

**T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**



**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Doktora Tezi

Barış ÇAVUŞ

Danışman

Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 123E001 numaralı proje ile desteklenmiştir.

SAMSUN
2024

TEZ KABUL VE ONAYI

Barış ÇAVUŞ tarafından, **Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ** danışmanlığında hazırlanan “**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**” başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından 3.1.2024 tarihinde yapılan sınav sonucunda oy birliği ile başarılı bulunarak Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

	Unvanı Adı Soyadı Üniversitesi Ana Bilim/Ana Sanat Dalı	Sonuç
Başkan	Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı	☒ Kabul ☐ Ret
Üye	Prof. Dr. Okan ÖZGÖNENEL Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı	☒ Kabul ☐ Ret
Üye	Doç. Dr. Salih Barış ÖZTÜRK İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı	☒ Kabul ☒ Ret
Üye	Doç. Dr. Ozan KEYSAN Ortadoğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı	☒ Kabul ☐ Ret
Üye	Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı	☒ Kabul ☐ Ret

Bu tez, Enstitü Yönetim Kurulunca belirlenen ve yukarıda adları yazılı jüri üyeleri tarafından uygun görülmüştür.

Prof. Dr. Ahmet TABAK
Enstitü Müdürü

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK BEYANI

Hazırladığım Doktora tezinin bütün aşamalarında bilimsel etiğe ve akademik kurallara riayet ettiğimi, çalışmada doğrudan veya dolaylı olarak kullandığım her alıntıya kaynak gösterdiğimi ve yararlandığım eserlerin Kaynaklar'da gösterilenlerden oluştuğunu, her unsurun enstitü yazım kılavuzuna uygun yazıldığını ve TÜBİTAK Araştırma ve Yayın Etiği Kurulu Yönetmeliği'nin 3. bölüm 9. maddesinde belirtilen durumlara aykırı davranılmadığını taahhüt ve beyan ederim.

Etik Kurul Gerekli mi ?

Evet ☐ (Gerekli ise ekler kısmına ekleyiniz)

Hayır ☒

05 /12 / 2023
Barış ÇAVUŞ

TEZ ÇALIŞMASI ÖZGÜNLÜK RAPORU BEYANI

Tez Başlığı: ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Yukarıda başlığı belirtilen tez çalışması için şahsım tarafından 05.12.2023 tarihinde intihal tespit programından alınmış olan özgünlük raporu sonucunda;

Benzerlik oranı : % 7

Tek kaynak oranı : % 2 çıkmıştır.

05 /12 / 2023
Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

ÖZET

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Barış ÇAVUŞ

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Doktora, Ocak/2024

Danışman: Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

Fosil yakıtların sınırlı olması, enerji güvenliği endişelerini de beraberinde getirmiştir, bu da alternatif enerji kaynaklarına yönelimi hızlandırmıştır. Elektrikli araçlar, karbon salınımını azaltarak çevresel etkileri en aza indirme potansiyeli taşıdığı için bu dönüşümde önemli bir rol oynamaktadır. Toplumda, sürdürülebilirliği destekleme ve çevre üzerindeki etkileri azaltma bilinci arttıkça, elektrikli araçlara olan ilgi ve talep de artmıştır. Bu durum, gelecekte daha temiz ve çevre dostu bir ulaşım sistemine geçiş konusundaki çabaları desteklemektedir.

Bu tez çalışmasında elektrikli araçlar için, hem elektrikli aracın tahrik sistemini oluşturan asenkron motorun kontrolü hem de motorun ihtiyacı olan hibrit enerji kaynaklarının yönetimi yapılmıştır. Elektrikli araç için gerekli ve önemli durumlardan birisi aracın yüksek hızlara çıkartılmasıdır. Bu nedenle elektrikli aracın yüksek hızlarda kullanılabilmesi için tahrik sistemi olan asenkron motorda akı zayıflatma işlemi kontrollü bir şekilde gerçekleştirilmelidir. Bu amaçla model öngörülü kontrol tabanlı akı zayıflatma yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem ile geleneksel akı zayıflatma kontrolüne göre daha başarılı sonuç elde edilmiştir, ancak akı ve moment değişimlerindeki dalgalanma artmıştır. Bunun üstesinden gelebilmek için yeni bir adaptif terminal kayan kipli hız kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen hız kontrol yöntemi ile hem önerilen akı zayıflatma kontrol yönteminin eksikliği giderilmiş hem de oransal integral ve geleneksel kayan kipli hız kontrole göre daha iyi başarımlar elde edilmiştir. Tezin son aşamasında, kullanılan asenkron motorun ihtiyaç duyduğu enerjinin temin edilmesi için Li-ion batarya ve süper kapasitörden oluşan hibrit enerji depolama sistemi oluşturulmuş ve kaynaklar arası güç akışını yönetebilmek için model öngörülü kontrol tabanlı enerji yönetim sistemi önerilmiştir. Önerilen enerji yönetim sistemi ile bataryadaki enerjinin daha tasarruflu kullanılması sağlanmıştır. Ayrıca, batarya nominal akım değeri üstünde zorlanmadığı için batarya ömrü de uzatılmıştır. Ek olarak, bataryadaki enerji değişimindeki dalgalanma oldukça azaltılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Adaptif terminal kayan kipli kontrol, Akı zayıflatma kontrolü, Doğrudan moment kontrolü, Enerji yönetim sistemi, Hibrit enerji depolama sistemi, Model Öngörülü kontrol.

ABSTRACT

DIRECT TORQUE CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE DESIGN AND REALIZATION FOR ELECTRIC VEHICLES

Bariş ÇAVUŞ

Ondokuz Mayıs University

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronics Engineering

Ph.D., January/2024

Supervisor: Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

The limited availability of fossil fuels has brought about energy security concerns, which has accelerated the trend towards alternative energy sources. Electric vehicles play an important role in this transition as they have the potential to minimize environmental impacts by reducing carbon emissions. As society's awareness of supporting sustainability and reducing impacts on the environment increases, the interest and demand for electric vehicles has also increased. This supports efforts to transition to a cleaner and more environmentally friendly transition system in the future.

In this thesis study, both the motion source of the induction motor for electric vehicles and the control of the energy source needed by the motor were carried out. One of the important situations for an electric vehicle is accelerating the vehicle to high speeds, and the flux weakening process in the induction motor has been carried out in a controlled manner so that the vehicle can be used at high speeds. For this purpose, a model predictive control based flux weakening control method is proposed. With the proposed method, more successful results were obtained compared to the traditional flux weakening control, but ripple increased in flux and torque. To overcome the encountered problem, a new adaptive terminal sliding mode speed control method is proposed. With the proposed speed control method, the shortcomings of the proposed flux weakening control method are eliminated and better performance is achieved compared to both proportional integral and traditional sliding mode speed control. In the final part of the thesis, a hybrid energy storage system consisting of Li-ion battery and super capacitor was created to provide the energy required by the induction motor used, and a model predictive control based energy management system was proposed to manage the power flow between sources. With the proposed energy management system, the energy in the battery can be used more economically. Additionally, since the battery is not stressed beyond its nominal current value, battery life is extended. In addition, the ripple in the energy exchange process in the battery is greatly reduced.

Keywords: Adaptive terminal sliding mode control, Flux weakening control, Direct torque control, Energy management system, Hybrid energy storage system, Model predictive control.

ÖN SÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında bir elektrikli aracın hem tahrik sistemini oluşturan asenkron motor ve kontrolü hem de motorun ihtiyacı olan enerjiyi temin eden hibrit enerji kaynaklarının yönetimi yapılmıştır. Elektrikli araçlar hem çevresel hem de ekonomik faktörler göz önüne alındığı zaman ülkemiz ve dünya genelinde önemi giderek artacağı öngörülmektedir. Bu çalışma ile elektrikli araçlar için hem yüksek hızlı sürüş için yeni bir akı zayıflatma yöntemi önerilmiş hem hız denetim başarımını arttırmak için yeni bir hız kontrol yöntemi geliştirilmiş hem de motorun ihtiyacı olan enerjiyi temin eden hibrit enerji kaynaklarının gelişmiş bir yöntem ile yönetimi yapılmıştır.

Doktora eğitimim boyunca bana yaptığı katkılar ve verdiği destekler için danışmanım Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ'a en içten dileklerimle teşekkür ederim. Tez çalışmasına tecrübe ve önerileri ile destek olan Prof. Dr. Okan ÖZGÖNENEL ve Doç. Dr. Salih Barış ÖZTÜRK'e teşekkür ederim. Ayrıca deneysel çalışmalarda desteğini esirgemeyen Elektrik Elektronik Yüksek Mühendisi Faruk SÖZEN'e şükranlarımı sunarım. Yine tez sürecinde desteklerini esirgemeyen bölüm öğretim üyeleri ve araştırma görevlilerine de teşekkür ederim. Son olarak çalışmalarım sırasında büyük bir sabırla desteklerini esirgemeyen ve her zaman yanımda olan değerli eşim Emine ÇAVUŞ ve kızım Gökçe ÇAVUŞ'a çok teşekkür ederim. Beni bu günlere getiren ve her zaman destek olan annem Remziye ÇAVUŞ ve babam Seçkin ÇAVUŞ'a ve yine bu süreçte manevi desteğini esirgemeyen kardeşim Yılmaz ÇAVUŞ'a şükranlarımı sunuyorum.

Barış ÇAVUŞ

İÇİNDEKİLER

TEZ KABUL VE ONAYI	i
BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK BEYANI	ii
TEZ ÇALIŞMASI ÖZGÜNLÜK RAPORU BEYANI	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT	iv
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
TABLolar DİZİNİ	ix
1. GİRİŞ	1
1.1. Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücü.....	1
1.2. Asenkron Motorun Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrolü	2
1.3. Asenkron Motorun Hız Kontrolü.....	4
1.4. Hibrit Enerji Depolama Sistemi ve Enerji Yönetim Sistemi.....	6
1.5. Tezin Amacı.....	7
2. MATERYAL VE YÖNTEM.....	10
2.1. Elektrikli Araç.....	10
2.2. Asenkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü	11
2.2.1. Üç Fazlı Evirici	12
2.2.2. Doğrudan Moment Kontrolü.....	13
2.3. Asenkron Motorun Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrolü	16
2.3.1. Geleneksel Akı Zayıflatma Kontrolü.....	17
2.3.2. Model Öngörülü Kontrol Tabanlı Akı Zayıflatma Kontrolü	18
2.4. Asenkron Motorun Hız Kontrol Yöntemleri.....	22
2.4.1. Oransal-İntegral Hız Kontrolü	22
2.4.2. Geleneksel Kayan Kipli Hız Kontrolü	22
2.4.3. Adaptif terminal kayan kipli hız kontrolü.....	24
2.5. Hibrit Enerji Depolama Sistemi.....	25
2.5.1. Li-ion Bataryalar	25
2.5.2. Süper Kapasitörler	26
2.6. Enerji Yönetim Sistemi.....	27
2.6.1. Kural Tabanlı Enerji Yönetim Sistemi.....	27
2.6.2. Bulanık Mantık Kontrol	28
2.6.3. Model Öngörülü Kontrol	29
3. UYGULAMALAR.....	35
3.1. Üç Fazlı Evirici Devresi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi	35
3.1.1. Kontrol Birimi.....	35
3.1.2. Kapı Sürme Devresi.....	37
3.1.3. Kesimde Sönümleme Devresi.....	39
3.1.4. Akım Okuma Devresi	40
3.2. Hibrit Enerji Depolama Sistemi İçin İki Yönlü DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi	42
3.2.1. Transformatör Tankının Tasarımı	43
3.2.2. DA-DA dönüştürücü devre tasarımı	49
4. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	55
4.1. Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrol.....	55
4.1.1. Benzetim Sonuçları	55
4.1.2. Deneysel Sonuçlar	60
4.2. Asenkron Motor Hız Kontrolü.....	65
4.2.1. Benzetim Sonuçları	65
4.2.2. Deneysel Sonuçlar	68
4.3. Enerji Yönetim Sistemi.....	74

4.3.1. Benzetim Sonuçları	74
4.3.2. Deneysel Sonuçlar	77
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	81
KAYNAKLAR.....	84
ÖZ GEÇMİŞ.....	93



SİMGELER VE KISALTMALAR

A_f	: Aracın ön iz düşüm alanı
C_d	: Aerodinamik direnç katsayısı
C_r	: Yuvarlanma direnci
E_0	: Sabit batarya gerilimini
E_{bat}	: Batarya gerilim değeri
E_{bat}^{mak}	: Bataryada depo edilebilen azami enerji
E_{sc}^{mak}	: Süper kapasitörde depo edilebilen azami enerji
F_{ad}	: Aerodinamik direnç
F_h	: Yokuş direnci
F_{la}	: İvmelenme direnci
F_r	: Yuvarlanma direnci
i_{mak}	: Eviricinin azami akım değeri
i_{sd}	: Stator akımı d-ekseni bileşeni
i_{sq}	: Stator akımı q-ekseni bileşeni
j	: Asenkron motor eylemsizlik momenti
J	: Maliyet fonksiyonu
k	: Üstel bileşen katsayısı
K	: Polarizasyon direncini
K_p	: Oransal denetleyici katsayısı
K_I	: İntegral denetleyici katsayısı
L_r	: Rotor indüktansı
L_s	: Stator indüktansı
N	: Tahmin bölgesi boyutu
P_{bat}	: Batarya gücü
P_{sc}	: Süper kapasitör gücü
Q	: Azami batarya kapasitesini
R_s	: Rotor iç direnci
s	: Kayma yüzeyi
Soc_{bat}	: Batarya şarj durumu
Soc_{sc}	: Süper kapasitör şarj durumu
T_{az}^{refmak}	: Moment referansının zayıtlatma bölgesi için üst sınırı
T_{az}^{refmin}	: Moment referansının zayıtlatma bölgesi için alt sınırı

T_e	: İndüklenen moment
T_{eref}	: Moment referansı
T_{nom}^{refmak}	: Moment referansının nominal üst değeri
T_s	: Örnekleme zamanı
T_y	: Yük momenti
ω_{nom}	: Motor nominal hızı
ω_r	: Motor hızını
v_{sd}	: Stator geriliminin d-ekseni bileşeni
v_{sq}	: Stator geriliminin q-ekseni bileşeni
β	: Ters hiperbolik fonksiyon katsayısı
ε	: Anahtarlama kazancı
ρ_{hava}	: Hava yoğunluğu
ψ^{ref}	: Referans akı değeri
ψ_{az}^{ref}	: Akı zayıflatma bölgesi için akı referansı
ψ_{nom}^{ref}	: Nominal akı referansı
Ψ_s	: Stator akısı
ψ_{sd}	: Stator geriliminin d-ekseni bileşeni
ψ_{sq}	: Stator geriliminin q-ekseni bileşeni
AA	: Alternatif akım
ATKKK	: Adaptif terminal kayan kipli kontrol
AYK	: Alan yönlendirmeli kontrol
BM	: Bulanık mantık
ÇDYY	: Çarpınların değişken yönler yöntemi
DA	: Doğru akım
DMK	: Doğrudan moment kontrolü
EYS	: Enerji yönetim sistemi
HEDS	: Hibrit enerji depolama sistemi
KKK	: Kayan kipli kontrol
MAE	: Ortalama mutlak hata
MÖK	: Model öngörülü kontrol
PI	: Oransal-İntegral
SOC	: Şarj durumu
THB	: Toplam harmonik bozulma

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Bir elektrikli aracın yapısı.....	10
Şekil 2.2. Elektrikli araca etki eden kuvvetler	11
Şekil 2.3. Asenkron motor bir faz eşdeğer devresi	12
Şekil 2.4. Üç fazlı eviricinin genel yapısı	13
Şekil 2.5. Evirici anahtarlama vektörleri	13
Şekil 2.6. DMK blok şeması	14
Şekil 2.7. İki seviyeli akı histerezis kontrolörü.....	14
Şekil 2.8. Üç seviyeli moment histerezis kontrolörü	15
Şekil 2.9. Stator akısı değişimi.....	16
Şekil 2.10. Tüm hız değerleri için asenkron motor güç ve moment karakteristiği	17
Şekil 2.11. DMK kontrollü asenkron motorun MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü şeması	18
Şekil 2.12. MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol şeması	18
Şekil 2.13. İkinci derece sisteme ait kayma yüzeyi.....	23
Şekil 2.14. Önerilen ATKKK blok şeması.....	25
Şekil 2.15. Süper kapasitör eşdeğer devresi.....	26
Şekil 2.16. Kural tabanlı EYS blok şeması.....	28
Şekil 2.17. BM üyelik fonksiyonları a) P_s b) SOC_B c) SOC_{sc} d) β	29
Şekil 2.18. MÖK tabanlı EYS akış diyagramı	34
Şekil 3.1. Üç fazlı evirici devresinin genel yapısı ve bağlı devreler	36
Şekil 3.2. TMS320F28379D MCU genel görünüm	36
Şekil 3.3. MOSFET için kapı sürme devresi	37
Şekil 3.4. Kesimde sönümleme devresi	39
Şekil 3.5. HASS-50S akım transduseri ve devresi.....	40
Şekil 3.6. Baskı devre çizimi a) üç faz evirici b) kapı sürme devresi	41
Şekil 3.7. Baskı devrenin dizilmiş hali a) üç faz evirici b) kapı sürme devresi	42
Şekil 3.8. İki yönlü DA-DA dönüştürücü genel yapısı ve HEDS bağlantısı	43
Şekil 3.9. İki yönlü DA-DA dönüştürücü (a) eşdeğer devresi (b) birincil tarafa indirgenmiş eşdeğer devre	45
Şekil 3.10. DA-DA dönüştürücü kontrol devresi.....	49
Şekil 3.11. Baskı devre çizimi (a) DA-DA dönüştürücü güç devresi (b) kapı sürme devresi	50
Şekil 3.12. Baskı devrenin dizilmiş hali (a) DA-DA dönüştürücü güç devresi ön ve arka yüzü (b) kapı sürme devresi ön ve arka yüzü.....	52
Şekil 3.13. Bataryadan süper kapasitöre güç aktarım sırasında Q_1 - Q_4 ve Q_2 - Q_3 anahtarlarına uygulanan kapı sinyalleri	52
Şekil 4.1. Asenkron motor hızı (a) tüm hızlanma bölgesi (b) akı zayıflama bölgesi.....	56

Şekil 4.2. Akım grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma kontrolü (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü	58
Şekil 4.3. Akı zayıflatma bölgesinde moment değişimi (a) geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi	58
Şekil 4.4. Akı zayıflama bölgesi için (a) geleneksel akı zayıflama kontrolü ile indüklenen akı ve hesaplanan referans akı (b) MÖK tabanlı akı zayıflama kontrolü ile indüklenen akı ve hesaplanan referans akı (c) akı hatası	59
Şekil 4.5. Asenkron motor kontrolü deneysel test düzeneği	60
Şekil 4.6. Asenkron motor hız değişim grafiği (a) geleneksel akı zayıflatma kontrolü (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü	61
Şekil 4.7. Akı zayıflatma bölgesi için stator akımı grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi	62
Şekil 4.8. Akı zayıflatma bölgesi için moment grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi	63
Şekil 4.9. Akı zayıflama bölgesi içinde (a) geleneksel zayıflama kontrolü için akı (b) önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için akı (c) geleneksel akı zayıflatma kontrolü için akı hatası (d) önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için akı hatası	65
Şekil 4.10. Asenkron motor hız kontrolü benzetim çalışması sonuçları (a) tüm hızlarda (b) nominal hız (c) akı zayıflama bölgesi	66
Şekil 4.11. Benzetim çalışması için akı değişim grafiği	67
Şekil 4.12. Akı zayıflatma bölgesinde benzetim çalışması sonuçları (a) moment (b) akım ..	68
Şekil 4.13. PI hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği	68
Şekil 4.14. PI hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği	69
Şekil 4.15. PI ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım	69
Şekil 4.16. KKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği	70
Şekil 4.17. KKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği	70
Şekil 4.18. KKK ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım	71
Şekil 4.19. ATKKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği	72
Şekil 4.20. ATKKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği	72
Şekil 4.21. ATKKK ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım	73
Şekil 4.22. ECE-15 hız referansı için asenkron motor hızı	75
Şekil 4.23. Benzetim sonucu asenkron motorun çektiği güç	75
Şekil 4.24. Benzetim sonucu Li-ion batarya SOC değerleri (a) kural tabanlı EYS (b) BM tabanlı EYS (c) MÖK tabanlı EYS	76
Şekil 4.25. EYS deneysel test düzeneği	77
Şekil 4.26. Deneysel çalışmada ECE-15 hız referansı için asenkron motor hızı	78
Şekil 4.27. Deneysel çalışma sonucu asenkron motorun çektiği güç	78

Şekil 4.28. Deneysel çalışma sonucu Li-ion batarya SOC değerleri (a) kural tabanlı EYS
(b) BM tabanlı EYS (c) MÖK tabanlı EYS 79



TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Anahtarlama işaretleri.....	13
Tablo 2.2. Akı sektörü belirleme tablosu.....	15
Tablo 2.3. Anahtarlama vektörleri.....	16
Tablo 2.4. BM tabanlı EYS'nin bulanık kural tablosu.....	29
Tablo 3.1.TMS230F28379D MCU'nun temel özellikleri.....	36
Tablo 3.2. DA-DA dönüştürücü devresi özellikleri.....	44
Tablo 3.3. Batarya ve süper kapasitör değerleri.....	44
Tablo 3.4. Sarım oranı $n=1$ için DA-DA dönüştürücü kazanç değerleri	47
Tablo 3.5. Farklı sarım oranları için DA-DA dönüştürücü en düşük ve en yüksek kazanç değerleri.....	48
Tablo 3.6. DA-DA dönüştürücü devre elemanlarının değerleri.....	49
Tablo 4.1. Asenkron motor parametreleri.....	56
Tablo 4.2. Hız kontrol yöntemleri için hız verileri	73
Tablo 4.3. Hız kontrol yöntemleri başarımları verileri.....	73

1. GİRİŞ

Fosil yakıt kullanımının sonucu olan küresel ısınma, hava kirliliği vb. olumsuz sonuçların günden güne artması, insanları fosil yakıtlı taşıtlara alternatif oluşturmaya itmiştir. Ayrıca fosil yakıt kaynaklarının yakında tükenecek olması alternatif ve sürdürülebilir enerji kaynaklarına yönelimi arttırmıştır (Agency, 2023; Carli and Williamson, 2013; Ferreira et al. , 2008; Onar et al. , 2012; Williamson et al. , 2015). Bu durumun sonucunda da elektrikli araçlara olan ilgi artmıştır. Bu nedenle hem akademik olarak hem de endüstriyel olarak elektrikli araç geliştirme ve üretme noktasında fazlaca çalışma yapılmıştır ve yapılmaya devam etmektedir (Ehsani et al. , 2007; Gysen et al. , 2009; Honda, 2015; Koehn and Eckrich, 2004; Yong et al. , 2015). Ayrıca, elektrikli araçların en büyük eksikliği olan enerji depolama sistemlerindeki gelişmeler elektrikli araçların yaygınlaşmasına neden olmaktadır (Sellali et al. , 2019). Tüm bu çalışmaların ışığında diyebiliriz ki otomotiv teknolojisinin geleceği elektrikli araçlar olarak görülmektedir.

Bu tez çalışmasında hem dünyada hem de ülkemizde son yıllarda hem akademik hem de ticari olarak fazlaca önem verilen elektrikli araçlar için asenkron motor sürücü ve hibrit enerji depolama sistemi (HEDS) için enerji yönetim sistemi (EYS) tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

1.1. Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücü

Elektrikli araçlardan yüksek verim, yüksek moment, hızlı dinamik tepki ve yüksek güvenilirlik beklenmektedir (Collocott et al. , 2004; Riba et al. , 2016). Elektrikli araçlarda önemli konulardan biri, özellikle şehir içi sürüş sırasında düşük moment ve düşük hız aralığı için yüksek verimli çalışmadır (Lazari et al. , 2014). Bu nedenle elektrikli araçlar için motor seçimi önemli bir konudur ve kullanılabilecek birçok motor çeşidi bulunmaktadır (Thiemer, 2001). Bu motorlardan biri olan asenkron motorun elektrikli araç uygulamalarında kullanımı oldukça yaygındır (Chau et al. , 2008).

Asenkron motorlar kontrolsüz olarak sürüldüğünde, başlangıç akımının yüksekliği, dinamik tepkenin azlığı ve çıkış parametrelerinde (moment ve hız) yüksek hata gibi sonuçlar ortaya çıkmaktadır. Belirtilen olumsuzlukları ortadan kaldırmak için vektör kontrol gibi gelişmiş kontrol yöntemleri kullanılmalıdır (Aktaş and Çavuş, 2020). Serbest uyarımlı Doğru Akım (DA) motorlarına benzer şekilde alternatif akım

(AA) motorların da akı ve moment kontrolü de akımlar ile gerçekleştirilebilir. DA motorlarında uyarma akımı ile akı, endüvi akımı ile moment kontrol edilebilmektedir. Asenkron motorda ise yapısal olarak akının ve momentin kontrol edilmesine olanak sağlayacak iki ayrı akım veya bileşeni mevcut değildir. Asenkron motorlarda genlik, frekans ve faz bilgilerini içeren üç fazlı sinüzoidal akımlar akmaktadır. Vektör kontrol yöntemlerinde üç fazlı akımlar Park dönüşümleri ile DA motorda olduğu gibi birbirine dik iki bileşene ayrılabilir (Benlaloui et al. , 2014; Fu and Li, 2015). Doğrudan Moment kontrolünde akı ve moment değerleri belirlenen histerezis bant sınırları içinde referans değerlerinde tutulmaya çalışılır (Arısoy, 2008; Incremona et al. , 2016; Zhang et al. , 2010; Ozkop and Okumus, 2008). Vektör kontrol kullanılarak hem belirtilen olumsuzluklar ortadan kaldırılmış olur hem de motorun hız ve momentini ayrı ayrı olarak kontrol edilebilir (Boulghasoul et al. , 2010; Boulghasoul et al. , 2011, Okumuş and Aktaş, 2010). Bu çalışmada, asenkron motorun kontrolü uygulamalarında yüksek başarıma sahip olan Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) kullanılmıştır (Ameur, 2012; Omara, 2018; Aktaş, 2005). İlk olarak DMC Takahashi ve Noguchi tarafından 1985'te önerilmiştir (Takahashi and Noguchi, 1986). Bu yöntemin üstünlüğü, hız ve momentteki değişimlere çok hızlı bir şekilde cevap verilmektedir. Ayrıca eksen dönüşümünün olmaması ve motor parametrelerine bağıllığın az olması da diğer üstünlüğüdür (Itoh and Kubota, 2005; Lai and Chen, 2001; Shyu et al. , 2009, Usta et al, 2017). Eksen dönüşümü olmadığı için işlem miktarı azalır. Bu yöntemin en büyük eksikliği özellikle çıkış momentinde yaşanan dalgalanmalardır (Li, 2010; Li and Liu, 2007; Yaohua et al. , 2008).

1.2. Asenkron Motorun Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrolü

Asenkron motorun nominal hızının üzerinde bir hızda çalıştırılması gerekliliği, özellikle bazı endüstriyel uygulamalar ve elektrikli araçlar için büyük bir öneme sahiptir (Su et al. , 2017). Asenkron motor akı zayıflatma bölgesinde kontrol edilirken üç durum göz önünde bulundurulmalıdır.

1. Motor parametrelerinde ve çalışma şartlarında oluşacak değişimler kontrolör başarımını asgari düzeyde etkilemelidir (Farasat et al. , 2014; Liu et al. , 2011).
2. Motorun hızlanma ve yavaşlama süreçlerinde, motor referans büyüklüklerini (hız, moment vb.) en düşük hatayla takip etmelidir (Yin et al. , 2013).

3. Özellikle hızlanma ve yavaşlama evrelerinde referans gerilimde dalgalanma fazla olmaktadır. Akı zayıflatma bölgesinde referans gerilimdeki dalgalanma en az yapılmalıdır (Su et al. , 2017).

Literatürde akı zayıflatma bölgesinde kontrol üzerine yapılan çalışmaların dört başlık altında incelenebileceği görülmektedir. Bu başlıklardan ilki geleneksel $1/\omega_r$ ile kontrol yöntemidir. Bu yöntem ile hem DMK hem de alan yönlendirmeli kontrol (AYK) ile sürülen asenkron motorun akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü gerçekleştirilmiştir (Briz et al. , 2001; Harnefors et al. , 2001; Joetten and Schierling, 1984; Kim and Sul, 1995, 1997; Seibel et al. , 1997; Shin and Hyun, 2003; Shin et al. , 2002; Xu and Novotny, 1992). Ancak bu yöntemde akım ve gerilim sınırları göz ardı edilir ve motor nominal değerlerin üzerinde sürülebilir (Xu and Novotny, 1992). Akı zayıflatma bölgesinde ikinci kontrol yöntemi gerilim kapalı çevrimli PI kontrolördür ve bu konuda birçok çalışma mevcuttur. (Harnefors et al. , 2001; S.-H. Kim and Sul, 1997; Lin and Lai, 2010; Mengoni et al. , 2008, 2011) . Bu yöntemde kapalı çevrim kontrol olduğu için motor parametrelerine bağlılık az olmasına rağmen akı zayıflatma kontrolüne PI kontrolör eklemek sistemi oldukça karmaşık hale getirmektedir (Xu et al. , 2019). Ayrıca PI kontrolör kullanmak zıt elektromotor kuvvetinin artması problemine neden olur. Bu durumda anti-windup kontrolörün sisteme eklenmesi gerekir ve bu yapı akı zayıflatma kontrol yönteminin karmaşıklığını artırır (Briz et al. , 2001; Dong and Yu, 2017; Harnefors et al. , 2001; Hodel and Hall, 2001). Diğer bir yöntem model tabanlı yöntemdir ve bu yöntem ile literatürde çalışmalar mevcuttur (Briz et al. , 2001; Kim and Sul, 1995; Seok, 2000). Bu yöntemin başarımı motor parametrelerindeki değişimler ile olumsuz etkilenmektedir. Akı zayıflatma bölgesinde kontrol yöntemlerinin sonuncusu arama (look-up) tablosudur (Gallegos-Lopez et al. , 2007; Kim and Sul, 1995). Bu yöntem ile azami moment çıkışı elde edilmesine rağmen kontrol işlemi önceden belirlenen tablo ile kısıtlıdır ve motor parametrelerine bağımlıdır.

Model öngörülü kontrol (MÖK) modern kontrol yöntemleri arasında oldukça etkili ve başarılı bir kontrol yöntemidir (Carpiuc and Lazar, 2015; Geyer, 2013). Diğer kontrol yöntemleri ile karşılaştırıldığı zaman kontrol edilecek sistemin gelecek durumları ile ilgilenirken geleneksel yöntemler şuan ki ve geçmişteki değerlerle ilgilenirler (Preindl, 2014; Preindl, 2016; Young et al. , 2014). Bu durum MÖK yönteminde, diğer kontrol yöntemlerine göre sürekli durumda hatanın daha az

olmasına sebep olur. MÖK ile akı zayıflatma bilgesinde çok az ve dar kapsamlı çalışmalar yapılmıştır. (Su et al. , 2017)’de akı zayıflatma bölgesinde kontrol için MÖK kullanılmıştır ancak bu çalışmada motor kontrolü AYK ile gerçekleştirilmiştir. AYK’de moment kontrolü açık çevrim olarak gerçekleştirildiği için motor parametrelerine bağımlılığı fazladır (Wang et al. , 2015). Ayrıca referans değerlerindeki değişimlere tepkisi (hız, moment değişimleri) oldukça yavaştır (Rezgui et al. , 2013; Vas, 1998).

1.3. Asenkron Motorun Hız Kontrolü

Literatürde sistemlerin kontrol edilebilmesi için birçok doğrusal yapılı kontrol yöntemi kullanılmıştır. Doğrusal yapılı kontrol yöntemlerin en çok tercih edileni oransal-integral (PI) kontrol yöntemidir (Liu et al. , 2020). Ancak asenkron motor gibi doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip sistemlerin kontrolü için doğrusal yapılı kontrol yöntemlerin başarımı düşüktür. Bunun nedeni asenkron motorun çalışması esnasında direnç, zaman sabiti vb. parametrelerin zamanla değişmesi ve yükteki bozucu etkilerdir. PI kontrol yöntemi gibi doğrusal yapılı kontrol yöntemleri bu değişimlere ayak uyduramaz (Junejo et al. , 2020; Rajeev, 2023).

Basit yapılı PI kontrol yöntemi ile motor hız kontrolünde, parametre değişimleri ve bozucu etkiler bu yöntemin hız kontrol başarımını olumsuz etkiler. Bu durum motor hızında hata ve dalgalanmaya sebep olur. Elektrikli araç gibi uygulamalarda kullanılan motorlar için, hız ve momentte meydana gelecek hata ve dalgalanmalar hem başarımlar hem de sistemdeki elemanların güvenliği ve dayanıklılığı açısından ihmal edilemeyecek kadar önemlidir (Mahapatro et al. , 2019). Bu nedenle doğrusal olmayan asenkron motor gibi sistemlerin kontrolünde gelişmiş doğrusal yapıda olmayan kontrol yöntemleri kullanılmalıdır. Literatürde yapılan çalışmalarda doğrusal olmayan yapılı motorların kontrolü için adaptif kontrol (Talla et al. , 2018; Xu et al. , 2018), gürbüz kontrol (Mwasilu and Jung, 2015; Wang et al. , 2017), bulanık mantık kontrol (Du et al. , 2019; Mani et al. , 2018; Xu et al. , 2019), model tahminci kontrol (Ammar et al. , 2017; Du et al. , 2018; Xu et al. , 2016) , sinir ağları (Sathishkumar and Parthasarathy, 2017; Yu et al. , 2014) ve kayan kipli kontrol (KKK) (Jiang et al. , 2017; Junejo et al., 2022; Liu et al. , 2017; Yin et al. , 2019) vb. yöntemler geliştirilmiştir.

Doğrusal olmayan kontrol yöntemleri arasında bozucu etkilere karşı hassasiyetinin az olması ve sistem parametrelerine ihtiyaç duymaması gibi özelliklere

sahip olan KKK yöntemi ön plana çıkmaktadır (Mao et al. , 2023; Zhu et al. , 2023). Ancak bu yöntem, yüksek anahtarlama frekansının neden olduğu çatırtı problemi gibi önemli bir eksikliğe sahiptir ve çatırtı problemi KKK yönteminin uygulamalarındaki en önemli sorundur (Argha et al. , 2016; Zheng and Park, 2016). Bu sorunun üstesinden gelebilmek için birçok yöntem önerilmiştir. Çatırtı problemini önlemek için uygulanan yöntemlerden birisi bozucu etki gözlemcili KKK yöntemidir (Kim et al. , 2013; Li et al. , 2021), ancak bu yöntem çatırtı problemine köklü bir çözüm getirememiştir (Xu et al. , 2020). Üstün burulma KKK yöntemi çatırtı problemine çözüm getirse de yüksek aşmalara sebep olmaktadır (Ouchen et al. , 2020). İntegral-KKK yöntemi (Kardous and Braiek, 2015) ve geri adımlamalı KKK yöntemi (Mu et al. , 2016) ile çatırtı problemine kısmen çözüm getirilmiş olsa da bu yöntem zamanla değişmeyen ya da çok yavaş değişen bozucu etkiler karşısında başarılı olmaktadır. Bu nedenlerden dolayı KKK yöntemi hala geliştirilmeye açık bir yöntemdir (Zhou et al, 2022; Çavuş and Aktaş, 2024).

KKK yönteminin yapısı ulaşma kipi ve kayan kip olmak üzere iki bileşenden oluşmaktadır. Ulaşma kipi, kontrol edilen sistemin kayma yüzeyine ulaşmasını sağlar ancak sistemi kayma yüzeyinde hatasız bir şekilde tutmak oldukça zor bir işlemdir (Jan et al. , 2008). Sistem kayma yüzeyinin etrafında dalgalanmaya başlar ve bu durumda çatırtı problemi oluşur. KKK yönteminde en önemli durum bahsedilen çatırtı probleminin ortadan kaldırılmasıdır. Bu nedenle çatırtı problemi ile doğrudan alakalı olan ve kontrol sisteminin dinamik tepkisini oldukça fazla etkileyen ulaşma kipi oluşturulması çok önemlidir (Lin et al. , 2017; Ma and Li, 2019). Bu nedenle hem çatırtı problemine karşı çözüm üretmek hem de kayma yüzeyine hızlı bir şekilde ulaşarak sistem başarımını arttırmak için ulaşma kipi üzerinde bazı yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden ilki üstel ulaşma kipli kayma kipli kontrol yöntemidir. Bu yöntemde geleneksel ulaşma kipinde var olan sabit terimin yanına üstel terim eklenmiştir ancak bu yöntemde hala kayma yüzeyine ulaşma hızının artırılması gerekmektedir (Gao and Hung, 1993). Bu yöntemde kayma yüzeyine yakın bölgelerde hızlı yakınsama üstünlüğü olsa da kayma yüzeyinden uzaklaştıkça yakınsama özelliğini kaybetmektedir (Junejo et al. , 2022). Geliştirilen yöntemlerden diğeri ise terminal kayma kipli kontrol yöntemidir (Feng et al. , 2018; Junejo et al. , 2020; Wang et al. , 2018). Bu yöntemde ise üstel ulaşma kipine üst kuvveti eklenmiştir. Böylece geleneksel kayma kipli yöntem ve üstel kayma kipli KKK'ye göre hem kayma

yüzeyine ulaşma hızı hem de çatırtı problemi bakımından oldukça başarılıdır (Junejo et al. , 2020). Ancak bu yöntemde hala kayma yüzeyine ulaşma hızının artırılması gerekmektedir. Bu yöntemde kayma yüzeyine yakın bölgelerde hızlı yakınsama üstünlüğü olsa da kayma yüzeyinden uzaklaştıkça yakınsama üstünlüğünü kaybetmektedir (Yang and Yang, 2011).

1.4. Hibrit Enerji Depolama Sistemi ve Enerji Yönetim Sistemi

Elektrikli araçlarda en önemli bölümlerden birisi enerji depolama birimidir. Enerji depolama birimi olarak yalnızca batarya kullanılabileceği gibi bataryaya ek olarak süper kapasitör vb. depolama sistemleri de kullanılabilir. Genellikle ana enerji kaynağı olarak bataryalar kullanılırken süper kapasitörler yardımcı depolama birimi olarak isimlendirilir (Ehsani et al. , 2018; Song et al. , 2014). Süper kapasitörler anlık güç ihtiyacının fazla olduğu hızlanma gibi anlarda devreye alınarak bataryanın ani yüklenmesini önlemektedir (Douglas and Pillay, 2005). Böylece bataryadan nominal değerlerinin üstünde akım çekilmemiş olur. Böylece gerekli aşırı akım süper kapasitör kullanılarak temin edilir ve ana enerji depolama biriminin kullanım ömrü yükseltilir (Carter et al. , 2012). Ayrıca, elektrikli araçlarda en önemli sorunlardan biri olan batarya biriminin ağırlığıdır ve süper kapasitörler kullanılarak bu birimin ağırlığı önemli ölçüde azaltılabilmektedir (Tie and Tan, 2013).

Elektrikli araçlarda günümüz teknolojisi ile depolanabilecek enerji miktarı sınırlıdır ve bu durum elektrikli aracın menzilini olumsuz yönde etkilemektedir (Kim et al. , 2012; Kuperman et al. , 2012; Li et al. , 2011). Bu nedenle hibrit enerji depolama sisteminde (HEDS) depo edilen sınırlı enerjinin en yüksek verimle kullanılması gerekmektedir. Elektrikli araçta birden fazla depolama birimi kullanıldığı zaman bu birimler arası koordinasyonu sağlamak ve enerji verimini en yüksek yapabilmek için EYS'ye ihtiyaç vardır (Zheng et al. , 2018). Bu amaçla birçok EYS geliştirilmiştir. Bu yöntemler içinde en basit olanı kural tabanlı algoritmalarıdır. Bu yöntemde karmaşıklık yok denecek kadar azdır ve uygulaması kolaydır (Armenta et al. , 2015; Jalil et al. , 1997; Peng et al. , 2015; Peng et al. , 2017; Salmasi, 2007; Trovão et al. , 2013; Yoo et al. , 2008). Ancak düşük verim ve sürüş çevriminin gelecekteki zamandaki durumunun belirsizliği bu yöntemin en önemli eksiklikleridir (Amin et al. , 2014). Bunları ortadan kaldırabilmek için daha karmaşık yapılı EYS'ler mevcuttur. Bu yöntemler içinde en çok kullanılanlardan biri bulanık mantık (BM) tabanlı EYS'dir. Literatürde BM tabanlı EYS için birçok çalışma mevcuttur (Erdinc et al. , 2009; Galdi

et al. , 2006; Gao et al. , 2008; Li and Liu, 2009; Li et al. , 2009; Rosario and Luk, 2007; Zandi et al. , 2010). Ancak bu tip çalışmalarda batarya akımı ve geriliminde (dolayısı ile şarj durumunda) yüksek dalgalanmalar ana hedef değildir (Gomozov et al. , 2016). Fakat bataryaların kullanım ömrünü ve sağlık durumunu olumsuz etkilememek için bu değişimlerin önlenmesi gerekmektedir (Ichimura et al. , 2005; Jungst et al. , 2003; Peterson et al. , 2010). Ayrıca bu yöntemde iyileştirme hata meydana geldikten sonra gerçekleşmektedir (Amin et al. , 2014). Bu eksiklikleri yok edebilmek için MÖK tabanlı EYS gibi gelişmiş yöntemler kullanılabilir. Literatürde MÖK ile gerçekleştirilen çalışmalar çoğunlukla hibrit elektrikli araçlar üzerine yapılmıştır (Amin et al. , 2014; Li et al. , 2020; Pereira et al. , 2020; Serpi and Porru, 2019; Torreglosa et al. , 2013; Wang et al. , 2016; Wang et al. , 2018). Ayrıca MÖK tabanlı EYS çalışmalarında çoğunlukla deneysel test işlemi gerçekleştirilmemiştir.

1.5. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında elektrikli araçlar için hem tahrik sistemi asenkron motorun kontrolü hem de motorun ihtiyacı olan enerji kaynağının kontrolü yapılmıştır. İlk olarak asenkron motorun kontrolü hem benzetim hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla asenkron motorun kontrolünde DMK kullanılmıştır. Asenkron motorun yüksek hızlara çıkabilmesi için DMK kontrolü içinde kullanılan referans akı değeri akı zayıflatma kontrol yöntemi ile belirlenmiştir. Bu amaçla MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü geliştirilmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolünün DMK sistemi üzerindeki olumsuz etkilerini yok etmek için yeni bir hız kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Hız kontrolü için yeni bir adaptif terminal kayan kipli kontrol (KKK) yöntemi kullanılmıştır. Çalışmanın son bölümü ise elektrikli araçlarda gerekli olan enerjinin kontrol edilmesidir. Bu amaçla Li-ion batarya ve süper kapasitörden oluşan HEDS kullanılmıştır. İki enerji kaynağı ve asenkron motor arasında gerçekleşen güç akışını yönetmek için EYS tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada EYS için MÖK kontrol yöntemi kullanılmıştır.

Bu tezde, DMK kontrollü bir asenkron motor üzerinde MÖK tabanlı akı zayıflama kontrolü gerçekleştirilmiştir. Literatürdeki çalışmalarda MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü yalnızca akım bileşenleri üzerinde yapılmıştır. Akım bileşenleri aracılığıyla motor kontrolünde sistemin dinamik tepkisi oldukça yavaştır. Bu problemin üstesinden gelmek için bu çalışmada DMK kullanılmıştır. Ayrıca, hız ve moment kontrolü doğrudan düzenlendiğinden (AYK'de olduğu gibi akım referansları

alınmadığından) kontrol sisteminin dinamik tepkisi nispeten daha hızlıdır. Burada diğer çalışmalardan farklı olarak akı zayıflama bölgesinde hız ve moment kontrolü için referans değerinin doğrudan elde edilmesi amacıyla MÖK yöntemi kullanılmıştır. Böylece diğer çalışmalarda kullanılan AYK'nin eksiklikleri giderilmiştir. MÖK yapısı gereği kontrol edilen sistemin birçok değişkenini bünyesinde barındırır ve kontrol işlemi sırasında birden fazla parametre aynı anda kontrol edilir. Bunun nedeni maliyet fonksiyonunun farklı kontrol parametrelerini kontrol etmek için oluşturulmasıdır. Bu tezde, MÖK algoritması akı sınırlamalarının yanı sıra akım ve gerilim sınırlamalarını da hesaba katmaktadır. Böylece daha gelişmiş bir kontrol yapısı elde edilir ve geleneksel yöntemlere göre daha hassas kontrol işlemi gerçekleştirilir. Geleneksel yöntemlerle eş zamanlı yapılması zor olan hızlanma ve yavaşlama işlemlerinin kontrolü, önerilen MÖK yöntemi sayesinde referans hız değerinin çok az hata ile takip edilmesiyle çözülmüştür. Ayrıca referans gerilimindeki dalgalanma da en aza indirilmiştir. Bu çalışmada asenkron motorun kontrolünde DMK kullanılarak referans değerlerindeki değişikliklere tepki hızı mümkün olduğu kadar artırılmıştır. Ayrıca moment kontrolü kapalı çevrim olarak yapıldığından kararlı durum hatası en aza indirilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmaların sonuçları önerilen yöntemin geçerliliğini doğrulamıştır.

Çalışmada ikinci olarak, DMK kontrollü asenkron motorun hız kontrolü için yeni bir adaptif terminal KKK (ATKKK) yöntemi önerilmiştir. MÖK ile akı zayıflatma kontrolü, asenkron motoru yüksek hızlarda sürmek için kullanılmıştır. Ancak MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü, sürücü sistemi üzerinde çıkış büyüklüklerinde yüksek dalgalanma gibi önemli bir eksikliğe sahiptir. Bu çalışmanın amacı, MÖK tabanlı kontrol ile DMK kontrollü asenkron motorun hız kontrolünü iyileştirmektir. Önerilen yöntem, kontrol başarımını geliştirmenin yanı sıra çatırtıyı azaltmayı da hedeflemektedir. Önerilen ATKKK algoritmasında hem üstel bileşen hem de sabit oran terimi geliştirilmiştir. Önerilen ATKKK yaklaşımında sabit oran terimine, sistemin kayma yüzeyine erişimini hızlandıracak ve çatırtıyı azaltacak bir ters hiperbolik sinüs fonksiyonu eklenmiştir. Bağımlı değişken sıfıra yaklaştıkça, ters hiperbolik sinüs fonksiyonu sıfıra daha hızlı yaklaşmaktadır. Üstel terim de çatırtıyı azaltmak ve kontrol sisteminin kayma yüzeyine erişimini iyileştirmek için üst kuvvet olarak eklenmiştir. Sonuç olarak, daha hızlı bir dinamik tepkiye ve daha az çatırtıya sahip olan ATKKK mümkün kılınmıştır. Ayrıca, önerilen yöntem ile terminal KKK

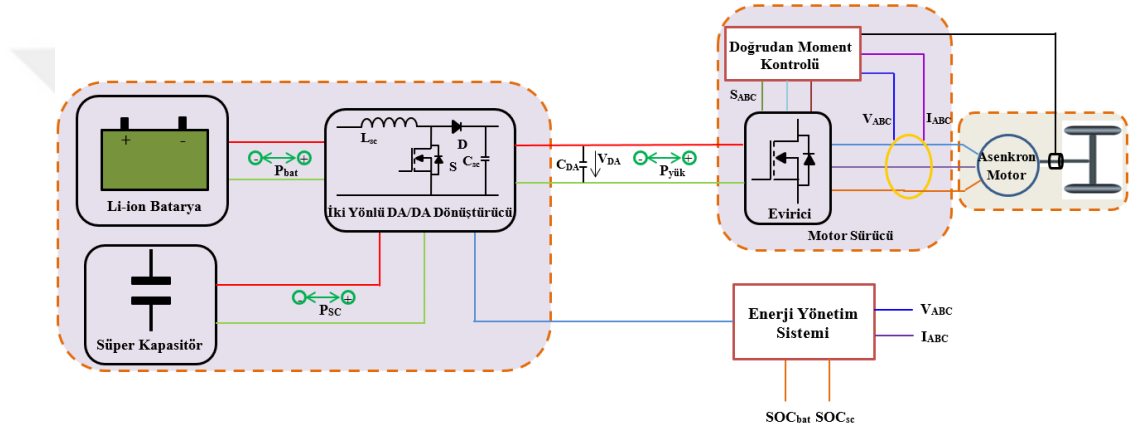
yönteminin çatırtı sorunu ve sistem gecikmesi önlenmektedir. Ek olarak, önerilen hız kontrol yöntemi, MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolünde mevcut olan moment ve akı dalgalanmalarını önemli ölçüde azaltmıştır. Önerilen yöntemin geçerliliği ve başarısı hem benzetim hem de deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

Çalışmanın son bölümünde elektrikli aracın enerji depolama sistemi ve bu sistemin birimleri arasındaki güç akışının kontrol edildiği MÖK tabanlı EYS kullanılmıştır. Benzetim çalışması için elektrikli araç, elektrik motoru ve enerji depolama sistemlerinin matematiksel modelleri kullanılarak Matlab yazılımında herhangi bir toolbox kullanılmadan m-file ile tüm elektrikli araç sistemi modellenmiştir. Dolayısıyla, kullanılan model gerçek sisteme çok yakın olacağından dolayı modellenen yapı gerçek sisteme oldukça denk olacaktır. Hibrit enerji kaynağı birimleri arasında güç akışını kontrol etmek için MÖK tabanlı EYS kullanılmıştır. Kullanılan EYS yönteminin geçerliliği hem benzetim hem de deneysel çalışma ile test edilmiştir. Kullanılan MÖK tabanlı EYS ile kural tabanlı EYS karşılaştırıldığında, önerilen yöntem ile bataryada depo edilen enerji daha tasarruflu kullanılmıştır. Ayrıca BM tabanlı EYS ile kıyaslanınca bataryadaki enerjinin daha tasarruflu kullanılmasının yanında batarya akım ve geriliminde de değişimin daha dengeli olduğu bir çalışma elde edilmiştir.

Bu tezdeki diğer kısımlar ise aşağıdaki gibi organize edilmiştir. İkinci bölümde gerçekleştirilen çalışmanın sahip olduğu temel birimlerin ayrıntılı açıklaması ve gerekli kuramsal bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde gerçekleştirilen çalışmalarda tasarımı yapılan ve gerçekleştirilen devreler ile bunların ayrıntılı açıklamaları verilmiştir. Dördüncü bölümde gerçekleştirilen benzetim ve deneysel çalışmaların ayrıntıları ve sonuçları verilmiştir. Beşinci bölümde ise gerçekleştirilen benzetim ve deneysel uygulamalar sonucunda elde edilen çalışmanın sonuçları değerlendirilmiştir.

2. MATERYAL VE YÖNTEM

Bir elektrikli aracı meydana getiren parçalar Şekil 2.1’de görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi elektrikli araç yapısı, enerji kaynağı ve yönetimi ile asenkron motor ve kontrolü olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır. Bu sistemde elektrikli aracı hareket ettirebilmek için gerekli olan güç, elektrik motoru tarafından üretilir ve aktarma organı üzerinden tekerleklere aktarılarak aracın hareket etmesi sağlanır. Motorun ihtiyaç duyduğu elektrik enerjisi ise enerji kaynağı tarafından temin edilir (Kumar and Revankar, 2017). Bu çalışmada tahrik sistemi olarak asenkron motor, enerji kaynağı olarak Li-ion batarya ve süper kapasitör kullanılmaktadır.



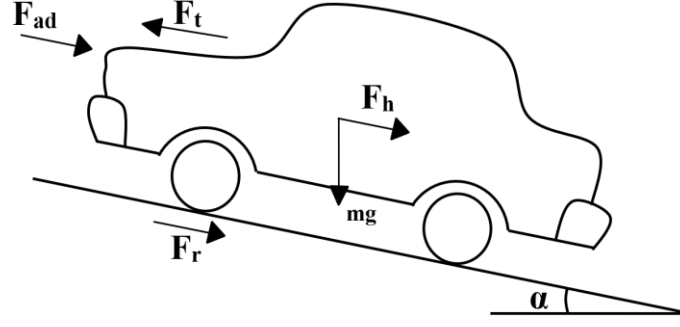
Şekil 2.1. Bir elektrikli aracın yapısı

Şekil 2.1’de verilen elektrikli araç yapısında görüldüğü gibi sistem aşağıdaki alt birimlerden oluşmaktadır.

- HEDS (Batarya ve süper kapasitör)
- İki yönlü DA-DA dönüştürücü
- EYS kontrol birimi (TMS320F28379D MCU-1 ve MÖK tabanlı EYS algoritması)
- 3 fazlı AA motor için evirici devresi
- Motor kontrol birimi (TMS320F28379D MCU-2 ve DMK algoritması)
- 3 fazlı asenkron motor

2.1. Elektrikli Araç

Bir taşıt hareket halinde iken aracın kaporta şekli, yol ve hava şartları nedeni ile taşıta bazı kuvvetler etki eder. Bir elektrikli aracı modelleyebilmek için gerekli olan bu kuvvetler Şekil 2.2’de gösterilmiştir (Ehsani et al. , 2018).



Şekil 2.2. Elektrikli araca etki eden kuvvetler

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi bir elektrikli araca 4 adet kuvvet etki eder; aerodinamik direnç (F_{ad}), yuvarlanma direnci (F_r), yokuş direnci (F_h) ve ivmelenme direnci (F_{la}). Bir aracı hareket ettirebilmek için bu kuvvetlerin toplamı olan F_{te} kuvvetinin üretilmesi gerekmektedir. Belirtilen kuvvetler ne kadar az indirgenebilirse araç menzili o kadar artırılabilir.

Belirtilen kuvvetler aşağıda verildiği gibi hesaplanabilir.

$$F_{ad} = 0.5\rho_{hava}C_D A_f(V + V_0)^2 \quad (2.1)$$

$$F_r = mgC_r \cos \alpha \quad (2.2)$$

$$F_h = mg \sin \alpha \quad (2.3)$$

$$F_{la} = ma \quad (2.4)$$

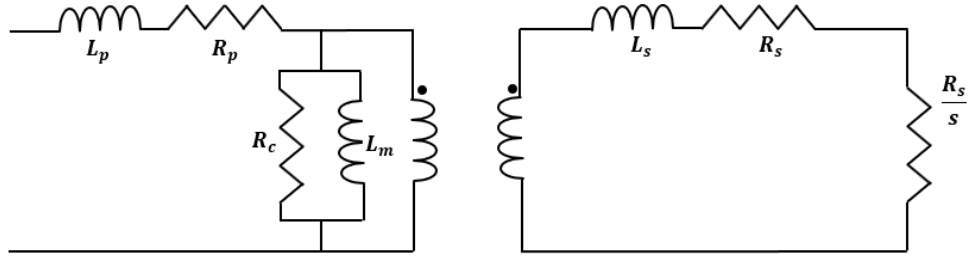
Bu eşitliklerde; C_D aerodinamik direnç katsayısı, m aracın kütlesi (kg), A_f aracın ön iz düşüm alanı (m^2), V araç hızı (m/s), V_0 hareket doğrultusuna ters rüzgar hızı (m/s), ρ_{hava} hava yoğunluğu (kg/m^3) ve C_r yuvarlanma direncidir. Bir aracı hareket ettirebilmek için motor tarafından üretilcek toplam kuvvet;

$$F_{te} = F_{ad} + F_{rr} + F_{hc} + F_{la} \quad (2.5)$$

2.2. Asenkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü

Asenkron motorlar rotor ve stator üç faz sargılardan oluşur. Stator sargıları üç faz gerilim ile beslenir ve böylece manyetik alan üretilir. İndüksiyon prensibine göre rotor çubuklarının uçlarında gerilim indüklenir ve bu iletkenlerde alternatif akım akmaya başlar. DMK yönteminin uygulanabilmesi ve çalışmasının anlaşılabilmesi için asenkron motorun eşdeğer devresinin ve matematiksel modelinin oluşturulmasına ihtiyaç vardır. Asenkron motorun dinamik davranışını temsil eden eşdeğer devre

modeli Şekil 2.3'te verilmiştir. Stator ve rotora ait dinamik eşitlikler aşağıdaki gibidir (Boulmane et al. , 2017).



Şekil 2.3. Asenkron motor bir faz eşdeğer devresi

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \quad (2.6)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \quad (2.7)$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (2.8)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (2.9)$$

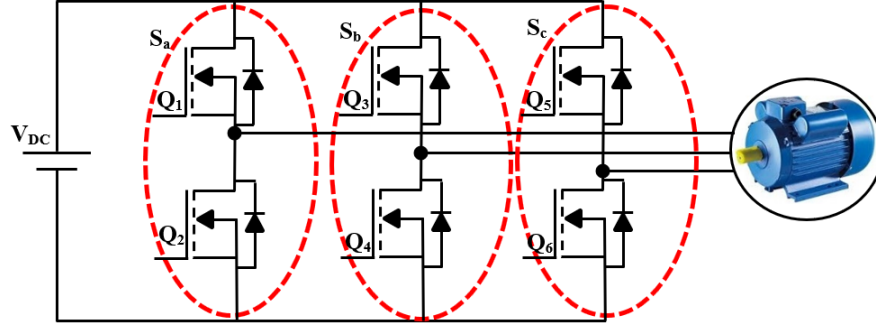
$$T_e = p(i_{sq} \psi_{sd} - i_{sd} \psi_{sq}) \quad (2.10)$$

$$\omega_r = \frac{1}{B} (J \frac{d\omega_r}{dt} - T_e + T_y) \quad (2.11)$$

Yukarıda verilen eşitliklerde v_{sd} ve v_{sq} stator geriliminin d-ekseni ve q-ekseni bileşenini, i_{sd} ve i_{sq} stator akımının d-ekseni ve q-ekseni bileşenini, ψ_{sd} ve ψ_{sq} stator akısının d-ekseni ve q-ekseni bileşenini, M ortak indüktans, T_e indüklenen moment, T_y yük momenti ve ω_r motor hızını temsil etmektedir.

2.2.1. Üç Fazlı Evirici

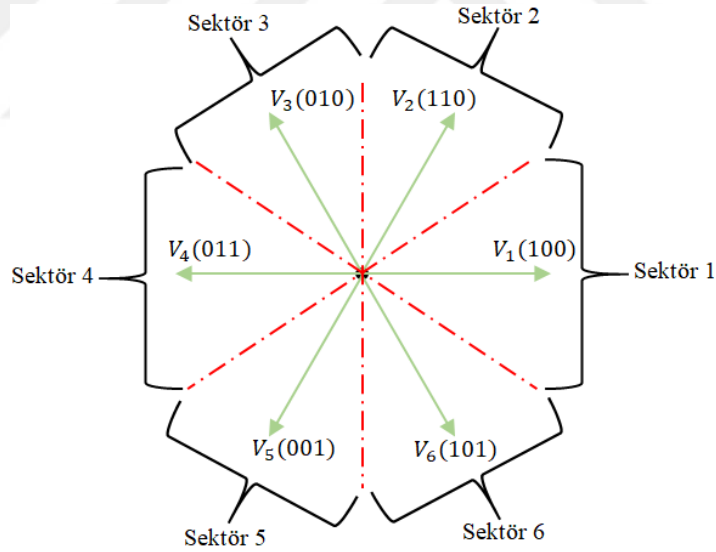
Üç fazlı evirici, girişten aldığı DA gerilimini aralarında 120° faz farklı üç faz gerilime dönüştüren elektrik devresidir. Eviricinin genel yapısı Şekil 2.4'te verilmiştir. DA gerilimin istenilen özellikteki üç faz gerilime dönüştürmek için eviricide bulunan altı adet güç elektroniği elemanının uygun şekilde anahtarlanması gerekmektedir. Şekil 2.4'te verilen eviricide anahtarların konumu değiştirilerek 8 farklı gerilim vektörü elde edilebilir. Belirtilen 8 adet anahtarlama durumu Tablo 2.1'de, gerilim vektörleri ise Şekil 2.5'te verilmiştir. Anahtarın konumunun "1" olması üst anahtarın, "0" olması ise alt anahtarın ilettime girdiğini gösterir. Anahtarlama vektörlerini elde edebilmek için farklı motor kontrol yöntemleri kullanılabilir. Bu çalışmada uygun anahtarlama vektörleri DMK yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 2.4. Üç fazlı eviricinin genel yapısı

Tablo 2.1. Anahtarlama işaretleri

S_a	S_b	S_c
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

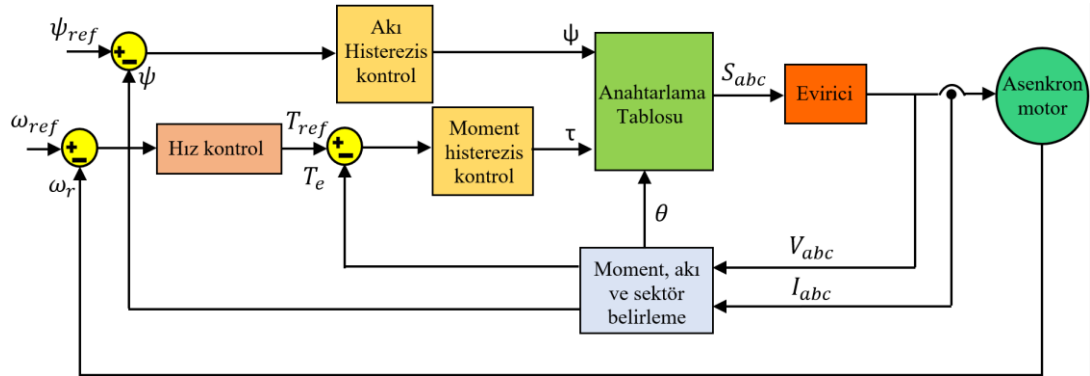


Şekil 2.5. Evirici anahtarlama vektörleri

2.2.2. Doğrudan Moment Kontrolü

Geleneksel DMK yöntemi yapısı Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Bu yöntemde asenkron motorun akımı ve gerilimi ölçülür ve bu değerler kullanılarak motorun akı, moment ve akı sektörü belirlenir. Tahmin edilen ve referans akı değerleri arasındaki fark kullanılarak elde edilen akı hatası, iki seviyeli histerezis kontrolöründen geçirilir. Benzer şekilde, tahmin edilen ve moment referansı arasındaki fark kullanılarak elde

edilen moment hatası, üç seviyeli histerezis kontrolöründen geçirilir. Histerezis kontrol birimlerinden elde edilen sinyaller ve belirlenen akı sektörü kullanılarak üç faz eviriciye uygulanmak üzere gerekli olan anahtarlama vektörleri üretilir.



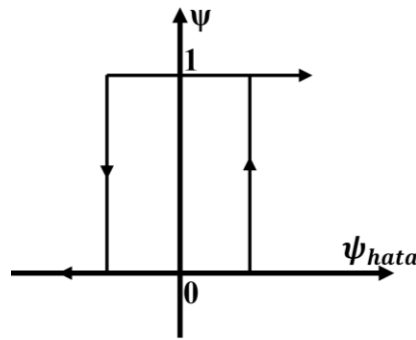
Şekil 2.6. DMK blok şeması

DMK yönteminin uygulanabilmesi için ölçülen akım ve gerilim değerleri kullanılarak akı ve momentin kestirilmesi gerekmektedir. Bu işlem aşağıdaki eşitlikler kullanılarak gerçekleştirilir.

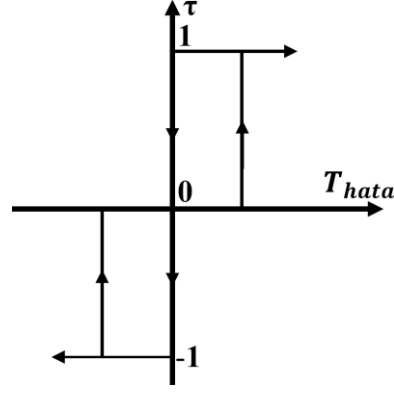
$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (2.12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\bar{\psi}_s \times \bar{I}_s) \quad (2.13)$$

DMK'de kestirim işlemleri gerçekleştirildikten sonra akı ve moment kontrolü için iki farklı histerezis kontrolörü kullanılır. Histerezis kontrolörlerin çalışmasını anlatan eğriler Şekil 2.7 ve 2.8'de verilmiştir. Motorun kestirilen akısının iki fazlı bileşenleri kullanılarak oluşturulan Tablo 2.2 yardımı ile motor akı sektörü belirlenebilir. Sektörü belirleyebilmek için kestirilen akının iki faz bileşenleri yeterli değildir. Bu nedenle akı bileşenlerine ek olarak Tablo 2.2'de bir koşul daha eklenmiştir.



Şekil 2.7. İki seviyeli akı histerezis kontrolörü



Şekil 2.8. Üç seviyeli moment histerezis kontrolörü

Şekil 2.7’de görüldüğü gibi, bu kontrolör stator akısı ile referans akıyı karşılaştırır. Karşılaştırma işlemi aşağıdaki gibidir.

$$|\Psi_{sref}| - |\Psi_s| \geq \frac{\nabla\Psi_s}{2} \text{ ise } \psi = 1 \quad (2.14)$$

$$|\Psi_{sref}| - |\Psi_s| \leq -\frac{\nabla\Psi_s}{2} \text{ ise } \psi = 0 \quad (2.15)$$

Şekil 2.8’de görüldüğü gibi, bu kontrolör indüklenen moment ile moment referansı karşılaştırır. Karşılaştırma işlemi aşağıdaki gibidir.

$$|T_{eref}| - |T_e| \geq \frac{\nabla T_e}{2} \text{ ise } \tau = 1 \quad (2.16)$$

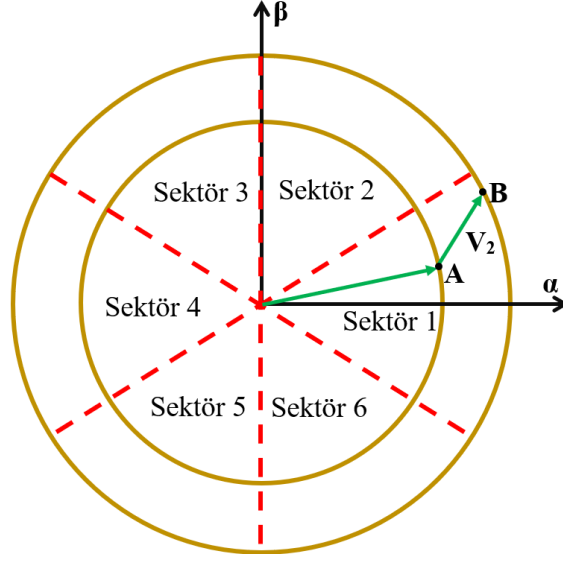
$$|T_{eref}| - |T_e| \leq -\frac{\nabla T_e}{2} \text{ ise } \tau = -1 \quad (2.17)$$

$$|T_{eref}| - |T_e| \leq \frac{\nabla T_e}{2} \text{ ve } |T_{eref}| - |T_e| \geq -\frac{\nabla T_e}{2} \text{ ise } \tau = 0 \quad (2.18)$$

Tablo 2.2. Akı sektörü belirleme tablosu

Sektör	θ (1)	θ (2)	θ (3)	θ (4)	θ (5)	θ (6)
ψ_{sd} ’nin işareti	+	+	-	-	-	+
ψ_{sq} ’nin işareti	+/-	+	+	+/-	-	-
$\sqrt{3} \psi_{sq} - \psi_{sq} $ ’nin işareti	-	+	+	-	+	+

Akı histerezis kontrolöründen gelen τ sinyali, moment histerezis kontrolöründen gelen Ψ sinyali ve akı sektörü, motor sürücüsüne uygulanacak anahtarlama vektörünü belirlemek için kullanılır. Tablo 2.3, anahtarlama vektörünü elde etmek için kullanılabilir (Takahashi and Noguchi, 1986). Tablo 2.3’te verilen tüm anahtarlama vektörleri Şekil 2.5’te gösterilmiştir. Tablo 2.3’te verilen anahtarlama vektörlerinin elde edilmesine örnek olarak Şekil 2.9 verilebilir.



Şekil 2.9. Stator akısı değişimi

Şekil 2.9’da akı vektörü A noktasındadır. Eğer denetlenen motorda momentin arttırılması gerekli ise ($\tau = 1$) bu vektörü saat yönünün tersine azaltılması gerekli ise ($\tau = -1$) saat yönünde ilerletecek gerilim vektörleri uygulanmalıdır. Eğer moment değişmeyecekse ($\tau = 0$) akı vektörünün konumunu koruması için sıfır vektörlerini uygulamak gereklidir. Örneğin akı vektörü A noktasında iken (sektör 1 içinde), ($\tau = 1$) ve ($\psi = 0$) olduğu varsayalım. ($\tau = 1$) için V_2 ve V_3 , ($\psi = 0$) için V_2 ve V_6 vektörlerinin uygulanması gereklidir. Her iki durumu aynı anda sağlamak için V_2 vektörü uygulanmalıdır. A noktasındaki akı vektörüne V_2 vektörünün uygulanması sonucu elde edilen B noktasındaki vektör Şekil 2.9’da görülmektedir.

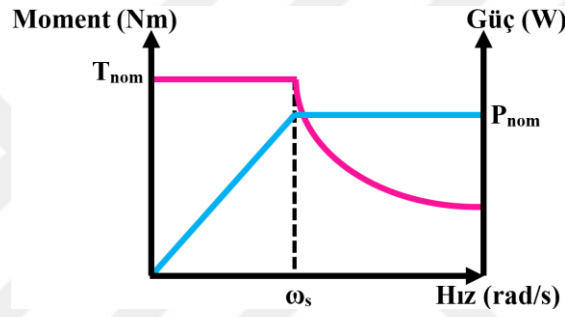
Tablo 2.3. Anahtarlama vektörleri

		$\theta (1)$	$\theta (2)$	$\theta (3)$	$\theta (4)$	$\theta (5)$	$\theta (6)$
$\Psi=1$	$\tau=1$	V_6	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4
	$\tau=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau=-1$	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3	V_1
$\Psi=0$	$\tau=1$	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4	V_6
	$\tau=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau=-1$	V_1	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3

2.3. Asenkron Motorun Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrolü

Asenkron motorun akım, gerilim ve kayma değerlerinin belirli sınırlar içinde olmasından dolayı, hız kontrolü nominal hızın altında ve üzerinde olmak üzere iki farklı bölgede ayrı ayrı gerçekleştirilir. Şekil 2.10’da görüldüğü gibi, asenkron motor kontrol karakteristiği “sabit moment” ve “sabit güç” olmak üzere iki çalışma moduna

sahiptir. Sabit moment bölgesinde motorun hız kontrolü akım ve gerilim vektörleri üzerinden gerçekleştirilir. Ancak akım ve gerilim değerleri , motor sargısı ve demir çekirdeğinin sahip olduğu çalışma sınırından dolayı nominal değerlerin üzerine çıkartılamaz. Motor nominal hızına ulaştığı zaman motor akım ve gerilimi de nominal değerlerine ulaşmış olur. Şekil 2.10'da görüldüğü gibi motorun hızı nominal hız değerini aştığı çalışma bölgesine motor akım ve gerilimi nominal değerlerine ulaştığı için sabit güç bölgesi denir. Bu bölgede motor akım ve gerilim değerleri nominal değerlerine ulaştığından, daha yüksek hız elde etmek için bu değerler arttırılamaz. Bu bölgede hız kontrolü için akı zayıflatma işlemi gerçekleştirilmesi gerekir. Bu nedenle sabit güç bölgesine aynı zamanda akı zayıflatma bölgesi denir. Bu bölgede akı referansı ile moment referansının sınır değerlerinin de azaltılması gerekmektedir.



Şekil 2.10. Tüm hız değerleri için asenkron motor güç ve moment karakteristiği

Sabit moment bölgesinde hız kontrolü motor akım ve gerilim vektörleri ile gerçekleştirilir. Bu bölgede akı referansı ve moment referansı sınır değerleri nominal değerlerde sabit kalır.

Sabit güç bölgesinde motor hızı yükseldikçe motor referans akı değeri ve moment referans sınır değerlerinin azaltılması gerekmektedir. Bu bölgede akı referansı kontrolsüz bir şekilde azaltılırsa motor devrilebilir (durabilir). Bu nedenle, nominal hız bölgesinde akı referansı ve moment sınırları kontrollü bir şekilde azaltılmalıdır.

2.3.1. Geleneksel Akı Zayıflatma Kontrolü

Asenkron motor nominal hız değerinin üstünde bir hızla çalıştırılmak istenirse, kontrollü bir şekilde akı referansının azaltılması gerekir. Geleneksel ve en basit akı zayıflatma bölgesinde akı referansı belirleme yöntemi aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{az}^{ref} = \psi_{nom}^{ref} \frac{\omega_{nom}}{\omega_r} \quad (2.19)$$

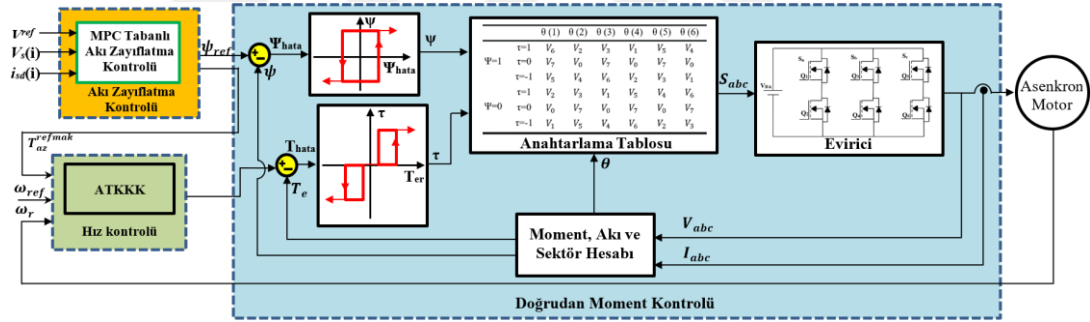
Yukarıdaki eşitlikte ψ_{az}^{ref} akı zayıflatma bölgesi için akı referansını, ψ_{nom}^{ref} nominal akı referansı, ω_{nom} motor nominal hızı, ω_r motor anlık hızını temsil etmektedir. Akı referansı ile benzer şekilde moment referansı sınır değeri de aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_{az}^{refmak} = -T_{az}^{refmin} = T_{nom}^{refmak} \frac{\omega_{nom}}{\omega_r} \quad (2.20)$$

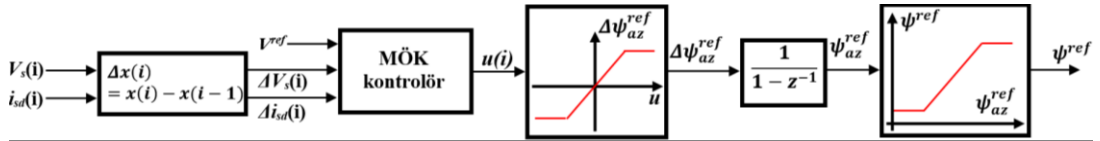
Yukarıdaki eşitlikde T_{az}^{refmak} ve T_{az}^{refmin} moment referansının zayıflatma bölgesi için alt ve üst sınır değerini ve T_{nom}^{refmak} moment referansının nominal üst değerini temsil etmektedir.

2.3.2. Model Öngörülü Kontrol Tabanlı Akı Zayıflatma Kontrolü

DMK kontrollü asenkron motorun MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü blok şeması Şekil 2.11’de, MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol şeması Şekil 2.12’de verilmiştir.



Şekil 2.11. DMK kontrollü asenkron motorun MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü şeması



Şekil 2.12. MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol şeması

Akı zayıflatma kontrollü DMK algoritmasında eğer motor hızı nominal hızın altında ise akı referansı nominal akı değerine eşittir. Eğer hız nominal hızın üstüne çıkarsa akı referansı MÖK yöntemi ile elde edilir. Benzer şekilde motor hızı nominal hızın altında ise motor moment referansının alt ve üst sınırı nominal değerine eşit alınır. Eğer hız nominal hızın üstüne çıkarsa motor moment referansının alt ve üst sınırı MÖK yöntemi ile elde edilir.

Tahmin Modeli;

Stator akımı ve akısı d bileşeninin diferansiyel eşitlik yapısı;

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{i_{sd}}{\tau_c} + \frac{\psi^{ref}}{\tau_r L_m} \quad (2.21)$$

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = -\frac{\psi_{sd}}{\tau_r} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_s}{\tau_r} i_{sd} \quad (2.22)$$

Eşitlik (2.21) ve (2.22) ayrık zamanlı olarak ifade edilirse;

$$i_{sd}(i+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_c}\right) i_{sd}(i) + \frac{i_{sd}}{L_m \tau_c} \psi^{ref}(i) \quad (2.23)$$

$$\psi_{sd}(i+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_c}\right) \psi_{sd}(i) + \frac{T_s L_s}{\tau_r} \left(1 - \frac{\sigma \tau_r}{\tau_c}\right) i_{sd}(i) + \frac{\sigma T_s L_s}{L_m \tau_c} \psi^{ref}(i) \quad (2.24)$$

Stator gerilim genliği aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$v_s = \sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad (2.25)$$

Küçük sinyal modeli ise;

$$\Delta v_s = \frac{\partial \psi_{sd}}{\partial t} \Delta v_{sd} + \frac{\partial \psi_{sq}}{\partial t} \Delta v_{sq} \quad (2.26)$$

Akı zayıflatma bölgesinde çalışma başladıktan sonra v_{sd} 'nin değişimi ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Akı zayıflatma bölgesinde esas bileşen Δv_{sd} 'dir. Bu durumda Eşitlik (2.25) aşağıdaki şekilde düzenlenebilir.

$$\Delta v_s = \frac{\partial \psi_{sq}}{\partial t} \Delta v_{sq} = \frac{v_s}{\sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2}} \Delta v_{sq} \quad (2.27)$$

Ayrıca akı zayıflatma bölgesinde akım ve akının q bileşeni (i_{sd} ve ψ_{sd}) değişmez veya çok az miktarda değişir. Bu nedenle bileşenlerin küçük sinyal modelleri (Δi_{sd} ve $\Delta \psi_{sd}$) ihmal edilebilir.

Asenkron motorun yapısı gereği, motora uygulanabilecek gerilim ve sargılardan akacak akımın sınırı vardır. Gerilim sınırlaması;

$$i_{sd}^2 + \sigma^2 i_{sq}^2 \leq \left(\frac{V_{mak}}{\omega_r L_s}\right)^2 \quad (2.28)$$

Burada $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ kayıp kaçak faktörüdür. Aynı zamanda akım sınırlaması;

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq i_{mak}^2 \quad (2.29)$$

i_{mak} kullanılan evirici ve kullanılan motorun anma akımına göre belirlenecek azami akım değeridir. Motor kontrolünde stator akımı iki faz eksen takımına göre ifade edilir. d fazına ait olan i_{sd} motor akısını, q fazına ait olan i_{sq} ise momenti kontrol etmek için kullanılır.

Eşitlik (2.6), (2.7), (2.23), (2.24), (2.28) ve (2.29) kullanılarak eşitlik (2.25) tekrar düzenlenirse;

$$\begin{aligned} \Delta v_s(i+1) = & \left(1 - \frac{T_s}{\tau_c}\right) \Delta v_s(i) \\ & + \frac{v_{sq} \omega_s}{\sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2}} \left[\frac{T_s L_s}{\tau_r} \left(1 - \frac{\sigma \tau_r}{\tau_c}\right) \Delta i_{sd}(i) + \frac{\sigma T_s L_s}{L_m \tau_c} \Delta \psi^{ref}(i) \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Model Öngörülü Kontrol;

Bir sisteme ait sürekli durum yapısı;

$$x(i+1) = Ax(i) + Bu(i) \quad (2.31)$$

$$y(i) = Cx(i) \quad (2.32)$$

Burada $x(i) = [\Delta i_{sd}(i) \Delta u_s(i)]$, $y(i) = u_s(i)$ ve $u(i) = \Delta \psi_{az}^{ref}(i)$ 'dir. Eşitlik (2.31) ve (2.32)'de A, B ve C matrisleri;

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\tau_c} & 0 \\ \frac{v_{sq} \omega_s T_s L_s}{\sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \tau_r} \left(1 - \frac{\sigma \tau_r}{\tau_c}\right) & 1 - \frac{T_s}{\tau_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\tau_c} \\ \frac{v_{sq} \omega_s T_s L_s}{\sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \tau_c} \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

$$C = [0 \quad 1]$$

Eşitlik (2.32) ve (2.33)'nin tahmin işlevinde kullanılabilmesi için giriş vektörü x , çıkış vektörü y 'yi içermelidir. Buna göre Eşitlik (2.32) ve (2.33) tekrar düzenlenirse;

$$z(i+1) = Ez(i) + Fu(i) \quad (2.34)$$

$$y(i) = Mz(i) \quad (2.35)$$

Burada $z(i) = [x(i) \ y(i)]$ 'dir. Eşitlik (2.34) ve (2.35)'te E, F ve M matrisleri;

$$A = \begin{bmatrix} A & 0 \\ CA & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B \\ CB \end{bmatrix}, C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (2.36)$$

MÖK işlemi sonucunda aşağıdaki vektörler elde edilir.

$$\Delta U = [\Delta\psi_{az}^{ref}(i) \quad \Delta\psi_{az}^{ref}(i-1) \quad \cdots \quad \Delta\psi_{az}^{ref}(i+N_c-1)]^T \quad (2.37)$$

$$Y = [y(i+1) \quad y(i+1) \quad \cdots \quad y(i+N)]^T \quad (2.38)$$

Burada N_c kontrol bölgesinin, N ise tahmin bölgesinin boyutudur. Eşitlik (2.34) ve (2.35) tekrar düzenlenirse;

$$Y = \Phi Z(i) + \theta \Delta U(i) \quad (2.39)$$

Burada;

$$\Phi = \begin{bmatrix} ME \\ ME^2 \\ \vdots \\ ME^{N_c} \end{bmatrix}, \theta = \begin{bmatrix} MF & 0 & \cdots & 0 \\ MEF & MF & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ ME^{N-1}F & ME^{N-2}F & \cdots & ME^{N-N_c}F \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Akı zayıflatma bölgesinde MÖK problemini çözebilmek için sisteme ait maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$J = \min \left(\sum_{n=1}^N \|P(i) - u_s(i+n)\|_2^2 + k_p \sum_{m=1}^{N_c} \|\Delta\psi_{az}^{ref}(i+m-1)\|_2^2 \right) \quad (2.41)$$

$$J = (P - Y)^2(P - Y) + U^T K_p U \quad (2.42)$$

Burada $P = p[1 \ 1 \ \cdots \ 1]_{N \times 1}^T$ referans stator gerilim vektörü, k_p maliyet fonksiyonu katsayısı ve $K_p = k_p I_{N_c \times N_c}$ katsayı matrisidir. Eşitlik (2.42)'da verilen maliyet fonksiyonu, akı referansındaki değişime göre minimize edilirse ($\frac{\partial J}{\partial \Delta\psi^{ref}} = 0$);

$$U = (\theta^T \theta + K_p)^{-1} \theta^T (P - \Phi Z(i)) \quad (2.43)$$

Eşitlik (2.43) kullanılarak referans akı değişim miktarı elde edildikten sonra yeni referans akı değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\psi_{az}^{ref}(i+1) = \psi_{az}^{ref}(i) + \Delta\psi_{az}^{ref}(i) \quad (2.44)$$

Akı referansı elde edildikten sonra aşağıdaki kısıtlamalar hesaba katılmalıdır.

$$|\Delta\psi_{az}^{ref}(i)| \leq \Delta\psi_{mak}^{ref} \quad (2.45)$$

$$\psi_{min}^{ref} \leq \Delta\psi_{az}^{ref}(i) \leq \psi_{mak}^{ref} \quad (2.46)$$

Referans akı hesabı yapıldıktan sonra moment referansının alt ve üst sınırı belirlenmelidir. Moment referansının alt ve üst sınırı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_{az}^{refmak} = -T_{az}^{refmin} = \frac{3}{2}p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.47)$$

Akım ve akı arasındaki ilişki;

$$i_{sd}(i) = \psi^{ref}(i) \frac{(s\tau + 1)}{L_m} \quad (2.48)$$

Ayrıca;

$$i_{sd} = \sigma i_{sq} \quad (2.49)$$

Eşitlik (2.48) ve (2.49), eşitlik (2.47)'te yerine yazılırsa DMK yönteminde kullanılacak olan moment referansının alt ve üst sınırı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{az}^{refmak} = -T_{az}^{refmin} = \frac{3}{2}p \frac{(\psi^{ref})^2}{L_r \sigma} \quad (2.50)$$

2.4. Asenkron Motorun Hız Kontrol Yöntemleri

2.4.1. Oransal-İntegral Hız Kontrolü

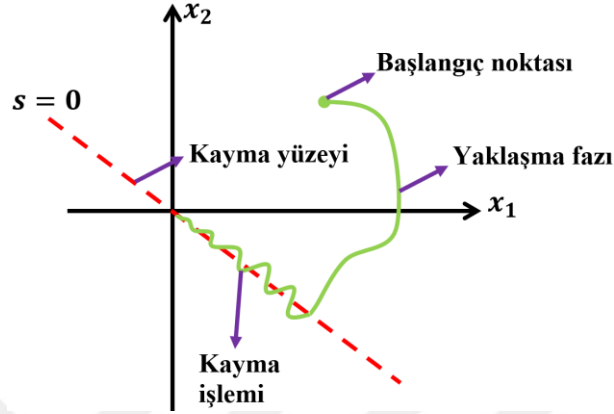
Oransal-İntegral (PI) denetleyici en basit kontrol türüdür ve basit yapısına rağmen; başarımı diğer yöntemlere göre düşüktür. PI hız kontrol yöntemi ile elde edilen moment referansı aşağıda verilmiştir.

$$T_{ref} = K_p(\omega_{ref} - \omega_r) + K_I \int (\omega_{ref} - \omega_r) dt \quad (2.51)$$

2.4.2. Geleneksel Kayan Kipli Hız Kontrolü

KKK doğrusal olmayan yapıya sahip bir kontrol türüdür. Bu nedenle asenkron motor gibi doğrusal yapıda olmayan sistemlerin kontrolünde oldukça yüksek başarı elde edilmektedir. Bu sistemin eksikliklerinden bir diğeri ise sistem parametrelerine ve dışarıdan gelen bozucu etkilere karşı duyarlılığının az olmasıdır (Aktas et al. , 2020). KKK işleminde amaç, kontrol edilen sistemin kayma yüzeyine yönlendirilerek bu yüzeyin denge noktası etrafında kalmasını sağlamaktır. Şekil 2.13'te verilen ikinci derece bir sistemin kayma yüzeyi incelendiği zaman, kayma yüzeyinde sistemin durum değişkenleri ile dinamikleri arasındaki ilişki açıkça görülmektedir. Şekil 2.13 incelendiği zaman, kontrol yapısı iki bölümden oluştuğu anlaşılmaktadır. Birinci

bölüm başlangıç noktasından kayma yüzeyine kadar olan yaklaşma fazıdır. Diğer bölüm ise sistemin denge noktasına ilerlediği kayma yüzeyidir. Bu sistemin başarılı bir şekilde çalışması için iki aşamanın gerçekleşmesi gereklidir (Aktas et al. , 2020). Bu aşamalar kayma yüzeyinin bulunması ve sistemi kayma yüzeyine yönlendirerek bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayacak kontrolörün tasarlanmasıdır.



Şekil 2.13. İkinci derece sisteme ait kayma yüzeyi

Asenkron motorun hız kontrolü için KKK tasarımında durum değişkenleri $\omega_{ref}(t)$ ve $\omega_r(t)$ ile durum dinamik denklemleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$x_1(t) = \omega_{ref}(t) - \omega_r(t) \quad (2.52)$$

$$x_2(t) = \dot{x}_1(t) \quad (2.53)$$

Belirlenen durum dinamikleri ile sisteme ait $s(t)$ kayma yüzeyi aşağıdaki gibi yazılabilir (Zhang et al. , 2020).

$$s(t) = x_2(t) + \lambda x_1(t) \quad (2.54)$$

Burada λ kayma yüzeyi katsayısıdır. Sistemin kayma yüzeyine hızlı bir şekilde erişebilmesi ve çatırtıların azalması için kayma yüzeyi aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir (Gao et al. , 1995).

$$\dot{s}(t) = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s(t)) - ks(t) \quad (2.55)$$

Burada ε anahtarlama kazancı ve k üstel bileşen katsayısıdır. ε ve k kontrolör başarımını doğrudan etkilemektedir. Bu değerlerin yeterince büyük seçilmesi durumunda kayma yüzeyine ulaşma süresi kısılacak ve böylece kontrolörün hızı artacaktır (Zhang et al. , 2020). Asenkron motor moment denkleminde göre aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\dot{\omega}_r = \frac{T_e - T_y}{j} \quad (2.56)$$

Eşitlik (2.52), (2.54), (2.55) ve (2.56) kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\dot{x}_2(t) + \lambda(\dot{\omega}_{ref}(t) - \frac{T_e - T_y}{j}) = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s(t)) - ks(t) \quad (2.57)$$

Eşitlik (2.57) kullanılarak moment referansı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_{ref} = \frac{j}{\lambda} [\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{\omega}_{ref}(t) + \varepsilon \operatorname{sgn}(s(t)) + ks(t)] + T_y \quad (2.58)$$

Sistem dinamiklerinin kararlı olabilmesi için aşağıdaki gibi verilen Lyapunov kararlılık fonksiyonu seçilmiştir.

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2(t) > 0 \quad (2.59)$$

$$\dot{V}(t) = s(t)\dot{s}(t) \leq 0 \quad (2.60)$$

Eşitlik (2.54), (2.55) ve (2.60) kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

$$\dot{V}(t) = -|s(t)|\varepsilon - ks^2(t) \leq 0 \quad (2.61)$$

Eşitlik (2.61)'de eğer $k > 0$ ve $\varepsilon > 0$ seçilirse kararlılık şartı sağlanmış olur.

2.4.3. Adaptif terminal kayan kipli hız kontrolü

KKK ile kontrol işleminin daha hızlı gerçekleşmesi için ε ve k 'nin yeterince büyük seçilmesi durumunda çatırtı problemi baş gösterecektir. Bu nedenle kontrolörün tasarımı yapılırken hem dinamik tepki hızı hem de çatırtı problemi göz önüne alınmalıdır. Bu çalışmada hem kontrolörün dinamik tepkisini hızlandırmak hem de çatırtı probleminin önüne geçmek için Eşitlik (2.55)'te verilen kayma yüzeyine ulaşma kipi yerine aşağıda verilen adaptif terminal kayma yüzeyi erişim kipi önerilmektedir.

$$\dot{s}(t) = -\varepsilon \sinh^{-1}(\beta |x_1(t)|) \operatorname{sgn}(s(t)) - k |s(t)|^\delta \quad \beta > 0, \delta > 0 \quad (2.62)$$

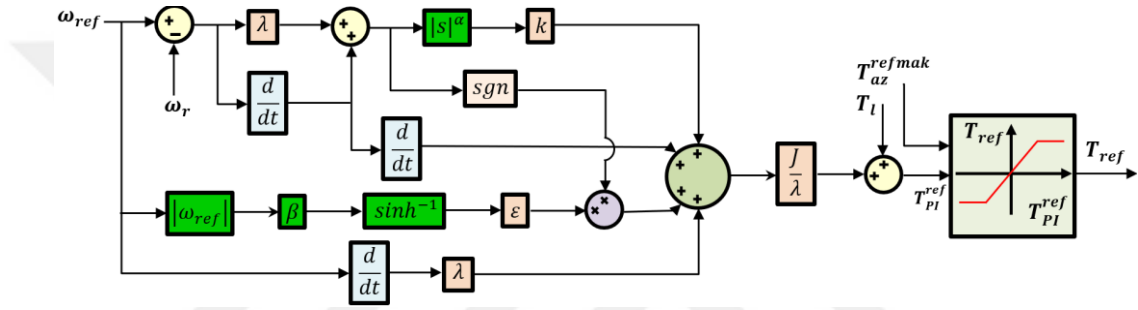
Geleneksel erişim kipinde ε ve k 'nin yeterince büyük seçilmesi kontrolörün dinamik tepkisini hızlandırmasına rağmen hem hız yeterli seviyede değildir hem de çatırtı problemi vardır. Bu nedenle Eşitlik (2.62)'de görüldüğü gibi geleneksel kayma kipinden farklı olarak iki terim eklenmiştir. Eklenen terimlerden birisi $\sinh^{-1}(\beta |x_1(t)|)$ 'dir. Ters hiperbolik sinüs fonksiyonunun değeri, tanımlanan değişkenin $(x_1(t))$ sıfıra yaklaşması ile hızlı bir şekilde sıfıra yaklaşacaktır. Bu özellik

kontrolörün hızını kontrol etmek için önemli bir üstünlük sağlar ve ayrıca çatırtıyı da azaltacaktır. Eklenen diğer terim ise ulaşma kipinin üstel terimine eklenen kuvvet terimidir. Bu üstel kuvvet ile hem kontrolörün tepki hızı arttırılmış olacak hemde çatırtıyı azaltılmış olacaktır.

Önerilen kayma erişim kipi ve Eşitlik (2.52), (2.54), (2.55) ve (2.56) kullanılarak yeni moment referansı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_{ref} = \frac{J}{\lambda} [\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{\omega}_{ref}(t) + \varepsilon \sinh^{-1}(\beta |x_1(t)|) \operatorname{sgn}(s(t)) + k |s(t)|^\delta] + T_y \quad (2.63)$$

Yukarıda verilen eşitlikler ve açıklamalar dikkate alındığında, önerilen adaptif KKK blok şeması Şekil 2.14'te verilmiştir.



Şekil 2.14. Önerilen ATKKK blok şeması

2.5. Hibrit Enerji Depolama Sistemi

Elektrikli araçların en önemli bölümlerinden birisi enerji depolama birimidir. Bu birim tek bir bataryadan oluşabileceği gibi farklı depolama ve enerji kaynakları ile hibrit enerji sisteminden de oluşabilir. Bu çalışmada Li-ion batarya ve süper kapasitörden oluşan HEDS kullanılmıştır.

2.5.1. Li-ion Bataryalar

Bu çalışmada batarya olarak Li-ion kullanılmıştır. Li-ion bataryalar temel enerji kaynağı olarak işlev görür. İhtiyaç duyulan enerjinin büyük bir kısmı Li-ion bataryalardan sağlanmaktadır. Bataryalar bir aracın menzilini belirleyen en önemli unsurdur. Bu tezde de kullanılan Li-ion bataryalar yüksek enerji yoğunluğu, uzun yaşam süresi ve düşük deşarj oranına sahiptir (Ahi et al. , 2010; Kim et al. , 2018; Liu et al. , 2019; Eichi et al. , 2013). Li-ion bataryanın şarj ve deşarj durumuna ait matematiksel eşitlikleri aşağıda verilmiştir (Saw et al. , 2014; Tremblay and Dessaint, 2009).

Batarya şarj olurken;

$$E_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + Ae^{-Bit} \quad (2.64)$$

Batarya deşarj olurken;

$$E_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{0.1Q + it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + Ae^{-Bit} \quad (2.65)$$

Yukarıdaki eşitliklerde, E_{bat} bataryanın gerilimini, E_0 sabit batarya gerilimini, K polarizasyon direncini, i^* filtrelenmiş akımı, i batarya akımını, it ayrıştırılmış kapasiteyi, Q azami batarya kapasitesini, A değişken gerilimi ve B değişken kapasiteyi göstermektedir.

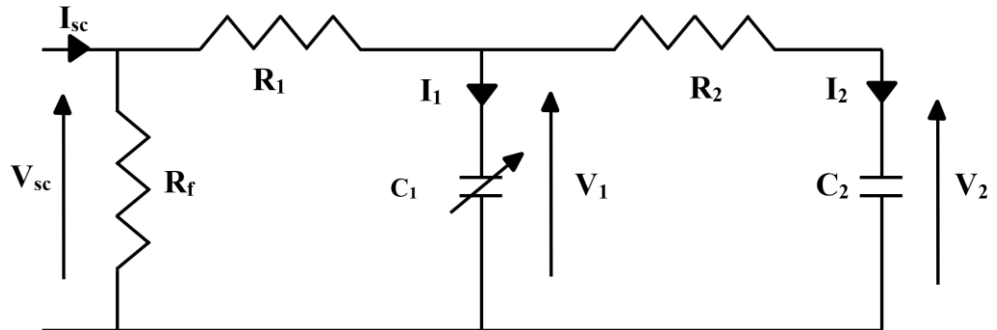
2.5.2. Süper Kapasitörler

Süper kapasitörler özellikle ivmelenme anlarında ortaya çıkan anlık yüksek güç ihtiyacını karşılayarak bataryayı aşırı akımlara karşı korur. Böylece aşırı akımlarla zorlanmayan bataryanın yaşam ömrü de uzamaktadır. Ayrıca süper kapasitör kullanımı ile aynı güç enerji değeri için bataryanın ağırlığında önemli bir azalma sağlanmaktadır.

Süper kapasitöre ait iki dallı eşdeğer devre Şekil 2.15'te verilmiştir (Khaligh and Li, 2010; Zubietta and Bonert, 2000). Bu dallardan birincisi enerjinin hızlı bir şekilde depo edildiği esas dal, ikincisi ise enerjinin yavaş depo edildiği daldır. R_f direnci ise kaçak akımları temsilen konulmuştur (Belhachemi et al. , 2000; Lahyani et al. , 2012). Kaçak akımların ihmal edilmesi ile süper kapasitörün eşdeğer devresi aşağıdaki eşitlikle temsil edilebilir.

$$U_{sc} = N_{sc} V_{sc} = N_{ssc} (V_1 + R_1 \frac{I_{sc}}{N_{psc}}) \quad (2.66)$$

Verilen eşitlikte U_{sc} ve I_{sc} kapasitör paketinin gerilim ve akımını, V_{sc} süper kapasitörün gerilimini, N_{ssc} ve N_{psc} seri ve paralel kapasitör sayısını temsil etmektedir.



Şekil 2.15. Süper kapasitör eşdeğer devresi

2.6. Enerji Yönetim Sistemi

Bu çalışmada enerji kaynağı olarak Li-ion batarya ve süper kapasitör kullanılmıştır. Burada batarya temel enerji kaynağı olarak tasarlanmıştır. Trafik ve yol durumuna göre aracın ihtiyaç duyduğu enerji anlık olarak bataryanın azami gücünden fazla olabilmektedir ve bu durum hem bataryadaki enerjinin daha hızlı tükenmesine hem de aşırı akım yüzünden bataryaya zarar vererek batarya ömrünün azalmasına neden olmaktadır. Bu durumun önüne geçmek için süper kapasitör kullanılmıştır. Birden fazla enerji kaynağının olması bu kaynakların yönetilmesini (Enerji Yönetim Sistemi (EYS)) zorunlu kılmaktadır. Çünkü mevcut enerji yoğunluğu ve kapasitesinin sınırlı olması depo edilen enerjiyi azami verimle kullanmayı gerektirmektedir. EYS, hem aracın talep ettiği gücü hem de batarya ve süper kapasitör şarj durumunu (SOC) değerlendirerek, talep edilen gücün hangi kaynaktan ne oranda karşılanacağına karar verir. Bu şekilde araçta depo edilen enerji ile gidilebilecek azami mesafenin alınması hedeflenmektedir.

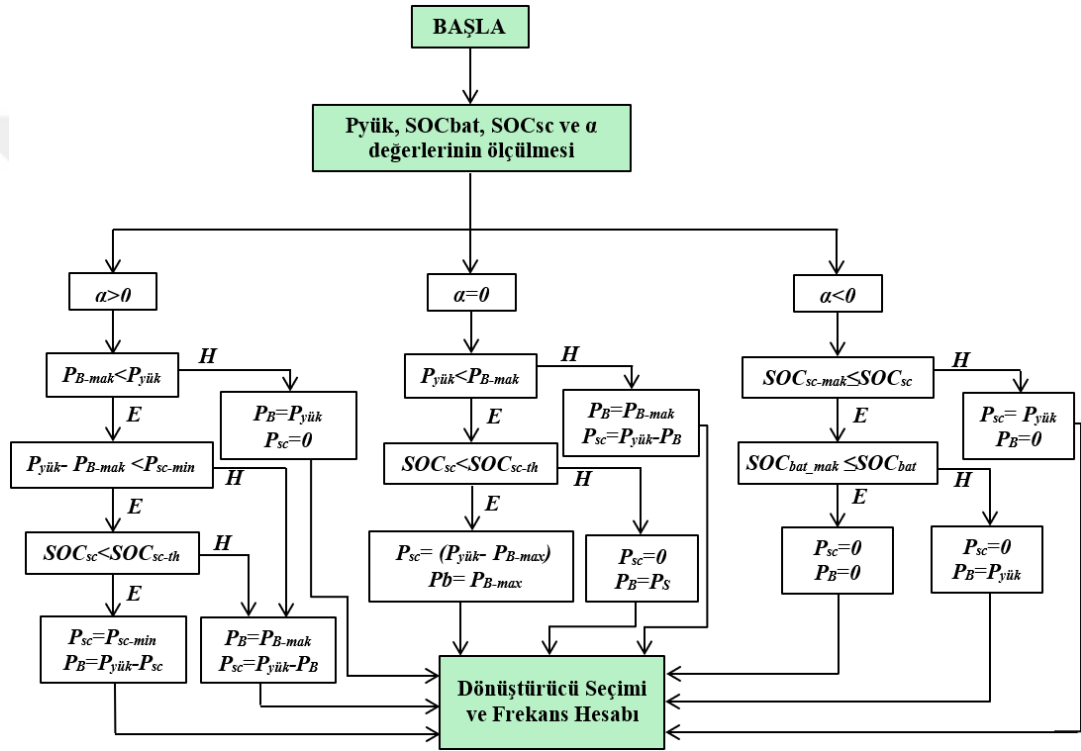
Literatürde Li-ion batarya ve buna destek olmak için kullanılan fazladan bir kaynaktan oluşan sistemler için birçok çalışma yapılmıştır. Bu tezde, yapılan çalışmalar değerlendirilerek ve geliştirilerek batarya-süper kapasitörden oluşan bir HEDS tasarlanmıştır. Ayrıca literatürde kullanılan kural tabanlı, BM tabanlı vb. EYS yöntemleri yerine MÖK tabanlı EYS geliştirilmiştir. Geliştirilen MÖK tabanlı EYS yönteminin başarımını ölçmek için kural tabanlı ve BM tabanlı EYS yöntemleri oluşturulmuştur.

2.6.1. Kural Tabanlı Enerji Yönetim Sistemi

Kural tabanlı EYS blok şeması Şekil 2.16'da görülmektedir. Şemadan görüldüğü gibi enerji kaynaklarının yönetimi mevcut enerji-güç seviyeleri ve aracın hızlanma durumuna bağlı kesin kurallarla gerçekleştirilmiştir.

Şekil 2.16'da $P_{yük}$ enerji sisteminden alınacak gücü, P_B bataryadan çekilecek gücü, P_{B-mak} bataryadan çekilebilecek azami gücü, P_{sc} süper kapasitörden çekilecek gücü, η_{sc} süper kapasitörün verimini, P_{sc-min} süper kapasitörden çekilebilecek asgari gücü, SOC_B batarya şarj durumunu, SOC_{sc} süper kapasitör şarj durumunu ve α aracın ivmesini temsil etmektedir. EYS algoritmasında öncelikle güç batarya ve süper kapasitörden karşılanmaktadır. Yüğü beslemede batarya ve süper kapasitörün oranına karar verilirken bunların SOC değeri ve aracın ivmesi göz önünde bulundurulur. Eğer araç hızlanma ya da sabit hız durumunda ise, batarya, bataryanın azami güç değerine

kadar yükü beslemektedir. Eğer talep edilen güç bataryanın azami güç değerinden fazla ise süper kapasitör ek enerji sağlamaktadır. Böylece batarya nominal güç değerlerinin üzerinde çalıştırılmamış olur. Eğer $P_{yük}$, P_{B-mak} değerinden az ise batarya yükü tek başına besleyebilmektedir. Ayrıca yük tarafından talep edilen gücün bataryanın azami gücünden az olması durumunda, eğer süper kapasitör tam dolu değil ise süper kapasitör şarj edilmektedir (batarya hem yükü hem de süper kapasitörü besler). Aracın yavaşlama durumunda ise batarya ve süper kapasitörden herhangi bir güç çıkışı olmamakta, elde edilen fren geri kazanımlı güç, güncel SOC değerine göre batarya ve süper kapasitörün şarj edilmesinde kullanılmaktadır.



Şekil 2.16. Kural tabanlı EYS blok şeması

2.6.2. Bulanık Mantık Kontrol

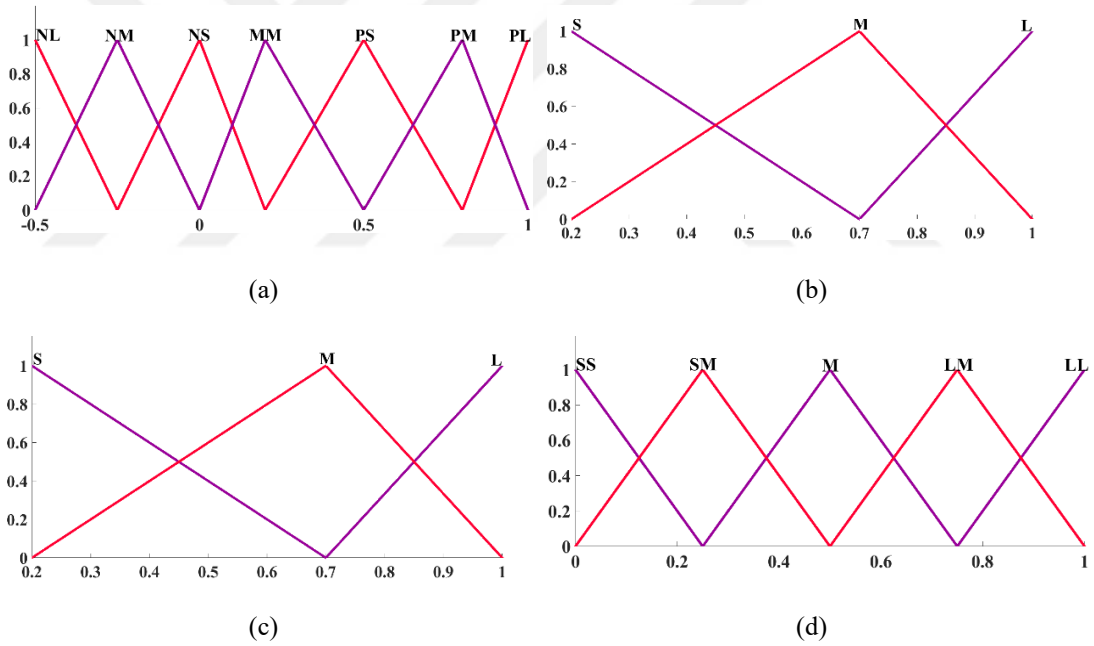
Bu çalışmada kullanılan diğer EYS bulanık mantık (BM) kontrolördür. BM tabanlı EYS'nin bulanık kuralları Tablo 2.4'te, üyelik fonksiyonları ise Şekil 2.17'de görülmektedir. BM tabanlı EYS'de kurallar ve kurallar arası geçişler kural tabanlı EYS'de olduğu gibi kesinlik içermez ve daha esnektir.

Önerilen BM tabanlı EYS'nin bulanık kuralları Tablo 2.4'te, giriş ve çıkış parametrelerinin üyelik fonksiyonları Şekil 2.17'de verilmiştir. BM tabanlı EYS'nin girişi olarak enerji depolama sisteminden çekilecek toplam güç (P_s), batarya ve süper kapasitörün şarj durumu (SOC_B ve SOC_{sc}) çıkış olarak batarya ve süper kapasitörün

yüklenme oranı (β) belirlenmiştir. P_s ise kural tabanlı EYS de olduğu gibi hesaplanmaktadır.

Tablo 2.4. BM tabanlı EYS'nin bulanık kural tablosu

SOC _{bat}		S			M			L		
SOC _{sc}	P _s	S	M	L	S	M	L	S	M	L
		S	M	L	S	M	L	S	M	L
NL		SS	SS	SS	SS	SS	SS	SS	SS	SS
NM		SS	SS	SS	SS	SS	SS	SS	SM	SS
NS		SS	SS	SS	SS	SM	SS	SM	SM	SM
M		SM	SM	LL	SM	LL	LL	LL	LL	LL
PS		LL	SM	SS	LL	M	LM	LL	LL	LL
PM		LL	M	SS	LL	LM	LM	LL	LL	LL
PL		LL	M	SM	LL	LL	LM	LL	LL	LM



Şekil 2.17. BM üyelik fonksiyonları a) P_s b) SOC_B c) SOC_{sc} d) β

2.6.3. Model Öngörülü Kontrol

Bu çalışmada EYS olarak kullanılan son yöntem model öngörülü kontroldür (MÖK). Bu yöntemin temel prensibi sistemin davranış modelini kullanarak gelecek durumların öngörülmesidir. Bu nedenle öncelikle sistem davranışının öngörülmesinde kullanılacak modelin geliştirilmesi gerekmektedir.

Sistem modeli oluşturulurken batarya ve süper kapasitör enerji depolama birimi olarak modellenmiştir. Belirtilen kaynakların gelecek zaman enerji durumu tahmini için aşağıdaki eşitlikler kullanılabilir.

$$Soc_{bat}(t) = -\frac{1}{E_{bat}^{max}} \int P_{bat}(t) dt \quad (2.67)$$

$$Soc_{sc}(t) = -\frac{1}{E_{sc}^{max}} \int P_{sc}(t) dt \quad (2.68)$$

Verilen eşitliklerde E_{bat}^{max} ve E_{sc}^{max} sırasıyla batarya ve süper kapasitörün azami enerji değerini ifade etmektedir. Sistemin sürekli durum modelini oluşturmak için Eşitlik (2.67) ve (2.68) aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\frac{dSoc_{bat}(t)}{dt} = -\frac{1}{E_{bat}^{mak}} P_{bat}(t) \quad (2.69)$$

$$\frac{dSoc_{sc}(t)}{dt} = -\frac{1}{E_{sc}^{mak}} P_{sc}(t) \quad (2.70)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)u(t) + B(t)w(t) \quad (2.71)$$

Sistemi sadeleştirebilmek ve Eşitlik (2.71)'de verilen sürekli durum yapısına dönüştürebilmek için süper kapasitörün güç değeri ($P_{sc}(t)$) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$P_{sc}(t) = P_{yük}(t) - P_{bat}(t) \quad (2.72)$$

Sistem ayrık hale getirildikten sonra Eşitlik (2.71) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$x(n+1) = Ix(n) + A(n)u(n) + B(n)w(n) \quad (2.73)$$

Eşitlik (2.73)'de x durum vektörünü, u giriş vektörünü, w bozucu vektörü, A ve B ise giriş ve bozucu etki matrislerini temsil etmektedir. MÖK tabanlı EYS algoritması içinde batarya gücü optimize edileceği için bu değişkenin de durum değişkeni olarak tanımlanması gerekir. Modellenen sitemi Eşitlik (2.73)'de verilen yapıya dönüştürmek için gerekli olan sistemin ayrık zamanlı modelinin son hali aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} Soc_{bat} \\ Soc_{sc} \\ P_{bat} \end{bmatrix}^{n+1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Soc_{bat} \\ Soc_{sc} \\ P_{bat} \end{bmatrix}^n + \begin{bmatrix} -\frac{T}{E_{bat}^{mak}} \\ T \\ \frac{T}{E_{sc}^{mak}} \\ 1 \end{bmatrix}^n P_{bat}(k) \\
&+ \begin{bmatrix} 0 \\ T \\ -\frac{T}{E_{sc}^{mak}} \\ 0 \end{bmatrix}^n P_{load}(k)
\end{aligned} \tag{2.74}$$

Enerji sistemi ayrık zamanlı olarak modellendikten sonra, mevcut olan batarya ve süper kapasitördeki enerjinin en uygun düzeyde kullanımını mümkün kılacak MÖK tabanlı EYS algoritmasının oluşturulması gerekmektedir. Bu amaçla, yukarıda elde edilen sistem modeline dayanarak, gelecek zamandaki N adet referans değeri tahmin edilmelidir. Tahmin bölgesini tanımlayacak olan problem durum değişkenlerini içerecek şekilde, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
J = \min \sum_{n=0}^N & (k_1^n P_{bat}^2(n) + k_2^n (P_{bat}(n) - P_{bat}(n+1))^2 \\
& + k_3^n (soc_{bat}(n) - soc_{bat}^{ref})^2 + k_4^n (soc_{sc}(n) - soc_{sc}^{ref})^2)
\end{aligned} \tag{2.75}$$

Koşullar;

$$x(n+1) = Ix(n+1) + A(n)u(n) + B(n)w(n)$$

$$\begin{aligned}
soc_{bat}^{min} &\leq soc_{bat}(n) \leq soc_{bat}^{mak} \\
soc_{sc}^{min} &\leq soc_{sc}(n) \leq soc_{sc}^{mak} \\
P_{bat}^{min} &\leq P_{bat}(n) \leq P_{bat}^{mak}
\end{aligned} \tag{2.76}$$

Yukarıda verilen amaç fonksiyonunda k_1 , k_2 , k_3 ve k_4 batarya gücü ve enerji seviyelerinin maliyet ağırlıkları, soc_{bat}^{mak} ve soc_{bat}^{min} batarya enerji seviyesinin azami ve asgari değerleri, soc_{sc}^{mak} ve soc_{sc}^{min} süper kapasitör enerji seviyesinin azami ve asgari değerleri, P_{bat}^{mak} ve P_{bat}^{min} bataryanın alt ve üst sınırlarıdır. Amaç fonksiyonu sınırlı tahmin bölgesi için minimize edildiği zaman, batarya gücünün referans değeri elde edilir. Elde edilen referans değer tahmin bölgesi sonuna kadar kullanılarak enerji yönetimi gerçekleştirilir. Verilen amaç fonksiyonunun en uygun hale getirilmesi için, problem kuadratik programlama formunda düzenlenebilir (Wang, 2009).

$$J = \frac{1}{2} z^T E z + F z \quad (2.77)$$

Dikkat edilmesi gerekli olan koşullar;

$$M z = \gamma \quad (2.78)$$

$$z^{min} \leq z \leq z^{mak}$$

Elde edilen kuadratik yapıda z durum değişkenleri (x) ve kontrol değişkeninin (u) düzenlenmiş halidir ($z = [u_0 x_1 u_1 x_2 \dots u_{N-1} x_N]^T$). Kuadratik problemin yapısı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$E = \begin{bmatrix} P_0 & & & & & \\ & Q_1 & S_1 & & & \\ & S_1^T & P_1 & & & \\ & & & \ddots & & \\ & & & & Q_{N-1} & S_{N-1} \\ & & & & S_{N-1}^T & P_{N-1} \\ & & & & & & Q_N \end{bmatrix}$$

$$P_n = k_1^n + k_2^n$$

$$S_k = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_2^k \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} k_3^n & 0 & 0 \\ 0 & k_4^n & 0 \\ 0 & 0 & k_2^n \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

$$F = -E * z_{ref}$$

$$M = \begin{bmatrix} A(0)T(0) & I & & & \\ & -I & A(1)T(1) & I & \\ & & & \ddots & \\ & & & & -I & A(N-1)T(N-1) & I \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \begin{bmatrix} B(0)w(0) + x(0) \\ B(1)w(1) \\ \vdots \\ B(N-1)w(N-1) \end{bmatrix}$$

Bu çalışmada kuadratik problemin çözümünde çarpanların değişken yönler yöntemi (ÇDYY) kullanılmıştır (Stellato et al. , 2020). ÇDYY ile verilen koşullar kuadratik probleme aşağıdaki gibi dahil edilebilir.

$$\min \frac{1}{2} \hat{z}^T E \hat{z} + F \hat{z} + \Gamma_{Mz=\gamma}(\hat{z}, \hat{\gamma}) + \Gamma_C(\gamma) \quad (2.80)$$

Dikkat edilmesi gerekli olan koşul;

$$(\hat{z}, \hat{\gamma}) = (z, \gamma) \quad (2.81)$$

Burada $\Gamma_{Mz=\gamma}$ ve Γ_C indikatör fonksiyonudur. ÇDYY ile kuadratik programlama fonksiyonunun çözümü aşağıdaki aşamalardan oluşmaktadır.

$$\begin{aligned} (\hat{z}^{n+1}, \hat{\gamma}^{n+1}) \leftarrow \min & \frac{1}{2} \hat{z}^T E \hat{z} + F \hat{z} + \frac{\sigma}{2} \|\hat{z} - z^n + \sigma^{-1} w^n\|_2^2 \\ & + \frac{\rho}{2} \|\hat{\gamma} - \gamma^n + \rho^{-1} y^n\|_2^2 \end{aligned} \quad (2.82)$$

$$z^{n+1} \leftarrow \alpha \hat{z}^{n+1} + (1 - \alpha) z^n + \sigma^{-1} w^n \quad (2.83)$$

$$\gamma^{n+1} \leftarrow \Pi(\alpha \hat{\gamma}^{n+1} + (1 - \alpha) \gamma^n + \rho^{-1} y^n) \quad (2.84)$$

$$w^{k+1} \leftarrow w^k + \sigma(\alpha \hat{z}^{n+1} + (1 - \alpha) z^n - z^{n+1}) \quad (2.85)$$

$$y^{n+1} \leftarrow y^n + \rho(\alpha \hat{\gamma}^{n+1} + (1 - \alpha) \gamma^n - \gamma^{n+1}) \quad (2.86)$$

Burada $\sigma > 0, \rho > 0$ koşulu için yukarıdaki eşitlik takımını hesaplamak için amaç fonksiyonunun kuadratik kısmından yararlanılabilir (Ghadimi et al. , 2014). Gevşeme parametresi $\alpha \in (0, 2)$ ve $\Pi(z^{min}, z^{mak})$ kümesi üzerine euclidean yansıtma işlemidir ve euclidean yansıtma aşağıdaki gibi yazılabilir (Banjac et al. , 2017).

$$\Pi(z) = \max(\min(z, z^{mak}), z^{min}) \quad (2.87)$$

Eşitlik (2.82)'nin çözümü eşitlik koşullu kuadratik problemin çözümünü içermektedir (Stellato et al. , 2020).

$$\min \frac{1}{2} \hat{z}^T E \hat{z} + F \hat{z} + \frac{\sigma}{2} \|\hat{z} - z^n + \sigma^{-1} w^n\|_2^2 + \frac{\rho}{2} \|\hat{\gamma} - \gamma^n + \rho^{-1} y^n\|_2^2 \quad (2.88)$$

Dikkat edilmesi gerekli olan koşul;

$$(\hat{z}, \hat{\gamma}) = (z, \gamma) \quad (2.89)$$

Verilen problem için en uygun şartları;

$$\begin{aligned} E \hat{z}^{n+1} + F + \sigma(\hat{z}^{n+1} - z^n) + M^T v^{n+1} &= 0 \\ \rho(\hat{\gamma}^{n+1} - \gamma^n) + y^n - v^{n+1} &= 0 \end{aligned} \quad (2.90)$$

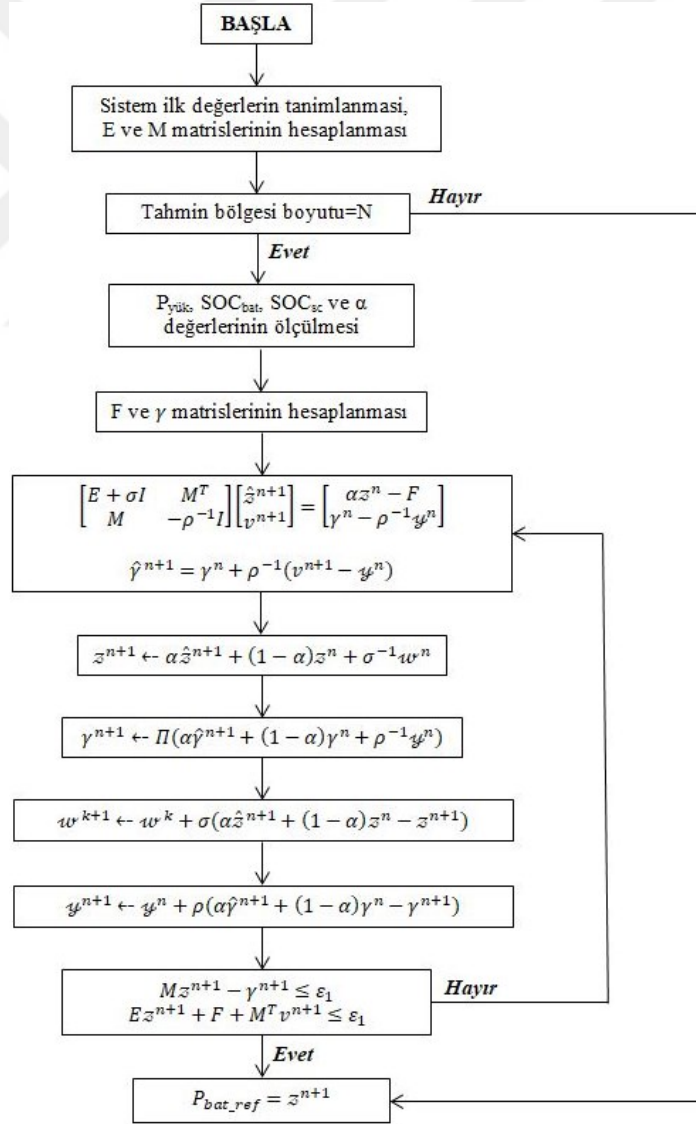
$$M \hat{z}^{n+1} - \hat{\gamma}^{n+1} = 0$$

şeklinde yazılabilir. Burada v Lagrange çarpanıdır. Sonuç olarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\begin{bmatrix} E + \sigma I & M^T \\ M & -\rho^{-1}I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{z}^{n+1} \\ v^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha z^n - F \\ \gamma^n - \rho^{-1}y^n \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

$$\hat{\gamma}^{n+1} = \gamma^n + \rho^{-1}(v^{n+1} - y^n) \quad (2.92)$$

Kuadratik problem için verilen çözüm işlemi yakınsama olana kadar ya da azami iterasyon sayısına ulaşana kadar tekrar edilir. İşlem sonucunda batarya gücü için referans değeri elde edilir. Batarya gücünün referans değeri tahmin bölgesi sonuna kadar kullanılır. Tahmin bölgesi sonunda, yeni bir referans değer elde etmek için kuadratik problem çözümü tekrarlanır. Sonuç olarak, uygulanan MÖK algoritması Şekil 2.18'deki gibi özetlenebilir.



Şekil 2.18. MÖK tabanlı EYS akış diyagramı

3. UYGULAMALAR

Bu tez çalışmasında bir elektrikli aracın tahrik sistemi olan asenkron motor ile sürücü devresini besleyen elektrik enerjisi kaynağı incelenmiştir. Bu amaçla öncelikle asenkron motor için üç fazlı evirici devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorun kontrolü için kullanılan eviriciye uygulanacak PWM işaretleri TMS320F28379D MCU kullanılarak DMK yöntemi ile belirlenmiştir. Elektrikli aracın ihtiyaç duyduğu elektrik enerjisi için Li-ion batarya ve süper kapasitör kullanılarak HEDS oluşturulmuştur. Hibrit enerji biriminde kaynaklar arası güç kontrolü ise yine bir diğer TMS320F28379D MCU kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

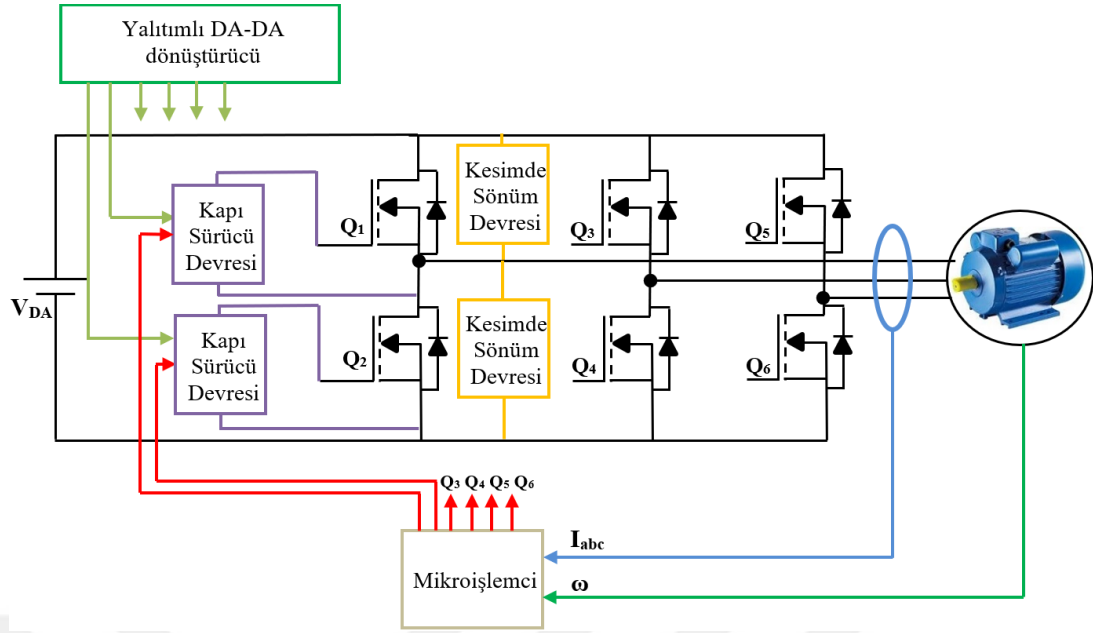
3.1. Üç Fazlı Evirici Devresi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Üç fazlı evirici, girişten aldığı DA gerilimini, aralarında 120° faz farklı üç faz AA gerilime dönüştüren yapıdır. Üç fazlı eviricinin genel yapısı ve yapısında bulunan alt birim devreleri Şekil 3.1’de verilmiştir. Bu şekilde Q_1 ve Q_2 MOSFET’lerine ait devre ve bağlantıların benzerleri Q_3 , Q_4 , Q_5 ve Q_6 MOSFET’leri için de geçerlidir. Şekil 3.1’e göre asenkron motor sürücü devresi aşağıdaki bölümlerden oluşmaktadır.

- Evirici
- Kontrol birimi (MCU)
- Yarı iletken anahtar kapı sürme devresi
- Kesimde sönmüleme devresi
- Akım okuma devresi
- Hız okuma birimi (enkoder)

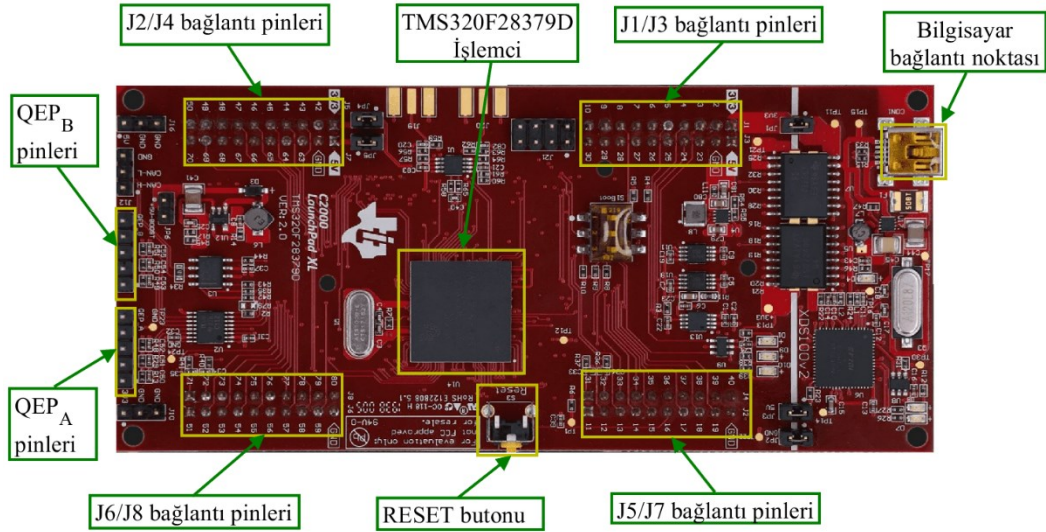
3.1.1. Kontrol Birimi

Asenkron motorun yükteki değişimlere hızlı ve doğru bir şekilde cevap verebilmesi için, eviricide bulunan yarı iletken elemanların doğru bir şekilde anahtarlanması gerekmektedir. Doğru anahtarlama için asenkron motorun hızı ve üç faz akımı sürekli olarak sensörler aracılığı ile ölçülüp kontrol birimine (MCU) aktarılması gerekmektedir. MCU sensörlerden elde edilen verilere göre uygun anahtarlama vektörlerini üretir ve eviricinin kapı sürme devrelerine iletir. Kapı sürme entegresi, MCU ile güç devresi arasında yalıtımı sağlayarak MCU’dan aldığı anahtarlama vektörüne göre eviricideki yarı iletken anahtar sürme işlemini gerçekleştirir.



Şekil 3.1. Üç fazlı evirici devresinin genel yapısı ve bağlı devreler

Bu çalışmada evirici devresini kontrol etmek için Texas Instrument firmasına ait TMS320F28379D çift çekirdekli MCU kullanılmaktadır ve bu MCU'nun genel görünümü Şekil 3.2'de, temel özellikleri Tablo 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.2. TMS320F28379D MCU genel görünüm

Tablo 3.1. TMS320F28379D MCU'nun temel özellikleri

2 adet 32 bit CPU
200 MHz CPU hızı
Matematiksel işlem birimi
Karmaşık işlem birimi
6 adet DMA (Direct Memory Access)
2 adet programlanabilir CLA (Control Law Accelerators)
1 MB flash
204 KB RAM

Tablo 3.1. Devam

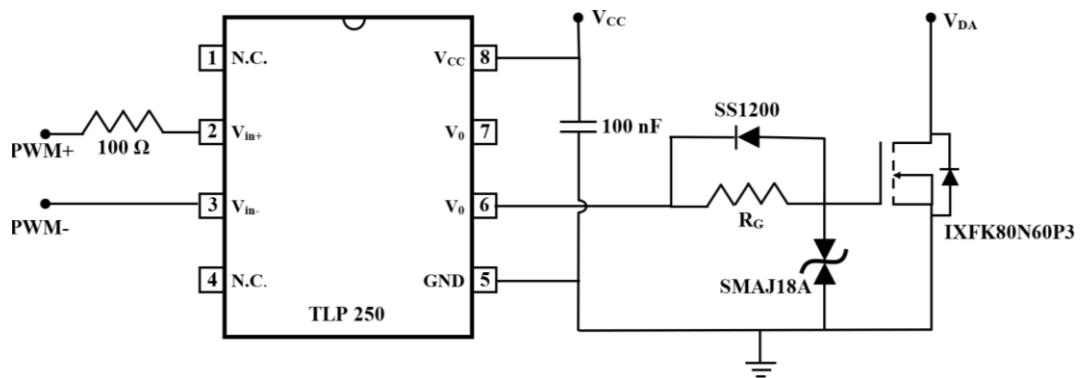
169 adet programlanabilir giriş-çıkış pini
16 bit ve 12 bit analog-dijital dönüştürücü
24 adet PWM çıkışı
16 yüksek çözünürlüklü PWM çıkışı
6 adet eCAP (Enhanced Capture)
3 adet eQEP (Enhanced Quadrature Encoder Pulse)

3.1.2. Kapı Sürme Devresi

Evirici içinde bulunan yarı iletken anahtarların ilettime girebilmesi için anahtarın kapı ucuna yeterli seviyede (akım veya gerilim) sinyal uygulanmalıdır. MCU çıkışından alınan işaretin doğrudan anahtar kapısına uygulaması iki önemli problemi meydana getirir;

- Yarı iletken anahtarlarda oluşacak arızaların MCU'ya yansması
- MCU çıkışının (akım ve gerilim seviyesi) anahtarı ilettime geçirebilmek için yeterli düzeyde olmaması

Yukarıda verilen iki sorunu çözebilmek için anahtarlar ile MCU arasında kapı sürme devreleri kullanılmaktadır. Bu devreler içinde kullanılan kapı sürme entegreleri yapısında barındırdığı LED-fotodiyot/fototransistör sayesinde iki birim arasındaki yalıtımı sağlamaktadır. Ayrıca MCU'dan gelen düşük seviyeli sinyali daha yüksek seviyeye çıkararak anahtarın sorunsuz çalışmasını sağlarlar. Bu çalışmada kullanılan kapı sürme devresi Şekil 3.3'te verilmiştir. Evirici içinde 6 adet yarı iletken anahtar olduğu için Şekil 3.3'te verilen devreden 6 adet kullanılmıştır.



Şekil 3.3. MOSFET için kapı sürme devresi

Şekil 3.3'te görüldüğü gibi eviricide yarı iletken anahtar olarak IXFK80N60P3 kodlu MOSFET, kapı sürme entegresi olarak da Toshiba firmasına ait TLP250 entegresi kullanılmıştır. Kullanılan MOSFET'de kapı-kaynak arası ters gerilimin 18 V değerini aşmasını önlemek için gerilim sınırlayıcı olarak SMAJ18CA kullanılmıştır.

Bu şekilde anahtarlar yüksek seviyede iletimde tutularak anahtar sıcaklıklarının yüksek değerlere çıkmasının önüne geçilmiştir.

Anahtarlama sırasında oluşabilecek gürültü vb. problemler çalışma başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Oluşabilecek gürültülerin önüne geçebilmek için MOSFET'in kapı girişine R_G direnci bağlanmıştır. R_G direnci eğer fazla düşük değerli seçilirse MOSFET'in erken iletime girmesi, yüksek değerli seçilirse geç iletime girmesi sorunu oluşur. Bu nedenle uygun değerli R_G direnci kullanılmalıdır. Kapı sürme entegresi çıkışının sönümlü işaret üretebilmesi için kalite faktörü Q yaklaşık 1 alınır R_g direnci aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$R_g = \frac{\omega L_s}{Q} \quad (3.1)$$

L_s değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$L_s = \frac{1}{C_{ISS}(2\pi f_r)^2} \quad (3.2)$$

Yukarıdaki eşitliklerde C_{ISS} kullanılan MOSFET'in giriş kapasitesi, f_r ise osilasyon frekansıdır. Kullanılan MOSFET'in veri sayfasından C_{ISS} 13,1 nF olarak verilmiştir. f_r osilasyon frekansı ise 3,57 MHz alınmıştır ve L_s değeri 0,1517 μ H, R_g değeri ise 3,4 Ω olarak elde edilmiştir.

$$R_G = R_g - R_{hi/lo} - R_{gi} \quad (3.3)$$

Verilen eşitlikte, kullanılan kapı sürücü entegresi çıkış direnci değeri $R_{hi/lo}$, TLP250'nin veri sayfasında 1,3 Ω , MOSFET'in giriş direnci R_{gi} ise IXFK80N60P3'ün veri sayfasında 1 Ω olarak verilmiştir. Eşitlik (3.3) kullanılarak R_G direnci 1,1 Ω olarak hesaplanmıştır.

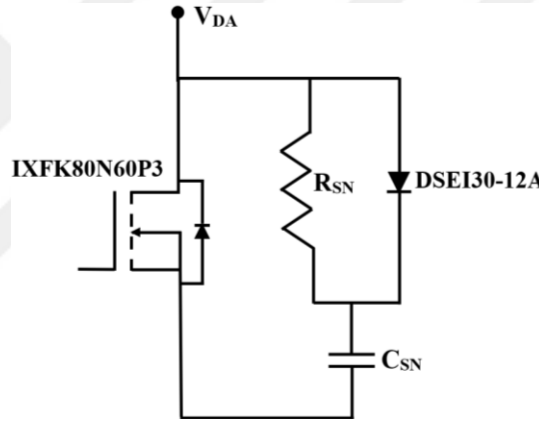
Güç yarı iletkenlerinin çalışmasındaki önemli durumlardan biri anahtar kesime giderken iç kapasitesinde biriken enerjiyi boşaltmaları gerektiğidir. Bu amaçla R_G direncine paralel SS1200 yüksek hızlı diyotu bağlanmıştır. Bu şekilde anahtar kesime gittiği zaman MOSFET'in kapı kapasitöründe biriken enerji SS1200 diyotu üzerinden (R_G direnci ile karşılaşmadan) hızlı bir şekilde boşalır.

Evirici kontrolünde kullanılan TMS320F28379D MCU'dan gelen lojik 1 değeri 3,3 V'tur. TLP250 entegresinin girişi 1,3 V 20 mA değerlerine sahip olduğu için MCU

ile TLP250 arasına, TLP 250 entegresinin girişinde sürekli 1,3 V olmasını sağlayan 100 Ω direnç bağlanmıştır.

3.1.3. Kesimde Sönümleme Devresi

Yüksek güçlü devrelerde yarı iletkenler yardımı ile anahtarlama yaparken yaşanan önemli sorunlardan birisi de anahtarın iletme veya kesime geçiş sürecinde akım ve gerilimin anlık değişim miktarının ($\frac{dV}{dt}$ ve $\frac{di}{dt}$) çok yüksek olmasıdır. Bu yüksek değişimlerin devre elemanlarına zarar vermesini önlemek için sönümleme devreleri kullanılır. Bu amaçla oluşturulmuş kesimde sönümleme devresi Şekil 3.4'te görülmektedir. Evirici çıkışında bulunan asenkron motorun faz sargıları iletme geçiş anında yaşanacak yüksek $\frac{di}{dt}$ oranını sınırlandıracağı için iletimde sönümleme devresine ihtiyaç olmamıştır.



Şekil 3.4. Kesimde sönümleme devresi

Şekil 3.4'te verilen devrede $\frac{dV}{dt}$ oranı çok yüksek olduğu zaman (yüksek frekanslarda), C_{SN} kondansatörü $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$ reaktans hesabına göre MOSFET uçlarında yüksek empedans oluşturur ve gerilimde sıçramanın önüne geçilmiş olur. DSEI130-12A diyotu kondansatörün hızlı bir şekilde dolup anahtar uçlarını açık devre gerilimine sabitlemek için kullanılır. Kullanılan R_{SN} direnci kondansatörün boşalma durumundaki akımını sınırlar. Kesimde sönümleme için devre elemanı seçiminde yüksek gerilim ve frekanslarda çalışma durumları göz önünde bulundurularak seçim yapılmalıdır.

Bu çalışmada kullanılan evirici ve asenkron motor parametreleri hesaba katıldığı zaman, MOSFET üzerinden akacak akımın en yüksek değerinin 10 A olduğu varsayılabilir. Kullanılan MOSFET'in veri sayfası incelendiğinde toplam kapı yükü

Q_G 190 nC, nominal kapı gerilimi 10V, iç kapı direnci 1 Ω 'dur. Daha önce harici kapı direnci 1,1 Ω olarak hesaplanmıştır. Bu durumda kapı akımı;

$$i_G = \frac{V_g}{R_G + R_g} = \frac{10}{1 + 1.1} = 4.76 \text{ A} \quad (3.4)$$

Toplam kapanma süresi;

$$t_k = \frac{Q_G}{i_G} = 40 \text{ ns} \quad (3.5)$$

Kullanılan MOSFET'in veri sayfası incelendiği zaman toplam kapanma süresinin yeterli olduğu görülür. Bu durumda sönümle devresi kondansatör değeri;

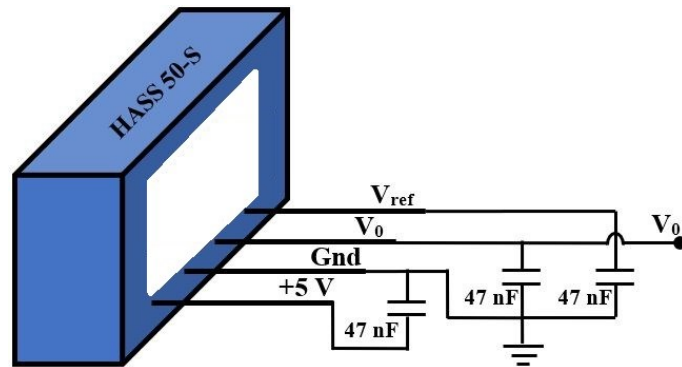
$$C_{sn} = \frac{It_k}{2V_{mak}} = \frac{10 \times 40 \times 10^{-9}}{2 \times 55} = 3.636 \text{ nF} \quad (3.6)$$

Kondansatörün hesaplanan kapanma süresinde tamamen boşalabilmesi için gereken direnç değeri şöyle belirlenebilir;

$$t_k = 5R_{sn}C_{sn} \Rightarrow R_{sn} = 2.2 \Omega \quad (3.7)$$

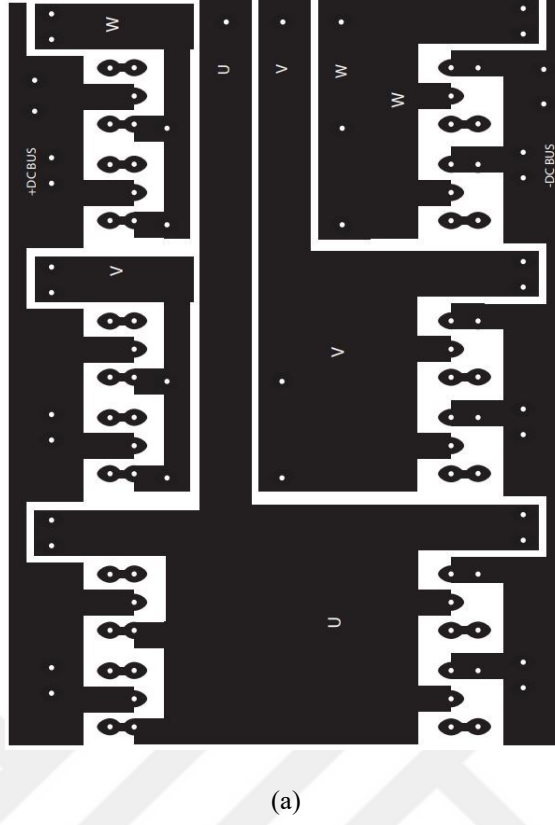
3.1.4. Akım Okuma Devresi

Asenkron motorun DA gerilim beslemeli evirici yardımı ile kontrol edilebilmesi için motor faz akımlarının anlık olarak okunması gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan asenkron motorun nominal değerleri göz önünde bulundurularak LEM firmasına ait HASS-50S akım transduseri kullanılmıştır. Akım okuma amacıyla hazırlanan devre Şekil 3.5'te verilmiştir.

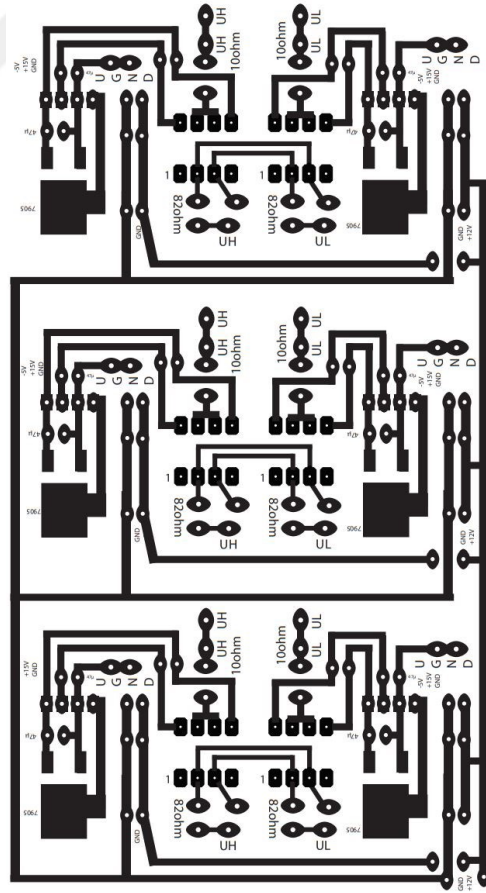


Şekil 3.5. HASS-50S akım transduseri ve devresi

Yukarıda verilen devreler kullanılarak gerçekleştirilen üç faz evirici ve kapı sürme devresi baskı devre çizimi ve devrenin dizilmiş hali Şekil 3.5 ve 3.6'da verilmiştir.

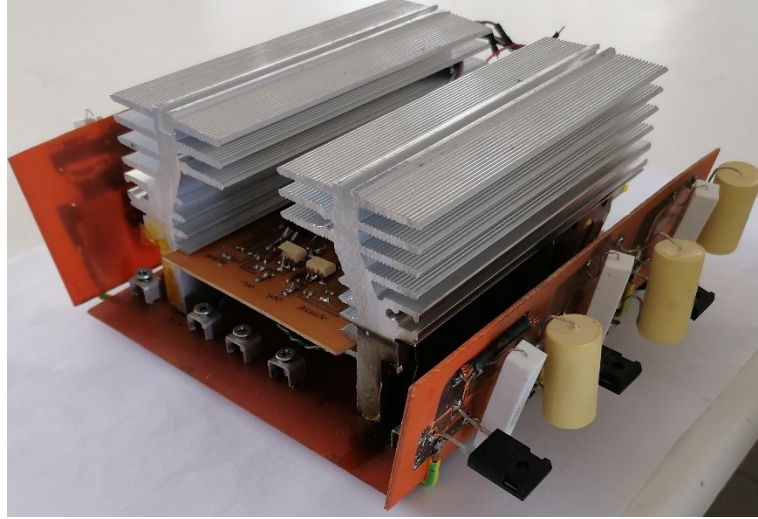


(a)



(b)

Şekil 3.6. Baskı devre çizimi a) üç faz evirici b) kapı sürme devresi



Şekil 3.7. Evirivci devrenin baskı devresi dizilmiş hali

3.2. Hibrit Enerji Depolama Sistemi İçin İki Yönlü DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

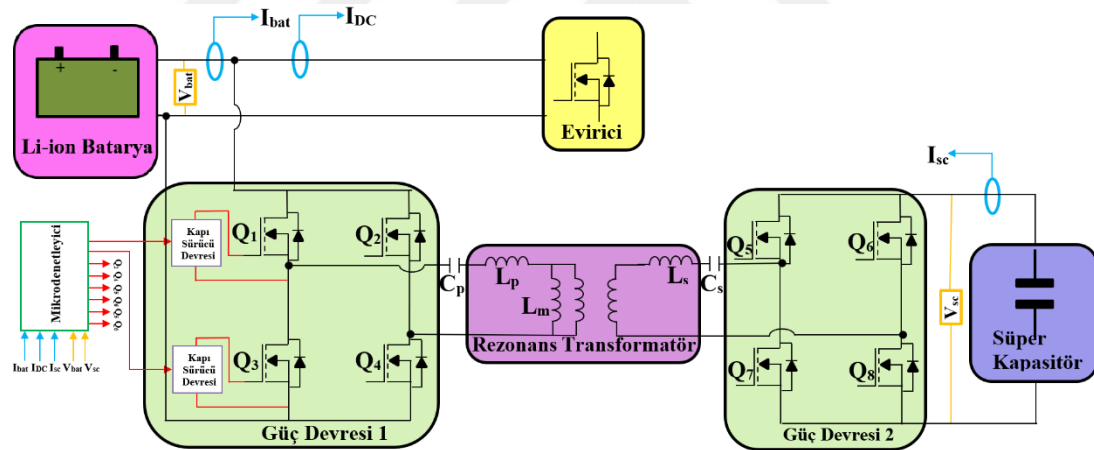
Bir elektrikli araçta HEDS elemanları (batarya ve süper kapasitör) ile elektrik motoru (asenكرون motor) arasında gerçekleşecek güç akışını iki yönlü ve gerilim/akım uyumlu gerçekleştirebilmek için bu elemanlar arasında bir devre ve bu devrenin kontrolünü gerçekleştirecek yazılıma ihtiyaç vardır. Bu çalışmada hem batarya-süper kapasitör arası hem de HEDS-asenكرون motor arası güç akışını sağlayabilmek için iki yönlü DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır.

HEDS'nin sağlıklı çalışabilmesi için EYS algoritması sonucu elde edilecek anahtarlama frekansına uygun olarak DA/DA dönüştürücüdeki güç elektroniği elemanlarının anahtarlama gerekmektedir. Doğru anahtarlama için asenكرون motorun çektiği akım, bataryanın anlık doluluk oranı ve batarya gerilimleri olarak sensörler aracılığı ile ölçülüp kontrol birimine (MCU) aktarılması gerekmektedir. MCU sensörlerden okunan verileri kullanarak EYS algoritmasını işletir, uygun anahtarlama işaretlerini üretir ve üretilen anahtarlama işaretleri DA-DA dönüştürücüdeki güç elektroniği elemanlarının kapı sürme entegrelerine iletir. Kapı sürme entegresi, MCU ile güç devresi arasında yalıtımı sağlayarak MCU'dan aldığı anahtarlama işaretine göre dönüştürücüdeki yarı iletken anahtarı sürme işlemini gerçekleştirir.

Bu çalışmada EYS kontrol algoritmasını işletmek için TI firmasına ait TMS320F28379D çift çekirdekli MCU kullanılacaktır. Kullanılan MCU hakkında daha ayrıntılı bilgi Bölüm 3.1.1'de verilmiştir.

3.2.1. Transformatör Tankının Tasarımı

Kaynaklar arası güç akışını EYS ile kontrol edebilmek için kaynaklardan biri veya her ikisini de DA-DA dönüştürücü vasıtası ile kontrol etmek gereklidir. Bu amaçla literatürde birçok DA-DA dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Bir DA-DA dönüştürücüden beklenen yüksek verim ve düşük manyetik girişim gibi özellikleri nedeniyle rezonans dönüştürücüler son zamanlarda oldukça yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (Vu et al, 2017, Wei et al, 2021). HEDS en az iki kaynaktan oluştuğu için bu kaynakların gerilim seviyeleri farklı olabilmektedir. Bu nedenle her iki kaynak yönünde de (hem Li-ion bataryadan süper kapasitöre hemde süper kapasitörden Li-ion bataryaya) gerilim seviyesinin yükseltilmesi veya düşürülmesi gerekebilir. Ayrıca gerilim seviyeleri farklı olabilen bu kaynakların, kaynaklara bağlı güç elektroniği elemanların ve diğer entegrelerin güvenliği için kaynaklar arasında yalıtım sağlanması gerekir. Bu çalışmada yalıtım amacı ile rezonans transformatör kullanılmıştır. Belirtilen hedefler doğrultusunda tasarlanan iki yönlü DA-DA dönüştürücü Şekil 3.8’de görülmektedir.



Şekil 3.8. İki yönlü DA-DA dönüştürücü genel yapısı ve HEDS bağlantısı

Şekil 3.8’de verilen HEDS ve DA-DA dönüştürücü devresi oluşturulurken Li-ion bataryanın ana enerji kaynağı, süper kapasitörün ise yardımcı enerji kaynağı olarak kullanılacağı kabul edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan asenkron motorun nominal değerlerine göre belirlenen DA-DA dönüştürücü ve HEDS’nin değerleri Tablo 3.2’de verilmiştir. Li-ion batarya ve süper kapasitör hücre değerleri ile HEDS için oluşturulan paket değerleri Tablo 3.3’te verilmiştir. Bu çalışmada 3,2-4,2 V 2000 mAh değerlere sahip Profuse marka Li-ion batarya ve 500 F 2,7 V değerlere sahip Kamcap marka süper kapasitör kullanılmıştır.

Tablo 3.2. DA-DA dönüştürücü devresi özellikleri

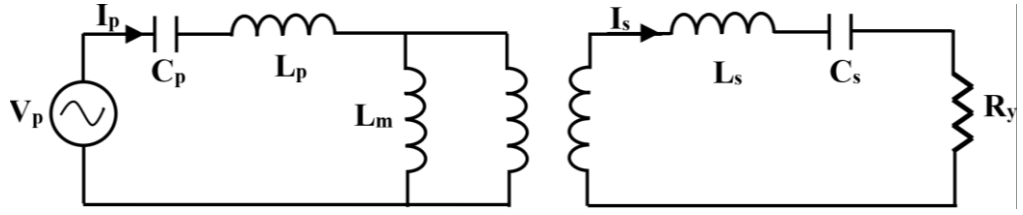
Parametre	Değeri
Batarya paketi uç gerilimi	275-320 V
Süper kapasitör paketi uç gerilimi	80-160 V
Dönüştürücü gücü	600 W
Rezonans frekansı	100 kHz

Tablo 3.3. Batarya ve süper kapasitör değerleri

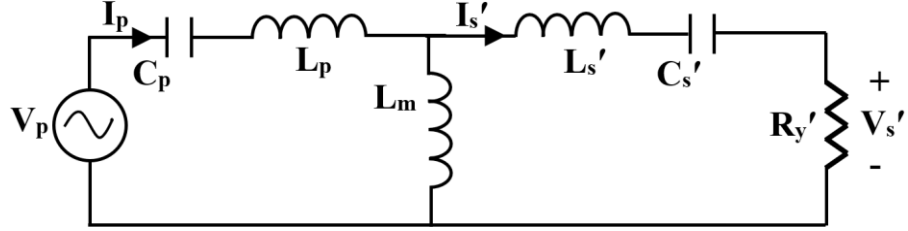
Parametre	Değeri
Batarya hücre gerilimi	3,2-4,2 V
Seri batarya hücre sayısı	76 adet
Paralel batarya hücre sayısı	1 adet
Süper kapasitör hücre gerilimi	2,7
Seri süper kapasitör hücre sayısı	60 adet
Paralel süper kapasitör hücre sayısı	1

Rezonans dönüştürücüler kullanılarak güç akışını en yüksek verimle gerçekleştirmek için güç elektroniği anahtarlama frekansı ile transformatörün rezonans frekansının aynı olması gerekmektedir. Rezonans frekansta çalışırken transformatörün mıknatıslanma akımı ile güç elektroniği elemanların kapanma akımı birbirine eşit olur. HEDS içindeki kaynakların anlık gerilim seviyelerine bağlı olarak dönüştürücülerde kullanılan MOSFET'lerin anahtarlama frekansları transformatör rezonans frekansının altında ya da üstünde olabilir. Bu nedenle tasarım yapılırken bir dönüştürücüden elde edilebilecek en yüksek ve en düşük verim değerleri birbirine oldukça yakın seçilmelidir. Böylece sistem verimi sürekli durumda en uygun hale getirilmiş olur.

Şekil 3.8'de verilen DA-DA dönüştürücünün daha iyi anlaşılması ve analiz edilebilmesi için ilk harmonik analiz yaklaşımı ile elde edilen eşdeğer devresi Şekil 3.9'da verilmiştir. Eşdeğer devre oluşturulurken Li-ion batarya ve güç elektroniği elemanlarının bağlı olduğu transformatör sargısı birincil sargı, süper kapasitör ve güç elektroniği elemanlarının bağlı olduğu transformatör sargısı ise ikincil sargı olarak kabul edilmiştir. Eşdeğer devrede ikincil sargı tarafındaki elemanlar birincil sargıya aktarılmıştır. Birincil taraftaki batarya ve güç elektroniği elemanlarından oluşan tam köprü dönüştürücü, azami değeri batarya gerilimine, frekansı ise anahtarlama frekansına eşit kare dalga üretici olarak modellenenebilir (Bhardwaj and Yu, 2020). Ancak ilk harmonik bileşen yaklaşımına dayanarak bu kaynak sinüzoidal kaynak olarak modellenenebilir (Demirçalı, 2021).



(a)



(b)

Şekil 3.9. İki yönlü DA-DA dönüştürücü (a) eşdeğer devresi (b) birincil tarafa indirgenmiş eşdeğer devre

Şekil 3.9’da;

V_p : Birincil sargı giriş gerilimi

I_p : Birincil sargı akımı

V_s : İkincil sargı giriş gerilimi

I_s : İkincil sargı akımı

L_p : Birincil taraf rezonans indüktans

C_p : Birincil taraf rezonans kapasite

L_s : İkincil taraf rezonans indüktans

C_s : İkincil taraf rezonans kapasite

L_m : Mıknatıslanma indüktansı

R_o : İkincil sargıda ilk harmonik yaklaşımına göre görülen etkin yük

R_y : Yansıtılan yük

n : Transformatör sarım oranı

Eşdeğer devrede;

$$V_p = \frac{4V_{giris}}{\pi} \sin(2\pi f_r t) \quad (3.8)$$

İkincil sargı tarafının transformatör dönüştürme oranı göz önünde bulundurularak birincil tarafa aktarılması ile;

$$L'_s = n^2 L_s \quad (3.9)$$

$$C_s' = \frac{C_s}{n^2} \quad (3.10)$$

Yük gerilimi V_0 ve yük akımı I_0 ise;

$$I_0 = \frac{2n}{\pi} \sqrt{2} I_s' \quad (3.11)$$

$$V_0 = I_0 R_y \frac{\pi^2}{8n^2} \quad (3.12)$$

Bu çalışmada kullanılacak transformatörün mıknatıslanma endüktansının değerini belirleyen birçok ölçüt vardır. Öncelikle mıknatıslanma endüktansının çok küçük olması mıknatıslanma akımının değerinin yüksek olmasına neden olur. Birincil ve ikincil taraftaki anahtarlama devresinde sıfır geçiş anahtarlama işlemini gerçekleştirmek için rezonans tankında depolanan enerjinin MOSFET'lerin çıkış kapasitesinde depo edilen enerjiden daha fazla olması gerekmektedir. Aynı zamanda mıknatıslanma endüktansı ölü zaman süresince dönüştürücüde kullanılan güç elektroniği anahtarlama elemanlarının çıkış kapasitelerinin dolup boşalmasına izin verecek değerde olmalıdır. Rezonans sırasında güç elektroniği elemanlarının çıkış kapasitelerinin tam olarak dolma-boşalma yapabilmesi için gerekli mıknatıslanma endüktansının azami değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Bhardwaj and Yu, 2020).

$$L_m \leq \frac{t_{öz}}{16C_{oss}f_{r-mak}} \quad (3.13)$$

Yukarıdaki eşitlikte $t_{öz}$ ölü zaman süresini, C_{oss} kullanılan güç elektroniği elemanının çıkış kapasite değerini, f_{r-mak} ise anahtarlama frekansının azami değerini temsil etmektedir. Bu çalışmada kullanılan LSIC1MO120E0160 MOSFET'inin veri sayfasından anahtarın iletme girme ve tıkamaya gitme süreleri sırasıyla 20 ns ve 33 ns olduğu görülmektedir. Bu durumda ölü zaman yaklaşık olarak 200 ns seçilebilir. Ayrıca MOSFET veri sayfasında verilen grafikler incelenerek 310 V çalışma gerilimi değeri için çıkış kapasite değeri 70pF olarak belirlenmiştir. Güç elektroniği elemanlarının anahtarlama frekansı 100 kHz, üst değeri ise 200 kHz olarak seçilmiştir. Eşitlik (3.13) kullanılarak L_m değeri 893 μ H olarak hesaplanmıştır. Kazanç değerini yükseltmek için L_m değeri 100 μ H olarak seçilmiştir.

DA-DA dönüştürücü başarımını etkileyen parametrelerden birisi kalite faktörüdür ve bu faktör kullanılarak dönüştürücü üzerindeki endüktans ve kondansatörlerin değerleri belirlenebilir. Dönüştürücüye ait kalite faktörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir. K_f 'nin belirlenmesinde gerçekleştirilecek devrenin güç değeri

önemli bir rol oynar. Yüksek güçlü uygulamalarda büyük K_f değeri seçilebilirken düşük güçlü uygulamalarda küçük değerli K_f seçilebilir (Rahman, 2012). Bu çalışma için K_f ’nin alt-üst sınır değerlerinin 0,1-0,5 olması yeterlidir.

$$K_f = \frac{\sqrt{L_p/C_p}}{R_y} \quad (3.14)$$

Tablo 3.2’de verilen gerilim ve güç değerleri dikkate alınarak R_y ’nin alt ve üst değerleri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{sc-min}^2}{P_0} \leq R_y \leq \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{sc-mak}^2}{P_0} \quad (3.15)$$

Eşitlik (3.15)’te n transformatör sarım oranıdır ve değerinin belirlenmesi dönüştürücü başarımı için oldukça önemlidir. Tasarlanan DA-DA dönüştürücünün referans gerilim değerlerine bağlı olarak her iki yönde güç aktarım durumuna göre dönüştürücü gerilim kazanç değerleri transformatör sarım oranı $n=1$ için Tablo 3.4’te verilmiştir.

Tablo 3.4. Sarım oranı $n=1$ için DA-DA dönüştürücü kazanç değerleri

Yön	Batarya gerilimi	Süper kapasitör gerilimi	Kazanç oranı
Batarya→Süper kapasitör	280	80	0.286
	280	160	0.871
	320	80	0.25
	320	160	0.5
Süper kapasitör→ Batarya	280	80	3.5
	280	160	1.75
	320	80	4
	320	160	2

Tablo 3.4’te görüldüğü gibi eğer transformatör sarım oranı 1 seçilirse DA-DA dönüştürücü kazanç aralığı 0,25-4 olmaktadır. Bu şartlar altında istenilen kazanç aralığını elde edebilmek için DA-DA dönüştürücüye uygulanacak frekans aralığı oldukça geniş olacaktır. Transformatör sarım oranı, istenilen gerilim kazancını sağlayacak en büyük ve en küçük frekans değerleri aralığının en az olması şeklinde seçilmelidir. Farklı transformatör dönüştürme oranlarına bağlı olarak DA-DA dönüştürücüden elde edilecek en büyük ve en küçük kazanç değerleri Tablo 3.5’te verilmiştir.

Tablo 3.5. Farklı sarım oranları için DA-DA dönüştürücü en düşük ve en yüksek kazanç değerleri

Transformatör sarım oranı	En yüksek kazanç değeri	En düşük kazanç değeri	Fark
0,2	20	0,05	19,95
0,4	10	0,10	9,9
0,6	6,6667	0,15	6,5167
0,8	5	0,2	4,8
1	4	0,25	3,75
1,2	3,3333	0,3	3,0333
1,4	2,8571	0,35	2,5071
1,6	2,5	0,4	2,1
1,8	2,2222	0,45	1,7722
2	2	0,5	1,5
2,2	1,9162	0,55	1,3662
2,4	2,0904	0,6	1,4904
2,6	2,2646	0,65	1,6146
2,8	2,4388	0,625	1,8138
3	2,6130	0,5833	2,0297
3,2	2,7872	0,5469	2,2403
3,4	2,9614	0,5147	2,4467
3,6	3,1356	0,4861	2,6495
3,8	3,3098	0,4605	2,8492
4	3,484	0,4375	3,0465

Tablo 3.5'te görüldüğü gibi DA-DA dönüştürücü gerilim kazanç farkı (dolayısıyla uygulanacak en küçük ve en büyük fark) sarım oranı değeri 2,2 için en düşük değerdedir ve bu nedenle sarım oranı 2,2 seçilmiştir. Belirlenen n değeri ve Eşitlik (3.15) ile R_y değeri 50,22 Ω ile 200,86 Ω arasında bulunur. Kalite faktörü kullanılarak L_p ve L_s endüktanslarının üst ve alt değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

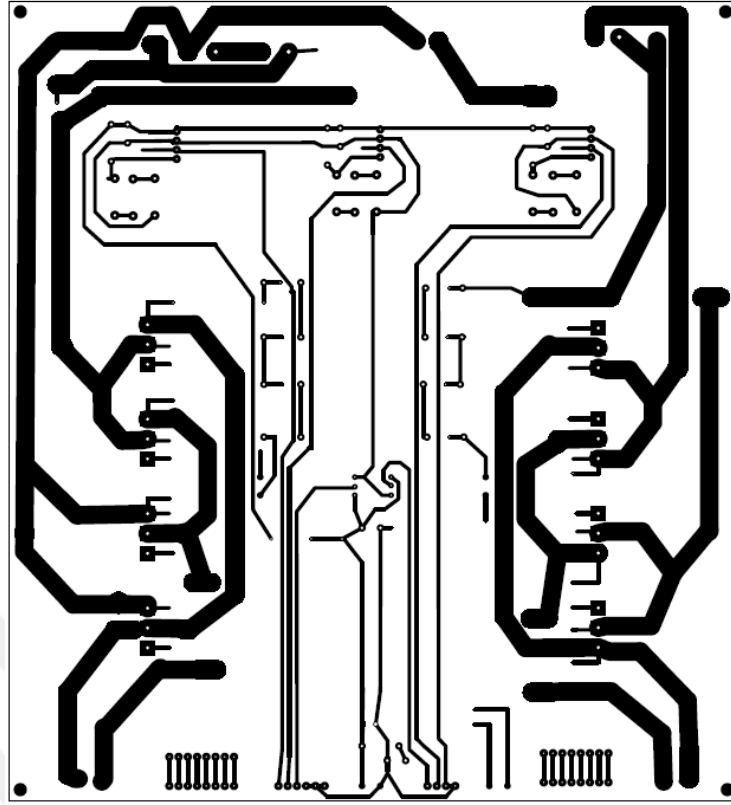
$$\frac{Q_{f-min}R_{y-mak}}{2\pi f_r} \leq L_p \leq \frac{Q_{f-mak}R_{y-min}}{2\pi f_r} \quad (3.16)$$

$$\frac{Q_{f-min}R_{y-mak}\pi}{16f_r n^2} \leq L_s \leq \frac{Q_{f-mak}R_{y-min}\pi}{16f_r n^2} \quad (3.17)$$

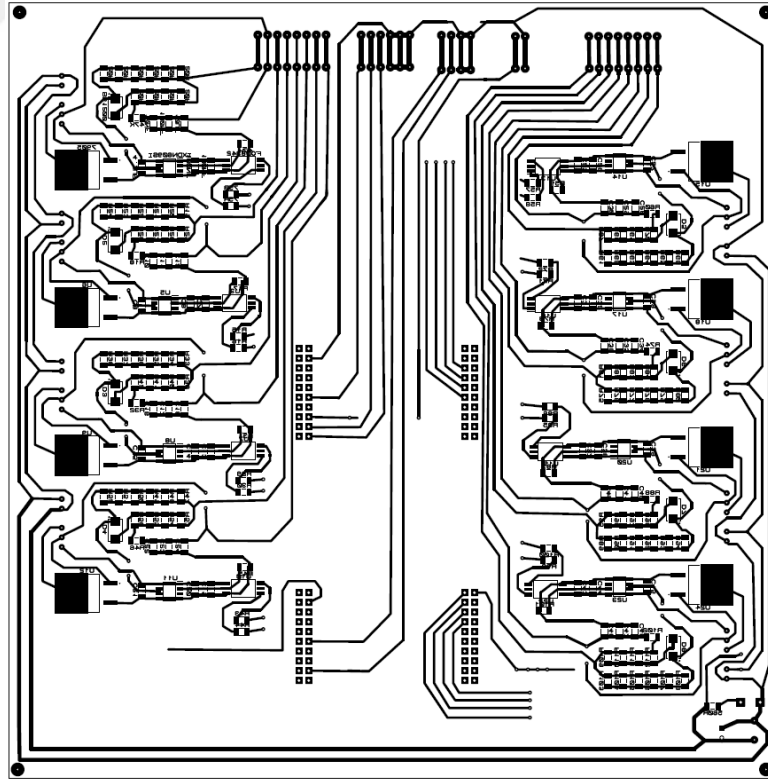
Yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak L_p 31,97-39,96 μH , L_s 1,36-1,71 μH aralığında bulunur. Sonuç olarak L_p 36 μH , L_s 1,55 μH olarak belirlenmiştir. Endüktans değerlerinin belirlenmesinden sonra kondansatör değerleri aşağıdaki eşitlik yardımıyla hesaplanabilir.

$$C_p = \frac{1}{f_r^2 L_p 4\pi^2} \quad (3.18)$$

$$C_s = \frac{1}{f_r^2 L_s 4\pi^2} \quad (3.19)$$



(a)

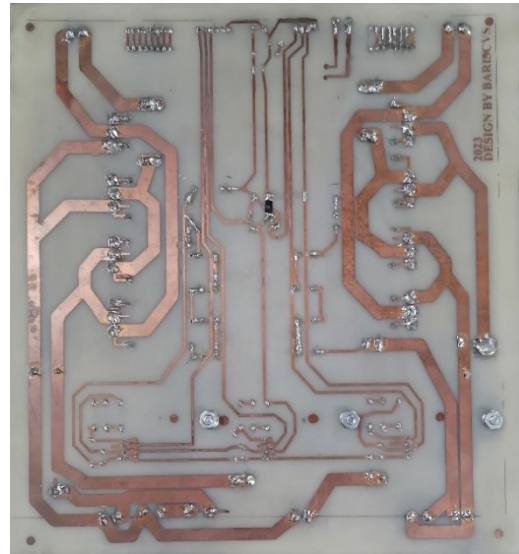
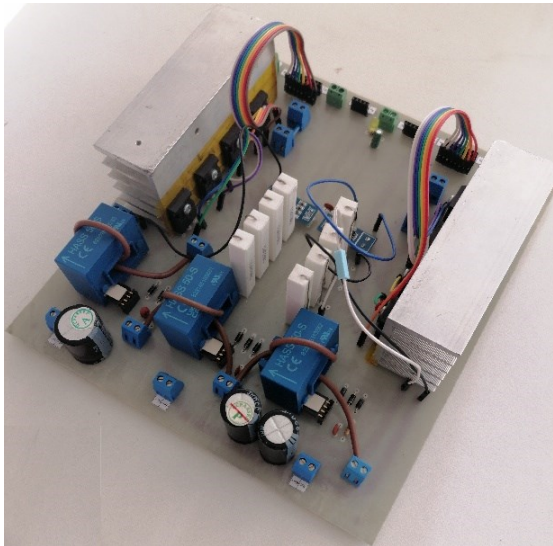


(b)

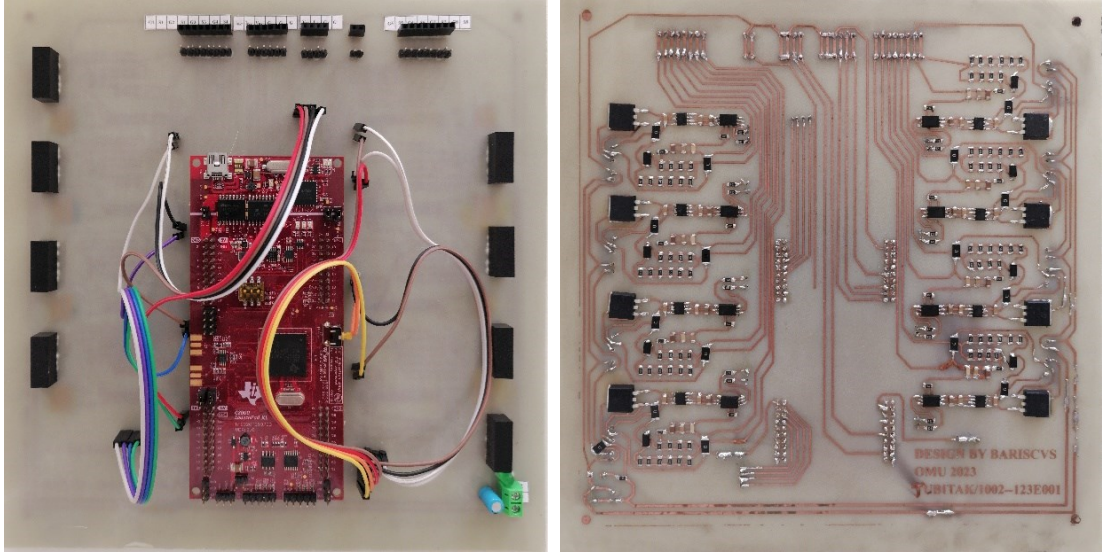
Şekil 3.11. Baskı devre çizimi (a) DA-DA dönüştürücü güç devresi (b) kapı sürme devresi

Tasarlanan DA-DA dönüştürücünün kullanılma amacı iki yönlü güç aktarımının gerçekleştirilmesidir. DA-DA dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilecek güç akışı, batarya ve/veya DA baradan (faydalı frenleme ile geri kazanılan güç) dan süper kapasitöre doğru ve süper kapasitörden batarya ve/veya DA baraya (asenكرون motora güç aktarma) doğru olabilir.

DA-DA dönüştürücü ile güç aktarımı işlemi, devrede bulunan MOSFET'lerin uygun frekans ve sırada anahtarlama ile gerçekleştirilir. Anahtarlama işlemi sırasında dikkat edilmesi gereken en önemli nokta güç kaynaklarının (batarya ve süper kapasitör) kısa devre durumudur. Örneğin batarya tarafında bulunan güç devresinde Q_1 ve Q_3 MOSFET'lerinin aynı anda iletimde olması durumunda batarya kısa devre olur ve hem batarya hem de bağlı bulunduğu devre(ler) ve eleman(lar) zarar görebilir. Bu durumun önüne geçilebilmesi için dikey konumda peş peşe bulunan MOSFET çiftlerinin anahtarlama esnasında araya belirli bir zaman (ölü zaman) konulmalıdır. Örneğin Q_1 anahtarı iletimde Q_3 anahtarı tıkamada olduğu varsayalım. Bir sonraki durumda Q_1 anahtarı tıkamaya Q_3 anahtarı ise iletime gireceği ve bu durumda güvenli bir çalışma için, önce Q_1 anahtarı tıkama durumuna getirilmeli, arada bir süre (ölü zaman süresi) beklendikten sonra Q_3 anahtarı iletime girmelidir. Böylece iki anahtarın aynı anda iletimde olmasının ve kaynağın/baranın kısa devre olma durumunun önüne geçilmiş olur. Benzer durum Q_2 - Q_4 , Q_5 - Q_7 ve Q_6 - Q_8 MOSFET çiftleri için de geçerlidir.



(a)

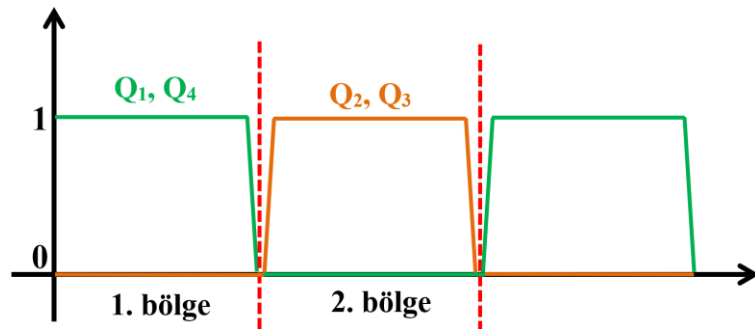


(b)

Şekil 3.12. Baskı devrenin dizilmiş hali (a) DA-DA dönüştürücü güç devresi ön ve arka yüzü (b) kapı sürme devresi ön ve arka yüzü

Dönüştürücünün çalışma ilkesi güç akışının yönüne göre iki farklı şekilde açıklanabilir. Güç akışının bataryadan süper kapasitöre doğru olduğu durumda; batarya tarafında yer alan güç devresinin görevi DA gerilimi AA gerilime çevirmek, süper kapasitör tarafındaki güç devresinin görevi ise AA gerilimi DA gerilimine çevirmektir. Güç akışının süper kapasitörden bataryaya doğru olduğu durumda; süper kapasitör tarafında yer alan güç devresinin görevi DA gerilimi AA gerilime çevirmek, batarya tarafındaki güç devresinin görevi ise AA gerilimi DA gerilimine çevirmektir.

Güç akışının bataryadan süper kapasitöre doğru olduğu durum ele alınırsa Şekil 3.13'te görüldüğü gibi devre iki farklı bölgede incelenebilir.



Şekil 3.13. Bataryadan süper kapasitöre güç aktarım sırasında Q_1 - Q_4 ve Q_2 - Q_3 anahtarlarına uygulanan kapı sinyalleri

Şekil 3.13'te belirtilen 1. bölgede, batarya tarafındaki güç devresinde Q_1 ve Q_4 MOSFET'leri iletimde Q_2 ve Q_3 MOSFET'leri ise tıkamadadır. Süper kapasitör

tarafında ise dört MOSFET de tıkamadadır. Süper kapasitöre güç aktarma işlemi MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak gerçekleştirilir. Örneğin, 1. bölgede rezonans transformatörün ikincil sargısında oluşan sinüzoidal akımın pozitif alternansı Q_5 ve Q_8 MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak süper kapasitöre aktarılır.

Şekil 3.13'te belirtilen 2. bölgede ise, batarya tarafındaki güç devresinde Q_2 ve Q_3 MOSFET'leri iletimde Q_1 ve Q_4 MOSFET'leri ise tıkamadadır. Süper kapasitör tarafında ise dört MOSFET de tıkamadadır. Süper kapasitöre güç aktarma işlemi MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak gerçekleştirilir. 1. bölgede rezonans transformatörün ikincil sargısında oluşan sinüzoidal akımın pozitif alternansı Q_6 ve Q_7 MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak süper kapasitöre aktarılır.

Güç akışının süper kapasitörden bataryaya doğru olduğu durum ele alınırsa ve Şekil 3.13'te verilen tetikleme sinyalleri sırasıyla Q_5 - Q_8 ve Q_6 - Q_7 için uygulanırsa; Şekil 3.13'te belirtilen 2. bölgede, süper kapasitör tarafındaki güç devresinde Q_5 ve Q_8 MOSFET'leri iletimde Q_6 ve Q_7 MOSFET'leri ise tıkamadadır. Batarya tarafında ise dört MOSFET de tıkamadadır. Bataryaya güç aktarma işlemi MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak gerçekleştirilir. 1. bölgede rezonans transformatörün birincil sargısında oluşan sinüzoidal akımın pozitif alternansı Q_1 ve Q_4 MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak bataryaya aktarılır.

Şekil 3.13'te belirtilen 2. bölgede ise, süper kapasitör tarafındaki güç devresinde Q_6 ve Q_7 MOSFET'leri iletimde Q_5 ve Q_8 MOSFET'leri ise tıkamadadır. Batarya tarafında ise dört MOSFET de tıkamadadır. Bataryaya güç aktarma işlemi MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak gerçekleştirilir. 1. bölgede rezonans transformatörün birincil sargısında oluşan sinüzoidal akımın pozitif alternansı Q_2 ve Q_3 MOSFET'lerinin iç yapısında bulunan ters diyotlar ile doğrultularak bataryaya aktarılır.

Tasarlanan dönüştürücün çalışmasını etkileyen önemli parametrelerden bir diğeri de anahtarlama frekansıdır. Anahtarlama frekansı seçilen rezonans frekansına eşit veya rezonans frekansın üstünde ve altında bir değere sahip bir değer seçildiği zaman dönüştürücü devrede meydana gelen durumlar aşağıdaki gibidir.

Eğer *Anahtarlama frekansı*=*Rezonans frekans* olursa;

Anahtarlama döngüsünün her bir yarım çevrimi tam bir güç dağıtım işlemi sürecini içermektedir. Anahtarlama yarım döngüsünün sonunda, rezonans indüktans akımının değeri mıknatıslama akımının değerine ulaşır ve doğrultucu akımı sıfıra yaklaşır. Bu durumda rezonans tankı, birim kazanca, optimum çalışma durumuna ve verimliliğe sahiptir.

Eğer *Anahtarlama frekansı*<*Rezonans frekans* olursa;

Anahtarlama çevriminin her bir yarım çevrimi bir güç dağıtım işlemi sürecini içermektedir. Rezonans yarım çevrimi tamamlandığında ve rezonans indüktans akımının değeri mıknatıslama akımı değerine ulaştığında, serbest dönme süreci başlar ve bu süreç yarı çevrimin sonuna kadar devam eder. Bu nedenle birincil tarafta dolaşan enerji nedeniyle iletim kayıpları artar. Bu durumda dönüştürücü yükselten dönüştürücü olarak çalışır.

Eğer *Anahtarlama frekansı*>*Rezonans frekans* olursa;

Anahtarlama döngüsünün her yarım çevrimi bir kısmi güç dağıtım işlemi süreci içermektedir. Ancak bu durumda rezonans yarım döngü süreci tamamlanamaz ve güç aktarma işlemi diğer yarım döngünün başlamasıyla sona erer. Bu çalışma durumunda birincil taraftaki MOSFET'lerin anahtarlama kayıpları fazladır. Bu durumda dönüştürücü azaltan dönüştürücü olarak çalışır.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında bir elektrikli aracın tahrik sistemi olan asenkron motor ve sürücü devresi ile aracın ihtiyacı olan enerjinin karşılanacağı HEDS incelenmiştir. Bu amaçla öncelikle asenkron motor için üç fazlı evirici tasarlanmış ve sürücü sistemi için kontrol algoritması geliştirilmiştir. Asenkron motoru nominal hızın üstünde sürebilmek için yeni bir akı zayıflatma kontrol algoritması geliştirilmiştir. Sürücünün hız başarımını arttırmak için yeni bir hız kontrol algoritması geliştirilmiştir. Son olarak aracın ihtiyaç duyduğu elektrik enerjisi için Li-ion batarya ve süper kapasitör kullanılarak HEDS meydana getirilmiştir. HEDS’de kaynaklar arası güç kontrolü için de EYS algoritması geliştirilmiştir.

4.1. Akı Zayıflatma Bölgesinde Kontrol

Bu çalışmada, DMK kontrollü bir asenkron motorun akı zayıflatma bölgesinde kontrolü gerçekleştirilmiştir. Akı zayıflatma kontrolü için geleneksel akı zayıflatma yöntemi ve MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi kullanılmıştır. Önerilen akı zayıflatma kontrolünün geçerliliği hem benzetim hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

4.1.1. Benzetim Sonuçları

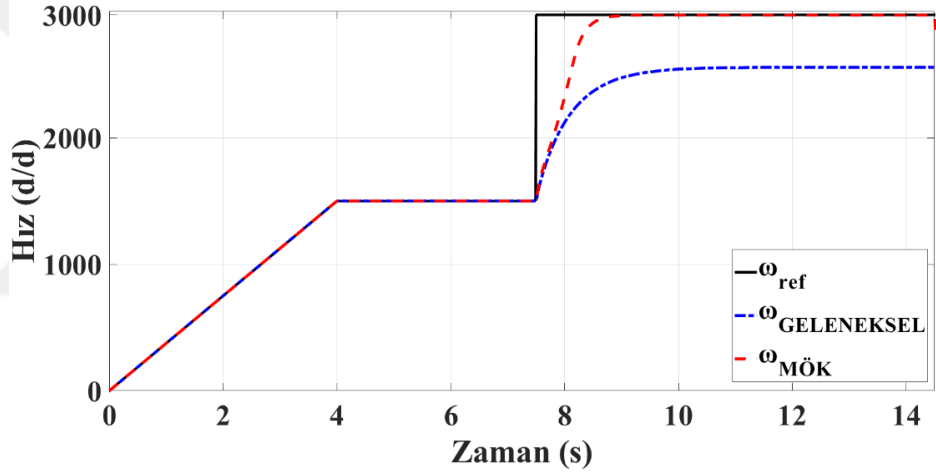
DMK kontrollü bir asenkron motorun akı zayıflatma kontrolünün benzetim çalışmasını gerçekleştirmek için blok şeması Şekil 2.11’de gösterilen sistem MATLAB m-dosyası ile modellenmiştir. Asenkron motor modellenirken Eşitlik (2.6)-(2.11) kullanılmıştır. Motor kontrolü için DMK yöntemi, hız kontrolü için ise PI hız kontrol yöntemi kullanılmıştır. Çalışmalarda kullanılan asenkron motorunun parametreleri Tablo 4.1’de verilmiştir.

Benzetim çalışmasında Şekil 4.1’de gösterilen hız referansı kullanılmıştır. Çalışma sonucunda geleneksel akı zayıflatma kontrolü ve önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için elde edilen hız değişimi grafikleri Şekil 4.1’de görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü ile nominal motor hızının iki katı hızına ulaşabilmişken geleneksel yöntem ile nominal hızın çok üstüne çıkılamamıştır. Akı zayıflatma bölgesine geçiş durumu incelendiğinde (7,5 sn sonrası) motor hızının kararlı duruma geçme süresi geleneksel kontrol yöntemiyle yaklaşık 2,7 sn iken MÖK tabanlı kontrol ile bu süre yaklaşık 1,6 sn’dir. Ayrıca akı zayıflama bölgesinin kararlı durumu incelendiğinde hızdaki dalgalanma miktarı

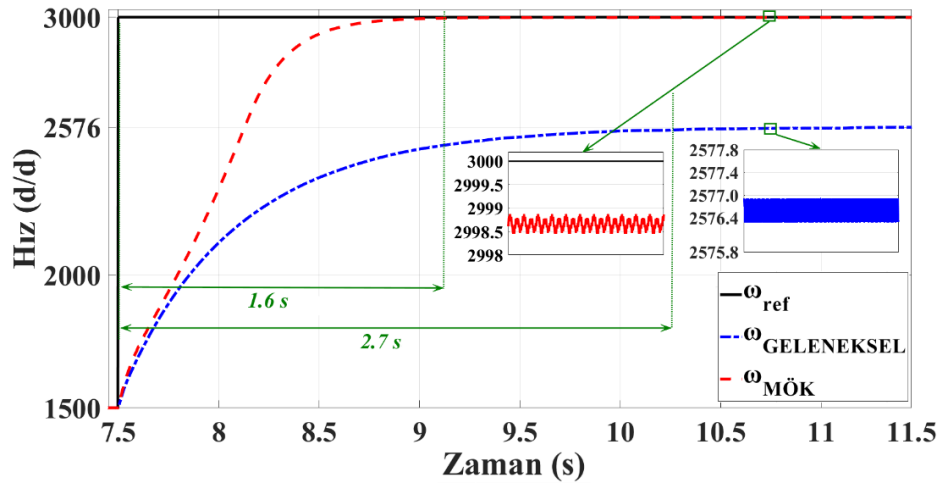
geleneksel kontrol ile yaklaşık 5,73 d/d iken MÖK tabanlı kontrol ile dalgalanma miktarı yaklaşık 4,77 d/d'dir.

Tablo 4.1. Asenkron motor parametreleri

Parametre	Değeri
Güç (kW)	1.1
Gerilim (V)	380
Nominal hız	1430
R_s (Ω)	7.7
L_s (H)	0.0617
R_r (Ω)	15.704
L_r (H)	0.0617
R_c (Ω)	882.42
L_m (H)	0.04963
p	2
J (kg m ²)	0.00689
B (Nm-s/rad)	0.00689



(a)



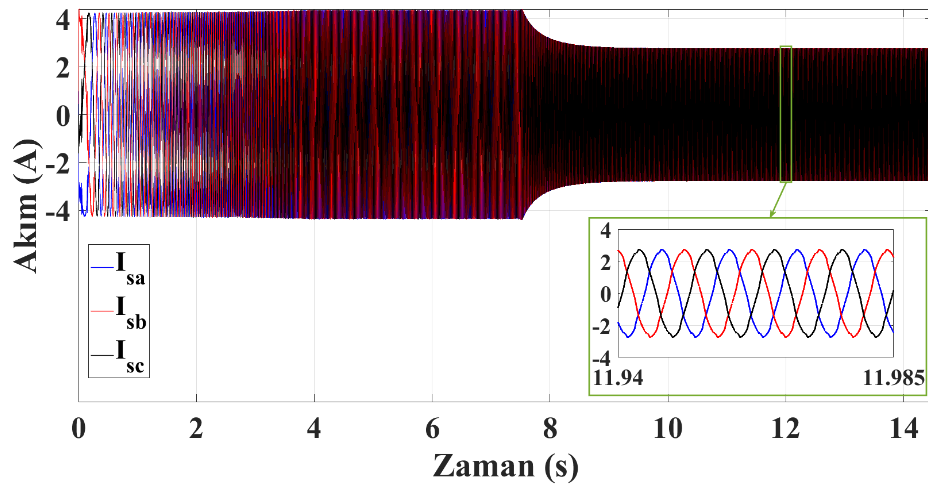
(b)

Şekil 4.1. Asenkron motor hızı (a) tüm hızlanma bölgesi (b) akı zayıflama bölgesi

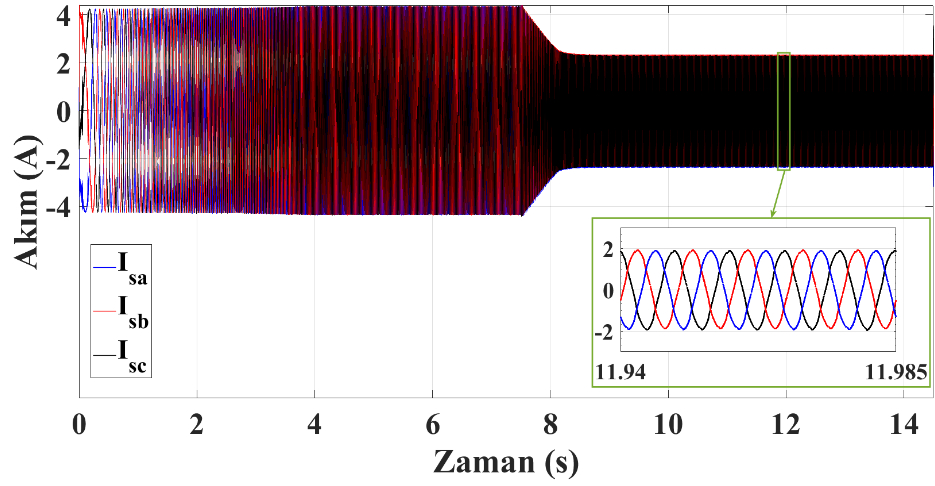
Akı zayıflatma bölgesi sürecinde asenkron motordaki faz akımları Şekil 4.2'de verilmiştir. Geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi kullanıldığında faz akımları, önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi kullanılması durumundaki motor akımından yaklaşık 1,65 kat daha yüksektir. Akı zayıflatma bölgesi için asenkron motorda indüklenen momentin değişimi ise Şekil 4.3'te verilmiştir. Ancak bu şekilden, önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi için elde edilen moment değişim grafiği, geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ile elde edilen moment değişim grafiğinden daha fazla dalgalanmaya sahiptir.

Tüm akı zayıflatma bölgesi için hesaplanan referans akı (ψ_s^{ref}), stator akı genliği ($|\psi_s|$) ve akı hatası ($\psi_s^{ref}-|\psi_s|$) grafikleri Şekil 4.4'te verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi, geleneksel akı zayıflatma kontrol yönteminde, akı zayıflatma bölgesi içindeki referans akı değişimi çok kararlıdır. Ayrıca, stator akısındaki dalgalanma miktarı yaklaşık 0,0127 Wb'dir. Önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yönteminde, akı zayıflatma bölgesi içinde hesaplanan akı referansı kararlı değildir. Kararsız akı referansı nedeniyle stator akısındaki dalgalanma miktarı yaklaşık 0,0168 Wb'dir. Ortalama mutlak hata (MAE) hesaplaması Eşitlik (4.1)'de verilmiştir, böylece önerilen yöntem geleneksel yöntemle daha kolay bir şekilde karşılaştırılabilir. Önerilen akı zayıflatma kontrol yönteminde dalgalanma yüksek olmasına rağmen, önerilen kontrol yönteminin MAE değeri 0,0228 Wb iken, geleneksel kontrol yönteminin MAE değeri 0,0333 Wb'dir.

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\psi_s^{ref} - \psi_s| \quad (4.1)$$

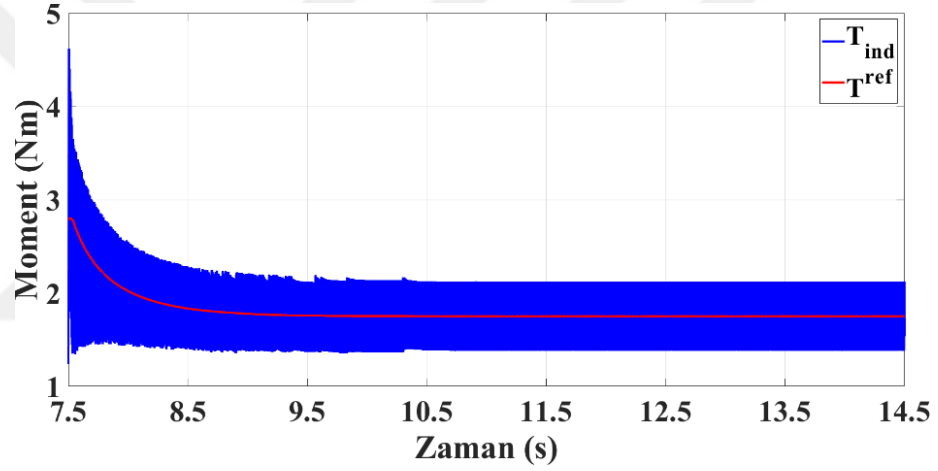


(a)

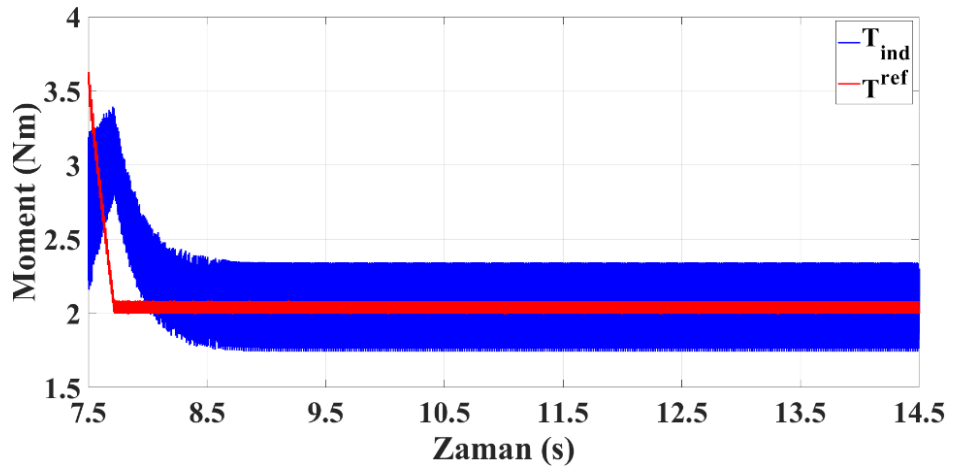


(b)

Şekil 4.2. Akım grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma kontrolü (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü

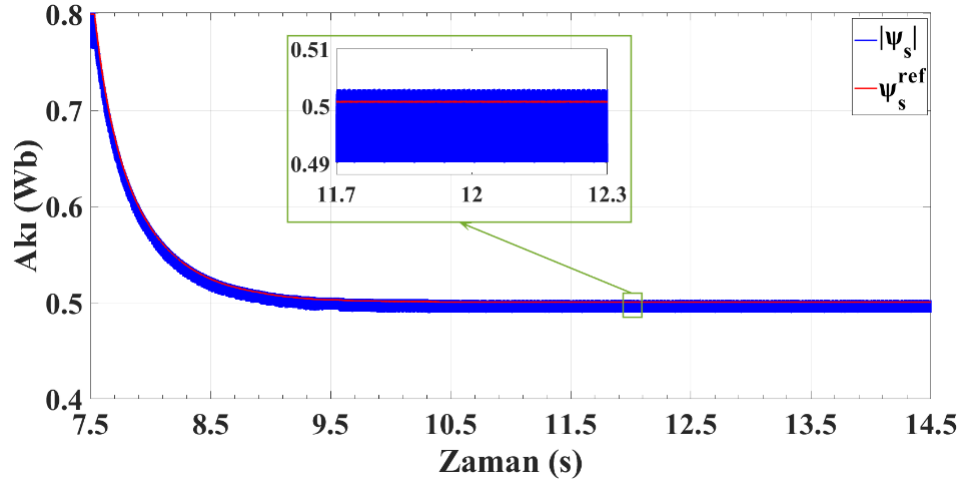


(a)

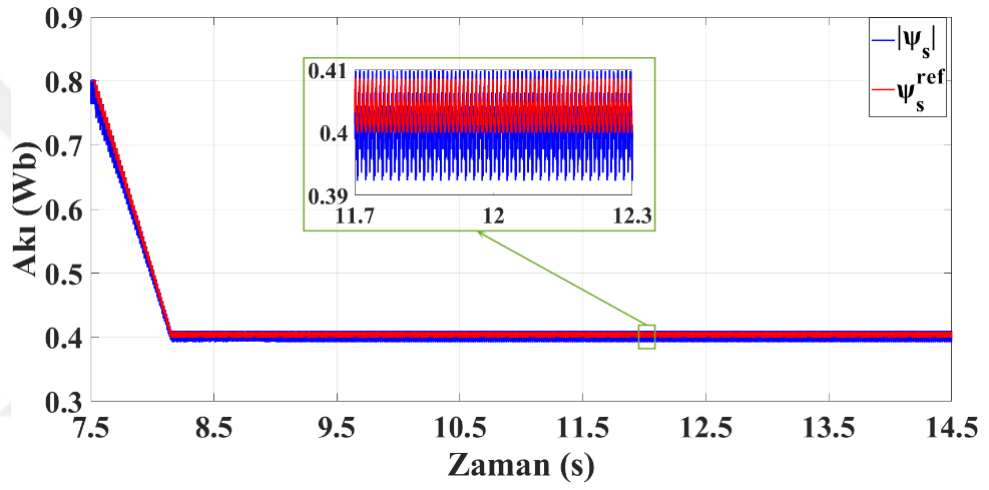


(b)

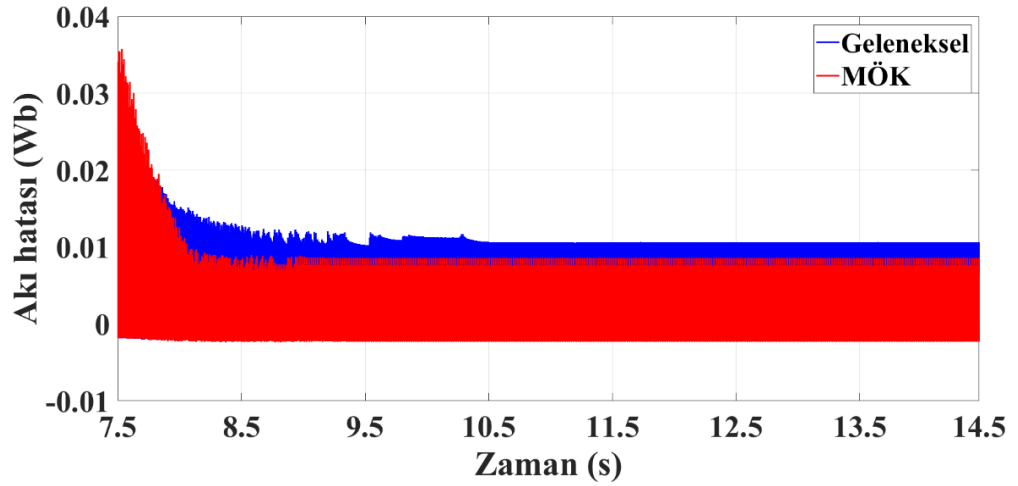
Şekil 4.3. Akı zayıflatma bölgesinde moment değişimi (a) geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi



(a)



(b)



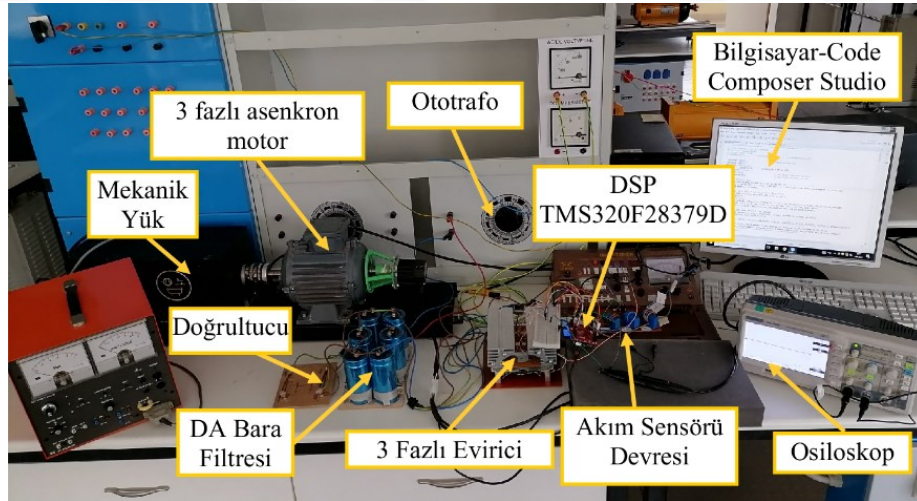
(c)

Şekil 4.4. Akı zayıflama bölgesi için (a) geleneksel akı zayıflama kontrolü ile indüklenen akı ve hesaplanan referans akı (b) MÖK tabanlı akı zayıflama kontrolü ile indüklenen akı ve hesaplanan referans akı (c) akı hatası

4.1.2. Deneyisel Sonuçlar

Asenkron motorunun nominal hızının üzerinde yüksek hızlarda çalışabilmesi için önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yönteminin başarısını deneysel olarak da gerçekleştirmek amacıyla Şekil 4.5'te gösterilen deney düzeneği kullanılmıştır. Tablo 4.1, Şekil 4.5'te verilen deney düzeneğinde kullanılan asenkron motorunun parametrelerini göstermektedir. DMK ve akı zayıflatma algoritmalarının çalıştırılması için TI firmasının TMS320F28379D çift çekirdekli MCU kullanılmıştır. Bu çalışmada TMS320F28379D'ye gömülü DMK ve akı zayıflatma kontrol yazılım kodları Code Composer Studio ortamında hazırlanmıştır. Deney düzeneğindeki tüm devreler (evirici, DC bara filtresi, MOSFET sürücüsü, akım algılama devresi vb.) laboratuvarında tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

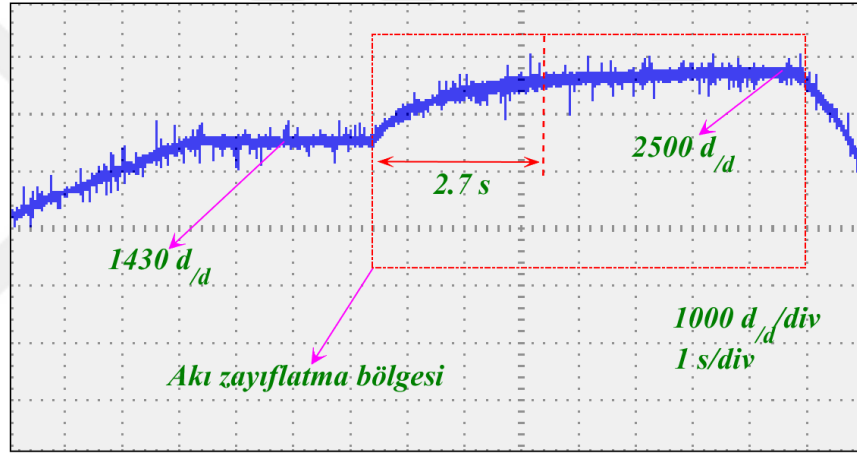
Geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ve önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi Şekil 4.5'te verilen düzenek kullanılarak deneysel olarak test edilmiştir. Çalışma sırasında kullanılan hız referansı Şekil 4.1'de gösterilen benzetim çalışması hız referansı ile aynıdır. Geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ve önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi için deneysel çalışma sonucunda elde edilen hız değişimleri Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



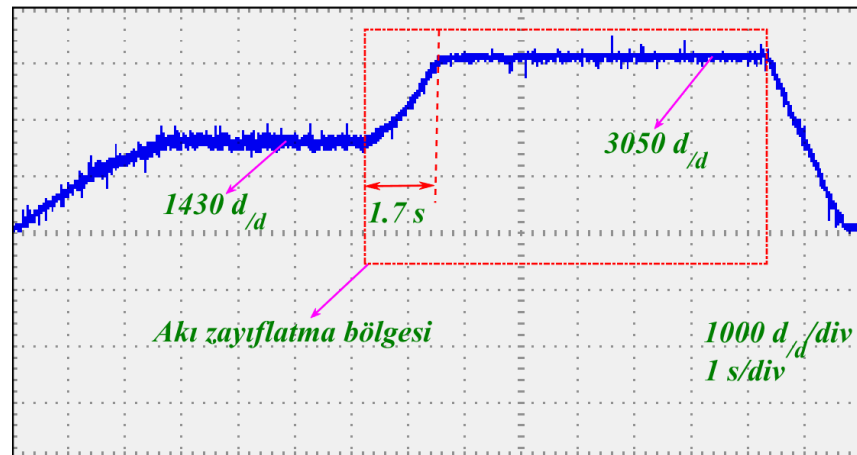
Şekil 4.5. Asenkron motor kontrolü deneysel test düzeneği

Şekil 4.6'da görüldüğü gibi, benzetim sonuçlarına benzer olarak, önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü ile nominal motor hızının iki katına ulaşılmıştır. Akı zayıflatma bölgesine geçiş durumu incelendiğinde, geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ile kararlı duruma geçme süresi yaklaşık 2,7 sn iken, MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü ile bu süre yaklaşık 1,7 sn'dir. Ayrıca akı zayıflatma bölgesinde

kararlı durum incelendiğinde hızdaki dalgalanma miktarı geleneksel kontrol ile yaklaşık 7,65 d/d iken MÖK tabanlı kontrol ile dalgalanma miktarı yaklaşık 6,93 d/d'dir. Önerilen yöntem doğrudan moment referansı ile ilgilendiğinden ve sistem parametrelerine daha az bağımlı olduğundan, daha kararlı moment başarımı ve daha az değişim elde edilir. Akı zayıflama bölgesi boyunca asenkron motorunda akan stator faz akımları Şekil 4.7'de verilmiştir. Benzetim sonuçlarına benzer şekilde, geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ile akan stator akımı, akı zayıflatma bölgesinde önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yaklaşımı ile akan stator akımından yaklaşık 1,6 kat daha büyüktür. Ayrıca, önerilen yöntem moment referansını doğrudan elde ettiğinden, sistemin moment duyarlılığı daha güçlüdür. Kontrol sisteminin etkinliği parametrelere daha az duyarlı olması nedeniyle artar. Sonuç olarak, moment değerinde herhangi bir düşüş olmadan motor akımında bir düşüş meydana gelir.

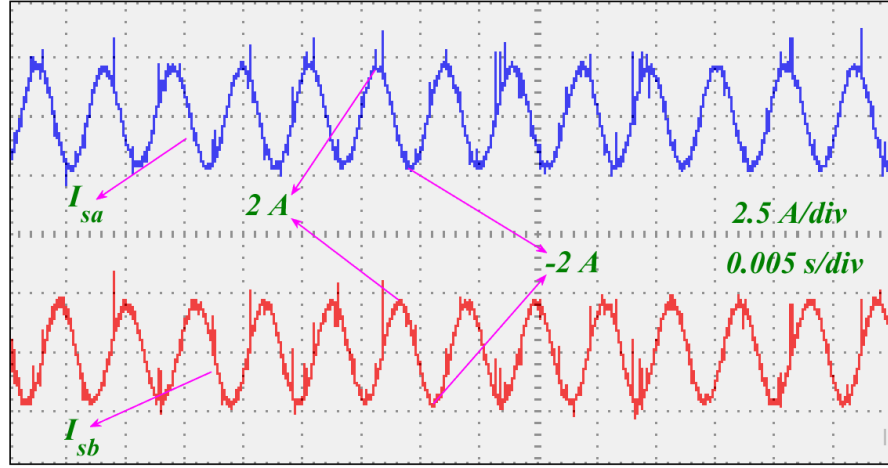


(a)

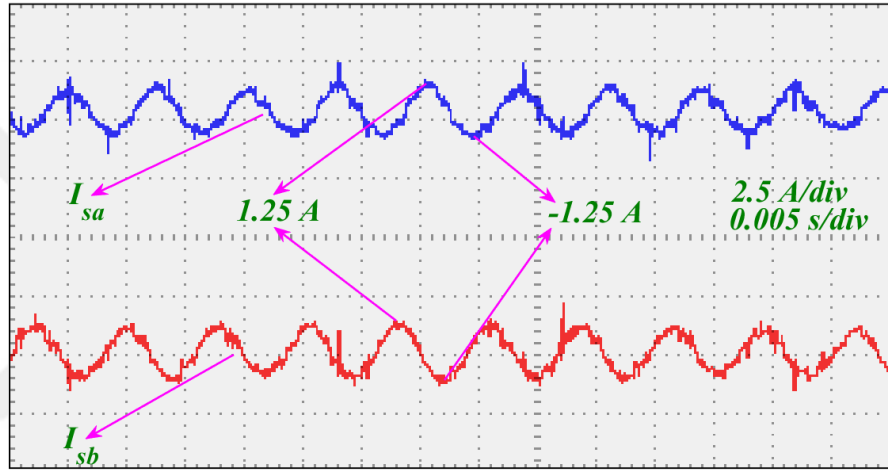


(b)

Şekil 4.6. Asenkron motor hız değişim grafiği (a) geleneksel akı zayıflatma kontrolü (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü

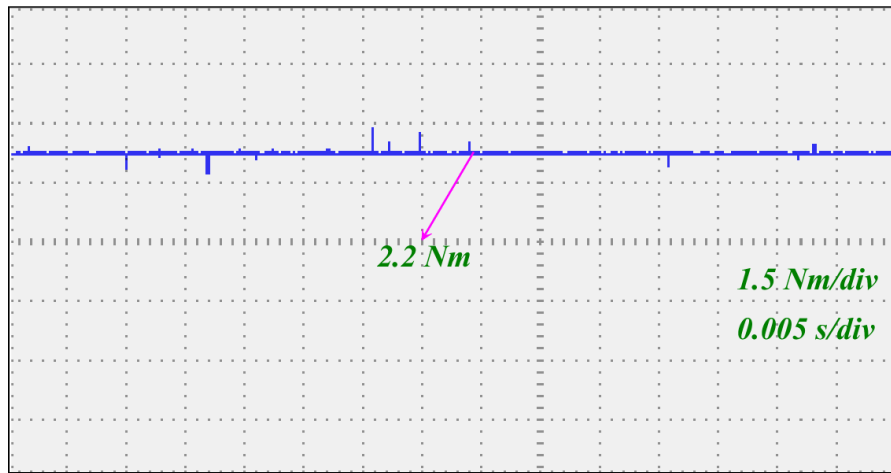


(a)

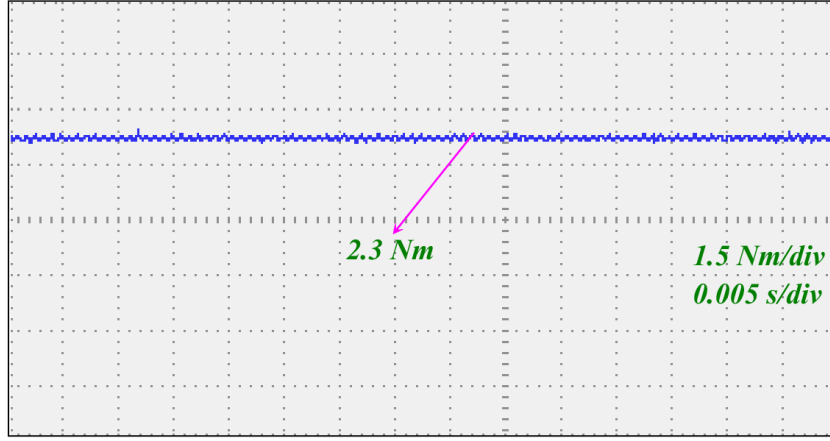


(b)

Şekil 4.7. Akı zayıflatma bölgesi için stator akımı grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi



(a)



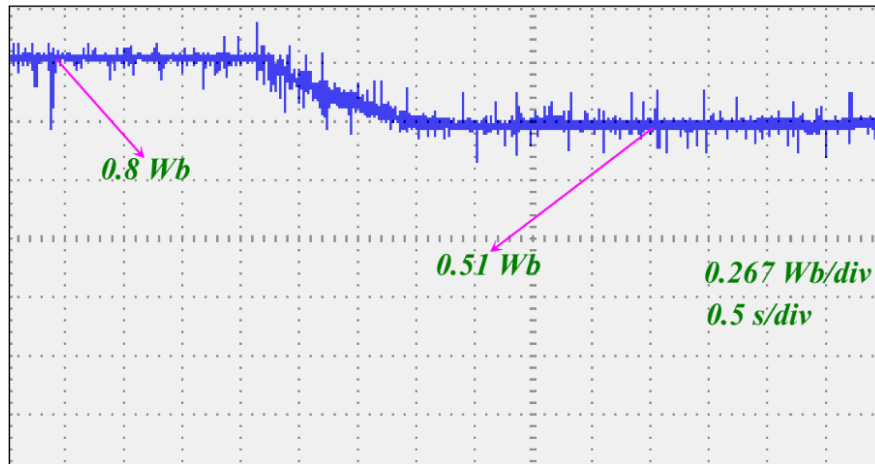
(b)

Şekil 4.8. Akı zayıflatma bölgesi için moment grafikleri (a) geleneksel akı zayıflatma yöntemi (b) MÖK tabanlı akı zayıflatma yöntemi

Asenkron motorda üretilen momentin akı zayıflatma bölgesinde değişimi Şekil 4.8'de verilmiştir. Şekil 4.8'de benzetim sonuçlarına benzer şekilde önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi için elde edilen moment değişimi, geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi ile elde edilen moment değişimine göre daha fazla dalgalanmaya sahiptir. Ayrıca çalışma sonucunda elde edilen enerji miktarı MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi için 1,409 Wh, geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemi için ise 1,0974 Wh olarak gerçekleşmiştir. Akı zayıflatma bölgesinde çalışma verimi MÖK tabanlı ve geleneksel yöntem için sırasıyla %78,22 ve %67,13'tür. Burada kullanılan verim hesabı Eşitlik (4.2)'de verilmiştir. Değerler karşılaştırıldığında önerilen yöntemin yaklaşık %11,9 daha verimli olduğu görülmektedir. Bu da elektrikli araç için daha düşük akım seviyesi ile daha hızlı sürüş ve daha uzun mesafe seyahat anlamına gelmektedir.

$$\eta = \frac{W_{out}}{W_{in}} = \frac{\int P_{out}}{\int P_{in}} \quad (4.2)$$

Her iki kontrol yöntemi için $|\psi_s|$ değişimi ve akı hatası grafikleri Şekil 4.9'da verilmiştir. Şekil 4.9'da görüldüğü üzere, benzetim sonuçlarına benzer şekilde, önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yönteminde geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemine kıyasla daha düşük bir akı seviyesine ulaşılabilmektedir. Aynı zamanda, geleneksel ve önerilen yöntemdeki dalgalanma miktarı sırasıyla 0,0397 ve 0,0482 Wb olmuştur. Ayrıca akı hata grafikleri incelendiğinde önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yönteminde referans akı ile stator akısı arasındaki fark geleneksel akı zayıflatma kontrol yöntemine göre daha düşüktür.



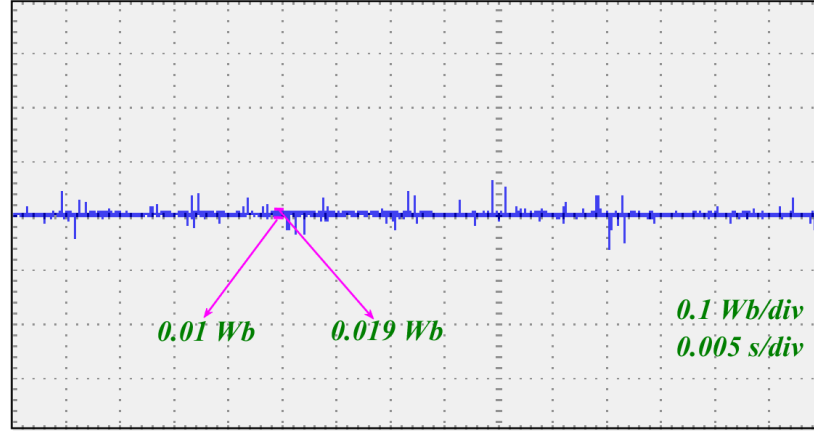
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.9. Akı zayıflama bölgesi içinde (a) geleneksel zayıflama kontrolü için akı (b) önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için akı (c) geleneksel akı zayıflatma kontrolü için akı hatası (d) önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için akı hatası

4.2. Asenkron Motor Hız Kontrolü

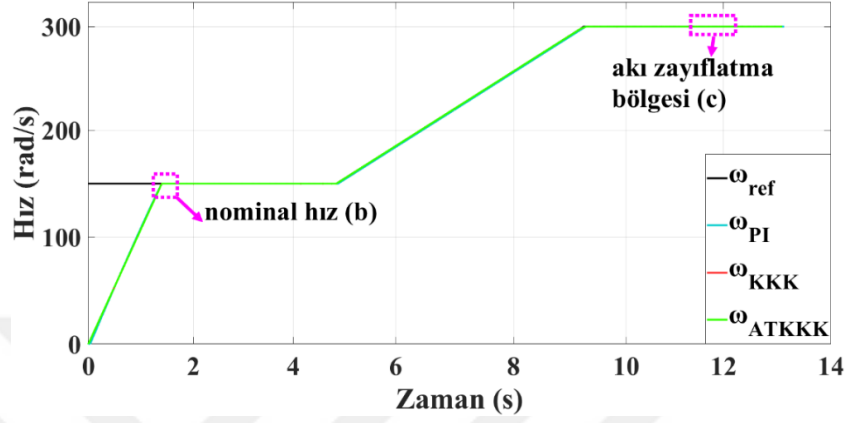
Tezin ikinci aşamasında, DMK kontrollü bir asenkron motorun akı zayıflatma bölgesinde hız kontrol başarımının artırılması hedeflenmiştir. Hız kontrolü için ATKKK yöntemi önerilmiştir. Önerilen hız kontrol yöntemi ile PI kontrol ve geleneksel KKK yöntemi karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma özellikle MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol bölgesinde yapılmıştır. Önerilen hız kontrol yönteminin başarımı hem benzetim hem de deneysel olarak elde edilmiştir.

4.2.1. Benzetim Sonuçları

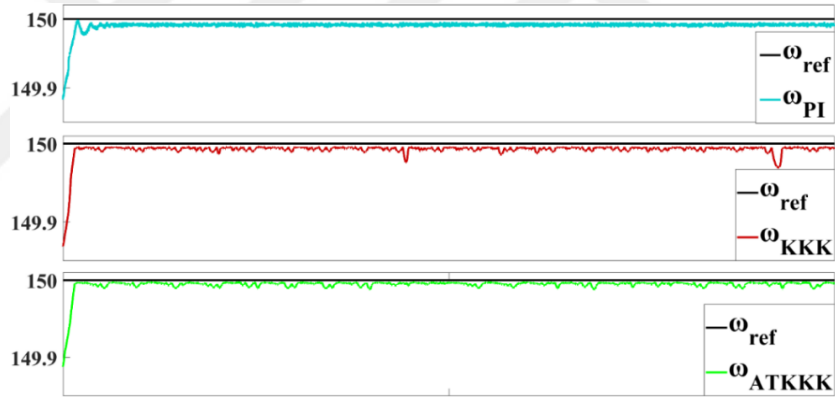
Önerilen ATKKK yönteminin benzetim çalışması öncelikle MATLAB ortamında m-file olarak gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla blok şeması Şekil 2.11'de verilen kontrol sistemi MATLAB ile tasarlanmıştır. Asenkron motor Eşitlik (2.6)-(2.11) kullanılarak modellenmiştir. Benzetim çalışmasında Şekil 4.10'da gösterilen hız referansı uygulanmıştır. Şekil 4.10'da benzetim çalışması sonucunda DMK kontrollü asenkron motor sürücüsüne ait hız kontrolü için PI, KKK ve ATKKK hız kontrol yöntemlerine ait hız grafikleri gösterilmektedir.

Şekil 4.10'da hız kontrol yöntemlerinin (PI, KKK ve ATKKK) hem nominal hız bölgesinde hem de akı zayıflama bölgesindeki başarımı görülmektedir. Şekil 4.10 (b)'de görüldüğü gibi nominal hız için aşma ve dalgalanma miktarı PI kontrol yönteminde daha yüksektir. Ayrıca KKK ve ATKKK ile karşılaştırıldığında motor hızının nominal değerine yerleşme süresi de uzundur. Şekil 4.10 (b)'de görüldüğü gibi KKK ile belirtilen sorunlar büyük ölçüde çözülmüştür ancak çatırdama sorunu

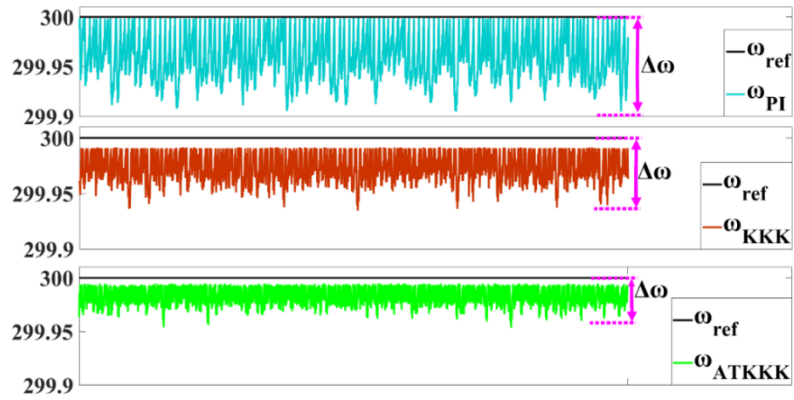
grafiklerde görülmektedir. Önerilen ATKKK ile hem PI kontrolündeki problemler ortadan kaldırılmış hem de çatırtı problemi azaltılmıştır. Şekil 4.10 (c)'de görüldüğü gibi, MÖK tabanlı akı kontrolü nedeniyle akı zayıflatma bölgesinde PI kontrolü için hız dalgalanması yüksektir. KKK bu dalgalanmayı en aza indirse bile yeterli olmamıştır ancak önerilen ATKKK ile hızdaki dalgalanma önemli ölçüde azaltılmıştır.



(a)



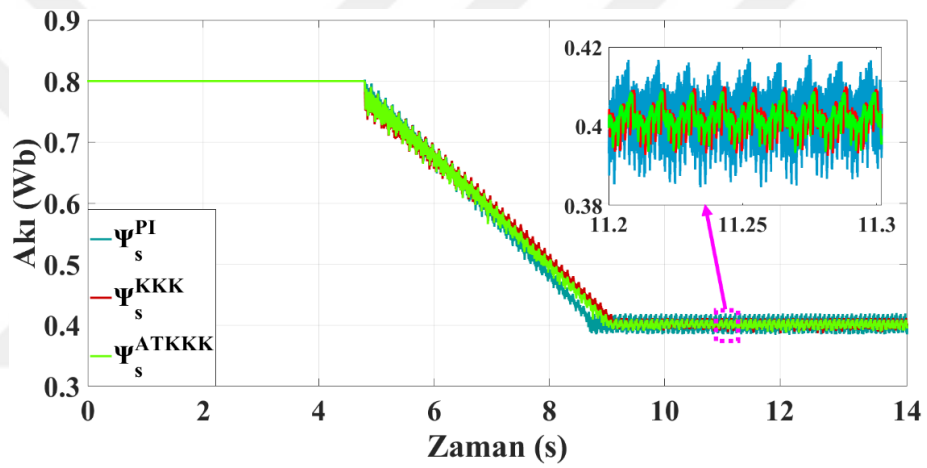
(b)



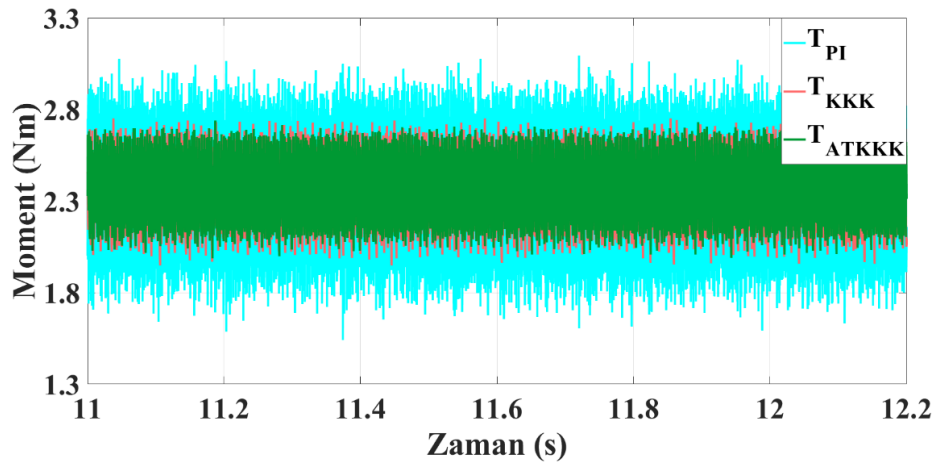
(c)

Şekil 4.10. Asenkron motor hız kontrolü benzetim çalışması sonuçları (a) tüm hızlarda (b) nominal hız (c) akı zayıflatma bölgesi

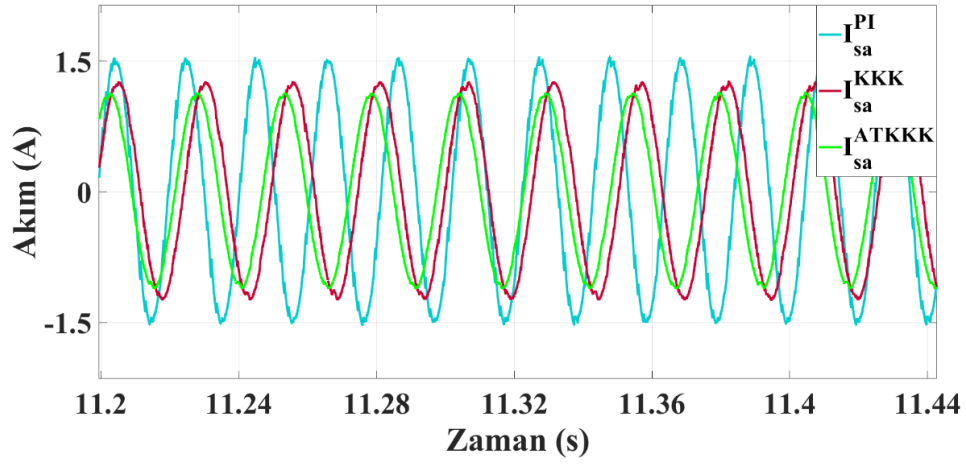
Motor hızına ilaveten sıra motor akısı, akım ve moment grafikleri de önerilen ATKKK'nin motor kontrolünde etkili olduğunu göstermektedir. Şekil 4.11 ve 4.12, MÖK ile akı zayıflatma kontrolünün temel eksikliğinin, aşırı akı ve moment dalgalanması olduğunu açıkça ortaya koymaktadır. Önerilen ATKKK ile akı ve moment dalgalanmasında beklenen azalma elde edilmiştir. PI, KKK ve ATKKK için akıdaki dalgalanma miktarı sırasıyla 0,0362, 0,0278 ve 0,0274 Wb'dir. Ek olarak PI, KKK ve ATKKK için momentteki dalgalanma miktarı sırasıyla 0,911, 0,513 ve 0,215 Nm'dir. Mevcut grafikten de görülebileceği gibi varolan seviyenin aşağı çekilmesi, önerilen yöntemin doğruluğunu da ortaya koymaktadır. Ayrıca stator a fazı toplam harmonik bozulma (THB) değeri PI, KKK ve ATKKK için sırasıyla 2,38, 1,797 ve 1,75'tir.



Şekil 4.11. Benzetim çalışması için akı değişim grafiği



(a)

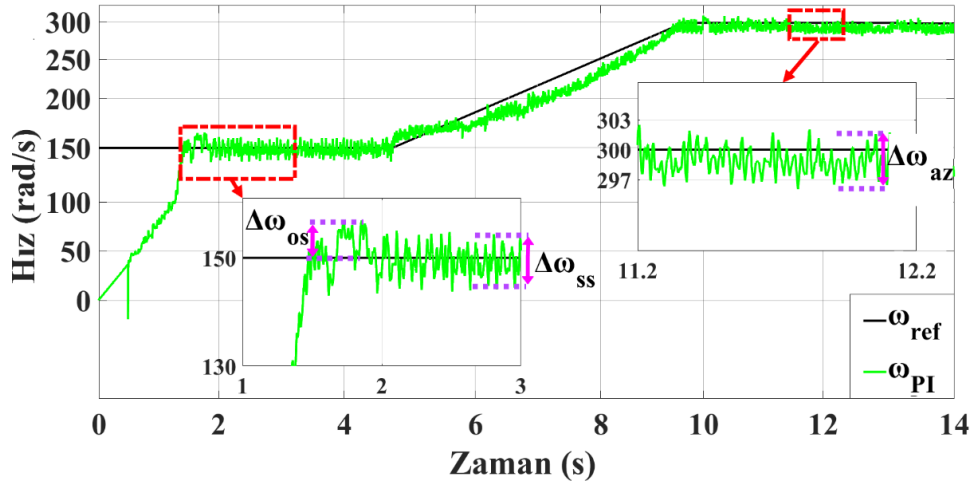


(b)

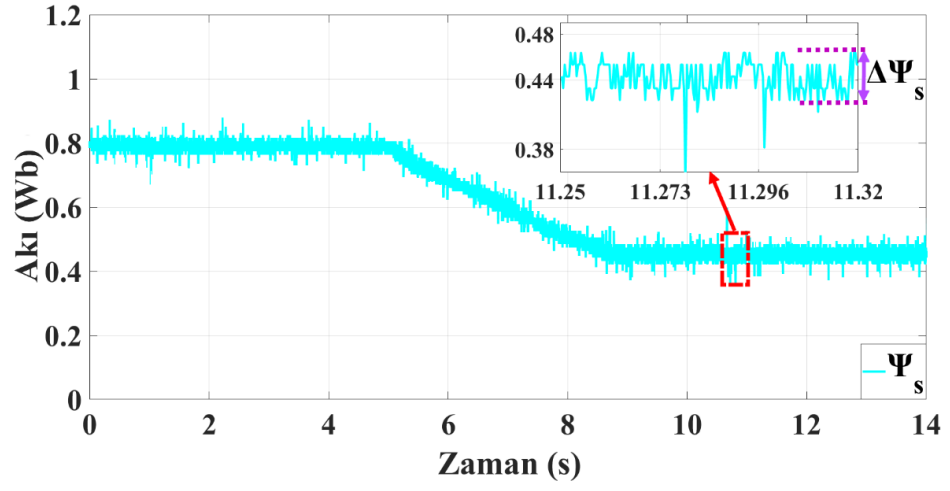
Şekil 4.12. Akı zayıflatma bölgesinde benzetim çalışması sonuçları (a) moment (b) akım

4.2.2. Deneysel Sonuçlar

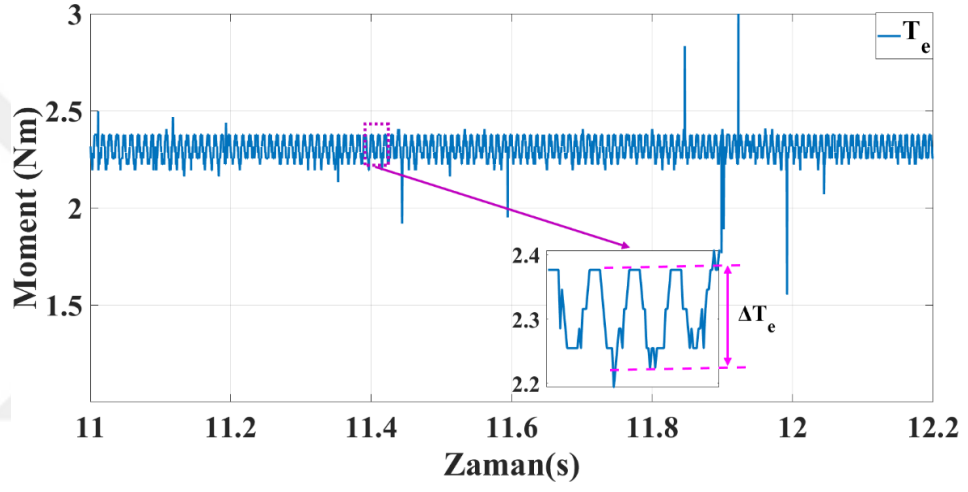
Önerilen ATKKK'nin asenkron motorun MÖK tabanlı akı zayıflatma bölgesinde başarımını göstermek için deney düzeneği Şekil 4.5'te verilmiştir. DMK kontrollü asenkron motorun akı zayıflama işlemi MÖK ile yapılmıştır. Kullanılan motorun parametreleri Tablo 4.1'de verilmiştir. Asenkron motor kontrolündeki DMK, MÖK tabanlı akı zayıflatma ve hız kontrol yöntemleri (PI, KKK ve ATKKK) için Texas Instrument'ın TMS320F28379D çift çekirdekli MCU kullanılmıştır. Deney düzeneğindeki tüm devreler (evirici, DC bara filtresi, MOSFET sürücüsü, akım algılama devresi vb.) laboratuvar ortamında tasarlanıp gerçekleştirilmiştir.



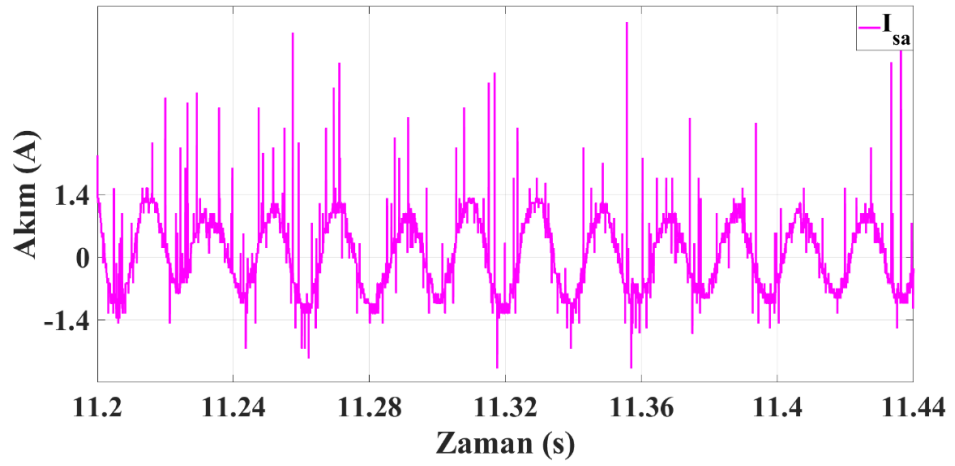
Şekil 4.13. PI hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği



Şekil 4.14. PI hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği



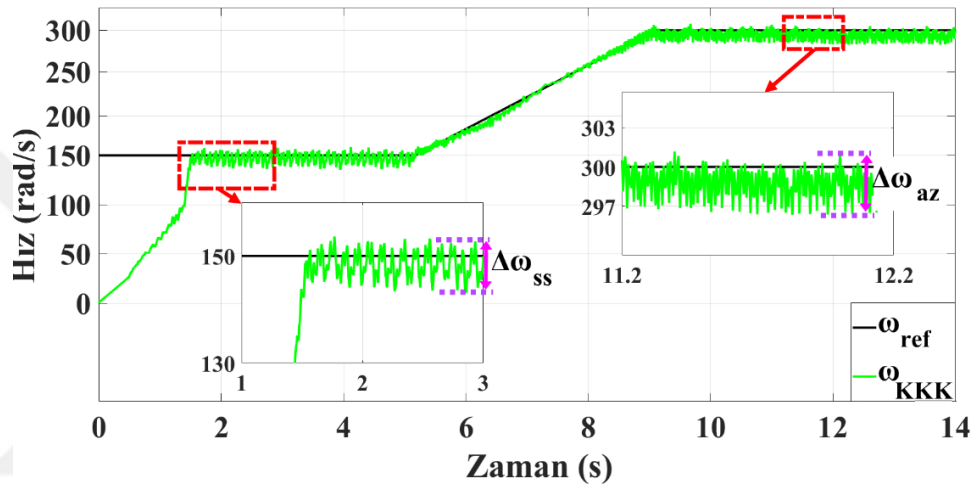
(a)



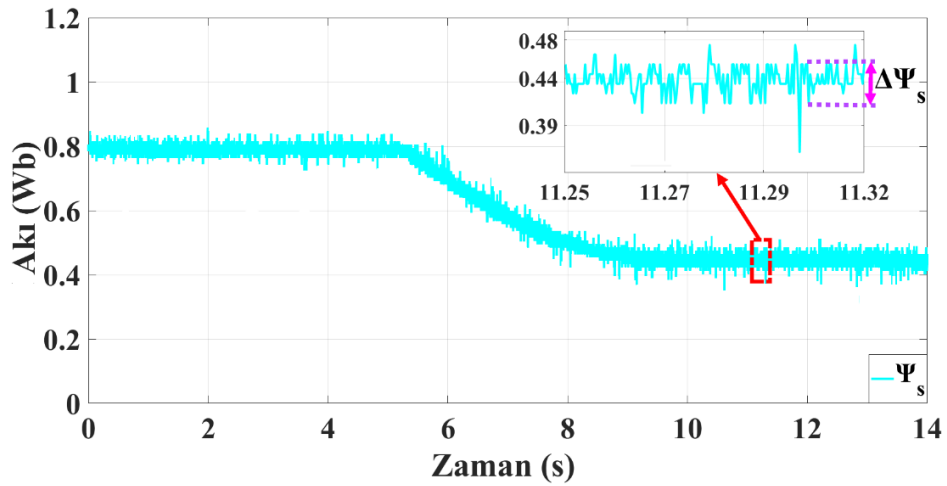
(b)

Şekil 4.15. PI ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım

Şekil 4.5'te gösterilen deney düzeneği, MÖK tabanlı akı zayıflatma bölgesinde hız kontrol tekniklerinin etkinliğini ortaya çıkarmak amacıyla kullanılmıştır. Nominal hızda ve akı zayıflama bölgesinde PI kontrolü için asenkron motorun hız başarımı Şekil 4.13'te gösterilmektedir. Test işlemi sırasında motor akı grafiği Şekil 4.14'te gösterilmektedir. Akı zayıflama bölgesinde elde edilen moment ve akım grafikleri Şekil 4.15'te gösterilmektedir. Hızdaki dalgalanma, sürekli durumda yerleşme süresi ve aşım için tüm yöntemler kullanılarak elde edilen sayısal veriler Tablo 4.2'de verilmektedir. Moment ve akıdaki dalgalanma ve stator akımı (a fazı) için THB değerine ilişkin sayısal veriler Tablo 4.3'te verilmiştir.



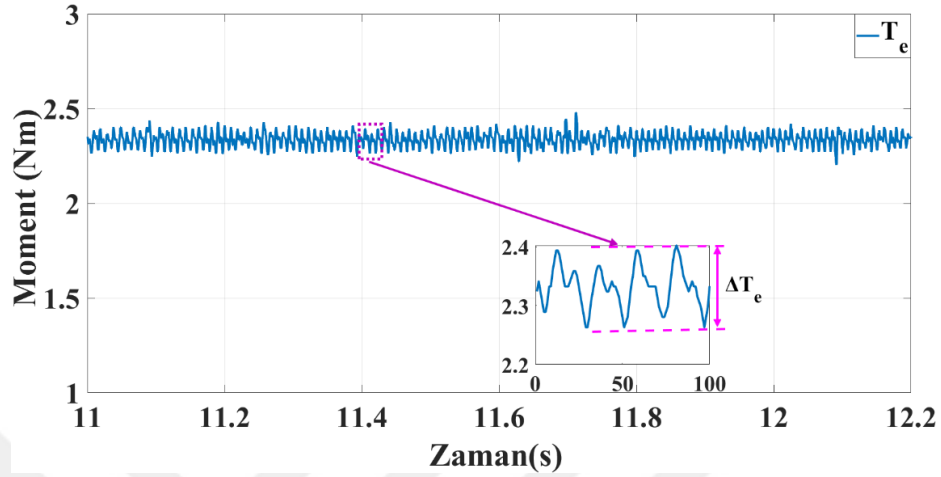
Şekil 4.16. KKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği



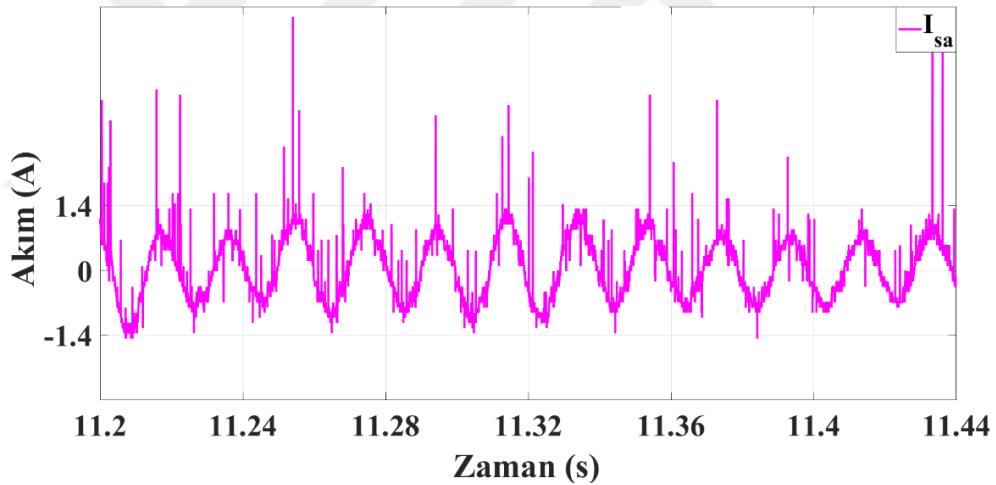
Şekil 4.17. KKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği

Asenkron motorun nominal hız ve akı zayıflama bölgesinde KKK yöntemi ile hız kontrol başarımı Şekil 4.16'da görülmektedir. Deneysel çalışmaya ait motor akı grafiği Şekil 4.17'de görülmektedir. Şekil 4.18, akı zayıflama bölgesindeki deneysel

çalışmada elde edilen moment ve akım grafiklerini verilmiştir. Hız grafiğinde, sürekli durumda yerleşme süresinde ve aşmaya ilişkin sayısal veriler Tablo 4.2'de verilmiştir. Moment ve akıda belirtilen dalgalanma ve stator akımı için THB değerine ilişkin sayısal veriler Tablo 4.3'te verilmiştir.



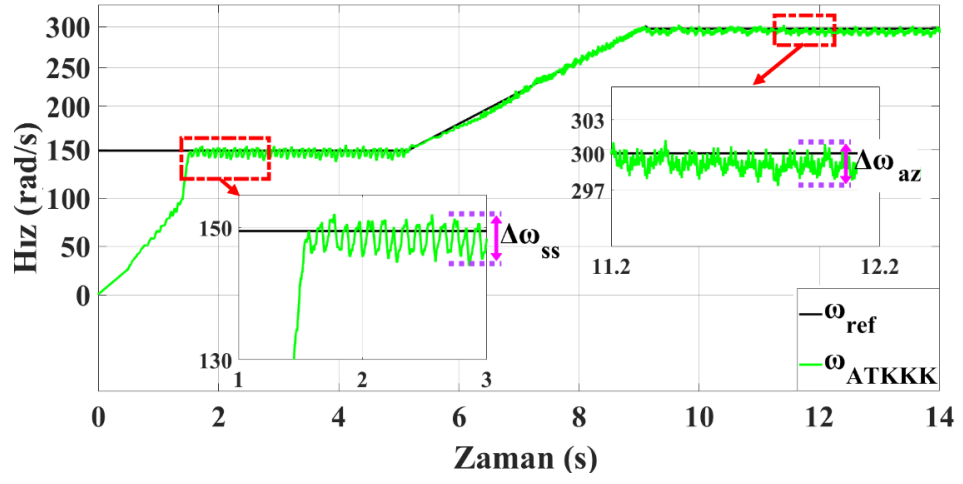
(a)



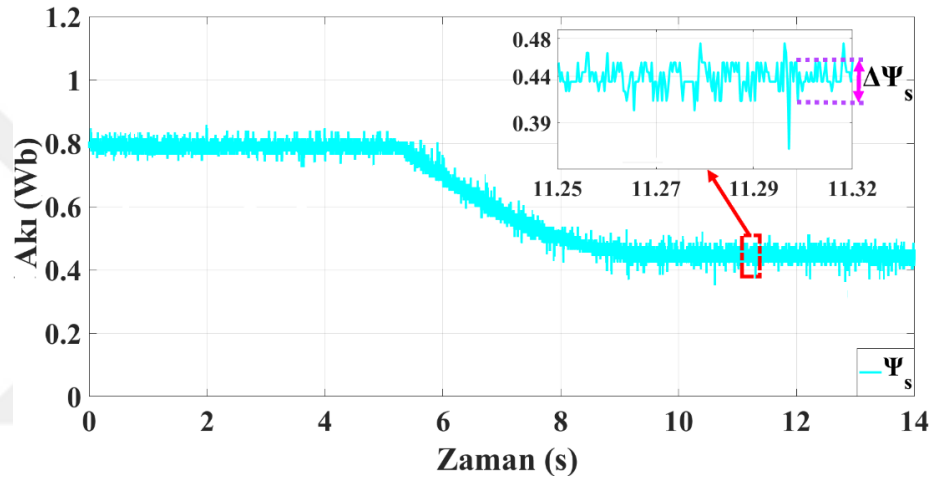
(b)

Şekil 4.18. KKK ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım

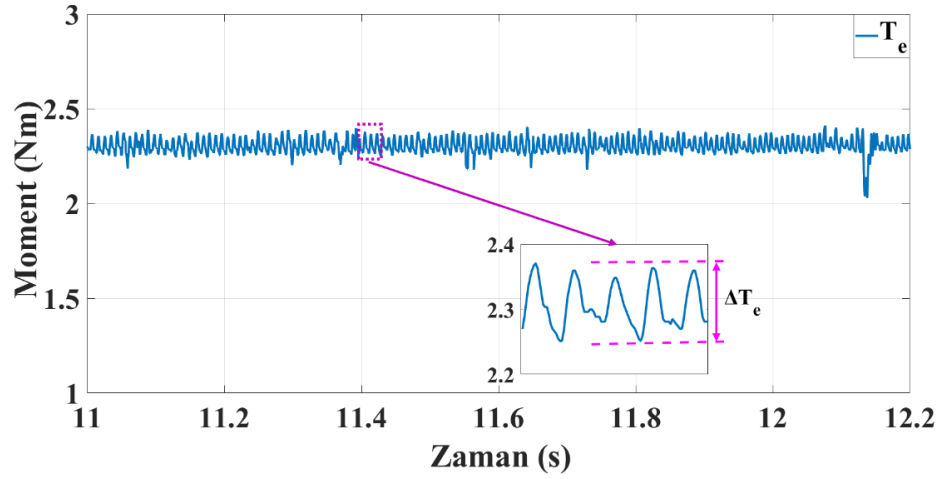
Nominal hız ve akı zayıflama bölgesindeki ATKKK yöntemi ile asenkron motorun hız kontrol başarımı Şekil 4.19'da verilmiştir. Deneysel çalışmaya ait motor akı grafiği Şekil 4.20'de görülmektedir. Akı zayıflama bölgesinde elde edilen moment ve akım grafikleri Şekil 4.21'de verilmiştir. Tablo 4.2'de, belirtilen aşma, sürekli durumda yerleşme süresi ve hız dalgalanması için sayısal değerler verilmiştir. Moment ve akıda belirtilen dalgalanma ve stator akımı için THB değerine ilişkin sayısal veriler Tablo 4.3'te görülmektedir.



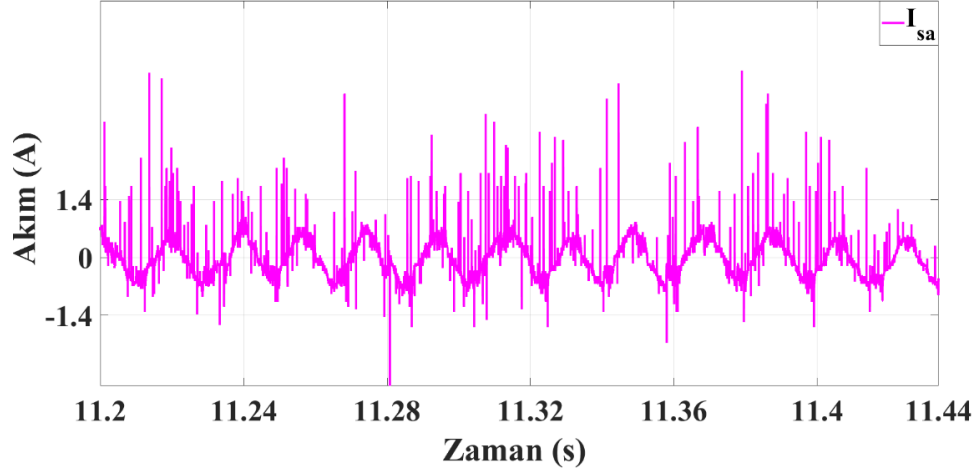
Şekil 4.19. ATKKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen hız grafiği



Şekil 4.20. ATKKK hız kontrolü ile deneysel çalışmada elde edilen akı grafiği



(a)



(b)

Şekil 4.21. ATKKK ile akı zayıflatma bölgesinde hız kontrolü deneysel çalışma sonucu (a) moment (b) akım

Tablo 4.2. Hız kontrol yöntemleri için hız verileri

Parametre	PI	KKK	ATKKK
$\Delta\omega_{os}$	6.23	0	0
$\Delta\omega_{ss}$	8.31	6.24	5.65
t_s	1.91	1.56	1.52
$\Delta\omega_{fw}$	5.44	4.05	2.62

Tablo 4.3. Hız kontrol yöntemleri başarımları verileri

Parametre	PI	KKK	ATKKK
THB_{isa}	8.7172	6.84	6.17
$\Delta\Psi_s$	0.0603	0.0513	0.0267
ΔT_e	0.264	0.237	0.215

Motor hızı için, sürekli durumda yerleşme süresinde ve aşım esnasındaki dalgalanmaya ilişkin sayısal veriler, benzetim ve deneysel çalışma için Tablo 4.2'de verilmiştir. Tablo 4.2 incelendiğinde hem benzetim hem de deneysel çalışmalar için PI kontrolü uygulanması sonucunda görülen aşmanın ($\Delta\omega_{os}$) KKK ve ATKKK yöntemleri ile tamamen sönmüldüğü görülmektedir. Aynı zamanda motor hızının sürekli duruma yerleşme süresi (t_s) KKK ile azaltılmıştır. Önerilen ATKKK yöntemiyle sürekli durumda yerleşme süresi daha da azaltılmıştır. Tablo 4.2'deki veriler incelendiğinde hem nominal hız hem de akı zayıflama bölgesi ($\Delta\omega_{ss}$ ve $\Delta\omega_{fw}$) için hızdaki dalgalanma miktarı KKK yöntemi ile azaltılmaktadır. Önerilen ATKKK ile özellikle akı zayıflama bölgesindeki dalgalanma, hem benzetim hem de deneysel çalışma sonucunda hem PI hem de KKK yöntemlerine göre oldukça azaltılmıştır. Tablolardaki veriler ve Şekil 4.13, 4.16 ve 4.19'daki hız grafikleri incelendiğinde,

önerilen ATKKK yöntemiyle, KKK ile karşılaştırıldığında daha iyi yakınsama ve daha az çatırtı elde edilmektedir.

Önerilen ATKKK yönteminin başarımını daha açık bir şekilde göstermek için, moment ve akıdaki dalgalanma miktarı ve stator akımı THB değeri için sayısal veriler Tablo 4.3'te verilmiştir. Stator akımı (a fazı) THB değeri (THB_{isa}), Tablo 4.3'te görüldüğü gibi KKK ve ATKKK yöntemleri ile önemli ölçüde azaltılmıştır. Ayrıca, PI yöntemi için MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolünde akı ($\Delta\Psi_s$) ve momentteki (ΔT_e) dalgalanmanın yüksek olduğu anlaşılmaktadır. Benzetim ve deneysel çalışma sonucunda KKK'nin akı ve moment dalgalanma miktarını azalttığı gösterilmiştir. PI ve KKK yöntemleri ile karşılaştırıldığı zaman önerilen ATKKK, hem akı hem de momentteki dalgalanmayı önemli ölçüde azalttığı görülmektedir. Tablo 4.2, 4.3 ve ilgili grafikler incelendiğinde, PI kontrol uygulaması sonucu ortaya çıkan sorunlar KKK kullanılarak çözülmüş olsa da, geleneksel KKK'de bir çatırtı sorununun ortaya çıktığı görülmektedir. KKK yönteminde kalıtsal bir sorunun (çatırtı olgusu) sistemin başarımı üzerinde bazı olumsuz etkileri olduğu açıktır. Hem tablolardan hem de Şekil 4.17, 4.18, 4.20 ve 4.21'dan görülebileceği gibi, önerilen ATKKK ile bu sorunlar önemli ölçüde giderilmiştir.

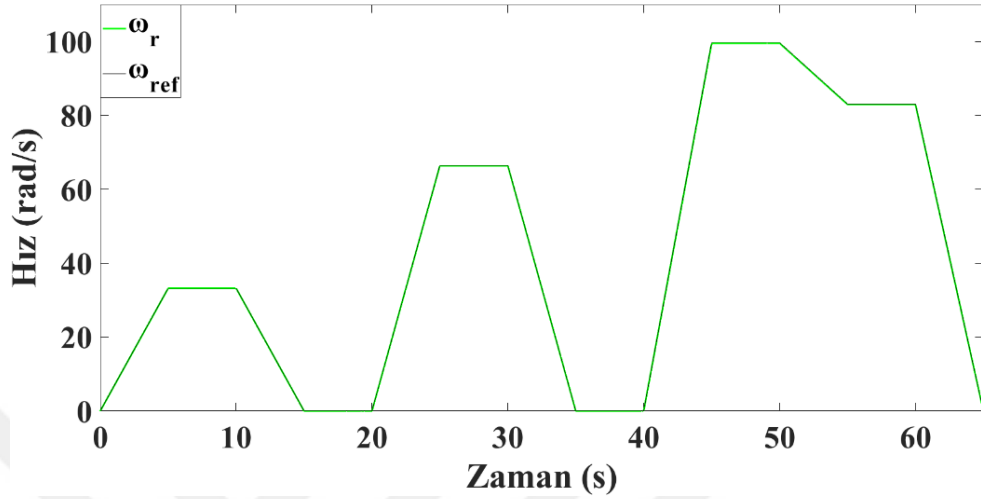
4.3. Enerji Yönetim Sistemi

Tezin üçüncü aşamasında, DMK kontrollü bir asenkron motorun enerji ihtiyacı için HEDS oluşturulmuş ve enerji kaynakları ve asenkron motor arasındaki güç akışını kontrol etmek için kural tabanlı, BM tabanlı ve MÖK tabanlı olmak üzere üç farklı EYS yöntemi kullanılmıştır. Önerilen MÖK tabanlı EYS, kural tabanlı ve BM tabanlı EYS ile karşılaştırılmıştır. Önerilen EYS yönteminin sonuçları hem benzetim hem de deneysel olarak elde edilmiştir.

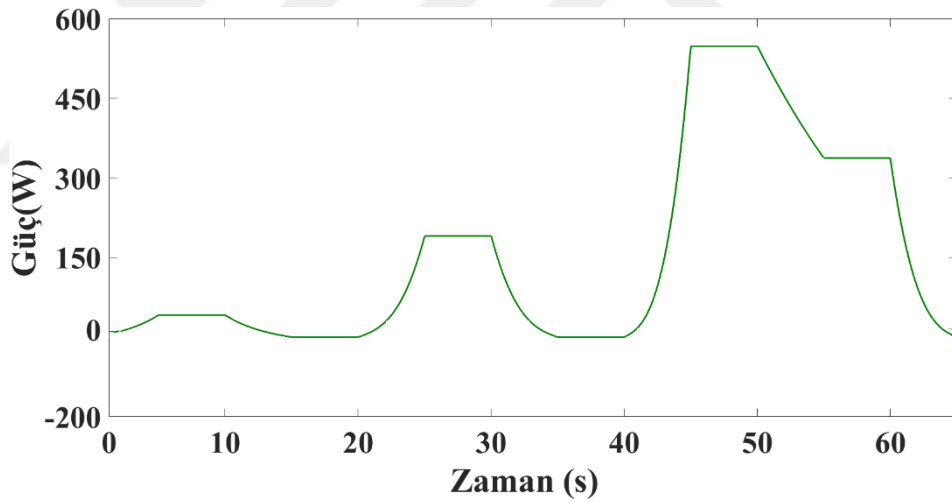
4.3.1. Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada, birimleri Şekil 2.1'de gösterilen bir elektrikli aracın tüm bölümleri Matlab m-file'de modellenerek benzetimi yapılmıştır. Elektrikli aracın tahrik sistemi olan asenkron motor vektör kontrol yöntemlerinden DMK yöntemi ile sürülmüştür. Sürücüye uygulanan referans hız (ECE-15 sürüş çevrimi) ve benzetim sonucu elde edilen motor hızı Şekil 4.22'de verilmiştir. Çalışma sonucu elde edilen motor gücü grafiği Şekil 4.23'te verilmiştir. Benzetim çalışmasında verilen hız referansı için aracın ihtiyaç duyduğu güç ve moment hesaplanmış ve araç içindeki

asenkron motora iletilmiştir. Asenkron motor gerekli hız ve momentini üretebilmek için ihtiyaç duyduğu enerjiyi tasarlanan HEDS'den (Li-ion batarya ve süper kapasitör) almaktadır. Bu çalışmanın temelini oluşturan HEDS için 3 farklı EYS uygulanmış ve verimlilikleri karşılaştırılmıştır.

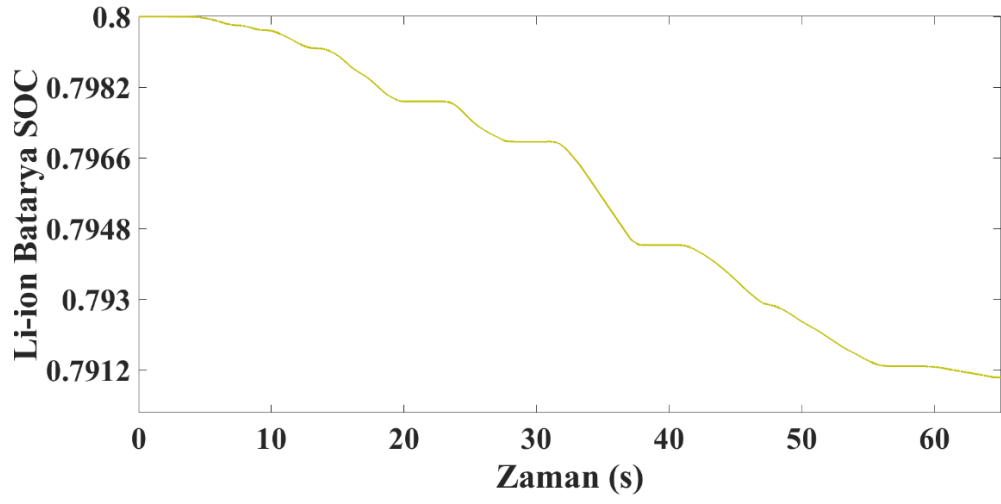


Şekil 4.22. ECE-15 hız referansı için asenkron motor hızı

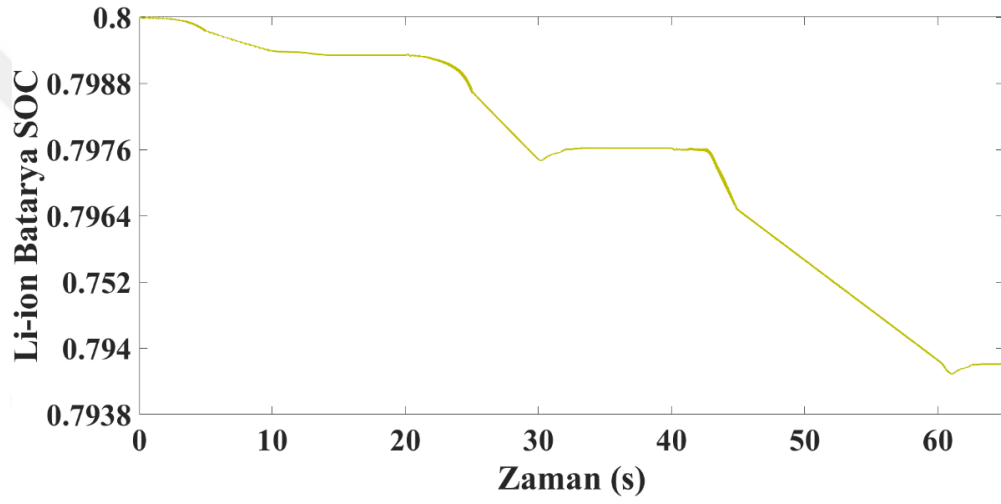


Şekil 4.23. Benzetim sonucu asenkron motorun çektiği güç

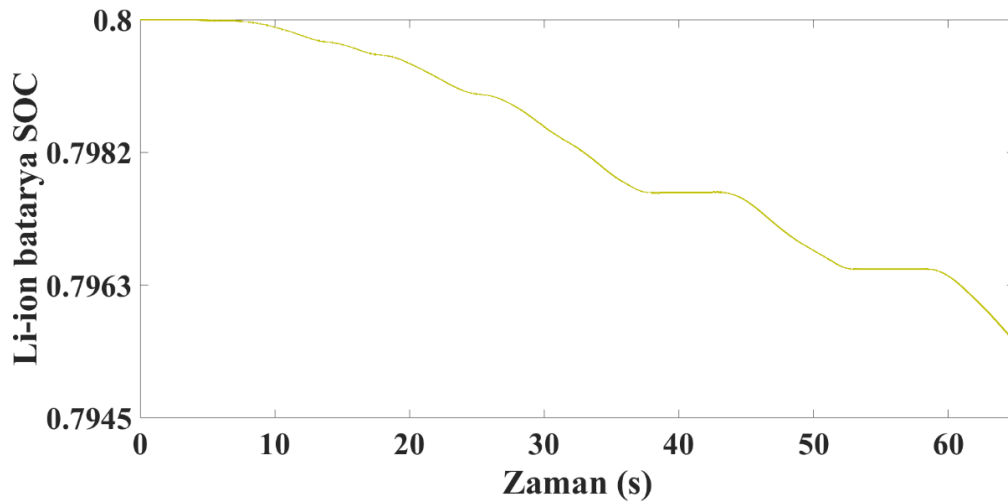
Şekil 4.22'de görüldüğü gibi araç hareketi oldukça değişkendir ve sürüş çevrimi sırasında birçok defa hızlanma ve yavaşlama durumu gerçekleşmektedir. Özellikle hızlanma esnasında asenkron motorun gerekli momentini üretebilmesi için bataryadan çok fazla akım çekmesi gerekmektedir. Oluşacak aşırı akımların bataryaya zarar vermemesi için anlık yüksek güç yoğunluğuna sahip enerji kaynakları kullanılmalıdır. Bu çalışmada anlık yüksek güç yoğunluğuna ihtiyaç duyulduğunda süper kondansatörler kullanılmıştır.



(a)



(b)



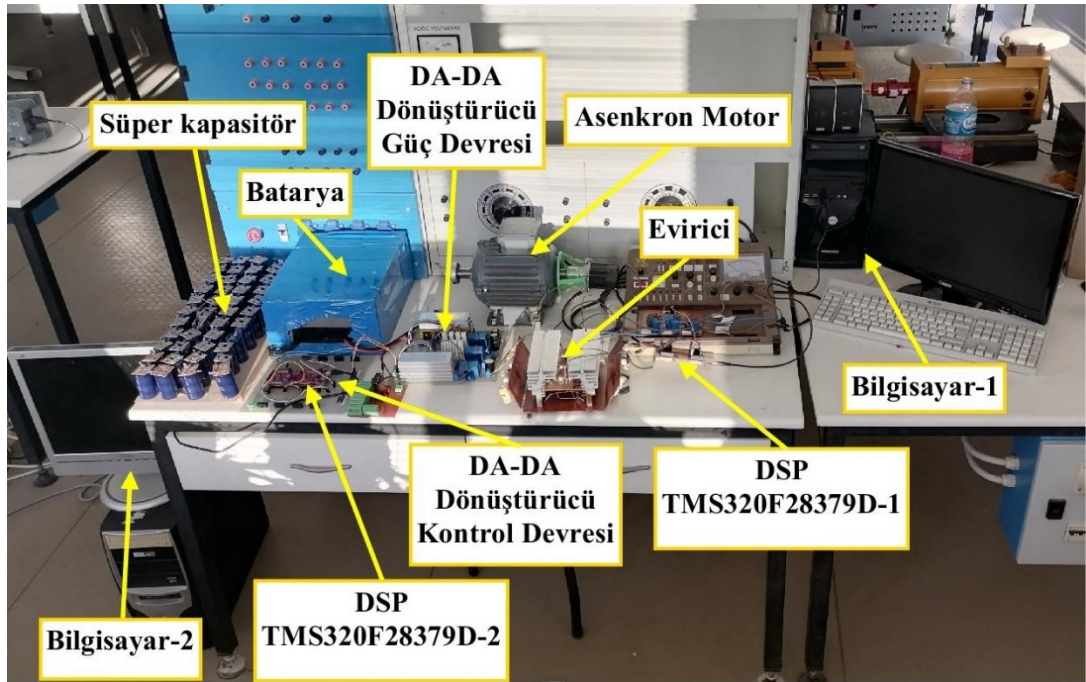
(c)

Şekil 4.24. Benzetim sonucu Li-ion batarya SOC değerleri (a) kural tabanlı EYS (b) BM tabanlı EYS (c) MÖK tabanlı EYS

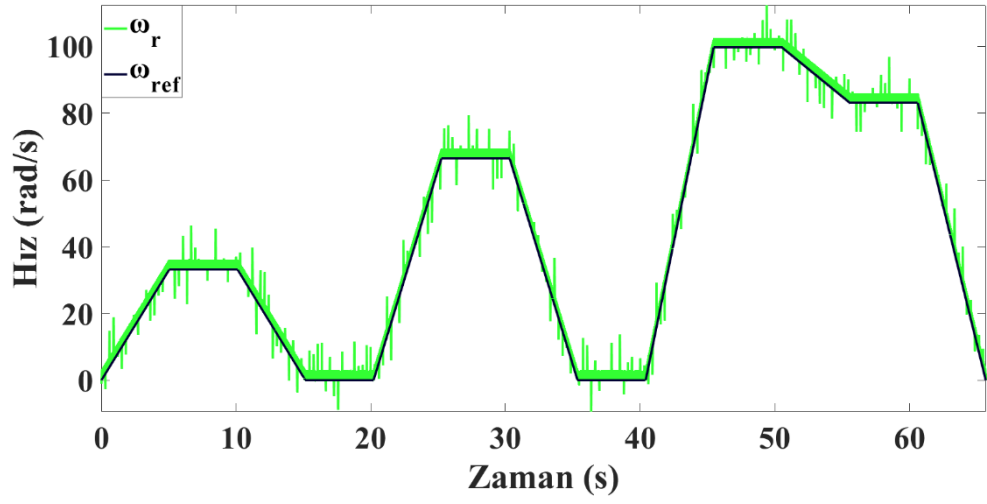
Şekil 4.24'te kural tabanlı, BM tabanlı ve MÖK tabanlı EYS yöntemleri için ECE-15 sürüş çevrimi sonucunda bataryanın şarj durumu (SOC) benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 4.24 (a)'da görüldüğü gibi kural tabanlı EYS uygulanması durumunda batarya şarj durumu % 0,89 azalmıştır. Şekil 4.24 (b) ve (c)'de görüldüğü gibi BM tabanlı ve MÖK tabanlı EYS uygulanması durumunda batarya şarj durumu sırasıyla % 0,58 ve % 0,49 azalmıştır. Elde edilen grafikler ve değerler dikkate alındığı zaman hem BM tabanlı hem de MÖK tabanlı EYS, kural tabanlı EYS'den daha iyi sonuç vermiştir.

4.3.2. Deneysel Sonuçlar

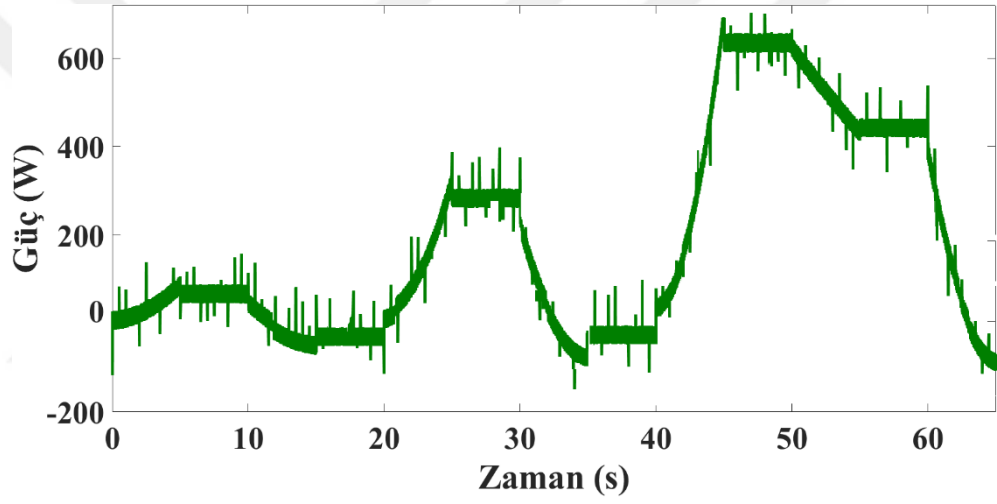
Asenkron motorunun ihtiyaç duyduğu enerjiyi Li-iyon batarya ve süper kapasitörlerden oluşan HEDS'inden sağlamak için kullanılan EYS'nin başarısını deneysel olarak da gerçekleştirmek amacıyla Şekil 4.25'te gösterilen deney düzeneği kullanılmıştır. Şekilde görülen Bilgisayar-1 asenkron motor kontrol yazılımı, TMS320F28379D-1 asenkron motor evirici kontrolü, Bilgisayar-2 EYS yazılımı, TMS320F28379D-2 DA-DA dönüştürücü kontrolü için kullanılmıştır. Hem asenkron motor kontrol yazılımı hem de EYS yazılım kodları Code Composer Studio ortamında hazırlanmıştır. Deney düzeneğindeki tüm devreler (evirici, MOSFET sürücüsü, akım algılama devresi, DA-DA dönüştürücü, rezonans tankı vb.) laboratuvarında tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.



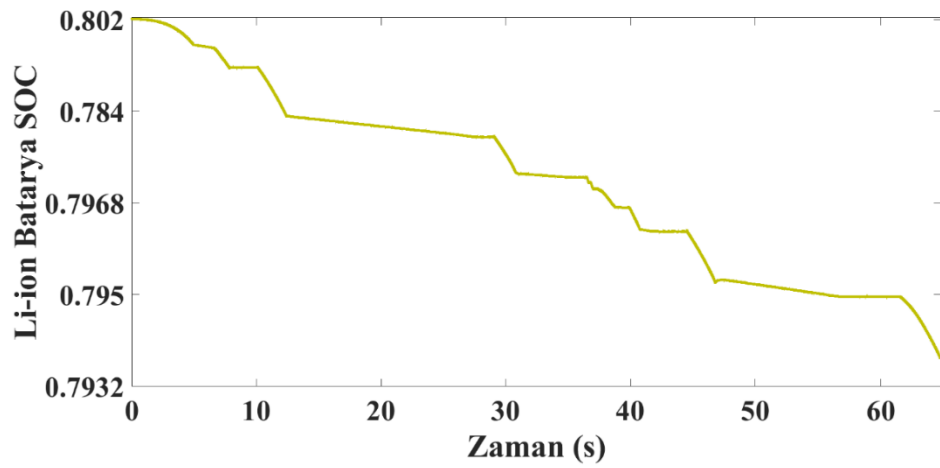
Şekil 4.25. EYS deneysel test düzeneği



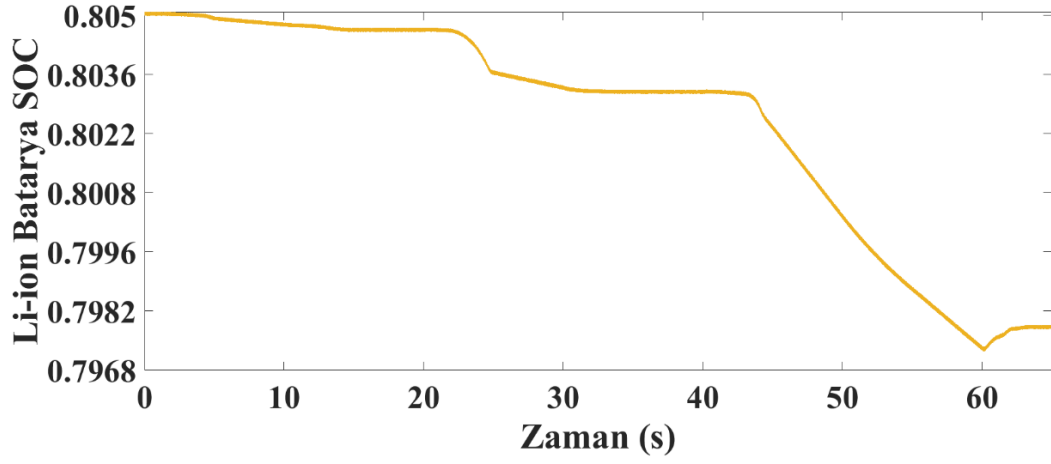
Şekil 4.26. Deneysel çalışmada ECE-15 hız referansı için asenkron motor hızı



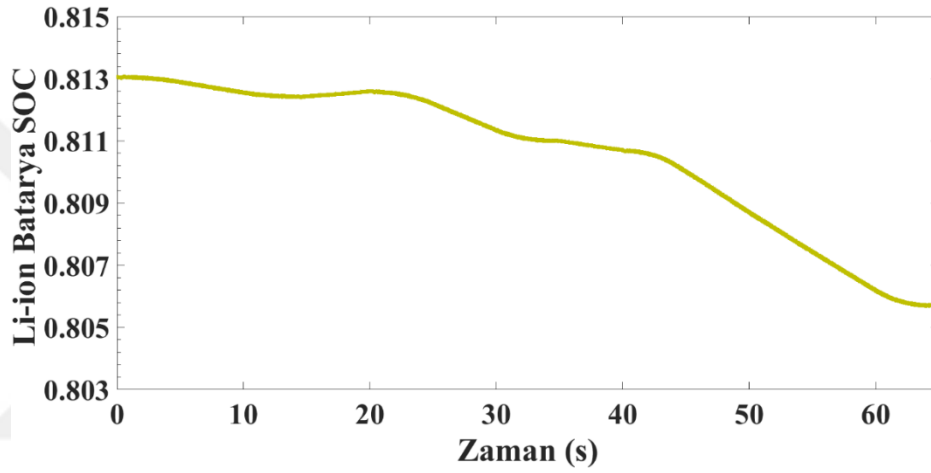
Şekil 4.27. Deneysel çalışma sonucu asenkron motorun çektiği güç



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.28. Deneysel çalışma sonucu Li-ion batarya SOC değerleri (a) kural tabanlı EYS (b) BM tabanlı EYS (c) MÖK tabanlı EYS

Bu tez çalışmasında kullanılan EYS'ler Şekil 4.25'te verilen düzenek kullanılarak deneysel olarak test edilmiştir. Çalışma sırasında kullanılan hız referansı Şekil 4.22'de gösterilen benzetim çalışması hız referansı ile aynıdır. Deneysel çalışma sonucu elde edilen motor hızı grafiği Şekil 4.26'da, asenkron motorun çektiği güç ise Şekil 4.27'de verilmiştir. Şekil 4.28'de kural tabanlı, BM tabanlı ve MÖK tabanlı EYS yöntemleri için ECE-15 sürüş çevrimi sonucunda bataryanın şarj durumu (SOC) deneysel sonuçları görülmektedir. Deneysel çalışmalar gerçekleştirilirken batarya şarj işlemi sonucu bataryaların SOC değerini aynı değerde hassas bir şekilde eşitlemek oldukça zor olduğu için bataryaların ilk andaki SOC değerlerinde küçük miktarda farklılık mevcuttur. Şekil 4.28 (a)'da görüldüğü gibi kural tabanlı EYS uygulanması durumunda batarya şarj durumu % 0,81 azalmıştır. Şekil 4.28 (b) ve (c)'de görüldüğü

gibi BM tabanlı ve MÖK tabanlı EYS uygulanması durumunda batarya şarj durumu sırasıyla % 0,7 ve % 0,65 azalmıştır.

ECE-15 sürüş çevriminin uygulanması sonucu elde edilen grafikler ve değerler dikkate alındığı zaman hem BM tabanlı hem de MÖK tabanlı EYS, kural tabanlı EYS'den daha iyi sonuç vermiştir. Önerilen MÖK tabanlı EYS ile BM tabanlı EYS karşılaştırıldığında önerilen yöntem ile batarya enerji miktarındaki düşüşün daha az olduğu görülür. Bu durum önerilen yöntemin yardımcı enerji kaynağı süper kapasitörü daha etkili kullandığını göstermektedir. Böylece MÖK tabanlı EYS, Li-ion bataryanın daha az zorlanmasına ve batarya sağlığının daha az bozulmasına neden olur. Hem benzetim hem de deneysel çalışma sonucunda elde edilen grafiklerde görüldüğü gibi özellikle BM tabanlı EYS yönteminde belirli bölgelerde bataryanın hızlı deşarj olması durumu gözlenmiştir. Şekil 4.23 ve Şekil 24'te verilen motor hız ve güç grafikleri incelendiğinde özellikle hızlanma durumlarında asenkron motor enerji kaynağından daha fazla akım çekme eğiliminde olduğu görülmektedir. Bu durum anlık olarak bataryanın nominal akımının üzerinde zorlanmasına neden olur. Hem Şekil 4.24 hem de 4.28 incelendiği zaman asenkron motorun hızlanma süreçlerinde BM tabanlı EYS süper kapasitörleri daha etkin kullanmadığı için batarya daha hızlı deşarj olmuştur. Hem benzetim hem de deneysel sonuçlar incelendiğinde, MÖK tabanlı EYS ile batarya deşarj süreci daha dengeli gerçekleşmiştir. Bu durum Li-ion bataryanın hızlanma sürecinde fazla zorlanmamasını sağlamıştır. Böylece hem sürüş çevrimi sırasında gerçekleşen ani yüksek akım ihtiyacı anlarında hem de çevrim sonucu toplam enerji tüketimine bakıldığı zaman önerilen MÖK tabanlı EYS bataryadaki enerjiyi daha verimli kullanmıştır. Bu durum Önerilen MÖK tabanlı EYS'nin süper kapasitörleri daha verimli kullandığını göstermektedir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında elektrikli araçlar için hem tahrik sistemi asenkron motorun kontrolü hem de motorun enerji kaynağının kontrolü yapılmıştır. İlk olarak, DMK kontrollü asenkron motor hem benzetim hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorun çok yüksek hızlara ulaşabilmesi için DMK kontrolünde kullanılan referans akı değeri, akı zayıflatma kontrol yöntemiyle belirlenmiş ve bu şekilde MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü geliştirilmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde, MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolünün DMK yöntemi üzerindeki olumsuz etkilerini ortadan kaldırmak için gelişmiş bir hız kontrol yöntemi olan ATKKK yöntemi geliştirilmiştir. Çalışmanın son bölümünde ise, elektrikli araçlarda kullanılan enerjinin yönetimine odaklanılmıştır. Bu amaçla, Li-ion batarya ve süper kapasitörden oluşan HEDS kullanılmıştır. Bu iki enerji kaynağı ve asenkron motor arasındaki güç akışını yönetmek için MÖK tabanlı EYS tasarlanmış ve uygulanmıştır.

Bu tez çalışmasının ilk bölümünde DMK kontrollü asenkron motorun çok yüksek hızlarda çalışması için MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem hem benzetim hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiş, geleneksel kontrol yöntemi ile kıyaslandığında asenkron motorun çalışmasını etkileyen akı zayıflatma bölgesinde kararlı duruma ulaşma süresi ve dalgalanma değerlerinde iyileştirmeler yapılmıştır. Aynı zamanda akı zayıflatma bölgesindeki stator akım seviyesi de belirli bir miktar azaltılmıştır. Buna ek olarak, akı zayıflatma bölgesinde verim arttırılmıştır. Geleneksel yöntemin verim değerine göre MÖK tabanlı yöntemin yaklaşık %11 daha verimli olduğu görülmektedir. Bu da elektrikli araç için daha düşük akımla uzun mesafenin kat edilmesi anlamına gelmektedir. Önerilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolü ile hem akım seviyesinde azalma olmakta hem de asenkron motorun çıkışında daha uzun süre enerji elde edilmekte, bunun yanı sıra çok yüksek hız seviyesine ulaşılmaktadır. Geliştirilen yöntem sonucunda elde edilen moment grafiklerinde dalgalanma geleneksel yöntemle göre biraz daha fazla olduğu görülmüştür. Bu sorunu çözmek için DMK kontrolünde hız kontrolü için KKK kullanılması önerilmektedir.

Tezin ikinci bölümünde DMK kontrollü asenkron motorun hız kontrolü için yeni bir ATKKK yöntemi önerilmiştir. Tez çalışmasının ilk bölümünde geliştirilen MÖK tabanlı akı zayıflatma kontrolünün momentin dalgalanmasını arttırması gibi önemli bir

probleminin olduğu belirtilmiştir. Bu bölümde hem bir önceki bölümde önerilen akı zayıflatma kontrolünün problemlerini gidermek hem de hız kontrolünü iyileştirmek için yeni bir hız kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Önerilen ATKKK yöntemi benzetim ve deneysel çalışmalarla test edilmiştir. Hem benzetim hem de deneysel çalışma sonuçlarına göre, geleneksel KKK ile motor kontrol performansının iyileştirilmesinin yanı sıra, motor hızı, akı ve momentteki dalgalanmalar azaltılmış, ancak çatırtı sorunu ortaya çıkmıştır. Geleneksel KKK yönteminin üstel terimi ve sabit oran terimi geliştirilmiş böylece hem hız kontrol başarımını artırmak hem de çatırtı problemini ortadan kaldırmak ve daha hızlı yakınsama için yeni bir ATKKK yöntemi önerilmiştir. Çalışma sonucunda elde edilen hız grafikleri ve tablolardaki verilere göre, nerilen ATKKK hem nominal hızda hem de akı zayıflama bölgesinde daha az hız hatası, aşım ve dalgalanma üretmiş ve kararlı duruma daha kısa yerleşme süresi elde edilmiştir. Hızdaki iyileşmenin yanı sıra MK tabanlı akı zayıflatma kontrolü için motor akımının THD değeri azalmış, akı ve momentteki dalgalanma önemli ölçüde azaltılmıştır.

Tezin son aşamasında asenkron motorunun ihtiyaç duyduğu enerjiyi Li-iyon batarya ve süper kapasitörden oluşan HEDS'inden sağlamak için MK tabanlı EYS nerilmiştir. Li-ion bataryanın sağlığı bataryadan çekilen akımın yüksek oluşuna bağlı olarak bozulabilmektedir. Hem benzetim hem de deneysel sonuçlar incelendiğinde nerilen MK tabanlı EYS hem kural tabanlı hem de BM tabanlı EYS'ye göre bataryadaki enerjiyi daha tasarruflu kullanmıştır. Özellikle BM tabanlı EYS incelendiği zaman batarya deşarj sürecinde SOC grafiğinin daha dalgalı olduğu görülmektedir. Önerilen MK tabanlı EYS, HEDS içinde yardımcı kaynak olarak kullanılan süper kapasitörü daha verimli kullanarak asenkron motorun yüksek akım talebi anlarında bataryanın zorlanmasını önlemiştir. Hem tüm sürüş çevrimi sonunda hem de süreç içinde aşırı yüklenme durumları göz önünde bulundurulduğunda nerilen MK tabanlı EYS daha başarılı olmuştur. Böylece batarya daha verimli ve fazla zorlanmadan kullanılmıştır.

KAYNAKLAR

- Ahi, S. T., Kambara, H., and Koike, Y. (2010). A dictionary-driven P300 speller with a modified interface. *IEEE transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 19(1), 6-14.
- Agency I. E. (2023). *Global EV Outlook 2023: Catching up With Climate Ambitions*. Retrieved: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>.
- Aktaş, M. (2005). TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüsü (Doktora Tezi, KTÜ., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon).
- Aktas, M., Awaili, K., Ehsani, M., and Arisoy, A. (2020). Direct torque control versus indirect field-oriented control of induction motors for electric vehicle applications. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 23(5), 1134-1143.
- Aktaş, M., and Çavuş, B. (2020). A computer-aided educational tool for vector control of AC motors in graduate courses. *Computer Applications in Engineering Education*, 28(3), 705-723.
- Ameur A., Mokhtari B., Essounbouli N. and Mokrani L. (2012). Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive using Space Vector Modulation Based MRAS and Stator Resistance Estimator. *International Scholarly and Scientific Research & Innovation*, 774-779.
- Amin, R. B., Rohman, A. S., Dronkers, C. J., Ortega, R., and Sasongko, A. (2014). Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power sources using model predictive control. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(4), 1992-2002.
- Ammar, A., Benakcha, A., and Bourek, A. (2017). Adaptive MRAC-based direct torque control with SVM for sensorless induction motor using adaptive observer. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 91(5), 1631-1641.
- Argha, A., Li, L., Su, S. W., and Nguyen, H. (2016). On LMI-based sliding mode control for uncertain discrete-time systems. *Journal of the Franklin Institute*, 353(15), 3857-3875.
- Arisoy, A. (2008). *Eksik Tahrikli Robot Manipulatorların Kontrolü Ve Donanımlı Simulatorde Gerçeklenmesi*. Fen Bilimleri Enstitüsü,
- Armenta, J., Núñez, C., Visairo, N., and Lázaro, I. (2015). An advanced energy management system for controlling the ultracapacitor discharge and improving the electric vehicle range. *Journal of Power Sources*, 284, 452-458.
- Banjac, G., Stellato, B., Moehle, N., Goulart, P., Bemporad, A., and Boyd, S. (2017). Embedded code generation using the OSQP solver. The 2017 IEEE 56th Annual Conference on Decision and Control (CDC).
- Belhachemi, F., Rael, S., and Davat, B. (2000). A physical based model of power electric double-layer supercapacitors. The Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No. 00CH37129).
- Benlaloui, I., Drid, S., Chrifi-Alaoui, L., and Ouriagli, M. (2014). Implementation of a new MRAS speed sensorless vector control of induction machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(2), 588-595.
- Bhardwaj, M., and Yu, S. (2020). Bidirectional CLLLC resonant dual active bridge (DAB) reference design for HEV/EV onboard charger. Texas Instruments, 1-14.
- Boulghasoul, Z., Elbacha, A., and Elwarraki, E. (2010). Performance of Fuzzy Anti Windup Compensator for PI Type Speed Controller in IM drives. The 2nd International Conference On Industriel Systems and Logisitics.

- Boulghasoul, Z., Elbacha, A., Elwarraki, E., and Yousfi, D. (2011). Combined vector control and direct torque control an experimental review and evaluation. The 2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems.
- Boulmane, A., Zidani, Y., and Belkhatat, D. (2017). Comparative study of direct and indirect field oriented control. The 2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC).
- Briz, F., Diez, A., Degner, M. W., and Lorenz, R. D. (2001). Current and flux regulation in field-weakening operation [of induction motors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(1), 42-50.
- Carli, G., and Williamson, S. S. (2013). Technical considerations on power conversion for electric and plug-in hybrid electric vehicle battery charging in photovoltaic installations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5784-5792.
- Carpiuc, S.-C., and Lazar, C. (2015). Fast real-time constrained predictive current control in permanent magnet synchronous machine-based automotive traction drives. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(4), 326-335.
- Carter, R., Cruden, A., and Hall, P. J. (2012). Optimizing for efficiency or battery life in a battery/supercapacitor electric vehicle. *IEEE transactions on vehicular technology*, 61(4), 1526-1533.
- Chau, K., Chan, C. C., and Liu, C. (2008). Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(6), 2246-2257.
- Collocott, S., Dunlop, J., Gwan, P., Kalan, B., Lovatt, H., Wu, W. et al., . (2004). Applications of rare-earth permanent magnets in electrical machines: from motors for niche applications to hybrid electric vehicles. The China Magnet Symposium, Xi'an, China.
- Çavuş B. and Aktaş M. (2024). A New Adaptive Terminal Sliding Mode Speed Control in Flux Weakening Region for DTC Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(1), 449-458.
- Dong, Z., and Yu, Y. (2017). Flux-weakening control using anti-windup for induction motor in constant-voltage region. The 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific).
- Douglas, H., and Pillay, P. (2005). Sizing ultracapacitors for hybrid electric vehicles. The 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.
- Du, H., Chen, X., Wen, G., Yu, X., and Lü, J. (2018). Discrete-time fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9916-9927.
- Du, G., Xu, W., Zhu, J., and Huang, N. (2019). Effects of design parameters on the multiphysics performance of high-speed permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(5), 3472-3483.
- Ehsani, M., Gao, Y., Longo, S., and Ebrahimi, K. (2018). *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*: CRC press.
- Ehsani, M., Gao, Y., and Miller, J. M. (2007). Hybrid electric vehicles: Architecture and motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 719-728.
- Erdinc, O., Vural, B., and Uzunoglu, M. (2009). A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system. *Journal of Power Sources*, 194(1), 369-380.

- Farasat, M., Trzynadlowski, A. M., and Fadali, M. S. (2014). Efficiency improved sensorless control scheme for electric vehicle induction motors. *IET Electrical Systems in Transportation*, 4(4), 122-131.
- Feng, Y., Zhou, M., Han, F., and Yu, X. (2018). Speed control of induction motor servo drives using terminal sliding-mode controller. *Advances in variable structure systems and sliding mode control—theory and applications*, 341-356.
- Ferreira, A. A., Pomilio, J. A., Spiazzi, G., and de Araujo Silva, L. (2008). Energy management fuzzy logic supervisory for electric vehicle power supplies system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1), 107-115.
- Fu, X., and Li, S. (2015). A novel neural network vector control technique for induction motor drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(4), 1428-1437.
- Galdi, V., Piccolo, A., and Siano, P. (2006). A fuzzy based safe power management algorithm for energy storage systems in electric vehicles. The 2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference.
- Gallegos-Lopez, G., Gunawan, F. S., and Walters, J. E. (2007). Current control of induction machines in the field-weakened region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4), 981-989.
- Gao, D., Jin, Z., and Lu, Q. (2008). Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus. *Journal of Power Sources*, 185(1), 311-317.
- Gao, W., and Hung, J. C. (1993). Variable structure control of nonlinear systems: A new approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), 45-55.
- Gao, W., Wang, Y., and Homaifa, A. (1995). Discrete-time variable structure control systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(2), 117-122.
- Geyer, T. (2013). Model predictive direct torque control: Derivation and analysis of the state-feedback control law. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(5), 2146-2157.
- Ghadimi, E., Teixeira, A., Shames, I., and Johansson, M. (2014). Optimal parameter selection for the alternating direction method of multipliers (ADMM): quadratic problems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 60(3), 644-658.
- Gomozov, O., Trovão, J. P. F., Kestelyn, X., and Dubois, M. R. (2016). Adaptive energy management system based on a real-time model predictive control with nonuniform sampling time for multiple energy storage electric vehicle. *IEEE transactions on vehicular technology*, 66(7), 5520-5530.
- Gysen, B. L., Paulides, J. J., Janssen, J. L., and Lomonova, E. A. (2009). Active electromagnetic suspension system for improved vehicle dynamics. *IEEE transactions on vehicular technology*, 59(3), 1156-1163.
- Harnefors, L., Pietilainen, K., and Gertmar, L. (2001). Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(1), 161-168.
- Hodel, A. S., and Hall, C. E. (2001). Variable-structure PID control to prevent integrator windup. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(2), 442-451.
- Honda, T. (2015). *Development of handling performance control for SPORT HYBRID SH-AWD* (0148-7191). Retrieved from
- Ichimura, M., Shimomura, M., Takeno, K., Shirota, R., and Yamaki, J.-i. (2005). Synergistic effect of charge/discharge cycle and storage in degradation of lithium-ion batteries for mobile phones. The INTELEC 05-Twenty-Seventh International Telecommunications Conference.

- Incremona, G. P., Rubagotti, M., and Ferrara, A. (2016). Sliding mode control of constrained nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62(6), 2965-2972.
- Itoh, K., and Kubota, H. (2005). Thrust ripple reduction of linear induction motor with direct torque control. The 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems.
- Jalil, N., Kheir, N. A., and Salman, M. (1997). A rule-based energy management strategy for a series hybrid vehicle. The Proceedings of the 1997 American Control Conference (Cat. No. 97CH36041).
- Jan, R.-M., Tseng, C.-S., and Liu, R.-J. (2008). Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: A genetic approach. *Electric Power Systems Research*, 78(7), 1161-1168.
- Jiang, Y., Xu, W., Mu, C., and Liu, Y. (2017). Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(1), 251-263.
- Joetten, R., and Schierling, H. (1984). Control of the induction machine in the field weakening range. In *Control in Power Electronics and Electrical Drives 1983* (pp. 297-304): Elsevier.
- Junejo, A. K., Xu, W., Hashmani, A. A., El-Sousy, F. F., Habib, H. U. R., Tang, Y. at al., . (2022). Novel Fast Terminal Reaching Law Based Composite Speed Control of PMSM Drive System. *IEEE Access*, 10, 82202-82213.
- Junejo, A. K., Xu, W., Mu, C., Ismail, M. M., and Liu, Y. (2020). Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(11), 12110-12121.
- Jungst, R. G., Nagasubramanian, G., Case, H. L., Liaw, B. Y., Urbina, A., Paez, T. L. at al., . (2003). Accelerated calendar and pulse life analysis of lithium-ion cells. *Journal of Power Sources*, 119, 870-873.
- Kardous, Z., and Braiek, N. B. (2015). Stabilizing multimodel sliding mode control for homogeneous TS-bilinear systems. *Journal of the Franklin Institute*, 352(1), 177-188.
- Khaligh, A., and Li, Z. (2010). Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *IEEE transactions on vehicular technology*, 59(6), 2806-2814.
- Kim, C.-H., Kim, M.-Y., and Moon, G.-W. (2012). A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected Li-ion battery strings in electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(8), 3779-3787.
- Kim, J., Yu, J., Kim, M., Kim, K., and Han, S. (2018). Estimation of Li-ion Battery State of Health based on Multilayer Perceptron: as an EV Application. *IFAC-PapersOnLine*, 51(28), 392-397.
- Kim, S.-H., and Sul, S.-K. (1995). Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(4), 787-794.
- Kim, S.-H., and Sul, S.-K. (1997). Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(4), 512-518.
- Kim, W., Shin, D., Won, D., and Chung, C. C. (2013). Disturbance-observer-based position tracking controller in the presence of biased sinusoidal disturbance for electrohydraulic actuators. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(6), 2290-2298.

- Koehn, P., and Eckrich, M. (2004). *Active steering-the BMW approach towards modern steering technology* (0148-7191). Retrieved from
- Kumar, M. S., and Revankar, S. T. (2017). Development scheme and key technology of an electric vehicle: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 70, 1266-1285.
- Kuperman, A., Levy, U., Goren, J., Zafransky, A., and Savernin, A. (2012). Battery charger for electric vehicle traction battery switch station. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12), 5391-5399.
- Lahyani, A., Venet, P., Guermazi, A., and Troudi, A. (2012). Battery/supercapacitors combination in uninterruptible power supply (UPS). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1509-1522.
- Lai, Y.-S., and Chen, J.-H. (2001). A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(3), 220-227.
- Lazari, P., Wang, J., Chen, L., and Chen, X. (2014). Design optimisation and performance evaluation of a rare-earth-free permanent magnet assisted synchronous reluctance machine for electric vehicle traction.
- Li, C.-Y., and Liu, G.-P. (2009). Optimal fuzzy power control and management of fuel cell/battery hybrid vehicles. *Journal of Power Sources*, 192(2), 525-533.
- Li, S. G., Sharkh, S., Walsh, F. C., and Zhang, C.-N. (2011). Energy and battery management of a plug-in series hybrid electric vehicle using fuzzy logic. *IEEE transactions on vehicular technology*, 60(8), 3571-3585.
- Li, T., Liu, H., Wang, H., and Yao, Y. (2020). Multiobjective Optimal Predictive Energy Management for Fuel Cell/Battery Hybrid Construction Vehicles. *IEEE Access*, 8, 25927-25937.
- Li, X., Xu, L., Hua, J., Lin, X., Li, J., and Ouyang, M. (2009). Power management strategy for vehicular-applied hybrid fuel cell/battery power system. *Journal of Power Sources*, 191(2), 542-549.
- Li, Y. (2010). *Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine* (Phd), Universitat München,
- Li, Y., and Liu, W. (2007). Simulation study on the effect of voltage vector on torque in direct torque control system of permanent magnet synchronous motor. The 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications.
- Li, Z., Wang, F., Ke, D., Li, J., and Zhang, W. (2021). Robust continuous model predictive speed and current control for PMSM with adaptive integral sliding-mode approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(12), 14398-14408.
- Lin, P.-Y., and Lai, Y.-S. (2010). Novel voltage trajectory control for field-weakening operation of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(1), 122-127.
- Lin, S., Cai, Y., Yang, B., and Zhang, W. (2017). Electrical line-shafting control for motor speed synchronisation using sliding mode controller and disturbance observer. *IET Control Theory & Applications*, 11(2), 205-212.
- Liu, H., Zhu, Z., Mohamed, E., Fu, Y., and Qi, X. (2011). Flux-weakening control of nonsalient pole PMSM having large winding inductance, accounting for resistive voltage drop and inverter nonlinearities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(2), 942-952.

- Liu, J., Li, H., and Deng, Y. (2017). Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(4), 3655-3671.
- Liu, Y., Xia, C., Gu, M., Xin, W., and Men, X. (2019). A novel active equalizer for Li-ion battery pack in electric vehicles. *Energy Procedia*, 158, 2649-2654.
- Liu, Z.-H., Nie, J., Wei, H.-L., Chen, L., Li, X.-H., and Zhang, H.-Q. (2020). A Newly Designed VSC-Based Current Regulator for Sensorless Control of PMSM Considering VSI Nonlinearity. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4), 4420-4431.
- Ma, H., and Li, Y. (2019). A novel dead zone reaching law of discrete-time sliding mode control with disturbance compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(6), 4815-4825.
- Mahapatro, S. R., Subudhi, B., and Ghosh, S. (2019). Design of a robust optimal decentralized PI controller based on nonlinear constraint optimization for level regulation: An experimental study. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 7(1), 187-199.
- Mani, P., Rajan, R., Shanmugam, L., and Joo, Y. H. (2018). Adaptive fractional fuzzy integral sliding mode control for PMSM model. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 27(8), 1674-1686.
- Mao, J., Li, H., Zhou, Y., Yang, L., and Huang, J. (2023). Direct Speed Composite Control of SPMSM drive system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Serra, G., and Casadei, D. (2008). Stator flux vector control of induction motor drive in the field weakening region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 941-949.
- Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Serra, G., and Casadei, D. (2011). A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 307-320.
- Mu, C., Xu, W., and Sun, C. (2016). On switching manifold design for terminal sliding mode control. *Journal of the Franklin Institute*, 353(7), 1553-1572.
- Mwasilu, F., and Jung, J.-W. (2015). Enhanced fault-tolerant control of interior PMSMs based on an adaptive EKF for EV traction applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(8), 5746-5758.
- Okumuş, H. İ., & Aktaş, M. (2010). Adaptive hysteresis band control for constant switching frequency in DTC induction machine drives. *Turkish journal of Electrical Engineering and Computer sciences*, 18(1), 59-72.
- Omara A. M., Sleptsov M. and Diab A. A. Z. (2018). Cascaded Fuzzy Logic Based Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Variable Speed Electric Drive Systems. 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia.
- Onar, O. C., Kobayashi, J., and Khaligh, A. (2012). A fully directional universal power electronic interface for EV, HEV, and PHEV applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5489-5498.
- Ouchen, S., Benbouzid, M., Blaabjerg, F., Betka, A., and Steinhart, H. (2020). Direct power control of shunt active power filter using space vector modulation based on supertwisting sliding mode control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(3), 3243-3253.

- Ozkop E. and Okumus H. İ., (2008). Direct Torque Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation (SVM-DTC). 12th Intern. Middle-East Power System Conference, Aswan.
- Peng, J., Fan, H., He, H., and Pan, D. (2015). A rule-based energy management strategy for a plug-in hybrid school bus based on a controller area network bus. *Energies*, 8(6), 5122-5142.
- Peng, J., He, H., and Xiong, R. (2017). Rule based energy management strategy for a series-parallel plug-in hybrid electric bus optimized by dynamic programming. *Applied Energy*, 185, 1633-1643.
- Pereira, D. F., da Costa Lopes, F., and Watanabe, E. H. (2020). Nonlinear Model Predictive Control for the Energy Management of Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles in Real Time. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(4), 3213-3223.
- Peterson, S. B., Apt, J., and Whitacre, J. (2010). Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization. *Journal of Power Sources*, 195(8), 2385-2392.
- Preindl, M. (2014). *Novel model predictive control of a PM synchronous motor drive*. Ph. D. dissertation, Dept. Ind. Eng., Univ. Padua, Padua, Italy,
- Preindl, M. (2016). Robust control invariant sets and Lyapunov-based MPC for IPM synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(6), 3925-3933.
- Rahimi-Eichi, H., Ojha, U., Baronti, F., and Chow, M.-Y. (2013). Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(2), 4-16.
- Rajeev, A. (2023). Online Adaptive Gain for Passivity Based Control for Sensorless BLDC Motor coupled with DC Motor for EV application. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Rezgui, S., Mehdi, A., Legrioui, S., Meddouce, H., Boulahia, A., and Benalla, H. (2013). IRFOC vs DTC performance comparison analysis. The 2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems.
- Riba, J.-R., López-Torres, C., Romeral, L., and Garcia, A. (2016). Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 57, 367-379.
- Rosario, L., and Luk, P. C. K. (2007). Applying management methodology to electric vehicles with multiple energy storage systems. The 2007 international conference on machine learning and cybernetics.
- Salmasi, F. R. (2007). Control strategies for hybrid electric vehicles: Evolution, classification, comparison, and future trends. *IEEE transactions on vehicular technology*, 56(5), 2393-2404.
- Sathishkumar, H., and Parthasarathy, S. (2017). A novel neural network intelligent controller for vector controlled induction motor drive. *Energy Procedia*, 138, 692-697.
- Saw, L., Somasundaram, K., Ye, Y., and Tay, A. (2014). Electro-thermal analysis of Lithium Iron Phosphate battery for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 249, 231-238.
- Seibel, B. J., Rowan, T. M., and Kerkman, R. J. (1997). Field-oriented control of an induction machine in the field-weakening region with DC-link and load disturbance rejection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(6), 1578-1584.

- Sellali, M., Abdeddaim, S., Betka, A., Djerdir, A., Drid, S., and Tiar, M. (2019). Fuzzy-Super twisting control implementation of battery/super capacitor for electric vehicles. *ISA transactions*, 95, 243-253.
- Seok, J.-k. (2000). Field weakening control method in induction motor. In: Google Patents.
- Serpi, A., and Porru, M. (2019). Modelling and design of real-time energy management systems for fuel cell/battery electric vehicles. *Energies*, 12(22), 4260.
- Shin, M.-H., and Hyun, D.-S. (2003). Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(2), 580-586.
- Shin, M.-H., Hyun, D.-S., and Cho, S.-B. (2002). Maximum torque control of stator-flux-oriented induction machine drive in the field-weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(1), 117-122.
- Shyu, K.-K., Lin, J.-K., Pham, V.-T., Yang, M.-J., and Wang, T.-W. (2009). Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9), 3148-3156.
- Song, Z., Li, J., Han, X., Xu, L., Lu, L., Ouyang, M. et al., . (2014). Multi-objective optimization of a semi-active battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles. *Applied Energy*, 135, 212-224.
- Stellato, B., Banjac, G., Goulart, P., Bemporad, A., and Boyd, S. (2020). OSQP: An operator splitting solver for quadratic programs. *Mathematical Programming Computation*, 1-36.
- Su, J., Gao, R., and Husain, I. (2017). Model predictive control based field-weakening strategy for traction EV used induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), 2295-2305.
- Takahashi, I., and Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*(5), 820-827.
- Talla, J., Leu, V. Q., Šmídl, V., and Peroutka, Z. (2018). Adaptive speed control of induction motor drive with inaccurate model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 8532-8542.
- Thiemer, H. (2001). Influence of automotive 42 V powernet on small PM DC motors. The IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No. 01EX485).
- Tie, S. F., and Tan, C. W. (2013). A review of energy sources and energy management system in electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 20, 82-102.
- Torreglosa, J. P., García, P., Fernández, L. M., and Jurado, F. (2013). Predictive control for the energy management of a fuel-cell–battery–supercapacitor tramway. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(1), 276-285.
- Tremblay, O., and Dessaint, L.-A. (2009). Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World electric vehicle journal*, 3(2), 289-298.
- Trovão, J. P., Pereirinha, P. G., Jorge, H. M., and Antunes, C. H. (2013). A multi-level energy management system for multi-source electric vehicles—an integrated rule-based meta-heuristic approach. *Applied Energy*, 105, 304-318.
- Usta, M. A., Okumus, H. I., and Kahveci, H. (2017). A simplified three-level SVM-DTC induction motor drive with speed and stator resistance estimation based on extended Kalman filter. *Electrical Engineering*, 99, 707-720.
- Vas, P. (1998). Sensorless vector and direct torque control.

- Wang, B., Luo, C., Yu, Y., Wang, G., and Xu, D. (2017). Antidisturbance speed control for induction machine drives using high-order fast terminal sliding-mode load torque observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(9), 7927-7937.
- Wang, H., Huang, Y., Khajepour, A., and Song, Q. (2016). Model predictive control-based energy management strategy for a series hybrid electric tracked vehicle. *Applied Energy*, 182, 105-114.
- Wang, H., Shi, L., Man, Z., Zheng, J., Li, S., Yu, M. et al., . (2018). Continuous fast nonsingular terminal sliding mode control of automotive electronic throttle systems using finite-time exact observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7160-7172.
- Wang, L. (2009). *Model predictive control system design and implementation using MATLAB®*: Springer Science & Business Media.
- Wang, Y., Shi, Y., Xu, Y., and Lorenz, R. D. (2015). A comparative overview of indirect field oriented control (IFOC) and deadbeat-direct torque and flux control (DB-DTFC) for AC Motor Drives. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 1(1), 9-20.
- Wang, Y., Wang, X., Sun, Y., and You, S. (2018). Model predictive control strategy for energy optimization of series-parallel hybrid electric vehicle. *Journal of cleaner production*, 199, 348-358.
- Wei Y., Luo Q. and Mantooth H. A. (2021) LLC and CLLC resonant converters based DC transformers (DCXs): Characteristics, issues, and solutions. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 6(4), 332-348.
- Williamson, S. S., Rathore, A. K., and Musavi, F. (2015). Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5), 3021-3032.
- Xu, D., Huang, J., Su, X., and Shi, P. (2019). Adaptive command-filtered fuzzy backstepping control for linear induction motor with unknown end effect. *Information Sciences*, 477, 118-131.
- Xu, W., Jiang, Y., Mu, C., and Blaabjerg, F. (2018). Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for PMSM sensorless control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1), 565-579.
- Xu, W., Junejo, A. K., Liu, Y., Hussien, M. G., and Zhu, J. (2020). An efficient antidisturbance sliding-mode speed control method for PMSM drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6), 6879-6891.
- Xu, W., Zou, J., and Mu, C. (2016). Improved model predictive current control strategy-based rotor flux for linear induction machines. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(7), 1-5.
- Xu, X. and Novotny, D. W. (1992). Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1353-1358.
- Xu, Y., Morito, C., and Lorenz, R. D. (2019). Extending high-speed operating range of induction machine drives using deadbeat-direct torque and flux control with precise flux weakening. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(4), 3770-3780.
- Yang, L., and Yang, J. (2011). Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 21(16), 1865-1879.

- Yaohua, L., Gerling, D., and Weiguo, L. (2008). A novel switching table to suppress unreasonable torque ripple for the PMSM DTC drives. The 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems.
- Yin, Z.-g., Zhao, C., Zhong, Y.-R., and Liu, J. (2013). Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended Kalman filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3011-3019.
- Yin, Z., Gong, L., Du, C., Liu, J., and Zhong, Y. (2019). Integrated position and speed loops under sliding-mode control optimized by differential evolution algorithm for PMSM drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 8994-9005.
- Yong, J. Y., Ramachandramurthy, V. K., Tan, K. M., and Mithulananthan, N. (2015). A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 49, 365-385.
- Yoo, H., Sul, S.-K., Park, Y., and Jeong, J. (2008). System integration and power-flow management for a series hybrid electric vehicle using supercapacitors and batteries. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(1), 108-114.
- Young, H. A., Perez, M. A., Rodriguez, J., and Abu-Rub, H. (2014). Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 44-52.
- Yu, J., Shi, P., Dong, W., Chen, B., and Lin, C. (2014). Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors. *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, 26(3), 640-645.
- Zandi, M., Payman, A., Martin, J.-P., Pierfederici, S., Davat, B., and Meibody-Tabar, F. (2010). Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications. *IEEE transactions on vehicular technology*, 60(2), 433-443.
- Zhang, J., Shi, P., and Xia, Y. (2010). Robust adaptive sliding-mode control for fuzzy systems with mismatched uncertainties. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 18(4), 700-711.
- Zhang, Y., Yin, Z., Li, W., Liu, J., and Zhang, Y. (2020). Adaptive sliding-mode-based speed control in finite control set model predictive torque control for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(7), 8076-8087.
- Zheng, B.-C., and Park, J. H. (2016). Sliding mode control design for linear systems subject to quantization parameter mismatch. *Journal of the Franklin Institute*, 353(1), 37-53.
- Zheng, C., Li, W., and Liang, Q. (2018). An energy management strategy of hybrid energy storage systems for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(4), 1880-1888.
- Zhou M., Cheng S., Feng Y., Xu W., Wang L. and Cai W. (2022). Full-order terminal sliding-mode-based sensorless control of induction motor with gain adaptation. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 10(2), 1978–1991.
- Zhu, W., Li, X., Cao, X., Li, Y., and Zhou, K. (2023). An Improved Modulation Strategy without Current Zero-Crossing Distortion and Control Method for Vienna Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Zubieta, L., and Bonert, R. (2000). Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1), 199-205.

ÖZ GEÇMİŞ

Bariş ÇAVUŞ Bursa Yıldız Tekstil Lisesi’ni bitirdikten sonra Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünden 06.06.2015 tarihinde mezun oldu. 2016 yılında OMÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Yüksek Lisans programına giren ve programdan 05.02.2019 tarihinde mezun olan Çavuş, 2019 yılında OMÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Doktora programına başlamıştır. 2016 yılından bu yana Ondokuz Mayıs Üniversitesi Mühendislik Fakültesi bünyesinde Araştırma Görevlisi olarak görev yapan Barış ÇAVUŞ iyi seviyede İngilizce bilmektedir. (YDS:83.75).

İletişim Bilgileri

ORCID ID: 0000-0002-5798-8350

Yayınlar:

1. Çavuş, B. and Aktaş M. (2023). MPC-Based Flux Weakening Control for Induction Motor Drive with DTC for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(4), 4430-4439. doi: 10.1109/TPEL.2022.3230547.
2. Çavuş, B. and Aktaş M. (2024). A New Adaptive Terminal Sliding Mode Speed Control in Flux Weakening Region for DTC Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(1), 449-458. doi: 10.1109/TPEL.2023.3326383
3. Aktaş, M. and Çavuş, B. (2020). A computer-aided educational tool for vector control of AC motors in graduate courses. *Computer Applications in Engineering Education*, 28(3), 705-723. doi:10.1002/cae.22241
4. Çavuş, B. and Aktaş M. (2023). Fuzzy Logic Speed Control of Induction Motor in Flux Weakening Region for Electric Vehicle. IEEE IES The First International Conference on Cyber Physical Systems, Power Electronics and Electric Vehicles (ICPEEV 2023), Hyderabad, India.

Projeler:

1. TÜBİTAK (1002) 123E001 nolu, “Elektrikli Araçlar için Hibrit Enerji Depolama Sistemi Tasarımı ve Enerji Yönetim Sistemi Geliştirilmesi” adlı proje (Başlangıç Tarihi: 15.03.2023/ Bitiş Tarihi: 15.03.2024)