



T.C.  
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÜÇ FAZLI SİNCAP KAFESLİ İNDÜKSİYON MOTURUNUN  
BULANIK MANTIK ESASLI YÖNTEMLER  
KULLANILARAK DENETİMİ**

**SAMİ ŞİT**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KAHRAMANMARAŞ 2013**

**T.C.**  
**KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI SİNCAP KAFESLİ İNDÜKSİYON  
MOTURUNUN BULANIK MANTIK ESASLI  
YÖNTEMLER KULLANILARAK DENETİMİ**

**SAMİ ŞİT**

**Bu tez,**  
**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında**  
**YÜKSEK LİSANS**  
**derecesi için hazırlanmıştır.**

**KAHRAMANMARAŞ 2013**

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü öğrencisi Sami ŞİT tarafından hazırlanan “ÜÇ FAZLI SİNCAP KAFESLİ İNDÜKSİYON MOTORUNUN BULANIK MANTIK ESASLI YÖNTEMLER KULLANILARAK DENETİMİ” adlı bu tez, jürimiz tarafından .../.../2013 tarihinde oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Hasan Rıza ÖZÇALIK (DANIŞMAN) .....  
Elektrik-Elektronik Müh.  
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

Doç. Dr. Mahit GÜNEŞ (ÜYE) .....  
Elektrik-Elektronik Müh.  
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

Doç. Dr. İbrahim Taner OKUMUŞ (ÜYE) .....  
Bilgisayar Müh.  
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. M. Hakkı ALMA .....  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## TEZ BİLDİRİMİ

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

Sami ŞİT

Bu çalışma Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir.

Proje No:../.-... YLS

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

# ÜÇ FAZLI SİNCAP KAFESLİ İNDÜKSİYON MOTORUNUN BULANIK MANTIK ESASLI YÖNTEMLER KULLANILARAK DENETİMİ

## ÖZET

Asenkron motorlar, endüstride en fazla kullanılan elektrik makineleridir. Çalışma ilkesi bakımından asenkron motorlara indüksiyon motorları da denir. Çünkü bu makineler basit ve güvenilir bir yapıya sahiptirler. Ayrıca diğer elektrik makinelerine göre daha ucuz ve bakıma daha az ihtiyaç duyarlar. Bu özellikler, indüksiyon motorları endüstride en çok kullanılan motorlar olmalarına sebep olmuştur. Üç fazlı indüksiyon motorları oldukça fazla kullanıldıklarından bu tip motorlarda hız ve moment kontrolü için birçok kontrol metodu ileri sürülmüştür. İndüksiyon motorların hız denetiminde yüksek performans elde etmenin temeli vektör kontrol tekniklerine dayanmaktadır. Vektör kontrol tekniği ile motorun akı ve moment değişkenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Doğrusal olmayan ve karmaşık modeli nedeniyle klasik denetim yöntemleriyle bu motorların hız denetim uygulamalarında büyük verim sağlanamamaktadır.

Birçok alanda başarılı olan bulanık mantık denetleyiciler indüksiyon motorun hız denetiminde de üstün başarılar göstermektedir. Bu çalışmada, PI-Fuzzy (bulanık) mantık denetleyici ile üç fazlı sincap kafesli bir indüksiyon motorun hız kontrolü için Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM) yöntemi kullanılarak benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim yardımıyla elde edilen veriler değerlendirilerek denetim yönteminin performans analiz sonuçları sunulmuştur.

# **THREE-PHASE SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR CONTROL BY USING FUZZY LOGIC BASED METHODS**

## **SUMMARY**

Asynchronous motors are the most used motors in industry. Sometimes, these motors are also called induction motors considering operation principle. These machines have simple and reliable structure, require little maintenance and are mostly quite inexpensive. Many driving and control methods are proposed for three-phase induction motors because of their fairly widespread usages and some difficulties related with dynamic structures. Conventional control methods are not enough successful for induction motors due to their severe nonlinear and complex dynamics. In recent years, Vector Control Technique has become the most common driving method in use for driving these machines. By this proposed driving technique, motor flux and torque can be controlled independently. Therefore, motor speed and torque can be controlled easily similar to DC servomotors.

A lot of researches and studies carried out previously have shown that fuzzy logic based control techniques have been very successful in induction motor control as in many other complex nonlinear systems. In this study, Fuzzy-PI type controller has been used for speed control of three-phase squirrel cage induction motor together with Space Vector Pulse Width Modulation Method (SVPWM) which works as driving method. Performance status of the control and driving methods has been demonstrated by the simulation results.

## TEŞEKKÜR

Bu tez alıőması sűresince engin bilgi ve tecrűbelerinden faydalandıđım ve alıőmamın her aőamasında sađladıđı bilimsel katkılardan dolayı Prof. Dr. Hasan Rıza ŐZALIK'a, her fırsatta bilgi ve birikimlerinden yararlandıđım tűm bűlűm hocalarıma, tűm çalıőmalarım sűresince deđerli gűrűő ve fikirlerini benimle paylaőan Őđr. Gűr. Erdal KILIÇ'a ve bana her konuda destek olan araőtırma gűrevlisi arkadaőlarıma teőekkűr ederim.

Son olarak, bu gűnlere gelmemde her tűrlű maddi ve manevi desteklerini gűrdűđűm aileme ve eőime sonsuz teőekkűrlerimi sunarım.

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖZET .....	I
SUMMARY .....	II
TEŞEKKÜR .....	III
İÇİNDEKİLER.....	IV
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	VI
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	IX
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	X
1.GİRİŞ.....	1
1.1. Üç Fazlı Sincap Kafesli İndüksiyon Motor Modeli .....	4
1.1.1. $\alpha$ - $\beta$ eksen takımında üç fazlı indüksiyon motor modelinin elde edilmesi.....	8
1.1.2. d-q eksen takımında üç fazlı indüksiyon motor modeline ait diferansiyel eşitliklerin elde edilmesi.....	12
1.2. Üç Fazlı İndüksiyon Motorun Vektör Kontrolü .....	15
1.2.1. Alan yöneltmeli vektör kontrol .....	15
1.2.2. Vektörel kontrol için koordinat dönüşümleri .....	16
1.2.3. Alan yöneltmeli vektör kontrol şeması ve açıklaması.....	17
1.2.4. Akı pozisyonu hesabı .....	18
1.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).....	19
2. BULANIK KÜMELER VE BULANIK MANTIK .....	30
2.1. Bulanık Küme Tanımı .....	30
2.1.1. Üyelik fonksiyonun oluşturulması ve kullanılan bazı çeşitleri .....	30
2.1.2. Bulanık kümeler için tanımlamalar .....	38
2.1.3. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler.....	40
2.2. Bulanık Mantık .....	43
2.2.1. Bulanık mantık denetleyici.....	43
2.2.2. Bulanık Mantık Tipi Denetleyici Sistemi.....	50
3. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....	53
3.1. Matlab Fuzzy Logic (Fl) Toolbox .....	53
3.2. d-q Eksen Takımındaki İndüksiyon Motor Modelinin Simülasyonu .....	59
3.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Vektör Esaslı İndüksiyon Motor Hız Kontrolü Simülasyonu .....	63



3.4. Bulanık Mantık Denetleyici ile İndüksiyon Motorun Vektör Esaslı Sürme Yöntemiyle Hız Kontrolünün Simülasyonu .....	66
3.5. BMD Sürekli Değişen Hız Referansı ile İndüksiyon Motorun Hız Kontrolünün Simülasyonu.....	69
4. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	73
5. SONUÇLAR.....	77
KAYNAKLAR.....	78
EKLER .....	81
ÖZGEÇMİŞ.....	87

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 1.1. Üç fazlı sincap kafesli indüksiyon motor .....	4
Şekil 1.2. $\alpha$ - $\beta$ eksen takımının a-b-c eksenleri üzerindeki yerleşimi .....	9
Şekil 1.3. d-q eksen takımının a-b-c ve $\alpha$ - $\beta$ eksen takımları üzerindeki yerleşimi .....	13
Şekil 1.4. İki eksenli $\alpha$ - $\beta$ takımın stator akım uzay vektörü üzerindeki gösterimi .....	16
Şekil 1.5. $\alpha$ - $\beta$ ve d-q eksen takımlarının gösterimi .....	17
Şekil 1.6. Alan yönelmeli vektör kontrol şeması .....	18
Şekil 1.7. Üç kollu evirici ve yıldız bağlı motor devre şeması .....	20
Şekil 1.8. Üç kollu evirici devresine yıldız bağlı yük için muhtemel bütün anahtarlama konumları .....	22
Şekil 1.9. Sabit zaman paylaşımı için üç kollu evirici devresi çıkışındaki gerilimler .....	23
Şekil 1.10. Altı aktif uzay vektörünün sınırladığı alan .....	24
Şekil 1.11.a. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 1 için dağılımı .....	27
Şekil 1.11.b. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 2 için dağılımı .....	27
Şekil 1.11.c. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 3 için dağılımı .....	27
Şekil 1.11.d. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 4 için dağılımı .....	28
Şekil 1.11.e. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 5 için dağılımı .....	28
Şekil 1.11.f. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 6 için dağılımı .....	28
Şekil 2.1. Klasik fonksiyon gösterimi .....	31
Şekil 2.2. Üçgensel üyelik fonksiyon gösterimi .....	32
Şekil 2.3. Yamuk üyelik fonksiyon gösterimi .....	33
Şekil 2.4. Gaussian üyelik fonksiyon gösterimi .....	33
Şekil 2.5. Sigmoidal üyelik fonksiyon gösterimi .....	34
Şekil 2.6.a. S artan üyelik fonksiyon gösterimi .....	35
Şekil 2.6.b. S azalan üyelik fonksiyon gösterimi .....	35
Şekil 2.7. $\Pi(\pi)$ üyelik fonksiyon gösterimi .....	36
Şekil 2.8. Çan üyelik fonksiyon gösterimi .....	36
Şekil 2.9. Sinüs fonksiyon gösterimi .....	37
Şekil 2.10. Sinusoid üyelik fonksiyon gösterimi .....	37
Şekil 2.11. Sharp üyelik fonksiyon gösterimi .....	38
Şekil 2.12. A ve B bulanık kümeleri .....	38

	Sayfa No
Şekil 2.13. A ve B bulanık kümelerin birleşimi .....	39
Şekil 2.14. A ve B bulanık kümeleri kesişimi .....	39
Şekil 2.15. A ve B bulanık kümeleri tümleyeni .....	40
Şekil 2.16. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler .....	42
Şekil 2.17. Bulanık mantık denetleyici yapısı .....	44
Şekil 2.18. Mamdani çıkarım yönteminin gösterimi .....	49
Şekil 2.19. PD Tipi BMD .....	51
Şekil 2.20. PI Tipi BMD .....	52
Şekil 2.21. Bulanık mantık tipi denetleyici sistem şeması .....	52
Şekil 3.1. Bulanık çıkarım sistemi .....	54
Şekil 3.2. FIS editörü .....	55
Şekil 3.3. Hata için üyelik fonksiyonun gösterimi .....	56
Şekil 3.4. Hata değişimi için üyelik fonksiyonun gösterimi .....	56
Şekil 3.5. Bulanık çıkış için üyelik fonksiyonun gösterimi .....	57
Şekil 3.6. Kural editörü .....	57
Şekil 3.7. Kural izleyici .....	58
Şekil 3.8. Yüzey izleyici .....	58
Şekil 3.9. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	60
Şekil 3.10. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	61
Şekil 3.11. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	61
Şekil 3.12. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	62
Şekil 3.13. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	62
Şekil 3.14. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI) .....	63
Şekil 3.15. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI) .....	64
Şekil 3.16. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI) .....	64
Şekil 3.17. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI) .....	65
Şekil 3.18. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI) .....	65
Şekil 3.19. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	66

Şekil 3.20. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	67
Şekil 3.21. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	67
Şekil 3.22. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	68
Şekil 3.23. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI-Fuzzy) .....	68
Şekil 3.24. İndüksiyon motorun sürekli değişen hız referansın zamanla değişimi .....	69
Şekil 3.25. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	70
Şekil 3.26. İndüksiyon motor stator akımların zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	70
Şekil 3.27. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	71
Şekil 3.28. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	71
Şekil 3.29. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI-Fuzzy) .....	72
Şekil 4.1. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim) .....	73
Şekil 4.2. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI) .....	74
Şekil 4.3. İndüksiyon motorun sürekli değişen hız referansın zamanla değişimi .....	74
Şekil 4.4. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI-Fuzzy) .....	75
Şekil 4.5. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI ile PI-Fuzzy) .....	76

## ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa No
Çizelge 1.1. Sekiz anahtarlama konumu ve gerilim vektörleri .....	20
Çizelge 2.1. Mantıksal işlemler .....	41
Çizelge 2.2. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler .....	42
Çizelge 2.3. Kural tablosu.....	46
Çizelge 3.1. Programda kullanılan kural tablosu .....	55

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$m$	: Rotor Faz Sayısı
$R_s$	: Stator Faz sargı Direnci ( $\Omega$ )
$L_s$	: 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 ( $\Omega$ )
$R_h$	: Stator Faz Sargıları Direnci ( $\Omega$ )
$R_{\zeta}$	: Çubuk Direnci ( $\Omega$ )
$[I_s]$	: 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 <sup>2</sup> )
$[\psi_r]$	: Rotor Akı Vektörü (Wb/m <sup>2</sup> )
$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	: Stator Fazları Akıları (Wb/m <sup>2</sup> )
$\psi_{rm}$	: Rotor m. Fazın Akısı (Wb/m <sup>2</sup> )
$p$	: Çift Kutup Sayısı
$\theta$	: Motor Mili Dönme Açısı (rad)
$J$	: Motor Miline İndirgenmiş Eylemsizlik Momenti (kg m <sup>2</sup> )
$B$	: Motor Miline İndirgenmiş Sürtünme Katsayısı (Nm s/rad)
$M_e$	: Moment (Nm)
$V_{sa}^S$	: Stator Gerilimlerinin Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (V)
$V_{s\beta}^S$	: Stator Gerilimlerinin Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (V)
$L_{sa}$	: Stator Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (H)
$L_{s\beta}$	: Stator Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (H)
$L_{ra}$	: Rotor Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (H)
$L_{r\beta}$	: Rotor Endüktansının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (H)
$i_{sa}^S, i_{s\alpha}$	: Stator Akımlarının Statorda Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (A)

$i_{s\beta}^S, i_{s\beta}$	: Stator Akımlarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{r\beta}^R$	: Rotor Akımlarının Rotor'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{ra}^R$	: Rotor Akımlarının Rotor'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{ra}^S, i_{ra}$	: Rotor Akımlarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{r\beta}^S, i_{r\beta}$	: Rotor Akımlarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (A)
$R_r'$	: Rotor Direncinin Stator'a İndirgenmiş Değeri ( $\Omega$ )
$L_r'$	: Rotor Endüktansının Stator'a İndirgenmiş Değeri (H)
$L_m$	: Ortak Endüktans (H)
$\psi_{sa}$	: Stator Akılarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (Wb/m <sup>2</sup> )
$\psi_{s\beta}$	: Stator Akılarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (Wb/m <sup>2</sup> )
$\psi_{ra}$	: Rotor Akılarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\alpha$ Eksenindeki Bileşeni (Wb/m <sup>2</sup> )
$\psi_{r\beta}$	: Rotor Akılarının Stator'da Sabit Duran Eksen Takımındaki İzdüşümünün $\beta$ Eksenindeki Bileşeni (Wb/m <sup>2</sup> )
$\omega$	: Motor Milinin Açısal Hızı (rad/s)
$\sigma$	: Kaçak Faktörü
$R_E$	: Eşdeğer Direnç ( $\Omega$ )
$V_{sd}$	: Stator Gerilimlerinin Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (V)
$V_{sq}$	: Stator Gerilimlerinin Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (V)
$i_{sd}$	: Stator Akımlarının Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{sq}$	: Stator Akımlarının Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{rd}$	: Rotor Akımlarının Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün d Eksenindeki Bileşeni (A)
$i_{rq}$	: Rotor Akımlarının Stator'da Dönen (d-q) Eksen Takımındaki İzdüşümünün q Eksenindeki Bileşeni (A)
$\omega_s$	: Stator Akımlarının Açısal Hızı (rad/s)
$\omega_r$	: Rotor Akımlarının Açısal Hızı (rad/san)
AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
BMTDS	: Bulanık Mantık Tipi Denetleyici Sistem

$s$	: 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)
$\omega_b$	: Akı Nominal Açısal 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
<b>BMD</b>	: Bulanık Mantık Denetleyici
$I_{sef}$	: Motor Faz Akımı Etkin Değeri (A)
$V_{sef}$	: Motor Faz Arası Gerilimi etkin Değeri (V)
$P_{mek}$	: Nominal Güç (W)
<b>GUI</b>	: Grafiksel Kullanıcı Arabirimi
<b>FIS</b>	: Bulanık Çıkarım Sistemi



## 1.GİRİŞ

Doğru akım motoru bilinen en eski motor çeşididir. Her motorun kendine mahsus avantaj ve dezavantajları vardır. DC motorların en büyük avantajı hız kontrolünün kolay bir şekilde yapılabilmesidir. Bu özelliğinden dolayı sanayide uzun bir süre kullanılmıştır. DC makinelerinde kolektör ve fırça teçhizatın olması en büyük dezavantajdır. Ayrıca bakım, üretim maliyetlerinin yüksek olması ve çalışma şartlarından dolayı kolay aşınmaları gibi olumsuz yönleri mevcuttur.

Alternatif akım (AC) makinelerin icadı 1885'lere dayanır ve ilk olarak 1900'lü yıllarda Rusya'da denenmiştir. O zamanlarda teknolojinin yetersiz olması AC makinelerinde hız kontrolü zordu. Bunun yanı sıra imkânın kısıtlı olmasından dolayı bu makinelerin yaygınlaşmasını geciktirmiştir. Fakat sağlam, yapılarının basit olması ve az bakım gerektirmelerinden dolayı her zaman gözde bir motor olmasını sağlamıştır. En büyük avantajlarından biri de kolektör ve fırça düzeneğinin olmamasıdır. Bunların olmamasından dolayı kıvılcımın olduğu yerlerde güvenli şekilde kullanılmaktadır. Teknolojinin ilerlemesiyle beraber AC makinelerinin hız kontrolü için ilk önce skaler sürme yöntemleri geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Bu yöntemler DC makinelerinin hız kontrol performansını sağlamamıştır. AC makineler için vektör kontrollü sürme yönteminin bulunup uygulanmasıyla bu performansı elde etmiştir. Vektör kontrollü sürme yönteminde AC makine, DC makineye benzer şekilde akı ve momenti temsil eden iki büyüklük ile sürülebilmektedir. DC makinelerin çok pahalı ve sık bakım istemesinden dolayı bunun yerine oldukça ucuz, sağlam ve az bakım gerektirmeleri nedeniyle AC makineleri kullanılmıştır. AC makineleri bilezikli ve sincap kafesli indüksiyon motoru olmak üzere ikiye ayrılır. Yaygın olarak sincap kafesli indüksiyon motoru kullanılmaktadır.

İndüksiyon motorların hız denetimlerinde, sürekli durum modelinden çıkarılan skaler denetim yöntemi ve motorun dinamik modelinden elde edilen vektörel denetim yöntemleri kullanılır. İndüksiyon motorların hız denetiminde yüksek performans elde etmenin temeli, vektör kontrol tekniklerine dayanmaktadır. Vektör kontrolü, serbest uyarımlı doğru akım makinelerinde sağlanan dinamik performansı asenkron motor kontrolünde de mümkün hale getirmiştir. Vektör kontrol yöntemi ile motorun akı ve moment değişkenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Güç elektroniği

devreleri ile kontrol edildiği zaman elektrik motorlarının döndürme momenti, hızı ve ivmelenmesi iyileştirilebilir ve verimliliği artırılabilir (Ertürk, 2006 – Öztürk, 2006).

Sürücü devrelerinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri de sürücü performansını doğrudan etkilemektedir. Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinden endüstride yaygın olarak kullanılan 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 (UVDGM) tekniği bu durumu ortadan kaldırmıştır.(Anonim, 2000; Şimşir, 1994)

UVDGM tekniğinde temel olarak üç kollu bir inverter devresindeki altı anahtarın her kolu için mümkün iki durum (1 ya da 0) olmak üzere üç kol için ( $2^3$ ) toplam sekiz adet durumda, oluşan üç fazlı gerilimlerin iki eksenli bir koordinat sistemindeki izdüşümleri kullanılır. UVDGM 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. UVDGM tekniği uygulaması oldukça kolaydır. Fakat tetikleme zamanlamaları hesabı kısa sürede çözümlenmesi gereken karmaşık formüllere dayanmaktadır. (Yıldız, 2008)

İndüksiyon motorların karmaşık denetim ve dönüşüm algoritmaları gerektirmesinin nedeni makinenin doğrusal olmayan yapısından kaynaklanmaktadır (Koca, 2006). Matematiksel modeli iyi tanımlanamamış, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde klasik denetleyicilerin performansı düşüktür. Bulanık mantık, yapay sinir ağı veya sinirsel bulanık denetleyiciler ile bu tip sistemlerin kontrolü daha başarılıdır (Paçacı, 2011). Doğrusal olmayan yapıya sahip sistemler tam olarak modellenemezler. Bulanık mantık denetleyici (BMD)'nin yapısı ayarlanabilir özelliklere sahiptir. Bu nedenle belirsizliklere, değişken parametrelere ve yük dağılımına sahip sistemlerin denetiminde kullanıldığında sistemin güçlü cevaplar vermesini sağlar (Güvenç, 2007).

Bulanık mantık yaklaşımı, makineler insanların özel verilerini işleyebilme ve onların deneyimlerinden ve öngörülerinden yararlanarak çalışabilme yeteneği verir. Bu yeteneği kazandırırken sayısal ifadeler yerine sembolik ifadeler kullanır. Bulanık mantık denetleyicinin temeli sözlü ifadeler ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine

kurulmuştur. BMD uygulanırken sistemin matematiksel modellenmesi şart değildir (Elmas, 2011).

BMD algoritmasında karar vermek için sistem ile ilgili bilgileri içeren kural yapıları kullanılmaktadır. İnsan beyninin karar verme yöntemine benzeyen bu karar verme mekanizması, kullanıcı deneyimlerinden yararlanılarak oluşturulmaktadır. Klasik mantık yaklaşımında karar verme sırasında kesin değerler söz konusu iken bulanık mantıkta ara değerler de dikkate alınmaktadır (Ekren, 2009).

Bu çalışmada üç fazlı sincap kafesli bir indüksiyon motorun hız denetimi için PI-Fuzzy tipi bulanık mantık denetleyici kullanılarak simülasyon çalışması yapılmıştır. Çalışmada indüksiyon motorun sürme yönteminde Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) kullanılmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre hız denetim sisteminin başarısı incelenmiştir.

Tezde bölümlere göre yapılan çalışmalar kısacası şu şekilde özetlenebilir:

Birinci bölümde, Üç fazlı sincap kafesli indüksiyon makinenin matematiksel modelleri,  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımı, d-q eksen takımının modellenmesi, vektör kontrolü ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu anlatılmıştır.

İkinci bölümde, Bulanık Mantık ve Bulanık Kümeler izah edilmiştir.

Üçüncü bölümde, matlab bulanık çıkarım sistemi anlatılmıştır. Programda kullanılan hata, hata değişimi ve kontrol çıkışı üyelik fonksiyonlarına ait grafikler verilmiştir. Mamdani modeli, kural tablosu ve nasıl oluşturulduğu izah edilmiştir. Motor hız kontrollü için yapılan simülasyon çalışmalarına ait grafikler verilmiştir.

Dördüncü bölümde çalışmalara ve bulgularına ait grafikler verilmiştir.

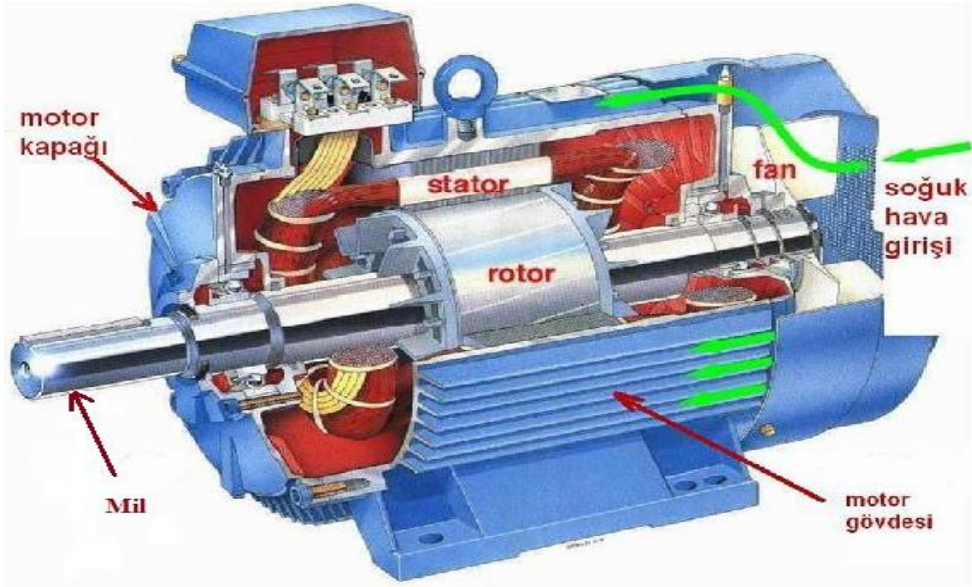
Beşinci bölümde ise tez çalışmasının sonuçları hakkında bilgiler verilmiş ve ileride yapılacak çalışmalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

## 1.1. Üç Fazlı Sincap Kafesli İndüksiyon Motor Modeli

Endüstriyel bir sistemin dizaynı yapılmadan önce, sistemin kontrolünü gerçekleştirecek farklı çalışma şartları altında davranışlarının araştırılması lazım ve bu sistem için en uygun kontrol kurallarının belirlenmesi gerekir. Bundan dolayı tasarlanacak bu sistem kontrolü için en doğru davranışları verecek matematiksel modeller kullanılır. Böylece kontrol sistemi için istenilen belli davranış kriterleri sağlanmış olacaktır.

Kontrollünü gerçekleştireceğimiz sistem bir indüksiyon motorudur. İndüksiyon motorun davranışını verecek matematiksel modelin elde edilmesinde, mekaniksel ve elektriksel olarak iki bölümde ele alınmıştır. Elektromekanik dönüşüm için enerji korunumu kanunu, Elektriksel bölüm ise Kirchhoff ve Newton kanunlarından yararlanılmıştır.

Sistemin fiziksel modellenmesi bazı varsayımlarla yapılmaktadır. Bu varsayımlardan maksat modelleme çalışmaları yapılırken modelin karmaşık hale gelmesini önlemektir. Sistem davranışını belirlemek için bu model temel alınarak kontrol denklemleri gerçekleştirilmiştir. Model, kontrol kuralları tahmininde kullanılan matematiksel hesaplamalar, bilgisayar simülasyonları ve sistem davranışını belirlemek için uygun şekilde oluşturulur. İndüksiyon motor modelinin oluşturulmasında varsayımlar aşağıdaki gibi elde edilebilir.



Şekil 1.1. Üç fazlı sincap kafesli indüksiyon motor (URL2)

- I. Stator sargılarının stator çevresine düzgün yayıldığı ve hava aralığındaki akı değişiminin sinüzoidal olduğu kabul edilmiştir.
- II. Üç fazlı stator sargılar 120° lik elektriksel açı ile düzgün olarak yayıldığı kabul edilmiştir.
- III. Oluk, doyma ve dış etkileri ihmal edilmiştir.
- IV. Fuko ve histerisiz kayıpları ihmal edilmiştir.
- V. Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz kabul edilmiştir.
- VI. Deri olayı (akım yığılması) ihmal edilmiştir.
- VII. Rotor çubuklarının çevreye yayılması simetrik olarak kabul edilmiştir.
- VIII. Endüktans ve dirençlerin sıcaklık ve frekansla değişmediği kabul edilmiştir.
- IX. Rotorun her çubuğu bir rotor faz sargısı olarak hesaba katılmıştır.

İndüksiyon motora rotor oluklarına bakır veya alimünyom çubukları yerleştirilir. Çubuklar motorun her iki başından dairesel halkalarla kısa devre edilerek, sincap kafesine benzeyen kendi üzerine kapatılmış bir sargı elde edilir. Elde edilen şekilden dolayı sincap kafesli veya kısa devre rotorlu indüksiyon motor da denilmektedir. Şekil 1.1’de bir sincap kafesli indüksiyon motor gösterilmektedir. Kısa devre edilmiş rotor çubukları birer faz olarak varsayılıyor. Sincap kafesli indüksiyon motorlar çoğunlukla statoru üç, rotoru  $m$  fazlı olarak imal edilmektedir. Motorun bu yapısı dikkatte alınarak model elde edilecektir.

Stator üç ve rotor  $m$  fazlı alınarak parametrelerin toplu gösterilir. Bu parametreler matris formunda aşağıdaki gibi verilebilir:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}_{3 \times 3} \quad (1.1)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix}_{3 \times 3} \quad (1.2)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \dots & 0 \dots & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_\zeta & 0 & 0 \dots & R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix}_{m \times m} \quad (1.3)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{rr} & \cdot & \cdot & \cdot & L_r \end{bmatrix}_{m \times m} \quad (1.4)$$

Statordan gözlemlendiğinde rotor çubukları ile stator faz sargıları arasındaki ortak endüktans matrisi  $[M_{sr}(\theta)]$  ile motorun açısız konumuna bağlı değiştiği göz önüne alınarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

( $p > 1$  için):

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi(m-1)}{m}) \end{bmatrix}_{3 \times m} \quad (1.5)$$

Rotordan gözlemlendiğimizde stator faz sargıları ile rotor çubukları arasında zıt endüktans aşağıdaki gibidir.

$$[M_{rs}(\theta)] = [M_{sr}(\theta)]^T \quad (1.6)$$

Stator ve rotor endüktanslarının bir araya getirilmesiyle toplam endüktans matrisi aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$[L_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Rotor ve statorun faz akı, gerilim ve akımları vektör formunda aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir. İndis olarak verilen a,b ve c stator fazlarına, 1,2,...,m olarak verilen indisler ise rotor fazlarına ilişkindir.

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad [V_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}, \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Rotor ve stator akım – akı bağlantıları tekrar kullanılarak yazılırsa aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$[\psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \quad (1.10)$$

$$[\psi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}(\theta)][I_s] \quad (1.11)$$

Stator ve rotor eşdeğer devre denklemleri için Faraday Yasası esas alınarak akının eşdeğer devre üzerinde indüklediği gerilim ifade edilmiştir. Akının oluşturduğu gerilim ve diğer gerilimler toplamının 0 olması şartı dikkatte alınarak toplu parametrelili modelde motorun elektriksel kısmı rotor ve stator için 1.12 ve 1.13 denklemleri ile aşağıda tanımlanabilir.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (1.12)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (1.13)$$

Motordaki değişken akı ve akımlardan dolayı stator ve rotorda ortak endüktanslar oluşmaktadır. Stator ve rotordaki manyetik akılar endüktanslar ve akımlar türünden yazılarak 1.12 ve 1.13 eşitlikleri tekrar düzenlendiğinde aşağıdaki formu alır (Sarıoğlu, 2003).

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \} \quad (1.14)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{rs}(\theta)][I_s] \} \quad (1.15)$$

Elektromekanik bir dönüştürücü olan indüksiyon makinenin elektriksel kısmına ait denklemlerden sonra dönem mekanik denklemler olarak tanımlanan hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$M_e = \frac{1}{2} \left[ [I_s]^T [I_r]^T \right] \frac{d}{d\theta} [L_{sr}(\theta)] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} = J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} + B \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (1.16)$$

1.14, 1.15 ve 1.16 denklem takımlarına baktığımızda sincap kafesli (rotoru kısa devre) indüksiyon motor modeli 3 tane statoru,  $m$  tane rotoru ve 1 tane mekanik kısmı temsil eden  $(3+m+1)$  adet denklemlerden oluşan bir model elde edilmektedir. Model rotor faz sayısının  $m > 3$  dikkatte alındığında lineer (doğrusal) olmayan çok sayıda denklemden oluşmaktadır. İndüksiyon motorun bu yapısı bilgisayar simülasyonları, kontrol algoritmaların ve matematiksel analiz için kullanımını zorlaştırmıştır. Bu sebeple modelin daha basit ve uygun dönüşüm yöntemleri kullanılarak sadeleştirilmesine ihtiyaç vardır.

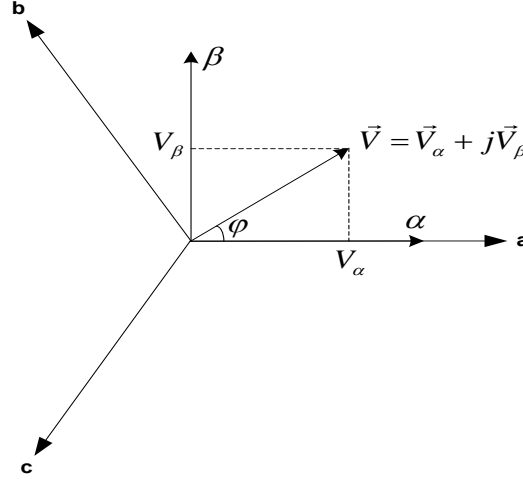
### 1.1.1. $\alpha$ - $\beta$ eksen takımında üç fazlı indüksiyon motor modelinin elde edilmesi

Üç fazlı indüksiyon motoru besleyen güç kaynağı dengeli üç fazlı gerilim ürettiği zaman bu model iki eksenli veya  $\alpha$ - $\beta$  eksenlerinde gösterilebilir. Üç fazlı büyüklükler üç eksenli a-b-c koordinat eksenini gösterir. Burada (a-b-c), uzay vektöründe üç fazlı sinüzoidal sistemi belirtir. Uzay vektöründe olan üç fazlı büyüklükler üç eksenli a-b-c koordinat sisteminden iki eksenli durağan  $\alpha$ - $\beta$  koordinat sistemine dönüştürülür.

Yani üç eksenli zaman ve hıza bağımlı sistemden iki eksenli zamana bağımlı sisteme dönüşümü gerçekleştirilmiştir.

Üç eksenli a-b-c takımını iki eksenli durağan  $\alpha$ - $\beta$  takımına dönüşümünün yerleşimi şekil 1.2'de gösterilmiştir.





Şekil 1.2.  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımının a-b-c eksenleri üzerindeki yerleşimi

Motorun stator ve rotordaki model parametreleri uygun dönüşüm matrisleri kullanılarak aşağıdaki duruma getirilerek yazılmıştır. Buradaki giriş büyüklükleri iki parametreye düşürülerek model çözümü yapılmıştır.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^S \\ V_{s\beta}^S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & hM_{sr} \cos p\theta & -hM_{sr} \sin p\theta \\ 0 & L_{s\beta} & hM_{sr} \sin p\theta & hM_{sr} \cos p\theta \\ hM_{sr} \cos p\theta & hM_{sr} \sin p\theta & L_{r\alpha} & 0 \\ hM_{sr} \sin p\theta & hM_{sr} \cos p\theta & 0 & L_{r\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} \\
 + \frac{d\theta}{dt} phM_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin p\theta & -\cos p\theta \\ 0 & 0 & \cos p\theta & -\sin p\theta \\ -\sin p\theta & \cos p\theta & 0 & 0 \\ -\cos p\theta & -\sin p\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$M_e = phM_{sr} \left[ \left( i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S - i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S \right) \cos p\theta - \left( i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S + i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S \right) \sin p\theta \right] \quad (1.18)$$

Yukarıdaki denklemlerde verilen h'nin değeri  $h = \frac{\sqrt{3m}}{2}$  dir.

Bu modelde yer alan stator ve rotorun ortak endüktanslar  $\theta$ 'ya bağımlılıkları var ve sinozoidal olarak değişmektedir. Rotor sargıların hareketli kısmı ile stator sargılarının durağan kısmından dolayı  $\theta$ 'ya bağlı terimler ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle bu modeli daha kullanışlı hale getirmek için  $\theta$  ihmal edilecektir.  $\theta$  faktörü rotor duran eksen

takımında tanımlı rotor terimlerinin (1.22) dönüşümü kullanılarak statorda sabit duran  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımına indirgenerek  $\theta$ 'nın etkisi ortadan kaldırılır. Bundan sonra rotorda sabit duran eksen takımında tanımlı rotor değişkenleri statorda sabit eksen takımına indirilerek rotor ile stator arasındaki  $\dot{u}$  dönüşüm katsayısı kullanılarak rotordaki büyüklüklerin statora indirgenme işlemi yapılmış olur. Rotordan statora indirgenen büyüklükler ve dönüşüm katsayısı aşağıda yazılmıştır.

$$i_{r\alpha} = \frac{i_{r\alpha}^R}{\dot{u}}, \quad i_{r\beta} = \frac{i_{r\beta}^R}{\dot{u}}, \quad R'_r = \dot{u}^2 R_r, \quad (1.19)$$

$$L'_r = \dot{u}^2 L_r, \quad L_m = \dot{u}^2 h M_{sr}. \quad (1.20)$$

$$\text{Dönüşüm katsayısı: } \dot{u} = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \quad (1.21)$$

Stator sabit duran eksen takımı ile rotor eksen takımındaki akımlar dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha}^S \\ i_{r\beta}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos p\theta & -\sin p\theta \\ \sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Yukarda verilen 'S' indisinin, tüm büyüklükleri stator sabit duran eksen takımında tanımlanmasından dolayı kullanmasına gerek yoktur. Motorun statora indirgenmiş  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki modeli 1.23'teki gibi ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & -L_s & L_m & 0 \\ L_s & 0 & 0 & L_m \\ L_m & 0 & 0 & -L'_r \\ 0 & L_m & L'_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} p\omega \quad (1.23)$$

Moment ifadesi ortak endüktans-akım bileşenleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M_e = L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (1.24)$$

Motorun sabit eksen takımındaki akım-akı model bağıntıları aşağıdaki eşitliklerle verilmiştir.

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}, \quad \psi_{r\alpha} = L'_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}, \quad (1.25)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}, \quad \psi_{r\beta} = L'_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (1.26)$$

Asenkron makinenin  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki durum uzay modeli belirlenen durum değişkenleri için diferansiyel denklemler düzenlendiğinde aşağıdaki formu alır (Sarıoğlu, 2003).

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L'_r} \left( \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha} \right\} \quad (1.27)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L'_r} \left( \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right\} \quad (1.28)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} - p\omega \psi_{r\beta} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\alpha} \quad (1.29)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\beta} \quad (1.30)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L'_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \quad (1.31)$$

Moment ifadesi stator akım-rotor akı bileşenleri türünden aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$M_e = p \frac{L_m}{L'_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (1.32)$$

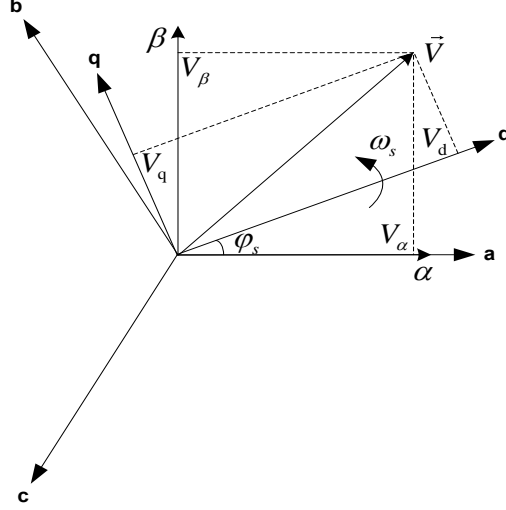
Sonuç olarak üç eksenli a-b-c takımı iki eksenli olan  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımına dönüştürmesinde elde edilen modelin son hali  $\theta$ 'dan bağımsız olarak elde edilmiştir. Bu modelin tüm büyüklükleri statora indirgenerek, modelin sistemi için kullanılan girişleri iki büyüklüğe indirilmiş olur. Böylelikle makinenin analizi ve simülasyonları için elde edilen model kullanıma uygun bir şekilde oluşturulmuştur.

### **1.1.2. d-q eksen takımında üç fazlı indüksiyon motor modeline ait diferansiyel eşitliklerin elde edilmesi**

DC motora benzetme aşamasında yukarıda anlatıldığı gibi ilk önce a-b-c eksenli üç fazlı hız ve zaman bağımlı sistemden  $\alpha$ - $\beta$  iki koordinatlı zamanla değişen sisteme dönüşümünü yaptık. Burada ise  $\alpha$ - $\beta$  iki koordinatlı zamanla değişen sistemden d-q iki koordinatlı zamanla değişmeyen sisteme doğru dönüşen izdüşümleri dayanır. Bu izdüşümler bir DC denetimine benzer bir durum alır. Böylece sincap kafesli indüksiyon motor modeli DC makine modeline benzetilerek sistem modeli oluşturulur. Böylece indüksiyon motor duran  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımından senkron hızla dönen bir d-q eksen takımına taşınarak sistem model analizi kolaylaştırılmış olur. d-q eksen takımındaki motor modelinde gerilim ve akımlar artık doğru akım bileşenlerine dönüşmüş şeklindedir. Şekil 1.3'deki gibi d-q eksen takımının gerilim ve akımlar artık doğru akım bileşenlerine dönüşmüş halini gösterilmektedir.

Motor modeli d-q eksen takımına taşınarak frekanstan bağımsız durum değişkenleri elde edilmiştir. Başka bir deyişle  $V_{sd}$  ve  $V_{sq}$  büyüklükleri motorunun sırasıyla akısını ve momentini (tork) ifade etmiş olur. İndüksiyon motora artık statorundaki d-q eksenlerinde tanımlanan sabit büyüklüklerle yol verilecek hale gelmiş olur. İndüksiyon motor, dönen eksen takımı kullanarak bir doğru akım motoruna benzetilmiş olur. Böylelikle sistem modeli istenilen düzeyde sadeleştirilmiş ve kontrol kuralları belirlemede kullanılan bilgisayar analiz ve simülasyon çalışmalarına uygun bir şekil almıştır.

Model daha önce üç fazlı a-b-c eksen takımından iki koordinatlı zamanla değişen  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımına indirgenmişti. Daha sonra iki koordinatlı zamanla değişen  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımından iki koordinatlı zamanla değişmeyen d-q eksen takımına dönüşümü duran eksen takımındaki model üzerinden yapılmıştır. Bu dönüşümler matrisel eşitlikler kullanılarak d-q eksen takımındaki model denklem 1.33'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 1.3. d-q eksen takımının a-b-c ve  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımları üzerindeki yerleşimi

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Motor için gerekli bağıntı ve dönüşümler uygulandıktan sonra d-q eksen takımındaki modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_s & \omega_s L_m & 0 \\ \omega_s L_s & 0 & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_r L_m & 0 & 0 & -\omega_r L_r \\ 0 & \omega_r L_m & \omega_r L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

$$M_e = pL_m (i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (1.35)$$

Buradan;  $\omega_s$  stator akımların açısal frekansı aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad (1.36)$$

İndüksiyon motorların kontrolü için akı-akım bağıntıları  $\alpha$ - $\beta$  ekseninde olduğu gibi d-q eksen takımında da benzer şekilde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}, \quad \psi_{rd} = L'_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (1.37)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}, \quad \psi_{rq} = L'_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (1.38)$$

d-q eksen takımındaki model gerekli düzeltmeler yapılarak kontrol algoritmaları için uygun hale getirilir. Modelin son hali 1.39, 1.40, 1.41, 1.42 ve 1.43'deki gibidir (Sarıoğlu, 2003).

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R'_r}{L_r} \psi_{rd} + p \omega \frac{L_m}{L'_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (1.39)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_E i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - p \omega \frac{L_m}{L'_r} \psi_{rd} + \frac{L_m R'_r}{L_r^2} \psi_{rq} + V_{sq} \right] \quad (1.40)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{sd} - \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (1.41)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{sq} - \omega_r \psi_{rd} - \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{rq} \quad (1.42)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p L_m}{J L'_r} (i_{sq} \psi_{rd} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{B}{J} \omega \quad (1.43)$$

Model, beş tane durum denkleminde meydana gelmiştir. Sistem denklemlerine baktığımızda, bir durum değişkeni olan motorun açısal hızı ile dört tane rotor akıları ve stator akımları olan durum değişkenleri ile çarpım halinde olduğu görülmektedir. Bundan dolayı durum uzay modeli lineer (doğrusal) olmayan bir karakteristiğe sahip diferansiyel denklemlerden oluşmaktadır. Giriş büyüklüklerinin frekansı  $\omega_s$  açısal hızını etkileyerek değiştirmekte ve bundan dolayı modeli de etkilemektedir. Sistem giriş büyüklükleri olan frekans ve genlik ayrı iki parametre olarak ele alınarak sistem üzerinde etkileri incelenebilmektedir.

## 1.2. Üç Fazlı İndüksiyon Motorun Vektör Kontrolü

Son on yılda elektrikli sürme devrelerinde kullanılan elemanlarda hızlı gelişmeler 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 ana faktör üzerinde durulacaktır:

- 1- Kontrol edilen makinenin gerilim ve akım uzay vektörleri.
- 2- Üç fazlı zaman ve hız 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).

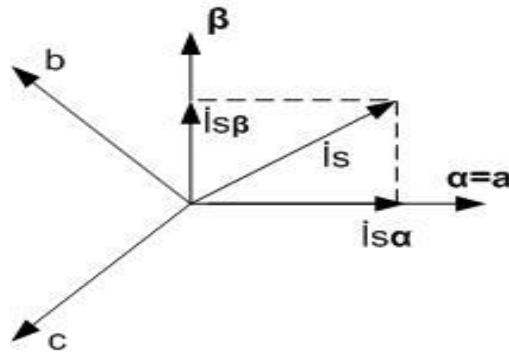
### 1.2.1. Alan yöneltmeli vektör kontrol

Alan yöneltmeli 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 motorlar 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).

### 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). Uzay vektörleri için bir takım koordinat dönüşümlerine gerek vardır. Bunlar aşağıda verilmiştir.

**Clarke Dönüşümü:** Motorun üç fazlı stator akımları üç eksenli (a-b-c) olarak ifade edilebildiği gibi gerekli dönüşümler yapılarak iki koordinatlı ( $\alpha$ - $\beta$ ) eksenli zamanla değişen sisteminde de uzay vektörleri ile tanımlanabilir. Üç eksenli (a-b-c) koordinat sisteminden iki eksenli ( $\alpha$ - $\beta$ ) koordinat sistemine dönüşümüne clarke dönüşümü olarak adlandırılır. Bu dönüşüm aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir ve şekildeki gibi gösterilebilir.



Şekil 1.4. İki eksenli  $\alpha$ - $\beta$  takımının stator akım uzay vektörü üzerindeki gösterimi

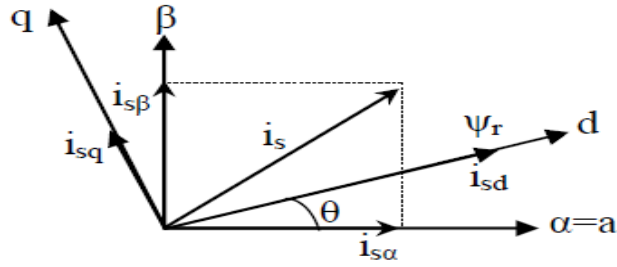
$$\begin{aligned}i_a + i_b + i_c &= 0 \\i_{s\alpha} &= i_a \\i_{s\beta} &= \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}}\end{aligned}\tag{1.44}$$

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

**Park Dönüşümü:** Bu dönüşüm vektör kontrolün en önemli kısmıdır. İndüksiyon motor bu dönüşüm ile artık moment ve akıyı temsil eden zaman ve hızdan bağımsız iki (d-q) eksenli bir koordinat sistemine dönüştürülür. Böylece, d-q iki koordinatlı zamanla değişmeyen 2-fazlı bir sisteme dönüştürmüş oluruz. Denklem 1.45'te  $\theta$  rotor akı pozisyonudur. İsd (akı bileşeni) ve İsq (moment bileşeni) ise zamanla değişmeyen d-q iki koordinatlı eksen takımını oluşturur. Böylece bunlarla doğrudan moment kontrolü yapacak



bir sistem elde etmiş oluruz. Aşağıda gösterilen diyagram akım vektörü ile denklem takımlarından yararlanılarak park dönüşüm ifadesi yazılabilir.



Şekil 1.5.  $\alpha$ - $\beta$  ve d-q eksen takımlarının gösterimi

$$\begin{aligned} i_{sd} &= i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \\ i_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \end{aligned} \quad (1.45)$$

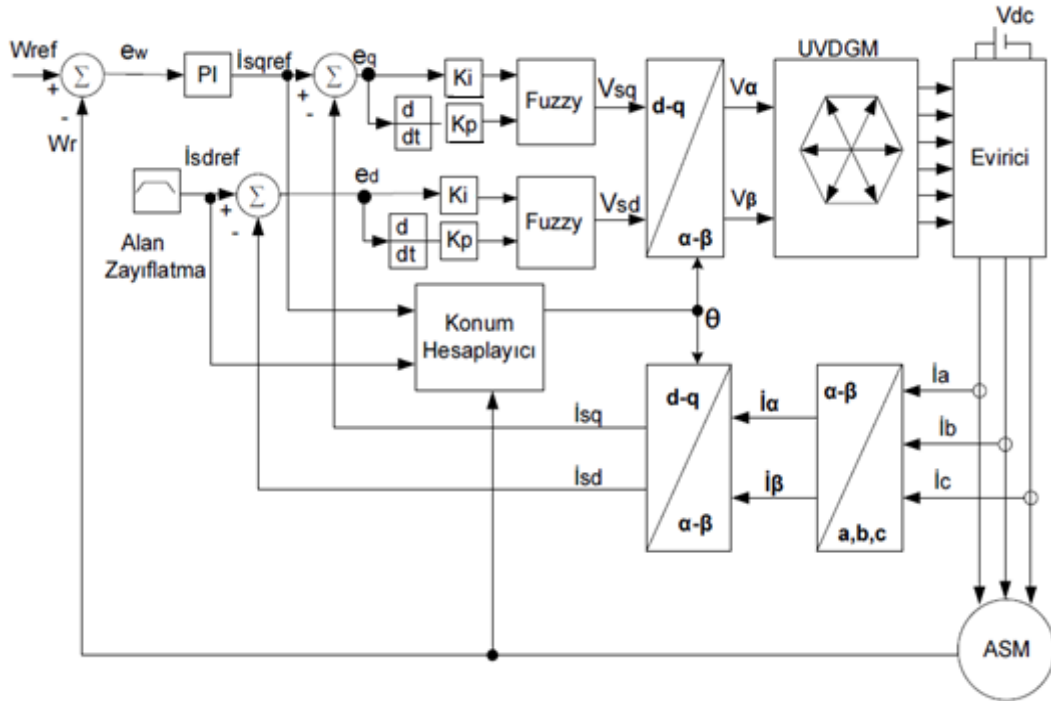
**Ters Park Dönüşümü:** Vektör kontrolü için kullanılacak bir diğer dönüşüm ters park dönüşümüdür. Ters park dönüşümü ile motorun statoruna uygulanacak üç fazlı stator geriliminin  $\alpha, \beta$  iki eksenli koordinat sistemindeki izdüşümü elde edilir. Burada park dönüşümünden elde edilmiş  $d, q$  eksen takımındaki akım izdüşümlerinin uygun PI denetim organıyla ayarlanmış referans gerilim vektörleri kullanılır. Aşağıdaki denklem takımları ile ters park dönüşümü gerçekleştirilebilir (Yıldız, 2008).

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ v_{\beta} &= V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{aligned} \quad (1.46)$$

### 1.2.3. Alan yönelmeli vektör kontrol şeması ve açıklaması

İndüksiyon motorların alan yönelmeli vektör kontrolü temel olarak aşağıdaki gibidir. Burada üç fazlı motorun stator akımlarını sistemden alarak a-b-c üç eksenli takımı  $\alpha$ - $\beta$  iki koordinatlı sistem olan Clarke dönüşüm bloğuna taşınır. Bu blokta üç faz akımları iki koordinatlı duran eksen takımına dönüştürülür.  $\alpha$ - $\beta$  iki koordinatlı duran eksen takımındaki vektör bileşenleri d-q iki koordinatlı dönen eksen takımı olan Park dönüşüm bloğuna taşınır. Dönen eksen takımına aktarım yapıldığında artık d ve q eksenlerinde sırasıyla akı ve momenti temsil eden iki bileşen elde edilir (Öztürk, 2006). Akı hesaplayıcının(konum hesaplayıcı) ürettiği bir diğer büyüklükte  $\theta$  dönüşüm açısıdır. Bu dönüşüm açısı kullanılarak motorunun d-q bileşen akımları referans akımlarla

karşılaştırarak motorunun stator faz akımlarından elde edilir. İndüksiyon motorlarda iş yapılabilmesi ya da elektromekanik dönüşüm sağlanabilmesi için rotor akısına gereksinim vardır. Bunun için referans bir akı değerine ihtiyaç duyulur. 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 hesaplanan moment ve rotor akı genliği, moment ve referans akı değerleri ile karşılaştırılmış ve oluşan moment ve akı hataları PI tipindeki moment ve akı kontrolörlerine uygulanmıştır. Daha sonra elde edilen çıkışları PI-Fuzzy bloğuna alınarak kontrol yapılır. Kontrolörlerin ürettiği kontrol işaretleri Ters Park dönüşümü bloğuna alınarak dönüştürülerek gerekli olan referans vektör çıkışı elde edilir. Referans gerilim vektörü elde edildikten sonra Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) bloğu kullanılarak çıkışlar evirici bloğuna aktarılır. Kontrolörlerden elde edilen çıkışlar motora uygulanacak üç fazlı gerilimler elde edilerek motora uygulanır.



Şekil 1.6. Alan yönelmeli vektör kontrol şeması

#### 1.2.4. Akı pozisyonu hesabı

Sincap kafesli indüksiyon motorların çalışma ilkesine göre motorun dönme sayısının senkron dönme sayısına ulaşamadığı ve bu hızdan daha düşük bir hızda döndüğü bilinmektedir.

Motorun çalışma biçimini tanımlayan önemli bir çalışma büyüklüğü vardır. Bu büyüklüğe kayma adı verilir ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$Kayma = s = \frac{n_s - pn}{n_s} = \frac{n_r}{n_s} \quad (1.47)$$

Bağıntı 1.47’de görüldüğü gibi rotor dururken  $n=0$ ,  $s=1$  rotor senkron hızda dönerken  $pn=n_s$  ve  $s=0$  sonucu elde edilir. İndüksiyon motorun dönme sayısı  $n_s$  senkron hıza ulaşamaz. Senkron hız hesaplanırken bu kayma ( $s=0$ ) göz önünde bulundurulur. Senkron hız kontrol gerçekleştirilen sürme devrelerinde farklı oluşabilmektedir. Bundan dolayı senkron sensörlerle ölçmekte kullanışsız bir metottur. Bu yüzden akı pozisyonu tahmini için motorun akım modeli temel alınarak birbirlerine bağımlı aşağıdaki üç denklem tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} I_{mr} &= I_{mr} + \frac{T}{T_r} (I_d - I_{mr}) \\ f_s &= (nP_{pr}) + \left(\frac{1}{T_r \omega_b}\right) \left(\frac{I_q}{I_{mr}}\right) \\ \theta &= \theta + \omega_b f_s T \end{aligned} \quad (1.48)$$

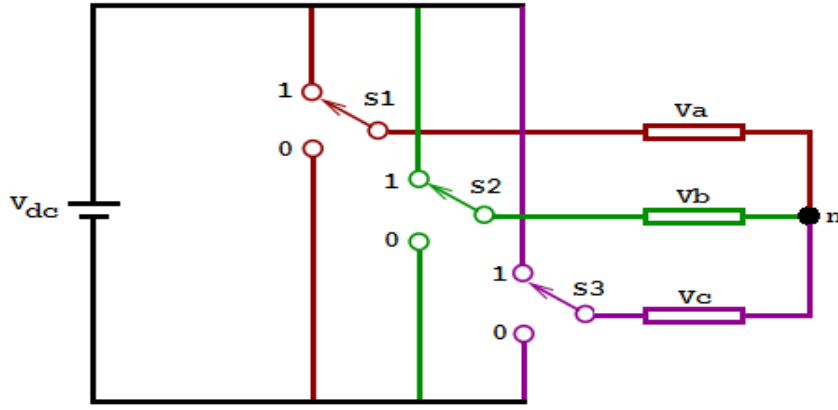
Yukarıdaki denklemlerde  $\theta$  rotor akı pozisyonun (konum hesaplayıcı) ifade etmektedir. Rotor hızı, rotor elektriksel zaman sabitini ve stator akımların bilinmesiyle yukarıdaki denklemler kullanılarak vektör kontrolü için gerekli akı pozisyonu hesaplanabilir.

### 1.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)

Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) ile sabit bir DC gerilimden üç kollu bir evirici çıkışında istenilen genlik ve fazda üç fazlı gerilimler elde edilmektedir. Bu üç fazlı gerilimler, bir referans gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir.

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_\alpha + j\vec{V}_\beta = \frac{2}{3} \left( V_{ao} \cdot \vec{a}^0 + V_{bo} \cdot \vec{a}^1 + V_{co} \cdot \vec{a}^2 \right) \quad (1.49)$$

Burada  $\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  tür.



Şekil 1.7. Üç kollu evirici ve yıldız bağlı motor devre şeması

Üç fazlı gerilim kaynağı, şekil 1.7’de gösterilen üç kollu eviricinin  $2^3=8$  tane muhtemel anahtarlama konumlarıyla elde edilmektedir. Gerilimlerin ortalama değerleri eviricinin çıkışına bağlı üç fazlı sincap kafesli indüksiyon motoru sürmekte kullanılacaktır.

Çizelge 1.1. Sekiz anahtarlama konumu ve gerilim vektörleri

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_k$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	Durumlar
0	0	0	$V_0$	0	0	0	D0
0	0	1	$V_5$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	D5
0	1	0	$V_3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	D3
0	1	1	$V_4$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	D4
1	0	0	$V_1$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	D1
1	0	1	$V_6$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	D6
1	1	0	$V_2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	D2
1	1	1	$V_7$	0	0	0	D7

Eviricinin  $S_1$ ,  $S_2$  ve  $S_3$  kolları için anahtarın yukarı konuma getirilerek kısa devre olması durumu 1 ile anahtarın aşağı konuma getirilerek kısa devre olması durumu ise 0 ile ifade edilerek şekil 1.7’teki üç kollu eviricinin muhtemel sekiz adet anahtarlama konumları için çizelge 1.1’deki gibi tanımlanmıştır.

Sekiz adet durum uzay vektörlerden  $V_0$  ve  $V_7$  hariç yani sıfır olmayan altı aktif durum uzay vektörleri olarak denklem 1.50'deki gibi tanımlanabilir.

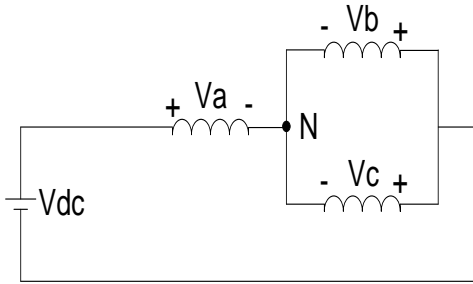
$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k=1,2,3,4,5,6 \quad (1.50)$$

Böylece;

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} \left[ \cos(k-1)\frac{\pi}{3} + j \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad (1.51)$$

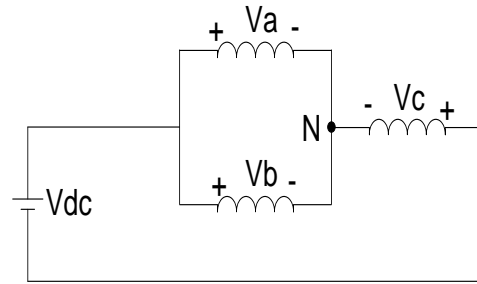
$$\vec{V}_{k+1} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[ \cos\frac{k\pi}{3} + j \sin\frac{k\pi}{3} \right] \quad (1.52)$$

D1



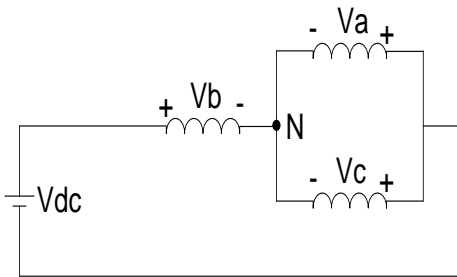
$$V_a = \frac{2}{3} V_{dc} \quad V_b = -\frac{1}{3} V_{dc} \quad V_c = -\frac{1}{3} V_{dc}$$

D2



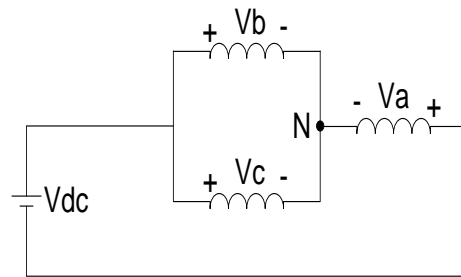
$$V_a = \frac{1}{3} V_{dc} \quad V_b = \frac{1}{3} V_{dc} \quad V_c = -\frac{2}{3} V_{dc}$$

D3



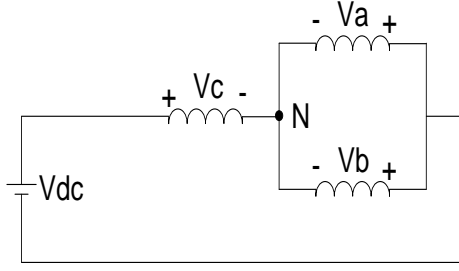
$$V_a = -\frac{1}{3} V_{dc} \quad V_b = \frac{2}{3} V_{dc} \quad V_c = -\frac{1}{3} V_{dc}$$

D4



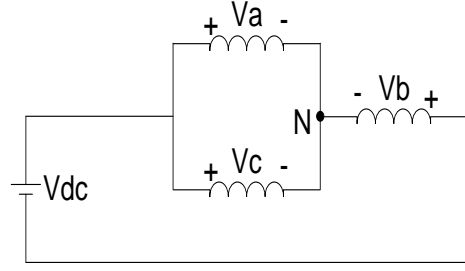
$$V_a = -\frac{2}{3} V_{dc} \quad V_b = \frac{1}{3} V_{dc} \quad V_c = \frac{1}{3} V_{dc}$$

D5



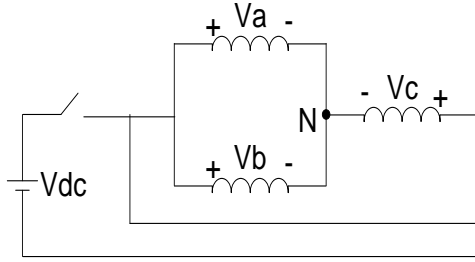
$$V_a = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad V_b = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad V_c = \frac{2}{3}V_{dc}$$

D6



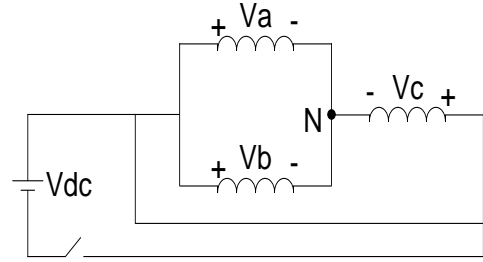
$$V_a = \frac{1}{3}V_{dc} \quad V_b = -\frac{2}{3}V_{dc} \quad V_c = \frac{1}{3}V_{dc}$$

D0



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

D7



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

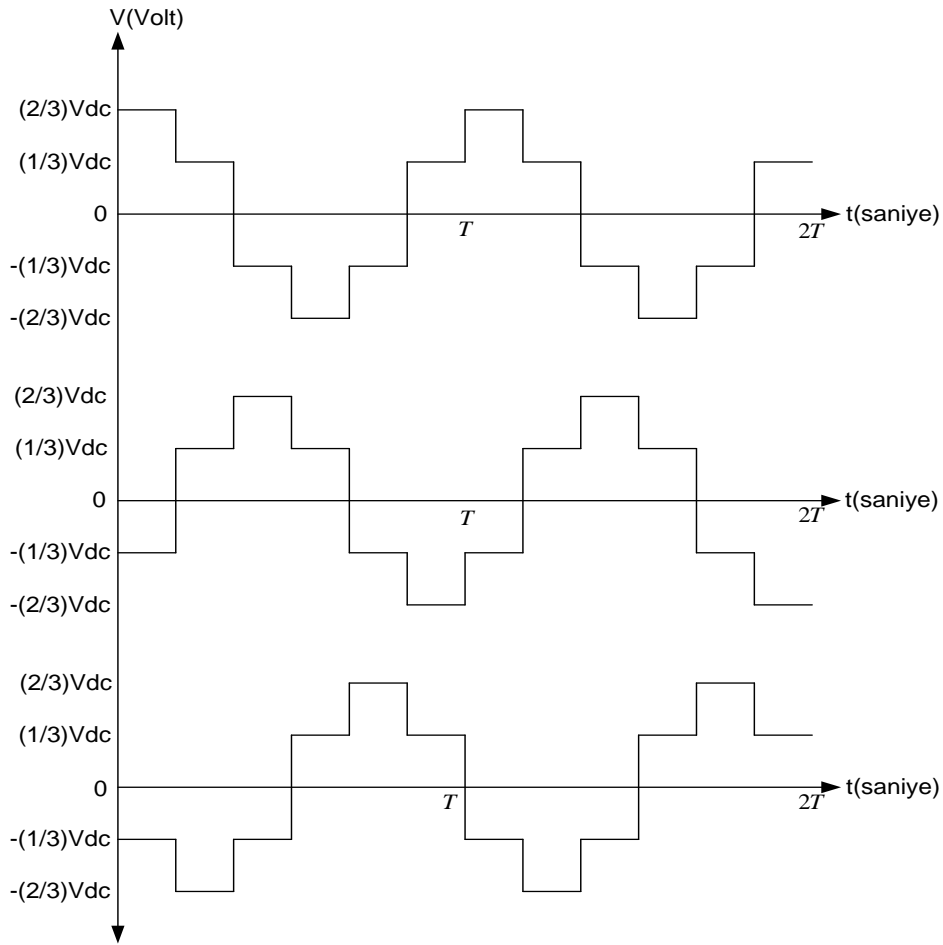
Şekil 1.8. Üç kollu evirici devresine yıldız bağlı yük için muhtemel bütün anahtarlama konumları

1.50, 1.51 ve 1.52'deki denklemlerden yararlanılarak sekiz uzay vektörü ve  $V_{dc}$  değerleri bulunacaktır. Böylelikle evirici çıkışına üç fazlı yıldız bağlı sincap kafesli indüksiyon motor bağlanarak sekiz anahtarlama konumu hesaplanacaktır. Anahtarlama konumları için motorun statorundaki üç tane sargı ve bu sargılarda meydana gelen gerilimler şekil 1.8'deki gibi ifade edilir.

Yukarıdaki sekiz anahtarlama konumu  $T$  periyot kabul edilmek üzere her konum eşit zaman aralıkları için devreye alınması ile şekil 1.8'deki faz gerilimleri elde edilir. Fakat burada 0 ve 7 anahtarlama konumları gerilim değeri sıfır (0) olduğundan hesaba katılmamıştır. Şekildeki faz gerilimleri istenilen referans gerilim vektöründen

oluşturulacak gerilimlerin temel elemanlarıdır. Görüldüğü üzere üç adet çıkış fazında temel olarak  $120^\circ$  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 istenilen referans uzay vektörünün sabit kabul edildiği zaman aralığıdır. Anlaşılacağı gibi  $T$  zaman aralığı kullanılan darbe genişlik modülasyon yönteminin örnekleme zamanı olarak kabul edilmiştir (Yıldız, 2008).

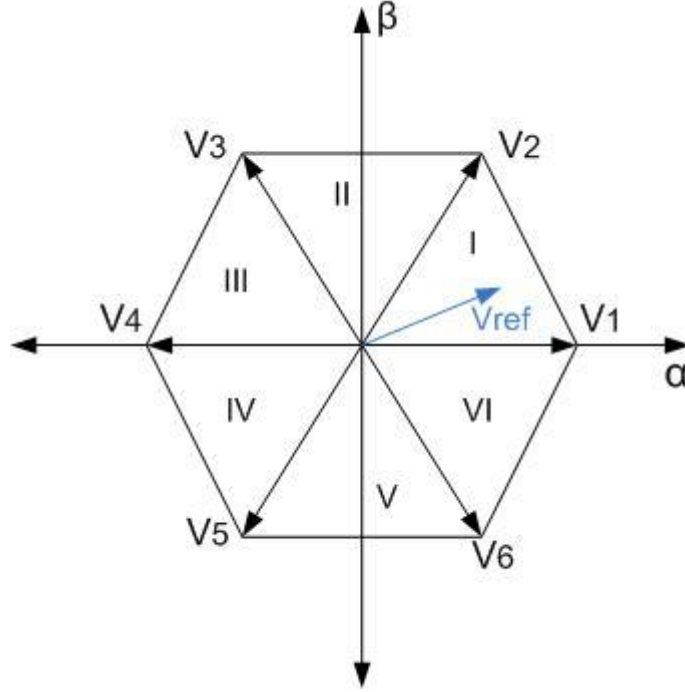


Şekil 1.9. Sabit zaman paylaşımı için üç kollu evirici devresi çıkışındaki gerilimler

$V_{ref}$  gerilim vektörü  $\alpha$ - $\beta$  ekseninde incelendiğinde çıkış gerilimlerine  $T$  periyodu için bakıldığında toplam altı adet uzay vektörü oluşacaktır. Bu vektörler duran eksen takımında  $60^\circ$  derecelik aralıklarla yerleştirilmektedir.

Altı adet uzay vektörü duran eksen takımına yerleştirildiği zaman gerilim vektörlerinin meydana getirdiği altıgen yine bu vektörler tarafından altı eşit bölgeye

bölünmektedir. Sekiz anahtarlama konumlarından 0 ve 7 anahtarlama konumları için oluşan vektörlerin modülü 0 (sıfır) olduğundan dolayı bu vektörler duran eksen takımının orijininde olacaktır. Bu durum şekil 1.10'da gösterilmiştir.



Şekil 1.10. Altı aktif uzay vektörünün sınırladığı alan

Referans gerilim vektörü duran ekseninde oluşan altı bölgenin sınırladığı alan içerisinde olacaktır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğinde arzu edilen referans vektörünün 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).

$V_{ref}$ , her bir  $T_s$  anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü olarak tanımlanmaktadır.  $V_{ref}$  gerilim vektörü altı bölgenin her birinde 0 ve 7 vektörleri ve bitişik iki aktif uzay vektörünün ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir.

$V_{ref}$  vektörünün  $k$  bölgesinde olduğu kabul edilirse bu durumda bitişik vektörler  $V_k$  ve  $V_{k+1}$  olur. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken eviricinin sadece bir bacağındaki anahtarlama durumu değiştirilmektedir. Bu durum en iyi harmonik performansını da sağlamaktadır.  $V_{ref}$  gerilim vektörü denklem 1.54 ile ifade edilmektedir. Burada  $k$  indisi bulunulan bölgeyi sınırlayan iki vektörün indislerini tanımlar.



$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \overrightarrow{V_{ref}} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \overrightarrow{V_0} dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0+T_k}{2}} \overrightarrow{V_k} dt + \int_{\frac{T_0+T_k}{2}}^{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}} \overrightarrow{V_{k+1}} dt + \int_{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \overrightarrow{V_7} dt \quad (1.53)$$

Burada  $T_s$  örnekleme zamanıdır.  $T_s$ 'nin yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse bu sürede  $V_{ref}$  yaklaşık olarak sabit kabul edilir. 1.53'deki integralleri alındığı zaman aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} \frac{T_s}{2} = \overrightarrow{V_k} T_k + \overrightarrow{V_{k+1}} T_{k+1} \quad (1.54)$$

Denklem 1.49, 1.50, 1.51 ve 1.52'den yararlanılarak denklem 1.54 düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[ T_k \begin{bmatrix} \cos(k-1) \frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1) \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \right] \quad (1.55)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(k-1) \frac{\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin(k-1) \frac{\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (1.56)$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin(k-1) \frac{\pi}{3} & \cos(k-1) \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

Denklemleri elde edilir. Bu durumda anahtarlama zamanları ayrı ayrı ifade edilirse;

$$T_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} (V_\alpha \sin \frac{k\pi}{3} - V_\beta \cos \frac{k\pi}{3}) \quad (1.58)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \left( -V_\alpha \sin(k-1) \frac{\pi}{3} + V_\beta \cos(k-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (1.59)$$

Ayrıca iki adet gerilim vektörleri ve 0 volt gerilim veren  $V_0$  ve  $V_7$  vektörlerinin devreye alınma süresi  $T_0$  aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\frac{T_s}{2} = T_0 + T_k + T_{k+1} \Rightarrow T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (1.60)$$

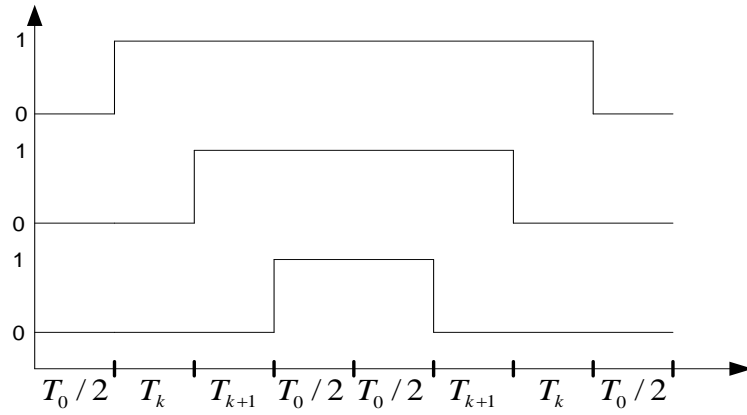
Anahtarlama zamanlamaları hesaplandıktan sonra evirici devresindeki transistörler bu zaman aralıkları esas alınarak tetiklenir. Örnek olarak  $V_1$  ve  $V_2$  gerilim vektörlerinin sınırladığı bir referans vektör için düşünülürse; duran eksendeki referans vektör 0 vektörleri  $V_1$  ve  $V_2$  vektörlerinin  $T_0, T_k$  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 (Yıldız, 2008).

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, hâlbuki bölgeyi sınırlayan vektör  $V_7$  vektörü değildir bu bölgede  $k+1$  indisinin gösterdiği  $V_1$  gerilim vektörüdür.

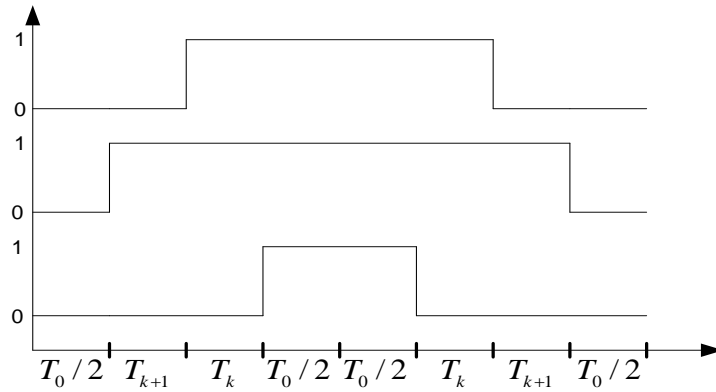
Altı aktif bölge için anahtarlama durumları şekil 3.11.a,b,c,d,e,f'deki gibi gösterilebilmektedir.

**Bölge 1 için:**



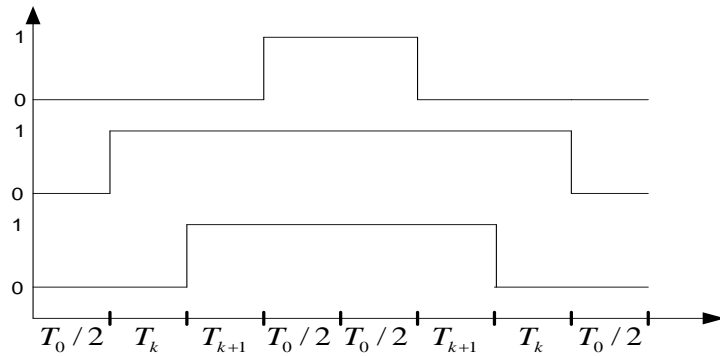
Şekil 1.11.a. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 1 için dağılımı

**Bölge 2 için:**



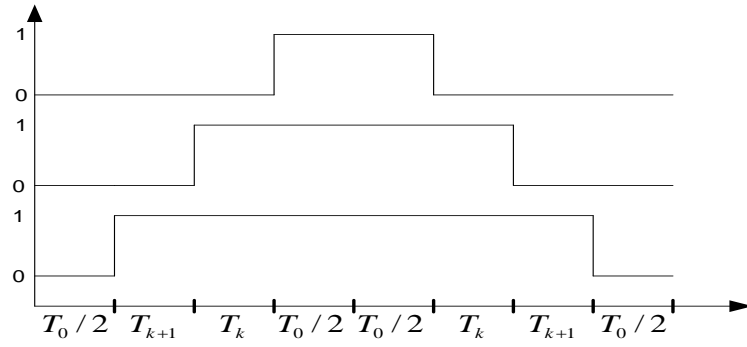
Şekil 1.11.b. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 2 için dağılımı

**Bölge 3 için:**



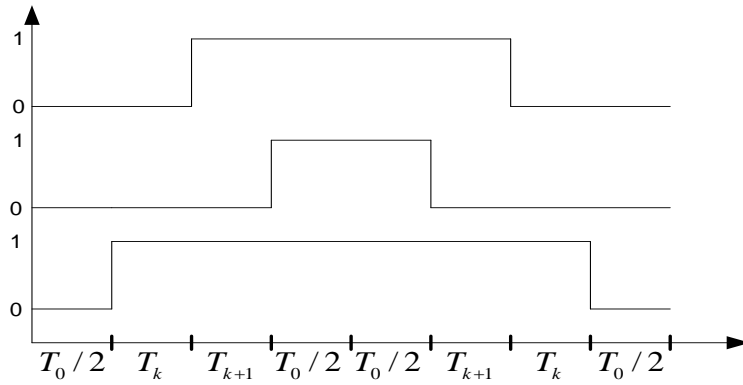
Şekil 1.11.c. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 3 için dağılımı

**Bölge 4 için:**



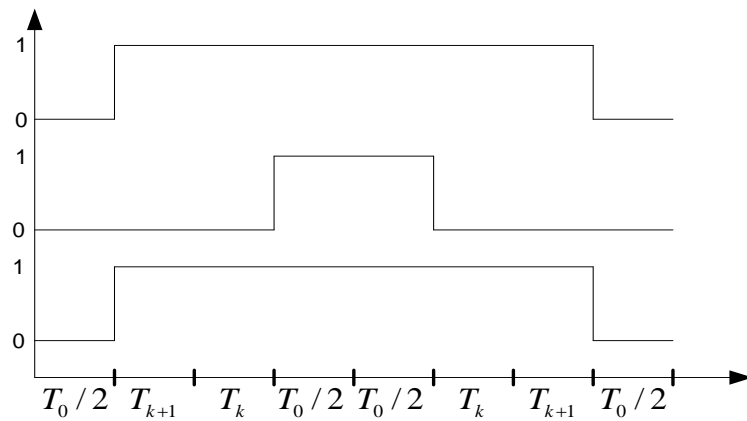
Şekil 1.11.d. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 4 için dağılımı

**Bölge 5 için:**



Şekil 1.11.e. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 5 için dağılımı

**Bölge 6 için:**



Şekil 1.11.f. (UVDGM) Tetikleme zamanlamalarının bölge 6 için dağılımı

Sonuç olarak duran eksen takımındaki referans gerilim vektörü evirici çıkışına bağlanmış u fazlı dengeli bir yük üzerinde elde edilmiştir. Vektör sürme yönteminde motora uygulanacak gerilimler evirici üzerinden uzay vektör darbe genişlik modülasyon yöntemi izlenerek aktarma işlemi yapılarak motora uygulanır.

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

## 2. BULANIK KÜMELER VE BULANIK MANTIK

### 2.1. Bulanık Küme Tanımı

Bulanık kelimesi; kesin(net) olmayan, karışık, belli belirsiz şekilde ifade edilebilir. Bulanık Mantık, 1961 yılında Lütü Asker Zadeh'nin yayınladığı bir makalenin sonucu duyulmuş bir mantık yapısıdır. Bulanık mantığın temeli bulanık küme ve alt kümelere dayanır. Klasik küme mantığı bir eleman ya kümeye dâhildir ya da değildir. Matematiksel olarak ifade edildiğinde eleman küme ile olan üyelik ilişkisi göz önüne alındığında kümenin elemanı olduğunda yani dâhil ise bir (1), kümenin elemanı olmadığı yani dahil değilse o zaman sıfır (0) değerini alır. Bulanık mantık klasik küme gösteriminin genişletilmiş halidir. Bulanık mantıkta her elemanın bir üyelik derecesi vardır. Elemanların üyelik derecesi, [0,1] aralığında herhangi bir değer olabilir ve üyelik fonksiyonu  $\mu(x)$  ile gösterilir. Bulanık kümeler klasik kümelerin aksine olarak elemanların üyelik dereceleri [0, 1] aralığında sonsuz sayıda değişebilir. Bunlar üyeliğin derecelerinin aralıksız ve sürekli olarak bütünüyle bir kümedir.

#### 2.1.1. Üyelik fonksiyonun oluşturulması ve kullanılan bazı çeşitleri

Dilsel değişkenlerin dilsel olgusunu açıklayan teknik sayı değerine üyelik derecesi denir (Hamitoğulları, 1999). Üyelik derecesi subjektif olarak belirlenir (Zadeh, 1987). Sürekli bir değişkenin üyelik derecesi ise üyelik fonksiyonuyla ifade edilir (Hamitoğulları, 1999). Fuzzy küme teorisinin temelini oluşturan üyelik fonksiyonları 0 ile 1 arasında bir üyelik derecesine sahiptir (Kahya, 2003).

$\mu(x)$  üyelik fonksiyonu, bulanık kümeyi tanımlayan fonksiyondur. Bulanık küme üyelik fonksiyonu ile ifade edilir.

X bir evrensel küme olmak üzere A bulanık kümesi

$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X, \mu_A(x) \in [0,1]\}$  şeklinde tanımlanır.

X evrensel kümesindeki bir bulanık A kümesi  $\mu_A : X \rightarrow [0,1]$  şeklinde ifade edilir. Buradaki  $\mu_A(x)$  fonksiyona bulanık A kümesinin üyelik fonksiyonu denir.

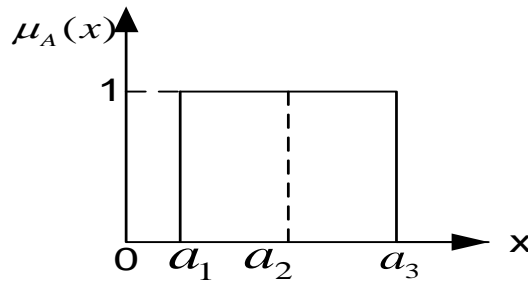
Bulanık mantıkta, dilsel olarak ifade edilecek olan bölgelerin sınırlarını belirtmede ve giriş bilgilerine ait üyelik ağırlıklarının tespit edilmesinde kullanılmak üzere uygun üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi gerekir.

Üyelik fonksiyonunun tespiti yapmak çok önemli bir basamaktır ve sistemin hassasiyetini belirler. Üyelik fonksiyonlarını oluşturmada özel bir kural yoktur. Fakat öncelikle, dilsel olarak ifade edilecek olan bölgelerin, sayıları tespit edilmelidir. Çünkü bu sistemin genel haliyle hassasiyetini belirler. Örneğin bir şart kümesindeki dilsel değişkenler {küçük, büyük, orta }= {small, medium, large} bazı alanlarda yeterli olmayabilirler. O zaman {çok küçük, küçük, orta, büyük ve çok büyük }={very small, medium, large and very large} gibi dilsel değerleri kullanılmasına ihtiyaç duyulabilir. Daha sonraki hassasiyet ise, üyelik fonksiyonlarının şekilleriyle çoğaltılabilir. Kullanacağımız sistem için en kullanışlı üyelik fonksiyonu elde edilinceye kadar birçok denemeler yapılır. Bu denemeleri yaparken uzman kişinin deney ve tecrübesi çok önemlidir. Bu sayede uzman kişinin deney ve tecrübesi sonucu ile çok çeşitli üyelik fonksiyonu şekilleri oluşturulabilir.

Üyelik fonksiyonları sistem parametrelerini belirler. Üyelik fonksiyonlarının sayısına ve şekline ait hiçbir kısıtlama yoktur. Tamamıyla sistemi tasarlayanın istek ve tecrübesine göre değişir. Bu zamana kadar yapılmış olan çalışmalarda genel olarak çok kullanılan bazı üyelik fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

#### ❖ Klasik Fonksiyon:

Eğer  $A \in R \in (-\infty, +\infty)$ 'da, söz konusu kümenin bir elemanı ise  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu  $R \rightarrow [0,1]$  aralığında oluşur. Başka bir deyişle A kümesi  $A = [a_1, a_3]$  aralığında ise genel olarak  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu denklem 2.1'de tanımlanmıştır.



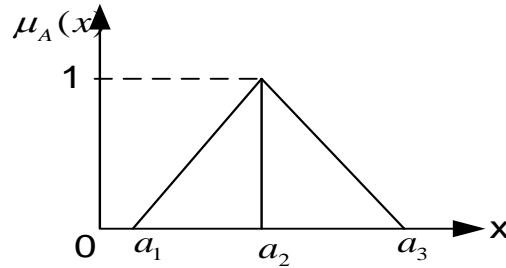
Şekil 2.1 Klasik fonksiyon gösterimi

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < a_1 \\ 1, & a_1 \leq x \leq a_3 \\ 0 & x > a_3 \end{cases} \quad (2.1)$$

### ❖ Üçgen Üyelik Fonksiyonu:

Üçgen üyelik fonksiyonu  $a_1$ ,  $a_2$  ve  $a_3$  olmak üzere 3 parametre ile ifade edilir.  $a_2$  parametresi bu üyelik fonksiyonunun merkezini oluştururken,  $a_1$ - $a_3$  parametreleri arasında kalan değerlerde desteğini oluşturmaktadır. Yani merkezdeki eleman sayısı 1 olan üyelik fonksiyonlarıdır. Üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak bir elemanın üyelik derecesinin hesaplanması, elemanın değerine ( $x$ ) göre yapılır.  $A$  kümesi için  $A = (a_1, a_2, a_3)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  üçgensel üyelik fonksiyonu, denklem 2.2'de tanımlanmıştır.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < a_1 \\ \frac{x-a_1}{a_2-a_1}, & a_1 \leq x \leq a_2 \\ \frac{a_3-x}{a_3-a_2}, & a_2 \leq x \leq a_3 \\ 0, & x > a_3 \end{cases} \quad (2.2)$$



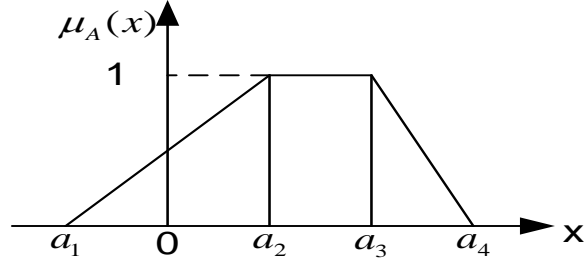
Şekil 2.2 Üçgensel üyelik fonksiyon gösterimi

### ❖ Yamuk Üyelik Fonksiyonu:

Yamuk üyelik fonksiyonu  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  ve  $a_4$  olmak üzere dört parametre ile ifade edilir. Bu fonksiyonda  $a_1$ - $a_2$  ve  $a_3$ - $a_4$  arasında kalan değerler fonksiyonun sınırlarını oluşturmaktadır. Fonksiyonun merkezi ise  $a_2$ - $a_3$  parametreleri arasında kalan noktalardır. Yamuk üyelik fonksiyonunda  $A = (a_1, a_2, a_3, a_4)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  Yamuk üyelik fonksiyonu, denklem 2.3'de tanımlanmıştır.



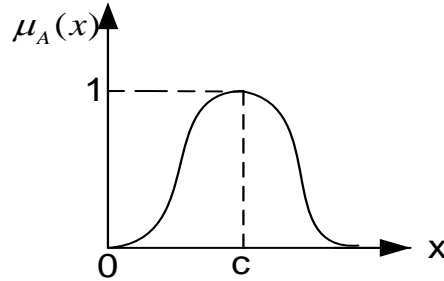
$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < a_1 \\ \frac{x-a_1}{a_2-a_1}, & a_1 \leq x \leq a_2 \\ 1, & a_2 \leq x \leq a_3, \\ \frac{a_4-x}{a_4-a_3}, & a_3 \leq x \leq a_4 \\ 0, & x > a_4 \end{cases} \quad (2.3)$$



Şekil 2.3 Yamuk üyelik fonksiyon gösterimi

❖ **Gaussian Üyelik Fonksiyonu:**

Burada  $c$  parametresi fonksiyona ait olan dağılışın merkezini,  $\sigma$  parametresi ise gaussian eğrisinin genişliğini veya dağılışın şeklini belirler. Eğer  $\sigma$  küçük olursa üyelik fonksiyonunun göstermiş olduğu genişlik daha sivri olur. Gaussian üyelik fonksiyonunun merkezi  $c$  dir. Merkezin sağında ve solunda kalan elemanların oluşturduğu bölge ise fonksiyonun sınırlarını oluşturmaktadır. Gaussian üyelik fonksiyonu denklem 2.4'te tanımlanmıştır.



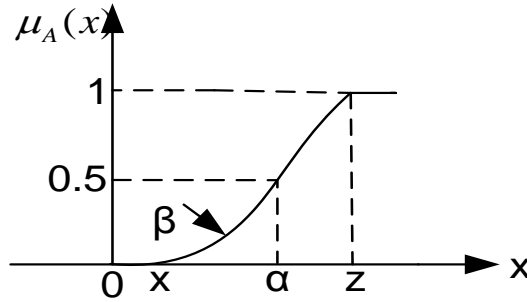
Şekil 2.4 Gaussian üyelik fonksiyon gösterimi

$$\mu_A(x; c, \sigma) = e^{\frac{-(x-c)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.4)$$

❖ **Sigmoidal Üyelik Fonksiyonu:**

Bu üyelik fonksiyonunda  $\beta$  ; eğrinin eğimini göstermektedir.  $\alpha$  parametresi ise eğrinin dönüm noktası olup üyelik derecesi daima 0.5'e eşittir. Bu üyelik fonksiyonu  $\beta$  ve  $\alpha$  parametreleri ile aşağıdaki şekilde ifade edilir. (DOMBI ve GERA, 2005)

$$\mu_A(x; \beta, \alpha) = \frac{1}{1 + e^{-\beta(x-\alpha)}} \quad (2.5)$$



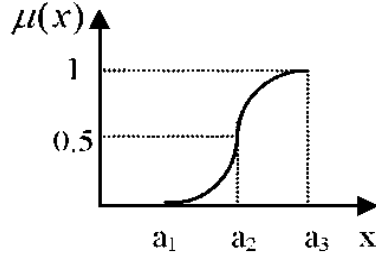
Şekil 2.5 Sigmoidal üyelik fonksiyon gösterimi

❖ **S Üyelik Fonksiyonu:**

S üyelik fonksiyonu  $a_1$ ,  $a_2$  ve  $a_3$  parametreleri ile tanımlanan bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun adı şeklinin S harfine benzemesinden kaynaklanmaktadır.

Eğer fonksiyon artış eğiliminde ise;

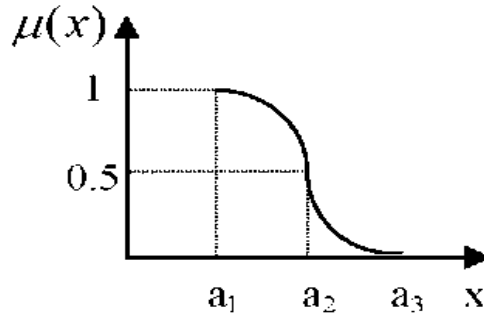
$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & -\infty < x < a_1 \\ 2 \cdot \left[ \frac{x-a_1}{a_3-a_1} \right]^2, & a_1 \leq x \leq a_2 \\ 1 - 2 \cdot \left[ \frac{x-a_2}{a_3-a_1} \right]^2, & a_2 \leq x \leq a_3 \\ 1, & a_3 < x < +\infty \end{cases} \quad (2.6)$$



Şekil 2.6.a S artan üyelik fonksiyon gösterimi

Eğer fonksiyon azalış eğiliminde ise;

$$\mu_A(x; a_1, a_2, a_3) = \begin{cases} -\infty < x < a_1 \text{ ise } 1 \\ a_1 \leq x \leq a_2 \text{ ise } 1 - 2\left[\frac{(x-a_1)}{(a_3-a_1)}\right]^2 \\ a_2 < x < a_3 \text{ ise } 2\left[\frac{(x-a_2)}{(a_3-a_1)}\right]^2 \\ a_3 < x < +\infty \text{ ise } 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

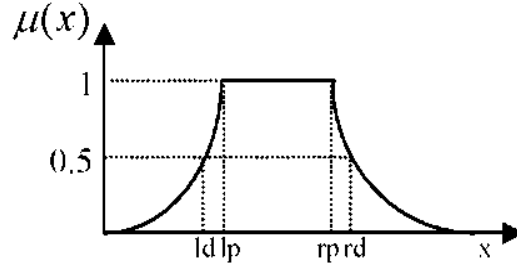


Şekil 2.6.b S azalan üyelik fonksiyon gösterimi

#### ❖ Pi (π) Üyelik Fonksiyonu:

Pi(π) üyelik fonksiyonu 4 parametre ile tanımlanmaktadır. Fonksiyonun ismi şeklinin pi simgesine benzemesinden kaynaklanmaktadır. S fonksiyonundan farklı olarak fonksiyon üyelik değeri iki taraflı "0" değerine doğru asimptotik olarak azalır. lp ve rp parametreleri arasında kalan değerler fonksiyonun çekirdeğini oluştururken ld ve rd noktaları dönüm noktalarıdır. Pi(π) üyelik üyelik fonksiyonunda  $A = (l_d, l_p, r_p, r_d)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu, denklem 2.8'de tanımlanmıştır.

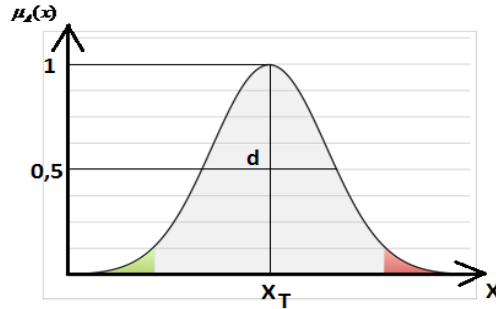
$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{l_d}{l_p + l_d - x}, & x < l_p \\ 1, & l_p \leq x \leq r_p \\ \frac{r_d}{x - r_p + r_d}, & x > r_p \end{cases} \quad (2.8)$$



Şekil 2.7. Pi( $\pi$ ) üyelik fonksiyon gösterimi

❖ **Çan Üyelik Fonksiyonu:**

Çan üyelik fonksiyonu 2 parametre ile ifade edilebilmektedir. Fonksiyonun ismi şeklinin çana benzemesinden kaynaklanmaktadır. Çan üyelik fonksiyonunda  $A = (x_T, d)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu, aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir.



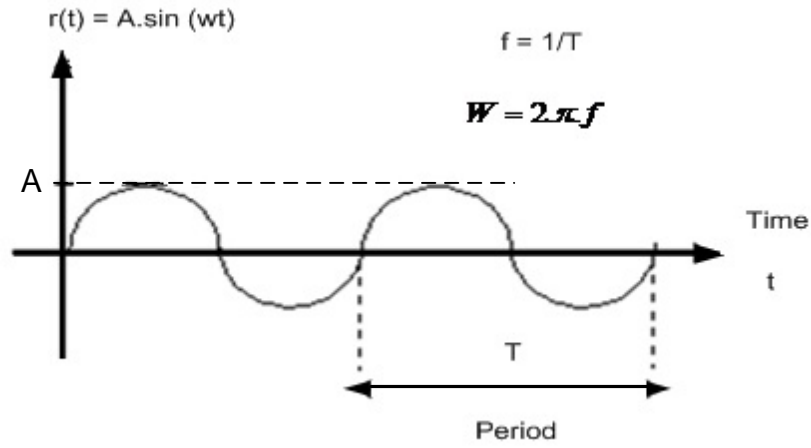
Şekil 2.8. Çan üyelik fonksiyon gösterimi

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_T}{d}\right)^8} \quad (2.9)$$

❖ **Sinusoid Üyelik Fonksiyonu:**

Sinusoid üyelik fonksiyonu 2 parametre ile ifade edilebilmektedir. Sinüs Fonksiyonu kullanılmaktadır.

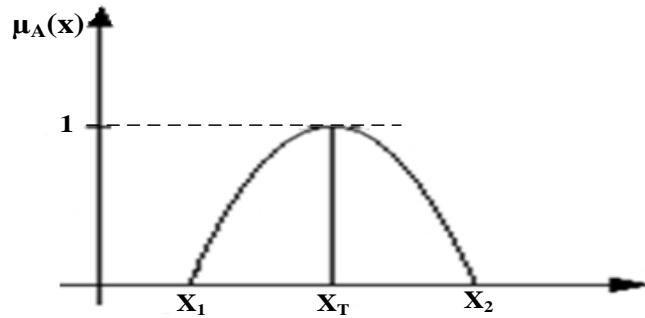
$$f(x) = A \cdot \sin(\omega t) \quad (2.10)$$



Şekil 2.9. Sinüs fonksiyon gösterimi

Sinusoid üyelik fonksiyonunda  $A = (A, \omega)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu, aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < x_1 \\ |A \cdot \sin(\omega x)|, & x_1 \leq x \leq x_2 \\ 0 & x > x_2 \end{cases} \quad (2.11)$$

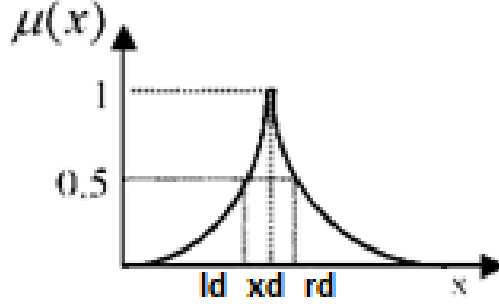


Şekil 2.10. Sinusoid üyelik fonksiyon gösterimi

#### ❖ Sharp Üyelik Fonksiyonu:

Sharp Üyelik Fonksiyonu  $\text{Pi}(\pi)$  üyelik fonksiyonuna benzer 3 parametre ile ifade edilebilmektedir. Sharp üyelik üyelik fonksiyonunda  $A = (l_d, x_d, r_d)$  genel olarak  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu, denklem 2.12'de tanımlanmıştır.

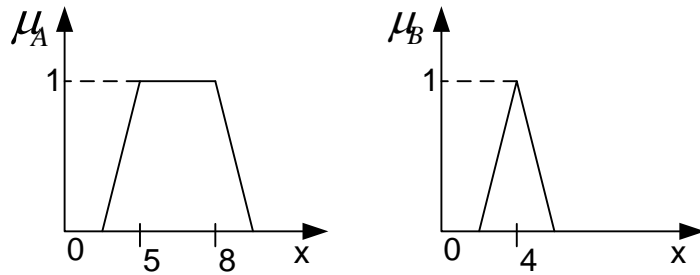
$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{l_d}{x_d + l_d - x}, & x < x_d \\ 1, & x = x_d \\ \frac{r_d}{x - x_d + r_d}, & x > x_d \end{cases} \quad (2.12)$$



Şekil 2.11. Sharp üyelik fonksiyon gösterimi

### 2.1.2. Bulanık kümeler için tanımlamalar

Klasik kümeler üzerinde yapılan işlemler, bulanık kümeler kullanılarak yapılabilir. Bulanık kümeler klasik kümelerin aksine olarak elemanların üyelik dereceleri [0, 1] aralığında sonsuz sayıda değişebilir. Bunlar üyeliğin derecelerinin aralıksız ve sürekli olarak bütünüyle bir kümedir.

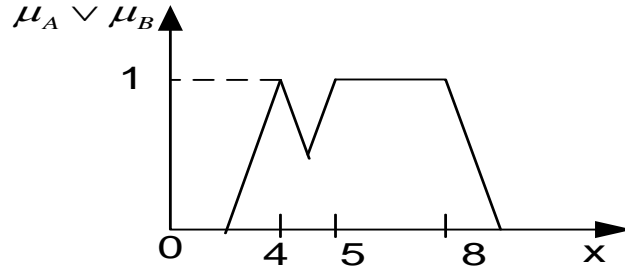


Şekil 2.12. A ve B bulanık kümeleri

**a. Birleşme:** İkili mantıkta VEYA (OR) işlemine karşılık gelen V işareti ile gösterilir. İki bulanık A ve B kümelerinin birleşimi yeni bir C bulanık kümesini oluşturur.  $C=A \cup B$  ile gösterilir ve  $\mu_A$  ile  $\mu_B$  sırasıyla A ve B kümelerinin üyelik fonksiyonları ise  $\mu_C$  denklem 2.13'teki gibi tanımlanır.

$$x \in X, \mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \text{ ya da } \mu_C = \mu_A \vee \mu_B \quad (2.13)$$

A ve B bulanık kümeye ilişkin birleşim kümesi bulunurken, klasik mantıkta olduğu gibi her iki kümedeki elemanların (tekrar edenler hariç) her biri alınır.

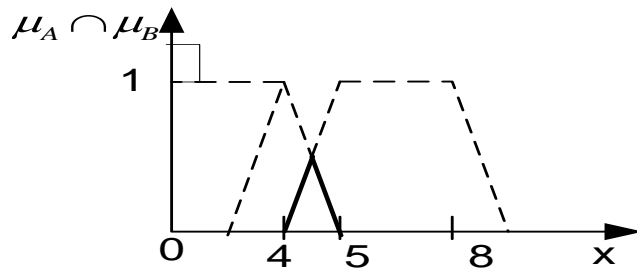


Şekil 2.13. A ve B bulanık kümelerin birleşimi

**b. Kesişim:** A ve B bulanık kümelerinin kesişimi yeni bir bulanık C kümesidir. C kümesinin üyelik fonksiyonu ( $\mu_C$ ),  $\mu_A$  ile  $\mu_B$  kullanılarak aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$x \in X, \mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \text{ ya da } \mu_C = \mu_A \cap \mu_B \quad (2.14)$$

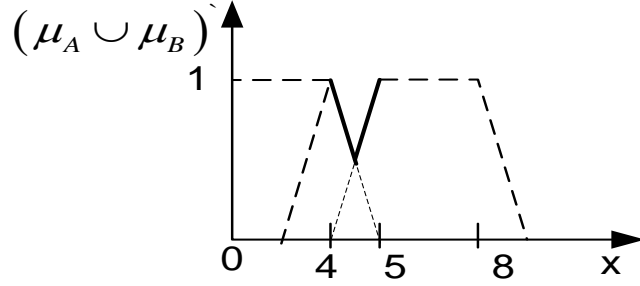
C kümesi A ve B kümelerinin kapsadığı en büyük alt kümedir (Zadeh, 1965).



Şekil 2.14. A ve B bulanık kümeleri kesişimi

**c. Bulanık Tümleneyen:** Bir bulanık kümenin tümleneyeni, bu kümeye ilişkin elemanların dışında kalan bütün elemanları kapsayan küme olarak ifade edilir. A ve B bulanık kümesinin tümleneyeni ( $\mu_A \cup \mu_B$ ) ile ifade edilir. Tümleneyen bulanık kümeye ilişkin üyelik fonksiyonu denklem 2.15'teki gibi tanımlanır.

$$(\mu_A \cup \mu_B)' = 1 - (\mu_A \cup \mu_B) \quad (2.15)$$



Şekil 2.15. A ve B bulanık kümeleri tümleyeni

**d. Boş Küme:** X uzayında tanımlanan A bulanık kümesinin boş küme olabilmesi için  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu tüm x değerlerini 0'a götürmelidir.

**e. Eşit Kümeler:** A ve B bulanık kümeleri eğer onların bütün elemanları için  $\mu_A(x) = \mu_B(x)$  üyelik fonksiyonlarının eşit olması ile bu iki kümeye eşit küme denir. Üyelik fonksiyonları X uzayındaki her x değerine karşı düşen  $[0, 1]$  aralığında aynı gerçek sayıyı tanımlarlar.

**f. Alt Küme:** A bulanık kümesi B bulanık kümesinden küçük veya eşit ise B bulanık kümesi A bulanık kümesini kapsar veya A bulanık kümesi B bulanık kümesinin alt kümesi olarak tanımlanabilir. Aşağıdaki eşitlikle gösterilebilir.

$$A \subset B, \mu_A \leq \mu_B \quad (2.16)$$

### 2.1.3. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

Bulanık mantık klasik boolean mantığın genişletilmesi olarak düşünülebilir. Bulanık kümeleri uç noktalarından ele alırsak yalnız 1 ve 0 değerlerini alabilirler. Böylece bulanık kümelerin standart mantıksal işlemleri kapsayabileceği görülür. Çizelge 2.1'de bazı standart mantıksal işlemler verilmiştir.

Bulanık kümelerde tanımlanan değerlerin ifade ettikleri doğruluk seviyesi ya da anlamları var-yok, doğru-yanlış gibi iki seviyeli olarak değil  $[0, 1]$  aralığında değişen üyelik dereceleri ile ifade edilmekteydi. Ama çizelge 2.1'de tanımlanan, standart boolean cebirinde kullanılan mantıksal işlemler yalnız 0 ve 1 olmak üzere iki seviye için tanımlanmışlardır.



Çizelge 2.1. 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    y=z		

x	z
0	1
1	0
x != z	

Bulanık kümelerde üyelik fonksiyonları ile ifade edilen üyelik dereceleri ile yukarıdaki mantıksal işlemler aşağıdaki gibi ifade edilebilir ve bu ifadelerin klasik seviyedeki mantıksal işlemleri de içine aldığı görülmektedir.

x ve y gibi iki üyelik derecesini tanımlayan değerler için,

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

**Veya (Or, || ):** 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 2.2’de tanımlanan önermeler sonucunda mantıksal işlemler bulanık değerler ile de ifade edilebilmektedir.

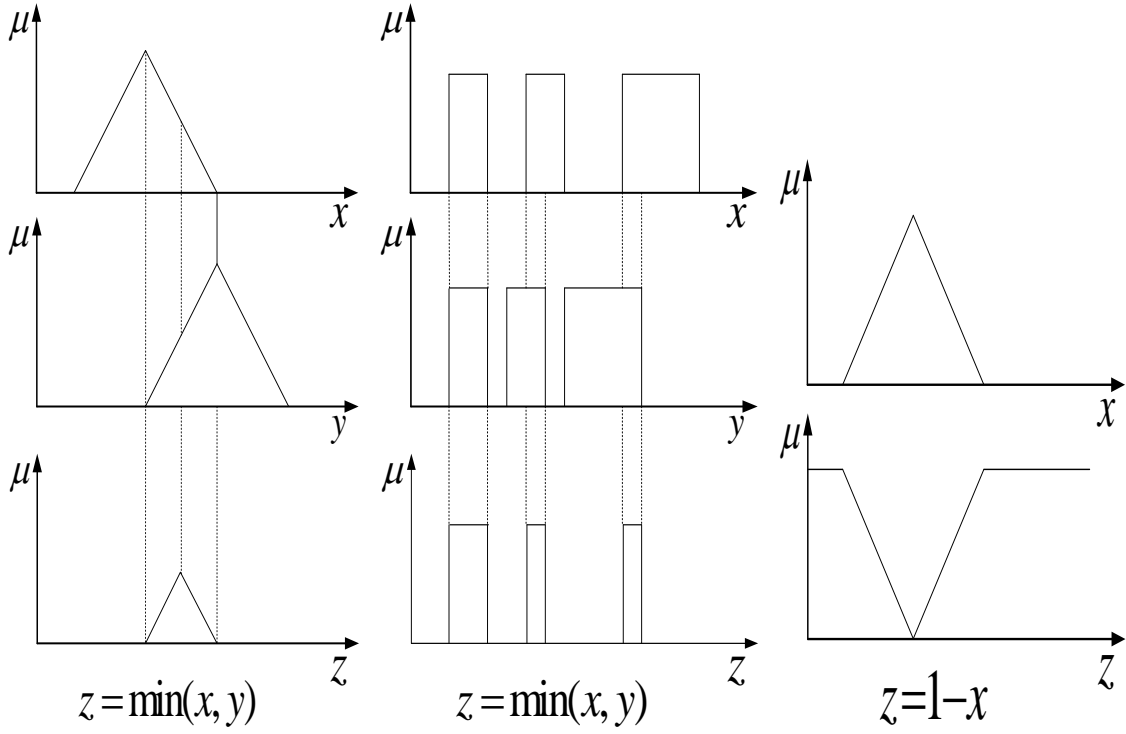
Bulanık kümeler üzerinde mantıksal işlemler gerçekleşmesi yapılabilir. Bu durum şekil 2.16’da gösterilmiştir.

Çizelge 2.2. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

Ve		
x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1
Min(x ,y)= z		

Veya		
x	Y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1
Max(x ,y)= z		

Değil	
x	z
0	1
1	0
1-x=z	



Şekil 2.16. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

## **2.2.Bulanık Mantık**

Bulanık mantık, sistemde girişi çıkışta göstermenin uygun yöntemidir. Sistemin belirli bir karakteristik eğilime sahip olması önemli değildir. Sistem içerisindeki problem, kesin matematiksel ifadeler ile ortaya koyulabiliyorsa bulanık mantığın kullanılmasına gerek yoktur. Ne zaman problem karmaşık, belirsiz ve problemin kesin olmayan tarafları bulunuyorsa, bulanık akıl yürütme, giriş ile çıkış arasındaki durumlardan kaynaklanan sistem hareketlerinin anlaşılmasına yardımcı olur (Özkop, E., Atlas, I.H. ve Akpınar, 2004).

### **2.2.1 Bulanık mantık denetleyici**

İlk Bulanık Mantık Denetleyici küçük bir buhar makinesinin kontrolü olarak Mamdani ve Assilian tarafından gerçekleştirilmiştir. Bulanık Mantık Denetleyici algoritması, sezgisel denetim kurallar kümesinden oluşmaktadır ve dilsel terimleri ifade etmek için bulanık kümeler ve kuralları değerlendirmek için bulanık mantık kullanılmaktadır (Özkop, E., Atlas, I.H. ve Akpınar, 2004).

#### **❖ Dilsel Değişken (Dilsel İfade)**

Dilsel değişken ya da dilsel ifade, kelime ile kelime gruplarını sayılar gibi kullanan değişkendir (Cebeci ve Beskese, 2002). Dilsel değişkenlerden çok karmaşık olan ya da iyi tanımlanmamış durumları nicel olarak ifade etmede yararlanır (Chen vd., 2005). Zadeh'e göre insan düşüncesinin anahtar elemanları, içinde belirsizlik barındıran dilsel değişkenlerdir (Mao, 1999; Chou ve Liang, 2001; Chen, 2001). "Çalışkan" dilsel bir değişkendir. Çünkü bir birey hakkında çok çalışkan, çalışkan, az çalışkan, çalışkan değil, gibi sübjektif değerlendirmeler yapılabilir. Dilsel değişkenler, üçgen, yamuk, çan vb. bulanık sayılar vasıtasıyla üyelik fonksiyonları verilerek sayısal olarak ifade edilebilirler. Bulanık sistemler; girişleri ile çıkışları arasında doğrusal olmayan ilişkiler kuran sistemlerdir (Yıldız, 2008).

#### **❖ Evrensel Küme**

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 (Uygur, 2002).

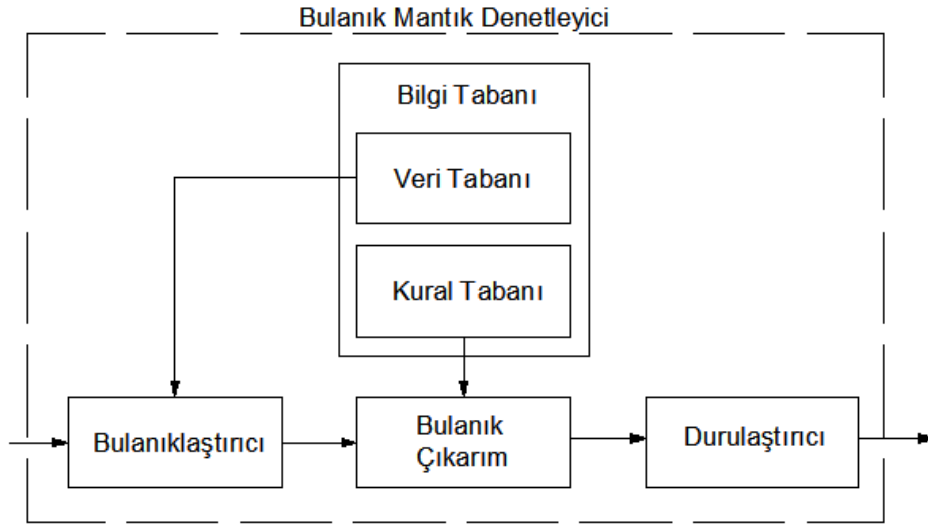
#### ❖ Dilsel Değerler

Dilsel değişkenlerin aldığı değerler dilsel değerler denir. “Çalışkan” dilsel bir değişkendir. “çok, az,” gibi dilsel değerler alabilir ve “çok çalışkan”, “az çalışkan” ifade edilebilir.

#### ❖ 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.

Bir Bulanık Mantık Denetleyici blok diyagramı şekil 2.17’de verilmiştir. Bulanık Mantık Denetleyici, genel yapısıyla bulandırma, karar verme, durulama ve bilgi tabanı olmak üzere dört temel bileşenden oluşmuştur.



Şekil 2.17 Bulanık mantık denetleyici yapısı

#### ❖ Bulanıklaştırma

Sistemden alınan giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Üyelik işlevinden faydalanılarak giriş bilgilerinin ait olduğu bulanık kümeleri ve üyelik derecesi tespit edip, girilen sayısal değere küçük, en küçük gibi dilsel değişken değerler atanır.

Bulanıklaştırma birimi işlevleri aşağıdaki sıralanabilir.

- ✓ Giriş değişken (süreç çıkışı) değerlerinin ölçülmesi,
- ✓ Giriş değişkenlerinin değerlerinin ilgili söylev uzaylarına oranlarına ölçeklendirilmiş eşlemeyi gerçekleştirir. (Giriş değişkenlerinin evrensel kümeye karşı düşen seviyeye getirmek için ölçeklendirilmesi) (Umarusman, 2006).
- ✓ Giriş değerlerini bulanık kural tablosunda görülebilecek olan uygun dilsel değerlere çevirir ( Srinivasan, P. ve Gracanın, D., 1993).

Daha sonra bulanık mantık için üyelik fonksiyonları tanımlanır. Genellikle üyelik fonksiyonları, giriş değişkenler (Negatif, Pozitif vb.) tanımlanır. Bunlar uygun dilsel değer (Negatif Büyük, Pozitif Büyük vb.) olarak ifade edilerek tanımlanır. Bu şekildeki bulanık kümeler için üyelik fonksiyonları seçilir. Bu üyelik fonksiyonları üçgen, gauss, trapez, çan eğrisi şeklinde olabilir (Arınç, 2003).

#### ❖ **Bilgi Tabanı ve Kontrol Kuralları**

Denetlenecek sistemle ilgili bilgilerin toplandığı bir veri tablosundan ibarettir. Girişler ve çıkışlar arasındaki bağlantılar, kural tabanındaki kurallar kullanılarak sağlanır. Bir sistem için kural tabanı geliştirilirken, sistem çıkışını etkileyebilecek giriş değerleri tespit edilmelidir. Bulanık kontrol kuralları genellikle uzman bilgisinden türetilir (Özkop, 2004, Özçalık, 2008).

Bilgi Tabanı, Bulanık Mantık Denetleyicinin temelini oluşturmaktadır. Veri tabanı, dilsel değişkenlerin ve sonunda üyelik fonksiyonların yapılanmasını sağlar. Kural tabanı, tüm kontrol kurallarının yapılanmasını sağlar. Uzman düşüncesi veya bazı diğer çözümleri içeren bilgi tabanı yardımıyla üyelik fonksiyonlarının kırılma noktalarını ve şekilleri hakkında bilgi elde edilir. İnsan muhakemesi ve bilgi tabanından alınan bilgiyle, karar verme sürecinde gerekli olan kontrol kuralları geliştirilir. Örneğin, hata(e) ve hata değişimi (de) girişleri ve bulanık mantık denetleyicinin çıkışı (du) olsun. Giriş ve çıkış değişkenini tanımlamak için üç dilsel değişken Negative Big (NB), Negative Middle (NM), Negative Small (NS), {NB, NM, NS, } seçildi. Bir kural IF e...AND de....THEN du... ile aşağıdaki şekilde oluşturulabilir.

IF e = NB AND de=NS THEN du=NB olur.

Kontrol kurallarını elde etmek için 4 değişik metot aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Bir uzmanın tecrübesi veya kontrol mühendisliği bilgisi
2. Operatörün kontrol hareketlerinin modellenmesi
3. Kontrol edilecek sistemin bulanık modeli
4. Kuralların kontrolör tarafından öğrenilmesi (Ilıca, 2008).

Kural tabanını oluşturan kurallar aşağıdaki özelliklere sahiptirler.

1. Her kural bağımsız bilgi parçasını içerir.
2. Yeni kurallar diğer kurallardan bağımsız olarak kural tabanına eklenebilir.
3. Eski kurallar yeni kurallardan bağımsız olarak değiştirilebilir.
4. Kontrol sisteminin kararlarını ve çözümlerini içerir. (Ilıca, 2008).

Bulanık kontrol kural tabanı şu üç kural kümesini içermektedir.

1. Her bir giriş ve çıkış çiftinden üretilen ve birbirleriyle çelişmeyen kurallar,
2. Birbiriyle çelişen kurallardan en yüksek üyelik derecesine sahip kurallar,
3. Uzmanın dilsel olarak belirlediği kurallar (Saka, 1999).

Kurallar, insan muhakemesi, uzman kişinin deney ve tecrübesi ve sistem hakkındaki diğer bilgiler ışığında bilgi tabanında depolanır. Programda oluşturulan kural tablosu bir kısmı çizelge 2.3'te verilmiştir.

Çizelge 2.3. Kural tablosu

e de	NB	NM	NS
NB	NB	NB	NB
NM	NB	NB	NB
NS	NB	NB	NM

Bilgi tabanını, veri tabanı ve dilsel kontrol kural tabanı oluşturur. Bulanık mantık kontrolde dilsel kontrol kurallarının ve bulanık bilgi kullanımını için gerekli tanımları bilgi tabanı sağlar. Dilsel kontrol kuralları tabanı aracılığı ile kontrol hedeflerinin karakterize edilmesini sağlar. Veri tabanı, bulanıklaştırma birimi, kurallar ve durulama biriminin düzgün çalışması için gerekli olan bilgiyi tedarik eder. Bu bilgi, sistemin durumunu ve denetleme çıkış değişkenlerini belirten bulanık kümelerden yani üyelik fonksiyonlarından ve normalizasyon/denormalizasyon (ölçekleme) faktörleri ile birlikte fiziksel değerler ve onların normalize edilmiş değerlerinden oluşur (Umarusman, 2006).

### ❖ Çıkarım Ünitesi

Bulanık çıkarım, bulanık mantık kontrolün çekirdeğidir. Bulanık kavramlara dayanan insan kararını benzetme ve bulanık uzantıya dayanan bulanık kontrol olaylardan anlam çıkarma yeteneğine sahiptir (Srinivasan, Gracanin, 1993).

Çıkarım ünitesi, gerekli bilgiyi toplayarak programlanmış stratejiye uygun bir şekilde araştırma işlemini geliştirir. Bu ünite amaç, kontrolörün giriş değişkenlerini, amaca uygun olarak ilgili bulanık bilgi kuralları ile birleştirerek bulanık kontrol işaretini bulmaktır (Oğuz, 2000).

Bulanık çıkarım (sonuç) elde etmek için bu çalışmada Mamdani modeli kullanılmıştır.

#### ➤ Mamdani Model

Mamdani tipi bulanık model insan davranışlarına çok uygun olduğundan dolayı çok kolay oluşturur. Bu nedenle yaygın bir kullanıma sahiptir ve diğer bulanık mantık modellerin temelini oluşturur. İlk defa bir buhar motorunun insan tecrübelerinden elde edilen sözel kontrol kuralları yardımıyla kontrolü amacıyla kullanılmıştır (Mamdani vd, 1975). Bu modelde hem girdi değişkenleri hem de çıktı değişkeni kapalı formdaki üyelik fonksiyonları ile ifade edilir (Akyılmaz, 2005).

Bu modelde, önce gelen kısım (Kuralın IF kısmı) ve sonra gelen kısım (Kuralın THEN kısmı) bulanık önermelerden oluşur.

$$R_i = \text{IF } x \text{ is } A_i \text{ THEN } y \text{ is } B_i \quad i=1, \dots, K \quad (2.17)$$

Burada  $A_i$  ve  $B_i$  bulanık kümelerle temsil edilen sözel terimlerdir (örneğin “küçük”, “büyük” gibi).  $K$  ise modelin kural sayısını göstermektedir. Sözel bulanık modeller niteliksel bilgiyi temsil etmek için oldukça kullanışlıdır (Güler, 2006).

Bu modelleme yönteminde modelleme işlemi uzman kişinin tecrübe ve bilgisinden yararlanılarak yapılır. Yapısının tanımlanması (Giriş ve çıkış değişkenlerinin belirlenmesi, kural tabanındaki kuralların belirlenmesi, bulanık kümelerin bulunması) bilimsel temellerden daha çok uzman kişilerin görüş, tecrübe ve bilgilerine dayanır.

Mamdani tipi bir bulanık model aşağıdaki 5 adımda oluşturulur (URL1);

a) Girdilerin bulanıklaştırılması: öncül kısımdaki bütün bulanık ifadeleri kullanarak girdi değişkenlerine ait 0 ile 1 arasında değişen üyelik derecelerinin belirlenmesi.

b) Bulanık mantık işlemlerini kullanarak kural ağırlıklarının belirlenmesi.

c) Bulanık küme mantıksal işlemcilerin and, or (ve, veya) uygulanması.

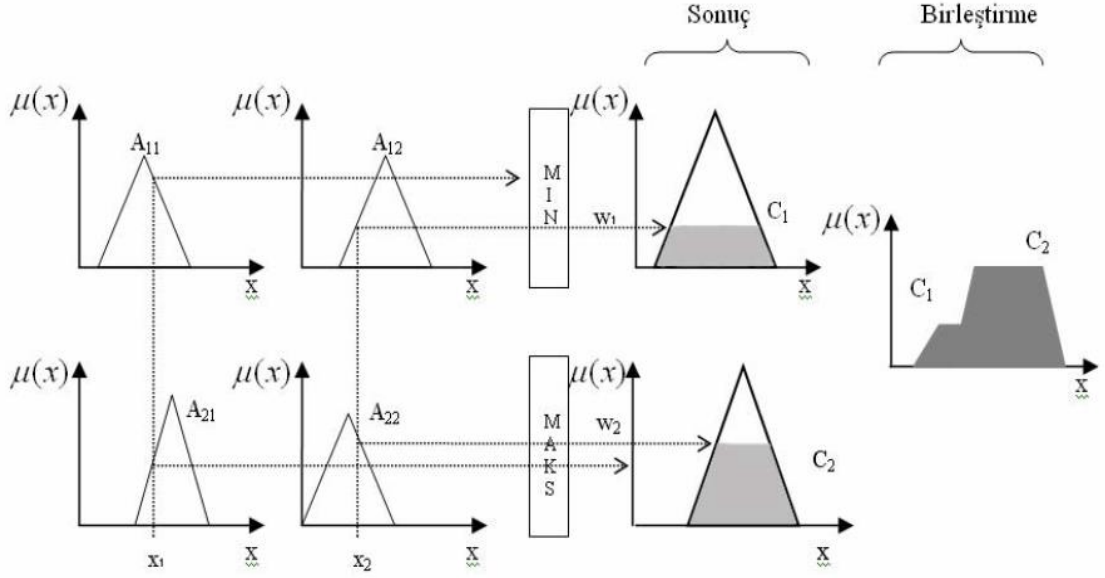
d) Sonuçların toplanması: her bir kuralın çıktısını temsil eden bulanık kümelerin birleştirilmesi.

e) Durulaştırma: tek bir sayıya dönüştürülmüş toplam bulanık küme sonuçlarının durulaştırılması.

Şekil 2.18’de iki giriş değişkeni ve tek çıkış değişkenine sahip Mamdani tipi bulanık modelin gösterimi görülmektedir. Mamdani tipi bulanık modellerde kuralları birleştirmek amacıyla max-min ve max-product işlemleri kullanılır. Kuralları birleştirmek için max-min kullanıldığında, her bir kuralın çıktısı giriş kümelerinin kesişimi olan bir bulanık küme olacaktır. Max-product kural birleştirme işleminde ise her bir kuralın çıkışı, cebirsel çarpım yoluyla küçültülmüş bir bulanık küme olacaktır. İki giriş değişkeni tek çıkış değişkeni olan Mamdani tipi bulanık model aşağıdaki gibi yazılır (Güler, 2006).

IF  $x$  is  $A$  and  $y$  is  $B$  then  $z$  is  $C$ . (2.18)





Şekil 2.18. Mamdani çıkarım yönteminin gösterimi (Lee, 2006)

Şekil 2.18'den görüldüğü gibi iki giriş değişkeni tek çıkış değişkeni olan Mamdani tipi bulanık modelinde kuralları birleştirmek için max-min yöntemi kullanıldığında, kuralın çıktısı  $C_1$  ve  $C_2$  bulanık kümelerinin kesişim kümesinden oluşmaktadır. Ayrıca yine aynı şekilden, kuralları birleştirmek için max-product yöntemi kullanıldığı durumda,  $C_1$  ve  $C_2$  bulanık kümelerinin çarpılarak küçültüldüğü görülmektedir (Güler, 2006).

Mamdani bulanık modeller giriş olarak klasik(kesin) değerler kullanırlar ve bulanık kümeyi klasik değere dönüştürmek için durulaştırma işlemini kullanırlar. Mamdani tipi bulanık modelin avantajlarını özetlemek gerekirse;

- Modelin oluşturulması basittir.
- Diğer bulanık mantık modellemenin temelini oluşturur.
- İnsan davranış ve duyularına uygundur (Yılmaz, 2005).

#### ❖ Durulaştırma Birimi

Durulaştırma, bulanık niceliği kesin niceliğe çevirir. Sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışını, kesin bir denetleme çıkışına dönüştürmektedir. Ne yazık ki durulaştırma strateji seçimi için sistematik bir işlem (prosedür) yoktur (Lee, 1990). Literatürde çok sayıda popüler metot ortaya koyulmuştur ve bunların birbirlerine göre

üstünlükleri ve üstün olmama durumları vardır (Hellendoorn, 1993, Zhang, S.J., Wong, Y.S., Poo, A.N.,(1993) 1993-2001), Lancaster, Wierman, 2003) .

Durulaştırma, berraklaştırma olarak da ifade edilebilmektedir. Durulaştırmanın amacı, çıkarım ünitesinden elde edilen bulanık kontrol işaretini, sayısal kontrol işaretine çevirmektir. Bulanık kontrol tasarımcısı uygun bir durulaştırma yöntemi seçmelidir. Uygulama da en çok kullanılan durulaştırma metotları aşağıda kısaca açıklanmıştır (Ilıca, 2008).

➤ **Maksimumların Merkezi**

Sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışı temsil eden bulanık kümenin maksimum dereceli elemanı kesin denetleme çıkışı olarak kabul edilir. Örnek vermek gerekirse, sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışı üçgen üyelik fonksiyonuna sahip bir bulanık küme ise, bu vektör üçgenin tepe noktasıdır (Umarusman, 2006).

➤ **Maksimumların Ortalaması Metodu**

Birden fazla kontrol eyleminin üyelik fonksiyonlarının ortalama değerinin maksimuma ulaştığını gösteren bir kontrol eylemi üretir. Örneğin n tane maksimuma ulaşan w noktası varsa denklem 2.19 ile bu kontrol eylemi hesaplanır (Oğuz, 2000).

$$u = \sum_{i=1}^n \left( \frac{w_i}{n} \right) \quad (2.19)$$

➤ **Ağırlık Merkezi Metodu**

En yaygın kullanılan yöntemdir. Burada aktif kuralların bulanık çıkışlarına ilişkin üyelik fonksiyon değerleri ile skaler ağırlıkları çarpılarak toplamları alınır. Elde edilen değer üyelik fonksiyon değerlerinin toplamına bölünmesiyle sayısal kontrol işareti bulunur. Bu yöntem denklem 2.20 ile ifade edilir (Ilıca, 2008).

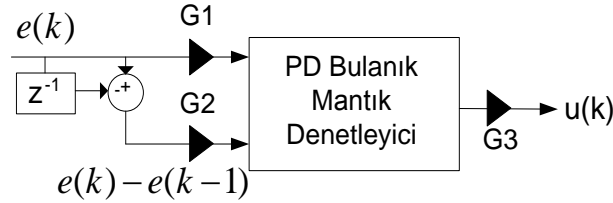
$$u = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \cdot \mu(w_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(w_i)} \quad (2.20)$$

### 2.2.2. Bulanık Mantık Tipi Denetleyici Sistemi

Bulanık mantık tipi denetleyici sistemlerinde adaptasyon, referans model çıkışı ile sistem çıkışı karşılaştırılarak elde edilen  $e_m$  hata sinyali temel alınarak gerçekleştirilir. Adaptasyon mekanizması olarak PD tipi BMD ve geri besleme ile sistem yapısına uygun

bir BMD kullanılarak şekil 2.21’de görülen bir BMTDS 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  $\Delta e_m$ ) dır. Çıkış ise ( $u_a$ ) geri besleme sinyali ile kullanılan BMD çıkışının kazancını ayarlamakta kullanılmıştır (Yıldız, 2008).

❖ **PD Tipi BMD:** PD tipi bulanık mantık denetim sistemi klasik PD kontrol sistemi referans alınarak oluşturulmuş iki girişli tek çıkışlı bir bulanık sistemdir. 2.21 ve 2.22’de verilen kontrol işareti denklemi içerisindeki hata ve hata değişimi büyüklüklerini toplama işlemi bulanık sistem aracılığı ile yapılmaktadır. Şekil 2.19’da PD tipi BMD blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 2.19. PD Tipi BMD

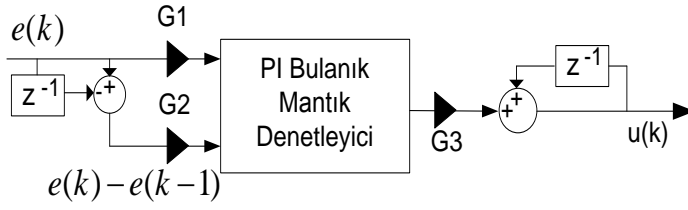
$$u(t) = Kp.e(t) + Kd \frac{de(t)}{dt} \quad (2.21)$$

$$u(k) = Kp.e(k) + Kd \frac{(e(k) - e(k-1))}{Ts} \quad (2.22)$$

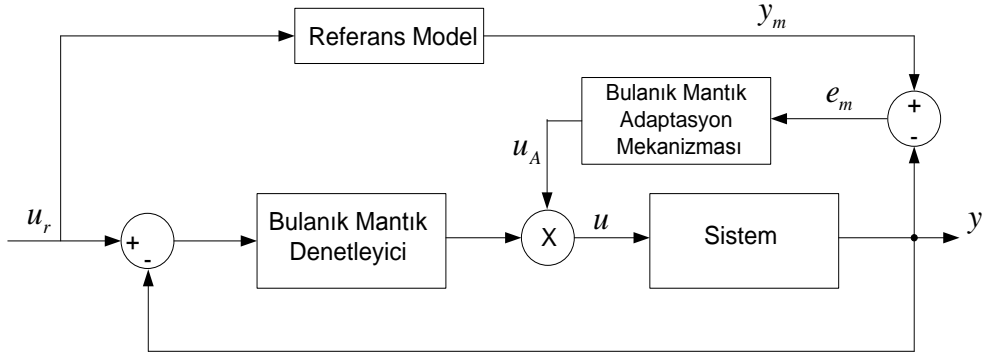
❖ **PI Tipi BMD:** PI tipi bulanık mantık denetleyici sistemi klasik PI kontrol sistemi referans alınarak oluşturulmuş iki girişli tek çıkışlı bir bulanık sistemdir. 2.23 ve 2.24’te verilen kontrol işareti denklemi içerisindeki hata ve hata değişimi büyüklüklerini toplama işlemi bulanık sistem aracılığı ile yapılmaktadır. Şekil 2.20’de PI tipi BMD blok diyagramı gösterilmektedir.

$$u(t) = Kp.e(t) + Ki \int e(t)dt \quad (2.23)$$

$$u(k) = Kp(e(k) - e(k-1)) + Ki.Ts.e(k) + y(k-1) \quad (2.24)$$



Şekil 2.20. PI Tipi BMD



Şekil 2.21. Bulanık mantık tipi denetleyici sistem 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  $e_m$ ,  $\Delta e_m$ ,  $u_a$  sinyalleri için uygun ölçeklendirmeler yapılmalıdır. Bu üç sinyal için kullanılan ölçeklendirme kazançları doğrudan adaptasyon sinyalini etkilemektedir. Daha sonra uygun kural tablosu oluşturulur (Yıldız, 2008).

### 3. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

#### 3.1. Matlab Fuzzy Logic (FL) Toolbox

MATLAB, matrix labrotary (matris laboratuarı) kelimelerinin ilk üç harfi alınarak oluşturulmuş bir kelimedir. MATLAB teknik bir programlama dilidir, arka planında çok ciddi bir akademik çalışma bulunmaktadır (Arifoğlu, 2003).

Program satırları MATLAB’da iki farklı yolla yazılabilir: bunlardan ilki, Command Window ortamı olarak adlandırılan ‘komut penceresi’, ikincisi ise MATLAB edit (editör) ortamı olarak adlandırılan ‘M File’ dosya editörüdür (Yıkan, 2005).

Matlab ortamında GUI ( graphical user interface - grafiksel kullanıcı arabirimi) kullanarak grafiksel ortamda sistemimizi kolaylıkla kurabiliriz. Fuzzy Logic Toolbox’a komut satırından da ulaşılabilir. Fuzzy Logic Toolbox’ta bir sistemi kurmak, kontrol etmek ve gözlemek için beş temel GUI aracı vardır (Alıcı, Karatepe, 2002):

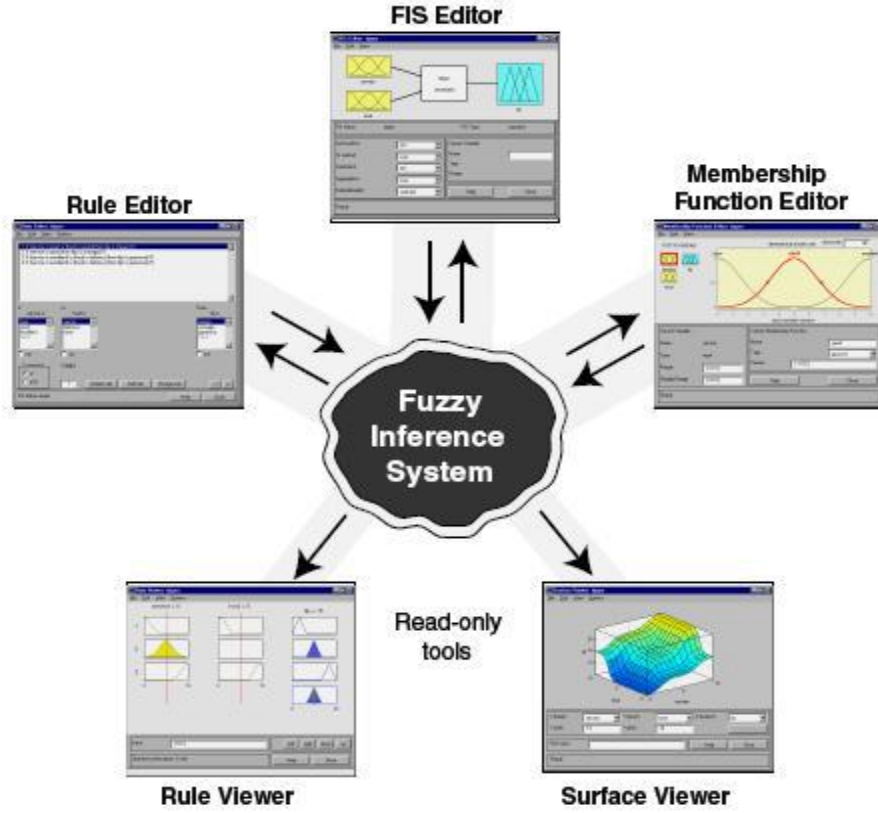
1. Bulanık Karar Sistemi Editörü ( Fuzzy inference System - FIS ),
2. Üyelik Fonksiyonu Editörü ( Membership Function Editor ),
3. Kural Editörü (Rule Editor),
4. Kural İzleyici (Rule Viewer) ve
5. Yüzey İzleyici (Surface Editor).

Bu GUI ‘ler dinamik olarak birbirine bağlıdır.

FIS Editör’ü sistemin en üst seviyesindeki işlemleri yapar. Kaç tane giriş ve çıkış değişkeni olduğu, isimlerinin ne olduğu burada belirlenir. Fuzzy Logic Toolbox giriş sayısını sınırlamaz. Ama yine de giriş sayısı kullandığımız bilgisayarın hafıza miktarıyla sınırlı olabilir. Eğer giriş sayısı yada üyelik fonksiyonlarının sayısı çok fazlaysa, diğer GUI araçlarıyla FIS’i analiz etmek zorlaşabilir (Alıcı, Karatepe, 2002).

Üyelik Fonksiyonu Editörü her bir değişkenle ilgili üyelik fonksiyonlarının şekillerini belirler.

Kural Editörü sistem davranışını belirleyen kuralları oluşturmak ve üzerinde düzenlemeler yapmak içindir.



Şekil 3.1. Bulanık çıkarım sistemi (Matlab)

Kural ve Yüzey İzleyici, düzenleme değil de FIS'i gözlemek için kullanılır. Bunlar sistem üzerinde değişiklik yapma özelliğine sahip değildir. Kural İzleyici hangi kuralların aktif olduğunu, her bir üyelik fonksiyonunun sonucu nasıl değiştirdiğini gösterir.

Yüzey İzleyici, çıkışın herhangi bir veya iki çıkış değerine bağlılığını gösterir yani sistemin çıkış yüzeyini oluşturur ve haritasını çizer.

Programda kullanılan mamdani yöntemi sonucunda oluşturulan fis editörü, kural editörü, üyelik fonksiyonları editörü, kural izleyici ve yüzey izleyici şekil 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 ve 3.8'de gösterilmiştir.

Programda kullanılan kural tablosunu oluşturmak için hata(e) ve hata değişimi (de) girişleri ve bulanık mantık denetleyicinin çıkışı (du) olarak alalım. Giriş ve çıkış değişkenini tanımlamak için yedi dilsel değişken Negative Big (NB), Negative Middle (NM), Negative Small (NS), Zero (Z), Positive Small (PS), Positive Middle (PM), Positive Big (PB), {NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB} seçildi.

Bir kural IF e...AND de....THEN du... ile aşağıdaki şekilde oluşturulabilir.

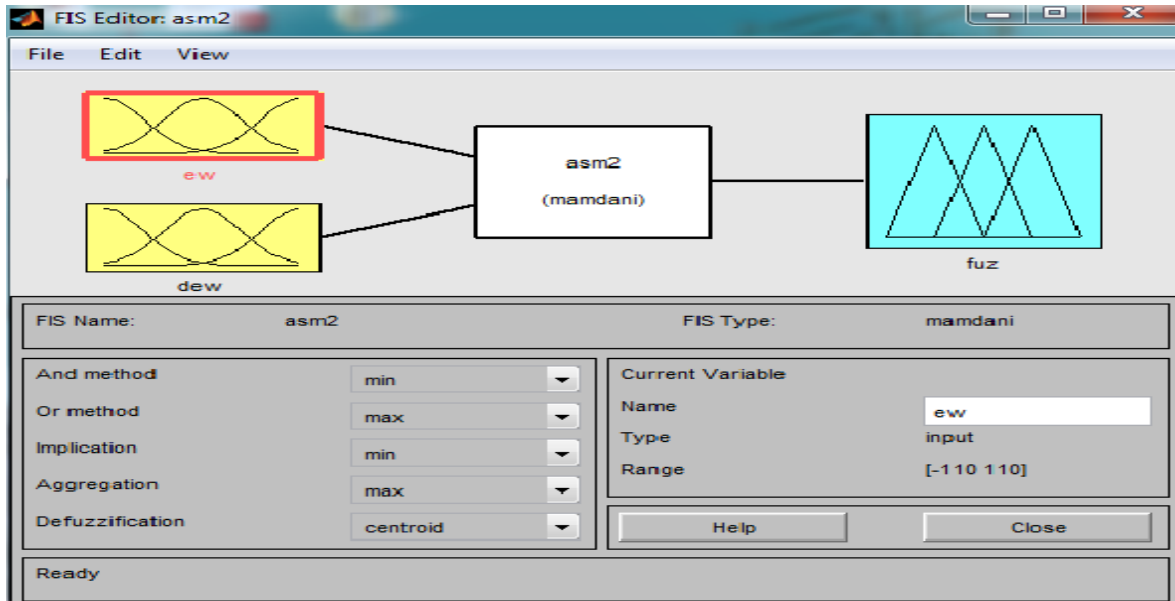
IF e = NB AND de=PS THEN du=NM olur.

Bu alışmamızda, her bir giriş için yedi değişken ve bylece toplam kırk dokuz adet kural oluşturulmuştur.

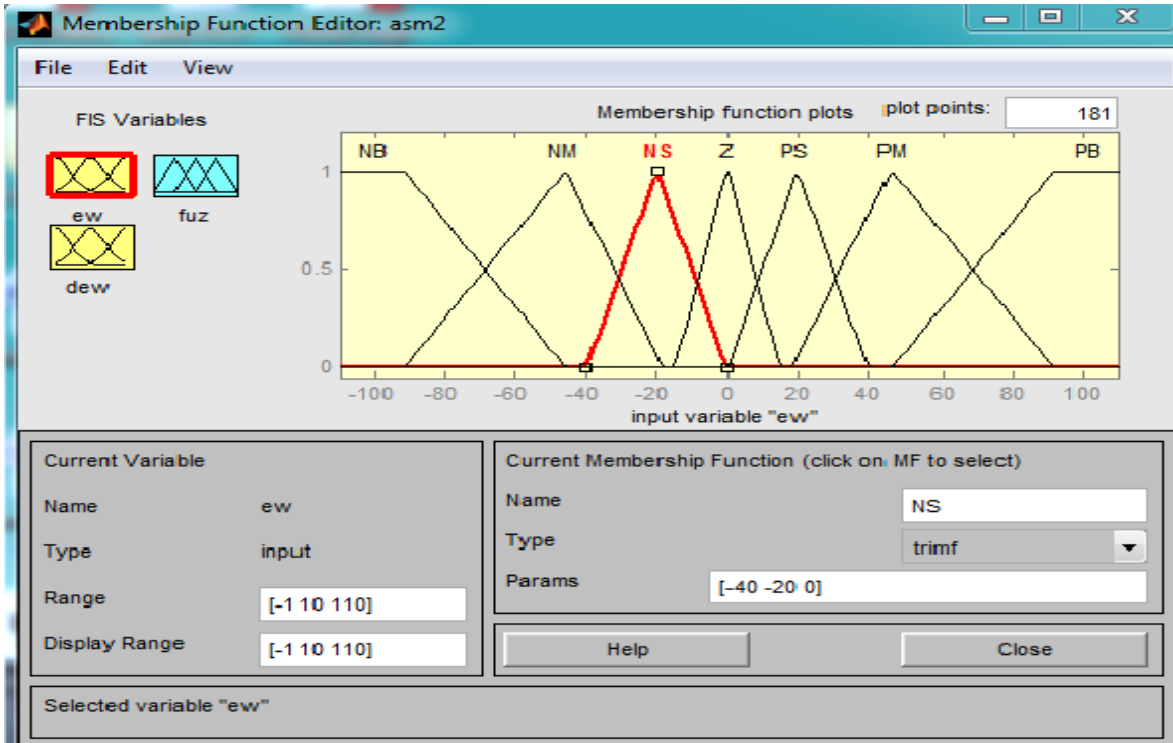
Kurallar, insan muhakemesi, uzman kişinin deney ve tecrübesi ve sistem hakkındaki diğer bilgiler ışığında bilgi tabanında depolanır. Programda oluşturulan kural tablosu izelge 3.1 ile verilmiştir.

Çizelge 3.1. Programda kullanılan kural tablosu

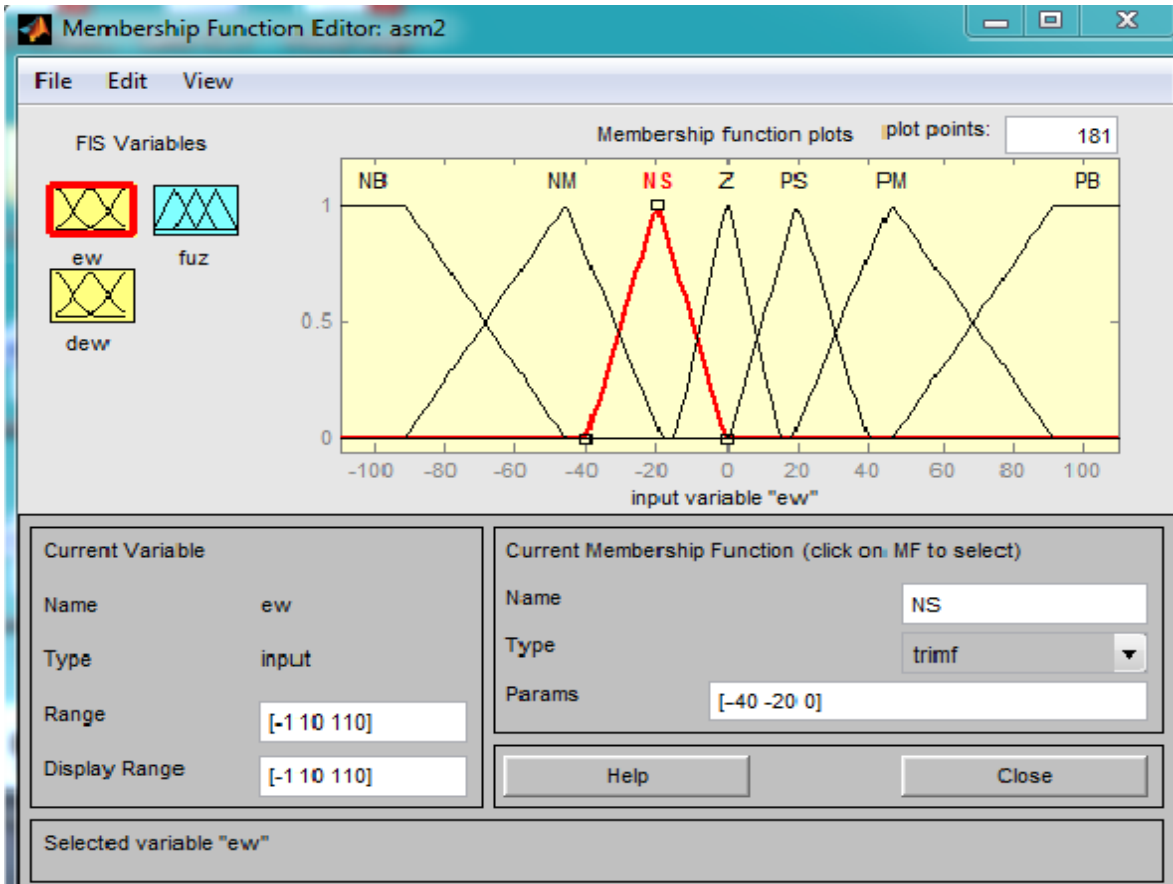
e \ de	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB



şekil 3.2. FIS editörü

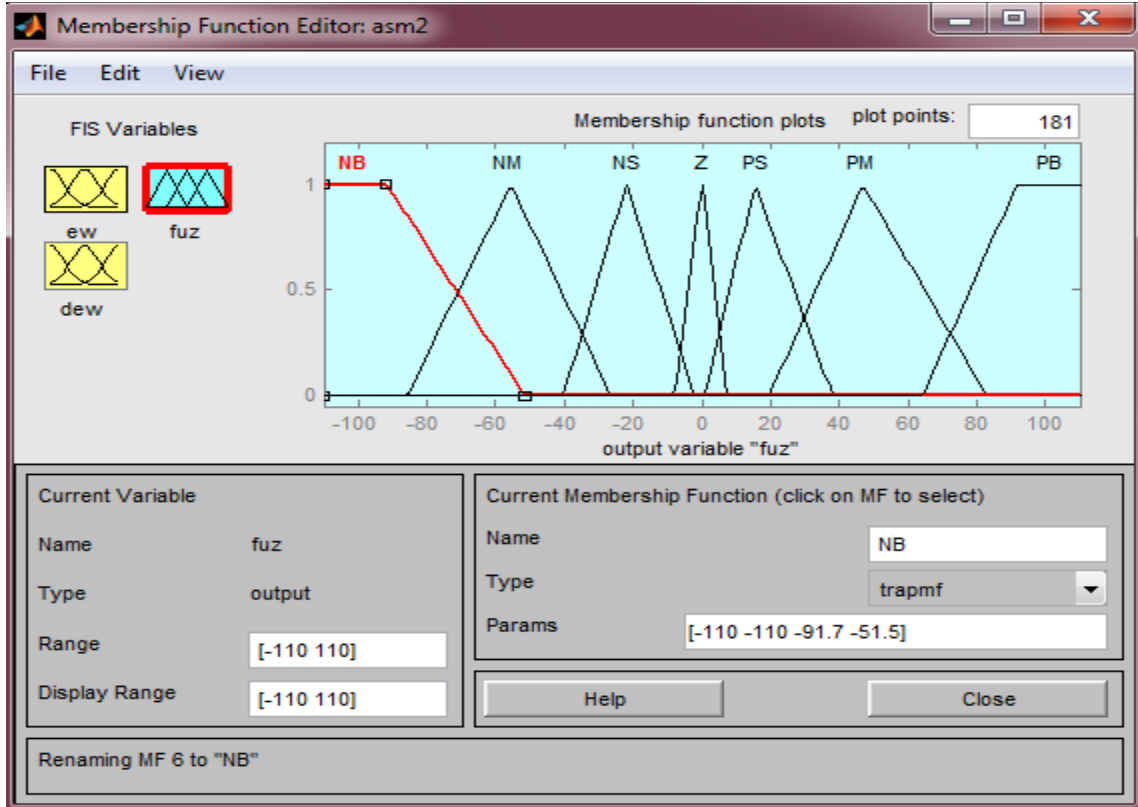


Şekil 3.3. Hata için üyelik fonksiyonunun gösterimi

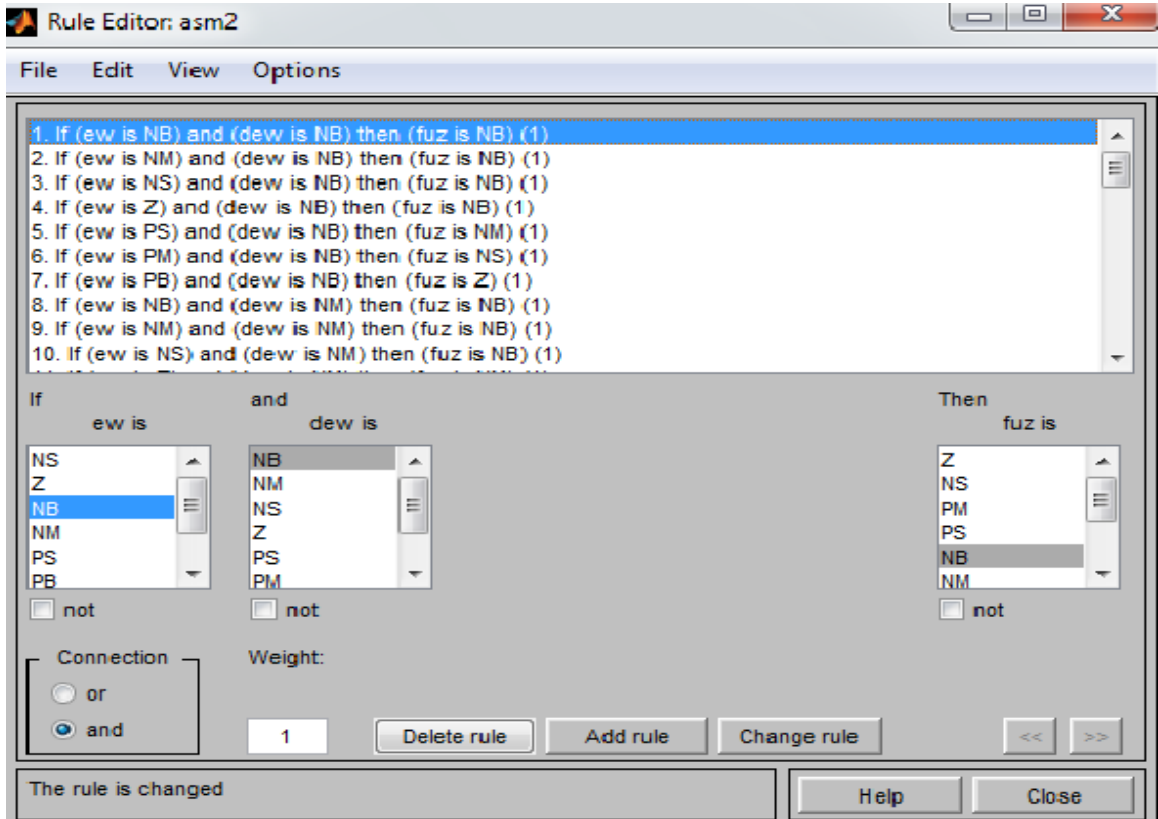


Şekil 3.4. Hata değişimi için üyelik fonksiyonunun gösterimi

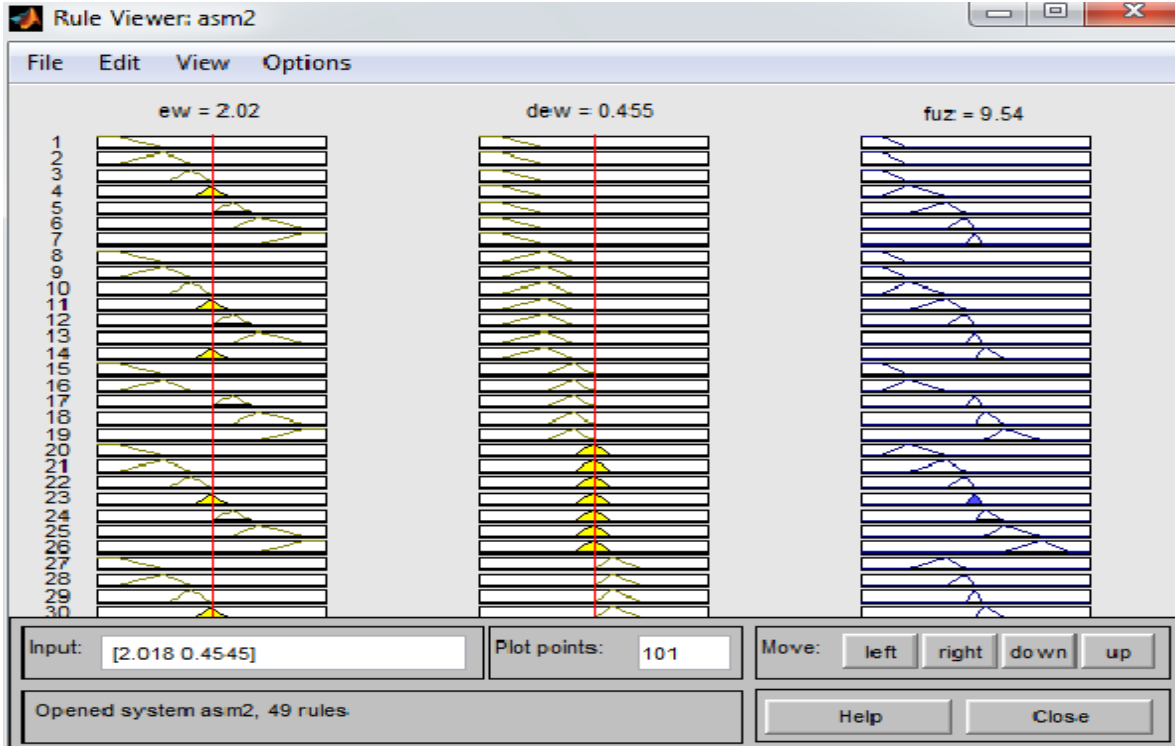




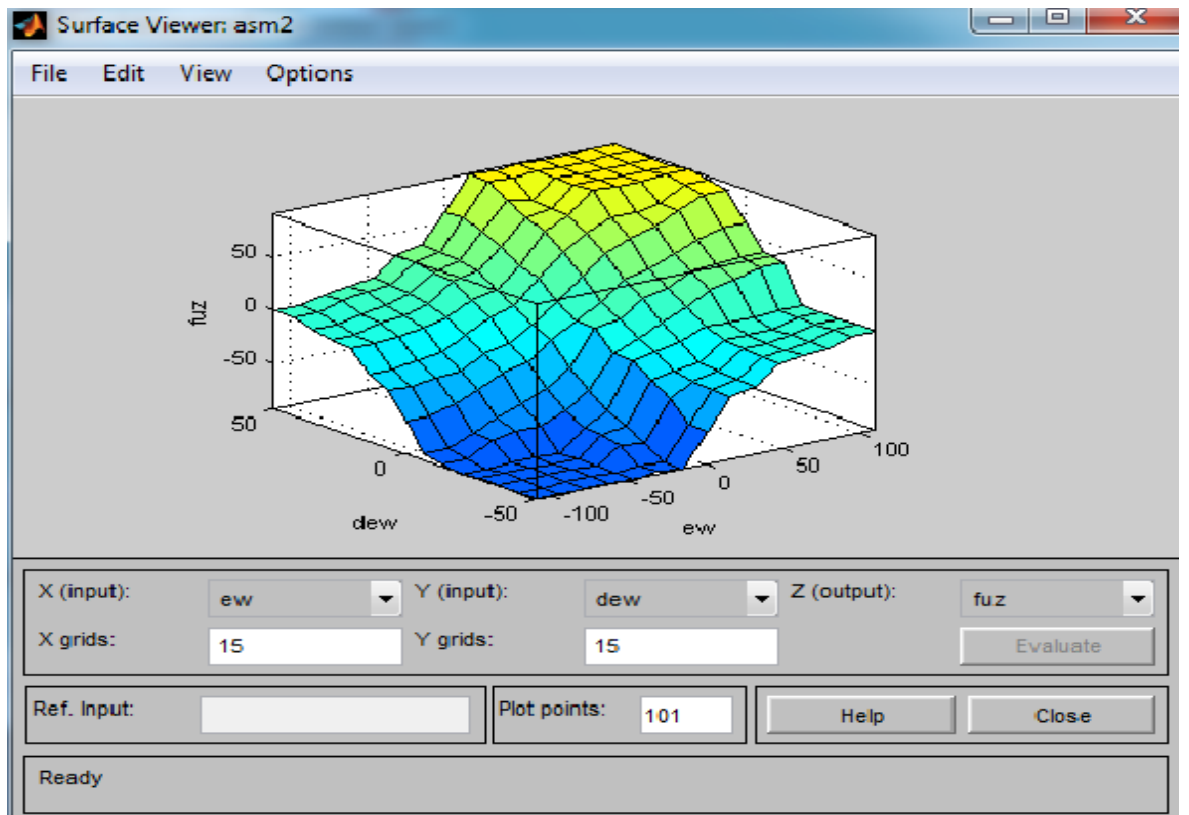
Şekil 3.5. Bulank çıkış için üyelik fonksiyonun gösterimi



Şekil 3.6. Kural editörü



Şekil 3.7. Kural izleyici



Şekil 3.8. Yüzey izleyici

### 3.2. d-q Eksen Takımındaki İndüksiyon Motor Modelinin Simülasyonu

Üç fazlı sincap kafesli indüksiyon motor için elde edilen matematiksel modelin testi için bir simülasyon yapılmıştır. Bu simülasyon çalışmaları MATLAB ortamında .m dosyaları formatında yazılan program kodları vasıtasıyla oluşturulmuştur. Motorun d-q eksen takımındaki modeli ters eksen dönüşümleri uygulanarak modelin çözümünden elde edilen bilgiler a-b-c eksen takımlarına aktarılmıştır. Böylelikle d-q eksen takımındaki model a-b-c eksen takımına indirgenerek incelenmiştir.

Simüle edilen motora ait parametreler aşağıdaki gibidir.

$$P_{mek} = 3 \text{ kW (motorun nominal gücü)}$$

$$V_{sef} = 380 \text{ V (motor faz arası gerilimi etkin değeri)}$$

$$I_{sef} = 6.7 \text{ A (motor faz akımı etkin değeri)}$$

$$N_n = 1430 \text{ (devir/dakika: motorun nominal hızı)}$$

$$R_s = 1.45 \text{ } \Omega \text{ (stator faz direnci)}$$

$$R_r = 1.93 \text{ } \Omega \text{ (statora indirgenmiş rotor direnci)}$$

$$L_s = 0.2 \text{ H (stator endüktansı)}$$

$$L_r = 0.19734 \text{ H (statora indirgenmiş rotor endüktansı)}$$

$$L_m = 0.1878 \text{ H (mıknatıslanma endüktansı: hava aralığı endüktansı)}$$

$$J = 0.03 \text{ kg m}^2 \text{ (toplam rotor eylemsizlik momenti)}$$

$$B = 0.03 \text{ Nm s/rad (toplam sürtünme moment katsayısı)}$$

$$p = 2 \text{ (kutup çifti sayısı)}$$

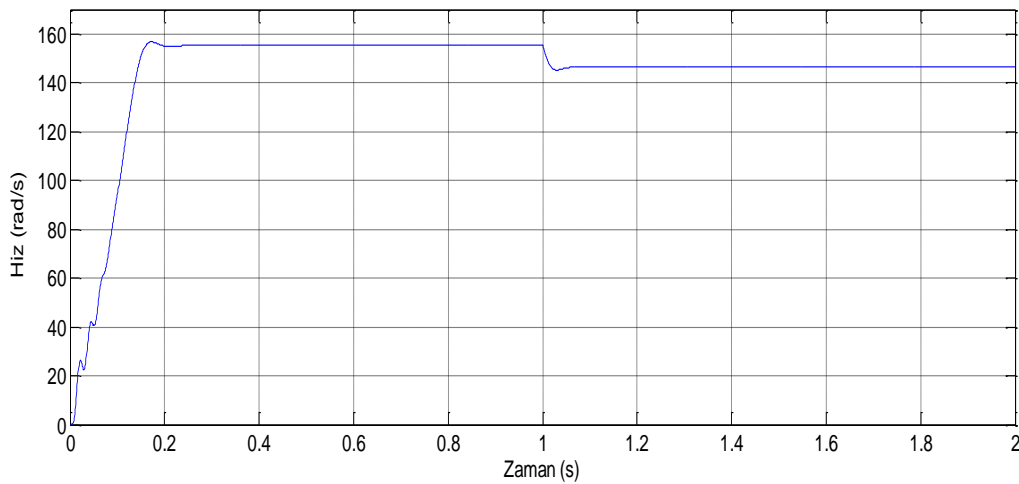
Simülasyonda önce duran indüksiyon motora doğrudan yol verilmiş ve daha sonra 1 saniyede 10 Nm yük uygulanmıştır. Bu işlemlere ait sonuç grafikleri şekil 3.9, 3.10, 3.11, 3.12 ve 3.13'te gösterilmiştir.

Simülasyonda duran motora sabit frekanslı ve genlik üç fazlı gerilim uygulanması ile daha sonra 10 Nm' lik yükün uygulanması durumlarında motorun durumu incelenmiştir. Motorun her iki durum için kaynaktan çektiği akımlar, motora uygulanan gerilimler, açısız hız, indüklenen moment, d-q akım bileşenleri, d-q eksenindeki akım bileşenlerinin aldığı değerler ile motora uygulanan gerilim değerleri ele alınmıştır. Şekillerden görüldüğü gibi doğrudan şebekeye bağlı olan motor, yol alma durumunda nominal akımının yaklaşık 5 katı büyüklüğünde bir akım çekmektedir. Daha sonra motor yüklü olmadığı için boşta çalışma akım değerine düştüğü gözlenmektedir. Motorun açısız hızı 0 değerinden, uygulanan gerilimlerin frekansı ve yük momenti olan sürtünme momenti tarafından belirlenen yaklaşık 157 rad/san' lik değere ulaşmıştır. Motorda indüklenen momenti, hız son değerine ulaşmaya kadar değişim gösterdikten sonra sürtünme momentine eşit bir moment değeri ile sabit kalmıştır. Motor 10 Nm nominal yük ile yüklendiğinde ise akımlar nominal değerlerine çıkmış, açısız hızı düşmüş, moment ise yük ve sürtünme momentini karşılayacak bir değere yükselip orada kalmıştır.

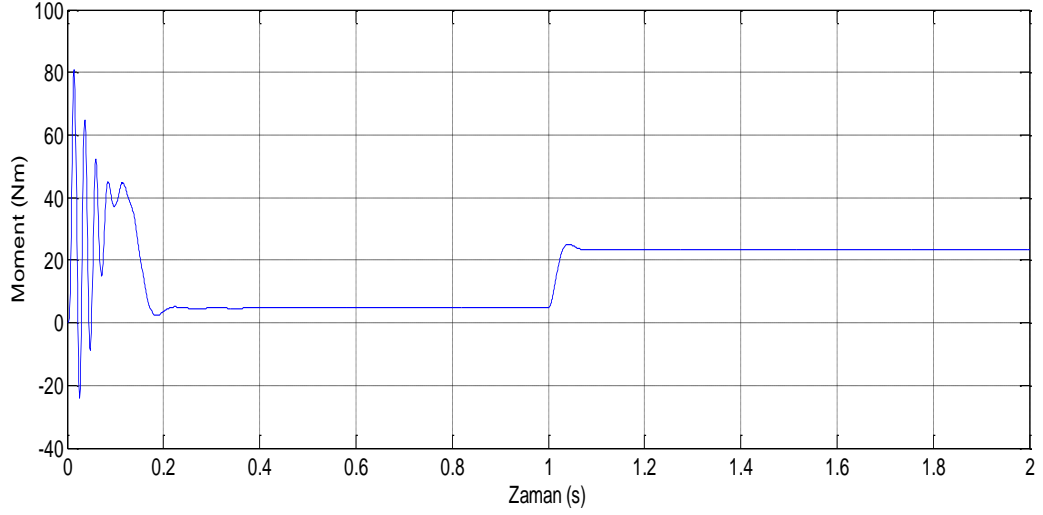
Bulanık mantık denetleyicilerde denetim sistemi genel olarak açık ve kapalı(geri beslemeli) çevrim olmak üzere iki türdür.

*Açık çevrim*; denetim hareketi sistem çıkışına bağlı değildir. Yani geri besleme yoktur.

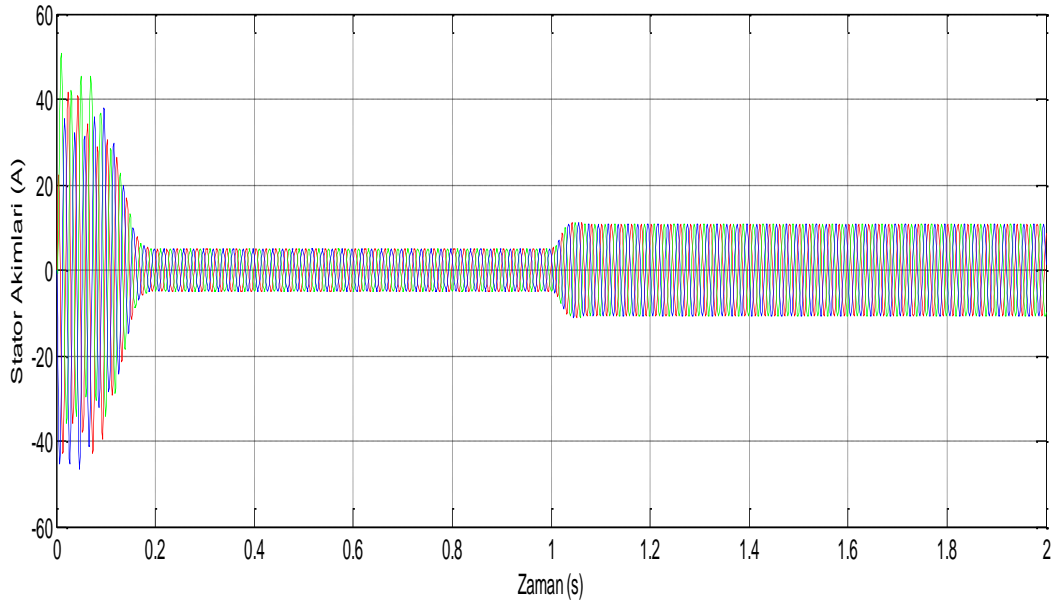
*Kapalı çevrim* ise; denetim hareketi sistem çıkışına bağlı olarak değişebilmektedir. Yani geri besleme vardır.



Şekil 3.9. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim)



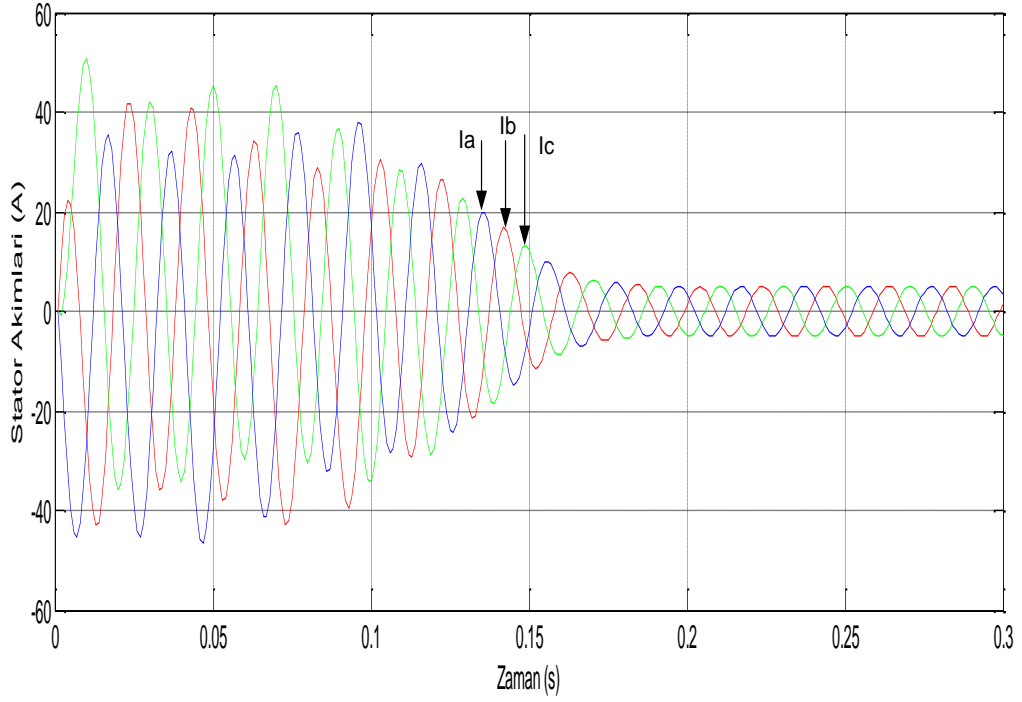
Şekil 3.10. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)



Şekil 3.11. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim)

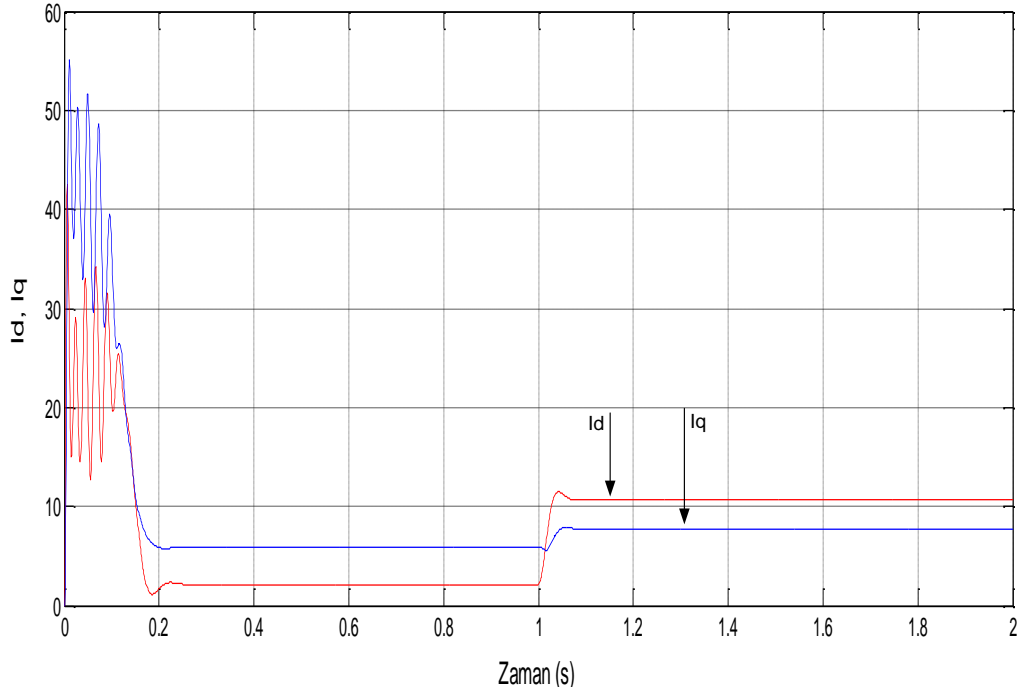
Şekil 3.11'te stator akımların 1 saniye sonra motora verdiğimiz yük nedeniyle fazla akım çektiğini gösteriyor.

Akımları daha net şekilde görmek için zaman ekseninde 0 ile 0.3 saniye arasında aldığımızda, akımların görünümü şekil 3.12'deki gibi oluyor.



Şekil 3.12. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (Açık Çevrim)

Şekil 3.13'te motor hız kontrolünün zamanla motorun çektiği d-q eksenindeki stator akımların değişim grafiğini göstermektedir.

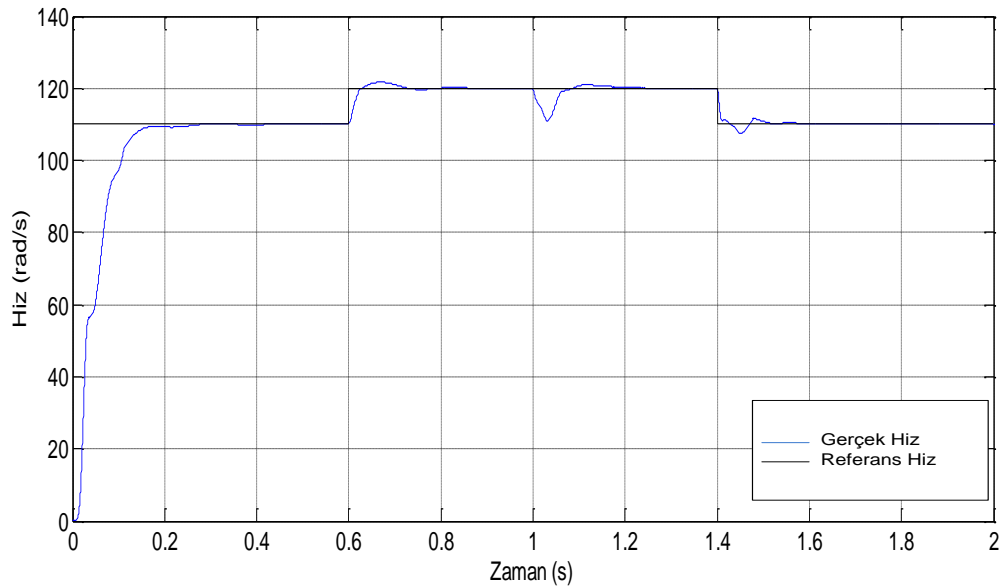


Şekil 3.13. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (Açık Çevrim)

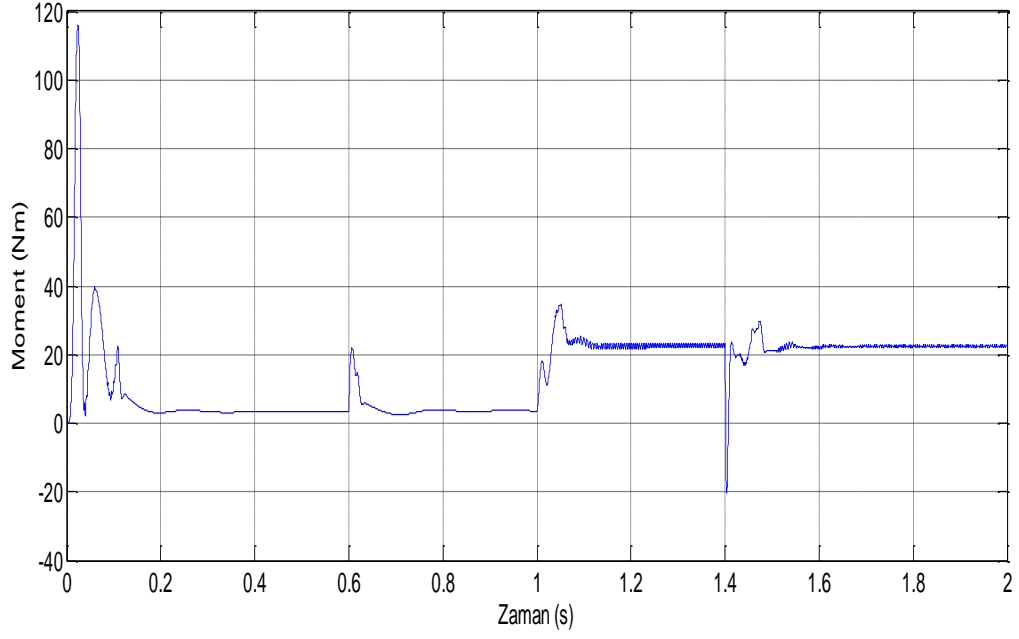
### 3.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Vektör Esaslı İndüksiyon Motor Hız Kontrolü Simülasyonu

Bölüm 1.2.1’de açıklanan alan yönelmeli vektör kontrollü sürme yöntemi kullanarak hız kontrolü için şekil 1.6’daki blok şeması 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 motor için uygun akımların d ve q eksen bileşenleri elde edilmiştir. Uygun DGM 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 1.2.4’teki yöntem kullanılarak elde edilmiştir.  $\alpha - \beta$  eksenindeki referans vektör UVDGM bloğu vasıtasıyla tetikleme zamanlamaları olarak evirici devresine aktarılmıştır. Evirici devresindeki doğru akım gerilim kaynağı değeri ( $V_{DC}$ ) 450 V, anahtarlama frekansı ( $f_s$ ) 6 kHz olarak seçilmiştir.

Motora 1 saniye sonra 10 Nm yük verilmiş ve motorun hız kontrolü yöntemine verdiği cevap incelenmiştir. Kontrol sürecindeki açısal hız, stator akımları, indüklenen moment ve d-q eksenindeki akım bileşenlerine ait sonuç grafiklerindeki değişiklik şekil 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 ve 3.18’de gösterilmiştir.

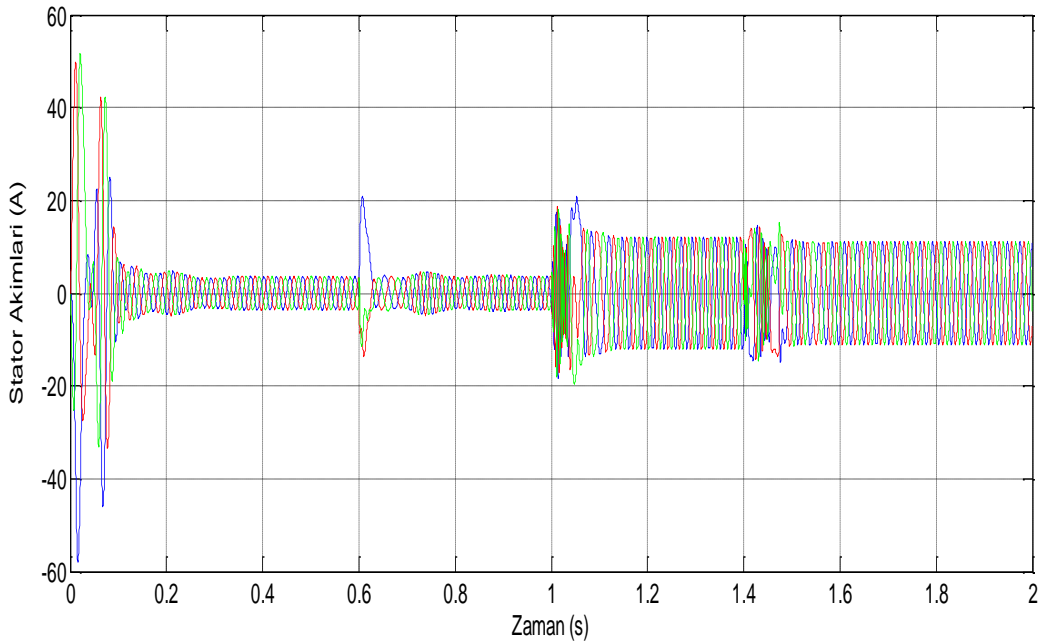


Şekil 3.14. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI)



Şekil 3.15. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI)

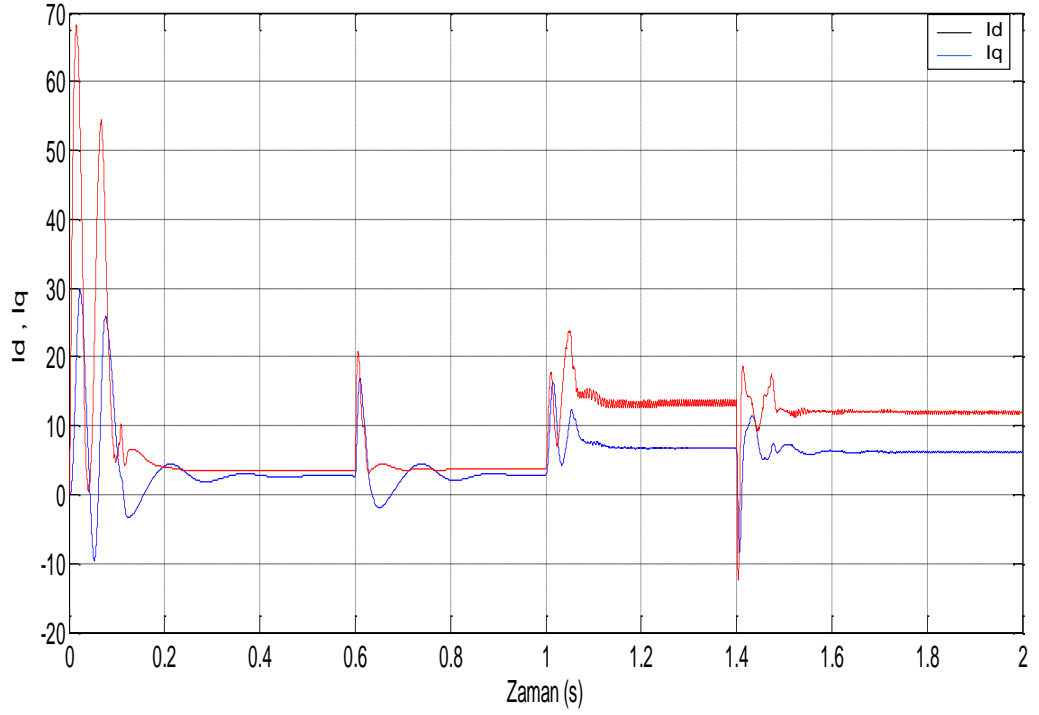
Şekil 3.15'te PI kontrol ile yaptığımız motor hız kontrolünün zamanla motor momentinin değişim grafiğini göstermektedir.



Şekil 3.16. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI)

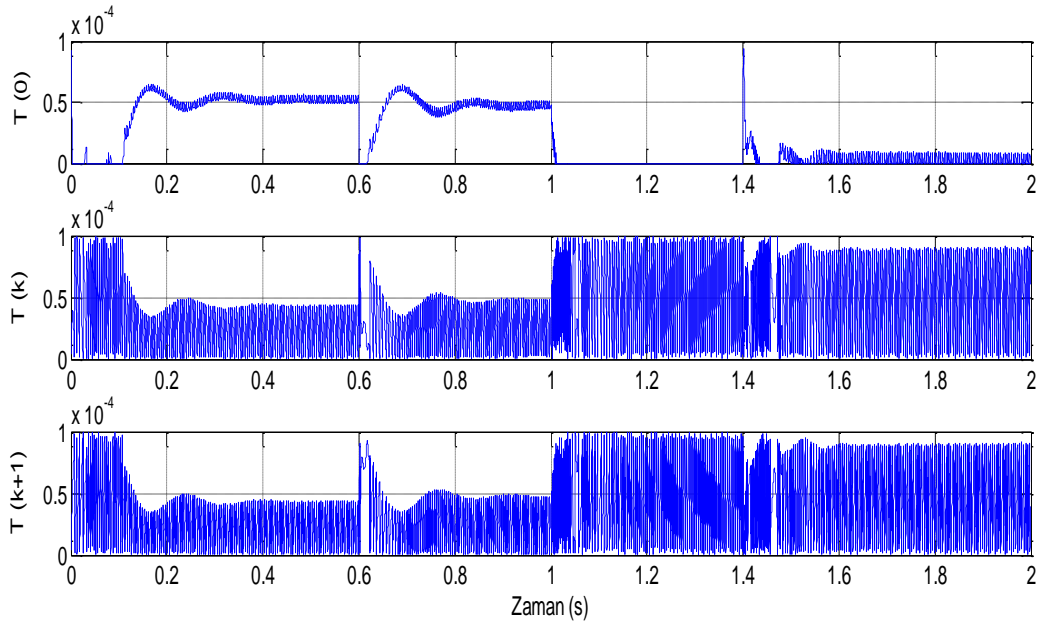
Şekil 3.16'da PI kontrol ile yaptığımız motor hız kontrolünün zamanla motorun çektiği stator akımların değişim grafiğini göstermektedir.





Şekil 3.17. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI)

Şekil 3.17’de PI kontrol ile yaptığımız motor hız kontrolünün zamanla motorun çektiği d-q eksenindeki stator akımların değişim grafiğini göstermektedir.



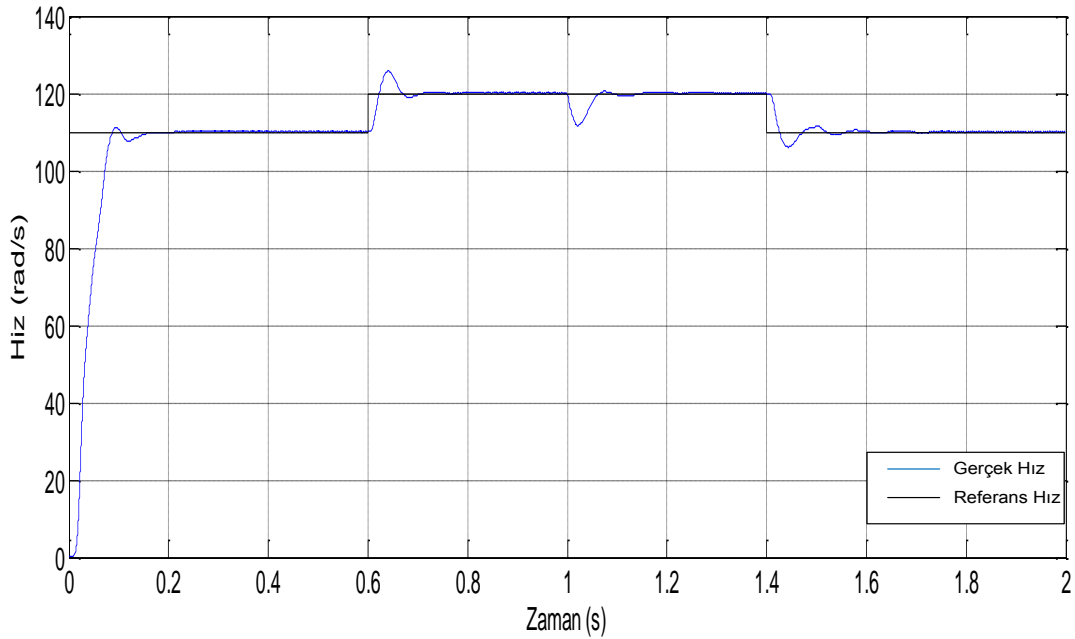
Şekil 3.18. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI)

### 3.4. Bulanık Mantık Denetleyici ile İndüksiyon Motorun Vektör Esaslı Sürme Yöntemiyle Hız Kontrolünün Simülasyonu

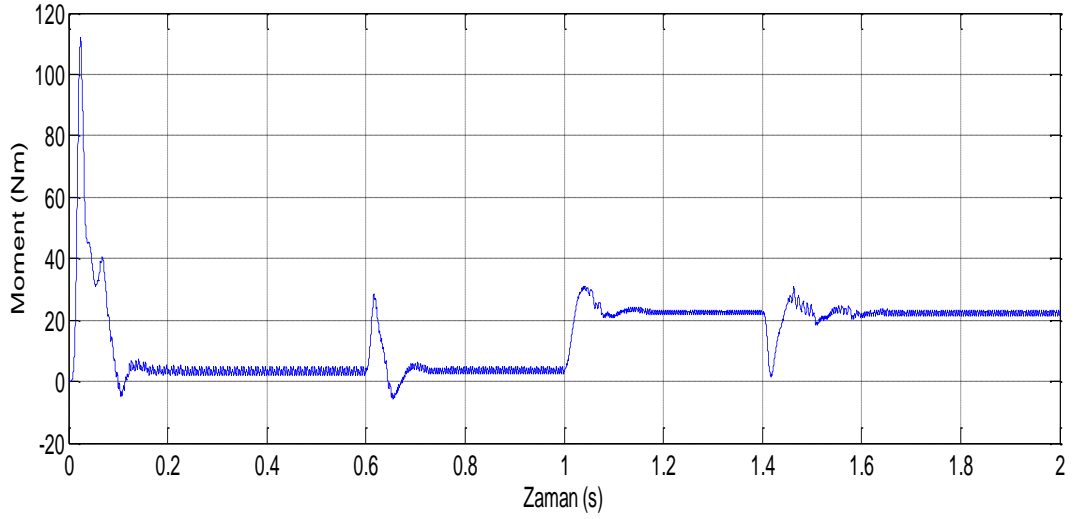
Bölüm 1.2.1’de açıklanan alan yönelmeli vektör kontrollü sürme yöntemi kullanarak hız kontrolü için şekil 1.6’daki blok şeması oluşturulmuştur. Referans hız değeri ile ölçme bloğundan elde edilen hız değeri ölçme bloğuna uygulanmış ve kontrol çıkışında referans moment değeri elde edilmiştir. Referans akı ise sabit olarak seçilmiştir. Referans moment ve referans akı değerleri kullanılarak motor için uygun akımların d ve q eksen bileşenleri elde edilmiştir. Burada hesaplanan moment ve rotor akı genliği, moment ve referans akı değerleri ile karşılaştırılmış ve oluşan moment ve akı hataları PI tipindeki moment ve akı kontrolörlerine uygulanmıştır. Daha sonra elde edilen çıkışları PI-Fuzzy bloğuna alınarak kontrol yapılır. Dönüşüm işleminde ihtiyaç duyulan akı pozisyonu bölüm 1.2.4’teki yöntem kullanılarak elde edilmiştir.

Motora yol verildikten 1 saniye sonra 10 Nm yük verilmiş ve bulanık mantık denetleyici ile indüksiyon motorun vektör esaslı sürme yöntemiyle hız kontrolü, motorun hız kontrolü yöntemine verdiği cevap incelenmiştir.

Kontrol sürecindeki açısal hız, stator akımları, indüklenen moment ve d-q eksenindeki akım bileşenlerine ait sonuç grafiklerindeki değişiklik şekil 3.19, 3.20, 3.21, 3.22 ve 3.23’te gösterilmiştir.

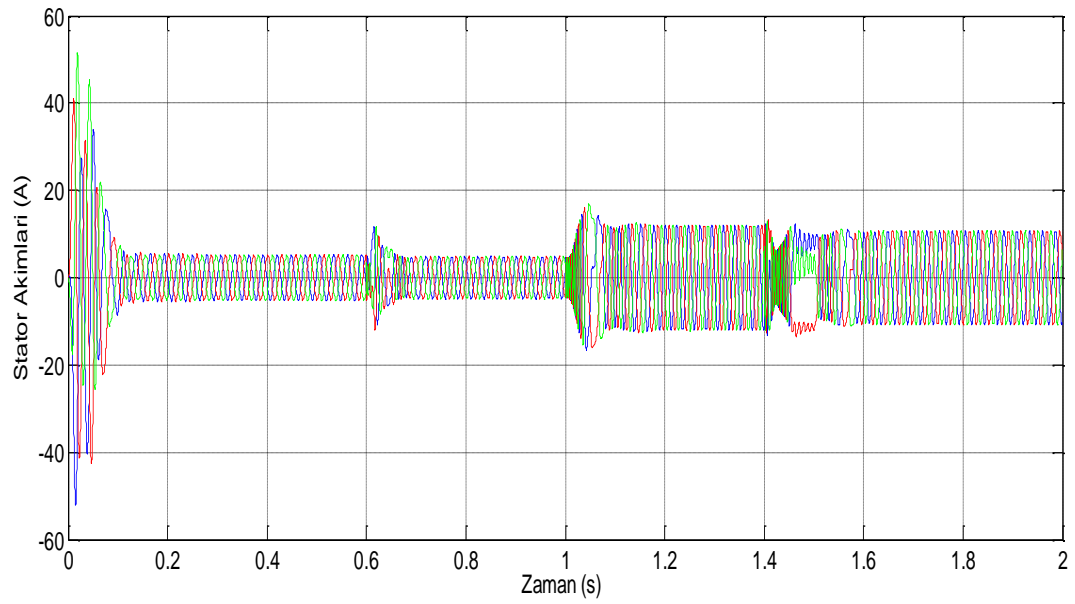


Şekil 3.19. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)



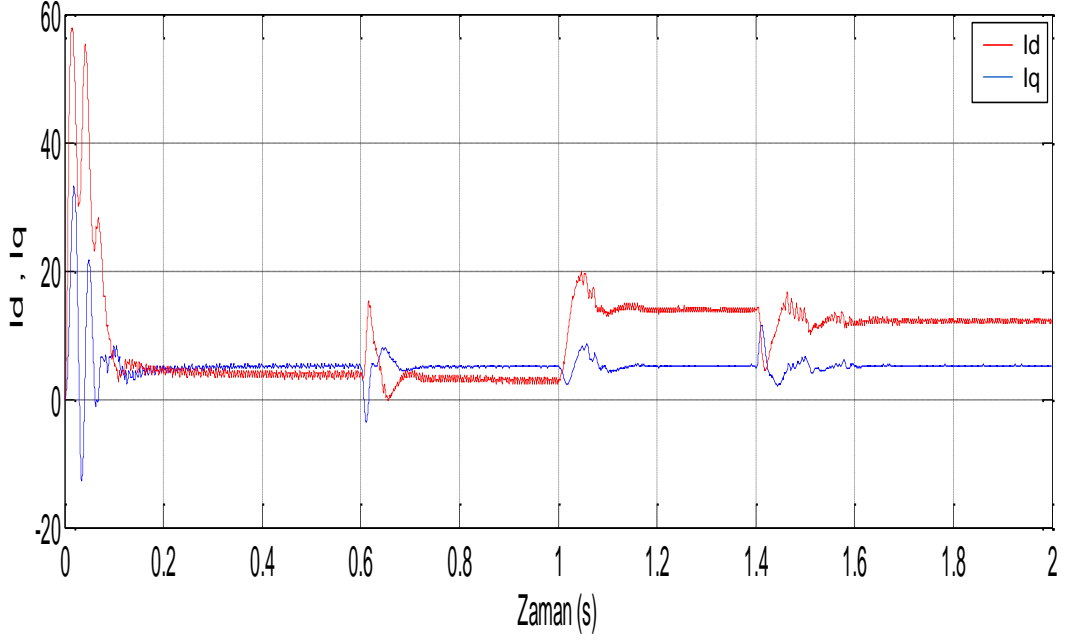
Şekil 3.20. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Yukarıdaki şekilde PI-Fuzzy ile yaptığımız motor hız kontrolünün zamanla moment değişim grafiğini göstermektedir.



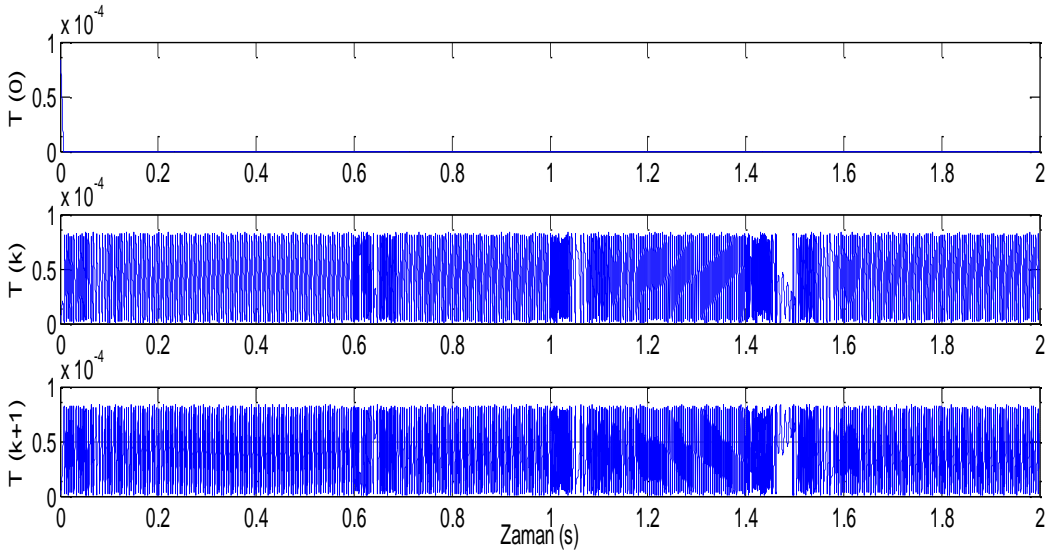
Şekil 3.21. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Yukarıdaki şekilde PI-Fuzzy ile yaptığımız motor hız kontrolünün zamanla motorun çektiği stator akımların değişim grafiğini göstermektedir.



Şekil 3.22. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 3.22’de PI-Fuzzy ile yaptığımız motor hız kontrolünün d-q eksenindeki stator akımların zamanla değişim grafiğini göstermektedir. Üç fazlı olan motor akımlarını park dönüştürme yöntemi ile iki koordinatlı d-q eksen takımına çevirerek yapılmıştır.



Şekil 3.23. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI-Fuzzy)

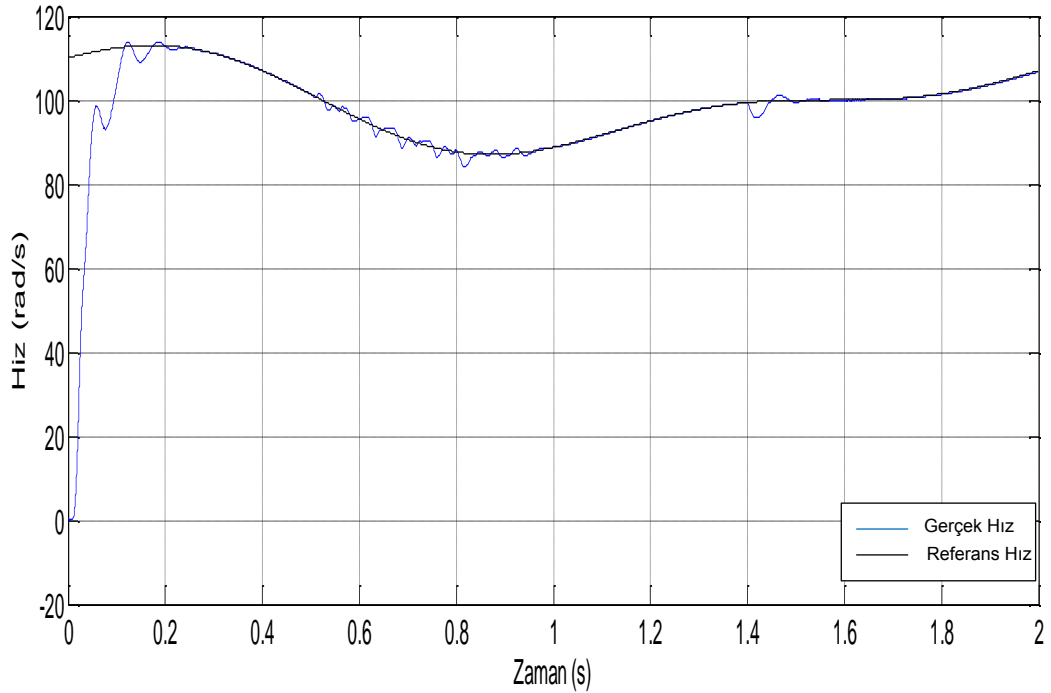
Yukarıda kullanılan simülasyon yazılımının fonksiyonu EK-1’de verilmiştir.

### 3.5. BMD Sürekli Değişen Hız Referansı ile İndüksiyon Motorun Hız Kontrolünün Simülasyonu

Bu tezde önceki simülasyon çalışmalarında referans hız sabit olarak kabul edilmiştir. Böylece motora yol verdikten 1 saniye sonra yük verilmiş ve indüksiyon motor hız kontrolündeki değişimler gözlemlenmiştir.

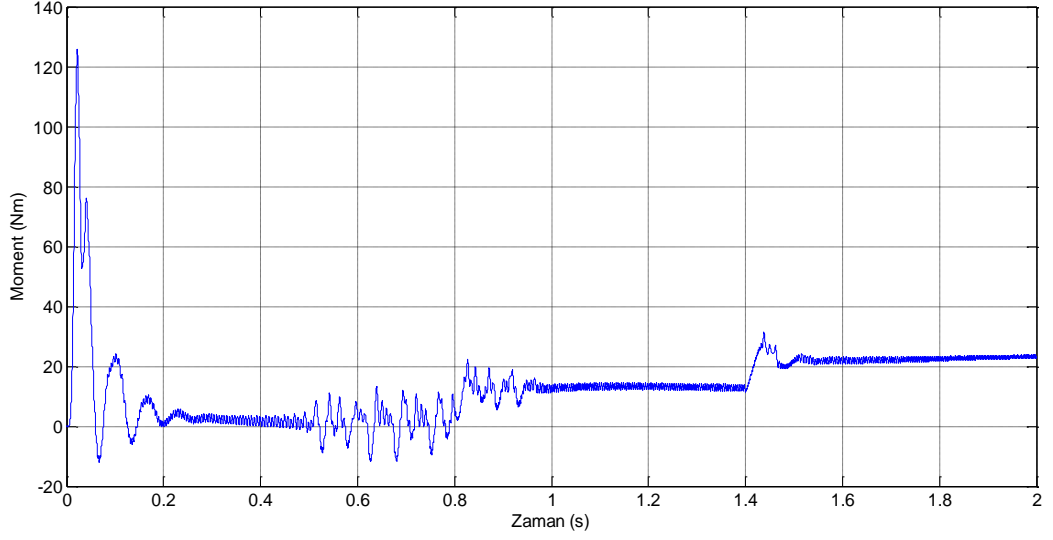
Burada ise motora sürekli değişen hız referansı verildiğinde motorun hız kontrol yöntemine verdiği cevap incelenmiştir. Motora yol verildikten 0.8 saniye ve 1.4 saniye sonrasında 10 Nm yük verilmiş ve bulanık (Fuzzy) mantık denetleyici ile indüksiyon motorun vektör esaslı sürme yöntemiyle hız kontrolü, motorun hız kontrolü yöntemine verdiği cevap incelenmiştir. Kontrol sürecindeki açısal hız, stator akımları, indüklenen moment ve d-q eksenindeki akım bileşenlerine ait sonuç grafiklerindeki değişiklik şekil 3.24, 3.25, 3.26, 3.27, 3.28 ve 3.29'da gösterilmiştir.

Şekil 3.24'te sürekli değişen hız referansı verildiğinde ve motora zamanla yük verilerek hızın zamanla değişimi gözlemlenmiştir.

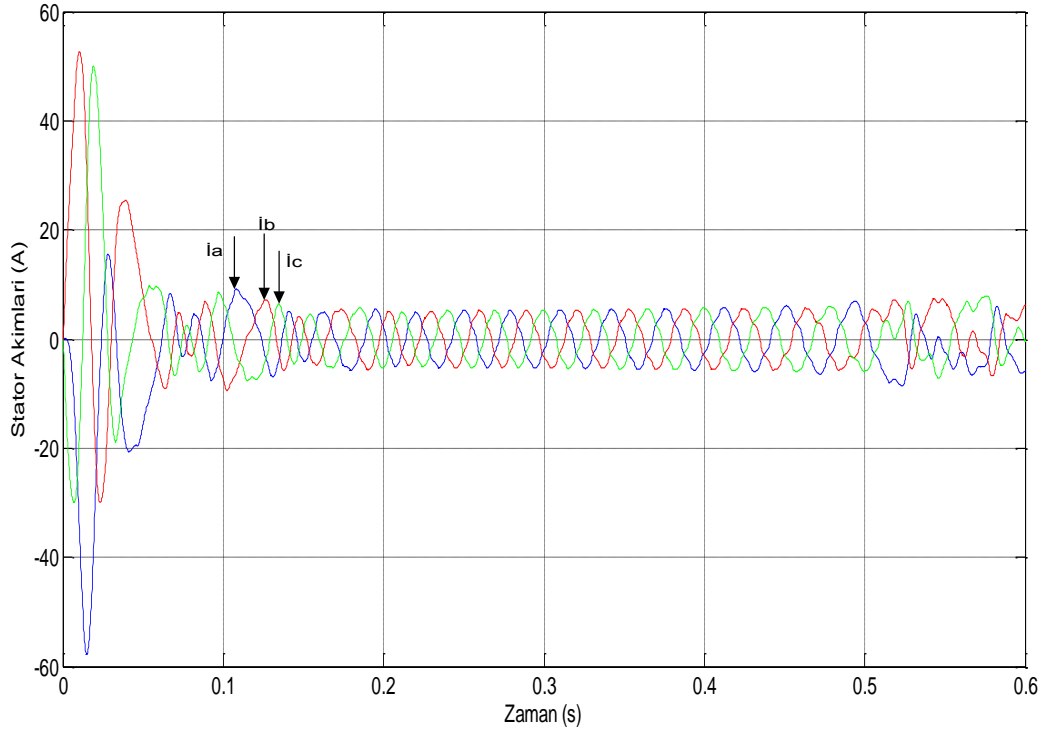


Şekil 3.24. İndüksiyon motorun sürekli değişen hız referansının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 3.25'te sürekli değişen hız referansı verildiğinde ve motora zamanla yük verilerek momentin zamanla değişimi gözlemlenmiştir.

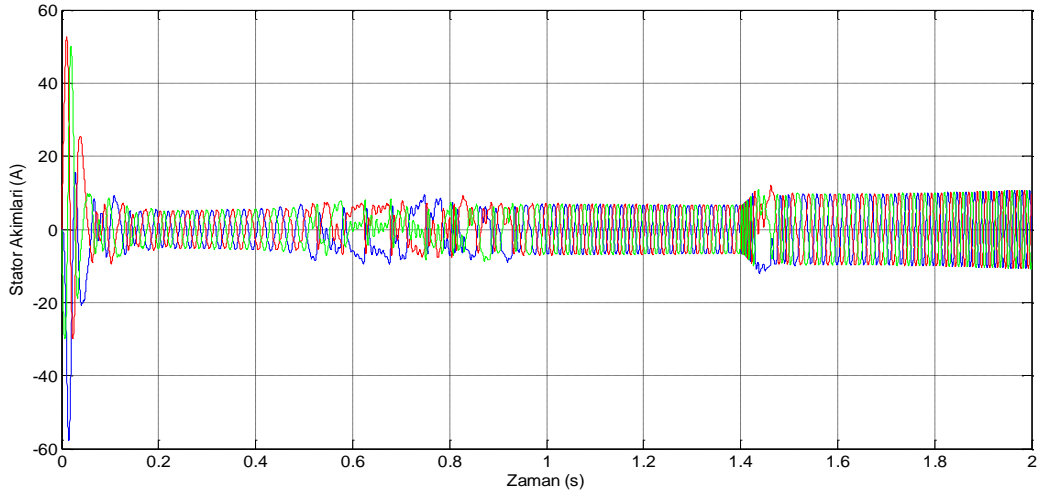


Şekil 3.25. İndüksiyon motor momentinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

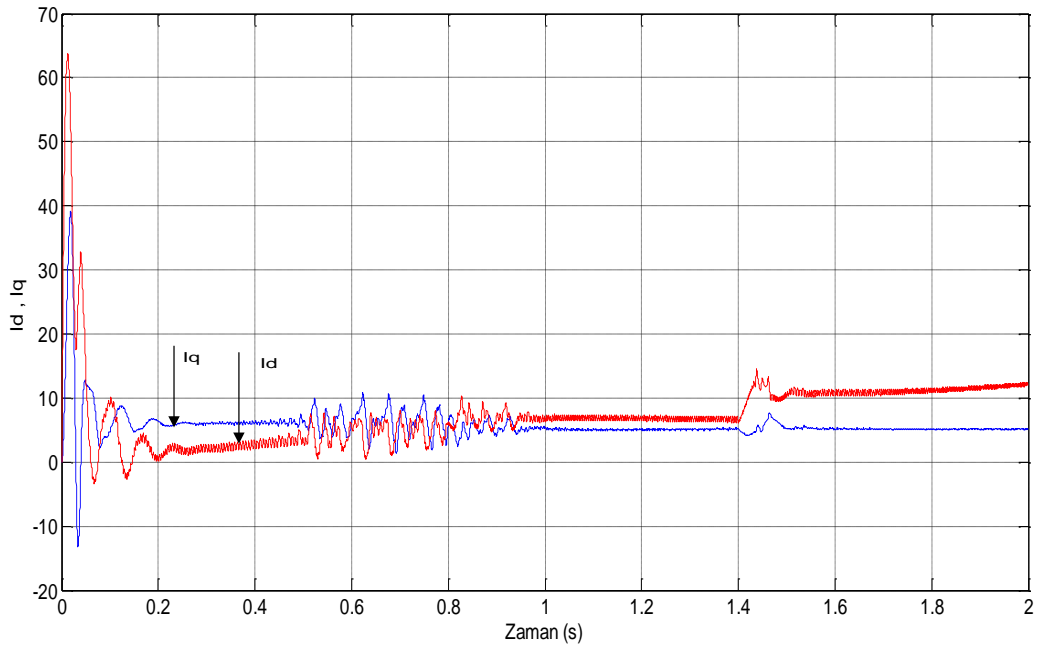


Şekil 3.26. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 3.26 ve 3.27’de sürekli değişken hız referansı verildiğinde ve motora zamanla yük verilerek stator akımların zamanla değişimi gözlemlenmiştir. İlk şekilde zaman 0 ile 0.6 saniye aralıklarda alınarak akımların daha belirgin bir şekilde göstermek için yapılmıştır.

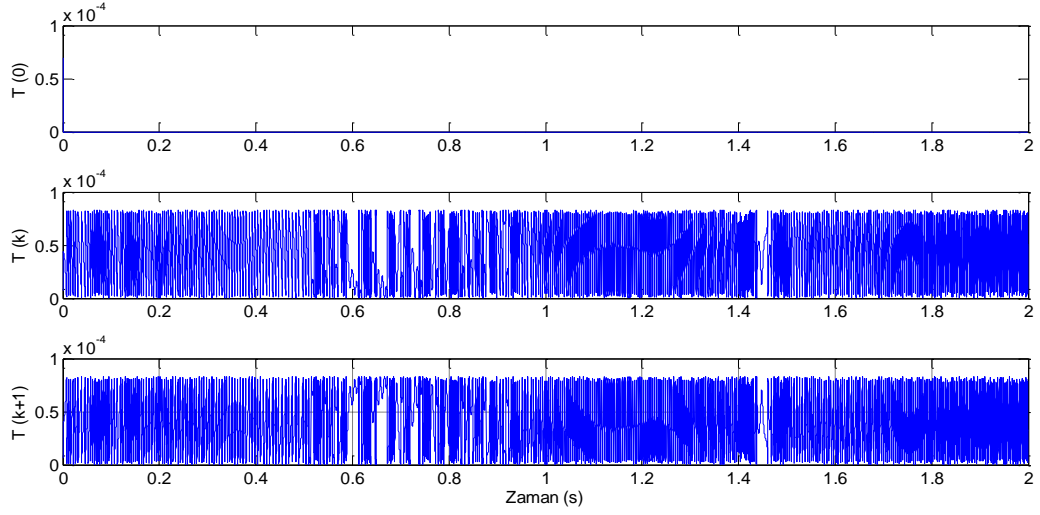


Şekil 3.27. İndüksiyon motor stator akımlarının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)



Şekil 3.28. İndüksiyon motor stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 3.28'de sürekli değişken hız referansı verildiğinde ve motora zamanla yük verilerek stator akımlarının d-q eksen takımındaki izdüşümlerinin zamanla değişimi gözlemlenmiştir. Motora 0.8 ve 1.4 saniyede yük verdiğimizde motorun çektiği akımın arttığını görmekteyiz.



Şekil 3.29. İndüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamaları değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 3.29’da sürekli değişken hız referansı verildiğinde indüksiyon motoru sürmekte kullanılan UVDGM ile elde edilen tetikleme zamanlamalarının değişimi gözlemlenmiştir.

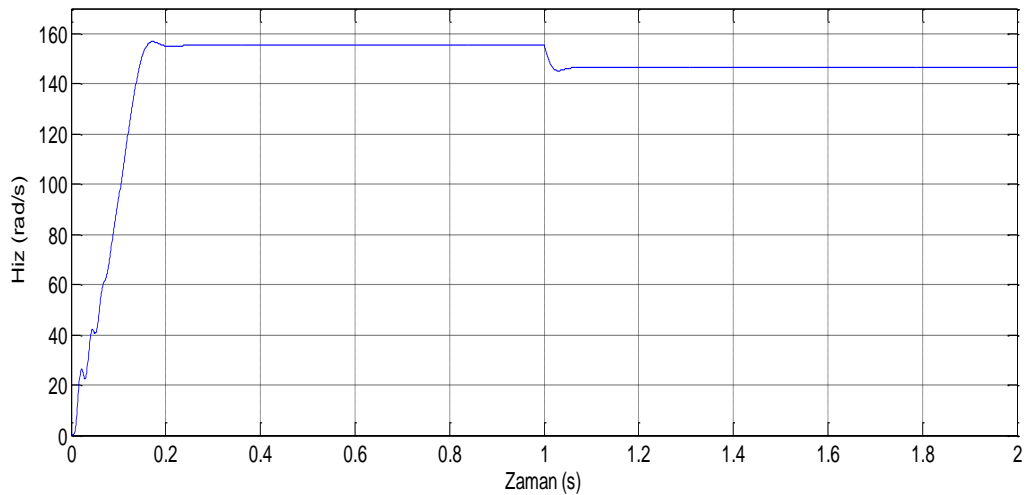
Sonuç olarak sürekli değişen hız referansı motora verildiğinde bulanık mantık denetleyici sayesinde tekrar sürekli değişen referans hızı yakalayarak motorun daha kararlı çalışmasını sağlamaktadır.



#### 4. BULGULAR VE TARTIŞMA

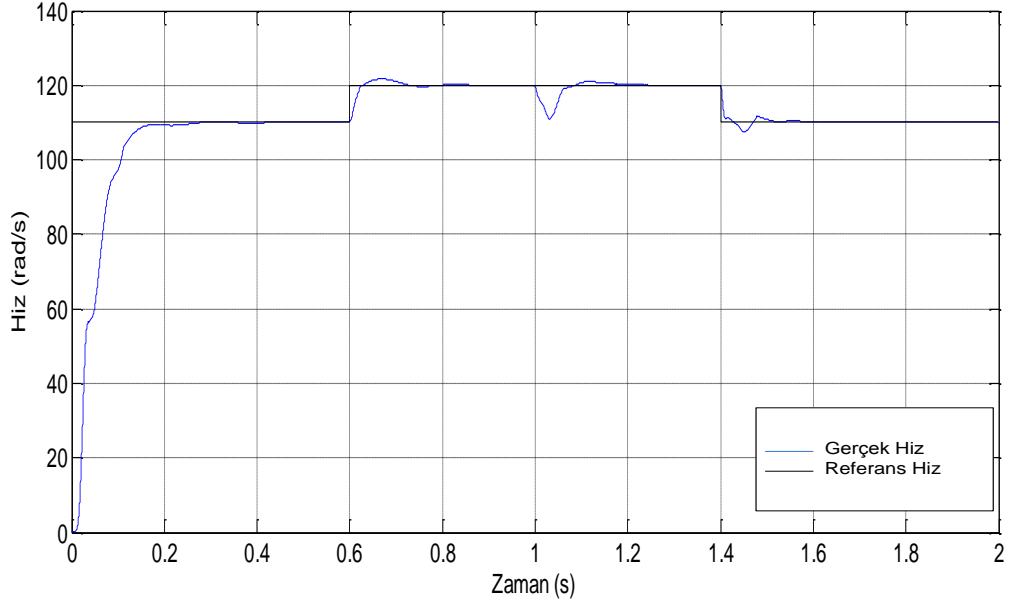
Üç fazlı sincap kafesli indüksiyon motorun hız kontrolü için yaptığımız simülasyon çalışmaların hız şekilleri aşağıda verilmiştir.

Şekil 4.1’de verilen indüksiyon motorun açısal hızı 0 değerinden, uygulanan gerilimlerin frekansı ve yük momenti olan sürtünme momenti tarafından belirlenen yaklaşık 157 rad/san’ lik değere ulaşmıştır. Motorda indüklenen momenti, hız son değerine ulaşıncaya kadar değişim gösterdikten sonra sürtünme momentine eşit bir moment değeri ile sabit kalmıştır. Motor 1 saniye sonra 10 Nm nominal yük ile yüklendiğinde ise akımlar nominal değerlerine çıkmış, açısal hızı düşmüş, moment ise yük ve sürtünme momentini karşılayacak bir değere yükselip orada kalmıştır. Yani yük verince motor hızı düşmüştür ve sonra hızı sabit değerde kalarak devam etmiştir. Burada anlaşıldığı gibi herhangi bir kontrol olmadığı görülmektedir.

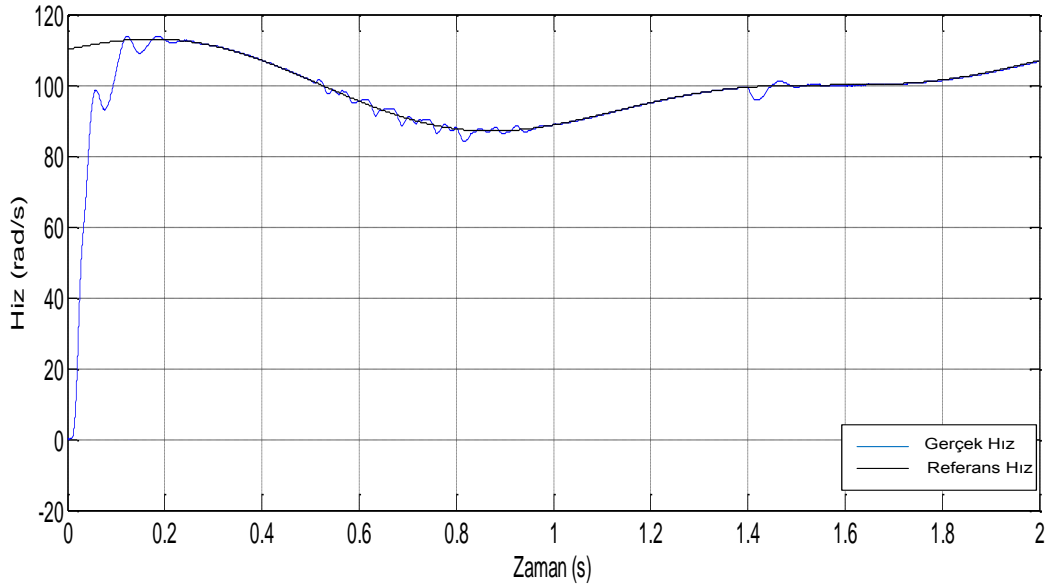


Şekil 4.1. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (Açık Çevrim)

Şekil 4.2’de verilen indüksiyon motorun referans hızı 110 rad/s olarak alınmıştır. Motorun açısal hızı 0 değerinden başlayarak referans hızı yakalamıştır. Daha sonra referans hız 120 rad/s şıkılmış ve motora 1 saniye sonra yük verilmiş ve motor hızında azalma olmuştur. PI kontrol sayesinde referans hızı tekrar yakalayarak devam etmiştir. Referans hız tekrar 110 rad/s düştüğünde hızda bir bozulma olmuş ve kontrol sayesinde tekrar düzelmiştir. Yani burada bir kontrol olduğu görülmektedir.



Şekil 4.2. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI)

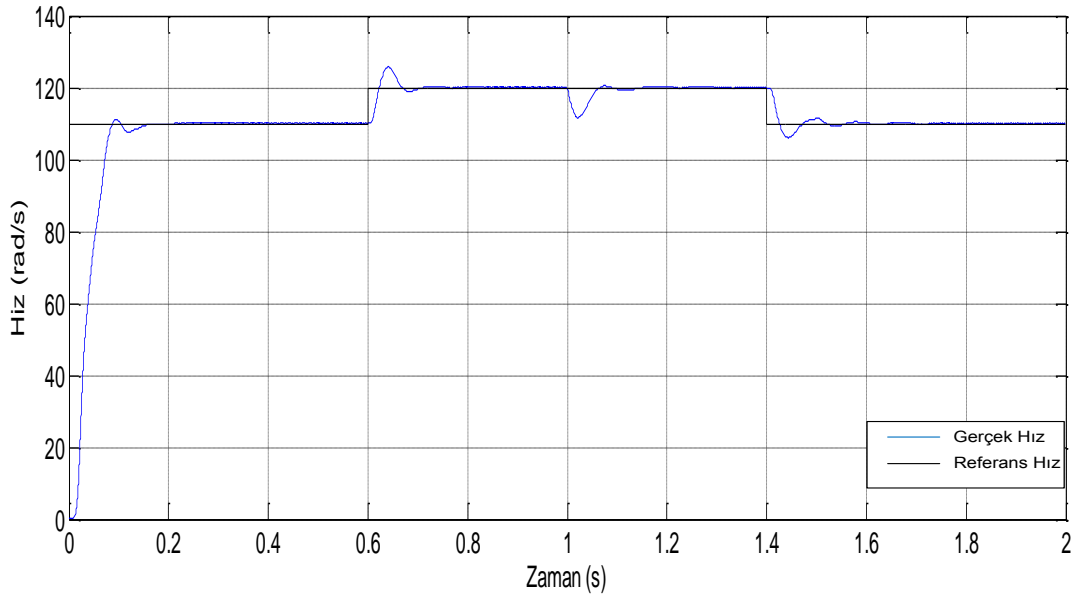


Şekil 4.3. İndüksiyon motorun sürekli değişen hız referansın zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 4.3'te verilen indüksiyon motorun hızı sürekli değişen hız referansı veriliyor. Motorun açısal hızı 0 değerinden başlayarak referans hızı yakalamıştır. Daha sonra referans hız farklı değerler aldıkça bulanık mantık sayesinde motorun gerçek hızı değişen referans hızı yakalamaktadır. Motora 0.8 saniye ile 1.4 saniyede yük verilmiş ve motor hızının değiştiği gözlenmektedir. Bulanık mantık denetleyici sayesinde bozulan motor hızı tekrar referans hızı yakalayarak motorun daha verimli bir şekilde çalışmasını sağlamaktadır.

Şekil 4.4’de verilen indüksiyon motorun referans hızı 110 rad/s olarak alınmıştır. Motorun açısal hızı 0 değerinden başlayarak referans hızı yakalamıştır. Daha sonra referans hız 120 rad/s şıkılmış ve motora 1 saniye sonra yük verilmiş ve motor hızında azalma olmuştur. Bulanık mantık denetleyici sayesinde referans hızı tekrar yakalayarak devam etmiştir.

Referans hız tekrar 110 rad/s düştüğünde hızda bir bozulma olmuş ve kontrol sayesinde tekrar düzelmiştir.



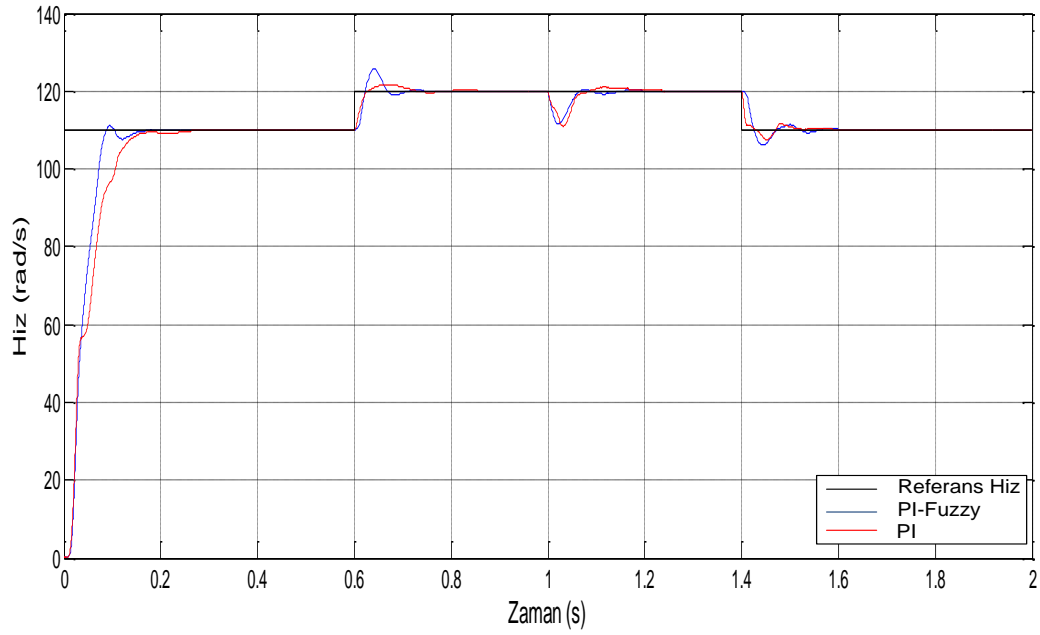
Şekil 4.4. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI-Fuzzy)

Şekil 4.5’te verilen indüksiyon motorun referans hızı 110 rad/s olarak alınmıştır. Motorun açısal hızı 0 değerinden başlayarak referans hızı yakalamıştır. Daha sonra referans hız 120 rad/s şıkılmış ve motora 1 saniye sonra yük verilmiş ve motor hızında azalma olmuştur. Bulanık mantık denetleyici sayesinde referans hızı tekrar yakalayarak devam etmiştir. Referans hız tekrar 110 rad/s düştüğünde hızda bir bozulma olmuş ve kontrol sayesinde tekrar düzelmiştir.

PI ile PI-Fuzzy arasındaki farklılıkları göstermek için şekil 4.2’de gösterilen PI ile yapılan motor hız kontrollü ve şekil 4.4’de gösterilen PI-Fuzzy ile yapılan hız kontrollü şekil 4.5’te gösterildiği gibi aynı grafikte gösterilmiştir. Burada PI ile PI-Fuzzy karşılaştırıldığında, PI-Fuzzy referans hız değişim sırasında PI’ya göre daha fazla aşım olmuştur. Fakat aşımdan sonra hatayı minimize etmeyi PI 50 ms gibi bir sürede

tamamlarken, PI-Fuzzy ise 25 ms gibi daha kısa bir sürede tamamlıyor. Ayrıca PI-Fuzzy PI'ya göre başlangıçta referans hızı daha kısa bir sürede ulaşıyor.

PI-Fuzzy kontrol sistemin PI kontrol sistemine kıyasla daha iyi bir performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.5. İndüksiyon motor hızının zamanla değişimi (PI ile PI-Fuzzy)

## 5. SONUÇLAR

İndüksiyon motorların endüstriyel alanda geniş bir kullanım alanına sahip olması, bu motorların verimli bir şekilde denetlenmesini gerektirmektedir. Bu çalışmada, PI-Fuzzy tipi denetleyici ile üç fazlı sincap kafesli bir indüksiyon motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Bunun için, temel kontrol işaretleri d-q koordinat sistemindeki stator gerilimleri olacak tarzda PI-Fuzzy denetim blokları oluşturulmuştur.

Simülasyon çalışmaları sonucunda PI ile PI-Fuzzy karşılaştırıldığında, PI-Fuzzy referans hız değişim sırasında PI'ya göre daha fazla aşım olmuştur. Fakat aşımdan sonra hatayı minimize etmeyi PI 50 ms gibi bir sürede tamamlarken, PI-Fuzzy ise 25 ms gibi daha kısa bir sürede tamamlıyor. Ayrıca PI-Fuzzy PI'ya göre başlangıçta referans hıza daha kısa bir sürede ulaşıyor.

Denetim sürecinin başarısı, elde edilen simülasyon sonuçlarından açıkça görülmektedir. Verilen referans hız yörüngesindeki ani değişim bölgelerinde ve yüklenme anlarında oluşan sapmalar oldukça kısa zaman dilimlerinde ortadan kaldırılabilmektedir.

Motorun çalışma şartları ve performans şartları göz önüne alındığında PI-Fuzzy kontrol ile motorun hız kontrol edilebilirliği ileriki çalışmalar için önerilebilir.

## KAYNAKLAR

- Arınç, R., 2003. Bulanık Mantık Yöntemiyle Asenkron Motor Hız Kontrolü Ve Simülasyonu. Yüksek Lisans Tezi. Marmara Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul. 110 s.
- Arifoğlu, U., Kubat, C., 2003. MATLAB ve Mühendislik Uygulamaları. Alfa Yayınları. İstanbul. 702s.
- Akyılmaz, O., 2005. Esnek Hesaplama Yöntemlerinin Jeodezide Uygulamaları. Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Alcı, M., Karatepe, E., 2002. Bulanık Mantık ve Matlab Uygulamaları, Ege Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Yardımcı Ders Kitabı, İzmir, 118s.
- Anonim., 2000. Implementing Space Vector Modulation With The ADMC300. Analog Devices Inc. Kataloğu.
- Cebeci, U. and Beskese, A., 2002. An Approach to the Evaluation of Quality Performance of the Companies in Turkey. *Managerial Auditing Journal*. 17 (1), 92-100.
- Chen, C. T., 2001. A Fuzzy Approach to Select the Location of the Distribution Center. *Fuzzy Sets and Systems*. 118, 65-73.
- Chen, C. T., Lin, C. T. and Huang S. F., 2005. A Fuzzy Approach for Supplier Evaluation and Selection in Supply Chain Management. *International Journal of Production Economies*. 1-13.
- Chou, T. Y. and Liang G. S., 2001. Application of a Fuzzy Multi-Criteria Decision Making Model for Shipping Company Performance Evaluation. *Maritime Policy & Management*, 28 (4), 375-392.
- C.-C. Lee., 1990. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-part 1. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*,20(2): 404-418.
- Çelik, H., 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Fırat Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.
- Dombi, J., Gera, Z. 2005. The approximation of piecewise linear membership functions and Łukasiewicz operators. *Fuzzy Sets and Systems*. 154, 275–286.
- Ekren, O., 2009. Bir Soğutma Grubunda Kompresör Hızının Ve Elektronik Genleşme Vanasının Bulanık Mantık Algoritma İle Kontrolü. Doktora Tezi. Dokuz Eylül Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İzmir.
- Elmas, Ç., 2011. Yapay Zeka Uygulamaları. Seçkin Yayıncılık. Ankara.
- Ertürk, İ., 2006. Asenkron Motorun Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı Vektör Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü. Konya.
- Güleç, M., A., 2006. Vektör Kontrollü Asansör Sürücüsü. Yüksek Lisans Tezi. Ortadoğu Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Güler, N., 2006. Bulanık Kümeleme Analizi ve Bulanık Modelleme Uygulamaları. Yüksek Lisans Tezi. Muğla Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Muğla.
- Güleç, 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. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Güvenç, U., Sönmez, Y., Biroğul S., 2007. Bulanık Mantık Denetimli DA-DA Çeviricileri İçin Geliştirilen Bir Eğitim Seti. *Politeknik Dergisi*. Cilt:10, Sayı:4, S.339-346.
- Hamitoğulları, H. C., 1999. Fuzzy Çok Amaçlı Optimizasyon Yöntemiyle Portföy Seçimi. Yüksek Lisans Tezi. Marmara Üniversitesi. Sosyal Bilimler Enstitüsü Yayınlanmamış. İstanbul.

- Hellendoorn, H., 1993. Design and Development of Fuzzy Systems at Siemens R&D, 0-IEEE, 7803-0614-7/93 (1993) 1365-1370.
- Ilıca, A., 2008. Bulanık Mantık Yöntemi İle Sıvı Seviye Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Dumlupınar Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kütahya.
- Kahya, E., 2003. İnsan gücü Seçiminde Bulanık Uzman Sistemler Yardımı ile İş Başvuru Formlarının Değerlendirilmesi. Yüksek Lisans Tezi. Erciyes Üniversitesi. Sosyal Bilimler Enstitüsü Yayınlanmamış. Kayseri.
- Kemal, S., V., 2001. Sincap Kafesli Asenkron Makinada Yapay Sinir Ağları ile Rotor Akısı Yönlendirilmiş Vektör Denetimi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Koca, Z., 2006. Üç Fazlı Asenkron Motorların Yapay Sinir Ağlarıyla Vektör Esaslı Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş.
- Küçüktüfekçi, A., 2002. Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Yapay Sinir Ağları ile Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş.
- Lancaster, S.S. ve Wierman M.J., 2003. Empirical Study of Defuzzification. IEEE. 0-7803-7918-7/03, 121-126.
- Lee, K.H., 2006. Fuzzy Theory Lectures Notes. <http://if.kaist.ac.kr/lecture/cs670/2001/lecture-note.html> (Erişim tarihi: 16/2/2006).
- Mamdani, E.H.; Assilian, S., 1975. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller. *Int. Journal of Man-Machine Studies*. 7(1),1-13.
- Mao, H., 1999. Estimating Labour Productivity Using Fuzzy Set Theory. Master of Science Thesis, University of Alberta.
- Matlab Documentation, Fuzzy Toolbox.
- Oğuz, Y., 2000. Senkron jeneratörlerin uyarım devresinin bulanık mantıkla kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Marmara Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul. 119 s.
- Özçalık, 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.
- Özçalık, H. R., Yıldız, C., Danacı, M., Koca, Z., 2007. RBF Based Induction Motor Control with A Good Nonlinearity Compensation. June 20-22, 2007. 9th International Work-Conference on Artificial Neural Networks (IWANN'2007). Page LNCS: 878 San Sebastián (Spain).
- Özçalık, H.R., Türk, A., Yıldız, C., Koca, Z., 2008. "Katı Yakıtlı Buhar Kazanında Yakma Fanının Bulanık Mantık Denetleyici ile Kontrolü", *KSÜ Fen Bilimleri Dergisi*, 11(1).
- Özkop, E., Atlas, I.H. ve Akpınar, A.S., 2004. Bulanık Mantık Denetleyicili Güç Sistem Uygulaması. *ELECO2004*.
- Öztürk, M., 2006. Uzay Vektör Modülasyonu İle Asenkron Motor Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Öztürk, N., 2006. Yumuşak Anahtarlama Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi. Doktora Tezi. Gazi Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Paçacı, S., 2011. Yapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık ve Sinirsel Bulanık Denetleyiciler ile Asenkron Motorların Hız Denetimi İçin Simülasyon Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi. Süleyman Demirel Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Isparta.

- Saka, S., 1999. Bulanık Kontrol ve Uygulamaları. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul. 65 s.
- Sarıoğlu, M. K., Gökaşan, M., Boğosyan, S., 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsen Yayınevi. İstanbul. 392s.
- Srinivasan, P. ve Gracanin, D., 1993. Approximate Reasoning with Fuzzy Petri Nets. *IEEE*. 78034614-7/93. 396-401.
- Şahin, K., 2006. Asenkron Motorların Dinamik Yapay Sinir Ağları ile Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Fırat Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.
- Şekkeli, M., Yıldız, C., Özçalık, H. R., 2007. 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.
- Şimşir, N.B., 1994. A Compact PFM Controller-Converter with Wide Speed Range for 3-Phase Induction Motors. Msc Thesis, METU.
- Taşkafa, Ş., 2006. Asenkron Yapay Sinir Ağları ile Vektör Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Fırat Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.
- Umarusman, F.Z., 2006. Ac Motor Sürücüleri İçin Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş. 68s.
- URL1: <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/fuzzy/>(erişim tarihi: 12.05.2013).
- URL2 : <http://www.butunsinavlar.com/asekron-motorlar-1.html> (erişim tarihi: 01.06.2013).
- Uygur, A. F., 2002. Bir Asenkron Motor Hız Denetim Sisteminin Neuro-Fuzzy Yöntemlerle Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş.
- Üstün, S. V., 2001. Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşleyici) Temelli Kontrolunda Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu. Doktra Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Yıkan, F., 2005. Dayanıklı PID Kontrolör Tasarım Metotlarının Araştırılması ve Geliştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi. İnönü Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Malatya. 147s.
- Yıldız, C., 2008. Genetik Algoritma Destekli Bulanık Denetim Kullanarak Vektör Esaslı Asenkron Motor Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş.
- Yılmaz, M.; Arslan, E., 2005. Bulanık Mantığın Jeodezik Problemlerin Çözümünde Kullanılması. 2. Mühendislik Ölçmeleri Sempozyumu. 23-25 Kasım, 2005. İstanbul Teknik Üniversitesi. İstanbul.
- Zadeh, L.A., 1965. Fuzzy Sets., *Information and Control*, 8, 338-353.
- Zadeh, L. A., 1987. A Fuzzy Set Theoretic Interpretation of Linguistic Hedge. in R.R. Yager, S. Ovchinnikov, R.M. Tong, H.T. Nguyen (Ed.), *Fuzzy Sets and Applications: Selected Papers by L.A. Zadeh* (pp. 467-498). Canada: John Wiley & Sons Publishing.
- Zhang, L., Wathanasam, C., Hardan F., 1994. An Efficient Microprocessor Based Pulse Width Modulator Using Space Vector Modulation Strategy. *IEEE*.
- Zhang, S.J., Wong, Y.S. ve Poo, A.N., 1993-2001. Analysis and Design of Inference Mechanisms for Fuzzy Feedback Control, *IEEE*, 0-7803-0985-5/93 (1993).



## EKLER

### EK-1. (FUZZY, UVDGM) Simülasyon Programı

```
%-----Motor Kontrol Simülasyon Program Fonksiyonu-----
%------(FUZZY, UVDGM)-----

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; % dönen alan açısı hesaplamada kullanılıyor

%-----
Ws=2*pi*fs/(p/2);
Re=Rs+(Rr*(Lm^2))/(Lr^2); % Eşdeğer direnç
sigma=1-(Lm^2)/(Ls*Lr); % Kaçak faktörü

%-----Başlangıç değerleri-----
h=1/6000;
Vsd=380;
Vs0=0;
Vdc=450; % DC bara gerilimi
Ts=h; % Uzak vektör modülasyon örnekleme zamanı

% dx/dt= A(5x5).X(5x1) + B(5x3).U(3x1)

% a matrisi asmm.m fonksiyonunda tanımlı

% x(1)=İsd, x(2)= İsq, x(3)= Y_rd, x(4)=Y_rq, x(5)=w
x=[ 0
    0
    0
    0
    0];
```

```

b= [ 1/(sigma*Ls)    0    0
      0    1/(sigma*Ls)  0
      0    0    0
      0    0    0
      0    0    -p*Lm/(J*Lr)];

u=[ Vsd;
     Vsq;
     ty ];

%-----
%-----referans akı ve açısal hız değerleri-----
wref=110;
idref=0.96/0.1878; % ??/Lm
iqref=0;
%-----
%-----id iq için kontrolör parametreleri-----

ed=idref-0; % id nin hata ifadesi
eq=iqref-0; % iq nin hata ifadesi
ud=0; % id nin pi çıkış değeri (kontrol işareti)
uq=0; % iq nin pi çıkış değeri (kontrol işareti)
%-----

%-----hız kontrolör parametreleri-----
ew=wref-0;% hızın hata ifadesi
kpw=10;
kiw=406;
uw=0; % hızın denetleyici çıkış değeri (kontrol işareti)

%-----
%Dosyadan FIS oku
bmd1 = readfis('asm_id.fis');
bmd2 = readfis('asm_iq.fis');
%-----
for k=1:12000

%-----akımların d,q eksen takımındaki değerleri-----
id(k)=x(1);
iq(k)=x(2);
%-----
%-----hız kontrolör-----
ts=1e-4; % 0.0001 s
ew1=ew;% önceki hata değeri
ew=wref-x(5);% hata değeri
uw1=uw; % önceki kontrol işareti
uw=pii(ew,ew1,uw1,kpw,kiw,ts);
iqref=uw;

```

```

%-----referans tork ve akı değerleri-----
%---- id için fuzzy -----
ed1=ed; % id için önceki hata
ed=(idref-id(k))*0.093; % id için hata
ded=(ed-ed1)*0.09; % hata değişimi
ud1=ud; % id için önceki kontrol işareti
dud = evalfis([ed ded], bmd1); % hata ve hata değişimi fis gönderilip sonuç alınıyor
kd = 1; % kazanç
ud=dud*kd+ud1; % kontrol işareti
%ud=pii(edk,edk1,ud1,kp,ki,ts); % id için PI çıkışı
uud(k)=ud; % çizim için matris oluşturuluyor
Vsd=ud;
eq1=eq; % iq için önceki hata
eq=(iqref-iq(k))*0.093; % iq için hata
deq=(eq-eq1)*0.09; % hata değişimi
uq1=uq; % iq için önceki kontrol işareti
%uq=pii(eq,eq1,uq1,kp,ki,ts); % iq için PI çıkışı
duq = evalfis([eq deq], bmd2); % hata ve hata değişimi fis gönderilip sonuç alınıyor
kq = 1; % çıkış kazanç
uq=duq*kq+uq1; % kontrol işareti
uuq(k)=uq;
Vsq=uq;

% Vsd ve Vsq için limit belirleme
if Vsd<-380
    Vsd=-380;
end;
if Vsd>380
    Vsd=380;
end;
if Vsq<-380
    Vsq=-380;
end;
if Vsq>380
    Vsq=380;
end;

%-----Yük-----
ty=0;

if k>6000
    ty=10;
end;

%-----Referans hız değeri belirleme-----
% 0<k<3000 ise w=110 idi, 3000<k<5000 ise w=120, k>5000 ise w=110
if k>3600
    wref=120;
end;

```

```

if k>8400
    wref=110;
end;
%-----

%-----dönen alan açısı-----
t(k)=(k-1)*h; % Örnekleme zaman aralıkları için ( T0,T1,T2....)
Ws=(Lm*iqref/(Tr*idref))+p*x(5); % ws= wr + p.w
% ws:stator akımları açısal hızı
% wr:rotor açıları açısal hızı
% w:motor mili açısal hızı
% p:kutup çifti sayısı

Qs=t(k)*Ws; % dönen alan açısı
%-----

%----- Ters Park dönüşümü -----
Valpha=sqrt(2/3)*(Vsd*cos(Qs)-Vsq*sin(Qs));
Vbeta=sqrt(2/3)*(Vsd*sin(Qs)+Vsq*cos(Qs));

%----- Ters Park dönüşümü -----

if Valpha<-300
    Valpha=-300;
end;
if Valpha>300
    Valpha=300;
end;
if Vbeta<-300
    Vbeta=-300;
end;
if Vbeta>300
    Vbeta=300;
end;
Vaa(k)=Valpha;
Vbb(k)=Vbeta;

%-----Sektör Tesbiti-----
Qs1=atan2(Vbeta,Valpha); % teta= arctan(Vbeta/Valpha)

if Vbeta<0
    Qs1=atan2(Vbeta,Valpha)+2*pi;
end;

Qs1=mod(Qs1,2*pi); % açı 2*pi den büyük olması durumunda modülasyon işlemi
% sektor=sektorh(Qs1); % Referans vektörün sektörü
format long;
if Qs1<(pi/3)&Qs1>=0
    sektor=1;
end;

```

```

if Qs1<(2*pi/3)&Qs1>=pi/3
    sektor=2;
end;
if Qs1<(pi)&Qs1>=2*pi/3
    sektor=3;
end;
if Qs1<(4*pi/3)&Qs1>=pi
    sektor=4;
end;
if Qs1<(5*pi/3)&Qs1>=4*pi/3
    sektor=5;
end;
if Qs1<(2*pi)&Qs1>=5*pi/3
    sektor=6;
end;

sk=sektor;
%-----
%-----Tetikleme Zamanlamaları Hesabı-----

delta=cos((sk-1)*pi/3)*sin(sk*pi/3)-sin((sk-1)*pi/3)*cos(sk*pi/3); % delta=0,866
çıkıyor, formüle gerek olmayabilir. delta=sin(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 modelinin 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=svpwm(x(1),x(2),x(3),x(4),x(5),t1,t2,t3,t4,t5,t6,t7,t8,t9,sektor,ty,Vdc);  
x=svpwm(x(1),x(2),x(3),x(4),x(5),t1,t2,t3,t4,t5,t6,t7,t8,t9,sk,ty,Vdc);
```

```
wreff(k)=wref;  
end;
```

## ÖZGEÇMİŞ

### **Kişisel Bilgiler**

Adı, soyadı : Sami ŞİT  
Uyruğu : T.C.  
Doğum tarihi ve yeri : 27.07.1986 Erciş - VAN  
Medeni hali : Evli  
Telefon : 0 (438) 211 99 35 - 1623  
e-posta : [samisit@hotmail.com](mailto:samisit@hotmail.com).

### **Eğitim**

<b>Derece</b>	<b>Eğitim Birimi</b>	<b>Mezuniyet tarihi</b>
Lisans	KSÜ/ Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü	2009
Lise	Atatürk Lisesi	2005

### **İş Deneyimi**

<b>Yıl</b>	<b>Yer</b>	<b>Görev</b>
2010-2013	Hakkâri Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

### **Yabancı Dil**

İngilizce

### **İlgi Alanlarım**

Elektrik Makineleri, Bulanık Mantık