



**T.C.
KAHRAMANMARAS SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GENETİK ALGORİTMA DESTEKLİ BULANIK DENETİM
KULLANARAK VEKTÖR ESASLI ASENKRON MOTOR
KONTROLÜ**

CEYHUN YILDIZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KAHRAMANMARAS
ubat - 2008**



**T.C.
KAHRAMANMARAS SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GENETİK ALGORİTMA DESTEKLİ BULANIK DENETİM
KULLANARAK VEKTÖR ESASLI ASENKRON MOTOR
KONTROLÜ**

CEYHUN YILDIZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KAHRAMANMARAS
Şubat - 2008**

T.C.
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GENETİK ALGORİTMA DESTEKLİ BULANIK DENETİM KULLANARAK
VEKTÖR ESASLI ASENKRON MOTOR KONTROLÜ

CEYHUN YILDIZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Kod No:

Bu Tez 13/02/2008 Tarihinde Aşağıdaki Jüri Üyeleri Tarafından
Oy Birliği ile Kabul Edilmiştir.

.....
Prof. Dr.
H. RIZA ÖZÇALIK
Danışman

.....
Prof. Dr.
M. KEMAL KIYMIK
Üye

.....
Yrd. Doç. Dr.
MUSTAFA DANACI
Üye

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Özden GÖRÜCÜ
Enstitü Müdürü

Bu çalışma KSU Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi Başkanlığı tarafından desteklenmiştir.

Proje No:2006/3-9

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

İÇİNDEKİLER

	SAYFA
İÇİNDEKİLER.....	I
ÖZET.....	III
ABSTRACT	IV
ÖNSÖZ... ..	V
ÇİZELGELER DİZİNİ	VI
ŞEKİLLER DİZİNİ	VII
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	IX
1. GİRİŞ.....	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	3
3. MATERYAL ve METOT	5
3.1. Materyal	5
3.1.1. Sincap Kafesli Üç Fazlı Asenkron Makine Modelleri.....	5
3.1.1.2. α - β Eksen Takımında Üç Fazlı Asenkron Makine Modelinin Elde Edilmesi....	8
3.1.1.3. d-q Eksen Takımında Üç Fazlı Asenkron Makine Modeline ait Diferansiyel Eşitliklerin Elde Edilmesi.....	11
3.1.2. Üç Fazlı Asenkron Motorun Vektör Kontrolü.....	13
3.1.2.1. Alan Yönelmeli Vektör Kontrol.....	13
3.1.2.2. Vektörel kontrol için koordinat dönüşümleri	14
3.1.2.4. Akı Pozisyonu Hesabı.....	15
3.1.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)	16
3.1.4. Bulanık Kümeler ve Bulanık Mantık	24
3.1.4.1. Bulanık Küme Tanımı.....	24
3.1.4.2. Üyelik Fonksiyonu Çeşitleri.....	24
3.1.4.3. Bulanık Kümeler için Tanımlamalar.....	27
3.1.4.4. Bulanık Kümelerde Mantıksal İşlemler	28
3.1.4.5. Bulanık Sistemler	30
3.1.5. Genetik Algoritmalar	34
3.1.5.1. GA Operatörleri	35
3.1.5.2 GA Parametreleri.....	36
3.1.6. Adaptif Bulanık Kontrol	38
3.1.6.1. Doğrudan Adaptif Kontrol.....	39
3.1.6.2. Model Referanslı Bulanık Adaptif Kontrol Sistemi.....	40
3.1.6.3. Bulanık Model Referanslı Kontrol Sistemlerinde Kullanılan Kazançların Genetik Algoritma ile Belirlenmesi.....	42
3.1.6.3.1. GA'nın Tasarımı.....	43
3.2. Metot.....	44
3.2.1. Giriş	44
3.2.2. Simülasyon Çalışmaları	44
3.2.2.1. d-q Eksen Takımındaki Asenkron Makine Modelinin Simülasyonu	44
3.2.2.2. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Simülasyonu.....	47
3.2.2.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Vektör Esaslı Asenkron Motor Hız Kontrolü Simülasyonu.....	50
3.2.2.4. Genetik Algoritma Kullanılarak Model Referanslı Adaptif Bulanık Kontrolör Oluşturulması ve Simülasyonu	53
3.2.3. Donanım ve Yazılım Uygulaması.....	57

3.2.3.1. Sistem Elemanlarının Tanıtılması	57
3.2.3.2. Yazılımın Tanıtılması	58
3.2.3.3. (1.15) ve (1.31) Veri Formatları	58
3.2.3.4. Merkez Yerleşimli PWM Sinyalleri.....	59
3.2.3.5. Program Akış Diyagramı ve Açıklaması	60
4. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	63
4.1. Asenkron Motor Hız Kontrolünün SVPWM’li Vektör Kontrollü Sürme Devresi Kullanarak PI Tipi Kontrolör ile Gerçekleştirilmesi.....	63
4.2. Asenkron Motor Hız Kontrolünün SVPWM’li Vektör Kontrollü Sürme Devresi Kullanarak GA Destekli BMRAK Sistemi ile Gerçekleştirilmesi	64
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	67
EKLER.....	68
KAYNAKLAR	68

T.C.
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ÖZET

**GENETİK ALGORİTMA DESTEKLİ BULANIK DENETİM
KULLANARAK VEKTÖR ESASLI ASENKRON MOTOR
KONTROLÜ**

CEYHUN YILDIZ

DANIŞMAN: Prof. Dr. H. Rıza ÖZÇALIK

Yıl : 2008 Sayfa : 92

Jüri : Doç. Dr. H. Rıza ÖZÇALIK
 : Prof. Dr. M. Kemal KIYMIK
 : Yrd. Doç. Dr. Mustafa DANACI

Üç fazlı indüksiyon motorları şüphesiz endüstriyel uygulamalarda kullanılan çok popüler elektrik makineleridir. Çünkü bu makineler basit ve güvenilir bir yapıya sahiptirler. Üç fazlı indüksiyon motorları oldukça fazla kullanıldıklarından bu tip motorlarda hız ve moment kontrolü için birçok kontrol metodu ileri sürülmüştür. Son yıllarda, geleneksel kontrol sistemleri yerini adaptif ve akıllı kontrol sistemlerine bırakmaya başlamıştır.

Bu tezde, indüksiyon motor kontrolü için Genetik Algoritma (GA) ve Bulanık mantık (BM) tabanlı Model Referanslı Adaptif Kontrol (MRAK) sistemi, Uzay vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) kullanılan bir vektör esaslı sürme yöntemiyle beraber kullanılmıştır. Birinci adımda, indüksiyon motorunun iyi bir matematiksel modeli elde edilmiştir. İkinci adımda ise daha önce belirlenen kontrol stratejisi bilgisayar ortamında hazırlanan simülasyonlarla model üzerinde denenmiştir. Kontrol metodu, simülasyonlar üzerinde başarıya ulaştıktan sonra sayısal sinyal işleyici ve çevre birimleri kullanılarak indüksiyon motoruna uygulanmıştır. Bu çalışmada, sayısal sinyal işleyici olarak, Microchip Co. firmasının ürettiği DSPIC 30F6010 kullanılmıştır.

Yapılan çalışmada, sonuç olarak, indüksiyon motoru yumuşak bir yaklaşımla referans değerleri yakalamış, sistem cevabının hızlı ve hatanın referans değerlerin yüzde 2'sinin altında kaldığı gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Genetik Algoritma, Bulanık Kontrol, Vektör Kontrol, Asenkron Motor

T.C.
UNIVERSITY OF KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM
INSTITUTE OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

MSc THESIS

ABSTRACT

**VECTOR CONTROL OF AC INDUCTION MACHINE
USING GENETIC ALGORITHM BASED FUZZY
CONTROLLER**

CEYHUN YILDIZ

SUPERVISOR: Prof. H. Rıza ÖZÇALIK

Year: 2008, Pages: 92

Jury : Prof. H. Rıza ÖZÇALIK
 : Prof. M. Kemal KIYMIK
 : Assistant. Prof. Mustafa DANACI

Three phase induction motors are, obviously, electrical machines having the most usage among all machines of industry. Because, these machines have got very simple, compact and reliable structure. Therefore, many control methods have been developed to obtain accurate speed trajectory and adequate torque values for AC induction motors. In recent years, adaptive and intelligent control schemes have begun to take the place of conventional control methods.

In this thesis, in order to control an induction motor, a Model Reference Adaptive Control (MRAC) scheme based on Genetic Algorithm (GA) and Fuzzy Logic (FL) has been used by the help of Vector Control type driving method based on Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). First, a good mathematical model is obtained for induction motor and secondly this model is used for the simulation of control strategy which is mentioned before. After the observation of the success of the control method in simulation, the control strategy has been applied to induction motor in real conditions by using an appropriate digital signal processor and peripheral units. In this study, as digital processor, DSPIC 30F6010 which is produced by Microchip Co. has been used.

As a conclusion, the running of induction motor in real conditions has demonstrated that the reference speed values have been obtained with smooth convergence regime and rather small error values being left under the 2 per cent of set values in a good response time.

Key Words: Genetic Algorithm, Fuzzy Control, Vector Control, AC Induction Machine

ÖNSÖZ

Günümüzde endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılan üç fazlı asenkron makineler hız kontrollerindeki zorluklara getirilen çözümlerden önce geçmişte uzun süre kısıtlı kullanım alanlarına sahipti. 2000’li yıllarda gelişen işlemci teknolojisi ve kontrol algoritmaları sayesinde asenkron motorlar endüstrinin vazgeçilmez malzemesi olarak yerlerini almışlardır.

Bu çalışmada doğrusal olmayan bir yapıya sahip asenkron motor ve sürücü devresinin kontrolünü gerçekleştirmek üzere bulanık mantığın karar verme yeteneği ve model referanslı kontrolün adaptasyon özelliğini birleştiren etkili bir kontrol sistemi kullanılmıştır. Önerilen kontrol sisteminin tasarım zorluğu Genetik Algoritmaların çözüm arama yeteneği kullanılarak giderilmiştir.

Öğrenim hayatım boyunca bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan tüm hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Maddi ve manevi desteklerini hiç bir zaman benden esirgemeyen çok sevdiğim aileme teşekkürü bir borç bilirim.

ÇİZELGELER DİZİNİ**SAYFA**

Çizelge 3.1.	Sekiz anahtarlama konumu ve gerilim vektörleri.....	17
Çizelge 3.2.	Mantıksal işlemler.....	29
Çizelge 3.3.	Bulanık kümelerde mantıksal işlemler.....	29
Çizelge 3.4.	(1.15) Veri formatı bit anlamları.....	58
Çizelge 3.5.	(1.15) Veri formatında bir sayı.....	59
Çizelge 3.6.	(1.31) Veri formatı bit anlamları.....	59
Çizelge 3.7.	(1.15) ve (1.31) Veri formatları özellikleri.....	59

ŞEKİLLER DİZİNİ

SAYFA

Şekil 3.1. Sincap kafesli asenkron motor	5
Şekil 3.2. α - β eksen takımının a-b-c eksenleri üzerindeki yerleşimi.....	8
Şekil 3.3. d-q eksen takımının a-b-c ve α - β eksen takımları üzerindeki yerleşimi	11
Şekil 3.4. Alan yönelmeli vektör kontrol şeması	15
Şekil 3.5. Üç Kollu Evirici Devresi Şeması	16
Şekil 3.6. Üç kollu evirici devresine yıldız bağlı yük için mümkün tüm anahtarlama konumları	18
Şekil 3.7. Sabit zaman paylaşımı için üç kollu evirici devresi çıkışındaki gerilimler	19
Şekil 3.8. Altı aktif uzay vektörünün sınırladığı alan.....	20
Şekil 3.9.a. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 1 için dağılımı	22
Şekil 3.9.b. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 2 için dağılımı	22
Şekil 3.9.c. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 3 için dağılımı.....	23
Şekil 3.9.d. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 4 için dağılımı	23
Şekil 3.9.e. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 5 için dağılımı.....	23
Şekil 3.9.f. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 6 için dağılımı	24
Şekil 3.10. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler	29
Şekil 3.11. Bulanık sistem genel şeması	30
Şekil 3.12. Rulet Seçimi: Seçim Yapmak İçin Top Atıldığında Yatay Çizgilerle Taranmış Alanlarda Durma Olasılığı Daha Yüksektir	37
Şekil 3.13. Model referanslı adaptif kontrol sistemi genel şeması	39
Şekil 3.14. PD Tipi BMK.....	41
Şekil 3.15. PI Tipi BMK	41
Şekil 3.16. Bulanık model referanslı adaptif kontrol sistemi genel şeması	42
Şekil 3.17. GA kullanılarak BMRAK sistemi tasarımı şeması	43
Şekil 3.18. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim)	45
Şekil 3.19. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)	45
Şekil 3.20. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim).....	46
Şekil 3.21. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim).....	46
Şekil 3.22. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)	47
Şekil 3.23. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM).....	48
Şekil 3.24. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM).....	48
Şekil 3.25. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)	49
Şekil 3.26. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)	49
Şekil 3.27. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM).....	50
Şekil 3.28. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (Açık Çevrim)	50
Şekil 3.29. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM)	51
Şekil 3.30. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (PI, SVPWM).....	51
Şekil 3.31. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (PI, SVPWM)	52
Şekil 3.32. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI, SVPWM).....	52
Şekil 3.33. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI)	53
Şekil 3.34. Bulanık model referanslı adaptif kontrol sistemi şeması.....	53
Şekil 3.35. GA Sonuçları	54
Şekil 3.36. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)	54
Şekil 3.37. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)	55
Şekil 3.38. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM).....	55
Şekil 3.39. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)	56
Şekil 3.40. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (GA BMRAK, SVPWM)	56

Şekil 3.41. Deneylerin Gerçekleştirildiği Düzenek.....	57
Şekil 3.42. PWM Modülü Parametreleri ve Etkileri	60
Şekil 3.43. Yazılım Akış Diyagramı	61
Şekil 3.44. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM, Deney1)	63
Şekil 3.45. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM, Deney2)	64
Şekil 3.46. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM, Deney1).....	64
Şekil 3.47. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM, Deney2).....	65
Şekil 3.48. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK & PI, SVPWM, Deney1)	65
Şekil 3.49. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK & PI, SVPWM, Deney2)	66

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

m	: Rotor Faz Sayısı
R_s	: Stator Faz sargı Direnci (Ω)
L_s	: Stator Sargı Endüktansı (H)
L_r	: Rotor Sargı Endüktansı (H)
L_{sr}	: Toplam Endüktans (H)
M_{ss}	: Stator Faz Sargıları Arası Karşıt Endüktans (H)
M_{rr}	: Rotor Çubukları Arası Ortak Endüktans (H)
M_{sr}	: Stator Faz Sargıları ile Rotor Çubukları Arası Ortak Endüktans (H)
M_{rs}	: Rotor Çubukları ile Stator Faz Sargıları Arası Ortak Endüktans (H)
R_r	: Rotor Faz Sargıları Direnci (Ω)
R_h	: Stator Faz Sargıları Direnci (Ω)
R_ϕ	: Çubuk Direnci (Ω)
$[I_s]$	:Stator Akımları Vektörü (A)
$[V_s]$	:Stator Gerilimleri Vektörü (V)
$[I_r]$	:Rotor Akımları Vektörü (A)
$[V_r]$	:Rotor Gerilimleri Vektörü (V)
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: Stator Faz Akımları (A)
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Stator Faz Gerilimleri (V)
V_{rm}	: Rotor m. Fazın Gerilimi (V)
i_{rm}	: Rotor m. Fazın Akımı (A)
$[\psi_s]$	: Stator Akı Vektörü (Wb/m ²)
$[\psi_r]$	: Rotor Akı Vektörü (Wb/m ²)
$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	: Stator Fazları Akıları (Wb/m ²)
ψ_{rm}	: Rotor m. Fazın Akısı (Wb/m ²)
p	: Çift Kutup Sayısı
θ	: Motor Mili Dönme Açısı (rad)
J	: Motor Miline İndirgenmiş Eylemsizlik Momenti (kg m ²)
B	: Motor Miline İndirgenmiş Sürtünme Katsayısı (Nm s/rad)
M_e	: Moment (Nm)
V_{sa}^s	: Stator Gerilimlerinin Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (V)
$V_{s\beta}^s$	: Stator Gerilimlerinin Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (V)
L_{sa}	: Stator Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (H)
$L_{s\beta}$	: Stator Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (H)
L_{ra}	: Rotor Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (H)
$L_{r\beta}$	: Rotor Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (H)

i_{sa}^S, i_{sa}	: Stator Akımlarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{s\beta}^S, i_{s\beta}$	: Stator Akımlarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{r\beta}^R$	: Rotor Akımlarının Rotorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (A)
i_{ra}^R	: Rotor Akımlarının Rotorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (A)
i_{ra}^S, i_{ra}	: Rotor Akımlarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{r\beta}^S, i_{r\beta}$	: Rotor Akımlarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (A)
R_r'	: Rotor Direncinin Statora İndirgenmiş Değeri (Ω)
L_r'	: Rotor Endüktansının Statora İndirgenmiş Değeri (H)
L_m	: Ortak Endüktans (H)
ψ_{sa}	: Stator Akılarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (Wb/m ²)
$\psi_{s\beta}$	: Stator Akılarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (Wb/m ²)
ψ_{ra}	: Rotor Akılarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün α Eksenindeki Bileşeni (Wb/m ²)
$\psi_{r\beta}$	: Rotor Akılarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün β Eksenindeki Bileşeni (Wb/m ²)
ω	: Motor Milinin Açısal Hızı (rad/s)
σ	: Kaçak Faktörü
R_E	: Eşdeğer Direnç (Ω)
V_{sd}	: Stator Gerilimlerinin Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (V)
V_{sq}	: Stator Gerilimlerinin Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (V)
i_{sd}	: Stator Akımlarının Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (A)
i_{sq}	: Stator Akımlarının Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (A)
i_{rd}	: Rotor Akımlarının Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (A)
i_{rq}	: Rotor Akımlarının Statorda Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (A)
ω_s	: Stator Akımlarının Açısal Hızı (rad/s)
ω_r	: Rotor Akımlarının Açısal Hızı (rad/san)
AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

SVPWM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
MISO	: Çok Girişli Tek Çıkışlı
I_{mr}	: Manyetizasyon Akımı (A)
s	: Kayma
n_s	: Senkron Hız (devir/dak)
n	: Rotor Milinin Hızı (devir/dak)
T	: Örnekleme Zamanı (s)
T_r	: Rotor Zaman Sabiti (s)
P_{pr}	: Çift Kutup Sayısı
f_s	: Akı Hızı (Hz)
ω_b	: Akı Nominal Açısız Hızı (rad/san)
i_a, i_b, i_c	: Stator Akımları (A)
V_a, V_b, V_c	: Stator Gerilimleri (V)
$\mu_A(x)$	: A Bulanık Kümesi için Üyelik Fonksiyonu
GA	: Genetik Algoritma
DNA	: Deoksiribo Nukleik Asit
ω_n	: Doğal Frekans
ζ	: Sönme Oranı
σ_m	: Yüzde En Büyük Aşım
t_m	: Yükselme Zamanı (s)
BMK	: Bulanık Mantık Kontrolör
BMRAK	: Bulanık Model Referanslı Adaptif Kontrol
e_m	: Referans Model Çıkışı ile Sistem Çıkışı Arasındaki Fark
u_a	: Adaptasyon Sinyali
N_n	: Nominal Hız (devir/dak)
I_{sef}	: Motor Faz Akımı Etkin Değeri (A)
V_{sef}	: Motor Faz Arası Gerilimi etkin Değeri (V)
P_{mek}	: Nominal Güç (W)
PDC	: PWM İşlem Aralığı
PTPER	: PWM Periyodu
PTMR	: PWM Zamanlayıcısı

1. GİRİŞ

Doğru akım (DC) makineleri hız kontrolünün kolay olması nedeni ile sanayide uzun süre yaygın olarak kullanılmıştır. DC makineleri bu avantajlarının yanında bakım ve üretim maliyetlerinin yüksek olması, çalışma şartlarında kolay aşınmaları gibi dezavantajları da vardır. Alternatif akım (AC) makineler daha ucuz ve dayanıklı olmalarına karşın hız kontrollerinin zor olması nedeniyle bir dönem tercih edilmemiştir. AC makinelerin hız kontrolü için öncelikle skalar sürme yöntemleri geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Bu yöntemler DC makinelerinin hız kontrol performansını elde edememiştir. DC makinelerin popülerliği AC makineler için vektör kontrollü sürme yönteminin bulunup uygulanmasıyla sona ermiştir. Vektör kontrollü sürme yönteminde AC makine DC makineye benzer şekilde akı ve momenti temsil eden iki büyüklük ile sürülebilmektedir. AC makineler içerisinde en çok tercih edileni ucuz ve az bakım gerektirdikleri için sincap kafesli olanlardır.

Sürücü devrelerinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) teknikleri de sürücü performansını doğrudan etkilemektedir. Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinden endüstride yaygın olarak kullanılanı sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu tekniğidir. Bu teknik, referans bir sinüzoidal dalga ile taşıyıcı dalganın karşılaştırılması esasına dayanır. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu tekniğinin dezavantajı çıkış geriliminin belirli değerler arasında sınırlı kalmasıdır. Son yıllarda kullanılan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) tekniği bu durumu ortadan kaldırmıştır.(Anonim, 2000; Şimşir, 1994)

SVPWM tekniğinde temel olarak üç kollu bir inverter devresindeki altı anahtarın her kolu için mümkün iki durum (1 yada 0) olmak üzere üç kol için (2^3) toplam sekiz adet durumda, oluşan üç fazlı gerilimlerin iki eksenli bir koordinat sistemindeki izdüşümleri kullanılır. SVPWM tekniğinde referans alınan vektör her bir anahtarlama periyodunda referans vektöre komşu sekiz vektörden ikisi ve sıfır değerlikli iki vektör kullanılarak elde edilir. Bu modülasyon tekniğinde çıkış gerilimi DC-link geriliminden daha büyük değerlere ayarlanabilmektedir. SVPWM tekniği uygulaması oldukça kolaydır. Fakat tetikleme zamanlamaları hesabı kısa sürede çözülmesi gereken karmaşık formüllere dayanmaktadır. Hızlı mikroişlemcilerin bu alanda kullanılması ile bu teknik uygulanabilir hale gelmiştir.

Bu çalışmada sürme yöntemi gerçekleştirildikten sonra hız kontrolü için ayrıca bir kontrol sistemi oluşturulmuştur. Kontrol çalışmalarına geçilmeden önce doğal evrim sürecine dayanan stokastik bir arama yöntemi olan genetik algoritmalar (GA) üzerinde araştırmalar yapılmış ve Matlab ortamında uygulamalar yapılmıştır. Daha sonra kontrol mekanizması olarak bulanık mantık esaslı model referanslı adaptif bir sistem geliştirilmiştir. Klasik bulanık mantık denetleyici tasarımı deneme yanılmalara ve uzman bilgisinin denetim mekanizmalarına aktarılması esasına dayanır. Bu yöntem oldukça zaman alıcıdır ve tasarımın en iyi neticelere ulaşması bazen mümkün değildir. Basit yapıdaki bulanık mantık kontrolörler için deneme yanılma yöntemi uygulanabilir. Fakat kompleks bulanık mantık denetleyicilerde kontrolör parametrelerinin fazla olması nedeniyle deneme yanılma yöntemi yetersiz kalmaktadır. Bu durumda bulanık mantık kontrolör tasarımı için farklı yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. GA son yıllarda bulanık

mantık kontrolör tasarımı probleminin çözümünde kullanılmaya başlanmıştır. Böylece GA'nın en iyi çözümleri bulma yeteneği ve bulanık mantık kontrolörlerin etkin proses kontrol yeteneği birleştirilmiştir. Bir bulanık model sayısız parametreye sahiptir, örneğin üyelik fonksiyonlarının şekli ve sayısı, ölçeklendirme faktörleri, dilsel değerlerin sayısı gibi. Tüm bu parametreler bulanık sistem üzerinde oldukça etkilidir. GA ile iyileştirilecek parametre sayısının fazla olması en iyi sonuçların elde edilmesini zorlaştırmaktadır. Bulanık sistemi en çok etkileyen parametrelerin GA ile iyileştirilmesi daha etkin bir iyileştirme neticesi elde edilmesine olanak sağlamaktadır.

AC makine kontrolü için son yıllarda sayısal sinyal işleyiciler (DSP) yaygın olarak kullanılmaktadır. DSP lerin hızlı çalışma performansları ve bazı matematiksel işlemleri daha hızlı gerçekleştirilebilmeleri için özel birimlerinin bulunması AC makine kontrolünde tercih edilmelerine sebep olmuştur. DSP üreten firmalar farklı kullanım alanlarına uygun DSP tasarımları yapmakta böylece maliyet düşürülmekte ve gereksiz donanımlar minimuma indirilmektedir. Motor hız kontrol uygulamaları için üretilen DSP lerde genel olarak PWM modülü, optik kodlayıcı okuma birimi ve analog sayısal dönüştürücü gibi donanımlar bulunmakta ve böylece kullanılan devre sadeleştirilmektedir. Analog Device, Texas Instrument, National Instrument en çok bilinen DSP üreten firmalardır. Son yıllarda Microchip firması da DSP üretmektedir. Microchip firmasının diğer üretici firmalarından farkı endüstriyel seri üretimler yanı sıra kişisel kullanımlara da olanak sağlayan düşük maliyetli çözümler sunmasıdır. AC makine hız kontrolü uygulamasında Microchip firmasının bu işlem için uygun dsPIC 30f6010 işlemcisi kullanılmıştır. dsPIC 30f6010 işlemcisi AC makine hız kontrol problemi için oldukça düşük maliyetli bir çözümdür.

Burada, hız kontrolünü gerçekleştirmek üzere esas olarak adaptif bir kontrol sistemi tercih edilmiştir. Model referanslı bir kontrol sistemi bulanık mantık ilkesi ile desteklenerek hız kontrol sistemi oluşturulmuştur. Adaptif kontrol sistemi AC makinenin vektör sürme ile kolaylaştırılmış hız kontrol problemine son derece etkili bir çözüm olmuştur. İstenilen kontrol performansı referans bir model ile kontrol sistemi içerisinde kullanılmak üzere temsil edilmiştir. Referans model ile gerçek sistem çıkışlarının karşılaştırılması temeline dayanan bulanık mantık destekli kontrol sisteminin klasik bulanık mantık kontrol sistemleri gibi deneme yanılma yolu ile tasarımı oldukça zordur. GA bu problemi çözmek üzere tercih edilmiştir. Problem GA için uygun bir şekilde karakterize edilerek Matlab dili aracılığı ile en iyi çözümler başarıyla elde edilmiştir.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Gülez (1999), çalışmasında DSP (Sayısal İşaret İşleyici) kullanılarak bir asenkron motor kontrol sistemi oluşturulmuş, sistem performansı yapay sinir ağları kullanılarak artırılmaya çalışılmıştır.

Altınten (2001), çalışmasında bulanık mantık kontrolör tasarımı genetik algoritma kullanmış, kontrolör performansını etkileyen parametreler doğal evrim sürecini taklit eden genetik algoritmaların etkin çözüm arama yeteneği ile belirlenmiştir.

Kemal (2001), çalışmasında sincap kafesli asenkron makinenin vektör kontrollü sürme işlemindeki parametre değişimlerini elemine etmek üzere yapay sinir ağları ile sistem performansı artırılmaya çalışılmıştır.

Üstün (2001), çalışmasında yapay sinir ağları ve genetik algoritmalar kullanılarak DSP temelli asenkron motor kontrol sistemindeki PI katsayılarının optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Uygur (2002), hız kontrolü Neuro-Fuzzy yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sürücü devresi olarak skalar metod kullanan bir inverter kullanılmış ve Neuro-Fuzzy yöntemlerin başarısı incelenmiştir.

Küçüktüfekçi (2003), çalışmasında asenkron makinenin hız kontrolünde yapay sinir ağları temelli bir kontrol sistemi kullanmış ve kontrol sisteminin doğrusal olmayan sakalar sürme yöntemi ile performansı incelenmiştir.

Çelik (2004), çalışmasında Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile yaygın olarak kullanılan birkaç darbe genişlik modülasyonlarının asenkron motor hız kontrolündeki performanslarını karşılaştırmıştır.

Akar (2005), servo motor sistemi üzerinde çalışmalar yapılmış ve servo sürüş tekniği ile sürülen motorun kontrolunda BMK kullanılmıştır. BMK'nın kontrol işlemini başarıyla gerçekleştirdiği gözlemlenmiştir.

Ertürk (2006), çalışmalarında Matlab Simulink ortamında hazırlanan algoritmalar ile asenkron motorun vektörel kontrolü gerçekleştirilmiş. Çalışmada rotor hız kestirimi yapılmak üzere MRAS ve EKF tasarlanmış bu iki sistemin performansları karşılaştırılmıştır.

Güleç (2006), bu çalışmada , vektör kontrollü pratik bir asansör sürücü sistemi tasarlanmıştır. Asenkron makinenin indirekt vektör kontrolü teorik olarak incelenmiş ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Kontrol tekniği skalar kontrol ile, asenkron makine ise doğru akım makinesi ile karşılaştırılmıştır

Öztürk (2006), bu çalışmada, sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama eviriciler kullanılarak vektör denetimli bir asenkron motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Vektör denetim yöntemi ile denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmıştır. Yumuşak anahtarlama yöntemi ile sert anahtarlama oluşmuş anahtarlama kayıpları azaltılmıştır.

Palaz (2006), simetrik konvertör sistemi için kontrol çalışması yapılmıştır. Teorik çalışmalar ve uygulama neticelerinde BMK'nın razu edilen neticeler verdiği gözlemlenmiştir.

Şahin (2006), bu çalışmada hazırlanan bir yapay sinir ağı algoritması Simulink'de hazırlanan kontrol sistem diyagramına transfer edilmiş ve SVM ile IGBT blokları kontrol yapısına ilave edilerek MATLAB'a dahil edilmiştir. Neural Kontrol hız değerlerini kabul edilebilir ölçüde doğru olarak denetlediği görülmüştür.

Özçalık (2007), yapılan uygulamada geliştirilen model referanslı adaptif kontrol sistemi ile asenkron motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiş, adaptasyon mekanizması olarak RBF temelli yapay sinir ağı kullanılmıştır.

Şekkeli (2007), dc-dc çevirici modeli üzerinde kontrol çalışmaları yapılmıştır. Kontrol işlemi için PI ve PI tipi BMK kullanılmış performans karşılaştırması yapılmıştır. Elde edilen neticelerde çevirici devresindeki nonlineerliğe karşın PI tipi BMK'nın arzu edilen neticeler verdiği gözlemlenmiştir.

3. MATERYAL ve METOT

3.1. Materyal

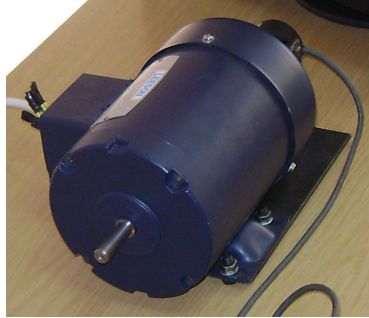
Bu bölümde üç fazlı sincap kafesli asenkron makinenin matematiksel modelleri, sürme yöntemi ve çalışmada kullanılan hız kontrol yöntemleri hakkında bilgiler verilecektir. Doğrusal olmayan kontrol problemine çözüm olarak sunulan kontrol yöntemi ayrıntılı olarak tanıtılacak ve pratik çalışmalarda kullanılan materyaller tanıtılacaktır.

3.1.1. Sincap Kafesli Üç Fazlı Asenkron Makine Modelleri

Bir kontrol sistemi tasarlanırken önce, kontrolü gerçekleştirilecek sistemin değişik çalışma şartları altında davranışlarının incelenmesi gerekir. Fakat çalışan sistemler üzerinde ölçümler yapmak her zaman mümkün olmayabilir. Bu nedenle sistemin davranışlarını doğru olarak ifade eden matematiksel modeller kullanılır.

Kontrolü gerçekleştirecek sistem bir asenkron makinedir. Matematiksel model elde edilirken asenkron makine elektriksel ve mekanik olarak iki kısımda incelenmiştir. Elektriksel kısım Kirchhoff ve Newton kanunları, elektromekanik dönüşüm için ise enerji korunumu kanunu esas alınarak matematiksel ifadeler elde edilmiştir.

Modelleme çalışmaları yapılırken modelin karmaşık hale gelmesini önlemek için denklem takımları bazı varsayımlar altında oluşturulur. Bu varsayımlar modeli, kontrol kuralları tahmininde kullanılan bilgisayar simülasyonları ve matematiksel hesaplamalar için uygun hale getirir. Kullanılacak asenkron makine modeli aşağıdaki varsayımlar altında oluşturulmuştur.



Şekil 3.1. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motor

- 1) Stator sargılarının stator çevresine düzgün yayıldığı ve hava aralığındaki akı değişiminin sinüzoidal olduğu varsayılmıştır.
- 2) Üç fazlı stator sargılar 120° lik elektriksel açı ile düzgün olarak yerleştirilmiştir.
- 3) Doyma, oluk ve diş etkileri ihmal edilmiştir.
- 4) Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- 5) Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz sayılmıştır.
- 6) Deri olayı ihmal edilmiştir.
- 7) Rotor çubuklarının simetrik yayıldığı varsayılmıştır.
- 8) Direnç ve endüktansların sıcaklık ve frekansla değişmediği kabul edilmiştir.
- 9) Rotorun her çubuğu bir rotor faz sargısı olarak kabul edilmiştir.

Sincap kafesli asenkron makineye rotor çubukları kısa devre olduğundan dolayı kısa devre rotorlu asenkron makinede denilmektedir. Şekil 3.1.'de bir sincap kafesli motor görülmektedir. Kısa devre edilmiş rotor çubukları birer faz olarak kabul edilir. Sincap kafesli asenkron makineler genel olarak statoru üç, rotoru m fazlı olarak üretilmektedir. Makinenin bu yapısı göz önünde bulundurularak model oluşturulacaktır.

Toplu parametrelili model oluşturulurken önce motor eşdeğer devre parametreleri tanımlanmalıdır. Makine eşdeğer devresindeki parametreler matris formunda aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\phi) & -R_\phi & 0 \dots & 0 \dots & -R_\phi \\ -R_\phi & 2(R_h + R_\phi) & -R_\phi & 0 \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_\phi & 0 & 0 \dots & R_\phi & 2(R_h + R_\phi) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{rr} & \cdot & \cdot & \cdot & L_r \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Statordan bakıldığında ortak endüktans rotor ve statorun konumlarının değişimi ile manyetik akı miktarının ve dolayısıyla endüktansın da değiştiği göz önüne alınarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Rotordan bakıldığında ortak endüktans aşağıdaki gibidir.

$$[M_{rs}(\theta)] = [M_{sr}(\theta)]^T \quad (3.6)$$

Tüm endüktansların bir araya getirilmesiyle toplam endüktans aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$[L_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Akı , akım ve gerilimler vektörel formda aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir.

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad [V_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}, \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Manyetik akılar endüktanslar ve akımlar kullanılarak tekrar yazılırsa aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$[\psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \quad (3.10)$$

$$[\psi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}(\theta)][I_s] \quad (3.11)$$

Faraday yasası esas alınarak akının eşdeğer devre üzerinde indüklediği gerilim tanımlanmıştır. Akıdan dolayı oluşan gerilim ve diğer gerilimler toplamının 0 olması durumu göz önünde bulundurularak toplu parametrelili modelde motorun elektriksel kısmı stator ve rotor için (3.12) ve (3.13) eşitlikleri ile ifade edilmiştir.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (3.12)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (3.13)$$

Motordaki değişken akı ve akımlardan dolayı stator ve rotorda ortak endüktanslar oluşmaktadır. Stator ve rotordaki manyetik akılar endüktanslar ve akımlar türünden yazılarak (3.12) ve (3.13) eşitlikleri tekrar düzenlendiğinde aşağıdaki formu alır (Sarioğlu, Gökaşan ve Boğosyan, 2003).

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \} \quad (3.14)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{rs}(\theta)][I_s] \} \quad (3.15)$$

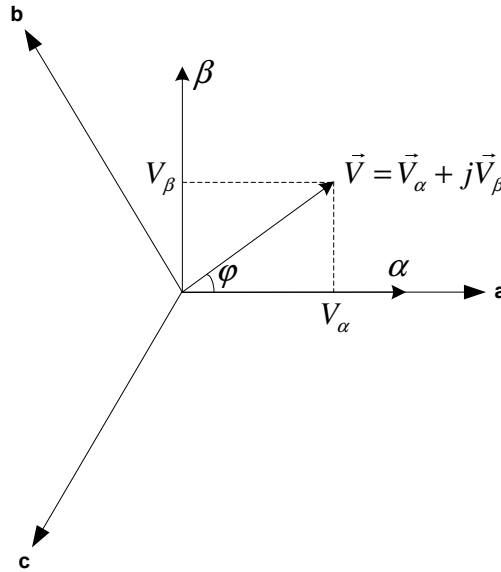
Elektriksel kısımdan sonra elektromekanik dönüşüm için hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$M_e = \frac{1}{2} \left[[I_s]^T [I_r]^T \right] \frac{d}{d\theta} [L_{sr}(\theta)] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} = J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} + B \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (3.16)$$

(3.14), (3.15), (3.16) denklem takımları incelendiğinde sincap kafesli asenkron makinenin toplu parametrelili modeli 3 adet statörü, m adet rotoru ve 1 adet mekanik kısmı temsil eden diferansiyel denklemlerden oluşmuştur. Modelin doğrusal olmayan çok sayıda diferansiyel denklemden oluşması matematiksel analiz ve bilgisayar simülasyonları için kullanımını güçleştirmiştir. Modelin uygun dönüşümler kullanılarak sadeleştirilmesi gerekir.

3.1.1.2. α - β Eksen Takımında Üç Fazlı Asenkron Makine Modelinin Elde Edilmesi

Üç fazlı asenkron makine modeli, kontrol kurallarının geliştirilmesine daha uygun hale getirmek için α - β eksen takımına taşınmıştır (Ertürk, 2006). α - β eksen takımı, α eksenini a eksenini üzerinde ve β eksenini α eksenini ile 90° açı yapacak şekilde a - b - c eksenlerinin bulunduğu düzlemde tanımlanmış duran eksen takımındır. α - β eksen takımının yerleşimi Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. α - β eksen takımının a - b - c eksenleri üzerindeki yerleşimi

Uygun dönüşüm matrisleri kullanılarak model aşağıdaki duruma getirilmiştir. Böylece model çözümü yapılırken giriş büyüklükleri iki parametreye düşürülmüştür.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^s \\ V_{s\beta}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & hM_{sr} \cos p\theta & -hM_{sr} \sin p\theta \\ 0 & L_{s\beta} & hM_{sr} \sin p\theta & hM_{sr} \cos p\theta \\ hM_{sr} \cos p\theta & hM_{sr} \sin p\theta & L_{r\alpha} & 0 \\ hM_{sr} \sin p\theta & hM_{sr} \cos p\theta & 0 & L_{r\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} p h M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin p\theta & -\cos p\theta \\ 0 & 0 & \cos p\theta & -\sin p\theta \\ -\sin p\theta & \cos p\theta & 0 & 0 \\ -\cos p\theta & -\sin p\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$M_e = p h M_{sr} \left[(i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S - i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S) \cos p\theta - (i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S + i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S) \sin p\theta \right] \quad (3.18)$$

$$h = \frac{\sqrt{3m}}{2}$$

Modelde stator ile rotor arasındaki açiya (θ 'ya) bağımlılık vardır. Bu durum modeli daha kullanışlı hale getirmek için ortadan kaldırılacaktır. θ faktörü rotor terimlerinin (3.22) dönüşümü kullanılarak statordaki duran eksen takımına indirgenmesi ile ortadan kaldırılır. θ 'nın etkisi ortadan kaldırıldıktan sonra rotordaki büyüklükler $\ddot{u}$ dönüşüm katsayısı kullanılarak statora indirgenir. Aşağıda statora indirgenen büyüklükler ve dönüşüm katsayısı verilmiştir.

$$i_{r\alpha}^R = \frac{i_{r\alpha}^R}{\ddot{u}}, \quad i_{r\beta}^R = \frac{i_{r\beta}^R}{\ddot{u}}, \quad R_r' = \ddot{u}^2 R_r, \quad (3.19)$$

$$L_r' = \ddot{u}^2 L_r, \quad L_m = \ddot{u}^2 h M_{sr}. \quad (3.20)$$

$$\text{Dönüşüm katsayısı: } \ddot{u} = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \quad (3.21)$$

Rotor eksen takımındaki akımlar aşağıdaki eşitlik kullanılarak stator eksen takımında ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha}^S \\ i_{r\beta}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos p\theta & -\sin p\theta \\ \sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Sistemin statora indirgenmiş α - β eksen takımındaki modeli (3.23)'teki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} 0 & -L_s & L_m & 0 \\ L_s & 0 & 0 & L_m \\ L_m & 0 & 0 & -L'_r \\ 0 & L_m & L'_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} p\omega \quad (3.23)$$

Moment için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$M_e = L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (3.24)$$

Duran eksen takımındaki akı büyüklükleri akımlar türünden aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir.

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}, \quad \psi_{r\alpha} = L'_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}, \quad (3.25)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}, \quad \psi_{r\beta} = L'_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (3.26)$$

Asenkron makinenin α - β eksen takımındaki durum uzay modeli belirlenen durum değişkenleri için diferansiyel denklemler düzenlendiğinde aşağıdaki formu alır (Sarioğlu, Gökaşan ve Boğosyan, 2003).

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha} \right\} \quad (3.27)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right\} \quad (3.28)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} - p\omega \psi_{r\beta} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\alpha} \quad (3.29)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\beta} \quad (3.30)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L'_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \quad (3.31)$$

Moment, durum değişkenleri kullanılarak (3.32)'deki şekilde hesaplanabilir.

Model daha önce **a-b-c** eksen takımından **α - β** eksen takımına indirgenmişti. Kolaylık sağlaması açısından **d-q** eksen takımına dönüşüm duran eksen takımındaki model üzerinden yapılmıştır. Dönüşümler aşağıdaki matrissel eşitlikten faydalanılarak yapılmıştır.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Gerekli dönüşümler yapıldıktan sonra makinenin **d-q** eksen takımındaki eşitliği aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_s & \omega_s L_m & 0 \\ \omega_s L_s & 0 & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_r L_m & 0 & 0 & -\omega_r L_r \\ 0 & \omega_r L_m & \omega_r L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$M_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (3.35)$$

ω_s açısal frekansı aşağıdaki eşitlik ile tanımlanır.

$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad (3.36)$$

Asenkron makinelerin kontrolü için geliştirilen algoritmalarda rotor akı büyüklükleri kullanılır. Bu durumda akım büyüklükleri akı büyüklükleri ile ilişkilendirilerek denklemler yeniden düzenlenir. **d-q** eksen takımındaki akı ve akım arasındaki ilişki aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}, \quad \psi_{rd} = L'_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.37)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}, \quad \psi_{rq} = L'_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.38)$$

d-q eksen takımındaki model gerekli düzeltmeler yapılarak kontrol algoritmaları için uygun hale getirilir. Modelin son hali (3.39, 3.40, 3.41, 3.42, 3.43)'daki gibidir (Sarıoğlu, Gökaşan ve Boğosyan, 2003).

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R'_r}{L_r^2} \psi_{rd} + p\omega \frac{L_m}{L'_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (3.39)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - p\omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \frac{L_m R_r'}{L_r^2} \psi_{rq} + V_{sq} \right] \quad (3.40)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{sd} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (3.41)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{sq} - \omega_r \psi_{rd} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{rq} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{pL_m}{JL_r'} (i_{sq} \psi_{rd} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{B}{J} \omega \quad (3.43)$$

Model son haliyle dört adet stator akımları ve rotor akıları, bir adet açısal hız için olmak üzere beş adet birinci dereceden diferansiyel denklemden oluşan bir sistemdir. Açısal hızın diğer denklemlerde durum değişkenleri ile çarpım halinde olmasından dolayı durum uzay modeli doğrusal olmayan bir diferansiyel denklem takımıdır. Giriş büyüklüklerinin frekansı ω_s açısal hızını etkilemekte, dolayısı ile modele etkimektedir. Burada genlik ve frekans ayrı iki parametre olarak sisteme girilmekte ve sisteme etkileri incelenebilmektedir.

3.1.2. Üç Fazlı Asenkron Motorun Vektör Kontrolü

Son on yılda elektrikli sürme devrelerinde kullanılan elemanlarda hızlı gelişimler olmuştur. Bu yeni devre elemanları çok düşük mertebede güç dağılım donanımı ve daha doğru kontrol yapılarıyla gerçek zamanda AC sürme kontrolünün gelişimini sağlamıştır. Elektrikli sürme devre kontrolleri sadece DC akım ve gerilim kontrolünde değil, aynı zamanda üç fazlı AC akım ve gerilimleri vektör kontrol yapılarıyla birlikte hassas bir şekilde kontrol ederek daha doğru sonuçlara ulaşmasını sağlamaktadır (Güleç, 1999).

Bu bölümde üç temel faktör üzerinde durulacaktır:

- 1- Kontrol edilen makinenin akım ve gerilim uzay vektörleri.
- 2- Üç faz hız ve zaman bağımlı sistemden, iki koordinatlı zamanla değişmeyen sisteme ve
- 3- Etkin darbe genişlik modülasyonu (PWM) 'in üretimidir.

Bu üç faktör, AC makine kontrolünde DC makinenin kontrolünün her avantajını kazandırır ve mekanik hesaplama dezavantajlarından kendi kendinin korur. Bu kontrol yapısı çok doğru kararlı ve geçici hal kontrolünü başarıyla yaparak cevap zamanları ve güç dönüşümü bakımından yüksek dinamik performansa izin verir (Taşkafa, 2006).

3.1.2.1. Alan Yönelmeli Vektör Kontrol

Alan yönelmeli vektör kontrol bir vektörle temsil edilen stator akımlarının kontrolünden meydana gelir. Bu kontrol bir 3-fazlı zaman ve hız bağımlı sistemden, bir 2-koordinatlı (d ve q) zamanla değişmeyen sisteme doğru dönüşen izdüşümlere dayanır

(Güleç, 2006). Bu izdüşümler bir DC makine kontrolünün durumuna benzer bir yapıya sahiptir. Alan yöneltmeli vektör kontrollü makineler giriş referansları olarak iki sabite ihtiyaç duyar: Moment bileşeni (q koordinatıyla ayarlanmış) ve akı bileşeni (d koordinatıyla ayarlanmış). Alan yöneltmeli vektör kontrol basit olarak izdüşümlere dayandığından kontrol yapısı ani elektriksel değerler kullanır (o andaki mevcut akımın genlik değeri gibi). Bu kontrol şeklini her çalışma durumunda daha doğru (kalıcı ve geçici hal) yapar ve sınırlı band genişliği matematiksel modeli bağımsız hale dönüştürür (Kemal, 2001).

3.1.2.2. Vektörel kontrol için koordinat dönüşümleri

AC motorların üç fazlı gerilimleri, akımları ve akıları kompleks uzay vektörleri ile temsil edilebilir (Zhang, Wathanasam ve Hardan, 1994). Burada bir takım koordinat dönüşümlerine ihtiyaç duyulur.

Clarke dönüşümü: Motorun stator akımları üç eksenli olarak ifade edilebildiği gibi gerekli dönüşümler yapılarak iki eksenli başka bir zamanla değişen koordinat sisteminde de uzay vektörleri ile ifade edilebilir. Üç eksenli koordinat sisteminden α, β iki eksenli koordinat sistemine dönüşüme burada clarke dönüşümü denilmektedir. Aşağıdaki eşitlikler bu dönüşüme olanak sağlar.

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Bu durumda zaman ve hız bağımlılığı devam eden iki koordinatlı bir sistem elde edilmiş olur.

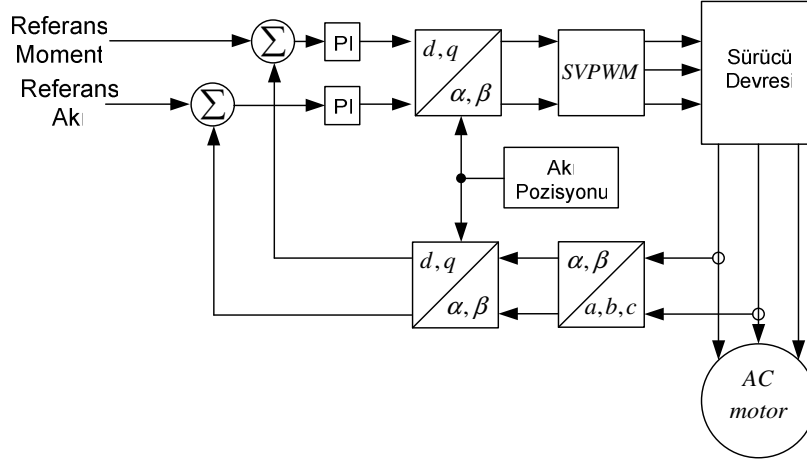
Park Dönüşümü: Bu dönüşüm vektör kontrolün en önemli kısmıdır. Asenkron makine bu dönüşüm ile artık akı ve momenti temsil eden zaman ve hızdan bağımsız iki eksenli bir koordinat sistemine aktarılmış olur. Aşağıdaki denklem takımları ile park dönüşümü gerçekleştirilebilir.

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \quad (3.45)$$

Ters Park Dönüşümü: Vektör kontrolü için kullanılacak bir diğer dönüşüm ters park dönüşümüdür. Ters park dönüşümü ile motorun statoruna uygulanacak üç fazlı stator geriliminin α, β iki eksenli koordinat sistemindeki izdüşümü elde edilir. Burada park dönüşümünden elde edilmiş d, q eksen takımındaki akım izdüşümlerinin uygun PI denetim organıyla ayarlanmış referans gerilim vektörleri kullanılır. Aşağıdaki denklem takımları ile ters park dönüşümü gerçekleştirilebilir.

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ v_{\beta} &= V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{aligned} \quad (3.46)$$

3.1.2.3. Alan Yönelmeli Vektör Kontrol Şeması ve Açıklaması



Şekil 3.4. Alan Yönelmeli Vektör Kontrol Şeması

Alan yönelmeli vektör kontrol temel olarak yukarıdaki gibidir. Stator akımları iki adet sensör kullanılarak Clarke dönüşüm bloğuna alınır. Bu blokta üç faz akımları duran eksen takımına taşınır. Duran eksen takımındaki vektör bileşenleri Park dönüşüm bloğuna alınır. Dönen eksen takımına aktarım yapıldığında artık d ve q eksenlerinde sırasıyla akı ve momenti temsil eden iki bileşen elde edilir (Öztürk, 2006). Asenkron makinelerde elektromekanik dönüşüm sağlanabilmesi için yada makine ile iş yapılabilmesi için rotor akısına ihtiyaç vardır. Bu durumda referans bir akı değerine ihtiyaç vardır. Esas kontrol edilmek istenen moment içinde bir referans değer vardır. Akımların dönen eksen takımındaki bileşenleri esas alınarak makinenin akı ve moment kontrolleri yapılır (Üstün, 2001). Burada klasik PI kontrolörler kullanılarak iki girişli iki çıkışlı (MIMO) kontrol sistemi oluşturulmuştur. Kontrolörlerin çıkışları motora uygulanacak gerilimlerin dönen eksen takımındaki izdüşümleridir. Kullanılacak darbe genişlik modülasyon stratejisi göz önünde bulundurulduğunda statora uygulanacak gerilimlerin duran eksen takımındaki izdüşümüne ihtiyaç vardır. İhtiyaç duyulan bu referans vektör Ters Park dönüşümü bloğunun çıkışında elde edilir. Referans gerilim vektörü elde edildikten sonra Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) bloğu kullanılarak çıkış üç fazlı gerilim elde edilir.

3.1.2.4. Akı Pozisyonu Hesabı

Sincap kafesli asenkron makinelerin çalışma ilkesine göre motorun dönme sayısının senkron dönme sayısına ulaşamadığı ve bu hızdan daha düşük bir hızda döndüğü bilinmektedir. Makinenin çalışma biçimini tanımlayan önemli bir çalışma büyüklüğü vardır. Bu büyüklüğe kayma denilir ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$Kayma = s = \frac{n_s - pn}{n_s} \quad (3.47)$$

Eşitlik (3.47)'den anlaşılacağı üzere rotor dururken kayma 1 rotor senkron hızda dönerken kayma 0 dır. Senkron hız hesaplanırken bu kayma hesaba katılmalıdır. Senkron hız kontrol gerçekleştirilen sürme devrelerinde değişken olabilmektedir. Ayrıca senkron sensörlerle ölçmekte kullanışsız bir yöntemdir. Bu durumda akı pozisyonu tahmini için motorun akım modeli esas alınarak birbirlerine bağımlı aşağıdaki üç eşitlik elde edilmiştir.

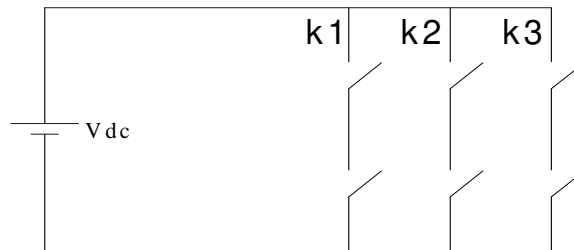
$$\begin{aligned} I_{mr} &= I_{mr} + \frac{T}{T_r} (I_d - I_{mr}) \\ f_s &= (nP_{pr}) + \left(\frac{1}{T_r \omega_b}\right) \left(\frac{I_q}{I_{mr}}\right) \\ \theta &= \theta + \omega_b f_s T \end{aligned} \quad (3.48)$$

θ akı pozisyonunun temsil etmektedir. Stator akımları, rotor hızı ve rotor elektriksel zaman sabitinin bilinmesiyle yukarıdaki eşitlikler vasıtasıyla vektör kontrolü için gerekli akı pozisyonu hesaplanabilir.

3.1.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu isminden anlaşılacağı gibi referans bir uzak vektörü baz alınarak oluşturulmuş modülasyon tekniğidir. Burada ilgilenilen uzak vektörü senkron hızla dönen **d-q** eksen takımındaki bir büyüklüğün duran **α - β** eksen takımına indirgenmesi ile elde edilen v_{ref} uzak vektörüdür. Sonuç olarak üç kollu eviriciden üç faz gerilimi elde edilecektir. Gerilimlerin ortalama değerleri eviricinin çıkışına bağlı üç fazlı sincap kafesli asenkron motoru sürmekte kullanılacaktır. Bu durumlar göz önüne alındığında üç kollu eviricinin $2^3=8$ adet mümkün anahtarlama konumlarının hesaba katılacağı açıktır. Öncelikle üç kollu eviricinin mümkün anahtarlama konumları incelenecektir.

$$v_{ref} = v_\alpha + jv_\beta \quad (3.49)$$



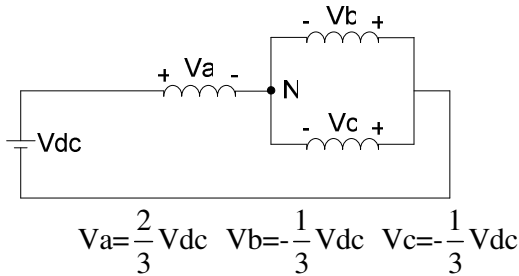
Şekil 3.5. Üç Kollu Evirici Devresi Şeması

Çizelge 3.1. Sekiz anahtarlama konumu ve gerilim vektörleri

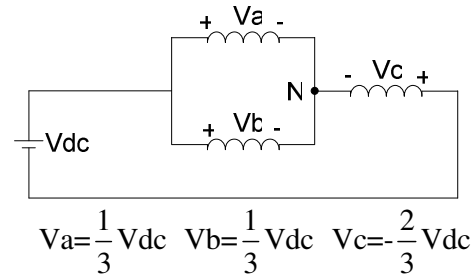
K1	k2	k3	Durumlar	Vektörler
0	0	0	D0	V_0
0	0	1	D5	V_5
0	1	0	D3	V_3
0	1	1	D4	V_4
1	0	0	D1	V_1
1	0	1	D6	V_6
1	1	0	D2	V_2
1	1	1	D7	V_7

Şekil 3.5.'teki eviricide altı adet anahtarlama elemanı vardır. Fakat aynı kol üzerinde bulunan anahtarlardan biri açık ise diğeri kapalı, biri kapalı ise diğeri açık olmalıdır. Bu durum altı değişkenli evirici sisteminin sekiz konumda incelenebilmesine olanak sağlamaktadır. Her konum için Çizelge 3.1.'deki gibi anahtar konumlarını ifade eden isimler verilmiştir. k1, k2, k3 kolları için yukarıdaki anahtarın kısa devre aşağıdaki anahtarın açık devre olması durumu 1 ile diğeri mümkün konum ise 0 ile temsil edilmiştir. Evirici çıkışına üç fazlı yıldız bağlı sincap kafesli asenkron motor bağlanarak sekiz anahtarlama konumu incelenecektir. Anahtarlama konumları için motorun statorundaki üç adet sargı ve bu sargılarda oluşacak gerilimler aşağıdaki gibidir.

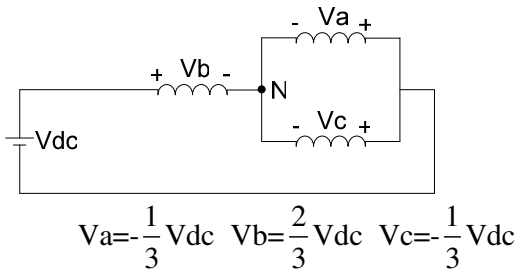
D1



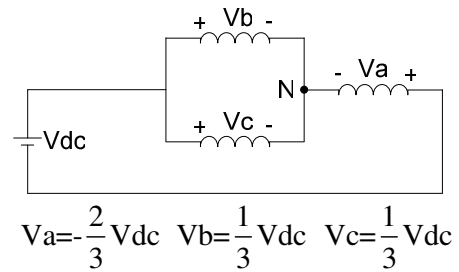
D2



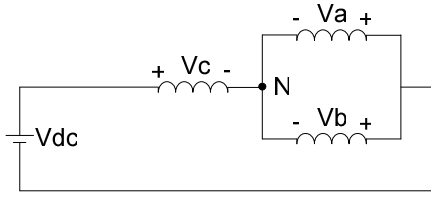
D3



D4

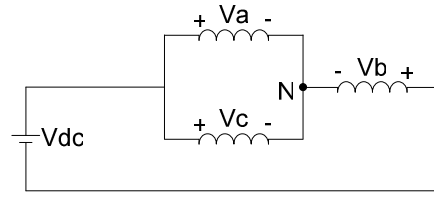


D5



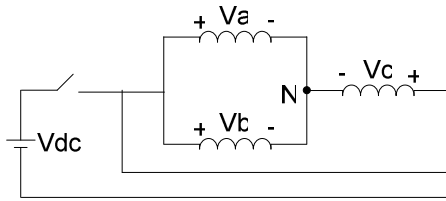
$$V_a = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad V_b = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad V_c = \frac{2}{3}V_{dc}$$

D6



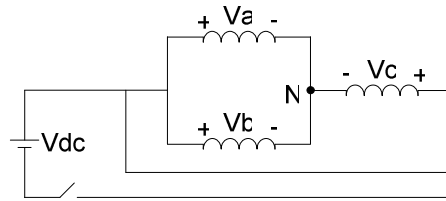
$$V_a = \frac{1}{3}V_{dc} \quad V_b = -\frac{2}{3}V_{dc} \quad V_c = \frac{1}{3}V_{dc}$$

D0



$$V_a = 0 \quad V_b = 0 \quad V_c = 0$$

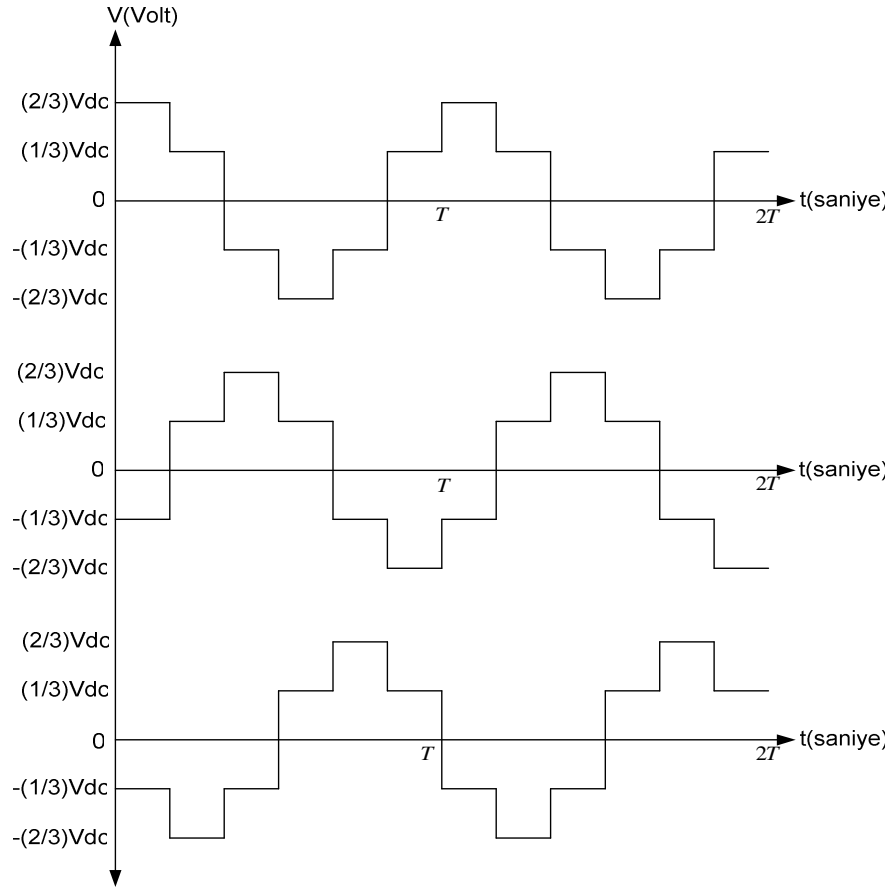
D7



$$V_a = 0 \quad V_b = 0 \quad V_c = 0$$

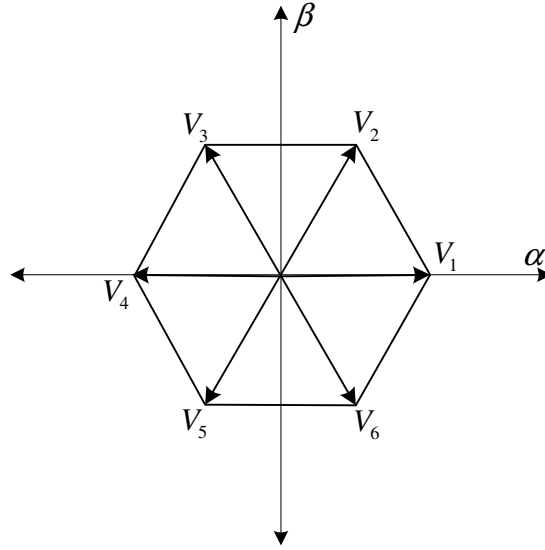
Şekil 3.6. Üç kollu evirici devresine yıldız bağlı yük için mümkün tüm anahtarlama konumları

Yukarıdaki sekiz anahtarlama konumu T periyot kabul edilmek üzere her konum eşit zaman aralıkları için devreye alınması ile Şekil 3.6.'daki faz gerilimleri elde edilir. Fakat burada 0 ve 7 anahtarlama konumları hesaba katılmamıştır. 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. Anahtarlama konumlarının T periyodu içerisinde aktif olma süreleri kullanılacak vektör modülasyon yöntemi ile hesaplanacak ve evirici devresine uygulanacaktır. T periyodu aynı zamanda arzu edilen referans uzay vektörünün sabit kabul edildiği zaman aralığıdır. Anlaşılabacağı gibi T zaman aralığı kullanılan darbe genişlik modülasyon yönteminin örnekleme zamanı olarak kabul edilmiştir.



Şekil 3.7. Sabit zaman paylaşımı için üç kollu evirici devresi çıkışındaki gerilimler

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 vektörlerinin duran eksen takımında 60° derecelik aralıklarla konumlandıkları görülecektir. Altı uzay vektörü duran eksen takımına yerleştirildiği zaman gerilim vektörlerinin oluşturduğu altıgen yine bu vektörler tarafından altı eşit bölgeye bölünmektedir. 0 ve 7 anahtarlama konumları için oluşan vektörlerin modülü 0 olduğundan dolayı bu vektörler duran eksen takımının orijininde olacaktır. Bu durum Şekil 3.8.'deki gibidir.



Şekil 3.8. Altı aktif uzay vektörünün sınırladığı alan

Referans gerilim vektörü duran ekseninde oluşan altı bölgenin sınırladığı alan içerisinde olacaktır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinde arzu edilen referans vektörün öncelikle hangi bölgede olduğu tespit edilir. Daha sonra referans vektör bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki vektörün ve sıfır vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir (Çelik, 2004).

T_s anahtarlama zamanı için v_{ref} gerilim vektörünün bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki adet gerilim vektörleri ve 0 Volt gerilim veren V_0 ve V_7 gerilim vektörleri ile v_{ref} arasındaki ilişki aşağıdaki eşitlik ile tanımlanmıştır. Burada k indisi bulunulan bölgeyi sınırlayan iki vektörün indislerini temsil eder.

$$\int_0^{T_s/2} \overrightarrow{V_{ref}} dt = \int_0^{T_0/2} \overrightarrow{V_0} dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_k} \overrightarrow{V_k} dt + \int_{T_0/2+T_k}^{T_0/2+T_k+T_{k+1}} \overrightarrow{V_{k+1}} dt + \int_{T_0/2+T_k+T_{k+1}}^{T_s/2} \overrightarrow{V_7} dt \quad (3.50)$$

Burada V_0 ve V_7 sıfıra eşit, V_k, V_{k+1} gerilim vektörleri sabittir. V_{ref} ise T_s süresi içerisinde sabit kabul edilir. Bu durumda T_s örnekleme zamanı olarak kabul edilir. (3.50)'deki integralleri alındığı zaman aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} \frac{T_s}{2} = \overrightarrow{V_k} T_k + \overrightarrow{V_{k+1}} T_{k+1} \quad (3.51)$$

Vektörler açıldığı zaman yukarıdaki eşitlik matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[T_k \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos(k\pi/3) \\ \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \right] \quad (3.52)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) & \cos(k\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) & \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Yukarıdaki denklem takımı çözüldüğünde T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanabilir.

$$\Delta = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} V_{dc} \cos((k-1)\pi/3) & \frac{2}{3} V_{dc} \cos(k\pi/3) \\ \frac{2}{3} V_{dc} \sin((k-1)\pi/3) & \frac{2}{3} V_{dc} \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$T_k = \frac{\begin{bmatrix} (T_s/2)V_\alpha & \cos(k\pi/3)V_{dc} \frac{2}{3} \\ (T_s/2)V_\beta & \sin(k\pi/3)V_{dc} \frac{2}{3} \end{bmatrix}}{|\Delta|} \quad (3.55)$$

$$T_k = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} [V_\alpha \sin(k\pi/3) - V_\beta \cos(k\pi/3)] \quad (3.56)$$

$$T_{k+1} = \frac{\begin{bmatrix} \cos(k\pi/3)V_{dc} \frac{2}{3} & (T_s/2)V_\alpha \\ \sin(k\pi/3)V_{dc} \frac{2}{3} & (T_s/2)V_\beta \end{bmatrix}}{|\Delta|} \quad (3.57)$$

$$T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} [V_\beta \cos(k\pi/3) - V_\alpha \sin(k\pi/3)] \quad (3.58)$$

Ayrıca 0 gerilim vektörlerinin devreye alınma süresi T_0 aşağıdaki gibi hesaplanır.

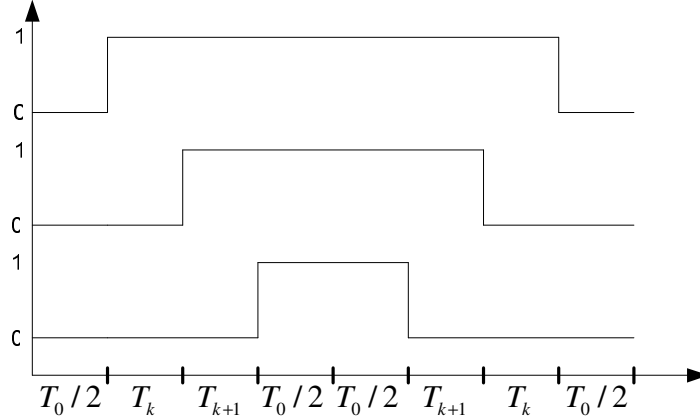
$$\frac{T_s}{2} = T_0 + T_k + T_{k+1} \Rightarrow T_0 = \frac{T_s}{2} - T_k - T_{k+1} \quad (3.59)$$

Anahtarlama zamanlamaları hesaplandıktan sonra evirici devresindeki transistörler bu zaman aralıkları esas alınarak tetiklenir. Örnek olarak V_1 ve V_2 gerilim vektörlerinin sınırladığı bir referans vektör için düşünülürse; duran eksenindeki referans vektör 0 vektörleri, V_1 ve V_2 vektörlerinin T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri boyunca aktif edilmesi ile elde edilir. Daha önce verilen sabit vektör durumları esas alınarak uygun anahtarlama şekilleri

seçilir. Gerilim vektörleri devreye alınırken anahtar değişimleri evirici performansını artırmak için üç koldaki anahtar pozisyon değişiklikleri minimuma indirilmiştir. Bu kısaltma şu şekildedir.

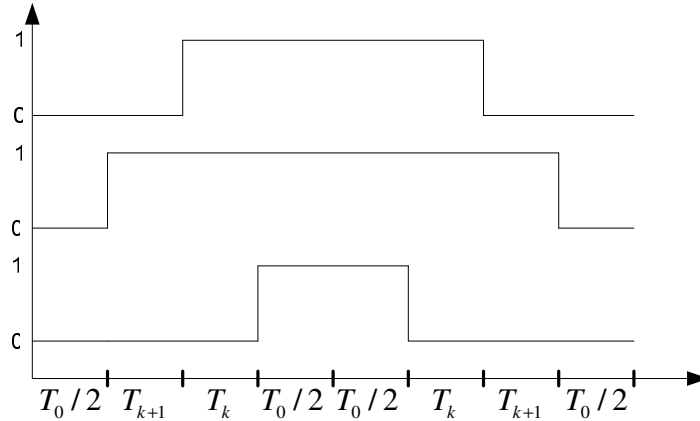
Bölge 1 de sırasıyla $V_0, V_1, V_2, V_7, V_2, V_1, V_0$ devreye alınır dikkat edilecek olursa anahtarlardaki her pozisyon değişiminde sadece bir kolda konum değişikliği vardır. Bu durumda bölge 2 için anahtarlama sıralaması Bölge 1 e göre farklıdır. Bölge 2 de devreye alınan gerilim vektörlerinin sıralaması $V_0, V_3, V_2, V_7, V_2, V_3, V_0$ şeklindedir. Anahtarlama sıralamalarındaki bu değişiklik T_s örnekleme zamanı içerisinde çıkıştaki üç faz gerilimlerinin sabit olarak kabul edilmesidir. Gerilim vektörlerinin devreye alınma sıralamalarının değişmesi T_s zaman aralığı için çıkış gerilimlerinin ortalama değerini değiştirmez. Ayrıca 6. bölgede $k+1$ indisi yedi olacaktır, halbuki bölgeyi sınırlayan vektör V_7 vektörü değildir bu bölgede $k+1$ indisinin gösterdiği V_1 gerilim vektörüdür. Altı bölge için anahtarlama stratejisi Şekil 3.9.a,b,c,d,e,f'deki gibidir.

Bölge 1 için:



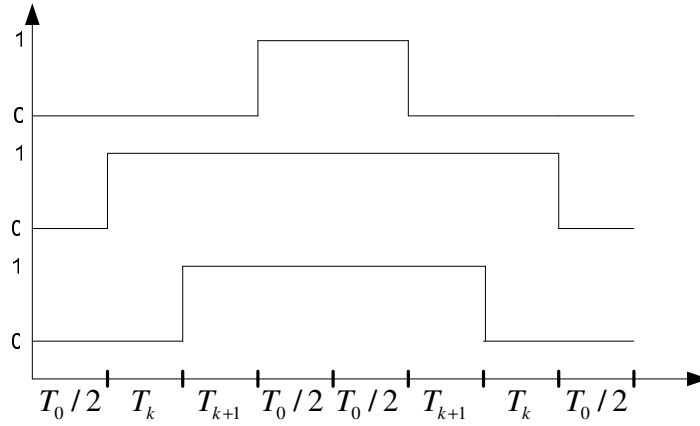
Şekil 3.9.a. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 1 için dağılımı

Bölge 2 için:



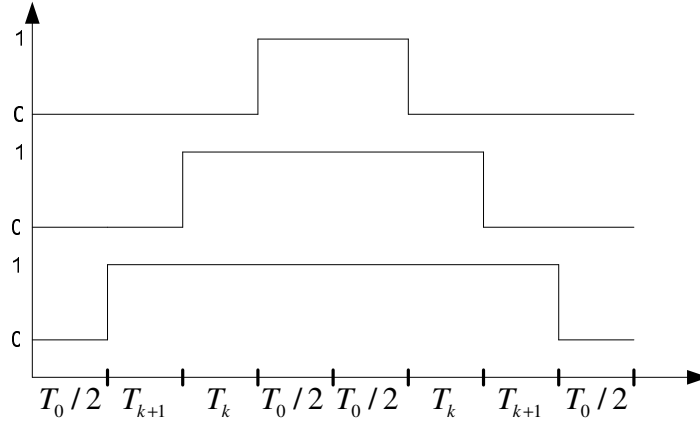
Şekil 3.9.b. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 2 için dağılımı

Bölge 3 için:



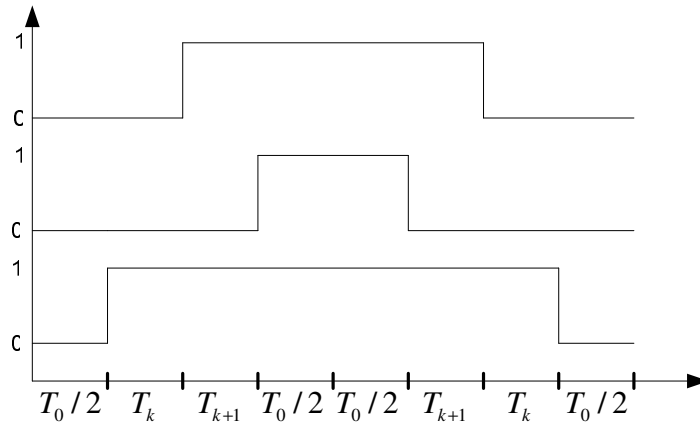
Şekil 3.9.c. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 3 için dağılımı

Bölge 4 için:



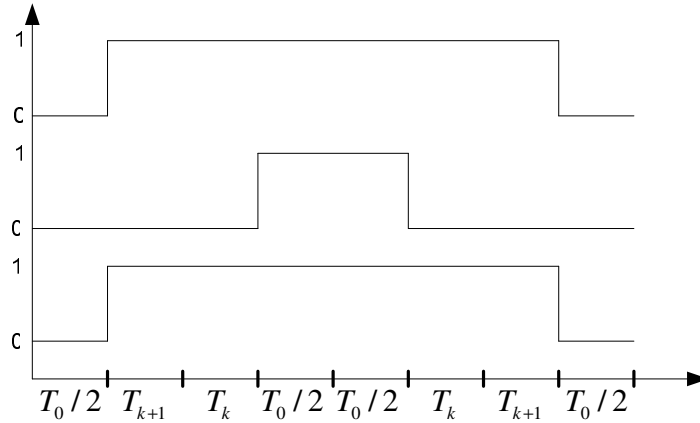
Şekil 3.9.d. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 4 için dağılımı

Bölge 5 için:



Şekil 3.9.e. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 5 için dağılımı

Bölge 6 için:



Şekil 3.9.f. (SVPWM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 6 için dağılımı

Sonuç olarak duran eksen takımındaki referans gerilim vektörü evirici çıkışına bağlanmış üç fazlı dengeli bir yük üzerinde elde edilmiştir. Vektör sürme yönteminde motora uygulanacak gerilimler evirici üzerinden bu darbe genişlik modülasyon yöntemi izlenerek aktarılır.

Son yıllarda tercih edilen bu yöntem dijital sistemler için uygun ve zaman kaybına neden olan matematiksel hesaplamaları minimuma indiren yapıdadır.

3.1.4. Bulanık Kümeler ve Bulanık Mantık

3.1.4.1. Bulanık Küme Tanımı

Herhangi, x elemanlarından oluşan X uzayı düşünüldüğünde. X uzayındaki A bulanık kümesi $[0,1]$ aralığında gerçek sayı tanımlayan $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonu ile oluşturulur. $\mu_A(x)$ her x değerinin A kümesindeki üyelik derecesini verir. Klasik kümelerde bir kümeye üyelik 1 yada 0 (üye yada değil) olarak tanımlanır. Buradan yola çıkarak üyelik derecesi olarak 1 yada 0 iki değer alabilen bir üyelik fonksiyonu kullanılmasıyla bulanık küme tanımlama mantığı ile klasik kümelerinde tanımlanabildiği görülmektedir. Bulanık kümeler, elemanlarının $[0,1]$ aralığında üyelik derecesi olan ve klasik kümeleri kapsayabilen kümelerdir denilebilir.

3.1.4.2. Üyelik Fonksiyonu Çeşitleri

Üyelik fonksiyonları bulanık kümeleri tanımlayan fonksiyonlardır. Kullanım alanlarına göre değişik yapılarda olabilmektedirler. Yaygın olarak kullanılan bazı üyelik fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

* Sigmoidal Üyelik Fonksiyonu:

Aşağıdaki şekilde tanımlanabilir. Sağa yada sola yaslanmış şekilde kullanılabildiği için çok büyük, çok küçük gibi değerleri ifade etmekte kullanılması uygundur.

$$\mu(x, a, c) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}}, \quad \lim_{x \rightarrow \infty} (\mu(x, a, c)) = 1 \quad (3.60)$$

Burada oluşturulan üyelik fonksiyonu, bulanık kümeyi a ve c parametreleri ile yatay ve düşey ekseninde konumlandırmaktadır. c parametresi yatay eksenindeki konumu, a parametresi ise eğimi belirlemektedir.

* Fark Sigmoidal Üyelik Fonksiyonu:

Fark Sigmoidal Üyelik Fonksiyonu iki sigmoidal fonksiyonun farkı alınarak elde edilir. Genel bulanık küme tanımlama işlemlerinde kullanılabilir.

$$\mu_1(x, a_1, c_1) = \frac{1}{1 + e^{-a_1(x-c_1)}} \quad (3.61)$$

$$\mu_2(x, a_2, c_2) = \frac{1}{1 + e^{-a_2(x-c_2)}} \quad (3.62)$$

$$\mu = \mu_1 - \mu_2 \quad (3.63)$$

* Çarpım Sigmoidal Üyelik Fonksiyonu:

İki sigmoidal fonksiyonun çarpımı ile elde edilir. Fonksiyonun eğim ayarlamaları ile farklı alanları kapsayan bulanık kümeler tanımlanabilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus kullanılan sigmoidal fonksiyonların x eksenine göre ters yöne doğru sıfıra yaklaşmaları gerekliliğidir.

$$\mu_1(x, a_1, c_1) = \frac{1}{1 + e^{-a_1(x-c_1)}} \quad (3.64)$$

$$\mu_2(x, a_2, c_2) = \frac{1}{1 + e^{-a_2(x-c_2)}} \quad (3.65)$$

$$\mu = \mu_1 \times \mu_2 \quad (3.66)$$

* Üçgen şekilli Üyelik Fonksiyonu:

Üçgen şekilli üyelik fonksiyonu iki adet doğru denkleminde faydalanılarak oluşturulan üçgen şekil ile tanımlanır. Genel bir tanım olarak aşağıdaki şekillerde ifade edilebilir.

$$\mu(x, a, b, c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases}, \quad \mu(x, a, b, c) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \quad (3.67)$$

* Gauss üyelik fonksiyonu:

Gauss üyelik fonksiyonu simetrik gauss fonksiyonundan faydalanılarak oluşturulur. Simetrik gauss fonksiyonu iki adet parametreye bağımlı olarak ifade edildiğinden gauss üyelik fonksiyonu ile tanımlanan bulanık küme bu iki parametre ile birinci dereceden Euclidean uzayında konumlandırılır. Gauss üyelik fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mu(x, \sigma, c) = e^{\frac{-(x-c)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.68)$$

Burada c parametresi, bulanık kümenin yatay eksenindeki konumunu, σ parametresi ise gauss eğrisinin genişliğini belirler.

* Çan biçimli üyelik fonksiyonu:

Çan biçimli üyelik fonksiyonu üç adet parametreye bağımlı olarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir. c parametresi eğrinin merkezini, a parametresi eğrinin genişliğini, b parametresi eğimleri belirler. Çan biçimli üyelik fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\mu(x, a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (3.69)$$

* Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu:

Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu dört adet parametreye bağımlı olarak tanımlanan yamuk ifadesi ile oluşturulur. Dört bölge olarak aşağıdaki şekilde tanımlanabilir. b ve c parametreleri yamuğun omuzlarını a ve d parametreleri ise yamuğun bacaklarını konumlandırır.

$$\mu(x, a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases}, \quad \mu(x, a, b, c, d) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}), 0) \quad (3.70)$$

* Z şekilli üyelik fonksiyonu:

Kullanılan eğri Z şeklinde olduğu için z şekilli denilmektedir. İki adet parametreye bağımlı olarak tanımlanabilir. Bu parametreler eğrinin extreme noktalarını belirler. Aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$\mu(x, a, b) = \begin{cases} 1, x \leq a \\ 1 - 2 \left(\frac{x-a}{b-a} \right)^2, a \leq x \leq \frac{a+b}{2} \\ 2 \left(b - \frac{x}{b-a} \right)^2, \frac{a+b}{2} \leq x \leq b \\ 0, x \geq b \end{cases} \quad (3.71)$$

* Omuz üyelik fonksiyonu:

Sağa yada sola yaslanmış omuz şeklinde tanımlanan bir fonksiyon ile tanımlanır. İki adet parametreye bağlıdır, bu parametreler üyelik fonksiyonunun omuz ve bacak noktalarını konumlandırır. Aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

Sağa yaslanmış omuz üyelik fonksiyonu için,

$$\mu(x, a, b) = \begin{cases} 0, x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, a \leq x \leq b \\ 1, x \geq b \end{cases}, \quad (3.72.b)$$

Sola yaslanmış omuz üyelik fonksiyonu için,

$$\mu(x, a, b) = \begin{cases} 1, x \leq a \\ \frac{b-x}{b-a}, a \leq x \leq b \\ 0, x \geq b \end{cases} \quad (3.72.b)$$

eşitlikleri ile tanımlanabilir.

3.1.4.3. Bulanık Kümeler için Tanımlamalar

- i) Boş Küme: X uzayında tanımlanan A kümesinin boş küme olabilmesi için $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonu tüm x değerlerini 0 a götürmelidir.
- ii) Eşit Kümeler: İki bulanık kümenin eşit olması $A=B$ ile ifade edilirse bu durum ancak $(\mu_A(x) = \mu_B(x))$ üyelik fonksiyonlarının eşit olması ile mümkündür. Üyelik fonksiyonları X uzayındaki her x değerine karşı düşen $[0, 1]$ aralığında aynı reel sayıyı tanımlarlar.
- iii) Kümenin Tümleyeni: A bulanık kümesinin tümleyeni A' ile ifade edilir ve aşağıdaki eşitlik ile tanımlanır.
$$\mu_{A'} = 1 - \mu_A \quad (3.73)$$

- iv) Alt Küme: Bulanık A kümesi B kümesinin alt kümesi ise yada A, B'den küçük veya eşit ise bu durum aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$A \subset B, \mu_A \leq \mu_B \quad (3.74)$$

- v) Birleşme: İki bulanık A ve B kümelerinin birleşimi yeni bir C bulanık kümesini oluşturur. $C=A \cup B$ ile gösterilir ve μ_A ile μ_B sırasıyla A ve B kümelerinin üyelik fonksiyonları ise μ_C aşağıdaki eşitlik ile elde edilir.

$$x \in X, \mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \text{ yada } \mu_C = \mu_A \vee \mu_B \quad (3.75)$$

Burada A ve B bulanık kümelerini kapsayan D bulanık kümesi $C=A \cup B$ 'yi de kapsar denilebilir bu durumda aşağıdaki eşitsizlikler tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} \max[\mu_A, \mu_B] &\geq \mu_A \\ \max[\mu_A, \mu_B] &\geq \mu_B \end{aligned} \quad (3.76)$$

D, A ve B kümelerini kapsayan bir bulanık küme ise $\mu_D \geq \mu_A$ ve $\mu_D \geq \mu_B$ 'dir. Öyle ise $\mu_D \geq \max[\mu_A, \mu_B] = \mu_C$ 'dir. Bu durumda $C \subset D$ 'dir denilebilir.

- vi) Kesişim: Bulanık A ve B kümelerinin kesişimi yeni bir bulanık C kümesidir. C kümesinin üyelik fonksiyonu (μ_C), μ_A ile μ_B kullanılarak aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$x \in X, \mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \text{ yada } \mu_C = \mu_A \cap \mu_B \quad (3.77)$$

C kümesi A ve B kümelerinin kapsadığı en büyük alt kümedir (Zadeh, 1965).

3.1.4.4. Bulanık Kümelerde Mantıksal İşlemler

Bulanık mantık klasik boolean mantığın genişletilmesi olarak düşünülebilir. Bulanık kümeleri ekstreme noktalarında ele alırsak sadece 1 ve 0 değerlerini alabilirler. Böylece bulanık kümelerin standart mantıksal işlemleri kapsayabileceği görülür. Aşağıda bazı standart mantıksal işlemler verilmiştir.

Çizelge 3.2. Mantıksal işlemler

x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1
$x \& y = z$		

x	y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1
$x \parallel y = z$		

x	z
0	1
1	0
$x \neq z$	

Bulanık kümelerde tanımlanan değerlerin ifade ettikleri doğruluk seviyesi yada anlamları var-yok, doğru-yanlış gibi iki seviyeli olarak değil $[0, 1]$ aralığında değişen üyelik dereceleri ile ifade edilmekteydi. Fakat yukarıda tanımlanan, standart boolean cebirinde kullanılan mantıksal işlemler sadece 0 ve 1 olmak üzere iki seviye için tanımlanmışlardır. Bulanık kümelerde üyelik fonksiyonları ile ifade edilen üyelik dereceleri ile yukarıdaki mantıksal işlemler aşağıdaki gibi tanımlanabilir ve bu tanımlamaların klasik seviyedeki mantıksal işlemleri de kapsadığı görülmektedir.

x ve y gibi iki üyelik derecesini ifade eden değerler için,

Ve (And, &): x ve y bulanık değerleri için ve mantıksal işlemi $z = \min(x, y)$ eşitliği ile elde edilir.

Veya (Or, $\parallel$): x ve y bulanık değerleri için Veya mantıksal işlemi $z = \max(x, y)$ eşitliği ile elde edilir.

Değil (Not, !): x bulanık değerleri için Değil mantıksal işlemi $z = 1 - x$ eşitliği ile elde edilir.

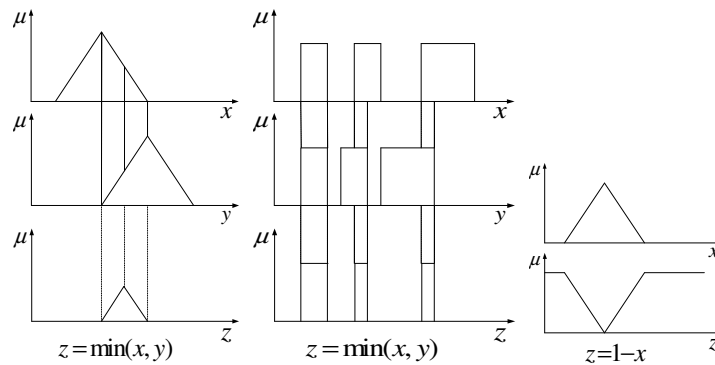
Çizelge 3.3. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

Ve		
x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1
$\text{Min}(x, y) = z$		

Veya		
x	y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1
$\text{Max}(x, y) = z$		

Değil	
x	z
0	1
1	0
$1 - x = z$	

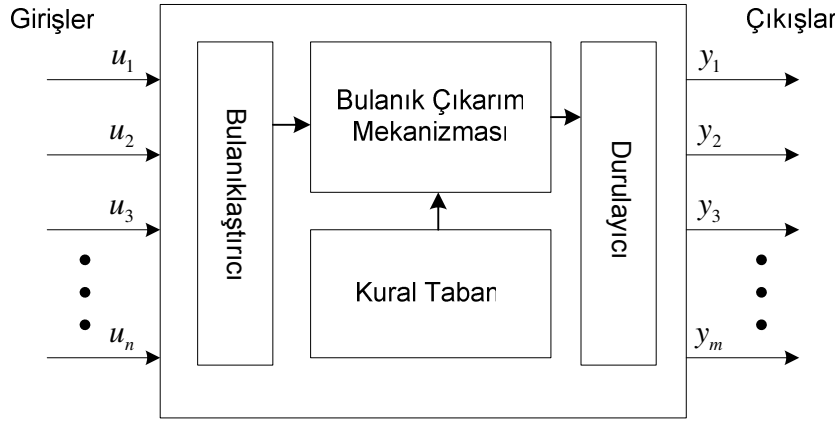
Yukarıdaki önermeler sonucunda mantıksal işlemler bulanık değerler ile de yapılabilecektir. Bulanık kümeler üzerinde mantıksal işlemler Şekil 3.10.'daki gibi gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.10. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

3.1.4.5. Bulanık Sistemler

Dilsel İfadeler: Bulanık sistemler girişleri ile çıkışları arasında doğrusal olmayan ilişkiler kuran sistemlerdir. Şekil 3.11.'deki bulanık sistemin şematik gösteriminde sistem girişleri $i = 1, 2, 3, \dots, n$ olmak üzere $u_i \in U_i$, sistem çıkışları $i = 1, 2, 3, \dots, m$ olmak üzere $y_i = Y_i$ olarak tanımlanmıştır. Şekildeki bulanık sistemin giriş ve çıkışları gerçek dünyadan alınan verilerdir. Bu verilerin sisteme girmeden önce kullanılacak bulanık kümeler içerisindeki anlamları bilinmemektedir. Bulanıklaştırma işlemi ile sistem girişlerinin tanımlanmış bulanık kümeler içerisindeki anlamları hesaplanır. Çıkarım mekanizması kural tabanındaki bulanık kuralları kullanarak bulanık sonuçlar elde eder. Son işlem durulama, bulanık sonuçları uygulamada kullanılacak uygun tanım aralıklarındaki değerlere dönüştürür.



Şekil 3.11. Bulanık sistem genel şeması

Evrensel Küme: Temel olarak herhangi U_i ve Y_i kümeleri sırasıyla u_i ve y_i için evrensel kümeyi tanımlar. Pratik çalışmalarda genellikle evrensel kümeler, reel sayıların oluşturduğu basit bir küme, reel sayılar kümesinde bir aralık ya da alt kümedir. Evrensel kümeler bulanık sistemlerde bulanık olmayan sistemlere kıyasla biraz farklı şekilde kullanılabilir. Bulanık sistemin girişleri için bir evrensel küme oluşturulmuş olsun bu evrensel küme tüm reel sayıları kapsayabilir fakat aslında evrensel küme içerisinde etkin bir bölge sistem girişleri için kullanışlı evrensel kümedir. Evrensel küme içerisindeki bu bölgeye etkin evrensel küme denilebilir (Özçalık ve Uygur, 2003).

Dilsel Değişkenler: Bulanık sistemler oluşturulurken uzman kişiler bilgilerini sisteme aktarırken dilsel değişkenler kullanırlar. Bu dilsel değişkenler sistem giriş veya çıkışlarını tanımlamakta kullanılır. Şekil 3.11.'deki sistem girişleri u_i için dilsel değişkenler $\tilde{u}_i$, sistem çıkışları y_i için dilsel değişkenler $\tilde{y}_i$ ile tanımlanabilir. Burada $\tilde{u}_i$ dilsel değişkenleri ifade ediyorsa $\tilde{u}_1 = \text{"hız"}$, $\tilde{u}_2 = \text{"ivme"}$, $\tilde{u}_3 = \text{"hata"}$ gibi olabilir. Dilsel değişkenler bulanık sistemin giriş ve çıkışındaki veriler esas alınarak oluşturulur.

Dilsel Değerler: Dilsel değişkenlerin aldığı değerler dilsel değerlerdir. Şekil...daki her bir sistem girişi (u_i) için $\tilde{u}_i$ dilsel değişkeni tanımlanır. Bu dilsel değişkenler dilsel değerler alır. Mesela $\tilde{u}_1 = \text{"hız"}$ dilsel değişkeni "yavaş" dilsel değerini alabilir. $\tilde{u}_1$ dilsel değişkeninin alabileceği değerler bir $\tilde{A}_1 = \{\text{"yavaş"}, \text{"hızlı"}\}$ kümesi ile tanımlanabilir. Genel formda giriş dilsel değişkenleri için dilsel değerler kümesi 3.78'deki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{A}_i = \{\tilde{A}_i^j : j = 1, 2, 3, \dots, N_i\} \quad (3.78)$$

Benzer şekilde Y_i evrensel kümesindeki y_i çıkışının $\tilde{y}_i$ dilsel değişkeninin alabileceği dilsel değerler 3.79'daki gibi başka bir küme ile ifade edilebilir.

$$\tilde{B}_i = \{\tilde{B}_i^p : p = 1, 2, 3, \dots, M_i\} \quad (3.79)$$

Dilsel Kurallar: Bulanık sistem kuralları koşul ve sonuçlardan oluşur. Bir veya birden fazla nedenden bir veya birden fazla sonuç çıkarılabilir. Bu durum bulanık sistemin giriş ve çıkış sayılarıyla ilişkilidir. Çok giriş tek çıkışlı (MISO) bulanık sistem için bir kural aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\text{Eğer } \tilde{u}_1 = \tilde{A}_1^j \text{ ve } \tilde{u}_2 = \tilde{A}_2^k \text{ ve, } \dots, \text{ve } \tilde{u}_n = \tilde{A}_n^l \text{ ise o halde } y_q = \tilde{B}_q^p \quad (3.80)$$

(3.80)'deki ifade kullanılarak uzman bilgisi MISO bulanık sistemlere aktarılabilir. Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler için kurallar (3.81)'deki gibi oluşturulabilir.

$$\text{Eğer } \tilde{u}_1 = \tilde{A}_1^j \text{ ve } \tilde{u}_2 = \tilde{A}_2^k \text{ ve, } \dots, \text{ve } \tilde{u}_n = \tilde{A}_n^l \text{ ise o halde } y_1 = \tilde{B}_1^p \text{ ve } y_2 = \tilde{B}_2^p \text{ ve, } \dots, \text{ve } y_m = \tilde{B}_m^p \quad (3.81)$$

Görüldüğü üzere her kuralda sistemin giriş sayısı kadar koşul bulunabilir. Sonuçlara bu koşullar kullanılarak ulaşılabilir. Koşulların tamamı bir kuralda kullanılmayabilir. Ayrıca MIMO sistemlerin kuralları MISO kurallarının formatında her sonuç için ayrı kural tanımlanarak oluşturulabilir. Örnek olarak n girişli 2 çıkışlı bir sistem için aşağıdaki kural,

$$\text{Eğer } \tilde{u}_1 = \tilde{A}_1^j \text{ ve } \tilde{u}_2 = \tilde{A}_2^k \text{ ve, } \dots, \text{ve } \tilde{u}_n = \tilde{A}_n^l \text{ ise o halde } y_1 = \tilde{B}_1^p \text{ ve } y_2 = \tilde{B}_2^p \quad (3.82)$$

(3.83) ve (3.84) kuralları ile de tanımlanabilir çünkü (3.82)'deki sonuçlar sadece koşullarla ilişkilidir.

$$\text{Eğer } \tilde{u}_1 = \tilde{A}_1^j \text{ ve } \tilde{u}_2 = \tilde{A}_2^k \text{ ve, } \dots, \text{ve } \tilde{u}_n = \tilde{A}_n^l \text{ ise o halde } y_1 = \tilde{B}_1^p \quad (3.83)$$

$$\text{Eğer } \tilde{u}_1 = \tilde{A}_1^j \text{ ve } \tilde{u}_2 = \tilde{A}_2^k \text{ ve, } \dots, \text{ve } \tilde{u}_n = \tilde{A}_n^l \text{ ise o halde } y_2 = \tilde{B}_2^p \quad (3.84)$$

Tüm koşullar tüm kurallarda kullanılıyorsa kurallar koşulların mümkün kombinasyonlarından oluşur ve kural tabanındaki kuralların sayısı (3.85) ile hesaplanabilir.

$$\prod_{i=1}^n N_i = N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 \cdot \dots \cdot N_n \quad (3.85)$$

Bulanıklaştırma: Bulanık kümeler bulanık sistemlerde verileri sınıflandırmakta kullanılır. Sınıflandırılmış veriler artık kural tabanında ve çıkarım mekanizmasında kullanılabilir. Bu nedenle bulanıklaştırma işlemine ihtiyaç duyulur.

Bulanıklaştırma işlemi rakamsal sistem girişlerinin ($u_i \in U_i$) bulanık kümelere dönüştürülme işlemidir. U_i^* , U_i 'de tanımlanabilecek tüm bulanık kümeleri ifade etmek üzere $u_i \in U_i$ rakamsal değerleri F operatörü ile $\hat{A}_i^{Bul}$ bulanık değerlere dönüştürülür. Bu dönüşüm yapılırken üyelik fonksiyonları kullanılır. Burada kullanılan üyelik fonksiyonu bulanık değişkenin alabileceği bulanık değerleri verir.

$$\mu_{\hat{A}_i^{Bul}}(x) = \begin{cases} 1 & x = u_i \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.86)$$

Çıkarım Mekanizması: Bulanık çıkarım işlemi iki aşamada gerçekleştirilir.

i- $u_i \in U_i$ girişlerinin hangi kurala uygun olduğu tespit edilir. Kurallarda kullanılacak bulanık değişkenler incelenir ve bulanık değişkenlerin aldığı bulanık değerlerin üyelik dereceleri tespit edilir.

$$\begin{aligned} \mu_{\hat{A}_1^j}(u_1) &= \mu_{A_1^j}(u_1) \& \mu_{\hat{A}_1^{bul}}(u_1) \\ \mu_{\hat{A}_2^k}(u_1) &= \mu_{A_2^k}(u_1) \& \mu_{\hat{A}_2^{bul}}(u_2) \\ &\vdots \\ \mu_{\hat{A}_n^l}(u_1) &= \mu_{A_n^l}(u_n) \& \mu_{\hat{A}_n^{bul}}(u_n) \end{aligned} \quad (3.87)$$

Kullanacağımız üyelik fonksiyonlarının yapısı itibarıyla bulanık değişkenler incelenirken bulanık değer tespiti yapan ikinci bir bulanıklaştırma üyelik fonksiyonuna ihtiyaç duyulmayacağından ve (3.87)'deki eşitlikler (3.88)'deki gibi kısaltılabilir.

$$\begin{aligned} \mu_{\hat{A}_1^j}(u_1) &= \mu_{A_1^j}(u_1) \\ \mu_{\hat{A}_2^k}(u_1) &= \mu_{A_2^k}(u_1) \\ &\vdots \\ \mu_{\hat{A}_n^l}(u_1) &= \mu_{A_n^l}(u_n) \end{aligned} \quad (3.88)$$

Böylece bulanık sistem girişleri için tanımlanmış bulanık kümelerin üyelik dereceleri hesaplaması kolaylaştırılmıştır.

ii- i inci kuralın üyelik derecesini temsil eden (3.89) üyelik fonksiyonundaki önermeler değerlendirilir.

$$\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{\tilde{A}_1^i}(u_1) \& \mu_{\tilde{A}_2^i}(u_2) \& \dots \& \mu_{\tilde{A}_n^i}(u_n) \quad (3.89)$$

i aşamasında yapılan kısaltma ile elde edilen eşitlikler kurallar için tanımlanmış üyelik fonksiyonunda yerine yazılırsa (3.88) (3.89)'daki hali alacaktır. Burada koşulların doğruluk dereceleri tespit edilmiş olur. (3.89) üyelik fonksiyonu n boyutlu bir uzayda koşulların doğruluk derecelerini tanımlayan bir yüzey oluşturur.

Durulama: Yaygın olarak kullanılan pek çok durulama yöntemi mevcuttur. Bunlardan en çok kullanılan iki tanesi aşağıdaki gibidir:

i- Ağırlık Merkezi Yöntemi: Ağırlık merkezi yada alan merkezi olarak bilinen bu yöntem en çok kullanılan durulama yöntemidir. (3.90)'daki formülle ifade edilir.

$$y_q^{çıkış} = \frac{\sum_{i=1}^R b_i^q \int_{y_q} \mu_{\tilde{B}_q^i}(y_q) dy_q}{\sum_{i=1}^R \int_{y_q} \mu_{\tilde{B}_q^i}(y_q) dy_q} \quad (3.90)$$

R kural sayısı, b_i^q i kuralı ile işaret edilen bulanık kümenin ağırlık merkezidir. Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken formülün paydasındaki ifadenin tanımlı olması gerekliliğidir. Bu koşul mümkün tüm koşullar için bir kural tanımlanması ile mümkündür.

ii- Ağırlık Ortalaması Yöntemi: Bu yöntemde tüm kurallar kullanılarak elde edilen üyelik dereceleri ile çıkış için oluşturulmuş bulanık kümelerin kurallarla işaret edilenlerinin merkezleri kullanılır. (3.91) formülü ile ifade edilir.

$$y_q^{çıkış} = \frac{\sum_{i=1}^R b_i^q \mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)}{\sum_{i=1}^R \mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)} \quad (3.91)$$

R kural sayısı, b_i^q i kuralı ile işaret edilen bulanık kümenin ağırlık merkezidir. Görüldüğü üzere çıkış bulanık kümelerinin yapısı burada bir anlam ifade etmemektedir. Bu durumda çıkış bulanık kümelerinin sadece ağırlık merkezlerini tanımlamak hesaplamalar için yeterli olacaktır (Passino ve Yurkovich, 1998).

3.1.5. Genetik Algoritmalar

Genetik Algoritmalar evrimsel hesaplamanın bir bölümüdür. Bu alan Yapay Zekâ'nın hızla gelişen bir dalıdır. Genetik algoritmalar evrim teorisinden esinlenilerek oluşturulmuştur. Basitçe açıklanacak olursa, çözümler evrimsel bir süreç kullanılarak bu süreç sonunda en iyi sonucu veren çözüme yaklaştırılmaya çalışılır. Başka bir ifadeyle çözümler evrimleşir.

Evrimsel hesaplama ilk olarak 1960'lı yıllarda I.Rechenberg tarafından "Evrimsel Stratejileri (Evolutionstrategie) isimli eserinde ortaya atılmıştır. Bu fikir daha sonra başka araştırmacılar tarafından geliştirilmiştir. John Holland evrim sürecini bir bilgisayara aktararak, bilgisayara anlayamadığı çözüm yöntemlerinin öğretilbileceğini düşündü. Genetik Algoritma (GA) böylece John Holland tarafından bu düşüncenin bir sonucu olarak bulundu. Onun öğrencileri ve çalışma arkadaşları tarafından geliştirildi ve Holland'ın kitabı "Doğal ve Yapay Sistemlerde Adaptasyon (Adaption in Natural and Artificial Systems)" 1975 yılında yayınlandı.

1992 yılında John Koza genetik algoritmayı kullanarak çeşitli programlar geliştirdi. Bu metoda Genetik Programlama adını verdi.

Genetik algoritmalar geleneksel yöntemlerle çözümü zor veya imkânsız olan birçok problemleri çözmekte kullanılmaktadır. Genel anlamda genetik algoritmanın uygulama alanları deneysel çalışmalarda optimizasyon, pratik endüstriyel uygulamalar ve sınıflandırma sistemleridir.

Mühendislik problemlerinde optimizasyon amaçlı olarak kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle mekanizma tasarımında çok iyi sonuçlar verdiği bilinmektedir(Konuralp, Işık ve Taçgın 1998). Bunlardan başka otomatik kontrol, öğrenme kabiliyetli makineler, ekonomi, ekoloji, planlama, üretim hattı yerleşimi gibi alanlarda da uygulanmaktadır. Ayrıca dijital resim işleme tekniğinde de çokça uygulama alanı bulmuştur(Mansfield, 1990; Gizolme ve Thollon 1998).

Bu problemlerin hemen hemen hepsi çok geniş bir çözüm uzayının taranmasını gerektirmektedir. Bu çözüm uzayının geleneksel yöntemlerle taranması çok uzun sürmekte, genetik algoritmayla ise kısa bir sürede kabul edilebilir bir sonuç alınabilmektedir.

Biyolojik Terimler:

*Kromozom: Tüm yaşayan organizmalar hücrelerden oluşur. Her hücrede aynı kromozom kümeleri bulunur. Kromozomlar DNA dizileri olup, tüm organizmanın örneği olarak hizmet ederler. Bir kromozom gen adı verilen DNA bloklarından oluşur. Her gen belirli bir proteini kodlar. Basitçe, her genin, örneğin saç rengi gibi bir özelliği kodladığı söylenebilir. Bir özellik için olası ayarlar, (Siyah, Sarı, Kumral) allel olarak adlandırılır. Her gen kromozom üzerinde kendine ait bir konuma sahiptir. Bu konuma yörünge (locus) adı verilir. Tüm genetik malzeme kümesine (tüm kromozomlar) genom adı verilir. Genom üzerindeki belli gen kümelerine genotip adı verilir. Genotipler, doğumdan sonra gelişmeyle fenotiplere -canlının göz rengi, zekâ v.b. fiziksel ve zihinsel özellikleri- dönüşür.

*Tekrar Üretim: Tekrar üretim sırasında, yeniden birleşme (veya çaprazlama) ilk önce ortaya çıkar. Atalardan gelen genler yepyeni bir kromozom üretmek için bir araya gelirler. Bu yeni yaratılmış nesil mutasyona uğrayabilir. Mutasyon DNA elemanlarının değişmesidir. Bu değişimler genellikle atalardan gen kopyalanması sırasındaki hatalardan yada çevresel faktörlerden kaynaklanabilir. Örneğin bir gözü renkli Van kedilerinin farklı bölgelerde üretilmeleriyle bu özelliklerinin kaybolduğu gözlenmiştir. Bir organizmanın uygunluğu (fitness) organizmanın yaşamındaki başarısıyla (hayatta kalma) ölçülür.

Bir kromozomun ikili sayılarla temsil edilmesi:

Kromozom 1 11011011100100110110

Kromozom 2 11011100111000011110

Kromozom olası bir çözümü temsil eder. Her kromozom ikili sayı sistemindeki sayılardan meydana gelen bir diziden oluşur. Bu dizi içerisindeki bit adı verilen her bir sayı çözümün bir karakteristiğini temsil eder.

Kromozomu ikili düzendeki sayılar dizisiyle ifade etmek çok tercih edilen bir temsil şeklidir ancak bunun yerine tamsayı veya reel sayılar da kullanılabilir. İkili düzenin tercih edilmesinin nedeni bilgisayar tarafından daha kolay ve hızlı bir biçimde işlenebilmesidir.

Çözüm Uzayı: Eğer bir problemin çözümü aranıyorsa, genellikle çözümler arasında en iyi olanı aranıyor demektir. Mümkün tüm çözümlerin uzayına (istenen çözümün aralarından bulunduğu çözümler kümesi) çözüm uzayı adı verilir. Çözüm uzayındaki her nokta bir olası çözümü temsil eder. Genetik algoritmalar yardımıyla arama uzayındaki olası çözümler arasından en iyi çözümü araştırılabilir. Çözümü aramak, arama uzayında aşırı noktaları (azami veya asgari) aramak ile aynı anlamdadır. Zaman zaman arama uzayı iyi tanımlanmış olabilir, ama bu arama uzayında sadece bir kaç noktayı biliyor olabiliriz. GA kullanma sürecinde, çözüm bulma süreci diğer noktaları (olası çözümleri) evrim sürdükçe üretir. Nereden başlanacağı veya nereye bakılacağı bilinemeyebilir. Uygun çözümün bulunması için birçok yöntem vardır, fakat bu yöntemler en iyi çözümü üretmeyebilir. Bu yöntemlerin bazıları, tepe tırmanma (hill climbing), yasak arama (tabu search), benzetimli tavlama (simulated annealing) ve genetik algoritmalarlardır. Bu yöntemlerden faydalanılarak bulunan çözümler genellikle iyi çözümler olarak kabul edilebilir, çünkü en iyiyi bulmak ve ispatlamak bazen mümkün değildir.

3.1.5.1. GA Operatörleri

Genetik algoritmalarda kullanılmak üzere değişik operatörler üretilmiştir. Bu operatörlerden en yaygın olanları çaprazlama, mutasyon ve üretilir. Çözüm yada çözümler araştırılan çözüm uzayları farklı yapılarda olduklarından farklı operatör kombinezonları lokal işlemler için oluşturulmuştur (Obitko ve Slavik 1999). Örneğin bazı GA yapılarında göç olayı popülasyon evriminde hesaba katılmış ve daha iyi neticeler alınmıştır.

Üreme: Üreme işlemi belli bir seçme kriterine göre bireylerin seçilip yeni kuşağın oluşturulması işlemidir. Daha sonra çaprazlama ve mutasyon uygulanacak olan bireylerden daha uyumlu yeni bireylerin ortaya çıkması olasıdır. Ebeveynlerin tamamı uyumluluğa göre seçilebilir veya bir kısmı rasgele seçilerek yeni kuşağın ataları olurlar.

Çaprazlama: Kromozomların nasıl temsil edileceğine karar verildikten ve uyumlu kromozomlar seçildikten sonra üreme işlemi içerisinde çaprazlama yapılabilir. Çaprazlama ebeveynlerin bazı genlerini alarak yeni bireyler oluşturma işlemidir.

Ebeveyn	110110111 00100110110
Ebeveyn	110111001 11000011110
Çocuk	110111001 00100110110

Çaprazlama yapılacak konum rasgele seçilir (|). Oluşan yeni birey ebeveynlerin bazı özelliklerini almış ve bir bakıma ikisinin karışımı olmuştur. Çaprazlama işlemi başka şekillerde de yapılabilir. Mesela birden fazla çaprazlama noktası seçilebilir. Daha iyi performans almak amacıyla değişik çaprazlamalar kullanılabilir.

Mutasyon: Çaprazlama gerçekleştikten sonra mutasyon gerçekleştirilir. Mutasyon oluşan yeni çözümlerin önceki çözümü kopyalamasını önlemek için çözüm uzayında çeşitlilik yaratmak amacıyla yapılır. Mutasyon oluşan yeni bireyin bir bitini (eğer ikili düzende ifade edilmiş ise) rasgele değiştirir.

Orjinal Birey	11011011100100110110
Mutant Birey	11111011100100110110

Elitizm: Üreme, çaprazlama ve mutasyon işlemleri sonrasında kuşakta bulunan en iyi uyumluluğa sahip birey sonraki kuşağa aktarılamayabilir. Bunu önlemek için bu işlemlerden sonra oluşan yeni kuşağa bir önceki kuşağın en iyi (elit) bireyi, yeni kuşaktaki herhangi bir birey ile değiştirilir. Buna elitizm adı verilir (Mansfield, 1990).

3.1.5.2 GA Parametreleri

Çaprazlama ve Mutasyon olasılığı: GA tekniğinin çaprazlama olasılığı ve mutasyon olasılığı olmak üzere iki basit parametresi vardır. Çaprazlama olasılığı çaprazlamanın hangi sıklıkta yapılacağını belirtir. Eğer hiç çaprazlama yapılmaz ise (çaprazlama olasılığı %0) yeni bireyler eski bireylerin aynısı olur ama bu yeni kuşağın eskisiyle aynı olacağı anlamına gelmez. Eğer bu oran %100 olursa yeni bireyler tamamıyla çaprazlama ile elde edilir. Çaprazlama eski bireylerden iyi taraflar alınarak elde edilen yeni bireylerin daha iyi olması umuduyla yapılır.

Mutasyon olasılığı ise mutasyonun hangi sıklıkta yapılacağını belirtir. Mutasyon olmaz ise yeni birey çaprazlama veya kopyalama sonrasında olduğu gibi kalır. Eğer mutasyon olur ise yeni bireyin bir kısmı değiştirilmiş olur. Eğer bu oran %100 olursa kuşak içindeki bireyler tamamen değişir, %0 olursa hiç değişmeden kalır.

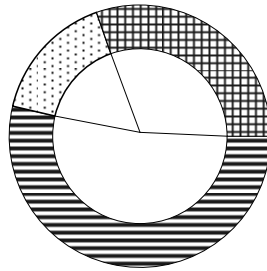
Diğer parametreler: GA tekniği başka parametreler de içerir. Bunların en önemlilerinden birisi de popülasyon büyüklüğüdür. Bu parametre popülasyon içinde kaç adet kromozom yani birey olduğunu söyler. Eğer kromozom sayısı az olursa GA çözüm aranan uzayın ancak bir kısmını gezebilir ve çaprazlama için fazla bir seçeneği yoktur. Kromozom sayısı çok fazla olursa GA çok yavaş çalışır. Neticeler belli bir noktadan sonra popülasyon sayısını artırmanın bir yararı olmadığını göstermiştir.

Yeni bireyler uyumluluğa göre veya rasgele olarak seçilebilir. Yeni bireylerin tamamen rasgele seçilme durumunda yakınsama zorlaşabilir. Tüm bireyler uyumluluğa göre seçildiğinde ise yeni kuşak içinde bölgesel yakınsamalar olabilir. Bu sorunların üstesinden gelmek için belli bir oranda uyumluluk seçimi belli bir oranda da rasgele seçim yapılabilir. Bu oran Kuşak Farkı (Generation Gap) ile ifade edilir. Kuşak farkı %100 olduğunda yeni bireylerin tamamı uyumluluğa göre seçilir.

Seçim: Ebeveynleri oluşturmak üzere bazı bireylerin seçilmesi gerekir. Teoriye göre iyi olan bireyler yaşamını sürdürmeli ve bu bireylerden yeni bireyler oluşmalıdır. Bu seçim çeşitli kriterlere göre yapılabilir. Rulet seçimi, Boltzman seçimi, turnuva seçimi ve sıralı seçim bunlardan bazılarıdır.

Rulet seçiminde kromozomlar uyumluluk fonksiyonundan alınan verilere göre bir rulet etrafına gruplanır. Uyumluluk fonksiyonu herhangi bir kriter uyan bireylerin seçilmesi için kullanılır. Bu rulet üzerinden rasgele bir birey seçilir. Daha büyük alana sahip bireyin seçilme şansı daha fazla olacaktır.

Rulet seçimi eğer uyumluluk çok fazla değişiyorsa sorun çıkartabilir. Örneğin en iyi kromozomun uyumluluğu %90 ise diğer kromozomların seçilme şansı azalacaktır. Bunu önlemek için sıralı seçim kullanılabilir. Sıralı seçimde en kötü uyumlulukta olan kromozoma 1 değeri sonrakine 2 değeri verilir ve böylelikle seçilmede bunlara öncelik tanınmış olur. Bu şekilde onların da seçilme şansı artar fakat bu çözümün daha geç yakınsamasına neden olabilir.



Şekil 3.12. Rulet Seçimi: Seçim Yapmak İçin Top Atıldığında Yatay Çizgilerle Taranmış Alanlarda Durma Olasılığı Daha Yüksek

Genetik Algoritma Aşamaları:

i. Başlangıç: n adet kromozomdan oluşan rasgele ya da problemin olası çözümleri başlangıç popülasyonunu oluşturulur.

ii. Uygunluk: Toplumdaki her x kromozomu için $f(x)$ uygunluk fonksiyonu ile değerlendirme yapılır.

iii. Yeni Toplum: Aşağıdaki adımlar izlenerek yeni nesil üretilir;

*. Seçim: Toplumdan uygunluklarına göre iki ata seçilir.

*. Çaprazlama: Çaprazlama olasılığı ile ataları yeni yavru oluşturmak için birbirleriyle eşleştirilir.

*. Mutasyon: Mutasyon olasılığı ile yeni yavru üzerinde her yörünge için mutasyon işlemi yapılacaktır.

*. Kabul: Yeni yavru, yeni topluma eklenir.

iv. Değiştir: Yeni toplum yeni nesiller üretmekte kullanılır.

v. Deney: Eğer bitiş koşulları sağlandıysa, durup toplumdaki en iyi çözüm sonuç olarak kabul edilir.

vi. Döngü: Adım 2'ye gidilir (Obitko, 1998).

Yukarıda da görüldüğü gibi, genetik algoritmanın akışı oldukça kolaydır. Birçok parametre ve ayar farklı problemler için farklı şekillerde algoritma oluşturma şansı tanımaktadır. Sorulması gereken ilk soru kromozomun nasıl kodlanacağıdır. Daha sonra çaprazlama ve mutasyon, GA'nın iki basit işlemi devreye alınır. Bir sonraki adım, çaprazlama için ataların nasıl seçileceğidir. Bu farklı birçok yolla yapılabilir, ancak ana fikir daha iyi ataların daha iyi yavrular üreteceği düşüncesiyle seçilmesidir. Ayrıca en iyi çözümün kaybedilmemesi için elitizme göre, en iyi çözümün değiştirilmeden yeni nesle aktarılması, böylece en iyi çözümün yaşatılması uygun olabilir.

3.1.6. Adaptif Bulanık Kontrol

Adaptif kontrolün modern kontrol sistemlerinde önemli bir yeri vardır. Kontrol sistemleri çalışırken bazen çeşitli bozuculara, sürekli parametre değişimlerine ve çalışma koşulları değişimlerine karşı çalışmak zorunda kalırlar. Adaptif kontrolün ilk büyük başarıları roket ve uzay gemilerinin zamanla değişen kütlelerine karşın kontrolün gerçekleştirilebilmesi ile ortaya çıkmıştır.

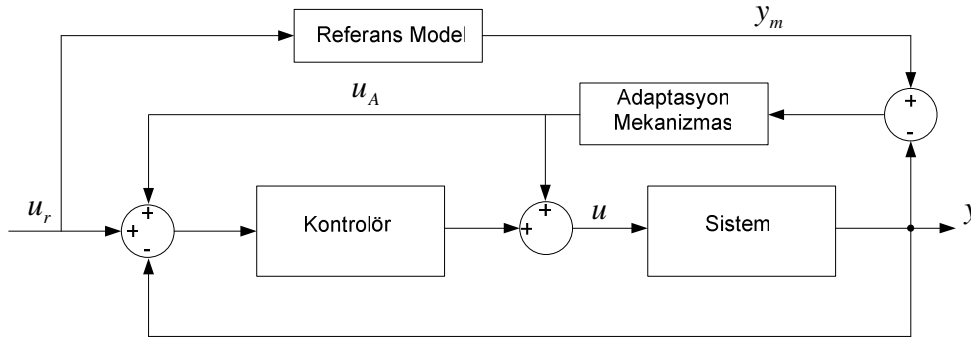
Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerin yapılarındaki değişimler bazen klasik kontrol sistemlerinin başarılı olabileceği seviyededir. Böyle durumlarda klasik geri beslemeli kontrol sistemleri görevlerini yerine getirebilir. Ancak bazı durumlarda kontrolü gerçekleştirilecek sistemin yapısındaki değişimlerden dolayı klasik kontrol sistemleri yetersiz kalmaktadır. Bu durum dikkate alınarak kontrol sistemini değişen durumlara adapte edebilecek mekanizmalara ihtiyaç duyulmuştur.

1951'de Draper ve Li (Draper ve Li 1951) içten yanmalı motorun optimal çalışma noktası için bir adaptif kontrol sistemi öne sürmüşlerdir. Daha sonra birçok adaptif kontrol

sistemi geliştirilmiştir. Bunların bir kısmı sinyal adaptasyonu üzerinde diğer bir kısmı ise parametre adaptasyonu üzerinde yoğunlaşmıştır. Genel olarak adaptif kontrol sistemleri benzer yapıdadırlar. İstenilen kontrol performansı ile gerçek sistem çalışması performans kriteri esas alınarak karşılaştırılır. Bu karşılaştırmanın değerlendirilmesi ile parametre veya sinyallerin adaptasyonu gerçekleştirilir.

3.1.6.1. Doğrudan Adaptif Kontrol

Doğrudan adaptif kontrol yöntemlerinden biri Model Referanslı Adaptif Kontrol dür. Bu mekanizma ilk olarak uçak kontrolü gerçekleştirilmek üzere öne sürülmüştür (Whitaker, Yamron ve Kezer, 1958). Uçaklar çok fazla parametre değişimi gösterirler. Bu sebeple istenilen sistem dinamiklerini elde etmek ve sistem çalışırken oluşan parametre değişikliklerini kompanze etmek için kontrolörün adaptasyonunda referans almak üzere bir referans modelden faydalanılmıştır. Bu tip kontrol sistemlerinde adaptasyon, referans model çıkışı ile sistem çıkışı karşılaştırılarak elde edilen e_m hata sinyali esas alınarak gerçekleştirilir. Adaptasyon mekanizmasının çıkışından alınan sinyal parametre ya da sinyal adaptasyonunda kullanılır. Şekil 3.13’de bir model referanslı adaptif kontrol sistemi şeması verilmiştir.



Şekil 3.13. Model referanslı adaptif kontrol sistemi genel şeması

Arzu edilen sistem performansını temsil eden referans modelin yüksek dereceden bir sistem olması etkin bir adaptasyon sağlayacaktır. Fakat yüksek dereceli bir sistemin referans model olarak kabul edilmesi kontrol sisteminin tasarımında ve uygulamalarda zorluklar yaratmaktadır. Bu sebeple genelde referans model olarak ikinci dereceden bir sistem modeli kullanılır. İkinci dereceden örnek bir sisteme ait transfer fonksiyonu (3.92)'de verilmiştir.

$$G_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.92)$$

Örnek transfer fonksiyonu iki adet parametre hesaplanarak oluşturulur. Bu iki parametre (ω_n) doğal frekans ve (ζ) sönme oranıdır. Parametre hesaplamaları için uygun yüzde en büyük aşım (σ_m) ve yükselme zamanı (t_m) değerleri seçilerek (3.93) ve (3.94) eşitlikleri kullanılır.

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2(\sigma_m[\%]/100)}{\pi^2 + \ln^2(\sigma_m[\%]/100)}} \quad (3.93)$$

$$\omega_n = \frac{\pi}{t_m \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (3.94)$$

s düzleminde oluşturulan modele ters Laplace dönüşümü uygulanarak aşağıdaki ifade elde edilir.

$$G(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) \quad (3.95)$$

Zaman tanım bölgesindeki (3.95) denklemine T örnekleme zamanı tanımlanarak z dönüşümü uygulanırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$G(z) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \frac{ze^{-\zeta \omega_n T} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} T)}{z^2 - 2ze^{-\zeta \omega_n T} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} T) + e^{-2\zeta \omega_n T}} \quad (3.96)$$

İkinci dereceden herhangi bir sistem fark denklemleri ile (3.97)'deki gibi ifade edilebilir.

$$y_m(k) = a_{m1}y(k-1) + a_{m2}y(k-2) + b_{m1}u(k-1) \quad (3.97)$$

Yukarıdaki eşitliğe z dönüşümü uygulandıktan sonra $\frac{Y(z)}{U(z)}$ (3.98)'deki gibi olacaktır.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_{m1}z}{z^2 - a_{m1}z - a_{m2}} \quad (3.98)$$

(3.98) ve (3.96) eşitlikleri kullanılarak (3.97) fark denkleminin katsayıları hesaplanır. Böylece simülasyon çalışmalarında ve uygulamada kullanılabilecek yapıda bir fark denklemi elde edilmiştir. Burada üç adet parametreye (σ_m , t_m , T) fark denklemindeki kazançların hesaplanmasında ihtiyaç duyulmaktadır. Bu parametreler ilgilenilen sistemin yapısına uygun olarak seçilir.

3.1.6.2. Model Referanslı Bulanık Adaptif Kontrol Sistemi

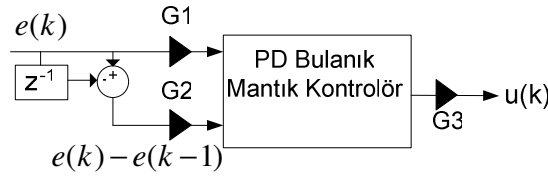
Adaptasyon mekanizması olarak PD tipi BMK ve geri besleme ile sistem yapısına uygun bir BMK kullanılarak Şekil 3.16'te görülen bir BMRAK sistemi oluşturulmuştur. Adaptasyon mekanizmasının girişleri referans model ile sistem çıkışları arasındaki fark (hata e_m) ve bu farkın bir örnekleme zamanı için değişimi (hata değişimi Δe_m) dir. Çıkış

(u_a) geri besleme sinyali ile kullanılan BMK çıkışının kazancını ayarlamakta kullanılmıştır.

* PD Tipi BMK: PD tipi bulanık mantık kontrol sistemi klasik PD kontrol sistemi referans alınarak oluşturulmuş iki girişli tek çıkışlı bir bulanık sistemdir. 3.99 ve 3.100’de verilen kontrol işareti denklemi içerisindeki hata ve hata değişimi büyüklüklerini toplama işlemi bulanık sistem aracılığı ile yapılmaktadır. Şekil 3.14.’te PD tipi BMK blok diyagramı görülmektedir. Kullanılan kural tablosu Ek-3’te verilmiştir.

$$u(t) = K_p.e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.99)$$

$$u(k) = K_p.e(k) + K_d \frac{(e(k) - e(k-1))}{T_s} \quad (3.100)$$

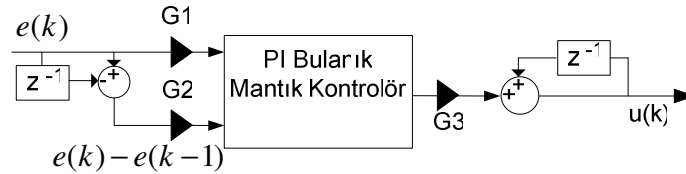


Şekil 3.14. PD Tipi BMK

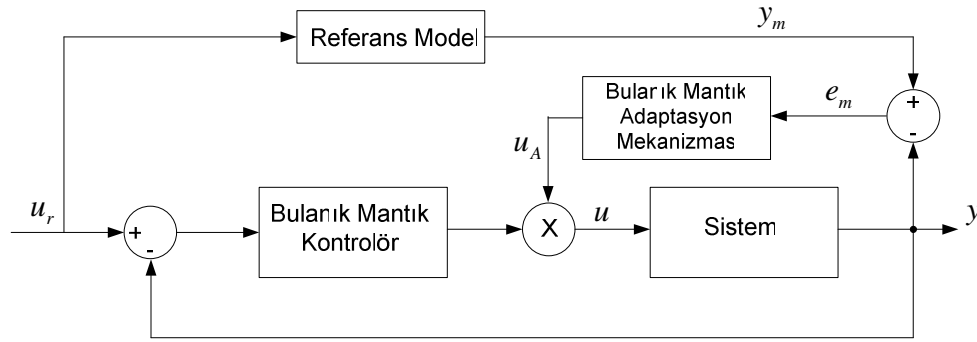
* PI Tipi BMK: PI tipi bulanık mantık kontrol sistemi klasik PI kontrol sistemi referans alınarak oluşturulmuş iki girişli tek çıkışlı bir bulanık sistemdir. 3.101 ve 3.102’de verilen kontrol işareti denklemi içerisindeki hata ve hata değişimi büyüklüklerini toplama işlemi bulanık sistem aracılığı ile yapılmaktadır. Şekil 3.14.’te PI tipi BMK blok diyagramı görülmektedir. Kullanılan kural tablosu Ek-3’te verilmiştir.

$$u(t) = K_p.e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (3.101)$$

$$u(k) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i.T_s.e(k) + u(k-1) \quad (3.102)$$



Şekil 3.15. PI Tipi BMK



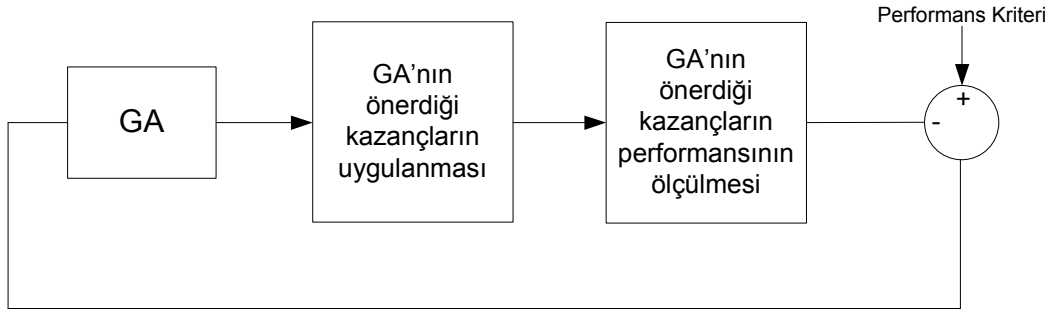
Şekil 3.16. Bulanık model referanslı adaptif kontrol sistemi şeması

Kontrol edilen sistemin yapısına bağlı olarak adaptasyon mekanizmasının kural tablosu farklı yapıda olabilmektedir. Bu durum uygulamalarda bazen bir avantaj bazense dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. Genellikle kontrol mühendisleri ya da sistem hakkında bilgi sahibi uzman kişiler kontrol kurallarını tahmin edebilmektedirler. Ayrıca matematiksel model oluşturulabiliyorsa bilgisayar simülasyonları kural tablosu çıkarımında oldukça faydalı olmaktadır. Adaptasyon mekanizması iki girişli tek çıkışlı bir kontrol sistemine benzemektedir ve klasik iki girişli tek çıkışlı kontrol sisteminin tasarımında izlenen aşamalar burada da izlenmektedir. Öncelikle e_m , Δe_m , u_a sinyalleri için uygun ölçeklendirmeler yapılmalıdır. Bu üç sinyal için kullanılan ölçeklendirme kazançları doğrudan adaptasyon sinyalini etkilemektedir. Daha sonra uygun kural tablosu oluşturulur.

3.1.6.3. Bulanık Model Referanslı Kontrol Sistemlerinde Kullanılan Kazançların Genetik Algoritma ile Belirlenmesi

Bulanık mantık kontrol (BMK), zamanla değişen, doğrusal olmayan ve özellikle matematiksel modeli tam olarak bilinmeyen sistemlerin kontrolünde klasik kontrol yöntemlerine bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır (Passino ve Yurkovich, 1998). BMK'nın endüstriyel alanlarda başarılı uygulamaları vardır (Kickert ve Lemke 1976). Buna karşın BMK'nın bazı dezavantajları vardır. Bulanık mantık kontrol sistemlerinde yer alan birçok parametrenin nasıl seçileceği çoğu zaman belirgin değildir. Üyelik fonksiyonlarının, durultma ve çıkarım mekanizmalarının oluşturulması bu duruma örnek olarak verilebilir (Altınten, 2001).

BMRAK yönteminde BMK'nın ve adaptasyon mekanizmasının giriş, çıkışlarında kullanılan kazançların seçimi için genel bir yöntem bulunmamaktadır. Kazançlar sistemin verdiği cevaba göre deneme yanılma yöntemiyle bulunmaktadır. Bu durum göz önünde bulundurularak Genetik Algoritmalar (GA)'nın kazanç tespitinde kullanılması düşünülmüştür. GA'nın evrim sürecini taklit ederek en uygun değerleri bulma yeteneği vardır. GA'nın BMRAK sistemindeki kazançların belirlenmesindeki kullanımı Şekil 3.17'te blok diyagram olarak verilmiştir.



Şekil 3.17. GA kullanılarak BMRAK sistemi tasarımı şeması

3.1.6.3.1. GA'nın Tasarımı

BMRAK yapısında, BMK ve adaptasyon mekanizmasının girişlerinde ikişer adet ve çıkışlarında birer adet olmak üzere altı adet kazanç bulunmaktadır. BMK çıkışındaki kazanç adaptasyon mekanizması kullanılarak ayarlanmaktadır ve bu ayarlama doğrudan kontrol işaretini etkilemektedir. Kontrol sistemindeki diğer beş kazanç sistemin performansını etkileyen parametrelerdir. Algoritma istenen performans kriterlerini sağlayacak kazançları belirlemeyi amaçlamaktadır. GA'daki her birey beş adet kazancın birleşmesi ile oluşmaktadır.

Topluluğun her bir bireyi gerekli kazanç değerlerini elde edecek şekilde parçalanıp sisteme verilmektedir. Her bireyin performansı değerlendirilerek uyumluluk derecesi tespit edilmektedir. Uyumluluk bireylerin hayatta kalma olasılığını etkilemekte ve istenen değerlerin yeni nesillere aktarılmasını sağlamaktadır.

3.2. Metot

3.2.1. Giriş

Bu çalışmada kullanılan kontrol ve sürme yöntemleri öncelikle MATLAB ortamında simülasyon çalışmalarıyla denenmiştir. Simülasyon çalışmalarından elde edilen neticelerden faydalanılarak kontrol kuralları belirlenmiş ve pratik çalışmalarda kullanılmıştır.

Bu bölümde simülasyon çalışmaları neticeleri ve pratik çalışmalardaki neticeler ile izlenen aşamalar verilecektir.

3.2.2. Simülasyon Çalışmaları

3.2.2.1. d-q Eksen Takımındaki Asenkron Makine Modelinin Simülasyonu

Bölüm 3.1.1’de elde edilen modelin testi için bir simülasyon yapılmıştır. Simülasyon MATLAB ortamında .m dosyaları formatında yazılan program kodları vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir. d-q eksen takımındaki modele ters eksen dönüşümleri uygulanarak modelin çözümünden elde edilen veriler a-b-c eksen takımlarına aktarılmıştır. Böylece d-q eksen takımındaki model a-b-c eksen takımında da incelenmiştir.

Makineye ilişkin parametreler aşağıdaki gibidir.

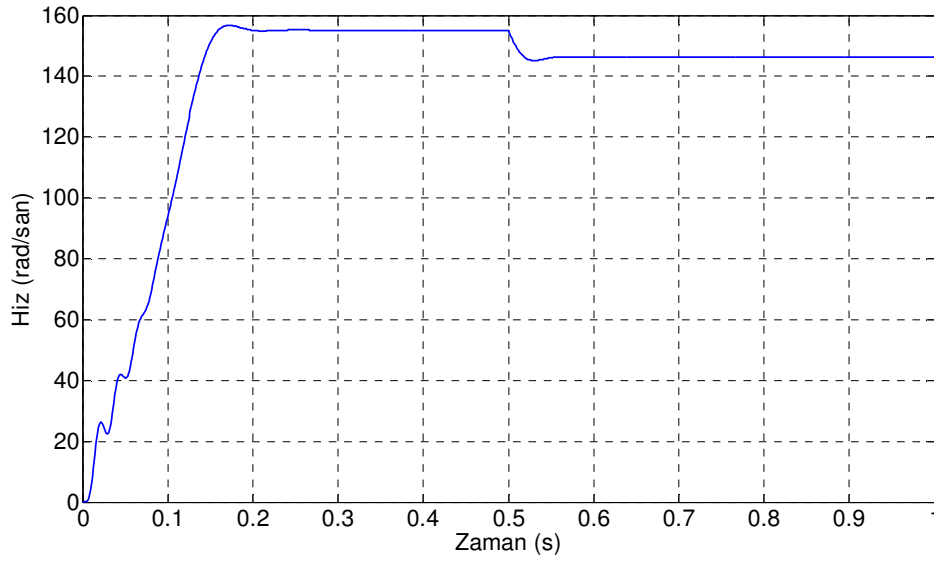
$$\begin{aligned}
 P_{mek} &= 3 \text{ kW} \\
 V_{sef} &= 380 \text{ V} \\
 I_{sef} &= 6.7 \text{ A} \\
 N_n &= 1439 \text{ (devir/dakika)} \\
 R_s &= 1.45 \Omega \\
 R_r &= 1.93 \Omega \\
 L_s &= 0.4 \text{ H} \\
 L_m &= 0.1878 \text{ H} \\
 J &= 0.03 \text{ kg m}^2 \\
 B &= 0.03 \text{ Nm san/rad} \\
 p &= 2
 \end{aligned}$$

Asenkron makineye önce doğrudan yol verilmiş, 0.5 saniye sonra 10 Nm yük uygulanmıştır. Bu işlemlere ilişkin sonuç grafikleri Şekil 3.18-22’de verilmiştir.

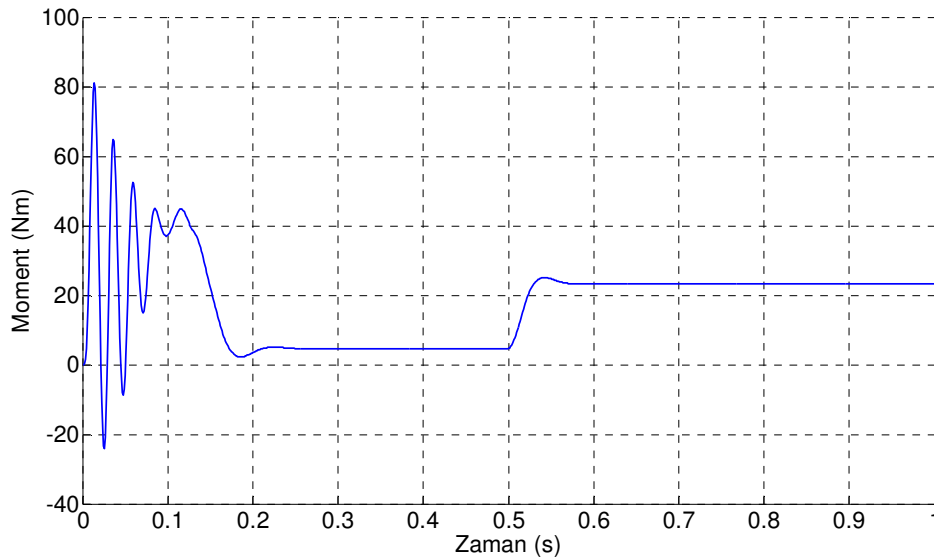
Simülasyonda duran makineye sabit genlik ve frekanslı üç fazlı gerilim uygulanması ile daha sonra 10 Nm’ lik yükün uygulanması durumlarında makinenin verdiği cevap incelenmiştir. Makinenin her iki durum için kaynaktan çektiği akımlar, açısal hız, indüklenen moment, d-q eksenindeki akım bileşenlerinin aldığı değerler incelenmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere makine yol alma durumunda nominal akımının yaklaşık 5 katı

bir akım çekmektedir. Daha sonra makine yüklü olmadığı için boşta çalışma akımı değerinde akım değerleri gözlenmektedir. Makinenin açısal hızı 0 değerinden, uygulanan gerilimlerin frekansı ve yük momenti olan sürtünme momenti tarafından belirlenen yaklaşık 157 rad/san'lık değere ulaşmıştır. Makinede indüklenen moment, hız son değerine ulaşınca kadar değişim göstermiş daha sonra sürtünme momentine eşit bir değerde sabit kalmıştır.

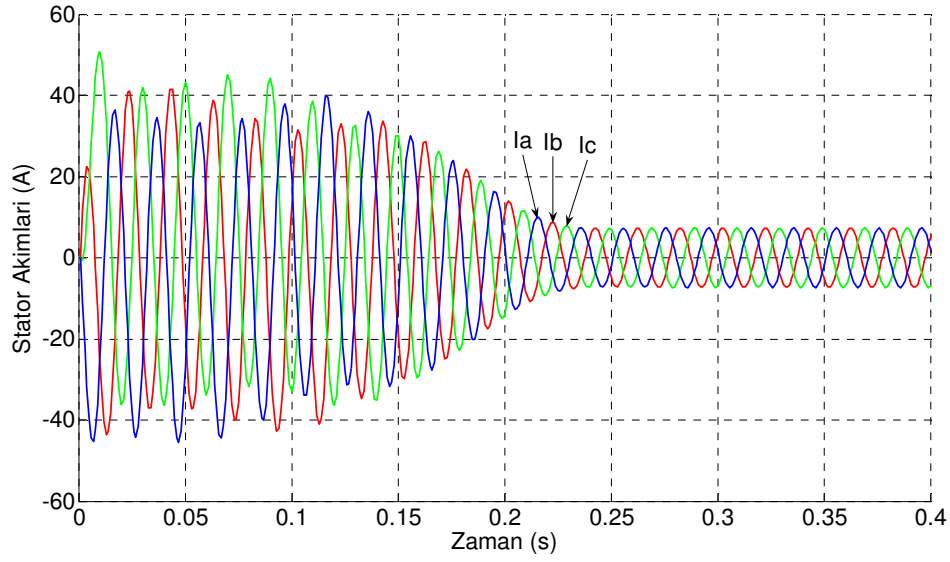
Makine 10 Nm yük ile yüklendiğinde akımlarda artmış, açısal hız düşmüş, moment ise yük ve sürtünme momentlerinin toplamını karşılayacak bir değere yükselip orada sabit kalmıştır.



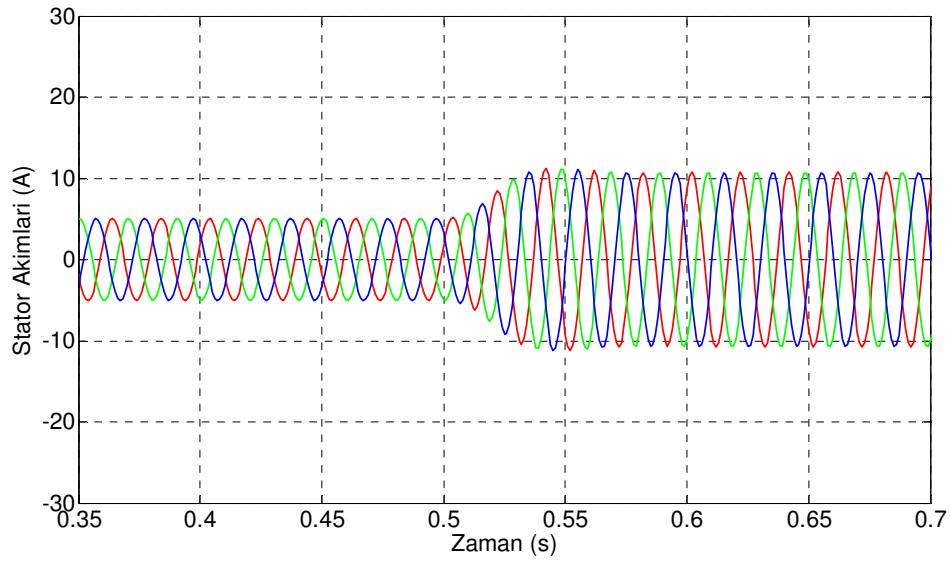
Şekil 3.18. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim)



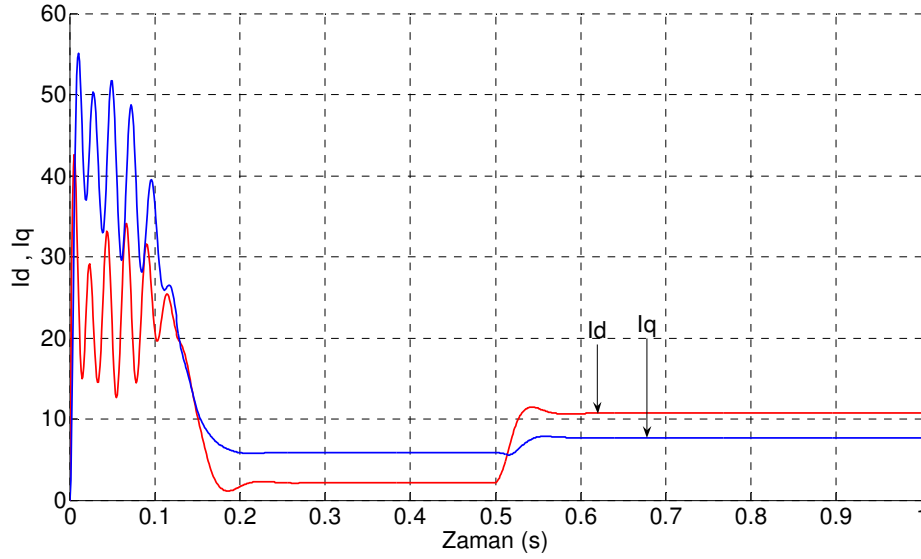
Şekil 3.19. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)



Şekil 3.20. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim)



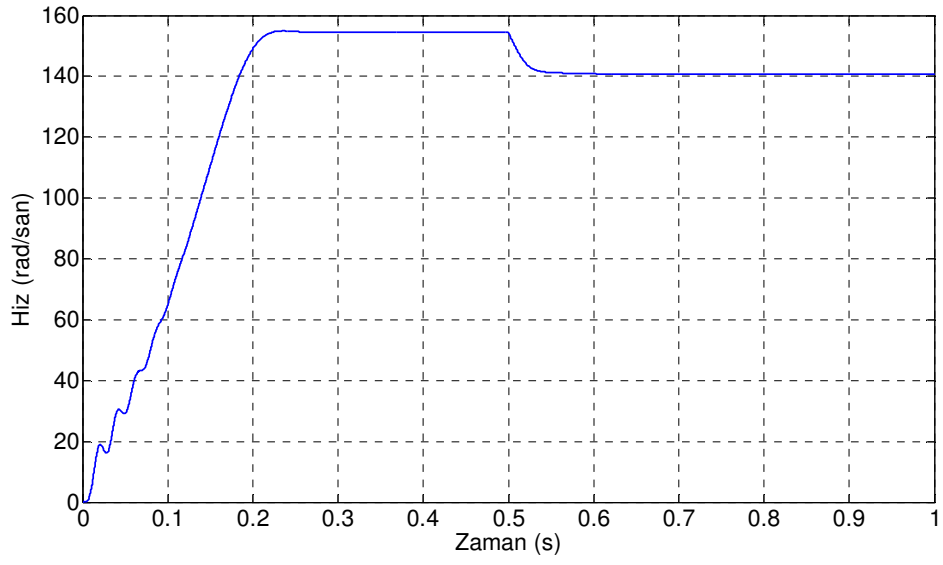
Şekil 3.21. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim)



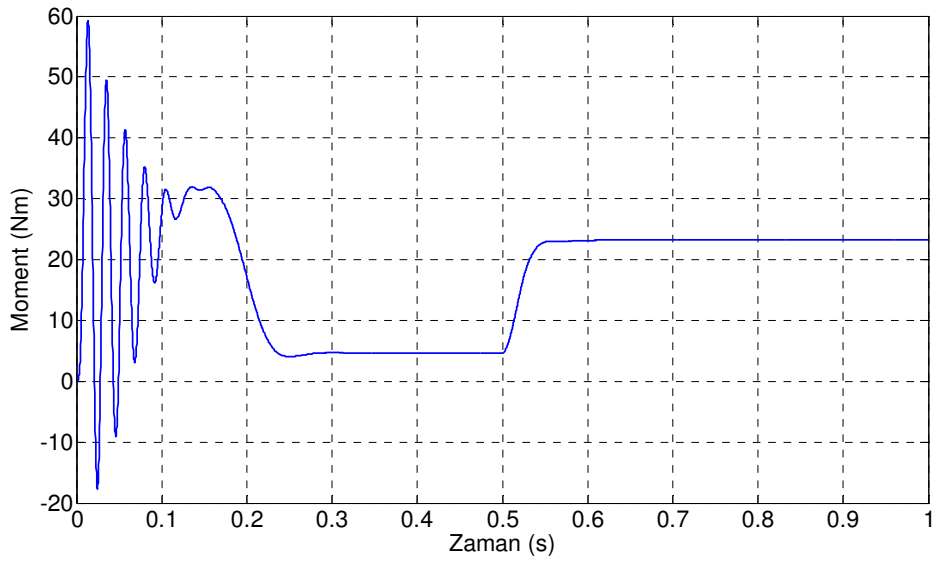
Şekil 3.22. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)

3.2.2.2. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Simülasyonu

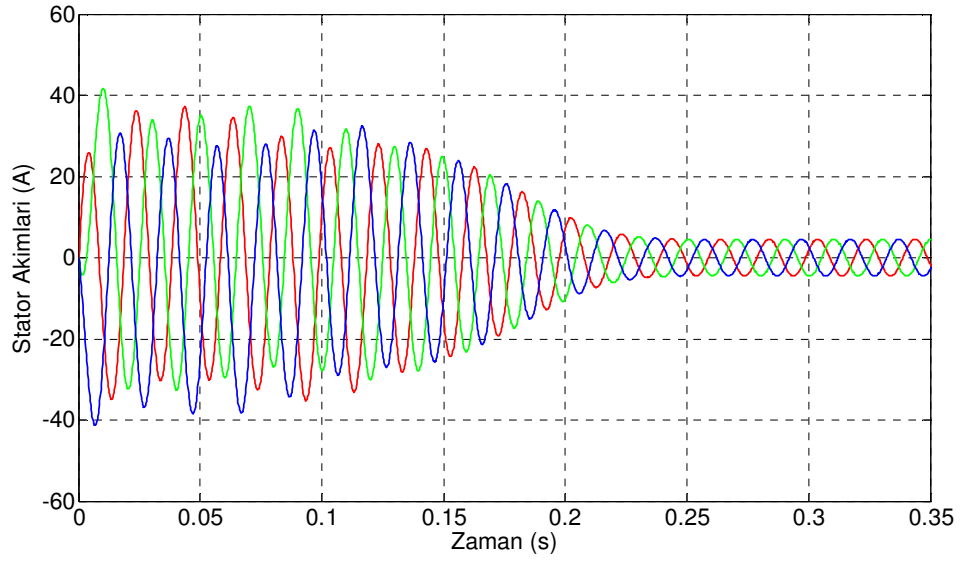
Bölüm 3.1.3'te elde edilen anahtarlama zamanlamalarının testi için Matlab ortamında .m dosyaları formatında yazılan program kodları vasıtasıyla bir simülasyon gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda SVPWM kullanılarak elde edilen gerilim ve tetikleme zamanlamaları Bölüm 3.1.1'deki makine modeline uygulanarak makinenin verdiği cevap incelenmiştir. Zamanlama hesaplamaları için $\alpha - \beta$ eksen takımındaki referans gerilim vektörü kullanılmıştır. d-q eksen takımında asenkron makine için uygun bir gerilim vektörü tanımlanmış ve bu vektör sabit açısal hız için $\alpha - \beta$ dönen eksen takımına taşınarak referans dönen gerilim vektörü elde edilmiştir. Motor Şekil 3.5.'teki devreye yıldız bağlantı ile bağlanmıştır. Evirici devresinde uygun anahtarlama stratejisi kullanılarak asenkron motora yol verilmiştir. SVPWM kullanılarak elde edilen gerilimlerle asenkron makineye yüksüz yol verilmesi ve daha sonra 10Nm ile yüklenmesi durumunda makinenin çektiği akımlar, açısal hız, indüklenen moment, tetikleme zamanlamaları ve akımların d-q eksenindeki bileşenlerinin Şekil 3.23-28'deki gibi olduğu gözlenmiştir. Simülasyonda kullanılan motor parametreleri Bölüm 3.2.2.1.'deki gibidir. Evirici devresindeki doğru akım gerilim kaynağı değeri (V_{DC}) 550 V, anahtarlama frekansı (f_s) 5 kHz olarak seçilmiştir.



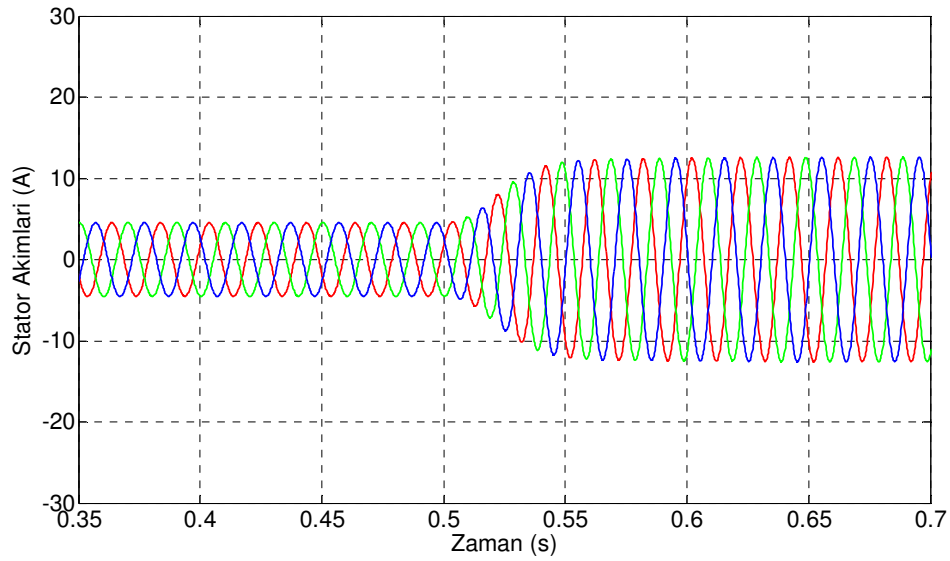
Şekil 3.23. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)



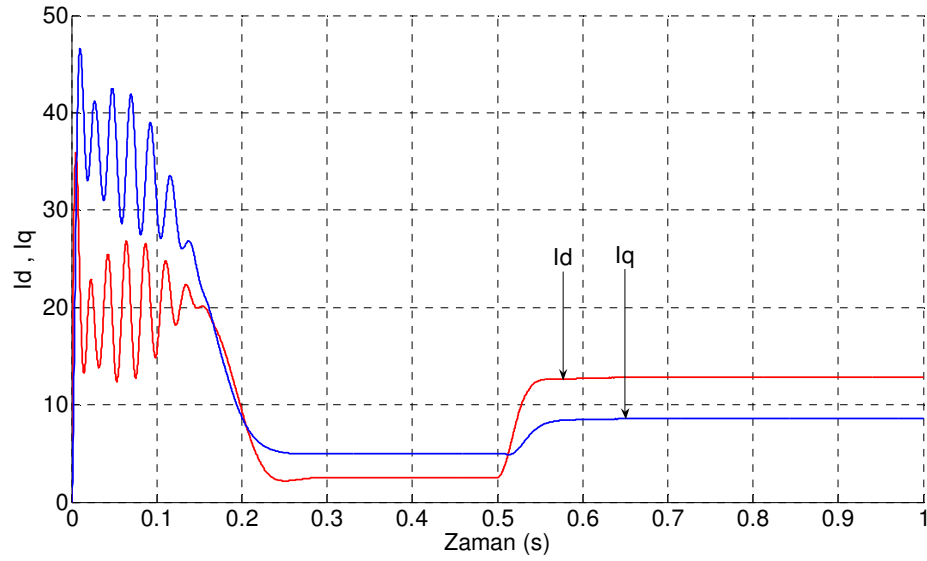
Şekil 3.24. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)



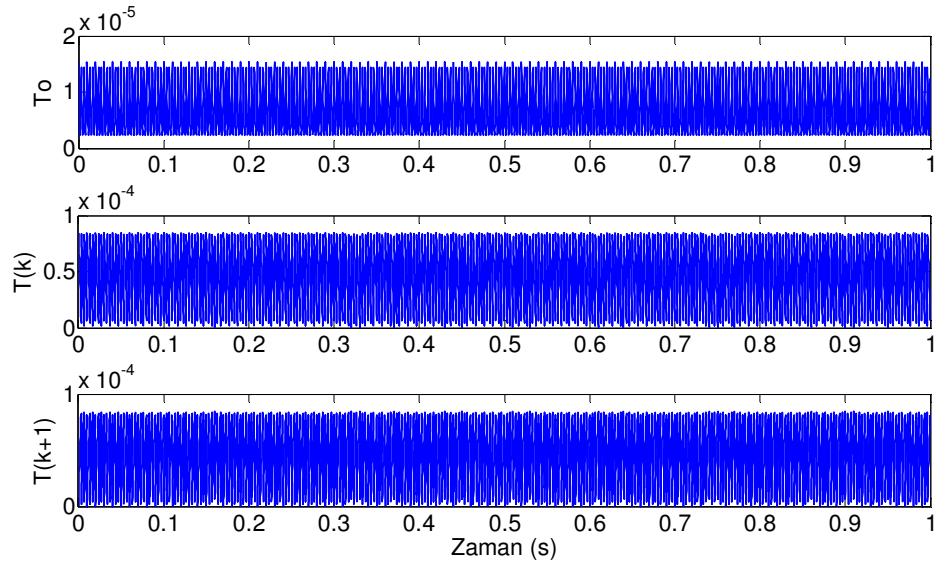
Şekil 3.25. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)



Şekil 3.26. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)



Şekil 3.27. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim, SVPWM)



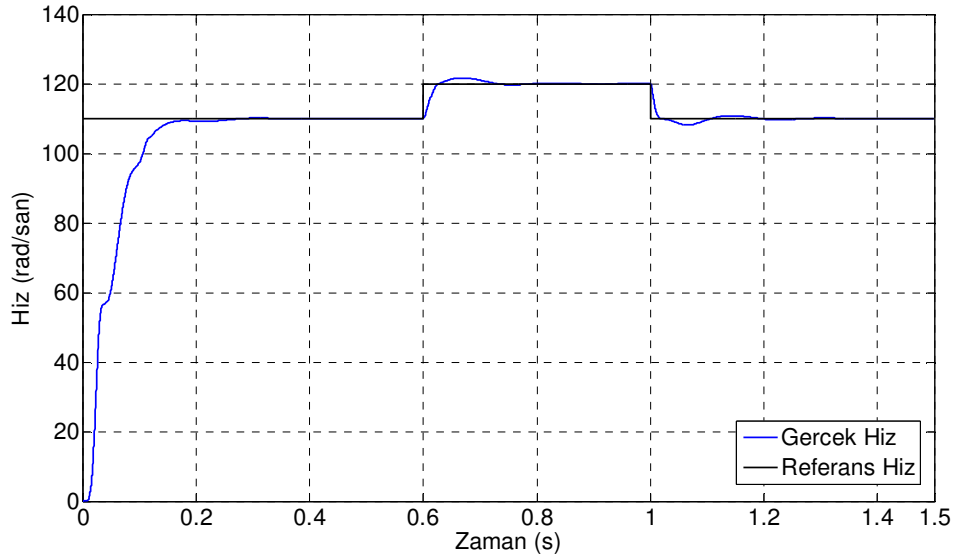
Şekil 3.28. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (Açık Çevrim)

3.2.2.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Vektör Esaslı Asenkron Motor Hız Kontrolü Simülasyonu

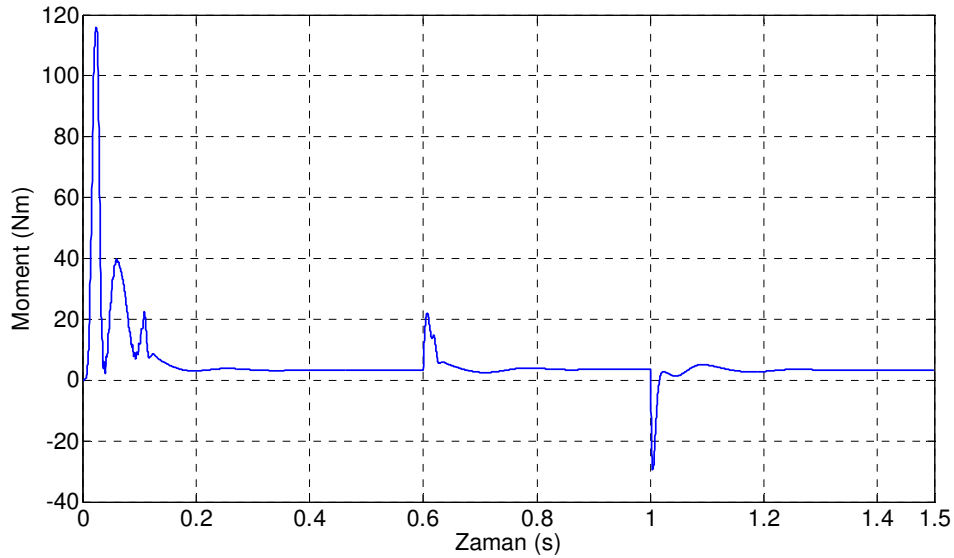
Bölüm 3.1.2.1.'de açıklanan dolaylı vektör kontrollü sürme yöntemi kullanarak hız kontrolü için Şekil 3.4.'teki sistem oluşturulmuştur. Referans hız değeri ile ölçme bloğundan elde edilen hız değeri ölçme bloğuna uygulanmış ve kontrol çıkışında referans moment değeri elde edilmiştir. Referans akı ise sabit olarak seçilmiştir. Referans moment ve referans akı değerleri kullanılarak makine için uygun akımların d ve q eksen bileşenleri

elde edilmiştir. Uygun PWM değerleri d-q eksen takımındaki akım vektörünün $\alpha - \beta$ eksen takımındaki izdüşümü esas alınarak yapılmaktadır. d-q eksen takımındaki akım vektörü dönüşüm bloğu kullanılarak duran eksen takımına dönüştürülmüştür. Dönüşüm işleminde ihtiyaç duyulan akı pozisyonu Bölüm 3.1.2.4'teki yöntem kullanılarak elde edilmiştir. $\alpha - \beta$ eksenindeki referans vektör SVPWM bloğu vasıtasıyla tetikleme zamanlamaları olarak evirici devresine aktarılmıştır.

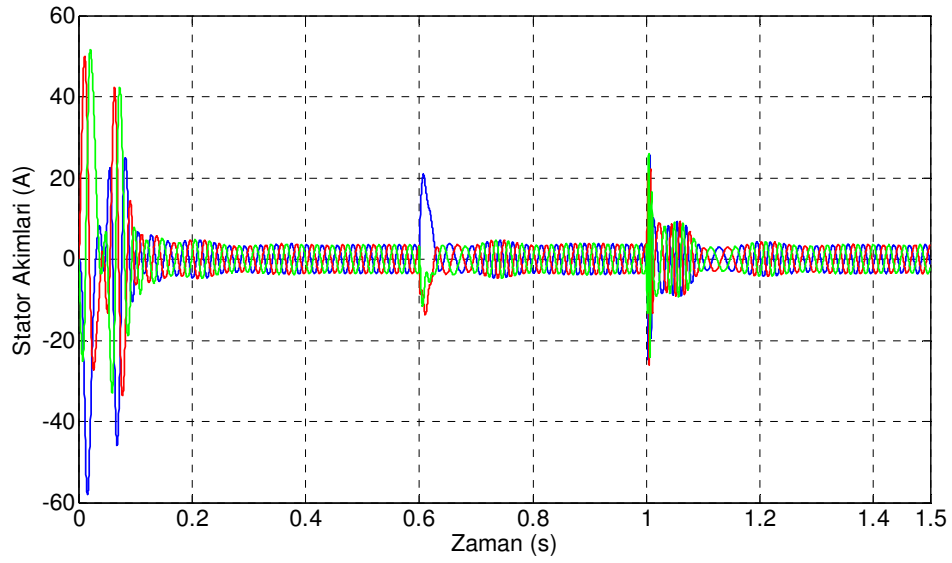
Makinenin hız kontrolü yöntemine verdiği cevap incelenmiş ve kontrol sürecindeki açısal hız, stator akımları, indüklenen moment ve d-q eksenindeki akım bileşenlerinin Şekil 3.29-33'deki gibi değiştiği gözlenmiştir.



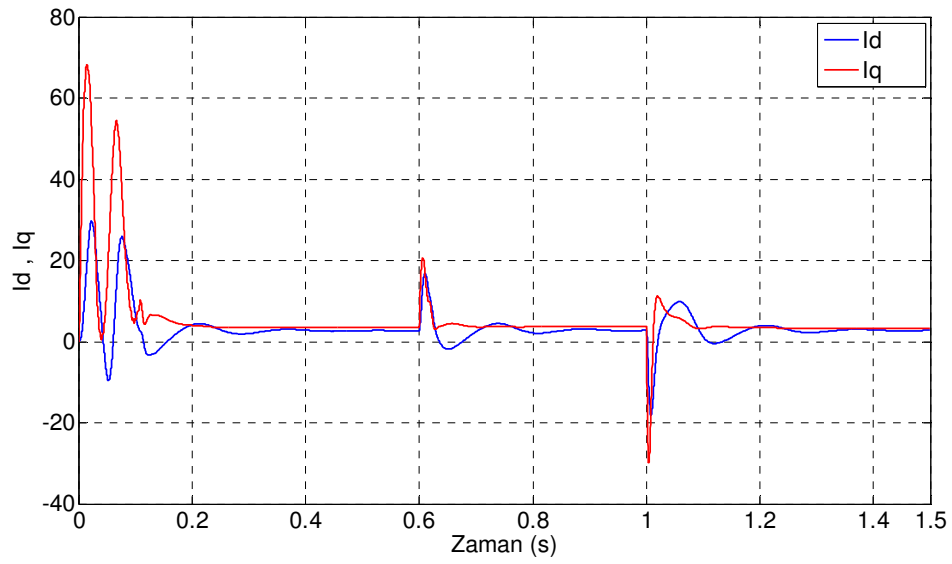
Şekil 3.29. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM)



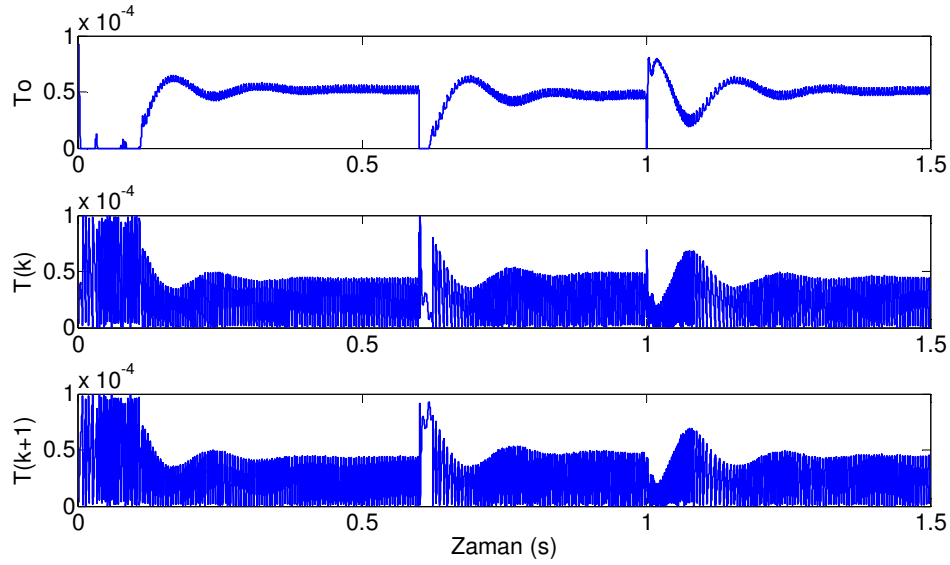
Şekil 3.30. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (PI, SVPWM)



Şekil 3.31. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (PI, SVPWM)



Şekil 3.32. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI, SVPWM)

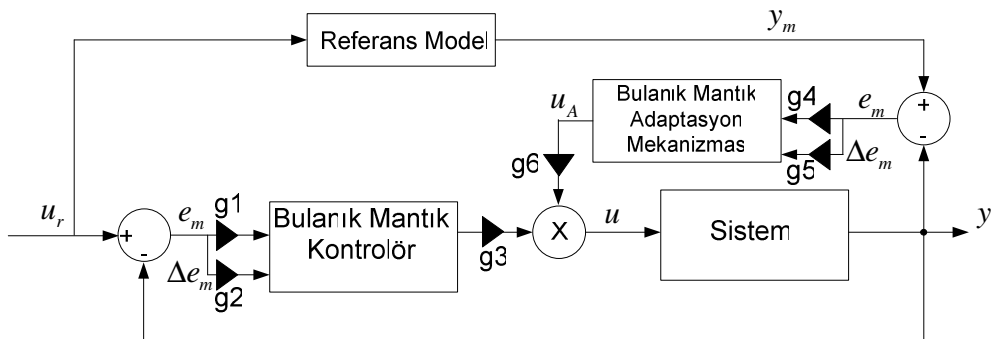


Şekil 3.33. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI)

Yukarıda kullanılan simülasyon yazılımının ana fonksiyonları EK-1’de verilmiştir.

3.2.2.4. Genetik Algoritma Kullanılarak Model Referanslı Adaptif Bulanık Kontrolör Oluşturulması ve Simülasyonu

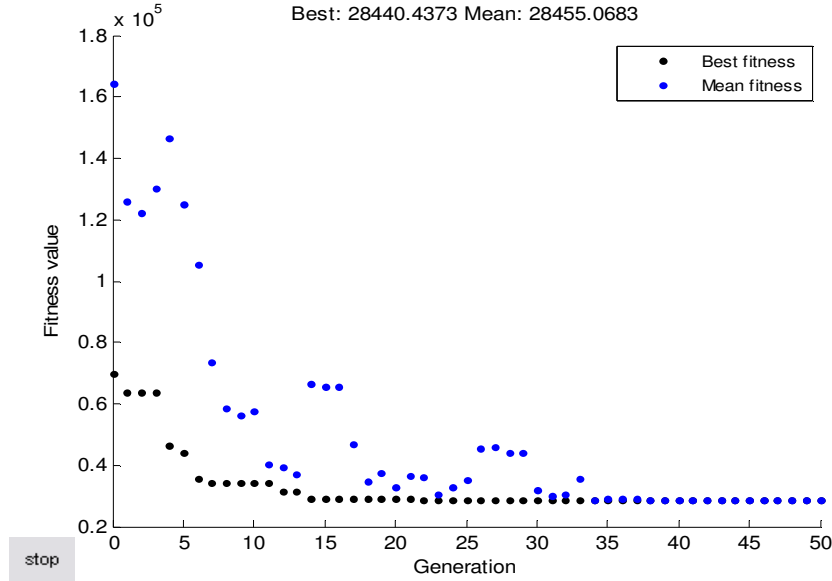
Bölüm 3.1.6.2.’de açıklanan BMRAK sistemi tasarımı aşamasında, kontrol sistemi performansını etkileyen parametre sayısının fazla olması nedeniyle zorluklar yaşanmıştır. Bu tip kontrol sistemlerine ilişkin parametrelerin tahmini için kabul edilen etkin bir yöntem bulunmamasından dolayı Genetik Algoritmaların bu amaçla kullanılması uygun görülmüştür. Genetik Algoritmaların evrim sürecine dayanan çözüm üretme yapılarının karşılaşılan bu problemi çözmekte etkili olacağı düşünülmüştür.



Şekil 3.34. Bulanık model referanslı adaptif kontrol sistemi şeması

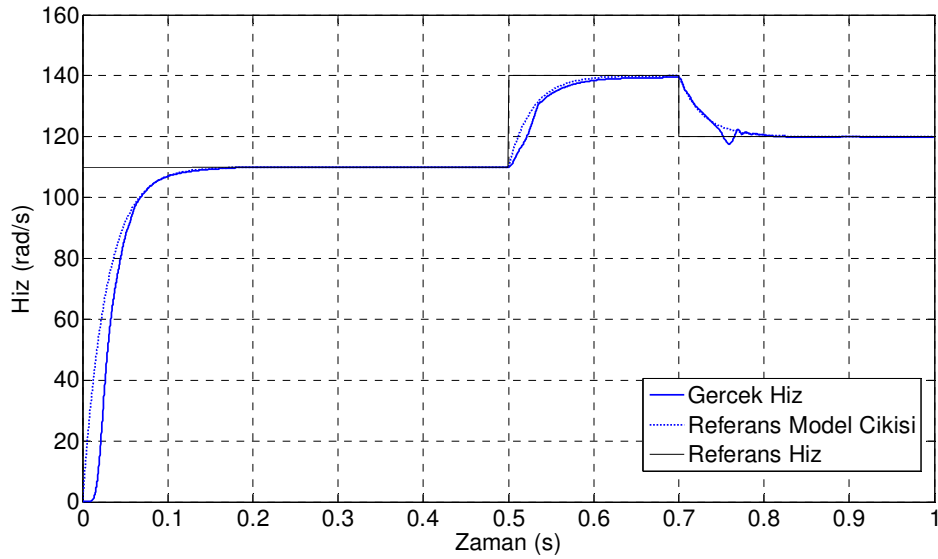
Şekil 3.34.’de görülen $g_1, g_2, g_3, g_4, g_5, g_6$ kazançları birer parametre olarak seçilmiş ve bu parametrelerin hepsini aynı anda temsil eden bireylerden oluşan bir toplum oluşturularak problem GA tarafından çözülmeye uygun hale getirilmiştir. Uygunluk

değerlendirme fonksiyonu kontrol sürecinde referans hız ile gerçek hız arasındaki hatanın mutlak değerinin toplamı esas alınarak oluşturulmuştur. Matlab Genetic Algorithm kütüphanesi kullanılarak elde edilen neticeler Şekil 3.35’deki gibidir.

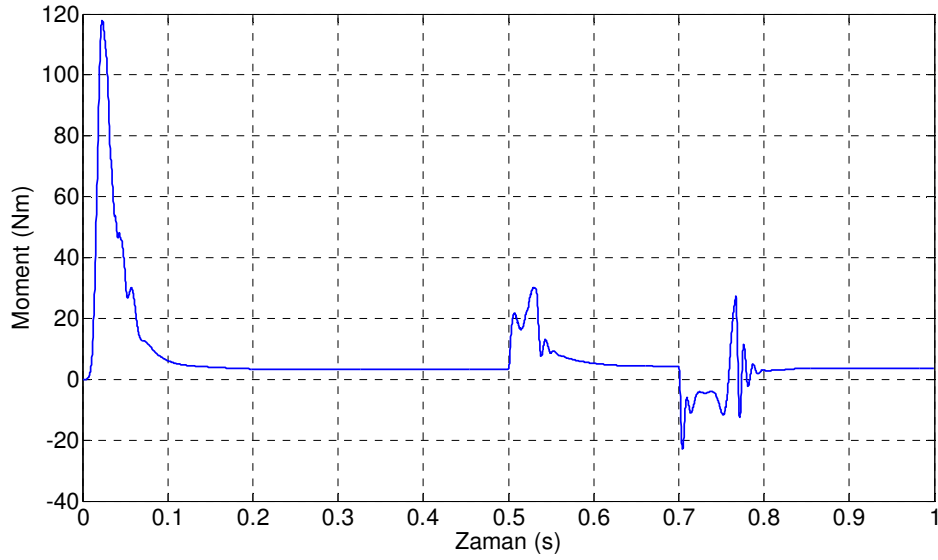


Şekil 3.35. GA Sonuçları

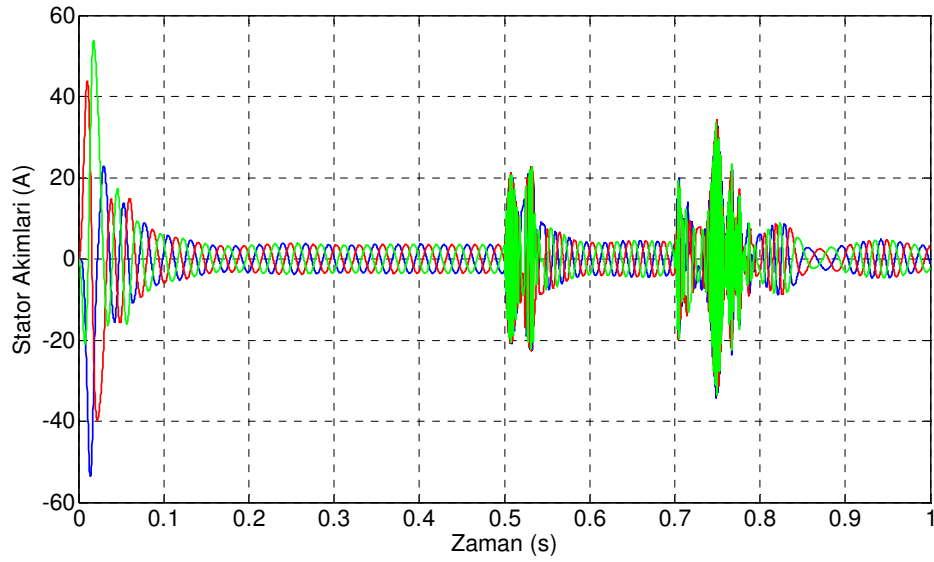
GA kullanılarak oluşturulan kontrol sisteminin simülasyonu ile elde edilen makineye ilişkin hız, stator akımları, indüklenen moment ve akımların d-q eksen takımındaki değerlerinin Şekil 3.36-40’daki gibi olduğu gözlemlenmiştir.



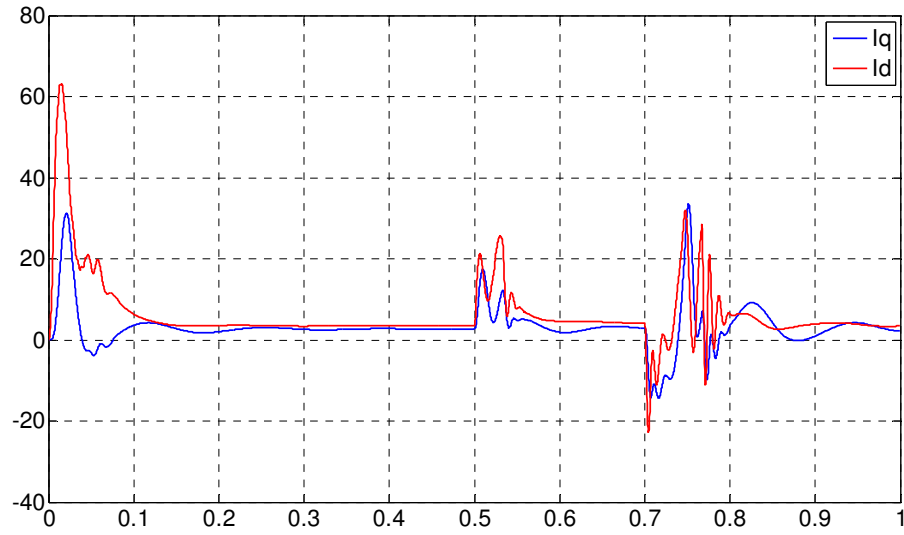
Şekil 3.36. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)



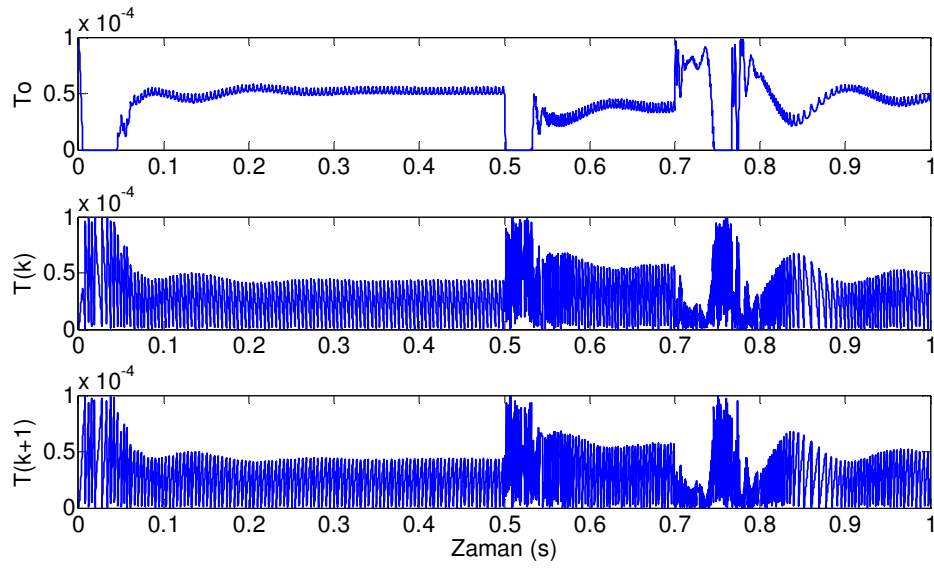
Şekil 3.37. Asenkron makine momentinin zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)



Şekil 3.38. Asenkron makine stator akımlarının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)



Şekil 3.39. Asenkron makine stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM)



Şekil 3.40. Asenkron makineyi sürmekte kullanılan SVPWM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (GA BMRAK, SVPWM)

3.2.3. Donanım ve Yazılım Uygulaması

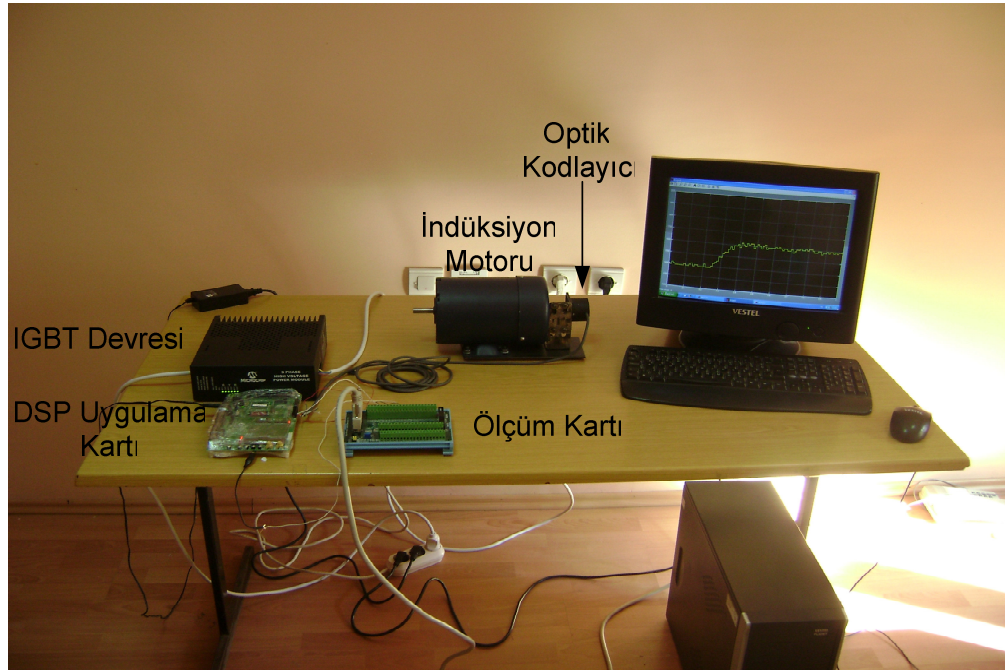
Yüksek bir performans geçişi ile cevap ihtiyacı duyan bir sisteme uygulanan kontrolör hızlı ve doğru olmalıdır. Düşük bir frekans bandına sahip olduğu düşünülen Asenkron makinenin hızlı olarak çalışması istendiğinde çok hızlı hesaplamalara ihtiyaç duyulur. Bu noktada bu duruma uygun donanım ve yazılıma ihtiyaç duyulmaktadır.

AC makinelerde hız/pozisyon kontrol tasarımı gerçek zamanda etkin açısal hız/pozisyon ve akım üretimine ve işlenmesine gereksinim duyar. Hızlı kontrol prosesi için hızlı sistem çalışmasına ihtiyaç vardır. Yapılan çalışmada hızlı veri alma işlemleri için uygun hız (optik kodlayıcı) ve akım sensörleri kullanılmıştır. Ayrıca kontrol ve sürme algoritmaları hızlı bir sayısal sinyal işleyici kullanılarak devreye aktarılmıştır.

3.2.3.1. Sistem Elemanlarının Tanıtılması

Sürücü devresi olarak Microchip firmasının 3 fazlı yüksek voltaj güç modülü kullanılmıştır. Modül içerisinde evirici devresi, akım sensörleri, sıcaklık sensörü, aşırı akım koruma devresi ve dsPIC ile evirici arasında izolator devreleri bulunmaktadır.

Vektör kontrollü sürme uygulamalarında stator akımlarının aldığı değerlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu uygulamada Microchip firmasının 3 fazlı yüksek voltaj güç modülü üzerindeki hall-effect akım dönüştürücüler akım değerlerini elde etmek amacıyla kullanılmıştır. Akım dönüştürücülerinden alınan sinyaller doğrudan dsPIC'in A/D dönüştürücü girişlerine aktarılabilmektedir.



Şekil 3.41. Deneylerin Gerçekleştirildiği Düzenek

Kullanılan sayısal sinyal işleyici Microchip firmasının motor kontrolü uygulamalarına uygun olarak ürettiği dsPIC 30f6010'dur. dsPIC motor kontrol geliştirme bordu üzerinde programlanmış ve yine bu bord aracılığıyla güç modülüne bağlamıştır. Şekil 3.41'de deneylerin gerçekleştirildiği düzenek görülmektedir.

Uygulamada kullanılan motor 1/3 Hp gücünde, 3450 d/d nominal hıza sahip bir sincap kafesli asenkron makinedir.

Motor miline bağlanmış bir optik kodlayıcıdan alınan sinyaller doğrudan dsPIC'in kodlayıcı girişlerine bağlanarak dsPIC içerisine alınmıştır.

3.2.3.2. Yazılımın Tanıtılması

Yazılım Microchip firmasının Mplab yazılım geliştirme ortamında oluşturulmuştur. dsPIC'ler için dizayn edilmiş, C programlama diline benzer bir yapıya sahip C30 kütüphanesi ve dsPIC'lere ait makine dili komutlarını içeren ASM30 komut kütüphanesi yazılım geliştirilirken kullanılmıştır. Yazılımın ana fonksiyonları C30 ile oluşturulmuştur. Vektör kontrol ve SVPWM işlemlerini gerçekleştiren fonksiyonlar daha etkin bir algoritma performansı elde etmek amacıyla ASM30 kullanılarak yazılmıştır.

Birçok değişken dsPIC'lerin kendine özgü bir ondalıklı sayı tanımlama formatı olan 1.15 ve 1.31 formatları kullanılarak tanımlanmıştır. Bu formatlar işlemcinin yapısal özelliğinden dolayı matematiksel işlemlerin daha hızlı yapılabilmesine olanak sağlamaktadır.

3.2.3.3. (1.15) ve (1.31) Veri Formatları

dsPIC 30f6010 yapısal olarak kesirli sayı saklama ve kesirli sayılarla yüksek hızlarda matematiksel işlemler yapabilmeye olanak sağlayan sayısal veri tanımlama formatlarına sahiptir. 1.15 data formatında kesirli bir sayı 16 bit uzunluğundaki veri olarak işlem görür. MSB sayının işaretini belirler. Diğer 15 bit ise sayının değerini hesaplamakta kullanılır (Anonim, 2003). Bu format örnek olarak aşağıdaki gibidir.

Çizelge 3.4. (1.15) Veri formatı bit anlamları

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
-2 ⁰	2 ⁻¹	2 ⁻²	2 ⁻³	2 ⁻⁴	2 ⁻⁵	2 ⁻⁶	2 ⁻⁷	2 ⁻⁸	2 ⁻⁹	2 ⁻¹⁰	2 ⁻¹¹	2 ⁻¹²	2 ⁻¹³	2 ⁻¹⁴	2 ⁻¹⁵

0x4001 16 bitlik sayısının 1.15 formatındaki anlamı Çizelge 3.4. kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

Öncelikle sayının ikilik sayı sistemindeki karşılığı Çizelge 3.4.'te yerine yazılır ve bu sayı ile her bitin anlamı bit seviyesinde çarpılır elde edilen sonuçlar toplanarak 1.15 formatındaki değer hesaplanır.

Çizelge 3.5. (1.15) Veri formatında bir sayı

0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
-2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}	2^{-11}	2^{-12}	2^{-13}	2^{-14}	2^{-15}

$$0x4001 = 2^{-1} + 2^{-15} = 0.5 + 0.000030518 = \mathbf{0.500030518}$$

1.31 formatı 1.15 formatına benzer bir yapıdadır. Burada veri 32 bit uzunluğundadır. En anlamlı bit işareti belirler ve geriye kalan 31 bit kullanılarak 1.31 formatındaki sayı değeri hesaplanır. 32 bit uzunluğundaki 0x40010000 verisinin 1.31 formatındaki karşılığı aşağıdaki çizelge kullanılarak hesaplanır.

Çizelge 3.6. (1.31) Veri formatı bit anlamları

0	1	0	0	0	0	.	.	.	.	1	.	.	.	.	0
-2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	.	.	.	.	2^{-15}	.	.	.	.	2^{-31}

$$0x40010000 = 2^{-1} + 2^{-15} = 0.5 + 0.000030518 = \mathbf{0.500030518}$$

1.31 ve 1.15 data formatlarına ilişkin bazı özellikler Çizelge 3.7.'de verilmiştir.

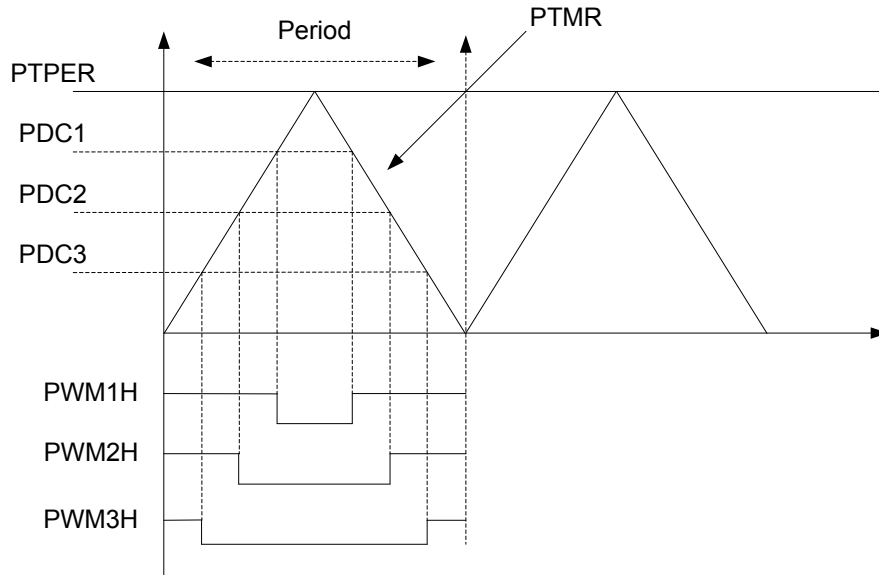
Çizelge 3.7. (1.15) ve (1.31) Veri formatları özellikleri

Format	Aralık	Çözünürlük
1.15	-1.0 (1.0- 2^{-15})	3.052×10^{-5}
1.31	-1.0 (1.0- 2^{-31})	4.657×10^{-10}

3.2.3.4. Merkez Yerleşimli PWM Sinyalleri

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

Uygulamada kullanılan dsPIC 30f6010'da bulunan PWM modüllerinden üç tanesi evirici devresindeki transistörleri tetiklemek üzere kullanılmıştır. Üç PWM modülünün her bir çıkıştan iki tane olmak üzere üç modül çıkışından toplam altı adet PWM sinyali, evirici devresindeki her kolda iki tane olmak üzere toplam altı adet transistörü sürmektedir.



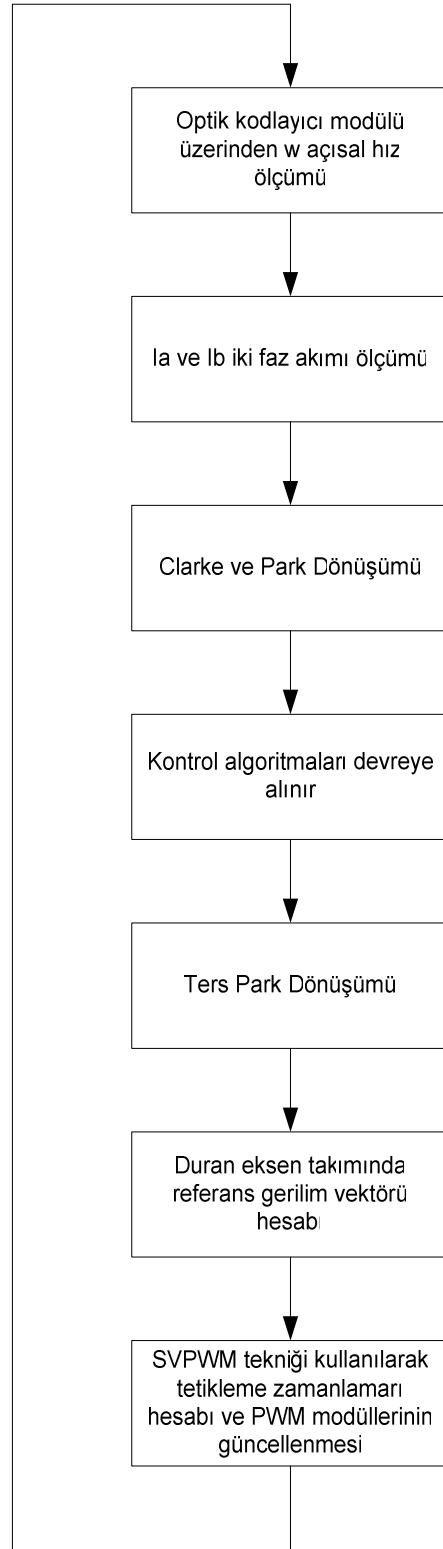
Şekil 3.42. PWM Modülü Parametreleri ve Etkileri

Merkez yerleşimli PWM sinyalleri üç adet parametre kullanılarak elde edilir. Bu parametrelerden ikisi PWM Duty Cycle (PDCX) ve PWM Time Base (PTMR) zamanla değişen ve çıkışların aktif yada pasif olma durumunu belirleyen parametrelerdir. Üçüncü parametre PWM Time Base Period (PTPER) PWM sinyalinin periyodunu tanımlar (Anonim, 2006).

Yukarı aşağı sayma modu seçilerek PTMR nin ilk yarı periyotta PTPER değerine kadar yükselmesi son yarı periyotta 0'a kadar aşağı sayması sağlanmıştır. Çıkış sinyallerinin aktif yada pasif olma durumlarına PTMR ile PDCX değerlerinin karşılaştırılması neticesinde karar verilir. PTMR değerinin PDCX değerinin aşması durumunda aktif PWM çıkışı pasif hale gelmektedir. Pasif PWM çıkışları için tam tersi durum geçerlidir. Yani pasif çıkışlar koşulun sağlanması durumunda aktif hale gelmektedir. Yazılımda SVPWM hesaplamaları yapıldıktan sonra PDCX değerleri güncellenmektedir.

3.2.3.5. Program Akış Diyagramı ve Açıklaması

Programda ana fonksiyon C30 formatında bir kesme alt programı olarak yazılmıştır. Kesme analog sayısal dönüştürücü modülünden alınmaktadır. 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 3.43'te verilmiştir.



Şekil 3.43. Yazılım Akış Diyagramı

Akış diyagramındaki aşamalar kısaca aşağıda açıklanmıştır.

* Ia ve Ib Akımları Ölçümü: Ia ve Ib iki faz akımları sayısal işaret işleyicinin ADC girişlerinden okunur. Elde edilen değerler uygun ölçeklendirmeler sonucunda dsPIC30f ailesinde bulunan kesirli veri saklama formatına dönüştürülür. Akım değerleri matematiksel işlemlerde kullanılırken özel veri saklama formatında tanımlandıklarından algoritma hızı yavaşlatılmayacaktır.

* Clarke ve Park Dönüşümü: Vektör kontrol için ihtiyaç duyulan koordinat dönüşümleri gerçekleştirilmektedir. Koordinat dönüşümleri yapılırken akım modelinden elde edilen akı pozisyonu ve Ia, Ib faz akımları kullanılmaktadır. Bu bölümde gerçekleştirilen matematiksel işlemlerdeki sayısal değerler 1.15 veri formatı kullanılarak tanımlanmıştır.

* Kontrol Algoritmaları Devreye Alınır: Asenkron makine kontrolünde, sürücü devre kontrolünde iki adet, hız kontrolünde bir adet olmak üzere toplam üç adet kontrolör kullanılmıştır. Sürücü devresi kontrolünde klasik PI tipi kontrolörler, hız kontrolünde ise GA destekli BMRAK kullanılmıştır. Sürücü devresi kontrolörleri akım değerlerinin okunduğu her ADC kesme işareti alındığında, hız kontrolörü ise ard arda elli ADC kesme işareti alındığında devreye alınmaktadır. Böylece kontrol sistemlerinde kullanılan örnekleme zamanları belirlenmiştir.

* Ters Park Dönüşümü: Sürücü devresindeki kontrolör çıkışlarından alınan Id ve Iq değerleri Ters Park dönüşümü vasıtasıyla duran eksen takımına aktarılmaktadır. Koordinat dönüşümleri gerçekleştirilirken akı pozisyonu değeri kullanılmaktadır. Matematiksel işlemlerde kullanılan değerler algoritma performansını arttırmak için 1.15 veri formatında tanımlanmıştır.

* SVPWM Kullanılarak Tetikleme Zamanlamaları Hesabı ve PWM Modülü Güncellenmesi: Duran eksen takımındaki akım değerleri referans alınarak uygun tetikleme zamanlamaları hesaplanmaktadır. Hesaplanan tetikleme zamanlamaları merlez yerleşimli PWM sinyalleri şeklinde PWM modülüne aktarılmaktadır.

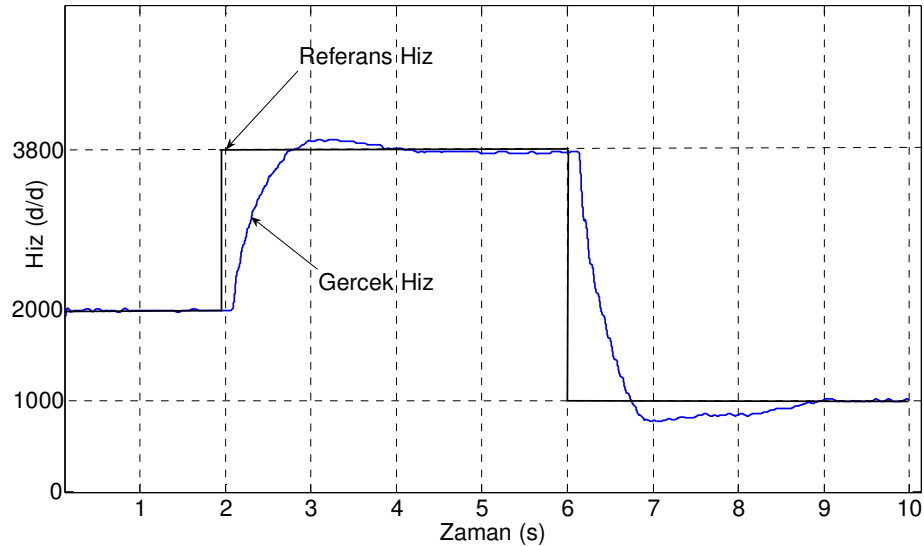
Kontrol yazılımının ana fonksiyonları EK-2’de verilmiştir.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

4.1. Asenkron Motor Hız Kontrolünün SVPWM'li Vektör Kontrollü Sürme Devresi Kullanarak PI Tipi Kontrolör ile Gerçekleştirilmesi

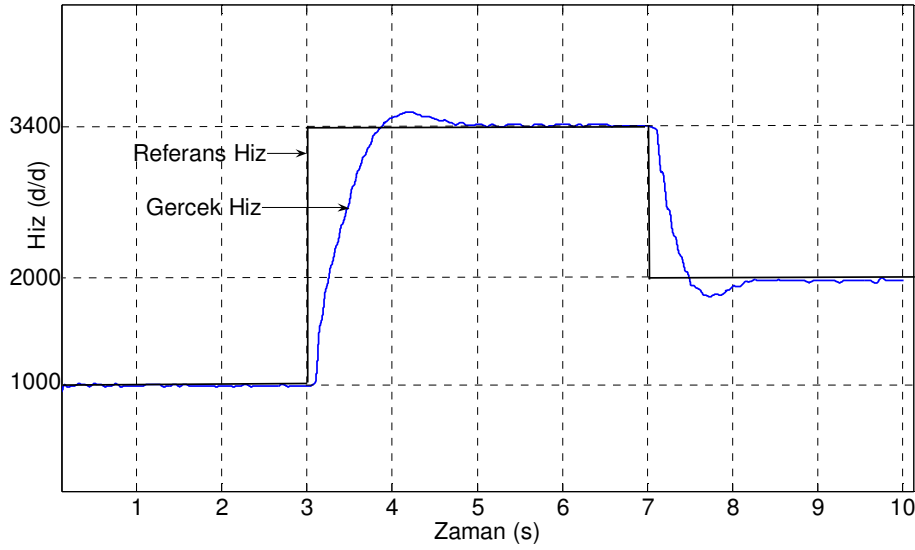
Kontrol ve sürme algoritmaları için yüksek hızlı bir DSP entegresi kullanılmıştır. Algoritma performansı kullanılan DSP ye özgü veri işleme formatları sayesinde arttırılmıştır. Asenkron makinenin hız bilgisi DAQ kartı üzerinden bilgisayara alınarak grafikler oluşturulmuştur. Deneyler iki aşama olarak gerçekleştirilmiştir.

* Asenkron motor başlangıçta 2000 (dev/dak)'lık referans hız değerine ulaşınca kadar çalıştırılmış daha sonra referans hız değeri 3800(dev/dak)'ya çıkartılmış 4 saniye sonra 1000(dev/dak)'ya düşürülmüştür. Referans hız değişime sistemin verdiği cevabın Şekil 3.44'deki gibi olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 3.44. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM, Deney1)

* Asenkron motor başlangıçta 1000 (dev/dak)'lık referans hız değerine ulaşınca kadar çalıştırılmış daha sonra referans hız değeri 3400(dev/dak)'ya çıkartılmış 4 saniye sonra 2000(dev/dak)'ya düşürülmüştür. Referans hız değişime sistemin verdiği cevabın Şekil 3.45'teki gibi olduğu gözlemlenmiştir.

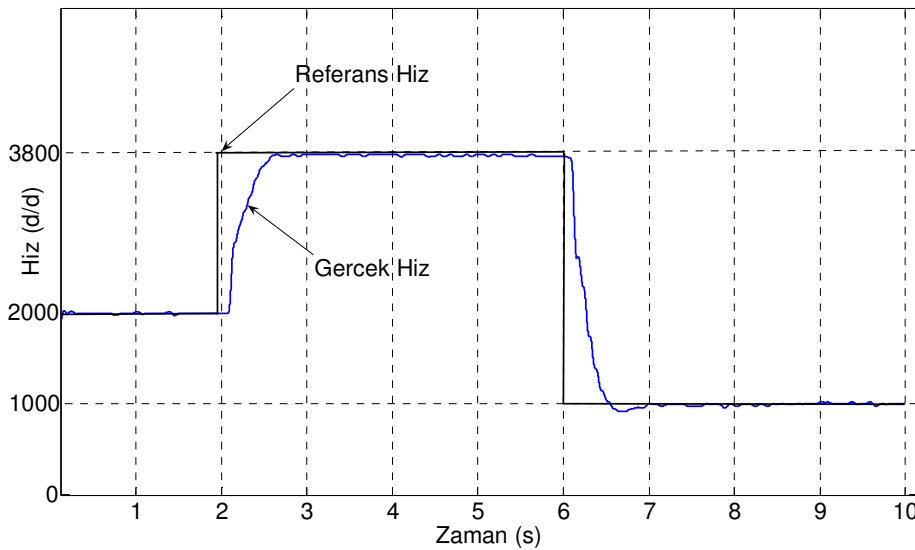


Şekil 3.45. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (PI, SVPWM, Deney2)

4.2. Asenkron Motor Hız Kontrolünün SVPWM'li Vektör Kontrollü Sürme Devresi Kullanarak GA Destekli BMRAK Sistemi ile Gerçekleştirilmesi

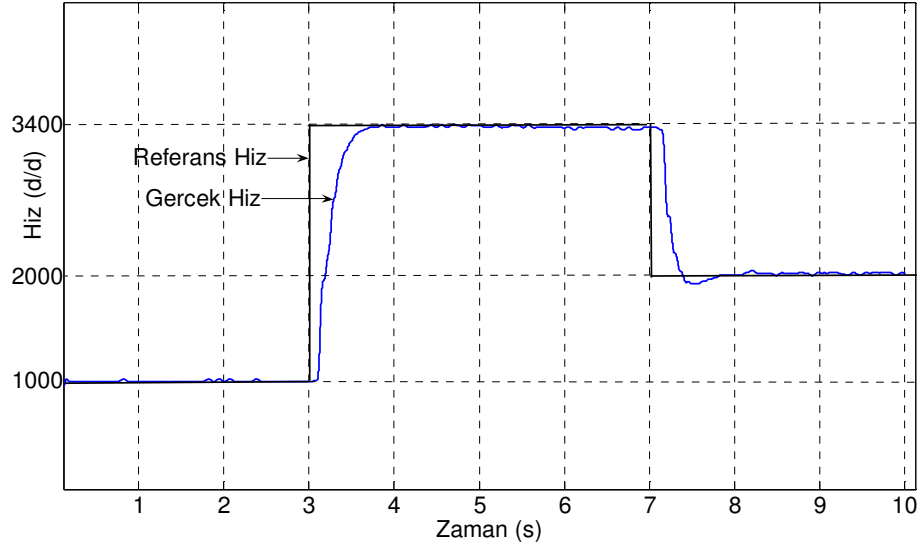
Doğrusal olmayan sistemin kontrol problemine çözüm olarak GA destekli BMRAK sistemi kullanılmıştır. DAQ kartı üzerinden veriler alınarak MATLAB ortamında grafikler oluşturulmuştur. Deneyler iki aşamada gerçekleştirilmiştir.

* Asenkron motor başlangıçta 2000(dev/dak)'lık referans hız değerine ulaşınca kadar çalıştırılmış daha sonra referans hız değeri 3800(dev/dak)'ya çıkartılmış dört saniye sonra 1000(dev/dak)'ya düşürülmüştür. Referans hız değişiminee sistemin verdiği cevabın Şekil 3.46'daki gibi olduğu gözlemlenmiştir.



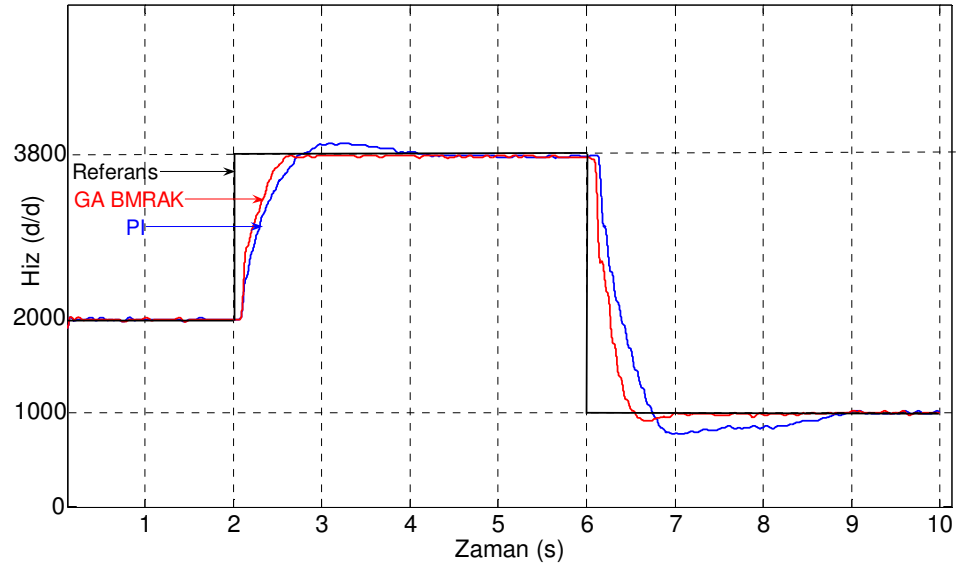
Şekil 3.46. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM, Deney1)

* Asenkron motor başlangıçta 1000 (dev/dak)'lık referans hız değerine ulaşınca kadar çalıştırılmış daha sonra referans hız değeri 3400(dev/dak)'ya çıkartılmış 4 saniye sonra 2000(dev/dak)'ya düşürülmüştür. Referans hız değişime sistemin verdiği cevabın Şekil 3.47'deki gibi olduğu gözlemlenmiştir.

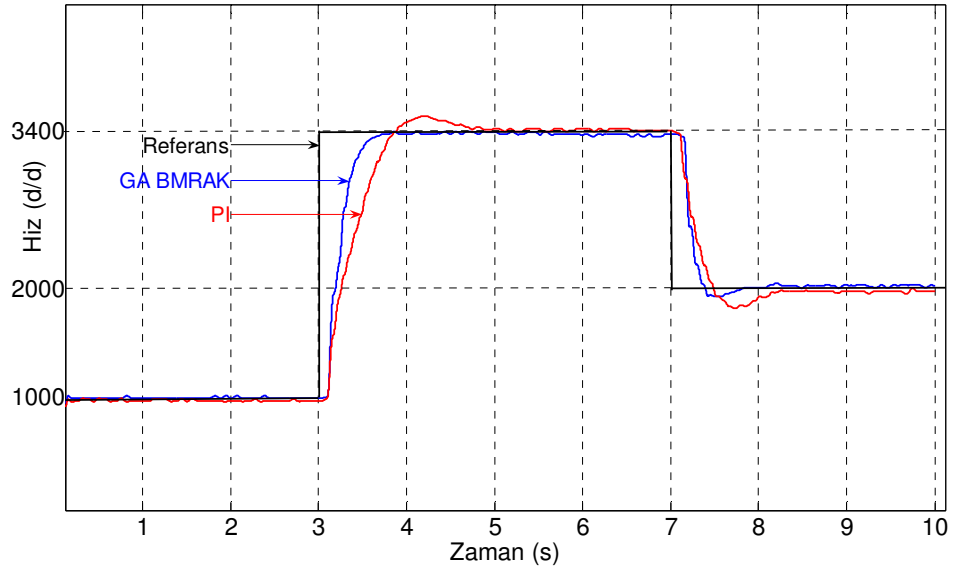


Şekil 3.47. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK, SVPWM, Deney2)

Klasik PI kontrolör ve GA destekli BMRAK sistemi performansları karşılaştırılması yapılmak amacıyla alınan veriler aynı grafikte çizdirilmiştir. Yeni kontrol sisteminin klasik kontrol sistemine kıyasla daha iyi bir performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir. Sonuçlar Şekil 3.48 ve 3.49'da verilmiştir.



Şekil 3.48. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK & PI, SVPWM, Deney1)



Şekil 3.49. Asenkron makine hızının zamanla değişimi (GA BMRAK & PI, SVPWM, Deney2)

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada sincap kafesli asenkron makine, vektör kontrollü sürme yöntemi kullanılarak doğru akım makinesine benzer bir biçimde kontrol edilmeye çalışılmıştır. Kontrol kurallarını belirlemek amacıyla asenkron makinenin vektör kontrollü sürme yönteminde kullanılan d-q eksen takımındaki modeli diferansiyel denklemlerle ifade edilmiş ve Matlab ortamında yazılan kodlar ile çözdürülmüştür. Yapılan incelemeler neticesinde Bölüm 3.1. de elde edilen modelin gerçek bir sincap kafesli asenkron makineye benzer davranışlar sergilediği gözlemlenmiştir.

d-q eksen takımındaki model üzerinde uygulamaya geçilmeden önce kontrol kurallarını belirlemek üzere çalışmalar yapılmıştır. Kontrol sistemi ve kontrol kuralları asenkron makinenin ve sürme yönteminin gereksinimleri temel alınarak oluşturulmuştur.

Simülasyon çalışmaları neticesinde nonlinear bir yapıya sahip ve sürücü devresinde kullanılan SVPWM tetikleme stratejisi nedeniyle oldukça küçük bir örnekleme zaman aralığına ihtiyaç duyan sistem kontrolü için BMRAK sistemi uygun görülmüştür.

Tercih edilen kontrol sistemi içerisinde kullanılan BMK sistemlerine ait parametre sayısının fazla olması ve bu parametrelerin tespiti için genel bir yöntem bulunmaması sebebiyle GA yeni bir yöntem yaklaşımı olarak kullanılmıştır.

Bulanık mantığın karar verme yeteneği ve model referanslı kontrolün adaptasyon yeteneği birleştirilerek GA desteği ile oluşturulan kontrol sistemi öncelikle bilgisayar simülasyonlarında denenmiştir. Simülasyon neticeleri temel alınarak tasarlanan kontrol sistemi uygulama devresine aktarılmıştır. Elde edilen neticeler klasik bir kontrol sistemiyle karşılaştırılmış ve daha etkili bir kontrol sistemi olduğu anlaşılmıştır.

Karmaşık yapıdaki kontrol sistemlerinin tasarımında GA'nın etkili bir operatör olarak kullanılabileceği anlaşılmıştır. Uzman kontrol mühendislerinin kontrol sistemi tasarım sürecinde karşılaştıkları zorlukların çözümünde GA'nın kullanımının ilerisi için ümit verici olduğu düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- ANONİM. 2000. Implementing Space Vector Modulation With The ADMC300. Analog Devices Inc. Kataloğu.
- ALTINTEN, A. 2001. Genetik Algoritma Kullanarak Fuzzy Kontrol Yöntemi ile Bir Stiren Polimerizasyon Reaktörünün Kontrolü. Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
- ANONİM. 2003. dsPIC30F Programmer's Reference Manual High Performance Digital Signal Controllers. Microchip Technology Inc. Kataloğu.
- AKAR, M. 2005. Bulanık Mantık Yöntemiyle Bir Servo Motorun Kontrolü ve Geleneksel Yöntemlerle Karşılaştırılması. Marmara Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- ANONİM. 2006. dsPIC30F Family Reference Manual High-Performance Digital Signal Controllers. Microchip Technology Inc. Kataloğu.
- ÇELİK, H. 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- DRAPER, C. S., LI, Y.T. 1951. Principles of Optimalizing Control Systems and an Application to the Internal Combustion Engine. ASME Publications, New York.
- ERTÜRK, İ. 2006. Asenkron Motorun Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı Vektör Kontrolü. Selçuk Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Konya.
- GIZOLME, O., THOLLON, F. 1998. Shape Optimization of Synchronous Machine Rotor. International Journal of Applied Electromagnetics and Machines. Vol 9, Issue 3.
- GÜLEZ, K. 1999. Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşleyici) Tabanlı Bir Kontrol Sistemi Kullanarak YSA (Yapay Sinir Ağları) ile Performansının Arttırılması. Doktora Tezi Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- GÜLEÇ, M., A. 2006. Vektör Kontrollü Asansör Sürücüsü. Ortadoğu Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
- KICKERT, W., LEMKE, H. V. N. 1976. Application of a Fuzzy Controller in a Warm Water Plant. Automatica, Vol. 12, No. 4: 301-308.
- KONURALP, M.S., IŞIK, A.H., TAÇGIN, E. 9-11 Eylül 1998. Salınan Kol-Kızak Mekanizmaların Kinematik Sentezini Genetik Algoritma Tekniği Kullanarak Gerçekleştiren Bir Prototip Yazılım. 8. Uluslararası Makina Tasarım ve İmalat Kongresi.

- KEMAL, S., V. 2001. Sincap Kafesli Asenkron Makinada Yapay Sinir Ağları ile Rotor Akısı Yönlendirilmiş Vektör Denetimi. İstanbul Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- KÜÇÜKTÜFEKÇİ, A. 2002 Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Yapay Sinir Ağları ile Gerçekleştirilmesi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- KOCA, Z. 2006 Üç Fazlı Asenkron Motorların Yapay Sinir Ağlarıyla Vektör Esaslı Hız Kontrolü. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- MANSFIELD, R.A. 1990. Genetic Algorithms. University of Wales College of Cardiff.
- OBITKO, M. 1998. Introduction to genetic algorithms with Java applets. <http://cs.felk.cvut.cz/~xobitko/ga/index.html>.
- OBITKO, M., SLAVIK, P. 1999. Visualization of Genetic Algorithms in a Learning Environment. Spring Conference on Computer Graphics. SCCG'99:101-106.
- ÖZÇALIK, H. R., UYGUR, A. F. 2003. Dinamik Sistemlerin Uyumlu Sinirsel-Bulanık Ağ Yapısına Dayalı Etkin Modellenmesi. KSÜ Fen Mühendislik Dergisi. 6, 1 s: 36-46.
- ÖZMEN, A. 2006. Asenkron Motorların Algılayıcısız için Yapay Sinir Ağları ile Hız ve Konum Tahmini. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- ÖZTÜRK, N. 2006. Yumuşak Anahtarlama Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi. Gazi Üniversitesi Doktora Tezi, Ankara.
- ÖZÇALIK, H. R., YILDIZ, C., DANACI, M., KOCA, Z. June 20-22, 2007 RBF Based Induction Motor Control with A Good Nonlinearity Compensation. 9th International Work-Conference on Artificial Neural Networks (IWANN'2007). Page LNCS: 878 San Sebastián (Spain).
- PASSINO, K., YURKOVICH, S. 1998. Fuzzy Control. Addison-Wesley Publishing Company.
- PALAZ, B., S. 2006. Bulanık Mantık Denetimli Simetrik Konvertör Tasarımı ve Uygulaması. Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
- SARIOĞLU, M. K., GÖKAŞAN, M., BOĞOSYAN, S. 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsan Yayınevi, İstanbul.
- ŞİMŞİR, N.B. 1994. A Compact PFM Controller-Converter with Wide Speed Range for 3-Phase Induction Motors. Msc Thesis, METU.
- ŞAHİN, K. 2006. Asenkron Motorların Dinamik Yapay Sinir Ağları ile Hız Kontrolü. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.

- ŞEKKELİ, M., YILDIZ, C., ÖZÇALIK, H. R. 23-25 Mayıs, 2007. Bulanık Mantık ve PI Denetimli DC-DC Konvertör Modellenmesi ve Dinamik Performans Karşılaştırması. 4. Otomasyon Sempozyumu. Ondokuz Mayıs Üniversitesi Kurupelit Yerleşkesi.
- TAŞKAFA, Ş. 2006. Asenkron Yapay Sinir Ağları ile Vektör Kontrolü. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- UYGUR, A., F. 2002 Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Neuro-Fuzzy Yöntemlerle Gerçekleştirilmesi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- ÜSTÜN, S., V. 2001. Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşleyici) Temelli Kontrolünde Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu. Yıldız Teknik Üniversitesi Doktra Tezi, İstanbul.
- WHITAKER, H.P., YAMRON, J., KEZER, A. 1958. Design of Model Reference Adaptive System for Aircraft. R-164, Instrumentation Laboratory, MIT, Cambridge. USA.
- ZADEH, L. A. 1965. Fuzzy Sets. Informat and Control. Vol. 8: 338-353
- ZHANG, L., WATHANASAM, C., HARDAN F. 1994. An Efficient Microprocessor Based Pulse Width Modulator Using Space Vector Modulation Strategy. IEEE.

EKLER**EK-1. (PI, SVPWM) Simülasyon Programı**

```
%-----Motor Kontrol Simülasyon Programı Ana Fonksiyonu-----  
%------(PI,SVPWM)-----  
clear all;  
close all;  
format long;  
global Rs Rr Ls Lr Lm J B p fs Re sigma Ws ty u b Vas Vbs Vcs Qs;  
%-----motor parametreleri-----  
Rs=1.45;  
Rr=1.93;  
Ls=0.2;  
Lr=0.19734;  
Lm=0.1878;  
J=0.03;  
B=0.03;  
p=2;  
fs=50;  
ty=0;  
Tr=Lr/Rr;  
%-----  
Ws=2*pi*fs/(p/2);  
Re=Rs+(Rr*(Lm^2))/(Lr^2);  
sigma=1-(Lm^2)/(Ls*Lr);  
b=[1/(sigma*Ls) 0 0  
    0 1/(sigma*Ls) 0  
    0 0 0  
    0 0 0  
    0 0 -p*Lm/(J*Lr)];  
%-----Başlangıç değerleri-----  
h=1/5000;  
Vsd=380;  
Vsqr=0;  
Vdc=550;  
Ts=h;  
x=[0  
    0  
    0  
    0  
    0];  
u=[Vsd;  
    Vsqr;  
    ty];  
%-----
```

```
%-----referans açısısal hız değeri-----
wref=110;
%-----
%-----id iq için pi kontrolör parametreleri-----
kp=10;
ki=1;
ts=1e-4;
edk=idref;
eqk=iqref;
ud=0;
uq=0;
%-----
%-----hız kontrolör parametreleri-----
ew=wref;
kpw=10;
kiw=1;
uw=0;
%-----
for k=1:7500
%-----akımların d,q eksen takımındaki değerleri-----
id(k)=x(1);
iq(k)=x(2);
%-----
%-----hız kontrolör-----
ew1=ew;
ew=wref-x5;
uw1=uw;
uw=pii(ew,ew1,uw1,kpw,kiw,ts);
iqref=uw;
%-----referans tork ve akı değerleri-----
edk1=edk;
eqk1=eqk;
edk=idref-id(k);
eqk=iqref-iq(k);
ud1=ud;
uq1=uq;
ud=pii(edk,edk1,ud1,kp,ki,ts);
uq=pii(eqk,eqk1,uq1,kp,ki,ts);
uud(k)=ud;
uuq(k)=uq;
Vsd=ud;
Vsquq=
```

```

%-----Referans Hız-----
if k>3000
    wref=120;
end;
if k>5000
    wref=110;
end;
%-----
%-----dönen alan açısı-----
t(k)=(k-1)*h;
Ws=(Lm*iqref/(Tr*idref))+p*x(5);
Qs=t(k)*Ws;
%-----
%-----Sektör Tesbiti-----
Qs1=atan2(Vbeta,Valpha);
if Vbeta<0
    Qs1=atan2(Vbeta,Valpha)+2*pi;
end;
Qs1=mod(Qs1,2*pi);
sektor=sektorh(Qs1);
sk=sektor;
%-----
%-----Tetikleme Zamanlamaları Hesabı-----
delta=cos((sk-1)*pi/3)*sin(sk*pi/3)-sin((sk-1)*pi/3)*cos(sk*pi/3);
Tk(k)=3*Ts*(1/(4*Vdc))*(Valpha*sin(sk*pi/3)-Vbeta*cos(sk*pi/3))/delta;
Tk1(k)=3*Ts*(1/(4*Vdc))*(-Valpha*sin((sk-1)*pi/3)+
Vbeta*cos((sk-1)*pi/3))/delta;
To(k)=Ts*0.5-Tk(k)-Tk1(k);

if To(k)<0
    tk=Tk(k);
    Tk(k)=(Ts/2)*(tk/(tk+Tk1(k)));
    Tk1(k)=(Ts/2)*(Tk1(k)/(Tk1(k)+tk));
    To(k)=0;
end;
%-----
%-----Motorun stator akımları , moment ve hız değerleri-----
ia(k)=((2/3)^0.5)*((cos(Qs))*x(1)-(sin(Qs))*x(2));
ib(k)=((2/3)^0.5)*((cos(Qs-2*pi/3))*x(1)-(sin(Qs-2*pi/3))*x(2));
ic(k)=((2/3)^0.5)*((cos(Qs+2*pi/3))*x(1)-(sin(Qs+2*pi/3))*x(2));
Me(k)=p*(Lm/Lr)*(x(2)*x(3)-x(1)*x(4));
hiz(k)=x(5);
%-----
%-----Motor Mdelinin Çözümü-----
t1=(k-1)*h;
t2=(k-1)*h+To(k)/2;
t3=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k);
t4=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k);

```

```
t5=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k)+To(k)/2;  
t6=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k)+To(k)/2+To(k)/2;  
t7=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k)+To(k)/2+To(k)/2+Tk1(k);  
t8=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k)+To(k)/2+To(k)/2+Tk1(k)+Tk(k);  
t9=(k-1)*h+To(k)/2+Tk(k)+Tk1(k)+To(k)/2+To(k)/2+Tk1(k)+Tk(k)+To(k)/2;  
x=svpwmc(x(1),x(2),x(3),x(4),x(5),t1,t2,t3,t4,t5,t6,t7,t8,t9,sektor,ty,Vdc);  
end;
```

EK-2. Kontrol Programı (PI,SVPWM)

```
// Kontrol Ana Kesme Fonksiyonu

void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void)
{
    IFS0bits.ADIF = 0;

    // Motor mili hızı ölçümü
    HizOlcumu();

    if( MotorCalismaDurumu )
    {
        // Ia ve Ib değerleri ölçümü
        AkimOlcumu();

        // Calculate qId,qIq from qSin,qCos,qIa,qIb
        ClarkePark();

        // Kontrol algoritmaları
        Kontrol();

        // Ters Park dönüşümü hesabı
        InvPark();

        // Duran eksen takımında referans gerilim vektörü hesabı
        CalcRefVec();

        // PWM zamanlamaları hesabı PWM modülüne aktarımı
        SVPWM();
    }
}
```

```
// Kontrol algoritmalarının ana fonksiyonu
void Kontrol( void )
{
    CtrlParm.qVelRef = d1400;

    CtrlParm.qVelRef = d1600;

    // Akım modeli ile açı hesabı
    AkimModelParm.qHiz = EncoderParm.qHiz;

    AkimModel();

    ParkParm.qTeta = AkimModelParm.qTetaFlux;

    // VdRef Referans Akı Değeri Hesabı
    FieldWeakening();

    GABMRAKQref.qInOlcum = EncoderParm.qVelMech;
    GABMRAKQref.qInReferans = CtrlParm.qVelReferans;
    GABMRAKontrol(&GABMRAKParmQref);
    CtrlParm.qVqReferans = PIParmQref.qut;

    // Q (Tork) için PI kontrolör
    PIParmQ.qInOlcum = ParkParm.qIq;
    PIParmQ.qInReferans = CtrlParm.qVqReferans;
    PIKontrol(&PIParmQ);
    ParkParm.qVq = PIParmQ.qut;

    // D (Akı) için PI kontrolör
    PIParmD.qInOlcum = ParkParm.qId;
    PIParmD.qInReferans = CtrlParm.qVdReferans;
    PIKontrol(&PIParmD);
    ParkParm.qVd = PIParmD.qut;
}
```

EK-3. PI ve PD Tipi BMK için Kural Tabloları

* PI tipi BMK için kullanılan kural tablosu

	e						
Δe	1	0.9	0.8	0.6	0.4	0.2	0
	0.9	0.8	0.6	0.4	0.2	0	-0.2
	0.8	0.6	0.4	0.2	0	-0.2	-0.4
	0.6	0.4	0.2	0	-0.2	-0.4	-0.6
	0.4	0.2	0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8
	0.2	0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	0.9
	0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-0.9	1

* PI tipi BMK için kullanılan kural tablosu

	e						
Δe	2	1.9	1.8	1.6	1.4	1.2	1
	1.9	1.8	1.6	1.4	1.2	1	1.2
	1.8	1.6	1.4	1.2	1	1.2	1.4
	1.6	1.4	1.2	1	1.2	1.4	1.6
	1.4	1.2	1	1.2	1.4	1.6	1.8
	1.2	1	1.2	1.4	1.6	1.8	1.9
	1	1.2	1.4	1.6	1.8	1.9	2

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında K.Maraş' ta doğdu. 2003 yılında Muftafa Kemal Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. 2005 yılında K.S.Ü. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı. 2005 yılında aynı üniversitede Fen Bilimleri Enstitüsüne bağlı araştırma görevlisi oldu. 2008 yılında Elektrik İşleri Etüt İdaresi Genel Müdürlüğüne bağlı mühendis olarak göreve başladı.