

**TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI İÇİN
REJENERATİF FRENLEMELİ SÜRÜCÜ
TASARIMI**

**2017
YÜKSEK LİSANS TEZİ
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Yusuf KARABACAK

**TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI İÇİN REJENERATİF
FRENLEMELİ SÜRÜCÜ TASARIMI**

Yusuf KARABACAK

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Yüksek Lisans Tezi

Olarak Hazırlanmıştır

KARABÜK

Temmuz 2017

Yusuf KARABACAK tarafından hazırlanan “TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI İÇİN REJENERATİF FRENLEMELİ SÜRÜCÜ TASARIMI” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Ali UYSAL

Tez Danışmanı, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı



Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 21/07/2017

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Prof. Dr. Raif BAYIR (KBÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Fecir DURAN (GÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Ali UYSAL (KBÜ)



...../...../2017

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü V.

.....



“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Yusuf KARABACAK

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI İÇİN REJENERATİF FRENLEMELİ SÜRÜCÜ TASARIMI

Yusuf KARABACAK

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Yrd. Doç. Dr. Ali UYSAL

Temmuz 2017, 88 sayfa

Bu çalışmada, Tekerlek İçi Elektrik Motor (TİEM) için rejeneratif frenlemeli bir sürücü sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. TİEM kalkış anında yüksek tork üreterek aşırı akım çekmesine neden olmaktadır. Motor sürücü devresi bu durumlara karşı dayanıklı olacak şekilde tasarlanmıştır.

Rejeneratif frenleme elektrik motorlarının sürüş modu değiştirilerek gerçekleştirilmektedir. Frenleme esnasında ortaya çıkan ısı enerjinin azalması ve sürtünmeden kaynaklı oluşan tahribatın önüne geçmektedir. Elektriksel frenleme yapılarak sistemde bulunan bataryaların herhangi bir enerji kaynağına ihtiyaç duyulmadan şarj işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu sayede aracın menzilinün uzaması sağlanmaktadır. Motor sürücü rejeneratif frenleme modu ve motor modu olmak üzere iki modda çalışmaktadır. Motorun denetiminde bulanık mantık denetleyici tercih edilmektedir. Motor sürücünün kontrol yöntemleri için gerekli yazılım

MATLAB/Simulink ortamında geliştirilerek STM32F407 Discovery kartına gömülmüştür. Motor yüklü ve yüksüz durumlarda test edilmiştir. Rejeneratif frenleme miktarı dışarıdan sabit olarak girilen Darbe Genlik Modülasyonu (DGM) değerine bağlı olarak sabit değerlerde çalışmaktadır. Bu çalışma, TIEM için rejeneratif frenlemeli sürücü konusunda ulusal alanda gerçekleştirilmiş ilk yüksek lisans tezidir. Farklı DGM değerleri arasında deneyler yapılarak sürücü devresi test edilmiştir. Deneysel çalışmalar gerçek zamanlı olarak yapılmaktadır. Sürücünün başarı oranı yüksek sonuçlar elde edilmektedir. Elde edilen test sonuçları karşılaştırılarak farklılıkları tez içerisinde sunulmaktadır.

Anahtar Sözcükler : TIEM, bulanık mantık denetleyici, rejeneratif frenleme, gömülü sistem.

Bilim Kodu : 929.1.096

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

REGENERATIVE BRAKING DRIVER DESIGN FOR IN-WHEEL ELECTRIC MOTORS

Yusuf KARABACAK

Karabük University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Mechatronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Ali UYSAL

July 2017, 88 pages

In this study, a regenerative braking drive system for the In-Wheel Electric Motor (IWEM) was designed and realized. IWEM generates high torque at the moment of starting and causes excessive current draw. The motor drive circuit is designed to withstand these conditions.

Regenerative braking is achieved by changing the driving mode of the electric motors. The heat generated during braking reduces the energy and prevents the destruction caused by friction. Charging is done without any energy source of the batteries found in the system by making electrical braking. In this way, the range of the vehicle is provided. The motor drive operates in two modes, regenerative braking mode and motor mode. Fuzzy logic controller is preferred under engine control. The necessary software for controlling the motor driver was developed in the MATLAB /

Simulink environment and embedded in the STM32F407 Discovery card. The motor has been tested in loaded and unloaded conditions. The amount of regenerative braking works at fixed values depending on the Pulse With Modulation (PWM) value constantly input from the outside. This is the first graduate thesis for the regenerative braking driver for the TIEM, which was carried out in the national field. Experiments were carried out between different PWM values to test the drive circuit. Experimental studies are carried out in real time. The performance ratio of the driver is high. The differences of the obtained test results are presented in the thesis.

Key Word : IWEM, fuzzy logic controller, regenerative breaking, embedded system.

Science Code : 929.1.096

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Ali UYSAL'a, sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yapılan deneylerin yorumlanmasında yardımlarını esirgemeyen sayın hocam, Prof. Dr. Raif BAYIR'a, teşekkür ederim.

Tez çalışmamın gerçekleştirilmesinde yardımcı olan ve bilgi birikimlerini esirgemeyen sayın hocam, Arş. Gör. Tuncay SOYLU'ya ve Arş. Gör. Dr. Emel SOYLU'ya teşekkür ederim.

Lisans ve yüksek lisans hayatım boyunca hiçbir zaman beni yalnız bırakmayan yol arkadaşım kardeşim Süleyman ÇEVEN'e teşekkür ederim.

Tez çalışmamın gerçekleştirilmesinde yardımcı olan ve hiçbir noktada beni yalnız bırakmayan kardeşlerim, Mustafa TURĞUT'a, Sabri AYGAR'a, Barış BAŞ'a ve Ömer Faruk AYDOĞAN'a teşekkür ederim.

Sevgili aileme, babama, anneme ve ağabeylerim Hasan KARABACAK'a, Yücel KARABACAK'a, Fatih KARABACAK'a maddi ve manevi hiçbir yardımı esirgemediğim yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

KBU-BAP-17-YL-044 numaralı, "BLDC HUB Motor İçin Tork Kontrollü Rejeneratif Frenleme Sürücü Tasarımı" isimli proje, Karabük Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) kapsamında desteklenmiştir. Desteklerinden dolayı Karabük Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri birimine teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

KABUL.....	Hata! Yer işareti tanımlanmamış.
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xv
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2	9
TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI	9
2.1. TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORUNUN YAPISI.....	9
2.1.1. Stator.....	10
2.1.2. Rotor	12
2.1.3. Hall Sensör.....	13
2.1.4. Tekerlek İçi Elektrik Motorunun Sürülmesi.....	15
2.1.5. Tekerlek İçi Elektrik Motorunun Matematiksel Modeli.....	15
2.2. TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARININ ÖZELLİKLERİ.....	20
2.2.1. Olumlu Özellikleri	20
2.2.2. Olumsuz Özellikleri.....	22
BÖLÜM 3	24
BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ.....	24
3.1. BULANIK KÜMELER.....	25
3.2. BULANIK KÜME İŞLEMLERİ	26

	<u>Sayfa</u>
3.3. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ BİLEŞENLERİ	27
3.3.1. Bulanıklaştırma	29
3.3.2. Kural Tabanı	30
3.3.3. Durulaştırma	32
BÖLÜM 4	33
DENEY DÜZENEĞİ VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR	33
4.1. DENEY DÜZENEĞİ	33
4.1.1. Deney Düzeneginde Kullanılan TİEM	35
4.1.2. TİEM Sürücü Devresi	36
4.1.2.1. STM32F4 Discovery Denetleyici	36
4.1.2.2. LTS 25-NP Akım Sensörü	39
4.1.2.3. Mosfet Sürücü Devresi	41
4.1.2.4. Mosfet Devresi	42
4.1.2.5. Rotor Pozisyonu Algılama Devresi	44
4.1.2.6. LM35 Sıcaklık Sensörü	44
4.1.3. TİEM Çalışma Modları	45
4.1.3.1. Motor Modunda çalışma	45
4.1.3.2. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Tasarımı	50
4.1.3.3. Rejeneratif Frenleme Modunda Çalışma	52
4.1.4. Deney Düzeneginde Kullanılan Gerilim Kaynağı	55
4.2. DENEYSEL ÇALIŞMALAR	56
4.2.1. TİEM Sürücüsü Deneysel Çalışmalar	56
4.2.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi İle Yüksüz Durumda Hız Denetimi	61
4.2.3. Bulanık Mantık Denetleyicisi İle Yüklü Durumlarda Hız Denetimi	65
4.2.4. Rejeneratif Frenleme İle İlgili Elde Edilen Grafıksel Sonuçlar	74
BÖLÜM 5	81
SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	81
KAYNAKLAR	84
ÖZGEÇMİŞ	88

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Basitleştirilmiş TIEM modeli.	10
Şekil 2.2. TIEM stator görüntüsü.	11
Şekil 2.3. Trapezoidal geri EMK.	12
Şekil 2.4. Sinüsoidal geri EMK.	12
Şekil 2.5. TIEM çeşitli rotor yapısı.	13
Şekil 2.6. TIEM enine kesiti.	14
Şekil 2.7. Bir fazda endüklenen gerilim.	17
Şekil 3.1. Üçgen üyelik fonksiyonu.	25
Şekil 3.2. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi.	27
Şekil 3.3. A ve B bulanık kümelerinin birleşimi.	27
Şekil 3.4. Bulanık küme ile klasik kümenin karşılaştırılması.	28
Şekil 3.5. Üyelik fonksiyonlarının çeşitleri.	29
Şekil 3.6. Bulanık mantık denetleyicisi temel yapısı.	29
Şekil 3.7. Yedi değişkenli üyelik fonksiyonu.	30
Şekil 3.8. Bulanık kural tablosu.	31
Şekil 4.1. Deney düzeneği blok diyagramı.	33
Şekil 4.2. Deney düzeneği.	34
Şekil 4.3. Deney düzeneği.	35
Şekil 4.4. Deney düzeneğinde kullanılan TIEM.	35
Şekil 4.5. STM32F4 Discovery.	37
Şekil 4.6. Denetleyici devresi.	39
Şekil 4.7. LTS 25-NP akım sensörüne ait geçen akıma göre çıkış gerilimi eğrisi.	40
Şekil 4.8. Akım kontrol devresi.	40
Şekil 4.9. Örnek bağlantı şeması.	41
Şekil 4.10. IR2104 bağlantı devresi.	41
Şekil 4.11. Mosfet sürücü devresi.	42
Şekil 4.12. 75NF75 güç mosfeti sembolü ve dış görüntüsü.	43
Şekil 4.13. Mosfet devresi.	43

Sayfa

Şekil 4.14. Hall etkili sensör arayüz devresi.	44
Şekil 4.15. LM35 sıcaklı sensörü.	45
Şekil 4.16. Altı adet anahtarlama elemanında oluşan evirici devre.	46
Şekil 4.17. MATLAB/Simulink programında tasarlanan yazılım blokları.	48
Şekil 4.18. Motor faz seçimleri.	49
Şekil 4.19. Hız okuma işlemi için gerekli olan uygulama blokları.	50
Şekil 4.20. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicisi.	50
Şekil 4.21. Hata üyelik fonksiyonları.	51
Şekil 4.22. Hatadaki değişimin üyelik fonksiyonları.	51
Şekil 4.23. Çıkış üyelik fonksiyonları.	51
Şekil 4.24. Kural tabanı.	52
Şekil 4.25. B_low anahtarının tetikleme anında devrende geçen akım.	53
Şekil 4.26. B_low anahtarı kapalı durumda iken devreden geçen akım.	53
Şekil 4.27. Rejeneratif mod faz seçimleri.	54
Şekil 4.28. Motor modu ile rejeneratif modu kontrol blokları.	55
Şekil 4.29. Deney düzeneğinde kullanılan pil grubu.	56
Şekil 4.30. Tek fazın üst mosfetine ait D-S ve G-S gerilimleri.	57
Şekil 4.31. Motorun üç fazına ait faz gerilimleri.	57
Şekil 4.32. Motorun üç fazına ait G-S gerilimleri.	58
Şekil 4.33. Motorun tek fazına ait akım grafiği.	58
Şekil 4.34. Motorun tek fazının üst mosfetine ait G, alt mosfetine ait G-S ve D-S gerilimleri.	59
Şekil 4.35. Motorun tek fazının üst mosfetine ait G-S, D-S gerilimleri ve kaynak akımı.	60
Şekil 4.36. % 100 DGM sinyali uygulandığında üst mosfete ait G-S ve D-S gerilimleri.	60
Şekil 4.37. 100 rpm referans değerinde sistemin cevabı.	61
Şekil 4.38. 150 rpm referans değerinde sistemin cevabı.	62
Şekil 4.39. 200 rpm referans değerinde sistemin cevabı.	62
Şekil 4.40. 250 rpm referans hız değerinde sistemin cevabı.	63
Şekil 4.41. 300 rpm referans hız değerinde sistemin cevabı.	63
Şekil 4.42. 200 rpm ve 300 rpm referans değerlerinde sistemin cevabı.	64

Şekil 4.43. Yüksüz yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.	65
Şekil 4.44. 100 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	66
Şekil 4.45. 150 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	67
Şekil 4.46. 200 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	67
Şekil 4.47. 250 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	68
Şekil 4.48. 300 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	68
Şekil 4.49. Yüklü yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.	69
Şekil 4.50. 100 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	70
Şekil 4.51. 150 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	71
Şekil 4.52. 200 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	71
Şekil 4.53. 250 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	72
Şekil 4.54. 300 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.	72
Şekil 4.55. Yüklü yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.	73
Şekil 4.56. Rejeneratif frenleme modunda % 50 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.	74
Şekil 4.57. Rejeneratif frenleme modunda % 60 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.	75
Şekil 4.58. Rejeneratif frenleme modunda % 65 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.	76
Şekil 4.59. Rejeneratif frenleme modunda % 70 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.	77
Şekil 4.60. Rejeneratif frenleme modunda % 75 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.	78
Şekil 4.61. Farklı DGM değerleri için elde edilen değerler.	79
Şekil 4.62. Rejeneratif modu aktif edildiğinde alt mosfetlere uygulanan DGM sinyali.	80

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1. TIEM ait parametreler.....	36
Çizelge 4.2. Rotor konumuna göre komütasyon sırası.	46
Çizelge 4.3. Motor modunda anahtarların tetiklenme sırası	46
Çizelge 4.4. Rejeneratif modda güç anahtarları tetiklenme sırası.....	54
Çizelge 4.5. Yüksüz yapılan deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.	64
Çizelge 4.6. Yük altında gerçekleştirilen deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.	69
Çizelge 4.7. Yük altında step referans fonksiyonu uygulanması ile gerçekleştirilen deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.	73
Çizelge 4.8. Farklı DGM değerleri için batarya gerilim değişim oranı, şarj akımı, araç hızındaki değişim oranı.	78

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

B	: sürtünme katsayısı
D	: drain
e_a	: motorun a fazında endüklenen gerilim
e_b	: motorun b fazında endüklenen gerilim
e_c	: motorun c fazında endüklenen gerilim
G	: gate
i	: akım
J	: eylemsizlik
K_e	: endüklenen gerilim katsayısı
L	: endüktans
l	: bir sarımın uzunluğu
Li-ion	: lityum iyon
M	: relüktans
N	: sarım sayısı
Nd	: neodymium
NdFeB	: neodymium ferrit baron
P	: türev operatörü
$P_{\text{ç}}$: motor mili çıkış gücü
P_a	: motorun a fazının ürettiği güç
P_b	: motorun b fazının ürettiği güç
P_c	: motorun c fazının ürettiği güç
r	: rotor yarıçapı
R	: direnç
S	: source
SmCo	: samarium cobalt
Te	: elektromekanik moment

T_L	: yük momentini
v	: sargı lineer hızı
V_a	: motorun a fazında üretilen gerilim
V_b	: motorun b fazında endüklenen gerilim
V_c	: motorun c fazında endüklenen gerilim
ω_m	: rotorun açısal hızı
\emptyset_g	: hava aralığındaki akı
\emptyset_e	: elektriksel rotor açısı

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
AES	: Alan Etkili Sensör
BMD	: Bulanık Mantık Denetleyici
BLDC	: Brush Less Direct Current (Fırçasız Doğru Akım Motoru)
DA	: Doğru Akım
DAC	: Digital Analog Converter
DGM	: Darbe Genişlik Modülü
EMK	: Elektro Motor Kuvvet
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
GLCD	: Graphic Liquid Crystal Display
HES	: Hall(Alan) Etkili Sensör
IWEM	: In-Wheel Electric Motor
LED	: Light Emitting Diode
LCD	: Liquid Crystal Display (Sıvı Kristal Ekran)
OTG	: On the Go
Wh	: Watt Saat
PID	: Proportional Integral Derivative (Oransal İntegral Türev)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülü)
RPM	: Revolutions Per Minute (Dakikadaki Devir Sayısı)
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
TİEM	: Tekerlek İçi Elektrik Motor
TFT	: Thin Film Transistor

USB : Universal Serial Bus

UART : Universal Asynchronous Receiver Transmitter



BÖLÜM 1

GİRİŞ

Elektrikli araç teknolojisi günümüzde hızla gelişmektedir. Ülkemizin de küresel piyasada elektrikli araçlar ve teknolojileri alanında yer alabilmesi için bu alanda çalışma yapılması çok önemlidir. Doğru akım motorlarının enerji verimliliği çok yüksek seviyelerde olduğu için elektrikli araç teknolojilerinde sıkça kullanılmaktadır. Ancak fırçalı doğru akım motorlarında fırça maliyeti ve zamanla aşınmadan kaynaklı oluşturduğu arızalardan dolayı bunun yerine TIEM kullanılması tercih edilmektedir. TIEM özel bir sürme tekniği kullanılarak dinamo olarak çalıştırılması sonucunda araçlarda bulunan bataryaların şarj edilmesi araca fren kuvveti oluşturmaya olanak sağlamaktadır. Avantajlarının bu kadar çok olmasından dolayı bu motorlar günümüzde yoğun ilgi görmeye başlamıştır. Ancak TIEM'in kullanılabilmesi için özel bir sürücü devresine ihtiyaç vardır. Bu sürücü devresinin de uzun ömürlü ve dayanıklı olması için çeşitli geliştirme süreçlerinden geçmesi gerekmektedir.

Harun ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, tekerlek içi sabit mıknatıslı fırçasız DA motorun kontrolü, bulanık mantık denetleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Motoru tahrik etmek için bir invertör tasarlanmıştır. Dönüştürücü devresi bulanık mantık denetleyicisi tarafından kontrol edilmiştir. Rotor konumu ve hız değeri, motorun içine yerleştirilmiş bir manyetik sensörden elde edilmiştir. Rotor pozisyonuna göre motorun hangi faza geçtiği belirlenmiştir. Hızdaki hata ve hata değişikliği bulanık mantık denetleyicisinin girişi olarak kullanılmıştır. Motorun hızı, uygulanan bulanık mantık kontrol devresi kullanılarak istenen referans değere ayarlanmıştır. Hazırlanan test kurulumunda, Proportionally-Integral-Derivative (PID) ve bulanık mantık denetleyicilerinin performansları, motorun akımını, gerilimini ve gücünü ölçerek karşılaştırılmıştır [1].

Lee ve diğerkleri tarafından yapılan çalışmada, fırçasız doğru akım motorlu tahrik sisteminde hem motorların hem de dnüşürücülerin tekrarlanan prototiplemesinde maruz kalınan maliyeti sınırlamak için, tasarım aşamasında sistemin maliyeti için etkin simülasyonu yapılmıştır. Standart ve MATLAB ortamında önerilen matematiksel model, tasarım mühendislerine, sayısal denetleyicinin yük veya örnekleme hızı gibi değişkenliklerin ortaya çıkması durumunda sistemin performansını hızlı bir şekilde araştırmasına olanak sağlamıştır. Simülasyon parametrelerinin girişi için kullanıcı dostu bir arayüz dahil edilmiştir. Kabul edilen modüler yaklaşım programın bakımını ve gelişimini kolaylaştırmıştır [2].

Ahmed ve diğerkleri tarafından yapılan çalışmada uyarlanabilir bir bulanık-sinir ağı denetleyicisine sahip fırçasız tahrik sistemi tanıtılmıştır. İlk olarak, bulanık mantık kontrolü için bir sinir ağı tabanlı mimari açıklanmıştır. Bulanık sistemlerin karakteristik kuralları ve üyelik işlevleri, sinir ağı yapısındaki işlem düğümleri olarak gösterilmektedir. Ardından, bulanık kurallar ve sistemin giriş-çıkışı, denetlenen iyi öğrenme algoritması ile ayarlanmıştır. Deneysel bir kurulum kullanılarak, önerilen denetleyicinin performansı çeşitli çalışma koşulları altında değerlendirilmiştir. Denetleyicinin sağlam, uyarlanabilir ve öğrenebileceği gösterilmiştir [3].

Arulmozhiyal ve diğerkleri tarafından yapılan çalışmada fırçasız DA motorun hızını kontrol etmek için geliştirilmiş bir Bulanık PID denetleyiciü önerilmektedir. Önerilen denetleyiciye PID denetleyici ve Bulanık orantısal-integral-türev denetleyici denir. Bu makalede, geleneksel PID denetleyicisi ve Bulanık PID denetleyicisine karşılaştırılmıştır. Parametrelerin ayarlanması ve normal geleneksel PID denetleyicisi kullanılarak tahmin edici kontrol özellikleri elde edilmesi zordur. Bulanık kontrol özelliklerini tahmin edebilme yeteneğine sahip olduğu için hesaplama işlemi kolaydır. Fırçasız Doğru Akım Motor (FDAM) kontrol etmek için bulanık bir PID denetleyicisi FDAM denetleyicisi olarak tasarlanmıştır. Deneysel sonuçlar, bulanık bir PID denetleyicisinin geleneksel PID denetimcisine göre daha iyi kontrol performansı sağladığını doğrulamaktadır. FDAM'nun modellenmesi, kontrolü ve simülasyonu, MATLAB / SIMULINK yazılım paketi kullanılarak gerçekleştirilmiştir [4].

Ravi ve diğeri tarafından yapılan çalışmada, FDAM, otomotiv uygulamaları için potansiyel bir tahrik olarak düşünülür. Doğrudan tahrik tasarımı, fırçasız doğru akım motoru sunulmaktadır. Motorun büyüklüğü, maksimum tahrik akımı ve maksimum çıkış gücü gibi pek çok kısıtlama düşünülmüştür. Çapı ve tahrik uzunluğu prototip aracın modern analitik aletleri kullanılarak sınırlandırılmıştır. Motorun statik ve dinamik özelliklerini ve düşük maliyetli verimli tasarım için geometrik doğrulukları elde etmek için kullanılmıştır. Mevcut uygulama için uyumlu düşük maliyetli bir elektronik denetleyici geliştirilmiştir. Prototip, hafif bir elektrikli araçta imal edilmiş ve test edilmiştir [5].

Emadi ve diğeri tarafından yapılan çalışmada emisyonları azaltma ve yakıt ekonomisini iyileştirme gereksinimleri ile otomotiv şirketleri elektrikli, hibrit elektrikli araçlar geliştirmektedir. Güç elektroniği, bu çevre dostu araçların geliştirilmesi ve artırılmış elektrik yükleri taleplerini karşılamak için gelişmiş elektrik mimarilerinin uygulanması için etkin bir teknolojidir. Güncel trendlerin ve gelecekteki araç stratejilerinin kısa bir incelemesi ve güç elektronik alt sistemlerinin işlevi anlatılmaktadır [6].

Tsai ve diğeri tarafından yapılan çalışmada, MATLAB / SIMULINK ve Field Programmable Gate Arrays (FPGA) kontrolü ile fırçasız bir doğru akım motorun model yapımı sunulmaktadır. Böylece FDAM denetiminin performansını MATLAB / SIMULINK kullanarak çeşitli kontrol şemaları ile değerlendirebilir. Gerçekleştirilen model ile fırçasız doğru akım motor dinamikleri bloğu, bir alan etkili sensör sinyalleri denetleme bloğu, bir geri elektro motor kuvvet bloğu ve bir DGM üreten mantık bloğundan oluşturulmaktadır. Modeli değerlendirmek için çeşitli simülasyon çalışmaları örnekleri yapılmıştır. Kontrol ve DGM üreten mantık bloğu daha sonra MATLAB / SIMULINK ve ModelSim ortamında eş simülasyon doğrulaması için donanım tanımlama dilinde dijital donanım devresine aktarılmıştır. Yapılan fırçasız doğru akım motor modelinin doğruluğunu doğrulamak için FPGA kontrolünü kullanarak deney sonuçları elde edilmiştir [7].

Huja ve diğeri tarafından yapılan çalışmada rejeneratif frenleme, enerji kullanım verimliliğini artırabilir ve elektrikli araçların sürüş mesafesini uzatabilir. Fırçasız

doğru akım motoruyla çalışan elektrikli aracın yenilikçi rejeneratif fren sistemi önerilir. Bu teknikte fırçasız doğru akım motor, geleneksel PID kontrolü ile kontrol edilir ve frenleme kuvveti dağılımı Uygulamalı Sinirsel Bulanık ıkarım Sistemi tarafından yapılır. Bu yöntem, PID 'ye kıyasla oldukça yavaştır. Böylece PID, frene basıldığında motorun negatif torkunu kontrol etmek için kullanılır. Bu yeni açıklama, g ve verimlilik açısından performansı geliştirmiştir. Önerilen sistem simülasyon sonuçlarını, motor hızını frenleme kuvveti ve aracın bataryası Simulink IDE altında analiz ederek verilmiştir. Sonuçlar, bulanık mantık ve PID kontrolünün, frenleme koşullarının kalitesini teyit etme şartı altında, rejeneratif frenlemenin elektrikli araçların sürüş süresini uzatabileceğini tanımlayabildiğini göstermektedir. Sonunda, nerilen yöntem MATLAB yazılımı kullanılarak ispatlanmıştır [8].

Nain ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada anlatılan rejeneratif frenleme, enerji kullanım verimliliğini artırabilir ve elektrikli araçların sürüş mesafesini uzatabileceğini araştırmışlardır. alışmalarında, yenilikçi bir rejeneratif fren sistemi sunulmuştur. Rejeneratif frenleme sistemi, fırçasız doğru akım motora uyarlanmıştır ve frenleme kuvvetinin yanı sıra fırçasız doğru akım motorun kontrolü üzerinde durmaktadır. FDAM kontrolü geleneksel PID kontrolü kullanılmaktadır ve fren gücü dağılımının kontrolünde bulanık mantık kontrolünü tercih etmişlerdir. Bulanık mantık PID kontrolünden daha yavaş olduğu için, frenleme torku PID kontrolü ile gerçek zamanlı olarak kontrol edilebilir. Diğer çözümlerle karşılaştırıldığında, yeni çözümün gerçekleştirilmesi, dayanıklılığı ve verimliliği açısından daha iyi bir performansı vardır. Simülasyon sonuçlarını, pil şarj durumu, fren kuvveti ve doğru akımını MATLAB / Simulink ortamında analiz ederek sunulmaktadır. Simülasyon sonuçları, bulanık mantık ve PID kontrolünün, frenleme kalitesinin sağlanması koşuluyla, şebeke geri besleme frenlemesini gerçekleştirebildiğini ve sürüş mesafelerini uzatabileceğini göstermektedir. Sonunda, nerilen yöntemin pratik uygulama için gerçekleştirilebilir olduğu doğrulanmıştır [9].

Parsa ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, elektrikli araçlarda ve hibrit elektrikli araçlarda fırçasız doğru akım motor/jeneratör sisteminin tork dalgalanmasını en aza indirmek ve motordan alınan tahrik gücünü en st düzeye çıkarmak için gelişmiş kontrol yöntemleri sunulmuştur. nce fırçasız doğru akım motorları için bakır kayıp

azalımı ile basit bir tork dalgalanma kontrol yöntemi önerilmiştir. Daha sonra, elektrikli araçlar ve hibrit elektrikli araçların üretim modu için, sinüzoidal olmayan fırçasız doğru akım motorları için tahrik gücünü maksimize etmek, makine boyutunu ve ağırlığını en aza indirmek için optimal bir güç kontrolü açıklanmaktadır. Genel olarak, önerilen yaklaşımlar fırçasız doğru akım motor/jeneratör sisteminin performansını artırabilir. Önerilen yöntemlerin temel teorisi sunulmuş ve performansı, simülasyon ve deneysel çalışmalar ile ifade edilmiştir [10].

Şahin ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, elektrikli araçların sorunlarından biri olan menzil sorununa bir çözüm bulmak için daha verimli bir sürüş algoritmasının oluşturulması amaçlanmıştır. Sistemin dinamik modeli Matlab/Simulink ortamında oluşturularak rejeneratif frenleme sistemi için olası bir sürüş çevrimi altında sistemin simülasyonu yapılmıştır. Rejeneratif modda sistemin daha verimli çalışması ve güvenli şarj durumu için bulanık mantık denetleyici ile PID denetleyici bir arada kullanılmıştır. Bulanık kontrol giriş parametresi olarak 3 faktör göz önüne alınmıştır. Bu faktörler; aracın anlık hız bilgisi, batarya şarj durumu ve frenleme kuvvetidir. Kontrol çıktısı ile rejeneratif frenleme seviyesi tespit edilmiştir. Elde edilen sonuçlar motor ve rejeneratif çalışma modu için karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir [11].

Jiang ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, komütasyon aralığı boyunca elektromekanik enerji dönüşümünde üç faz söz konusudur ve fırçasız doğru akım motorlarının kontrolünü, komütasyon aralığı boyunca üç fazlı bir alternatif akım motoruna benzer hale getirir. Fırçasız doğru akım motorları için yeni bir komütasyon analiz yöntemi, genellikle bir üç fazlı alternatif akım motorun kontrolünde kullanılan koordinat dönüşüm teorisine dayanarak önerilmiştir. Komütasyon aralığı boyunca fırçasız doğru akım motorların modeli, iki fazlı sabit çerçevede elde edilmektedir. Komütasyon torku dalgalanmasını bastırmak ve komütasyon süresini kısaltmak için komütasyon kontrolü yöntemi elde edilmiştir. Son olarak, yöntemin doğruluğu ve etkinliği deney sonuçları ile doğrulanmıştır [12].

Chen ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, CUK konvertörüne dayalı olarak, fırçasız doğru akım motor için yeni bir komütasyon değişimi esnasında meydana gelen tork dalgalanmasını azaltma stratejisi önerilmiştir. Dönüş süresi ve normal

iletim periyodu sırasında CUK konvertörünün çıkış modları (buck-boost modu ve boost modu), tüm hız aralığı boyunca değiştirme torku dalgalanmasını azaltabilen bir mod seçme devresi tasarlayarak değiştirilir. Komütasyon periyodu sırasında CUK konvertörü, üç fazlı köprü dönüştürücünün giriş gerilimini yükseltmek ve ardından komütasyon süresinin gerilim talebini karşılamak için yükseltme modunda çalışır. Böylece uyumsuz akımı sabit tutarak komütasyon torku dalgalanması azaltılabilir. Dönüştürücünün kullanım oranını arttırmak için, normal iletim periyodu sırasında CUK konvertörü kova yükseltme modunda çalışır ve üç fazlı köprü dönüştürücünün giriş gerilimi, DGM yöntemi kullanılarak düzenlenmesiyle ayarlanır. Deneysel sonuçlar teoremin doğruluğunu ve önerilen yaklaşımın etkililiğini doğrulamıştır [13].

Tingna ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, fırçasız doğru akım motorun tork dalgalanmasını azaltmak için yeni bir tork kontrol stratejisi önerilmektedir. Terminal iletkenlerinin olası tüm kombinasyonları, normal iletim periyodu ve komütasyon periyodu sırasında invertörün farklı anahtarlama durumlarından elde edilir. Üstelik, farklı terminal gerilimlerini karşılık gelen tork değişim oranlarının ifadeleri, tork değişim oranlarının işaretini ve büyüklüğünü analiz etmek için türetilir. Bu analiz temel alınarak sırasıyla ana vektör ve yardımcı vektör bulunan iki anahtarlama tablosu oluşturulmuştur. Her bir kontrol çevriminde ana vektör ve yardımcı vektörün kombine etkisi sayesinde ideal geri elektromotor kuvvetinin (EMK) ve akım komütasyonunun neden olduğu tork dalgalanması etkin bir şekilde azaltılabilir. Bu arada, tork ve anahtarlama zamanlarının dinamik performansı da dikkate alınır. Özellikle komütasyon periyodunda, hızlı devir ve düşük devirlerin birbirinden ayrılmadan tüm devir aralığında birleşik vektör seçim tablosu uygulanır. Son olarak, önerilen stratejinin etkinliği deney sonuçları ile doğrulanır [14].

Yong ve diğerleri tarafından gerçekleştirilen bir çalışmada, fırçasız alternatif akım sürücüler için doğrudan tork kontrolünün uygulanması kapsamlı bir şekilde araştırılmıştır. Fırçasız doğru akım tahrik ünitelerinin uygulanması, tork tahmini ve dönüştürücü devresi gerilim uzay vektörlerinin temsili ile ilgili olarak uygulamadaki temel farklılıklar verilmektedir. Simüle edilmiş ve deneysel sonuçlar sunulmuştur ve geleneksel akım kontrolü ile karşılaştırıldığında, doğrudan tork kontrolü azaltılmış

tork dalgalanmasına ve daha hızlı bir dinamik tepkiye neden olduğu gösterilmiştir [15].

Yong ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada, sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorların doğrudan tork kontrolünde önemli bir husus, anlık elektromanyetik torkun tahmin edilmesidir. Sensörsüz kontrol genellikle avantajlıdır. Kayma modlu bir gözlemci, sinüzoidal olmayan geri EMK dalga formunu hesaplamak için kullanılır ve basitleştirilmiş bir genişletilmiş Kalman filtresi rotor hızını hesaplamak için kullanılır. Her ikisi de anlık elektromanyetik torku hesaplamak için bir araya getirilir. Bu yaklaşımın etkinliği, simülasyonlar ve ölçümlerle doğrulanmıştır [16].

Haifeng ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, fırçasız doğru akım motorlarının klasik kontrolünde, akış dağılımı yamuk biçiminde, beslenen akım dikdörtgen olarak ve bir sabit tork elde edildiği kabul edilmektedir. Bununla birlikte, gerçekte, bu varsayım, manyetik materyalin düzensizliği ve tasarım dengelerinden dolayı her zaman doğru olmayabilir. Bu faktörler, mevcut denetleyici sınırlaması ile birlikte istenmeyen tork dalgalanmalarına neden olabilir. Bu çalışmada, ideal olmayan geri EMK dalga şekilleri ile fırçasız doğru akım motorların tork dalgalanmalarını azaltmak için yeni bir tork kontrol yöntemi önermektedir. Bu yöntemde, karşılık gelen anahtarları kontrol etmek için kullanılan darbelerin harekete geçirme süresi hem normal iletme periyodu hem de komütasyon periyodundaki geriye dönük geri EMK dalgaları ile ilgili olarak tork denetleyicisinde hesaplanır. Ayrıca, besleme geriliminin etkisi, komütasyon periyodunda düşünülür. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, geleneksel dikdörtgen akım kontrolü ile karşılaştırıldığında, önerilen tork kontrol yönteminin tork dalgalanmasının belirgin bir şekilde azaltılmasıyla sonuçlandığı gösterilmiştir [17].

Hoang ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada fırçasız doğru akım motorların tork özellikleri, iki fazlı besleme ve üç fazlı besleme şeması için geri EMK ve besleme akımları açısından incelenmiştir. Tork dalgalanmasını en aza indirmek için çeşitli teknikler ele alınmakta ve tartışılmaktadır. Üç fazlı besleme sistemleri için seçici bir harmonik eliminasyon tekniği incelenmiş ve etkinliği değerlendirilmiştir [18].

Çeven ve diğerleri tarafında yapılan çalışmada, fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolünde gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen çalışmanın kontrolünde endüstriyel PC olan Beckhoff CX9020 kullanılmıştır. Motorun hız kontrolünde ise bulanık mantık denetleyicisi tercih etmişlerdir [19].

Uysal ve diğerleri tarafında yapılan çalışmada, anahtarlamalı relüktans motorları için sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Sürücü üzerinden motorun Kohonen sinir ağı kullanılarak gerçek zamanlı hata tespit ve teşhis uygulaması gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın kontrolü için PLC S7-1200 denetleyicisi kullanılmaktadır [20].

Bulanık mantık denetleyicisi TIEM için hız kontrol yöntemlerinden birisi olduğu gibi bir çok uygulamada kullanılmaktadır [21–30].

Rejeneratif frenlemeli sürücü konusunda ulusal alandan gerçekleştirilmiş ilk yüksek lisans tezi olması bu çalışmaya farkındalık katmaktadır. Tez çalışmasının literatür ile karşılaştırıldığında, gerçekleştirilen sürücü devresinin bir elektrikli araç üzerinde farklı yol koşullarında test edilmesi ile üstünlük sağlamaktadır. Rejeneratif frenleme modunda, farklı DGM değerleri için test edilmiş ve test sonuçları karşılaştırılması ile farkındalık oluşturduğu gibi bu alanda yapılacak olan çalışmalara da öncülük sağlayacaktır.

Bu tez çalışmasında TIEM İçin Rejeneratif Frenlemeli Sürücü Tasarımı gerçekleştirilmektedir. Bu bölümde elektrikli araç motor sürücüleri, motor kontrolünde kullanılan algoritmalar ve rejeneratif frenleme alanında yapılan çalışmalar hakkında literatür bilgisi verilmektedir. İkinci bölümde TIEM hakkında genel bilgiler verilmektedir. Üçüncü bölümde, kontrol yöntemlerinden birisi olan bulanık mantık denetleyicisinin tasarlanması ve çalışma prensibi ile ilgili bilgiler verilmektedir. Dördüncü bölümde, gerçekleştirilen sistemde kullanılan materyaller, TIEM motor modunda ve rejeneratif modunda çalışması ile ilgili genel bilgiler verilmektedir. Tez çalışması ile ilgili deneysel çalışmalar ve elde edilen sonuçlar bu bölümde verilmektedir. Beşinci bölümde, deneysel sonuçlar değerlendirilerek, yapılan çalışma ile ilgili öneriler sunulmaktadır.

BÖLÜM 2

TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARI

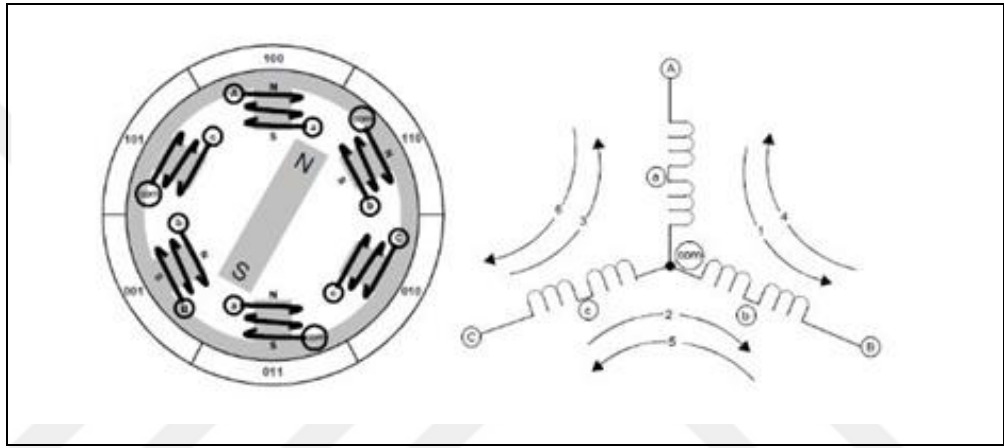
TİEM'leri, el aletleri, otomotiv, havacılık, tüketici, tıbbi, endüstriyel otomasyon ekipmanları ve enstrümantasyon gibi sektörlerde kullanılmaktadır. TİEM'de komütasyon için fırçalar kullanmazlar; Bunun yerine, elektronik olarak değiştirilirler. TİEM, fırçalı DA motorlar ve endüksiyon motorlarına göre birçok avantaja sahiptir. Bunlar, tork karakteristiklerine karşı daha iyi hız, yüksek dinamik tepki, yüksek verim, uzun çalışma ömrü, sessiz çalışma, daha yüksek hız aralıkları olarak sıralanabilir. Bunlara ek olarak, motora gönderilen tork oranı, alanın ve ağırlığın kritik faktörlerin olduğu uygulamalarda faydalı olacak şekilde daha yüksektir.

TİEM bir tür senkron motordur. Senkron motorlarda, stator tarafından üretilen manyetik alan ile rotor tarafından oluşturulan manyetik alanın aynı frekansta döner. TİEM normal olarak endüksiyon motorlarında görülen kaymayla karşılaşmazlar. TİEM tek fazlı, 2 fazlı ve 3 fazlı konfigürasyonlara sahiptir. Tipine uygun olarak, stator aynı sayıda sargıya sahiptir. Bunların dışında, 3 fazlı motorlar en popüler ve yaygın olarak kullanılmaktadır [31].

2.1. TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORUNUN YAPISI

Tekerlek içi elektrik motorları, iletken akımları ile rotora yerleştirilen sürekli mıknatısların manyetik alanının etkileşimi sonucu indüklenen moment ile enerji dönüşümünü gerçekleştiren elektrik makinalarıdır. Fırçalı doğru akım makinalarında tek yönlü düzgün moment, rotor akımının kollektör tarafından değişimi ile sağlanmaktadır. Fırçasız doğru akım motorlarında ise rotordaki mıknatısın her kutup değişiminde statordaki iletkenlerin akım yönleri güç elektroniği anahtarları tarafından değiştirilir. Böylece kollektör ve fırça düzeneği olmayan elektronik

komütasyonlu bir doğru akım makinası elde edilmiş olur. Her iki makinada da komütasyon olayı benzer olup, moment/hız karakteristikleri ve performans eşitlikleri bakımından benzerlik gösterirler. Fırçasız doğru akım makinalarının fırçalı doğru akım makinalarına göre en önemli üstünlükleri fırça ve kollektörden kaynaklanan sorunların giderilmiş olmasıdır. Kollektörün ortadan kalkması endüvi boyunun kısılmasını, sargıların statorda bulunması rotorun daha hafif ve ataletin daha düşük olmasını sağlamaktadır. Bu da endüstriyel uygulamalar için önemli bir üstünlük sağlamaktadır [32]. Basitleştirilmiş TİEM iç yapısı Şekil 2.1’ de verilmektedir.



Şekil 2.1. Basitleştirilmiş TİEM modeli.

Tekerlek içi elektrik motorları üç ana parçadan oluşur. Bunlar, enerjinin uygulandığı sargıların bulunduğu stator, kalıcı mıknatıstan imal edilmiş döner parça rotor, doğru akımı motor sargılarına sırayla veren elektronik komütasyon işleminin gerçekleştiği, motorun sürücü kısmı olan dönüştürücüdür. Bunlara ek olarak Hall sensörleri de motorun yapısına dahil edilebilir.

2.1.1. Stator

Makinanın sabit kısmı olmakla birlikte, sargıların sarıldığı paketlenmiş, preslenmiş saç nüvelerden meydana gelir. Saç nüveler silis adı verilen malzeme ile kaplanır ve özel kalıplara göre kesilip, oluklar açıldıktan sonra preslenip sabitlenirler. Paketlenmiş saçların uzunluğu, makinanın elektromanyetik boyutunu belirler.

Bir TİEM statoru, iç çevre boyunca aksenal olarak kesilmiş yuvalara yerleştirilmiş sargılarla birlikte yığılanmış çelik yapıdan oluşur. Geleneksel olarak, stator bir endüksiyon motorununkine benzemektedir. Bununla birlikte sargılar farklı bir şekilde dağıtılır. Çoğu TİEM yıldız bağlı üç sabit sargısı vardır. Bu sargılardan her biri, sargı oluşturmak üzere birbirine bağlı çok sayıda bobin ile oluşturulmuştur. Yuvalara bir veya daha fazla bobinler yerleştirilir ve sargı yapmak için birbirine bağlanırlar. Bu sargılardan her biri, sabit sayıda kutup oluşturmak için stator çevresine dağıtılır. Örnek bir stator resmi Şekil 2.2’de verilmektedir.

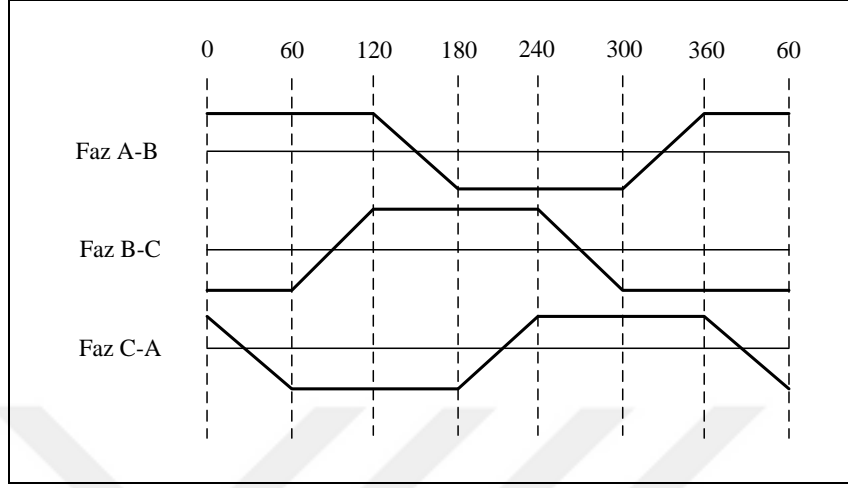


Şekil 2.2. TİEM stator görüntüsü.

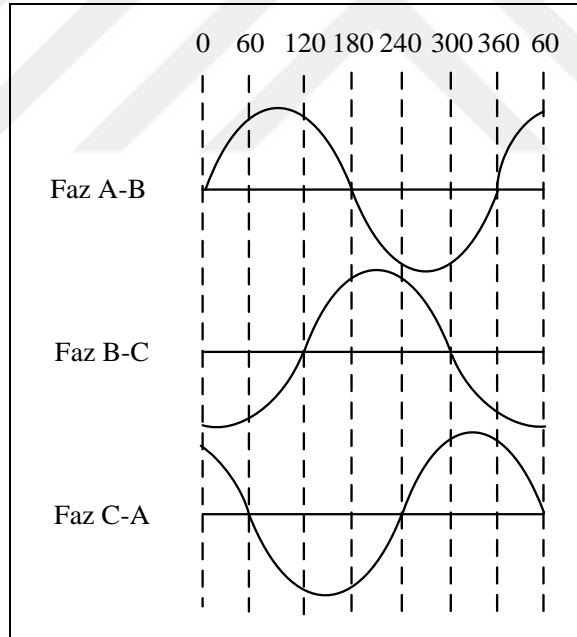
İki tür stator sargısı modeli vardır. Bunlar, trapezoidal ve sinüsoidal motorlardır. Bu çeşitlilik, stator bobinlerinde bobinlerin birbirine bağlanarak farklı türde geri EMK sağlamak için yapılır. Adlarından da anlaşılacağı gibi, trapezoidal motor trapez şeklinde bir zıt EMK verir. Şekil 2.3’de trapezoidal zıt EMK verilmektedir. Sinüsoidal motorun zıt EMK’sı Şekil 2.4’de gösterildiği gibi sinüsoidaldir.

Zıt EMK'ya ek olarak, faz akımı da trapezoid ve sinüsoidal değişiklikler gösterir. Bu, bir sinüsoidal motorun tork çıktısını trapezoid bir motorunkinden daha pürüzsüz hale getirir. Bununla birlikte, sinüsoidal motorlar, stator çevresindeki bobinler

dağılımından ötürü fazlardan sarım bağlantıları aldığından, bu da fazlardan bir maliyet ile gelir [31].



Şekil 2.3. Trapezoidal geri EMK.

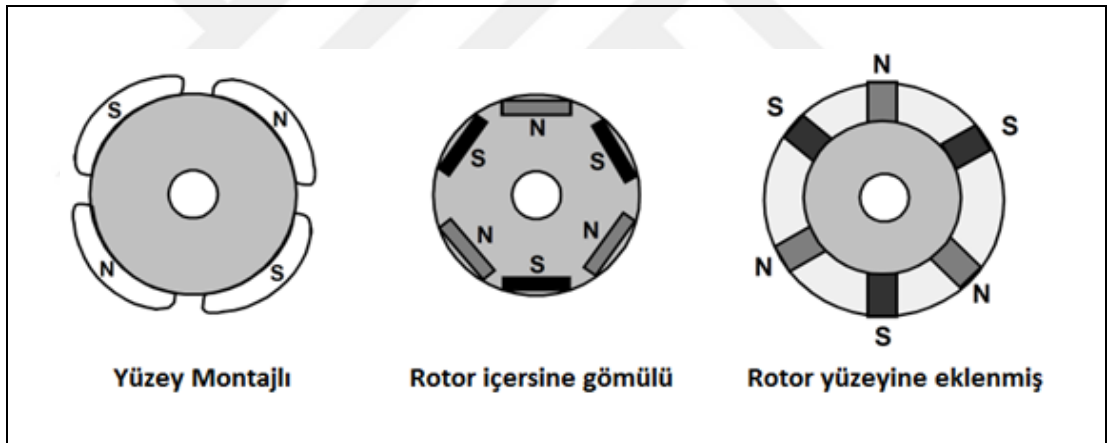


Şekil 2.4. Sinüsoidal geri EMK.

2.1.2. Rotor

Rotor sabit mıknatıslıdır. Kuzey ve Güney noktaları ile iki ila sekiz kutup çifti arasında değişebilir. Rotorda gerekli manyetik alan yoğunluğunu oluşturmak için

uygun manyetik malzeme seçilir. Ferrit mıknatıslar geleneksel olarak daimî mıknatıslar yapmak için kullanılır. Teknoloji ilerledikçe, nadir bulunan toprak alaşımli mıknatıslar popülerlik kazanmaktadır. Ferit mıknatıslar alaşımli mıknatıslara göre daha ucuzdurlar, ancak belirli bir hacim için düşük akı yoğunluğu dezavantajlarına sahiptirler. Aksine alaşım malzemesi, hacim başına yüksek manyetik yoğunluğa sahiptir ve rotorun aynı tork için daha da küçülmesini sağlar. Ayrıca, bu alaşımli mıknatıslar, ferrit mıknatısları kullanan aynı boyuttaki motor için boyut / ağırlık oranını iyileştirir ve daha yüksek bir tork verir. Neodymium (Nd), Samarium Cobalt (SmCo) ve Neodymium, Ferrite ve Boron'un alaşımı (NdFeB) nadir toprak metal alaşımli mıknatısların bazı örnekleridir. Rotoru daha da sıkıştırmak, akı yoğunluğunu artırmak için sürekli araştırmalar devam etmektedir [31]. Rotor içindeki farklı mıknatıs düzenlemelerinin kesitleri Şekil 2.5'te verilmektedir.

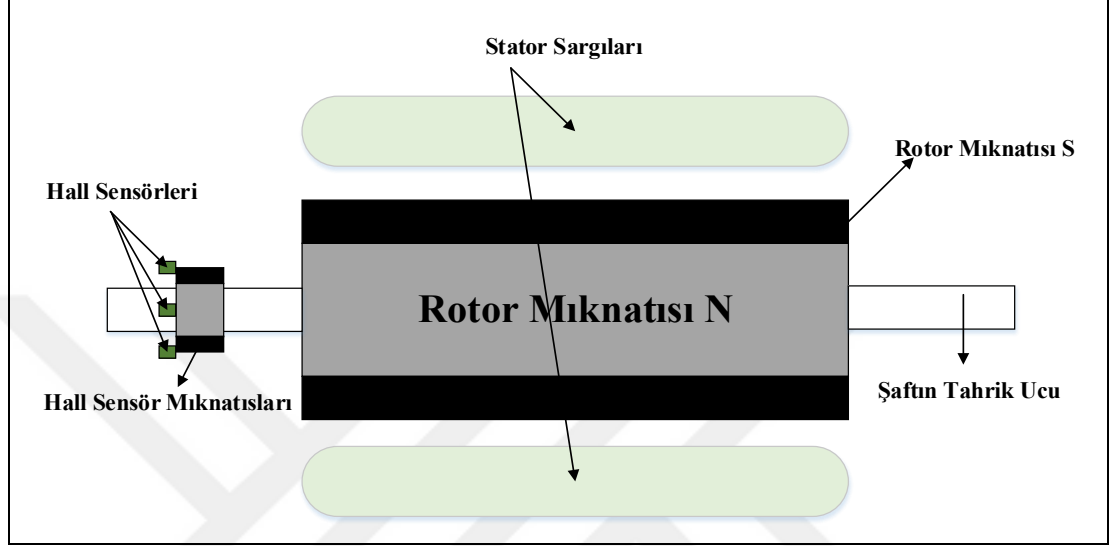


Şekil 2.5. TIEM çeşitli rotor yapısı.

2.1.3. Hall Sensör

Bir fırçalı DA motorun aksine, TIEM komütasyonu elektronik olarak kontrol edilir. TIEM döndürmek için, stator sargılarına sırayla enerji verilmelidir. Hangi sargının enerjilendirme sırasından sonra enerji verileceğini anlamak için rotor pozisyonunu bilmek önemlidir. Rotor pozisyonu statora yerleştirilmiş Hall effect sensörleri kullanılarak algılanır. Çoğu TIEM içerisinde statora gömülü üç Hall effect sensörü vardır. Rotor manyetik kutuplar Hall sensörlerinin yanından her geçtiğinde, N veya S

kutuplarının sensörlerin yanından geçtiğini gösteren yüksek veya düşük sinyal verirler. Bu üç Hall sensör sinyalinin kombinasyonuna bağlı olarak tam komütasyon sırası belirlenebilir [31]. N ve S daimi mıknatlara sahip içten rotorlu bir TİEM enine kesitini Şekil 2.6'da verilmektedir.



Şekil 2.6. TİEM enine kesiti.

Hall sensörleri, motorun sabit parçasına gömülüdür. Hall sensörlerinin statora gömülmesi karmaşık bir süreçtir. Hall sensörlerinde herhangi bir yanlış hizalama, rotor mıknatıslarına göre rotor pozisyonunun belirlenmesinde bir hata oluşturacaktır. Hall sensörlerini sabitleyiciye monte etme işlemini basitleştirmek için, bazı motorlar ana rotor mıknatıslarına ek olarak rotor üzerinde Hall algılayıcı mıknatıslarına sahip olabilir. Bunlar, rotorun bir kopyasıdır. Bu nedenle, rotor her döndürüldüğünde, Hall sensörü mıknatısları ana mıknatıslarla aynı etkiyi verir. Hall sensörleri normalde bir kontrolcü kartına monte edilir ve tahrik olmayan ucundaki muhafaza kapağına sabitlenir. Bu, kullanıcıların en iyi performansı elde etmek için Hall sensörlerinin komple montajını rotor mıknatıslarıyla hizalanacak şekilde ayarlamalarını sağlar. Hall sensörlerinin fiziki konumuna göre iki farklı çıkışı vardır. Hall sensörleri, birbirlerine 60° veya 120° faz kayması olabilir. Buna dayanarak motor üreticisi, motor kontrol edilirken uyulması gereken değiştirme sırasını tanımlar [31].

2.1.4. Tekerlek İçi Elektrik Motorunun Sürülmesi

Tekerlek içi elektrik motorları yarım köprü ya da tam köprü sürücüler ile sürülebilirler. Konum bilgisi komütasyon sıralamasını belirlemek için kullanılır. Üç transistör kullanılarak hazırlanan yarım köprü motor kontrol devrelerinde kontrol geriliminin kutbu kullanılan transistörün tipine bağlıdır. NPN transistör ya da P kanal Fet kullanılıyor ise bu elemanlar pozitif gerilim uygulandığında ilettime geçer. PNP transistörler ise negatif gerilim uygulandığında iletkenir. Yarım köprü devrelerinin dezavantajı çift ya da simetrik bir güç kaynağının kullanılmasının gerekmesi ve devrenin karmaşıklaşmasıdır. Bu nedenle altı transistörlü tam köprü sürücü devresi kullanılmaktadır.

Tekerlek içi elektrik motorlarının kontrol edilebilmesi için üç fazlı yarım köprü sürücü devresi kullanılmaktadır.

2.1.5. Tekerlek İçi Elektrik Motorunun Matematiksel Modeli

TİEM faz değişkenlerine bağlı olarak matematik modeli oluşturulurken bazı kabullenmeler yapılacaktır. Stator sargıları yıldız bağlı olarak, her sargıya ait direnç, özendüktans, ortak endüktans değerleri sabit ve eşit kabul edilecektir. Sargılarda endüklenen gerilimler ideal yamuk (trapezoidal) dalga formunda olacaktır. Evirici üzerindeki anahtarlar ideal kabul edilecek olup, demir ve histerezis kayıpları ihmal edilecektir [33]. Bu kabullenmeler neticesinde üç fazlı TİEM ait matematik modeli Eşitlik 2.1'deki gibi olacaktır.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Eşitlik 2.1'de gösterilen endüktanslar ortak endüktans, p ise türev (d/dt) operatörüdür. TİEM genellikle yüzey montajlı rotor ve toplu sargılı stator sargısına sahiptir. Böyle bir yapıda relüktans (M) değişimi olmadığından endüktansların (L) değerleri sabit kalacaktır. Ayrıca faz sargıları dengeli olduğunda direnç değerleri R_a , R_b , R_c de eşit olacaktır. Eşitlik 2.4;

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2.2)$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad (2.3)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (2.4)$$

olarak alınabilir. Bu durumda matematik modeli düzenlenerek Eşitlik 2.5 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Motorun miline aktarılan güç P_ζ , fazlardan elde edilen P_A , P_B , P_C güçlerinin toplamına eşittir.

$$P_\zeta = P_A + P_B + P_C = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.6)$$

Üretilen elektromekanik moment (T_e) ise;

$$P_\zeta = T_e \omega_m \quad (2.7)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.8)$$

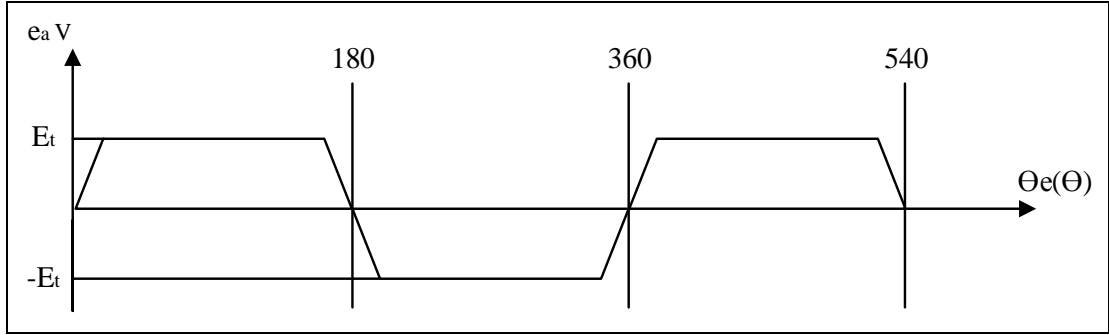
olacaktır. ω_m , mekanik olarak rotorun açısal hızını temsil eder. Elektriksel olarak açısal hızı bulabilmek için motorun kutup sayısı bilinmelidir. Böylece elektriksel açısal hız ω_e , Eşitlik 2.9 ile bulunabilir.

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.9)$$

Motorun hareket denklemi ise Eşitlik 2.10'dan elde edilir.

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (2.10)$$

Eşitlik 2.10'da T_L yük momenti, J eylemsizlik momenti ve B sürtünme katsayısıdır.



Şekil 2.7. Bir fazda endüklenen gerilim.

Sargı başına sarım sayısı N , sargı lineer hızı v , bir sarımın uzunluğu l olmak üzere; TİEM için her bir sargısında endüklenen gerilimler e_a , e_b , e_c Şekil 2.7'deki gibi yamuk (trapezoidal) dalga şeklindedir. Bu gerilimlerin tepe değerleri $E_a=E_b=E_c=E_t$ olur.

$$E_t = (Blv)N \quad (2.11)$$

Sargıya etki eden manyetik akı yoğunluğu B sürekli mıknatıslardan sağlanır ve sabittir. Eşitlik 2.11'de lineer hız yerine mekanik açısal hız kullanılabilir. ϕ_g hava aralığındaki akı, r ise rotor yarıçapıdır.

$$E_t = N(Blv) = N(Blr\omega_m) = N\frac{1}{\pi}\phi_g\omega_m = K_e\omega_m \quad (2.12)$$

Eşitlik 2.12'deki gibi yazılabilir. K_e , endüklenen gerilim katsayısıdır. Şekil 2.7'den de görüldüğü gibi rotorun elektrikselsel konumuna Θ_e bağlı olarak endüklenen gerilimin değeri değişkenlik gösterir. Bu değişim bir fonksiyon ile temsil edilebilir [34].

$$f(\theta_e) = \begin{cases} (\theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{0}{1} < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ 1, & \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ (\pi - \theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -1, & \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ (\theta_e - 2\pi) \frac{6}{\pi}, & \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (2.13)$$

Eşitlik 2.13’de, tepe değeri E_t ve yamuk (trapezoidal) dalga fonksiyonuna $f(\theta_e)$ bağlı olarak her faza ait endüklenen gerilimler yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta_e)K_e\omega_m \\ e_b &= f_b(\theta_e)K_e\omega_m \\ e_c &= f_c(\theta_e)K_e\omega_m \end{aligned} \quad (2.14)$$

Eşitlik 2.14’deki denklemlerde bağlı olarak üretilen moment Eşitlik 2.15’teki gibi olacaktır.

$$T_e = K_e[f_a(\theta_e)i_a + f_b(\theta_e)i_b + f_c(\theta_e)i_c] \quad (2.15)$$

TİEM, iletim modunda çalışırken aynı anda iki faz iletimde diğer faz ise boşa kaldığından iletim durumundaki iki fazdan aynı akım i akmaktadır. Endüklenen gerilimler ile faz akımları aynı işaretli olacağından moment ifadesi Eşitlik 2.16’daki gibi sadeleştirilebilir [35]. Böylece momentin, kaynaktan çekilen akım ile doğru orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

$$T_e = 2K_e i \quad (2.16)$$

Momentin kaynaktan çekilen akım ile doğru orantılı olarak değiştiği kabul edilerek, Eşitlik 2.16’daki gibi moment kestirimi yapılabilir. Ancak bu momentte düşük frekanslı dalgalanmalar olmasına sebep olacaktır. Çünkü moment hesaplanırken endüklenen gerilimler ideal yamuk (trapezoidal) kabul edilmiştir. Ancak endüktansın

etkisiyle bu gerilimde bozulmalar olmaktadır. Bu nedenle hassas uygulamalar için bu kestirim uygun olmayacaktır.

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) ve TIEM senkron hızda dönen d-q referans düzleminde eksenlerin karşılıklı etkileri ihmal edilirse üretecekleri elektromekanik momentin genel ifadesi Eşitlik 2.17’de verilmektedir.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sq} + \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (2.17)$$

Eşitlik 2.17’de statorun d ve q eksen akıları (φ_{sd} , φ_{sq});

$$\varphi_{sd} = L_{ds} i_{sd} + \varphi_{rd} \quad (2.18)$$

$$\varphi_{sq} = L_{qs} i_{sq} + \varphi_{rq} \quad (2.19)$$

bağıntıları ile elde edilir. P, θ_e , i_{sd} , i_{sq} , L_{ds} , L_{qs} , φ_{rd} ve φ_{rq} sırasıyla kutup sayısı, elektriksel rotor açısı, dönen referans düzleminde d-q stator akıları, stator sargı endüktansları ve rotor akılarıdır [15][36].

Çıkık kutuplu ve sabit mıknatıslı rotor durumunda stator sargılarının d ve q eksen endüktansları (L_{ds} , L_{qs}) sabit olarak kabul edilir. Bu kabullenme ile birlikte Eşitlik 2.18 ve Eşitlik 2.19 bağıntıları, Eşitlik 2.17 numaralı bağıntıda kullanılırsa üretilen momentin ifadesi Eşitlik 2.20’deki gibi olacaktır [36].

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (2.20)$$

Yuvarlak kutuplu ve yüzey montajlı mıknatıslardan oluşan rotora sahip TIEM için, L_{ds} ve L_{qs} eşit olacağından Eşitlik 2.20 bağıntısı düzenlenerek üretilen momentin ifadesi Eşitlik 2.21’deki şekilde elde edilir [36].

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (2.21)$$

Duran referans düzlemindeki (α - β eksen sistemi) rotor akıları ($\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$) ve stator akımları ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$), senkron hızda dönen eksen sistemindeki akılar (φ_{rd} , φ_{rq}), stator akımları (i_{sd} , i_{sq}) ve rotor açısı (θ_e) cinsinden Eşitlik 2.22 – Eşitlik 2.25’deki gibi yazılabilir.

$$\varphi_{r\alpha} = \varphi_{rd} \cos(\theta_e) - \varphi_{rq} \sin(\theta_e) \quad (2.22)$$

$$\varphi_{r\beta} = \varphi_{rd} \sin(\theta_e) + \varphi_{rq} \cos(\theta_e) \quad (2.23)$$

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_e - i_{sq} \sin \theta_e \quad (2.24)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_e + i_{sq} \cos \theta_e \quad (2.25)$$

Bu bağıntılar düzenlenerek Eşitlik 2.21 numaralı bağıntıda kullanılırsa üretilen momentin duran eksen sistemindeki ifadesi elde edilir [36].

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} \right] \quad (2.26)$$

Eşitlik 2.21 veya Eşitlik 2.26 ile verilen bağıntılara bakıldığında farklı referans eksen sistemlerine yapılan dönüşümler sonucunda halâ rotor konumuna bağlı ifadeler vardır. Bu yüzden momentin hesaplanması için ya maliyeti yüksek olan sensörler ile ya da faz akımlarına bağlı uzun hesaplamalar ile rotor konumunun tam olarak belirlenmesi gerekir.

2.2. TEKERLEK İÇİ ELEKTRİK MOTORLARININ ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde TIEM için olumlu, olumsuz özellikleri ve bu motorlar için yapılan eleştirilere yer verilmektedir. Elde edilen bu özellikler ve eleştiriler ayrı ayrı başlıklar içerisinde anlatılmaktadır.

2.2.1. Olumlu Özellikleri

Tekerlek içi elektrik motorlarının olumlu özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1. Sürekli mıknatıs olarak nadir topraklı veya Ferit malzeme kullanılan makinalar, asenkron makinadaki rotor kafesine göre aynı güç için daha düşük eylemsizliğe sahip olduklarından referans değişimlerine veya verilen elektriksel momente karşı daha hızlı cevap verirler. Asenkron makinayla karşılaştırıldığı zaman daha küçük bir eylemsizliğe sahiptir. Moment/Eylemsizlik oranı daha yüksektir. Mükemmel hız kontrol olanağına sahiptir.
2. Yüksek verim ve kolay soğutma: Sürekli mıknatıslı makinalar bir asenkron makinadan daha yüksek bir verime sahiptir. Sürekli mıknatıslı motorlarda ihmal edilebilir rotor kayıpları olmasına karşılık, asenkron makinada rotor kayıpları çalışma kaymasına bağlı olarak oldukça fazla olabilir. Bu kayıplar aynı zamanda önemli bir ısı kaynağı olduğundan soğutmanın yeterli olmadığı ortamlarda çalışma akımlarını sınırlar. Ayrıca fırça ve kollektörlerden kaynaklanan mekaniksel sürtünme kayıpları için ilave bir moment üretimine gereksinim duyulmaması verimi arttıran diğer bir faktördür. Doğru akım motorlarında enerji dönüşümü endüvi iletkenlerinde olduğundan ısı transferini gerçekleştirmek zordur. TIEM akım taşıyan iletkenler statorda bulunduğundan ısının dış ortama transferi daha kolay olmaktadır.
3. Asenkron makinalarda uyarma alanı için endüktif karakterli mıknatıslama akımları gereklidir. Bu akım değeri sabit gerilim/frekans oranı için sabit bir değerdedir ve makinanın güç katsayısının düşmesine, stator elektriksel kayıplarının artmasına dolayısıyla verimin düşmesine neden olur. Sürekli mıknatıslı makinalarda uyarma rotordaki sabit akılı mıknatıslarla sağlandığından bu olumsuzluklar giderilmiş olur.
4. Hacim ve ağırlık (küçük ve hafif): Fırçasız doğru akım motorunun güç yoğunluğu yüksek, yani yüksek moment/akım oranına sahiptir. Bu yüzden aynı kapasitedeki bir asenkron makinadan daha küçük ve hafiftir. Bu durumda, motor hacminin önemli bir sınırlama olduğu hallerde sürekli mıknatıslı makinaların tercih edilmesi sonucunu doğurmaktadır.
5. Mıknatıslanma akımına ihtiyaç duyması ve daha düşük verime sahip olması, aynı çıkış kapasitesine sahip bir sürekli mıknatıslı makinaya nazaran, asenkron makinada daha büyük nominal değerlere sahip doğrultucu ve evirici kullanılmasını zorunlu kılar. Bu durum maliyetin de artmasına neden olmaktadır.

6. Düşük gürültü seviyesi: Fırçasız doğru akım motorlarında fırça ve kollektör bulunmadığından, mekaniksel gürültü seviyesi oldukça düşüktür. Komütasyon elektronik olarak gerçekleştirilmektedir.
7. Kolay kontrol: Fırçasız doğru akım motoru, klasik fırçalı doğru akım motor yapısında, yani çıkış momenti doğrudan motor akımıyla orantılı olduğundan asenkron ve senkron makinalara göre kontrolü oldukça kolaydır. Bu durum üretici açısından, karmaşık kontrol algoritmaları içermediğinden, sistemin toplam maliyetinin azalmasını da sağlamaktadır.
8. Düşük bakım gereksinimi, uzun ömür ve güvenilirlik: Kollektör ve fırça grubu içermediğinden kollektörlü makinalara göre bakım gereksinimi oldukça azdır, bu durum aynı zamanda sistem güvenilirliğinin ve ömrünün artmasını da sağlamaktadır.

2.2.2. Olumsuz Özellikleri

Tüm bu olumlu özelliklerine rağmen TIEM bir takım olumsuz özelliklere de sahiptir. Bu özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1. Maliyet: Yüksek enerjili mıknatısların fiyatlarının ve üretim giderlerinin yüksek olması nedeniyle fırçasız doğru akım motorlarının maliyetleri asenkron ve doğru akım motorlarına göre oldukça yüksektir. Aynı zamanda sürekli mıknatısların çalışma sıcaklık aralığı sınırlıdır.
2. Sürekli mıknatısların demagnetize olma riski: Uzun zaman süresince kullanılan sürekli mıknatısların, atmosferik ve termik etkiler sonucu kalıcı mıknatısiyetleri azalmaktadır. Mıknatıs malzemelerinin sıcaklığa olan duyarlılığı ve demagnetize olması riski sistemin güvenilirliğini de azaltmaktadır.
3. Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları, motor sargılarının komütasyonu için mekanik rotor konum algılayıcılarına ihtiyaç duyarlar. Sinüs biçimli akım ve gerilimli makinalarda, konum yüksek hassasiyetli konum algılayıcılarıyla, trapezoidal gerilim endüklenen makinalarda sargılar belirli durum ve aralıklarla kare dalga akımla beslendiğinden rotor konumunu elektriksel olarak 60° aralıklarla algılanmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Konum

algılayıcıları özellikle uygulama, performans, seri üretim ve maliyet açısından tahrik sistemlerinde çeşitli kısıtlamalar meydana getirmektedir.

4. Genişletilmiş hız bölgesinin sınırlı olması: Sürekli mıknatıslar sabit bir uyarma sağladığından, fırçasız doğru akım motorlarının alan zayıflatma bölgesinde çalışmaları sınırlıdır, bu bölgede kontrol daha zordur ve hız sınırlaması gereksinimi bulunmaktadır.

Tekerlek içi elektrik motorları, kontrol devresinin karmaşık olması, rotor konumu algılayıcı sensörlerin kullanılması ve yüksek maliyet gibi sınırlılıklara sahiptir. Bu motorların kullanım alanları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Otomotiv sektöründe; yakıt pompası, otomatik kontrollü klima motoru olarak,
2. Endüstri tesislerinde; servo sistemlerde, robotik uygulamalarda,
3. Bilgisayar endüstrisinde; yazıcı ve disk sürücülerinde,
4. Elektronik eşyalarda; kompakt disk ve kasetçalar motorlarında,
5. Lokomotif endüstrisinde, raylı sistem araçlarının tahrikinde,
6. Ev aletlerinde, çamaşır makinası tahrikinde kullanılmaktadır.

BÖLÜM 3

BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ

Bulanık mantık, insan düşünme ve algılamasını modellemek için kullanılan güçlü bir yöntemdir. İki değerli önerme yerine bulanık sistemler, çok değerli kümelerle sonuç verir. Bulanık sistemler kuralları saklayıp dilsel girişten dilsel çıkışa örneklenmiş fonksiyonları belirler. Klasik mantığın dayandığı temel varsayım “her önerme doğru veya yanlış” şeklindedir. Bu Aristo’dan beri tartışma konusu olmuştur. Aristo “Temel Varsayım” adlı tezinde gelecek şartlara bağlı olarak olayların şüpheli doğruluk durumlarından bahseder. Bahsettiği gelecek olaylar hakkındaki önermeler aslında ne doğru ve ne de yanlıştır. Fakat iki durumun da olması imkân dahilindedir. Bulanık kümeleri konusu ilk defa Lutfi A. Zade tarafından 1965 yılında ortaya atılmıştır [37].

Zadeh’in bu çalışması şu gerçeği kuvvetlendirmiştir ki, insanların bazı sistemleri, makinelerden daha iyi kontrol edebilmelerinin bir sebebi, insanların kesinlik ifade etmeyen birtakım bilgileri kullanarak karar verebilme özelliğine sahip olmalarındandır. Dolayısıyla eğer bu özellik sistemlerin modellenmesinde kullanılırsa, tasarlanan denetleyicilerin performansının artırılması mümkün olacaktır. Bulanık kümelerinin, bulanık mantık denetleyici olarak pratik uygulamalarda kullanılması 1970’li yıllarda gerçekleşmiştir. Bulanık mantık ile ilgili yapılan ilk uygulama 1974 yılında Mamdani tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma ile Zadeh’in dilbilimsel kural yaklaşımının bilgisayar tarafından kolaylıkla işlenen bir konu olduğunu kanıtlamıştır.

1982 yılında Danimarka’daki bir çimento fırınının bulanık mantık ile kontrolü ise endüstriyel olarak yapılan ilk uygulamadır [38]. Bunlar bazı küçük çaplı endüstriyel uygulamalardır. İlk bulanık mantık denetleyicine uygun çip ise 1980’lerin başında AT&T Bell laboratuvarlarında Togai ve Watanabe tarafından geliştirilmiştir [39].

3.1. BULANIK KÜMELER

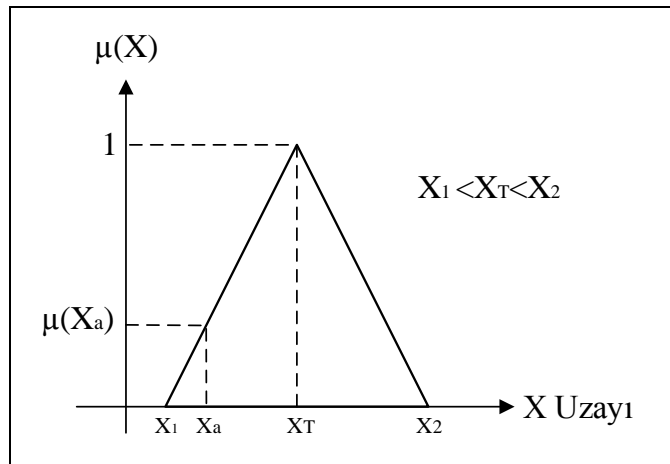
Bulanık kümelerde bir elemanın, kümeye ait olup olmadığından daha ziyade kümeye ne kadar ait olduğuyla ilgilenilir. Klasik kümelerde ise eleman ya kümeye tamamen aittir ($\mu=1$) ya da kesinlikle ait değildir ($\mu=0$). Bulanık kümelerde elemanın varlığı (0-1) aralığındaki üyelik dereceleri (μ) ile temsil edilir. Elemanın üyelik derecesi klasik kümelerdeki gibi "1" ise tamamen ilgili bulanık kümeye ait kabul edilirken, "0" ise bulanık kümenin elemanı değildir. X uzayında tanımlı bulanık A kümesi sürekli veya ayrık biçimde tanımlanabilir [40].

$$A = \{(x, \mu_A(x)), x \in X\} \quad (3.1)$$

$$A = \sum_{x_i \in X} \frac{\mu_A(x_i)}{x} \quad (3.2)$$

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (3.3)$$

Her bir elemanın üyelik derecesini gösteren bulanık kümeler, üyelik fonksiyonları ile temsil edilebilir. Literatürde üçgen, yamuk, gaussian, çan, sigmoid ve sinüzoidal üyelik fonksiyonlarını görmek mümkündür. Üçgen üyelik fonksiyonu Şekil 3.1'de verilmektedir.



Şekil 3.1. Üçgen üyelik fonksiyonu.

X kesin uzayında, x_a gibi bir kesin değerin bulanık A kümesinde, $\mu_A(x_a)$ kadar üyelik derecesine sahip olduğu Şekil 3.1'den anlaşılmaktadır. Üçgen üyelik fonksiyonunda üyelik derecesi Eşitlik 3.4 ile hesaplanabilir.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_T - x_1}, & x_1 \leq x \leq x_T \\ \frac{x_2 - x}{x_2 - x_T}, & x_T \leq x \leq x_2 \\ 0, & x > x_2 \end{cases} \quad (3.4)$$

3.2. BULANIK KÜME İŞLEMLERİ

Kesin değerler uzayında tanımlanmış bulanık kümeler ve bu kümelere ait elemanların üyelik dereceleri Bulanık Mantık Denetleyicisi (BMD) temellerindedir. Bulanık kümeler arasında kesin kümelerde de tanımlanmış işlemler yapılabilmektedir. Uygulamalarda en çok kullanılan bulanık küme işlemleri kesişim, birleşim ve değilleme işlemleridir. Ancak bulanık küme işlemlerinin bağıntıları kesin kümelerdekinden farklıdır [40].

Kesişim işlemi için klasik kümelerdeki gibi $A \cap B$ gösterimi kullanılır. Zadeh'e göre herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) küçük olanı, bu kesin sayının $A \cap B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve Eşitlik 3.5 bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin kesişim kümesi Şekil 3.2'de verilmektedir.

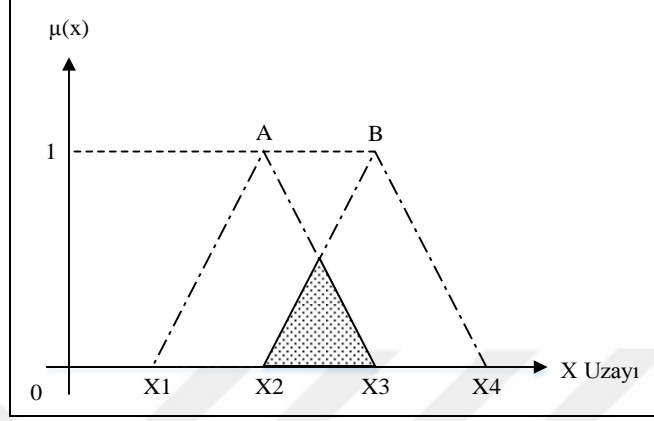
$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.5)$$

Herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) büyük olanı, bu kesin sayının $A \cup B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve (3.6) bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin birleşim kümesi Şekil 3.3'de verilmektedir.

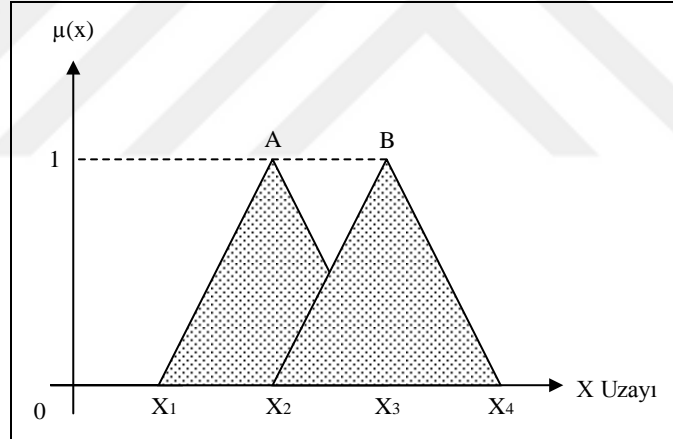
$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.6)$$

X uzayındaki bulanık A kümesinin değili Eşitlik 3.7 ile tanımlanabilir.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.7)$$



Şekil 3.2. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi.



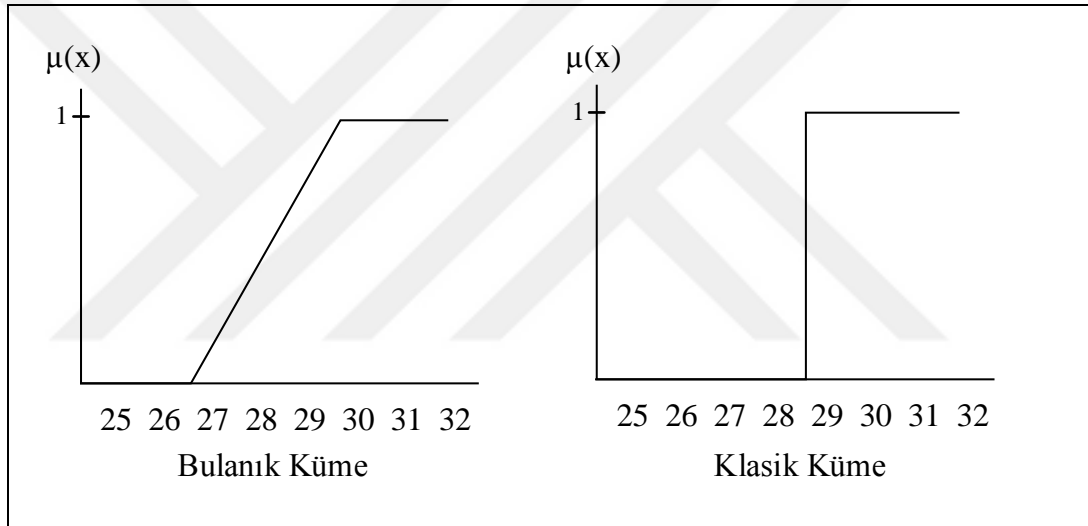
Şekil 3.3. A ve B bulanık kümelerinin birleşimi.

Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'de A ve B bulanık kümelerinin birleşim ve kesişim durumları verilmektedir.

3.3. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ BİLEŞENLERİ

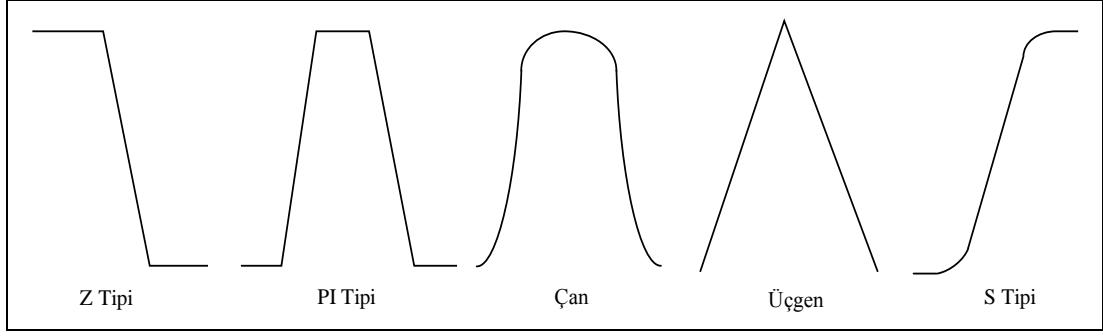
Bulanık mantık, bulanık küme teorisine dayanmaktadır. Bulanık küme teorisi genel bir matematiksel yaklaşımdır. Çözülmesi güç olan problemler genel bir yapıya kavuşturularak, daha kolay bir sonuca gidilir. Bulanık küme teorisi kısmi üyeliğe izin

veren bir mantık sistemidir. Yani bir kümenin tam üyeliği ile o kümenin üyesi olmama durumları arasında derece derece geçişe izin verir. Verilen bir elemanın bir kümede kısmi üyeliğinin bulunması demek, aynı zamanda bu elemanın bu kümenin üyesi olmama durumunun da kısmen başlaması demektir. Çünkü bulanık küme teorisi, hem tam üyeliğe ve hem de hiç üye olmamaya izin verir. Bulanık mantık ile yapılan bir çözümün ilk aşamasında sistemin giriş ve çıkışlarına, üyelik fonksiyonları tayin edilir. Tipik olarak, bir üyelik fonksiyonu x-y düzleminde bir eğri olarak gösterilir. Bu düzlemde, x-ekseni, giriş ve çıkış değişkenlerinin değer aralığını ve y-ekseni ise 0-1 arasında olmak üzere değişkenin üyelik derecesini gösterir. Bulanık küme ile klasik kümenin karşılaştırılması Şekil 3.4’de verilmektedir.



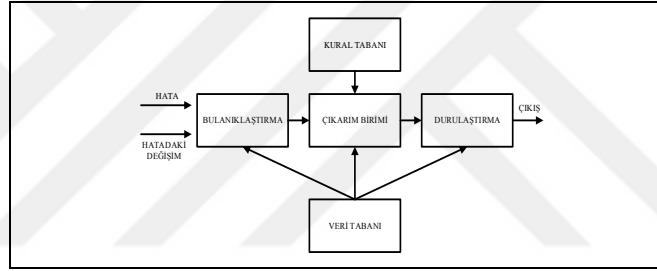
Şekil 3.4. Bulanık küme ile klasik kümenin karşılaştırılması.

Üyelik fonksiyonları, denetlenen sürecin özelliklerine göre çok değişik biçimlerde şekillenebilirler. Şekil 3.5'te örnek üyelik fonksiyonları verilmektedir. Hesaplama kolaylığından dolayı en çok üçgen üyelik fonksiyonu tercih edilmektedir.



Şekil 3.5. Üyelik fonksiyonlarının çeşitleri.

Bulanık mantık kontrolün dört temel bileşeni vardır. Bunlar; bulanıklaştırma, kural tabanı, bilgi tabanı ve durulaştırma. Denetleyici blok diyagramı Şekil 3.6'da verilmektedir.



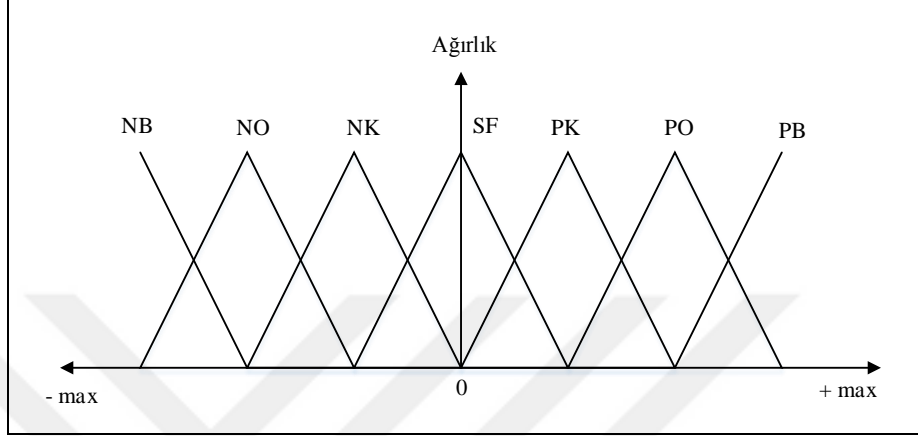
Şekil 3.6. Bulanık mantık denetleyicisi temel yapısı.

Şekil 3.6 uygulanacak olan sistemin değişkenlerini ve bu değişkenler hakkındaki bilgileri içerir. Bulanıklaştırma arabirimi, gelen bilgilerin dilsel niteleyicilere dönüştürüldüğü bölümdür. Sonuç çıkarım mekanizması, giriş ve çıkış bulanık değerlerinin incelenerek bulanık kontrol kurallarının değerlendirildiği bölümdür. Durulaştırma arabirimi ise bulanık değerlerin kesin sayısal değerlere dönüştüğü bölümdür. Bölümler ile ilgili detaylı bilgiler aşağıda verilmektedir.

3.3.1. Bulanıklaştırma

Bulanıklaştırma işlemi, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Bulanık mantık dilsel terimleri genellikle eğer-öyleyse kuralı gibi mantıksal anlamlandırma formu şeklinde tanımlanır. Bu kurallar bulanık üyelik işlevi olarak bilinen değerlerin bir sınırıyla

tanımlanır. Sistemin verimli çalışması için üçgen, yamuk, çan eğrisi gibi değişik şekillerde üyelik işlevleri seçilebilir. Sistemde hata, hatanın değişimi ve çıkış için kullanılan yedi bulanık değişkenli üçgen üyelik fonksiyonları Şekil 3.7’de verilmektedir.



Şekil 3.7. Yedi değişkenli üyelik fonksiyonu.

Üyelik fonksiyonlarında kullanılacak etiket sayısı 3, 5, 7, 9 olabilir ve uygulamanın amacına göre kullanıcı tarafından en uygun olanı seçilir. Şekil 3.4.’teki üyelik fonksiyonlarındaki etiketler; NB: Negatif Büyük, NO: Negatif Orta, NK: Negatif Küçük, PB: Pozitif Büyük, PO: Pozitif Orta, PK: Pozitif Küçük ve SF: Sıfır olarak isimlendirilmiştir.

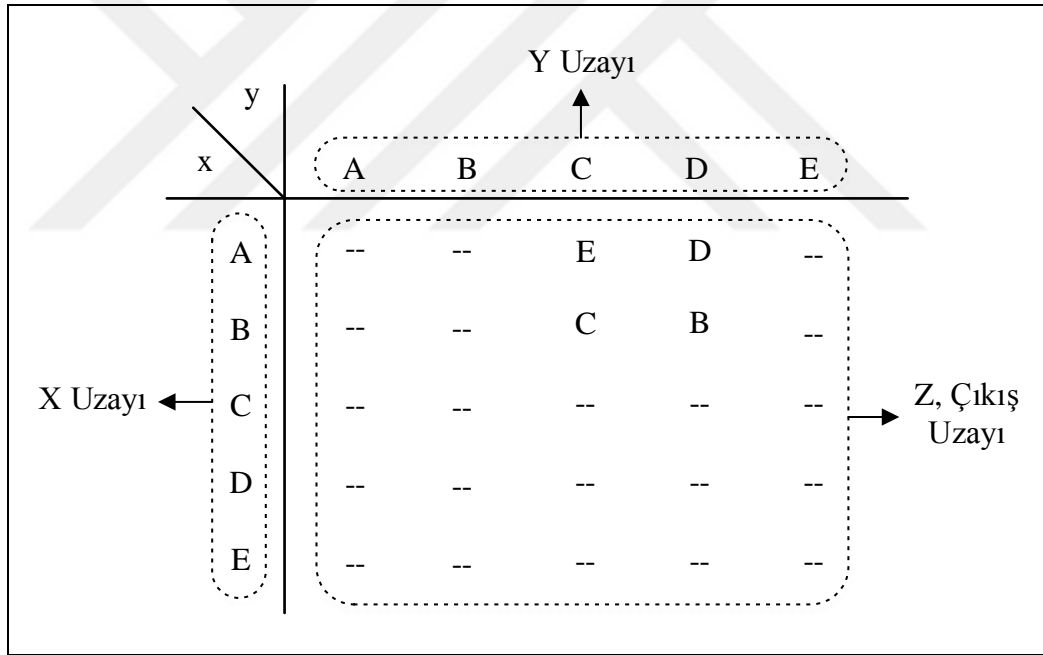
3.3.2. Kural Tabanı

Kural tabanında denetim amaçlarına uygun dilsel denetim kuralları bulunur. Bulanık mantık, makinelere operatörünün şahsi düşüncelerini işleyebilme ve deneyimlerinden faydalanarak çalışabilme imkanı sağlar. Bu, bir sistemin bulanık mantık ile yapılan tasarımında sistemin çalışma mekanizmasını belirleyecek olan “Kural Kümesi” ile gerçekleşir. Bu kurallar sayesinde, insana ait çıkarım şeklinin veya karar verme tarzının sistemlere uygulanması mümkün olur. Kuralların belirlenmesinde kullanılacak belli bir yöntem yoktur. Ama bir uzmanın bilgi ve deneyimlerine dayanarak, sistemin bir bulanık modelinin kurulmasına göre ya da çeşitli öğrenen

algoritmaları kullanarak kuralları oluşturabiliriz. Bir kural yazımı bağlantısındaki gibi yazılır [39].

Eğer < ön şart > ise < sonuç > (3.8)

Kural tabanı oluşturulurken bütün ihtimaller göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 3.8'deki iki girişli bulanık mantık denetleyicisinde, her girişin kendi uzayında beş bulanık küme tanımlanmıştır. Bu durumda oluşabilecek bütün ihtimallerinin sayısı yirmi beş olacaktır. Burada kullanılan z, çıkış bulanık kümesini temsil eder ve uzman kişilerce oluşturulur. Bütün kuralların bir arada gösterilmesi mümkündür. Bu gösterim için kural tabloları kullanılır. Bu tablolardan girişlerin var olduğu bulanık kümelere göre çıkışın bulunması gereken bulanık küme doğrudan görülebilir.



Şekil 3.8. Bulanık kural tablosu.

Bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olacak çıkış bulanık kümeleri Şekil 3.7'de verilmektedir. Böylece aktif olacak kurallar aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

Kural 1: Eğer $x=A$ ve $y=C$ ise $z=E$ olacaktır.

Kural 2: Eğer $x=A$ ve $y=D$ ise $z=D$ olacaktır.

Kural 3: Eğer $x=B$ ve $y=C$ ise $z=C$ olacaktır.

Kural 4: Eğer $x=B$ ve $y=D$ ise $z=B$ olacaktır.

Burada kullanılan "ve" bağlacı, klasik ve bulanık kümelerde kesişim işlemi temsil eder. Zadeh modeline göre kesişim işlemi, ilgili kümelerdeki (örneğin Kural 1 için A ve C bulanık kümeleri) üyelik derecelerinin en küçüğünün çıkışa aktarılması anlamına gelmektedir. Buna göre aktif kuralların sonucu Eşitlik 3.9 ile gösterilir.

$$\begin{aligned}\mu_E(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_C(y)] \\ \mu_D(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_D(y)] \\ \mu_C(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_C(y)] \\ \mu_B(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_D(y)]\end{aligned}\tag{3.9}$$

3.3.3. Durulaştırma

Her bir aktif kuraldan elde edilen bulanık çıkışlar durulaştırıcı da bir dizi işlemin ardından tek bir kesin değere dönüştürülür. Bu işlem için alanların merkezi, maksimumların ortalaması, Sugeno, Tsukamoto, iki bölge, maksimumların en küçüğü ve maksimumların en büyüğü gibi farklı yöntemler bulunmaktadır [40]. Alanların merkezi yöntemi ile durulaştırma işlemi için Eşitlik 3.10 ile kullanılır.

$$z = \frac{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k) z_k}{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k)}\tag{3.10}$$

Eşitlik 3.10'da BMD çıkışı z ve çıkıştaki aktif bulanık küme k ile gösterilmiştir. Ayrıca $\mu_k(z_k)$, aktif kuraldan bulanık çıkışa ait elde edilen üyelik derecesi ve z_k da aynı kuraldaki aktif çıkış bulanık kümesinde en büyük üyeliğe sahip kesin çıkış değeridir.

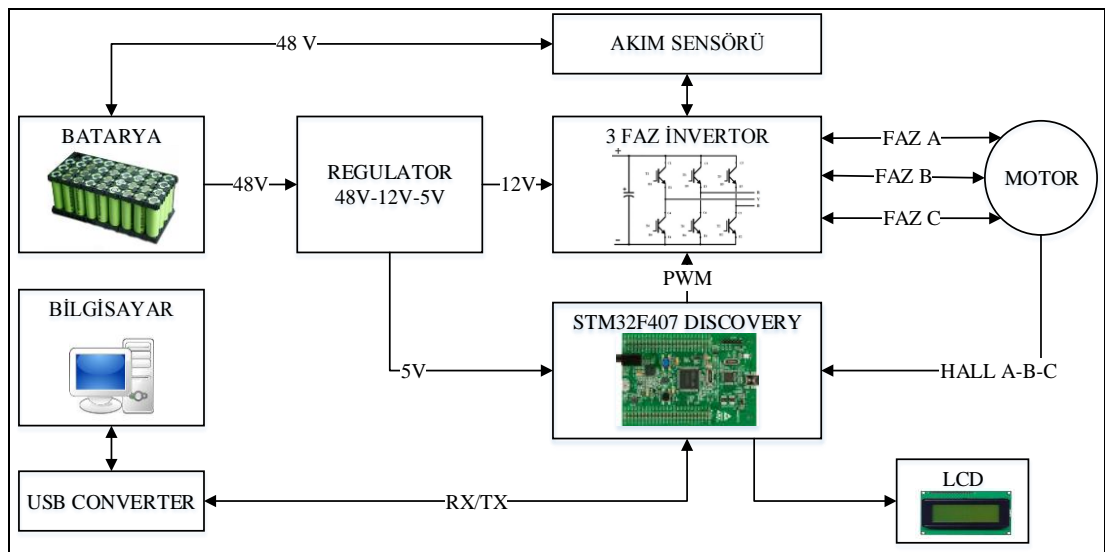
BÖLÜM 4

DENEY DÜZENEĞİ VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde tez çalışmasının tasarımlarına, kullanılan denetleyicinin programlanmasına ilişkin bilgilere, kullanılan materyaller hakkında bilgilere, motor kontrol modlarına verilmektedir. Gerçekleştirilen motor sürücü devresi ile ilgili elde edilen sonuçlar, hız kontrolü için uygulanan bulanık mantık denetleyicisi ile ilgili sonuçlar ve rejeneratif frenleme uygulaması ile ilgili elde edilen sonuçlar verilmektedir.

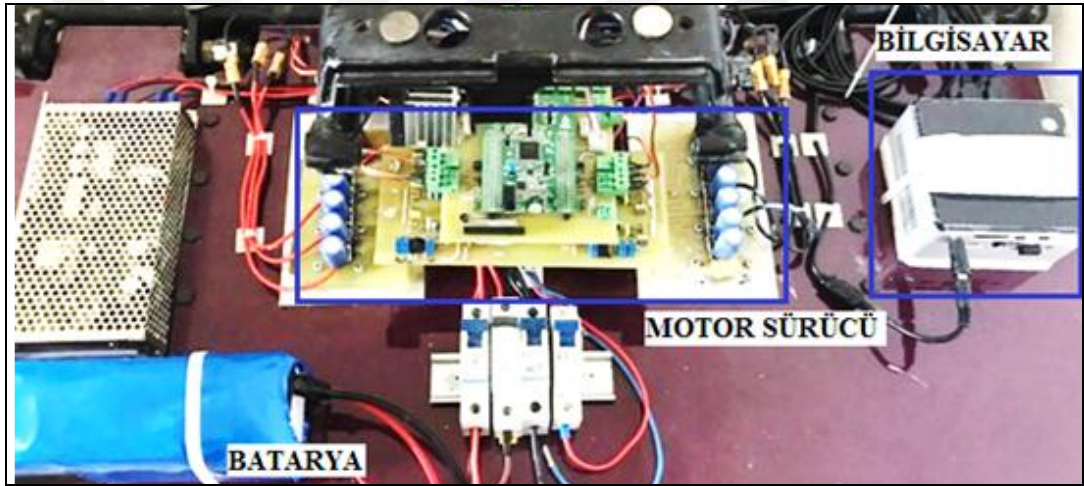
4.1. DENEY DÜZENEĞİ

TİEM için tasarlanan sürücünün, motor modunda ve rejeneratif frenleme modunda zeki denetim ile kontrol edilerek test edilmesi için deneysel bir düzenek hazırlanmıştır. Hazırlanan deney düzeneğinin blok diyagramı Şekil 4.1'de verilmektedir.



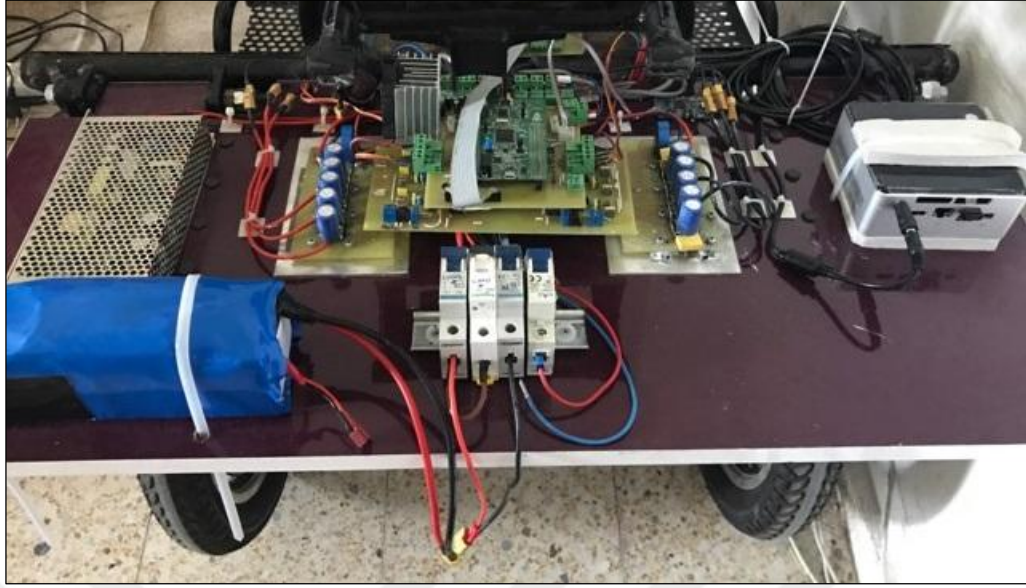
Şekil 4.1. Deney düzeneği blok diyagramı.

Tasarlanan deney düzeneğinde, motor ana besleme akımı ve devir sayısı verilerini geri besleme bilgisi olarak denetleyiciye almaktadır. Hız bilgisi olarak Hall sensörden almaktadır. Devir sayısı verisi referans hız değerine ulaşıp ulaşılmadığını kontrol etmek ve hatayı hesaplamak, ana besleme akımı verisi ise akım artış hızını kontrol ederek aşırı ve hızlı artışı engellemek için artış hızını sınırlandırmak amacıyla kullanılmaktadır. Denetleyici, aldığı geri beslemeye göre ürettiği darbe genişlik modülasyonu sinyallerini sürücü karta göndererek motorun kontrolünü sağlamaktadır. Aynı zamanda motor modunda ya da rejeneratif modunda çalışacağına denetleyici karar vermektedir. Aynı zamanda motora ait değerler seri porttan bilgisayar ortamına alınmaktadır. Hazırlanan deney düzeneğinin resmi Şekil 4.2'de verilmektedir.



Şekil 4.2. Deney düzeneği.

TİEM deney düzeneği, denetleyici, sürücü kartı, mosfet kartı ve algılayıcılardan oluşmaktadır. Denetleyici kartı üzerinde giriş olarak motorlardan gelen hall sensör bağlantıları, referans hız bilgisi, direksiyon açısı bilgisi, fren bilgisi, yön bilgisi, rejeneratif moduna geçmek için kullanılan anahtar bilgisi, harici DGM girişi, harici hız bilgisi çıkışları, akım sensörü bilgi girişi, gerilim sensörü bilgi girişi, sıcaklık sensörü bilgi girişi ve LCD için bağlantı girişleri bulunmaktadır. TİEM denetiminde metot olarak MATLAB/Simulink üzerinden bulanık mantık kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Deney düzeneğinin geniş açıdan şekli ise Şekil 4.3'de verilmektedir.



Şekil 4.3. Deney düzeneği.

4.1.1. Deney Düzeneğinde Kullanılan TİEM

Deneyleerde kullanılan TİEM elektrikli motosiklet tekerleği olarak kullanılan 500W gücünde bir motordur. Şekil 4.3'te bir elektrikli araç üzerine yerleştirilmektedir. Motor milinin içinden çıkan faz ve konum algılayıcı kabloları sürücü kart üzerinde ilgili soketlere bağlanmaktadır. İthalatçı firmadan alınan motor parametreleri Çizelge 4.1'de verilmektedir. Deney düzeneğinde kullanılan TİEM resmi Şekil 4.4'te verilmektedir.



Şekil 4.4. Deney düzeneğinde kullanılan TİEM.

Çizelge 4.1. TİEM ait parametreler.

Parametre	Değer	Birim
Çalışma Gerilimi	48	Volt
Nominal Güç	500	W
Maksimum Akım	14.37	A
Maksimum Tork	36.48	Nm
Maksimum Verim	85.8	%
Maksimum Devir	425	Rpm
Maksimum Güç	680	W

4.1.2. TİEM Sürücü Devresi

Bu tez çalışması için geliştirilen sürücü devresi üç kısımda incelenebilir. Bunlar; denetleyici bölümü, mosfet sürücü bölümü ve mosfetler bölümü olarak adlandırılabilir. Ayrıca akım sensörleri de motor sürücü mosfet devre üzerine yerleştirilmiştir.

4.1.2.1. STM32F4 Discovery Denetleyici

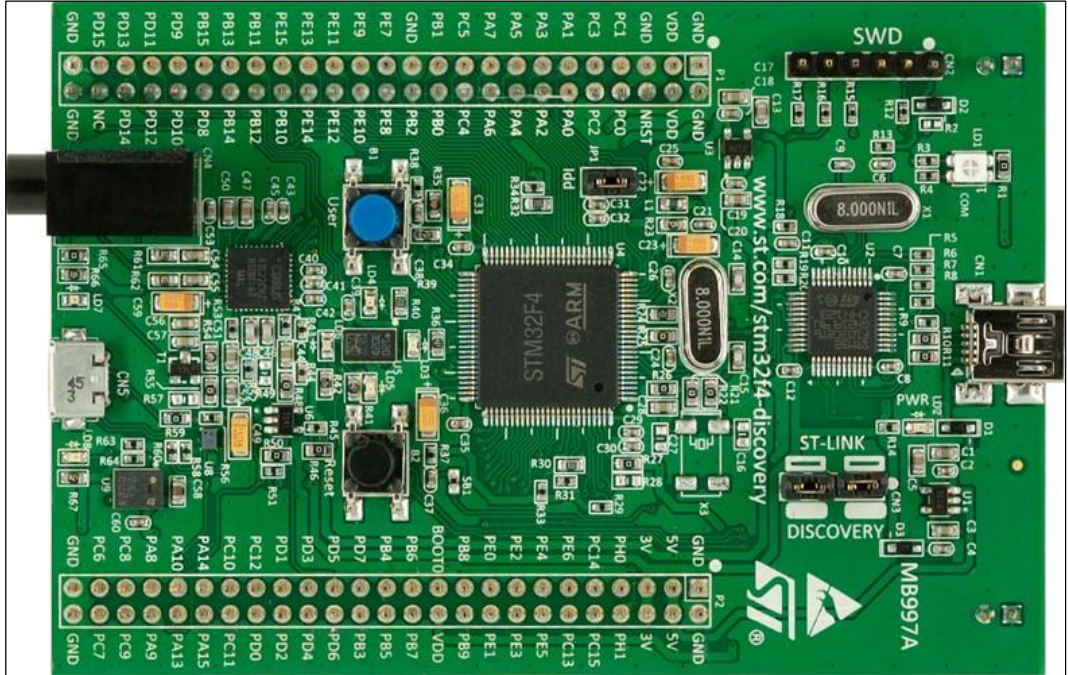
Stm32f Discovery denetleyicisi, STMicroelectronics firması tarafından üretilen bir mikro denetleyicidir. STMicroelectronics, Cenevre İsviçre merkezli bir Fransız-İtalyan uluslu elektronik ve yarı iletken üreticisidir. Genellikle ST olarak adlandırılır. Avrupa'nın en büyük yarı iletken çip üreticisidir. STMicroelectronics şirket merkezi Cenevre'de, holding merkezli iken, STMicroelectronics NV Amsterdam, Hollanda'da kayıtlıdır. ST duyu ve güç teknolojileri, otomotiv ürünleri ve gömülü işleme çözümleri ürün stratejisine odaklanır.

Mikrodenetleyicilerde günümüz ve geleceğin endüstriyel mimarisi olarak kabul edilen ARM ve uygulamalarını öğrenmek bir ayrıcalıktır. ARM'nin 32 bitlik mimarisi; yüksek hız, performans ve görsellik (Thin film Transistor (TFT), Graphic Liquid Crystal Display (GLCD) uygulamalar gibi) gerektiren uygulamalarda 8-bit

mimarilere göre kıyaslanmayacak üstünlüktedir. STM32F407, ARM – M4 cortex mimarilidir. Donanım üstünlüğü, hesaplı oluşu ve çok zengin internet uygulama paylaşım platformlarından dolayı tercih edilmektedir [41].

Üzerinde STM32F407VGT6 model işlemci bulunmaktadır. Ayrıca bir debugger'a ihtiyaç duymaz. Çünkü üzerinde ST-LINK/V2 ile birlikte gelir. Debugger kartın üzerine yerleştirilmiş durumdadır. Üretici olarak embedded system tasarlayan insanlar ürünlerinin üzerine debugger bulundurmazlar. Çünkü ayrı bir maliyet içerir ve kodu sadece kendileri bildiği için ürün üretimdeyken bir kez kod yüklenir ve sonsuza kadar o kod ile çalışır. Fakat geliştiriciler için derleyicisi üzerinde bulunması, yazdığımız kodları kolayca kartımıza yüklemek için çok güzel bir özelliktir.

Üzerinde donanımsal olarak iki adet, dijital accelerometer (ivmeölçer), dijital mikrofon, bir adet “audio Digital Analog Converter (DAC) with integrated class D speaker driver”, Light Emitting Diode (LED)'ler, basma buton ve bir Universal Serial Bus (USB) On The Go (OTG) micro-AB konnektör bulunmaktadır.

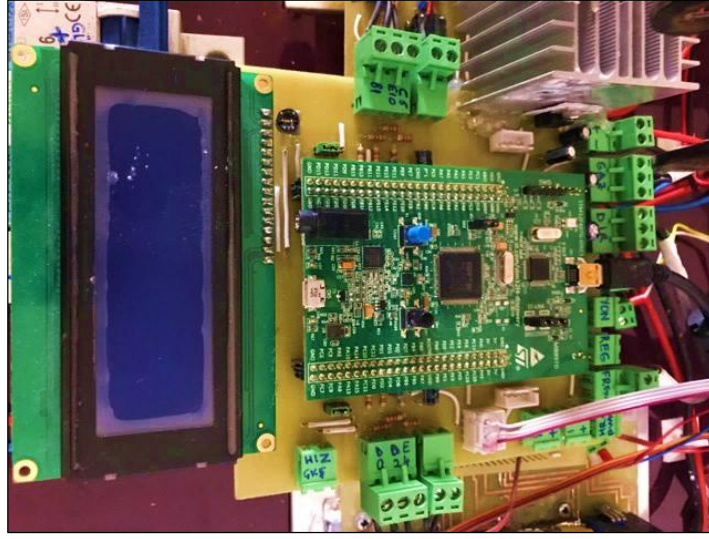


Şekil 4.5. STM32F4 Discovery.

STM32F4-DISCOVERY'nin Teknik Özellikleri:

1. STM32F407VGT6 mikroişlemci üzerinde 32-bit ARM Cortex-M4F çekirdek, 1 MB Flash, 192 KB RAM bulunan LQFP100 paketi,
2. Kart üzerinde yer alan ST-LINK/V2 kullanım modunu değiştirebilen switch ile tek başına da kullanılabilen ST-LINK/V2 (SWD konnektör ile programlama ya da debug için)
3. Kartın güç kaynağı: USB veri yolu üzerinden veya harici bir 5 V besleme gerilimi
4. Harici uygulama güç kaynağı: 3 V ve 5 V
5. LIS302DL veya LIS3DSH ST MEMS 3 eksenli accelerometer
6. MP45DT02, ST MEMS ses sensörü, çok yönlü dijital mikrofon
7. CS43L22, entegre D sınıfı hoparlör sürücüsü ile ses DAC
8. Sekiz tane LED: USB iletişim için LD1 (kırmızı / yeşil), LD2 (kırmızı) 3,3 V güç ON, Dört adet kullanıcı LED'i, LD3 (turuncu), LD4 (yeşil), LD5 (kırmızı) ve LD6 (mavi), 2 USB OTG LED LD7 (yeşil) VBus ve LD8 (kırmızı) aşırı akım
9. İki buton (kullanıcı ve reset)
10. Mikro-AB konnektör ile USB OTG FS
11. Uzatma header ile hızlı bağlantı için tüm LQFP100 I / O için başlık

Denetleyicinin kullanılması için tasarlanan devrenin şekli, Şekil 4.6'da verilmektedir. Denetleyici devresi üzerinde hall sensörleri için gerekli olan filtre devresi, Liquid Crystal Display (LCD) gösterge devresi, yön bilgisi, hız bilgisi, rejeneratif frenleme için seçim bilgisi ve fren bilgilerinin giriş olarak kullanıldığı katmandır.

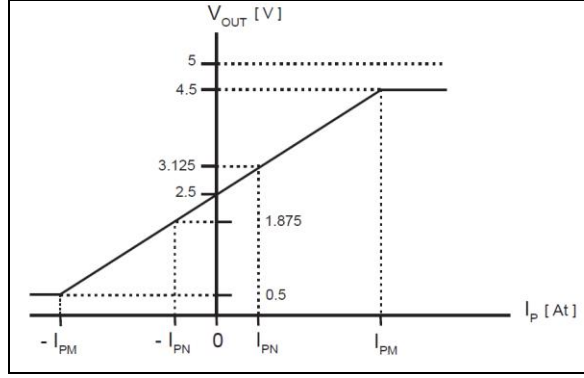


Şekil 4.6. Denetleyici devresi.

4.1.2.2. LTS 25-NP Akım Sensörü

Üç faz sargılarından geçen akımların kontrol yazılımında kullanılabilmek için algılanmaları ve uygun bir şekilde denetleyicinin analog girişlerine verilmeleri gerekmektedir. Bu nedenle motor kontrol kartının gerilim kaynağının girişinde LTS 25-NP akım sensörü kullanılmaktadır. Akım sensörünün ve arayüz entegrelerinin 5 V olan besleme gerilimi denetleyici kartı üzerindeki 5 V-GND' den alınmıştır. Bu sayede akım sensörlerinin çıkışları en az gürültü ile denetleyiciye taşınmaktadır.

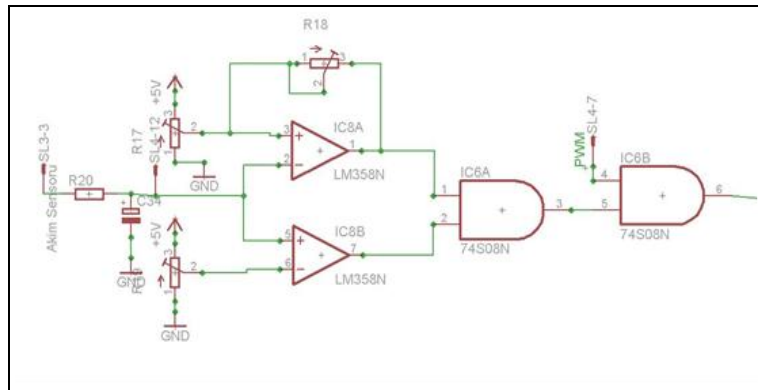
LTS 25-NP akım sensörü hem DA hem de alternatif akımın AA algılanması için kullanılabilir. Şekil 4.7'den de görüleceği gibi bu sensörlerin çıkışları 0,5-4,5 V arasında değişmektedir. Herhangi bir akım geçişi yok ise sensör çıkış gerilimi 2,5 V olmaktadır. Sensörün üzerinde belirtilen ok yönünde akım geçişi olursa 2,5 V üzerinde çıkış gerilimi elde edilirken, ok yönünün tersi yönde akım geçişinde ise 2,5 V altında çıkış gerilimi elde edilir.



Şekil 4.7. LTS 25-NP akım sensörüne ait geçen akıma göre çıkış gerilimi eğrisi.

Akım sensöründen alınan analog sinyaller, işlemsel yükselteç yardımı ile referans gerilim ile karşılaştırılarak mantık kapısına uygulanır. Akım sensörünün çıkış sinyali, referans değerden düşük ise işlemsel yükseltecin çıkış değeri lojik olarak '1' yapılır. Kullanılan mantık kapısı ile çarpma işlemi gerçekleştirilmektedir. Mantık kapısının diğer girişine ise DGM sinyali uygulanmaktadır. Kaynaktan, istenilen akım değerlerinin üzerinde bir akım değeri geçtiği zaman işlemsel yükselteç devresinin çıkış sinyali lojik '0' yapılır. Bu sayede sistemin aşırı akım koruması donanımsal olarak sağlanmaktadır.

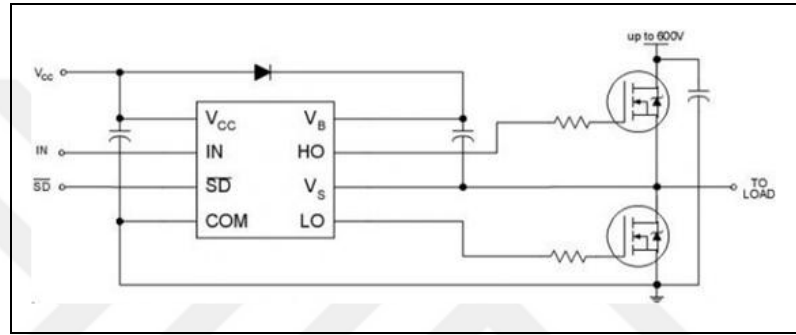
Rejeneratif frenleme esnasında motordan kaynağa doğru geçen akımın da kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu nedenle ters yönde geçen akımında bir işlemsel yükselteç yardımı ile karşılaştırılması gerekmektedir. Hem motor modunda hem de rejeneratif modda çalışırken akım seviyesinin istenilen aralıkta kalması için gerçekleştirilen devre Şekil 4.8'de verilmektedir.



Şekil 4.8. Akım kontrol devresi.

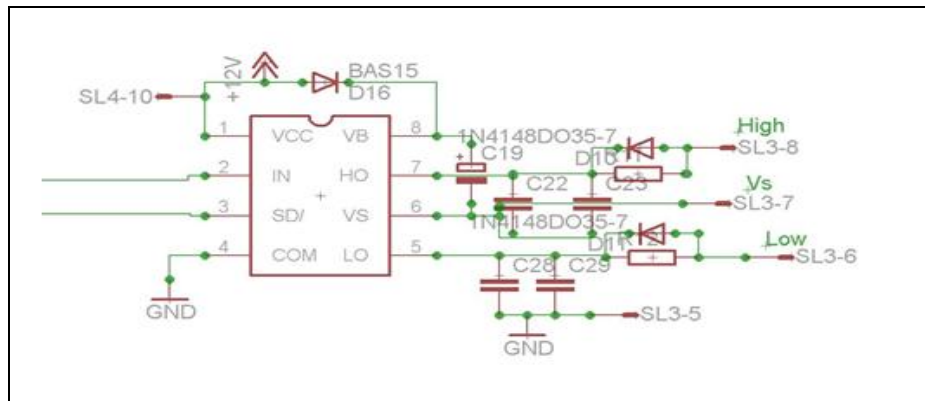
4.1.2.3. Mosfet Sürücü Devresi

Bu tez çalışmasında, motorun hız ve yön kontrolünde kullanılan mosfetlerin iletim ve yalıtım bölgelerine geçirilmesi için özel olarak üretilen IR2104 serisi mosfet sürücü entegresi kullanılmaktadır. International Rectifier firması tarafında özel amaçlı uygulamalar için üretilmektedir. Bir adet entegre ile yarım köprü mosfet devreleri kontrol edilebilmektedir. Örnek bir yarım köprü bağlantı şeması Şekil 4.9'da verilmektedir.



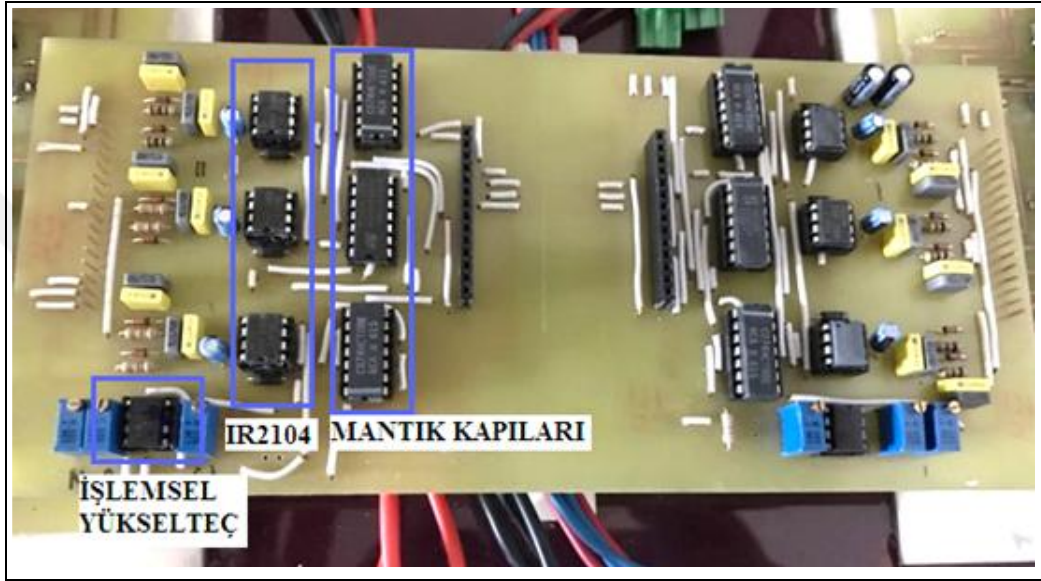
Şekil 4.9. Örnek bağlantı şeması.

Yük gerilimi olarak 600 V'a kadar çalışabilmektedir. 10 V ile 20 V arasında gate anahtarlama aralığı mevcuttur. Düşük besleme geriliminde otomatik olarak durdurma özelliğine sahiptir. 3,3 V, 5 V ve 15 V giriş anahtarlama gerilimine uyumludur. Dahili olarak ayarlanmış ölü zaman özelliği de bulunmaktadır [42]. Bu tez çalışmasında kullanılan, IR2104 entegresinin bağlantı şeması Şekil 4.10'da verilmektedir.



Şekil 4.10. IR2104 bağlantı devresi.

Mosfet sürücü devresinde, tek bir DGM sinyalini uygun motor fazına gönderilebilmesi ve rejeneratif modda çalışması için uygun hale getirebilmesi amacıyla mantık kapıları kullanılmaktadır. Ana hat üzerinden istenilen referans seviyenin üzerine çıkması durumunda işlemsel yükselteç yardımı ile referans seviyede tutulması sağlanmaktadır. Kullanılan mosfet sürücü devresinin resmi, Şekil 4.11’de verilmektedir.

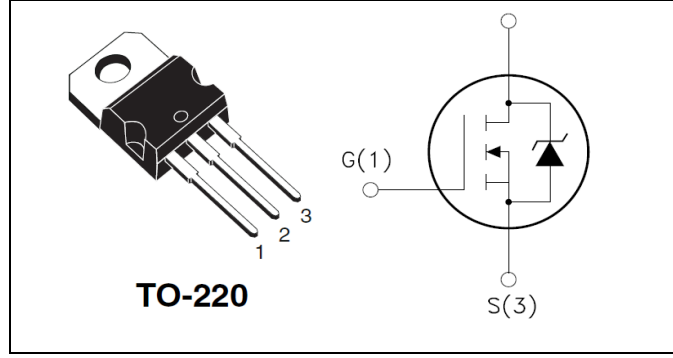


Şekil 4.11. Mosfet sürücü devresi.

4.1.2.4. Mosfet Devresi

Bu tez çalışmasında kullanılan, motorun hız ve yön kontrolünde kullanılan, güç aktarımda etkin rolü olan 75NF75 serisi yarı iletken güç mosfeti kullanılmaktadır. Bu güç mosfet serisi, giriş kapasitansı ve gate şarjını en aza indirmek için özel olarak tasarlanmıştır. 75 V çalışma gerilimine sahiptir. 80 A çalışma akımına sahiptir. Anlık olarak üzerinde 320 A geçirebilmektedir. 9.5 m Ω iç dirence sahiptir [43].

Deney düzeneğinde kullanılan motorun çalışma gerilimi 48V ve maksimum çalışma akımı 15A'dır. Bu durumlar dikkate alındığında 75NF75 serisi güç mosfetinin kullanılması uygun görülmektedir. 2 adet altta ve 2 adet üstte olmak üzere bir fazda 4 adet 75NF75 güç mosfeti kullanılmaktadır. İki adet paralel bağlantının gerçekleşmesi ile 160 A seviyesinde akım geçirebilmesine olanak sağlamaktadır.



Şekil 4.12. 75NF75 güç mosfeti sembolü ve dış görüntüsü.

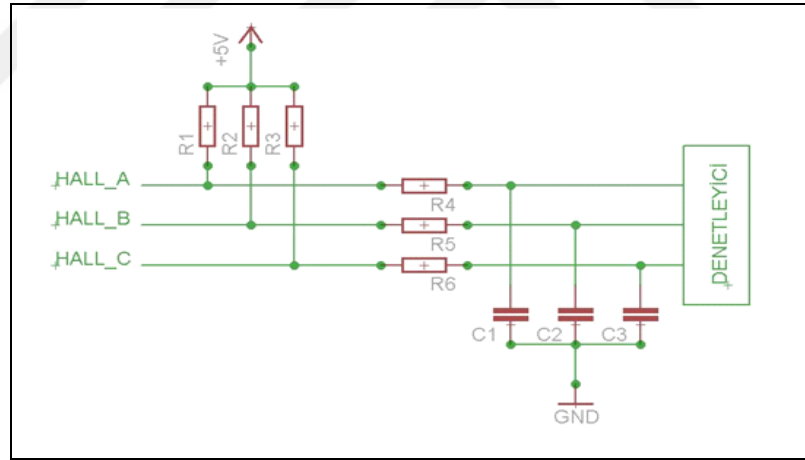
Mosfet devresi üzerinde, her bir faz için 2 adet paralel mosfet bağlanarak toplamda 12 adet mosfet kullanılmaktadır. Aynı zamanda mosfet devresi üzerinde LM35 sıcaklık sensörü, LTS 25-NP akım sensörü ve gerilim bölücü yöntemi kullanılarak gerilim sensörü kullanılmaktadır. Akım, gerilim ve sıcaklık bilgileri denetleyici tarafından kontrol edilmektedir. Besleme gerilimine paralel olarak bağlanan kondansatörler ise motor üzerinde ve ortamda oluşan elektriksel gürültülerin sönümlenmesi ve için kullanılmaktadır. Mosfet devresinin şekli, Şekil 4.13'de verilmektedir.



Şekil 4.13. Mosfet devresi.

4.1.2.5. Rotor Pozisyonu Algılama Devresi

TİEM elektronik komütasyonunun gerçekleştirmek için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Rotor pozisyonunu algılamak için motora entegre olan Hall Sensörler kullanılabilir. Ayrıca isteğe bağlı enkoder kullanarak rotor pozisyonu daha hassas olarak belirlenebilir. Uygulamalarımızda rotor pozisyonu, sadece HS kullanılarak belirlenmiştir. Motor üzerindeki üç adet hall sensörler beslemesi denetleyici kart üzerindeki 5 V'dan alınmıştır. Ayrıca hall sensörler çıkış katı "açık drain" olduğundan pull-up dirençleri kullanılmaktadır. Sensörler rotor konumuna göre lojik-1 ve lojik-0 çıkışı vermektedir. Sensörlerin motorun elektriksel gürültüsünde etkilenmesini azaltmak için ise alçak geçiren filtre devresi kullanılmıştır. Literatür taramasında yapılan incelemeler referans alındığında filtre devresinin frekansı 330 Hz olarak ayarlanması uygun görülmektedir. Hazırlanan arayüz devresi Şekil 4.14'de verilmektedir.

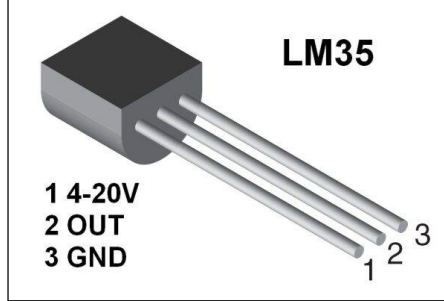


Şekil 4.14. Hall etkili sensör arayüz devresi.

4.1.2.6. LM35 Sıcaklık Sensörü

LM35 serisi sıcaklık sensörleri, çıkış olarak sıcaklık ile doğru orantılı bir gerilim verirler. LM35 kullanırken kalibrasyon amaçlı bir devre kurmamız gerekmez. 60 μ A gibi düşük bir akım çeker. Bu nedenle, çalışırken kendi içinde oluşan ısı düşüktür ve entegrenin kendisi ortam sıcaklığından yalnız 0.1°C fazla olur. Çıkış empedansı düşük olduğu için, verdiği gerilim ölçülürken hata payı küçük olur. -55°C ile 150°C

arasında ölçüm yapabilmektedir. 1°C sıcaklık değişimde çıkış sinyali 0.1V değişmektedir [44]. Bu sayede çok hassas ölçümler yapılabilmektedir.



Şekil 4.15. LM35 sıcaklık sensörü.

LM35 sıcaklık sensörü motor sürücü üzerinde bulunan mosfetlerin sıcaklığını kontrol altında tutabilmek için kullanılmaktadır. Sıcaklık belirli bir seviyenin üzerine çıktığı durumlarda sürücü devresine uygulanan DGM sinyali sıfıra getirilir. Sıcaklık seviyesi istenilen değerlere düştüğü zaman ise tekrar sistemin çalışmasına izin verilmektedir.

4.1.3. TİEM Çalışma Modları

Bu tez çalışmasında kullanılan TİEM için, hem motor modunda hem de rejeneratif frenleme modunda çalışması test edilmektedir. Bu bölümde TİEM için çalışma modlarından ve kontrol yöntemleri açıklanmaktadır. Motor modunda çalışma ile rejeneratif frenleme modu arasındaki farklılıklar açıklanmaktadır.

4.1.3.1. Motor Modunda çalışma

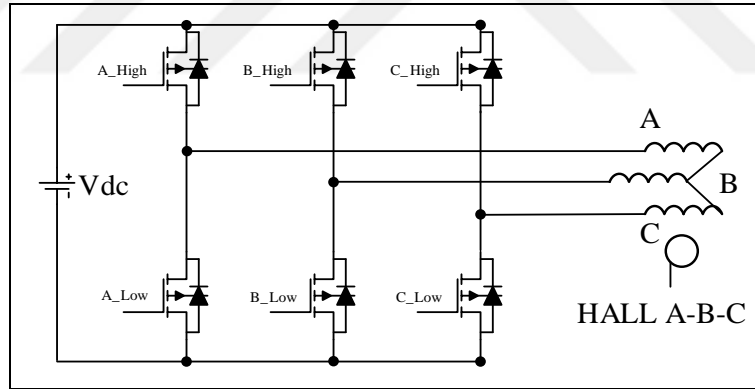
TİEM çeşitli konfigürasyonu mevcuttur. Bu uygulamada 3 fazlı motor seçilmiştir. Sensörlü kontrol metodu uygulanmaktadır. Sensörlü kontrolde motorun iç yapısında bulunan stator üzerine konumlandırılan 3 adet Hall etkili sensör yardımıyla rotor pozisyonu belirlenmektedir. Motor iç yapısına göre sensörler arasında 60 veya 120 derece bulunmaktadır. Hall etkili sensörlerden alınan bilgiye göre uygun fazların enerjilenmesi sağlanmaktadır. TİEM kontrolü 6 kademeli bir algoritma ile

sağlanmaktadır. Her kademede 2 adet uygun faz seçilmekte ve bu fazlar enerjilenmektedir.

Çizelge 4.2. Rotor konumuna göre komütasyon sırası.

Açı (θ_c)	Faz A	Faz B	Faz C	Hall A	Hall B	Hall C
$0^\circ-60^\circ$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	1	0	0
$60^\circ-120^\circ$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	1	0	1
$120^\circ-180^\circ$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	0	0	1
$180^\circ-240^\circ$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	0	1	1
$240^\circ-300^\circ$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	1	0
$300^\circ-360^\circ$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}	1	1	0

Fırçasız DA motorlar DA beslemeyle çalıştırılıyor gibi görünse de aslında besleme sinyalleri AA sinyalleridir. Bundan dolayı fırçasız DA motor beslemesinde bir evirici kullanılmaktadır.



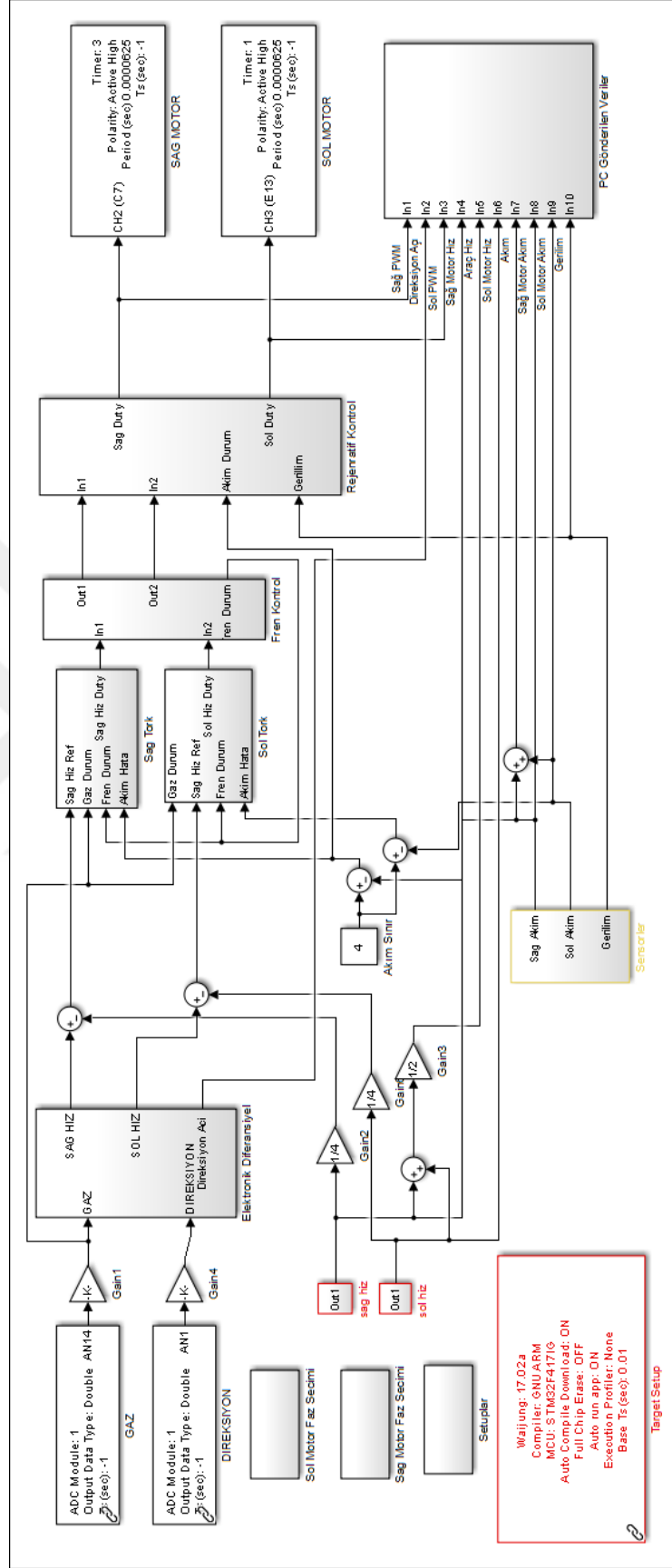
Şekil 4.16. Altı adet anahtarlama elemanında oluşan evirici devre.

Çizelge 4.3. Motor modunda anahtarların tetiklenme sırası.

Açı (θ_c)	DGM	Açık Anahtar	Kapalı Anahtar
$0^\circ-60^\circ$	B_High	A_Low	C_High, C_Low, A_High, B_Low
$60^\circ-120^\circ$	B_High	C_Low	C_High, A_Low, A_High, B_Low
$120^\circ-180^\circ$	A_High	C_Low	C_High, A_Low, B_High, B_Low
$180^\circ-240^\circ$	A_High	B_Low	C_High, C_Low, B_High, A_Low
$240^\circ-300^\circ$	C_High	B_Low	A_High, A_Low, B_High, C_Low
$300^\circ-360^\circ$	C_High	A_Low	A_High, C_Low, B_High, B_Low

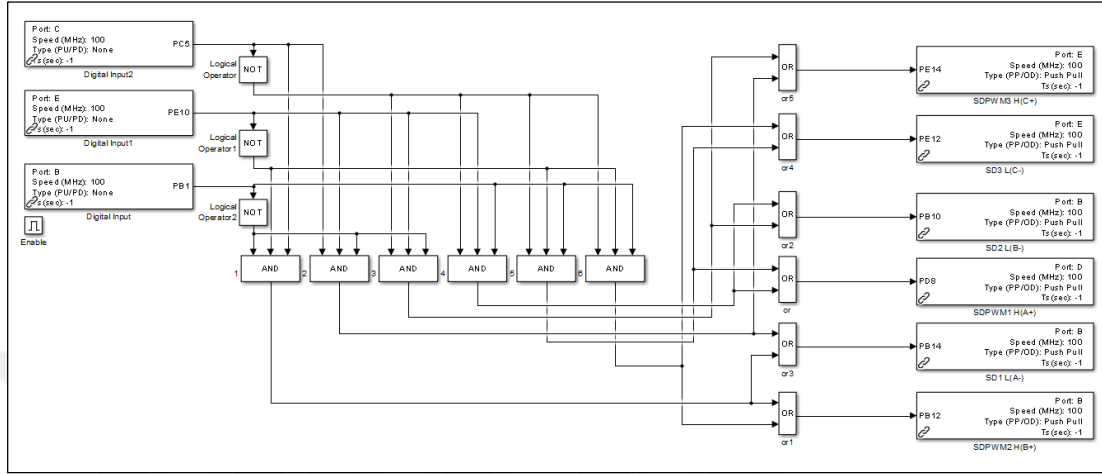
Uygulanan DGM oranına göre de fazlara gelen gerilimin seviyesi belirlenmektedir. Uygulanan gerilim ile motorda EMK oluşturularak motor milinin hareket etmesi sağlanmaktadır. Evirici devre sayesinde faz anahtarları arasında 120° faz farkı oluşması ile AA sinyal elde edilmektedir. Çizelge 4.3'te anahtarların tetiklenme sırası verilmektedir. TIEM kontrol yazılımında MATLAB/Simulink programı kullanılmaktadır. MATLAB/Simulink üzerinden tasarlanan yazılım blokları Şekil 4.17'de verilmektedir.





Şekil 4.17. MATLAB/Simulink programında tasarlanan yazılım blokları.

Şekil 4.17’de verilen yazılım bloklarının içeriği aşağıda detaylı olarak anlatılmaktadır. Motor faz seçimi olarak ifade edilen kontrol bloğunun içeriği Şekil 4.18’de verilmektedir.



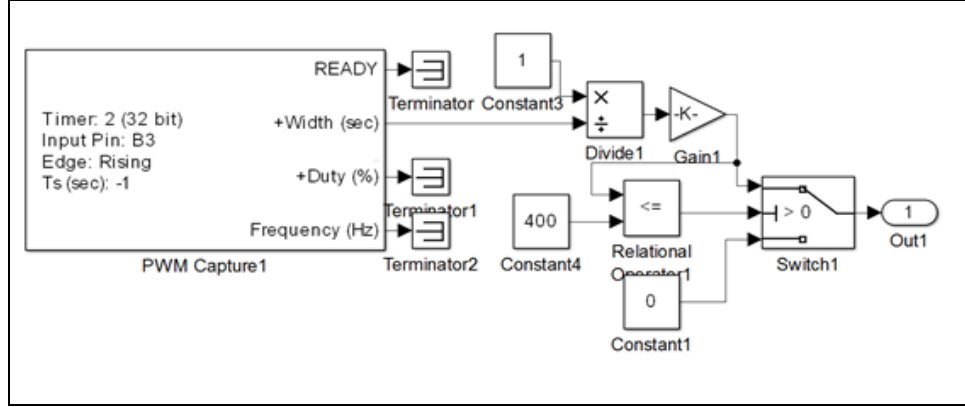
Şekil 4.18. Motor faz seçimleri.

Şekil 4.18’de gösterilen bloklarda, hall etkili sensörlerden alınan bilgilere göre uygun fazın anahtarlanması sağlanmaktadır. Mosfet sürücü katında bulunan mantık kapıları ile denetleyiciden üretilen tek DGM sinyali uygun faza iletilmektedir.

Fren kontrol olarak ifade edilen blok içerisinde ise, fren pedalına basıldığı anda DGM sinyali lojik sıfır yapılır ve hız referans bilgisi sıfır yapılır. Tekrar hız referans bilgisi gelene kadar DGM sinyali sıfır durumunu korumaktadır.

Akım sensöründen okunan bilgiler set edilen akım değerinin üzerine çıktığı zaman DGM sinyali lojik olarak sıfır yapılır. Akım sensöründen okunan değer set değerinin altına düşmesi beklenmektedir. Eğer okunan değer set değerinin altında ise sistem çalışmasına devam etmektedir.

Motorun hız bilgisi ise motor içerisinde bulunan Hall etkili sensörlerinden herhangi birisi referans alınarak gerçekleştirilmektedir. Sensörden gelen her yükselen kenar tetikleme sinyali sayılarak dakikadaki devir bilgisi hesaplanabilmektedir. Hız okuma işleminin uygulama blokları Şekil 4.19’da ayrıntılı olarak verilmektedir.

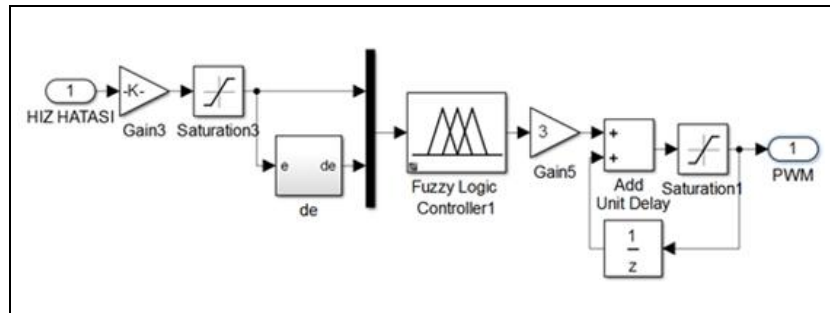


Şekil 4.19. Hız okuma işlemi için gerekli olan uygulama blokları.

Bilgisayara gönderilen verilen bloğu içerisinde ise Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) modülü üzerinde istenilen değerler bilgisayar ortamına aktarılmaktadır. Bu değerler motorun akım, gerilim, hız ve DGM değerleridir. Bu değerler bilgisayar ortamına alındıktan sonra zamana bağlı olarak grafikleri elde edilmektedir.

4.1.3.2. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Tasarımı

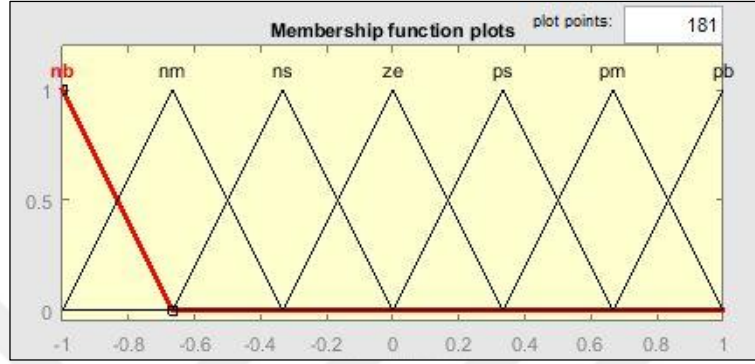
Analog girişten okunan referans devir bilgisi belirli aralıklarda oranlandıktan sonra mevcut motor hızı ile farkı alınarak BMD hata girişine uygulanır. Şekil 4.20’de BMD’nin uygulama blokları verilmektedir.



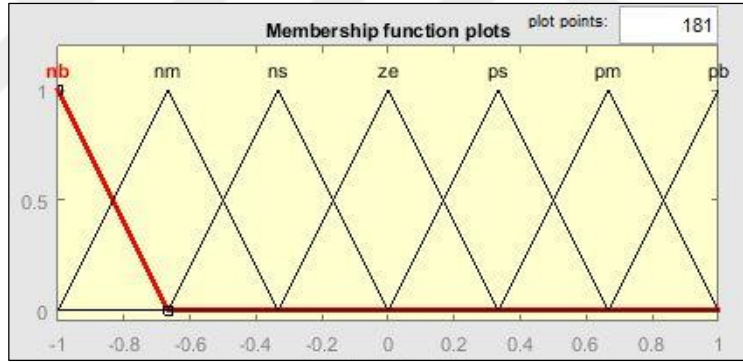
Şekil 4.20. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicisi.

Hata bilgisinin bir önceki değeri hafızada tutularak BMD hatanın değişimi girişine uygulanır. BMD’nin çıkış sinyali ise mikrodenetleyiciden DGM sinyali olarak elde edilir.

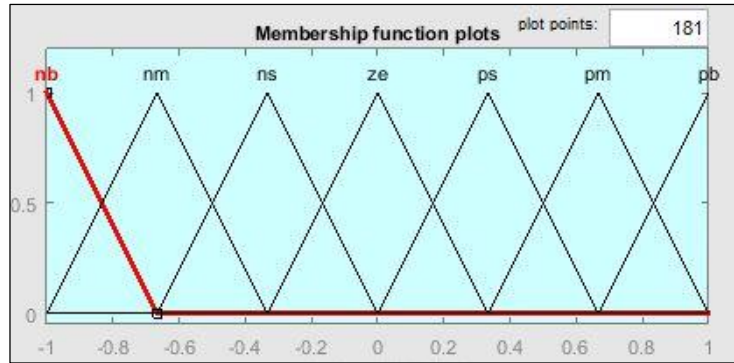
BMD'nin üyelik fonksiyonları tasarlanırken MATLAB programının kütüphanesinden yararlanılmıştı. Tasarlanan hata, hatadaki değişim ve çıkış üyelik fonksiyonları ile birlikte kural tabanı Şekil 4.21, Şekil 4.22, Şekil 4.23, ve Şekil 4.24'te verilmektedir.



Şekil 4.21. Hata üyelik fonksiyonları.



Şekil 4.22. Hatadaki değişimin üyelik fonksiyonları.



Şekil 4.23. Çıkış üyelik fonksiyonları.

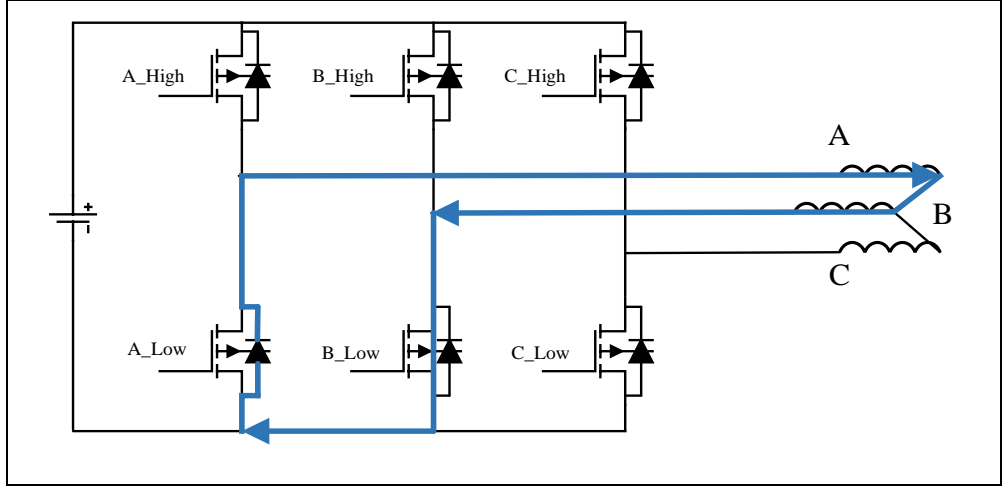
e de	NB	NO	NK	SF	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NO	NK	SF
NO	NB	NB	NB	NO	NK	SF	PK
NK	NB	NB	NO	NK	SF	PK	PO
SF	NB	NO	NK	SF	PK	PO	PB
PK	NO	NK	SF	PK	PO	PB	PB
PO	NK	SF	PK	PO	PB	PB	PB
PB	SF	PK	PO	PB	PB	PB	PB

Şekil 4.24. Kural tabanı.

Motor kontrol uygulamalarının birçoğunda üçgen üyelik fonksiyonu tercih edilmesinde kaynaklı bu çalışmada, üçgen üyelik fonksiyonu kullanılmaktadır. BMD 'nin daha kesin sonuçları hesaplayabilmesi için yedi adet üyelik fonksiyonu tanımlanmıştır. Kural tabanında bulunan ifadeler, NB (negatif büyük), NO (negatif orta), NK (negatif küçük), SF (sıfır), PK (pozitif küçük), PO (pozitif orta), PB (pozitif büyük) olarak tanımlanmaktadır.

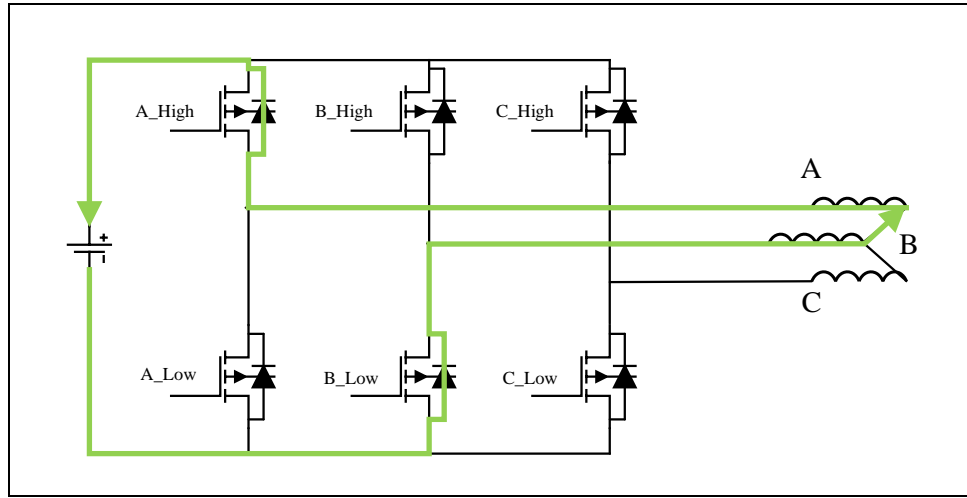
4.1.3.3. Rejeneratif Frenleme Modunda Çalışma

Rejeneratif frenleme sırasında araçtaki mevcut kinetik enerjinin ısı enerjisine dönüşmesine izin vermek yerine bataryaya geri kazandırılarak daha verimli kullanılması amaçlanmaktadır. Rejeneratif çalışma modu, aracın gaza basılmadan seyir halinde olması veya fren yapılması durumlarını içerir. Bu durumlarda elektrik motoruna bataryadan herhangi bir gerilim yönlendirilmez. Motor modundan farklı olarak rejeneratif modda tek bir anahtarın tetiklendiği anahtarlama metodu tercih edilmektedir.



Şekil 4.25. B_low anahtarının tetiklenmesi anında devrede geçen akım.

B_low anahtarına DGM sinyali uygulanması durumunda devreden geçen akımın yönü Şekil 4.25'te verilmektedir. Bu durumda motor sargıları üzerinde akım indüklendiği görülmektedir. B_low anahtarı kapalı duruma geldiğinde ise Şekil 4.26'da gösterildiği gibi motor sargıları üzerine indüklenen akım, batarya üzerinden geçerek bataryanın şarj olması sağlanmaktadır.



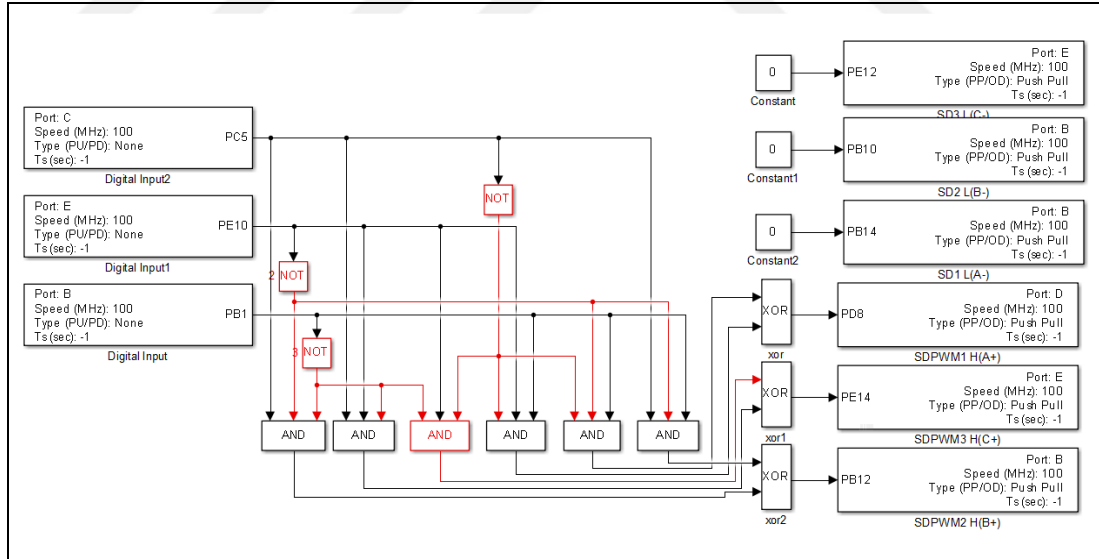
Şekil 4.26. B_low anahtarı kapalı durumda iken devreden geçen akım.

Güç anahtarının tetiklenme sinyali Hall etkili sensörlerden alınan konum bilgisine göre belirlenmektedir. Anahtarların tetiklenme sırası Çizelge 4.4'te verilmektedir.

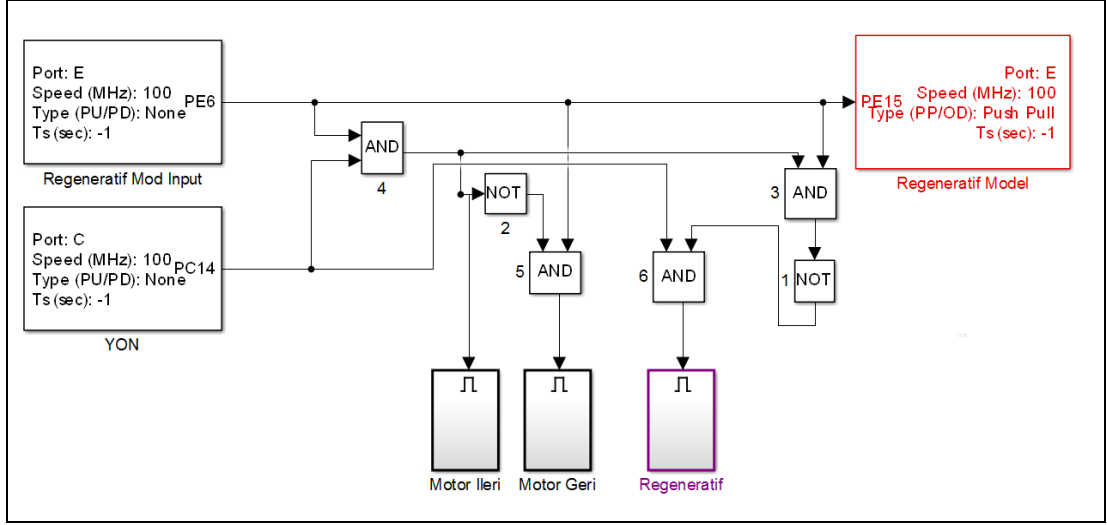
Çizelge 4.4. Rejeneratif modda güç anahtarları tetiklenme sırası.

Açı (θ_c)	DGM	Kapalı Anahtar
0° - 60°	A_Low	A_High, B_High, B_Low C_High, C_Low
60° - 120°	C_Low	A_High, A_Low, B_High, B_Low, C_High
120° - 180°	C_Low	A_High, A_Low, B_High, B_Low, C_High
180° - 240°	B_Low	A_High, A_Low, B_High, C_High, C_Low
240° - 300°	B_Low	A_High, A_Low, B_High, C_High, C_Low
300° - 360°	A_Low	A_High, B_High, B_Low C_High, C_Low

Deney düzeneğinin rejeneratif modda çalışabilmesi için yazılımsal olarak bazı değişiklikler yapılması gerekmektedir. Rejeneratif mod aktif edildiği andan itibaren sadece bir adet güç elemanı anahtarlmalıdır ve motor modunda çalışan blokların kapatılması gerekmektedir. Şekil 4.27’de rejeneratif frenleme modunda çalışması için gerekli olan yazılım blokları verilmektedir.



Şekil 4.27. Rejeneratif mod faz seçimleri.



Şekil 4.28. Motor modu ile rejeneratif modu kontrol blokları.

Şekil 4.28’de rejeneratif ve motor modunda çalışması için gerekli olan bloklar verilmektedir. Kullanılan mantık kapıları yardımı ile motor modu aktif iken rejeneratif blokları pasif hale getirilir. Rejeneratif modu aktif edildiğinde ise motor modunda çalışmasını sağlayan bloklar pasif hale gelmektedir. Ayrıca araç sadece ileri hareket ederken rejeneratif mod aktif olmaktadır. Araç geriye doğru hareket ederken rejeneratif mod aktif edilse dahi sistem devreye girmeyeceği için motorun çalışmasında bir değişiklik meydana gelmeyecektir. Rejeneratif mod aktif edildiği durumda batarya gerilimi set edilen değer üzerine aşma yaparsa sistem kendisini korumaya almaktadır.

4.1.4. Deney Düzeneginde Kullanılan Gerilim Kaynağı

Deney düzeneginde sistemin çalıştırılması için gerekli olan gerilim kaynağı olarak Lityum iyon pillerden oluşan pil grubu kullanılmaktadır. Pil grubu nominal değerleri 48V 500W/saat gücünde olacak şekilde tasarlanıp gerçekleştirilmiştir. Pil grubunun resmi Şekil 4.29’da verilmektedir.



Şekil 4.29. Deney düzeneğinde kullanılan pil grubu.

Tercih edilen Li-ion pil ise Panasonic firması tarafından imal edilen 18650NCR modeli kullanılmaktadır. Nominal gerilimi 3,6 V olup şarj durumundaki gerilimi ise 4,2 V olmaktadır. 2750 mAh değerinde akım kapasitesi sahiptir. Li-ion pil türünün tercih edilme sebeplerindeki en önemli etkenlerden birisi uzun ömürlü olması ve şarj deşarj çevriminin uzun olmasıdır. Diğer pillere göre daha fazla akım kapasitesine sahip olması ve boyut olarak daha küçük boyutlara sahip olması sistemde kullanılmasında etkili olmuştur.

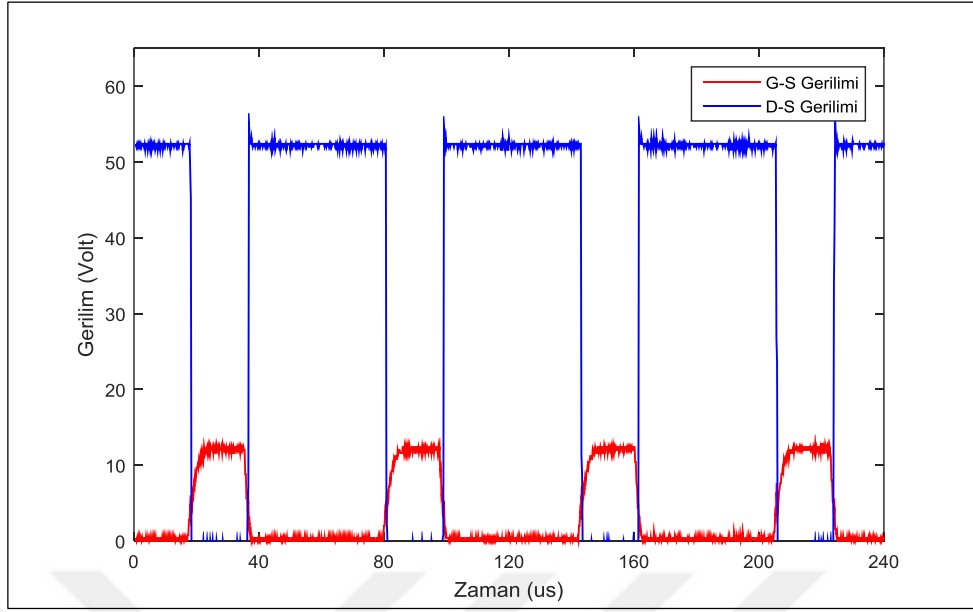
4.2. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada gerçekleştirilen motor sürücü devresi ile ilgili elde edilen sonuçlar, hız kontrolü için uygulanan bulanık mantık denetleyicisi ile ilgili sonuçlar ve rejeneratif frenleme uygulandığında elde edilen sonuçlar bu bölümde anlatılmaktadır.

4.2.1. TIEM Sürücüsü Deneysel Çalışmalar

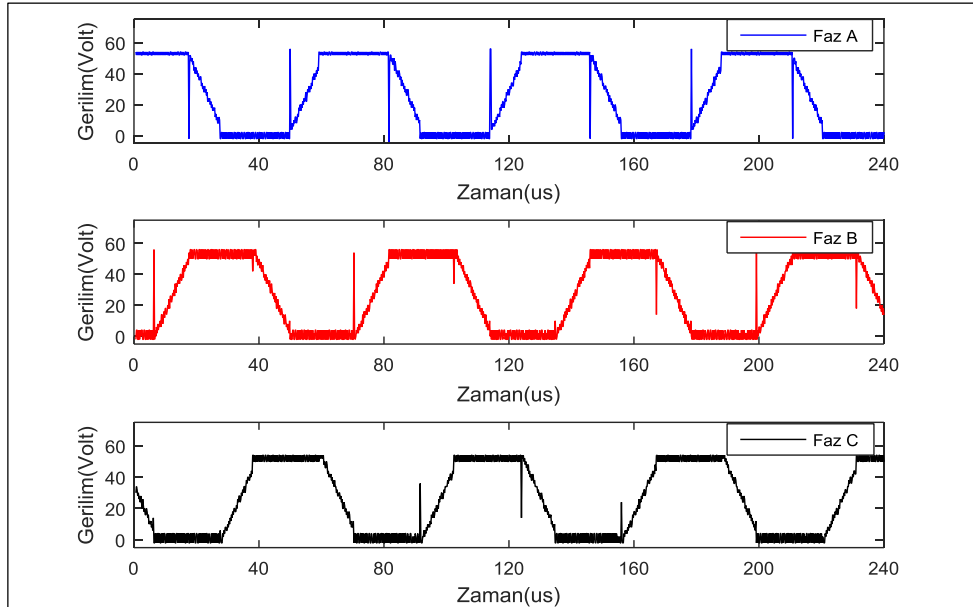
Tasarlanan sistemin deney sonuçlarının ölçümü Rigol DS1074Z Plus osilaskop ile yapılmıştır. Deneysel çalışmada motor faz gerilimleri, gate-source gerilimleri, drain-source gerilimleri hall sensör durumları ve faz akımları grafiksel olarak verilmektedir.

Motorun tek fazının üst mosfetine ait drain(D)-source(S) ve gate(G)-source(S) gerilimleri Şekil 4.30'da verilmektedir.



Şekil 4.30. Tek fazın üst mosfetine ait D-S ve G-S gerilimleri.

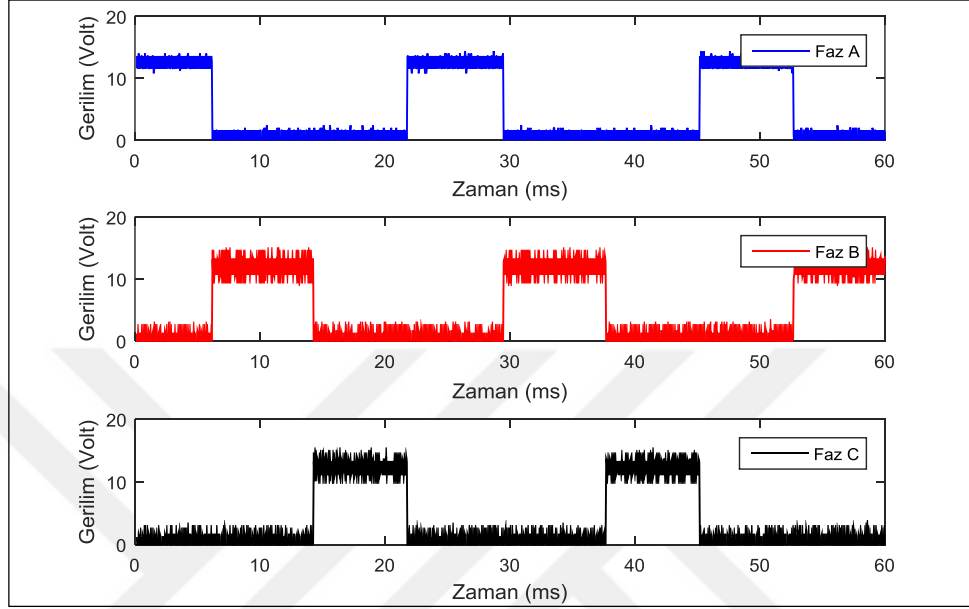
Şekil 4.30’de gösterildiği gibi mosfet iletme geçtiği zaman D-S gerilimi sıfır olmakta, yalıtıma geçtiği zaman D-S uçları arasında kaynak gerilimi olduğu verilmektedir.



Şekil 4.31. Motorun üç fazına ait faz gerilimleri.

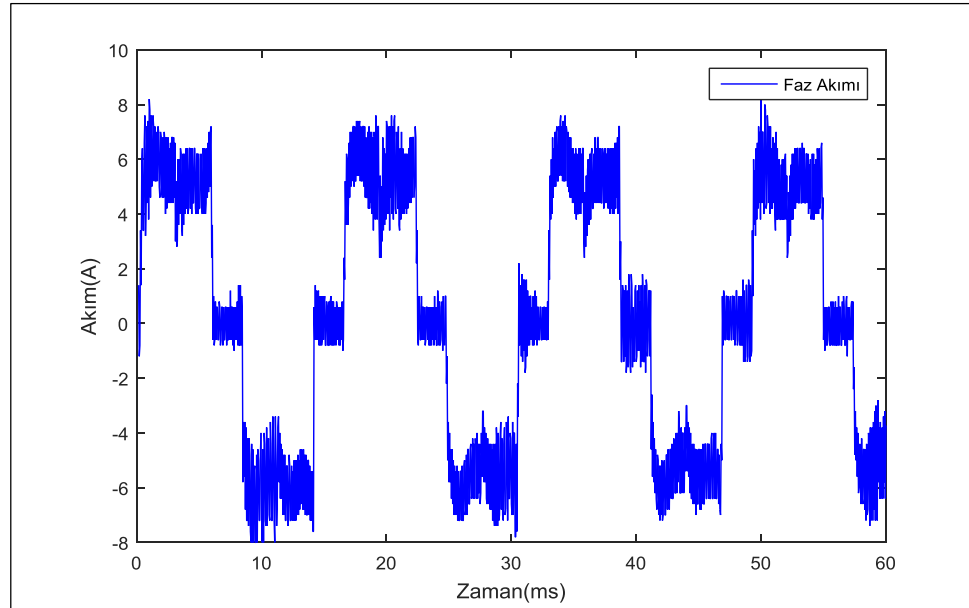
Motorun üç fazına ait faz gerilimleri Şekil 4.31’de verilmektedir. Bu grafiklerde görüleceği gibi faz gerilimleri trapezoidal olarak elde edilmektedir. Her faz arasında

120'şer derecelik faz farkı vardır. Bu sonuçlar tasarlanan sürücünün motorun doğru bir şekilde sürüldüğünü ifade etmektedir. Motorun üç fazının alt mosfetlerine ait G-S gerilimleri Şekil 4.32'de verilmektedir.



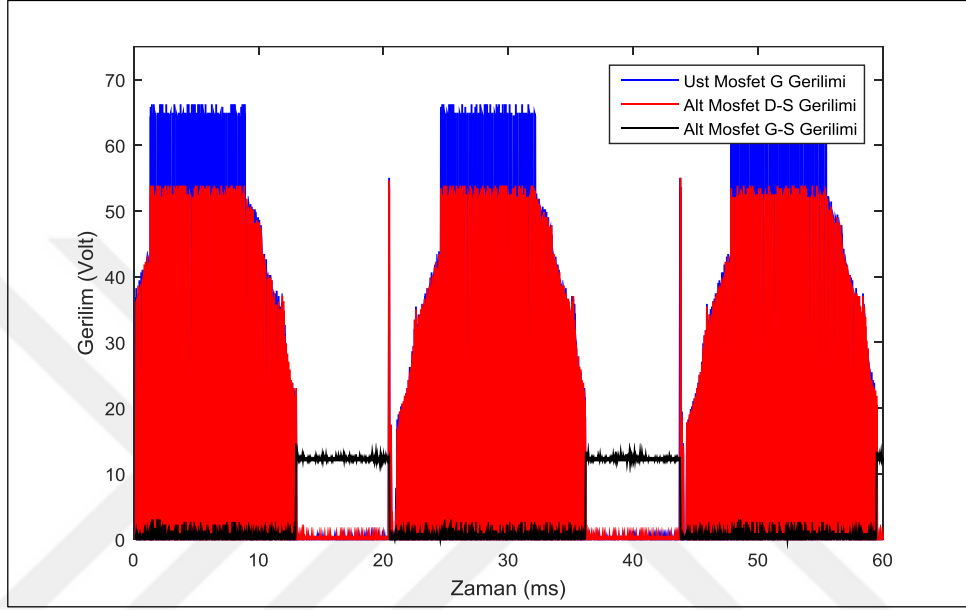
Şekil 4.32. Motorun üç fazına ait G-S gerilimleri.

Motorun tek fazına ait akım grafiği Şekil 4.33'de verilmektedir.



Şekil 4.33. Motorun tek fazına ait akım grafiği.

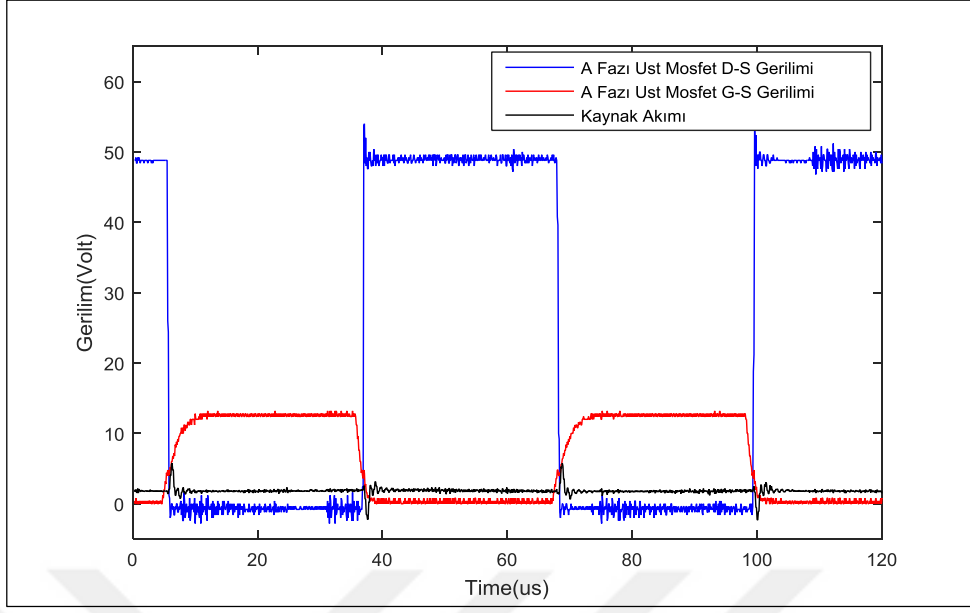
Şekil 4.33'te gösterilen akım grafiğinde, sürücü devresinde bulunan üst anahtarlama elemanı aktif edildiğinde kaynaktan çekilen akım pozitif yönde, alt anahtarlama elemanı aktif edildiğinde ise kaynaktan çekilen akımın negatif olduğu görülmektedir. Akımın negatif yöne geçmesinin nedeni faz sargısı üzerinde ters yönde akım akmasından kaynaklı olduğu belirlenmektedir.



Şekil 4.34. Motorun tek fazının üst mosfetine ait G, alt mosfetine ait G-S ve D-S gerilimleri.

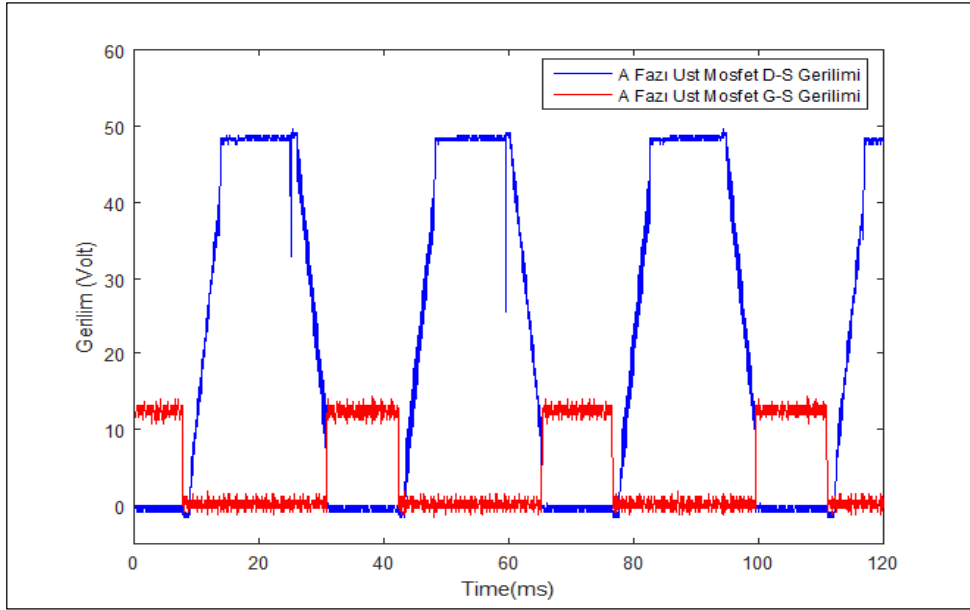
Şekil 4.34'te gösterilen gerilim grafiğinde, alt mosfet aktif edildiği anda üst mosfet gate gerilimi ve alt mosfet D-S gerilimi sıfır olduğu, üst mosfet iletime geçirildiği anda ise alt mosfet G-S gerilimi sıfır olduğu, D-S uçlarında kaynak gerilimi görülmektedir.

Şekil 4.35'te gösterilen grafikte, tek fazın üst mosfetinin G-S uçları arasındaki potansiyel fark yükseldiği anda D-S uçları arasındaki potansiyel farkın sıfır olduğu görülmektedir. D-S uçları arasındaki gerilim sıfır olmasının sebebi ise mosfet iletime geçtiği anda D-S uçları kısa devre olduğundan dolayı gerilim değeri sıfır olarak okunmaktadır.



Şekil 4.35. Motorun tek fazının üst mosfetine ait G-S, D-S gerilimleri ve kaynak akımı.

Motora % 100 DGM sinyali uygulandığında tek fazından elde edilen üst mosfetine ait G-S ve D-S gerilimleri Şekil 4.36’da verilmektedir.



Şekil 4.36. % 100 DGM sinyali uygulandığında üst mosfete ait G-S ve D-S gerilimleri.

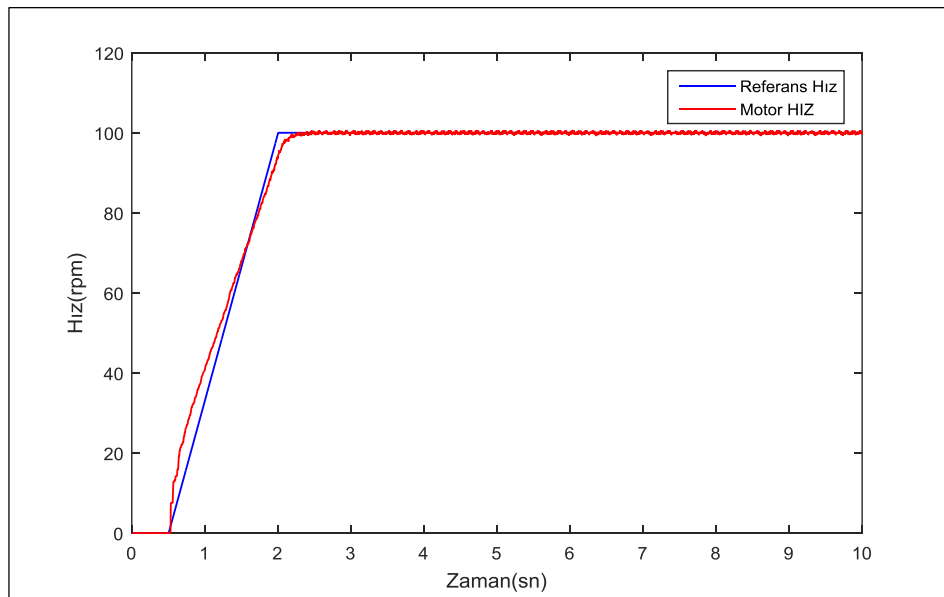
% 100 DGM değeri uygulandığında D-S gerilimi geri EMK'dan kaynaklı trapezoidal dalga formunda dönüştüğü görülmektedir.

4.2.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi İle Yüksüz Durumda Hız Denetimi

Tasarlanan sürücüyle ilgili elde edilen sonuçlar mikrodenetleyicinin seri haberleşme protokolü kullanılarak USB-AMG Converter kartı kullanılarak gerçek zamanlı olarak bilgisayar ortamına alınmaktadır. Bilgisayar ortamına alınan veriler MATLAB programında grafik olarak elde edilmektedir.

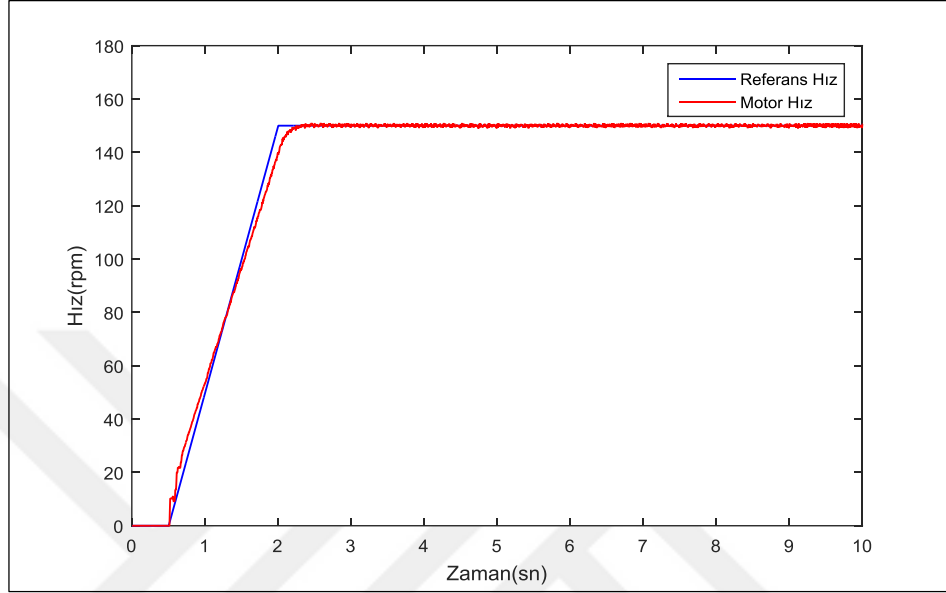
Sürücüye referans hız bilgisi verilerek bulanık mantık denetleyicisinin cevabı incelenmektedir. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicisine referans hız bilgisi olarak 100 rpm, 150 rpm, 200 rpm, 250 rpm, 300 rpm olmak üzere farklı hız bilgileri uygulanmaktadır. Uygulanan referans hız bilgilerine karşı sistemin cevabı Şekil 4.37, Şekil 4.38, Şekil 4.39, Şekil 4.40, Şekil 4.41 ve Şekil 4.42' deki grafiklerde verilmektedir.

100 rpm referans hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,35 saniye, ortalama aşım oranı % 0,04, ortalama hata % 0,51, gecikme zamanı 0,20 saniye olarak hesaplanmıştır.



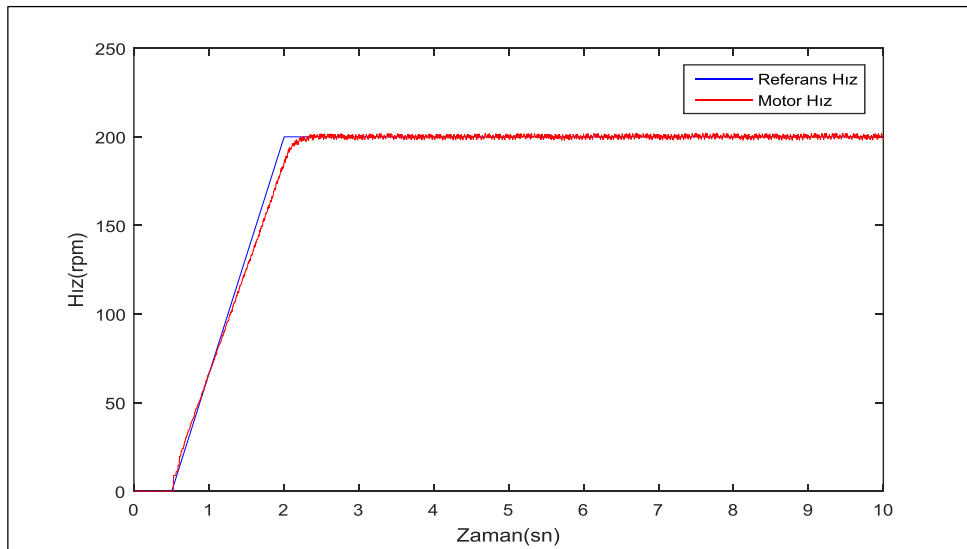
Şekil 4.37. 100 rpm referans değerinde sistemin cevabı.

150 rpm referans hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,32 saniye, ortalama aşım oranı % 0,072, ortalama hata % 0,069, gecikme zamanı 0,32 saniye olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.38. 150 rpm referans değerinde sistemin cevabı.

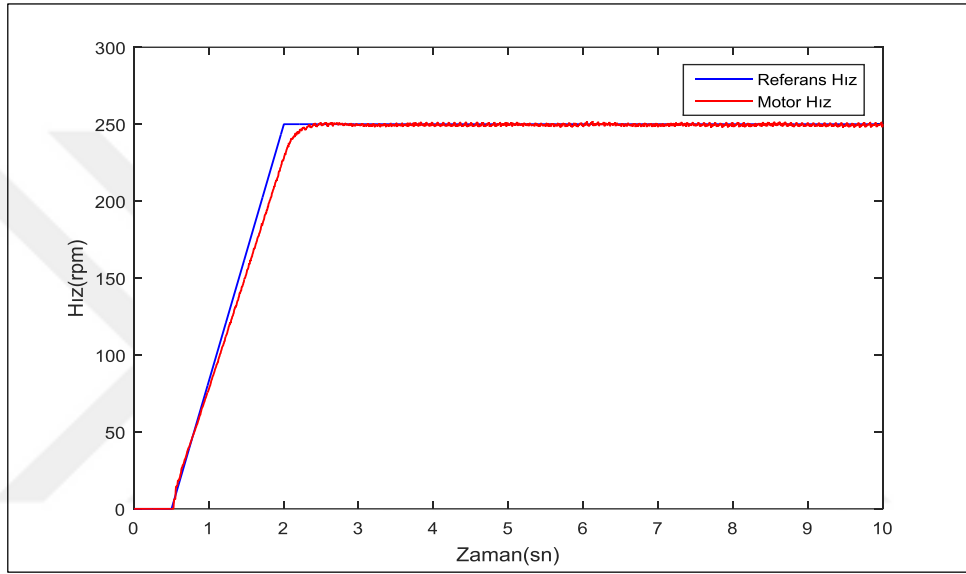
200 rpm referans hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,31 saniye, ortalama aşım oranı % 0,04, ortalama hata % 0,39, gecikme zamanı 0,31 saniye olarak hesaplanmıştır.



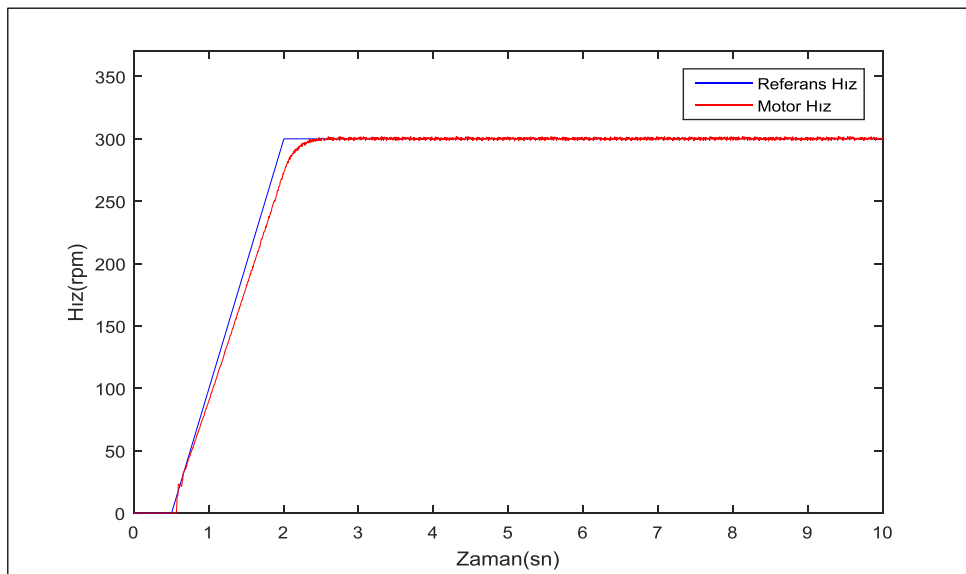
Şekil 4.39. 200 rpm referans değerinde sistemin cevabı.

250 rpm referans hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,34 saniye, ortalama aşım oranı % 0,2, ortalama hata % 0,8, gecikme zamanı 0,345 saniye olarak hesaplanmıştır.

300 rpm referans hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,475 saniye, ortalama aşım oranı % 0,09, ortalama hata % 0,85, gecikme zamanı 0,475 saniye olarak hesaplanmıştır.

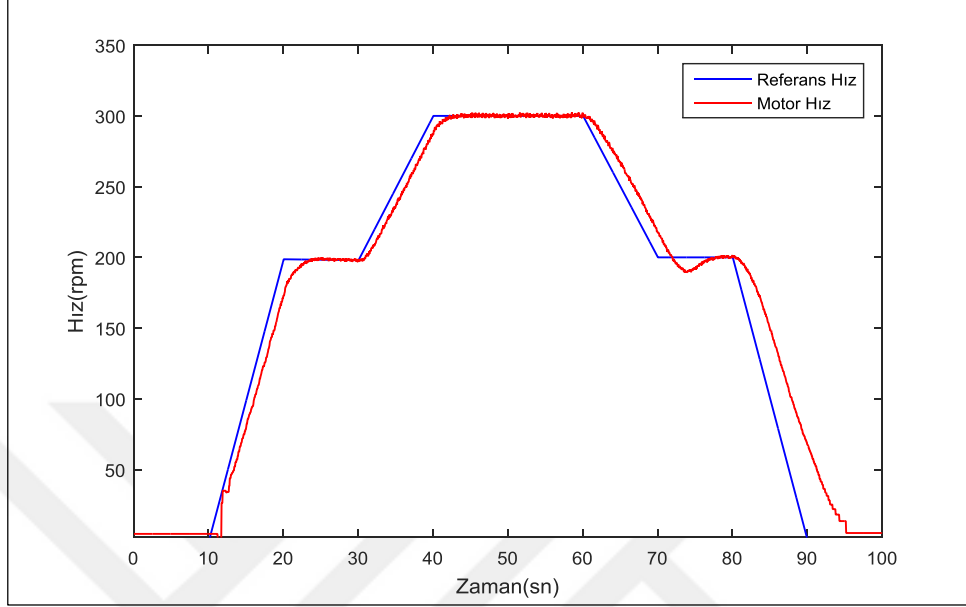


Şekil 4.40. 250 rpm referans hız değerinde sistemin cevabı.



Şekil 4.41. 300 rpm referans hız değerinde sistemin cevabı.

Referans hız olarak 200 rpm ve 300 rpm değerleri uygulandığında denetleyicinin göstermiş olduğu sonuç Şekil 4.42’de verilmektedir.

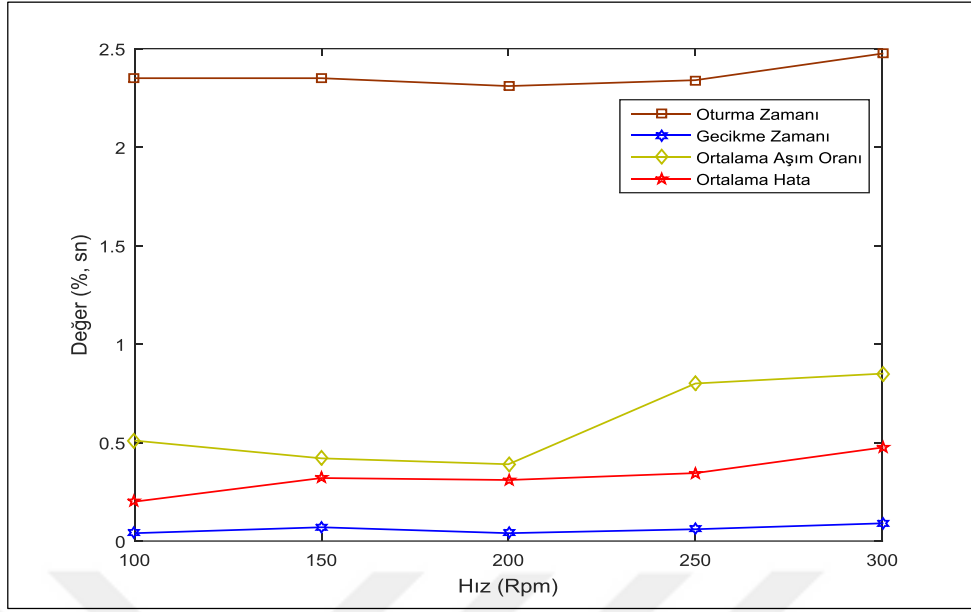


Şekil 4.42. 200 rpm ve 300 rpm referans değerlerinde sistemin cevabı.

Farklı referans hız değerleri için oluşturulan, oturma zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata ve gecikme zamanı için rpm durum tablosu Çizelge 4.5’de verilmektedir.

Çizelge 4.5. Yüksüz yapılan deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.

Yüksüz Yapılan Deneyler	100 rpm	150 rpm	200 rpm	250 rpm	300 rpm
Oturma Zamanı	2,35 sn	2,32 sn	2,31 sn	2,34 sn	2,475 sn
Ortalama Aşım Oranı	% 0,04	% 0,07	% 0,04	% 0,06	% 0,09
Ortalama Hata	% 0,51	% 0,42	% 0,39	% 0,80	% 0,85
Gecikme Zamanı	0,20 sn	0,32 sn	0,31 sn	0,345 sn	0,475 sn



Şekil 4.43. Yüksüz yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.

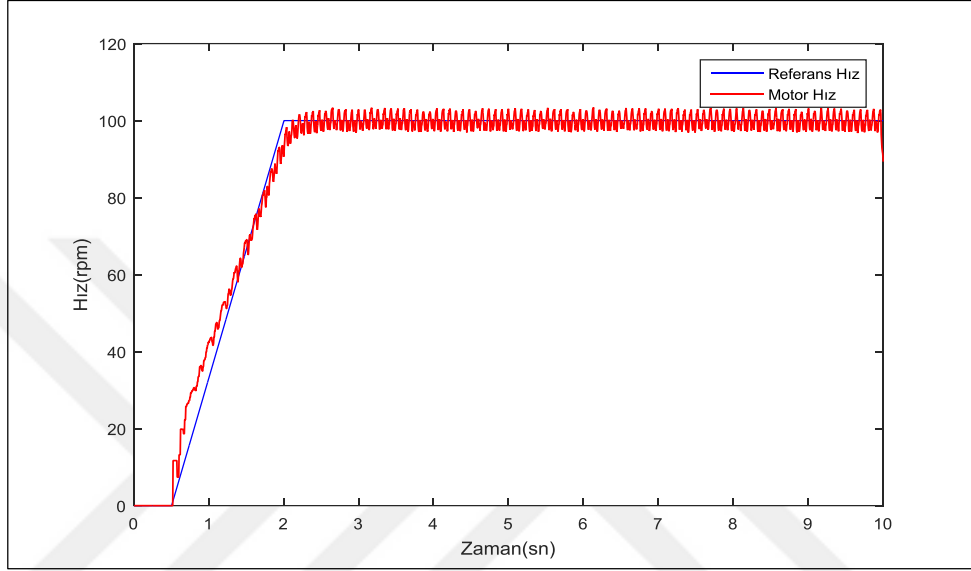
Şekil 4.43'te yüksüz yapılan deneylerde, oturma zamanı, gecikme zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata değerleri farklı hızlar için hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar verilmektedir. Motorun karakteristiği ve ortam koşullarına bağlı olarak değerlerde bazı farklılıklar olduğu görülmektedir. Genel çerçevede incelendiğinde elde edilen değerlerin birbirine çok yakın olduğu görülmektedir.

Elde edilen sonuçlarda motorun hızı, yüksüz yapılan deneylerde istenilen referans hız değerine geldiği görülmektedir. Tasarlanan denetleyiciye farklı referanslar uygulanarak denetleyicinin cevabı test edilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalar sonucunda BMD'nin istenildiği referans hıza ulaştığı elde edilen grafiksek sonuçlarda görülmektedir.

4.2.3. Bulanık Mantık Denetleyicisi İle Yüklü Durumlarda Hız Denetimi

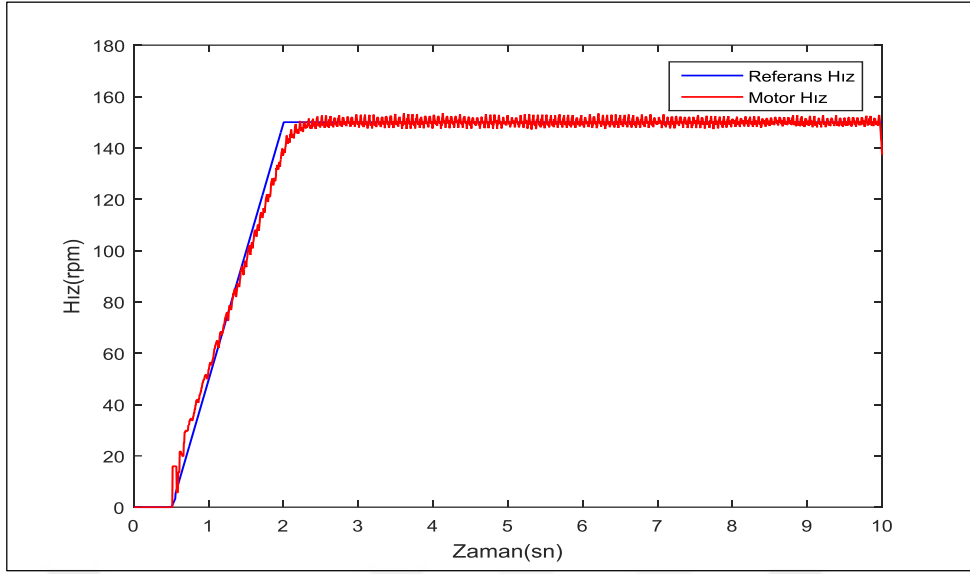
Bulanık mantık denetleyicisine referans hız bilgisi olarak 100 rpm, 150 rpm, 200 rpm, 250 rpm, 300 rpm olmak üzere farklı hız bilgileri uygulanmaktadır. Uygulanan referans hız bilgilerine karşı sistemin cevabı Şekil 4.44, Şekil 4.45, Şekil 4.46, Şekil 4.47 ve Şekil 4.48'deki grafiklerde verilmektedir.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 100 rpm hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,2 saniye, ortalama aşım oranı % 0,30, ortalama hata % 0,32, gecikme zamanı 0,2 saniyedir. 100 rpm referans hızda osilasyona uğraması uygulanan yük değerinin referans hız değeri için fazla gelmesinden kaynaklandığı görülmektedir.



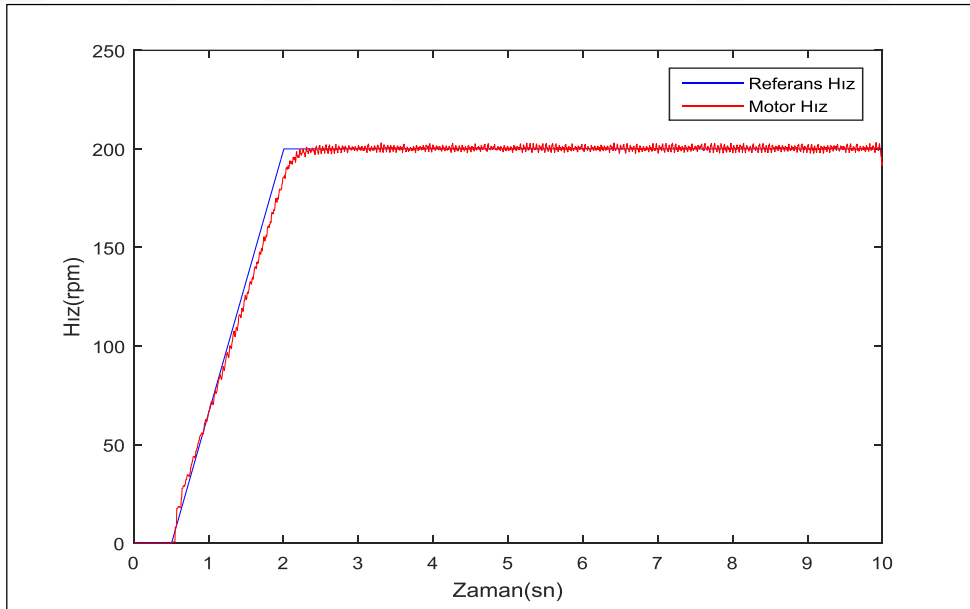
Şekil 4.44. 100 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 150 rpm hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,27 saniye, ortalama aşım oranı % 0,071, ortalama hata % 0,08, gecikme zamanı 0,275 saniyedir.



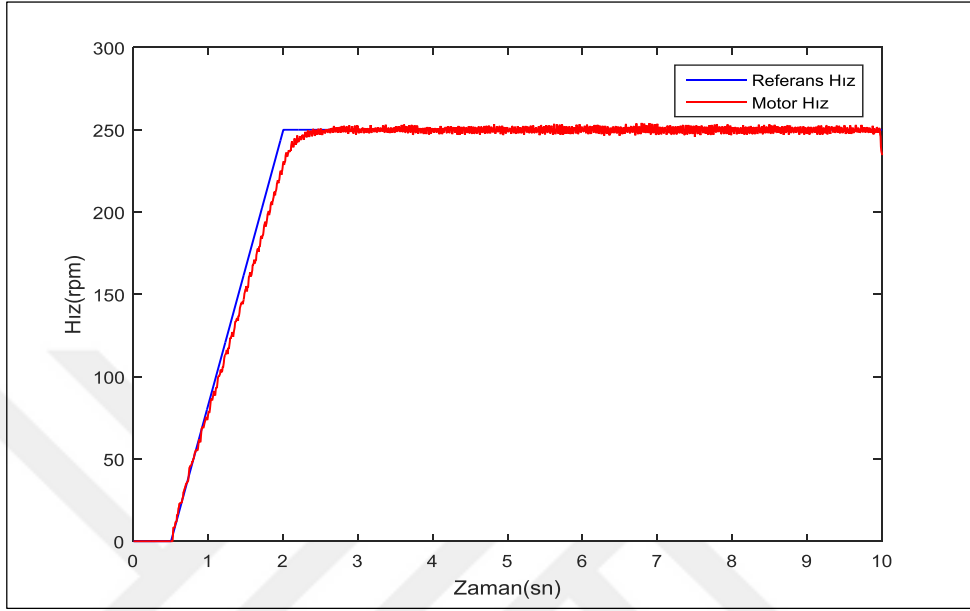
Şekil 4.45. 150 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 200 rpm hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,26 saniye, ortalama aşım oranı % 0,042, ortalama hata % 0,34, gecikme zamanı 0,265 saniyedir.

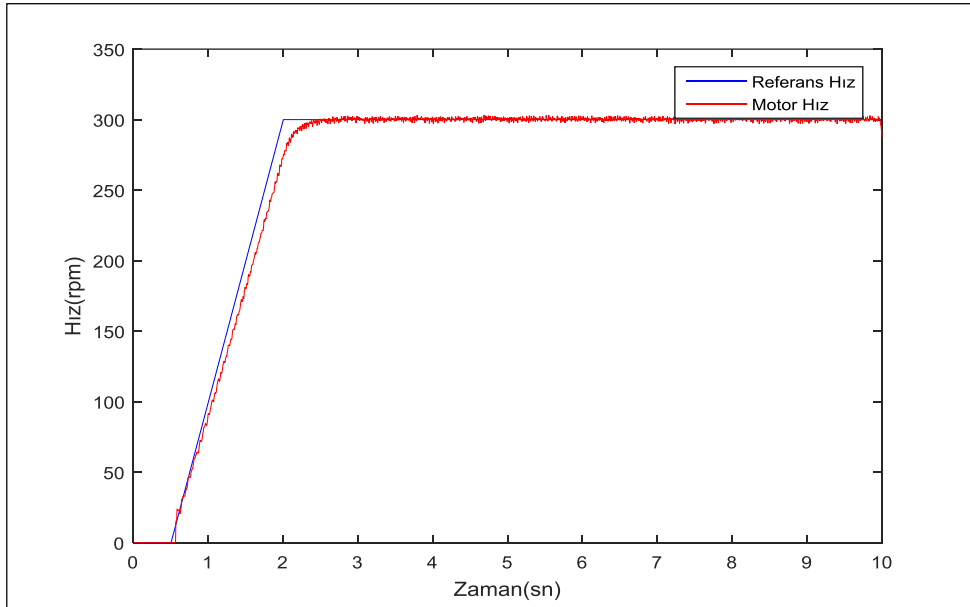


Şekil 4.46. 200 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 250 rpm hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,365 saniye, ortalama aşım oranı % 0,062, ortalama hata % 0,64, gecikme zamanı 0,365 saniyedir.



Şekil 4.47. 250 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.



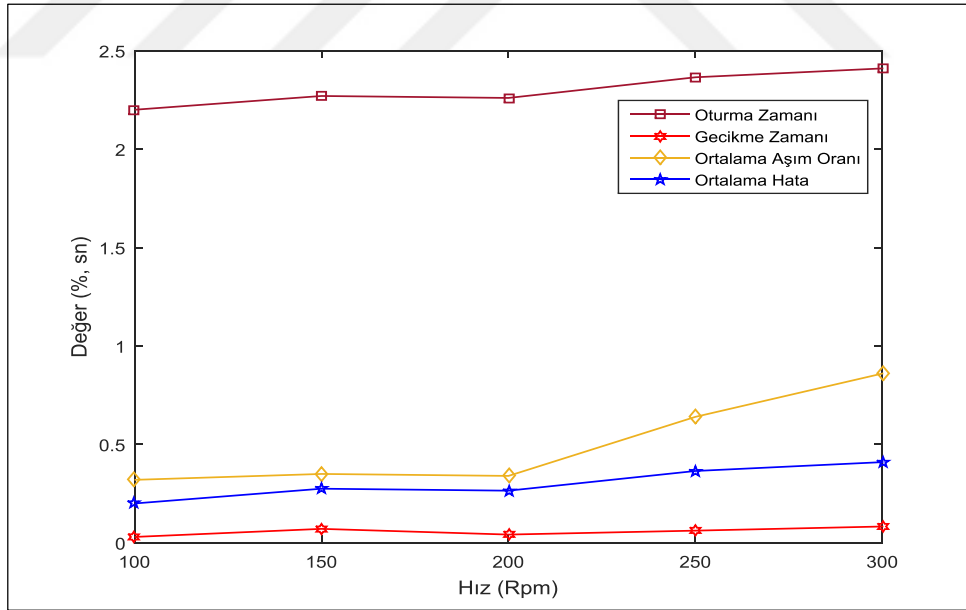
Şekil 4.48. 300 rpm referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 300 rpm hız değeri uygulandığında motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,41 saniye, ortalama aşım oranı % 0,083, ortalama hata % 0,86, gecikme zamanı 0,41 saniyedir.

Çizelge 4.6. Yük altında gerçekleştirilen deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.

Yük Altında Yapılan Deneyler	100 rpm	150 rpm	200 rpm	250 rpm	300 rpm
Oturma Zamanı	2,2 sn	2,27 sn	2,26 sn	2,365 sn	2,41 sn
Ortalama Aşım Oranı	% 0,03	% 0,071	% 0,042	% 0,062	% 0,083
Ortalama Hata	% 0,32	% 0,35	% 0,34	% 0,64	% 0,86
Gecikme Zamanı	0,20 sn	0,275 sn	0,265 sn	0,365 sn	0,41 sn

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde farklı referans hız değerleri için oluşturulan, oturma zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata ve gecikme zamanı için rpm durum tablosu Çizelge 4.6'da verilmektedir.



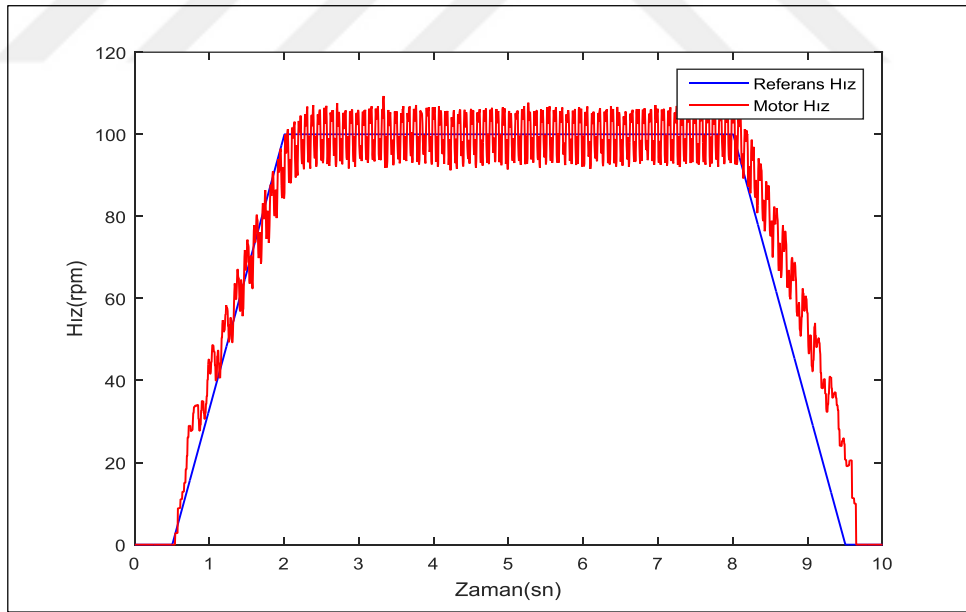
Şekil 4.49. Yüklü yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.

Şekil 4.49'da yüklü yapılan deneylerde, oturma zamanı, gecikme zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata değerleri farklı hızlar için hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar verilmektedir. Motorun karakteristiği, ortam koşulları ve deneylerin

yapıldığı yol koşullarına bağlı olarak değerlerde bazı farklılıklar olduğu görülmektedir. Bu farklılıklar ihmal edilecek kadar düşük değerlerde olduğu Şekil 4.49'da görülmektedir. Genel çerçevede incelendiğinde elde edilen değerlerin birbirine çok yakın olduğu görülmektedir.

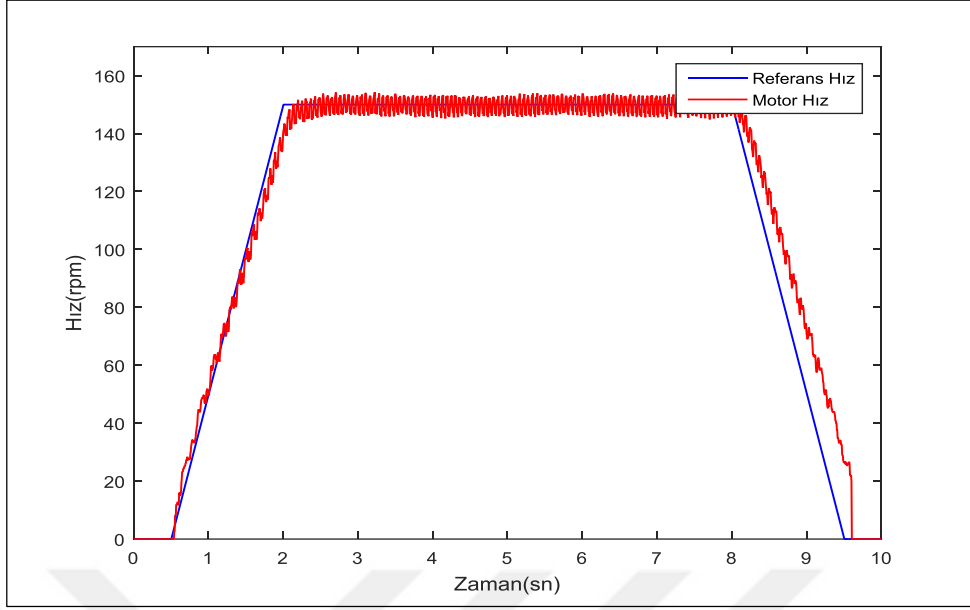
Tasarlanan sürücüye, sabit yük altında verilen referans hız bilgisi olarak adım fonksiyon uygulanmaktadır. Bulanık mantık denetleyicisinin cevabı incelenmektedir. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicisine referans hız bilgisi olarak 100 rpm, 150 rpm, 200 rpm, 250 rpm, 300 rpm rampa fonksiyon olmak üzere farklı hız bilgileri uygulanmaktadır. Uygulanan referans hız bilgilerine karşı sistemin cevabı Şekil 4.50, Şekil 4.51, Şekil 4.52, Şekil 4.53 ve Şekil 4.54'teki grafiklerde verilmektedir.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 100 rpm rampa fonksiyon hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,045 saniye, ortalama aşım oranı % 0,21, ortalama hata % 4,4, gecikme zamanı 0,45 saniyedir.



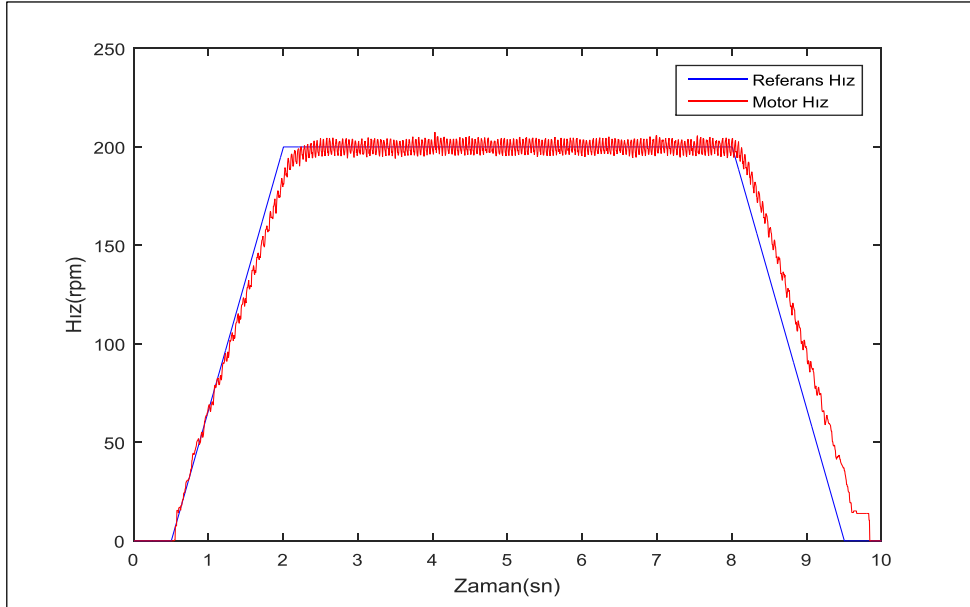
Şekil 4.50. 100 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 150 rpm rampa fonksiyon hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,14 saniye, ortalama aşım oranı % 0,32, ortalama hata % 2,85, gecikme zamanı 0,14 saniyedir.

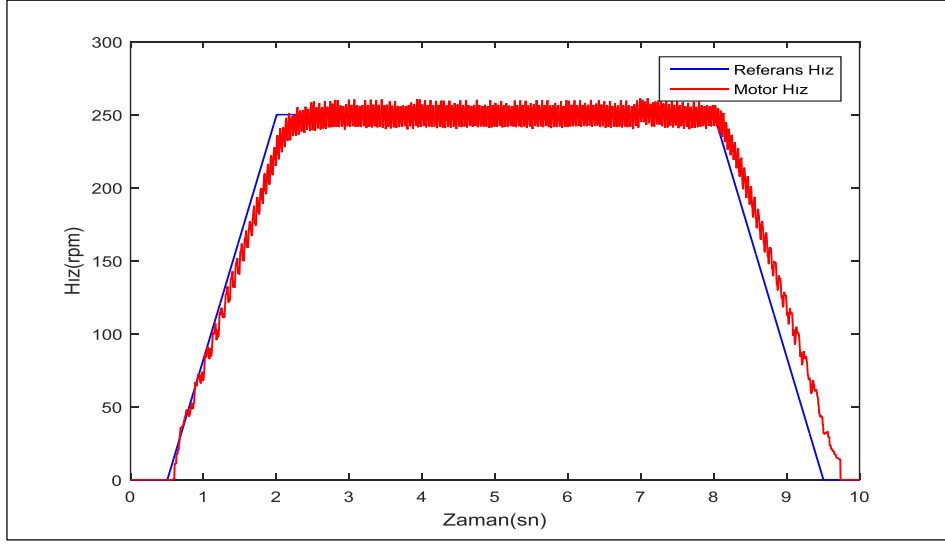


Şekil 4.51. 150 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 200 rpm rampa fonksiyon hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,24 saniye, ortalama aşım oranı % 0,18, ortalama hata % 2,17, gecikme zamanı 0,24 saniyedir.

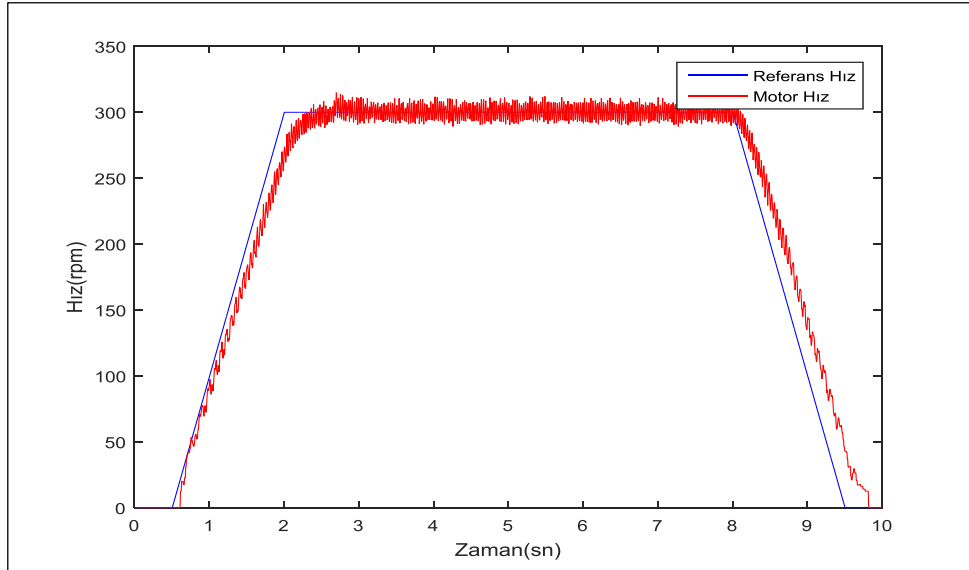


Şekil 4.52. 200 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.



Şekil 4.53. 250 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 250 rpm rampa fonksiyon hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,25 saniye, ortalama aşım oranı % 0,42, ortalama hata % 1,49, gecikme zamanı 0,25 saniyedir. Yük altında gerçekleştirilen deneylerde referans hız olarak 300 rpm rampa fonksiyon hız değeri uygulandığında, motor hızının referans hıza ulaşma süresi 2,28 saniye, ortalama aşım oranı % 0,26, ortalama hata % 1,36, gecikme zamanı 0,28 saniyedir.



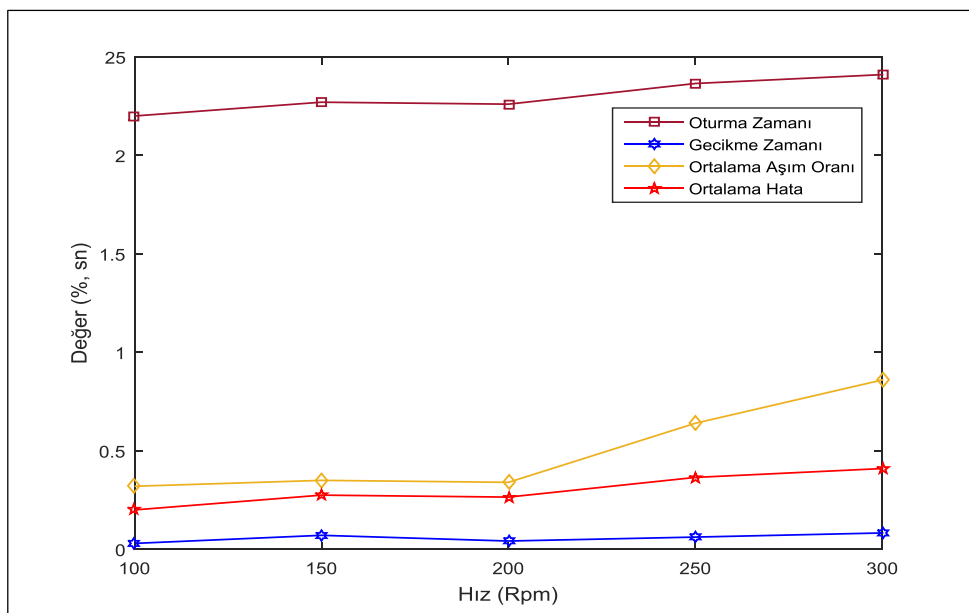
Şekil 4.54. 300 rpm rampa fonksiyon referans değerinde yüklü testlerde sistemin cevabı.

Elde edilen grafiklerde görüldüğü gibi istenilen referans değerlerine yüklü ve yüksüz testler uygulanmış ve sonuçları verilmiştir. Sonuçlar doğrultusunda tasarlanan BMD'nin istenilen sonuçlara verdiği görülmektedir.

Yük altında adım referans fonksiyonu uygulanması ile gerçekleştirilen deneylerde farklı referans hız değerleri için oluşturulan, oturma zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata ve gecikme zamanı için rpm durum tablosu Çizelge 4.7'de verilmektedir.

Çizelge 4.7. Yük altında adım referans fonksiyonu uygulanması ile gerçekleştirilen deneylerde farklı hız değerleri için yapılan deneylerin karşılaştırılması.

Yük Altında Yapılan Deneyler	100 rpm	150 rpm	200 rpm	250 rpm	300 rpm
Oturma Zamanı	2,2 sn	2,27 sn	2,26 sn	2,365 sn	2,41 sn
Ortalama Aşım Oranı	% 0,30	% 0,071	% 0,042	% 0,062	% 0,083
Ortalama Hata	% 0,32	% 0,08	% 0,34	% 0,64	% 0,86
Gecikme Zamanı	0,20 sn	0,275 sn	0,265 sn	0,365 sn	0,41 sn

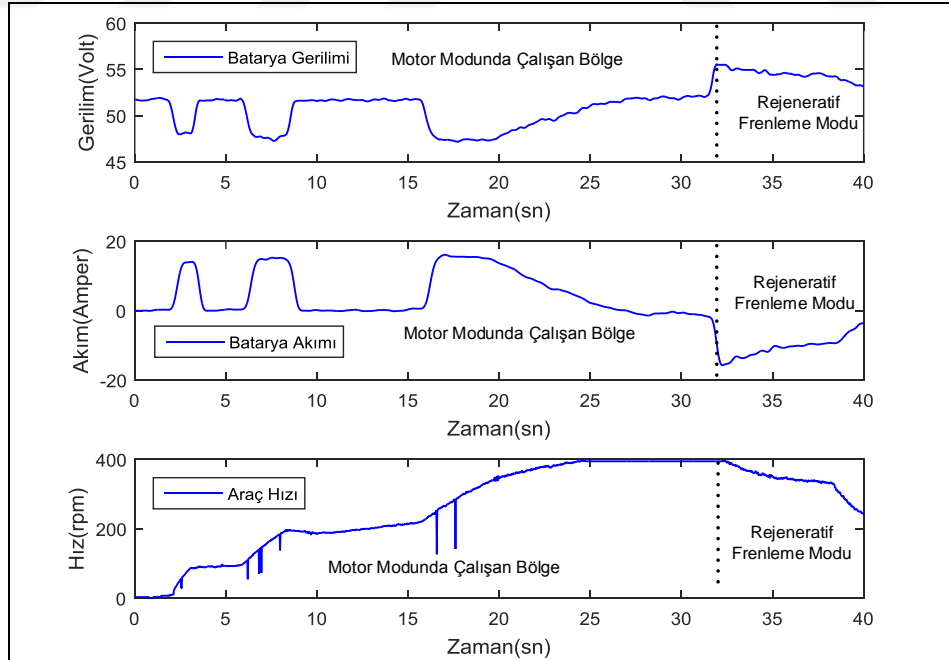


Şekil 4.55. Yüklü yapılan deneylerde farklı hız değerleri elde edilen sonuçlar.

Şekil 4.55’de yüklü yapılan deneylerde, oturma zamanı, gecikme zamanı, ortalama aşım oranı, ortalama hata değerleri farklı hızlar için hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar verilmektedir. Motorun karakteristiği, ortam koşulları ve deneylerin yapıldığı yol koşullarına bağlı olarak değerlerde bazı farklılıklar olduğu görülmektedir. Motor hızının yavaşlama sırasında referans hızı takip etmesinde oluşan hata mekanik sistemin sınırlılıklarından kaynaklı olduğu görülmektedir. Bu farklılıklar ihmal edilecek kadar düşük değerlerde olduğu Şekil 4.55’de görülmektedir. Genel çerçevede incelendiğinde elde edilen değerlerin birbirine çok yakın olduğu görülmektedir.

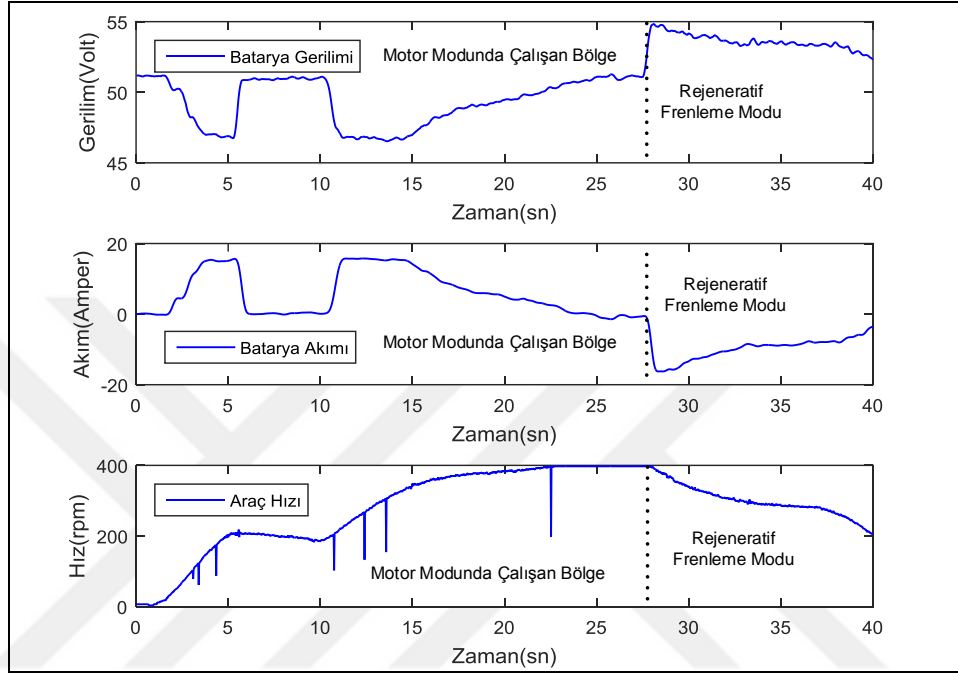
4.2.4. Rejeneratif Frenleme İle İlgili Elde Edilen Grafikselle Sonuçlar

Tasarlanan sürücü bir elektrikli araç üzerinde farklı DGM değerlerinde rejeneratif frenleme modunda test edilmiştir. Elde edilen veriler USB-AMG Converter kartı ile bilgisayar ortamına alınmaktadır. Bilgisayar ortamına alınan veriler, MATLAB programı üzerinden grafik olarak elde edilmektedir.



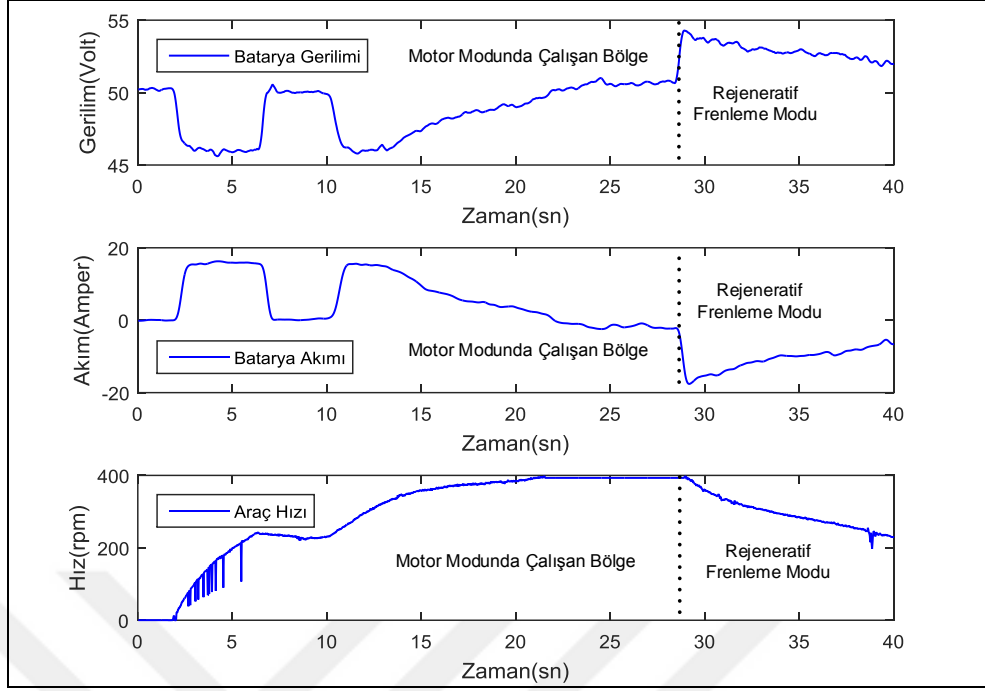
Şekil 4.56. Rejeneratif frenleme modunda % 50 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.

Rejeneratif frenleme modunda % 50 DGM değeri uygulandığında batarya gerilimi % 5 artış göstermektedir. Şarj akımı -17 A olarak ölçülmektedir. Araç hızındaki yavaşlama oranı % 12,5 olarak tespit edilmiştir. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı 29,16Wh olarak hesaplanmaktadır.



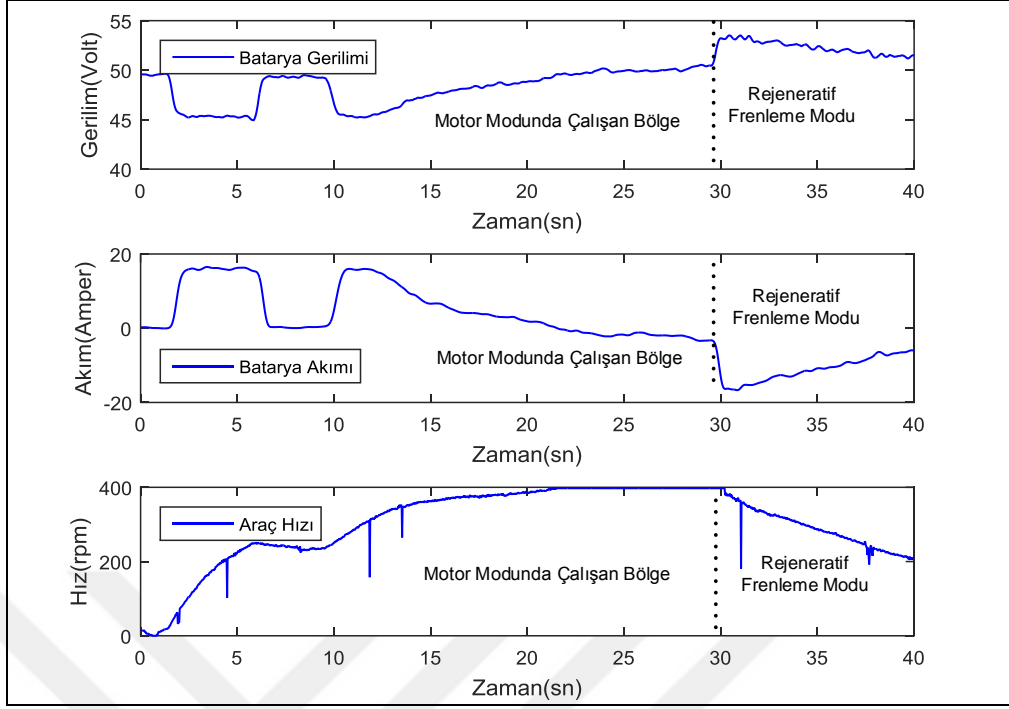
Şekil 4.57. Rejeneratif frenleme modunda % 60 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.

Rejeneratif frenleme modunda % 60 DGM değeri uygulandığında batarya gerilimi % 5 artış göstermektedir. Şarj akımı -18 A olarak ölçülmektedir. Araç hızındaki yavaşlama oranı % 25 olarak tespit edilmiştir. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı 35,1 Wh olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 4.58. Rejeneratif frenleme modunda % 65 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.

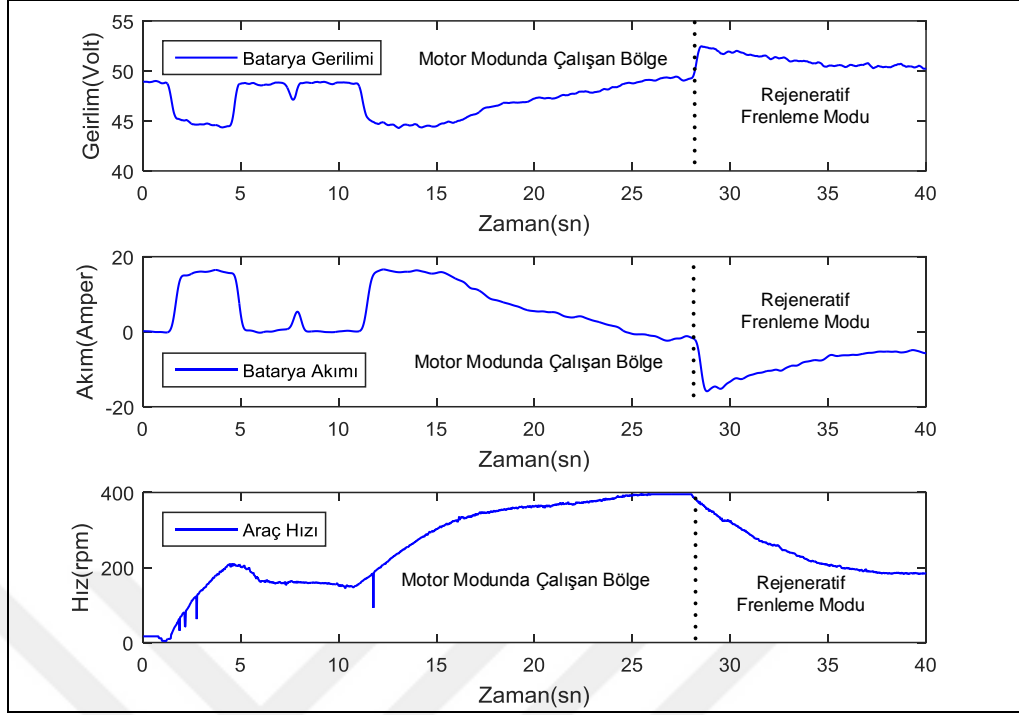
Rejeneratif frenleme modunda % 65 DGM değeri uygulandığında batarya gerilimi % 7 artış göstermektedir. Şarj akımı -19 A olarak ölçülmektedir. Araç hızındaki yavaşlama oranı % 37,5 olarak tespit edilmiştir. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı 39,96 Wh olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 4.59. Rejeneratif frenleme modunda % 70 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.

Rejeneratif frenleme modunda % 70 DGM değeri uygulandığında batarya gerilimi % 7,5 artış göstermektedir. Şarj akımı -19 A olarak ölçülmektedir. Araç hızındaki yavaşlama oranı % 50 olarak tespit edilmiştir. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı 44,82 Wh olarak hesaplanmaktadır.

Rejeneratif frenleme modunda % 75 DGM değeri uygulandığında batarya gerilimi % 8,5 artış göstermektedir. Şarj akımı -19 A olarak ölçülmektedir. Araç hızındaki yavaşlama oranı % 65 olarak tespit edilmiştir. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı 49,68 Wh olarak hesaplanmaktadır.



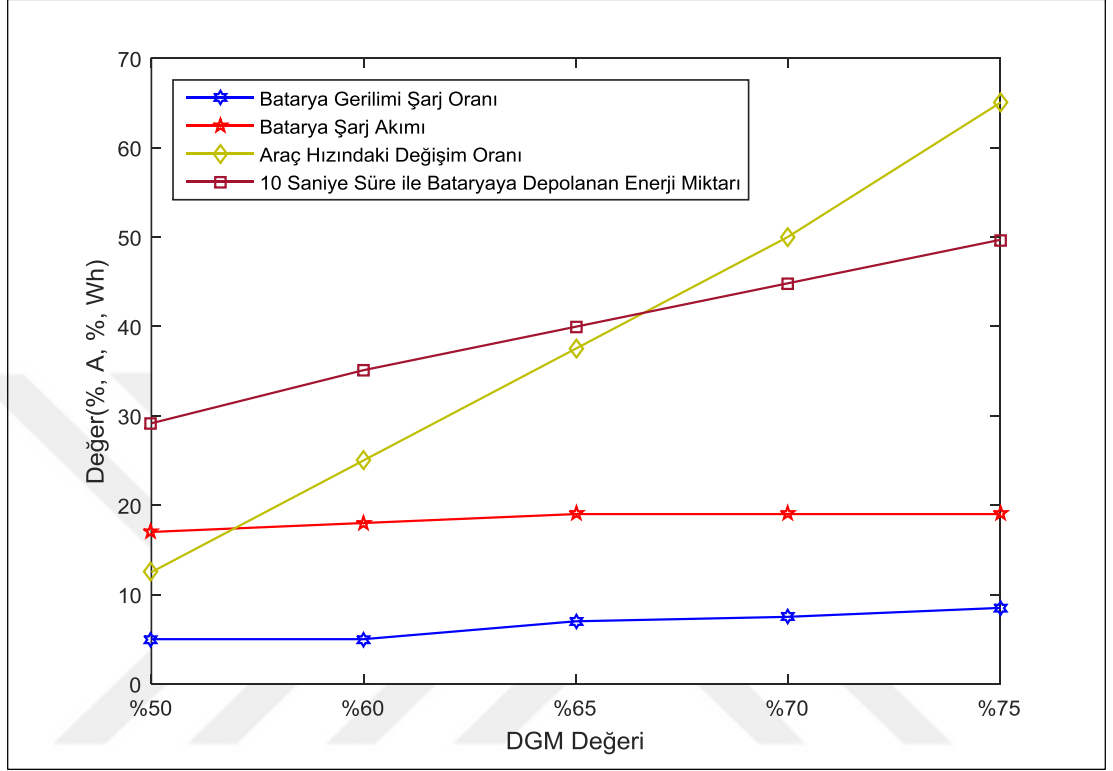
Şekil 4.60. Regeneratif frenleme modunda % 75 DGM değeri uygulandığında kaynak akımı ve gerilimi.

Farklı DGM değerlerinde batarya gerilimindeki yükselme oranı, şarj akımı, araç hızındaki azalma oranı ve 10 saniye süre içinde bataryaya depolanan enerji miktarı Çizelge 4.8’de verilmektedir.

Çizelge 4.8. Farklı DGM değerleri için batarya gerilim değişim oranı, şarj akımı, araç hızındaki değişim oranı.

	Regeneratif Modda Uygulanan DGM Değeri				
	% 50 DGM	% 60 DGM	% 65 DGM	% 70 DGM	% 75 DGM
Batarya Gerilimi Şarj Oranı	% 5	% 5	% 7	% 7,5	% 8,5
Batarya Şarj Akımı	-17 A	-18 A	-19 A	-19 A	-19 A
Araç Hızındaki Azalma Oranı	% 12,5	% 25	% 37,5	% 50	% 65
10 Saniye Süre İle Bataryaya Depolanan Enerji Miktarı (Watt.saatt)	29,16 Wh	35,1 Wh	39,96 Wh	44,82 Wh	49,68 Wh

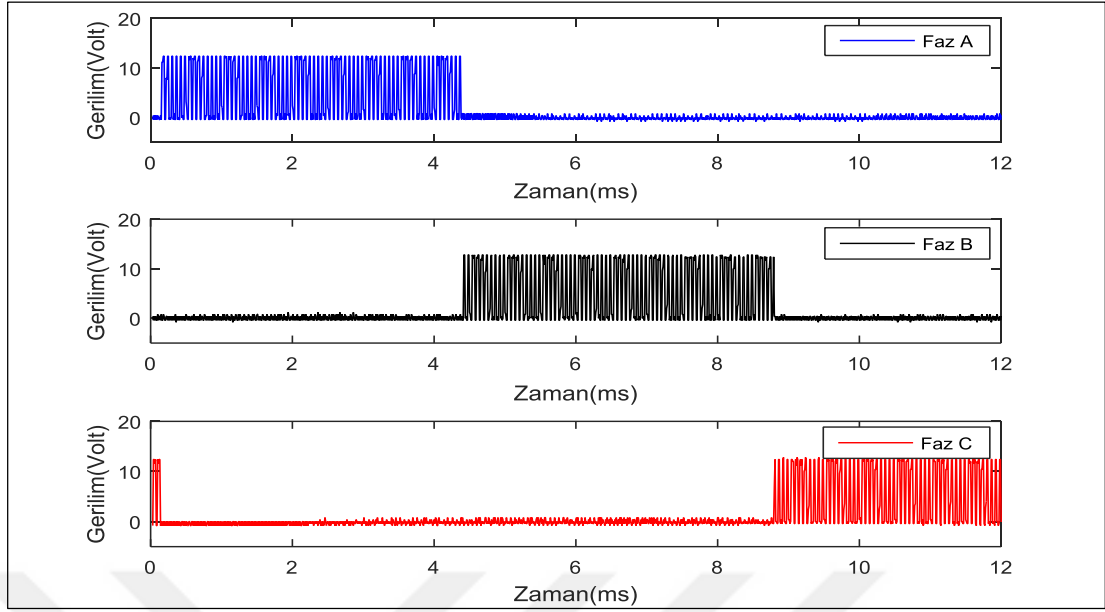
Farklı DGM değerleri için elde edilen sonuçların grafik üzerinde gösterim şekli Şekil 4.61' de verilmektedir.



Şekil 4.61. Farklı DGM değerleri için elde edilen değerler.

Şekil 4.61'de gösterildiği gibi DGM değeri arttırıldığında bataryanın şarj gerilimi ve batarya şarj akımı artmaktadır. Dolayısıyla 10 sn süre içerisinde bataryaya depolan enerji miktarının da artmakta olduğu görülmektedir. DGM değeri arttırıldığında araç hızındaki azalma da artar. Batarya şarj akımının % 65 DGM değerinden sonra sabit olduğu görülmektedir. Bunun sebebi ise sürücü devresinin aşırı akımdan kaynaklı zarar görmemesi için şarj akımının donanımsal olarak sınırlandırılmış olmasıdır. Belirlenen seviyenin üzerine çıkması durumunda sabit akım geçirmesi sağlanmaktadır.

Rejeneratif frenleme modu aktif iken alt mosfetlere uygulanan DGM sinyalleri sırasıyla Şekil 4.62'de gösterilmektedir.



Şekil 4.62. Rejeneratif modu aktif edildiğinde alt mosfetlere uygulanan DGM sinyali.

Rejeneratif frenleme modu aktif edildiğinde, hall sensörlerin durumuna göre anahtarlama sırası belirlenmektedir. DGM sinyali yalnızca alt mosfetlere uygulanmaktadır. Alt mosfetler iletime geçirildiğinde bataryaya doğru motor üzerinden akım akmaya başlamakta ve batarya şarj edilmektedir. Rejeneratif frenleme ile ilgili elde edilen sonuçlar yukarıda verilmektedir.

Deneysel çalışmaların sonucunda sistemin başarımları oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Yapılan BMD testlerinde denetleyicinin başarımları % 99 seviyesinde olduğu belirlenmektedir.

BÖLÜM 5

SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada, elektrikli araçlarda kullanılmak üzere fırçasız doğru akım motorunun bulanık mantık denetleyicisi ile rejeneratif frenleme kontrolü gerçekleştirilmiştir. İlk olarak fırçasız doğru akım motorlarla ilgili temel kavramlar, motorun yapısı, kullanılan sensör çeşitleri ve çalışma prensibi anlatılmıştır. Daha sonra devre elemanlarından, motor kontrolünde kullanılan STM32F407 modülünden bahsedilmiştir. En son olarak bulanık mantık denetleyici yöntemleri ve rejeneratif frenleme yöntemleri incelenmiş ve uygulamalar yapılmıştır.

Motora uygulanan DA gerilimin değeri, DGM çalışma oranı bulanık mantık denetleyici yardımıyla belirlenerek, TIEM sensörlü hız kontrolü sağlanmaktadır. Bulanık mantık uygulamalarında motorun hızı ve referans hız arasındaki hata hesaplanır ve bu hata ile ilişkili olarak hız referans girişi belirlenir. Böylece motorun, herhangi bir anda herhangi bir değişiminden kaynaklanan hız hatasını telafi etmek için referans giriş belirlenerek sistemin istenen hıza kısa sürede ulaşması sağlanır. Yapılan uygulamalarda teorik değerler baz alınarak deneysel olarak ayarlanan bulanık mantık denetleyicisi ile sistemden en iyi cevap alınmaya çalışılmıştır. Elde edilen en iyi değerler kullanılarak sistemin ani yük değişimine tepkisi test edilmiş ve sonuçlar analiz edilmiştir.

Denetleyici sistemi test etmek için motor test düzeneği kurulmuş ve elektrik motoru bu sistem üzerinde yüklü ve yüksüz olarak test edilmiştir. Kurulan deney düzeneği farklı yol koşulları içinde test edilmiş ve sonuçları verilmektedir.

Yüksüz deneylerden elde edilen sonuçlarda, motor hızının uygulanan referans hızlara ulaşması için gerekli olan ortalama süre 2,35 saniye olarak hesaplanmıştır. Referans hıza ulaştığı esnada ortalama aşım oranı % 0,06 olduğu grafikler üzerinden

hesaplanmıştır. Referans hıza ulaştıktan sonra çevresel etkenlerden kaynaklı oluşan dalgalanmalar sonucunda ortalama hata oranı % 0,59 olduğu grafikler üzerinden hesaplanmıştır. Yüklü yapılan deneylerde motor hızının, uygulanan referans hızlara ulaşabilmesi için gerekli olan süre elde edilen sonuçlar doğrultusunda 2,301 saniye olduğu grafikler üzerinden hesaplanmıştır. Referans hıza ulaştığı esnada ortalama aşım oranı % 0,11 olarak hesaplanmıştır. Referans hıza ulaştıktan sonra çevresel etkenlerden kaynaklı oluşan dalgalanmalar sonucunda ortalama hata oranı ise % 0,50 olarak hesaplanmıştır.

Rejeneratif frenleme uygulaması, kullanılan motorun sensör bilgisine bağlı olarak anahtarlama sırası değiştirilerek uygulanmaktadır. Anahtarlama sinyali yalnızca alt mosfetlere uygulanmaktadır. Rejeneratif frenleme ile motor, dinamo olarak kullanılarak sistemde bulunan bataryanın şarj edilmesi sağlanmaktadır. DGM değeri değiştirilerek farklı değerlerde bataryanın şarj edilmesi gerçekleştirilmektedir. Elde edilen sonuçlar verilmektedir.

Rejeneratif frenleme uygulamasında elde edilen sonuçlarda bataryanın anlık olarak farklı DGM değerleri için ortalama 18,4 A seviyesinde şarj edildiği grafikler üzerinden hesaplanmıştır. Rejeneratif frenleme modunda TİEM, dinamo olarak kullanıldığından dolayı araç hızında yavaşlama olduğu görülmektedir. Farklı DGM değerleri için yapılan test sonuçlarında araç hızındaki ortalama yavaşlama oranı % 38 olduğu grafikler üzerinden hesaplanmaktadır. Bataryaya gerilimindeki artış oranı % 6,6 olarak grafikler üzerinden hesaplanmaktadır. 10 saniye süre ile bataryaya depolanan enerji miktarı farklı DGM değerleri için ortalama 39,74 Wh olduğu grafikler üzerinden hesaplanmaktadır.

Rejeneratif frenleme sürücü tasarımı konusunda ulusal alanda yapılan ilk yüksek lisans tez çalışması olması ve rejeneratif frenleme modunda kademeli olarak DGM değerinin değiştirilmesi ve sonuçlarının karşılaştırılarak değerlendirilmesi de ulusal alanda yapılan ilk çalışma olması bu çalışmanın özgünlüğüdür.

Bu çalışmada kullanılan sürücü devresi ile üç fazlı motorların kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Fırçasız doğru akım motorların hız kontrolünde bulanık mantık

denetleyicisi kullanılarak var olan bir yöntemin farklı bir alanda kullanılması ile endüstriyel uygulamalara katkı sağlanmıştır. Aynı zamanda ortalama hata ve ortalama aşım oranlarının oldukça düşük değerlere sahip olması tasarlanan bulanık mantık denetleyicisinin endüstriyel alanlarda rahatlıkla kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Rejeneratif frenleme uygulaması da kullanılarak fırçasız doğru akım motorların elektrikli araç teknolojisinde kullanılabilir olduğu görülmüştür. Gerçekleştirilen bu tez çalışması ile bu alanda yapılacak olan akademik çalışmalara ve araştırmalara katkı sağlayacaktır.



KAYNAKLAR

1. H. Yildiz, A. Uysal, and R. Bayir, "Fuzzy logic control of In-Wheel permanent magnet brushless DC motors," *4th Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, no. May, pp. 1142–1146, (2013).
2. P. C. K. Luk and C. K. Lee, "Efficient modelling for a brushless DC motor drive," *Proc. IECON'94 - 20th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, vol. 1, pp. 188–191, (1994).
3. A. Rubaai, D. Ricketts, and M. D. Kankam, "Development and implementation of an adaptive fuzzy-neural-network controller for brushless drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 441–447, (2002).
4. R. Arulmozhiyal and R. Kandiban, "Design of Fuzzy PID controller for Brushless DC motor," *Int. Conf. Comput. Commun. Informatics (ICCCI -2012)*, (2012).
5. N. Ravi, S. Ekram, and D. Mahajan, "Development Motor," *IEEE*, pp. 8–11, (2006).
6. A. Emadi, Young Joo Lee, and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, (2008).
7. M. F. Tsai, T. P. Quy, B. F. Wu, and C. S. Tseng, "Model construction and verification of a BLDC motor using MATLAB/SIMULINK and FPGA control," *Proc. 2011 6th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2011*, pp. 1797–1802, (2011).
8. V. S. Huja and G. R. Jitham, "Regenerative Braking System of Electric Vehicle Driven By BLDC Motor Using Neuro-Fuzzy and PID," *Int. J. Innov. Res. Sci. Eng. Technol.*, vol. 3, no. 12, pp. 17847–17854, (2014).
9. X. Nian, F. Peng, and H. Zhang, "Regenerative braking system of electric vehicle driven by brushless DC motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5798–5808, (2014).
10. L. Parsa, "Optimal Power and Torque Control of a Brushless DC (BLDC) Motor/Generator Drive in Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEEE*, pp. 1276–1281, (2006).
11. Y. Şahin, U. Güneş, F. Umman, A. C. Ceceloğlu, H. E. Güner, and H. M. Ertunç, "Bulanık Mantık Kontrollü Rejeneratif Frenleme Sistemi Regenerative

- Braking System using Fuzzy Logic Controller,” in *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, pp. 10–12, (2015).
12. W. Jiang, H. Huang, S. Member, J. Wang, and Y. Gao, “Commutation Analysis of Brushless DC Motor and Reducing Commutation Torque Ripple in the Two-Phase Stationary Frame,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 4675–4682, (2017).
 13. W. Chen, Y. Liu, X. Li, T. Shi, and C. Xia, “A Novel Method of Reducing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on Cuk Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 57, no. 10, pp. 1–1, (2016).
 14. T. Shi, Y. Cao, G. Jiang, X. Li, and C. Xia, “A Torque Control Strategy for Torque Ripple Reduction of Brushless DC Motor With Non-Ideal Back Electromotive Force,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. c, pp. 1–1, (2017).
 15. Y. L. Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 599–608, (2005).
 16. Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Instantaneous torque estimation in sensorless direct-torque-controlled brushless DC motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1275–1283, (2006).
 17. H. Lu, L. Zhang, and W. Qu, “A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 950–958, (2008).
 18. L.-H. Hoang, R. Perret, and R. Feuillet, “Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-22, no. 4, pp. 748–755, (1986).
 19. S. Çeven and R. Bayir, “Intelligent Systems and Applications in Engineering Implementation of Fuzzy Logic Based Speed Control of Brushless Direct Current Motors via Industrial PC,” *Adv. Technol. Sci. 2013*, vol. 4, pp. 146–152, (2016).
 20. A. Uysal and R. Bayir, “Real-time condition monitoring and fault diagnosis in switched reluctance motors with Kohonen neural network,” *J. Zhejiang Univ. Sci. C*, vol. 14, no. 12, pp. 941–942, (2013).
 21. M. S. Zaky and M. K. Metwaly, “A Performance Investigation of a Four-Switch Three-Phase Inverter-Fed IM Drives at Low Speeds Using Fuzzy Logic and PI Controllers,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3741–3753, (2017).

22. T. C. Siong, B. Ismail, S. F. Siraj, and M. F. Mohammed, "Fuzzy Logic Controller for BLDC Permanent Magnet Motor Drives," *Int. J. Electr. Comput. Sci.*, vol. 11, no. 2, pp. 12–17, (2011).
23. J. S. Sawai and A. V Rathod, "A review paper on closed loop control of bldc motor using fuzzy logic," *Int. Res.*, vol. 4, no. 1, pp. 1481–1483, (2017).
24. M. V Ramesh, J. Amarnath, S. Kamakshaiah, and G. S. Rao, "Speed control of brushless dc motor by using," *ARNP J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 6, no. 9, pp. 55–62, (2011).
25. M. V. Rajkumar, G. Ranjhitha, M. Pradeep, M. F. Pk, and R. S. Kumar, "Fuzzy based Speed Control of Brushless DC Motor fed Electric Vehicle," *Int. J. Innov. Stud. Sci. Eng. Technol.*, vol. 3, no. 3, pp. 12–17, (2017).
26. J. A. Mullick, "Fuzzy Controller for Speed Control of BLDC motor using MATLAB Jahir Abbas Mullick" *Int. Res. J. Eng. Technol.*, vol. 4, no. 2, pp. 1270–1274, (2017).
27. A. S. Jaber, "A Novel Tuning Method of PID Controller for a BLDC Motor based on Segmentation of Firefly Algorithm," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 10, no. February, pp. 1–5, (2017).
28. M. C. Hemalatha, "Brushless DC Motor Controlled by using Internet of Things," *Int. J. Sci. Technol. Eng.*, vol. 3, no. 9, pp. 373–377, (2017).
29. W. Chen and C. Xia, "Sensorless Control of Brushless DC Motor Based on Fuzzy Logic," *Proc. 6th World Congr. Intell. Control Autom.*, no. 5, pp. 6298–6302, (2006).
30. C. Applications, *Math. Comput. Appl.*, vol. 15, no. 2, pp. 218–229, 2010.
31. P. Yedamale, "PRINCIPLE," in *Microchip Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, pp. 1–20, (2003).
32. S.-J. Kang and S.-K. Sul, "Direct torque control of brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 796–802, (1995).
33. J. Luukko, *Direct torque control of permanent magnet synchronous machines – analysis and implementation.*, (2000).
34. F. Group, *DC Motor Drives Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives.*, (2010).
35. P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 25, no. 2, pp. 265–273, (1989).

36. S. B. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF," *IEEE*, pp. 165–171, (2007).
37. L. . Zadeh, "Communication Fuzzy Algorithms," *Inf. Control*, vol. 12, pp. 94–102, (1968).
38. A. E. Tiryaki and R. Kazan, "Bulaşık MAkinesinin Bulanık Mantık İle Modellenmesi," *Mühendis ve Makina*, vol. 48, no. 565, pp. 3–8.
39. U. Güvenç, Y. Sönmez, and S. Bİroğul, "Bulanık Mantık Denetimli DA-DA Çeviricileri için Geliştirilen Bir Eğitim Seti A Computer Based Educational Tool For Fuzzy Logic- Controlled DC-DC Converters," *Politek. Derg.*, vol. 10, no. 4, pp. 339–346, (2007).
40. D. İsmail and H. Altaş, "Bulanık Mantık : Bulanıklılık Kavramı," *Bilesim yayıncılık A.ř*, vol. 62, pp. 80–85, (1999).
41. A. R. M. C. M. C. U. Fpu and F. Ram, "STM32F405xx STM32F407xx," *ST-Link Life.augmented.*, vol. 176, no. September, (2016).
42. S. Ir and H. Driver, "IR2104 (S) & (PbF) Absolute Maximum Ratings," *Int. Rectifier*, pp. 1–14, (2004).
43. S. İi, and P. Mosfet, "STB75NF75 STP75NF75 - STP75NF75FP," *STMicroelectronics*, no. February, pp. 1–16, (2007).
44. D. Information, "LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors," *Texas Instruments*, (2016).

ÖZGEÇMİŞ

Yusuf KARABACAK 1992 yılında Ankara’da doğdu; ilk ve orta öğrenimini aynı şehirde Faik Erbağı İlk Öğretim Okulu’nda tamamladı. İskitler Anadolu Meslek Lisesi Endüstriyel Otomasyon Teknolojileri Bölümü Mekatronik Dalı’ndan mezun oldu. 2010 yılında Karabük Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nde öğrenimine başlayıp 2015 yılında mezun oldu. Aynı yıl Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda başlamış olduğu yüksek lisans programına devam etmektedir.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Çiçekli Mahallesi Çiçekli Sokak
Emek Apt. No: 20/18
Keçiören/ANKARA

Tel : (538) 380 81 34

E-posta : yusufkarabacak29@gmail.com