



T.C.
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SANAYİ TİPİ  FAZLI BİR ASENKRON MOTOR
İÇİN UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK
MODÜLASYONU KULLANAN YAPAY SİNİR AĞLARI
TEMELLİ HIZ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

ERDAL KILIÇ

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

KAHRAMANMARAŞ 2017

T.C.
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SANAYİ TİPİ ÜÇ FAZLI BİR ASENKRON MOTOR
İÇİN UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK
MODÜLASYONU KULLANAN YAPAY SİNİR AĞLARI
TEMELLİ HIZ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

ERDAL KILIÇ

Bu tez,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
DOKTORA
derecesi için hazırlanmıştır.

KAHRAMANMARAŞ 2017

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü öğrencisi Erdal KILIÇ tarafından hazırlanan “Sanayi Tipi Üç Fazlı Bir Asenkron Motor İçin Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Yapay Sinir Ağları Temelli Hız Kontrol Sistemi Tasarımı” adlı bu tez, jürimiz tarafından 22/05/2017 tarihinde oy birliği / oy çokluğu ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Hasan Rıza ÖZÇALIK (DANIŞMAN)

Elektrik-Elektronik Müh.

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

.....

Prof. Dr. Derviş KARABOĞA (ÜYE)

Bilgisayar Müh.

Erciyes Üniversitesi

.....

Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA (ÜYE)

Elektrik-Elektronik Müh.

Erciyes Üniversitesi

.....

Doç. Dr. Mustafa ŞEKKELİ (ÜYE)

Elektrik-Elektronik Müh.

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

.....

Doç. Dr. İbrahim Taner OKUMUŞ (ÜYE)

Bilgisayar Müh.

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

.....

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Mustafa ŞEKKELİ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

.....

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada, alıntı yapılan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

22/05/2017

Erdal KILIÇ



Bu çalışma Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir.
Proje No: 2014/2-36D

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

**SANAYİ TİPİ ÜÇ FAZLI BİR ASENKRON MOTOR İÇİN UZAY VEKTÖR
DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU KULLANAN YAPAY SİNİR AĞLARI
TEMELLİ HIZ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI
(DOKTORA TEZİ)**

ERDAL KILIÇ

ÖZET

Asenkron motorlar, güvenilirlik, sağlamlık, basit yapı, düşük maliyet ve yüksek verimlilik nedeniyle endüstride en yaygın kullanılan elektrikli makinelerdir. Karmaşık ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı bu motorların kontrolünde büyük güçlükler yaşanmaktadır. Teknoloji alanındaki yeniliklerle birlikte sürekli geliştirilen kontrol stratejileri; asenkron motorların daha etkin ve güvenilir bir şekilde kontrol edilmesine olanak sağlamaktadır. Asenkron motorların kontrolünde yüksek dinamik performans, vektör kontrol tekniği sayesinde elde edilebilmektedir. Bu yöntemde kullanılan koordinat dönüşümleri, akı tahmin algoritmaları ve denetim algoritmaları gibi karmaşık hesaplamalar güçlü mikrodenetleyicilerden olan sayısal işaret işlemciler ile kolay yapılabilmektedir.

Bu çalışmada sanayi tipi üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Üç fazlı eviricinin anahtarlamasında uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılmıştır. Yapay zekâya dayalı modern araçlar arasında yer alan yapay sinir ağları, doğrusal olmayan dinamik sistemlerin modellenmesi ve kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Sürücü sisteminin performansının artırılması amacıyla radyal taban fonksiyonlu yapay sinir ağı temelli model referans adaptif kontrol metodu kullanılarak bir hız denetim algoritması geliştirilmiştir. Kontrol yönteminin başarısını belirlemek amacıyla, geliştirilen denetleyicinin sonuçları ile klasik PI tipi denetleyicinin sonuçları karşılaştırılmıştır. Simülasyon ortamında ve deneysel olarak asenkron motorun farklı hız ve yük koşulları altında çalıştırılması ile elde edilen sonuçlardan önerilen kontrol yapısının oldukça başarılı olduğu açıkça gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor, Vektör Kontrol, Yapay Sinir Ağları, Model Referans Adaptif Kontrol

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Mayıs / 2017

Danışman: Prof. Dr. Hasan Rıza ÖZÇALIK

Sayfa sayısı: 117

**DESIGN OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS BASED SPEED CONTROL
SYSTEM USING SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION FOR
INDUSTRIAL TYPE THREE PHASE INDUCTION MOTOR
(Ph.D. THESIS)**

ERDAL KILIÇ

ABSTRACT

Induction motors are the most widely used electrical machines in the industry due to their reliability, robustness, simple construction, low cost and high efficiency. There are major difficulties in controlling these motors because of their complicated and nonlinear construction. Innovations in the field of technology and continuously developed control strategies allow induction motors to be controlled more effectively and reliably. The high dynamic performance in control of induction motors can be achieved thanks to the vector control technique. Complex calculations such as coordinate transformations, flux estimation algorithms and control algorithms used in this method can be easily done with digital signal processors which are powerful microcontrollers.

In this study, speed control of an industrial type three-phase squirrel-cage induction motor is implemented. The space vector pulse width modulation technique is used in the switching of the three-phase inverter. Artificial neural networks, which are among modern tools based on artificial intelligence, are widely used for modeling and controlling nonlinear dynamical systems. In order to improve the performance of the drive system, a speed control algorithm has been developed using a radial basis artificial neural network based model reference adaptive control method. The results of the developed controller are compared with the results of the conventional PI type controller to prove the success of the control method. Experimentally and in the simulation environment, it is clearly shown that the proposed control structure is considerably successful from the results obtained by operating the induction motor under different speed and load conditions.

Keywords: Induction Motor, Vector Control, Artificial Neural Network, Model Reference Adaptive Control

Kahramanmaraş Sütçü İmam University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering, May / 2017

Supervisor: Prof. Dr. Hasan Rıza ÖZÇALIK
Page Numbers: 117

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince engin bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım, büyük bir ilgi ve titizlikle çalışmalarına yön veren başta danışman hocam Prof. Dr. Hasan Rıza ÖZÇALIK olmak üzere her fırsatta bilgi ve birikimlerinden yararlandığım tüm bölüm hocalarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasını 2014/2-36D no'lu proje kapsamında maddi olarak destekleyen Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, BAP birimine teşekkür ederim.

Özellikle bu günlere gelmemde her türlü maddi ve manevi desteklerini gördüğüm aileme ve çalışmalarım boyunca her türlü fedakârlığı gösteren eşime ve çocuklarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Amaç.....	4
1.2. Kapsam	4
1.3. Tezin Organizasyonu	4
1.4. Literatür Taraması.....	5
2. ASENKRON MOTORLAR.....	10
2.1. Asenkron Motorun Yapısı	10
2.1.1. Stator.....	11
2.1.2. Rotor	12
2.2. Çalışma Prensibi	12
2.3. Asenkron Motorlarda Moment	14
2.4. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	16
2.4.1. Asenkron motorun uzay vektör denklemleri	21
2.4.2. Clarke dönüşümü	21
2.4.3. Park dönüşümü	22
2.4.4. Ters Park dönüşümü	23
2.4.5. Ters Clarke dönüşümü	23
2.4.6. Asenkron motorun d-q ve α - β eksen takımındaki matematiksel modeli	23
3. ASENKRON MOTORLARIN KONTROL YÖNTEMLERİ.....	28
3.1. Skaler Kontrol Yöntemleri.....	28
3.2. Vektör Kontrol Yöntemleri.....	29
3.2.1. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol yöntemi.....	31
3.2.2. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi.....	31
4. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU	35
5. DENETLEYİCİ TASARIMI.....	45
5.1. Klasik PI Tipi Denetleyici	45

	<u>Sayfa No</u>
5.2. RTYSA Temelli MRAK Tipi Denetleyici.....	47
5.2.1. Yapay sinir ağları.....	47
5.2.2. Radyal taban fonksiyonlu YSA	47
5.2.3. Model referans adaptif kontrol	49
5.2.4. Önerilen denetleyici.....	50
6. ASENKRON MOTORUN SİMÜLASYON UYGULAMASI.....	53
6.1. Simülasyon çalışması-1	56
6.2. Simülasyon çalışması-2	59
6.3. Simülasyon çalışması-3	63
6.4. Simülasyon çalışması-4	68
6.5. Simülasyon çalışması-5	73
7. ASENKRON MOTORUN DENEYSEL UYGULAMASI.....	80
7.1. Motor Kontrol Geliştirme Kartı	83
7.2. DSP Mikrodenetleyici.....	84
7.2.1. DSP'nin QEİ Modülü	84
7.2.2. DSP'nin ADC modülü.....	85
7.2.3. DSP'nin motor kontrol DGM modülü.....	85
7.2.4. Program akış diyagramı	86
7.3. Akım Ölçme Kartı	89
7.4. Tetikleme Sinyali Yükseltme Kartı	91
7.5. Motor ve Yük Sistemi.....	92
7.6. Güç Modülü	93
7.7. Deneysel Çalışmalar	97
7.7.1. Deneysel çalışma-1	97
7.7.2. Deneysel çalışma-2.....	100
7.7.3. Deneysel çalışma-3.....	104
8. SONUÇLAR.....	110
KAYNAKLAR.....	112
ÖZGEÇMİŞ.....	118

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. Sincap kafesli asenkron motor yapısı	11
Şekil 2.2. Üç fazlı asenkron motor stator yapısı	11
Şekil 2.3. Sincap kafesli rotor yapısı	12
Şekil 2.4. Asenkron motorun hız-moment karakteristiği.....	14
Şekil 2.5. Motor ve yük sistemi	14
Şekil 2.6. Farklı Nema standart motorlarının moment-hız karakteristikleri.....	15
Şekil 2.7. Simetrik asenkron motorun modeli ve eş değer devresi.....	17
Şekil 2.8. Stator akımlarının uzay vektör gösterimi	21
Şekil 2.9. Clarke dönüşümü	22
Şekil 2.10. Park dönüşümü	23
Şekil 2.11. Asenkron motorun d-q eksen takımındaki eşdeğer devresi.....	26
Şekil 2.12. Asenkron motorun α - β eksen takımındaki eşdeğer devresi	26
Şekil 3.1. V/f kontrol için Hız-Tork karakteristiği	29
Şekil 3.2. Stator d eksen akımı ile rotor akısı arasındaki transfer fonksiyonu	32
Şekil 3.3. d-ekseni rotor akısı ile akımı arasındaki ilişki.....	32
Şekil 3.4. Açısal hız, moment ve i_{sq} arasındaki ilişki	33
Şekil 3.5. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol sistemi blok diyagramı	34
Şekil 3.6. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrollü sürücü sistemi blok diyagramı	34
Şekil 4.1. Üç fazlı gerilimlerin gösterimi.....	36
Şekil 4.2. Üç Fazlı İki Seviyeli Evirici Devresi.....	37
Şekil 4.3. Üç kollu eviricide (V_0, V_1, V_2, V_3) gerilim vektörlerine karşılık gelen anahtar konumları ve motor sargılarının bağlantı durumları.....	38
Şekil 4.4. Üç kollu eviricide (V_4, V_5, V_6, V_7) gerilim vektörlerine karşılık gelen anahtar konumları ve motor sargılarının bağlantı durumları.....	39
Şekil 4.5. Üç kollu eviricinin üç faz çıkış gerilimleri	40

Şekil 4.6. UVDGM anahtarlama vektörleri	40
Şekil 4.7. Sektör belirleme akış şeması	41
Şekil 4.8. Tetikleme zamanlamalarının sektörlere göre dağılımı	43
Şekil 5.1. Temel geri beslemeli sistem	45
Şekil 5.2. Sistemin açık çevrim basamak cevabı eğrisi	46
Şekil 5.3. RTYSA ağ mimarisi	48
Şekil 5.4. Model referans adaptif kontrol blok diyagramı	49
Şekil 5.5. RTYSA temelli MRAK denetletici yapısı	50
Şekil 6.1. Simülasyon için geliştirilen vektör kontrollü motor sürücü sistemi	53
Şekil 6.2. RTYSA temelli MRAK tipi denetleyicinin simulink modeli	54
Şekil 6.3. RTYSA'nın simulink modeli	54
Şekil 6.4. PI tipi denetleyicinin simulink modeli	55
Şekil 6.5. Boşta çalışmada motora uygulanan faz gerilimlerinin değişimi	56
Şekil 6.6. Boşta çalışmada motora uygulanan gerilimlerin α - β bileşenleri	57
Şekil 6.7. Boşta çalışmada motora uygulanan gerilimlerin d-q bileşenleri	57
Şekil 6.8. Boşta çalışmada stator faz akımlarının değişimi	57
Şekil 6.9. Boşta çalışmada motor hızının değişimi	58
Şekil 6.10. Boşta çalışmada motorda endüklenen moment	58
Şekil 6.11. Ani yükleme için hız değişim grafiği (PI)	59
Şekil 6.12. Ani yükleme için moment grafiği (PI)	59
Şekil 6.13. Ani yükleme için stator akımları grafiği (PI)	60
Şekil 6.14. Ani yükleme için d-q eksen akımları grafiği (PI)	60
Şekil 6.15. Ani yükleme için hız grafiği (RTYSA-MRAK)	61
Şekil 6.16. Ani yükleme için stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)	61
Şekil 6.17. Ani yükleme için moment grafiği (RTYSA-MRAK)	62
Şekil 6.18. Ani yükleme için d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)	62

Şekil 6.19. Ani yük değişim çalışmalarındaki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)	62
Şekil 6.20. Referans hız değişimlerdeki hız grafiği (PI).....	64
Şekil 6.21. Referans hız değişimlerdeki stator akımları grafiği (PI)	64
Şekil 6.22. Referans hız değişimlerdeki moment grafiği (PI)	65
Şekil 6.23. Referans hız değişimlerdeki d-q eksen akımları grafiği (PI).....	65
Şekil 6.24. Referans hız değişimlerdeki hız grafiği (RTYSA-MRAK).....	65
Şekil 6.25. Referans hız değişimlerdeki moment grafiği (RTYSA-MRAK)	66
Şekil 6.26. Referans hız değişimlerdeki stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)	66
Şekil 6.27. Referans hız değişimlerdeki d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)..	67
Şekil 6.28. Referans hız değişimlerdeki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)	67
Şekil 6.29. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki hız grafiği (PI).....	68
Şekil 6.30. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki stator akımları grafiği (PI).....	69
Şekil 6.31. Yarı yükteki referans hız değişimlerdeki moment grafiği (PI).....	69
Şekil 6.32. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki d-q eksen akımları grafiği (PI).....	70
Şekil 6.33. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki hız grafiği (RTYSA-MRAK).....	70
Şekil 6.34. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki moment grafiği (RTYSA-MRAK)..	70
Şekil 6.35. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK).....	71
Şekil 6.36. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK).....	71
Şekil 6.37. Yarı yükte referans hız değişimlerdeki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI). 72	
Şekil 6.38. Fan tipi yük ile çalışmada hız grafiği (PI)	73
Şekil 6.39. Fan tipi yük ile çalışmada moment grafiği (PI)	73
Şekil 6.40. Fan tipi yük ile çalışmada stator akımları grafiği (PI).....	74
Şekil 6.41. Fan tipi yük ile çalışmada d-q eksen akımları grafiği (PI)	74
Şekil 6.42. Fan tipi yük ile çalışmada hız grafiği (RTYSA-MRAK)	75
Şekil 6.43. Fan tipi yük ile çalışmada stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK).....	75

Şekil 6.44. Fan tipi yük ile çalışmada moment grafiği (RTYSA-MRAK)	76
Şekil 6.45. Fan tipi yük ile çalışmada d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)	76
Şekil 6.46. Fan tipi yük ile çalışmada hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)	76
Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması	80
Şekil 7.2. Deney setinin görselleri	81
Şekil 7.3. Veri izleme ve kontrol ekranı	82
Şekil 7.4. Motor kontrol geliştirme kartı	83
Şekil 7.5. dsPIC30F6010A pin şeması	84
Şekil 7.6. Enkoder arayüz sinyalleri	85
Şekil 7.7. DGM modülü parametreleri ve etkileri	86
Şekil 7.8. Yazılım Akış Diyagramı	87
Şekil 7.9. Genel akım algılayıcı devre şeması	90
Şekil 7.10. Akım sinyali koşullandırma devresi	90
Şekil 7.11. Akım ölçme kartı	90
Şekil 7.12. Tetikleme sinyali yükseltme devre şeması	91
Şekil 7.13. Tetikleme sinyali yükseltme kartı	91
Şekil 7.14. Asenkron motor ve yük sistemi	92
Şekil 7.15. Asenkron motor etiketi	92
Şekil 7.16. Manyetik Fren etiketi	92
Şekil 7.17. Güç modülü	93
Şekil 7.18. Güç modülü şeması	94
Şekil 7.19. IGBT modülü	94
Şekil 7.20. IGBT sürücü kartı	95
Şekil 7.21. Üç faz köprü doğrultucu	96
Şekil 7.22. Elektrolitik kondansatör	96
Şekil 7.23. Ani yükleme için hız değişim grafiği (PI)	97

Şekil 7.24. Ani yükleme için ölçekli kontrol işareti (PI)	97
Şekil 7.25. Ani yükleme için d-q eksen akımları (PI).....	98
Şekil 7.26. Ani yükleme için hız grafiği (RTYSA-MRAK).....	98
Şekil 7.27. Ani yükleme için ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK)	98
Şekil 7.28. Ani yükleme için d-q eksen akımları (RTYSA-MRAK).....	99
Şekil 7.29. Ani yükleme için hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)	99
Şekil 7.30. Referans hız değişimlerinde hız grafiği (PI).....	100
Şekil 7.31. Referans hız değişimlerinde kontrol işareti (PI).....	100
Şekil 7.32. Referans hız değişimlerinde stator akımları grafiği (PI)	101
Şekil 7.33. Referans hız değişimlerinde d-q eksen akımları grafiği (PI).....	101
Şekil 7.34. Referans hız değişimlerinde hız grafiği (RTYSA-MRAK).....	102
Şekil 7.35. Referans hız değişimlerinde ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK)	102
Şekil 7.36. Referans hız değişimlerinde d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)...	102
Şekil 7.37. Referans hız değişimlerinde stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)	103
Şekil 7.38. Referans değişimlerinde hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)	103
Şekil 7.39. Rampa çalışmada hız grafiği (PI)	105
Şekil 7.40. Rampa çalışmada ölçekli kontrol işareti (PI).....	105
Şekil 7.41. Rampa çalışmada d-q eksen akımları (PI)	105
Şekil 7.42. Rampa çalışma hız grafiği (RTYSA-MRAK)	106
Şekil 7.43. Rampa çalışmada ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK).....	106
Şekil 7.44. Rampa çalışmada d-q eksen akımları (RTYSA-MRAK)	106
Şekil 7.45. Rampa çalışma hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK).....	107
Şekil 7.46. Rampa çalışmada hata grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)	107

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 4.1. İki seviyeli evirici için anahtarlama durumları	37
Çizelge 4.2. Sektörler için anahtarlama sırası	44
Çizelge 5.1. PID denetimde parametrelerin etkisi	45
Çizelge 5.2. Sistem adım tepkisine dayalı Ziegler-Nichols uyum kuralları	46
Çizelge 6.1. PI denetleyicilerin parametreleri	55
Çizelge 6.2. Asenkron motora ait parametreler	56
Çizelge 6.3. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-2).....	63
Çizelge 6.4. Yükün girmesi ve çıkması durumu için performans değerleri (Sim-2)	63
Çizelge 6.5. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-3).....	67
Çizelge 6.6. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-3).....	67
Çizelge 6.7. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-3).....	68
Çizelge 6.8. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-4).....	72
Çizelge 6.9. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-4).....	72
Çizelge 6.10. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-4).....	72
Çizelge 6.11. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-5).....	77
Çizelge 6.12. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-5).....	77
Çizelge 6.13. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-5).....	77
Çizelge 6.14. Kalkınma anındaki performans değerleri.....	78
Çizelge 6.15. Referans hızın yükseltilmesi durumundaki performans değerleri	78
Çizelge 6.16. Referans hızın düşürülmesi durumundaki performans değerleri	79
Çizelge 7.1. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Deney-1).....	99
Çizelge 7.2. Yükün girmesi ve çıkması durumu için performans değerleri (Deney-1) ...	99
Çizelge 7.3. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Deney-2).....	104
Çizelge 7.4. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Deney-2)..	104
Çizelge 7.5. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Deney-2).....	104

Çizelge 7.6.	Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için kalkınma anındaki performans değerleri	108
Çizelge 7.7.	Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için yükün devreye girmesi durumundaki performans değerleri	108
Çizelge 7.8.	Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için yükün devreden çıkması durumundaki performans değerleri.....	108
Çizelge 7.9.	Değişken hız ve sabit yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için referans hızın yükseltilmesi durumundaki performans değerleri.....	109
Çizelge 7.10.	Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için kalkınma anındaki performans değerleri	109
Çizelge 7.11.	Değişken hız ve sabit yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için referans hızın düşürülmesi durumundaki performans değerleri	109

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

IGBT	: İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
ADC	: Analog-Dijital Çevirici (Analog-Digital Converter)
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
MATLAB	: Matris Laboratuvarı (Matrix Laboratory)
YSA	: Yapay Sinir Ağları
RTYSA	: Radyal Taban Fonksiyonlu Yapay Sinir Ağları
MRAK	: Model Referans Adaptif Kontrol
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistem
PI	: Oransal İntegral Denetleyici
AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
K_p	: Oransal Katsayı
K_i	: İntegral Katsayısı
K_d	: Türev Katsayısı
s	: Kayma
n_s	: Senkron Hız (devir/dak)
n_r	: Rotor Milinin Hızı (devir/dak)
T_s	: Örnekleme Zamanı (s)
T_r	: Rotor Zaman Sabiti (s)

R_s	: Stator Faz Sargı Direnci (Ω)
R_r	: Rotor Faz Sargıları Direnci (Ω)
L_s	: Stator Sargı Endüktansı (H)
L_r	: Rotor Sargı Endüktansı (H)
L_{sr}	: Toplam Endüktans (H)
L_{ss}	: Stator Faz Sargıları Arası Karşıt Endüktans (H)
L_{rr}	: Rotor Çubukları Arası Ortak Endüktans (H)
L_{sr}	: Stator Faz Sargıları ile Rotor Çubukları Arası Ortak Endüktans (H)
L_{rs}	: Rotor Çubukları ile Stator Faz Sargıları Arası Ortak Endüktans (H)
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: Stator Faz Akımları (A)
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Stator Faz Gerilimleri (V)
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	: Rotor Faz Akımları (A)
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	: Rotor Faz Gerilimleri (V)
$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	: Stator Fazları Akıları (Wb/m^2)
J	: Motor Miline İndirgenmiş Eylemsizlik Momenti (kg m^2)
B	: Motor Miline İndirgenmiş Sürtünme Katsayısı (Nm s/rad)

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar sağlam ve basit yapıları, tasarım kolaylığı, az bakım gerektirmeleri, yüksek verimli olmaları, düşük maliyetleri ve her türlü ortamda çalışabilmeleri sayesinde endüstriyel uygulamalar, ev cihazları ve elektrikli araçlar gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır. Bu avantajlarına stator ve rotor büyüklükleri arasındaki elektromanyetik bağlantıya bağlı yüksek derecede fiziksel karmaşıklık eşlik etmektedir. Asenkron motorların çok değişkenli doğrusal olmayan ve karmaşık bir sistem olması nedeniyle doğru akım (DC) motorlarına kıyasla hız ve tork denetimleri oldukça zor olmaktadır. Bu nedenle uzun bir süre sabit hız sürücülerinde kullanılmışlardır (Glumineau ve de León Morales, 2015; Sarıoğlu ve ark., 2003; Demirtaş, 2002).

Güç elektroniğindeki teknolojik gelişmeler ve sayısal işaret işleme işlevlerine sahip güçlü mikro denetleyiciler ile birlikte asenkron motorlar değişken hız sürücü sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır (Chan ve Shi, 2011). Asenkron motorların denetimindeki zorluklar nedeniyle motor sürücülerinin performansını artırma, yeni kontrol stratejileri geliştirme, daha verimli motor tasarımları, optimizasyon, arıza tespiti gibi alanlarda yoğun araştırmalar yapılmaktadır. Ayrıca sanayi sektörünün amaç ve performans anlamında giderek artan talepleri de bu araştırmaları teşvik etmektedir.

Asenkron motorların denetiminde genel olarak skaler hız denetim sistemi ve vektörel hız denetimi olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır. Skaler denetim yöntemi daha çok düşük performanslı endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Asenkron motor sürücülerinde yüksek dinamik performans ve verimli kontrol gereksinimleri vektör kontrol teknikleri kullanılarak karşılanabilir (Koca, 2006; Yıldız, 2008). Vektör kontrol teorisi, geniş bir aralıkta hız kontrolü, hassas hız ayarı, dinamik performans, sıfır hızda tam moment üretme, hızlı ivmelenme ve yavaşlama, nominal hızın üzerinde çalışma gibi bir dizi avantaj sunmaktadır (Vas, 1998). Vektör kontrol yöntemlerinden alan yönlendirmeli kontrol tekniği ilk olarak 1968’de Hasse ve 1970’de Blaschke tarafından formüle edilmiştir (Yano ve ark., 2004). Alan yönlendirmeli kontrol, stator akım vektörünü iki bileşenle temsil edip moment kontrolünü akı kontrolünden ayırarak asenkron motorun yabancı uyartımlı doğru akım motoru gibi kontrol edilmesine olanak sağlar (Nisha ve ark., 2016).

Asenkron motorlardan maksimum tork ve verim elde etmek iyi bir hız denetimi gerektirmektedir. Etkin bir hız denetimi, bu motorların tasarımını ve özelliklerini daha iyi anlamayı gerektirir. Karmaşık matematiksel model, değişen sistem parametreleri, doğrusal olmayan yapı ve bozucu girişlerin etkisi gibi problemlerden dolayı asenkron motorların hız

denetiminde oransal-integral (PI) denetleyicilerin performansı düşük olmaktadır. Sistem hakkında mevcut bilginin yetersiz veya belirsiz olduğu durumlarda doğrusal olmayan, karmaşık ve dinamik sistemlerin denetim ihtiyacı yapay zekâya dayalı yöntemlerin gelişmesine olanak sağlamıştır (Zerikat ve Chekroun, 2010; Dandıl ve Ata, 2005).

Uzman sistemler, yapay sinir ağları (YSA), bulanık mantık ve genetik algoritma gibi çeşitli yapay zekâ yöntemleri günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. YSA kullanılarak doğrusal olmayan dinamik sistemlerin kimliklendirilmesi ve kontrolü için modeller ortaya atılmış ve model parametrelerinin ayarlanması için çeşitli yöntemler önerilmiştir (Narendra ve Parthasarathy, 1992). YSA doğrusal olmayan fonksiyon yaklaşımı, yüksek paralel yapısı, genelleme, öğrenme kabiliyeti, hata toleransı ve adaptif yeteneğinden dolayı doğrusal olmayan dinamik sistemleri modellemek ve kontrol etmek için yaygın olarak kullanılmaktadır (Efe ve Kaynak, 1997; Kilic ve ark., 2016a). Özellikle çevrimiçi öğrenimi olan bir YSA denetleyicisi, sistem dinamiklerindeki değişikliklere uyum sağlayabilir. Bu nedenle belirsiz ve oldukça doğrusal olmayan sistemleri kontrol etmek için ideal bir seçimdir. YSA'nın motor sürücü sistemlerinde kullanımı, yük ve parametre değişimlerine karşı sistem dayanıklılığı ve performansı üzerinde etkili olmakta ve motor kontrolünde başarıyla uygulanabilmektedir (Brandstetter ve Bilek, 2013).

Radyal taban fonksiyonlu YSA (RTYSA) eğri uydurma, örüntü tanıma, sistem modelleme, kontrol, sınıflandırma ve kimliklendirme alanlarında yaygın olarak kullanılan yapay sinir ağlarından biridir. RTYSA, çok katmanlı ileri beslemeli YSA'lara kıyasla daha hızlı öğrenme ile uzun hesaplamaları engelleyen basit ağ yapısı nedeniyle büyük ilgi görmüş ve birçok alanda uygulanmıştır (Sundararajan ve ark., 2013; Haykin, 1999).

Kontrol sistemi, herhangi bir sisteme ait dinamiği düzenleyen veya kontrol eden bir sistemdir. Adaptif kontrol, daha iyi performans ve doğruluk elde etmek amacıyla gelişmiş kontrol sistemleri tasarlamak için kullanılan kontrol yöntemlerinden biridir. Model referans adaptif kontrol (MRAK) ise ayarlanabilir denetleyici parametrelerini ve bunları ayarlamak için bir ayar mekanizması ile doğrudan uyarlanabilir bir yöntemdir (Jain ve Nigam, 2013).

Adaptif denetleyiciler, verilen performans indekslerine göre tasarlanabilen doğrusal bir referans model kullanılarak tasarlanmaktadır. Referans modellerin kullanılması adaptif sistemin analizini kolaylaştırmakta ve bir kararlılık sağlamaktadır. MRAK, sistem çıkışı ile referans çıkış arasındaki farkı kullanarak kontrol parametrelerini ayarlan bir mekanizmadan oluşmaktadır. (Ding, 2013; Narendra ve Annaswamy, 2012). MRAK, parametreleri bilinmeyen, kısmen bilinen veya gürültüyle kirlenen doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde başarılı bir şekilde kullanılmaktadır.

Asenkron motorlar çalışırken, parametreleri iç ve dış koşulların etkisi ile değişebilir. Motor sıcaklığındaki ve kayma frekansındaki değişiklikler rotor direnci değerini etkilemektedir. Bu durumda rotor zaman sabiti çalışma koşullarına göre değişim göstermektedir. Vektör kontrol yöntemlerinin parametre değişimlerine duyarlı olması akı ve tork denetimini zorlaştırmaktadır. Asenkron motorun vektör kontrol sisteminin performansını arttırmak için kullanılan denetleyicilerin parametre değişimlerine ve bozucu girişlere karşı dayanıklı olması gerekmektedir (Fan ve ark., 2014; Dandıl ve Ata, 2005).

PI tipi denetleyici, vektör kontrollü asenkron motor sürücülerinde en yaygın kullanılan geleneksel bir denetleyicidir. Sabit parametrelere göre tasarlanan PI denetleyicinin performansı özellikle yük durumları belirsiz uygulamalarda ciddi etkilenmektedir. Dolayısıyla, belirli gelişmiş bir kontrol sistemini sağlamak için bazı gelişmiş adaptif kontrol teknikleri gereklidir. Bu nedenle, vektör kontrollü asenkron motorlarda belirli bir dinamik performans sağlamak ve bozucuların etkisini yok etmek için gelişmiş adaptif kontrol teknikleri ihtiyaç duyulmaktadır. Asenkron motorların hız denetiminde yüksek dinamik performans ve parametre değişimlerine karşı düşük duyarlılık hedefleri için MRAK etkin bir kontrol yöntemi olabilir. Ancak asenkron motorların doğrusal olmayan yapısı ve zamana bağlı parametre değişimleri nedeniyle MRAK yönteminin hız denetleyici olarak tasarım süreci oldukça karmaşık ve daha az etkili olacaktır. MRAK yöntemi tabanlı hız denetleyicisinin tasarımı yapay zekâ teknikleriyle basitleştirilebilir.

Bu çalışmada; değişen sistem dinamiklerinin etkisini azaltma ve yüksek dinamik performans elde etmek için hız denetleyici olarak adaptif yeteneğinden dolayı MRAK, doğrusal olmayan yapısı ve öğrenme yeteneğinden dolayı ise RTYSA denetim yapısında birlikte kullanılmıştır. Motor hızı ile referans model tarafından sağlanan hız arasındaki hatayı en aza indirmek için denetleyici parametrelerini çevrimiçi ayarlayabilen dinamik bir geri yayılım algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan denetim algoritması ve vektör kontrol tekniği gerçek zamanlı uygulamalarda yüksek hesaplama gücü gerektirmektedir. Bu karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmalarını çok hızlı bir şekilde yerine getirebilecek yüksek kapasiteli işlemciler yani sayısal işaret işlemciler (DSP) ihtiyaç duyulmaktadır. DSP'lerin motor kontrol alanına göre geliştirilmesi ile kullanımı artmıştır. Özellikle motor kontrolü için üretilenlerde, analog-dijital çevirici (ADC) ve darbe genişlik modülasyonu (DGM) sinyallerini üretebilen birimler mevcuttur.

Bu çalışmada, önerilen RTYSA temelli MRAK yönteminin geleneksel PI yöntemine göre başarısı ve üstünlüğü gösterilmiş ve yük bozulmalarına karşı daha dayanıklı olduğu simülasyon ve deneysel çalışmalarla ortaya konulmuştur.

1.1. Amaç

Bu tezin temel amacı, mikrodenetleyici teknolojisindeki ve güç elektroniğindeki ilerlemeleri kullanarak gerçek zamanlı vektör kontrolü ile sanayi tipi üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun etkili hız kontrolü için bir sürücü sistemi tasarlamak ve uygulamaktır. Ayrıca vektör kontrollü asenkron motorun hız kontrol performansını iyileştirmek amacıyla doğrusal olmayan yapıya sahip YSA temelli bir adaptif denetleyici geliştirmektir. Çalışmanın ölçülebilir hedefleri şunlardır:

- Asenkron motorların yapısı, çalışması ve modeli hakkında bilgi edinmek.
- Asenkron motorların hız kontrol yöntemlerini incelemek.
- Başarılı bir kontrol için RTYSA temelli MRAK denetleyici geliştirmek.
- Geliştirilen denetleyicinin MATLAB/Simulink ortamında performansını incelemek.
- Asenkron motor hız kontrolü için deneysel alt yapı oluşturmak.
- DSP destekli bir hız kontrol sistemi gerçekleştirmek.
- Sistemi farklı çalışma koşulları için test etmek.
- Yapılan çalışma detayları ile açıklanarak gelecek çalışmalara kolaylık sağlamak.

1.2. Kapsam

Bu tez; elektronik devre tasarım ve yapımı, programlama, mikrodenetleyici, güç elektroniği, vektör kontrol teorisi, üç fazlı büyüklüklerin farklı eksen takımlarında gösterimi, asenkron motorun modellenmesi ve hız kontrolü gibi akademik alanları kapsamaktadır.

1.3. Tezin Organizasyonu

Tez, sekiz bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1’de tez konusu ile ilgili genel bilgiler ve literatür taraması verilmiş, tezin amaç ve kapsamı açıklanmıştır. Bölüm 2’de asenkron motorların yapısı ve modellenmesi hakkında bilgi sunulmuştur. Bölüm 3’te asenkron motorların kontrol yöntemleri verilmiştir. Bölüm 4’te uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği açıklanmıştır. Bölüm 5’te önerilen denetleyicinin algoritması geliştirilmiştir. Bölüm 6’da önerilen denetleyicinin performansını incelemek amacıyla yapılan benzetim çalışmaları ve sonuçları verilmiştir. Bölüm 7’de asenkron motorun deneysel çalışmaları geleneksel denetleyici ve önerilen denetleyicinin performansları incelenmiş ve sonuçları verilmiştir. Bölüm 8’de ise yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen tüm sonuçlar tartışılmıştır. Bunların yanında, yapılan çalışmalar ışığında konu ile ilgili olarak bir sonraki aşamada yapılabilecek çalışmalardan bahsedilmiştir.

1.4. Literatür Taraması

Asenkron motorlar, endüstride yaygın kullanımı ve kontrol problemleri nedeniyle önemli bir araştırma ve uygulama alanı olmuştur. Bu motorların kontrolü için yeni kontrol algoritmaları ve donanımları geliştirmek amacıyla birçok çalışma yapılmıştır. Motor özellikleri ayrıntılı olarak incelendiğinde ve daha iyi anlaşıldığında, yüksek performanslı kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Konuyla ilgili çalışmalar aşağıda gibi özetlenebilir.

DA makinelerinin armatür gerilim kontrolü ile hız regülasyonu, 1891 yılında Harry Ward Leonard tarafından kuruldu. Takip eden yıllarda bu makinelerin yüksek performans hız, konum ve tork kontrolleri sağlandı. Yüksek performanslı asenkron motor kontrol yöntemleri 1960'lı yılların sonuna kadar geliştirilememiştir.

1960'lı yıllardan sonra asenkron motorun sabit gerilim/frekans (V/f) kontrolü için çeşitli skaler kontrol stratejileri önerilmiştir (Bose, 1981).

1961'de McMurray ve Shattuck tarafından DGM ile bir evirici devresi önerilmiştir (McMurray ve Shattuck, 1961).

1968 ve 1970'de asenkron motorların alan yönlendirmeli vektör kontrol ilkesi ilk kez Hasse ve Blaschke tarafından formüle edilmiştir (Hasse, 1969; Blaschke, 1972).

(Shyu ve ark., 1998), çalışmalarında, dolaylı alan yönlendirmeli asenkron motor için YSA kullanan bir model referans adaptif hız kontrolü sunmuştur. Sistemdeki parametre değişimlerinden kaynaklanan belirsizlikler ile bozucuları tahmin etmek için bir gözlemci kullanılmıştır.

(Patino ve Liu, 2000), bu çalışmada, birinci dereceden sürekli zamanlı doğrusal olmayan dinamik sistemler için RTYSA temelli bir MRAK yaklaşımı önerilmiş ve analiz edilmiştir.

(Uygur, 2002), bir asenkron motor hız kontrol sistemini Neuro-Fuzzy yöntemler kullanarak gerçekleştirmiştir. Çalışmasında skaler kontrollü sürücü devresi kullanmıştır. Neuro-Fuzzy yöntemlerin motor hız kontrolündeki performansını incelenmiştir.

(Küçüktüfekçi, 2002), asenkron motorların hız denetimi için YSA temelli bir kontrol sistemi gerçekleştirmiştir. YSA'nın delta öğrenme kuralına dayalı olarak hatanın geriye yayılım algoritması kullanılarak öğretilmesini sağlamıştır. Asenkron motorun istenilen hız yörüngesini sabit yük altında takip ettiği görülmüştür.

(Valdez ve Romero, 2004), bulanık sinirsel ağı, asenkron motorun doğrudan moment denetim sistemi basitleştirmek amacıyla kullanmıştır. Sinirsel bulanık denetleyici, referans gerilim vektörünün genlik ve açısını belirlemektedir. Önerilen akıllı sistemin yalnızca basit

matematiksel modellerle değil, aynı zamanda çok hızlı tork ve akı tepkileri ile karakterize edildiğini gösteren simülasyonlar sunulmuştur.

(Dandıl, 2004), çalışmasında, vektör denetimli asenkron motorun hız denetimi için hız hatasının integralini giriş değişkeni olarak bir sinirsel bulanık denetleyici tasarlamıştır. Önerilen denetleyici kullanılarak asenkron motorun hız denetimi simülasyon ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Farklı çalışma koşullarında yapılan çalışmalarla önerilen denetim sisteminin başarısı gösterilmiştir.

(Çelik, 2004), çalışmasında asenkron motor sürücülerinde kullanılan DGM tekniklerinin sürücü performansına olan etkisini incelemiştir. Asenkron motorun V/f hız kontrolünü yaparak uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM)'nin gerçek bir sistem üzerinde diğer modülasyon tekniklerine göre üstünlüklerini göstermiştir.

(Bingöl, 2005), bu çalışmada bir asenkron motorun hız denetimi YSA modeli denetim ile alan yönlendirmeli klasik denetleyici için farklı çalışma koşullarında iki seviyeli ve üç seviyeli eviricide simülasyon ve DSP tabanlı uygulamaları gerçekleştirmiştir. Eviricinin anahtarlanmasında UVDGM tekniği kullanılmıştır. Üç seviyeli eviricili çalışmada motor faz akımlarının sinüzoidal forma daha yakın olduğu ve YSA modeli denetim performansının klasik denetleyiciden daha iyi olduğu görülmüştür.

(Cheng ve ark., 2005), bu çalışmada gemi dümen sistemleri için bir YSA tabanlı MRAK denetleyici sunulmuştur. MRAK sisteminde, yüksek adaptif kontrol performansı elde etmek için sistemdeki bilinmeyen doğrusal olmayan kısımları kompanze etmek amacıyla RTYSA kullanılmıştır.

(Aktaş, 2006), DSP tabanlı doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü için YSA kullanan Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) tabanlı stator direnç kestirici, Adaptif Histerezis Bant Kontrolör ve Kayan kipli hız kestirimi yöntemlerini deneysel olarak gerçekleştirmiştir.

(Ertürk, 2006), Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) yöntemleriyle rotor hız kestirimi yapılmış ve EKF algoritmasının uygun olduğuna karar vermiştir. Bu yöntem kullanılarak asenkron motorun DSP tabanlı vektör kontrolünü gerçekleştirmiştir. Önerilen yöntemin rotor hızı ve yükün değişimlerine karşı iyi bir dinamik performans gösterdiğini belirtmiştir.

(Öztürk, 2006), bu çalışmada, alan yönlendirmeli bir asenkron motorun hız denetimi sert ve yumuşak anahtarlama eviriciler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Eviricinin anahtarlama kayıplarını azaltmak için sıfır akım anahtarlama yöntemi gerçekleştirilmiştir. Vektör denetim yöntemi ile denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin

etkisi azaltılmıştır. Yumuşak anahtarlama yöntemi ile sert anahtarlama oluşan anahtarlama kayıpları azaltılmıştır.

(Özçalık ve ark., 2007), geliştirdikleri MRAK denetim sistemi ile asenkron motorun skaler hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin doğrusal olmayan yapısından kaynaklanan olumsuz etkileri telafi etmek için denetleyici adaptasyon mekanizması olarak RTYSA kullanılmıştır.

(Ustun, 2007), çalışmasında DSP temelli vektör kontrollü asenkron motor uygulamasını gerçekleştirmiştir. Kontrol sistemindeki PI katsayılarının optimizasyonu yapay sinir ağları ve genetik algoritma kullanarak yapılmıştır.

(Dede, 2008), çalışmasında, dolaylı vektör kontrollü asenkron motorun kontrolünde sensörsüz hız tahminci olarak YSA kullanmıştır. DSP'li uygulama devresi üzerinde yapılan deneylerden elde edilen veriler incelenerek YSA hız öngörücünün gerçek hızı tahminindeki başarılı olduğu görülmüştür.

(Yıldız, 2008), bu çalışmada, asenkron motor kontrolü için genetik algoritma ve bulanık mantık tabanlı MRAK sistemi, UVDGM kullanılan bir vektör esaslı sürme yöntemiyle beraber kullanılmıştır. DSP olarak, Microchip dsPIC30F6010 kullanılmıştır. Çalışmada önce simülasyon üzerinde çalışılmış daha sonra önerilen yöntem deney düzeneği üzerinde uygulanmıştır. Sonuç olarak genetik algoritma destekli bulanık mantık kontrolörün performansının klasik kontrolörlere göre daha iyi olduğu belirtilmiştir.

(Demirtas, 2009), alan yönlendirmeli asenkron motorun hız kontrolünde DSP tabanlı bir kontrolör kullanarak kayan kip kontrol üzerine bir çalışma yapmıştır. Çalışmada kayan kip yöntemi genetik algoritma kullanılarak optimize edilmiş ve asenkron motora uygulanmıştır. Yapılan deneylerin neticesinde, uygulanan yöntemin karmaşık ve doğrusal olmayan sistemler için iyi sonuç verdiği ortaya konulmuştur.

(Arulmozhiyal ve ark., 2010), bu çalışmada MATLAB programının gerçek zaman arayüzü kullanılarak dsPIC30F4011 ile asenkron motorun hız kontrolü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Çalışmada referans hız değerinin ani değişim durumlarında sistemin verdiği tepkiler incelenmiştir.

(Temel, 2011), çalışmasında önce asenkron motor vektör kontrolünü simülasyon ortamında test etmiş sonra DSP kullanılan sürücü sistemiyle motorun hız kontrol uygulamasını gerçekleştirmiştir. Deneysel sonuçları kıyaslayarak optimum PI parametreleri bulunmaya çalışmıştır.

(Poyraz, 2011), bu çalışmada skaler hız denetimi ve dolaylı rotor akısı yönlendirmeli hız denetim yöntemi ile sürülen bir asenkron motorun hız denetim sisteminin matematiksel

modellemesi ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu yöntemlerin değişken hız ve yük momentleri altında, asenkron motorun sürekli ve geçici durum performansları için, karşılaştırmalı olarak performans analizi yapılmıştır. Dolaylı rotor akısı yönlendirmeli hız denetim yönteminin değişken yük momentine karşı daha dayanıklı olduğu ve motorun daha düzgün bir moment üretimine sahip olduğu benzetim sonuçları ile doğrulanmış, hız ve akım hatalarının kararlı bir şekilde sıfırda kaldığı gösterilmiştir.

(Cheng ve Yuan, 2011), çalışmalarında bir asenkron motoru kontrol etmek için DSP'ye bir alan yönlendirmeli kontrol algoritması uygulamıştır. Çalışmada alan yönlendirmeli kontrol için uygun bir işlemci kartını belirlemek amacıyla CPU hızı, DGM çözünürlüğü, kodlayıcı kesmeleri, ADC ve yerleşik programlama açısından farklı işlemci kartları arasında bir değerlendirme yapılmış ve TMS320F235 DSP'nin kullanılmasına karar verilmiştir. Elde edilen test sonuçları, denetleyicilerin stator akımlarını ve motor hızını hassas ve hızlı bir şekilde kontrol edebildiğini göstermişlerdir.

(Shang, 2011), tezinde alan yönlendirmeli kontrol, konvansiyonel direkt moment kontrolü ve stator akı yönlendirmeli sensörsüz direkt moment kontrolü olmak üzere üç farklı asenkron motor kontrol algoritmasını tanıtmış ve üçü arasında bir karşılaştırma yapmıştır. Tezde bahsedilen üç algoritma kullanılarak bir asenkron motor kontrol sistemi tasarlanmıştır. Farklı kontrol yöntemlerinin performanslarını analiz etmek ve bu algoritmaları deneysel olarak doğrulamak için simülasyon ve deney sonuçları karşılaştırılmıştır. Direkt moment kontrol yöntemleri daha düşük dalgalanan moment performansı gösterirken, alan yönlendirmeli kontrolün en iyi kararlı performansı ve en iyi hız takip karakteristiği gösterdiğini belirtmiştir.

(Gündoğdu, 2012), bu çalışmada, doğrudan moment denetim yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının sinirsel bulanık denetleyiciler ile azaltılması ve değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması amaçlanmış ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda kullanılan denetim algoritması, dSPACE DS1103 denetleyici kartı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen denetleyici ile motor momentindeki dalgalanma bandı, histerezis tabanlı yapıya göre yüksüz durum için yaklaşık olarak % 38.69, yüklü durum için ise yaklaşık olarak % 47.69 oranında azaltılmıştır.

(Guo ve Parsa, 2012), bu çalışmada beş fazlı daimi mıknatıslı bir motor için yeni bir YSA tabanlı MRAK yöntemi kullanılarak başarılı bir kontrol uygulaması sunulmuştur. MRAK yapısı, motor sürücü sisteminin dinamik performansını parametre değişiklikleri

veya yük değişiklikleri altında garanti etmek için kullanılmıştır. Simölasyon ve deneysel sonuçlarla motor hızının referans hız takip ettiği gösterilmiştir.

(Pavuluri, 2014) çalışmasında asenkron motorlar için yeni bir alan yönlendirmeli kontrol tekniği sunmuştur. Bu yöntem, Texas Instruments AC motor geliştirme kiti ve yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorunun alan yönlendirmeli kontrolü, bilgisayar simölasyonu ve deneysel sonuçlar göre tatmin edici bir performans göstermiştir. DSP donanım uygulamasıyla, asenkron motorun yeni alan yönlendirmeli kontrolünün hız ve torku etkin bir şekilde kontrol edebildiğini göstermiştir.

(Açıkgöz ve ark., 2015) bu çalışmada, vektör kontrollü asenkron motorları için genetik algoritmaya ve bulanık mantık denetleyicisine dayanan bir MRAK şeması kullanılmıştır. Motor sürücü sistemi hem geleneksel PI hem de önerilen kontrol tekniği kullanılarak gerçekleştirilir. Her iki kontrol tekniği için de aynı koşullar altında deneysel çalışmalar karşılaştırılmış ve önerilen kontrol tekniğinin PI kontrol performansına karşı etkinliği gösterilmiştir. Dijital işlemci olarak dsPIC 30F6010 kullanılmıştır. Sonuç olarak, aşmayı ve tepki süresini dikkate alarak, önerilen kontrol tekniği, geleneksel PI denetleyicisine göre daha iyi bir performans verdiği belirtilmiştir.

(Kılıç ve ark., 2015), bu çalışmada dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi kullanılarak RTYSA temelli MRAK tipi denetleyici ile üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun doğrusal olmayan fan tipi yük altında hız denetiminin benzetim çalışması yapılmıştır. Önerilen denetleyicinin PI tipi denetleyiciden kontrol açısından daha iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir.

(Kılıç ve ark., 2016b), bu çalışmada üç fazlı 0,25 kW bir asenkron motor için vektör kontrol yöntemi deneysel olarak yapılmıştır. Asenkron motora yük olarak DC generatör bağlanmıştır. Hız denetleyicisi olarak RTYSA temelli MRAK tipi denetleyici önerilmiştir. Asenkron motor farklı çalışma koşullarında çalıştırılmış ve önerilen denetleyicinin performansı incelenmiştir. Sonuçta, RTYSA temelli MRAK denetleyicinin vektör kontrollü asenkron motor sürücülerinde kullanılabileceği belirtilmiştir.

2. ASENKRON MOTORLAR

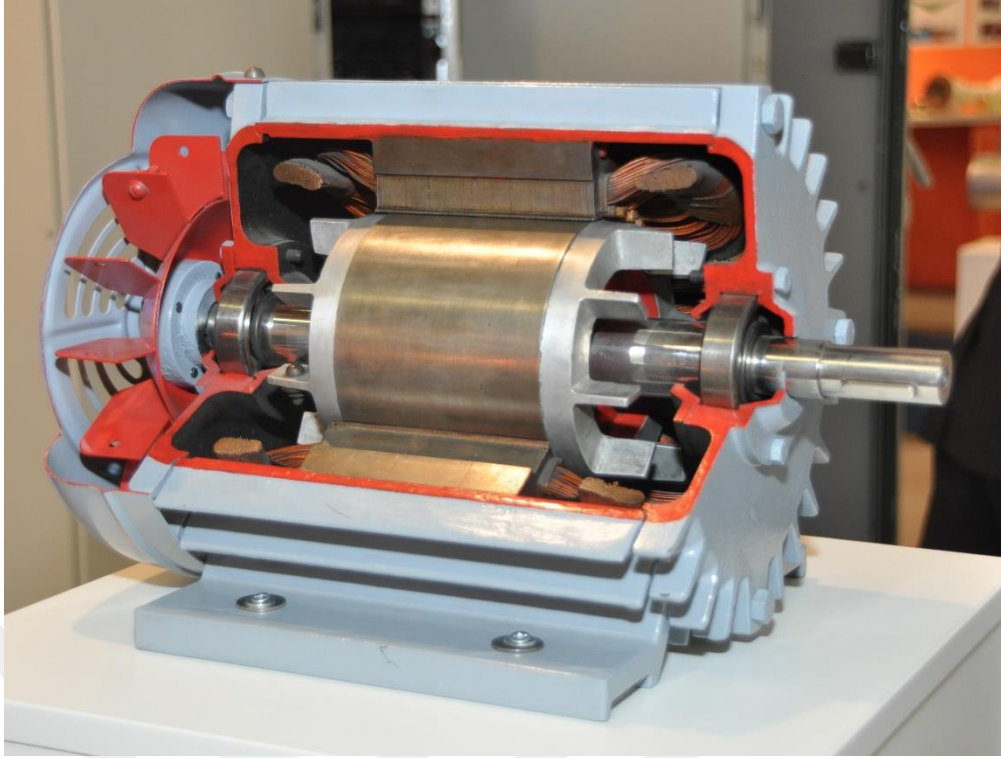
Modern sanayileşmiş ülkelerde, kullanılan toplam elektrik enerjisinin yarısından fazlası asenkron motorları vasıtasıyla mekanik enerjiye dönüştürülür. Asenkron motorlar, güvenilirlik, dayanıklılık, basit, düşük bakım, düşük maliyet, kolayca erişilebilen bir güç kaynağı ile çalışma gibi avantajlarından dolayı endüstride ve ev aletlerinde en çok kullanılan motorlardır. Bu motorlarda güç elektromanyetik indüksiyon yoluyla bir parçadan diğerine aktarılır. Çalışma ilkesi bakımından; elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren bir elektromekanik dönüşüm cihazı veya indüksiyon motorları olarak da adlandırılmaktadır. Bu motorların devir sayıları yükte çok az değiştiğinden sabit devirli motorlar sınıfına girerler (Sarioğlu, 1983; Chapman, 2005; Saçkan, 1994).

Asenkron motorların tasarımını yapmak doğru akım motorlarına göre daha kolaydır. Ancak asenkron motorların hız ve tork kontrolü, bu motorların tasarımını ve özelliklerini daha iyi anlamayı gerektirir. Zamanla bu motorların temel tasarımı pek değişmese de modern izolasyon malzemeleri, bilgisayar tabanlı tasarım optimizasyon teknikleri ve otomatik imalat yöntemleri, kW başına daha düşük fiziksel boyuta ve daha düşük maliyetli motorların üretimine olanak sağlamıştır (Barnes, 2003; Web1, 2017).

2.1. Asenkron Motorun Yapısı

Asenkron motorlar stator olarak adlandırılan sabit bir dış kısım ile mil ve yataklar üzerine monte edilmiş dönen bir rotora sahiptir. Bu ikisi arasında dikkatli bir şekilde tasarlanmış çok küçük bir hava aralığı vardır. Asenkron motorlarının stator ve rotor sargılarının çekirdeğini silisyumlu sac levhaları oluşturmaktadır. Silisli saclar, taşıdığı silisyum sayesinde manyetik kayıpları en aza indirmek ve verimliliği arttırmaktadır. Demire katılan bu silis, demirin manyetik özelliklerinde zaman içinde meydana gelebilecek değişiklikleri azaltarak, demiri daha kararlı hale getirir. Asenkron motorlarda Eddy (girdap) akımlarından kaynaklanan fuko kayıpları; laminasyon sacının kalınlığının azaltılması ve silisli sac kullanılmasıyla azaltılabilir (Web4, 2017; Karmakar ve ark., 2016).

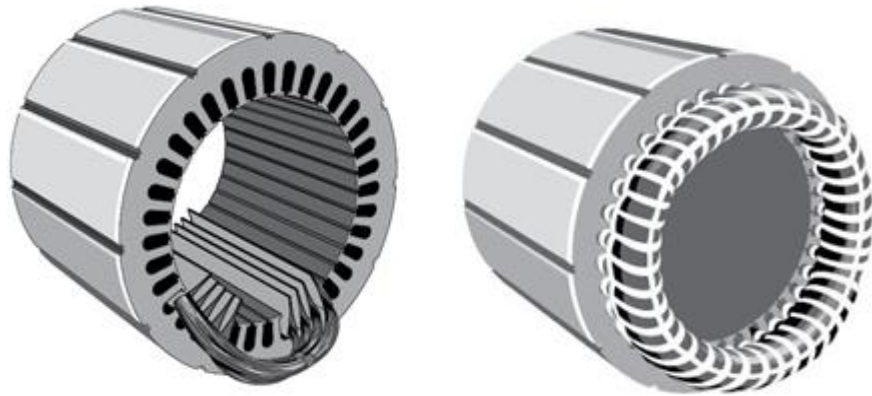
Asenkron motorlar rotor tipine göre bilezikli asenkron motor ve sincap kafesli asenkron motor olarak adlandırılmaktadır. Sincap kafesli asenkron motorlar basit ve sağlam yapılarından dolayı sanayide esas işi yüklenen makinelerdir (Sarioğlu ve ark., 2003; Web2, 2017). Bu tez çalışmasında kullanımı en yaygın olan sincap kafesli asenkron motorlar ele alınmıştır. Bir sincap kafes asenkron motorun kesit görünümü Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. Sincap kafesli asenkron motor yapısı (Web3, 2017)

2.1.1. Stator

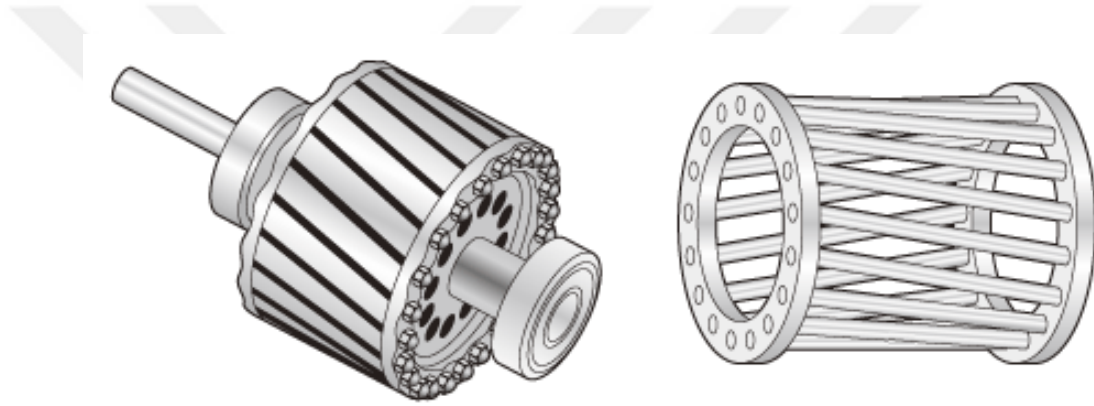
Alternatif gerilimin bağlandığı, dönen manyetik alan oluşturmak için sargıların bulunduğu ve makinenin hareket etmeyen kısmıdır. Statorlar bir fazlı, iki fazlı, üç fazlı ve çok fazlı olarak sınıflandırılır. Stator, 0,35–0,8 mm’lik silisyum kaplı laminasyon sacların bir araya getirilip pres edilerek paketlenmesiyle elde edilir ve iç yüzeyinde yalıtılmış bakır tellerden oluşan bobinlerin yerleştirildiği oluklar bulunur. Alternatif gerilimin uygulanmasıyla meydana gelen elektromıknatıs özellik, dönen bir manyetik alan oluşturur. Üç fazlı bir asenkron motorun yapısı Şekil 2.2’de gösterilmektedir (Saçkan, 1994).



Şekil 2.2. Üç fazlı asenkron motor stator yapısı (Web5, 2017)

2.1.2. Rotor

Rotor asenkron motorun dönen parçasıdır. Mekanik yüke mil vasıtasıyla bağlıdır. Alüminyum veya bakırdan yapılmış iletken çubukların eşit aralıklarla yerleştirildiği silisyumlu laminasyon saclardan oluşur. Bu rotor çubukları, Şekil 2-3'te gösterildiği gibi uç halkalar vasıtasıyla her iki ucunda kısa devre yapılmıştır. Asenkron motorun rotoru, kısa devreli rotor (sincap kafesli rotor) ve sargılı rotor (bilezikli rotor) olmak üzere iki çeşittir. Asenkron motorların neredeyse % 90'ı sincap kafesli rotora sahiptir. Bunun nedeni, sincap kafes rotorunun basit ve sağlam bir yapıya sahip olmasıdır. Rotor kısa devre çubukları, mil ile tam olarak paralel değildir. Manyetik sesleri azaltmak ve iyi bir kalkınma momenti elde etmek için rotor olukları mile eğik şekilde açılır (Trzynadlowski, 2000; Web1, 2017; Giri, 2013).



Şekil 2.3. Sincap kafesli rotor yapısı (Web6, 2017)

2.2. Çalışma Prensibi

Bir asenkron motorun statoru, 120°'lik bir elektrik açısıyla yerleştirilen sargılardan oluşur. Bu sargılar üç fazlı bir alternatif akım kaynağına bağlandığında, senkron hızda dönen bir döner manyetik alan meydana gelir. Kutup sayısı ve uygulanan voltajın frekansı statorunda dönen manyetik alanın hızını (senkron devir sayısını) belirler. Motorlar genellikle 2, 4, 6 veya 8 kutuplu olacak şekilde imal edilir. Senkron hız aşağıdaki ifadeyle belirlenir.

$$n_s = \frac{60 f}{p} \quad (2.1)$$

Burada;

n_s : Stator manyetik alanın senkron devir sayısı (devir/dakika),

f : Besleme kaynağının frekansı (Hz)

p : Stator sargısındaki kutup çifti sayısı

Herhangi bir elektriksel bağlantı yapılmadan statorda üretilen döner manyetik alan transformatör prensibi ile rotorun iletken çubuklarını keser ve rotorda bir akım indüklenmesini sağlar. Bu akım ile rotor dönmeye başlar ve bir moment üretir. Başlangıçta manyetik akı rotor çubuklarını senkron hızda kestiğinden yüksek rotor akımları indüklenir. Rotor döner alan yönünde hızlandığında manyetik akının rotor çubuklarını kesme hızı düşecektir. Bu durumda yüksek olan rotor akımı düşecektir. Rotor senkron hızdan düşük bir hızla döner ve bu hıza ulaşamaz. Eğer rotor senkron hıza ulaşırsa, manyetik akı rotor çubuklarını kesmeyecektir. Bu durumda rotorda indüklenen akım sıfır olacak ve herhangi bir tork üretilmeyecektir. Rotor senkron hızdan düşük hızda olduğu sürece tork oluşacaktır. Senkron hız ile rotor hızları arasındaki fark kayma olarak adlandırılır. Motor yükü arttıkça kayma değeri artacak ve bununla beraber rotor akımları da artacaktır. Artan akım yük torkunu artırır (Drury, 2009; Web1, 2017).

Kaymanın yüzde olarak ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\%s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \times 100 \quad (2.2)$$

Kayma hızı:

$$s = n_s - n_r \quad (2.3)$$

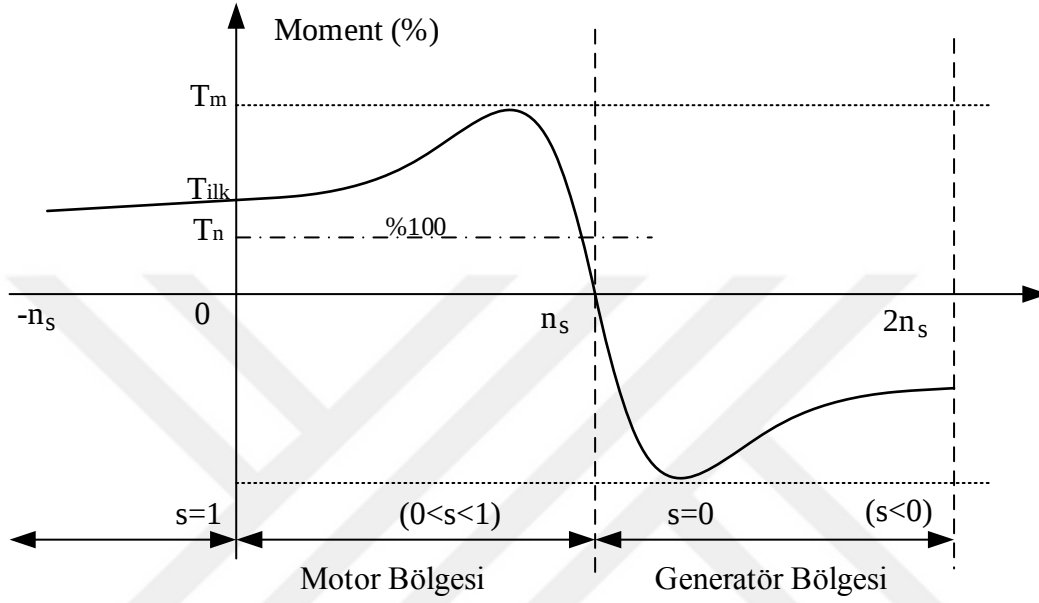
Burada, n_r = Rotor devir sayısı (devir/dakika)

Asenkron motorların moment-hız ve moment-kayma karakteristikleri motorun performansının belirlenmesi için önemlidir. Şekil 2.4'te asenkron motorun moment-hız karakteristiği gösterilmiştir. Asenkron motor; frenleme, motor ve jeneratör bölgeleri olmak üzere üç durumda çalışır.

Kayma 0 ile 1 arasında olduğunda makine normal çalışma şekli olan bir motor olarak çalışır. Rotorun dönüşü, stator akımları tarafından geliştirilen döner manyetik alan yönündedir. Bu bölgede, besleme hattından elektrik enerjisi alır ve mekanik güç çıkışı sağlar. Rotor hızı ve buna karşılık gelen moment aynı yöndedir.

Kayma 1'den büyük olduğunda, makine fren modunda çalışır. Motor, döner alanın tersi yönünde döndürülür. Uygulamada stator uçlarından ikisi birbiri ile değiştirilerek faz sırası değiştirilir ve bu durum manyetik alanın dönüş yönünü tersine çevirir. Motor, frenleme hareketi üreten karşıt moment etkisi altında hızlıca durur. Motorun dinlenme yoluna girdiği bu yöntem tıkanma olarak bilinir. Rotorun diğer yönde dönmesini önlemek için statorun beslemeyle bağlantısının kesilmesi yeterlidir.

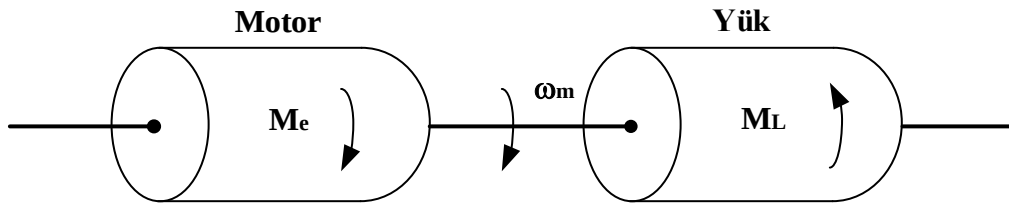
Kayma 0'dan küçük olursa (negatif kayma), rotorun senkron hızın üzerinde bir hızda çalıştığını gösterir. Bu durum ancak makinenin dışarıdan mekanik bir güçle döndürülmesi ile sağlanabilir. Eğer makine bir generatör olarak çalışırken mekanik enerji alır ve statordan elektrik enerjisi sağlar. Makineyi bir generatör olarak çalıştırmak için kaymanın sıfırdan az yani negatif olması gerekir.



Şekil 2.4. Asenkron motorun hız-moment karakteristiği

2.3. Asenkron Motorlarda Moment

Motor ve tahrik ettiği yük bir dönme sistemi ile temsil edilebilir. Motor yük sistemi Şekil 2.5'te gösterilen eşdeğer bir dönme sistemi ile temsil edilebilir.



Şekil 2.5. Motor ve yük sistemi

Herhangi bir motor yük sistemi, dinamik koşullar esnasında aşağıdaki temel bir moment denklemiyle tanımlanabilir (Dubey, 2002).

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + \omega_m \frac{dJ}{dt} + M_L \quad (2.4)$$

Burada;

M_e : Motor momentinin anlık değeri (Nm)

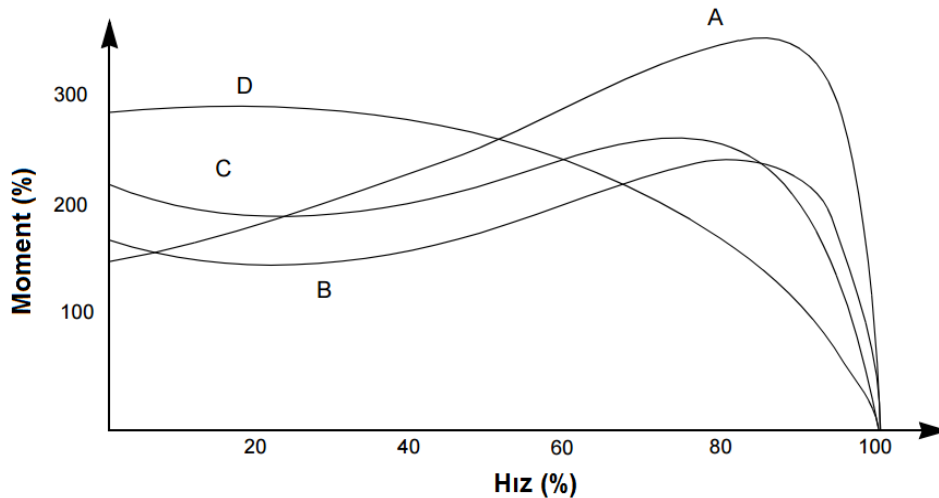
- M_L : Yük momentinin anlık değeri (Nm)
 ω_m : Motor milinin anlık açısal hızı (rad/s)
 J : Yük sisteminin atalet momenti (kg.m²)
 B : Yükün sisteminin sürtünme katsayısı (Nm.s/rad)

Sabit ataletli sürücüler için $(dJ/dt)=0$ dır. Dolayısıyla denklem şu şekilde olacaktır. $J(d\omega_m/dt)$ dinamik moment bileşeni olarak adlandırılır.

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + M_L \quad (2.5)$$

Hızlanma veya yavaşlama, M_e 'nin M_L 'den büyük veya küçük olmasına bağlıdır. Hızlanma esnasında, motor sadece yük momentini M_L 'yi değil ayrıca tahrik ataletinin üstesinden gelmek için atalet momentini $J(d\omega_m/dt)$ olarak adlandırılan ek bir moment bileşenini de sağlamalıdır. Yavaşlama sırasında, dinamik moment $J(d\omega_m/dt)$ 'nin negatif işareti vardır. Bu nedenle, motor momentini M_e 'ye yardımcı olur ve depolanmış kinetik enerjiden ayıklanarak tahrik hareketini sürdürür. Özetle, motorun kararlı hal dönüşünü sağlamak için, motor tarafından geliştirilen moment (M_e), her zaman yükün moment gereksinimine (M_L) eşit olmalıdır.

Dünya çapında, bir motorun çeşitli işletme ve yapısal parametrelerini belirten çeşitli standartlar mevcuttur. En çok kullanılan iki parametre Ulusal Elektrik Üreticileri Birliği (National Electrical Manufacturers Association: NEMA) ve Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (International Electrotechnical Commission: IEC)'dir. NEMA standartları, çoğunlukla asenkron motorları için Tasarım A, B, C ve D olmak üzere dört tasarım türü belirlemiştir. Bunların tipik moment-hız karakteristikleri Şekil 2.6'da gösterilmektedir (Web1, 2017).



Şekil 2.6. Farklı Nema Standart Motorlarının Moment-Hız Karakteristikleri

2.4. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

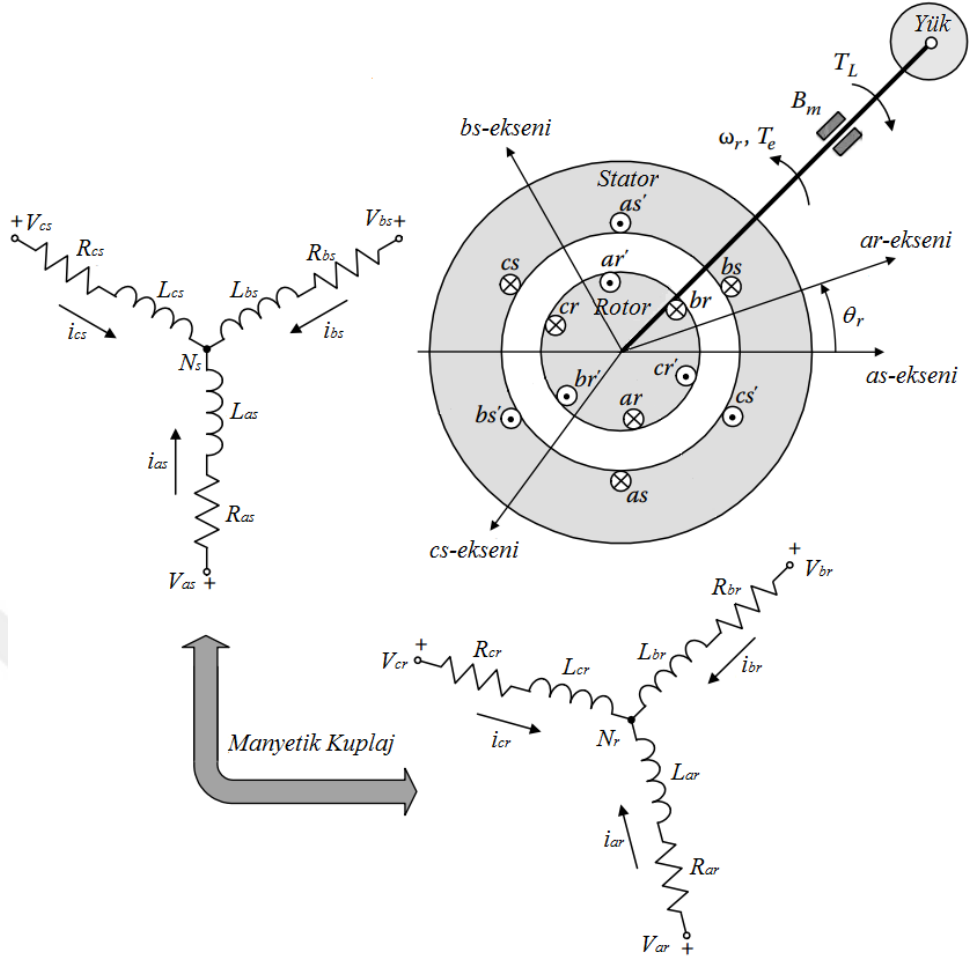
Bir sistem gerçekleştirilmeden önce, sistemin çeşitli çalışma koşulları altında davranışının incelenmesi ve uygun kontrol kurallarının belirlenmesi istenir. Kontrol sistemlerinde model, sistemin fiziksel davranışlarını benzetim yardımıyla incelemek ve gerçek zaman uygulamaları için denetim algoritmaları gerçekleştirmek için gereklidir. Sistemin davranışını veren matematiksel ifadelerin elde edilmesi işlemine modelleme adı verilir. Matematiksel model, bir sistemi anlamak, açıklamak ve geliştirmek için kullanılır. Matematiksel model, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve sistemin davranışını tam olarak yansıtmalıdır. Sistemin modeli basit olmalı ve karmaşıklığı önlemek amacıyla en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır (Şit, 2014; Taşkafa, 2006; Sarıoğlu ve ark., 2003).

Asenkron motorun modeli için yapılan varsayımlar aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Stator sargılarının stator çevresine düzgün yayıldığı ve hava aralığındaki akı değişiminin sinüzoidal olduğu varsayılmıştır.
- Üç fazlı stator sargılar 120° 'lik elektriksel açı ile düzgün olarak yerleştirilmiştir.
- Doyma, oluk ve dış etkileri ihmal edilmiştir.
- Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- Manyetik devrenin ideal kabulü, kayıpların ve doymanın ihmal edilmiştir.
- Deri olayı ihmal edilmiştir.
- Rotor çubuklarının simetrik yayıldığı varsayılmıştır.
- Direnç ve endüktansların sıcaklık ve frekansla değişmediği kabul edilmiştir.
- Rotorun her çubuğu bir rotor faz sargısı olarak kabul edilmiştir.
- Stator ve rotor sargı direnç ve endüktanslarının frekans ve sıcaklık etkisi ile değişmediği var sayılacaktır.

Şekil 2.7'de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Asenkron motorda sargılar arasında 120° elektriksel faz farkı olup, stator sargıları as , bs , cs , rotor sargıları ise ar , br , cr olarak isimlendirilmektedir. Burada N_s statorun bir faz sargısının sarım sayısını, N_r rotorun bir faz sargısının sarım sayısını, $R_s=R_{as}=R_{bs}=R_{cs}$ stator faz sargısı etkin dirençlerini ve $R_r=R_{ar}=R_{br}=R_{cr}$ rotor faz sargısı etkin dirençlerini ifade etmektedir.

Kirchoff'un gerilim kanunu, abc stator ve rotor sargılarının gerilimlerinin akım ve akı bağlantı ifadelerini vermektedir.



Şekil 2.7. Simetrik asenkron motorun modeli ve eş değer devresi (Giurgiutiu, 2009)

Stator faz gerilimleri;

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= R_{as}i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} \\
 V_{bs} &= R_{bs}i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\
 V_{cs} &= R_{cs}i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Rotor faz gerilimleri;

$$\begin{aligned}
 V_{ar} &= R_{ar}i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\
 V_{br} &= R_{br}i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\
 V_{cr} &= R_{cr}i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Burada abc stator ve rotorun gerilim, akım ve akı bağlantıları değişkenleri olarak kullanılmıştır. Diferansiyel eşitlikler matris şeklinde aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_{abcs} = R_{abcs} i_{abcs} + \frac{d\psi_{abcs}}{dt} \quad (2.8)$$

$$V_{abcr} = R_{abcr} i_{abcr} + \frac{d\psi_{abcr}}{dt} \quad (2.9)$$

Statora ait değişkenler V_{abcs} , i_{abcs} , ψ_{abcs} ve R_{abcs} ifadeleri vektörel olarak verilmiştir.

$$V_{abcs} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \psi_{abcs} = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}, R_{abcs} = \begin{bmatrix} R_{as} \\ R_{bs} \\ R_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Rotora ait değişkenler, V_{abcr} , i_{abcr} , ψ_{abcr} ve R_{abcr} ifadeleri vektörel olarak verilmiştir.

$$V_{abcr} = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}, i_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \psi_{abcr} = \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix}, R_{abcr} = \begin{bmatrix} R_{ar} \\ R_{br} \\ R_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Stator ve rotor dirençlerinin diyagonal matrisleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$R_s = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix}, R_r = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Statora ait endüktanslar L_{ss} ve L_{sr} ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} \end{bmatrix}, L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Rotora ait endüktanslar L_{rs} ve L_{rr} ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$L_{rs} = \begin{bmatrix} L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crcs} \end{bmatrix}, L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{brar} & L_{brbr} & L_{brcr} \\ L_{crar} & L_{crbr} & L_{crcr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Burada L_{asas} , L_{bsbs} , L_{cscs} , L_{arar} , L_{brbr} ve L_{crcr} faz endüktansları ve L_{asbs} , L_{ascs} , L_{asar} , L_{asbr} , L_{ascr} , ..., L_{crbr} stator-stator, stator-rotor ve rotor-rotor sargıları arasındaki ortak endüktanslardır.

Genel olarak stator ve rotor fazları birbirine bağımlıdır. Makinanın faz akıları da bu akımlara bağımlıdır.

$$\begin{aligned} \psi_{as} &= L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + L_{asar} i_{ar} + L_{asbr} i_{br} + L_{ascr} i_{cr} \\ \psi_{bs} &= L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + L_{bsar} i_{ar} + L_{bsbr} i_{br} + L_{bscr} i_{cr} \\ \psi_{cs} &= L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + L_{csar} i_{ar} + L_{csbr} i_{br} + L_{cscr} i_{cr} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned}
\psi_{ar} &= L_{aras}i_{as} + L_{arbs}i_{bs} + L_{arcs}i_{cs} + L_{arar}i_{ar} + L_{arbr}i_{br} + L_{arcr}i_{cr} \\
\psi_{br} &= L_{bras}i_{as} + L_{brbs}i_{bs} + L_{brcs}i_{cs} + L_{brar}i_{ar} + L_{brbr}i_{br} + L_{brcr}i_{cr} \\
\psi_{cr} &= L_{cras}i_{as} + L_{crbs}i_{bs} + L_{crsc}i_{cs} + L_{crar}i_{ar} + L_{crbr}i_{br} + L_{crcc}i_{cr}
\end{aligned}$$

Bu eşitlikler vektörel olarak aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\psi_{abcs} = L_{ss}i_{abcs} + L_{sr}i_{abcr} \quad (2.16)$$

$$\psi_{abcr} = L_{rs}i_{abcs} + L_{rr}i_{abcr} \quad (2.17)$$

Statora ait bir faz endüktansları (L_{asas} , L_{bsbs} , L_{cscc}) stator mıknatıslanma endüktansı (L_{ms}) ile stator kaçak endüktansları (L_{ls}) toplamına eşittir.

$$L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cscc} = L_{ls} + L_{ms} \quad (2.18)$$

Rotora ait bir faz endüktansları (L_{arar} , L_{brbr} , L_{crrr}) rotor mıknatıslanma endüktansı (L_{mr}) ile rotor kaçak endüktansları (L_{lr}) toplamına eşittir.

$$L_{arar} = L_{brbr} = L_{crrr} = L_{lr} + L_{mr} \quad (2.19)$$

Stator ve rotor faz sargıları arasında ($2\pi/3$) açısı vardır.

$$L_{asbs} = L_{bscs} = L_{csas} = L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} L_{ms} \quad (2.20)$$

$$L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brcr} = L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} L_{mr} \quad (2.21)$$

Stator ve rotor sargıları arasında ortak manyetik bağ bulunmaktadır. Şekil 2.5’de rotor fazı “ar” ve stator fazı “as” arasında θ_r elektriksel açı vardır ve θ_r değişkendir. Benzer şekilde rotor fazları br ve cr sırasıyla stator fazları bs ve cs arasında da θ_r elektriksel açısı bulunur. Stator ile rotor arasındaki ortak endüktanslar, sargı eksenleri arasındaki açının kosinüsü ile orantılıdır. (as-ar), (bs-br) ve (cs-cr) sargıları arasında θ_r açısı vardır. Eşitlik 2.22’de bu durum gösterilmiştir.

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscc} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos \theta_r \quad (2.22)$$

(as-br), (bs-cr) ve (cs-ar) sargıları arasında $\theta_r + 2\pi/3$ açısı vardır.

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.23)$$

(as-cr), (bs-ar) ve (cs-br) sargıları arasında $\theta_r - 2\pi/3$ açısı vardır.

$$L_{ascr} = L_{bsar} = L_{csbr} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.24)$$

Stator ve rotor sargı endüktanslarının matris ifadeleri şu şekilde ifade edilir.

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Stator- rotor ortak endüktanslarının matris ifadeleri şu şekilde ifade edilir.

$$L_{sr} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$L_{rs} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Akı ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{abcs} \\ \psi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Motorun elektriksel denklemleri matris formunda aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{abcs} \\ V_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abcs} & 0 \\ 0 & R_{abcr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.30)$$

Asenkron motorda yüksek performanslı bir sürme işlemi geliştirebilmek için matematiksel denklükleri azaltacak ve sonuca hızla ulaşabilecek hesaplama algoritmaları gerekir. İki fazlı sistemde çözümün daha kolay ve hızlı olmasından dolayı asenkron motor denklemleri için koordinat eksen dönüşümleri yapılır.

2.4.1. Asenkron motorun uzay vektör denklemleri

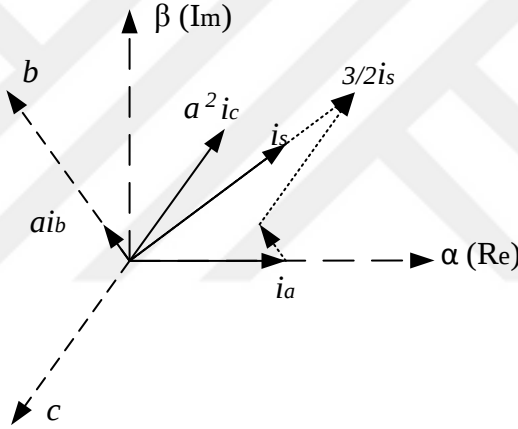
Üç fazlı değişken bir sistem, bir uzay vektörü aracılığıyla ifade edilebilir. Asenkron motorların üç faz gerilimleri, akımları ve akıları karmaşık uzay vektörleri açısından incelenebilir. i_a , i_b ve i_c sabit fazlardaki anlık akımları varsayarsak, stator akım vektörünü tanımlayabiliriz:

$$\vec{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) = |i_s|e^{j\alpha} \quad (2.31)$$

Bu akım vektörü üç fazlı sinüzoidal sistemi tanımlamaktadır. Burada a ve a^2 uzay vektör operatörleri ve k ise dönüşüm sabitidir.

$$a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad a^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad k = 2/3 \quad (2.32)$$

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



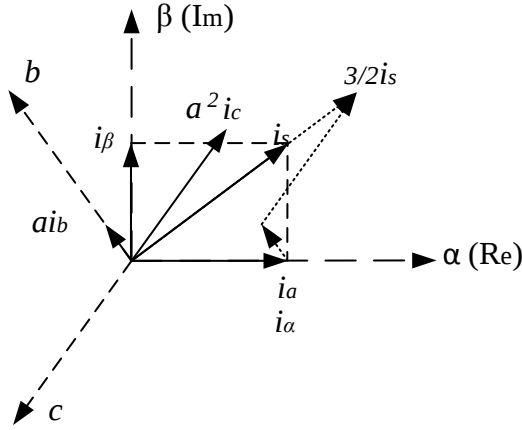
Şekil 2.8. Stator akımlarının uzay vektör gösterimi

Üç fazlı sistem, iki zamanlı durağan bir koordinat sistemine dönüştürülebilir. Bu dönüşüm iki adımda yapılır.

- (a,b,c)→(α,β): Clarke Dönüşümü
- (α,β)→(d,q): Park Dönüşümü

2.4.2. Clarke dönüşümü

Uzay vektörü başka (α,β) olarak adlandırılan bir referans düzleminde iki dikey eksenle tanımlanabilir. a-ekseni ile α-ekseninin aynı doğrultuda olduğu kabul edilirse üç fazlı büyüklükler Şekil 2.9’da gösterildiği gibi Clarke dönüşümü kullanılarak asenkron motorun üç faza ait büyüklükleri iki eksenli duran bir referans düzleme taşınır.



Şekil 2.9. Clarke dönüşümü

Sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.33)$$

i_α , i_β ile karşılaştırıldığında ve $i_a + i_b + i_c = 0$ olduğunda üç fazlı sistemden α - β sistemine dönüşüm Eşitlik 2.33-2.34'teki gibi olur.

$$i_\alpha = i_a \quad (2.34)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (2.35)$$

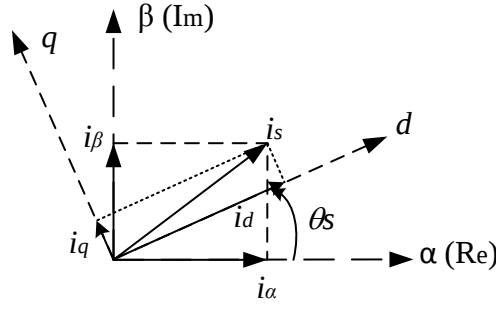
2.4.3. Park dönüşümü

Vektör kontrolündeki en önemli dönüşüm budur. İki eksenli durağan referans düzlemi (α - β) büyüklükleri, Şekil 2.10'da gösterildiği gibi Park dönüşümü kullanılarak dönen bir referans düzlem (d - q) büyüklüklerine dönüştürülür. Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle belirlenir:

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (2.36)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (2.37)$$

Burada θ dönme açısıdır. Bu dönüşüm sayesinde stator akımının bir bileşenini akıyı oluşturan d -ekseni üzerinde sabitlemek mümkündür.



Şekil 2.10. Park dönüşümü

2.4.4. Ters Park dönüşümü

Dönen referans düzlemindeki büyüklükler, Ters Park dönüşümünü kullanılarak iki eksenli durağan referans düzlemine dönüştürülür. Ters Park dönüşümü, aşağıdaki denklemlerle ifade edilir:

$$i_{\alpha} = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \quad (2.38)$$

$$i_{\beta} = i_d \sin \theta + i_q \cos \theta \quad (2.39)$$

2.4.5. Ters Clarke dönüşümü

İki eksenli durağan referans düzleminde üç fazlı durağan referans düzlemine dönüşme, Ters Clarke dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilir. Ters Clarke dönüşümü, aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir:

$$i_a = i_{\alpha} \quad (2.40)$$

$$i_b = -\frac{i_{\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}i_{\beta}}{2} \quad (2.41)$$

$$i_c = -\frac{i_{\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}i_{\beta}}{2} \quad (2.42)$$

2.4.6. Asenkron motorun d-q ve α-β eksen takımındaki matematiksel modeli

Asenkron motorun modelini üç faz referans düzlem (a-b-c)'den, (d-q-0) düzlemine dönüştürmek için aşağıdaki Park dönüşüm matrisi $[i_{dq0}] = [P(\theta)][i_{abc}]$ kullanılabilir. Rotor sargı akımları f_r frekansı ve w_r açısal hızıyla dönerken, stator sargı akımları ise f_s frekansı ve w_s açısal hızıyla dönmektedir. Rotor milinin açısal hızı da bu iki hız arasındaki farka eşittir (Oğur, 2005).

$$p\omega_m = \omega_s - \omega_r \quad (2.43)$$

Bu ifadelerin zamana göre integralleri alınıp düzenlenirse aşağıdaki ifade elde edilir:

$$p\theta_m = \theta_s - \theta_r \quad (2.44)$$

Burada θ_s stator akımlarının, θ_r rotor akımlarının senkron hızda dönen eksen ile meydana getirdiği açıyı ifade ederken, θ_m ise rotorun dönme açısını tanımlar. Duran eksen takımında elde ettiğimiz rotor bileşenlerini, senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürmek için bu iki eksen arasındaki θ_s açısı göz önüne alınırken, stator bileşenlerini, senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürmek için θ_r açısı göz önüne alınmaktadır.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Bu matrisin tersi ise:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Stator değişkenlerinin dönüşümü için $\theta = \theta_s$ alınırsa asenkron motorun gerilim, akım ve akı ifadeleri matris şeklinde aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][V_{abcs}], \quad \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][i_{abcs}], \quad \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][\psi_{abcs}] \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][V_{abcr}], \quad \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][i_{abcr}], \quad \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][\psi_{abcr}] \quad (2.48)$$

Asenkron motorun denklemlerine dönüşüm uygulanırsa aşağıdaki d-q eksen takımındaki denklemleri elde edilir (Giri, 2013; Sarioğlu ve ark., 2003).

d-q eksen takımındaki akı denklemleri:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.49)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.50)$$

$$\psi_{rd} = L_s i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.51)$$

$$\psi_{rq} = L_s i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.52)$$

d-q eksen takımındaki gerilim ve moment denklemleri:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} = i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) \quad (2.53)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) \quad (2.54)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r (L_s i_{rq} + L_m i_{sq}) \quad (2.55)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_s i_{rd} + L_m i_{sd}) \quad (2.56)$$

$$M_e = p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.57)$$

Burada $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ ve $\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$, dir.

Motor modeli stator akımlarına ve rotor akımlarına göre düzenlenirse durum uzay modeli aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} + p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (2.58)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rq} - p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + V_{sq} \right] \quad (2.59)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + (\omega_s - p \omega_m) \psi_{rq} \quad (2.60)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - (\omega_s - p \omega_m) \psi_{rd} \quad (2.61)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} \quad (2.62)$$

Burada:

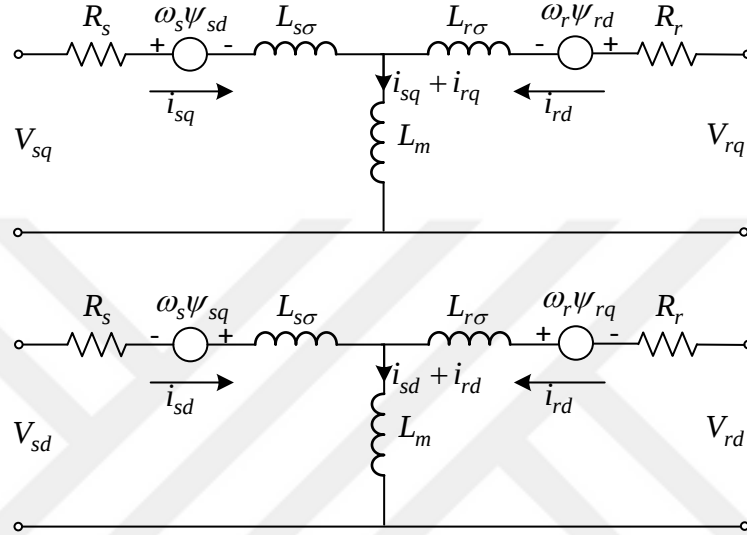
$$R_E = R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \quad (2.63)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r^2} \quad (2.64)$$

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m \quad (2.65)$$

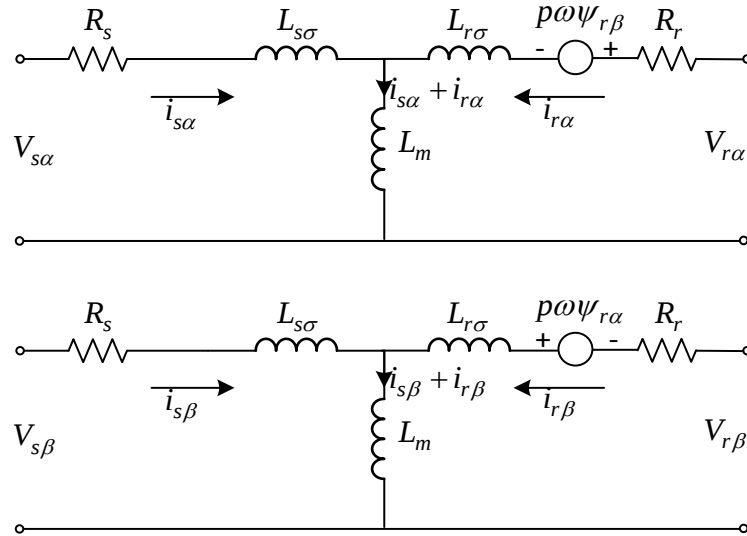
$$L_r = L_{r\sigma} + L_m \quad (2.66)$$

Motorun modeli beş adet doğrusal olmayan birinci dereceden diferansiyel denklemden oluşmaktadır. Denklemlerdeki durum değişkenlerinin birbiri ile çarpım halinde olması ve rotor parametrelerinin akım genlik ve frekansına ile değişmesinden dolayı durum uzay modeli doğrusal olmayan bir sistem haline gelmektedir. Giriş büyüklüklerinin frekansı ω_s açısal hızını etkilemekte, dolayısı ile modele etkimektedir. Asenkron motorun d-q eksen takımıdaki eşdeğer devresi Şekil 2.11’de verilmiştir.



Şekil 2.11. Asenkron motorun d-q eksen takımıdaki eşdeğer devresi

Motorun senkron hızla dönen d-q eksen takımıdaki modelinde eğer $\omega_s=0$ alınırsa motorun statorda sabit duran α - β eksen takımıdaki modeli elde edilir. Asenkron motorun α - β eksen takımıdaki eşdeğer devresi Şekil 2.12’de verilmiştir.



Şekil 2.12. Asenkron motorun α - β eksen takımıdaki eşdeğer devresi

Asenkron motor α - β eksen takımındaki gerilim, akı ve moment denklemleri:

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (2.67)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (2.68)$$

$$V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + p\omega\psi_{r\beta} \quad (2.69)$$

$$V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - p\omega\psi_{r\alpha} \quad (2.70)$$

$$M_e = pL_m(i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \quad (2.71)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.72)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (2.73)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_s i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (2.74)$$

$$\psi_{r\beta} = L_s i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.75)$$

Motorun α - β eksen takımındaki modeli durum denklemleri biçiminde düzenlendiğinde aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + p\omega_m \psi_{r\beta} \right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha} \right\} \quad (2.76)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + p\omega_m \psi_{r\alpha} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right\} \quad (2.77)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - p\omega_m \psi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\alpha} \quad (2.78)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + p\omega_m \psi_{r\alpha} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\beta} \quad (2.79)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B}{J} \omega_m + \frac{1}{J} T_L \quad (2.80)$$

3. ASENKRON MOTORLARIN KONTROL YÖNTEMLERİ

Doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı asenkron motorların kontrolü oldukça karmaşıktır. Teknolojideki yeni gelişmişlerle birlikte motor kontrol teknikleri üzerinde de birçok çalışma yapılmaktadır. Asenkron motorların stator gerilimi ve frekansı, kutup sayısı veya ilave rotor dirençleriyle hız ayarı yapılabilmektedir. Özellikle değişken hızlı sürücü sistemleri yardımıyla asenkron motorların hız kontrol yöntemleri; gerilim şiddeti ve frekansı ayarlanan skaler kontrol ile voltaj büyüklüğü ve fazının ayarlandığı vektör kontrol yöntemi olarak iki ana başlık altında temsil edilebilir.

3.1. Skaler Kontrol Yöntemleri

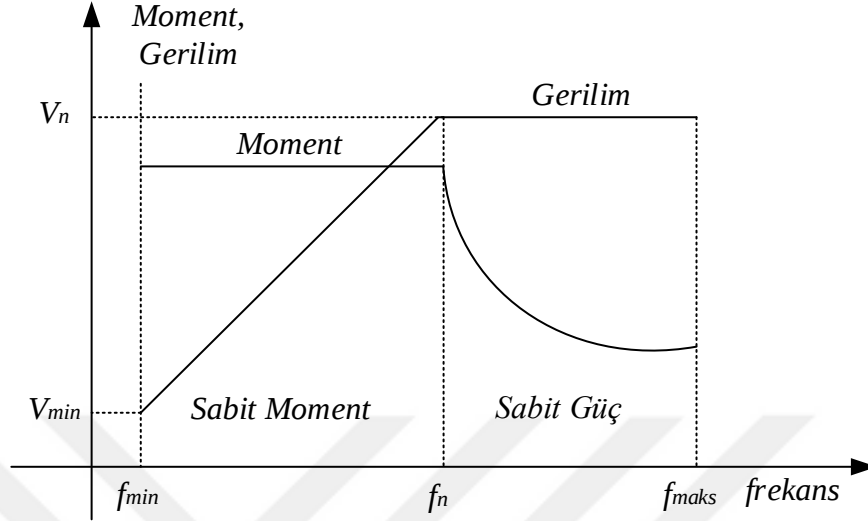
Başlıca skaler kontrol yöntemleri şunlardır:

- Stator voltaj kontrolü
- Frekans kontrolü
- Stator voltaj ve frekans kontrolü (V/f Kontrolü)
- Rotor voltaj kontrolü

Sabit V/f kontrol yöntemi asenkron motorun hızını kontrol etmek için kullanılan en popüler ve oldukça basit skaler kontrol yöntemlerindendir. Bu yöntemde DC baradan beslenen evirici yardımıyla gerilim ve frekans oranı sabit tutularak her ikisi birlikte değiştirilmektedir. Bu teknik, tüm çalışma aralığı için sabit akı ve dolayısıyla sabit tork sağlamakla birlikte basitliğinden ötürü kullanılan donanım maliyeti düşük olmaktadır. Buna karşılık, düşük hızda, yani düşük frekanslarda kararlı hal tepkisi yüksek frekanslarda olduğu kadar iyi değildir, hız doğruluğu düşük ve dinamik performansı ise zayıftır. Dinamik performans, motorun istenilen hız veya torktaki değişikliklere ani cevap verebilme yeteneğinin bir ölçütüdür. Bu yöntem, yüksek seviyede hassas bir doğruluk gerektirmeyen hızın yavaş değiştiği fan ve pompa tipi yük uygulamaları için elverişli olmaktadır. Stator akımı hem tork hem de akı ile doğrudan ilişkili olduğundan bu yöntemde bağımsız olarak tork kontrolü yapmak mümkün değildir. Skaler kontrol daha yavaş tepki hızı, daha fazla aşım ve yüksek mertebeli harmonikler için kararsızlığa maruz kalmaktadır (Akın, 2014, Açıkgöz ve ark., 2013).

Şekil 3.1, frekansa karşı gerilim ve moment arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Nominal hızında gerilim ve frekans, motor etiketinde belirtilen nominal değerlere ulaşır. Frekansı daha da artırarak motoru nominal hızının ötesine götürebiliriz. Bununla birlikte, uygulanan gerilim anma geriliminin ötesinde arttırılamaz yani sabit gerilim bölgesinde çalışma söz konusudur. Bu nedenle sadece frekans arttırılabilir, bu da alan zayıflamasına

ve mevcut momentin azalmasına neden olur. Nominal hızının üstünde, momenti yöneten faktörler karmaşık hale gelir, çünkü sürtünme ve rüzgâr kayıpları yüksek hızlarda önemli ölçüde artmaktadır. Dolayısıyla, moment eğrisi hız veya frekansa göre doğrusal değildir.



Şekil 3.1. V/f kontrol için Hız-Tork karakteristiği

Motor nominal hızında çalışırken yükün artmasıyla hız düşer ve kayma artar. Motor tarafından geliştirilen moment, stator tarafından üretilen manyetik alanla doğru orantılıdır. Dolayısıyla, statora uygulanan gerilim, stator akısının ve açısal hızın çarpımı ile doğru orantılıdır. Bu, stator tarafından üretilen akıyı, uygulanan gerilim ve frekansı oranı ile orantılı hale getirir. Frekansı değiştirerek, motorun hızı değiştirilebilir. Bu nedenle voltaj ve frekansı aynı oranda değiştirerek akı ve dolayısıyla moment, hız aralığı boyunca sabit tutulabilir (Yedamale, 2002).

3.2. Vektör Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorların kontrolü için yüksek dinamik performansa sahip vektör kontrolü olarak adlandırılan kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Vektör kontrolü, alan yönlendirmeli kontrol, akı yönlendirmeli kontrol veya dolaylı tork kontrolü olarak da bilinmektedir. Bu kontrolün temel prensibi asenkron motorlarda, stator akım vektörünün moment ile akıyı oluşturan bileşenlerini birbirlerinden bağımsız olarak kontrol ederek serbest uyarımlı DC makinalarda sağlanan dinamik performansı elde etmektir (Akın, 2014).

Motorun uyarma akısı sabit tutulduğunda, moment kendini oluşturan akım bileşeni ile doğrusal olarak kontrol edilmektedir. Momentin akım ile kontrolü, moment değişimlerine karşı hızlı cevap sağlar. Serbest uyarımlı DC motorun uyarım ve endüvi eksenleri birbirine dik eksenlerdir. Asenkron motorun stator akım vektörü DC motora benzer şekilde

biri akıyı, diğeri momenti oluşturmak üzere birbirine dik iki bileşene ayrılmalıdır. Bu durum asenkron motorun d-q eksen modeli ile gerçekleştirilebilir (Sarioğlu ve ark., 2003).

Vektör kontrolünde hem hız hem de moment taleplerinde meydana gelen değişmelere yanıt olarak, besleme akımlarının büyüklüğü ve fazı gerçek zamanlı olarak kontrol edilmelidir. Bunun için asenkron motorun d-q eksen takımındaki modellenmesi kullanılabilir (Crowder, 2006).

Geleneksel skaler kontrol (V/f) yaklaşımı ile karşılaştırıldığında, vektör kontrol yöntemi daha fazla hesaplama gerektirmesine rağmen aşağıdaki avantajlara sahiptir:

- Düşük devirde tam moment kontrol yeteneği
- Daha iyi dinamik davranış
- Daha yüksek verimlilik
- Geniş bir hız aralığında çalışma noktası
- Ayrılmış moment ve akı kontrolü

Vektör kontrol tekniğinde; asenkron motorun üç fazlı stator akım vektörleri DC motordaki uyarım ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akıyı diğeri momenti oluşturmak üzere birbirine dik iki bileşene ayrılmalıdır. Bunun için motor modeli, üç boyutlu (a-b-c) durağan eksen takımından iki boyutlu (d-q) dönen eksen takımına dönüştürülmelidir. d-eksen bileşeni, stator akımının akı üreten bileşenini, q-eksen bileşeni ise moment üreten bileşenini temsil eder. Akı baz alınarak stator akımının bileşenlerine ayrılması işlemi akı yönlendirme olarak adlandırılır. Referans eksen dönüşümlerinde baz alınacak akıya göre farklı akı yönlendirme yöntemleri bulunmaktadır. Genel olarak, üç farklı alan yönlendirme yöntemleri şunlardır:

- Stator akısı yönlendirme prensibi
- Rotor akısı yönlendirme prensibi
- Mıknatıslanma akısı yönlendirme prensibi

Bu yöntemlerde akıyı oluşturan ve akı ile aynı doğrultuda olan akım bileşeni ile akı sabit tutulup diğer akım bileşeni ile moment doğrusal olarak ayarlanmaktadır. Böylece asenkron motor hız değişimlerine ve yük moment değişimlerine hızlı cevap verebilmektedir (Sarioğlu ve ark., 2003).

Akı yönlendirmenin en önemli noktası akı açısının ölçülmesi veya tahmin edilmesi yöntemidir. Bu açıdan akı yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi, doğrudan vektör kontrol yöntemi ve dolaylı vektör kontrol yöntemi olarak iki gruba ayrılabilir. Doğrudan veya dolaylı vektör kontrol yöntemlerinin birbirinden farkı akının genlik ve fazının elde edilme

şekline dayanmaktadır. Doğrudan vektör kontrolünde akının genliği ve açısı, sensörler veya akı algılama bobinleri kullanılarak doğrudan ölçme bulunur. Daha yaygın yöntem olan dolaylı vektör kontrol yönteminde ise akının açısı ve genliği doğrudan ölçülmez, eşdeğer devre modelinden ve rotor hızı, stator akımı ile gerilim ölçümlerinden hesaplanarak elde edilir. Bu kontrol yöntemleri dışında doğrudan moment veya akı kontrol yöntemi de mevcuttur. Söz konusu yöntemlerden doğrudan moment veya akı kontrol yöntemi stator akısından kaynaklanan bir yöntemdir. Doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri ise genellikle rotor akısından kaynaklı vektör kontrol yöntemleridir. Bu çalışmada, matematiksel olarak kullanım kolaylığı ve kararlılığı nedeniyle rotor akı yönlendirmeli kontrol tercih edilmiştir.

3.2.1. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol yöntemi

İlk olarak F. Blaschke tarafından geliştirilmiş bu yöntemde rotor akı açısı doğrudan rotor akısının ölçülmesinden elde edilir. Ölçme yönteminde hava aralığına yerleştirilen akı algılayıcıları, statora özel olarak yerleştirilen akı bobinleri tarafından veya gözlemleyici model kullanarak bulunmaktadır. Akı algılayıcılarının sıcaklıktan etkilenmesi ve kırılgan olması ve düşük hızlarda, akıların ölçümü zorlaşmakta ve sinyallerin harmonik gürültüleri bu yöntemin dezavantajıdır (Dede, 2008). Bu yöntemde akı bileşenlerinin ölçülmesine dayalı yöntemlerin pahalı olması ve uygulama zorluğu nedeniyle bazı uygulamalar da bu yöntem yerine daha çok bir gözlemleyici kullanan yöntemler tercih edilmektedir. Akının genlik ve fazı; motorun akım, gerilim ve hız gibi ölçülebilen büyüklüklerin kullanıldığı ve motorun matematiksel modeline dayanan bir gözlemleyici yardımıyla hesaplanabilmektedir. Ayrıca motorun sadece akım ve gerilimleri ölçülerek motorun hız ve konumu sensörsüz olarak hesaplayan yöntemlerde geliştirilmektedir.

3.2.2. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi

Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminde i_{ds} , i_{qs} akım çiftinin sadece tek bir kayma açısal frekansı tanımlaması ilkesinden yararlanarak rotor akı vektörünün açısal konumunun hesap yolu ile belirlenmesidir (Vas, 1990). Bu amaçla rotor akısının d-ekseni üzerinde tanımlanıp diğer tüm değişkenlerin de bu eksen ve buna dik q-eksenine göre tanımlanması ile stator akım vektörü de hem rotor akısının yer aldığı d-ekseni, hem de q-ekseninde bileşenlere ayrılacaktır. Rotor akısı da aynı eksen üzerinde yer aldığına göre, stator akım vektörünün d-ekseni bileşeni akıyı kontrol eden akım bileşeni, q-ekseni üzerindeki akım bileşeni ise momenti kontrol eden akım bileşeni olacaktır.

Eğer rotor akısı d-ekseni üzerinde olacak şekilde yani $|\overline{\psi_r}| = \psi_{rd}$ ise $\psi_{rq} = 0$ olur. Bu durumda asenkron motorun d-q modeli aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \left[\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right] + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.2)$$

$$0 = R_r \left[\frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \right] + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (3.3)$$

$$0 = -\frac{L_m}{L_r} R_r i_{sq} + \omega_r \psi_{rd} \quad (3.4)$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (3.5)$$

Buradan Eşitlik 3.4 aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

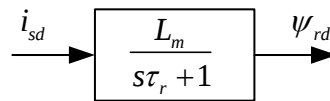
$$\frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} = \omega_r \psi_{rd} \quad (3.6)$$

Burada $\tau_r = L_r / R_r$ rotor devresi zaman sabitidir.

Eşitlik 3.3 aşağıdaki gibi düzenlenirse; d-ekseni rotor akısının d-ekseni stator akımı ile kontrol edilebileceği görülmektedir.

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \quad (3.7)$$

Motorun d-ekseni akısı ile akım arasındaki ilişki doğrusal olup bir transfer fonksiyonu ile verilebilir.

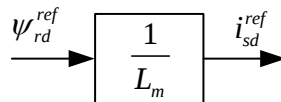


Şekil 3.2. Stator d eksen akımı ile rotor akısı arasındaki transfer fonksiyonu

Akımın sürekli rejimdeki değeri ile d-ekseni akımı ile arasındaki ilişki aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} \quad (3.8)$$

Bu ifadede verilen bir ψ_{rd}^{ref} akı referans değerine karşılık i_{sd}^{ref} akım değeri elde edilir.



Şekil 3.3. d-ekseni rotor akısı ile akımı arasındaki ilişki

Moment referans değeri Eşitlik 3.6'dan faydalanılarak aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$M_e = p \frac{\psi_{rd}^2}{R_r} \omega_r \quad (3.9)$$

Moment ifadesinde rotor akısı yerine ψ_{rd}^{ref} referans değeri alınabilir. Motorun hız ifadesi $\omega_r = \omega_s - p\omega_m$ kullanıldığında moment ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$M_e = p \frac{(\psi_{rd}^{ref})^2}{R_r'} (\omega_s - p\omega_m) = K(\omega_s - p\omega_m) \quad (3.10)$$

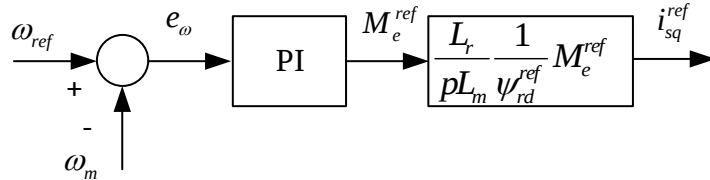
Böylece momentin referans değeri hız hatasının bir kazanç ile çarpılmasından elde edilebilir. Ayrıca motorun yüklenmeden oluşacak sabit hız hatasını ($e_\omega = \omega_{ref} - \omega_m$) kompanze edebilmek için kazanç terimine ilave olarak hız hatasının integralinin alındığı bir terim daha eklenmelidir. Hız hatasının bir PI tipi denetleyiciye uygulanmasıyla bu durum oluşturulabilir. Bu denetleyiciye hız hatasının uygulandığında denetleyicinin çıkışı vektör kontrolü için gerekli referans moment değerini verecektir.

$$M_e^{ref} = K_p (\omega_{ref} - p\omega_m) + K_i \int (\omega_s - p\omega_m) dt \quad (3.11)$$

Referans moment değerinden i_{sq}^{ref} aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_{sq}^{ref} = \frac{L_r}{pL_m \psi_{rd}^{ref}} M_e^{ref} \quad (3.12)$$

Açısal hız, moment ve i_{sq} arasındaki ilişki Şekil 3.4'teki gibi verilebilir.



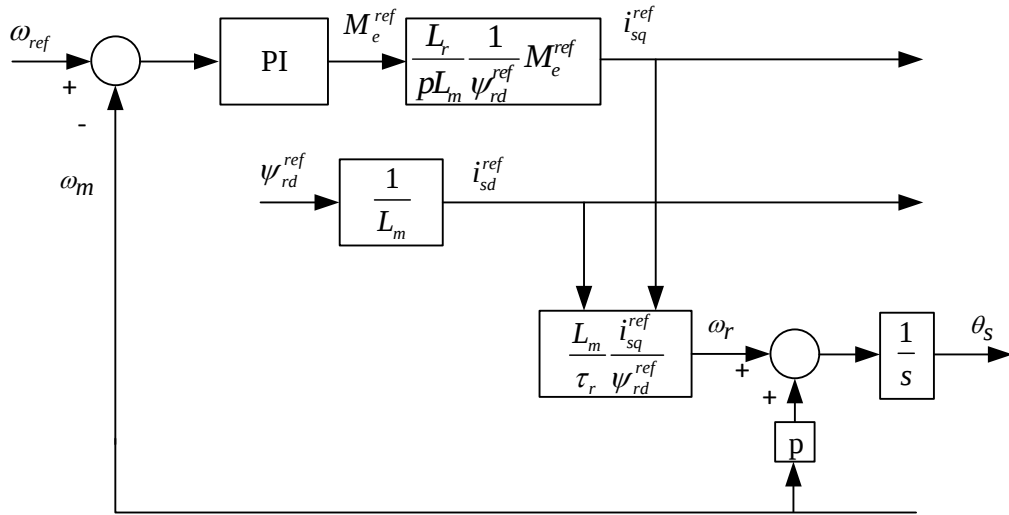
Şekil 3.4. Açısal hız, moment ve i_{sq} arasındaki ilişki

Eksen dönüşümleri için gerekli olan θ_s açısı, rotor akımlarının açısal hızı ve motorun açısal hızı ile elde edilebilir. Eşitlik 3.6'da stator akımı ve rotor akısı referans değerleri olarak yerine konulursa rotor akımlarının açısal hızı ω_r aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{ref}}{\psi_{rd}^{ref}} \quad (3.13)$$

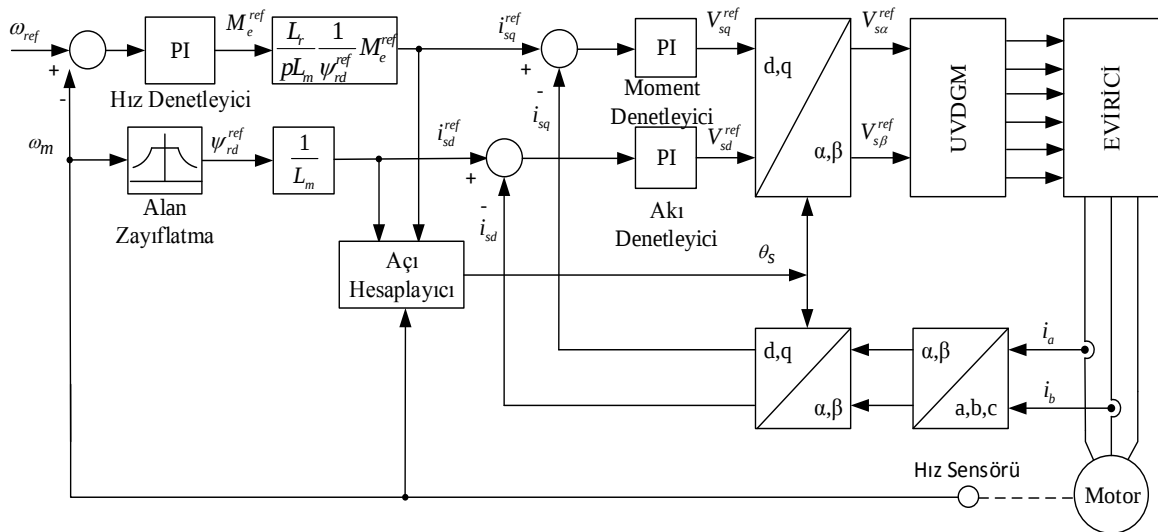
Senkron açısal hız ($\omega_s = \omega_r + p\omega_m$) entegre edilerek θ_s dönüşüm açısı elde edilir.

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (3.14)$$



Şekil 3.5. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol sistemi blok diyagramı

Bu blok diyagramında elde edilen d-q referans akım bileşenleri $i_{sd}^{ref}, i_{sq}^{ref}$ ile akım trafosu ile ölçülen stator akımlarından Clarke ve Park dönüşümleri vasıtasıyla elde edilen d-q akım bileşenleri i_{sd}, i_{sq} sırayla akı denetleyicisi ve moment denetleyicisine uygulanmaktadır. Denetleyici çıkışlarında oluşan $V_{sd}^{ref}, V_{sq}^{ref}$ gerilimlerinden Ters Park dönüşümüyle $V_{sa}^{ref}, V_{sb}^{ref}$ gerilimleri elde edilmektedir. α - β eksen takımındaki referans gerilimleri kullanılarak V_{ref} uzay vektörü elde edilmektedir. Buradan hareketle üretilen UVDGM sinyallerini eviriciye uygulanmaktadır. Eksen dönüşümlerinde θ_s dönüşüm açısı kullanılmaktadır. Uygun tetikleme sinyalleriyle sürülen asenkron motor verilen referans değerlerinde çalıştırılmaktadır.



Şekil 3.6. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrollü sürücü sistemi blok diyagramı

4. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU

UVDGM'yi anlamak için üç fazlı bir eviricinin anlaşılması önemlidir. Bir eviricinin bacağı alt ve üst olmak üzere iki anahtardan oluşmaktadır. Üst anahtar pozitif DC voltajı ile bağlantıyı sağlarken, alt anahtar negatif DC voltajı ile bağlantı kurmaktadır. Eviriciler girişindeki DC gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta AC gerilime dönüştüren devrelerdir. DGM, eviricinin AC çıkış geriliminin genlik ve frekansının kontrolü için kullanılan bir tekniktir. Saf sinüzoidal sinyal üretmek için kullanılan en popüler teknik sinüzoidal DGM (SDGM) yöntemidir. UVDGM, SDGM ile karşılaştırıldığında uygulamaya avantajlar sağlayan gelişmiş yöntemdir. Bu avantajlar;

- DC gerilimin daha verimli kullanılması,
- Vektör kontrol tekniğine kolay uygulanabilme,
- Daha az Toplam Harmonik Bozulma,
- Daha iyi güç faktörü,
- Yüksek frekanslarda düşük anahtarlama kayıplarına sahip olmasıdır.

UVDGM'nin temeli, asenkron motorun üç faz gerilimlerinin dönen bir referans uzay vektörüne (V_{ref}) dönüştürülmesine dayanır. Referans vektörün genliği ve faz açısı üç fazlı gerilimlerin anlık değerleri ile belirlenir.

$$V_{an} = V_m \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

$$V_{bn} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.2)$$

$$V_{cn} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (4.3)$$

120° aralıklı uzay dağılımı ile üç fazlı gerilimlerin uzay vektör gösterimi şöyledir:

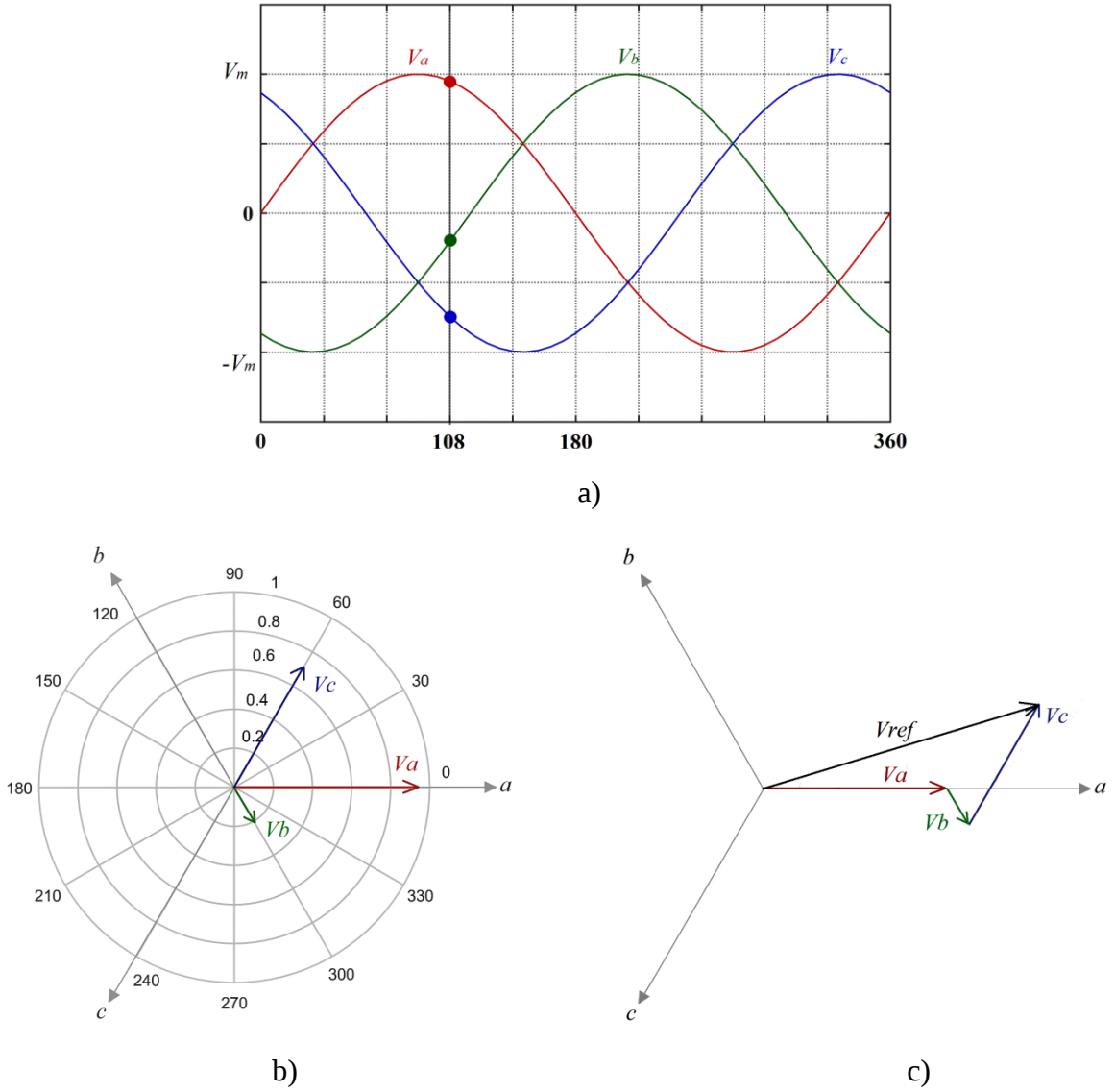
$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} [V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}] \quad (4.4)$$

Uzay vektörü, senkron hızda dönen d - q eksen takımındaki bir büyüklüğün duran α - β eksen takımına indirgenmesi ile elde edilen V_{ref} uzay vektörüdür.

$$V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta \quad (4.5)$$

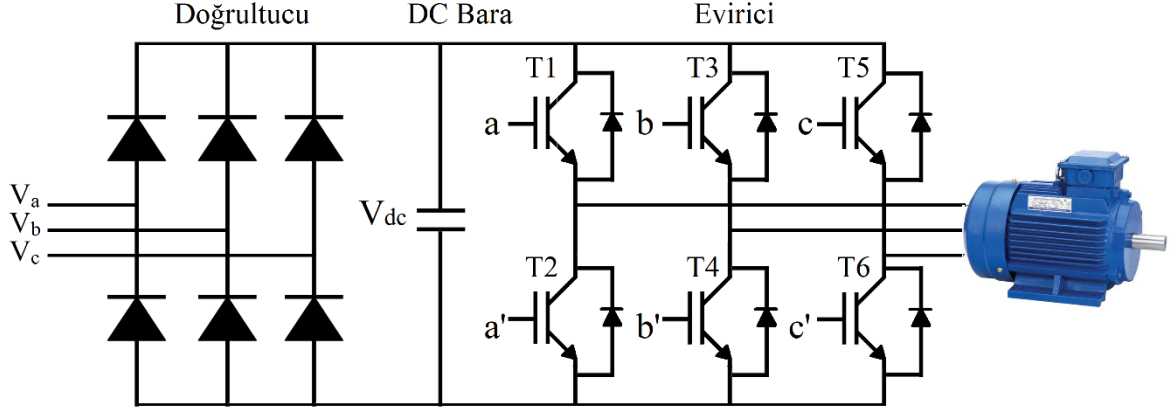
Burada $a = e^{j2\pi/3} = \cos(2\pi/3) + j\sin(2\pi/3)$ ve $a^2 = e^{j4\pi/3} = \cos(4\pi/3) + j\sin(4\pi/3)$ 'tür. Üç fazlı gerilimlerin herhangi bir andaki gerilim değerleri için aşağıdaki gibi bir gösterim yapılabilir.

Açısal hız $\omega t = (3/5)\pi = 108^\circ$ 'de olduğunda üç faz gerilim değerleri $V_a = 0,9511.V_m$, $V_b = -0,208.V_m$, $V_c = -0,743.V_m$ 'dir. Bu durum Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Üç fazlı gerilimlerin gösterimi a) Zaman ekseninde gösterimi, b) Açısal gösterimi, c) Vektörel gösterimi

İki seviyeli bir eviricinin kolları uygun bir şekilde anahtarlanarak motorun faz sargı uçları DC bara geriliminin pozitif veya negatif uçlarına bağlanır. Bu durum asenkron motorda üç fazlı bir gerilim oluşmasını sağlayacaktır. Üç kollu bir eviricinin $2^3=8$ muhtemel anahtarlama durumu bulunmaktadır. Bu durumlardan altısına aktif durum vektörleri (V_1-V_6) ve geri kalan iki duruma da sıfır durum vektörleri (V_0, V_7) denilmektedir. Dönen bir alan oluşturmak her bir anahtarlama döngüsünde referans vektöre en yakın olan iki aktif durum vektörü ve sıfır durum vektörleri anahtarlanmaktadır. Sıfır durum anahtarlanmasında eviricinin ya üst anahtarları DC bara geriliminin pozitif ucuna veya alt anahtarları DC bara geriliminin negatif ucuna bağlı olduğundan motor sargılarında herhangi bir akım oluşmayacaktır.



Şekil 4.2. Üç Fazlı İki Seviyeli Evirici Devresi

Eviricide bulunan izole kapılı bipolar transistör (IGBT)'lerin anahtarlama konumlarına ve zamanlarına bağlı olarak çıkış gerilimi değişim göstermektedir. Şekil 4.2'deki eviricide altı adet anahtarlama elemanı vardır. Aynı kol üzerinde bulunan transistörlerden biri iletimde ise diğeri kesimde olmalıdır. Alt kollardaki anahtarlama durumları, üst kollardaki anahtarlamanın tam tersi şeklindedir. Anahtarlama durumları ve gerilim vektörleri Çizelge 4.1'de verilmiştir. Eviricinin anahtarlama değişkenleri (a,b,c) ile faz-faz ve faz-nötr gerilimleri arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir.

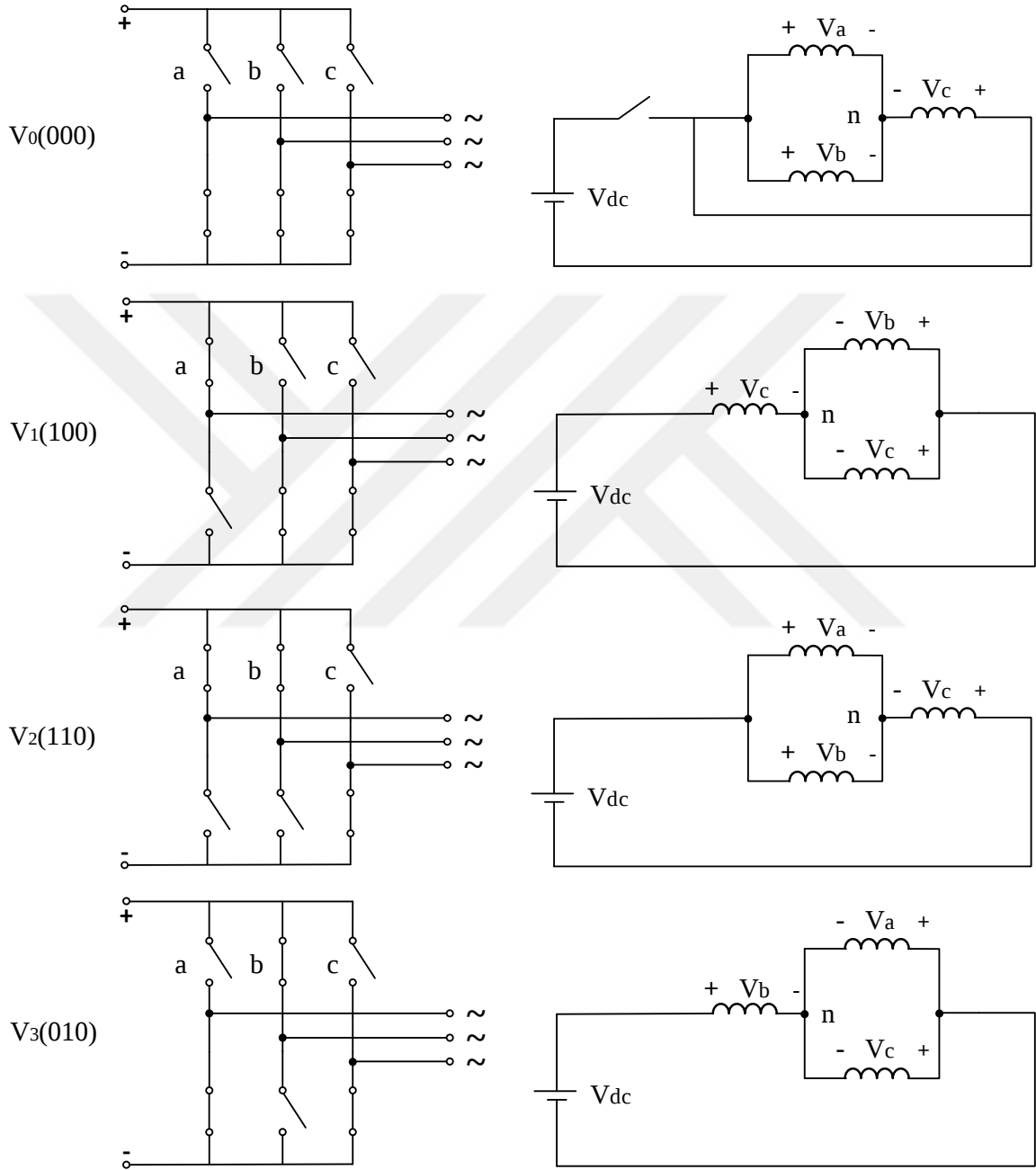
$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

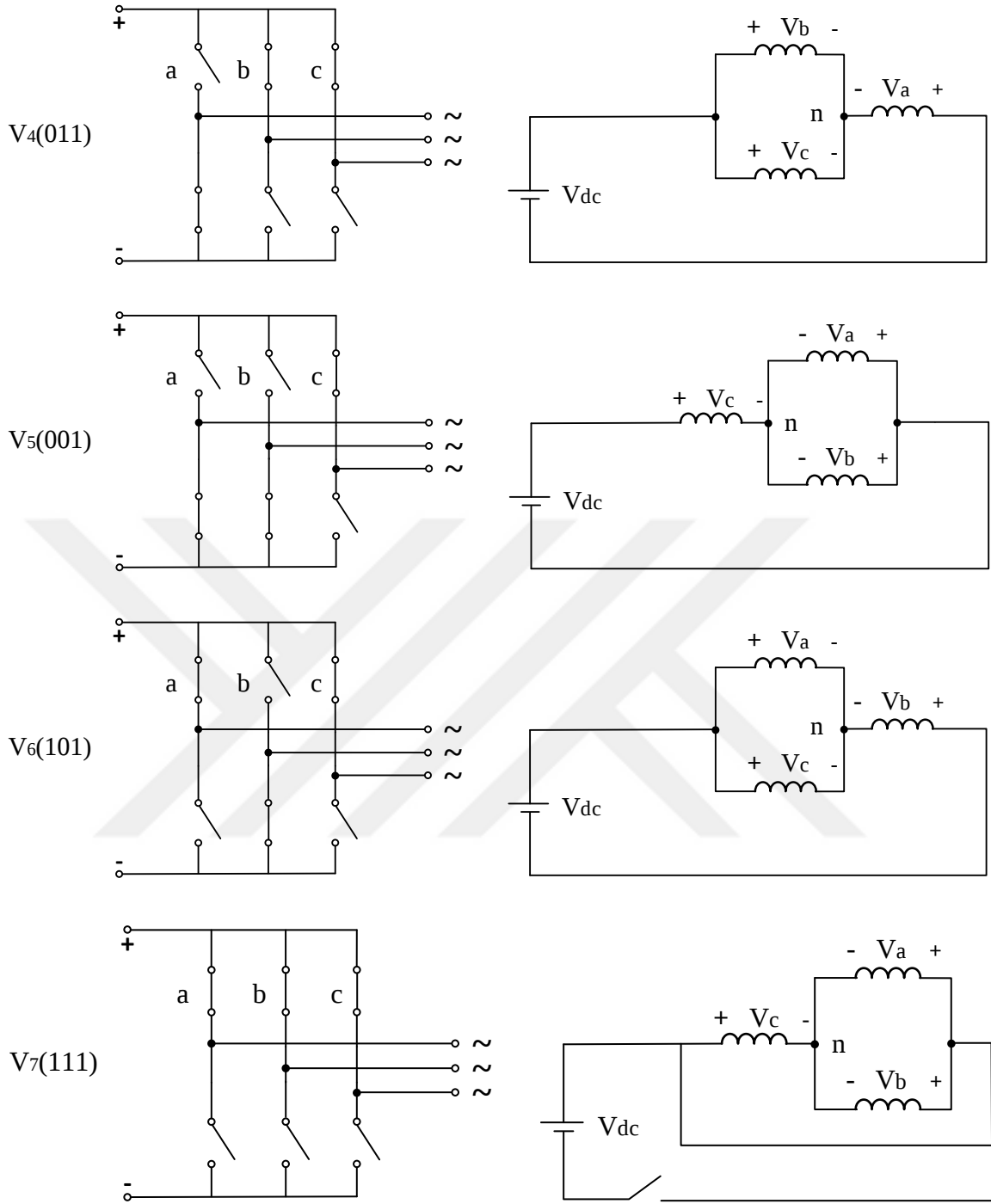
Çizelge 4.1. İki seviyeli evirici için anahtarlama durumları

Durum Vektörleri	Anahtarlama			Faz-Nötr Gerilimleri			Faz-Faz Gerilimleri		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Evirici çıkışına üç fazlı yıldız bağlı bir asenkron motor bağlanarak sekiz anahtarlama konumu incelenecektir. Motor sargıları üzerinde eviriciye uygulanan sekiz anahtarlama durumundan ikisinde (V_0, V_7) sıfır değerinde gerilim oluşmakta, diğer altı durumda ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) Çizelge 4.1’de verilen DC gerilimler oluşmaktadır. Anahtarlama konumları için motorun statorundaki üç adet sargı ve bu sargılarda oluşacak gerilimler aşağıdaki gibidir.

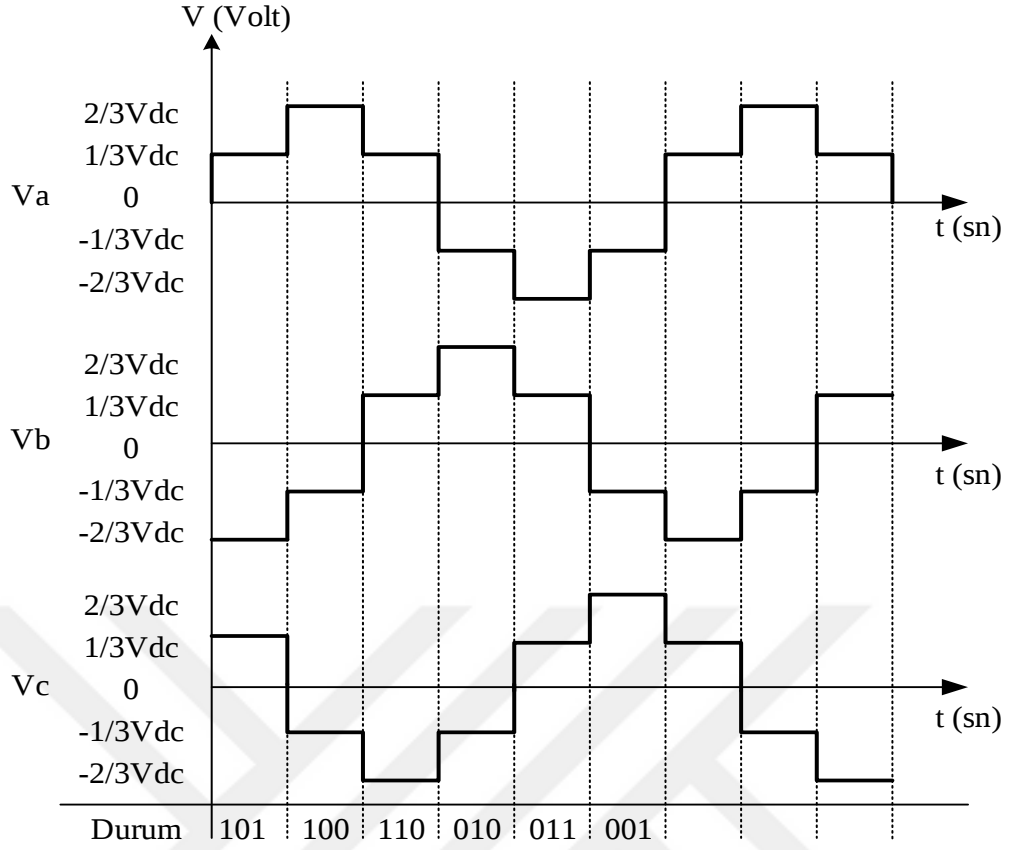


Şekil 4.3. Üç kollu eviricide (V_0, V_1, V_2, V_3) gerilim vektörlerine karşılık gelen anahtar konumları ve motor sargılarının bağlantı durumları



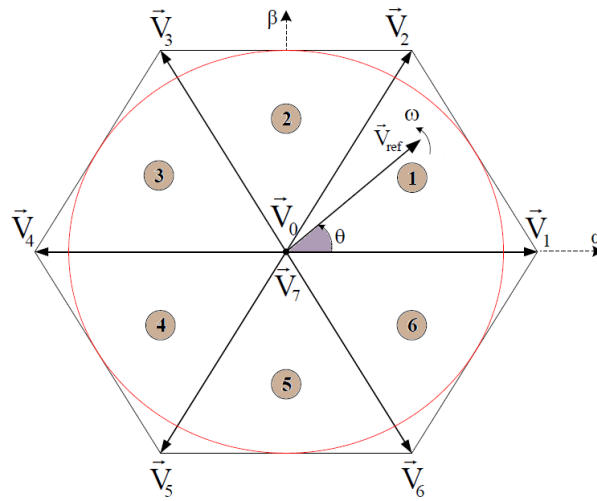
Şekil 4.4. Üç kollu eviricide (V_4, V_5, V_6, V_7) gerilim vektörlerine karşılık gelen anahtar konumları ve motor sargılarının bağlantı durumları

Sekiz anahtarlama konumu eşit zaman aralıkları ile devreye alınarak Şekil 4.5'teki faz gerilimleri elde edilir. Şekildeki faz gerilimleri arzu edilen referans gerilim vektöründen oluşturulacak gerilimlerin temel elemanlarıdır. Görüldüğü üzere üç adet çıkış fazında temel olarak 120° lik faz farkı vardır.



Şekil 4.5. Üç kollu eviricinin üç faz çıkış gerilimleri

Anahtarlama konumları a-b-c eksen takımlarında incelendikten sonra V_{ref} gerilim vektörü α - β ekseninde olduğundan dolayı bu konumlar duran eksen takımında incelenecektir. Duran eksen takımında çıkış gerilimlerine T periyodu için bakıldığında toplam altı adet uzay vektörü oluşacaktır. Bu altı uzay vektörünün duran eksen takımında 60° derecelik aralıklarla konumlanmakta ve düzgün bir altıgen oluşturmaktadır.



Şekil 4.6. UVDGM anahtarlama vektörleri

Referans gerilim vektörü duran ekseninde oluşan altı bölgenin sınırladığı alan içerisinde olacaktır. Referans gerilim vektörünün üretilmesi için gerekli olan anahtarlama durumunun tespiti için ilk olarak gerilim vektörünün genliği ve açısı belirlenir.

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (4.8)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \quad (4.9)$$

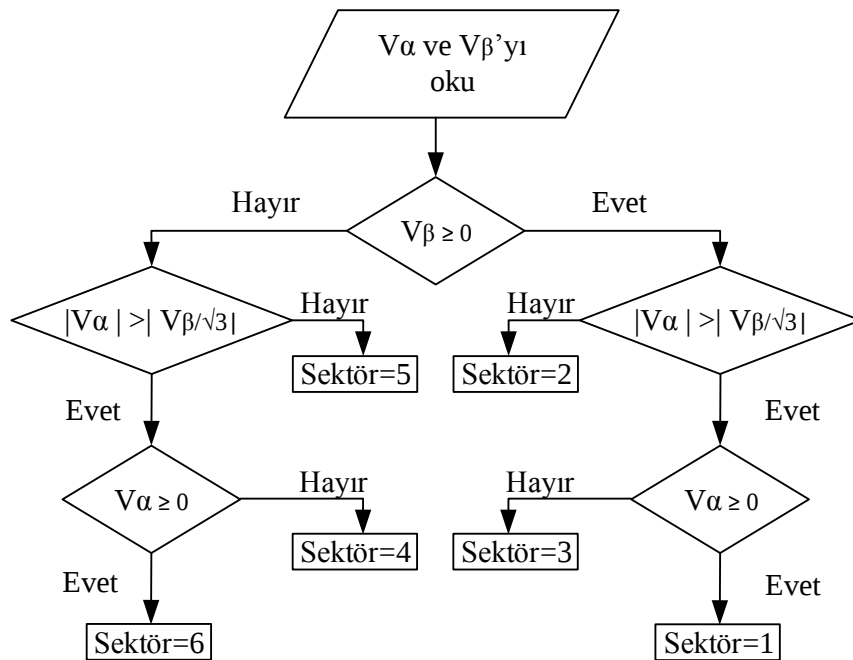
Zamana bağlı olarak değişen θ açısı ile beraber vektörün içinde bulunduğu sektörde değişmektedir. Bu nedenle UVDGM tekniğinde V_{α} ve V_{β} voltajlarına bağlı olarak referans vektörün hangi bölgede olduğu tespit edilmelidir. Sektör belirleme Şekil 4.7'deki akış çizelgesi kullanılarak gerçekleştirilir.

Referans vektör, bulunduğu sektörü sınırlayan sıfır olmayan iki vektörün ve sıfır vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir (Hendawi ve ark., 2010; Çelik, 2004).

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, \vec{V}_{k+1} = \frac{2}{3}V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}}, (k=1,2,3,4,5,6) \quad (4.10)$$

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc} \left[\cos(k-1)\frac{\pi}{3} + j \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad (4.11)$$

$$\vec{V}_{k+1} = \frac{2}{3}V_{dc} \left[\cos k\frac{\pi}{3} + j \sin k\frac{\pi}{3} \right] \quad (4.12)$$



Şekil 4.7. Sektör belirleme akış şeması

UVDGM'nin en önemli kısmı her bir anahtarlama periyodunda V_k , V_{k+1} vektörlerinin uygulama sürelerinin hesaplanması stratejisidir. T_s periyodu boyunca T_k süresi V_k vektörünün uygulama süresini, T_{k+1} süresi V_{k+1} vektörünün uygulama süresini ve T_0 süresi ise sıfır durum vektörlerinin uygulama süresini göstermektedir. Vektörlerin uygulanma süreleri arasındaki ilişki simetriğe bağlı olarak modülasyon periyodunun yarısı ($T_s/2$) için aşağıdaki entegrasyon tanımlanabilir. Periyodun diğer yarısı ($T_s/2$) için evirici anahtarlama ters yönde değiştirilmektedir.

$$\int_0^{T_s/2} \vec{V}_{ref} = \int_{T_0}^{T_0/4} \vec{V}_0 + \int_{T_0/4}^{T_0/4+T_k} \vec{V}_k + \int_{T_0/4+T_k}^{T_0/4+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} + \int_{T_0/4+T_k+T_{k+1}}^{T_s/2} \vec{V}_7 \quad (4.13)$$

Burada V_0 ve V_7 sıfıra eşit, V_k , V_{k+1} gerilim vektörleri her modülasyon periyodu (T_s) esnasında sabit kabul edilir. Böylece V_{ref} gerilim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (4.14)$$

Bu ifadede V_k , V_{k+1} gerilim vektörleri yerine yazılırsa V_{ref} gerilim vektörü aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot T_k + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}} T_{k+1} \quad (4.15)$$

Referans gerilimi vektörü $V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$ olarak iki bileşen şeklinde yerine yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[T_k \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \right] \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Bu denklemin çözülmesiyle, T_k ve T_{k+1} zaman aralıkları şu şekilde hesaplanabilir:

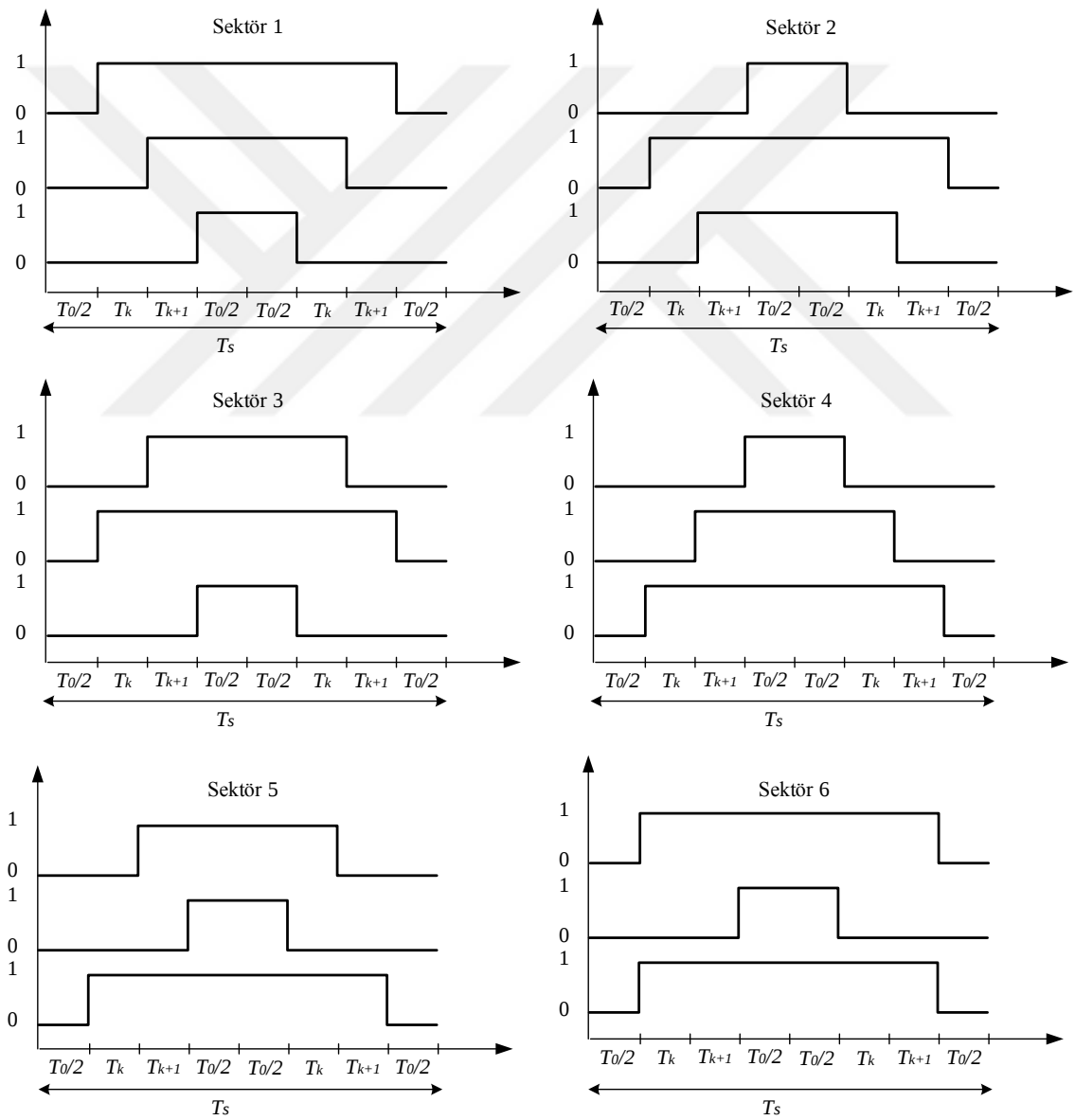
$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$2T_k$ ve $2T_{k+1}$ toplamı T_s 'den küçük veya eşit olmalıdır. Evirici, bu sürelerin dışında sıfır durumunda kalmalıdır. Sıfır gerilim periyodu (T_0) aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$T_0 = T_s - 2(T_k + T_{k+1}) \quad (4.19)$$

Anahtarlama zamanlamaları hesaplandıktan sonra evirici devresindeki IGBT'ler bu zaman aralıkları esas alınarak tetiklenir. En iyi harmonik performansı ve her bir anahtar için minimum anahtarlama elde edebilmek için, bir anahtarlama durumundan diğerine geçişte eviricinin sadece bir kolunda anahtarlama gerçekleştirilir.

Sektöre göre anahtarlama sırası grafiksel olarak Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Sektörler için anahtarlama sırası ise Çizelge 4.2'de verilmiştir. Her bir anahtarlama periyodu simetriktir ve sıfır durum vektörü ile başlar ve biter. Verilen anahtarlama durumları eviricinin üst kolundaki IGBT'ler içindir. Alt koldaki anahtarlama durumu ise üst koldakilerin simetrisi şeklinde olacaktır.



Şekil 4.8 Tetikleme zamanlamalarının sektörlere göre dağılımı

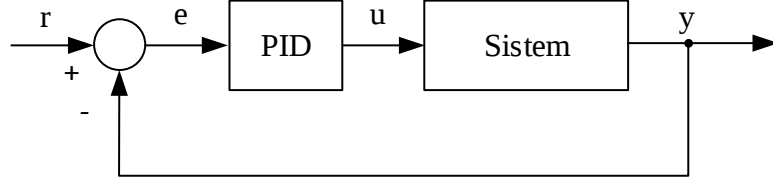
Çizelge 4.2. Sektörler için anahtarlama sırası

Sektör	Durum Vektörü							
1	V_0	V_1	V_2	V_7	V_7	V_2	V_1	V_0
2	V_0	V_3	V_2	V_7	V_7	V_2	V_3	V_0
3	V_0	V_3	V_4	V_7	V_7	V_4	V_3	V_0
4	V_0	V_5	V_4	V_7	V_7	V_4	V_5	V_0
5	V_0	V_5	V_6	V_7	V_7	V_6	V_5	V_0
6	V_0	V_1	V_6	V_7	V_7	V_6	V_1	V_0

5. DENETLEYİCİ TASARIMI

5.1. Klasik PI Tipi Denetleyici

Bu bölümde, oransal (P), integral (I) ve türev (D) kontrollerin her birinin özelliklerini ve arzulanan bir cevabı elde etmek için bunların nasıl kullanılacağı açıklanmaktadır. Şekil 5.1’de temel geri beslemeli bir sistem verilmiştir.



Şekil 5.1. Temel geri beslemeli sistem

Şekil 5.1.’de; izleme hatası (e), istenen giriş değeri (r) ile sistemin gerçek çıkışı (y) arasındaki farkı temsil etmektedir. Bu hata sinyali PID denetleyicisine gönderilir ve denetleyici bu hata sinyalinin türevini ve integralini hesaplar. Denetleyici, sistemin genel davranışını kontrol etmek için tasarlanan için kontrol işareti oluşturmaktadır. Denetleyicinin çıkış sinyali (u), hatanın oransal katsayısı (K_p) ve hatanın integralinin integral katsayısı (K_i) ve hatanın türevinin türev katsayısı (K_d) ile çarpımlarının toplamına eşittir. PID denetleyicisinin aktarım işlevi aşağıdaki gibi görünür:

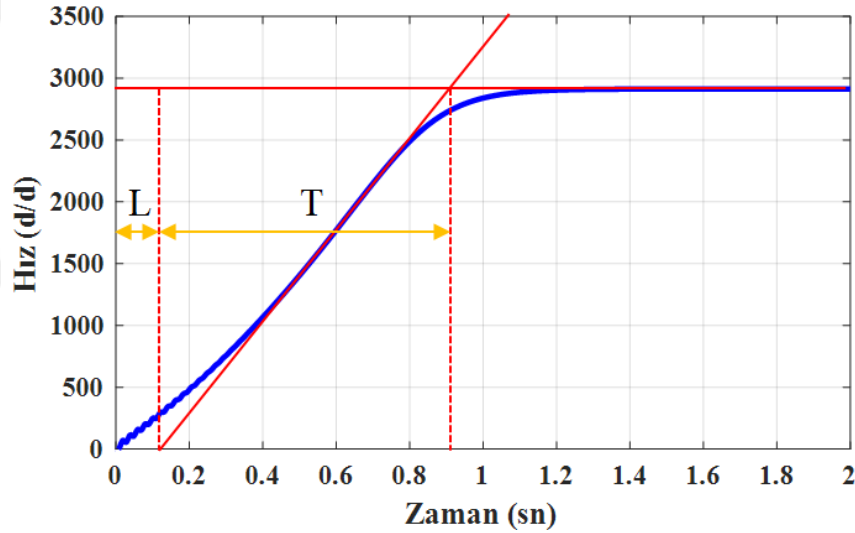
$$u = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (5.1)$$

Oransal kontrol, yükselme zamanı ve kararlı hal hatasını azaltır fakat tamamen ortadan kaldıramaz. İntegral kontrol, kararlı hal hatasını ortadan kaldırma etkisine sahiptir ancak geçici durum cevabını kötüleştirebilir. Türev kontrol, sistemin kararlılığını artırma, aşımı azaltma ve geçici tepkiyi iyileştirme etkisine sahiptir. K_p , K_i ve K_d katsayılarının kapalı çevrimli bir sistem üzerindeki etkileri aşağıdaki Çizelge 5.1’de özetlenmiştir.

Çizelge 5.1. PID denetimde parametrelerin etkisi

Kapalı Döngü Cevabı	Yükselme Zamanı	Aşım	Yerleşme Zamanı	Kararlı Hal Hatası
K_p	Azaltır	Artırır	Küçük değişim	Azaltır
K_i	Azaltır	Artırır	Artırır	Yok eder
K_d	Küçük değişim	Azaltır	Azaltır	Küçük değişim

Önerilen MRAK hız denetleyicinin performansını, geleneksel PI denetleyici performansıyla karşılaştırmak için, iyi ayarlanmış bir PI denetleyiciye ihtiyaç vardır. PID denetleyicisinin parametrelerini ayarlamak için deneme-yanılma yöntemi, Ziegler-Nichols yöntemi ve Cohen-Coon yöntemi gibi çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Ziegler-Nichols yöntemi, kontrol sistemi tasarımında en çok kullanılan ayarlama tekniklerinden biridir ve aynı zamanda uygulamada basit olduğundan bu yöntem seçilmiştir. PI denetleyicinin parametreleri Ziegler-Nichols'un birinci ayarlama yöntemi ile tespit edilmiştir. Bu yöntemde denetleyici parametreleri sistemin açık çevrim birim basamak cevabından elde edilen değerlere göre belirlenir. Basamak tepki eğrileri, deneysel olarak ya da sistemin dinamik bir simülasyonundan üretilebilir. Gecikme zamanı (L) ve zaman sabiti (T), Şekil 5.2'de gösterildiği gibi S-şekilli eğrinin bükülme noktasında bir teğet çizgi çizerek ve teğetin kesişmelerini belirleyerek belirlenir (Ogata, 2009).



Şekil 5.2. Sistemin açık çevrim basamak cevabı eğrisi

Elde edilen L ve T değerleri belirlendikten sonra denetleyici parametreleri Çizelge 5.2'deki kurallardan faydalanılarak bulunur.

Çizelge 5.2. Sistem adım tepkisine dayalı Ziegler-Nichols uyum kuralları

Denetleyici Tipi	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0,9 T/L$	$L/0,3$	0
PID	$1,2 T/L$	$2 L$	$0,5 L$

Şekil 5.2'ye göre belirlenen $T=0,78$ ve $L=0,12$ değerleri kullanılarak PI hız denetleyicisinin parametreleri $K_p=5,85$ ve $T_i=0,4$ olarak hesaplanmıştır. Buradan yola çıkarak $K_p=5,85$, $K_i=K_p/T_i=14,625$ olarak belirlenmiştir.

5.2. RTYSA Temelli MRAK Tipi Denetleyici

Bu bölümde, asenkron motor sürücü sisteminde yüksek dinamik performans elde etmek için RTYSA temelli MRAK tipi bir hız denetleyicisi tasarlanmıştır. Denetleyici doğrusal olmayan bir yapıya sahip olup parametre güncellemeleri ise çevrimiçi yapılmaktadır.

5.2.1. Yapay sinir ağları

Yapay sinir ağları (YSA) doğrusal olmayan yapı, genelleme, öğrenme ve adaptif yeteneği sayesinde karmaşık ve doğrusal olmayan dinamik sistemlerin modelleme ve kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır (Efe ve Kaynak, 1997; Kılıç ve ark., 2012). Son yıllardaki çalışmalardan, RTYSA'nın asenkron motor sürücü sistemlerinin denetim yapısında kullanımının dayanıklılığı ve performansı artırdığı görülmektedir (Şit ve ark., 2016; Qian ve ark., 2009; Brandstetter ve ark., 2014). RTYSA'nın bu çalışmada kullanım amacı ise sistemden gelen doğrusal olmayan kısımları kompanze etmektir. YSA teknikleri sürekli olarak büyük gelişmeler göstermekte ve öğrenme, desen tanıma, sinyal işleme, modelleme, sistem kontrolü gibi pek çok alanda başarıyla uygulanmaktadır. Yüksek paralel yapı, öğrenme kabiliyeti, doğrusal olmayan fonksiyon yaklaşımı, hata toleransı gibi başlıca avantajları, YSA'nın gerçek zamanlı uygulamalar için doğrusal olmayan sistem kimliklendirme ve kontrolünde kullanımını büyük ölçüde artırmaktadır.

RTYSA iyi genelleme yeteneği ve çok katmanlı ileri besleme ağlarına (MLP) kıyasla gereksiz ve uzun hesaplamayı önleyen basit bir ağ yapısı nedeniyle son zamanlarda çok dikkat çekmiştir (Liu, 2013). RTYSA bir gizli katmana sahipken MLP çok gizli katmandan meydana gelebilmektedir. RTYSA'nın giriş katmanında ağırlıkların bulunmaması çevrimiçi uygulamalar için önemli ölçüde hesaplama işlemlerini azaltmaktadır. RTYSA'nın gizli katmanında aktivasyon fonksiyonu olarak Gauss fonksiyonunun kullanılabilmesi ise doğrusal olmayan yapısını güçlendirmektedir. Bu avantajlarından dolayı bu çalışmada denetleyicinin yapısında RTYSA tercih edilmiştir.

5.2.2. Radyal taban fonksiyonlu YSA

RTYSA giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanı olmak üzere üç katmana sahiptir. Gizli katmandaki nöronlarda aktivasyon fonksiyonu olarak radyal taban fonksiyonları (genellikle doğrusal olmayan yapıya sahip Gauss Fonksiyonu) kullanılır (Haykin, 1999; Zhang ve ark., 2005). Ağ yapısındaki gizli katman, gizli düğümler denilen bilgi işlem birimleri dizisinden oluşmaktadır.

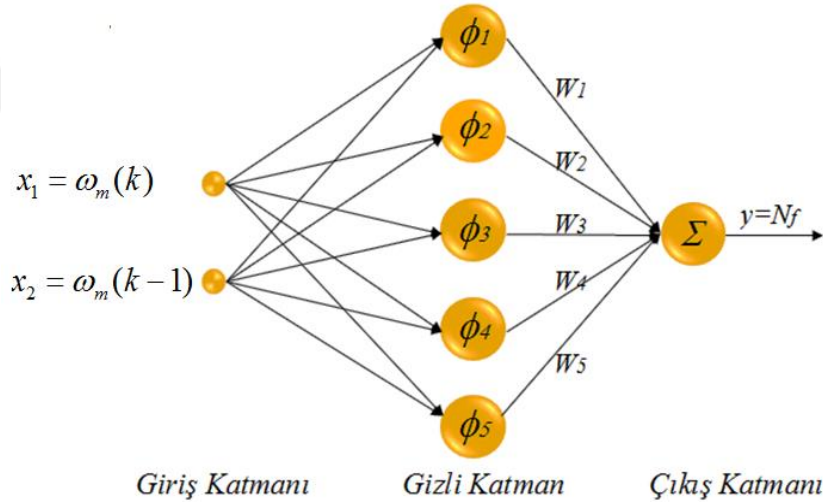
Her gizli düğüm, x giriş vektörü ile aynı boyutta bir parametre vektörü olan c merkez vektörünü içerir. Bu vektörler arasındaki Öklid uzaklığı $\|x-c_j\|$ ile tanımlanır.

$$\phi_j(x) = \exp \left[\frac{-\|x-c_j\|^2}{2\sigma_j^2} \right] \quad (5.2)$$

Burada σ_j radyal taban fonksiyon genişliğini göstermektedir. c_j ve σ_j 'ler giriş değerlerinin aralığına göre belirlenir (Okkan ve Dalkılıç, 2012; Qin ve ark., 2012). Ağ çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$y_k(x) = \sum_{j=1}^m w_{kj} \phi_j(x) \quad (5.3)$$

Burada w , m , y sırayla çıkış katmanı ağırlıkları, çıkış sayısı ve çıkış düğümünü ifade etmektedir. RTYSA'nın eğitimi adaptif parametrelerin (c_j , σ_j , w_{kj}) optimize edilmesi sürecidir. Bu çalışmada Şekil 5.3'te gösterildiği gibi RTYSA topolojisi 2:5:1 (giriş katmanı düğüm sayısı:2, gizli katman düğüm sayısı:5 ve çıkış katmanı düğüm sayısı:1) ağ mimarisi yapısında seçilmiştir.



Şekil 5.3. RTYSA ağ mimarisi

$e(t)$ izleme hatasını göstermek üzere RTYSA'nın eğitilmesi için minimize edilmesi amaçlanan performans fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E(t) = \frac{1}{2} [\omega_{rm}(t) - \omega_m(t)]^2 = \frac{1}{2} e(t)^2 \quad (5.4)$$

Burada ω_{rm} referans model çıkışını, ω_m motorun mekanik hızını göstermektedir. Ayarlanabilen RTYSA parametreleri, hatanın geri yayılım algoritması kullanılarak çevrimiçi ayarlanır.

$$\Delta w_{kj} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{kj}} = \eta e(t) \phi_j \quad (5.5)$$

$$w_{kj}(t+1) = w_{kj}(t) + \Delta w_{kj}(t) \quad (5.6)$$

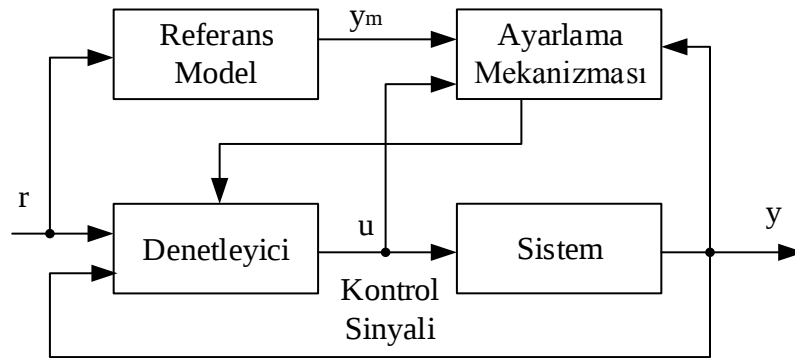
$$c_j(t+1) = -\eta \frac{\partial E}{\partial c_j} = c_j(t) + \eta e(t) \phi_j w_j \frac{(x - c_j)}{\sigma^2} \quad (5.7)$$

$$\sigma_j(t+1) = -\eta \frac{\partial E}{\partial \sigma_j} = \sigma_j(t) + \eta e(t) \phi_j w_j \frac{\|x - c_j\|}{\sigma^3} \quad (5.8)$$

Burada η (0,1) aralığında seçilen öğrenme katsayısıdır.

5.2.3. Model referans adaptif kontrol

MRAK, parametreleri bilinmeyen veya kısmen bilinen karmaşık doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde yaygın kullanılan adaptif kontrol yöntemlerindendir. Bazı ayarlanabilir denetleyici parametreleri ve bunları ayarlamak için bir ayarlama mekanizması ile doğrudan uyumlu bir kontrol sistemidir. Bu yöntemde, sistem çıkışının kararlılığı bilinen bir referans model çıkışını takip etmesi amaçlanır. Referans model, sistemde yükselme zamanı, maksimum aşım, kararlı hal hatası ile ilgili istenen özelliklere sahip ideal bir modeldir. Denetleyicinin performansı, uygun referans model seçimi ve ayar mekanizmasının yeteneğine bağlıdır (Jain ve Nigam, 2013; Prakash ve Anita, 2012; Al-Aubidy ve Ali, 2004; Landau ve ark., 1998).



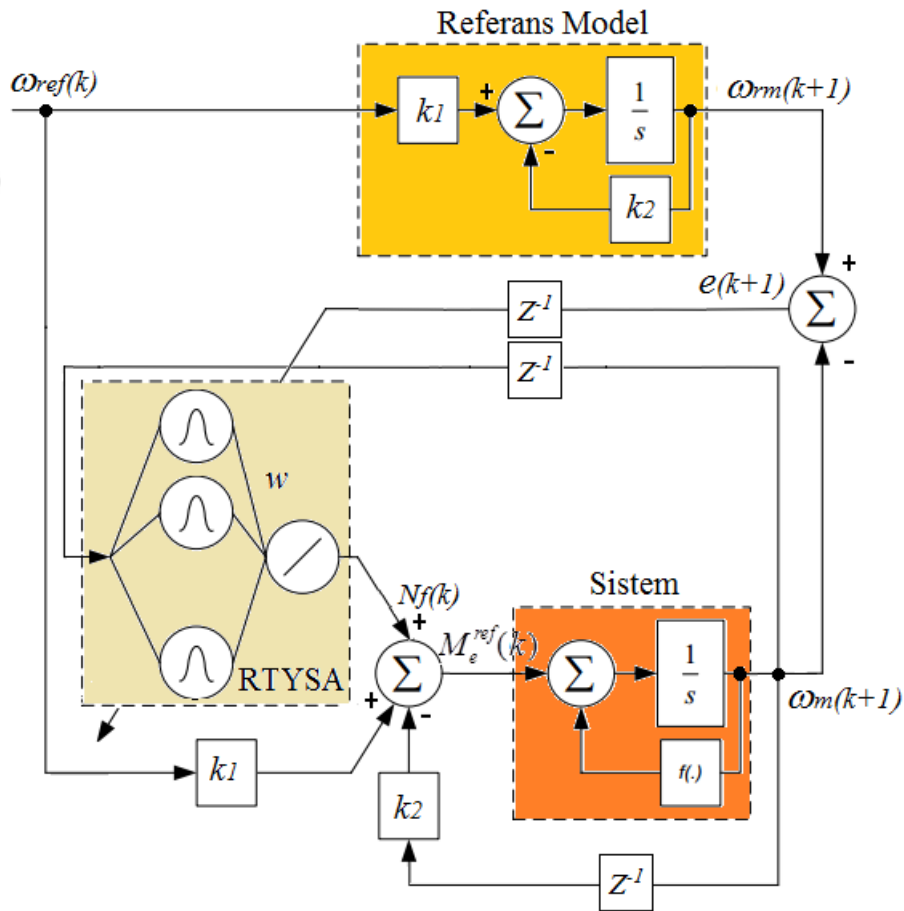
Şekil 5.4. Model referans adaptif kontrol blok diyagramı

MRAK stratejisi, denetleyici parametrelerini ayarlama prensibi üzerine çalışan adaptif denetleyiciyi tasarlamak için kullanılır; böylece gerçek sistem çıkışı, aynı referans girişine sahip bir referans modelin çıkışını izler. Ayarlama mekanizması, denetleyici parametrelerini otomatik olarak ayarlar ve böylece denetlenen sistem çıkışı referans model

çıkışına benzer hale gelecektir. Ayarlama mekanizması, izleme hatasının sıfıra yakınsamasını ve denetim sisteminin kararlı kalmasını garanti etmelidir. Doğrusal olmayan sistemler için kararlılık teorisine temel katkılar Rus matematikçi Lyapunov tarafından yapılmıştır.

5.2.4. Önerilen denetleyici

Bu çalışmada hız denetleyicisi olarak RTYSA tabanlı MRAK algoritması kullanılmıştır. MRAK'ın amacı referans moment sinyalini (M_e^{ref}) üretmek için bir kontrol kuralı oluşturmak ve gerçek motor hızının referans sinyali takip etmesini sağlamaktır. Denetleyici düzgün tasarlandığı sürece, MRAK'ın iç karakteristiği, kapalı döngü sisteminin dinamik performansını garanti eder (Guo ve Parsa, 2012). RTYSA'nın amacı ise asenkron motor doğrusal olmayan yapısından dolayı denetimi zorlaştıran kısımları kompanze etmektir. RTYSA temelli MRAK denetleyicinin sisteme uygulanmış yapısı Şekil 5.5'te gösterilmektedir.



Şekil 5.5. RTYSA temelli MRAK denetleyici yapısı

Eşitlik 2.5'teki asenkron motorun elektromekanik dinamik ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\frac{d\omega_m}{dt} + \frac{B\omega_m}{J} + \frac{M_L}{J} = \frac{M_e}{J} \quad (5.9)$$

Böylece, motor modeli birinci derece dinamik eşitlikle ifade edilebilir:

$$\frac{d\omega_m}{dt} + f(\omega_m) = M_e^{ref} \quad (5.10)$$

Burada ω_m motorun mekanik hızını, M_e^{ref} kontrol sinyalini, $f(\omega_m)$ ise hız, yük momenti ve sistemden gelen bilinmeyen doğrusal olmayan kısımları temsil eden bir fonksiyondur. Sistem ve referans model ile ilgili diferansiyel eşitlik aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\dot{\omega}_m + f(\omega_m) = M_e^{ref} \quad (5.11)$$

$$\dot{\omega}_{rm} + k_2\omega_{rm} = k_1\omega_{ref} \quad (5.12)$$

Burada ω_{ref} referans hızı, ω_{rm} referans model çıkışını göstermektedir. Model ifadesindeki k_1 ve k_2 ise pozitif katsayılardır.

Model referans adaptif sistemin amacı; kontrol edilen sistemin çıkışını, referans model çıkışı izlemeye zorlayan bir denetleyici tasarlamaktır. RTYSA adaptasyonu da sistemin büyük belirsizliklerine karşı kontrol performansını etkili bir şekilde artıracaktır. MRAK metodunda değişkenleri düzenleyen mekanizma; pasiflik teorisi, gradyant yöntemi (MIT kuralı), Lyapunov teorisi gibi bir kararlılık teorileri kullanmak suretiyle gerçekleştirilebilir. Böylece tüm sistemin kararlılığı ve adaptasyon yakınsaması garanti edilir (Patino, 2000; Alkan, 2011; Özçalık ve ark., 2007; Kilic ve ark., 2016).

MRAK teorisinde gerçek sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasındaki fark minimize edilmeye çalışılır. Bu durumda hatayı asimptotik olarak sıfıra yakınsatmak için ayar mekanizmasının bulunması gerekmektedir. Ayar mekanizması, denetleyici parametrelerini ayarlamak için kullanılmaktadır. Adaptif kontrol tasarımının temeli kontrol kuralını formüle etmektir. Denetleyici tasarımı için, kontrol kuralı aşağıdaki gibi önerilebilir:

$$M_e^{ref} = -k_2\omega_m + k_1\omega_{ref} + N_f(\omega_m, w) \quad (5.13)$$

Burada N_f RTYSA'nın çıkış vektörü olup sistemin $f(.)$ ile gösterilen doğrusal olmayan kısmını kompanse etmektedir. w ise RTYSA'nın ağırlık vektörüdür ve N_f ile $f(.)$ arasındaki hatayı en aza indirmek için çevrimiçi olarak güncellenmektedir. N_f aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$N_f(\omega_m, w) = \sum_{j=1}^J w_j \exp\left(\frac{\|\omega_m - c_j\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.14)$$

Eşitlik 5.11, 5.12 ve 5.13 birleştirilip ve yeniden yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$(\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{rm}) + k_2(\omega_m - \omega_{rm}) = N_f(\omega_m, w) - f(\omega_m) \quad (5.15)$$

MRAK'ın ana problemi hatayı sıfıra götüren kararlı bir sistem elde edilmesi için ayarlama mekanizması belirlemektir. Referans model ile gerçek sistem arasındaki hata aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$e = \omega_m - \omega_{rm} \quad (5.16)$$

Bu nedenle hata için ayarlanabilen parametreleri de içeren bir diferansiyel eşitlik türetilmelidir. Hata dinamiği aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$(\dot{e}) + k_2(e) = N_f(\omega_m, w) - f(\omega_m) \quad (5.17)$$

Doğrusal olmayan $f(.)$ fonksiyonunu temsil etmek üzere tasarlanan sinir ağı fonksiyonu N_f 'nin doğru bir şekilde eğitilmesinden sonra, N_f ve $f(.)$ arasındaki fark (e) sıfır eğilimi gösterir.

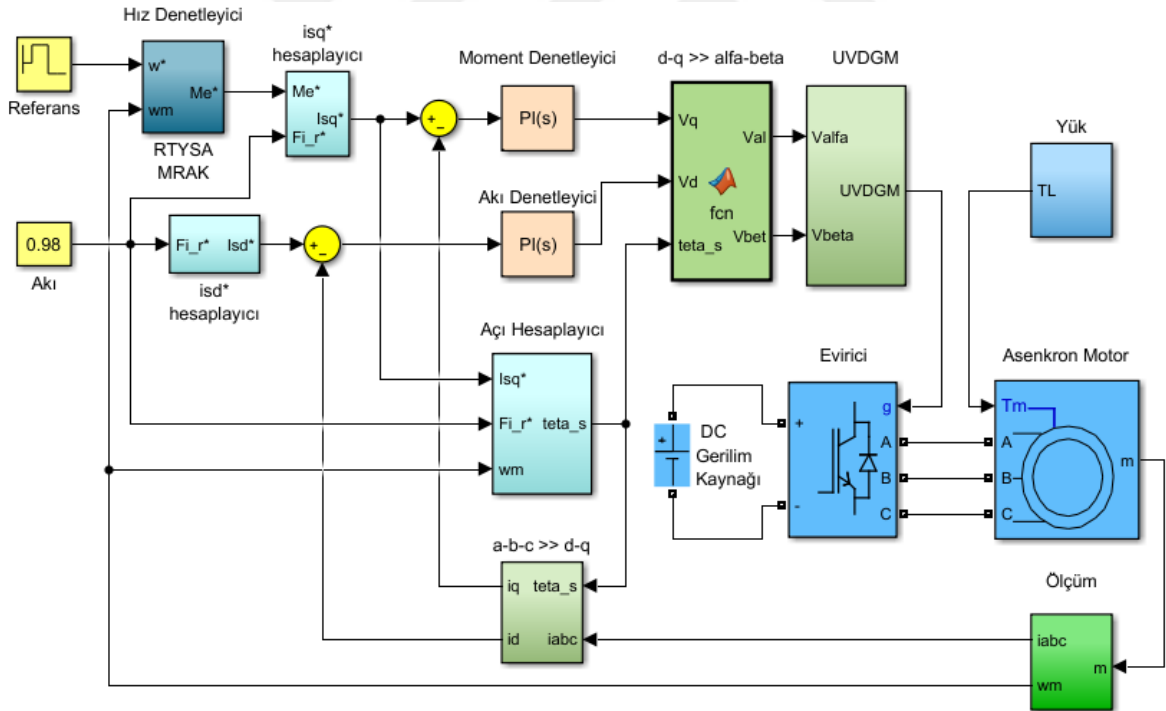
$$\dot{e} + k_2 e \approx 0 \quad (5.18)$$

Eşitlik 5.18, $k_2 > 0$ olduğu sürece, orijinde denge noktası çerçevesinde asimptotik olarak kararlıdır (Patino, 2000; Guo ve Parsa, 2012).

6. ASENKRON MOTORUN SİMÜLASYON UYGULAMASI

Bu bölümde, asenkron motor hız kontrol sisteminin performansını araştırmak ve incelemek üzere önerilen denetim algoritması ile vektör kontrol yöntemi öncelikle MATLAB/Simulink ortamında simülasyon çalışmalarıyla denenmiştir. Daha sonra simülasyon çalışmalarından yola çıkarak kontrol kuralları belirlenmiş ve sistem deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Çalışmada hem Simulink kütüphanesindeki hazır bloklar ve hem de kodların yazıldığı fonksiyon blokları kullanılmıştır. Oluşturulan vektör kontrollü asenkron motor sürücü sistemi Şekil 6.1’de gösterilmiştir. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminin en yaygın olanı rotor akısından faydalanılarak geliştirilen yöntemdir. Bu kontrol sisteminde hız, akı ve momenti kontrol eden üç kontrol döngüsü bulunmaktadır. Klasik denetleyici ile yapılan çalışmada denetleyicilerin hepsi PI tipi denetleyici olarak kullanılmıştır. Yapay zekâ temelli çalışmada ise hız denetleyicisi olarak önerilen RTYSA tabanlı MRAK tipi denetleyici, akı ve moment denetleyicisi olarak PI tipi denetleyici kullanılmıştır.

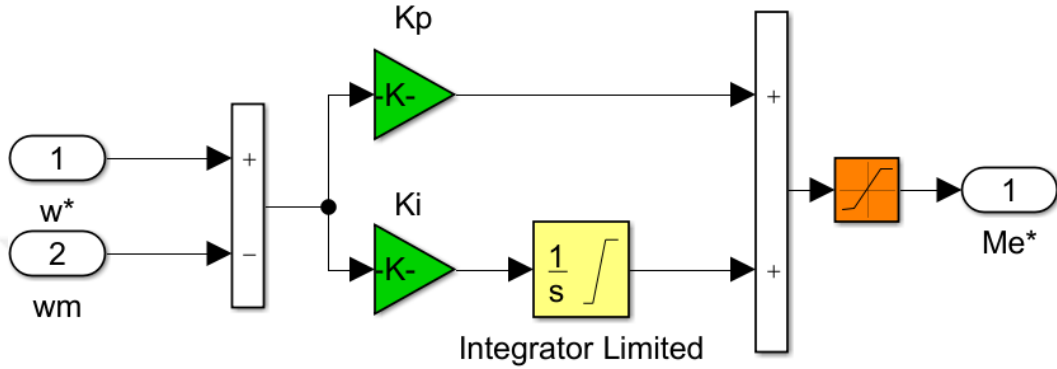


Şekil 6.1. Simülasyon için geliştirilen vektör kontrollü motor sürücü sistemi

Denetleyicilerin çıkışı, sistemin kapasitesine göre sınırlandırılmıştır. Her iki denetim tipi için asenkron motor sürücüsünün performansı değişken hız, sabit hız, değişken yük ve sabit yük durumları için incelenmiştir. Elde edilen veriler kullanılarak önerilen denetleyicinin sonuçları ile klasik PI tipi denetleyici sonuçları karşılaştırılmıştır.

RTYSA'nın simulink modeli iki fonksiyon bloğu şeklinde yapılmıştır. RTYSA ağ bloğunda RTYSA'nın çıkış değeri (N_f) hesaplanmaktadır. RTYSA güncelleme bloğu ise bir sonraki döngüde kullanılacak güncellenmiş ağırlıklar oluşturulmaktadır.

Vektör kontrollü asenkron motorun sürücü sisteminde hız denetleyici olarak kullanılan PI tipi denetleyicinin Simulink modeli Şekil 6.4'te gösterilmiştir. Moment ve akı denetleyicilerin modeli de benzer yapıda kullanılmıştır.



Şekil 6.4. PI tipi denetleyicinin simulink modeli

Ziegler-Nichols yöntemiyle belirlenen $K_p=5,85$ ve $T_i=0,4$ değerleri kullanılarak yapılan hesaplamalar ile $K_p=5,85$ ve $K_i=14,625$ bulunmuştu. Buradan yola çıkarak, yapılan simülasyon çalışmaları ve deneme-yanılma yöntemi ile denetleyici parametrelerinde iyileştirmeler yapılmıştır. Sonuç olarak, PI tipi denetleyiciler için elde edilen düzeltilmiş parametreler Çizelge 6.1'de verilmiştir.

Çizelge 6.1. PI denetleyicilerin parametreleri

Denetleyici	K_p	K_i
Hız Denetleyicisi	7	15
Akı Denetleyicisi	5	25
Moment Denetleyicisi	5	25

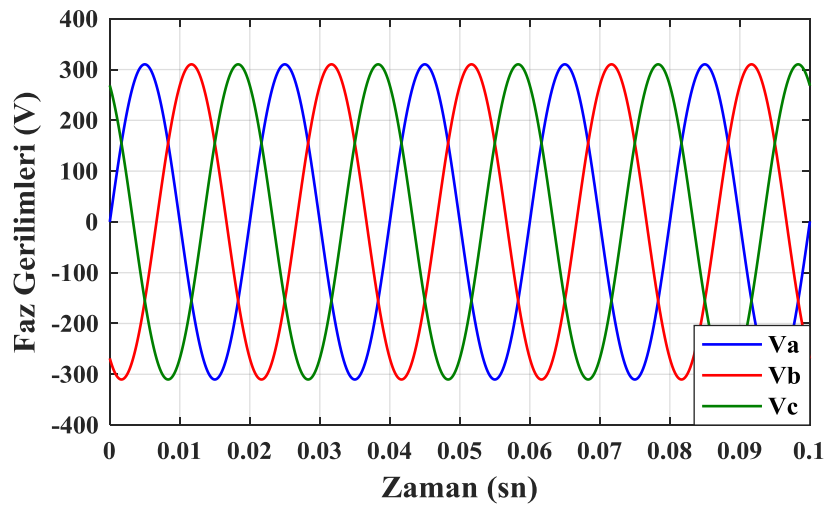
Bu çalışmada IGBT eviricinin DC bara gerilimi 540 V, UVDGM'nin anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz, simülasyon örnekleme zamanı $T_s=0,02$ ms ve akı referansı 0,98 Wb olarak alınmıştır. UVDGM'nin DC bara gerilimini diğer DGM yöntemlerinden daha verimli kullandığı ve çıkış gerilimlerinde veya akımlarda daha az harmonik bozulma ürettiğinden dolayı (Toliat ve Campbell, 2003), bu çalışmada IGBT'lerin anahtarlama sırasında UVDGM yöntemi tercih edilmiştir. Simülasyon çalışmalarında kullanılan asenkron motora ait parametreler ise Çizelge 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.2. Asenkron motora ait parametreler

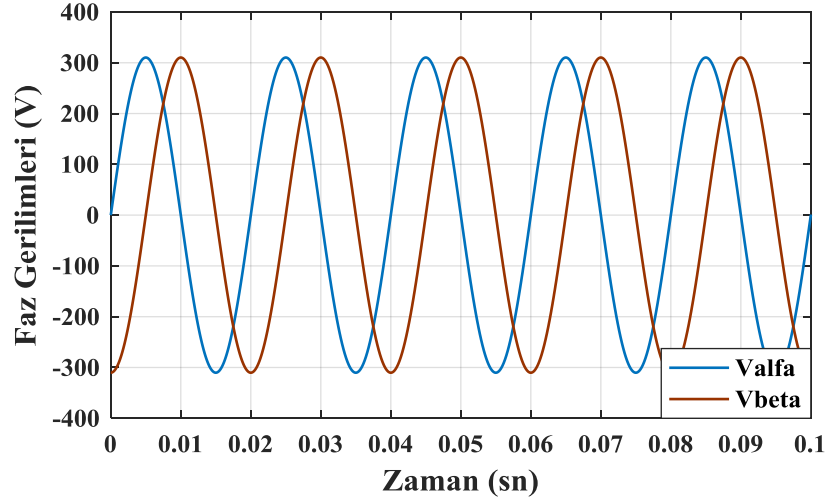
Parametre	Değeri
Güç [P]	3 kW
Nominal Hız [n]	2910 d/d
Stator Voltajı [V]	380 V
Stator Akımı [I]	5,95 A
Yük Momenti [M_L]	9,5 Nm
Kutup sayısı [2p]	2
Frekans [f]	50 Hz
Stator Direnci [R_s]	1,7 Ω
Rotor Direnci [R_r]	2,68 Ω
Karşılıklı Endüktans [L_m]	215 mH
Stator Endüktansı [L_s]	230 mH
Rotor Endüktansı [L_r]	230 mH
Rotor Eylemsizlik Momenti [J]	0.046 kg.m ²
Sürtünme Katsayısı [B]	0.001 Nm.s/rad

6.1. Simülasyon çalışması-1

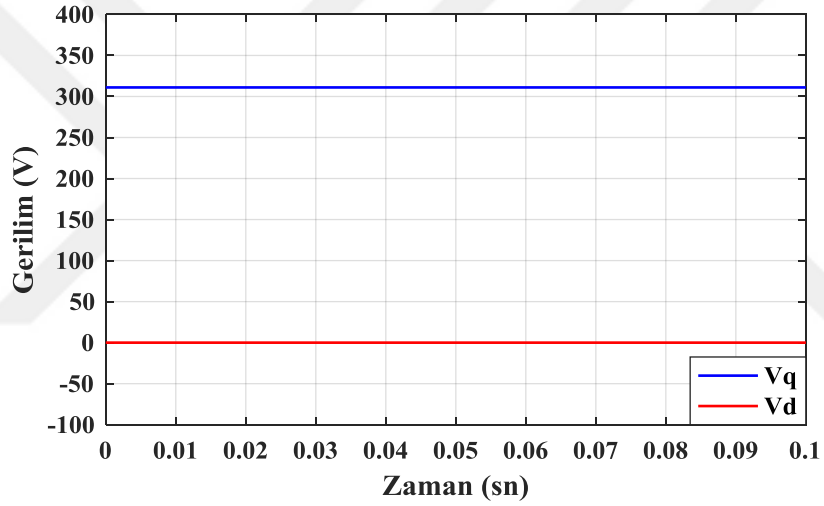
Asenkron motora sabit genlik ve frekansta üç fazlı gerilim uygulanmış ve yüksüz olarak çalıştırılmıştır. Motor nominal hızına ulaştıktan sonra 2. sn'de basamak biçiminde 9,5 Nm'lik sabit yük uygulanmıştır. Bu çalışma durumunda motorun davranışı incelenmiş ve elde edilen faz gerilimleri, faz akımları, hız ve moment sonuç grafikleri Şekil 6.5-6.10'da verilmiştir.



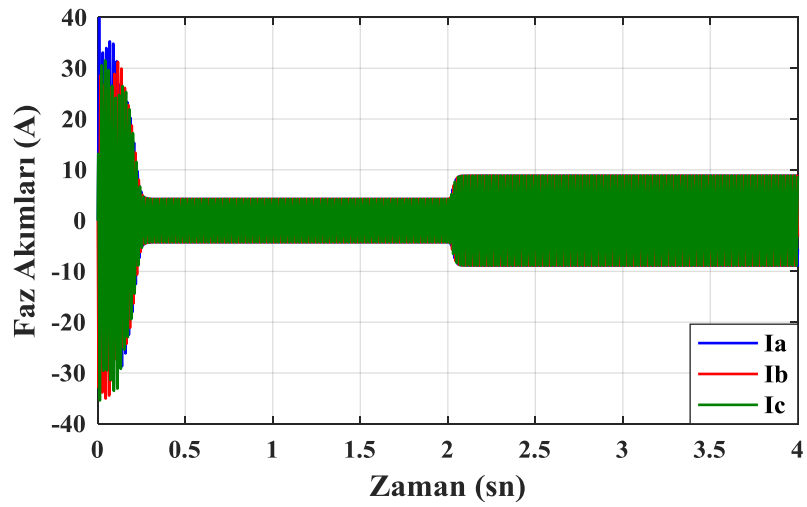
Şekil 6.5. Boşta çalışmada motora uygulanan faz gerilimlerinin değişimi



Şekil 6.6. Boşta çalışmada motora uygulanan gerilimlerin α - β bileşenleri



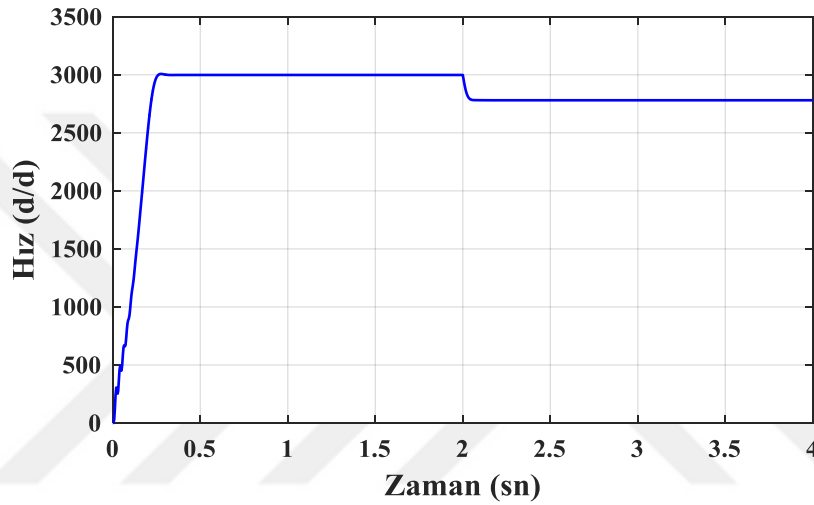
Şekil 6.7. Boşta çalışmada motora uygulanan gerilimlerin d-q bileşenleri



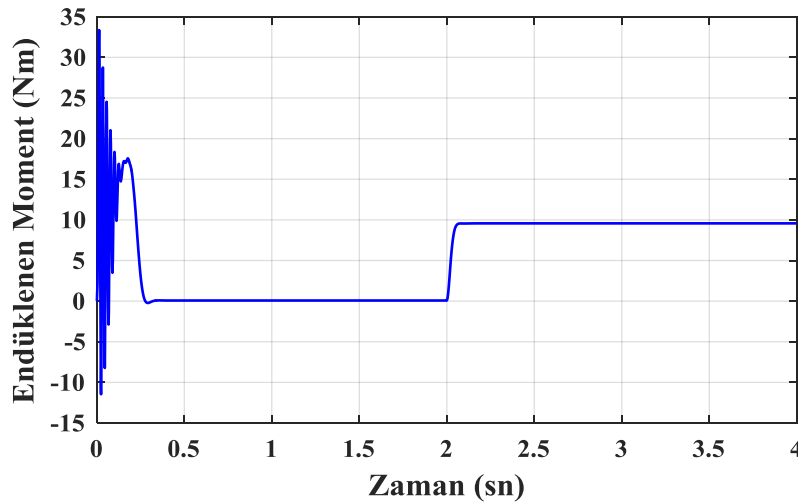
Şekil 6.8. Boşta çalışmada stator faz akımlarının değişimi

Motor faz akımlarının zamana göre değişim grafiği Şekil 6.8’de verilmiştir. Asenkron motor üç faz gerilim uygulandıktan sonra motor kalkışta nominal akımının yaklaşık 4-5 katı akım çekmektedir. Motor yol aldıktan sonra boşta çalıştığı için akım değerlerinin nominal akımın altına düştüğü görülmektedir.

Asenkron motorun Şekil 6.9’deki hız grafiği incelendiğinde motor boşta çalıştığı için yaklaşık 0,25 sn’de senkron hıza çok yakın 2995 d/d’ya ulaşmıştır. Motor hızı kararlı hale geldikten sonra motora 2. sn’de nominal yükü olan 9,5 Nm ani yük yüklenmiştir. Bu durumda motorun hızının 2800 d/d’ya düştüğü gözlenmiştir.



Şekil 6.9. Boşta çalışmada motor hızının değişimi



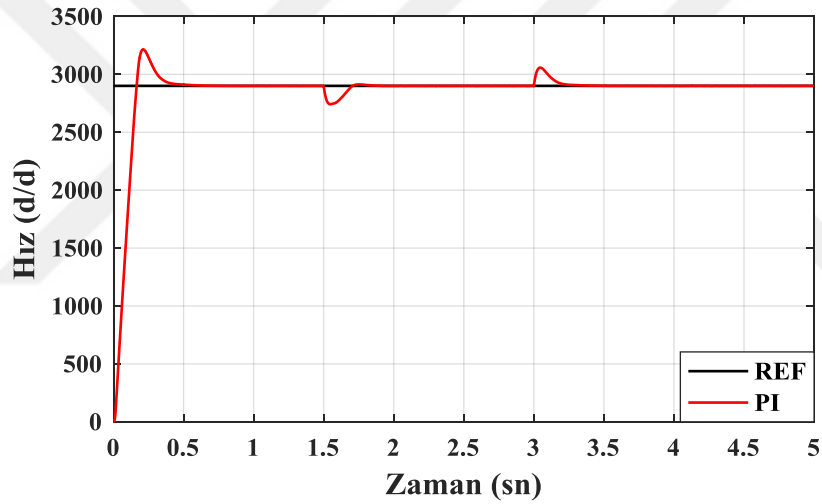
Şekil 6.10. Boşta çalışmada motorda endüklenen moment

Momentin zamana göre değişim grafiği Şekil 6.10’da verilmiştir. Motorda endüklenen moment, motor kalkınma anında değişimler göstermekte ve motor yol aldıktan sonra boşta çalıştığı için sürtünme momentine eşit bir moment değerinde kalmıştır. Motor nominal yük

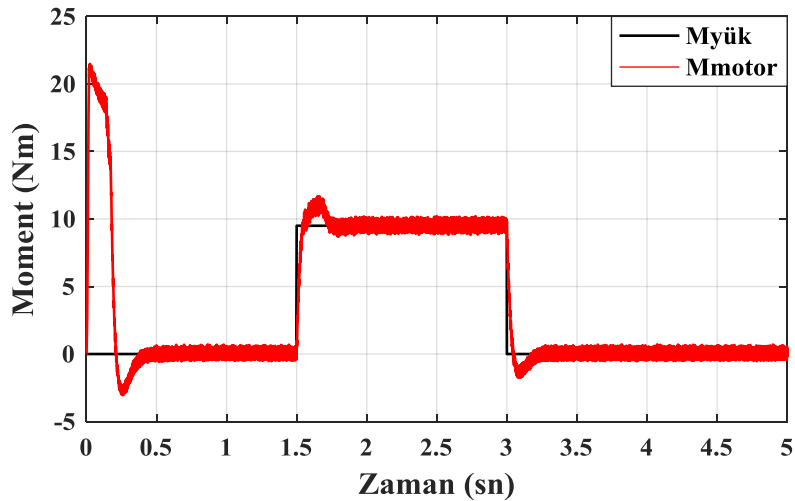
ile yüklendiğinde ise akımlar nominal değerlerine yükselip arada kalırken motor hızı yükten dolayı düşmüştür. Moment ise hem yük hem de sürtünme değerlerini karşılayacak değere yükselmiştir.

6.2. Simülasyon çalışması-2

Asenkron motor, 2900d/d referans hız ile yük uygulanmadan başlatılmıştır. Motora 1,5. sn'de 9,5 Nm ani yük uygulanmıştır. 3. sn'de ise uygulanan bu yük kaldırılmıştır. Yükün devreye girmesi ve çıkması, sistemde bozucu etkiler oluşturmuştur. Bu çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 6.11-6.19'da gösterilmektedir. Asenkron motorun kalkınma sırasında denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6,3'te verilmiştir. Yükün girmesi ve çıkması durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri ise Çizelge 6.4'te verilmiştir.

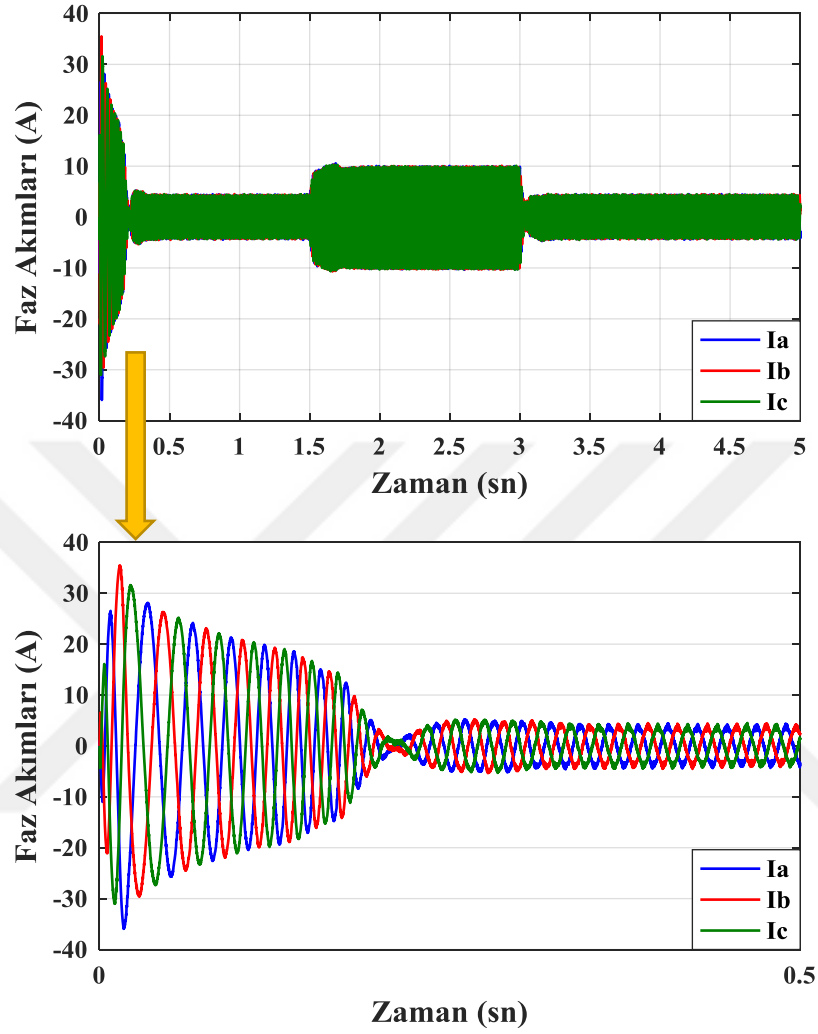


Şekil 6.11. Ani yükleme için hız değişim grafiği (PI)

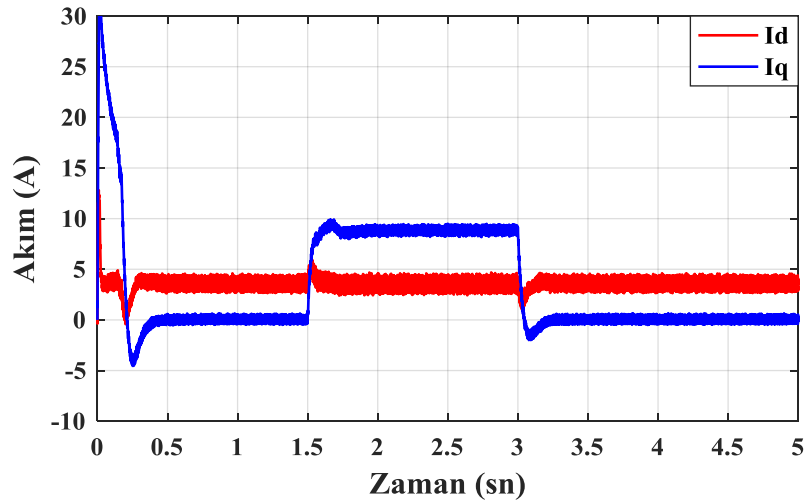


Şekil 6.12. Ani yükleme için moment grafiği (PI)

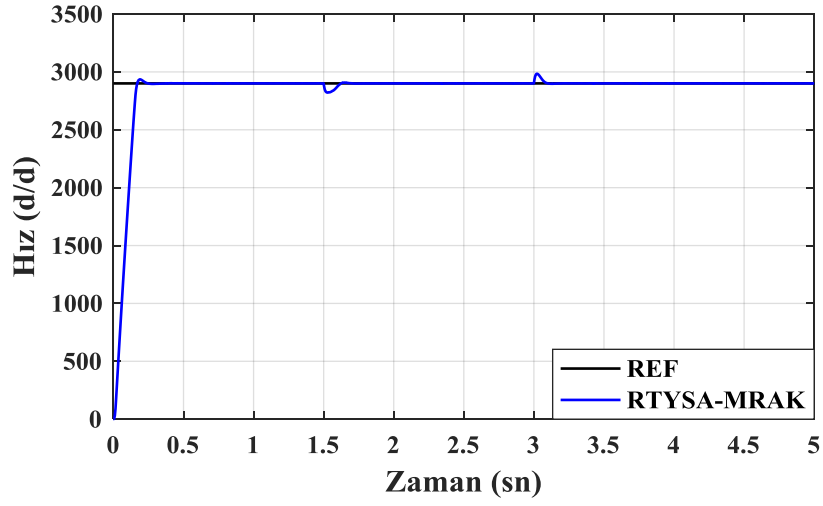
Sonuçların daha iyi görülebilmesi için faz akımlarının değişimleri Şekil 6.13'te iki grafik halinde gösterilmiştir.



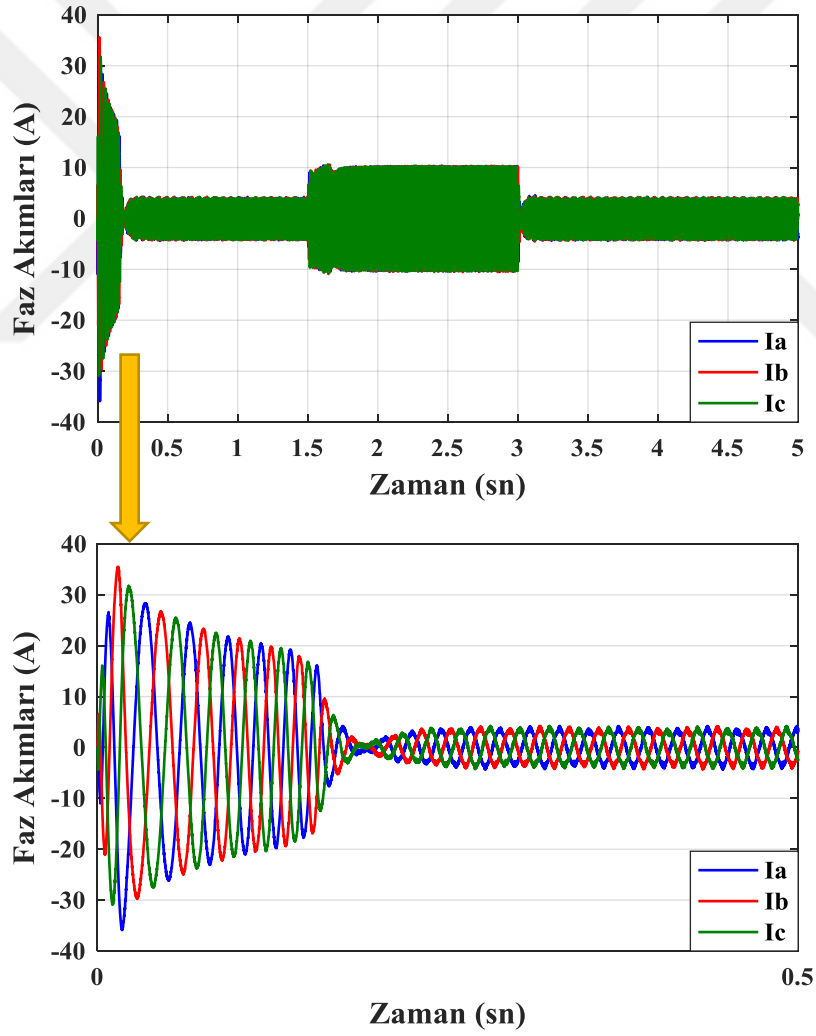
Şekil 6.13. Ani yükleme için stator akımları grafiği (PI)



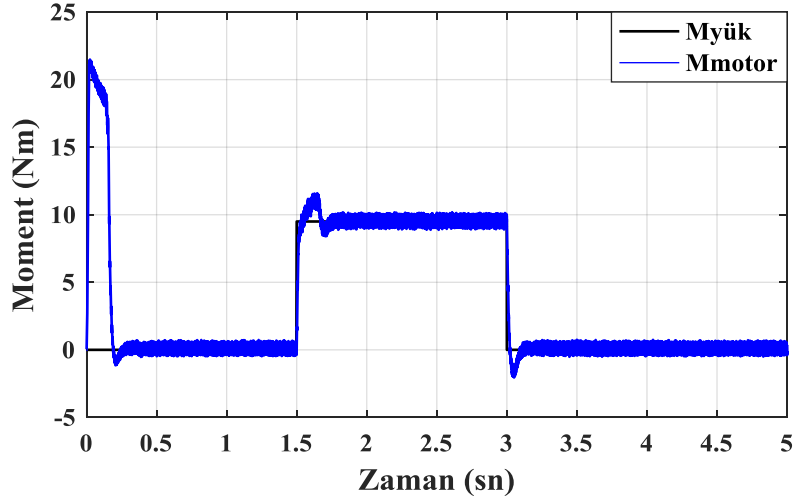
Şekil 6.14. Ani yükleme için d-q eksen akımları grafiği (PI)



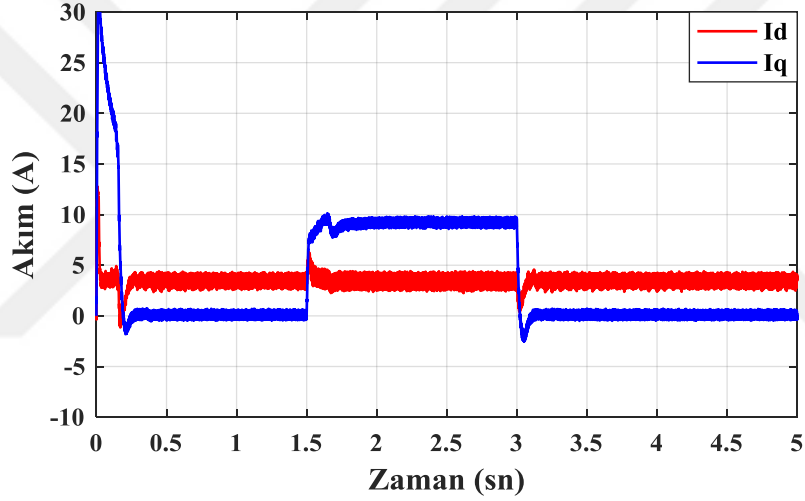
Şekil 6.15. Ani yükleme için hız grafiği (RTYSA-MRAK)



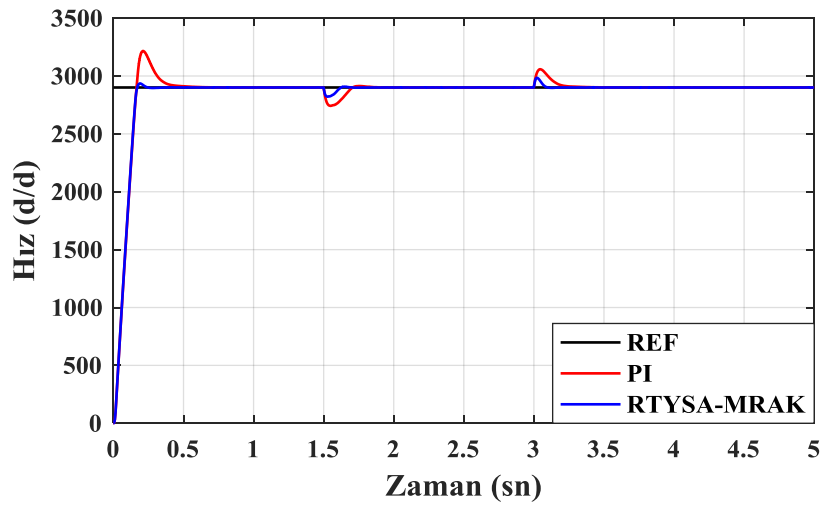
Şekil 6.16. Ani yükleme için stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.17. Ani yükleme için moment grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.18. Ani yükleme için d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.19. Ani yük değişim çalışmalarındaki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)

Çizelge 6.3. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-2)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,15	0,45	12
RTYSA-MRAK	0,15	0,22	1

Çizelge 6.4. Yükün girmesi ve çıkması durumu için performans değerleri (Sim-2)

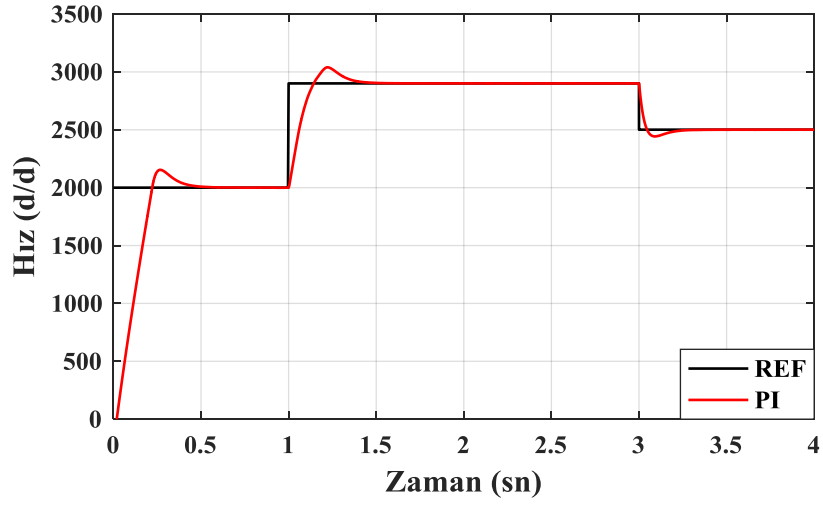
Denetleyici	Maksimum Ters Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)
PI	5,5	0,20	5,5	0,25
RTYSA-MRAK	2,7	0,12	2,8	0,10

Her iki denetleyici arasında yükselme zamanı açısından fark olmasa da maksimum aşım ve yerleşme zamanları bakımından RTYSA temelli MRAK denetleyici PI denetleyiciye göre çok iyi performans göstermiştir. Çalışmanın 1,5. saniyesinde ani olarak yüklenme etkisiyle motorun hızında düşme meydana gelmiştir. Önerilen denetleyici, PI denetleyiciye göre bu bozucu etkiyi daha kısa sürede düzeltmiştir. Çalışmanın 3. saniyesinde motora uygulanan yükün kaldırılmasıyla motor hızında yükselme meydana gelmiştir. Önerilen denetleyici, PI denetleyiciye göre daha az aşım yapmış ve referans hız değerine çok daha kısa sürede yerleşmiştir. RTYSA temelli MRAK denetimli çalışmada tüm yük durumlarında momentteki dalgalanmanın daha az olduğu görülmektedir. Sürekli hal hatası, iki denetleyici için de çok düşük değerlerde kalmıştır.

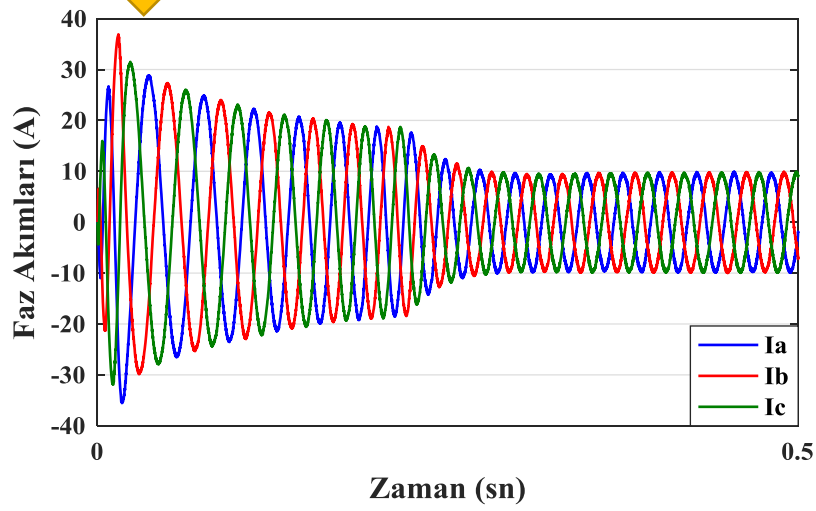
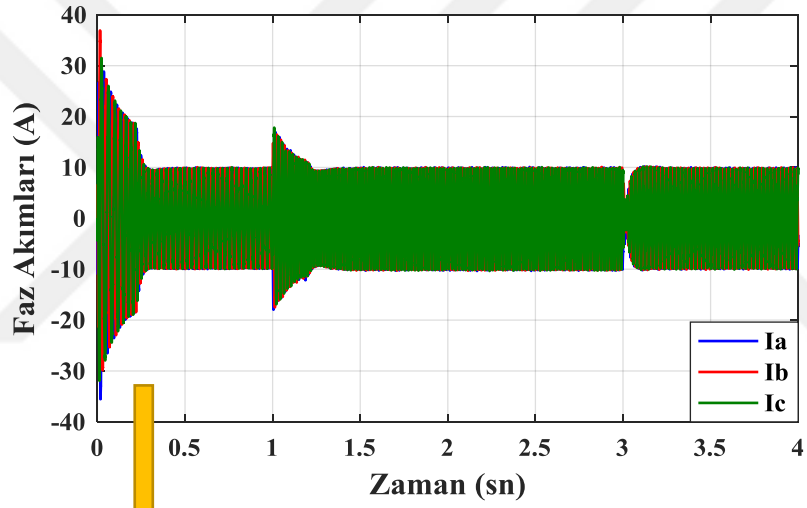
6.3. Simülasyon çalışması-3

Asenkron motor başlangıçta 2000 d/d referans hız ve 9,5 Nm sabit bir yük ile çalıştırılmıştır. Motorun takip etmesi istenilen referans hız değeri basamak şeklinde, çalışmanın 1. saniyesinde 2000 d/d'dan 2900 d/d'ya yükseltilmiş ve 3. sn'de 2900 d/d'dan 2500 d/d'ya düşürülmüştür.

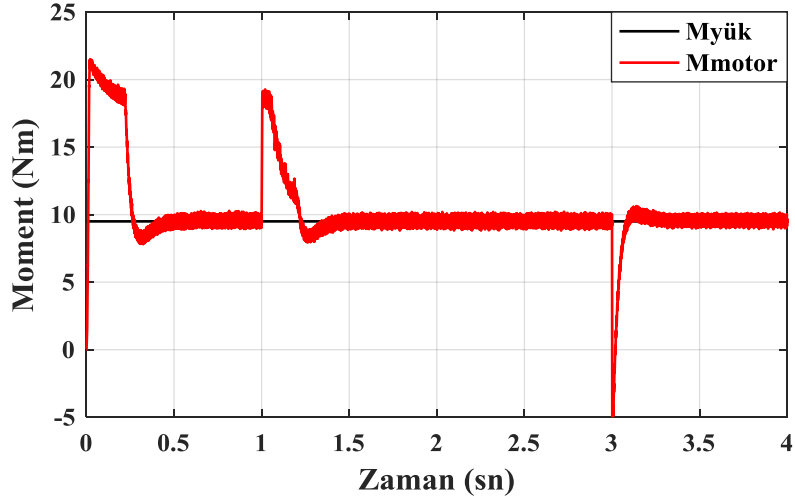
Sabit yük ve değişken hız çalışma durumunda elde edilen hız, moment ve akım grafikleri Şekil 6.20-6.28'de gösterilmektedir. Asenkron motorun ilk kalkınma sırasında denetleyicilerin yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım için gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.5'te verilmiştir. Referans hızın yükseltilmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.6'da ve referans hızın düşürülmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri ise Çizelge 6.7'de verilmiştir.



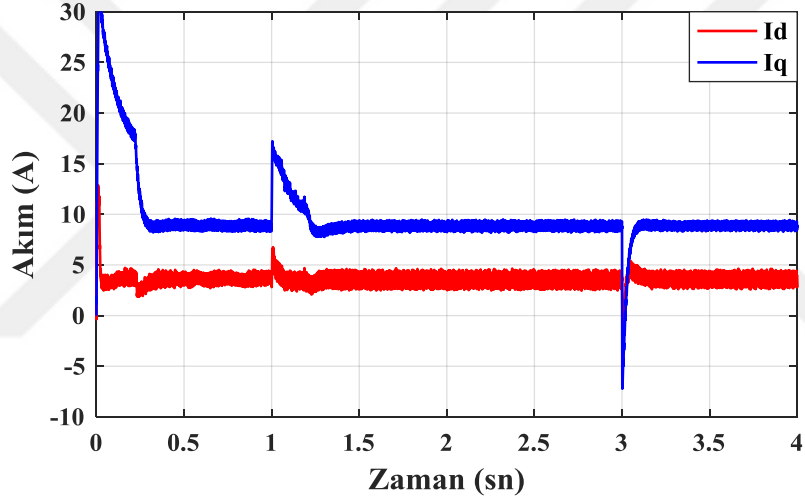
Şekil 6.20. Referans hız değişimlerindeki hız grafiği (PI)



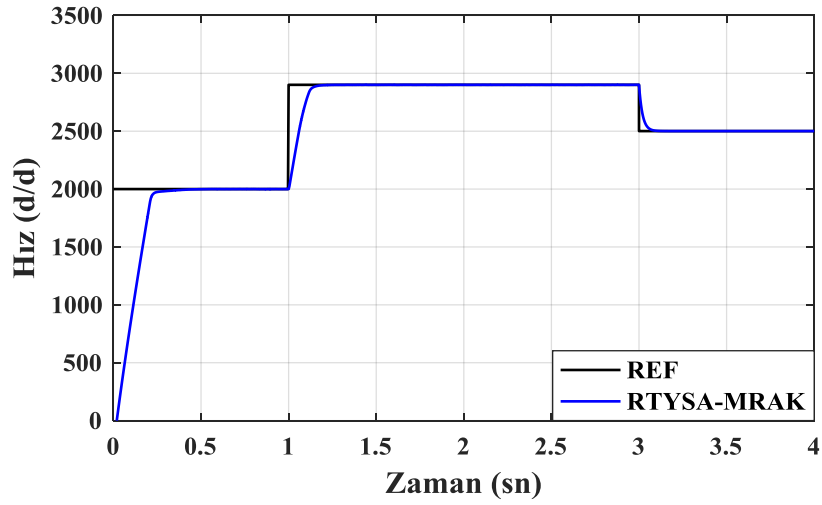
Şekil 6.21. Referans hız değişimlerindeki stator akımları grafiği (PI)



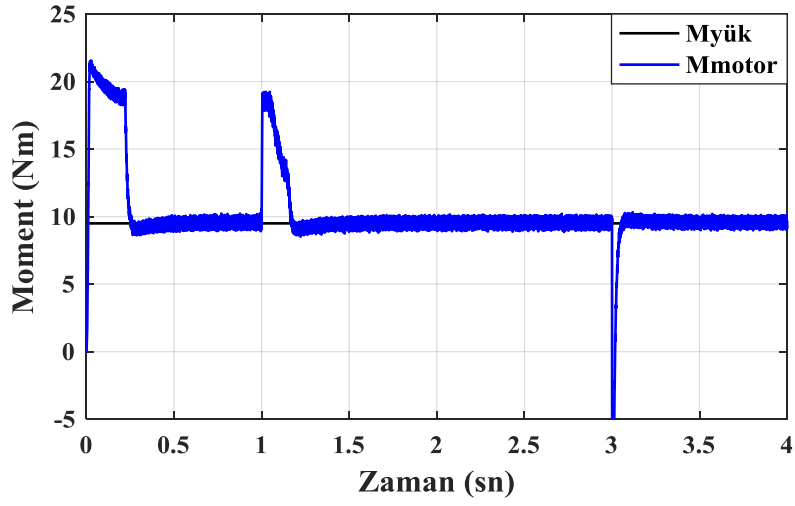
Şekil 6.22. Referans hız değişimindeki moment grafiği (PI)



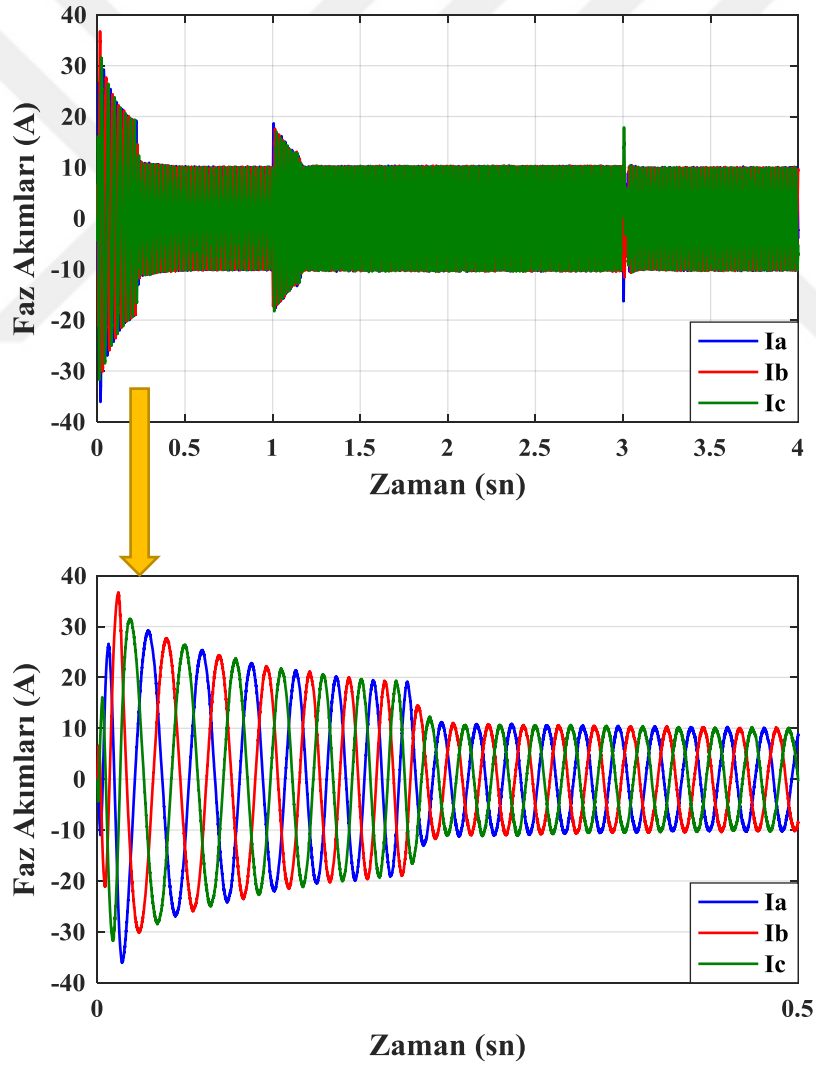
Şekil 6.23. Referans hız değişimindeki d-q eksen akımları grafiği (PI)



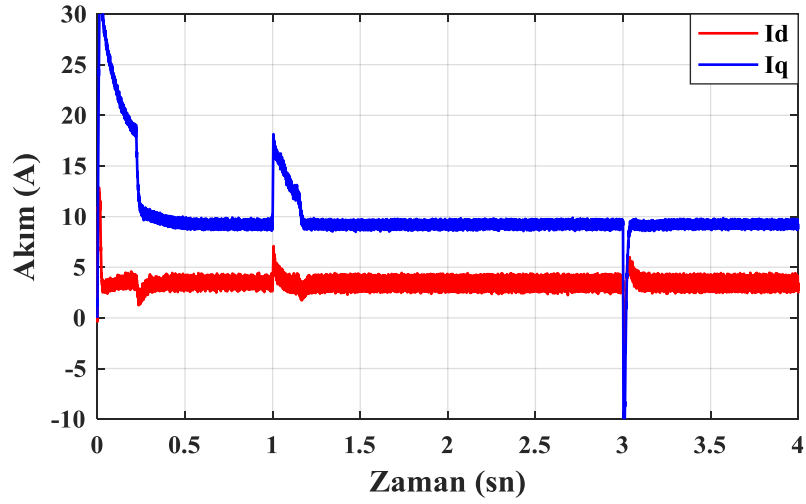
Şekil 6.24. Referans hız değişimindeki hız grafiği (RTYSA-MRAK)



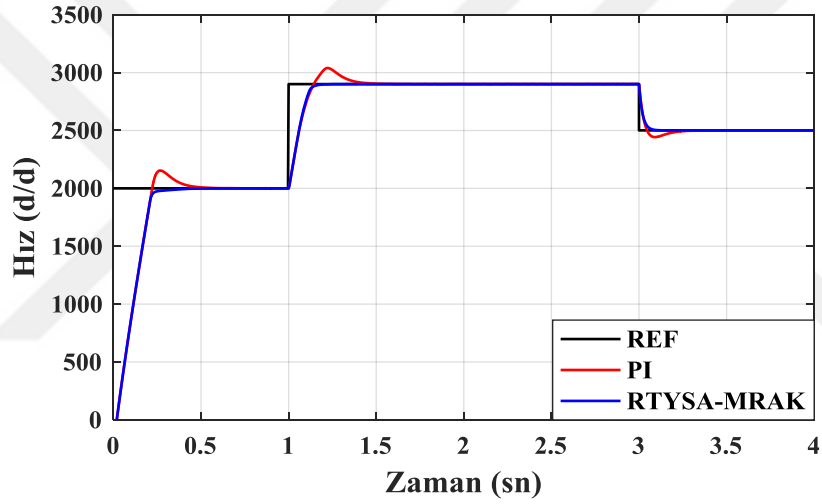
Şekil 6.25. Referans hız değişimlerindeki moment grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.26. Referans hız değişimlerindeki stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.27. Referans hız değişimindeki d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.28. Referans hız değişimindeki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)

Çizelge 6.5. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-3)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,20	0,40	9
RTYSA-MRAK	0,20	0,22	0

Çizelge 6.6. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-3)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,10	0,40	5
RTYSA-MRAK	0,10	0,15	0

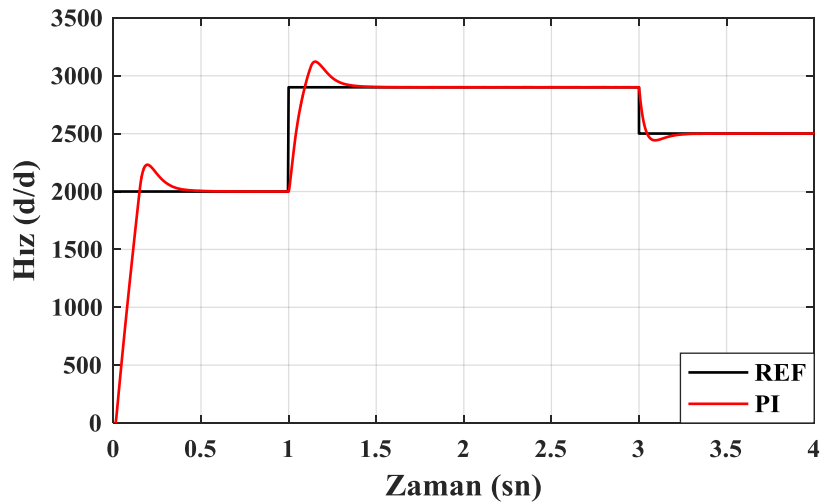
Çizelge 6.7. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-3)

Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,04	0,25	2,5
RTYSA-MRAK	0,08	0,10	0

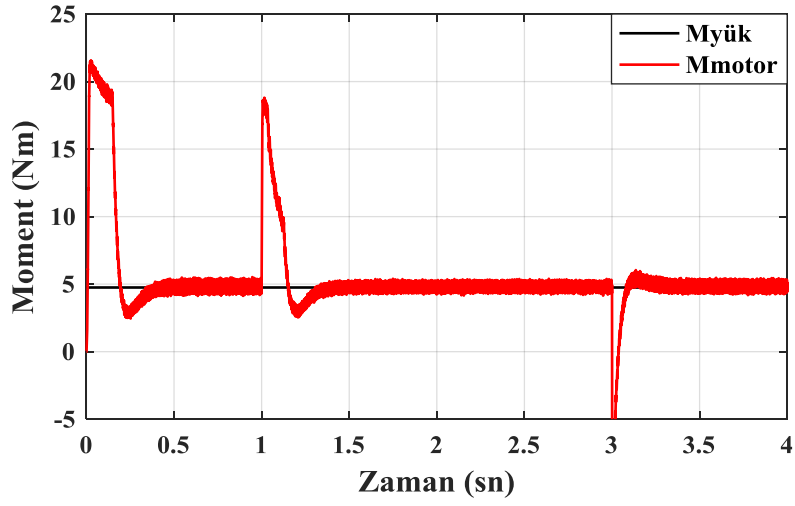
Kalkınma ve referans hız değişim bölgelerinde yükselme zamanı açısından denetleyicilerin performanslarında önemli bir fark oluşmamıştır. RTYSA temelli MRAK denetleyicinin yerleşme zamanı PI tipi denetleyiciden daha kısadır. PI tipi denetim ile yapılan çalışmalarda aşım oluşmasına karşılık önerilen denetleyici ile yapılan çalışmada herhangi bir aşım meydana gelmemiştir. Denetleyicilerin moment grafikleri incelendiğinde RTYSA temelli MRAK denetleyicinin moment cevabının düzgün ve daha az dalgalı olduğu görülmektedir.

6.4. Simülasyon çalışması-4

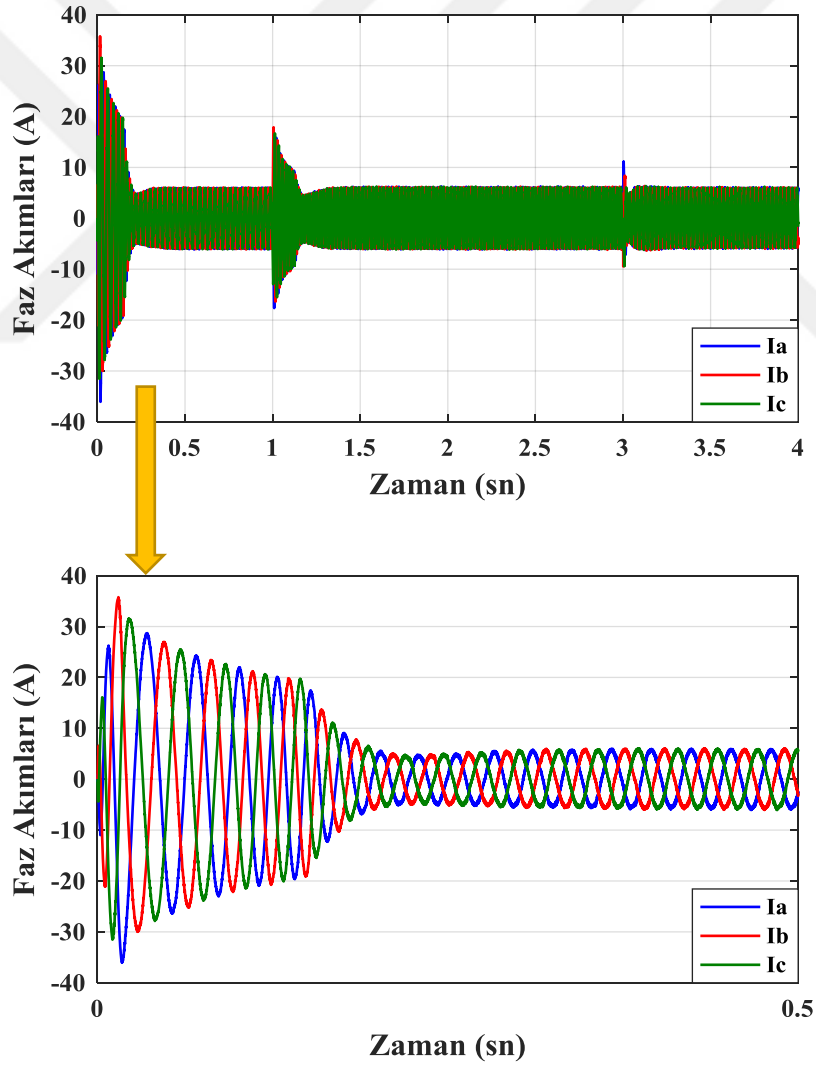
Asenkron motor referans hızı 2000 d/d ve 4,75 Nm sabit bir yük ile çalıştırılmıştır. Referans hız, 1. sn'de 2000 d/d'dan 2900 d/d'ya yükseltilmiş ve 3.sn'de 2900 d/d'dan 2500 d/d'ya düşürülmüştür. Bu çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 6.29-6.37'de gösterilmektedir. Asenkron motorun kalkınma sırasında denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.8'de, referans hızın yükseltilmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.9'da, referans hızın düşürülmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri ise Çizelge 6.10'da verilmiştir.



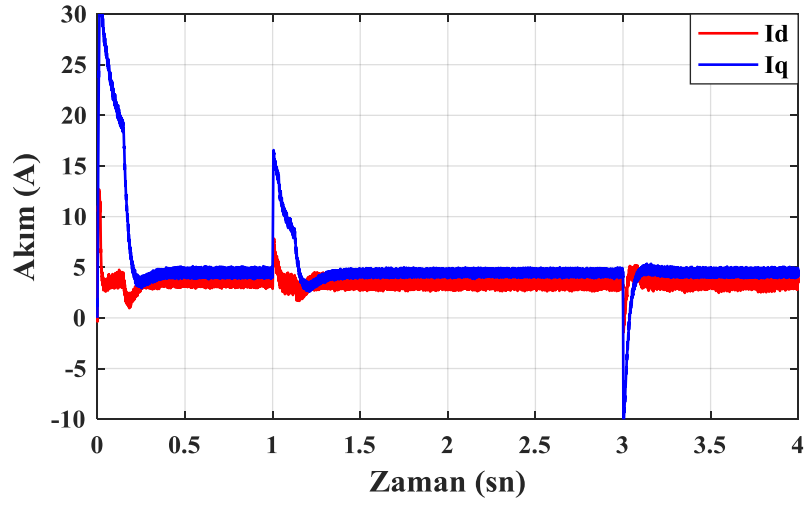
Şekil 6.29. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki hız grafiği (PI)



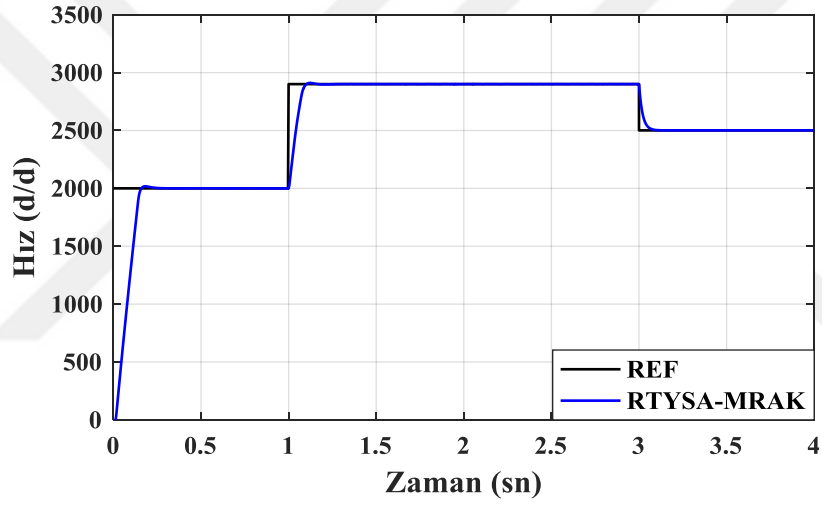
Şekil 6.30. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki moment grafiği (PI)



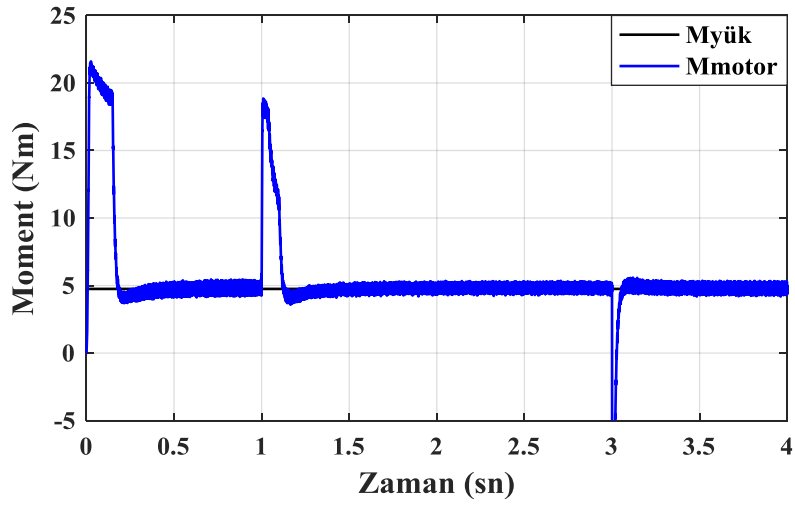
Şekil 6.31. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki stator akımları grafiği (PI)



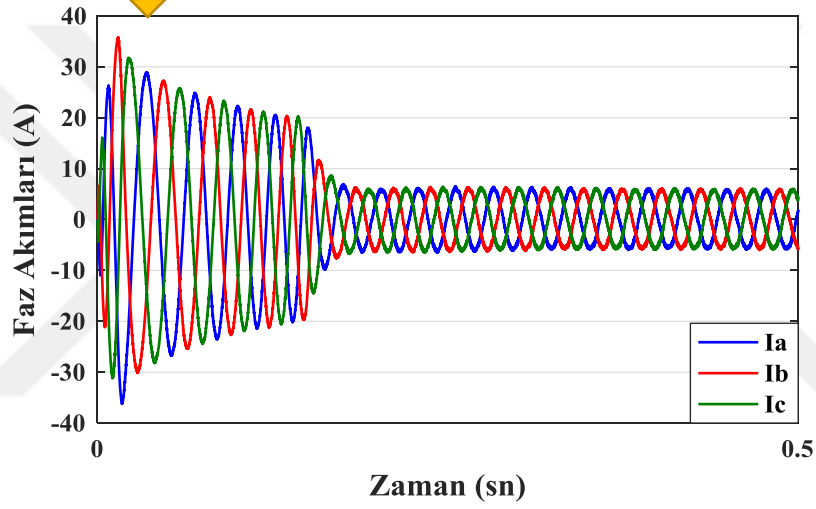
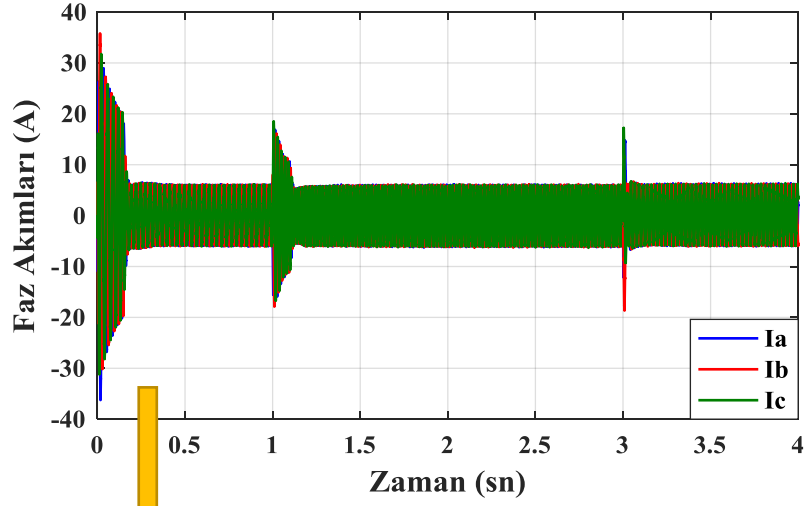
Şekil 6.32. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki d-q eksen akımları grafiği (PI)



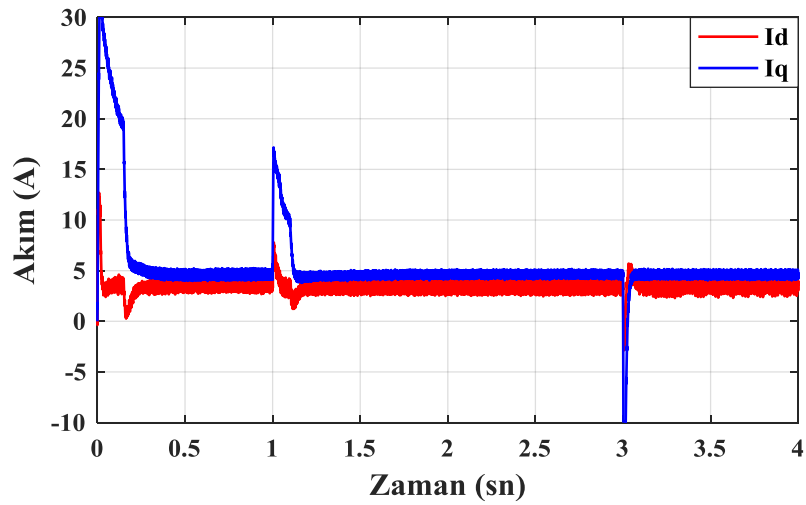
Şekil 6.33. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki hız grafiği (RTYSA-MRAK)



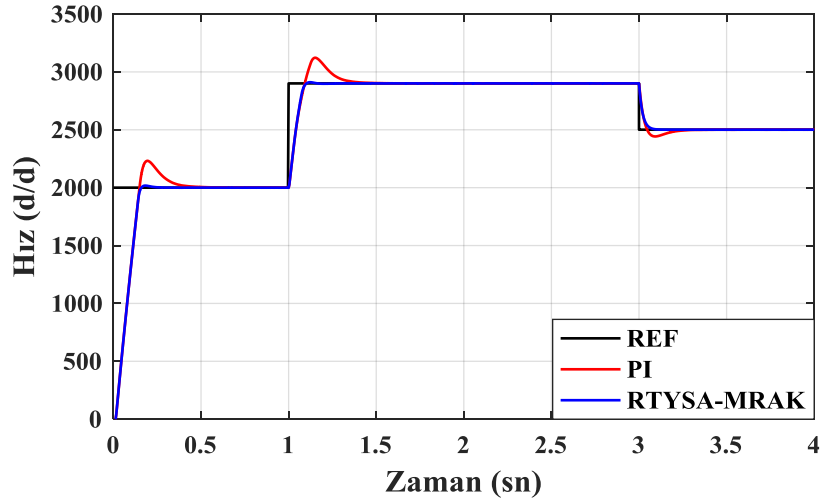
Şekil 6.34. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki moment grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.35. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.36. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.37. Yarı yükte referans hız değişimlerindeki hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)

Çizelge 6.8. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-4)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,13	0,40	12
RTYSA-MRAK	0,13	0,15	1

Çizelge 6.9. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-4)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,06	0,35	8
RTYSA-MRAK	0,06	0,09	0,5

Çizelge 6.10. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-4)

Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,04	0,25	2,5
RTYSA-MRAK	0,06	0,10	0

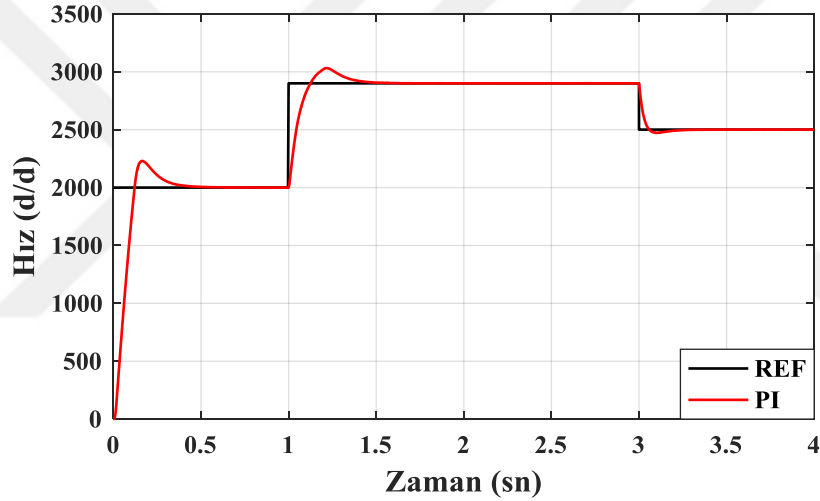
Referans hız değişim bölgelerinde yükselme zamanı açısından önemli bir fark oluşmamıştır. RTYSA temelli MRAK denetleyicinin yerleşme zamanı PI tipi denetleyiciden çok daha kısa olmuştur. PI tipi denetim ile yapılan çalışmalarda aşım oluşmasına karşılık önerilen denetleyici ile yapılan çalışmada herhangi bir aşım çok küçük değerlerde kalmıştır.

6.5. Simülasyon çalışması-5

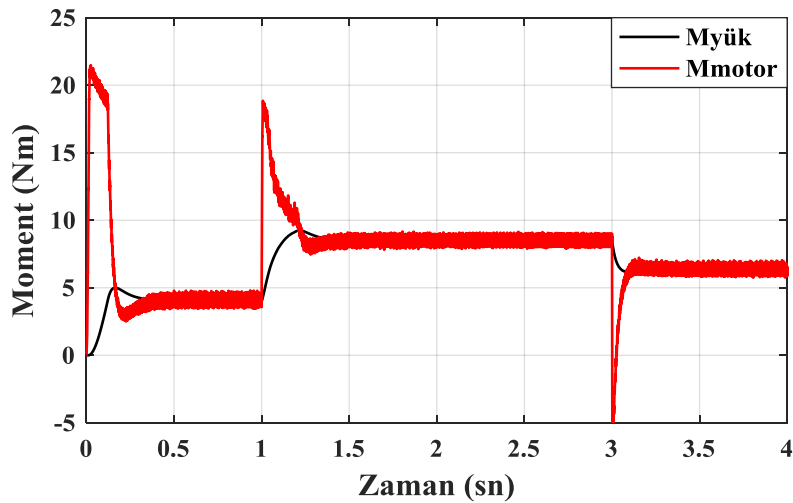
Bu simülasyon çalışmasında ise asenkron motora doğrusal olmayan fan tipi değişken yük ($M_L = k.\omega_m^2$) uygulanarak denetleyicilerin referans hızı takip etme performansları incelenmiştir. Motorun senkron hızı 3000 d/d veya 314 rad/s ve gücü 3 kW'tır. Buna göre asenkron motorun nominal momenti $M_L = \frac{3000}{314} = 9,55 Nm$ ve yük ifadesindeki k sabiti ise

$$k = \frac{9,55}{314^2} = 9,69.10^{-5} \text{ olarak hesaplanmıştır.}$$

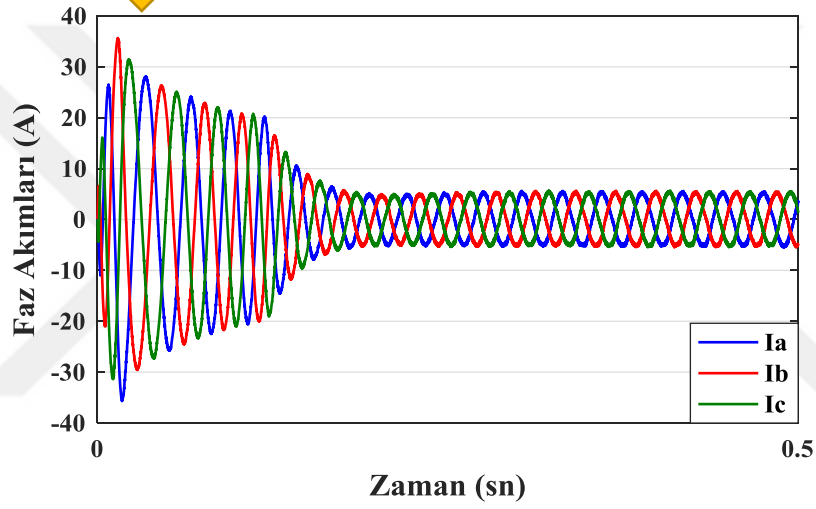
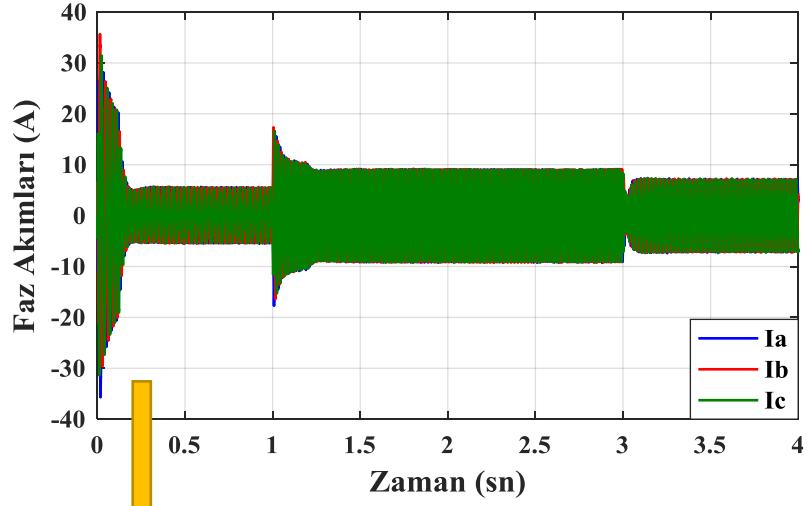
Referans hız, 1. sn'de 2000 d/d'dan 2900 d/d'ya yükseltilmiş ve 3. sn'de 2900 d/d'dan 2500d/d'ya düşürülmüştür. Fan tipi yük ile çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 6.38-6.45'de gösterilmiştir.



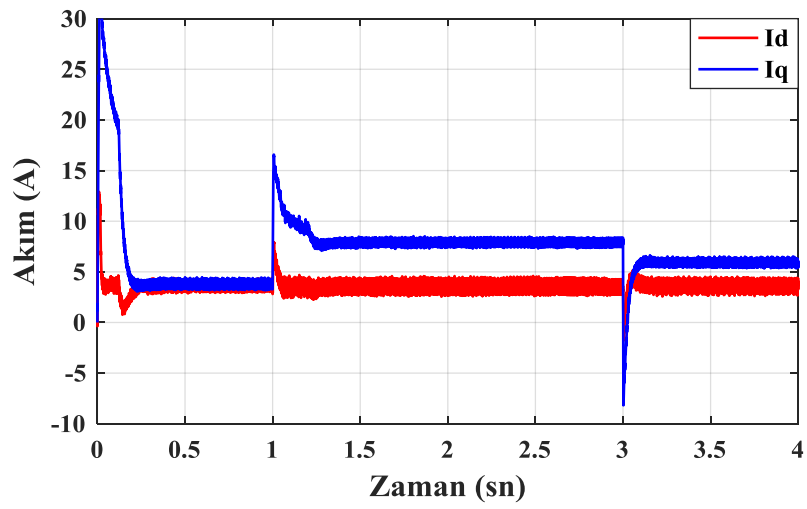
Şekil 6.38. Fan tipi yük ile çalışmada hız grafiği (PI)



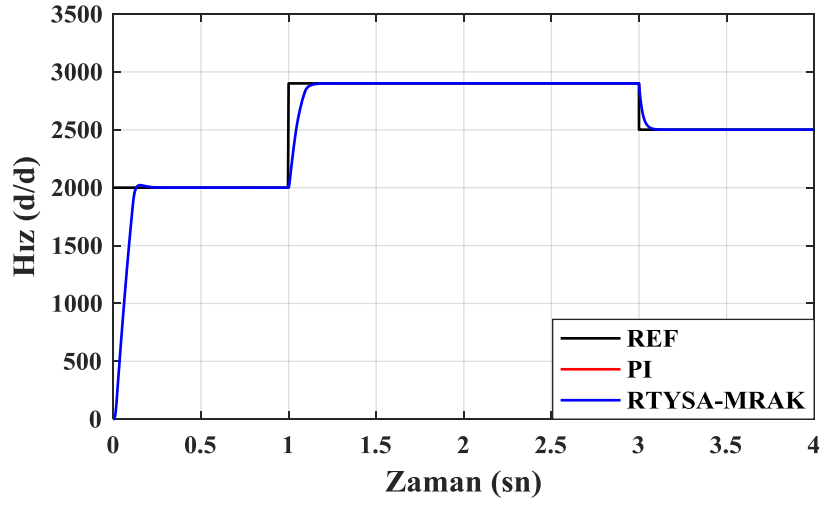
Şekil 6.39. Fan tipi yük ile çalışmada moment grafiği (PI)



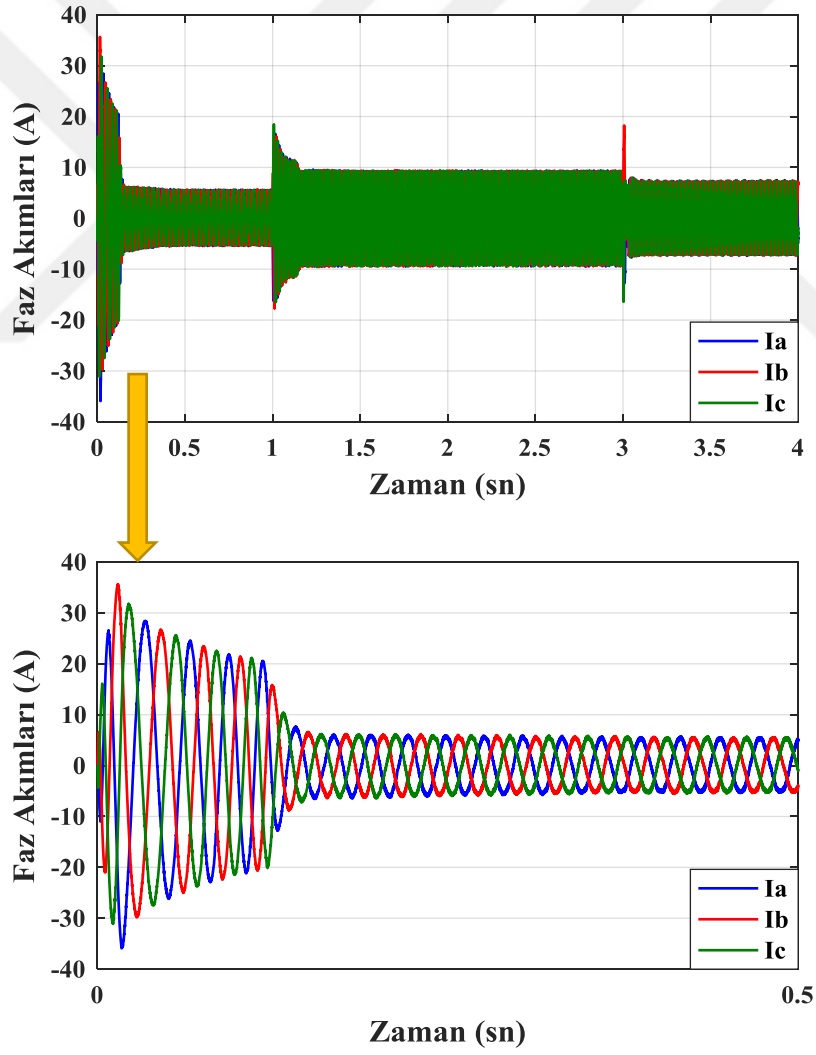
Şekil 6.40. Fan tipi yük ile çalışmada stator akımları grafiği (PI)



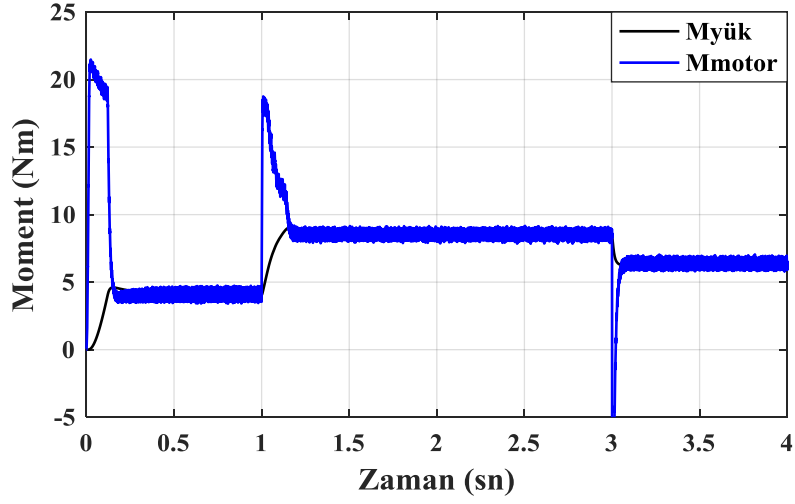
Şekil 6.41. Fan tipi yük ile çalışmada d-q eksen akımları grafiği (PI)



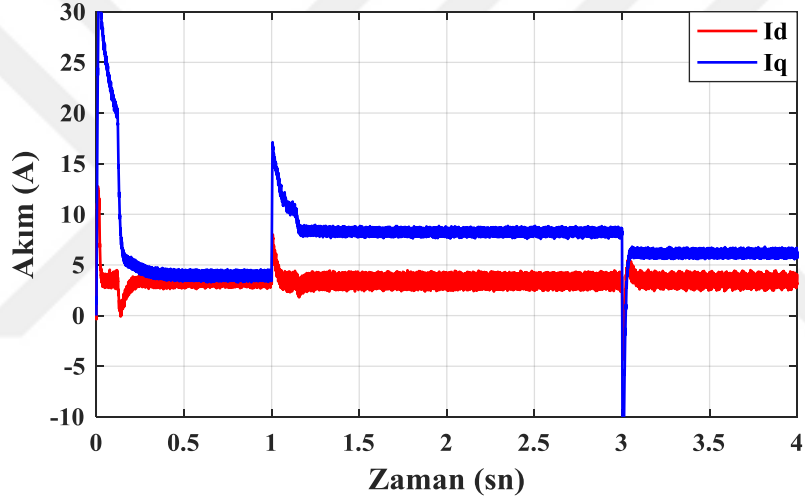
Şekil 6.42. Fan tipi yükte çalışmada hız grafiği (RTYSA-MRAK)



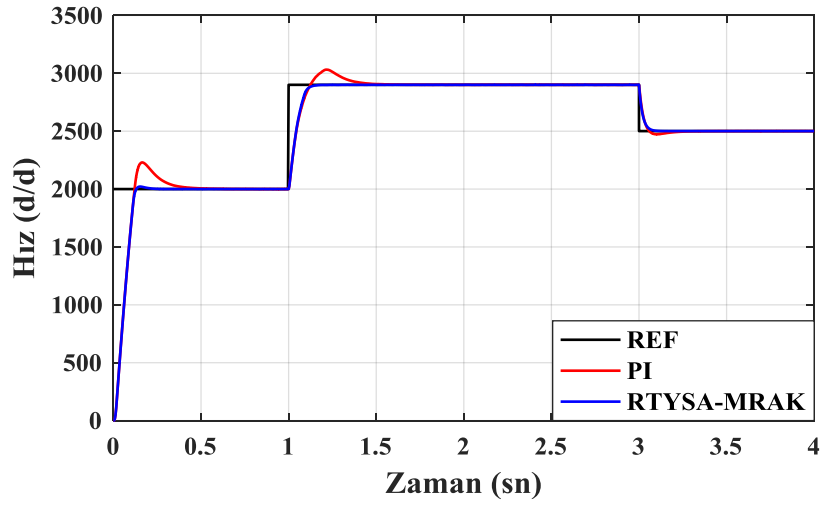
Şekil 6.43. Fan tipi yük ile çalışmada stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.44. Fan tipi yük ile çalışmada moment grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.45. Fan tipi yük ile çalışmada d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 6.46. Fan tipi yük ile çalışmada hız grafiği (RTYSA-MRAK ve PI)

Asenkron motorun kalkınma sırasında denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.11’de, referans hızın yükseltilmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 6.12’de, referans hızın düşürülmesi durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri ise Çizelge 6.13’te verilmiştir.

Çizelge 6.11. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Sim-5)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,11	0,35	7
RTYSA-MRAK	0,11	0,13	1

Çizelge 6.12. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Sim-5)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,09	0,45	5
RTYSA-MRAK	0,09	0,11	0

Çizelge 6.13. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Sim-5)

Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,05	0,20	1,2
RTYSA-MRAK	0,05	0,08	0

Fan tipi yük ile çalışma durumunda diğer simülasyon senaryoları gibi basamak şeklinde değişen hız referansları verilmiştir. Burada motorun yükü hıza bağlı olarak değiştiğinden asenkron motor değişken yük ve değişken hız altında çalışmaktadır. Her iki denetleyici için yükselme zamanı yaklaşık eşit olmuştur. Ancak yerleşme zamanı ve aşım değerlerine bakıldığında RTYSA temelli MRAK denetleyicisinin başarısı açıkça görülmektedir.

Motora uygulanan yük momentinin referans hız değerine ulaşana kadar doğrusal olmayan bir şekilde değiştiği, referans hız değerine ulaştıktan sonra ise sabit kaldığı görülmektedir. Şekil 6.39 ve 6.44’te asenkron motorda indüklenen moment grafikleri incelendiğinde RTYSA temelli MRAK denetimde PI denetime göre hıza bağlı olarak değişen yük momentinin daha düzgün olduğu ve dolayısıyla daha az moment dalgalanması olduğu görülmektedir. Fan tipi yük çalışmasında RTYSA temelli MRAK denetleyici, PI denetleyiciye göre daha başarılı sonuçlar vermiştir.

Yapılan tüm simülasyonların sonuçlarını daha iyi inceleyebilmek için kalkınma anındaki performans değerleri Çizelge 6.14'te birlikte verilmiştir.

Çizelge 6.14. Kalkınma anındaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simülasyon-2 Sabit Hız Değişken Yük	PI	0,15	0,45	12
	RTYSA-MRAK	0,15	0,22	1
Simülasyon-3 Değişken Hız Sabit Tam Yük	PI	0,2	0,40	9
	RTYSA-MRAK	0,2	0,22	0
Simülasyon-4 Değişken Hız Sabit Yarı Yük	PI	0,13	0,40	12
	RTYSA-MRAK	0,13	0,15	1
Simülasyon-5 Değişken Hız Değişken Yük	PI	0,11	0,35	7
	RTYSA-MRAK	0,11	0,13	1

Referans hızın yükseltilmesi durumundaki simülasyonların performans sonuçları Çizelge 6.15'te birlikte verilmiştir.

Çizelge 6.15. Referans hızın yükseltilmesi durumundaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simülasyon-3 Değişken Hız Sabit Tam Yük	PI	0,10	0,40	5
	RTYSA-MRAK	0,10	0,15	0
Simülasyon-4 Değişken Hız Sabit Yarı Yük	PI	0,06	0,35	8
	RTYSA-MRAK	0,06	0,09	0,5
Simülasyon-5 Değişken Hız Değişken Yük	PI	0,09	0,45	5
	RTYSA-MRAK	0,09	0,11	0

Referans hızın düşürülmesi durumundaki simülasyonların performans sonuçları Çizelge 6.16'da birlikte verilmiştir.

Çizelge 6.16. Referans hızın düşürülmesi durumundaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simülasyon-3 Değişken Hız Sabit Tam Yük	PI	0,04	0,25	2,5
	RTYSA-MRAK	0,08	0,10	0
Simülasyon-4 Değişken Hız Sabit Yarı Yük	PI	0,04	0,25	2,5
	RTYSA-MRAK	0,06	0,10	0
Simülasyon-5 Değişken Hız Değişken Yük	PI	0,05	0,20	1,2
	RTYSA-MRAK	0,05	0,08	0

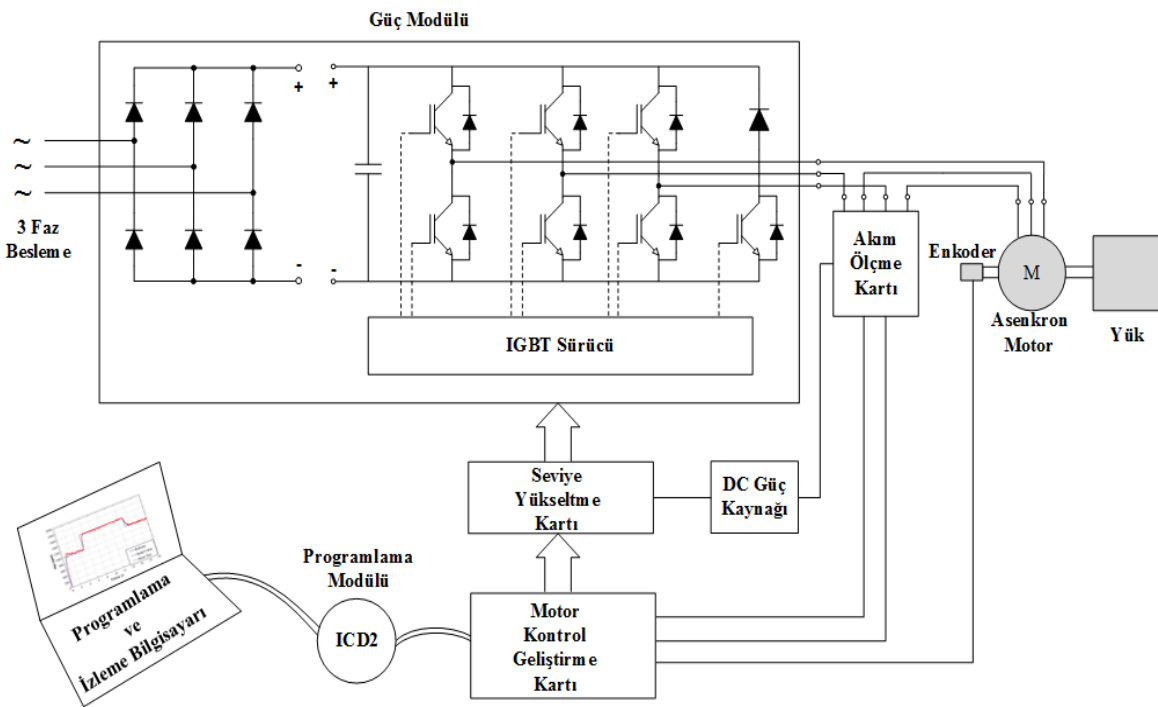
Birleştirilmiş çizelgeler incelendiğinde yükselme zamanı açısından her iki denetleyici yaklaşık aynı performansı göstermiştir. Tüm çalışma durumlarında RTYSA temelli MRAK denetleyici, PI denetleyiciden en az % 60 daha kısa bir yerleşme zamanına sahiptir. Ayrıca önerilen denetleyici, PI denetleyiciye göre mükemmel bir aşım performansı göstermiştir.

7. ASENKRON MOTORUN DENEYSEL UYGULAMASI

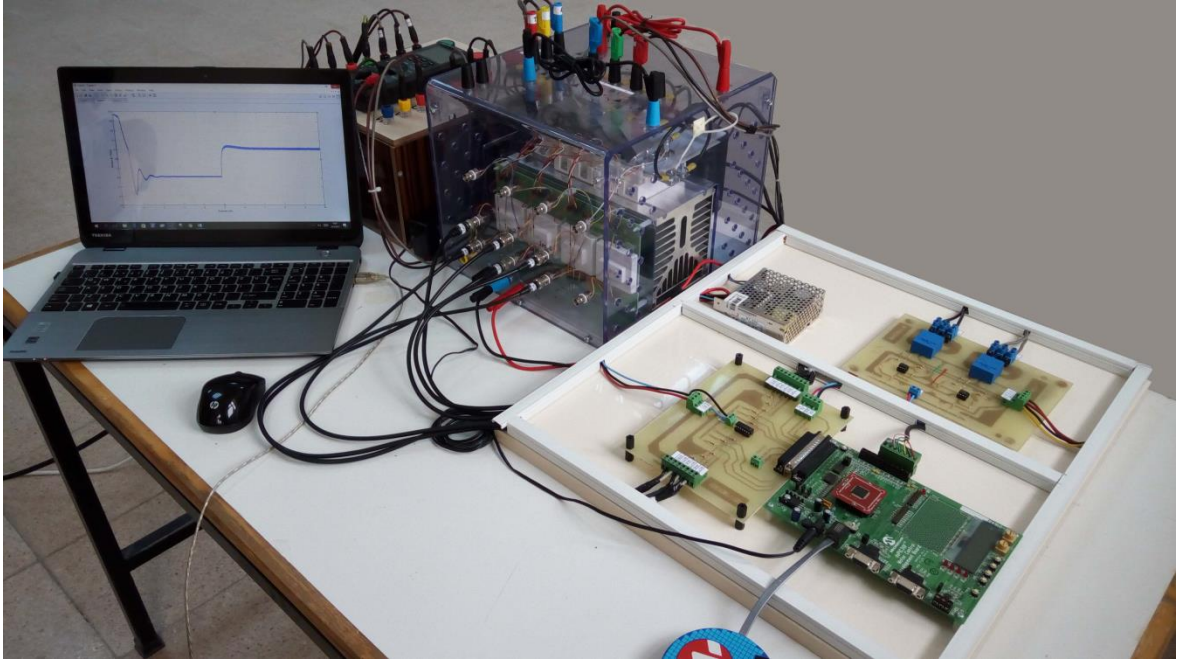
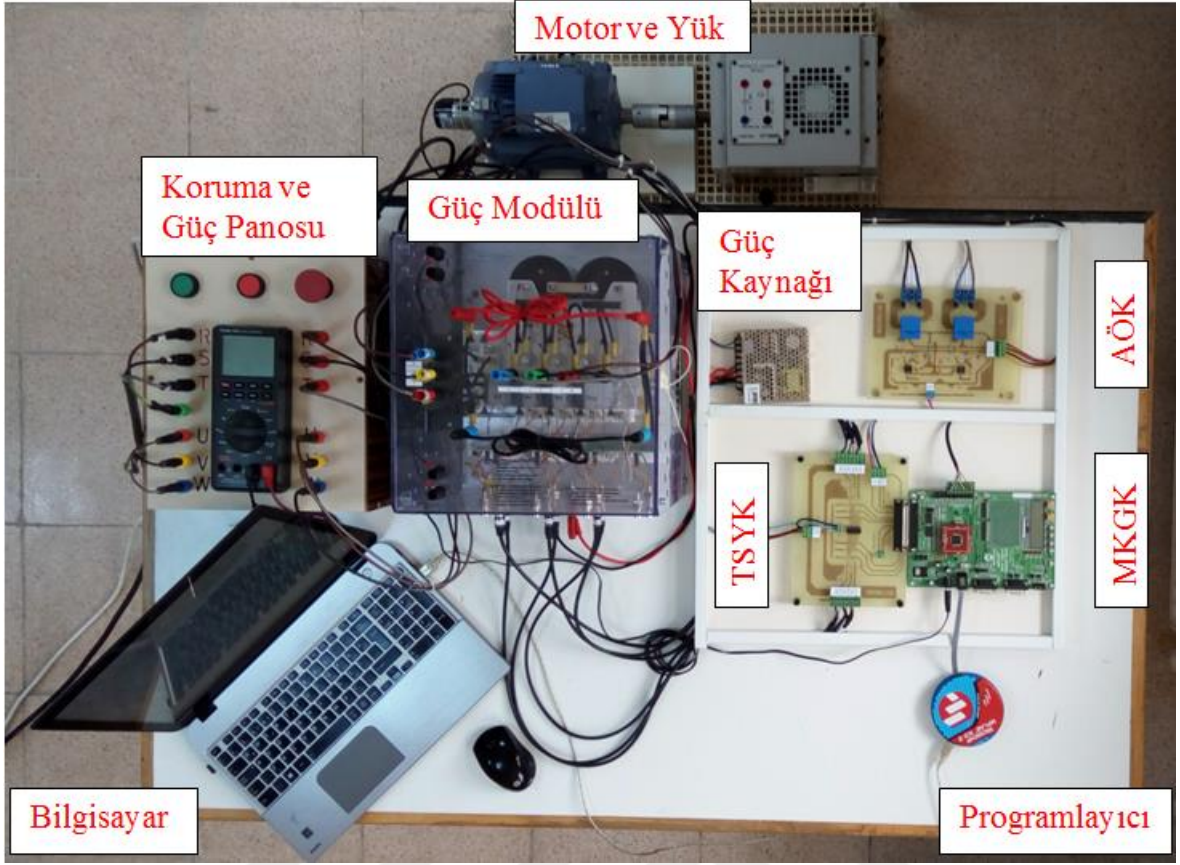
Simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçları gerçek uygulama ile karşılaştırmak ve önerilen denetim sisteminin endüstriyel uygulamalarda vektör kontrollü asenkron motorların hız denetiminde uygulanabilirliğini incelemek amacıyla farklı çalışma şartları altında deneysel uygulamalar yapılmıştır.

Deneysel çalışmalar; Microchip firması tarafından geliştirilen motor kontrol geliştirme kartı (MKGK) ile dsPIC programlama cihazı (ICD2), Semikron firması tarafından yapılan Semiteach evirici seti, Abana marka üç fazlı sincap kafesli asenkron motor, manyetik tozlu fren, hız ölçmek için motor miline bağlı enkoder ile bu çalışma için geliştirilen sinyal yükseltme kartı ve akım ölçme kartları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca devre koruma elemanları olarak 25 A üç fazlı bir devre kesici, 20 A bir termik şalter, kontaktörlü acil stop devresi kullanılmıştır. Devre kartları için gerekli olan ± 15 V, +5 V DC gerilimler için 100 W'lık bir güç kaynağı ile programlama ve veri edinme amacıyla bir kişisel bilgisayar kullanılmıştır.

Asenkron motor hız kontrolünün deneysel çalışmalarını yapmak amacıyla tasarlanan sistemin blok diyagramı Şekil 7.1'de ve uygulamanın görseli ise Şekil 7.2'de gösterilmiştir.



Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması



Şekil 7.2. Deney setinin görselleri

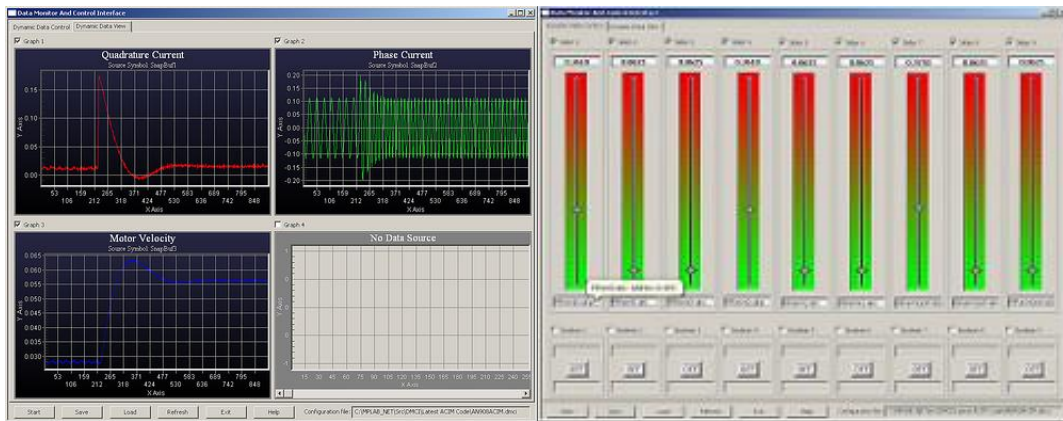
Deney düzeneğinde şebekeden verilen üç faz 380 V AC gerilim koruma panosundan eviriciye bağlanmaktadır. Üç fazlı gerilim eviricide bulunan köprü diyot vasıtasıyla

doğrultulduktan sonra filtrelenerek 540 V DC gerilim barası oluşturulmaktadır. DC bara geriliminin + ve – uçları arasına paralel bağlı üç IGBT modülü üç kollu evirici oluşturacak şekilde bağlanmıştır. Her evirici kolunda bulunan IGBT modüllerinde alt ve üst olmak üzere iki adet IGBT bulunmaktadır. İkili IGBT’lerin birleşim yerinden çıkan uçlar üç fazlı asenkron motorun stator sargılarına bağlanmaktadır.

Bu çalışma için geliştirilen akım ölçme kartı vasıtasıyla asenkron motorun stator faz akımlarından ikisi ölçülmekte, üçüncü faz akımı ise hesap yoluyla belirlenmektedir. Motorun hız bilgisi ise motor miline bağlı enkoderden gelen sinyaller kontrol kartına verilerek elde edilmektedir. Kontrol kartı olarak üzerinde dsPIC30F6010A mikrodenetleyicisinin bulunduğu Microchip firmasının geliştirdiği motor kontrol geliştirme kartı kullanılmıştır.

Akım bilgisi ve hız bilgisi kullanılarak mikrodenetleyici programındaki kontrol döngüleri çalıştırmaktadır. Kontrol döngüsü, bu bilgileri kullanarak asenkron motordan istenilen referans hızı takip etmek için gerekli hesaplamaları yaparak evirici çıkışını kontrol edecek UVDGM sinyallerini oluşturmaktadır. MKGK’dan çıkan tetikleme sinyalleri 0-5 V aralığında oldukları için IGBT’leri sürmek için yeterli seviyede değildir. Bu sebeple geliştirilen bir seviye yükseltme kartı ile tetikleme sinyalleri 0-5 V’tan 0-15 V aralığına yükseltilmiştir. IGBT’lerin iletimde kalma sürelerini referans gerilim vektörüne bağlı olarak hesaplanan tetikleme sinyalleri belirlemektedir. Böylece asenkron motorda istenilen faz akımları oluşturularak hız kontrolü sağlanmaktadır.

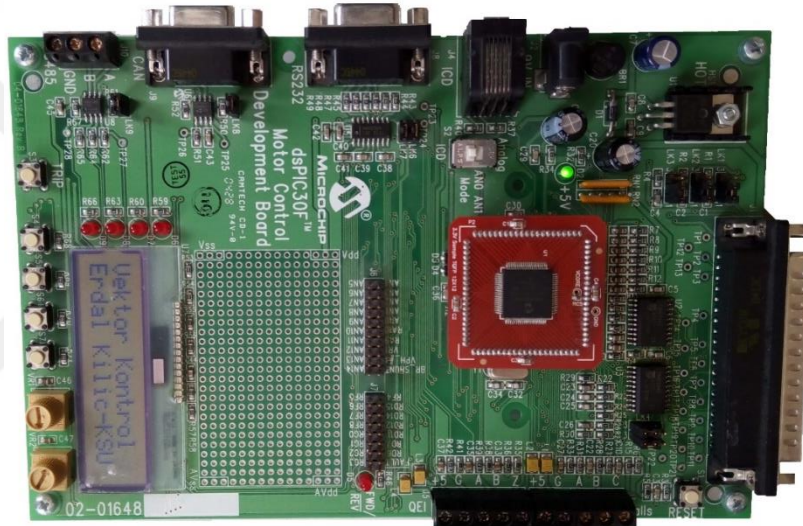
Sistemden elde edilen veriler Şekil 7.3’te gösterilen Microchip’in MPLAB programı altında Data Monitor Control Interface (DCMI) modülü ile izlenebilmekte ve bilgisayar ortamında saklanabilmektedir. DCMI ile alınan sistem çıkış verileri MATLAB ortamına aktarılmış ve sonuçlar grafiksel olarak sunulmuştur.



Şekil 7.3. Veri izleme ve kontrol ekranı

7.1. Motor Kontrol Geliştirme Kartı

Sürücü sistemindeki önemli bileşenlerden biri motor kontrol geliştirme kartıdır. Çalışmada dsPIC30F6010 işlemci ile donatılmış Microchip dsPIC30F Motor Kontrol Geliştirme Kartı (MKGK) kullanılmıştır. MKGK üzerinde DSP ile beraber hız algılayıcı, haberleşme gibi farklı arayüz bileşenleri ile güvenlik gereksinimlerini karşılayan çevre birimleri bulunmaktadır. DSP denetleyici, bu çevre birimleriyle karmaşık kontrol algoritmalarını hesaplayabilmektedir. MKGK, dsPIC ailesinin motor kontrol için oluşturulmuş fonksiyonları da kullanarak motor kontrol uygulamalarının hızlı değerlendirilmesinde ve geliştirilmesinde kullanılmaktadır. MKGK kartının temel amacı veri toplama, veri işleme, verileri ekranda gösterme ve güç kartını kontrol etmektir. Kartın görseli Şekil 7.4’te gösterilmiştir.

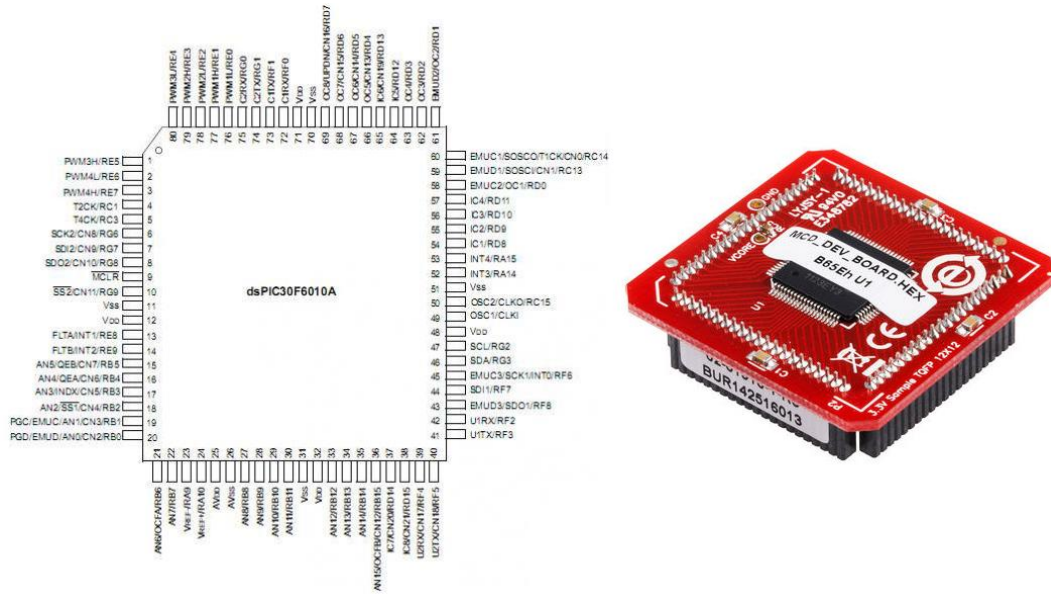


Şekil 7.4. Motor kontrol geliştirme kartı

Asenkron motorun hızı, mile bağlı bir enkoder vasıtasıyla ölçülmektedir. Enkoderin hıza bağlı olarak ürettiği darbe şeklindeki sinyaller MKGK kartı üzerindeki artırımı enkoder arabirimi (QEI) aracılığıyla işlenir. Motor akımları, ADC modül kullanılarak ölçülür. Referans hız değeri, MKGK üzerinde bulunan potansiyometre veya program içinde verilebilir. Hız ve hata değerleri hesaplanarak kontrol döngüleri işletilir. Hesaplanan bu veriler geliştirme kartının LCD ekranında görüntülenir. Kontrol döngüleri yük durumuna göre gerekli DGM sinyallerini üretirler. LCD ekran, ADC modülleri, QEI ve DGM modülleri gibi tüm gelişmiş çevresel özellikleri ile beraber MKGK, asenkron motor hız kontrol uygulaması ve geliştirilmesi için çok uygun bulunmuştur. Çalışma esnasında elde edilen veriler RS-232 seri port, RS-485 seri veri yolu ve CAN bus gibi yöntemler kullanılarak bu karttan bir bilgisayara aktarılabilir.

7.2. DSP Mikrodenetleyici

Vektör kontrol uygulaması için gerekli olan karmaşık algoritmaları hızlı hesaplayabilmek için MKGK üzerinde dsPIC30F6010A işlemcisi kullanılmıştır. dsPIC30F cihazları, yüksek performanslı 16 bit mikrodnetleyici mimarisinde kapsamlı DSP işlevleri içermektedir. dsPIC30F cihaz ailesi, kullanıcı kodunu çalıştırmak için 144 KB'lık çipli flash program alanı ve 4 KB veri EEPROM'u içerir. DsPIC30F6010A işlemci 30 MIPS'e (saniyedeki milyon komut) kadar çalışabilir. DSP'nin şeması ve resmi Şekil 7.5'te gösterilmiştir.



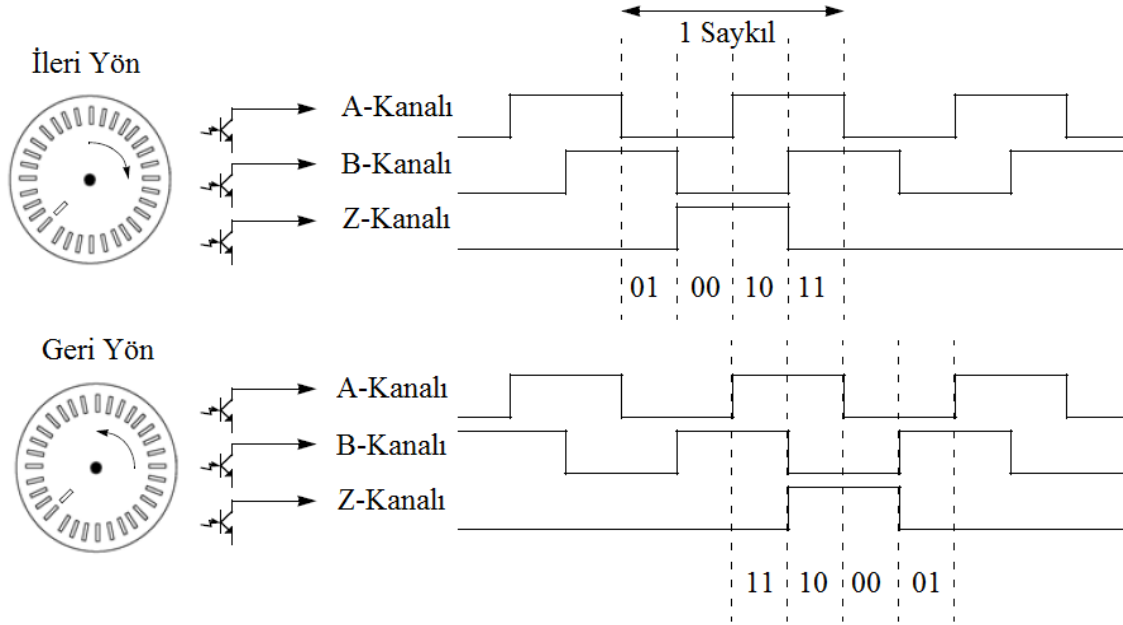
Şekil 7.5. dsPIC30F6010A pin şeması

7.2.1. DSP'nin QEİ Modülü

QEİ modülü, mekanik konum verilerini elde etmek için artırılmış enkoderlere arayüz oluşturur. Bu veriler, hareket sistemlerinin konum ve hız algılamasında kullanılır ve birçok motor kontrol uygulamasının kapalı çevrim kontrolünü etkinleştirir.

Bir enkoder, motorun şaftına tutturulmuş yarıklı bir tekerlek ve tekerleğin yuvalarını algılayan bir detektör modülü içerir. Genel olarak, A kanalı, B kanalı ve indeks olarak adlandırılan Z kanalı bulunmaktadır. Bu üç çıkış, mesafe ve yön dahil olmak üzere motor milinin hareketi hakkında bilgi sağlar. A kanalı, B kanalından ileride ise motorun yönü pozitif veya ileri olduğu geride ise motor yönü negatif veya ters olduğu kabul edilir. İndeks darbesi olarak adlandırılan üçüncü bir kanal, her turda bir kez oluşur ve mutlak bir pozisyon oluşturmak için bir referans olarak kullanılır. Enkoder tarafından üretilen sinyallerinin zamanlama diyagramı Şekil 7.6'da gösterilmiştir. Enkoder tarafından üretilen

sinyaller, A-Kanalı ve B-Kanalı arasındaki ilişkiyi yansıtan dört farklı duruma (01, 00, 10 ve 11) sahiptir. Hareket yönü değiştiğinde durumlar sırası tersine çevrilir (Web7, 2017).



Şekil 7.6. Enkoder arayüz sinyalleri

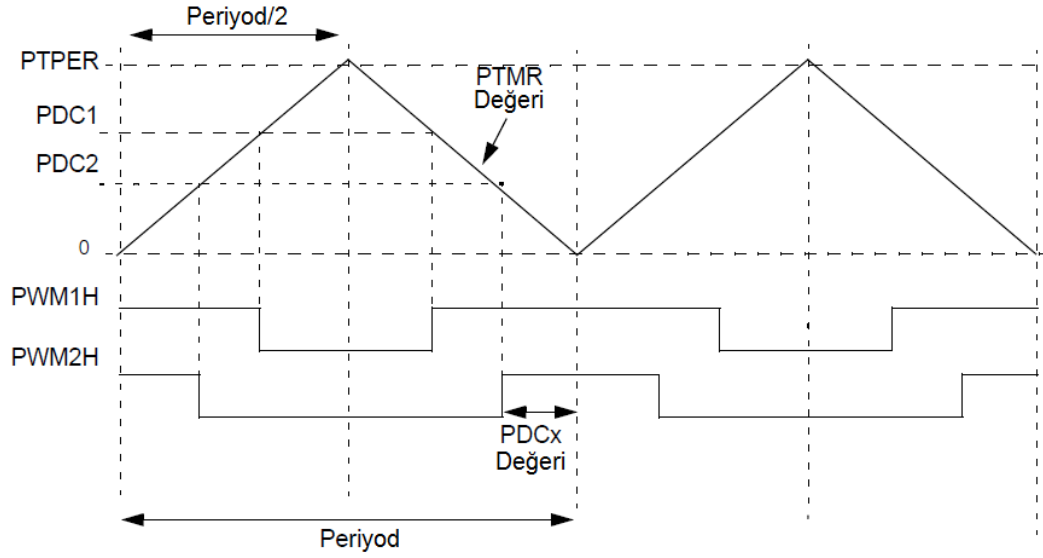
7.2.2. DSP'nin ADC modülü

MKGK üzerinde bulunan 10 bitlik yüksek hızlı ADC, bir analog giriş sinyalinin 10 bitlik bir dijital sayıya dönüştürülmesini sağlar. 10 bitlik ADC, AN0-AN15 olarak adlandırılan 16 analog giriş pinine sahiptir. ADC modülü altı tane kontrol ve durum yazmacına sahiptir.

7.2.3. DSP'nin motor kontrol DGM modülü

Motor kontrol DGM modülü, çoklu, senkronize darbe genişlik modülasyonlu çıkışları üretme görevini kolaylaştırır. Modül; 8 DGM çıkış kanalı, kenar / merkez hizalı modlar, atanmış zaman tabanı, manuel çıkış kontrolü, ADC senkronizasyonu için özel tetikleyici, birleşik veya bağımsız çıkış modları, ölü zaman kontrolü özelliklerine sahiptir. Ölü zaman üretici, eviricilerde alt ve üst IGBT'lerin aktif edilmeleri arasında belli bir süre bekleme sağlayarak aynı anda iletimde olmalarını engellemek için kullanılmaktadır. Böylece, DC barada meydana gelebilecek bir kısa devre arızası engellenmiş olacaktır.

UVDGM uygulamalarında merkez hizalı modda DGM sinyalleri, tetikleme zamanlamalarının devreye aktarılması açısından diğer tiplere göre daha elverişlidirler. DGM çıkışlarının aktif ya da pasif oldukları zaman aralıkları merkezden yayılmaktadır. Bu durum UVDGM tekniğindeki bölgeler arası geçiş işleminin daha kolay gerçekleştirilebilmesine olanak sağlamaktadır.



Şekil 7.7. DGM modülü parametreleri ve etkileri

Uygulamada kullanılan dsPIC30F6010’da bulunan DGM modüllerinden üç tanesi evirici devresindeki IGBT’leri tetiklemek üzere kullanılmıştır. Üç DGM modülünün her bir çıkıştan iki tane olmak üzere üç modül çıkışından toplam altı adet DGM sinyali, evirici devresindeki her kolda iki tane olmak üzere toplam altı adet IGBT’yi sürmektedir.

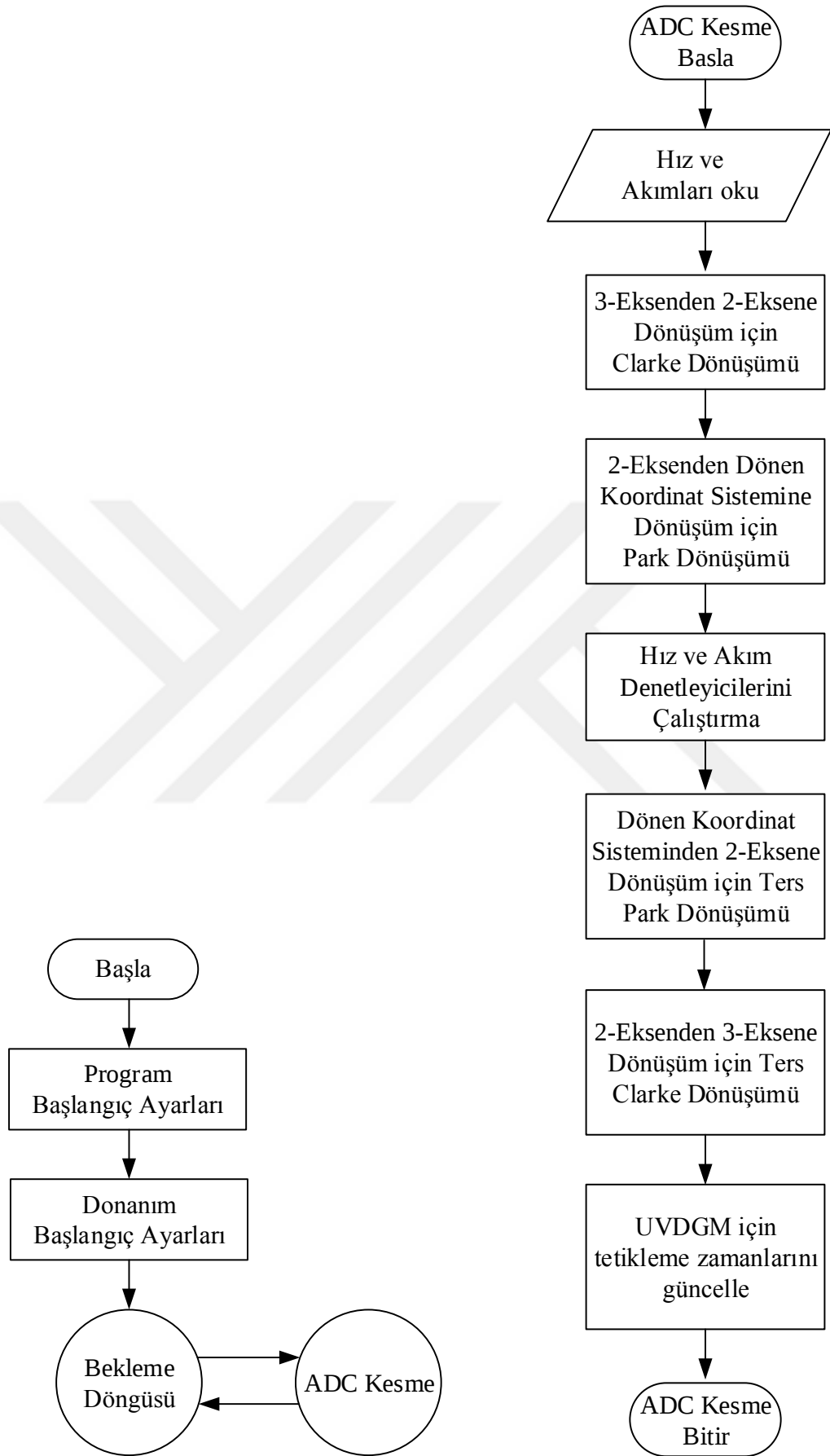
7.2.4. Program akış diyagramı

Tüm kontrol döngüsü bir ADC kesmesi içinde yürütülmekte ve 100 μ s içinde gerçekleştirilmektedir. Vektör kontrollü uygulamalarda stator akımları, motor milinin açısal hızı ve akı pozisyonu verilerine aynı anda ihtiyaç duyulmaktadır. Ana fonksiyonun kesme alt programı olarak oluşturulmasının sebebi yazılımın akım sensörleri ile senkronize çalışmasına olanak sağlamaktır. Kesme zamanlaması aynı zamanda sistemin doğru çalışması için uygun örnekleme zamanını belirler. Akım değerlerinin okunmasından hemen sonra diğer gerekli parametreler hesaplanmaktadır. Ana fonksiyonun akış diyagramı Şekil 7.8’de verilmiştir.

Kontrol kartında akı ve moment kontrol döngüleri her ADC kesme işareti alındığında (100 μ s), hız kontrol döngüsü ise ard arda 100 ADC kesme işareti alındığında (10 ms) devreye alınmaktadır. Eviricinin anahtarlama frekansı 10 kHz, anahtarlama ölü zamanı ise 2 μ s olarak seçilmiştir. Böylece kontrol sistemlerinde kullanılan örnekleme zamanları belirlenmiştir.

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü için gerekli olan adımlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

1. 3 fazlı stator akımlarından ikisi akım sensörleri vasıtasıyla ölçülür. i_a ve i_b faz akımları DSP'nin ADC girişlerinden okunur. i_c akımı ise $i_c = -i_a - i_b$ ile hesaplanır. Aynı zamanda rotor hızı da ölçülür.
2. 3 fazlı akımlar iki eksenli bir sisteme dönüştürülür. Bu dönüşüm, ölçülen i_a ve i_b ile hesaplanan i_c değerlerinden i_α ve i_β değişkenlerini oluşturmaktadır. Bu dönüşüm, asenkron motorun gerilim denklemlerinde değişken sayısının azaltılmasına olanak tanımaktadır.
3. 2 eksenli zaman değişen koordinat sistemi (α - β), rotor akısıyla aynı doğrultuda zamanla değişmeyen bir dönen eksene (d-q) dönüştürülür. Bu dönüşüm, i_α ve i_β 'dan I_d ve I_q değişkenleri sağlar. Rotor akısının açı bilgisi bu dönüşümü gerçekleştirmek için gerekmektedir. Kararlı hal durumlarında I_d ve I_q sabit olacaktır.
4. Bir potansiyometre vasıtasıyla veya direk değer verilerek oluşturulan hız referansı ve enkoder yardımıyla ölçülen gerçek hız arasındaki fark kullanılarak hız denetleyici çalıştırılır. Referans değerlerden ve ölçülen (I_d , I_q) değerleri kullanılarak hata sinyalleri oluşturulur. I_d referansı rotor akılarını kontrol ederken I_q referansı, motorun moment çıkışını kontrol eder. Hata sinyalleri, motora uygulanacak gerilim vektörü olan V_d ve V_q çıkışlarını sağlayan PI denetleyicilerinin girişini oluşturur.
5. Motor mekanik hızı, rotor elektriksel zaman sabiti, I_d ve I_q açı hesaplayıcı model bloğuna girilerek yeni bir koordinat dönüşüm açısı hesaplanır. Bu açı, mevcut çalışma koşulları için bir kayma değeri üreterek bir sonraki gerilim vektörünün nereye yerleştirileceğini belirler.
6. PI denetleyicilerinin V_d ve V_q çıkış değerleri, yeni açı kullanılarak sabit referans düzlemine döndürülür. Bu hesaplama, V_α ve V_β gerilim değerlerini oluşturmaktadır.
7. V_α ve V_β değerleri, motora uygulanacak yeni DGM tetikleme zamanlarının hesaplanması ve uygulanmasıyla ilgili olan UVDGM fonksiyonu için istenilen gerilim referansını oluşturan üç fazlı V_{ref1} , V_{ref2} ve V_{ref3} değerlerine dönüştürülür. Hesaplanan tetikleme zamanlamaları merkez yerleşimli DGM sinyalleri şeklinde motor kontrol DGM modülüne aktarılmaktadır.



Şekil 7.8. Yazılım Akış Diyagramı

7.3. Akım Ölçme Kartı

Endüstriyel uygulamalarda akım ölçümü için genel olarak şönt direnci, akım trafosu ve alan etki sensörleri olmak üzere üç yöntem kullanılmaktadır.

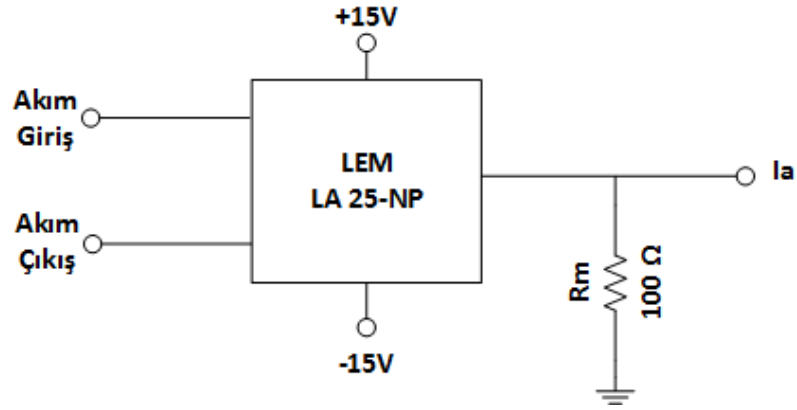
Şönt direnci, belirtilen akım çevrimiyle seri olarak yerleştirilmiş düşük değerli bir dirençtir. Direnç üzerinde akım değeri ile orantılı bir gerilim düşümü meydana gelecektir. Değeri bilinen direnç göz önüne alındığında, gerilim ölçtükten sonra algılanan akım değerini elde edebiliriz. Şönt direncinin avantajları basit yapı ve düşük maliyettir. Fakat, küçük akımların şönt direnç üzerinde ürettiği küçük gerilimlerin okunmasında ve amplifikatör devrelerinde problemler yaşanmaktadır.

Akım trafosu; basit ve büyük akım uygulamaları için uygun bir yöntem olmasına rağmen düşük değerli akımların ölçülmesinde genellikle hatalı ölçümler yapılabilmektedir.

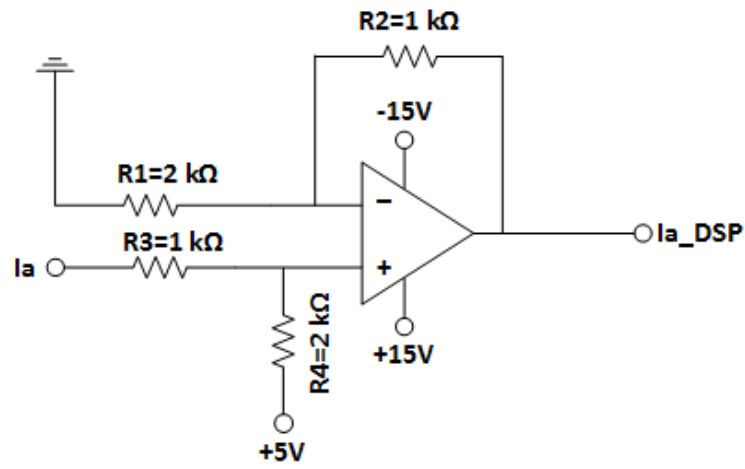
Alan etkili sensörlerle akım ölçümü, özellikle motor sürücü uygulamaları için en çok tercih edilen yöntemdir. Bu yöntemin mükemmel doğruluk, hızlı tepki süresi, yüksek performans, kullanım kolaylığı gibi özellikleri bulunmaktadır. Akımların elektronik ölçümü için primer ve sekonder devre arasında izolasyon sağlamaktadır.

Bu tezde, asenkron motorun akım ölçümü için LEM LA 25-NP sensörlerinin kullanıldığı akım ölçme kartı (AÖK) yapılmıştır. LEM alan etki teknolojisini kullanan kapalı çevrim akım dönüştürücüsüdür. Kapalı döngü transdüserleri (sıfır akı dönüştürücüleri), alan etkisini kullanarak akım dönüştürücülerin performansının belirgin bir şekilde geliştirilebildiği entegre bir kompanzasyon devresine sahiptir. Akım sensörlerinin beslemesi için $\pm 15V$ DC'lik bir güç kaynağı kullanılmıştır. Motorun iki fazına ait akımları AÖK ile ölçülmüş ve üçüncü fazın akım bilgisi ise diğer iki fazdan türetilmiştir. Seçilen LEM için dönüştürme oranı 1/1000 olarak ayarlanmıştır. Akım sensörü içinden akan maksimum 25A akım için indüklenen sekonder akımı 25mA olacaktır. Bu durumda ölçüm direnci ($R_m=100\Omega$) üzerindeki çıkış voltajı ise $\pm 2,5V$ aralığında olacaktır.

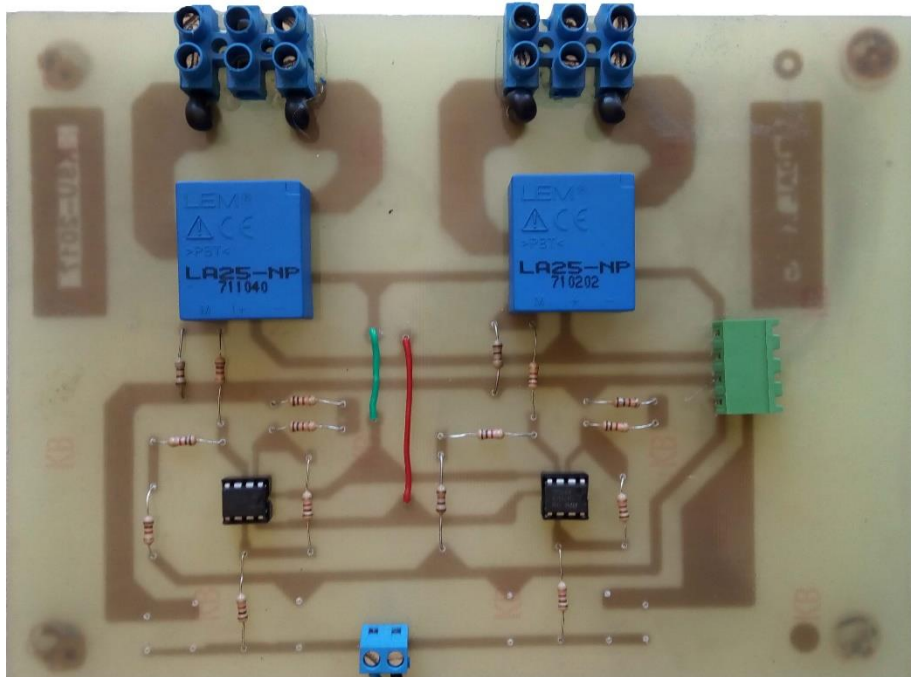
DSP kartındaki ADC'ler negatif gerilimi algılayamadığı için akım sinyalleri yükselticiler kullanılarak 0-5V aralığında normalleştirilmelidir. Bu sebeple negatif kısımları telafi etmek için sinüzoidal akım sinyallerine 2,5V ofset voltajı eklenmiştir. Daha sonra, yazılımda bu miktar çıkarılmıştır. Genel akım ölçüm devresi Şekil 7.9'da sinyal koşullandırma devresi Şekil 7.10'da ve AÖK'nin görseli Şekil 7.11'de gösterilmektedir.



Şekil 7.9. Genel akım algılayıcı devre şeması



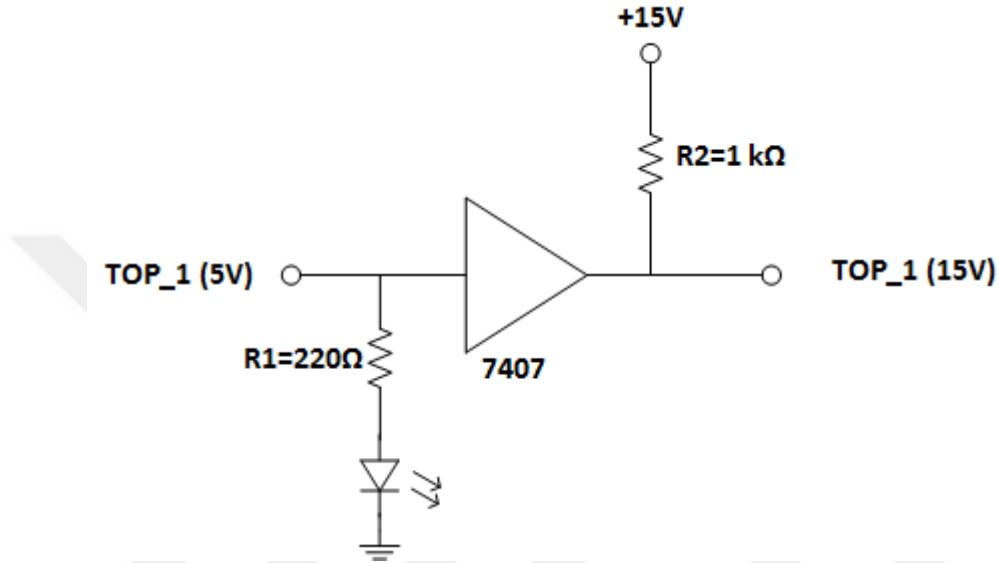
Şekil 7.10. Akım sinyali koşullandırma devresi



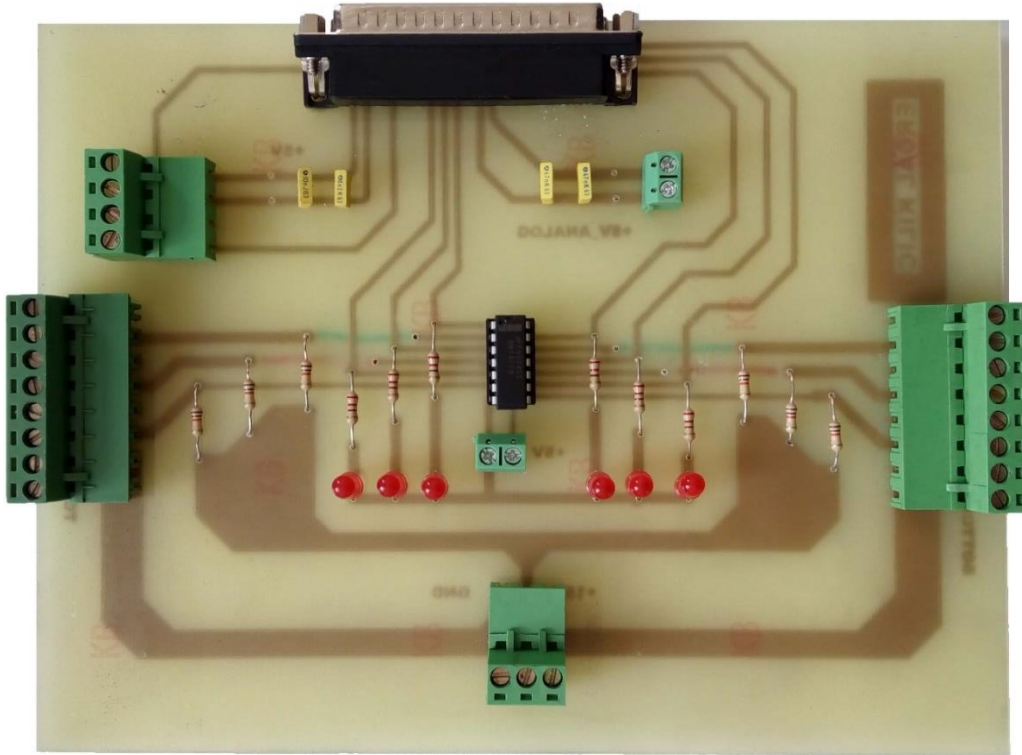
Şekil 7.11. Akım ölçme kartı

7.4. Tetikleme Sinyali Yükseltme Kartı

DSP tarafından IGBT'leri tetiklemek üzere üretilen DGM sinyallerinin seviyesini 0/+5V'tan 0/+15V'a yükseltmek amacıyla bir tetikleme sinyali yükseltme kartı (TSYK) geliştirilmiştir. 7407 temelli devre, açık kolektör çıkışlı 6 adet terslenmemiş tampondan oluşmaktadır. Girişten çıkışa olan tipik yayılım gecikmesi 12 ns'dir. TSYK'nın açık devre şeması Şekil 7.12'de ve görseli 7.13'te gösterilmiştir.



Şekil 7.12. Tetikleme sinyali yükseltme devre şeması



Şekil 7.13. Tetikleme sinyali yükseltme kartı

7.5. Motor ve Yk Sistemi

Çalışmada 3 kW  fazlı sincap kafesli bir asenkron motor kullanılmıştır. Kontrol sisteminin performansını belirlemek amacıyla asenkron motorun yükte çalışması için manyetik tozlu fren kullanılmıştır. Manyetik tozlu fren sistemleri sürtünmesiz olarak elektronik voltaj kontrolü yardımıyla istenilen torklara kademesiz geçiş yapabilen sistemlerdir. Fren sistemi ayarlı DC güç kaynağı yardımıyla asenkron motorun nominal akım değerine göre ayarlanmıştır. Kullanılan motor ve yk sistemi şekil 7.14'te etiketleri ise şekil 7.15-7.16'da gösterilmiştir.



şekil 7.14. Asenkron motor ve yk sistemi

ABANA MOTORSAN				TSE IE2 IEC/EN 60034-1		CE
TIP	AAH100L2A			MOTOR	3 ~	Izo.F
Seri No	716315			kg	23.0	S1
IP 55	P	3.0	kW	cosφ	0.85	Lat 40°C
08-2017	U		I	N	Verim %	
50 Hz	230/400 Δ/Λ V	10.3/5.95	A	2910 d/d	85.4	
60 Hz	278/480 Δ/Λ V	10.3/5.95	A	3490 d/d	85.7	

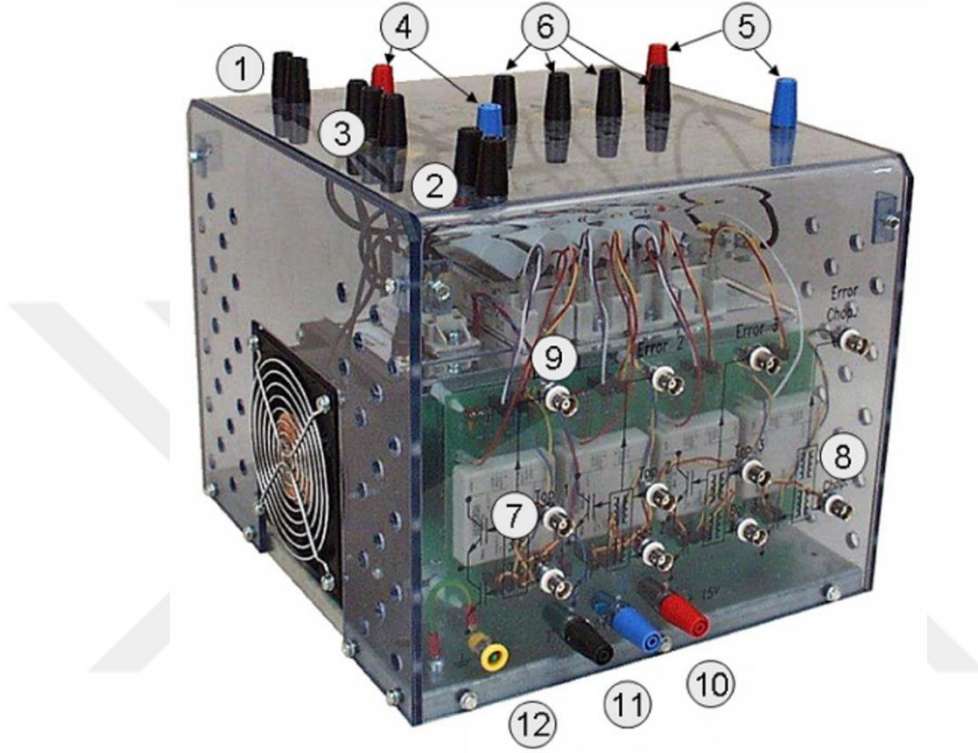
şekil 7.15. Asenkron motor etiketi

YF YILDIRIM ELEKTRONİK		ELECTRO MAGNETIC BRAKE
DUTY S3 %60	INS.CLASS F	PR.CLASS IP23
NM 30	SPEED 4000 RPM	SERIAL
VOLTAGE 24V DC.	CURRENT 1,2 A	FAN 220-240 V 50-60 Hz
Made in Turkey CE www.yildirimelektronik.com		

şekil 7.16. Manyetik Fren etiketi

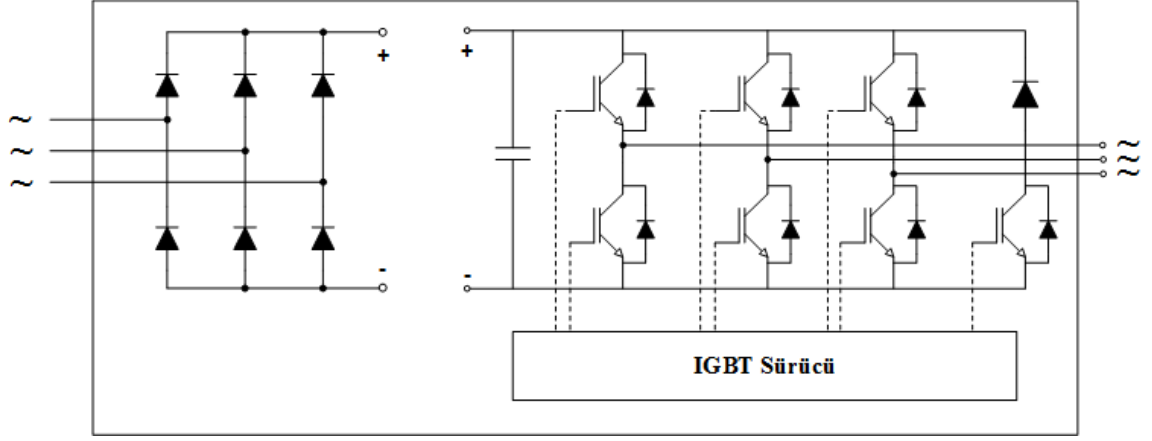
7.6. Güç Modülü

Sürücünün güç kısmı Şekil 7.17’de gösterilen 20 kVA gücünde SEMIKRON Semiteach öğretim kiti kullanılmıştır. Güç modülünün voltaj ve akım sınırları; $I_{rms}=30A$, $V_{ac}=440V$, $V_{dc}=750V$ ’tur. Bu güç modülü DSP’den gelen düşük DGM sinyallerini yüksek güç sinyallerine dönüştürerek asenkron motora iletmektedir.



Şekil 7.17. Güç modülü

- 1- Soğutucu fan bağlantısı
- 2- Termal kontak
- 3- Üç fazlı köprü tipi doğrultucu girişi
- 4- Doğrultucu çıkışı
- 5- DC bara bağlantısı
- 6- Üç fazlı yük bağlantısı
- 7- IGBT anahtarlama darbelerini gönderme bağlantısı
- 8- Frenleme darbe gönderme bağlantısı
- 9- IGBT sürücü hata sinyal çıkışı bağlantısı
- 10- IGBT sürücü kartı besleme giriş bağlantısı
- 11- Sıcaklık sensörü çıkışı
- 12- Toprak bağlantısı



Şekil 7.18. Güç modülü şeması

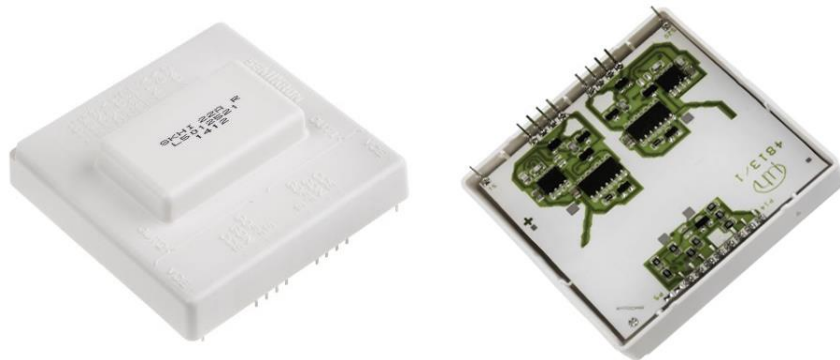
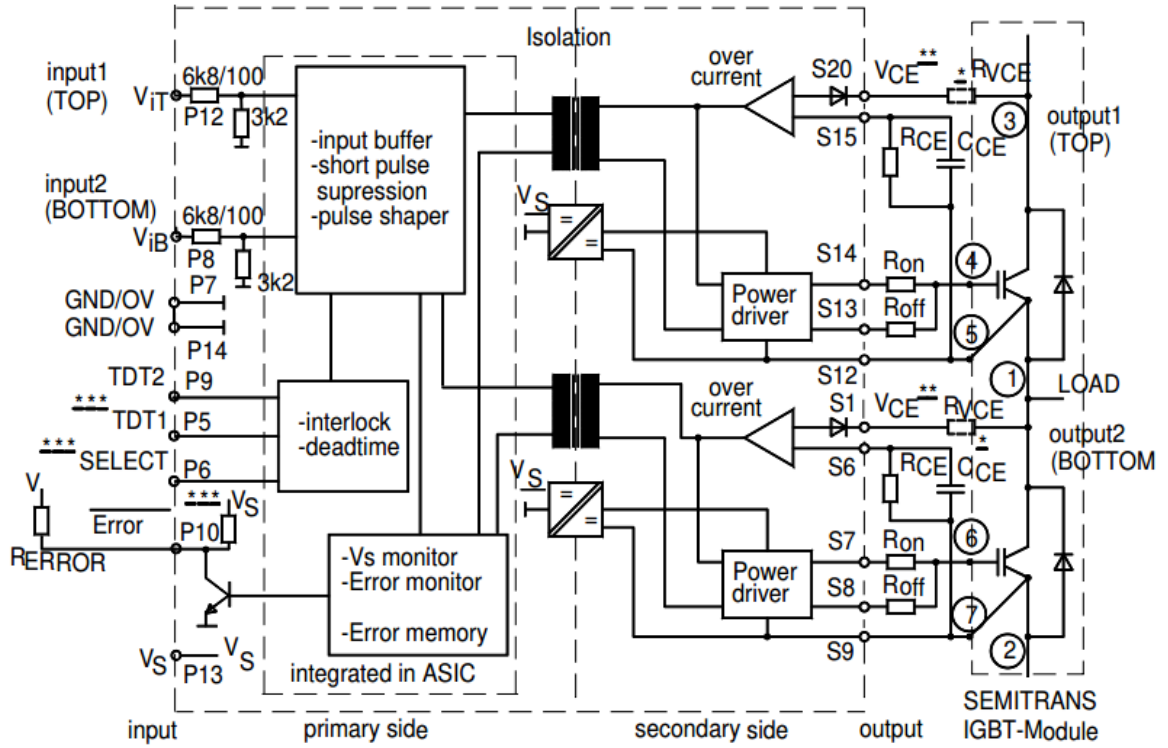
Güç modülü; üç fazlı köprü diyot doğrultucu, üç fazlı IGBT evirici, IGBT sürücü devreleri, DC bara kondansatörleri, soğutucu ve fandan oluşmaktadır. Malzemeler saydam bir mika kap ile muhafaza edilmiş ve gerekli elektrik bağlantılarını yapmak için BNC konektörleri ile donatılmıştır. Bu modül, kısa devre, aşırı ısınma ve besleme düşük voltaj koruması için koruma devreleri ile donatılmıştır.

IGBT Modülleri: Güç modülünün ana kısmı, paralel üç IGBT modülünü içeren evirici ünitesidir. Her IGBT'nin model numarası SKM50GB-123D'dir. Eviricinin kollarındaki her IGBT modülü seri bağlı iki IGBT içerir. IGBT modüllerinin çalışma değerleri 1200 V ve 50 A'dır. Ancak üretici tarafından maksimum akım 30 A olarak önerilmiştir. IGBT'yi açıp kapamak için gereken giriş voltajı sinyal seviyesi ± 15 V'tur. Açma ve çıkış zamanı gecikmesi sırasıyla 70 ns ve 400 ns iken, yükselme ve düşme süreleri sırasıyla 60 ns ve 45 ns'dir. IGBT'ler, 1200V'luk tam DC voltajda 500 A'lık yüksek kısa devre akımı kapasitesine sahiptir, ancak bu kısa devre 10 μ s'de tespit edilmelidir, aksi halde termal arıza riski bulunmaktadır.



Şekil 7.19. IGBT modülü

IGBT Sürücüler: Her bir IGBT modülü, Şekil 7.20’de gösterilen ve ters çevrilmiş PWM sinyallerinin girdileri olan bir IGBT sürücüsü SKHI-22A tarafından sürülür. Sürücü için maksimum anahtarlama frekansı 50 kHz’dir. Aynı evirici kolundaki IGBT’lerin aynı anda açılmasını önleme özellikleri vardır. Sürücü, her IGBT modülü için yaklaşık olarak 3,3 - 4,3 μ s’lik bir kilitlenme ölü zamanı sağlayabilir ve böylece kontrol algoritmasında ölü zaman uygulamaya gerek yoktur. Sürücünün diğer bir fonksiyonu IGBT’nin kısa devre gibi arıza durumlarında, hata çıkış sinyali verir. Bu kısa devre 5 μ s içinde algılanır. Arıza durumunun olmaması, hata çıkışlarında +15 V seviyesi ile gösterilir. Sürücü ayrıca, sürücü girişindeki yüksek frekanslı parazitlerden kaynaklanan 500 ns’den daha düşük anahtarlama darbelerini bastıran entegre kısa darbe bastırma işlevine sahiptir.



Şekil 7.20. IGBT sürücü kartı

Üç faz köprü doğrultucu: SKD51/14, 380 V, 50 A, köprü doğrultucunun çıkışı IGBT'lere bağlı değildir. Bu nedenle doğrultucu çıkışının DC bağlantı terminallerine bağlanması gerekir. Doğrultucu aynı zamanda tek fazlı olarak da çalıştırılabilir. Doğrultucuya uygulanan 3x380 V'luk gerilim 540 V'luk bir DC voltajı sağlamaktadır.



Şekil 7.21. Üç faz köprü doğrultucu

DC Bara Kondansatörleri: Elektrolitik (kutuplu) DC bara kondansatörlerinin her biri 2200 μ F, 400 V olarak kullanılmış ve eşdeğer 1100 μ F, 800 V derecelendirme sağlayacak şekilde seri olarak bağlanmıştır. Kondansatör voltaj dengeleme dirençleri 22 k Ω 'dur. DC bara kondansatörü 46 saniyede voltaj dengeleyici direnç üzerinden deşarj olmaktadır.



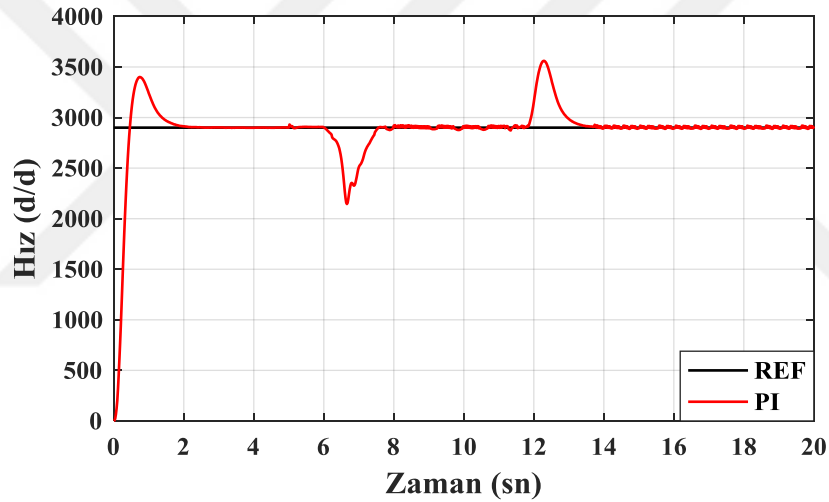
Şekil 7.22. Elektrolitik kondansatör

Terminal Açıklaması: Semiteach hem 4 mm muz konektörlerine hem de 50 Ω BNC koaksiyel yalıtımlı konektörlere sahiptir. Muz konektörler güç konektörleridir, güç kaynağını bağlamak, doğrultucu ile DC bara arasını bağlamak ve evirici ile motoru bağlamak için kullanılırlar. BNC konektörler ise tetikleme sinyalleri ve hata sinyalleri için kullanılmaktadır.

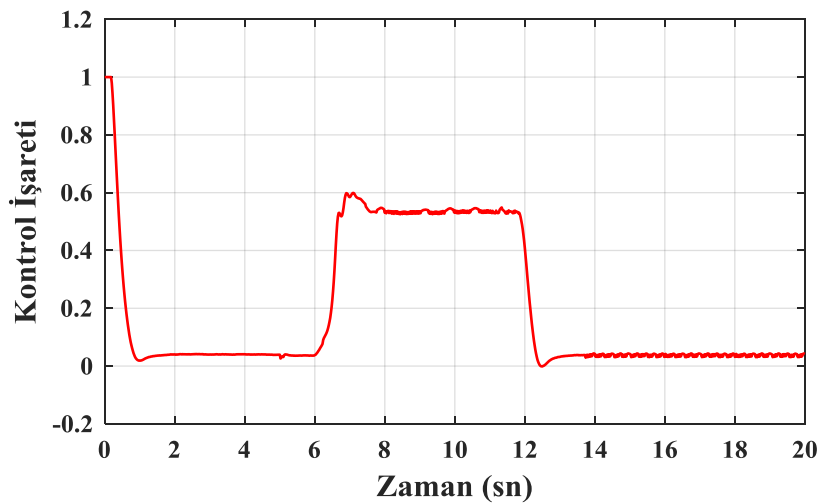
7.7. Deneysel Çalışmalar

7.7.1. Deneysel çalışma-1

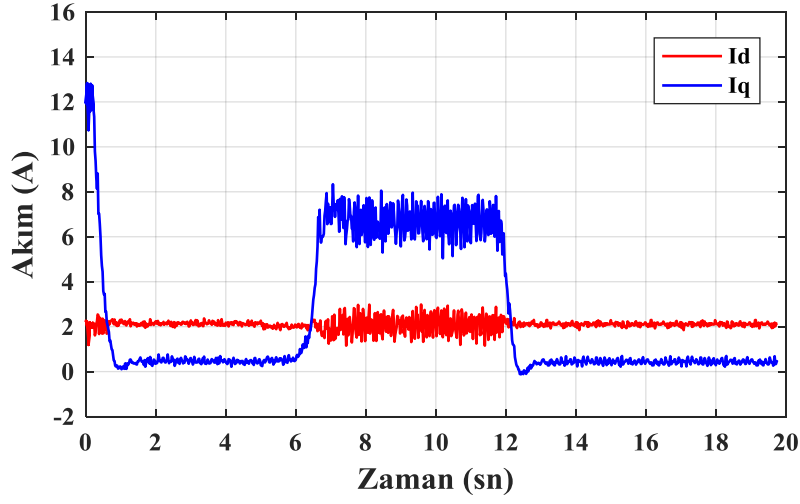
Asenkron motor, 2900 d/d referans hız ile yük uygulanmadan başlatılmıştır. Motora 6.sn'de 9,5 Nm'lik yük ani olarak uygulanmıştır. 12.sn'de ise uygulanan bu yük kaldırılmıştır. Her iki denetleyici de aynı koşullar altında test edilmiştir. Yükün devreye girmesi ve çıkması motor hızında bozucu etkiler oluşturmuştur. Bu çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 7.23-7.30'da gösterilmektedir. Asenkron motorun kalkınma sırasında denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri Çizelge 7.1'de verilmiştir. Yükün devreye girmesi ve çıkması durumunda denetleyicilerin gösterdiği performans değerleri ise Çizelge 7.2'de verilmiştir. PI denetleyicilerinin parametreleri için Çizelge 6.1'deki değerler kullanılmıştır.



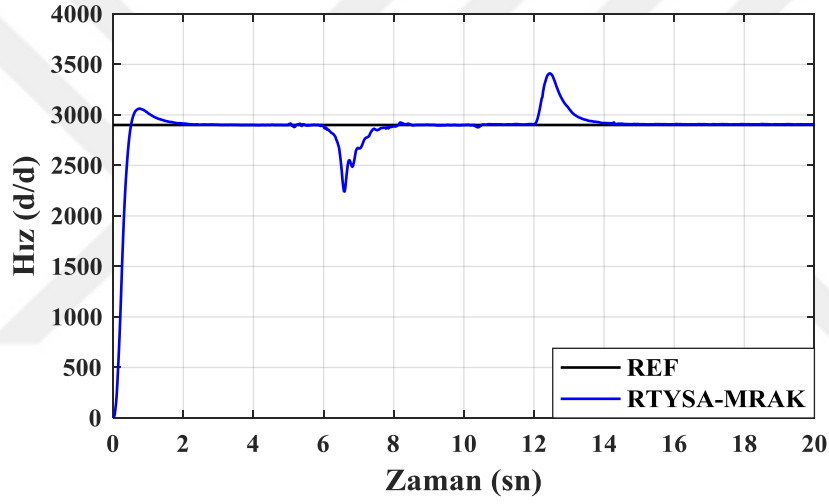
Şekil 7.23. Ani yükleme için hız değişim grafiği (PI)



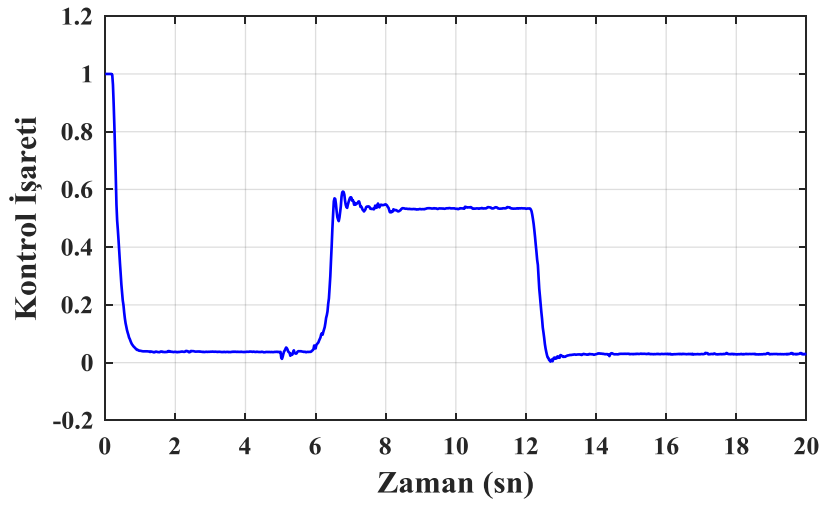
Şekil 7.24. Ani yükleme için ölçekli kontrol işareti (PI)



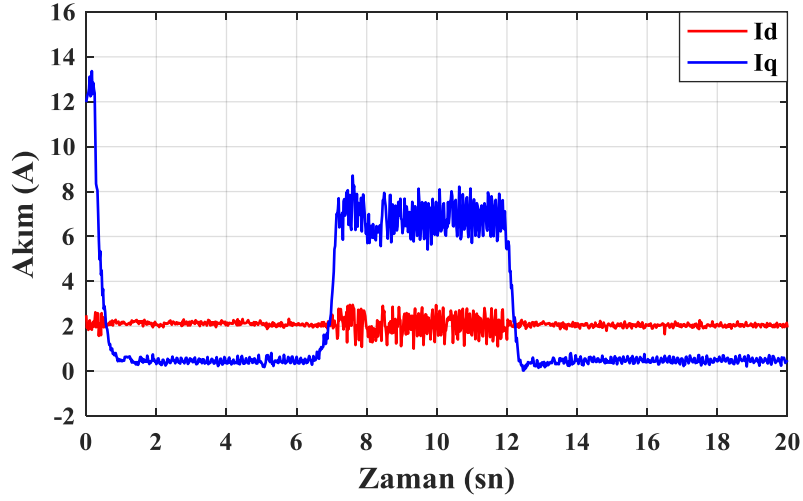
Şekil 7.25. Ani yükleme için d-q eksen akımları (PI)



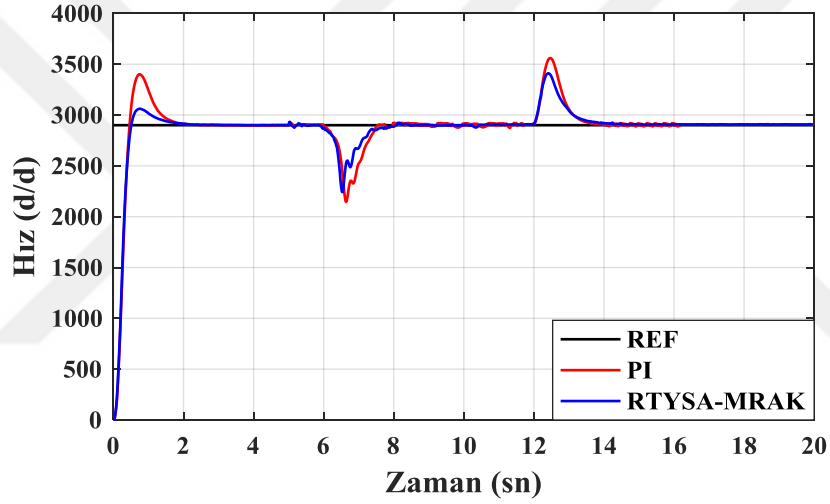
Şekil 7.26. Ani yükleme için hız grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.27. Ani yükleme için ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.28. Ani yükleme için d-q eksen akımları (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.29. Ani yükleme için hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)

Çizelge 7.1. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Deney-1)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,4	1,6	17
RTYSA-MRAK	0,4	1,4	5,5

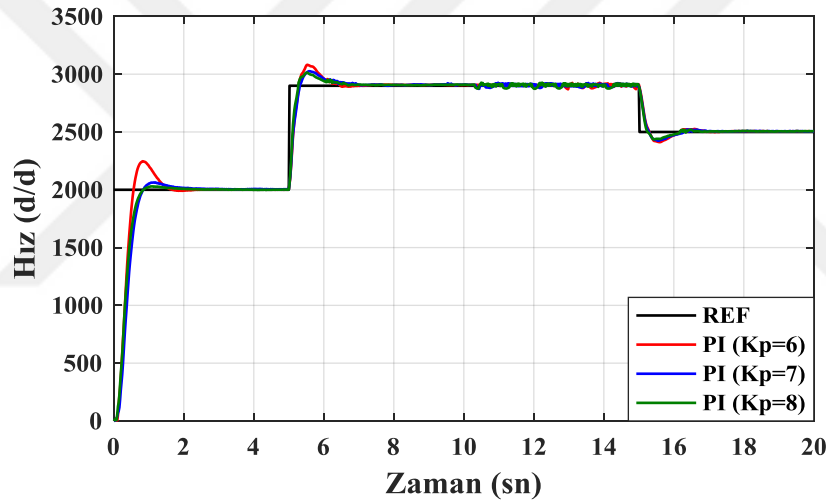
Çizelge 7.2. Yükün girmesi ve çıkması durumu için performans değerleri (Deney-1)

Denetleyici	Maksimum Ters Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)
PI	26	1,5	24	1,2
RTYSA-MRAK	23	1,4	17	1,2

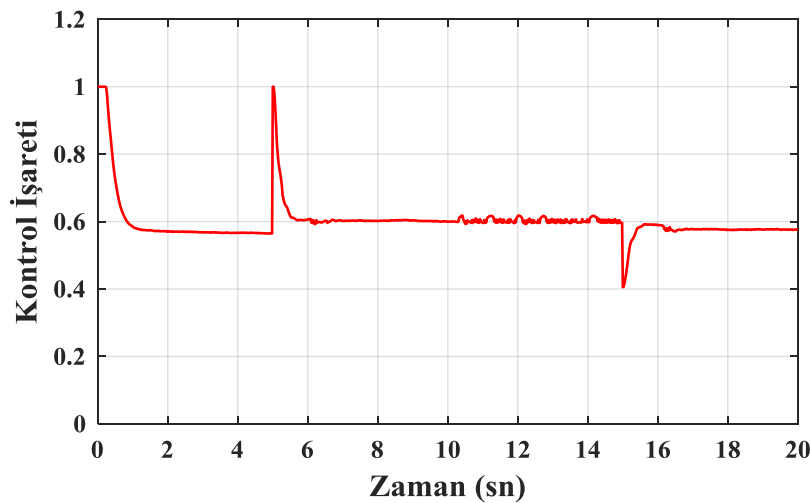
Her iki denetleyicinin yükselme zamanı değerleri yaklaşık aynı kalmıştır. Maksimum aşım ve yerleşme zamanları bakımından RTYSA temelli MRAK denetleyici PI denetleyiciye göre çok iyi performans göstermiştir. Yükün oluşturduğu bozucu etkiyi önerilen denetleyici, PI denetleyiciye göre daha kısa sürede düzeltmiştir.

7.7.2. Deneysel çalışma-2

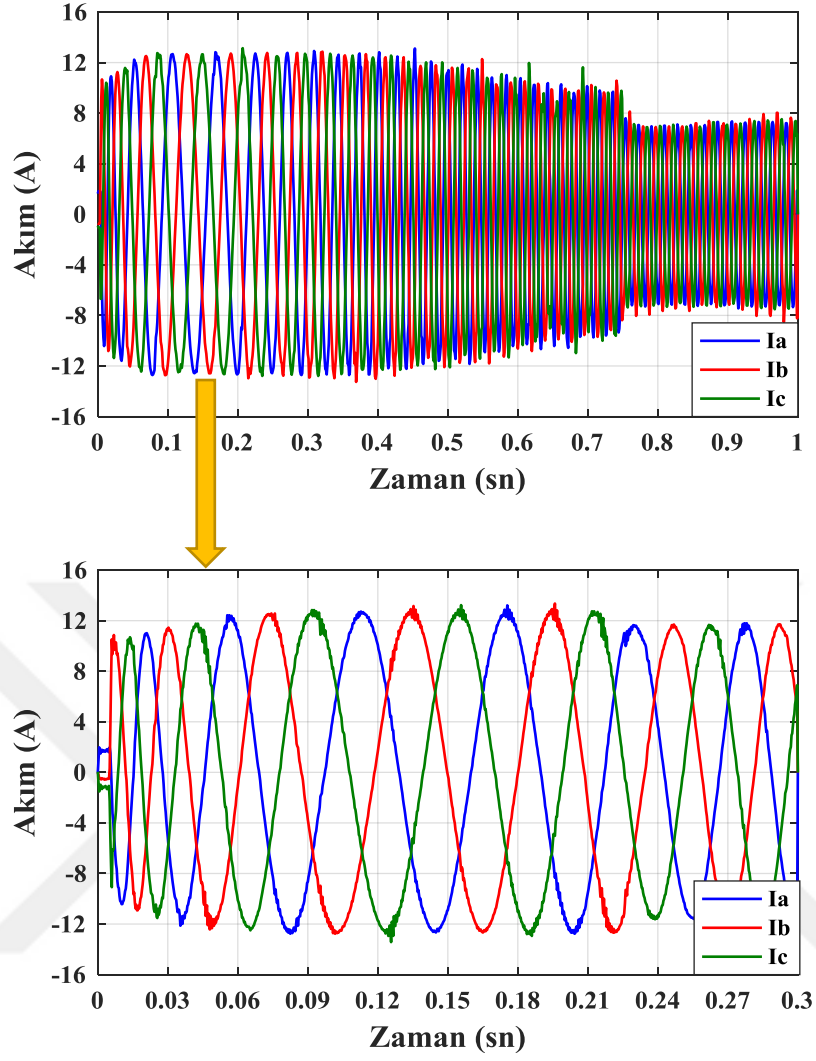
Asenkron motor referans hızı 2000 d/d ve 9,5 Nm sabit bir yük ile çalıştırılmıştır. Referans hız, 5. sn'de 2000 d/d'dan 2900 d/d'ya yükseltilmiş ve 15. sn'de 2900 d/d'dan 2500 d/d'ya düşürülmüştür. Bu çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 7.30-7.37'de gösterilmektedir. Denetleyicilerin kalkınma sırasında gösterdiği performans değerleri Çizelge 7.3'te, referansın yükseltilmesi durumundaki performans değerleri Çizelge 7.4'te, referansın düşürülmesi durumundaki performans değerleri ise Çizelge 7.5'te verilmiştir.



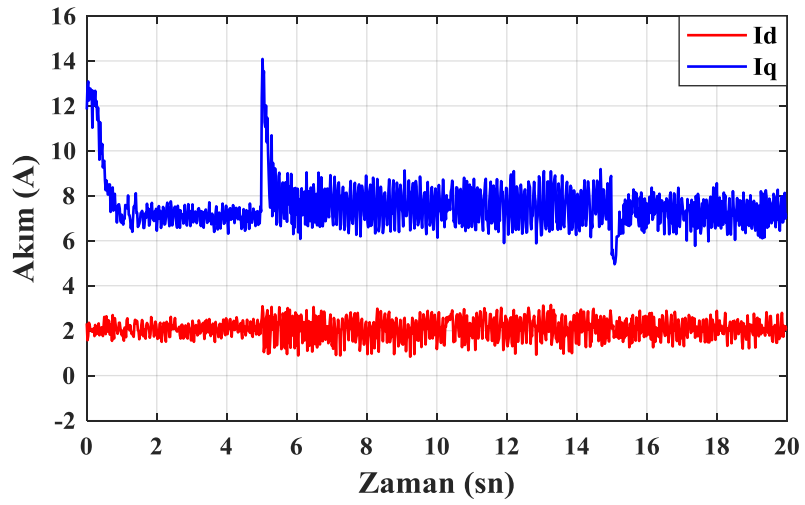
Şekil 7.30. Referans hız değişimlerinde hız grafiği (PI)



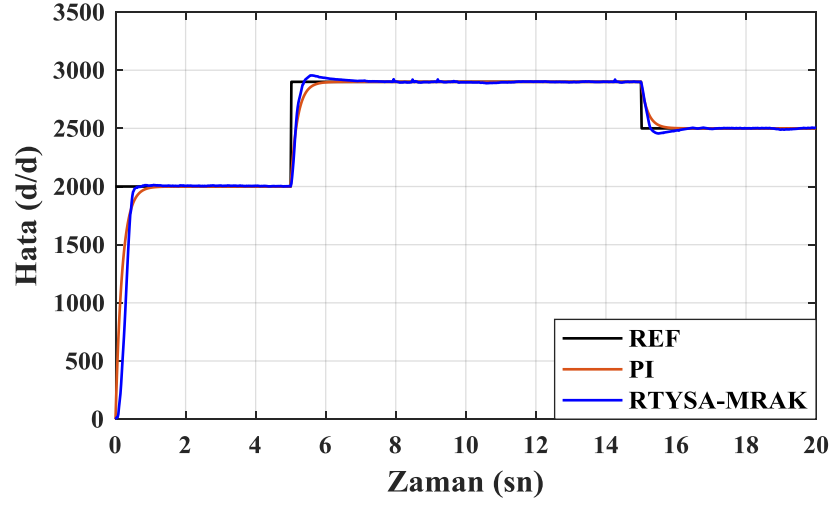
Şekil 7.31. Referans hız değişimlerinde ölçekli kontrol işareti (PI)



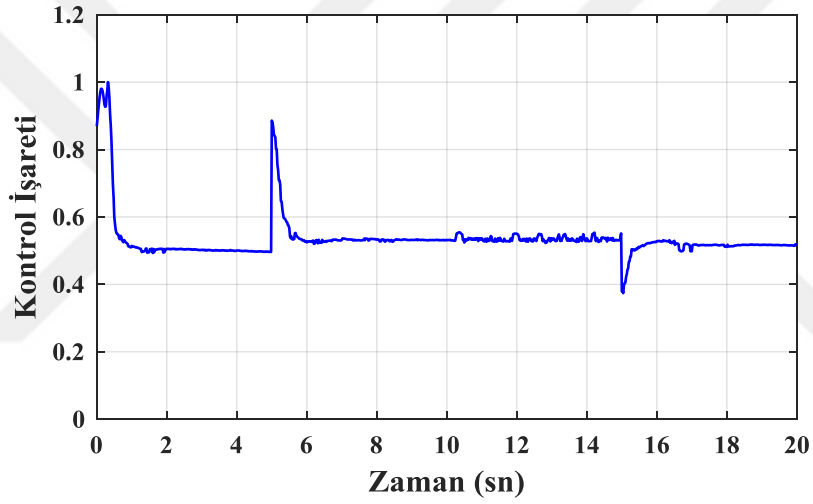
Şekil 7.32. Referans hız değişimlerinde stator akımları grafiği (PI)



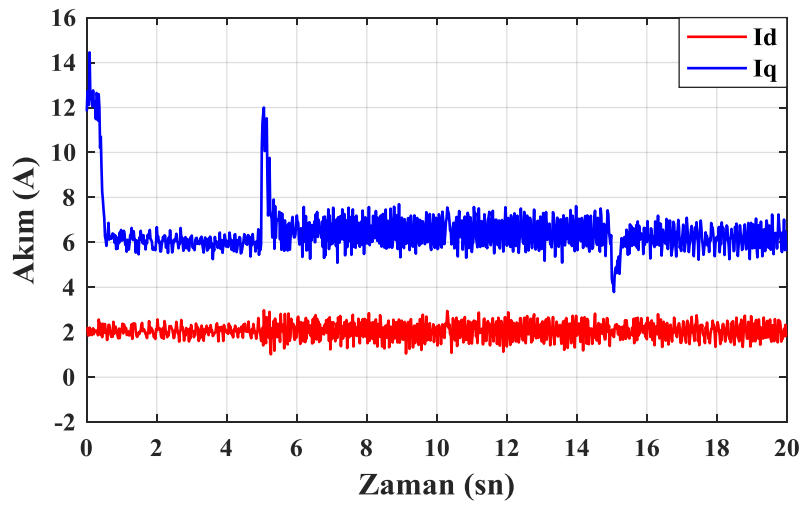
Şekil 7.33. Referans hız değişimlerinde d-q eksen akımları grafiği (PI)



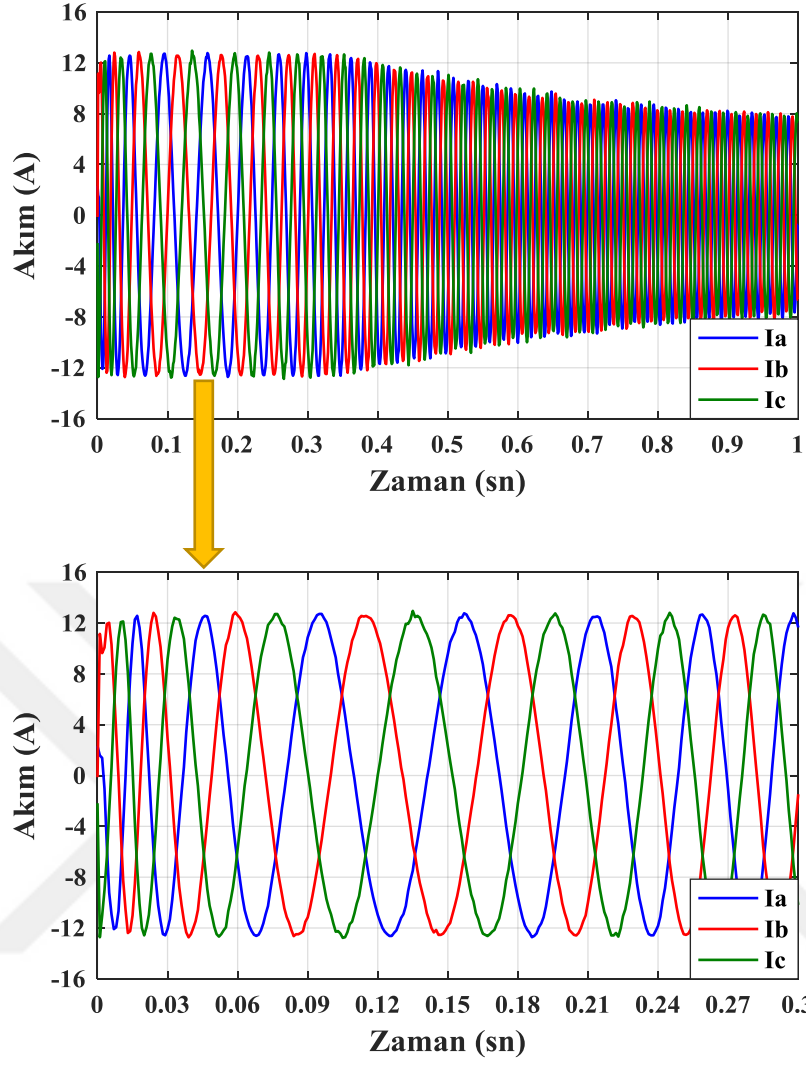
Şekil 7.34. Referans hız değişimlerinde hız grafiği (RTYSA-MRAK)



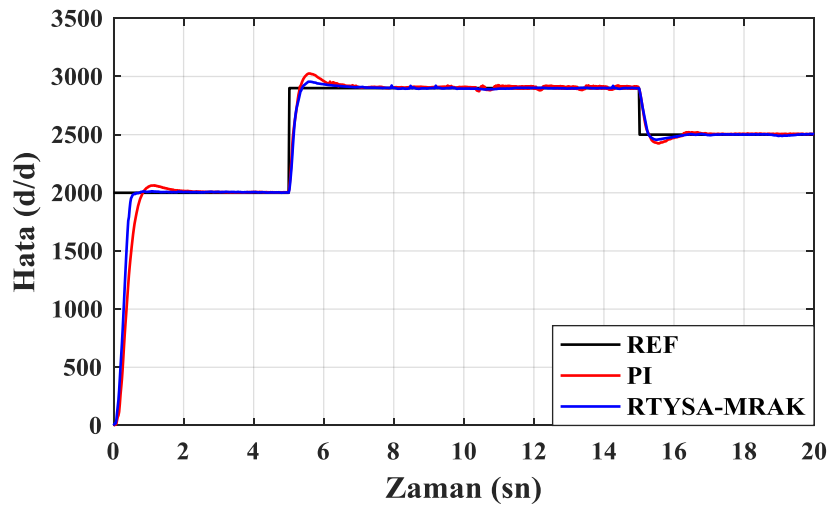
Şekil 7.35. Referans hız değişimlerinde ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.36. Referans hız değişimlerinde d-q eksen akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.37. Referans hız değişimlerinde stator akımları grafiği (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.38. Referans değişimlerinde hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)

Çizelge 7.3. Kalkınma sırasındaki performans değerleri (Deney-2)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,70	1,5	3,5
RTYSA-MRAK	0,50	0,60	0,5

Çizelge 7.4. Referans hızın yükselme durumundaki performans değerleri (Deney-2)

Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,25	1,8	4,5
RTYSA-MRAK	0,27	1,5	2,0

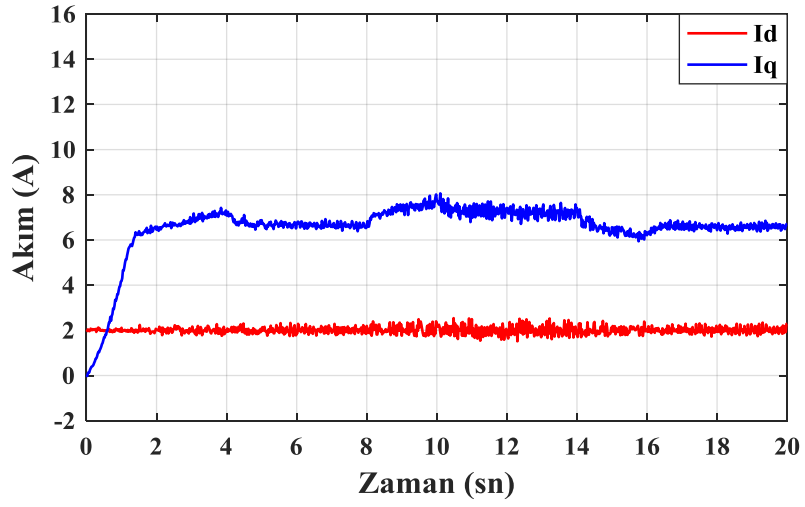
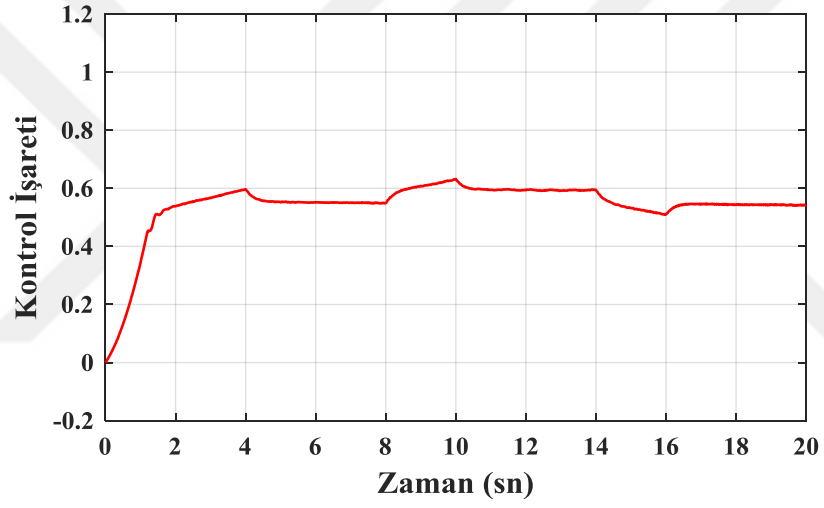
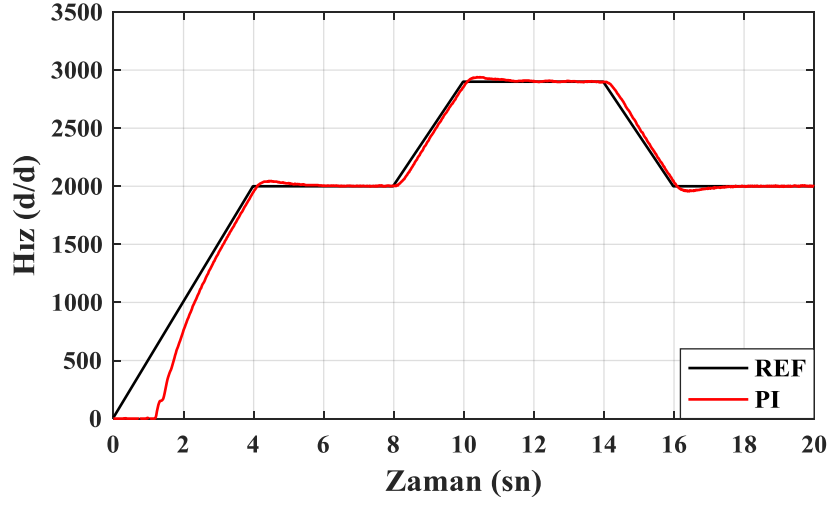
Çizelge 7.5. Referans hızın düşme durumundaki performans değerleri (Deney-2)

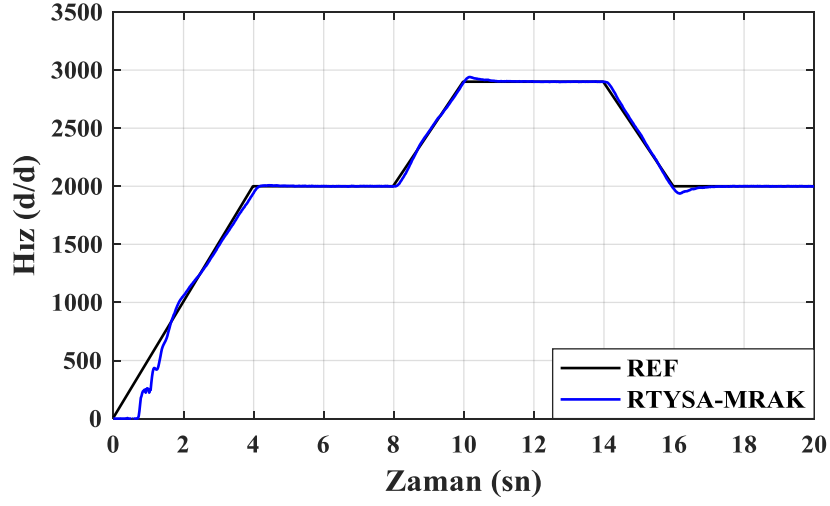
Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
PI	0,22	1,2	3,0
RTYSA-MRAK	0,22	1,0	1,8

Asenkron motorun kalkınma sırasında RTYSA temelli MRAK denetleyicinin PI tipi denetleyiciden daha kısa yükselme zamanına sahip olduğu görülmektedir. Referans hız değişim bölgelerinde ise yükselme zamanı açısından her iki denetleyici arasında önemli bir fark oluşmamıştır. Tüm çalışma bölgelerinde önerilen denetleyici, yerleşme zamanı ve aşım miktarı açısından daha iyi bir performans göstermiştir. Ayrıca RTYSA temelli MRAK denetleyicinin d-q eksen akımlarında dalgalanmanın daha az olduğu görülmektedir.

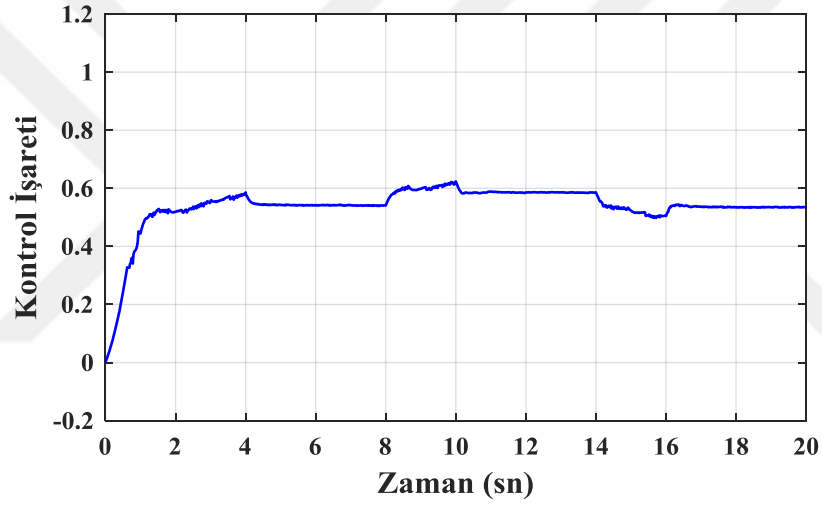
7.7.3. Deneysel çalışma-3

Bu deneysel çalışmada ise asenkron motora rampa şeklinde yükselen ve düşen bir hız referansı verilmiştir. Tüm hız bölgelerinde motor 9,5 Nm'lik tam yük koşulunda çalıştırılmıştır. İlk olarak motorun referans hıza 4 sn'de rampa şeklinde ulaşması hedeflenmiştir. Sonra referans hız olarak; 4-8 sn aralığında sabit 2000 d/d, 8-10 sn aralığında tekrar yükselen rampa, 10-14 sn aralığında sabit 2900 d/d, 14-16 sn aralığında düşen rampa ve 16-20 sn aralığında ise 2000 d/d'lık komut verilmiştir. Bu çalışma durumunda elde edilen grafikler Şekil 7.39-7.46'da gösterilmektedir.

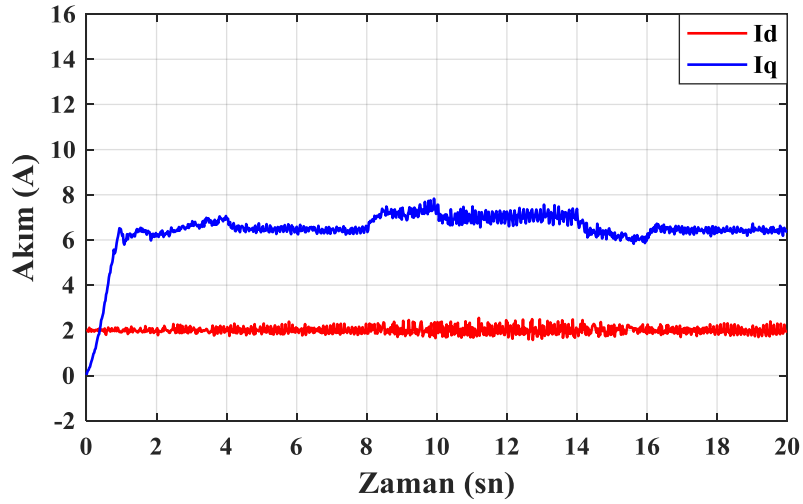




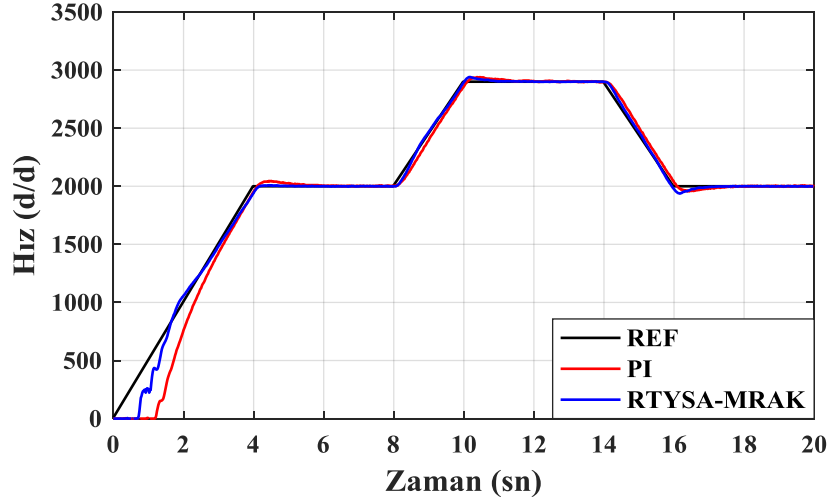
Şekil 7.42. Rampa çalışmada hız grafiği (RTYSA-MRAK)



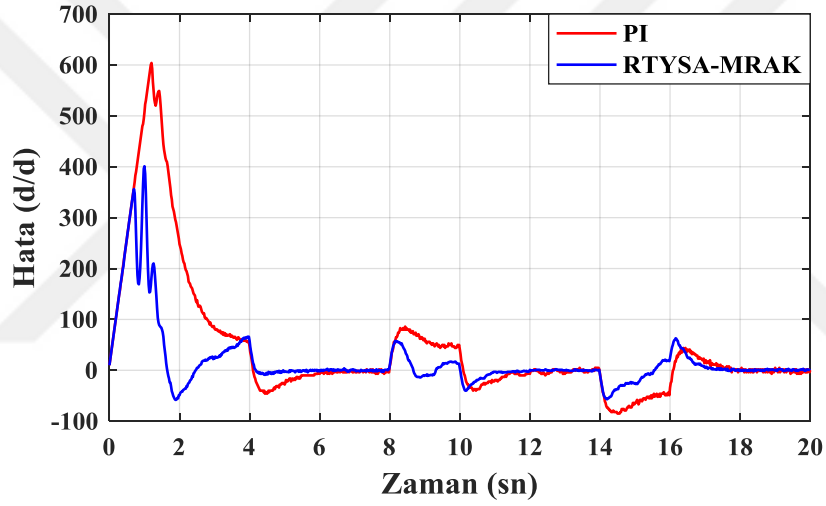
Şekil 7.43. Rampa çalışmada ölçekli kontrol işareti (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.44. Rampa çalışmada d-q eksen akımları (RTYSA-MRAK)



Şekil 7.45. Rampa çalışmada hız grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)



Şekil 7.46. Rampa çalışmada hata grafiği (PI ve RTYSA-MRAK)

İlk kalkınmada RTYSA temelli MRAK denetleyici referans hızı yaklaşık 1,8 sn'de yakalamış ve 4. sn'ye kadar PI tipi denetleyici göre daha küçük bir hata ile aşım yapmadan referans hızı takip etmiştir. Bu kontrol süreci her iki denetleyici için başarılı olduğu söylenebilir. Tüm çalışma boyunca RTYSA tabanlı MRAK denetleyicinin PI tipi denetleyiciye göre referans hızı daha küçük hata ile takip ettiği görülmektedir.

RTYSA temelli MRAK denetleyicinin performansını daha iyi inceleyebilmek için simülasyon ve deneysel sonuçlar benzer çalışma senaryoları için aynı çizelgelerde birleştirilmiştir. Asenkron motorun sabit hız ve değişken yük durumu için simülasyon-2 ve deneysel-1 çalışmalarından elde edilen kalkınma anındaki ve yük durumundaki performans değerleri Çizelge 7.6-7.8'de birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.6. Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için kalkınma anındaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simülasyon	PI	0,15	0,45	12
	RTYSA-MRAK	0,15	0,22	1
Deneysel	PI	0,4	1,6	17
	RTYSA-MRAK	0,4	1,4	5,5

Çizelge 7.7. Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için yükün devreye girmesi durumundaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Maksimum Ters Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)
Simülasyon	PI	5,5	0,20
	RTYSA-MRAK	2,7	0,12
Deneysel	PI	26	1,5
	RTYSA-MRAK	23	1,4

Çizelge 7.8. Sabit hız ve değişken yük koşullarındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için yükün devreden çıkması durumundaki performans değerleri

Çalışma Şartları	Denetleyici	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (sn)
Simülasyon	PI	5,5	0,25
	RTYSA-MRAK	2,8	0,10
Deneysel	PI	24	1,2
	RTYSA-MRAK	17	1,2

Hem simülasyon hem de deneysel sonuçlara bakıldığında iki denetleyicinin yükselme zamanı eşit çıkmıştır. Yerleşme zamanı açısından simülasyon çalışmalarında RTYSA temelli MRAK denetleyici PI denetleyiciye göre daha başarılı olmuştur. Deneysel sonuçlarda bu başarı daha düşük kalmıştır. Maksimum aşım açısından hem simülasyon çalışmalarında hem de deneysel çalışmalarda önerilen denetleyicinin PI denetleyiciye göre oldukça başarılı olduğu görülmektedir.

Asenkron motorun değişken hız ve sabit yük durumu için simölasyon-3 ve deneysel-2 çalışmalarından elde edilen kalkınma anındaki ve yük durumundaki performans değerleri Çizelge 7.9-7.11’de birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.9. Değişken hız ve sabit yük koşullarındaki simölasyon ve deneysel sonuçlar için kalkınma anındaki performans değerleri

Çalışma şartları	Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simölasyon	PI	0,2	0,40	9
	RTYSA-MRAK	0,2	0,22	0
Deneysel	PI	0,70	1,5	3,5
	RTYSA-MRAK	0,50	0,60	0,5

Çizelge 7.10. Değişken hız ve sabit yük koşullarındaki simölasyon ve deneysel sonuçlar için referans hızın yükseltilmesi durumundaki performans değerleri

Çalışma şartları	Denetleyici	Yükselme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simölasyon	PI	0,10	0,40	5
	RTYSA-MRAK	0,10	0,15	0
Deneysel	PI	0,25	1,8	4,5
	RTYSA-MRAK	0,27	1,5	2,0

Çizelge 7.11. Değişken hız ve sabit yük koşullarındaki simölasyon ve deneysel sonuçlar için referans hızın düşürölmesi durumundaki performans değerleri

Çalışma şartları	Denetleyici	Düşme Zamanı (sn)	Yerleşme Zamanı (sn)	Maksimum Aşım (%)
Simölasyon	PI	0,04	0,25	2,5
	RTYSA-MRAK	0,08	0,10	0
Deneysel	PI	0,22	1,2	3,0
	RTYSA-MRAK	0,22	1,0	1,8

Denetleyicilerin kalkınma anındaki simölasyon ve deneysel sonuçlarına bakıldığında RTYSA temelli MRAK denetleyici PI denetleyiciye göre yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım miktarı açısından çok başarılı sonuçlar verdiği görölmektedir. Referans hız değişim bölgelerinde yerleşme zamanı ve aşım miktarı açısından RTYSA temelli MRAK denetleyici PI denetleyiciye daha başarılı olmuştur.

8. SONUÇLAR

Asenkron motorlar, geniş bir endüstriyel uygulama alanına sahip olmasının yanında kontrol edilmesi oldukça karmaşık ve zor olan bir sistemdir. Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol tekniği, asenkron motorlarda akı ve moment denetimini birbirinden ayırarak yüksek performanslı asenkron motor sürücüsünü teorik olarak mümkün kılmaktadır. Tipik bir PI tabanlı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol şemasında, düzgün şekilde ayarlanması gereken üç tane PI denetleyici bulunmaktadır. Geleneksel PI tipi denetleyicileri, basit yapısı nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, doğrusal olmayan ve parametreleri değişen sistemlerde PI tabanlı denetim etkili bir performans gösteremez. Her çalışma şartında istenen dinamik performansa ulaşmak; kazanç ayarlama işlemi ve önemli miktarda zaman ve deneyim gerektirir. Bu nedenle, gerekli tüm performans özelliklerini karşılamak için daha gelişmiş ve güvenilir bir denetleyiciye ihtiyaç bulunmaktadır.

Bu gereksinimler doğrultusunda bu tezde endüstriyel asenkron motor sürücüleri için adaptif, dayanıklı ve güvenilir bir kontrol tasarım algoritması geliştirmek amaçlanmıştır. Buradan hareketle RTYSA ve MRAK tekniğinin birleştirilmesinden oluşan iki temelli bir denetleyici tasarlanmıştır. RTYSA, sistemde doğrusal olmayan durumları kompanze etmek amacıyla geliştirilen denetleyicinin yapısında kullanılmıştır. Vektör kontrolündeki hız denetleyicisi olarak kullanılan PI denetleyici yerine geliştirilen denetleyici kullanılmıştır.

Pratik uygulama yapılmadan önce asenkron hız kontrol sisteminin modeli MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Model farklı çalışma koşulları için test edilmiştir. Geliştirilen denetleyicinin performansını belirlemek amacıyla simülasyon sonuçları PI tipi denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon çalışmalarından elde edilen bulgular incelendiğinde; vektör kontrollü asenkron motorların hız denetiminde, RTYSA temelli MRAK denetleyicinin geleneksel PI tipi denetleyiciden yerleşme zamanı, maksimum aşım kriterleri açısından daha üstün olduğu görülmüştür. Ayrıca simülasyon sonuçları RTYSA temelli MRAK denetleyicinin bozucu etkileri geleneksel PI denetleyicisine nispeten daha hızlı ve daha etkili bir şekilde telafi edebildiğini göstermiştir.

Simülasyon çalışmalarında iyi bir dinamik performans elde edildikten sonra RTYSA temelli MRAK denetleyicinin etkililiğini doğrulamak için deneysel bir düzenek oluşturuldu. Geliştirilen kontrol algoritmaları dsPIC30F6010A mikrodenetleyicisine yazılmıştır. PI tipi denetim yönteminde hesaplama işlemlerinin basit olmasından dolayı zaman açısından bir sorun ortaya çıkmamıştır. Ancak RTYSA temelli MRAK

denetleyicinin karmaşık algoritmaları yazılan programa yük getirmekte ve gecikmelere sebebiyet vermektedir. Bu sebeple denetim algoritmasının hesaplama işlemleri parçalara ayrılmış ve her ADC kesmesinde bir kısmı icra edilmiştir. Hız denetleyici 100 ADC kesmesi sonunda kontrol döngüsünde işlendiği için ana program gecikmelerden etkilenmemiştir. Her iki hız denetim algoritması için oluşturulan kontrol döngüsünün süresi 10 ms olarak ayarlanmıştır.

3 kW'lık sincap kafesli asenkron motorun dinamik tepkileri farklı hız ve yük çalışma koşullarında test edilmiş ve deneysel verilerle sunulmuştur. Elde edilen deneysel sonuçlar da geliştirilmiş RTYSA temelli MRAK denetleyicinin başarısını doğrulamaktadır. Yapılan deneysel çalışmalarda geliştirilen denetleyicinin PI denetleyiciye göre yükselme zamanı, yerleşme zamanı açısından daha kısa ve maksimum aşma oranının daha az olduğu görülmüştür. Her iki denetleyici için sürekli hal hatası oldukça küçük değerlerde kalmıştır. Yük değişiminin motor hızında oluşturduğu bozucu etkileri geliştirilen denetleyici PI denetleyiciye göre daha kısa sürede ve yumuşak geçişle düzeltmiştir. RTYSA temelli MRAK denetleyici, asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolünde simülasyon ve deneysel sonuçlara dayanılarak tatmin edici bir performans göstermiştir.

Sonraki çalışmalarda, RTYSA temelli MRAK denetleyicinin ayarlanabilen parametreleri çeşitli optimizasyon yöntemleri ile belirlenerek daha etkili bir denetleyici tasarlanabilir. RTYSA temelli MRAK denetleyici, yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda asenkron motorların vektör kontrolünde hız denetleyicisi olarak kullanılabilir. Ayrıca geliştirilen denetim yönteminin algoritması yeterince hızlandırılırsa hız denetleyicisinin yanında akı ve moment denetleyicisi olarak da kullanılabilir. Böylece asenkron motor hız kontrol uygulamalarında daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Sensörsüz hız kontrol uygulamaları son yıllarda ilginç bir araştırma alanı olmuştur. Geliştirilen denetleyicinin böyle bir uygulamada kullanılması ilginç bir araştırma konusu olacaktır.

KAYNAKLAR

- Açıkgöz, H., Keçecioglu, Ö.F., Şekkeli, M., 2013. PI ve Anti-Windup PI Denetleyici ile Vektör Denetim Yöntemi Uygulanan Bir Asenkron Motorun Hız Denetim Performansının İncelenmesi. 1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES).
- Açıkgöz, H., Yıldız, C., Kale, G., Keçecioglu, Ö.F., Gani, A., Şekkeli, M., 2015. Speed Control of Induction Motor Based on Model Reference Adaptive Control. 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO).
- Akın, Ö., 2014. Asenkron Motor Kontrol Sürücü Sistemleri için Gömülü Sistem Tasarımları ve Gerçeklenmesi. Doktora Tezi, Ege Üniversitesi, İzmir.
- Aktaş, M., 2006. TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücü. Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon.
- Al-Aubidy, K., Ali, M., 2004. A Hierarchical Neuro-Fuzzy MRAC of a Robot in Flexible Manufacturing Environment. *Int Arab J Inf Technol* 1 (2):209-214.
- Alkan, Ö., 2011. Zamanla Değişen Sistemlerin Bulanık Model Referans Adaptif Kontrolü. Yüksek Lisan. Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, ss.122. Konya.
- Arulmozhiyal, R., Baskaran, K., Devarajan, N., Kanagaraj, J., 2010. Real Time MATLAB Interface for Speed Control of Induction Motor Drive using dsPIC 30F4011. *International Journal of Computer Applications* 1 (5):85-90.
- Barnes, M., 2003. Practical Variable Speed Drives and Power Electronics. Newnes.
- Bingöl, O., 2005. Yapay Sinir Ağı ile Modellenen Alan Yönlendirmeli Bir Asenkron Motorun Üç Seviyeli Evirici ile Hız Denetimi. Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara.
- Blaschke, F., 1972. The Principle of Field Orientation as Applied to The New Transvektor Closed-loop Control System for Rotating Field Machines.
- Bose, BK., 1981. Adjustable Speed AC Drive Systems. IEEE Press Selected Reprint Series, New York: IEEE Press, 1981, edited by Bose, Bimal K.
- Brandstetter, P., Bilek, P., 2013. Applications of Artificial Neural Networks in Control of DC Drive. 189.
- Brandstetter, P., Kuchar, M., Skuta, O., 2014. Implementation of RBF Neural Network in Vector Control Structure of Induction Motor. *International Review of Electrical Engineering (IREE)* 9 (4):749-756.
- Chan, TF., Shi, K., 2011. Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives. IEEE Willey Press, Noida.
- Chapman, S., 2005. Electric Machinery Fundamentals. Tata McGraw-Hill Education.

- Cheng, J., Yi, J., Zhao, D., 2005. Neural Network Based Model Reference Adaptive Control for Ship Steering System. *International Journal of Information Technology* 11 (6):75.
- Cheng, Q., Yuan, L., 2011. Vector Control of an Induction Motor based on a DSP. Yüksek Lisans Tezi, Chalmers University of Technology, Goteborg.
- Crowder, R., 2006. Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control. Newnes.
- Çelik, H., 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- Dandıl, B., 2004. Sinirsel Bulanık Denetleyicilerle Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- Dandıl, B., Ata, F., 2005. Sinirsel-Bulanık Denetleyici ile Dolaylı Vektör Denetimli Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi. *Politeknik Dergisi*, Cilt: 8 Sayı: 2 s. 131-137.
- Dede, M., 2008. Vektör Kontrollü Asenkron Motorun Hızının Yapay Sinir Ağları İle Tahmini. Yüksek Lisans Tezi, Afyon Kocatepe Üniversitesi, Afyon.
- Demirtas, M., 2009. DSP-based Sliding Mode Speed Control of Induction Motor using Neuro-genetic Structure. *Expert Systems with Applications* 36 (3):5533-5540.
- Demirtaş, M., 2002. Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık-Kayan Kip Ve Genetik-Kayan Kip Konum Kontrolü. Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Ding, Z., 2013. Nonlinear and Adaptive Control Systems, vol 84. IET.
- Drury, B., 2009. The Control Techniques Drives and Controls: Handbook, EMERSON. JET.
- Dubey, GK., 2002. Fundamentals of Electrical Drives. CRC Press.
- Efe, M.Ö., Kaynak, M.O., 1997. Doğrusal Olmayan Dinamik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları Tarafından Tanınması ve Denetimi. Paper Presented at The TOK'97 Endüstriyel Otomasyon Teknolojileri Sempozyumu, İstanbul, Türkiye, 20-21 Şubat.
- Ertürk, İ., 2006. Asenkron Motorun Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı Vektör Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Konya.
- Fan, B., Yang, Z., Xu, W., Wang, X., 2014. Rotor Resistance Online Identification of Vector Controlled Induction Motor based on Neural Network. *Mathematical Problems in Engineering*, 2014.
- Giri, F., 2013. AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications. John Wiley & Sons.

- Giurgiutiu, VL., Sergey, E., 2009. Micromechatronics Modeling, Analysis, and Design with MATLAB. CRC Press, New York.
- Glumineau, A., de León Morales, J., 2015. Sensorless AC Electric Motor Control. SBN: 9783319145860, Springer.
- Guo, L., Parsa, L., 2012. Model Reference Adaptive Control of Five-phase IPM Motors based on Neural Network. IEEE Transactions on Industrial Electronics 59 (3):1500-1508.
- Gündoğdu, A., 2012. Asenkron Motorlarda Moment Dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Ağlar ile Azaltılması. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- Hasse, K., 1969. About the Dynamics of Adjustable-speed Drives with Converterfed Squirrel-cage Induction Motors. Ph.D. Dissertation, Darmstadt Technische Hochschule.
- Haykin, S., 1999. Neural Networks: A Comprehensive Foundation. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA.
- Hendawi, E., Khater, F., Shaltout, A., 2010. Analysis, Simulation and Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Inverter. Power 4 (T6):T2.
- Jain, P., Nigam, M., 2013. Design of a Model Reference Adaptive Controller using Modified MIT Rule for a Second Order System. Advance in Electronic and Electric Engineering 3 (4):477-484.
- Karmakar, S., Chattopadhyay, S., Mitra, M., Sengupta, S., 2016. Induction Motor Fault Diagnosis: Approach through Current Signature Analysis. Springer.
- Kılıç, E., Özbalcı, Ü., Özçalık, H.R., 2012. Lineer Olmayan Dinamik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları ile Modellenmesinde MLP ve RBF Yapılarının Karşılaştırılması. Paper presented at the ELECO '2012 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa.
- Kılıç, E., Özçalık, H.R., Şit, S., 2016b. Üç Fazlı Asenkron Motor için Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Yapay Sinir Ağı Temelli Adaptif Hız Kontrol Sistemi Tasarımı. Kahramanmaraş Sutcu Imam University Journal Of Engineering Sciences (KSU-JES), 19(3), 24-32.
- Kılıç, E., Özçalık, H.R., Yılmaz, Ş., Şit, S., 2015. Vektör Kontrollü Asenkron Motorların RTYSA Temelli Model Referans Adaptif Kontrol ile Değişken Yük Altında Hız Denetimi. Akademik Platform Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi 3 (3):27-33.
- Kilic, E., Ozcalik, H.R., Yilmaz, S., 2016a. Efficient Speed Control of Induction Motor using RBF based Model Reference Adaptive Control Method. Automatika—Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications 57 (3):714-723.
- Koca, Z., 2006. Üç Fazlı Asenkron Motorların Yapay Sinir Ağları ile Vektör Esaslı Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.

- Küçüktüfekçi, A., 2002. Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Yapay Sinir Ağları ile Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Kahramanmaraş.
- Landau, I., Lozano, R., M'Saad, M., Karimi, A., 1998. Adaptive Control. Communications and Control Engineering. Springer, New York.
- Liu, J., 2013. Radial Basis Function (RBF) Neural Network Control for Mechanical Systems: Design, Analysis and Matlab Simulation. Springer Science & Business Media.
- McMurray, W., Shattuck, D., 1961. A Silicon-controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics* 80 (5):531-542.
- Narendra, K.S., Annaswamy, A.M., 2012. Stable Adaptive Systems. Courier Corporation.
- Narendra, K.S., Parthasarathy, K., 1992. Neural Networks and Dynamical Systems. *International Journal of Approximate Reasoning* 6 (2):109-131.
- Nisha, G., Lakaparampil, Z., Ushakumari, S., 2016. Torque Capability Improvement of Sensorless FOC Induction Machine in Field Weakening for Propulsion Purposes. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*.
- Ogata, K., 2009. Modern Control Engineering. Prentice Hall, Beşinci Baskı.
- Oğur, M., 2005. Asenkron Motor Vektör Kontrolü için Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Okkan, U., Dalkılıç, H.Y., 2012. Radyal Tabanlı Yapay Sinir Ağları ile Kemer Barajı Aylık Akımlarının Modellenmesi. *Teknik Dergi* 23 (112).
- Özçalık, H.R., Yıldız, C., Danacı, M., Koca, Z., 2007. RBF based induction Motor Control with a Good Nonlinearity Compensation. In: International Work-Conference on Artificial Neural Networks. Springer, pp 878-886.
- Öztürk, N., 2006. Yumuşak Anahtarlama Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi. Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara.
- Patino, H.D., Liu, D., 2000. Neural Network-based Model Reference Adaptive Control System. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)* 30 (1):198-204.
- Pavuluri, V.K., 2014. Field Oriented Control of Induction Motors Based on DSP Controller. Yüksek Lisans Tezi, Southern Illinois University at Edwardsville.
- Poyraz, G., 2011. Üç Fazlı Asenkron Motorun Skaler ve Vektörel Hız Denetimi. Yüksek Lisans Tezi, Düzce Üniversitesi, Düzce.
- Prakash, R., Anita, R., 2012. Modeling and Simulation of Fuzzy Logic Controller-based Model Reference Adaptive Controller. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control* 8 (4):2533-2550.

- Qian, M., Pei, L., Hui-xian, H., 2009. Induction Motor Vector Control Based on Immune RBF Neural Network Sliding Mode Variable Control. In: 2009 International Conference on Signal Processing Systems, 2009. IEEE, pp 541-545.
- Qin, L., Zhou, X., Cao, P., 2012. New Control Strategy for PMSM Driven Bucket Wheel Reclaimers using GA-RBF Neural Network and Sliding Mode Control. *Elektronika ir Elektrotechnika* 122 (6):113-116.
- Saçkan, A.H., 1994. Asenkron Motorlar. Birsen Yayınevi, İzmir.
- Sarıoğlu, K., 1983. Asenkron Makinalar: Elektrik Makinalarının Temelleri. Çağlayan Kitabevi.
- Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M., Boğosyan, S., 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsen Yayınevi.
- Shang, Z., 2011. Simulation and Experiment for Induction Motor Control Strategies. Yüksek Lisans Tezi, Windsor Üniversitesi, Kanada.
- Shyu, K-K., Shieh, H-J., Fu, S-S., 1998. Model Reference Adaptive Speed Control for Induction Motor Drive using Neural Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 45 (1):180-182.
- Sundararajan, N., Saratchandran, P., Li, Y., 2013. Fully Tuned Radial Basis Function Neural Networks for Flight Control, vol 12. Springer Science & Business Media.
- Şit, S., 2013. Üç Fazlı Sincap Kafesli İndüksiyon Motorunun Bulanık Mantık Esaslı Yöntemler Kullanılarak Denetimi. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, ss. 87. Kahramanmaraş.
- Şit, S., Kılıç, E., Özçalık, H.R., Altun, M., Gani, A., 2016. Model Reference Adaptive Control based on RBFNN for Speed Control of Induction Motors. Paper presented at the International Conference on Natural Science and Engineering (ICNASE'16), pp.3355-3364, Kilis.
- Taşkafa, Ş., 2006. Asenkron Motorların Yapay Sinir Ağları İle Vektör Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- Temel, O., 2011. Asenkron Motorların Sayısal İşaret İşlemci Kullanarak Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Malatya.
- Toliyat, H.A., Campbell, S.G., 2003. DSP-based Electromechanical Motion Control. CRC Press.
- Trzynadlowski, A.M., 2000. Control of Induction Motors. Academic Press, USA.
- Ustun, S.V., 2007. GA-based Optimization of PI Speed Controller Coefficients for ANN-Modelled Vector Controlled Induction Motor. *Applied Sci* 7:4001-4006.
- Uygur, A.F., 2002. Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Neuro-Fuzzy Yöntemlerle Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş.

- Valdez, M.G., Romero, D.R., 2004. Improvement of an Induction Motor Drive-based Direct Torque Control Strategy using A Neuro-fuzzy Controller. In: Electrical and Electronics Engineering, 2004.(ICEEE). 1st International Conference on, 2004. IEEE, pp. 439-444.
- Vas, P., 1990. Vector Control of AC machines, vol 22. Oxford University Press, USA.
- Vas, P., 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, New York.
- Web1, 2017. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00887a.pdf> (Erişim Tarihi: 30.03.2017).
- Web2,2017. http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/06/30/4a/f2/c8/e3/48/e5/CD00116774.pdf/files/CD00116774.pdf/jcr:content/translations/en.CD00116774.pdf (Erişim Tarihi: 30.03.2017).
- Web3, 2017. https://en.wikipedia.org/wiki/Induction_motor (Erişim Tarihi: 30.03.2017).
- Web4, 2017. https://tr.wikipedia.org/wiki/Elektrik_motoru (Erişim Tarihi:01.04.2017).
- Web5, 2017. Siemens STEP Book Basics of AC Motors. http://www.enm.com/Products/Content/Siemens/Training/Siemens_Courses/acm_1.pdf (Erişim Tarihi:01.04.2017).
- Web6, 2017. Structure of Squirrel-cage Rotor. <http://www.nidec.com/en-NA/technology/motor/basic/00026/> (Erişim Tarihi:01.04.2017).
- Web7, 2017. Quadrature Encoder Interface (QEI). <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70208A.pdf> (Erişim Tarihi:01.05.2017).
- Yano, M., Abe, S., 2004. Ohno E History of Power Electronics for Motor Drives in Japan. In: rec. of the 2004 IEEE Conference on the History of Electronics, 2004. pp 1-11.
- Yedamale, P., 2002. Speed Control of 3-Phase Induction Motor using PIC18 Microcontrollers. Microchip Technology Inc:1-18.
- Yıldız, C., 2008) Genetik Algoritma Destekli Bulanık Denetim Kullanılarak Vektör Esaslı Asenkron Motor Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş.
- Zerikat, M., Chekroun, S., 2010. High Performance Speed Tracking of Induction Motor using An Adaptive Fuzzy-Neural Network Control. *International Journal of Artificial Intelligence and Soft Computing* 2 (3):231-244.
- Zhang, M-G., Li, W-H., Liu, M-Q., 2005. Adaptive PID Control Strategy based on RBF Neural Network Identification. In: 2005 International Conference on Neural Networks and Brain, 2005. IEEE, pp 1854-1857.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı, soyadı : Erdal KILIÇ
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 01.06.1977, Kâhta
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (344) 300 22 73
Faks : 0 (344) 300 22 73
e-posta : ekilic@ksu.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	KSÜ /Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü	2001-2004
Lisans	KSÜ/ Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü	1997-2001
Lise	Kâhta Lisesi	1991-1994

İş Denevimi

Yıl	Yer	Görev
2009-	KSÜ Afşin Meslek Yüksekokulu	Öğretim Görevlisi
2006-2009	Kipaş Holding	Elektrik Şefi
2002-2005	Kipaş Holding	Elektrik Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

SCI, SCI- EXP kapsamındaki dergilerde yayımlanan makaleler:

1. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban (2016). Efficient Speed Control of Induction Motor using RBF Based Model Reference Adaptive Control Method. *Automatika*, 57(3), 714-723, DOI: 10.7305/Automatika.2017.02.1330.

Diğer Uluslararası hakemli dergilerde yayımlanan makaleler:

1. Şit Sami, **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Alhasan Hussein Alruim, Gani Ahmet (2016). Modelling And Performance Comparison of PD and Takagi Sugeno Type Fuzzy Logic Controllers For Inverted Pendulum System. *Bitlis Eren University Journal of Science and Technology*, 6(2), 76-84.

2. Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Doğmuş Osman, Altun Mahmut (2016). Asenkron Motorların Online Adaptif Sinirsel Bulanık Denetim Anfis Sistemine Dayalı Hız Denetim Performansının İncelenmesi. Çukurova Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 31(2), 33-41.
3. Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Doğmuş Osman (2016). RBF Identifier Based Adaptive Sugeno Type FLC For Vector Controlled Asynchronous Motor. IOSR Journal Of Engineering (IOSRJEN), 6(12), 73-80.
4. Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Altun Mahmut (2016). Comparative Study of The Success of PI and PI Fuzzy Controllerfor Induction Motor Drive Using Svpwm Method. International Journal Of Engineering Science Invention (IJESI), 5(11), 105-114.
5. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Doğmuş Osman (2016). Adaptive PI Controller Based on RBF Neural Network for Speed Control of Induction Motor. International Journal Of Thales Natural Sciences (IJTNS), 1(1), 45-54.
6. Gani Ahmet, **Kılıç Erdal**, Keçecioglu Ökkeş Fatih, Açıkgöz Hakan, Şekkeli Mustafa (2016). Endüstriyel Uygulamalarda Kullanılan Karışım Tankının Seviye ve Sıcaklık Denetimi İçin PID ve Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı. Mühendis ve Makina, 57(675), 41-48.
7. Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Yılmaz Şaban (2015). Investigation of Speed Control Method in Three Phase Induction Motor Drives. International Refereed Journal of Engineering and Sciences, 2(5), 125-151., DOI: 10.17366/Uhmfd.2015514479.
8. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban, Şit Sami (2015). Speed Control of Vector Controlled Induction Motors under Variable Load With RBFNN Based Model Reference Adaptive Control. Academic Platform Journal of Engineering and Science, 3(3), 27-33., DOI: 10.5505/Apjes.2015.20591.
9. Yılmaz Şaban, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Aksu Mustafa (2015). Energy Supply in A Building via A Photovoltaic Thermal Power System. International Journal of Scientific & Technology Research, 4(4), 299-303.
10. Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban, Erkan Emre, **Kılıç Erdal** (2015). Real Time Security Application to Identify The Distance And Size of An Object With CCD Camera. International Journal of Electrical And Electronics Research, 3(1), 237-241.
11. Gani Ahmet, Açıkgöz Hakan, **Kılıç Erdal**, Özçalık Rıza Hasan (2014). Dynamic Performance Analysis of Inverted Pendulum System by using PD Fuzzy Logic Controller and PD Controller. International Refereed Journal of Engineering and Sciences, 1(2), 1-13.
12. Gani Ahmet, Ozcalik Hasan Riza, Acikgoz Hakan, Kececioğlu O. Fatih, **Kilic Erdal** (2014). Farklı Kural Tabanları Kullanarak PI Bulanık Mantık Denetleyici ile Doğru Akım Motorunun Hız Denetim Performansının İncelenmesi. Academic Platform Journal of Engineering And Science, 2(1), 16-23., Doi: 10.5505/Apjes.2014.92408.
13. Ozcalik Hasan Riza, Gani Ahmet, **Kilic Erdal**, Kececioğlu Okkes Fatih (2014). DC Servo Motor Speed Control in Nonlinear Load by using Different Fuzzy Membership Functions. Academic Platform Journal of Engineering and Science, 2(3), 1-8., DOI: 10.5505/Apjes.2014.02486.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında (proceedings) basılan bildiriler:

1. **Kılıç Erdal**, Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, Gani Ahmet (2016). An Efficient Adaptive Controller Design for Three Phase Induction Motors Based on RBF Neural Network. International Engineering, Science and Education Conference (INESEC) (Tam Metin Bildiri).
2. Şit Sami, Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Doğmuş Osman, Altun Mahmut (2016). Asenkron Motorların Online Adaptif Sinirsel Bulanık Denetim ANFIS Sistemine Dayalı Hız Denetim Performansının İncelenmesi. 1st International Mediterranean Science and Engineering Congress (IMSEC 2016) (Özet Bildiri).
3. Şit Sami, **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Altun Mahmut, Gani Ahmet (2016). Model Reference Adaptive Control Based on RBFNN for Speed Control of Induction Motors. International Conference On Natural Science and Engineering (ICNASE'16), 3355-3364. (Tam Metin Bildiri).
4. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Doğmuş Osman (2016). Adaptive PI Controller Based on RBF Neural Network for Speed Control of Induction Motor. International Conference On Natural Science And Engineering (ICNASE'16), 3355-3364. (Tam Metin Bildiri).
5. Özçalık Hasan Rıza, **Kılıç Erdal**, Şit Sami, Yılmaz Şaban (2016). Energy Supply in A Building Via A Photovoltaic Thermal Power System. International Conference on Renewable Energy Technologies and Applications (RETA'16), 55-61. (Tam Metin Bildiri).
6. Gani Ahmet, **Kılıç Erdal**, Keçecioglu Ökkeş Fatih, Şekkeli Mustafa (2015). Investigation of PID and Self Tuning Fuzzy PID Controller Achievements For Leveland Temperature Control of The Mixing Tank. The 4th International Fuzzy Systems Symposium (FUZZYSS'15) (Tam Metin Bildiri).
7. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban, Şit Sami (2015). A Comparative Analysis of FLC and ANFIS Controller for Vector Controlled Induction Motor Drive. 2015 Intl Aegean Conference On Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference On Optimization Of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium On Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION), 102-106., DOI: 10.1109/Optim.2015.7426971, (Tam Metin Bildiri).
8. Yılmaz Saban, Ozcalik Hasan Rıza, Gani Ahmet, **Kilic Erdal** (2014). The Economical Analysis of A 5.9 kW Photovoltaic Agricultural Irrigation System in Kahramanmaraş Conditions. Uluslararası Enerji Ve Yönetimi Konferansı (ICEM-2014).
9. Yılmaz Saban, **Kilic Erdal**, Gunes Mahit, Ozcalik Hasan Rıza (2013). Türkiye'de ve Dünyada Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Kullanımı. Yeksem 2013, Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu, 1(1) (Tam Metin Bildiri).
10. Yılmaz Saban, **Kilic Erdal**, Ozcalik Hasan Rıza, Gani Ahmet (2013). Fotovoltaik PV Güneş Pilinin İki Diyotlu Modellenmesi. ISITES 2013 1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Sience, 1(1) (Tam Metin Bildiri).

Ulusal hakemli dergilerde yayımlanan makaleler:

1. **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Şit Sami (2016). Üç Fazlı Asenkron Motor İçin Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Yapay Sinir Ağı Temelli Adaptif Hız Kontrol Sistemi Tasarımı. Kahramanmaraş Sutcu Imam University Journal Of Engineering Sciences (KSU-JES), 19(3), 24-32.
2. **Kilic Erdal**, Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban, Gani Ahmet (2014). Isıl İşlem Uygulamalarında Kullanılan Bir Karışım Tankının Bulanık Mantık Esaslı Denetimi. Kahramanmaraş Sutcu Imam University Journal of Engineering Sciences (KSU-JES), 17(1), 16-21.
3. Özçalık Hasan Rıza, Yılmaz Şaban, **Kılıç Erdal** (2013). Güneş Pilinin Bir Diyotlu Eşdeğer Devre Yardımıyla Matematiksel Modelinin Çıkartılması ve Parametrelerinin İncelenmesi. Kahramanmaraş Sutcu Imam University Journal of Engineering Sciences (KSU-JES), 16(1), 1-5.

Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında basılan bildiriler:

1. Yılmaz Şaban, **Kılıç Erdal**, Özçalık Hasan Rıza (2015). Mikro Denetleyici Destekli Güneş Enerjili Mikro Tarımsal Sulama Sistemi Tasarımı. İç Anadolu Bölgesi 2. Tarım ve Gıda Kongresi, TARGID 2015.
2. Gani Ahmet, Acikgoz Hakan, **Kilic Erdal**, Sit Sami (2014). Ters Sarkacın Bulanık Mantık Esaslı Denetimi. Eleco2014, Elektrik-Elektronik, Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu.
3. Yılmaz Saban, **Kilic Erdal**, Ozcalik Hasan Riza (2014). İstanbul Şartlarında Çalışan Fotovoltaik Jeneratörün Performans Analizi. Sürdürülebilir Enerji Sempozyumu, II. Ankara Üniversitesi Çevre Günleri (Tam Metin Bildiri).
4. Ozcalik Hasan Riza, **Kilic Erdal**, Yılmaz Saban, Gani Ahmet (2013). Bulanık Mantık Esaslı Sıvı Seviye Denetiminde Farklı Üyelik Fonksiyonlarının Denetim Performansına Etkisinin İncelenmesi. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK2013, 1(1), 243-247. (Tam Metin Bildiri).
5. Yılmaz Saban, Gunes Mahit, **Kilic Erdal** (2013). 4,6 kW Gücünde Fotovoltaik Generatörün Modellenmesi ve Sabit ve Güneş İzleyici Sistem Olarak Gaziantep Şartlarında Çalışmasının İncelenmesi. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK2013, 1(1), 477-488. (Tam Metin Bildiri).
6. Ozcalik Hasan Riza, **Kilic Erdal**, Sit Sami (2013). Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu İle Sürülen Üç Fazlı Bir Asenkron Motorun Denetiminde PI Fuzzy Tipi Denetim Yönteminin Başarımının İncelenmesi. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Tok2013, 1(1), 1153-1158.
7. Gani Ahmet, **Kilic Erdal**, Yılmaz Saban (2013). Bulanık Mantık Esaslı Sıvı Seviye Denetimi İçin Sugeno Çıkarım Yönteminin Performansının İncelenmesi. İlk Bildiriler Konferansı, 1(1) (Tam Metin Bildiri).
8. **Kilic Erdal**, Ozbalci Umit, Ozcalik Hasan Riza (2012). Lineer Olmayan Dinamik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları ile Modellenmesinde MLP ve RBF Yapılarının Karşılaştırılması. ELECO2012 Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 1(1).
9. Sekkeli Mustafa, Imal Muharrem, **Kilic Erdal**, Dincer Furkan (2009). Tekstil Fabrikası Boya Tesisinde SCADA Yazılımlı Isı Geri Kazanım Otomasyonu ve Uygulaması. 5. Otomasyon Sempozyumu, 5(5) (Tam Metin Bildiri).