T.C.
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL İLE DENETLEYİCİ TASARIMI

Ammar BAWDAKA

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİYARBAKIR
Haziran-2019

T.C. DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ
DİYARBAKIR

Ammar BAWDAKA tarafından yapılan "Model Öngörülü Kontrol İle Denetleyici Tasarımı" konulu bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. İbrahim KAYA

Üye : Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ

Üye : Dr. Öğrt. Üyesi Musa YILMAZ

Tez Savunma Sınavı Tarihi: 13/06/2019

Yukarıdaki bilgilerin doğruluğunu onaylarım.

...../...../.....

Prof. Dr. Sevtap SÜMER EKER

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince her anlamda yardımını, bilimsel katkılarını ve tecrübelerini hiçbir zaman esirgemeyen danışman hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim KAYA'ya teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Çalışmamın süresince yardım ve desteğini esirgemeyen hocam Sayın Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ'e de şükranlarımı sunarım.

Her zaman maddi ve manevi destek veren bugünlere beni getiren aileme, desteklerini esirgemeyen dostlarıma sevgilerimi sunarım.

Bu tez çalışması, Yurtdışı Türkler ve Akraba Topluluklar Başkanlığı bursu ile desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

		Sayfa
TEŞEKKÜR……		I
İÇİNDEKİLER…….....		II
ÖZET…….....		III
ABSTRACT…….....		IV
ŞEKİL LİSTESİ…….....		V
KISALTMA VE SİMGELER……		VII
1.	**GİRİŞ**…….....	1
1.1.	Genel Bilgi……...	1
1.2.	Tezin Amacı……	3
1.3.	Tezin Yapısı……	3
2.	**KAYNAK ÖZETLERİ**……..	5
3.	**MATERYAL VE METOT**……	11
3.1.	Giriş.....	11
3.2.	PID Denetleyici.....	11
3.2.1	Kontrolör Sentezi.....	13
3.3.	MPC Denetleyici ……..……	14
3.3.1.	MPC Tarihçesi ve Algoritmaları ……...……....	14
3.3.2.	MPC Unsurları……..……...…….	16
3.3.3	MPC Denetleyicinin Avantaj ve Dezavantajları.…….……..…….….....	21
3.4.	DC Motor Hız Denetimi …….....	22
3.4.1.	DC Motorun Modellenmesi.....	23
3.4.2.	PI-P Denetleyici ile DC Motor Denetimi.....	26
3.4.3.	MPC Denetleyici Tasarımı.....	29
3.4.3.1	Öngörü Denetleyiciler için Genel Tasarım Hususları.....	29
3.4.3.2	MPC Araç Kutusu Kullanarak Denetleyici Tasarımı.....	32
4.	**BULGULAR VE TARTIŞMA**……..	39
4.1.	Kaskad Kontrol Performans Analizi.....	39

4.2. MPC Performans Analizi..... 50
5. SONUÇ VE ÖNERİLER……..……..... 63
6. KAYNAKLAR……..... 65
ÖZGEÇMİŞ……... 69

ÖZET

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL İLE DENETLEYİCİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ammar BAWDAKA

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

2019

Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control, MPC) çok değişkenli ve kısıtları olan sistemleri denetlemede kullanılan güçlü bir kontrol stratejisidir. Klasik kontrol yaklaşımlarından oldukça farklı olup yüksek tasarım yeteneklerini gerektirmektedir.

Bu tez çalışmasının ana amacı MPC kontrol stratejisi ile bir DC motorun denetimini benzetim ortamında gerçekleştirmektir. Bunun için, öncelikle, bir DC motora ait gerçek parametre değerleri kullanılarak DC motorun matematiksel modellenmesi elde edilmiştir. Elde edilen modele dayalı olarak MPC kontrol stratejisi ile DC motor denetimi gerçekleştirilmiştir. MPC denetleyici ayar parametrelerinin denetim performansı üzerindeki etkisi de araştırılmıştır.

Tasarlanan MPC denetleyicinin performansını test etmek için, DC motorun klasik PID (Proportional-Integral-Derivative) tip denetleyici kullanılarak denetimine yönelik çalışmalar da gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, DC motorun hem akımını hem de açısal hızını kontrol etmek için kaskad kontrol yapısı kullanılmıştır. Bu yapıda, DC motorun akımını kontrol etmek için iç döngüde PI denetleyici, DC motorun hızını kontrol etmek için dış döngüde PI-P denetleyici kullanılmıştır. Kaskad kontrol yapısındaki denetleyicilerin ayar parametreleri kontrolör sentezi kullanılarak hesaplanmıştır.

MATLAB/Simulink ortamında MPC araç kutusu kullanarak tasarlanan lineer MPC denetleyici ile kaskad kontrol yapısında kullanılan klasik PID tip denetleyici kapalı çevrim performansları karşılaştırılmıştır. Tasarlanan MPC denetleyicinin ve kaskad kontrol yapısındaki PID tip denetleyicilerin farklı çalışma koşullarındaki performansları incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Model Öngörülü Kontrol (MPC), DC Motor, PI denetleyici, PI-P denetleyici, Matlab, Simulink, MPC Araç Kutusu, MPC denetleyici.

ABSTRACT

MODEL PREDICTIVE CONTROLLER DESIGN

MSc THESIS

Ammar BAWDAKA

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
INSTITUTE OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES
UNIVERSITY OF DICLE

2019

Model Predictive Control (MPC) is a very powerful control strategy that manipulates multivariable constrained systems. It is quite different from classical control and requires high design capabilities.

The main aim of this thesis is to apply one of the MPC strategies to control a DC motor by simulations. For this, first of all, a mathematical model of the DC motor based on real parameter values of a DC motor has been derived. Using derived model of the DC motor, the motor has been controlled based on one of the MPC strategies. The effect of tuning parameters of MPC on the control performance has also been investigated.

In order to test the performance of designed MPC, studies to control a DC motor based on classical control Proportional-Integral-Derivative (PID) has also been carried out. A cascade control scheme to control both the current and angular velocity of the DC motor has been used. In this scheme, the PI controller in the inner loop was designed to control the current of DC motor and PI-P controller in the outer loop was designed to control angular velocity of the DC motor. Tuning parameters of controllers' both in the inner and outer loop was determined using the controller synthesis approach.

Closed loop performances obtained from the cascade control structure and liner MPC designed in MATLAB/Simulink environment and MPC Toolbox have been compared. Finally, the closed loop performance of the designed MPC and cascade control structure under different working conditions has been investigated.

Keywords: Model Predictive Control (MPC), DC Motor, PI Controller, PI-P Controller, Matlab, Simulink, MPC ToolBox, MPC Controller.

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge No		Sayfa
Çizelge 3.1.	PID denetleyici ayar parametrelerinin performans üzerindeki etkileri	12
Çizelge 3.2.	DC Motor fiziksel parametre değerleri	25
Çizelge 4.1.	PI-P denetleyici ayar parametreleri ($K_{P_i} = 10$)	40
Çizelge 4.2.	$K_{P_i} = 10$ ve farklı dış döngü sönüm oranları için kapalı çevrim performans değerleri	44
Çizelge 4.3.	PI-P denetleyici ayar parametreleri ($K_{P_i} = 5$)	45
Çizelge 4.4.	$K_{P_i} = 5$ ve farklı dış döngü sönüm oranları için kapalı çevrim performans değerleri	50
Çizelge 4.5.	MPC denetleyici için kapalı çevrim performans değerleri (çıkış ağırlıklarının akım için 0 ve hız için 0.1 seçilmesi)	53
Çizelge 4.6.	MPC denetleyici için DC motor sistemin açısal hız cevaplarına göre karakteristikleri ağırlık Akım için 0.1 ve hız için 1	56
Çizelge 4.7.	MPC denetleyici için kapalı çevrim performans değerleri (çıkış ağırlıklarının akım için 1.5 ve hız için 0.2 seçilmesi)	58
Çizelge 4.8.	MPC ve Kaskad denetleyici kapalı çevrim performans değerleri	61

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil No		Sayfa
Şekil 1.1.	MPC analojisi (Camacho ve Bordons, 2007)	1
Şekil 1.2.	Geri çekilme prensibi (Camacho ve Bordons, 2007)	2
Şekil 3.1.	PID denetleyici içeren kapalı çevrim kontrol sistemi	11
Şekil 3.2.	MPC algoritmalarının gelişimi (Qin ve Badgwell, 2003)	15
Şekil 3.3.	MPC algoritmalarının 1980'den günümüze yaşanan gelişimi	16
Şekil 3.4.	MPC algoritma unsurları	17
Şekil 3.5.	DC motorun şeması	23
Şekil 3.6.	DC motor eşdeğer diyagramı	23
Şekil 3.7.	DC Motor transfer fonksiyonunun Simulink modeli	24
Şekil 3.8.	Motor açısal hızının nominal yük uygulanmadan ve uygulandıktan sonraki değişimi	25
Şekil 3.9.	Motor akımının nominal yük uygulanmadan ve uygulandıktan sonraki değişimi	26
Şekil 3.10.	DC motor akım ve açısal hız denetim yapısı (Zıt emk iç bozucu olarak kabul edilmiştir.)	26
Şekil 3.11.	Zıt emk'nın dışardan kompanze dildiği DC motor alt sistem yapısı	27
Şekil 3.12.	Örnekleme zamanı T_s 'in seçimi (Bemporad ve ark., 2018)	30
Şekil 3.13.	Öngörü ufku N_p için öneri (Bemporad ve ark., 2018)	31
Şekil 3.14.	Kontrol ufku N_c için öneri (Bemporad ve ark., 2018)	31
Şekil 3.15.	Giriş ve çıkışlar için kısıtların gösterimi (Bemporad ve ark., 2018)	32
Şekil 3.16.	MPC denetleyici ile DC motor denetimi için Simulink diyagramı	33
Şekil 3.17.	DC motorun açık-çevrim basamak cevap karakteristiği	34
Şekil 3.18.	MPC araç kutusunda süreç modelinin tanıtılması ve doğrusal hale getirilmesi	35
Şekil 3.19.	MPC IO özellikleri	35
Şekil 3.20.	MPC denetleyici yapısı	36

Şekil 3.21. MPC denetleyici kısıtları 36

Şekil 3.22. MPC denetleyici ağırlıkların ayarlaması 37

Şekil 3.23. MPC performans ayarı 37

Şekil 4.1. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen açısal hız sonuçları 40

Şekil 4.2. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen akım sonuçları 40

Şekil 4.3. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen kontrol sinyalleri 41

Şekil 4.4. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen açısal hız sonuçları 41

Şekil 4.5. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen akım sonuçları 42

Şekil 4.6. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen kontrol sinyalleri 42

Şekil 4.7. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen açısal hız sonuçları 43

Şekil 4.8. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen akım sonuçları 43

Şekil 4.9. $K_{P_i}=10$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen kontrol sinyalleri 44

Şekil 4.10. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen açısal hız sonuçları 45

Şekil 4.11. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen akım sonuçları 46

Şekil 4.12. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen kontrol sinyalleri 46

Şekil 4.13. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen açısal hız sonuçları 47

Şekil 4.14. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen akım sonuçları 47

Şekil 4.15. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1$ için elde edilen kontrol sinyalleri 48

Şekil 4.16. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen açısal hız sonuçları 48

Şekil 4.17. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen akım sonuçları 49

Şekil 4.18. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=1.2$ için elde edilen kontrol sinyalleri 49

Şekil 4.19. Birinci durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı orta agresif olarak seçilmesi 51

Şekil 4.20. İkinci durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı agresif olarak seçilmesi 51

Şekil 4.21. Üçüncü durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı aşırı agresif olarak seçilmesi 51

Şekil 4.22. Çıkış ağırlık ayarları: akım için 0 ve hız için 0.1 51

Şekil 4.23. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları 52

Şekil 4.24. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları 52

Şekil 4.25. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri 53

Şekil 4.26. Çıkış ağırlık ayarları: akım için 0.1 ve hız için 1 54

Şekil 4.27. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları 55

Şekil 4.28. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları 55

Şekil 4.29. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri 56

Şekil 4.30. Ağırlık ayarları Akım için 1.5 ve hız için 0.2 57

Şekil 4.31. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları 57

Şekil 4.32. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları 58

Şekil 4.33. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri 58

Şekil 4.34. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen açısal hız sonuçlarının karşılaştırılması 59

Şekil 4.35. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen akım sonuçlarının karşılaştırılması 60

Şekil 4.36. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen kontrol sinyallerinin sonuçlarının karşılaştırılması 60

KISALTMA VE SİMGELER

PID	: Oransal İntegral Türev
DMC	: Dinamik Matris Kontrolü
MPC	: Model Öngörülü Kontrol
CARIMA	: Controlled Auto Regressive Integrated Moving Average
MAC	: Model Algoritma Kontrolü
FPC	: Öngörülü Fonksiyonel Kontrol
GPC	: Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol
SIMO	: Single Input-Multi Output
ISE	: Integral of Squared Error
N_p	: Öngörü Ufku
N_c	: Kontrol Ufku
T_s	: Örnekleme Frekansı
x_k	: Durum Değişkeni
u_c	: Sürekli Durumda Komut
u_k	: Ayrık Durumda Komut
Δu	: Kontrol Sinyali
A, B, C, D	: Durum Uzayında Temsil Edilen Sistem Matrisleri
ε_k	: Gaussian gürültüleri
J_k	: Maliyet Fonksiyonu
I	: Kimlik Matrisi
J	: Eylemsizlik momenti
f	: Mekanik Sistemin Sönümleme Faktörü / Viskoz sürtünme katsayısı
K	: Sabit Elektromotor Kuvvet
L_a	: Rotorun Elektrik Endüktansı

R_a : Rotor direnci

ω : Nominal açısal hız

V_a : Armatüre Gerilim Kaynağı

T_d : Yük momenti

S : Sönüm Oranı

K_p : Orantılı Eylemin Parametresi

K_d : Türetilmiş Eylem Parametresi

K_i : İntegral Eylemin Parametresi

$\hat{y}(t+K|t)$: K adım sonra öngörülen y değeri

$\|x_k\|_Q^2$: Norm değeri

1. GİRİŞ

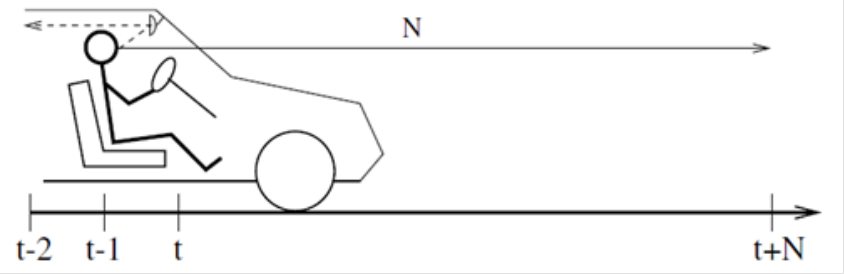
1.1. Genel Bilgi

Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control, MPC), karmaşık endüstriyel sistemlerindeki kontrol döngülerinden yüksek performans elde edebilmek ve endüstriyel dünyanın gerçek ihtiyacını karşılayabilmek için otomasyon alanında kullanılan ileri kontrol tekniklerindendir. Kontrol döngülerindeki yüksek performans talebi, sürekli artan işletim ve üretim kısıtları göz önüne alarak yerine getirilmelidir.

Model Öngörülü Kontrol, sürecinin gelecekteki çıkışları hakkında tahminlerde bulunmak için sisteme ait bir modele ihtiyaç duyan bir geri-beslemeli kontrol algoritmasıdır. Öngörü, öngörü ufku olarak adlandırılan sonlu bir zaman aralığında sisteme ait bir modele dayalı olarak gerçekleştirilir. Optimizasyon probleminin çözümü, optimal dizinin ilk elemanının sisteme enjekte edildiği kontrol vektörünü oluşturur. Güncellenen sistem bilgisi kullanılarak bir sonraki zaman aralığı için problem tekrar çözülür (Qin ve Badgwell, 2003).

MPC, sürece ait modeli kullanarak, belirlenen bir amaç fonksiyonunu minimum yapan kontrol sinyalini elde eder. MPC, ayrıca, kayan ufuk kontrolü olarak da adlandırılır. Bu isimlendirme, denetleyicinin hesaplamalarda dikkate alınan zaman diliminin her iterasyonda kaymasından gelmektedir (Qin ve Badgwell, 2003).

MPC'de kullanılan fikir, basit, sezgisel ve günlük yaşamda oldukça sistemli bir şekilde uygulanır. Örneğin, bir sürücü çeşitli kısıtları (trafik ışıkları, kalabalık, kaygan zemin) hesaba katarak, gideceği yolu en hızlı kat edebilmek için oldukça uzak bir ufuktaki yolun durumunu analiz eder (Şekil 1.1).



Şekil 1.1. MPC analojisi (Camacho ve Bordons, 2007)

MPC teknikleri, çevrimdışı olarak belirlenen bir tahmin modeline dayanır. Bu özellik, Model Tabanlı Kontrol (Model Based Control, MBC) olarak adlandırılan model tabanlı komutların geniş ailesindeki tahmin kontrolünü sınıflandırmaya izin verir. Takip edilecek bilinen bir referans yörüngesinden, her bir örnekleme periyodunda gerçek zamanlı olarak aşağıdaki adımlar gerçekleştirilir (Bemporad ve ark., 2018).

1- Çıkıştaki öngörü ufkuna dayalı olarak çıkış değişkenleri için öngörüler hesaplanır.

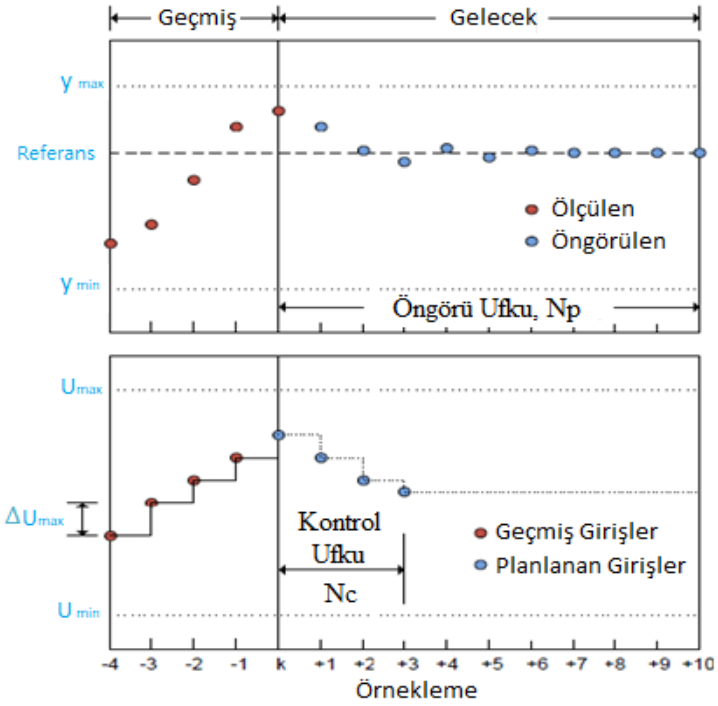
2- Gelecekteki öngörü hataları ve tahmin edilen sistem çıktısı ile gelecekteki referans değer arasındaki sapmalar için sonlu-ufuk kuadratik kriteri en aza indirilir.

3- Tahmin ufkundan (N_p) farklı olabilecek kontrol ufkundan (N_c) gelecekteki komutların bir dizisi oluşturulur.

4- Sisteme elde edilen dizinin sadece ilk değeri uygulanır.

5- Kaymalı ufuk prensibine göre bu adımlar bir sonraki örnekleme periyodunda tekrarlanır.

Yukarıda ifade edilen adımlar Şekil (1.2)'de özetlenmiştir.



Şekil 1.2. Geri çekilme prensibi (Camacho ve Bordons , 2007)

Sonlu ufuklu bir optimal kontrol probleminin her örnekleme adımında çözülmesiyle öngörü kontrol kuralı elde edilir. Genel olarak, kısıtlı bir sistem için öngörü kriterinin minimum yapılması optimizasyon probleminin çevrim içi olarak etkili bir şekilde tekrar çözümünü gerektirir (Borrelli ve ark., 2011).

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının amacı aşağıda adımlar halinde sıralanmıştır:

i. Fiziksel ve elektriksel yasaları kullanarak bir DC motorun matematiksel modelini elde etmek
ii. Elde edilen matematiksel modelden DC motora ait transfer fonksiyonunu çıkarmak
iii. Elde edilen transfer fonksiyonunu kullanarak DC motorun hızını kontrol etmek için PI denetleyici tasarımını gerçekleştirmek
iv. Sistemin performansını artırmak için, DC motorun akımını kontrol etmede PI denetleyici ve hızını kontrol etmek için PI-P denetleyici tasarlamak
v. DC motor sisteminin durum uzayı modeli çıkarmak
vi. Matlab MPC araç kutusunu kullanarak DC motorun hem akımını hem de hızını kontrol etmede kullanılacak MPC denetleyici tasarlamak
vii. MPC araç kutusunda yer alan ayar parametrelerinin farklı değerlerinde ve DC motorun farklı çalışma koşullarında çalıştırılması ile tasarlanan MPC denetleyicinin performansı test etmek
viii. MPC denetleyicinin DC motor sisteminin kontrolünde PID tip denetleyicilerden daha etkili bir yöntem olduğunu sonuçlarla ortaya koymak

1.3. Tezin Yapısı

Bu tez; Giriş, Kaynak Özetleri, Materyal ve Metot, Bulgular ve Tartışma, Sonuç ve Öneriler, Kaynaklar olmak üzere altı bölümden oluşmaktadır.

Giriş olarak verilen birinci bölümde Model öngörülü kontrol hakkında genel bilgiler, tezin amacı ve tezin yapısı hakkında kısa bilgiler verilmiştir.

Kaynak özetleri olarak verilen ikinci kısımda Model öngörülü kontrol ile ilgili yapılan literatür araştırması yer almaktadır.

Materyal ve metot bölümünde, öncelikle PID ve MPC denetleyiciler hakkında detaylı bilgiler sunulmuştur. Daha sonra, bir DC motora ait transfer fonksiyonu ve durum uzay gösterimleri, gerçek parametrelere dayalı olarak, fiziksel ve elektriksel yasalar kullanılarak elde edilmiştir. Ayrıca, yine bu bölümde, DC motorun kontrolünde kullanılan MPC, PID tip denetleyicilerin tasarımları gerçekleştirilmiştir.

Bulgular ve tartışma olarak adlandırılan dördüncü bölümde, DC motor kontrolüne ait uygulama sonuçları verilmiş olup MPC ve kaskad kontrol yapısının DC motor sisteminin kontrolündeki performansları karşılaştırılmıştır.

Sonuç ve öneriler kısmında yapılan çalışmaya ait sonuçlara yer verilmiş, gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

Kaynaklar olarak verilen altıncı bölümde ise tez içinde referans verilen kaynaklar sıralanmıştır.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Yaşanan teknolojik gelişmelere bağlı olarak kontrol teorisinde de büyük bir evrim yaşanmıştır. Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control, MPC) bu konudaki en son yaklaşımlardan biridir. MPC'nin tohumları 1950'lerde atılmış ve hala bir araştırma ve geliştirme konusudur. Bu kontrol yaklaşımı yoğun bir şekilde ilgi çekmekte ve literatürde MPC ile ilgili birçok çalışmalar bulunmaktadır. Yapılan çalışmalarda farklı MPC algoritmaları kullanılmaktadır. Literatürdeki çalışmaların önemli bir bölümü ise MPC yönteminin farklı durumlarda kullanılabilir olduğunu göstermektedir.

Doğrusal ve doğrusal olmayan, ticari olarak temin edilebilir MPC teknolojisine genel bir bakış Qin ve Badgwell (2003) tarafından sunulmuştur. Endüstriyel MPC teknolojisinin kısa bir tarihçesinin verilmesinden sonra, MPC denetleyici ve modelleme teknolojisi firmalarından elde edilen araştırma sonuçları sunulmuştur. Çalışmada, genel bir MPC kontrol algoritması da sunulmuştur. Ayrıca, modelleme teknolojisi yeniden gözden geçirilmiş ve çeşitli yaklaşımlar arasındaki benzerlikler ve farklılıklar ortaya konmuştur. Çalışmada, gelecekteki MPC teknolojisine yönelik öngörüler ve potansiyel araştırma konuları hakkında da fırsatlar anlatılmıştır.

Mansour ve ark. (2004) iki farklı MPC tekniği ile klasik PID denetleyicinin performanslarını haberleşme gecikmeleri için çalışmışlardır. Çalışmada, PID denetleyicinin küçük gecikmelerde bile yetersiz kaldığı ve kararsız sonuçlar verdiği, her iki MPC tekniğinin ise büyük zaman gecikmelerinde bile kararlı çalıştığı ancak zaman gecikmesi büyüdükçe sistemin cevabının yavaşladığı gösterilmiştir.

Bemporad (2006) quadratik programlamaya dayalı geleneksel MPC'lerden daha gelişmiş hibrit MPC'lere kadar MPC tasarımın temelleri tekrar edilmiş ve MPC denetleyicilerin tasarım, hesaplama ve kod üretimi için mevcut araç kutularına dikkat çekilmiştir. Matlab MPC araç kutusunun önemi de çalışmada anlatılmış ve tasarımcılar için hem lineer hem de hibrit MPC denetleyicilerin tasarlanması için kolay bir ortam sağladığı ifade edilmiştir.

Doğrusal-olmayan MPC denetleyici ile eksik tahrikli bir robotun kontrol edilmesine uygulanması Oliveira ve Lages (2006) tarafından çalışılmıştır. Robotun üç bağlantısının olduğu ve sadece bir tanesinin tahrik edildiği kabul edilmiştir. Çalışma,

robotun enerji iletim hatları gibi insanlar için tehlikeli olabilen durumlarda insanların yerini alabilmesi için önerilmiştir. MPC denetleyicinin getirdiği avantajlar, özellikle, sistemi kararlı yapan, optimal bir kontrol kuralının geliştirilebilmesi nedeniyle MPC denetleyicinin eksik tahrikli robot denetiminde kullanılması araştırılmıştır.

Stoica, Ayerbe ve Dumur (2008) dışbükey Youla optimizasyon metoduna dayalı olarak çok değişkenli kısıtlı MPC denetleyicilerin gürbüzlüğünü arttırmaya yardımcı olan bir araç kutusu geliştirmişlerdir. Burada, öncelikle sistemi başlangıçta kararlı yapan bir MPC denetleyiciden başlanarak, daha sonra Youla optimizasyon metot ile sistemi daha gürbüz yapan MPC denetleyici geliştirilmektedir. Bu araç kutusu ile MPC denetleyici konusunda uzman olmayan kullanıcılara ve araştırmacılara yardımcı olmak hedeflenmiştir. Araç kutusunun önemli bir özelliği de, görsellik kolaylığı sunması ve diğer gürbüz MPC denetleyiciler ile karşılaştırma yapabilme olanağı vermesidir.

MPC tasarımının temelinde yatan felsefe klasik PID denetleyici tasarımından oldukça farklıdır. PID denetleyicilerin endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaları, bu denetleyicilerin basit ve endüstrideki insanlar tarafından kolay anlaşılmasından kaynaklanmaktadır. MPC'nin endüstriyel uygulamalar tarafından kabul edilebilmeleri için çok iyi tasarlanmış ve kullanımı kolay MPC araç kutularının geliştirilmesi gerekir (Currie ve Wilson, 2009). Bu amaçla, Currie ve Wilson (2009) MPC uygulamalarının test edilebilmesine imkan veren grafiksel kullanıcı ara yüzlü araç kutusu geliştirmişlerdir. Çalışmada, gömülü sistemler için oto-kod üreten MPC'nin Simulink'te gerçeklemesi verilmiştir. Çalışmada, gerçek zamanlı kontrol için uygun olan bir MPC denetleyicinin bir uygulaması anlatılmaktadır. Bu durum, FPGA donanımında olduğu gibi, yüksek hızlı gömülü uygulamalar için tasarlanmış öngörülü denetleyicilerin geliştirilmesinde ilk aşamadır (Currie ve Wilson, 2009).

Tsoeu ve Esmail (2011) hareket kontrol uygulamaları için Pareto optimal metoduna dayalı olarak ayar parametreleri belirlenmiş MPC ve PID denetleyicilerin performans karşılaştırmalarını vermiştir. Karşılaştırmalar hem benzetim sonuçları hem de gerçek zamanlı uygulama sonuçları ile sağlanmıştır. Çalışmada PID denetleyicinin kabul edilebilir sonuçlar verdiğini, MPC denetleyicinin ise tahmin edilemez sonuçlar verdiğini göstermektedir. Çalışma ile şu sonuçlara ulaşılmıştır: MPC en düşük hatayı vermekle birlikte en yüksek kontrol sinyali de üretmektedir. PID denetleyici ise düşük

kontrol sinyali üretmekte ancak osilasyonlu ve kabul edilebilir bir performans sergilemektedir.

Syaichu-Rohman ve Sirius (2011) Programlanabilir Mantık Denetleyici (PLC) bir MPC olarak kullanıp bir DC motorun hızını kontrol etmişlerdir. Literatürde kullanılan basit bir quadratik algoritma, MPC ile beraber bir PLC'ye gömülmüştür. Aynı zamanda, bir PI denetleyicinin de PLC'de uygulaması gerçekleştirilmiş ve sonuçlar MPC ile karşılaştırılmıştır. Basit quadratik algoritmaya dayalı MPC'nin PLC'de uygulanması PI denetleyici ile kıyaslanabilir sonuçlar vermiştir (Syaichu-Rohman ve Sirius, 2011).

Liu ve Yokozawa (2012) buck DC-DC dönüştürücüler için yeni bir MPC metodu önermişlerdir. Çalışmada, arzu edilen çıkış gerilimi hızlı bir şekilde elde edilirken aynı zamanda aşımın da düşük olması hedeflenmiştir. Önerilen model öngörülü kontrol analitik algoritmaya dayalı olduğundan çevrimiçi uygulanması kolaydır. Ayrıca, önerilen MPC denetleyici deneysel olarak test edilmiş ve PWM-PI yaklaşımından daha iyi olduğu gösterilmiştir. Çalışmada, önerilen MPC-PI denetleyici ile yük direncindeki değişimler için iyi bir performans elde edilirken, kaynak geriliminde yaşanan değişimler için yeterli bir performans elde edilememiştir.

Cairano ve ark. (2012), elektronik gaz kelebeğini ve ateşleme zamanını tahrik ederek, motor hızını referans rölanti devir hızına ayarlayan bir MPC stratejisi önermişlerdir. Kontrol kısıtları ve kabul edilebilir motor hız aralığı da göz önünde bulundurularak, MPC denetleyici belirlenen maliyet fonksiyonuna göre iki eyleyici koordine etmektedir. Önerilen MPC denetleyici ile otomotiv uygulamaları için mükemmel ve gürbüz bir performans, gerçek test araçlarında elde edilmiştir. Çalışmada, MPC denetleyicinin kullanılan temel denetleyicilerden çok daha iyi sonuç verdiği, çalışma koşullarındaki değişimlere ve farklı bozuculara karşı daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, MPC denetleyicide var olan karmaşık hesaplamaların elektronik kontrol ünitesinin kapasitesi dâhilinde olduğu ve MPC ile sağlanan performans iyileştirmesinin yakıt tüketiminde iyileştirmeye yardımcı olabileceği ortaya konmuştur.

Naik ve ark. (2013) MPC denetleyici ile DC Servomotor'un pozisyon kontrolünü ele almıştır. Hızlı dinamik bir sistem olan DC Servomotorun MPC ile denetlenebilmesi için hızlı çözüm bulabilen algoritmaların kullanılması gerekir. Buna

göre, quadratik programlama (QP) problemini çözmek için Cholesky çarpanlara ayırma tabanlı bir lineer algoritma adapte edilmiştir. Giriş ve çıkış matris ağırlıklarının performans üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Tasarlanan MPC denetleyicinin gerçek zamanlı uygulamalarda dış bozuculara karşı iyi performans sergilediği gözlenmiştir.

Dahale ve Jadhav (2014) Matlab MPC araç kutusunun önemini ve ne kadar faydalı olduğunu ortaya koymaktadır. Söz konusu araç kutusu ile MPC'yi sistematik olarak analiz etmek, tasarlamak ve ayarlamak mümkün olmaktadır. Farklı doğrusal ve doğrusal-olmayan senaryolar göz önünde bulundurularak denetleyicilerin performansları değerlendirilebilmektedir. Araç kutusu çalışırken ayar ağrılıkları ve kısıtlar değiştirilerek denetleyicinin performansı ayarlanabilmektedir (Dahale ve Jadhav, 2014).

Minimum olmayan faz transfer fonksiyonuna sahip sistemlerdeki ters cevabı yok edecek model öngörülü denetleyici tasarımı Wu (2015) tarafından çalışılmıştır. Uzun aralıklı bir ufka sahip model öngörülü denetleyicinin sadece ters cevabın belli bir kısmını yok edebileceği ifade edilerek, çalışmada sonsuz kontrol ufkuna sahip bir MPC önerilmiştir. Böylece ters cevabın tamamının yok edilmesi sağlanmıştır. Çalışmada, uzun aralıklı öngörü ufkunun sadece referans takip için uygun olduğu gösterilmiştir.

Kozák (2016) klasik denetleyiciler ile MPC dahil olmak üzere birkaç gelişmiş denetleyicinin endüstriyel uygulamalardaki performanslarını karşılaştırmak ve avantaj ve dezavantajlarını ortaya koymayı hedefleyen bir çalışma yapmıştır. Çalışmada, PID denetleyicilerin daha çok tek-girişli tek çıkışlı sistemlerde, MPC'nin ise çok-girişli çok-çıkışlı sistemlerde kullanıldığı ifade edilmiştir. Yine, MPC denetleyicilerin doğrusal olmayan sistemlere uygulanması oldukça kolaydır. Bilgisayar kontrol yapısında yaşanan gelişmeler sayesinde FPGA tabanlı MPC ve PID denetleyiciler ile geleneksel mikroişlemci tabanlı denetleyicilere göre ciddi oranda artan performans elde edilebileceği ifade edilmiştir.

Salem ve Mosaad (2016) MPC ve optimal PID denetleyicilerin performanslarını farklı performans ölçütleri için karşılaştırmasını yapmışlardır. PID denetleyicin ayar parametreleri Bacterial Foraging Optimization metodu ile hesaplanmıştır. Performans ölçütleri olarak yükselme zamanı, yerleşme zamanı, maksimum aşım, IAE ve ITAE değerleri göz önüne alınmıştır. Karşılaştırma birinci, ikinci, üçüncü, dördüncü ve

beşinci derece sistemlerin üzerinde test edilmiştir. Benzetim sonuçları MPC denetleyicinin PID denetleyiciden bütün durumlar için daha iyi sonuçlar vermiştir. (Salem ve Mosaad, 2016)

Gonzarolli ve ark. (2017) doğrusal-olmayan MPC ile AC-DC dönüştürücü ile yol verilen bir DC motorun hızının gerçek zamanlı olarak kontrol edilmesini çalışmışlardır. Gerçek zamanlı sistem, NARMAX model olarak modellenmiştir. Tasarlanan modelde öngörülü denetleyicinin performansı PID denetleyici ile karşılaştırılmış ve MPC ile çok daha iyi performans elde edildiği ortaya konmuştur.

Dani ve ark., (2017) DC motor hız kontrolünde klasik Orantısal-İntegral-Türev (PID), Lineer Kuadratik Regülatör (LQR) ve MPC denetleyicilerin uygulamasını ve performans karşılaştırmasını vermiştir. Performans karşılaştırmaları zamanla değişen referans girişleri takip etme ve sistem kısıtlarını göz önüne alabilme açısından yapılmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarından, MPC'nin sistem kısıtlarını doğal olarak göz önüne almasından dolayı, PID ve LQR'den daha iyi performans gösterdiği ifade edilmiştir.

Pratik uygulamalarda karşılaşılan kontrol ve durum kısıtlarının MPC tarafından nasıl üstesinden gelindiğini görmek için Ganga ve Dharmana (2017) tarafından yapılan çalışma incelenebilir. Çalışmada, bir quadcopterin MPC ile yörünge takibi çalışılmıştır. Karşılaştırma için quadcopterin PID ile yörünge takibi de çalışılmıştır. Quadcopter modeli kinematik ve dinamik denklemler kullanılarak elde edilmiş ve uygun varsayımlar ile basit bir model elde edilmiştir. MPC denetleyici ile daha başarılı performans elde edildiği gösterilmiştir.

Durmaz ve ark. (2017) LQR ve MPC ile araba süspansiyon denetimini çalışmışlardır. Tasarlanan denetleyicilerin performansları Quanser aktif süspansiyon seti üzerinde test edilmiştir. Dinamik yapısından dolayı MPC denetleyicinin bozucuları yok etmede, denge noktasında kararlılığı sağlamada, çevre koşullarındaki ani değişimlere karşı daha iyi performans gösterdiği belirtilmiştir. LQR denetleyicinin ise, statik bir kontrol yapısı olmasına rağmen, model parametrelerindeki değişimlerde daha iyi çalıştığı gösterilmiştir. Ayrıca, LQR denetleyicin daha düşük kontrol maliyetine sahip olduğu ve daha az hesaplama gerektirdiği de ortaya konmuştur.

Jichkar ve Sondkar (2017) LabVIEW'de gerçeklenmiş MPC ve PID denetleyiciler ile akışkanlık kontrolünü karşılaştırmışlardır. PID denetleyicinin parametreleri değişen bir kontrol döngüsünde iyi performans sergileyeceğinden hareketle, gelecekteki sistem performansını tahmin etmesinden dolayı MPC denetleyici ile daha iyi bir performans elde edilebileceği öngörülmektedir. PID denetleyici ayar parametreleri IMC tasarım metodu ile elde edilmiştir. MPC denetleyicide birinci derece durum uzayı sistem modeli kullanılmıştır. Sonuçta MPC denetleyici ile PID denetleyiciden çok daha iyi bir sonuçlar elde edilmiştir. MPC denetleyici referans giriş cevabında sıfır taşma ve daha kısa bir yerleşme cevabı verirken, PID denetleyici taşmalı ve uzun yerleşme zamanına sahip cevaplar üretmiştir (Jichkar ve Sondkar, 2017).

Varughese ve ark. (2018) araba benzeri bir robotun belirlenmiş bir yörüngeyi takip etmesini sağlayacak çoklu parametreye sahip MPC denetleyici üzerinde çalışmışlardır. MPC denetleyicilerde öngörü ve kontrol ufku sistem durum değişkenlerine bağlıdır. Dolayısıyla, hızlı cevap vermeyi gerektiren uygulamalarda daha fazla durumun hesaplanabilmesi için büyük hafıza ve hesaplama zamanına gereksinim duyulacaktır. Geleneksel MPC yerine çoklu parametreli MPC ile bu sıkıntının üstesinden başarılı bir şekilde gelinebileceği ifade edilmiştir.

Yapılan araştırma sonucunda sözü edilen kaynaklardan da anlaşılabileceği gibi MPC ile ilgili teorik ve uygulamalı birçok çalışmalar mevcuttur. Konu ile ilgili detaylı bilgi edinmek amacıyla sıralayacağımız kaynaklar incelenebilir: (Borrelli ve ark., 2011; Rossiter, 2004; Bemporad ve ark., 2018).

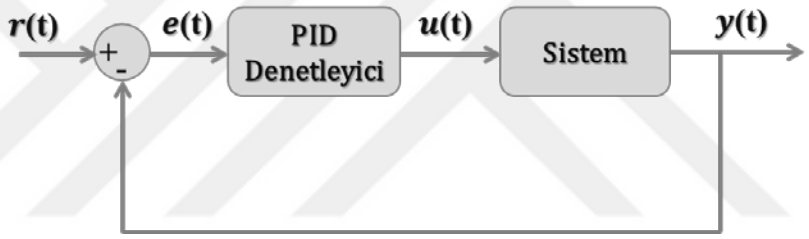
3. MATERYAL VE METOT

3.1 Giriş

Bu kısımda, DC motor denetiminde kullanılan PID ve MPC denetleyiciler hakkında genel bilgiler, bu denetleyicileri tasarlarken dikkat edilmesi gereken noktalar, DC motor sistemine ait transfer fonksiyonun elde edilmesi ve PID ve MPC denetleyicilerin tasarımları verilmiştir.

3.2 PID Denetleyici

PID denetleyici ismini İngilizcedeki Proportional-Integral-Derivative kelimelerinin baş harflerinden alır. PID denetleyici endüstride en yaygın kullanılan denetleyici türüdür (Boiko, 2013). Çok karmaşık endüstriyel kontrol sistemlerinde bile PID denetleyiciler kullanılabilmektedir (Burns, 2001). Şekil 3.1.'de PID denetleyici ile kontrol edilen tek-girişli tek-çıkışlı bir sisteme ait blok diyagram gösterilmektedir.



Şekil 3.1. PID denetleyici içeren kapalı çevrim kontrol sistemi

PID denetleyicinin çıkışı, ki kontrol edilecek sisteme uygulanan kontrol sinyaline eşittir, zaman alanında aşağıdaki bağıntı ile verilir:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.1}$$

Oransal kazanç değeri K_P'nın arttırılması aynı hata değeri için kontrol sinyalinin genliğinin artmasına neden olur. Aslında denetleyiciyi verilen bir hata değeri için daha fazla zorlamak, kapalı çevrim sistemin daha hızlı davranmasına ve dolayısıyla daha fazla aşım vermesine yol açar. K_P'nın arttırılmasının bir diğer etkisi de kalıcı-durum hatasının azalmasını sağlamaktır. Ancak, K_P'nın arttırılması ile kalıcı-durum hatası hiçbir zaman tamamen yok edilemez.

Türev terimi K_D 'nin eklenmesi, denetleyiciye tahmin etme yeteneği kazandırır. Sadece oransal denetleyici ile, K_P 'nin sabit tutulduğu kabul edilirse, denetimi arttırmanın tek yolu hatanın artması ile olabilir. Türev denetleyici ile, eğer hata değeri yukarı yönlü artıyorsa, hata değeri daha küçük olsa bile, kontrol sinyali büyük olabilir. Bu öngörü, sisteme sönümleme yeteneği ekler. Bu durum sistemdeki aşımı azaltır. Ancak, türev terimi kalıcı-durum hatası üzerinde herhangi bir etkiye sahip değildir.

İntegral terimi K_I 'nin eklenmesi kalıcı-durum hatasını azaltır. Sistemde kalıcı-durum hatası olduğu sürece, integral alıcı hata değerini toplar, dolayısıyla kontrol sinyali büyük bir değer alır ve hata değeri azaltılır. İntegral teriminin bir dezavantajı, sistemin cevap hızını yavaşlatması ve salınımlı hale getirmesidir.

PID kontrol parametreleri K_P, K_I ve K_D 'nin kapalı çevrim cevabı üzerindeki etkisi Çizelge 3.1.'de özetlenmiştir. Çizelgedeki öneriler çoğu zaman geçerli olsa bile her zaman geçerli olmayabilir.

Çizelge 3.1. PID denetleyici ayar parametrelerinin performans üzerindeki etkileri

Parametreler	Yükselme Zamanı	Maksimum Aşım	Yerleşme Zamanı	Kalıcı-durum hatası
K_P	Azalır	Artar	Az bir değişim	Azalır
K_I	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
K_D	Az bir değişim	Azalır	Azalır	Değişim olmaz

PID denetleyicinin tasarımında, genellikle, şu yol takip edilir. Öncelikle, uygulanacak bir basamak giriş ile performansta iyileştirilmesi gerekenlere karar verilir. Ardından, yükselme zamanını iyileştirmek için oransal denetleyici, maksimum aşımı iyileştirmek için türev terimi, kalıcı-durum hatasını yok etmek için integral terimi kapalı çevrim döngüye eklenir.

PID denetleyicilerin ayar parametrelerinin hesaplanmasına yönelik birçok metot bulunmaktadır. Bu konuda Dingyü, YangQuan ve Derek (2007) ile Astrom ve Hagglund (1995) tarafından yazılan kitaplarda detaylı PID tasarım yaklaşımları bulunabilir. En yaygın kullanılan PID denetleyici tasarımları metotları arasında Ziegler–Nichols Metodu (Ziegler ve Nichols, 1942), Cohen-Coon Metodu (Cohen ve Coon,

1953), Kontrolör Sentezi Metodu (Smith ve Corripio, 1997) sayılabilir. Bu tez çalışmasında, DC motorun klasik denetleyiciler ile kontrol edilmesinde kaskad kontrol yapısı kullanılmıştır. Kaskad yapıdaki PID tip denetleyicilerin tasarımında kontrolör sentezi yaklaşımı kullanılmıştır.

3.2.1 Kontrolör Sentezi

Kontrolör sentezi ile PID tip denetleyici tasarımı için Şekil 3.1.'de kontrol edilmek istenen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \tag{3.2}$$

ile verildiği kabul edilsin. Sistemi denetlemede transfer fonksiyonu

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{3.3}$$

ile verilen bir PI denetleyici kullanılsın. Şekil 3.1.'deki kontrol yapısının kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \tag{3.4}$$

ile verildiğinden, (3.4)'te $G(s)$ ve $C(s)$ için, sırasıyla, bağıntı (3.2) ile (3.3)'ten gerekli yerleştirmeler yapıldığında

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s}$$

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{\frac{kK_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s(\tau s + 1)}}{1 + \frac{kK_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s(\tau s + 1)}} = \frac{kK_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s(\tau s + 1) + kK_p(s + \frac{K_i}{K_p})}$$

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{1}{\frac{s(\tau s + 1)}{kK_p(s + \frac{K_i}{K_p})} + 1} \tag{3.5}$$

elde edilir. Kapalı çevrim transfer fonksiyonunun $s = 1/\tau$'de bir kutba sahip olabilmesi için, $K_i / K_p = 1/\tau$ varsayımı yapılmalıdır. Buna göre, sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonunun aşağıdaki bağıntı ile verildiği gösterilebilir:

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{1}{\frac{\tau}{kK_p}s + 1} \tag{3.6}$$

Buna göre, denetleyicinin ayar parametrelerini hesaplamak için bir tanesine bir değer verilir (genellikle, K_p'nin bilindiği varsayılır), ve diğer parametre aşağıdaki bağıntıdan hesaplanır:

$$K_i = \frac{K_p}{\tau}$$

3.3. MPC Denetleyici

Bu kısımda, MPC hakkında genel bilgiler, tarihçesi ve algoritmaları, unsurları ve avantaj ve dezavantajları verilmiştir.

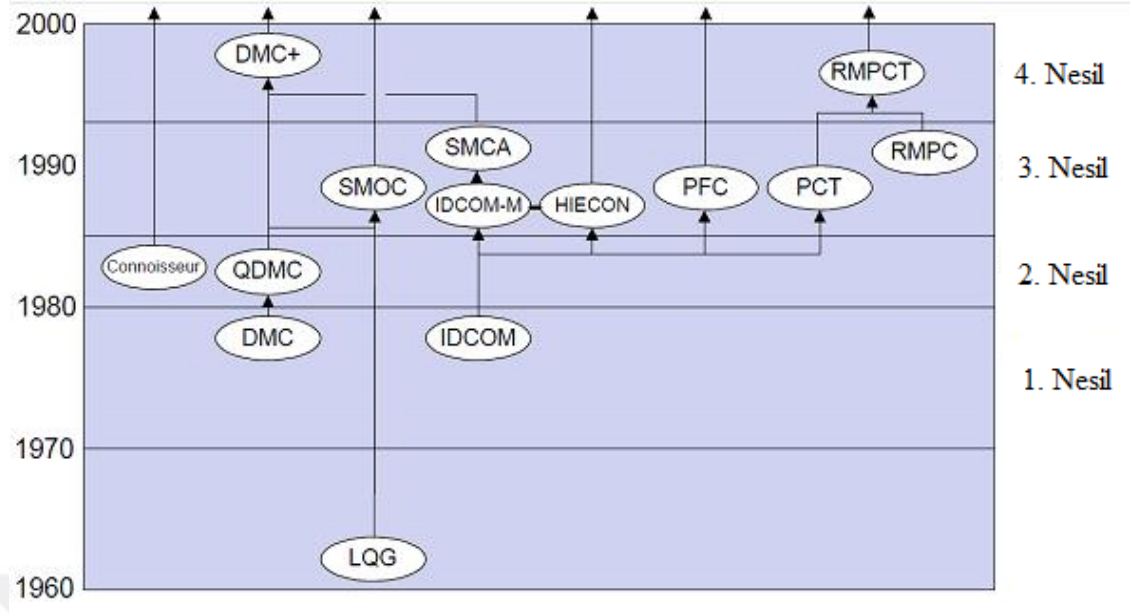
3.3.1 MPC Tarihçesi ve Algoritmaları:

Bu bölümde, MPC denetleyicinin kısa bir tarihçesi ve en popüler MPC algoritmaları hakkında kısa bilgiler verilecektir. Şekil 3.2. önemli endüstriyel MPC algoritmalarının evrim ağacını ve birbirleriyle olan bağlantılarını özlü bir şekilde göstermektedir.

MPC'nin gelişimi 1960'ların başında Kalman ve ark. (1960) tarafından yapılan çalışmaya dayanır. Kalman ve ark. (1960) tarafından ele alınan süreç ayrık-zamanlı doğrusal durum uzayı gösterimi ile tanımlanabilir:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A\,x_k + B\,u_k + G w_k \\ y_k &= C\,x_k + \varepsilon_k \end{aligned} \tag{3.7}$$

(3.7) nolu bağıntıda; u_k : süreç girişlerini, y_k : ölçülen süreç çıkışlarını, x_k : kontrol edilecek süreç durum değişkenlerini, w_k : durum değişken bozucularını, ε_k : ölçüm gürültülerini veya sıfır ortalamalı Gaussian gürültüleri ifade etmektedir.



Şekil 3.2. MPC algoritmalarının gelişimi (Qin ve Badgwell, 2003)

1970'li yıllarından sonundan itibaren, MPC algoritmaları konusunda birçok gelişmeler olmuştur.

En klasik ve bilinen MPC algoritmaları olarak Model Algoritma Kontrolü (Model Algorithmic Control, MAC), Dinamik Matris Kontrolü (Dynamic Matrix Control, DMC), Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol (Generalized Predictive Control, GPC) ve Öngörülü Fonksiyonel Kontrol (Predictive Functional Control, PFC) sayılabilir.

Model Algoritma Kontrolü (Model Algorithmic Control, MAC) çok-değişkenli endüstriyel sistemlere uygulanmıştır. Bu algoritmada, uzun bir ufka dayalı öngörülere dayalı olarak, çıkışın referans yörüngeleri takip etmesi empoze edilir ve hatanın değişimi en aza indirilir (Camacho ve Bordons, 2007).

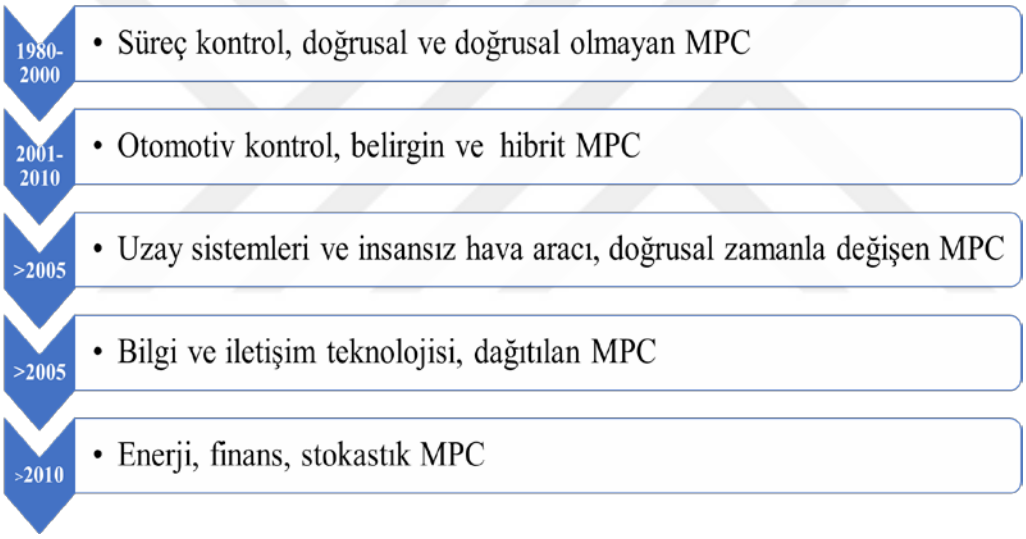
Dinamik Matris Kontrolü (Dynamic Matrix Control, DMC) sonlu bir öngörü ufku için performans kriterinde komut yerine komut artışını kullanır. Bu algoritma, kısıtları olmayan doğrusal çok değişkenli sistemlere uygulanır. Çıktıların gelecekteki davranışı belirlenerek izleme hatası en aza indirilir ve en küçük kareler yöntemi ile optimal komutlar hesaplanır.

Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol (Generalized Predictive Control, GPC) Clarke, Mohtadi, ve Tuffs (1987) tarafından önerilmiş ve hem endüstriyel hem de

akademik çalışmalarda en popüler MPC metodu olmuştur. Çok farklı kontrol problemi ve süreç denetiminde makul sayıdaki tasarım parametrelerinin kullanımı ile bu yaklaşım kullanılabilir (Camacho ve Bordons, 2007).

Öngörülü Fonksiyonel Kontrol (Predictive Functional Control, PFC) Richalet (1992) tarafından hızlı davranan süreçler için önerilmiştir. Bu yaklaşımda, kontrol sinyali daha önce belirlenmiş temel fonksiyonların lineer kombinasyonu ve ufuk boyunca maliyet fonksiyonunu hesaplamak için çakışma noktaları kavramı kullanılarak oluşturulur (Maciejowski, 2002).

MPC algoritmalar konusunda akademik araştırmalar halen yoğun bir şekilde devam etmekte olup, 1980'li yıllardan günümüze kadar MPC algoritmalarında yaşanan gelişmeler ve farklı endüstriyel uygulamaları Şekil 3.3.'te özetlenmiştir.



Şekil 3.3. MPC algoritmalarının 1980'den günümüze yaşanan gelişimi

3.3.2 MPC Unsurları

Bütün MPC algoritmaları ortak unsurlar içerirler (Camacho ve Bordons, 2007). Her bir unsur için seçilebilecek olan farklı opsiyonlar farklı algoritmalara yol açarlar. Bir MPC algoritmasında şu unsurlar bulunur (Şekil 3.4.): Öngörü modeli, maliyet fonksiyonu ve kontrol kuralı.



Şekil 3.4. MPC algoritma unsurları

MPC algoritmasının dayandığı esasların ilki öngörü modelidir. MPC tasarım prosedürü, süreç dinamiklerini tam olarak kapsayacak ve hesaplanacak öngörülere müsaade edecek şekilde mümkün olan en iyi modeli verecek mekanizmaları içermelidir.

Süreç modelinin kullanımı, gelecekteki $\hat{y}(t+K|t)$ anlarında öngörülen çıktının hesaplanması gerekliliği ile belirlenir. Farklı MPC stratejileri, çıkış ile giriş arasındaki ilişkiyi veren ve süreci ifade eden farklı modelleri kullanabilir. Çıkış değişkenlerinin bazıları kontrol değişkeni olabileceği gibi bazıları da ölçülebilir bozucular olabilir. Farklı MPC stratejileri farklı modelleri kullanırlar. Süreç modeli, gerçek süreç modeli ve bozucu modeli olarak ikiye ayrılır. Her iki model de öngörü için gereklidir.

Süreç modeli, darbe cevabı, basamak cevabı, transfer fonksiyonu veya durum uzayı gösterimi olarak modellenebilir.

Darbe cevabı, genellikle, MPC denetleyici yaklaşımlarından olan GPC ve MAC algoritmalarında kullanılır. Darbe cevabında, çıkış-giriş ilişkisi aşağıdaki bağıntı ile verilir (Camacho ve Bordons, 2007):

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} h_i \, u(t-i) \tag{3.8}$$

burada h_i, sürecin birim darbe tarafından uyarılmasına karşılık gelen ayrık çıkış değeridir. Bağıntı (3.8) ile verilen toplamın sadece N tane değeri göz önüne alınır (Camacho ve Bordons, 2007):

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N} h_i \, u(t-i) = H(z^{-1})u(t) \tag{3.9}$$

Burada, $H\left(z^{-1}\right)=h_1 z^{-1}+h_2 z^{-2}+\ldots+h_N z^{-N}$ olup, öngörü aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır (Camacho ve Bordons, 2007):

$$\hat{y}\left(t+K\mid t\right)=\sum_{i=1}^{N}h_i\,u(t+k-i\mid t)=H\left(z^{-1}\right)u(t+k\mid t) \tag{3.10}$$

Bu metot, oldukça sezgisel olması ve her bir kontrol değişkeninin etkisini çıkış değişkeni üzerinde açıkça göstermesinden dolayı, endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kabul görmüştür. Bu yaklaşımın bir önemli avantajı da, süreç hakkında bir ön bilgiye gereksinim duyulmamasıdır (Rossiter, 2004).

Basamak cevabı, genellikle, MPC denetleyici yaklaşımlarından olan DMC algoritmalarında kullanılır (Camacho ve Bordons, 2007). Basamak cevabında, çıkış-giriş ilişkisi aşağıdaki bağıntı ile verilir (Camacho ve Bordons, 2007):

$$y\left(t\right)=y_0+\sum_{i=1}^{N}g_i\,\Delta u\left(t-i\right)=y_0+G\left(z^{-1}\right)\left(1-z^{-1}\right)u\left(t\right) \tag{3.11}$$

Bu yaklaşımda öngörü:

$$\hat{y}\left(t+K\mid t\right)=\sum_{i=1}^{N}g_i\;\Delta u(t+k-i\mid t) \tag{3.12}$$

ile verilir (Camacho ve Bordons, 2007). Darbe, aralarında bir örnekleme periyodu kadar gecikme olan iki basamak arasındaki fark olarak düşünülebileceğinden, doğrusal bir sistem için aşağıdaki bağıntı yazılabilir:

$$h_i=g_i-g_{i-1}\leftrightarrow\;\; g_i=\sum_{j=1}^{i}h_i \tag{3.13}$$

Transfer fonksiyonu, genellikle, MPC denetleyici yaklaşımlarından olan GPC ve UPC algoritmalarında kullanılır (Rossiter, 2004).

$$A\left(z^{-1}\right)y\left(t\right)=B\left(z^{-1}\right)u\left(t\right) \tag{3.14}$$

Burada,

$$A(z^{(-1)})=1+a_1 z^{(-1)}+a_2 z^{(-2)}+\ldots+a_n z^{(-n)}$$

$$B(z^{(-1)})=b_1 z^{(-1)}+b_2 z^{(-2)}+\ldots+b_m z^{(-m)}$$

ile verilir. Dolayısıyla, bu gösterimde öngörü aşağıdaki bağıntı ile verilir (Camacho ve Bordons, 2007):

$$\hat{y}\left(t+K\,|\,t\right)=\frac{B\left(z^{-1}\right)}{A\left(z^{-1}\right)}u(t+k\,|\,t) \tag{3.15}$$

Bu gösterim kararsız süreçler için de geçerli olup, yalnızca bir kaç parametreye ihtiyaç duyulması avantajlarındandır. Ancak A ve B polinomlarının derecelerinin bilinmesi bir ön gerekliliktir.

Durum uzayı gösterimi, genellikle, MPC denetleyici yaklaşımlarından olan PFC algoritmalarında kullanılır (Maciejowski, 2002), ve aşağıdaki bağıntılar ile verilir.

$$\begin{aligned} x\left(t\right)&=A\,x\left(t-1\right)+B\,u\left(t-1\right)\\ y\left(t\right)&=C\,x\left(t\right)\end{aligned} \tag{3.16}$$

Burada, x durum değişkenlerini, A, B ve C sistem matrislerini ifade etmektedir. Bu gösterimde öngörü aşağıdaki bağıntı ile verilir:

$$\hat{y}\left(t+K\,|\,t\right)=C\,\hat{x}\left(t+K\,|\,t\right)=C\left[A^{k}x\left(t\right)+\sum_{i=1}^{k}A^{i-1}Bu\left(t+K-i\,|\,t\right)\right] \tag{3.17}$$

Bu gösterimin avantajı çok değişkenli süreçler için kolayca uygulanabilmesidir.

Süreç modeli gibi önemli olan bir modelleme ise bozucu modelidir. Bozucu modelleme için, genellikle, ölçülen çıkış ile hesaplanan çıkış arasındaki farkı kullanan CARIMA yaklaşımları kullanılır (Camacho ve Bordons, 2007):

$$\eta\left(t\right)=\frac{C\left(z^{-1}\right)e\left(t\right)}{D\left(z^{-1}\right)} \tag{3.18}$$

Burada, $D(z^{-1})$ polinomu bir integratör içerir. $e(t)$ ortalaması sıfır olan beyaz gürültüdür. C ise genellikle 1 olarak alınır. Bu modelleme iki tip bozucu için uygun görülmektedir (Camacho ve Bordons, 2007): rastgele bir zamanda meydana gelen rastgele değişimler ve "Brownian" hareketler. Bu modelleme, GPC gibi bazı metotlarda direkt olarak kullanılır. Diophantine bağıntısı kullanılırsa (Camacho ve Bordons, 2007):

$$1=E_{k}\left(z^{-1}\right)D\left(z^{-1}\right)+z^{-k}F_{k}\left(z^{-1}\right) \tag{3.19}$$

Aşağıda verilen bağıntıların yardımıyla

$$\eta(t) = E_k\left(z^{-1}\right)e(t) + z^{-k}\frac{F_k\left(z^{-1}\right)}{D\left(z^{-1}\right)}e(t) \tag{3.20}$$

$$\eta(t+k) = E_k\left(z^{-1}\right)e(t+k) + F_k\left(z^{-1}\right)\eta(t)$$

öngörü aşağıda verilen bağıntı ile elde edilir (Camacho ve Bordons, 2007):

$$\hat{y}\left(t+K\,|\,t\right) = F_k\left(z^{-1}\right)y\left(t\right) + E_k\left(z^{-1}\right)B\left(z^{-1}\right)\Delta u(t+K\,|\,t) \tag{3.21}$$

Şimdi, MPC stratejisinin ikinci unsuru olan maliyet fonksiyonu hakkında kısa bir bilgi verilecektir. Minimum yapılması istenen maliyet fonksiyonu, kareleri alınmış girişi ve durum değişkenlerinin orijinden sapmalarını cezalandırır ve deneme ve yanılmaları ayarlamak için ayrık durum ve giriş ağırlığı matrislerini, Q ve R, içerir (Qin ve Badgwell, 2003):

$$J = \sum_{J=1}^{\infty}(\left\|x_{k+J}\right\|_Q^2 + \left\|u_{k+J}\right\|_R^2) \tag{3.22}$$

Maliyet fonksiyonundaki norm terimlerinin tanımları aşağıdaki bağıntılar ile verilmektedir:

$$\begin{aligned}\left\|x_{k+J}\right\|_Q^2 &= x^T Q x\\ \left\|x_{u+J}\right\|_R^2 &= u^T R u\end{aligned} \tag{3.23}$$

Bu problemin çözümünün Lineer Quadratik Gaussian (LQG) Kontrolör olarak bilinen çözüm ile verilir (Qin ve Badgwell, 2003):

$$u_k = -K_c\,\hat{x}_{k|k} \tag{3.24}$$

Maliyet fonksiyonu için genel bağıntı aşağıdaki denklem ile verilir (Camacho ve Bordons, 2007):

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2}\delta(k)\left[\hat{y}\left(t+j\,|\,t\right) - \omega(t+k)\right]^2 + \sum_{j=1}^{N_u}\lambda(j)\left[\Delta u\left(t+j-1\right)\right]^2 \tag{3.25}$$

Bağıntı (3.25)'deki ilk terim çıkış değişkenin referans giriş değişkenine olan yakınlığını, ikinci terim ise kontrol adımını ifade eder. Kontrol adımı ne kadar küçük

olursa, sistem arzu edilen hedefe o kadar daha hızlı bir şekilde ulaşır. Bağıntıdaki N_1 ve N_2 faktörleri çıkışın girişe odaklanması gereken zamanı belirler ve isteğe bağlı olduğu söylenebilir (Camacho ve Bordons, 2007).

Modelleme ve maliyet fonksiyonundan sonra MPC stratejisinin son aşamasını kontrol kuralını elde etmek oluşturur. Önceki giriş ve çıkış değerleri ve gelecekteki kontrol ışın değerlerine dayalı olarak gelecekteki çıkış değerleri hesaplanır. Kontrol kuralını elde etmek için, sistem modelinin matematiksel değeri hedef yakınlarında kompanze edilmeli ve minimum değer hesaplanmalıdır. Bunu matematiksel olarak sağlamanın bir kaç yolu vardır:

1- Analitik Metot: Sistem üzerinde herhangi bir kısıtlama olmaksızın sadece doğrusal modellere uygundur.
2- Iteratif Metot: Önceki yönteme göre daha kapsamlı olmakla birlikte, çok sayıda değişkenin varlığından dolayı birtakım zorluklar getirmekte ve tahmin ufkunu arttırmaktadır.
3- Yapısal Metot: Bu yöntem, modelin derecesini azaltarak önceki iki yöntemde çok sayıda değişkenden kaynaklanan zorluğun üstesinden gelmek üzere önerilmiştir.

3.3.3. MPC Denetleyicinin Avantaj ve Dezavantajları:

MPC denetleyicinin avantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir (Rakovic´ ve Levine, 2019):

• Dinamiklerin karmaşıklığına bakılmaksızın, çok çeşitli süreçler için (büyük zaman gecikmesi, minimum olmayan faz, kararsız sistem v.b.) kullanılabilir.

• Çok-değişkenli süreçlerde kolaylıkla uygulanabilir.

• Elde edilen doğrusal denetleyicilerin uygulanması kolaydır

• Kısıtların tasarımda göz önüne alınması oldukça kolaydır ve tasarım süreçlerine sistematik bir şekilde eklenebilir.

• Robotikte olduğu gibi, gelecekteki talimatların bilinmesi durumunda çok pratiktir.

• MPC stratejisi farklı kontrol yöntemleri ile uygulamaya açıktır.

MPC denetleyicinin dezavantajları ise aşağıdaki gibi özetlenebilir (Rakovic´ ve Levine, 2019):

• Kontrol kuralının elde edilmesi klasik PID denetleyicilerden çok daha fazla hesaplama çabası gerektirir.

• Adaptif MPC durumunda, kontrol kuralının elde edilmesi için gerekli hesaplamalar her örnekleme adımında tekrarlanmalıdır.

• Süreç veya sistem kısıtları göz önüne alındığında, çözüm iteratif olmakta ve hesaplama süresi çok önemli olmaktadır.

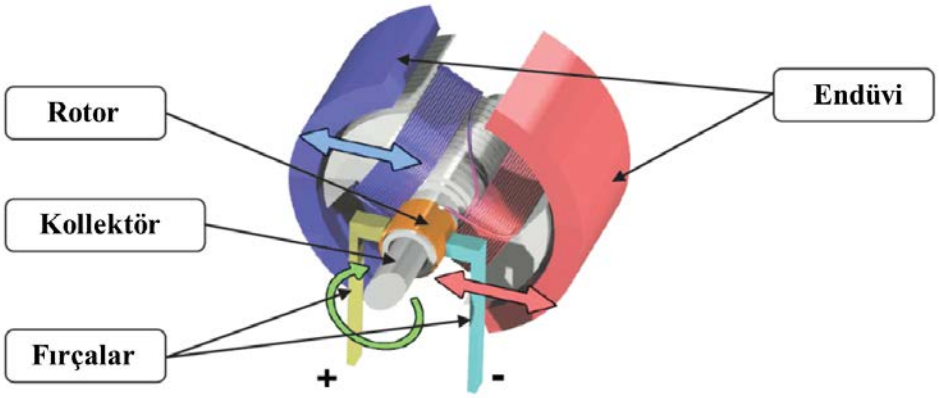
• PID denetleyicilerinin aksine, tahmine dayalı denetleyiciler, sistemin dinamik davranışının açık bir modeli olmadan ayarlanamaz.

• Endüstriyel uygulamada, en yaygın kontrol sistemlerinde (PLC) model öngörülü kontrol araçların olmaması, MPC tekniği hakkındaki bilgi eksikliği, ve programlama ve bakımdan sorumlu insanların süreç kontrol bilgi eksikliği, model öngörülü kontrolün PID tip denetleyicilere nazaran en önemli dezavantajıdır.

3.4. DC Motor Hız Denetimi

DC motor, uygulamadaki basitliği ve kolaylığından dolayı endüstriyel uygulamaların bel kemiği olmuştur. Ancak arzu edilen performansın elde edilebilmesi için eksiksiz bir şekilde kontrol edilmelidir. Kontrol uygulamalarında bir sistemin matematiksel modelinin bulunması önemli bir işlemdir. Bu tez çalışmasında, DC motor hem transfer fonksiyonu hem de durum uzayı olarak modellenmiştir.

DC motor bir elektrik makinası olup şu parçalardan oluşur: stator (ayrıca indüktör olarak bilinir) ve rotor (ayrıca armatür sargıları olarak bilinir). Bir DC motora ait şema Şekil 3.5.'te gösterilmiştir.

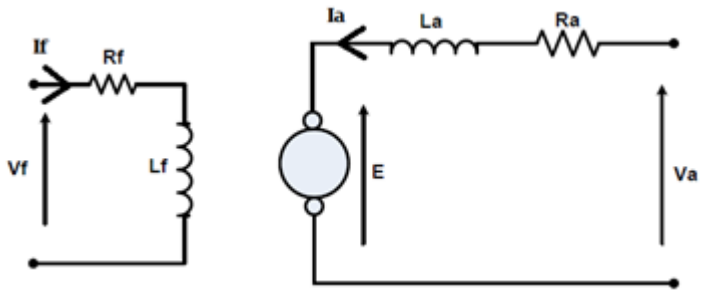


Şekil 3.5. DC motorun şeması

3.4.1 DC Motorun Modellenmesi

Bir DC motorun modeli, elektriksel, mekanik ve manyetik özelliklerden türetilen fiziksel denklemler kullanılarak türetilebilir. Bir DC motora ait elektriksel eşdeğer devre Şekil 3.6.'da gösterilmiştir. Buna göre, Kirchhoff yasalarına göre aşağıdaki diferansiyel denklem yazılabilir (Krishnani, 2001):

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \tag{3.26}$$



Şekil 3.6. DC motor eşdeğer diyagramı

Bağıntı (3.26) düzenlenirse aşağıdaki bağıntıya ulaşılır:

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a I_a = V_a - E$$

Elde edilen son denklemin Laplace dönüşümü alınırsa

$$(L_a(s) + R_a) I_a = V_a - E$$

elde edilir. Dolayısıyla, DC motorun elektriksel kısmına ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{I_a}{V_a - E} = \frac{1}{L_a s + R_a} \tag{3.27}$$

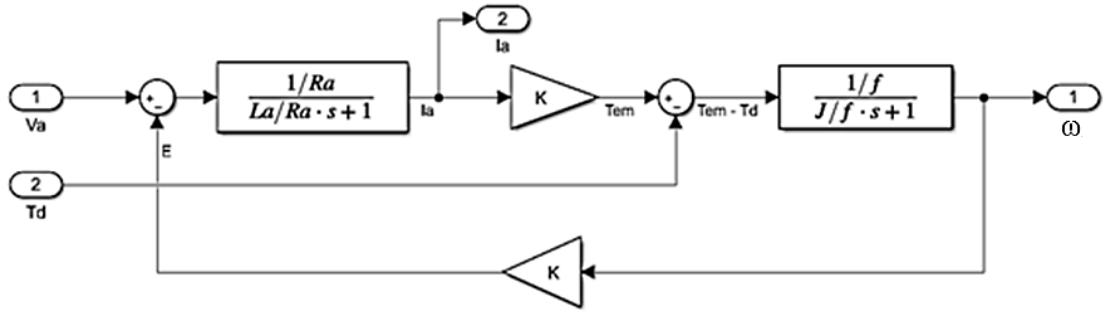
Mekanik kısma ait olan transfer fonksiyonu türetmek için Newton denklemlerinden faydalanılır (Krishnani, 2001):

$$J\frac{d\omega}{dt} + f\,\omega = T_{em} - T_d \tag{3.28}$$

Bağıntı (3.28)'in Laplace dönüşümü alınırsa aşağıdaki bağıntıya ulaşılır:

$$\frac{\omega}{T_{em} - T_d} = \frac{1}{Js + f} \tag{3.29}$$

Bağıntılar (3.27) ve (3.29)'un MATLAB/Simulink ortamında düzenlenmesi ile, $E = k\phi\omega$, $T_{em} = k\phi I_a$ ve $K = k\phi$ olduğu göz önüne alınarak, elde edilen DC motor modeli Şekil 3.7.'de gösterilmiştir. Burada, ϕ sabit olarak kabul edilmiştir.



Şekil 3.7. DC Motor transfer fonksiyonunun Simulink modeli

Şekil 3.7.'den açısal hız çıkış $\omega(s)$ ile giriş gerilimi $V_a(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K / JL_a}{s^2 + [(JR_a + fL_a)/JL_a]s + (fR_a + K^2)/JL_a} \tag{3.30}$$

Bu tez çalışmasında kullanılan DC motora ait fiziksel parametre değerleri Çizelge 3.2.'de özetlenmiştir. Çizelgede verilen değerler gerçek bir DC motora ait değerlerden alınmıştır (Nassani, 2012).

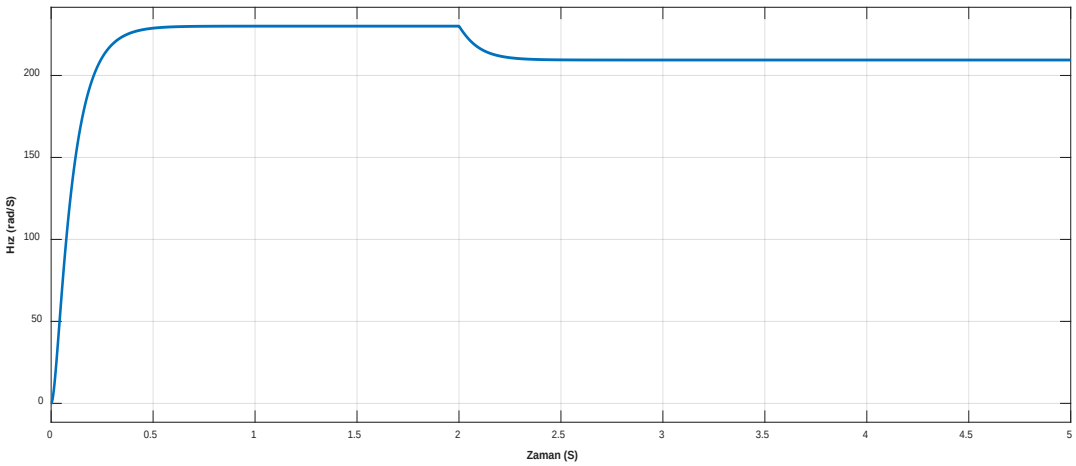
Çizelge 3.2. DC Motor fiziksel parametre değerleri

	Parametre	**Nominal değeri**
R_a	Rotor direnci	11.8 Ohm
K	Elektriksel sabit	0.949 Nm/A
L_a	Rotor endüktansı	0.2 H
J	Eylemsizlik momenti	0.0086 kg/m^2
f	Viskoz sürtünme katsayısı	0.000574 Nm/rad.s
ω	Nominal açısal hız	209.4 rad/s
T_d	Yük momenti (Bu çalışmada bozucu olarak varsayılmıştır).	1.588 Nm
V_a	Armatür gerilimi (Sistemin kontrol girişi)	220 Volt

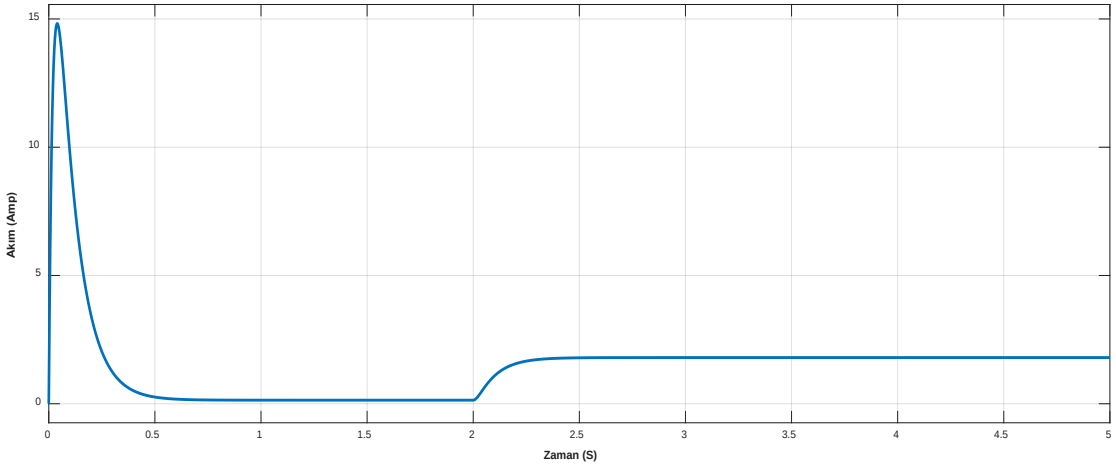
Çizelge 3.2.'de verilen elektriksel ve mekanik parametreler kullanılarak DC motora ait nümerik transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{551.74}{s^2 + 59.07s + 527.5}$$

Şekil 3.7.'de, gerilimin doğrudan DC motora uygulanabildiği varsayılmıştır ve $V_a = 220$ v ile verildiği kabul edilmiştir. Buna göre, motor açısal hız ve akım grafikleri, sırasıyla, Şekil 3.8. ve Şekil 3.9.'da gösterilmiştir. DC motora uygulanacak gerilimi elde eden DC-DC çeviricinin ideal çalıştığı varsayılarak modele dahil edilmemiştir.



Şekil 3.8. Motor açısal hızının nominal yük uygulanmadan ve uygulandıktan sonraki değişimi

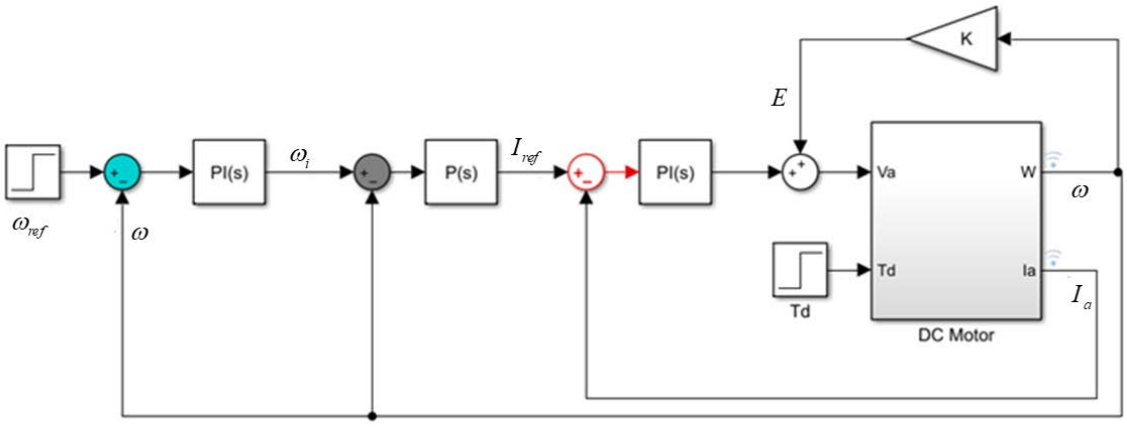


Şekil 3.9. Motor akımının nominal yük uygulanmadan ve uygulandıktan sonraki değişimi

Motor 2 saniye boşta çalıştırıldıktan sonra 2. saniyede bir yük ile yüklenmiştir. Şekil 3.8.'den görüldüğü gibi, nominal yük uygulanmasında sistemin cevabında kalıcı durum hatası meydana gelmektedir. Ayrıca, Şekil 3.9.'da motorun başlangıç akım değerinin çok büyük olduğu gözlenmektedir. Bu dezavantajlardan kurtulmak için sisteme bir denetleyicinin eklenmesi gerekmektedir. Dolayısıyla, bu tez çalışmasında açısal hız kalıcı-durum hatasının hızlı bir şekilde yok edilebilmesi için, öncelikle klasik denetleyicilerin kullanıldığı iki farklı kontrol yapısının uygulaması verilecektir.

3.4.2 PI-P Denetleyici ile DC Motor Denetimi

Önceki bölümde, açısal hız çıkışı ile giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonunun bağıntı (3.30) ile verileceği türetilmişti. Bu bölümde, DC motorun armatür akımını kontrol etmede bir PI denetleyici, acısal hızını kontrol etmede ise PI-P denetleyicilerinin kullanıldığı kontrol yapısı ile denetim çalışılmıştır (Şekil 3.10.).



Şekil 3.10. DC motor akım ve açısal hız denetim yapısı (Zıt emk iç bozucu olarak kabul edilmiştir.)

Bu tez çalışmasında, zıt emk (E) iç bozucu olarak ele alınmıştır. Dolayısıyla, DC motor transfer fonksiyonunda ayrıca gözükmemektedir İç bozucu sistemin içinde kompanze edilerek daha iyi performans elde edilmesi sağlanmıştır.

DC motor akımını denetlemek için ideal PI denetleyici kullanılmış ve denetleyicinin transfer fonksiyonunun

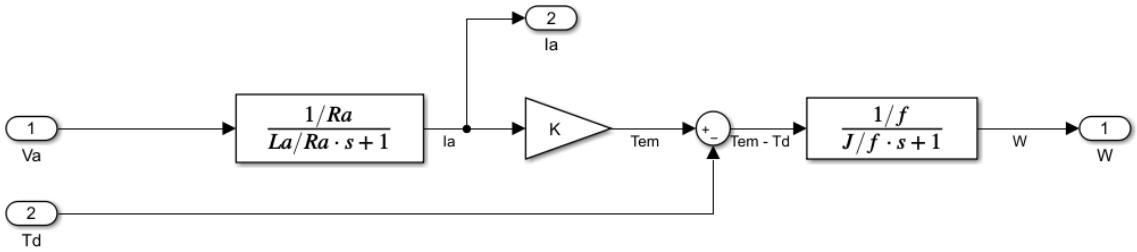
$$G_{PI,i} = K_{P_i} + \frac{K_{I_i}}{s} \tag{3.31}$$

ile verildiği kabul edilmiştir. Ayrıca, açısal hız denetimi için dış döngüde transfer fonksiyonları

$$G_{P,\omega} = K_v \tag{3.32}$$

$$G_{PI,\omega} = K_{P_\omega} + \frac{K_{I_\omega}}{s} \tag{3.33}$$

ile verilen P ve PI denetleyiciler kullanılmıştır. Şekil 3.10.'da görülen DC motor bloğunda, Şekil 3.11.'de verilen DC motor eşdeğer blok diyagramı, iç bozucunun dışardan telafi edildiği kabul edilerek, alt-sistem olarak yer almaktadır. Bu durumda, ölçülen açısal hız ile referans açısal hız değeri arasındaki transfer fonksiyonunun



Şekil 3.11. Zıt emk'nın dışarıdan kompanze edildiği DC motor alt sistem yapısı

$$\frac{I_a}{I_{a_ref}} = \frac{\frac{1}{R_a}K_{P_i}(s + \frac{K_{I_i}}{K_{P_i}})}{s(\frac{L_a}{R_a}s + 1) + \frac{1}{R_a}K_{P_i}(s + \frac{K_{I_i}}{K_{P_i}})} \tag{3.34}$$

ile verildiği kolaylıkla gösterilebilir. Burada, PI denetleyicinin ayar parametreleri kontrolör sentezi (Burns, 2001) yaklaşımı ile hesaplanacaktır.

(3.34) nolu denklemde, transfer fonksiyonuna ait sıfırın yok edilebilmesi için $K_{I_i} / K_{P_i} = R_a / L_a$ kabul edilirse, (3.34) nolu denklem aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir:

$$\frac{I_a}{I_{a_ref}} = \frac{\frac{K_{P_i}}{L_a}}{s + \frac{K_{P_i}}{L_a}} \tag{3.35}$$

Dolayısıyla, kapalı çevrim sistemin birinci derece bir transfer fonksiyonuna dönüştürüldüğü (3.35) nolu denklemden görülmektedir. Buna göre, PI denetleyicinin ayar parametrelerinin hesaplanması için, ayar parametrelerinden biri, örneğin K_{P_i}, biliniyor kabul edilip diğer ayar parametresi aşağıdaki denklemden hesaplanabilir:

$$K_{I_i} = \frac{R_a}{L_a} K_{P_i} \tag{3.36}$$

K_{P_i} için seçilecek olan değer, PI denetleyiciyi içeren döngünün çıkışında elde edilecek olan sonucun gerçek hayatta uygulanabilecek bir değer olmasına dikkat edilmelidir.

DC motorun açısal hız denetiminde kullanılan P denetleyicinin değerinin hesaplanması yine kontrolör sentezi ile yapılacaktır. Açısal hız kapalı çevrim transfer fonksiyonunun

$$\frac{\omega}{\omega_i} = \frac{(KK_v K_{P_i} / JL_a)}{s^2 + (K_{P_i} / L_a + f / J)s + (fK_{P_i} + KK_v K_{P_i} / JL_a)} \tag{3.37}$$

ile verildiği hesaplanabilir. Bu transfer fonksiyonu standart ikinci derece bir transfer fonksiyonuna benzetilmek istenirse, aşağıdaki bağıntılara ulaşılabilir.

$$\omega_{n1} = \frac{1}{2\zeta_1}\left(\frac{K_{P_i}}{L_a} + \frac{f}{J}\right) \tag{3.38}$$

$$K_v = \frac{\omega_{n1}{}^2 JL_a - fK_{P_i}}{K_{P_i} K} \tag{3.39}$$

(3.38) ve (3.39) nolu denklemlerden, K_v değeri ω_{n1} değerine bağlıdır. ω_{n1} ise ξ_1 değerine bağlıdır. Sonuçta, K_v değerinin elde edilebilmesi için ξ_1 değerine ihtiyaç

duyulmaktadır. Dış döngüde yer alan PI denetleyicinin ayar parametreleri K_{P_ω} ve K_{I_ω} değerlerinin hesaplanması için:

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{(KK_v K_{P_i} K_{P_\omega} / JL_a)}{s^2 + \omega_{n1} s + (KK_v K_{P_i} K_{P_\omega} / JL_a)} \tag{3.40}$$

ile verildiği gösterilebilir. $K_{i_\omega} / K_{P_\omega} = \omega_{n1}$ kabul edilip, (3.40) nolu denklemde yerine yazılırsa ve standart ikinci derece bir sisteme benzetilirse,

$$\omega_{n2} = \frac{\omega_{n1}}{2\zeta_2} \tag{3.41}$$

$$K_{P_\omega} = \frac{{\omega_{n2}}^2 JL_a}{KK_v K_{P_i}} \tag{3.42}$$

bağıntılarına ulaşılabilir. Burada, daha iyi performans elde etmek için zıt emk'nın dışarıdan kompanze edildiğini tekrar hatırlatmada fayda vardır.

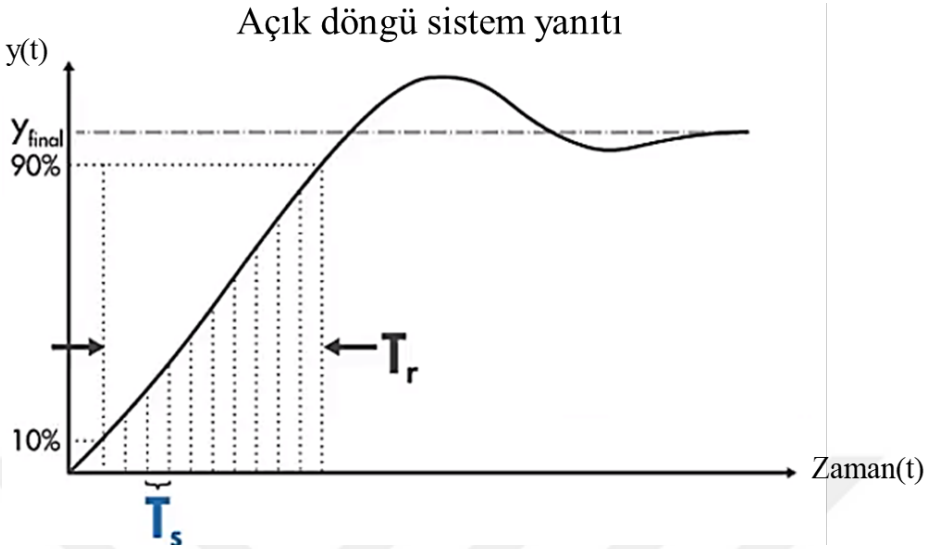
3.4.3 MPC Denetleyici Tasarımı

3.4.3.1 Öngörü Denetleyiciler için Genel Tasarım Hususları

Bu bölümde, MPC tasarım parametrelerinin seçilmesi hakkında bilgi verilecektir. Bu parametrelerin uygun seçilmesi, sadece denetleyicinin performansını etkilemesi bakımından değil, aynı zamanda çevrim içi olarak her bir adımda bir optimizasyon problemini çözen MPC algoritmasının hesaplama karmaşıklığını da etkiler. Aşağıda, MPC parametreleri olan denetleyici örnekleme zamanı, öngörü ve kontrol ufku ile kısıtların ve ağırlıkların seçimi hakkında kısa tavsiyeler verilmiştir. (Bemporad ve ark., 2018).

Örnekleme zamanı T_s ile denetleyicinin kontrol algoritmasını uygulama hızına karar verilir. Çok büyük örnekleme zamanı, denetleyicinin sisteme gelebilecek bozuculara yeterince hızlı bir şekilde cevap verememesine neden olacaktır. Buna karşılık, çok küçük bir örnekleme zamanı ile denetleyici referans giriş ve bozuculara hızlı bir şekilde cevap verir ama bu aşırı bir hesaplama yükü getirir. Hesaplama yükü ve performans arasında doğru bir denge bulmak için, Şekil 3.12.'da gösterildiği gibi sistemin açık çevrim cevabındaki yükselme zamanına 10 ile 20 örneklemenin sığdırılması önerilir (Bemporad ve ark., 2018). Matematiksel olarak bu durum aşağıdaki bağıntı ile ifade edilebilir:

$$\frac{T_r}{20} \leq T_s \leq \frac{T_r}{10} \tag{3.43}$$

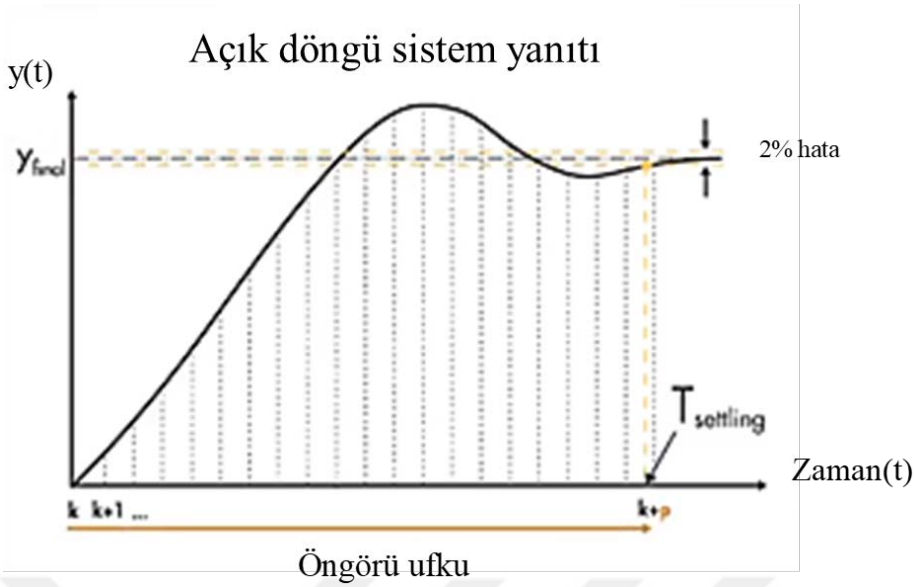


Şekil 3.12. Örnekleme zamanı T_s 'in seçimi (Bemporad ve ark., 2018)

Öngörü ufku için, MPC denetleyici sistemin gelecekteki çıkışları hakkında her bir adımda öngörüde bulunur ve öngörülen sistem çıkışını referans değere mümkün olduğunca yakınlaştıracak kontrol giriş dizisi en-iyileyici tarafından hesaplanır. Öngörülen gelecekteki adım sayısı öngörü ufku (N_p) olarak adlandırılır ve denetleyicinin ne kadar uzaklıktaki geleceği öngördüğünü gösterir. Eğer, N_p çok küçük ise sistemin önemli dinamiklerini kapsamayabilir. Eğer, N_p çok büyük ise sistem çalışırken beklenmedik bir olay meydana geldiğinde hesaplamaların boşa gitmesine neden olur. Öngörü ufku, sistemin açık-çevrim geçici-durum cevabında 20-30 örneklemeyi içerek şekilde seçilmesi önerilmektedir (Bemporad ve ark., 2018).

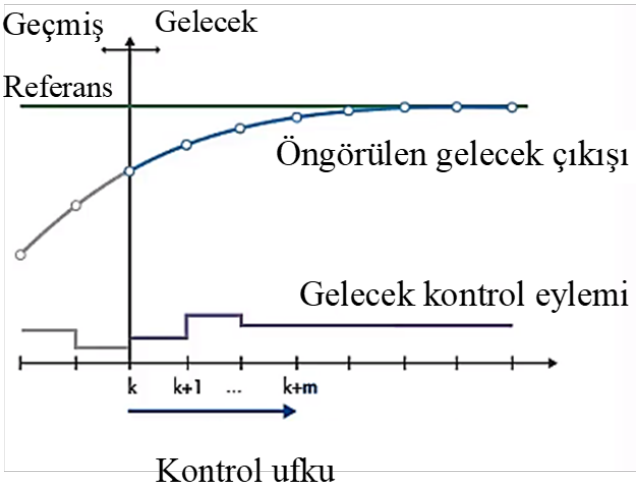
Bu durum Şekil 3.13.'de gösterilmektedir. Öngörü ufkunun seçimi matematiksel olarak aşağıdaki bağıntı ile ifade edilebilir:

$$N_p T_s \geq T_{yerleşme} \tag{3.44}$$



Şekil 3.13. Öngörü ufku N_p için öneri (Bemporad ve ark., 2018)

Bir diğer tasarım parametresi kontrol ufkudur. Gelecek kontrol eylemi öngörülen gelecek çıkışı değerlerini verir. Zaman adımı m'ye ulaştıracak olan kontrol eylem sayısı kontrol ufku (N_c) olarak adlandırılır (Şekil 3.14.). Öngörülen çıkış değerine ulaşıldığında, gelecek kontrol eylemi sabit tutulur. Kontrol ufkundaki her bir kontrol eylemi eniyileyici tarafından hesaplanmalıdır.



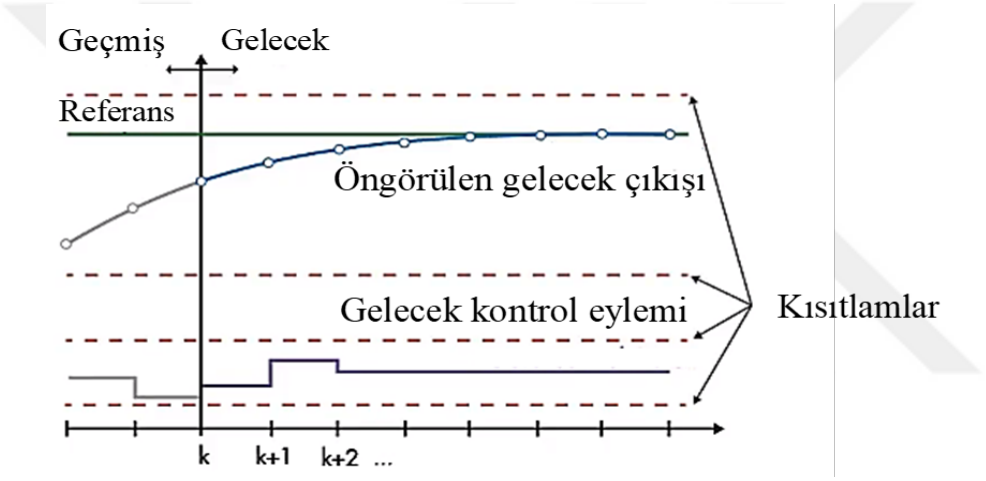
Şekil 3.14. Kontrol ufku N_c için öneri (Bemporad ve ark., 2018).

Daha küçük kontrol ufku daha az hesaplama anlamına gelir. Kontrol ufkunun arttırılması ile daha iyi öngörü sağlanabilir ama bu hesaplamalarda karmaşıklığa yol açar. Hatta, kontrol ufku öngörü ufku ile eşit bile seçilebilir. Kontrol ufkunu seçmek

için iyi bir kural, kontrol ufkunun tahmin ufkunun %10 ila %20'sine ayarlamak ve minimum 2-3 adıma sahip olmasıdır (Bemporad ve ark., 2018).

$$0.1N_p \leq N_c \leq 0.2N_p \tag{3.45}$$

Kısıtlara gelince, MPC denetleyici, girişler, girişlerin değişim oranı ve çıkışlar üzerindeki kısıtları içerebilir (Şekil 3.15.). Bu kısıtlar hem yazılımsal hem de donanımsal olabilir. Donanımsal kısıtlar ihlal edilemezken yazılımsal kısıtlar ihlal edilebilir. Hem girişler hem de çıkışlar üzerinde sıkı kısıtlar, birbirleriyle çelişebileceğinden, iyi bir fikir değildir ve optimizasyon probleminin gerçekleştirilemez olmasına yol açar (Bemporad ve ark., 2018).



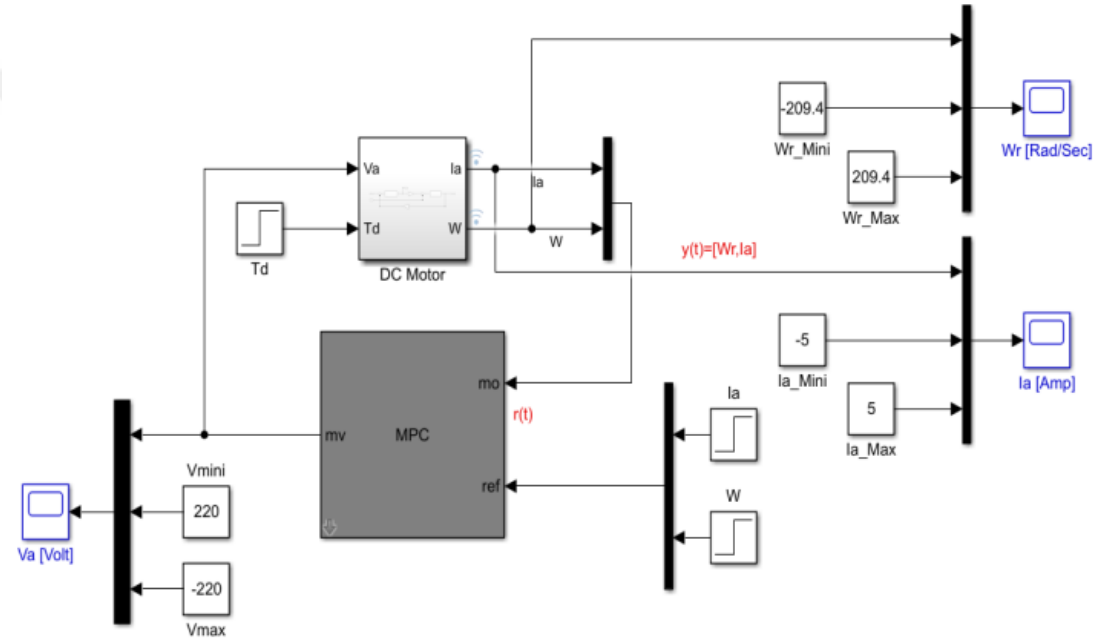
Şekil 3.15. Giriş ve çıkışlar için kısıtların gösterimi (Bemporad ve ark., 2018).

MPC denetleyicinin birkaç hedefi vardır. Örneğin, çıkışın referans değeri mümkün olduğu kadar yakından takip etmesi istenir, ama aynı zamanda, agresif kontrol manevralarından kaçınmak için yumuşak kontrol hareketleri de istenir. Birbirleriyle çelişen hedefler arasında dengeli bir performans elde etmenin yolu, giriş ve çıkışları birbirine göre ağırlıklandırmaktır.

3.4.3.2 MPC Araç Kutusu Kullanarak Denetleyici Tasarımı

Bu bölümde, MPC denetleyici ile DC motorun hem açısal hız hem de akım kontrolü verilecektir. Bu duruma ait Simulink diyagramı Şekil 3.16'de verilmiştir. Şekilde görülen DC motor bloğunda, Şekil 3.7.'te verilen DC motor eşdeğer blok diyagramı alt-sistem olarak yer almaktadır. Şekilde, giriş ve çıkış değişkenlerine ait kısıtlar da gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında, MATLAB MPC Araç Kutusu kullanılarak MPC denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. MATLAB MPC Araç Kutusu ile tasarım üç adımda gerçekleştirilir: Birinci adımda öncelikle sürece ait bir modelin tanımlanması gerekmektedir. İkinci adımda, MPC'ye ait giriş ve çıkışların, üçüncü adımda ise MPC'ye ait parametrelerin tanımlanması gerekmektedir (Bemporad ve ark., 2018). Dolayısıyla, ilk olarak DC motorun durum uzayı gösterimi bağıntı (3.46)'te verildiği gibi elde edilmiştir. Öngörü süreci kullanılan modelin doğruluğuna bağlı olduğundan, modellemenin mümkün olduğu kadar hatasız olması MPC tasarımında oldukça önemlidir.



Şekil 3.16. MPC denetleyici ile DC motor denetimi için Simulink diyagramı

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_a}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{T_d}{J} \end{bmatrix} v_a(t) \qquad (3.46)$$

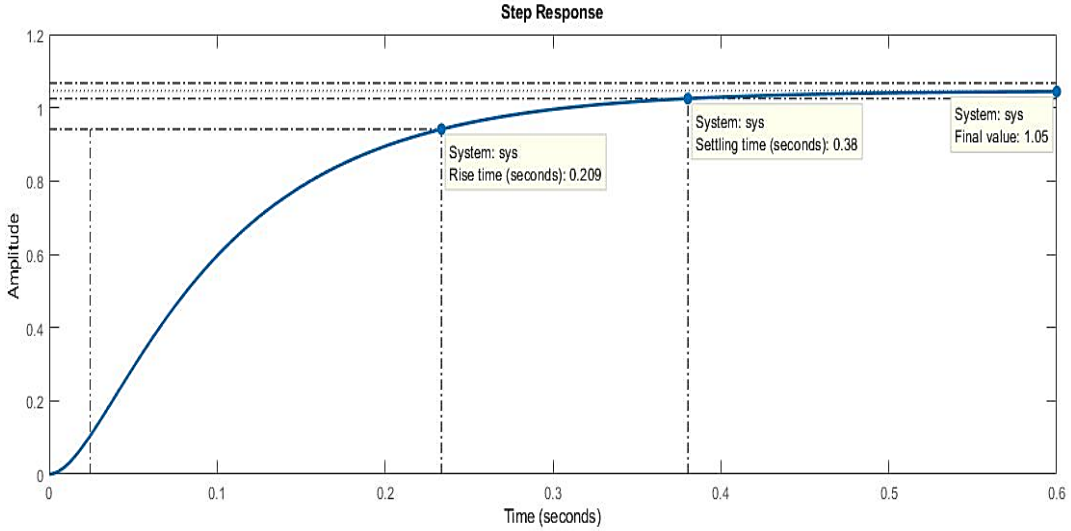
$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} D$$

Bir önceki bölümde açıklanan kuralların uygulanabilmesi için, DC motor transfer fonksiyonu kullanılarak elde dilen açık çevrim cevabı Şekil 3.17.'de gösterilmiştir.

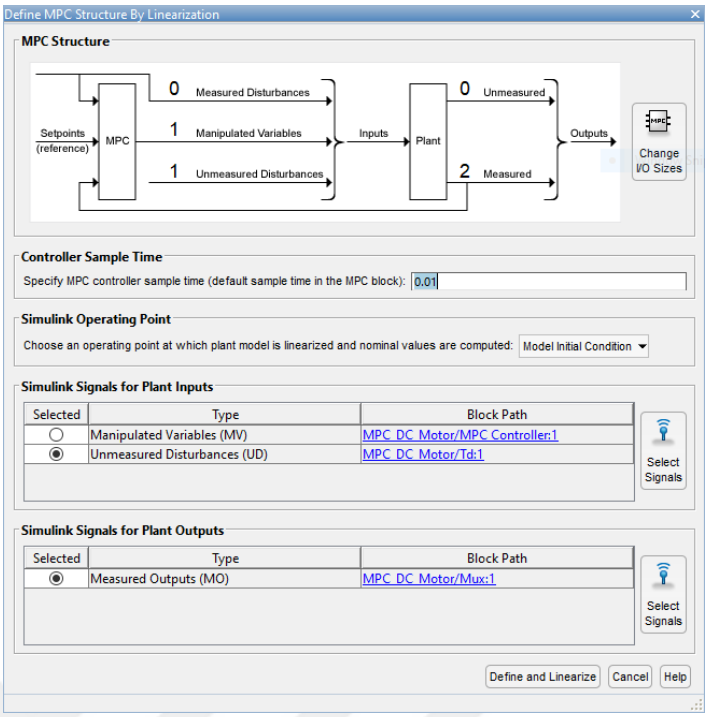
Şekil 3.17.'den, yükselme zamanı $T_r = 0.209\ s$, yerleşme zamanının $T_{yerleşme} = 0.38\ s$ ve $T_{Final} = 1.05\ s$ ile olduğu görülmektedir. Buna göre, MPC denetleyici parametrelerinin seçilmesine yönelik verilen kurallar göz önüne alındığında aşağıda verilen değerler benzetim çalışmalarında kullanılmıştır:

- Bağıntı (3.48)'den örnekleme zamanı, $T_s = 0.015$
- Bağıntı (3.49)'den öngörü ufku, $N_p = 30$
- Bağıntı (3.50)'den kontrol ufku, $N_c = 5$
- Giriş kısıtları, $220 \geq V_a \geq -220$ Volt
- Çıkış kısıtları, $209.4 \geq \omega \geq -209.4$ rad/s ve $5 \geq I_a \geq -5$ A

MPC denetleyici tasarımında lineer süreç modeline gereksinim duyulduğundan, MPC Araç Kutusunda, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi, "define and linearize" tuşuna basılarak, süreç modeli lineer olmasa bile, araç kutusu tarafından doğrusal hale dönüştürülür.



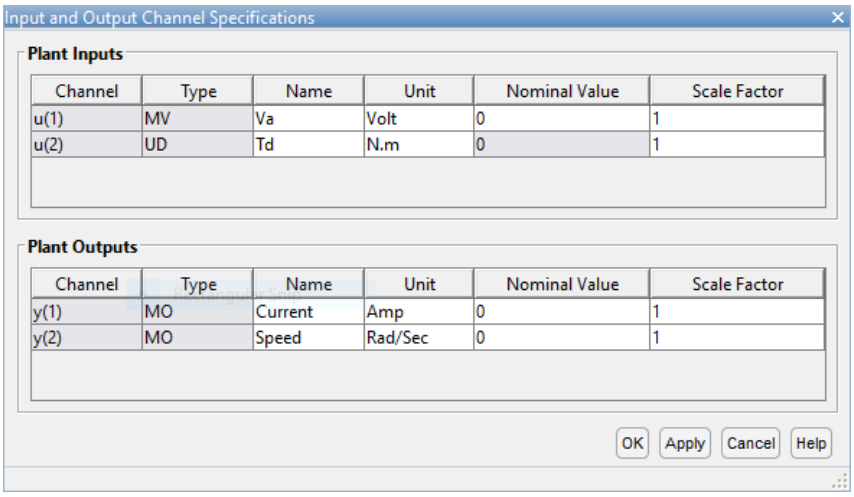
Şekil 3.17. DC motorun açık-çevrim basamak cevap karakteristiği



Şekil 3.18. MPC araç kutusunda süreç modelinin tanıtılması ve doğrusal hale getirilmesi

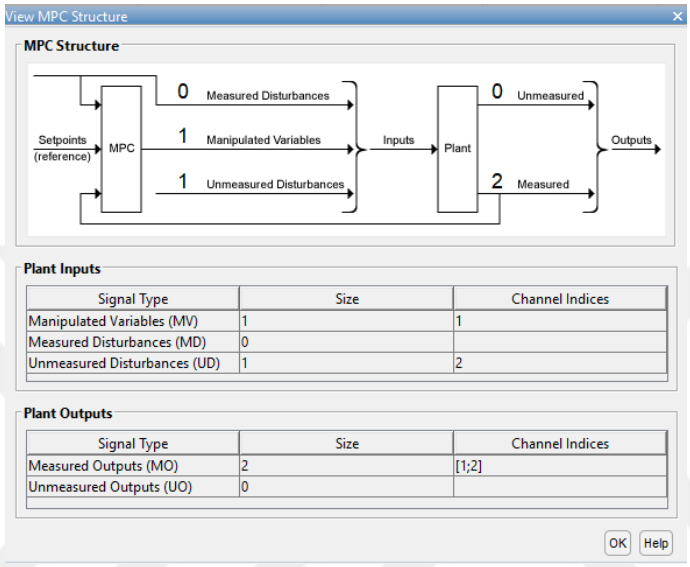
Süreç modelinin, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi, araç kutusuna tanıtılmasından sonra, araç kutusu kontrol sisteminin giriş ve çıkış sayılarını otomatik olarak belirler. Ancak, giriş veya çıkış değişkenlerinin ölçülebilir olması ve/veya olmaması tasarımcı tarafından değiştirilebilir.

Daha sonra, giriş ve çıkış değişkenlerinin özelliklerinin ve birimlerinin belirlenmesi gerekir. Bu durum Şekil 3.19'da gösterilmiştir.



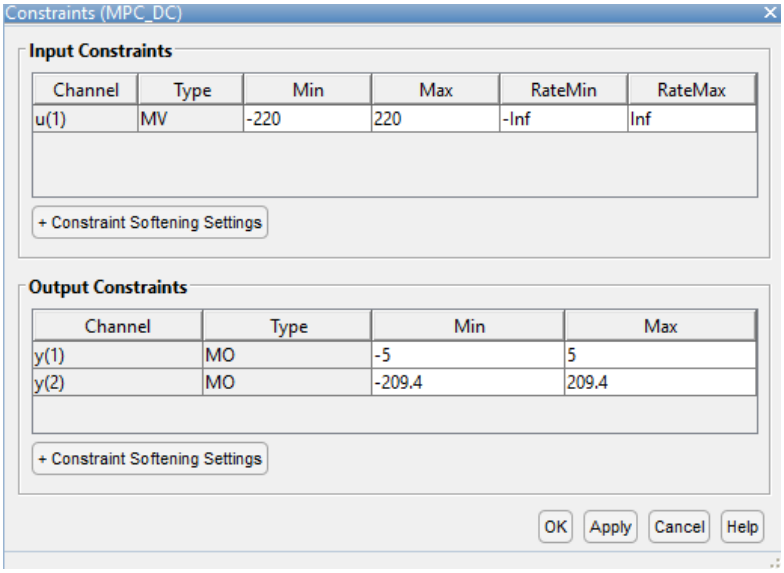
Şekil 3.19. MPC IO özellikleri

Bu çalışmada, DC motorun açısal hızını kontrol etmek ve armatür akım değerini ayarlamak için motor armatür gerilimi giriş değişkeni olarak kullanılmaktadır. Dolayısıyla, V_a kontrol değişkeni olarak, yük momenti, T_d, ise ölçülemeyen bozucu olarak ele alınmıştır. DC motor açısal hız ve armatür akım değerleri ise çıkış değişkenleri olarak seçilmiştir. Bu durum Şekil 3.20'da gösterilmiştir.



Şekil 3.20. MPC denetleyici yapısı

Gerçek sisteme ait giriş ve çıkış değişkenlerine ait kısıtların araç kutusuna tanıtılması Şekil 3.21'de verilmiştir.



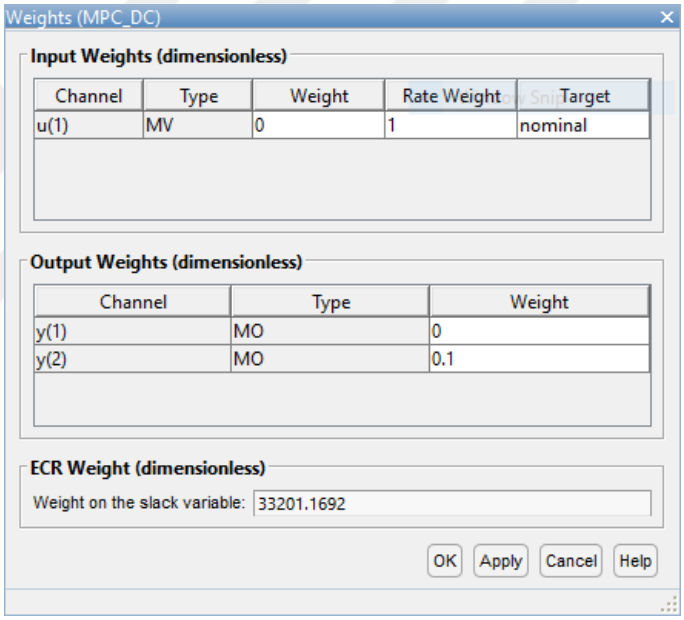
Şekil 3.21. MPC denetleyici kısıtları

DC motora ait hız ve akım cevapları MPC denetleyicinin ayarlanması ile oldukça yakından ilgilidir. MPC denetleyicinin ayarlanması giriş ve çıkış değişkenlerine atanan ağırlıklar ile belirlenir. Bu çalışmada ağırlıklar şu şekilde belirlenmiştir:

- Giriş gerilim değişkenine 0 ağırlık atanarak denetleyiciye tam bağımsızlık verilmiştir. Böylece, çıkış cevabını istediği gibi, izin verilen aralıkta, değiştirmesine müsaade edilmiştir.

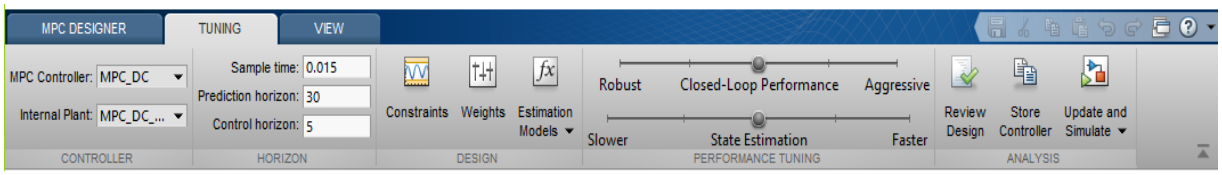
- Birinci çıkış değişkenine (akım) ikinci akım değişkenine (hız) göre daha büyük bir ağırlık atanmıştır.

Bu çalışmada giriş ve çıkış değişkenleri için seçilen ağırlıklara ait durum Şekil 3.22'de gösterilmiştir.



Şekil 3.22. MPC denetleyici ağırlıkların ayarlaması

Sistemin cevabı araç kutusunda yer alan "Performance Tuning" kısmı kullanılarak, Şekil 3.23'de gösterildiği gibi, Robust (Gürbüz)-Aggressive (Agresif) ve Slower (Yavaş)-Faster (Hızlı) koşulları göz önünde bulundurularak ayarlanır. Ayrıca, örnekleme periyodu, öngörü ve kontrol ufuk değerleri de bu aşamada belirlenmelidir.



Şekil 3.23. MPC performans ayarı

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu kısımda, daha önceki bölümde tasarlanan klasik kaskad kontrol ve MPC denetleyici ile DC motorun hem açısal hızı hem de armatür akımı için elde edilen sonuçlar gösterecektir.

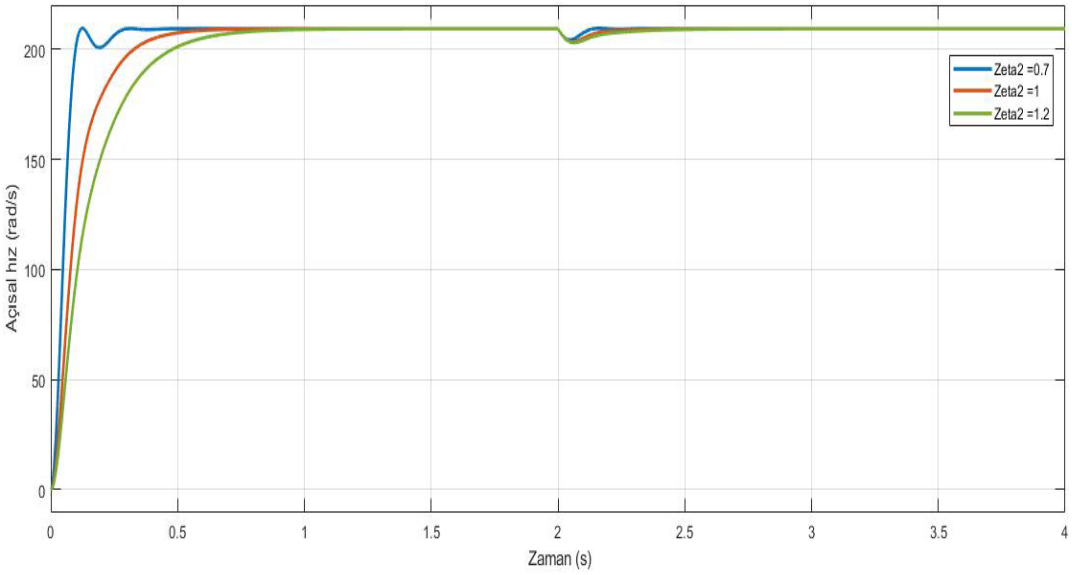
4.1. Kaskad Kontrol Performans Analizi

İlk olarak, klasik kaskad kontrol ile elde edilen kapalı çevrim performansları gösterilecektir. Akım döngüsündeki PI denetleyici ayar parametreleri için bağıntı (3.36) kullanılır. Burada öncelikle, K_{P_i} değerine karar verilmelidir. Eğer, $K_{P_i}=10$ seçilirse, $R_a=11.8$ ve $L_a=0.2$ olduğu için, $K_{i_i}=590$ elde edilir. Dış döngüde yer alan PI-P denetleyici parametreleri (3-39) ve (3.42) bağıntıları kullanılarak hesaplanabilir. Ayrıca, $K_{i_\omega}/K_{P_\omega}=\omega_{n1}$ olduğu göz önüne alınmalıdır. Bağıntı (3-39)'un ζ_1'e ve bağıntı (3.42)'nin ζ_2'e bağlı olduğu görülmektedir. Buna göre, farklı ζ_1 ve ζ_2 değerleri için hesaplanan dış döngü PI-P denetleyici ayar parametreleri Çizelge 4.1.'de verilmiştir.

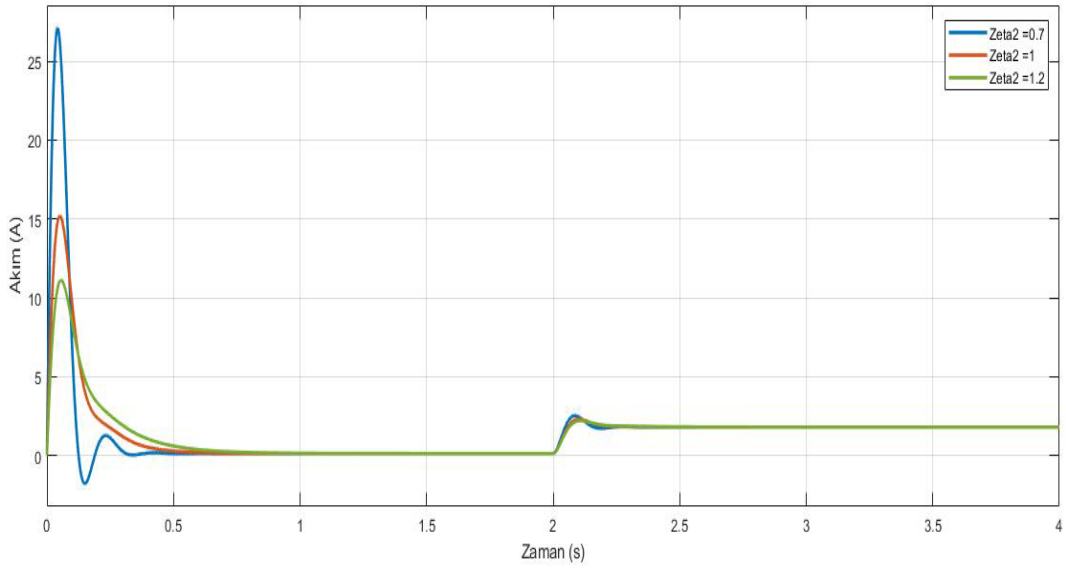
Tasarlanan iç ve dış döngü denetleyiciler ile elde edilen kapalı çevrim sonuçları Şekil 4.1.'den Şekil. 4.9.'a kadar olan grafiklerde gösterilmiştir. Grafiklerden (Şekil 4.1., Şekil 4.4. ve Şekil 4.7. karşılaştırıldığında) iç döngüye ait sönüm oranı (ζ_1) değeri küçüldükçe referans açısal hız değerine daha hızlı ulaşıldığı ve sisteme gelen bozucuların daha hızlı yok edildiği gözlenmektedir. Yine, dış döngü sönüm oranı (ζ_2) değeri küçüldükçe, sistemin hem referans girişi takip hem de bozucu girişleri yok etme performansını iyileştiği görülmektedir (Şekil 4.1. kendi içinde, Şekil 4.4. kendi içinde, Şekil 4.7. kendi içinde karşılaştırıldığında). Ancak, küçük ζ_1 ve ζ_2 değerlerinde armatür akımının başlangıç değerlerinin büyüdüğü görülmektedir. Benzer şekilde, küçük ζ_1 ve ζ_2 değerlerinde kontrol sinyallerinin başlangıç değerlerinin büyüdüğü de görülmektedir.

Çizelge 4.1. PI-P denetleyici ayar parametreleri ($K_{P_i} = 10$)

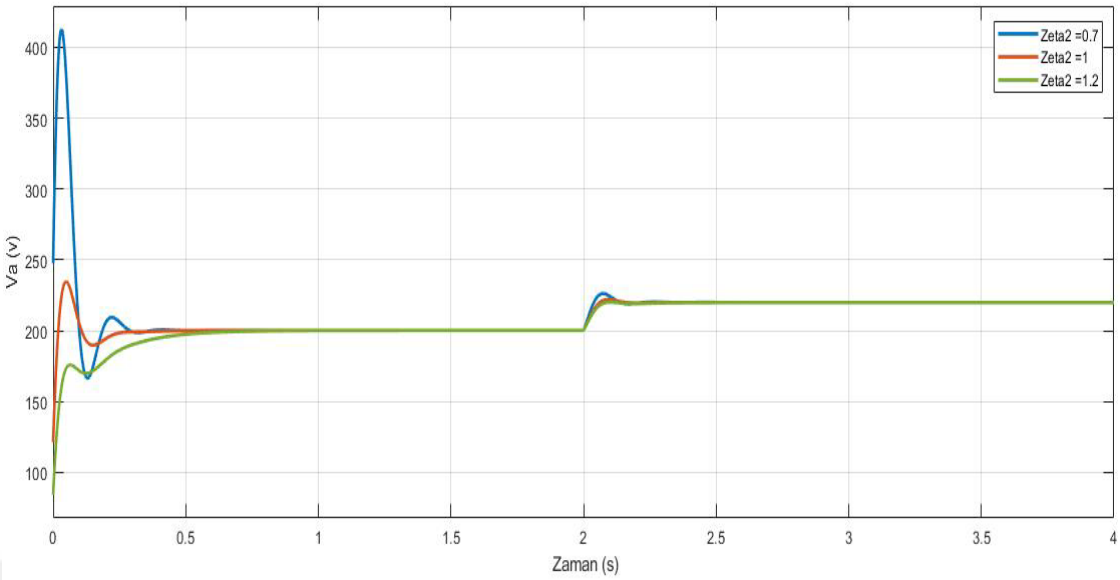
	$\zeta_1 = 0.7$			$\zeta_1 = 1.0$			$\zeta_1 = 1.2$		
	ζ_2			ζ_2			ζ_2		
	0.7	1.0	1.2	0.7	1.0	1.2	0.7	1.0	1.2
K_v	0.231	0.231	0.231	0.113	0.113	0.113	0.078	0.078	0.078
K_{P_ω}	0.512	0.251	0.174	0.513	0.251	0.175	0.514	0.252	0.175
K_{I_ω}	18.294	8.964	6.225	12.84	6.292	4.369	10.726	5.256	3.650



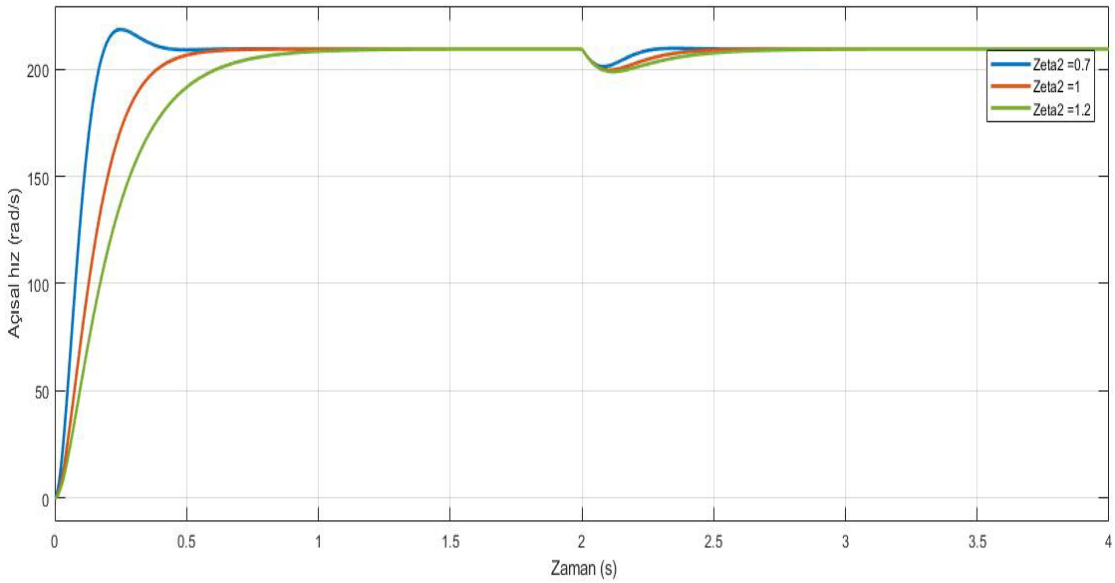
Şekil 4.1. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 0.7$ için elde edilen açısal hız sonuçları



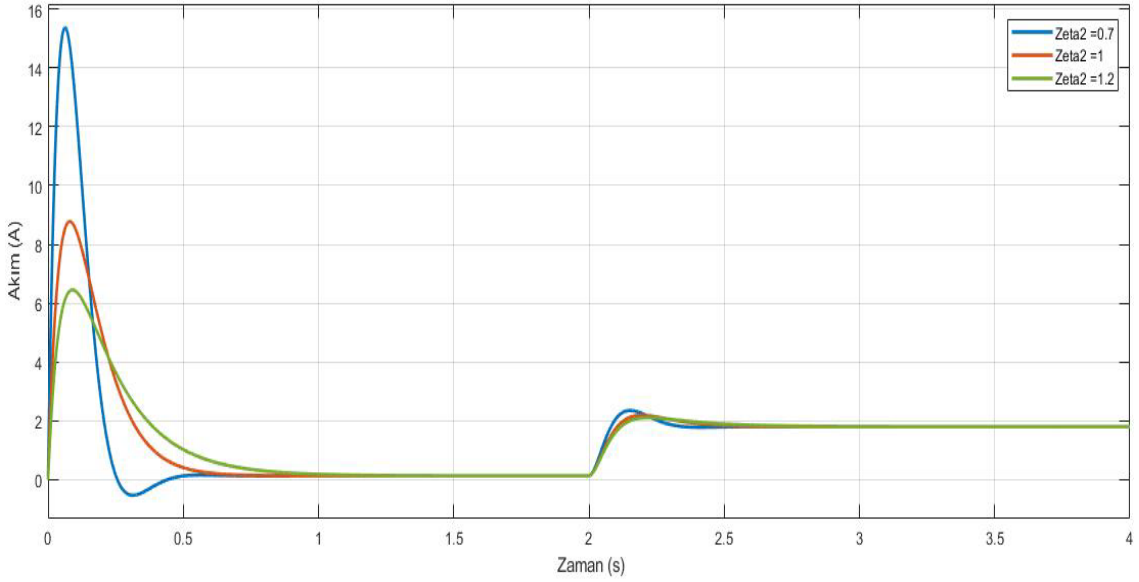
Şekil 4.2. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 0.7$ için elde edilen akım sonuçları



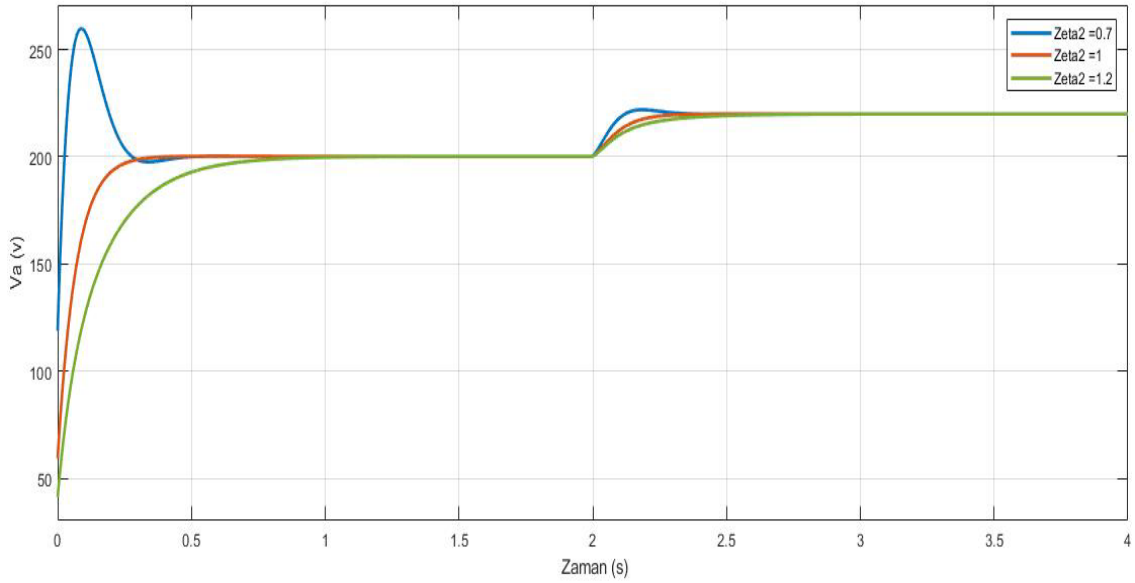
Şekil 4.3. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 0.7$ için elde edilen kontrol sinyalleri



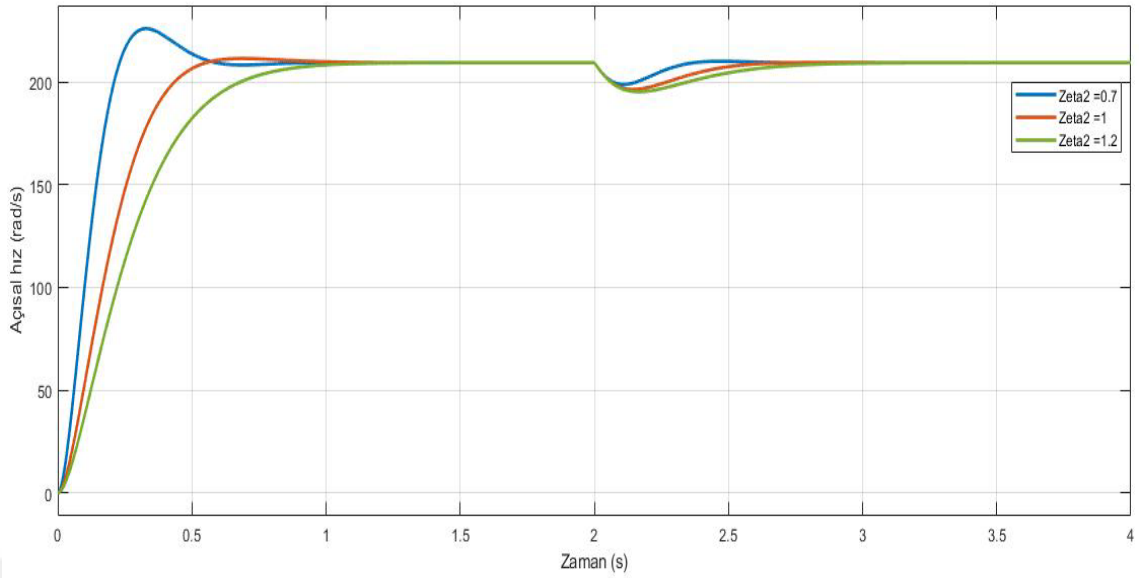
Şekil 4.4. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen açısal hız sonuçları



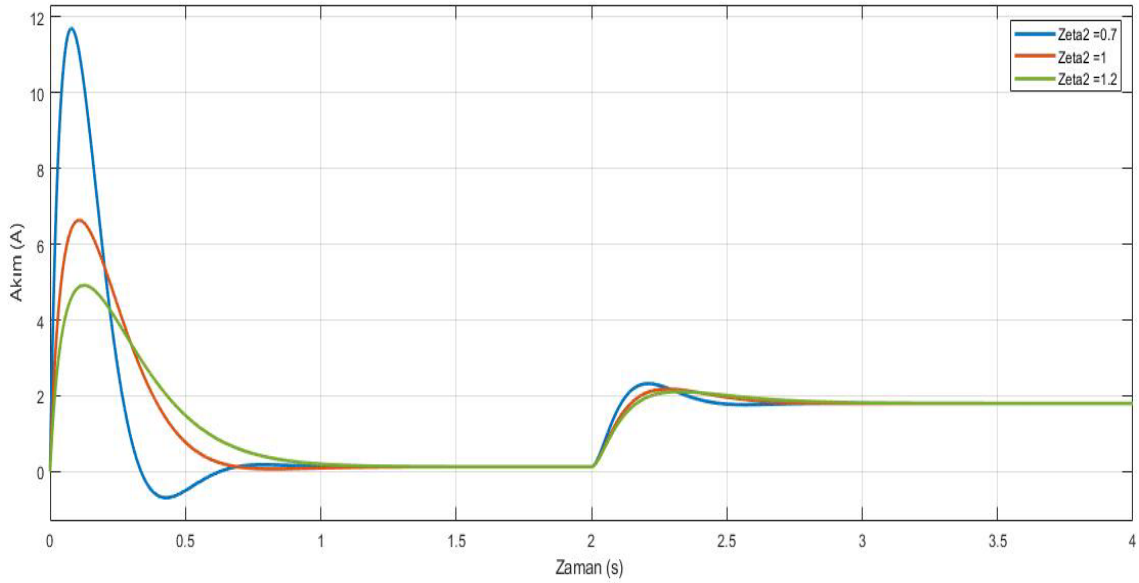
Şekil 4.5. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen akım sonuçları



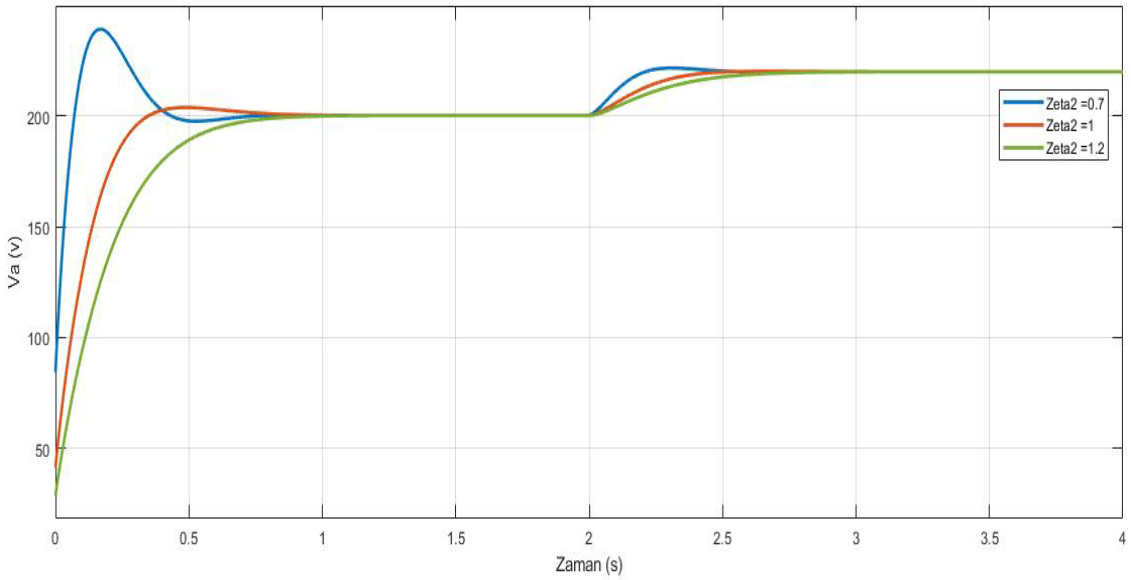
Şekil 4.6. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen kontrol sinyalleri



Şekil 4.7. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen açısal hız sonuçları



Şekil 4.8. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen akım sonuçları



Şekil 4.9. $K_{P_i} = 10$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen kontrol sinyalleri

Yukarıda grafiklerde verilen tüm durumlara ait kapalı çevrim performans değerleri Çizelge 4.2.'te verilmiştir. Çizelgede verilen değerlerin grafikler ile uyuştukları görülmektedir. Örneğin, sabit $\zeta_1 = 0.7$ için artan ζ_2 değerleri ile ISE (Integral of Squared Error), maksimum yüzde aşım ve yerleşme zamanı değerleri artmaktadır. Bu ise performansın kötüleştiğini ifade etmektedir. Bu durum $\zeta_1 = 1.0$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için de geçerli olmaktadır.

Çizelge 4.2. $K_{P_i} = 10$ ve farklı dış döngü sönüm oranları için kapalı çevrim performans değerleri

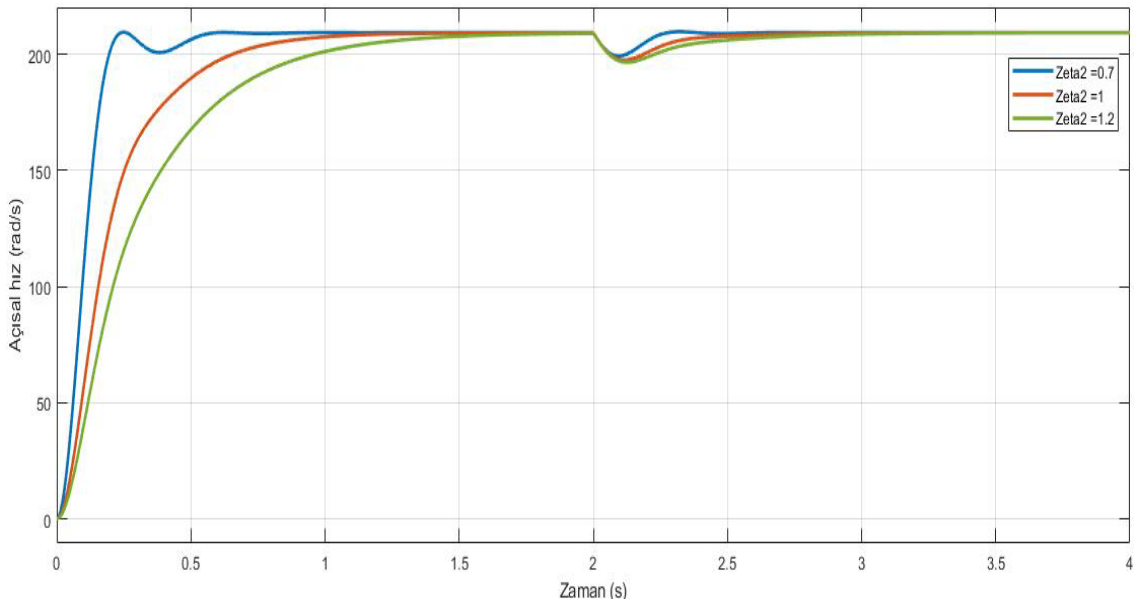
		Yerleşme zamanı	**Maksimum yüzde aşım**	**ISE (x10^3)**
	$\zeta_2 = 0.7$	0.240	0.131	1.613
$\zeta_1 = 0.7$	$\zeta_2 = 1$	0.413	-	2.785
	$\zeta_2 = 1.2$	0.602	-	3.839
	$\zeta_2 = 0.7$	0.334	4.617	2.595
$\zeta_1 = 1$	$\zeta_2 = 1$	0.466	-	4.381
	$\zeta_2 = 1.2$	0.759	-	5.922
	$\zeta_2 = 0.7$	0.502	7.916	3.368
$\zeta_1 = 1.2$	$\zeta_2 = 1$	0.483	0.969	5.585
	$\zeta_2 = 1.2$	0.808	0.001	7.460

Hem iç döngü hem de dış döngü denetleyici ayar parametre değerleri K_{P_i}'nin seçimine bağlı olduğundan, K_{P_i}'nin seçilen farklı bir değeri için de sistemin performansı test edilecektir. Buna göre $K_{P_i}=5$ seçilirse, $K_{I_i}=295$ elde edilir. Yine ζ_1 ve ζ_2'nin farklı değerleri için hesaplanan dış döngü denetleyici ayar parametreleri Çizelge 4.3.'de verilmiştir.

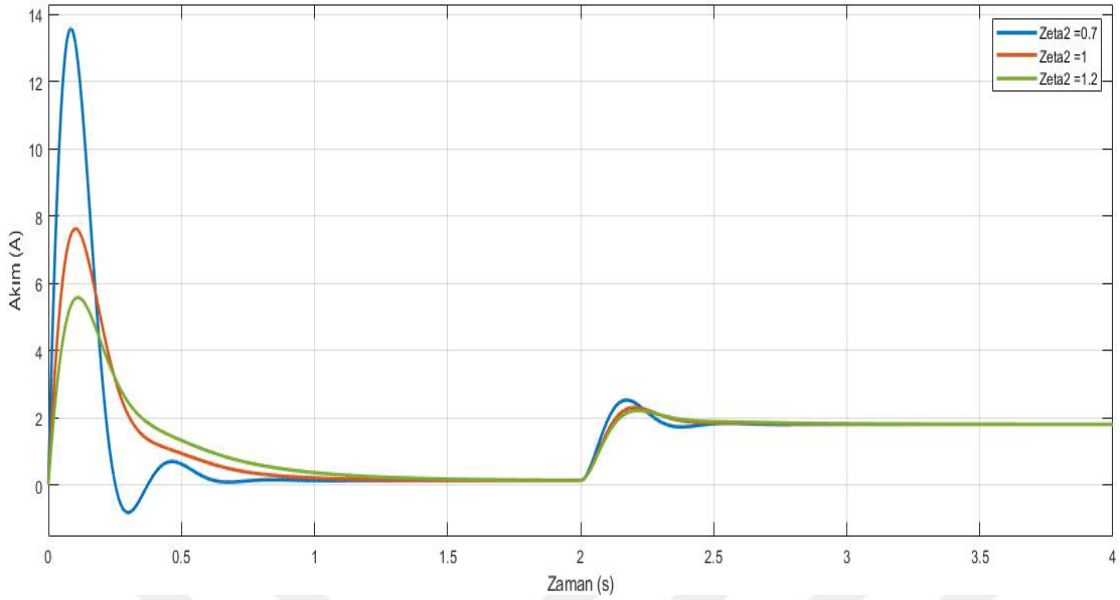
Çizelge 4.3. PI-P denetleyici ayar parametreleri ($K_{P_i}=5$)

	$\zeta_1=0.7$			$\zeta_1=1.0$			$\zeta_1=1.2$		
	ζ_2			ζ_2			ζ_2		
	0.7	1.0	1.2	0.7	1.0	1.2	0.7	1.0	1.2
K_v	0.116	0.116	0.116	0.056	0.056	0.056	0.039	0.039	0.039
K_{P_ω}	0.513	0.251	0.175	0.516	0.252	0.176	0.518	0.254	0.176
K_{I_ω}	9.183	4.500	3.125	6.463	3.167	2.199	5.411	2.651	1.841

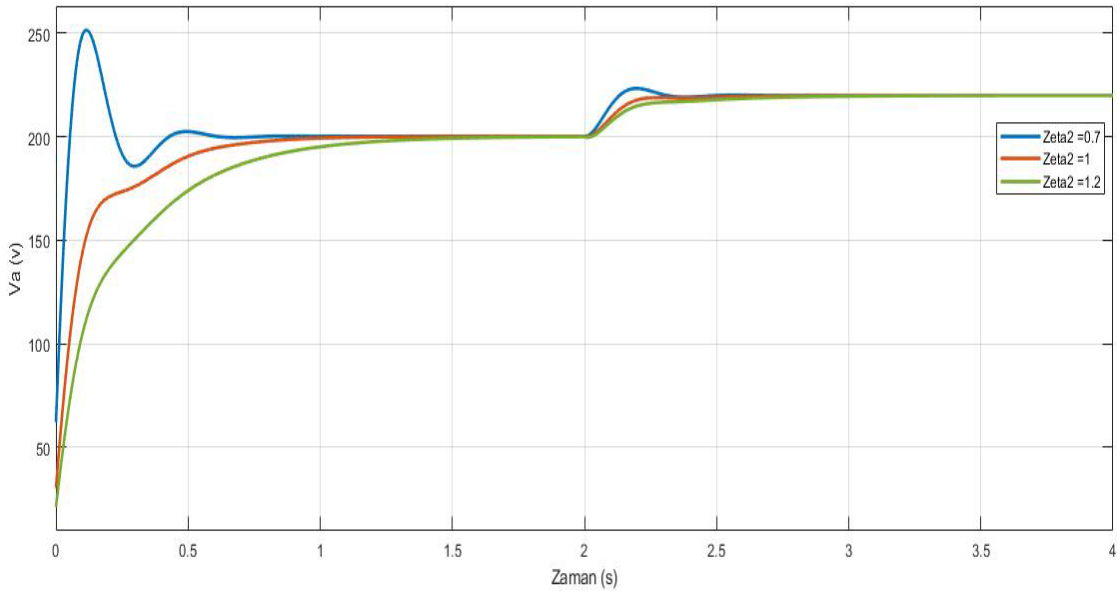
Hesaplanan denetleyici parametreler ile elde edilen kapalı çevrim performanslar Şekil. 4.10. ile Şekil. 4.18. arasındaki grafiklerde gösterilmiştir. Grafiklerden, $K_{P_i}=10$ seçilen durum için yapılan yorumların burada da geçerli olduğu görülmektedir. Ancak, bu sefer kapalı çevrim cevapların bir önceki duruma göre daha yavaşladığı ve performansın göreceli olarak kötüleştiği görülmektedir.



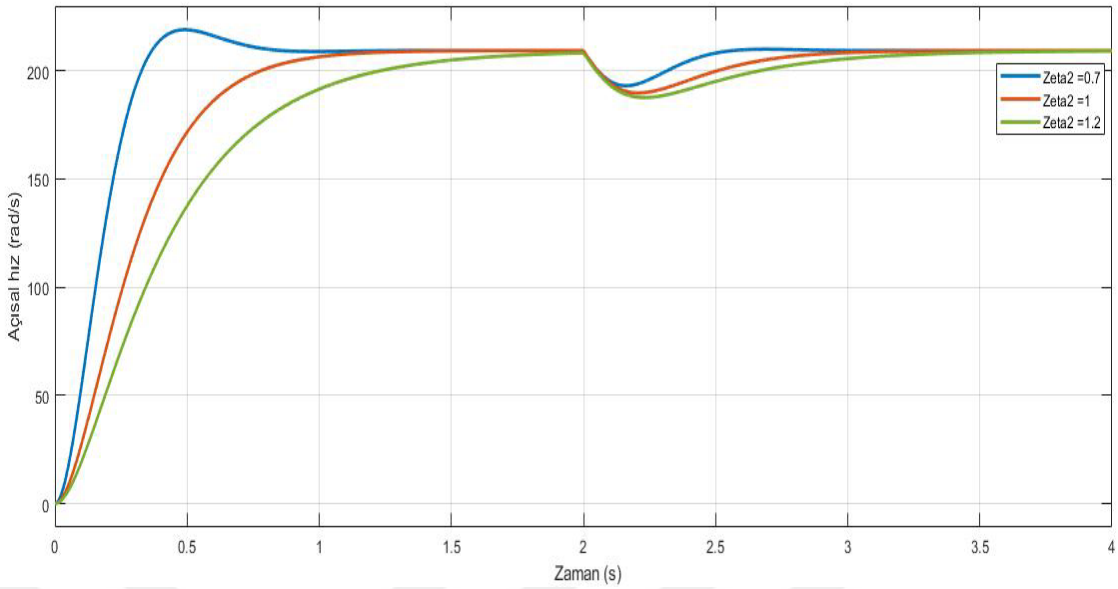
Şekil 4.10. $K_{P_i}=5$ ve $\zeta_1=0.7$ için elde edilen açısal hız sonuçları



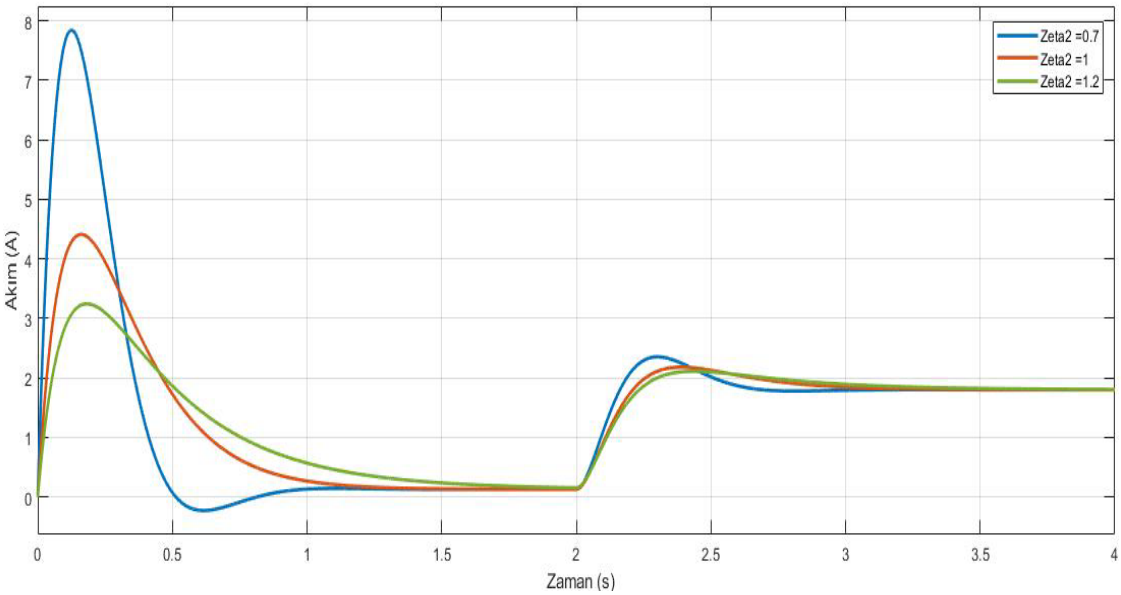
Şekil 4.11. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 0.7$ için elde edilen akım sonuçları



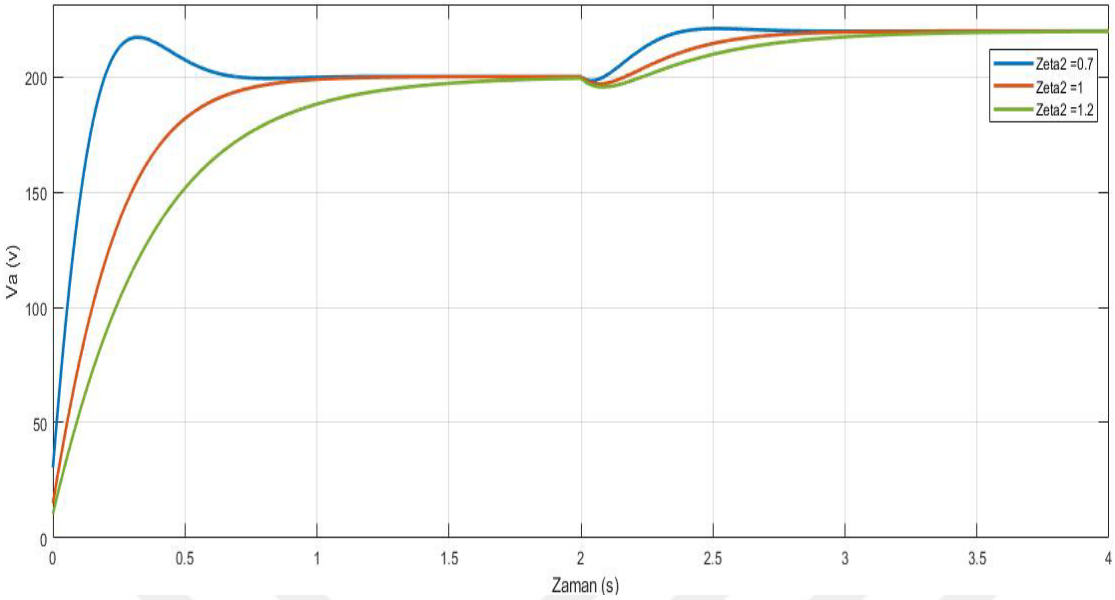
Şekil 4.12. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 0.7$ için elde edilen kontrol sinyalleri



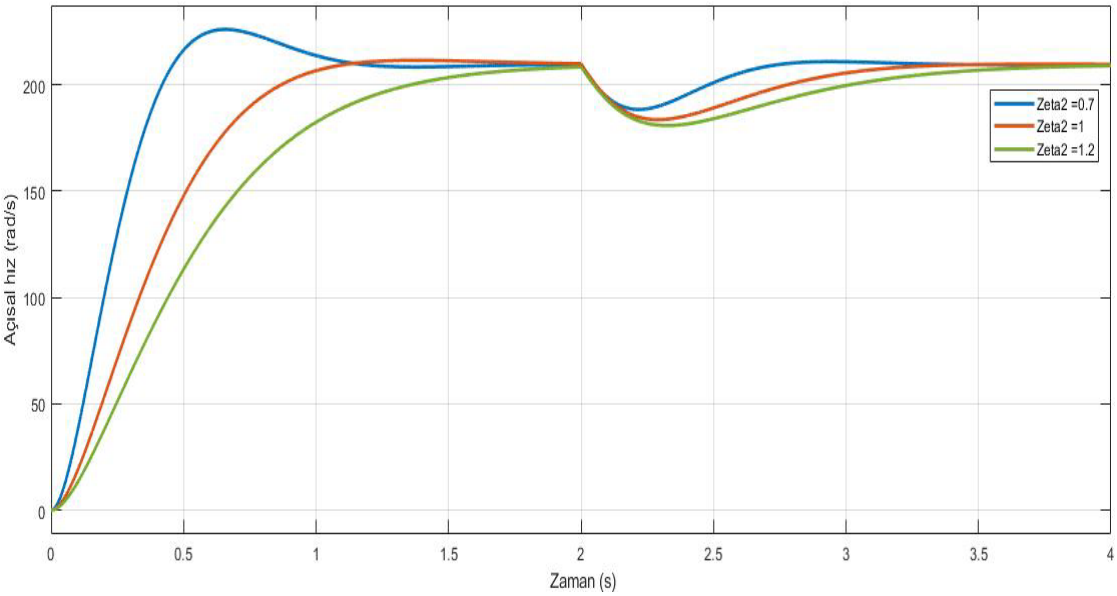
Şekil 4.13. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen açısal hız sonuçları



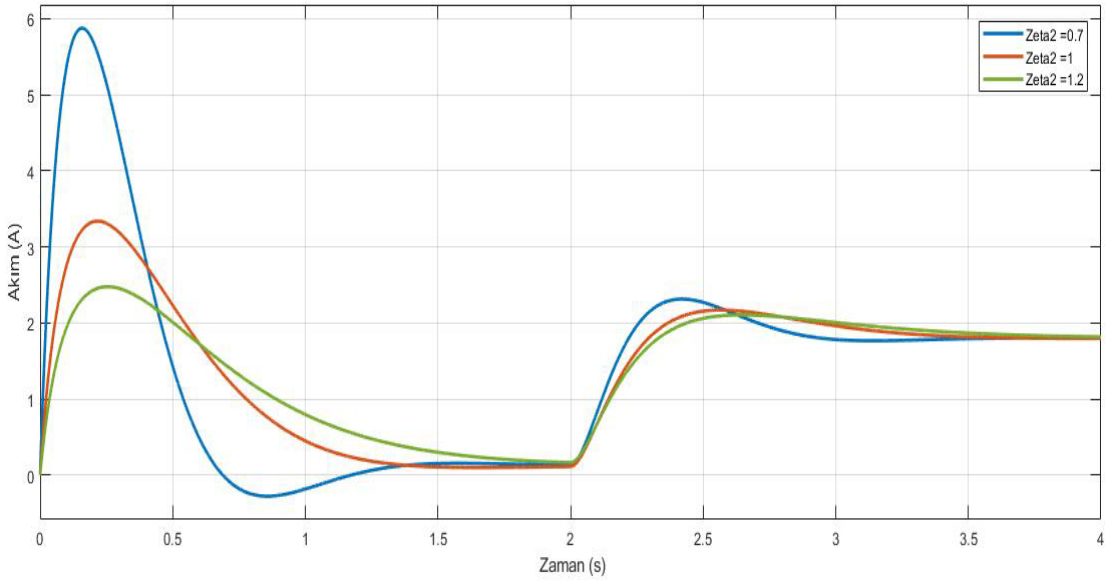
Şekil 4.14. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen akım sonuçları



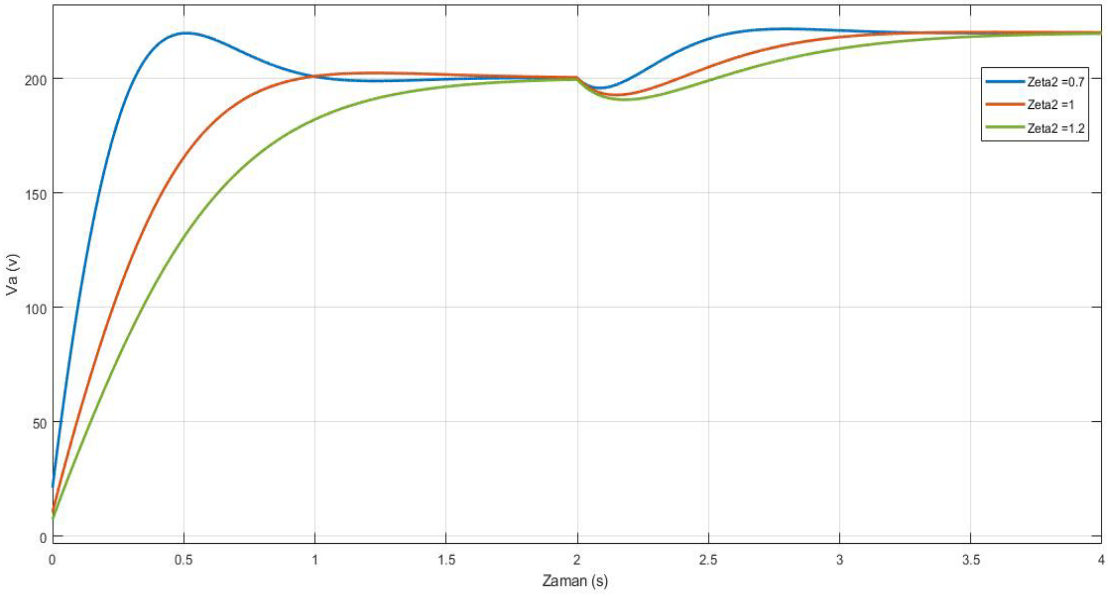
Şekil 4.15. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1$ için elde edilen kontrol sinyalleri



Şekil 4.16. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen açısal hız sonuçları



Şekil 4.17. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen akım sonuçları



Şekil 4.18. $K_{P_i} = 5$ ve $\zeta_1 = 1.2$ için elde edilen kontrol sinyalleri

Bir önceki duruma benzer şekilde, bu duruma ait kapalı çevrim performansları Çizelge 4.4.'te verilmiştir. Yine sabit ζ_1 sönüm oranı için, artan ζ_2 sönüm oranları ile performansın kötüleştiği görülmektedir. Yine, artan ζ_1 değeri ile de performansın kötüleştiği gözlenmektedir. Çizelgeler 4.2. ve 4.4. karşılaştırıldığında ise, K_{P_i} değerinin küçülmesi ile de performansı kötüleştiği gözlenmektedir. Aslında, bu durum kaskad kontrol yapısında iç döngünün dış döngüye göre daha hızlı cevap vermesi gerektiği gerçeği ile uyuşmaktadır.

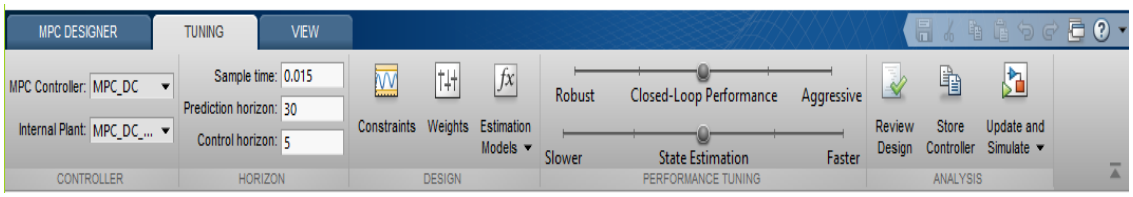
Çizelge 4.4. $K_{P_i} = 5$ ve farklı dış döngü sönüm oranları için kapalı çevrim performans değerleri

		Yerleşme zamanı	Maksimum yüzde aşım	ISE (x10^3)
	$\zeta_2 = 0.7$	0.479	0.104	3.219
$\zeta_1 = 0.7$	$\zeta_2 = 1$	0.824	-	5.561
	$\zeta_2 = 1.2$	1.203	-	7.666
	$\zeta_2 = 0.7$	0.668	4.608	5.180
$\zeta_1 = 1$	$\zeta_2 = 1$	0.931	-	8.748
	$\zeta_2 = 1.2$	1.517	-	1.183
	$\zeta_2 = 0.7$	1.002	7.907	6.725
$\zeta_1 = 1.2$	$\zeta_2 = 1$	0.966	0.968	1.115
	$\zeta_2 = 1.2$	1.614	-	1.490

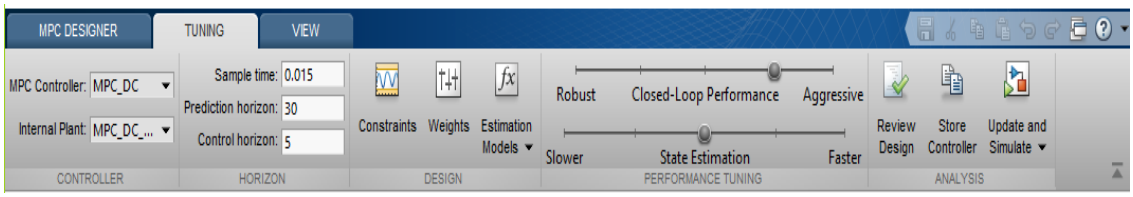
4.2. MPC Performans Analizi

Bu bölümde, Materyal ve Metot bölümünde anlatılan MPC denetleyici araç kutusu ile DC motorun açısal hız ve armatür akım denetimine yönelik elde edilen performans değerleri verilecektir. Öncelikle, 3.4.3 Bölümünde verilen öneri aralıklarında seçilen örnekleme periyodu, kontrol ufku ve öngörü ufku gibi MPC parametreleri ile sistem performansının yok denecek kadar az etkilendikleri gözlenmiştir.

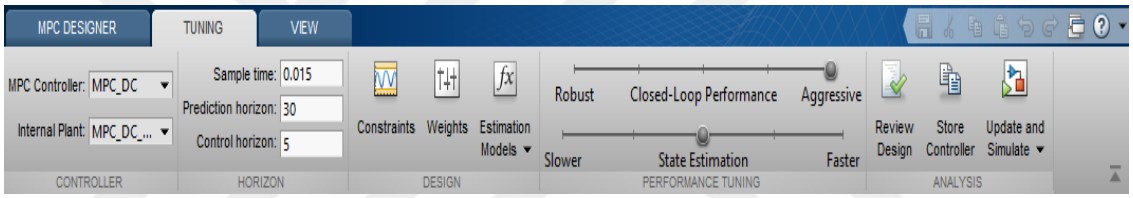
Ancak araç kutusunda yer alan parametrelerin sistem performansını az da olsa etkiledikleri görülmüştür. Örneğin, araç kutusundaki "Closed Loop Performance" (Kapalı Çevrim Performansı) tuşu, Şekiller 4.19. 4.20. ve 4.21.'de görüldüğü gibi orta agresif, agresif ve aşırı agresif olarak seçildiklerinde ve Şekil 4.22.'deki gibi çıkış ağırlıkları seçilirse elde edilen kapalı çevrim sistem performansları Şekil 4.23.'de gösterilmiştir. Şekil 4.24.'te ise kapalı çevrim kontrol performansının orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumları için akım cevapları verilmiştir. Şekil 4.25.'te söz konusu durumlar için elde edilen kontrol sinyalleri görülmektedir. Kapalı çevrim performansı agresif ve aşırı agresif yapıldığında, hem referans girişi takibin hem de bozucu girişin bastırılmasının biraz daha hızlı gerçekleştiği Şekil 4.23.'ten gözlenmektedir. Buna karşılık, aşırı agresif durum için başlangıç akım değerinin ise belirlenen kısıtların dışına taştığı Şekil 4.24.'ten görülmektedir. Şekil 4.25.'ten kontrol sinyalinin hiçbir şekilde belirlenen kısıtların dışına taşmadığı görülmektedir.



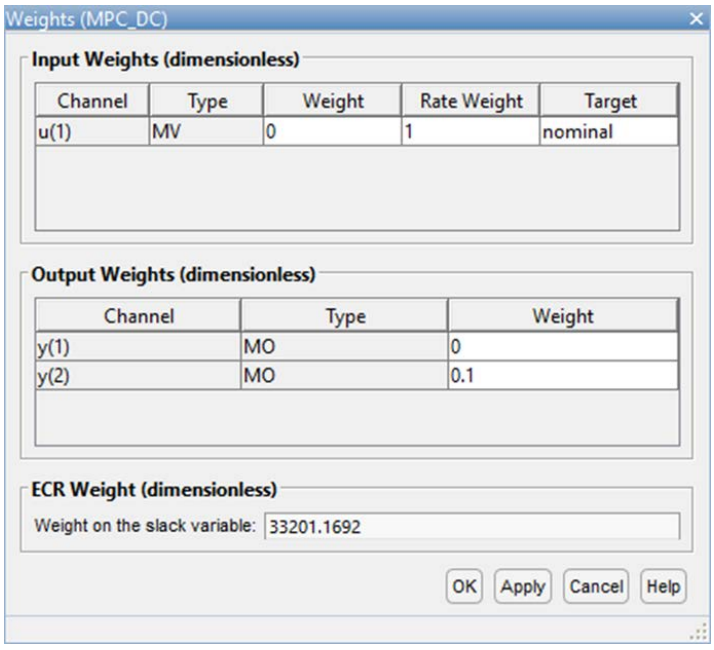
Şekil 4.19. Birinci durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı orta agresif olarak seçilmesi



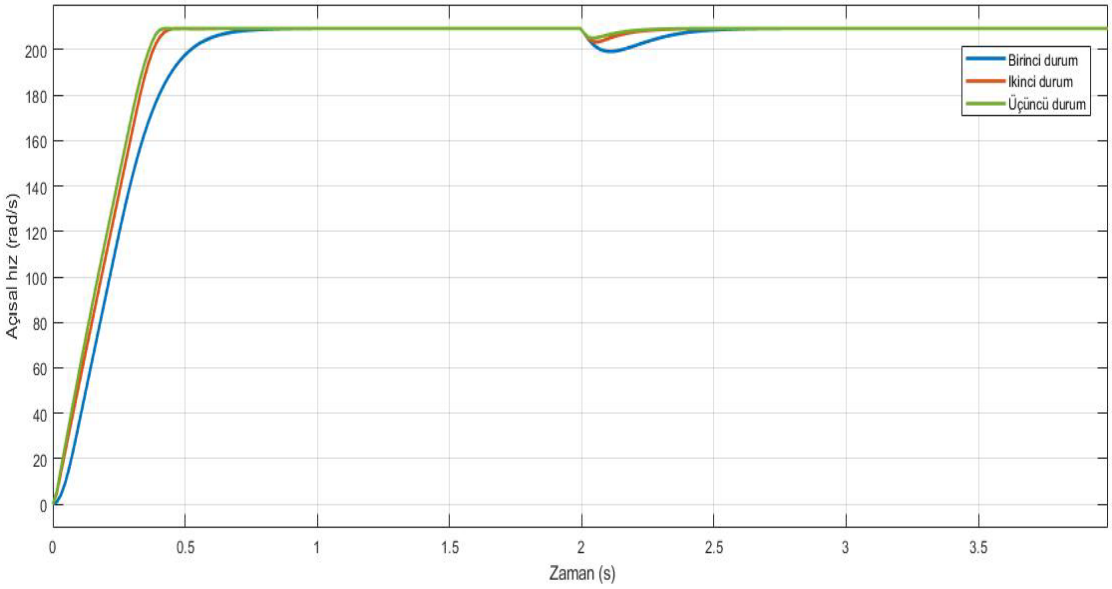
Şekil 4.20. İkinci durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı agresif olarak seçilmesi



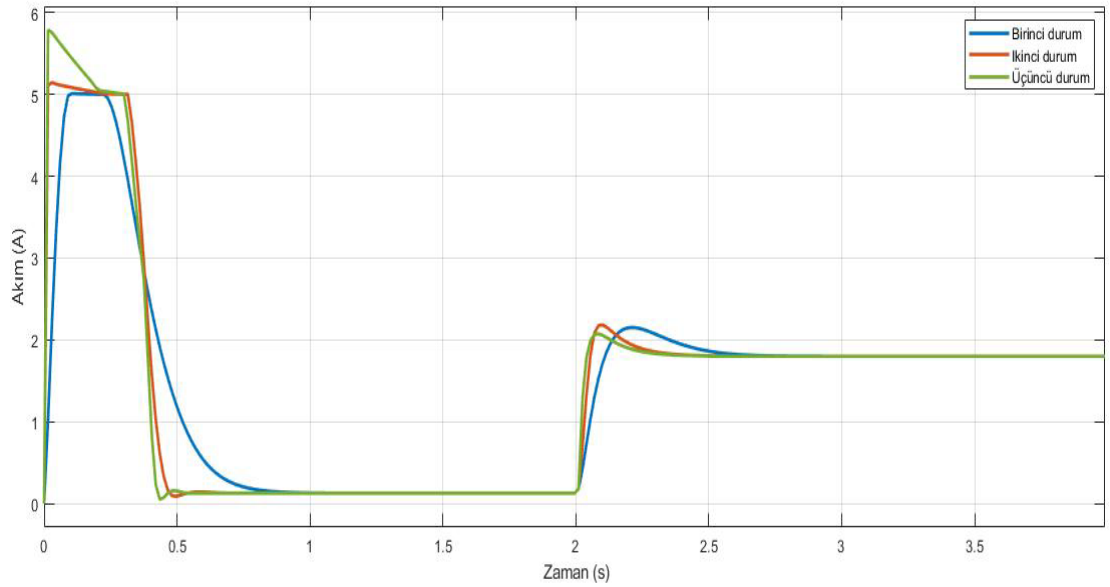
Şekil 4.21. Üçüncü durum: MPC denetleyicinin kapalı çevrim performansı aşırı agresif olarak seçilmesi



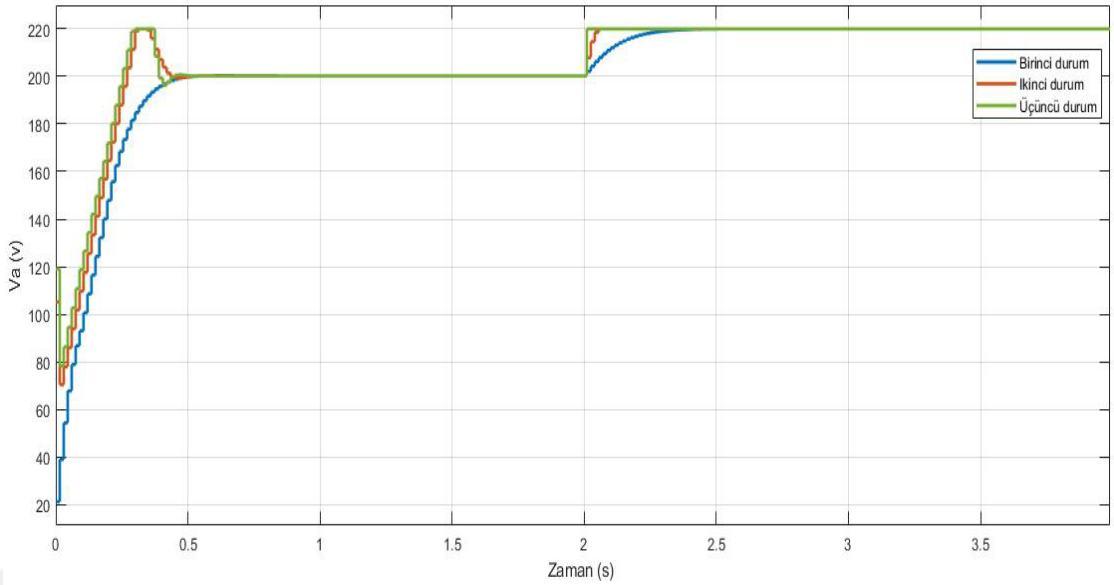
Şekil 4.22. Çıkış ağırlık ayarları: akım için 0 ve hız için 0.1



Şekil 4.23. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları



Şekil 4.24. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları



Şekil 4.25. Orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri

Çizelge 4.5.'de çıkış ağırlıklarının akım için 0 ve hız için 0.1 seçildiği durum için kapalı çevrim performans değerleri verilmiştir. Çizelgeden kapalı çevrim performansın aşırı agresif yapılması ile performans değerlerinin iyileştiği görülmektedir. Ancak, aşırı agresif durum için akımın başlangıç değerinin belirlenen kısıtların dışına taştığı tekrar hatırlanmalıdır.

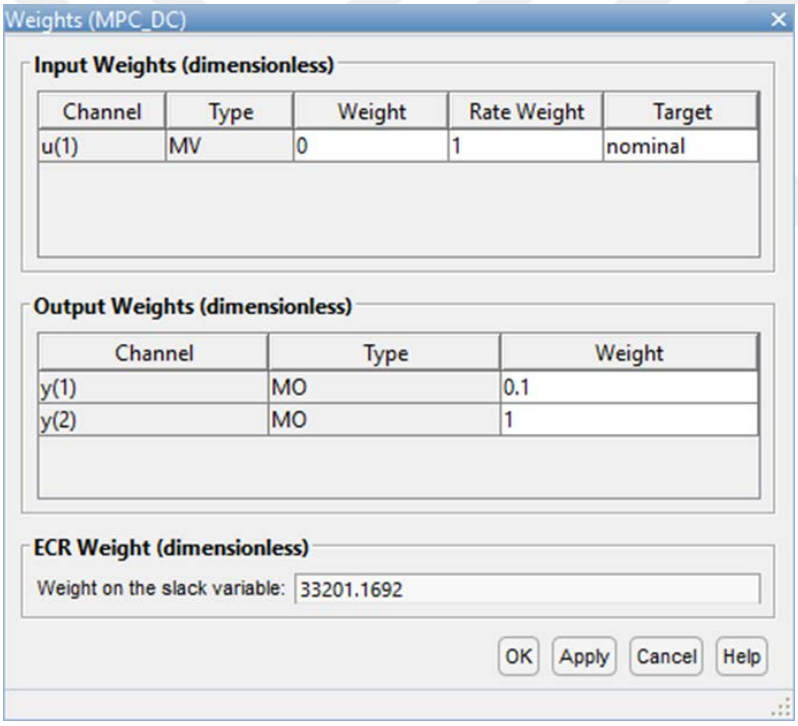
Çizelge 4.5. MPC denetleyici için kapalı çevrim performans değerleri (çıkış ağırlıklarının akım için 0 ve hız için 0.1 seçilmesi)

	Yerleşme zamanı	**Maksimum yüzde aşım**	**ISE (x10^3)**
Az agresif	0.570	0	7.025
Orta agresif	0.390	0	5.709
Aşırı agresif	0.375	0	5.306

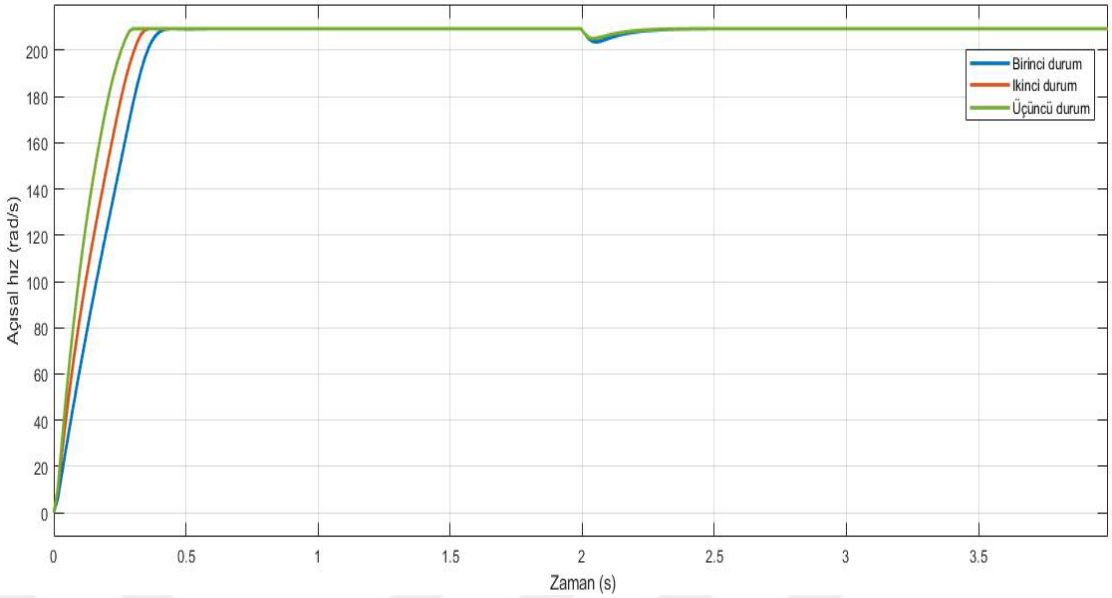
Şimdi çıkış ağırlıklarının kapalı çevrim performans üzerindeki etkisini görmek için farklı çıkış ağırlık değerlerindeki kapalı çevrim sonuçlar ele alınacaktır. Akım ve hız ağırlık değerlerinin Şekil 4.26.'daki gibi akım için 0.1 ve hız için 1 seçilmesi halinde MPC denetleyicinin orta agresif, agresif ve aşırı agresif durumlar için kapalı çevrim performansları, sırasıyla, Şekil 4.27., 4.28, ve 4.29.'da gösterilmiştir. Bu durumda,

kapalı çevrim sistemin referans girişi takibinin ve bozucuyu bastırmasının bir önceki duruma göre daha hızlı gerçekleştiği gözlenmektedir. Ancak, başlangıç akım değerleri yine bir önceki duruma göre belirlenen kısıtların dışına daha fazla taşmaktadırlar. Kontrol sinyalleri ise hala belirlenen kısıtlar dairesinde kalmaktadır.

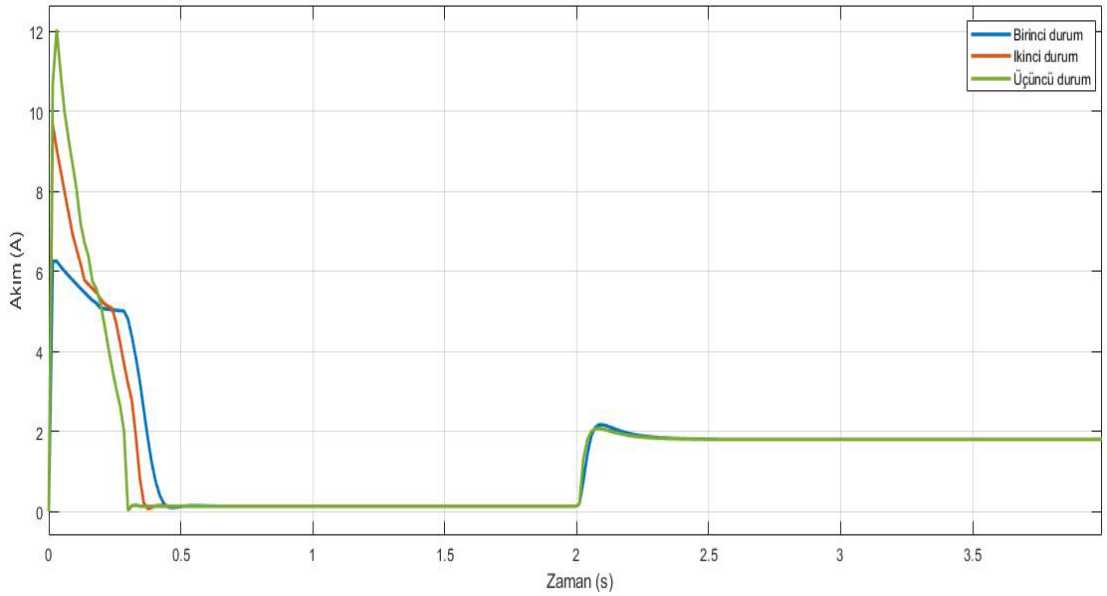
Çizelge 4.6.'de çıkış ağırlıklarının akım için 0.1 ve hız için 1 seçildiği durum için kapalı çevrim performans değerleri verilmiştir. Çizelge 4.6. ile Çizelge 4.5. karşılaştırıldıklarında kapalı çevrim performans değerlerinin daha iyileştiği görülmektedir. Her ne kadar kapalı çevrim performansları iyileşmiş olsalar bile, akımların başlangıç değerlerinin belirlenen kısıtların dışına daha fazla taştığı unutulmamalıdır.



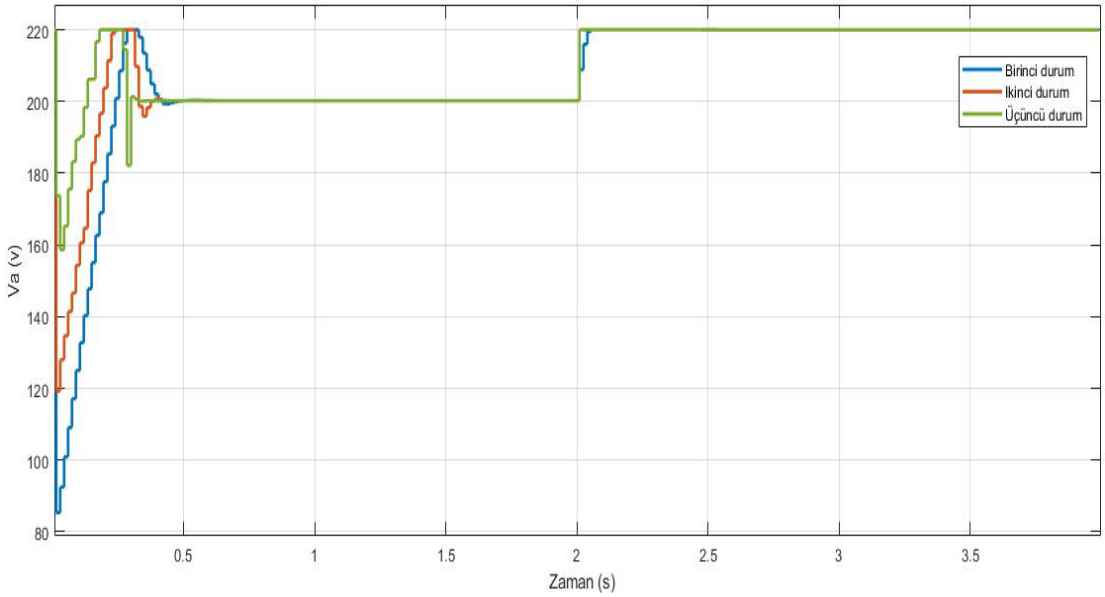
Şekil 4.26. Çıkış ağırlık ayarları: akım için 0.1 ve hız için 1



Şekil 4.27. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları



Şekil 4.28. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları

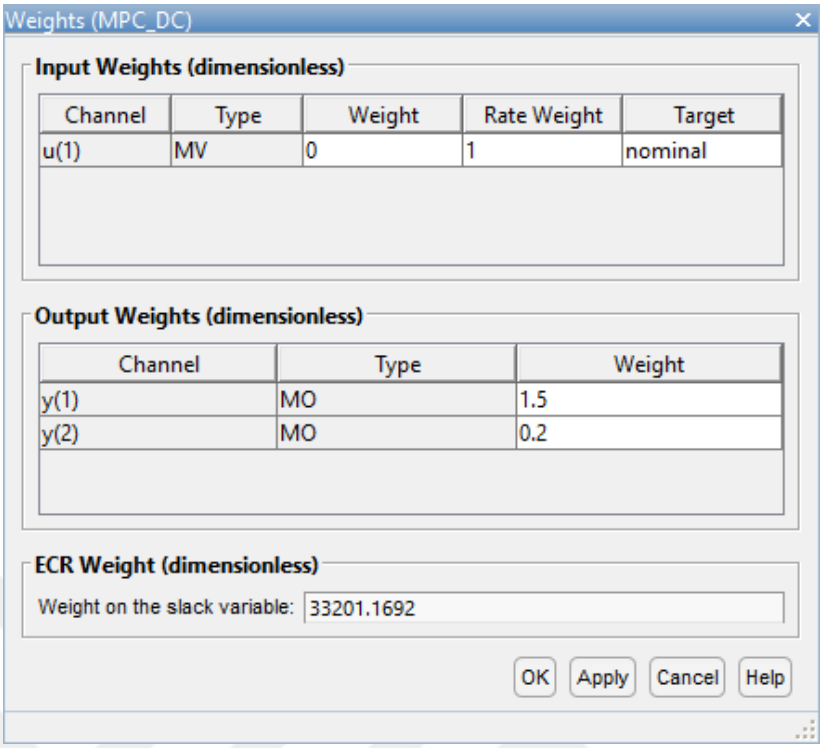


Şekil 4.29. Orta agresif, agresif ve aşırı durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri

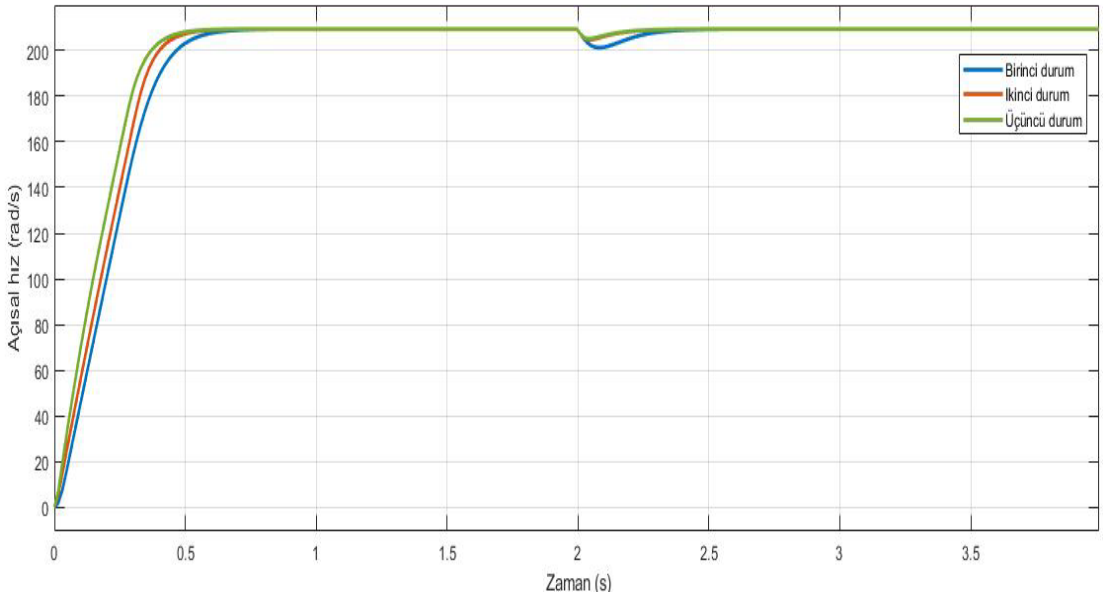
Çizelge 4.6. MPC denetleyici için DC motor sistemin açısal hız cevaplarına göre karakteristikleri ağırlık Akım için 0.1 ve hız için 1

	Yerleşme zamanı	**Maksimum yüzde aşım**	**ISE ($x10^3$)**
Az agresif	0.375	0	5.038
Orta agresif	0.315	0	3.839
Aşırı agresif	0.270	0	3.060

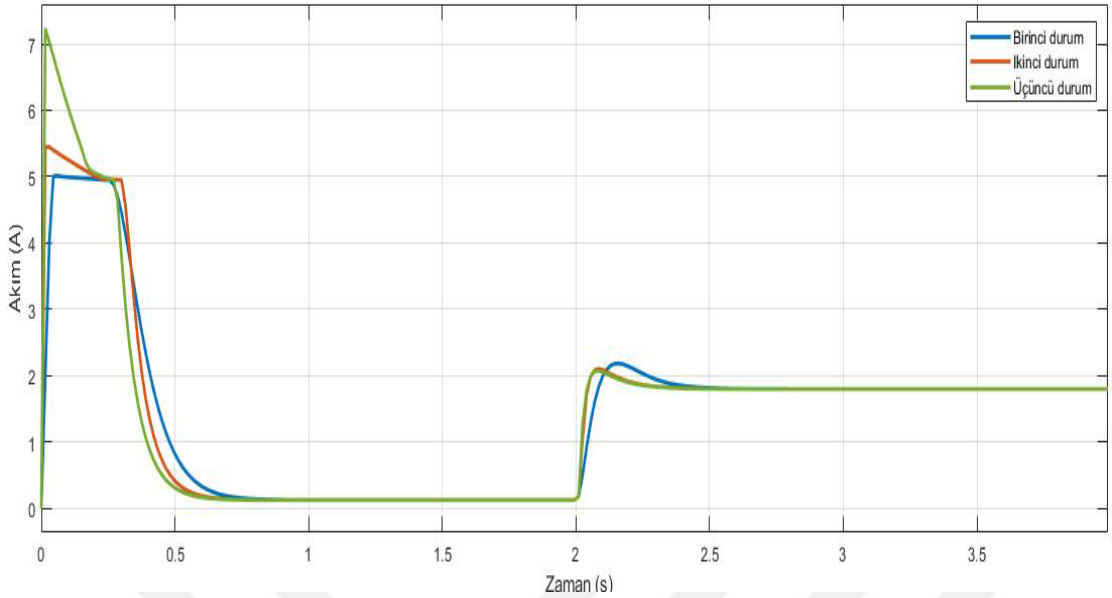
Şimdi, akım ağırlık değerinin 1.5 ve hız akım değerinin 0.2 seçildiği durumu göz önüne alalım (Şekil 4.30). Bu duruma ait kapalı çevrim referans takip, akım ve kontrol sinyal grafikleri, sırasıyla, Şekil 4.31., Şekil 4.32. ve Şekil 4.33.'te gösterilmiştir. Bu duruma ait kapalı çevrim performas değerleri ise Çizelge 4.7.'da verilmiştir. Çizelge 4.5. ile karşılaştırıldığında kapalı çevrim performas değerlerinin genelde iyileştiği görülmektedir. Çizelge 4.6. ile karşılaştırıldığında ise kapalı çevrim performas değerlerinin kötüleştiği görülmektedir. Sonuç olarak, çıkış ağırlık değerlerinin kontrol sinyali üzerinde etkisi görülmemektedir. Bu tez çalışmasında kontrol edilmek istenen asıl çıkış değeri olan açısal hız üzerinde ise az sayılabilecek etkiye sahiptir. Ancak, DC motor rotor akım değerinin üzerinde etkili olduğu ve uygun seçilmeyen çıkış ağırlık değerlerinde akım değerinin belirlenen kısıtların dışına taşabildiği gözlenmektedir.



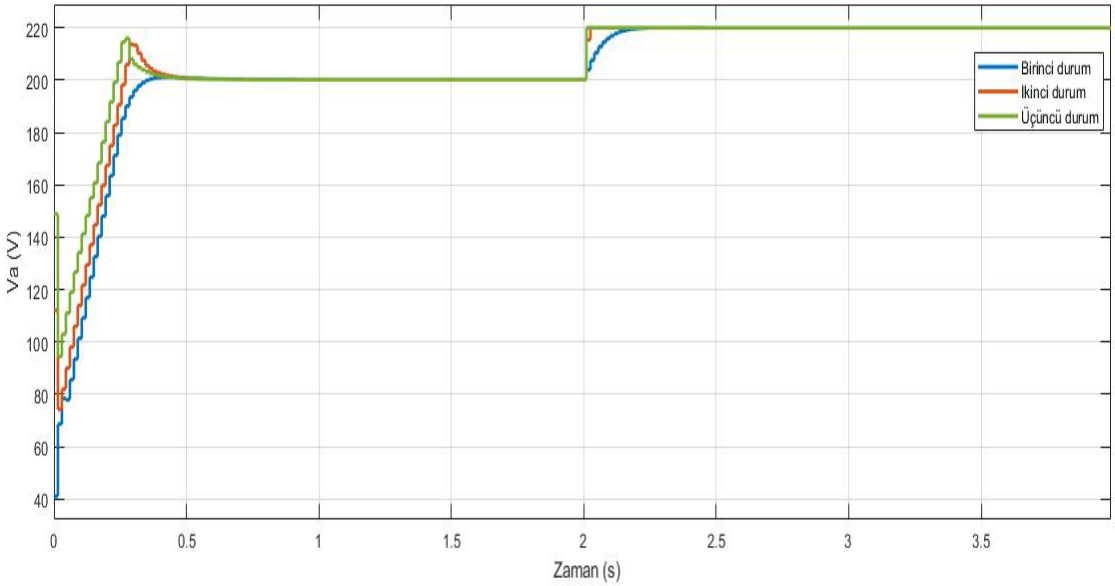
Şekil 4.30. Ağırlık ayarları Akım için 1.5 ve hız için 0.2



Şekil 4.31. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici açısal hız sonuçları



Şekil 4.32. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici akım sonuçları

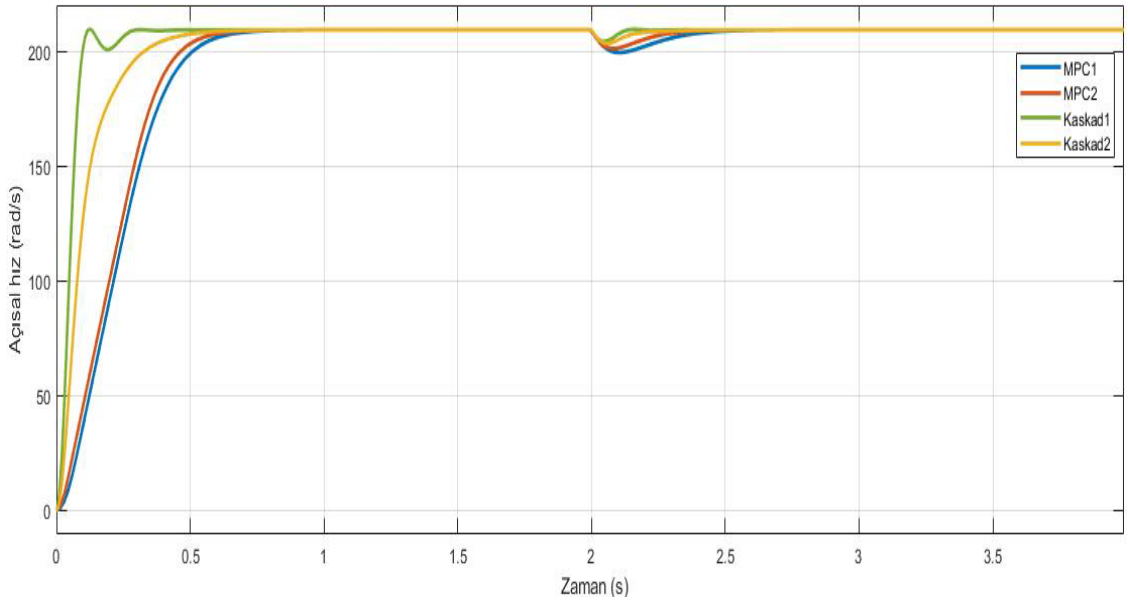


Şekil 4.33. Az-orta-aşırı agresif durumlar için MPC denetleyici kontrol sinyalleri

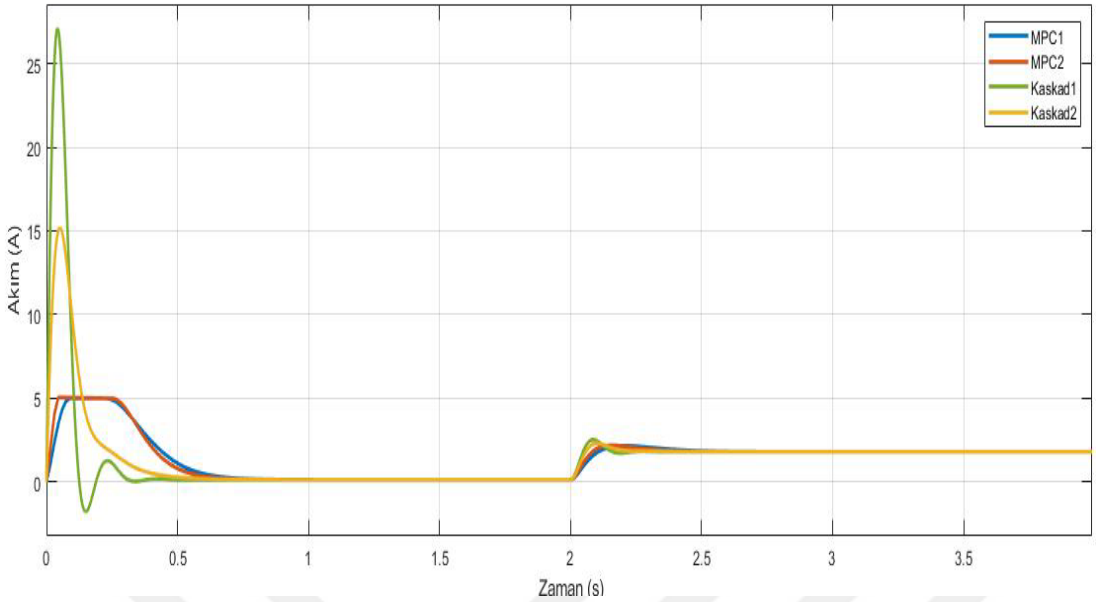
Çizelge 4.7. MPC denetleyici için kapalı çevrim performans değerleri (çıkış ağırlıklarının akım için 1.5 ve hız için 0.2 seçilmesi)

	Yerleşme zamanı	**Maksimum yüzde aşım**	**ISE (x10^3)**
Az agresif	0.525	0	6.378
Orta agresif	0.450	0	5.532
Aşırı agresif	0.420	0	4.668

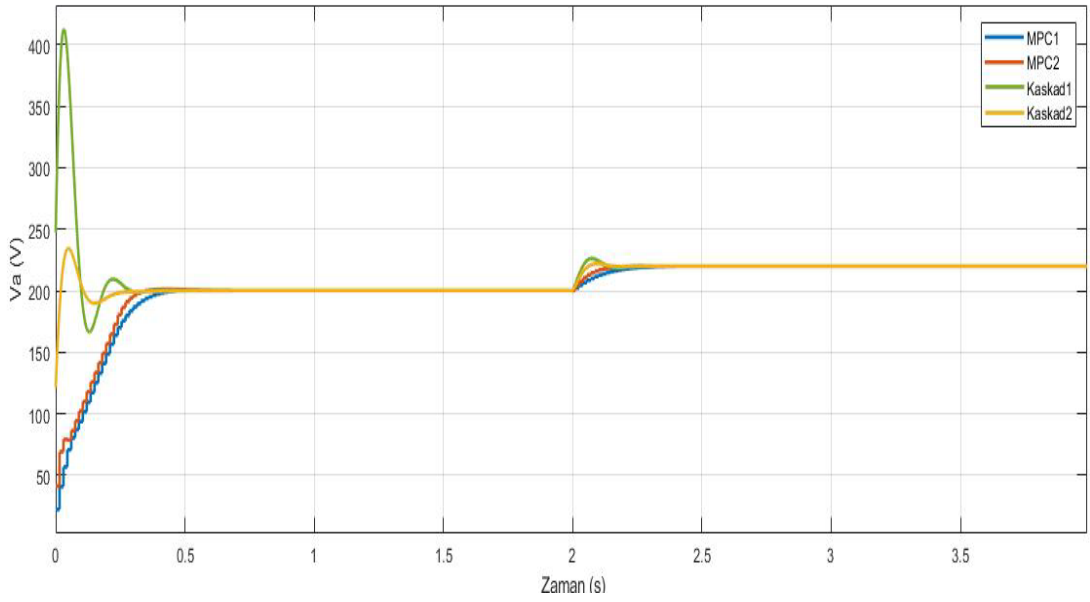
Son olarak, kaskad kontrol ile MPC denetleyici yaklaşımlarının kapalı çevrim performans karşılaştırması verilecektir. Bunun için kaskad kontrol için elde edilen en iyi iki kapalı çevrim sonucu ($K_{P_i}=10, \zeta_1=0.7, \zeta_2=0.7$ ile $K_{P_i}=10$, $\zeta_1=0.7$, $\zeta_2=1$ seçildiği durumlar) ile en iyi iki MPC denetleyici sonucu (çıkış ağırlıklarının akım içim 0 hız için 0.1 ile çıkış ağırlıklarının akım içim 1.5, hız için 0.2 seçildiği durumlar) seçilmiştir. Karşılaştırmada kullanılan kapalı çevrim sonuçları referans takip için Şekil 4.34.'te, rotor akımı için Şekil 4.35.'te ve kontrol sinyali için Şekil 4.36.'da verilmiştir. Rotor akımının başlangıç değeri ile kontrol sinyalinin başlangıç değerleri göz önüne alındığında MPC denetleyicinin kaskad kontrole göre çok daha iyi sonuç verdiği aşikardır. Kapalı çevrim performans değerleri göz önüne alındığında kaskad denetim az da olsa daha sonuçlar verdiği Çizelge 4.8.'da görülmektedir.



Şekil 4.34. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen açısal hız sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 4.35. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen akım sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 4.36. En iyi Kaskad ve MPC denetleyiciler için elde edilen kontrol sinyallerinin sonuçlarının karşılaştırılması

Çizelge 4.8. MPC ve Kaskad denetleyici kapalı çevrim performans değerleri

	Yerleşme zamanı	**Maksimum yüzde aşım**	**ISE ($x10^3$)**
MPC1 (Çıkış ağırlıklarını akım için 0 ve hız 0.1 seçilmesi durumu)	0.570	0	7.025
MPC2 (Çıkış ağırlıklarını akım için 1.5 ve hız 0.2 seçilmesi durumu)	0.525	0	6.378
Kaskad1 ($K_{P_i}=10\ \ \zeta_1=0.7\ \ \zeta_2=0.7$ **)**	0.240	0.131	1.613
Kaskad2 ($K_{P_i}=10\ \ \zeta_1=0.7\ \ \zeta_2=1$ **)**	0.413	–	2.785

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında bir DC motorun MPC denetleyici ile denetimi çalışılmış ve klasik denetleyicilere göre avantajları ortaya konmaya çalışılmıştır. DC motorun durum uzayı gösterimi MPC yaklaşımında iç model olarak kullanılmıştır. Klasik denetleyiciler ile karşılaştırıldığında, MPC denetleyicideki öngörü özelliği referans giriş ile öngörülen çıkış arasındaki hatayı önceden tahmin ederek sürecin gelecekteki çıkışlarının bir sonraki adımda hesaplanmasına olanak vermektedir.

Gerçekleştirilen benzetim çalışmaları MPC denetleyicinin aşağıda verilen avantajlarını ortaya koymuştur:

- Klasik kaskad kontrol yapısının performansı tasarlanan denetleyicinin ayar parametrelerine oldukça bağlı iken, MPC denetleyicinin performansı ayar parametrelerinden çok az etkilenmektedir.

- Kaskad kontrol yapısında referans takibinde aşmalar yaşanabiliyorken, MPC denetleyicide bu tür aşmalar kısıtların göz önüne alınması dolayısıyla yaşanmamıştır.

- MPC denetleyici ile DC motorun başlangıçta yüksek akım çekme probleminin çözülebileceği görülmüştür.

- MPC denetleyici ile daha düşük kontrol sinyalleri elde edildiğinden aktuatörlerin yıpranmaması için gerçek zamanlı uygulamalar için daha elverişlidir.

- Klasik kontrol yaklaşımlarında kısıtlar göz önüne alınmazken, MPC denetleyici ile sistem kısıtlarının üstesinden gelmek mümkün olmaktadır.

- Klasik kaskad kontrol yapısı tek giriş tek çıkışlı sistemlerde kullanılabilirken, MPC denetleyici çok giriş çok çıkışlı sistemlerde de kullanılabilmektedir.

İlerde çalışılabilecek konular olarak aşağıdaki önerilerin düşünülebileceği değerlendirilmiştir:

Bu tez çalışmasında doğrusal MPC denetleyici çalışılmıştır. Doğrusal olmayan MPC denetleyicinin de çalışılabileceği öngörülmektedir. Ayrıca, DC motor yerine indüksiyon motorları çalışılabilir.

- Kimyasal süreçlerin çıkış cevaplarındaki aşımlar sisteme daha fazla etki verebileceğinden, MPC denetleyicinin bu süreçlerdeki performansı çalışılabilir.

- Denetleyicide kullanılan matematiksel model yerine bulanık kontrol teknikleri kullanılarak matematiksel modelinin elde edilmesinin zor olduğu sistemler için daha fazla esneklik elde edilebilir.

- Bu tez çalışmasında kullanılan hazır MPC araç kutusu yerine MPC algoritmaları geliştirilebilir.

6. KAYNAKLAR

Åström, K. J., Hägglund, T. 1995. PID Controllers-Theory, Design, and Tuning. ISA, 2. Baskı, Durham.

Bemporad, A. 2008. Model Predictive Control Design: New Trends and Tools. The 45th IEEE Conference on Decision & Control, 13-15 Aralık 2006, USA. S, 6678–6683.

Bemporad, A., Morari, M., Ricker, N. L. 2019. Model Predictive Control Toolbox™ Getting Started Guide, Mathworks. The MathWorks, Inc. Natick.

Boiko, I. 2013. Non-parametric tuning of PID controllers. Springer yayınları, London.

Bordons, C., Camacho, E.F. 2007. Model Predictive Control 2. Baskı, Springer yayınları, Spain.

Borrelli, F., Bemporad, A., Morari, M., 2011. Predictive Control for linear and hybrid systems. Cambridge yayınları, United Kingdom.

Burns, R. 2001. Advanced Control Engineering. Butterworth-Heinemann yayınları, United Kingdom.

Clarke, D. W., Mohtadi, C., Tuffs, P. S. 1987. Generalized predictive control–Part I. The basic algorithm. ***Automatica***, 23(2): 137–148.

Cohen, G., Coon, G. A. 1953. Theoretical consideration of retarded control. ***Transactions of ASME***, 75 (1): 827–834.

Currie, J., Wilson, D. I. 2009. A Model Predictive Control Toolbox Intended for Rapid Prototyping. The 16th Electronics New Zealand Conference, 15-18 Kasım 2009, New Zealand. S, 7–12.

Dahale, O. P., Jadhav, S. P. 2014. Design and Implementation of Controller using MPC Toolbox™. ***International Journal of Applied Information Systems***. 2014(1):11-17.

Dani, S., Sonawane1, D., Ingole, D., Patil1, S., .2017. Performance evaluation of PID, LQR and MPC for DC motor speed control. The 2nd International Conference for Convergence in Technology (I2CT), 7 April 2017,India. S, 348–354.

Di Cairano, S., Yanakiev, D., Bemporad, A., V. Kolmanovsky, I. 2012. Model predictive idle speed control: Design, analysis, and experimental evaluation. ***IEEE Control Systems Technology***, 20(1): 84–97

Durmaz, B. E., Kacmaz, B., Mutlu1, I., Söylemez, M. T., 2017. Implementation and Comparison of LQR-MPC on Active Suspension System. The 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 30 Kasım- 2 Aralık 2017. Turkey. S, 828–835.

Ganga, G., Dharmana, M. M. 2017. MPC controller for trajectory tracking control of quadcopter. IEEE International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 20-21 Nisan 2017. India.

Ganzaroli, C. A., De Carvalho, D. F., Do Couto, L. A., Dias, R. N.H.M.,. 2017. Nonlinear practical model based predictive control: Study case with DC motor. Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILEAN), 18-20 Ekim 2017 Chile. S, 1-6.

Jichkar, C. D., Sondkar, S. Y. 2017. Comparative study of real time implementation of LabVIEW based MPC controller and PID controller for flow control loop. The 2nd International Conference for Convergence in Technology (I2CT) , 7-9 Nisan 2017. S, 464–470.

Kalman, R. E. 1960. Contributions to the theory of optimal control. ***Bulletin de la Societe Mathematique de Mexicana***, 5: 102–119.

Kozák . Š. 2016. From PID to MPC. 2016. The 28th International Conference Cybernetics and Information (K&I), 2-5 Şubat 2016. S, 62-69.

Krishnan, R. Electric motor drives. Prentice Hall yayınları, USA.

Levine, W. S., Rakovic, S. V. 2019. Handbook of Model Predictive Control. Springer yaynları, Switzerland.

Liu, K. Z. and Yokozawa, Y. 2012. An MPC-PI approach for buck DC-DC converters and its implementation. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 28-31 Mayıs 2012. China. S, 171–176.

Maciejowski, J. M. 2002. Predictive Control with Constraints. Prentice Hall yayınları, England.

Mansour, S., Robertson, B., Phillips, B. and Kember, G. 2004. Predictive control for real-time control over the internet. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. 2-5 Mayıs 2004. Canada. S, 827–830.

Nassani, A.,A., Nassif, M. 2012. Automatic Drive Systems (1) Practical Part. Syria.

Naik, V. V. Sonawane, D. N., Ingole, D. D. 2013. Model Predictive Control of DC Servomotor using Active Set Method. IEEE International Conference on Control Applications (CCA), 28-30 Agustos 2013. India. S, 820–825.

Narimani, M. Wu, B., Yaramasu, V. 2015. Finite Control-Set Model Predictive Control (FCS-MPC) of Nested Neutral Point-Clamped (NNPC) Converter. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 30(12): 7262–7269.

Oliveira, V. M., Lages, W. F. 2006 .MPC Applied to Motion Control of an Underactuated Brachiation Robot. IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), 20-22 Eylül 2006. Italy. S, 985-988.

Qin, S. J., Badgwell, T. A. 2003. A survey of industrial model predictive control technology. ***Science direct Control Engineering Practice***, 11(7): 733–764.

Rohman, A. S., Sirius, R. 2011. Model predictive control implementation on a programmable logic controller for DC motor speed control. International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), (No.10), 17-19 Temmuz 2011, Indonesia. S, 1–4.

Rossiter, J. I. 2004. Model- Based Predictive Control A Practical Approach. CRC yayınları, USA.

Salem, F., Mosaad, M. I. 2016. A Comparison Between MPC and Optimal PID Controllers: Case Studies. Michael Faraday IET International Summit. 12-13 Eylül 2015. India.

Smith,, C. A., Corripio, A. B., 1987. Principles and practice of automatic process control. Automatica yayınları, USA.

Stoica, C., Rodríguez-Ayerbe, P., Dumur, D. 2008. MIMOptMPC: A Matlab™ toolbox for off-line robustification of multivariable MPC. The IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design,3-5 Eylül 2008. USA. S, 1259–1264.

Syaichu-Rohman, A., Sirius, R. 2011. Model predictive control implementation on a programmable logic controller for DC motor speed control. The International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 17-19 Temmuz 2011. Indonesia. S, 1–4.

Tsoeu, M. S., Esmail, M. 2011. Unconstrained MPC and PID evaluation for motion profile tracking applications. IEEE Africon 11 Conference. 13-15 Eylül 2011. Zambia.

Varughese, S. K. Prasad, A. Devadhas, D. 2018. Recent Developments in Control of Car like Robot using MP-MPC. The International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies (ICCPCCT), 23-24 Mart 2018.India. S, 596–599.

Xue, D., Chen, Y., and Atherto D. 2007. Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB. Siam yayınları, USA.

Ziegler, J. G., Nichols, N. B. 1942. Optimum settings for automatic controllers. ***Trans. ASME***, 64 (11).

ÖZGEÇMİŞ

Adı ve Soyadı: Ammar BAWDAKA
Doğum Yeri: Halep / SURİYE
Doğum Tarihi: 01.01.1991
Medeni Hali: Evli
Ana Dili: Arapça
Yabancı Dilleri: Türkçe – İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl):

Lise: Al-Shuhadaa Lisesi / Halep, 2008.
Lisans: Halep Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği / Kontrol ve Otomasyon Müh. bölümü Halep, 2013.

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl:

AL-Furqan Hastanesi: Bakım Mühendis (2015 –2015), Halep.
CPC Merkezi: Bilişim Teknolojileri öğretmeni (2014 –2015), Halep.
Mühendislik Ofisi: Yardımcı Mühendis (2013 –2015), Halep.

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ İNTİHAL FORMU

ÖĞRENCİ BİLGİLERİ	
ADI VE SOYADI	Ammar BAWDAKA
ÖĞRENCİ NO	15805005
EĞİTİM – ÖĞRETİM YILI	2018-2019
YARIYIL	☐ Güz ☒ Bahar
ANABİLİM DALI	Elektrik-Elektronik Mühendisliği
PROGRAM	Yüksek Lisans
TEZ KONUSU	MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL İLE DENETLEYİCİ TASARIMI
İNTİHAL RAPORU BİLGİLERİ	
RAPOR TÜRÜ	Tez Savunma Sınavı Sonrası
SAYFA SAYISI	82
BENZERLİK ORANI	%14
RAPORLAMA TARİHİ	24/06/2019

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın kapak sayfası, giriş, ana bölümler, sonuç ve tartışma kısımlarından oluşan toplam 82 sayfalık kısmına ilişkin, 24/06/2019. tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından *turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 14 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

☐ Kabul/Onay sayfaları hariç,
☐ Kaynakça hariç
☐ Alıntılar hariç/dâhil
☐ Diğer

Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Programlarda Tez Çalışması İntihal Raporu Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edilmesi durumunda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

24/06/2019
Ammar BAWDAKA

24/06/2019 Prof. Dr. İbrahim KAYA **Tez Danışmanı**	24/06/2019 Dr. Öğrt. Üyesi M. Ali ARSERİM **Anabilim Dalı Başkanı V.**

Formdaki bilgiler bilgisayar ortamında doldurulmalıdır. El yazısı ile doldurulan formlar geçersiz sayılmaktadır.

KGK-FRM-340/00