

**KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ
İLE SENSÖRSÜZ HIZ DENETİMİ**

Rüstem YILMAZEL

**Bülent Ecevit Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yüksek Lisans Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

ZONGULDAK

Ağustos 2014

KABUL:

Rüstem YILMAZEL tarafından hazırlanan “KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ İLE SENSÖRSÜZ HIZ DENETİMİ” başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından değerlendirilerek, Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak oybirliğiyle kabul edilmiştir. 20/08/2014

Başkan: Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN
Bülent Ecevit Üniversitesi



Üye : Prof. Dr. Ertan ÖZTÜRK
Bülent Ecevit Üniversitesi



Üye : Yrd. Doç. Dr. Yusuf ALTUN
Düzce Üniversitesi



ONAY:

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım. .../.../2014



Prof. Dr. Şadi ŞEN
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

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


Rüstem YILMAZEL

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ İLE SENSÖRSÜZ HIZ DENETİMİ

Rüstem YILMAZEL

Bülent Ecevit Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN

Ağustos 2014, 75 sayfa

Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlardan(KMSM) düzgün bir momentin alınması için stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi gerekir. Bu senkronizasyon işlemi konum algılayıcılarıyla gerçekleştirilmektedir. Bu algılayıcılar sistemin maliyetini ve motor boyutunu artırıp, güvenilirliğini azaltmaktadır. KMSM'ler yüksek verim ve güç faktörü, yüksek güç-ağırlık oranı ve yüksek moment-eylemsizlik oranı gibi üstünlüklerinden dolayı, endüstride sıklıkla kullanılmaktadır. Bu nedenle üzerlerinde en çok araştırma yapılan alanlardan biridir. Birçok endüstriyel değişken hız uygulamalarda hız ve moment kontrolüne ihtiyaç duyulmaktadır.

Kalıcı mıknatıslı senkron motorların konum ve hız algılayıcısız kontrolünde bir çok yöntem mevcuttur. Bu yöntemlerin büyük bir çoğunluğunda motorun matematiksel modeli kullanılmaktadır. Konum ve hız algılayıcısız kontrolde kullanılan motorun matematiksel modelinin doğruluğu çok önemlidir.

ÖZET (devam ediyor)

Bu tezde Bulanık kontrol ile klasik kontrol, bilgisayar simülasyonu yapılarak karşılaştırılmaktadır. KMSM'nin hız denetimi Bulanık ara sistem (fuzzy inference system-FIS) denetleyici kullanılarak tasarlanmıştır. Simülasyon Matlab/Simulink ortamında hazırlanmıştır. Bulanık mantık tasarlanırken en önemli özelliği oluşturulan kural tablosudur. Bu tezde oluşturulan kural tablosu çok iyi sonuç vermiştir. Bu şekilde her iki yöntemin de üstün ve üstün olmayan yönleri irdelenerek hangisinin ne şekilde seçilebileceği gösterilmektedir. Sonuç olarak bulanık mantık denetleyicinin üstünlükleri daha net olarak ortaya çıkmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kalıcı mıknatıslı senkron motor, Bulanık mantık KMSM'nin hız denetimi, PI denetleyici

Bilim Kodu: 608.01.00

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

SENSORLESS CONTROL OF SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR BY USING FUZZY LOGIC CONTROLLER

Rüstem YILMAZEL

**Bülent Ecevit University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Thesis Advisor: Asst. Prof. İbrahim ALIŞKAN

August 2014, 75 pages

Permanent magnet synchronous motor (PMSM) should be synchronized with the area of stator and rotor for receiving smooth torque. This synchronization process is performed by location sensors. These sensors increase cost of the system and the engine size and decrease the reliability. PMSM is commonly used in industry due to high efficiency, power factor, high power-to-weight ratio and high torque-inertia ratio. For this reason, it is one of the most studied areas in research community. Speed and torque control is required in many industrial the speed variable applications.

Many methods are available for sensorless speed control and position of permanent magnet synchronous motor. In most of these methods, mathematical model of the motor is used. Accuracy of the mathematical model of the engine is very important in position and speed sensorless control.

ABSTRACT (continued)

In this thesis, fuzzy logic and PI (Proportional-Integral) control are compared with computer simulation. Speed control of PMSM is designed using fuzzy inference system (FIS). The most important feature when designing fuzzy logic is rule table created. In this thesis the rules table created has given very good results. Simulations are created at Matlab/Simulink. In this way, superior and non-superior direction of both methods can be evaluated.

Key Words: Permanent magnet synchronous motor, Fuzzy logic controller, Speed control of permanent magnet synchronous motor, PI controller

Science Code: 608.01.00

TEŞEKKÜR

Bana her konuda rehberlik eden ve yardımlarını esirgemeyen, değerli danıőman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN'a teőekkürü bir borę bilirim.

Beni yetiőtiren, bugüne kadar maddi ve manevi desteklerini hiębir zaman üzerimden eksik etmeyen aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvii
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
1.1 LİTERATÜR TARAMASI	3
BÖLÜM 2 KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	9
2.1 ELEKTRİK MOTORLARIN SINIFLANDIRILMASI	10
2.2 KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN YAPISI	11
2.3 KMSM'nin İÇ DÜZENİ	12
2.4 KALICI MIKNATIS ÇEŞİTLERİ VE ÖZELLİKLERİ	14
2.4.1 Al-Ni-Co Mıknatıslar	16
2.4.2 Ferrit Mıknatıslar	16
2.4.3 Nadir Toprak Elementli Mıknatıslar	17
2.4.4 Sıcaklığın Kalıcı Mıknatıs Üzerindeki Etkisi	17
BÖLÜM 3 SMSM'NİN MATEMATİKSEL DENKLEMLERİ	19
3.1 UZAY VEKTÖR DÖNÜŞÜMÜ	21
3.2 VEKTÖREL DÖNÜŞÜMLER	22

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

	<u>Sayfa</u>
3.2.1 Clarke Dönüşümü (a,b,c - $\alpha, \beta, 0$)	22
3.2.2 Ters Clarke Dönüşümü ($\alpha, \beta, 0$ - a,b,c)	24
3.2.3 Park Dönüşümü (a,b,c - d,q)	24
3.2.4 Ters Park Dönüşümü (d,q,0 - a,b,c)	25
BÖLÜM 4 KMSM’NİN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ	27
4.1 HIZ KONTROL DÖNGÜSÜ	29
4.2 AKIM KONTROL DÖNGÜSÜ	30
4.2.1 Histerezis Akım Denetleyicisi	30
4.2.2 Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) Akım Denetleyicileri	31
BÖLÜM 5 KONTROL YÖNTEMLERİ	33
5.1 PI KONTROLÖR	33
5.2 BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ	37
5.2.1 Bulanık Mantığın Tarihçesi	38
5.2.2 Bulanık Mantığın Genel Özellikleri	39
5.2.3 Bulanık Kümeler	40
5.2.4 Üyelik Fonksiyonları	41
5.2.5 Bulanık Mantık Denetleyici Yapısı	42
5.2.5.1 Bulanıklaştırma	43
5.2.5.2 Kural Tabanı	45
5.2.5.3 Durulaştırma	48
5.2.5.3.1 En Büyük Üyelik Yöntemi	49
5.2.5.3.2 Ağırlık Merkezi Yöntemi	49
5.2.5.3.3 Ağırlık Ortalama Yöntemi	50
5.2.5.3.4 Ortalama En Büyük Üyelik Yöntemi	50
5.2.5.3.5 Toplamların Merkezi Yöntemi	51
5.2.5.3.6 En Büyük Alanın Merkezi Yöntemi	51

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

Sayfa

BÖLÜM 6 SİMÜLASYON VE SONUÇLAR	53
6.1 MATLAB KULLANILARAK SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR'UN BENZETİMİ	53
6.2 SİMÜLASYONDA OLUŞTURULAN BLOKLAR	54
6.3 SİMÜLASYON SONUÇLARI	58
6.3.1 Yüksüz Durumdayken KMSM'nin PI ve Bulanık Mantık ile Kontrolü	58
6.3.1.1 KMSM'nin Hız Kontrolünde edilen sonuçlar	58
6.3.1.2 KMSM'nin Moment Kontrolünde edilen sonuçlar	60
6.3.1.3 KMSM'nin Akım Kontrolünde edilen sonuçlar	61
6.3.2 Yüklü Durumdayken KMSM'nin PI ve Bulanık Mantık ile Kontrolü	62
6.3.2.1 KMSM'nin Hız Kontrolünde edilen sonuçlar	62
6.3.2.2 KMSM'nin Moment Kontrolünde edilen sonuçlar	64
6.3.2.3 KMSM'nin Akım Kontrolünde edilen sonuçlar	65
6.3.2.4 KMSM'nin Mekanik Güç değişimlerinde edilen sonuçlar	66
BÖLÜM 7 TARTIŞMA VE SONUÇLAR.....	69
KAYNAKLAR	71
ÖZGEÇMİŞ	75

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>No</u>		<u>Sayfa</u>
2.1	Elektrik motorların sınıflandırılması	10
2.2	Kalıcı mıknatısların yapısı	12
2.3	Yüzey montajlı KMSM yapısı	13
2.4	İçsel mıknatıslı KMSM	14
2.5	Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri	15
3.1	KMSM'nin rotor referans düzlemindeki d eksenine eşdeğer devresi.....	19
3.2	KMSM'nin rotor referans düzlemindeki q eksenine eşdeğer devresi.....	19
3.3	Akım ve uzay vektörü izdüşümü.....	22
3.4	Clarke dönüşümü fazör diyagramı.	23
3.5	Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha,\beta,0)$ ve $(d,q,0)$ referans sistemlerindeki bileşenleri.....	24
4.1	Alan yönlendirmeli kontrol blok şeması	28
4.2	KMSM'nin rotor referans düzleminde akım bileşenleri ve mıknatıs akı vektörü	28
4.3	PI denetleyicinin ayrık model tasarımı	29
4.4	Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli	30
4.5	Histerezis akım denetleyicisi	31
5.1	PI kontrolörün blok diyagramı	33
5.2	İntegral alıcı devre.....	34
5.3	PI kontrolörün iç yapısı.	34
5.4	Sistemin açık çevrim cevabı.	36
5.5	Sistem osilasyona girmesi.....	36
5.6	Motorun açık çevrim cevabı	37
5.7	Hız için küme kavramları	40
5.8	Üyelik fonksiyonlarının aldığı değişik fonksiyonların gösterimi	42
5.9	Bulanık Mantık sisteminin temel yapısı.	43
5.10	Giriş ve Çıkış değerlerinin üyelik fonksiyonları.....	44
5.11	Kural izleyici.....	47
5.12	Yüzey izleyici	48
5.13	En büyük üyelik yöntemi ile durulaştırma.....	49

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
5.14 Ağırlık merkezi yöntemi ile durulaştırma işlemi	49
5.15 Ağırlık ortalama yöntemi ile durulaştırma	50
5.16 Ortalama en büyük üyelik yöntemi ile durulaştırma	51
6.1 Ters park Dönüşümü uygulanılarak referans akımları elde etme	54
6.2 PWM inverter.....	55
6.3 Bulanık mantık denetleyici ile KMSM'nin hız kontrolü.....	56
6.4 PI kontrolör ile KMSM'nin hız kontrolü.....	57
6.5 PI kontrolör ile hız-zaman grafiği	58
6.6 Bulanık mantık ile hız-zaman grafiği	59
6.7 Bulanık mantık ile PI kontrolörün hız grafiğinin beraber gösterilmesi.....	59
6.8 PI kontrolör ile moment-hız grafiği.....	60
6.9 Bulanık mantık denetleyici ile moment-hız grafiği.....	60
6.10 Bulanık mantık ile PI kontrolörün moment grafiğinin birlikte gösterimi	61
6.11 PI kontrolör ile akım-zaman grafiği	61
6.12 Bulanık mantık denetleyici ile akım-zaman grafiği	62
6.13 PI kontrolör ile hız kontrolü.....	62
6.14 Bulanık mantık denetleyici ile hız kontrolü.....	63
6.15 Bulanık mantık ile PI kontrolörün hız grafiğinin beraber gösterilmesi.....	63
6.16 PI kontrolör ile moment-hız grafiği.....	64
6.17 Bulanık mantık denetleyici ile moment-hız grafiği.....	64
6.18 Bulanık mantık ile PI kontrolörün moment grafiğinin birlikte gösterimi	65
6.19 PI kontrolör ile akım-zaman grafiği	65
6.20 Bulanık mantık denetleyici ile akım-zaman grafiği	66
6.21 Bulanık mantık denetleyici ile mekanik güç-zaman grafiği	67
6.22 PI denetleyici ile mekanik güç-zaman grafiği	67

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>No</u>		<u>Sayfa</u>
2.1	Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler	15
2.2	Mıknatıs malzemelerin ısı büyüklükleri	18
5.1	K_P , K_I ve K_D katsayılarının etkisi.....	35
5.2	Kontrolör parametrelerinin birinci yönteme göre hesaplanması	36
5.3	Kontrol parametrelerinin 2. duruma göre hesaplanması	37
5.4	Klasik Mantık-Bulanık Mantık arasındaki temel farklılıklar	41
5.5	Kural tablosu	46
6.1	Motorun parametreleri.....	53

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

V_q	: q eksenindeki gerilim
V_d	: d eksenindeki gerilim
λ_q	: q eksenindeki akı
λ_d	: d eksenindeki akı
λ_m	: Mıknatıs akısı
\mathcal{G}_r	: Rotorun radyal olarak konumu
T_e	: Elektromagnetik moment
p	: Motorun çift kutup sayısı

KISALTMALAR

KM	: Kalıcı Mıknatıs
SM	: Senkron Makina
KMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
DA	: Doğru Akım
FDCM	: Fırçasız Doğru Akım Motor
PWM	: Pulse Width Modulation
EMK	: Elektromotor Kuvveti
PI	: Proportional-Integral
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
FLC	: Fuzzy Logic Controller
FIS	: Fuzzy Inference System
DSP	: Digital Signal Processor
MPC	: Model Predictive Control

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Teknolojideki hızlı gelişmeden elektrik makinaları da diğer bütün alanlar kadar etkilenmiştir. Günümüzde elektrik makinaları dünyadaki enerjinin yarısından fazlasını harcamaktadır. Bu hızlı gelişim ile birlikte endüstriyel tahrik sistemlerinde, dayanıklı, yüksek verimli, kolay denetlenebilen ve bakım gereksinimi az olan düşük maliyetli elektrik makinalarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gelişim bir taraftan makinanın performansını artırmaya yönelik olurken, diğer yandan motor boyutlarının küçülmesine katkı sağlamayı hedeflemektedir.

Kalıcı mıknatısların (KM) bakır kayıplarının daha az olması bu makinelere olan ilgiyi arttırmış ve şimdiye kadar yoğunlukla asenkron motorların kullanıldığı bu sektörde kalıcı mıknatısların fiyatlarının azalmasına oranla senkron makinelere (SM) ilgi artmıştır. Mıknatıs malzemelerinin hem kalite olarak iyileşmesi hem de fiyatları gün geçtikçe azalması, mıknatısların elektrik makinalarında kullanılmasını elverişli hale getirmiştir. Tasarım, analiz, kontrol sistemlerindeki gelişimlere ek olarak yarıiletken ve güç elektroniğinde gelişmelerle kalıcı mıknatıslı makinaların kullanımı artmıştır (Duru 1997, Jons, Kliman and Neumann 1986).

Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorları (KMSM) diğer elektrik motorlarından ayıran en önemli özelliği; en yüksek ve kaliteli güç yoğunluğuna, verime ve yüksek atalet momentine sahip olmasıdır. KMSM' yi farklı kılan bu özellikleri sayesinde yüksek moment ve dinamik kontrol gerektiren uygulamalarda bu motorların kullanışlı, küçük yapısı ve daha az bakım gerektirmesi KMSM' leri tercih edilir hale getirmiştir (Pillay and Krishnan 1989).

Endüstriyel uygulamalarda doğru akım (DA) motorlarının kontrolünde üstünde başarılar elde edilmektedir. Ancak DA motorlarının fırça ve kollektör yapıları bakım gerektirdiği için genellikle tercih edilmemektedir. İndüksiyon motorlarında ise fırça ve kollektör yapısı bulunmadığından bakım gereksinimi azdır. Buna ek olarak indüksiyon motorlarının

maliyetinin az olması ve sağlamlık bakımından çok daha iyi olması DA motorlarına göre daha fazla kullanılmasına sebep olmuştur. SM'ler güç katsayısı ile veriminin yüksek olması, motor gücünün ağırlığı oranla büyük olması, fırça ile kollektör düzeneğine sahip olmaması ve DA düzeneği ihtiyacının bulunmamasıyla senkron motorları bir adım öne çıkarmıştır (Vas 1998).

Kalıcı mıknatıslı makinaların tercih edilme sebeplerinden biri de; boyutu aynı olan makinelere göre, makine karakteristiklerinin ve seçilen mıknatısların tipine ve yerleştirme şekline göre değiştirebilmesidir. Senkron makinaların diğer elektrik makinalarına göre belirgin üstünlükleri vardır.

- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu
- Yüksek güvenilirlik
- Yüksek güç/ağırlık oranı
- Uzun kullanım ömrü
- Yüksek moment eylemsizlik oranı
- Düşük maliyet
- Düşük hızlarda bile yüksek pozisyon kontrolü sağlayabilmesi
- Geniş hız aralığı
- Yüksek moment kapasitesi
- Düşük boyutlarda tasarlanabilme
- Yüksek verim
- Yüksek kontrol edilebilme (Vas 1998).

Senkron makinaların avantajları olduğu gibi dezavantajları da vardır. Bunlar;

- Stator alanı ile senkronize edilmesi gerektiğinden rotor pozisyonun bilinmesi gerekmektedir. Bu da hassas rotor pozisyon bilgisi gerektirir.
- Rotor pozisyonu bir pozisyon sensörü ile belirlenebilir. Ancak bu fiyatın artması ve karmaşıklık yarattığı için istenmez.
- Harici güç kaynağı devreleri gerektirir.
- Tristör kontrollü elemanlar, hız kontrol cihazları gibi elemanların motorda harmonikler yaratması

Senkron makinaların bu kadar çok avantajının olması kontrol sistemlerinde gelişme göstermesini sağlamıştır. Kontrol sistemindeki gelişmeler sayesinde günümüzde birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır. Kullanım alanları;

- Pompa tahrik sistemleri
- Robotik uygulamaları
- Vinçler
- Fan sistemleri
- Metal ve kağıt işleme
- Ses ve görüntü sistemleri
- Atık su işletmesi
- Elektrikli Taşıma sistemleri (Richter 1985).

Bu tez kapsamında KMSM'nin bulanık mantık denetleyici ile sensörsüz hız kontrolü yapılmıştır. Bulanık mantık tasarlanırken en önemli özelliği oluşturulan kural tablosudur. Hata ve hatadaki değişimin türevi giriş olarak alınmasıyla insan zekasına en uygun yöntem tasarlanmıştır. Kural tablosunun en büyük farkı diğer klasik yani bilinen kural tablosundan farklı olması ve daha iyi sonuç vermesidir. Burada bulanık mantığı oluştururken ilk başta normalizasyon işlemini uyguladık. Normalizasyon işleminden sonra sistemin açık çevrim cevabı üzerinden hata ve hatadaki değişimin fonksiyonu karşılaştırarak kural tablosu oluşturulur.

1.1 LİTERATÜR TARAMASI

Sebastian, Slemon ve Rahman (1986) tarafından KMSM'deki gelişmelere bakarak eşdeğer devre modelleri oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modellerdeki hesaplanan değerler ile ölçülen değerlerin karşılaştırılması yapılmıştır. Aynı zamanda harmonik spektrum ve toplam harmonik bozulmalar incelenmiştir.

Jahns, Kliman ve Neumann (1986) tarafından mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş içsel mıknatıslı KMSM'lerin değişken hızlı uygulamalarda verdiği cevaplara bakılmıştır. Bu cevaplara göre KMSM'leri diğer AC makinalardan ayıran özellikleri ortaya koyulmuştur.

Pillay ve Krishnan (1988) tarafından kalıcı mıknatıslı motor sürücülerini sunulmuştur. Bu sürücüler KMSM sürücülerini ve fırçasız DC motor (FDCM) sürücülerini olmak üzere iki tipte

sınıflandırılmıştır. KMSM'lerin sinüzoidal zıt elektromotor kuvvete sahip ve sabit moment üretmek için sinüzoidal stator akımlarına gerek duyduklarını belirtmiştir. FDCM'lerin ise trapezoidal zıt elektromotor kuvvete sahip ve sabit moment üretmek için kare dalga stator akımlarına gerek duydukları ortaya konmuştur. KMSM ve FDCM'ların hız, tork ve akım grafiklerini alarak karşılaştırılmalar yapılmıştır.

Pillay ve Krishnan (1989) tarafından önceki çalışmalarına ilave olarak motor endüstrisindeki çeşitli kalıcı mıknatıslı AC motor türlerinden biri olan, sinüzoidal akı dağılımına sahip, SMSM'ler sunulmuştur. Vektör kontrol uygulamasının tam modeli ve simülasyonu verilmiş, motorun uzay durum modeli, hız kontrolörü ve inverter anahtarlarının gerçek zaman modeli eklenmiştir. KMSM modeli rotoru sargılı senkron motordan türetilmiştir. PWM ve histerezis akım kontrolörü arasındaki performans farkı incelenmiştir.

Hoang ve Dessaint (1989), senkron motorlar için bir adaptif akım denetim yapısı önermişlerdir. Sistemin dinamik ve statik performansına göre histerezis ve tahminsel denetim yapılarından biri seçilmektedir. Bu sistem, statik ve dinamik performans çalışma koşullarına bağlı olarak, uyarlamalı bir şekilde kontrol modunu seçerek geliştirilebildiğini göstermiştir. Bu uyarlanabilir kontrol şeması bir matematik eş işlemcisi tarafından desteklenen bir yüksek performanslı 16-bit mikroişlemci kullanılarak uygulanabilirliğini ortaya koymuştur.

Bose (1992), alternatif akım motorları için bir adaptif histerezis akım denetleyicisi önermiştir. Denetleyici histerezis, bant modülasyonunu çalışma şartlarına göre sistem parametrelerinden hareketle hesaplamaktadır.

Raymond ve Jeffrey (1991), KMSM'nin Motorola 68020 mikroişlemcisini kullanarak gerçek zamanda (real-time) adaptif denetimini yapmışlardır. Oluşturulan denetleyici için motor sistemi linerleştirilmiş, eviricinin lineer olmayan etkileri ve modellenemeyen sistem dinamikleri ihmal edilmiştir. Denetleyicinin yeniden hesaplanabilmesi için mekanik parametrelerin kestirimi yapılmıştır.

Morimoto, Tong, Takeda ve Hirasa (1994) tarafından yapılan çalışmada KMSM sürücülerinin verimlerinin arttırılması hedeflenmiştir. Bakır ve demir kayıplarından oluşan elektriksel kayıpların armatür akım vektörünün optimal kontrolü ile minimize edilebileceği ortaya konmuştur. Elektrik kayıplarını minimize edebilecek olan kontrol algoritması

tasarlanmış ve optimal akım vektörünün işletme hızı ile yük yoğunluğuna bağlı olarak seçilebileceği savunulmuştur. Tasarlanan kontrol algoritması sayısal işaret işleyici ile deneysel olarak kalıcı mıknatıslı motor sürme sistemine uygulanmış ve sürüş testleri uygulanmıştır. Kayıpları küçülten kontrol algoritması bilgisayar simülasyonları ve deneysel sonuçlarla sınanmıştır.

Liu ve Cheng (1994), rotor konumu algılanmadan KMSM'nin kendinden-ayarlı (self-tuning), model-takipli (model-following) ve model-referans adaptif denetimini yapmışlardır. İki stator akım ve gerilimleri kullanılarak akı kestirimi yapılmıştır. Sistem modeline bağımlılık vardır.

Wijenayake ve Schmidt (1997) tarafından yapılan çalışmada makine manyetik parametre değişimlerinin ve çekirdek kayıplarının da hesaba katılarak KMSM'nin iki eksenli devre modeli tanımlanmıştır. Model mıknatısları rotor içine ve rotor yüzeyine yerleştirilmiş olan türlerin ikisine de uygulanmıştır.

Jang-Mok ve Seung-Ki (1997) tarafından yapılan çalışmada mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş olan kalıcı mıknatıslı senkron motor için yeni bir alan zayıflatma tekniği oluşturulmuştur. Akı zayıflatmanın devreye girme durumu ve akı seviyesi, gerilim regülasyon döngüsü ile ayarlanarak akım regülatörünün saturasyona girmesi engellenmiştir. Bu akı zayıflatma tekniğinin en önemli özellikleri makine parametrelerine bağlı olmaması, tüm işletme koşullarında akım regülasyonunu garanti etmesi, akı zayıflatma moduna yumuşak ve hızlı bir şekilde girip çıkması şeklinde sıralanmıştır. Farklı işletme koşullarında farklı parametreler ile yapılan deneysel çalışmalarla kontrol algoritmasının uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

Ying ve Ertugrul (1998) tarafından yapılan çalışmada ise üç fazlı fırçasız kalıcı mıknatıslı AC motor sürücülerinin simülasyonu LABVIEW programı kullanılarak yapılmıştır.

Zeid (1998), "An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" isimli çalışmasında Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM)'li gerilim beslemeli inverter ile beslenen KMSM sürücü sistemini geliştirmiştir. İçten mıknatıslı KMSM'lerin yüksek performanslı sürücü sistemlerinin uygulamalarında çok döngülü kontrol sistemi kullanılmıştır. Hız kontrolörü bir PI kontrolör olarak en dıştaki döngü sayılmıştır. İç döngüde ise iki kontrolör elemanı yer almış ve motorun direk ve çeyrek eksenli akım

bileşenlerinin kontrolü yapılmıştır. Bu akım kontrolörlerinin çalışması d-q ekseninde çerçevesinde hesaplanmıştır. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yapılmıştır. Yüksek hızdaki dijital sinyal işlemcisi (Digital Signal Processor – DSP) kartı ile uygulama gerçekleştirilmiş ve çok döngülü kontrol sisteminin faydası görülmüştür.

Jihua ve Zhang (2001) tarafından, uzay durum metodu kullanılan, altı adımlı kalıcı inverterden beslenen kalıcı mıknatıslı senkron motorun modeli ve simülasyonu oluşturulmuştur. Motor modeli sabit referans düzlemde oluşturulmuş ve Park dönüşümü ile rotor referans düzleme geçilmiştir. Simülasyon sonuçları kullanılan metodun başlangıç koşullarına karar vermede etkili olduğunu ortaya koymuştur.

Chandana, Blaabjerg, Pedersen ve Thagersen (2002) çalışmalarında KMSM'lerin pompa ve fanlardaki uygulamalarında Voltaj-frekans kontrol metodunu uygulamışlardır. Rotordaki söndürücü sargıların olmaması, KMSM'lerin açık çevrim voltaj/frekans kontrolü esnasında aşırı bir frekans uygulanmasıyla karşı karşıya kalmasına neden olacağından dolayı yeni bir V/f kontrol sistemi geliştirmişlerdir. Bu çalışmada geniş çerçevede bir frekans aralığında geliştirmeler olmuştur. KMSM'de sabit bir stator akısı oluşturmak için gerilimin genliği kontrol edilmiştir. Geniş bir frekans aralığında kontrolü düzeltmek için uygulanan frekans giriş gücüyle orantılı olarak modüle edilmiştir. Bu düzgünleştirme tekniğinde pozisyon sensörüne gerek yoktur ve kullanılmamıştır. Deneysel çalışmada sonuç olarak pompa ve fanlarda kullanıma uygun memnuniyet verici sonuçlar elde edilmiştir.

Rashed, Macconnell, Stronach ve Acarnley (2005), çalışmalarında KMSM'nin verimli ve kesin bir sensörsüz hız kontrolü için rotor akı pozisyonunun ve hızının doğru bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Sistem gürültüsünün etkisini azaltmak için rotor hızından direkt olarak rotor akısını tahmin etmeye yardımcı olan dolaylı rotor akı etkili şeması kullanılmıştır. Rotor akı genliği ve rotor akı hızı Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRAS) tahminleyicileri kullanılarak başarılmıştır. Bu sistem lineer kontrol teorisine göre çalışmaktadır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar iyi bir performans sağlamıştır.

Arroyo (2006) çalışmasında KMSM'nin Simulinkte simülasyonu detaylı olarak modellendirilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanımı yapılmıştır. Simülasyonda gerçeğe uygun modeller kullanılmıştır. Model inverterin farklı elemanlarıyla motorun geçici ve kararlı durumları ile çekilen akım ve gerilim hesaplanmıştır. Yine aynı şekilde kayıplar da

hesaplanmış ve inverter tasarımı kolaylaştırılmıştır. Kapalı çevrim PI kontrolör simülasyonu yapılmış, sabit momentte ve alan zayıflatma bölgelerinde bu kontrolör kullanılmıştır. Simülasyonda akım kontrolörleri ile ilgili histerezis ve darbe genişlik modülasyonu çalışmaları karşılaştırılmış ve toplam harmonik bozulma olayı incelenmiştir.

Stulrajter, Hrabovcov' ve Franko (2007), çalışmalarında KMSM'lerin kontrol stratejileri için farklı yaklaşımlar kullanılmışlardır. AC motor kontrol yöntemlerinden skaler ve vektörel kontrol yöntemleri ile çalışılmıştır. Bu kontrol teknikleri hakkında teorik olarak detaylı bir çalışma yapılmış ve simülasyon teknikleri kullanılarak bu kontrol tekniklerinin avantajları ve dezavantajları işlenmiştir.

Rakib, Iqbal, Abbas ve Kevin (2009) çalışmalarında motor torkundaki dalgalanmaları azaltmak üzerinde bir çalışmaları olmuştur. Tork dalgalanmadaki azalmanın yüksek makinelerde daha etkili olduğunu ortaya koymuştur. Burada önemli olanın mıknatıs şeklinin doğru tasarlanmış olmasıdır. Aksi takdirde tork dalgalanmanın azalması yerine artacağı görülmüştür.

Junggi, Jinseok, Kwanghee, Romeo ve Laurent (2010) çalışmalarında önerilen doğrusal olmayan gözlemci basit ve pratik sensörsüz uygulamalarda iyi bir performans sergilediği gösterilmiştir. Genel olarak, hız açısı tahmininde önemli bir engel olan gözlemci bir parametre olarak hız kullandığı görülür. Ancak, önerilen gözlemci hız bilgisini gerektirmez.

Yongchang ve Jianguo (2011) çalışmalarında azaltılmış tork dalgalanma ve geçirme frekans ile doğrudan moment kontrolü KMSM'ye uygulanmıştır. Sadece tork ve akı hata bilgilerine ihtiyaç duyulan bu yöntemde mükemmel istikrarlı sonuçlar elde edilmiştir.

Esteban, César ve Juan (2012) çalışmalarında model öngörülü kontrol şemasına dayalı iki-kütle sistemi için yeni bir hız kontrol stratejisini sundu. Önerilen model öngörülü kontrol (Model Predictive Control-MPC) strateji aynı anda mekanik ve elektrik kontrol hedeflerini içeren bir amaç fonksiyonunu optimize ederek klasik stratejileri daha yüksek bir bant genişliği hız kontrolü sağlar.

Han Ho ve Jin-Woo (2013) çalışmalarında ayrık zaman yaklaşıma dayanan bir KMSM için bir ayrık-zaman T-S bulanık hız regülatörü tasarım yöntemi önerdi. Kapalı döngü sisteminin hız hatası sıfıra indiği görülmektedir.

BÖLÜM 2

KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Senkron motorlar; makineler harici doğru akım kaynaktan beslenen alan sargılarına sahip (elektro mıknatıslı) veya çok küçük güçlerde sabit mıknatıslı bir endüktör ile bir veya çok fazlı alternatif akım sargılı endüvisi bulunan kaynağın frekansına ve motorun kutup sayısına bağlı olarak her zaman sabit senkron hızla dönen, motor ve generatör olarak çalışabilen alternatif akım makinelerdir. Bu motorların statorları alternatif akım (AA), rotorları ise doğru akım (DA) ile beslenmektedir. Ancak senkron motorlarda rotor manyetik alanı, rotora yerleştirilen kalıcı mıknatıslar ile sağlanarak ikinci kaynağa olan ihtiyaç giderilmiş ve böylece kalıcı mıknatıs uyarımlı senkron motorlar elde edilmiştir. KMSM'lerde fırça ve kollektör düzeneği yerine komütasyonu sağlamak için elektronik sürücüler ve bu sürücülerin uygun sargıları anahtarlamasını sağlayan konum algılayıcıları kullanılmaktadır. Motorun rotorunda herhangi bir akım olmadığından rotor bakır kayıpları söz konusu değildir. Ayrıca stator akımının bileşeni olan mıknatıslama akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını yükseltmektedir (Pillay ve Krishnan 1989).

KMSM uyarım akımının kalıcı mıknatıslarla sağlandığı, üzerinde bulunan konum ve hız algılayıcısı yardımıyla senkronizasyonun sağlanarak çalıştırılan motorlardır. Yüksek verim ve daha iyi bir performansın bulunması, güvenilirlik ve memnuniyet vericilik katsayısının yüksek olması bu motorlara ilgiyi arttırmaktadır (Buzcu 2005).

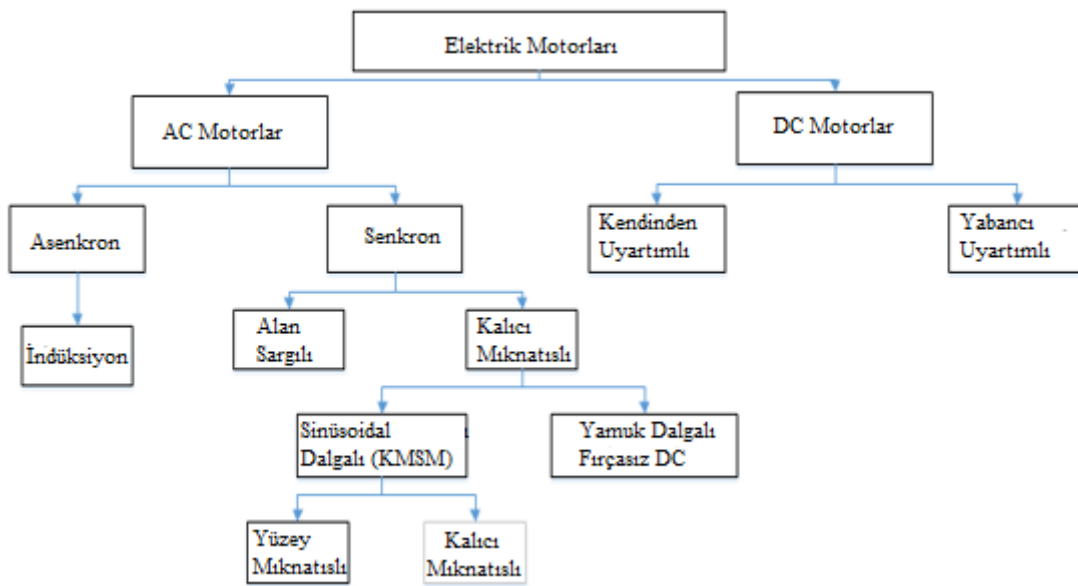
KMSM'ler stator ve rotor olmak üzere iki ana bölüme sahiptir. Senkron motorlara göre stator ve rotoru farklı yapılarda olabilirler. Genel olarak motoru döndürebilmek için, statordan ve rotordan olmak üzere iki akıya ihtiyaç vardır. Bu iki akımın değişik modellerle oluşturulabilmesi, yeni yöntemler ile farklı motor biçimleri elde etmeyi mümkün hale getirir. Stator akımının üretilmesi 3 fazlı gerilimle stator sargıları tarafından olur. Rotor akımını üretmek için çoğunlukla iki yol vardır. Bunlardan birisi statordan rotor sargı beslemesi kullanmak, diğeri ise; kalıcı mıknatıstan yapılmış ve kendiliğinden sabit akı üretmektir.

Ancak kalıcı mıknatıs kullanılmadan oluşturulan akı, fırçaların bakım gerektirmesi ve diğer oluşabilecek bakım problemlerinden dolayı günümüzde pek istenmeyen bir durumdur. Bu sebeple; rotor alan sargıları ve kutup yapıları, kalıcı mıknatıslar ile değiştirilerek kalıcı mıknatıslı senkron motorların temeli atılmıştır.

Kalıcı mıknatıslı motorlar, beslenme gerilimlerine göre alternatif akım (AA) ve doğru akım (DA) kalıcı mıknatıslı motorlar olarak iki gruba ayrılır. DA kalıcı mıknatıslı motorları; stator manyetik alanı, alan sargılarının yerine kalıcı mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Bu motorlarda ayrıca fırça ve kolektör düzeneği mevcuttur. Genellikle küçük güçlü motorlardır ve fırça ile kolektör düzeneğine sahip oldukları için bakım gerekmektedir.

2.1 ELEKTRİK MOTORLARIN SINIFLANDIRILMASI

Günümüzde kullanılan başlıca elektrik motorları asenkron motor, senkron motor ve doğru akım motorlarıdır. Bu motorlar elektronik devrelerle kontrol edilerek mekanik çıkışları iyileştirilebilir. Doğru akım motorları kontrolü en kolay motor olmasına rağmen fırça ve kolektörlerinin zamanla aşınması, bakım gerektirmesi, boyutunun diğer motorlardan büyük olması, maliyeti ve patlayıcı ortamlarda kullanılamaması gibi nedenlerden dolayı yerini yavaş yavaş asenkron ve senkron motora bırakmaktadır. Bu iki motor türüne genel olarak alternatif akım motorları denilmektedir (Elektrobank 1997). Şekil 2.1’de elektrik motorlarının sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Elektrik motorların sınıflandırılması.

2.2 KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN YAPISI

Senkron motorların statorlarına AA, rotorlarına ise fırça ve bilezikler yardımıyla DA uygulanmaktadır. Ancak KMSM'lerin rotorundaki alan mıknatıslar ile sağlandığından harici bir DA kaynağına ve dolayısıyla fırça ve bileziklere ihtiyaç duymazlar. Sabit mıknatıslı senkron motorun statoru senkron motorun statoru ile aynıdır. Rotoruna ise, sargı yerine değişik tasarım tiplerine göre daimi mıknatıs malzeme kullanılmaktadır. Tasarım özelliklerine göre mıknatıs malzeme, rotorda yüzeye monte edildiği gibi rotorun içine farklı yapılarda da yerleştirilmektedir. Mıknatıs malzeme bir kez mıknatıslandıktan sonra belirli bir hava aralığında manyetik enerjinin depo edilmesini sağlamaktadır.

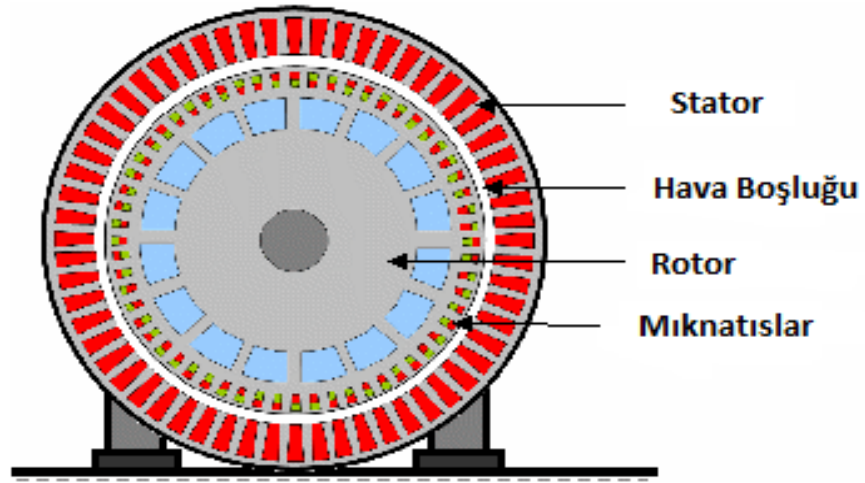
Motoru döndürebilmek için, biri statordan diğeri rotordan olmak üzere iki akıya ihtiyaç vardır. Bu düşünce de beraberinde yeni yöntemler ile farklı motor biçimleri elde etmeyi mümkün hale getirir. Stator bakımından, üç fazlı motorlar en uygun olanıdır. Rotor akısını üretmek için çoğunlukla iki yol vardır. Bunlardan birisi statordan rotor sargı beslemesi kullanmak, diğeri ise; daimi mıknatıstan yapılmış ve kendiliğinden sabit akı üretmektir. Rotor akısı üretmek ve kendi akım kaynağını sağlamasına karşı, fırçalar gerektiren rotor sargıları ile motor ihtiyacını temin eder. Bu bağlantılar; şayet bileziklerden yapılmış ve hiç komütatör kısmına sahip değilse, fırça ve motorun yaşam süresi eşit olabilir. Bu yapının dezavantajları; bakım gerektirmesi ve düşük güvenilirliktir.

Rotor alan sargıları ve kutup yapıları, daimi mıknatıslar ile değiştirildiğinde, bu motor fırçasız motorlar kategorisinde yer almaktadır. Mıknatısların kullanılması; rotor sargılarının değiştirilmesini ve radyal aralıkta verimli kullanılmasına olanak sağlar, bu yüzden bakır kayıpları bastırılmış olur.

kalıcı mıknatıslı alternatif akım motorlarında, mıknatıslar rotor içerisine veya rotor çevresine farklı şekillerde yerleştirilebilir. Kalıcı mıknatıslı motorlar iki ana başlıkta incelenebilir. Bunlar; Trapezoidal tip ve Sinüzoidal tiptir. Trapezoidal tip olanları aynı zamanda (FDCM) motoru adını da alır. Sinüzoidal tip olanları ise kalıcı mıknatıslı senkron motor olarak adlandırılır (Adnanes 1991).

Temel farklılıkları ters elektromotor kuvvetin, birinde trapezoidal diğeri sinüzoidal gerilim dalga şekline sahip olmasıdır. Ancak her iki motorun da her iki dalga şeklinde

çalıştırılabildiği görülmüştür. Trapezoidal makine kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir. BLDC motorlarda sürekli olarak zamanın herhangi anında sadece iki fazdan aynı anda akım geçer. Bundan dolayı kontrol mekanizması kolaydır. Fakat moment dalgalarının varlığı bu makinenin yüksek performans hareket kontrol uygulamalarında kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra AC makinelerde vektör kontrol yöntemlerinin kullanıldığı, yüksek performans kontrol olanakları nedeniyle sinüzoidal makine geliştirildi. Şekil 2.2’de kalıcı mıknatısların yapısı verilmiştir. Stator ile rotor arasında mıknatıslar yerleştirilerek oluşur ve böylece motorun boyutunun küçülmesi sağlanır.



Şekil 2.2 Kalıcı mıknatısların yapısı.

Sinüzoidal makine, pek çok uygulamada asenkron makine ile yarışabilecek en uygun SM motor olarak görünmektedir. Ancak KMSM’ de sürekli olarak 3 fazdan da akım geçtiğinden dolayı kontrol biraz daha zorlaşmaktadır. Ayrıca sargılarda kaybolan enerji de BLDC ye göre daha fazla olmaktadır (Bizot 2003).

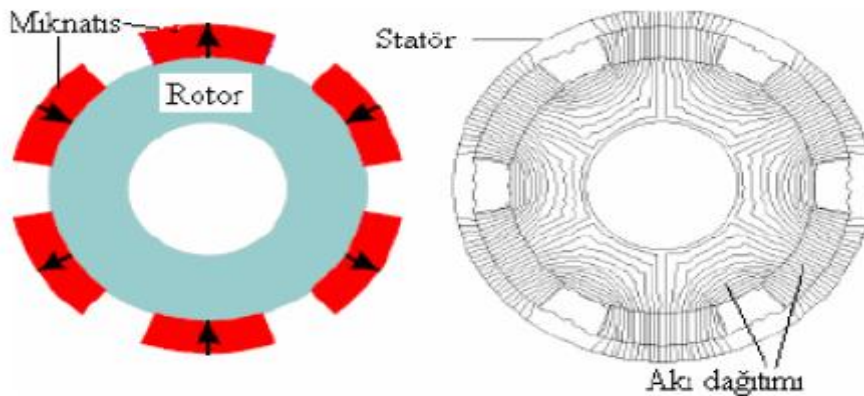
2.3 KMSM’nin İÇ DÜZENİ

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda, stator faz gerilimleri ve akımları sinüzoidaldir. Makine içerisindeki akı çoğunlukla, hava aralığı içinde sinüzoidal olarak dağılımlı akı üreten, rotor içerisindeki daimi mıknatıs tarafından ayarlanır. Rotor üzerindeki mıknatıslar farklı şekillerde yerleştirilmişlerdir. Aşağıda yüzeye monte edilmiş mıknatıslar, ilave mıknatıslar ve gömülü mıknatıslar ait rotor yapıları gösterilmiştir. Biçimlere bağlı olarak makinenin farklı özellikleri

elde edilebilir. KMSM, mıknatıs yerleştirilmesi ve özellikleri nedeniyle hem bir senkron motor, hem de bir doğru akım motoru özelliği gösterebilmektedir.

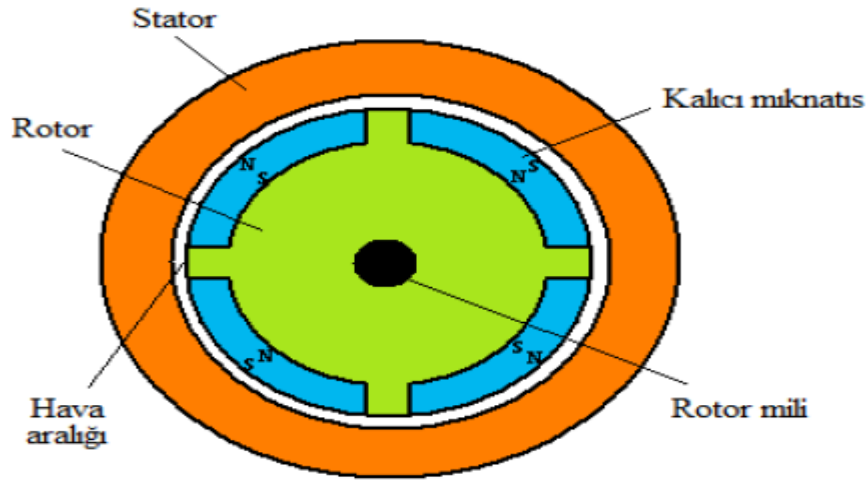
Motorda kullanılacak kalıcı mıknatısların seçiminde kalıcı mıknatısın ağırlığına, verimliliğine, çalışma sıcaklığı üst sınırına, motor performansına sağlayacağı katkıya ve maliyetine bakılır. Motor performansını etkileyen faktörlerin bir diğeri de mıknatısların rotora yerleştirilme biçimleridir. KMSM'ler, kalıcı mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre ikiye ayrılır. Bunlar: Kalıcı mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği yüzey montajlı veya yüzeysel mıknatıslı olarak isimlendirilen KMSM türü ve kalıcı mıknatısların rotor içine yerleştirildiği dahili veya içsel mıknatıslı olarak anılan KMSM türü olmak üzere iki çeşittir.

Şekil 2.3'de yapısı görülmekte olan yüzey mıknatıslı KMSM'lerde kalıcı mıknatıslar çelik nüveli rotor üzerine yerleştirilir. Kalıcı mıknatısın alan şiddeti (H_c) yüksek olduğundan kolay demagnetize olmamaktadır. Bu motor türünde etkin hava aralığı geniş olduğundan bununla ters orantılı olarak endüktans (L_d) düşüktür. Yani endüktans, kalıcı mıknatıs olan ve olmayan rotor bölümlerinde sabit ve eşit kabul edilebilir ($L_q=L_d$). Mıknatıslardaki kaçakların hava aralığındakine göre küçük olması daha küçük mıknatıs kullanımını sağlar. Bu en yaygın olarak bilinen çeşiddir. Motorun kontrolü basit olmakla birlikte relüktans etkileri önemli değildir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması zordur ve böylece başlangıç hızının değerce üzerindeki çalışmalarda zorluklar olur. Yüze monte edilmiş mıknatıslar ile rotor demiri yaklaşık olarak yuvarlak ve stator endüktansı düşük olduğu gibi rotor pozisyonundan bağımsızdır. Makinenin kontrolü basit olmakla birlikte, relüktans etkileri ihmal edilebilecek seviyededir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması zordur ve böylece başlangıç hızının üzerindeki çalışmalarda zorluklar vardır (Andersson 2000).



Şekil 2.3 Yüzey montajlı KMSM yapısı.

Kalıcı mıknatısın alan şiddetindeki azalma, demagnetizasyon riskini ortaya çıkarmaktadır. Bu durumu engellemek amacıyla mıknatıs, rotor içerisine doğru büyütülerek yerleştirilir. Elde edilen bu yeni yapı içsel mıknatıslı KMSM olarak adlandırılır ve yapısı şekilde gösterilmiştir. Bu motor yapısında mıknatısların bulunduğu bölgelerde hava aralığı etkinken, mıknatısların bulunmadığı ve çelik nüve tarafından doldurulan bölgelerde hava aralığı etkisi azdır. Bu nedenle bu motor yapısı çıkıntılı kutuplu senkron motor gibi davranış sergiler. Aynı mıknatıs boyutlarına göre kıyaslandığında yüzey montajlı yapıya göre daha yüksek pik moment üretir. Çünkü dâhili mıknatıslı rotor yapısı relüktans moment üretir. Aynı momenti üretecek mıknatıs kalınlığı dâhili mıknatıslı rotor yapısında daha incedir. Bunun sonucunda L_d daha büyüktür (Bal 2004). Şekil 2.4’ de içsel mıknatıslı KMSM stator endüktansı rotor pozisyonuna bağlı olur. Alan zayıflatılması sırasında belirli bir miktarda relüktans momenti elde edilir. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmada daha elverişlidir. Bu biçim KMSM içinde, başlangıç hızının üzerindeki çalışmanın alışılmış olduğu çekme uygulamalarında yaygındır. Bu tip motorlar yüksek hızda çalışabilme, etkin hava aralığı küçük, endüvi tepkisi küçük olmakta ve akı zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesindeki denetimi, sabit moment bölgesindeki kadar iyi yapılabilmektedir.



Şekil 2.4 İçsel mıknatıslı KMSM.

2.4 KALICI MIKNATIS ÇEŞİTLERİ VE ÖZELLİKLERİ

Geçtiğimiz yüzyılda farklı özelliklere sahip değişik türlerde mıknatıslar üretilmiştir. Mıknatısların ilk üretiminden itibaren, manyetik özelliklerinde çok hızlı gelişmeler gözlenmiş ve bu süreç genellikle yeni bir tür mıknatıs bulunmasına kadar devam etmiştir. Bazı kalıcı

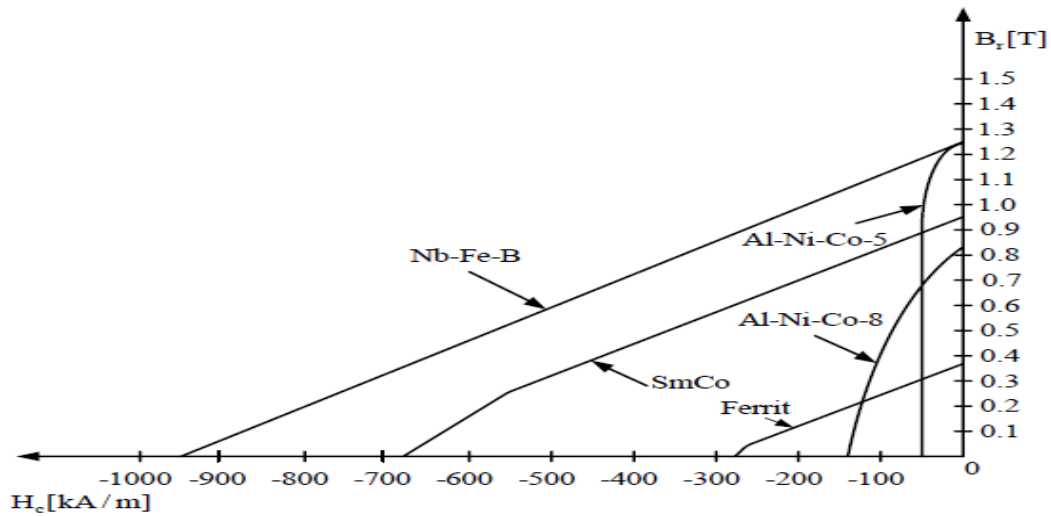
mıknatıs türleri manyetik özellikleri iyi olmadığından, bazıları üretim güçlüklerinden ve bazılarının da maliyeti çok yüksek olduğundan çok az miktarlarda üretilmektedirler.

Az kullanılan mıknatıs türleri, özelliklerinin çok iyi olmaması, üretim güçlükleri ve yüksek maliyetleri gibi sebeplerden dolayı çok az miktarlarda üretilmektedirler. Az kullanılan mıknatıs türlerinden bazıları; Cunife, Vicalloy, Pt-Co, Fe-Cr-Co ve Mn-Al-C olarak sayılabilir. Yaygın kullanılan mıknatıslar ise tüm piyasanın büyük bir çoğunluğunu oluşturmaktadırlar. Bunlar AlNiCo, Ferrit ve Nadir Toprak Elementi mıknatısları olmak üzere üç ana grupta incelenebilir. Bu ana gruplar kimyasal içerikleri, üretim şekilleri ve uygulanan ısıl işlemler gibi etkenlere bağlı olarak pek çok alt gruba ayrılabilir (Sezgin 1993). Çizelge 2.1 şu anda üretilmekte olan belli başlı mıknatıs malzemelere ilişkin tipik değerler verilmiştir. Bu ana grupların da kimyasal formül, üretim şekli, uygulanan ısıl işlemler gibi etkenlere bağlı olarak pek çok alt grubu ticari olarak mevcuttur. Çizelgede verilen değerlerde de bu etkenlere bağlı olarak değişimler söz konusu olabilir.

Çizelge 2.1 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler.

Mıknatıs Cinsi	B_r (T)	H_{cB} (kA/m)	$(BH)_{max}$ (kJ/m ³)
Al-Ni-Co	1,2	50	44
Ferrit	0,4	250	30
SnCo	0,9	650	150
Nd-Fe-B	1,2	900	250

Şekil 2.5’de bu mıknatıslara ait demagnetizasyon karakteristikleri toplu halde görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi yaygın kullanılan mıknatısların, mıknatıslığı yok etme karakteristikleri verilmiştir.



Şekil 2.5 Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri.

2.4.1 Al-Ni-Co Mıknatıslar

Al-Ni-Co mıknatıslar ilk geliştirilen mıknatıslardır. Alüminyum (Al), Nikel (Ni) ve Kobalt (Co)'ın çeşitli şekillerde metalik alaşımlarından elde edilen mıknatıs malzemelerdir. Bazı türlerinde Titanyum (Ti) da kullanılmaktadır. İlk yüksek indüksiyonlu mıknatıslar bu tiptir ve elektrik makinalarının mıknatıslarla uyarılma uygulamaları da ilk olarak Al-Ni-Co mıknatıslarla olmuştur. Al-Ni-Co mıknatıslar genellikle döküm yoluyla veya toz metalürjisi yöntemiyle üretilirler.

Bu mıknatıslar çok sert olmakla birlikte çok kolay kırılabilirler. Üretim yöntemleri sıvı alaşımların dökümü veya metal tozların preslenerek sıkıştırılması ile sınırlıdır. Üretimdeki ilk işlem Al-Ni-Fe-Co malzemeleri etrafındaki ince manyetik parçacıkların ısı ile kontrollü olarak çökmesini sağlamaktır. Bu parçacıklar, bittiğinde yüksek koersiviteye sahip ve eş yönsüz olarak şekillendirilmiş biçimde uzatılır ve filiz şekline çevrilir. AlNiCo'ların eş yönlü veya eş yönsüz olması, şekil verme süreci boyunca manyetik parçacıkların yönlendirilip yönlendirilmediklerine bağlıdır. Bunlar yüksek kalıcı indüksiyon ve yüksek sıcaklıklara karşı son derece büyük direnç gösterirler ve nispeten yüksek enerji üretirler. Fakat düşük koersif kuvvetleri nedeniyle kullanım alanları biraz sınırlıdır (Kurt 2006).

2.4.2 Ferrit Mıknatıslar

Seramik mıknatıslar olarak da bilinen ferrit mıknatıslar 1950'li yıllarda geliştirilmişlerdir. Yapılarında Demir-Oksit, Baryum(Ba), Stronsiyumu (Sr) malzemeleri bulunmaktadır. Bazı ferrit türlerinde az oranlarda kurşun (Pb), Alüminyum(Al) veya Kükürt (S) katkısı da yapılmaktadır. Stronsiyum-Ferritlerin zorlayıcı (koersif) kuvvetleri biraz daha yüksektir.

Yapısında bulunan ham maddelerin bolluğu yüzünden seramik mıknatıslar iyi bir maliyet/performans oranına sahiptirler. Ferrit mıknatısların en büyük avantajı ucuz olmalarıdır. Maliyetinin düşük olması çok geniş bir uygulama alanında kullanımını sağlamıştır. Mıknatıslanmalarını kaybetmeden uzun süre koruyabilirler. Sert ve kırılğan olmalarına rağmen korozyona karşı büyük direnç gösterirler, yüzeyleri düzgün ve pürüzsüzdür. Ancak kalıcı akı yoğunlukları düşük olduğu için aynı hava aralığında aynı akıyı üretmek için daha fazla malzemeye ihtiyaç vardır. Bu yüzden genellikle performansın maliyetten daha önemli olduğu uygulamalarda kesit alanı büyük, boyu kısa olan magnetik

devrelerde, hoparlörlerde, manyetik rezonans vb. gibi manyetik cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Al-Ni-Co malzemelere göre mekanik olarak yumuşak olduklarından elektrik makinelerinde kullanımları oldukça sorun yaratmaktadır (Duru 1997).

2.4.3 Nadir Toprak Elementli Mıknatıslar

Son yıllarda geliştirilen ve elektrik makinalarında mıknatısların bugünkü önemini kazanmasında en büyük rolü oynayan, yüksek enerjili ve kalıcı indüksiyonlu mıknatıs malzemeleridir. Nd-Fe-B ve SmCo genel formülleri ile tanınan bu mıknatıs malzemeler yukarıda sözü edilen ferrit mıknatıslara göre çok üstün özelliklere sahiptirler. Nadir toprak elementli mıknatısların iki büyük ailesi olan SmCo ve NdFeB mıknatıslar değişik uygulama alanlarında çok sık kullanılmaya başlanmıştır.

SmCo mıknatısın giderici kuvveti seramik mıknatısın 3-5 katı kadardır. AlNiCo ve seramik mıknatıslarla kıyaslandığında genelde daha gelişmiş fiziksel karakteristiğe sahiptir. Teknik açıdan incelendiğinde döner elektrik makineleri için idealdir. Nadir toprak elementli mıknatıslar içinde ısıya en dayanıklı mıknatıstır. NdFeB mıknatıslar ise enerji üretimi bakımından en iyi mıknatıstır. Bu mıknatıslardaki enerji üretimi ve akı yoğunluğunun yüksek olması, yüksek performans gerektiren servo uygulamalarda NdFeB mıknatısların kullanımını mümkün kılmıştır. Üretim maliyeti düşük olmakla birlikte korozyona karşı dayanımı zayıftır. Bu nedenle bazı özel uygulamalarda mıknatıs yüzeyi epoxy gibi manyetik olmayan madde ile kaplanır. Isıya karşı dayanıklılığı SmCo mıknatıslardan daha azdır (Özgenel 2003).

2.4.4 Sıcaklığın Kalıcı Mıknatıs Üzerindeki Etkisi

Demagnetizasyon karakteristiğinin en çok etkilendiği fiziksel olay sıcaklık değişimleridir. Bu durum bazı manyetik büyüklüklerin sıcaklığa bağlı değişim göstermesinden kaynaklanmaktadır. Özellikle alan şiddeti ile akı yoğunluğunun ve genel olarak demagnetizasyon yolunun sıcaklığa çok bağımlı olması, mıknatıslı manyetik devre tasarımının en zor bölümlerinden biridir. Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm manyetik malzemeler manyetiklik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu nokta farklı manyetik malzemelerde farklı değerler göstermektedir (Duru 1997).

Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm magnetik malzemeler magnetiklik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik magnetik malzemeler için farklı büyüklüklerde dir. Çizelge 2.2’de değişik mıknatis malzemeler için Br ve HcB büyüklüklerinin sıcaklığa duyarlılığını belirleyen katsayıların, Curie sıcaklığının ve izin verilen en büyük çalışma sıcaklığının tipik değerleri verilmiştir (Özçira 2007).

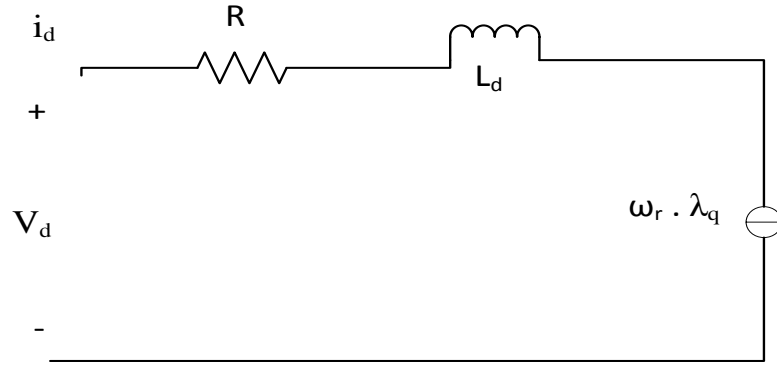
Çizelge 2.2 Mıknatis malzemelerin ısı büyüklükleri.

Mıknatis Cinsi	Curie Sıcaklığı°C (T_c)	Isıl Değişim H_{CB} %Kelvin	Çalışma Sıcaklığı°C	Isıl Değişim Br %Kelvin
Al-Ni-Co	800	-0,03	500	0,02
Ferrit	450	-0,2	300	-0,4
SnCo	720	-0,02	250	-0,045
Nd-Fe-B	310	-0,6	120	-0,13

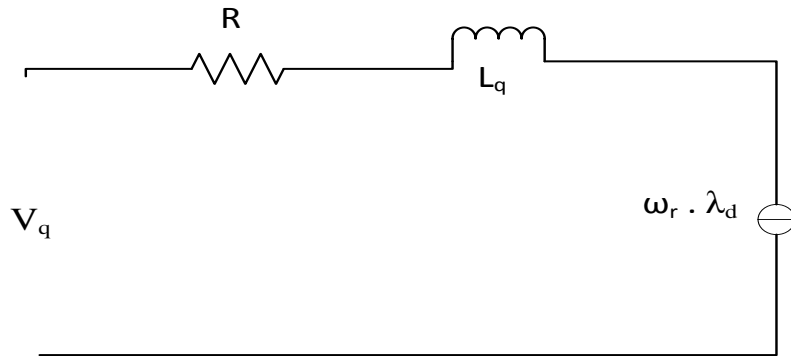
BÖLÜM 3

KMSM'NİN MATEMATİKSEL DENKLEMLERİ

Elektrik motorlarının denetiminde motorun matematik modelinin çok iyi bilinmesi gerekir. Çünkü yapılacak olan denetim, çıkarılacak olan bu matematik modeline göre yapılmaktadır. Motorun matematik modeli çıkartılmadan önce bazı kabuller yapılmaktadır. Kalıcı mıknatlara bağlı hava aralığındaki akı dağılımı sinüzoidaldir. Dolayısıyla stator sargılarında indüklenen zıt emk sinüzoidaldir. Stator sargılarının dağılımı sinüzoidaldir. Rotor üzerinde damper sargısı bulunmamaktadır. Kalıcı mıknatısa bağlı kutup akısı sabittir. Girdap akımları ve histerezis kayıpları ihmal edilebilir (Muni, Pillai and Saxena 1996). Bu kabullenmelere göre KMSM'nin rotor frekans düzlemindeki eşdeğer devresi Şekil 3.1 ve 3.2' deki gibidir.



Şekil 3.1 KMSM'nin rotor referans düzlemindeki d eksenli eşdeğer devresi.



Şekil 3.2 KMSM'nin rotor referans düzlemindeki q eksenli eşdeğer devresi.

Şekil 3.1 ve Şekil 3.2 kullanılarak KMSM'nin rotor referans düzlemindeki stator d-q gerilim ifadeleri denklem (3.1) ve (3.2) yazılabilir (Pillay ve Krishnan 1988).

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_r \lambda_q \quad (3.1)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_r \lambda_d \quad (3.2)$$

Burada V_q ve V_d d-q eksen gerilimlerini, i_q ve i_d d-q eksen akımlarını, λ_q ve λ_d d-q eksen akılarını göstermektedir. Buradaki akılar, denklem (3.3) ve (3.4)'da tanımlanmıştır.

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (3.3)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.4)$$

Burada verilen λ_m mıknatıs akısıdır. KMSM'lerde d ve q eksen indüktansları birbirine eşit olduğundan sadece stator endüktansı olacaktır. KMSM'nin durağan stator referans düzleminde gerilim denklemi denklem (3.5) ve (3.6)'de verilmiştir.

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_r \lambda_m \sin \theta_r \quad (3.5)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_r \lambda_m \cos \theta_r \quad (3.6)$$

Burada θ_r rotorun radyan olarak elektriksel konumudur. Motorun ürettiği elektromanyetik moment, denklem (3.7)'te verilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_{qref} i_{dref}] \quad (3.7)$$

Moment denklemindeki p ifadesi motorun çift kutup sayısını temsil etmektedir. Denkleme bakıldığında motorun üreteceği momentin d-q eksen akımlarına bağlı olduğu görülmektedir. Bu denklem, sabit mıknatısı rotor yüzeyinde olan KMSM'lerde d ve q eksen endüktanslarının eşit olduğu göz önünde bulundurularak tekrar yazıldığında denklem (3.8) elde edilir (Modran 2008).

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_m i_q \quad (3.8)$$

3.1 UZAY VEKTÖR DÖNÜŞÜMÜ

i_a , i_b ve i_c 'nin çalışma anındaki stator faz akımları olduğunu kabul edilirse, kirchoff akım yasasına göre stator akımları toplamı

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0 \quad (3.9)$$

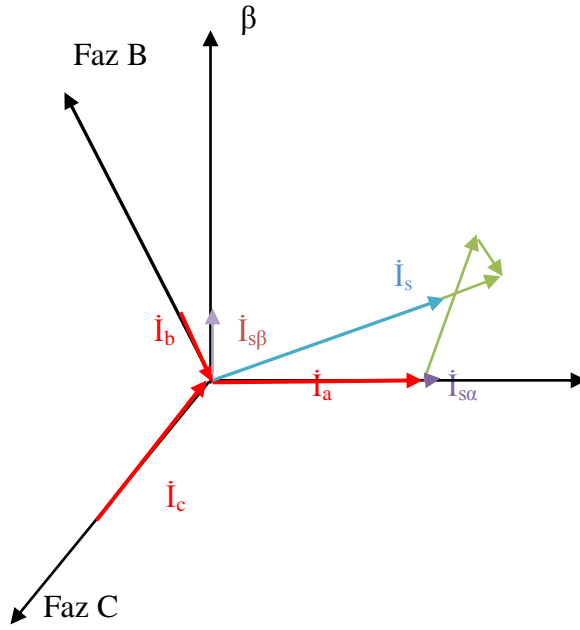
denklem (3.9) deki gibi olur. Buradan stator akımı uzay vektörü denklem (3.10) deki gibi tanımlanır.

$$\bar{i}_s = k(\bar{i}_a + a\bar{i}_b + a^2\bar{i}_c) \quad (3.9)$$

Denklemden a ve a^2 uzay vektör operatörleri ve k ise dönüşüm sabitidir. Denklem (3.10)'da uzay vektör operatörlerinin eşitlikleri verilmiştir (Balazovic 2003). $k = 2/3$ olarak seçilmiştir.

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Şekil 3.3'de görüldüğü gibi 3 faz için de akım ve uzay vektör iz düşümleri verilmiştir. Denklem (3.10) tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri ile eşittir ve boyuna eksen stator akım bileşeni ($i_{s\beta}$) ile de imajiner kısmı eşittir.



Şekil 3.3 Akım ve uzay vektörü izdüşümü (Balazovic 2003).

Bu eşitlik sayesinde sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{sa} + j\mathbf{i}_{s\beta} \quad (3.11)$$

Gerilim ve manyetik akı için de benzer uzay vektörleri tanımlanabilir.

$$\overline{u}_s = k(u_s + au_b + a^2u_c) \quad (3.12)$$

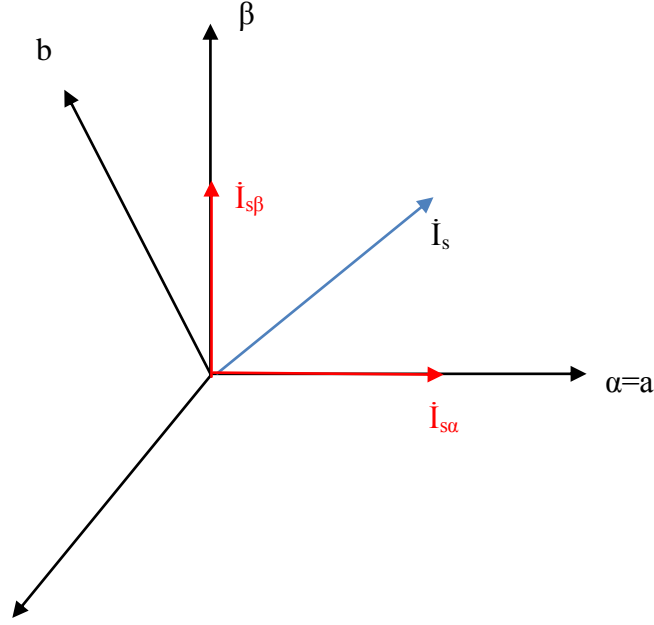
$$\overline{\psi}_s = k(\psi_s + a\psi_b + a^2\psi_c) \quad (3.13)$$

3.2 VEKTÖREL DÖNÜŞÜMLER

3.2.1 Clarke Dönüşümü (a,b,c - $\alpha, \beta, 0$)

Clarke dönüşümüyle 3 fazlı bir sistemin elektriksel bilgilerinin 2 faza dönüştürülmesi sağlanır. Şekil 3.4 de fazör diyagramları gösterilen vektörlerin 3 fazdan 2 faza dönüşümü gösterilmektedir. Şekil de gösterildiği gibi α -ekseni, a fazının ekseni ile çakışık durumdadır.

β -ekseni ise $\pi/2$ kadar α -ekseninin gerisindedir. Dönüşüm iki taraflı olduğundan sıfır-etki olarak adlandırılan üçüncü bir değişken eklenmiştir (Chee-Mun 1998). Şekil 3.4'de, 3 faz (a,b,c) vektör bilgisi, 2 faz (α,β) vektör bilgisine clarke dönüşümü ile dönüştürülmüştür.



Şekil 3.4 Clarke dönüşümü fazör diyagramı.

3 faz (a,b,c) vektör bilgisi, 2 faz (α,β) vektör bilgisine dönüştürülmesi denklem (3.14)'de gösterilmiştir. Buna göre;

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Formülü ile (α,β) değerleri bulunur. Burada yine matematiksel işlemler yapılırsa; $K=2/3$ bulunur ve matriste K değerini yerine yazarsak;

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = |a+b+c=0| = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

şeklinde ifade elde edilmiş olur.

$(\alpha, \beta, 0) \rightarrow (d, q, 0)$ dönüşümünün çıkarımı incelenmiş ve son olarak $(abc) \rightarrow (dq0)$ dönüşümü verilmiştir. θ_r rotor akı pozisyonunu göstermektedir. Fazör diyagramdan;

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_s e^{-j\theta_r} = \mathbf{i}_{sd} + j\mathbf{i}_{sq} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{sa} + \mathbf{i}_{s\beta}$$

İfadeleri çıkarılır. Bu ifadeler denklemde yerine konulursa;

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sa} \\ \mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{i}_{sd} = \mathbf{i}_{sa} \cos \theta_r + \mathbf{i}_{s\beta} \sin \theta_r \quad (3.19)$$

$$\mathbf{i}_{sq} = -\mathbf{i}_{sa} \sin \theta_r + \mathbf{i}_{s\beta} \cos \theta_r$$

Elde edilir. Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi yukarıdaki ifadelerin Clarke dönüşümü ile birleştirilmesi ile

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

elde edilir.

3.2.4 Ters Park Dönüşümü (d,q,0 - a,b,c)

Bu dönüşümde sadece faz gerilimlerinin dönüşümü yapılmaktadır. Çünkü clark ve park dönüşümleri yapıldıktan sonra, ters park dönüşümü yapılarak PWM sinyallerini hazırlanır ki bu işlem sadece gerilimin oluşturulması işidir ve sadece gerilim dönüşümü için yapılmaktadır. Buna göre

$$\begin{aligned}
V_{sa-ref} &= V_{sd-ref} \cos \theta_r - V_{sq-ref} \sin \theta_r \\
V_{sb-ref} &= V_{sd-ref} \sin \theta_r + V_{sq-ref} \cos \theta_r
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Denklem (3.21)'deki ifadelerin Clark dönüşümü ile birleştirilmesi ile Ters Park Dönüşümünün genel ifadesi denklem (3.22)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

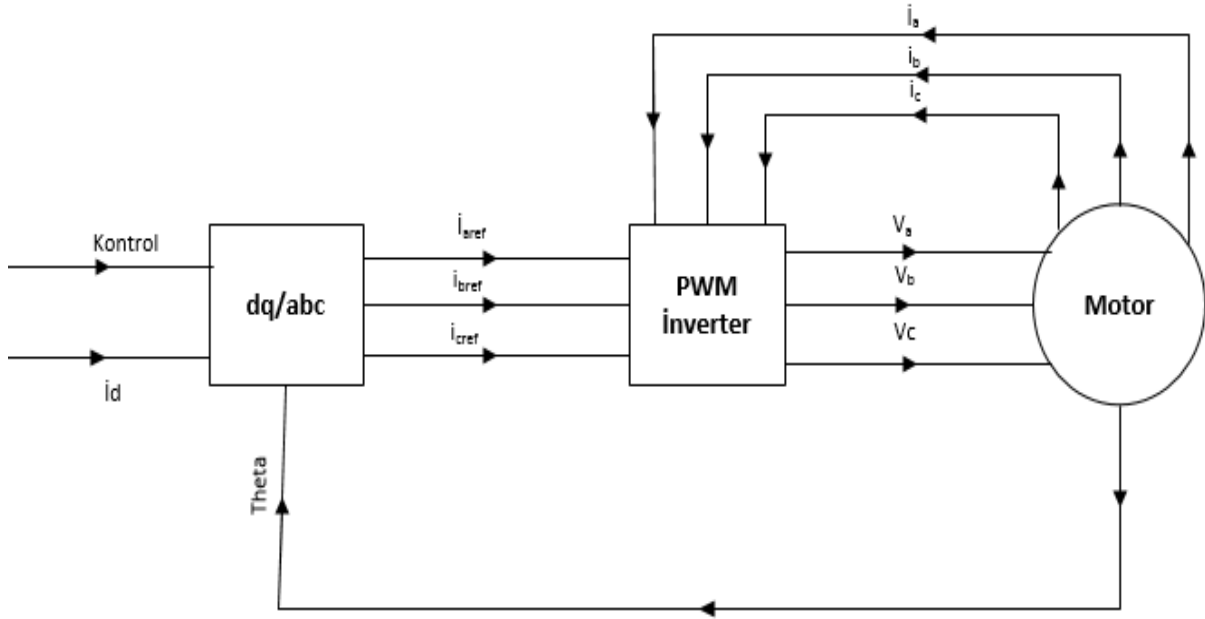
BÖLÜM 4

KMSM'NİN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

Alan yönlendirmeli kontrol, makinadan arzu edilen momenti almak için, d-q rotor referans düzleminde birer vektör olarak gösterilen motor akımlarının bileşenlerini kontrol etmektir. Bu kontrol yöntemine vektör kontrol de denir. Bu akım bileşenleri d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur.

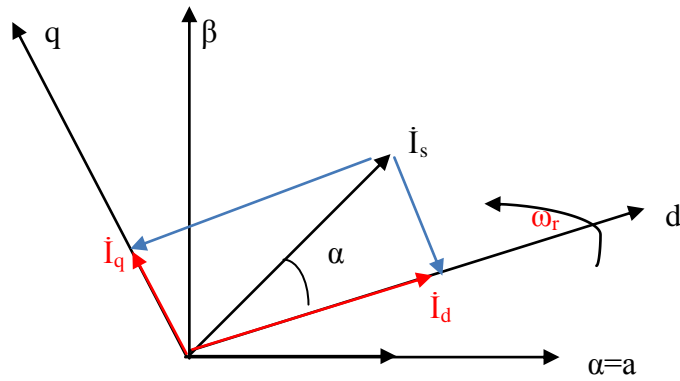
Akım kontrollü PWM invertörün kullanıldığı simülasyonda histerezis akım kontrolü kullanılmıştır. Sürücü simülasyonunda mekanik hız geri beslemesi ile referans hız karşılaştırılarak bir hata sinyali elde edilmiştir. Mıknatıs akısı kontrol edilemeyeceği için q akımının kontrolü ile moment kontrolü yapılabilmektedir. i_d akımının moment üzerinde bir etkisi olmadığından, stator bakır kayıplarını azaltmak için, bu akım bileşeni sıfırda tutulur. Eğer motorun nominal hızından daha büyük hızlarda çalışılacaksa alan zayıflatması gereklidir. Bu durumda i_d akımı, motorun zarar görmeyeceği akıyı elde etmek için negatif bir değerde tutulur. Buna alan zayıflatması denir.

Şekil 4.1'de alan yönlendirmeli kontrolün blok diyagramı verilmiştir. Kullanılan vektör kontrol yöntemi alan yönlendirmeli olduğundan d eksen akımı için referans değer sıfırda tutulmuştur. Ardından referans düzlemindeki d-q akım referansları, dönüşüm (dq2abc) bloğu ile üç fazlı sisteme dönüştürülerek üç faz için referans akım değerleri elde edilmiştir. Bu değerler, gerçek üç faz akım değerleri ile karşılaştırılarak üç faz için hata sinyali üretilmiştir. Elde edilen bu hata sinyalleri, PWM bloğunda belirlenen histerezis aralığın dışına çıkılıp çıkılmadığına bakılarak histerezis bandının dışına çıkılması durumunda ilgili faz sargısına uygulanan gerilimin yönü ters çevrilmiştir. Bu işlem 6 anahtarlı inverter de ilgili sargıya ait üst anahtarın kesime götürülüp alt anahtarın iletme alınmasıyla gerçekleştirilmektedir. Üç fazlı sistemde gerçekleşen bu işlemler abc2dq bloğu ile rotor referans (d-q) düzlemine aktarılarak motorun istenen momenti üretmesi sağlanmıştır.



Şekil 4.1 Alan yönlendirmeli kontrol blok şeması.

Şekil 4.2 KMSM'nin rotor referans düzleminde akım bileşenleri ve mıknatıs akı vektörü gösterilmiştir. i_q akımının kontrolü, α açısının kontrol edilmesiyle sağlanır. Bu nedenle bu açıya moment açısı denir. Motorun i_d akımının sıfırda tutulmasıyla yapılan bu kontrolde $\alpha = \pi/2$ 'dir. Özellikle KMSM'lerde bu yöntem, hem bakır kayıplarının azaltılması hem de maksimum momentin elde edilmesi nedeniyle, yaygın olarak kullanılır.



Şekil 4.2 KMSM'nin rotor referans düzleminde akım bileşenleri ve mıknatıs akı vektörü.

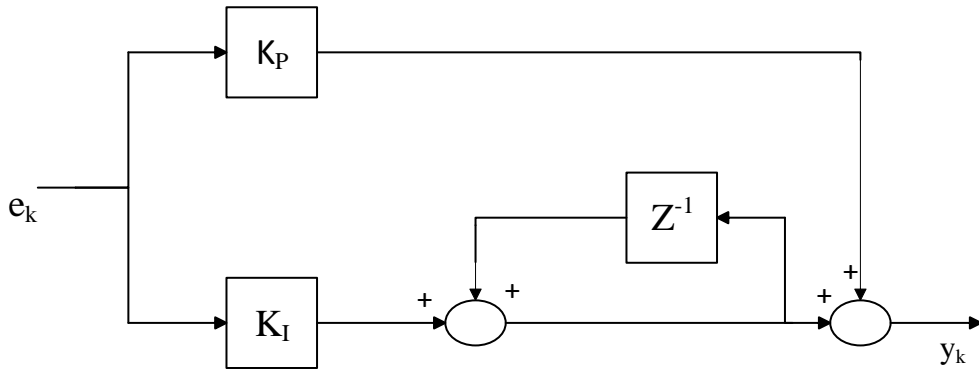
4.1 HIZ KONTROL DÖNGÜSÜ

Hız döngüsü motorun dinamik modeli olup referans hız, motordan alınan hız geri beslemesi ve hız kontrolörünü içermektedir. Hız döngüsünde, motor milinden ölçülen ya da tahmin edilen gerçek hız ile referans hız karşılaştırılarak hata hız kontrolörüne uygulanarak gerekli moment elde edilir. Hız kontrolörü olarak uygulamalarda, yapısının basit olmasından dolayı oransal-integral (PI) kontrolör kullanılmaktadır (Demirbaş 2001).

Modelleme ve sayısal kontrolde PI kontrolörün ayrık zamanlı modeli kullanıldığından, sürekli durumdaki modelin ayrık zamanlı olarak ifade edilmesi gerekir. Denklem (4.1) de sürekli durumda ifade edilen PI kontrolörün ayrık zamanlı matematiksel modeli

$$y_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (4.1)$$

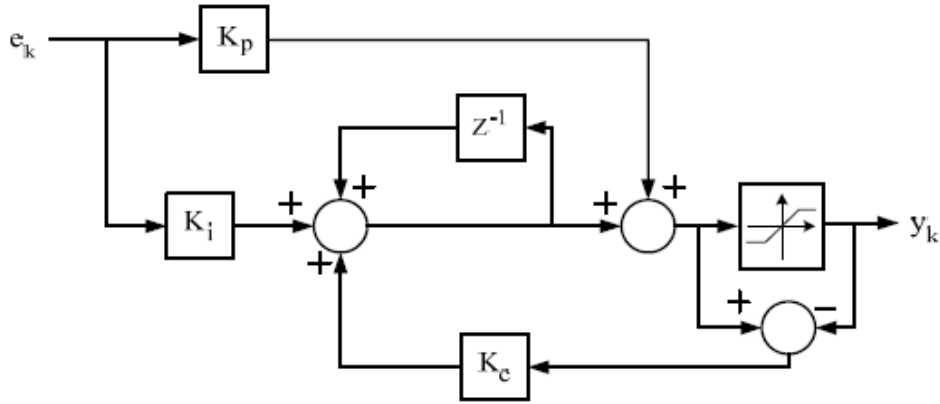
İfadesi ile elde edilir. Burada ek referans sinyal ile gerçek sinyal arasındaki hatayı, y_k sistem çıkışını ve $k=0,1,2,3, \dots$ örnekleme zamanını ifade etmektedir. Denklem (4.1)'de matematiksel modeli verilen PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 4.3'deki gibi çizilebilir.



Şekil 4.3 PI denetleyicinin ayrık model tasarımı.

Sayısal denetimde klasik PI kontrolör kullanıldığında referans girişteki ani değişimden ya da sistemdeki bir bozucu etkiden dolayı PI parametrelerinde ve çıkışta çok büyük hatalar meydana gelebilir. PI kontrolörün çıkışını düzenlemek suretiyle bu hatalar giderilebilir. Çıkışı düzenlenmiş bir PI kontrolörün blok diyagramı şekil 4.4'de verilmiştir. Çıkışı düzenlemek

için çıkış kısmına saturatör konulur. Bu saturatör sayesinde aşırı dalgalanımları ve ani yükselmeleri yok ederek büyük hatalar meydana gelmesini engellenir.



Şekil 4.4 Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli.

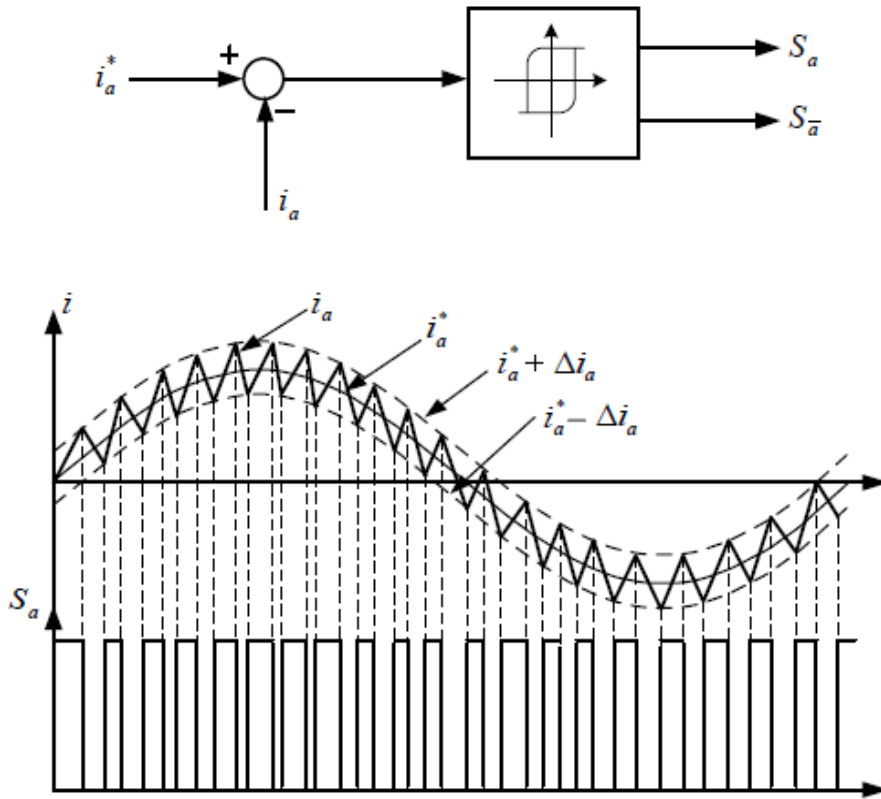
4.2 AKIM KONTROL DÖNGÜSÜ

Alan yönlerdirmeli kontrolün blok şemasında da gösterildiği gibi i_a, i_b ve i_c akımları motordan ölçülen faz akımlarıdır. Bu akımlar Clarke-Park dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülür. Hız kontrolörünün çıkışı olan referans moment denklem (3.7) kullanılarak referans i_{qref} akımı elde edilir. Referans i_{qref} akımı ile sıfır olarak alınan referans i_{dref} akımı, d-q eksen takımına dönüştürülmüş gerçek stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen hata değerleri akım kontrolörüne uygulanır. Akım kontrolörü olarak PI kontrolörler kullanılmaktadır. Akım kontrolörlerinin çıkışı motor için gerekli referans gerilimleri üretilir. Bu dönüşüm sonunda stator gerilim referans değerleri elde edilmiş olur. Herhangi bir modülasyon tekniği ile stator gerilim vektörü elde edilir. Üç fazlı evirgeç bu vektörleri kullanarak uygun gerilim ve frekanstaki stator gerilimini üretir. Böylelikle kontrol sağlanmış olur.

4.2.1 Histerezis Akım Denetleyicisi

Histerezis akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlar. Akım referanslı kontrolde i_a ve i_{afaz} akımları arasında iyi bir takip için yüksek anahtarlama frekanslarına ihtiyaç vardır. Anahtarlama

frekansı çok yüksek değerlere çıkabileceğinden anahtara bir sınırlama konulmalıdır. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları vardır (Parsa 2005). Şekil 4.5’de histerezis akım denetleyici gösterilmiştir. Histerezis akım denetleyicilerde, anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerezis bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar. Ancak evirici devresinde kullanılan yarı iletken anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir.



Şekil 4.5 Histerezis akım denetleyicisi.

4.2.2 Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) Akım Denetleyicileri

DGM’ lu akım denetleyiciler, referans sinyali sabit genlik ve frekanstaki bir taşıyıcı sinyal ile karşılaştırarak sabit genlik ve frekanslı değişken darbe genişliğine sahip modülasyon sinyali üretmektedir. Elde edilen modülasyon sinyali gerilim kaynaklı eviricideki yarı iletken anahtarlara uygulayarak evirici çıkışından modülasyon sinyaline benzer sinyal elde edilir.

Böylelikle bir faza ilişkin elde edilen gerilim genişliği ayarlanarak faz akımı denetlenir. Burada anahtarlama frekansı taşıyıcı dalğanın frekansı ile ilişkilidir.

BÖLÜM 5

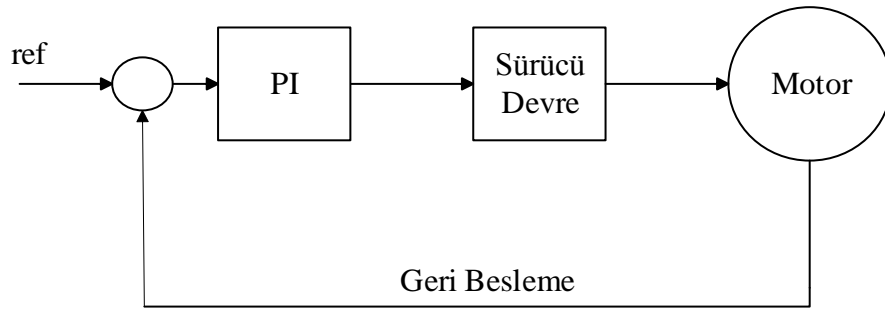
KONTROL YÖNTEMLERİ

Açık döngülü sistemle motor hız kontrolünde devir sayısı ayarı endüvi veya uyartım sargısı üzerine düşen gerilimi değiştirmekle ayarlanabilir. Açık döngülü sistemde motor gerilimindeki ve motor devir sayısındaki değişiklikler dikkate alınmamaktadır. Bu yöntemde, yük durumuna göre devir artar veya azalır. Bu nedenle sabit hız uygulamalarında açık döngülü sistem kullanılamaz.

Kapalı döngü sistemle motor hız kontrolünde, çıkış büyüklüğü sistem değişkenlerinden bağımsız hale getirilir. Şekilde kurulan döngü sayesinde çıkış büyüklüğü olan motor devri sayısı (hızı) sabit tutulmak istenmektedir.

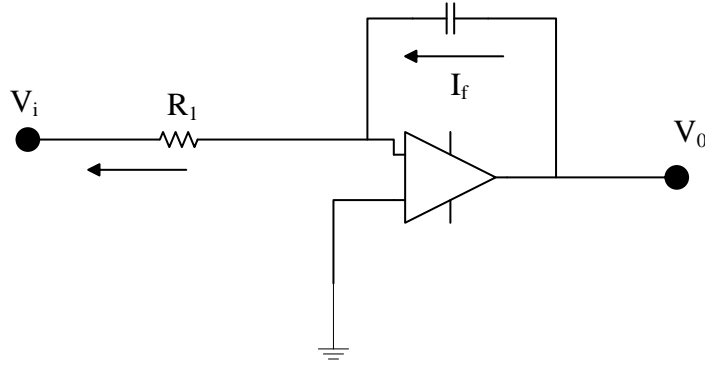
5.1 PI KONTROLÖR

Şekil 5.1’de PI denetleyicinin basit bir blok diyagramı verilmiştir. Verilen kapalı döngü sistemde motor devir sayısı referans değeri ile ayarlanır. Sistemde motor devrindeki değişme algılanır. Motor yük durumuna göre endüvi sargısı veya uyartım sargısı gerilimi değiştirilerek devir sayısının referans değerinde kalması sağlanır. Motor gerilimi yarı iletkenler yardımı ile ayarlandığından, sistem verimli ve güvenilirdir.



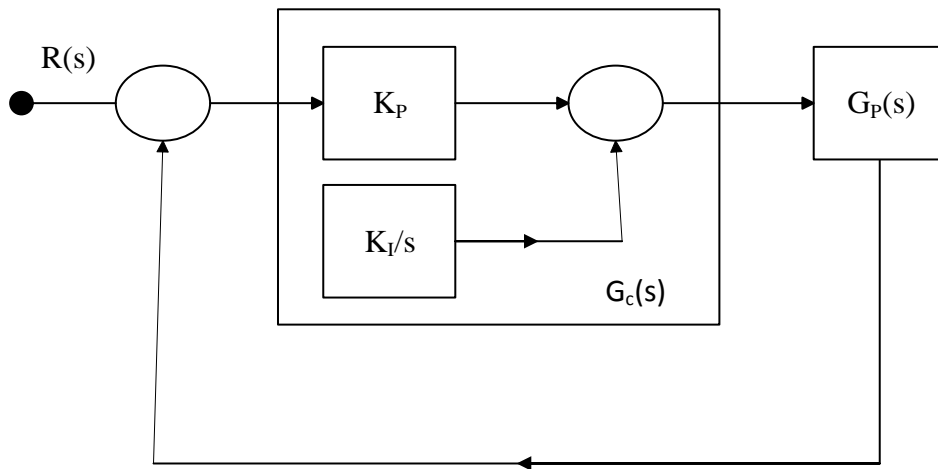
Şekil 5.1 PI kontrolörün blok diyagramı.

Şekil 5.2’de integral alıcı devre gösterilmiştir. Bilindiği üzere, tüm kontrol örneklerinde denetleyici sabit K kazançlı basit bir kuvvetlendiriciden oluşmaktadır. Bu tür bir kontrol işleminde, kontrol işareti denetleyici çıkışına sabit bir oranla aktarıldığından “Oransal Kontrol” olarak adlandırılır. Kontrol sistemlerinde oransal kontrole ilave olarak, giriş işaretinin integralinden de yararlanılarak PI kontrolör elde edilir. Bu integral alma işlemi de integral alıcı devre kullanılarak gerçekleştirilir.



Şekil 5.2 İntegral alıcı devre.

Şekil 5.3’de PI kontrolör şeması verilmektedir. Sistemde oluşacak hata sinyali kontrolörde değerlendirilerek çıkışa aktarılmaktadır. Hata sinyali ($e(t)$) sistem kazancı ile çarpılmakta ve hata sinyalinin integrali alınmaktadır. Sistemde integratör kullanılarak çıkıştaki aşım önlenir. Hata sinyalinin değerine göre PI çıkışı artırır veya azaltır ve PI (ORANSAL İNTEGRAL) anlamına gelir.



Şekil 5.3 PI kontrolörün iç yapısı.

Buradan görüldüğü üzere $G_c(s)$;

$$G_c(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad (5.1)$$

bulunur. Bu integral katının mekanik sistemin transfer fonksiyonu ile çarpılması sonucunda sistemin transfer fonksiyonu ortaya çıkar. Tasarımcının görevi bu elemanlardan hangilerinin, ne oranda ve ne şekilde bağlanarak kullanılması gerektiğini belirlemektir.

Klasik yöntemle kontrollerde oransal (K_P), integral (K_I) ve türevsel (K_D) sabitlerin her birinin bir görevi vardır. Sabitlerin görevleri Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1 K_P , K_I ve K_D katsayılarının etkisi.

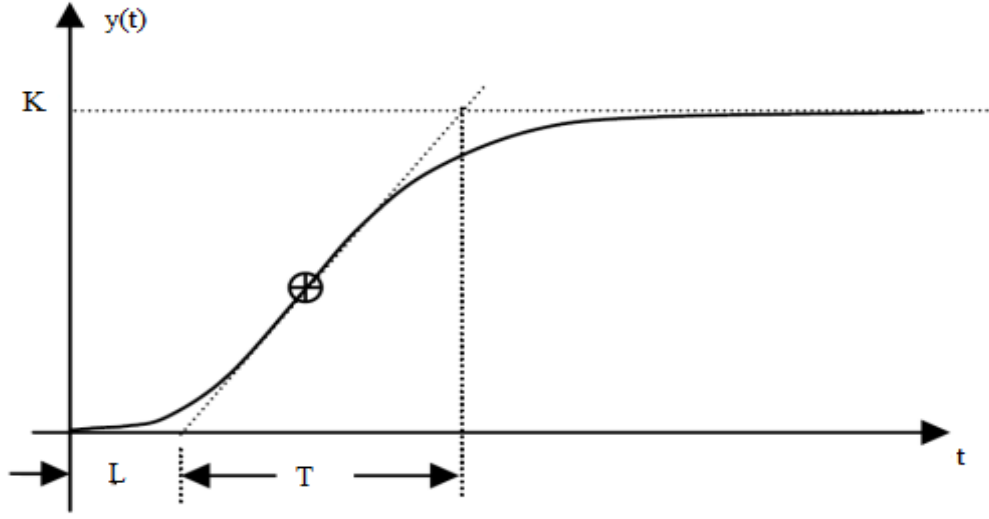
ETKİ	YÜKSELME ZAMANI	TAŞMA	OTURMA ZAMANI
K_P	azalır	artar	değişmez
K_I	azalır	artar	artar
K_D	değişmez	azalır	azalır

Uygun tasarlanmış bir PI kontrolörü kontrol sistem davranışını şu şekilde etkiler:

- Sönümü düzeltir ve aşımı azaltır.
- Yükselme zamanını artırır.
- Band genişliğini azaltır.
- Kazanç payı, faz payı ve rezonans tepesini iyileştirir.
- Yüksek frekans gürültülerini süzer.

Sistemin istenildiği gibi çalışabilmesi için parametrelerinin ayarlanması gerekmektedir. Bunun için genellikle Ziegler-Nichols methodu kullanılır. İlk olarak sistemin açık çevrim cevabına bakılır.

Şekil 5.4’de sistem açık çevrim cevabı gösterilmiştir. Sistemin açık çevrim cevabına bakarak oluşan grafikte K,L ve T değerleri hesaplanır.



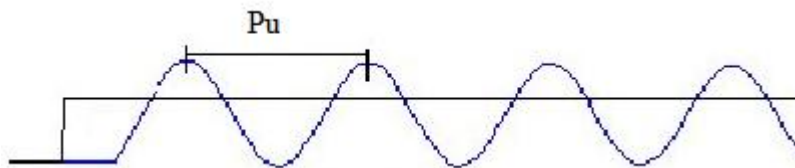
Şekil 5.4 Sistemin açık çevrim cevabı.

Elde edilen bu değerlere göre Çizelge 5.2 den hangi denetleyiciyi tasarlayacaksa ona karşılık gelen formüller hesaplanarak denetleyici katsayıları bulunur.

Çizelge 5.2 Kontrolör parametrelerinin birinci yöntemle göre hesaplanması.

DENETLEYİCİ TİPİ	K_p	K_I	K_D
P	T/L	∞	0
PI	$0.9 \cdot T/L$	$L/0.3$	0
PID	$1.2 \cdot T/L$	$2 \cdot L$	$0.5 \cdot L$

İkinci yöntem ise Şekil 5.5’deki gibi sistemin osilasyona gittiği andaki gibidir. Kontrolörün K_I, K_D katsayıları 0 yapılır. K_p sistem osilasyona gidene kadar yavaş yavaş artırılır. Sistemin osilasyona gittiği andaki K_p değerine K_u , osilasyon frekansına P_u deriz.



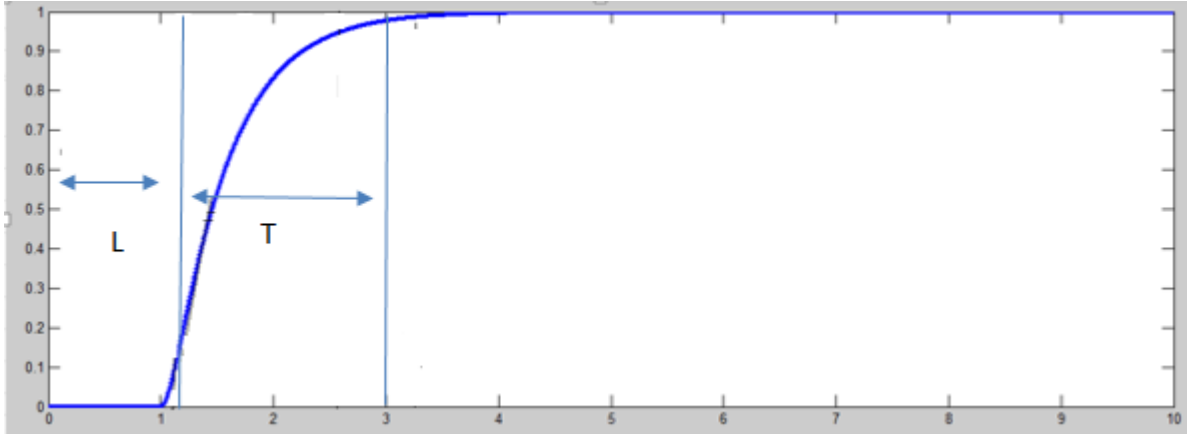
Şekil 5.5 Sistem osilasyona girmesi.

Elde ettiğimiz bu değerleri Çizelge 5.3'e göre yerlerine koyarak ikinci duruma göre hangi denetleyiciyi tasarlama istiyorsak parametre değerlerini hesaplarız.

Çizelge 5.3 Kontrol parametrelerinin 2. duruma göre hesaplanması.

DENETLEYİCİ TİPİ	K_C	t_I	t_D
P	$K_u/2$		
PI	$K_u/2.2$	$P_u/1.2$	
PID	$K_u/1.7$	$2/P_u$	$P_u/8$

Ziegler-Nichols yöntemine göre kullandığımız motorun açık çevrim cevabı aşağıda verilmiştir. Bu cevaba göre anlatılan kontrol yöntemleri kullanılarak PI denetleyicinin parametreleri hesaplandı. Şekil 5.6'da kullanmış olduğumuz motorun açık çevrim cevabı gösterilmiştir. Elde edilen cevaba göre Ziegler-Nichols yönteminin birinci durumu uygun olduğu görülmüştür.



Şekil 5.6 Motorun açık çevrim cevabı.

Birinci yöntemle oluşan L ve T değerleri şekilden hesaplandı. ($L=0.05$, $T=2.5$). Elde edilen bu değerlere göre birinci yöntemin çizelgesinde değerler yerlerine konarak $K_p=45$ $K_I=0.66$ olarak bulunur.

5.2 BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ

Evrendeki bazı olguları ifade edebilmek için kesin tanımlamalarda bulunabilmek çok zordur ve bu olgular çoğu zaman belirsizlikler ve doğrusallıktan uzak özellikleri taşır. Parametreler ya da ölçüler kesin olarak bilinmeyip ve ölçülemediğinden dolayı insanoğlu çoğu zaman belirsiz (kesin

olmayan) ifadeler kullanırlar. İşte bulanık mantık birtakım sorulara kolayca evet-hayır cevabı verilemeyen durumları kapsar. Bulanıklığın ve bulanık mantığın temeli de budur.

Matematiksel model ve bulunan değerlerin yanı sıra insan düşüncesini ve tecrübesini de mühendislik sistemine ilave ederek insan düşüncesini formüle eder. “Günlük konuşma dilini kullanan bulanık mantık, dilsel değişkenler (linguistic variables) yardımıyla biraz sıcak, ılık, uzun, çok uzun, soğuk gibi günlük hayatımızda kullandığımız kelimeler yardımıyla insan mantığına en yakın doğrulukta denetimi sağlayabilir. Bulanık mantık denetleyici kullanılarak elektrikli ev aletlerinden oto elektroniğine, gündelik kullandığımız iş makinelerinden üretim mühendisliğine, endüstriyel denetim teknolojilerinden otomasyona kadar aklımıza gelecek her yerde kendisine uygulama alanı bulabilir” (Günel 1997).

Bulanık mantık; ikili mantık sistemine karşı ortaya çıkan ve günlük yaşantımızda kullandığımız parametrelere üyelik dereceleri belirleyerek, olguların hangi oranlarda meydana geldiğini ifade eden çoklu mantık sistemidir. Bulanıklık, çoklu değerlilik (multi – valued) demektir. İkili mantığın 0-1 önermelerine karşı bulanıklık, üç veya daha fazla, belki de sonsuz sayıda önermeler yapar. Yani bu mantıkta küme üyeleri derecelendirilebilir. Başka bir ifadeyle herhangi iki renk arasında yer alan sonsuz sayıda tonlama oluşmasıdır.

Bulanık mantık tasarlanırken en önemli özelliği oluşturulan kural tablosudur. Burada bulanık mantığı oluştururken ilk başta normalizasyon işlemi uyguladık. Normalizasyon işleminden sonra sistemin açık çevrim cevabı üzerinden hata ve hatadaki değişimin fonksiyonu karşılaştırarak kural tablosu oluşturulur.

5.2.1 Bulanık Mantığın Tarihçesi

Bulanık mantık ilk defa 1960 yılında, University of California, Dr. Lotfi Zadeh tarafından, doğal dildeki belirsizliği modellemek için ortaya konmuştur. Zadeh, bulanık mantık teorisinin bağımsız ve tam bir teori olmaktan çok, bulanıklaştırma yönteminin (fuzzification), herhangi bir teorisinin ayrık (crisp, discrete) formdan sürekli (continuous, fuzzy) forma dönüştürülmek suretiyle geliştirilmesi için kullanılan bir metodoloji olarak ele alınmasını istiyor. Bulanık mantık ilk kez 1973 yılında, Londra’daki Queen Mary College’de profesör olan H. Mamdani tarafından bir buhar makinesinde uygulandı. Bu uygulama ile makinanın hızının ve performansının bulanık mantık ile düzgün bir şekilde kontrol edilebileceğini göstermiş oldu.

Bulanık mantık kuramının ilk önemli endüstriyel uygulaması 1980 yılında Danimarka'daki bir çimento fabrikasında (F.L. Smidth) gerçekleştirmiş, değirmen içinde çok hassas bir denge ile oranlanması gereken sıcaklık ve oksijen ayarı en uygun bir biçimde yapılmıştır. Bundan sonra bir başka dikkate değer uygulama ise Hitachi firması tarafından 1987 yılında Sendai Metro'sunda gerçekleştirilmiştir. Bu sayede trenin istenen konumda durması üç kat daha iyileştirilmiş, kullanılan enerji ise %10 azaltılmıştır. Bunun üzerine Hitachi firmasına benzeri bir sistemin Tokyo Metro'suna da kurması için talep gelmiştir (Zadeh 1973).

5.2.2 Bulanık Mantığın Genel Özellikleri

Klasik denetim uygulamalarında karşılaşılan zorluklar nedeniyle, bulanık mantık denetimi alternatif yöntem olarak çok hızlı gelişmiş ve modern denetim alanında geniş uygulama alanı bulmuştur. Bulanık mantığın genel özellikleri;

- Kesin değerlere dayanan düşünme yerine, yaklaşık düşünme kullanılır.
- Her şey $[0,1]$ aralığında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bilgi; büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler şeklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık, matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur
- Belirsiz, doğru olmayan, iyi tanımlanmamış, zamanla değişen ve karmaşık sistemlere uygulanabilir. Bu gibi durumlarda uzman kişinin bilgi ve deneyimlerinden yararlanılma yoluna gidilir.
- Bulanık mantıkta işaretlerin bir ön işleme tabi tutulmaları ve oldukça geniş bir alana yayılan değerlerin az sayıda üyelik fonksiyonlarına indirgenmeleri nedeni ile bulanık denetim genellikle daha küçük bir yazılımla daha hızlı bir şekilde sonuçlanır.
- Söz edilen az sayıda değerler üzerinde uygulanacak kural sayısı da az olduğundan sonuca ulaşmak daha da çabuklaşacaktır.

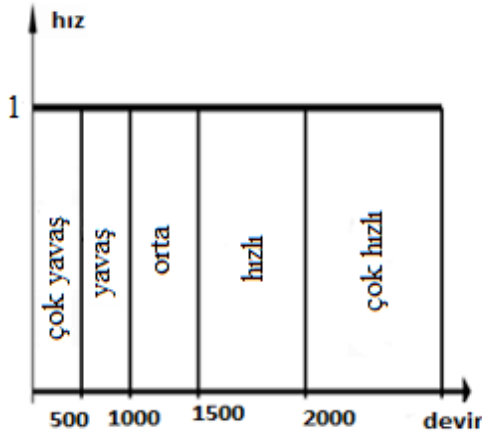
Bulanık mantığın iyi yönleri olduğu gibi bazı dezavantajları da vardır.

- Bulanık denetimde kullanılan kurallar deneyime çok bağlıdır.
- Üyelik fonksiyonlarının seçiminde belirli bir yöntem yoktur. En uygun fonksiyon deneme ile bulunur. Bu da oldukça çok zaman alabilir.

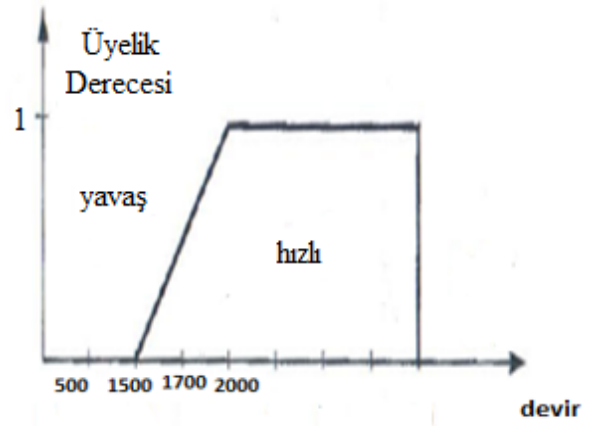
- Denetlenen sistemin bir kararlılık analizi yapılamaz ve sistemin nasıl cevap vereceği önceden kestirilemez. Yapılacak tek şey benzetim çalışmasıdır.

5.2.3 Bulanık Kümeler

Klasik küme kavramında bir eleman o kümenin ya elemanıdır yada değildir. Hiçbir zaman kısmi üyelik görülmez. Nesnenin üyelik değeri 1 ise kümenin tam elemanı, 0 ise elemanı değildir. Başka bir ifade ile klasik kümede elemanların üyelikleri $\{0,1\}$ değerini alır. Klasik kümelerin aksine bulanık kümelerde elemanların üyelik dereceleri $[0,1]$ arasında değerler alır. Bunlar üyeliğin derecelerinin devamlı ve aralıksız bütünüyle ilgili bir kümedir. Bulanık kümelerin bu tanımı, bulanık kümelerle ilgili ilk çalışmaları yapan ve bu konunun bulucusu olarak kabul edilen Lotfi A Zadeh tarafından 1965 yılında yayınladığı orjinal makalesinde yapılmaktadır (Zadeh 1965). Şekil 5.7’de hızlı ve yavaş için kesin ve bulanık kümeler gösterilmiştir. Bu şekillerde hızlı ve yavaşın aldıkları değerler belirtmektedir. Şekil 5.7’deki kesin kümeye göre devirin 1500 ve üzerinde olanlar hızlı, 1500’ den küçük olanlar yavaş olarak nitelendirilmiştir. Oysa Şekil 5.7’de bulanık küme örneğine göre sadece devirin 1500 in üzerinde olanlar değil, devirin 1500 ile 2000 arasında olanlar da hızlı kümesine dahildir.



a) Hız için klasik küme örneği



b) Hız için bulanık küme örneği

Şekil 5.7 Hız için küme kavramları.

Kümeye dahil olmayan elemanların üyelik değerleri 0, kümeye tam dahil olanların üyelik değerleri de 1 olarak atanmaktadır. Kümeye dahil olup olmadıkları belirsiz olan elemanlara ise belirsizlik durumuna göre 0 ile 1 arasında değerler atanır. Klasik küme ile bulanık mantık arasındaki temel farklar çizelge 5.4’de verilmiştir.

Çizelge 5.4 Klasik Mantık-Bulanık Mantık arasındaki temel farklılıklar.

Klasik Mantık	Bulanık Mantık
A veya A Değil	A ve A Değil
Kesin	Kısmi
Hepsi veya Hiçbiri	Belirli Derecelerde
0 veya 1	0 ve 1 Arasında Süreklilik
İkili Birimler	Bulanık Birimler

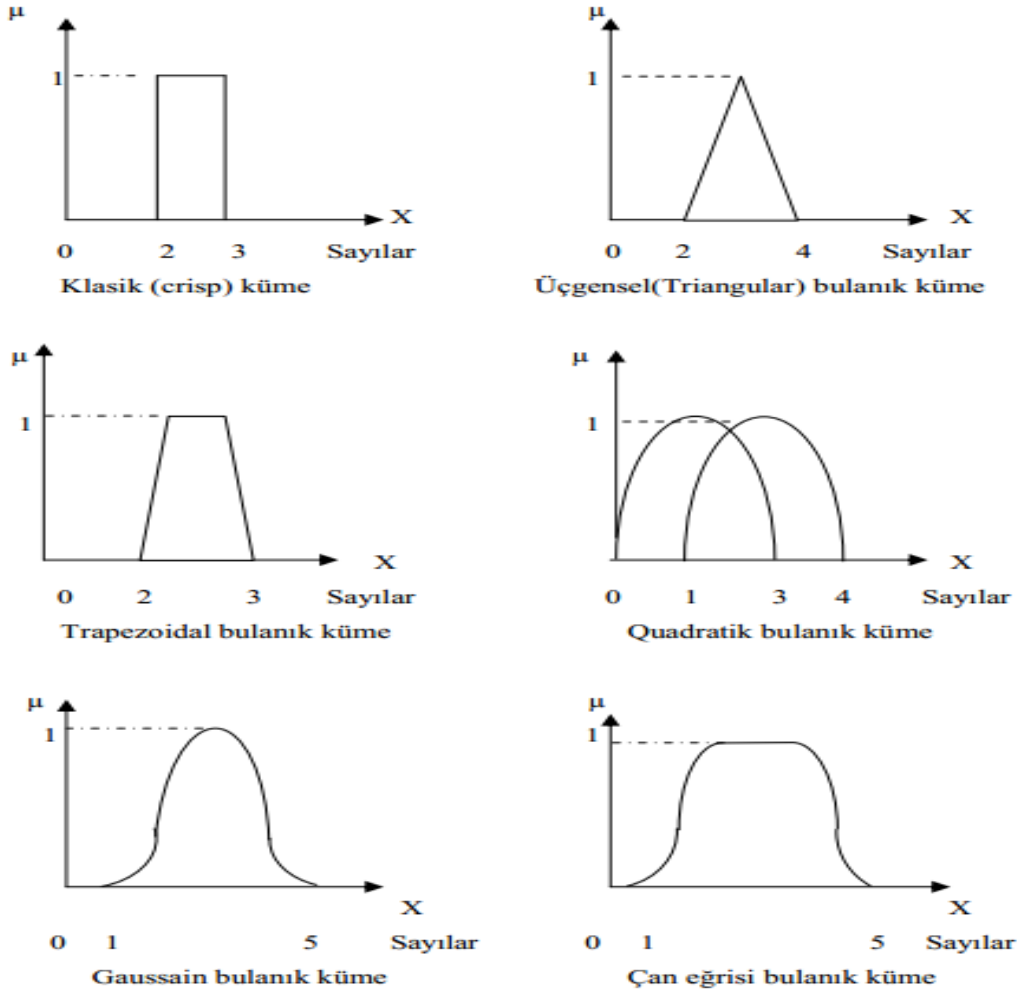
5.2.4 Üyelik Fonksiyonları

Bulanık mantıkta, dilsel ifade kolaylığı sağlayacak bölgelerin sınırlarını belirtmede ve algılayıcı bilgilerine (gerçek bilgiler) ait üyelik ağırlıklarının tespit edilmesinde kullanılmak üzere uygun üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi gerekir. Üyelik fonksiyonları, sistem parametrelerini tanımlar. Üyelik fonksiyonlarının sayısına ve şekline ait hiçbir kısıtlama yoktur. Tamamıyla tasarımcının istek ve tecrübesine bağlıdır. Bu zamana kadar olan çalışmalarda en çok üçgen, yamuk, çan eğrisi şeklinde üyelik fonksiyonları kullanıldığı görülmektedir (Baba 1995).

Üyelik fonksiyonları genellikle, üçgensel üyelik fonksiyonları ve yamuk üyelik fonksiyonları olmak üzere iki başlık altında incelenmektedir. $\mu_A(x)$ üçgensel üyelik fonksiyonu, (5.6) formülünde tanımlanmıştır

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < a_1 \\ \frac{x - a_1}{a_2 - a_1}, & a_1 \leq x \leq a_2 \\ \frac{a_3 - x}{a_3 - a_2}, & a_2 \leq x \leq a_3 \\ 0, & x > a_3 \end{cases} \quad (5.6)$$

Şekil 5.8' de bulanık mantık denetleyicide kullanılan üyelik fonksiyonlarının biçimleri gösterilmiştir. Her bir üyelik fonksiyonunun bulanık mantık denetleyicide nasıl görüldükleri gösterilmiştir.



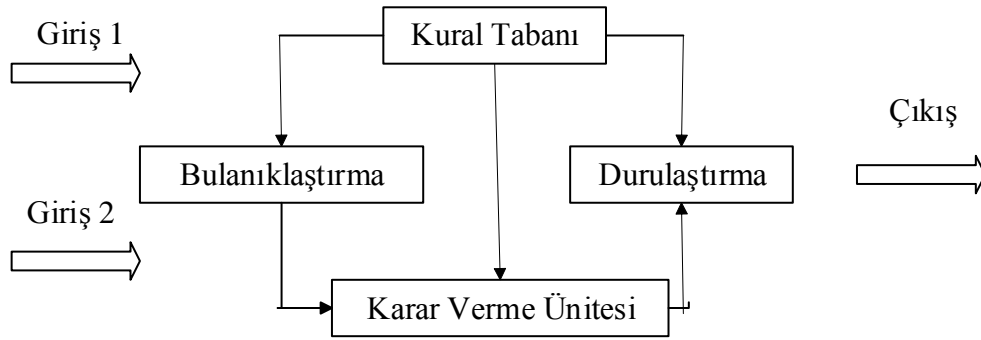
Şekil 5.8 Üyelik fonksiyonlarının aldığı değişik fonksiyonların gösterimi.

Denklem (5.6)'a göre küme, $A=(a_1, a_2, a_3)$ olmalıdır. Burada a_2 normal değerli üyelik olarak tanımlanabilir. Bulanık Mantık bu noktada bir α katsayısına bağlı olarak a_2 ' ye yakın değerlerin, bu değere yüklenen anlam ile temsil edileceğini varsaymaktadır. Diğer bir deyişle a_2 ' deki belirsizlik, varsayılacak ya da dağılıma göre bulunabilecek bir α katsayısı ile tolere edilebilir.

5.2.5 Bulanık Mantık Denetleyicinin Yapısı

Bulanık mantığın birçok uygulama alanı vardır. Bunlardan en önemli olanı, da kontrol sistemlerindeki kullanım alanıdır. Şekil 5.9'de verilen bulanık mantık tabanlı denetim sistemi, bulanık mantığın nasıl kullanıldığı ve bulanık işlemlerin nasıl gerçekleştirildiği konusunda bir fikir edinmeye yeterli bilgiyi içermektedir. Yani bulanık mantık tabanlı herhangi bir sistemde

bulunması gereken kısımları içermektedir. Dolayısıyla bu şekilde verilen sistem, genel amaçlı bir bulanık mantık sistemi gibi de düşünülebilir (Fakhreddine 2004).



Şekil 5.9 Bulanık Mantık sisteminin temel yapısı.

Bir bulanık mantık denetleyicisi dört ana bölümden oluşur.

- Bulanıklaştırma
- Kural Tabanı
- Karar verme fonksiyonları
- Durulaştırma

5.2.5.1 Bulanıklaştırma

Bulanık işlemcinin ilk elemanı olarak devreye girer. Çünkü bulanık işlemci girişlerinin uygulandığı birimdir. Bulanıklaştırıcı kendisine uygulanan kesin girişleri bulanıklaştırarak işe başlar. Bu girişlerden bazıları denetlenen sistemden gelen geri besleme işaretleri olabileceği gibi, doğrudan dışardan verilen komutlar da olabilir.

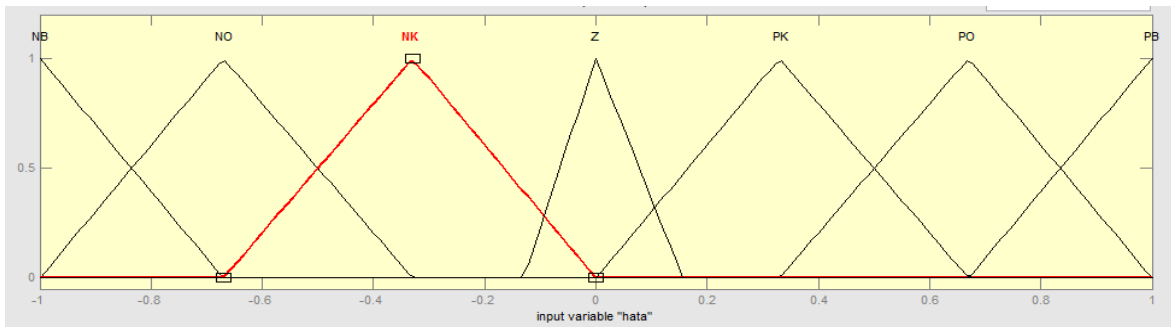
Bulanıklaştırma işleminde ilk olarak giriş ve çıkış parametrelerinin üyelik fonksiyonları hesaplanır. KMSM'nin hız kontrolünde hızdaki hata değeri $e(k)$ ve hızdaki hatanın değişimi $ce(k)$ giriş fonksiyonları olarak verilmiştir.

$$e(k) = \omega(k) - \omega_r(k) \quad (5.7)$$

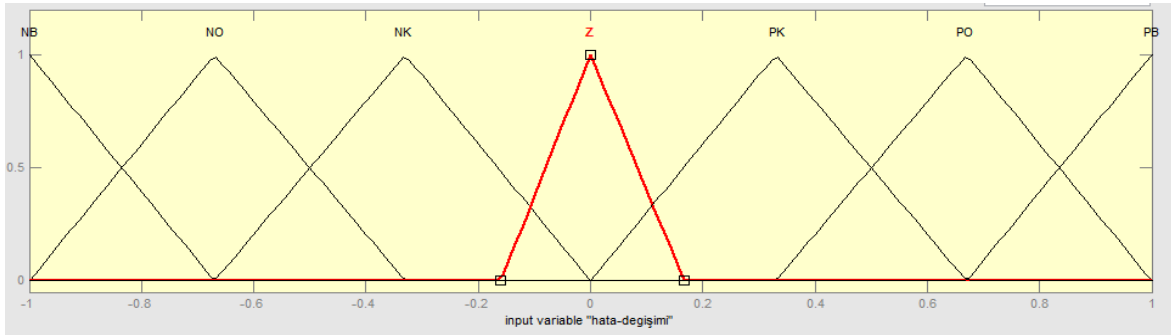
$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (5.8)$$

Hızdaki hata ve hızdaki hata değişimi denklem (5.7) and (5.8) yardımıyla hesaplanır. Değişkenler $e(k)$ ve $ce(k)$ üyelik fonksiyonları yardımıyla bulanık mantık girişi olarak dönüştürülür.

Şekil 5.10'da tasarlanan bulanık mantığın üyelik fonksiyonlarının gösterimi verilmiştir. Giriş ve çıkış değerlerine ait fonksiyonlar verilmiştir. Hata, hatadaki değişimler ve çıkış değişkenleri bulanık kümenin etiketleri olacak şekilde uygun sözel değişkenlere çevrilmiştir. Bu sözel değişkenler; PL (pozitif büyük), PM (pozitif orta), PS (pozitif küçük), Z (sıfır), NS (negatif küçük), NM (negatif orta) ve NL (negatif büyük).

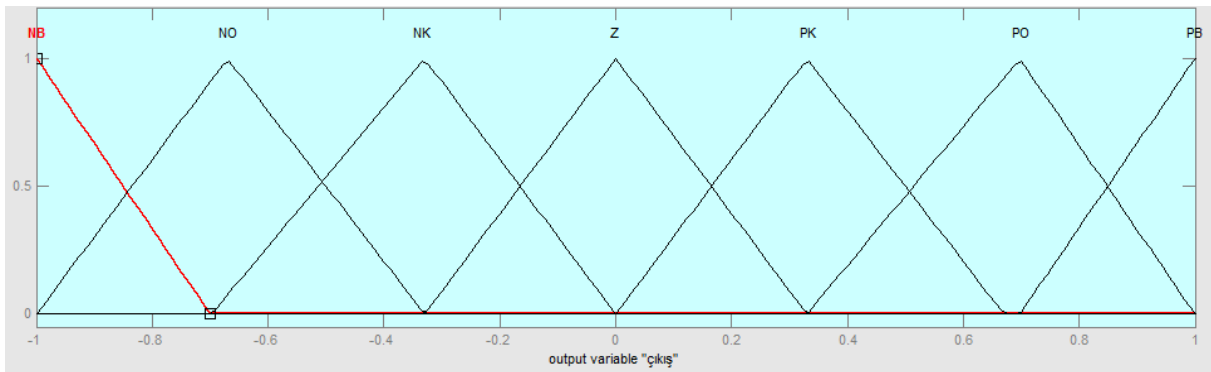


a) Hızdaki hatanın üyelik fonksiyonu



v

b) Hızdaki hatanın değişiminin üyelik fonksiyonu



c) Çıkışın üyelik fonksiyonu

Şekil 5.10 Giriş ve Çıkış değerlerinin üyelik fonksiyonları.

5.2.5.2 Kural Tabanı

Bulanıklaştırıcıdan gelen üyelik fonksiyonları burada depolanmış halde bulunan bilgi tabanına dayalı bilgi kümeleri ile birlikte kullanılarak bulanık bir sonuç elde edilir. Kullanılan bilgi tabanı denetlenecek sistemle ilgili bilgilerin toplandığı bir veri tablosundan ibarettir. Burada sistemle ilgili bilgiler sistem giriş ve çıkışını

Eğer Giriş1 =a, Giriş2 =b, Sonra çıkış = c (5.9)

biçimine sahip koşul cümleleri ile birbirine bağlar. Kural tabanında ‘Eğer’ kısmı giriş kısmına, ‘Sonra’ kısmı ise çıkışa referans etmektedir. Denetim kurallarının belirlenmesinde kullanılan bazı yorumlar şu şekildedir.

- e = ‘+’ ve ce = ‘+’ ise hata pozitif ve artmaktadır. Dolayısıyla hatayı azaltmak için pozitif denetim girişi (du) verilmelidir.
- e = ‘+’ ve ce = ‘-’ ise hata hala pozitifdir ancak yavaş yavaş düşmektedir. Bu durumda denetim girişi (du) küçük olacak şekilde kurulmalıdır.
- e = ‘-’ ve ce = ‘-’ ise bu hata negatif ve azalmaktadır. Bu durumda da ilk girişin tersi uygulanır.
- e = ‘-’ ve ce = ‘+’ ise hata hala negatif ve yavaşça düşmektedir. Bu durumda da ikinci girişin tersi uygulanır.

Yukarıdaki çıkarımlara göre elde edilen sözel kurallar çizelge 5.5’de verilmiştir.

Giriş ve çıkış değişkenlerinin sayısı yedişer tane olduğu için toplamda 49 kural vardır. Kural ve doğruluk sayısı sistemin performansını etkileyen en önemli faktörlerden biridir. Hız hata, değişim hızı hatası ve çıkış değişkenleri için üyelik fonksiyonları [-1, 1] rad / s tanımlanır. Bu aralıklar üyelik fonksiyonlarında gösterilmiştir. Açıklıkların aralığı sistemin karakteristiği için çok önemlidir. Örneğin; Z için aralık eğer fazla açılırsa oturma zamanı gittikçe uzamaktadır veya tam tersi şekilde aralığı arttırsak bu sefer istediğimiz gibi bulanık mantık kontrolünü gerçekleştirememekteyiz.

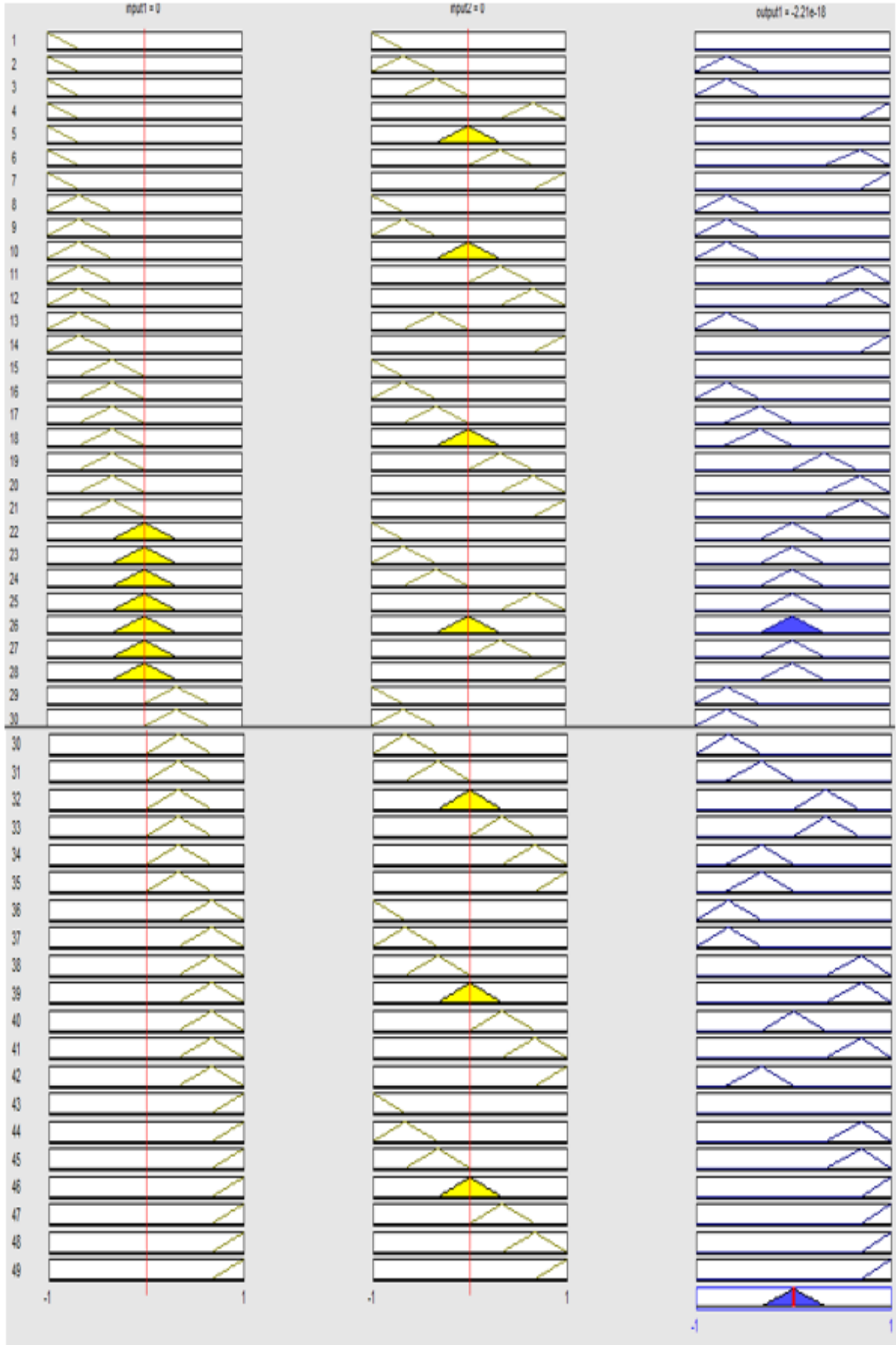
Çizelge 5.5’deki kural tabanı Matlab Fuzzy Logic Toolbox kullanılarak dizayn edilmiştir. Kural tabanı oluşturulurken hata ve hatadaki değişimin durumuna göre sisteme nasıl

müdahale edileceği belirtilmiştir. Kural tabanı oluşturulduktan sonra, ortaya çıkan yüzey ve kural izleyici Şekil 5.10 ve 5.11'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.5 Kural tablosu.

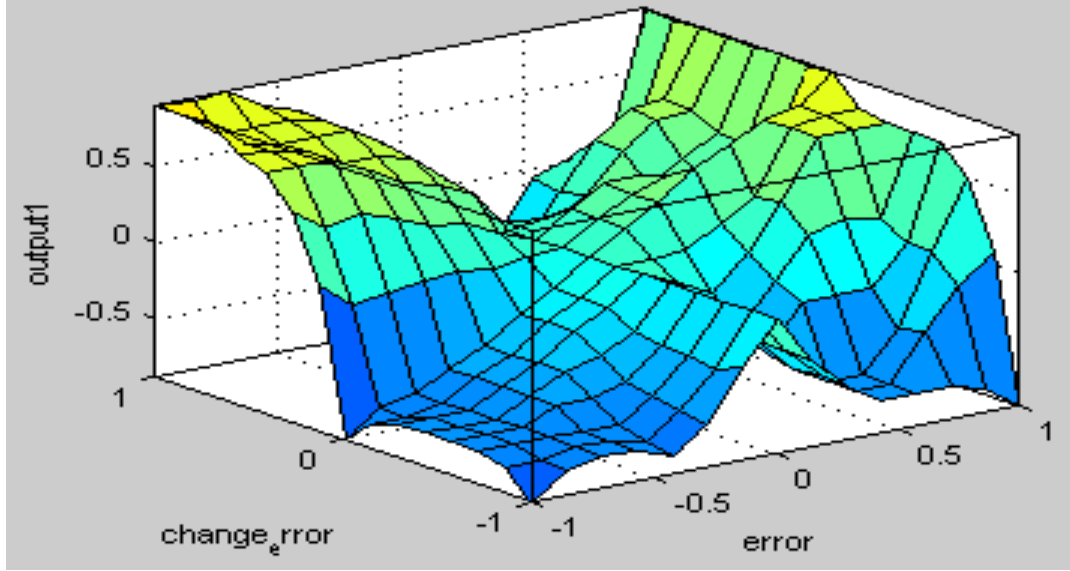
ce \ e	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
NL	NL	NM	NL	Z	NM	NM	NL
NM	NM	NM	NM	Z	NM	NM	PM
NS	NM	NM	NS	Z	NS	PM	PM
Z	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
PS	PM	PM	PS	Z	PS	Z	PL
PM	PL	PM	PM	Z	NS	PM	PL
PL	PL	PL	PM	Z	NS	NS	PL

Şekil 5.11'de kural izleyici gösterilmiştir. Her bir hata ve hata değişkeninin durumu için çıkışının durumunu göstermiştir. Üyelik fonksiyonları 7 parçaya bölündüğünden $7*7=49$ adet kural ortaya çıkmıştır ve her bir durum kural izleyicide gösterilmiştir. Kural tablosunda oluşturulan her bir durum için üyelik fonksiyonlarıyla gösterilmiştir.



Şekil 5.11 Kural izleyici.

Şekil 5.12 de oluşturulan kural tablosu ortaya çıkan yüzey izleyici verilmiştir. Burada önemli olan şekilde de görüldüğü gibi sıfır alanında hatanın ve hatadaki değişimin birikmesidir. Yüzey izleyicide oluşturulan kural tablosu 3 boyutlu olarak verilmiştir.



Şekil 5.12 Yüzey izleyici.

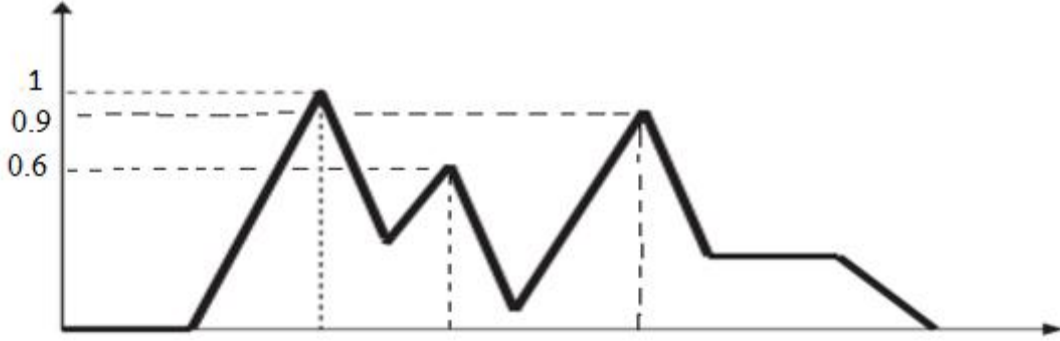
5.2.5.3 Durulaştırma

Pratik uygulamalarda, özellikle mühendislik plan, proje ve tasarımlarında boyutlandırmalar için kesin sayısal değerlere gereksinim duyulmaktadır. İşte bu durumlara bulanık olarak elde edilmiş veya verilmiş bilgilerden yararlanarak gerekli cevapların verilmesi için bulanık bilgilerin durulaştırılması gerekmektedir. Bulanık işlemcinin son elemanı olarak devreye girer. Bulanık kural işleme ünitesinde elde edilen kural sonuçları durulaştırıcıda değerlendirilip, kesin bir sonuca dönüştürülür.

Bilim adamları birçok durulaştırma yöntemleri geliştirmiştir. Burada en yaygın 6 tanesi hakkında bilgi verilecektir. Bu yöntemlerden hangisinin seçileceği tasarımı yapanın almak istediği sonuca göre veya yine uzmanlar tarafından tavsiye edilen yöntemle göre karar verilir.

5.2.5.3.1 En Büyük Üyelik Yöntemi

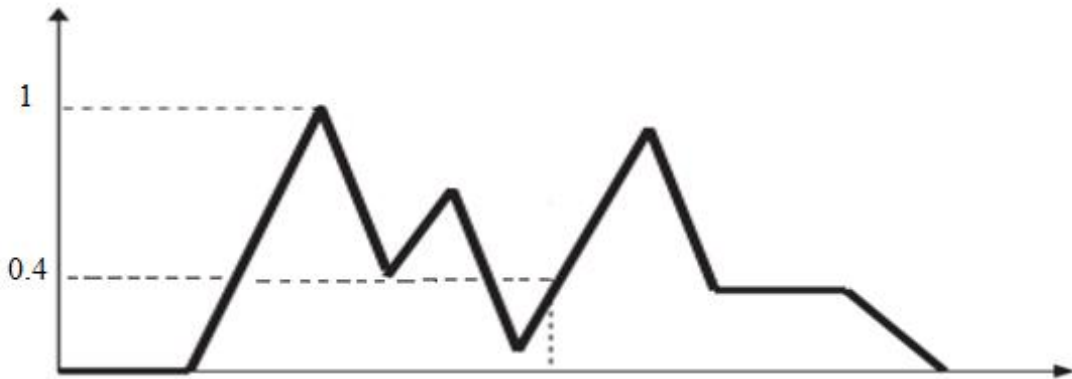
Bu yöntemin kullanılabilmesi için tepeleri olan bir çıkarım kümesine ihtiyaç vardır. Diğer bir adı da yükseklik yöntemidir. Temel olarak en yüksekte olan tepenin üyelik derecesi sistemin üyelik derecesi olarak kabul edilir. Şekil 5.13 'de en büyük üyelik yönteminin nasıl olduğu görülmektedir. Ortaya çıkan üç farklı tepe noktası için elde edilen durulaştırma yönteminden 1 olan seçilir.



Şekil 5.13 En büyük üyelik yöntemi ile durulaştırma.

5.2.5.3.2 Ağırlık Merkezi Yöntemi

Ağırlık merkezi yöntemi en yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir. Yöntem ile oluşan çıkarım kümesinin şeklinin ağırlık merkezi bulunur ve keskin değer olarak bu merkeze karşılık gelen değer alınır. Oluşan her tür çıkarım kümesine çözüm bulması çok yaygın olarak kullanılmasının en önemli nedenidir. Şekil 5.14'deki gibi bir durumda, ortaya çıkan çıkış ifadesinin ağırlık merkezi hesaplanır. Bulunan ağırlık merkezi çıkış ifadesi olarak alınır. Şekil 5.14 'de ağırlık merkezinin yeri bulunmuş ve çıkış değeri 0.4 olarak alınmıştır.

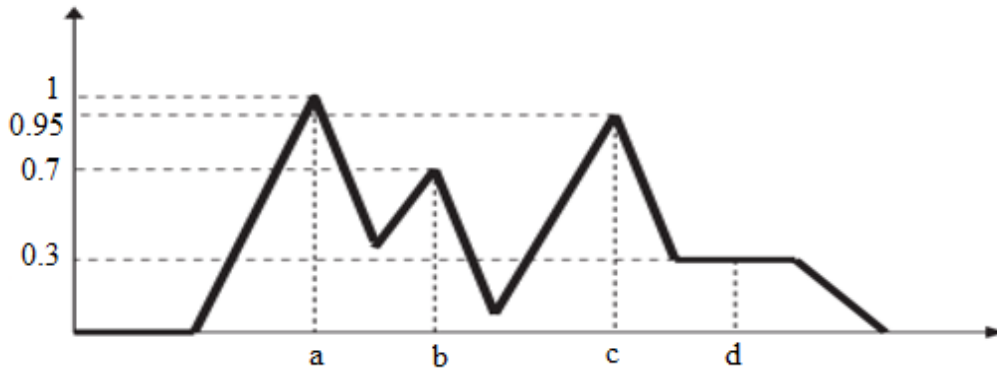


Şekil 5.14 Ağırlık merkezi yöntemi ile durulaştırma işlemi.

5.2.5.3.3 Ağırlık Ortalama Yöntemi

Yöntemin kullanılabilmesi için ön koşul simetrik üyelik fonksiyonlarının kullanılmış olmasıdır. Çıkarım kümesini oluşturan her bir üyelik fonksiyonunun en büyük üyelik derecesinin bu değere ulaştığı nokta ile çarpılarak bulunur ve formüldeki gibi ifade edilir. Şekil 5.15’de ağırlık ortalama yöntemi gösterilmiştir. Ortaya çıkan ifadenin, en büyük değerlerinin bulunduğu nokta saptanarak denklem 5.10 da yerine konulur ve ortaya çıkan değer çıkış değeri olarak alınır.

$$X = (a(1.0) + b(0.70) + c(0.95) + d(0.3)) / (a + b + c + d) \quad (5.10)$$

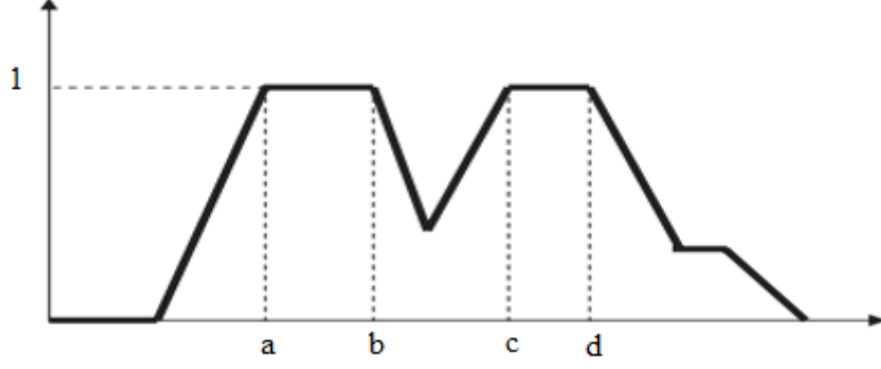


Şekil 5.15 Ağırlık ortalama yöntemi ile durulaştırma.

5.2.5.3.4 Ortalama En Büyük Üyelik Yöntemi

Bu yöntem aynı zamanda en büyüklerin ortası olarak da bilinir. En büyük üyelik yöntemi ile çok benzemektedir. En büyük üyelik yönteminden farklı olarak bu yöntem çıkarım kümesinde birden fazla en büyük değere rastlanması durumunda kullanılır. Ayrıca en büyük bölgede düz bir bölgenin olduğu yamuk, çan ve dsigma fonksiyonlarının birleşmesinde daha yaygın olarak kullanılır. Şekil 5.16’deki çıkarım kümesinde ortalama en büyük üyelik yöntemine göre durulaştırma denklem (5.11) ile hesaplanabilir.

$$X = (a + b + c + d) / 4 \quad (5.11)$$



Şekil 5.16 Ortalama en büyük üyelik yöntemi ile durulaştırma.

5.2.5.3.5 Toplamların Merkezi Yöntemi

Toplamların merkezi yöntemi bütün yöntemler arasında en hızlı olan yöntemdir. Yöntem ile iki bulanık kümenin birleşmesi yerine cebirsel toplamalarını alınması sağlanır. Veri tekrarına neden olmasından dolayı bazı hatalara neden olabilir. Temel olarak ortalama ağırlık yöntemi gibi çalışmaktadır. Ortalama ağırlık yöntemindeki üyelik derecelerinin ağırlıkları ile çarpılması yerine, fonksiyonların ağırlık merkezleri, ağırlıklarla çarpılır. Bir bakıma ağırlık merkezi yöntemi ile ortalama ağırlık yönteminin karışımıdır.

5.2.5.3.6 En Büyük Alanın Merkezi Yöntemi

Bu yöntem ağırlık merkezi yöntemi ile büyük benzerlikler taşır. Yöntem, bütün çıkarım kümelerinin dış bükey olması durumunda ağırlık merkezi yöntemi ile aynıdır. Bütün çıkarım kümelerinin dış bükey olmaması ve çıkarım kümesinin en az iki tane dış bükey alt bulanık kümesinin olması durumunda, en büyük alana sahip olanın ağırlık merkezi durulaştırılmış değer olarak ele alınır.

BÖLÜM 6

SİMÜLASYON VE SONUÇLAR

Bu bölümde, ilk olarak kalıcı mıknatıslı senkron motor'un PI ve FLC kullanılarak hız denetimi için benzetimi yapılmıştır. Benzetim kullanılarak hız kontrolü için PID ve Bulanık mantık yöntemlerin sonuçları verilmekte ve karşılaştırılmaktadır. Kullanılan motorun parametre değerleri çizelge 6.1'deki gibidir.

Çizelge 6.1 Motorun parametreleri.

R_s (Ω)	2.8750
L_q (mH)	5.8
L_d (mH)	5.6
λ_f (Wb)	0.1852
B (Nm/(rad/s))	0.00014
J (kg m^2)	0.0008
T_L (Nm)	1.4

6.1 MATLAB KULLANILARAK KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTOR'UN BENZETİMİ

Bu kısımda, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor'un denetim yapısında kullanılan bloklar gösterilmektedir. İstenildiği takdirde motor için farklı parametreler de seçilebilmektedir. Matematiksel modelin her bir katının nasıl oluşturulduğu bu bölümde gösterilmektedir.

6.2 SİMÜLASYONDA OLUŞTURULAN BLOKLAR

İlk önce ters park dönüşümü uygulanılarak (dq2abc) sadece faz gerilimlerinin dönüşümü yapılmaktadır. Çünkü ters park dönüşümü yapılarak PWM sinyallerini hazırlanır ki bu işlem sadece gerilimin oluşturulması işidir ve sadece gerilim dönüşümü için yapılmaktadır. Buna göre

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

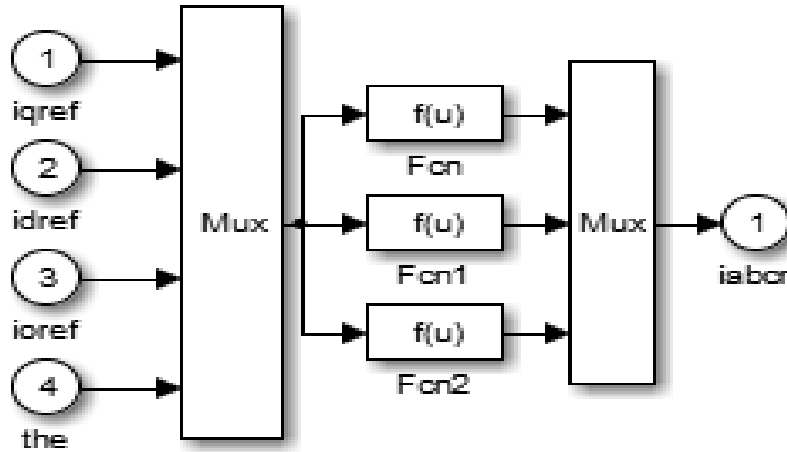
denklemden yararlanılarak sistem bloğu oluşturulur. Şekil 6.1 'de ters park dönüşümü uygulanarak referans akımlar elde edilmiştir. Burada oluşan her bir denklem;

$$Fon = u(1)*\cos(u(4)) + u(2)*\sin(u(4)) + u(3) \quad (6.2)$$

$$Fon1 = u(1)*\cos(u(4)-2*\pi/3) + u(2)*\sin(u(4)-2*\pi/3) + u(3) \quad (6.3)$$

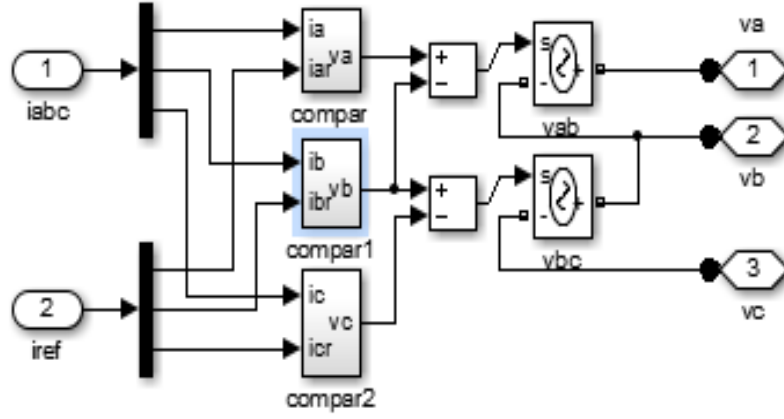
$$Fon2 = u(1)*\cos(u(4)+2*\pi/3) + u(2)*\sin(u(4)+2*\pi/3) + u(3) \quad (6.4)$$

şeklinde ifade edilir. Burada girişler i_{qref} , i_{dref} , i_{oref} ve rotor açısı bilgisidir. Motordan alınan rotor açısı bilgisini de kullanarak referans akımlar oluşturulur.



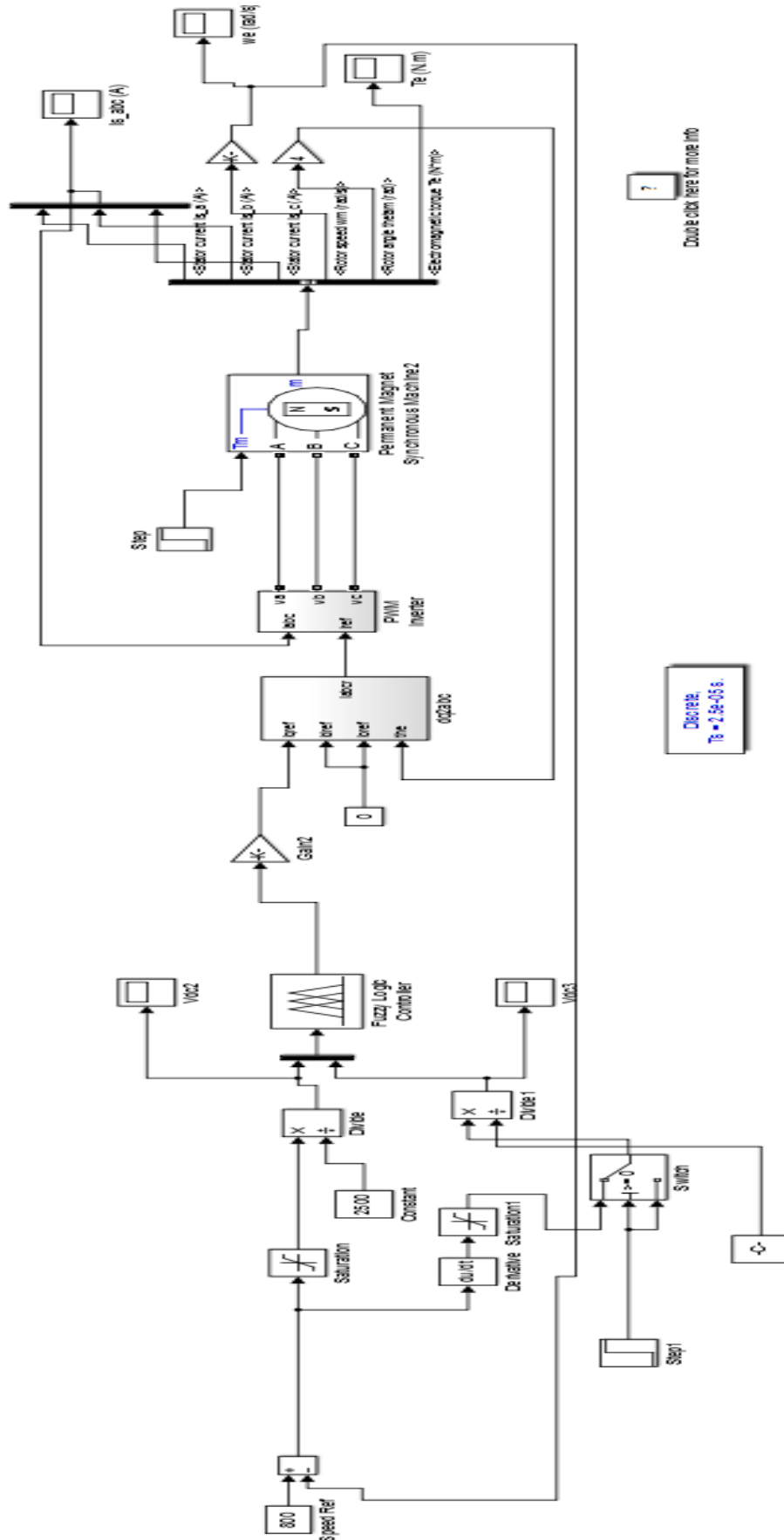
Şekil 6.1 Ters park Dönüşümü uygulanılarak referans akımları elde etme.

Şekil 6.2 'de PWM inverter blok diyagramının içeriği belirtilmiştir. Elde edilen referans akım bilgileri ile motordan almış olduğumuz akım bilgileri karşılaştırılarak PWM'e gelir. Burada oluşturulan bloklar sayesinde sabit mıknatıslı senkron motora beslemeleri verilmiş olur.



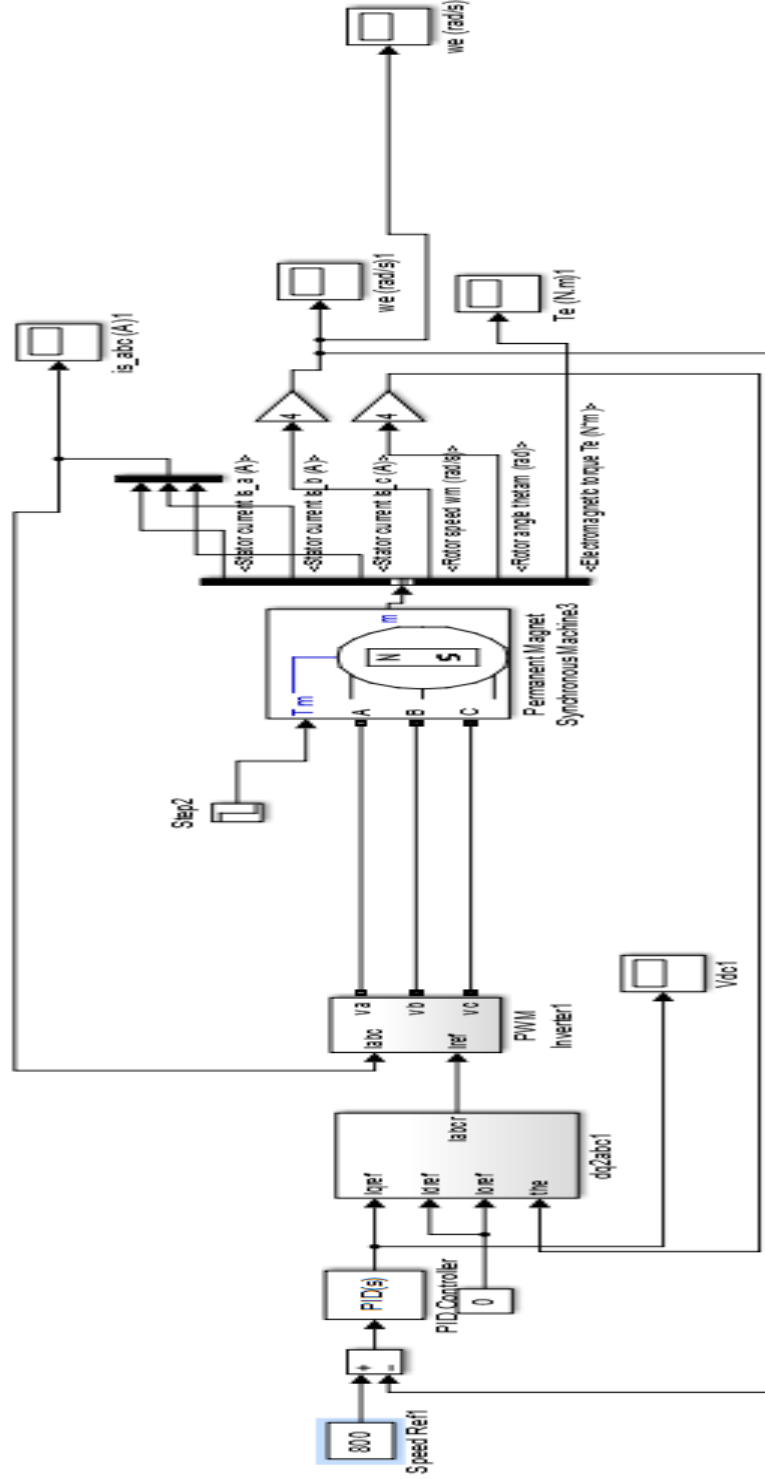
Şekil 6.2 PWM inverter.

Şekil 6.3'de bulanık mantık ile tasarlanmış hız kontrolü için simülasyon verilmiştir. Simülasyonda bulanık mantık kısmında normalizasyon işlemi uygulanmıştır. Bulanık mantık denetleyici matlab simulink ortamında toolbox kullanılarak oluşturulmuştur. Bulanık mantığın girişlerine hata ve hatadaki değişim sinyalleri verilmiştir. Girişlere göre elde edilen çıkış ile referans akımları elde edilmeye başlanmıştır. Bu oluşturulan referans akımlar, motordan çıkan stator akımları ile karşılaştırılarak PWM inverterden motora besleme olarak verilir.



Şekil 6.3 Bulanık mantık denetleyici ile KMSM'nin hız kontrolü.

Şekil 6.4’de PI denetleyici ile tasarlanmış hız kontrolü ile simülasyon gösterilmiştir. PID bloğu altında D denetleyici kullanılmayarak PI denetleyici elde edilmiştir. Simülasyonda PID kullanılmamasının nedeni; PID denetleyici de gürültü oluşmasıdır.



Şekil 6.4 PI kontrolör ile KMSM'nin hız kontrolü.

6.3 SİMÜLASYON SONUÇLARI

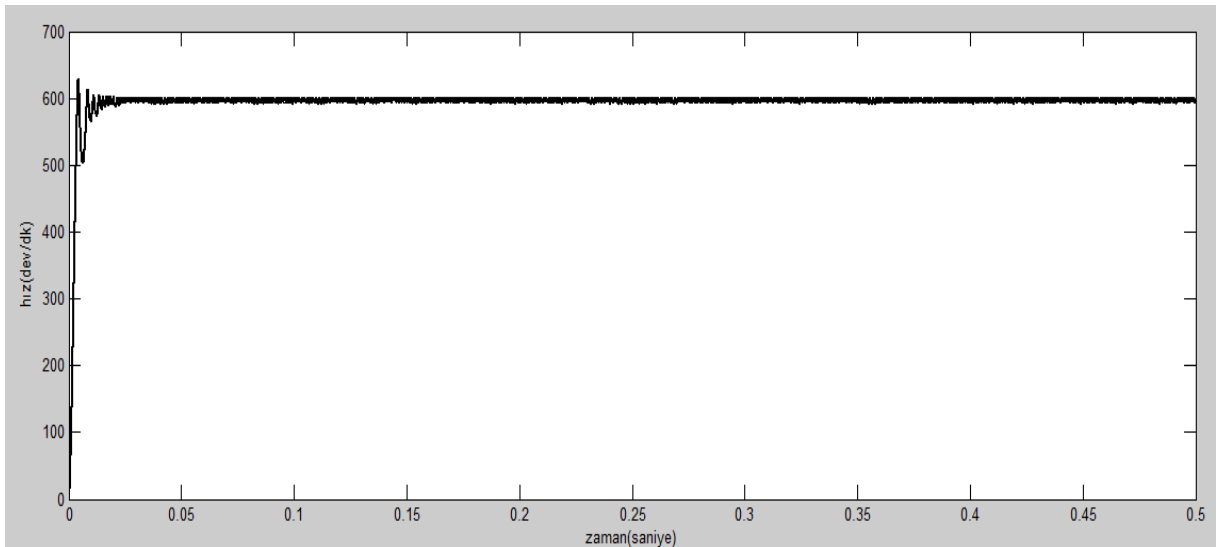
Simülasyonda KMSM'nin 3 farklı yükte elde edilen sonuçları verilecektir. Yüksüz çalışma ve 2 farklı yük koşulu altında KMSM'nin elde edilen sonuçları irdelenmiştir. Deneyler 600 dev/dk referans hız için gerçekleştirilmiştir. Zaman aralığı ise 0.5 sn seçilmiştir. Her bir yük kademesi için hız, moment ve akım grafikleri elde edilmiştir. Benzetim tasarımı yaparken sisteme saturasyonlar konulmuştur. Bunun sebebi bazı noktalarda oluşabilecek ani değişimleri önlemek içindir.

6.3.1 Yüksüz Durumdayken KMSM'nin PI ve Bulanık Mantık ile Kontrolü

İlk olarak sabit mıknatıslı senkron motor yüksüz konumdayken hız, moment ve akım grafikleri incelenecektir.

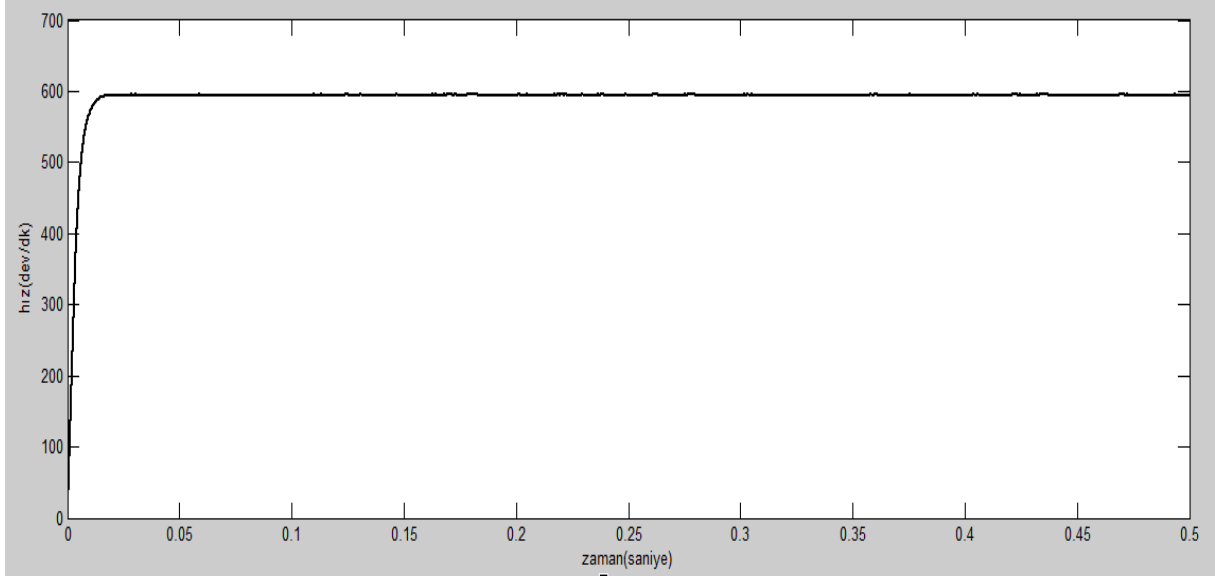
6.3.1.1 KMSM'nin Hız Kontrolünde edilen sonuçlar

KMSM'nin hız kontrolü PI denetleyici yapılmıştır. Şekil 6.5'de PI denetleyici ile kontrolün simülasyon sonucu verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi PI denetleyici ile oturma zamanı 0.2 saniyeyi buluyor. Ayrıca PI denetleyici ile üst aşım ortaya çıkıyor daha iyi sonuç vermiştir.



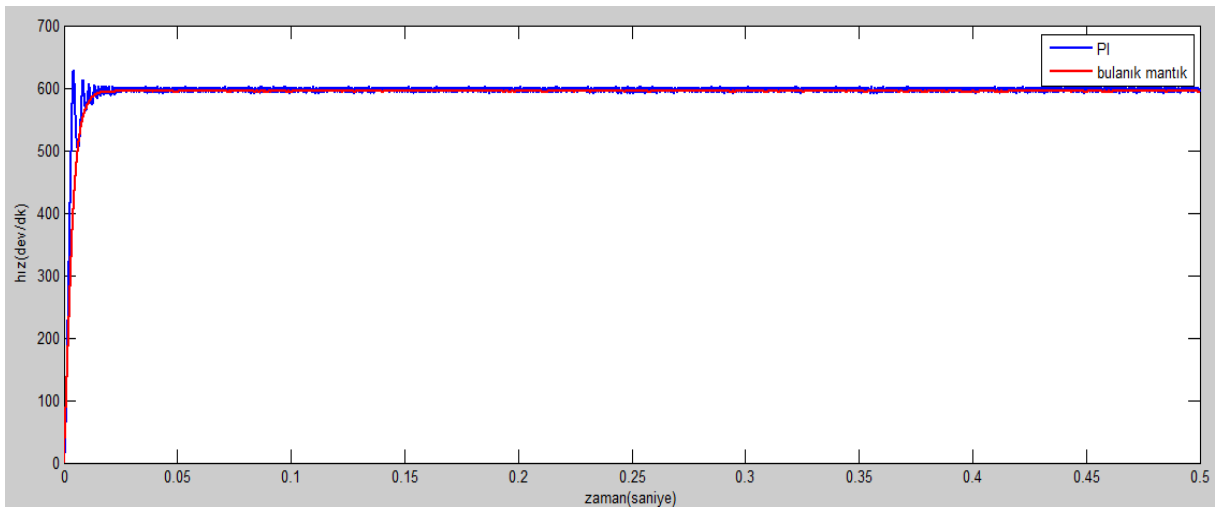
Şekil 6.5 PI denetleyici ile hız-zaman grafiği.

Şekil 6.6’da bulanık mantık denetleyici ile elde edilen hız grafiği verilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi oturma zamanı 0.015 saniyeyi buluyor. Ayrıca bulanık mantık ile denetimde üst aşım da olmadığı görülmektedir.



Şekil 6.6 Bulanık mantık ile hız-zaman grafiği.

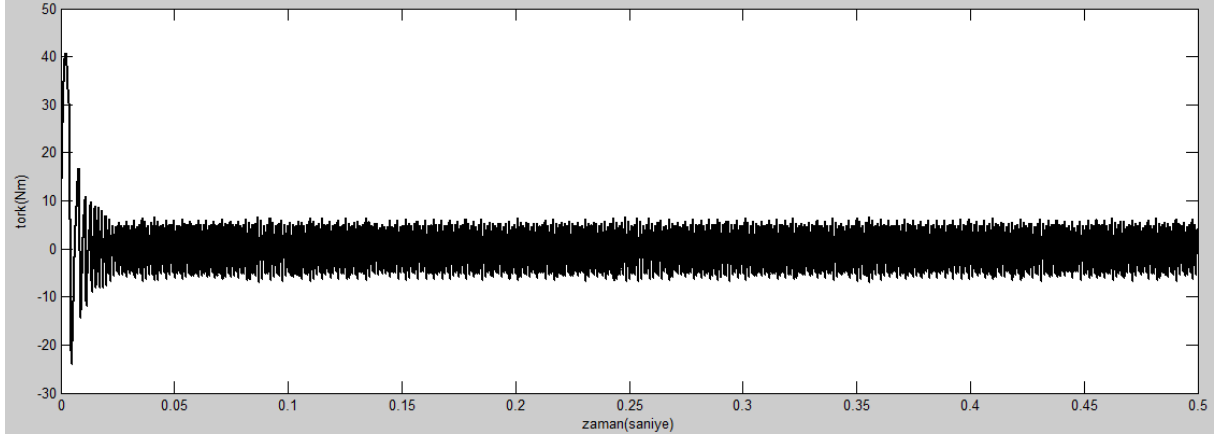
Şekil 6.7’de bulanık mantık ile PI denetleyicinin hız cevapları aynı grafikte verilmiştir. Grafikte de görüldüğü gibi oturma zamanında ve üst aşımında bulanık mantık denetleyici daha iyi sonuç vermiştir. PI denetleyici de %3.6’lık bir aşım varken bulanık mantık denetleyici hiç üst aşım yoktur.



Şekil 6.7 Bulanık mantık ile PI denetleyicinin hız grafiğinin beraber gösterilmesi.

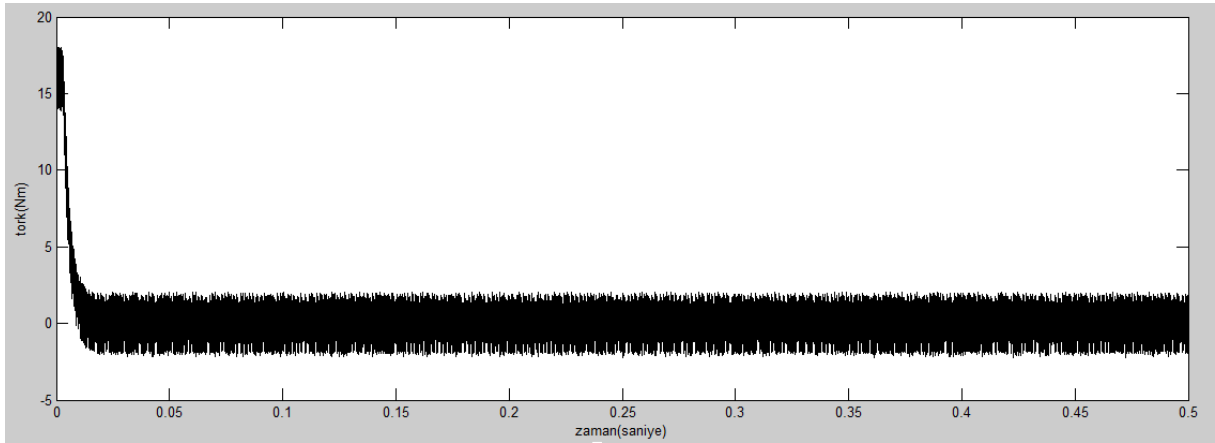
6.3.1.2 KMSM'nin Moment Kontrolünde edilen sonuçlar

PI denetleyici ile yapılan KMSM'nin moment kontrolü Şekil 6.8'de gösterilmiştir. Grafikte de görüldüğü gibi band genişliği 8 nm 'dir



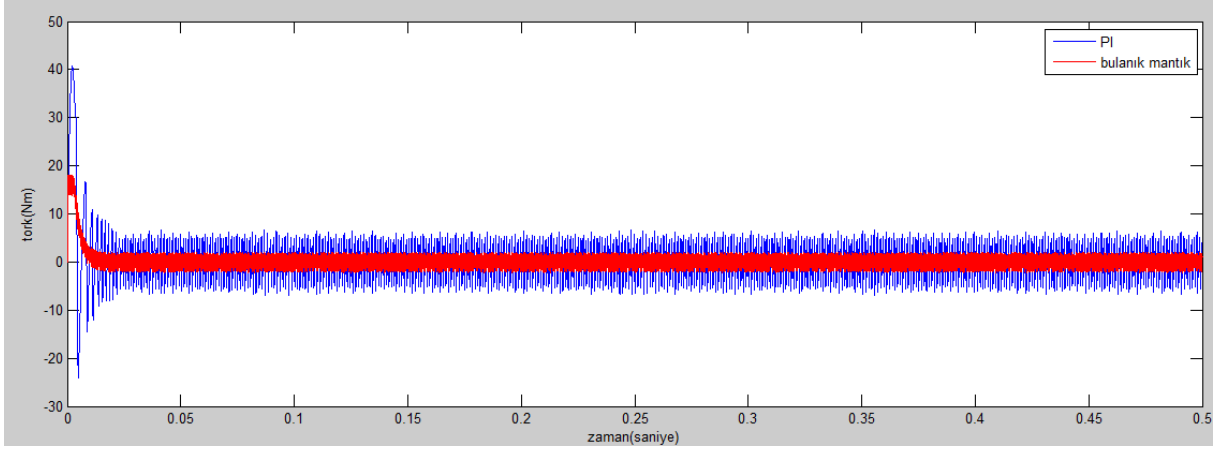
Şekil 6.8 PI kontrolör ile moment-hız grafiği.

Bulanık mantık denetleyici ile yapılan KMSM'nin moment kontrolü şekil 6.9'da gösterilmiştir. Grafikte de görüldüğü gibi band genişliği 4 nm'dir



Şekil 6.9 Bulanık mantık denetleyici ile moment-hız grafiği.

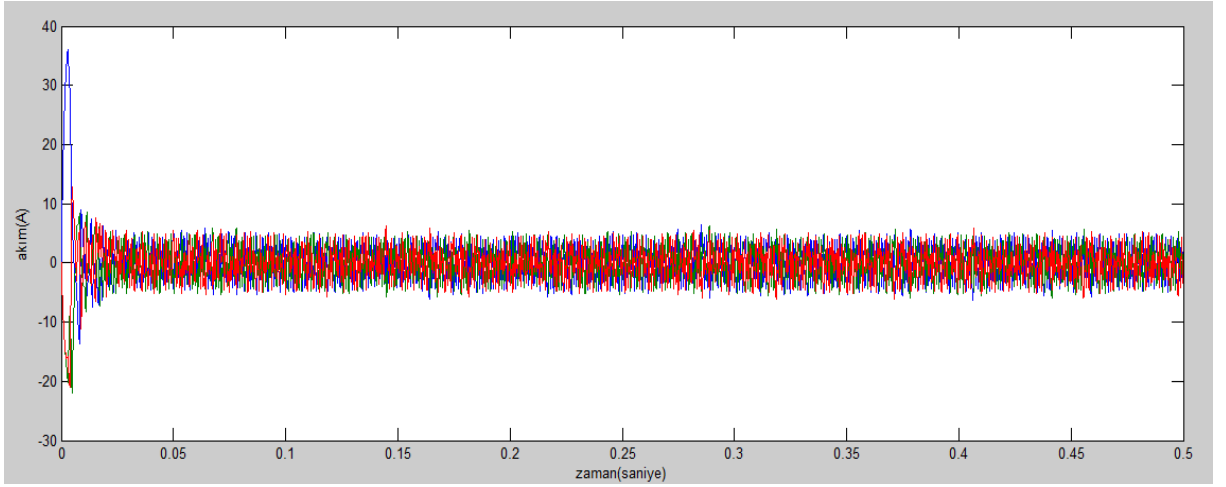
Şekil 6.10'da bulanık mantık ile PI denetleyicinin moment grafikleri aynı grafikte gösterilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi bulanık mantık ile elde edilen sonuçlar daha iyidir. Band aralığı olarak baktığımızda bulanık mantık 4nm iken PI denetleyici 10nm'dir. Ayrıca bulanık mantık ile denetleyici ilk andaki moment değeri PI denetleyiciye göre daha düşüktür ve dalgalanmalar çok daha azdır.



Şekil 6.10 Bulanık mantık ile PI kontrolörün moment grafiğinin birlikte gösterimi.

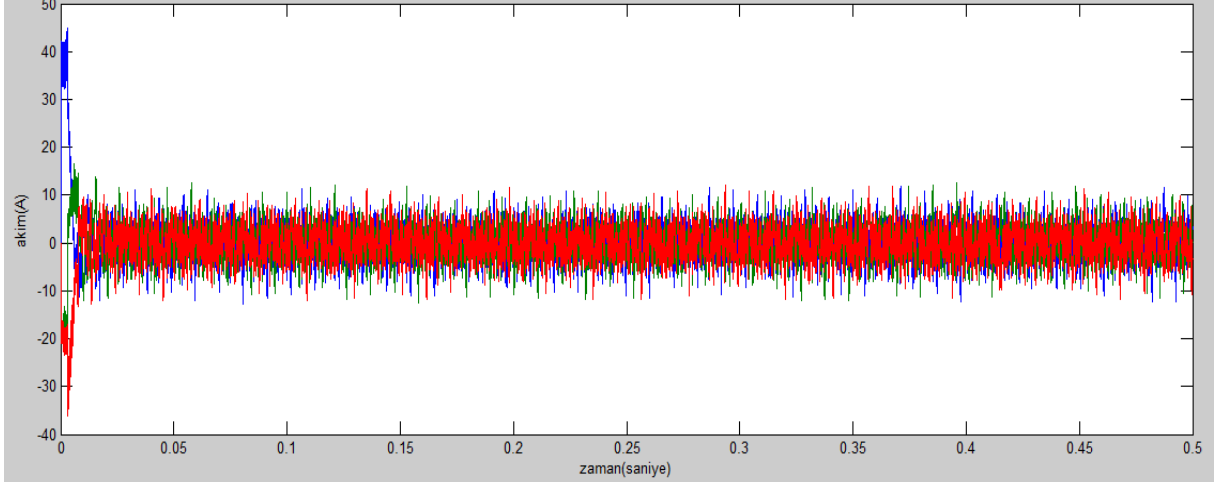
6.3.1.3 KMSM'nin Akım Kontrolünde edilen sonuçlar

Şekil 6.11'de PI denetleyici ile KMSM'nin akım kontrolünün simülasyon sonucu verilmiştir. Grafiğe göre PI kontrol ile elde edilen sonuçlarda akım cevabı çok yavaştır.



Şekil 6.11 PI kontrolör ile akım-zaman grafiği.

Şekil 6.12'de bulanık mantık denetleyici ile KMSM'nin akım kontrolünün simülasyon cevabı verilmiştir. Grafiğe göre bulanık mantık ile elde edilen sonuçlar daha hızlıdır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında PI kontrol gibi klasik yöntemlerde sistemin cevabını tepki daha yavaş olurken bulanık mantık denetleyici gibi yapay zeka ile yapılan kontrollerde bu süre daha kısadır.



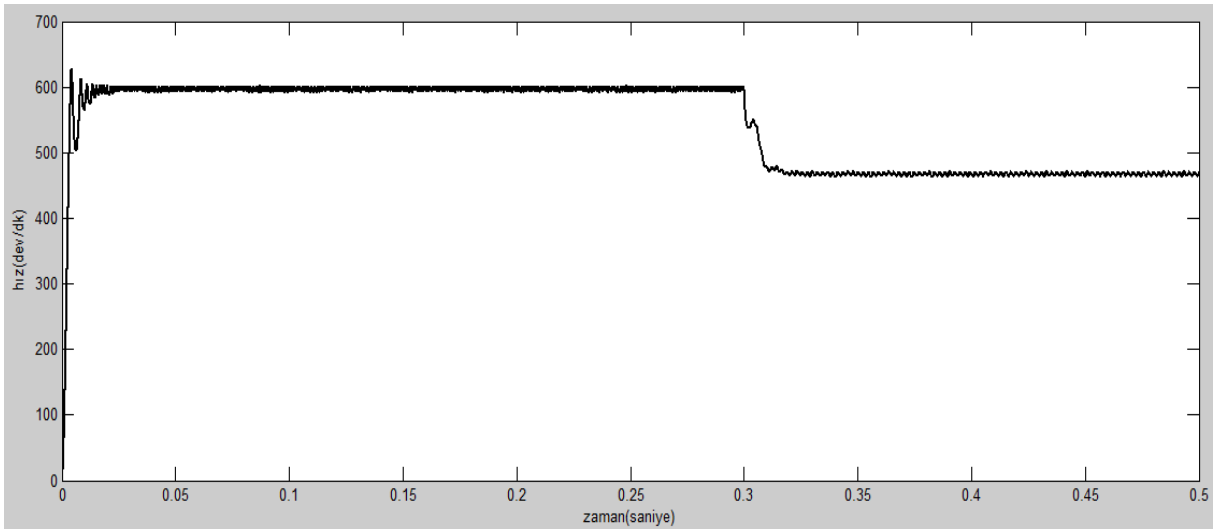
Şekil 6.12 Bulanık mantık denetleyici ile akım-zaman grafiği.

6.3.2 Yüklü Durumdayken KMSM'nin PI ve Bulanık Mantık ile Kontrolü

KMSM'nin hız, akım ve moment kontrolü bulanık mantık ve PI denetleyici için motor yüklü durumdayken yapılmıştır.

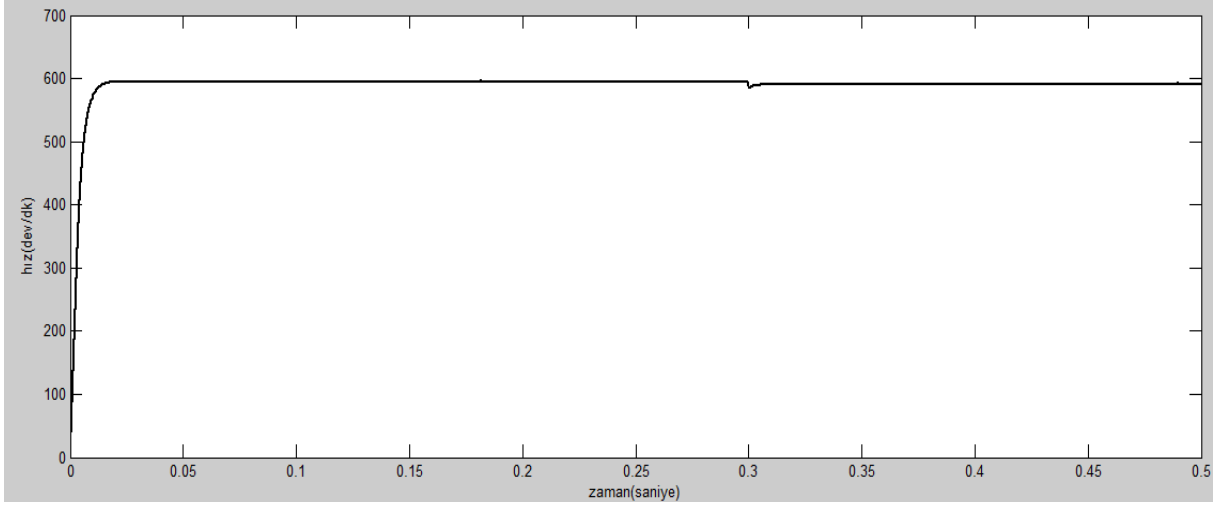
6.3.2.1 KMSM'nin Hız Kontrolünde edilen sonuçlar

Şekil 6.13'de KMSM'nin hız kontrolü PI denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi PI denetleyicinin sistemi eski konumuna getirmesi için 0.015 saniye geçmektedir ve sistem referans hıza göre oldukça düşük bir hızda kendini toparlayabilmiştir.



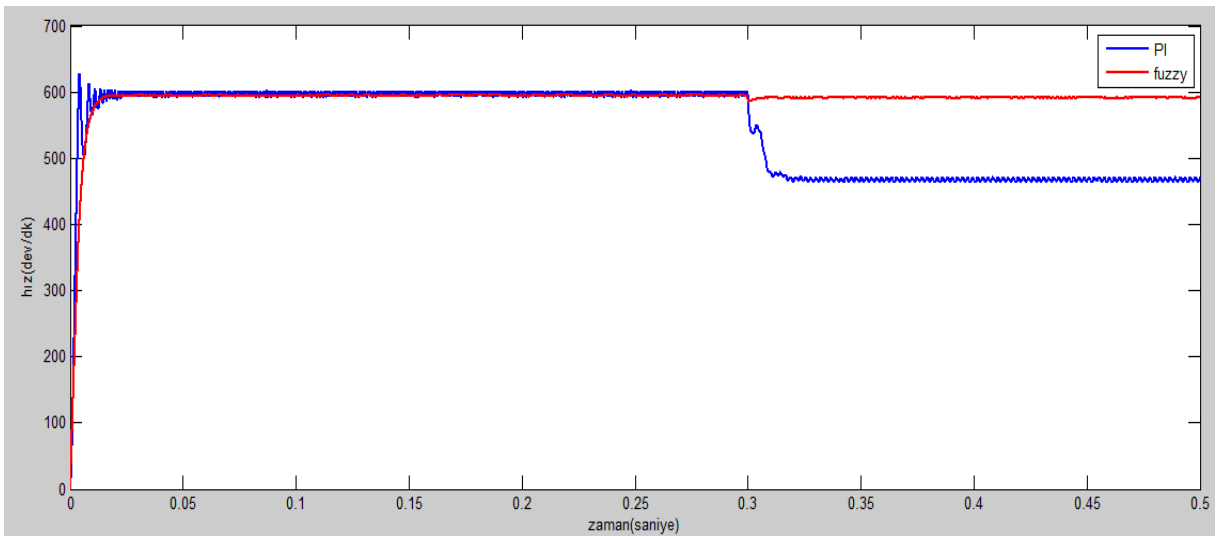
Şekil 6.13 PI denetleyici ile hız kontrolü.

Şekil 6.14’de KMSM’nin hız kontrolü bulanık mantık denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi bulanık mantık denetleyicinin sistemi eski haline getirmesi 0.002 sn kadar sürmüştür ve sistem kendini toparladıktan sonra referans hıza yakın bir hızda kalmıştır.



Şekil 6.14 Bulanık mantık denetleyici ile hız kontrolü.

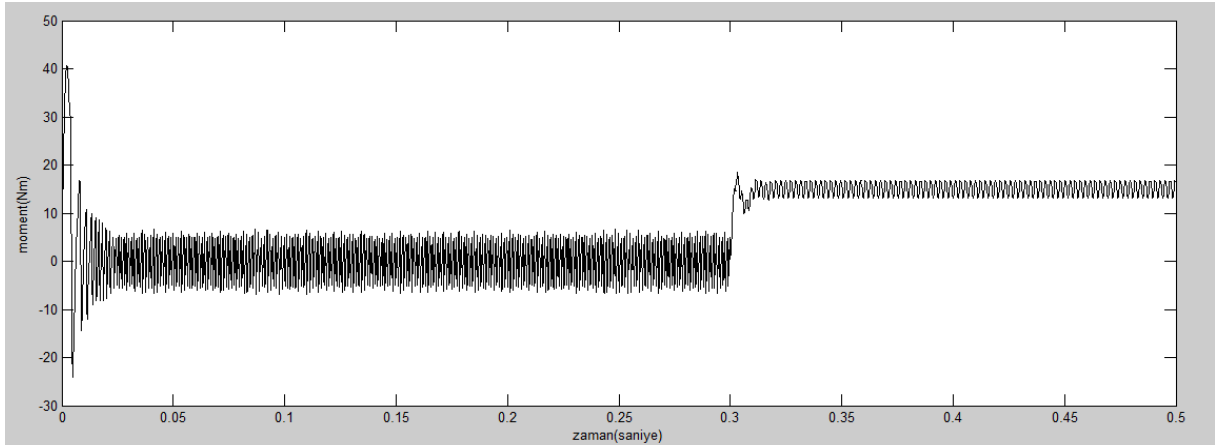
Şekil 6.15’de bulanık mantık ve PI denetleyicinin cevabı beraber verilmiştir. Şekilden de rahatlıkla anlaşılacağı gibi bulanık mantığın oturma zamanı, yükten sonra kendini toparlaması ve referans hıza yakınlığı çok daha üstündür. Bulanık mantık denetleyici ile tasarlanan sistemde hızdaki düşüş %3.2 civarında iken PI kontrolör ile tasarlanan sistemde bu düşüş %16.6 denkle gelmektedir. Bu da bize yapay zekanın neden otomasyonda kullanıldığını kanıtlamıştır.



Şekil 6.15 Bulanık mantık ile PI kontrolörün hız grafiğinin beraber gösterilmesi.

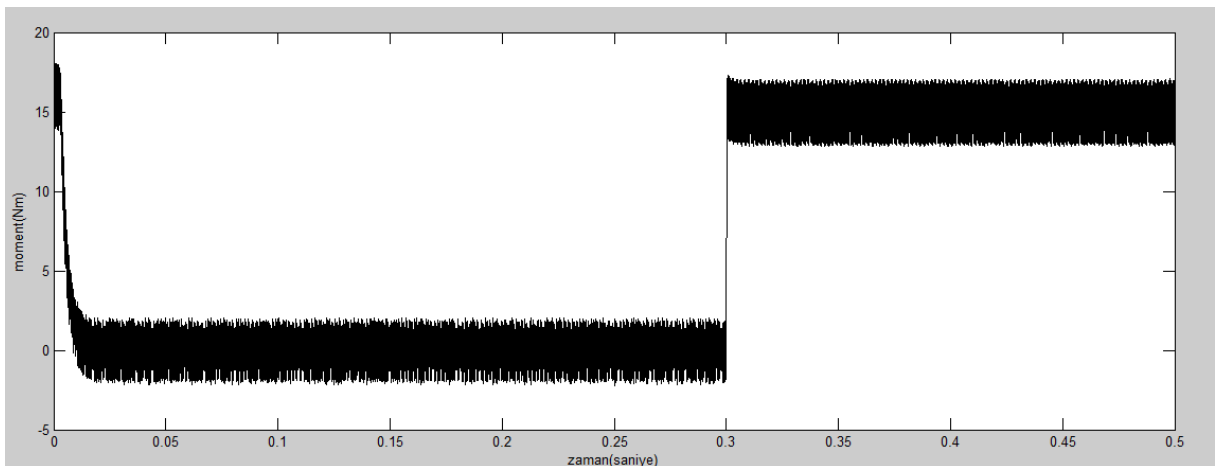
6.3.2.2 KMSM'nin Moment Kontrolünde edilen sonuçlar

Şekil 6.16'da KMSM'nin moment kontrolü PI denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi PI denetleyicide, yük sisteme verildiğinde kendini toplaması 0.01 saniye kadar sürmüştür.



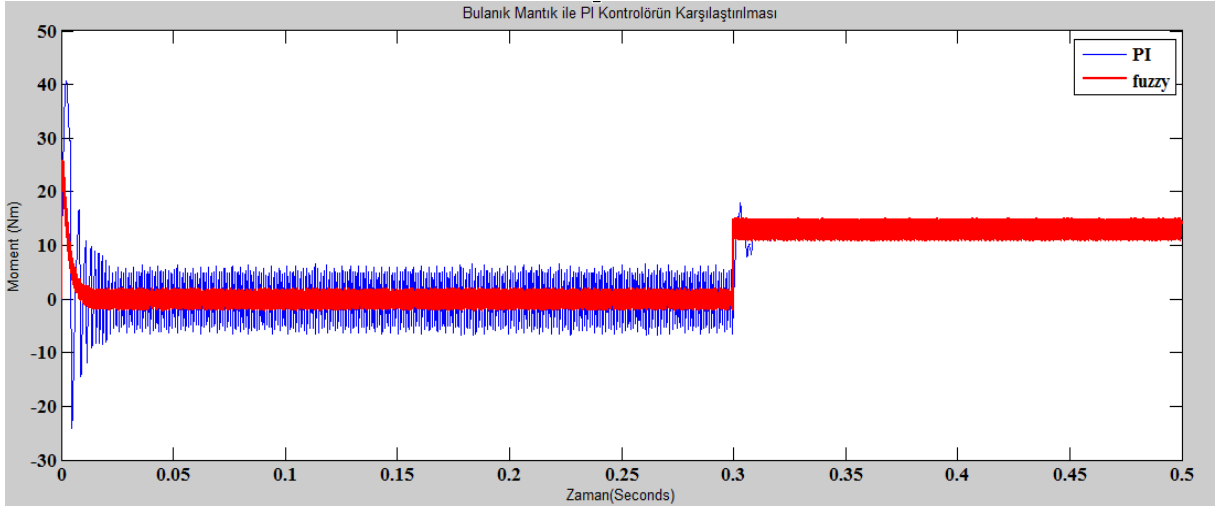
Şekil 6.16 PI kontrolör ile moment-zaman grafiği.

Şekil 6.17'de KMSM'nin moment kontrolü bulanık mantık denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi bulanık mantık denetleyici de yük sisteme verildiğinde kendini toplaması 0.0002 saniye kadar sürmüştür ve ayrıca kendini toparlama esnasında sisteme zarar verebilecek hiçbir aşım olmamıştır.



Şekil 6.17 Bulanık mantık denetleyici ile Moment-zaman grafiği.

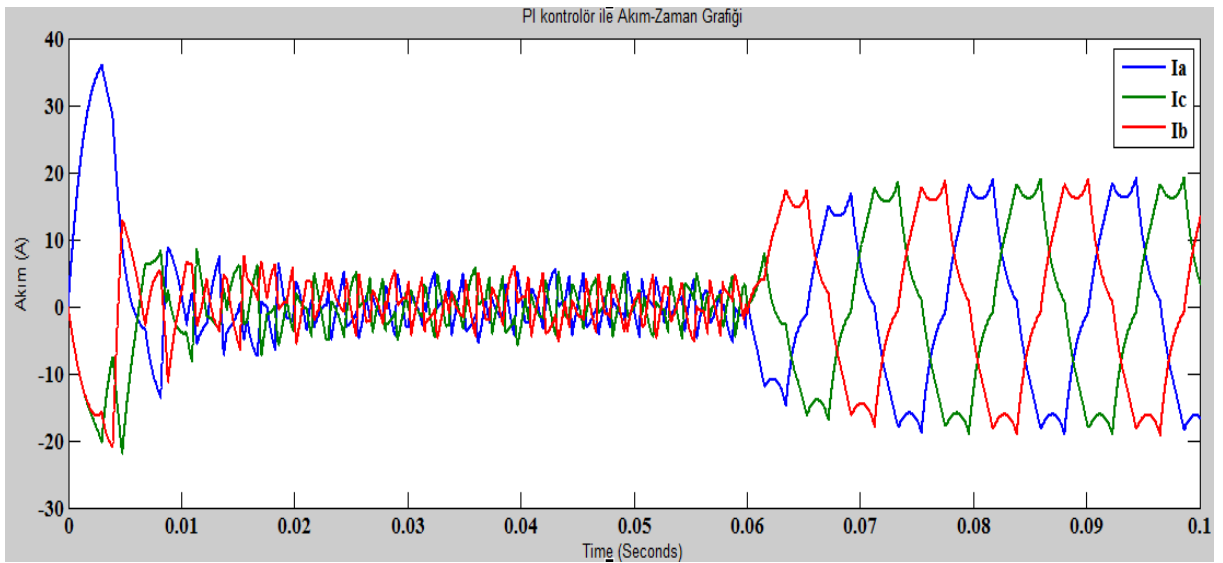
Şekil 6.18’de bulanık mantık ile PI denetleyicinin sistem çıkışı beraber verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi bulanık mantık ile oluşturulan sistemin oturma zamanı daha iyidir yani sistemdeki ani değişimlere verdiği cevabı hızlıdır. Ayrıca sisteme etki ederken sisteme zarar verecek ani artışları da yoktur.



Şekil 6.18 Bulanık mantık denetleyici ile PI kontrolörün moment grafiğinin birlikte gösterimi.

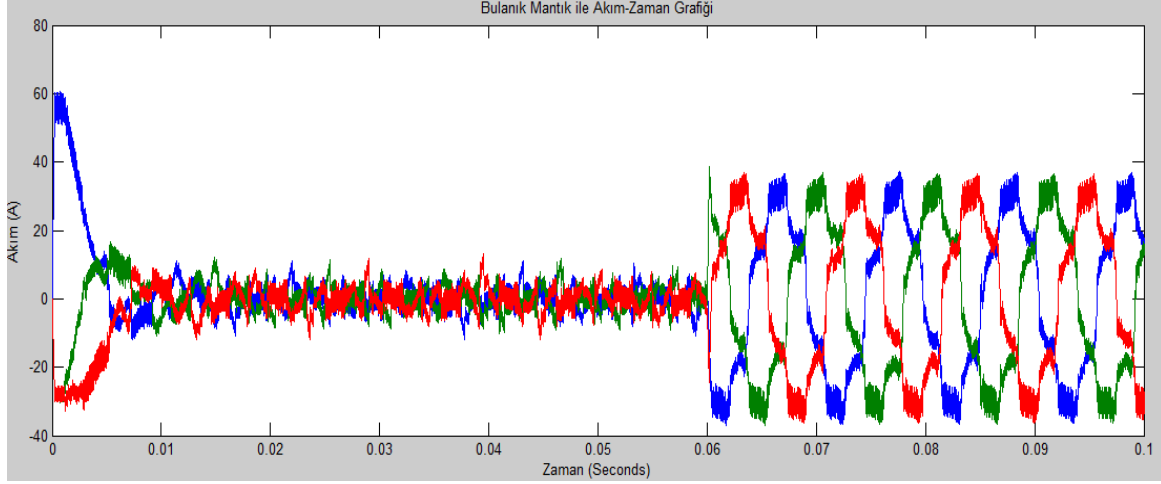
6.3.2.3 KMSM'nin Akım Kontrolünde edilen sonuçlar

Şekil 6.18’de KMSM’nin akım kontrolü PI denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi yüklü durumda oluşturulan akımlarda titrasyonlar daha azdır



Şekil 6.19 PI kontrolör ile akım-zaman grafiği.

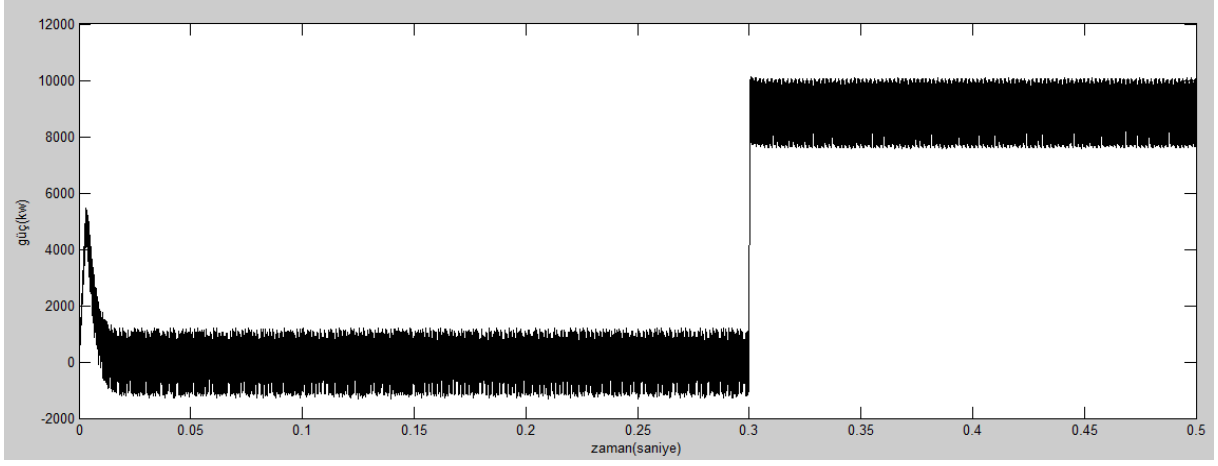
Şekil 6.20’de KMSM’nin akım kontrolü bulanık mantık denetleyici ile yapılmıştır. Şekilden de anlaşılacağı gibi bulanık mantık denetleyici de akımda titrasyonlar oluşmuştur. Bu titrasyonların sebebi çözünürlükten kaynaklanmaktadır. Ayrıca oluşan akım şekilleri incelendiğinde PI denetleyici ile oluşan sistemde akım grafiği daha düzgün görülmektedir. Bunun sebebi bulanık mantığın yapay zekaya sahip olması nedeniyle sisteme her an müdahale etmesinden kaynaklanmaktadır.



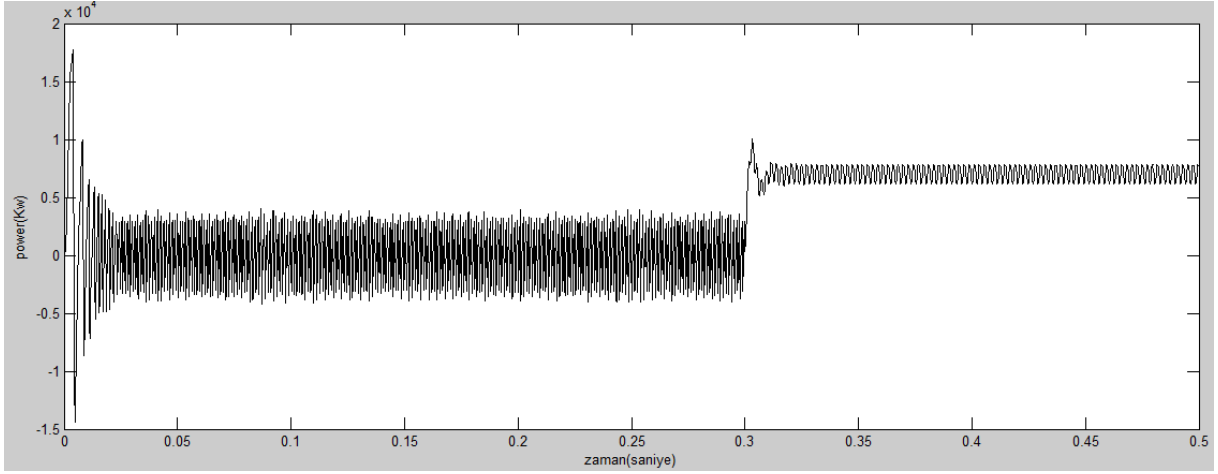
Şekil 6.20 Bulanık mantık denetleyici ile akım-zaman grafiği.

6.3.2.4 KMSM’nin Mekanik Güç değişimlerinde edilen sonuçlar

KMSM’nin mekanik gücünü bulurken $P=w*T$ eşitliğinden yararlanılır. Şekil 6.21 ve 6.22’de bulanık mantık ve PI denetleyici oluşan mekanik güç grafikleri elde edilmiştir. Mekanik güçler incelendiğinde band genişliği olarak bulanık mantığın daha iyi sonuç verdiği görülmüştür. Burada formülden dolayı (w ve T) gücü oluşturan iki parametre için de bulanık mantık daha iyi sonuç verdiği, güç içinde aynı sonuçlar ortaya çıkmıştır



Şekil 6.21 Bulanık mantık denetleyici ile mekanik güç-zaman grafiği.



Şekil 6.22 PI denetleyici ile mekanik güç-zaman grafiği.

BÖLÜM 7

TARTIŞMA VE SONUÇLAR

Son yıllarda elektrik makinaları ve tahrik sistemleri konularındaki hızlı gelişim süreci ve elektrik makinalarının endüstrinin her alanında yaygın olarak kullanılması, daha verimli ve ucuz denetim teknikleri geliştirebilmek amacıyla araştırmacıları çeşitli çalışmalara yöneltmektedir. Bu çalışmalar sonucunda geleneksel tasarımlara yeni özellikler kazandırılarak klasik senkron motorun rotoruna, sargıların görevini görecek olan sabit mıknatıslı malzemeler uygun formda yerleştirilmiş ve sabit mıknatıslı senkron motorlar geliştirilmiştir. KMSM'un güç yoğunluğunun fazla olması, yüksek moment elde edilebilmesi ve asenkron motorlara göre daha verimli olması da geleneksel motorlara göre avantaj olarak görülmektedir. KMSM'un tasarımının yanı sıra denetiminin de daha iyi olması için çeşitli yöntemler geliştirilmektedir.

Bu çalışmada öncelikle KMSM'nin analizi yapılmıştır. Analiz için motora ait denklemler elde edilmiştir. Daha sonra Park ve Clarke dönüşüm yöntemleri kullanılarak 3 faz sisteminde elde edilen bu eşitlikler (d-q) eksen takımına indirgenmiştir. Matlab programında, (d-q) eksenine göre elde edilen moment ve gerilim eşitlikleri kullanılarak KMSM'un matematiksel modeli elde edilmiştir.

Matematiksel modelin çıkarılmasından sonra alan yönlendirmeli kontrol ile PWM kontrol stratejisinin kullanılması uzay vektörler terimi ile d-q eksen teorisine göre daha kolay analiz edilmesini sağlamıştır. Kontrol yöntemlerinden PI ve bulanık mantık yöntemi kullanılarak bu iki yöntemden alınan sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada amaç, kalıcı mıknatıslı senkron motor'un hız kontrolünün önce PI denetleyiciyle, daha sonra da bulanık denetleyici ile gerçekleştirilerek, sonuçların simülasyon ortamında karşılaştırılmasıdır.

Tezin son kısmında KMSM'nin yüklü ve yüksüz durumlarına göre hem bulanık mantık hem de PI denetleyici ile yapılmış olan simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Yüksüz durumda iken bulanık mantık ile kontrolde hız için yerleşme zamanı PI denetleyiciye göre daha kısa

olmuştur. Ayrıca bulanık mantık denetleyicide yüksek aşım olmamıştır. Moment-zaman grafiği incelendiğinde bulanık mantık ile kontrolde değişim aralığı daha az olduğu görülmüştür. Yüklü durumda inceleme yapıldığından, yük sisteme verildiğinde anda bulanık mantık ile denetleyici de düşme çok az olmuş ve kısa zamanda sistem kendini toparlamıştır. Fakat PI denetleyici ile kontrolde yükün sisteme verildiği anda düşme çok fazla olmuştur ve sistemin kendini toparlaması biraz daha uzun sürmüştür. Simülasyon çalışma sonuçları değerlendirildiğinde, bulanık denetleyicinin PI denetleyiciye göre daha hızlı ve hassas hız kontrolü sağladığı görülmektedir. Diğer çalışmalarda oturma zamanı 0.01 saniye iken bu tezde elde edilen oturma zamanı 0.0015 saniyedir. Bulanık mantık ile edilen sonuçlar diğer çalışmalarla karşılaştırıldığında çok iyi sonuçlar vermiştir. Bunun sebebi oluşturulan kural tablosudur. Kural tablosu sayesinde oluşan sisteme müdahale daha hızlı olmuştur ve istenilen hıza ulaşmak çok daha çabuk olmuştur.

Tasarımda alan yönlendirmeli kontrol yöntemi, ileri teknoloji tasarımlar için en önemli basamaklardan biridir. Bundan dolayı bu sürücü tasarımının geliştirilmesi, yine bu yöntem temel alınarak geliştirilmelidir. Motorun daha hızlı bir şekilde kontrol edilebilmesi için daha yüksek frekans aralığında çalışabilen mikroişlemcilerin kullanılması performansı arttıracaktır. Ayrıca bu şekilde daha düzgün bir sinüzoidal akım üretilmiş olacaktır. Geri besleme elemanlarının kullanılması maliyeti çok yükseltmektedir. Bu amaçla yeni bir kontrol yöntemi olan sensörsüz kontrol ile motor kontrolünün gerçekleştirilmesi maliyetin düşmesine büyük katkı sağlayacaktır.

Otomasyon sistemleri yapılırken yapay zeka tarzı kontrol sistemlerinin tercih edilmesinin sebebi buradaki hız grafiklerinde de görüldüğü gibi üst aşım olmayışı ve istenilen hıza daha çabuk şekilde ulaşmasıdır. Üst aşım ve titreşimli bir hız pozisyon eğrisi üretim sistemlerinde kullanılamaz. Üretilecek cihaz, materyal hat üzerinde pozisyon dalgalanmasından dolayı zarar görebilir. Bunun gibi sebeplerden dolayı yapay zeka ile kontrol sistemleri tercih edilir.

KAYNAKLAR

- Andersson S** (2000) Optimization of a Servo Motor for an Industrial Robot Application, Lund University, Lund/Sweden
- Baba A F** (1995) İTÜ Triga Mark-II Reaktörünün Bulanık Kontrolü, doktora Tezi, Marmara Üniversitesi Fen Bilimler Enstitüsü, İstanbul, s.29-35.
- Bal G** (2004) *Özel Elektrik Makineleri*, Seçkin Yayıncılık, 197 s.
- Balazovic P** (2003) 3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control, Motorola DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.
- Bizot C, Brottes J, Lungeanu M, Poulsen B, Séra D and Sørensen M B** (2003) Sensorless Control For SMSM, Power Electronics And Drives, Institute Of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- Bose B** (1992) Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Coverters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 28(2): 403-413.
- Buzcu İ E** (2005) Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü Ve Pasif Filtre İle Harmoniklerin Azaltılması, Yıldız Teknik Üniversitesi F.B.E Yüksek Lisans Tezi, İstanbul 15-20 s.
- Chandana P, Blaabjerg F, Pedersen J and Thagersen P** (2003) Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 39(3):414
- C-M Ong** (1998) Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink: Prentice Hall, 110-150 p.
- Cui B, Zhou J and Ren Z** (2001) Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drives.
- Demirbaş Ş** (2001) Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 18 s.
- Duru T** (1997) Mıknatıslı Senkron Makinanın Manyetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 114 s.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Enrique L and Carrillo A** (2006) Modeling And Simulation Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, Master OF Science in Electrical Engineering University Of Puerto Rico Mayaguez Campus.
- Esteban J Fuentes, César A S and Juan I Y** (2012) Predictive Speed Control of a Two-Mass System Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor *IEEE Tran. Ind. Appl.*, 59 (7):
- Fakhreddine O Karray and Clarence De Silva** (2004) *Soft Computing and Intelligent Systems Design Theory, Tools and Appl.*, 560 s.
- Günel Ü** (1997) Bulanık Mantık, *Otomasyon Dergisi*, 55(56):50-55.
- Han Ho Choi and Jin-Woo Jung** (2013) Discrete-Time Fuzzy Speed Regulator Design for PM Synchronous Motor *IEEE Tran. Ind. Appl. Elec.*, 60(2):
- Hoang Le-Huy and Luis A Dessaint** (1989) An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation *IEEE Trans. Power Elec.*, 4(4):
- Jahns T M, G B Kliman and T W Neumann** (1986) Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Tran. Ind. Appl.*, IA (22):738-746.
- Jons, T M, Kliman G B and Neumann T W** (1986) Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 22(4): 738-747.
- Junggi Lee, Jinseok Hong, Kwanghee Nam, Romeo Ortega and Laurent Praly** (2010) “Sensorless Control of Surface-Mount Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on a Nonlinear Observer” *IEEE Trans. Power Elec.*, 25(2):
- Jang-Mok K and Seung-Ki S** (1997) Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation, *IEEE Tran. Ind. Appl.*, 33:43-48.
- Kurt Ü** (2006) Eksenel akıllı sürekli mıknatıslı senkron makinalar için yeni tasarım modeli geliştirme. Doktora Tezi, Ondokuzmayıs Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Samsun, 103 s.
- Modran L N** (2008) Digital simulation of induction and permanent magnet synchronous motor starting. Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2008. (OPTIM 2008) *11th International Conference On Publication Date: 22-24 May 2008*, pp. 139-146.
- Morimoto S, Tong Y, Takeda Y and Hirasaka T** (1994) Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Tran. Ind. Appl.*, 41:511-517.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Muni B P, Pillai S K and Saxena S N** (1996) Digital Simulation of Internal Power Factor Angle Controlled Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors, Power Electronics, *Drive and Energy. Sys. for Ind. Grow.*, 2: 900-906.
- Özçira S** (2007) Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 88 s.
- Özgenel M C** (2003) Kalıcı mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol tekniği ile denetimi Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 121 s.
- Parsa L** (2005) Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors, phd Thesis, Electric Engineering, Texas A&M University, 129 p.
- Pillay P and Krishnan R** (1988) Modeling of permanent magnet motor drives *IEEE Tran. Ind. Appl.*, 35:537-541.
- Pillay P and Krishnan R** (1989) Modeling, Simulation, And Analysis Of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive *IEEE Tran. Ind. Appl.*, 25(2):265-27.
- Rakib Islam, Iqbal Husain, Abbas Fardoun and Kevin McLaughlin** (2009) Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Designs With Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction *IEEE Tran. Ind. Appl.*, Vol. 45, No. 1, January/February 2009.
- Rashed M, Macconnell I, Stronach A and Acarnley P** (2005) Sensorless Indirect Rotor Field Orientation Speed Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Adaptive Rotor Flux Estimator Proceedings of the MoIAI 9.2 44th *IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005* Seville, Spain, December 12-15.
- Richter E, Miller T J E, Neuman T W and Hudson T L** (1985) The Ferrite Permanent Magnet AC Motor, A Technical and Economical Assesment, *IEEE Trans. Ind. Appl. Soc.*, No.4, IA-21, 644-650.
- Sakarya H** (2009) Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar için Alan Yönlendirmeli Sürücü Düzeneği Tasarımı ve Uygulaması Selçuk Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Konya, 94 s.
- Sebastian T, Slemon G and M Rahman** (1986) Modelling of permanent magnet synchronous motors, *Magnetics, IEEE Trans.*, 22:1069-1071.
- Sezgin A** (1993) Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Benzetimi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 148 s.
- Stulrajter M, Hrabovcov A V and Franko M** (2007) Permanent Magnets Synchronous Motor Control Theory, *IU-JEEE*, 58(2):79-84.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

Vas P (1998) Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 768 p.

Wijenayake A H and Schmidt P B (1997) Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account, *IEEE Interneational conferance*, 7803-3773:5.

Wijenayake A H and Schmidt P B (1997) Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account, *IEEE Interneational conferance*, 7803-3773:5.

Ying L and Ertugrul N (1998) The Dynamic Simulation of the Three-Phase Brushless Permanent Magnet AC Motor Drives with LabVIEW, The University of Adelaide, Department of Electrical and Electronic Engineering, Adelaide, Australia.

Yongchang Z and Jianguo Z (2011) Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency, *IEEE Trans. Power Elec.*, 26(1):211

Zadeh L A (1965) Fuzzy sets, *Information and Control* 8: 338-353.

Zadeh L A (1973) Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes. *IEEE Trans. Syst. , Man. and Cybern.* sayı SMC-3.

ÖZGEÇMİŞ

Rüstem YILMAZEL Ankara’da doğdu; ilk ve orta öğrenimini Ankara’da tamamladı. 2005 yılında girdiği Kırıkkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden 2009 yılında mezun oldu. 2012 yılında Bülent Ecevit Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisansa başladı. Halen BEÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda çalışmaktadır.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : B.E.Ü Elektrik-Elektronik Mühendisliği
İncivez – ZONGULDAK

Tel : 0372 257 40 10 – (2357)

E-posta : rustem.yilmazel@beun.edu.tr