

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ İLE
HIZ KONTROLÜ VE RAYLI SİSTEMLERE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Alp Eren ÇALICIOĞLU

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

ŞUBAT 2023

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ İLE
HIZ KONTROLÜ VE RAYLI SİSTEMLERE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Alp Eren ÇALICIOĞLU
(504181130)**

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ

ŞUBAT 2023

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**DIFFERENT CONTROL METHODS FOR SPEED CONTROL OF
ASYNCHRONOUS MOTOR AND APPLICATION TO RAILWAY SYSTEMS**

M.Sc. THESIS

**Alp Eren ÇALICIOĞLU
(504181130)**

Department of Control and Automation Engineering

Control and Automation Programme

Thesis Advisor: Prof. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ

FEBRUARY 2023

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504181130 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi Alp Eren ÇALICIOĞLU, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ASENKRON MOTORUN FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ İLE HIZ KONTROLÜ VE RAYLI SİSTEMLERE UYGULANMASI” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN**
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU
İstanbul Teknik Üniversite

Teslim Tarihi : **30 Aralık 2022**
Savunma Tarihi : **9 Şubat 2023**





Değerli eşime ve aileme,



ÖNSÖZ

Hayatımın her döneminde verdikleri destekle bu günlere gelebilmem için hiçbir fedakârlıktan kaçınmayan ve beni her koşulda destekleyen anne ve babama sonsuz teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım.

Her düştüğümde yanımda olan, moralimi yükselten, beni her konuda destekleyen ve tez dönemim boyunca gösterdiği ekstra sabır, anlayış ve yardım için dert ortağım ve yoldaşım, değerli eşim ve canım arkadaşım Buse Durmaz Çalicioğlu'na çok teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca her konuda verdiği desteği ve değerli görüşleriyle yolumu aydınlatan danışman hocam Prof. Dr. Mehmet Turan Söylemez'e ve yardıma ihtiyacım olduğunda değerli vaktini ayıran ve düşüncelerini paylaşan Dr. Emre Dincel'e en içten teşekkürlerimi borç bilirim.

Şubat 2023

Alp Eren ÇALICIOĞLU
(Makine Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	ix
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR.....	xiii
SEMBOLLER	xv
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xvii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xix
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	3
1.2 Literatür Özeti	4
1.2.1 Asenkron motor	5
1.2.2 Asenkron motor kontrol yöntemleri.....	6
1.2.3 Bulanık kontrol	7
1.2.4 Kayan kipli kontrol	8
1.2.5 Doğrusal olmayan dinamik tersleme	10
1.3 Tezin organizasyonu	11
2. ASENKRON MOTOR	13
2.1 Asenkron Motor Çalışma Prensipleri	13
2.2 Asenkron Motor Türleri	15
2.3 Asenkron Motor Eşdeğer Devresi	16
2.4 Asenkron Motor Parametreleri	17
3. ASENKRON MOTOR MODELİ VE KONTROL YÖNTEMLERİ	19
3.1 Skaler Kontrol.....	19
3.2 Vektörel Kontrol	21
3.2.1 Clarke ve Park dönüşümleri.....	22
3.2.2 Doğrudan vektörel kontrol.....	22
3.2.3 Dolaylı vektörel kontrol.....	23
3.3 Asenkron Motor Dinamik Denklemleri.....	24
3.4 Asenkron Motor Modellenmesi.....	26
3.4.1 Asenkron motorun doğrusal modeli.....	28
3.4.2 Asenkron motorun doğrusal olmayan modeli.....	33
3.4.3 Karşı kuvvetlerin modellenmesi	35
4. PID VE PI-PD KONTROLÖR TASARIMI.....	37
4.1 Giriş	37
4.2 Büyük Patlama Büyük Çöküş Optimizasyon Yöntemi	38
4.3 PID Kontrolörden PI-PD Kontrolöre Geçiş.....	39
4.4 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları	40

5. BULANIK KONTROLÖR TASARIMI	43
5.1 Giriş	43
5.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları	48
6. KAYAN KIPLİ KONTROLÖR TASARIMI.....	51
6.1 Giriş	51
6.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları	54
7. DOĞRUSAL OLMAYAN DİNAMİK TERSLEME TASARIMI.....	59
7.1 Giriş	59
7.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları	60
8. SİMÜLASYON SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI.....	63
8.1 Hız Kontrolü Sonuçlarının Karşılaştırılması	63
8.2 Parametre Belirsizliklerine Karşı Kontrolörlerin Karşılaştırılması	66
8.2.1 Direnç ve endüktans parametrik belirsizlikleri	67
8.2.2 Eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvveti parametrik belirsizlikleri	71
8.2.3 Yol eğimi parametrik belirsizlikleri	74
8.2.4 Araç ağırlığı parametrik belirsizlikleri.....	77
8.2.5 Birleşik parametrik belirsizlikler	80
9. SONUÇLAR.....	85
KAYNAKLAR.....	89
EKLER	93
EK A : i_{qs} ve i_{ds} İçin Kontrolör Tasarım Kodları	95
EK B : Bulanık Kural Tabanı.	97
EK C : Asenkron Motor Simulink Modeli.	99
ÖZGEÇMİŞ	101

KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım (Alternative Current)
BBBC	: Büyük Patlama Büyük Çöküş (Big Bang-Big Crunch)
BLDC	: Fırçasız Doğru Akım Motoru (Brushless DC Motor)
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
DMC	: Doğrudan Moment Kontrol (Direct Moment Control)
FOC	: Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control)
ISE	: Tümlenik Karesel Hata (Integral Square Error)
LPG	: Sıvılaştırılmış Petrol Gazı (Liquid Petroleum Gas)
NDI	: Doğrusal Olmayan Dinamik Tersleme (Nonlinear Dynamic Inversion)
OS	: Aşım (Overshoot)
P	: Oransal (Proportional)
PD	: Oransal Türev (Proportional Derivative)
PI	: Oransal İntegral (Proportional Integral)
PID	: Oransal İntegral Türev (Proportional Integral Derivative)
PMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (Permanent Magnet Senkron Motor)
SMC	: Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control)
VSC	: Değişken Yapılı Kontrol (Variable Structure Control)



SEMBOLLER

A	: Alan
a, b, c	: Gerilimin Standart Üç Fazı
a₁₁, a₁₂, a₂, a₃	: Davis Formülü Katsayıları
B	: Viskoz Sürtünme Kuvveti
B_m	: Manyetik Alan
d, q	: Park Dönüşümü Eksen Takımları
E	: İndüklenen Gerilim
e	: Hata
F	: Kuvvet
G(x)	: Kontrol Etkinlik Matrisi
f	: Frekans
f(x)	: Doğrusal Olmayan Sistem Dinamikleri Matrisi
g	: Yerçekimi İvmesi
I, i	: Akım
J	: Eylemsizlik Sabiti
K	: Sabit Katsayı
L, X	: Endüktans
l	: Uzunluk
M	: Moment
m	: Kütle
n	: Dingil Sayısı
n_r	: Rotor Hızı
n_s	: Senkron Hız
P	: Güç
p	: Kutup Çifti Sayısı
R	: Direnç
r	: Tekerlek Yarıçapı
S	: Kayma Yüzeyi
s	: Kayma
sin(α)	: Yol Eğimi
T	: Tork
T_r	: Yükselme Zamanı
T_s	: Yerleşme Zamanı
u	: Kontrol İşareti
u_{eq}	: Eş Değer Kontrol İşareti
u_{sw}	: Anahtarlama Kontrol İşareti
V	: Gerilim
v	: Çizgisel Hız
Y, y	: Çıkış

α, β	: Clarke Dönüşümü Eksen Takımları
η	: Verim
θ	: Açısal Konum
λ	: Akı
μ	: Bulanık Kontrol Üyelik Derecesi
τ	: Rotor Zaman Sabiti
x	: Çizgisel Konum
x_{des}	: İstenen Dinamikler
w	: Açısal Hız
w_r	: Rotor Açısal Hızı



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : Asenkron motor parametreleri.....	17
Çizelge 3.1 : Metro parametreleri.	35
Çizelge 5.1 : Bulanık giriş ve çıkış değişkenleri.....	47
Çizelge 8.1 : Hız kontrol performans kriterleri kıyaslaması.....	63
Çizelge B.1 : Bulanık kural tabanı.....	97





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	: Elektrik motorlarının çeşitleri.....	2
Şekil 1.2	: Elektrik makinelerinin tarihsel gelişimi [5].....	5
Şekil 2.1	: Asenkron motor örnekleri [1].....	15
Şekil 2.2	: Asenkron motor eşdeğer devresi.	16
Şekil 2.3	: Asenkron motor hız tork grafiği.	17
Şekil 3.1	: Asenkron motor sabit gerilim-frekans grafiği.	20
Şekil 3.2	: Eksen takımlarının görünüşü.....	23
Şekil 3.3	: i_{qs} kontrolü blok diyagramı.	29
Şekil 3.4	: q eksen stator akımı cevabı.....	30
Şekil 3.5	: i_{ds} kontrolü blok diyagramı.	30
Şekil 3.6	: d eksen stator akımı cevabı.....	31
Şekil 3.7	: PID ve PI-PD hız kontrolörlerinin doğrusal modelde kıyaslanması.	32
Şekil 3.8	: Doğrusal ve doğrusal olmayan modellerde PI-PD hız kontrolör- lerinin kıyaslanması.	33
Şekil 3.9	: Asenkron motor Simulink blok diyagramı.	33
Şekil 3.10	: FOC blok diyagramı.	34
Şekil 3.11	: Karşı kuvvetlerin artan hıza göre değişimi.....	36
Şekil 4.1	: PI-PD blok diyagramı.....	39
Şekil 4.2	: PID ve PI-PD hız yanıtları.....	41
Şekil 4.3	: PID ve PI-PD hız kontrolündeki ivme değerleri.....	42
Şekil 4.4	: PID ve PI-PD hız kontrolündeki kontrol işaretleri.	42
Şekil 5.1	: Bulanık mantık genel yapısı.	44
Şekil 5.2	: PI bulanık kontrol yapısı.....	45
Şekil 5.3	: İkinci derece sistem basamak cevabı ve faz düzlemi [22].....	46
Şekil 5.4	: Bulanık kontrol giriş & çıkış üyelik fonksiyonları ve yüzeyleri: (a) E girişi. (b) CE girişi. (c) CI çıkışı. (d) Giriş & çıkış yüzeyleri.	47
Şekil 5.5	: Bulanık mantık hız yanıtı.	49
Şekil 5.6	: Bulanık mantık kontrol işareti.	49
Şekil 6.1	: Kayan kipli kontrol yapısı.	52
Şekil 6.2	: Durum değişkenleri hareket yönleri.	53
Şekil 6.3	: Kayan kipli kontrol yapısı.	54
Şekil 6.4	: SMC hız yanıtı.....	56
Şekil 6.5	: SMC hız kontrolündeki kontrol işareti.	57
Şekil 7.1	: Doğrusal olmayan dinamik tersleme yapısı.....	59
Şekil 7.2	: NDI hız yanıtı.	61
Şekil 7.3	: NDI kontrol işareti.....	61
Şekil 8.1	: Beş farklı yöntem ile alınan hız kontrol yanıtları.	64
Şekil 8.2	: Beş farklı yöntem ile gözlenen kontrol işaretleri.....	65

Şekil 8.3	: Beş farklı yöntem ile alınan ivme yanıtları.....	66
Şekil 8.4	: Bulanık mantık R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.....	68
Şekil 8.5	: PI-PD R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.	68
Şekil 8.6	: PID R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.....	69
Şekil 8.7	: SMC R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.....	69
Şekil 8.8	: NDI R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.	70
Şekil 8.9	: Bulanık mantık J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.	72
Şekil 8.10	: PI-PD J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.	72
Şekil 8.11	: PID J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.....	73
Şekil 8.12	: SMC J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.....	73
Şekil 8.13	: NDI J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.	74
Şekil 8.14	: Bulanık mantık eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	75
Şekil 8.15	: PI-PD eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	75
Şekil 8.16	: PID eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	76
Şekil 8.17	: SMC eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	76
Şekil 8.18	: NDI eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	77
Şekil 8.19	: Bulanık mantık kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	78
Şekil 8.20	: PI-PD kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	78
Şekil 8.21	: PID kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	79
Şekil 8.22	: SMC kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	79
Şekil 8.23	: NDI kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	80
Şekil 8.24	: Bulanık mantık birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	81
Şekil 8.25	: PI-PD birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	81
Şekil 8.26	: PID birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	82
Şekil 8.27	: SMC birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.....	82
Şekil 8.28	: NDI birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.	83
Şekil C.1	: Asenkron motor simulink modeli.....	99

ASENKRON MOTORUN FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ İLE HIZ KONTROLÜ VE RAYLI SİSTEMLERE UYGULANMASI

ÖZET

Hareketin olduğu tüm alanlarda motorlara da ihtiyaç vardır. Başta üretim, ulaşım, enerji gibi genel sektörler olmak üzere gündelik hayatımızda karşımıza çıkan küçük ev aletleri, beyaz eşyalar ve akla gelen çoğu alanda motorlar kullanılmaktadır. Artan dünya nüfusu ve modernizasyon ile birlikte motorlara olan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır.

Motor, kaba bir tabirle kullandığı enerjiyi hareket enerjisine çeviren makinelerdir. Kullanılan enerji katı yakıt, sıvı yakıt ve elektrik gibi çeşitli türlerde olabilir, bu yakıtları kullanan motorların farklı kullanım alanları vardır. Bu motorların birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır.

Çevre kirliliği günümüzde oldukça artmıştır ve gün geçtikçe de artmaya devam etmektedir, bu sebeple her alanda karşımıza çıkan ve çok yaygın şekilde kullanılan motorların çevre kirliliği açısından zararsız olması oldukça önemlidir. Elektrik motorları, yüksek verimleri, geniş tork ve hız karakteristikleri ve çevre dostu olmaları sebebiyle geniş bir kullanım alanı bulmaktadırlar.

Farklı sınıflandırmalara göre çeşitli tipte elektrik motorları bulunmaktadır ve bu elektrik motorlarının farklı kullanım alanları, avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Tez kapsamında simülasyonu yapılacak olan asenkron motorlar çok basit yapıdadırlar, bu sebeple oldukça ucuz, küçük boyutlu ve dayanıklı bir elektrik motoru türüdür. Benzer şekilde yapılarında fırça ve komütatör olmadığı için kıvılcım gibi güvenlik sorunları da oluşturmazlar ve bakım gereksinimleri yoktur veya çok kısıtlıdır. Asenkron motorlar, ulaşım ve üretim sektörü başta olmak üzere endüstride çok yaygındır.

Asenkron motorlar, çalışma mantıkları gereği tek bir alternatif akım ile beslenirler. Statorun beslendiği bu akım yardımıyla rotorda akım endüklenir ve hareket oluşur, bu sebepten dolayı indüksiyon motoru ismiyle de isimlendirilirler. Basit çalışma mantığının getirdiği avantajlarının yanı sıra bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunların başında DC motorlar gibi ayrı akımlar kullanılarak tork ve akı kontrolünün yapılamadığı gelmektedir, bu sebeple asenkron motorların kontrol yapıları ayrı akım ile sürülen elektrik motorlarına göre zordur. Ayrıca asenkron motorların doğrusal olmayan yapıları kontrol edilmelerini zorlaştırmaktadır.

Asenkron motorların farklı kontrol yöntemleri mevcuttur, bunların başında skaler ve vektörel kontrol gelmektedir. Belirtilen iki yöntemin kullanım amaçları ve avantajları farklıdır. Bu çalışma kapsamında daha hassas kontrol sonuçları verebilen vektörel kontrol çalışılmıştır. Vektörel kontrol de kendi içerisinde doğrudan ve dolaylı vektörel kontrol olmak üzere ikiye ayrılmaktadır, çalışma kapsamında akı değerine

ve pozisyonuna doğrudan ihtiyaç duyulmayan dolaylı vektörel kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Vektörel kontrol ile birlikte asenkron motor bir DC motor gibi iki ayrı akım ile birlikte kontrol edilir ve bu sebeple yapılan kontrol işlemi nispeten basit bir hale getirilmiş olur.

Ulaşım sektöründeki araç sayısı gün geçtikçe artmaktadır, bu sebeple ulaşım sektöründe kullanılan motorların çevreci ve yüksek verimli olması oldukça önemlidir. Demiryolu ulaşım araçları düşünüldüğünde yüksek çalışma saatleri, uzun süreli kullanım ömürleri ön plandadır, dolayısıyla itki sisteminin en önemli parçası olan motorun verimi çok önemlidir. Mıknatıslı elektrik motorları, verimin yüksek olduğu tüm alanlarda iyi bir alternatif olmaktadır, fakat yaşanan mıknatıs temini problemleri sebebiyle mıknatıslı elektrik motorlarındaki yaygın kullanım gün geçtikçe azalmaktadır.

Metrolar, büyük şehirler için iyi bir ulaşım aracı alternatifidir, çünkü demiryollarını kullandıkları ve yer altından gittikleri için ek bir kara yolu şeridi işgal etmezler. Benzer sebeple insan yoğunluğunun fazla olduğu büyük şehirlerde, trafiksiz bir çözüm sundukları için kullanımları gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır.

Çalışma kapsamında MATLAB Simulink ortamında modellenen asenkron motor modeli bir metro aracında kullanılacak şekilde tasarlanmıştır. Metrolar çalışma prensipleri gereği genelde şehir içlerinde çalıştıkları için emniyet sebebiyle belirli bir hızın üstünde çalışmaları istenmez, ayrıca yolcu konforu ve emniyeti sebebiyle de belirli bir ivme üstüne çıkmaları engellenir. Bu limitler modelleme yapılırken dikkate alınmıştır, ayrıca asenkron motorun yapısı gereği oluşturulan modelin maksimum gerilim, maksimum tork ve maksimum güç üstüne çıkması engellenmiştir.

Asenkron motor kontrolü düşünüldüğünde yukarıda bahsedilen emniyet ve konfor sebebiyle ivme kontrol altında tutulmalıdır, hız ve konum ise hassas bir şekilde kontrol edilmelidir, çünkü metrolardan belirlenen konumlarda ve çok küçük hata payı içerisinde durmaları beklenir. Ayrıca hız ve konum kontrolü için aşım istenen bir durum değildir. Bu performans kriterleri oluşturulan kontrol yapıları için göz önüne alınmıştır.

Asenkron motorlar, diğer elektrik motorları gibi çalışırken ısınırlar, bu sebeple motor parametrelerinde ısınma sonucu değişimler oluşur. Ayrıca yukarıda bahsedildiği gibi asenkron motorların doğrusal olmayan yapılarından dolayı oluşturulan modelde belli kabuller yapılmıştır. Tüm bu model kaynaklı bilinmezlikler ve parametrik değişimlere ek olarak, metronun hareketini sürdürdüğü yoldan kaynaklı bilinmezlikler ve değişimler ve metro içerisine binen yolculardan dolayı oluşan toplam ağırlık değişimi yapılan kontrol yapısının dayanıklı olmasını gerektirir. Bu sebeple tasarlanan kontrol yapısının dayanıklı olması ve sistemi farklı koşullarda da başarılı bir şekilde kontrol edebilmesi de bir performans kriteri olarak göz önüne alınmıştır.

Asenkron motor kontrolünde PID, PI-PD, bulanık kontrol, kayan kipli kontrol ve doğrusal olmayan dinamik tersleme yöntemleri kullanılmıştır. Bu kontrol yöntemleri asenkron motorun hız kontrolünü yapabilmek için tasarlanmıştır. Tasarımları yapılan kontrol yapıları istenen performans kriterlerine göre kıyaslanmıştır. Kullanılan kontrol yöntemlerinde tasarım yapılırken Osman Kaan Erol ve İbrahim Eksin tarafından ortaya atılan büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yönteminden faydalanılmıştır. Çalışmada son olarak yapılan tasarımların karşılaştırmalı sonuçları yer almaktadır.

DIFFERENT CONTROL METHODS FOR SPEED CONTROL OF ASYNCHRONOUS MOTOR AND APPLICATION TO RAILWAY SYSTEMS

SUMMARY

Motors are also needed in every area where there is movement. They are used in most areas that come to mind, especially in general sectors (such as production, transportation, energy) and routine life (such as household appliances, white goods). The need for motors is increasing day by day with the increasing world population and modernization.

The motor is the machine that converts the energy it uses into the energy of motion in a rough term. The used energy can be various types such as solid fuel, liquid fuel, and electricity. These engines using different fuels have divergent usage areas; also, every types have different advantages. Environmental pollution is a serious problem, and it increases considerably today and continues to increase day by day, so it is very important that the motors are harmless in terms of environmental pollution because the motors are widely used in today.

Among all these motors, electric motors find a wide usage area due to their advantages. The main advantages of electric motors are high efficiency, wide torque and speed characteristics, absence of gas emissions (environmental friendliness), silent operation, easy running, and basic structure.

There are different types of electric motors, and these types have different usage areas, advantages and disadvantages. Electric motors can be classified according to working principle (induction motor, synchronous motor, DC motor, and special types), rotor type (inner, outer), working trajectory (linear, circular), current type (AC, DC), and so on.

The induction motor or asynchronous motor is one of the oldest type of electric motors working with three-phase alternating current. There are two types of asynchronous motors as follows; slip ring and squirrel cage. In this thesis, a squirrel cage asynchronous motor is used for simulations. The asynchronous motors have a very simple structure, so they are a very cheap, small-sized and stable electric motors. Similarly, they do not cause safety problems such as sparks, since there are no brushes and commutators in their structures; moreover, they do not require maintenance. Asynchronous motors are very common in industry, especially in the transportation and manufacturing sectors.

Asynchronous motors are fed with a single alternating current thanks to their working logic, and the rotor part can rotate with the help of rotating field of stator. Therefore, asynchronous motor is also called induction motor. Asynchronous motors have very basic structure, so they have lots of advantages. However, asynchronous motors have also some disadvantages because of their working principle. These disadvantages are having nonlinear mathematical model and having one fed currents. Having nonlinear

model brings the uncertainty and using complex controllers. Also, there is no separated fed currents, so the moment and speed cannot be controlled separately that means controlling of asynchronous motor is more difficult than other types of electric motors that fed with two currents such as DC motors.

There are different control methods of induction motors. Scalar and vector control are the leading ones. These two methods have different purposes and advantages. Scalar control is a basic control method which control the speed to keep the ratio of voltage and frequency. However, scalar control is very weak in low and high speeds. In general, it is not preferred in precise applications. In this study, vector control, which can give more precise control results, is studied. Vector control is also divided into two types as direct and indirect vector control. Indirect vector control method, which does not directly need flux value and position, is preferred in this study. The induction motor is controlled with two separated currents like a DC motor with the help of some transformations in the vector control; therefore, the control process is more simplified and easier. Direct vector control is expensive solution because it need sensors to measure flux value and position in the rotor side. However, it has also advantages against indirect vector control such as indirect vector is very depend on model, and it is affected by changing the mathematical model.

The number of vehicles in the transportation sector is increasing day by day; therefore, it is very important that the motors used in the transportation sector are environmentally friendly and highly efficient. When considering railway transportation vehicles, high working hours and long-term lifetime are at the forefront, so the efficiency of the motor, which is the most important part of the propulsion system, is very important. Permanent magnet electric motors are a good alternative in all areas where efficiency is high, but due to the magnet supply problems, the usage of permanent magnet electric motors is decreasing day by day.

Subways are a good transportation alternative for big cities because they which use the railways and go underground do not occupy an additional lane of roads. In addition, in big cities where there is a high density of people, usage volume of subways is increasing in big cities where have a high density of people because traffic-free solutions are preferred.

The asynchronous motor model is prepared in MATLAB Simulink environment, and the motor is designed to be used in a subway vehicle. Since subways generally work in cities due to their working principles and advantages, they are not required to operate above a certain speed for safety reasons, and they are prevented from exceeding a certain acceleration due to passenger comfort and safety. These limits were taken into account while modelling; besides, the model has different limits that are created from the structure of the asynchronous motor such as maximum torque, maximum voltage, and maximum power. The simulations are done under the whole saturations.

The acceleration should be kept under control considering the asynchronous motor control due to the safety and comfort issues mentioned above. However, the acceleration is not controlled directly. Besides, the speed should be controlled precisely because it is expected from the subways keep in safe speeds. In addition, overshoot is not desirable for speed control. These performance criteria are taken into account for the control structures.

Asynchronous motors, like other electric motors, get warm while working, so the changing of motor parameters as resistance and inductance occur as a result of heating. Moreover, as mentioned above, certain assumptions are made in the model due to the nonlinear structure of asynchronous motors. In addition to, all these model related obscurities and parametric changes, the uncertainty and changes caused by the way of the subway, and the changing of total weight owing to the passengers requires the control structure to be robust. For this reason, the robustness of the designed control structure and the ability to successfully control the system under different conditions are also considered as a performance criterion. Uncertainty is added to motor resistances, inductances, total weight, angle of path, and path (tunnel) coefficients after that whole controller performances is examined, and compared each other.

While controlling the speed of asynchronous motor, the current controllers are firstly designed. After that, the speed is controlled. d and q axes of currents are controlled with the help of PI controllers in order to vector control of asynchronous motor. The current controllers are designed in the linear model, and they are used in the non-linear model. The simulation results of the linear and non-linear models are very similar according to current control because there is no saturation and it is very simple control structure. The design criterias of these PI controllers are selected as rise time and settling time because the most important thing for currents is following the desired current as fast as possible.

PID, PI-PD, fuzzy control, sliding mode control and non-linear dynamic inversion methods are used to control of the induction motor. These control methods are designed for speed controls which are designed in the non-linear model. The designed control structures are compared according to the desired performance criteria such as overshoot, ISE and settling time.

The results of PID and PI-PD control methods are similar; however, PI-PD controller has lower control signal and lower overshoot. Besides, PI type fuzzy controller is used to control the induction motor.

Under the influence of parametric uncertainties, fuzzy control and sliding mode control have robust behaviour. Also, non-linear dynamic inversion have limited robust behaviour under some spesific uncertainties. Nevertheless, PID and PI-PD controllers are not robust.

While designing the control methods, the big bang big crunch optimization method which is found by Osman Kaan Erol and İbrahim Eksin is used. K_P , K_I and K_D coefficients for PID and PI-PD controllers, scaling coefficients for fuzzy logic controller, gain coefficients for sliding mode control and nonlinear dynamic inversion controllers are found and optimised with the help of this optimization method. Biggest advantage of big bang-big crunch method is finding optimum value very fast.

The comparative results of the whole controllers are shared in the study. These results are for nominal values and modified values with the parametric uncertainties.



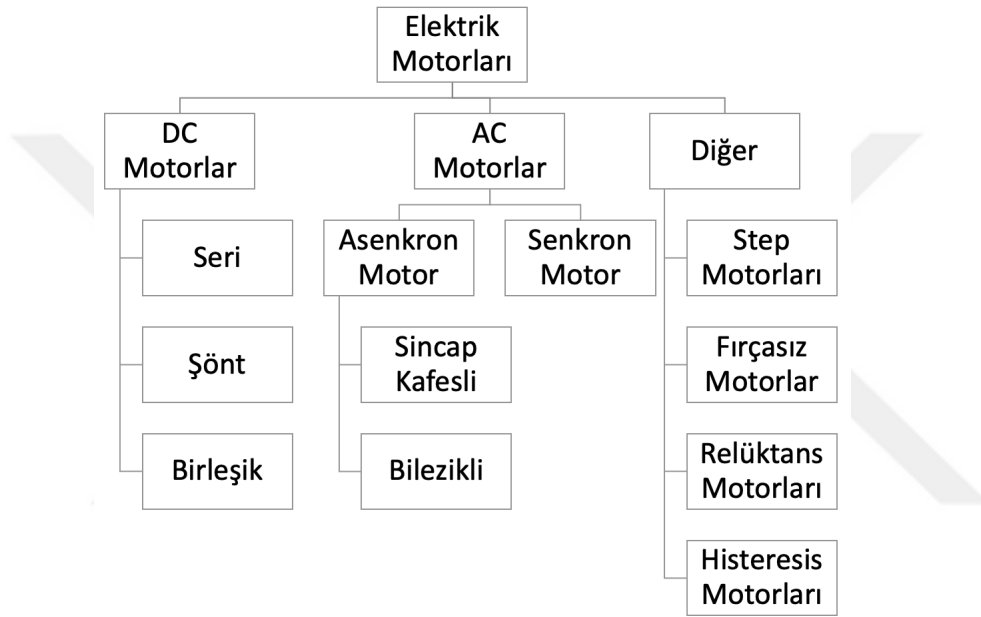
1. GİRİŞ

Başta üretim ve ulaşım olmak üzere hayatımızın hemen hemen bütün alanlarında hareket ve dolayısıyla motorlar yer almaktadır. Motor, kısa bir tanımla kullandığı enerjiyi mekanik enerjiye çeviren makinelerdir. Bu enerji mazot, benzin, sıvılaştırılmış petrol gazı (LPG), kimyasal enerji ve elektrik enerjisi olarak karşımıza çıkabilir. Sınırlı kaynaklar ve gün geçtikçe artan dünya nüfusu ile birlikte elektrik motorları yüksek verimleri sayesinde ön plana çıkmaktadırlar. Ayrıca elektrik motorlarının çevre dostu olmaları da bir diğer tercih edilme sebepleridir. Son yıllarda özellikle güç elektroniği, batarya ve motor sürüş ünitelerinde yaşanan teknolojik gelişmelerle birlikte başta ulaşım, üretim ve ev aletleri olmak üzere elektrik makinelerinin endüstrideki kullanım oranları oldukça artmıştır ve zaman geçtikçe artmaktadır.

Elektrik motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, doğru akım (DC) motorları ve özel tipteki motorlar olmak üzere kabaca sınıflandırılabilir. Genel olarak elektrik motorlarının çeşitleri Şekil 1.1'de görülebilir. Kalıcı mıknatıslı senkron motorları (PMSM) ve fırçasız doğru akım motorları (BLDC) yüksek güç yoğunlukları sebebiyle ağırlığın ve verimin önemli olduğu sistemlerde ön plana çıkmışlardır. Ayrıca yapılarında fırça olmadığı için bakım gereksinimleri de azdır, bu sebeple uzun süre ulaşılabilen ve güç yoğunluğunun çok önemli olduğu uzay uygulamalarında ön plana çıkmışlardır. Fakat mıknatıslarda yaşanan temin edilememe ve tekellik problemleri sebebiyle bu popülerliklerini zamanla kaybetmeye başlamışlardır. Asenkron motorlar, basit ve dayanıklı yapıları, bakım gereksinimlerinin olmaması veya az olması, yüksek operasyonel güvenilirlikleri, dayanıklı olmaları, zorlu ortam koşullarında çalışabilmeleri, küçük boyutları, fırçasız ve komütatörsüz olmaları ve ucuz olmaları sebebiyle endüstrinin % 90'ını oluşturmaktadır. Benzer sebeple özellikle itki sistemlerinde (otomobiller, otobüsler, trenler, metrolar gibi) oldukça yaygındırlar [1,2].

Asenkron motorlar basit yapılara sahip olmalarına rağmen doğrusal olmayan matematiksel modelleri ve çalışma prensipleri gereği tek bir akım ile beslenmeleri başta olmak üzere çeşitli sebeplerden dolayı kontrol edilmeleri oldukça karmaşıktır.

Fakat günümüzde güç elektroniği elemanlarının gelişmesi ve yeni akıllı kontrol sistemleri yardımıyla kontrol edilebilir hale gelmişlerdir [3]. Asenkron motorların kullanımları alan yönlendirmeli kontrolün (FOC) kullanılmaya başlamasıyla birlikte artmıştır. Çünkü alan yönlendirmeli kontrol asenkron motorlara tıpkı bir DC motor gibi iki farklı akım ile birlikte kolay kontrol edilebilmeyi sağlamıştır. Fakat FOC kullanımı hemen yaygınlaşamamıştır, çünkü FOC gibi yoğun işlem gerektiren kontrol yöntemlerinin yaygınlaşabilmesi, güç elektroniği elemanlarının gelişmesiyle mümkün hale gelmiştir [4].



Şekil 1.1 : Elektrik motorlarının çeşitleri.

Demiryolu ulaşımında kullanılan tren veya metro gibi araçlar günümüzde oldukça popülerdirler. Nüfusun artışı, çevre kirliliği gibi sebepler bu ulaşım türüne olan ihtiyacı da dolayısıyla arttırmıştır, çünkü demiryolu ulaşımı oldukça ekonomik, güvenilir, çevre dostu ve hızlı bir çözümdür. İstanbul gibi nüfus yoğunluğunun fazla olduğu büyük şehirlerde de trafik yoğunluğunu azaltabilmek için fazla yolcu kapasitesi olan metro gibi ulaşım araçları önem kazanmaktadır. Ayrıca metro yer altında hareket ettiği için trafik şeritlerini azaltmadan, yani mevcut ulaşım araçlarının gidişine problem olmadan çözüm üretmektedir. Bu sebeplerden dolayı metrolar özellikle büyük şehirlerde gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır.

Metro gibi sürekli hareket halinde olan toplu taşıma araçlarında kullanılan itki sisteminin verimli, çevreci ve dayanıklı (uzun süreli kullanıma uygun ve az bakım gerektirmesi) olması oldukça önemlidir. Bu tarz araçların itki sistemlerinin en önemli

komponentleri motordur, bu sebeple bahsedilen özellikleri karşılayan bir motor tercih edilmelidir. Asenkron motorlar, sahip oldukları avantajları sayesinde itki sistemleri için iyi bir alternatif olmaktadır.

Metroların durduğu pozisyon, maksimum hız ve maksimum & minimum ivme genellikle bellidir. İvmeleri, yolcuların konforunu sağlayabilmek için belirli bir değerin altında veya üstünde olmamalıdır. Hızları ise özellikle şehir içlerinde emniyet sebebiyle belirli değerlerde limitlenmiştir. Metro hatları düşünüldüğünde ise durakların konumları bellidir. Son zamanlarda metroların kapılarının konumları bile işaretlenmiştir ve bu noktalarda durmaları beklenir. Tüm bu koşullar düşünüldüğünde bir metronun hassas bir şekilde pozisyon, hız ve ivme kontrolünün yapılması gerekir. Asenkron motor yapısı gereği kontrolünün yapılabilmesi için öncelikle akım ve sonra sırasıyla ivme, hız ve pozisyon kontrolü yapılır.

Tüm ulaşım araçlarında olduğu gibi metrolarda da değişen araç, çevre ve yol koşulları sebebiyle ve kullanılan itki sisteminin yapısı gereği model parametrelerinde belirsizlikler oluşmaktadır. Bu sebeple ulaşım araçlarında kullanılan kontrolörler parametrik belirsizliklere karşı dayanıklı olmalıdır.

1.1 Tezin Amacı

Çok farklı sektörlerde yaygın kullanımı olan asenkron motorların, diğer elektrik motorlarına kıyasla kontrol edilmeleri yapıları gereği zordur. Fakat metro sistemlerinin isterleri dolayısıyla hassas bir şekilde konum, hız ve ivme kontrollerinin yapılabilmesi gerekmektedir. Hassas kontrol edebilmek için alan yönlendirmeli kontrol iyi bir alternatif oluşturmaktadır. FOC, asenkron motor üstünde uygulanırken standart motor modeli kullanılamaz, bu sebeple çeşitli dönüşümler yapılarak istenilen kontrol parametreleri elde edilebilir.

Metro gibi hassas bir konumda durması gereken ve yolcu konforu ve emniyet sebepleriyle hız ve ivme limitleri belirlenen araçlar için aşısız ve hassas bir kontrol çok önemlidir. Ayrıca metronun hareket ettiği güzergah boyunca yoldan (yol eğimi, tünel, ve benzeri etkiler), araçtan (araç ağırlığı, yolcu ağırlığı ve diğer etkiler) ve asenkron motorun yapısı gereği (sıcaklık değişimleri sebebiyle direnç ve

endüktans değerlerinde oluşan değişimler, gerilim dalgalanmaları ve diğer etkiler) oluşan belirsizliklere karşı dayanıklı bir kontrol yapısı elde edilmelidir.

Yukarıda belirtilen sebeplerden dolayı bu çalışmada bir asenkron motorun metro uygulaması üstünde farklı kontrol yöntemleriyle hassas ve dayanıklı bir şekilde hız kontrolü yapılması amaçlanmıştır. Bu sebeple asenkron motorun matematiksel modeli bilgisayar benzetimi yapılarak oluşturulmuştur. Oluşturulan asenkron motorun hız kontrolü PID ve PI-PD, bulanık mantık, kayan kipli kontrol (SMC) ve doğrusal olmayan dinamik tersleme (NDI) yöntemleri ile kontrol edilmiştir. Sonuçlar farklı başarımlarına göre değerlendirilmiş ve karşılaştırılmıştır. Ayrıca parametre belirsizliklerinin olduğu model katsayıları belirlenerek katsayılar belirlenen oranlarda değiştirilip kullanılan kontrol yapılarının parametrik belirsizliklere karşı dayanıklı olup olmadıkları da değerlendirilmiştir.

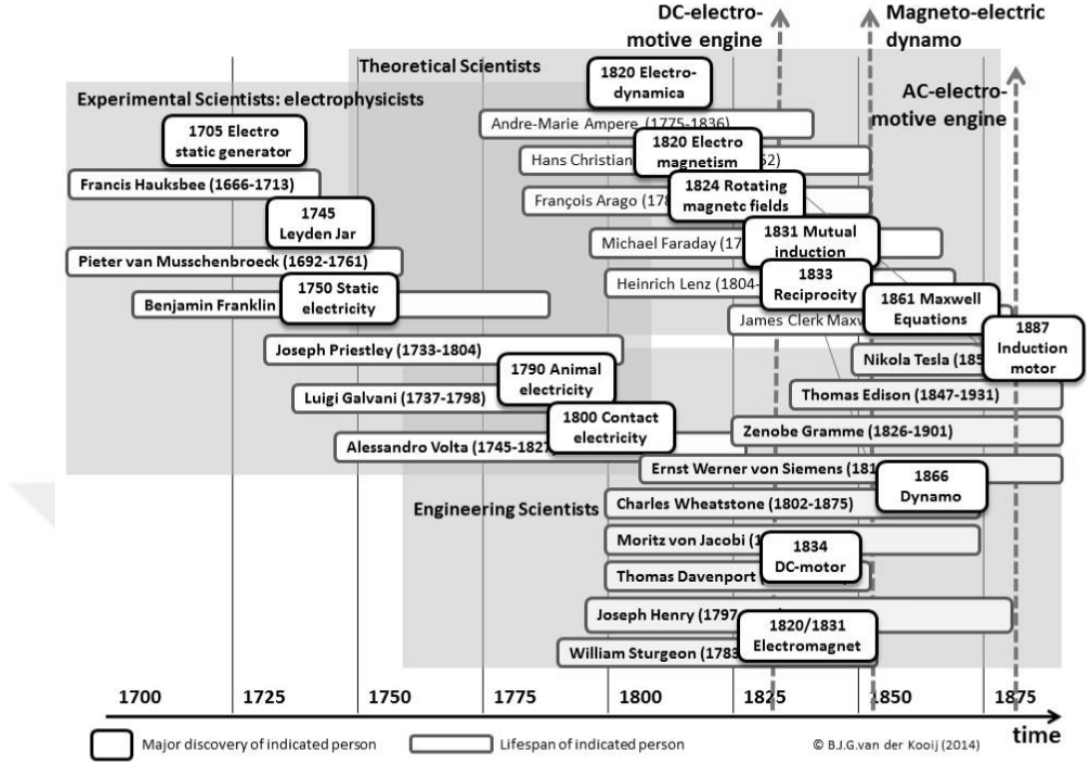
1.2 Literatür Özeti

Hareket hayatımızın her alanında karşımıza çıkmaktadır, dolayısıyla kinetik enerji elde etmemizi sağlayan motorlara olan ihtiyaç dünyadaki insan nüfusu göz önüne alındığında gün geçtikçe artmaktadır. Motorlar içerisinde elektrik motorları yüksek verimleri ve çevre dostu olmaları sebebiyle oldukça yaygınca kullanılmaktadırlar.

Elektrik motorları, 16. yüzyıldan başlayan ve elektriğin icadına dayanan uzun bir süreç sonunda kullanılabilir hale gelmişlerdir. Bu uzun süreç statik elektrik ile başlamış, DC motorlarla devam etmiş, sonrasında alternatif akım ve döner manyetik alanla ilerlemiş ve asenkron motorlara gelmiştir. Günümüzde bu gelişen süreç çeşitli elektrik motorları üstünde yapılan çalışmalar, elektrik motorlarının verimlerinin artırılması ve kullanılan alanların artışı ile hala devam etmektedir. Elektrik makinelerinin tarihsel gelişimi Şekil 1.2 ile özetlenebilir [5].

1700'lü yıllarda basit elektrostatik cihazlar ilk motor şeklini almaya başlamıştır. 1827 yılında Anyos Jedlik ilk kez stator, rotor ve komütatör içeren bir cihaz icat etmiştir. 1820-1830'lu yıllarda Joseph Henry ve Michael Faraday hareket içeren cihazlar oluşturmuşlardır, fakat bu cihazlar tam olarak motor adıyla isimlendirilmezler. 1834 yılında Thomas Davenport ilk gerçek elektrik motorunu icat etmiştir. Bu elektrik

motoru bir DC motordur ve zaman içerisinde geliştirilerek farklı alanlara entegre edilebilmiştir. [5,6].



Şekil 1.2 : Elektrik makinelerinin tarihsel gelişimi [5].

1.2.1 Asenkron motor

Asenkron motorlar veya bir diğer ismiyle indüksiyon motorlarıyla alakalı çalışmalar yıllar boyunca yapılmıştır. 1800’lü yılların başlarında manyetik alan çalışmaları hız kazanmış ve sonrasında asenkron makinenin temelleri incelenmiştir. Asenkron makine ilk kez 1880-1890 yılları arasında Nicola Tesla ve Galile Ferraris tarafından bağımsız olarak üretilmiştir. 1891 yılında ise General Electric Şirketi tarafından üç fazlı asenkron motor üretilmiştir. Fakat endüstride yer bulması 1930-1950’li yıllara kadar uzanmıştır. Bu dönemde yapılan İkinci Dünya Savaşı hazırlıkları sanayi ve teknik alandaki birçok gelişmeyi hızlandırdığı gibi asenkron makinelerin yaygınlaşmasını da hızlandırmıştır [5,6].

Asenkron makinelerin çalışma prensipleri gereği kontrol edilmeleri ve kalkışta yaşadıkları problemler gibi sorunlar oluşmaktadır, bu sorunları çözebilmek için kullanılacak olan güç elektroniği devreleri de İkinci Dünya Savaşı yıllarında geliştirilmiştir. Güç elektroniği devrelerinin geliştirilmesinde çeşitli süreçler yaşanmıştır, bunlardan yarı iletken malzemelerde yapılan gelişmeler oldukça önemlidir. Güç

elektronikinin gelişiminde 1947 yılında tranzistörün ve 1957 yılında tristörün (silikon kontrollü doğrultucu) bulunuşu önemli bir ivme kazandırmıştır [7] .

Asenkron motorların tork-hız karakteristikleri metro ve raylı sistemler için oldukça idealdir. Örneğin kalkış tork değerleri metro gibi ağır araçlar için istenen seviyelerdedir. Üç fazlı alternatif akım (AC) hatları ilk kez Bergdorf-Thun (1899) hattında kullanılmıştır. Sonrasında farklı hatlar üstünde daha optimum çalışan sistemler adapte edilmiştir.

1.2.2 Asenkron motor kontrol yöntemleri

Asenkron motorlar oldukça basit yapılı ve ucuz makinelerdir, ayrıca bakım gereksinimleri oldukça azdır ve dayanıklıdırlar. Bu sebeplerle raylı sistemlerde tercih edilmektedirler. Fakat diğer elektrik motorları düşünüldüğünde asenkron motorların kontrolünü yapmak zordur. Kontrol zorluğunun başlıca sebepleri yapısındaki doğrusal olmayan parametrelerin yanı sıra DC motorlar gibi birbirinden bağımsız akımlar ile kontrol edilememeleridir [8].

Temel olarak asenkron motor kontrol yöntemleri skaler ve vektörel olmak üzere ikiye ayrılabilir. Çeşitli skaler kontrol yöntemleri vardır, fakat V/f kontrol olarak geçen gerilim ve frekans oranını sabit tutan kontrol metodu en yaygın olanıdır. Skaler kontrol yöntemleri genel olarak ucuzdurlar ve düşük performans gerektiren kontrol sistemlerinde tercih edilirler. 1960'lı yıllardan beri farklı skaler kontrol yöntemleri asenkron motorlarda kullanılmaktadır. [3, 9].

V/f skaler kontrolü açık ve kapalı çevrimli olmak üzere ikiye ayrılır, ilk önce daha basit yapılı olan açık çevrimli V/f kontrolü kullanılmıştır. Açık çevrimli kontrolde asenkron motor doğrudan şebekeye bağlanarak kullanılmaktadır, bu sebeple gerilim ayarı yapılamaz ve hız kontrolü yapmak mümkün değildir. Kapalı çevrimli kontrolde ise hassas hız kontrolü yapılması çok güçtür, ayrıca moment kontrolü sürekli rejim durumunda (belirli hız aralığında) yapılabilir. Çünkü düşük hızlarda gerilim ve frekans düşük olur ve stator gerilim düşümlerinin oranı fazla olduğu için istenilen moment üretilemez. Benzer şekilde yüksek hızlarda (nominal hızın üstünde) gerilimin çok fazla artması gerekir, fakat bu artış akımı da arttıracak ve stator sargılarına zarar vereceği için gerilim sabit tutulur. Eğer motor hızı arttırılmak istenirse frekans arttırılabilir, fakat gerilim daha fazla arttırılamayacağı için moment düşer (alan zayıflatma) [10].

Vektörel kontrol, skaler kontroldeki eksiklikler sebebiyle oluşan ihtiyaç sonucunda ortaya çıkmıştır. Tahmin edilebileceği üzere vektörel kontrol, skaler kontrole göre daha pahalıdır, fakat yüksek hassasiyet veya performans istenilen durumlarda tercih edilmektedir. Vektörel kontrol, alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrol (DMC) olmak üzere iki başlık altında incelenebilir. DMC 1980 yılında Takahaski ve Dependbrock tarafından bulunmuştur [5].

Vektörel kontrolde üç fazlı asenkron motorun a , b ve c hareketsiz fazları önce α ve β hareketsiz fazlarına Clarke Dönüşümü ile dönüştürülüp sonrasında d ve q hareketli fazlarına Park Dönüşümü ile dönüştürülür. Bu sayede üç fazlı kontrol yapmak yerine iki fazlı kontrol yapılmış olur ve Bölüm 1’de bahsedilen DC motor benzetimi yapılmış olur. Clarke Dönüşümü, E. Clarke tarafından 1937 yılında ortaya atılmıştır ve Park Dönüşümü 1920’li yılların sonlarında R. H. Park tarafından tanımlanmıştır [1, 11].

1970’li yıllarda Blasckhe ve Hasse alan yönlendirmeli kontrolü (FOC) ilk kez ortaya atmışlardır. FOC ile birlikte asenkron motor tıpkı bir DC motor gibi iki ayrı akımla kontrol edilebilir. Bu sayede motorun momenti bir akımla kontrol edilirken motorun akısı farklı bir akımla kontrol edilebilmektedir. FOC, dolaylı alan yönlendirmeli kontrol ve dolaysız alan yönlendirmeli kontrol olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Doğrudan FOC, Blasckhe tarafından ilk kez kullanılmıştır. Bu yöntemde stator akısı, sensörler veya kestirim yöntemleri vasıtasıyla doğrudan elde edilir ve kontrolde kullanılır. Dolaylı FOC, Hasse tarafından ilk kez uygulanmıştır. Bu yöntemde stator akısı, stator akımı ve hızı gözlemlenerek üretilir [4, 12, 13].

Asenkron motorda, alan yönlendirmeli kontrol temelli dayanıklı PID ve PI-PD kontrol çalışmaları Mutlu, Dinçel, Canevi ve Söylemez tarafından metro uygulaması üstüne çalışılmıştır [14].

Asenkron motorların kontrollerinde PI, PD ve PID gibi doğrusal kontrolörler yüksek hassasiyet isteyen ve motor, araç veya çevre koşulları sebebiyle parametre belirsizliklerinin olduğu uygulamalarda yetersiz kalmıştır, bu sebeple modern kontrol yöntemleri tercih edilmektedir.

1.2.3 Bulanık kontrol

Bulanık mantık, Aristo fiziğinde olduğu gibi bir ve sıfırlardan oluşan kesin ifadelerin aksine insan düşünce yapısına daha yakın olup kesin olmayan durumlar

için kullanılabilir. Bulanık küme kuramı 1965 yılında Lotfi Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. 1966 yılında ise bulanık mantık Peter N. Marinos tarafından isimlendirilmiştir. Bulanık mantık ortaya çıktıktan hemen sonra endüstride kullanım bulamamıştır, kullanım bulması 1972 yılında olmuştur. Bulanık mantık uygulaması ilk kez E. H. Mamdani tarafından bir buhar türbini denetiminde kullanılmıştır. 1985 yılında Takagi Sugeno modeli yayınlanmıştır. Sonrasında çeşitli uygulamalarda kullanım imkanı bulmuştur, 1987 yılında ilk kez bir metro istasyonunda kullanılmıştır [15–17].

Metro istasyonlarında kullanılan klasik kontrolörler farklı durumlara karşı sabit tepkiler verdikleri için değişken durumlar karşısında yolcu konforuna uygun hareket edemeyebilirler. Bu tarz uygulamalar için dayanıklı bir kontrol yöntemi olan bulanık mantık uygulaması konfor ve performans açısından olumlu sonuçlar vermektedir [18]. Günümüzde de raylı sistem uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır.

Bulanık mantık, beyaz eşya sektöründe sıkça karşımıza çıkmaktadır. Bu sektörde kullanılmasının temel sebebi dilsel ifadelerle bu cihazların kontrollerinin başarılı bir şekilde yapılabilmesidir. Sinecen ve Tiryaki'nin yaptığı çalışmalarda da görülmektedir ki çamaşır makinesi, bulaşık makinesi ve klima gibi makineler bu kullanımlara örnek verilebilir [18–20].

Bulanık kontrolün asenkron motora uygulandığı çalışmalar da mevcuttur, Özkan'ın yaptığı çalışmada asenkron motorda PI kontrolör ile bulanık kontrolörün karşılaştırılmalı sonuçları verilmektedir. Khiyo'nun yaptığı çalışmalarda asenkron motorda bulanık hız kontrolü başarılı bir şekilde uygulanmıştır [21,22].

1.2.4 Kayan kipli kontrol

Değişken yapılı kontrol (VSC), 1950'li yıllarda S. V. Emelyanov tarafından ilk kez ortaya atılmıştır. Fakat belli başlı problemleri sebebiyle yaygınlaşmamıştır. Sonrasında yapılan çalışmalarda VSC problemleri çözülmeye çalışılmıştır. Değişken yapılı kontrolün özel bir hali olan kayan kipli kontrol (SMC), ilk kez 1950'li yıllarda Vadim Utkin tarafından ortaya atılmıştır, fakat çeşitli problemleri sebebiyle yaygınlaşması 1970'li yıllarda olmuştur. Yaygınlaşmasında güç elektroniği devrelerinin gelişmesi oldukça önemli rol oynamıştır. VSC'nin problemlerini azaltabilen bir yaklaşımdır [12,23].

SMC performansının doğrusal olmayan sistemlere karşı oldukça iyi ve dayanıklı bir kontrol yapısı olduğu Hung ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada gösterilmiştir. Aynı çalışma içerisinde SMC'nin en büyük problemi olan çatırdama problemine karşı alınabilecek önlemler de belirtilmiştir [24]. Çatırdama problemi için farklı çözüm yöntemleri zaman içerisinde ortaya atılmıştır. Bu yöntemlerden biri Ahmed ve arkadaşları tarafından 2010 yılında ortaya atılmıştır. Önerilen yeni yöntemde toplam kontrol işareti içerisinde kayma fazına hızlı erişebilmek için ek bir kontrol işareti eklenmiştir, bu sayede çatırdama problemi azaltılmış ve erişme fazı hızlandırılmıştır. Yeni eklenen kontrol işareti düzeltici kontrol işareti adıyla isimlendirilmiştir ve kayma fazı ile mevcut hatanın olduğu mesafeye göre değer almaktadır. Eğer mesafe fazlaysa büyük değer olarak hızlıca kayma fazına ulaşmaya yardımcı olmaktadır. Önerilen yeni yöntemle birlikte çatırdama problemiyle daha iyi baş edebilen ve daha dayanıklı bir kontrol yapısı elde etmişlerdir [25].

Çatırdama problemini önlemek adına kullanılan yöntemlerden birisi de SMC ile birlikte farklı kontrol metotlarının uygulanmasıdır. Devanshu ve arkadaşları SMC ile birlikte geri besleme doğrusallaştırma kontrol metodunu kullanarak bu problemi azaltmışlardır. SMC'nin parametre değişimlerine karşı dayanıklı yapısı ile birlikte asenkron motorun doğrusal olmamasından kaynaklanan olumsuz etkiler geri besleme doğrusallaştırma metodu ile azaltılmıştır. Bu sayede hem iyi performanslı hem de dayanıklı bir kontrol yapısı elde edilmiştir [26]. Kim ve arkadaşları çatırdama problemini önleyebilmek ve iyi sistem yanıtları elde edebilmek için bulanık kontrol ve kayan kipli kontrolü birleştirerek bulanık kayan kipli kontrol metodu kullanmışlardır. Önerdikleri yeni metot ile asenkron motorlu itki sistemlerinde başarılı kalıcı hal yanıtı, aşırı sistem cevabı ve parametrik belirsizliklere karşı duyarsız kontrol yapısı elde etmişlerdir. Parametrik belirsizlik tercihi olarak sistemin ataletini ve yük karakteristiğini ele almışlardır [27].

SMC asenkron motor kontrolünde literatürde sıkça karşımıza çıkmaktadır, bu alanda Şahin, Şabanoviç ve Gökaşan'ın çalışmaları mevcuttur. Çeşitli çalışmalarda hız ve konum kontrolü çalışmışlardır. Benzer şekilde Chan ve Wang yüksek performanslı asenkron motorda SMC ile başarılı kontrol sağlamışlardır. Jamoussi, Ouali ve Charradi'nin de asenkron motor SMC hız kontrol çalışmaları mevcuttur [28–30]. Barambones ve arkadaşları asenkron motor pozisyon ve hız kontrolünde sistem

parametrelerine ve dış etkilere karşı dayanıklı ve fazla işlem yükü gerektirmeyen kayan kipli kontrol metodunu uygulamışlardır. Ayrıca sonuçları gerçek zamanlı olarak göstermişlerdir ve sensörle akı ölçümü yapmak yerine Luenberger gözlemleyicisi tasarlayarak akı kestirimi yapmışlardır [31].

1.2.5 Doğrusal olmayan dinamik tersleme

Doğrusal olmayan kontrol yöntemleri özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kontrollerinde oldukça yaygındır. Fakat doğrusal olmayan sistemleri başarılı şekilde kontrol etmenin tek yöntemi doğrusal olmayan yöntemler kullanmak değildir. Geri besleme doğrusallaştırma yöntemleri doğrusal olmayan sistemleri istenilen doğrusal forma sokarlar. Bu sayede istenilen referanslar başarılı bir şekilde takip edilebilir. Geri besleme doğrusallaştırma yöntemleri Brackett ve Kramer tarafından ortaya atılmıştır. Çeşitli geri besleme doğrusallaştırma yöntemleri vardır, bunlardan en yaygın olanlarından biri doğrusal olmayan dinamik terslemedir (NDI) [32, 33].

NDI, Chen ve Paden tarafından 1970'li yılların sonlarında ortaya atılmıştır. Genellikle yüksek dereceli doğrusal olmayan sistemlerde ve özellikle hava araçlarında tercih edilir. Sistem modeline bağlı olarak tasarım yapıldığı için model veya bozucu etkisiyle kontrolörün dayanıklılığı zayıflayabilir. Genelde ikinci bir kontrol yöntemiyle dayanıklılığı artırılarak kullanılır [34, 35].

Jebri ve Nouri'nin 2018'de NDI kontrol ile kalıcı mıknatıslı senkron motor üstüne çalışmaları mevcuttur. Çalışmalarında vektör kontrol tabanlı PI ve NDI kıyaslamışlardır [36]. Yang ve Lee, NDI'nin istenmeyen dinamiklerden kurtulma özelliğinden faydalanabilmek için DC motor tahrikli bir sistemde NDI tasarımı çalışmışlardır. Fakat NDI dayanıklı bir kontrol yapısı olmadığı için bu tasarımı dayanıklı yapmayı hedeflemişlerdir. Literatürde çok sık kullanılan dış döngü kullanarak dayanıklı bir NDI kontrolör tasarımı yapmaya alternatif olarak anahtarlama terimi ekleyerek bir tasarım yapmışlardır. Bu sayede dış döngü kullanmadan dayanıklı bir kontrolör tasarlamış ve istenmeyen dinamikleri elimine etmişlerdir [37].

Keream ve arkadaşları 2016 yılında ilk kez NDI ile bir asenkron motor kontrolü tasarlamışlardır. NDI ile mevcut tork salınım problemlerinin önüne geçmeyi hedeflemişlerdir, çünkü NDI ile istenmeyen dinamiklerden kurtulup istenen davranışlar elde edilebilir. Çalışmada %100 değişken direnç ve %20 değişken endüktans motor

parametlerine karşı da sonuçlar elde edilmiştir. Çalışma sonunda klasik direkt tork kontrol, PID ve geri besleme doğrusallaştırma yöntemlerinden daha iyi sonuçlar elde edilmiştir [38, 39]. Gear, Cafuta ve arkadaşları ise parçalı dinamik tersleme yöntemi ile asenkron motor tork kontrolü çalışmışlardır ve sonuçlarında hızlı sistem yanıtları ve kalıcı halde kararlı tork kontrol yapıları elde etmişlerdir. Maghzaoui, Jerbi ve Abdelkrim'in dayanıklı dinamik tersleme ile asenkron motor hız kontrolü üzerine çalışmaları mevcuttur. Çalışmalarında başarılı simülasyon sonuçları elde etmişlerdir. [34, 40].

1.3 Tezin organizasyonu

Genel yapısı ortaya koyulan tezde öncelikle asenkron motorun matematiksel doğrusal ve doğrusal olmayan modelleri oluşturulmuş ve farklı yöntemlerle kontrol edilmiştir. Genel olarak tez yapısı aşağıda belirtildiği gibi oluşturulmuştur.

İkinci bölümde, asenkron motorun genel özellikleri, çalışma prensibi, eşdeğer devresi ve kullanılan motorun parametreleri paylaşılmıştır.

Üçüncü bölümde, asenkron motorların farklı kontrol yöntemleri, doğrusal ve doğrusal olmayan modelleri ve bu çalışmada uygulanan kontrol metotları belirtilmiştir.

Dördüncü bölümde PID kontrol metodundan PI-PD kontrol metoduna geçiş ve PID katsayılarının optimize edilmesinde uygulanan büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yöntemi ve kontrolör tasarımları anlatılmıştır.

Beşinci bölümde bulanık kontrol genel yapısı ve asenkron motor hız kontrolünde uygulanması açıklanmıştır.

Altıncı bölümde kayan kipli kontrol çalışma prensibi ve asenkron motordaki kullanımı ortaya konmuştur.

Yedinci bölümde doğrusal olmayan dinamik tersleme kontrol yönteminin çalışma prensibi ve asenkron motor kontrolünde örneği anlatılmıştır.

Sekizinci bölümde elde edilen simülasyon sonuçları farklı değerlendirme kriterlerine ve parametrik belirsizlik yanıtlarına göre karşılaştırılmıştır.

Sonuç bölümünde ise çalışma boyunca elde edilen çıktılar değerlendirilmiş ve çalışma sonrasındaki süreçte yapılabilecek iyileştirmeler özetlenmiştir.



2. ASENKRON MOTOR

Asenkron motorlar Bölüm 1 'de belirtildiği gibi dayanıklı ve oldukça basit yapıdadırlar. Bunun başlıca sebebi ise yapısında fırça, komütatör ve benzeri temas eden kıvılcım çıkarabilecek bir parçanın olmaması ve çalışma prensipleridir. Dolayısıyla bakım gereksinimleri çok azdır, güvenilirler ve uzun ömürlüdürler. Fırça gibi ek parça ihtiyaçları olmadığı için boyut olarak diğer elektrik motorlarına kıyasla küçük ve hafiftirler. Bu sebeplerle metro gibi uzun süreli, ucuz ve az bakım gereksinimi olan sistemler için oldukça uygundurlar.

Asenkron motorlar stator ve rotor olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır ve üç fazlı AC ile beslenirler. Akım yalnızca stator üstünden beslenir ve diğer elektrik motorlarında olduğu gibi rotor kısmı bağımsız bir akıma ihtiyaç duymaz. Rotorda, statorda oluşan döner alan etkisi sonucu gerilim indüklenir ve rotor üstünde manyetik alan oluşur, bu sebepten dolayı asenkron motorların bir diğer adı indüksiyon motorudur. Üç fazlı AC ile statorda senkron hızla dönen manyetik alan oluşur, oluşan bu manyetik alanın hızı denklem 2.1 ile bulunabilir.

$$n_s = 60 \frac{f}{p} \text{ [devir/dk]} \quad (2.1)$$

Denklemde belirtilen f frekansı gösterirken p kutup çifti sayısını belirtir. Asenkron motorlar çalışma prensipleri gereği hiçbir zaman senkron hıza ulaşamazlar, isimleri de buradan gelmektedir. Senkron hıza sürekli ulaşmaya çalıştıkları için yaklaşık olarak senkron hızda döndükleri kabul edilir, bu sebeple asenkron motorların hızlarını arttırmak için çalışma frekansları artırılabilir veya kutup çifti sayıları azaltılabilir. Rotor hızı n_r olmak üzere her zaman senkron hızın ($n_r < n_s$) altında çalışmaktadır.

2.1 Asenkron Motor Çalışma Prensibi

Asenkron motorlar Bölüm 2'de bahsedildiği gibi stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşurlar. Statorda oluşan manyetik alanın oluşması için iki temel kural vardır. Bu kurallar, birbirlerine 120° açıyla bulunan üç fazlı sargı sistemi ve bu

fazlar arasında olması gereken 120° zaman farkıdır. Bu iki şart sağlanıyorsa asenkron motorun statorunda döner manyetik alan oluşur. Manyetik alan senkron hızda sürekli dönen bir yapıdadır.

Oluşan manyetik alan etkisiyle motorun rotorunda denklem 2.2’de görülen Faraday Yasası’na göre gerilim indüklenmiş olur.

$$V = \frac{d\lambda}{dt} [V] \quad (2.2)$$

Rotorda indüklenen gerilim Ohm Yasası’na göre akım üretir. Ohm Yasası denklem 2.3’te görülebilir.

$$V = IR \quad (2.3)$$

İndüklenen gerilim sonucunda asenkron motorun rotoru üstünde akım akmaya başlamıştır, dolayısıyla Biot Savart Yasası gereği burada kuvvet oluşur. Oluşan bu kuvvet denklem 2.4’te verilmiştir. Denklem içerisinde görülen B manyetik alanı gösterirken, l uzunluğu gösterir.

$$F = B_m Il \quad (2.4)$$

Biot Savart Yasası gereği oluşan kuvvet sonucunda asenkron motorda hareket oluşmaktadır. Bu hareketle birlikte motorun rotoru hızlanır ve senkron hıza ulaştığı düşünülürse rotorda indüklenen gerilim oluşmaz, çünkü motor rotoru sabit bir manyetik alana maruz kalır ve gerilim indüklenmesi durur. Bu sebeple rotor hızı azalır ve sonrasında tekrardan döner manyetik alan sonucunda gerilim indüklenir ve tekrardan hızlanmaya başlar. Bu sebeple teorik olarak rotor hızı senkron hıza çok yakın, fakat asla senkron hıza yetişemeyen bir hızda olur. Senkron hız ile rotor hızı arasındaki bu fark kayma olarak adlandırılır ve denklem 2.5 ile gösterilir.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_r} \quad (2.5)$$

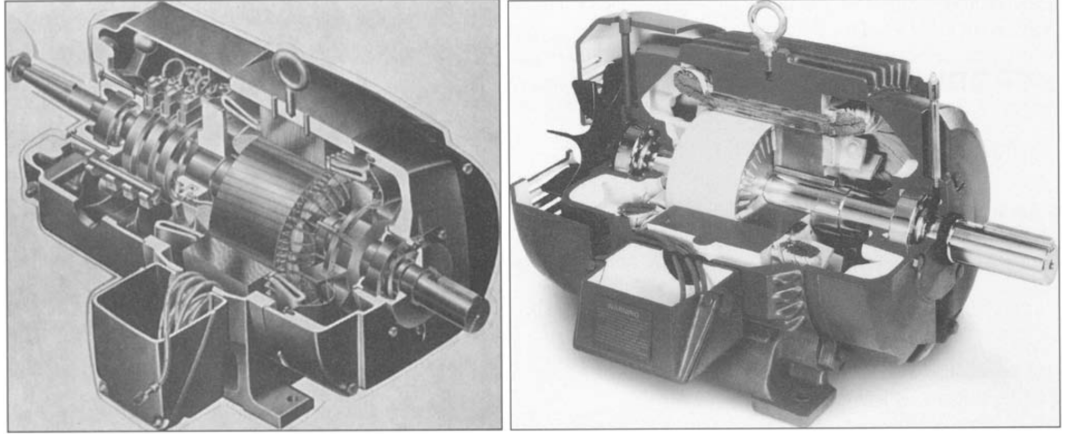
Asenkron motorların çalışma prensipleri gereği rotorda gerilim otomatik olarak indüklendiği için kendi kendilerine kalkış yapabilirler, bu sebeple ek bir kalkış önleminin alınmasına gerek yoktur. Ayrıca aynı sebepten dolayı sabit bir mıknatıs, fırça veya komütatör gereksinimleri yoktur.

Asenkron motorların rotorlarında ve statorlarında indüklenen gerilim sonucunda girdap kayıpları oluşur, bu kayıpları azaltmak için rotor ve stator sac paketlerden

üretir, böylece oluşan kayıplar azaltılabilir. Girdap kayıpları alternatif akım sonucu oluşan kayıp akımlar olarak tanımlanabilir [1,41].

2.2 Asenkron Motor Türleri

Asenkron motorlar temel olarak iki gruba ayrılabilir, bunlar sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorlardır. Bu iki tipin stator yapıları tamamen aynıdır, yalnızca rotor üretim yöntemleri ve yapıları farklıdır. Şekil 2.1’de gözüken motorlardan sağdaki motor sincap kafesli asenkron motordur ve soldaki motor ise bilezikli asenkron motordur. Şekilden de görülebileceği üzere bilezikli asenkron motorların rotorlarına temas eden bilezikleri bulunmaktadır. Bu sınıflandırma dışında asenkron motorlar, faz sayılarına ve rotor tiplerine (iç ve dış rotor) göre sınıflandırılabilir.



Şekil 2.1 : Asenkron motor örnekleri [1].

Sincap kafesli asenkron motorların rotorları oldukça basit yapılıdır ve ucuzdurlar. Rotorun iki ucunda kısa devre halkaları bulunur ve çubuklarla birleştirilirler. Ek bir sargı ve benzeri bir yapı olmadığı için üretimleri de oldukça kolaydır. Rotor üstünde oluklar vardır ve bu oluklar stator üstündeki oluk sayılarından farklıdır, bu sayede gerilim indüklenebilir. Bu oluk sayılarının aynı olduğu düşünülürse motor çalışma prensibi gereği kalkış yapamaz. Sincap kafesli asenkron motorların kalkış akımları, bilezikli asenkron motorlara göre yüksektir, fakat çeşitli önlemlerle azaltılabilir.

Bilezikli asenkron motorların rotorları üstünde sargılar bulunur, bu sebeple üretimleri daha zahmetlidir. Rotor üstüne sarılan bu sargıların uçları rotorun dışına kadar uzatılıp bilezikler üstüne alınır ve bu bileziklere fırça ile basılarak motor çalışması sağlanır. Bu sebeple fırçaların getirdiği kayıplar ve ark atlaması gibi olumsuz durumlar bilezikli

asenكرون motorlarda oluşur. Fakat hız ayarı, frenleme ve kalkış durumlarında sincap kafesli asenkron motorlara karşı avantajlıdır [1,41].

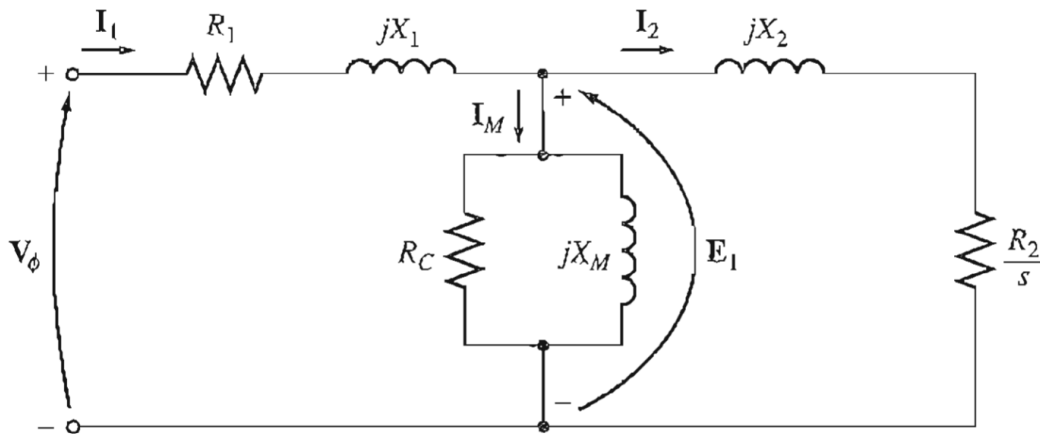
2.3 Asenkron Motor Eşdeğer Devresi

Asenkron motorlarda hesaplama ve modelleme yapabilmek için asenkron motor eşdeğer devresi kullanılır. Eşdeğer devre üstünde dirençler R ve endüktanslar L veya X ile gösterilir. 1 alt indisi stator kısmını temsil ederken 2 alt indisi rotor kısmını sembolize etmektedir. Bölüm 2.2’de bahsedildiği gibi bilezikli asenkron motorlarda normalden farklı olarak bilezikler olduğu için normal kayıplara ek bileziklerde R_b ile gösterilen bilezik direnç kayıpları oluşur. Ayrıca makine içerisinde demir kayıpları (R_c) ve mıknatıslanma direnci (X_m) oluşur. Asenkron motor, hareketli bir sistem olduğu için rulman, sürtünme ve ventilasyon gibi mekanik etkiler makinedeki diğer kayıpları oluşturur.

Asenkron motorun gücünden kayıplar çıkarıldığında mekanik güç (P_m) elde edilir, mekanik güç ile motorun verimi denklem 2.6’daki gibi bulunabilir.

$$\eta = \frac{P_m}{P_1} \quad (2.6)$$

Asenkron motorlar stator ve rotor olmak üzere iki ayrı bölümden oluştuğu için iki ayrı devre ile modellenmeleri gerekir, fakat kolaylık olması açısından tek bir eşdeğer devre kullanılmaktadır. Asenkron motoru, tek bir eşdeğer devreye indirgeyebilmek için rotor ve stator arasında frekans eşitliği sağlanmalıdır ve rotor hareketsiz gibi düşünülmelidir. Elde edilen asenkron motor eşdeğer devresi Şekil 2.2 ile gösterilmiştir. Verilen eşdeğer devre tek faz için gösterilmiştir [41,42].



Şekil 2.2 : Asenkron motor eşdeğer devresi.

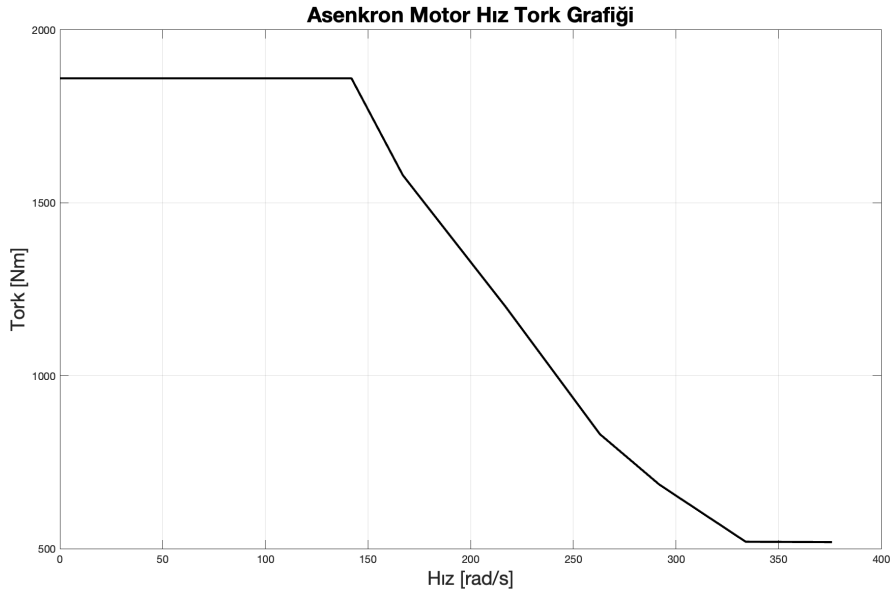
2.4 Asenkron Motor Parametreleri

Çalışma kapsamında 4 kutuplu, 270 kW gücünde, sincap kafesli bir asenkron motor tercih edilmiştir. Asenkron motorun parametreleri Çizelge 2.1’de verilmiştir. Asenkron motor 100 Hz frekansta çalışmaktadır, bu sebeple motorun senkron hızı denklem 2.1’de verildiği gibi hesaplanırsa 3000 rpm olarak elde edilebilir. Asenkron motorun maksimum çalışma hızı olarak hesaplanan senkron hız referans alınabilir ve birim değişikliği yapılarak bu hız 314 rad/s olarak bulunabilir.

Çizelge 2.1 : Asenkron motor parametreleri.

Parametre	Sembol	Değer	Birim
Nominal Gerilim	V	400	V
Kutup Çifti Sayısı	p	2	—
Stator Rezistansı	R_s	0.01379	Ω
Rotor Rezistansı	R_r	0.007728	Ω
Stator Endüktansı	L_s	0.0078	H
Rotor Endüktansı	L_r	0.0078	H
Mıknatıslanma Endüktansı	L_m	0.00769	H
Eylemsizlik Sabiti	J	2.9	$kg.m^2$
Viskoz Sürtünme Katsayısı	B	0.0566	$Nm.s/rad$

Asenkron motorun hız tork grafiği Şekil 2.3’te görülebilir. Motor modeli içerisinde bu değerlerden akım sınırlaması yapılırken kullanılmıştır.



Şekil 2.3 : Asenkron motor hız tork grafiği.

Kullanılan asenkron motorun karakteristiği, standart elektrik motorlarının sahip olduğu özellikleri taşımaktadır. Kalkış momenti yüksektir ve belirli bir hıza kadar düşmez. Bu sayede aracın kalkışı sırasında ihtiyaç olan momenti motor rahatça sağlayabilmektedir. Motor hızı arttıkça verebildiği moment azalmaktadır, fakat yüksek hızlardaki moment ihtiyacı kalkış anındaki kadar yüksek değildir. Bu sebeplerden dolayı elektrik motorları metro uygulamaları için oldukça uygundur.



3. ASENKRON MOTOR MODELİ VE KONTROL YÖNTEMLERİ

Asenkron motorlar, yaygın olarak skaler ve vektörel kontrol yöntemleri olmak üzere iki farklı temel kontrol yapısıyla kontrol edilirler. Bu çalışma kapsamında dolaylı vektörel kontrol metodu uygulanmıştır. Skaler ve vektörel kontrol metodlarıyla alakalı detaylar ilerleyen bölümlerde anlatılacaktır.

Asenkron motor modeli, MATLAB Simulink ortamında oluşturulmuştur, model oluşturulurken Bölüm 2.3'te anlatılan asenkron motor eşdeğer devresinden faydalanılmıştır.

3.1 Skaler Kontrol

Skaler kontrol, genelde gerilim ve frekans oranı sabit tutularak yapıldığı için sabit akı ile kontrol olarak da adlandırılabilir. Denklem 3.1'de gösterildiği gibi akı formülü içerisindeki sabit terimler tek bir K katsayısı ile isimlendirilirse geriye sadece gerilim ve frekansın kaldığı görülebilir. Bu sebeple gerilim ve frekans oranını sabit tutarak motor hız kontrolü yapılabilir [41].

$$\lambda = K \frac{V}{f} \quad (3.1)$$

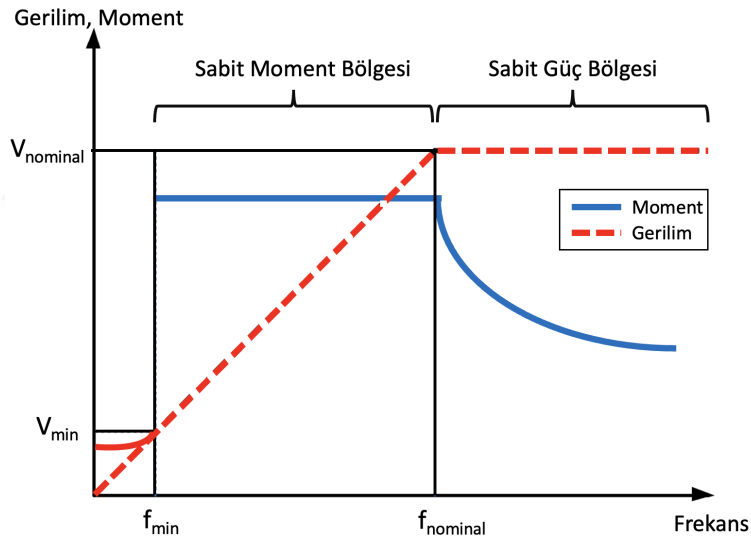
Denklem 3.1'de verilen gerilim, yaklaşık olarak statorda oluşan gerilim düşümüne eşit olduğu kabulü altında elde edilmiştir. Normalde formülde yer alan gerilimin yerinde E_1 stator gerilim düşümü yer almaktadır. ($V \cong E_1$) Genelde skaler kontrol, hassas hız veya pozisyon kontrolü istenen uygulamalarda tercih edilmez. Ayrıca skaler kontroldeki en büyük problemler düşük ve yüksek hızlarda oluşmaktadır.

Düşük hızlarda statorda oluşan gerilim düşümü yukarıda verilen $V \cong E_1$ eşitliğini sağlayamaz, çünkü statorda oluşan gerilim düşümü ve kayıplar artmaktadır. Bu sebeple motor momentini sağlamak ve kontrolünü yapmak zorlaşır.

Skaler kontrolde hız arttırabilmek için gerilim ve frekans oranı arttırılmalıdır, bu sebeple yüksek hızlarda ihtiyaç olan gerilim miktarı motorun nominal geriliminin

üstüne çıkmaktadır. Bu durum motorun sargılarında yüksek akım oluşturduğu için zarar vermektedir. Motor sargılarını koruyabilmek için gerilim belli bir seviyede tutulur ve hız artışı motor gücünü sabitleyerek yani motorun verebileceği momenti düşürerek ($P = M \times W$) sağlanır. Alan zayıflatma veya sabit güç bölgesi olarak isimlendirilen bu bölümde frekans artışı ile hız arttırılmaya devam edilir, bu bölgede hız kontrolü yapmak gerilim ve frekans oranı sabit tutulamadığı için zorlaşır.

Şekil 3.1’de asenkron motorun gerilim-frekans grafiği gösterilmiştir. Normal çalışma hızlarında gerilim ve frekans oranı sabit tutulabildiği için skaler kontrol ile hız kontrolü yapmak kolaydır, bu bölüme sabit moment veya sabit akı bölgesi ismi verilir. Düşük hızlarda grafikte gözüktüğü gibi oluşan kayıpların artması sebebiyle gerilim doğrusal bir şekilde azalmaya devam edemez. Nominal hızın üstünde ise gerilimin sabit kaldığı görülmektedir. Bu iki bölgede daha önceden belirtildiği gibi gerilim ve frekans oranı sabit tutulamaz, bu sebepten dolayı kontrol zorlaşır.



Şekil 3.1 : Asenkron motor sabit gerilim-frekans grafiği.

Sabit güç bölgesinde isminden de anlaşılacağı gibi güç sabit kalırken, sabit moment bölgesinde asenkron motorun gücü artar. Sabit güç bölgesinde aynı zamanda akı azaldığı için alan zayıflatma bölgesi olarak da isimlendirilmektedir.

Skaler kontrol, genel olarak açık ve kapalı çevrim olmak üzere iki türe ayrılabilir ve ucuz, düşük performanslı ve hassas olmayan uygulamalar için kullanımı yaygındır. Ayrıca skaler kontrol yukarıda belirtilen sebeplerden dolayı geçici rejimde yapılan kontrolde çok zayıftır.

3.2 Vektörel Kontrol

Bölüm 1.2.2’de bahsedildiği gibi doğru akım motorları iki farklı akım ile sürülmektedirler. Bu sebeple akı ve moment birbirinden bağımsız ve birbirine dik iki farklı akım ile kontrol edilebilir. Bu sayede moment ve akı kontrolü daha kolay yapılmaktadır [43]. Denklem 3.2’de doğru akım motorunun moment eşitliği görülebilir.

$$M = k\phi i_a \quad (3.2)$$

Denklem içerisinde belirtilen k sabit ifadelerin toplandığı değişmeyen terimdir ve ϕ ile gösterilen akı, uyarma akımına (i_f) bağlı bir ifadedir. Bu sayede akı kontrolü yapılırken uyarma akımı (i_f) kontrol edilir. Moment kontrolü yapılırken ϕ sabit alınır ve denklem içerisinde yalnızca endüvi akımı (i_a) değişken hale getirilir. Bu sebeple moment kontrolü doğrudan endüvi akımı ile yapılabilir.

Asenkron motorlarda ise Bölüm 2.1’de bahsedildiği gibi yalnızca bir akım ile motor hareketi sağlanır ve rotorda oluşan akım kendi kendine indüklenir. Bu sebeple asenkron motorlarda stator akımı arttırıldığında rotorda indüklenen akım da etkilenmektedir, dolayısıyla birbirini etkileyen ve doğrusal olmayan yapılar oluşmaktadır. Ayrıca asenkron motorun yapısı gereği doğrusal olmayan farklı parametreler vardır. Bu sebeplerden dolayı asenkron motorun kontrolü doğru akım motorlarına göre zordur [12,44].

Asenkron motorlarda hassas kontrol, doğru akım motorlarına benzetilerek iki ayrı akım yardımıyla yapılabilir, bu amaçla vektörel veya alan yönlendirmeli kontrol ortaya çıkmıştır. Moment ve akı farklı akımlarla kontrol edildiği için vektörel kontrolün hassasiyeti yüksektir ve verimliliği fazladır. Klasik asenkron motorlar üç fazlı sinüs formunda AC ile beslenir ve bu akımlar arasında 120° faz farkı ve 120° konum farkı bulunur. Bu sebeple bu akımlar zamana bağlıdır. Vektörel kontrolde bu akımlar birbirinden bağımsız, birbirine dik ve hareketli iki akım haline getirilir ve bunlara d ve q akımları adı verilir. Bu akımlar rotor dönüş hızında, rotorla senkron şekilde ve zamandan bağımsız konuma bağlı şekilde hareket ederler. d akımı rotor radyal uzantısında ve q akımı ona dik olacak şekilde ve dönüş yönüne doğru teğetsel yöndedir. d akımı ile akı kontrolü yapılırken q akımı ile moment kontrolü yapılır. Bu dönüşüm yapılırken Clarke ve Park Dönüşümlerinden faydalanılır [45–47].

Vektörel kontrol, genel olarak doğrudan ve dolaylı vektörel kontrol olarak ikiye ayrılır. Detayları Bölüm 3.2.2 ve 3.2.3'te anlatılacaktır. Skaler kontrole göre daha pahalı bir yöntem olan vektörel kontrol, daha hassas kontrol uygulamaları için tercih edilir. Vektörel kontrolün en büyük dezavantajı ise parametre değişimlerine karşı olan hassasiyetidir [21].

3.2.1 Clarke ve Park dönüşümleri

Bölüm 3.2'de belirtildiği gibi vektörel kontrolde DC motor benzetimi yapılarak asenkron motor kontrolü yapıldığı için hareketli, birbirinden bağımsız ve birbirine dik iki ayrı akım ihtiyacı oluşmaktadır. Akım kontrolü oluşturulan yeni akımlar üstünden yapılır. Bu akımları elde edebilmek için üç fazlı besleme akımlarına sırasıyla Clarke ve Park dönüşümleri uygulanır.

Clarke dönüşümü ile birlikte a , b ve c hareketli üç fazından α ve β durağan iki fazına matris 3.3 ile birlikte geçilebilir [45,48].

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Clarke dönüşümü ile birlikte üç fazdan iki faza geçildiği için daha az değişken kontrolü sağlanır, bu sayede oluşan riskler azaltılmış olur. Ayrıca DC akım kontrolünü yapmak AC akım kontrolünü yapmaktan daha kolaydır [45,49].

Park dönüşümü ile birlikte α ve β sabit iki fazından d ve q hareketli iki fazına geçiş yapılabilir. Matris 3.4 ile birlikte doğrudan a , b , c fazından d , q fazına geçiş sağlanabilir.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

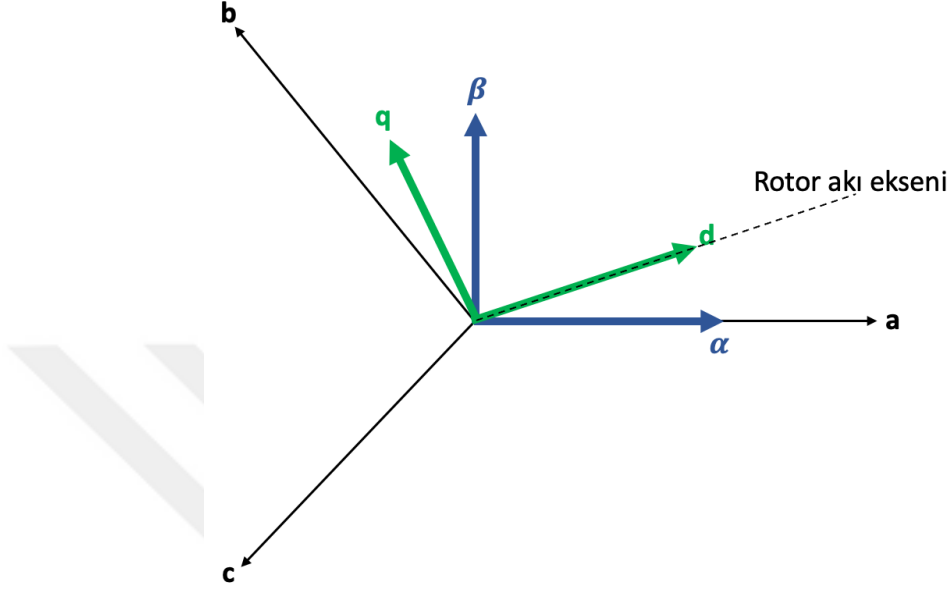
Eksen takımlarının birbirlerine göre değişimleri Şekil 3.2'de görülebilir. Şekilden de görülebileceği üzere a fazı ile α fazı üst üste yer alırken, d ve q fazları rotor ile aynı eksene dönüştürülmüştür.

3.2.2 Doğrudan vektörel kontrol

Doğrudan vektörel kontrolde stator gerilim ve akımları hall sensörleri gibi sensörler kullanılarak ölçülür ve bu ölçümlerden faydalanılarak akı vektörünün açısal konumu

ve genliği hesaplanır. Akı vektörünün açısısal konumu rotordaki d ve q akılarının oranlarına bağlı olarak denklem 3.5'teki gibi hesaplanabilir.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}}{\lambda_{dr}} \right) \quad (3.5)$$



Şekil 3.2 : Eksen takımlarının görünüşü.

Doğrudan vektörel kontrolde dolaylı vektörel kontrole kıyasla ek sensörler kullanıldığı için pahalı bir yöntem olarak düşünölebilir. Bu sensörler, rotor hava aralığına yerleştirilmektedir, bu nedenle rotorda üretim ve montaj anlamında zorluk oluşmaktadır. Ayrıca ek bir eleman kullanıldığı için kontrol açısından oluşabilecek hata riski arttırılmıştır. Fakat son yıllarda sensörsüz yöntemler yaygınlaşmıştır. Bu sayede kestirimler yapılarak sensörsüz bir şekilde akı vektörünün açısısal konumu ve genliği hesaplanmaktadır ve doğrudan vektörel kontrol metodu uygulanabilmektedir [21].

3.2.3 Dolaylı vektörel kontrol

Dolaylı vektörel kontrolde temelde kayma frekansı kontrol edilir ve moment ile akı kayma frekansı yardımıyla dolaylı şekilde hesaplanır. Bu sebeple dolaylı vektörel kontrolde motor parametrelerinin ve teorik hesaplarının kesin olarak bilinmesi ve doğru bir şekilde hesaplanması gerekmektedir. Dolayısıyla bu yöntem motor parametrelerine karşı oldukça hassastır. En önemli motor parametrelerinden biri de denklem 3.6'da verilen rotor zaman sabitidir [10].

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.6)$$

Doğrudan vektörel kontrolde ölçümlerin yapılmasının zor olması ve pahalı bir çözüm olması sebebiyle (özel üretim rotor yapısı ve sensör kullanımı) dolaylı vektörel kontrolün kullanımı daha yaygındır. Bu çalışma kapsamında da asenkron motorun dolaylı vektörel kontrol yöntemi takip edilmiştir. Dolaylı vektörel kontrol kullanılırken getirmiş olduğu dezavantaj sebebiyle (parametrelere karşı duyarlı olması) dayanıklı bir kontrolör tasarımı yapmak oldukça önemlidir.

3.3 Asenkron Motor Dinamik Denklemleri

Asenkron motorun dolaylı vektörel kontrolle modellenebilmesi için tüm matematiksel denklemlerinin elde edilmesi gerekir. Aşağıda verilen denklemlerde r alt indisi ile rotor, s alt indisi ile stator, d alt indisi ile d eksen ve q alt indisi ile q eksen ifade edilmiştir. Motora ait gerilimler denklem 3.7-3.10 yardımıyla yazılabilir.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + w \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (3.7)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - w \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (3.8)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + (w - w_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \quad (3.9)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} - (w - w_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \quad (3.10)$$

Sırasıyla q eksenindeki stator gerilimi, d eksenindeki stator gerilimi, q eksenindeki rotor gerilimi ve d eksenindeki rotor gerilimi elde edilmiştir. Denklem 3.11-3.14 ile manyetik akılar ifade edilmiştir.

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (3.11)$$

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (3.12)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3.13)$$

$$\lambda_{dr} = (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.14)$$

Sırasıyla q eksenindeki stator manyetik akısı, d eksenindeki stator manyetik akısı, q eksenindeki rotor manyetik akısı ve d eksenindeki rotor manyetik akısı elde edilmiştir.

Ayrıca stator ve rotor endüktansları sırasıyla denklem 3.15 ve 3.16 yardımıyla yazılabilir.

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.15)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (3.16)$$

Tork denklemi de denklem 3.17 ile ifade edilebilir.

$$T = \frac{3P}{4}(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \quad (3.17)$$

Dolaylı vektörel kontrolde d ve q eksenleri birbirlerine dik oldukları için birbirleri üstünde etkileri yoktur, bu sebeple $\lambda_{qr} = 0$ kabulü yapılabilir. Dolayısıyla denklem 3.13 aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} &= (L_{lr} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \\ i_{qs} &= -\frac{L_r}{L_m} i_{qr} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Benzer şekilde denklem 3.10'da aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} - 0 + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \\ \frac{d}{dt}\lambda_{dr} &= -R_r i_{dr} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Ayrıca denklem 3.9, denklem 3.20 ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{qr} + (w - w_r)\lambda_{dr} + 0 \\ w - w_r &= w_{slip} = \frac{R_r}{\lambda_{dr}} i_{qr} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Denklem 3.18 yardımıyla, denklem 3.20, denklem 3.21'de verildiği gibi yeniden yazılabilir.

$$w_{slip} = \frac{R_r L_m}{\lambda_{dr} L_r} i_{qs} \quad (3.21)$$

Denklem 3.21, denklem 3.14 ve 3.19 yardımıyla aşağıdaki gibi düzenlendiğinde kayma frekansı elde edilmiş olur.

$$w_{slip} = \left[\left(1 + s \frac{L_r}{R_r} \right) \frac{1}{i_{ds}} \right] \frac{R_r}{L_r} i_{qs} \quad (3.22)$$

Rotordaki d ekseninde oluşan manyetik akı denklem 3.20, 3.22 ve 3.18 yardımıyla yeniden düzenlendiğinde aşağıdaki gibi elde edilebilir.

Aynı zamanda rotordaki q eksenindeki manyetik akı sıfır olduğu için tork denklemi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned}\lambda_{dr} &= \frac{R_r}{w_{slip}} i_{qr} = \frac{R_r}{\left(1 + s \frac{L_r}{R_r}\right) \frac{1}{i_{ds}} \frac{R_r}{L_r} i_{qs}} i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= \frac{R_r i_{qr}}{\left(1 + s \frac{L_r}{R_r}\right) \frac{1}{i_{ds}} \frac{R_r}{L_r} \frac{L_r}{L_m} i_{qr}} \\ \lambda_{dr} &= \frac{L_m}{\left(1 + s \frac{L_r}{R_r}\right)} i_{ds} \cong L_m i_{ds}\end{aligned}\quad (3.23)$$

$$T = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (3.24)$$

3.4 Asenkron Motor Modellenmesi

Bölüm 3.2.3'te belirtildiği gibi bu çalışma kapsamında dolaylı vektörel kontrol ile modelleme yapılacaktır. Bu kapsamda basitleştirme yapabilmek için rotor akısı ile d ekseninin üst üste olduğu varsayımı yapılabilir ve bu sayede denklem 3.25 elde edilir.

$$\lambda_r = \lambda_{dr} \quad (3.25)$$

Bölüm 3.3'te belirtildiği gibi q eksenindeki akı sıfır olduğu için denklem 3.26 elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\lambda_{qr} &= 0 \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} &= 0\end{aligned}\quad (3.26)$$

Denklem 3.25 ve 3.26'yı denklem 3.13 ve 3.14'e koyarak rotor ve stator akımları arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibi görülebilir.

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (3.27)$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (3.28)$$

Benzer şekilde denklem 3.19 ve 3.20 içerisine de elde edilen eşitlikler eklenirse aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$\begin{aligned}R_r i_{qr} + w_{slip} \lambda_r &= 0 \\ w_{slip} &= -\frac{R_r}{\lambda_r} i_{qr} \\ w_{slip} &= \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_r} i_{qs} \\ w_{slip} &= \frac{L_m}{\tau_r \lambda_r} i_{qs}\end{aligned}\quad (3.29)$$

Denklem 3.29 ve 3.30 içerisinde geçen $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabitidir. Daha önceden de belirtildiği gibi elektrik motorları için önemli bir ifadedir.

$$\begin{aligned}\frac{\lambda_r}{L_r} + \frac{1}{R_r} \frac{d\lambda_r}{dt} &= \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{ds} &= \frac{\lambda_r}{L_m} + \frac{\tau_r}{L_m} \frac{d\lambda_r}{dt} \\ i_{ds} &= \left[\lambda_r + \tau_r \frac{d\lambda_r}{dt} \right]\end{aligned}\quad (3.30)$$

Denklem 3.25 ve 3.26 benzer şekilde moment denklemi 3.24 içerisine koyulduğunda denklem aşağıdaki gibi sadeleşebilir. Denklem içerisinde geçen K_{te} sabit terimlerin toplandığı katsayıdır.

$$T = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{qs} = K_{te} \lambda_r i_{qs} \quad (3.31)$$

Denklem 3.31, Bölüm 3.2’de gösterildiği gibi asenkron motoru, DC motorun tork denkleminde benzetmiştir. Denklem içerisindeki akı sabit tutulursa moment doğrudan akımın (i_{qs}) bir fonksiyonu olmaktadır.

Manyetik alan ve rotor hızı arasındaki bağıntı denklem 3.32’de görülebilir.

$$w_r = \frac{P}{2} w \quad (3.32)$$

Asenkron motorda oluşan kuvvet sonucunda hız elde edilir. Bu hız motorun viskoz sürtünme katsayısına, eylemsizlik sabitine ve motor üstüne etki eden yüklere bağlıdır. Hız denklemi, denklem 3.33’te verilmiştir. Bu yapı genelde Laplace dönüşümü uygulanarak model içerisine alınır.

$$T - T_{yük} = J\dot{w} + Bw \quad (3.33)$$

Asenkron motor hız kontrolünü yapabilmek için öncelikle d ve q hareketli fazlarının akım kontrollerinin yapılması gerekir. Ardından motorda sırasıyla ivme ve hız kontrolü yapılabilir. Asenkron motordaki akım kontrolleri için basit bir kontrolör yeterli olmaktadır, bu sebeple standart PI kontrolörlerin kullanılması tercih edilmiştir. Bu sebeple teorik PI kontrolör katsayıları hesaplanmıştır, teorik hesaplamalar doğrusal olmayan asenkron motor modeli üstünde yapılamaz. Dolayısıyla teorik hesaplamaların yapılabilmesi için doğrusal asenkron motor modeli Bölüm 3.4.1’de oluşturulmuştur.

Oluşturulan model üstünde öncelikle akım kontrolörler tasarlanmış, sonrasında hız kontrolörü tasarlanmıştır. Tasarlanan hız kontrolörü doğrusal olmayan modelde de test

edilmiştir ve benzer sonuçlar elde edilmiştir, bu sebeple doğrusal ve doğrusal olmayan modellerin birbirleriyle tutarlı sonuçlar verdiği görülmüştür.

3.4.1 Asenkron motorun doğrusal modeli

Asenkron motor doğrusal modelinde d ve q akımları için iki ayrı model oluşturulmuştur. Oluşturulan modeller belli kabuller altında yapılmıştır. Denklem 3.7 içerisindeki λ_{ds} ve λ_{qs} ifadeleri yerine denklem 3.11 ve 3.12'deki eşitlikler yazılmıştır, sonrasında i_{dr} ve i_{qr} yerine denklem 3.27 ve 3.28 eşitlikleri yazılmıştır. Elde edilen denklemde bazı basitleştirmeler yapılarak ve sabit i_{ds} ve $\lambda_r = L_m i_{ds}$ kabulleri altında denklem 3.34 elde edilir.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_a \frac{d}{dt} i_{qs} + L_s w_s i_{ds} \quad (3.34)$$

Denklem içerisinde geçen L_a ve L_a içerisinde geçen σ ifadeleri denklem 3.35 ve 3.36'da verilmiştir.

$$L_a = \sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.35)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (3.36)$$

Stator frekansı, denklem 3.29'daki kayma frekansı, denklem 3.37'de yerine koyularak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$w_s = w_r + \frac{R_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} \quad (3.37)$$

Denklem 3.34'ün içerisine denklem 3.37 yazılarak Laplace dönüşümü yapıldığında denklem 3.38 elde edilebilir.

$$V_{qs} = \left(R_s \frac{R_r L_s}{L_r} + L_a s \right) i_{qs} + L_s w_r i_{ds} \quad (3.38)$$

Denklemde aşağıda verilen basitleştirmeler uygulanarak i_{qs} denklem 3.39'daki gibi bulunabilir.

$$i_{qs} = \frac{K_a}{1 + s\tau_a} (V_{qs} - w_m K_b) \quad (3.39)$$

Denklem içerisinde basitleştirmek amacıyla kullanılan K_a , K_b , R_a ve τ_a terimleri aşağıda verilmiştir.

$$R_a = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \quad (3.40)$$

$$K_a = \frac{1}{R_a} \quad (3.41)$$

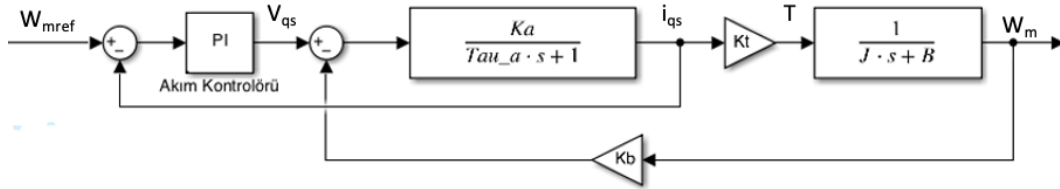
$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (3.42)$$

$$K_b = \frac{P}{2} L_s i_{ds} \quad (3.43)$$

Denklem 3.24 içerisinde denklem 3.23 ifadesi yazılırsa yukarıda belirtildiği gibi sabit stator akımı kabulü altında tork aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir. K_t sabiti denklem 3.44 içerisinde görülebilir.

$$T = K_t i_{qs} = \frac{3P L_m^2}{4 L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (3.44)$$

Denklem 3.10, 3.39 ve 3.44 kullanılarak i_{qs} akımının kontrolünün yapıldığı blok diyagram elde edilebilir. Blok diyagram Şekil 3.3'te verilmiştir. Bu blok diyagram sadeleştirilip akım ve gerilim arasındaki transfer fonksiyon denklem 3.45'teki gibi bulunabilir.



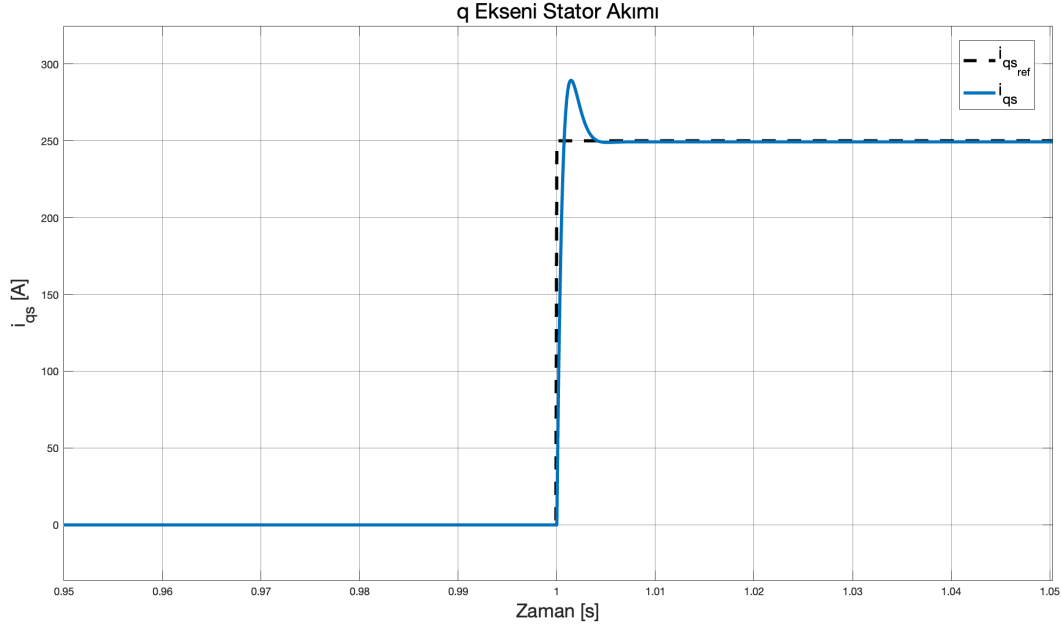
Şekil 3.3 : i_{qs} kontrolü blok diyagramı.

Transfer fonksiyon kapalı çevrim forma getirilmiştir ve kutup atama yöntemi ile istenilen performansı karşılayabilecek şekilde kontrolör tasarımı yapılmıştır. i_{qs} akımı için istenilen değere hızlıca çıkması ve hızlı bir takip yetisi beklendiği için yükselme zamanı ($T_r = 3 \text{ ms}$) performans isteri olarak belirlenmiştir. Tasarım yapabilmek için aşım değeri de performans isteri olarak tanımlanmıştır, fakat tanımlanan aşım değerini sistemin takip edip etmemesi kontrol edilmemiştir, çünkü burada sistemin yaptığı aşım anlık akım cinsinden olduğu için önemsizdir. Yükselme zamanı performans gereksinimini karşılamaktadır.

Kontrolör olarak burada PI tercih edilmiştir. Kontrolör tasarımı MATLAB üstünde bir fonksiyon yardımıyla yapılmıştır. Kapalı çevrim transfer fonksiyon PI etkisi ile üçüncü dereceye çıkmaktadır, bu sebeple istenilen yere baskın bir kutup ataması daha yapılarak kutup atama işlemi tamamlanabilir [50]. Bu durumda $K_P = 0.7271$ ve $K_I = 680.3018$ olarak elde edilmiştir. Açık çevrim transfer fonksiyon denklem 3.45'te verilmiştir.

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{K_a(Js + B)}{(Js + B)(\tau s + 1) + K_a K_b K_t} \quad (3.45)$$

Kontrolörün performansı Şekil 3.4'te gösterilmiştir.

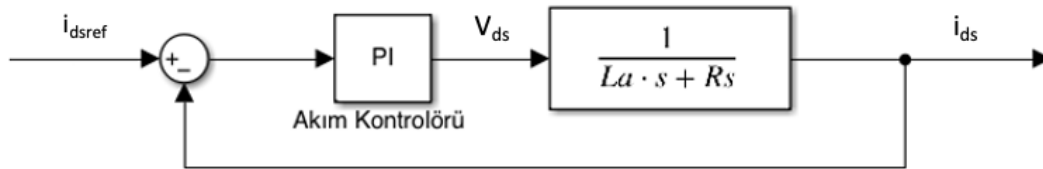


Şekil 3.4 : q eksenli stator akımı cevabı.

q eksenindeki stator akımının blok diyagramının çıkarıldığı ve kontrol yapısının oluşturulduğu aşamalar d eksenindeki stator akımı için de yapılır. Denklem 3.8 içerisinde verilen gerilim denklemi içindeki λ_{qs} ve λ_{ds} akı terimleri yerine eşitlikleri yazılır. Yukarıdaki işlemlere benzer sadeleştirmeler uygulanır ve Laplace dönüşümü yapılarak transfer fonksiyon denklem 3.46'daki gibi elde edilebilir.

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{1}{R_s + L_a s} \quad (3.46)$$

i_{qs} blok diyagramı oluşturulurken i_{ds} akımının sabit olduğu varsayımı yapılmıştı, bu sebeple i_{ds} akımının istenilen değerde kontrol edilmesi oldukça önemlidir. Bu amaçla oluşturulan blok diyagram Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



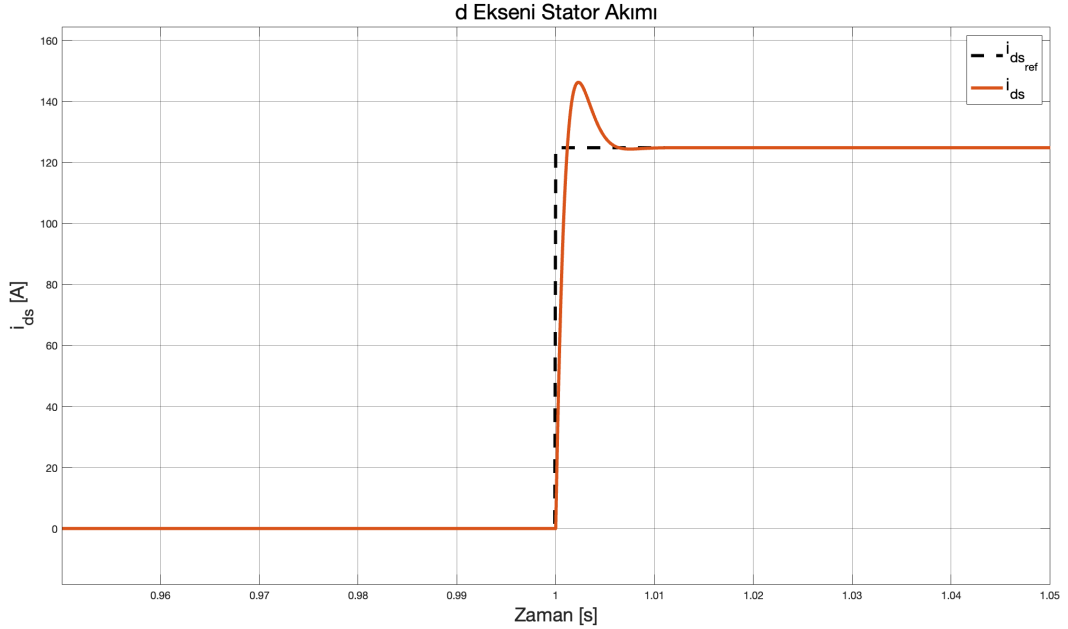
Şekil 3.5 : i_{ds} kontrolü blok diyagramı.

Elde edilen transfer fonksiyon kapalı forma getirilip benzer şekilde PI kontrolör kullanılarak kutup atama yöntemi ile kontrolör tasarımı yapılabilir. Performans isteri olarak yerleşme zamanı ($T_s = 4 \text{ ms}$) tercih edilmiştir. Benzer şekilde aşım, tasarım yapabilmek için performans gereksinimi olarak tanımlanmıştır, fakat benzer

şekilde önemsizdir. Yerleşme zamanı performans gereksiniminin oldukça altındadır. Kontrolör tasarımı için yukarıda olduğu gibi MATLAB kodları kullanılmıştır. İstenilen performansa göre $K_P = 0.4378$ ve $K_I = 278.5531$ olarak elde edilmiştir. Elde edilen kontrolör ile alınan sistem yanıtı Şekil 3.6’da verilmiştir.

i_{ds} ve i_{qs} tasarımında kullanılan MATLAB kodları Ek A’da verilmiştir.

Şekil 3.3’te kullanılan akım kontrolörün dış çevrimine hız kontrolörü eklenerek hız kontrolü doğrusal model üstünde yapılabilir. Fakat doğrusal olmayan modelde kullanılan limitleme elemanları doğrusal modelde kullanılamaz, çünkü belli parametreler doğrusal modelde kullanılmadan (modelde sadeleştirmeler yapılarak) sonuçlar alınmaktadır ve bu parametreler olmadan limitleme işlemleri yapılamaz. Dolayısıyla doğrusal modelde hız kontrolü için tasarlanan kontrolörde limitleme blokları yer almadan tasarım yapılmıştır, yani alınan sonuçlar gerçeği yansıtmamaktadır (Motorun, hız yanıtları için elde edilen sürelerde hızlanması fiziksel sebepler ve emniyet sebepleriyle mümkün değildir.). Fakat PID ve PI-PD kontrolörlerini kıyaslayabilmek ve doğrusal model ile doğrusal olmayan modelleri kıyaslayabilmek için doğrusal model üzerinde hız kontrolörü tasarlanmıştır.



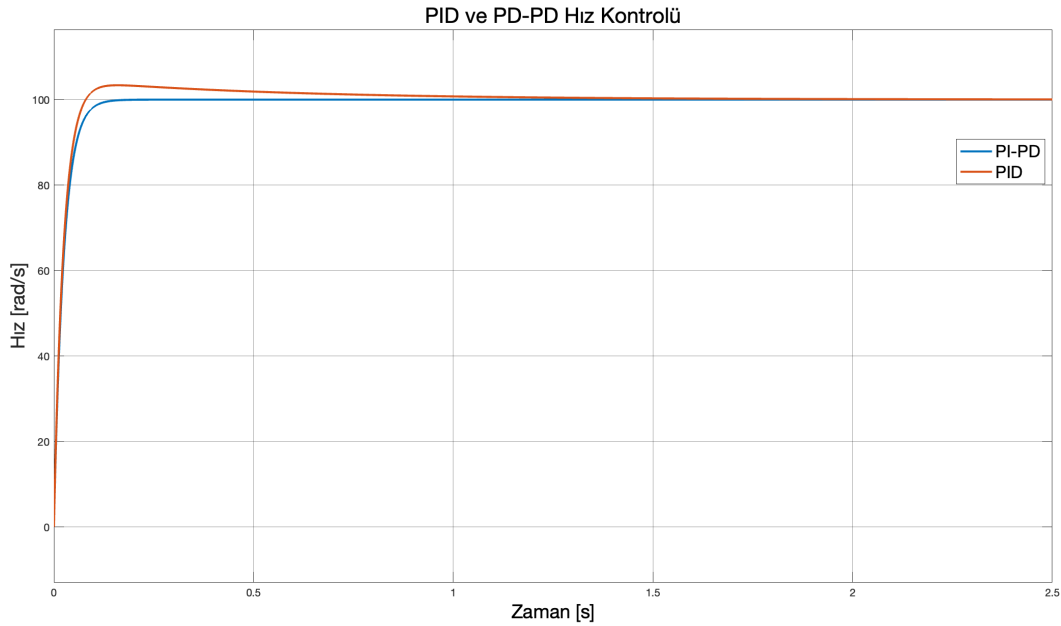
Şekil 3.6 : d eksenli stator akımı cevabı.

Doğrusal modelde hızlı bir hız kontrolör tasarımı yapabilmek için otomatik ayarlama yöntemi kullanılmıştır. Bulunan PID katsayıları denklem 3.47’de görülebilir. Tasarlanan PID kontrolör PI-PD kontrolöre Bölüm 4.3’te anlatıldığı gibi çevrilebilir. PI

kısımındaki K_P katsayısı 210.5 ve PD kısmındaki K_P katsayısı 9.5 olarak elde edilmiştir. PID ve PI-PD kontrolörlerin sistem yanıtları Şekil 3.7’de görülebilir. PI-PD kontrol yapısına geçildiğinde aşırı bir kontrol sağlandığı görülmektedir.

$$\begin{aligned} K_P &= 220 \\ K_I &= 387 \\ K_D &= 4.14 \end{aligned} \quad (3.47)$$

Doğrusal modelde limit ifadeleri kullanılmadığı için doğrusal modelde tasarlanan kontrolörlerden daha yüksek performanslı kontrolörler doğrusal olmayan modelde elde edilmiştir. Çünkü doğrusal modelde belli kabuller ve sadeleştirmeler yapıldığı için doğrusal olmayan modeli %100 yansıtamamaktadır, ayrıca doğrusal olmayan modelde sistem gereksinimleri ve konfor isterlerinden dolayı belli sınırlar uygulanır. Bu durumlar da kontrolör performansını etkilemektedir.

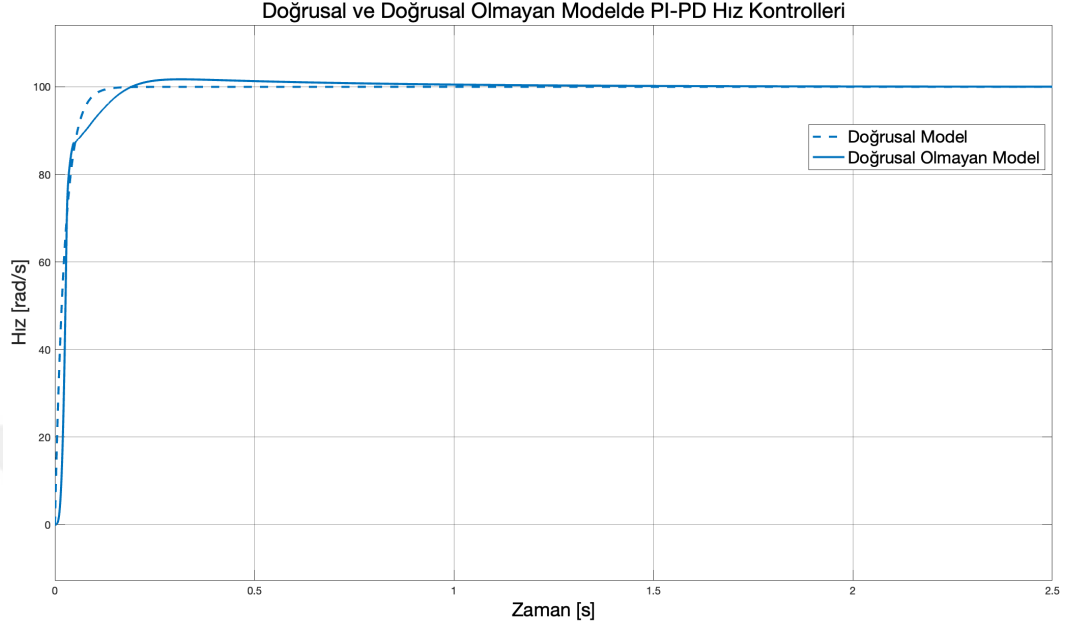


Şekil 3.7 : PID ve PI-PD hız kontrolörlerinin doğrusal modelde kıyaslanması.

Doğrusal modelde tasarlanan hız kontrolörü doğrusal model ile doğrusal olmayan modeli kıyaslayabilmek için doğrusal olmayan modelde herhangi bir limitleme olmadan kullanılmıştır ve elde edilen sistem yanıtları Şekil 3.8’de görülebilir. Doğrusal olmayan model ile alakalı detaylar Bölüm 3.4.2’de anlatılmıştır.

Doğrusal model ile doğrusal olmayan modelin aynı kontrolör ile verdikleri sistem yanıtları birbirlerine oldukça yakındır. Doğrusal modeldeki birçok basitleştirme ve varsayımlar altında doğrusal ve doğrusal olmayan model yanıtlarının bu kadar

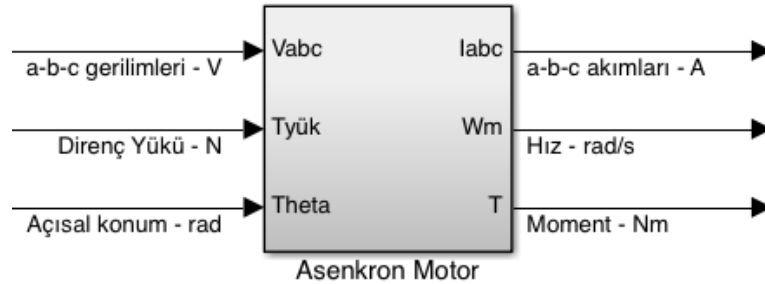
yakın sonuç vermeleri oluşturulan modellerin birbirleri arasında tutarlı olduğunu göstermektedir. Bu sebeple doğrusal modelde tasarlanan akım kontrolörleri doğrusal olmayan modelde doğrudan kullanılabilir.



Şekil 3.8 : Doğrusal ve doğrusal olmayan modellerde PI-PD hız kontrolörlerinin kıyaslanması.

3.4.2 Asenkron motorun doğrusal olmayan modeli

Bölüm 3.3 ve 3.4 içerisinde verilen denklemler yardımıyla asenkron motorun doğrusal olmayan modeli Simulink ortamında oluşturulmuştur. Tüm motor ve araç modelini içeren Simulink bloğu Ek C.1’de verilmiştir. Oluşturulan asenkron motor modeli Şekil 3.9’da verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi motorda 5 giriş ve 5 çıkış vardır, girişlerden 3 tanesi gerilim, diğerleri yük ve açısaldır. Çıkışlardan 3 tanesi akım, diğerleri hız ve momenttir.

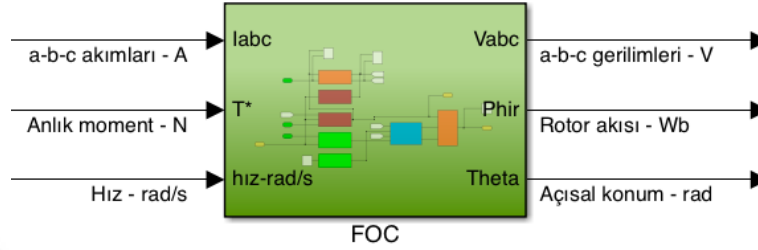


Şekil 3.9 : Asenkron motor Simulink blok diyagramı.

Bölüm 3.4.1’de tasarlanan akım kontrolörler ile doğrusal olmayan modeldeki akımlar kontrol edilmektedir. Doğrusal olmayan modelde tasarlanan kontrolör ile hız çıkışı da kontrol edilecektir. Asenkron motorda moment kontrolü yapılmayacaktır, bu sebeple

moment sadece gözlemlenecektir. Asenkron motor modeli elektriksel kısımdaki denklemleri, mekanik kısımdaki denklemleri ve Clarke ve Park dönüşümlerini içermektedir. Motor modeline giren a , b ve c fazındaki gerilimler d ve q fazındaki gerilimler olarak model içerisinde yer aldıktan sonra d ve q fazındaki akımlara çevrilirler ve tekrardan a , b ve c fazındaki akımlar olarak modelden çıkarlar.

Alan yönlendirmeli kontrol blok diyagramı Şekil 3.10'da verilmiştir.



Şekil 3.10 : FOC blok diyagramı.

FOC tıpkı asenkron motor blok diyagramı gibi 5 giriş ve 5 çıkıştan oluşmaktadır. Girişler 3 faz akım, anlık moment ve hızdan oluşurken, çıkışlar 3 faz gerilim, rotor akısı ve açısal konumdur. Buradaki 3 fazlı gerilim ve açısal konum doğrudan asenkron motor bloğuna geçmektedir. 3 fazlı akım ve hız ise asenkron motordan geri beslenmektedir. FOC blok diyagramı içerisinde Clarke ve Park dönüşümleri, akı ve akım dönüşümleri ve en önemlisi d ve q fazlarına ait akım kontrol yapıları bulunmaktadır. Akım kontrolör çıkışları sonrasında gerilimler elde edilir ve bu gerilimler motorun maksimum gerilimi ile limitlenmektedir. Bu sayede modelde gerçekçi olmayan sonuçların elde edilmemesi desteklenmiş olur.

Kontrolde kullanılan rotor akısı nominal hıza kadar sabit 0.96 Wb olarak alınmıştır. Nominal hızın üstünde ise Bölüm 3.1'de anlatılan alan zayıflatma uygulanarak motor modeline verilen akı hıza bağlı olarak düşürülmektedir.

Asenkron motor modeli içerisinde kullanılan hız rad/s olarak alınmıştır, fakat metro hızı düşünüldüğünde aracın çevrim oranı ve tekerlek çapı hesaba katılarak çizgisel hız ele alınmıştır. İncelenen hız kontrol yapılarında, hız km/sa olarak kullanılmıştır.

Metronun özellikleri Çizelge 3.1'de görülebilir. Tekerlek yarıçapı ve dişli kutusu oranı, metronun çizgisel hızında kullanılırken, diğer parametreler metroya etki eden karşı kuvvetlerin hesabında kullanılmaktadır. Karşı kuvvetlerle alakalı açıklamalar Bölüm 3.4.3'te açıklanacaktır.

Çizelge 3.1 : Metro parametreleri.

Parametre	Sembol	Değer	Birim
Ön Kesit Alanı	A_{on}	11.39	m^2
Dişli Kutusu Oranı	—	0.632	—
Motor Sayısı	—	8	—
Motorlu Dingil Sayısı	n	8	—
Aracın Boş Kütlesi	m	120000	kg
Tekerlek Yarıçapı	r	0.42	m

Asenkron motor modelinin gerçekçi olabilmesi için normalde motorda olan fiziksel limitlerin motor modelinde de olması gerekmektedir. Bu fiziksel limitler maksimum güç (270 kw motorun anlık hıza bağlı olarak üretebileceği akım belirlenmiştir.), maksimum moment (Şekil 2.3'te verilen hız tork grafiği kullanılmıştır. Tork ve anlık hıza bağlı olarak motorun üretebileceği akım belirlenmiştir.) ve maksimum gerilim olmak üzere asenkron motor modeline eklenmiştir. Ayrıca yolcu konforu düşünüldüğünde hızlanma ve yavaşlama ivmesi için 1.1 m/s^2 limiti modele entegre edilmiştir. Fakat ivme limitlenirken model üstünde doğrudan ivme değeri olmadığı için keskin bir limitleme yapılamamaktadır. Bu limitleme ivme ve akım arasındaki orandan faydalanılarak yapılmaktadır. Simülasyon çalışmaları için yol eğimi 0° olarak alınmıştır. Fakat parametrik belirsizlik durumlarının kıyaslandığı Bölüm 8 içerisinde farklı eğim koşulları test edilmiştir.

Araç modelinde fiziksel kayıplar (dişli kayıpları, sürtünme kayıpları gibi), tekerleklerde oluşan aşınmalar, kayma durumları gibi modelde bahsedilmeyen tüm detaylar hesaba katılmamış ve ihmal edilmiştir.

3.4.3 Karşı kuvvetlerin modellenmesi

Hareket eden tüm araçlara etki ettiği gibi karşı kuvvetler metrolara da etki eder ve metronun hareketine karşı direnç kuvveti oluştururlar. Bu oluşan etkilerin modele entegre edilmesi doğru bir model oluşturulabilmesi için oldukça önemlidir. Oluşan karşı kuvvetlerle alakalı farklı deneyler yapılmış ve teorik denklemler elde edilmiştir, bu denklemlere genel olarak Davis formülü adı verilmektedir. Denklem 3.48'de bahsedilen Davis formülü ve yol eğimi sonucunda oluşan ağırlık etkisi toplanarak araca etki eden toplam direnç kuvvetleri gösterilmiştir [14, 51].

$$F_d = a_{11}m + a_{12}n + a_2mv(t) + a_3A_{on}k_{tunel}v^2(t) + mg\sin(\alpha) \quad (3.48)$$

Denklem içerisinde verilen a_{11} , a_{12} , a_2 ve a_3 terimleri deneysel verilerle elde edilmiş katsayılardır. A_{on} , m ve n Çizelge 3.1 içerisinde verilmiştir. $v(t)$ araç hızını, g yer çekimi ivmesini, k_{tunnel} tünel sabitini ve α yol eğimini göstermektedir. Tünel sabiti genelde 1 olarak alınmaktadır [14]. Denklemden de görülebileceği üzere yol eğimi, araç kütlesi, dingil sayısı, aracın ön kesit alanı, tünel etkileri ve araç hızı arttıkça toplam etki eden direnç kuvvetleri artmaktadır.

Şekil 3.11’de, 1.1 m/s^2 ivme limiti altında ve 0° eğimli yolda aracın 80 km/sa hıza ulaşana kadar üstünde oluşan karşı kuvvetlerin değişimi görülebilir. Şekilden de görülebileceği gibi araç harekete başladığı anda karşı kuvvetlerde anlık bir artış olmaktadır, bu artış sabit terimlerden kaynaklanmaktadır. Hareket devam ederken araç hızı artarken karşı kuvvetler hıza bağlı olarak artmaktadır. Araç hızı sabitlendikten sonra karşı kuvvetler de sabit kalmaktadır.



Şekil 3.11 : Karşı kuvvetlerin artan hıza göre değişimi.

4. PID VE PI-PD KONTROLÖR TASARIMI

4.1 Giriş

PID uzun yıllardır neredeyse endüstrinin her alanında sistemlerin kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılan kontrol yöntemidir. Bu kadar yaygın olmasının başlıca sebepleri kolay adapte edilebilmesi, farklı sistemlere uyum sağlayabilmesi, sezgisel olması, hızlı tasarım yapılabilmesi ve basit bir yöntem olmasıdır [21].

PID kontrolör getirdiği avantajlarının yanı sıra bazı dezavantajlara da sahiptir. Asenkron motor doğrusal olmayan modeli gibi karmaşık ve doğrusal olmayan modellerde PID istenilen sistem performansları açısından yeterli olmayabilir. Ayrıca parametrik belirsizlikler modele yansıtıldığında dayanıklı bir yapıya sahip olmadığı için istenilen kontrol yapısı sağlanamayabilir.

Asenkron motorun doğrusal olmayan modeli düşünüldüğünde PID katsayılarını kolayca elde etmek mümkün değildir. Çünkü bu tarz karmaşık ve doğrusal olmayan modellerde Ziegler-Nichols veya standart otomatik ayar (auto tune) yöntemleri kullanılamaz. Bu sebeple PID katsayılarını elde edebilmek için optimizasyon yöntemleri kullanılabilir. Bu çalışma kapsamında büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yöntemi kullanılmıştır.

PID kontrolör tasarımlarında integral sarmalı (integral wind-up) karşımıza çıkan yaygın problemlerden biridir. İntegral sarmalı, integral işlemi yapılırken alınan sonuçların zamanla birikerek sistem yanıtını kararsızlığa götürmesidir. İntegral sarmalı problemini önlemenin çeşitli yolları mevcuttur, model üstünde hız kontrol blokları sonrasında satürasyon blokları bulunmaktadır, bu durumdan faydalanabilmek için satürasyon kullanarak integral sarmalını önleme yöntemleri model üstünde tercih edilmiştir [52]. Özetle satürasyon bloğu öncesi ve sonrasında sinyaller alınır, birbirinden çıkartılır ve integral yapısına geri beslenir. Kontrol işareti satürasyona giriyorsa geri beslenen sinyalin etkisiyle I kontrolör ayağında küçültücü bir etki

yapar, eğer satürasyona girmiyorsa yapılan çıkartma işleminin geriye bir etkisi yoktur. Geriye besleme yapılırken belli bir ölçekleme katsayısı ile çarpılarak integral bloğuna eklenmiştir. Bu ölçekleme katsayısı aşağıda açıklanan BBBC yöntemi ile optimize edilmiştir.

4.2 Büyük Patlama Büyük Çöküş Optimizasyon Yöntemi

Büyük patlama büyük çöküş (BBBC) optimizasyon yöntemi 2006 yılında Osman Kaan Erol ve İbrahim Eksin tarafından ortaya atılmıştır. Çalışma prensibi optimizasyon yönteminin isminde geçen ve evrenin dayandığı teori olan büyük patlama büyük çöküş teorisine dayanmaktadır [53, 54].

Büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yönteminin en önemli avantajları, düşük yakınsama hızı ve düşük hesaplama zamanıdır. Bu sayede diğer optimizasyon yöntemleri ile kıyaslandığında hızlı bir çözüm sunmaktadır. Çalışma prensibine bakıldığında ilk faz olan büyük patlama fazında rastgele başlangıç değerleri oluşturulur. Büyük patlama fazı ilk başta genetik algoritma optimizasyon yönteminin başlangıcına benzer. BBBC yönteminde aday çözümler tüm arama uzayı içerisine yayılır. İkinci faz ise büyük çöküş fazıdır, bu faz ile birlikte çıkış değerine ulaşılmaya çalışılır. Çıkış değerine, kütle merkezi (x^c) ismi de verilir [53].

İki faz sonlandıktan sonra tekrardan büyük patlama aşaması için yeni üyeler oluşturulur. İlk başta işleme rastgele alınan noktalarla başlandığı için kütle merkezi çevresinde yakınsamak bazen zordur, bu sebeple iterasyon sayısını arttırmak iyi bir yakınsama yapabilmek için önemlidir. Fakat BBBC yönteminin çalışma prensibi gereği iterasyonlar ilerledikçe bile optimal alandan uzakta yeni noktalar elde edilebilir. Bu sayede arama uzayı içerisinde optimal sonuçtan uzaklaşılsa bile tekrardan optimal sonuca doğru yakınsama yapılabilir. Oluşturulan yeni noktalar denklem 4.1 ile gösterilmiştir. Denklem içerisinde geçen l parametre üst limitini, r rastgele gelen sayıyı, k iterasyon sayısını ve x^{yeni} yeni noktayı göstermektedir [53, 55].

$$x^{yeni} = x^c + \frac{lr}{k} \quad (4.1)$$

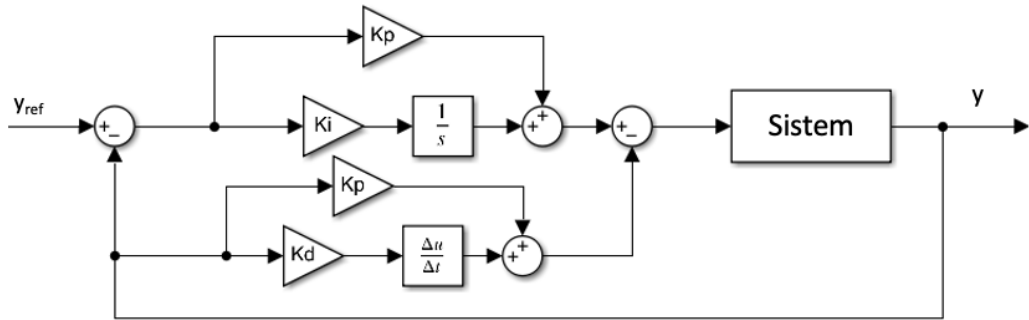
Yerel optimum noktası fazla olan sistemlerde küresel optimum noktasına yakınsamak bazen uzun sürebilir, bu tarz optimizasyon süreçlerinde yukarıda anlatılan rastgele nokta atama özelliği sayesinde BBBC kullanımı çok hızlı sonuç verebilmektedir.

Çalışma kapsamında BBBC yöntemi kullanılarak PID kontrolörde K_P , K_I ve K_D katsayıları, bulanık mantıkta ölçekleme katsayıları ve SMC’de kontrolör katsayıları elde edilmiş ve optimize edilmiştir. Bu amaçla MATLAB üzerinde yazılan kodlardan faydalanılmıştır. Yapılan tüm optimizasyon aşamalarında iterasyon sayısı ve popülasyon büyüklüğü 30 olarak alınmıştır.

4.3 PID Kontrolörden PI-PD Kontrolöre Geçiş

Asenkron motorun doğrusal olmayan modelinde hız kontrolü için PID kontrolör tasarımı yapılmıştır. PID katsayıları BBBC optimizasyon yöntemi ile elde edilmiştir. En uygun PID katsayılarını elde edebilmek için optimizasyonda tümlenik karesel hata ölçütü (ISE) performans isteri olarak kullanılmıştır. Optimizasyon sonucunda aşısız bir PID kontrolör yapısı elde edilmiştir.

Tasarlanan PID kontrolörden PI-PD kontrolör yapısına geçilmiştir. PI-PD kontrol yapısına geçilmesinin sebebi, PID kontrolörden gelen sıfırların etkisini azaltmak ve oluşabilecek türev tekmesi (derivative kick) gibi problemlerin önüne geçebilmektir. PI-PD kontrol yapısında PI kontrol sürecini yürütür ve PD ise kararsız transfer fonksiyonlarını kararlı bir açık döngü transfer fonksiyonuna dönüştürür. PI-PD genel blok diyagramı Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi PI yapısı doğrudan ileri yoldan beslenirken PD ise geri beslemeden beslenmektedir [56].



Şekil 4.1 : PI-PD blok diyagramı.

İstenilen kontrolör tasarımında hız kontrolü için aşım olması istenmemektedir, bu sebeple PI-PD katsayıları tıpkı PID kontrolörde olduğu gibi aşım olmayacak şekilde optimize edilmiştir. PID kontrolörden PI-PD kontrolöre geçilirken K_I ve K_D sabit tutulmuştur, K_P katsayısı ise PI ve PD kolları arasında paylaştırılarak optimizasyon yapılmıştır. Bu paylaşım yapılırken de BBBC optimizasyon yöntemi kullanılmıştır.

Teorik olarak hesaplanan veya otomatik ayarlama yöntemleriyle bulunan PID katsayıları kullanılarak yapılan kontrol sırasında PID kontrolörden PI-PD kontrolöre geçiş yapıldığında aşımli sistem yanıtından aşımşız sistem yanıtı elde edilmiştir. Fakat bu kontrolör doğrusal modelde tasarlanabildiği için doğrusal olmayan modelde kullanılmamıştır. Doğrusal olmayan modelde direkt optimizasyon ile tasarım yapıldığı için PID kontrolörde de istenen aşımşız performans sağlanabilmiştir.

PI-PD kontrol tasarımı yapılırken tıpkı PID tasarımında olduğu gibi integral sarmalı problemleri oluşmaktadır. PID kontrolör tasarımında yapıldığı gibi integral sarmalını önleyici yöntemler burada da kullanılmıştır.

4.4 Tasarım ve Simölasyon Sonuçları

Bölüm 4.2’de belirtilen büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yöntemi ile K_P , K_I ve K_D katsayıları hız kontrolü için optimize edilmiştir. Tasarlanan hız kontrol yapısı aşımşız olmalıdır ve belirlenen ivme limitlerini aşmamalıdır. Yapılan optimizasyona göre PID katsayıları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

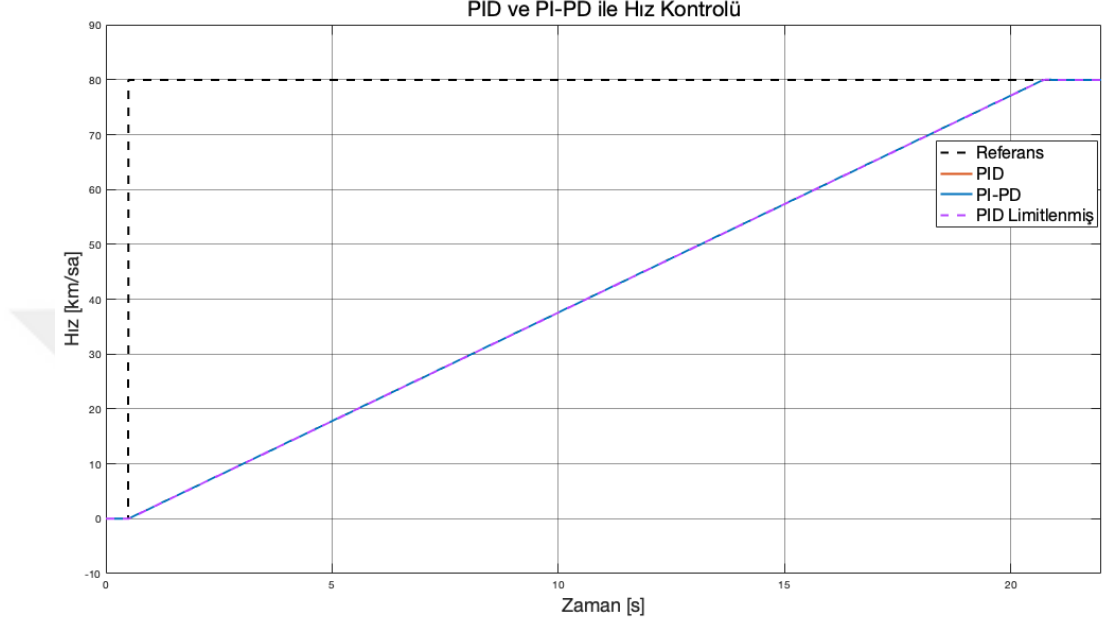
$$\begin{aligned} K_P &= 239.77 \\ K_I &= 1743.92 \\ K_D &= 3.516 \\ W_U &= 8.693 \end{aligned} \tag{4.2}$$

PI-PD tasarımını yapabilmek için K_P katsayısı PI ve PD kısımlarına aşımşız kontrol yapabilecek şekilde BBBC optimizasyon yöntemi ile ayrıştırılmıştır ve K_I ile K_D katsayıları PID kontrol yapısındaki gibi bırakılmıştır. Buna göre PI kısmındaki K_P katsayısı 0.1 ve PD kısmındaki K_P katsayısı 239.67 olarak bulunmuştur. PID ve PI-PD kontrolörler ile yapılan hız kontrolü sistem yanıtları Şekil 4.2’de verilmiştir.

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi PID ve PI-PD kontrolörlerin hız yanıtları arasında çok fazla fark görülmemiştir, bunun sebebi ise BBBC optimizasyon yöntemi ile elde edilen PID kontrolörün oldukça iyi performans göstermesidir.

Sistem tasarım performans kriteri olarak ISE kullanıldığından daha önce bahsedilmiştir, PID kontrolör ile yapılan kontrol sonucunda ISE değeri referans 80 *km/sa* hıza göre 22 saniyede 752489.8585 olarak elde edilirken, PI-PD kontrolör ile ISE 752714.168 olarak bulunmuştur. ISE performans kriterine bakıldığında

iki kontrolörün de birbirine oldukça yakın sonuç verdiği görülmektedir. PI-PD kontrolörde ISE değerinin daha yüksek çıkmasının sebebi Şekil 4.3'te görüldüğü gibi PID yanıtındaki anlık yükselmedir. PI-PD kontrolör ile elde edilen ivme kontrolündeki anlık aşım değeri daha azdır, bu sebeple PI-PD kontrolördeki hız davranışı daha yumuşak olmaktadır.

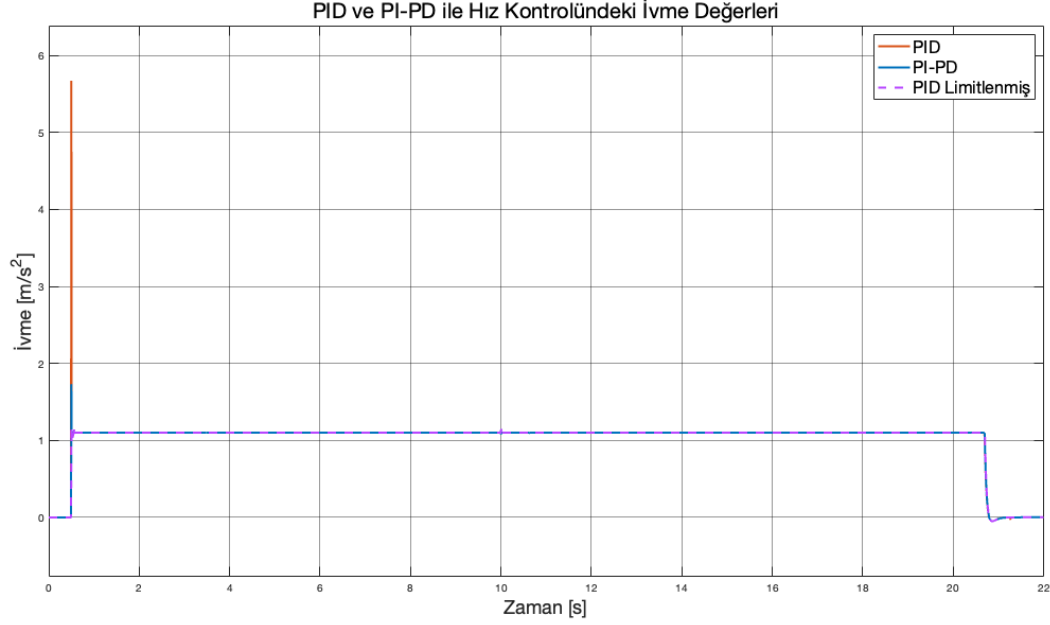


Şekil 4.2 : PID ve PI-PD hız yanıtları.

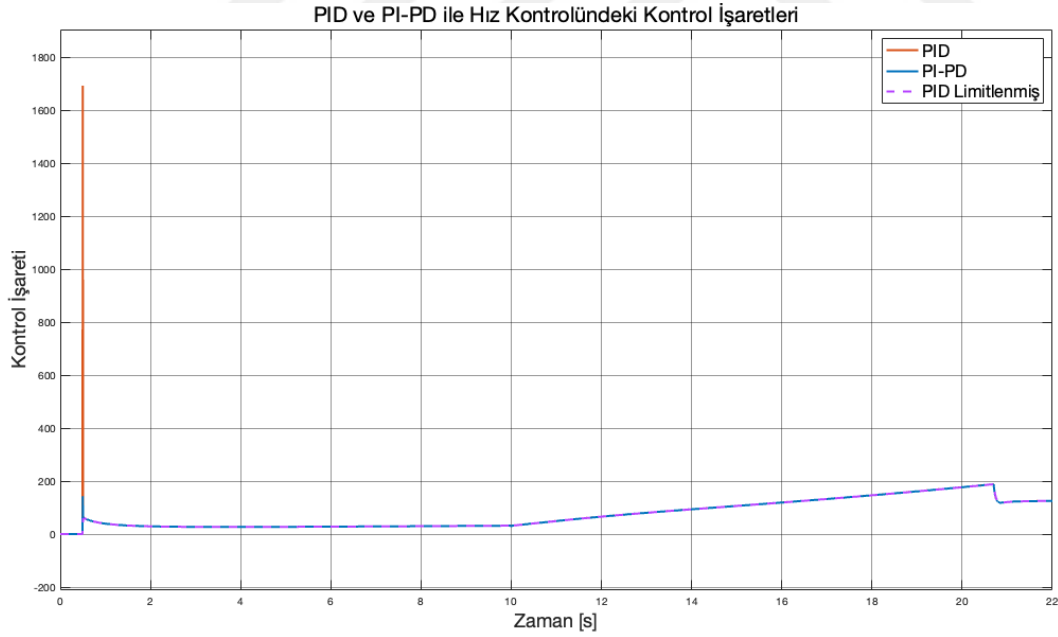
PID ve PI-PD ile yapılan hız kontrolleri sonucunda elde edilen yanıtlar aşısızdır (% 0.04). Yerleşme zamanları ise PID kontrolde 20.167 s, PI-PD kontrolde 20.169 s olarak elde edilmiştir. Yerleşme zamanı ve aşım kıyaslamaları sonucunda da alınan hız yanıtlarının çok benzer olduğu görülmektedir.

Şekil 4.3'te görüldüğü gibi PID kontrolde ivmenin yaptığı anlık aşım 5.67 m/s^2 , PD-PD kontrolde ise 1.73 m/s^2 olarak elde edilmiştir. PID ve PI-PD kontrolörler ile elde edilen kontrol işaretleri Şekil 4.4'te görülebilir. İvme yanıtlarında olduğu gibi PI-PD kontrolör ile elde edilen kontrol işareti PID kontrolöre göre oldukça düşük seviyededir. Kontrolörler ile anlık olarak çok yüksek kontrol işaretleri görülmektedir, fakat bu durum uygulamaya geçildiğinde filtreler ile kolayca önlenabilmektedir. Bu duruma örnek olması amacıyla kontrol işaretinin sisteme girdiği kısımda bir limitleme çalışması yapılmıştır. Bu limitleme ile motorun kalkış anındaki oluşan yüksek kontrol işareti engellenmiştir. Limitleme değeri dinamik şekilde değişmektedir, çünkü motorun kalkış anında limitlenen kontrol işareti değeri motor hızlandıkça motor için normal değerler haline gelmektedir. PID üstünde uygulanan limitlenmiş PID hız ve

ivme yanıtları ve kontrol işareti Şekil 4.2, 4.3 ve 4.4'te görülebilir. Limitlenmiş PID ivme yanıtında ve kontrol işaretinde aşım görülmemektedir. Hız yanıtı da limitleme yapılmamış PID yanıtı ile oldukça benzerdir.



Şekil 4.3 : PID ve PI-PD hız kontrolündeki ivme değerleri.



Şekil 4.4 : PID ve PI-PD hız kontrolündeki kontrol işaretleri.

PID ve PI-PD kontrolörler ile elde edilen hız yanıtları düşünüldüğünde çok benzer sonuçların elde edildiği görülmektedir, fakat kontrol işareti ve ivme açısından düşünüldüğünde PI-PD kontrolörün sonuçları PID kontrolöre göre iyidir.

5. BULANIK KONTROLÖR TASARIMI

5.1 Giriş

Bulanık mantık, insan düşünce yapısına ve ifade şekline yakın ve klasik mantıktaki gibi keskin ifadeleri ortadan kaldıran bir yöntemdir. İnsan düşünce yapısına yakın olduğu için gündelik hayatta karşımıza çıkan ve tanımlaması zor olan ifadelerde bulanık mantık kullanarak tanım yapmak insan yapısına daha yakındır, bu sebeple de kontrol içerisinde kullanılması oldukça faydalıdır. Klasik mantıkta 0 ve 1 gibi kesin ifadeler vardır, bu sebeple bir eleman herhangi bir kümenin elemanıdır veya değildir. Fakat bulanık mantıkta bu tarz kesin tanımlar ve aitlikler yoktur. Bir eleman herhangi bir kümenin 0 ile 1 arasında belli bir oranda elemanı olabilir. [57,58].

Bulanık mantığın en büyük avantajlarından birisi model bazlı olmamasıdır, bu sebeple matematiksel modeller tam olarak bilinmiyorsa veya modelde bilinmezlikler varsa iyi bir kontrol yöntemi olabilir. Matematiksel tanımlar yerine dilsel tanımlarla modelleme yapılabilir. Aynı zamanda model veya dış etkenler kaynaklı oluşan bozucu etkilere ve değişken durumlara karşı da başarılı bir performans sergileyebilir, bu nedenle iyi bir dayanıklı kontrol yöntemidir. Bulanık mantığın yukarıda belirtilen özelliklerinden dolayı yoruma ve kullanıcı deneyimine bağlı bir yöntemdir. Ayrıca maliyeti düşük, uygulaması basit bir yöntemdir ve farklı modellere uygulanabilir [57,59].

Bulanık mantığın avantajları olduğu gibi dezavantajları da vardır. Bulanık mantıkta sistematik bir yöntem izlenerek tasarım yapılamaz, bu sebeple uzman birinin deneyim ve bilgisine ihtiyaç vardır, ayrıca üyelik fonksiyonları deneme yanılma yoluyla bulunduğu için tasarımı uzun sürebilir [60,61].

Bulanık mantıkta, bulanık kümeler üyelik fonksiyonları ile tanımlanabilir. Herbir elemanın bir kümeye olan aidiyeti üyelik derecesi olarak adlandırılabilir. Üyelik fonksiyonları genelde 0 ve 1 arasında değerler almaktadır ve μ ile gösterilmektedir. Bu sayede bulanık ifadeler belli bir oranda bir kümeye ait olabilmektedirler. X evrensel

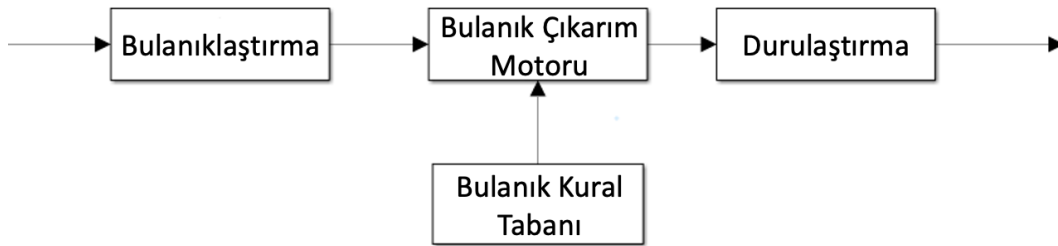
küme ve A bulanık küme olmak üzere μ_i bulanık küme içerisindeki x_i elemanlarının üyelik dereceleri olarak adlandırılırsa A bulanık kümesi denklem 5.1'deki gibi genel bir ifadeyle sembolize edilebilir.

$$A = \mu_1/x_1 + \mu_2/x_2 + \mu_3/x_3 + \dots + \mu_n/x_n \quad (5.1)$$

Bulanık mantık ifadelerini klasik mantıktaki gibi kesin değerler olarak ifade edebilmek için α kesim işlemi uygulanabilir. Bu sayede herbir üyelik değeri belli bir seviyeden kesin hale dönüştürülebilir. Bu işlem kontrol yapılarında işlem yapabilmek için çok sık kullanılmaktadır [59].

Üyelik fonksiyonları için farklı fonksiyon tipleri kullanılabilir, en sık kullanılan üyelik fonksiyon tipleri üçgen, yamuk, tekil (singleton) ve çan eğrisi formu (gaussian) olabilir. Bu çalışmada üçgen tipli üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir.

Bulanık mantık kontrol yapısı, genel olarak dört bölümden oluşur, bu bölümler bulanıklaştırma, bulanık kural tabanı, bulanık çıkarım motoru ve durulaştırma (berraklaştırma). Bulanık kontrol yapısı Şekil 5.1'de görülebilir.



Şekil 5.1 : Bulanık mantık genel yapısı.

Bulanıklaştırma (fuzzification) evresinde keskin değerler bulanık ifadelere dönüştürülürler. Bu sayede dönüştürülen giriş değerleri dilsel ifadelerle uyumlu şekilde çalışacak hale geçmiş olur. Bulanıklaştırma evresinden önce ölçeklendirme faktörleri ile giriş değerleri istenilen aralığa çekilebilir.

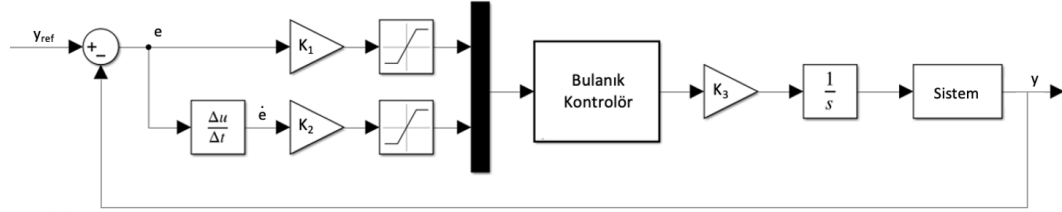
Bulanık kural tabanı, giriş ve çıkış değerleri arasında mantıksal bağlantıyı sağlayan birimdir. Bu birimde kurallar dilsel ifadelerle genelde "eğer-o halde" gibi kalıplarla ifade edilirler.

Bulanık çıkarım motoru, bulanık kural tabanındaki dilsel ilişkileri tanımlanan giriş ve çıkışları toplayıp tekil bir çıkış haline getirir. Bulanık kontrolün en önemli bölümüdür. Farklı bulanık çıkarım motorları vardır, bu motorlar genel olarak Mamdani modeli, Singleton modeli ve Takagi-Sugeno modeli olarak üçe ayrılabilir. Mamdani modelinde

eğer ve o halde kısımları bulanık ve dilseldir. Singleton modelinde eğer kısmı bulanık ve dilseldir, fakat o halde kısmı keskin sayı ile tanımlanır. Takagi-Sugeno modelinde eğer bölümü bulanık ve dilseldir, fakat o halde bölümü bulanık fonksiyon olarak tanımlanır. Çalışma kapsamında Mamdani modeli kullanılmıştır [57, 59].

Durulaştırma (defuzzification) bölümünde bulanık ifadeler tekrardan keskin ifadelere dönüştürülerek sistemde kullanılabilir hale getirilirler. Bulanıklaştırma işleminden sonra tekrardan ölçeklendirme faktörü kullanılarak çıkış değeri istenilen değere getirilebilir. Farklı durulaştırma yöntemleri mevcuttur. Ağırlık merkezi, ağırlık ortalaması, maksimum üyelik değeri ve en büyüklerin en küçüğü ve en büyüklerin en büyüğü bu yöntemlerden bazılarıdır [58, 59].

Farklı bulanık mantık kontrol tipleri vardır. Bu tiplerden en yaygın olanları PD bulanık kontrol, PI bulanık kontrol, PID bulanık kontrol ve hibrit bulanık kontroldür. Bu çalışmada PI bulanık kontrol kullanılmıştır ve genel yapısı Şekil 5.2’de verilmiştir. Şekilde görülen K_1 , K_2 ve K_3 katsayıları ölçeklendirme katsayılarıdır.



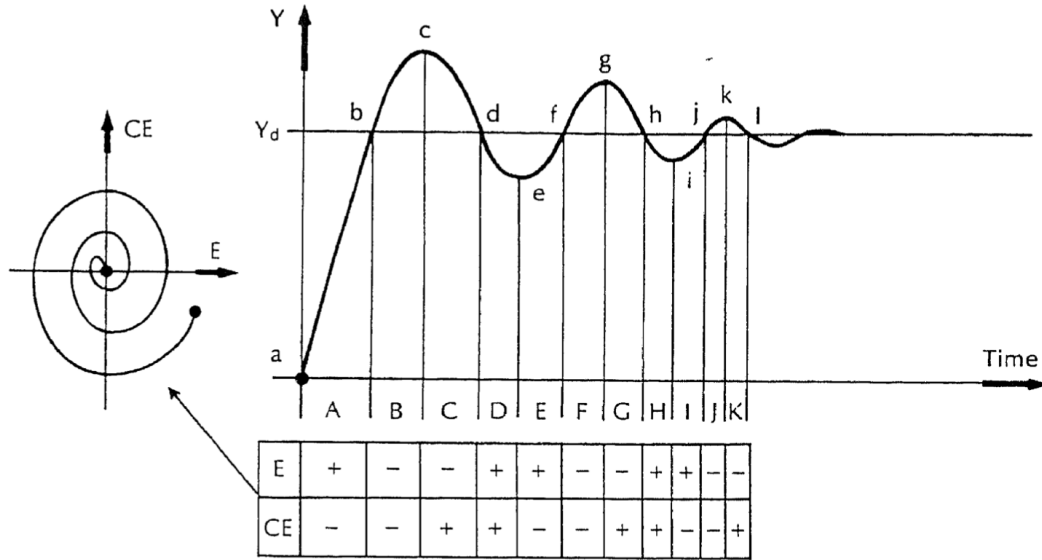
Şekil 5.2 : PI bulanık kontrol yapısı.

PI bulanık mantık kontrol yapısında hata ve hatanın türevi giriş terimleri olarak kullanılırlar ve öncelikle ölçeklendirme katsayıları ile istenilen değere getirilirler. Sonrasında bulanık kontrolör yapısının içerisinde sırasıyla bulanıklaştırma, bulanık çıkarım motoru ve durulaştırma aşamalarından geçerek çıkış ölçeklendirme katsayısı ile istenilen değere getirilmiş olur.

Bulanık modelleme kurallarının tasarımı iki farklı şekilde yapılabilir. Birincisinde matematiksel olarak denklemler elde edilir ve gerekli olan kurallar oluşturulur. İkinci yöntemde ise dilsel ifadeler yardımıyla kurallar deneyime dayalı olarak çıkarılır. Günlük hayatta bulanık mantık birçok farklı alanda kullanılmaktadır ve çoğunda sistem modeli olmadığı halde kullanıcı deneyimine dayanarak kontrol sağlanabilir. Bu sebeple bu çalışma kapsamında da buluşsal metot olarak geçen dilsel ifadeler yardımıyla bulanık kurallar elde edilecektir [22, 62].

Şekil 5.2’de görüldüğü gibi bulanık kontrolör için hata ve hatanın türevi olmak üzere iki giriş vardır, sırasıyla bu girişler E ve CE ile sembolize edilebilir. Kontrolör çıkışı ise sistemin girişidir ve CI ile sembolize edilebilir.

İkinci derece bir sistem için basamak giriş cevabı ve faz düzleminin grafikleri Şekil 5.3’te görülebilir. Bulanık kurallar bu grafikler referans alınarak oluşturulabilir.



Şekil 5.3 : İkinci derece sistem basamak cevabı ve faz düzlemi [22].

Şekil 5.3’te görülen Y_d ifadesi istenen çıkış değeri, Y ifadesi çıkış değeridir ve istenen çıkış ile çıkış arasındaki fark ($Y_d - Y$) hatayı oluşturmaktadır. Dolayısıyla $Y_d > Y$ olduğunda hata pozitif ve tam tersi olduğunda hata negatif değer almaktadır. Bu iki değer arasındaki fark azalırken hatanın türevi azalmakta ve tam tersi artarken hatanın türevi artmaktadır. Dolayısıyla Şekil 5.3’te görülen tablo için A bölgesinde Y , Y_d ’den küçüktür, bu sebeple E pozitiftir. Aynı zamanda A bölgesi için bu değer küçülmemektedir, bu sebeple CE negatiftir. Diğer bölgeler de benzer mantıkla E ve CE değerlerini almaktadır.

Bulanık kurallar sistem cevabındaki aşımı azaltmak, yükselme zamanını arttırmak üzerine kurgulanır. Elde edilen hata ve hatanın türevi değerleri bu tasarım işleminde kullanılmaktadır. Örnek olarak A bölgesindeki kural "eğer E pozitif ve CE negatirse, o halde CI pozitif olmalıdır" olarak verilebilir.

Yapılan kontrolün daha hassas yapılabilmesi için giriş ve çıkış değişkenlerinin sayıları artırılabilir, böylece daha hassas işlem yaparak daha iyi bir performans alınabilir. İki giriş için yedişer üyelik fonksiyonu kullanılırken çıkış için on bir üyelik fonksiyonu

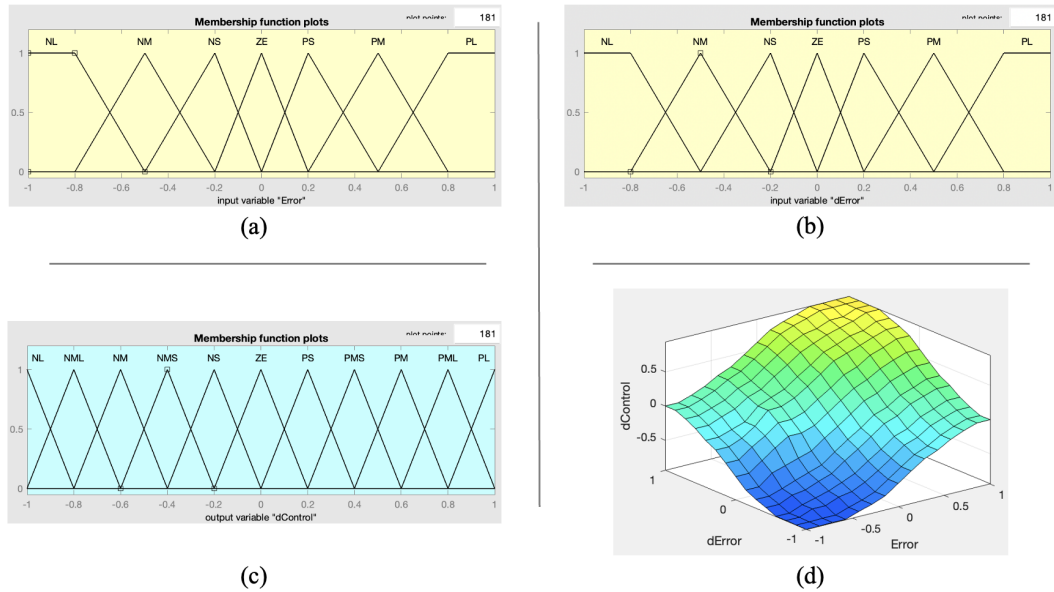
kullanılmıştır. Kullanılan giriş ve çıkış değişkenleri Çizelge 5.1’de görülebilir. Literatürde genelde ingilizce terimler kullanıldığı için burada da ingilizce ifadelerin kısaltmaları tercih edilmiştir.

Çizelge 5.1 : Bulanık giriş ve çıkış değişkenleri.

Değişken	Kısaltma	İngilizce İfadesi
Negatif Büyük	NL	Negative Large
Negatif Orta Büyük	NML	Negative Medium Large
Negatif Orta	NM	Negative Medium
Negatif Orta Küçük	NMS	Negative Medium Small
Negatif Küçük	NS	Negative Small
Sıfır	ZE	Zero
Pozitif Küçük	PS	Positive Small
Pozitif Orta Küçük	PMS	Positive Medium Small
Pozitif Orta	PM	Positive Medium
Pozitif Orta Büyük	PML	Positive Medium Large
Pozitif Büyük	PL	Positive Large

Giriş fonksiyonları için NL, NM, NS, ZE, PS, PM ve PL değişkenleri kullanılırken çıkış fonksiyonu için Çizelge 5.1’deki tüm değişkenler kullanılmıştır.

Verilen giriş ve çıkış değişkenlerinin kullanıldığı bulanık kurallar Ek B’de verilmiştir. Bulanık kontrol tasarımı için MATLAB içerisinde bulunan "Fuzzy Logic Controller" paketi kullanılmıştır. Bulanık kontrolörde tanımlanan girişler, çıkış ve giriş & çıkış yüzeyleri Şekil 5.4’te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 : Bulanık kontrol giriş & çıkış üyelik fonksiyonları ve yüzeyleri: (a) E girişi. (b) CE girişi. (c) CI çıkışı. (d) Giriş & çıkış yüzeyleri.

Bulanık kontrolde "ve metodu" olarak "min", "veya metodu" olarak "max", "çıkartım metodu" olarak "min", "birleştirme metodu" olarak "max" ve "durulaştırma metodu" olarak "çan eğrisi" kullanılmıştır.

Bulanık kontrolde, girişlerde ve çıkışta bulunan ölçeklendirme katsayıları Bölüm 4.2’de verilen BBBC yöntemi ile yapılmıştır.

Bulanık kontroldeki integral yapısından dolayı integral sarmalı problemi yaşamamak adına Bölüm 4.3’de belirtilen integral sarmalı önleme yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca integral sarmalı önleme yönteminde geriye beslenen sinyal bir katsayı ile güçlendirilmektedir, bu katsayı da BBBC yöntemi ile optimize edilmiştir.

Bulanık kontrolör girişlerinde kontrolörün daha erken çalışabilmesi için satürasyon blokları kullanılmıştır, bu sayede girişler bulanık kontrolör bandına çalışma aralığına daha erken girip bulanık kontrolörün daha hızlı işlevini yerine getirebilmesini sağlamaktadır.

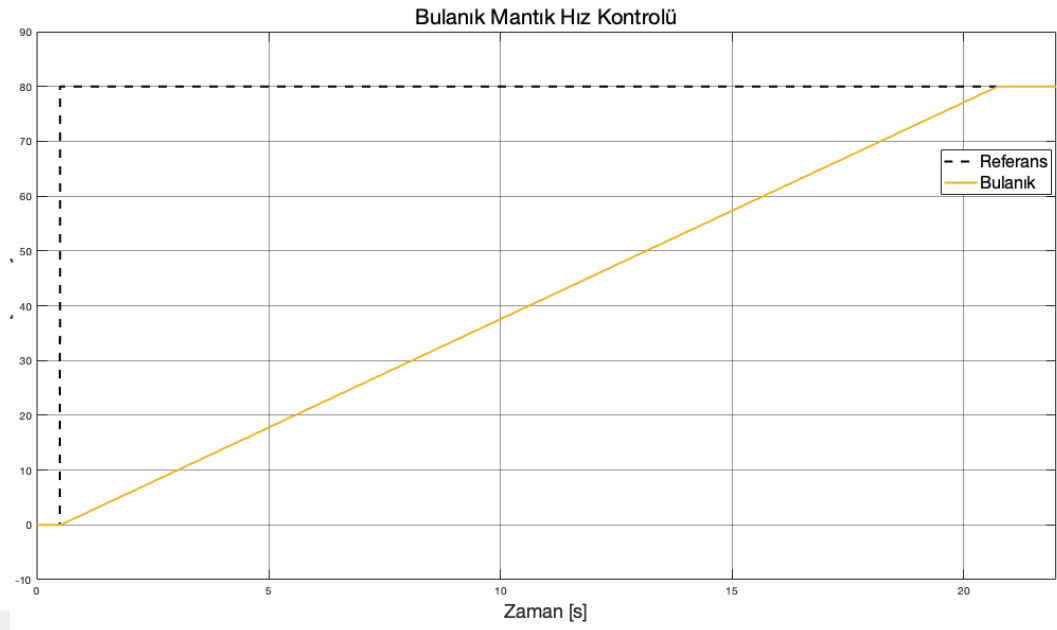
5.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları

Bölüm 5’te belirtildiği gibi bulanık kontrolör ölçeklendirme katsayıları BBBC yöntemi ile optimize edilmiştir. Bulunan değerler aşağıda görülebilir.

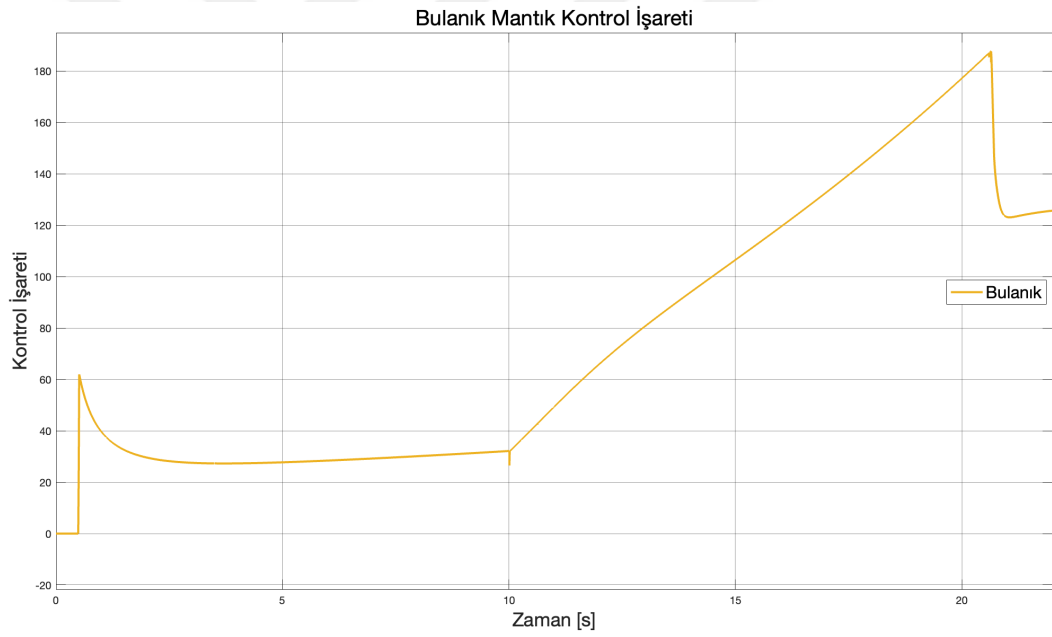
$$\begin{aligned} K_1 &= K_E = 10 \\ K_2 &= K_{CE} = 0.8 \\ K_3 &= K_{CI} = 15000 \\ K_{windup} &= 1 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Bulanık mantık ile yapılan hız kontrolü yanıtı Şekil 5.5’te görülebilir. Bulanık mantık hız kontrolünde referans 80 km/sa hıza göre elde edilen ISE değeri 753836.105’dir. Hız yanıtında herhangi bir aşım oluşmamaktadır ve sistem 19.846 s ’de oturmaktadır.

Bulanık mantık ile yapılan kontrolde, sistemdeki kontrol işareti Şekil 5.6’da görülebilir. Motorun kalkışı sırasında kontrol işaretinde anlık yükselmeler oluşmamaktadır.



Şekil 5.5 : Bulanık mantık hız yanıtı.



Şekil 5.6 : Bulanık mantık kontrol işareti.



6. KAYAN KİPLİ KONTROLÖR TASARIMI

6.1 Giriş

Kayan kipli kontrol, bir değişken yapılı kontrol çeşididir ve aynı zamanda doğrusal ve doğrusal olmayan modellerde kullanılan dayanıklı bir kontroldür. SMC'de değişken yapılı kontrol metotlarındaki gibi belirlenmiş kuralları referans olarak sistemlerin durumlarına göre kontrol işaretinde değişiklik yapılır. Yapı anlamında Lyapunov kararlılık kriterlerine göre çalışır ve doğrusal değildir, bu sebeple diğer değişken yapılı kontrol çeşitlerine göre farklıdır, bu avantajlı bir durum olarak değerlendirilebilir [63].

Kayan kipli kontrol genel olarak iki kısımdan oluşur, bu bölümler ulaşma fazı (erişme kipi, reaching mode) ve kayma fazıdır (sliding mode). Ulaşma fazı, kontrol işaretinin kayma eksenine ulaşana kadar süren evreyi ifade ederken bu geçen zamana erişme süresi denilir. Ulaşma fazı boyunca sistem dış etkilere karşı duyarlıdır, bu sebeple ulaşma fazı hızlıca geçilmeye çalışılır. Bu süreç boyunca anahtarlama elemanlarıyla sistem durumlarına istenilen hareketler yaptırılarak kayma yüzeyine çekilmeye çalışılırlar. Sistem durumları, tam olarak kayma yüzeyine çekilemeyebilir, bu tarz durumlarda istenilen kayma yüzeyi etrafında belirli bir seviyeye kadar getirilirler.

Kayma fazında ise sistem durumları orijine çekilmeye çalışılır, bu hareket bir kayma hareketi gibi düşünüldüğü için kayma fazı ismini almıştır. Faz boyunca sistem dış etkilere karşı duyarsızdır [63,64].

Kayan kipli kontrol, kayma fazındayken hata sıfıra gider ve bozuculardan, parametre değişimlerinden, model hatalarından ve modellenmemiş diğer etkilere etkilenmez. Bu sebeple dayanıklı kontrol türüdür. En önemli iki avantajından birisi dayanıklı olması ve diğer avantajı ise sistem derecesini azaltmasıdır, bu sayede sistem kontrolünü basit bir hale getirebilir. Ulaşma fazının hızlı geçilmesi gerektiği için süreyi azaltabilmek adına genlikler yükseltilir ve bu sebeple kullanılan kontrol elemanlarının

fiziksel limitlerini zorlaması en büyük dezavantajlarından biridir. En çok bilinen dezavantajı ise çatırdama (chattering) problemidir. Ulaşma fazında yapılan yüksek frekanslı anahtarlama işlemleri teorik olarak sonsuz geçişte olmalıdır, fakat kullanılan anahtarlama elemanları bu teorik çalışmayı gerçekleştiremez. Dolayısıyla kontrol işaretinde dalgalanmalar ve çatırdama problemleri oluşur [30,64].

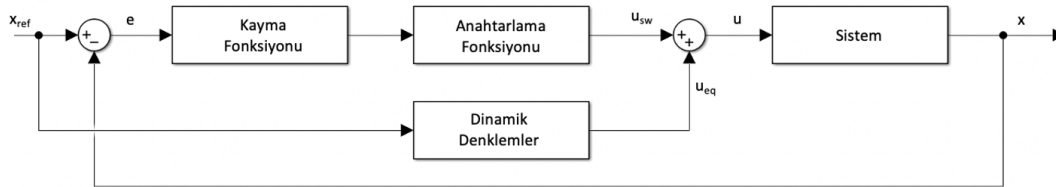
SMC'deki kontrol işareti denklem 6.1'deki gibidir. Denklem içerisindeki $u_{eq}(t)$ eşdeğer kontrol işaretini ve $u_{sw}(t)$ anahtarlama kontrol işaretini gösterir. Eşdeğer kontrol işaretinin tasarımında tüm sistem dinamikleri ve modeli bilinmelidir ve hesaba katılmalıdır, çünkü kontrol sürecince çalışmaktadır ve sürekli. Bu sebeple de esas kontrole şekil veren işarettir. Anahtarlama kontrol işareti ise ulaşma fazı boyunca çalışır, kayma fazına geçildiğinde çalışmaz, bu sebeple sürekli değildir [26,30].

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \quad (6.1)$$

Anahtarlama kontrol işareti ise denklem 6.2'de görülebilir. sgn komutundan dolayı keskin geçişler oluşmaktadır. Çatırdama probleminin en büyük sebeplerinden birisi bu keskin geçişlerdir, bu sebeple oluşan geçişlerin yumuşatılması gerekmektedir.

$$u_{sw}(t) = K sgn(S) \quad (6.2)$$

Çatırdama problemlerini azaltabilmek için literatürde çeşitli çalışmalar mevcuttur, en yaygın yöntemler satürasyon elemanlarının kullanımı, bulanık mantık ve benzeri yöntemler ile doğrusal anahtarlama türleri ve çeşitli filtreleme yöntemleridir [12,23]. Kayan kipli kontrolün genel şeması Şekil 6.1'de görülebilir.



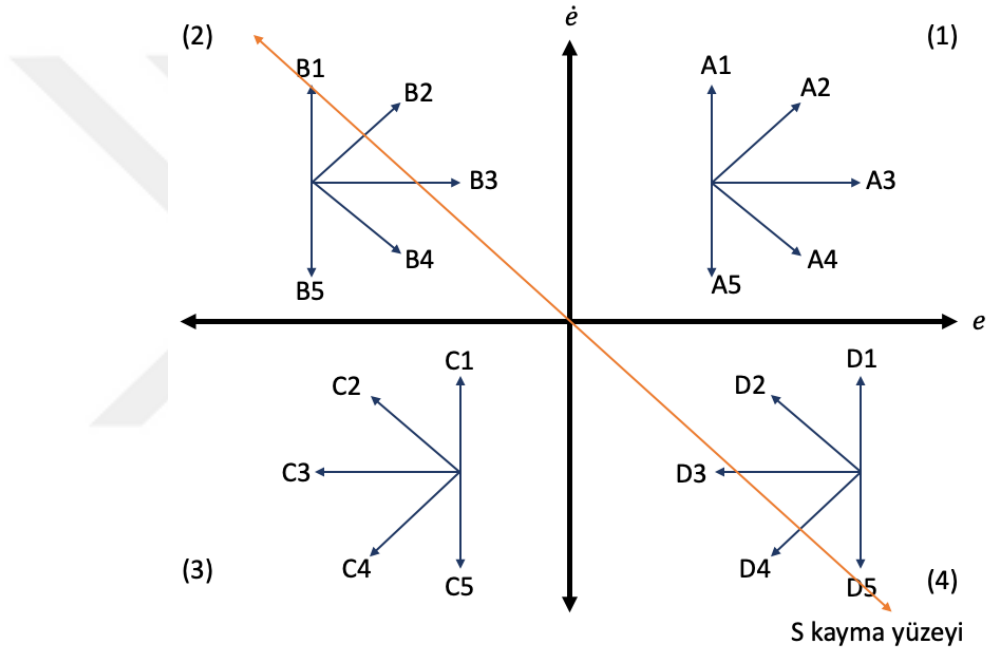
Şekil 6.1 : Kayan kipli kontrol yapısı.

SMC tasarımında öncelikle kayma yüzeyi tasarımı yapılır. Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinden oluşan doğrusal bir fonksiyondur. Doğrusal olduğu için durum değişkenleri bağımlı hale getirilir ve dolayısıyla sistem derecesi azaltılmış olur. Bu sayede SMC ile kontrol yapılırken sistem basitleştirilmiş olur. Kayma yüzeyi farklı yapılarla tasarlanabilir, denklem 6.3'te tasarlanan kayma yüzeyi yapısı görülebilir.

Denklem içerisindeki hata terimi ($e(t)$) yerine referans hız (w_r) ve anlık hız (w) farkı yazılabilir.

$$S = Ce(t) = C(w_r - w) \quad (6.3)$$

SMC tasarımında faz düzlemindeki durum değişkenlerinin hareket yapısı oldukça önemlidir. Şekil 6.2’de durum değişkenlerinin yapabileceği hareketler gösterilmiştir. (1) ve (2) numaralı bölgelerde hatanın türevi pozitif olduğu için hata artan yöndedir (A3 ve B3 yönü), benzer şekilde (3) ve (4) numaralı bölgelerde hatanın türevi negatif olduğu için hata azalan yöndedir (C3 ve D3 yönü). Hatanın türevinin artış veya azalışına göre fazlar aşağıya veya yukarıya doğru hareket edebilir.



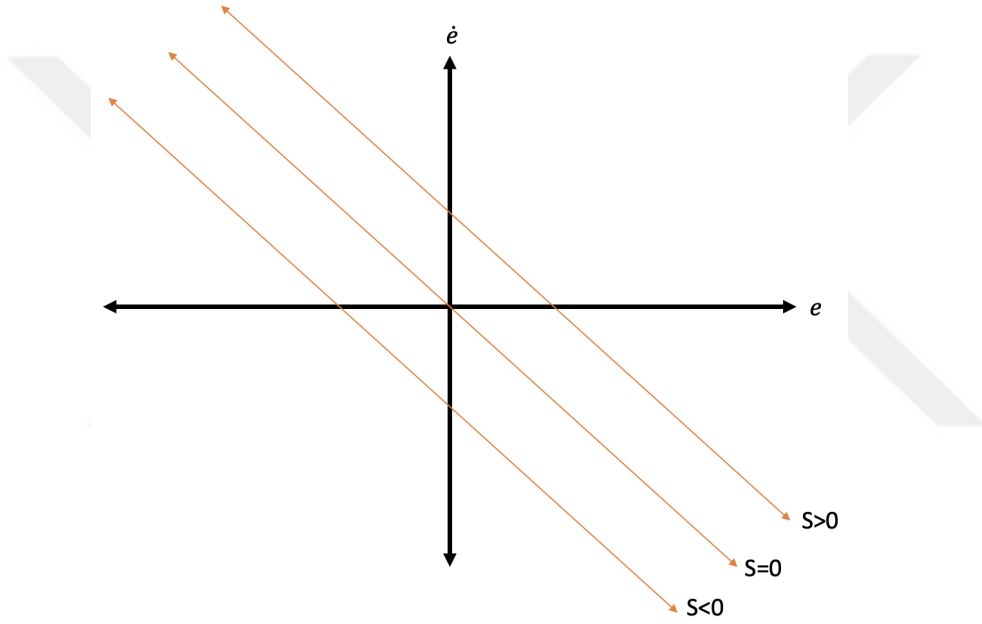
Şekil 6.2 : Durum değişkenleri hareket yönleri.

Yukarıda belirtildiği gibi kayma düzlemi her zaman başarılı bir kontrol işlemi için orijine çekilmelidir. (1) ve (3) numaralı bölgelerdeki hareketlerle kayma düzlemi orijine çekilemez, bu sebeple (2) ve (4) numaralı bölgelerde tasarım yapmak daha doğrudur. S kayma doğrusu da bu sebeple bu bölgelerde tasarlanır. Orijine doğru direkt hareketi sağlayan yönler B4 ve D2 yönleridir, fakat direkt orijine ulaşmak mümkün olmayabilir, bu durumda orijinin altından veya üstünden geçilerek C2 ve A4 yönlerinde kayma yapılır ve saat yönünde bir hareket izlenerek orijine ulaşılabilir. Bu durumda (1) ve (3) numaralı bölgelerden geçilir, bu bölgeler hızlı bir kontrol işlemi için olabildiğince hızlı geçilmelidir.

Şekil 6.2’de verilen S kayma yüzeyi SMC’ye göre Lyapunov kararlılık kriterlerini karşılamalıdır. Hareket yönlerini sağlaması için gerekli şart ve ilk kriter denklem 6.4’te verilmiştir [65].

$$S\dot{S} < 0 \Rightarrow \forall S \quad (6.4)$$

Şekil 6.3 üzerinde pozitif ve negatif taraftaki kayma yüzeyleri gösterilmiştir. Pozitif yöndeki kayma yüzeyi düşünüldüğü zaman orijine ulaşabilmesi için $\dot{S}$ ’ın negatif olması gerekmektedir, benzer şekilde negatif yöndeki kayma yüzeyinin orijine ulaşabilmesi için $\dot{S}$ ’ın pozitif olması gerekmektedir, dolayısıyla denklem 6.4 kararlılık için sağlanmak zorundadır.



Şekil 6.3 : Kayan kipli kontrol yapısı.

İkinci kriter ise sistem durumlarının orijin üstünde aşağıdaki kuralı sağlamasıdır. Bu kural sağlandığında kapalı çevrimli bir sistemin asimtotik olarak kararlı olduğu söylenebilir.

$$e = 0, \dot{e} = 0 \Rightarrow s(t) = 0 \quad (6.5)$$

Kayan kipli kontrolör tasarımında kontrol işaretleri elde edilmelidir, bu sebeple $S = 0$ ve $\dot{S} = 0$ eşitliklerinden faydalanılır.

6.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları

Hız kontrolü tasarımı yapılırken hata terimi olan $w_r - w$ ifadesinden faydalanılmıştır. Bu ifadenin türevi de $\dot{w}_r - \dot{w}$ olarak yazılabilir. Kayma yüzeyi denklem 6.3’te

belirtildiği gibi yazılmaktadır ve türevi aşağıdaki denklem 6.6'daki gibi yazılabilir. İfade içerisinde yer alan referans hız yapılan tasarım için sabit terim olduğu için sıfır olarak kabul edilebilir.

$$\dot{S} = c\dot{w}_r - c\dot{w} \quad (6.6)$$

Denklem 3.31 ve 3.33 yardımıyla $\dot{w}$ aşağıdaki gibi elde edilebilir. Elde edilen denklem $\dot{X} = f(x) + G(x)u$ genel ifadesine benzetildiğinde $f(x) = -T_L/J - (B/J)w$ ve $G(x) = K_t\lambda_r/J$ olarak bulunur.

$$\begin{aligned} J\dot{w} &= T - T_{yuk} - Bw \\ \dot{w} &= \frac{K_t\lambda_r}{J}i_{qs} - \frac{T_{yuk}}{J} - \frac{Bw}{J} \end{aligned} \quad (6.7)$$

Böylece $\dot{S} = 0$ denklemi düzenlenerek eşdeğer kontrol işareti aşağıdaki gibi elde edilebilir. $S = 0$ noktasında $sgn(S) = 0$ olduğu için $i_{qs} = i_{eq}$ olmaktadır. Referans hız ($\dot{w}_r$) değerinin sabit olduğu kabul edildiği için türev değeri sıfırdır.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -Cf(x) - CG(x)u = 0 \\ \dot{S} &= C\frac{T_L}{J} + C\frac{B}{J}w - C\frac{K_t\lambda_r}{J}i_{qs} = 0 \\ i_{qs} &= i_{eq} = (CG)^{-1}(-f(x)C) = -\frac{f(x)}{G(x)} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Genel eşdeğer kontrol işaretini elde etmek amacıyla denklem 6.1, 6.2 ve 6.8'den faydalanılabilir.

$$i = u = i_{eq} + K \operatorname{sign}(s) \quad (6.9)$$

Denklem 6.4'te verilen Lyapunov denkleminin sağlanması için aşağıda elde edilen şartın sağlanması gerekmektedir. Genel kontrol işaretinin (denklem 6.9) ve eş değer kontrol işaretinin (denklem 6.8) çıkarılışları daha önce verilmiştir. Bu denklemlerden faydalanılarak toplam kontrol işareti aşağıdaki gibi yazılabilir. $\dot{S}$ eşitliği içerisindeki u yerine bulunan toplam kontrol işareti yazılmıştır.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= C(\dot{w}_r - \dot{w}) = C(-f(x) - G(x)u) \\ \dot{S} &= C(-f(x) - G(x)(-\frac{f(x)}{G(x)} + k\operatorname{sign}(S))) \\ \dot{S} &= -CG(x)k\operatorname{sign}(S) \end{aligned} \quad (6.10)$$

Elde edilen $\dot{S}$ eşitliğinin her iki tarafı S ile çarpılıp aşağıdaki eşitsizlik elde edilebilir. $S \operatorname{sign}(S)$ ifadesi yerine $|S|$ yazılabilir.

$$S\dot{S} = -CG(x)kS \operatorname{sign}(S) = -CG(x)k|S| \leq 0 \quad (6.11)$$

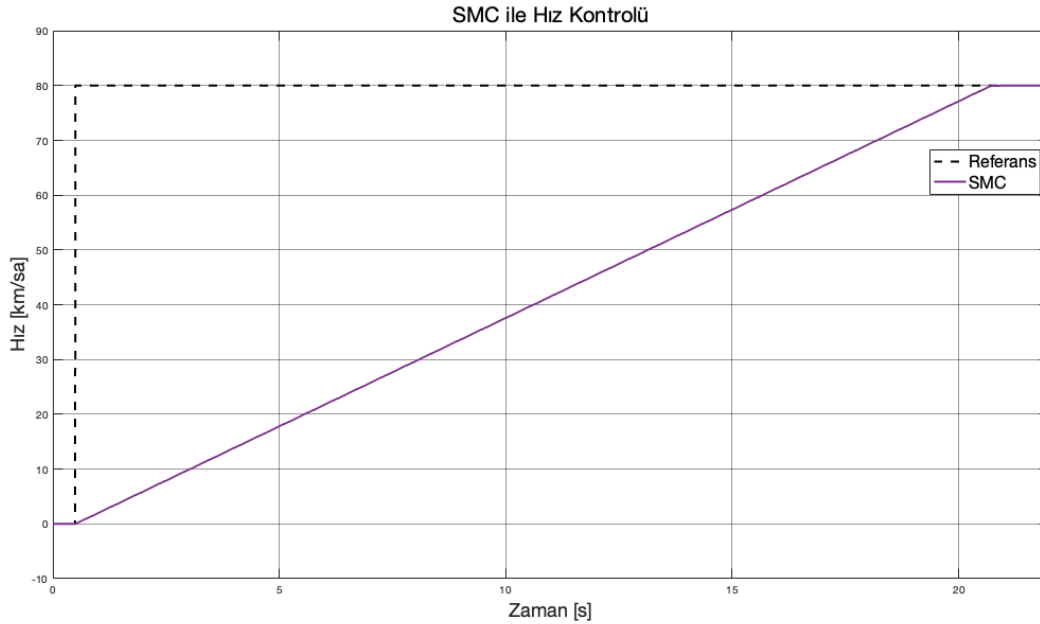
Denklem 6.11 içerisinde yer alan $|S|$ ve $G(x)$ ifadeleri her zaman pozitiftir. Bu sebeple Lyapunov eşitsizliğinin sağlanabilmesi için C ve k katsayılarının ikisinin de pozitif veya ikisinin de negatif olması gerekmektedir. Bu sayede kayma yüzeyine kararlı bir biçimde hareket sağlanmış olur.

Diğer kararlılık kriterinde ise sistem yanıtının asimtotik bir şekilde kararlı davranacağı gösterilmiş olur. Kayma yüzeyi tanımı denklem 6.3'te yapılmıştır. Bu tanıma göre $e(t)$ sıfır olduğunda S kayma yüzeyi de sıfır olmaktadır, dolayısıyla bu kriter de sağlanmaktadır.

Eşdeğer kontrol işareti formülü içerisinde yer alan C ve K katsayıları Bölüm 4.2'de anlatılan BBBC optimizasyon yöntemi ile kararlılık kriterleri de göz önüne alınarak ISE performans kriterine göre optimize edilmiştir, bulunan değerler aşağıda görülebilir.

$$\begin{aligned} C &= 1.6 \\ K &= 100 \end{aligned} \quad (6.12)$$

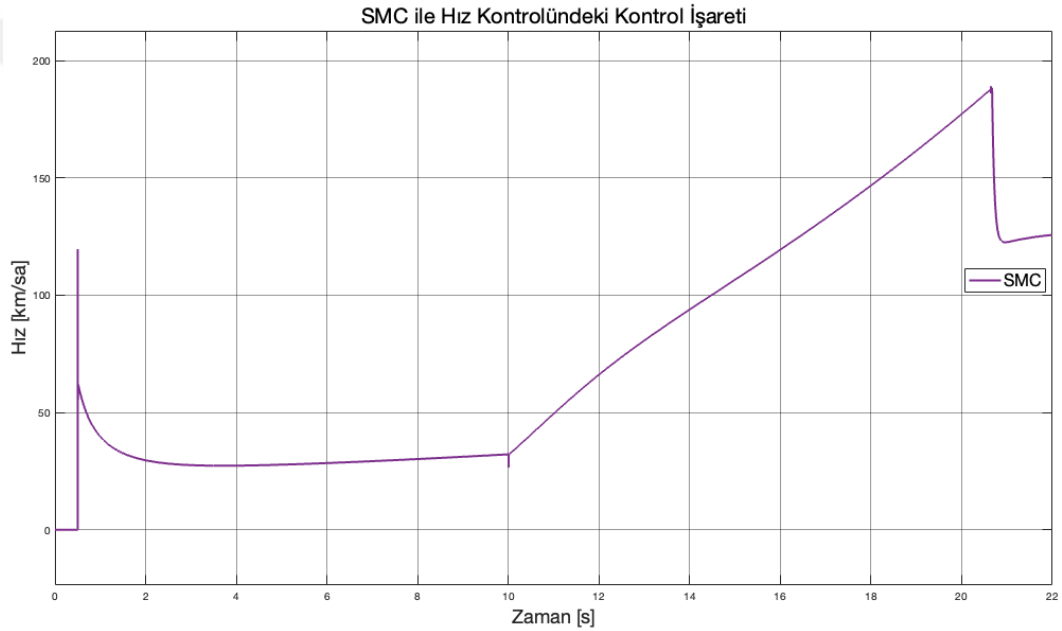
Elde edilen C ve K katsayılarına göre ISE değeri referans 80 km/sa hıza göre 752713.868 olarak elde edilmiştir. Hız kontrolü yapılan sistem cevabı Şekil 6.4'te görülebilir. Şekilden de görülebileceği üzere hız kontrolü aşırıdır (%0) ve yerleşme zamanı 19.815 s'dir.



Şekil 6.4 : SMC hız yanıtı.

SMC yöntemindeki en büyük problemlerden biri olan çatırdama problemini ile karşılaşmamak için modelde sgn bloğu yerine satürasyon bloğu kullanılmıştır.

Satürasyon bloğu kullanırken kayma yüzeyini belirlenmiş bir alanda tutmak daha rahat tasarım yapmayı sağlamaktadır. Bu sebeple ek bir ölçekleme katsayısı kullanılmıştır. δ ile gösterilen bu ölçekleme katsayısı 0.5 olarak alınmıştır. Bu terimi küçültmek daha hassas bir sonuç alınmasını sağlarken çatırdama probleminin oluşmasına yani yanıtların *sgn* terimine benzer olmasına sebep olmaktadır. Alınan sonuçlarda çatırdama olup olmadığını kontrol etmek için kontrol işareti incelenmiştir, kontrol işareti Şekil 6.5'te görülebilir. Şekilde görüldüğü gibi kontrol işaretinde osilasyon hareketi mevcut değildir, yani çatırdama problemi oluşmamaktadır. Ayrıca motorun kalkış anında kontrol işaretinde küçük bir ani yükseliş oluşmaktadır, fakat bu PID kontrol metodundaki gibi yüksek değildir.



Şekil 6.5 : SMC hız kontrolündeki kontrol işareti.



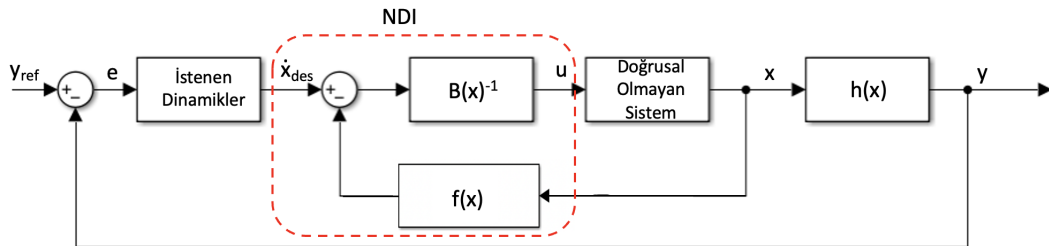
7. DOĞRUSAL OLMAYAN DİNAMİK TERSLEME TASARIMI

7.1 Giriş

Doğrusal olmayan dinamik tersleme (NDI), geri besleme doğrusallaştırma (feedback linearization) kontrol yöntemlerinden biridir. Geri besleme doğrusallaştırma kontrol yöntemleri doğrusal veya doğrusal olmayan tipte olabilir, genel olarak doğrusal olmayan sistem yapılarını doğrusal hale getirirler. NDI'da bu amaca hizmet eden doğrusal olmayan bir yapı içerir ve doğrusal olmayan bir sistemi doğrusal eşdeğeri ile yer değiştirip istenilen forma getirir. Aynı zamanda doğrusal olmayan davranışını koruyarak incelenmesine olanak tanır. Bu sebeple sistem cevabını doğrusal hale getirir ve karmaşıklığı azaltır.

NDI, sistemin tüm çalışma aralığı boyunca geçerlidir, bu sebeple farklı bir destek yapıya ihtiyaç duymaz. Yapı olarak oldukça basittir ve istenilen çalışma dinamiklerini çok iyi takip eder. Farklı kontrol yöntemleri gibi kazanç ayarlama ihtiyacı gibi ek bir işlem olmadan kontrol süreci tamamlanabilir [32, 35, 66].

NDI genelde yüksek dereceli sistemlerde tercih edilir. Çünkü sistem yapısını basitleştirerek çözüm olanağı sunduğu için kolay ve hızlı bir tasarım imkanı verir. NDI'nın en büyük dezavantajı ise yüksek model bağımlılığıdır. Bu sebeple kontrol edilen sistemdeki model hataları istenilen kontrolör performansını olumsuz etkiler. Genel model yapısı Şekil 7.1'de gösterilmiştir [34, 36].



Şekil 7.1 : Doğrusal olmayan dinamik tersleme yapısı.

İdeal şartlar altında NDI tasarımı yapılırken istenen dinamiklerde kontrol sağlanabilir. Fakat uygulama yapılırken modellenemeyen dinamikler, model hataları, bozucu

etkileri, parametrik belirsizlikler gibi etkenlerden dolayı istenilen dinamikler tam olarak takip edilemeyebilir. Bu sebeple de NDI dayanıklılığı çok iyi değildir. Bu problemi çözebilmek için NDI ile birlikte dış döngüde dayanıklılığı sağlayacak bir kontrolör kullanılabilir [32,40].

Doğrusal olmayan sistemler kabaca aşağıdaki gibi gösterilebilir. Denklem içerisinde verilen $f(x)$ sistem parametreleri, $G(x)$ kontrol etkinliği, u kontrol işareti ve x durum değişkenidir.

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \quad (7.1)$$

Kontrol işaretini elde etmek için durum değişkeni istenilen dinamik ile değiştirilir. Yani model NDI yapısı ile birlikte terslenmiş olur. Böylece denklem 7.1 aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$u = G(x)^{-1}(\dot{x}_{des} - f(x)) \quad (7.2)$$

Hız kontrolü için tasarlanan NDI kontrol yapısının detayları ve simülasyon sonuçları Bölüm 7.2’de verilmiştir.

7.2 Tasarım ve Simülasyon Sonuçları

Doğrusal olmayan dinamik tersleme yöntemi ile hız kontrolü yapılırken denklem 7.3 içerisinde geçen kontrol işareti i_{qs} , durum değişkeni ise w ’dır. Denklem 3.31 ve 3.33 yardımıyla denklem 7.1 aşağıdaki gibi elde edilebilir.

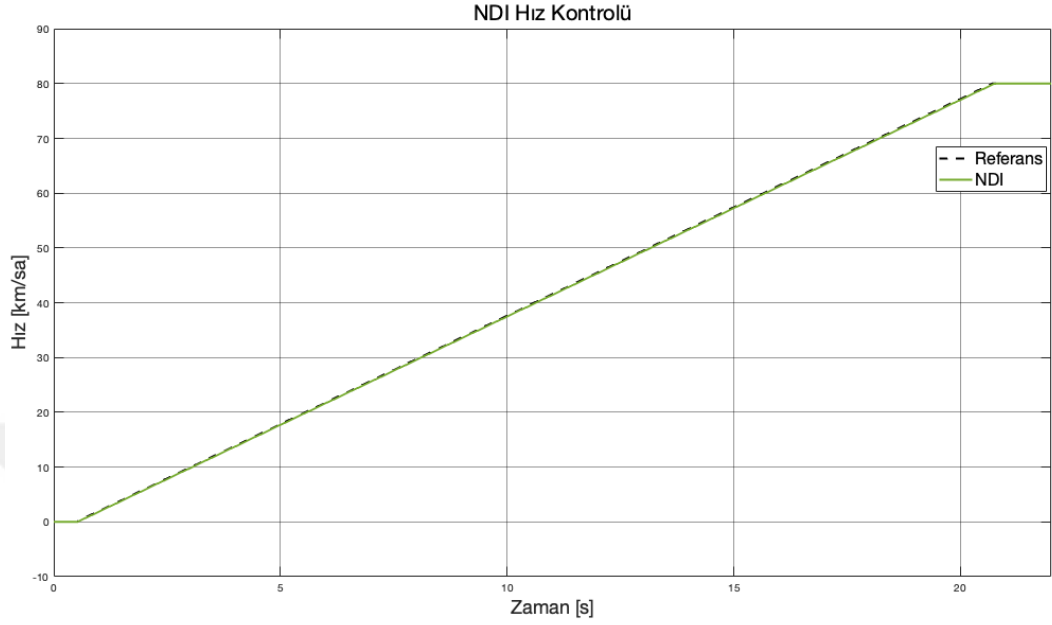
$$\dot{w} = \frac{K_t \lambda_r}{J} i_{qs} - \frac{T_{yuk}}{J} - \frac{B}{J} w \quad (7.3)$$

Denklem 7.1 ve 7.3 kullanılarak $f(x)$ ve $G(x)$ aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned} G(x)^{-1} &= \frac{J}{K_t \lambda_r} \\ f(x) &= -\frac{T_{yuk}}{J} - \frac{B}{J} w \end{aligned} \quad (7.4)$$

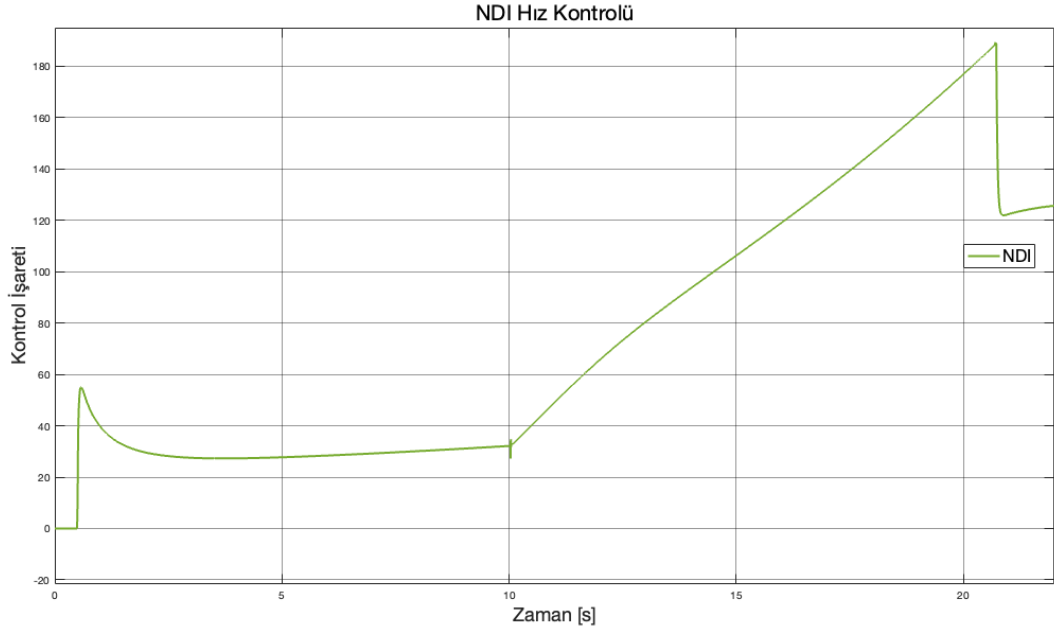
NDI ile kontrol edilen sistemin hız yanıtı ve takip edilmesi istenen sinyal Şekil 7.2’de görülebilir. Diğer kontrol yöntemlerinde giriş işareti olarak basamak giriş alınırken, NDI’da giriş işareti istenilen sinyal formunda alınır. Çünkü NDI’nın istenilen hız girişini başarılı bir şekilde takip ettiğini gösterebilmek için girişin istenilen formda olması gerekmektedir. Bu takibin başarılı bir şekilde yapıldığı Şekil 7.2’de görülebilir. Sistem yanıtının ISE değeri diğer kontrolörlerde olduğu gibi referans hız 80 km/sa

olacak şekilde 755463.400 olarak elde edilmiştir. ISE hesabında diğer kontrol metotlarında olduğu gibi basamak giriş yanıtı ile hız yanıtı arasındaki fark göz önüne alınmıştır. Sistem aşısız bir şekilde 20.085 s’de oturmaktadır.



Şekil 7.2 : NDI hız yanıtı.

Şekil 7.3’te sistemdeki kontrol işaretini görülebilir. Şekilde de görüldüğü gibi motor kalkışı anında kontrol işaretinde anlık yükselmeler oluşmamaktadır.



Şekil 7.3 : NDI kontrol işareti.



8. SİMÜLASYON SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

Bu çalışma kapsamında bir asenkron motorun dolaylı vektörel kontrol yapısı ile doğrusal olmayan modelinin kullanıldığı metro uygulamasındaki hız yanıtları PID, PI-PD, bulanık mantık, SMC ve NDI yöntemleriyle elde edilmiştir. Hız kontrolünün iç döngüsünde asenkron motorun doğrusal modelinde tasarlanan PI akım kontrolörleri (d ve q fazları için) kullanılmıştır. Ayrıca hız kontrolü yapılırken asenkron motorun fiziksel limitleri (güç, moment, gerilim), yolcu konfor limitleri (hız, ivme) ve emniyet limitleri (hız) göz önüne alınmıştır.

Metro uygulamalarında araçtan net bir hız yanıtı istenmektedir, bu sebeple hız yanıtında aşım ve kalıcı hal hatası istenmemektedir. Farklı yöntemlerle kontrol edilen asenkron motordaki kontrolörler ISE performans kriteri, aşım, yerleşme zamanı ve kontrol işareti açısından karşılaştırılmıştır.

Ayrıca tasarlanan kontrolörler parametre belirsizliklerine ve model hatalarına karşı belirlenen kriterler ve dayanıklılık açısından da karşılaştırılmışlardır, bu sayede tasarlanan kontrolörlerin dayanıklı olup olmadıkları da gözlemlenmiştir.

8.1 Hız Kontrolü Sonuçlarının Karşılaştırılması

Beş farklı kontrol metoduyla aracın (motorun) hız kontrolü yapılmıştır. Alınan sonuçları kıyaslayabilmek için incelenen performans kriterleri (ISE, aşım, yerleşme zamanı) değerleri Çizelge 8.1'de görülebilir. Alınan hız yanıtları Şekil 8.1'de verilmiştir.

Çizelge 8.1 : Hız kontrol performans kriterleri kıyaslaması.

Kontrol Yöntemi	ISE	Aşım [%]	Yerleşme Zamanı [s]
PID	752489.859	0.04	20.067
PI-PD	752714.168	0.04	20.069
Bulanık	753871.980	-	19.846
SMC	752713.868	-	19.815
NDI	755463.400	-	20.085

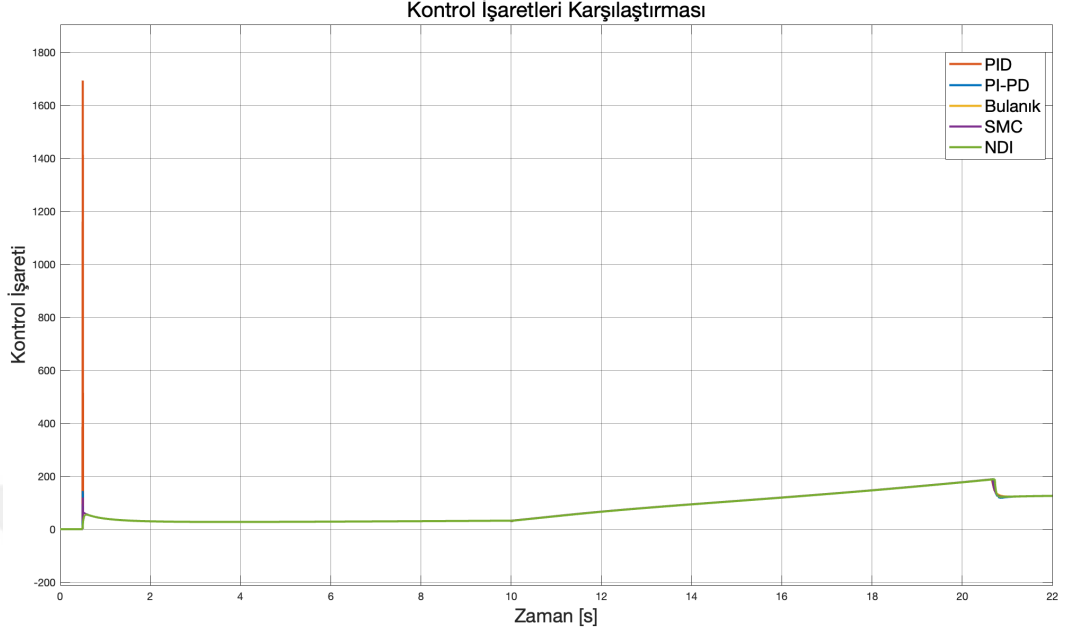


Şekil 8.1 : Beş farklı yöntem ile alınan hız kontrol yanıtları.

Nominal koşullarda tasarlanan beş farklı yöntemle yapılan hız kontrol sonuçları birbirlerine oldukça yakındır. Bunun temel sebebi asenkron motorun bağlı olduğu aracın fiziksel limitleri, asenkron motorun fiziksel limitleri ve yolcu konforunu sağlamak için eklenen limitlerdir. Kontrolörlerden bazıları normalde daha iyi bir performans verebilecekken limitlerden dolayı belirli bir seviyenin üstünde performans sağlayamamaktadır.

Özellikle tasarımda kullanılan yolcu konforu ve emniyeti amaçlarıyla eklenen 1.1 m/s^2 ivme limiti kontrolcülerin verebileceği performansı belli bir seviyede çalışma aralığı boyunca kısıtlamaktadır. Bu sebeple modelde herhangi bir parametrik belirsizlik etkisi olmadığı durumda (tamamen nominal şartlar altında) kontrolcüler arasında belirgin bir farklılık oluşmamaktadır. Bu durum Çizelge 8.1'de de görülmektedir. PID ve PI-PD kontrolcülerinde çok küçük aşım oluşmaktadır, fakat bu aşımalar kabul edilebilir ve ihmal edilebilir mertebelerdedir. Kontrolcülerin yerleşme zamanları kıyaslandığında en iyi performansa sahip olan SMC ile en kötü performansa sahip olan NDI arasındaki zaman farkı 270 ms 'dir. Bu süre metro için düşünüldüğünde oldukça kısadır. ISE değerleri açısından da kontrolörler kıyaslandığında kayda değer bir farklılık olmadığı görülmektedir. ISE değerleri basamak giriş ile hız yanıtları arasındaki farkın çalışma süresi boyunca toplanmasıyla elde edilmektedir, bu sebeple anlık değişimlerden ve model hatalarından dolayı farklılıklar oluşmaktadır. Bu anlık

değişimleri kontrolörlerin kontrol işaretlerini inceleyerek anlayabiliriz. Kontrolörlerin kontrol işaretleri Şekil 8.2’de görülebilir.

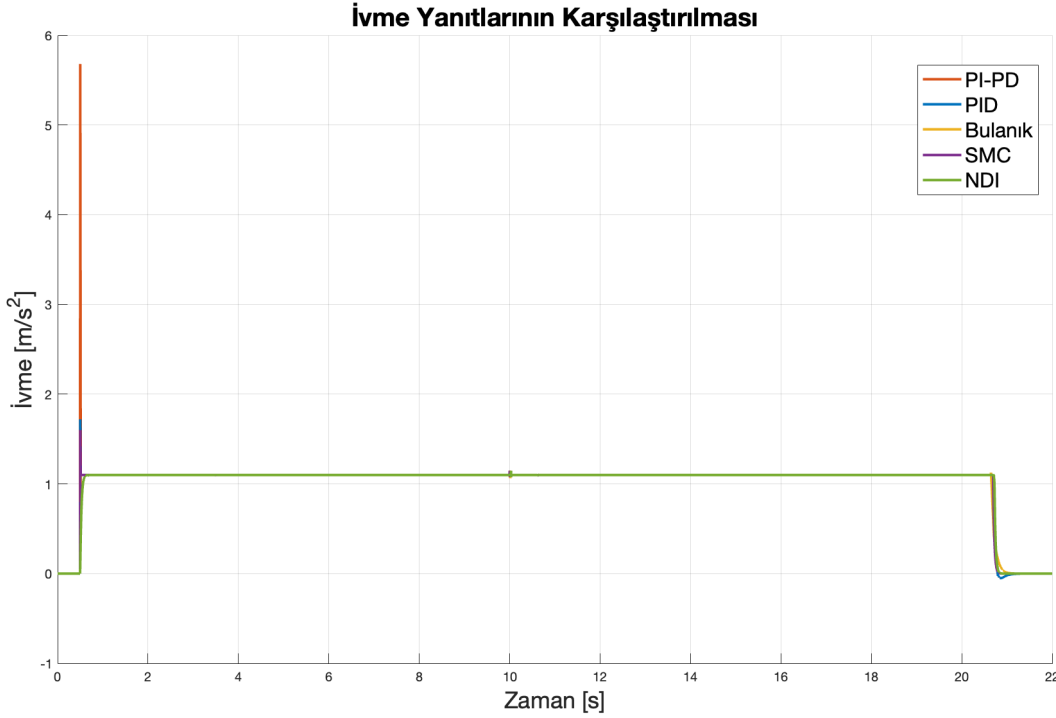


Şekil 8.2 : Beş farklı yöntem ile gözlenen kontrol işaretleri.

Bulanık mantık ve NDI kontrolcülerinde, kontrol işaretinde aracın (motorun) kalkış anında anlık bir yükselme oluşmamaktadır. Bu sebeple motorun kalkışı anında hızındaki artış daha düzgün, yavaş ve istenildiği gibi olmaktadır ve dolayısıyla ISE değerleri daha yüksektir. SMC ve PI-PD kontrolcülerde anlık oluşan yükselme çok yüksek değildir, fakat bir miktar oluşmaktadır, bu sebeple ISE değerleri birbirlerine yakındır ve bulanık mantık ve NDI’den biraz daha düşüktür. PID kontrolcüde oluşan anlık yükselme ise oldukça fazladır, dolayısıyla motor kalkışı anında hızı bir anlık da olsa ani yükselmektedir ve ISE değeri bu sebeple düşüktür. Tüm kontrolcülerin ISE değerleri birbirlerine oldukça yakındır, bu sebeple modellemeler esnasında oluşan hatalar veya diğer etkilerden dolayı bu ISE farkları oluşabilir. Dolayısıyla nominal koşullar altında kontrolcülerin ISE performansları arasında belirgi bir farklılık gözlenmemiştir.

Kontrolcülerin kontrol işaretlerinin motorun kalkışı anındaki anlık yükselme değerleri sırasıyla PID için 1693, PI-PD için 144, bulanık mantık için 60.8, SMC için 119.5 ve NDI için 55 olarak elde edilmiştir. Motorun ivme değeri ile kontrol işareti birbirlerine çok benzer davranış sergilerler bu sebeple ivmenin istenen seviyede kalması kontrolcüler açısından dikkate alındığında en iyi davranışı bulanık mantık ve NDI’nın verdiği görülmektedir.

Kontrolcülerin ivme yanıtları da Şekil 8.3'te görülebilir. İvme yanıtlarının davranışları kontrol işaretine oldukça benzerdir. Motorun kalkış anında anlık olarak PID ile 5.65 m/s^2 , PI-PD ile 2.7 m/s^2 ve SMC ile 2.5 m/s^2 ivme yanıtı alınmaktadır. Alınan bu aşım değerleri istenilen 1.1 m/s^2 ivme değerini aşmaktadır, fakat anlık olarak alındığı için gerçek bir uygulamada önlenabilir. Bulanık mantık ve NDI ile alınan yanıtlarda ise aşım olmamaktadır.



Şekil 8.3 : Beş farklı yöntem ile alınan ivme yanıtları.

8.2 Parametre Belirsizliklerine Karşı Kontrolörlerin Karşılaştırılması

Çalışılan sistemde farklı kaynaklardan dolayı parametrik belirsizlikler oluşmaktadır. Oluşan bu parametrik belirsizlikler motor, modelleme, araç ve yol durumlarından kaynaklanabilir. Tasarlanan kontrolörlerin bu parametrik belirsizliklere karşı nasıl davrandıkları, dayanıklı olup olmadıkları incelenmiştir ve birbirleriyle kıyaslanmıştır.

Asenkron motorlarda ısınma problemleri yaşandığı için motorun direnç ve endüktans değerleri çalışması boyunca %100 – 150 oranında değişmektedir. Motor kaynaklı oluşabilen en baskın parametrik belirsizlikler direnç ve endüktanslardan dolayı oluşmaktadır. Çünkü hem değişim oranları fazladır hem de model içerisindeki baskınlıkları yüksektir. Motor kaynaklı parametrik belirsizlik yaratan bir diğer baskın değişkenler ise eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvveti değerleridir.

Asenkron motor modeli doğrusal olmayan ve modelleme sırasında belli varsayımların yapıldığı bir modeldir, bu sebeple modelin kendisinden kaynaklanan belirsizlikler istenmese de oluşmaktadır. Yani model kaynaklı belirsizlikler ve hatalar oluşmaktadır. Oluşan bu belirsizlikler gerçek uygulama ile simülasyon sonuçları arasında farklılıklar oluşturacaktır. Fakat bu çalışma kapsamında model kaynaklı belirsizlikler ve varsayımlardan dolayı oluşan hatalar dikkate alınmamıştır.

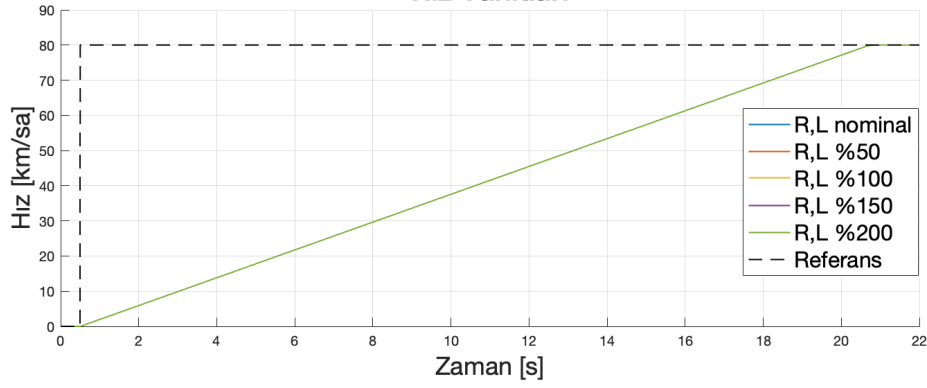
Raylı sistemlerde aracın gittiği yolun eğimi ve yoldan kaynaklı (tünel etkisi gibi) belirsizlikler de mevcuttur. Farklı eğim koşullarında motora etki eden yük ciddi oranda değişmektedir. Metro uygulamalarında genelde %5 yol eğiminin daha üstünde bir eğimle karşılaşılmaz. Benzer şekilde farklı yol koşulları araç üstüne etki eden aerodinamik kuvvetleri değiştirmektedir ve motora etki eden yük değişmektedir. Ayrıca metro gibi toplu taşıma araçları, çok fazla yolcunun seyahat edebildiği taşıtlardır, bu sebeple aracın toplam kütesinde çok büyük değişiklikler oluşmaktadır ve motor üstüne etki eden kuvvetler ciddi oranda değişmektedir. Aracın boş ağırlığı araç tam dolu olduğunda neredeyse %100 oranında artmaktadır. Belirtilen tüm bu parametrik belirsizlikler ve değişen durumlara karşı tasarlanan kontrolörlerin dayanıklı olması oldukça önemlidir. Bu sebeple tasarlanan kontrolörler yukarıda belirtilen farklı parametrelere göre kıyaslanmıştır. Çalışma kapsamında rotor ve stator direnç ve endüktanslarına, motor eylemsizlik sabitine ve motor viskoz sürtünme kuvvetine, yol eğimine ve araç ağırlığına parametrik belirsizlik eklenmiştir ve kontrolörlerin hız yanıtları incelenmiş ve birbirleriyle kıyaslanmıştır.

8.2.1 Direnç ve endüktans parametrik belirsizlikleri

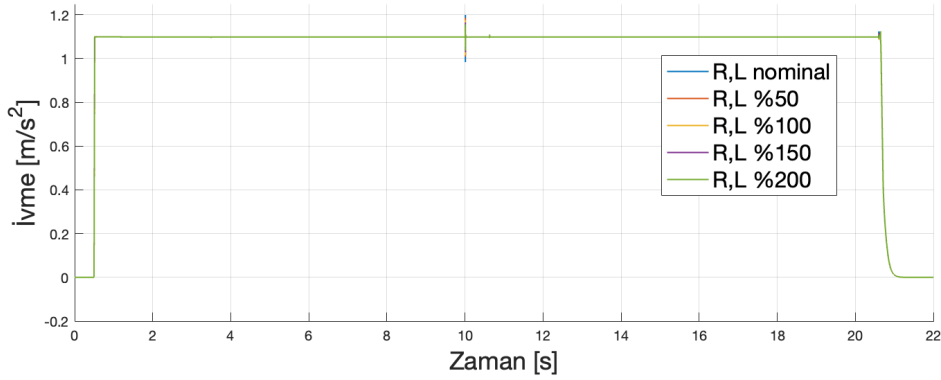
Elektrik motorlarının yapısında direnç ve endüktanslar önemli bir yer tutmaktadır, dolayısıyla üstlerinde oluşan değişiklikler elektrik motoru modelinde önemli farklılıklar oluşturmaktadır. Elektrik motorları, çalışmaları sırasında oluşan enerjinin ısıya dönüşmesinden dolayı ısınmaktadır ve bu sıcaklık artışı özellikle motorun direnç değerlerinde ciddi değişikliklere sebep olmaktadır. Literatüre bakıldığında direnç değerlerinde %100 – 150’lik artışlar normal artışlar olarak değerlendirilmektedir. Tez kapsamında direnç ve endüktans üzerindeki parametrik belirsizlikleri incelemek amacıyla direnç ve endüktans değerleri nominal halden %200’lük artış haline kadar incelenmiştir. Simülasyon sonuçları Şekil 8.4, 8.5, 8.6, 8.7 ve 8.8’de görülebilir.

Bulanık - R ve L Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları



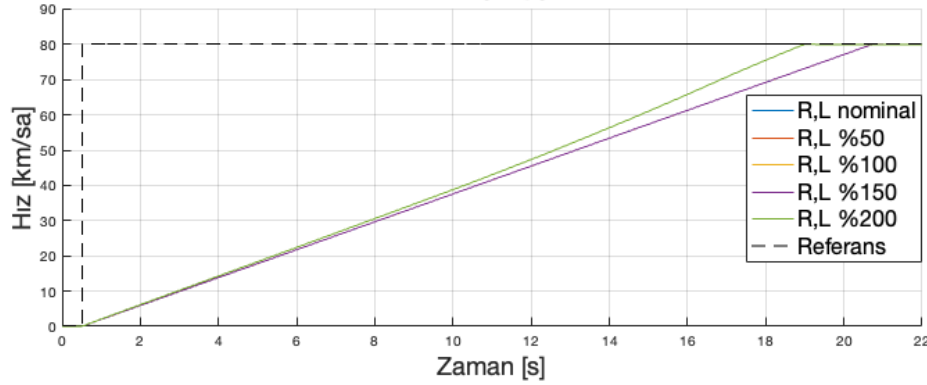
İvme Yanıtları



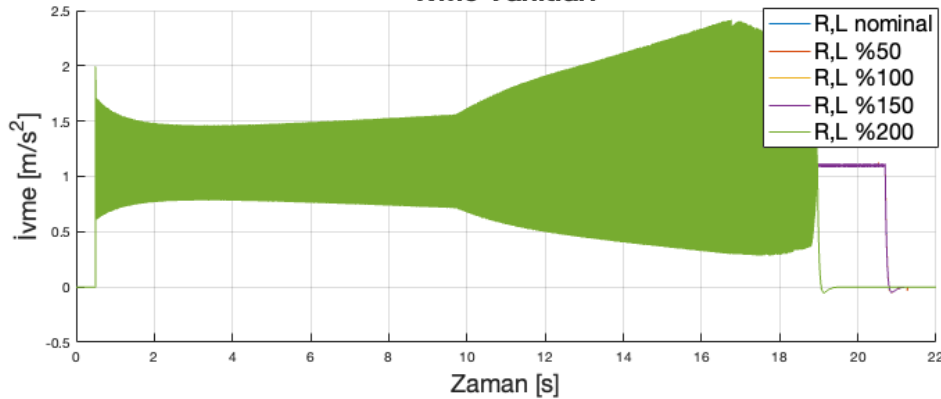
Şekil 8.4 : Bulanık mantık R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

PI-PD - R ve L Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları

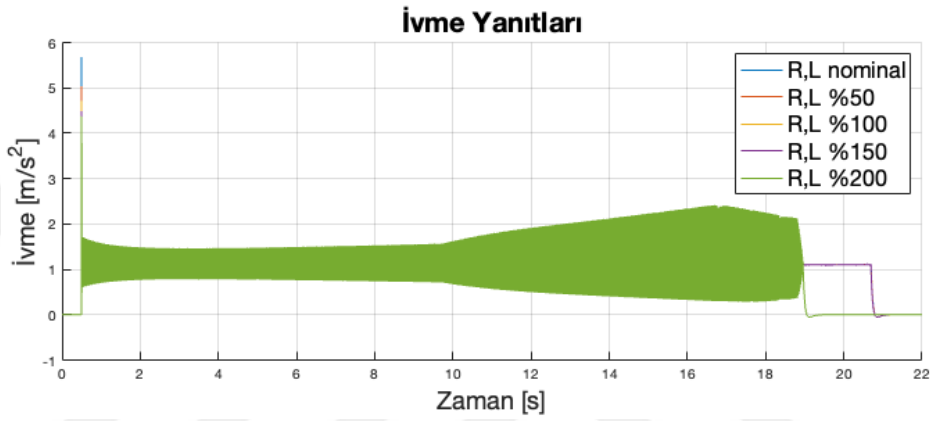
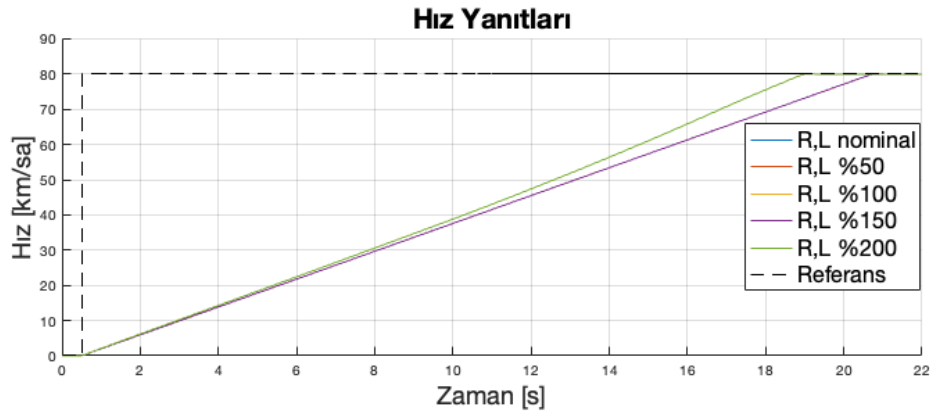


İvme Yanıtları



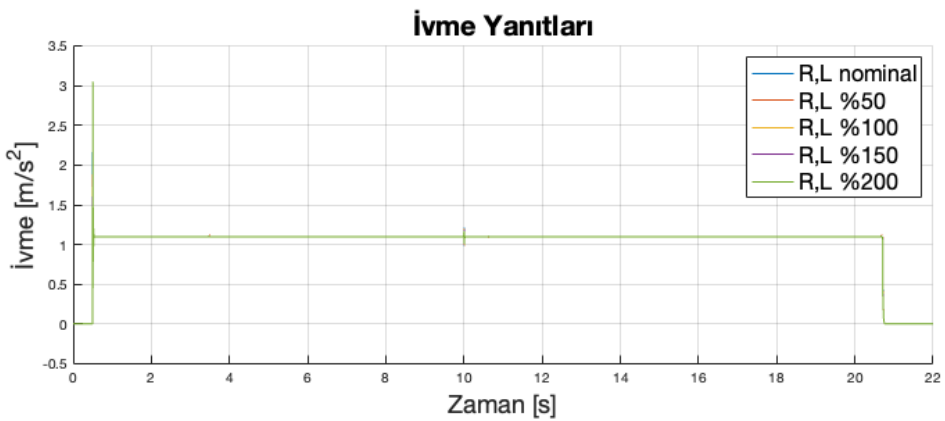
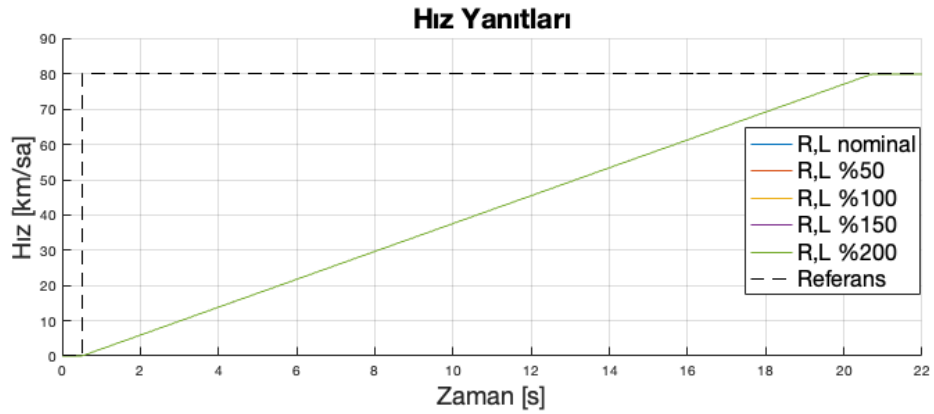
Şekil 8.5 : PI-PD R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

PID - R ve L Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

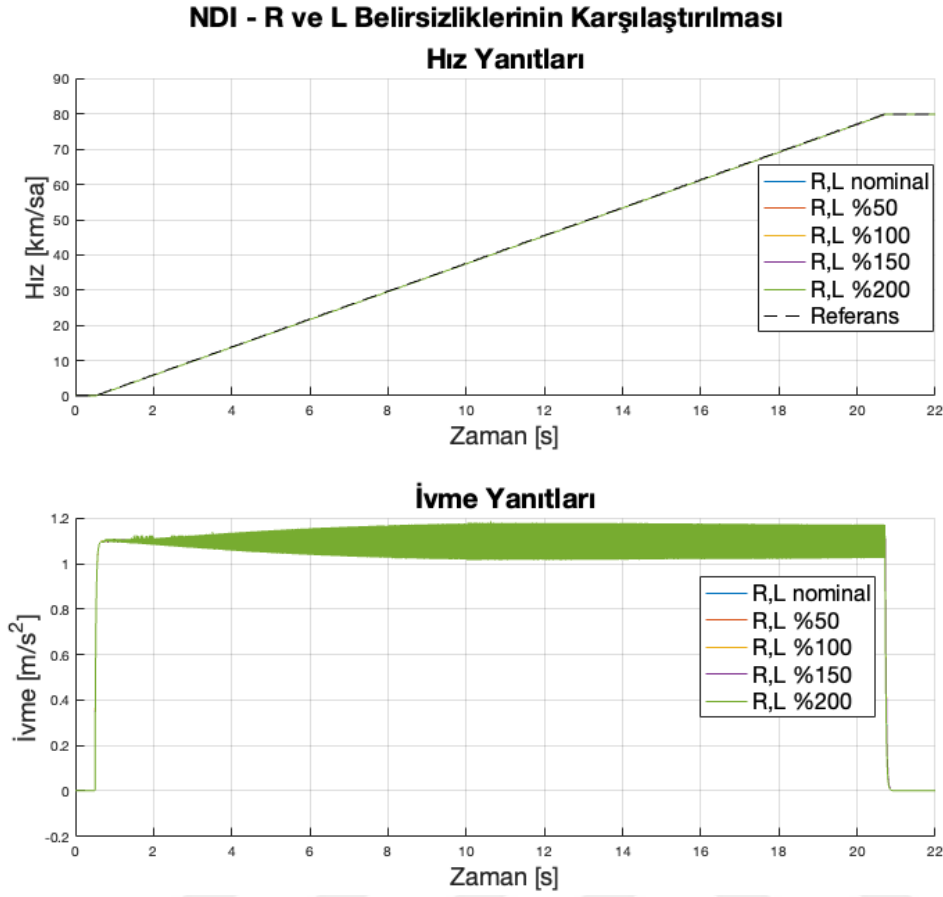


Şekil 8.6 : PID R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

SMC - R ve L Belirsizliklerinin Karşılaştırılması



Şekil 8.7 : SMC R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.



Şekil 8.8 : NDI R ve L belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

Şekil 8.4 ve 8.7’de görüldüğü gibi bulanık mantık ve SMC ile yapılan kontrollerde hız ve ivme yanıtlarında herhangi bir bozulma yaşanmamaktadır. SMC ile alınan ivme yanıtlarında motorun kalkış anında anlık aşım oluşmaktadır, fakat bu durum gerçek bir uygulamada koyulacak filtreler ile önlenabilir. Bulanık mantıkta motorun kalkış anında ivme yanıtlarında herhangi bir aşım oluşmamaktadır, düzgün bir ivme yanıtı alınmıştır. Her iki yöntem de R ve L parametrik belirsizliklerine karşı dayanıklıdır.

NDI ile alınan hız yanıtlarında herhangi bir bozulma oluşmamaktadır ve ivme yanıtlarında motorun kalkışı sırasında anlık bir aşım oluşmamaktadır. Fakat %200’lük R ve L değişiminde ivme yanıtında yüksek frekanslı dalgalanmalar oluşmaktadır. Bu dalgalanmaların genlikleri çok büyük olmadığı için hız yanıtlarında gözle görülür bir bozulma oluşmamaktadır. Fakat ivme yanıtında ve kontrol işaretinde dalgalanmalar oluşmaktadır. Literatürde NDI dayanıklı bir kontrol metodu olarak geçmemektedir, bu sebeple burada görülen bozulmalar beklenmektedir. Fakat hız yanıtlarında bir bozulma gözlemlenmediği için kontrol edilen hız yanıtı R ve L parametrik belirsizlikleri açısından dayanıklı kabul edilebilir.

PI-PD ve PID ile alınan hız ve ivme yanıtları R ve L parametrik belirsizlikleri açısından dayanıklı değildir. %200 R ve L parametreleri bozulduğunda ivmedeki salınım genlikleri çok arttığı için hız limitlenmesi hedeflenen 1.1 m/s^2 ivme limitinin üstünde yanıt vermektedir. Bu sebeple beklenen ve limitlenmeye çalışılan hız yanıtının dışına çıkmaktadır. Ayrıca PI-PD ve PID kontrolörde daha düşük R ve L parametre bozulmaları altında hız yanıtlarında aşımalar oluşmaya başlamaktadır, bu aşımalar ivme yanıtında ivmenin sıfırlandığı 20 – 21. saniyelerde oluşan ters aşım ile görülebilir. PID kontrolcünün ivme yanıtında oluşan motorun kalkış anındaki anlık aşım değeri PI-PD kontrolcüye göre daha fazla olduğu görülmektedir, bu durum PI-PD ile daha optimum bir tasarım elde edildiği sonucunu vermektedir.

8.2.2 Eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvveti parametrik belirsizlikleri

Elektrik motorlarındaki diğer önemli parametrelerden ikisi de eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvvetidir. Bu iki değer denklem 3.33'te gösterildiği gibi doğrudan motorun hızına etki eden mekanik denklemi içerisinde yer almaktadır. Bu sebeple bu parametrelerdeki değişiklikler motor modelini ve kontrol yapısını önemli derecede etkilemektedir.

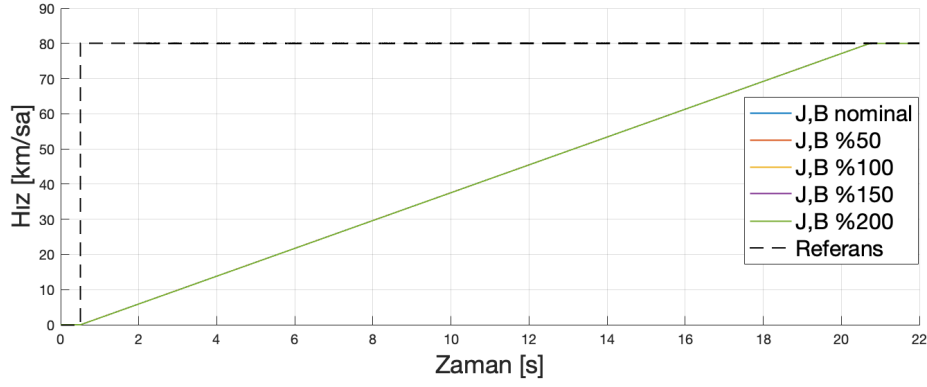
Eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvvetinin parametrik belirsizlik altındaki durumları da tıpkı direnç ve endüktans değerleri gibi nominal halden %200'lük artış durumuna kadar incelenmiştir. Simülasyon sonuçları Şekil 8.9, 8.10, 8.11, 8.12 ve 8.13'te görülebilir.

Bölüm 8.2.1'de alınan bulanık mantık ve SMC hız ve ivme yanıtlarında olduğu gibi J ve B parametrik belirsizlikleri altında bulanık mantık ve SMC yanıtları dayanıklı davranmışlardır.

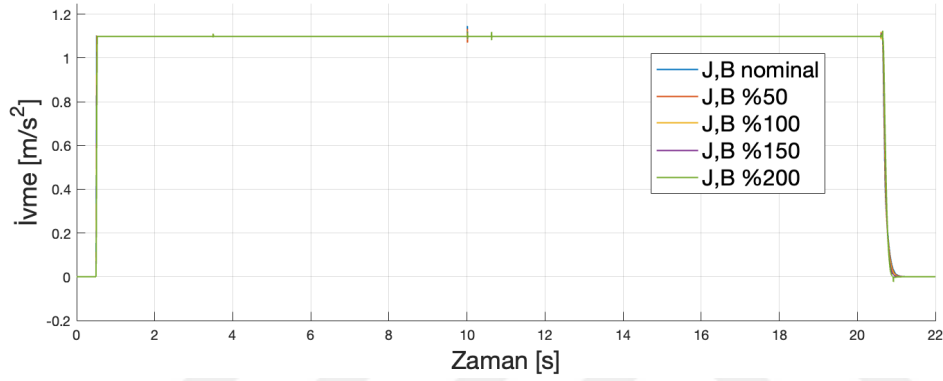
PI-PD ve PID yanıtları J ve B parametrik belirsizlikleri karşısında R ve L parametrik belirsizlik sonuçlarından daha dayanıklı performans sergilemişlerdir. J ve B parametrik belirsizliğinin oranı arttıkça hız yanıtlarında küçük aşım değerleri oluşmaya başlamıştır ve oran arttıkça bu aşım değerleri artmaktadır. Bu aşımalar ivme yanıtlarının sıfıra ulaştığı anda yapılan ters aşım hareketiyle görülebilir. Benzer şekilde PID ivme yanıtının motor kalkış anındaki anlık aşım değeri PI-PD kontrolöre göre fazladır. Bölüm 8.2.1'in aksine J ve B parametrik belirsizlikleri altında PI-PD ve PID kontrolörler dayanıklı performans sergiliyor denilebilir.

Bulanık - J ve B Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları



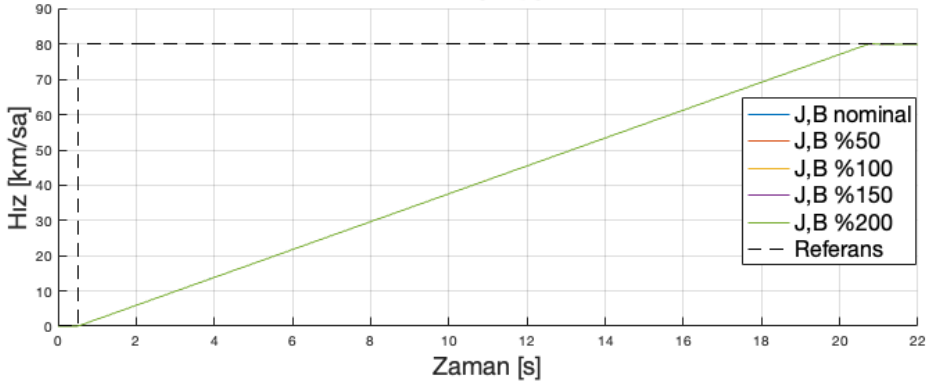
İvme Yanıtları



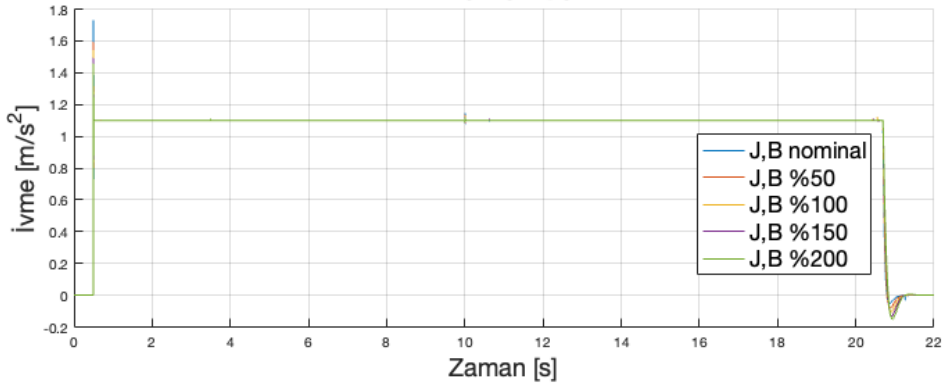
Şekil 8.9 : Bulanık mantık J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

PI-PD - J ve B Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları

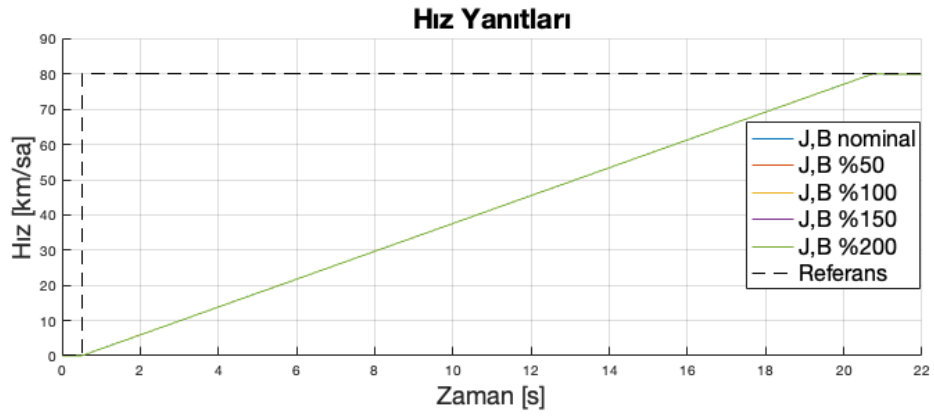


İvme Yanıtları



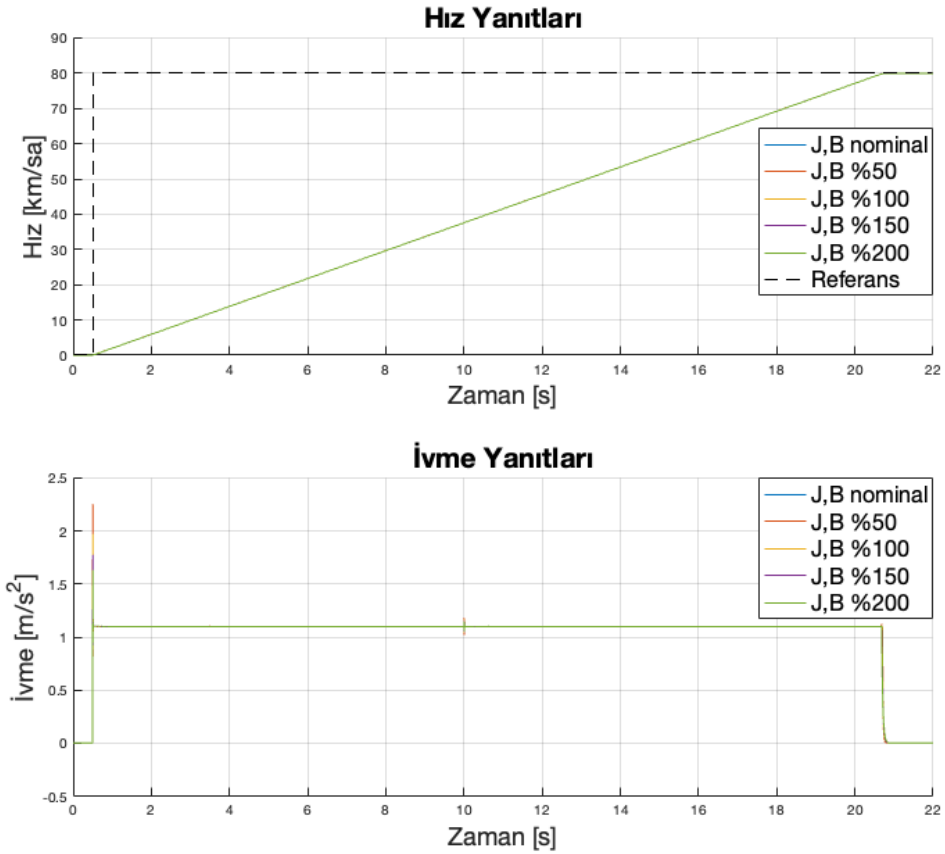
Şekil 8.10 : PI-PD J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

PID - J ve B Belirsizliklerinin Karşılaştırılması

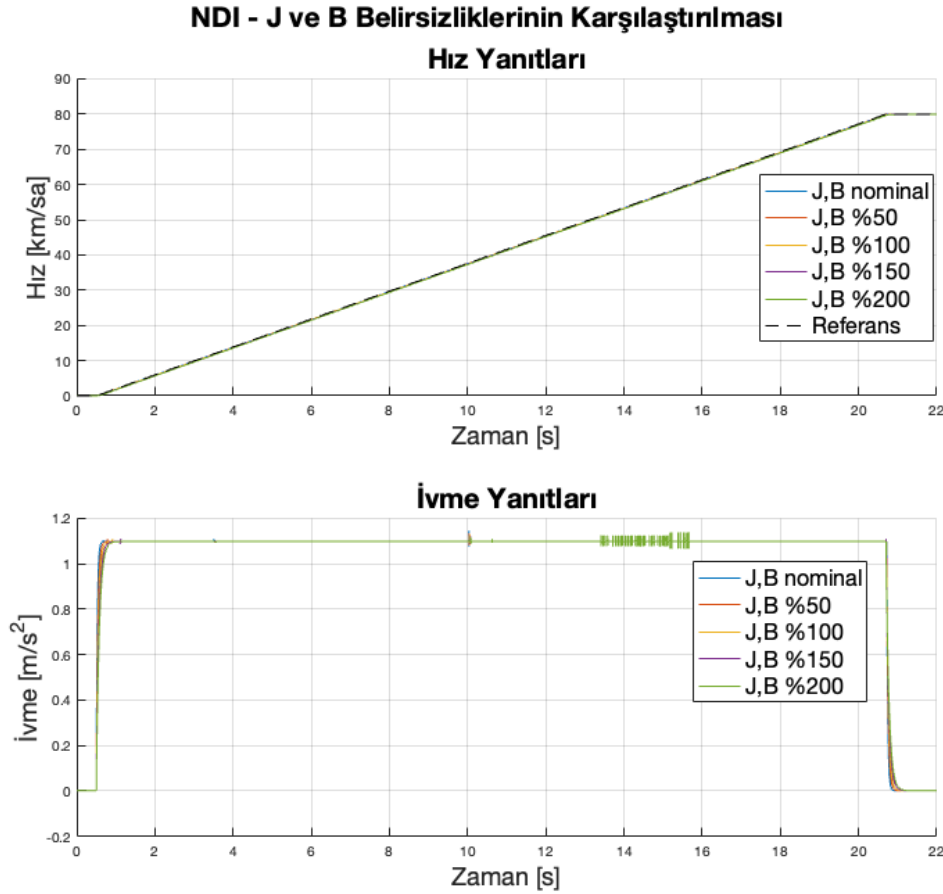


Şekil 8.11 : PID J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

SMC - J ve B Belirsizliklerinin Karşılaştırılması



Şekil 8.12 : SMC J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.



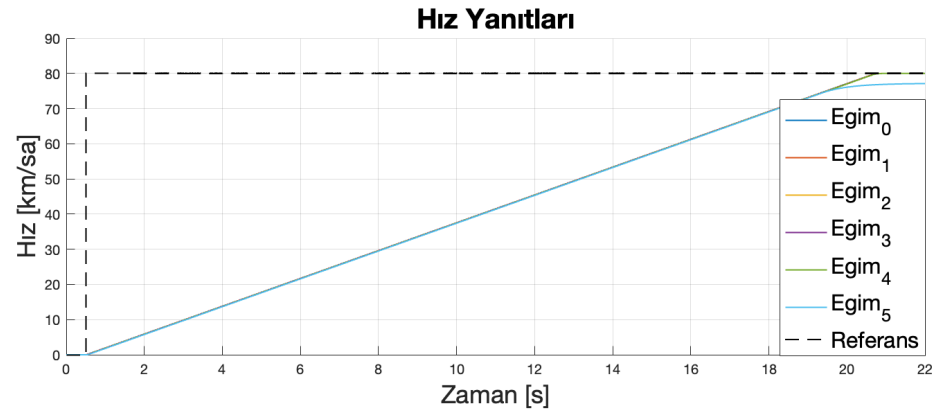
Şekil 8.13 : NDI J ve B belirsizlikleri altında hız ve ivme yanıtları.

NDI kontrolörde J ve B parametrik belirsizliğinin oranı %200 olduğunda ivme yanıtında dalgalanmalar oluşmaktadır, fakat bu dalgalanmaların genlikleri düşük olduğu için hız yanıtında bozulmalar oluşmamaktadır. Genel olarak NDI hız kontrolü sırasında J ve B parametrik belirsizlikleri altında dayanıklı davranıyor denilebilir.

8.2.3 Yol eğimi parametrik belirsizlikleri

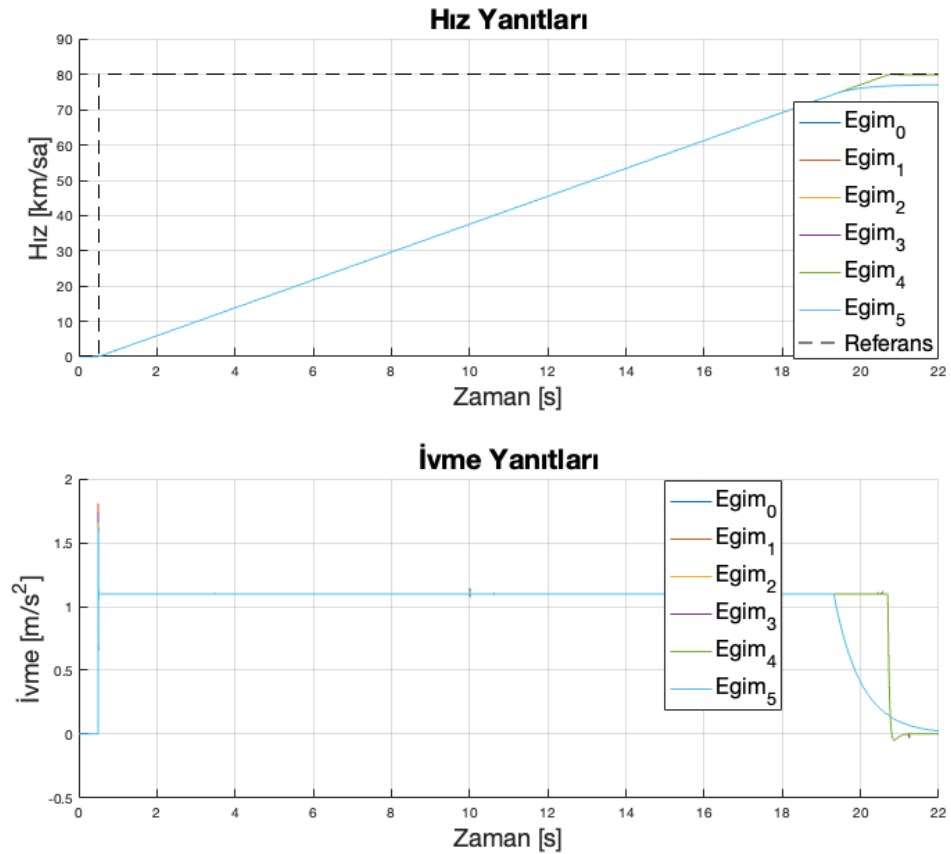
Bu bölümde yol kaynaklı en önemli belirsizlik kaynağı olan yol eğimi incelenmiştir. Şehir içi raylı sistemlerde %5'lik yol eğiminin üstünde bir eğimle sık karşılaşılmaz, bu sebeple yol eğiminin %0 ve %5 olduğu aralıktaki parametrik belirsizlik durumları incelenmiştir. Yapılan simülasyon sonuçları Şekil 8.14, 8.15, 8.16, 8.17 ve 8.18'de görülmektedir. Şekillerden de görülebileceği üzere yol eğimi %5 olduğunda aracın maksimum hızı 77 km/sa 'yı geçememektedir. Bu durum motorun anlık olarak verebildiği tork limitlerinden kaynaklanmaktadır. Genelde araç hareketi boyunca ivme limitlemesi baskın olurken eğim belli bir değeri aştıktan sonra tork limitlemesi daha baskın olmaya başladığı görülmüştür. Yol eğimi daha fazla arttırıldığında aracın ulaşabildiği maksimum hızın düştüğü görülmüştür.

Bulanık - Eğim Belirsizliğinin Karşılaştırılması



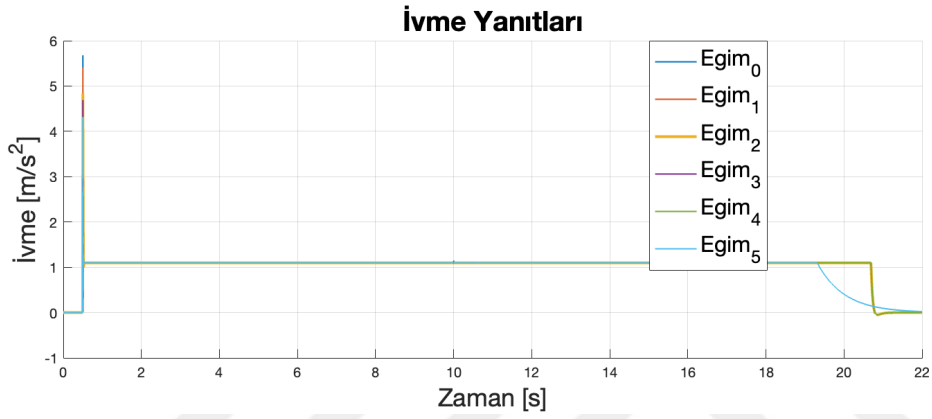
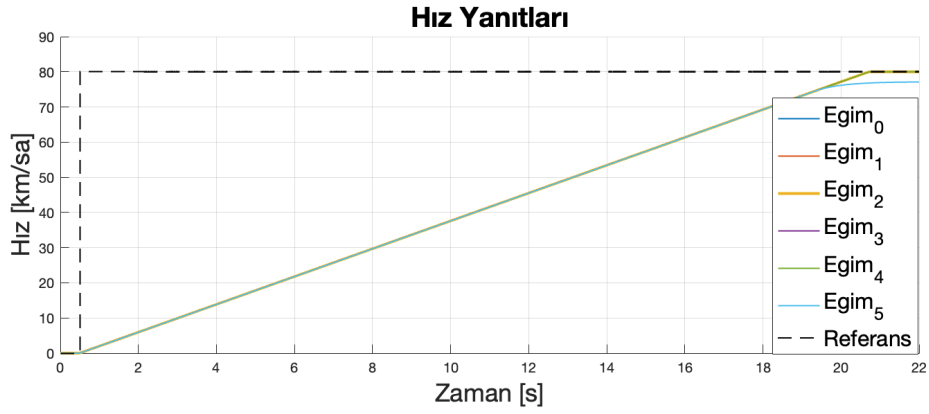
Şekil 8.14 : Bulanık mantık eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PI-PD - Eğim Belirsizliğinin Karşılaştırılması



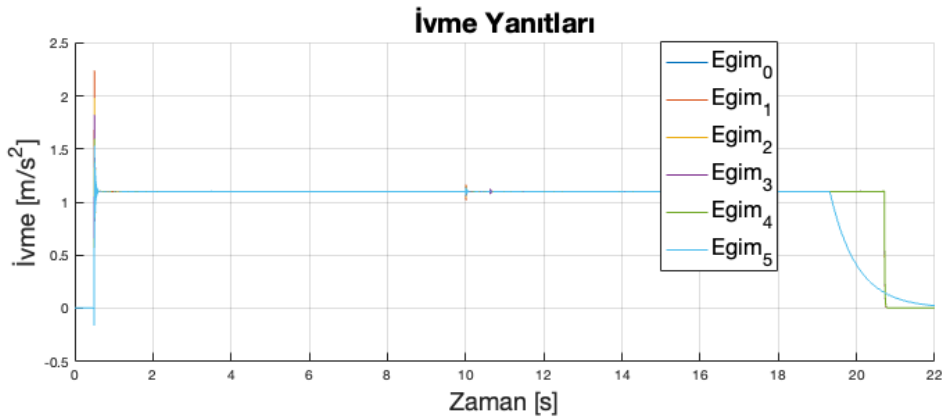
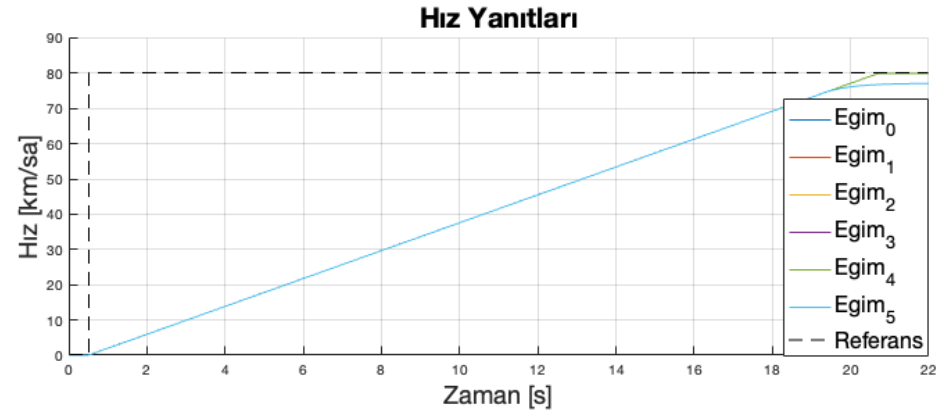
Şekil 8.15 : PI-PD eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PID - Eğim Belirsizliğinin Karşılaştırılması



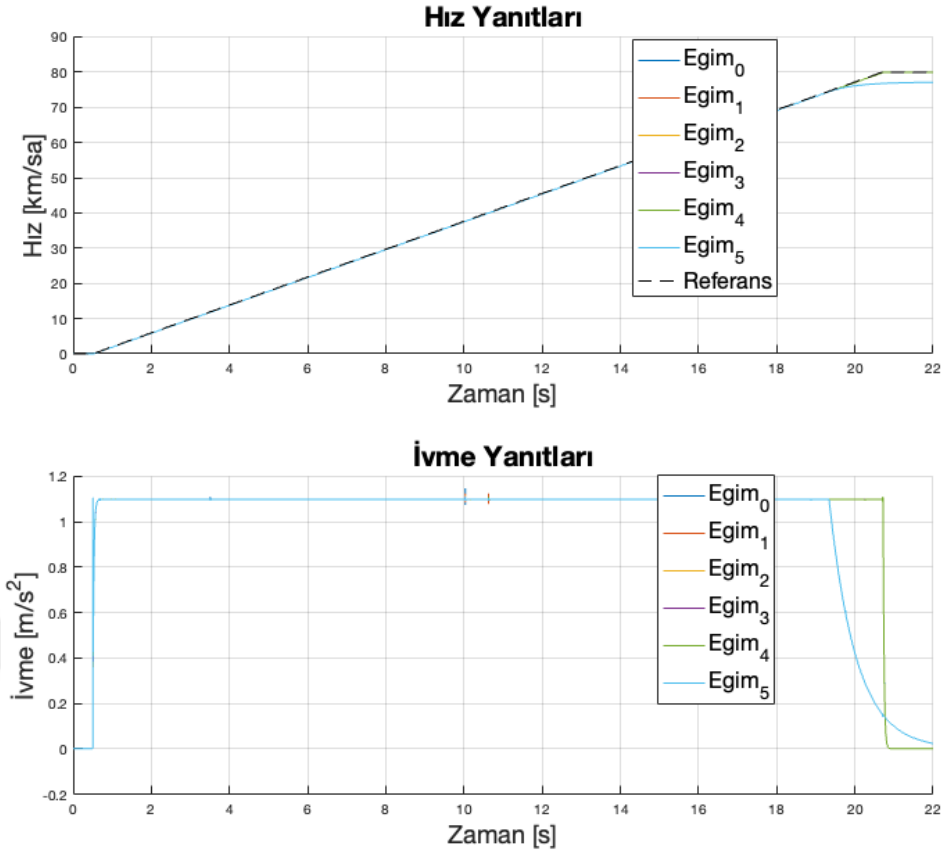
Şekil 8.16 : PID eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

SMC - Eğim Belirsizliğinin Karşılaştırılması



Şekil 8.17 : SMC eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

NDI - Eğim Belirsizliğinin Karşılaştırılması



Şekil 8.18 : NDI eğim belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

Yol eğimi belirsizliği karşısında hız ve ivme yanıtlarına bakıldığında tüm kontrolörlerin sonuçları birbirlerine çok yakın çıkmaktadır ve dayanıklı davranış göstermektedirler. Bu sebeple tüm kontrolörler için eğim parametrik belirsizliği karşısında dayanıklıdır denilebilir.

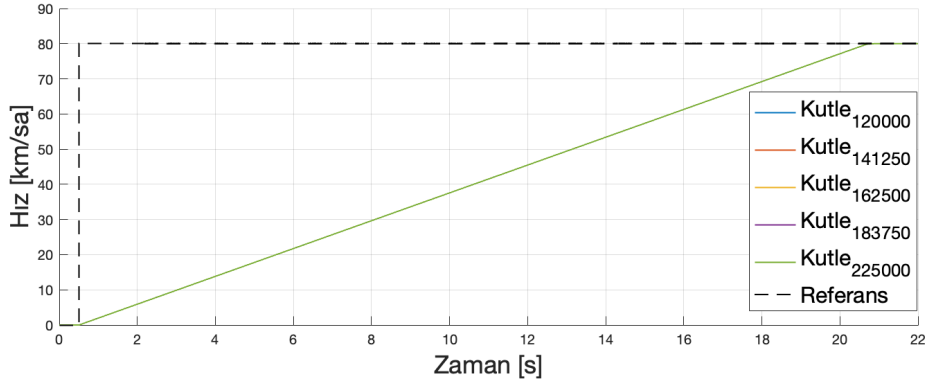
8.2.4 Araç ağırlığı parametrik belirsizlikleri

Araç ağırlığı, araç kaynaklı en önemli parametrik belirsizlik kaynağıdır. Özellikle raylı taşıtlar gibi çok yolcu kapasiteli araçlarda bu parametrenin değişme oranı oldukça yüksektir. Ağırlık kaynaklı parametrik belirsizlikler, aracın boş ağırlığı (120000 kg) ile araç tam dolu durumundayken (225000 kg) aldığı ağırlık arasında incelenmiştir. Şekil 8.19, 8.20, 8.21, 8.22 ve 8.23’de simülasyon yanıtları görülebilir.

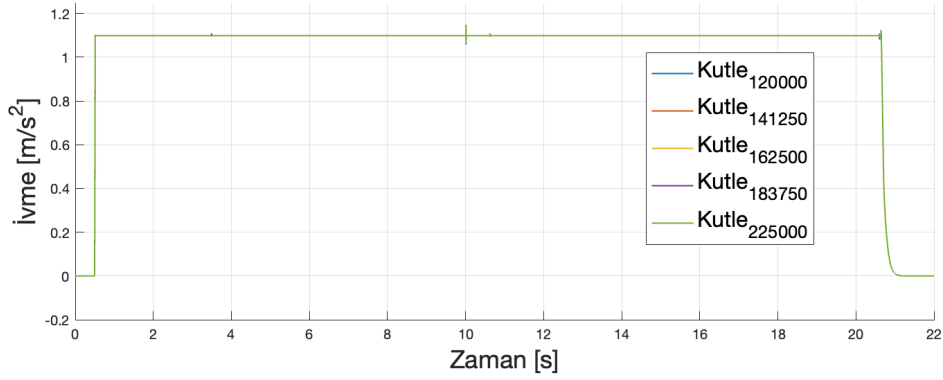
İncelenen kütle aralığında motor istenilen tork ve güç değerini rahatça verebilmektedir, bu sebeple aracın hızlanması sırasında ivmesinde herhangi bir düşüş olmadan istenilen maksimum hız değerine kadar çıkabilmektedir. Tüm kontrolörler kütle belirsizliği karşısında dayanıklı davranmaktadır.

Bulanık - Kütle Belirsizliğinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları



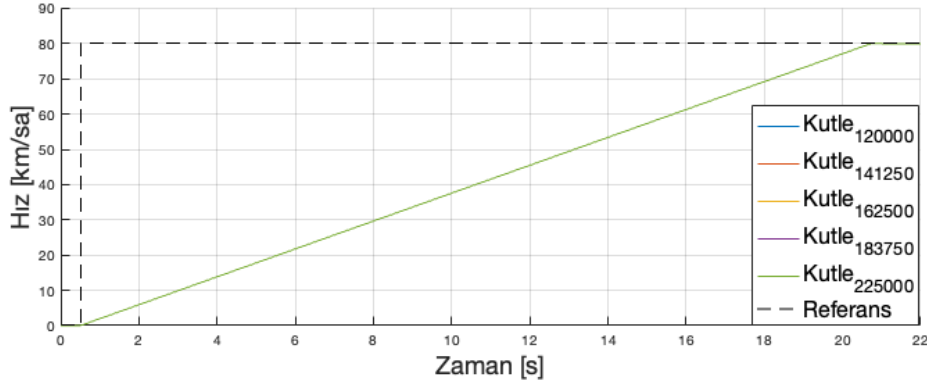
İvme Yanıtları



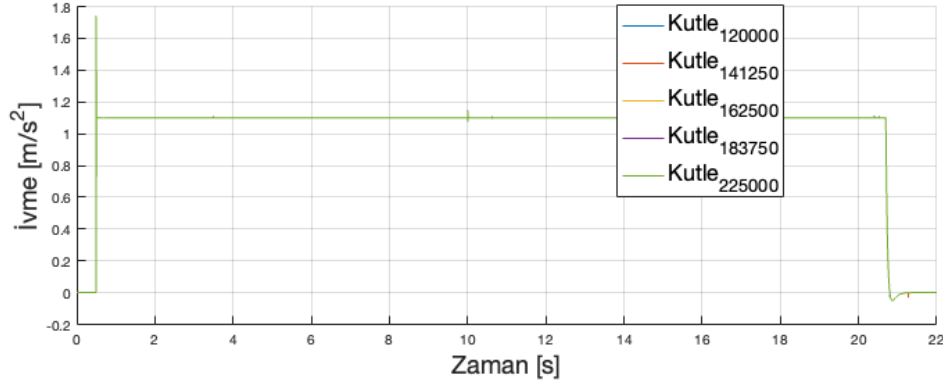
Şekil 8.19 : Bulanık mantık kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PI-PD - Kütle Belirsizliğinin Karşılaştırılması

Hız Yanıtları

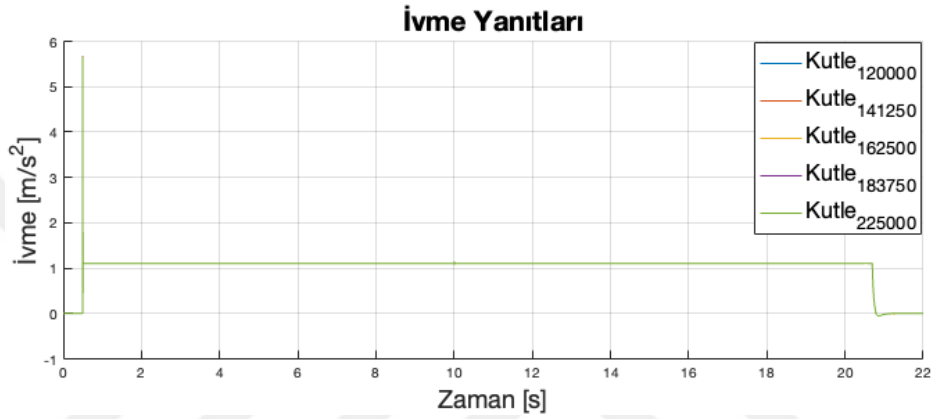
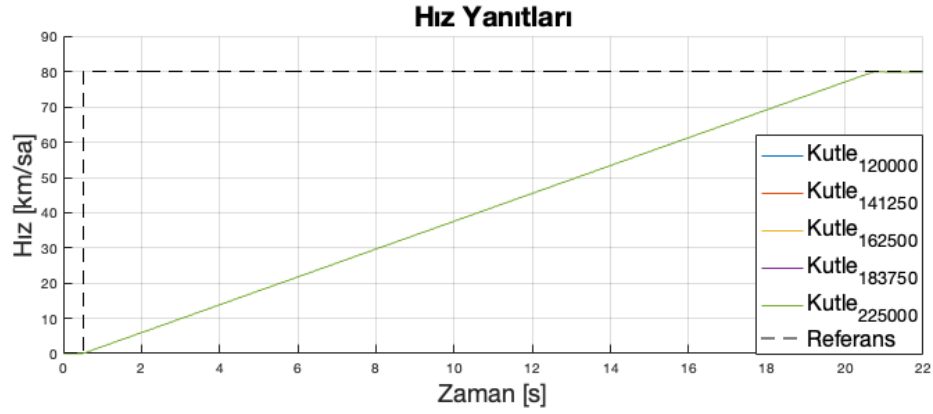


İvme Yanıtları



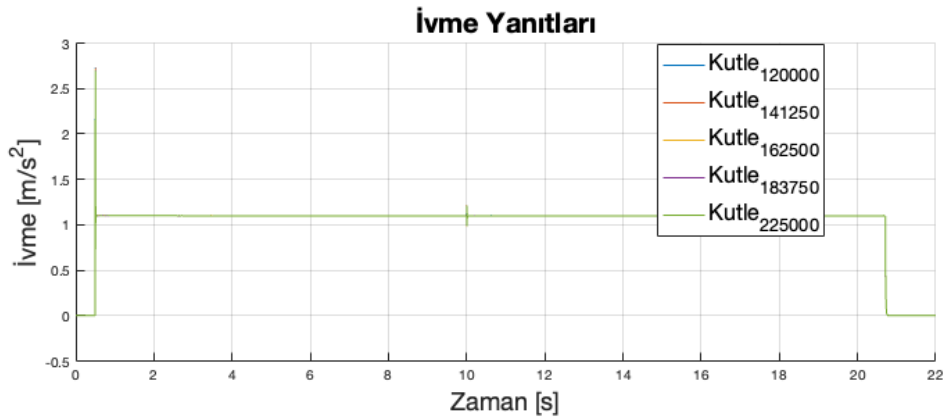
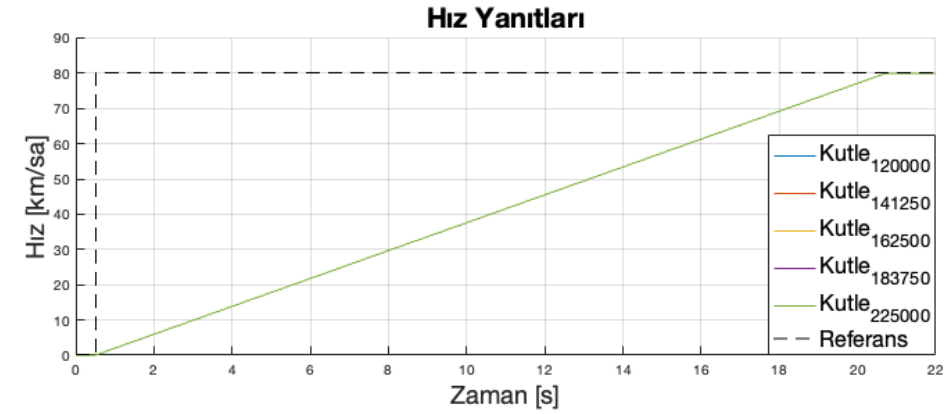
Şekil 8.20 : PI-PD kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PID - Kütle Belirsizliğinin Karşılaştırılması

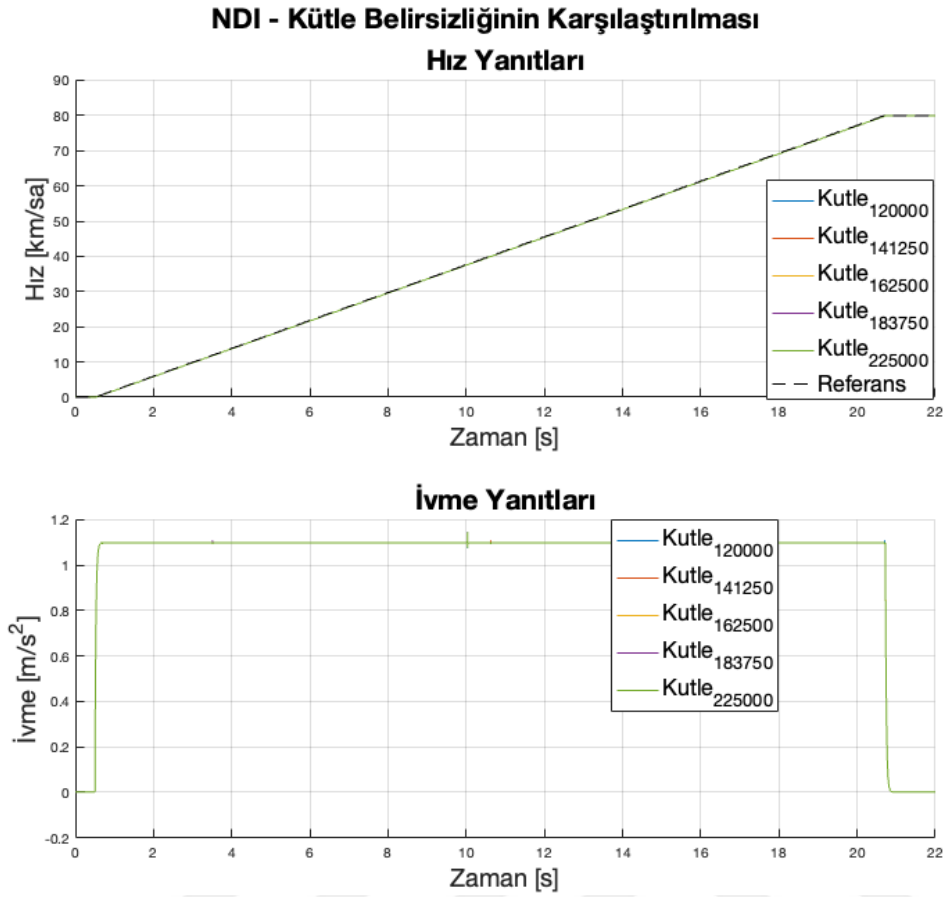


Şekil 8.21 : PID kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

SMC - Kütle Belirsizliğinin Karşılaştırılması



Şekil 8.22 : SMC kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

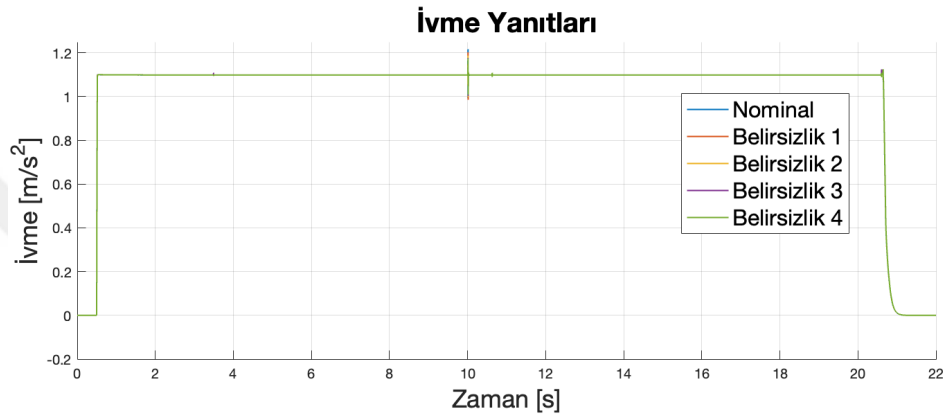
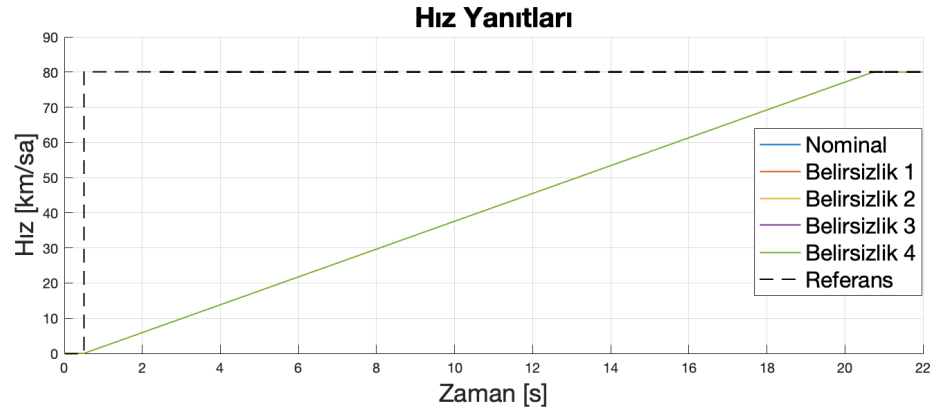


Şekil 8.23 : NDI kütle belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

8.2.5 Birleşik parametrik belirsizlikler

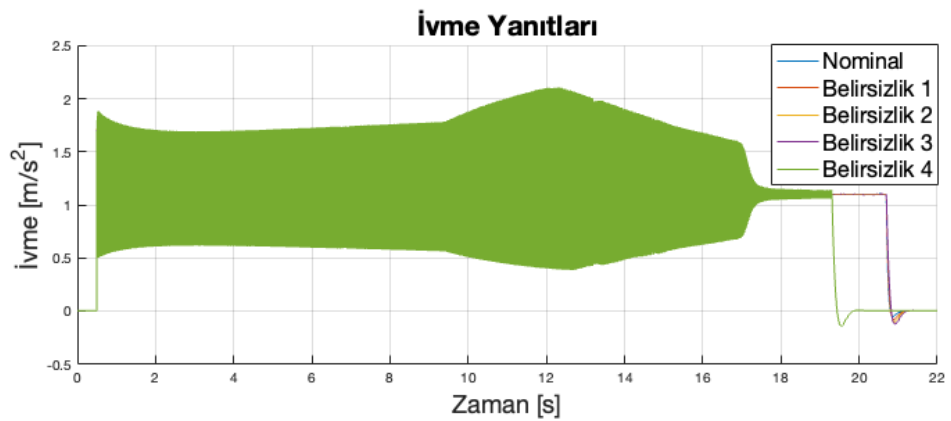
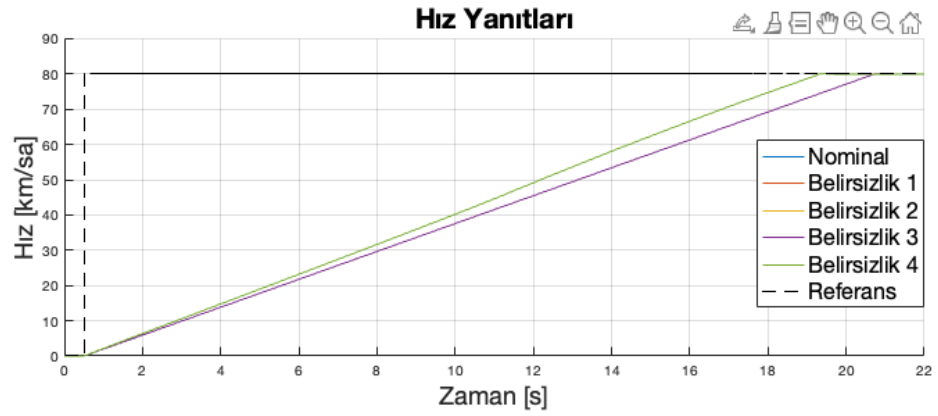
Yukarıdaki bölümlerdeki parametrik belirsizlik durumları tek bir parametre üzerinden kıyaslanmıştır. Fakat bu parametrik belirsizlik durumları gerçek bir uygulamada birlikte gerçekleşebilirler, bu sebeple bu bölümde farklı parametrik belirsizlikler aynı anda kontrolörlere uygulanmıştır. Kullanılan parametrik belirsizlikler direnç ve endüktans, eylemsizlik sabiti ve viskoz sürtünme kuvveti ve araç ağırlığı olarak belirlenmiştir. Alınan sonuçlar Şekil 8.24, 8.25, 8.26, 8.27 ve 8.28’de görülebilir. Şekillerde belirtilen nominal durum %0 R, L, J ve B belirsizliği ve 120000 kg kütle durumunu ifade etmektedir. Belirsizlik 1, 2, 3 ve 4 ise sırasıyla %50,100,150 ve %200 oranında belirsizlik içeren R, L, J ve B ve 141250 kg, 162500 kg, 183750 kg ve 225000 kg kütleyle sahip durumları ifade etmektedir.

Bulanık - Birleşik Belirsizliklerin Karşılaştırılması



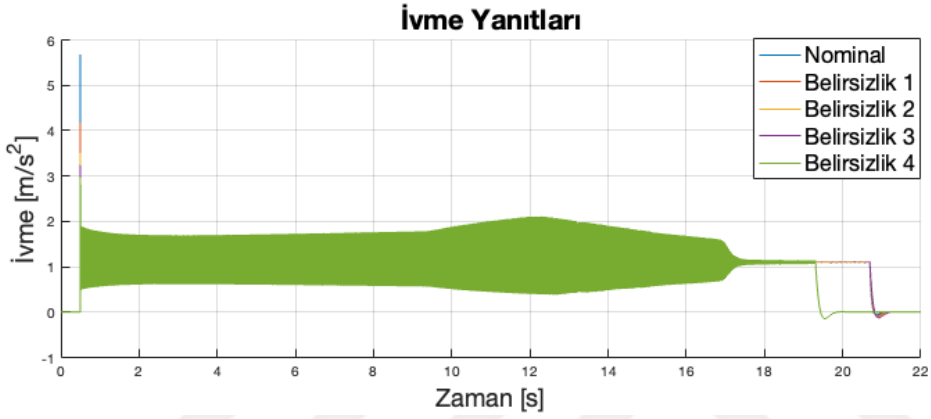
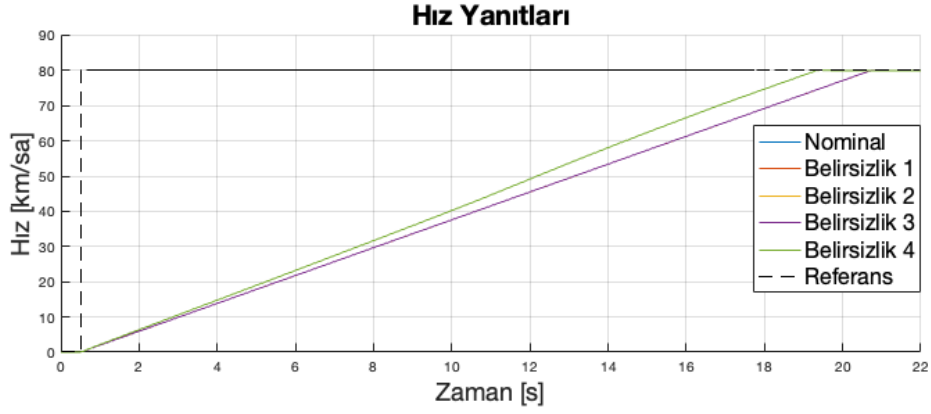
Şekil 8.24 : Bulanık mantık birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PI-PD - Birleşik Belirsizliklerin Karşılaştırılması



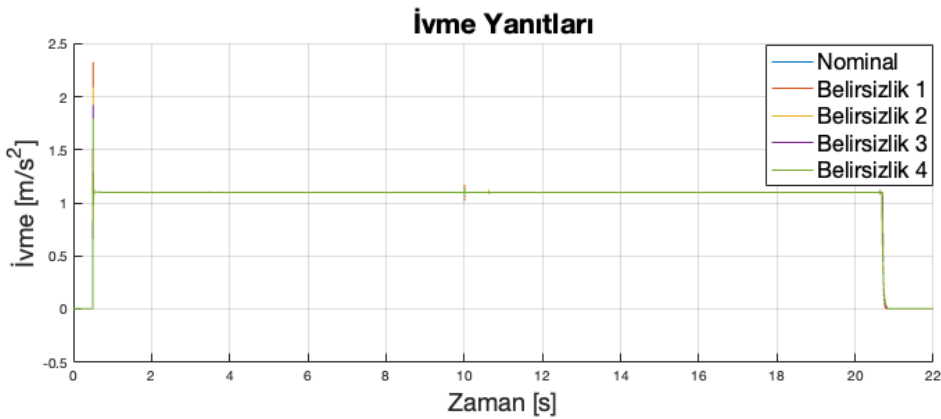
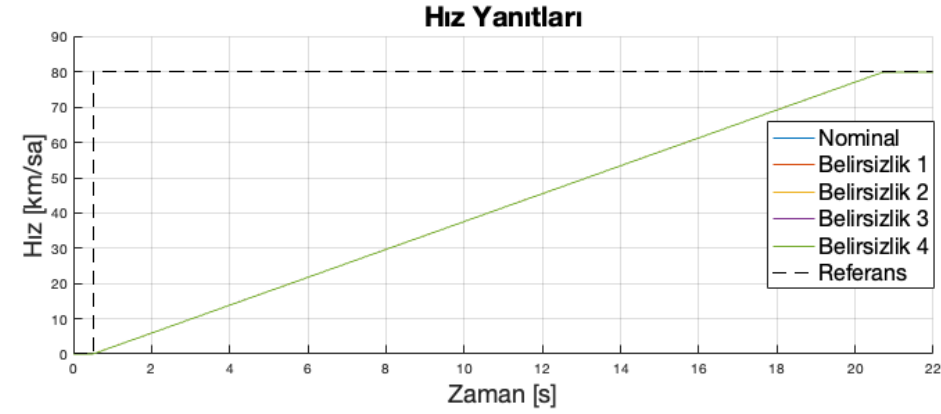
Şekil 8.25 : PI-PD birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

PID - Birleşik Belirsizliklerin Karşılaştırılması



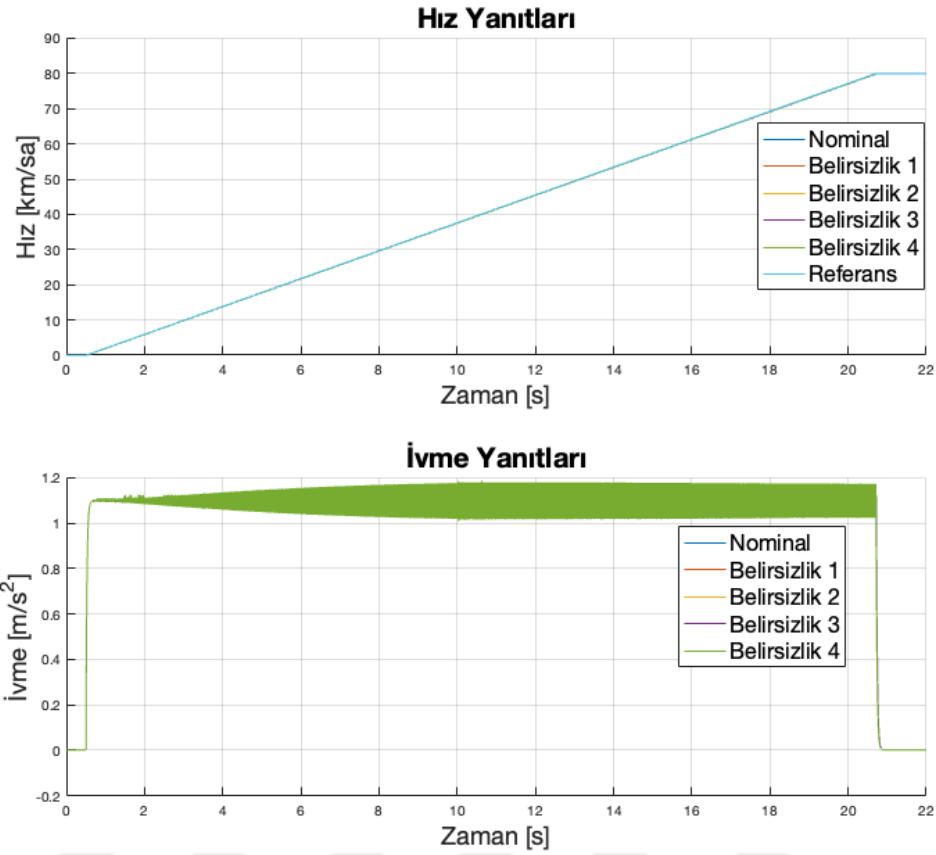
Şekil 8.26 : PID birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

SMC - Birleşik Belirsizliklerin Karşılaştırılması



Şekil 8.27 : SMC birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

NDI - Birleşik Belirsizliklerin Karşılaştırılması



Şekil 8.28 : NDI birleşik belirsizliği altında hız ve ivme yanıtları.

Önceki bölümlerde yapılan yorumları kapsayacak şekilde birleşik etkideki parametrik belirsizliklerin kontrolcülerin yanıtları üstündeki etkileri tekil durumdaki etkilerin bileşkesi şeklinde yansımıştır. Örneğin R ve L belirsizliği durumunda PID kontrolcünün ivme yanıtında salınımlar oluşmuştur, J ve B belirsizliği durumunda ise aşım oluşmuştur. birleşik parametrik belirsizlik durumunda ise bu iki etki sistem yanıtında görülebilir. Birleşik parametrik belirsizlik durumunda beklenmeyen bir davranış gözlemlenmemiştir. Bu sebeple daha önceki bölümlerde kontrolcü yanıtları için yapılan yorumlar burada da geçerlidir.



9. SONUÇLAR

Bu çalışma kapsamında sincap kafesli bir asenkron motorun metro uygulamasında dolaylı vektör kontrol yöntemiyle hız kontrolü incelenmiştir. Hız kontrolü sırasında motorun fiziksel limitleri (gerilim, güç, moment, hız), yolcu emniyeti ve konforu (ivme) dikkate alınarak belirli limitler modele eklenmiştir. Hız kontrolü PID, PI-PD, bulanık mantık, kayan kipli kontrol ve doğrusal olmayan dinamik tersleme yöntemleriyle yapılmıştır. Farklı yöntemlerle elde edilen hız kontrolleri birbirleriyle belirli performans isterleri açısından karşılaştırılmıştır. Ayrıca belirlenen sistem parametreleri istenilen oranlarda bozularak parametrik belirsizlikler altında kontrolörlerin davranışları incelenmiş ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

Asenkron motorun modeli, MATLAB/Simulink ortamında doğrusal ve doğrusal olmayan olmak üzere iki farklı şekilde modellenmiştir. Doğrusal model üstünde d ve q eksenlerindeki akım kontrolleri PI kontrolör ile yapılmış, sonrasında PID kontrolör ile hız kontrolü elde edilmiştir. Bu kontrolörler teorik hesaplarla belirlenen performans isterleri kabulü ile tasarlanmıştır. Elde edilen akım ve hız kontrolörleri doğrusal olmayan modele entegre edilip doğrusal ve doğrusal olmayan modeller birbirleriyle kıyaslanmış ve yakın sonuçlar verdikleri görülmüştür. Yukarıda belirtilen fiziksel ve performans limitleri modele eklendiğinde doğrusal ve doğrusal olmayan modeller farklılaşmaktadır, bu sebeple belirtilen limitler eklendikten sonra doğrusal olmayan modelde hız kontrolörleri tasarlanmıştır. Hız kontrolünü yapabilmek için sırasıyla d ve q eksenlerindeki akımlar kontrol edilmekte, sistem ivmesi belli bir seviyede limitlenmekte ve hız kontrolü yapılmaktadır.

Kontrolör tasarımlarını optimize edebilmek için büyük patlama büyük çöküş optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. BBBC yöntemiyle PID için K_p , K_i , K_d katsayıları, PI-PD için K_{PI} ve K_{PD} katsayıları, bulanık kontrol için ölçekleme katsayıları ve SMC için C ve K katsayıları optimize edilmiştir. Bu sayede tüm kontrol yöntemleri aynı optimizasyon yöntemi ve aynı şartlarla optimize edilerek kıyaslanmıştır.

Model üstündeki parametrik belirsizlikler motor dirençleri, endüktansları, eylemsizlik sabiti, viskoz sürtünme kuvveti, yol eğimi, toplam ağırlık ve belirlenen birleşik parametreler üstüne verilmiştir. Parametrik belirsizlikler sonucunda motorun hız yanıtları değişmiştir, fakat yinede kalıcı hal hatası olmadan kontrol yapılabilmiştir. Model üstündeki limitlemelerden dolayı bu bozulan model etkileri hıza çok fazla etki edememektedir, bu sebeple belirsizliklerin bozucu etkisi ivme ve akım üstünde daha fazla görülmektedir.

PID kontrolörde yüksek parametrik belirsizliklerin etkisi altında kontrol işareti ve ivmede yüksek salınımlar oluşmaktadır, bu sebeple hız kontrolü istenildiği gibi yapılamamaktadır. Benzer davranış PI-PD kontrolörde de görülmektedir, fakat PID kontrolördeki kadar yüksek salınımlar gözlenmemiştir. PID ve PI-PD kontrolörler yüksek parametrik belirsizlikler altında dayanıklı davranmamaktadır, fakat belirli bir seviyeye kadar istenilen hız kontrolü başarılı bir şekilde yapılabilir.

NDI literatürde tek başına kullanıldığında dayanıklı olmayan bir kontrol yöntemi olarak geçmektedir, fakat modellenen yapı incelendiğinde istenilen dinamiklerin olduğu sinyalin, model parametrelerinin olduğu sinyale göre çok daha baskın olduğu görülmektedir. Bu sayede NDI parametre bozulmalarına ve modeldeki değişikliklere karşı oldukça başarılı bir performans göstermiştir. Çok yüksek parametre değişimlerinde kontrol işareti ve ivmede salınımlar oluşmaya başlamıştır, fakat hız yanıtında bir bozulma görülmemiştir. Bu davranış PID ve PI-PD’de görülen salınımların başlangıç haline benzemektedir. Bu sebeple daha yüksek parametrik bozulmalar karşısında NDI’nın dayanıklı davranamayacağı yorumu buradan rahatça yapılabilir. Fakat tasarlanan sistem ve parametrik belirsizliklerin etkileri altında NDI yeterli performansı sağlayıp dayanıklı bir sistem yanıtı vermiştir.

Bulanık mantık ve SMC kontrolörleri beklenildiği gibi parametrik belirsizlikler altında dayanıklı yanıtlar vermişlerdir.

Çalışmanın ileriki aşamaları olarak oluşturulan hız kontrolörleri kaskat yapıda birbirleriyle kullanılarak daha dayanıklı ve daha iyi performans verecek şekilde tasarlanabilir. Ayrıca oluşturulan yapı uyarlanabilir kontrol haline getirilirse modelde oluşan değişiklikler kontrolörlere yansıtılarak daha iyi çözümler bulunabilir. Bir adım ileriye götürülerek hız kontrolüne ek olarak oluşturulan modeller konum kontrolünü

de içerecek şekilde güncellenerek hız ve konum birlikte kontrol edilebilir. Konum kontrolüyle birlikte tasarımı yapılan beş farklı kontrol yöntemi birbirleriyle kombine halde de kullanılabilir, bu sayede en iyi çözüm bulunabilir.

Ayrıca oluşturulan Simulink modelinde belli basitleştirmeler veya ihmaller mevcuttur, bu basitleştirmeler veya ihmaller kaldırılarak daha gerçekçi bir model yapısı elde edilebilir. Model üstünde ihmal edilen parametrelerden bazıları dişli kutusu verimi, metro tekerleklerinin eskime payları olarak belirtilebilir.

Özetle çalışma kapsamında beş farklı kontrol yöntemiyle asenkron motorun hız kontrolü başarılı bir şekilde yapılmıştır ve birbirleriyle kıyaslanmıştır. Ayrıca sisteme bozucu etkisi olarak parametrik belirsizlik verilmiştir ve tasarlanan kontrolörlerin sistem yanıtları birbirleriyle kıyaslanarak incelenmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] **Fitzgerald, A.E., Kingsley, C. ve Umans, S.** (2003). *Electric Machinery*, Mc Graw Hill; 6th Edition.
- [2] **Boldea, I.** (2020). *Induction Machines Handbook*, CRC Press; 3rd Edition.
- [3] **Chan, T. ve Shi, K.** (2011). *Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives*, IEEE Press.
- [4] **Blaschke, F.** (1972). The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Machines, *Siemens Review*, 39(11), 217–220.
- [5] **Kooij, B.V.D.** (2015). *The Invention of the Electromotive Engine*.
- [6] **Doppelbauer, M.** (2018). The Invention of the Electric Motor 1800-1854, *Elektrotechnisches Institut*.
- [7] **Mazda, F.** (1997). *Power Electronics Handbook*, Newnes Publications; 3rd Edition.
- [8] **Marino, R., Peresada, S. ve Tomei, P.** (1996). Global Adaptive Output Feedback Control of Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance, *Conference on Decision and Control*, 4701–4706.
- [9] **Bose, B.K.** (1982). Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review, *IEEE Press*, 70(2), 116–135.
- [10] **Boylu, M.** (2010). *Asenkron Motorun Hız Kontrolü*.
- [11] **Bose, B.K.** (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*, Printice Hall.
- [12] **Demirtaş, M.** (2002). *Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık Kayan Kip ve Genetik Kayan Kip Konum Kontrolü*.
- [13] **Hasse, K.** (1969). About the Dynamics of Adjustable-Speed Drives with Converter-Fed Squirrel Cage Induction Motors.
- [14] **Mutlu, I., Dinçel, E., Canevi, M. ve Söylemez, M.T.** (2018). Robust Control of Railway Traction Electric Drive Systems in Terms of Energy Efficiency.
- [15] **McNeill, F.M. ve Thro, E.** (1994). *Fuzzy Logic A Practical Approach*, Academic Press.
- [16] **Mamdani, E.** (1974). Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant.

- [17] **Takagi, T. ve Sugeno, M.** (1985). Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control.
- [18] **Kepez, N.** (1995). *Elektrik Makinaları Kontrolünde Bulanık Mantığın Uygulanması*.
- [19] **Sinecen, M.** (2004). Klima Sistem Kontrolünün Bulanık Mantıkla Modellemesi, *Journal of Engineering Sciences*, 10(3), 353–358.
- [20] **Tiryaki, A.E. ve Kazan, R.** (2007). Bulaşık Makinesinin Bulanık Mantık ile Modellenmesi, *Mühendis ve Makina*.
- [21] **Özkan, D.** (2003). *Asenkron Makinanın Kontrolünde Optimum PI Tasarımı ve Bulanık PI ile Karşılaştırılması*.
- [22] **Khiyo, S.** (2002). *Neuro/Fuzzy Speed Control of Induction Motors*.
- [23] **Dursun, E.H.** (2016). *Değişken Yüklü DC Motorun Kayan Kipli Kontrolü*.
- [24] **Hung, J.Y., Gao, W. ve Hung, J.C.** (1993). Variable Structure Control: A Survey.
- [25] **Ahmed, A.H., Ajangnay, M.O., Mohamed, S.A. ve Dunnigan, M.W.** (2010). Speed Control of Induction Motor Using New Sliding Mode Control Technique, *Iraq Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 6(2), 111–115.
- [26] **Devanshu, A., Singh, M. ve Kumar, N.** (2018). Sliding Mode Control of Induction Motor Drive Based on Feedback Linearization, *IETE Journal of Research*, 66(2), 256–269.
- [27] **Kim, D.H., Ryoo, H.J., Kim, Y.J. ve Rim, G.H.** (2002). Speed Control System of Induction Motor with Fuzzy-Sliding Mode Controller for Traction Applications, *Computers in Railways VIII*.
- [28] **Şahin, C., Şabanoviç, A. ve Gökaşan, M.** (1995). Robust Position Control Based on Chattering Free Sliding Modes for Induction Motors, *IEEE*.
- [29] **Chan, C.C. ve Wang, H.Q.** (1996). New Scheme of Sliding Mode Control for High Performance Induction Motor Drives, *IEE*.
- [30] **Jamoussi, K., Ouali, M. ve Charradi, H.** (2007). A Sliding Mode Speed Control of an Induction Motor, *American Journal of Applied Sciences*, 4(12), 987–994.
- [31] **Barambones, O., Alkorta, P. ve Durana, J.M.G.** (2013). Sliding Mode Position Control for Real Time Control of Induction Motors, *International Journal of Innovative Computing*, 9(7), 2741–2754.
- [32] **Harris, J.A.** (2017). *Nonlinear Adaptive Dynamic Inversion Control for Variable Stability Small Unmanned Aircraft Systems*.
- [33] **Isidori, A.** (1985). *Nonlinear Control Systems: An Introduction*, Springer-Verlag.

- [34] **Maghzaoui, C., Jerbi, H. ve Abdelkrim, M.N.** (2011). A MIMO Time-Varying System Control via a Stable Dynamic Inversion Methodology: Case of an Induction Machine, *International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks*.
- [35] **Bıyıklı, R.** (2022). *Nonlinear Dynamic Inversion Autopilot Design for an Air Defense System with Aerodynamic and Thrust Vector Control*.
- [36] **Jebri, S. ve Nouri, K.** (2018). A Comparative Study on the PMSM Control System Using the Nonlinear Dynamic Inversion Method, *IEEE*.
- [37] **Yang, I. ve Lee, D.** (2011). Dynamic inverse controller with Matrix Converter Drive Feed Three Phase Induction Motor, *IEICE Electronics Express*, 8(8), 549–555.
- [38] **Keream, S.S., Abdalla, A.N. ve Daud, M.R.** (2016). Nonlinear Dynamic Inverse Control Based in Field Oriented with SVPWM Current Control, *International Conference on Electrical Electronic Technology*.
- [39] **Keream, S.S., Abdalla, A.N. ve Daud, M.R.** (2016). Three Phase Induction Motor Torque Ripple Minimization Based on a Novel Nonlinear Dynamic Inverse Controller, *The National Conference for Postgraduate Research*.
- [40] **Grear, B., Cafuta, P. ve Stunberger, G.** (2009). Torque Control of an Induction Machine Based on Partial Dynamic Inversion, *IEEE*.
- [41] **Mergen, A.F. ve Zorlu, S.** (2009). *Elektrik Makineleri II Asenkron Makineler*, Birsen Yayınevi.
- [42] **Chapman, S.J.** (2012). *Electric Machinery Fundamentals*, McGraw-Hill; 5th Edition.
- [43] **Mergen, A.F. ve Kocabaş, D.A.** (2016). *Elektrik Makineleri IV Doğru Akım Makineleri*, Birsen Yayınevi.
- [44] **Gökaşan, M.** (1989). *Sincap Kafesli Asenkron Makinalarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması*.
- [45] **Franchi, C.M.** (2019). *Electrical Machine Drives Fundamental Basics and Practice*, CRC Press.
- [46] **Altahir, A.** (2020). Park and Clark Transformations: A Short Review.
- [47] **Stekl, P.** (2007). 3-Phase AC Induction Vector Control Drive with Single Shunt Current Sensing.
- [48] **Ohm, D.Y.** (2000). Dynamic Model of Induction Motors for Vector Control.
- [49] **Popescu, M.** (2000). *Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes*.
- [50] **Astrom, K. ve Hagglund, T.** (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America; 2nd Edition.

- [51] **Szanto, F.** (2016). Rolling Resistance Revisited.
- [52] **Monteiro, J.R., Pereira, W.C., Santana, M.P. ve Almeida, T.E.** (2003). Anti-Windup Method for Fuzzy PD+I, PI and PID Controllers Applied in Brushless DC Motor Speed Control.
- [53] **Erol, O.K. ve Eksin, I.** (2006). A New Optimization Method: Big Bang-Big Crunch, *Advances in Engineering Software*, 37, 106–111.
- [54] **Genç, H.M., Eksin, I. ve Erol, O.K.** (2013). Big Bang-Big Crunch Optimization Algorithm with Local Directional Moves, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 21, 1359–1375.
- [55] **Ersöz, A.** (2011). *Büyük Patlama Büyük Çöküş Optimizasyon Algoritması Tabanlı Bulanık Modelleme Yöntemi ve Yazılımı*.
- [56] **Kaya, I.** (2002). A PI-PD Controller Design for Control of Unstable and Integrating Processes, *ISA Transactions*, 42(2003), 111–121.
- [57] **Chen, G., P.T.T.** (2001). *Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems*, CRC Press.
- [58] **Ross, T.J.** (2010). *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, A John Wiley and Sons, Third Edition.
- [59] **Reznik, L.** (1994). *Fuzzy Controllers*, Newnes.
- [60] **Ashraf, A.J.** (2010). *DC Motor Speed Control via Fuzzy/Pole Placement/PI Controller*.
- [61] **Öztürk, C.** (2014). *Learning of Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Using Big Bang-Big Crunch Optimization*.
- [62] **Denai, M.A. ve Attia, S.A.** (2002). Fuzzy and Neural Control of An Induction Motor, *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 12(2), 221–233.
- [63] **Perrechetti, W. ve Barbot, J.P.** (2002). *Sliding Mode Control in Engineering*, Marcell Dekker.
- [64] **Bandyopadhyay, B., Janardhanan, S. ve Spurgeon, S.K.** (2013). *Advances in Sliding Mode Control: Concept, Theory and Implementation*, Springer.
- [65] **Şenol, H.** (1999). *Bulanık Mantık Temelli Kayan Kipli Denetim*.
- [66] **Saldıran, E.** (2021). *Incremental Nonlinear Dynamic Inversion Based Trajectory Tracking Controller for An Agile Quadrotor*.

EKLER

EK A : i_{qs} ve i_{ds} İçin Kontrolör Tasarım Kodları

EK B : Bulanık Kural Tabanı

EK C : Asenkron Motor Simulink Modeli





EK A : i_{qs} ve i_{ds} İçin Kontrolör Tasarım Kodları

function[Kp,Ki] = *tf_controller_design_iq*(OS,Tr)

[Kp,Ki] = *tf_controller_design_iq*(0.01,0.003)

J = 2.9;

B = 0.05658;

Rs = 0.01379;

Rr = 0.007728;

Lls = 0.000152;

Llr = 0.000152;

Lm = 0.00769;

Phi = 0.96;

P = 4;

Lr = Llr + Lm;

Ls = Lls + Lm;

La = Ls - (Lm²/Lr);

Ra = Rs + (Ls/Lr) * Rr;

Ka = 1/Ra;

Tau_a = La/Ra;

ids = Phi/Lm;

Kb = P/2 * Ls * ids;

Kt = 3 * P/4 * (Lm²/Lr) * ids;

syms Kp Ki s y Zeta = (-log(OS))/(sqrt(pi()² + log(OS)²));

Wn = (pi - atan(sqrt(1 - Zeta²)/Zeta))/(Tr * sqrt(1 - Zeta²));

Numerator = s * s + 2 * Zeta * Wn * s + Wn * Wn;

Numerator2 = s + y * Wn;

Numerator3 = Numerator * Numerator2;

Numerator3 = subs(Numerator3,y,0.001);

Num3 = vpa(collect(coef_{fs}(Numerator3,s)),7)

n = (Kp + Ki/s) * ((Ka * (J * s + B)) / ((J * s + B) * (Tau_a * s + 1) + (Ka * Kt * Kb)));

d = 1 + (Kp + Ki/s) * ((Ka * (J * s + B)) / ((J * s + B) * (Tau_a * s + 1) + (Ka * Kt * Kb)));

Pc = n/d;

[, d_n] = numden(Pc);

d_n = collect(d_n);

d_n = vpa(d_n,7);

d_n2 = coef_{fs}(d_n,s);

d_n = d_n/d_n2(4);

```

d_n = vpa(collect(d_n),7);
d_n2 = vpa(collect(coef fs(d_n,s)),7)

equations = [d_n2(2) == Num3(2),d_n2(3) == Num3(3)];
S = solve(equations,[Ki Kp]);
Ki = double(S.Ki);
Kp = double(S.Kp);
end

function[Kp,Ki] = tf_controller_design_id(OS,Ts)

[Kp,Ki] = tf_controller_design_id(0.02,0.004)

Rs = 0.01379;
Lls = 0.000152;
Llr = 0.000152;
Lm = 0.00769;
Lr = Llr + Lm;
Ls = Lls + Lm;
La = Ls - (Lm2/Lr);

syms Kp Ki s Zeta = (-log(OS))/(sqrt(pi()2 + log(OS)2));

Wn = 3/(Zeta*Ts);
Numerator = s*s + 2*Zeta*Wn*s + Wn*Wn;
Num = vpa(collect(coef fs(Numerator,s)),7)

n = (Kp + Ki/s) * (1/(Rs + La*s));
d = 1 + n;
Pc = n/d;
[,d_n] = numden(Pc);
d_n = collect(d_n);
d_n = vpa(d_n,7);
d_n2 = coef fs(d_n,s);
d_n = d_n/d_n2(3);
d_n = vpa(collect(d_n),7);
d_n2 = vpa(collect(coef fs(d_n,s)),7)

equations = [d_n2(1) == Num(1),d_n2(2) == Num(2)];
S = solve(equations,[Ki Kp]);
Ki = double(S.Ki);
Kp = double(S.Kp);
end

```

EK B : Bulanık Kural Tabanı.

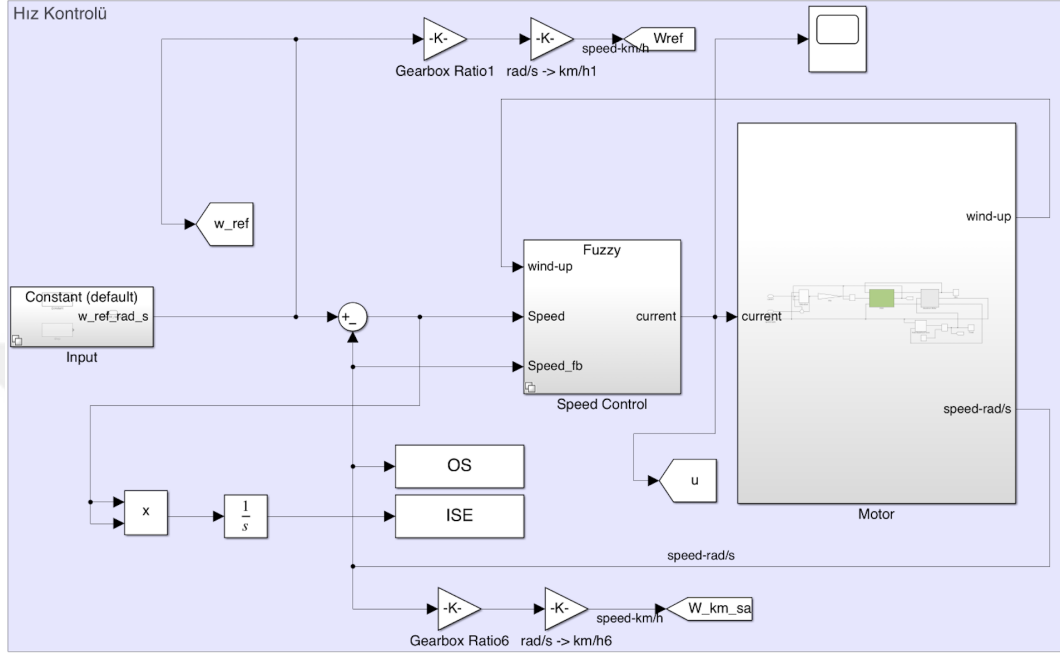
Çizelge B.1 : Bulanık kural tabanı.

Kural	Giriş 1 (<i>E</i>)	Giriş 2 (<i>CE</i>)	Çıkış (<i>CI</i>)
1	NL	NL	NL
2	NL	NM	NL
3	NL	NS	NML
4	NL	ZE	NM
5	NL	PS	NMS
6	NL	PL	ZE
8	NM	NL	NL
9	NM	NM	NML
10	NM	NS	NM
11	NM	ZE	NS
12	NM	PS	ZE
13	NM	PM	ZE
14	NM	PL	PS
15	NS	NL	NML
16	NS	NM	NM
17	NS	NS	NMS
18	NS	ZE	NS
19	NS	PS	ZE
20	NS	PM	PS
21	NS	PL	PMS
22	ZE	NL	NM
23	ZE	NM	NMS
24	ZE	NS	NS
25	ZE	ZE	ZE
26	ZE	PS	PS
27	ZE	PM	PMS
28	ZE	PL	PM
29	PS	NL	NMS
30	PS	NM	NS
31	PS	NS	ZE
32	PS	ZE	PS
33	PS	PS	PMS
34	PS	PM	PM
35	PS	PL	PML
36	PM	NL	NS
37	PM	NM	ZE
38	PM	NS	PS
39	PM	ZE	PMS

Çizelge B.1 (devam) : Bulanık kural tabanı.

Kural	Giriş 1 (<i>E</i>)	Giriş 2 (<i>CE</i>)	Çıkış (<i>CI</i>)
40	PM	PS	PM
41	PM	PM	PML
42	PM	PL	PL
43	PL	NL	ZE
44	PL	NM	PS
45	PL	NS	PMS
46	PL	ZE	PM
47	PL	PS	PML
48	PL	PM	PL
49	PL	PL	PL

EK C : Asenkron Motor Simulink Modeli.



Şekil C.1 : Asenkron motor simulink modeli.



ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad : Alp Eren ÇALICIOĞLU

ÖĞRENİM DURUMU

- **B.Sc.** : 2017, İstanbul Teknik Üniversitesi, Makina Fakültesi, Makina Mühendisliği
- **B.Sc.** : 2018, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Fakültesi, Elektrik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM

- 2017-2018 OTOKAR Otomotiv ve Savunma Sanayi A. Ş., Ürün Geliştirme Mühendisi
- 2018-2021 BMC POWER Motor ve Kontrol Teknolojileri A. Ş., Motor Tasarım Mühendisi
- 2021-halen ROKETSAN Roket Sanayi ve Ticaret A. Ş., Tasarım Mühendisi