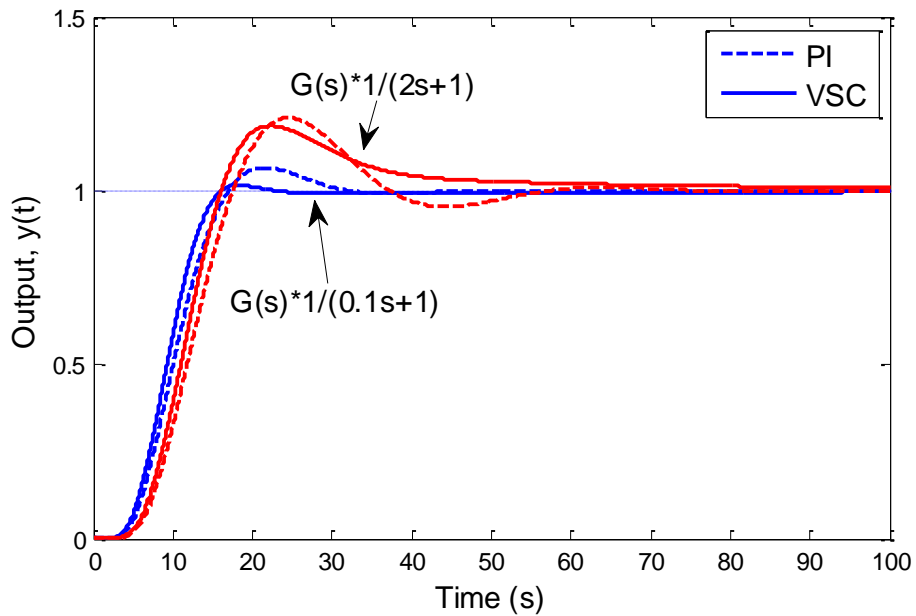
$$G_1(s) = \frac{1}{4.3s+1} e^{-4.3s} \quad (69)$$

olarak bulunur. İndirgenmiş-mertebeli model (69) için KKK ve PI kontrolör parametreleri optimum araştırma algoritması ile bulunabilir. KKK kontrol parametreleri $k_p = 0.3177$, $k_i = 0.109$ ve $\lambda = 1.25$ olarak bulunabilir.

KKK'nin performansı Şekil 10'de verilmiştir. Görülüyor ki PI kontrolör ile karşılaştırıldığında KKK daha iyi sistem yanıtı vermektedir. Sistem çıkışına 50'inci saniyede bir basamak bozucu etkeni eklenmiş ve aynı zamanda sistemin kazanç değeri $K = 1$ 'den $K = 2.5$ 'e değiştirilmiştir. PI kontrolörün salınımlı bir yanıt vermesine rağmen, KKK çok kısa bir sürede sistemi kararlı hale getirmektedir. Eğer sistemin kazanç değeri $K = 1$ 'den $K = 0.5$ 'e düşürülürse, görüldüğü gibi her iki kontrolör de iyi bir yanıt vermektedir. Özetleyecek olursak, KKK, parametre ve bozucu etkenler altında oldukça dayanıklı bir yanıt vermektedir.



Şekil 10. KKK (VSC) ve PI kontrolörlerin parametre değişimleri altında dayanıklılık performansı.



Şekil 11. Model belirsizlikleri durumunda kontrolör performansı.

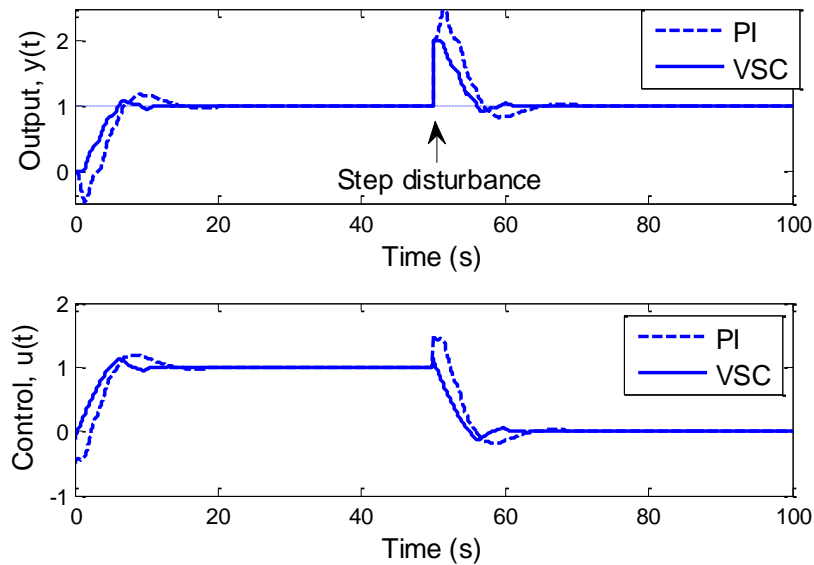
Model belirsizlikleri altındaki kontrol performansı da Şekil 11'de verilmiştir. Sistemin mertebesi farklı zaman sabiteleri ile artırıldığında, PI kontrolörle karşılaştırıldığında KKK'nin daha tutumlu bir yanıt verdiği görülmektedir.

1.7.4. Salınımlı bir proses

Salınımlı sistemler robotik manipülatör, mikro-mekanik sistemler ve yanma sistemlerini içeren bazı uygulamalarda görülebilir [30]. Eğer sistem oldukça fazla salınımlı ise, sistem performansını artırmak için ileri fazlı kontrolöre ihtiyaç duyulabilir. Düşük sönümlü salınımlı bir sistemi ele alalım:

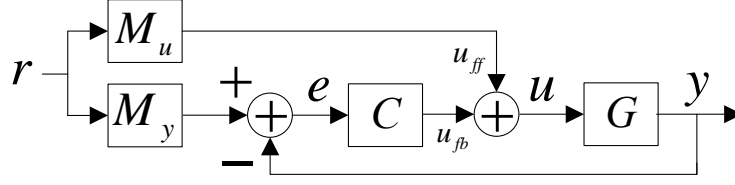
$$G(s) = \frac{9}{(s+1)(s^2+0.1s+9)} \quad (70)$$

Sistem 0.03 gibi çok düşük göreceli sönüm oranına sahiptir. Sistem için uygun KKK kazançları $k_p = -0.024$, $k_i = -0.0588$ ve $\lambda = 20$ olarak bulunabilir (Matlab'ın algoritması ile bulunan PI kazançları: $k_p = -0.5$, $k_i = 0.2$). Şekil 12'da görüldüğü gibi, KKK ve PI kontrolörlerin her ikisi de biraz aşırıdır, fakat KKK kontrolörü daha hızlı geçici-hal cevabı, çok daha iyi bozucu etken cevabı ve daha tutumlu kontrol gereksinimi gibi oldukça üstün sonuçlar vermektedir.



Şekil 12. KKK ve PI kontrolörün basamak ve bozucu yanıtı.

İleribeslemeli bir kontrolör ile sistem performansı artırılabilir ve ölçülebilir bozucuların etkisi azaltılabilir [30]. Şekil 13 geribeslemeli ve ileribeslemeli kontrolörlere sahip bir sistemin blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 13. Geribeslemeli ve ileribeslemeli kontrolör içeren bir sistemin blok diyagramı.

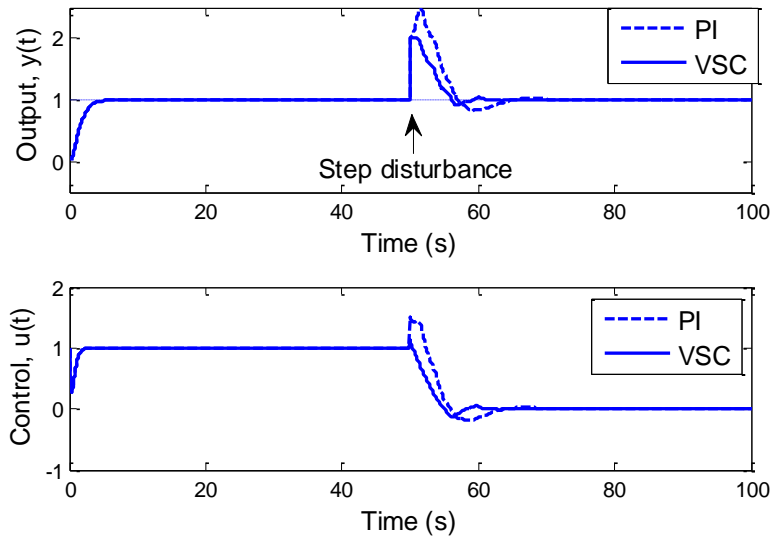
Şekil 10'dan, transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{yr}(s) = M_y + \frac{GM_u - M_y}{1 + CG} \quad (71)$$

burada $M_y(s)$ arzulan transfer fonksiyonunu tanımlar. Sağdan ikinci terim $M_u(s) = G^{-1}(s)M_y(s)$ de minimize edilerek arzulan sonuçlar elde edilebilir. Denklem (70)'de verilen sistem için, ileribeslemeli kontrolör titreşime neden olan sinyalleri bastırarak şekilde tasarlanmalıdır:

$$M_y(s) = \frac{9}{(s+1)(s^2+6s+9)}, \quad M_u(s) = \frac{s^2+0.1s+9}{s^2+6s+9} \quad (72)$$

Şekil 14 ileribeslemeli kontrolörün kullanımı ile sistem yanıtında kayda değer bir ilerleme elde edildiğini göstermektedir. Yükten kaynaklanan bozucu etkene karşı kontrolörün yanıtı çok fazla geliştirilemedi, fakat PI kontrolöre kıyasen, KKK kontrolör tekrar çok daha iyi sonuçlar vermektedir. Ayrıca, ileribeslemeli kontrol uygulamasıyla da görülüyor ki önerilen KKK kontrolörü, sistem performansını geliştirebilecek diğer yardımcı kontrol yaklaşımları ile de oldukça uyumlu bir şekilde çalışmaktadır.



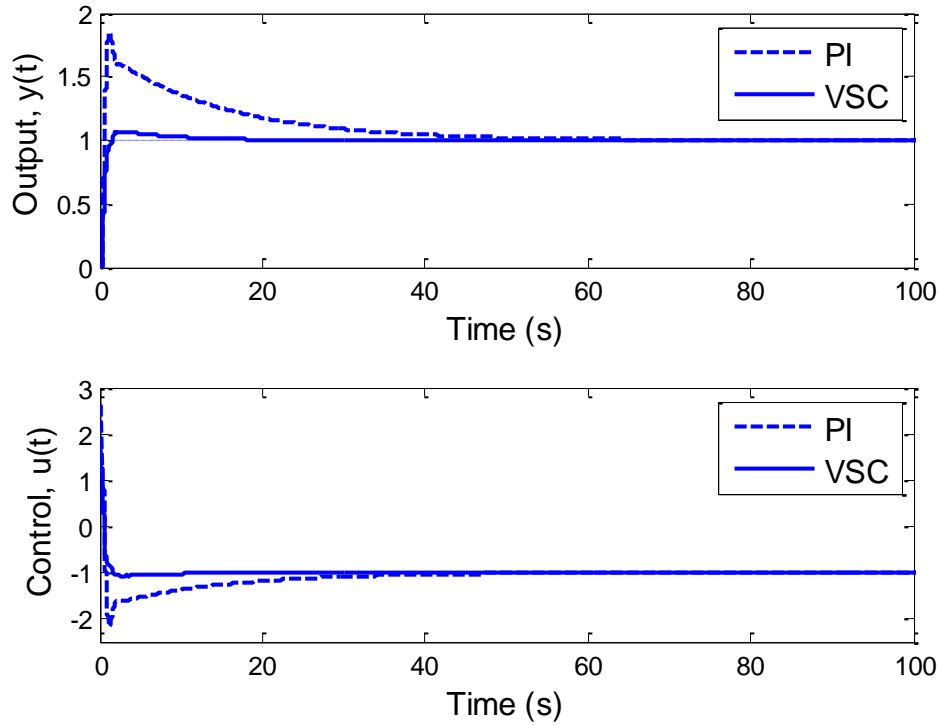
Şekil 14. İleribeslemeli kontrolör içeren KKK ve PI kontrol sistemlerinin step ve bozucu yanıtı.

1.7.5. Kararsız bir proses

Aşağıdaki kararsız sistemi ele alalım

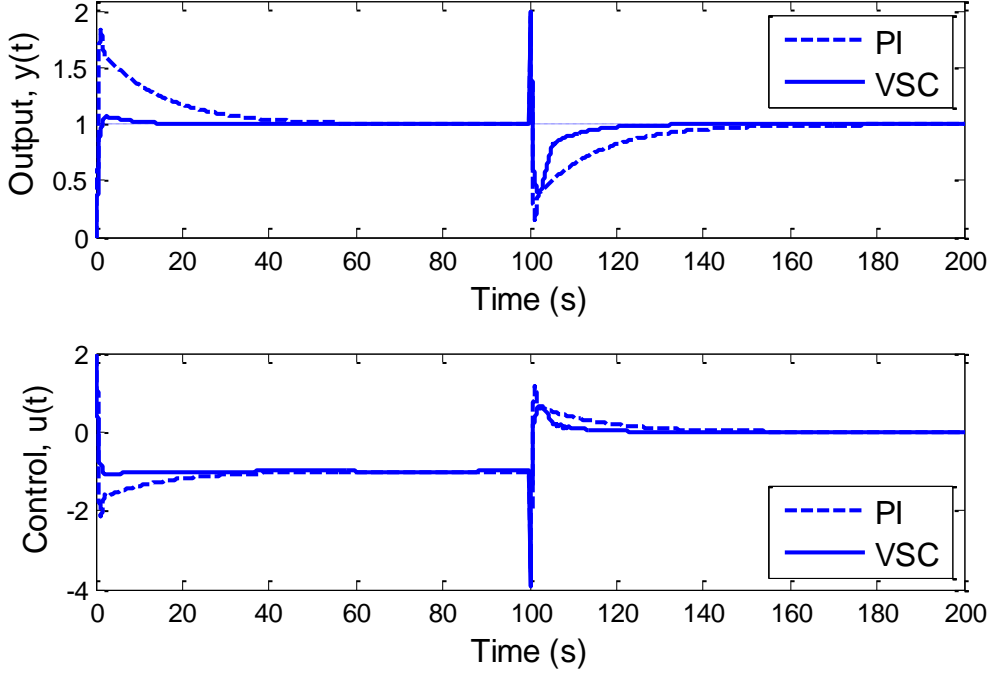
$$G(s) = \frac{e^{-0.25s}}{s-1} \quad (73)$$

İndirgenmiş mertebeli model (73) için, KKK ve PI kontrol parametreleri Bölüm 1.5'te verilen optimal araştırma algoritması ile bulunabilir. KKK kontrol parametreleri $k_p = 0.5$, $k_i = 0.1$ ve $\lambda = 5$ (ve PI kontrolör için, $k_p = 2.55$ ve $k_i = 0.1$) olarak bulunmuştur. Şekil 15'de KKK ve PI ile kontrol edilen kararsız sistemin referans yanıtı görülmektedir. Şekilden açık olarak görülüyor ki PI ile karşılaştırıldığında KKK çok daha hızlı fakat çok daha düşük aşım değerleri ile referansı takip etmektedir.



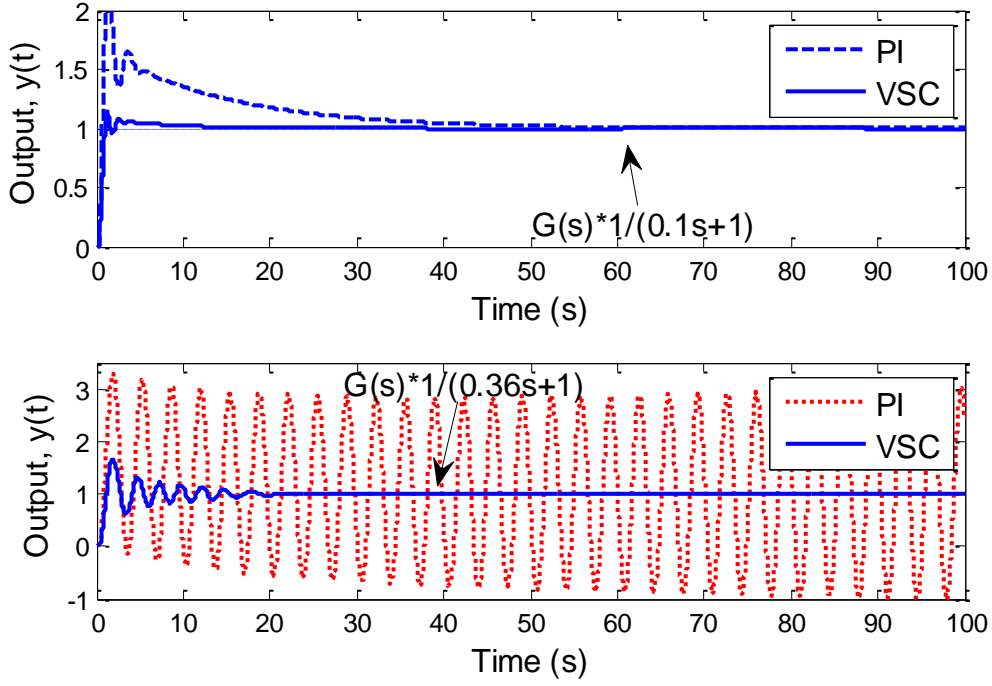
Şekil 15. Kararsız proses için KKK ve PI kontrolörlerin zaman yanıtı.

KKK'nın yükten kaynaklanan bozucu reddetme performansı ise Şekil 16'te görülmektedir. Adım yük bozucusu $t = 100$ s'de sisteme eklendi ve görüldüğü gibi KKK oldukça iyi bir bozucu reddetme performansı sergilemektedir.



Şekil 16. KKK ve PI kontrolörlerin bozucu reddetme yanıtı.

Belirsizliklerin olduğu durumdaki kontrol performansı Şekil 17’te verilmiştir. Model belirsizliğinin sistemin mertebesini artıran özellikte olduğu varsayılmıştır, yani gerçek sistem modelinin, $\tau_a > 0$ için, $G(s)G_a(s) = G(s)/(\tau_a s + 1)$ olduğu kabul edilmiştir. Modelin belirsiz kısmının farklı zaman sabitelerine sahip olduğu ($\tau_a = 0.1$ ve $\tau_a = 0.36$) durum için sonuçlar elde edilmiş ve KKK’nın PI kontrolörden daha iyi sonuç verdiği görülmüştür. Şekilden görüldüğü gibi modellenmeyen kısmın zaman sabitesi $\tau_a = 0.1$ ’den $\tau_a = 0.36$ ’ya artırıldığında, PI kontrolörün kararsızlığa gittiği fakat KKK’nın kısa bir süre içerisinde model belirsizliği içeren kararsız sistemi kararlı hale getirdiği görülmektedir. Dolayısıyla, KKK’nın kapalı-çevrimli sistemin dayanıklılığını artırdığı açıktır.



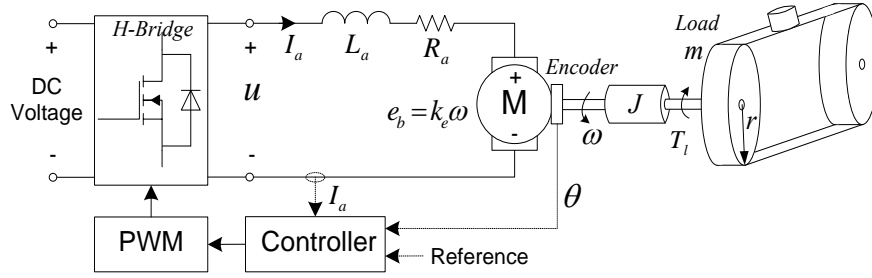
Şekil 17. Model belirsizlikler altında kontrolör performansı.

2. DC SERVO-SÜRÜCÜLÜ KONVEYÖR ÜZERİNE DENEYSEL UYGULAMALAR

DC servo-sürücülü konveyör sistemi düşük maliyetli olduğundan dolayı endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, böyle sistemler yük değişimleri ve kemer esnekliğinden dolayı yüksek doğrulukta çalışma sorununa sahiptir ve bundan dolayı yüksek performansı kontrol sistemlerine ihtiyaç duymaktadırlar.

İlk olarak sistemin yapısını kısaca gözden geçirelim. DC motorun statik alan akısı ya sabit mıknatıslar ile veya stator alan sargıları ile elde edilir. Rotor sargıları ise motorun asıl akımını taşıyan birim olup birbirine seri bağlanmış bobinler ve komütatör sisteminden oluşur. Sabit mıknatıslı DC motorlar etkinlikleri ve yüksek performanslarından dolayı yaygın bir şekilde kullanılır (Gieras, 2002; Hughes, 2013). Gelişmiş kontrol teknikleri ile motorun rotor akımı uygun bir şekilde kontrol edilerek arzulanan pozisyon veya hız performansları elde edilir. Geribeslemeli kontrol sistemi enkoder ile pozisyon veya takogeneratör ile hız ölçümleri ve küçük bir direnç üzerinden rotor akımını kullanır. Konveyör sistemindeki DC motorlar PWM kontrollü konvertör ile sürülmektedir (genellikle H-köprü devresi yön gereksinimlerini çözmek için kullanılır). Şekil 18'de sistemin temel şeması görülmektedir. Deneysel çalışmalarda kullanılacak Maxon marka DC motor grafit komütatörlü olup, 24 volt ile çalışmakta ve 0.1 Nm tork üretebilmektedir. PWM güç konvertörü 2.3 V/V kazançla çalışmaktadır. Akım ölçümü için 0.1 Ω paralel direnç kullanılmış ve pozisyon ölçümü için de yüksek çözünürlüklü (0.25 derece/sayım) çeyrek evre farklı optik enkoder motorun arkasına bağlanmıştır. Konveyör ise esneme katsayısı

oldukça düşük olacak şekilde kısa yapılarak deneysel amaçlar için kullanılmıştır. Deneysel çalışmalar, NI Elvis II+ donanımı ve LabVIEW yazılımı ile yapılmış olup, nümerik analizler MATLAB/Simulink ortamında yapılmıştır.



Şekil 18. DC servo-sürücülü konveyör sistemi.

Manyetik ve mekanik devrelerin lineer olduğu varsayılırsa, DC servo-sürücülü konveyör sistemi aşağıdaki modelle tanımlanabilir:

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega \\
 \dot{\omega} &= (k_e I_a - b\omega - T_l) / J \\
 \dot{I}_a &= (-R_a I_a - k_e \omega + u) / L_a \\
 T_l &= mr^2 \dot{\omega} + kr\theta + d
 \end{aligned} \tag{74}$$

burada motor hızı ω [rad/s], motor pozisyonu θ [rad] ve rotor akımı I_a [A], terminal voltajı u [V], yük torku T_l [N·m] and yükün kütlelerinden kaynaklanan belirsizlikler d ile verilmiştir. Diğer sistem parametreleri, L_a , R_a , J , k_e ve b , sırasıyla, rotor endüktansı, rotor direnci, motor yük ataleti, ters-emk (veya tork) sabiti ve sönüm sabitesidir. En basit haliyle konveyör parametreleri total kütle m , kemer elastik modülü k , ve motor yarıçapı r ile ifade edilebilir. Kısa konveyör sisteminin yay-kütle sistemi ile modellendiği not edilmelidir. Konveyör sisteminin sürtünmesi çok küçük olduğundan ihmal edilmiştir. Sistem parametreleri Tablo 3'te verilmiştir.

Tablo 3. DC servo-sürücülü konveyör sistem parametreleri

Parametre	Değer
R_a	8.7 [Ω]
L_a	~ 0.1 [H]
k_e	0.03334 [N·m/A]
J	1.8×10^{-6} [kg·m ²]
b	$\sim 1 \times 10^{-7}$ [N·m/(rad/s)]
m	~ 0.033 [kg]
k	$\sim 4 \times 10^{-6}$ [N/m]
r	0.024 [m]

Burada amacımız sistemin pozisyonunu kontrol etmektir. Enkoder ile hız ölçümü yapılmakta ve bu sinyalin filtrelili türevi alınarak pozisyon ölçüm değeri elde edilmektedir. Endüstride yaygın olarak PID temelli kontrol sistemleri kullanılmakta, ancak arzulan performans gereksinimlerini vermemektedirler (Datta et al., 2000), ve farklı ayar algoritmaları farklı sorunları çözmek için kullanılmaktadır, örneğin bozucu etkiyi azaltan algoritma (Åström and Hägglund, 1995) ve optimizasyon algoritması (Yaniv and Nagurka, 2003) gibi. Ayrıca, motorun ihtiyaç duyduğu gerilimi sağlayan PWM kontrollü dc-dc kıyıcılar süreksiz kontrol sinyalleri üretmektedir. Dolayısıyla, doğal olarak süreksiz özelliğe sahip KKK tasarımı böyle servo kontrol sistemlerine oldukça uygundur ve burada yüksek performans elde etmek için tasarlanacaktır.

Dayanıklı referans takibi için, sistem dinamiği (74)'e, aşağıdaki referans hatasının türevi

$$\dot{\sigma} = \dot{\theta}_r - \dot{\theta} \quad (75)$$

eklenerek artırılmış sistem dinamiği elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{\sigma} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{I}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -kr/J_t & -b/J_t & k_e/J_t \\ 0 & 0 & -k_e/L_a & -R_a/L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma \\ \theta \\ \omega \\ I_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1/L_a \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\theta}_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/J_t \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (76)$$

burada referans pozisyonu θ_r , $J_t = J + mr^2$ ve yük bozucusu d ile verilmiştir. Artırılmış sistem dinamiği kontroledilebilir olduğundan uygun bir İKKK tasarlanabilir. Şimdi, sistem (76) için uygun bir kayan yüzey, s ,

$$s = c_1\sigma + c_2\theta + c_3\omega + c_4I_a \quad (77)$$

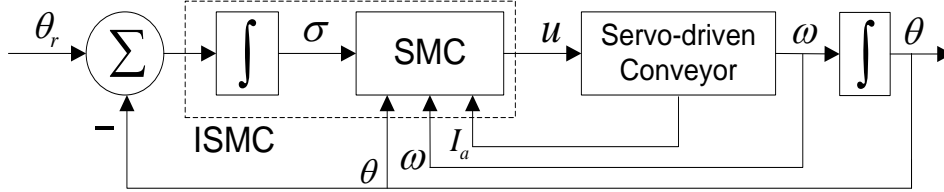
ile tanımlanabilir. Bu durumda kayan yüzey matrisi $C = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]$ olur. Bölüm 1'de geliştirilen katsayı oranı temelli kayan yüzey tasarımı ile C matrisi elde edilebilir. Eşdeğer kontrol $\dot{s} = 0$ 'ın çözümünden elde edilerek süreksiz kontrol terimine eklenir ve aşağıdaki kontrol sinyali elde edilir:

$$u = -\frac{L_a}{c_4} \left(c_1\dot{\theta}_r - \left(c_1 + \frac{c_3kr}{J_t} \right) \dot{\theta} + \left(c_2 - \frac{c_3b}{J_t} - \frac{c_4k_e}{L_a} \right) \omega + \left(\frac{c_3k_e}{J_t} - \frac{c_4R_a}{L_a} \right) I_a + u_0 \text{sign}(s) \right) \quad (78)$$

Artırılmış sistem dinamikleri (76), kayan yüzey (77) ve kontrol sinyali (78) göz önüne alındığında, kontrol sisteminin kararlılık analizi (ulaşma koşulu $s\dot{s} < 0$ şartı kullanılarak) sonucunda,

$$s\dot{s} \leq -(u_0 - |c_3d|/J_t)|s| \quad (79)$$

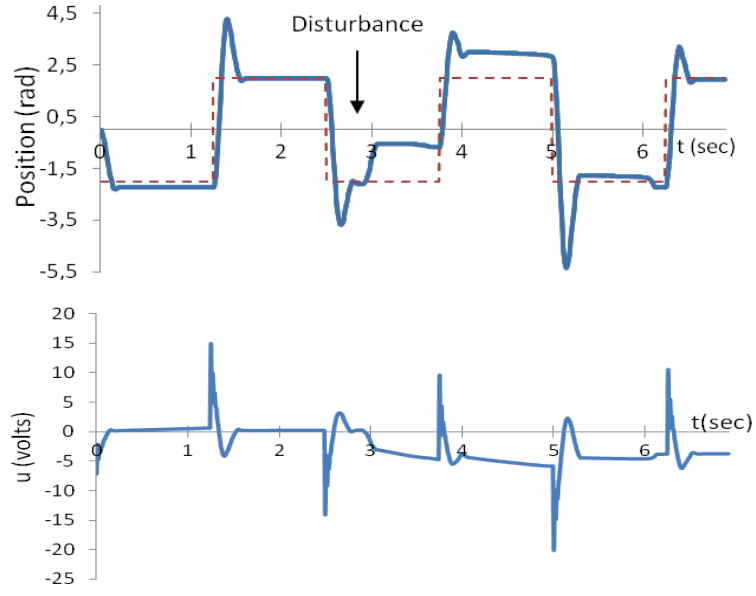
bulunur. Burada bozucu d sınırlı bir değere sahip olduğundan $s\dot{s} < 0$ şartı eğer $u_0 > |c_3 d| / J_t$ olarak seçilirse sağlanır. Şekil 19 KKK temelli DC servo-sürücülü konveyörün pozisyon kontrol sistemini göstermektedir.



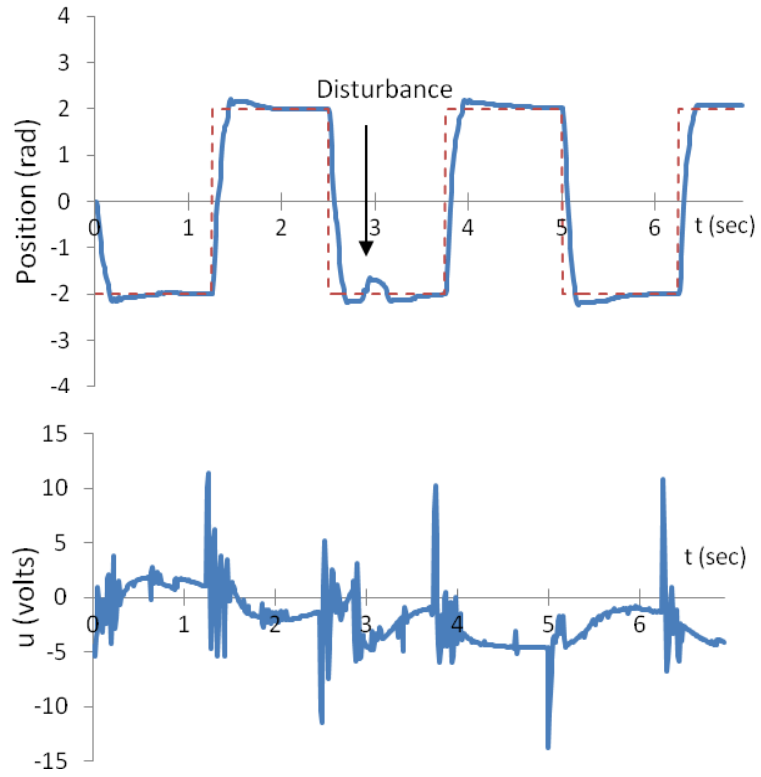
Şekil 19. İKKK (ISMC) temelli servo-sürücülü konveyör sistemi.

Deneyisel çalışmalarda, çatırdama olayından kaçınmak için kontrol sinyalindeki $\text{sign}(s)$ fonksiyonu, daha yumuşak bir yaklaşım olan $\text{tanh}(s)$ fonksiyonu ile yer değiştirmiştir. Arzulanan kontrol gereksinimleri: 0.25 s yerleşme zamanı, aşısız yanıt ve yük torkundaki %10'luk bozucu belirsizliklerini reddetme özelliği olarak alınmıştır. Bu gereksinimleri sağlayan kontrol parametreleri $C = -[22.95 \ 1.61 \ 0.045 \ 1]$, $u_0 = 24$, olarak bulunmuştur. Karşılaştırma yapmak amacıyla tasarlanan PID kontrol parametreleri ise $k_p = 2$, $k_i = 2$, $k_d = 0.1$ 'dir.

Şekil 20'de PID kontrollü sistemin referans takip yanıtı görülmektedir. Sisteme uygulanan bozucu $d = 0.011$ N·m (veya 3 volt motor voltajı) değerine sahiptir. Yine Şekil 21'de KKK temelli referans takip yanıtı verilmiştir. Görüldüğü gibi PID kontrollü sistem referans değerinin değişim noktalarında oldukça yüksek aşım ile yanıt vermekte ve bozucunun etkisini yaklaşık 3 saniyede reddetmektedir. Diğer taraftan KKK temelli kontrol aşısız bir yanıt vermekte ve bozucunun etkisini 0.3 saniyede yok etmektedir. İlaveeten, KKK çok daha iyi bir yanıt vermesinin yanında oldukça düşük bir kontrol gerilimi kullanmaktadır (PID ile karşılaştırıldığında).



Şekil 20. PID-temelli pozisyon kontrolü (deneysel).

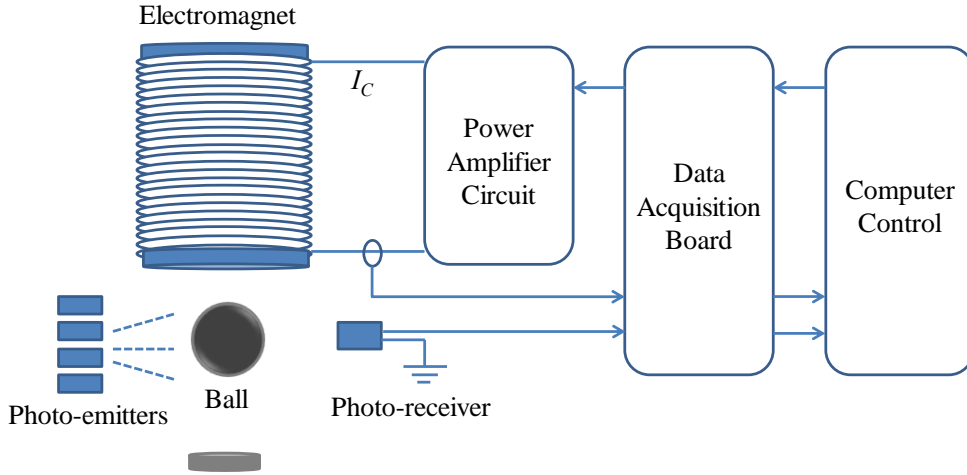


Şekil 21. İKKK-temelli pozisyon kontrolü (deneysel).

3. MAGLEV SİSTEMİ ÜZERİNE DENEYSSEL UYGULAMALAR

3.1. Manyetik Levitasyon Sistemi

Manyetik levitasyon sistemi elektromıknatıs, elektromıknatıs taşıyıcı mekanizma, kontrol edilecek çelik bilye ve pozisyon ölçümü verecek sensör sisteminden oluşur. Elektromıknatısın oluşturacağı elektromanyetik kuvvet ile çelik bilyenin havada tutulması temel kontrol problemidir. Sistemin blok diyagramı Şekil 15'te görülmektedir. Çelik bilye yalnızca dikey x-ekseni boyunca kontrol edilebilmektedir. Pozisyon kontrolünü sağlayacak kuvvetleri üretebilmek için, veri edinme kartı, güç kuvvetlendirici devresi ve bilgisayara ihtiyaç duyulmaktadır. Sisteme monte edilen NPN fotodarlingtondan oluşan fotodetektör pozisyon ölçümünü ve elektromıknatısa paralel bağlı küçük bir direnç yardımıyla da akım ölçümünü elde edebilmekteyiz. Elektromıknatıs 20 AWG bobin kablolu 2450 sarımdan oluşan selenoid bobinden yapılmıştır. Elektromıknatısın ihtiyaç duyduğu gerilim $\pm 24V$ olup, sistem en fazla 3A bobin akımına dayanabilmektedir. Kullanılan veri edinme kartları ile ilgili bilgiler Tablo 3'te verilmiş olup, 1kHz örnekleme zamanının deneysel çalışmalar için uygundur. Şekil 22'te deneysel MAGLEV sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Tüm sistem mekanik ve elektrik alt sistemlerinin birleşiminden oluşmaktadır. Elektrik sistemin ürettiği akım uygulanan gerilim ile kontrol edilerek mekanik sistemin içerdiği çelik bilye kontrol edilmektedir. Aşağıdaki altbölümlerde Şekil 23 kullanılarak sistemin matematiksel modeli elde edilmektedir.



Şekil 22. Tek eksenli manyetik levitasyon sisteminin şeması.

3.2. Manyetik Levitasyon Sisteminin Modellenmesi

Şekil 23'de verilen notasyon ve çizimler kullanılarak sistemin matematiksel modeli elde edilebilir. İlk olarak Newton'nun ikinci yasası çelik bilyenin hareketine uygulanırsa, kuvvetler dengesinden aşağıdaki ikinci-mertebeden sistem dinamiği elde edilir:

$$M_b \ddot{x}_b = M_b g - F_c \quad (80)$$

Burada x_b (m) hava aralığını, M_b (kg) bilyenin kütesini, g (m/s^2) yerçekimi kuvvetini ve F_c (N) de elektromıknatis tarafından üretilen çekim kuvvetini göstermektedir. Elektromıknatisin ürettiği kuvvet akım (Jayawant and Rea, 1968)

$$F_c = \frac{K_m}{2} \left(\frac{I_c}{x_b} \right)^2 \quad (81)$$

olarak yazılabilir. Burada K_m (Nm^2/A^2) elektromıknatisin kuvvet sabitesini ve I_c (A) de bobin akımını göstermektedir. Sistemin dengeye ulaşması durumunda, tüm türevsel terimler sıfıra gideceğinden, sistemin denge noktası

$$-\frac{1}{2} \frac{K_m I_c^2}{M_b x_b^2} + g = 0 \quad (82)$$

eşitliğinden bulunabilir. Denklem (82)'de bobin akımının denge pozisyonu I_{c0} , hava aralığı x_{b0} ve elektromıknatis kuvvet sabitesi K_m cinsinden

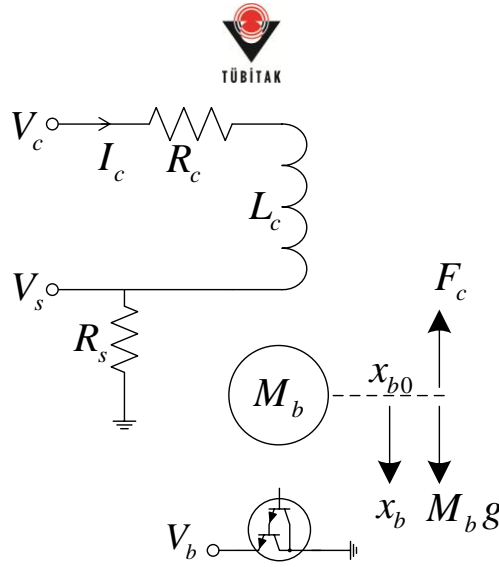
$$I_{c0} = \sqrt{\frac{2M_b g}{K_m}} x_{b0} \quad (83)$$

olarak bulunur. Dolayısıyla bu denge noktası bize ihtiyaç duyulan kuvvet ve akımı vermektedir.

Sistemi dengede tutacak elektromıknatisa uygulanan akım değerleri ise elektrik devre modellemesi ile belirlenebilir. Bobin endüktansının denge noktası civarında sabit olduğu varsayılarak, Kirchhoff'un gerilim yasası elektromıknatisa uygulandığında (Şekil 2'deki RL devresi) manyetik levitasyonun elektrik model

$$\frac{dI_c}{dt} = -\frac{R_c + R_s}{L_c} I_c + \frac{1}{L_c} V_c \quad (84)$$

ile verilebilir. Burada, I_c bobin akımını, L_c (H) bobin endüktansını, R_c (Ω) bobin direncini, R_s (Ω) akım ölçüm direncini ve V_c (V) de uygulanan gerilimi ifade etmektedir. Doğal olarak, elektrik alt-sistemi, mekanik alt-sistemden çok daha hızlıdır ve bu özellik kontrol tasarımında kullanılabilir. Tüm sistem parametreleri Tablo 4'te verilmiştir.



Şekil 23. Manyetik levitasyon sisteminin dinamik modellenmesi.

Tablo 4. MAGLEV sistem parametreleri

Sembol	Tanım	Değer
L_c	Bobin endüktansı	412.5mH
R_c	Bobin direnci	10Ω
R_s	Akım ölçüm direnci	1Ω
K_m	Kuvvet sabitesi	$6.53 \times 10^{-5} \text{ Nm}^2/\text{A}^2$
M_b	Çelik bilyenin kütlesi	0.068kg
K_B	Pozisyon sensörünün duyarlılığı	$2.83 \times 10^{-3} \text{ m/V}$
N_c	Bobin sargı sayısı	2450

Manyetik levitasyon sistemini analiz edebilmek için denge noktası (x_{b0} , I_{c0}) civarında sistemi lineerleştirebiliriz. İlk olarak lineer dinamik denklemle modellediğimiz elektrik alt-sisteminin denklemi (84)'ün Laplace transformunu alarak aşağıdaki transfer fonksiyonun elde edelim,

$$G_c(s) = \frac{I_c(s)}{V_c(s)} = \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \quad (85)$$

burada $K_c = \frac{1}{R_c + R_s}$ ifadesi DC kazancı ve $\tau_c = \frac{L_c}{R_c + R_s}$ da elektriksel zaman sabitesinin göstermektedir. Mekanik alt-sistem modeli (80) için ise Taylor serisi yaklaşımını denge noktası (x_{b0} , I_{c0}) için uygularsak

$$\frac{d^2 x_b}{dt^2} = -\frac{1}{2} \frac{K_m I_{c0}^2}{M_b x_{b0}^2} + g + \frac{K_m I_{c0}^2 x_b}{M_b x_{b0}^3} - \frac{K_m I_{c0} I_c}{M_b x_{b0}^2} \quad (86)$$

denklemini elde ederiz. Denklem (83)'yi denklem (86)'te yerine koyarsak

$$\frac{d^2 x_b}{dt^2} = \frac{2g x_b}{x_{b0}} - \frac{2g I_c}{I_{c0}} \quad (87)$$

lineer modeli elde ederiz. Şimdi Laplace transformunu denklem (87)'ya uygularsak, mekanik alt-sistemi için aşağıdaki transfer fonksiyonunu elde ederiz

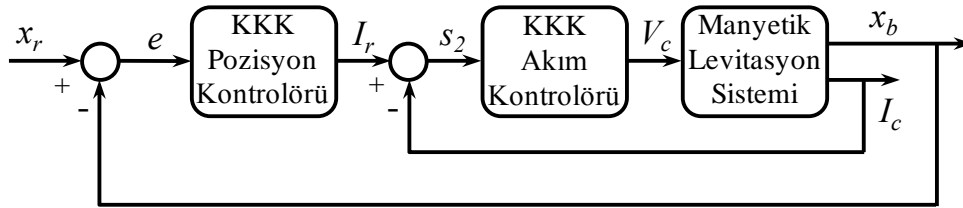
$$G_b(s) = \frac{X_b(s)}{I_c(s)} = -\frac{K_b w_b^2}{s^2 - w_b^2} \quad (88)$$

burada $K_b = x_{b0}/I_{c0}$ ve $w_b = \sqrt{2g/x_{b0}}$. Buradaki deneysel çalışmalarda, sistemin çalışma noktasının (denge noktasının) $x_{b0} = 6\text{mm}$ ve $I_{c0} = 0.86\text{A}$ olduğu varsayılmıştır.

Sistemin transfer fonksiyonları (85) ve (88)'den görüldüğü gibi açık-çevrimli sistem karasıdır (sistem kutupları $s = \pm w_b$ den dolayı). Dolayısıyla geribeslemeli bir kontrolör tasarlanarak sistemin stabilizasyonu sağlanmalıdır.

3.3. Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı

Bölüm 2.1'de elde ettiğimiz modellerden görüldüğü gibi, manyetik levitasyon sistemi iki farklı alt-sistemden oluşmaktadır. Bu nedenle KKK temelli kaskat kontrol yapısı manyetik levitasyon kontrolü için tasarlanacaktır. Önerilen kontrol yapısı Şekil 24'te verilmiştir. Kontrol tasarımının amacı sistemin stabilizasyonunu sağlamak ve çelik bilyenin havadaki pozisyonunu kontrol etmektir. Arzulanan performans gereksinimleri (a) %5'ten daha küçük bir aşım değeri, (b) 0.3s'den daha küçük bir yerleşme zamanı olarak alınmıştır.



Şekil 24. Manyetik levitasyon sistemi için KKK temelli kaskat kontrol yapısı.

3.3.1. Kayan kipli pozisyon kontrolörü

İlk olarak KKK temelli pozisyon kontrol sistemini ele alalım. Mekanik alt-sistemi oluşturan ve Şekil 24'ten görüldüğü gibi dış çevrimde yer alan çelik bilyenin pozisyon kontrolü bizim temel amacımızdır. Burada, manyetik levitasyonun dış çevrim kontrolünde en başta referans akımın bobin akımına eşit olduğu, $I_r = I_c$, varsayılarak kontrol tasarlanabilir. KKK kontrol tasarımında, ilk olarak aşağıdaki kayan yüzeyi, s_1 , tanımlayabiliriz

$$s_1 = \dot{e} + \lambda e + \lambda_0 \int e dt \quad (89)$$

burada $e = x_r - x_b$, $\lambda > 0$ ve $\lambda_0 > 0$. Kayan yüzeye integral terimi eklenerek yüksek doğrulukta referans takibinin yapılması amaçlanmıştır. Şimdi, lineerleştirilmiş sistem dinamikleri (88)

$$\ddot{x}_b - w_b^2 x_b + K_b w_b^2 I_c = 0 \quad (90)$$

formunda yazılır ve kayan yüzey (89)'in türevinde, \dot{s}_1 , yerine konur

$$\dot{s}_1 = \ddot{x}_r - w_b^2 x_b + K_b w_b^2 I_c + \lambda(\dot{x}_r - \dot{x}_b) + \lambda_0(x_r - x_b) \quad (91)$$

Eğer kayan kip oluşursa, o zaman kayan kipte $s_1 = \dot{s}_1 = 0$ olacağından eşdeğer akım değerini, I_{eq} , aşağıdaki gibi buluruz,

$$I_{eq} = -\frac{1}{K_b w_b^2} [\ddot{x}_r - w_b^2 x_b + \lambda(\dot{x}_r - \dot{x}_b) + \lambda_0(x_r - x_b)] \quad (92)$$

KKK kontrol tasarımında bu eşdeğer akım değeri (92) kullanılarak sistem çıkışında oluşabilecek olası çarırdamalar engellenebilir. Dolayısıyla, mekanik alt-sistem için gerekli olan kontrol girişı

$$I_c = I_{eq} - I_0 \text{sat}(s_1) \quad (93)$$

olarak verilebilir. Burada, $I_0 > 0$ ve $\text{sat}(\cdot)$ fonksiyonu

$$\text{sat}(s_1 / \varepsilon) = \begin{cases} \text{sgn}(s_1 / \varepsilon), & \text{if } |s_1 / \varepsilon| \geq 1 \\ s_1 / \varepsilon, & \text{if } |s_1 / \varepsilon| < 1 \end{cases} \quad (94)$$

olarak tanımlanır. Bu $\text{sat}(\cdot)$ fonksiyonu çarırdama olasılığını minimize etmek için kullanılır. Tasarlanan KKK kontrol (93)'nin uygulanması ile sistemin kararlı olduğu ve $s_1 \dot{s}_1 < 0$ eşitsizliğini sağladığı kolaylıkla gösterilebilir. Arzulanan performans gereksinimlerini sağlamak için kontrol kazançları λ , λ_0 ve I_0 simülasyon yoluyla uygun değerlere ayarlanmalıdır.

3.3.2. Kayan Kipli Akım Kontrolörü

Elektrik alt-sistemi oluşturan ve Şekil 20'den görüldüğü gibi iç çevrimde yer alan akım kontrolü için de yine KKK tasarlanabilir. Elektrik alt-sistemi normalde mekanik alt-sistemden çok daha hızlı bir dinamiğe sahiptir, ve bu özellik kullanılarak yüksek kazançlı akım kontrolörü tasarlanarak hızlı yanıt ve belirsizliklere karşı dayanıklı bir kontrol yapısı oluşturulabilir. Bobin endüktansı çelik bilyenin pozisyonuna bağlı olarak değişeceğinden, normalde analiz ve tasarımları basitleştirmek için sabit kabul edilen değerler aslında parametre belirsizliklerine neden olmaktadır. Endüktans kaynaklı belirsizliklerin etkisi yüksek kazançlı KKK ile minimize edilebilir.

KKK temelli akım kontrolörü tasarımı için bir kayan yüzey, s_2 ,

$$s_2 = I_r - I_c \quad (95)$$

olarak tanımlanabilir. Bundan dolayı, denklem (95)'ün türevi, \dot{s}_2 ,

$$\dot{s}_2 = \dot{I}_r + \frac{R_c + R_s}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_c \quad (96)$$

olur. Kayan kip, $s_2 = \dot{s}_2 = 0$ 'ı oluşturabilmek için kontrol gerilimi V_c aşağıdaki gibi tasarlanabilir (Bölüm 1'e bakınız),

$$V_c = \alpha |s_2|^{0.5} \text{sat}(s_2) + \beta \int |s_2|^{0.5} \text{sat}(s_2) dt \quad (97)$$

Kararlılık analizi Bölüm 1'de verildiği gibidir ve burada tekrarlanmayacaktır. Uygun kontrol kazançları, α ve β , seçilerek istenilen sistem performansı elde edilir.

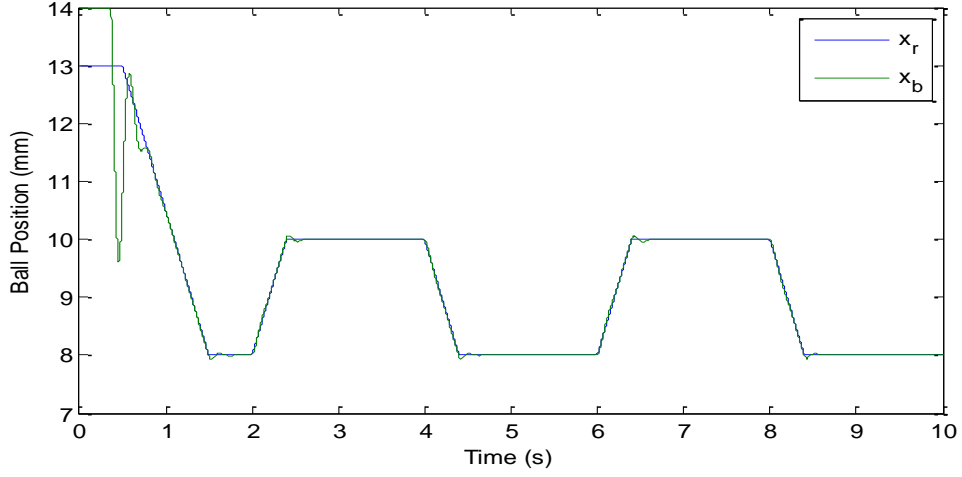
3.4. Deneysel ve Nümerik Sonuçlar

Deneysel çalışmalar donanım içeren simülasyon (hardware-in-the-loop (HIL)) testleri ile verilecek olup, daha öncesinde tasarlanan kontrol sistemlerinin parametreleri ve etkinliği nümerik simülasyonlarla elde edilecektir. Deneysel ve nümerik çalışmalar hem MATLAB/Simulink hem de LabVIEW ortamında yapılacaktır. Uygun kontrol tasarımı için arzulanan performans gereksinimleri, (a) %5'ten daha küçük bir aşım değeri, (b) 0.3s'den daha küçük bir yerleşme zamanı olarak alınmıştır.

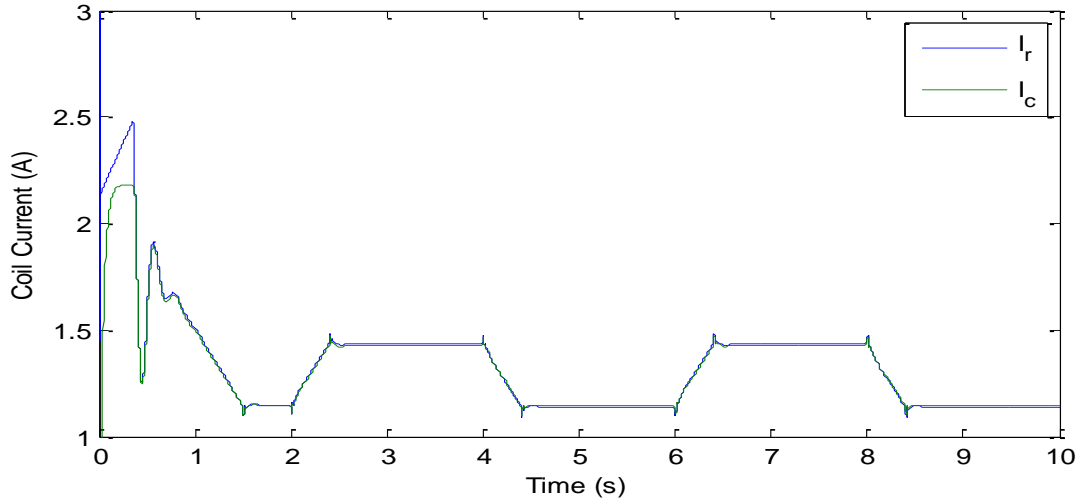
3.4.1. Nümerik simülasyon sonuçları

Nümerik simülasyonlar uygun kontrol parametrelerinin elde edilmesi için yapılmıştır. Performans gereksinimleri göz önüne alındığında KKK parametreleri dış çevrim (pozisyon kontrolü) için $\lambda=2000$, $\lambda_0=60$ ve $I_0=50$, ve iç çevrim (akım kontrolü) için $\alpha=150$ and $\beta=50$ olarak bulunmuştur. Sistemin pozisyonun 8 ila 10 mm rampa şeklindeki 0.25Hz'li frekansa sahip sinyallerle değiştiği varsayılmıştır.

Kaskat KKK stratejisinin referans takibi performansı Şekil 25-29 ile gösterilmiştir. Şekil 25'de kontrolörün küçük bir maksimum aşım değeri (0.6% civarında) ve küçük bir yerleşme zamanı (0.26s civarında) ile referans pozisyonu takip ettiği görülmektedir. Dolayısıyla arzulanan performans gereksinimleri fazlasıyla sağlanmıştır.

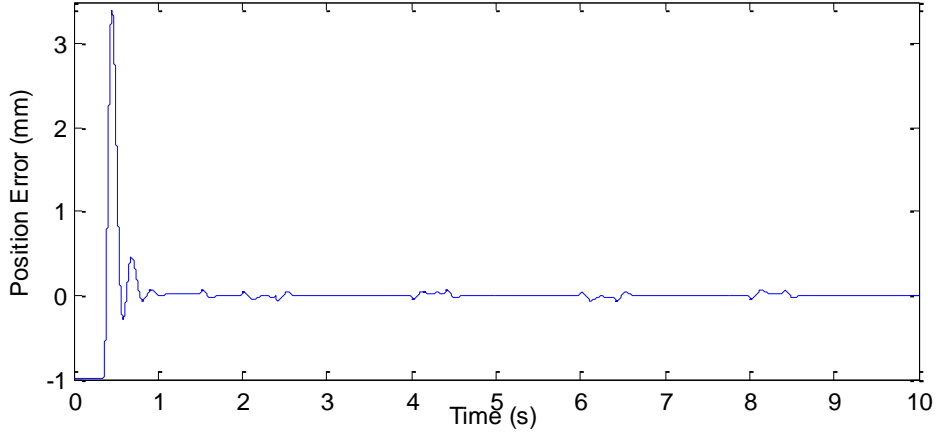


Şekil 25. KKK kontrolün pozisyon takibi performansı.



Şekil 26. Bobin akımının referans takibine bağlı olarak zamanla değişimi.

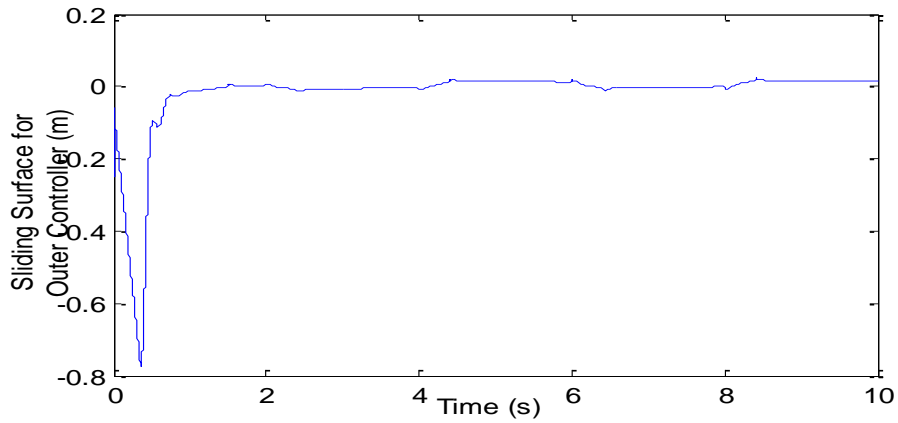
Şekil 26'da KKK akım kontrolörünün dış kontrolörün ürettiği referans akım yaklaşık olarak 0.008A hata ile takip ettiği görülmektedir. Şekil 27'de referans takibi hatası (gerçek pozisyon ile referans pozisyon arasındaki fark) görülmektedir. Görüldüğü gibi sistemin çalışmaya başlamasından çok kısa bir süre sonra referans sinyalini 0.067mm (0.067%) maksimum aşım değeriyle takip etmektedir. Şekil 28 ve 29'da ise akım takibi hatası (veya kayan yüzey s_2) ve dış kontrolörün kayan yüzeyi s_1 verilmiştir. Nümerik simülasyonlardan açıkça görülmektedir ki tasarlanan kaskat KKK yapısı arzulanan performans gereksinimlerini çok iyi bir şekilde sağlamaktadır ve elde edilen kontrol parametreleri deneysel çalışmalarda kullanılmak için uygundur.



Şekil 27. Referans takibi hatası.



Şekil 28. Akım takibi hatası (kayan yüzey s_2).



Şekil 29. Kayan yüzey s_1 .

3.4.2. Deneysel sonuçlar

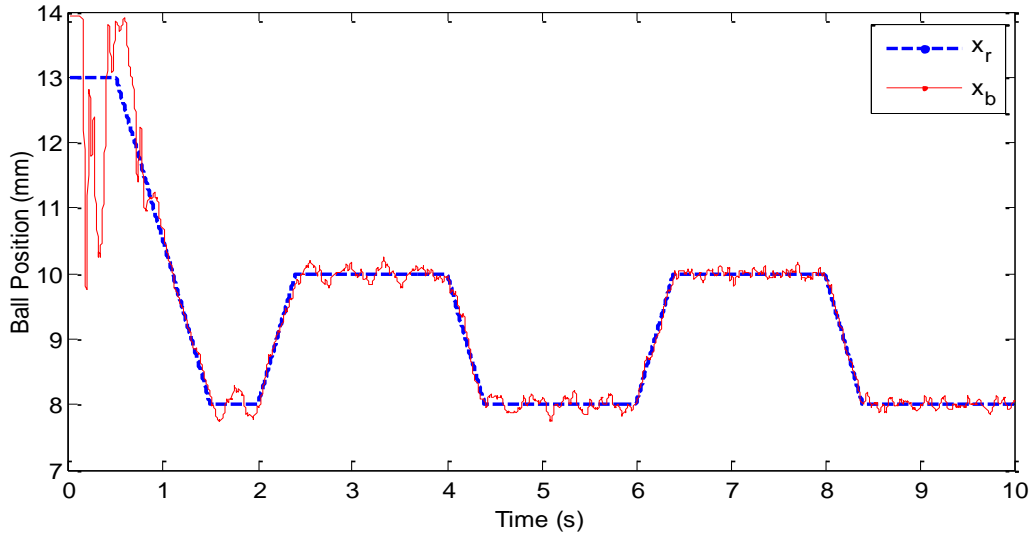
Quanser mühendislerinin Quanser MAGLAV sisteminin kurulumu için önerdiği yazılım ve

donanım Tablo 5'te verilmiştir. Tasarlanan kontrol metodlarının MATLAB/Simulink temelli uygulamaları için Quanser'den satın alınan veri edinme kartı ve lineer gerilim kuvvetlendiricisi kullanılırken, LabVIEW temelli uygulamalarda FPGA (NI myRIO FPGA) ve lineer gerilim kuvvetlendiricisi kullanılmaktadır.

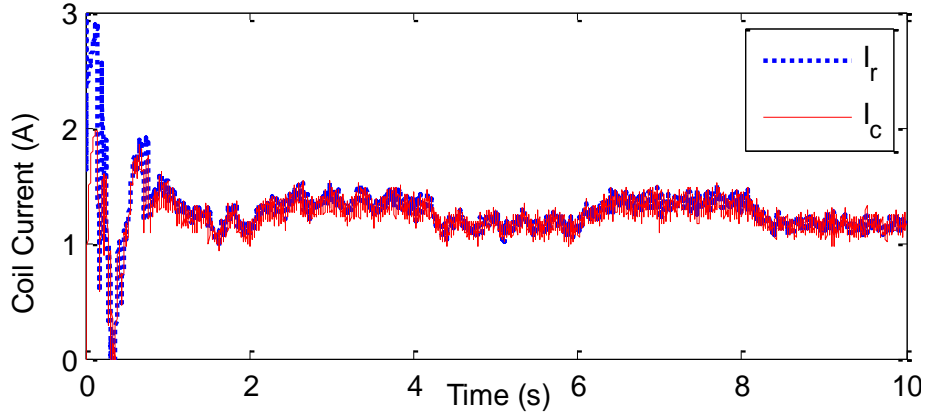
Tablo 5. Quanser MAGLEV iş istasyonunun kurulumu için gerekli donanım ve yazılım

MATLAB/Simulink kullanıcıları için	LabVIEW kullanıcıları için
Q2-USB data acquisition device	VoltPAQ-X1 linear voltage amplifier
VoltPAQ-X1 linear voltage amplifier	Quanser Rapid Control Prototyping toolkit software
QUARC real-time control software	NI myRIO with Quanser Terminal Board for NI myRIO

Karşılaştırma yapmak amacıyla, nümerik çalışmalarda kullanılan referans sinyali deneysel çalışmalarda aynen kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar Şekil 30-36 aralığında gösterilmiştir. Şekil 30'da kaskat KKK kontrolün sistemin çalışmasından itibaren çelik bilyeyi kaldırmakta ve arzulanan referans pozisyonu yaklaşık %1.5'luk bir hata ile takip ettiği görülmektedir. Kararlı halde görülen küçük salınımlar ölçüm hatası, örnekleme zamanı ve gürültüden kaynaklanmaktadır. Çelik bilye küresel şekle sahip olduğundan fotodetektör ölçüm hatası vermektedir. Bu durum bilyeye hafif bir dokunuşla çözülebilir. Yine şekilden zaman içerisinde pozisyon takibinin daha da iyileştiği görülüyor. Şekil 31, KKK akım kontrolörü yanıtını göstermektedir. Görüldüğü gibi endüktas kaynaklı belirsizliklerin etkisi yüksek kazançlı KKK kontrol tarafından ortadan kaldırılmıştır.

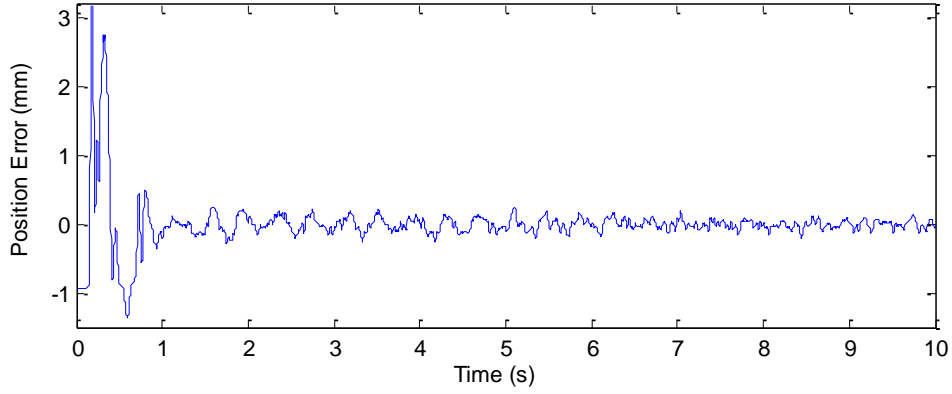


Şekil 30. Kontrol sisteminin deneysel pozisyon takibi performansı.

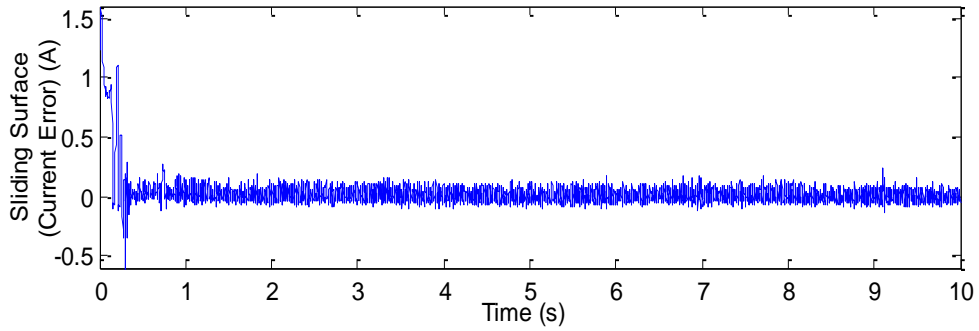


Şekil 31. Deneysel akım takibi yanıtı.

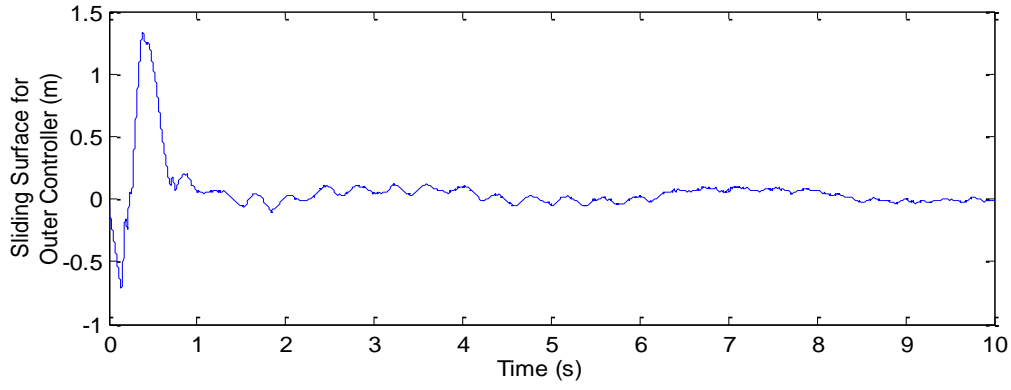
Pozisyon takibi hatasının yaklaşık olarak %1.5 olduğu Şekil 32’te görülmüyor. Şekil 33’te akım takibi hatası (kayan yüze s_2) verilmiştir. Kayan yüzey oldukça kısa bir zaman içinde sıfıra ulaşmış ve yaklaşık 0.1A’lik hatayla sıfırda kalmıştır. Diğer taraftan pozisyon kontrolörü için tasarlanan kayan yüzeyin %0.2’lik bir hatayla sıfırda kaldığı Şekil 30’da görülmektedir.



Şekil 32. Deneysel pozisyon takibi hatası.

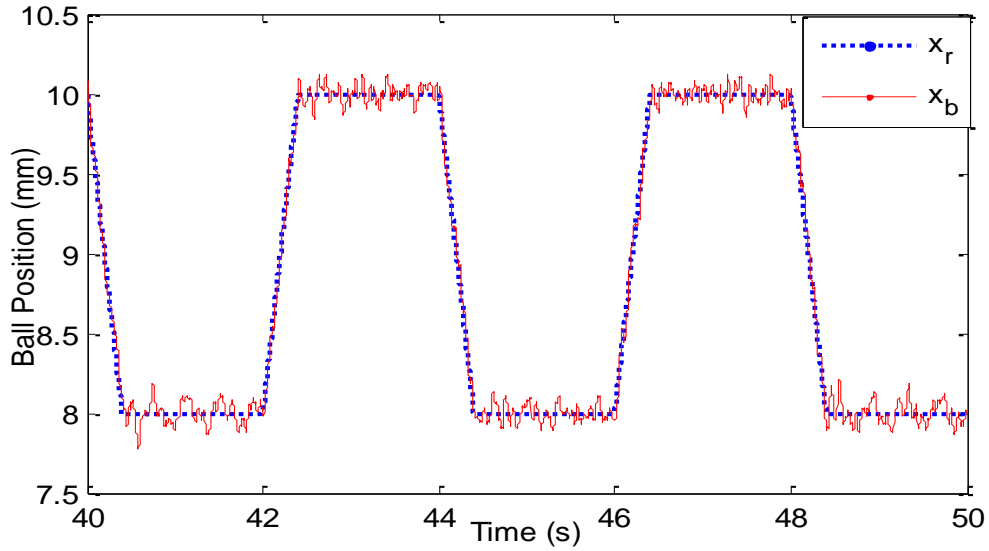


Şekil 33. Deneysel akım takibi hatası.

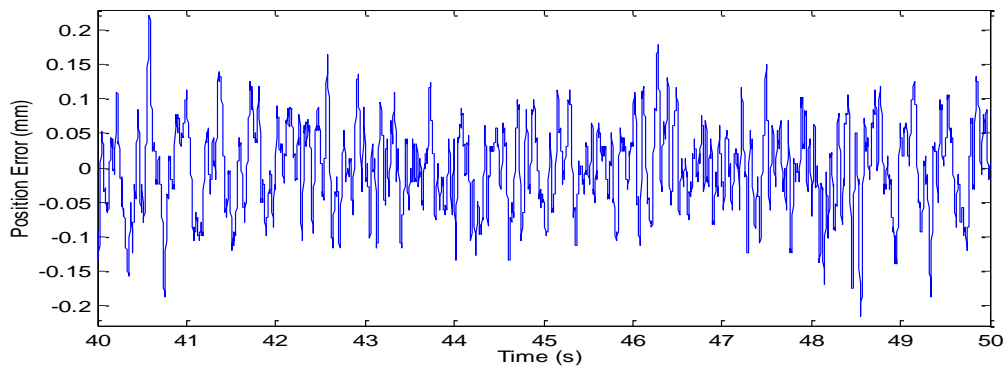


Şekil 34. Deneysel kayan yüzey s_1 .

İlaveten, pozisyon takibi hataları sistem çalışıkça azalmaktadır. Şekil 35 ve 36 kararlı haldeki pozisyon takibi performansını ve takip hatasını göstermektedir. Görülüyor ki kararlı haldeki pozisyon hatası 0.1mm civarında olup arzulanan performans gereksinimlerinin sağlamaktadır.



Şekil 35. Kararlı halde pozisyon takibi.



Şekil 36. Kararlı halde pozisyon takibi hatası.

4. PROJE SONUÇLARI VE ÖNERİLER

Bu çalışmada kayan kipli kontrol sistemlerinin performansını artırmak için optimal yanıtli, dayanıklı ve sistematik bir kayan yüzey algoritması ve indirgenmiş-mertebeli proses modelleri için kayan kipli kontrolörler önerildi.

- Kayan yüzey tasarım problemi kapalı-çevrimli sistemin arzulanan yerleşme zamanı bilgisine indirgendi. Esnek-eklemlı robot uygulaması ile önerilen yaklaşımın dayanıklı, aşısız ve kısa yerleşme zamanı performansına sahip olduğu görülmektedir. Önerilen algoritma, kayan kipli kontrolün tek veya çok girişli sistemlere kolaylıkla uygulanmasına ve yüksek performans vermesine yardımcı olmaktadır.
- Önerilen sistematik integral kayan kipli kontrol yaklaşımı, klasik kayan kiplerin tasarım yapısını korumakla beraber, dayanıklı referans takibine olanak sağlamaktadır. Önerilen yaklaşımın yüksek performans gösterdiği yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın ve dc servo-sürücülü konveyör prosesleri üzerine yapılan uygulamalar ile ispatlanmıştır. Zamanla-değişen referans profillerinde ulaşma zamanı kavramının oluşmaması, önerilen integral kayan kiplerin bozuculara karşı dayanıklılığını artırmaktadır. Ayrıca, kayan kipli kontrolün standart tasarım yapısı korunduğundan tasarım kolaylığı sağlanmakta ve kayan kiplerin uygulama alanlarının genişlemesine katkı sağlanmaktadır.
- Endüstride yaygın olarak kullanılan indirgenmiş modellerle tanımlanabilen prosesler için PID kontrolöre benzer yapıdaki kayan kipli kontrolörler dayanıklılık ve yüksek performans elde edebilmek amacıyla önerildi. Bu kontrolörler bazı ufak değişikliklerle mevcut otomatik kontrol yazılım ve donanıma direkt bir şekilde uygulanabilir. Nümerik çalışmalarla, KKK'nın kararlılık bölgesinin PID kontrolörden daha geniş olduğu, ve iyi bir kontrol performansının tutumlu kontrol gereksinimleri ile elde edilebildiği gösterilmiştir.
- Son olarak KKK'ün hem tek serbestlik dereceli hem de çok serbestlik dereceli (kaskat yapı) tasarımları deneysel çalışmalarla verilmiştir. Kontrolü oldukça zor olan bir manyetik levitasyon sisteminin pozisyon ve akım kontrolü KKK ile yapıldı ve oldukça iyi sonuçlar elde edildiği gösterildi. Akım kontrolü kararlı hal hatası sıfır iken pozisyon kontrolü kararlı-hal hatası ± 0.1 mm civarında olup literatürdeki diğer kontrolörlerle karşılaştırıldığında oldukça küçük değerdedir.

Öneriler:

Projede ulaşılacak istenen hedeflere ulaşılacakla beraber, geliştirilen metotlara adaptif özellik kazandırılabilir ve üzerinde çalışılan veya geliştirilen metotların proses kontrolünde yaygın olarak kullanılabilmesi için uygun maliyetli donanım ve yazılımı içerecek sistemlerin üretilmesi gerekmektedir. Deneysel çalışmalar yapmak için ihtiyaç duyulan



malzeme ve sistemlerin, örneğin veri edinme kartları ve gerçek zamanlı yazılımlar gibi, yerli üretimi olmadığından, dış ülkelerden ithal yoluyla edinilmesi hem maliyeti hem de işi bitirme zamanını oldukça uzatmaktadır. Yine, kontrol sistemi uygulamasının dijital ortamda gerçekleştirilmesi nedeniyle, ihtiyaç duyulan aktüatör, sensör, mikrokontrolör ve portatif elektronik kartların üretimi gibi alanlarda yerli imkânları artırmak gerekmektedir.

KAYNAKLAR

- Ackermann, J., Utkin, V.I., 1998. Sliding mode control design based on Ackermann's formula. *IEEE Transactions on Automatic Control* 43, 234–237.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 2006. *Advanced PID Control*. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 1995. *PID Controllers - Theory, Design, and Tuning*, 2nd ed. Instrument Society of America.
- Åström, K.J., Hägglund, T., Hang, C.C., Ho, W.K., 1993. Automatic tuning and adaptation for PID controllers - a survey. *Control Engineering Practice* 1, 699–714. doi:10.1016/0967-0661(93)91394-C
- Atherton, D.P., Towill, D.R., 1977. *Nonlinear Control Engineering-Describing Function Analysis and Design*. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics* 7, 678. doi:10.1109/TSMC.1977.4309808
- Bartolini, G., Ferrara, A., Usani, E., 1998. Chattering avoidance by second-order sliding mode control. *Automatic Control, IEEE Transactions on* 43, 241 –246. doi:10.1109/9.661074
- Ben Hariz, M., Bouani, F., Ksouri, M., 2012. Robust controller for uncertain parameters systems. *ISA Transactions* 51, 632–640. doi:10.1016/j.isatra.2012.04.007
- Camacho, O., 2006. Sliding mode control in process industry, in: *Process Control and Optimization*. CRC Press, pp. 351–359.
- Camacho, O., Smith, C., Moreno, W., 2003. Development of an internal model sliding mode controller. *Industrial & Engineering Chemistry Research* 42, 568–573.
- Choi, H.H., 2007. LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems. *IEEE Trans. Automatic Control* 52, 736–741.
- Datta, A., Ho, M.-T., Bhattacharyya, S.P., 2000. *Structure and Synthesis of PID Controllers*, 2000 edition. ed. Springer, London ; New York.
- Dorling, C.M., Zinober, A.S.I., 1986. Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure control systems. *Int.Journal Control* 44, 65–82.



- Edwards, C., Shtessel, Y., Fridman, L., Levant, A., 2013. Sliding Mode Control and Observation. Birkhauser Verlag GmbH.
- Edwards, C., Spurgeon, S.K., 1998. Sliding Mode Control: Theory And Applications. CRC Press.
- Elghezawi, O., Zinober, A.S.I., Billings, S.A., 1983. Analysis and design of Variable Structure Systems Using a Geometric Approach. *Int.Journal Control* 38, 657–671.
- Fulwani, D., Bandyopadhyay, B., Fridman, L., 2012. Non-linear sliding surface: towards high performance robust control. *IET Control Theory Applications* 6, 235 –242. doi:10.1049/iet-cta.2010.0727
- Furuta, K., 1990. Sliding mode control of a discrete system. *Systems & Control Letters* 14, 145–152. doi:10.1016/0167-6911(90)90030-X
- Furuta, K., Pan, Y., 2000. Variable structure control with sliding sector. *Automatica* 36, 211–228.
- G. Monsees, 2002. Discrete-time sliding mode control (PhD Dissertation). Delft University of Technology, Netherlands.
- Gieras, J.F., 2002. Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, Second Edition,. CRC Press.
- Hang, C.C., Astrom, K.J., Wang, Q.G., 2002. Relay feedback auto-tuning of process controllers — a tutorial review. *Journal of Process Control* 12, 143–162. doi:10.1016/S0959-1524(01)00025-7
- Hughes, A., 2013. Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications. Newnes.
- Jayawant, B.V., Rea, D.P., 1968. New electromagnetic suspension and its stabilisation. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 115, 549–554. doi:10.1049/piee.1968.0103
- Kautsky, J., Nichols, N.K., Van Dooren, P., 1985. Robust pole assignment in linear state feedback. *International Journal of Control* 41, 1129–1155.
- Kessler, C., 1960. Ein beitrag zur theorie mehrschleifiger regelungen. *Regelungstechnik* 8, 261–266.
- Khalil, H.K., 2002. *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Prentice Hall.
- Kim, Y.C., Keel, L.H., Bhattachayya, S.P., 2003. Transient response control via characteristic ratio assignment. *IEEE Trans on Automatic Control* 48, 2238–2244.
- Korea Institute of Nuclear Safety (KINS), 2012. Operational Performance Information System (OPIS).
- Lee, H., Kim, E., Kang, H., Park, M., 1998. Design of a sliding mode controller with fuzzy sliding surfaces. *IET Control Theory Applications* 32, 411–418.



- Li, Y., Ang, K.H., Chong, G.C.Y., 2006. Patents, software, and hardware for PID control: an overview and analysis of the current art. *Control Systems, IEEE* 26, 42 – 54. doi:10.1109/MCS.2006.1580153
- Lipatov, A.V., Sokolov, N.I., 1979. Some sufficient conditions for stability and instability of continuous linear stationary systems. *Automat.Remote Contr.* 39, 1285–1291.
- Manabe, S., 1991. Unified interpretation of classical, optimal, and Hinf control. *Journal of SICE* 30, 941–946.
- Manabe, S., Kim, Y.C., 2000. Recent development of coefficient diagram method, in: *Asian Control Conference*. Shanghai, China.
- Martins, F.G., 2005. Tuning PID Controllers using the ITAE Criterion*. *Int. Journal of Engineering Education* 21, 867–873.
- Meza, M.E., Bhaya, A., 2001. Zero-placement approach to the design of sliding surfaces for linear multivariable systems. *IET Control Theory Applications* 148, 333–339.
- Pan, Y., Furuta, K., 1994a. VSS controller design for discrete-time systems. *Control Theory and Advanced Technology* 10, 669–687.
- Pan, Y., Furuta, K., 1994b. VSS controller design for discrete-time systems. *Control Theory and Advanced Technology* 10, 669–687.
- Perruquetti, W., Barbot, J.P., 2002. *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker.
- Slotine, J.-J.E., Li, W., 1991. *Applied nonlinear control*. Prentice Hall.
- Su, W.C., Drakunov, S., Ozguner, U., 1996. Constructing discontinuity surfaces for variable structure systems - a Lyapunov approach. *Automatica* 32, 925–928.
- Takahashi, R., Peres, P., 1999. H₂ Guaranteed cost-switching surface design for sliding modes with nonmatching disturbances. *IEEE Trans.Automatic Control* 44, 2214–2218.
- Tyresus, B.D., Luyben, W.L., 1992. Tuning of PI controllers for integrator/deadtime processes. *Ind.Eng.Chem.Res.* 31, 2625–2628.
- Utkin, V.I., Guldner, J., Shi, J., 2009a. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, 2nd ed. CRC Press.
- Utkin, V.I., Guldner, J., Shi, J., 2009b. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 2nd ed. CRC Press.
- Utkin, V.I., Young, K., 1978. Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems. *Automation and Remote Control* 39, 1466–1470.
- Yaniv, O., Nagurka, M., 2003. Robust PI controller design satisfying sensitivity and uncertainty specifications. *IEEE Transactions on Automatic Control* 48, 2069–2072. doi:10.1109/TAC.2003.819646



Young, K.D., Utkin, V.I., Ozguner, U., 1999. A control engineer's guide to sliding mode control. Control Systems Technology, IEEE Transactions on 7, 328 –342.
doi:10.1109/87.761053