

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**D.C MOTORDA KONTROL YÖNTEMLERİNİN
SİMÜLASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Bedriye Suna

Enstitü Anabilim Dalı : ELK.-ELEKTRONİK MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR

Eylül 2009

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

D.C MOTORDA KONTROL YÖNTEMLERİNİN
SİMÜLASYONU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Bedriye Suna

Enstitü Anabilim Dalı : ELK.ELKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 09/09/2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.

Prof.Dr. Uğur ARİFOĞLU
Jüri Başkanı

Y.Doç.Dr.Ali Fuat BOZ
Üye

Doc.Dr.Ayhan ÖZDEMİR
Üye

ÖNSÖZ

Teknolojinin ilerlemesi ile birlikte kontrol sistemleri gün geçtikçe önem kazanmaktadır. Geleneksel kontrol yöntemlerinin ihtiyaçları karşılamada yetersiz kalmasından dolayı çeşitli kontrol yöntemleri ortaya çıkmıştır.

Bu tez çalışmasında farklı kontrol yöntemleri ile D.C motor konum kontrolü gerçekleştirilmiş ve Matlab ortamında simülasyonu yapılmıştır.

Tezin hazırlanmasında yardımlarından dolayı danışman hocam Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
ÖZET.....	viii
SUMMARY.....	ix
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
DOĞRU AKIM MAKİNELERİ.....	2
2.1. Doğru Akım Makine Tipleri.....	2
2.1.1. Serbest uyarmalı makineler.....	2
2.1.2. Şönt uyarmalı makineler.....	3
2.1.3. Seri uyarmalı makineler.....	4
2.1.4. Kompound makineler.....	5
2.2. Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensibi.....	6
2.3. Rotor Kontrollü D.C Makinenin Dinamik Denklemleri ve Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması.....	8
2.3.1. Sürekli zaman durum denklemlerinin elde edilmesi.....	10
2.3.2. Sürekli zamanda durum geçiş matrisinin elde edilmesi.....	12
2.3.3. Durum geçiş denklemi.....	13
2.3.4. Ayrık zaman durum denklemlerinin elde edilmesi.....	14

BÖLÜM 3.

PID KONTROLÖR İLE KONTROL SİSTEMİ TASARIMI.....	16
3.1. Oransal Kontrolör.....	16
3.2. İntegral Kontrolör.....	17
3.3. Türevsel Kontrolör.....	17
3.4. PID Kontrolör.....	18
3.4.1. PID kontrolör tasarımı.....	19
3.4.2. PID katsayılarının hesaplanması.....	20
3.4.3. Modifiye edilmiş PID kontrolör tasarımı.....	21

BÖLÜM 4.

LİNEER KUADRATİK OPTİMAL KONTROL.....	23
4.1. Durum- Uzay Tasarım Metodları.....	23
4.1.1. Kutup yerleştirme tasarım metodu.....	23
4.2. LQR(Lineer Karesel Regülatör).....	24
4.3. Optimal Lineer Regülatör	25
4.4. Kalıcı Durum Karesel Optimal Kontrol.....	27
4.4.1. Bilinmeyen P matrisinin çözümü.....	28
4.5. Servomekanizma Düzeneginin Sürekli Hal Hatasının Giderilmesi..	29

BÖLÜM 5.

KAYAN KIPLİ KONTROLÖR	33
5.1. Kayan Kipli Kontrol ile İlgili Tanımlar.....	33
5.2. Kayan Kipli Kontrol Tasarımı.....	34
5.2.1. Zamanla değişen yörünge izleyici yüzey uygulaması.	34
5.2.2. Kontrolör tasarımı.....	35
5.3. Kayan Kipli Kontrolde Çatırdama.....	38
5.3.1. Sınır katman oluşturma yöntemi	38

BÖLÜM 6.

SİMULASYON UYGULAMALARI	41
6.1. Doğru Akım Motorunun Basitleştirilmiş Modeli.....	41
6.2. Sistemin Ayrık Zaman Açık Çevrim Transfer Modeli.....	41

6.3. PID Tasarımı ve Simülasyon.....	42
6.4. Modifiye Edilmiş PID Kontrol İle Tasarım.....	48
6.5. D.C Motor Karakteristiği ve LQR Uygulaması	49
6.5.1. Optimal durum-geri besleme kazanç matrisi ve integral kazanç hesabı.....	49
6.5.2. Servomekanizma düzeneğinin optimal kazanç parametrelerinin bulunması.....	50
6.5.3. Servomekanizma düzeneğinin optimal kazanç parametreleri ile simülasyonu.....	52
6.6. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi Uygulaması.....	53
BÖLÜM 7.	
SONUÇLAR	58
KAYNAKLAR.....	60
ÖZGEÇMİŞ.....	61

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

F	: Durum Geri Besleme Matrisi
J	: Performans Ölçütü
K	: Ayrık Zaman Kalman Matrisi
R, Q	: Ağırlık Matrisleri
S	: Kayan Yüzey
D.C	: Doğru Akım
e_b	: Zıt Elektromotor kuvvet
K_D	: Türev Kontrolör Kazancı
K_I	: İntegral Kontrolör Kazancı
K_p	: Oransal Kontrolör Kazancı
L_a	: Endüvi Sargı Endüktansı
LQR	: Lineer Karesel Regülatör
PID	: Oransal İntegral Türev
R_a	: Endüvi Sargı Direnci

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Serbest uyarlamalı generatör.....	3
Şekil 2.2.	Şönt uyarlamalı generatör.....	4
Şekil 2.3.	Seri uyarlamalı generatör.....	5
Şekil 2.4.	Kompound generatör.....	6
Şekil 2.5.	Stator yapısı.....	7
Şekil 2.6.	Doğru Akım Motoru Eşdeğer Devresi.....	8
Şekil 3.1.	PID ile kontrol edilen sistem.....	19
Şekil 3.2.	Modifiye edilmiş PID ile kontrol edilen sistem.....	21
Şekil 4.1.	Lineer durum geri besleme kuralı ile kapalı-çevrim sistemi.....	23
Şekil 4.2.	Sistemin durum-uzay gösterimi.....	29
Şekil 5.1.	Kayan yüzey ve çatırdama.....	39
Şekil 5.2.	Sınır katman uygulaması.....	39
Şekil 6.1.	S_1 kontrol kutbu.....	43
Şekil 6.2.	PID katsayılarının matlab ortamında hesaplanması.....	46
Şekil 6.3.	Rotor kontrollü D.C makinenin PID kontrol simülasyonu.....	47
Şekil 6.4.	Simulasyon sonuçları.....	47
Şekil 6.5.	Modifiye edilmiş PID kontrolör tasarımı.....	48
Şekil 6.6.	Modifiye edilmiş PID simulasyon sonucu.....	48
Şekil 6.7.	Modifiye edilmiş PID ve Klasik PID arasındaki fark.....	49
Şekil 6.8.	Sistemin Optimal Kazanç ve P Matrislerinin Bulunması.....	51
Şekil 6.9.	Sistemin Performans Ölçütünün Bulunması.....	52
Şekil 6.10.	Sistemin Optimal Kazanç Parametreleri ile Simülasyonu.....	52
Şekil 6.11.	Sistemin Simülasyonu Sonucu Parametre Eğrileri.....	53
Şekil 6.12.	Kayan Kipli Kontrol simülasyonu.....	57
Şekil 6.13.	Kontrol işareti $u(t)$ ve çıkış konum işareti $y(t)$	57

ÖZET

Anahtar kelimeler: PID, modifiye edilmiş PID, optimal kontrol, kayan kipli kontrol, D.C motor

Kontrol çalışmalarının sanayideki birçok proseste önemli bir yeri olduğundan, bu alanda yapılan ve yapılmaya devam edilen çalışmaların değeri daima artmaya devam edecektir.

Çeşitli kontrol yöntemleri kullanılarak hassasiyeti ve doğruluğu yüksek, kontrolü kolay sistemler elde edilir.

Bu çalışmada PID kontrol, Modifiye edilmiş PID, optimal kontrol ve kayan kipli kontrol yöntemleri kullanılarak D.C motor kontrolü tasarlanmıştır.

SIMULATION OF CONTROL TECHNIQUE ON D.C MOTOR

SUMMARY

Keywords : PID , modified PID control, optimal control, Sliding mode control, D.C Motor control

Due to their importance in many industrial processes control systems, value of the ongoing and the future studies on this field will always be very valuable and will keep their scientific importance.

Various control systems are used for designing easily controllable controller systems which have high sensitivity and accuracy .

In this study a D.C motor controller has been designed using PID control, modified PID control, Optimal Control and sliding mode control algorithms.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

D.C motor çalışma karakteristikleri önemli avantajlar sağlar ve bu sebepten dolayı birçok endüstride yüksek performans, kolay kontrol edilebilme ve hızlarının geniş sınırlar içinde değiştirilmesi gibi üstünlüklerinden dolayı kullanılmaktadır. D.C motorlar, elektrikli ev aletlerinin gelişmesi ve kullanım alanının artması ile birlikte, daha güçlü, güvenli ve düşük maliyetli kontrol alanlarında da kullanım alanı bulmuştur.

Sistemlerin denetimi bilimler arası bir konudur ve tüm mühendislik alanlarına girer. Denetim organları donanımlarında kullanılan teknikler ve bunların tasarımı daha çok doğrudan elektrik, elektronik ve makine mühendisliğini ilgilendirmektedir.

Optimal kontrol teorisi modern kontrol yöntemlerinden birisidir ve durum-değişken geri beslemeli bir yapıya sahiptir. Optimal kontrol sisteminin davranışı seçilen performans ölçütüne bağlı olduğundan uygun bir performans ölçütünün seçilmesi tasarlanan kontrolcünün performansı açısından çok önemlidir.

Kayan kipli kontrol yöntemi sistem parametrelerinin değişimlerine olan duyarsızlığı ve uygulama kolaylığı gibi özelliklerinden dolayı yoğun olarak çalışılan bir kontrol yöntemidir.

Bu çalışmada öncelikle rotor kontrollü D.C makinenin eşdeğer devresi yardımıyla transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Ve farklı kontrol yöntemleri teorik olarak anlatılmaya çalışılarak MATLAB ortamında simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

BÖLÜM 2. DOĞRU AKIM MAKİNELERİ

2.1 Doğru Akım Makine Tipleri

Doğru akım makineleri stator kontrol sargılarının uyarma biçimine göre iki gruba ayrılır.

- Serbest uyarımalı makineler
- Kendi kendini uyarın makineler

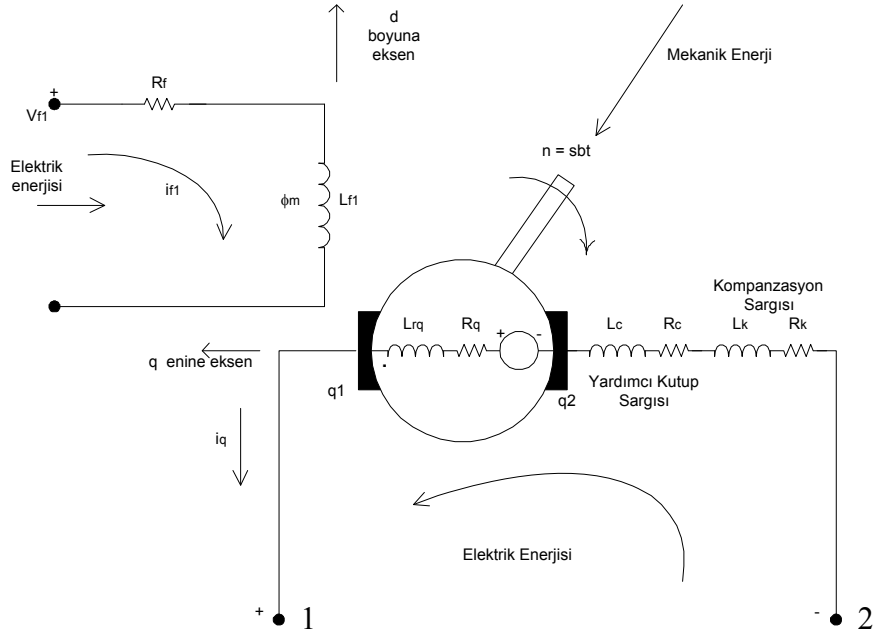
Kendi kendini uyarın makineler de üç grupta toplanır.

- Şönt uyarımalı makine
- Seri uyarımalı makine
- Hem şönt hem de seri uyarımalı makine

2.1.1. Serbest uyarımalı makineler

Serbest uyarımalı makinenin uyarın sargısı, makineden ayrı bir doğru gerilim kaynağından beslenir. Kontrol sistemlerinde kullanıldığında serbest uyarımalı makinenin bu sargısına, zamanın istenilen anında bir gerilim fonksiyonu uygulanabilir. Serbest uyarımalı makinenin eşdeğer devresi Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Bu eşdeğer devre, makine lineer olarak kabul edilerek elde edilmiştir. Hareketten dolayı rotor sargılarında meydana gelen zıt E.M.K. bir bağımlı kaynak olarak gösterilmiştir. Eşdeğer devre, Şekil 2.1'deki ok ve referans yönlerine göre generatör olarak çizilmiştir. Makinenin değişik sargı elemanlarına ilişkin sabitler / parametreler eşdeğer devrede verilmiştir. L_c , R_c yardımcı kutup sargılarını L_k , R_k ise kompanzasyon sargılarını gösterir. Yardımcı kutup ve kompanzasyon sargıları, rotor ile seri bağılı olduğundan rotor akımını taşırlar.

Serbest uyarımlı makine özellikle kontrol sistemlerinde kullanılır. Motor olarak çalışma için de Şekil 2.1'deki eşdeğer devre geçerlidir. Sadece i_q akımı yön değiştirir.



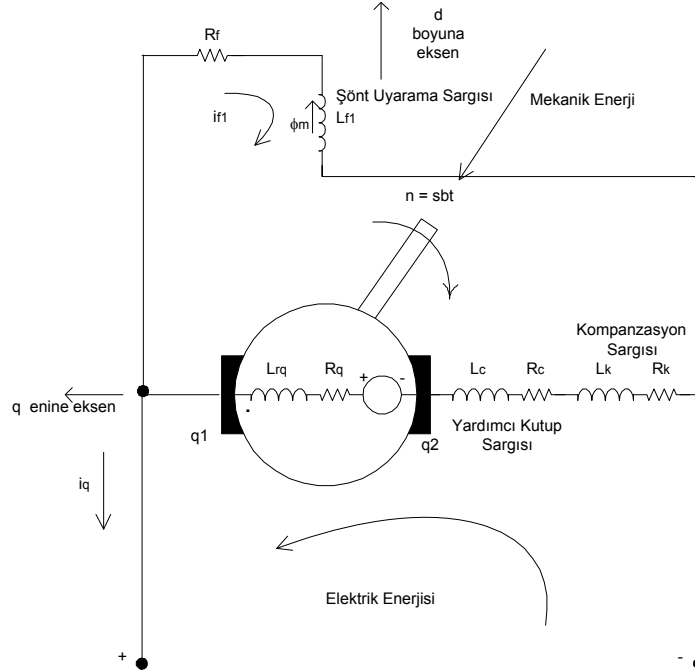
Şekil 2.1. Serbest uyarımlı generatör

2.1.2. Şönt uyarımlı makineler

Şönt uyarımlı makinenin eşdeğer devresi Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Makinenin eşdeğer devresi generatör çalışma için işaretlenmiştir. Enerji dönüşümü bakımından sadece i_q yön değiştirir. Böylece makine, bu devreden güç alır ve milinden güç üretir. Eşdeğer devreden görüldüğü gibi, uyarma sargısı rotor devresine paralel olarak bağlanmıştır. Böylece uyarma sargısı gerilimi rotora uygulanan gerilime eşit olur.

Böyle bir makine, dışarıdan bir tahrik vasıtası ile ω sabit hızıyla döndürülürse q1-q2 fırçaları arasından bir gerilim verir ve uyarma sargısından da belli bir akım geçer. Dış bir kaynaktan hiçbir uyarma akımı verilmediği halde makinenin fırçaları arasından gerilim vermesine "kendi kendine uyarma" denir.

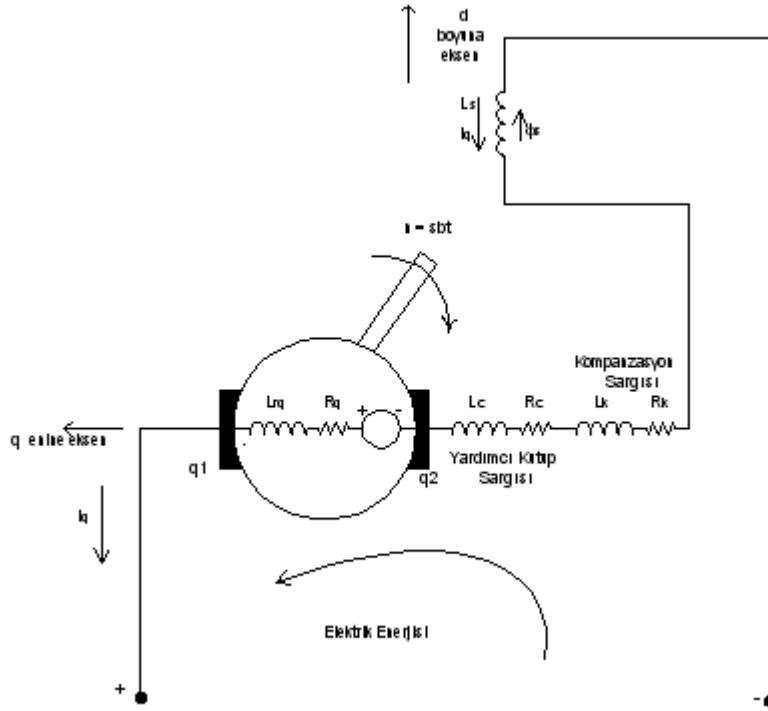
Şekil 2.1 ve şekil 2.2 karşılaştırılacak olursa makinelerin rotor devrelerinde hiçbir farklılık yoktur, sadece uyarma sargılarının bağlantısı birbirinden farklıdır.



Şekil 2.2. Şönt uyarmalı generatör

2.1.3. Seri uyarmalı makineler

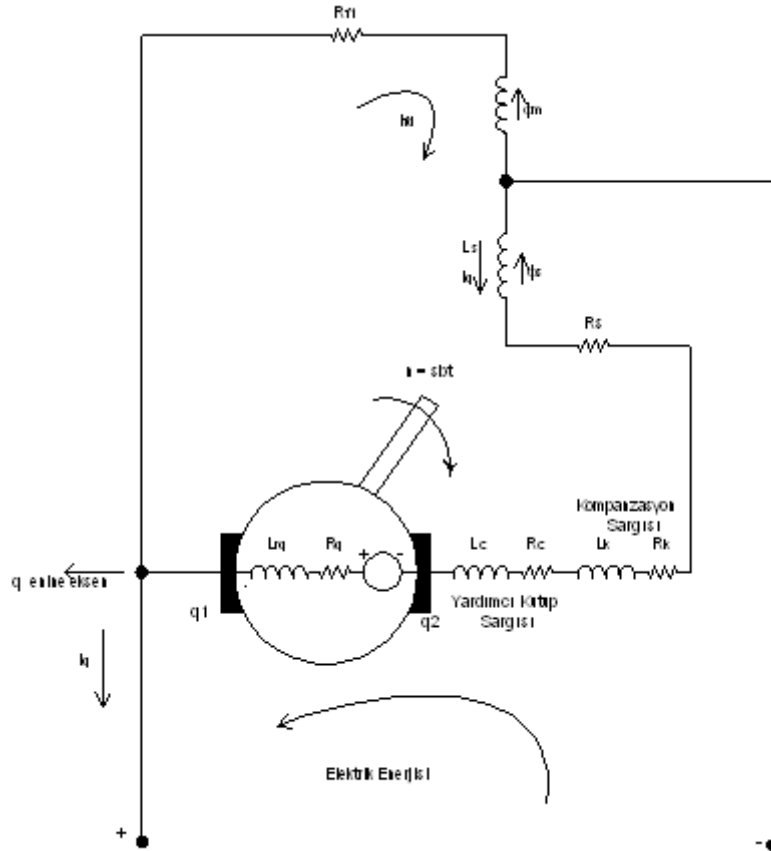
Seri uyarmalı makinenin bağlama şeması ve eşdeğer devresi Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Bu makinede rotor akımı seri uyarma sargısından aynen geçer. Şönt makinede olduğu gibi bu makine de sabit bir hızla döndürülürse rotor uçlarından kendi kendini uyararak belli bir gerilim verir.



Şekil 2.3. Seri uyarmalı generatör

2.1.4. Kompound makineler

Hem şönt hem de seri uyarma sargısı olan makinelerin (kompound makine) eşdeğer devresi ve bağlama şeması Şekil 2.4’de gösterilmiştir. Şönt uyarma sargısı rotor devresine paralel ve seri sargıda rotor devresine seri olarak bağlanmıştır. Eşdeğer devre generatör çalışma için verilmiştir. Kompound makinede sabit bir hızla döndürüldüğünde kendi kendini uyararak rotor uçlarında gerilim üretir. Şekil 2.4’de şönt sargı ile seri sargının yönleri aynıdır. Bu yüzden her ikisi de d ekseninde akı meydana getirirler. Toplam d-ekseni akısı $\phi_m + \phi_s$ olur. Böyle bağlamaya “kompound bağlama” denir. Eğer seri sargı yönü şönt sargı yönüne ters ise, ϕ_s seri sargı akısı ϕ_m şönt sargı akısına ters gelir ve toplam d-ekseni akısı $\phi_m - \phi_s$ olur. Böyle bağlamaya ise “ters kompound bağlama” denir.

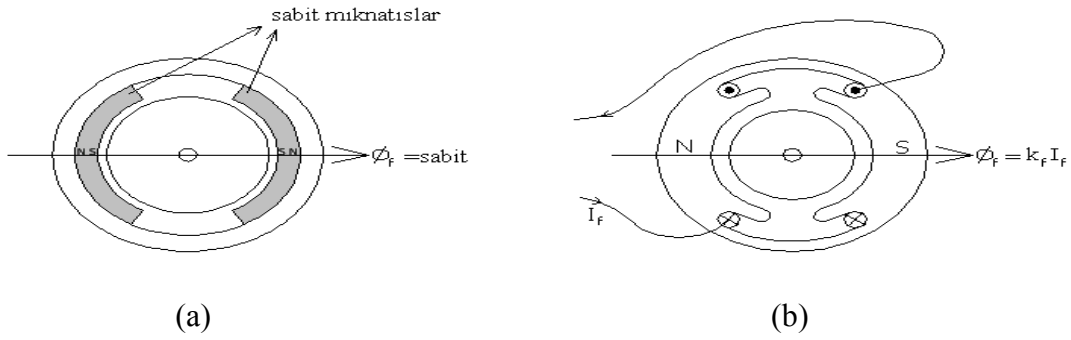


Şekil 2.4. Kompound generatör

2.2. Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensibi

D.C motor temelde elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren bir dönüştürücüdür. D.C motorlarında Φ_f uyarma akısı iki şekilde oluşur. Bunlardan ilki şekil 2.5(a)'da görüldüğü gibi sabit mıknatıslarla oluşturulur. Sabit mıknatıslı D.C motorlarında Φ_f uyarma akısı da sabittir. Diğerinde ise Φ_f uyarma akısı şekil 2.5(b)'de görüldüğü gibi stator tarafındaki uyarma sargısı ile oluşturulur. Burada uyarma sargısındaki I_f uyarma akımı, Φ akısını kontrol eder. Akı yolundaki manyetik doyma ihmal edildiğinde (2.1) formülü elde edilir. Burada k_f oransal uyarma katsayısıdır.

$$\Phi_f = k_f * I_f \quad (2.1)$$



Şekil 2.5 Stator yapısı

(2.3) eşitliğinde gösterilen motor momenti; uyarma akısı Φ_f ve i_a endüvi akımının karşılıklı etkileşimi ile üretilir.

$$T_{em} = k_m * \Phi_f * i_a \quad (2.2)$$

$$T_{em} = k_i * i_a \quad [\text{N-m}] \quad (2.3)$$

(2.2) eşitliğinde k_m motorun moment katsayısıdır. Endüvi devresinde, endüvi iletkenlerinin Φ_f alan akısının varlığında milin açısal hızıyla orantılı gerilime zıt elektromotor kuvvet denir.(2.4) eşitliği ile gösterilir.

$$e_b = k_e * \Phi_f * \omega_m \quad [\text{V}] \quad (2.4)$$

Burada k_e motorun gerilim sabitidir. Elektriksel güç (2.5) formülünde, mekaniksel güç ise (2.6) formülünde gösterildiği gibi hesaplanır:

$$P_e = e_b * i_a = k_e * \Phi_f * \omega_m * i_a \quad (2.5)$$

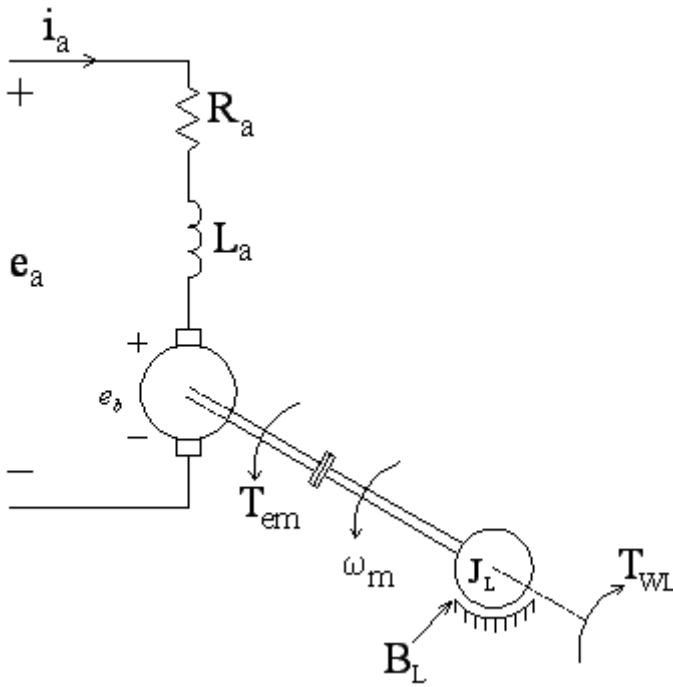
$$P_m = \omega_m * T_{em} = k_m * \Phi_f * \omega_m * i_a \quad (2.6)$$

Sürekli halde mekanik güç, elektriksel güce eşittir. (2.7) eşitliğinden hareket edilerek (2.8) eşitliği elde edilir.

$$P_e = P_m \quad (2.7)$$

$$k_m = k_e \quad (2.8)$$

2.3. Rotor Kontrollü D.C Makinenin Dinamik Denklemleri ve Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması



Şekil 2.6. Doğru akım motoru eşdeğer devresi

D.C Motorunun endüvi devresindeki $i_a(t)$ akımı; $e_a(t)$ gerilimi, R_a endüvi sargı direnci, L_a endüvi sargı endüktansı ve $e_b(t)$ zıt emk gerilimi ile belirlenir.

$$(L_a = 0, T_{WL} = 0)$$

Şekil 2.6'daki motor devresine ait etki-tepki ilişkileri $e_a(t)$ giriş geriliminden başlayarak yazılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + e_b(t) \Rightarrow i_a = \frac{e_a - K_b w(t)}{R_a} \quad (2.9)$$

$$T_e(t) = K_a i_a(t) \quad \Rightarrow T_e(t) = K_a \frac{e_a(t) - K_b w(t)}{R_a} \quad (2.10)$$

$$T_m(t) = J \frac{dw(t)}{dt} + Bw(t) \quad (2.11)$$

$$e_b(t) = K_b w(t) \quad (2.12)$$

$$w(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad \Rightarrow K_a \frac{e_a(t) - K_b w(t)}{R_a} = J \frac{dw(t)}{dt} + Bw(t) \quad (2.13)$$

$$T_e(t) = T_m(t) \quad (\text{sürekli rejim için geçerlidir.}) \quad (2.14)$$

(2.9)'dan (2.14)'e kadar denklemlerdeki etkenlerin tümü $e_a(t)$ 'den kaynaklanır.(2.10) denkleminde uygulanan $i_a(t)$ nedeniyle $T_e(t)$ momenti meydana gelir.(2.12) denklemini zıt elektromotor gerilimini, (2.13) denklemini de açısal hızı tanımlar. Yukarıda elde edilen denklemler (2.10) – (2.14) yardımı ile transfer fonksiyonu $\frac{\Omega(s)}{E_a(s)}$ ifadesi elde edilmeye çalışılacaktır.

Açısal hız zaman domeninde, (2.15) olarak elde edilir.

$$\frac{dw(t)}{dt} = - \left(\frac{K_b K_a + BR_a}{JR_a} \right) w(t) + \frac{K_a}{R_a J} e_a(t) \quad (2.15)$$

Transfer fonksiyonu, ilk koşullar sıfır alınarak, çıkış işaretin Laplace dönüşümünün giriş işaretinin Laplace dönüşümüne oranıdır. Bu amaç için (2.15) ifadesinin Laplace dönüşümleri alınıp düzenlenir ise,

$$s\Omega(s) + \frac{K_b K_a + BR_a}{JR_a} \Omega(s) = \frac{K_a}{R_a J} E_a(s) \quad (2.16)$$

$$\Omega(s) \left[s + \frac{K_b K_a + BR_a}{JR_a} \right] = \frac{K_a}{R_a J} E_a(s) \quad (2.17)$$

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K_a}{K_b + BR_a}}{\frac{JR_a}{K_b + BR_a} s + 1} = \frac{K_s}{T_s s + 1} \text{ olur.} \quad (2.18)$$

Basitleştirilmiş D.C makine transfer fonksiyonu elde edilir.

2.3.1. Sürekli zaman durum denklemlerinin elde edilmesi

Bir sistemin durumu sistemin geçmişteki, şimdiki ve gelecekteki konumunu belirtir. Dinamik sistemler modellenirken, durum değişkenlerini ve durum denklemlerini matematiksel olarak tanımlamak kolaylık sağlar.

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{K_s}{T_s s + 1} \text{ D.C motorunun transfer fonksiyonu daha önceden bölüm 2.3'de}$$

elde edilmişti. Bu transfer fonksiyonunu çıkış konum olmak üzere düzenlenir

$$\text{ise, } \frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K_s}{s(T_s s + 1)} \text{ elde edilir.}$$

Burada sistemin durum değişkenleri olarak konum ve açısal hız olarak tanımlanabilir.

$$w(t) = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

$$x_1(t) = \theta(t) \quad (2.20)$$

(2.20) denkleminde de görüldüğü gibi konum birinci durum değişkeni olarak tanımlanmıştır.

$$x_2(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = w(t) = \frac{dx_1(t)}{dt} \quad (2.21)$$

(2.20)'nin türevi alınarak elde edilen açısal hız, ikinci durum değişkeni olarak tanımlanmıştır.

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = x_2(t) \quad (2.22)$$

(2.15) denklemini konum ifadesi için düzenlenir ise,

$$\frac{d^2\theta(t)}{d^2(t)} = -\left(\frac{K_b K_a + BR_a}{JR_a}\right) \frac{d\theta(t)}{d(t)} + \frac{K_a}{R_a J} e_a(t) \quad \text{olarak elde edilir. Bu denklemde}$$

durum değişkenleri $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ yerlerine koyulur ise,

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = -\frac{1}{T_s} x_2(t) + \frac{K_s}{T_s} e(t) \quad (2.23)$$

Durum denklemleri vektör-matris formu sürekli zamanda yazıldığında (2.24) ve (2.25) eşitlikleri elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_s/T_s \end{bmatrix} e_a(t) \quad (2.24)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.3.2. Sürekli zamanda durum geçiş matrisinin elde edilmesi

Durum geçiş matrisi homojen durum denklemini sağladığından sistemin serbest yanıtını ifade eder. Diğer bir deyişle sistemin ilk koşullar tarafından yönlendirilen yanıtını belirler. Adından da anlaşılacağı gibi $\phi(t)$ durum geçiş matrisi, girişlerin sıfır olması halinde $t=0$ başlangıç zamanından herhangi bir t zamanındaki durumlara geçişi belirler [3].

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) \quad (2.26)$$

(2.26) denklemi doğrusal homojen durum denklemini sağlayan bir matris olarak tanımlanır. $\phi(t)$ nin $(n \times n)$ boyutlu bir durum geçiş matrisini ifade ettiğini kabul edersek bu durumda (2.27) denklemini sağlamalıdır.

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = A\phi(t) \quad (2.27)$$

Ayrıca, eğer $t=0$ anındaki başlangıç durumu $x(0)$ ile ifade edilirse, $\phi(t)$ aynı zamanda homojen durum denkleminin çözümü (2.28) denklemini de $t \geq 0$ için sağlamalıdır.

$$x(t) = \phi(t)x(0) \quad (2.28)$$

$\phi(t)$ yi belirlemek için her iki tarafın Laplace dönüşümü alınır.

$$sX(s) - x(0) = AX(s) \quad (2.29)$$

(2.29) denklemi $X(s)$ 'e göre çözüldüğünde (2.30) eşitliği elde edilir.

$$X(s)[SI - A] = x(0) \quad (2.30)$$

(2.30) denkleminin ters Laplace dönüşümü alındığında (2.31) denklemi elde edilir.

$$x(t) = L^{-1} \left\{ [sI - A]^{-1} \right\} x(0) \quad t \geq 0 \quad (2.31)$$

(2.28) ve (2.31) ilişkileri karşılaştırılırsa durum geçiş matrisi için (2.32) eşitliği yazılabilir.

$$\phi(t) = L^{-1} \left[(sI - A)^{-1} \right] x(0) \quad t \geq 0 \quad (2.32)$$

Sürekli zaman durum geçiş matrisinde $t=T$ alındığı takdirde ayrık zaman durum geçiş matrisi elde edilmiş olur.

2.3.3. Durum geçiş denklemi

Durum geçiş denklemi, doğrusal homojen durum denkleminin çözümü olarak tanımlanır. Doğrusal, zamanla değişmeyen,

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.33)$$

durum denklemi, geleneksel diferansiyel denklem çözme yöntemi, ya da Laplace dönüşüm yöntemi, kullanılarak çözülebilir. Laplace dönüşüm yöntemi ile çözüm aşağıda verilmiştir. Eğer (2.33) denkleminde her iki tarafın Laplace dönüşümü alınırsa,

$$sX(s) - x(0) = AX(s) + BU(s) \quad (2.34)$$

elde edilir. Burada $x(0)$ ile $t=0$ anındaki başlangıç durum vektörü anlaşılır.(2.34) denkleminde $X(s)$ çözümlerse,

$$X(s) = (sI - A)^{-1} x(0) + (sI - A)^{-1} BU(s) \quad (2.35)$$

bulunur.(2.33) denkleminin durum geçiş denklemi (2.35) ilişkisinde her iki tarafın Laplace dönüşümü alınarak elde edilir.

$$x(t) = \phi(t)x(0) + \int_0^t \phi(t-\tau)Bu(\tau)d(\tau) \quad t \geq 0 \quad (2.36)$$

Elde edilen (2.36) durum geçiş denklemi sadece başlangıç zamanı $t=0$ olarak tanımlandığında geçerlidir. Özellikle ayrık verili kontrol sistemleri incelendiğinde, durum geçiş işlemini çok sayıda ardışık geçişe ayırmak gerektiğinden, başlangıç zamanını daha esnek seçmek gerekir. Başlangıç zamanının t_0 ve buna ait başlangıç durumunun $x(t_0)$ ile ifade edildiğini, $t \geq 0$ için sisteme $u(t)$ girişinin uygulandığını varsayalım. Önce $t \geq t_0$ alınır ve (2.36) denklemi $x(0)$ a göre düzenlenirse,

$$x(0) = \phi(-t_0)x(t_0) - \phi(-t_0) + \int_0^{t_0} \phi(t_0 - \tau)Bu(\tau)d(\tau) \quad (2.37)$$

Elde edilir.(2.37) denklemi (2.36) eşitliğine uygulanırsa (2.38) elde edilir.

$$x(t) = \phi(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \phi(t-\tau)Bu(\tau)d(\tau), \quad t \geq 0 \quad (2.38)$$

Durum geçiş denklemi belirlendikten sonra (2.38) denklemi $\dot{y}(t) = Cx(t)$ çıkış denkleminde uygulanırsa çıkış vektörü başlangıç durumunun ve giriş vektörünün bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Buna göre çıkış vektörü (2.39) olarak bulunur.

$$y(t) = C\phi(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t [C\phi(t-\tau)]Bu(\tau)d\tau \quad (2.39)$$

2.3.4. Ayrık zaman durum denklemlerinin elde edilmesi

Sürekli sistemlerde olduğu gibi ayrık-verili sistemleri modellemenin modern yöntemi ayrık durum denklemleridir. Daha önce belirtildiği gibi, ayrık-verili sistemlerle

çalışıldığında iki farklı durumla karşı karşıya kalınır. Birincisi sistemde sürekli elemanlar bulunur ancak sistemin belirli noktalarında örnekleme ve tutma işlemleri nedeniyle, bazı işaretler zamanda ayrıktır. Bu durumda sistemin elemanları diferansiyel denklemlerle ifade edilmeye devam edilir, ancak zamanda ayırık veriler nedeniyle diferansiyel denklemler ayrıştırılarak bir dizi fark denklemine dönüştürülür. İkinci durumda sistemler tamamen zamanda ayrıktır ve sistem dinamiği başından itibaren fark denklemleri ile ifade edilme zorunluluğundadır.

$t = (k + 1)T$ ve $t_0 = kT$ alınarak sürekli zaman durum geçiş denklemlerinden ayrık zaman durum geçiş denklemleri elde edilir [3].

$$x[(k + 1)T] = \phi(T)x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \phi[(k + 1)T - \tau]Bu(\tau)d(\tau)$$

$$y(kT) = Cx(kT)$$

BÖLÜM 3. PID KONTROLÖR İLE KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

Bir sistemin ne yapması gerektiğini ya da nasıl yapması gerektiğini değerlendirmek için tasarım kriterlerinden yararlanır. Bu kriterler her bir uygulamaya özgü farklıdır ve genellikle görelî kararlılık, kararlı hal doğruluğu, geçici yanıt ve frekans yanıtı özellikleri ile ilgili kısımlardan oluşur. Bazı uygulamalarda parametre değişimlerine karşı duyarlılık gibi ilave kriterlerden yararlanır. Doğrusal kontrol sistemlerinin tasarımı zaman ya da frekans tanım bölgesinde gerçekleştirilebilir. Örneğin kararlı hal doğruluğu genellikle birim basamak, rampa ya da parabolik giriş için tanımlanır. Belirli tasarım kriterleri zaman tanım bölgesinde çok daha kolay değerlendirilebilir. En büyük aşım, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi birim basamak için tanımlanan kriterler genellikle zaman tanım bölgesi tasarımlarında kullanılır.

PID kontrolörü kontrol yöntemleri içinde yaygın uygulama alanı bulan ve etkin işaretin oransal, integral ve türevsel bir birleşimini sisteme uygulayan bir kontrolördür. Bu işaret bileşenleri zaman tanım bölgesinde kolaylıkla gerçekleştirilip, görüntülebildiğinden, PID kontrolü genellikle zaman tanıma bölgesi yöntemleriyle tasarlanır [6].

3.1. Oransal Kontrolör

Oransal kontrolörde kontrol işareti kontrol çıkışına sabit bir oranla aktarıldığından oransal kontrol olarak adlandırılır. K_p katsayısı oransal kontrolün kazancını gösterir. Oransal kazancı arttırmak, yükselme zamanını azaltır fakat sürekli durum hatasını yok etmez ve aynı zamanda aşımı artırır. Oransal kontrolün transfer fonksiyonu (3.1) denklemi ile gösterilir.

$$G_c(z) = K_p \quad (3.1)$$

3.2. İntegral Kontrolör

İntegral kontrolör, kontrol giriş işaretinin zaman integrali ile orantılı bir işaret üretir. İntegral kontrolör ile 1 tipi sistem, 2 tipi sisteme dönüştürülür. Özgün sistemin kararlı hal hatası bir mertebe iyileşir; buna göre belirli bir giriş için kararlı hal hatası sabit ise, sistem kararlı kaldığı sürece, bu kontrolörün bunu sıfırlayacağı anlamına gelir. PI kontrolü temelde bir alçak geçiren filtre olduğundan kontrolörlü sistemin yükselme ve yerleşme zamanı genelde daha uzundur. İntegral kontrolörün transfer fonksiyonu (3.2) denklemi ile gösterilir.

$$G_c(z) = K_i \left(\frac{z+1}{z-1} \right) \quad (3.2)$$

İntegral kontrolör sürekli durum hatasını azaltma etkisi gösterir, fakat geçici durum cevabını kötüleştirir. Aşırı integral geniş aşımara yol açar ve osilasyon oluşturur.

3.3. Türevsel Kontrolör

Türevsel kontrolör, çıkış hata değerinin türevinin belirli bir katsayı ile çarpımıdır. Kd katsayısı türevin kazancıdır. Türevsel kontrol hatanın ansal eğimini ölçer ve büyük aşımı önceden öngörerek aşırı aşım oluşmadan önce gerekli düzeltme işlemini başlatır. Yani hatanın eğimi alınarak elde edilen türevsel kontrol temelde bir öngörülü kontrol olarak değerlendirilebilir. Kontrolör türevi bilindiğinden hatanın yönünü öngörebilir ve bunu sistemi daha iyi kontrol etmede kullanabilir. Türevsel kontrol kararlı hal hatalarını sadece kararlı hal hataları zamanla değişirse etkiler. Zamana göre değişmeyen kararlı hal hatalarında, hatanın türevi sıfır olduğundan, kontrolörün türevsel kısmı sistemin girişinde hiçbir katkıda bulunmaz. Ancak kararlı hal hatasının zamanla artması halinde hatanın genliğini azaltır. Türevsel Kontrolörün transfer fonksiyonu (3.3) denklemiyle gösterilir.

$$G_c(z) = K_D \left(\frac{z-1}{z} \right) \quad (3.3)$$

Türev kontrol sistem kararlılığını artırır, aşmayı azaltır ve sistemin geçici durum cevabını düzeltir.

3.4. PID kontrolör

PID kontrol, etkin işaretin oransal (P=proportional), İntegral (I=Integral) ve türevsel(D=Derivative) birleşimini sisteme uygulayan bir kontroldür. PID kontrolör PI ve PD kısımlarından oluşur. PD kontrolör sisteme zayıflama getirir fakat sistemin kararlı hal hatasını etkilemez. PI kontrolör ise görelî kararlılığı ve aynı zamanda kararlı hal hatalarını düzeltir ancak yükselme zamanını artırır. Bu sebeplerden dolayı PI ve PD kontrolörlerin iyi yönlerinden yararlanabilmek için PID kontrolör kullanılır.

PID kontrol, ataleti olan bir sistemin mümkün olan en kısa zamanda istenilen hataya ulaşılması için hata sinyali üstünde bir dizi hesaplar yapar. Bu hesaplar şunlardır;

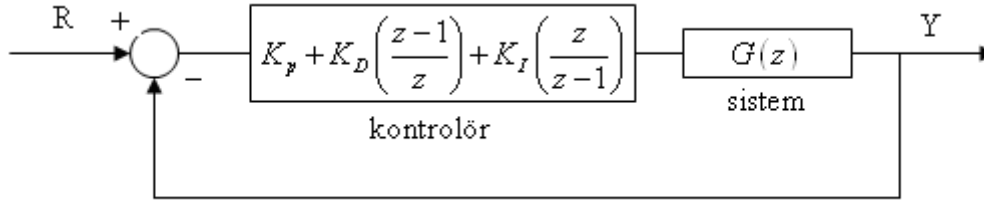
- Hata sinyalinin (K_p) gibi bir kazanç ile çarpılması
- Hata sinyalinin integralinin (K_I) kazancı ile çarpılması
- Hata sinyalinin türevinin (K_D) ile çarpılması

Bulunan bu 3 değerinin toplanması ve çıkışa verilmesidir. PID kontrol sadece tek durum değişkeninin kontrol edilmesini sağlar. Bu yüzden tek girişli-tek çıkışlı sistemler için uygundur

PID kontrolün transfer fonksiyonu (3.4) denklemi ile gösterilir.

$$G_c(z) = K_p + K_I \left(\frac{z+1}{z-1} \right) + K_D \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (3.4)$$

3.4.1. PID Kontrolör Tasarımı



Şekil 3.1. PID ile kontrol edilen sistem

Şekil 3.1 de gösterilen PID kontrolör tasarımında, transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemler ile elde edilir.

$$e(z) = R(z) - Y(z) \quad (3.5)$$

$$Y(z) = \left(\frac{z-1}{z} \right) G(z) G_c(z) e(z) \quad (3.6)$$

$$Y(z) = \left(\frac{z-1}{z} \right) G(z) G_c(z) (R(z) - Y(z)) \quad (3.7)$$

$$Y(z) + Y(z) \left(\frac{z-1}{z} \right) G(z) G_c(z) = R(z) \left(\frac{z-1}{z} \right) G(z) G_c(z)$$

(3.7) denkleminde yapılan düzenlemeler sonunda (3.8) transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{\left[K_I + K_P \frac{z-1}{z} + K_D \left(\frac{z-1}{z} \right)^2 \right] G(z)}{\left[1 + \left[K_I + K_P \frac{z-1}{z} + K_D \left(\frac{z-1}{z} \right)^2 \right] G(z) \right]} \quad (3.8)$$

3.4.2. PID katsayılarının hesaplanması

$$z_1 = a(\cos b + j \sin b) = m + jn \quad (3.9)$$

(3.9) eşitliğinde verilen z_1 kontrol kutbu, (3.10) karakteristik denklem ifadesinde $z = z_1$ olarak alındığı takdirde PID kontrol katsayıları (3.11) eşitliğindeki gibi hesaplanır.

$$1 + G_c(z)G(z) = 0 \quad (3.10)$$

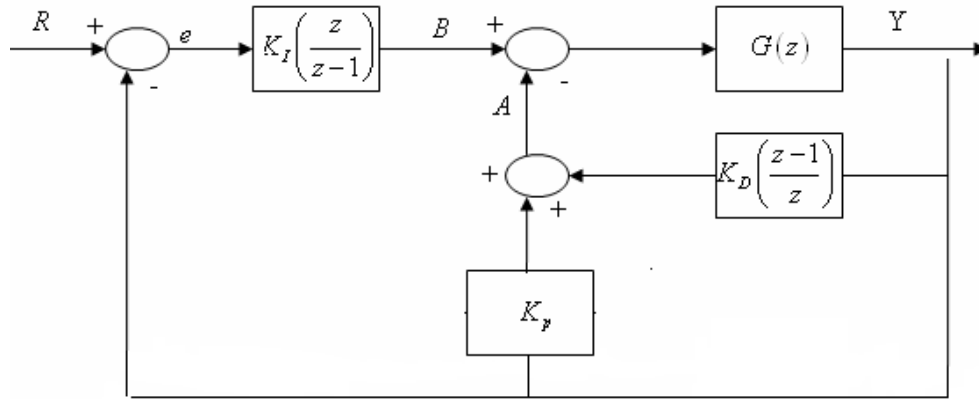
$$K_P + K_I \frac{z+1}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} = -\frac{1}{G(z)}$$

$$K_P + K_D \frac{z-1}{z} = -\frac{1}{G(z)} - K_I \frac{z+1}{z-1}$$

$$K_P + K_D \frac{(m+jn)-1}{(m+jn)} = -\frac{1}{G((m+jn))} - K_I \frac{(m+jn)+1}{(m+jn)-1} \quad (3.11)$$

Burada, K_I sistemin parabol girişine karşı ivme hatası e_{ss} den hesaplanabilir veya tecrübe olarak seçilebilir.

3.4.3. Modifiye edilmiş PID kontrolör tasarımı



Şekil 3.2. Modifiye edilmiş PID ile kontrol edilen sistem

Şekil 3.2’de gösterilen modifiye edilmiş PID ile kontrol edilen sistemin, transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemler yardımı ile (3.17) olarak elde edilir.

$$e(z) = R(z) - Y(z) \quad (3.12)$$

$$B = \left[K_I \left(\frac{z}{z-1} \right) \right] e(z) \quad (3.13)$$

$$A = \left[K_P + K_D \left(\frac{z-1}{z} \right) \right] Y(z) \quad (3.14)$$

$$C = B - A = \left[K_I \left(\frac{z}{z-1} \right) \right] e(z) - \left[K_P + K_D \left(\frac{z-1}{z} \right) \right] Y(z) \quad (3.15)$$

(3.12) denkleminde itibaren elde edilen çıkarımlar (3.16) denkleminde yerine konulduğunda,

$$Y(z) = CG(z) \left(\frac{z-1}{z} \right) \quad (3.16)$$

(3.17) transfer fonksiyonu elde edilir.

$$Y(z) = \left[\left[K_I \left(\frac{z}{z-1} \right) \right] e - \left[K_P + K_D \frac{z-1}{z} \right] Y \right] G(z) \frac{z-1}{z}$$

$$Y(z) = K_I \left(\frac{z}{z-1} \right) (R - Y(z)) G(z) \frac{z-1}{z} - Y(z) K_P G(z) \frac{z-1}{z} - K_D \left(\frac{z-1}{z} \right) Y(z) G(z) \frac{z-1}{z}$$

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{K_I G(z)}{1 + \left[K_I + K_P \frac{z-1}{z} + K_D \left(\frac{z-1}{z} \right)^2 \right] G(z)} \quad (3.17)$$

Denklem (3.17) den görüldüğü gibi, modife edilmiş PID de türevsel ve oransal kısım geri besleme yolu üzerine alınarak kapalı çevrim transfer fonksiyonunda pay kısmındaki sıfırlar yok edilmiştir. Her iki PID kontrolör cevaplarının karşılaştırılmaları simülasyon çalışmasında verilecektir.

BÖLÜM 4. LİNEER KUADRATİK OPTİMAL KONTROL

4.1. Durum- Uzayı Tasarım Metodları

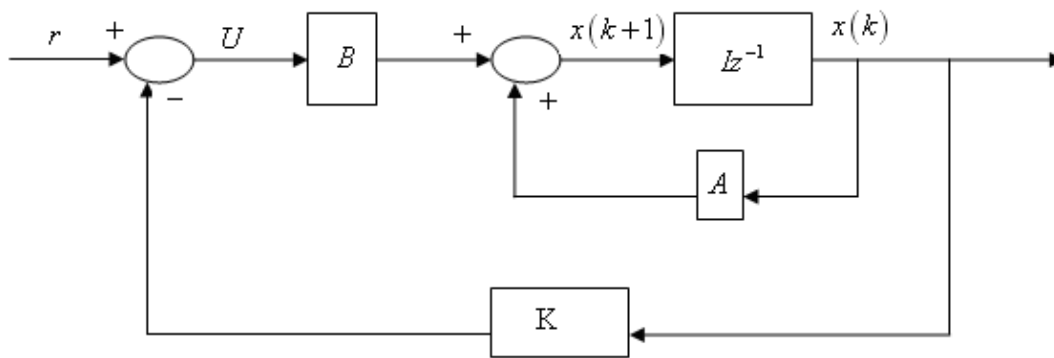
Durum uzayı kavramı, sistem denklemlerinin, vektör matris takımı halinde ifade edilebilen, n tane birinci dereceden diferansiyel denkleme dönüştürülmesi esasına dayanır. Vektör matris biçiminin kullanımı, sistem denklemlerinin matematiksel gösterimini büyük ölçüde basitleştirir.

4.1.1. Kutup yerleştirme tasarım metodu

Durum geri beslemesi ile sistem özdeğerlerinin istenilen yerlere yerleştirebilmesi sorunu, bir sistemin kontrol edilebilirlik koşulu ile yakın ilişkilidir. Gözlenebilirlik kavramı ise durum değişkenlerinin genellikle ölçülebilen çıkış değişkenlerinden gözlenebilmesi ya da kestirebilmesi koşuluyla ilişkilidir [3].

Durum geri beslemesini göstermek için dinamiği,

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.1)$$



Şekil 4.1. Lineer durum geri besleme kuralı ile kapalı-çevrim sistemi.

Şekil 4.1 ile ifade edilen sistem ele alınsın. Kapalı çevrimli sistem durum değişkenleri sabit katsayılı K kazanç matrisi üzerinden geri beslenerek elde edilir. Buna göre Şekil 4.1 den K geri besleme matrisi ($p \times n$) boyutlu ve sabit katsayılı olmak üzere (4.2) deki gibi yazılabilir. Şekil 4.1'den K geri besleme matrisi ($p \times n$) boyutlu ve sabit katsayılı olmak üzere (4.2) deki gibi yazılabilir.

$$u(k) = -Kx(k) + r(k) \quad (4.2)$$

Durum geri beslemeli kapalı çevrim sistem ise (4.3) denklemiyle ifade edilebilir. Bu yöntem durum geri beslemesi ile kutup yerleştirme tasarımı olarak da bilinir

$$x(k+1) = Ax(k) + B(-Kx(k) + r(k)) \Rightarrow x(k+1) = (A - BK)x(k) + Br(k) \quad (4.3)$$

4.2. LQR(Linear Karesel Regülatör)

LQR, Lineer kontrol sistemlerinin tasarımında en yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir. LQR problemi, performans ölçütünü minimum yapacak olan optimal kontrol kuralının hesaplanmasıdır.

Doğrusal ayrık zaman durum uzay modeli için performans ölçütü denklem (4.4)'de gösterilmiştir.

$$J(u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_k} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)] dt \quad (4.4)$$

- Q matrisi $Q \geq 0$ ise yarı kesin pozitif tanımlı matris
- R matrisi $R > 0$ ise kesin pozitif tanımlı matris

Ağırlıklandırma matrisleri olan R ve Q diagonal matrisleri yukarıdaki özellikleri sağlayacak şekilde sistem tasarımcısı tarafından belirlenir. Ağırlıklandırma matrislerinden $R = 0$ olarak seçilirse performans ölçütünün minimizasyonu $x(k)$ vektörünü hızlı bir şekilde sıfır yapar ve büyük $u(k)$ 'ya gereksinim duyulur. Fiziksel bir sistemde $u(k)$ her zaman sınırlıdır. Bu yüzden R matrisi kesin pozitif tanımlı

matris olarak tanımlanır. Q matrisi seçilirken, sistem parametrelerinden hangisinin kontrolü daha önemli ise Q matrisinde o parametrenin giriş katsayısı en yüksek seçilir.

4.3. Optimal Lineer Regülatör

Optimal lineer regülatör problemi, önemli optimal kontrol problemidir. Durum vektörünü denge durumuna getiren $x(k_f) \cong 0$ ve performans ölçütünü minimize eden optimal kontrol işareti $u(k)$ 'nın bulunması 'optimal regülatör problemi' olarak ifade edilir. Değer fonksiyonunu minimize edecek olan üç temel unsur aşağıda belirtilmiştir.

- Son değer, $x(k_f)$ sistemin denge noktasına olabildiğince yakın olmalıdır.
- Sistemi denge noktasına getirecek olan $u(k)$ kontrol işaretinin genliği mümkün olduğunca küçük olmalıdır.
- Aynı zamanda $x(k)$ vektörünün genliği uygun küçük bir değerde olmalıdır; böylece sistem doyumdan uzaklaştırılır ve kontrol edilen sistemin zarar görmesi önlenir.

LQR problemlerinde sistemin K kontrolör matrisi J performans ölçütüne bağlı olarak bulunur. K kontrolör matrisi sistemin J performans ölçütünü minimum yapan değerde seçilir.

$$J = \frac{1}{2} X^T(k_f) S X(k_f) + \frac{1}{2} \sum_{k=k_0}^{k_f-1} [X^T(k) Q(k) X(k) + u^T(k) R(k) u(k)] \quad \text{ifadesine}$$

Değer Fonksiyonu denir(J). Optimal kontrol sisteminin davranışı seçilen performans ölçütüne bağlı olduğundan uygun bir performans ölçütünün seçilmesi kontrolcünün performansı açısından çok önemlidir [9].

Bu ifadeyi minimize edecek $u(k)$ nın bulunması için hamilton sistem denklemlerinden yararlanılarak P geçiş matrisinin bulunması gerekir. Hamilton denklemi (4.5) denklemindeki gibi tanımlanır.

$$H(k) = \frac{1}{2} x^T(k) Q(k) x(k) + \frac{1}{2} u^T(k) R(k) u(k) + \lambda^T(k+1) [A(k)x(k) + B(k)u(k)] \quad (4.5)$$

Hamilton denkleminden yararlanarak (4.6), (4.7) ve (4.8) denklemlerindeki kanonik denklemler elde edilir.

$$\frac{\partial H(k)}{\partial x(k)} = \lambda(k) = Q(k)x(k) + A^T(k)\lambda(k+1) \quad (4.6)$$

$$\frac{\partial H(k)}{\partial u(k)} = 0 = R(k)u(k) + B^T(k)\lambda(k+1) \quad (4.7)$$

$$\frac{\partial H(k)}{\partial \lambda(k+1)} = x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) \quad (4.8)$$

(4.8) denkleminden $u(k)$ çekilerek (4.9) optimal kontrol kuralı elde edilir.

$$u(k) = -R^{-1}(k)B^T(k)\lambda(k+1)$$

$$u(k) = -R^{-1}(k)B^T(k)[A^T(k)]^{-1}[P(k) - Q(k)]x(k) \quad (4.9)$$

$$x(k+1) = A(k)x(k) - B(k)R^{-1}(k)B^T(k)\lambda(k+1) \quad x(0) = x_0 \quad (4.10)$$

$$\lambda(k+1) = P(k+1)x(k+1) \quad (4.11)$$

(4.14) denklemi (4.10) denkleminde yerine konulduğunda (4.12) eşitliği elde edilir.

$$x(k+1) = A(k)x(k) - B(k)R^{-1}(k)B^T(k)P(k+1)x(k+1) \quad (4.12)$$

$$P(k)x(k) = Q(k)x(k) + A^T(k)\lambda(k+1)$$

$$P(k)x(k) = Q(k)x(k) + A^T(k)P(k+1)x(k+1) \quad (4.13)$$

(4.12) ve (4.13) denklemlerinden $x(k+1)$ yok edilerek Ayrık Zaman Riccati Denlemi olarak bilinen (4.14) elde edilir.

$$Q(k) = P(k) - A^T(k)P(k+1)[I + B(k)R^{-1}(k)B^T(k)P(k+1)]^{-1}A(k) \quad (4.14)$$

Riccati denkleminin en son hali olarak $P(k_f) = S$ ve $|A(k)| \neq 0$ şartı ile $k = 0, 1, 2, \dots, k_f$ göz önüne alındığında ve

$\lambda(k+1) = -[A^T(k)]^{-1}Q(k)x(k) + [A^T(k)]^{-1}P(k)x(k)$ denklemi (4.9) denkleminde yazıldığında Optimal Kontrol Kuralı olan (4.15) denklemi elde edilir.

$$u(k) = K(k)x(k) \quad (4.15)$$

$K(k)$ Ayrık Zaman Kalman matrisidir.

$$K(k) = -R^{-1}(k)B^T(k)[A^T(k)]^{-1}[P(k) - Q(k)] \quad (4.16)$$

4.4. Kalıcı Durum Karesel Optimal Kontrol

$$J = \frac{1}{2}x^T(k_f)Sx(k_f) + \frac{1}{2}\sum_{k=k_0}^{k_f-1}[X^T(k)Qx(k) + u^T(k)Ru(k)]$$

J performans ölçütü ve $K(k)$ geri besleme matrisi k_f 'nin değerine bağlı olarak değişiklik gösterir.

- k_f sonlu değerde ise $K(k)$ geri besleme matrisi zamanla değişken olur.
- $k_f \rightarrow \infty$ ise $K(k)$ matrisi sabit matris olur, K ile gösterilir.

- $k_f \rightarrow \infty$ olduğu durumda J performans ölçütü (4.17) eşitliğine döner.

$$J_{\min} = \frac{1}{2} \sum_{k=k_0}^{\infty} [x^T(k)Qx(k) + u^T(k)Ru(k)] \quad (4.17)$$

Kapalı çevrim kontrol sisteminin asimtotik kararlı olduğu kabul edildiğinden

$$\frac{1}{2}x^T(k_f)Sx(k_f) \text{ ifadesi sıfır olur. } x(\infty) = 0 \text{ 'dır ve } \frac{1}{2}x^T(\infty)Sx(\infty) = 0 \text{ olur.}$$

Kapalı çevrim kontrol sistemine $u = -Kx$ kontrol girişi uygulanır.

$$Q = \begin{bmatrix} x_1 & 0 \\ 0 & x_2 \end{bmatrix} \text{ ile ifade edilir.}$$

Kalıcı durum karesel optimal kontrol sisteminde amaç J 'yi minimize edecek olan kalıcı durum geri besleme matrisi olan $K(k)$ 'yi bulmaktır. $x(\infty) = 0$ olduğunda $K(k)$ matrisi sabit olur. K sabiti (4.18) denkleminde verilmiştir.

$$K = -R^{-1}B^t[A^t]^{-1}[P - Q] \quad (4.18)$$

$$P - A^tP[I + BR^{-1}B^tP]^{-1}A = Q \text{ (Ayrık Riccati Denklemi)} \quad (4.19)$$

P matrisi burada bilinmeyen bir değerdir.

4.4.1. Bilinmeyen P matrisinin çözümü

$$P = Q + A^tPA - APB(R + B^tPB)^{-1}B^tPA \quad (4.20)$$

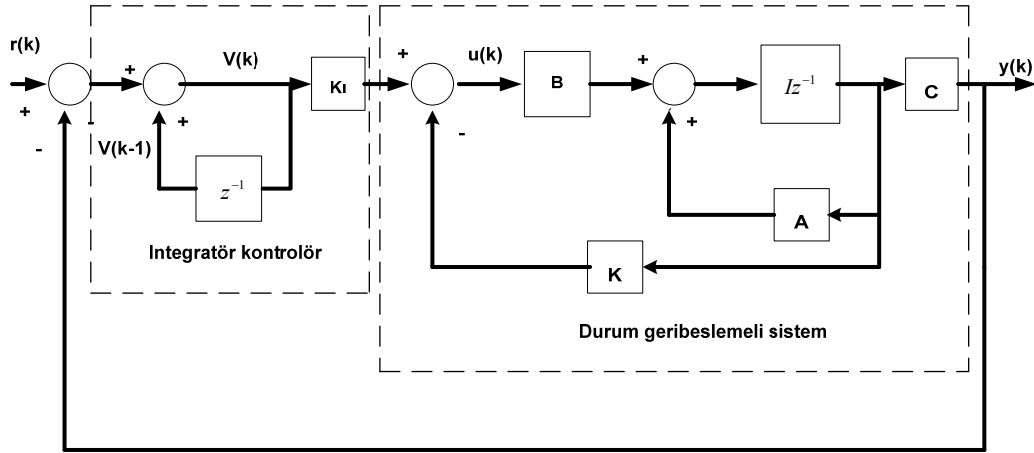
$$P(k) = Q + A^tP(k+1)A - A^tP(k+1)B[R + B^tP(k+1)B]^{-1}B^tP(k+1)A \quad (4.21)$$

Zamanın yönü ters döndürüldüğünde (4.21) eşitliğinden (4.22) eşitliği elde edilir.

$$P(k+1) = Q + A^T P(k) A - A^T P(k) B [R + B^T P(k) B]^{-1} B^T P(k) A \quad (4.22)$$

Çözümüne $P(0) = 0$ ile başlanır. Ve durağan çözüm elde edilinceye kadar $P(k+1)$ denklemi yinelenir ve çözüme devam edilir.

4.5. Servomekanizma Düzeneginin Sürekli Hal Hatasının Giderilmesi



Şekil 4.2. Sistemin durum-uzay gösterimi

Servomekanizma düzeneğine basamak giriş uygulandığında $e_s = 0$ olması için sisteme integratör ilave edilerek sistem, bir tipi sisteme dönüştürülür.

Doğrusal ayırık zaman Durum uzay modeli ve çıkış denklemi (4.23) ve (4.24) denklemlerinde gösterilmiştir.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.23)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (4.24)$$

Şekil 4.2’de sistemin durum-uzay modelinden yararlanarak (4.25) ve (4.26) eşitlikleri yazılır.

$$V(k) = V(k-1) + r(k) - y(k) \quad (4.25)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix}$$

$$u(k) = -Kx(k) + K_1V(k) \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} V(k+1) &= V(k) + r(k+1) - y(k+1) \\ &= V(k) + r(k+1) - C[Ax(k) + Bu(k)] \\ &= -CAx(k) + V(k) - CBu(k) + r(k+1) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Sistemin durum-uzay gösteriminin vektör-matris formu (4.23) ve (4.27) eşitliklerinden yararlanarak (4.28) eşitliği olarak elde edilir.

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ V(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -CA & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -CB \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(k+1) \quad (4.28)$$

Giriş işaretinin r basamak fonksiyon olduğu kabul edilir.

$$r(k) = r(k+1) = r$$

$k \rightarrow \infty$ iken (4.28) formu (4.29) formuna dönüşür.

$$\begin{bmatrix} X(\infty) \\ V(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -CA & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(\infty) \\ V(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -CB \end{bmatrix} u(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(\infty) \quad (4.29)$$

$$X_e = X(k) - X(\infty)$$

$V_e = V(k) - V(\infty)$ olarak tanımlandığında (4.30) vektör-matris formu elde edilir.

$$\begin{bmatrix} X_e(k+1) \\ V_e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -CA & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_e(k) \\ V_e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -CB \end{bmatrix} u_e(k) \quad (4.30)$$

$$u_e(k) = -KX_e(k) + K_I V_e(k) = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ V(k) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

(4.31) denklemindeki durumlar için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\zeta(k) = \begin{bmatrix} X_e(k) \\ V_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1e}(k) \\ X_{2e}(k) \\ X_{3e}(k) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$V_e(k) = X_{3e}(k), \quad W(k) = u_e(k) \quad (4.33)$$

$$W(k) = -\hat{K} \zeta(k) \quad (4.34)$$

Son olarak (4.32), (4.33) ve (4.34) eşitliklerinden yararlanılarak (4.35) eşitliği elde edilir.

$$\zeta(k+1) = \hat{G} \zeta(k) + \hat{H} W(k) \quad (4.35)$$

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} [\zeta' Q \zeta + W' R W] \quad (4.36)$$

(4.36) eşitliğinde gösterilen Ayrık-zaman karesel performans indeksinde amaç yine J 'yi minimize edecek olan K matrisinin bulunmasıdır. Q ve R istenen sistem cevabını sağlayacak şekilde seçilmelidir. Servomekanizma sistemimin birim basamak cevabı yazıldığı takdirde (4.40) ve (4.41) eşitliğinde sistemin birim basamak cevabı verilmiş olur.

$$x(k+1) = Ax(k) + B[-Kx(k) + K_I V(k)]$$

$$x(k+1) = (A - BK)x(k) + BK_I V(k)$$

$$V(k+1) = V(k) + r(k+1) - y(k+1)$$

$u(k) = -Kx(k) + K_1V(k)$ yerine koyulursa (4.37) ve (4.38) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ V(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BK & BK_1 \\ -CA+CHK & 1-CHK_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (4.37)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \end{bmatrix} + [Q]r \quad (4.38)$$

BÖLÜM 5. KAYAN KIPLİ KONTROLÖR

Kayan kipli kontrol basit bir ifade ile uygun bir geri besleme kontrolü ve bir karar verme kuralından oluşur. Anahtarlama fonksiyonu olarak da adlandırılan karar verme kuralı, sistem durum değişkenlerinin anlık değerlerinden işaret üretir. Geri besleme kontrolörü ise bu işaret yardımı ile sistemi kontrol etmeye çalışır [13].

Kayan kipli kontrolde kontrolör yapısı sistem durumlarını anahtarlama fonksiyonuna doğru sürükleyecek ve burada tutacak şekilde tasarlanır. Bu yaklaşımın sağlamış olduğu iki önemli avantaj vardır. Birincisi, anahtarlama fonksiyonu tasarımı ile sistemin dinamik davranışı istenildiği gibi belirlenir. İkinci olarak, kapalı çevrim sistemin davranışı sistem parametrelerindeki değişimlere ve gürültülere karşı duyarsız olur [13].

5.1. Kayan Kipli Kontrol ile İlgili Tanımlar

Kayan Yüzey: Kontrol edilmek istenen sisteme göre oluşturulan yüzeydir. Bu yüzeye kayan yüzey denmesinin nedeni, sistem durum yörüngesinin, yüksek frekanslı anahtarlama yapan kontrol işareti tarafından kaydırılıyormuş gibi görünmesidir. Sistemin bu yüzey boyunca hareketi; sistem çıkış davranışını temsil eder.

Ulaşma Fazı: Sistemin sahip olduğu başlangıç noktasından, kayan kipli kontrolün gerçekleşmesi için kayan yüzeye ulaşma durumudur. Ulaşma fazında sistem cevabı, parametre belirsizliklerine ve bozucu etkilere karşı duyarlıdır.

Kayma Fazı: Sistemin kayan yüzeye ulaştıktan sonra o yüzeyde orijine doğru kayma hareketi gerçekleştirdiği durumdur. Kayma fazı boyunca sistem, sistem parametrelerinden bağımsızdır.

5.2. Kayan Kipli Kontrol Tasarımı

Kayan Kipli Kontrol tasarımı Kayan Yüzey Tasarımı ve Kontrol Tasarımı olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır.

Belirlenen performans kriterlerini sağlayacak olan kayan yüzey tasarlanması öncelikle yapılması gereken işlemdir. İkinci işlem ise sistem durumlarını kayan yüzeye ulaşmasını sağlayacak ve burada tutacak olan kontrol kuralının belirlenmesidir [15].

5.2.1. Zamanla değişen yörünge izleyici yüzey uygulaması

n. dereceden tek girişli-tek çıkışlı sistemin sürekli zaman domeninde gösterimi (5.1) de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{x}^n(t) &= f(x(t), t) + g(x(t), t)u(t) + d(t) \\ y(t) &= x(t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

$x(t) = (x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{n-1}(t)) \in R^n$, sistemin ölçülebilir n. dereceden durum vektörleridir. $y(t) \in R$ sistem çıkışıdır.

$f(x(t), t)$, $g(x(t), t)$ tam olarak bilinmeyen sürekli fonksiyonlardır ve $0 < g_0 < g(x(t), t) < g_1$ olup, g_0 ve g_1 pozitif sabitlerdir.

$u(t) \in R$ kontrol girişidir ve $d(t) \in R$ harici bozucudur.

Kayan Kipli Kontrol yönteminde kontrolün amacı; istenen çıkış olan $y_d(t)$ yi sistem çıkışı olan $y(t)$ nin takip etmesi ve izleme hatası olan (5.2) denkleminin, oldukça küçük olmasını sağlayan $u(t)$ kontrol kuralını belirlemektir.

$$e(t) = y(t) - y_d(t)$$

$$e^{(i)}(t) = y^{(i)}(t) - y_d^{(i)}(t) \quad i=(1, \dots, n-1) \quad (5.2)$$

(5.2) de bahsedilen yapı baz alınarak

$e(t) = [e_1(t), e_2(t), \dots, e_n(t)]^T = [e(t), \dot{e}(t), \dots, e^{n-1}(t)]^T \in R$ olmak üzere kayan yüzey gösterimi (5.3) denklemi ile gösterilebilir.

$$s(t) = c * e(t) \quad (5.3)$$

(5.3) gösteriminde; $c = [c_1, c_2, \dots, c_{n-1}, 1]$ olup, Hurwitzian polinom katsayılarıdır ve

$\lambda^{n-1} + c_{n-1}\lambda^{n-2} + \dots + c_1 = 0$ polinomunun kökleri olup sol yarı düzlemedir.

Kayan yüzey için yaygın bir şekilde kullanılan gösterim (5.4) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (5.4)$$

[n=sistem derecesidir.]

Kayan yüzey tasarımı esnasında; $s(x,t)=0$ alınır. Bunun anlamı; $s(x,t)=0$ eşitlemesiyle, tek çözüm $e(t)=0$ olan homojen diferansiyel denklem elde ediliyor olmasıdır. Yani bu yüzeye göre hata sifira eşit olur.

5.2.2. Kontrolör tasarımı

Kayan kipli kontrolde n. mertebeden izleme problemi birinci mertebeden kararlılık problemine dönüştürülür. Bu sistemlerde kontrol kuralı önceden belirlenen ve sistemin durumuna bağlı olan kurallara göre, bilerek değiştirilmektedir. Böylece sistem kararlı ve kararsız yörüngeler arasında geçiş yaparak kayma yüzeyine ulaşır ve bu yüzey üzerinde hata değerleri sifira gider.

Lyapunov fonksiyonu yaklaşımı:

$V = \frac{1}{2}s^2$ formülünden hareket edilerek $V(0)=0$, $s>0$ ve $V(s)>0$ durumunda sistemin kararlılık koşulu için (5.5) formülü elde edilir.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (5.5)$$

(5.5) eşitliğinden hareketle (5.6) denkliği elde edilir.

$$s\dot{s} \leq -\eta |s|$$

$$s\dot{s} \leq -\eta \operatorname{sgn}(s)s$$

$$\dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (5.6)$$

$\eta > 0$ için sistem kayan moda sokulur. Bunun anlamı; sisteme ait durum yörüngesi, $s(x,t)=0$ kayan yüzeyine erişir, o yüzeyde kalır ve aynı zamanda, sistemin belirsiz parametrelerinden ve bozucu etkilerden bağımsız olarak $e=0$ 'a doğru hızla kayar.

II. Dereceden bir sistem için eşdeğer kontrol kuralı yaklaşımı ile kontrolör tasarımı:

Kayma Koşulu için $\dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta$ ele alınırsa,

$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t)$ ve sistem derecesi $n=2$ için (5.7) denklemi elde edilir.

$$s(t) = \frac{d}{dt} e(t) + \lambda e(t) = 0$$

$$e(t) = x(t) - x_d(t)$$

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t) \quad \text{olur.}$$

$$\dot{s}(t) = \ddot{e}(t) + \lambda \dot{e}(t) = 0$$

$$\ddot{e}(t) = \ddot{x}(t) - \ddot{x}_d(t)$$

$$\text{sgn}(s)\dot{s} \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(s)[\ddot{e}(t) + \lambda\dot{e}(t)] \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(s)[\dot{x}(t) - \dot{x}_d(t) + \lambda\dot{e}(t)] \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(s)[f(x) + g(x)u(t) - \ddot{x}_d(t) + \lambda\dot{e}(t)] \leq -\eta \quad (5.7)$$

(5.7) denkleminde hareketle Eşdeğer Kontrol Kuralı olan (5.8) denklemi elde edilir.

$$u(t) = g^{-1}[-\hat{f}(x) + \ddot{x}_d(t) - \lambda\dot{e}(t) - K(x, \dot{x})\text{sgn}(s)] \quad (5.8)$$

$f(x) = \hat{f}(x) + \Delta f(x)$ olmak üzere ve (5.8)'de oluşturulan kontrol işareti (5.7) denkleminde yerine konulduğunda (5.9) denklemi elde edilir.

$$\text{sgn}(s)[f(x) - \hat{f}(x) + \ddot{x}_d(t) - \lambda\dot{e}(t) - \ddot{x}_d(t) + \lambda\dot{e}(t) - K(x, \dot{x})\text{sgn}(s)] \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(s)[\Delta f(x) - K(x, \dot{x})\text{sgn}(s)] \leq -\eta \quad (5.9)$$

$$s > 0 \text{ ise } \text{sgn}(s) = 1$$

$$s < 0 \text{ ise } \text{sgn}(s) = -1 \quad \text{durumları dikkate alınarak (5.10) elde edilir.}$$

$$\text{sgn}(s) \Delta f(x) - K(x, \dot{x}) \leq -\eta$$

$$K(x, \dot{x}) \geq -\eta + \text{sgn}(s)[\Delta f(x)] \quad (5.10)$$

Oluşan son duruma göre $\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta|s|$ koşulu sağlanmış olur.

$$\text{Eşdeğer Kontrol Kuralı olan } u(t) = g^{-1}[-\hat{f}(x) + \ddot{x}_d(t) - \lambda\dot{e}(t) - K(x, \dot{x})\text{sgn}(s)]$$

(5.11)'de görüldüğü gibi iki terimden oluşur.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_s(t) = u_{eq}(t) - \text{sgn}(s)u_s(t) \quad (5.11)$$

- $u_{eq}(t)$: (Eşdeğer Terim) Kayma fazında $s(t)=0$ ve $\dot{s}(t)=0$ da sistemi kayma yüzeyinde tutar. Eşdeğer terim (5.12) denkleminde gösterilmiştir.

$$u_{eq}(t) = \hat{g}^{-1} \left[-\hat{f}(x) + \ddot{x}_d(t) - \lambda \dot{e}(t) \right] \quad (5.12)$$

$$\hat{g} = (g_0 g_1)^{1/2} \quad (5.13)$$

- $u_s(t)$: (Anahtarlama Terimi) $s(t) \neq 0$ iken yani sistem ulaşma fazındayken, sistemi kayan yüzeye getirir. Anahtarlama terimi (5.14) denkleminde gösterilmiştir.

$$u_s(t) = \hat{g}^{-1} \left[\beta(F(x) + \eta) + (\beta - 1)u_{eq}(t) \right] \quad (5.14)$$

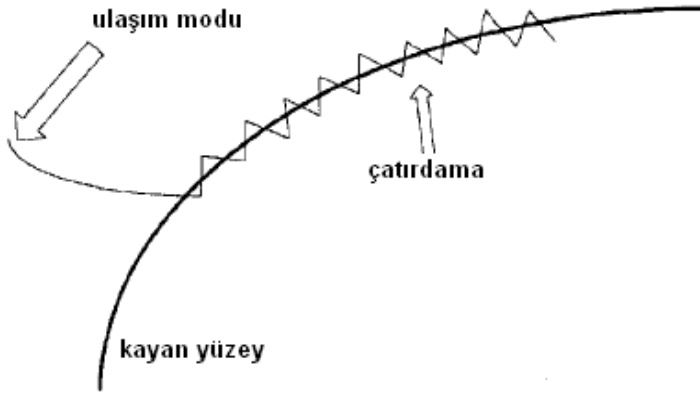
$$\beta = \left(\frac{g_1}{g_0} \right)^{1/2} \quad (5.15)$$

5.3. Kayan Kipli Kontrolde Çatırdama

Kayan Kipli Kontrol yönteminde kontrol edilecek sistemi istenen davranışa sokmak için tasarlanılan kontrol işareti, sonsuz frekansta anahtarlama yaparak bu istenen durumları gerçekleştirir. Kayan kipli kontrolör bu anahtarlama yapılarak gerçek hayatta uygulamaya geçince, gerçek dünyadaki sistemlerin fiziksel sınırlamalarından dolayı kayan yüzeyde osilasyonlara sebep olur. Bu oluşan duruma “çatırdama” denir.

5.3.1. Sınır katman oluşturma yöntemi

Kayan Kipli Kontrolün en önemli dezavantajı olarak gösterilen çatırdama problemi; seçilen kayan yüzeye komşu olacak şekilde, ince bir sınır katmanı oluşturulmasıyla kontrol devamsızlığı önlenir.



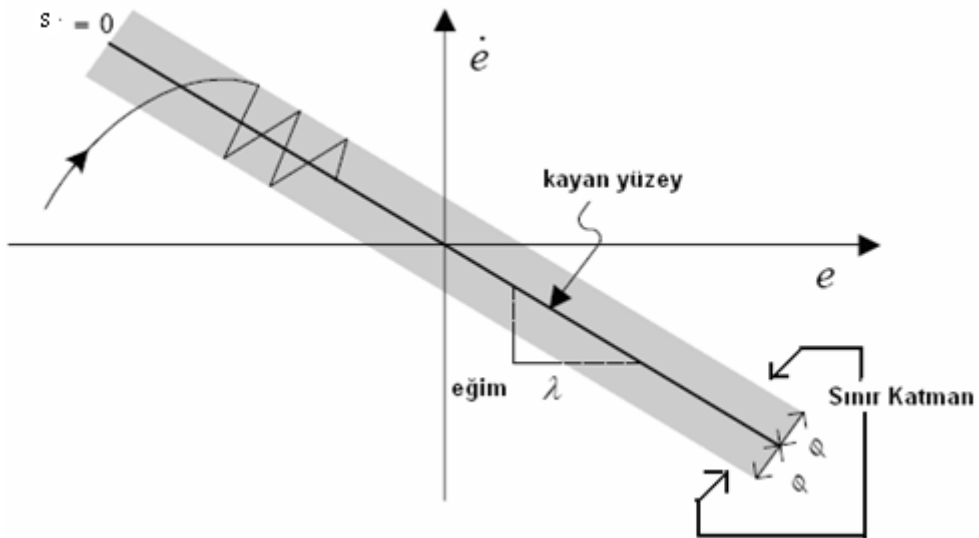
Şekil 5.1. Kayan yüzey ve çatırdama

Şekil 5.2 den yararlanarak sınır katmanı 2ϕ olarak seçildiği durumda;

$|s|$; durum “e” ve kayan yüzey $s(t)=0$ arasındaki uzaklık kabulüyle;

Eğer $|s| \leq \phi$ ise; e sınır katman içerisinde kalır.

Eğer $|s| \geq \phi$ ise; e sınır katman dışarısında kalır.



Şekil 5.2. Sınır katman uygulaması

Sınır uygulamalarında olağan bir şekilde kullanılan $\text{sgn}(s)$ yerine $\text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right)$ kullanılır.

$\text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right)$ fonksiyonunun özellikleri;

Eğer $|z| < 1$ ise $\text{sat}(z) = z$;

Eğer $|z| \geq 1$ ise $\text{sat}(z) = \text{sgn}(z)$ olarak tanımlanır.

ϕ Seçimi:

\mathcal{E} izleme hassasiyeti olmak üzere;

$\phi = \mathcal{E} * \lambda^{n-1}$ olarak seçilebilir.

Denge koşulundan hareket ederek;

$\phi = \frac{(b * \hat{b}^{-1}) - gK}{\lambda}$ olarak seçilebilir.

Sonuç olarak; sınır katman kullanımıyla, kontrol işaretinin sahip olduğu çok keskin değişimler yumuşatılmış olur.

BÖLÜM 6. SİMULASYON UYGULAMALARI

6.1. Doğru Akım Motorunun Basitleştirilmiş Modeli

Doğru akım motorunun basitleştirilmiş sürekli zaman açık çevrim transfer fonksiyonu (6.1) denkleminde verilmiştir.

$$G_{\text{motor}}(s) = \frac{0.839}{0.18s + 1} \quad (6.1)$$

Sayısal PID tasarımı gerçekleştirileceğinden elde edilen transfer fonksiyonu seçilen örnekleme zamanına göre ayrıklaştırılmalıdır.

6.2. Sistemin Ayrık Zaman Açık Çevrim Transfer Modeli

Ayrık zaman işaretin sürekli zaman işarete dönüştürülmesinde sıfırıncı mertebeden tutucu (ZOH, Zero Order Hold) kullanılmıştır ve örnekleme zamanı $T \geq 18\tau$ seçilmiştir. Açık çevrim transfer fonksiyonunu

$$\text{Sistem}(s) = \text{ZOH}(s) * G_{\text{motor}}(s) * \frac{1}{s}$$

olarak yazabiliriz. Buradan,

$$G_{\text{motor}}(s) = \frac{0.839}{0.18s + 1} \text{ elde edilir.}$$

S domeninde verilen bir sistemin z domenindeki cevabı bulunurken aşağıdaki matlab komutlarından yararlanır.

```

Pay=[0.839];
Payda=[0.18 1 0];
Motor=tf(pay,payda);
T=0.01;
Motor_kontrol=c2d(motor,T,'zoh');

```

Yukarıdaki komutlar matlab command window penceresinde yazıldığı takdirde (6.2) eşitliği elde edilir.

$$\text{Sistem}(z)=G(z)= \frac{0.0002288z + 0.0002246}{(z - 1) * (z - 0.946)} \quad (6.2)$$

6.3. PID Tasarımı ve Simülasyon

Tasarımın ilk aşamasında sistem cevabında istenen performanslar ve örnekleme zamanı belirlenir. Sonra bu performansı sağlayacak olan PID kontrolcünün katsayıları sırası ile K_I, K_p, K_D elde edilir. Bu simülasyon çalışmasında

(Aşım) $M_p \leq \%5,$
(yerleşme zamanı) $t_s \leq 1\text{sn}$ (%2 kriteri),
(örnekleme zamanı) $T=10\text{msn}$ için alınmıştır. Seçilen bu kriterlere göre olması gereken S_1 kapalı çevrim kontrol kutupları aşağıdaki işlemler neticesinde denklem (6.6) da verildiği gibi elde edilir.

Aşım ifadesi,

$$\%M_p = \exp\left(-\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \pi\right) \times 100 \quad (6.3)$$

kullanılarak,

$$0.05 = \exp\left(-\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \pi\right)$$

$$-2.9957 = -\left(\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)$$

$\xi = 0.690$ sönüm oranı elde edilir.

Sistem cevabında istenen performansı sağlayacak kontrol kutbunun orijinle yaptığı açı θ , (6.4) denkleminde göre aşağıdaki gibi hesaplanır.

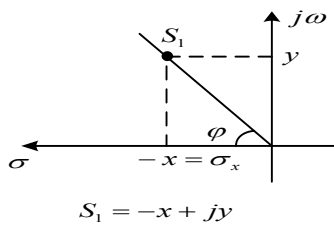
$$\theta = \cos^{-1} \xi \quad (6.4)$$

$$\theta = \cos^{-1} \xi = \cos^{-1} 0.690 = 46.37^\circ$$

%2 kriterine göre yerleşme zaman ifadesinden kontrol kutbunun reel kısmı σ_x elde edilir.

$$ts = \frac{4}{\sigma_x} \Rightarrow \sigma_x = \frac{4}{1} = 4 \quad \sigma_x = \xi w_n \Rightarrow w_n = 5.8$$

İstenen dinamik davranışın sağlanabilmesi için elde edilen baskın kontrol kutup yerlerinin S kompleks düzlemindeki yerleri Şekil 6.1 de gösterilmiştir.



Şekil 6.1. S_1 Kontrol Kutbu

$$y = w_d = w_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (6.5)$$

$$= 5.8 \sqrt{1 - (0.69)^2}$$

$$= 4.1981$$

$$S_1 = -x + jy \quad (6.6)$$

$$S_1 = -4 + j4.1981$$

S_1 noktasının z düzlemindeki karşılığı (6.7), (6.8) ve (6.9) eşitliklerinden yararlanarak hesaplanır. (b açısı radyan cinsindedir)

$$z_1 = \exp(sT) \quad (6.7)$$

$$z_1 = \exp(S_1 T) = \exp([-x + jy]T) \quad (6.8)$$

$$z_1 = \exp(S_1 T) = \exp([-4 + j4.1981]0.01)$$

$$z_1 = \exp(-xT) * \exp(jyT) = a \exp(b)$$

$$z_1 = a(\cos b + j \sin b) \quad (6.9)$$

$$z_1 = 0.96 + j0.0403$$

z_1 noktası, seçilen örnekleme zamanına göre istenen performansı sağlayacak olan ayrık-zaman kapalı çevrim kontrol kutupları veya karakteristik denklem $F(z) = 1 + G(z)H(z) = 0$ 'in kökleridir. Bu noktadaki kontrolör katsayılarını bulmak için kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası sıfıra eşitlenerek,

$F(z) = 1 + G(z)H(z) = 0$, z yerine z_1 yazılır. K_p , K_d ve K_I parametreleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir

$$z_1 = a(\cos b + j \sin b) = m + jn = 0.96 + j0.0403$$

$$1 + G_c(z)G(z) = 0$$

$$K_p + K_I \frac{z+1}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} = -\frac{1}{G(z)}$$

$$K_p + K_D \frac{z-1}{z} = -\frac{1}{G(z)} - K_I \frac{z+1}{z-1}$$

$$K_p + K_D \frac{(m+jn)-1}{(m+jn)} = -\frac{1}{G((m+jn))} - K_I \frac{(m+jn)+1}{(m+jn)-1} \quad (6.10)$$

parabol giriş için ess sürekli hal hatasını 0.02 ve $T=0.01$ olarak alındığında $ka=50$ olarak hesaplanır.

$$ess = \frac{1}{ka} \Rightarrow k_a = \frac{1}{T^2} \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)^2 G_c(z)G(z) \text{ bu ifadeden yararlanarak } K_I = 0.5955$$

olarak elde edilir.

$$G_c = \left[K_p + K_I \frac{z+1}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \right]$$

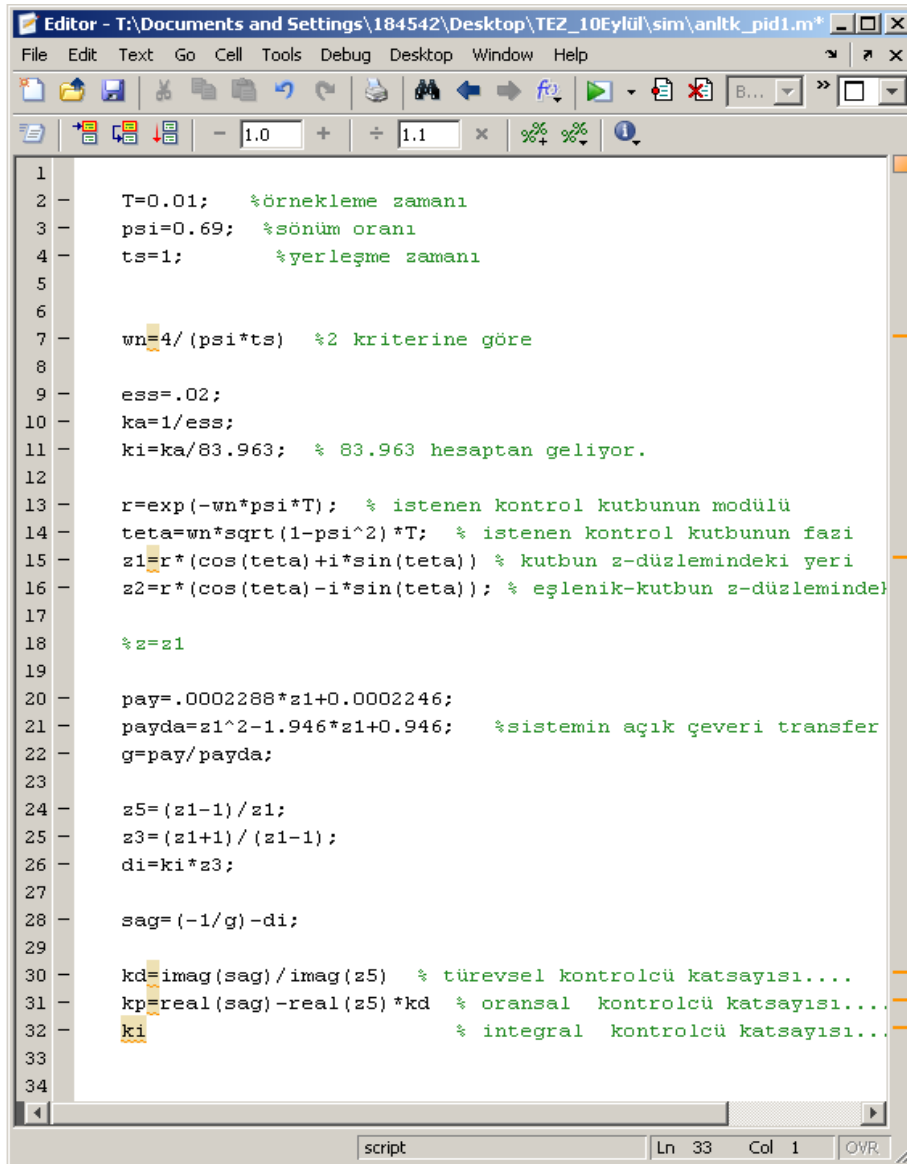
$$G(z) = \left[\frac{0.0002288z + 0.0002246}{(z-1)(z-0.946)} \right] \text{ ve } z_1 \text{ ifadesi (6.10) denkleminde yerine}$$

konulduğu takdirde, K_p ve K_D katsayıları $K_I = 0.5955$ verilerek ,

$$K_p + K_D \frac{(0.96 + j0.0403)-1}{(0.96 + j0.0403)} = -\frac{1}{G((0.96 + j0.0403))} - K_I \frac{(0.96 + j0.0403)+1}{(0.96 + j0.0403)-1}$$

$K_p = 34.7956$, $K_D = 392.4085$, $K_I = 0.5955$ olarak hesaplanır.

PID kontrolör katsayıları, Şekil 6.2'de matlab ortamında yazılan program ile hesaplandığında da,



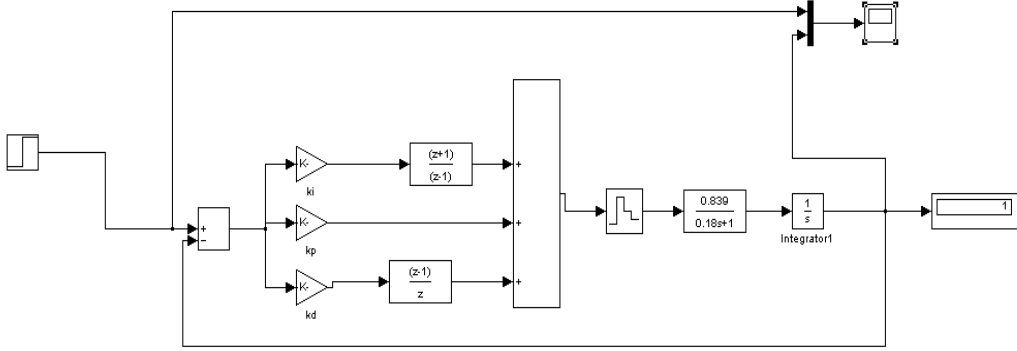
```

1
2 -   T=0.01;   %örnekleme zamanı
3 -   psi=0.69; %sönüm oranı
4 -   ts=1;    %yerleşme zamanı
5
6
7 -   wn=4/(psi*ts) %2 kriterine göre
8
9 -   ess=.02;
10 -  ka=1/ess;
11 -  ki=ka/83.963; % 83.963 hesaptan geliyor.
12
13 -  r=exp(-wn*psi*T); % istenen kontrol kutbunun modülü
14 -  teta=wn*sqrt(1-psi^2)*T; % istenen kontrol kutbunun fazi
15 -  z1=r*(cos(teta)+i*sin(teta)) % kutbun z-düzlemindeki yeri
16 -  z2=r*(cos(teta)-i*sin(teta)); % eşlenik-kutbun z-düzlemindeki
17
18 -  %z=z1
19
20 -  pay=.0002288*z1+0.0002246;
21 -  payda=z1^2-1.946*z1+0.946; %sistemin açık çeveri transfer
22 -  g=pay/payda;
23
24 -  z5=(z1-1)/z1;
25 -  z3=(z1+1)/(z1-1);
26 -  di=ki*z3;
27
28 -  sag=(-1/g)-di;
29
30 -  kd=imag(sag)/imag(z5) % türevsel kontrolcü katsayısı....
31 -  kp=real(sag)-real(z5)*kd % oransal kontrolcü katsayısı....
32 -  ki % integral kontrolcü katsayısı...
33
34

```

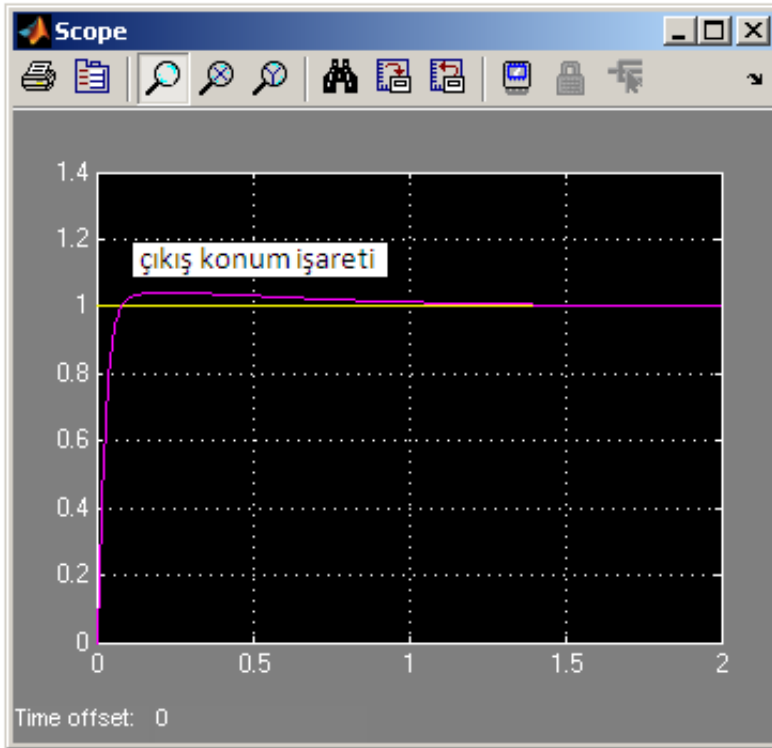
Şekil 6.2. PID katsayılarının matlab ortamında hesaplanması

$K_p = 34.7956$, $K_D = 392.4085$, $K_I = 0.5955$ PID kontrolör katsayıları hesaplanmış olur. Her iki hesaplama ile aynı sonuçların elde edildiği görülür.



Şekil 6.3. Rotor kontrollü D.C makinenin PID kontrol ile simülasyonu

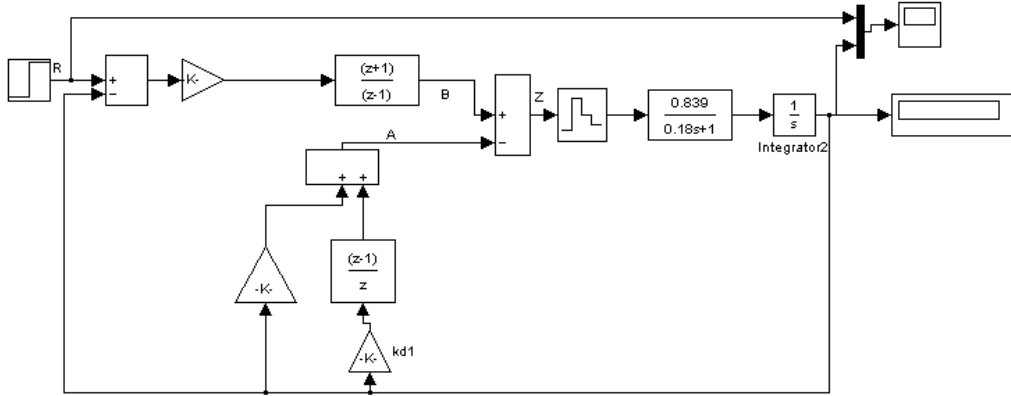
Denklem (6.10)'dan elde edilen K_p , K_I , K_D katsayıları Şekil 6.3'deki kontrolöre girildiği takdirde basamak giriş için konumun zamana göre değişimi şekil 6.4'de verildiği gibidir. Oluşturulan PID kontrolcü sayesinde geçici hal hatası belirli bir aşım oluştuktan sonra söner ve geriye sürekli hal cevabı kalır.



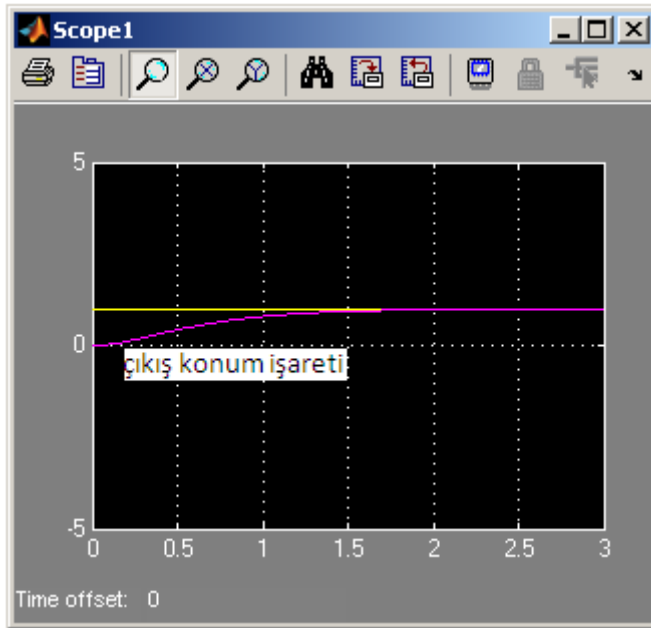
Şekil 6.4. D.C makinenin PID kontrol ile simülasyon sonucu

6.4. Modifiye Edilmiş PID Kontrol İle Tasarım

Modifiye edilmiş PID ile kontrolde ise klasik PID tasarımında elde edilen katsayılar kullanılır. Ancak daha önceden ifade edildiği gibi türev ve oransal kısım geri besleme yolu üzerine alınır.

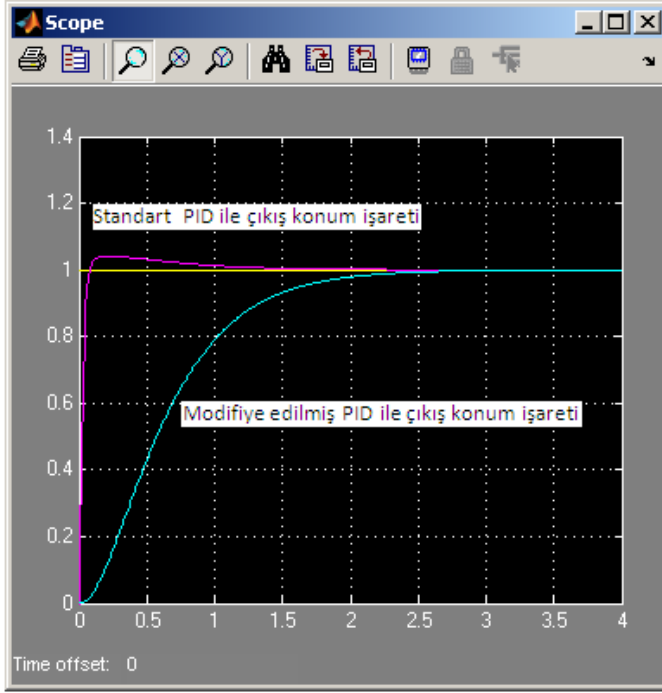


Şekil 6.5. Modifiye edilmiş PID kontrolör ile simülasyon



Şekil 6.6. Modifiye edilmiş PID de konum için basamak cevap.

Klasik PID ile Modifiye edilmiş PID kontrolör ile konumun basamak cevabı şekil 6.7 de karşılaştırma amacı ile aynı ekran içinde verilmiştir.



Şekil 6.7. Modifiye edilmiş PID ve klasik PID arasındaki fark

Standart PID’li sistem kapalı çevrim transfer fonksiyonu pay kısmında iki adet sıfır gelmektedir. Bu sıfırlar sistem çıkış cevabında aşımın artmasına neden olmaktadır. Bu da istenilmeyen bir durumdur. Modifiye edilmiş PID kapalı çevrim transfer fonksiyonunda ise aşımın sebep olan bu sıfırlar gelmez.

6.5. D.C Motor Karakteristiği ve LQR Uygulaması

6.5.1. Optimal durum-geri besleme kazanç matrisi ve integral kazanç hesabı

Rotor kontrollü D.C makinenin ayrık zaman durum denklemi (6.17)’de verilmiştir. $K_s=0.839$; $T_s=0.18$; $T=0.01$ sn (örnekleme zamanı) değerleri ayrık zaman durum denkleminde yerine koyulur ise (6.18) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s(1-e^{-T/T_s}) \\ 0 & e^{-T/T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_s[T-T_s(1-e^{-T/T_s})] \\ K_s(1-e^{-T/T_s}) \end{bmatrix} * u(k) \quad (6.17)$$

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.0097 \\ 0 & 0.9460 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.0003 \\ 0.0473 \end{bmatrix} * u(k) \quad (6.18)$$

[6.18] eşitliğinde $x(k)$ durum değişken vektörü, $u(k)$ giriş vektörü olmak üzere,

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0.0097 \\ 0 & 0.9460 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad B = \begin{bmatrix} 0.0003 \\ 0.0473 \end{bmatrix} \quad \text{parametre matrisleridir.}$$

Servomekanizma düzeneği için ayrık zaman denklemi (6.19)'da, sistemin çıkış cevap ifadesi (6.20) denkleminde verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ V(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK_r \\ -CA + CHK & 1 - CHK_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (6.19)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q \end{bmatrix} r \quad (6.20)$$

6.5.2. Servomekanizma düzeneğinin optimal kazanç parametrelerinin bulunması

LQR bölümünde bilinen Q , I ve R matrisleri (6.21) de belirtildiği gibi seçilmiştir. Sistem durum değişkenlerinden hangisi daha çok minimize edilmek istenir ise Q matrisinde ilgili katsayı büyük seçilir. Bu uygulamada konum durum değişkeni daha önemli olduğu için, konum katsayısı yüksek seçilmiştir

$$Q = \begin{bmatrix} 2000 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad R = [10] \quad (6.21)$$

R ve Q matrisi sistemin istenilen performans değerlerine göre sistem tasarımcısı tarafından seçilir. Değerler atanırken R değeri yerine sıfırdan farklı bir değer girilmesine dikkat edilmelidir. Eğer R değeri sıfır alınırsa kontrol girişi $U(k)$

optimizasyonda serbest bırakılmış olur. Belirlenen performans indeksini minimize edecek kontrol girişi fiziksel sınırların dışına çıkabilir ve gerçekleşemeyebilir. Bu bilgiler ışığında R ve Q matrisi seçilerek, Matlab yardımı ile P ve K matrisleri hesaplanır.

```

1 - Q=[2000 0 0;0 100 0;0 0 10];
2 - R=[10];
3 - P=[0 0 0;0 0 0;0 0 0]; %ilk değer
4 - I=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
5 - TS=0.18; %motor zaman sabiti
6 - KS=0.839;
7 - T=0.01;%örnekleme zamani
8 - BB=[KS*(T-TS*(1-exp(-T/TS)));KS*(1-exp(-T/TS))
9 - AA=[1 TS*(1-exp(-T/TS));0 exp(-T/TS)]
10 - C=[1 0]
11 - A=[AA zeros(2,1);-C*AA 1]
12 - B=[BB;-C*BB]
13 - P=Q+A'*P*inv(I+B*inv(R)*B'*P)*A
14 - for i=1:800,
15 -
16 -     P=Q+A'*P*inv(I+B*inv(R)*B'*P)*A;%ayrik riccati
17 - end
18 - for i=1:800,
19 -
20 -     P=Q+A'*P*inv(I+B*inv(R)*B'*P)*A;
21 - end
22 - for i=1:100,
23 -
24 -     P=Q+A'*P*inv(I+B*inv(R)*B'*P)*A;
25 - end
26 - K=-inv(R)*B'*inv(A')*(P-Q)
27 - P

```

Şekil 6.8. Sistemin optimal kazanç ve P matrislerinin bulunması

Ayrık zaman kalman matrisi $K = [-31.9899 \quad -3.6660 \quad 0.9121]$ olarak hesaplanır.

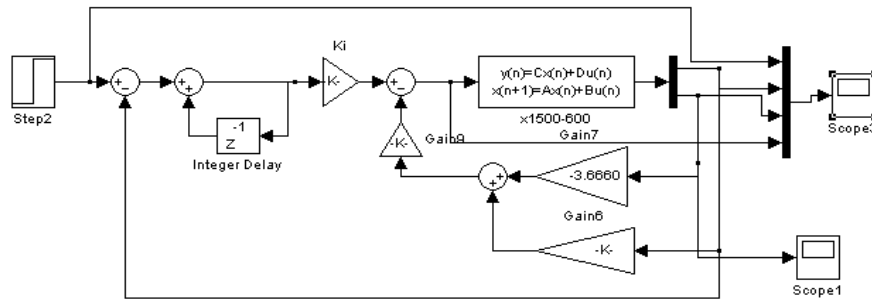
```

Editor - C:\Documents and Settings\Turk Telekom\Belgelerim\MATLAB\bed2.m*
File Edit Text Go Cell Tools Debug Desktop Window Help
Stack: Base
1 - X=[1;0;0];%X(0) değeri
2 - P=exp(5)*[1.5501 0.0743 -0.0498;0.0743 0.0090 -0.0021;-0.0498 -0.0021 0.0035];
3 - J=1/2*X'*P*X; %performans ölçütü
4
script Ln 3 Col 33 OVR

```

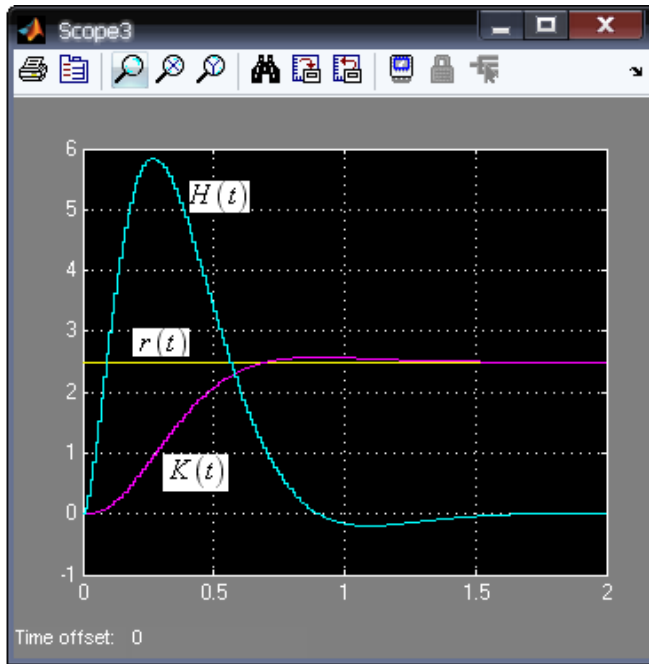
Şekil 6.9. Sistemin performans ölçütünün bulunması

6.5.3. Servomekanizma düzeneğinin optimal kazanç parametreleri ile simülasyonu



Şekil 6.10. Sistemin optimal kazanç parametreleri ile simülasyonu

Şekil 6.10'da verilen sistemin simülasyon sonucunda elde edilen çıkış şekil 6.11'de gösterilmiştir. Geri besleme sonucunun, sisteme uygulaması gereken maksimum ve minimum gerilim kabul edilmiş olan kontrol işaret değeri olan ± 10 volt değerini aşmaması gerekir. Giriş bu değerler ile sınırlıdır. Hız eğrisine bakılırsa $H(t)$ nin belirli bir süreden sonra sıfır olduğu görülür.



Şekil 6.11. Sistemin simülasyonu sonucu parametre eğrileri

6.6. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi Uygulaması

$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{0.839}{s(0.18s + 1)}$ transfer fonksiyonu verilen D.C makinenin kayan kipli

kontrolünü gerçekleştirebilmek için öncelikle sistemin matematiksel olarak durum denklemleri tanımlanır.

$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{0.839}{s(0.18s + 1)}$ transfer fonksiyonundan hareketle (6.22) eşitliği elde edilir.

$$(0.18)s^2Y(s) + Y(s) = 0.839U(s)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}(0.18)y(t) + \frac{d}{dt}y(t) = 0.839u(t) \quad (6.22)$$

Sistem durum değişkenleri aşağıdaki hesaplamalar yapılarak (6.23) vektör matris formu elde edilir.

$$y(t) = x_1(t) \quad x_1(t) : \text{ konum}$$

$$\dot{y}(t) = \dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad x_2(t) : \text{ hız}$$

$\ddot{y}(t) = \dot{x}_2(t)$ olur. Tanımlanan ifadeler düzenlendiğinde,

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = (-5.6)x_2 + 4.66u(t)$$

durum denklemleri elde edilir. Matris vektör formu (6.23) eşitliğinde verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -5.6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 4.66 \end{bmatrix} u(t) \quad (6.23)$$

$e(t)$, istenen referans konum $y_r(t)$ ile çıkış konumu $y(t)$ arasındaki hata işareti olmak üzere, aşağıdaki eşitlikler yazılır.

$$e(t) = y(t) - y_r(t) = x_1(t) - x_{1r}(t)$$

$$\dot{e}(t) = \dot{y}(t) - \dot{y}_r(t) = \dot{x}_1(t) - \dot{x}_{1r}(t)$$

$$y_r(t) \text{ sabit olduğundan } \frac{d^2 y_r(t)}{dt^2} = \frac{dy_r(t)}{dt} = 0 \text{ olur.}$$

$$\dot{e}(t) = \dot{y}(t) = \dot{x}_1(t) \text{ elde edilir.}$$

Hatanın tekrardan türevi alınıp $\frac{d^2 y_r(t)}{dt^2} = 0$ olduğu dikkate alındığında,

$$\ddot{e}(t) = \ddot{y}(t) - \ddot{y}_r(t) = \dot{x}_2(t) - \dot{x}_{2r}(t)$$

$\ddot{e}(t)$ ifadesi $\ddot{e}(t) = \ddot{y}(t) = \dot{x}_2(t)$ olarak yazılabilir.

Hata ifadeleri elde edildikten sonra kayma yüzeyi tasarlanır. (6.24) eşitliğinden tasarımıımızda kullanacağımız $u(t)$ kontrol kuralı çekilerek (6.25) eşitliği hesaplanır.

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t), \quad n=2 \text{ sistemin derecesi olmak üzere kayma yüzeyi,}$$

$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \text{ olur.}$$

$\text{sgn}(s)\dot{s} \leq -\eta$ erişim koşulundan veya kayma koşulundan, $\eta > 0$ için sistem kayma moduna sürülür.

$\dot{s}(t) = \ddot{e}(t) + \lambda \dot{e}$ olur. $\dot{s}(t)$ de hata türevleri yerine, ifadeleri koyulur ise,

$\dot{s}(t) = \dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t)$ yazılabilir ve $\dot{x}_2(t), \dot{x}_1(t)$ yerlerine ifadeleri yazıldığında

$$\dot{s}(t) = -5.6x_2 + 4.66u(t) + \lambda x_2(t) \text{ elde edilir.}$$

Erişim koşulu göz önüne alınır ise, (6.24) olarak kayma koşulu yazılır.

$$\text{sgn}(s) \left[(\lambda - 5.6)x_2 + 4.66u(t) \right] \leq -\eta \quad (6.24)$$

Burada kontrol işareti $u(t)$, [6.20] olarak seçilir.

$$u(t) = \frac{1}{4.66} \left[(5.6 - \lambda)x_2 - \eta \text{sat} \left(\frac{s}{\phi} \right) \right] \quad (6.25)$$

Durum değişkenleri hesaplandıktan sonra kayma yüzeyi tasarlanır. (6.24) eşitliğinden tasarımıımızda kullanacağımız $u(t)$ kontrol kuralı çekilerek (6.25) eşitliği hesaplanır.

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} .e(t)$$

$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda.e(t)$$

$$\text{sgn}(s) . \dot{s} \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(s) [(\lambda - 5.6)x_2 + (4.66).u(t)] \leq -\eta$$

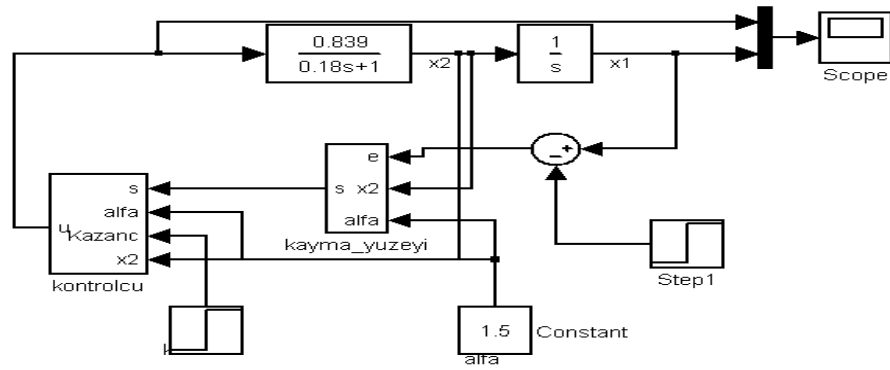
$$u(t) = \frac{1}{4.66} \left[(5.6 - \lambda)x_2 - \eta . \text{sat} \left(\frac{s}{\phi} \right) \right]$$

Şekil 6.12’de gösterilen kayan kipli kontrol simülasyonunda sınır katman kullanılarak gerçekleştirilen simülasyon sonucu, şekil 6.13’de gösterilmiştir. Sınır katman uygulaması ile kontrol işaretindeki sert değişimler yumuşatılıp sonsuz frekansta anahtarlama yapılması önlenmiştir. Simülasyonda, $\lambda = 1.5$, $\phi = 0.25$, $\eta = 0.95$ alınmıştır. Buna göre sırası ile kayma yüzeyi ve kontrol işareti,

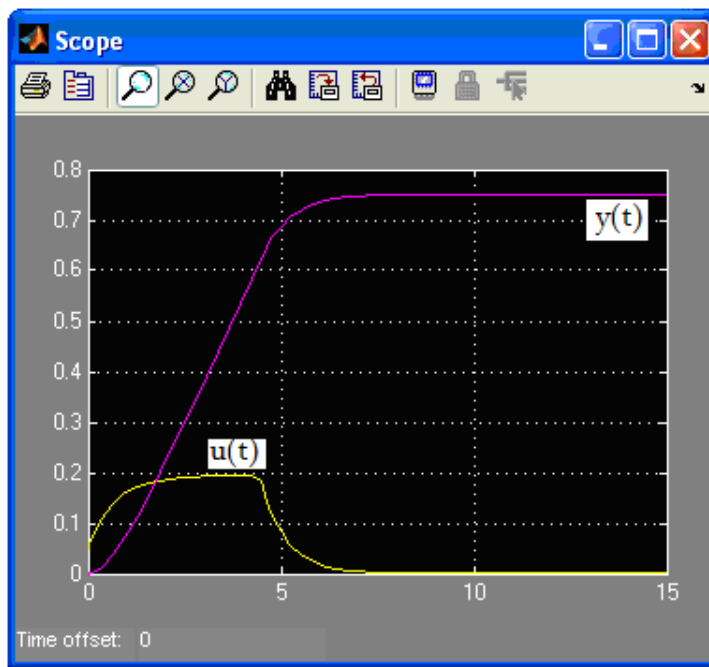
$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) = x_2(t) + \lambda e(t) = x_2(t) + \lambda(x_1(t) - x_{1r}(t))$$

$$u(t) = \frac{1}{4.66} \left[(5.6 - \lambda)x_2 - 0.95 \text{sat} \left(\frac{s}{0.25} \right) \right] \text{ yazılabilir.}$$

Kayma yüzey ve kontrol işaret ifadeleri kullanılarak D.C makinenin kayan kip kontrolüne ait simülink model şekil 6.12 de verilmiştir.



Şekil 6.12. Kayan kipli kontrol simülasyonu



Şekil 6.13. Kontrol işareti $u(t)$ ve çıkış konum işareti $y(t)$

Simülasyon çalışmasında istenen referans konum $y_r(t) = 0.75$ olarak verilmiş ve çıkış $y(t)$ istenen değere sürekli hal hatasız olarak gitmiştir. Kontrol işareti $u(t)$ de ise sert değişimler amaçlandığı gibi önlenmiştir.

BÖLÜM 7. SONUÇLAR

Bu çalışmada dört farklı kontrol yöntemi kullanılarak D.C motor konum kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Klasik PID ve modifiye edilmiş PID kontrol yöntemleri teorik olarak incelenmiş ve her iki PID cevaplarının karşılaştırılması simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

Optimal kontrol tasarım yönteminde ise seçilen performans ölçütünü minimize eden optimal geri besleme matrisi hesaplanmış ve sistem dinamiği ayarlanmıştır. Sistemde basamak giriş için sürekli hal hatasını sıfırlamak amacı ile ölçülen kontrol büyüklüğü referans işaret ile karşılaştırıldıktan sonra elde edilen hata ilave edilen integratörde işlendikten sonra dinamiği ayarlanmış sistemin kontrol işaretine toplam olarak ilave edilmiştir. Elde edilen genişletilmiş sistem modelinde integratör katsayısı yine belirlenen performans ölçütünü minimize eden edecek şekilde optimal olarak elde edilmiştir. LQR yöntemi ile DC makinenin hem dinamik cevabı ayarlanmış hem de sürekli hal hatası giderilmiştir.

Son olarak anlatılan kayan kipli kontrol yöntemi ile de sistem durumlarını anahtarlama fonksiyonuna doğru sürükleyecek ve burada tutacak kontrolör tasarlanarak sistemin dinamik davranışı istenildiği gibi belirlenerek sistem parametre değişimlerine karşı duyarsız hale getirilmiştir. Aynı zamanda çatırdama problemi ise anahtarlama yüzeyi etrafında seçilen bant sayesinde önlenmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda ise sırası ile,

- LQR yönteminde tüm durumların ölçülmesi gerekmektedir. Bunun yerine sistem zamanla değişmeyen kabul edilerek durum kestirimi yapıldıktan sonra LQR uygulanabilir.

-Bu çalışmada sürekli zaman olarak tasarlanmış olan kayan kip kontrol simülasyon çalışması ayırık-zaman da uygulamalı ve/veya simülasyon çalışması olarak yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] SARIOĞLU, M.K., Elektrik makinelerinin temellei, Birsen Yayınevi, pp. 1-140, 2002
- [2] MERGEN, A.F., ZORLU, S., Elektrik makineleri, Birsen Yayınevi, 2006
- [3] KUO, Benjamin C., Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür Yayınevi, 2006
- [4] SARIOĞLU, K., Dijital kontrol sistemleri, 2007
- [5] ARİFOĞLU, U., Matlab 7.02 Simulink ve mühendislik uygulamaları, Alfa Yayınları, 2005
- [6] BİR, A., Otomatik Kontrol Sistemleri, 2007
- [7] YÜKSEL, İ., Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, Vipaş, Bursa 2001
- [8] CHUI, C.K., CHEN, G., Linear Systems and Optimal Kontrol, Springer-Verlang, Texas-1988
- [9] NAİDU DESİNENİ S., Optimal Control Systems, CRC Pres, Idaho 2002
- [10] BRYSON, A.K., HO, Y.C., Applied Optimal Control, Blaisdell, Walthom, Moss., 1979
- [11] LEWIS, F.L., Applied Optimal Control and Estimation, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.C., 1992
- [12] DREYFUS, J.E., J. Math. Analitical Applications, 4, 297, 1967
- [13] EDWARDS, C., SPURGEON, S.K., Sliding mode control theory and applications, Taylor&Francis, pp. 1-65, 1998
- [14] YANOV, E., S. Variable structure control systems, Moscow, Nauka, 1967
- [15] HUNG, J.Y., GAO, W., HUNG, J.C., Variable structure control a survey, IEEE Trans, Ind.Elect., 40, 1, pp. 2-18, 1993
- [16] DATTA, A., HO, M., BHATTACHARYYA, S.P., Structure and Synthesis of PID Controlers, Springer-Velag, London 2000.

ÖZGEÇMİŞ

Bedriye SUNA, 09.09.1983 tarihinde Sakarya da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Sakarya'da tamamladı. Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2006 yılında mezun oldu. 2007 yılında Amasya İl Telekom Müdürlüğünde Transmisyon Mühendisi olarak göreve başladı. Halen aynı görevde çalışmaya devam etmektedir.