

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN ÖRNEKLERLE
KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Yahya DANAYİYEN

**EYLÜL 2013
TRABZON**

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN ÖRNEKLERLE
KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ**

Mühendis Yahya DANAYİYEN

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"ELEKTRİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 06.09.2013
Tezin Savunma Tarihi : 20.09.2013

Tez Danışmanı: Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ

Trabzon 2013

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yahya DANAYİYEN tarafından hazırlanan

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN ÖRNEKLERLE
KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 03 / 09 / 2013 gün ve 1521 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ

Üye : Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Bekir DİZDAROĞLU

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı'nda yapılan bir çalışmadır.

Öncelikle yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek, gerek konu seçiminde ve gerekse çalışmaların yürütülmesinde yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum

Ayrıca bu çalışma boyunca büyük bir hoşgörü ve sabırla bana destek olan, beni bugünlere getiren, en sevdiğim aileme sonsuz şükran ve teşekkürlerimi sunarım.

Yahya DANAYİYEN
Trabzon 2013

TEZ BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Model Öngörülü Kontrol Yönteminin Örneklerle Karşılaştırmalı İncelenmesi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 03/09/2013

Yahya DANAYİYEN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.1.1. Literatür Araştırması	2
1.2. Ayrık Zaman ve Öngörülü Kontrolün Temel Prensibi.....	6
1.2.1 Ayrık Zaman Modeli Temel Prensibi.....	6
1.2.2. Öngörülü Kontrolün Temel Prensibi.....	11
1.2.3. İstenen Çıkış Değerinin Hesaplanması.....	13
1.2.4. Kontrol Kuralının Temel Prensibi.....	14
1.3. Model Öngörülü Kontrolde Kullanılan Model Tipleri.....	16
1.3.1. Darbe Yanıtı Modeli.....	16
1.3.2. Basamak Yanıtı Modeli.....	16
1.3.3. Transfer Fonksiyonu Modeli	17
1.3.4. Durum Uzayı Modeli.....	18
1.3.5. Serbest ve Zorlanmış Yanıt	18
1.3.6. Model Öngörülü Kontrol Parametreleri	20
1.3.6.1. Maliyet Fonksiyonu.....	20
1.3.6.2. Öngörü ve Kontrol Ufku	20
1.3.6.3. Referans Yörüngesi	21
1.3.6.4. Kısıtlamalar	22
1.3.6.5. Kontrol Kuralının Elde Edilmesi.....	22
1.4. Bazı Model Öngörülü Kontrol Algoritmaları.....	23
1.4.1. Dinamik Matris Kontrolü	23

1.4.1.1. Öngörü.....	23
1.4.1.2. Ölçülebilen Bozucu Etkiler	26
1.4.1.3. Kontrol Algoritması	26
1.4.1.4. Kısıtlama Problemi.....	27
1.4.2. Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol.....	27
1.4.2.1. Öngörü İfadelerinin Elde Edilmesi.....	28
1.4.2.3. GPC Kontrol Teorisinin İfadesi	32
1.4.2.4. Renklendirilmiş Gürültü Durumunun İncelenmesi	34
1.4.2.5. Kapalı Çevrim Durumunun İncelenmesi.....	35
1.4.3. Model Algoritmik Kontrol	38
1.4.3.3. Model Algoritmik Kontrolde Öngörü İfadeleri	39
1.4.3.4. Model Algoritmik Kontrolde Kontrol Kuralının Elde Edilmesi	41
1.4.4. Öngörülü Fonksiyonel Kontrol	42
1.4.4.3. Öngörü Fonksiyonel Kontrol ‘de Öngörü İfadeleri.....	42
1.4.4.4. Kontrol Kuralının Elde Edilmesi.....	44
1.5. MPC Temel Öngörü Matrisleri	45
1.5.2. Dijital Durum Uzayı Modeli Denklemleri	45
1.5.3. Kısıtlamasız Öngörülü Kontrol	46
1.5.4. Doğrusal Kuadratik Regulator Problemi (LQR)	47
1.5.5. Sonlu Ufuk Optimal Kontrol.....	48
1.5.6. Öngörü Matrislerinin Elde Edilmesi	49
1.5.7. Kısıtlamalı Öngörülü Kontrol	52
1.5.7.1. Sistem Değişkenlerindeki Kısıtlamalar	52
1.5.7.2. Kısıtlamalı Sonlu Ufuk Optimal Kontrol	53
1.5.7.3. Öngörü Matrislerinin Elde Edilmesi	54
1.5.8. Durum Geribeslemeli Öngörülü Kontrol İçin Öngörü Matrislerinin Hesaplanması.....	56
1.5.8.1. Optimizasyon Probleminin Elde Edilmesi	60
1.5.8.2. Sistemin Kapalı Çevrim Kontrol Denklemi	62
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR	63
2.1. Sabit Miknatıslı Doğru Akım Motor Modeli ve Denetimsiz Benzetimi	63
2.2. Motor Hız Kontrolü İçin MPC Tasarımı	65
2.2.1. MPC ve FLC ile Değişken Yük ve Değişken Referans Altında DA Motorun Hız Kontrolü.....	67

2.2.2.	MPC, FLC ve PID Denetleyicinin Karşılaştırılması	68
2.2.3.	Kısıtlamalı Kontrol.....	69
2.3.	Kaynak Makinesi Kafası Konum Kontrolü.....	69
2.1.	Uçak Eğim Açısı Kontrolü	70
2.2.	Kan Şekeri Seviyesi Denetleme Sistemi	71
3.	SONUÇLAR VE TARTIŞMA.....	72
3.1.	Denetimsiz Sistemin Sonuçları	72
3.2.	Motor Hız Kontrolü İçin MPC Tasarımı.....	74
3.3.	MPC ve FLC ile Değişken Yük ve Değişken Referans Altında DA Motorun Hız Kontrolü.....	76
3.4.	MPC, FLC ve PID Denetleyicinin Karşılaştırılması	78
3.5.	DA motorun Kısıtlamalı Kontrol Sonuçları	79
3.6.	Kaynak Makinesi Kafası Konum Kontrolü Sonuçları	80
3.7.	Uçak Eğim Açısı Kontrolü	81
3.8.	Kan Şekeri Seviyesi Kontrolü	82
4.	ÖNERİLER VE SONUÇ	83
5.	KAYNAKLAR.....	85
6.	EKLER	89
ÖZGEÇMİŞ		

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN ÖRNEKLERLE
KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ

Yahya DANAYİYEN

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ
2013, 102 Sayfa, 4 Ek Sayfalar

Bu tez çalışmasında model öngörülü kontrol yöntemi temel matematiksel ifadeleri örneklerle incelenmiştir. Basit bir oda sıcaklığı kontrol yöntemi ayrık zamanda modellenerek dinamik ifadeleri çıkarılmıştır ve öngörülü kontrolün temel ilkeleri bu örnekte üzerinden açıklanmıştır. Uygulamada en çok kullanılan öngörülü kontrol algoritmaları matematiksel ifadeleriyle birlikte açıklanmıştır. Durum geri beslemeli model öngörülü kontrolör tasarlanarak örnekler üzerinde benzetim çalışması yapılmıştır. Durum geri beslemeli öngörülü kontrolün öngörü matrisleri, en uygun şekle sokma problemi ve referans yörüngesi ile ilgili matrisler açıklanmıştır. Sabit mıknatıslı doğru akım motorunun hız kontrolü, kaynak makinesi kafası konum kontrolü, uçak eğimi kontrolü ve kan şekeri seviyesi denetimi örnekleri öngörülü kontrolör ile benzetim çalışmasında kullanılmış ve bu model öngörülü kontrolör ile bulanık mantık ve PID kontrolör karşılaştırılarak benzetim sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Model öngörülü kontrol, dinamik matris kontrol, kayan ufuk yöntemi, bulanık mantık kontrol, kısıtlamalı kontrol.

Master Thesis

SUMMARY

A COMPARATIVE INVESTIGATION OF MODEL PREDICTIVE CONTROL
METHOD WITH EXAMPLES

Yahya DANAYİYEN

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ
2013, 102 Pages, 4 Additional pages

In this thesis, model predictive control method is investigated of its mathematical expressions with some examples. It is obtained dynamic equations of room temperature control of a simple control method of a room temperature control method and basic equations fo model predictive control are explained using room temprature equations. The most used predictive algorithms in practice are investigated with mathematical formulas. State feedback model predictive controller is designed and some examples are simulated with this controller. Speed control of a permanent magnet direct current motor, aircraft pitch angle control, head position control of a welder, liquid level control of blood sugar are simulated with designed model predictive control and compared with fuzzy logic controller and PID controller. Simulation results are given with this comparative examples.

Key Words: Model Predictive Control, Dynamic Matrix Control, receding horizon control, fuzzy logic controller, prediction matrix, constrained control.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Ayrık zaman temel prensibi	7
Şekil 2. Hava akış oranı-Sıcaklık ilişkisi ile elde edilen model	8
Şekil 3. Öngörülü kontrolüm temel prensibi	12
Şekil 4. Referans Yörüngesi ve Referans Noktası İzleme.....	14
Şekil 5. Öngörülü kontrol altında istenen çıkış ve sistemin çıkışı.....	15
Şekil 6. Öngörülü kontrol işareti	15
Şekil 7. Serbest ve zorlanmış yanıt.....	19
Şekil 8. Referans yörüngesi	21
Şekil 9. GPC'nin kontrol kuralı.....	34
Şekil 10. Klasik kutup yerleştirme yapısı.....	35
Şekil 11. Durum geribeslemeli model öngörülü kontrol	56
Şekil 12. SMDA Motorun simulink modeli	64
Şekil 13. Matlab ortamında tasarlanan yazılımın akış diyagramı	66
Şekil 14. MPC ile sistemin genel blok diyagramı	67
Şekil 15. MPC ve FLC genel blok diyagramı	68
Şekil 16. MPC-Bulanık Denetim.....	69
Şekil 17. DA motorun denetimsiz hızı	72
Şekil 18. DA motorun denetimsiz konumu	72
Şekil 19. Değişken gerilim altında konum ve hız.....	73
Şekil 20. $r_w = 0.001$, $Np = 30$, $Nc = 29$ için motor hızı ve.....	74
Şekil 21. $r_w = 0.1$, $Np = 30$, $Nc = 29$ için motor hızı ve.....	75
Şekil 22. $r_w = 0.9$, $Np = 30$, $Nc = 29$ için motor hızı ve kontrol işareti.....	75
Şekil 23. Değişken referans hız altında Bulanık Mantık	76
Şekil 24. Değişken Yük altında Fuzzy ve MPC Kontrolör	77
Şekil 25. MPC-Bulanık denetleyici çıkış hızları	78
Şekil 26. MPC-Bulanık denetleyici-PID denetleyici.....	78
Şekil 27. Kısıtlamalı kontrol.....	79
Şekil 28. MPC ile kontrol	80

Şekil 29. FLC ile kontrol	80
Şekil 30. MPC ile uçak eğimi kontrolü	81
Şekil 31. PID ile uçak eğimi kontrolü	81
Şekil 32. Kan şekeri seviyesi ve kontrol işareti.....	82

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Doğru akım motor modelinde kullanılan parametreler	65
Tablo 2. MPC parametreleri	67
Tablo 3. Farklı r_w değerleri için kapalı çevrim sistemin kazanç ve özdeğerleri.....	74

SEMBOLLER DİZİNİ

k	Örnekleme adımı
\hat{y}	Öngörülen çıkış değeri
$\hat{y}(k+1 k)$	k örnekleme anında öngörülen çıkış değeri
\hat{a}_i	Referans ve çıkışla ilgili ağırlık parametresi
\hat{b}_i	Kontrol işareti ile ilgili ağırlık parametresi
h_i	Darbe yanıtı uygulanan sistemde elde edilen örneklenmiş değerler
\hat{x}	Öngörülen çıkış değeri
Q	Durum ağırlık matrisi
R	Giriş ağırlık matrisi
$u(k)$	Kontrol işareti
$\Delta u(k)$	Kontrol işaretindeki değişim
$u(k-1)$	Kontrol işaretinin bir adım önceki değeri
Aa, Ba, Ca	Augmented model matrisleri
Nc	Kontrol ufku
Np	Öngörü ufku
$X(k_i)$	Sistemin şu anki durumları
F	Durum öngörü matrisi
Φ	Giriş öngörü matrisi
$r(k_i)$	Referans noktası
R_s	Referans noltası bilgisini taşıyan matris
J	Amaç (maliyet) fonksiyonu
r_w	Sistemin kapalı çevrim performansı için kullanılan ağırlık parametresidir.
Y	Öngörülen çıkış matrisi
K_{mpc}	Durum geribesleme kontrol kazanç vektörü
K_y	Çıkış işareti ile ilgili kazanç vektörü

$i_a(t)$	Doğru akım motor akımı
R_a	Doğru akım motoru rotor direnci
$w(t)$	Doğru akım motoru hızı
f_m	Sürtünme sabiti
K_m	Rotor sabiti
K_b	Emk sabiti
J_m	Motor eylemsizlik momenti
L	Motor endüktansı
<i>MPC</i>	Model Öngörölü Kontrolör (Model Predictive Contrllor)
<i>FLC</i>	Bulanık Mantık Kontrolör (Fuzzy Logic Controllor)
<i>DMC</i>	Dinamik Matris Kontrol (Dynamic Matrix Control)
<i>GPC</i>	Genelleştirilmiş Öngörölü Kontrol (Generalized Predictive Control)
<i>ARMA</i>	Autoregressive Moving Average
<i>ARMAX</i>	Autoregressive Moving Average with Exogenous Input
<i>CARMA</i>	Controllable Autoregressive Moving Average

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Klasik kontrol yöntemlerinin sistemlerdeki ölü zamanı giderme, çok değişkenli sistemlerde zaman gecikmeleri ve kısıtlamaların üstesinden gelme konusunda yetersiz kalması öngörülü kontrolün gelişmesinde önemli rol oynamıştır. İlk olarak Fransız mühendis Richalet tarafından Model Predictive Heuristic Control (MPHC) adı altında 1978'de önerilmiştir ve uygulamada 1970'lerin sonlarında petro-kimya enstitüsünde kullanılmıştır.

Model Öngörülü Kontrol'lün temeli sistem modelinin doğrudan kullanılmasına ve sistemin kontrol işaretinin en uygun bir ölçüte göre minimumlaştırılması yöntemine dayanır. Temel olarak Model Öngörülü Kontrol, sistemin şu anki ve bir önceki giriş işaretini kullanarak sistemin bir sonraki çıkış değerini hesaplamaktadır. Sistemin çıkışı ile referans değeri arasındaki hatayı en aza indirmek için en uygun kontrol (giriş) işareti dizisi hesaplanır ve sisteme uygulanır. Yani Model Öngörülü Kontrolör, bir sistemin gelecekteki davranışını en uygun yapmak için gerekli kontrol dizisini hesaplayan bir kontrolördür. Gelecek çıkışı öngörmeye kayan ufuk kontrol yöntemi (receding horizon control strategy) kullanılır. Kayan ufuk yöntemi her örnekleme anında ufkun geleceğe doğru bir kaydırılması her adımda elde edilen kontrol işareti dizisinin ilk elemanının sisteme uygulanması ilkesidir.

Model Öngörülü Kontrol 1980'lerde sanayide kullanılmaya başlanmış ve ilk başlarda petrol, kimya, petro-kimya gibi yavaş proseslerde kullanılmıştır. Mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle sonraki yıllarda ise robotik sistemler, güç sistemleri gibi hızlı sistemlerde kullanılmaya başlanmıştır. Literatürde Richalet'in yayınladığı çalışmadan sonra akademik çevrede hızlı bir gelişme göstermiştir. 1979'da Cutler ve Ramarker "Dinamik Matris Kontrol" adı altında yeni bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada sonlu öngörülü ufuk boyunca karesel programlama ile amaç fonksiyonu elde edilmiş ve sistemin modellenmesinde basamak yanıtı modeli kullanılmıştır. Dinamik Matris Kontrol, öngörülü kontrolün uygulamadaki ilk örneği olmuştur. 1987'de Clarke "Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol" yöntemini geliştirmiştir. Bu yöntem ayrık zamanda geliştirilmiştir ve bu

yöntemin sürekli zamanda tasarımı 1991’de Demircioğlu ve Gawthrop tarafından yapılmıştır. Literatürde yapılan bazı çalışmalar ise aşağıdaki gibi özetlenmiştir.

1.1.1. Literatür Araştırması

Sanchez ve arkadaşları yaptığı çalışmada model öngörülü kontrolün temel prensibini ayrık zaman gösterimi üzerinden giderek anlatmışlardır. Bu çalışmada ayrıca ayarlanabilir öngörülü kontrol üzerinde durmuşlardır ve uygulama örnekleri vermişlerdir [1].

Comacho ve Bordon yaptığı bu çalışmalarda öngörülü kontrol yönteminde kullanılan teknikleri açıklamışlar ve uygulamada kullanılan öngörü algoritmalarından bahsetmişlerdir [2], [3].

Clarke ve arkadaşları yaptığı bu çalışmada ilk defa geliştirilmiş öngörülü kontrolden bahsetmiştir. Geliştirilmiş öngörülü kontrolün temel prensiplerini açıklamışlardır [4].

Holkar ve Waghmare yaptığı çalışmada Dinamik Matris Kontrol, Geliştirilmiş Öngörülü Kontrol, Model Algoritmik Kontrol, Genişletilmiş Kendinden Uyarımalı Kontrol, Genişletilmiş Uyarımalı Kayan Ufuk Kontrol ve Öngörülü Fonksiyonel Kontrol’ün temel prensiplerini, tarihi gelişimini ve formulizasyonları anlatmışlardır [5].

Liuping Wang yaptığı bu çalışmada model öngörülü kontrolün Matlab kodları ile simülasyonunu yapmıştır. Çeşitli en uygun şekle sokma yöntemlerinin öngörülü kontrole uygulanmasını göstermiştir. Durum Geribeslemeli Öngörülü Kontrol matrislerinin elde edilmesini göstermiştir [6].

Morari ve Garcia model öngörülü kontrolün durum uzayı gösterimini özetlemişlerdir. Durum kestirim yöntemini kullanarak ve basamak cevabı tekniğini temel alarak öngörülü kontrol yöntemi geliştirmişlerdir [7].

Clarke ve Mohtadi geliştirilmiş öngörülü kontrol ile doğrusal kuadratik programlama arasındaki ilişkiyi incelemişlerdir. Öngörü ufku ve kontrol ufkunun sistemdeki etkilerini incelemişlerdir [8].

Kwon ve Han yaptığı bu çalışmada Kayan Ufuk Öngörülü Kontrol tekniğini özetlemişlerdir. Birçok uygulamada kullanılan başarılı geri besleme tekniklerini göstermişlerdir. LQ, H-infinity, LQG, H2 gibi en uygun kontrol yöntemlerini açıklamışlardır [9].

Morari ve Lee öngörülü kontrolün tarihsel gelişimini yaptıkları bu çalışmada özetlemiştirler. Özellikle öngörü algoritmalarında kullanılan optimizasyon tekniklerinin gelişimi üzerinde durmuşlardır [10].

Richalet yaptığı bu çalışmada Modele Dayalı Öngörülü Kontrol'ün endüstrideki kullanım alanlarını incelemiştir. Geri besleme-İleri besleme yöntemi, kısıtlama probleminin üstesinden gelme gibi problemleri "ham petrol damıtma kulesi sistemi" ni kullanarak açıklamıştır [11].

Muske ve Badgwell serbest-dengeli doğrusal model öngörülü kontrol için bozucu etki modellenmesi yapmışlardır. Sistemin girişlerine, durumlarına, çıkışlarına etki eden ölçülemeyen bozucu etkileri incelemiştirler [12].

Gabriele ve Kerrigan yaptıkları çalışmada serbest-dengeli kayan ufuk öngörülü kontrolü kısıtlamalı doğrusal sistemler için incelemiştirler. Bunun için dinamik durum geribeslemeli kayan ufuk kontrolör tasarlamışlardır ve ölçülemeyen bozucu etkileride hesaba katarak sistemin davranışını incelemiştirler [13].

Koerber ve Rudibert Durum-Kısıtlamalı Model Öngörülü Kontrol tekniği kullanarak rüzgâr türbinlerinin birleşik ileri besleme-geri besleme kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Yaptıkları benzetim çalışmasında durum kısıtlamalarını normal durum, şebeke kayıpları ve ani rüzgâr durumları olarak üç durumda incelemiştirler. Tüm bu durumlarda model öngörülü kontrolün kısıtlamaların üstesinden geldiğini göstermişlerdir [14].

Morari ve arkadaşları yaptıkları bu çalışmada doğrusal matris eşitsizliğini kullanarak Kısıtlamalı Robust Model Öngörülü Kontrol tekniğini incelemiştirler. Zaman gecikmesi, bozucu etki, referans noktası izleme, referans yörüngesi takibi gibi durumları tasarladıkları kontrolörde incelemiştirler [15].

Fend ve arkadaşları dalgacıkları kullanarak kısıtlamalı öngörülü kontrolü eş zamanlı kestirim ile incelemiştirler. Sonlu bir ufuk boyunca sistemin gelecekteki ve şu anki çıkışlarını kısıtlamaları göz önüne alarak değerlendirmişlerdir [16].

Kuo ve Melsheimer nöral network tabanlı model öngörülü kontrolör tasarlayarak atık su nötralizasyon sisteminin kontrolünü yapmışlardır. Bu kontrol tekniğini nötralizasyonun en önemli faktörü olan pH değerini ayarlamak için kullanmışlardır [17].

Miguel ve Setnes model öngörülü kontrol için fuzzy öngörülü filtre tasarlamışlardır. Tasarladıkları bu filtre ile sistemin hesaplama zamanı ile sistem performansı arasındaki eksiklikleri gidermeyi amaçlamışlardır. Bir kazanç faktörü ile çarparak bu filtreyi uyarlamalı kontrol haline sokmuşlardır [18].

Mendonça ve arkadaşları çok değişkenli öngörülü kontrolde fuzzy modeli üzerine bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada fuzzy kural yapıcıları model öngörülü kontrole göre düzenlemişlerdir. Kısıtlamaları da göz önünde bulundurmaşlardır. Modeli bir konteynır vinç üzerinde simülasyon yapmışlardır [19].

Jianfend ve arkadaşları T-S Fuzzy Model Öngörülü Kontrol yöntemini kullanarak lokomotif fren sisteminin kontrolünü yapmışlardır. Sistemin başlangıç koşulları için fuzzy kümelerini kullanmışlardır. Bu çalışmayı hem benzetim hem de uygulama olarak yapmışlardır [20].

Ardalan, Stefanopoulou ve Peng hibrit yakıt hücresi güç sisteminde akım kontrolünü model öngörülü kontrol yaklaşımı ile incelemişlerdir. Öngörülü kontrol için ultrakapasitörler ile yakıt hücreleri arasındaki akım talebinin dağılımını kullanmışlardır [25].

Hredzak ve arkadaşları hibrit yakıt hücresi ve ultrakapasitör güç kaynağı için model öngörülü kontrolör tasarlamışlardır. Tasarladıkları kontrolör ile batarya akımı, batarya deşarj durumu, ultrakapasitör akımı ve geriliminin belirlenen sınırlar içerisinde çalıştırılmasını başarmışlardır [26].

Zhu ve Lingfeng Enerji verimli binalar için CO₂ öngörü modeli ile havalandırma sisteminin akıllı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Amaç olarak enerji tüketim oranının azaltılması ile bina iç kısmındaki karbondioksit miktarının istenen değerde kalmasını seçmişlerdir [27].

Yudong ve arkadaşları bina soğutma sistemi için model öngörülü kontrol çalışmasını yapmışlardır. Bina soğutma sistemi ile termal enerjinin modellemesini yaparak kontrolör tasarlamışlardır. Model öngörülü kontrolü hava şartları ve bina yük talebinin gelecekteki değerlerini kullanarak gerekli olan termal enerjiyi hesaplamışlardır. Yaptıkları deneysel çalışmanın sonucunda elektrik tüketiminde ve maliyetinde azalma olduğunu gözlemlemişlerdir [29].

Yanhui ve arkadaşları yaptıkları çalışmada tam dalga da-da dönüştürücünün kontrolünü öngörülü yöntem ile yapmışlardır. Çıkış gerilimindeki dalgalanmaları azaltmayı amaçlamışlardır. Deneysel olarak yaptıkları bu çalışmada çıkış gerilimindeki dalgalanmaları azaltmayı başarmışlardır [31].

Florin ve Lazar bir doğru akım motoru üzerinde uygulama yaparak network kontrollü bir sistemi model öngörülü kontrol yöntemi ile kararlı hale getirmişlerdir [38].

Yapılan bu çalışmalar incelendiğinde model öngörülü kontrolün diğer kontrol yöntemlerine göre en önemli üstünlüğü kısıtlama problemlerinin tasarım aşamasında sisteme kolayca eklendiği görülmüştür. Ayrıca çok değişkenli sistemlerde diğer yöntemlere göre daha kullanışlı olduğu görülmüştür. Diğer yöntemlere göre üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [4].

- Kavramlar sezgisel olduğu ve aynı zamanda parametre ayarları diğer yöntemlere göre kolay olduğu için kontrol bilgisi sınırlı olan çalışanlara çekici gelmektedir.
- Çok basit dinamiğe sahip süreçlerden kararsız, minimum fazlı olmayan, çok uzun ölü zamanı bulunan sistemler gibi daha karmaşık dinamiklere sahip olan çok çeşitli süreçlerin kontrolünde kullanılabilir.
- Çok değişkenli sistemlerin kontrolünde rahatlıkla kullanılabilir.
- Ölü zaman etkisini giderme özelliğine sahiptir.
- Uygulaması kolay doğrusal bir kontrol kuralı elde edilir.
- Geleceğe ilişkin giriş işareti bilindiğinde oldukça yararlı ve kullanışlıdır.
- Belirli temel ilkeler üzerine kurulmuş geliştirilmeye tamamen açık bir yöntemdir.
- Gelecekteki referans biliniirse oldukça yararlıdır.(Özellikle robotik sistemlerde)
- Tasarım aşamasında sınırlamaların üstesinden gelmek oldukça kolaydır.

Model Öngörülü Kontrol'ün diğer yöntemlere göre dezavantajlarını Comacho aşağıdaki gibi sıralamıştır.

- Sistem dinamiğinin değişmediği durumlarda kontrolörün elde edilme işlemi önceden yapılabilir ancak uyarlamalı kontrol yapılıyorsa tüm hesap işlemleri her örnekleme zamanında tekrarlanır.
- En önemli sorun ise sisteme ilişkin uygun modelin elde edilmesidir. Algoritma sistem modelinden yararlanılarak geleceğe ilişkin sistem yanıtının elde edilmesine dayandığından dolayı gerçek sistemle yanıt arasındaki farklılık arttıkça istenilen sistem yanıtını elde etmekte sorunlar yaşanır.

Bu çalışmanın ilk kısımlarında model öngörülü kontrolün temelinden ve durum denklemlerinin ayrık zamanda elde edilmişinden bahsedilmiştir. Öngörülü kontrolde kullanılan model tipleri incelenmiştir ve hangi algoritmada hangi modelin kullanıldığından bahsedilmiştir.

Uygulamada en çok kullanılan model öngörü algoritmalarından bahsedilmiştir. Bunlardan Dinamik Matris Kontrol, Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol, Model Algoritmik Kontrol ve Öngörülü Fonksiyonel Kontrol bu bölümde incelenmiştir. Model öngörülü kontrolör tasarımında kullanılan temel öngörü matrislerinin elde edilişi gösterilmiştir.

İkinci kısımda ise sabit mıknatıslı bir doğru akım motorunun model öngörülü kontrol yöntemi ile kontrolü yapılmıştır. Doğru akım motor durum denklemlerinden durum uzayı modeli elde edilerek durum geribeslemeli model öngörülü kontrolör Matlab ortamında yazılan kodlarla tasarlanmış ve benzetim çalışması yapılmıştır. Bulanık denetleyici ve PID denetleyici kullanılarak model öngörülü kontrolör ile karşılaştırma yapılarak sonuçlar incelenmiştir. Yine bu kısımda birkaç örnek üzerinde tasarlanan kontrolör ile benzetim çalışmaları yapılarak karşılaştırılmıştır.

1.2. Ayrık Zaman ve Öngörülü Kontrolün Temel Prensibi

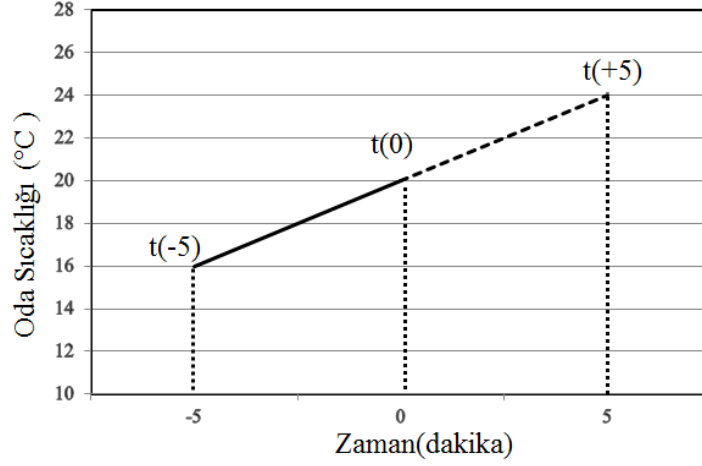
Bu bölümde sistemlerin ayrık zamanlı modellemesi incelenmiştir. İkinci kısımda ise öngörülü kontrolün temel prensibi birinci kısma dayandırılarak açıklanmıştır.

1.2.1 Ayrık Zaman Modeli Temel Prensibi

Ayrık zaman modelini açıklamak için bir odadaki sıcaklığın klima ile kontrolü anlatılmıştır. İstenilen oda sıcaklığına erişmek için veya hava sıcaklığını tahmin etmek için yapılan ayrık zamanlı hesaplamalarda havanın yoğunluğu ve hızı da göz önünde bulundurulmuştur.

Oda sıcaklığı beş dakika sonra kaç derece sorulduğunda sıcaklığın beş dakika sonraki değerini cevaplamak açık olmayabilir. Ancak termometreyle şu anki sıcaklık ölçüldüğünde beş dakika sonraki sıcaklığı tahmin etmek biraz daha kolay olabilir. Oda içerisindeki havanın dinamiği de dikkate alındığında sıcaklığın artabileceği veya azalabileceği sonucu ortaya çıkabilir. Ancak sıcaklığın bir önceki değeri bilindiğinde ve şu andaki değeri

ölçüldüğünde sıcaklığın bir sonraki değerini tahmin etmek biraz daha kolay olacaktır. Şekil 1’de zamanla oda sıcaklığı değişimi arasındaki ilişki görülmektedir.



Şekil 1. Ayrık zaman temel prensibi

Şekil 1’de şu anki zaman 0 ve bu zamandaki sıcaklık $t(0)$, beş dakika sonraki zaman +5 ve bu zamandaki sıcaklık $t(+5)$, 5 dakika önceki zaman -5 ve bu zamandaki sıcaklık $t(-5)$ olarak gösterilmiştir. $t(+5)$ ’deki sıcaklık tahmin edilmek istenen sıcaklıktır ve $\hat{t}(+5)$ olarak gösterilmiştir. Tahmin edilecek sıcaklık ile şu andaki ve geçmişteki sıcaklık arasındaki ilişkiyi veren ifade (1)’te gösterilmiştir.

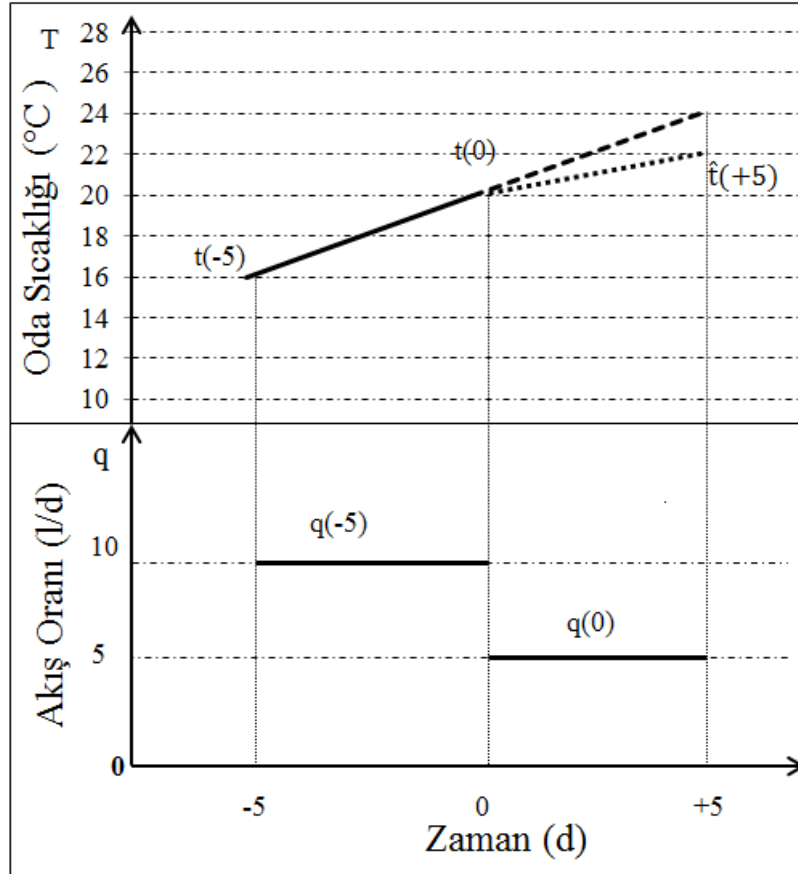
$$\hat{t}(+5) = t(0) + t(0) - t(-5) = 2t(0) - t(-5) \quad (1)$$

Yukardaki denklem için oda içerisinde sıcaklığı etkileyecek herhangi bir etken düşünülmemiştir. Ancak eğer tam bir kestirim isteniyorsa sıcaklığı etkileyen diğer faktörlerde göz önünde bulundurulmalıdır. Örneğin eğer odada klima varsa oda içerisindeki sıcaklık şu anki ve beş dakika önceki soğuk hava akışına bağlı olacaktır. Eğer hava akışı beş dakika önce 5(l/d) ve şu an akış 10(l/d) ise soğuk hava akışı 5 dakika öncesine göre arttığından gelecek sıcaklığın düşeceği söylenebilir. Örneğin şekil 5’teki kestirimde bir önceki artış değeri 4°C’ye göre kestirim yapılarak bir sonraki değer için şu anki değere 4 eklenmiştir ve çıkış sıcaklığı 24°C olarak kestirilmiştir. Soğuk hava akışı göz önüne alındığında bu son değer 24 olmayacaktır, azalma eğilimi göstereceği için daha az bir değer olacaktır. Örneğin 22°C olabilir. Bu durum Şekil 2’de gösterilmektedir.

Şekil 2’de görüldüğü gibi önceki beş dakika boyunca $q(-5)$ değerinde soğuk hava akışı girişi olmuştur. Soğuk hava akışının şu andaki değeri ise $q(0)$ olarak verilmiştir. Beş dakika sonraki sıcaklığın belirlenmesinde etkili parametreler $t(-5)$, $t(0)$, $q(-5)$ ve $q(0)$ olduğu görülmektedir. Sıcaklığın tahmini üzerindeki etkilerini değerlendirmek için bu parametrelere ağırlık parametreleri belirlenir ve (2)’de bu durumun ilişkisi gösterilmiştir.

$$\hat{t}(+5) = a_1 * t(0) + a_2 * t(-5) + b_1 * q(0) + b_2 * q(-5) \quad (2)$$

Burada a_1, a_2, b_1, b_2 ağırlık parametreleridir. Oda sıcaklığı sistemin çıkışı ve soğuk hava akışı sistemin girişidir. Eğer ağırlık parametreleri çok iyi seçilirse (2) ifadesi beş dakika sonraki sıcaklığı kestirmede daha iyi sonuç verecektir.



Şekil 2. Hava akış oranı-Sıcaklık ilişkisi ile elde edilen model

Ayrık zamanda gösterim için sistemin şu andaki zamanı k ile gösterilir. Yani sıfır anındaki durum k ile gösterilir. Bu durumda $+5$ anı $k+1$ ve -5 anı $k-1$ olur. Bu durumda denklem (2) tekrar düzenlenirse ayrık zamanda gösterimin genel ifadesi (3)'teki gibi elde edilir.

$$\hat{t}(k+1) = a_1 * t(k) + a_2 * t(k-1) + b_1 * q(k) + b_2 * q(k-1) \quad (3)$$

Oda sıcaklığının -5 'ten önceki değerleri $-10, -15, \dots$ ve hava akışının daha önceki değerleri dikkate alındığında (4) denklemini elde edilir.

$$\begin{aligned} \hat{t}(k+1) &= a_1 * t(k) + a_2 * t(k-1) + a_3 * t(k-2) + \dots \\ &+ b_1 * q(k) + b_2 * q(k-1) + b_3 * q(k-2) + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Denklem (4) genel olarak ifade edilirse:

$$\hat{t}(k+1) = \sum_{i=1}^n a_i * t(k+1-i) + \sum_{j=1}^m b_j * q(k+1-j) \quad (6)$$

elde edilir. Buradaki n ve m değerleri modelde kullanılan sıcaklık terimi ve hava akış oranı terimi sayılarını gösterir. Örneğin üç adet sıcaklık değeri örneği alınırsa $n = 3$ olur.

Sıcaklığı tahmin etmek için hava akışı oranı yanında başka etkenlerde dikkate alınabilir. Örneğin dış ortam sıcaklığı da dikkate alındığında genel ifadeye dış ortam sıcaklığı da eklenmelidir.

$$\hat{t}(k+1) = \sum_{i=1}^n a_i * t(k+1-i) + \sum_{j=1}^m b_j * q(k+1-j) + \sum_{h=1}^p c_h * t_e(k+1-h) \quad (7)$$

Burada t_e dış ortam sıcaklığını, c_h ise dış ortam sıcaklığına bağlı olan ve modeli etkileyen ağırlık parametresidir.

Yukarıdaki denklemler oda sıcaklığı ile ilgili bir klima sistemi için yazılmış denklemlerdir. Ancak diğer sistemler içinde bu denklemler yazılabilir. Bunun için bir

genelleştirme yapılacak olursa diğer sistemleri de (enerji, endüstriyel vb.) ifade edebilecek genel gösterim (8)'de belirtilmiştir.

$$y(k+1) = \sum_{i=1}^n a_i y(k+1-i) + \sum_{j=1}^m b_j u(k+1-j) + \sum_{h=1}^p c_h w(k+1-h) \quad (8)$$

Burada y sistemin çıkışını, u sistemin girişini (kontrol işareti), W ise eğer sistemde bozucu etki varsa bu bozucu etkiyi temsil etmektedir. Yukarıdaki denklem çok değişkenli olmayan sistemler için verilmiştir. Eğer çok değişkenli sistemler için ifade yeniden yazılacak olursa (9)'daki gibi bir ifade elde edilir.

$$Y(k+1) = \sum_{i=1}^n A_i Y(k+1-i) + \sum_{j=1}^m B_j U(k+1-j) + \sum_{h=1}^p C_h W(k+1-h) \quad (9)$$

Burada Y , U , W sırasıyla giriş, çıkış ve bozucu etki vektörlerini göstermektedir. A_i , B_j , C_h matrisleri ise verilen modelde kestirim işleminde her bir vektörün etkisini gösteren ağırlık matrisleridir.

Şu ana kadar verilen denklemlerde doğrusal olmayan sistemlerden bahsedilmiştir. Doğrusal olmayan bir durumu ifade etmek için $\Delta(k)$ vektörü kullanılır. Bu vektör sistemdeki herhangi bir gürültüyü ya da düzensizliği içerir. Doğrusal olmayan sistemlerin dinamik gösterimi (10)'de verilmiştir.

$$Y(k+1) = \sum_{i=1}^n A_i(k) Y(k+1-i) + \sum_{j=1}^m B_j(k) U(k+1-j) + \sum_{h=1}^p C_h(k) W(k+1-h) + \Delta(k) \quad (10)$$

Sistemdeki zaman gecikmesi dikkate alındığı denklemin (10) ifadesi yeniden düzenlenirse gecikmeyi içeren yeni denklem aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned}
Y(k+1) = & \sum_{i=1}^n A_i(k) Y(k+1-i) + \sum_{j=1}^m B_j(k) U(k+1-j-r) \\
& + \sum_{h=1}^p C_h(k) W(k+1-h-r_1)
\end{aligned} \tag{11}$$

Burada r örnekleme zamanlarındaki ve sistemin giriş U vektörü ile alakalı zaman gecikmesidir. r_1 ise bozucu etki vektörü W ile alakalı zaman gecikmesini gösterir.

Bu bölümde anlatılan denklemler fark denklemleri olarak bilinir. Literatürde bu tür modeller için kullanılan farklı isimde modeller vardır. ARMA (Autoregressive Moving Average), ARMAX (Autoregressive Moving Average with Exogenous Input), CARMA (denetlenebilen ARMA), ARIMA, ARIMAX ve CARIMA (Kit1) modelleridir.

1.2.2. Öngörülü Kontrolün Temel Prensibi

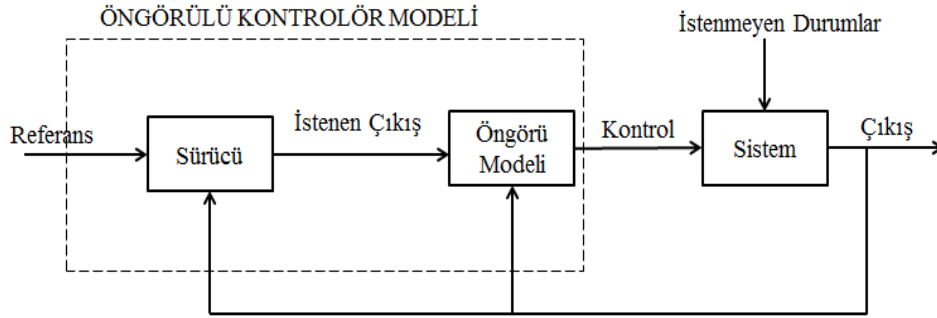
Oda sıcaklığı örneğinde sistemin gelecekteki sıcaklığı şu anki ve geçmişteki değerlere bakılarak tahmin edilmeye çalışılmıştır. Bu durumdan yola çıkarak öngörülü kontrolün temel prensibi açıklanacak olursa oda sıcaklığını istenen değere yani referans yörüngeye oturtmak için soğuk hava akış oranını çıkışı referansa oturtacak şekilde sisteme dâhil edilmesidir. Öngörülen sıcaklık $\hat{t}(+5)$, arzu edilen sıcaklık $t_d(+5)$ olarak gösterilir. Böylece öngörülü kontrolün sonucu (12)'deki gibi gösterilir.

$$\hat{t}(+5) = t_d(+5) \tag{12}$$

Çıkış öngörü değeri $\hat{t}(+5)$ 'in yerine istenen değer $t_d(+5)$ yazılıp sistemin öngörülü kontrol işaretleri hesaplanırsa:

$$q(0) = \frac{t_d(+5) - a_1 t(0) - a_2 t(-5) - b_2 q(-5)}{b_1} \tag{13}$$

elde edilir. Bu kontrol işareti her beş dakikada bir çıkışın referansa oturmasını sağlar. Çıkış işareti ise her beş dakikada bir hesaplanır. Öngörülü kontrolün genel gösterimi Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3. Öngörülü kontrolün temel gösterimi

Şekil 3'ten de görüldüğü gibi öngörülü kontrol, çıkışın istenen değere oturması için girişin ve çıkışın bir önceki değerlerini kullanarak öngörülü kontrol işareti üretir.

Bir sonraki $k+1$ anı için şu anki k anındaki istenen değer ile öngörülen çıkış arasındaki ilişki (14)'te gösterilmiştir.

$$\hat{y}(k+1|k) = y_d(k+1|k) \quad (14)$$

Burada $\hat{y}(k+1|k)$ k örnekleme anındaki bir sonraki an $k+1$ için öngörülen çıkışı gösterir. $y_d(k+1|k)$ ise yine aynı şekilde istenen çıkışı gösterir. k anında sisteme uygulanan kontrol işareti $u(k)$, bir sonraki an $k+1$ 'e kadar sistemin çıkışını etkilemez. Bunun anlamı bir örnekleme anı kadar bir zaman gecikmesi olmasıdır. Bu durumda öngörü $k+r+1$ yerine $k+r+1$ olarak hesaplanır.

$$\hat{y}(k+r+1|k) = y_d(k+r+1|k) \quad (15)$$

Sistemin çıkışını her örnekleme anında öngörmek için, kontrol edilmek istenen modelin açık çevrim dinamiklerini tanımlayan matematik modeli kullanılır. Genel olarak öngörü denklemi (16)'te gösterilmiştir.

$$\hat{y}(k+1|k) = \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{a}_i y(k+1-i) + \sum_{i=1}^{\hat{m}} \hat{b}_i u(k+1-i) \quad (16)$$

Burada $\hat{y}(k+1|k)$ bir sonraki an $k+1$ için şu andaki kanındaki çıkışın öngörü değeridir. Bu denklemde istenmeyen durumlar($\Delta(k)$) dikkate alınmamıştır veya bilinmiyor varsayılmıştır. Ağırlık parametreleri \hat{a}_i ve \hat{b}_i 'nin değerleri her örnekleme anında değişebilir. Yani bir sonraki anda bir önceki ana göre farklı bir değer alabilir. Bunların bir sonraki değerlerinin hesaplanmasında uyarlamalı mekanizmalar kullanılabilir ve uyarlamalı öngörülü kontrol yöntemleri kullanılabilir [1].

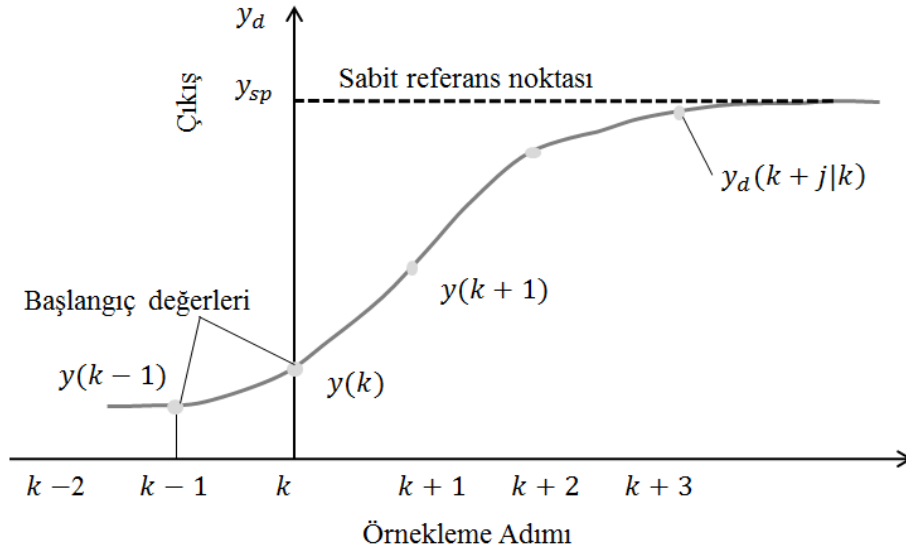
1.2.3. İstenen Çıkış Değerinin Hesaplanması

Öngörülü kontrol stratejisinde sürücü bloğun görevi istenen çıkış değerini hesaplamaktır. Tasarım aşamasında çıkışın istenen değere oturmasında izleyeceği yol yani referans yörüngesinde aşmanın olmamasına, hızlı ve düzgün bir şekilde referans noktasına oturmasına yönelik sistem tasarlanır. Her örnekleme anı k 'da tekrarlanan bu yörüngeye çıkışın takip edeceği hedeflenen yörünge denir.

$$y_d(k+j|k) = \sum_{i=1}^p \alpha_i y_d(k+j-i|k) + \sum_{i=1}^q \beta_i y_{sp}(k+j-i) \quad (17)$$

$j = 1, 2, 3, \dots$

Burada $y_d(k+j|k)$ değeri arzu edilen çıkış değeridir ve $y(k+1-i)$ 'ye eşittir ($i = 1, 2, 3, \dots$). y_{sp} ise referans noktasını göstermektedir. Şekil 4'te referans yörüngesi ve referans noktasını arasındaki ilişki gösterilmektedir.



Şekil 4. Referans yörüngesi ve referans noktası izleme

Denklem (17) tekrar düzenlenirse:

$$y_d(k+1|k) = \sum_{i=1}^p \alpha_i y(k+1-i) + \sum_{i=1}^q \beta_j y_{sp}(k+1-i) \quad (18)$$

Burada k anında k+1 için gelecek referans yörüngesi hesaplanmaktadır.

1.2.4. Kontrol Kuralının Temel Prensibi

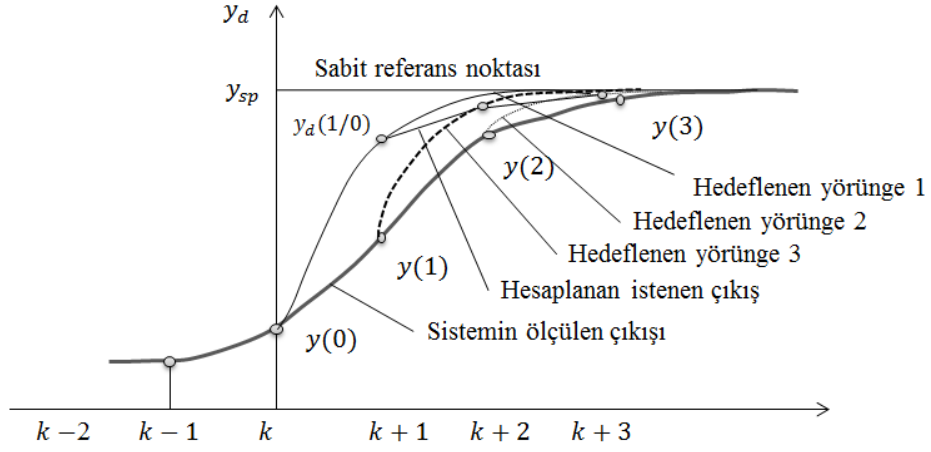
Kontrol kuralını elde etmek için denklem (14)'e (16) ve (18) denklemleri eklenir ve (19) elde edilir.

$$u(k) = \frac{y_d(k+1|k) - \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{a}_i y(k+1-i) - \sum_{i=1}^{\hat{m}} \hat{b}_i u(k+1-i)}{\hat{b}_1} \quad (19)$$

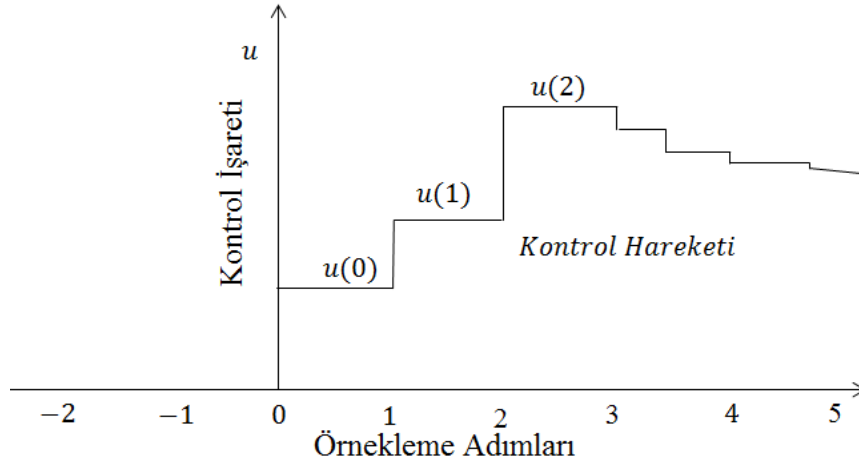
Denklem (18) ve (19) her örnekleme anın k'da tekrarlanan öngörü kontrolünün hesaplanması için aşağıdaki iki temel operasyonu tanımlarlar.

1. Denklem (18) aracılığıyla istenen çıkış $y_d(k+1|k)$ hesaplanır.
2. Denklem (19) aracılığıyla kontrol işareti $u(k)$ hesaplanır.

Öngörülü kontrol altında istenen referans yörüngesi ve sistemin çıkışı Şekil 5'te gösterilmektedir. Bu çıkışlara ilişkin kontrol işareti ise Şekil 6'da gösterilmektedir.



Şekil 5. Öngörülü kontrol altında istenen çıkış ve sistemin çıkışı



Şekil 6. Öngörülü kontrol işareti

1.3. Model Öngörülü Kontrolde Kullanılan Model Tipleri

Model Öngörülü Kontrolör tasarımında kullanılan DMC, GPC gibi algoritmaların elde edilmesinde kullanılan darbe yanıtı modeli, basamak yanıtı modeli, transfer fonksiyonu modeli, durum uzayı modeli bu bölümde incelenmiştir. Bunların dışında Nonlinear, Fuzzy, Neural Networks gibi yöntemlerde son zamanlarda kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu bölümde en çok kullanılan modellerden bahsedilecektir.

1.3.1. Darbe Yanıtı Modeli

Darbe yanıtı modeli Model Algoritmik Kontrol (MAC), Genişletilmiş Öngörülü Kendinden Uyarımlı Kontrol (EPSAC) ve GPC'nin formülizasyonunda yaygın olarak kullanılır. Çıkışı veren genel ifade (20) ile gösterilmiştir.

$$y(t) = y_0 + \sum_{i=1}^N h_i u(t-i) = H(z^{-1})u(t) \quad (20)$$

Burada h_i sisteme birim darbe girişi uygulandığında elde edilen sistem cevaplarının örneklenmiş değerleridir.

Darbe yanıtı modeli için öngörü ifadesi (21) denklemindeki gibidir.

$$\hat{y}(t+k|t) = \sum_{i=1}^N h_i \Delta u(t+k-i) = H(z^{-1})u(t+k|t) \quad (21)$$

1.3.2. Basamak Yanıtı Modeli

Basamak yanıtı modeli Dinamik Matris Kontrol yönteminde yaygın olarak kullanılır. Çıkışı veren genel ifade (22) ile gösterilmiştir.

$$y(t) = y_0 + \sum_{i=1}^N g_i u(t-i) = y_0 + G(z^{-1})(1-z^{-1})u(t) \quad (22)$$

Basamak yanıtı modeli için öngörü ifadesi (4) denklemindeki gibidir.

$$\hat{y}(t+k|t) = \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(t+k-i) \quad (23)$$

Darbe yanıtı modeli ile basamak yanıtı modeli arasındaki ilişkiyi veren ifade (24) ve (25)'daki gibidir.

$$h_i = g_i - g_{i-1} \quad (24)$$

$$g_i = \sum_{j=1}^i h_j \quad (25)$$

1.3.3. Transfer Fonksiyonu Modeli

Bu model Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol (GPC) algoritmasında yaygın olarak kullanılır. Bunun dışında UPC, EPSAC, EHAC, MUSMAR, MURHAC algoritmalarının formülizasyonlarında kullanılır. $y(t)$ çıkış ve $u(t)$ giriş olmak üzere:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na} \quad (26)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \quad (27)$$

Transfer fonksiyonu modeline ait öngörü ifadesi denklem (9) ile ifade edilebilir [2].

$$\hat{y}(t+k|t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t+k|t) \quad (28)$$

1.3.4. Durum Uzayı Modeli

Bu model çok değişkenli sistemlerde kolaylık sağlar. Öngörüs el Fonksiyonel Kontrol (PFC) gibi algoritmalarda kullanılır. Denklem (29)'da ifade edilen çok değişkenli ayrık zamanlı durum modeli incelendiğinde,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k-r) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (29)$$

Burada x , $nx1$ boyutlu durum vektörü, u $px1$ boyutlu kontrol vektörü, y ise $mx1$ boyutlu çıkış vektörüdür. Durum öngörü modeli (30)'de gösterilmiştir [1].

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+j|k) &= \hat{A}\hat{x}(k+j-1|k) + \hat{B}\hat{u}(k+j-1-\hat{r}|k) \\ j &= 1, 2, \dots, \lambda + \hat{r} \end{aligned} \quad (30)$$

Burada $\hat{x}(k+j|k)$, anlık $k+j$ için anlık k 'daki durum öngörü vektörünü ifade eder. Genel olarak çıkışın öngörü ifadesi (31)'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{y}(k+j|k) = C\hat{x}(k+j|k) = C[A^j x(k) + \sum_{i=1}^j A^{i-1} Bu(k+j-i|k)] \quad (31)$$

1.3.5. Serbest ve Zorlanmış Yanıt

Birçok model öngörülü kontrolün tipik bir karakteristiği serbest ve zorlanmış yanıt modelini kullanmaktır. Bu modelin amacı kontrol sinyalinin (32)'teki gibi iki sinyalin toplamı olarak ifade etmektir [2].

$$u(t) = u_f(t) + u_c(t) \quad (32)$$

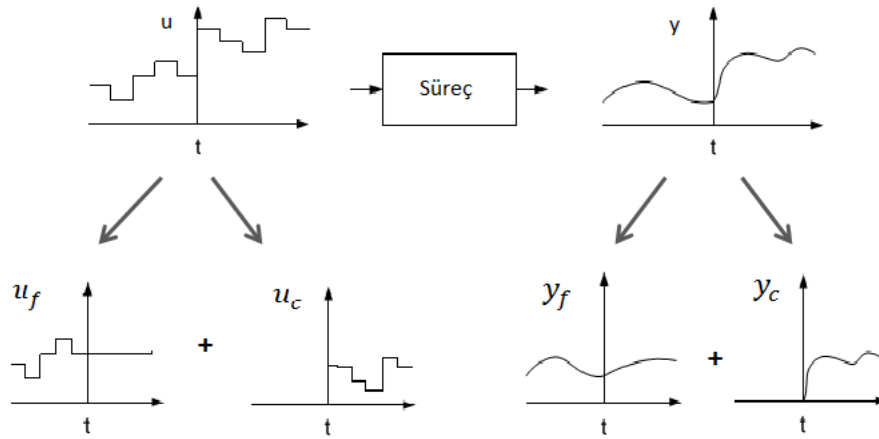
$u_f(t)$ işareti geçmişteki girişleri ifade eder ve gelecek zamanda ayarlanmış değişkenin son değerine eşittir ve bu değerde sabit tutulur.

$$\begin{aligned} u_f(t-j) &= u(t-j) \quad \text{for } j=1,2,3,\dots \\ u_f(t+j) &= u(t-1) \quad \text{for } j=0,1,2,3,\dots \end{aligned} \quad (33)$$

$u_c(t)$ işareti geçmişte sifira eşit yapılır ve gelecekte bir sonraki kontrol sinyalinin değerini alır. Yani;

$$\begin{aligned} u_c(t-j) &= 0 \quad \text{for } j=1,2,3,\dots \\ u_c(t+j) &= u(t+j) - u(t-1) \quad \text{for } j=0,1,2,3,\dots \end{aligned} \quad (34)$$

Çıkış dizisinin öngörüsü Şekil 6'da görüldüğü gibi iki kısma ayrılır. $y_f(t)$, sistemin ayarlanan değeri $u_f(t)$ 'ye eşit olduğu anda çıkışın öngörüsüne karşılık gelir. Zorlanmış yanıt $y_c(t)$, kontrol dizisi $u_c(t)$ 'ye eşit olduğu anda sistemin öngörüsüne karşılık gelir. Serbest yanıt şimdiki değerinden dolayı sistemin gelişimine tekabül eder, zorlanmış yanıt ise gelecekteki kontrol hareketine tekabül eder [2].



Şekil 7. Serbest ve zorlanmış yanıt

1.3.6. Model Öngörülü Kontrol Parametreleri

1.3.6.1. Maliyet Fonksiyonu

Değişik MPC algoritmaları kontrol kuralını elde etmek için farklı maliyet fonksiyonları kullanır. Bunların hepsindeki genel amaç tahmin edilen çıkışın belirlenen bir referans sinyalini tasarlanan kontrol ufku boyunca takip etmesidir. Aynı zamanda, gerekli kontrol sinyalini belirli sınırlar içerisinde tutup cezalandırmaktır. Maliyet fonksiyonunun genel gösterimi (35)'teki gibidir [2].

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (35)$$

\hat{y} : öngörülen çıkış

Δu : gerekli kontrol sinyali

w : referans sinyali

1.3.6.2. Öngörü ve Kontrol Ufku

Denklem (34)'teki N_1 ve N_2 , çıkışın referans değerini izleyeceği anları sınırlarlar. Maliyet fonksiyonundaki $\delta(j)$ ve $\lambda(j)$ katsayıları ise gelecekteki sistem davranışını belirleyen ağırlık katsayılarıdır ve genelde sabit veya üstel olarak seçilirler. Eğer $\delta(j)$ (36)'daki gibi alınırsa ağırlık katsayısı üstel seçilmiş olur.

N_1 : minimum öngörü ufku

N_2 : maksimum öngörü ufku

N_u : kontrol ufku

$$\delta(j) = \alpha^{N_2-j} \quad (36)$$

α değeri 0 ile 1 arasında seçildiğinde t anına en uzak olan hatalar, yakın olanlara göre daha fazla cezalandırılırlar ve daha az kontrol sinyali uygulanır. α değeri 1'den büyük seçilirse, ilk hatalar daha fazla cezalandırılır, kontrol sinyali daha sıkı olur. Öngörülü

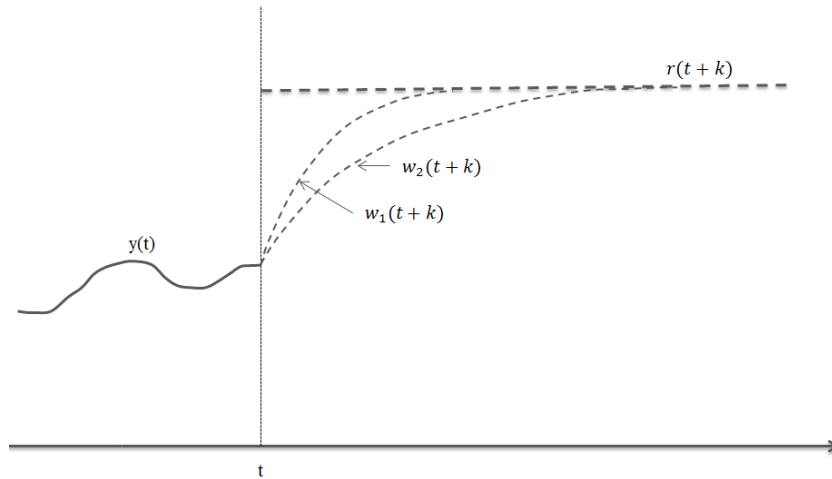
fonksiyonel kontrolde (PFC) hata belirli noktalarda hesaplanır; amaç fonksiyonunda $\delta(j)$ katsayısına söylenen noktalarda 1 değeri vererek kolayca hesaplanır [2].

1.3.6.3. Referans Yörüngesi

Eğer referans değeri önceden biliniyorsa, referansta oluşabilecek değişiklik sistem cevabını etkilemeden bu değişikliğe uyum sağlayarak sistemin cevabında oluşabilecek gecikmelerin önüne geçilir. Bu durum öngörülü kontrolün en önemli avantajlarından biridir. Birçok uygulamada referansın bir sonraki değeri $r(t+k)$ bilinir. Öngörülü kontrolde sistemin o andaki çıkış değerinden istenilen referansa düzgün yaklaşımı ifade eden $w(t+k)$ ifadesi kullanılır.

$$w(t) = y(t) \quad w(t+k) = \alpha w(t+k-1) + (1-\alpha)r(t+k) \quad k=1,2,\dots,N \quad (37)$$

α parametresi 0 ile 1 arasında seçilir ve 1'e yakın olması referansa düzgün yaklaşması anlamına gelir. Bu değer sistemin dinamik cevabını etkileyecek ayarlanabilir bir değeri oluşturur. Şekil 8'de farklı α değerleri için çıkışın referans değerine yaklaşma şekli gösterilmiştir. Burada referans değeri $r(t+k)$ şekilden de görüldüğü gibi sabittir. α değeri küçük seçildiğinde çıkış değeri referansa hızlı bir şekilde oturmaktadır (w_1 yörüngesi). Eğer α değeri arttırılırsa çıkış değeri referansa daha düzgün bir biçimde yaklaşmaktadır (w_2 yörüngesi) [2].



Şekil 8. Referans yörüngesi

1.3.6.4. Kısıtlamalar

Uygulamada bütün sistemler kısıtlamalarla karşı karşıyadır. Eyleyicilerin belirli bir çalışma aralıkları vardır ve bu aralıkların dışına çıkmazlar. Örneğin su vanalarının pozisyonları sınırlıdır, ya tamamen açıktır ya da tamamen kapalıdır. Bir güç kaynağının belirli gerilim sınırlarının olması, bir elektrikli motorun belirli aralıklarda çalışma hızının olması, oda sıcaklığını belirli aralıklarda tutmak için klimanın sıcaklık değerlerinin sınırlı olması gibi birçok örnek verilebilir. Tasarım aşamasında bu kısıtlamalar tanımlanarak maliyet fonksiyonuna eklenir ve minimizasyonu gerekli kılar. Doğal olarak birçok model öngörülü kontrol algoritması kısıtlamaları dikkate alır. Genlikteki, kontrol sinyalinin değişme hızındaki ve çıkıştaki sınırlar normal sınırlar olarak düşünülecek. Denklem (38)'de bu kısıtlamalar ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned}
 u_{\min} &\leq u(t) \leq u_{\max} && \forall t \\
 du_{\min} &\leq u(t) - u(t-1) \leq du_{\max} && \forall t \\
 y_{\min} &\leq y(t) \leq y_{\max} && \forall t
 \end{aligned} \tag{38}$$

Bu kısıtlamalar amaç fonksiyonuna eklendiğinde minimizasyon işlemi çok karmaşık bir hale gelir.

1.3.6.5. Kontrol Kuralının Elde Edilmesi

$u(t+k|t)$ değerlerini elde etmek için fonksiyonel J denklemlerini (35) minimize etmek gerekir. Bu değerlerle öngörülen çıkış değerleri $\hat{y}(t+k|t)$ 'ler, girişlerin ve çıkışların geçmişteki değerleri ve gelecekteki kontrol sinyallerinin bir fonksiyonu olarak hesaplanır. Eğer kısıtlamalar yoksa ve kullanılan sistem doğrusalsa karesel ölçüt için analitik bir çözüm elde edilebilir, tersi durumda iteratif bir en uygun şekle sokma yöntemi kullanılmalıdır. Yöntemler ne olursa olsun çözüm elde etmek kolay değildir. Çünkü $N_2 - N_1 + 1$ tane bağımsız değişken ortaya çıkacak. Bu serbestlik derecesini azaltmak için belirli bir yapı kontrol kuralına eklenebilir.

1.4. Bazı Model Öngörülü Kontrol Algoritmaları

Bu bölümde en çok kullanılan model öngörülü kontrol algoritmalarından Dinamik Matris Kontrol (DMC), Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol (GPR), Model Algoritmik Kontrol (MAC) ve Öngörülü Fonksiyonel Kontrol (PFC)'e değinilmiştir. Öngörü ifadelerinin elde edilişleri ve kısıtlamaların üstesinden gelme biçimleri sırasıyla anlatılmıştır.

1.4.1. Dinamik Matris Kontrolü

Dinamik Matris Kontrol (DMC) , Model Öngörülü Kontrolün ilk ticari uygulamalarından biridir. İlk defa petrokimya sektöründe Shell şirketinde Cutler ve Remarker tarafından geliştirilmiştir.

1.4.1.1. Öngörü

Dinamik matris kontrol algoritmasında sistemin basamak yanıtı modeli kullanılır. Öngörü parametrelerini elde etmenin temel prosedürü (39)'daki gibidir.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t-i) \quad (39)$$

Öngörü ufku boyunca öngörülen çıkış değerleri ise;

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j|k) &= \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) + \hat{n}(t+k|t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) \\ &+ \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) + \hat{n}(t+k|t) \end{aligned} \quad (40)$$

Bozucu etkiler öngörü ufku boyunca sabit kabul edilir. Yani;

$$\hat{n}(t+k|t) = \hat{n}(t|t) = y_m(t) - y(t|t) \quad (41)$$

Denklem (39), (40)'a göre yeniden düzenlenirse;

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j|k) &= \sum_{i=1}^k g_i \Delta u(t+k-i) + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) + y_m(t) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t-i) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\hat{y}(k+j|k) = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u(t+k-i) + f(t+k) \quad (43)$$

Burada $f(t+k)$ ifadesi sistemin serbest yanıtıdır ve gelecek kontrol işaretlerine bağlı değildir. Denklem (44)'te sistemin serbest yanıtının hesaplanma biçimi verilmiştir.

$$f(t+k) = y_m(t) + \sum_{i=1}^{\infty} (g_{k+i} - g_i) \Delta u(t-i) \quad (44)$$

Eğer sistem asimptotik olarak kararlı ise, basamak yanıtındaki g_i sabitleri N örnekleme zamanı sonrasında sabit bir değerde kalma eğilimi gösterirler. Bundan dolayı $g_{k+i} - g_i \approx 0, i > N$ şeklinde düşünülebilir. Böylece sistemin serbest yanıtını ifade eden (44) yeniden düzenlenirse;

$$f(t+k) = y_m(t) + \sum_{i=1}^N (g_{k+i} - g_i) \Delta u(t-i) \quad (45)$$

denklemini elde edilir.

Eğer sistem asimptotik olarak kararlı değilse, $f(t+k)$ hesaplanamaz ve N olmaz. Öngörü değerleri öngörü ufku ($k = 1, 2, \dots, p$) boyunca m tane kontrol işareti kullanılarak hesaplanırsa;

$$\begin{aligned}
\hat{y}(t+1|t) &= g_1 \Delta u(t) + f(t+1) \\
\hat{y}(t+2|t) &= g_2 \Delta u(t) + g_1 \Delta u(t+1) + f(t+2) \\
&\cdot \\
&\cdot \\
&\cdot \\
\hat{y}(t+p|t) &= \sum_{i=1}^m g_i \Delta u(t+p-i) + f(t+p)
\end{aligned}
\tag{46}$$

Dinamik matris (47)'deki gibi elde edilir.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_m & g_{m-1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & g_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_p & g_{p-1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & g_{p-m+1} \end{bmatrix}
\tag{47}$$

Genel olarak (48)'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{y} = Gu + f
\tag{48}$$

m = kontrol ufku boyutu

p = öngörü ufku boyutu

G matrisi m sayıda sütundan ve p sayıda satırdan oluşmaktadır. G matrisi incelendiğinde sistemin basamak cevabı her sütuna aşağıya birer kaydırılarak yerleştirilir. \hat{y} , öngörü ufku boyunca sistemin öngörü değerlerini içeren p boyutlu vektördür. u , kontrol artışlarını içeren m boyutlu vektörü ve f ise serbest cevap vektörünü gösterir. G matrisi hedeflenen çıkışları elde etmek için gerekli kontrol işaretlerini elde etmekte kullanılır.

1.4.1.2. Ölçülebilir Bozucu Etkiler

Ölçülebilir bozucular, sistem girişleri olarak düşünülebilir ve öngörü matrisine kolayca eklenebilir. İfade (49) ölçülebilir bozucu etkilerin öngörü değerlerinin hesaplanmasında kullanılabilir.

$$\hat{y}_d = Dd + f_d \quad (49)$$

\hat{y}_d ölçülebilir bozucunun sistem çıkışına etkisidir, d bozucu etki artım vektörü, f_d sistem yanıtının bozucu etkiye bağlı olmayan kısmıdır. D matrisi ise G matrisine benzerdir ve D matrisi bozucu etkideki basamak yanıtıyla ilgili sistem cevaplarının katsayılarını içeren bir matristir [2].

Ölçülemeyen bozucu etkilerde dikkate alındığında sistemin serbest yanıtı dört etkinin toplamından oluştuğu düşünülebilir; ölçülebilir bozucu etki $d(t)$, o andaki $u(t)$ girişi, ölçülemeyen bozucu etkiler ve sistemin genel durumudur.

$$\hat{y}_d = Dd + f_d \quad (50)$$

1.4.1.3. Kontrol Algoritması

Kısıtlamalarla birlikte yüksek derecede çok değişkenli sistemlerin uygulamada kullanılması dinamik matris kontrolün endüstrideki en önemli başarısı olmuştur. Dinamik Matris Kontrolörün amacı çıkışı mümkün olduğu kadar referans yörüngesine yakın tutmaktır. Çıkışın referansı izlemesi için, giriş hareketleri üzerinde bir ceza teriminin dâhil edilmesinin olasılığı ile ilgili en az kareler yöntemi kullanılır. Böylece, ayarlanmış kontrol değerleri, gelecekteki hataların minimizasyonu olarak düşünülebilir bir karesel amaç fonksiyonunu minimize edecek şekilde seçilirler. İfade (51)'de bu amaç fonksiyonu gösterilmektedir.

$$J = \sum_{j=1}^p [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 \quad (51)$$

Kontrol enerjisini de içerecek biçimde ifade (51) yeniden düzenlenirse elde edilen (51) ifadesi genel biçimi gösterir.

$$J = \sum_{j=1}^p [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^m \lambda [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (52)$$

Eğer kısıtlamalar yoksa maliyet fonksiyonu $J = ee^T + \lambda uu^T$ 'nin minimizasyonu (burada e öngörü ufku boyunca gelecek hataların vektörü, u gelecek kontrol işareti artırımlarından oluşan vektör) analitik olarak maliyet fonksiyonu J 'nin türevi alınarak sıfıra eşitlenmesiyle bulunabilir ve bu durum ifade (53)'teki gibi genel bir biçimde gösterilmesini sağlar.

$$u = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (w - f) \quad (54)$$

Bozucu etki vektörünün kestirilmesinin tam olarak imkânsız olmasından dolayı öngörü algoritmalarında u vektörünün sadece ilk terimi (Δu) sisteme gönderilir.

1.4.1.4. Kısıtlama Problemi

Sistemi etkileyen kısıtlamalar, kontrol sinyalindeki genlik sınırları, eyleyicideki sınırlar ve çıkış sinyalindeki sınırlar olarak sıralanabilir.

$$\begin{aligned} \underline{U} &\leq u(t) && \leq \bar{U} \quad \forall t \\ \underline{u} &\leq u(t) - u(t-1) && \leq \bar{u} \quad \forall t \\ \underline{y} &\leq y(t) && \leq \bar{y} \quad \forall t \end{aligned} \quad (55)$$

1.4.2. Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol

Bu bölümde Model Öngörülü Kontrol' ün en önemli algoritmaları arasında yer alan Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol (GPC) anlatılacaktır. Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol endüstride oldukça çok kullanılmaktadır. 1987'de Clarke tarafından ilk kez önerilmiştir.

Genelleştirilmiş öngörülü kontrolün temel prensibi, bir öngörü ufku boyunca tanımlanan çok kademeli bir maliyet fonksiyonunu minimize ederek gelecek kontrol

sinyallerini hesaplamaktır [2]. Kontrol algoritmasının diğer algoritmalara göre çok farklı ilkeleri vardır. Analitik bir çözüm sağlar, kararsızlığın ve non-minimum faz sistemlerinin üstesinden gelir ve maliyet fonksiyonundaki düşünülen kontrol işaretlerinin artışındaki gibi kontrol ufku konseptini kapsar.

1.4.2.1. Öngörü İfadelerinin Elde Edilmesi

Birçok tek girişli ve tek çıkışlı sistemlerde, doğrusallaştırma işleminin ardından özel bir referans noktasında sistemin çalıştırılması düşünüldüğünde (56)'daki ifade edilebilir.

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + C(z^{-1})e(t) \quad (56)$$

Denklemden $u(t)$ sistemin kontrol işaretini, $y(t)$ sistemin çıkış işaretini, $e(t)$ beklenen değeri sıfır olan beyaz gürültüyü, d sistemin ölü zamanını, z^{-1} geriye dönük kaydırma operatörünü temsil etmektedir. Denklem (54)'teki A,B ve C polinomlarının ifade biçimleri CARMA modeli (Controller Auto-Regressive Moving-Average) olarak ta bilinen (57)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{-nb} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + c_nz^{-nc} \end{aligned} \quad (57)$$

CARMA modelinin endüstride kullanılan şekli CARIMA modeli ise (58)'de ifade edilmiştir.

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t-1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta}, \quad \Delta = 1 - z^{-1} \quad (58)$$

İfadeyi basitleştirmek için C polinomu 1 seçilir ve A ve B'nin içine yazılabilir. Bu durum renkli gürültü olarak açıklanabilir.

Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol algoritmasında kontrol dizisi eklenerek çok kademeli bir maliyet fonksiyonu (59)'daki gibi elde edilir.

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2, \quad (59)$$

Burada $\hat{y}(t+j|t)$ en uygun sistem çıkış öngörüsü olup t anındaki bilgilerden yararlanılarak j adım ötedeki elde edilen çıkışı ifade eder. N_1, N_2 minimum ve maksimum maliyet ufukları, N_u kontrol ufku, $\delta(j), \lambda(j)$ ağırlık parametreleri, $w(t+j)$ gelecek referans yörüngesini ifade etmektedir [2].

Maliyet fonksiyonunu optimize etmek için en uygun değer $\hat{y}(t+j|t)$ 'nin en uygun değer öngörüsünü elde etmek için $j \geq N_1$ ve $j \leq N_2$ seçilir. Diophantine denklemi düşünüldüğünde;

$$1 = E_j(z^{-1})\tilde{A}(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \text{ with } \tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1}), \quad (60)$$

Diophantine denklemdeki E_j ve F_j polinomlar sırasıyla $j-1$ ve na dereceli polinomlardır ve eşsiz olarak elde edilebilirler. E_j ve F_j 'yi elde etmek için 1'i, kalan $z^{-j}F_j(z^{-1})$ ifadesinin çarpanı olana kadar $\tilde{A}(z^{-1})$ 'e bölünür. Bu bölmede bölüm E_j 'dir.

Eğer denklem (38) $\Delta E_j(z^{-1})z^j$ ile çarpılırsa (41) ifadesi elde edilir.

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1})y(t+j) &= E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) \\ &+ E_j(z^{-1})e(t+j) \end{aligned}, \quad (61)$$

Denklem (60) düşünülerek (61) ifadesi yeniden düzenlenirse:

$$\begin{aligned} (1 - z^{-1}F_j(z^{-1}))y(t+j) &= E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) \\ &+ E_j(z^{-1})e(t+j) \end{aligned} \quad (62)$$

elde edilir. $y(t+j)$ tekrar düzenlenirse;

$$y(t+j) = F_j(z^{-1})y(t) + E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1})e(t+j) \quad (63)$$

elde edilir. $E_j(z^{-1})$ 'in derecesi $j - 1$ olduğu için (63)'teki gürültü ifadesi gelecekteki gürültüleri ifade eder. Böylece $y(t + j)$ 'nin en iyi öngörü ifadesi:

$$\hat{y}(t + j|t) = G_j(z^{-1})\Delta u(t + j - d - 1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (64)$$

şeklinde olur. Burada $G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})$ 'dir.

E_j ve F_j polinomlarını elde etmek için basit bir yöntem gösterilecek olursa ; E_j ve F_j 'yi elde etmek için 1'i, $z^{-j}F_j(z^{-1})$ 'in kalanının çarpanı olana kadar $\tilde{A}(z^{-1})$ 'e bölünürse:

$$\begin{aligned} F_j(z^{-1}) &= f_{j,0} + f_{j,1}z^{-1} + \dots + f_{j,na}z^{-na} \\ E_j(z^{-1}) &= e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + \dots + e_{j,j-1}z^{-(j-1)} \end{aligned} \quad (65)$$

E_{j+1} ve F_{j+1} 'in elde edilmesinde aynı yöntem kullanılabilir.

$$F_{j+1}(z^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}z^{-1} + \dots + f_{j+1,na}z^{-na} \quad (66)$$

$$E_{j+1}(z^{-1}) = E_j(z^{-1}) + e_{j+1,j}z^{-j} \quad (67)$$

Burada $e_{j+1,j} = f_{j,0}$ 'dir. F_{j+1} polinomunun katsayıları (68)'deki gibi olacaktır.

$$f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - f_{j,0}\tilde{a}_{i+1} \quad i = 0, 1, \dots, na - 1 \quad (68)$$

G_{j+1} polinomu ardışık olarak (69)'daki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} G_{j+1} &= E_{j+1}B = (E_j + f_{j,0}z^{-j})B \\ G_{j+1} &= G_j + f_{j,0}z^{-j}B \end{aligned} \quad (69)$$

Genelleştirilmiş öngörülü kontrol problemini çözmek için (59) ifadesinde maliyet fonksiyonunu optimize edecek olan kontrol sinyalleri $u(t), u(t+1), \dots, u(t+N)$ kontrol

sinyallerinin elde edilmesi gerekmektedir. Sistemin d örnekleme zamanının ölü zamana eşit olduğu düşünülün, sistemin çıkışı $y(t)$, $d+1$ örnekleme zamanı sonra $u(t)$ sinyalinden etkilenecektir. Ufuk boyunca tanımlanan N_1, N_2, N_u 'nun değerleri $N_1 = d+1$, $N_2 = d+N$ ve $N_u = N$ olarak ifade edilir. İfade (59)'daki maliyet fonksiyonunda görüldüğü gibi $N_1 < d+1$ 'yi yapan herhangi bir nokta yoktur, sadece geçmişteki kontrol sinyallerine bağlıdır.

Belli bir öngörü ufku boyunca çıkışın öngörü değerlerinin ifadeleri (70)'da gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
 \hat{y}(t+d+1|t) &= G_{d+1}\Delta u(t) + F_{d+1}y(t) \\
 \hat{y}(t+d+2|t) &= G_{d+2}\Delta u(t+1) + F_{d+2}y(t) \\
 \hat{y}(t+d+3|t) &= G_{d+3}\Delta u(t+2) + F_{d+3}y(t) \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 \hat{y}(t+d+N|t) &= G_{d+N}\Delta u(t+N-1) + F_{d+N}y(t)
 \end{aligned} \tag{70}$$

Genel bir ifade olarak tekrardan düzenlenirse:

$$y = Gu + F(z^{-1})y(t) + G'(z^{-1})\Delta u(t-1) \tag{71}$$

elde edilmiş olur.

(71)'deki ifade bulunan terimlerin matris biçiminde açık ifadeleri yazılacak olursa (72), (73), (74), 'deki gibi elde edilirler.

$$y = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+d+1|t) \\ \hat{y}(t+d+2|t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{y}(t+d+N|t) \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix} \tag{72}$$

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N-1} & G_{N-2} & \cdot & \cdot & \cdot & g_0 \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$G'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1})z^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1} - \dots - g_{N-1}z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+2}(z^{-1}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ F_{d+N}(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (75)$$

1.4.2.3. GPC Kontrol Teorisinin İfadesi

İfade (71)'deki son iki terime bakılırsa sadece geçmişteki değerlere bağlı olduğu görülecektir, ifade tekrar düzenlenirse:

$$y = Gu + f \quad (76)$$

elde edilir.

Eğer bütün başlangıç koşulları sıfır kabul edilirse, serbest yanıt f de sıfır olur. Eğer birim basamak işareti t anında sistemin girişine uygulanacak olursa yani $\Delta u(t) = 1, \Delta u(t+1) = 0, \dots, \Delta u(t+N-1) = 0$ alınırsa beklenen çıkış yörüngesi $[\hat{y}(t+1), \hat{y}(t+2), \hat{y}(t+3), \dots, \hat{y}(t+N)]^T$ G matrisinin ilk sütununa eşit olur. G matrisinin ilk bölümü birim basamak işareti ayarlanabilen değerlere uygulandığında sistemin basamak yanıtı olarak hesaplanabilir. Serbest yanıt ardışık olarak (77)'deki gibi hesaplanır [2].

$$f_{j+1} = z(1 - \tilde{A}(z^{-1}))f_j B(z^{-1})\Delta u(t-d+j) \quad (77)$$

Burada $f_0 = y(t), \Delta u(t+j) = 0$ for $j \geq 0$. İfade (59) tekrar düzenlenirse:

$$J = (Gu + f - w)^T (Gu + f - w) + \lambda u^T u \quad (78)$$

İfadesi elde edilir. Burada $w = [w(t+d+1) \ w(t+d+2) \ \dots \ w(t+d+N)]^T$ ifadesi tekrar düzenlenirse:

$$J = \frac{1}{2} u^T H u + b^T u + f_0 \quad (78)$$

Burada:

$$H = 2(G^T G + \lambda I)$$

$$b^T = 2(f - w)^T G$$

$$f_0 = (f - w)^T (f - w)$$

Kontrol sinyalinde kısıtlamaların olmadığı varsayılarak J'nin gradyanı sıfıra eşitlenerek J maliyet fonksiyonunun minimumu bulunabilir.

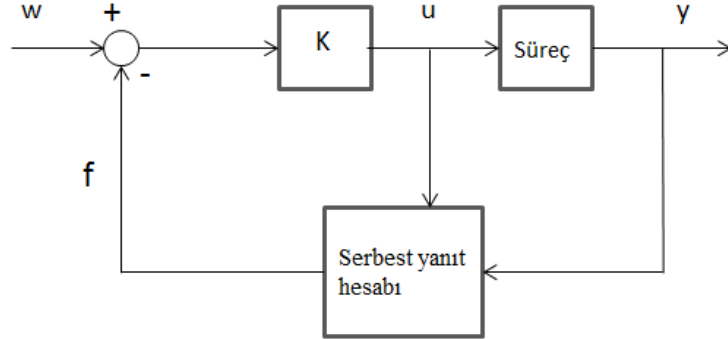
$$u = -H^{-1}b = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (w - f) \quad (79)$$

Görüldüğü gibi sisteme gönderilen kontrol sinyali u vektörünün ilk elemanıdır ve (80)'de ifade edilmektedir.

$$\Delta u(t) = K(w - f) \quad (80)$$

Burada K , $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ matrisinin ilk satırıdır. Çok net bir anlamı vardır ve Şekil 'da Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrolün kontrol kuralından açıklanabilir. Eğer gelecek öngörü

hatası yoksa yani $w - f = 0$ ise, bu durumda sürecin serbestçe değerlendirilmesiyle amaç fonksiyonu tanımlanacağından kontrol hareketi olmaz.



Şekil 9. GPC'nin kontrol kuralı

1.4.2.4. Renklendirilmiş Gürültü Durumunun İncelenmesi

İfade (49)'deki gürültü polinomu $C(z^{-1})$ 1'e eşit olmadığı zaman öngörü çok az bir şekilde değişir. Bu durumdaki öngörücüyü hesaplamak için aşağıdaki Diophantine denklemi çözülür [2].

$$C(z^{-1}) = E_j(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (81)$$

$$\text{Burada } \delta(E_j(z^{-1})) = j-1 \text{ ve } \delta(F_j(z^{-1})) = \delta(\tilde{A}(z^{-1})) - 1$$

Denklem (81)'i kullanarak $\Delta(E_j(z^{-1}))z^j$ ile çarpılacak olursa:

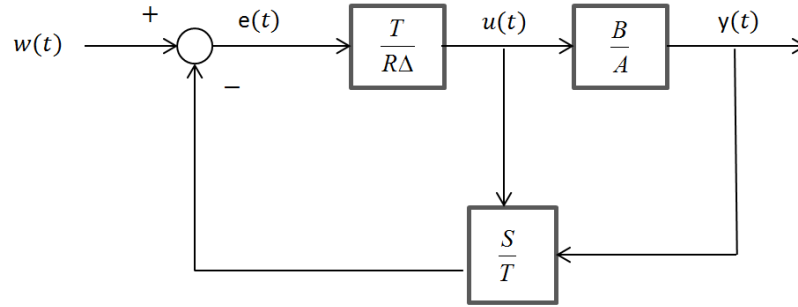
$$\begin{aligned} C(z^{-1})(y(t+j) - E_j(z^{-1})e(t+j)) \\ = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1}) \end{aligned} \quad (82)$$

elde edilir. Çıkışın beklenen değeri (83)'teki gibi elde edilir.

$$C(z^{-1})\hat{y}(t+j|t) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (83)$$

1.4.2.5. Kapalı Çevrim Durumunun İncelenmesi

Genelleştirilmiş Öngörüşü Kontrol 'de kısıtlanmasız durumda kapalı çevrim eşdeğeri elde edilebilir. Kapalı çevrim eşdeğeri klasik kutup yerleştirme yapısıyla Şekil 10'da gösterilmiştir. Kontrol kuralı (84)'deki gibi yazılabilir. Bu denklemde R,S ve T polinomları geçmişe yönelik kaydırma operatörleridir [2].



Şekil 10. Klasik kutup yerleştirme yapısı

Şekil 4'teki kontrol kuralında T/R ileri yol, S/T geri besleme bileşenidir. Kayan ufuk stratejisinden dolayı kontrol işaretinin sadece ilk elemanı $\Delta u(t|t)$ sisteme gönderilir. Böylece kontrol kuramı (84)'deki gibi elde edilir.

$$\Delta u(t) = K(w - f) = \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_1 [w(t+i) - f(t+i)] \quad (84)$$

Burada K , $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ matrisinin ilk satırıdır.

Serbest yanıtı elde etmek için kullanılan $C(z^{-1})$ polinomu sifıra eşit değildir. Zamanla değişen karakteristiklerden dolayı ve genel belirleyici bozucuları tanımlamada CARIMA modelinin zorluğundan dolayı $C(z^{-1})$ polinomu birçok durumda tanımlanmaz. Böyle durumlarda $C(z^{-1})$ polinomu yerine sabit gözlemleyici ya da ön filtre olarak adlandırılan T polinomu kullanılır. Böylece sistem modeli (85)'teki gibi gösterilir.

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + T(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad (85)$$

T polinomunu içeren Diophantine denklemi çözümlerse:

$$T(z^{-1}) = E_j(z^{-1})\Delta A(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (86)$$

elde edilmiş olur. Bu denklem ve sistem modeli kullanılarak gelecekteki çıkış ifadesi (87)'deki gibi elde edilir.

$$y(t+j) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t+j-1) + E_j(z^{-1})e(t+j) + \frac{F_j(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta}e(t) \quad (87)$$

(86) ifadesi kullanılarak $e(t)$ yerine yazılırsa gelecek çıkış ifadesi (88)'deki gibi elde edilir.

$$y(t+j) = \frac{F_j}{T}y(t) + \frac{E_j B}{T}\Delta u(t+j-1) + E_j e(t+j) \quad (88)$$

$e(t+j)$ 'nin beklenen değeri (0) yerine yazılarak en iyi öngörü ifadesi (89)'deki gibi elde edilir.

$$\hat{y}(t+j|t) = \frac{F_j}{T}y(t) + \frac{E_j B}{T}\Delta u(t+j-1) \quad (89)$$

Bu açıklama gelecek kontrol değerlerinin ve bilinen değerlerin bir fonksiyonudur. Kontrol kuramı Diophantine denklemi kullanılarak geçmiştekiler (bir önceki t anı) ve gelecektekiler (kontrolör tarafından hesaplanır) olmak üzere iki parçaya ayrılabilirler.

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = H_j(z^{-1})T(z^{-1}) + z^{-j}I_j(z^{-1}) \quad (90)$$

Öngörü denklemi (91)'deki gibi yazılır.

$$\begin{aligned}
y(t+j|t) &= H_j \Delta u(t+j) + \frac{I_j}{T} \Delta u(t-1) + \frac{F_j}{T} y(t) \\
&= H_j \Delta u(t+j) + I_j \Delta u^f(t-1) + F_j y^f(t) \\
\frac{y(t)}{T} \\
\Delta u^f(t-1) &= \frac{\Delta u(t-1)}{T}
\end{aligned} \tag{91}$$

Burada $y^f(t) = \frac{y(t)}{T}$ ve $\Delta u^f(t-1) = \frac{\Delta u(t-1)}{T}$ 'dir. Bu denklem (50)'de verilen ifadede $T(z^{-1})=1$ olduğu zaman ufuk boyunca aynı öngörüü sağlar. Burada H_j sabitleri G matrisinin parametreleridir, I_j ise G vektörünün satırlarıdır. Böylece sistemin serbest yanıtı (92)'deki gibi gösterilebilir.

$$\begin{aligned}
f &= I(z^{-1}) \Delta u^f(t-1) + F(z^{-1}) y^f(t) \\
&= I(z^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{T(z^{-1})} + F(z^{-1}) \frac{y(t)}{T(z^{-1})}
\end{aligned} \tag{92}$$

Kontrol kuralını içeren ifade (93)'teki gibi gösterilir.

$$\Delta u(t) = K(w - f) = \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i \frac{I_i(z^{-1})}{T(z^{-1})} \Delta u(t-1) - \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i \frac{F_i(z^{-1})}{T(z^{-1})} y(t) \tag{93}$$

z^{-1} terimini çıkarılarak son denklem yeniden düzenlenirse:

$$\left[T + z^{-1} \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i I_i \right] \Delta u(t) = T \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i w(t) - \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i F_i y(t) \tag{94}$$

Burada gelecek referans yörüngesi sabit olarak düşünülmüştür ve $w(t) = w(t+i)$ alınmıştır. R ve S polinomlarının değerleri ise (95)'teki gibi elde edilir. Bu polinomlarla birlikte elde edilen çıkış ifadesinde karakteristik denklem kullanılarak bilinen yöntemlerle kararlılık incelemesinde kullanılabilir.

$$R(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1}) + z^{-1} \sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i I_i}{\sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i} \quad (95)$$

$$S(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i F_i}{\sum_{i=N_1}^{i=N_2} k_i}$$

1.4.3. Model Algoritmik Kontrol

Başlangıçta 1978’li yıllarda Model Öngörülü Sezgisel Kontrol (Model Predictive Heuristic Control) olarak adlandırılan Model Algoritmik Kontrol komut belirleme olarak adlandırılır. Öngörülü kontrolde diğer kontrol algoritmalarına nazaran daha basit formülasyona sahiptir. Dinamik Matris Kontrole oldukça benzerdir ancak birkaç farkı vardır [5].

- Δu ’yu içeren basamak yanıtı modeli yerine u ’yu içeren darbe yanıtı modeli kullanılır. Eğer giriş işareti u karesel bir amaçla cezalandırılırsa, kontrolör ofseti kaldırmaz. Eğer giriş u cezalandırılmazsa, non-minimum fazlı sistemleri daha kullanışlı hale getirmek için oldukça kullanışsız prosedürlere gereksinim duyulur.
- Hareket eden girişlerin sayısı ayarlama işleminde kullanılmaz.
- Bozucu kestirimi $\hat{x}(x + j|t)$ filtre edilir.

Çok değişkenli sistemlerde öngörünün elde edilmesi için bir çizgi üzerinde kontrol işleminin darbe yanıtları ile gösterimi yapılır. Birinci derece bir sistemde olduğu gibi bir referans yörüngesi içerir. Tanımlanmış bir zaman sabitine göre gerçek çıkıştan referans noktasına kadar gelişim gösterir. Kapalı çevrim sistemin davranışı referans yörünge tarafından zaman aşımına uğratılır ve Model Algoritmik Kontrol algoritmasının agresifliğini kontrol eder. Eğer referans yörüngesi sistemden daha hızlıysa, o zaman model algoritması verimli olmayacaktır. Böylece referans yörüngesinin zaman sabiti çok önemli bir parametre olmuş olur.

1.4.3.3. Model Algoritmik Kontrolde Öngörü İfadeleri

Darbe yanıtı ile oluşan katsayılar ve model çıkışı arasındaki ilişki (96)'da gösterilmiştir.

$$y(t) = \sum_{j=1}^N h_j u(t-j) = H(z^{-1})u(t) \quad (96)$$

(72)'deki ifadenin de görüldüğü gibi herhangi bir anda çıkış değerini tahmin etmek için geçmişteki giriş değeri ile h_i parametrelerinin lineer bir kombinasyonu olarak hesaplanmaktadır. k adım ilerideki çıkışın öngörü ifadesi (97)'deki gibi yazılır.

$$\hat{y}(t+k|t) = \sum_{j=1}^N h_j u(t+k-j) + \hat{n}(t+k|t) \quad (97)$$

Yukarıdaki denklem serbest yanıt ve zorlanmış yanıt olarak iki kısma ayrılabilir. (98) ve (99)'da sırasıyla serbest yanıt ve zorlanmış yanıt gösterilmektedir.

$$f_r(t+k) = \sum_{j=1}^N h_j u(t+k-j) \quad (98)$$

$$f_0(t+k) = \sum_{j=1}^k h_j u(t+k-j) \quad (99)$$

Bozucu etki $\hat{n}(t|t) = \hat{n}(t+k|t)$ olarak alınmıştır ve

$$\hat{n}(t|t) = \hat{n}(t+k|t) = \hat{y}(t+k|t) - \sum_{j=1}^N h_j u(t-j) \text{ 'ye eşittir.}$$

Bozucu etki, serbest yanıt ve zorlanmış yanıt kullanılarak çıkışın öngörü ifadesi (100)'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{y}(t+k|t) = f_r + f_0 + \hat{n}(t|t) \quad (100)$$

Model Algoritmik Kontrolün genel olarak matrisleri (101), (102) ve (103)'deki gibi yazılır.

$$u_+ = \begin{bmatrix} u(t) \\ u(t+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u(t+M-1) \end{bmatrix} \quad n = \begin{bmatrix} \hat{n}(t+1) \\ \hat{n}(t+2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{n}(t+M) \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+1) \\ \hat{y}(t+2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{y}(t+M) \end{bmatrix} \quad (101)$$

$$u_- = \begin{bmatrix} u(t-N+1) \\ u(t-N+2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u(t-1) \end{bmatrix} \quad w = \begin{bmatrix} w(t+1) \\ \hat{n}(t+2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ w(t+M) \end{bmatrix} \quad (102)$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_N & \cdot & \cdot & h_i & \cdot & \cdot & \cdot & h_2 \\ 0 & \cdot & \cdot & h_j & \cdot & \cdot & \cdot & h_3 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & h_N & \cdot & \cdot & \cdot & h_{M+1} \end{bmatrix} \quad H_1 = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ h_2 & h_1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_M & h_{M-1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_1 \end{bmatrix} \quad (103)$$

Bu matrislerde M öngörü aralığı, u_+ amaçlanan kontrol işaretini içeren vektör, u_- geçmişteki kontrol işaretlerini içeren vektör, n bozucu etkileri gösteren matris, w referans yörüngesini gösteren vektör, yöngörülen çıkış değerleri H_1 ve H_2 sistemin darbe yanıtı katsayılarını gösterir.

1.4.3.4. Model Algoritmik Kontrolde Kontrol Kuralının Elde Edilmesi

Referans yörüngesi ile öngörü çıkışı arasındaki farkın karesel toplamını minimize etmek için kontrol işareti hesaplanır. Model Algoritmik Kontrolde birinci derece bir sistemde referans yörüngesine ait model N öngörü ufku boyunca (104)'teki gibidir [5].

$$\begin{aligned} w(t+j) &= \alpha w(t+j-1) + (1-\alpha)r(t+j) \\ \text{for } j &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (104)$$

Referans yörüngesini değiştirmek için α değiştirilir. α değeri değiştirilerek öngörü algoritmasının davranışının nasıl olacağı ayarlanabilir. Daha dayanıklı fakat daha yavaş bir sistem elde etmek için zaman sabiti arttırılabilir. Diğer model öngörü algoritmalarıyla karşılaştırılacak olursa Model Algoritmik Kontrol'deki α parametresi sisteme doğrudan etkir ve daha sezgisel bir parametredir. Kısıtlamaların olmadığı durumda Model Algoritmik Kontrol'ün kontrol kuralı (105)'teki gibi ifade edilir.

$$u = (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T (w - f) \quad (105)$$

Buradaki H ifade (103)'teki H_1 matrisidir. Cezalandırma parametresi λ ve α ayar (tuning) parametreleridir. α temel ayar parametresi olarak seçilir. λ düzgün kontrol sinyali için ayarlanırken $\alpha = 0$ olduğunda hızlı kontrol elde edilir.

Maliyet fonksiyonu (106)'da hata ifadesi (107)'de gösterilmiştir.

$$J = e^T e + \lambda u_+^T u_+ \quad (106)$$

$$e = w - y = w - H_2 u_- - n - H_1 u_+ = w - f - H_1 u_+ \quad (107)$$

Model Algoritmik Kontrol'de darbe yanıtı, durum vektörü tekniğiyle daha az karşılaştırılan model hatasının parametre düzensizliği etkisine ve belirleme hatalarına karşı dayanıklılığın artmasını sağlar. Buna rağmen Model Algoritmik Kontrol açık çevrim kararlı sistemlere uygulanabilir [5].

1.4.4. Öngörülü Fonksiyonel Kontrol

Öngörülü Fonksiyonel Kontrol (Predictive Functional Control, PFC) ilk olarak 1978'in başlarında uygulamada yer almıştır. Hızlı sistemlerde kullanılmak üzere bir şirket için Richalet tarafından geliştirilmiştir. PFC herhangi bir model kullanabilir. Ancak güçlü karakteristiği olduğundan durum uzayı modelini daha çok kullanır. Ancak durum uzayı modelinde tam matematik denklemlerinin elde edilmesi oldukça zordur. Özellikle doğrusal olmayan zaman gecikmeli sistemlerde ve zamanla değişen sistemlerde kullanımı zordur. PFC çok hızlı sistemlerde etkili bir kontrol yöntemi ve kontrol problemlerinin izlenmesinin üstesinden gelir. Esneklik ve verimlilik, uygun olmayan prensiplerden dolayı göz önünde bulundurulur. PFC algoritması çevrim için en uygun şekle sokma gerektirir. Karesel performans indeks en uygun şekle sokma yöntemi olarak düşünülebilir. Tesadüf noktaları ve temel fonksiyon öngörülü fonksiyonel kontrolün iki karakteristiğidir. Tesadüf noktası öngörü ufkunda sadece noktaların alt kümesi göz önüne alınarak hesaplamaların basitleştirilmesinde kullanılır. Arzu edilen ve öngörülen gelecek çıkışları öngörü ufkundaki noktalar alt kümesinde uyuşmasına gerek duyar [5].

1.4.4.3. Öngörü Fonksiyonel Kontrol 'de Öngörü İfadeleri

Bir sistemin genel durum uzayı modelinden hareketle öngörü ifadeleri çıkarılacaktır.

$$\begin{aligned} x(t) &= Ax(t-1) + Bu(t-1) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (108)$$

Gelecek çıkışları öngören ifade (109)'da gösterilmektedir.

$$\hat{y}(t+k|t) = y(t+k) + e(t+k) \quad (109)$$

Gelecek kontrol sinyali temel fonksiyonu bir lineer kombinasyonu olarak yapılandırılır. Kontrol ifadesini veren denklem (110)'da gösterilmiştir.

$$u(t+k) = \sum_{i=1}^{N_B} \mu_i(t) B_i(k) \quad (110)$$

Normalde bu fonksiyonlar paraboliktir. Basamaklar ($B_1(k)=1$), rampalar ($B_2(k)=k$) ya da paraboller ($B_3(k)=k^2$), referansların çoğunluğu bu fonksiyonların kombinasyonları olarak ifade edilir.

Temel fonksiyonların seçimi girişlerin profilini belirler ve önceden belirlenmiş bir davranışı sağlayabilir. Bu durum doğrusal olmayan sistemlerde bir avantaj olarak ortaya çıkar. Mekanik servo uygulamalardaki önemli bir özelliği, eğer temel fonksiyon polinom olarak seçilirse, düzenin bir polinom referans noktasını izlmesi için seçilmesi gerekir.

Öngörülü Fonksiyonel Kontrol 'ün maliyet fonksiyonu (111)'deki gibidir.

$$J = \sum_{j=1}^{N_H} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 \quad (111)$$

Burada $w(t+j)$ genelde bilinen referansa birinci derece bir yaklaşımdır ya da (112)'deki gibi ifade edilebilir.

$$w(t+j) = r(t+k) - \alpha^k (r(t) - y(t)) \quad (112)$$

Düzgün kontrol sinyalini elde etmek için $\lambda[\Delta u(k)]^2$ biçimindeki karesel bir faktör maliyet fonksiyonuna eklenebilir. Öngörü hatası bütün ufuk boyunca göz dikkate alınmaz ama sadece belir anlarda rastlantı noktaları olarak çağrılan $h_j, j=1, \dots, N_H$ noktalarında dikkate alınır. Bu noktalar ayar parametreleri olarak düşünülebilir ve kontrol sistemin gürbüzlüğü ve kararlılığı üzerindeki etkisini göz önünde bulundurarak seçilmelidir. Bu noktaların sayısı en azından seçilen temel fonksiyonların sayısına eşit olmalıdır.

1.4.4.4. Kontrol Kuralının Elde Edilmesi

Kontrol kuralı elde edilirken tek girişli tek çıkışlı ve kısıtlamaların olmadığı bir sistem düşünülmüştür. Öngörülü Fonksiyonel Kontrol' de öngörü model çıkışı serbest çıkış ve zorlanmış çıkış olmak üzere iki kısım içerir. Serbest çıkış geçmiş girişlere ve çıkışlara bağlıdır ama şu anki ve gelecekteki girişlere bağlı değildir. Zorlanmış çıkış şu anki zamandan girişe cevaptır. Kontrol sinyalinin yapılanması (113)'te verilmiştir.

$$y(t+k) = CA^k x(t) + \sum_{i=1}^{N_B} \mu_i(t) y_{B_i}(k) \quad (113)$$

Amaç fonksiyonu tekrar düzenlenirse (114) ifadesi elde edilir.

$$J = \sum_{j=1}^{N_H} [\hat{y}(t+h_j) - w(t+h_j)]^2 = \sum_{j=1}^{N_H} [\mu y_B - d(t+h_j)]^2 \quad (114)$$

Burada:

$$\begin{aligned} \mu &= [\mu_1(t) \dots \mu_{n_B}(t)]^T \\ yB &= [y_{B_1}(j) \dots y_{B_{n_B}}(j)]^T \\ d(t+h_j) &= r(t+h_j) - \alpha^j [r(t) - y(t)] - CA^j x(t) - e(t+h_j) \end{aligned} \quad (115)$$

μ sabiti ile birlikte maliyet fonksiyonu minimize edilirse:

$$\frac{\delta J}{\delta \mu} = 2(Y_B Y_B^T) \mu - Y_B d = 0 \quad (116)$$

μ vektörünün sabitleri ve kontrol sinyali kayan ufuk stratejisi göz önüne alınarak hesaplanır.

$$u(t) = \sum_{i=1}^{N_B} \mu_i(t) B_i(0) \quad (117)$$

Bu algoritma sadece kararlı sistemlerde kullanılabilir. Çünkü kutup kaldırma işlemi kararsızlık ya da yüksek osilasyonlu modellerin ortaya çıktığı an kararlılık problemine sebep olabilir. Bu model doğrusal olmayan durum uzayı modeli kullanılarak doğrusal olmayan sistemlerde kullanılabilir [2].

Öngörülü Fonksiyonel Kontrol referans yörüngesinin zaman sabitini temel ayar parametresi olarak kullanır. Küçük zaman sabitleri çok girişken bir kontrole sebep olur, büyük zaman sabitleri ise daha az girişken kontrole yol açar. PFC kapalı çevrim sistemin bağlı kararlılığını artırır [5].

1.5. MPC Temel Öngörü Matrisleri

Bu bölümde öngörülü kontrolde kullanılan temel matrisler incelenmiştir. Matrislerin elde edilişleriyle ilgili denklemler sırasıyla verilmiştir. Sistem tasarımını kavramak amacıyla matrislerin elde edilişine geçmeden önce dijital durum uzayı model denklemleri verilmiştir.

1.5.2. Dijital Durum Uzayı Modeli Denklemleri

Genel olarak durum denklemleri ile herhangi bir anda bir sisteme ait dinamik davranış, sisteme ait durum değişkenleri olarak bilinen $x(t)$ 'ler cinsinden ifade edilebilmektedir. Sürekli zamanlı sisteme ait durum denklemleri (1)'de gösterilmiştir. Bu sistem r girişli ve m çıkışlı bir sistemdir. n tane durum değişkeni ($x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$) ve n tane birinci derecede diferansiyel denklem içerir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{118}$$

Burada:

x : Durum vektörü, n elemanlı sütun vektörüdür.

u : Kontrol vektörü (Giriş vektörü), r elemanlı sütun vektörüdür.

y : Çıkış vektörü, m elemanlı sütun vektörü

A : Durum matrisi (sistem matrisi), $n \times n$ boyutlu matristir.

B : Giriş matrisi, $n \times r$ boyutlu matristir.

C : Çıkış matrisi, $m \times n$ boyutlu matristir

D : Doğrudan iletim matrisi, $m \times r$ boyutlu matristir.

Dijital durum uzayı modeli ise (119)'da gösterilmektedir. Bu sistem tek girişli ve tek çıkışlı bir sistemi temsil etmektedir.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (119)$$

Burada $x(k)$ durum değişkeni ve n_1 boyutlu bir vektör, $u(k)$ giriş değişkeni ya da manipüle edilmiş değişken, $y(k)$ sistem çıkışıdır. Ayrık zaman k anındaki başlangıç durumu $x(k)$ ve giriş dizisi $\{u(k), u(k+1), \dots, u(k+N-1)\}$ 'dir. Ayrık zamanda verilen $k+N$ zamanı için doğrusal bir sistemin çözümü (120)'de gösterilmektedir.

$$x(k+N) = A^N x(k) + \sum_{i=0}^{N-1} A^i B u(k+N-1-i) \quad (120)$$

1.5.3. Kısıtlamasız Öngörülü Kontrol

Bu bölümde kısıtlamasız öngörülü kontrolün temel denklemleri ve matrisleri incelenmiştir. Denklemlerin tasarımında ayrık zamanlı durum denklemleri bazı varsayımlarla birlikte kullanılmıştır.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \\ z(k) &= Hx(k) \end{aligned} \quad (121)$$

Buradaki varsayımlar:

- (A,B) kararlı hale getirilebilir, (C,A) saptanabilir.
- $C=I$ durum geri besleme
- $H=C$ tüm girişler ve durumlar kontrol edilebilir.

- Amaç orijin bölgesindeki durumları düzenlemek.
- Gecikme, bozucu etkiler, model hataları, gürültü vb. yok sayılmıştır.

Genle olarak bir sistemde tüm girişler ve çıkışlar kontrol edilebilir oldukları varsayıldığından $H=C$ alınır ve $z(k) = Hx(k)$ ifadesi durum denklemlerinde gösterilmez.

1.5.4. Doğrusal Kuadratik Regulator Problemi (LQR)

$k = 0$ anında başlangıç durumu $x(0)$ olsun. Giriş dizisi (kontrol dizisi) $\{u(0), u(1), \dots\}$ sonsuz ufuk maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde hesaplanır. Bu maliyet fonksiyonu (122)'de ifade edilmiştir.

$$\sum_{k=0}^{\infty} (x(k)^T Q x(k) + u(k)^T R u(k)) \quad (122)$$

Durum ağırlık matrisi $Q \geq 0$, sıfırdan farklı durumları cezalandırır.

Giriş ağırlık matrisi $R \geq 0$, sıfırdan farklı girişleri cezalandırır.

Genel olarak R ve Q köşegen matristirler ve pozitif tanımlıdır.

Eğer R ve Q aşağıdaki şartları sağlıyorsa basit ve kapalı bir biçimde çözüm LQR çözümü mevcuttur.

- Q pozitif yarı tanımlı ise ($Q \geq 0$).
- R pozitif tanımlı ise ($R > 0$)
- Eşler $(Q^{\frac{1}{2}}, A)$ saptanabiliyorsa

Aynı varsayımlar kullanılarak LQR problemi sonlu kayan ufuk öngörülü kontrol için kullanılabilir.

1.5.5. Sonlu Ufuk Optimal Kontrol

Sonlu ufuk giriş dizisi ve maliyet fonksiyonu sırasıyla (123) ve (124)'te gösterilmiştir.

$$\{u(0), u(1), \dots, u(N-1)\} \quad (123)$$

$$V(x, (u_0, u_1, \dots, u_{N-1})) = x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (124)$$

$$V(x, (u_0, u_1, \dots, u_{N-1})) = x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (125)$$

Burada:

$$x_0 = x$$

$$x_{i+1} = A x_i + B u_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

x_i vektörü verilen giriş $u(k+i)$ ve verilen durum $x(k)$ 'da $x(k+i)$ 'in öngörüsüdür ($i = 0, 1, 2, \dots, N-1$). N kontrol ufku uzunluğudur. P matrisi ise terminal ağırlığıdır ($P \geq 0$).

Model Öngörüşü Kontrolün kararlılığı ve performansı Q, R, P, N parametreleri ile belirlenen problemlere göre ölçülür. Bazı vektörler (125)'te gösterilmiştir. Bu denklemde:

$$U = \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} \quad (125)$$

Çıkış denklem kümeleri ve kontrol edilebilen değişkenlerin denklemleri de (126)'da ki gibi benzer yolla elde. Kontrol yöntemine ait maliyet fonksiyonu (126)'da değer fonksiyonu (127)'de en uygun giriş dizisi ise (128)'de gösterilmiştir.

$$V(x, u) = x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (126)$$

$$V^*(x) = \min_U V(x, U) \quad (127)$$

$$U^*(x) = \operatorname{argmin}_U V(x, U) = \{u_0^*(x), u_1^*(x), \dots, u_{N-1}^*(x)\} \quad (126)$$

1.5.6. Öngörü Matrislerinin Elde Edilmesi

Öngörü matrisler Φ ve Γ 'leri içeren ve bir önceki bölümde gösterilen kümeleşmiş matrisler U ve X ile birlikte durum denklemleri (127)'deki gibi yazılır.

$$X = \Phi X + \Gamma U \quad (128)$$

$$U = \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} \quad (127)$$

Kayan ufuk kontrol kuralını elde etmek için aşağıdaki işlemler sırasıyla yapılır.

- U ve x kullanarak maliyet fonksiyonu $V(\cdot)$ tekrardan yazılır.
- $\nabla_u V(x, U)$ gradyant hesaplanır.
- $\nabla_u V(x, U) = 0$ yapılarak kontrol dizisi $U^*(x)$ hesaplanır.

Böylece kayan ufuk kontrol kuralı $U^*(x)$ 'in ilk kısmı olur.

$$u_0^* = (\operatorname{Im} 0 \dots 0) U^*(x) \quad (129)$$

Φ ve Γ matrisleri ise aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
x_1 &= Ax_0 + Bu_0 \\
x_2 &= Ax_1 + Bu_1 \\
x_3 &= Ax_2 + Bu_2 \\
&\cdot \\
&\cdot \\
&\cdot
\end{aligned} \tag{130}$$

$$\begin{aligned}
x_1 &= Ax_0 + Bu_0 \\
x_2 &= A(Ax_0 + Bu_0) + Bu_1 = A^2x_0 + ABu_0 + Bu_1 \\
x_3 &= A^3x_0 + A^2Bu_0 + ABu_1 + Bu_2 \\
&\cdot \\
&\cdot \\
&\cdot \\
x_N &= A^N x_0 + A^{N-1}Bu_0 + \dots + ABu_{N-2} + Bu_{N-1}
\end{aligned} \tag{131}$$

(132)'deki denklemler matris biçiminde yazılırsa:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ A^N \end{bmatrix} x_0 + \begin{bmatrix} B & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ AB & B & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdot & \cdot & \cdot & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \tag{132}$$

$x = x_0$ olduğu daha önce bahsedilmişti. Buna göre öngörü matrisleri (133)'te gösterilmiştir.

$$\Phi = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ A^N \end{bmatrix} \quad \Gamma = \begin{bmatrix} B & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ AB & B & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdot & \cdot & \cdot & B \end{bmatrix} \tag{133}$$

Maliyet fonksiyonu tekrar düzenlenirse (134)'teki gibi yazılır.

$$\begin{aligned}
 V(x, u) &= x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \\
 &= x_0^T Q x_0 + \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q & & & & \\ & Q & & & \\ & & Q & & \\ & & & P & \\ & & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} R & & & & \\ & R & & & \\ & & R & & \\ & & & R & \\ & & & & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad (134)
 \end{aligned}$$

$x = x_0$ ve maliyet fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
 V(x, u) &= x^T Q x + X^T \Omega X + U^T \Psi U \\
 P \geq 0 \text{ ve } Q \geq 0 &\Rightarrow \Omega \geq 0 \\
 R > 0 &\Rightarrow \Psi > 0
 \end{aligned} \quad (135)$$

$V(x, u) = x^T Q x + X^T \Omega X + U^T \Psi U$ ve $X = \Phi x + \Gamma U$ denklemlerine göre maliyet fonksiyonu yeniden düzenlenir. $X = \Phi x + \Gamma U$ denklemi maliyet fonksiyonu denklemindeki yerine yazılır.

$$\begin{aligned}
 V(x, u) &= x^T Q x + (\Phi x + \Gamma U)^T \Omega (\Phi x + \Gamma U) + U^T \Psi U \\
 &= x^T Q x + x^T \Phi^T \Omega \Phi x + U^T \Gamma^T \Omega \Gamma U + U^T \Psi U + x^T \Phi^T \Omega \Gamma U + U^T \Gamma^T \Omega Q x \\
 &= x^T (Q + \Phi^T \Omega \Phi) x + U^T (\Psi + \Gamma^T \Omega \Gamma) U + 2U^T \Gamma^T \Omega Q x
 \end{aligned} \quad (136)$$

Kontrol dizisi $U^*(x)$ 'i hesaplamak için maliyet fonksiyonundaki bazı terimler kısaltılır. $V(x, u) = \frac{1}{2} U^T G U + U^T F x + x^T (Q + \Phi^T \Omega \Phi) x$ olduğu hatırlandığında ve bu denklemde:

$$\begin{aligned}
G &= 2(\Psi + \Gamma^T \Omega \Gamma) > 0 \\
\Psi &> 0 \\
\Omega &\geq 0 \\
F &= 2\Gamma^T \Omega \Phi
\end{aligned} \tag{137}$$

Tek ve global minimumun oluştuğu nokta $V(x, u) = GU + Fx = 0$ 'dır. Böylece en uygun giriş (kontrol) dizisi (138)' deki gibi elde edilir.

$$U^*(x) = -G^{-1}Fx \tag{138}$$

Denklem (138)'e göre kayan ufuk kontrol kuralı tekrar düzenlenir. Kayan ufuk kontrol (RHC) kuralı $U^*(x)$ dizisinin ilk kısmı olur.

$$u^*(x) = -(\mathbf{I}_m \ 0 \ \dots \ 0)U^*(x) \tag{139}$$

$$K_{rhc} = -(\mathbf{I}_m \ 0 \ \dots \ 0)G^{-1}F \tag{140}$$

1.5.7. Kısıtlamalı Öngörülü Kontrol

Bu bölümde kısıtlamalı öngörülü kontrolün temel prensipleri anlatılmıştır. Sistem değişkenlerindeki kısıtlamalar incelenmiştir.

1.5.7.1. Sistem Değişkenlerindeki Kısıtlamalar

Uygulamada sistem değişkenleri fiziksel limitlere sahiptir. Bunlar giriş kısıtlamaları (eyleyici limitleri vb.), durum kısıtlamaları (su tankı kapasitesi vb). Sistem tasarımında sistemin güvenliği için bazı kısıtlamalar tanımlanabilir. Örneğin kritik sıcaklık, basınç minimum gerilim, maksimum gerilim gibi. Sistem performansına ait bazı özelliklerin içerdiği kısıtlamalar olabilir. Örneğin aşma limiti, oturma zamanı limiti gibi. Giriş satürasyonunu içeren denklem (141)'de vermiştir.

$$\begin{aligned}
x(k+1) &= Ax(k) + Bsat(u(k)) \\
y(k) &= Cx(k) \\
i &= 1, 2, \dots, m
\end{aligned}$$

(141)

$$sat(u)_{\{i\}} = \begin{cases} \underline{u}_{\{i\}} & \text{if } u_{\{i\}} < \underline{u}_{\{i\}} \\ \bar{u}_{\{i\}} & \text{if } u_{\{i\}} < \bar{u}_{\{i\}} \\ u_{\{i\}} & \text{if } \underline{u}_{\{i\}} \leq u_{\{i\}} \leq \bar{u}_{\{i\}} \end{cases}$$

Burada $u_{\{i\}}$ vektörü u sütun vektörünün i . Sütun vektörüdür.

1.5.7.2. Kısıtlamalı Sonlu Ufuk Optimal Kontrol

Başlangıç durumu verilen $x = x(k)$ için sonlu ufuk kontrol dizisi $\{u_0, u_1, \dots, u_{N-1}\}$ hesaplanır. Hesaplanan bu kontrol dizisinin amacı sonlu ufuk maliyet fonksiyonunu minimize etmektedir. Maliyet fonksiyonu (142)'deki gibidir.

$$V(x, u) = x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (142)$$

Burada:

$$\begin{aligned}
x_0 &= x \\
x_{i+1} &= Ax_i + Bu_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1
\end{aligned}$$

Kayan ufuk kontrol stratejine göre sistemin şundaki durum değişkenleri ve çıkışları hesaplanır, kısıtlamalarla birlikte en uygun sonlu ufuk giriş dizisi hesaplanır, en uygun giriş dizisi ilk başta gösterilir ve tekrar ilk adıma gidilerek işlem bir sonraki adım için tekrarlanır.

1.5.7.3. Öngörü Matrislerinin Elde Edilmesi

Kısıtlamasız durumda öngörülen durumların dizisi X 'lerin kümelenmiş girişler U ile elde edildiği görülmüştü ve buna ait matrisler (143)'te gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ A^N \end{bmatrix} x_0 + \begin{bmatrix} B & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ AB & B & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdot & \cdot & \cdot & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad (143)$$

$X = \Phi x + \Gamma U$, bu denklemdeki Φ ve Γ öngörü matrisleridir. Sistem durumları x_i ve çıkışlar u_i üzerindeki doğrusal eşitsizlik kısıtlamaları sistem matrislerine eklenir.

$$M_i x_i + E_i u_i \leq b_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (144)$$

$$\begin{aligned} M_i x_i + E_i u_i &\leq b_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1 \\ M_N x_N &\leq b_N \end{aligned} \quad (145)$$

Sistemdeki giriş ve çıkışları aşağıdaki gibi varsayılırsa:

$$u_{alt} \leq u_i \leq u_{üst}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (146)$$

$$y_{alt} \leq y_i \leq y_{üst}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N \quad (147)$$

$y_i = C x_i$ olduğu hatırlanırsa kısıtlamalarla birlikte matrisel biçim (148) ve (149)'daki gibi yazılabilir.

$$M_i = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -C \\ +C \end{pmatrix} \quad E_i = \begin{pmatrix} -I \\ +I \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad b_i = \begin{pmatrix} -u_{alt} \\ u_{üst} \\ -y_{alt} \\ +y_{üst} \end{pmatrix} \quad (i = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (148)$$

$$M_N = \begin{pmatrix} -C \\ +C \end{pmatrix} \quad b_N = \begin{pmatrix} -y_{alt} \\ +y_{üst} \end{pmatrix} \quad (149)$$

Kısıtlamalar x, X, U cinsinden yazılırsa:

$$\begin{pmatrix} M_0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{pmatrix} x_0 + \begin{pmatrix} 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ M_1 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & M_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & E_{N-1} \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & M_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{N-1} \end{pmatrix} \leq \begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_N \end{pmatrix} \quad (150)$$

Uygun bir şekilde T, L, ξ ve c tanımlanırsa $Tx + LX + \xi U \leq c$ elde edilir. Öngörü matrisi kullanılarak X denklemden çıkarılır.

$X = \Phi x + \Gamma U$ denklemini $Tx + LX + \xi U \leq c$ denkleminin içine yazılsın. Bu durumda kısıtlamalar (151)'deki gibi yazılabilir.

$$JU \leq c + Wx \quad (151)$$

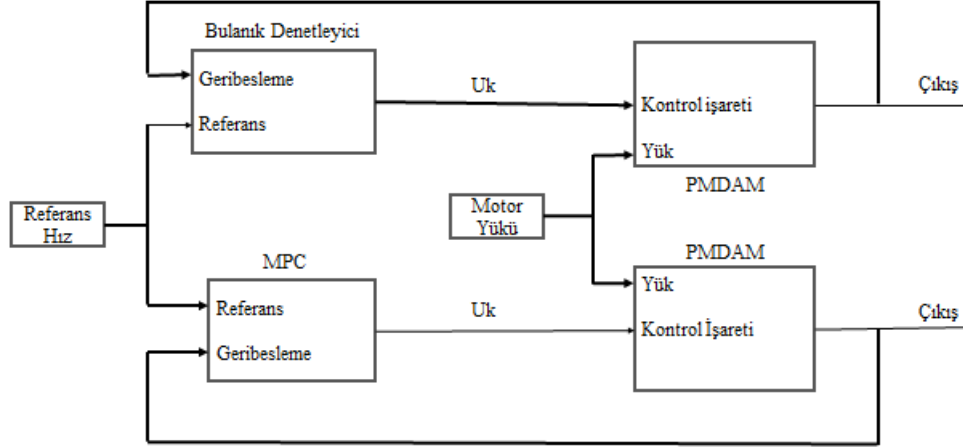
Burada $J = L\Gamma + \xi, W = -T - L\Phi$

RHC kontrolün girişi en uygun giriş dizisinin ilk kısmıdır.

$$K_{rhc}(x) = u_0^*(x) = (\mathbf{I}_m \ 0 \ \dots \ 0)U^*(x) \quad (152)$$

1.5.8. Durum Geribeslemeli Öngörülü Kontrol İçin Öngörü Matrislerinin Hesaplanması

Doğrusal bir sistemin ayrık zamanda durum uzayı gösterimi (153)'daki gibidir. Bu denklemlerde giriş işareti $u(k)$ 'nın çıkış $y(k)$ 'yi aynı anda etkilemediği varsayılarak D matrisi sıfır alınmıştır. Sistemin genel blok diyagramı Şekil 11'de gösterilmiştir.



Şekil 11. Durum geri beslemeli model öngörülü kontrol genel blok diyagramı

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (153)$$

Burada durum değişkenlerinin şu anki değeri ile bir önceki değeri arasındaki fark alınarak öngörü matrisleri elde edilecektir. Her iki tarafın farkı alınarak durum değişken denklemini yeniden düzenlenir.

$$x(k+1) - x(k) = A(x(k) - x(k-1)) + B(u(k) - u(k-1)) \quad (154)$$

$$\Delta x(k+1) = x(k+1) - x(k) \quad (155)$$

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1) \quad (156)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (157)$$

Burada $\Delta x(k+1)$, $\Delta x(k)$ ve $\Delta u(k)$ değerleri $x(k)$ ve $u(k)$ 'nin artışlarıdır. Bu dönüşümler kullanılarak durum denklemi yeniden yazılırsa:

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta u(k) \quad (158)$$

elde edilir. Sonraki adımda $\Delta x(k)$ ile $y(k)$ birbirine ilişkilendirilecektir. Bunun için yeni bir durum değişken vektörü tanımlanır.

$$x(k) = [\Delta x(k)^T \quad y(k)^T]^T \quad (159)$$

Sistem çıkışı için de artış miktarı ile denklem yeniden düzenlenirse:

$$\begin{aligned} y(k+1) - y(k) &= C(x(k+1) - x(k)) \\ &= C\Delta x(k+1) \\ &= CA\Delta x(k) + CB\Delta u(k) \end{aligned} \quad (160)$$

elde edilir.

(158) ve (160) denklemleri birlikte tekrar düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & o^T \\ CA & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ CB \end{bmatrix} \Delta u(k) \quad (161)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} o & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}$$

elde edilir. Denklem (161)'de ifade belirtilen A_a, B_a, C_a matrislerinin oluşturduğu modele arttırılmış model (Augmented Model) denir. Durum uzayı modelinin bu şekilde düzenlenmesi hesaplamalar açısından kolaylık sağlar ve uygulamada pratik çözümler sağlar. Augmented modelin kullanılması sistem dinamiğinde herhangi bir değişiklik yapmaz. Denklem (161)'de C_a matrisinin içinde "o" elemanı n_1 boyutlu

$[0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times n_1}$ matrisidir. Denklem arttırılmış modele göre tekrar düzenlenirse yeni durum uzayı modeli (augmented model) (162)'teki gibi olur.

$$\begin{aligned} X(k+1) &= A_a X(k) + B_a \Delta u(k) \\ y(k) &= C_a X(k) \end{aligned} \quad (162)$$

Gelecekteki kontrol işareti dizisi $\Delta u(k_i), \Delta u(k_i + 1), \Delta u(k_i + 2), \dots, \Delta u(k_i + Nc - 1)$ şeklindedir. Burada Nc kontrol ufku uzunluğunu temsil eder. k_i ise şu anki örnekleme adımındır. Optimizasyon uzunluğu veya öngörü ufku ise Np 'dir. Şu anki örnekleme adımında sistemin şimdiki durumunun mevcut olduğu yani $X(k_i)$ 'nin bilindiği varsayalım. Gelecekteki durum değişkenleri öngörü ufku sayısı Np kadar öngörülür. Böylece gelecekteki öngörülen durumlar:

$$X(k_i + 1 | k_i), X(k_i + 2 | k_i), X(k_i + 3 | k_i), \dots, X(k_i + m | k_i), \dots, X(k_i + Np | k_i) \text{ şeklinde olur.}$$

Durum uzayı modeli temel alınarak öngörülen durum değişkenleri hesaplanır.

$$\begin{aligned} X(k_i + 1 | k_i) &= A_a X(k_i) + B_a \Delta u(k_i) \\ X(k_i + 2 | k_i) &= A_a X(k_i + 1 | k_i) + B_a \Delta u(k_i + 1) \\ X(k_i + 2 | k_i) &= A_a^2 x(k_i) + A_a B_a \Delta u(k_i) + B_a \Delta u(k_i + 1) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ X(k_i + Np | k_i) &= A_a^{Np} x(k_i) + A_a^{Np-1} B_a \Delta u(k_i) + A_a^{Np-2} B_a \Delta u(k_i + 1) + \dots \\ &\quad \dots + A_a^{Np-Nc} B_a \Delta u(k_i + Nc - 1) \end{aligned} \quad (163)$$

Böylece durum değişkenlerinin gelecekteki değerleri hesaplandıktan sonra sistem çıkışının da gelecekteki öngörülen değerleri durum değişkenlerinin değerleri kullanılarak hesaplanır.

$$\begin{aligned}
y(k_i + 1 | k_i) &= C_a A_a X(k_i) + C_a B_a \Delta u(k_i) \\
y(k_i + 2 | k_i) &= C_a A_a^2 x(k_i) + C_a A_a B_a \Delta u(k_i) + C_a A_a B_a \Delta u(k_i + 1) \\
y(k_i + 3 | k_i) &= C_a A_a^3 x(k_i) + C_a A_a^2 B_a \Delta u(k_i) + C_a A_a B_a (k_i + 1) + C_a B_a (k_i + 2) \\
&\vdots \\
&\vdots \\
&\vdots \\
y(k_i + Np | k_i) &= C_a A_a^{Np} x(k_i) + C_a A_a^{Np-1} B_a \Delta u(k_i) + C_a A_a^{Np-2} B_a \Delta u(k_i + 1) + \dots \\
&\quad \dots + C_a A_a^{Np-Nc} B_a \Delta u(k_i + Nc - 1)
\end{aligned} \tag{164}$$

Çıkış öngörülere ve kontrol öngörülere vektörel biçimde düzenlenir. Y vektörünün boyu Np ve ΔU vektörünün boyutu Nc 'dir.

$$\begin{aligned}
Y &= [y(k_i + 1 | k_i) \ y(k_i + 2 | k_i) \ y(k_i + 3 | k_i) \ , \dots \ , y(k_i + Np | k_i)]^T \\
\Delta U &= [\Delta u(k_i) \ \Delta u(k_i + 1) \ \Delta u(k_i + 2), \dots, \Delta u(k_i + Nc - 1)]^T
\end{aligned} \tag{165}$$

(164) ifadesi matrisel biçimde düzenlenerek (166) ve (167) ifadeleri elde edilir.

$$Y = FX(k_i) + \Phi \Delta U \tag{166}$$

$$F = \begin{bmatrix} C_a A_a \\ C_a A_a^2 \\ C_a A_a^3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ C_a A_a^{Np} \end{bmatrix} \text{ ve } \Phi = \begin{bmatrix} C_a B_a & 0 & 0 & \dots & 0 \\ C_a A_a B_a & C_a B_a & 0 & \dots & 0 \\ C_a A_a^2 B_a & C_a A_a B_a & C_a B_a & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & 0 \\ C_a A_a^{Np-1} B_a & C_a A_a^{Np-2} B_a & C_a A_a^{Np-3} B_a & \dots & C_a A_a^{Np-Nc} B_a \end{bmatrix} \tag{167}$$

1.5.8.1. Optimizasyon Probleminin Elde Edilmesi

Bu bölümde çıkış işaretinin istenilen referans yörüngesinde tutulabilmesi için en uygun kontrol işareti bir maliyet fonksiyonu ile hesaplanacaktır. Temel amaç referans noktası ile öngörülen çıkış değeri arasındaki hata farkını sifira en yakın edecek şekilde kontrol işareti hesaplamaktır. Sistem denklemleri vektörel biçimde düzenlendiği için belirlenecek referans sinyali de vektörel biçimde olmalıdır. Simülasyon çalışmasında kullanılacak referans noktası değeri $r(k_i)$ olsun. Referans noktasının bilgisini taşıyan veri vektörü R_s olsun.

$$R_s^T = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1] r(k_i) \quad (168)$$

Sistemin kontrol amacını içeren maliyet fonksiyonu (31)'deki gibidir.

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \quad (169)$$

Maliyet fonksiyonundaki ilk terim $(R_s - Y)^T (R_s - Y)$ 'nin amacı, referans noktası ile öngörülen çıkış arasındaki hatayı minimize etmektir. İkinci terim $\Delta U^T \bar{R} \Delta U$ 'nin amacı ise amaç fonksiyonu J 'yi mümkün olduğu kadar küçük yapmaktır. Denklemdaki \bar{R} ise köşegen matristir ve ayar parametresini matrissel biçimde denkleme eklemek için kullanılır.

$$\bar{R} = r_w I_{N_c \times N_c} \quad (170)$$

Burada r_w sistemin kapalı çevrim performansı için kullanılan ayar parametresidir ve $r_w \geq 0$ 'dır. Eğer $r_w = 0$ ise ΔU 'nin ne kadar büyük olacağı önemsenmez ve amaç olarak sadece $(R_s - Y)^T (R_s - Y)$ ifadesinin mümkün olduğu kadar küçük tutulması düşünülür. Eğer r_w değeri sıfırdan çok büyük seçilirse bu durumda ΔU 'nin ne kadar büyük olacağı ve $(R_s - Y)^T (R_s - Y)$ ifadesini dikkatli (gülbüz) bir şekilde azaltacağı amacı ön planda olur. İlk bölümde bahsedildiği gibi sistemi referansa oturtacak kontrol işaretini elde etmek için

amaç fonksiyonu J 'nin ΔU 'ya göre türevi alınır ve sıfıra eşitlenerek ΔU bulunur. Denklem (169)'da $Y = FX(k_i) + \Phi\Delta U(k_i)$ yerine yazılır ve türev alınırsa:

$$J = (R_s - FX(k_i))^T (R_s - FX(k_i)) - 2\Delta U^T \Phi^T (R_s - FX(k_i)) + \Delta U^T (\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U \quad (171)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = 0$$

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi^T (R_s - FX(k_i)) + 2(\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U = 0 \quad (172)$$

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T (R_s - FX(k_i))$$

Burada $(\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1}$ matrisi Hessian matristir Φ ise Toeplitz matristir. Referans değeri ise (173)'te gösterilmiştir.

$$\bar{R}_s = \overbrace{[1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]^T}^{Np} \quad (173)$$

$$R_s = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]^T r(k_i) = \bar{R}_s r(k_i)$$

Referans sinyali $r(k_i)$ ile durum değişkeni $X(k_i)$ cinsinden en uygun kontrol sinyalini ifade eden (172) tekrar düzenlenirse yeni en uygun kontrol ifadesi (174)'teki gibi elde edilir.

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T (\bar{R}_s r(k_i) - FX(k_i)) \quad (174)$$

En uygun kontrol sinyalinin ifadesini amaç fonksiyonunda yerine yazılarak amaç fonksiyonunun minimum değeri bulunur.

$$J_{\min} = (R_s - FX(k_i))^T (R_s - FX(k_i)) - (R_s - FX(k_i))^T \Phi^T (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T (\bar{R}_s r(k_i) - FX(k_i)) \quad (175)$$

1.5.8.2. Sistemin Kapalı Çevrim Kontrol Denklemi

$$X(k+1) = (A_a - B_a K_{mpc})X(k) + B_a K_y r(k) \quad (176)$$

Burada K_{mpc} durum geri besleme kontrol kazanç vektörüdür ve $(\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T F$ matrisinin ilk sütununa eşittir. K_y ise çıkış işareti $y(k)$ ile ilgili kazanç vektörüdür ve $(\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T \bar{R}_s r(k_i)$ matrisinin ilk elementine eşittir. Kapalı çevrim kontrol sisteminin karakteristik denklemi:

$$A_a - B_a K_{mpc} \quad (177)$$

Kapalı çevrim kontrol sisteminin öz değerleri (λ) ise (178) ifadesindeki gibi bulunur. Öz değerlerin karmaşık düzlemde yerlerine bakılarak sistemin kararlı olup olmadığına bakılabilir.

$$\det[\lambda I - (A_a - B_a * K_{mpc})] = 0 \quad (178)$$

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Sabit Mıknatıslı Doğru Akım Motor Modeli ve Denetimsiz Benzetimi

Motor modeli tasarımı için motora ait durum denklemleri ve durum uzayı modeli kullanılmıştır. Matlan/Simulink ortamında hazırlanan motor modeli benzetim çalışmalarında kullanılmıştır. Doğru akım motor modeli İ.H. Altaş'a ait [32]'den alınmıştır. Durum denklemleri ve motor parametreleri verilmiştir. Durum uzayı modeli ile ilgili detaylı bilgi Ek-1'de verilmiştir. Motora ait durum denklemleri ve durum uzayı aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{V}{L} - \frac{i_a R_a}{L} - \frac{K_m w(t)}{L} \quad (179)$$

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{K_m i_a(t)}{J_m} - \frac{f_m w(t)}{J_m} \quad (180)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{d(t)} \\ \frac{dw(t)}{d(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & K_m/L \\ K_m/J & -K_f/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V(t) \quad (181)$$

Matlab/Simulink ortamında oluşturulan motor modeli Şekil 12'de gösterilmektedir. Kullanılan motora ait parametreler Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1'deki parametreler durum uzayı modelinde yerlerine yazılarak A, B, C, D matrisleri elde edilmiştir. Motora ait transfer fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir.

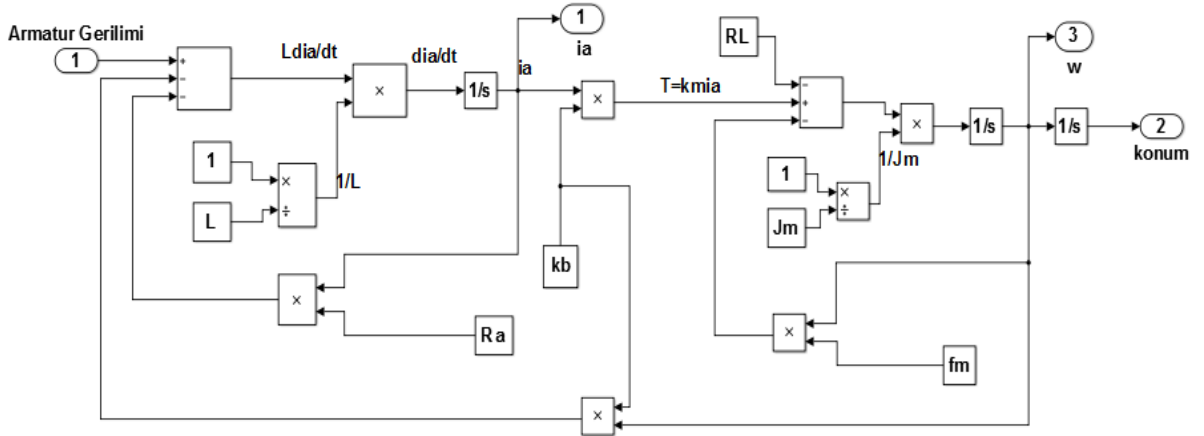
$$G(s) = \frac{50}{s^2 + 30s + 205}$$

Durum uzayı modeli:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{dw(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -20 & -1 \\ 5 & -10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 10 \\ 0 \end{bmatrix} V(t)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V(t)$$

Denetimsiz sistemin kontrolü için Şekil 12 ve Tablo 1'deki parametreler kullanılmıştır. Yüksüz durumda motora giriş gerilimi olarak 24 volt verilerek motor hızı ve konumunun davranışı gözlemlenmiştir. Benzetim sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 16 ve 17'deki gibidir. Aynı sistem değişken giriş gerilimi altında tekrar incelenmiş ve motora ait hız, konum grafiği Şekil 18'de verilmiştir. Değişken giriş gerilimi olarak genliği 24 volt olan ve periyodu 5 saniye olan kare dalga kullanılmıştır.



Şekil 12. SMDA Motorun simulink modeli

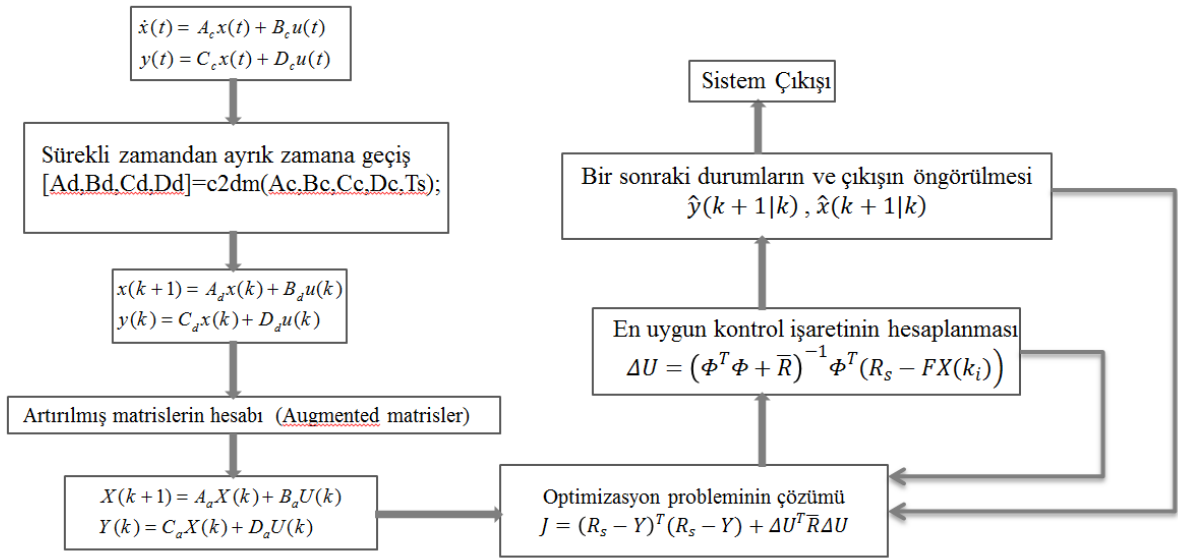
Tablo 1. Doğru akım motor modelinde kullanılan parametreler

Parametre	Değer	Açıklama
R_a	2 ohm	Armatür direnci
L_m	0.1 H	Armatür endüktansı
K_m	0.1	Armatür sabiti
K_b	0.1	Emk sabiti
K_f	0.2	Sürtünme sabiti
J_m	0.02	Eylemsizlik momenti

2.2. Motor Hız Kontrolü İçin MPC Tasarımı

Doğru akım motorunun hız kontrolü model öngörülü kontrolör ile yapmak için Matlab/Editor' de yazılan kodlar kullanılmıştır. Bölü 1.5.7.'deki öngörü matrislerini oluşturan kodlar yazılarak ve sabit miktatsızlı doğru akım motor modeli parametreleri kullanılarak benzetim yapılmıştır. Motor hızı ve kontrol işareti farklı r_w değerleri için incelenmiştir.

Öngörülü kontrolör tasarımında kullanılan yazılımın genel olarak akış diyagramı aşağıdaki gibidir. Aynı diyagram diğer örneklerin benzetiminde de kullanılmıştır. Diyagram incelendiğinde ilk önce sistemin sürekli durum modelinden ayrık duruma dönüştürüldüğü görülmektedir. Sonra daha önce bahsedilen artırılmış matrisleri hesaplanıyor. Optimizasyon problemi çözülerek sistemin çıkışını referansa oturtacak en iyi kontrol işareti üretiliyor ve aynı döngü içerisinde sistemin bir sonraki durumu ve çıkışı öngörülerek akış bir döngü süresi sonunda sonlandırılıyor.

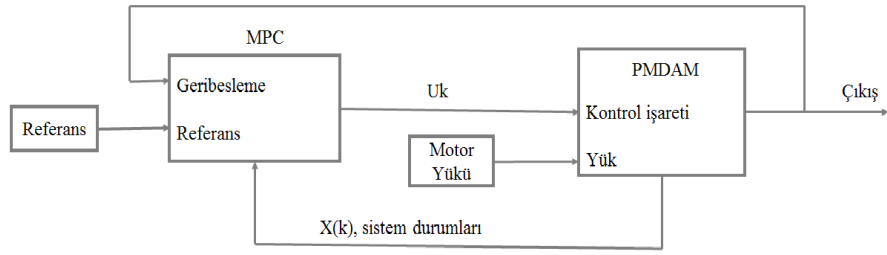


Şekil 13. Matlab ortamında tasarlanan yazılımın akış diyagramı

Motora ait artırılmış matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$A_a = \begin{bmatrix} 0.0144 & -0.0113 & 0 \\ 0.0567 & 0.1278 & 0 \\ 0.0567 & 0.1278 & 1 \end{bmatrix} \quad B_a = \begin{bmatrix} 0.4836 \\ 0.1851 \\ 0.1851 \end{bmatrix} \quad C_a = [0 \quad 0 \quad 1]$$

Bölüm 1.5.7.1’de belirtilen en uygun şekle sokma problemi de matlab ortamında çözümlenerek sonuçlar elde edilmiştir. $r_w = 0.001$, $r_w = 0.1$, $r_w = 0.9$ değerleri ve $Np = 30$ $Nc = 29$ değerleri için benzetim sonuçları Şekil 20, Şekil 21 ve Şekil 22’de gösterilmiştir. Yine bu değerlere ait kazanç katsayıları K_y ve özdeğerlerin aldığı değerler Tablo 2’de gösterilmiştir. Simülasyon süresi olarak $N_{sim} = 50$ tanımlanmış ve benzetim çalışması boyunca bu süre kullanılmıştır. Genel olarak tasarlanan kontrolörün kullanıldığı sistemin blok diyagramı Şekil 14’te gösterilmiştir. Şekil sistem durumları ve çıkışları ölçülerek kontrolöre gönderilmekte ve kontrolörde sistemin bir sonraki çıkışını hesaplamak için kodlarla yazılan en uygun şekle sokma problemini çözerek kontrol işaretini sisteme göndermektedir.



Şekil 14. MPC ile sistemin genel blok diyagramı

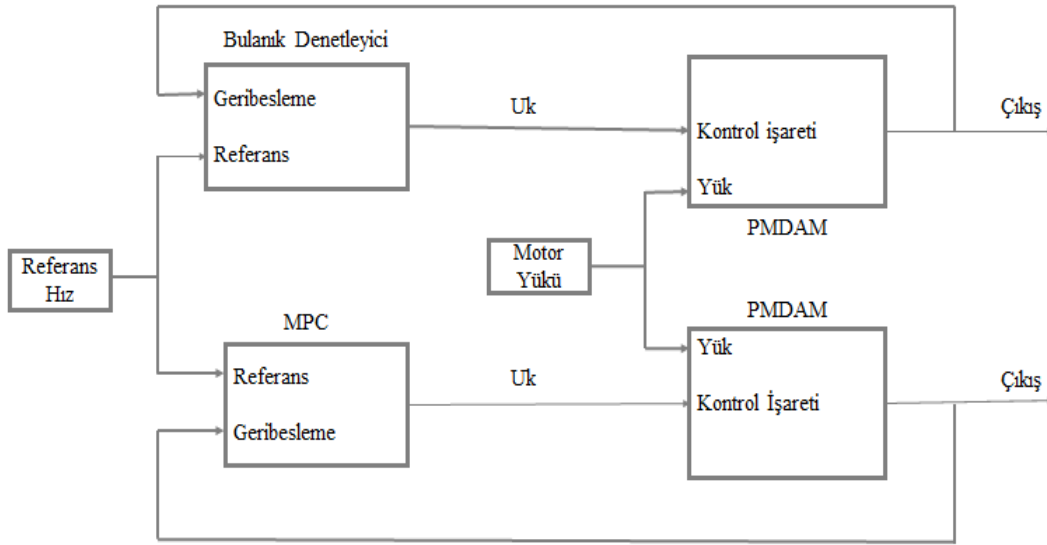
Sistem simülasyonunda referans hız 10. Ve 30. saniyelerde değiştirilerek sonuçlar incelenmiştir.

2.2.1. MPC ve FLC ile Değişken Yük ve Değişken Referans Altında DA Motorun Hız Kontrolü

Sistemin genel blok diyagramı Şekil 15'te gösterilmiştir. Model öngörülü kontrolör parametreleri Tablo 3'te verilmiştir. Motor referans hızı başlangıçta 150 rad/sn, 4-10 zaman aralığında 200 rad/sn ve sonra 150 olmaktadır. Sisteme değişken yük eklemek için 10. saniyede genliği 1 olan bir darbe işareti verilmiştir. Değişken yük incelemesinde sistem dinamiğinin yük ile nasıl değiştiğini net olarak görebilmek için referans hız sabit alınmıştır. Değişken yük benzetiminde yine Tablo 3'teki değerler kullanılmıştır. Benzetimde kullanılan bulanık mantık denetleyici modeli İ.H. Altaş'a ait [22] ve [23]'ten alınmıştır. Bulanık denetleyicinin detaylarına bu kaynaklardan bakılabilir.

Tablo 2. MPC parametreleri

N_p (öngörü ufku)	30
N_c (kontrol ufku)	29
r_w (optimizasyon ağırlık parametresi)	0.001



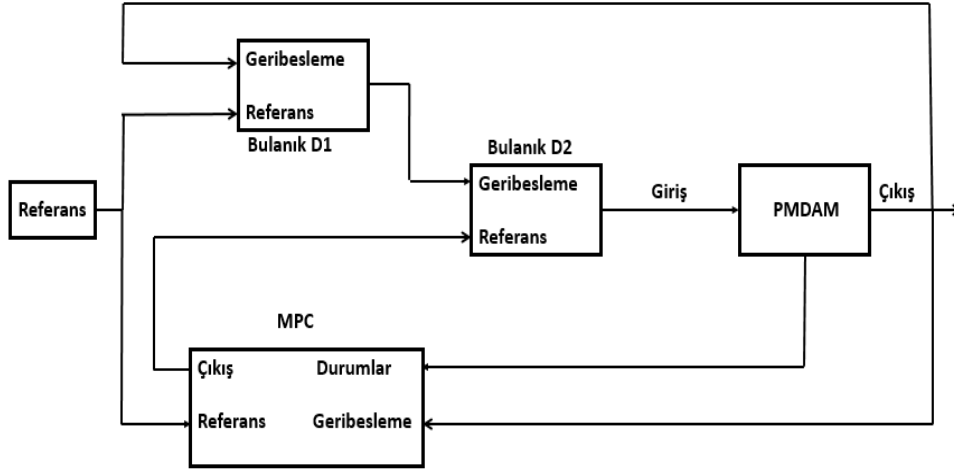
Şekil 15. MPC ve FLC genel blok diyagramı

Simülasyon sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 23 ve Şekil 24'te gösterilmiştir.

2.2.2. MPC, FLC ve PID Denetleyicinin Karşılaştırılması

Bu bölümde yapılan benzetim çalışmasında ilk önce model öngörülü kontrolör ile bulanık kontrolör karşılaştırılmıştır. Şekil 16'da gösterilen blok diyagramda görüldüğü gibi sistemde üç kontrolör kullanılmıştır. İki adet bulanık denetleyici (Bulanık D1, Bulanık D2) ve bir adet model öngörülü kontrolör kullanılmıştır. Sistem çıkışından alınan geribesleme işareti Bulanık D1'in ve MPC'nin geribesleme uçlarına bağlanmıştır. Bu iki kontrolörün oluşturdukları hata işareti doğrudan sisteme giriş işareti olarak verilmemiştir. Bu iki hata işareti Bulanık D2'nin girişlerine bağlanmıştır. MPC'den gelen işaret Bulanık D2'nin referans ucuna Bulanık D1'den gelen işaret ise geribesleme ucuna bağlanmıştır. Bulanık D2'nin buradaki görevi gelen iki hata işareti arasında tekrar bir hata işareti oluşturarak bir bakıma bulanık süzgeç görevi üstlenmiştir. Bu sistem FLC ile karşılaştırılarak benzetim sonucu Şekil 25'te gösterilmiştir. Sistemde kullanılan motor parametreleri yine aynı seçilmiştir. Bir sonraki benzetimde MPC, FLC ve bir PID denetleyici aynı parametreler sahip motor sistemine ayrı ayrı eklenerek çıkışları karşılaştırılmıştır. Bu sisteme ait benzetim sonucu Şekil 26'da gösterilmiştir. Bütün simülasyonlarda aynı FLC ve MPC kullanılmıştır. Burada kullanılan PID'nin değerleri en iyi sonuca ulaşmak için $P=980$, $I=5$,

D=30 seçilmiştir. MPC için yazılan kodlar simulink ortamına atılarak FLC ve PID'nin simulink modeli ile birlikte kullanılmıştır.



Şekil 16. MPC-Bulanık Denetim

2.2.3. Kısıtlamalı Kontrol

Bu bölümde model öngörülü kontrolör tasarımı yapılırken sistemdeki bazı kısıtlamalar da sisteme dâhil edilmiştir. Benzetim çalışmasında bölüm 1.5.6.'da belirtilen kısıtlama matrislerinden yola çıkılarak matlab ortamında kodlar yazılmıştır. Bu kısıtlamalar en uygun şekilde sokma problemine dâhil edilmiştir. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi model öngörülü kontrolün en önemli özelliği tasarım aşamasında her türlü kısıtlamanın tasarıma rahatlıkla dâhil edilmesidir. Bu bölümde giriş işaretindeki kısıtlamalar maliyet fonksiyonuna eklenerek benzetim çalışması yapılmıştır. Matlab ortamında yazılan kodlarla yapılan benzetim sonucu Şekil 27'de gösterilmektedir.

2.3. Kaynak Makinesi Kafası Konum Kontrolü

Bu bölümde model öngörülü kontrolör ile kaynak makinesi kafası konum kontrolü yapılmıştır. Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu (182)'de sistemin durum uzayı modeli (175)'te verilmiştir. Sistem girişi olarak makineye uygulanan giriş gerilimi kullanılmıştır. Değişken referans altında MPC ,FLC ile kontrol edilerek karşılaştırma yapılmıştır. Benzetim sonuçları Şekil 28 ve Şekil 29'da gösterilmiştir.

$$G_p(s) = \frac{20}{s^2 + 6.3s} \quad (182)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{x}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -6.3 & -20 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \quad (183)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 20 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2(t) \\ x_1(t) \end{bmatrix}$$

2.1. Uçak Eğim Açısı Kontrolü

Bu bölümde bir hava aracının kanat açısının kontrolü yapılmıştır. Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu (184)'te gösterilmiştir. Durum uzayı modeli ise (185)'te gösterilmiştir. Sistem girişi olarak asansör sapma açısı, çıkış olarak eğim açısı kullanılmıştır.

$$T(s) = \frac{\theta(s)}{\delta(s)} = \frac{1.151s + 0.1774}{s^3 + 0.739s^2 + 0.921s} \quad (184)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.313 & 56.7 & 0 \\ -0.0139 & -0.426 & 0 \\ 0 & 56.7 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.232 \\ 0.0203 \\ 0 \end{bmatrix} [\delta] \quad (185)$$

$$[y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ q \\ \theta \end{bmatrix} + [0][\delta]$$

Sistemin benzetim sonuçları değişken referans altında incelenerek sonuçlar kısmında Şekil 30 ve Şekil 31'de gösterilmiştir.

2.2. Kan Şekeri Seviyesi Denetleme Sistemi

Sistemin çıkışı kan şekeri seviyesi, girişi kan şekeri seviyesini ayarlayan herhangi bir hormon olarak alınmıştır. Sisteme ait transfer fonksiyonu ve durum uzayı modeli sırasıyla (186) ve (187)'de verilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 32'de gösterilmiştir.

$$T(s) = \frac{1.67s + 3.34}{s^2 + 2.67s + 3.34} \quad (186)$$

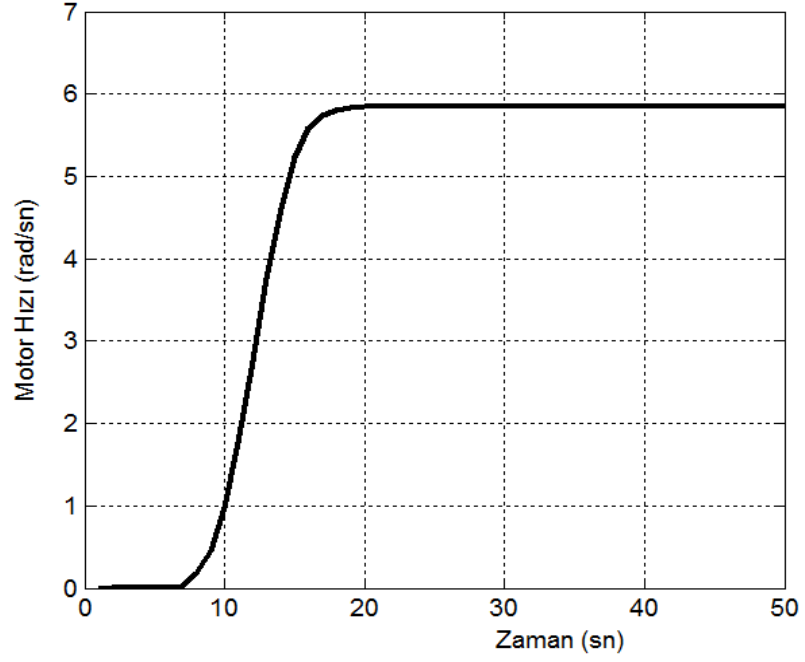
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -3.34 & -2.67 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \quad (187)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 3.34 & 1.67 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

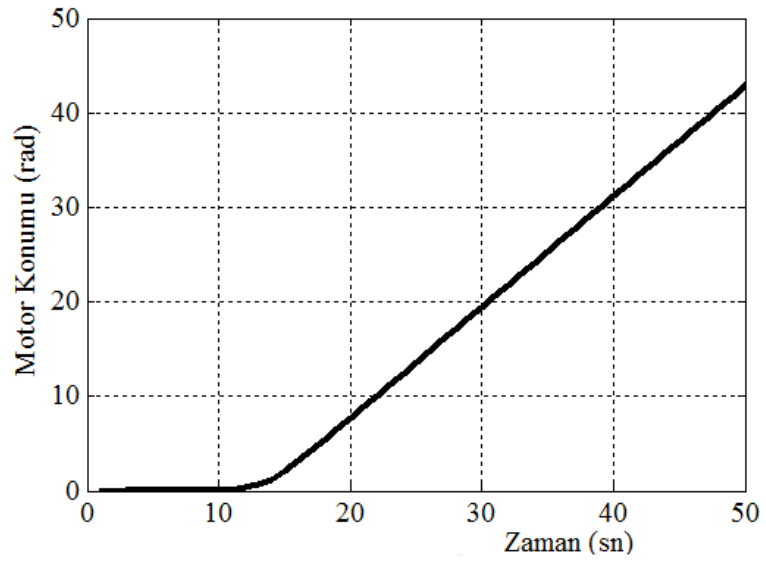
3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

3.1. Denetimsiz Sistemin Sonuçları

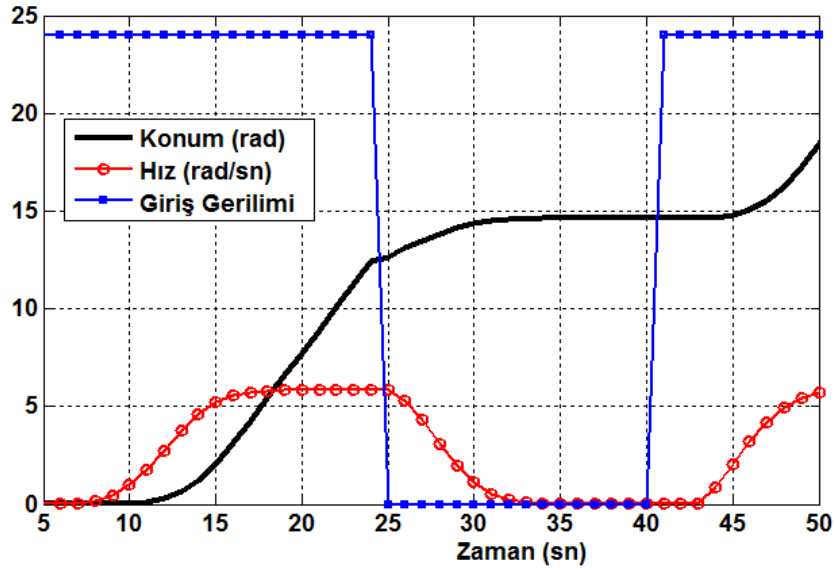
Bu bölümde bölüm 2,1'in sonuçları verilmiştir.



Şekil 17. DA motorun denetimsiz hızı



Şekil 18. DA motorun denetimsiz konumu



Şekil 19. Değişken gerilim altında konum ve hız

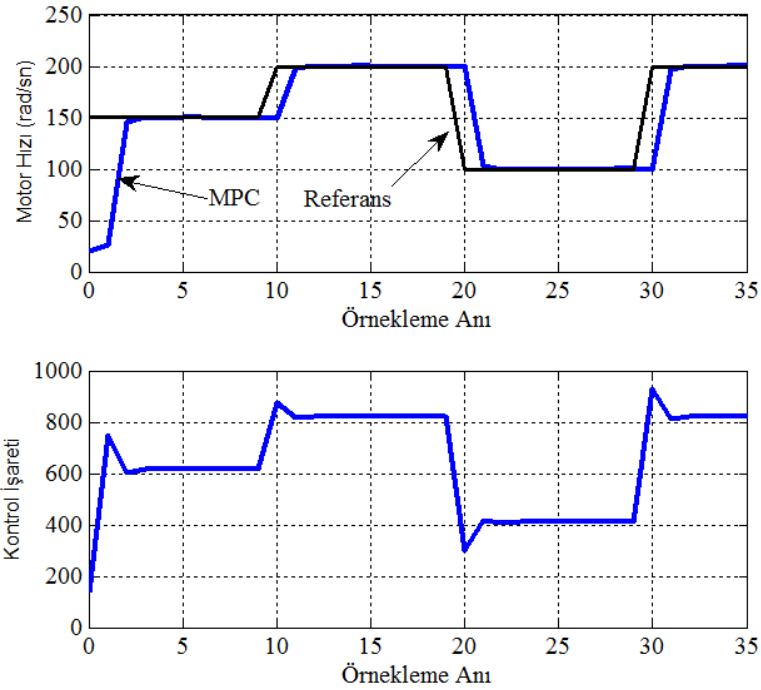
Motor hızının kararlı gözükmesinin nedeni sistemde sabit giriş gerilimi kullanılması ve yüksüz durumda sistemin çalıştırılmasıdır. Sistemin girişi sürekli değiştirilirse motor hızında dalgalanmalar gözükcektir. Şekil 19 incelendiğinde motor hızının ve konumunun gerilimle birlikte ani değişimlere uğradığı görülmektedir. Denetimsiz sistemde motor hızı için herhangi bir kontrol yöntemi kullanılmamıştır. Dolayısıyla sistemin çıkışı için herhangi bir referans değeri tayin edilmemiştir. Bir sonraki bölümde de görüleceği gibi denetimli sistemde sistem çıkışı belirli bir referans değere oturtulmaya çalışılacaktır.

3.2. Motor Hız Kontrolü İçin MPC Tasarımı

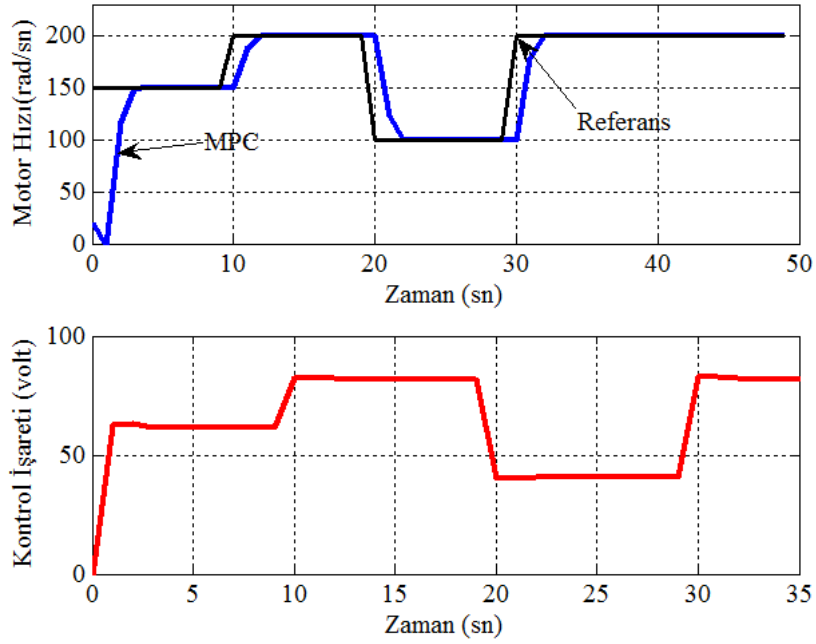
Bu bölümde bölüm 2.2.'nin sonuçları verilmiştir.

Tablo 3. Farklı r_w değerleri için kapalı sistemin kazanç ve özdeğerleri

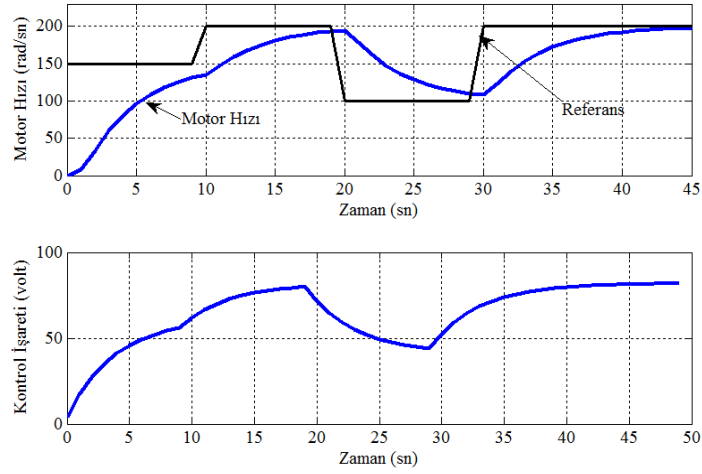
r_w	K_y	λ
0.001	10,4108	1,1291
		0,8671
		0,0003
0.1	4,5180	1,0428
		0,8924
		0,0074
0.9	1,8659	1,0015
		0,8923
		0,0087



Şekil 20. $r_w = 0.001$, $N_p = 30$, $N_c = 29$ için motor hızı ve kontrol işareti



Şekil 21. $r_w = 0.1$, $N_p = 30$, $N_c = 29$ için motor hızı ve kontrol işareti



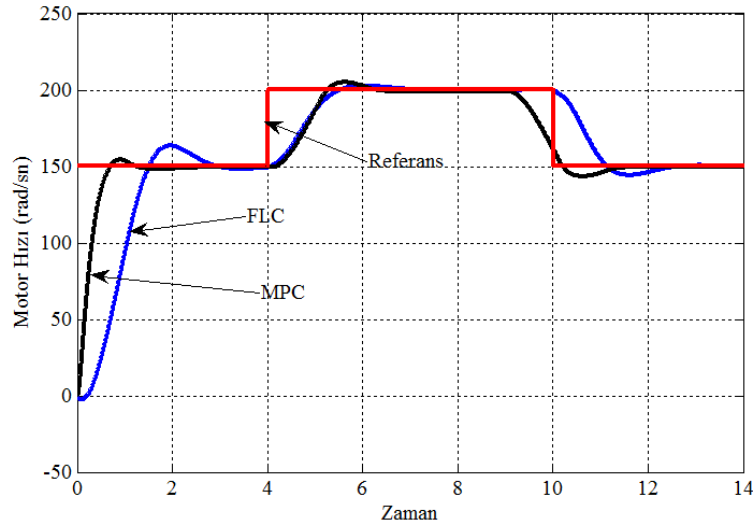
Şekil 22. $r_w = 0.9$, $N_p = 30$, $N_c = 29$ için motor hızı ve kontrol işareti

Şekiller incelendiğinde kontrol ağırlık parametresi arttırıldığında kontrol işaretinin keskin iniş çıkışlarının yok olduğu görülmektedir. İlk şekilde görüldüğü gibi küçük ağırlık katsayısında sistemin oturma zamanı çok küçüktür ancak kontrol işaretindeki iniş çıkışlar keskin bir şekilde olmaktadır. Buda sistem çıkışının referansa oturmasında keskin iniş çıkışlara sebep olmaktadır. Ağırlık parametresi arttırıldığında ise sistemin çıkışındaki ani hareketler azaltılmaktadır ancak bu durumda sistemin oturma zamanı artmaktadır. Model öngörülü kontrolör tasarlanırken sistemin modeline dayanıldığına giriş kısmında

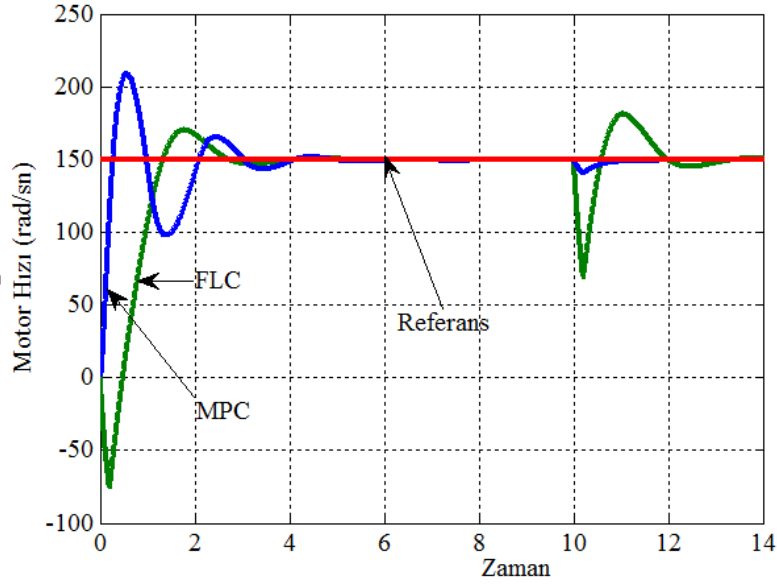
bahsedilmiştir. Sistemdeki kontrol amacı iyi bir şekilde optimize edildikten sonra ağırlık parametresi belirlenir. Örneğin sistemde hızın ani hareketleri istenmiyorsa kontrolör tasarımında ağırlık parametresi Şekil 22'deki gibi büyük seçilebilir. Öz değerler incelendiğinde karmaşık düzlemde orijine yakın gözükmektedirler. Katsıların pozitif olması sistemin kararsız olduğu anlamına gelebilir. Bunun sebebi öngörü ufku N_p 'nin küçük seçilmesidir. Küçük öngörü ufuklarında kararlılık gerekli bir koşul değildir. Daha büyük öngörü ufuklarında sistemin kararlılığı daha net görülebilir. Sistemin sürekli zamanda durum uzayı modelinde öz değerleri incelendiğinde sistemin kararlı halde olduğu görülecektir.

3.3. MPC ve FLC ile Değişken Yük ve Değişken Referans Altında DA Motorun Hız Kontrolü

Bu bölümde bölüm 2.2.1'in sonuçları verilmiştir.



Şekil 23. Değişken referans hız altında FLC ve MPC ile hız kontrolü

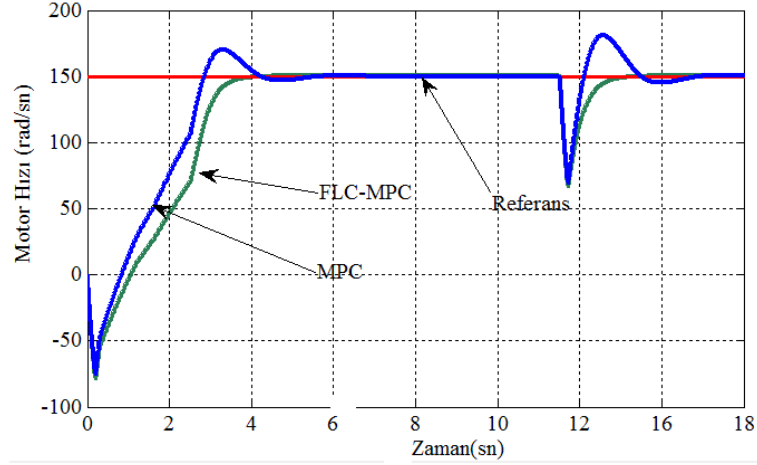


Şekil 24. Değişken Yük altında FLC ve MPC ile hız kontrolü

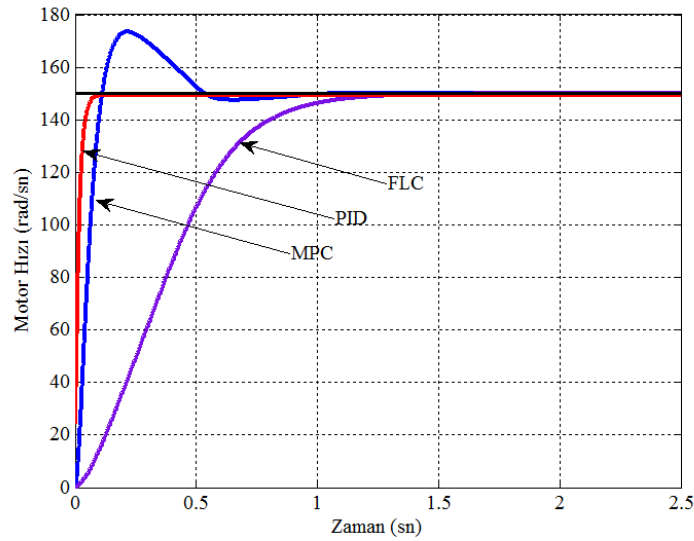
Şekil 23 incelendiğinde MPC ile sistem daha erken oturmakta ve aşma yüzdesi FLC'ye göre daha azdır. 10. Saniyeye bakıldığında öngörülü kontrolör FLC'ye göre daha erken yanıt vermiştir. Bunun sebebi sistemin bir sonraki çıkışını şu anki çıkışına bakarak öngörmesidir. MPC kontrolör tasarımında optimizasyonda kullanılan ağırlık parametresi değerinin küçük olması oturma zamanını azaltmıştır. Yine aynı şekilde değişken yük sisteme uygulandığında MPC ile bulanık denetleyici arasındaki fark Şekil 24'te görülmektedir. MPC, ilk kalkış anında etkili olmasa da yükün devreye girdiği an'a bakıldığında aşmanın hemen hemen olmadığı görülmektedir. FLC'de ise ilk başta MPC'ye göre daha az oturma zamanı elde edilmesine rağmen 10. saniyede yükün devreye girmesiyle bulanık kontrolde aşmanın arttığı görülmektedir.

3.4. MPC, FLC ve PID Denetleyicinin Karşılaştırılması

Bu bölümde bölüm 2.2.2'nin sonuçları verilmiştir.



Şekil 25. MPC-FLC ve MPC denetleyicili sistem çıkış hızları



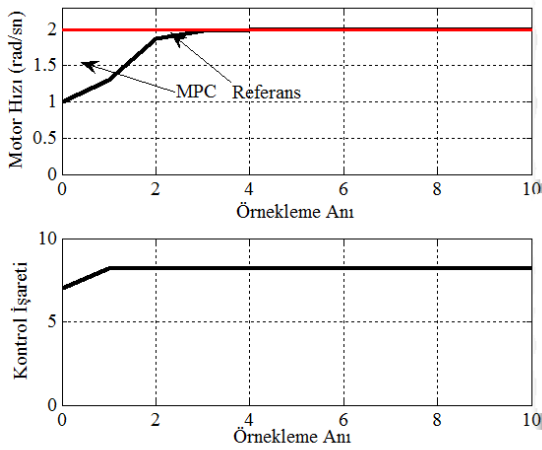
Şekil 26. MPC-Bulanık denetleyici-PID denetleyici karşılaştırma sonucu

Şekil 25'te görüldüğü gibi sistemde motor yülü devreye alındığında sistemin hızını referansa götüren MPC-Bulanık denetim birleşiminden oluşan sistem olmuştur. Sadece bulanık denetleyici ile yapılan benzetimde yük devreye girdiğinde oldukça büyük bir aşma meydana gelmiştir. Yine motor kalkış anında da büyük bir aşma meydana gelmiştir. MPC-Bulanık denetleyici de ise şekilden görüldüğü gibi herhangi bir aşma meydana gelmemiştir

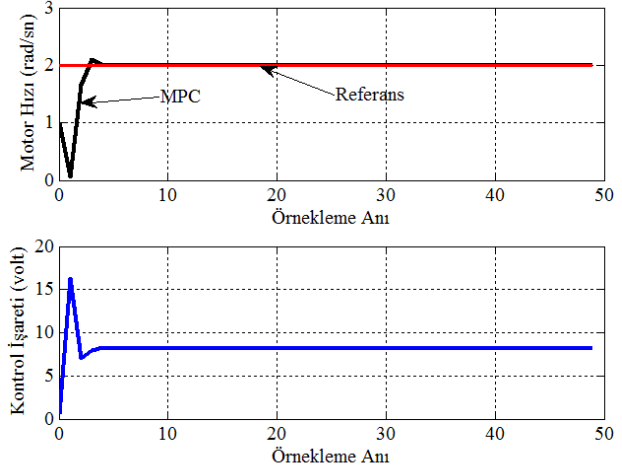
ve bu sistem daha az oturma zamanına sahiptir. Bunun sebebi Şekil 16'da gösterilen blok diyagramda denetleyiciler tarafından elde edilen hata işaretleri tekrar bir denetleyiciye verilmiştir ve bu denetleyici hata işareti üzerinde bir filtre görevi görmüştür.

Şekil 26'ya bakıldığında ise sistemde en iyi cevabı model öngörülü kontrolör ile yapılan benzetim çalışmasının verdiği görülmektedir. İlk bakıldığında PID ile yapılan denetimde sistemin cevabı daha iyi gözükse de PID denetleyici için seçilen parametreler $P=980$, $I=5$, $D=30$ olmuştur. Oldukça yüksek olan bu parametreler benzetim çalışmasında iyi sonuç verse de uygulamada bu mümkün olmamaktadır. Çünkü parametrelerin büyük olması sistemin doyuma gitmesine sebep olur.

3.5. DA motorun Kısıtlamalı Kontrol Sonuçları



Şekil 27-a. Kısıtlamalı kontrol

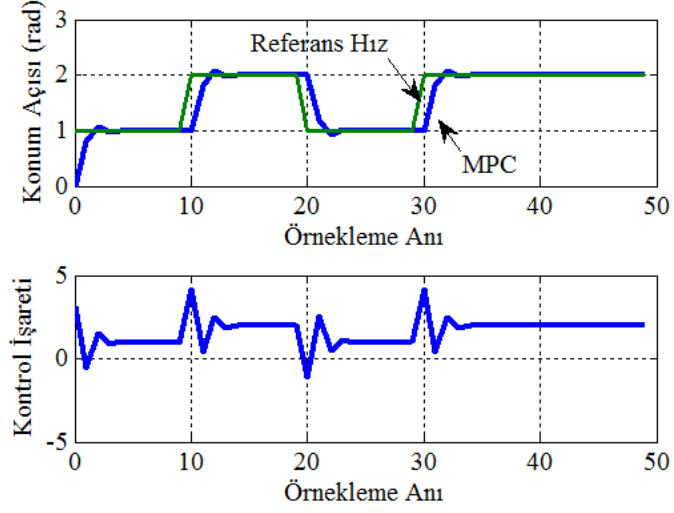


Şekil 27-b. Kısıtlamsız kontrol

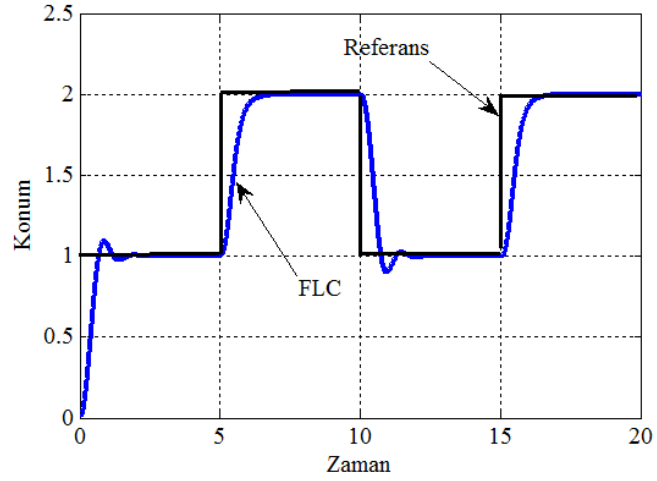
Şekil incelendiğinde kısıtlamaların kontrolör tasarımına eklenmesiyle sistemde meydana gelen ani hareketler engellenebilmektedir. Şekil 27-b'de gösterilen kısıtlamalı kontrolde sistem giriş işareti yani kontrol işareti belirli aralıklarda tutulmuştur. Böylece sistemin aşması azaltılmıştır. Ayrıca kontrol işaretindeki ani aşmalar da engellenmiştir. Burada doğru akım motorunun giriş gerilimi en az 8 ve en fazla 8,6 volt aralığında tutulmuştur. Referans işareti 2 rad/sn alınmıştır. Eğer farklı bir referans işareti alınsaydı kısıtlama değerlerini değiştirmek gerekirdi.

3.6. Kaynak Makinesi Kafası Konum Kontrolü Sonuçları

Kaynak makinesinin kafası konumu MPC ve FLC ile kontrol edilmiştir. MPC'ye ait sonuç Şekil 28'de FLC'ye ait sonuç Şekil 29'de gösterilmiştir.



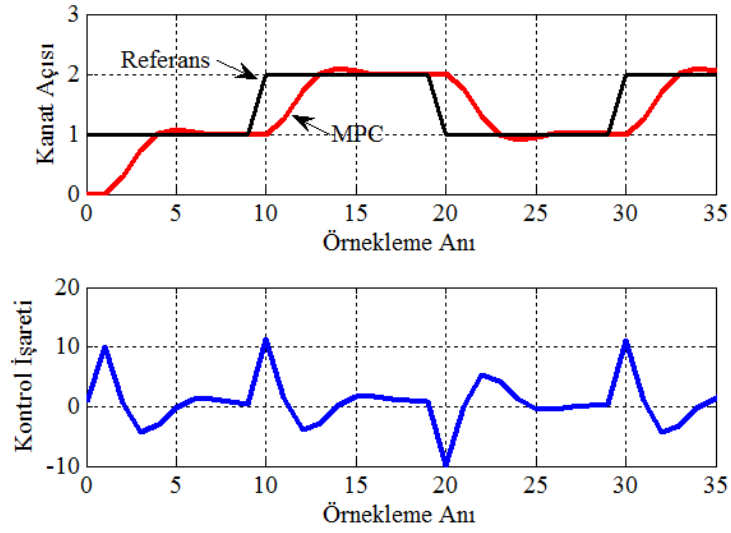
Şekil 28. MPC ile kontrol



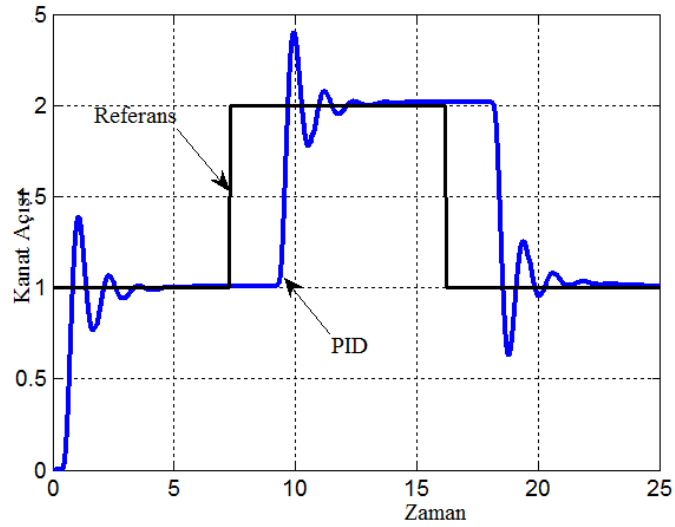
Şekil 29. FLC ile kontrol

3.7. Uçak Eğim Açısı Kontrolü

Bu bölümde uçak eğim açısı kontrolü sonuçları verilmiştir. Şekil 30'da MPC ile yapılan benzetimin sonuçları Şekil 31'de PID ile yapılan benzetimin sonuçları verilmiştir. MPC ile yapılan benzetimde sistem çıkışı referansa otururken çıkışta herhangi bir aşma meydana gelmemektedir. PID incelendiğinde ise oldukça çok aşma ortaya çıkmaktadır. İki sistemin oturma zamanı hemen hemen aynıdır. Ancak



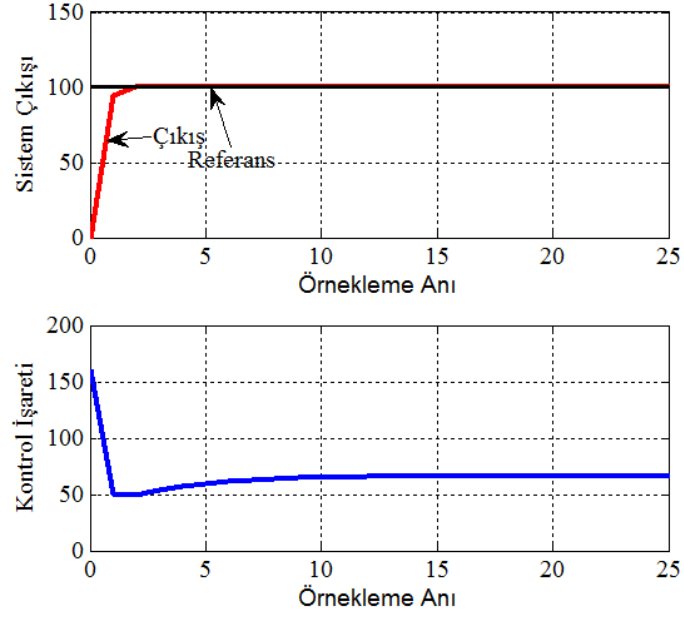
Şekil 30. MPC ile uçak eğimi kontrolü



Şekil 31. PID ile uçak eğimi kontrolü

3.8. Kan Şekeri Seviyesi Kontrolü

Şekil 32 incelendiğinde model öngörülü kontrolör sistem çıkışını oldukça düzgün bir şekilde referansa oturttuğu görülmektedir. Sistemin keskin bir dinamiğe sahip olması kontrol ağırlık parametresinin küçük seçilmesindedir.



Şekil 32. Kan şekeri seviyesi ve kontrol işaretini

4. ÖNERİLER VE SONUÇ

Klasik kontrol yöntemlerinin sistemlerdeki ölü zaman giderme probleminde yetersiz kalması ve kısıtlamaların kontrolör tasarımında sisteme eklenmesinin zor olmasından dolayı gelişmiş kontrol yöntemlerinin modellenmesinde önemli bir etken olmuştur. Gelişmiş kontrol yöntemlerinden biri olan Model Öngörülü Kontrol bu tez kapsamında incelenerek bir doğru akım motorunun hız kontrolü ve bunun dışında birkaç örnek karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Tasarımda durum geribeslemeli öngörülü kontrol tekniğinden faydalanılmıştır.

Çalışmada tek girişli tek çıkışlı ve bozucu etki içermeyen sistemler kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlara bakıldığında öngörülü kontrolün sistem çıkışını referans değere oturtmada etkili olduğu görülmüştür. Kontrolör parametrelerinde değişiklik yapılarak farklı referanslarda sistem çıkışının nasıl etkilendiği gözlemlenmiştir. Özellikle optimizasyon problemi çözümünde mevcut olan ağırlık parametresinin sistem dinamiğini nasıl değiştirdiği incelenmiş ve sonuçlar elde edilmiştir.

Tasarlanan MPC ile FLC aynı sistem üzerinde farklı yöntemle kullanıldığında alınan sonuçlara bakıldığında sistemde meydana gelen salınımların azaldığı görülmektedir. Ancak oturma zamanında MPC'ye göre geç kalındığı gözlemlenmiştir. Daha iyi sonuç almak için FLZ-MPC birlikte değişik yöntemlerle sisteme uygulanabilir. Örneğin bulanık kurallar oluşturulurken öngörü matrislerinin formulizasyonundan yola çıkarak daha iyi sonuç verebilecek FLC-MPC modeli elde edilebilir. FLC ile MPC aynı sistemde farklı optimizasyon problemleri çözümünde kullanılarak daha iyi sonuçlar alınabilir.

Bu çalışmada kısıtlamalar sadece kontrol işareti üzerinde kullanılmıştır. Kısıtlamalar, kontrol işareti, durum değişkenleri ve çıkış işareti ile ilgili matrislere eklenerek kısıtlama içeren sistemlerde kontrolör tasarımında kullanılabilir. Matrisel olarak tasarımda tanımlanan kısıtlamalarla iyi bilinen bir sistem için çok iyi sonuç alabilecek şekilde model öngörülü kontrolör tasarlanabilir. Ayrıca sistem kısıtlarının istenilen örnekleme anında sisteme eklenebilmesi kontrolörün daha sağlam yapıya sahip olmasını sağlayabilir.

MPC'yi diğer kontrol yöntemlerinden ayıran en önemli özelliği çok girişli çok çıkışlı sistemlerde kolaylıkla kullanılabilmesidir. Bundan dolayı örneğin üç girişli üç çıkışlı bir sistem için kontrolör tasarlanarak ve en uygun şekle sokma problemi çok girişli bazda çözümlenerek kontrolör tasarlanabilir. Optimizasyon probleminin çözümünde bulanık

denetimden faydalanarak daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Çok değişkenli bir sistemde MPC ile kısıtlamaların üstesinden gelinebilir, bir sonraki çıkışlar ve durumlar MPC tarafından öngörülebilir ve en uygun şekilde sokma problemi FLC ile çözülebilir. Böylece daha sağlam bir kontrolör tasarlanabilir.

Birkaç örneğin verildiği bu çalışmada sistemler karmaşık bir yapıya sahip değiller. Uygulamada sistemler ölü zaman, kısıtlama, çok giriş-çok çıkış gibi özellikler içerdiğinden kontrolör tasarlanırken tüm bunları göz önünde bulundurulması gerekir. Örneğin bir kasabanın enerji sistemini kontrol ederken kasabadaki nüfusu, nüfus artış oranını, saatlik kullanılan enerji miktarı, bir sonraki saatte kullanılacak enerji, kasabanın maksimum ve minimum yükleri gibi birçok etken kontrolör tasarımında çevrim içi ve çevrim dışı olarak sisteme eklenebilmelidir. Bir robotik sistemde robot kolunun en fazla kaç derece hareket edeceği, bir sonraki hareketine kaç saniye sonra başlayacağı, en az hareket açısı gibi kısıtlamalar kontrolör tasarımına eklenerek iyi bir kontrolör tasarlanabilir.

Bu çalışmada kısıtlamalar sadece kontrol işareti üzerinde incelenmiştir. Sistemler ise tek giriş tek çıkışlı sistemlerdir. Matlab ortamında benzetim çalışması yapılarak sonuçlar elde edilmiştir. Kısıtlamalar tasarıma eklenerek ve giriş ve çıkış sayısı artırılarak xPC target, SCADA gibi sistemler kullanılarak gerçek zamanlı çalışmalar yapılabilir.

5. KAYNAKLAR

1. Sanchez, J.M.M. ve Rodellar, J., Adaptive Predictive Control: From the concepts to plant optimization, Prentice-Hall, United Kingdom, 1995.
2. Camacho, E.F. ve Bordons, C., Model Predictive Control, Springer-Verlag, New York, 1999.
3. Camacho, E.F., Bordons, C., Model Predictive Control Second Edition, Springer-Verlag, London, 2004.
4. Clarke, D.W., Mohtadi, C. ve Tuffs, P.S., Generalized Predictive Control-Part I: The Basic Algorithm, Automatica, 23, 2 (1987) 137-148.
5. Holkar, K.S. ve Waghmare, L.M., An Overview of Model Predictive Control, International Journal of Control and Automation, 3, 4 (2010).
6. Wang, L., Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab, Springer-Verlag, London, 2009.
7. Morari, M., Lee, J.H. ve Garcia, C.E., State-Space Interpretation of Model Predictive Control, Automatica, 30, 4 (1994) 707-717.
8. Clarke, D.W., Mohtadi, C. ve Tuffs, P.S., Generalized Predictive Control-Part II: Extensions and Interpretations, Automatica, 23, 2 (1987) 149-160.
9. Kwon, W.H. ve Han, S., Receding Horizon Control: Model Predictive Control for State Models, Springer, Advanced Textbooks in Control and Signal Processing, London, 2005.
10. Morari, M. ve Lee, J.H., Model Predictive Control: Past, Present and Future, Computer and Chemical Engineering, 23 (1999) 667-682.
11. Richalet, J., Industrial Application of Model Based Predictive Control, Automatica, 29, 5 (1993) 1251-1274.
12. Muske, K.R. ve Badgwell, T.A., Disturbance modeling for offset-free linear model predictive control, Journal of Process Control 12 (2002) 617-632.
13. Pannocchia, G. ve Kerrigan, E.C., Offset-free Receding Horizon Control of Constrained Linear Systems, AIChE Journal, (2004) 1-32.
14. Koerber, A. ve King, R., Combined Feedback-Feedforward Control of Wind Turbines Using State-Constrained Model Predictive Control, IEEE Transactions on Control System Technology, 21, 4 (2013) 1117-1128.

15. Kothare, M.V., Balakrishnan, V. ve Morari, M., Robust Constrained Model Predictive Control using Linear Matrix Inequalities, Automatica, 32, 10 (1996) 1361-1379.
16. Feng, W., Genceli, H. ve Nikolaou, M., Constrained Model Predictive Control with Simultaneous Identification Using Wavelets, Computer Chemical Engineering, 20, (1996) 1011-1016.
17. Kuo, L.E. ve Melsheimer, S.S., Wastewater Neutralisation Control Using a Neural Network Based Model Predictive Controller, American Control Conference, 1998, Philadelphia, Bildiriler Kitabı, 3896-3899.
18. Sousa, J.M.C. ve Setnes, M., Fuzzy Predictive Filters in Model Predictive Control, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 46, 6 (1999) 1225-1232.
19. Mendonça, L.F., Sousa, J.M., Kaymak, U. ve Costa, J.S., Fuzzy Issues in Multivariable Predictive Control, IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Mayıs 2003, St Louis, Bildiriler Kitabı, 506-511.
20. Liu, J., Huang, Z., Liu, W., Yang, Y. ve Tong, H., Locomotive Brake Control Method based on T-S Fuzzy Modeling Predictive Control, 2nd International Symposium on Intelligent Information Technology Application, Aralık 2008, Shanghai, Bildiriler Kitabı, 602-607.
21. Liu, C.H. ve Lian, K.Y., Fuzzy Observer-Based Tracking Control of Nonlinear Systems via Model Predictive Control Approach, 16th IEEE International Conference on Control Applications, Ekim 2007, Singapore, Bildiriler Kitabı, 1510-1515.
22. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanıklık Kavramı, Enerji Elektrik Elektromekanik-3e, Eylül 1999, Sayı 62, İstanbul, Bilesim Yayıncılık A.Ş., 80-85.
23. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanık Denetim, Enerji Elektrik Elektromekanik-3e, Eylül 1999, Sayı 64, İstanbul, Bilesim Yayıncılık A.Ş., 76-81.
24. Xia, Y., Yang, H., Shi, P. ve Fu, M., Constrained Infinite-Horizon Model Predictive Control for Fuzzy-Discrete-Time Systems, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 18, 2 (2010) 429-436.
25. Vahidi, A., Stefanopoulou, A. ve Peng, H., Current Management in a Hybrid Fuel Cell Power Systems: A Model-Predictive Control Approach, IEEE Transactions on Control System Technology, 14, 6 (2006) 1047-1057.
26. Hredzak, B., Jang, M. ve Agelidis, G.V., Model Predictive Control Systems for a Hybrid Battery-Ultracapacitor Power Source, IEEE Transactions on Power Electronics, 29, 3 (2013) 1469-1479.

27. Wang, Z. ve Wang, L., Intelligent Control of Ventilation Systems for Energy-Efficient Buildings with CO₂ Predictive Control, IEEE Transactions on Smart Grids, 4, 2 (2013) 686-693.
28. Baskar, L.D., Schutter, B. ve Hellendoorn, H., Traffic Management for Automated Highway Systems Using Model-Based Predictive Control, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 13, 2 (2012) 838-847.
29. Ma, Y., Borrelli, F., Hancey, B., Coffey, B., Bengea, S. ve Haves, P., Predictive Control for the Operation of Building Cooling Systems, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 20, 3 (2012) 796-803.
30. Borhan, H., Vahidi, A., Philips, A.M., Kuang, M.L., Kolmanovsky, I.V. ve Cairano, S., MPC-Based Energy Management of a Power-Split Hybrid Electric Vehicle, IEEE Transactions on Control System Technology, 20, 3 (2012) 593-603.
31. Xie, Y., Ghaemi, R., Sun, J. ve Freudenberg, J.S., Implicit Model Predictive Control of a Full Bridge DC-DC Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 24, 12 (2009) 2704-2713.
32. Altaş, İ.H. ve Sharaf, A.M., A Photovoltaic Powered Tracking System For Moving Objects, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 2007, Bursa, Bildiriler Kitabı, 1-5.
33. Hu, H., Zhu, J., Lei, G., Platt, G. ve Dorrell, D.G., Multi-Objective Model Predictive Control for High-Power Converters, IEEE Transactions on Energy Conversion, 28, 3 (2013) 652-663.
34. Keviczky, T., Borelli, F., Fregene, K., Godbole, D. ve Balas, G.J., Decentralized Receding Horizon Control and Coordination of Autonomous Vehicle Formations, IEEE Transactions on Control System Technology, 16, 6 (2008) 19-33.
35. Bageshwar, V.L., Garrad, W.L. ve Rajamani, R., Model Predictive Control of Transitional Maneuvers for Adaptive Cruise Control Vehicles, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 53, 5 (2004) 1573-1585.
36. Mariethoz, S., Fuchs, A. ve Morari, M., A VSC-HVDC Decentralized Model Predictive Control Scheme for Fast Power Tracking, IEEE Transactions on Power Delivery, 28, 1 (2013) 1-10.
37. Li, Z. ve Cheng, S., Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motors Based on Model Predictive Control, International Conference on Electrical and Control Engineering, Haziran 2010, Wuhan, Bildiriler Kitabı, 4498-4501.
38. Caruntu, C.F. ve Lazar, C., Stabilizing MPC for Network-controlled Systems With An Application to DC Motors, IEEE International Conference on Mechatronics, Nisan 2011, İstanbul, Bildiriler Kitabı, 973-978.

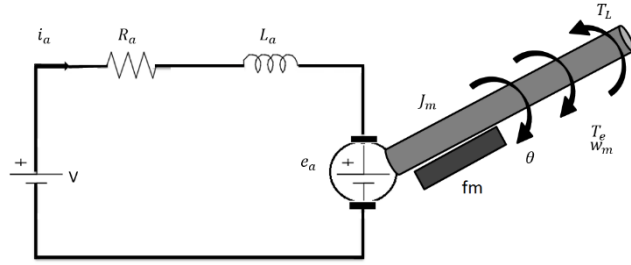
39. Syaichu, A. ve Sirius, R., Model Predictive Control Implementation on a Programmable Logic Controller for DC Motor Speed Control, International Conference on Electrical Engineering and Informatics, Temmuz 2011, Bandung, Bildiriler Kitabı, 1-4.
40. Peyrl, H., Papafotiou, G. ve Morari, M., Model Predictive Torque Control of a Switched Reluctance Motor, Instructional Computing and Information Technology, 2009, Gippsland, Bildiriler Kitabı, 1-6.
41. Türkay, M., Optimizasyon Modelleri ve Çözüm Metodları, Koç Üniversitesi Endüstri Mühendisliği Bölümü.
42. Jensen, P.A. ve Bard, J.F., Nonlinear Programming Methods.S2 Quadratic Programming, Optional Research Model and Methods.
43. Goulart, P.J., Kerrigan, E.C. ve Maciejowski, J.M., Optimization Over State Feedback Policies for Robust Control with Constraints, Automatica, 42 (2006) 523-533.
44. Axehill, D., Integer Quadratic Programming for Control and Communication, Linköping Studies in Science and Technology, Dissertations No. 1158., Linköping, 2008.
45. Geyer, T., Papafottiou ve G., Morari, M., Hybrid Model Predictive Control of the Step-Down DC-DC Converter, IEEE Transactions on Control System Technology, 16, 6 (2008) 1112-1124.

6. EKLER

Ek 1.

Doğru Akım Motor Modelinin Elde Edilişi ve Durum Denklemleri

Motor modelinin elde edilmesinde seri uyarmalı doğru akım motoru devre denklemleri kullanılmıştır. Motorun eş değer devresi şekil 10'da görülmektedir.



Şekil 10. Doğru akım motorun eş değer devresi

Motora ait bazı ifadeler (1) ve (2)'de gösterilmiştir. Bu denklemlerde doğru akım motorunun elektrik ve mekaniksel kısmı arasındaki bazı ilişkiler görülmektedir.

$$\begin{aligned} e_a &= BlNr\dot{\theta}_m = k_m\dot{\theta} \\ T &= BlNri_a = k_m i_a \end{aligned} \quad (1)$$

$$k_m = BlNr$$

$$f = NBi_a l \quad \text{amper's law}$$

$$T = NBli_a r$$

(2)

$$e_a = NBlv \quad \text{faraday's law}$$

$$v = wr$$

$$e_a = NBlwr$$

Ek-1'in devamı

Motorun elektriksel denklemleri (3)'deki gibidir.

$$V = i_a R_a + L \frac{di}{dt} + e_a \quad (3)$$

Bu denklemde türevli terim yalnız bırakılırsa durum değişkeni olarak motor akımı elde edilir.

$$L \frac{di}{dt} = V - i_a R_a - e_a$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{V}{L} - \frac{i_a R_a}{L} - \frac{K_m w(t)}{L} \quad (4)$$

Motora ait mekaniksel denklemler ise (3)'te gösterilmiştir. Denklemde durum değişkeni olarak motor hızı elde edilmektedir.

$$J_m \ddot{\theta}_m = T - f_m \dot{\theta}_m - T_L$$

$$J_m \frac{dw(t)}{dt} = T - f_m w(t) - T_L \quad (3)$$

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{K_m i_a(t)}{J_m} - \frac{f_m w(t)}{J_m}$$

Doğrusal bir sistemin durum uzayı gösterimi (4)'teki gibidir. Bu denkleme göre doğru akım motorunun durum denklemleri yazılır. Denklemler yazılırken motorun yük altında olmadığı varsayılmıştır.

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (4)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

Ek-1'in devamı

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{V}{L} - \frac{i_a R_a}{L} - \frac{K_m w(t)}{L}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{d(t)} \\ \frac{dw(t)}{d(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{K_m}{L} \\ \frac{K_m}{J} & \frac{-K_f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V(t) \quad (5)$$

$$y(t) = [0 \ 1] \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + [0]V(t) \quad (6)$$

A ve B matrisleri motorun özelliklerine bağlıdır ve motor yapısı ile parametreleri tarafından belirlenir. C ve D matrisleri seçilen özel çıkış değişkenleri ile tanımlanır.

$x(t)$: Durum vektörü (n. derece bir sistemde n elemanlı sütun vektörü, n tane durum değişkeni mevcut.)

$u(t)$: Kontrol vektörü (r adet girişli bir sistemde r elemanlı sütun vektörü, giriş vektörü)

$y(t)$: Çıkış vektörü (m adet çıkışlı sistemde m elemanlı sütun vektörü)

A : Sistem matrisi (nxn boyutlu)

B : Giriş matrisi (nxr boyutlu)

C : Çıkış matrisi (mxn boyutlu)

D : Doğrudan iletim matrisi (mxr bouytlu)

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{K_m i_a(t)}{J_m} - \frac{f_m w(t)}{J_m}$$

Durum uzayı modeline motor konumuda eklenmek isteniyorsa bu durumda üç değişken olacağından C matrisi boyutunu arttırmak gerekir. Konumun türevi açısal hızı

Ek-1'in devamı

verir. Yani $\frac{d\theta(t)}{dt} = w(t)$ 'dir. Bu denklem motora ait durum denklemlerine eklenirse motorun son durum denklemleri (7)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned}\frac{di_a(t)}{dt} &= \frac{V}{L} - \frac{i_a R_a}{L} - \frac{K_m w(t)}{L} \\ \frac{dw(t)}{dt} &= \frac{K_m i_a(t)}{J_m} - \frac{f_m w(t)}{J_m} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} &= w(t)\end{aligned}\tag{7}$$

Bu denklemler matrisler biçimde düzenlenirse (8) ve (9)'da görüldüğü gibi motorun durum uzayı modeli elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{dw(t)}{dt} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{-K_m}{L} & 0 \\ \frac{K_m}{J} & \frac{-K_f}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V(t)\tag{8}$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V(t)\tag{9}$$

ÖZGEÇMİŞ

11.11.1985 tarihinde Bayburt'ta doğdu. İlk ve ortaokul öğrenimini Bayburt'ta ve lise öğrenimini Trabzon'da tamamladı. Üniversite eğitimine 2004 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde başladı. 2009 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. Aynı yıl içerisinde Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı. 2011 yılı bahar döneminde İsveç'te Dalarna Üniversitesi Güneş Enerjisi Mühendisliği Bölümü'nde Erasmus öğrencisi olarak öğrenim gördü. 2010-2012 yılları arasında Trabzon'da özel bir firmada elektrik elektronik mühendisi olarak çalıştı. 2012 yılı Ekim ayından itibaren Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Kontrol ve Kumanda Anabilim Dalı'nda araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.