

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN
ASENKRON MOTORUN OPTİMAL AKI
REFERANSLI DOĞRUDAN MOMENT
DENETİMİ**

**2019
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Hilmi AYGÜN

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ASENKRON MOTORUN
OPTİMAL AKI REFERANSLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ**

Hilmi AYGÜN

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Doktora Tezi

Olarak Hazırlanmıştır

KARABÜK

Haziran 2019

Hilmi AYGÜN tarafından hazırlanan “ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ASENKRON MOTORUN OPTİMAL AKI REFERANSLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ” başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı



Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 14/06/2019

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

Başkan: Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ (KTÜ)

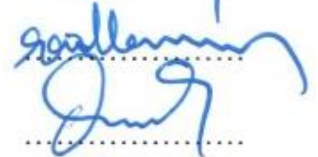
Üye : Prof. Dr. Raif BAYIR (KBÜ)

Üye : Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ (OMÜ)

Üye : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ata SEVİNÇ (KKÜ)

İmzası





.../.../2019

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

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdür V.





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

Hilmi AYGÜN

ÖZET

Doktora Tezi

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ASENKRON MOTORUN OPTİMAL AKI REFERANSLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ

Hilmi AYGÜN

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ

Haziran 2019, 120 sayfa

Asenkron motorların nominal yükte verimleri yüksektir. Ancak düşük yüklerde oranı artan demir kaybına bağlı olarak verimleri düşüktür. Asenkron motorla sürülen elektrikli araçlar (EA) genellikle düz yolda düşük yükte hareket ettiğinden, motorun özellikle düşük yüklerde veriminin artırılması EA'lar için çok önemlidir. Bu amaçla, asenkron motorun demir kaybı ile bakır kaybı arasında denge kurarak maksimum verimde çalışmasını sağlayan optimal akı değerinin bulunması gereklidir. Bu tez çalışmasında doğrudan moment kontrollü (DMK) asenkron motorla sürülen EA'ların veriminin artırılması için yeni bir kayıp model tabanlı kontrolör tasarlanmıştır. Günümüzde kayıp model tabanlı kontrolör algoritmalarında, kayıpları modellemeyi sadeleştirmek için genellikle demir kaybı ve kaçak endüktanslar ihmal edilmektedir. Ancak her ikisinin de ihmali, özellikle yüksek hız bölgesinde doğru bir kayıp minimizasyonu elde edilmesini engeller. Bu çalışmada önerilen kayıp model tabanlı kontrolör algoritmasında, demir kaybı ve kaçak endüktanslar matematiksel

modellemeye dahil edilmektedir. Önerilen yöntemde, mıknatıslanma akımının demir kaybı akımından çok büyük olmasına dayanarak, mıknatıslanma akımı yerine stator akımı ile rotor akımının toplamının yazılması yaklaşımı ile senkron referans eksenlerinde modelleme sadeleştirilip, DMK için gerekli olan optimal stator akı referansı kolayca bulunmaktadır.

Hem benzetim hem de deneysel sonuçlar, önerilen yöntemin özellikle düşük yüklerde motorun verimini önemli oranda artırdığını göstermektedir. Önerilen kayıp model tabanlı kontrolörle elde edilen optimal akı referanslı DMK ile moment dalgalanmasında azalma olduğu görülmektedir. Ayrıca asenkron motorun hız kontrolünü iyileştirmek için DMK’de genellikle kullanılan PI kontrolör yerine kayan kipli kontrolör (KKK) kullanılmaktadır. KKK kontrolörü ile hem yük değişimi altında hem de referans hız değişimi altında daha az aşım ve daha kısa yerleşme zamanı elde edilmiştir.

Anahtar Sözcükler : Kayıp model tabanlı kontrolör, doğrudan moment kontrol, elektrikli araç, asenkron motor, kayan kipli kontrol.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

DIRECT TORQUE CONTROL WITH OPTIMAL FLUX REFERENCE OF INDUCTION MOTOR USED IN ELECTRIC VEHICLES

Hilmi AYGÜN

Karabuk University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

June 2019, 120 pages

The efficiency of induction motors is high at rated load. However, it is low at the low loads due to increased core loss rate. Since electric vehicles (EVs) driven by induction motors usually move at low load on a straight road, to increase the efficiency of the motor especially at low loads is very important for EVs. For this purpose, it is necessary to find an optimal flux value that enables the induction motor to work at maximum efficiency by providing a balance between core loss and copper loss. In this thesis, a novel loss model based controller is designed to increase the efficiency of EVs driven direct torque control (DTC) based induction motor. Today, in the loss model based controller algorithms, generally core loss and leakage inductances are neglected to simplify the loss model. However, to neglect both factors prevent obtaining a correct loss minimization, especially in high speed region. In the algorithm of loss model based controller proposed in this study, core loss and leakage inductances are taken into account in the mathematical model. The proposed

method is based on that the magnetizing current is much higher than the core loss current. By using the sum of stator current and rotor current instead of magnetizing current, modelling in the synchronous reference axes is simplified, then the optimal stator flux reference required for DTC is found easily.

Both the simulation and experimental results show that the proposed method significantly increases the efficiency of the motor, especially at low loads. It is seen that a reduction in torque ripple is provided by the DTC with optimal flux reference obtained by the proposed loss model based controller. Also, a sliding mode controller (SMC) is used to improve the speed control of induction motor instead of a classical PI controller used in the DTC. The SMC controller provides less overshoot and shorter settling time under sudden load and reference speed changes.

Key Words : Loss model based controller, direct torque control, electric vehicle, induction motor, sliding mode control.

Science Code : 905.1.033

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının yürütülmesinde bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım sayın hocam Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasına tecrübeleri ile destek olan Prof. Dr. Raif BAYIR, Doç. Dr. Selim ÖNCÜ ve Dr. Öğr. Üyesi Ata SEVİNÇ'e teşekkür ederim.

Tez çalışmasında deneysel düzeneğin tasarlanmasına "11 kW Akıllı Motor Sürücüsü Geliştirilmesi" başlıklı TEYDEB projesi ile katkı sağlayan TÜBİTAK Teknoloji ve Yenilik Destek Programları Başkanlığı'na ve bu projede iş birliği yapılan Teknoplan firmasına ve emeği geçen Doç. Dr. Selami Kesler ve öğrencilerine teşekkür ederim. Deneysel verilerin alınmasında destek veren Arş. Gör. Dr. Tuncay SOYLU'ya teşekkür ederim.

Bu tez çalışmasını KBÜ-BAP-14/2-DR-015 numaralı Bilimsel Araştırma Projesi ile destekleyen Karabük Üniversitesi Rektörlüğü Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğüne teşekkür ederim.

Tezimde emeği geçen Dr. Öğr. Üyesi Nurettin ELTUĞRAL, Dr. Öğr. Üyesi Yasin KANBUR, Öğr. Gör. Gökhan BAHADIR ve Arş. Gör. Kadir İLERİ'ye teşekkür ederim.

Son olarak çalışmalarım sırasında büyük bir sabır, özveri ve destekle her zaman yanımda olan, değerli eşim Esra AYGÜN, kızlarım Gülvera AYGÜN ve Aişe Hümeysra AYGÜN'e çok teşekkür ederim. Benim bu günlere gelmem de çok büyük emekleri olan annem Cezmiye AYGÜN ve babam Hazim AYGÜN'e ve yine bu süreçte manevi desteklerini benden esirgemeyen kardeşlerim Dilek BOLAT'a, İbrahim Fatih AYGÜN'e ve Furkan AYGÜN'e şükranlarımı sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvii
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
1.1. LİTERATÜR ÖZETİ	3
1.2. TEZİN AMACI VE ÇÖZÜM YAKLAŞIMI.....	7
BÖLÜM 2	10
ELEKTRİKLİ ARAÇLAR	10
2.1. ELEKTRİKLİ ARACIN MODELLENMESİ.....	11
2.1.1. Elektrikli Araca Etki Eden Kuvvetler.....	11
2.1.1.1. Yuvarlanma Direnci Kuvveti.....	12
2.1.1.2. Yokuş Direnci Kuvveti	12
2.1.1.3. Hızlanma Kuvveti	13
2.1.1.4. Havanın Sürtünme Kuvveti.....	13
2.1.1.5. Toplam Tahrik Kuvveti.....	13
2.1.2. Li-İyon Bataryanın Modellenmesi.....	14
BÖLÜM 3	17
ASENKRON MOTORUN VEKTÖR VE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	17
3.1. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	18
3.1.1. Genel Referans Ekseninde Motor Denklemleri.....	19

3.1.2. Durağan Referans Ekseninde Motor Denklemleri.....	21
3.2. ASENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	21
3.2.1. Üç Fazlı Gerilim Beslemeli Sürücü Devresinin Denklemleri	23
3.2.2. Moment ve Stator Akısının Kestirimi.....	25
3.2.3. Histerezis Denetim ve En Uygun Anahtarlama Vektörünün Seçimi.....	27
3.2.4. Stator Akısının Moment Dalgalanmasına Etkisi	31
BÖLÜM 4	35
ASENKRON MOTORUN VERİMİNİN ARTIRILMASI.....	35
4.1. MEVCUT YÖNTEMLER	35
4.1.1. Kayıp Model Tabanlı Kontrolör	35
4.1.2. Arama Kontrolörü.....	36
4.2. MEVCUT YÖNTEMLERİN KARŞILAŞTIRILMASI	36
4.3. DMK TABANLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLER İÇİN ÖNERİLEN KAYIP MODEL TABANLI KONTROLÖR.....	37
4.3.1. Asenkron Motorun Demir Kaybını Dikkate Alarak Modellenmesi	37
4.3.2. Kayıp Minimizasyon Algoritması	40
4.3.3. Optimal Akı Referanslı DMK Yöntemi	46
BÖLÜM 5	48
ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜNDE İYİLEŞTİRME.....	48
5.1. PI KONTROLÖR.....	48
5.2. KAYAN KIPLI KONTROLÖR.....	49
5.2.1. KKK Yöntemi ile Asenkron Motorun Hız Kontrolü.....	50
BÖLÜM 6	54
ASENKRON MOTOR TEST DÜZENEĞİNİN TASARIMI	54
6.1. SİSTEMİN TASARIMI	54
6.2. TMS320F28335 SAYISAL İŞARET İŞLEMCİSİ	57
6.2.1. Code Composer Studio	59
6.2.2. TMS320F28335 DSP Sistem Başlangıç Ayarları	60
6.2.3. Analog Sayısal Dönüştürücü ile Veri Okunması.....	62
6.2.4. Hız Kodlayıcıdan Veri Okunması	66

	<u>Sayfa</u>
6.3. GERİLİM BESLEMELİ EVİRİCİ BLOĞU	67
6.4. AKIM ALGILAMA DEVRELERİ.....	69
6.5. KORUMA DEVRESİ	71
6.6. YALITIM DEVRESİ	73
BÖLÜM 7	76
DENEYSEL VE BENZETİM ÇALIŞMALARI	76
7.1. BENZETİM ÇALIŞMALARI	76
7.1.1. Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Çalışmaları	77
7.1.2. Verim Artırmaya Yönelik Yapılan Benzetim Çalışmaları	80
7.2. DENEYSEL ÇALIŞMALAR	98
7.2.1. Hız Kontrolüne İlişkin Deneysel Çalışmalar	98
7.2.2. Verim Artırmaya Yönelik Yapılan Deneysel Çalışmalar	102
BÖLÜM 8	115
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	115
KAYNAKLAR	117
ÖZGEÇMİŞ	125

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1. Elektrikli Araçların genel blok şeması.....	11
Şekil 2.2. Elektrikli araca etki eden kuvvetler.	12
Şekil 2.3. Lityum-iyon bataryanın deşarj karakteristiği [56].	15
Şekil 2.4. Lityum-İyon bataryanın şarj karakteristiği [56].....	15
Şekil 3.1. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi.	18
Şekil 3.2. DMK yönteminin blok diyagramı.....	22
Şekil 3.3. Üç fazlı gerilim beslemeli sürücü devre.	23
Şekil 3.4. Gerilim vektörleri.....	24
Şekil 3.5. Gerilim vektörlerine göre sürücü devrede anahtarlama durumları.	25
Şekil 3.6. Durağan referans ekseninde stator ve rotor akı vektörleri.	26
Şekil 3.7. Stator akısı için iki seviyeli histerezis kontrolör.....	27
Şekil 3.8. Moment için üç seviyeli histerezis kontrolör.....	28
Şekil 3.9. Gerilim vektörlerinin stator akısına ve momente etkisi.	30
Şekil 3.10. Stator akısının denetimi.	30
Şekil 4.1. Asenkron motorun genel bir dönen referans eksen takımında eşdeğer devresi.....	38
Şekil 4.2. Asenkron motorun senkron referans eksenindeki eşdeğer devresi.	40
Şekil 4.3. Önerilen kayıp model tabanlı kontrolörün akış diyagramı.	46
Şekil 4.4. Elektrikli Araçlar için önerilen optimal akı referanslı DMK blok şeması.	47
Şekil 5.1. PI kontrolör ile hız kontrol blok diyagramı [84].....	48
Şekil 5.2. İkinci dereceden bir sistem için kayma yüzeyi [85].	50
Şekil 6.1. Asenkron motor sürücü sisteminin genel yapısı.	54
Şekil 6.2. Deneysel düzeneğin genel görünümü.	56
Şekil 6.3. Tasarlanan gerilim beslemeli sürücü devre.....	56
Şekil 6.4. TMS320F28335 deneysel kitinin görünümü.	58
Şekil 6.5. F28335 Delfino işlemcinin görünümü.	58
Şekil 6.6. Code Composer Studio derleyicisinin görünümü.	59
Şekil 6.7. CCS içinde yazılımın akış diyagramı.	60
Şekil 6.8. ADC çalışma hızının ayarlanmasına ilişkin blok diyagram.	64

Sayfa

Şekil 6.9. ADC biriminin kademeli dönüşüm kipi blok diyagramı.	64
Şekil 6.10. Hız kodlayıcının çalışma prensibi.....	66
Şekil 6.11. 7MBP50VDA120-50 IGBT-IPM modül.	68
Şekil 6.12. Kullanılan IGBT-IPM modülün iç yapısı.	68
Şekil 6.13. Doğrultma ve filtreleme devresi.	69
Şekil 6.14. Akım okuma devresi.	70
Şekil 6.15. Kullanılan LA55P akım algılayıcıları.	71
Şekil 6.16. Koruma devre şeması.....	72
Şekil 6.17. Tek kartta birleştirilen koruma, alarm kilitleme ve analog bindirme devresi.....	72
Şekil 6.18. Yalıtım devresi.....	74
Şekil 6.19. Yalıtım devresi kartı.	75
Şekil 6.20. Alarm kilitleme devresi.....	75
Şekil 7.1. Ani yük değişiminde kontrolörlerin karşılaştırılması.	78
Şekil 7.2. Ani yük değişimi grafiğinin yakınlaştırılması a) 1. bölgenin yakınlaştırılmışı b) 2. bölgenin yakınlaştırılmışı.	78
Şekil 7.3. Referans hız değişiminde kontrolörlerin karşılaştırılması.	79
Şekil 7.4. Referans hız değişimi grafiğinin yakınlaştırılması a) 1. bölgenin yakınlaştırılmışı b) 2. bölgenin yakınlaştırılmışı.	80
Şekil 7.5. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).8	
Şekil 7.6. Bir faz stator akımına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).82	
Şekil 7.7. Motor güç kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm)...	82
Şekil 7.8. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm)...	83
Şekil 7.9. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).	83
Şekil 7.10. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).	84
Şekil 7.11. Elektromanyetik momentin benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).....	84
Şekil 7.12. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).....	86
Şekil 7.13. Motor güç kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).86	
Şekil 7.14. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).87	
Şekil 7.15. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).	87
Şekil 7.16. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).	88
Şekil 7.17. Elektromanyetik momentine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).....	89

Şekil 7.18. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).....	90
Şekil 7.19. Motorun kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm)...	91
Şekil 7.20. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).	91
Şekil 7.21. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm)....	92
Şekil 7.22. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).	93
Şekil 7.23. Elektromanyetik momente ilişkin benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).....	94
Şekil 7.24. Benzetim çalışmasının blok diyagramı.....	95
Şekil 7.25. Elektrikli aracın hızının değişimi.....	96
Şekil 7.26. Optimal DMK ile hız hatası.....	97
Şekil 7.27. DMK Yöntemleri ile batarya şarj oranı.....	98
Şekil 7.28. Optimal stator akısının değişimi.....	98
Şekil 7.29. Yük değişimi altında kontrolörlerin deneysel olarak karşılaştırılması. ...	99
Şekil 7.30. Referans hız değişiminde kontrolörlerin deneysel olarak karşılaştırılması.1	
Şekil 7.31. Ani yük değişiminde KKK kontrolörü ile hız cevabı ($\omega_r=150$ rad/s)....	101
Şekil 7.32. Ani yük değişiminde KKK kontrolörü ile bir faz stator akımı.....	101
Şekil 7.33. Referans hız değişiminde KKK kontrolörü ile motor hız cevabı.....	102
Şekil 7.34. Referans hız değişiminde KKK kontrolörü ile bir faz stator akımı.....	102
Şekil 7.35. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).11	
Şekil 7.36. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).10	
Şekil 7.37. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).	104
Şekil 7.38. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).....	105
Şekil 7.39. Elektromanyetik momentin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).....	106
Şekil 7.40. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).	
Şekil 7.41. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).1	
Şekil 7.42. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).	109
Şekil 7.43. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).....	109
Şekil 7.44. Elektromanyetik momentin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).....	110
Şekil 7.45. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).	
Şekil 7.46. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).1	
Şekil 7.47. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).	112

Sayfa

Şekil 7.48. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm)..... 113

Şekil 7.49. Elektromanyetik momentin deneysel değışimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm)..... 114



ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1. Gerilim vektörlerine göre anahtarlama durumları.	24
Çizelge 3.2. Stator akısının konumunun belirlenmesi.	29
Çizelge 3.3. Optimum anahtarlama vektörünün belirlenmesi.....	31
Çizelge 7.1. Asenkron motor parametreleri.	76
Çizelge 7.2. Kullanılan kontrolörlerin parametreleri.	77
Çizelge 7.3. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).8	8
Çizelge 7.4. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).8	8
Çizelge 7.5. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).9	9
Çizelge 7.6. Li-iyon batarya paketi parametreleri.....	94
Çizelge 7.7. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).10	10
Çizelge 7.8. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).10	10
Çizelge 7.9. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).10	10

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

a	: Aracın ivmesi
A	: Aracın ön yüzey alanı
B	: Sürtünme katsayısı
C_d	: Havanın sürtünme katsayısı
D	: Analog dijital dönüştürücü ile elde edilen sayısal değer
E_0	: Batarya sabit gerilimi
E_{bat}	: Batarya gerilimi
F_{ad}	: Havanın sürtünme kuvveti
F_{hc}	: Yokuş direnci kuvveti
F_{la}	: Hızlanma kuvveti
F_{rr}	: Yuvarlanma direnci kuvveti
F_{te}	: Tahrik kuvveti
g	: Yer çekimi ivmesi
G	: Vites dönüşüm oranı
i^*	: Filtrelenmiş akım
i_{dFe}	: Demir kaybı akımının d eksen bileşeni
i_{qFe}	: Demir kaybı akımının q eksen bileşeni
i_{dm}	: Mıknatıslanma akımının d eksen bileşeni
i_{qm}	: Mıknatıslanma akımının q eksen bileşeni
i_{dr}	: Rotor akımının d eksen bileşeni
i_{qr}	: Rotor akımının q eksen bileşeni
i_r	: Rotor akımı
i_s	: Stator akımı
i_{sd}	: Stator akımının d eksen bileşeni
i_{sq}	: Stator akımının q eksen bileşeni

$i_{s\alpha}$: Stator akımının α eksen bileşeni
$i_{s\beta}$: Stator akımının β eksen bileşeni
it	: Batarya şarj miktarı
J	: Eylemsizlik momenti
K	: Polarizasyon sabiti
k_e	: Girdap akım kaybına ilişkin katsayı
k_h	: Histerezis kaybına ilişkin katsayı
L_m	: Ortak endüktans
L_r	: Rotor endüktansı
L_{rl}	: Rotor kaçak endüktansı
L_s	: Stator endüktansı
L_{sl}	: Stator kaçak endüktansı
m	: Kütle
n	: Çözünürlüğü ifade eden bit sayısı
n_p	: Kutup çifti sayısı
P_{cu}	: Bakır kaybı
P_{Fe}	: Demir kaybı
P_{Fe}^e	: Girdap akım kaybı
P_{Fe}^h	: Histerezis kaybı
P_{Fe}^r	: Rotor demir kaybı
P_{Fe}^s	: Stator demir kaybı
$P_{çıkış}$: Motorun çıkış gücü
$P_{giriş}$: Motorun giriş gücü
$P_{kayıp}$: Motorun toplam kaybı
P_{te}	: Tahrik gücü
r	: Tekerlek yarıçapı
R_{bat}	: Bataryanın iç direnci
R_{Fe}	: Demir kaybı direnci
R_r	: Rotor direnci
R_s	: Stator direnci
s	: Kayma
S_a	: A fazına ait anahtarlama durumu

S_b	: B fazına ait anahtarlama durumu
S_c	: C fazına ait anahtarlama durumu
T_e	: Elektromanyetik moment
T_L	: Yük momentini
v	: Aracın hızı
V_{DC}	: DC bara gerilimi
V_{dm}	: Mıknatıslanma gerilimi d eksenine bileşeni
V_{qm}	: Mıknatıslanma gerilimi q eksenine bileşeni
$V_{giriş}$: Analog sayısal dönüştürücünün girişine ait gerilim değeri
V_{ref+}	: Analog sayısal dönüştürücünün pozitif referans gerilimi
V_{ref-}	: Analog sayısal dönüştürücünün negatif referans gerilimi
V_s	: Stator gerilimi
V_{sA}	: A fazı stator gerilimi
V_{sB}	: B fazı stator gerilimi
V_{sC}	: C fazı stator gerilimi
V_{sd}	: Stator gerilimi d eksenine bileşeni
V_{sq}	: Stator gerilimi q eksenine bileşeni
$V_{s\alpha}$: Stator gerilimi α eksenine bileşeni
$V_{s\beta}$: Stator gerilimi β eksenine bileşeni
V_{sd}	: Stator gerilimi d eksenine bileşeni
ω_g	: Genel referans ekseninin açısal hızı
ω_r	: Rotor elektriksel açısal hızı
ω_{sl}	: Kayma açısal hızı
α	: Yolun eğim açısı
ρ	: Havanın yoğunluğu
γ	: Stator ve rotor akı vektörleri arasındaki açı
Φ_m	: Hava boşluğu akısı
μ_{rr}	: Yuvarlanma direnci katsayısı
Q	: Maksimum batarya kapasitesi
θ_r	: Rotor elektriksel pozisyonu
τ_r	: Rotor zaman sabiti
σ	: Kaçak faktörü

ψ_r	: Rotor akısı
ψ_{rd}	: Rotor akısı d eksenine bileşeni
ψ_{rq}	: Rotor akısı q eksenine bileşeni
$\psi_{r\alpha}$: Rotor akısı α eksenine bileşeni
$\psi_{r\beta}$: Rotor akısı β eksenine bileşeni
ψ_s	: Stator akısı
$\psi_{s\alpha}$: Stator akısı α eksenine bileşeni
$\psi_{s\beta}$: Stator akısı β eksenine bileşeni
ψ_s^{opt}	: Optimal stator akısı
ψ_{dr}^{opt}	: Optimal rotor akısı

KISALTMALAR

ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
CCS	: Code Composer Studio
DMK	: Doğrudan Moment Kontrol
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşlemcisi)
EA	: Elektrikli Araç
KKK	: Kayan Kipli Kontrolör
PSO	: Parçacık Sürüsü Optimizasyonu
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SOC	: State of Charge (Batarya Şarj Durumu)
YSA	: Yapay Sinir Ağı

BÖLÜM 1

GİRİŞ

EA'lar, elektrik motoru kullandıklarından dolayı, içten yanmalı motor kullanan geleneksel araçlar tarafından üretilen çevresel kirliliği önlemede önemli bir adım olmasının yanısıra daha sessiz bir sürüş sağlamaktadır. Aynı zamanda, frenleme esnasında elektrik motorunun jeneratör gibi kullanılmasıyla kinetik enerjinin elektrik enerjisine dönüştürülerek bataryada depolanmasını sağlayan rejeneratif frenleme sistemleri sayesinde EA'lar daha da geliştirilmektedir. [1, 2].

EA bataryaları düşük enerji yoğunluğuna sahiptir ve mevcut bataryalar için uzun şarj süresi gerekmektedir. EA'ların batarya şarjı başına alabileceği menzili artırmak için, bataryadaki elektrik enerjisinin optimal olarak kullanılması gereklidir. Verim optimizasyonu ile kullanılan elektrik motorunun kayıplarının azaltılması mümkündür [3–5]. Motorun optimum tasarımı, uygun bir sürücü seçimi ve optimal kontrol stratejisi diğer önemli faktörlerdir. Elektrikli Araçlarda kullanılan motorun, düşük gürültü seviyesine sahip, küçük boyutlu, düşük ağırlıklı, az bakım gerektirmesi, makul maliyet, düşük ve yüksek hız aralıklarında yüksek verimlilik gibi özelliklerinin bulunması istenilen özelliklerdir. Sincap kafesli asenkron motor, bahsedilen özelliklere sahip olduğu için, bu motorun EA'larda kullanılması uygundur [6]. Bu motorların nominal yükte verimleri yüksek, düşük yüklerde ise demir kayıpları oranı arttığından dolayı verimleri düşüktür [7].

DMK yöntemi, hızlı moment cevabı sağlaması ve motor parametre değişimlerine dayanıklı olması gibi özellikleri ile EA'larda asenkron motorların dinamik performansını geliştirmede uygun bir yöntem olarak görülmektedir. DMK yönteminin değişken anahtarlama frekansı ve histerezis kontrolörün neden olduğu yüksek miktarda moment dalgalanması gibi bazı problemleri mevcuttur [8, 9]. Histerezis bant aralığı dar seçilirse, artan anahtarlama frekansına bağlı olarak, güç

anahtarlarının ısı sınırları zorlanır, Histerezis bant aralığı geniş seçilirse, azalan anahtarlama frekansına bağlı olarak moment dalgalanması artmaktadır [10]. Moment dalgalanması, asenkron motorda verimin artmasını sağlayan optimal stator akısıyla azaltılabilir.

Asenkron motorun verimini artırmada genellikle iki yöntem kullanılır. Bu yöntemlerden biri, motorun giriş gücü veya stator akımı gibi bazı parametrelerin ölçümüne dayanan arama kontrolörüdür. Kayıp model tabanlı kontrolör olarak adlandırılan diğer yöntem, motorun matematiksel modeline ihtiyaç duyar. Bu yöntemlerin amacı, özellikle düşük yüklerde maksimum verimi sağlayacak optimal akı değerini bulmaktır [11, 12].

Kayıp model tabanlı kontrolörde, bakır ve demir kayıplarından oluşan motorun toplam kaybı, akı, moment ve hızın bir fonksiyonu olarak hesaplanır. Bu yöntemde motor modeli, genellikle ihmal edilen demir kaybı direncini dikkate almalıdır. Optimal akı değeri, farklı moment ve hız değerlerinde, genellikle toplam kaybı ifade eden denklemin akıya göre türevinin sıfıra eşitlenmesiyle elde edilir. Bu yöntemin optimal akı değerine yakınsaması hızlı olduğundan, EA uygulamaları için uygundur [13].

Arama kontrolörü yönteminde ise, bir yandan akı adım adım azaltılırken, diğer yandan her adımda motor giriş gücü ölçülür. Bu işlemler maksimum verim noktası elde edilene kadar devam eder. Bu yöntemin en büyük avantajı, sıcaklık gibi faktörlerle değerleri değişebilen motor parametrelerine ihtiyaç duymamasıdır. Bu yöntemde, akının adım aralığı, düşük bir akı dalgalanması elde etmek için mümkün olduğunca küçük olmalıdır. Fakat, akının adım aralığı çok küçük seçilirse, yakınsama problemi ortaya çıkmaktadır [14].

Bu tez çalışmasında EA'larda kullanılan DMK tabanlı asenkron motor sürücülerin özellikle düşük yüklerde verimini artırmaya yönelik araştırmalar ve uygulamalar yapılmıştır. Ayrıca, asenkron motorun hız kontrolünde iyileştirme sağlamak için çalışmalar yapılmıştır.

1.1. LİTERATÜR ÖZETİ

Asenkron motorun verimini artırmak için birçok araştırmacı farklı optimal kontrol yöntemleri önermektedir. Bir kısmı, optimal akı değerini bulmak için yapay zeka tekniklerini önermektedirler. Yapay sinir ağı (YSA) tabanlı bir kontrol şemasının önerildiği bir çalışmada, YSA mimarisinin girişinde hız ve yük momenti kullanılarak, çıkışında ise optimal akı değeri, veri setlerinin geri yayılım algoritmasıyla eğitilmesiyle elde edilmektedir. Bu çalışma için demir kaybının dahil edildiği motor modelinin referans akısını değiştirerek maksimum verim yani minimum motor akımı için gözleme yapılarak, eğitim için uygun akı verileri üretilmektedir. 2,2 kW ve 22 kW gücündeki asenkron motorlar için yapılan uygulamada, özellikle 2,2 kW gücündeki motor için önemli oranda verim artışı elde edilmektedir. Çünkü, motor gücü düştükçe, demir kaybı oranı artar ve optimal akıda motorun çalışması ile küçük güçlü motorda daha fazla verim artışı gözlemlenir [15].

Alan yönlendirmeli kontrol yöntemiyle denetlenen iki asimetrik sargılı bir asenkron motorun verimini artırma çalışmasında, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) yöntemi kullanılmıştır. Motorun çalışma hızına ve yüküne göre, daha önceden deneysel olarak alınan verilerin kaydedildiği bir tablodan uygun optimal rotor akısı seçilerek verimde artış sağlandığı belirtilmektedir [16].

Arama kontrolörünün kullanıldığı bir çalışmada, optimal akı değerini bulmada hedef fonksiyonu olarak stator akımı seçilir. Bu yöntemde, sürekli durumda belirlenen akı değerleri için deneysel veri toplanır ve akı değeri nominal değerinden küçük adımlarla değiştirilir. Daha sonra stator akım değerini elde etmek için sinirsel bulanık mantık tabanlı tahmin edici uygulanır. Stator akım değerinin sonucuna bakılarak, ya yeni bir akım değeri bulmaya ya da optimal akı değerini hesaplamaya karar verilir [17].

DMK yönteminde moment dalgalanmasını azaltmak amacıyla yapılan bir çalışmada, referans stator akısını optimize etmek için bulanık mantık tabanlı kontrolör

kullanılmıştır. Bu yöntemde, bulanık mantık tabanlı kontrolörün girişinde, moment hatası, stator akı hatası ve moment açısı kullanılmakta olup, çıkışında ise sürücüye uygulanacak gerilim vektörüne karar verilmektedir. Benzetim sonuçları, belirli bir hız aralığında moment dalgalanmasında azalma olduğunu göstermektedir [18].

Yapay zeka teknikleri kullanılarak yapılan bu çalışmalar, yoğun hesaplama içerdiği için mikrodenetleyicinin işlem yükünü artırmaktadır. Yapay zeka tabanlı bu yöntemlerin yanısıra, literatürde arama kontrolörü kullanan çalışmalar da mevcuttur. DMK tabanlı asenkron motorun verimini artırmak için akı arama kontrolörü kullanılan bir çalışmada, uygun akı adımını belirlemek için adaptif bir algoritma kullanılmıştır. Ayrıca, stator akımı giriş gücüne göre daha iyi istatistiksel özellikler gösterdiğinden ve akı değişimine daha duyarlı olduğundan hedef fonksiyonu olarak seçilmiştir. Bu adaptif algoritma, geçici hal durumunda yakınsama hızını artırmak için büyük bir akı adımı, sürekli hal durumunda ise akı dalgalanmasını minimum yapmak için küçük bir akı adımı kullanmaktadır [19]. Benzer bir çalışmada, uzay vektör modülasyonlu DMK tabanlı asenkron motorun referans stator akısının genliği on-line bir arama kontrolörüyle optimize edilmektedir. Bu yöntemde hedef fonksiyonu olarak, ortalama motor giriş gücü seçilmiştir [20].

Asenkron motorun modellenmesinde, akı kestiriminde ve rotor akı yönlendirmeli kontrolünde demir kayıplarını ve manyetik doyumu dikkate alan bir diğer çalışmada, motor kayıplarının minimum olduğu nokta, 1-D arama algoritmasıyla belirlenmekte ve hesaplanan rotor akısı alçak geçiren bir filtreden geçirilerek, akı kontrolörünün referans değeri olarak kullanılmaktadır [21].

İki aşamadan oluşan hibrit yöntemin kullanıldığı bazı çalışmaların ilk aşamasında, model tabanlı bir yaklaşımla optimal akı değerine hızlıca yaklaşılr. İkinci aşamada ise, bir arama algoritması kullanılarak, birinci aşamada elde edilen akı seviyesinden başlanarak, minimum motor giriş gücü elde edilene kadar akı seviyesi azaltılır. Böylece asenkron motorun kayıpları minimize edilir ve parametre değişimlerine karşı duyarlılık problemi ortadan kalkar [22–24].

Benzer hibrit yöntemlerin kullanıldığı diğer bir çalışmada, motor modeli basitleştirilerek, optimal akı değerine yakın bir akı değerine ulaşılır ve benzetilmiş tavlama yöntemine dayanan bir arama algoritması kullanılarak optimum akı değeri elde edilir [25]. Diğer hibrit yönteminde ise, bu yöntemden farklı olarak, arama algoritmasında adaptif bir akı adım büyüklüğünün kullanılmasıdır. Bu büyüklük ardışık ölçülen iki giriş gücü arasındaki farka dayanarak ayarlanır [26].

Arama algoritmaları kullanan bazı kayıp minimizasyon teknikleri, asenkron motorun kayıplarını minimize etmek amacıyla gradyan, genetik algoritma, parçacık sürü optimizasyonu gibi optimizasyon algoritmaları kullanmaktadırlar. Optimizasyon algoritmaları akı seviyesini ayarlayarak giriş gücünü iteratif olarak azaltır. Bu yaklaşımlar motor modeline ihtiyaç duymazlar ve parametre belirsizliğine karşı yüksek dayanıklılığa sahiptir. Ancak yakınsama hızları yavaştır ve yüksek moment dalgalanmasına neden olurlar [27–29].

Literatürde asenkron motorun maksimum verimde çalışma noktasını tespit etmek amacıyla, arama algoritmalarına göre yakınsama hızı daha yüksek olan kayıp model tabanlı algoritmalar da kullanılmıştır. Asenkron motorun kayıplarının azaltılması için önerilen bir kayıp model tabanlı kontrolör algoritmasına göre, durağan referans yapıda $d-q$ eksenlerinde, iki eksenin güç kayıp bileşenleri eşit olduğunda, herhangi bir yük momenti ve hız değeri için maksimum verim elde edilmektedir [30]. Bu yöntemde, giriş gücünü minimize etmek için referans stator akısını üretmede klasik bir PI kontrolör kullanılmaktadır. Ancak akım distorsiyonu nedeniyle, güç kayıp bileşenleri harmonik kirliliğe sebep olmaktadır. Bu nedenle, bahsedilen PI kontrolör parametrelerini ayarlamak çok zordur.

Asenkron motorun durağan referans eksenlerinde modellenmesi ile verimin artması için lineer olmayan yeni bir model öneren çalışmada, toplam elektriksel kayıp ifadesinin minimum olduğu noktada gradyanın sıfır olması ve Hessian matrisinin pozitif tanımlı olması ilkelerinden faydalanılarak, optimal rotor akısı elde edilmiştir [31].

Asenkron makinanın modellenmesinde manyetik doyumu da dikkate alan bir çalışmada, makinanın deneysel olarak manyetik karakteristiği çıkartılarak, optimal akım-akı eğrisi elde edilir ve bu eğri ile yaklaşık bir polinom elde edilmektedir [32].

Asenkron motorun geçici hal durumunda kayıpların minimizasyonunu hedefleyen bir çalışmada, yüksek akım piklerinden dolayı, sürekli halde uygulanan kayıp minimizasyon yöntemlerinin moment geçici hal durumunda, yüksek güç kayıplarına neden olduğu vurgulanmaktadır. Bu çalışmada, optimal akının eksponansiyel bir fonksiyon olduğu varsayıp, optimal akının zaman sabiti sayısal yöntemlerle belirlenerek verimde artış sağlanmaktadır [33].

Kayıp model tabanlı algoritma, yük geçişi sırasında hız ve momentte dalgalanmaya neden olduğundan, bazı araştırmacılar bu problemi çözmek için çalışmalar yapmışlardır [7, 34]. İlk çalışmada, yük geçişi sırasında dinamik performansı artırmak için 2 farklı çözüm önerilmektedir. Bunlardan ilkinde, kayıp model tabanlı algoritmanın çıkışına alçak geçiren bir filtre eklenirken, diğerinde ise hız kontrolörünün çıkışına moment üreten stator akımı bileşeni (i_{qs}) ilave edilmektedir [34]. Yapılan diğer çalışmada ise, bu 2 yöntemin yanısıra üçüncü bir yöntem olarak değişken yapıllı hız kontrolörü kullanılarak, asenkron motorun dinamik performansına etkileri karşılaştırılmaktadır. İlk 2 yöntemin hız ve moment dalgalanmalarını azalttığı, üçüncü yöntemin ise, çeşitli performans parametrelerinin yerleşme zamanını artırmasına rağmen, hız ve moment dalgalanmalarını azaltarak performansı artırdığı belirtilmektedir [7].

DMK tabanlı asenkron motor sürücüsünün özellikle düşük yüklerde verimini artıran moment başına maksimum verim olarak adlandırılan yöntemin kullanıldığı bir çalışmada, asenkron motorun açık devre ve kısa devre testlerine ait veriler kullanılarak, stator akı haritası offline olarak çıkarılmaktadır. Aynı zamanda motorun çalışması boyunca demir kaybının online olarak izlenmesi ve motorun kayıp modelinin kalibrasyonu için, stator akısı ve frekansa bağlı olan bir demir kayıp modeli önerilmektedir [35].

Asenkron motorla sürülen bir EA'ın bataryasının ömrünü uzatmak için kullanılan diğer bir kayıp model tabanlı yöntemde, senkron hızda dönen $d-q$ eksenindeki eşdeğer devreden faydalanılarak kayıplar modellenmiştir. Bu yöntemde, optimal rotor akı değerini bulmak için, kaçak endüktansların etkisi ihmal edilmektedir [3]. Ancak, özellikle yüksek hız bölgesinde, kaçak endüktans üzerindeki yüksek gerilim düşümü ihmal edildiği için, doğru bir kayıp minimizasyonu elde etmek zordur.

Vektör kontrollü bir asenkron motorun verim optimizasyonu için, maksimum verimde çalışma noktası, kaçak endüktansların etkisi ihmal edilmeden önerilmektedir. Bu yöntemde, rotor mıknatıslanma akımına sabitlenen referans eksenini kullanıldığından, rotor devresi tarafında kaçak endüktans bulunmamaktadır. Bu çalışmalar, optimal referans akı bileşenini elde etmek için bir kontrolöre daha ihtiyaç duyar [36, 37]. Ancak, bu ek kontrolör yöntemin karmaşıklığını artırmaktadır.

Asenkron motorların verim optimizasyonu için, demir kayıplarını ihmal eden kayıp model tabanlı yaklaşımlar sunulmuştur [38–40]. Ancak, modelin basitleştirilmesi için demir kaybının ihmal edilmesi, DMK yönteminin moment kontrolünde hataya neden olmaktadır. Çünkü, EA motorları düşük endüktansa sahip olduklarından, darbe genişlik modülasyonu (DGM) anahtarlamasının sebep olduğu akım dalgalanması, özellikle yüksek hız bölgesinde önemli miktarda demir kaybına sebep olmaktadır.

Gerilim beslemeli asenkron motor sürücülerde verim artırılması için yapılan bir çalışmada, sadece motorun kayıpları dikkate alınmamış, aynı zamanda filtre dirençlerindeki kayıplar, DC bara kayıpları ve yarıiletken eleman kayıpları dikkate alınmıştır. Farklı çalışma şartları için hazırlanan tablodan optimal akı seçilerek motor maksimum verim noktasında çalıştırılmaktadır [14].

1.2. TEZİN AMACI VE ÇÖZÜM YAKLAŞIMI

Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motoru yalnızca kalkışta ve rampaya çıkarken nominal güçte çalışır. Bunun dışında uzun bir süre genellikle nominal gücün altında düşük yüklerde çalışır. Asenkron motor nominal yükte çalıştığında en yüksek verimi sağlamaktadır. Nominal yükün altında çalıştığında ise demir kayıpları oranı artar ve

motorun verimi düşer [7, 41]. Bu tez çalışmasında, EA'lar için DMK tabanlı asenkron motor sürücülerin verimini artırma konusu ele alınacaktır.

Asenkron motorun verimini artırmak için arama kontrolörü kullanan kayıp minimizasyon algoritmalarında yakınsama süresi, kayıp model tabanlı kontrolörden daha uzundur. Akı adımının değeri artırılarak, arama kontrolörünün yakınsama hızı artırılabilir ve böylece algoritma, hızlı bir şekilde optimal akı değerini bulabilir. Fakat, sürekli hal durumunda büyük akı adımı, akı dalgalanmalarının genliğini artırır. Küçük akı adımı ise, daha iyi sürekli hal davranışı göstermektedir, ancak yakınsama süresi çok uzun olmaktadır [41]. Aynı zamanda arama algoritması iteratif bir yöntem olduğu için, istenmeyen hız ve moment dalgalanmalarına yol açabilir [42]. EA'ların hız ve yük momenti, yolun eğimine göre sık sık değiştiğinden, kayıp minimizasyon algoritmasının optimal akı değerini hızlı bir şekilde bulması gerekir. Bu sebeple arama kontrolörü, yakınsama hızının yavaş olmasından dolayı, EA uygulamaları için uygun değildir.

Kayıp model tabanlı yaklaşım ise, motorun matematiksel modeline ihtiyaç duyar ve optimal akı değerini hızlı bir şekilde hesaplar. Aynı zamanda bu algoritma moment ve hızın kontrol edilmeye ihtiyaç duyduğu vektör kontrollü sürücüler için daha uygundur [7, 21]. Bu tez çalışmasında EA'lar için vektör kontrol yöntemlerinden biri olan DMK yönteminin kullanılacak olması ve kayıp model tabanlı kontrolörün DMK yönteminin ihtiyaç duyduğu optimal referans akısına hızlı yakınsaması sebebiyle, kayıp minimizasyon algoritması olarak kayıp model tabanlı kontrolör seçilmiştir.

Literatürde kayıp model tabanlı kontrolörle yapılan çalışmalar incelendiğinde, genellikle matematiksel modeli sadeleştirmek için bazı ihmaller yapılmaktadır. Bazı çalışmalarda, asenkron motorun modellenmesinde demir kaybı ihmal edilmiştir [39, 40]. Ancak, bu ihmal DMK yönteminin moment kontrolünde hataya neden olmaktadır. Çünkü, EA motorları düşük endüktansa sahip olduklarından, darbe genişlik modülasyonu (DGM) anahtarlamasının sebep olduğu akım dalgalanması, özellikle yüksek hız bölgesinde önemli miktarda demir kaybına sebep olur. Diğer bir çalışmada ise, asenkron motorun modellenmesinde kaçak endüktansların etkisi ihmal

edilmiştir [3]. Ancak, özellikle yüksek hız bölgesinde, kaçak endüktans üzerindeki yüksek gerilim düşümü ihmal edildiği için, doğru bir kayıp minimizasyonu sağlanamadığı görülmektedir.

Bu tez çalışmasında, DMK tabanlı asenkron motor sürücülerin kullanıldığı EA'ların veriminin artırılması için yeni bir kayıp model tabanlı kontrolör tasarlanmıştır. Bu çalışmada önerilen kayıp model tabanlı kontrolör algoritmasında, demir kaybı ve kaçak endüktansları ihmal etmeksizin matematiksel modelleme yapılmıştır. Önerilen yöntemde, mıknatıslanma akımının demir kaybı akımından çok büyük olmasına dayanarak, mıknatıslanma akımı yerine stator akımı ile rotor akımının toplamının yazılması yaklaşımı ile senkron referans eksenlerinde modelleme sadeleştirilip, DMK için gerekli olan optimal stator akı referansı kolayca bulunmaktadır. Kayıpların hesaplanmasında ve optimal akımın belirlenmesinde çok kolaylık sağlayan rotor akı yönlendirmeli referans eksenlerinden faydalanılmaktadır.

Ayrıca DMK yönteminde hız denetleyicisi olarak genellikle kullanılan PI kontrolör yerine, asenkron motorun hız kontrolünü iyileştirmek için kayan kipli kontrolör (KKK) tasarlanmış ve uygulanmıştır.

Önerilen yöntemin hem benzetim hem de deneysel çalışması gerçekleştirilmiştir. Benzetim, MATLAB programında kod yazılarak yapılmıştır. Deneysel çalışma için ise, 150 MHz'lik TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi ile denetlenen bir gerilim beslemeli IGBT evirici tasarlanmıştır. DMK yönteminin uygulanması için örnekleme frekansı 10 kHz olarak seçilmiştir. Kullanılan işlemci; hızlı olması, kayan noktalı aritmetik işlemler yapabilmesi, 16 adet 12 bit analog/sayısal dönüştürücüsü ve genel amaçlı çok sayıda giriş-çıkış birimleri nedeniyle tercih edilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmalar ile, belirli bir hız ve yükte çalışmada, sürekli hal durumunda, DMK tabanlı asenkron motorun moment ve hız kontrolünde iyileşme sağlayan, verimini artırabilen, kolay uygulanabilen bir sistem gerçekleştirilmiştir.

BÖLÜM 2

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR

Dünyada hızla artan nüfus ve gelişen teknoloji, araç kullanımında artışa neden olmuştur. 2015 yılında Avrupa'da trafiğe kayıtlı 287 milyon araç bulunmaktadır. Bahsedilen araç miktarının çevreye yaydığı CO₂ salınımı 1210 milyon ton/yıl olup, genel CO₂ salınımının % 27'sine karşılık gelmektedir. Bu verilerden anlaşılacağı üzere ulaşım sektöründeki karbon salınımı büyük bir paya sahiptir. Bu probleme çözüm önerisi olarak elektrikli araçlar gündeme gelmiştir. Aslında EA fikri eski yıllara dayanmaktadır. Fakat o zamanki teknoloji ile içten yanmalı motora sahip araçların hem maliyet hem de kullanılabilirlik açısından daha uygun olması nedeniyle, EA'lara yeterince ilgi olmamıştır [43].

Fosil yakıt rezervlerinin azalması ve dünyada meydana gelen petrol krizi ile birlikte EA'lar yeniden gündeme gelmiştir. İlk olarak hibrit elektrikli araçlarda elektrik motoru ve içten yanmalı motorun beraber kullanılmasıyla başlayan bu ilerleme, batarya teknolojisinde maliyet ve enerji kapasitesi açısından yaşanan gelişmeler, araçların tamamen elektrikli olarak üretilmesine imkan vermiştir [44].

EA'larda tahrik sisteminin en önemli unsurlarından biri olan motorlar, komutatörlü ve komutatörsüz olmak üzere 2 gruba ayrılır. Komutatörlü motorlar, seri uyarımlı, paralel uyarımlı, kompunt uyarımlı türleri olan DC motorlardan ve sürekli mıknatıslı uyarımlı motorlardan oluşur. DC motorlarda bulunan komütatör ve fırçalar, bu motorların güvenilirliğini azaltır ve bakım maliyetini artırır. Son zamanlarda yaşanan teknolojik gelişmeler komutatörsüz motorları yeni bir alana itmektedir. Komutatörsüz motorların daha verimli olması, daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olması ve düşük maliyetli olması gibi avantajları vardır. Bu motorlar arasında asenkron motor, düşük maliyeti, yüksek güvenilirliği ve bakım

gereksiniminin az olması gibi avantajları ile EA'larda yaygın olarak kullanılmaktadır [45].

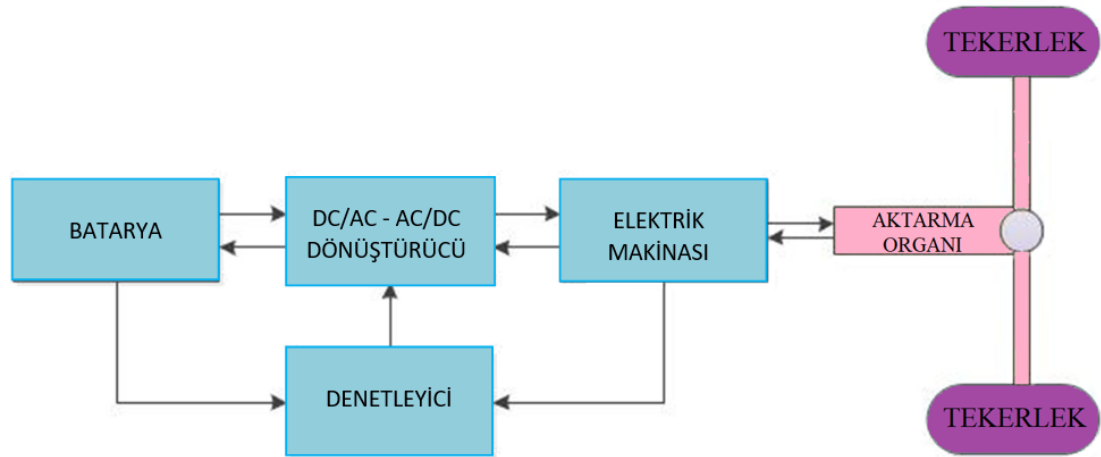
2.1. ELEKTRİKLİ ARACIN MODELLENMESİ

Sadece elektrik ile tahrik edilen bataryalı EA'lar, Şekil 2.1'de görüldüğü üzere batarya, elektrik motoru ve sürücüsü, denetleyici, aktarma organı ve tekerleklerden meydana gelmektedir [46].

Bir EA'nın geliştirilmesinde aşağıdaki teknolojilerden faydalanılır.

- Motor sürücü teknolojisi
- Mikro-elektronik ve denetleyici teknolojisi
- Otomotiv teknolojisi
- Malzeme teknolojisi
- Enerji depolama teknolojisi

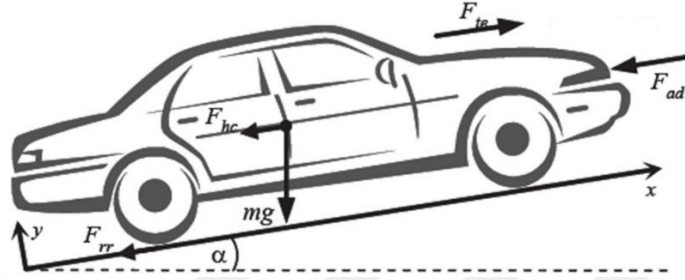
Bu teknolojilerin başarılı bir şekilde entegrasyonun yapılması, EA'lar için çok önemlidir [47, 48].



Şekil 2.1. Elektrikli Araçların genel blok şeması.

2.1.1. Elektrikli Araca Etki Eden Kuvvetler

Eğim açısı α olan bir yolda, v hızıyla hareket eden m kütleli bir araca etkiyen kuvvetler Şekil 2.2’de gösterilmektedir. Burada, F_{rr} yuvarlanma direnci kuvvetini, F_{hc} yokuş direnci kuvvetini, F_{la} hızlanma kuvvetini ve F_{ad} havanın sürtünme kuvvetini gösterir. EA’ın hareket edebilmesi için bu kuvvetlerin toplamına karşılık verecek F_{te} kuvvetini üretmesi gerekir.



Şekil 2.2. Elektrikli araca etki eden kuvvetler.

2.1.1.1. Yuvarlanma Direnci Kuvveti

Yuvarlanma direnci, araç tekerleğinin yol ile sürtünmesinden kaynaklanmaktadır. Bu sürtünme esnasında araçta oluşan dönüş enerjisinin bir kısmı kaybolmaktadır [49]. Yaklaşık olarak sabit olan bu kuvvet, Eşitlik 2.1’de görüldüğü gibi aracın ağırlığıyla doğru orantılıdır.

$$F_{rr} = \mu_{rr} mg \cos(\alpha) \quad (2.1)$$

Eşitlik 2.1’deki μ_{rr} yuvarlanma direnci katsayısını gösterir. Bu katsayıyı belirleyen ana faktörler, lastik türü ve lastik basıncıdır. μ_{rr} değeri, aracı düz yolda çok düşük sabit bir hızda hareket ettirebilmek için gerekli olan kuvvetin ölçülmesiyle kolayca bulunabilir.

2.1.1.2. Yokuş Direnci Kuvveti

Araca etkiyen kuvvetler arasında en kolay bulunabilen yokuş direnci kuvvetidir. Bu kuvvet, Eşitlik 2.2’de görüldüğü gibi aracın hareket yönünden bağımsız olup, aracın ağırlığına ve yolun eğimine bağlıdır.

$$F_{hc} = m g \sin(\alpha) \quad (2.2)$$

2.1.1.3. Hızlanma Kuvveti

Aracın hızı değişiyorsa, araca doğrusal hızlanmasını sağlayan hızlanma kuvveti etki eder. Eşitlik 2.3 ile verilen bu kuvvetin hesaplanmasında Newton'un ikinci kanunundan faydalanılır;

$$F_{ia} = m a \quad (2.3)$$

Eşitlik 2.3'teki m aracın kütlesini, a aracın ivmesini göstermektedir.

2.1.1.4. Havanın Sürtünme Kuvveti

Havanın sürtünme kuvveti, araç gövdesinin hava ile sürtünmesinden kaynaklanır. Bu kuvvet, daima araç hareket yönünün tersine olup, Eşitlik 2.4'te görüldüğü gibi aracın ön yüzey alanına ve yüzey yapısına bağlı olmakla beraber hızın karesiyle de doğru orantılı olarak değişir.

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \quad (2.4)$$

Eşitlik 2.4'teki ρ havanın yoğunluğunu, A aracın ön yüzey alanını, C_d havanın sürtünme katsayısını ve v ise aracın hızını göstermektedir. EA'larda C_d katsayısının azaltılması, iyi bir araç aerodinamik tasarımıyla mümkündür. Böylece araca etki eden havanın sürtünme kuvveti azaltılarak enerji tasarrufu sağlanabilir [50].

2.1.1.5. Toplam Tahrik Kuvveti

EA'nın harekete geçmesi için gereken eşik tahrik kuvveti, Eşitlik 2.5'te görüldüğü gibi yuvarlanma direnci kuvveti, yokuş direnci kuvveti, hızlanma kuvveti ve havanın sürtünme kuvvetinin toplamıdır.

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

EA'ı harekete geçirecek gerekli güç Eşitlik 2.6 ile verilirken, motor momenti Eşitlik 2.7 ile hesaplanır. Eşitlik 2.7'deki r tekerlek yarıçapını, G ise sabit vites dişli dönüşüm oranını gösterir.

$$P_{te} = v F_{te} \quad (2.6)$$

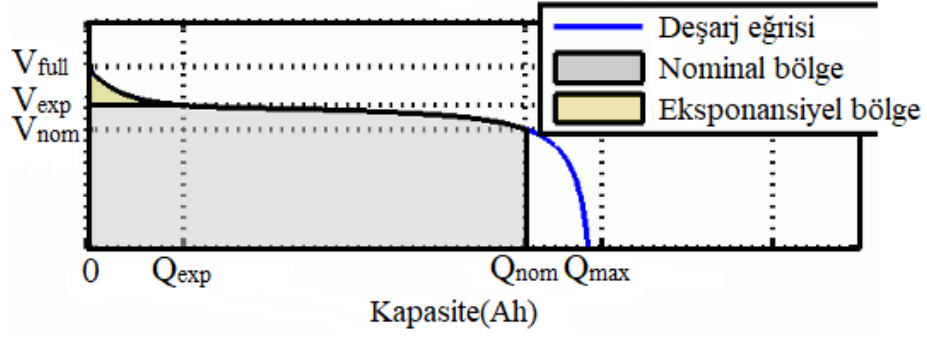
$$T_e = \frac{F_{te} r}{G} \quad (2.7)$$

2.1.2. Li-İyon Bataryanın Modellenmesi

Bataryalar, EA'ların performansının geliştirilmesinde ve alabileceği menzilin artırılmasında çok önemli rol oynarlar. Araçta yer alan elektrik motoru enerjisini bataryadan alır. Aynı zamanda aracın frenlemesi esnasında, elektrik makinası jeneratör modunda çalışarak, bataryayı şarj edebilir.

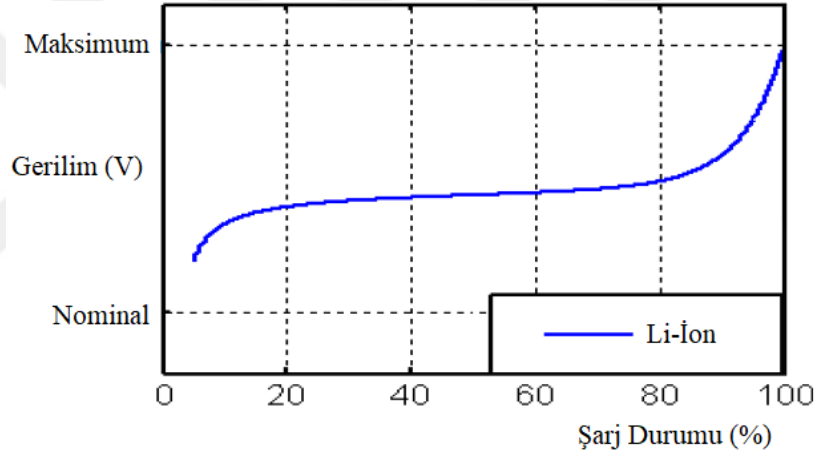
EA bataryaları, sınırlı hacim ve ağırlığına rağmen yüksek güç ve enerji kapasitesine sahip olmak zorundadır. Tüm dünyada batarya teknolojisinin geliştirilmesi için yoğun araştırmalar ve çalışmalar devam etmektedir. Bu çalışmada yüksek enerji yoğunluğu, uzun çevrim ömrü, düşük deşarj oranı gibi özellikleri [51–54] sayesinde EA'lar için en ideal enerji depolama elemanlarından biri olan Lityum-iyon batarya tipi tercih edilmiştir.

Şekil 2.3'te Lityum-iyon bataryanın deşarj karakteristiği verilmektedir. İlk bölge, eksponansiyel gerilim düşümünün olduğu bölgedir. İkinci bölge, gerilim nominal gerilimin altına düşünceye kadar olan deşarjı gösterir. Üçüncü bölge ise, gerilimin hızla düşmesi esnasındaki deşarjı gösterir [55].



Şekil 2.3. Lityum-iyon bataryanın deşarj karakteristiği [56].

Batarya akımı negatif olduğunda, Lityum-İyon batarya Şekil 2.4'te gösterildiği gibi şarj olmaktadır.



Şekil 2.4. Lityum-İyon bataryanın şarj karakteristiği [56].

Lityum-İyon bataryanın matematiksel modeline ait denklemler Eşitlik 2.8-2.9'da verilmektedir [56, 57]:

Bataryanın deşarj olma modeli ($i^* > 0$):

$$E_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + A \exp(-B it) \quad (2.8)$$

Bataryanın şarj olma modeli ($i^* < 0$):

$$E_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{it + 0,1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + A \exp(-B it) \quad (2.9)$$

Eşitlik 2.8-2.9'daki E_{bat} bataryanın gerilimini, E_0 batarya sabit gerilimini, K polarizasyon direncini, i^* filtrelenmiş akımı, i batarya akımını, it batarya şarj miktarını, Q maksimum batarya kapasitesini, A eksponansiyel bölge genliğini ve B eksponansiyel bölge zaman sabiti tersini göstermektedir.

Bataryanın gerilimi aynı zamanda Eşitlik 2.10'da verildiği gibi batarya şarj durumunun (SoC) bir fonksiyonudur ve deneysel verilerden doğrudan eğri uydurma yöntemiyle bulunabilir [58]. Burada bahsedilen bataryanın şarj durumu ise % cinsinden Eşitlik 2.11'de verildiği gibi elde edilir.

$$E_{bat} = f(SoC) \quad (2.10)$$

$$SoC = 100 \left(1 - \frac{1}{Q_0} \int_0^t i(t) dt \right) \quad (2.11)$$

BÖLÜM 3

ASENKRON MOTORUN VEKTÖR VE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Asenkron motorlar, ucuz olmaları, sağlam yapıları, az bakım gerektirmeleri ve her türlü ortam şartlarında çalışabilmeleri nedeniyle EA'lar gibi değişken hızlı tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılırlar [59–61]. Asenkron motorun çalışacağı hız, gerilim kaynağının frekansı ve motorun kutup sayısı ile belirlenir. Motor akımı ve momentini arasında doğrusal bir bağlantının olmaması, asenkron motorun hız kontrolünü karmaşık hale getirir.

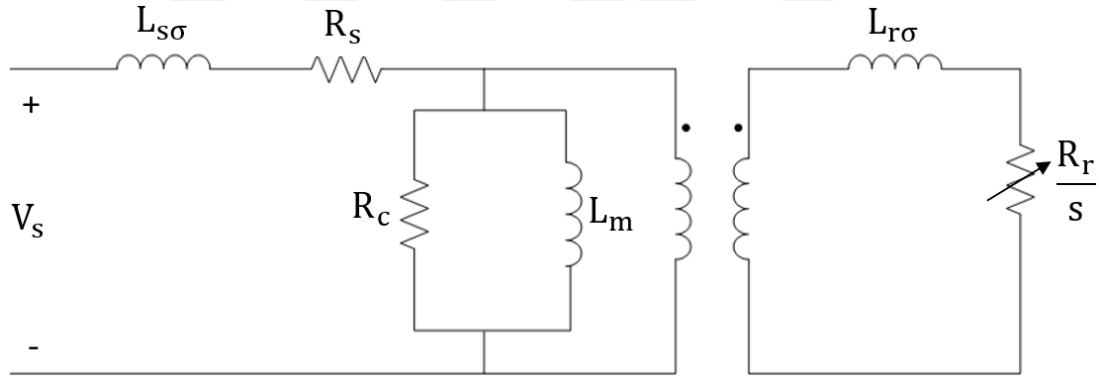
Günümüzde hızlı mikroişlemcilerin ve DSP'lerin bulunması, asenkron motor ve senkron motor sürücülerinin yüksek performans gerektiren uygulamalarında vektör kontrol yöntemlerinin kullanılabilmesini mümkün kılmıştır. Geçmişte bu kontrol yöntemlerinin uygulanması, karmaşık kontrol problemlerini çözmede gerekli olan karmaşık donanım ve yazılım nedeniyle mümkün olmamıştır.

Serbest uyarmalı DA makinalarda olduğu gibi, AA makinalardaki akı ve moment kontrolü de, motor akımlarının kontrolüyle sağlanır. Serbest uyarmalı DA makinalarda, akıyı uyarma akımı ile, momentini ise endüvi akımı ile kontrol etmek mümkündür. Asenkron makinada ise akıyı ve momentini kontrol edebilecek iki ayrı akım mevcut değildir; sadece stator akımı vardır. Stator akımı sinüzoidal bir akım olduğundan genlik, frekans ve faz bilgilerini içerir. Asenkron makinada kontrol edilmesi gereken büyüklük, genliği, fazı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Bu kontrol işlevi literatürde vektör kontrol olarak adlandırılır. Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) olarak da adlandırılan vektör kontrol yönteminde, makinanın stator akım vektörü, biri akıyı, diğeri üretilen momentini kontrol etmek üzere birbirine dik iki bileşene ayrılır. Vektör kontrolünün geniş bir aralıkta hız kontrolü sağlayabilmesi ve hızlı dinamik cevabı en büyük avantajlarından [62, 63].

AYK yöntemine alternatif olarak geliştirilen Doğrudan Moment Kontrol (DMK) yönteminde ise, belirlenen histerezis bantlar içinde akı ve momentin referans değerlerinde kalmasını sağlamak üzere, akı ve momentin kestirilen değerleri kullanılarak, sürücü devre uygun şekilde anahtarlanmaktadır [64–66].

3.1. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

Moment kontrollü asenkron motor sürücüsünü anlamak ve tasarlamak için makinanın dinamik modelinin bilinmesi gereklidir. Kontrol çalışmalarında uygun bir kontrol yöntemi geliştirmek için makinanın dinamik davranışı önemlidir. Makinanın dinamik davranışını belirlemek için ise, motorun matematiksel modeli bilinmelidir. Bu model, motorun davranışını geçici ve sürekli hal durumunda temsil eder. Asenkron motorun davranışını ifade eden matematiksel denklemler, Şekil 3.1'deki eşdeğer devresinden elde edilir.



Şekil 3.1. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi.

Modellemenin kolay yapılabilmesi ve analiz edilmesi için aşağıdaki varsayımlar yapılır [67].

- Stator sargılarının stator yüzeyine normal dağıtıldığı ve hava aralığı akısının sinüzoidal değiştiği kabul edilir.
- 3 fazlı stator sargılarının 120° elektriksel açıyla yüzeye dağıldığı kabul edilir.
- Manyetik doyma ihmal edilir.
- Demir kayıpları ihmal edilir.

- Deri etkisi ihmal edilir.

3.1.1. Genel Referans Ekseninde Motor Denklemleri

Genel referans eksenini, stator ve rotor gerilimlerine ait diferansiyel denklemlerin uzay vektör biçimlerini elde etmede faydalıdır. Gerilim denklemleri, durum değişkenleri olarak akımların ve akıların kullanılmasıyla elde edilebilir. Dengeli bir asenkron motor için, hız ve 4 adet elektriksel durum değişkeniyle birlikte 5. mertebeden bir model seçilebilir. Bazen pozisyon değişkenini de içeren 6. mertebeden bir model oluşturulabilir. Elektriksel durum değişkenlerinin herhangi ikisi stator ve rotor akımlarının bileşenleri ve diğer ikisi stator, rotor ve hava boşluğu akı bileşenleri olarak belirlenebilir [68].

Durum değişkenlerinden rotor elektriksel açısal hızı ω_r , stator akımı $i_s = i_{sd} + ji_{sq}$ ve rotor akısı $\Psi_r = \Psi_{rd} + j\Psi_{rq}$ olarak tanımlanırsa ve asenkron motorun girişine stator gerilimi $v_s = v_{sd} + jv_{sq}$ olarak uygulanırsa, ω_g genel açısal hızıyla dönen genel referans ekseninde stator ve rotora ait denklemler Eşitlik 3.1-3.3'deki gibi elde edilir.

$$v_s = R_s i_s + j \omega_g \psi_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (3.1)$$

$$0 = R_r i_r + j (\omega_g - \omega_r) \psi_r + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (3.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_s \times i_s) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r + T_L \quad (3.3)$$

Eşitlik 3.1-3.3'deki R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençlerini, n_p kutup çifti sayısını, J rotor eylemsizlik momentini, B sürtünme katsayısını, T_L yük momentini ve T_e elektromanyetik momentini ifade eder. Stator akısı ψ_s ve rotor akısı ψ_r vektörleri, seçilen durum değişkenleri kullanılarak sırasıyla Eşitlik 3.4 ile Eşitlik 3.5'deki bağıntılarla ifade edilebilir:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3.4)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (3.5)$$

Dolayısıyla asenkron motorun modeli, 5. mertebeden durum değişkenleri biçiminde Eşitlik 3.6-3.10'daki gibi ifade edilebilir:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{L_r R_s + L_m^2 / \tau_r}{\sigma L_s L_r} i_{sd} + \omega_g i_{sq} + \frac{L_m}{\tau_r \sigma L_s L_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{rq} + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} \quad (3.6)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{L_r R_s + L_m^2 / \tau_r}{\sigma L_s L_r} i_{sq} - \omega_g i_{sd} + \frac{L_m}{\tau_r \sigma L_s L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{rd} + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} \quad (3.7)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{rq} \quad (3.8)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - \frac{\psi_{rq}}{\tau_r} - (\omega_g - \omega_r) \psi_{rd} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3 n_p^2 L_m}{2 J L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{n_p T_L}{J} \quad (3.10)$$

Eşitlik 3.6-3.10'daki L_s , L_r ve L_m sırasıyla stator, rotor ve ortak endüktansı, $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabitini, $\sigma = (L_r L_s - L_m^2)/(L_r L_s)$ kaçak faktörünü gösterir. (3.6)-(3.9) arasındaki eşitlikler asenkron motorun elektriksel dinamiğini, (3.10) eşitliği mekanik dinamiğini gösterir. Bazen rotor elektriksel pozisyonu θ_r , Eşitlik 3.11'de verildiği gibi 6. durum değişkeni olarak tanımlanır.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.11)$$

3.1.2. Durağan Referans Ekseninde Motor Denklemleri

Genel referans eksenlerin açısal hızı $\omega_g=0$ olarak alındığında, yani $d-q$ eksenleri dönmediğinde durağan referans eksenler elde edilir. Klasik DMK yönteminde durağan referans eksenler kullanılır. Bu referans eksenlerinde, statorun d eksenine uygulanan gerilim v_{sd} , statorun A fazına uygulanan gerilimle aynıdır. Dolayısıyla stator d eksenine akımı i_{sd} , stator A fazı akımına eşittir ve DMK yönteminin her örnekleme periyodunda i_{sd} akımının ayrıca hesaplanmasına gerek kalmaz. Böylece durağan referans eksenleri sayesinde bilgisayar hesaplama zamanından tasarruf sağlanır [69].

Durağan referans eksenlerinde, genel referans eksenlerindeki $d-q$ eksenlerinin yerini $\alpha-\beta$ eksenleri alır. (3.6)-(3.9) arasındaki eşitliklerde $\omega_g=0$ olarak alındığında, durağan referans eksenlerinin denklemleri elde edilir [70].

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{L_r R_s + L_m^2 / \tau_r}{\sigma L_s L_r} i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r \sigma L_s L_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{\sigma L_s} \quad (3.12)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{L_r R_s + L_m^2 / \tau_r}{\sigma L_s L_r} i_{s\beta} + \frac{L_m}{\tau_r \sigma L_s L_r} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{v_{s\beta}}{\sigma L_s} \quad (3.13)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\beta} \quad (3.14)$$

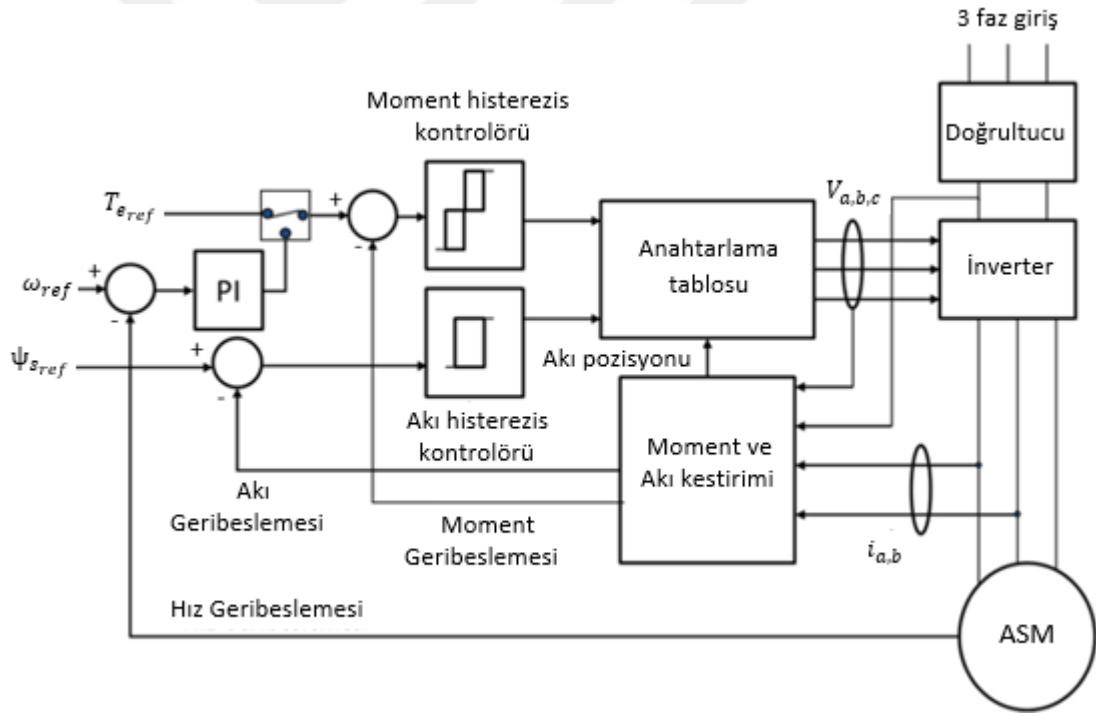
$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} - \frac{\psi_{r\beta}}{\tau_r} + \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (3.15)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3 n_p^2 L_m}{2 J L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{n_p T_L}{J} \quad (3.16)$$

3.2. ASENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

DMK yöntemi, AYK yönteminde kullanılan karmaşık koordinat dönüşümlerine ve akım denetleyicilerine ihtiyaç duymadan asenkron motorun hızlı moment kontrolünü sağlayabilmektedir. Bu yöntemin uygulanması AYK yöntemine göre daha kolaydır [71, 72].

DMK yöntemi kullanan asenkron motor sürücünün akı ve moment cevabı, çalışma şartlarına göre gerilim vektörü seçme stratejisine bağlıdır. Stator akısına dayanan DMK yöntemi, çok basit kontrol yapısı ile birlikte yüksek dinamik performans sağlamaktadır. Bu yöntemde akı ve momentin anlık değerleri, stator değişkenlerinden hesaplanır ve referans değerleriyle karşılaştırılarak doğrudan kontrol edilir. Şekil 3.2’de verilen blok diyagramdan görüleceği üzere DMK sistemi, bir kestirici, iki histerezis kontrolör ve bir anahtarlama tablosu içermektedir [73, 74].



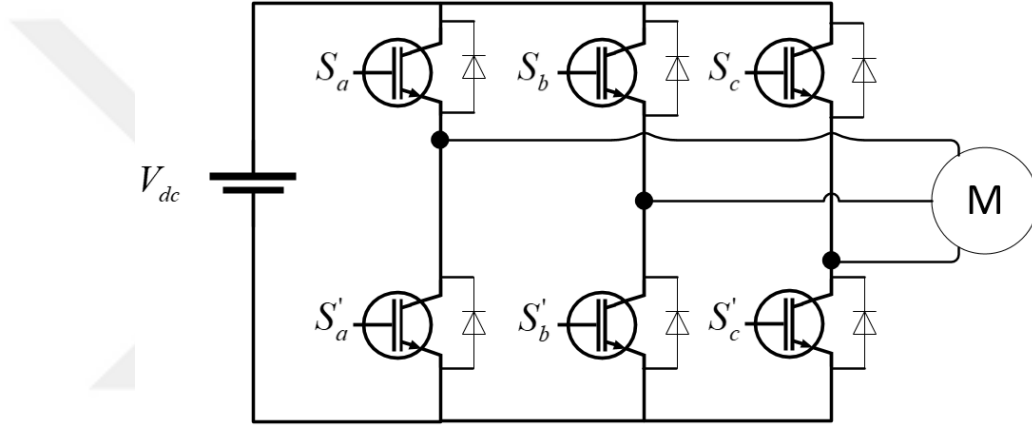
Şekil 3.2. DMK yönteminin blok diyagramı.

Kestirici, motorun iki faz akımı, DC bara gerilimi ölçümü ve güç anahtarlarının açık veya kapalı olması durumuna göre, stator akısı ve momentin gerçek değerlerini tahmin eder. Histerezis kontrolörler, stator akısı ve momentin gerçek değerleri ile

referans değerlerini karşılaştırır. Anahtarlama tablosu ise, histerezis kontrolörlerin çıkışına göre inverter güç anahtarlarının durumlarını belirlemektedir [75].

3.2.1. Üç Fazlı Gerilim Beslemeli Sürücü Devresinin Denklemleri

Asenkron motor Şekil 3.3'te verilen 3 fazlı bir gerilim beslemeli sürücü devresine bağlandığında, 6 adet güç anahtarlama elemanı ile asenkron motora uygulanabilecek 8 farklı gerilim vektörü elde edilir. 3 fazlı bir sistemin stator gerilim uzay vektörü Eşitlik 3.17'deki gibi verilir;



Şekil 3.3. Üç fazlı gerilim beslemeli sürücü devre.

$$\bar{U}_s(t) = (2/3) [U_{sA}(t) + aU_{sB}(t) + a^2U_{sC}(t)] \quad (3.17)$$

Eşitlik 3.17'deki $a = e^{j2\pi/3}$, U_{sA} , U_{sB} ve U_{sC} stator faz gerilimlerini gösterir. Gerilim uzay vektörü, sürücü devreye uygulanan DC bara gerilimi V_{DC} cinsinden Eşitlik 3.18'deki gibi ifade edilir;

$$\bar{U}_{s,k} = (2/3)V_{DC} [S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (3.18)$$

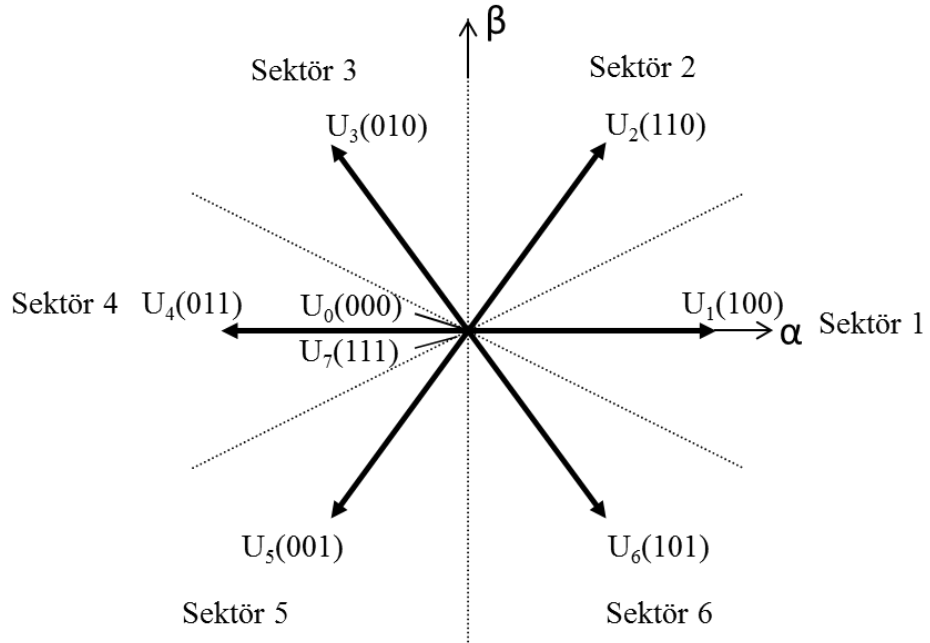
Eşitlik 3.18'de $k=0,1,2,\dots,7$ gerilim vektörlerinin numaralarını gösterir. S_a , S_b ve S_c sürücü devrenin her bir fazına ait anahtarlama fonksiyonlarıdır ve bu fonksiyonların değeri "1" olduğunda üstteki anahtarın iletimde olduğunu, "0" olduğunda ise alttaki

anahtarın iletimde olduğunu gösterir. Bu gerilim vektörlerine göre, sürücü devredeki a , b ve c fazlarına ait anahtarlama durumları Çizelge 3.1’de verilmektedir.

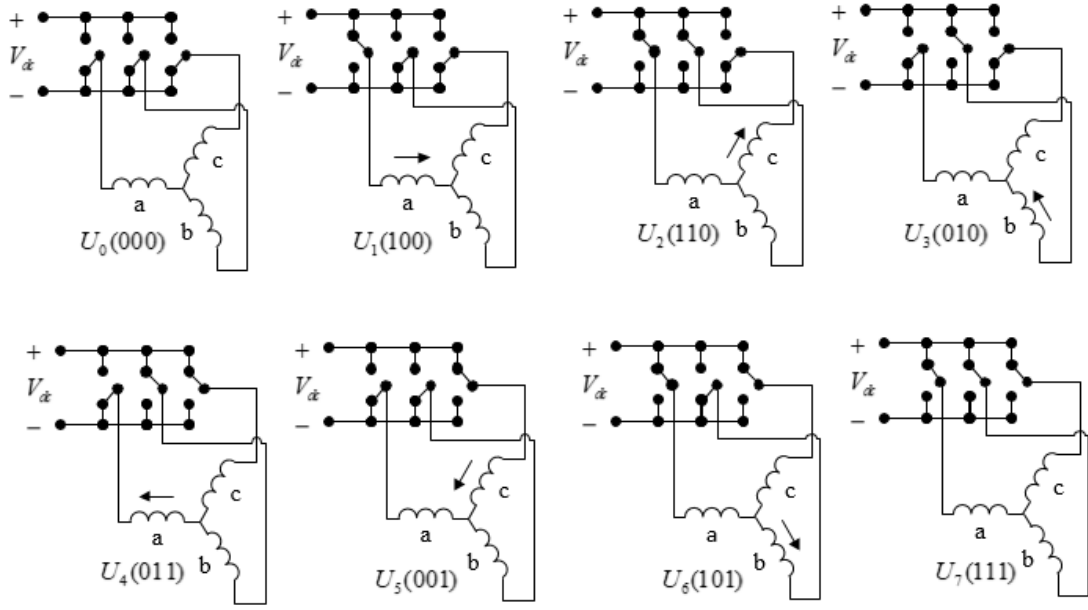
Şekil 3.4’te verilen gerilim vektörlerinden ikisi olan $U_0(0,0,0)$ ve $U_7(1,1,1)$ sıfır vektörleri, diğerleri $U_1(1,0,0), \dots, U_6(1,0,1)$ ise, sıfır olmayan gerilim vektörleridir. Şekil 3.5’te ise, bu gerilim vektörleri için sürücü devredeki anahtarlama işlemi gösterilmektedir.

Çizelge 3.1. Gerilim vektörlerine göre anahtarlama durumları.

k	S_a	S_b	S_c
0	0	0	0
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	0	1
6	1	0	1
7	1	1	1



Şekil 3.4. Gerilim vektörleri.



Şekil 3.5. Gerilim vektörlerine göre sürücü devrede anahtarlama durumları.

3.2.2. Moment ve Stator Akısının Kestirimi

Bu yöntemin doğrudan moment kontrol olarak adlandırılması, momentin doğrudan denetlenmesinden kaynaklanmaktadır. Bu yöntemde aynı zamanda stator akısı da doğrudan denetlendiği için, literatürde doğrudan akı ve moment kontrolü olarak da anılmaktadır. DMK yönteminde stator akısı ve moment, stator akım ve geriliminin anlık değerleri kullanılarak kestirilir. Eşitlik 3.19'da stator akısının kestirimi verilmektedir [76].

$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{U}_s - R_s \bar{i}_s \quad (3.19)$$

Asenkron motorun ürettiği moment ise, aşağıda verildiği gibi stator akısı ve stator akımı kullanılarak kestirilir.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s) = \frac{3}{2} n_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.20)$$

Moment denkleminin stator akıları ve rotor akıları cinsinden oluşturulması, asenkron motorda moment üretiminin fiziksel olarak yorumlanmasını kolaylaştırır. Stator akısı ve rotor akısına ait denklemler sırasıyla Eşitlik 3.21 ile Eşitlik 3.22’de verilmektedir.

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (3.21)$$

$$\bar{\psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (3.22)$$

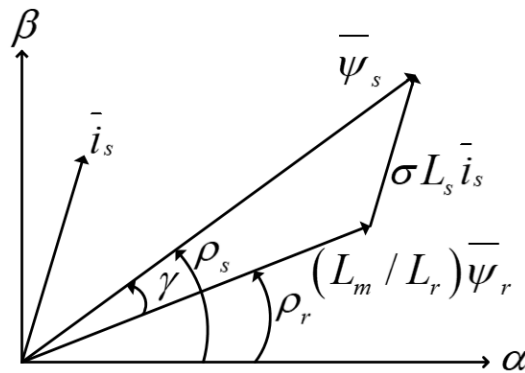
Stator akımı Eşitlik 3.23’te verildiği gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r \quad (3.23)$$

Eşitlik 3.23’te verilen stator akımı, Eşitlik 3.20’de yerine konularak moment ifadesi yeniden düzenlenirse, Eşitlik 3.24 elde edilir.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Moment ifadesinde yer alan stator akı ve rotor akı vektörleri Şekil 3.6’da durağan referans ekseninde verilmektedir.

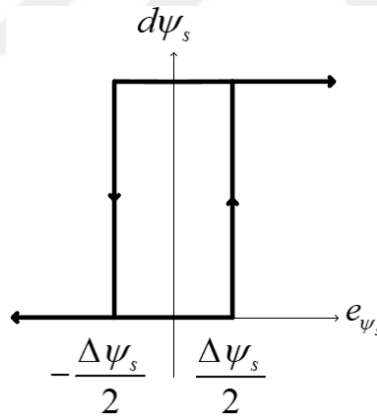


Şekil 3.6. Durağan referans ekseninde stator ve rotor akı vektörleri.

Standart bir asenkron motorun rotor zaman sabiti 100 ms'den büyüktür ve rotor akısı σ_r zaman sabiti ile dengeye gelir. Dolayısıyla rotor akısı, stator akısına göre çok yavaş değiştiğinden sabit kabul edilebilir. Stator akısı da sabit kaldığında, uygun bir gerilim vektörünün sürücü devreye uygulanmasıyla moment açısı γ uygun şekilde ayarlanarak, hızlı moment kontrolü sağlanabilir. Stator akı vektörüyle rotor akı vektörü arasındaki γ açısını artıran bir gerilim vektörü uygulanırsa, moment artar. Sıfır gerilim vektörü uygulanırsa, stator akı vektörünün hareket etmediği kabul edilir. Sıfır olmayan aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında ise, stator akı vektörü hızlı bir şekilde hareket eder.

3.2.3. Histerezis Denetim ve En Uygun Anahtarlama Vektörünün Seçimi

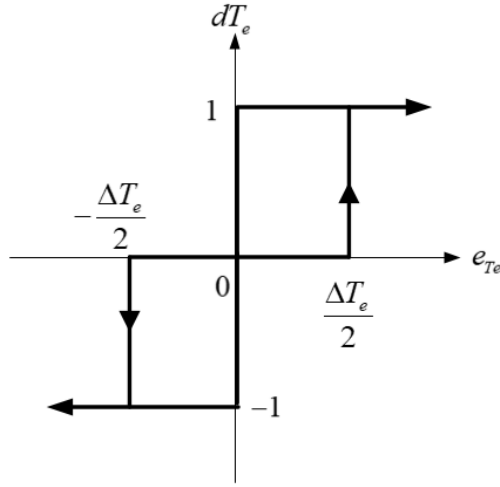
DMK yönteminde asıl amaç, histerezis kontrolörleri kullanarak en uygun anahtarlama vektörünü sürücü devreye uygulayıp, moment ve stator akısı hatalarını en aza indirmektir.



Şekil 3.7. Stator akısı için iki seviyeli histerezis kontrolör.

Şekil 3.7'de gösterilen stator akısının kontrolünden sorumlu olan iki seviyeli histerezis kontrolör, stator akısının kestirilen değeri ile referans değerini karşılaştırır. Şekil 3.8'de gösterilen momentin kontrolünden sorumlu olan üç seviyeli histerezis kontrolör, momentin kestirilen değeri ile referans değerini karşılaştırır. Histerezis kontrolörler, bu karşılaştırmayla birlikte stator akısı ve momentin belirlenen histerezis bant içinde kalmasını sağlamak üzere, akıda ve momentte olması gereken

değişikliği belirler. Histerezis kontrolörlerinin çıkışı her örnekleme periyodunda güncellenir.



Şekil 3.8. Moment için üç seviyeli histerezis kontrolör.

Eşitlik 3.25'deki ifadeler, stator akısı için kullanılan histerezis kontrolörün çalışma prensibini daha iyi tanımlamaktadır.

$$\begin{aligned} |\psi_{s,ref} - |\psi_s|| \geq \Delta\psi_s / 2 \text{ ise } d\psi_s &= 1 \\ |\psi_{s,ref} - |\psi_s|| \leq -\Delta\psi_s / 2 \text{ ise } d\psi_s &= 0 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Histerezis kontrolör, stator akısında artış olması gerektiğine karar verdiğinde $d\psi_s=1$, stator akısında azalma olması gerektiğine karar verdiğinde $d\psi_s=0$ olur.

Eşitlik 3.26'daki ifadeler ise, moment için kullanılan histerezis kontrolörün çalışma prensibini daha iyi tanımlamaktadır.

$$\begin{aligned} |T_{e,ref} - |T_e|| \geq \Delta T_e / 2 \text{ ise } dT_e &= 1 \\ |T_{e,ref} - |T_e|| \leq -\Delta T_e / 2 \text{ ise } dT_e &= -1 \\ -\Delta T_e / 2 < |T_{e,ref} - |T_e|| < \Delta T_e / 2 \text{ ise } dT_e &= 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

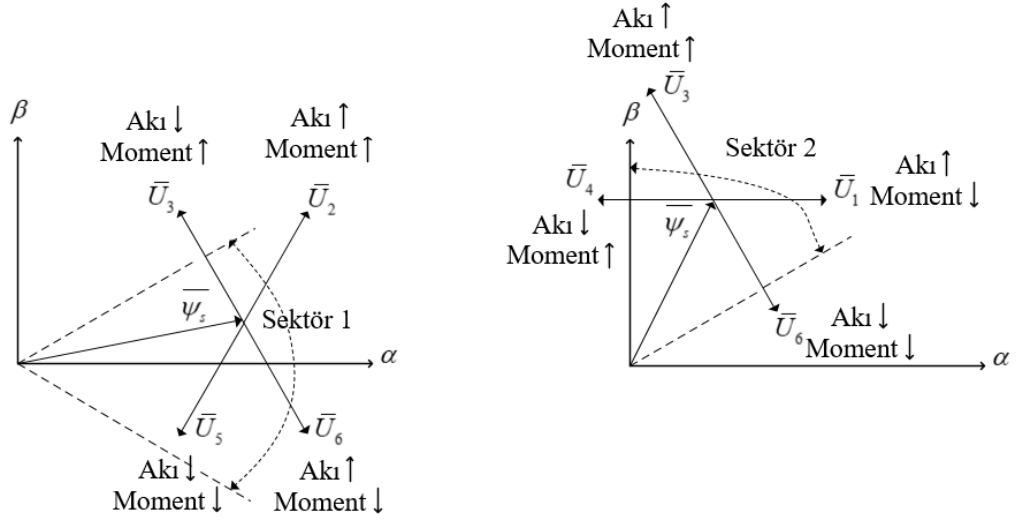
Histerezis kontrolör, momentte artış olması gerektiğine karar verdiğinde $dT_e=1$, momentte azalma olması gerektiğine karar verdiğinde $dT_e=-1$, momentte değişikliğin gerekli olmadığına karar verdiğinde ise $dT_e=0$ olur.

Anahtarlama vektörünün belirlenmesi için stator akısının konumunun bilinmesi de gereklidir. Stator akısının hangi sektörde olduğunu belirlemek için stator akısı bileşenlerinin işaretlerinden faydalanılır. Bu işlem Çizelge 3.2’de gösterilmektedir.

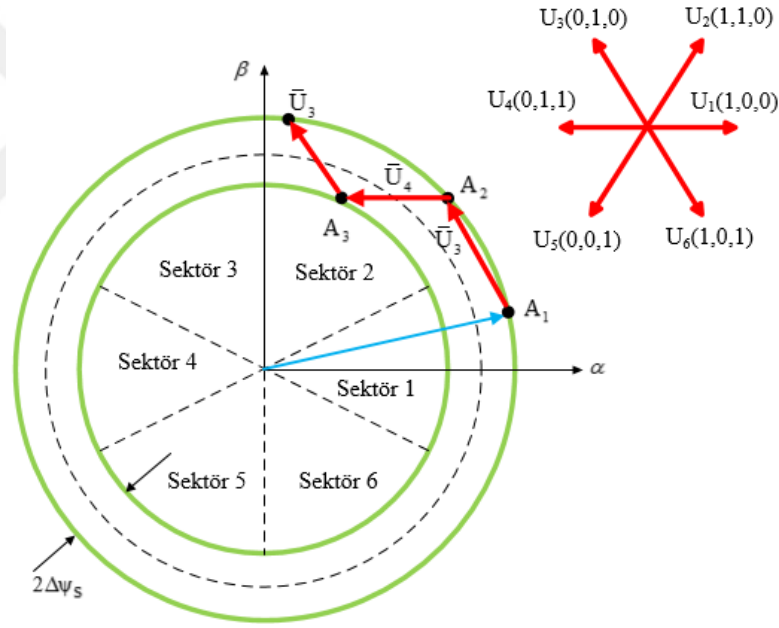
Çizelge 3.2. Stator akısının konumunun belirlenmesi.

$\psi_{s\alpha}$ 'nın işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti	+/-	+	+	+/-	-	-
$\sqrt{3}\psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha}$ 'nin işareti	-	+	+	-	+	+
Sektör	1	2	3	4	5	6

Şekil 3.9’da stator akı vektörü 1. ve 2. sektörde iken, gerilim vektörlerinin stator akısına ve momente etkisi görülmektedir. Stator akı vektörü 1. sektörde iken, momentin artması gerektiğinde \bar{U}_2 veya \bar{U}_3 , momentin azalması gerektiğinde \bar{U}_5 veya \bar{U}_6 , akının artması gerektiğinde \bar{U}_2 veya \bar{U}_6 , akının azalması gerektiğinde \bar{U}_3 veya \bar{U}_5 gerilim vektörleri seçilir. Stator akı vektörü 2. sektörde iken, momentin artması gerektiğinde \bar{U}_3 veya \bar{U}_4 , momentin azalması gerektiğinde \bar{U}_1 veya \bar{U}_6 , akının artması gerektiğinde \bar{U}_1 veya \bar{U}_3 , akının azalması gerektiğinde \bar{U}_4 veya \bar{U}_6 gerilim vektörleri seçilir.



Şekil 3.9. Gerilim vektörlerinin stator akısına ve momente etkisi.



Şekil 3.10. Stator akısının denetimi.

Şekil 3.10'da stator akısının denetimine örnek verilmiştir. Bu örnekte, başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı vektörü, uygun gerilim vektörleri uygulanarak histeresis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. Saat yönünün tersine dönen bir motor için momentin artırılması gerektiğinde, stator akısı vektörünün saat yönünün tersine hareket ettirilmesi gerekir. Momentin azaltılması gerektiğinde ise, stator akısı vektörünün saat yönünde hareket

ettirilmesi gerekir. Momentte herhangi bir değişiklik gerekli değilse, stator akısı vektörünün dönmesi durdurulur. Bu durumda uygulanması gereken gerilim vektörü, sıfır anahtarlama vektörleri \bar{U}_0 veya \bar{U}_7 olmalıdır. Bu vektörlerden hangisinin seçileceği, anahtarlama sayısının minimum olmasına göre tespit edilir. Örneğin \bar{U}_3 vektöründen sonra sıfır anahtarlama vektörü seçilecekse, \bar{U}_3 gerilim vektörü (010) olduğuna göre, \bar{U}_7 (111) gerilim vektörü seçilirse iki anahtar konum değiştirirken, \bar{U}_0 (000) gerilim vektörü seçilirse bir anahtar konum değiştireceğinden, anahtarlama frekansı açısından \bar{U}_0 'ın seçilmesi gerekir.

DMK yönteminde sürücü devreye uygulanacak en uygun anahtarlama vektörü, stator akısının konumuna, akıda ve momentte gerekli olan değişikliğe göre Çizelge 3.3'te verildiği gibi belirlenir.

Çizelge 3.3. Optimum anahtarlama vektörünün belirlenmesi.

$d\psi_s$	dT_e	Sektör 1	Sektör 2	Sektör 3	Sektör 4	Sektör 5	Sektör 6
1	1	\bar{U}_2	\bar{U}_3	\bar{U}_4	\bar{U}_5	\bar{U}_6	U_1
	0	\bar{U}_7	\bar{U}_0	\bar{U}_7	\bar{U}_0	\bar{U}_7	\bar{U}_0
	-1	\bar{U}_6	\bar{U}_1	\bar{U}_2	\bar{U}_3	\bar{U}_4	\bar{U}_5
0	1	\bar{U}_3	\bar{U}_4	\bar{U}_5	\bar{U}_6	\bar{U}_1	\bar{U}_2
	0	\bar{U}_0	\bar{U}_7	\bar{U}_0	\bar{U}_7	\bar{U}_0	\bar{U}_7
	-1	\bar{U}_5	\bar{U}_6	\bar{U}_1	\bar{U}_2	\bar{U}_3	\bar{U}_4

3.2.4. Stator Akısının Moment Dalgalanmasına Etkisi

Asenkron motorun stator akısı ve rotor akısı cinsinden moment ifadesi Eşitlik 3.27'te verilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\bar{\psi}_r| \times |\bar{\psi}_s| = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\bar{\psi}_r| |\bar{\psi}_s| \sin(\gamma) \quad (3.27)$$

Eşitlik 3.27'den görüleceği gibi, stator akısının genliği azaltılırsa, verilen momentin sürdürülebilmesi amacıyla stator akısı ve rotor akısı arasındaki açının artırılması

gerekir. Bunun yanında Eşitlik 3.28'den görüleceği gibi stator akısının genliği azalırsa, rotor akısının genliği de azalacaktır.

$$\bar{\psi}_r = \bar{\psi}_s - L_{sl} \bar{i}_s + L_{rl} \bar{i}_r \quad (3.28)$$

Alternatif olarak, stator ve rotor akıları Eşitlik 3.29'daki gibi tanımlanabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} & R_s \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \\ R_r \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} & jn_p \omega_m - R_r \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{U}_s \quad (3.29)$$

Eşitlik 3.27'deki ve Eşitlik 3.29'daki ifadeler ayrıık formda dikkate alındığında, aktif vektörlerden birinin sürücü devresine uygulanması boyunca momentin eğim ifadesi Eşitlik 3.30'da verildiği gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta T_{e,k+1}}{T_s} = & -T_{e,k} \left(R_s \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} + R_r \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \right) \\ & + \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \times \left(\bar{\psi}_{r,k} \times \bar{U}_{s,k} + jn_p \omega_m \bar{\psi}_{r,k} \times \bar{\psi}_{s,k} \right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Sıfır vektörlerinden biri sürücüye uygulanırsa, moment eğimi Eşitlik 3.31'de verildiği gibi azalır.

$$\frac{\Delta T_{e,k+1}}{T_s} = -T_{e,k} \left(R_s \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} + R_r \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \right) + \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} jn_p \omega_m \bar{\psi}_{r,k} \times \bar{\psi}_{s,k} \quad (3.31)$$

Eşitlik 3.30'daki ve Eşitlik 3.31'deki moment eğim ifadelerine bakıldığında stator akısına bağlı 2 önemli faktörün olduğu görülmektedir. 1. faktör Eşitlik 3.32'de, 2. faktör Eşitlik 3.33'te verilmektedir.

$$\frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\bar{\psi}_{r,k} \times \bar{U}_{s,k}) = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\bar{\psi}_{r,k}| |\bar{U}_{s,k}| \sin(\gamma) \quad (3.32)$$

$$\frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} j n_p \omega_m (\bar{\psi}_{r,k} \times \bar{\psi}_{s,k}) = -\frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} j n_p \omega_m |\bar{\psi}_{r,k}| |\bar{\psi}_{s,k}| \cos(\delta) \quad (3.33)$$

İlk faktör analiz edildiğinde, stator akısının azaldığı düşünülürse aşağıdaki sonuçlar elde edilir [77].

- Eşitlik 3.28'den görüleceği üzere, stator akısı azalır, rotor akısı da yaklaşık aynı miktarda azalır.
- Stator gerilimi, gerilim beslemeli sürücü devresindeki DC bara gerilimine bağlı olduğundan değişmez.
- Stator akı değeri nominal değerinin altına düştüğünde, 1. faktör moment eğimini doğrusal olarak azaltma eğilimindedir.

2. faktöre bağlı olarak stator akısındaki azalmanın oluşturacağı etkiler ise aşağıda verilmektedir.

- Eşitlik 3.27'de görüldüğü gibi, stator akısının genliği azaltılırsa, verilen momentin sürdürülebilmesi amacıyla stator akısı ve rotor akısı arasındaki açının artırılması gerekir. Dolayısıyla bu açının cosinüs değeri daha küçük olacaktır.
- Yine stator akısı değeri azaldığında rotor akısı değerinin azaldığı söylenebilir.
- 2. faktörün son değeri, önceki bahsedilen 2 ifadenin azalmasına bağlı olarak azalır. Sonuç olarak stator akısı nominal değerinin altına düşürüldüğünde, 2. faktöre ait değer azalır.
- 2. faktörün değeri motor hızıyla doğrusal olarak değişmektedir. Eğer motor hızı düşükse, onun moment eğimine etkisi oldukça azdır.

Son olarak, stator akısının azalmasının moment eğimine etkisi aşağıda verilmektedir;

- Motor hızı yüksekse, sürücü devreye aktif vektörlerden birinin uygulanması boyunca moment eğimi önemli oranda azalmaz. 1. faktör moment eğiminde bir azalmaya yol açmasına rağmen, bu etki 2. faktörün etkisiyle telafi edilir. Motor hızı düşükse, aktif vektörlerden birinin uygulanması ile moment eğimi azalır.
- Sıfır vektörlerinden birinin uygulanması boyunca, 2. faktörün değerindeki azalmaya bağlı olarak moment eğimi daima azalır. Bu eğim azalması özellikle yüksek hızlarda daha belirgin görünmektedir.

Sonuç olarak, stator akısı azalırsa, moment dalgalanması da azalır.



BÖLÜM 4

ASENKRON MOTORUN VERİMİNİN ARTIRILMASI

Asenkron motorun nominal yükte çalışmasında verimi yüksektir. Fakat düşük yüklerde asenkron motorun artan demir kaybı oranına bağlı olarak verimi düşer. EA'lar ani moment ihtiyacı ve eğimli rampa yollar haricinde, genellikle düşük yüklerde çalışırlar. Bu sebeple, asenkron motorun özellikle düşük yüklerde veriminin artırılması EA'lar için çok önemlidir. Bu bölümde öncelikle asenkron motorun verimini artırmak için kullanılan temel yöntemler karşılaştırmalı olarak sunulacaktır. Daha sonra EA'larda kullanılan DMK tabanlı asenkron motor sürücülerin verimini artırmada önerilen yeni kayıp model tabanlı kontrolör ele alınacaktır.

4.1. MEVCUT YÖNTEMLER

Asenkron motorun verimini artırmak için genelde kullanılan 2 temel yöntem mevcuttur. Bu yöntemlerden biri kayıp model tabanlı kontrolör, diğeri ise arama kontrolörüdür. Her iki yöntemin de amacı, asenkron motorun maksimum verimle çalışmasını sağlayan optimal akı değerini hesaplamaktır.

4.1.1. Kayıp Model Tabanlı Kontrolör

Kayıp model tabanlı kontrolörde, asenkron motorun maksimum verim noktası, matematiksel modeli kullanılarak bulunur. Matematiksel modele dayanarak, motorun bakır ve demir kayıplarından oluşan toplam kaybı, akı, moment ve hızın bir fonksiyonu olarak hesaplanır. Bu sebeple motor modeli, genellikle ihmal edilen demir kaybı direncini dikkate almalıdır. Bu yöntemde optimal akı değeri, genellikle toplam kaybı ifade eden denklemin akıya göre türevinin sıfıra eşitlenmesiyle elde edilir. Elde edilen akı değeri, asenkron motorun kontrol algoritmasında referans akı değeri olarak uygulanır.

4.1.2. Arama Kontrolörü

Arama kontrolöründe, asenkron motorun her çalışma noktası için minimum giriş gücünü sağlayan akı değeri tespit edilir. Bu yöntemde, kontrol algoritmasında nominal akı değerinden başlanarak akı değeri azaltılır ve giriş gücü ölçülür. Minimum giriş gücü elde edilene kadar, ölçülen giriş gücü, bir önceki değeri ile karşılaştırılır ve akının azaltılmasına devam edilip edilmeyeceğine karar verilir. Böylece motor aynı çıkış gücü vermeyi sürdürürken, sistem maksimum verim noktasına yakınsar [42, 78, 79].

Bu yöntemde, her akı azaltmada veya artırımında ortalama bir saniyelik gecikme olması sebebiyle, optimal çalışma noktasına yakınsamada en az 4 saniye gecikme meydana gelir. Buna ek olarak, sürekli hal durumunda optimal akı değeri civarında salınım oluşmaktadır.

4.2. MEVCUT YÖNTEMLERİN KARŞILAŞTIRILMASI

Hem kayıp model tabanlı kontrolör hem de arama kontrolörü asenkron motorun belirli bir hız ve momentte çalışmasında bakır ve demir kayıpları arasında denge kurarak, maksimum verim noktasını bulmayı hedefler ve bu optimal çalışma noktası için kontrol algoritmasına uygulanacak referans akı değerini belirler [12]. Bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları değişik açılardan karşılaştırılarak ortaya konulabilir [80, 81].

- Optimal akı değeri, kayıp model tabanlı kontrolörde matematiksel hesaplama ile bulunduğundan ek bir donanım gerektirmezken, arama kontrolöründe giriş gücünün ölçümü ile tespit edildiğinden ek donanıma ihtiyaç vardır.
- Kayıp model tabanlı kontrolörde motorun matematiksel modeline ihtiyaç varken, arama kontrolöründe böyle bir ihtiyaç yoktur.
- Kayıp model tabanlı kontrolörde asenkron motorun dinamik cevabı, arama kontrolörüne göre daha iyidir.
- Kayıp model tabanlı kontrolörün optimal akı değerine yakınsaması hızlı iken, arama kontrolörünün yakınsama hızı yavaştır.

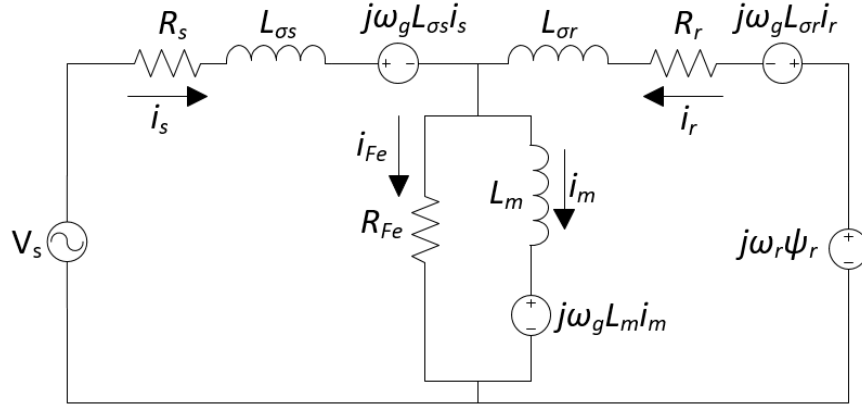
- Kayıp model tabanlı kontrolör, motor parametrelerine bağımlı iken, arama kontrolörü matematiksel modele ihtiyaç duymadığından motor parametrelerine bağımlı değildir.
- Arama kontrolörünün algoritması, kayıp model tabanlı kontrolöre göre daha basittir.

4.3. DMK TABANLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLER İÇİN ÖNERİLEN KAYIP MODEL TABANLI KONTROLÖR

DMK yöntemi, hızlı moment cevabı sağlaması ve motor parametre değişimlerine dayanıklılık gibi özellikleri ile EA'larda asenkron motorların dinamik performansını geliştirmede uygun bir yöntem olarak görülmektedir. Bu yöntemin kayıp minimizasyon algoritması ile birleştirilmesi sonucunda asenkron motorun yüksek dinamik performansının yanı sıra belirli bir hız ve momentte maksimum verimde çalışması sağlanabilir.

4.3.1. Asenkron Motorun Demir Kaybını Dikkate Alarak Modellenmesi

Asenkron motorun verimini artırmak için gerekli olan optimal stator akısını belirlemek için, kayıpların modellenmesi gerekir. Asenkron motorun modellenmesinde demir kaybı genellikle ihmal edilir [39, 40]. Fakat demir kaybı, enerji optimizasyonu için ihmal edilmeyip, asenkron motorun Şekil 4.1'de verilen dinamik modelinde dikkate alınmalıdır.



Şekil 4.1. Asenkron motorun genel bir dönen referans eksen takımında eşdeğer devresi.

Asenkron motorun demir kaybı, girdap (eddy) akımı kaybı bileşeni P_{Fe}^e ve histeresiz kayıp bileşenini P_{Fe}^h içerir. Bu kayıp bileşenleri Eşitlik 4.1 ve Eşitlik 4.2 ile ifade edilir.

$$P_{Fe}^e = k_e \omega_s^2 \Phi^2 \quad (4.1)$$

$$P_{Fe}^h = k_h \omega_s \Phi^2 \quad (4.2)$$

Bu eşitliklerdeki ω_s elektriksel açısal hızı, Φ akı seviyesini, k_e ve k_h girdap akımı kaybı ve histerezis kaybına ilişkin katsayıları gösterir.

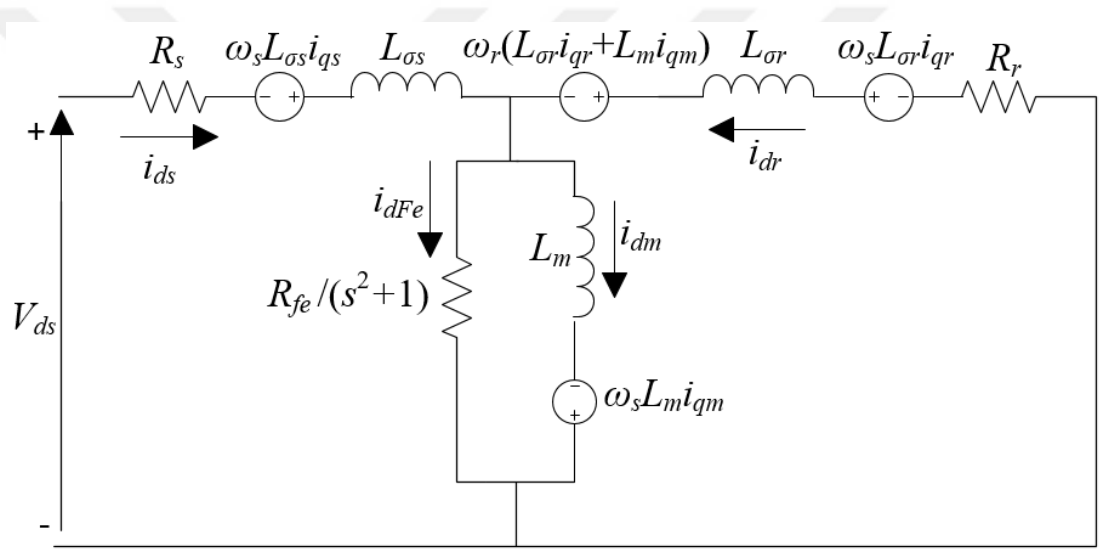
Histerezis kaybı, elektriksel açısal hız ω_s ile orantılı iken, girdap akımı kaybı, onun karesiyle (ω_s^2) orantılıdır. Dolayısıyla yüksek frekans bölgesinde, girdap akımı kaybı histerezis kaybına göre daha etkilidir. Stator demir kaybı P_{Fe}^s ve rotor demir kaybı P_{Fe}^r yaklaşık olarak Eşitlik 4.3 ve Eşitlik 4.4'te olduğu gibi ifade edilir.

$$P_{Fe}^s = [k_e \omega_s^2 + k_h \omega_s] \Phi_m^2 \cong \frac{\omega_s^2 \Phi_m^2}{1/k_e} = \frac{\omega_s^2 \Phi_m^2}{R_{Fe}} \quad (4.3)$$

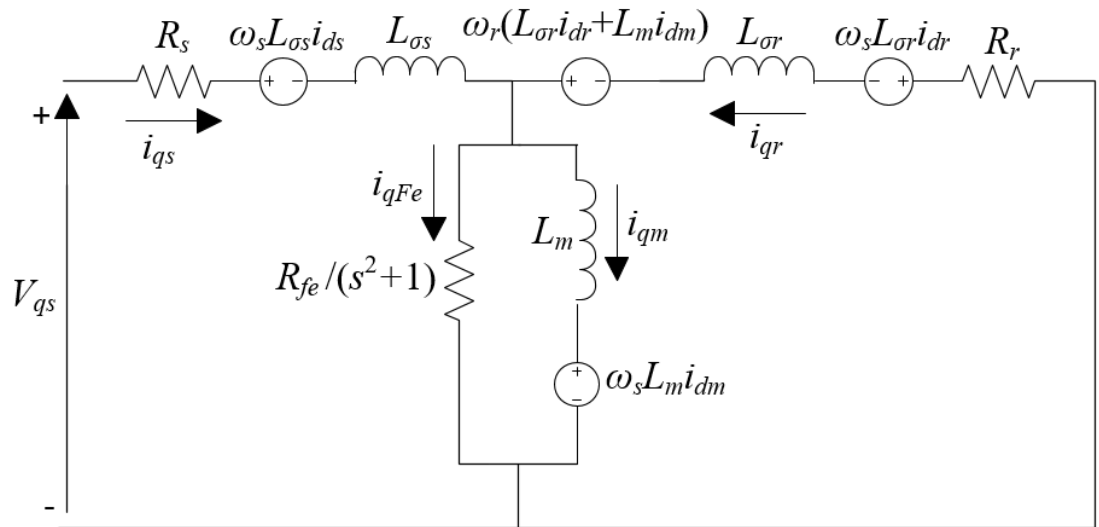
$$P_{Fe}^r = [k_e \omega_{sl}^2 + k_h \omega_{sl}] \Phi_m^2 \cong \frac{\omega_{sl}^2 \Phi_m^2}{1/k_e} = \frac{s^2 \omega_s^2 \Phi_m^2}{1/k_e} = \frac{\omega_s^2 \Phi_m^2}{R_{Fe}/s^2} \quad (4.4)$$

Bu eşitliklerdeki R_{Fe} demir kaybı direncini, s kaymayı, ω_{sl} kayma açısız hızını, ω_r rotor açısız hızını, Φ_m hava boşluğu akısını, $\omega_s \Phi_m$ hava boşluğu gerilimini ifade eder. $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s\omega_s$ ve $|s\omega_s| \leq |\omega_s|$ olduğundan, rotor demir kaybı, stator demir kaybından çok küçüktür.

Asenkron motorun Şekil 4.2'de verilen senkron referans eksenindeki eşdeğer devresine göre, stator ve rotor devrelerine ilişkin akım ve gerilim eşitlikleri aşağıda verilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4.2. Asenkron motorun senkron referans eksenindeki eşdeğer devresi.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_{\sigma s} \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_s (L_{\sigma s} i_{qs} + L_m i_{qm}) \quad (4.5)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{\sigma s} \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_s (L_{\sigma s} i_{ds} + L_m i_{dm}) \quad (4.6)$$

$$0 = R_r i_{dr} + L_{\sigma r} \frac{di_{dr}}{dt} + L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_{sl} (L_{\sigma r} i_{qr} + L_m i_{qm}) \quad (4.7)$$

$$0 = R_r i_{qr} + L_{\sigma r} \frac{di_{qr}}{dt} + L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_{sl} (L_{\sigma r} i_{dr} + L_m i_{dm}) \quad (4.8)$$

$$i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \left(L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_s L_m i_{qm} \right) \quad (4.9)$$

$$i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \left(L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_s L_m i_{dm} \right) \quad (4.10)$$

Burada V_{ds} ve V_{qs} stator gerilim bileşenlerini, i_{ds} ve i_{qs} stator akım bileşenlerini, i_{dr} ve i_{qr} rotor akım bileşenlerini, i_{dm} ve i_{qm} mıknatıslanma akım bileşenlerini, R_r rotor direncini, L_m mıknatıslanma endüktansını ve $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ stator ve rotor kaçak endüktanslarını ifade etmektedir.

4.3.2. Kayıp Minimizasyon Algoritması

Asenkron motorun elektriksel kayıpları, bakır ve demir kayıplarından oluşmaktadır. Orta güçlü asenkron motorlarda konverter kayıplarının optimal akı değerini belirlemeye önemli bir etkisi yoktur [82]. Bu nedenle, önerilen yöntemde konverter kayıpları dikkate alınmamaktadır. Ayrıca, EA uygulamaları için optimal akı değeri genellikle nominal akı değerinden küçük olduğundan, manyetik doyum olmaz [30]. Bu nedenle, önerilen yöntemde manyetik doyum da ihmal edilmektedir.

Kayıpların modellenmesindeki karmaşıklığı önlemek için modelde basitleştirme yöntemleri kullanılmaktadır. Tipik yöntemlerden birisi, kaçak endüktansların etkisini ihmal etmektir [3]. Bu basitleştirme, düşük hız bölgesinde etkili olabilir. Ancak, yüksek hız bölgesinde kaçak endüktansların üzerinde önemli miktarda gerilim düşümü olur. Sonuç olarak, nominal hızın üzerinde, kaçak endüktanslar ihmal edilirse, kayıpları hesaplamada ciddi bir hata meydana gelir. Ayrıca, özellikle yüksek hız bölgesinde, kaçak endüktansların etkisini dikkate almaksızın bir kontrolör tasarlamak uygun değildir [83].

Önerilen yöntemde, kaçak endüktansları ihmal etmeden yapılan basitleştirme, i_{dm} ve i_{qm} mıknatıslanma akımı bileşenlerinin i_{dFe} ve i_{qFe} demir kaybı akımı bileşenlerinden çok daha büyük olmasına dayanır.

$$i_{dm} \gg i_{dFe} \quad (4.11)$$

$$i_{qm} \gg i_{qFe} \quad (4.12)$$

Eşitlik 4.11'deki $i_{dFe} = \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \left(L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_s L_m i_{qm} \right)$ ve Eşitlik 4.12'deki

$i_{qFe} = \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \left(L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_s L_m i_{dm} \right)$. Mıknatıslanma akım bileşenleri ise yaklaşık olarak,

Eşitlik 4.13 ve Eşitlik 4.14'te verildiği gibidir.

$$i_{dm} \cong i_{ds} + i_{dr} \quad (4.13)$$

$$i_{qm} \cong i_{qs} + i_{qr} \quad (4.14)$$

Mıknatıslanma gerilim bileşenleri ise, Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.16'da verildiği gibidir.

$$V_{dm} = L_m \frac{d(i_{ds} + i_{dr})}{dt} - \omega_s L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.15)$$

$$V_{qm} = L_m \frac{d(i_{qs} + i_{qr})}{dt} + \omega_s L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.16)$$

Eşitlik 4.5 ve Eşitlik 4.10 arasındaki eşitliklerde yer alan i_{dm} ve i_{qm} ifadelerini, $i_{ds}+i_{dr}$ ve $i_{qs}+i_{qr}$ ile değiştirilerek, aşağıda eşitlikleri verilen basitleştirilmiş model elde edilir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_{\sigma s} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s L_{\sigma s} i_{qs} + V_{dm} \quad (4.17)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{\sigma s} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s L_{\sigma s} i_{ds} + V_{qm} \quad (4.18)$$

$$0 = R_r i_{dr} + L_{\sigma r} \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_r (L_{\sigma r} i_{qr} + L_m i_{qm}) - \omega_s L_{\sigma r} i_{qr} + V_{dm} \quad (4.19)$$

$$0 = R_r i_{qr} + L_{\sigma r} \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_r (L_{\sigma r} i_{dr} + L_m i_{dm}) + \omega_s L_{\sigma r} i_{dr} + V_{qm} \quad (4.20)$$

$$i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + V_{dm} \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \quad (4.21)$$

$$i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + V_{qm} \frac{s^2 + 1}{R_{Fe}} \quad (4.22)$$

Asenkron motorun kayıplarını hesaplamada, pratikte çok kullanılan ve büyük bir kolaylık sağlayan rotor akı yönlendirmeli referans eksen takımından faydalanılacaktır. Bu eksen takımı, d ekseninin, rotor akı eksenine hizalanmasıyla elde edilir. Dolayısıyla $\psi_{qr} = 0$ ve $\psi'_{qr} = 0$ olur. Rotor akı bileşenleri Eşitlik 4.23 ve Eşitlik 4.24'te verilmektedir.

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (4.23)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \quad (4.24)$$

Burada L_r rotor endüktansını ifade eder. Bu denklemlerden rotor akım bileşenleri, Eşitlik 4.25 ve Eşitlik 4.26'da verildiği gibi hesaplanır.

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \quad (4.25)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m i_{qs}}{L_r} \quad (4.26)$$

i_{dr} ve i_{qr} ifadeleri, Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.16'da yerine konduğunda, Eşitlik 4.27 ve Eşitlik 4.28 elde edilir.

$$V_{dm} = \frac{L_m L_{\sigma r}}{L_r} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{L_m L_{\sigma r}}{L_r} i_{qs} \quad (4.27)$$

$$V_{qm} = \frac{L_m L_{\sigma r}}{L_r} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} (L_{\sigma r} i_{ds} + \psi_{dr}) \quad (4.28)$$

Sürekli halde, $\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{di_{qs}}{dt} = 0$, $\frac{d\psi_{dr}}{dt} = 0$, $T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} i_{qs}$ ve $\psi_{dr} = L_m i_{ds}$ olduğu

için $i_{dr} = 0$ olur. Dolayısıyla, sürekli halde mıknatıslanma gerilimi bileşenleri Eşitlik 4.29 ve Eşitlik 4.30'da verildiği gibidir.

$$V_{dm} = -\omega_s \frac{L_m L_{\sigma r}}{L_r} i_{qs} \quad (4.29)$$

$$V_{qm} = \omega_s \frac{L_m}{L_r} (L_{\sigma r} i_{ds} + \psi_{dr}) = \omega_s L_m i_{ds} \quad (4.30)$$

Asenkron motorun normal çalışmasında kayma çok küçük olduğundan ($s \ll 1$), rotor demir kaybı, bu noktadan itibaren dikkate alınmayacaktır. Demir kaybı ve bakır kaybı Eşitlik 4.31 ve Eşitlik 4.32'de verilmektedir.

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{(V_{dm}^2 + V_{qm}^2)}{R_{Fe}} = \frac{3}{2} \frac{\left(\omega_s^2 L_m^2 \left(\frac{L_{\sigma r}}{L_r} \right)^2 i_{qs}^2 + \omega_s^2 L_m^2 i_{ds}^2 \right)}{R_{Fe}} \quad (4.31)$$

$$P_{cu} = \frac{3}{2} \left[R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \right] = \frac{3}{2} \left[R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i_{qs}^2 \right] \quad (4.32)$$

Eşitlik 4.33'te verilen toplam kayıp ifadesi, elektriksel açısal hız ω_s , moment T_e ve rotor akısının d eksenini bileşeni ψ_{dr} 'nin bir fonksiyonu olarak ifade edilir.

$$P_{toplam} = \frac{3}{2} R_s \left(\frac{\psi_{dr}}{L_m} \right)^2 + \frac{2}{3} \left(\frac{T_e}{n_p L_m \psi_{dr}} \right)^2 (R_s L_r^2 + R_r L_m^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{n_p \omega_s \psi_{dr}}{L_r} \right)^2 \left(\frac{L_{\sigma r}^2 + L_m^2}{R_{Fe}} \right) + \frac{2}{3 R_{Fe}} \left(\frac{T_e \omega_s L_{\sigma r}}{\psi_{dr}} \right)^2 \quad (4.33)$$

Asenkron motorun toplam kayıp ifadesine bakıldığında, rotor akısı ile ilişkili olduğu görülmektedir. Demir kayıplarını azaltmak için, rotor akısı ψ_{dr} ya da bir başka ifadeyle stator akımının d eksenini bileşeni i_{ds} akımının azaltılması gerekmektedir. Fakat rotor akısı fazla azaltılırsa, istenilen momentin elde edilmesi için, i_{qs} akımının çok fazla artırılmasını gerektirir ki, bu da çok fazla bakır kaybına neden olur. Bu sebeple, demir kaybı ve bakır kaybı arasında denge kurulması için optimal akı belirlenmelidir. Optimal rotor akısı Eşitlik 4.34 ve Eşitlik 4.35 ile belirlenmektedir.

$$\frac{dP_{toplam}}{d\psi_{dr}} = 0 \quad (4.34)$$

$$\psi_{dr}^{opt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{T_e^{ref}} \left(\frac{A}{B} \right)^{1/4} \quad (4.35)$$

Bu eşitliklerde yer alan A ve B , sırasıyla Eşitlik 4.36 ve Eşitlik 4.37 ile verilmektedir.

$$A = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{n_p^2 L_m^2} + \frac{\omega_s^2 L_{\sigma r}^2}{n_p^2 R_{Fe}} \quad (4.36)$$

$$B = \frac{R_s R_{Fe} + \omega_s^2 L_m^2}{L_m^2 R_{Fe}} \quad (4.37)$$

Asenkron motorun DMK yönteminde stator akı kontrolü gerektiği için, optimal rotor akı değeri, optimal stator akı değerine aşağıdaki eşitliklerle dönüştürülür.

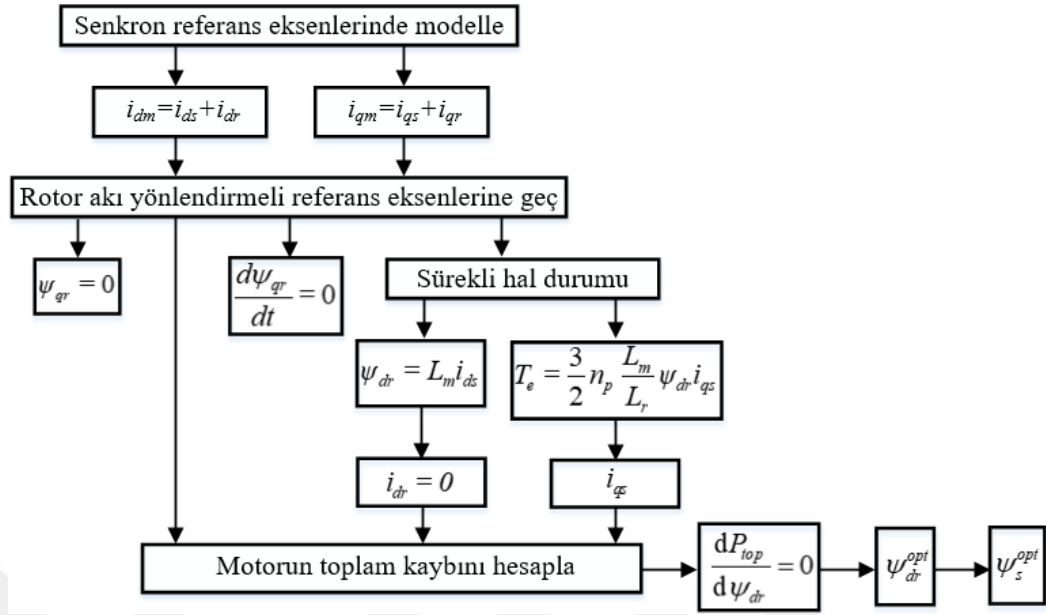
$$\psi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} = \sigma \frac{L_s}{L_m} \psi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \quad (4.38)$$

$$\psi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} = \frac{2}{3} \frac{T_e L_r}{n_p L_m \psi_{rd}} \sigma L_s \quad (4.39)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \quad (4.40)$$

$$\psi_s^{opt} = \psi_s^{ref} = \frac{L_s}{L_m} \sqrt{\left(\psi_{dr}^{opt} \right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{\sigma L_r}{n_p} \right)^2 \left(\frac{T_e^{ref}}{\psi_{dr}^{opt}} \right)^2} \quad (4.41)$$

Burada σ kaçak faktörünü ve L_s stator endüktansını ifade eder.

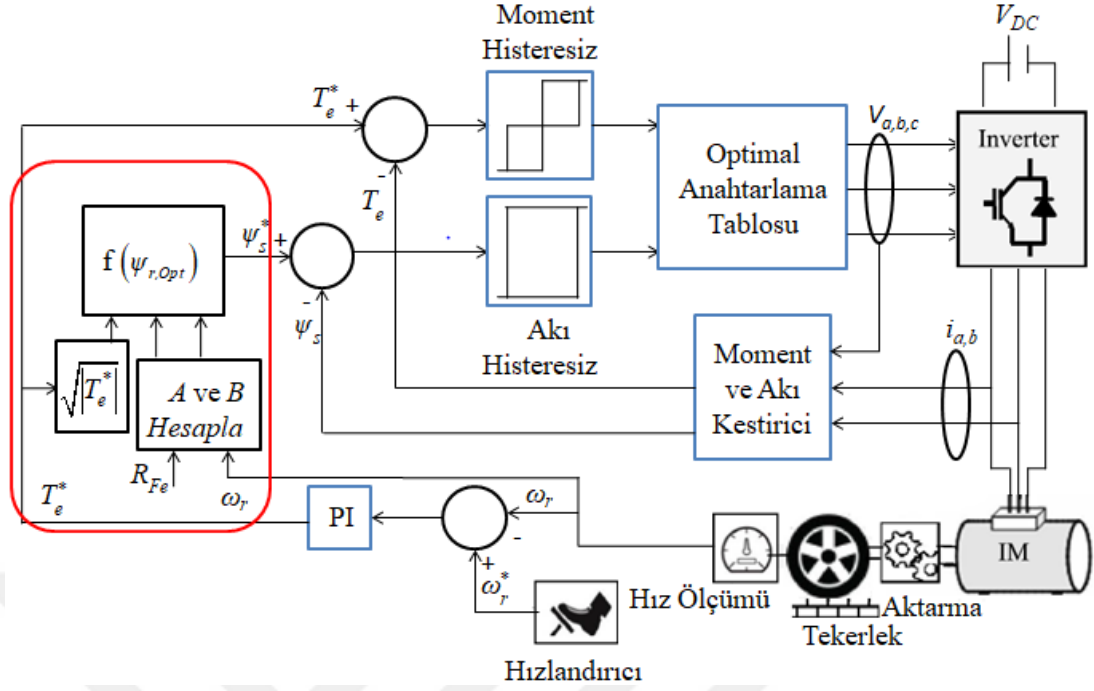


Şekil 4.3. Önerilen kayıp model tabanlı kontrolörün akış diyagramı.

Şekil 4.3'te önerilen kayıp model tabanlı kontrolörün akış diyagramı verilmektedir. Önerilen kayıp model tabanlı kontrolör, sürekli hal durumunda etkili olan bir yöntem olduğundan, Şekil 4.3'ten de görüldüğü üzere moment, rotor akısı gibi değişkenlerin sürekli hal durumundaki ifadeleri dikkate alınarak kayıplar modellenir ve optimal stator akı referansı elde edilmektedir.

4.3.3. Optimal Akı Referanslı DMK Yöntemi

Klasik DMK yönteminde sabit bir akı referansı kullanılırken, önerilen DMK yönteminde akı referansı, bir önceki bölümde verildiği gibi motorun hızına ve yük momentine göre değişmektedir. Şekil 4.4'te asenkron motorla sürülen EA'lar için önerilen optimal akı referanslı DMK yönteminin blok şeması gösterilmektedir.



Şekil 4.4. Elektrikli Araçlar için önerilen optimal akı referanslı DMK blok şeması.

Klasik DMK ve önerilen DMK yöntemleri arasındaki tek fark, Eşitlik 4.41 ile verilen optimal stator akı bloğunun kullanımınıdır. Bu blok Şekil 4.4 üzerinde kırmızı renkli çizgilerle çevrelenmiştir. Görüldüğü üzere, motorun ölçülen hızı (ω_r) ve moment referansı (T_e^*) optimal stator akı bloğuna geri besleme olarak alınmaktadır. Demir kaybının dikkate alınması ile bu bloğun girişlerinden birini demir kaybı direnci (R_{Fe}) oluşturmaktadır. Eşitlik 4.36 ile Eşitlik 4.37’de yer alan A ve B katsayılarının da kullanılmasıyla DMK tabanlı asenkron motor sürücü için gerekli olan optimal stator akı referansı elde edilmektedir. Böylece motorun herhangi bir hız ve yük momentinde çalışması durumunda maksimum verim noktası tespit edilebilmektedir.

BÖLÜM 5

ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜNDE İYİLEŞTİRME

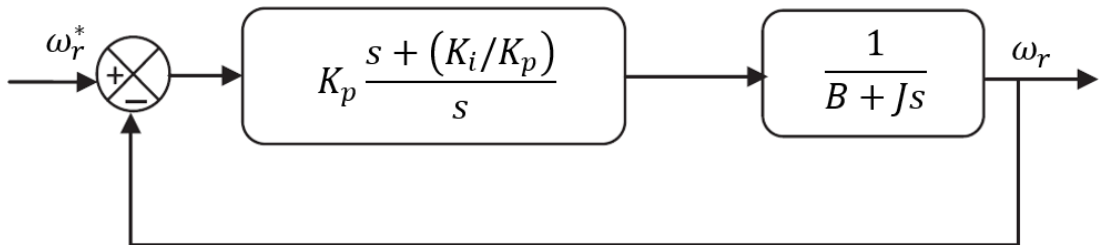
Asenkron motorun değişken hızlarda çalışabilmesini sağlamak üzere, referans elektromanyetik moment değerini üretecek bir hız kontrolörü gereklidir. Bu bölümde, asenkron motorun DMK yönteminde hız kontrolörü olarak genellikle kullanılan PI kontrolör ve daha gürbüz bir kontrol sağlamak için bu tez çalışmasında PI kontrolörün yerine tercih edilen kayan kipli kontrolör (KKK) anlatılacaktır.

5.1. PI KONTROLÖR

PI kontrolörün yapısı basit olduğundan ve iyi sonuçlar verdiği için, asenkron motorun klasik DMK yönteminde genellikle kullanılır. Eşitlik 5.1'de PI kontrolörün transfer fonksiyonu verilmektedir.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (5.1)$$

Eşitlik 5.1'de K_p oransal kazanç katsayısını, K_i integral kazanç katsayısını göstermektedir.



Şekil 5.1. PI kontrolör ile hız kontrol blok diyagramı [84].

Şekil 5.1’de asenkron motorun PI kontrolör ile hız kontrolünü gösteren blok diyagram verilmektedir. Burada J eylemsizlik momentini gösterir. Hesaplamayı kolaylaştırmak için sürtünme katsayısı $B=0$ alınarak, sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 5.2 ile elde edilir.

$$G(s) = \frac{\frac{K_i}{J} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s^2 + \frac{K_p}{J} s + \frac{K_i}{J}} \quad (5.2)$$

Bu transfer fonksiyonun karakteristik denklemi, ikinci dereceden bir sistemin standart formuna uyarlandığında, K_p ve K_i katsayıları Eşitlik 5.3’de verildiği gibi belirlenmektedir.

$$\begin{aligned} K_p &= 2\zeta \omega_n J \\ K_i &= \omega_n^2 J \end{aligned} \quad (5.3)$$

Eşitlik 5.3’de ζ sönümlenme katsayısını, ω_n doğal frekansı göstermektedir.

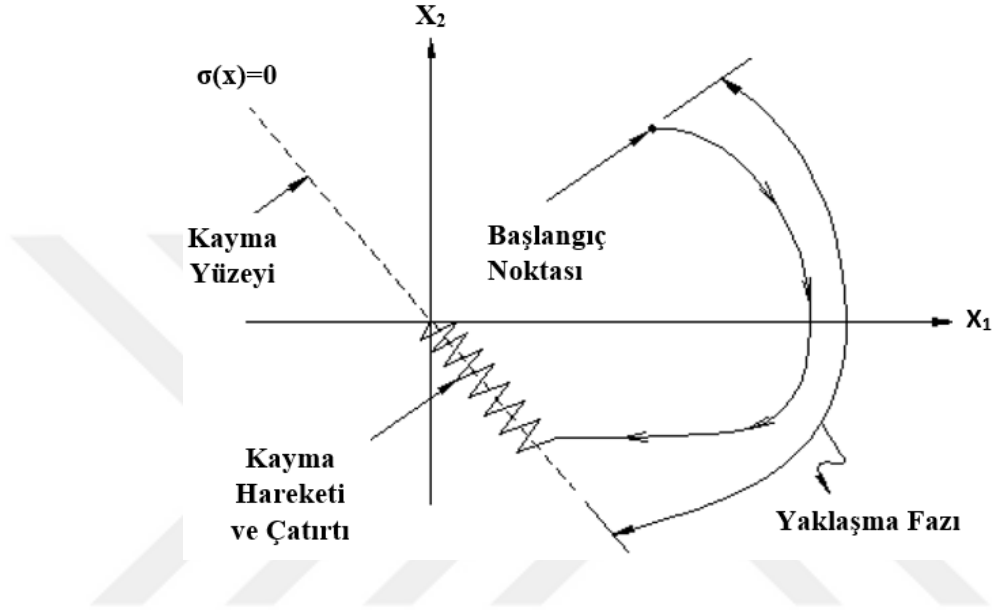
5.2. KAYAN KIPLİ KONTROLÖR

Özellikle doğrusal olmayan ve parametre belirsizliklerine sahip sistemlerin kontrolünde etkili olan kayan kipli kontrolörün asenkron motorun DMK ile kontrolünde hız kontrolörü olarak kullanılması, bu tez çalışması kapsamında ele alınmaktadır.

KKK yönteminde kontrol edilmek istenen sistem, kayma yüzeyine yönlendirilir ve bu yüzey üzerinde tutularak denge noktasına yöneltilir. Şekil 5.2’de ikinci dereceden bir sistem için kayma yüzeyi verilmektedir. Kayma yüzeyi sistem durum değişkenleri ile sistem dinamikleri arasındaki ilişkiyi ifade etmektedir. Faz düzlemi üzerinde, başlangıç noktasından kayma yüzeyine kadar olan bölüme yaklaşma fazı denir. Sistemin kayma yüzeyine vardıktan sonra denge noktasına hareketi ise kayma

hareketi olarak adlandırılır. Bu yöntemin uygulanması için gereken 2 temel adım vardır [85].

- $\sigma(x)=0$ ile tanımlanan bir kayma yüzeyinin bulunması
- Sistemi kayma yüzeyine yönlendirerek bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayacak kontrolörün tasarımı



Şekil 5.2. İkinci dereceden bir sistem için kayma yüzeyi [85].

KKK yönteminin dezavantajı ise, uygulamada ortaya çıkan çatırtı problemidir. Çatırtı, yüksek frekanslı anahtarlama esnasında sistemde modellenmemiş dinamiklerin tetiklenmesi sonucunda meydana gelmektedir [86, 87]. KKK yöntemi, sistem parametrelerine ve bozucu girişlere karşı az duyarlı olduğundan, doğrusal olmayan dinamik yapıya sahip olan asenkron motorun kontrolünde tercih edilmiştir.

5.2.1. KKK Yöntemi ile Asenkron Motorun Hız Kontrolü

Bu bölümde asenkron motorun hız kontrolü için geliştirilen KKK yönteminden bahsedilecektir. Kayma yüzeyi, sisteme ait durum değişkenleri ile sistem dinamikleri arasındaki ilişkiyi belirleyecek şekilde seçilmiştir. Böylece durum yörüngelerinin kayma yüzeyine çekilerek orada sınırlandırılmasını sağlayan kontrol algoritması türetilmiştir. Kontrolör, asenkron motorun dinamik yapısını ifade eden durum

değişkenlerine göre tasarlanmıştır. Sistem durum değişkenleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\begin{aligned}x_1 &= \theta \\x_2 &= \dot{\theta}\end{aligned}\tag{5.4}$$

Eşitlik 5.4'teki θ , motorun açısal pozisyonunu göstermektedir. Sistemin durum uzay gösterimi dikkate alındığında aşağıdaki matematiksel türetmeden faydalanılarak, KKK algoritması geliştirilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f + bu\end{aligned}\tag{5.5}$$

Eşitlik 5.5'te yer alan f , sistemin dinamik denkleminde elde edilen doğrusal olmayan fonksiyonu, u , sistemin kontrol edilmesini sağlayan kontrol işareti ve b ise kontrol işareti katsayısı olmak üzere kayma yüzeyi Eşitlik 5.6'daki gibi seçilebilir [88, 89].

$$\sigma = Ce + \dot{e} \quad (C > 0)\tag{5.6}$$

Eşitlik 5.6'da yer alan hata dinamikleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned}e &= x_1^r - x_1 \\ \dot{e} &= x_2^r - x_2\end{aligned}\tag{5.7}$$

Hata dinamiklerinin kararlılığının garanti edilebilmesi için Lyapunov fonksiyonu seçilmiştir ve bu fonksiyon Eşitlik 5.8'de verilmektedir [90, 91].

$$\begin{aligned}V &= \frac{1}{2} \sigma^T \sigma > 0 \\ \dot{V} &= \sigma^T \dot{\sigma} \leq 0\end{aligned}\tag{5.8}$$

Lyapunov fonksiyonun türevinin negatif olmasını sağlayacak kayma yüzeyi fonksiyonun türevi, Eşitlik 5.9'da verildiği gibi seçilmektedir.

$$\dot{\sigma} = -D \sigma \quad (D > 0) \quad (5.9)$$

Eşitlik 5.9, Eşitlik 5.8'de yerine konursa, Lyapunov fonksiyonunun türevi yeniden aşağıdaki gibi yazılır.

$$\dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} = -\sigma^T D \sigma \leq 0 \quad (5.10)$$

Eşitlik 5.10'un her iki tarafında yer alan σ^T terimlerinin yok edilmesi ile Eşitlik 5.11 elde edilir.

$$\dot{\sigma} + D \sigma = 0 \quad (5.11)$$

Kayma yüzeyi fonksiyonunun verildiği Eşitlik 5.6'nın türevi alınıp, hata dinamikleri yerine konulduğunda Eşitlik 5.12 elde edilir.

$$\dot{\sigma} = C \dot{e} + \ddot{e} = C \dot{e} + \dot{x}_2^r - f - b u \quad (5.12)$$

Sistemi kayma yüzeyi dinamiğine eşdeğer yapan eşdeğer kontrol ifadesi, Eşitlik 5.13'te verilen ifadeyi sağlamak şartıyla Eşitlik 5.14'te verildiği gibi tanımlanır.

$$\dot{\sigma} = 0 \rightarrow u = u_{e\dot{\sigma}} \quad (5.13)$$

$$u_{e\dot{\sigma}} = \frac{1}{b} (C \dot{e} + \dot{x}_2^r - f) \quad (5.14)$$

Eşitlik 5.12'de ve Eşitlik 5.11'de verilen ifadelerde kayma yüzeyinin türevine ait olan ifade yeniden yazılırsa sırasıyla Eşitlik 5.15 ile Eşitlik 5.16 elde edilir.

$$\dot{\sigma} = b (u_{e\dot{\sigma}} - u) \quad (5.15)$$

$$b(u_{e\grave{s}} - u) + D\sigma = 0 \quad (5.16)$$

Eşitlik 5.15 ile Eşitlik 5.16 kesikli (ayrık) zamanda yeniden ifade edilirse;

$$\frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{T} = b[u_{e\grave{s}}(k-1) - u(k-1)] \quad (5.17)$$

$$b[u_{e\grave{s}}(k) - u(k)] + D\sigma(k) = 0 \quad (5.18)$$

Bu durumda $u_{e\grave{s}}(k)$ ve $u_{e\grave{s}}(k-1)$ Eşitlik 5.19 ile Eşitlik 5.20'deki gibi elde edilir.

$$u_{e\grave{s}}(k-1) = u(k-1) + \frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{bT} \quad (5.19)$$

$$u_{e\grave{s}}(k) = u(k) - \frac{D}{b}\sigma(k) \quad (5.20)$$

Kontrol işaretinin bir örnekleme zaman aralığında değişmediği kabul edilirse, yani $u_{e\grave{s}}(k) = u_{e\grave{s}}(k-1)$ kabulüne göre, asenkron motorun hız kontrolünde kullanılacak kontrol işareti Eşitlik 5.21'deki gibi elde edilir.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{bT} + \frac{D}{b}\sigma(k) \quad (5.21)$$

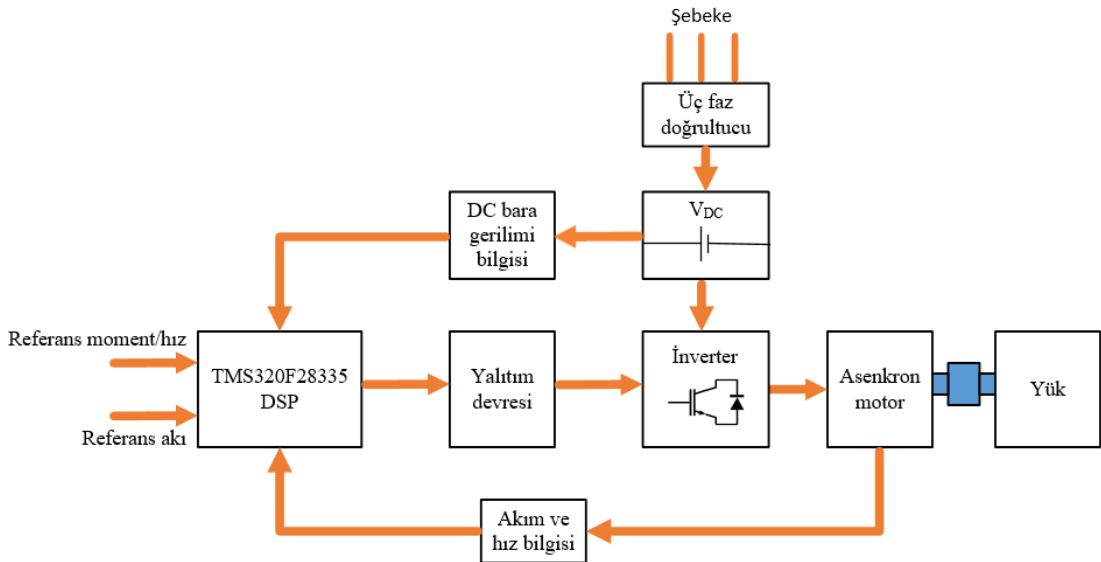
BÖLÜM 6

ASENKRON MOTOR TEST DÜZENEĞİNİN TASARIMI

Bu bölümde asenkron motorun doğrudan moment kontrolü için gerçekleştirilen sürücü devre düzeneği açıklanmıştır. Sistemde asenkron motoru sürmek için kullanılan tüm ekipmanlar ve tasarlanan devreler alt başlıklar halinde incelenmiştir.

6.1. SİSTEMİN TASARIMI

Sistemin tasarımında kullanılan donanım elemanları, bilgisayar, TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi (DSP), IGBT-IPM modül, yalıtım devresi, sürücü devresi, besleme devresi, akım ve gerilim algılama devreleri, hız algılayıcı, doğrultma devresi ve manyetik toz frenleyiciden oluşmaktadır. Sürücü devrenin sisteme bağlantısı ve sistemin genel yapısı Şekil 6.1’de verilmektedir.



Şekil 6.1. Asenkron motor sürücü sisteminin genel yapısı.

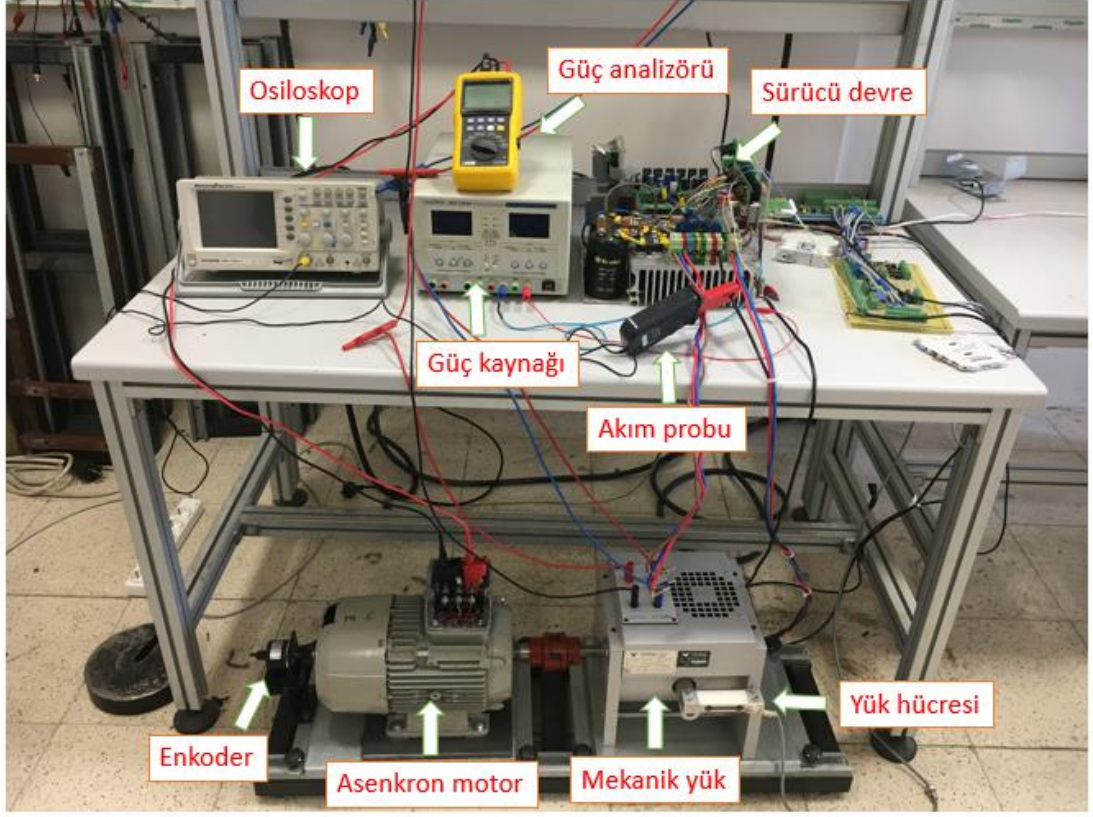
Akım ve gerilim algılama devreleriyle, motor faz akımları ve DC bara gerilimi okunarak TMS320F28335 DSP'sine ADC girişlerinden aktarılmaktadır. Motorun hızı, motor miline bağlı hız sensörü ile algılanmaktadır. Okunan akım, gerilim ve hız bilgileri kullanılarak DSP'de çalıştırılan kodların sonucunda, IGBT'ler için anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. DSP'den üretilen sinyaller sürücü devresine ulaşmaktadır. Sürücü devre, motorun fazlarına enerji sağlayan IGBT'lerin anahtarlanmasını gerçekleştirmektedir.

Tam dalga doğrultma devresi ile üç fazlı AC gerilim, DC gerilime dönüştürülerek, DC bara gerilimi elde edilmektedir. Doğrultma devresinin çıkışına bağlanan kondansatör ile gerilim filtreleme işlemi gerçekleştirilmiştir. Manyetik toz frenleyici ile motorun yüklenmesi sağlanmaktadır.

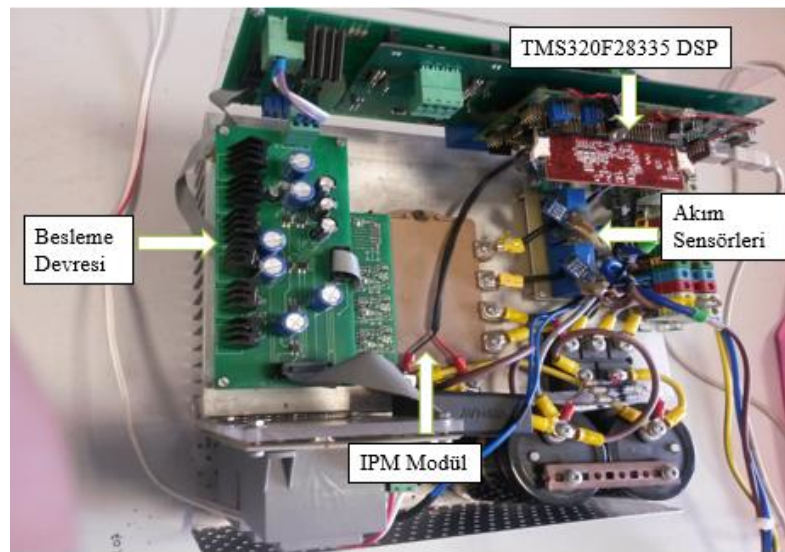
Tasarlanan DMK tabanlı sürücü sisteminin deneysel olarak gerçekleştirilmesi için aşağıdaki adımlar izlenir.

1. Akım ve gerilim sensörlerinden alınan analog değerler, filtrelenerek sayısal değerlere dönüştürülmesi için TMS320F28335 DSP'nin ADC girişlerine uygulanır.
2. DSP'nin eQEP modülü sayesinde enkoder tarafından üretilen kare dalgalar belirli bir zaman aralığında sürekli saydırılarak asenkron motorun hızı elde edilir.
3. Ölçüm sonucu elde edilen stator akımları, DC bara gerilimi ve motor hızı değerleri ADC girişlerinden DSP arayüz yazılımı Code Composer Studio (CCS) derleyicisindeki yazılan DMK programına yerleştirilir.
4. C programlama dilinde yazılmış olan optimal DMK algoritması çalıştırılır.
5. Yazılan program tarafından 6 adet DGM işareti üretilir.
6. Üretilen DGM işaretleri ile, tasarlanan sürücü devrede yer alan 6 adet IGBT tetiklenir.
7. Sürücü devrenin çıkışında elde edilen DGM gerilimleri asenkron motora uygulanır.

Şekil 6.2 deneysel çalışmanın yapılması için hazırlanan deneysel düzeneği, Şekil 6.3 ise tasarlanan gerilim beslemeli sürücü devreyi göstermektedir.



Şekil 6.2. Deneysel düzeneğin genel görünümü.



Şekil 6.3. Tasarlanan gerilim beslemeli sürücü devre.

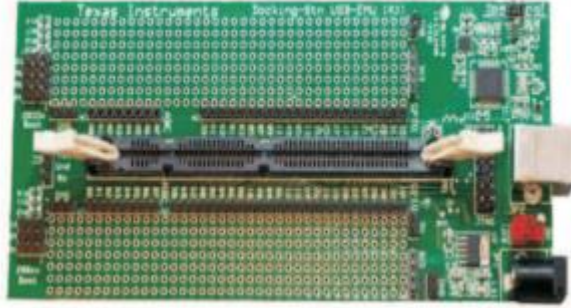
6.2. TMS320F28335 SAYISAL İŞARET İŞLEMCİSİ

Geçmişte elektrik motorlarının hız ve moment kontrolü analog teknoloji kullanılarak gerçekleştirilirdi. Son yıllarda motor kontrolünde karmaşık yöntemler geliştirilmiş ve bu gelişmiş kontrol şemalarının uygulanmasını mümkün kılan hızlı mikroişlemciler tasarlanmıştır. Bu işlemcilerden biri de Texas Instruments firması tarafından üretilen TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisidir. Asenkron motorun hem klasik DMK hem de önerilen optimal DMK ile sürülmesi deneylerinde bu işlemci kullanılmıştır. Bu işlemcinin en belirgin özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Yüksek performanslı statik CMOS teknolojisi
 - Frekansı 150 MHz (6.67 ns çevrim süresi)
 - 3.3 V Giriş/Çıkış tasarım
- Yüksek performanslı 32 bit CPU
 - IEEE-754 kayan nokta birimi
 - 16 x 16 ve 32 x 32 MAC işlemleri
 - Hızlı kesme cevabı
 - C/C++ veya Assembly ile kod yazabilme
- Saat sinyali ve sistem kontrolü
 - Dinamik PLL oranını değiştirme desteği
 - Watchdog zamanlayıcı modülü
- 58 adet çevresel kesme
- 18 adet DGM çıkışı
- 6 adet yakalama girişi
- 2 adet kare dalga kodlayıcı arayüzü
- 8 adet 32 bit zamanlayıcı ve 9 adet 16 bit zamanlayıcı
- 3 adet 32 bit CPU zamanlayıcısı
- 16 kanallı 12 bit ADC
 - 80 ns dönüşüm zamanı
 - Tek/Eşzamanlı dönüşüm
- 88 adet programlanabilir, genel amaçlı kullanan giriş/çıkış pinleri

Bu işlemci, kayan noktalı birimi sayesinde ondalıklı sayılarla yapılan aritmetik işlemleri kolaylıkla yapabilmesinin yanında yüksek seviyeli programlama dillerinin kullanımına da imkân sağlar. Yüksek işlem performansı sayesinde karmaşık işlemler kolaylıkla yapılabilir.

Asenkron motorun önerilen optimal DMK yöntemi ile sürülmesinde enkoderden mekanik hızın elde edilmesi ve elektriksel hıza dönüştürülmesi, stator faz akımlarının ve DC bara geriliminin elde edilmesi, hız denetimi, stator akısı ve elektromanyetik moment kestirimi ile histerezis bant denetimi, IGBT'lere uygulanacak anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi ile ilgili işlemlerin tamamı Şekil 6.4'te gösterilen TMS320F28335 deneysel kiti ve Şekil 6.5'te gösterilen F28335 Delfino işlemcisi ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 6.4. TMS320F28335 deneysel kitinin görünümü.



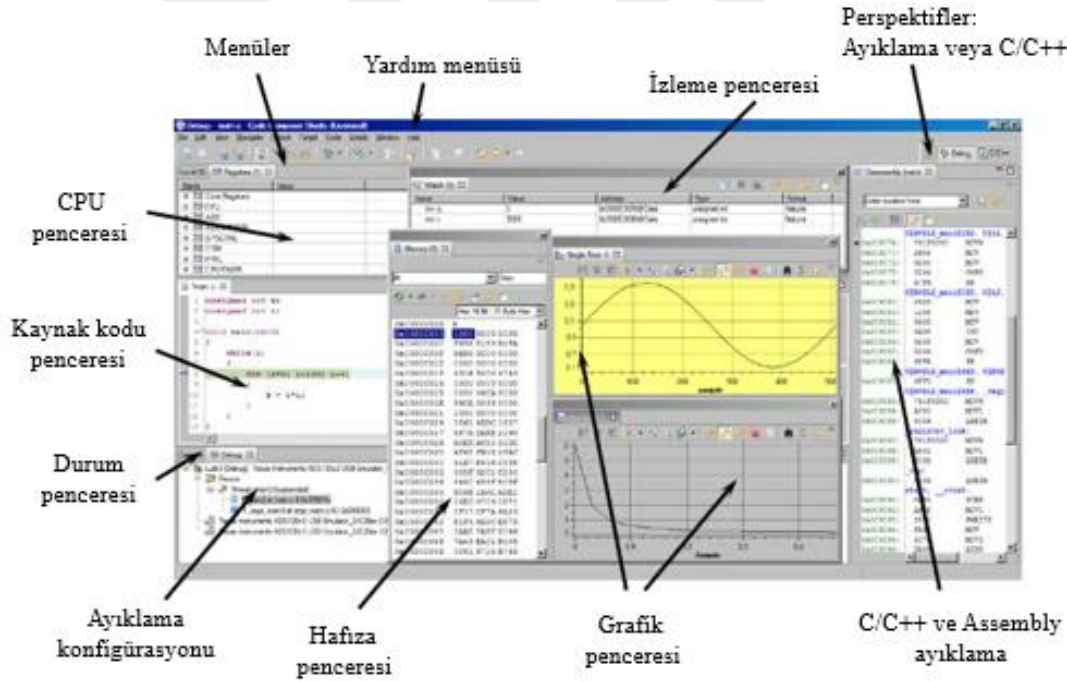
Şekil 6.5. F28335 Delfino işlemcinin görünümü.

TMS320F28335 deney kiti hem C dilinde hem de assembly dilinde kod yazılarak programlanabilmektedir. C programlama dilinde hataların görülmesi, assembly diline göre daha kolaydır. Aynı zamanda C dilinin assembly diline göre daha yüksek seviyeli bir dil olması, C dilinde program geliştirme süresinin daha kısa olmasını sağlar [92, 93]. C dilinin bu avantajları nedeniyle, çalışmada bu programlama dili

kullanılmıştır ve yazılan program, bilgisayar ile deneysel kit arasında USB JTAG ile sağlanan arabirim aracılığı ile deneysel kit üzerindeki program belleğine yüklenmiştir.

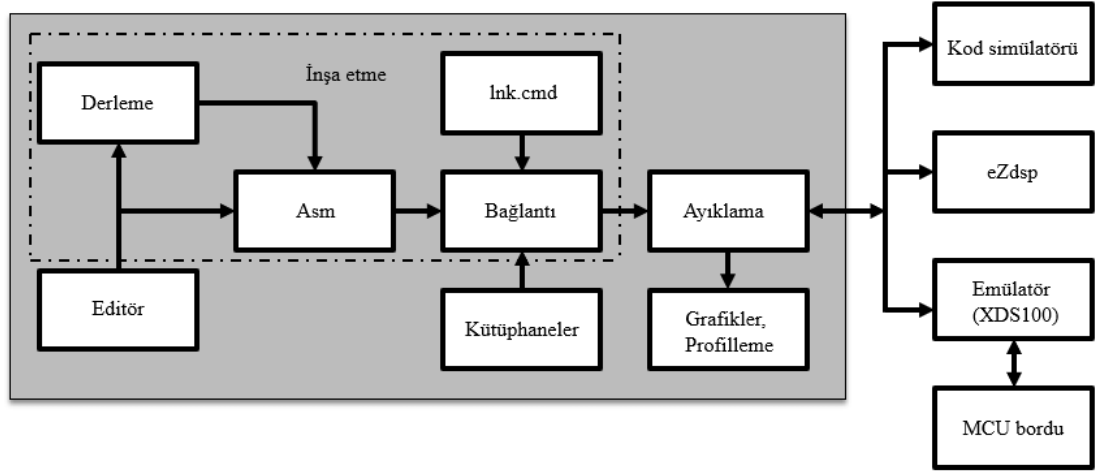
6.2.1. Code Composer Studio

Code Composer Studio (CCS), C2000 ailesi ile uygulama geliştirmede ihtiyaç duyulan araçlar için ve proje geliştirmek için kullanılan bir derleyicidir. Yazılan program kodları CCS vasıtasıyla işlemci diline dönüştürülerek sayısal işaret işlemcinin program belleğine yüklenmektedir. Şekil 6.6’da gösterilen CCS derleyicisine ait izleme penceresi sayesinde, yazılan programdaki tüm değişkenlerin aldığı değerlerin değişimi izlenebilmektedir. Ayrıca grafik penceresi sayesinde programdaki değişkenler grafiksel olarak çizdirilerek gözlenebilmektedir.



Şekil 6.6. Code Composer Studio derleyicisinin görünümü.

Şekil 6.7’de ise CCS derleyicinde yazılımın akış diyagramı verilmektedir. İnşa etme süreci altındaki temel adımlar, düzenleme, derleme ve bağlantı kurmadır. Daha sonraki adım ise ayıklamadır. Ayrıca şeklin sağ tarafında gösterilen gerçek zamanlı donanımlar ile bağlantı kurulabilir.



Şekil 6.7. CCS içinde yazılımın akış diyagramı.

6.2.2. TMS320F28335 DSP Sistem Başlangıç Ayarları

Bütün başlık dosyaları ana başlık dosyasında yer almaktadır ve ana başlık dosyası için aşağıdaki dosyalar programa eklenmiştir.

DSP2833x_Device.h

DSP28x_Project.h

WatchDog Timer, PLL gibi DSP yongasına ait çevresel birimlerin aktif hale getirilip getirilmemesi durumu ve çalışma hızları DSP2833x_SysCtrl.c kaynak dosyası ile ayarlanmaktadır. Bu dosya, hem kaynak kod dosyalarının yer aldığı bölüme eklenmiştir, hem de aşağıdaki kodla programa dahil edilmiştir.

```
InitSysCtrl();
```

Bu çalışmada 6 adet anahtarlama sinyali elde edildiğinden, GPIO PortA'nın ilk 6 biti çıkış olarak ayarlanmıştır ve kaynak kodları GPADIR port yönlendirme kayıtçısı ile aşağıdaki gibi yazılmıştır.

```
EALLOW;
```

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0;
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;
EDIS;
```

Çevresel birimlere ait istenen kesme vektör tablosu yetkilendirilmeden önce, işlemcinin temel kesmeleri aşağıdaki kodlarla yetkisiz kılınmıştır.

```
DINT;
InitPieCtrl();
InitPieVectTable();
```

Bu çalışmada ADC çevresel birimine göre kesme vektörü aşağıdaki kaynak kodları yazılarak kullanılmıştır.

```
InitAdc();
EALLOW;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
IER |= 1;
```

EINT;
ERTM;

Ayrıca çevresel birimlerin kesme vektörlerinin ayarlandığı DSP2833x_PieCtrl.c dosyası ve genel kesme hizmet yordamlarının (Interrupt Service Routine) yer aldığı DSP2833x_DefaultIsr.c dosyası kaynak dosyaları bölümüne dahil edilir. ADC çevresel birimi için DSP2833x_ADC.c dosyası, nesne ve genel değişken tanımlarının yapıldığı DSP2833x_CodeStartBranch.asm ve DSP2833x_GlobalVariableDefs.c dosyaları yine kaynak dosyaları bölümüne dahil edilir.

Kaynak dosyaların derlenmesinden sonra çıkış dosyasının işlemci belleğinde yerleşeceği haritalama, bağlayıcı ve yükleyici DSP2833x-Headers_nonBIOS.cmd ve 28335_RAM_Ink.cmd dosyaları eklenmelidir. CCS kurulumunda mevcut olan bu dosyaların sadece açılan projeye eklenmesi gerekmektedir.

6.2.3. Analog Sayısal Dönüştürücü ile Veri Okunması

Gömülü sistemlerin en önemli çevresel birimlerinden biri ADC'dir. Bu birim denetleyici ve gerçek dünya arasında bir ara yüz sağlar. Bu çalışmada ihtiyaç duyulan akım ve gerilim sinyalleri analog sinyallerdir ve uygun sensörler kullanılarak 0-3 V arasında gerilim ile ifade edilebilirler. ADC'nin amacı, bu analog değeri, sayısal bir değere dönüştürmektir. Analog girişe ait gerilim değeri ($V_{giriş}$), çözünürlüğü ifade eden bit sayısı (n) ve dönüşümle elde edilen sayısal değer (D) arasındaki ilişki Eşitlik 6.1 ile verilir.

$$V_{giriş} = \frac{D (V_{ref+} - V_{ref-})}{2^n - 1} + V_{ref-} \quad (6.1)$$

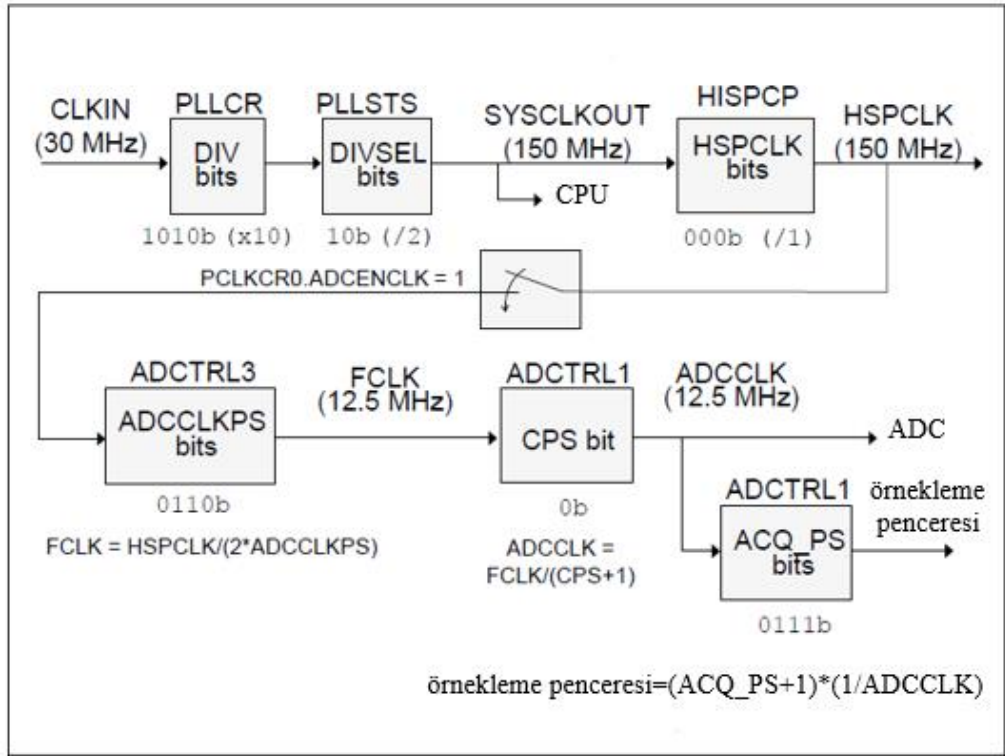
V_{ref+} ve V_{ref-} referans gerilimleridir ve analog gerilim aralığını sınırlamada kullanılır. Bu referans gerilimlerin dışındaki herhangi bir giriş gerilimi, doyuma giden bir sayısal değer üretecektir. F28335 işlemcisinde V_{ref-} gerilimi 0 V değerine sabitlenirken, V_{ref+} gerilimi 3 V değerine bağlanır. ADC'nin çözünürlüğü 12 bit ($n=12$) olduğundan, Eşitlik 6.1 yeniden yazıldığında Eşitlik 6.2 elde edilir.

$$V_{giriş} = \frac{3 D}{4095} \quad (6.2)$$

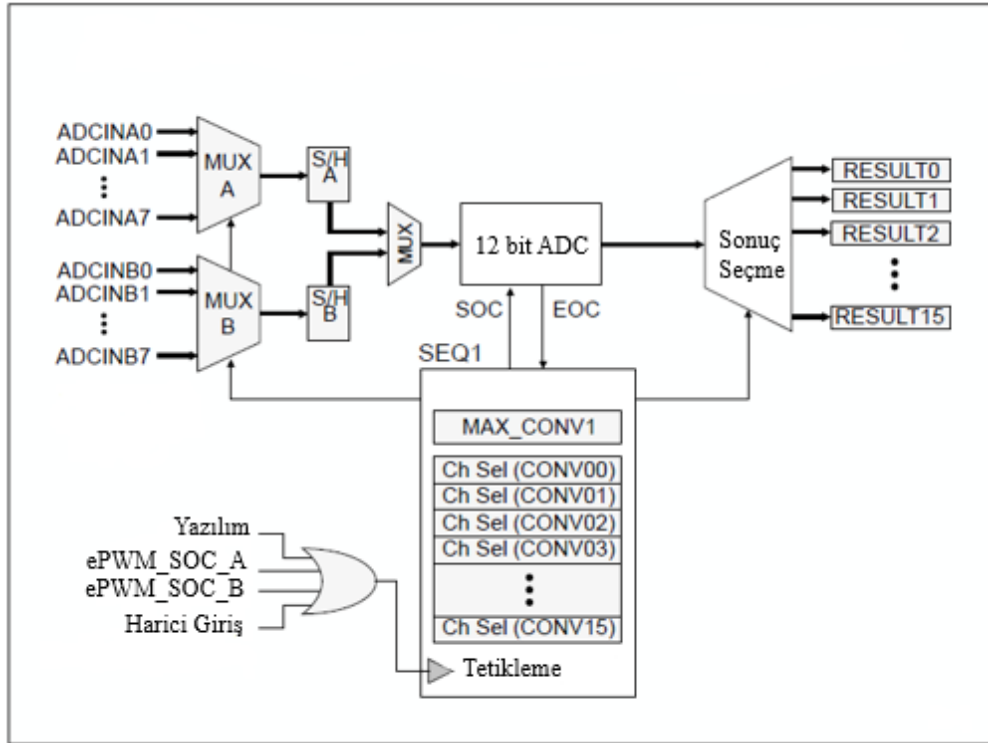
F2833x işlemcisi 16 adet ADC kanalına sahiptir. Analog değerın sayısal değere dönüşümü boyunca analog giriş geriliminin değişmemesi gerekir. Aksi takdirde sayısal değer hatalı olacaktır. İşlemci, bunun için “örnekle ve tut (s&h)” birimini kullanır. F2833x işlemcisi birbiriyle paralel çalışabilen 2 adet “s&h” birimine sahiptir. Bu çalışmada, 3 faz stator akımlarından sadece ikisinin okunması yeterlidir. Çünkü, nötr hattı kullanılmadığı için üçüncü akım, diğerleri bilindiği zaman hesaplanabilmektedir. Bu sebeple “s&h” birimi 3 fazlı asenkron motorun iki fazına ait analog stator akımlarını aynı anda sayısal değere dönüştürmektedir.

Buna ek olarak F2833x işlemcisinin ADC biriminin 16 kanalından sıralı olarak dönüşüm yapılabilir. Yani ADC biriminin önceki kanallarındaki dönüşümün tamamlanmasıyla, bir sonraki kanalın girişindeki analog verinin dönüşümüne otomatik olarak başlanacaktır. Böylece sıralı olarak gerçekleşen ölçümlerin ortasında sayısal veriler alınmaz. Sayısal veriler, bütün dönüşümlerin bitmesiyle tek bir kesme hizmet yordamıyla alınır.

Analog verilerin sayısal verilere dönüştürülmesi için, kaç adet dönüştürme işlemi gerçekleştirileceği, hangi analog giriş bacaklarının kullanıldığı, dönüştürme sırası ve biçimi ayarlanmalıdır. Hangi sıklıkla analog verilerin dönüştürme işlemi gerçekleştirileceği kesme vektörüyle belirlenir. Bu çalışmada Şekil 6.8’den ve Şekil 6.9’dan görüleceği üzere ADC için çalışma hızı 12.5 MHz ve dönüştürme biçimi kademeli kip olarak seçilmiştir. Böylece okunacak analog akım ve gerilim verileri tek bir tetikleme sinyaliyle dönüştürülmüştür.



Şekil 6.8. ADC çalışma hızının ayarlanmasına ilişkin blok diyagram.



Şekil 6.9. ADC biriminin kademeli dönüşüm kipi blok diyagramı.

ADC için yapılan ayarlar ADC kayıtçıları ile yapılır. ADCMAXCONV kayıtçısı ile kullanılan analog giriş sayısı, ADCCHSELSEQx ve ADCRESULTx kayıtçıları ile dönüşümün gerçekleşmesinden sonra hangi analog giriş kanalının hangi sonuç kayıtçısında tutulacağı belirlenir. ADC kontrol kayıtçılarından ADCTRL2 kayıtçısının INT_ENA_SEQx biti ile kesme vektörünün yetkilendirilmesi, EPWM_SOCA_SEQ1 biti ile dönüşümün başlatılması için tetikleme sinyali olarak DGM işaretinin kullanılıp kullanılmayacağı, INT_MOD_SEQ1 ile kesme işleminin ne zaman gerçekleşeceği belirlenir. Yapılan bu ayarlar aşağıda verilmektedir.

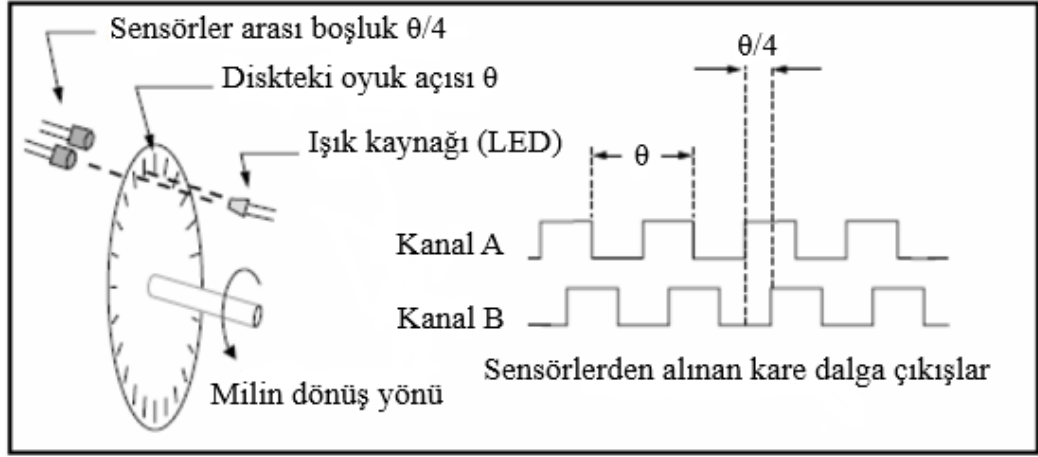
```
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1=kademeli dönüşüm kipi seçilir
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // 1=ADC kesmesi yetkilendirilir
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // 1=ADC kesmesi DGM işareti
ile tetiklenir
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0; // 0=Bütün dönüşümler bittikten
sonra kesme devreye girer
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3; // ADC örnekleme hızı 12.5 MHz
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002; // 3 adet dönüşüm yapılacak
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0; // ADCINA0 bilgisi
ADCRESULT0'a
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1; // ADCINA1 bilgisi
ADCRESULT1'e
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 2; // ADCINA2 bilgisi
ADCRESULT2'e
```

Sayısal değere dönüştürülen analog veriler ADCRESULTx kayıtçılarında tutulur. 12 bitlik ADC verilerinin 16 bitlik bu kayıtçılarda tutulması, sayısal verinin normal analog değerine dönüştürülmeden önce 4 bit sağa kaydırılması gerekir. Dönüşüm için yazılan kodlar aşağıdaki gibidir.

```
ias_oku=(AdcRegs.ADCRESULT0 >>4);
ias_volt_analog= ias_oku*3.0/4095;
```

6.2.4. Hız Kodlayıcıdan Veri Okunması

Bu çalışmada asenkron motorun hız verilerini almak için, motor 1 tur döndüğünde 5000 kare dalga üreten artırımı optik hız kodlayıcı kullanılmıştır. Kullanılan hız kodlayıcı Şekil 6.10'dan görüleceği üzere birbirinden 90° faz farklı 2 adet kare dalga üretmektedir ve bu sayede motorun dönüş yönü belirlenebilmektedir. F28335 işlemcisi hız verilerini okumak için gelişmiş 2 adet eQEP birimi içerir. Üretilen kare dalgalardan birisi işlemcinin QEP1A bacağına, diğeri QEP1B bacağına bağlanmıştır. Kodlayıcı çıkış işaretlerinin GND seviyesi F28335 işlemcisi ile eşitlenmiştir.



Şekil 6.10. Hız kodlayıcının çalışma prensibi.

eQEP birimleri sayesinde her iki kare dalganın düşen ve yükselen kenarları, belirlenen bir zamanda saydılarak hız verisi hesaplanır. Bunun için kodlama adım adım aşağıdaki gibi gerçekleştirilmiştir.

- QEP1A ve QEP1B girişleri yetkilendirildi.

```
EALLOW;
```

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 QEP1A olarak
```

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 1; // GPIO21 QEP1B olarak
```

```
EDIS;
```

- TIMER'dan bağımsız çalışan zamanlayıcının periyodu ayarlandı ve sayıcının alabileceği maksimum değer ayarlandı.

EQep1Regs.QUPRD=15000; // Zamanlayıcının periyodu 100 us olarak ayarlandı.

EQep1Regs.QPOSMAX=0xffffffff; // Sayıcının alabileceği maksimum değer

- QEP yakalama birimi ve zamanlayıcıyla ilgili ayarlar yapıldı.

EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE=1; // Zamanlayıcı aktif

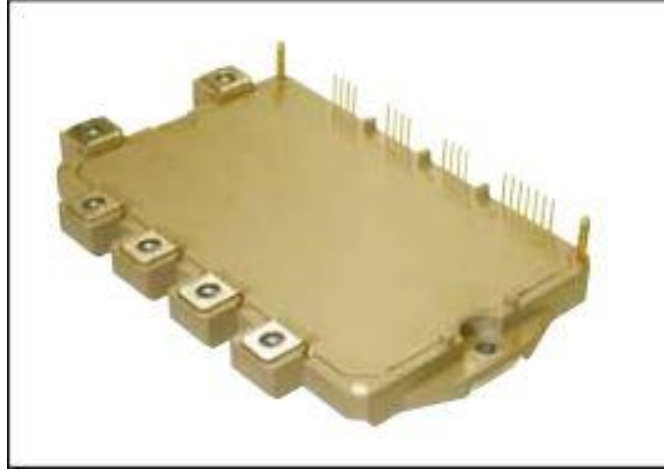
EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM=1; // Zamanlayıcının her bir periyodunda sayıcının değerini almayı mümkün kıl

EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN=1; // QEP aktif

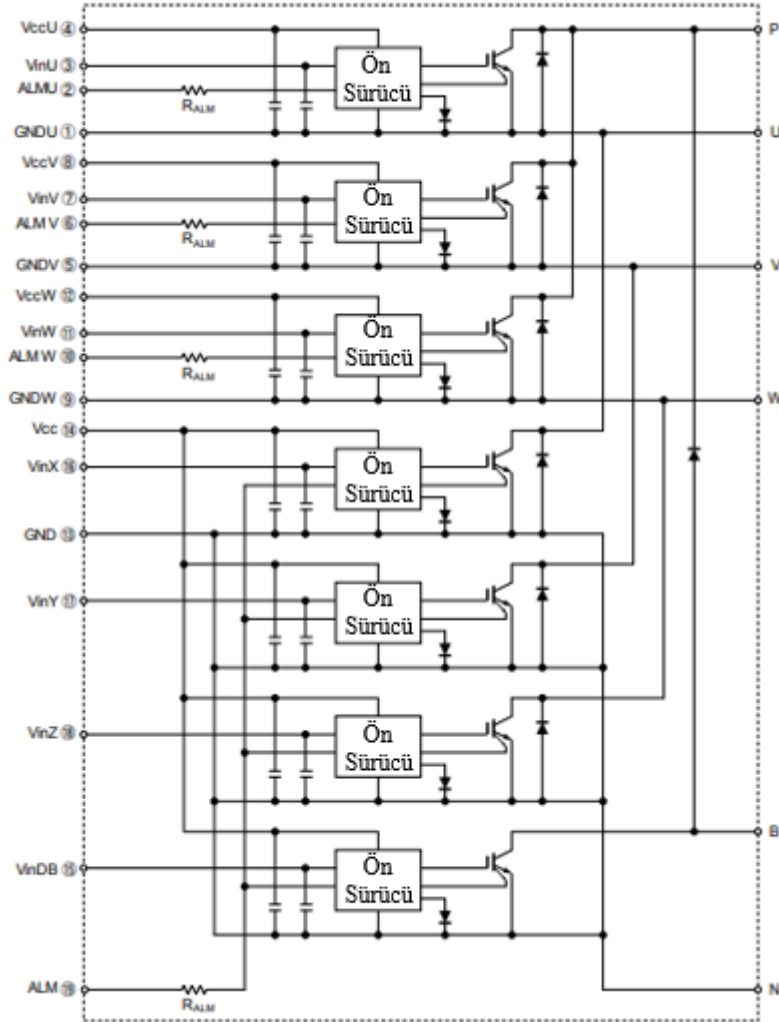
EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN=1; // QEP yakalama birimi aktif

6.3. GERİLİM BESLEMELİ EVİRİCİ BLOĞU

Çalışmada genel amaçlı tasarlanmış olan 3 fazlı bir evirici devresi kullanılmıştır. Evirici devresinde Fuji Electric firması tarafından üretilen, 1200 V, 50 A çalışma değerlerine sahip olan 7MBP50VDA120-50 IGBT-IPM modül kullanılmaktadır. Şekil 6.11'de kullanılan IGBT modüle ait fotoğraf ve Şekil 6.12'de ise bu IGBT modüle ait blok diyagram gösterilmektedir. Görüldüğü üzere IGBT'ler kendilerine ters paralel bağlı yüksek hızlı serbest dönüşüm diyotları içermektedir. 20 kHz anahtarlama hızında yumuşak anahtarlama ve düşük güç kaybı ile çalışan IGBT'ler ön sürücüler ile sürülmektedir.



Şekil 6.11. 7MBP50VDA120-50 IGBT-IPM modül.

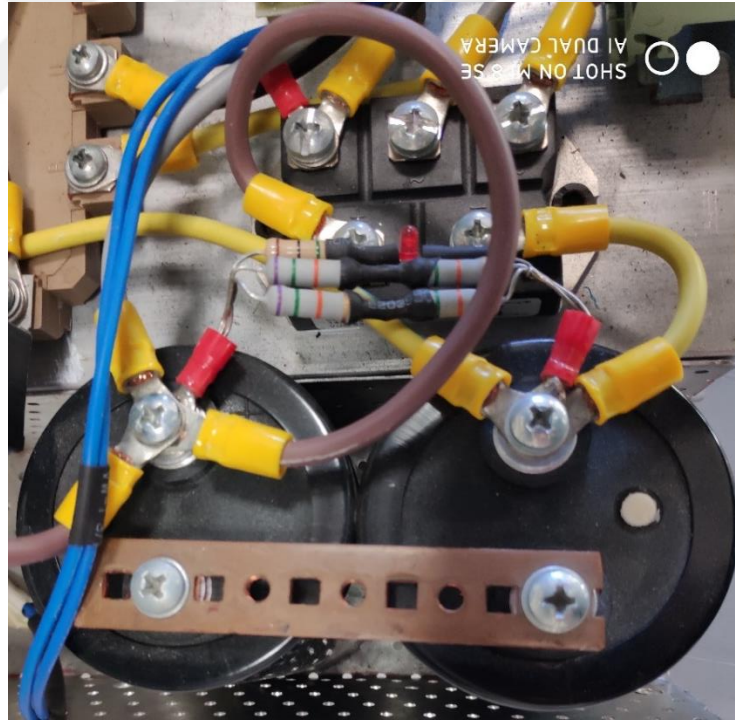


Şekil 6.12. Kullanılan IGBT-IPM modülün iç yapısı.

IGBT-IPM modülde yer alan ön sürücüler aşağıdaki fonksiyonları yerine getirir.

- Sürücüler için yükseltme
- Kısa devre koruması
- Aşırı akım koruması
- Aşırı ısınma koruması

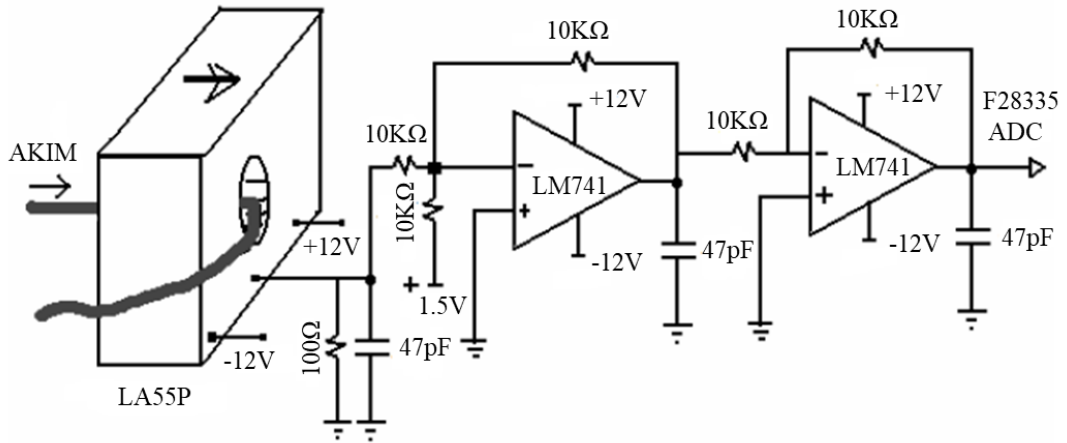
Gerilim beslemeli eviricinin beslemesi için gerekli olan DC bara gerilimi, Şekil 6.13'te verilen doğrultma devresiyle, AC gerilimin DC gerilime dönüştürülmesi sonucu elde edilmektedir. Kullanılan köprü tipi doğrultucu IXYS firmasının VUO84-16NO7 modelidir. Üzerinden 92 A'e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi 1600 V'tur. DC gerilim çıkışına filtreleme amacıyla 2 adet 220 μ F, 450 V DC kondansatör seri olarak birbirine bağlanmıştır. Elde edilen DC bara gerilimi, Şekil 6.12'de verilen evirici devresinin P (+) ve N (-) terminallerine bağlanır.



Şekil 6.13. Doğrultma ve filtreleme devresi.

6.4. AKIM ALGILAMA DEVRELERİ

Tasarlanan sürücü devrede gücü 11 kW'a kadar olan motorların çalıştırılacağı düşünülerek, stator akımlarının ölçülmesinde akım algılayıcı olarak LEM firması tarafından üretilen 50 A'lık LA55P modeli kullanılmıştır. Algılayıcının dönüştürme oranı 1:1000'dir. Akım algılayıcısının sinyalin negatif periyodunda negatif analog değerler üretmesi ile maksimum -1,5 V ile 1,5 V arasında değerler elde edilir. Fakat TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisine ait ADC dönüştürücü 0-3 V arasındaki pozitif analog gerilimleri giriş olarak kabul ettiğinden, akımın negatif periyodunun da işlenebilmesi için +1,5 V'luk analog bindirme devresi tasarlanmıştır. Böylece algılayıcıdaki akım sinyalinin başlangıç noktası 0 V değerine çekilmiştir. Şekil 6.14'te bir faz stator akımı için işlemsel yükselteçlerle yapılan akım okuma devresi, Şekil 6.15'te ise kullanılan akım algılayıcıların fotoğrafı verilmiştir. Yapılan analog bindirme devresi, koruma devresi ve alarm kilitleme devresiyle birlikte Şekil 6.17'de verilen tek kartta birleştirilmiştir. Akım okuma devresinde işlemsel yükselteç olarak LM741 kullanılmıştır. Çalışmada sadece iki faz akımının ölçümü için devreler yapılmıştır. Çünkü üçüncü faz akımı, diğer ölçülen faz akımlarından hesaplanabilmektedir.



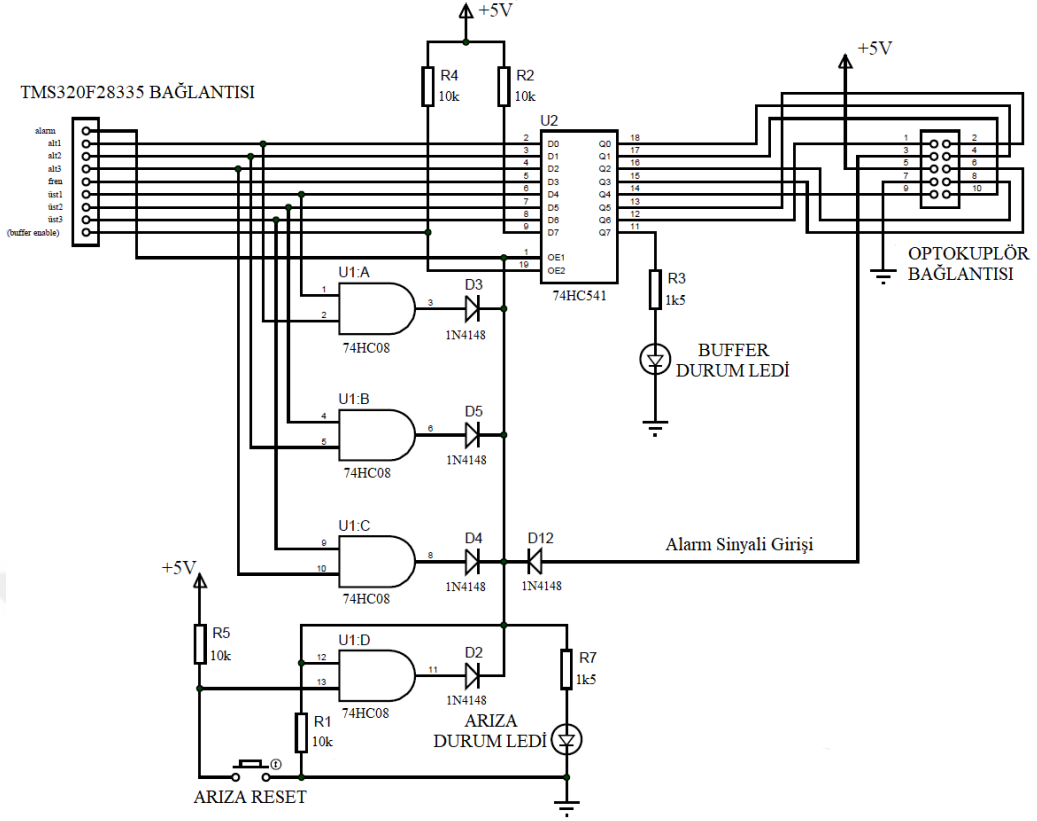
Şekil 6.14. Akım okuma devresi.



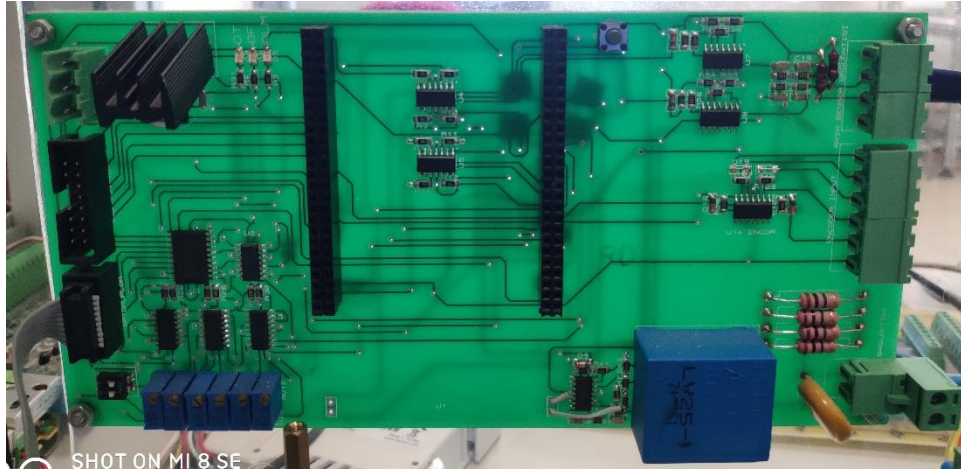
Şekil 6.15. Kullanılan LA55P akım algılayıcıları.

6.5. KORUMA DEVRESİ

Sürücü devresinde üç fazın her biri için alt ve üst kola bağlı iki adet IGBT kullanılmaktadır. Bu IGBT'lerden biri iletimdeyken diğeri kesimde olmalıdır. Aksi takdirde DC bara kısa devre olur ve sürücü devre zarar görebilir. Aynı zamanda IPM modülün üst gerilim sınırı ve üst akım sınırı aşıldığında sürücü devre zarar görebilir. Koruma devresi, böyle durumlar söz konusu olduğunda sürücü devresini ve asenkron motoru korumak amaçlı tasarlanmıştır. Şekil 6.16'da tasarlanan koruma devresi verilmektedir.



Şekil 6.16. Koruma devre şeması.



Şekil 6.17. Tek kartta birleştirilen koruma, alarm kilitleme ve analog bindirme devresi.

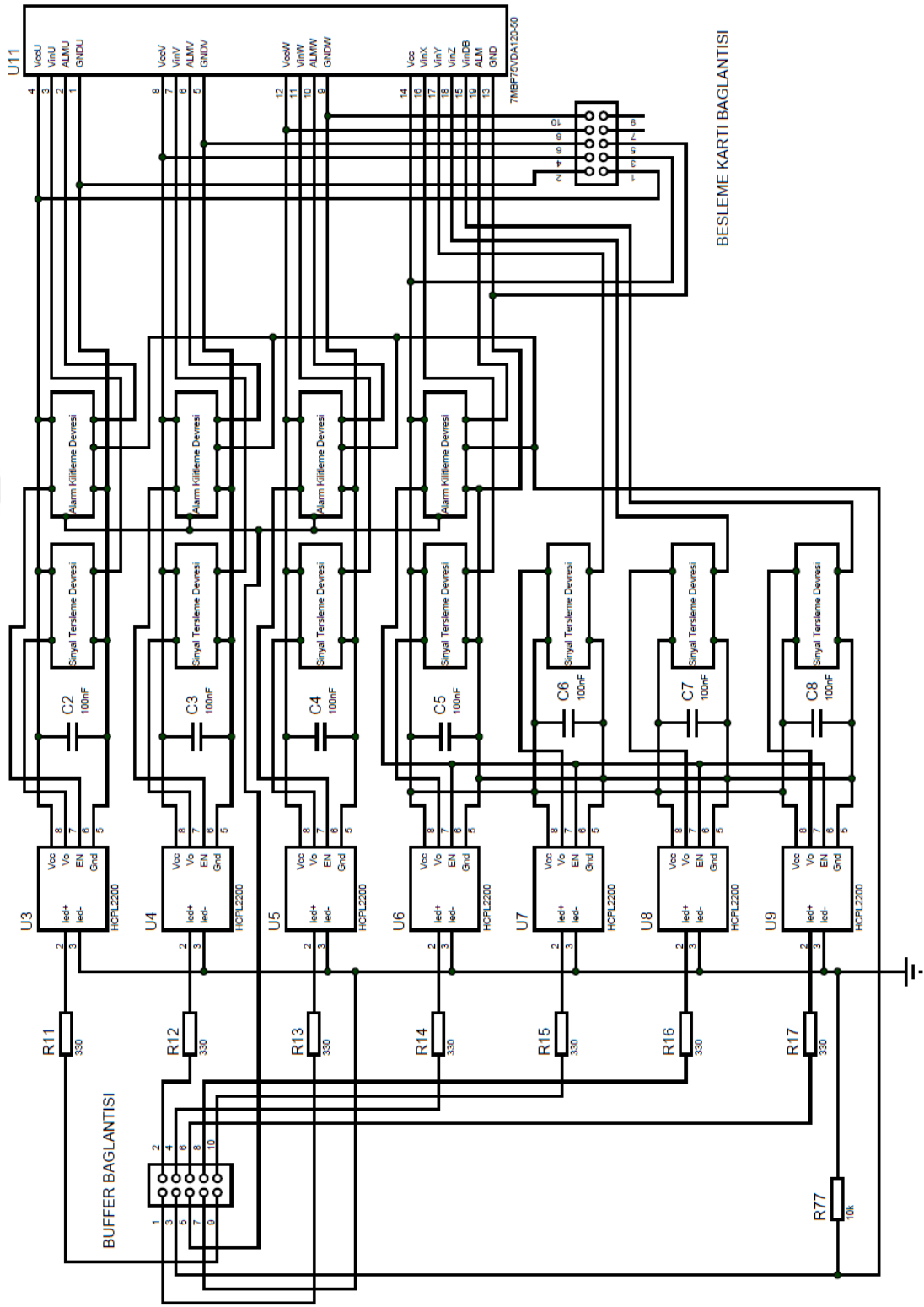
Kontrol yazılımının gömüleceği TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisinden gelen sinyaller aynı anda hem 7408 entegresine ve hem de buffer devresine girmektedir. 7408 entegresinde üç faz için her bir kola ait alt IGBT ve üst IGBT sinyalleri

değerlendirilmektedir. Alt IGBT ve üst IGBT sinyallerinin aynı anda iletimde olma durumunda bir alarm sinyali oluşturulmaktadır. Oluşturulan alarm sinyali arıza reset butonuna basıncaya kadar kesilmemektedir. Alarm sinyali 74HC541 buffer entegresinin yetkilendirme girişine bağlı olduğundan, bu girişe bir sinyal uygulandığında buffer çıkışları kapatılmakta ve sinyallerin iletimi engellenmektedir. Ayrıca bu entegre tek bir sinyalle tüm çıkışları kapatabildiğinden tasarımda çok büyük kolaylık sağlamaktadır. Optokuplör yalıtım devresinden gelen alarm sinyali 7408 entegresinin oluşturduğu alarm sinyaliyle aynı yere bağlanmaktadır. Dolayısıyla herhangi bir alarm sinyali geldikten sonra arıza reset butonuna basılması gerekmektedir. Arıza onarıldıktan sonra sistem resetlenerek tekrar çalıştırılmasına izin verilmektedir.

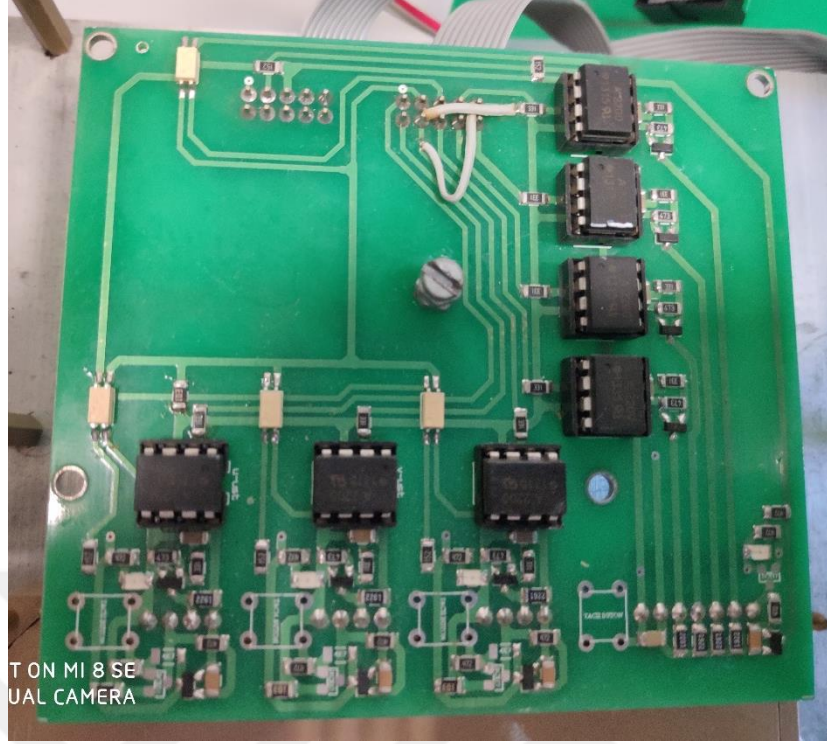
6.6. YALITIM DEVRESİ

Evirici devresinden geçen yüksek akım sinyalleri, zayıf akımın geçtiği DSP işlemcisine zarar verebilir. Bu sebeple, işlemcinin ürettiği sinyallerin yalıtılarak evirici devresine aktarılması gerekir. Bu çalışmada yalıtım işleminin gerçekleştirilmesi için HCPL2200 optokuplörü kullanılmıştır. Tasarlanan yalıtım devresi Şekil 6.18’de görülmektedir. Şekil 6.19’da ise yalıtım devresinin fotoğrafı verilmektedir.

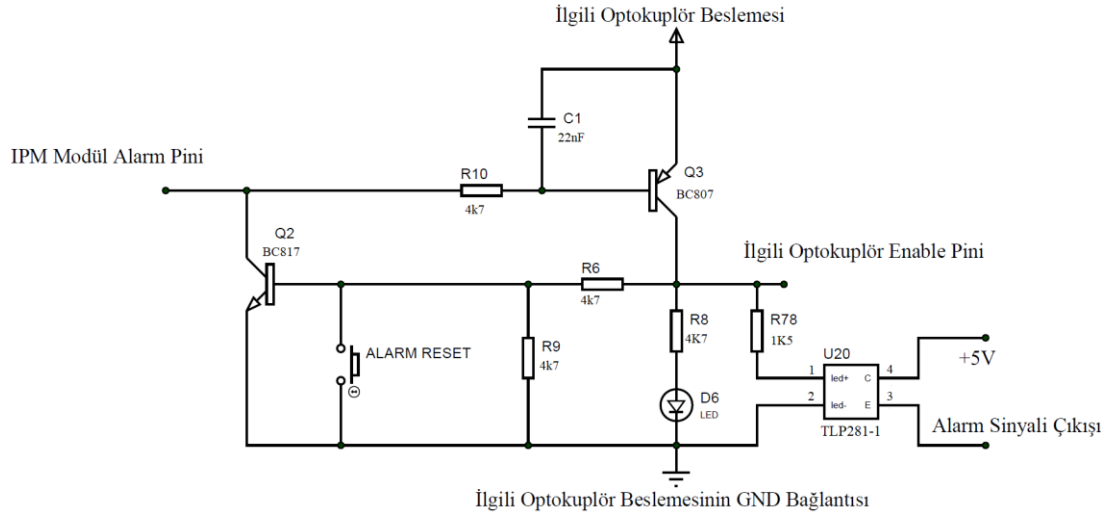
Yalıtılmış sinyal, evirici güç modülü girişlerine uygun olarak sinyal tersleme devresine uygulanmaktadır. Kullanılan evirici güç modülü, yapısı gereği sürücü girişindeki sinyalin tersini alarak IGBT’leri tetiklemektedir. Bu nedenle yalıtılmış kontrol sinyallerinin, güç modülüne girmeden önce tümleyeninin alınması gerekmektedir. Alarm kilitleme devresi ise, herhangi bir arıza durumunda, kullanıcı arızayı giderip sistemi resetleyene kadar güç modülünden gelen arıza sinyalinin sürekli kalmasını sağlamaktadır. Güç modülünün alarm sinyali sadece 1 ms sürmektedir. Böylece sürekli hale getirilen bu sinyal, TLP281 optokuplörü vasıtasıyla yalıtılmış bir şekilde buffer ve koruma devresine iletilmekte ve oradaki alarm sinyalini de aktif hale getirmektedir. Tasarlanan alarm kilitleme devresi Şekil 6.20’de gösterilmektedir.



Şekil 6.18. Yalıtım devresi.



Şekil 6.19. Yalıtım devresi kartı.



Şekil 6.20. Alarm kilitleme devresi.

BÖLÜM 7

DENEYSEL VE BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde EA'larda kullanılan asenkron motorun DMK yöntemi ile kontrolüne ilişkin önerilen yöntemlerle yapılan benzetim ve deneysel çalışmaları sunulacaktır. Öncelikle klasik DMK yönteminde hız kontrolünü iyileştirmek için PI kontrolör yerine hız denetleyicisi olarak KKK kontrolörü kullanılarak yapılan çalışmalara yer verilmiştir. Daha sonra, DMK tabanlı asenkron motorun verimini artırmak için yapılan çalışmalardan bahsedilmiştir. Çalışmalarda kullanılan 2 kutuplu 3 kW asenkron motorun nominal değerleri ile açık devre ve kilitli rotor testleriyle elde edilen parametreleri Çizelge 7.1'de yer almaktadır.

Çizelge 7.1. Asenkron motor parametreleri.

Parametreler	Değerleri
P	3 kW
Bağlantı şekli	λ (Yıldız)
U_n	400 V
f	50 Hz
I_n	6,1 A
n_r	2905 devir/dak
R_s	1,795 Ω
R_r'	1,52 Ω
R_{Fe}	692,6 Ω
$L_s = L_r'$	0,2405 H
L_m	0,2323 H
J	0,0044 kg m ²

7.1. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Yapılan benzetim çalışmaları MATLAB programında kod yazılarak gerçekleştirilmiştir.

7.1.1. Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Çalışmaları

Asenkron motorun hız denetimi hem PI kontrolör hem de KKK kontrolör ile yapılarak, hem ani yük değişimi için hem de referans hız değişimi için her iki kontrolör karşılaştırılmıştır. Tasarlanan PI ve KKK kontrolörlerin parametreleri optimize edilmiş olup Çizelge 7.2’de verilmektedir.

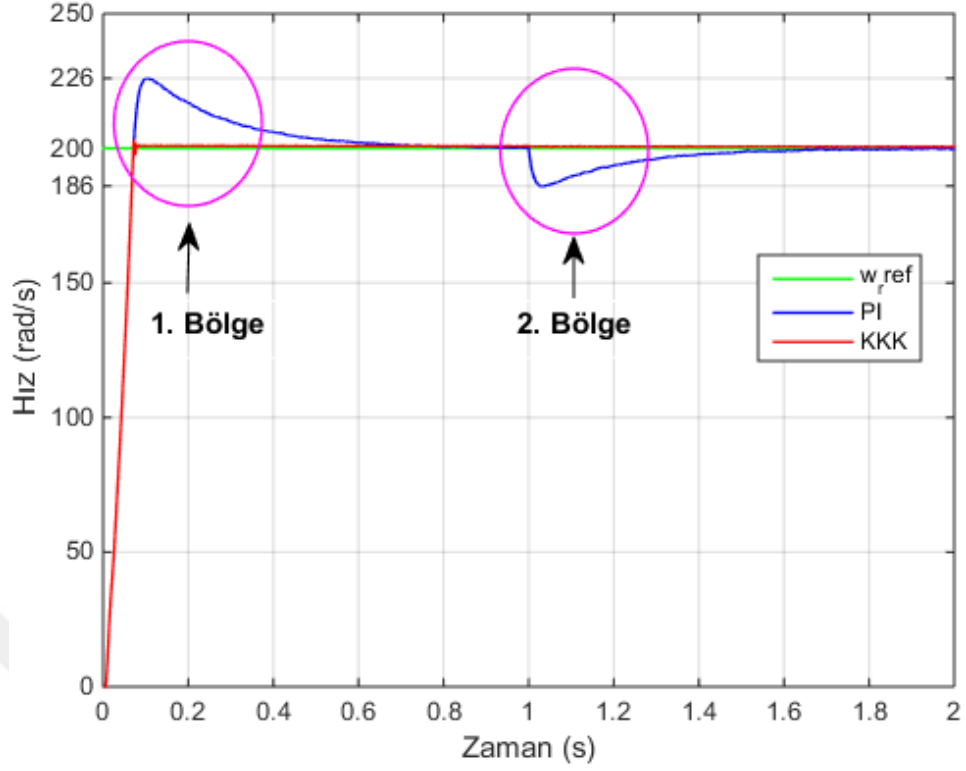
Çizelge 7.2. Kullanılan kontrolörlerin parametreleri.

PI kontrolör	KKK kontrolör
$K_p = 0,4$	$C = 0,45$
$K_i = 2$	$D = 0,15$

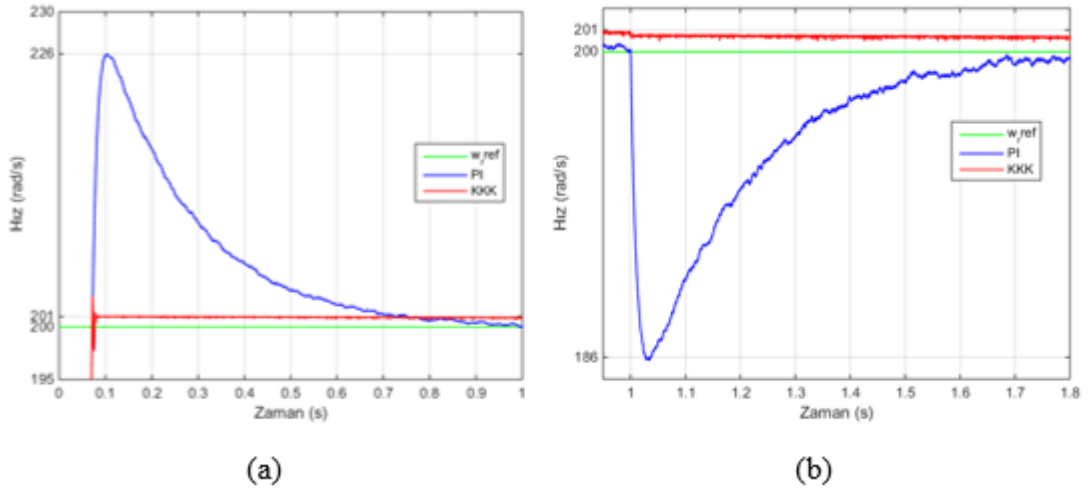
Asenkron motor yüksüz çalışmakta iken, yük momenti 1. saniyede 9 Nm değerine çıkarılmıştır. Bu ani yük değişimi için, Şekil 7.1 PI kontrolörü ile önerilen KKK kontrolörünün karşılaştırılmasını göstermektedir. Bu şekil daha yakından incelenmek üzere 2 bölgeden oluşmaktadır. Şekil 7.2 1. ve 2. bölgenin yakınlaştırılmış halini göstermektedir.

1. bölgede PI kontrolör ile % 13’lük bir aşma varken, KKK kontrolör ile % 1,5’luk bir aşma görülmektedir. PI kontrolör ile yerleşme zamanı 0,76 sn iken, KKK kontrolör ile yerleşme zamanı 0,08 sn’dir. PI kontrolör ile kalıcı durum hatası yokken, KKK kontrolörde % 0,5’lik çok küçük bir kalıcı durum hatası görülmektedir. 1. bölgede KKK kontrolörün PI kontrolörden 0,68 sn daha önce, % 11,5’luk az aşma ile istenen değere ulaştığı görülmektedir.

2. bölgede yük değişiminin olduğu noktada, PI kontrolör ile istenen değerden % 7’lik bir sapma olmakta ve 0,7 sn sonra yeniden istenen değere ulaştığı görülmektedir. KKK kontrolörün yük değişiminden neredeyse hiç etkilenmediği söylenebilir.



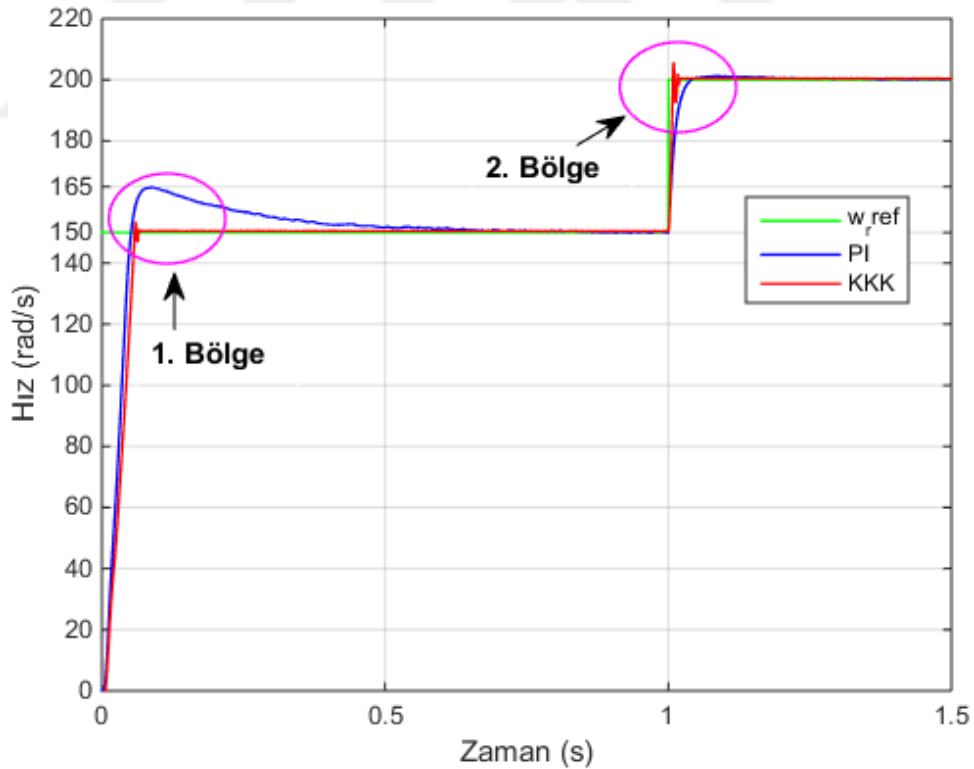
Şekil 7.1. Ani yük değişiminde kontrolörlerin karşılaştırılması.



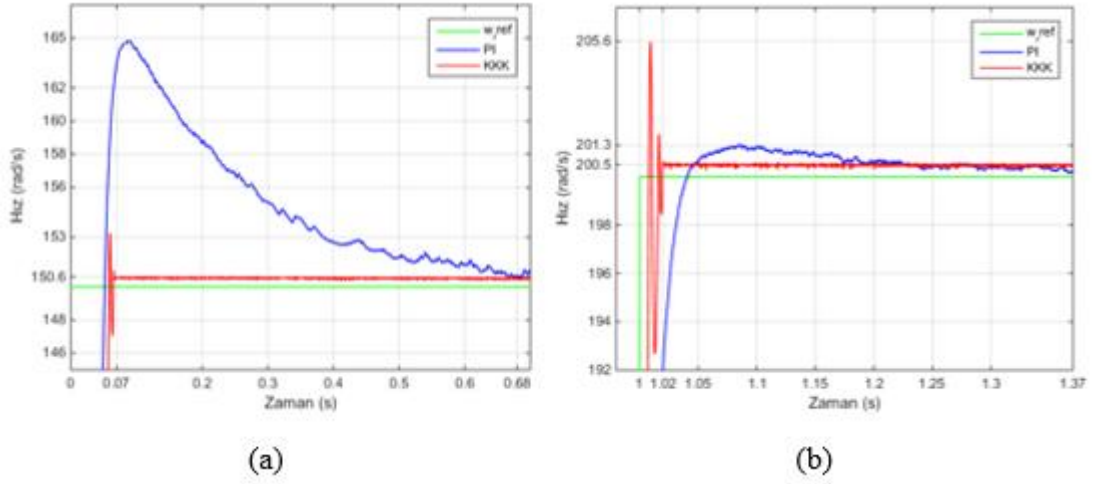
Şekil 7.2. Ani yük değişimi grafiğinin yakınlştırılması a) 1. bölgenin yakınlştırılmışı b) 2. bölgenin yakınlştırılmışı.

Referans hız değışimi altında bu kontrolörleri karşılaştırmak için referans hız başlangıçta 150 rad/s değerinde iken, 1. saniyede 200 rad/s değerine çıkarılmıştır. PI kontrolörü ve önerilen KKK kontrolörü ile yapılan benzetim çalışması Şekil 7.3'te verilmektedir. Bu şekil daha yakından incelenmek üzere 2 bölgeden oluşmaktadır.

Şekil 7.4 1. ve 2. bölgenin yakınlaştırılmış halini göstermektedir. 1. bölgede PI kontrolör ile % 10'luk bir aşma varken, KKK kontrolör ile % 2'lik bir aşma görülmektedir. PI kontrolör ile yerleşme zamanı 0,68 sn iken, KKK kontrolör ile yerleşme zamanı 0,07 sn'dir. PI kontrolör ile kalıcı durum hatası yokken, KKK kontrolörde % 0,4'lük çok küçük bir kalıcı durum hatası görülmektedir. 1. bölgede KKK kontrolörün PI kontrolörden 0,61 sn daha önce, % 8'lik az aşma ile istenen değere ulaştığı görülmektedir. 2. bölgede referans hız değişiminin olduğu noktada, PI kontrolör ile % 0,65'lik bir aşma olmakta ve 0,37 sn sonra yeniden istenen değere ulaştığı görülmektedir. KKK kontrolör ile aşma % 2,8 ve yerleşme süresi 0,07 sn'dir. PI kontrolör ile kalıcı durum hatası yokken, KKK kontrolör ile % 0,25 değerinde çok küçük bir kalıcı durum hatası vardır. Bu sonuçlara göre, KKK kontrolörün referans hız değişiminin olduğu noktada PI kontrolöre göre istenilen değere 0,35 sn gibi çok daha kısa bir sürede yeniden ulaştığı görülmektedir. Ancak geçiş noktasında PI kontrolör ile aşma daha azdır.



Şekil 7.3. Referans hız değişiminde kontrolörlerin karşılaştırılması.



Şekil 7.4. Referans hız değişimi grafiğinin yakınlştırılması a) 1. bölgenin yakınlştırılması b) 2. bölgenin yakınlştırılması.

Hem yük değişimi hem de referans hız değişimi altındaki benzetim çalışmaları dikkate alındığında, önerilen KKK kontrolörün PI kontrolöre göre daha etkili olduğu ve daha gürbüz bir kontrolör olduğu görülmektedir.

7.1.2. Verim Artırmaya Yönelik Yapılan Benzetim Çalışmaları

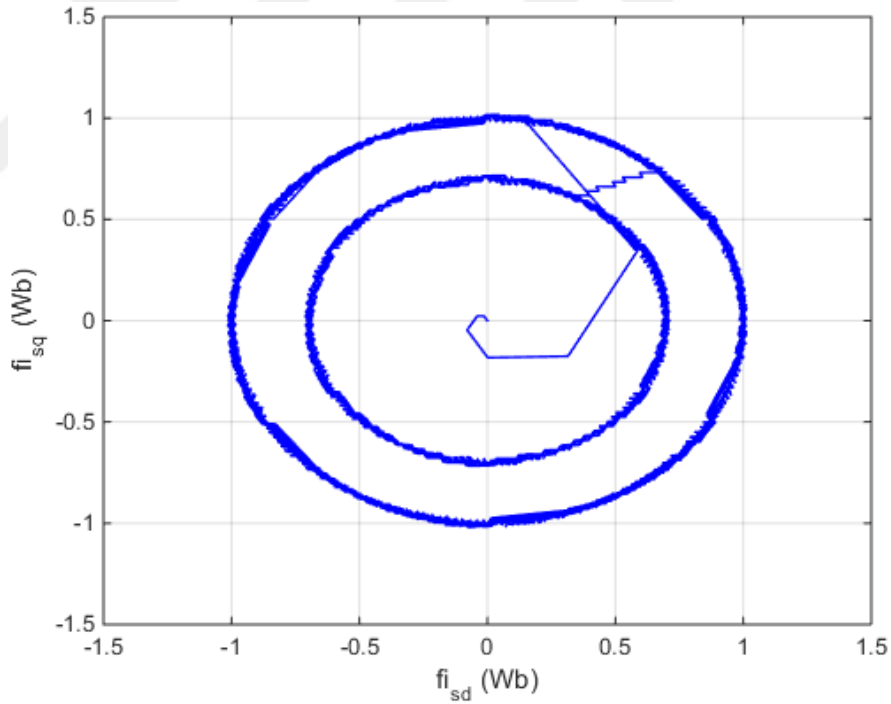
Önerilen optimal DMK yöntemi ile klasik DMK yöntemini karşılaştırmak için farklı hız ve yük momentleri altında çalışmalar için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Aşağıda verilen grafiklerde ortalama değerler hesaplanırken, sürekli hal durumundaki değerler dikkate alınmış olup, geçici hal durumundaki değerler dikkate alınmamıştır.

Motor 250 rad/s referans hızında ve 1,4 Nm yük momentleri altında çalışırken, klasik DMK yönteminde stator akı referansı sabit ve 1 Wb değerinde iken, 2. saniyeden sonra önerilen optimal DMK yöntemine geçişle birlikte referans stator akısı kayıp minimizasyon algoritmasıyla belirlenmiştir.

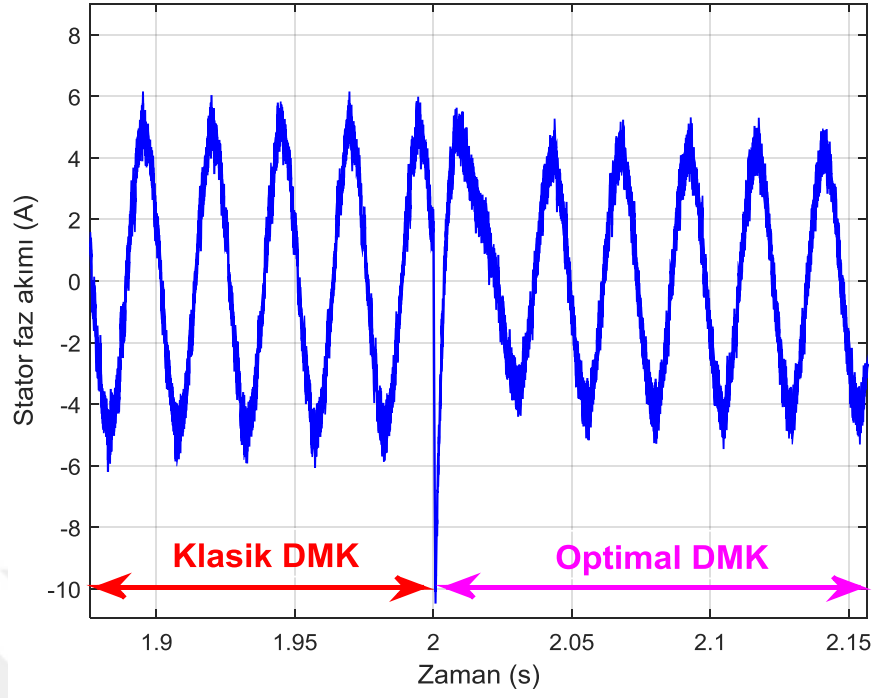
Şekil 7.5’de stator akı yörüngesinin değişimi görülmektedir. Motor sürekli hal durumuna geçinceye kadar sabit 1 Wb akı değeri uygulanırken, daha sonra stator akı değeri kısa süreli geçici hal durumundan sonra optimal değerine yakınsamıştır. Şekil

7.6 incelendiğinde optimal DMK yöntemine geçişle birlikte stator akımında dikkate değer bir azalma olduğu görülmektedir. Stator akımındaki bu azalma motor veriminin arttığının bir göstergesidir.

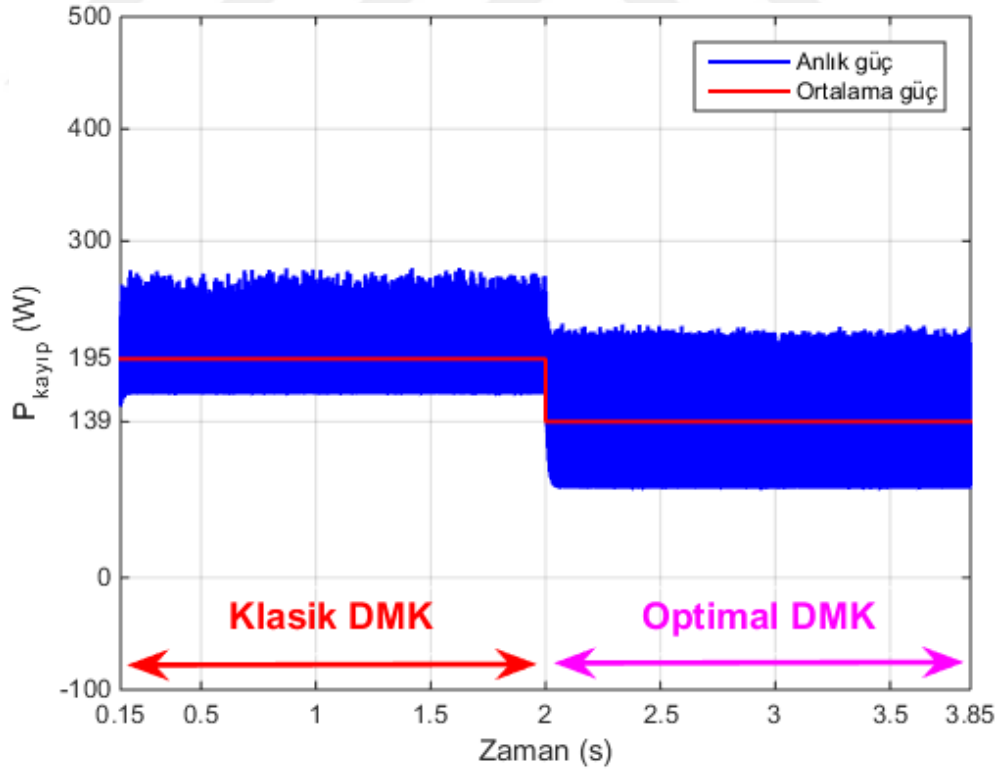
Şekil 7.7 ile Şekil 7.9 arasındaki grafikler, asenkron motorun verimindeki iyileşmeyi daha net göstermektedir. Şekil 7.7’de motorun toplam kaybının değişimi verilmektedir. Şekil 7.8’de ise motorun giriş gücünün değişimi görülmektedir. Optimal DMK yöntemi ile çalışmada klasik DMK yöntemi ile çalışmaya göre motor kaybında oluşan ortalama 56 W azalmaya paralel olarak, aynı miktarda ortalama güç tüketiminde azalma meydana gelmiştir. Dolayısıyla çıkış gücünün sabit kaldığı söylenebilir. Şekil 7.9 incelendiğinde, önerilen DMK yöntemi ile motorun optimal stator akısında çalışması sonucunda motor veriminde ortalama % 7,35 oranında dikkate değer bir artış olduğu görülebilir.



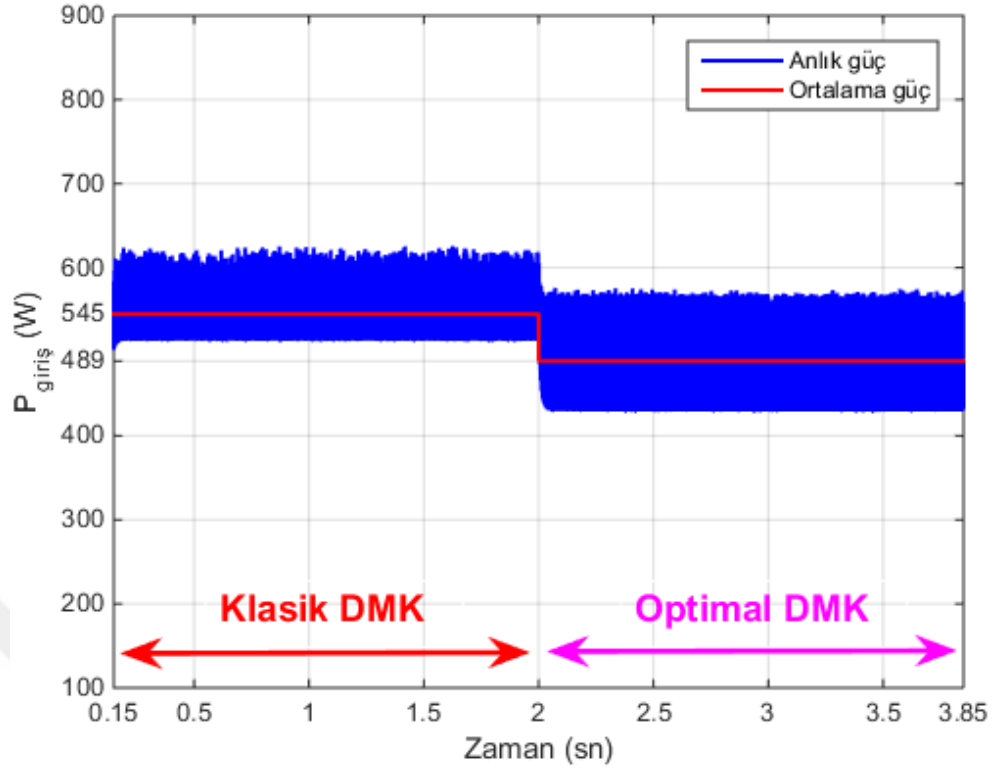
Şekil 7.5. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



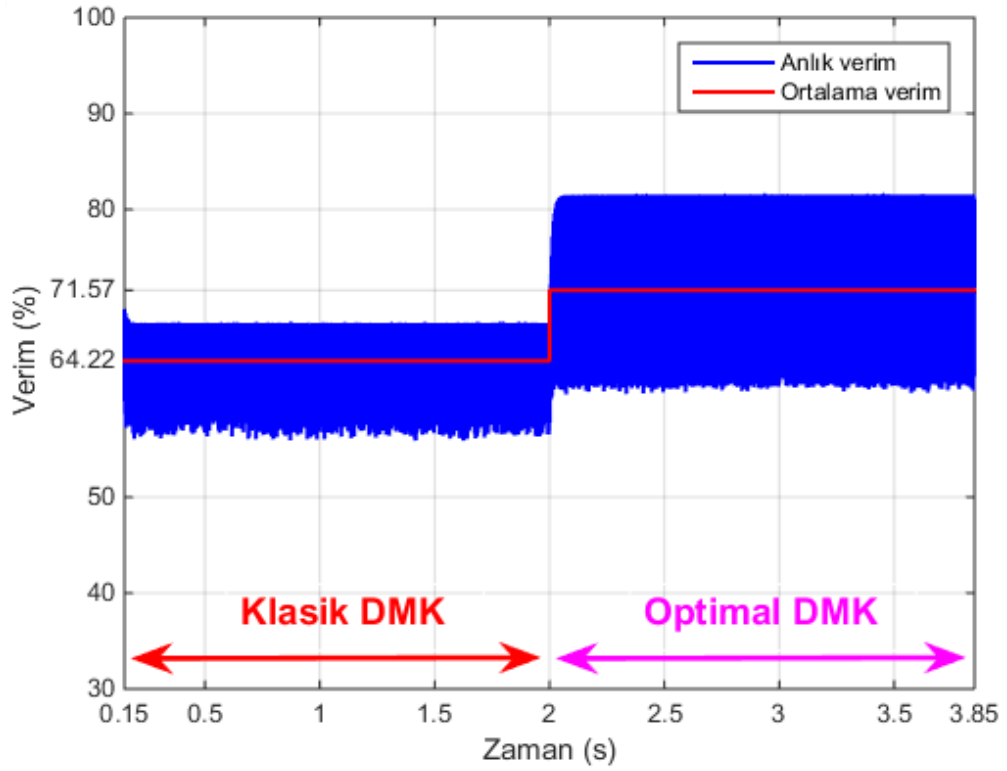
Şekil 7.6. Bir faz stator akımına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



Şekil 7.7. Motor güç kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

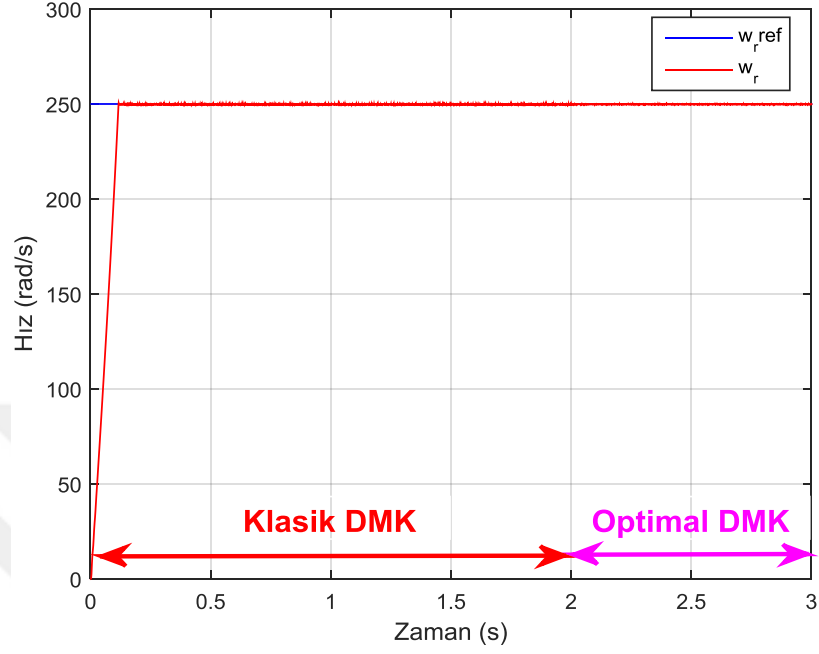


Şekil 7.8. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

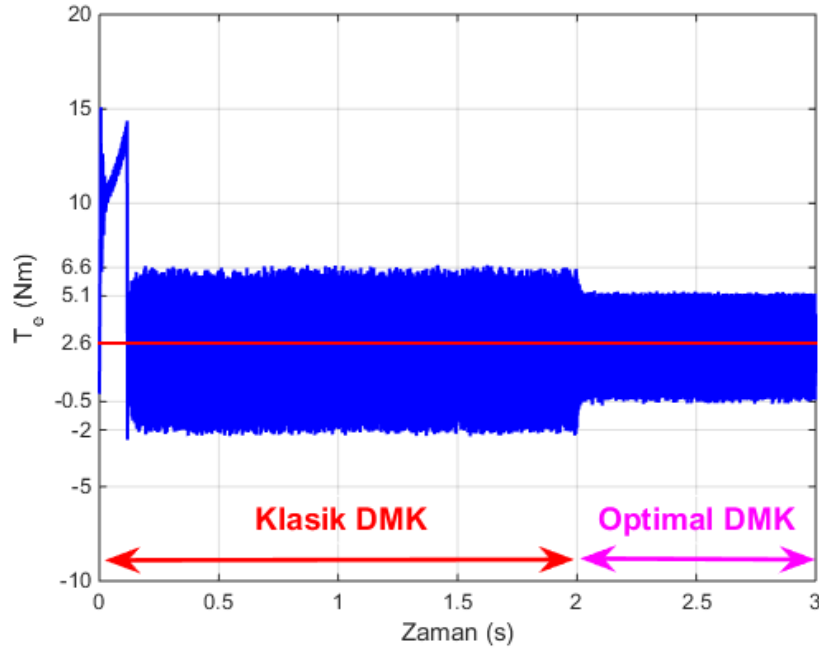


Şekil 7.9. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

Şekil 7.10 önerilen yöntemin hız kontrol kabiliyetinin iyi olduğunu göstermektedir. Şekil 7.11’de ise motorun elektromanyetik momentinin değişimi görülmektedir.



Şekil 7.10. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



Şekil 7.11. Elektromanyetik momentinin benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

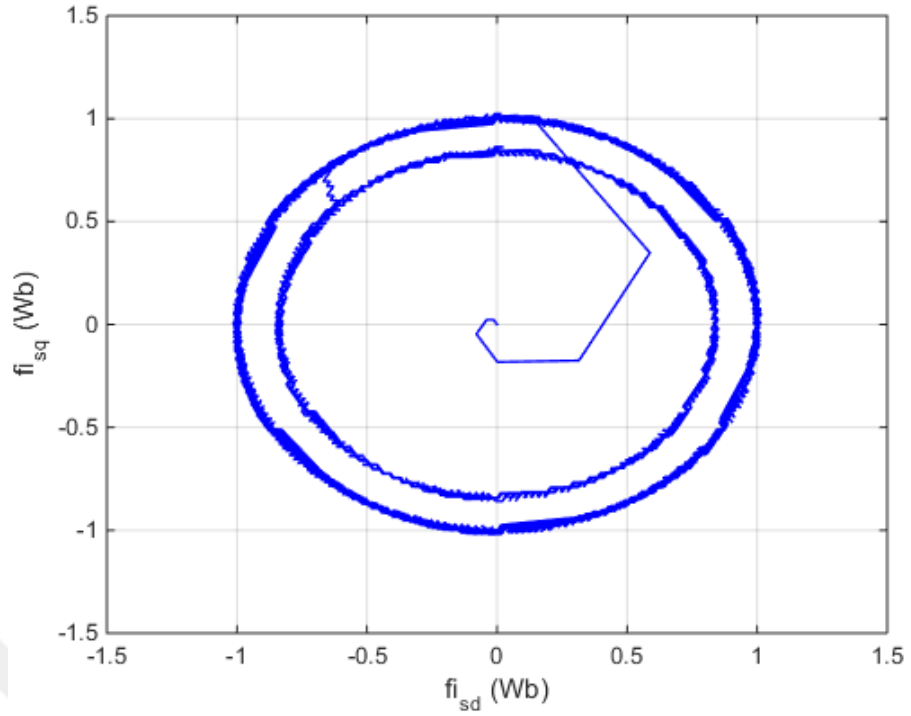
Önerilen DMK yöntemine geçişle birlikte stator akısında azalma olduğundan, moment dalgalanmasında da $\pm 1,5$ Nm azalma, toplamda ise 3 Nm'lik moment dalgalanmasında azalma meydana gelmiştir. Böylece önerilen optimal DMK yöntemi, sadece motor verimini iyileştirmekle kalmamış, klasik DMK yönteminin en büyük problemi olan moment dalgalanmasını da azaltmıştır.

Çizelge 7.3 ise optimal DMK yöntemi ile klasik DMK yöntemlerini sürekli durum değerleriyle karşılaştırmalı olarak gösteren tüm verileri içermektedir.

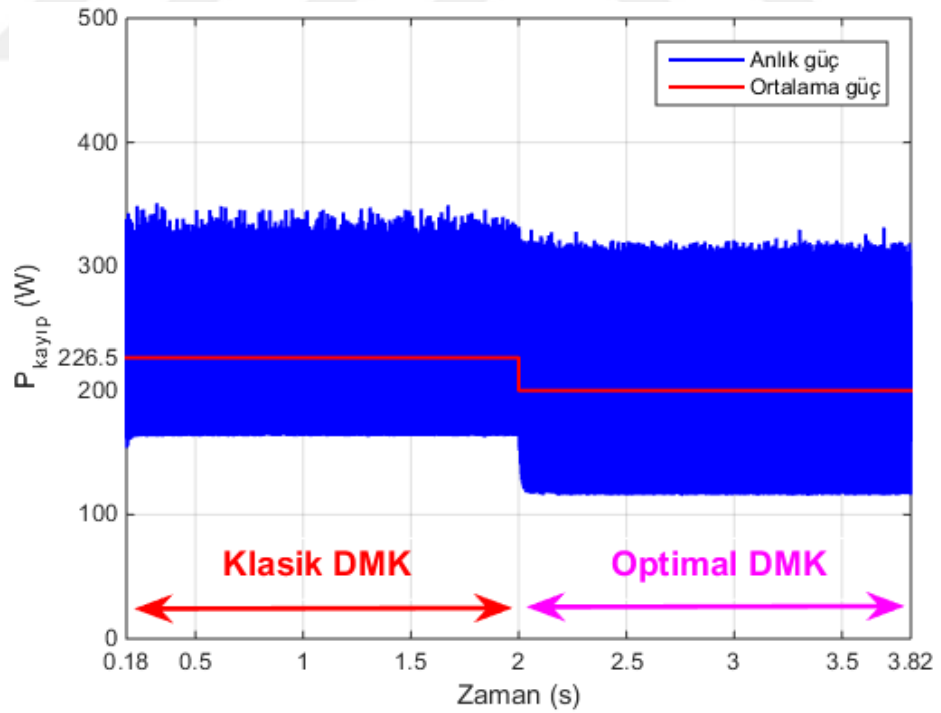
Çizelge 7.3. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,697$ Wb
$\omega_r=250$ rad/s	$\omega_r=250$ rad/s
$T_L=1,4$ Nm	$T_L=1,4$ Nm
$P_{\text{çıkış}} = \omega_r * T_L = 350$ W	$P_{\text{çıkış}} = \omega_r * T_L = 350$ W
$P_{\text{giriş}} = 545$ W	$P_{\text{giriş}} = 489$ W
$P_{\text{kayıp}} = 195$ W	$P_{\text{kayıp}} = 139$ W
Verim=% 64,22	Verim=% 71,57

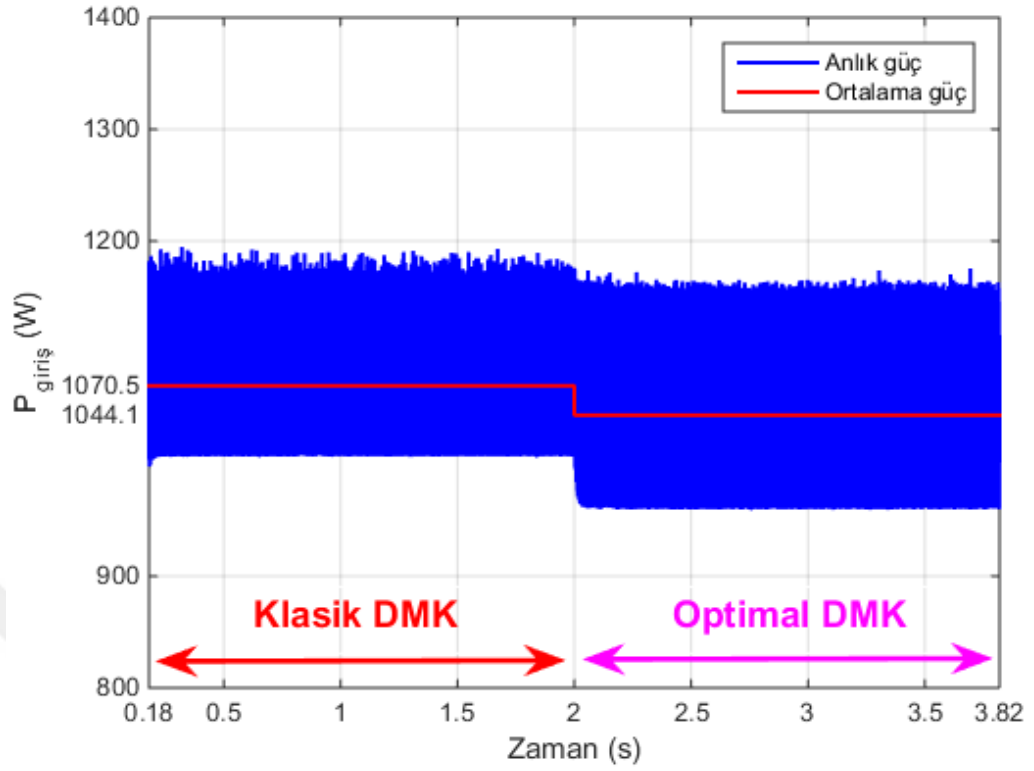
250 rad/s referans hızında ve 3,38 Nm yük momenti altında benzetim çalışması tekrarlanmıştır. Şekil 7.12'de sürekli hal durumuna geçene kadar uygulanan 1 Wb'lik stator akısından kayıp minimizasyon algoritmasıyla elde edilen optimal stator akısına geçiş gösterilmektedir. Şekil 7.13'te optimal DMK yöntemine geçişle birlikte motor kaybında ortalama 26,5 W azalma olduğu görülürken, Şekil 7.14'de motor giriş gücünde aynı miktarda azalma olduğu görülmektedir. Şekil 7.15'de ise klasik DMK ile çalışmada motor verimi ortalama % 79 iken, optimal DMK ile çalışmada motor veriminin ortalama % 81 olduğu görülmektedir. 3,38 Nm yük momenti altında çalışmada oluşan % 2'lik verim artışı, görüldüğü üzere 1,4 Nm yük momenti altında çalışmada oluşan verim artışından daha küçüktür. Dolayısıyla optimal DMK yönteminin düşük yüklerde çalışmada daha etkili olduğu görülmektedir.



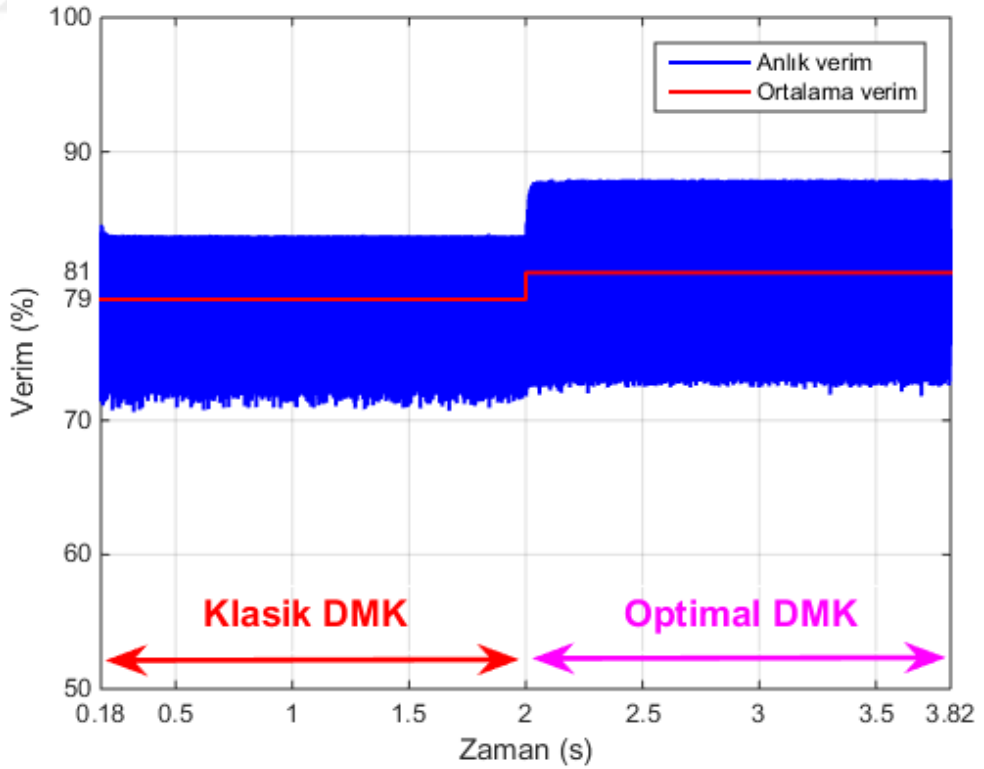
Şekil 7.12. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).



Şekil 7.13. Motor güç kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

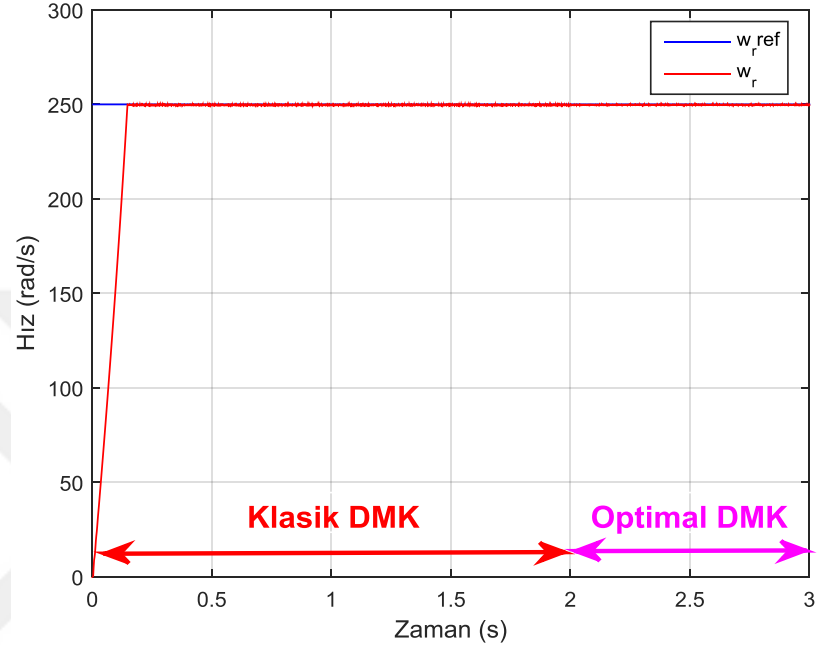


Şekil 7.14. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

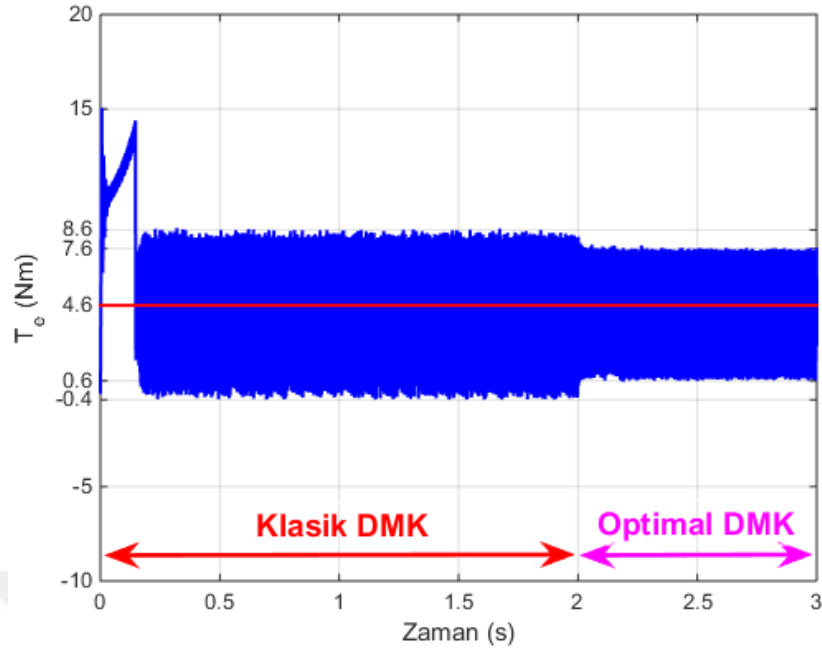


Şekil 7.15. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

Şekil 7.16'da motorun iyi bir dinamik performans sergilediği görülürken, Şekil 7.17'de ise optimal stator akısına geçişle birlikte, stator akı değerindeki azalmaya bağlı olarak moment dalgalanmasında ± 1 Nm değerinde bir azalma meydana gelmiştir.



Şekil 7.16. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).



Şekil 7.17. Elektromanyetik momentine ait benzetim sonucu ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

Çizelge 7.4’de ise 250 rad/s referans hızında ve 3,38 Nm yük momentini altında çalışmada klasik DMK ve optimal DMK yöntemleri ile asenkron motorun kontrolü sonucunda elde edilen sayısal veriler bulunmaktadır. Bu veriler, optimal DMK yöntemi ile kontrol edilen asenkron motorun performansındaki iyileşmeyi özetlemektedir.

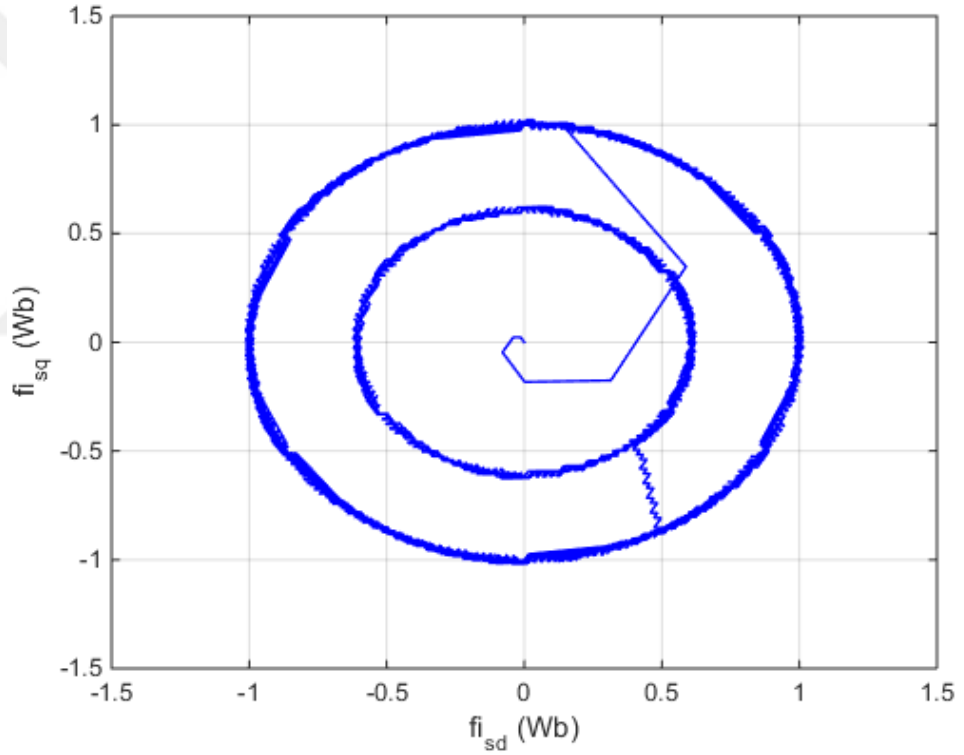
Çizelge 7.4. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,839$ Wb
$\omega_r=250$ rad/s	$\omega_r=250$ rad/s
$T_L=3,38$ Nm	$T_L=3,38$ Nm
$P_{çıkış} = \omega_r * T_L=845$ W	$P_{çıkış} = \omega_r * T_L=845$ W
$P_{giriş}=1070,5$ W	$P_{giriş}=1044,1$ W
$P_{kayıp}=226,5$ W	$P_{kayıp}=200$ W
Verim=% 79	Verim=% 81

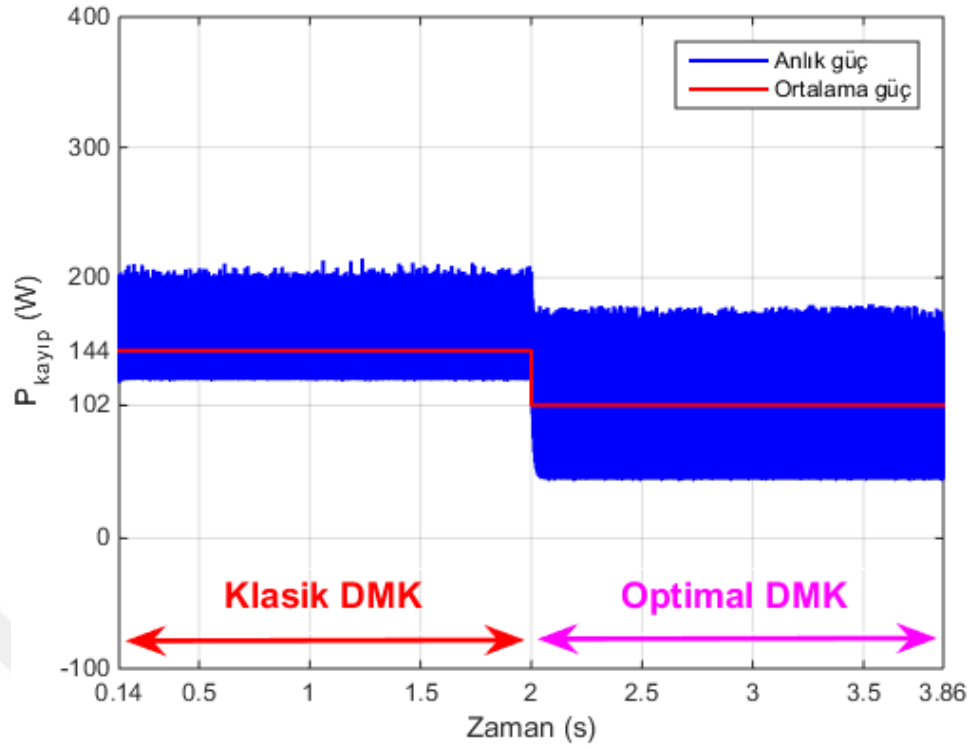
Son olarak 1,11 Nm değerinde düşük yük momentini altında referans hız 200 rad/s değerine düşürülerek, daha düşük hızlarda optimal DMK yönteminin etkisi

gösterilmek istenmiştir. Bu sebeple, asenkron motor 2. saniyeye kadar klasik DMK yöntemi ile çalışırken, bu süreden itibaren optimal DMK yöntemi ile çalışmaktadır.

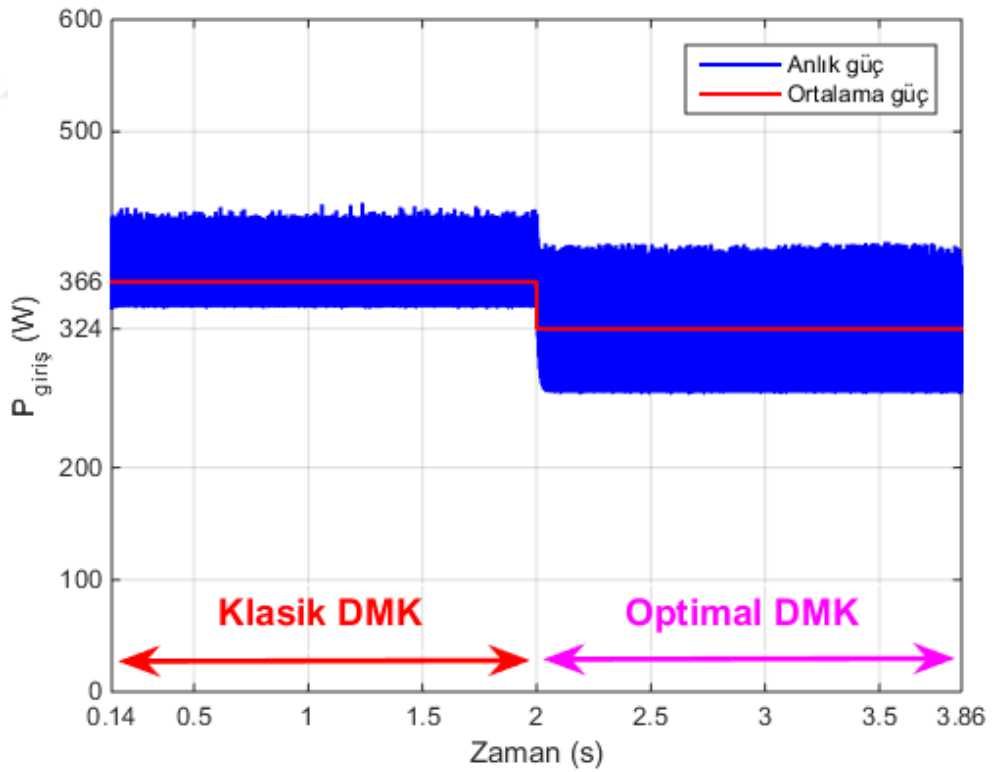
Şekil 7.18 sabit 1 Wb değerinde stator akısından optimal stator akısına geçişi göstermektedir. Şekil 7.19 optimal DMK yöntemi ile klasik DMK yöntemine göre motorun toplam kaybında ortalama 42 W azalma olduğunu gösterir. Şekil 7.20’de ise optimal DMK yöntemine geçişle birlikte ortalama güç tüketiminde aynı miktarda azalma olduğu görülmektedir. Benzer şekilde Şekil 7.21’de kayıpların azalmasına bağlı olarak motor veriminde ortalama % 7,86 oranında dikkate değer bir artış olduğu görülmektedir.



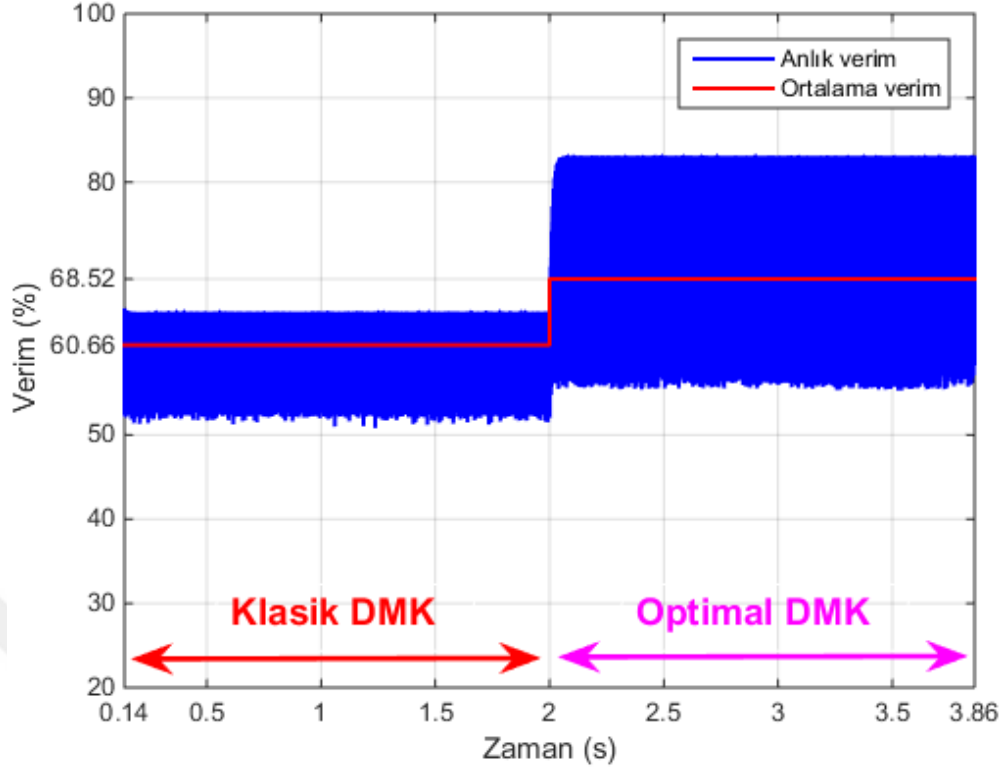
Şekil 7.18. Stator akı yörüngesine ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).



Şekil 7.19. Motorun kaybına ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).



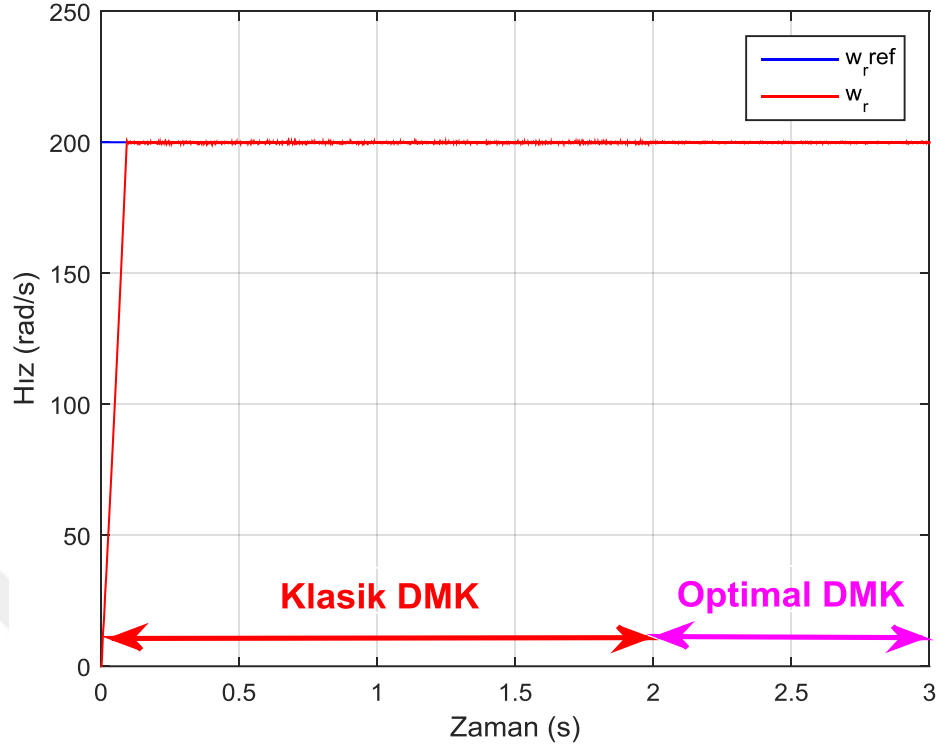
Şekil 7.20. Motor giriş gücüne ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).



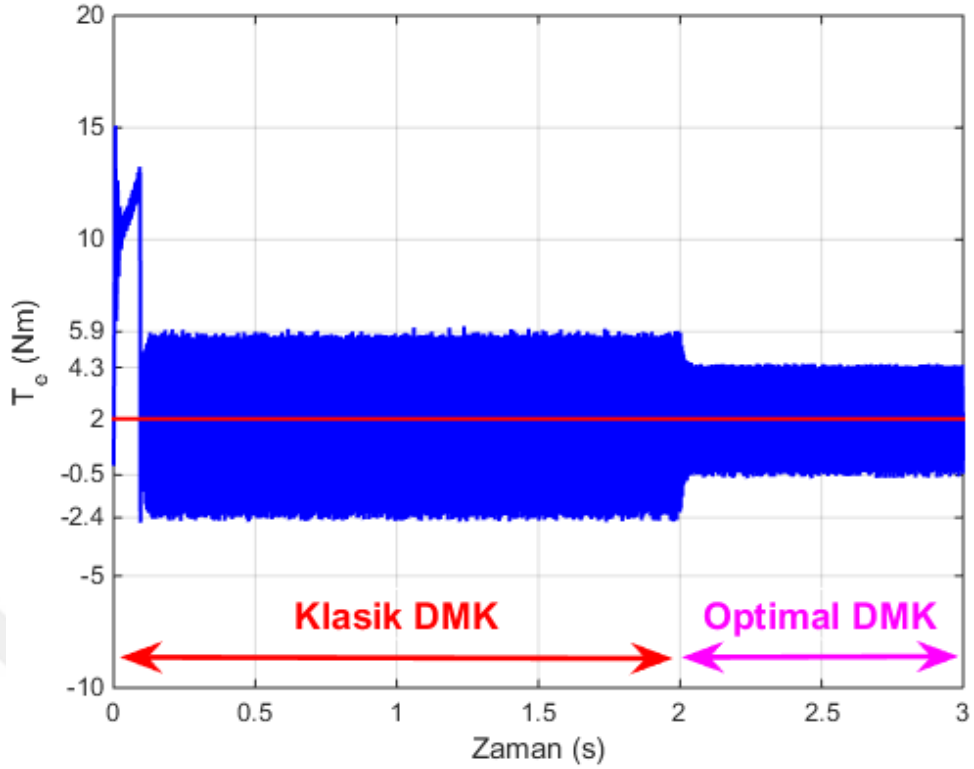
Şekil 7.21. Motor verimine ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm). Şekil 7.22’de motorun sürekli hal durumunda 200 rad/s hızında çalıştığı görülürken, Şekil 7.23’te optimal DMK yöntemine geçişle birlikte stator akısındaki ciddi azalmaya bağlı olarak moment dalgalanmasında +1,6 Nm ila 1,9 Nm değerlerinde azalma olduğu görülmektedir. Çizelge 7.5’te ise klasik DMK ile optimal DMK yöntemlerinin karşılaştırılmasını sürekli durum değerleriyle veren sayısal veriler bulunmaktadır.

Çizelge 7.5. DMK yöntemlerine ait benzetim verileri ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,609$ Wb
$\omega_r=200$ rad/s	$\omega_r=200$ rad/s
$T_L=1,11$ Nm	$T_L=1,11$ Nm
$P_{çıkış} = \omega_r * T_L=222$ W	$P_{çıkış} = \omega_r * T_L=222$ W
$P_{giriş}=366$ W	$P_{giriş}=324$ W
$P_{kayıp}=144$ W	$P_{kayıp}=102$ W
Verim=% 60,66	Verim=% 68,52



Şekil 7.22. Motor hızına ait benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

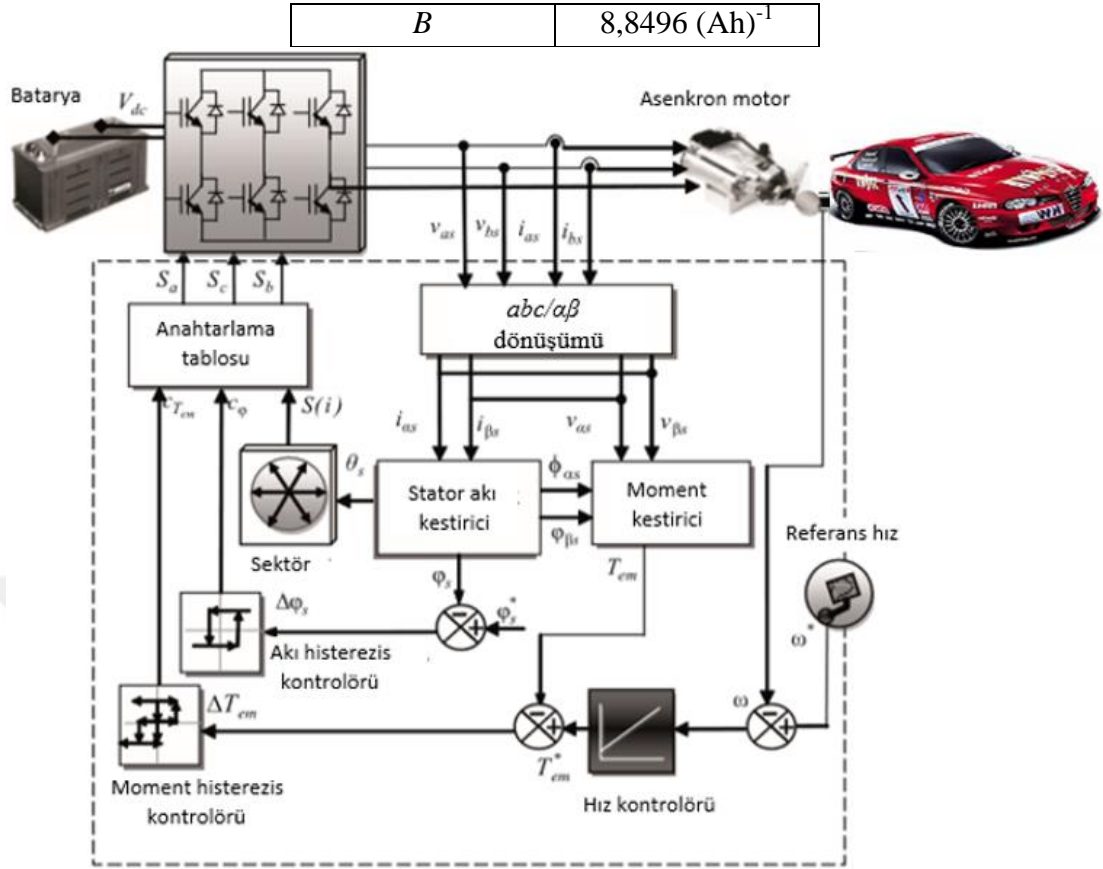


Şekil 7.23. Elektromanyetik momente ilişkin benzetim sonucu ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

Asenkron motorla sürülen bir EA'nın FTP-75 sürüş çevrimi için MATLAB yazılım programında Şekil 7.24'de verilen blok diyagramdan faydalanarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasının amacı, önerilen yöntem ile asenkron motorun verimini ve dinamik performansını değerlendirmektir. Li-iyon batarya paketinin kullanıldığı benzetim çalışmasında, klasik DMK ve optimal DMK yöntemleri 180 kg bir EA'nın 3 kW gücünde asenkron motor sürücüsüne uygulanmıştır. Kullanılan Li-iyon batarya paketinin parametreleri Çizelge 7.6'de verilmektedir.

Çizelge 7.6. Li-iyon batarya paketi parametreleri.

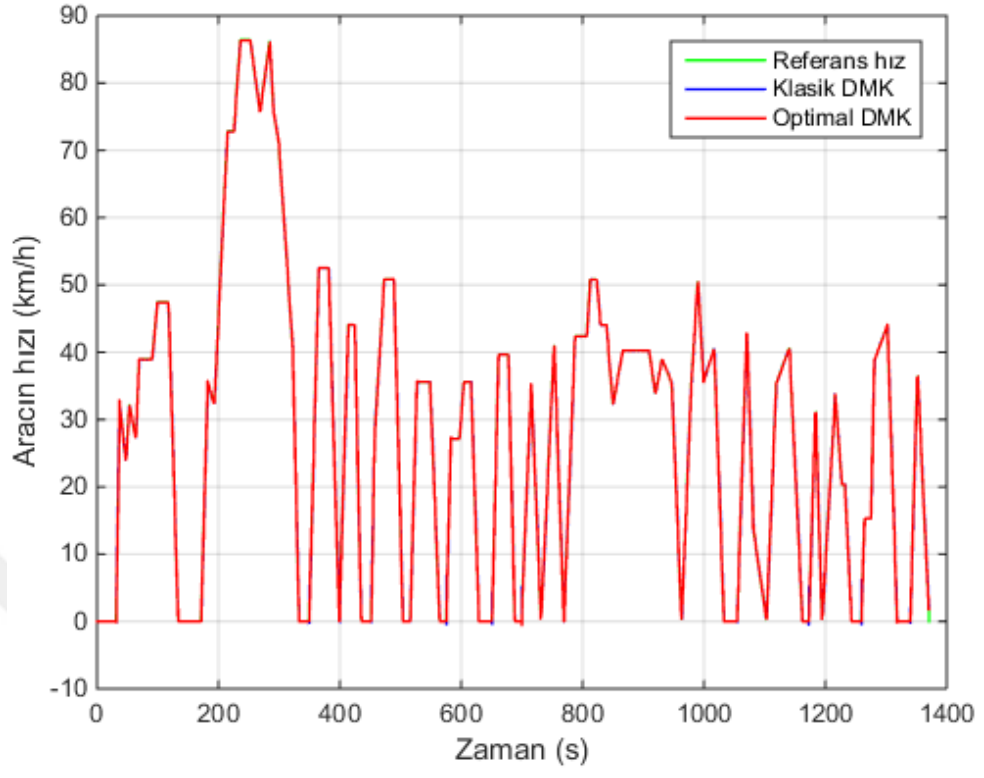
Parametreler	Değerleri
E_0	538,56 V
R_{bat}	0,5333 Ω
Q	6,9 Ah
K	0,0025 V/(Ah)
A	42,2752 V



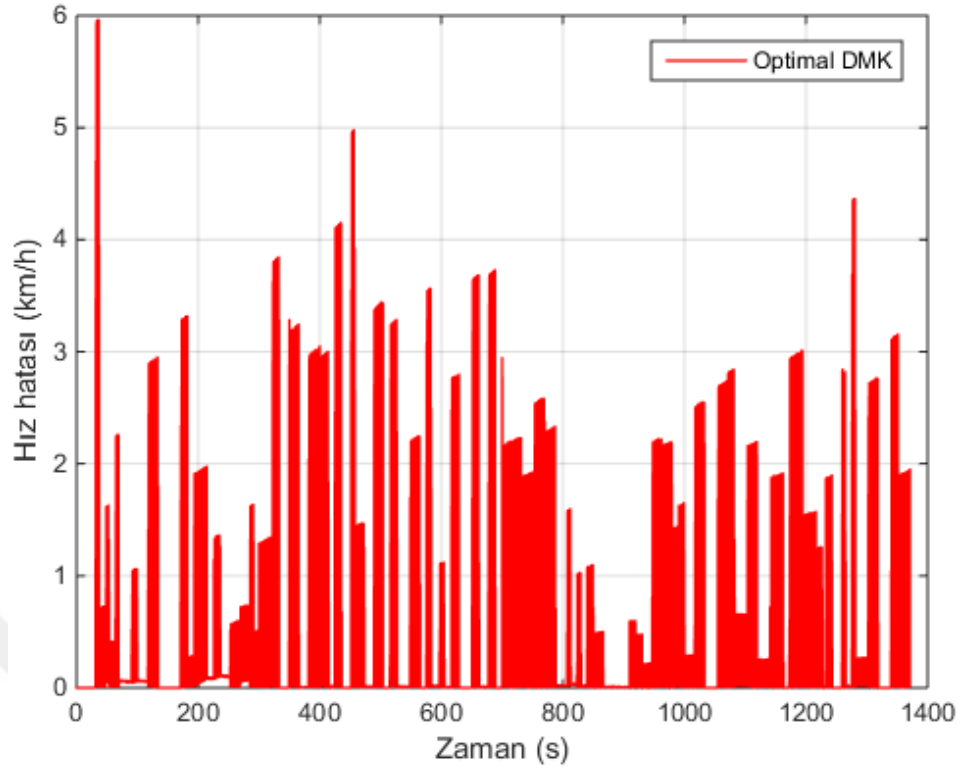
Şekil 7.24. Benzetim çalışmasının blok diyagramı.

Şekil 7.25'te klasik DMK ve optimal DMK ile kontrol edilen EA'nın hız cevabı görülmektedir. Şekil 7.26 optimal DMK ile hız kontrol hatasını gösterir. Görüldüğü üzere asenkron motorun optimal DMK ve klasik DMK ile dinamik performansları birbirine yakındır.

Sistemin verim açısından performansını değerlendirmek üzere Şekil 7.27, klasik DMK ve optimal DMK ile bataryanın şarj oranının değişimini gösterir. FTP-75 sürüş çevrimi boyunca katedilen yol 10,62 km olup, klasik DMK ile 793,35 Wh enerji tüketilerek batarya şarjının % 21,22'sinin harcandığı ve optimal DMK ile 676,81 Wh enerji tüketilerek batarya şarjının % 18,09'unun harcandığı görülmektedir. Sonuç olarak, önerilen yöntem bir yandan doğrudan moment kontrolün yüksek dinamik performansı ve basit uygulanabilirliği gibi avantajlarından faydalanırken, diğer yandan geniş bir hız aralığında çalışırken daha az enerji tüketerek enerji tasarrufu sağlar.

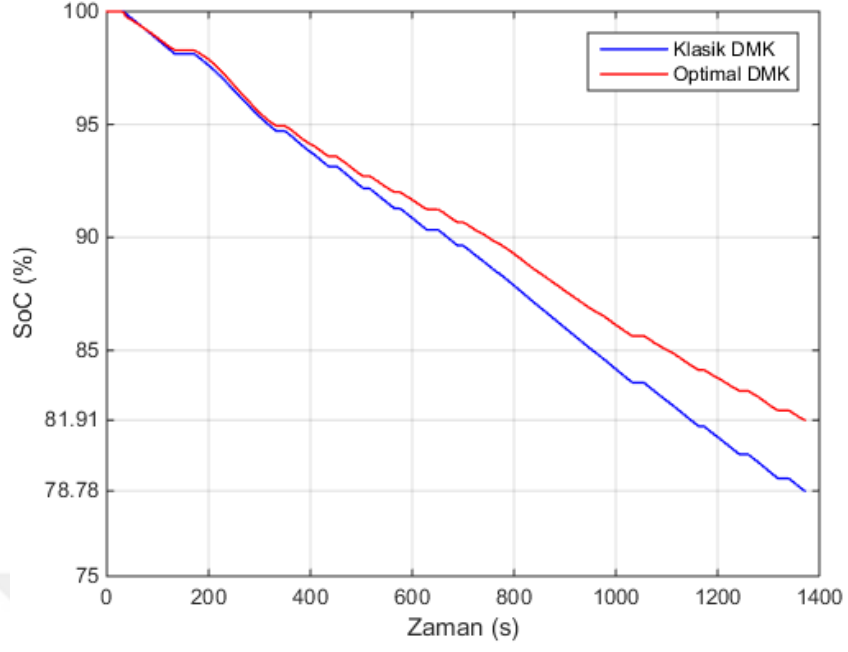


Şekil 7.25. Elektrikli aracın hızının değişimi.

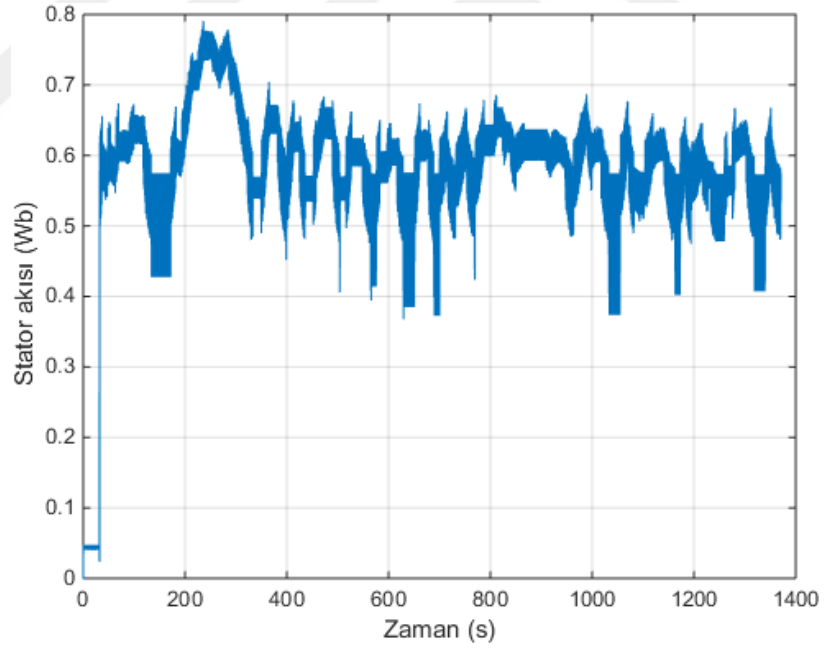


Şekil 7.26. Optimal DMK ile hız hatası.

DMK yönteminde gerekli olan stator akı referansı, önerilen kayıp minimizasyon algoritması ile sağlanırken, elde edilen optimal stator akısının değişimi Şekil 7.28’de gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, optimal stator akısı hıza ve yüke bağlı olarak değişmektedir.



Şekil 7.27. DMK Yöntemleri ile batarya şarj oranı.

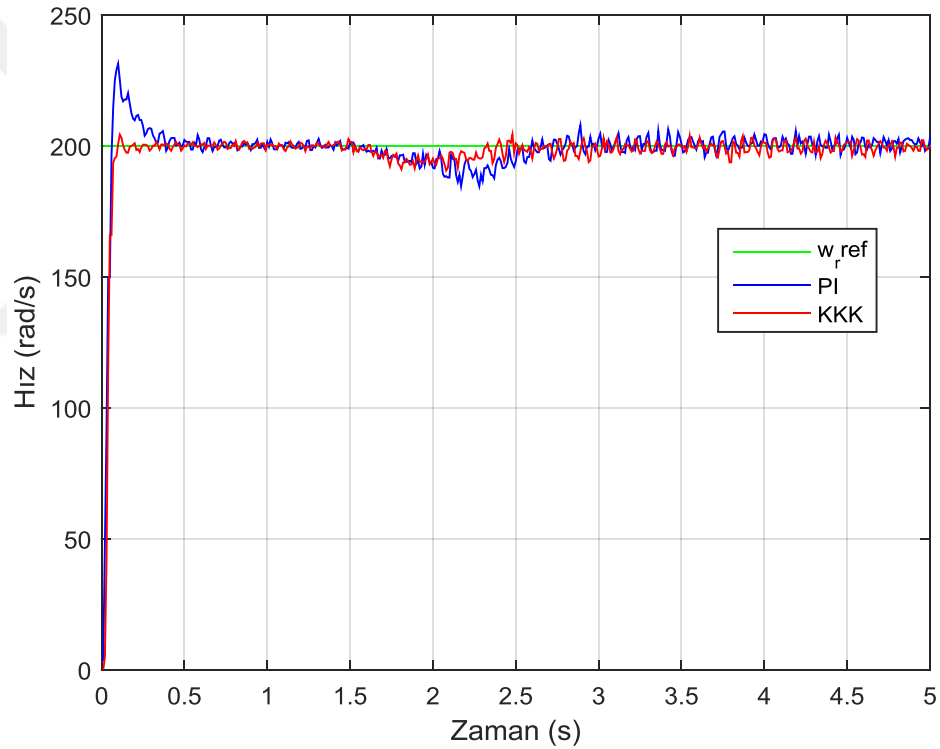


Şekil 7.28. Optimal stator akısının değişimi.

7.2. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

7.2.1. Hız Kontrolüne İlişkin Deneysel Çalışmalar

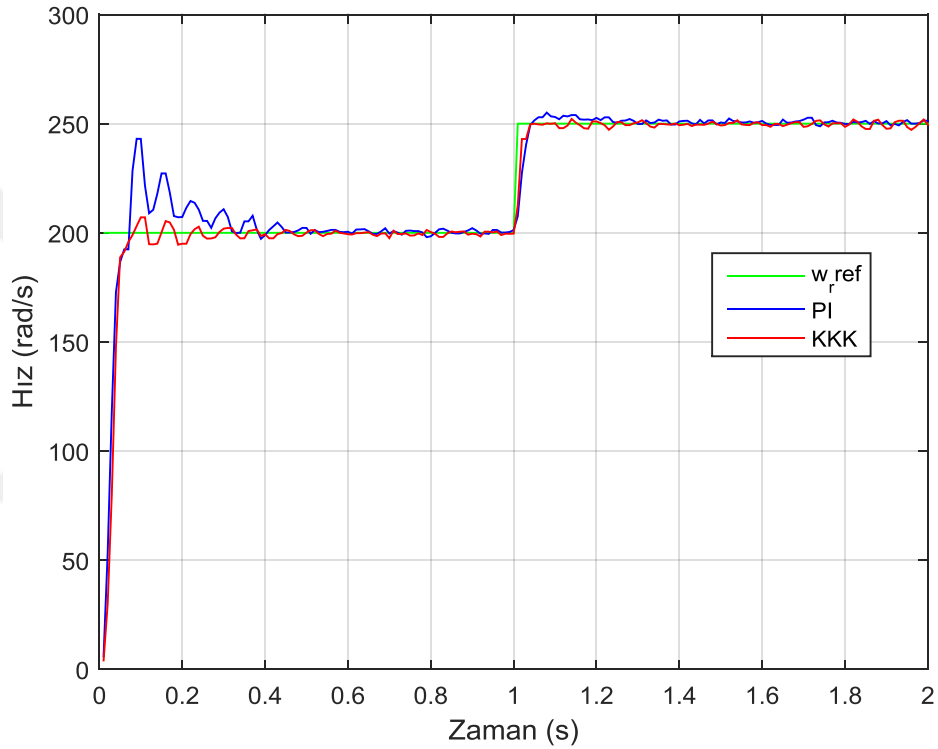
Asenkron motorun DMK yönteminde hız denetleyicisi olarak önerilen KKK kontrolörün ani yük değişiminde başarısını gösterebilmek için $t=1,5$ saniyede boştaki çalışmadan 9 Nm yük momentini altına çalışmaya geçilmiştir. Şekil 7.29, KKK kontrolör ile PI kontrolörün yük değişimi altında hız cevaplarını göstermektedir. PI kontrolör % 15,5 aşma ile 0,45 sn'de istenilen değere yerleşirken, KKK kontrolör % 2 aşma ile 0,2 sn'de istenilen değere yerleşmiştir. Yük değişiminin olduğu noktada, PI kontrolör ile % 7,5'luk sapma olmakta ve 1,2 sn sonra istenilen değere yeniden ulaşmaktadır. KKK kontrolör ile % 5'lik sapma olmakta ve 1 sn sonra istenilen değere yeniden ulaşmaktadır. Bu sonuçlar, yük değişimi altında KKK kontrolörün daha gürbüz bir yöntem olduğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 7.29. Yük değişimi altında kontrolörlerin deneysel olarak karşılaştırılması.

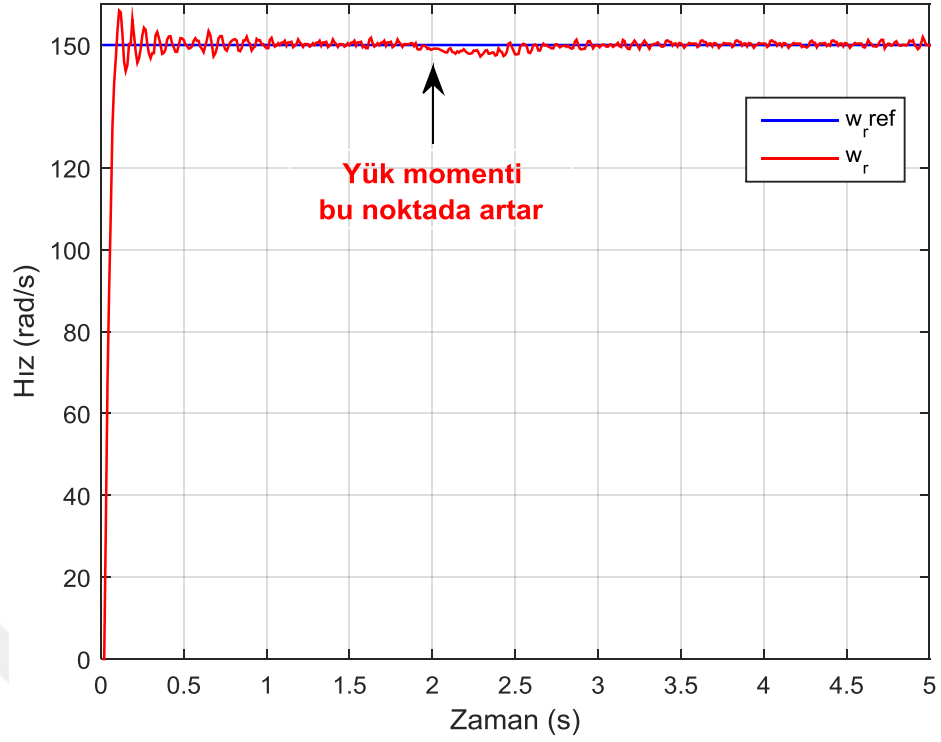
Önerilen KKK kontrolörün referans hız değişimi altında başarısını deneysel olarak göstermek için, referans hız başlangıçta 200 rad/s iken, $t=1$ saniyede 250 rad/s değerine çıkarılmıştır. Şekil 7.30, hem başlangıçta hem de referans hız değişiminin gerçekleştiği noktada, KKK kontrolör ile PI kontrolöre göre çok daha az bir aşma ile daha kısa sürede referans hıza ulaşıldığı görülmektedir. PI kontrolör % 21,5 aşma ile

0,45 sn'de istenilen değere yerleşirken, KKK kontrolör % 3,5 aşma ile 0,2 sn'de istenilen değere yerleşmiştir. Referans hız değişiminin olduğu noktada, PI kontrolör ile % 2'lik aşma olmakta ve 0,3 sn sonra istenilen değere yeniden ulaşmaktadır. Bu noktada KKK kontrolör ile aşma olmazken, 0,05 sn sonra istenilen değere yeniden ulaşmaktadır. Hem yük değişimi altındaki hem de referans hız değişimi altındaki sonuçlar, önerilen KKK kontrolörün PI kontrolörden daha etkili ve daha gürbüz bir kontrolör olduğunu gösterir.

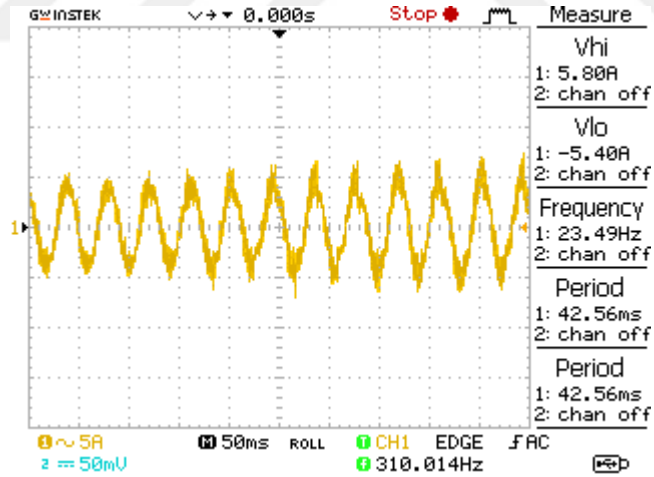


Şekil 7.30. Referans hız değişiminde kontrolörlerin deneysel olarak karşılaştırılması.

Asenkron motorun DMK yönteminde KKK kontrolörü kullanılarak kontrol performansını incelemek için öncelikle ani yük değişiminde hız cevabına bakılmıştır. 2. saniyede yük momentini aniden 1,4 Nm'den 3,4 Nm'ye çıkarılarak Şekil 7.31'deki hız cevabı elde edilmiştir. Sistem kısa süreli bir geçici hal durumundan sonra istenilen hız değerine tekrar ulaşmıştır. Şekil 7.32'de verilen bir faz stator akımı, sinüs şekline yakındır ve yük momentinin artmasıyla birlikte artmaktadır.

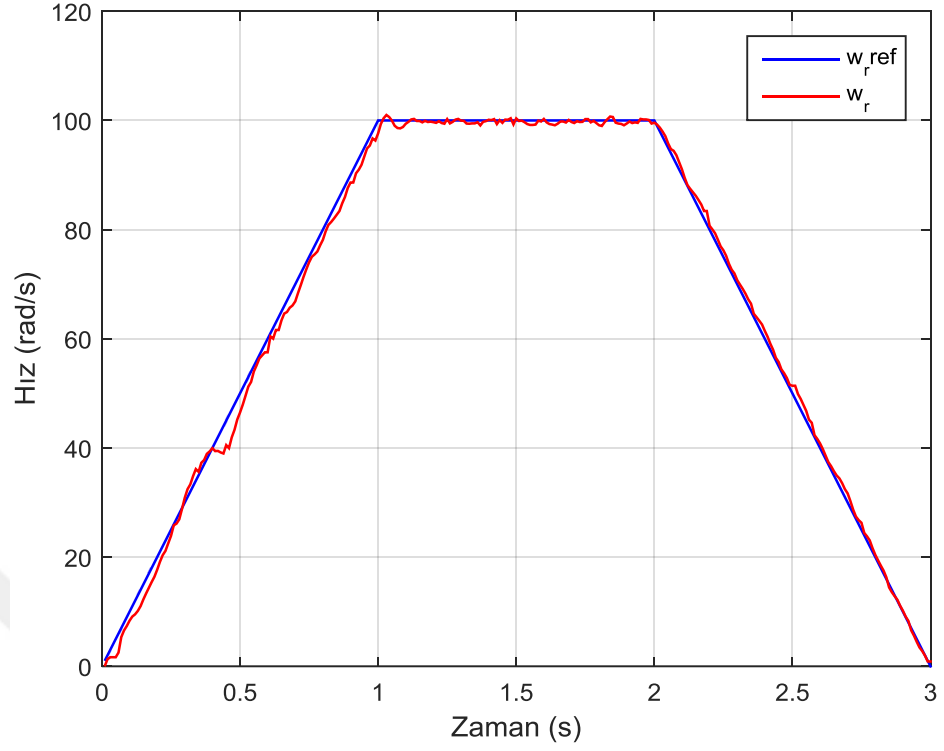


Şekil 7.31. Ani yük değişiminde KKK kontrolörü ile hız cevabı ($\omega_r=150$ rad/s).

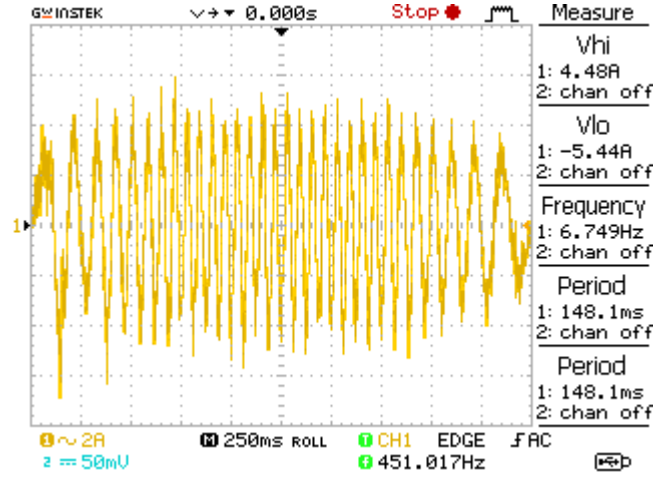


Şekil 7.32. Ani yük değişiminde KKK kontrolörü ile bir faz stator akımı.

Ayrıca asenkron motorun hız referansı Şekil 7.33'deki gibi değiştirildiğinde, sistemin iyi bir kontrol edebilme becerisine sahip olduğu görülmektedir. Hız referansı sık sık değiştiği halde, motor hız değeri, referans değerine yakınsayabilmektedir. Şekil 7.34'de görüldüğü üzere, hızın değişimine bağlı olarak beklenildiği gibi stator akımının frekansı değişmektedir.



Şekil 7.33. Referans hız değişiminde KKK kontrolörü ile motor hız cevabı.



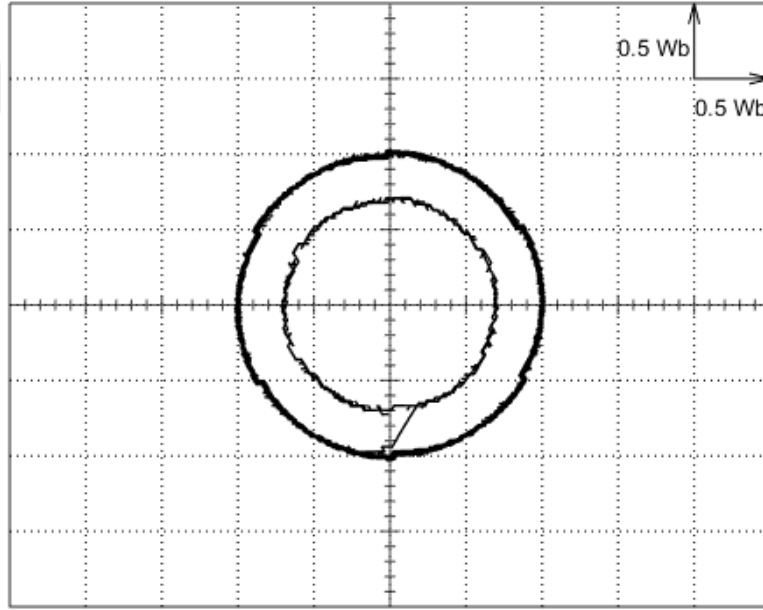
Şekil 7.34. Referans hız değişiminde KKK kontrolörü ile bir faz stator akımı.

7.2.2. Verim Artırmaya Yönelik Yapılan Deneysel Çalışmalar

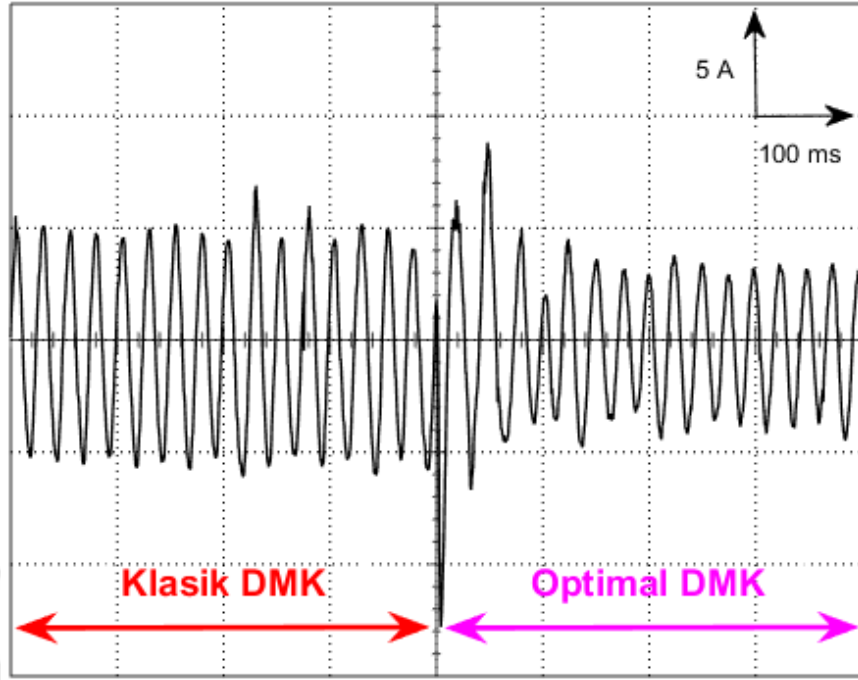
Asenkron motorun önerilen optimal DMK yönteminin verim açısından performansını değerlendirmek üzere, 250 rad/s hız referansında ve 1,4 Nm yük altında, 2. saniyeye kadar klasik DMK yöntemi uygulanırken, bu süreden sonra optimal DMK yöntemi

uygulanmıştır. Şekil 7.35 ve Şekil 7.36’da sırasıyla stator akı yörüngesi ve bir faza ait stator akımı görülmektedir. Şekil 7.35, başlangıçta akı referansının 1 Wb iken, 2. saniyeden itibaren kısa süreli bir geçici hal durumundan sonra optimal akı değerine yakınsadığını gösterir. Şekil 7.36’da ise, optimal akı değerinin uygulanmasının stator akımında ciddi bir düşüşe sebep olduğu görülmektedir. Stator akımındaki bu azalma, asenkron motorun giriş gücünde azalma olduğunu ve veriminin arttığını gösterir.

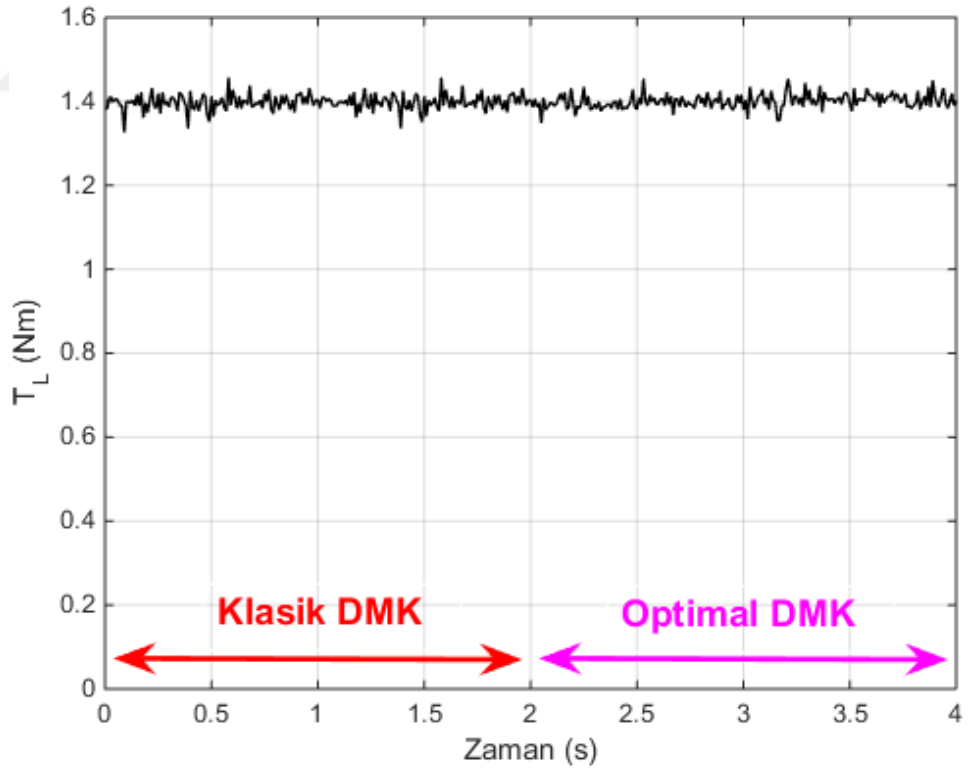
Aynı zamanda güç analizörü ile asenkron motorun giriş gücü ölçülmüştür. Klasik DMK ile ölçülen giriş gücü 566 W iken, optimal DMK ile ölçülen giriş gücü 514 W değerindedir. Optimal DMK yöntemi ile klasik DMK yöntemine göre giriş gücünde 52 W’lık bir azalma meydana gelmiştir. Motorun ölçülen yük momenti ve hızı ise sırasıyla Şekil 7.37’de ve Şekil 7.38’de verilmektedir. Böylece motorun çıkış gücü ve verimi de hesaplanabilmektedir.



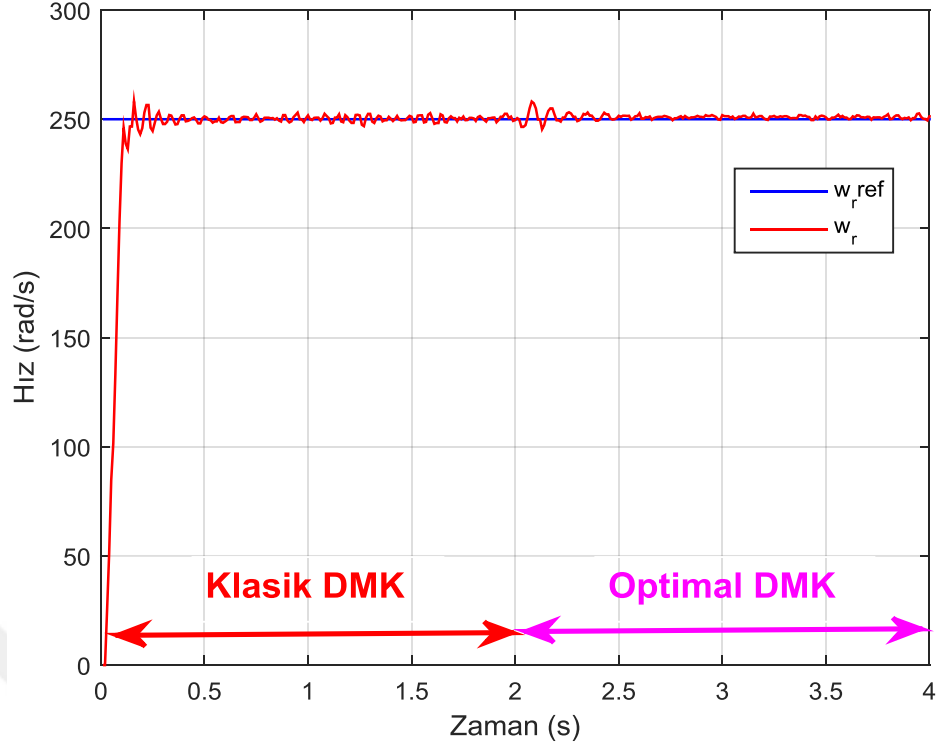
Şekil 7.35. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



Şekil 7.36. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



Şekil 7.37. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).



Şekil 7.38. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

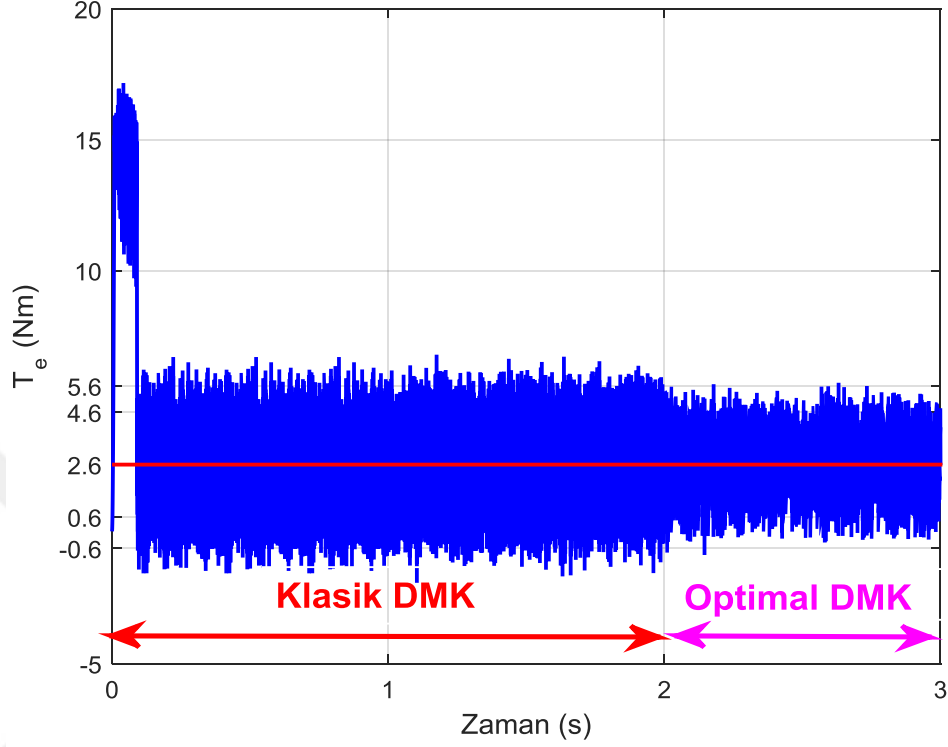
Klasik DMK ile optimal DMK yöntemlerinin karşılaştırılmasını gösteren tüm veriler Çizelge 7.7’de özetlenmektedir. Bu verilerden anlaşılacağı üzere, optimal DMK yöntemi ile 1,4 Nm yük altında çalışmada motor veriminde % 6,16 artış sağlanmıştır.

Çizelge 7.7. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,697$ Wb
$\omega_r=250$ rad/s	$\omega_r=250$ rad/s
$T_L=1,4$ Nm	$T_L=1,4$ Nm
$P_{\text{çıkış}}= \omega_r * T_L=350$ W	$P_{\text{çıkış}}= \omega_r * T_L=350$ W
$P_{\text{giriş}}=566$ W	$P_{\text{giriş}}=514$ W
Verim=% 61,84	Verim=% 68

Şekil 7.39’da ise elektromanyetik momentin değişimi görülmektedir. Optimal DMK yönteminin uygulanmasıyla birlikte moment dalgalanmasında azalma olmuştur. Bu

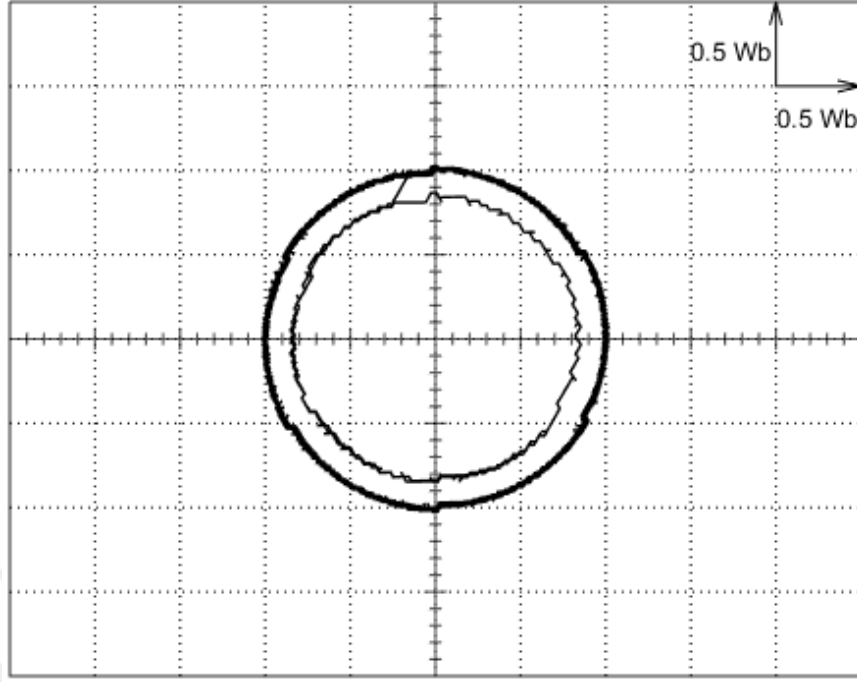
azalmanın sebebi, stator akı değerinde azalma olmasıdır. Stator akısındaki azalmanın moment dalgalanmasını nasıl azalttığı detaylı olarak Bölüm 3’te bahsedilmiştir.



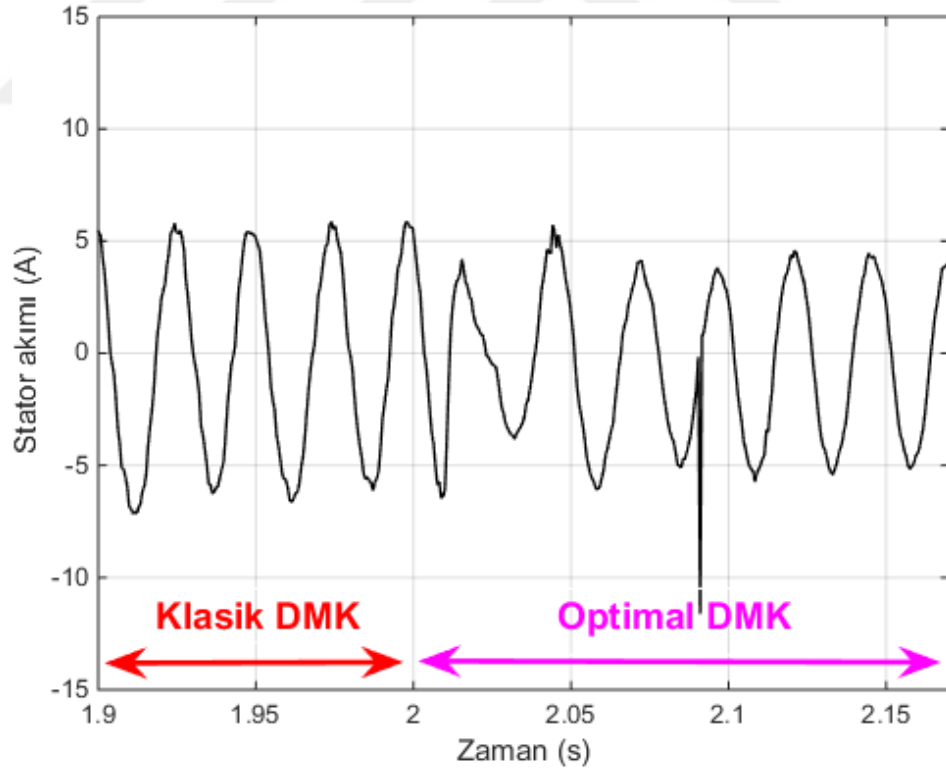
Şekil 7.39. Elektromanyetik momentin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=1,4$ Nm).

Asenkron motorun aynı referans hızda yük momenti 3,38 Nm değerine artırılarak, deneyler tekrarlanmıştır. Şekil 7.40’da ve Şekil 7.41’de sırasıyla stator akı yörüngesi ve bir faz stator akımının değişimi görülmektedir. Şekil 7.41’de optimal DMK yönteminin uygulanmasıyla birlikte, stator akımında azalma olduğu görülmektedir. Fakat 3,38 Nm yük altında çalışmada oluşan akımdaki bu azalma, bir önceki deneyde gösterilen 1,4 Nm yük altında oluşan akımdaki azalmaya göre daha azdır. Bu da optimal DMK yönteminin özellikle düşük yüklerde daha etkili olduğunu gösterir.

Çünkü yük azaldıkça, asenkron motorun kayıpları artar ve optimal DMK yönteminin etkisi düşük yüklerde daha bariz görülür. 3,38 Nm yük altında klasik DMK ile ölçülen motor giriş gücü 1066 W iken, optimal DMK ile ölçülen motor giriş gücü 1036 W değerindedir.



Şekil 7.40. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

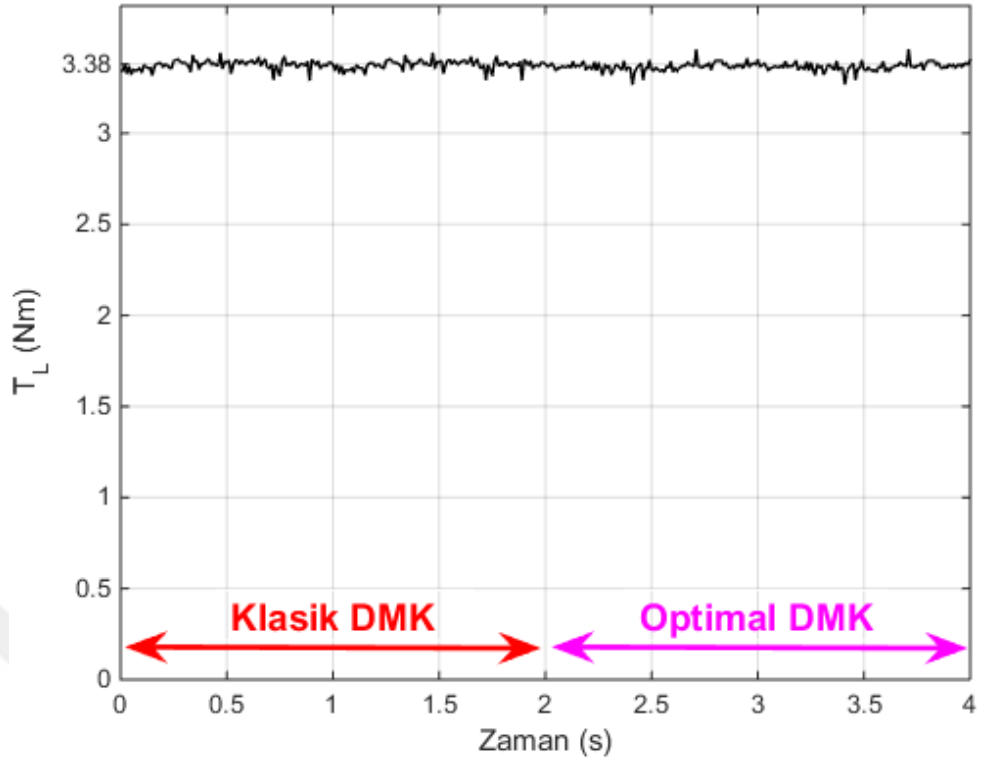


Şekil 7.41. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

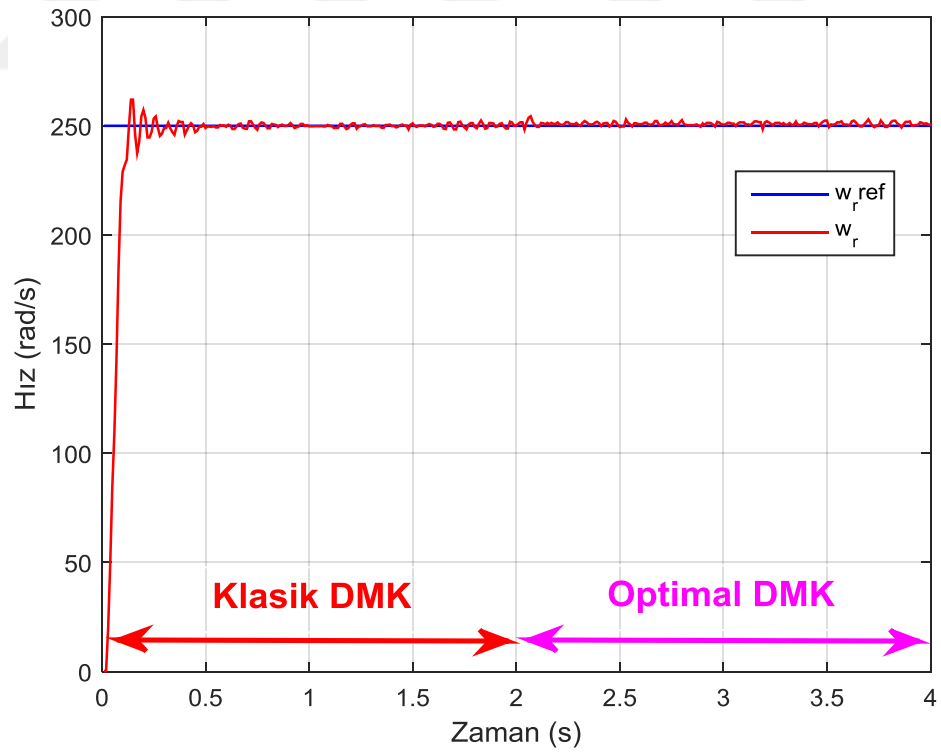
Ölçülen motor giriş gücü verilerine göre, klasik DMK yönteminden optimal DMK yöntemine geçişle birlikte asenkron motorun giriş gücünde 30 W azalma olduğu görülmektedir. Motorun çıkış gücünü bularak verimini hesaplayabilmek için yük momenti ile motor hızı ölçülmüş ve sırasıyla Şekil 7.42 ile Şekil 7.43’de verilmektedir. 3,38 Nm yük altında çalışmada klasik DMK ile optimal DMK yöntemlerinin karşılaştırılmasını kolaylaştıran tüm veriler Çizelge 7.8’de verilmektedir.

Çizelge 7.8. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,839$ Wb
$\omega_r=250$ rad/s	$\omega_r=250$ rad/s
$T_L=3,38$ Nm	$T_L=3,38$ Nm
$P_{\text{çıkış}}= \omega_r * T_L=845$ W	$P_{\text{çıkış}}= \omega_r * T_L=845$ W
$P_{\text{giriş}}=1066$ W	$P_{\text{giriş}}=1036$ W
Verim=% 79,27	Verim=% 81,56



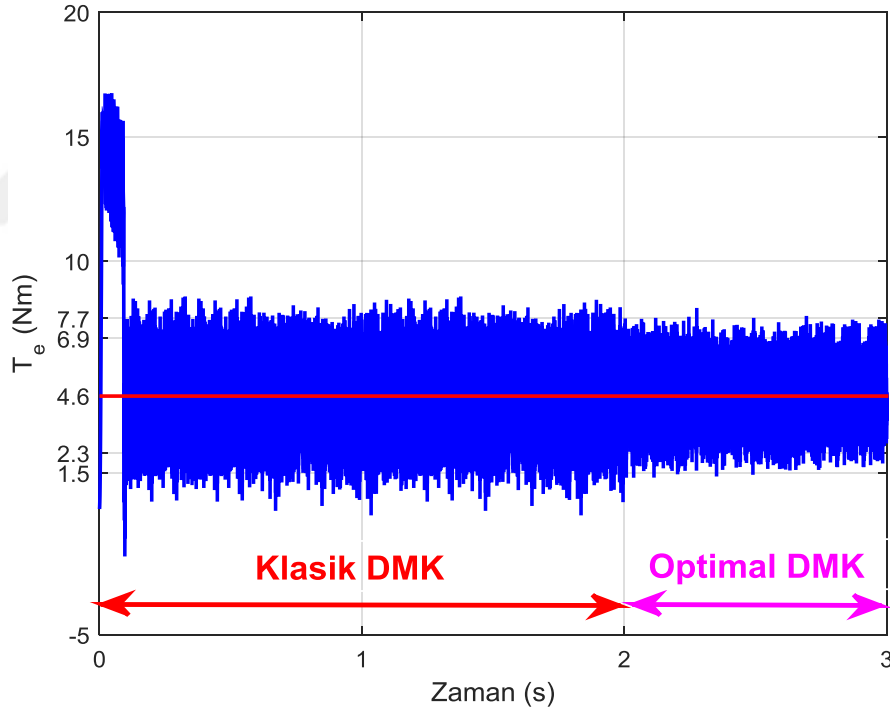
Şekil 7.42. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).



Şekil 7.43. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

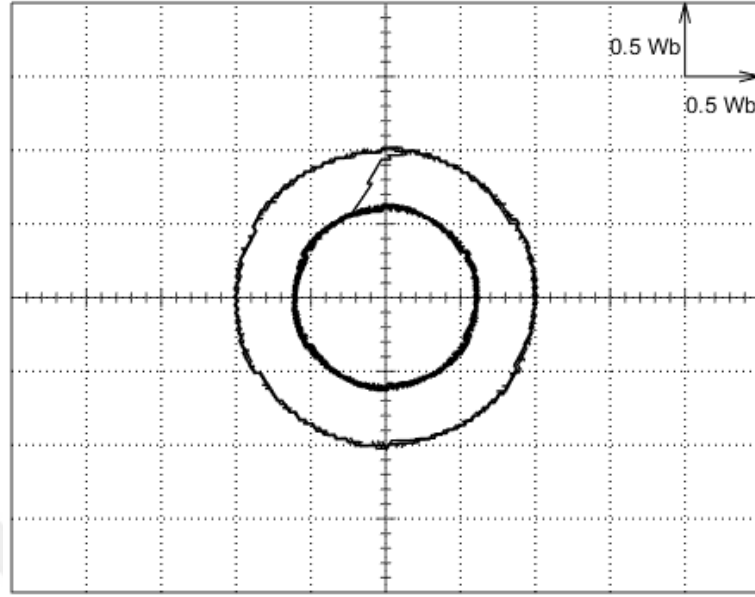
Çizelge 7.8'ye bakıldığında optimal DMK yönteminin uygulanmasıyla birlikte asenkron motorun veriminde % 2,29 artış olduğu söylenebilir. Yük momentinin 1,4 Nm'den 3,38 Nm değerine çıkmasıyla birlikte, asenkron motorun verimindeki artış oranında düşüş görülmektedir. Sonuç olarak, optimal DMK yöntemi özellikle düşük yüklerde elektriksel kayıpları azaltarak motor veriminde artışa neden olmaktadır. Yük momenti ne kadar küçükse, elektriksel kayıplar o kadar büyüktür. Böylece optimal DMK yönteminin uygulanmasıyla, en düşük yüklerde en fazla verim artışı görülmektedir.

Şekil 7.44'de gösterilen elektromanyetik momentin değişimine bakıldığında, stator akısındaki azalmaya bağlı olarak moment dalgalanmasında bir miktar azalma olduğu görülmektedir.

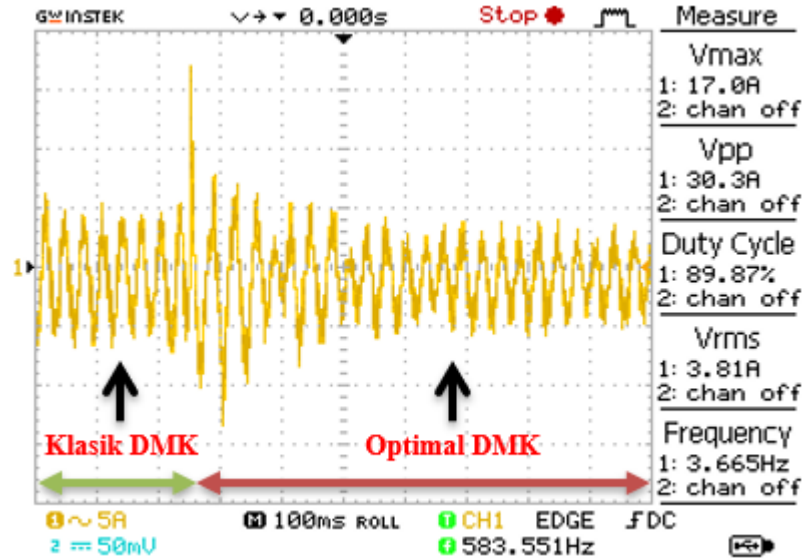


Şekil 7.44. Elektromanyetik momentin deneysel değişimi ($\omega_r=250$ rad/s ve $T_L=3,38$ Nm).

Son olarak 1,11 Nm yük altında 200 rad/s referans hız altında klasik DMK ile optimal DMK yöntemleri karşılaştırılmaktadır. Bu deneyde, düşük yükte referans hız azaltıldığında optimal DMK yönteminin etkisi gösterilmek istenmiştir.



Şekil 7.45. Stator akı yörüngesinin deneysel değişimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

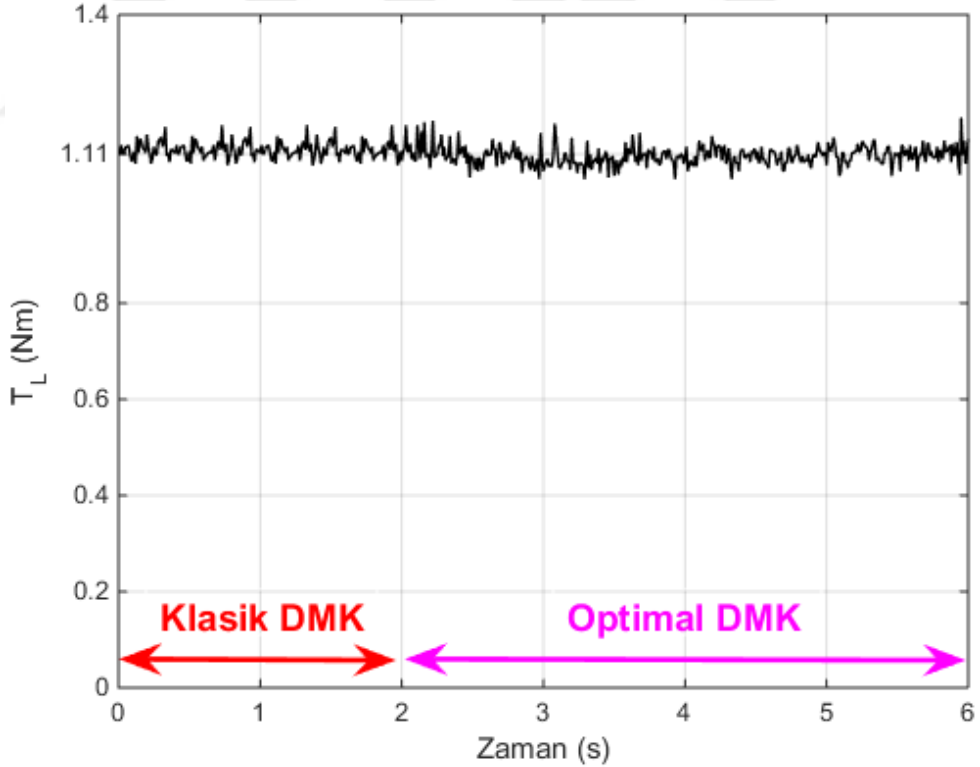


Şekil 7.46. Bir faz stator akımının deneysel değişimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

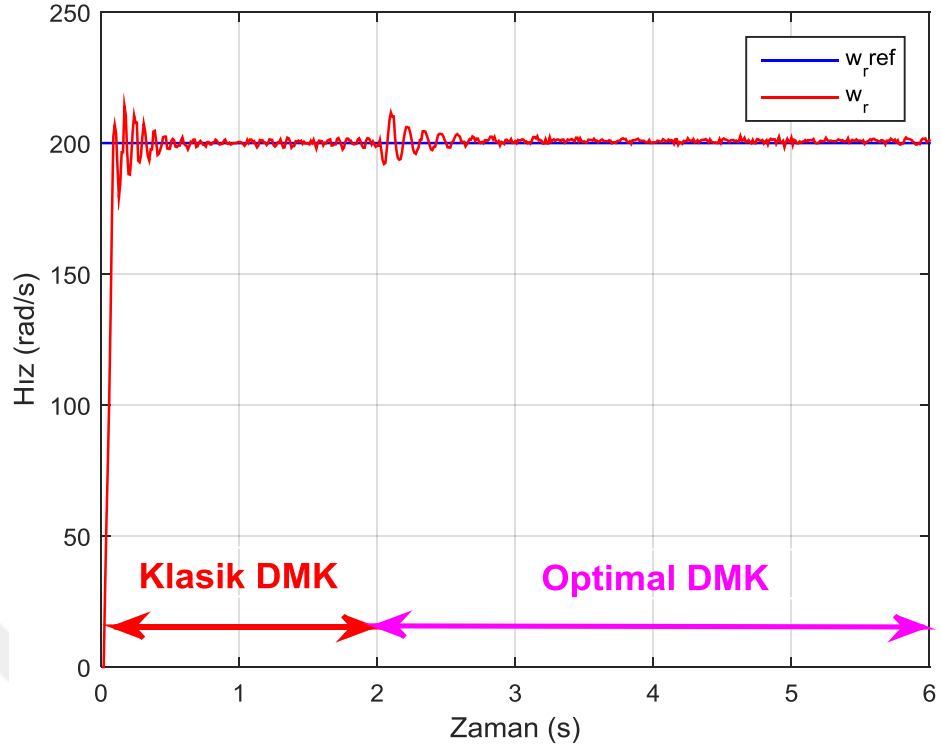
Şekil 7.45 ve Şekil 7.46 sırasıyla stator akı yörüngesini ve bir faza ait stator akımını gösterir. Stator akımındaki azalış, motorun veriminin arttığına bir göstergesidir. Stator akı yörüngesine bakarak, optimal DMK yöntemine geçişle birlikte stator akısında ciddi bir azalma olduğu görülmektedir. Bu azalış, motorun geçici hal durumunda kalma süresini önemli oranda etkilemiştir. Stator akım grafiğinden

görülebileceği üzere, motorun sürekli hal durumuna geçmesi, önceki deneylere nispeten biraz daha uzun sürmüştür.

Klasik DMK ile ölçülen motor giriş gücü 348 W, optimal DMK ile ölçülen motor giriş gücü 318 W değerindedir. Optimal DMK yöntemi ile giriş gücünde 30 W azalma meydana gelmiştir. Şekil 7.47’de ölçülen yük momentinin değişimi gösterilirken, Şekil 7.48’de ölçülen hızın değişimi gösterilmektedir. Bu verilerden faydalanarak hesaplanan çıkış gücünün de bulunduğu tüm veriler Çizelge 7.9’te yer almaktadır. Görüldüğü üzere motor veriminde % 6,02 oranında dikkate değer bir artış görülmektedir. Şekil 7.49’da elektromanyetik momentin değişimi gösterilmektedir. Stator akısındaki ciddi azalma, moment dalgalanmasında büyük bir azalmaya sebep olmuştur.



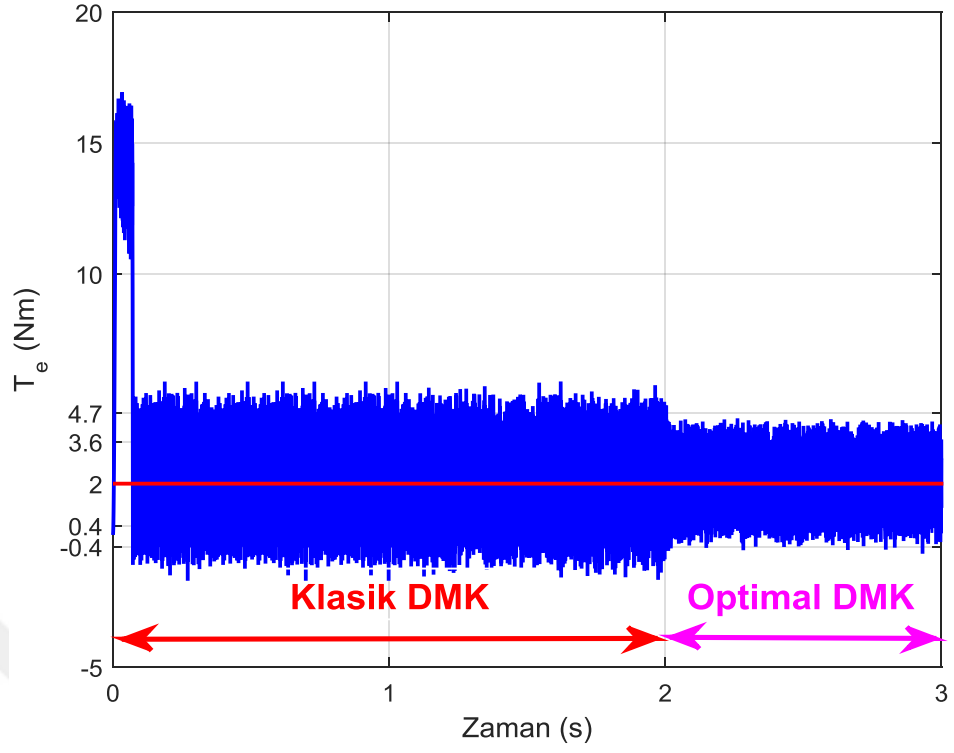
Şekil 7.47. Ölçülen yük momentini ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).



Şekil 7.48. Ölçülen motor hızı ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

Çizelge 7.9. DMK yöntemlerine ait deneysel veriler ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

Klasik DMK ile çalışma verileri	Optimal DMK ile çalışma verileri
$\Psi_s=1$ Wb	$\Psi_s=0,609$ Wb
$\omega_r=200$ rad/s	$\omega_r=200$ rad/s
$T_L=1,11$ Nm	$T_L=1,11$ Nm
$P_{\text{çıkış}} = \omega_r * T_L=222$ W	$P_{\text{çıkış}} = \omega_r * T_L=222$ W
$P_{\text{giriş}}=348$ W	$P_{\text{giriş}}=318$ W
Verim=% 63,79	Verim=% 69,81



Şekil 7.49. Elektromanyetik momentin deneysel değışimi ($\omega_r=200$ rad/s ve $T_L=1,11$ Nm).

BÖLÜM 8

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, DMK denetimli asenkron motorla sürülen EA'ların belirli bir hız ve yük altında çalışması durumunda elektriksel kayıplarının belirlenerek, bu kayıpların minimum düzeye indirilmesi ve verimin artırılması amaçlanmıştır. Böylece, asenkron motorun veriminin artırılması için yeni bir kayıp model tabanlı kontrol algoritması önerilmiştir. Önerilen kayıp model tabanlı kontrolör, DMK denetimi için gerekli olan stator akı referansının optimal değerinin elde edilmesini sağlamaktadır.

Önerilen yöntemin 3 kW gücünde asenkron motor için Matlab programı ile benzetimi ve tasarlanan gerilim beslemeli sürücü ile deneysel uygulaması gerçekleştirilmiştir. 3 farklı çalışma koşulunda önerilen optimal DMK yöntemi ile klasik DMK yöntemi karşılaştırılmıştır. 250 rad/s hız ve 1,4 Nm yük momentinde optimal DMK ile % 6,16 verim artışı ve 2,2 Nm moment dalgalanmasında azalma olmuştur. 200 rad/s hız ve 1,11 Nm yük momentinde optimal DMK ile % 6,02 verim artışı ve 1,9 Nm moment dalgalanmasında azalma olmuştur. 250 rad/s hız ve 3,38 Nm yük momentinde optimal DMK ile % 2,29 verim artışı ve 1,6 Nm moment dalgalanmasında azalma olmuştur. Hem benzetim sonuçları hem de deneysel sonuçlar, önerilen optimal DMK yönteminin klasik DMK yöntemine göre, özellikle düşük yüklerde asenkron motorun verimini ciddi oranda artırdığını göstermektedir. EA'ların çoğunlukla düz yolda düşük yüklerde hareket etmesi ve önerilen yöntemin özellikle düşük yüklerde daha etkili olması, bu tez çalışmasının önemini ortaya koymaktadır. Aynı zamanda önerilen yöntem, klasik DMK yönteminin en büyük problemlerinden biri olan moment dalgalanmasını azaltmıştır.

Ayrıca asenkron motorla sürülen 180 kg ağırlığındaki bir EA için FTP-75 kentsel sürüş çevriminde benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Klasik DMK ile 793,35 Wh enerji tüketilerek batarya şarjının % 21,22'sinin harcandığı ve optimal DMK ile

676,81 Wh enerji tüketilerek batarya şarjının % 18,09'unun harcandığı görülmektedir. Optimal DMK ile klasik DMK yöntemlerinin hız cevaplarının yaklaşık aynı olmasına karşın, optimal DMK yöntemi ile aynı yol klasik DMK'den 116,54 Wh az enerji sarf ederek katedilmiştir. Aynı zamanda kentsel sürüş çevriminde optimal DMK yönteminin geniş bir hız aralığında çalışmada etkili olduğu görülmektedir. 3 kW gücünde asenkron motorla yapılan bu çalışma 200 kg'a kadar ağırlığı olan EA'lar için önerilmektedir. Önerilen yöntem, farklı güçteki motorlar ile çalışılma durumunda, parametrelerin ayarlanmasıyla yeniden uyarlanabilir.

Bunun yanında, asenkron motorun DMK yönteminde hız kontrol performansını iyileştirmek için, PI kontrolör yerine KKK kontrolörü kullanılmıştır. Hem yük değişimi altında hem de referans hız değişimi altında yapılan çalışmalar, KKK kontrolörü sayesinde daha az aşma ile daha kısa sürede kontrol işleminin gerçekleştirildiğini göstermektedir.

Tez çalışması kapsamında kullanılan kayıp model tabanlı kontrolör motor parametrelerine bağımlıdır. Motor ısındıkça stator direnci gibi bazı parametrelerin değerleri değişebilmektedir. Bu sebeple, önerilen yöntem, motor parametre kestirim algoritmalarıyla desteklenirse, motor parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı olacak ve daha doğru sonuçlar elde edilecektir. Aynı zamanda önerilen optimal DMK yöntemi hız kestirim algoritmalarıyla desteklenirse, hız sensörü ihtiyacı ortadan kalkacaktır.

KAYNAKLAR

1. Ziane, D., Aissou, S., Azib, A., and Rekioua, T., "Performance test of the control strategy applied to the electric vehicle, in the case of FWD and 4WD", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 39 (36): 21259–21264 (2014).
2. Mokrani, Z., Rekioua, D., and Rekioua, T., "Modeling, control and power management of hybrid photovoltaic fuel cells with battery bank supplying electric vehicle", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 39 (27): 15178–15187 (2014).
3. Tazerart, F., Mokrani, Z., Rekioua, D., and Rekioua, T., "Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 40 (39): 13827–13838 (2015).
4. Sun, F., Xiong, R., and He, H., "A systematic state-of-charge estimation framework for multi-cell battery pack in electric vehicles using bias correction technique", *Applied Energy*, 1621399–1409 (2016).
5. Estima, J. O. and Marques Cardoso, A. J., "Efficiency analysis of drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles", *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, 61 (3): 1021–1031 (2012).
6. Zeraoulia, M., Benbouzid, M. E. H., and Diallo, D., "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study", *2005 IEEE Vehicle Power And Propulsion Conference*, 280–287 (2005).
7. Kumar, N., Raj Chelliah, T., and Srivastava, S. P., "Adaptive control schemes for improving dynamic performance of efficiency-optimized induction motor drives", *ISA Transactions*, 57 (May 2016): 301–310 (2015).
8. Ambrozic, V., Buja, G. S., and Menis, R., "Band-Constrained Technique for Direct Torque Control of Induction Motor", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 51 (4): 776–784 (2004).
9. Kaboli, S., Vahdati-Khajeh, E., and Zolghadri, M. R., "Probabilistic voltage harmonic analysis of direct torque controlled induction motor drives", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 21 (4): 1041–1052 (2006).
10. Sutikno, T., Idris, N. R. N., and Jidin, A., "A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient drives", *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 32548–558 (2014).
11. Di Piazza, M. C. and Pucci, M., "Techniques for efficiency improvement in PWM motor drives", *Electric Power Systems Research*, 136270–280 (2016).

12. Ebrahim, O. S., Badr, M. A., Elgendy, A. S., and Jain, P. K., "ANN-based optimal energy control of induction motor drive in pumping applications", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 25 (3): 652–660 (2010).
13. Bazzi, A. M. and Krein, P. T., "Review of methods for real-time loss minimization in induction machines", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 46 (6): 2319–2328 (2010).
14. Sridharan, S. and Krein, P. T., "Minimization of system-level losses in VSI-based induction motor drives: Offline strategies", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 53 (2): 1096–1105 (2017).
15. Bhuvaneshwari, G. and Satapathy, a P., "ANN Based Optimal Flux Determination for Efficiency Improvement in Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", *IEEE PES General Meeting*, 1–6 (2010).
16. Amin, a. M. a., El Korfally, M. I., Sayed, a. a., and Hegazy, O. T. M., "Efficiency Optimization of Two-Asymmetrical-Winding Induction Motor Based on Swarm Intelligence", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 24 (1): 12–20 (2009).
17. Sadati, N., Kaboli, S., Adeli, H., Hajipour, E., and Ferdowsi, M., "Online Optimal Neuro-Fuzzy flux controller for DTC based induction motor drives", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition - APEC*, 210–215 (2009).
18. Li, H., "Fuzzy DTC for induction motor with optimized command stator flux", *Proceedings Of The World Congress On Intelligent Control And Automation (WCICA)*, (3): 4958–4961 (2010).
19. Kaboli, S., Zolghadri, M. R., and Vahdati-Khajeh, E., "A fast flux search controller for DTC-based induction motor drives", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54 (5): 2407–2416 (2007).
20. Hajian, M., Arab Markadeh, G. R., Soltani, J., and Hoseinnia, S., "Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives", *Energy Conversion And Management*, 50 (9): 2296–2306 (2009).
21. Qu, Z., Ranta, M., Hinkkanen, M., and Luomi, J., "Loss-Minimizing Flux Level Control of Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 48 (3): 952–961 (2012).
22. Scarmin, A., Gnoatto, C. L., Aguiar, E. L., Camara, H. T., and Carati, E. G., "Hybrid Adaptive Efficiency Control technique for energy optimization in induction motor drives", *2010 9th IEEE/IAS International Conference On Industry Applications, INDUSCON 2010*, (Im): (2010).
23. Blanuša, B. and Knezevic, B., "Simple Hybrid Model for Efficiency Optimization of Induction Motor Drives with Its Experimental Validation", 2013(2013).

24. Hajian, M., Soltani, J., Markadeh, G. A., and Hosseinnia, S., "Adaptive nonlinear direct torque control of sensorless im drives with efficiency optimization", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 57 (3): 975–985 (2010).
25. Farhani, F., Ben Regaya, C., Zaafour, A., and Chaari, A., "Real time PI-backstepping induction machine drive with efficiency optimization", *ISA Transactions*, 70348–356 (2017).
26. Farhani, F., Zaafour, A., and Chaari, A., "Real time induction motor efficiency optimization", *Journal Of The Franklin Institute*, 354 (8): 3289–3304 (2017).
27. Taheri, A., Rahmati, A., and Kaboli, S., "Efficiency improvement in DTC of six-phase induction machine by adaptive gradient descent of flux", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 27 (3): 1552–1562 (2012).
28. Rouabah, Z., Zidani, F., and Abdelhadi, B., "Efficiency optimization of induction motor drive using genetic algorithms", *4th {IET} Conference On Power Electronics, Machines And Drives, 2008. {PEMD} 2008*, 204–208 (2008).
29. Chelliah, T. R., Yadav, J. G., Srivastava, S. P., and Agarwal, P., "Optimal energy control of induction motor by hybridization of loss model controller based on Particle Swarm Optimization and search controller", *Nature & Biologically Inspired Computing, 2009. NaBIC 2009. World Congress On*, 1178–1183 (2009).
30. Haddoun, A., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J., and Srairi, K., "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors", *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, 56 (1): 81–88 (2007).
31. Rivera Dominguez, J., Mora-Soto, C., Ortega-Cisneros, S., Raygoza Panduro, J. J., and Loukianov, A. G., "Copper and Core Loss Minimization for Induction Motors Using High-Order Sliding-Mode Control", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 59 (7): 2877–2889 (2012).
32. El Fadili, A., Giri, F., El Magri, A., Lajouad, R., and Chaoui, F. Z., "Adaptive control strategy with flux reference optimization for sensorless induction motors", *Control Engineering Practice*, 26 (1): 91–106 (2014).
33. Kennel, R., "Loss Minimization of Induction Machines in Dynamic Operation", 28 (3): 726–735 (2013).
34. Chelliah, T. R. A. J., Kumar, N., and Srivastava, S. P., "Dynamic Performance Improvement of Induction Motor Under Energy Optimal Control", 44–49 (2012).
35. Odhano, S. A., Bojoi, R., Boglietti, A., Griva, G., Torino, P., Rosu, S. G., and Griva, G., "Maximum Efficiency per Torque Direct Flux Vector Control of Induction Motor Drives", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 51

- (6): 1293–1300 (2014).
36. Uddin, M. N. and Nam, S. W., "New online loss-minimization-based control of an induction motor drive", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 23 (2): 926–933 (2008).
 37. Uddin, M. N. and Nam, S. W., "Development of a nonlinear and model-based online loss minimization control of an IM drive", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 23 (4): 1015–1024 (2008).
 38. Ammar, A., Bourek, A., and Benakcha, A., "Efficiency optimization for sensorless induction motor controlled by MRAS based hybrid FOC-DTC strategy", *2017 International Conference On Control, Automation And Diagnosis, ICCAD 2017*, 152–157 (2017).
 39. Borisevich, A. and Schullerus, G., "Energy efficient control of an induction machine under torque step changes", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 31 (4): 1295–1303 (2016).
 40. Ammar, A., Benakcha, A., and Bourek, A., "Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 42 (28): 17940–17952 (2017).
 41. Nava, A. M., Universitaria, Z., Potosí, S. L., and Potosí, S. L., "A new Direct Torque Control for a better efficiency of the induction motor", *12th IEEE International Power Electronics Congress*, 78–83 (2010).
 42. Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Lipo, T., "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-21 (3): 610–616 (1985).
 43. Bora, Y., "Elektrikli araç sistemlerinin incelenmesi", *Yıldız Teknik Üniversitesi*, (2017).
 44. Öztük, T., "Asenkron motor ile sürülen elektrikli aracın modellenmesi", *Karabük Üniversitesi*, (2013).
 45. Ehsani, M., Gao, Y., Longo, S., and Ebrahimi, K., "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles", 135–145 (2018).
 46. Kumar, M. S. and Revankar, S. T., "Development scheme and key technology of an electric vehicle : An overview", *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 701266–1285 (2017).
 47. Chan, C., "The State of the Art of Electric , Hybrid , and Fuel Cell Vehicles", *Proceedings Of The IEEE*, 95 (4): 704–718 (2007).
 48. Singh, B., Singh, B., and Dwivedi, S., "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines", *IE(I) Journal-EL*, 8763–73 (2006).

49. Demirci, Y., "Hibrit Araçlarda Elektrik Motoru Denetimi", *Kırıkkale Üniversitesi*, (2010).
50. Larminie, J. and Lowry, J., "Electric Vehicle Technology Explained", 184–187 (2003).
51. Ahi, S. T., Kambara, H., and Koike, Y., "A dictionary-driven P300 speller with a modified interface", *IEEE Transactions On Neural Systems And Rehabilitation Engineering*, 19 (1): 6–14 (2011).
52. Liu, Y., Xia, C., Gu, M., Xin, W., and Men, X., "A novel active equalizer for Li-ion battery pack in electric vehicles", *Energy Procedia*, 1582649–2654 (2019).
53. Rahimi-Eichi, H., Ojha, U., Baronti, F., and Chow, M. Y., "Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7 (2): 4–16 (2013).
54. Kim, J., Yu, J., Kim, M., Kim, K., and Han, S., "Estimation of Li-ion Battery State of Health based on Multilayer Perceptron: as an EV Application", *IFAC-PapersOnLine*, 51 (28): 392–397 (2018).
55. Cong, Xinghu, Lingjun, and Liming, "Development of a theoretically based thermal model for lithium ion battery pack", *Journal Of Power Sources*, 223155–164 (2013).
56. Tremblay, O. and Dessaint, L. A., "Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications", *World Electric Vehicle Journal*, 3 (2): 289–298 (2009).
57. Saw, L. H., Somasundaram, K., Ye, Y., and Tay, A. A. O., "Electro-thermal analysis of Lithium Iron Phosphate battery for electric vehicles", *Journal Of Power Sources*, 249231–238 (2014).
58. García, P., Torreglosa, J. P., Fernández, L. M., and Jurado, F., "Optimal energy management system for stand-alone wind turbine/photovoltaic/hydrogen/battery hybrid system with supervisory control based on fuzzy logic", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 38 (33): 14146–14158 (2013).
59. Mapelli, F. L., Tarsitano, D., and Cheli, F., "MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results", *Electric Power Systems Research*, 146298–307 (2017).
60. Aouaouda, S., Chadli, M., and Boukhniher, M., "Speed sensor fault tolerant controller design for induction motor drive in EV", *Neurocomputing*, 21432–43 (2016).
61. Pal, A., Kumar, R., and Das, S., "Sensorless Speed Control of Induction Motor Driven Electric Vehicle Using Model Reference Adaptive Controller", *Energy Procedia*, 90540–551 (2016).

62. Fu, X. and Li, S., "A novel neural network vector control technique for induction motor drive", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 30 (4): 1428–1437 (2015).
63. Benlaloui, I., Drid, S., Chrifi-Alaoui, L., and Ouriagli, M., "Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 30 (2): 588–595 (2015).
64. Alışkan, İ., "Asenkron Motor İçin Yeni Bir Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) Algoritması ve Hibrid Filtre Tasarımı", *Yıldız Teknik Üniversitesi*, (2011).
65. Korkmaz, F., "Asenkron Motorun Yapay Sinir Ağı Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi Yöntemi İle Hız Denetimi", *Gazi Üniversitesi*, (2011).
66. Karpe, S., Deokar, S., and Dixit, A., "Switching losses minimization by using direct torque control of induction motor", *Journal Of Electrical Systems And Information Technology*, 4225–242 (2017).
67. Okumuş, H. İ., "Improved direct torque control of induction machine drives", *University of Bristol*, (2001).
68. Sevinç, A., "Speed sensorless control of induction motors", *University of Bristol*, (2001).
69. Lee, R. J., Pillay, P., Harley, R. G., and Avenue, K. G. V., "D, Q Reference Frames for the Simulation of Induction Motors", 815–26 (1984).
70. Hafeez, M., Uddin, M. N., Rahim, N. A., and Ping, H. W., "Self-tuned NFC and adaptive torque hysteresis-based DTC scheme for im drive", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 50 (2): 1410–1420 (2014).
71. Aygun, H. and Aktas, M., "A Novel DTC Method with Efficiency Improvement of IM for EV Applications", *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 8 (5): 3456–3462 (2018).
72. Sergaki, E. S., "Motor flux minimization controller based on fuzzy logic control for DTC AC drives", *The XIX International Conference On Electrical Machines - ICEM 2010*, 1–6 (2010).
73. Gdaim, S., Mtibaa, A., and Mimouni, M. F., "Design and experimental implementation of DTC of an induction machine based on fuzzy logic control on FPGA", *IEEE Transactions On Fuzzy Systems*, 23 (3): 644–655 (2015).
74. Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., and Lee, K. B., "Dynamic Hysteresis Torque Band for Improving the Performance of Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 33 (9): 7959–7970 (2018).
75. Alsofyani, I. M. and Idris, N. R. N., "Simple flux regulation for improving state estimation at very low and zero speed of a speed sensorless direct torque

- control of an induction motor", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 31 (4): 3027–3035 (2016).
76. Kumar, R. H., Iqbal, A., and Lenin, N. C., "Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives – a decade of progress", *IET Power Electronics*, 11 (1): 1–15 (2017).
 77. Arias, A., Romeral, L., Aldabas, E., and Jayne, M., "Stator flux optimised Direct Torque Control system for induction motors", *Electric Power Systems Research*, 73 (3): 257–265 (2005).
 78. Cleland, J. G., McCormick, V. E., and Turner, M. W., "Design of an efficiency optimization controller for inverter-fed AC induction motors", *IAS '95. Conference Record Of The 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 116–21 (1995).
 79. Famouri, P. and Cathey, J. J., "Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 27 (1): 32–37 (1991).
 80. Yu, J., Pei, W., and Zhang, C., "A Loss-Minimization Port-Controlled Hamilton Scheme of Induction Motor for Electric Vehicles", *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics*, 20 (6): 2645–2663 (2015).
 81. Taheri, A., Rahmati, A., and Kaboli, S., "Energy Optimization of Field Oriented Six-Phase Induction Motor Drive", 11 (2): 107–112 (2011).
 82. Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K., and Thøgersen, P. B., "Efficiency-optimized control of medium-size induction motor drives", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 37 (6): 1761–1767 (2001).
 83. Lim, S. and Nam, K., "Loss-minimising control scheme for induction motors", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 151 (4): 385–397 (2004).
 84. Tazerart, F., Mokrani, Z., Rekioua, D., and Rekioua, T., "Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery", *International Journal Of Hydrogen Energy*, 40 (39): 13827–13838 (2015).
 85. Khidir, T. C., "Belirsizlik içeren nonlineer sistemler için kayan kipli denetim tasarlanması", *Gazi Üniversitesi*, (2009).
 86. Incremona, G. P., Rubagotti, M., and Ferrara, A., "Sliding Mode Control of Constrained Nonlinear Systems", *IEEE Transactions On Automatic Control*, 62 (6): 2965–2972 (2017).
 87. Jinhui Zhang, Peng Shi, and Yuanqing Xia, "Robust Adaptive Sliding-Mode Control for Fuzzy Systems With Mismatched Uncertainties", *IEEE Transactions On Fuzzy Systems*, 18 (4): 700–711 (2010).
 88. Arısoy, A., "Eksik Tahrikli Robot Manipulatörlerin kontrolü ve donanımlı simülasyonlarla gerçekleştirilmesi", *İstanbul Teknik Üniversitesi*, (2008).

89. Arisoy, A., Bayrakceken, M. K., Basturk, S., Gokasan, M., and Bogosyan, O. S., "High order sliding mode control of a space robot manipulator", *Proceedings Of 5th International Conference On Recent Advances In Space Technologies - RAST2011*, 833–838 (2011).
90. Huber, O., Acary, V., and Brogliato, B., "Lyapunov stability and performance analysis of the implicit discrete sliding mode control", *IEEE Transactions On Automatic Control*, 61 (10): 3016–3030 (2016).
91. Barambones, O. and Alkorta, P., "Position control of the induction motor using an adaptive sliding-mode controller and observers", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 61 (12): 6556–6565 (2014).
92. Irvine, K. R., "Assembly Language for X86 Processors", 6. Ed., *Prentice Hall*, New Jersey, 183–185 (2011).
93. Çelik, E., "Üç Fazlı Fırçasız Doğru Akım Motorları İçin Komütasyon Akım Salınımının Azaltılmasına Yönelik Yeni Bir Yaklaşım", *Gazi Üniversitesi*, (2016).

ÖZGEÇMİŞ

Hilmi AYGÜN 1985 yılında Ankara'da doğdu. İlkokulu İsmail Erez İlkokulu'nda, ortaokulu Demetevler Ortaokulu'nda ve lise öğrenimini Mimar Sinan Süper Lisesi'nde tamamladı. 2003 yılında Kırıkkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde öğrenime başlayıp 2007 yılında mezun oldu. 2008 yılında askeri görevini tamamladıktan sonra, 2009 yılında Karabük Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisansa başlayıp 2011 yılında mezun oldu. Halen 2009 yılında Karabük Üniversitesi'nde araştırma görevlisi olarak başladığı göreve devam etmektedir. Evli ve iki çocuk sahibidir. İngilizce bilmektedir.