

**BULANIK MANTIK UYGULAMASIYLA DC MOTORUN HIZ
KONTROLÜ**

Mohammad M.FARİS

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEMMUZ 2008
ANKARA**

Mohammad M. FARİS tarafından hazırlanan BULANIK MANTIK UYGULAMASIYLA DC MOTORUN HIZ KONTROLÜ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM

.....

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Osman GÜRDAL

.....

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM

.....

Elek-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Doç. Dr. İres İSKENDER

.....

Elek-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih: 07 / 07 / 2008

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Nermin ERTAN

.....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

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

Mohammad M. FARİS

**BULANIK MANTIK UYGULAMASIYLA DC MOTORUN
HIZ KONTROLÜ
(Yüksek Lisans Tezi)**

Mohammad M.FARİS

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2008**

ÖZET

DC motorun kolay kontrol edilebilme ve yüksek performans gibi üstünlüklere sahip olması nedeniyle, hız kontrolü geniş sınırlar içerisinde ayarlanabilmektedir. Bu niteliklerden dolayı DC motorlar endüstride hız ve hassas konumlandırma uygulamalarında kullanılmaktadırlar. Günümüzde hız kontrolünde, klasik kontrol teknikleri (PID) oldukça yaygın bir kullanım alanına sahiptir. Fakat bu teknik yöntemleri gelişmiş teknolojiye ayak uyduramamaktadır. Bunun da nedeni klasik teknikler sadece doğrusal olan sistemlerde kullanabilmektedir, ancak doğrusal olmayan sistemlerde kötü performans sergilemektedirler. Bu nedenle; doğrusal olmayan sistemlerin daha etkili bir şekilde kontrol edilebilmesi için gelişmiş ve modern tekniklere başvurulmuştur. Bu tekniklerden birisi de BULANIK MANTIK yöntemidir.

Bu tezde, DC motorunun hız kontrolü için etkili ve ucuz bulanık kontrolör tasarlanmıştır. İlk olarak; kontrol sistemi MATLAB/Simulink'te modellenmiştir. Sonra simülasyon sonuçlarının ışığında; kapalı çevrim kontrol sisteminin ve gerekli ünitelerinin tasarımına geçilmiştir.

Sistem; DC motor, DC besleme kaynağı, dönüştürücü ve üç fazlı AC kaynağından oluşmaktadır. Bu çalışmada PI ve BULANIK MANTIK yöntemleri ile çalıştırdıktan sonra, sonuçları karşılaştırılmıştır.

Doğrusal olmayan bulanık kontrolör parametreleri el ile ayarlanmaya çalışılmıştır ve bu değişikliklerin sistem üzerindeki etkileri incelenmiştir. Performansı belirlemek için PI ve Bulanık Mantık simülasyon sonuçları BULANIK MANTIK'ın, PI'ya göre üstünlük gösterdiği gözlemlenmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.033

Anahtar Kelimeler : DC motor hız kontrol, bulanık mantık

Sayfa Adedi : 143

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM

**DC MOTOR SPEED CONTROL BY
FUZZY LOGIC APPLICATION
(MSc. Thesis)**

Mohammad M. FARIS

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
July 2008**

ABSTRACT

Direct current motors are controlled easily and have very high performance. The speed of the motors could be adjusted within a wide range. Thus, DC motors are extensively used in industry for sensitive speed and position control applications. Traditionally, classic technical conventional proportional-integral-derivative (PID) controllers have been rather widespread use to your area an owner in speed control. However, can not fit a foot whose technical methods have developed technological. Can use this reason because she becomes at the systems which only technical classic linear becomes nonlinear exhibit bad performance at the systems. About this cause; in the nonlinear systems, the control has developed so that can be done at an effective shape your systems are modern has been applied technical.

In these thesis, low cost yet effective fuzzy controller was designed for speed control of a DC motor. Firstly; a fuzzy logic controller system was modelled in MATLAB/simulink environment. Then taking the results of the simulation into account; a closed loop system and necessary units were designed.

The system consists of a DC motor, DC power supply, converter and three phase AC power supply. After making this system work with two technical methods PI and FUZZY LOGIC, we compared result so as to reach our main

target. Nonlinear fuzzy logic parameters were tried to adjusted manually and effects on system of these changes were examined. So as to determine performance, experiments were made. When we look at result of simulation and comparisons it can be seen clearly that FUZZY LOGIC is superior than PI controller.

Science Code : 905.1.033

Key Words : DC motor speed control, fuzzy logic

Page Number : 143

Adviser : Asst. Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Bu çalışmada bana yardımcı olan herkese, başta sayın danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM'a katkılarından ve sonsuz fikri ve manevi desteklerinden dolayı ve hiçbir zaman desteklerini ve sevgilerini esirgemeyen aileme ve bana yardımcı olan başta Uzman. Rakan ANTAR olmak üzere tüm arkadaşlarıma sonsuz şükranlarımı sunmayı borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
ŞEKİL DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xix
1. GİRİŞ.....	1
2. DC MOTOR.....	8
2.1. Dairesel Hareketler.....	8
2.2. Manyetik Alan.....	14
2.2.1. Manyetik alanın üretilmesi.....	14
2.3. Manyetik Devreler	17
2.4. Doğru Akım Makinalarının Yapısı.....	21
2.4.1. DC makinalarının ana bölümleri.....	23
2.4.2. DC motorlarının elektrik devre modelleri ve karakteristikleri.....	30
2.5. DC Seri Motorlar	35
2.5.1. Endüvi güç-akım (P_a - I_a) karakteristiği.....	36

Sayfa

2.5.2. Moment-hız karakteristiği.....	39
2.5.3. Yolalma (Başlama).....	41
2.5.4. Güç kayıpları ve verim.....	41
2.6. DC Şönt Motorlar.....	44
2.6.1. Endüvi güç- akım karakteristiği.....	45
2.6.2. Moment- hız karakteristiği	47
2.6.3. Güç kayıpları ve verim.....	49
2.7. Kompunt Motorlar	51
2.7.1. Moment -hız karakteristiği	55
3. DC MOTORUN HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ VE SÜRÜCÜLERİ	57
3.1. DC Motorun Hız Kontrol Yöntemleri.....	57
3.1.1. Seri motorların hız kontrolü.....	57
3.1.2. Şönt motorların hız kontrolü.....	59
3.1.3. Ayarlanabilir-hızlı DC motor sürücüleri.....	62
3.1.4. DC motorları için AC-DC sürücüleri	67
3.1.5. DC-DC sürücüler.....	74
4. BULANIK MANTIK.....	91
4.1. GİRİŞ.....	91
4.2. Belirsizlik Kavramı.....	91

Sayfa

4.3. Bulanık Mantık ve Küme Teorisi.....	92
4.4. Bulanık Kümeler	93
4.5. Üyelik fonksiyonu.....	94
4.6. Üyelik Fonksiyonu Tipleri.....	96
4.7. Bulanık Küme işlemleri.....	97
4.8. Bulanık Kontrol Sistemleri.....	100
4.8.1. Bulanık Kontrol Sistemlerin Genel yapısı.....	101
4.9. Bulanık Mantığın Genel Özellikleri.....	113
4.10. Bulanık Mantığın Üstünlükleri.....	114
4.11. Bulanık Mantığın Sakıncaları.....	114
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	115
KAYNAKLAR.....	140
ÖZGEÇMİŞ.....	142

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Kural tabanı tablosu.....	109
Çizelge 5.1. Kapalı çevrim sisteminde kontrolörlerin etkisi.....	118
Çizelge 5.2. Ziegler ve Nichols transfer fonksiyonu.....	120

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Bir silindire uygulanan kuvvetin etkisi	11
Şekil 2.2. Bir nesne üzerindeki moment etkisini veren ifadenin çıkarılması.....	11
Şekil 2.3. Manyetik akının üretilmesi.....	15
Şekil 2.4. Elektrik ve manyetik devrelerin karşılaştırılması.....	18
Şekil 2.5. Bir manyetik devrede mmk kaynağı polaritesinin belirlenmesi.....	19
Şekil 2.6. Hava aralığındaki manyetik akının saçak etkisi.....	21
Şekil 2.7. Akım yönünün ve iletken şeklinin manyetik alanın yönüne etkisi.....	22
Şekil 2.8. Dairesel hareket şekli.....	23
Şekil 2.9. 4-Kutuplu bir DC motorunun kesiti.....	24
Şekil 2.10. 2-Kutuplu motorun kısımları ve elemanları.....	24
Şekil 2.11. Kutup nuvesi.....	25
Şekil 2.12. Sargılı bir kutup.....	25
Şekil 2.13. Çok kutuplu motorun manyetik polaritesi.....	26
Şekil 2.14. DC motorlar için boş ve sarılmış endüvi şekilleri.....	27
Şekil 2.15. Endüvi sac kalıbı, sargıları ve oyuğa yerleştirilmiş şekilleri.....	28
Şekil 2.16. Endüvi sarım tipleri.....	28
Şekil 2.17. DC motorun kollektörü, 2 ve 4 kutup için fırçalar.....	29
Şekil 2.18. Korbon fırça ve kollektör.....	30
Şekil 2.19. Çelik fırçalar 10W'dan küçük motorlarda kullanılır.....	30
Şekil 2.20. DC motorun endüvi devir modeli.....	33
Şekil 2.21. Uyartım devresi modeli.....	34
Şekil 2.22. DC seri motor devresi modeli.....	36

Şekil	Sayfa
Şekil 2.23. DC seri motor endüvisinde üretilen gücün endüvi akımı ile değişimi.....	38
Şekil 2.24. DC seri motorun endüvi akımı ile çıkış ve endüvi gücünün değişimleri.....	38
Şekil 2.25. DC seri motor endüvi momenti-akımı ilişkisi.....	39
Şekil 2.26. DC seri motorun endüvi akımı ile devir sayısının değişimi.....	40
Şekil 2.27. Seri motorun moment-hız eğrisi.....	41
Şekil 2.28. DC şönt motor devresi.....	44
Şekil 2.29. Bir DC şönt motorda endüvi gücü-akımı ilişkisi.....	47
Şekil 2.30. Bir DC şönt motorda endüvi momentinin endüvi akımı ile değişimi.....	48
Şekil 2.31. DC şönt motor devir sayısının endüvi akımı (veya momenti) ile değişimi.....	49
Şekil 2.32. Uzun şönt kompunt DC motor devresi.....	52
Şekil2.33. Değişik bağlantılı DC motorlar için üretilen moment-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması.....	54
Şekil 2.34. Değişik bağlantılı DC motorlar için hız-endüvi akımı karakteristiklerinin karşılaştırılması.....	55
Şekil 3.1. Seri direnç ile seri motorun hız kontrolü.....	58
Şekil 3.2. Ayarlı direncin moment-hız eğrisine etkisi.....	59
Şekil 3.3. Alan direnci ile DC şönt motor hız kontrolü.....	60
Şekil 3.4. DC şönt motor hızının alan direnci ile ayarı.....	60
Şekil 3.5. Alan ve seri endüvi dirençleri ayarı ile hız kontrolü.....	61
Şekil 3.6. Şönt ve seri endüvi dirençlerinin kontrolü.....	61
Şekil 3.7. Yabancı uyarımlı DC motorlar için ayarlanabilir hız sürücüleri.....	63
Şekil 3.8. Yabancı uyarımlı bir DC motorunda hız kontrol bölgeleri endüvi akımı ve emk.....	66

Şekil	Sayfa
Şekil 3.9. Bir-fazlı tam dalga doğrultucu kullanılarak DC motor endüvi geriliminin kontrolü.....	70
Şekil 3.10. Üç-Fazlı tam dalga kontrollü doğrultucu.....	71
Şekil 3.11. Temel bir kıyıcı devresi.....	74
Şekil 3.12. Kıyıcı giriş çıkış akım ve gerilim devresi.....	75
Şekil 3.13. Bir-bölgeli çalışan kıyıcı ile endüvi gerilimi kontrolü.....	77
Şekil 3.14. Temel kıyıcı devresinin sürekli-akım modu çalışmasındaki dalga şekilleri.....	80
Şekil 3.15. Temel kıyıcı devresinin süreksiz-akım modu çalışmasındaki dalga şekilleri.....	82
Şekil 3.16. İki-bölgeli kıyıcı temel devresi.....	85
Şekil 3.17. İki-bölgeli kıyıcının dalga şekli.....	85
Şekil 3.18. İki-bölgeli kıyıcıda çıkış akımının dalga şekli ve devredeki akımların yönleri.....	87
Şekil 3.19. İki-bölgeli kıyıcının I_o negatif için dalga şekli.....	88
Şekil 3.20. İki-bölgeli kıyıcıda çıkış akımının dalga şekli ve akımların yönleri.	88
Şekil 3.21. Dört bölgeli kıyıcı devresi.....	89
Şekil 3.22. Dört-bölgeli kıyıcı.....	90
Şekil 4.1. (a) Klasik küme (b) Bulanık küme üyelik derecesi işlevleri.....	93
Şekil 4.2. Üyelik fonksiyonu.....	95
Şekil 4.3. Üçgen, trapez ve Gauss üyelik fonksiyonları.....	96
Şekil 4.4. (a) $(A \cup B)$ klasik kümelerde birleşme, (b) $(\underline{A} \cup \underline{B})$ bulanık kümelerde birleşme.....	98

Şekil	Sayfa
Şekil 4.5. (a) $(A \cap B)$ klasik kümelerde kesişme, (b) $(\underline{A} \cap \underline{B})$ bulanık kümelerde kesişme.....	98
Şekil 4.6. (a) Klasik kümelerde tümlleme, (b) Bulanık kümelerde tümlleme.....	99
Şekil 4.7. (a) Bağıdaşmayan klasik kümeler, (b) Bağıdaşmayan bulanık kümeler.....	99
Şekil 4.8. Bulanık kontrol sisteminin genel yapısı.....	102
Şekil 4.9. Hız değışiminin bulanık ifadesi.....	103
Şekil 4.10. basit bulanık kontrolörün sistemi.....	107
Şekil 4.11. Kontrol sistemi cevabı.....	108
Şekil 4.12. Mamdani bulanık modeli.....	110
Şekil 4.13. Sugeno bulanık modeli.....	111
Şekil 4.14. Ağırlık merkezi metodu.....	113
Şekil 5.1. Birim geri besleme sistemi.....	117
Şekil 5.2. Ziegler ve Nichols kapalı çevrim diagramı.....	120
Şekil 5.3. Bulanık mantık kontrolörünün 1500 rpm’de çalışma gösterisi.....	122
Şekil 5.4. PI kontrolörünün 1500 rpm’de çalışma gösterisi.....	122
Şekil 5.5. Bulanık mantık kontrolörünün 1500 rpm’deki hız eğirisi.....	123
Şekil 5.6. PI kontrolörünün 1500 rpm’deki hız eğirisi.....	123
Şekil 5.7. Bulanık mantık kontrolörünün 1400 rpm’de çalışma gösterisi.....	124
Şekil 5.8. PI kontrolörünün 1400 rpm’de çalışma gösterisi.....	124

Şekil	Sayfa
Şekil 5.9. Bulanık mantık kontrolörünün 1400 rpm’deki hız eğirisi.....	125
Şekil 5.10. PI kontrolörünün 1400 rpm’deki hız eğirisi.....	125
Şekil 5.11. Bulanık mantık kontrolörünün 1200 rpm’de çalışma gösterisi.....	126
Şekil 5.12. PI kontrolörünün 1200 rpm’de çalışma gösterisi.....	126
Şekil 5.13. Bulanık mantık kontrolörünün 1200 rpm’deki hız eğirisi.....	127
Şekil 5.14. PI kontrolörünün 1200 rpm’deki hız eğirisi.....	127
Şekil 5.15. Bulanık mantık kontrolörünün 1000 rpm’de çalışma gösterisi.....	128
Şekil 5.16. PI kontrolörünün 1000 rpm’de çalışma gösterisi.....	128
Şekil 5.17. Bulanık mantık kontrolörünün 1000 rpm’deki hız eğirisi.....	129
Şekil 5.18. PI kontrolörünün 1000 rpm’deki hız eğirisi.....	129
Şekil 5.19. Bulanık mantık kontrolörünün 900 rpm’de çalışma gösterisi.....	130
Şekil 5.20. PI kontrolörünün 900 rpm’de çalışma gösterisi.....	130
Şekil 5.21. Bulanık mantık kontrolörünün 900 rpm’deki hız eğirisi.....	131
Şekil 5.22. PI kontrolörünün 900 rpm’deki hız eğirisi.....	131
Şekil 5.23. Bulanık mantık kontrolörünün 750 rpm’de çalışma gösterisi.....	132
Şekil 5.24. PI kontrolörünün 750 rpm’de çalışma gösterisi.....	132
Şekil 5.25. Bulanık mantık kontrolörünün 750 rpm’deki hız eğirisi.....	133
Şekil 5.26. PI kontrolörünün 750 rpm’deki hız eğirisi.....	133
Şekil 5.27. Bulanık mantık kontrolörünün 500 rpm’de çalışma gösterisi.....	134

Şekil	Sayfa
Şekil 5.28. PI kontrolörünün 500 rpm’de çalışma gösterisi.....	134
Şekil 5.29. Bulanık mantık kontrolörünün 500 rpm’deki hız eğrisi.....	135
Şekil 5.30. PI kontrolörünün 500 rpm’deki hız eğrisi.....	135
Şekil 5.31. Giriş gerilin ve akım şekli.....	136
Şekil 5.32. Armator gerilim şekli.....	136
Şekil 5.33. Armatörün akım şekli.....	137
Şekil 5.34. Bulanık mantık kontrolörünün değişik hız değerleri.....	138
Şekil 5.35. PI kontrolörünün değişik hız değerleri.....	139

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
ω	Açısal hız
α	Açısal hızlanma
$\emptyset$	Kutup akısı
μ	Malzemenin manyetik geçirgenliği
μ_x	Üyelik fonsiyonu
θ	Pozisyon (konum)
λ	Sargı akısı
τ	Zaman sabiti
μ_0	Boşluğun manyetik geçirgenliği
μ_r	Bağıl geçirgenlik
a	Alt indis, endüvi ile ilgili büyüklükleri temsil eder
a	Doğrusal hızlanma
A	Kesit alanı
B	Manyetik akı yoğunluğu
B	Sürtünme kat sayısı
c	Alt indis, nüve ile ilgili büyüklükleri temsil eder
D	Diyot
e	Alt indis, Eddy akım ile büyüklükleri temsil eder
e	Endüklenen gerilim
e	Hata sinyali
E_g	Endüklenen gerilim
E_c	Zıt emk
f	Frekans
f	Alt indis, uyartım ile ilgili büyüklükleri temsil eder
F	Manyetomotor kuvvet
F	Kuvvet
g	Alt indis, hava aralığı ile ilgili büyüklükleri temsil eder
H	Manyetik alan şiddeti
I, i	Akım
i_G	Geyt akımı
J	Atalet momenti
K	Sabit (akt sayısı)
K	Kontrolör kazancı
K_i	İntegral kazancı
K_p	Oransal kazancı
L	Alt indis, yük ile ilgili büyüklükleri temsil eder
L_a	Armatör endüktansı
l	Uzunluk

Simgeler**Açıklama**

m	Alt indis, mekanik ile ilgili büyüklükleri temsil eder
m	Alt indis, mıknatıs ile ilgili büyüklükleri temsil eder
m	Kütle
n	Devir sayısı
N	Güney kutup
N	Sarım sayısı
P	güç
P	Kutup sayısı
P_i	Giriş gücü
P_o	Çıkış gücü
R	Direnç
R_a	Armatör direnci
$\Re$	Relüktans
r	Referans (istenilen çıkış)
S	Anahtar (tiristör)
S	Kuzey kutbu
sh	Alt indis, şönt uyartım devresi ile ilgili büyüklükleri temsil eder
t	Zaman
t_{on}	İletim süresi
t_{off}	Kesim süresi
T	Moment
T	Periyot
T_i	İntegral zamanı
T_{tot}	Toplam zaman
T_{mech}	Mekanik zaman sabiti
u	Kontrolör çıkışı
V	Hacim
v	Doğrusal hız
V, v	Gerilim
η	Verim
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
V_T	DC makinalarının uç gerilimi
W	İş
y	Gerçek sistemin çıkışı
Z	Toplam iletken sayısı

Kısaltmalar**Açıklama**

DA	Doğru akım
CoM	Maksimumların merkezi metodu
MoM	Maksimumların ortalama metodu
CoA	Ağırlık merkezi metodu

1.GİRİŞ

Bu yüz yılda matematik ve bilimde görülen değişikler arasında belirsizlik kavramıyla ilgili olanı belki de en dikkat çekici olanıdır. Belirsizliği istenilmeyen bir durum olarak gören ve mümkün bütün durumlarda kaçınılması gerektiğinde ısrar eden geleneksel anlayıştan, belirsizliği tolere eden ve bilimde bundan kaçınılmasının mümkün olmadığını iddia eden alternatif bakış açısına doğru dereceli bir geçiş ortaya çıkmıştır. Geleneksel yaklaşıma göre, bilim bütün ortaya koyduğu açıklamalarda kesinlik için uğraşmalıydı ve bundan dolayı da belirsizlik bilimsel olmayan bir şey olarak kabul görmeliydi. Alternatif bakış açısına göre ise, alanı açan ve üzerinde çalışması gereken önemli bir durumdur [8].

Bir model kurarken, her zaman beklenen faydanın en yüksek yapılması amaçlanır. Bu amaç, tüm sistem modellerinde üç temel nitelikte yakından ilişkilidir; karmaşıklık, güvenilirlik ve belirsizlik. Bu nitelikler ve istenilen amaç arasındaki ilişki henüz tam anlamıyla anlaşılabilmiş değildir. Biz sadece faydanın en yüksek olabilmesi için belirsizliğin bu nitelikler arasında en önemli yeri tuttuğunu bilmekteyiz. Fakat yalnız başına değerlendirildiğinde genellikle istenilmeyen bir durum olan belirsizlik, diğer niteliklerle ilişkisinin getireceği sonuçlar itibariyle önemli bir değer taşır. Belirsizliğin fazlalaşmasına izin vermek, karmaşıklığın azalmasına sebep olurken güvenilirliğin azalmasına yol açar. Sistem modellenmesinde, her bir modelleme problemi için optimum seviyede belirsizliğe izin veren metotlar geliştirmek izlenilecek en iyi yoldur [13].

Araştırmacılar tarafından yapılan incelemeler sonucu belirsizliğin bu önemli rolünün anlaşılması, geleneksel anlayıştan belirsizliği temel alan modern anlayışa geçişi sağlayan dönüşümü başlatmıştır. Bu dönemde, ihtimal teorisinde farklı olarak belirsizlikle ilgili bir çok teorelin ortaya çıktığı görüldü. Bu teorilerle aynı zamanda birden çok belirsizlik türünün olduğu ve ihtimaller teorisinin bu belirsizlik türlerinden sadece biriyle ilgilendiği ortaya çıktı. 1930'larda ünlü Amerikan filozofu Max Black tarafından belirsizliği açıklayıcı öncü kavramlar geliştirilmiş olsa bile, bulanık mantık (Fuzzy Logic) kavramı ilk kez 1965 yılında California Berkeley

Üniversitesi'nden Azerş asıllı Prof. Lotfi A.Zadeh'in bu konu üzerinde ilk makalelerini yayınlamasıyla duyuldu [8]. Asker Zade'nin bu makalesi sadece ihtimaller teorisine karşı duruşunu değil, aynı zamanda ihtimaller temelini oluşturan Aristo TALİS'in mantığına karşı bir meydan okumaydı. Aristo mantığının siyah-beyaz ikilemine karşılık, Lütü Zadeh girişin çeşitli derecelerinin varlığını, bilimsel olarak ifade etmesi (Bulanık Mantık) teorisini ortaya çıkarmıştır. O tarihten sonra önemi gittikçe artarak günümüze kadar gelen Bulanık Mantık, belirsizliklerin anlatımı ve belirsizliklerle çalışılabilmesi için kurulmuş katı bir matematik düzen olarak tanımlanabilir. Bilindiğı gibi istatistikte ve olasılık kuramında, belirsizliklerle değil, kesinliklerle çalışılır. Ancak insanın yaşadığı ortam daha çok belirsizliklerle doludur. Bu nedenle insanoğlunun sonuç çıkarabilme yeteneğini anlayabilmek için belirsizliklerle çalışmak gereklidir.

Bulanık mantık ile klasik mantık arasındaki temel fark bilinen anlamda matematiğın sadece aşırı uç değerlerine izin vermesidir. Klasik matematiksel yöntemlerle karmaşık sistemleri modellemek ve kontrol etmek işte bu yüzden zordur, çünkü veriler tam olmalıdır. Bulanık mantık kişiyi bu zorunluluktan kurtarır ve daha niteliksel bir tanımlama olanağı sağlar. Bir kişi için 38,5 yaşında demektense sadece orta yaşlı demek birçok uygulama için yeterli bir veridir. Böylece azımsanamayacak ölçüde bir bilgi indirgenmesi söz konusu olacak ve matematiksel bir tanımlama yerine daha kolay anlaşılabilen niteliksel bir tanımlama yapılabilecektir.

Bulanık mantıkta bulanık kümeleri kadar önemli bir diğer kavramda dilbilimsel (linguistik) değişken kavramıdır. Dilbilimsel değişkenler, sıcak veya soğuk gibi kelimeler ve ifadelerle tanımlanabilen değişkenlerdir. Bir dilbilimsel değişkenin değerleri bulanık kümeleri ile ifade edilir. Örneğın oda sıcaklığı dilbilimsel değişken için sıcak, soğuk ve çok sıcak ifadelerini alabilir. Bu üç ifadenin her biri ayrı ayrı bulanık kümeleri ile modellenir.

Bulanık mantığın uygulama alanları çok geniştir. Sağladığı en büyük fayda ise insana özgü tecrübe ile öğrenme olayının kolayca modellenebilmesi ve belirsiz kavramların

bile matematiksel olarak ifade edilebilmesine olanak tanınmasıdır. Bu nedenle lineer olmayan sistemlere yaklaşım yapabilmek için özellikle uygundur.

Bulanık mantık konusunda yapılan araştırmalar Japonya’da oldukça fazladır. Özellikle fuzzy process controller olarak isimlendirilen özel amaçlı bulanık mantık mikroişlemci çipinin üretilmesine çalışılmaktadır. Bu teknoloji fotoğraf makineleri, çamaşır makineleri, klimalar ve otomatik iletim hatları gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. Bundan başka uzay araştırmaları ve havacılık endüstrisinde de kullanılmaktadır. Havacılık uzay sanayi (TAI)’de araştırma gelişme kısmında bulanık mantık konusunda çalışmalar yapılmaktadır. Yine bir başka uygulama olarak otomatik civatalamaların değerlendirilmesinde bulanık mantık kullanılmaktadır. Bulanık mantık yardımıyla civatalama kalitesi belirlenmekte, civatalama tekniği alanında bilgili olmayan kişiler açısından konu şeffaf hale getirilmektedir. Burada bir uzmanın değerlendirme sınırlarına erişilmekte ve hatta geçilmektedir.

Günümüzde bulanık mantık ile kontrol edilen bir çok uygulama daha mevcuttur. Bu uygulamalara örnek verilecek olursa; Hidroelektrik güç üniteleri için kullanılan baraj kapılarının otomatik kontrolü, klima sistemlerinde istenmeyen ısı iniş çıkışlarının önlenmesi, araba motorlarının etkili ve kararlı kontrolü, depremlerin önceden bilinmesi için tahmin sistemi, ilaç teknolojileri: kanser teşhisi, cep bilgisayarlarında el yazısı algılama teknolojisi, çelik sanayinde makine hızı ve ısısının kontrolü, raylı metro sistemlerinde sürüş rahatlığı, duruş mesafesinin kesinliği ve ekonomikliğin geliştirilmesi gibi daha bir çok uygulamada Bulanık Mantık teorisi kullanılmaktadır.

Bizim için önemli olan uygulama alanlarından birisi DC (Doğru akım) motorların hız kontrolüdür. Kolay kontrol edilebilme ve yüksek performans gibi üstünlüklere sahip olan doğru akım motorlarının hızları geniş sınırlar arasında ayarlanabilmektedir. Bu niteliklerden dolayı DC motorları endüstride hızlı taşımacılık, elektrik trenleri, taşıtları ve vinçler gibi proseslerde, ayarlanabilir hız ve hassas konumlandırma uygulamalarında kullanılır [8]. Son yıllarda teknolojinin gelişmesiyle birlikte DC motorlar ve aletler uygulamalarında istenen, düşük güçlü ve düşük maliyet, ayarlanabilir hız kontrolü gerektiren yerlerde yaygın bir kullanım alanı bulmuştur

[28]. DC motorların hızları birkaç metotla kontrol edilebilmektedir. Günümüzde özellikle klasik kontrol ve bir uygulaması olan PID (Proportional Integral Derivative) kontrol, oldukça yaygın bir kullanım alanına sahiptir. Fakat doğrusal olan bu kontrol tekniği, doğrusal olmayan sistemlerinde kötü performans sergilediklerinden dolayı, yeni arayışlar içerisine girilmiştir [26,27]. Yapay Zekâ (Artificial Intelligence) tekniklerinin ortaya çıkması ile insan düşüncesinin mantıksal ve sezgisel ya da objektif taraflarını kullanan metotlar bu arayışların sonucudur. Bu tekniklerden biri olan Bulanık Mantık birçok alanda kullanıldığı gibi nonlinear sistemlerin etkili bir şekilde kontrolüne de olanak sağlamaktadır [28].

Endüstride bir kontrol sisteminde beklenen; güvenilirlik, kararlık, basitlik, anlaşılabilirlik, değiştirilebilirlik, iyi bir performans ve ucuz olmasıdır. Bu koşulların gerçekleşebilmesi için, öncelikle kontrol edilen sistemin matematik modeline gerek duyulmaktadır. Bazı sistemlerin matematiksel modelini bulmak mümkün olmayabilir. Sistemin değişkenleri de kesin olarak bilinmeyebilir. Bunun gibi durumlarda uzman kişi bilgi ve deneyimlerinden faydalananarak yola çıkar. Uzman kişi günlük hayatta kullanılan çok, çok az, pek çok ve biraz çok gibi dilbilimsel niteleyiciler doğrultusunda bir denetim gerçekleştirir. Uzman kişi bağımlılığından kurtulmak ve uzman kişilerin arasındaki denetim farkını ortadan kaldırmak için Bulanık Mantık kullanılmaktadır. Bulanık Mantık yaklaşımı makinelerle insanların özel verilerini işleyebilme ve onların deneyimlerinden ve önsezilerinden yararlanabilme yeteneği verir [8,13].

Bulanık kuramının merkez kavramı bulanık kümeleridir. Küme kavramı kulağa biraz matematiksel gelebilir ama anlaşılması kolaydır. Örneğin, orta yaş kavramını inceleyerek olursak, bu kavramın sınırlarının kişiden kişiye değişiklik gösterdiğini görürüz. Kesin sınırlar söz konusu olmadığı için kavramı matematiksel olarak da kolayca formüle edemeyiz. Ama genel olarak 35 ile 55 yaşları orta yaşlılık sınırları olarak düşünülebilir. Bu kavramı grafik olarak ifade etmek istediğimizde karşımıza bir eğri çıkacaktır. Bu eğriye, aitlik eğrisi adı verilir ve kavram içinde hangi değerin hangi ağırlıkta olduğunu gösterir.

Bir bulanık kümesi kendi aitlik fonksiyonu ile açık olarak temsil edilebilir. Dördüncü bölümde göreceğimiz gibi aitlik fonksiyonu 0 ile 1 arasındaki her değeri alabilir. Böyle bir aitlik fonksiyonu ile kesinlikle ait veya kesinlikle ait değil arasında istenilen incelikte ayarlama yapmak mümkündür.

Bulanık mantık, adından anlaşılabilceği gibi mantık kurallarının esnek ve bulanık bir şekilde uygulanmasıdır. Klasik (Boolean) mantıkta, bilindiği gibi, "doğru" ve "yanlış" ya da "1" ve "0"lar vardır, oysa bulanık mantıkta, ikisinin arasında bir yerde olan önermeler ve ifadelere izin verilebilir ki, gerçek hayata baktığımızda hemen hemen hiçbir şey kesinlikle doğru veya kesinlikle yanlış değildir. Gerçek hayatta önermeler genelde kısmen doğru veya belli bir olasılıkla doğru şeklinde değerlendirilir. Bulanık mantığa da zaten klasik mantığın gerçek dünya problemleri için yeterli olmadığı durumlar dolayısıyla ihtiyaç duyulmuştur.

Bulanık mantığın sistemi şu şekildedir. Bir ifade tamamen yanlış ise klasik mantıkta olduğu gibi 0 değerindedir, yok eğer tamamen doğru ise 1 değerindedir. Ancak bulanık mantık uygulamalarının çoğu bir ifadenin 0 veya 1 değerini almasına izin vermezler veya sadece çok özel durumlarda izin verirler. Bunların dışında tüm ifadeler 0 dan büyük 1 den küçük reel değerler alırlar. Yani değeri 0.32 olan bir ifadenin anlamı %32 doğru %68 yanlış demektir.

Bulanık mantığın da klasik mantıkta olduğu gibi işlemcileri (operatör) vardır; örneğin ve (and), veya (or), yok (not) ... Ancak bunlar kendine özgü işlemlerdir. Mesela başka yaklaşımlarda olmasına rağmen “and” işlemi genelde çarpma olarak ifade edilir veya “not” işlemi de birden çıkarma şeklinde ifade edilir.

Bunlar;

$$\text{AND: } A=0.2 \quad B=0.8 \Rightarrow A \text{ and } B = (A) * (B) = 0.2 * 0.8 = 0.16$$

$$\text{NOT: } A=0.4 \Rightarrow \text{not } A = 1-(A) = 1 - 0.4 = 0.6$$

şeklinde örneklenebilir. Ancak bunlar en basit yaklaşımlardır.

YSA (Yapay Sinir Ağları) ve Bulanık Mantık tekniklerinin beraber kullanımı ile daha etkili sistemler tasarlamak mümkündür, ancak bu işlem ortaya çıkan sistemi çok yavaşlatmaktadır ve henüz bu tekniklerin birleştirilmesi yöntemi, geliştirme ve test aşamalarında. Aslında YSA algoritmaları da her gün hızla güncellenmektedir. Yani bu konuların, mesela özyineleme ya da arama gibi tam olarak oturdukları söylenemez, fakat başarılı uygulamaları da mevcuttur [8].

Bu çalışmada, sistem tasarlanmadan önce bulanık mantık ile DC motorunun hız kontrolü için sistemin olası tepkilerini anlayabilmek üzere MATLAB/Simulink'te bir model kurulmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Bu sistemde kullanılacak olan DC motorun parametrelerinin belirlenmesi ve bu DC motorunun hızını, önce çok klasik bir yöntemle kontrol edilmesinin uygun olacağı düşünülmektedir. Bu yöntemde kurduğumuz sistemde dönüştürücünün açısını (α) ayarlayabilmek için α 'yi 0'dan 90 dereceye kadar belli adımlarla değiştirdik ve her açının önüne tablo şeklinde motorun o andaki çalıştığı hızı yazdık. Bu denemeden elde ettiğimiz sonuçlardan yola çıkarak bulanık sistemimizin üyeliklerini ayarladık. Yani giriş ve çıkış bulanık kümelerini tanımladık. Yapılan bu simülasyonda, endüvi gerilimi vasıtasıyla motor akımını ve dolayısıyla da DC motorun hızının ayarlanması hedeflenmiştir.

Yumuşak bir kalkış sağlamak ve motoru yüksek başlangıç akımından korunmak amacıyla motor endüvi akımı (I_a) sınırlanmalıdır. Çıkış değişkeni olarak; motordan alınan hız bilgisi ve referans arasındaki hataya göre çıkış bulanık kümesi oluşturulmuştur. Darbe üreticinin çıkışı ile, bir anahtar biçiminde blok olarak dönüştürücü devresi açıp kapatılarak motora uygulanan ortalama gerilim değiştirilmiştir.

Hazırlanan modelin simülasyonu gerçekleştirildiğinde akım ve açısal hız eğrileri elde edilmiştir. Bulanık kontrolör klasik bir kontrolör ile karşılaştırıldığında açısal hız değişimi, yerleşme zamanı ve maksimum aşım parametreleri yönünden daha iyi bir

performansa sahip olduğu anlaşılmaktadır. PI kontrolörde, sisteme ve set noktasına göre K_p ve K_i parametreleri değişmektedir. Bulanık kontrolörün, PI'in en iyi performans gösterdiği bölgede bile daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.

2. DC MOTOR

DC motorlarına giriş için, önce elektromanyetizmanın temel prensiplerine değinmek lazım. Elektrik makinaları ve elektromanyetik tip aygıtlarda elektromanyetik sistem önemli bir rol oynar. Manyetik sistemin görevi istenen enerji dönüşümü veya enerji transfer işlemlerini yerine getirmektir. Elektrik makinalarının tasarımında ve analizinde elektromanyetik alan konusunun anlaşılması ve elektromanyetik terimlerine aşinalık kazanılması önemlidir. Bu bölümde elektromekanik terimler ile elektromanyetik teori, manyetik ve kalıcı mıknatıs malzemeler hakkında kısa bir bilgi verilecektir.

2.1. Dairesel Hareketler

Elektrik makinalarının büyük çoğunluğu bir eksen etrafında dönerler. Makinanın eksenine mil denir. Uzayda bir nesnenin dönmesini tam olarak tanımlamak için genellikle üç boyutlu vektör gerekir. Makinalar normal olarak bir eksen (mil) üzerinde dönerler ve böylece dönme işlemi sadece açısal boyuta sınırlanır. Makina milinin verilen çıkış ucuna göre dönüş yönü, saat yönünde (CW) veya ters saat yönünde (CCW) şeklinde ifade edilir [4].

Bu bölümde saat yönü negatif ters saat yönü pozitif olarak kabul edilecektir. Sabit bir eksen etrafında dönüş için bütün kabuller indirgenir.

Açısal konum (Pozisyon) θ

Bir nesnenin açısal konumu, nesnenin döndürülme açısıdır ve keyfi bir referans noktasına göre ölçülür. Açısal konum genellikle radyan veya derece olarak ölçülür.

Açısal hız ω

Açısal hız (veya devir sayısı), açısal konumun zamana göre değişim oranıdır. Eğer dönüş yönü saat yönünün aksine doğru ise pozitif olarak kabul edilecektir. Açısal hız, bir hat üzerindeki doğrusal hareket ifadesinin benzeridir, yalnız hareket

daireseldir.

Bir boyutlu doğrusal hız;

$$v = \frac{dr}{dt} \quad (2.1)$$

eşitliği ile tanımlanırken açısal hız

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.2)$$

olarak tanımlanır. Açısal konum birimi radyan ise açısal hız radyan/saniye olarak bulunur.

Genel elektrik makinalarında hız terimi çok sık kullanılır. Hız radyan/saniye (rad/s) veya devir/dakika (d/d) olarak verilir. Hızla ilgili semboller aşağıda tanımlanmıştır.

ω_m ; açısal hız (radyan/saniye, rad/s)

f_m ; açısal hız (devir/saniye, d/s)

n_m ; açısal hız (devir/dakika, d/d)

Burada alt indis m mekanik büyüklükleri temsil etmektedir. Mil (şaft) hızı ve açısal hız arasındaki ilişkiler

$$n_m = 60f_m$$

$$f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} \quad (2.3)$$

olarak verilebilir.

Açısal hızlanma (ivme) α

Açısal hızlanma, zamana göre açısal hızdaki değişim oranıdır. Açısal hızlanma sayısal olarak artıyorsa pozitif kabul edilir ve bir hat üzerindeki hızlanmanın dairesel (döner) benzeridir.

Doğrusal hızlanma(a);

$$a = \frac{dv}{dt} \quad (2.4)$$

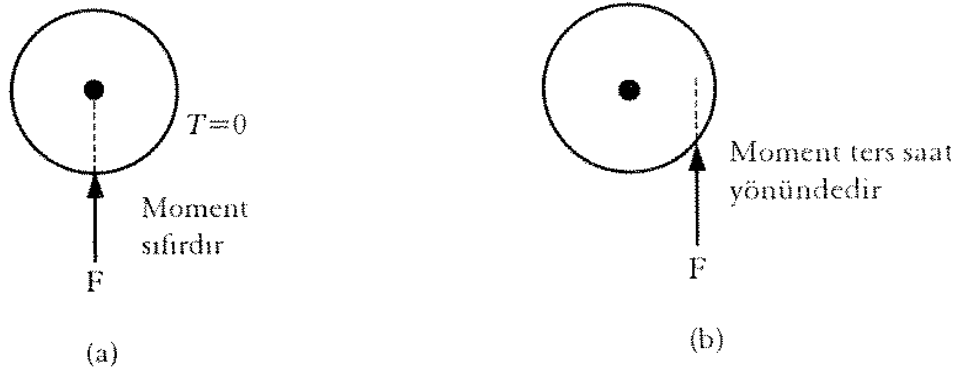
ve açısal hızlanma(α);

$$\alpha = \frac{d\omega}{dt} \quad (2.5)$$

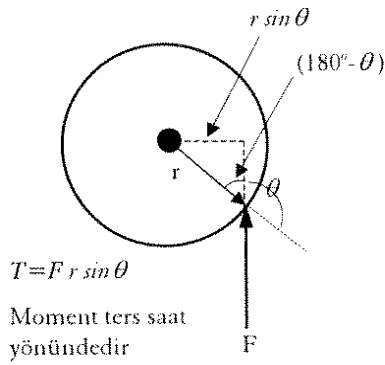
olarak ifade edilir. Açısal hızın birimi rad/s, açısal hızlanmanın birimi rad/ s^2 ’dir.

Moment T

Doğrusal bir hareket halindeki bir nesneye uygulanan kuvvet nesnenin hızını değiştirmesine neden olur. Nesne üzerinde net bir kuvvetin bulunmaması nesnenin hızını değiştirmez. Nesne üzerine uygulanacak kuvvet büyük olursa nesne hızında da büyük artış olur. Dönme hareketinde de benzer durumlar vardır. Bir nesne dönerken üzerine bir moment uygulanmazsa açısal hızı sabittir. Döner nesne üzerine büyük bir moment (döndürme kuvveti) uygulanırsa nesnenin açısal hızı da büyük bir oranda artar. Burada moment ifadesinin açıklığa kavuşturulması gerekmektedir. Bir nesne üzerindeki “*döndürme kuvveti*”ne *moment* denir. Bir silindirin eksenini etrafında serbestçe dönebildiğini düşününüz. Eğer silindire Şekil 2.1(a)’daki gibi ekseninden geçecek dik bir kuvvet uygulanırsa silindir dönmeyecektir. Şekil 2.1(b)’deki gibi eğer kuvvet silindir ekseninden kayık olarak sağ tarafından uygulanırsa, silindir ters saat yönünde dönecektir.



Şekil 2.1. Bir silindire uygulanan kuvvetin etkisi



Şekil 2.2. Bir nesne üzerindeki moment etkisini veren ifadenin çıkarılması

Silindir üzerindeki moment veya döndürme kuvveti; uygulanan kuvvetin genliğine ve dönme eksenine ile kuvvet hattı arasındaki mesafeye bağlıdır. Bir nesne üzerindeki moment; nesneye uygulanan kuvvet ve nesne eksenine ile uygulanan kuvvet hattı arasındaki en kısa uzunluğun çarpımına eşittir. Eğer dönme merkez ile kuvvetin uygulandığı nokta arasını birleştiren hat r vektörü ve uygulanan kuvvet F vektörü ise, moment (T) şöyle ifade edilebilir.

$$T = (F)(r \sin \theta)$$

$$T = rF \sin \theta \quad (2.6)$$

Burada; θ sembolü, F ve r vektörleri arasındaki açıyı temsil etmektedir. Moment nesnenin saat yönünde dönmesine neden olursa momentin yönü saat yönündedir,

nesnenin ters saat yönünde dönmesine neden olursa momentin yönü ters saat yönündedir (Şekil 2.2).

Uluslararası Standard birimine (SI) göre momentin birimi newton-metredir (Nm).

Newton kanunu

Düz bir hat boyunca hareket eden nesne için Newton Kanunu, nesneye uygulanan kuvvet ve sonucunda meydana gelen hareket arasındaki ilişkiyi tanımlar. Bu ilişkiyi,

$$F=ma \quad (2.7)$$

eşitliği verir. Burada F nesneye uygulanan net kuvvet (N), m nesnenin kütlesi (kg), a oluşan hızlanma (m/s^2).

Benzer bir eşitlik, nesneye uygulanan moment ile sonucunda meydana gelen açısal hızlanma arasındaki ilişkiyi tanımlar. Bu ilişkiye *dönme hareketi için Newton Kanunu* denir ve

$$T=J\alpha \quad (2.8)$$

eşitliği ile verilir. Burada α (rad/s^2) oluşan açısal hızlanmadır ve J (kgm^2) terimi, doğrusal hareket yapan bir nesnenin kütlesinin gösterdiği etkiye benzer bir etki gösterir ve bir nesnenin *atalet momenti* olarak adlandırılır.

İş W

Doğrusal bir hareket için iş, bir mesafe boyunca uygulanan bir kuvvet olarak tanımlanır. İş matematiksel olarak da ifade edilebilir.

$$W = \int F dr \quad (2.9)$$

Burada uygulanan kuvvet hareket ile aynı yöndedir. Bu durumda Eşitlik (2.9)

$$W = Fr \text{ (joule)} \quad (2.10)$$

şeklinde yazılabilir.

Döner bir harekette ise iş, bir açı boyunca uygulanan momenttir.

$$W = \int T \, d\theta \quad (2.11)$$

Eğer moment sabit ise iş,

$$W = T \theta \text{ (joule)} \quad (2.12)$$

olarak ifade edilebilir.

GÜÇ P

Güç, birim zamanda yapılan iştir ve eşitliği

$$P = \frac{dW}{dt} \quad (2.13)$$

olarak verilir. Güç genellikle Joule/saniye (watt) veya beygir gücü olarak ölçülür.

Yukarıdaki tanımlamalara ve sabit kuvvete göre doğrusal hareket için güç

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt}(Fr) = F \frac{dr}{dt} \quad (2.14)$$

$$P = F v \quad (2.15)$$

Sabit momente göre döner hareketteki güç,

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt}(T\theta) = T \frac{d\theta}{dt} \quad (2.16)$$

$$P = T\omega \quad (2.17)$$

ile ifade edilir. Elektrik makinaları konusunda yapılan çalışmalarda eşitlik (2.17) çok önemlidir. Çünkü bu eşitlik, motor veya generatör miline bağlı mekanik gücü

tanımlar. Eğer güç watt, moment Newton-metre, hız radyan/saniye olarak ölçülürse eşitlik (2.17); güç, moment ve hız arasındaki ilişkiyi doğru olarak verir.

2.2. Manyetik Alan

Manyetik alanlar, enerjinin bir şekilden motor, generatör ve transformatör gibi başka bir şekle dönüştürüldüğü temel mekanizmadır. Manyetik alanların bu makinalarda nasıl kullanıldığı dört prensip ile açıklanır.

1. Akım taşıyan bir tel etrafında bir manyetik alan üretilir.
2. Zamanla değişen bir manyetik alan eğer bir sargıyı keserse sargıda bir gerilim endüklenir. Bu olay *transformatör* prensibini açıklar.
3. Akım taşıyan bir iletken manyetik alan içinde bulunursa iletkende bir kuvvet üretilir. Bu olay *motor* prensibini açıklar.
4. Manyetik alan içindeki bir iletken hareket ederse üzerinde bir gerilim endüklenir.

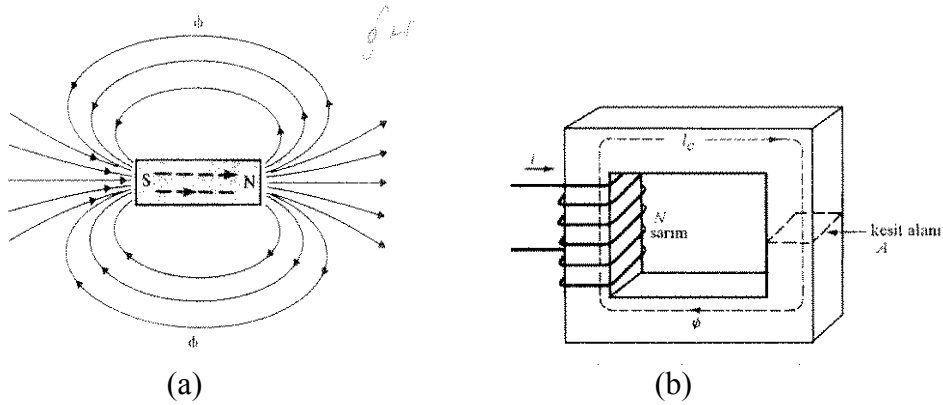
Bu olay *generatör* prensibini açıklar.

2.2.1. Manyetik alanın üretilmesi

Manyetik alanın üretilmesini açıklamadan önce manyetik akıyı basitçe açıklamak daha uygun olacaktır. Elektrik akısı elektrik alanının bir karakteristiği olduğu gibi, manyetik akı da manyetik alanların bir karakteristiğidir. Manyetik akı kuzey (N) ve güney (S) kutupları arasındaki kuvvet çizgilerini temsil ediyor gibi düşünülebilir. Manyetik akı Φ sembolü ile gösterilir. Birimi Weber'dir (Wb). Şekil 2.3(a)'da gösterildiği gibi manyetik akı kuzey kutbundan çıkar ve güney kutbunun içine gider ve kuzey kutbuna döner. Diğer bir ifadeyle, *manyetik akı veya manyetik kuvvet çizelgeleri sürekli ve kapalı bir döngü oluştururlar*. Bir nüve etrafına sarılı sargıdan geçen akım tarafından manyetik alanın üretilmesini açıklayan temel kanun *Amper Kanunu*'dur.

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I_{\text{net}} \quad (2.18)$$

Burada H manyetik alan şiddeti olup I_{net} akımı tarafından üretilir. Bu eşitliğin neyi ifade ettiğini daha iyi anlamak için bu eşitliği örnek olarak Şekil 2.3(b)'deki manyetik yapıya uygulamak daha yararlı olur. Şekil 2.3(b), dikdörtgen nüveli ve nüvenin bir kolu üzerine sarılı N sarımlı bir sargı bulunan manyetik yapıyı göstermektedir. Nüve, demir veya ferromanyetik malzemeler olarak bilinen belirli diğer metallerin alaşımından yapılmış ise, akım tarafından üretilen bütün manyetik alan nüve içerisinde kalacaktır. Böylelikle, Ampere Kanunu'ndaki integralin yolu nüvenin ortalama yol uzunluğu l_c olacaktır. Akım taşıyan sargı telleri integralin yolunu adeta keserler. Böylece integral alanı içinden geçen akım I_{net} manyetik alan şiddeti ile manyetik alan yolu uzunluğunun çarpımına eşit olur.



Şekil 2.3. Manyetik akının üretilmesi

(a) Bir mıknatıs ve manyetik alan (b) Basit bir manyetik yapı

Bu tanımlamalardan sonra, Ampere Kanunu;

$$H l_c = N i \quad (2.19)$$

olarak yazılabilir. Burada H , manyetik alan şiddeti vektörünün genliğidir. Uygulanan akım yüzünden nüve içinde üretilen manyetik alan şiddetinin genliği 2.19'dan

$$H = \frac{N i}{l_c} \quad (2.20)$$

olarak yazılır. Manyetik alan şiddeti H , bir anlamda akımın manyetik alanı meydana getirmek için gösterdiği çabanın bir ölçüsüdür. Manyetik alan şiddeti H ve bir malzemede üretilen manyetik akı yoğunluğu B arasındaki ilişki

$$B = \mu H \quad (2.21)$$

eşitliği ile verilir. Burada; μ malzemenin manyetik geçirgenliği (H/m), B manyetik akı yoğunluğu (Wb/m²)'dur.

Manyetik geçirgenlik malzeme içerisinde manyetik alanın geçişini kolaylaştırır. Boşluğun manyetik geçirgenliği μ_0 ile temsil edilir ve değeri bir sabittir.

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad \text{H/m} \quad (2.22)$$

Herhangi bir malzemenin geçirgenliği ile boşluğun geçirgenliğinin oranlanması bağlı geçirgenliği μ_r verir.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.23)$$

Bağıl geçirgenlik malzemenin mıknatıslanabilme özelliğini kıyaslamak için uygun bir göstergedir. Örneğin, modern makinalarda kullanılan çelikler 2000-6000 kat veya daha fazla bağlı geçirgenliğe sahiptir. Bunun anlamı, verilen akım miktarına göre bir çelik parçası üzerinde meydana gelen manyetik akı aynı boyuttaki hava aralığında meydana gelecek manyetik akıdan 2000-6000 kat daha fazladır. Bu açıklamalardan sonra açıkça görülüyor ki motor veya transformatör nüvelerinde yer alan metaller, manyetik akının makina nüvesinde yoğunlaştırılması ve artırılması yönünde çok önemli rol oynarlar.

Demirin geçirgenliği boşluğa göre çok daha yüksek olduğu için Şekil 2.3(b)'deki manyetik yapıda akının büyük çoğunluğu nüve içerisinde kalacaktır. Daha düşük geçirgenliğe sahip hava üzerinden yolunu tamamlayacaktır. Demir nüveden ayrılan küçük akı motor ve transformatörde sargılar arası akıyı ve kaçak akıyı

belirlemede önemli rol oynar. Şekil 2.3(b)'deki gibi bir nüvede akı yoğunluğunun genliği;

$$B = \mu H = \frac{\mu Ni}{lc} \quad (2.24)$$

olarak verilir. Burada N sarım sayısını ifade etmektedir. Verilen bir kesit alanındaki toplam akı,

$$\phi = \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (2.25.a)$$

Burada dA birim alandaki artıştır. Eğer akı vektörü, A alanının düzlemine dik ise ve akı yoğunluğu alan içinde düzgün ise akı eşitliği;

$$\phi = B A \quad (2.25.b)$$

olarak yazılabilir. Sonuç olarak Şekil 2.3(b)'deki devrede sargıdan geçen i akımından dolayı nüvede meydana gelen toplam akı,

$$\phi = B A = \frac{\mu NiA}{lc} \quad (2.26)$$

olarak yazılabilir. Burada A nüve kesit alanını temsil etmektedir.

2.3. Manyetik Devreler

Eşitlik (2.26) ile ifade edilen manyetik akı, nüveye sarılı sargıdan geçen akım tarafından üretilir. Bu olay elektrik devresinde gerilimin devreden akım geçirmesine benzerdir. Şekil 2.4'de basit bir elektrik devresi ve bir manyetik devre verilmiştir. Şekil 2.4(a)'daki basit bir elektrik devresinde gerilim

$$V = IR$$

ifadesi ile tanımlanır. Elektrik devresinde gerilim (V) veya elektromotor kuvvet (emk) akımın (I) akmasını sağlar. Direnç (R) ise devre akımını sınırlar. Elektrik devresine benzer olan Şekil 2.4(b)'deki bir manyetik devrede ise gerilimin yerini manyetomotor kuvvet (mmk) alır. Bir sargıdan geçen akım, mmk (F) değerini belirler.

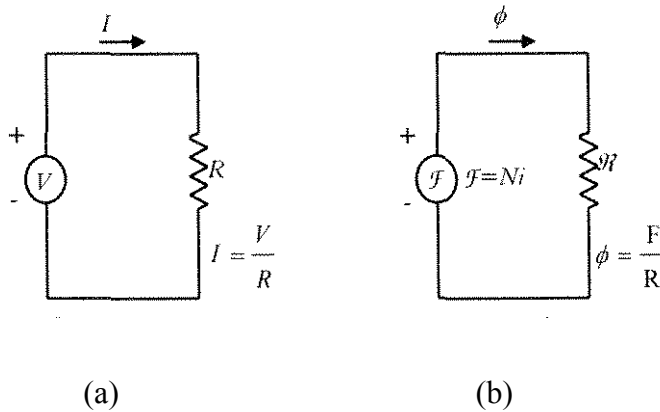
$$F = N i \text{ (At)} \quad (2.27)$$

Manyetik devrede, uygulanan mmk devrede bir akı (ϕ) üretilmesini sağlar. mmk ile akı arasındaki ilişki

$$F = \phi R \quad (2.28)$$

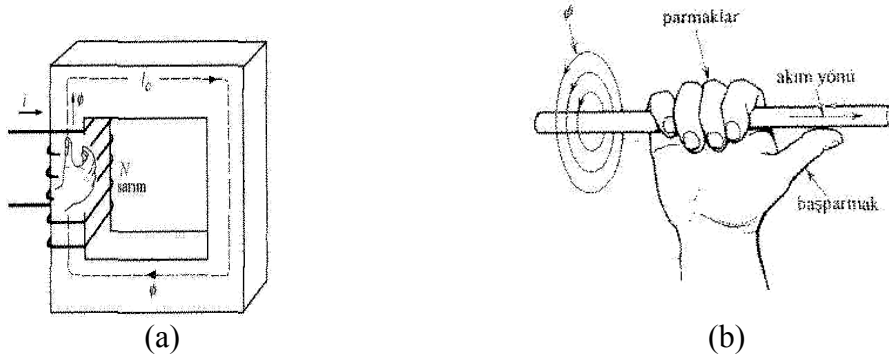
ile ifade edilir. Burada R relüktansı temsil eder ve birimi At/Wb'dir. Relüktans akıyı sınırlar.

Elektrik devresindeki gerilim kaynağına benzer olarak manyetik devrede mmk'nin de bir polaritesi vardır. mmk kaynağının pozitif ucu manyetik alanın çıktığı uçtur, negatif ucu ise manyetik alanın tekrar kaynağa girdiği uçtur. mmk'nin yönü *sağ el kuralının* bir sargıya uyarlanmış şeklinden elde edilebilir. Şekil 2.5(a)'daki manyetik yapıda sağ el parmakları sargıdan geçen akım yönünde sargıyı kavrar ise parmaklara dik tutulan başparmak akının ve dolayısıyla mmk'nin yönünü gösterir.



Şekil 2.4. Elektrik ve manyetik devrelerin karşılaştırılması

(a) Elektrik devresi (b) Manyetik devresi



Şekil 2.5. Bir manyetik devrede mmk kaynağı polaritesinin belirlenmesi

(a) Bir sargıya sağ el kuralının uygulanması

(b) Bir iletkene sağ el kuralı uygulanması

Sağ el kuralından bahsetmiş iken bu kuralın içinden akım geçen bir iletkenin ürettiği akımın yönünü bulmak için uygulamasını da burada açıklamakta fayda vardır. Şekil 2.5(b)'de gösterildiği gibi iletken sağ el ile tutulur ve başparmak akımın yönünü gösterirse diğer parmaklar akımın yönünü gösterir.

Bir manyetik devrenin relüktansı elektrik devresi direncinin karşılığıdır. Elektrik devresinde direncin tersi olarak ifade edilen kondüktansın da manyetik devrede bir karşılığı olup relüktansın tersidir ve permeans (P) olarak adlandırılır.

$$P = \frac{1}{\mathfrak{R}} \quad (2.29)$$

olarak ifade edilir. mmk ile akı arasındaki ilişki ise;

$$\Phi = F P \quad (2.30)$$

olarak da ifade edilebilir. Şekil 2.3(b)'deki manyetik yapının relüktansını bulmak için önce nüve içindeki akı eşitliğinden yararlanılır.

$$\Phi = N_i \frac{\mu A}{l_c}$$

$$\Phi = F \frac{\mu A}{lc} \quad (2.31)$$

Eşitlikler (2.28 ve 2.31)'den nüvenin relüktansı yazılabilir.

$$\mathfrak{R} = \frac{lc}{\mu A} \quad (2.32)$$

Manyetik devredeki relüktanslar için de elektrik devresindeki dirençlere uygulanan kurallar geçerlidir. Seri manyetik devrenin eş değer relüktansı;

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \dots \quad (2.33)$$

Paralel manyetik devrenin eşdeğer relüktansı;

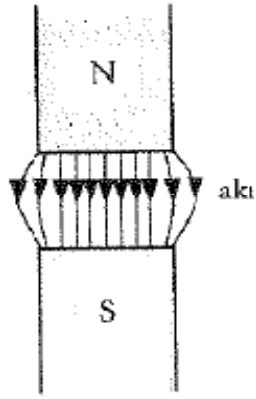
$$\frac{1}{\mathfrak{R}_{eq}} = \frac{1}{\mathfrak{R}_1} + \frac{1}{\mathfrak{R}_2} + \frac{1}{\mathfrak{R}_3} + \dots \quad (2.34)$$

olmaktadır.

Bir nüvede manyetik akının hesaplanması için hep kabuller yapılır ve bulunan değerler hep yaklaşık değerler olup yaklaşık %5 hata ile sonuçlar elde edilir. Hesap sonucunun hassasiyetini etkileyen tabi nedenler vardır. Burada;

1. Manyetik devrede bütün akının bir manyetik nüve içinde tutulduğu varsayılır. Bu kabul çok gerçekçi değildir. Akının bir kısmı havadan devresini tamamlar. Bu akıya kaçak akı denir.
2. Relüktansın hesaplanmasında akının, nüvenin her yerine dengeli dağıldığı kabul edilir. Nüve köşelerinde bu varsayım çok doğru değildir.
3. Ferromanyetik malzemelerde geçirgenlik malzeme içindeki akının artması ile değişir. Sabit kabul edilen relüktans değeri hesaplamamanın sonucuna etki eder.
4. Nüve içinde hava aralıkları var ise hava aralığının etkin kesit alan değeri, nüve kesit alanının her iki tarafından taşarak nüvenin kesit alanından daha geniş olacaktır.

Hava aralığı kesit alanındaki bu fazlalık, hava aralığındaki manyetik alanın *saçak etkisi* tarafından meydana getirilir. Bu durum şekil 2.6’da açıklanmıştır [4,5].



Şekil 2.6. Hava aralığındaki manyetik akının saçak etkisi

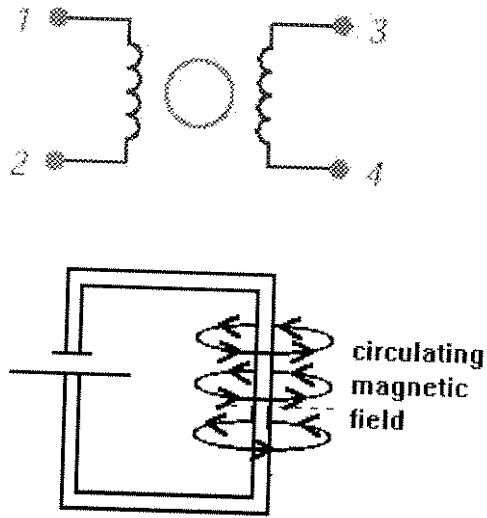
2.4. Doğru Akım Makinalarının Yapısı

DC makinaları 1889 yılında ilk defa Thomson generatörü ile Montreal caddelerini aydınlatmak için kullanılmıştır. 110V gerilim ve 250A akım veren bu generatörün diğer özellikleri şöyledir:

Devir sayısı	1300 d/d
Toplam ağırlık	2390 kg
Endüvi çapı	292 mm
Kutup gövdesi iç çapı	330 mm
Kolektör dilim sayısı	76

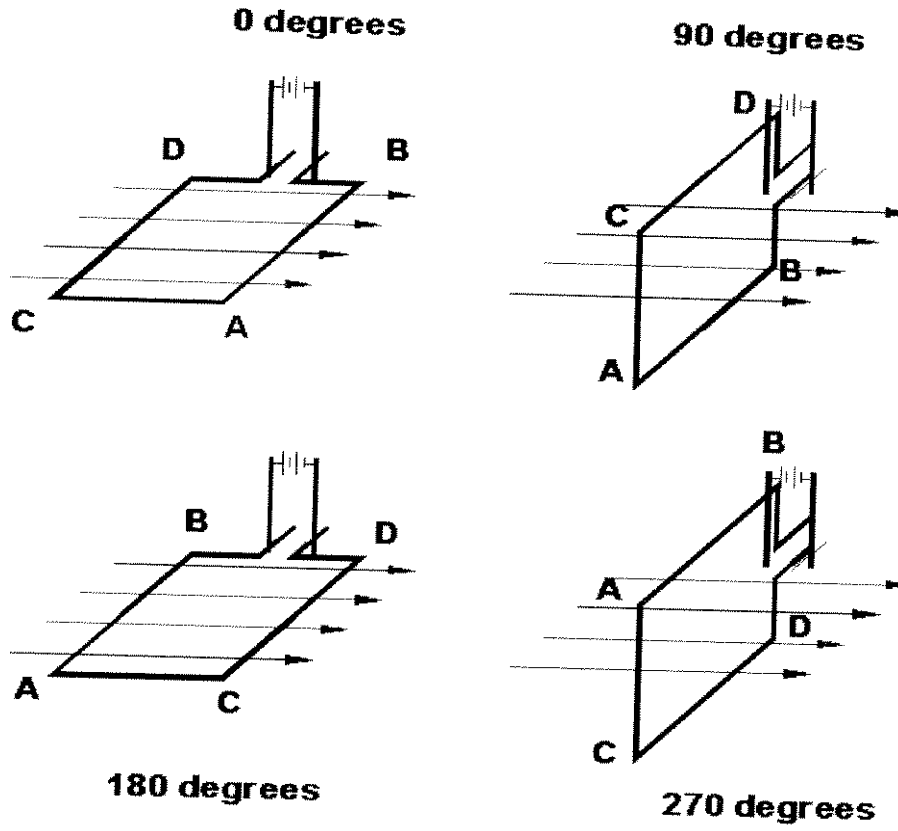
Thomson generatörü ile aynı güç ve devir sayısındaki günümüzün modern makine 7 defa hafif olup işgal ettiği alan 1/3 oranındadır [4].

DC motorlarda mantık olarak bobin üzerinden geçen akımın sonucunda oluşturduğu manyetik kaçaklar sayesinde oluşturduğu kutuplaşmayı ileri ve geri yönlü olarak kullanarak, yani zıt kutupların çekmesi veya aynı kutupların birbirini itmesi prensibinin dairesel harekete dönüştürülmesini baz alınan en basit yapıdır. Diğer motorların tamamı bu mantık üzerine kurulmuştur.



Şekil 2.7. Akım yönünün ve iletken şeklinin manyetik alanın yönüne etkisi

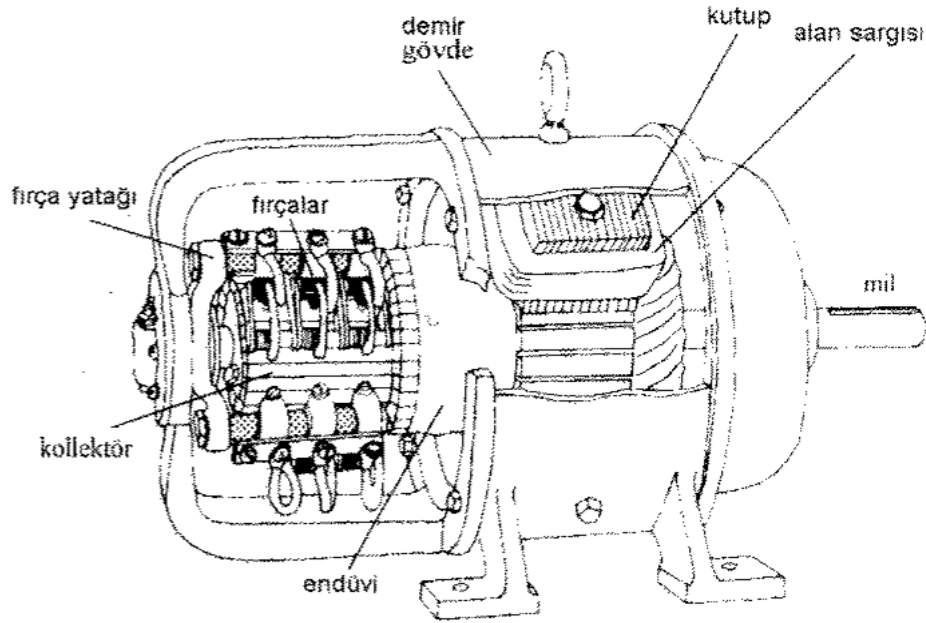
Şekil 2.7’de akımın yönünün ve iletkenin şeklinin Manyetik alanı ya da kuvvet yönünü nasıl etkilediği görülmektedir Şekil 2.8’de bu hareketin dairesel harekete dönüştürülmesi görülmektedir [2].



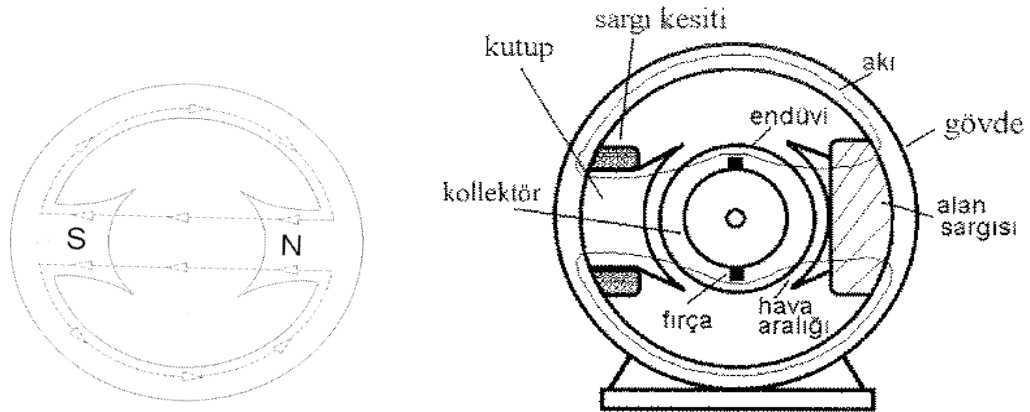
Şekil 2.8. Dairesel hareket şekli

2.4.1. DC makinalarının ana bölümleri

DC makinalarının ana parçaları: uyarım (alan) kutbu, endüvi, kollektör ve fırçalardır. Şekil 2.9 ve 2.10’da DC makinalarının kısımları tanıtılmıştır [4].



Şekil 2.9. 4-Kutuplu bir DC motorunun kesiti



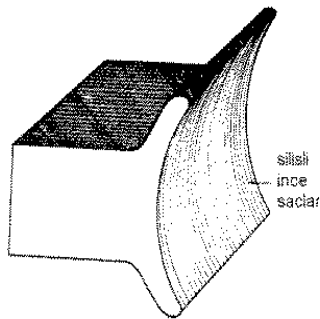
Şekil 2.10. 2-Kutuplu motorun kısımları ve elemanları

Uyartım (alan) kutbu

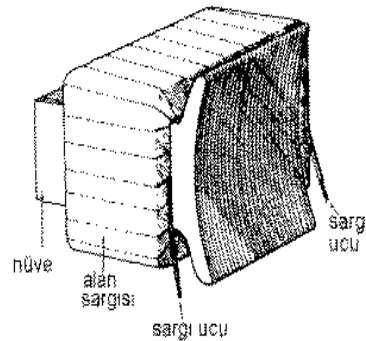
Alan kutbu, makina içinde ana manyetik akıyı üretir. Kutup, sabit olarak makina dış gövdesinin iç kısmına yerleştirilmiş çıkıntılı kutuplu elektromıknatıstır. Alan sargıları kutuplar üzerine sarılır ve DC uyartım akımını taşırlar. Kabin (dış gövde) genellikle yumuşak dökme çelikten yapılır. Kutupların nüvesi ise Şekil 2.11'deki gibi demir saç levhalardan paketlenerek yapılır ve nüve üzerine Şekil 2.12'deki gibi

uyartım sargıları sarılır. Bazı makinalarda manyetik akı sürekli mıknatıslar ile sağlanır. Şimdiye kadar 2-Kutuplu makinadan bahsedilmiştir. Fakat, pratikte generatör veya motor 2,4,6 gibi 24'e kadar varan kutuplara sahip olabilir. Kutup sayısı makina boyutuna bağlıdır. Makina büyüdükçe kutup sayısı da artar. Çok-Kutuplu tasarım ile büyük makinaların maliyeti ve boyutu azaltılabilir, performansları iyileştirilebilir. Çok-Kutuplu alan sargıları, komşu kutuplar zıt polariteleri oluşturacak şekilde bağlanır, (Şekil 2.13). Paralel (Şönt) alan sargıları yüzlerce sarımdan yapılır ve düşük akım taşırlar. Sargılar kutuplardan yalıtılarak kısa devre olmaları önlenir. Sargıların ürettiği mmk bir manyetik alan üretir. Manyetik alan kutupları, dış gövdeyi, endüviyi ve hava aralığını keser. Hava aralığı kutuplar ile endüvi arasındaki çok kısa bir boşluktur.

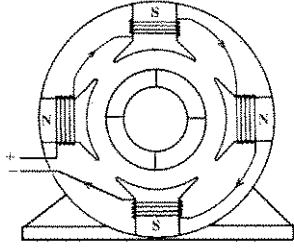
Makina büyüklüğü arttıkça (1kW' dan 100kW'a) hava aralığı da 1.5mm'den 5mm'ye kadar artar. Endüvi ve kutup nüveleri manyetik geçirgenlikleri yüksek, iyi malzemelerden yapıldıkları için toplam mmk'in çoğu, akıyı hava aralığından geçirmede kullanılır. Eğer hava aralığı azaltılırsa şönt sargı boyutları azaltılabilir. Fakat hava aralığı çok daha kısa yapılamaz. Eğer yapılırsa, endüvi reaksiyonu etkisi çok daha büyük olur. Makina seri alan sargılarına sahip ise, seri sargılar şönt alan sargıları üzerine sarılır. Endüvi devresine seri bağlanan seri alan sargısı makinanın tam yük akımını taşıyacak kesitte olmalıdır.



Şekil 2.11. Kutup nuvesi



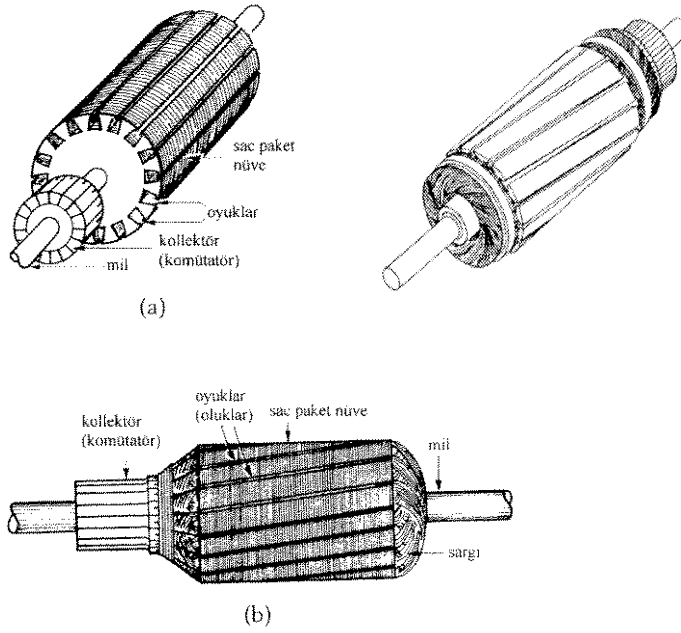
Şekil 2.12. Sargılı bir kutup



Şekil 2.13. Çok kutuplu motorun manyetik polaritesi

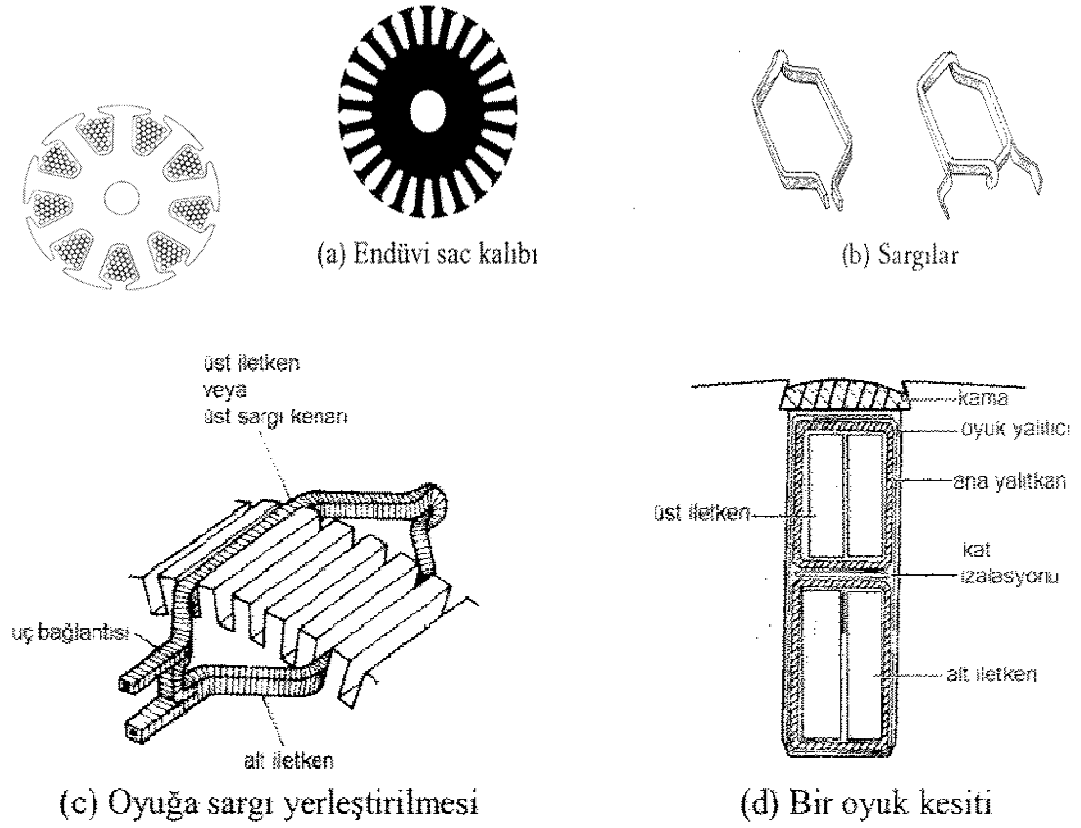
Endüvi

DC makinasının dönen kısmına endüvi denir. Endüvi; kollektör, demir nüve ve sargılardan oluşur. Şekil 2.14’de gösterildiği gibi endüvi bir mil üzerine geçirilir ve alan kutupları arasında döner. Demir nüve, demir saç levhaların paketlenerek silindirik hale getirilmesi ve üzerine oyuklar açılması ile elde edilir. Saç levhalar arası ince bir yalıtkan film tabakası ile yalıtılarak birbiri arasındaki elektriksel temas önlenir. Bunun sonucu eddy akımı kayıpları azaltılır. Endüvi iletkenleri ise makinanın ürettiği yük akımını taşırlar ve demir nüve oyuklarına yerleştirilirler. İletkenler nüveden kağıt, mika gibi yalıtkanlar ile yalıtılırlar. Eğer endüvi akımı 10A’ın altında ise yuvarlak iletkenler, 20A’i geçiyorsa, dikdörtgen kesitli iletkenler tercih edilir. Bunun nedeni, dikdörtgen (lama) iletkenler kullanıldığında oyukların hacminden daha iyi faydalanılmasıdır.

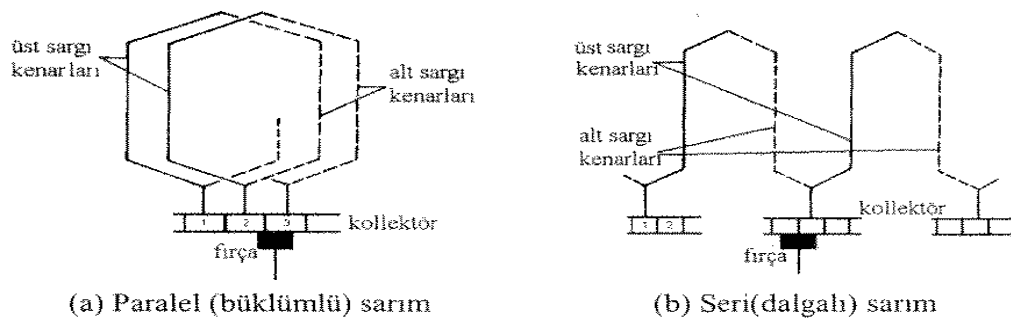


Şekil 2.14. DC motorlar için boş ve sarılmış endüvi şekilleri

Küçük bir DC makinasının nüve sacının bir tanesi ile büyük bir endüvinin oyuk kesici ve sargı tipleri Şekil 2.15’de gösterilmiştir. Endüvi sargılarının kollektöre bağlanış şekli sarım tipini tanımlar. Endüvi sarıma Şekil 2.16(a)’daki gibi paralel (büklümlü) veya Şekil 2.16(b)’deki gibi seri (dalgalı) olabilir. Paralel sarım düşük gerilim ve yüksek akım makinalarında kullanılırken, seri sarım yüksek gerilim ve düşük akım isteklerini karşılamak için kullanılır. Paralel sarımda bir sargının çıkış ucu (kenarı) giriş ucunun bağlandığı dilimin yanındaki kollektör dilimine bağlanır. Seri sarımda ise sargı çıkış ucu giriş ucunun bağlı olduğu dilimden yaklaşık iki kutup aralığı uzaklıktaki kollektör dilimine bağlanır [2,4].



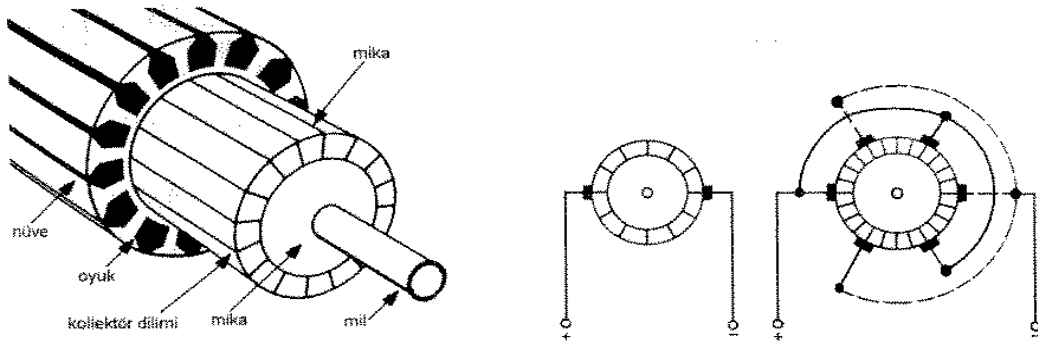
Şekil 2.15. Endüvi sac kalıbı, sargıları ve oyuğa yerleştirilmiş şekilleri



Şekil 2.16. Endüvi sarım tipleri

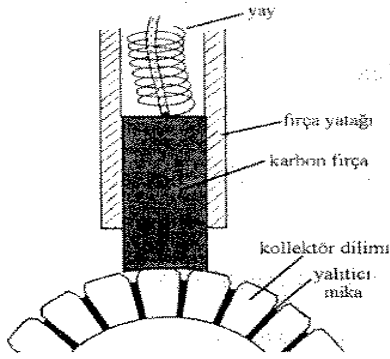
Kollektör ve fırçalar

Kollektör Şekil 2.17’deki gibi bakır dilimlerden meydana gelir. Dilimler arası mika ile yalıtılır ve makina mili üzerine monte edilir. Endüvi iletkenleri kollektöre bağlanırken büyük özen gösterilmelidir.

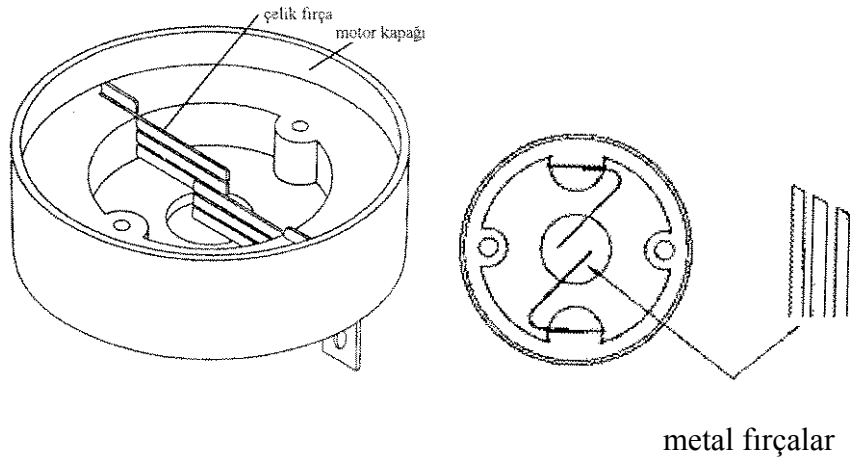


Şekil 2.17. DC motorun kollektörü, 2 ve 4 kutup için fırçalar

Endüvide herhangi bir simetri veya balans bozukluğu kollektör ile fırçalar arasında kabul edilemez kıvılcımlara (arklara) neden olur. Kıvılcımlar fırçaları yakar ve kollektörü karbonlaştırır. İki kutuplu makinada fırçalar dairesel olarak birbiriyle karşı karşıya yerleştirilir. Fırçalar kollektör üzerine kayarak temas ederler ve yük ile endüvi arasındaki elektrik bağlantısını sağlarlar. Şekil 2.18’de gösterilen fırçalar karbondan yapılır. Çünkü karbon iyi elektrik geçirgenliğine sahiptir ve yumuşaktır. Kollektör üzerinde bozulmalara neden olmaz. İletkenliği artırmak için bazen karbon içine biraz bakır karıştırılır. Fırçaların baskısı yaylar ile ayarlanır. Eğer fırça baskısı çok büyük ise kollektör ve fırçalar arasındaki sürtünme aşırı ısınmaya neden olur. Diğer taraftan, eğer fırçaların baskısı çok zayıf ise iyi olmayan bir temas sağlanır ve ark üretilir. 10W gücün altındaki küçük DC makinalarında Şekil 2.19’da gösterilen çelik fırçalar da kullanılmaktadır [6,10].



Şekil 2.18. Karbon fırça ve kollektör



Şekil 2.19. Çelik fırçalar 10W'dan küçük motorlarda kullanılır.

2.4.2. DC motorlarının elektrik devre modelleri ve karakteristikleri

DC makinası ilk elektrik makinasıdır. Faraday'ın bakır disk deneyleri DC makinaların icadını sağlamıştır. Aydınlatma için elektrik enerjisi kaynağı olarak ilk defa DC makinesi kullanılmıştır. DC makinalarının en önemli özelliklerinden biri hem DC motor hem de DC generatör olarak çalışabilmesidir. Doğru akım generatörler günümüzde kullanımı DC motorlara göre daha azdır. Bunun nedeni; alternatif akımın sağlanması daha kolay ve ekonomik olmasıdır. DC motorların çalışma karakteristikleri önemli avantajlar sağlar ve bu nedenlerden dolayı birçok endüstriyel uygulamalarda tercih edilirler [4].

Geniş bir hız-moment karakteristiği, DC motorların değişik bağlantı şekilleri (yabancı uyartımlı, seri, şönt veya kompunt alan sargıları) ile elde edilebilir. DC makinaları sistemleri ile geniş devir sayısı aralığında hassas bir kontrol kolaylıkla gerçekleştirilebilir [8].

Motor gerilimi

Endüvi sargıları alan akısına göre sabit devir sayısında döndürülür ise manyetik akı

$$\lambda(t) = -N \phi \cos \omega t \quad (2.34)$$

olarak tanımlanır.

Burada; N sargı sayısı, ϕ bir kutup akısı, ω açısal hız (rad/sec)'dir.

Endüklenen gerilim $e(t)$ ise Faraday Kanunu'na göre;

$$e(t) = -\frac{d\lambda}{dt} = N\omega\phi \sin \omega t \quad (2.35)$$

olarak elde edilir.

Endüklenen sinüzoidal gerilim kolektörler vasıtasıyla doğrultulur ve

$$E_{av} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e(t) d\omega t \quad (2.36)$$

olarak ifade edilir. İntegral sonucunda,

$$E_{av} = \frac{2N\phi\omega}{\pi} \quad (2.37)$$

olur. Ortalama gerilim değerinin açısal hızla ifadesi yerine, daha pratik olan devir sayısı ile ifadesi yazılabilir. Eğer endüvi iletkeni sayısı “ Z ” ve paralel kol sayısı “ a ” ise paralel koldaki iletken sayısı;

$$N = \frac{Z}{2a} \quad (2.38)$$

olur. Endüklenen gerilim ifadesi ise,

$$E_c = \frac{Znp\phi}{60a}$$

$$E_c = K_1\phi\omega \quad (2.39)$$

olarak yazılabilir [3,4,6].

Yukarıdaki eşitlikte açıkça gösterilmektedir ki; endüvide üretilen gerilim kutup akısı ve döner hız ile doğrusal orantılıdır. Akı, alan akımı ile değişir. Genelde akı-uyartım akımı eğrisi doğrusal değildir. Çünkü eğrinin bir doğrusal bir de doyma bölgesi vardır. DC makinalarının doyum bölgesi dahil analizi yaklaşık doğru parçaları kullanılarak yapılabilir. Çoğu pratik uygulama amaçları için akının akıma değişimi bir doğru olarak kabul edilir ve kabul edilebilir sonuçlar elde edilir. Yukarıdaki eşitlik uyartım akımı ile

$$E_c = K\omega I_f \quad (2.40)$$

olarak da yazılabilir [4].

Endüvi devresi modeli

DC motorun endüvi devresi Şekil 2.20'deki model ile temsil edilir. Endüviye uygulanan gerilim (V_a), zıt emk (E_c), endüvi sargısı direnci (R_a) ile temsil edilir. Kapalı devre gerilim eşitliği;

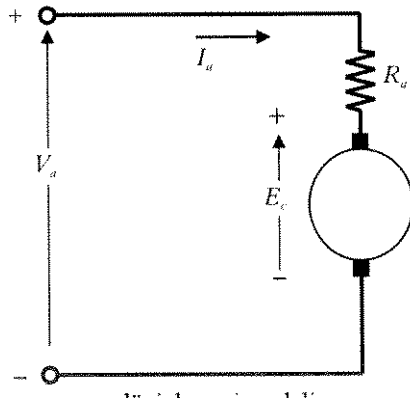
$$V_a = E_c + I_a R_a \quad (2.41)$$

kullanılarak endüvi akımı hesaplanır. Zıt emk ise; alan akısı ve endüvi açısal hızı ω veya devir sayısı n ile değişir.

$$E_c = K_1 \phi_f \omega \quad (2.42)$$

K_1 sabiti; endüvideki iletken sayısı, kutup sayısı gibi makina parametrelerine bağlıdır.

Motor dururken, motor devir sayısının $\omega = 0$ olur ve böylece motor zıt emk'nın $E_c = 0$ olduğu görülür.



Şekil 2.20. DC motorun endüvi devir modeli

Eğer V_a geriliminin azaltılmış bir değeri endüviye uygulanmazsa yolalma başlangıcında endüvi akımı çok yüksek olur. Bu duruma özel bir önem verilir ve dikkat edilir.

Endüvi devresine giren güç;

$$P_{ai} = V_a I_a \quad (2.43)$$

endüvi güç kayıplarını ve endüvi gücünü karşılar.

$$P_{ai} = I_a^2 R_a + P_a \quad (2.44)$$

Endüvide üretilen güç

$$P_a = E_c I_a \quad (2.45)$$

Net çıkış gücü (P_a) ise endüvi gücünden döner kayıpların (P_{rot}) çıkarılması sonucu elde edilir.

$$P_o = P_a - P_{ro} \quad (2.46)$$

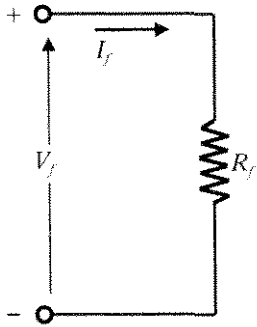
Net çıkış gücü motor milinden elde edilen güçtür. Newton metre (Nm) olarak çıkış momentini;

$$T_o = \frac{P_o}{\omega} \quad (2.47)$$

eşitliğinden hesaplanır. Bunda ω açısal hızdır ve birimi rad/s'dir.

Uyartım devresi modeli

DC motorun tam bir performans analizini yapabilmek için uyartım devresinin endüvi devresine bağlantı şeklinin bilinmesi gerekir. Şekil 2.21'de gösterildiği gibi uyartım devresi bir DC kaynağı (V_f) ve alan sargısını temsil eden bir direnç (R_f) ile modellenir.



Şekil 2.21 Uyartım devresi modeli

Eşitlik (2.42)'de verilen zıt emk uyartım akısına bağlıdır. Elektrik makinalarında kullanılan manyetik malzemelerin mıknatıslama karakteristiği DC makinaların uyartım kutupları için de geçerlidir. Kutupların hem doğrusal hem de doyum bölgeleri vardır. Ancak, alan akısının uyartım akımı ile orantılı olarak değiştiğini kabul etmek yaygın bir uygulamadır.

$$\phi_f = K_2 I_f \quad (2.48)$$

Burada I_f uyarım akımı, ϕ_f ise kutup akısıdır. Zıt elektromotor kuvvet (emk) ise

$$E_c = K_1 K_2 I_f \omega \quad (2.49)$$

olarak tanımlanır [4,6].

DC seri motorda alan sargısı endüvi sargısına seri olarak bağlanır. Şönt motor da ise alan sargısı endüvi sargısına paralel bağlanır. Bu iki bağlantının kombinasyonundan DC kompunt motor elde edilir.

2.5. DC Seri Motorlar

DC seri motorlarda alan sargısı ile endüvi sargısı seri bağlıdır. Alan sargısı direnci (R_s) ile gösterilir. Şekil 2.22’de görüldüğü gibi endüvi akımı, uyarım akımı ve yük akımı aynıdır. Uç gerilimi (V_T) ise endüvi uç gerilimi ile uyarım direncinde düşen gerilimlerinin toplamına eşittir.

$$I_L = I_a = I_s = I_f \quad (2.50)$$

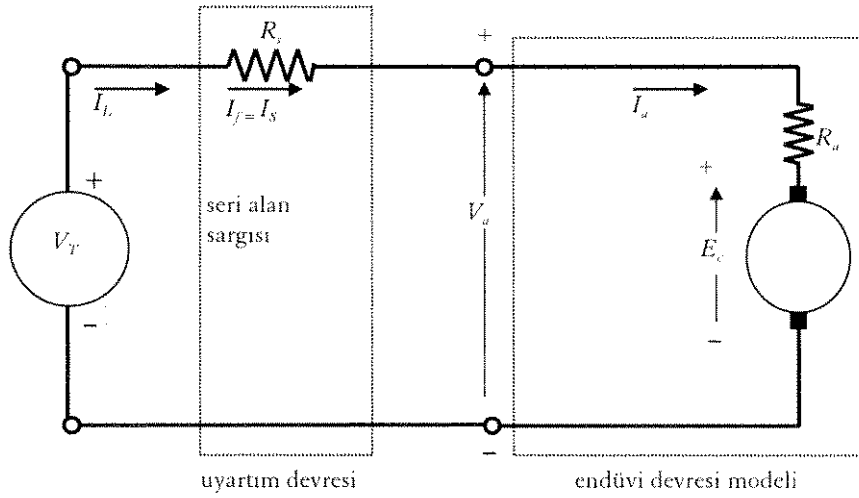
$$V_T = V_a + I_a R_s \quad (2.51)$$

$$V_T = E_c + I_a (R_a + R_s) \quad (2.52)$$

Eşitlik (2.49)

$$E_c = K_1 K_2 I_a \omega$$

olarak da yazılabilir.



Şekil 2.22. DC seri motor devresi modeli

Bundan sonra DC seri motorun performans analizi için kullanışlı eşitlikler çıkarılabilir. DC motorun temel performans karakteristikleri çıkış değişkenlerine göre çıkarılır. Pratikte endüvi akımı, moment ve hızın çıkış gücüne karşı değişimini gösteren performans karakteristikleri istenir [3,4].

2.5.1. Endüvi güç-akım (P_a - I_a) karakteristiği

Endüvide üretilen güç

$$P_a = E_c I_a \quad (2.54)$$

olarak verilir. Eşitlikte E_c değeri yerine konulursa

$$P_a = [V_T - I_a (R_a + R_s)] I_a \quad (2.55)$$

eşitliği elde edilir. Belirli terminal geriliminde ve makina parametrelerinde endüvide üretilen güç endüvi akımı ile ikinci dereceden bir parabolik olarak değişir. Verilen P_a gücüne göre Eşitlik (2.55)'in I_a için iki çözümü vardır. Eşitlik (2.55) yeniden düzenlenerek

$$(R_a + R_s) I_a^2 - V_T I_a + P_a = 0$$

haline getirilir, I_a 'nın çözümü için

$$I_a = \frac{V_T \pm \sqrt{V_T^2 - 4P_a(R_a + R_s)}}{2(R_a + R_s)} \quad (2.56)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikte P_a 'nin sadece bir değerinde I_a 'nın bir çözümü vardır. Bu şartlar karekök içindeki terimlerin sıfır olmasını gerektirir.

$$V_T^2 - 4P_a(R_a + R_s) = 0$$

Bunun sonucunda motor tarafından sağlanabilecek en yüksek güç

$$P_{am} = \frac{V_T^2}{4(R_a + R_s)} \quad (2.57)$$

olur ve bu güce karşılık endüvi akımı

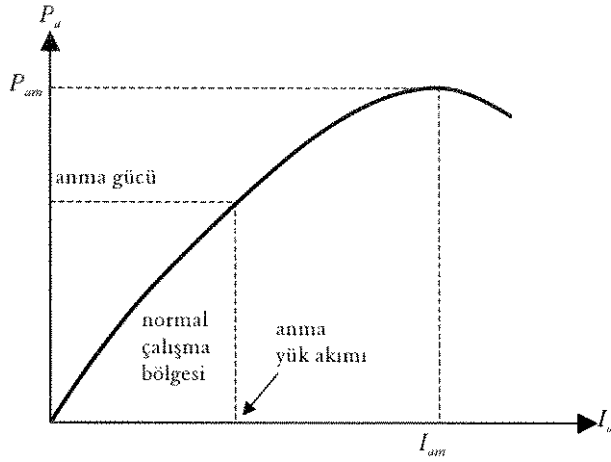
$$I_{am} = \frac{V_T}{2(R_a + R_s)} \quad (2.58)$$

olarak bulunur. Bu eşitliğin doğruluğunu göstermek için Eşitlik (2.55)'in I_a akımına göre türevi alınıp, sıfıra eşitlenirse,

$$\frac{\partial P_a}{\partial I_a} = V_T - 2(R_a + R_s)I_a = 0 \quad (2.59)$$

elde edilen sonuç Eşitlik (2.58)'i verir. DC motorun çalışma aralığı maksimum endüvi gücünden oldukça aşağıdadır. Motorun normal çalışma bölgesinde Eşitlik (2.56)'da karekök işareti negatif alınır.

$$I_a = \frac{V_T - \sqrt{V_T^2 - 4P_a(R_a + R_s)}}{2(R_a + R_s)} \quad (2.60)$$

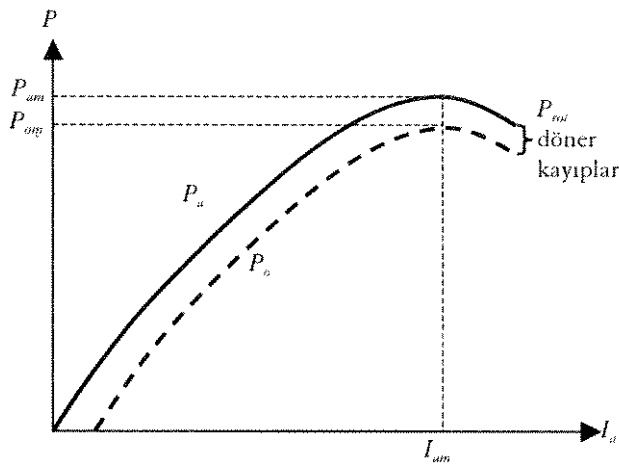


Şekil 2.23. DC seri motor endüvisinde üretilen gücün endüvi akımı ile değişimi

Eşitlik (2.55)'de endüvi ve seri alan dirençleri ihmal edilirse, I_a akımının yaklaşık bir değeri

$$I_a \cong \frac{P_a}{V_T} \quad (2.61)$$

olarak hesaplanır. Bu basit ve kullanışlı akım eşitliği çok karışık olan Eşitlik (2.60)'dan daha düşük bir akım değeri verir. Fakat düşük P_a güçlerinde akım hatası çok azdır. DC seri motorun endüvi gücünün endüvi akımı ile değişimi Şekil 2.23'de çizilmiştir. Motorun çıkış veya mil gücü endüvide üretilen güçten döner kayıpların çıkarılması ile elde edilir ve Şekil 2.24'de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.24. DC seri motorun endüvi akımı ile çıkış ve endüvi gücünün değişimleri

2.5.2. Moment-hız karakteristiği

Endüvide üretilen moment (iç moment) T_a ;

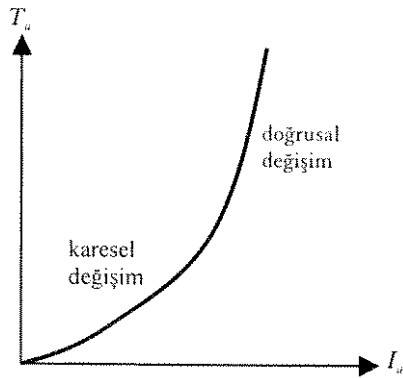
$$T_a = \frac{P_a}{\omega} \quad (2.62)$$

Eşitlik (2.53) ve (2.54) kullanılarak

$$T_a = K_1 K_2 I_a^2 \quad (2.63)$$

elde edilir. Şekil 2.25’de görüldüğü gibi nüvenin doymadığı bölgede moment endüvi akımının karesi ile değişirken doyum bölgesinde ise moment akımla doğrusal olarak artar. Eşitlik (2.52) ve (2.53)’ün kullanılmasıyla devre gerilim eşitliğinden E_c yok edilebilir.

$$V_T = K_1 K_2 I_a \omega + I_a (R_a + R_s)$$



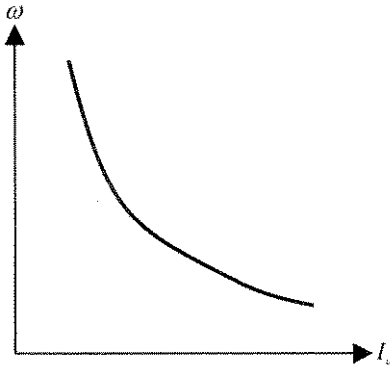
Şekil 2.25. DC seri motor endüvi momenti-akımı ilişkisi

Endüvi akımı terimleri ile açısal hız

$$\omega = \frac{V_T}{K_1 K_2 I_a} - \frac{R_a + R_s}{K_1 K_2} \quad (2.64)$$

olarak ifade edilebilir. Eşitlik (2.64), endüvi akımının küçük bir değerinde bile motorun çok yüksek devir yapabildiğini gösterir. Bu sebepten motor yüksüz iken

çalıştırılırsa motor devir sayısı çok aşırı yükselir ve tehlikeli durumlar meydana gelebilir. Bu sakıncaya meydan vermemek için, DC seri motorlar hep motor miline yükün bağlı olduğu uygulamalarda kullanılır. Örnek olarak yük asansörü, vinç, tren motorları verilebilir. Motor hızının tehlikeli olacak devirlere yükselmesini önlemek için motor devresinde merkezkaç anahtar kullanılmalıdır.



Şekil 2.26. DC seri motorun endüvi akımı ile devir sayısının değişimi

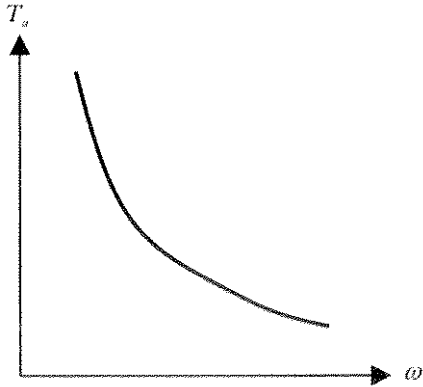
DC seri motorun endüvi akımı-hız ilişkisi Şekil 2.26’da gösterilmiştir. Eşitlik (2.64)’den endüvi akımı, açısal hız ile tanımlanabilir.

$$I_a = \frac{V_T}{K_1 K_2 \omega + (R_a + R_s)} \quad (2.65)$$

Eşitlik (5.65), eşitlik (5.63)’de yerine konulursa

$$T_a = \frac{K_1 K_2 V_T^2}{[K_1 K_2 \omega + (R_a + R_s)]^2} \quad (2.66)$$

elde edilir. Eşitlik (2.66), DC seri motorun moment-hız karakteristiğini verir ve Şekil 2.27’de gösterilmiştir.



Şekil 2.27. Seri motorun moment-hız eğrisi

2.5.3. Yolalma (Başlama)

Motor dururken, motor devir sayısının ve zıt emk'in sıfır olduğu açıktır. Endüvi devresine sabit kaynak geriliminin uygulanması çok yüksek akım ile sonuçlanacaktır. Eşitlik (2.52)'de $E_c=0$ iken başlama akımı,

$$I_{a,st} = \frac{V_T}{R_a + R_s} \quad (2.67)$$

olur. Başlama akımını sınırlamak için iki tedbir alınabilir. Birincisi ve en gerçekçi olanı motora ayarlı DC gerilim kaynağından azaltılmış gerilim uygulamaktır.

İkincisi ve klasik olanı ise akım değerini kabul edilebilir sınırdaki tutacak yol verme (starting) direnci (R_{st}) kullanmaktır. Bu direnç ayarlı olup motor devir sayısı arttıkça devreden çıkartılır. Motor, yolaldıktan sonra eğer motor direnci devrede bırakılırsa motor düşük devir (performans) ile çalışacaktır.

Eşitlik (2.62)'den görüleceği gibi seri motor yüksek yolalma momenti karakteristiğine sahiptir.

2.5.4. Güç kayıpları ve verim

Bir DC seri motorun giriş gücü;

$$P_{in} = V_T I_a \quad (2.68)$$

olarak verilir. Motor içindeki güç kayıpları; endüvi ve seri alan dirençlerinin kayıpları, döner kayıplar (P_{out}) olarak sayılabilir. Buna göre kayıplar P_l

$$P_l = I_a^2(R_a + R_s) + P_{rot} \quad (2.69)$$

olarak yazılır. Çıkış gücü ise motor giriş gücünden P_l güç kayıplarının çıkarılması sonucu elde edilir.

$$P_o = P_{in} - P_l \quad (2.70)$$

Motor verimi η ise;

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.71)$$

olarak ifade edilir. Motor verimi, endüvi akımı ve dolayısıyla motor yüküyle değişir. Endüvi akımı arttıkça, maksimum verime ulaşıncaya kadar verim de artar. Akımın daha fazla artırılmasıyla verim düşer. Maksimum verime karşılık gelen endüvi akımını bulmak için endüvi akımına göre verimin türevi sıfıra eşitlenir.

$$\frac{d\eta}{dI_a} = 0$$

$$P_{in} \left(\frac{\partial P_o}{\partial I_a} \right) - P_o \frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} = 0 \quad (2.72)$$

Eşitlik (2.70) kullanılırsa

$$P_{in} \left(\frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} - \frac{\partial P_l}{\partial I_a} \right) - (P_{in} - P_l) \frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} = 0$$

elde edilir ve basitleştirilirse,

$$P_{in} \left(\frac{\partial P_l}{\partial I_a} \right) = \frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} \quad (2.73)$$

olur. Gerekli türevlerin sonuçları,

$$\frac{\partial P_l}{\partial I_a} = 2I_a (R_a + R_s)$$

$$\frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} = V_T$$

elde edildikten sonra, maksimum verim için aşağıdaki koşul,

$$2V_T I_a^2 (R_a + R_s) = V_T [I_a^2 (R_a + R_s) + P_{rot}]$$

sağlanır ve eşitlik basitleştirilirse, döner kayıpları veren

$$P_{rot} = I_a^2 (R_s + R_s) \quad (2.74)$$

ifadesine erişilir. Döner kayıplar olarak temsil edilen sabitlenmiş kayıplar ve $I_a^2 R$ ile temsil edilen sargı kayıpları birbirine eşit olduğunda verim maksimum olur. Böylece

$$I_{a,max} = \sqrt{\frac{P_{rot}}{R_a + R_s}} \quad (2.75)$$

olur. Verimin maksimum değeri

$$\eta_{max} = \frac{P_{in,max} - 2P_l}{P_{in,max}} \quad (2.76)$$

veya

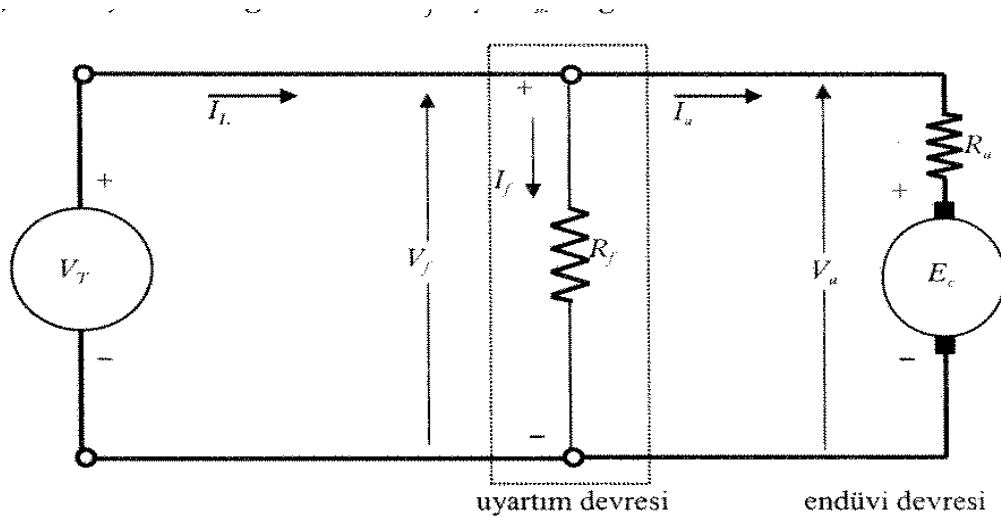
$$\eta_{max} = 1 - \frac{2[P_{rot} (R_s + R_s)]^{1/2}}{V_T} \quad (2.77)$$

olarak hesaplanır.

Yukarıdaki gelişmelerden şu sonuç çıkarılabilir. Maksimum verim; döner kayıpların, endüvi ve seri alan sargı dirençlerinin ve terminal (uç) geriliminin fonksiyonudur. Motorun maksimum verim değeri, terminal gerilimin artırılması veya endüvi ve seri alan dirençlerinin azaltılması ile artırılabilir.

2.6. DC Şönt Motorlar

Şekil 2.28'de gösterildiği gibi, şönt motorda alan sargısı ile endüvi sargısı paralel bağlıdır. Uyartım sargısı direnci R_f veya R_{sh} ile gösterilir.



Şekil 2.28. DC şönt motor devresi

Endüvi uç gerilimi V_a uyartım gerilimi V_f ve uygulanan kaynak gerilimi veya terminal gerilimi V_T aynıdır.

$$V_T = V_a = V_f \quad (2.78)$$

Hat akımı veya yük akımı I_L endüvi akımı I_a ile uyartım akımının (I_{sh} veya I_f) toplamına eşittir.

$$I_L = I_a + I_f \quad (2.79)$$

Uyartım akımı,

$$I_f = \frac{V_T}{R_f} \quad (2.80)$$

olur. Şekil 2.28'den devrenin gerilim eşitliği,

$$V_T = V_a = E_c + I_a R_a \quad (2.81)$$

ve Eşitlik (2.79)

$$E_c = K_1 K_2 \frac{V_T}{R_f} \omega \quad (2.82)$$

olarak yazılabilir. Eğer son eşitlikteki sabitler

$$K_{sh} = K_1 K_2 \frac{V_T}{R_f} \quad (2.83)$$

olarak tanımlanırsa, zıt emk (E_c)

$$E_c = K_{sh} \omega \quad (2.84)$$

olarak kısılacaktır. Sabit kaynak gerilimi ve alan direnci şartında *zıt emk* değerinin endüvi hızı ω ile orantılı değiştiği görülür.

2.6.1. Endüvi güç- akım karakteristiği

Endüvide üretilen güç ifadesi

$$P_a = E_c I_a$$

yerine, Eşitlik (2.81) kullanılarak

$$P_a = (V_T - I_a R_a) I_a \quad (2.85)$$

yazılabilir. Seri motor endüvi güç eşitliğinde $R_s = 0$ yapılırsa, şönt motor endüvi güç eşitliğine eşit olur.

$$I_a = \frac{V_T \pm \sqrt{V_T^2 - 4P_a R_a}}{2R_a} \quad (2.86)$$

Endüvide üretilen gücün maksimum değeri;

$$P_{a,\max} = \frac{V_T^2}{4R_a} \quad (2.87)$$

Bunu sağlayan akım değeri;

$$I_{a,\max} = \frac{V_T}{2R_a} \quad (2.88)$$

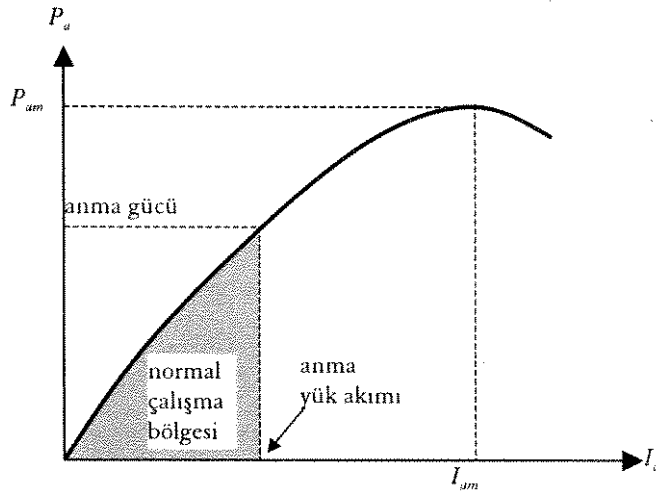
Normal çalışma bölgesinde eşitlik (2.86) karekökün önündeki işaret negatif (-) alınır. Yani endüvi akımı

$$I_a = \frac{V_T - \sqrt{V_T^2 - 4P_a R_a}}{2R_a} \quad (2.89)$$

olur. Eğer değeri ihmal edilirse endüvi akımının yaklaşık değeri

$$I_a \cong \frac{P_a}{V_T} \quad (2.90)$$

eşitliğiyle hesaplanır. Bu eşitliğe göre kaynak gerilimi sabit iken endüvi akımının endüvide üretilen güç ile yaklaşık olarak orantılı değiştiği söylenebilir. DC şönt motorun tipik P_a - I_a eğrisi Şekil 2.29'da verilmiştir.



Şekil 2.29. Bir DC şönt motorda endüvi gücü-akımı ilişkisi

2.7.2. Moment- hız karakteristiği

Endüvide üretilen moment ,

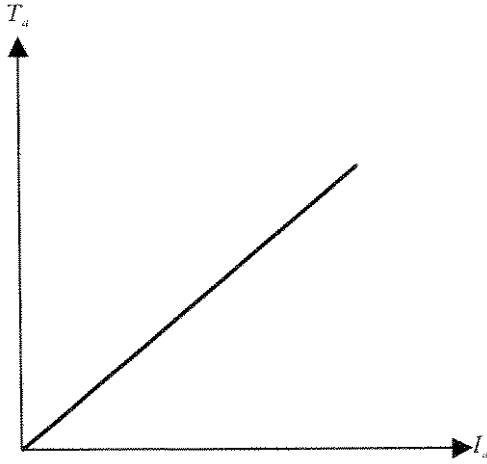
$$T_a = \frac{P_a}{\omega}$$

endüvi gücünün açısal hıza oranlanması ile bulunur. Eşitlik (2.84)'den

$$T_a = K_{sh} I_a \quad (2.91)$$

elde edilir. Bu eşitliğe göre DC şönt motorda endüvi iç momentinin endüvi akımı ile doğru orantılı olarak değiştiği Şekil 2.30'de gösterildiği gibi çok açıktır. Eşitlik (2.84), (2.83)'de yerine konulursa, hız endüvi akımı terimi ile ifade edilebilir.

$$\omega = \frac{V_T - I_a R_a}{K_{sh}} \quad (2.92)$$



Şekil 2.30. Bir DC şönt motorda endüvi momentinin endüvi akımı ile değişimi

Yüksüz durumda, $I_a = 0$ olduğundan açısal hız

$$\omega_o = \frac{V_T}{K_{sh}} \quad (2.93)$$

olur. Eşitlik (2.93) ve (2.92)'den

$$\omega = \omega_o - \frac{R_a}{K_{sh}} I_a \quad (2.94)$$

elde edilir. Burada R_a/K_{sh} değeri genellikle çok küçüktür, ihmal edilebilir. Bundan dolayı pratikte DC şönt motorlar genellikle sabit devirli motorlar olarak kabul edilirler. Hızın endüvi akımı ile değişim eğrisi Şekil 2.31'de verilmiştir. Moment-hız değişimi ise eşitlik (2.91) ve (2.92)'den

$$T_a = \frac{K_{sh}}{R_a} (V_T - K_{sh} \omega)$$

ve eşitlik (2.93) kullanılarak endüvi momenti,

$$T_a = \frac{K_{sh}^2}{R_a} (\omega_o - \omega) \quad (2.95)$$

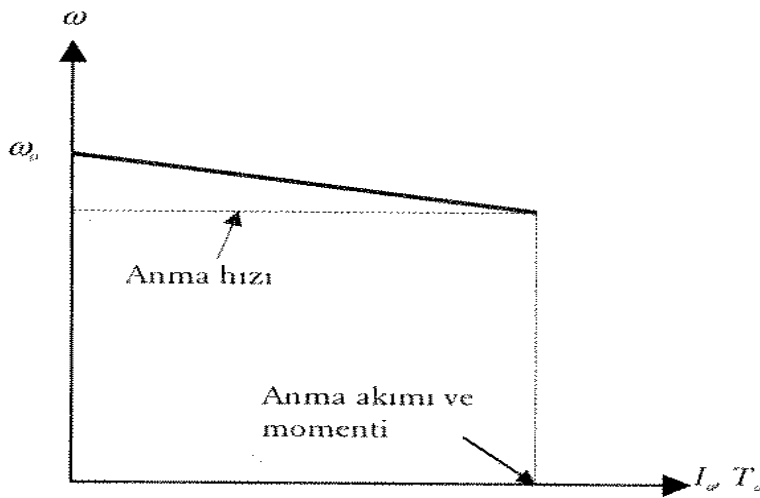
elde edilir. Burada ω_o motorun yüksüz durumdaki hızıdır. Motor hızının moment ile değişimi ise

$$\omega = \frac{V_T}{K_{sh}} - \frac{T_a R_a}{K_{sh}^2}$$

veya

$$\omega = \omega_o - \frac{T_a R_a}{K_{sh}^2} \quad (2.95)$$

olur. Moment-hız eğrisi de Şekil 2.30'da gösterilen endüvi akım-hız eğrisinin aynısıdır ve böylece Şekil 2.31'de her iki değişken aynı yatay eksenle gösterilmiştir.



Şekil 2.31. DC şönt motor devir sayısının endüvi akımı (veya momenti) ile değişimi

2.6.3. Güç kayıpları ve verim

Motorun giriş gücü

$$P_{in} = V_T I_L$$

ifadesi ile tanımlanır. Burada yük akımı ise

$$I_L = I_a + I_f$$

yerine konulursa,

$$P_{in} = V_T I_a + P_f \quad (2.97)$$

elde edilir. Burada P_f şönt alan sargısı direncinde harcanan güçtür ve

$$P_f = \frac{V_T^2}{R_f} = V_f I_f \quad (2.98)$$

olarak tanımlanır. Endüviye giriş gücü ($V_a I_a$); endüvi güç kayıpları, döner kayıplar ve mekanik çıkış gücünü sağlar. Mekanik çıkış gücü ise;

$$P_o = V_T I_a - I_a^2 R_a - P_{rot} \quad (2.99)$$

Motor verimi çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak hesaplanır.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.100)$$

Eşitlikler (2.97), (2.99) ve (2.100) incelendiğinde verimin endüvi akımına bağlı olduğu görülür. Maksimum verimin meydana geldiği nokta verimin akım ile değişim türevi sıfır yapılarak hesaplanır.

$$P_{in} \frac{\partial P_o}{\partial I_a} - P_o \frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} = 0$$

Gerekli matematiksel işlemleri yaptıktan sonra

$$\frac{\partial P_o}{\partial I_a} = V_T - 2I_a R_a$$

$$\frac{\partial P_{in}}{\partial I_a} = V_T$$

eşitlikleri elde edilir. Maksimum verim için koşul,

$$(V_T I_a + P_f)(V_T - 2I_a R_a) - (V_T I_a - I_a^2 R_a - P_{rot})V_T = 0$$

olarak sağlanmış olur. Eşitliği basitleştirirsek,

$$R_a I_a^2 + 2I_a I_f R_a - (P_{rot} + P_f) = 0 \quad (2.101)$$

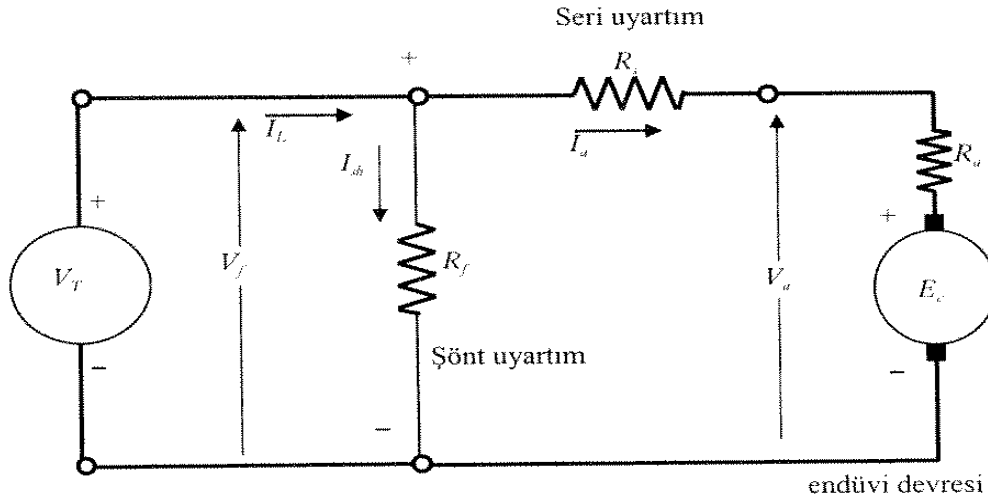
elde edilir. Bu eşitliğin (kuadratik) çözümü maksimum verimin oluşacağı akımı verir. (I_f, R_a) değerinin genellikle çok düşük olduğu dikkate alınır, aşağıdaki gibi pratik bir yaklaşık değer bulunur.

$$R_a I_{a,\max}^2 \cong P_{rot} + P_f \quad (2.102)$$

2.7. Kompunt Motorlar

DC kompunt motorlarda hem şönt hem de seri alan sargıları kullanılır. İki sargının birleşik etkisi ile toplam akı meydana gelir. Şönt alanın etkisi seri alana göre çok yüksektir. Seri alan şönt alanı kuvvetlendirirse makina “*artırmalı veya eklemeli kompunt*”, seri alan şönt alanı zayıflatacak yönde ise makina “*azaltmalı veya çıkarmalı kompunt*” olarak adlandırılır.

Seri alan sargısının endüvi sargısı ile seri bağlı ve şönt sargının kaynağa paralel bağlandığı şekle “*uzun şönt kompunt*” motor denir. Seri sargının kaynağa bağlı ve şönt sargının endüvi uçlarına paralel bağlandığı şekle ise “*kısa şönt kompunt*” motor denir. Buradaki analizlerde Şekil 2.32’de gösterilen “*uzun şönt kompunt*” motor kullanılacaktır [4].



Şekil 2.32. Uzun şönt kompant DC motor devresi

Artırmalı DC kompant motorlarda alan akısı

$$\phi_f = K_3 I_{sh} + K_4 I_a \quad (2.103)$$

olmaktadır. Motorun doğrusal mıknatıslama bölgesinde çalıştığı kabul edilirse, K_3 ve K_4 sabitleri sırasıyla şönt ve seri sargı parametrelerini temsil ederler. Azaltmalı kompant motorda alan akısı;

$$\phi_f = K_3 I_{sh} - K_4 I_a \quad (2.104)$$

olarak elde edilir. Eşitlikler (2.103) ve (2.104) eşitliklerinde ilk terimler sabit iken ikinci terimler endüvi akımıyla (ve böylelikle motor yükü ile) doğrusal olarak değişir. Şekil 2.32'deki devreden gerilim, yük akımı, uyartım akımı, endüvi gücü ve momentleri eşitlikleri yazılabilir.

$$V_T = E_c + I_a (R_a + R_s) \quad (2.105)$$

$$I_{sh} = \frac{V_T}{R_f} \quad (2.106)$$

Endüvi gücü;

$$P_a = E_c I_a \quad (2.107)$$

Endüvi momenti;

$$T_a = \frac{P_a}{\omega} \quad (2.108)$$

Zıt emk;

$$E_c = K_1 (K_3 I_s \pm K_4 I_a) \omega \quad (2.109)$$

Bu zıt emk eşitliğinde $\pm$ yerine pozitif işaret artırmalı kompunt, negatif işaret ise azaltmalı kompunt için kullanılır. Elde edilen bu eşitlikler ile kompunt motorun performans analizi kolayca yapılabilir. Eşitlikler (2.105) ve (2.107)'den I_a - P_a ilişkisi elde edilir.

$$P_a = [V_T - I_a (R_s + R_a)] I_a \quad (2.110)$$

Bu eşitlik, seri motor eşitliğinin aynısıdır. Şönt motor eşitliğinde $R_f=0$ kabul edilirse yine aynı sonucu verir. Eşitlikler (2.106) ve (2.109) kullanılarak endüvi momenti;

$$T_a = K_1 \phi_f I_a \quad (2.111)$$

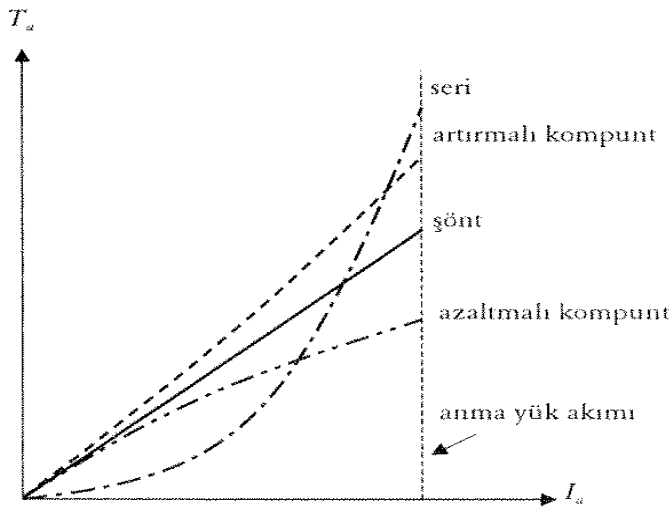
elde edilir. Eşitlikler (2.103) veya (2.104)'de tanımlanan. ϕ_f değeri

$$\phi_f = K_3 I_{sh} - K_4 I_a$$

Eşitlik (2.111)'de yerine konulursa, kompunt motorun ürettiği moment ifadesine ulaşılır.

$$T_a = K_1 (K_3 I_{sh} \pm K_4 I_a) I_a \quad (2.112)$$

Eşitlik (2.112) kompunt motor tarafından üretilen momentin Şekil 2.34’de gösterildiği gibi hem şönt, hem de seri motor karakteristiklerinin bileşkesi olduğunu göstermektedir. Artırmalı bir kompunt motor, aynı endüvi akımında şönt motordan daha yüksek moment üretmektedir. Azaltmalı bir kompunt motor ise aynı endüvi akımında şönt motordan daha düşük moment üretmektedir.



Şekil 2.33. Değişik bağlantılı DC motorlar için üretilen moment-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması.

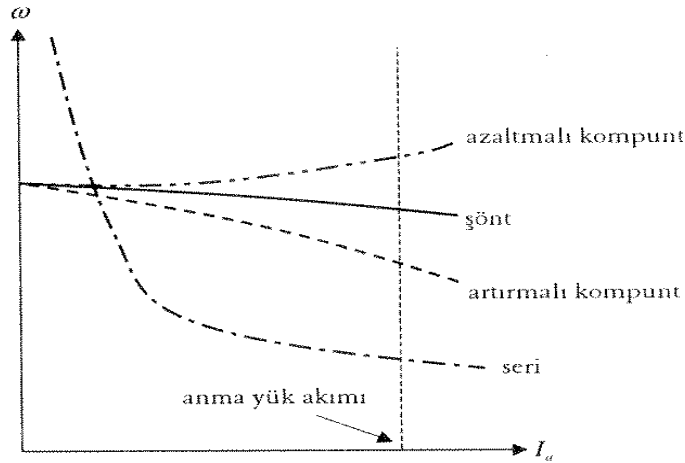
Eşitlikler (2.109) ve (2.105) kullanılarak motor açısal hızı, endüvi akımı ile ifade edilebilir.

$$\omega = \frac{V_T - I_a(R_s + R_a)}{K_1(K_3 I_{sh} \pm K_4 I_a)} \quad (2.113)$$

Eşitlik (2.113)’de verilen kompunt motor hız eşitliğinde $\pm$ yerine $+$ işareti konulursa artırmalı kompunt motor hız eşitliği;

$$\omega = \frac{V_T - I_a(R_s + R_a)}{K_1(K_3 I_{sh} + K_4 I_a)}$$

elde edilir. Bu eşitlikte endüvi akımı artarsa, yani motor yükü artarsa, pay azalırken payda artar ve motor hızı azalır. Şekil 2.34’de dikkat edilirse artırmalı kompunt motorda hız düşmesi oranı, şönt motora göre daha fazladır.



Şekil 2.34. Değişik bağlantılı DC motorlar için hız-endüvi akımı karakteristiklerinin karşılaştırılması

Azaltmalı kompunt motor için ise Eşitlik (2.113)’de $\pm$ yerine - işareti kullanılmalıdır.

$$\omega = \frac{V_T - I_a(R_s + R_a)}{K_1(K_3 I_{sh} - K_4 I_a)} \quad (2.114)$$

Azaltmalı kompunt motorda yük arttıkça payda azalır, devir sayısı artar. Eğer $(K_3 I_{sh} - K_4 I_a)$ değeri sıfıra yakalaşırsa, motor devir sayısı çok tehlikeli bir şekilde artar ve motor kontrolü kaybedilir. Azaltmalı kompunt motor yapısından kaynaklanan kararsızlık nedeniyle, pratikte çok nadir kullanılır [4,7].

2.7.1. Moment -hız karakteristiği

Kompunt motorun moment-hız karakteristiği seri ve şönt motorların karakteristiklerinden elde edilebilir. Eşitlik (2.112)’den endüvi moment;

$$T_a = T_{sh} + T_s$$

biçiminde yazılır. Burada;

$$T_{sh} = K_1 K_3 I_{sh} I_a$$

$$T_s = K_1 K_4 I_a^2$$

Hızın bir fonksiyonu olarak Eşitlik (2.113)'den elde edilen endüvi akımı,

$$I_a = \frac{V_T - K_1 K_3 I_{sh} \omega}{R_s R_s + K_1 K_4 \omega} \quad (2.115)$$

Eşitlik (2.112)'de yerine konulursa, sonuçta kompunt motorun moment eşitliği elde edilir.

$$T_a = K_1 \left[K_3 I_{sh} \frac{V_T - K_1 K_3 I_{sh} \omega}{R_a + R_s + K_1 K_4 \omega} + K_4 \frac{(V_T - K_1 K_3 I_{sh} \omega)^2}{(R_a + R_s + K_1 K_4 \omega)^2} \right] \quad (2.116)$$

Bu moment eşitliğinden kompunt motorun şönt ve seri alanların katkısıyla oluşan iki moment bileşenine sahip olduğu görülür [4,6,7].

3. DC MOTORUN HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ VE SÜRÜCÜLERİ

3.1. DC Motorun Hız Kontrol Yöntemleri

DC motorlar, kolay hız değiştirme özelliklerine sahip olduğundan dolayı hızın kontrol edilmesi istenen yerlerde kullanılır. Yüksek yol alma momenti sağladığından, hız kontrolü (alternatif akım) AC motorlarına göre daha kolay ve daha ucuzdur.

Kontrol doğrultucular, sabit AC gerilimden değişken DC gerilimi elde ederek, kıyıcılar ise sabit DC gerilimi değişken DC gerilime çevirir. DC motorların hızı DC motorun bağlantı türüne göre aşağıdaki yöntemlerle ayarlanabilir [2].

3.1.1. Seri motorların hız kontrolü

DC seri motorların hızını ayarlamak için aşağıdaki yöntemler kullanılabilir;

1. Seri dirençle endüvi gerilimi kontrolü,
2. Şönt dirençle alan akımı kontrolü,
3. Seri dirençlerle endüvi ve alan akımlarının kontrolü,
4. Seri alan sargısına şönt direnç bağlamak,
5. Ayarlı gerilimli kaynaklar,

Bu yöntemlerin bazıları teorik olarak mümkün olmasına rağmen pratikte pek tercih edilmezler. Burada seri direnç ve ayarlı gerilimli kaynak teknikleri üzerinde kısaca durulacaktır.

Seri dirençle endüvi gerilimi kontrolü

Motor devresine ayarlı seri direnç bağlanarak hız kontrolü yapılmasına ilişkin devre Şekil 3.1’de verilmiştir. Burada seri direnç gerilim bölücü olarak görev yapmakta ve

direnç değeri ayarlanarak istenen gerilim motora uygulanmaktadır. Seri direncin (R_b) etkisi moment-hız eğrisinden görülebilir. R_b direnci bağlı değişken moment eşitliği;

$$T_a = \frac{K_1 K_2 V_T^2}{[K_1 K_2 \omega_A + (R_a + R_s)]^2} \quad (3.1)$$

ve R_b direnci bağlı iken moment eşitliği;

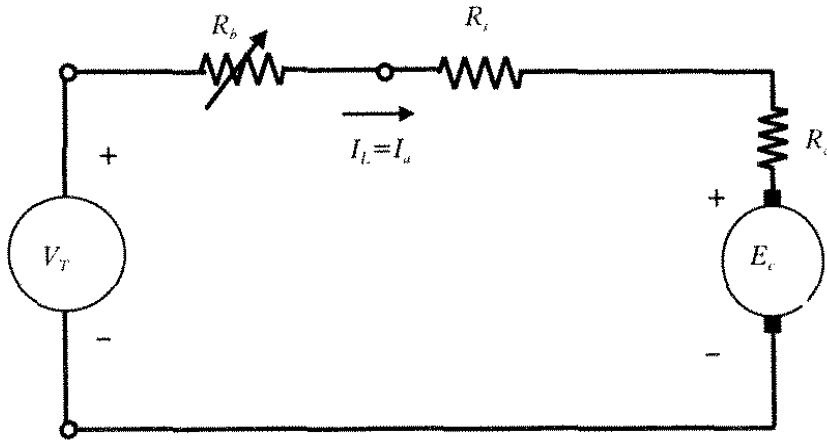
$$T_a = \frac{K_1 K_2 V_T^2}{[K_1 K_2 \omega_B + (R_a + R_s + R_b)]^2} \quad (3.2)$$

R_b değerinin artması ile moment-hız karakteristiği kötüleşmektedir. Aynı moment için hız;

$$K_1 K_2 \omega_A + (R_a + R_s) = K_1 K_2 \omega_B + (R_a + R_s + R_b)$$

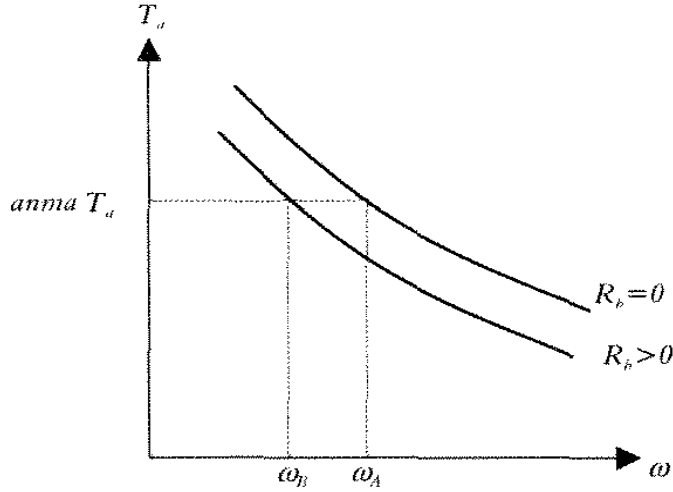
$$\omega_B = \omega_A - \frac{R_b}{K_1 K_2} \quad (3.3)$$

biçiminde elde edilir.



Şekil 3.1. Seri direnç ile seri motorun hız kontrolü

Şekil 3.2'deki eğrilerden görüleceği üzere ilave ayarlı seri direnç kullanılmaksızın elde edilen açısal hız ω_A , ayarlı direncin devrede olduğu durumdaki ω_B değerinden daha yüksektir.



Şekil 3.2. Ayarlı direncin moment-hız eğrisine etkisi

Ayarlı gerilimli kaynaklar

Moment-hız karakteristiği kaynak gerilimi ayarlanarak değiştirilebilir. Bu işlem yarı iletken sürücülerle kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Bu konu bölüm 3.1.3'de ayrıntılı olarak açıklanacaktır.

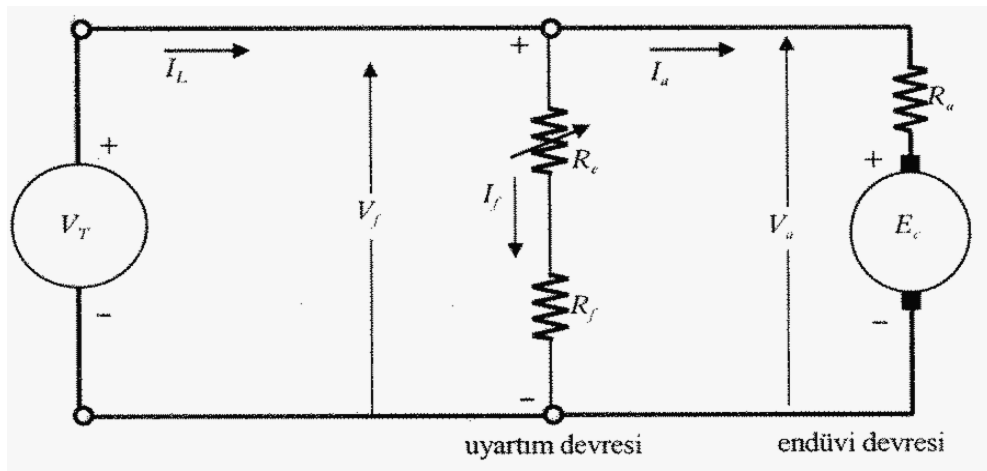
3.1.2. Şönt motorların hız kontrolü

DC şönt motorun hız kontrolü için birçok yöntem vardır.

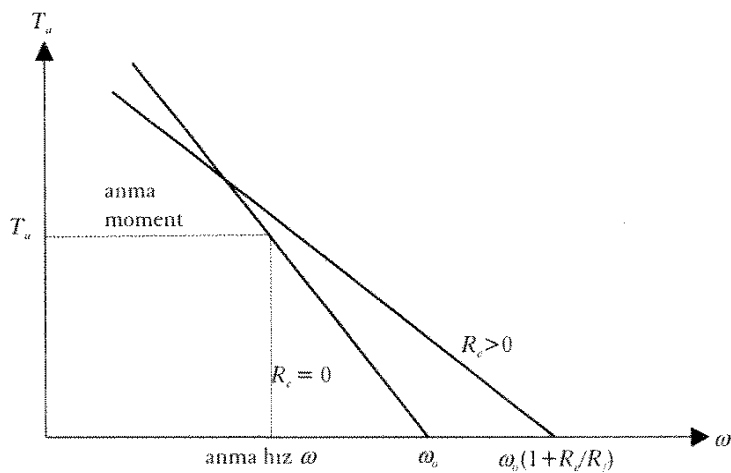
1. Seri dirençle alan akımı kontrolü,
2. Seri dirençlerle endüvi ve alan akımlarının kontrolü,
3. Ayarlı gerilimli kaynaklar,

Seri dirençle alan akımı kontrolü

Şekil 3.3'deki gibi alan sargısına ayarlı bir direnç (R_c), seri bağlanarak alan direnci artırılır ve böylece alan akımı azaltılır. Bu işlem sonucunda elde edilen moment-hız karakteristiği Şekil 3.4'deki gibi yine düz bir hat şeklindedir. İlave R_c direncinin etkisi moment sıfır iken hızı artırır ve ayrıca anma yükünde de motor hızı daha yüksektir.



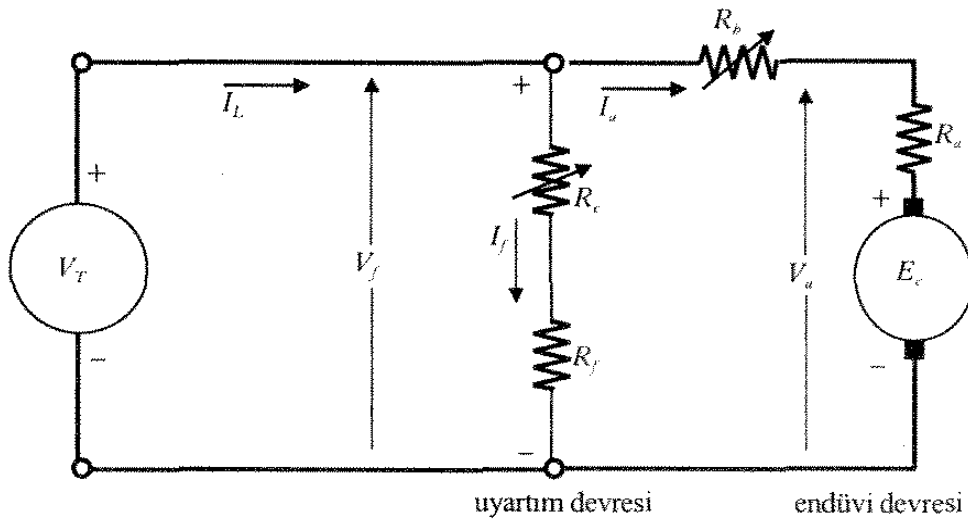
Şekil 3.3. Alan direnci ile DC şönt motor hız kontrolü



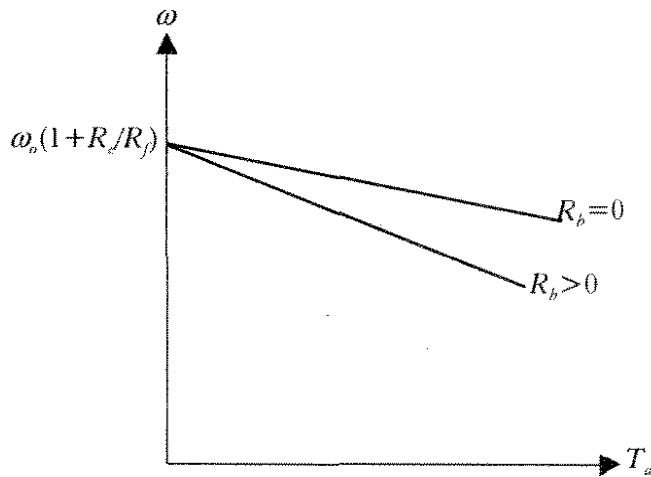
Şekil 3.4. DC şönt motor hızının alan direnci ile ayarı

Seri dirençle endüvi ve alan akımının kontrolü

Şekil 3.5'deki gibi ayarlı dirençler şönt sargıya ve endüvi devresine seri bağlanırlar. Bu yöntemde, hem alan devresi direnci hem de endüvi devresi direnci ayarlanabilmektedir. Şönt motorun hız ayarına ayarlı R_b direncinin etkisi Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Eğer R_b direnci sürekli devrede kalırsa moment-hız karakteristiği kötüleşir.



Şekil 3.5. Alan ve seri endüvi dirençleri ayarı ile hız kontrolü



Şekil 3.6. Şönt ve seri endüvi dirençlerinin kontrolü

Ayarlı gerilimli kaynaklar

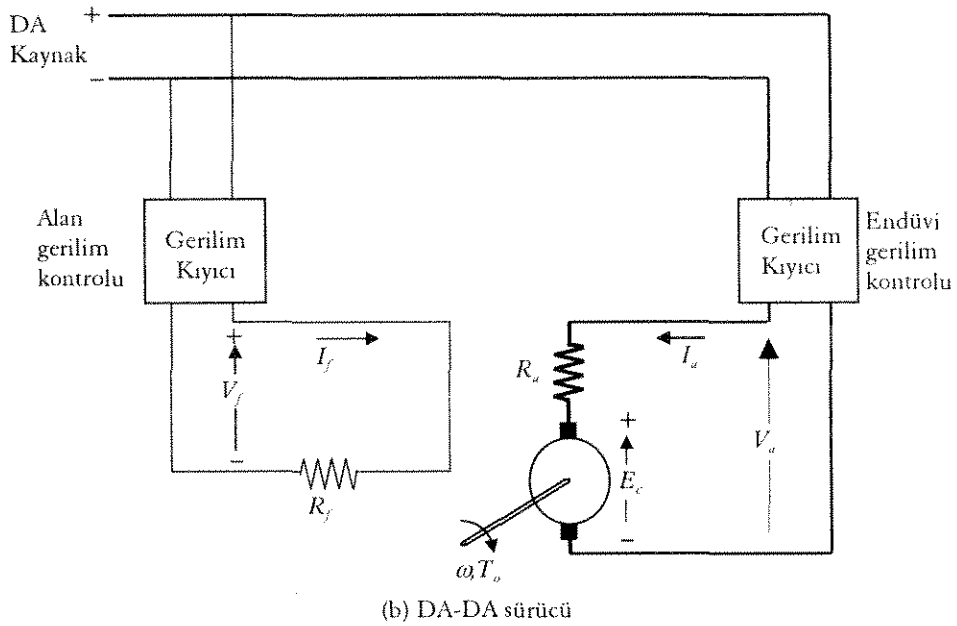
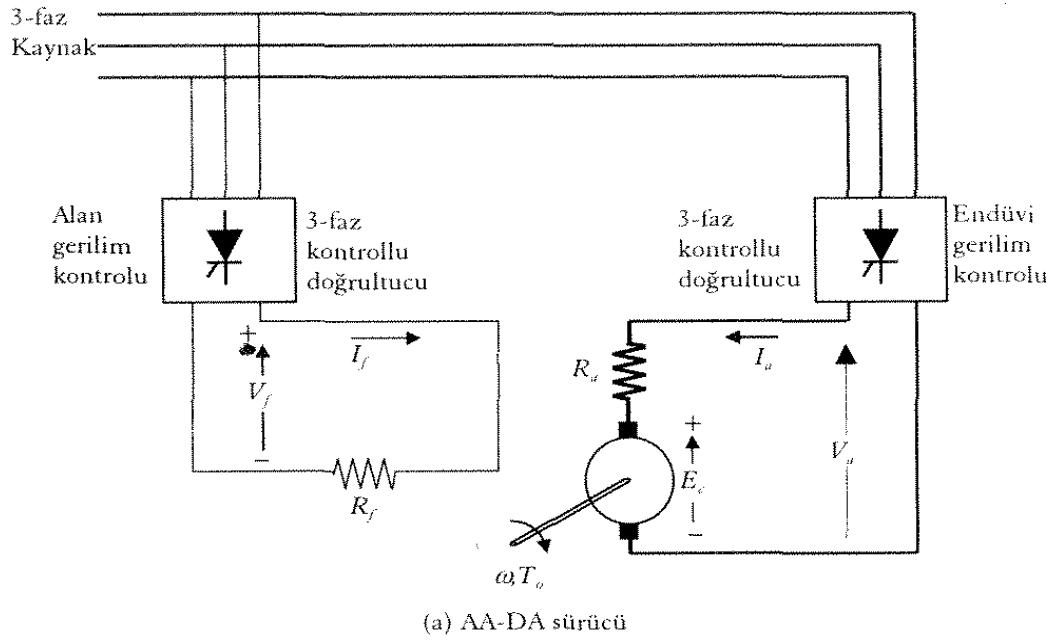
Endüvi ve alan devresi gerilimleri yarıiletken kontrollü ayarlı gerilim kaynakları tarafından beslenerek hız kontrolü yapılabilir. Bu konu bölüm 3.1.3’de ayrıntılı olarak açıklanacaktır [4].

3.1.3. Ayarlanabilir-hızlı DC motor sürücüleri

Geçmişte endüstriyel uygulamalar için ayarlanabilir-hızlı DC motor sürücü talepleri, sabit alan akılı ve ayarlanabilir endüvi gerilimli DC motorları tarafından karşılanmıştır.

Ayarlanabilir DC gerilimi, 1890’lı yıllarda geliştirilen ve Ward-Leonard sistemi olarak bilinen motor-generatör seti ile sağlanmıştır. Bu sistem 1940’lı yıllarda yaygın uygulama alanları bulmuştur. Ward-Leonard sistemin düşük verim, kaba ve büyük boyut, periyodik bakım ve parça değiştirmeler olarak sayılabilecek zayıflıkları vardır. Güç elektroniğinde ve tristörlerdeki gelişmeler Wad-Leonhard sistemine göre daha cazip alternatifleri beraberinde getirmiştir. Bu kısımda, DC motorlarının hız ayarında kullanılan ayarlı gerilimli kaynaklar üzerinde durulacaktır.

Yabancı uyarımlı DC motoru çift uyarımlı bir makinadır. Hem endüvi devresi hem de uyarım devresi tarafından kontrol edilebilir. Mevcut gerilim kaynağına göre kontrol işlemi; Şekil 3.7(a)’da gösterildiği gibi kontrollü doğrultucunun kullanıldığı AC-DC sürücü ile yapılabilir veya Şekil 3.7(b)’deki gibi kıyıcı kullanılarak DC-DC sürücü ile yapılabilir. Küçük güçlü AC-DC sürücüde bir-fazlı AC gerilim kaynağı kullanılabilir.



Şekil 3.7. Yabancı uyarımlı DC motorlar için ayarlanabilir hız sürücüleri

DC motorları kontrol etmek için pratikte uygulanan strateji ilgilenilen hız aralığını iki bölgeye ayırmaktır. Şekil 3.8’de gösterildiği üzere motor anma hızı, iki bölgeyi birbirinden ayırmaktadır. İlk bölgede (I.Bölgede) alan uyarıtımı anma değerine sabitlenirken hız ayarı endüvi güç devresinin tetikleme açısı kontrol edilerek

gerçekleştirilir. I.Bölge sabit-moment veya endüvi gerilim kontrol bölgesi olarak adlandırılır. Anma hızının üstündeki hız bölgesinde alan zayıflatma işlemi uygulanır ve bu bölge alan kontrol veya sabit-güç bölgesi (II.Bölge) olarak adlandırılır. II.Bölge normal olarak anma hızın iki katına kadar genişletilir.

I. Bölge (sabit moment bölgesi)

Bu bölgede çıkış momentinin, sıfır ile anma (temel) hızı ω_b aralığında sabit tutulması istenir. Anma motor hızı, anma endüvi gerilimi ve anma alan akısı tarafından belirlenir. Bu aralık boyunca alan akısı anma değerinde sabit tutulur. Bu şartlar altında sabit moment isteğini karşılamak için endüvi akımı da sabit tutulur.

$$P_a = E_c I_a$$

ve

$$T_o = \frac{P_o}{\omega}$$

Eşitliklerinden çıkış momenti

$$T_o = K_1 \phi_f I_a \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir.

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \quad (3.5)$$

$$E_c = K_1 \phi_f \omega \quad (3.6)$$

Endüvi gerilimi ve gücü;

$$V_a = K_1 \phi_f \omega + \frac{T_o}{K_1 \phi_f} R_a \quad (3.7)$$

$$P_a = K_1 \phi_f I_a \omega \quad (3.8)$$

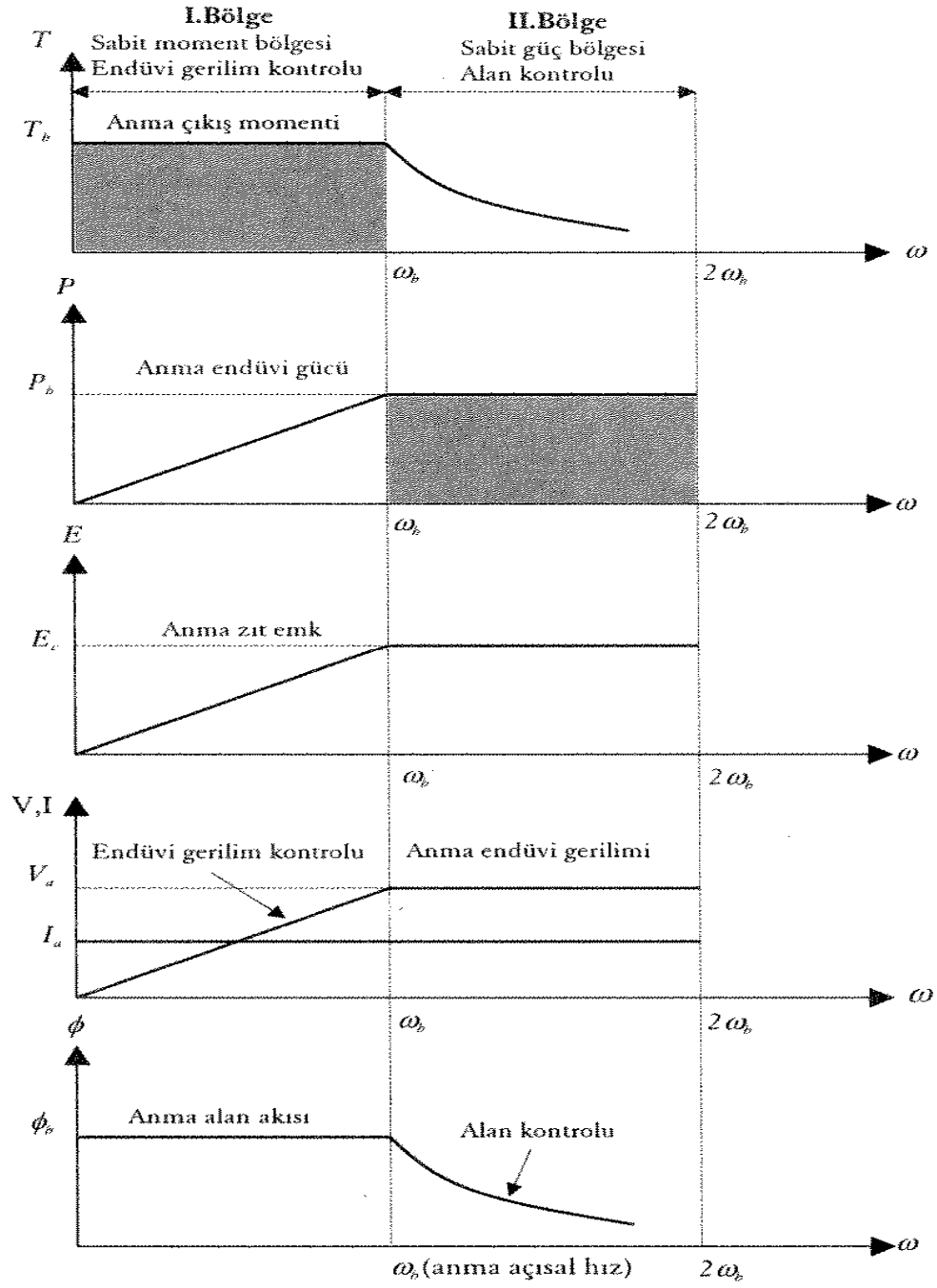
biçiminde elde edilir.

I. Bölgede çıkış gücü motor hızına orantılı olarak artar. Bu bölgede endüvi akımı sabittir. Çıkış momenti;

$$T_o = K_1 \phi_f I_a \quad (3.9)$$

anma değerinde sabittir. Çünkü alan akısı ve endüvi akımı sabittir. Başka bir ifadeyle gücün açısal hıza oranı sabittir.

$$T_o = \frac{P_o}{\omega} = \text{sabit} \quad (3.10)$$



Şekil 3.8. Yabancı uyarımlı bir DC motorunda hız kontrol bölgeleri endüvi akımı ve emk

II. Bölge (sabit güç bölgesi)

Motor hızının anma ya da temel hız değerini aştığı hız bölgesinde artık endüvi gerilimi kontrolü yapılamaz. Çünkü endüvi uçlarına anma değerinde bir gerilim uygulanmıştır, gerilim daha fazla artırılamaz. Bu durumda endüvi gerilimi, anma değerinde sabit tutulur ve alan akısı kontrolü yapılır. Alan sargısına uygulanan gerilim, dolayısıyla akım azaltılarak alan zayıflatılır. Böylece hız artarken moment azalır ve çıkış gücü sabit tutulur. Çıkış gücünü sabit tutmak için alan akısı ile hız çarpımının sabit bir değerde tutulması gerekir.

$$\phi_f \omega = \frac{P_a}{K_1 I_a} = \text{sabit} \quad (3.11)$$

Sonuç olarak II. bölgede; hız istenen değere artırılırken alan zayıflatılır, endüvi akımı sabit tutulurken zıt emk anma değerinde tutulur [1,3,4].

3.1.4. DC motorları için AC-DC sürücüleri

DC motorlar değiştirilebilir karakteristiklere sahiptirler ve ayarlanabilir-hız uygulamalarında yaygın olarak kullanılırlar. Hızlı taşımacılık, elektrik trenleri, elektrikli taşıtlar, elektrikli vinçler gibi uygulamalarda elektrik motorlarını beslemek için ayarlı DC kaynağı kullanılır. DC motorlar yüksek kalkınma momenti sağlarken geniş bir aralıkta hız kontrolünü mümkün kılarlar. AC sürücüler ile kıyaslandığında DC hız kontrol yöntemleri hem basit hem de ucuzdur. Modern endüstriyel sürücülerde DC motorlar önemli rol oynarlar. Genellikle hem yabancı uyartımlı hem de seri motorlar ayarlanabilir-hızlı sürücülerde kullanılırlar. Seri motorlar çekme, (tren, vinç gibi) uygulamalarında geleneksel olarak kullanılmaktadır. DC motorlarda, özellikle kollektör yüksek hızlarda çalışmaya uygun değildir ve AC motorlara göre çok daha fazla bakım gerektirir. Güç elektroniğindeki, mikroişlemcilerdeki ve kontrol tekniklerindeki gelişmeler AC motor sürücülerini, DC sürücülere ciddi rakip durumuna getirmiştir. Günümüzdeki eğilim her ne kadar AC sürücülere doğru olsa da DC sürücüler halen birçok endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır.

DC motorlarında endüvi ve alan sargılarına DC gerilim sağlamak için kullanılan DC sürücüler genel bir sınıflandırmaya göre üç tipe ayrılabilir,

1. Bir-fazlı sürücüler,
2. Üç-hızlı sürücüler,
3. Kıyıcılar,

DC sürücülerde dikkat edilmesi gereken önemli bir etken, doğrultucu çıkış gerilimindeki dalgalanmadır.

Kontrollü doğrultucular ile endüvi gerilim kontrolü

Bir-fazlı yarım-dalga doğrultucu çıkışı, kaynak saykılının sadece birisini sağlar ve böylece doğrultucu çıkış gerilimi harmonik bakımından çok zengin olur. Yüksek harmonikler aşırı ısınma ve moment dalgalanmasına (salınımına) neden olurlar. 50Hz çalışma frekansındaki yarım dalga doğrultmada, 1 saniyede 50 darbe (yarım dalga) var iken, tam dalga doğrultmada dalga (cycle) sayısı 100'e çıkmaktadır. Bunun sonucu tam dalga doğrultucu çıkışı daha az dalgalıdır. 5HP ve daha düşük güçlü motorlarda bir-fazlı doğrultucular kullanılır. Çünkü bir-fazlı doğrultucular ucuz ve basittir. Daha büyük güçlü motorlarda ise 3- fazlı doğrultucular kullanılır. Çünkü 3-fazlı doğrultucular bir saniyede 360 dalgaya sahiptirler ve harmonik bileşenleri daha zayıftır. Gerilimin dalga şekli düz doğruya daha yakındır. Sadece AC gerilim kaynağı mevcut ise endüvi devresine kontrollü gerilim sağlamak için kontrollü doğrultucu devreler kullanılır. Kontrol işlemi tristörlerin tetikleme açılarının kontrolü ile yapılır.

Bir-fazlı AC kaynağı

Bu durumda Şekil 3.9(a)'da devresi verilen tam-dalga doğrultucu kullanılır. Bu devrede endüvi zıt emk'i sabit kabul edilirken diğer değişkenlerin ani değerleri kullanılır. Zıt emk değeri gerçekte endüvi hızına bağlıdır. Endüvi hızı da zamanla değişir. Buradaki amaç, sistemin ortalama performansını, kaynağın tam bir dalga

süresince temsil edecek Şekil 3.9(b)'deki gibi bir eşdeğer devre elde etmektir. Motor endüvi devresine uygulanan ortalama gerilim tristörlerin α tetikleme açısının bir fonksiyonudur.

Ortalama endüvi akımı;

$$I_a = \frac{2V_m \cos \alpha}{\pi R} - \frac{E_c}{R} \quad (3.12)$$

Burada α tristör tetikleme açısıdır. Akım eşitliğinden zıt emk değeri;

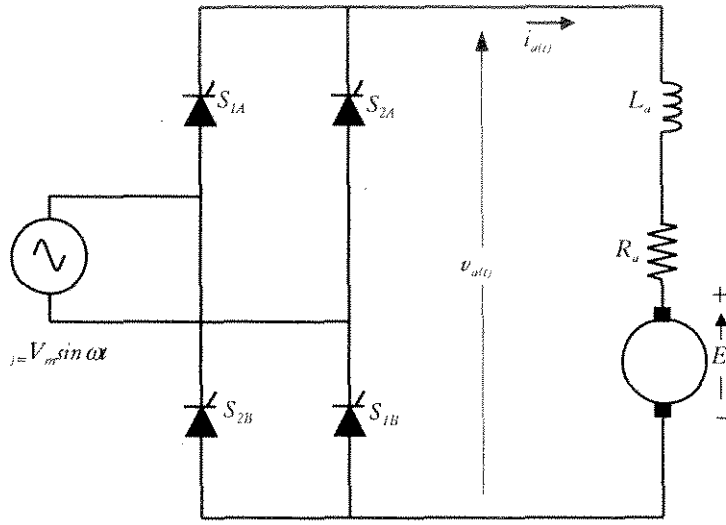
$$E_c = \frac{2V_m \cos \alpha}{\pi} - I_a R_a \quad (3.13)$$

olarak elde edilir. Şekil 3.9'da gösterilen DC motor eşdeğer devresi terimleri ile endüvi gerilimi;

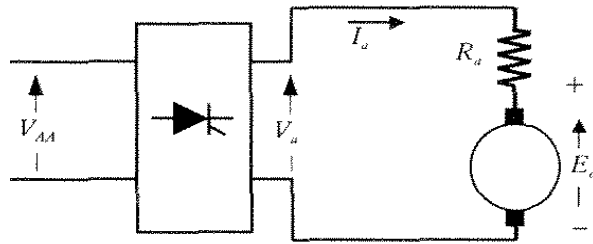
$$V_a = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (3.14)$$

biçiminde elde edilir. Alternatif bir ifadeyle kaynak geriliminin etkin değeri V kullanılarak endüvi gerilimi yazılabilir.

$$V_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha \quad (3.15)$$



(a) Açık devre şeması



(b) Kararlı durum eşdeğer devresi

Şekil 3.9. Bir-fazlı tam dalga doğrultucu kullanılarak DC motor endüvi geriliminin kontrolü

Üç-fazlı AC kaynağı

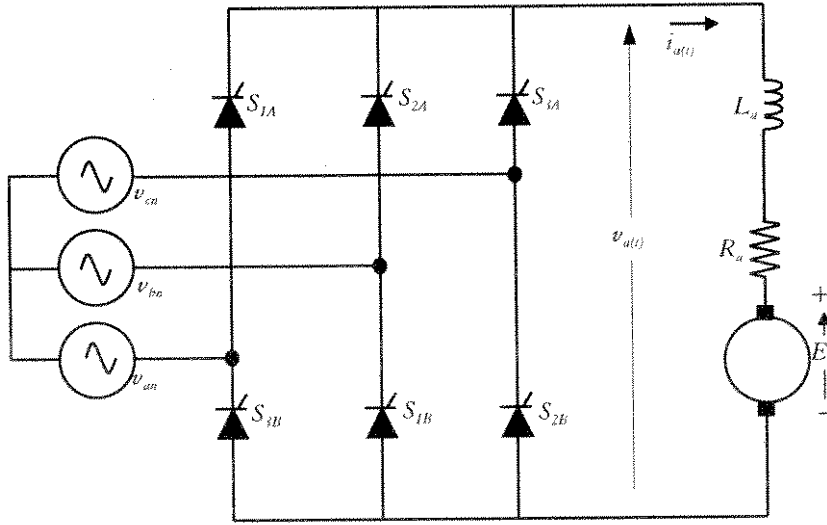
Bu durumda endüviye uygulanan gerilimin ortalama değeri V_a :

$$V_a = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (3.16)$$

olarak tanımlanır. Kaynak hat geriliminin etkin değeri V_{LL} kullanılarak endüvi gerilimi,

$$V_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha \quad (3.17)$$

olarak kabul edilir.



Şekil 3.10. Üç-Fazlı tam dalga kontrollü doğrultucu

Kontrollü doğrultucu ile alan akımı kontrolü

Alan sargısına değiştirilebilir bir DC gerilim sağlamak için ayarlı (kontrollü) doğrultucu kullanılır. Bir-faz yarım dalga doğrultucu için alan sargısı akımı (uyartım akımı);

$$I_f = \frac{V_m}{\pi R_f} \cdot \cos \alpha \quad (3.18)$$

ve bir-fazlı tam dalga doğrultucu için alan sargısı akımı;

$$I_f = \frac{2V_m}{\pi R_f} \cdot \cos \alpha \quad (3.19)$$

olarak elde edilir. Üç-fazlı tam dalga doğrultucu kullanıldığı durumda alan sargısı ortalama gerilimi ve akımı;

$$V_f = \frac{3V_m}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (3.20)$$

$$I_f = \frac{3V_m}{\pi R_f} \cos \alpha \quad (3.21)$$

olarak ifade edilir. Burada V_m hat geriliminin tepe değeridir. Alan akımı ortalama değerinin α tetikleme açısının bir fonksiyonu olduğu açıktır. Bu ilişki;

$$I_f = I_{fb} \cos \alpha \quad (3.22)$$

olarak verilir. Burada temel alan akımı I_{fb} , anma alan akısının karşılığıdır ve bir-faz tam dalga doğrultucu geriliminin etkin değeri V ile tanımlanır.

$$I_{fb} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_f} V \quad (3.23)$$

Üç-faz tam dalga doğrultucu için temel alan akımı aşağıdaki eşitlikle verilir.

$$I_{fb} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi R_f} V_{LL} \quad (3.24)$$

Burada V_{LL} hat geriliminin etkin değeridir.

Hız-tetikleme açısı ilişkisi

Bu kısımda tetikleme açıları α ile motor hızı ω arasındaki ilişki ele alınacaktır.

1.Bölge (sabit moment bölgesi)

Endüvi devresi gerilimini tetikleme açısı α_a 'nın bir fonksiyonu olarak Eşitlikler (3.15) ve (3.17) ile yazmak uygun olacaktır.

$$V_a = K_a \cos \alpha_a \quad (3.25)$$

Bir-fazlı tam dalga doğrultucu için K_a değeri;

$$K_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \quad (3.26)$$

ve Üç-fazlı tam dalga doğrultucu için K_a değeri;

$$K_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}$$

olarak elde edilir. Eşitlikler (3.5-3.7) ve (3.25)'in bir araya getirilmesi sonucu motor hızı-tetikleme açısı ilişkisi şöyle tanımlanır.

$$\omega = \frac{1}{K_1 \phi_f} \left(K_a \cos \alpha_a - \frac{R_a}{K_1 \phi_f} T_o \right) \quad (3.27)$$

Sabit moment bölgesinde, α_a tetikleme açısındaki artışın motor hızında düşüşe neden olacağı açık bir şekilde görülmektedir. Tetikleme açısı büyürse gerilimin etkin değeri azalır ve dolayısıyla motor hızı da azalır.

II. Bölge (sabit güç bölgesi):

Eşitlik (3.10-3.22) ve $P_a = E_c I_a$ güç eşitliğinden motor hızı

$$\omega = \frac{P_o}{K_1 K_2 I_a I_{fb} \cos \alpha_f} \quad (3.28)$$

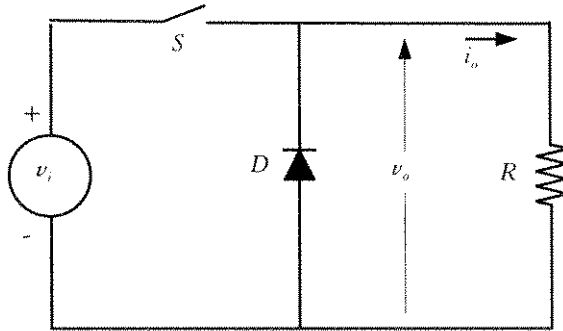
olarak yazılabilir. Burada α_f alan sargısı tetikleme açısıdır. Sabit güç bölgesinde, α_f alan sargısı tetikleme açısındaki artışın motor hızını artıracak açıkça görülmektedir. Çünkü α_f tetikleme açısının artması ile (alan sargısı gerilimi, akımı ve alan akısı azalacak) hız artacaktır.

3.1.5. DC-DC sürücüler

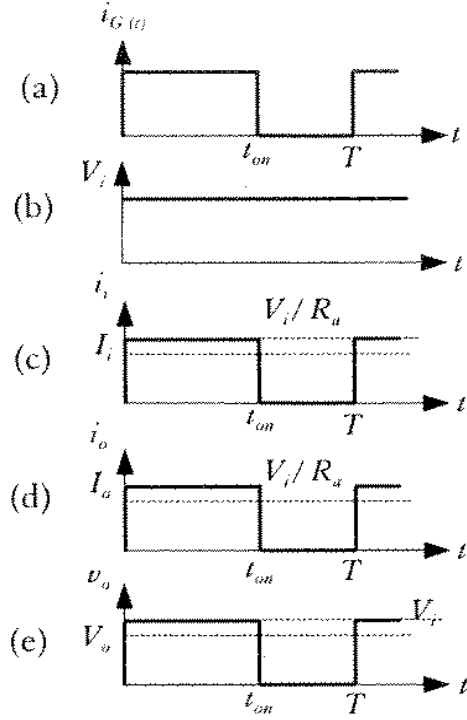
Hızlı taşımacılık, elektrik trenleri, elektrikli taşıtlar, elektrikli vinçler gibi uygulamalarda elektrik motorlarını beslemek için ayarlı DC kaynağı kullanılır. Sabit gerilimli bir DC kaynaktan ayarlanabilir ortalama değeri olan bir DC elde etmek için DC-DC kıyıcı (chopper) kullanılır.

DC-DC kıyıcılar

Sabit gerilimli bir DC kaynaktan ayarlanabilir ortalama değeri olan bir DC elde etme tekniğine DC-DC kıyıcı denir. Bir kıyıcının ana fonksiyonu Şekil 3.11’de görüldüğü gibi sabit DC kaynağını S anahtarı ile alternatifli olarak devreye bağlamak ve devreden çıkarmaktır.



Şekil 3.11. Temel bir kıyıcı devresi



Şekil 3.12. Kıyıcı giriş çıkış akım ve gerilim devresi

Buradaki S anahtarı yerine tristör veya transistör bağlanabilir. Yük olarak omik yük tercih edilmiştir. Şekil 3.12’de kıyıcı giriş-çıkış dalga şekilleri verilmiştir. Kaynak gerilimi V_i bir S anahtarı ile her bir T periyodunda t_{on} süresince omik yüke bağlanır. Giriş gerilimi $V_{i(t)}$ değeri sabit olup V_i genliğindedir. t_{on} süresince anahtar kapalı olduğu için çıkış gerilimi kaynak gerilimine eşit olur $v_o(t) = V_i$ ve dolayısıyla çıkış akımı $i_o(t) = V_i/R$ olur. $t_{on} < t \leq T$ süresince anahtar açık olduğu için çıkış gerilimi $v_o(t) = 0$ olur ve dolayısıyla çıkış akımı da $i_o(t) = 0$ olur. Bir periyotluk süre için gerilim ve akım değerleri,

$$v_o(t) = \begin{cases} V_i; & 0 < t \leq t_{on} \\ 0; & t_{on} < t \leq T \end{cases} \quad (3.29)$$

$$i_o(t) = \begin{cases} V_i / R; & 0 < t \leq t_{on} \\ 0; & t_{on} < t \leq T \end{cases} \quad (3.30)$$

olarak yazılabilir. Şekil 3.12(c)'de gösterilen giriş akımı ile Şekil 3.12(d)'de gösterilen çıkış akımı aynıdır.

$$i_i(t) = i_o(t) \quad (3.31)$$

Anahtarlama süresi değişmedikçe dalga şekilleri T periyoduyla tekrarlayacaktır. $v_o(t)$ çıkış geriliminin T periyodundaki ortalama değeri;

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_i dt \quad (3.32)$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V_i \quad (3.33)$$

Çıkış akımının ortalama değeri;

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (3.34)$$

olur. Bu bağlantıda, hem V_o hem de I_o pozitif olduğu için çalışma, V_o - I_o düzleminde ilk bölgeye karşılık gelir. Temel kıyıcı hakkında yapılan bu kısa açıklamadan sonra kıyıcının DC motor hız kontrolünde uygulanmasına geçilecektir.

Bir-bölgeli kıyıcı ile DC motor hız kontrolü

Kıyıcı tekniği kullanılan DC-DC sürücüler direnç kontrollü şemalara etkili bir alternatif ortaya koymuştur. Direnç kullanılarak yapılan hız kontrolünde meydana gelen aşırı ısı kayıplarından yarıiletken güç kontrolü kullanılarak kaçınılabilir. (Şekil 3.13) yabancı uyartımlı DC motorun endüvi gerilimi kontrolü için tipik bir kıyıcı şemasını göstermektedir. Şekildeki S anahtarı yerine güç yarıiletkenlerinden tristör veya transistör kullanılır. Yarıiletken DC-DC kıyıcılarda tristörlerin veya

transistörlerin iletim zaman aralığı (t_{on}) değiştirilerek motor endüvisine uygulanan gerilim ayarlanabilir.

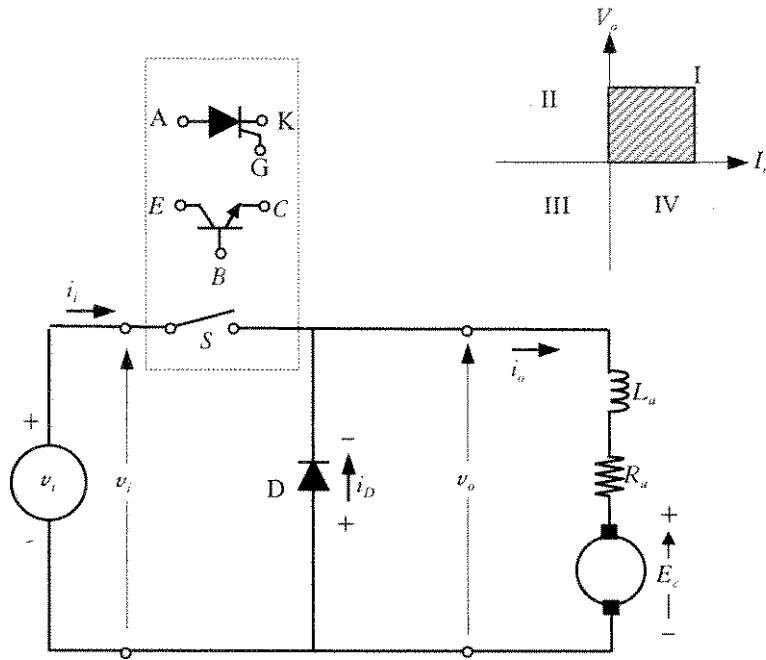
Çıkış gerilimi;

$$V_o = E_c + R_a i_o + L_a \frac{di_o}{dt} \quad (3.35)$$

olarak elde edilir. Devrenin zaman sabiti ise;

$$\tau = \frac{L_a}{R_a} \quad (3.36)$$

olur.



Şekil 3.13. Bir-bölgeli çalışan kıyıcı ile endüvi gerilimi kontrolü

$$\frac{di_o}{dt} + \tau i_o = \frac{V_o - E_c}{R_a} \quad (3.37)$$

$t=0^+$ anında i_0 akımının başlangıç akımı olarak I_{min} değerine sahip olduğu kabul edilirse ve S anahtarı $t=0$ anında kapatılır ve $t = t_{on}$ oluncaya kadar kapalı kalırsa ($V_0=V_i$) olur, $t > 0$ durumunda çıkış akımı;

$$i_o(t) = I_{min} e^{-t/\tau} + \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t/\tau}) \quad 0 \leq t < t_{on} \quad (3.38)$$

olarak ifade edilir. Zaman artarken i_o akımı üstel olarak artar.

$t = t_{on}$ olduğunda anahtar açılır, bu durumda çıkış akımının alacağı değer I_{max} olarak tanımlanır ve çıkış akımı;

$$i_o(t_{on}) = I_{max} = I_{min} e^{-t_{on}/\tau} + \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) \quad (3.39)$$

$t > t_{on}$ olduğunda S anahtarı açıktır. Fakat endüvi devresinde depolanan enerji diyotu iletme geçirerek kapalı bir yol oluşturur. Diyot iletimde olduğu için çıkış gerilimi $V_o = 0$ olur. Böylece çıkış devresi gerilim eşitliği

$$\tau \frac{di_o}{dt} + i_i = \frac{E_c}{R_a} \quad (3.40)$$

olur. Sargı akımı sürekli olduğu için çıkış akımı

$$i_o(t_{on}) = I_{max} \quad (3.41)$$

olur. t anındaki çıkış akımı;

$$i_o(t) = I_{max} e^{-(t-t_{on})/\tau} - \frac{E_c}{R_a} (1 - e^{-(t-t_{on})/\tau}) \quad (3.42)$$

olarak elde edilir. Zaman artarken i_o akımı üstel olarak azalır. $t = T$ anında S anahtarı kapatılır, bu anda çıkış akımının başlangıç değeri yeniden I_{min} olur ve

$$i_o(T) = I_{min} = I_{max} e^{-(T-t_{on})/\tau} - \frac{E_c}{R_a} (1 - e^{-(T-t_{on})/\tau}) \quad (4.43)$$

olarak ifade edilir.

$t=T$ anlarında çıkış akımının aynı I_{min} değerine sahip olduğuna dikkat ediniz.

Eşitlik (3.39 ve 3.43)'den I_{max} ve I_{min} değerleri hesaplanabilir.

$$I_{max} = \frac{V_i}{R_a} \left(\frac{1 - e^{-t_{on}/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} - \frac{E_c}{V_i} \right) \quad (3.44)$$

$$I_{min} = \frac{V_i}{R_a} \left(\frac{e^{t_{on}/\tau} - 1}{e^{T/\tau} - 1} - \frac{E_c}{V_i} \right) \quad (3.45)$$

$t_{on} = T$ olduğunda

$$I_{min} = I_{max} = \frac{V_i}{R_a} - \frac{E_c}{R_a} = \frac{V_i - E_c}{R_a} \quad (3.46)$$

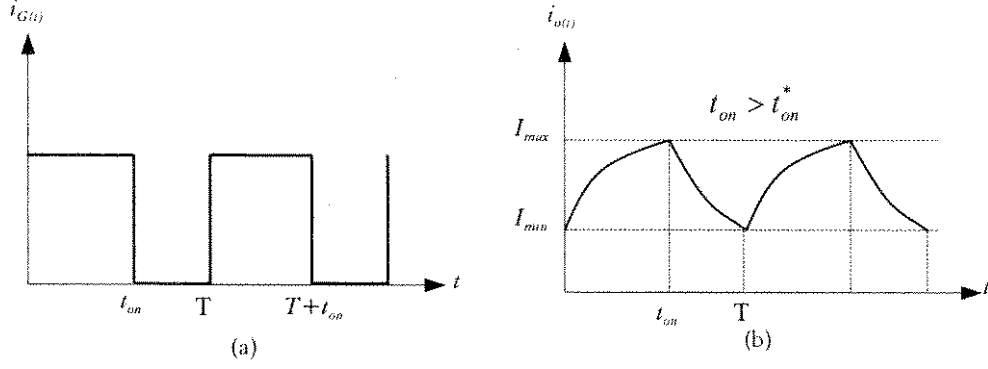
I_{min} değerinin sıfır olması için t_{on} süresinin alacağı kritik değere t_{on}^* denilecektir ve t_{on}^* değeri,

$$t_{on}^* = \tau \ln \left[1 + \frac{E_c}{V_i} (e^{T/\tau} - 1) \right] \quad (3.47)$$

İfadesinden bulunur. t_{on} değeri kritik t_{on}^* değerinden büyük veya küçük olabilir;

i) İlk durumda $t_{on} > t_{on}^*$ ve değeri pozitiftir. Şekil 3.14'de tristör (veya transistör de olabilir) kapı akımı sinyali ve bu sinyale bağlı olarak çıkış akımı dalga şekli gösterilmiştir. $0 < t < t_{on}$ için akım Eşitlik (3.38)'de, $t_{on} < t < T$ için ise eşitlik

(3.42)'de tanımlanmıştır. $t_{on} > t_{on}^*$ durumunda çıkış akımı sürekli bulunduğu için bu moda sürekli-akım modu denir.



Şekil 3.14. Temel kıyıcı devresinin sürekli-akım modu çalışmasındaki dalga şekilleri (a) tristör (gate) akımı sinyali ve (b) çıkış akımı.

ii) İkinci çalışma modunda $t_{on} < t_{on}^*$ ve I_{min} değeri sıfırdır. $0 < t < t_{on}$ için i_o çıkış akımı Eşitlik (3.38) ile verilir. Bu eşitlik yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_o(t) = \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t/\tau}) \quad 0 < t < t_{on} \quad (3.48)$$

i_o çıkış akımının maksimum değeri Eşitlik (3.48) veya (7.39)'da $I_{min} = 0$ yapılarak Eşitlik (3.49)'daki gibi elde edilir.

$$i_o(t_{on}) = I_{max} = \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) \quad (3.49)$$

$t > t_{on}$ durumu için çıkış akımı Eşitlikler (3.42 ve 3.49)'dan aşağıdaki gibi yazılır.

$$i_o(t) = \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) e^{-(t-t_{on})/\tau} - \frac{E_c}{R_a} (1 - e^{-(t-t_{on})/\tau}) \quad t > t_{on} \quad (3.50)$$

Eşitlik (3.40)'a göre $i_o(t)$ akımı azalır ve t_x anında sıfır olur. Bu eşitlikte çıkış akımı sıfır yapılarak t_x değeri hesaplanabilir.

$$0 = \frac{V_i - E_c}{R_a} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) e^{-(t-t_{on})/\tau} - \frac{E_c}{R_a} (1 - e^{-(t-t_{on})/\tau})$$

$$t_x = \tau \ln \left[1 + \frac{V_i}{E_c} (e^{t_{on}/\tau} - 1) \right] \quad (3.51)$$

$\dot{I}_0(t)$ çıkış akımı $t > t_x$ durumundan itibaren tristörün ilettime geçtiği $t = T$ oluncaya kadar sıfır olarak kalır.

$$i_o(t) = 0 \quad t_x < t \leq T \quad (3.52)$$

Bu çalışma modu, süreksiz.-akım modu olarak adlandırılır. Bu modla ilgili tristör (veya transistör de olabilir) kapı akımı sinyali ve çıkış akımı dalgası Şekil 3.15’de verilmiştir. Şimdiye kadar, temel kıyıcı devresinde çıkış akımı dalga şekli üzerinde duruldu. Şimdi ise çıkış gerilimi $v_o(t)$ üzerinde durulacaktır. Şekil 3.13’deki devreye göre tristör iletimde iken çıkış gerilimi kaynak gerilimine eşit olur.

$$v_o(t) = V_i \quad 0 < t < t_{on} \quad (3.53)$$

t_{on} anından hemen sonra tristör kesime, diyot ise ilettime geçer. Diyotun iletimi t_x anına kadar sürer. Bu durumda yük uçları diyot tarafından kısa devre edilir ve çıkış gerilimi;

$$v_o(t) = 0 \quad t_{on} < t < t_x \quad (3.54)$$

sıfır olur. Periyodun kalan kısmında ise akım sıfır olduğu için v_o çıkış gerilimi, E_c zıt emk gerilimine eşit olur.

$$v_o(t) = E_c \quad t_x < t < T \quad (3.55)$$

Çıkış geriliminin ortalama değeri V_o ;

$$V_o = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_x}^T E_c dt \right] \quad (3.56)$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V_i + \frac{T - t_x}{T} E_c \quad (3.57)$$

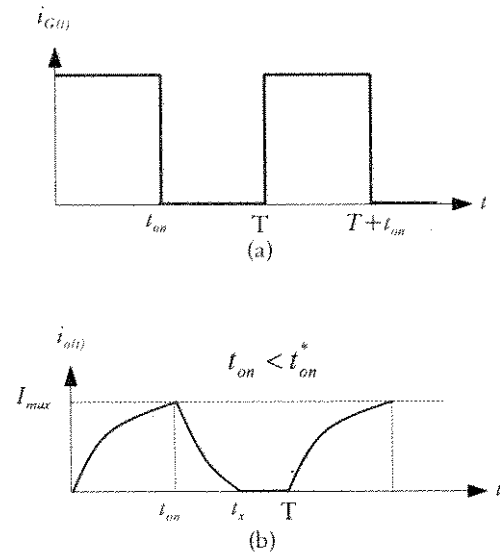
olmalıdır. Sürekli-akım modunda $t_x = T$ olduğuna dikkat ediniz. Bu durumda çıkış akımının ortalama değeri I_o basit olarak eşitlik (3.58) kullanılarak hesaplanabilir.

$$I_o = \frac{V_o - E_c}{R_a} \quad (3.58)$$

Eşitlikler (3.57-58)'den çıkış akımının ortalama değeri;

$$I_o = \left(\frac{t_{on}}{T} V_i + \frac{t_x}{T} E_c \right) \frac{1}{R_a} \quad (3.59)$$

olarak bulunur.



Şekil 3.15 Temel kıyıcı devresinin süreksiz-akım modu çalışmasındaki dalga şekilleri.(a) tristör gate akımı sinyali ve (b) çıkış akımı.

I.Bölgede (sabit-moment bölgesi)

Ortalama çıkış momentini;

$$T_o = K_1 \phi_f I_a \quad (3.60)$$

olarak yazılır ve bu bölgede alan akısı sabit tutulur. Zıt emk;

$$E_c = K_1 \phi_f \omega \quad (3.61)$$

olur.

Eşitlikler (3.58-61) kullanılarak motor hızı

$$\omega = \frac{t_{on}}{t_x} \frac{V_i}{K_1 \phi_f} - \frac{R_a}{(K_1 \phi_f)^2} \frac{T}{t_x} T_o \quad (3.62)$$

olarak tanımlanabilir. Sürekli-akım modundaki çalışmada $t_{on} > t_{on}^*$ ve $t_x = T$ olur. Bu durumda Eşitlik (3.62) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega = \frac{(t_{on} / T) V_i - (R_a / K_1 \phi_f) T_o}{K_1 \phi_f} \quad (3.63)$$

Böylece bir-bölge kısıyıcı kullanılarak endüvi gerilimi kontrolü analizi tamamlanmış olur.

II. Bölgede (sabit-güç bölgesi)

Bir-bölge kısıyıcı ile uyarım devresinin kontrolünde, uyarım devresi seri RL modeli ile temsil edildiği için bu analizde $E_c = 0$ yapılacaktır. Eşitlik (3.47)'de $E_c = 0$ yapıldığında, herhangi bir t_{on} zamanında akımın sürekli olduğuna dikkat ediniz. Eşitlikler (3.57–58)'den uyarım akımının ortalama değeri;

$$I_{fb} = \frac{t_{on}}{T} \frac{V_{fi}}{R_f} \quad (3.64)$$

Olarak bulunur.

II. bölge için ortalama motor hızını veren eşitlik

$$\omega = \frac{P_a}{K_1 K_2 I_a I_{fb}} \frac{T}{t_{on}} \quad (3.65)$$

biçimindedir.

Burada kullanılan i_{fb} temel uyarım akımının $t_{on}=T$ için değeri, Eşitlik (3.64)'den

$$I_{fb} = \frac{V_{fi}}{R_f}$$

olarak bulunur. Yukarıdaki eşitliklerde uyarım devresi gerilimi V_{fi} sembolü ile temsil edilmiştir.

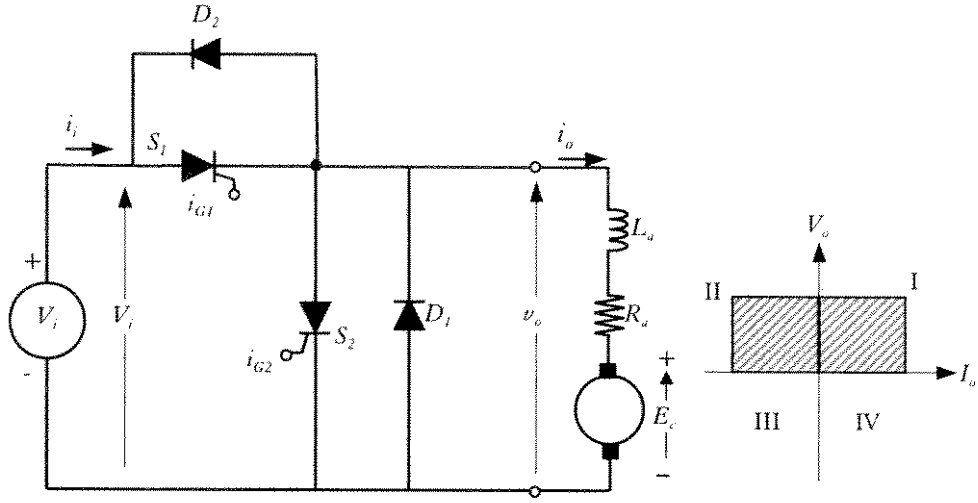
İki-bölgeli kıyıcılar

Şekil 3.13'de gösterilen bir-bölgeli kıyıcı devresine S_2 tristörü ve D_2 diyotu Şekil 3.16'daki gibi bağlanırsa, çıkış akımı artık negatif değer de alabilir. S_1 tristörünün (gate)'ine i_{G1} akım sinyali T periyodunun t_{on} süresince uygulanır. S_1 tristörü kesime geçirildiğinde S_2 tristörüne Şekil 3.17'deki gibi i_{G2} akım sinyali uygulanır. i_{G2} sinyali de aynı T periyoduna sahiptir, fakat sinyal süresi $(T-t_{on})$ 'dur. Devrenin çalışması çıkış akımının işareti ve tristörlerin iletim veya kesim durumlarına göre aşağıda açıklandığı gibidir.

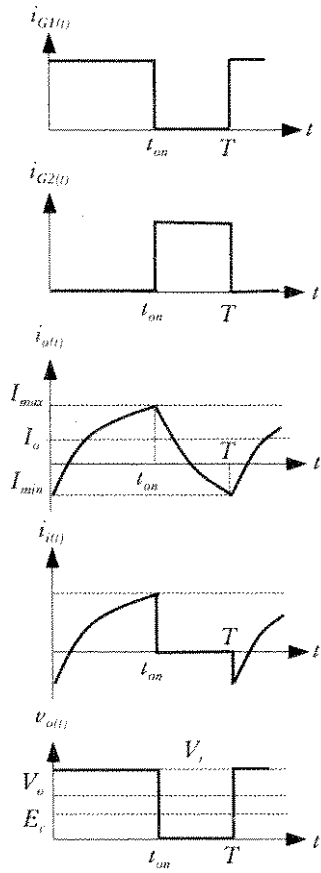
1. Pozitif çıkış akımı: İzleyen durumlarda devre bir-bölgeli kıyıcı olarak çalışır.

(a) Eğer S_1 iletimde ve yük akımı S_1 tristörü üzerinden kaynaktan sağlanırsa, S_2 kesimde olduğu için $i_o = i_i$ olur.

(b) Eğer S_1 kesimde ve i_o akımı D_1 diyotu üzerinden devresini tamamlarsa, kaynak akımı $i_i = 0$ olur.



Şekil 3.16. İki-bölgeli kıyıcı temel devresi



Şekil 3.17. İki-bölgeli kıyıcının dalga şekli

2. Negatif çıkış akımı: Bu durumda devre iki-bölgeli kısıyıcı olarak çalışır.

- (a) Eğer S_1 iletimde, S_2 kesimde ve akım yükten kaynağa doğru D_2 üzerinden akarsa, $i_i = i_o$ olur.
- (b) Eğer S_1 kesimde, S_2 iletimde ve i_o yük akımı S_2 tristörü üzerinden devresini tamamlarsa, kaynak akımı $i_i = 0$ olur.

İki-bölgeli kısıyıcı devresi iki adet bir-bölgeli kısıyıcıdan oluşmakta ve sadece sürekli akım modunda çalışmaktadır (Şekil 3.18). Yük akımının süreksiz olmasına izin vermemektedir. İki-bölgeli kısıyıcı devresinin çalışması, bir-bölgeli kısıyıcının sürekli akım modu için elde edilen eşitlikler kullanılarak analiz edilebilir. Eşitlikler (3.44 ve 3.45) burada yeniden verilecektir.

$$I_{\max} = \frac{V_i}{R_a} \left(\frac{1 - e^{-t_{on}/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} - \frac{E_c}{V_i} \right)$$

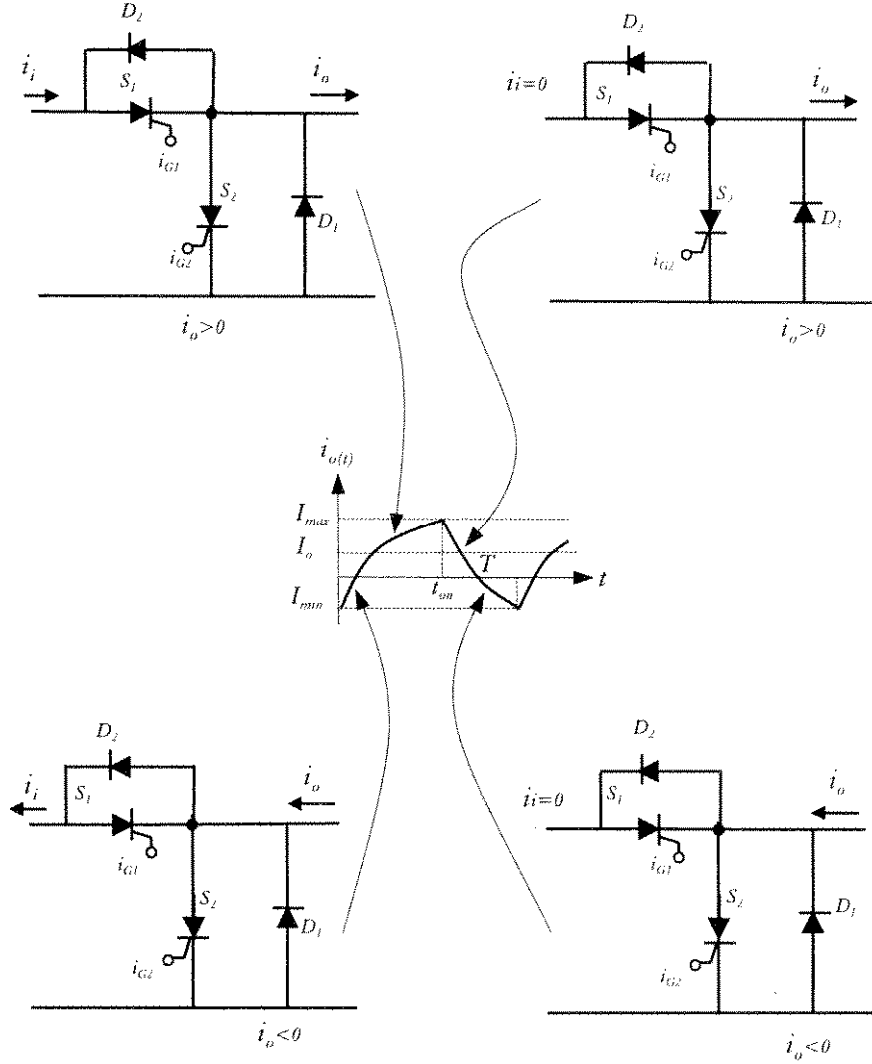
$$I_{\min} = \frac{V_i}{R_a} \left(\frac{e^{t_{on}/\tau} - 1}{e^{T/\tau} - 1} - \frac{E_c}{V_i} \right)$$

Bu durumda $I_{\max}$ ve $I_{\min}$ akımları devre parametrelerine bağlı olarak negatif değer alabilirler. Burada üç durum dikkate alınır:

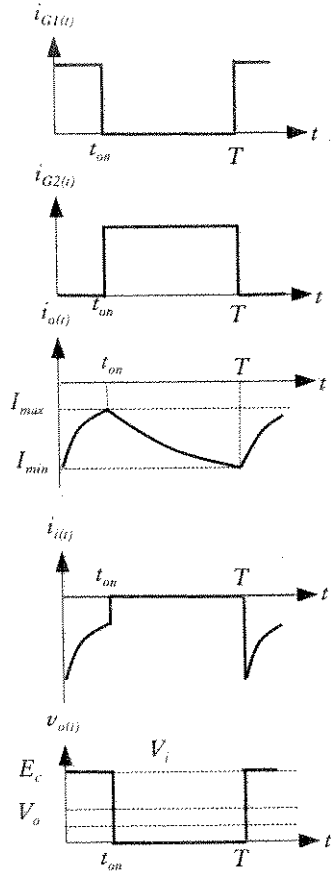
Durum 1: $I_{\max}$ ve $I_{\min}$ her ikisi de pozitifdir. Devre bir-bölgeli kısıyıcı olarak çalışır.

Durum 2: $I_{\min}$ negatif iken $I_{\max}$ pozitifdir. Şekil 3.19'da gösterildiği gibi meydana gelen çıkış akımı bir-bölgeli kısıyıcı çalışmada pozitif iki-bölgeli kısıyıcı çalışmada negatif olur. Şekil 3. 20 bir-bölgeli çalışma durumu için kısıyıcı devresindeki aktif elemanlar ile dalga şekillerini göstermektedir.

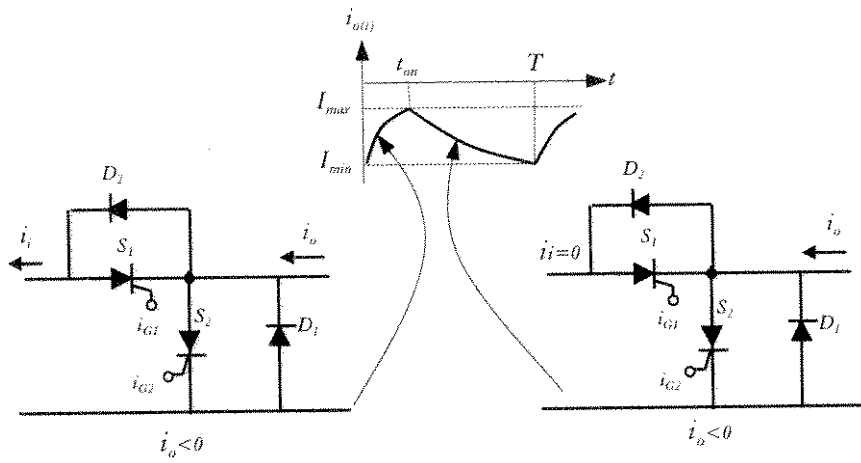
Durum 3: $I_{\max}$ ve $I_{\min}$ her ikisi de negatif ve böylece I_o negatif olmakta ve bu durum iki-bölgeli çalışmayı temsil etmektedir. Bu durum ile ilgili devreler ve dalga şekilleri Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



Şekil 3.18. İki-bölgeli kıyıcıda çıkış akımının dalga şekli ve devredeki akımların yönleri.



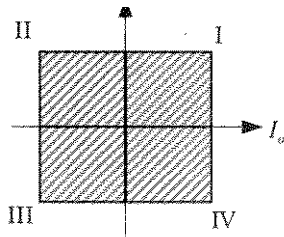
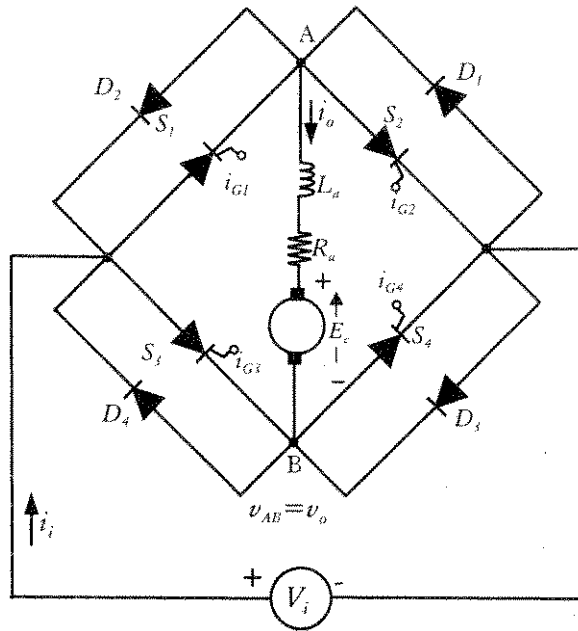
Şekil 3.19. İki-bölgeli kıyıcının I_o negatif için dalga şekli



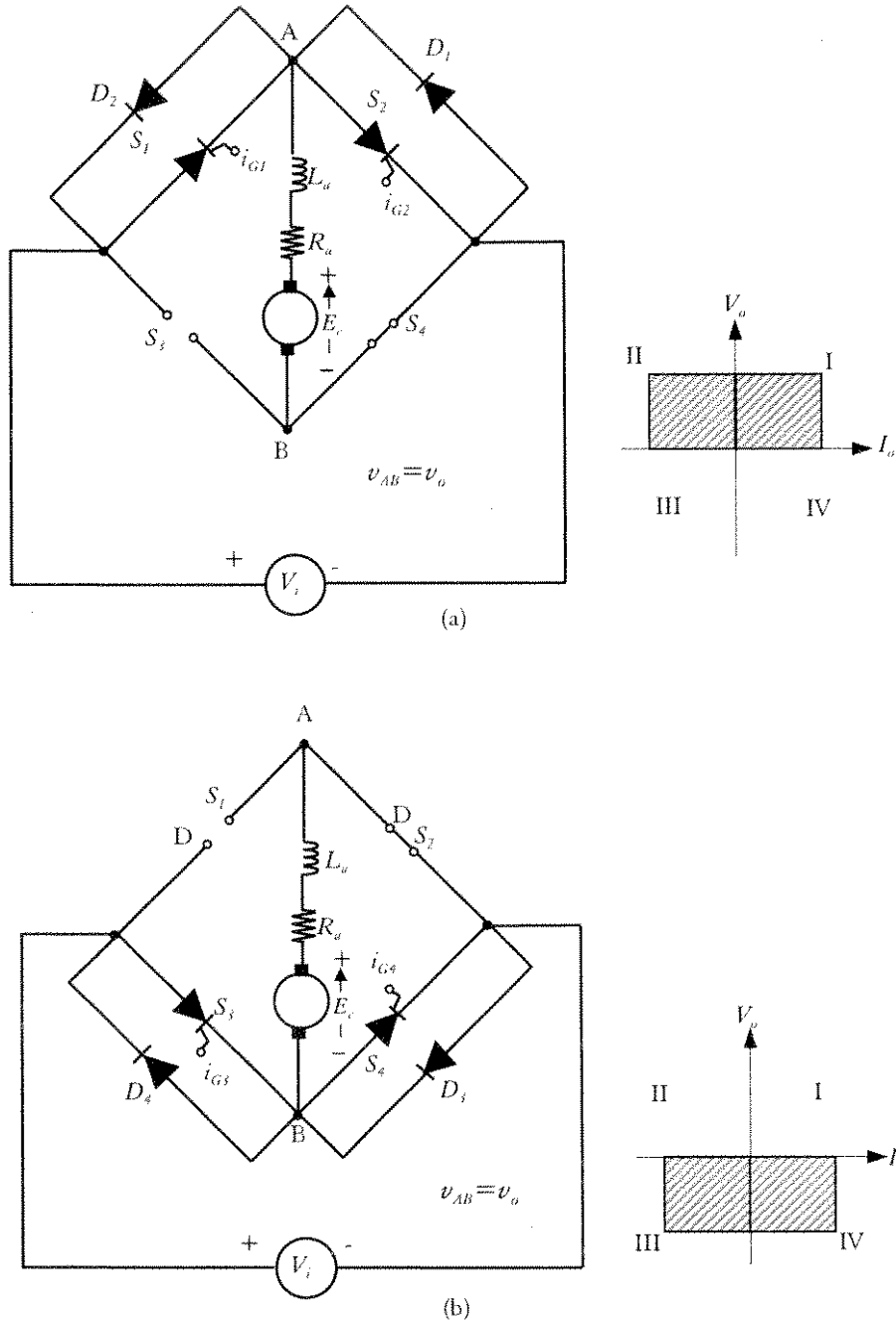
Şekil 3.20. İki-bölgeli kıyıcıda çıkış akımının dalga şekli ve akımların yönleri.

Dört –bölge li kıyııcı lar

Şekil 3.21’de gösterilen temel bir DC-DC (konvertör) dönüştürücü devresi $V_o - I_o$ düzleminin dört-bölgesinin herhangi birinde çalışma imkânı sağlar. Bu dönüştürücü iki çift iki-bölge li kıyııcı nın şekildeki gibi bağlanmasından meydana gelir ve tristörler uygun sinyaller ile kontrol edilir.



Şekil 3.21. Dört bölge li kıyııcı devresi



Şekil 3.22. Dört-bölgeli kıyıcı (a) Birinci ve ikinci bölgede çalışma (b) Üçüncü ve dördüncü bölgede çalışma

Yukarıdaki şekillerde Dört-bölgeli kıyıcı akım yönleri ve anahtarlama sıraları açıkça görülmektedir [1,4,9].

4. BULANIK MANTIK

4.1. GİRİŞ

Bulanık mantık 1965 yılında prof. Lotfi A. ZADEH (California University, Berkeley) tarafından, belli oranda hassaslığa (imprecision), belirsizliğe (vagueness) ve kesinsizliğe (uncertainty) tahammül eden bir mantık ortaya çıkarıldı. Bu yöntemle, gerçek hayatta karşılaşılan bir çok sistem bulanık kümeler yardımıyla daha iyi ifade edilebilir hale gelmiştir [8].

Bulanık mantık, Aristo mantığında var - yok (0-1) biçiminde yer alan keskin sınırları ortadan kaldırarak bir olayın bir kümeye ait olma durumunu üyelik dereceleri ile belirlemektedir. Böylece doğanın kendisinde var olan belirsizliği, bilimsel düşünce yapısına ve bu yapının ortaya çıkardığı ürünlere yansıtmak mümkün olabilmektedir.

Bulanık mantığın kullanıldığı sistemlerde, saptanamayan veya ölçülemeyen parametrelerin etkisini ihmal etmek yerine insan bilgisi, sezgisi ve tecrübesi gibi kavramlardan yola çıkarak bu belirsiz parametrelerin de etkisini ortaya koymak mümkün olabilmektedir. Böylece Aristo mantığında yer almayan kişisel görüşler, bulanık mantıkta kullanılarak klasik mantığın 0 ve 1 olan doğruluk değerleri daha esnek hale getirilmiştir.

Bulanık mantık, bir süreci formüle etmek yerine sürecin oluşumuna neden olan parametreleri tespit eder. Bundan dolayı, bu parametrelerin tüm süreç içerisindeki ağırlıklarını belirleme yoluna gider [12, 14].

4.2. Belirsizlik Kavramı

Her insan günlük hayatında kesin olarak bilinmeyen, bazen de önceden kesinmiş gibi düşünülen fakat sonra kesinlik içermeyen durumlarla karşılaşır. Bu durumların, sistematik bir şekilde önceden planlanarak sayısal modellerinin yapılması, ancak birtakım kabul ve varsayımlardan sonra mümkün olabilmektedir. Şimdiye kadar

yapılan mühendislik araştırmalarında ve modellemelerinde bu varsayım ile kabul ve kavramlara kesinlik kazandırmak için değişik çalışmalarda bulunulmuştur. Oysa ki büyük ölçeklerden küçük ölçeklere doğru gidildikçe incelenen olayların, kesinlikten uzaklaşarak belirsizlikler içeren yönleri doğru gitmeleri söz konusudur. Örneğin, çok uzakta bulunan bir cisme bakıldığında onun nokta şeklinde algılanması, onun boyutsuz ve şekilsiz olduğu sonucuna varılmasına sebep olur. Bu cisim bize yaklaştıkça bir boyutludan, önce düzlem gibi iki boyutlu, daha sonra da küre gibi üç boyutlu hale dönüşür. Böylece, boyutlar arasında kesin bir geçişten ziyade beklenmedik bir değişimin olduğuna akıl ile varılabilir.

Gerçek dünya karmaşıktır. Bu karmaşıklık, genel olarak belirsizlik, kesin düşünceden yoksunluk ve karar veremeyişten kaynaklanır. Birçok sosyal, iktisadi ve teknik konularda insan düşüncesinin tam anlamı ile olgunlaşmamış oluşundan dolayı, belirsizlikler her zaman bulunur. İnsan tarafından geliştirilmiş olan bilgisayarlar, bu türlü belirsizlikleri işleyemezler ve çalışmaları için sayısal bilgiler gereklidir. Gerçek bir olayın kavranılması, insan bilgisinin yetersizliği sebebiyle tam anlamı ile mümkün olmadığından insan, düşünce sisteminde bu gibi olayları yaklaşık olarak canlandırarak yorumlarda bulunur. Bilgisayarlardan farklı olarak insanın yaklaşık düşünmesi, oldukça yetersiz, eksik ve belirsizlik içeren veri ve bilgi ile işlem yapabilme yeteneği vardır. Genel olarak, değişik biçimlerde ortaya çıkan karmaşıklık ve belirsizlik gibi tam ve kesin olmayan bilgi kaynaklarına bulanık (fuzzy) kaynaklar adı verilir. ZADEH'nin de dediği gibi, "Gerçek dünya sorunları ne kadar yakından incelenmeye alınırsa, çözüm daha da bulanık hale gelecektir" [11, 12].

4.3. Bulanık Mantık ve Küme Teorisi

Aristo mantığına göre çalışan ve şimdiye kadar alışlagelen klasik küme kavramında, bir kümeye giren elemanların oraya ait olmaları durumunda üyelik dereceleri 1'e ait olmamaları durumunda ise 0'a eşit varsayılmıştır. Bu iki değer arasında hiçbir üyelik derecesi düşünülemez. Oysaki bulanık kümeler kavramında 0 ile 1 arasında değişen, değişik üyelik derecelerinden söz etmek mümkündür, Aslında ZADEH küme elemanlarının üyelik derecelerinin 0 ile 1 arasında değişebileceğini ileri

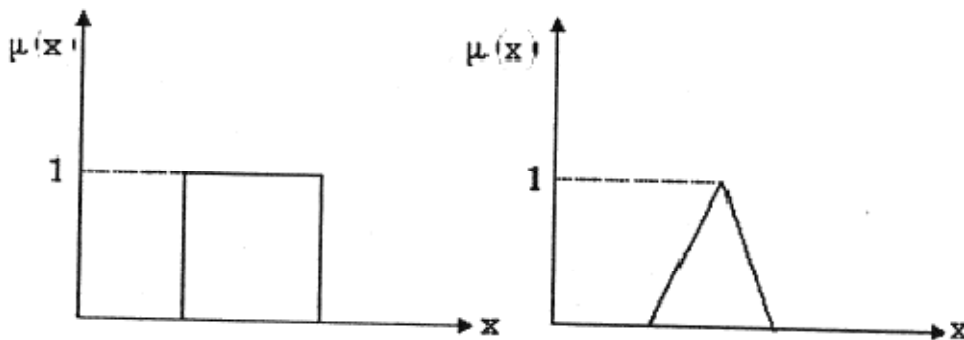
sürerek, kümeler teoreminde geniş uygulamaya sahip ve gerçek hayatla uyumlu olan bulanık küme teoremini geliştirmiştir [12, 16].

Bulanık küme kavramı sözel değişkenlere dayanır ve her değişkenin bir üyelik fonksiyonu bulunur. Bir küme teorisinde sürekli devam eden $\{x\}$ 'lerin oluşturduğu küme X olarak alınabilir. Buradaki X ; evrensel küme ve x ise; X evrensel kümesinin genel bir elemanı olarak tanımlanabilir. X evrensel kümesindeki A bulanık kümesi; $(0-1)$ aralığında alınan $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonlarından meydana gelir. Böylece X 'teki bir A kümesi aşağıdaki şekilde tanımlanır [17].

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (4.1)$$

4.4. Bulanık Kümeler

Klasik kümelerde, bir elemandan diğerine geçiş keskin ve aniden değişen üyelik dereceleri ile olmaktadır. Bu durum Şekil 4.1.(a)'da gösterilmiştir. Bulanık kümelerde ise bu geçiş yumuşak ve sürekli bir şekilde olmaktadır. Bu geçişte belirsizlik, hayal gücü, sezgi gibi görüşler rol oynar. Üyelik işlevi, bu tür görüşlerin karışık bir şekilde elemanlara yayılmasını temsil eder. Buradan, bulanık kümenin değişik üyelik derecesinde elemanları olan bir topluluk olduğu sonucu çıkarılabilir. Klasik kümelerde bir elemanın kümeye ait olabilmesi için üyelik derecesinin mutlaka 1'e eşit olması gerekirken, bulanık kümede nerede ise bütün elemanların değişik derecelerle kümeye ait olmaları mümkündür.



4.1. (a) Klasik küme (b) Bulanık küme üyelik derecesi işlevleri

Burada notasyon olarak bulanık kümeler büyük harflerin altına bir çizgi işaretinin konulması ile gösterilecektir. Genelde, bir klasik X kümesinin elemanları;

$$X = \{x_1, x_2, x_3, \dots\} \quad (4.2)$$

şeklinde gösterilirken, bunun bulanık gösterimi;

$$\underline{X} = \{\mu(x_1)/x_1 + \mu(x_2)/x_2 + \dots\} = \{\sum \mu(x_i)/x_i\} \quad (4.3)$$

şeklindedir. Bulanık kümenin sürekli olması durumunda ise;

$$\underline{X} = \left\{ \int \mu(x)/x dx \right\} \quad (4.4)$$

olur.

Her iki notasyonda da bölüm işareti bölmeyi göstermez. Sadece alttaki gerçek sayıya yani küme elemanlarına üstteki üyelik derecesinin karşı geldiğini belirtir. Yukarıdaki eşitliklerin ilkinde toplam işareti de bildiğimiz toplamı değil, küme elemanlarının topluluğunu ifade etmek içindir. İkinci notasyonda integral işareti de asla bilinen integral anlamına gelmez yine topluluğu gösteren bir işaret olarak algılanmalıdır. Örneğin sıcaklık kelimesinin İstanbul için bulanık küme olarak gösterilirse;

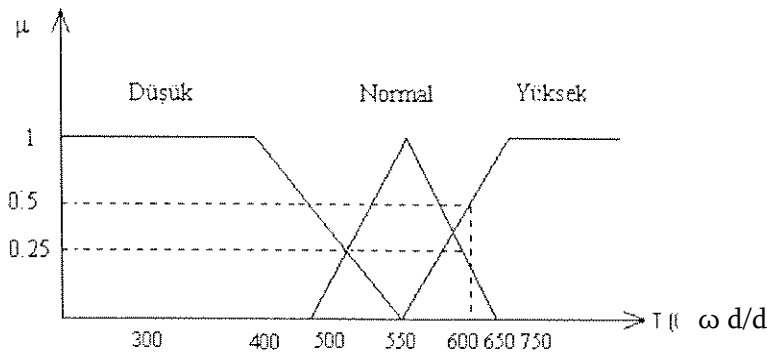
‘sıcaklık’ = $(0.1/18 + 0.3/20 + 0.5/22 + 0.7/24 + 0.8/26 + 0.9/28 + 1.0/30)$ şeklinde olabilir. 18°C ’lik sıcaklığın bu kümeye üyelik derecesi 0.1 iken, 28°C ’lik sıcaklığın bu kümeye üyelik derecesi 0.9’dur [11, 12].

4.5. Üyelik fonksiyonu

Geleneksel mantıkta bir değişkenin gerçeklik değeri ya 1 ‘ ya da ‘0’ olabilir. Ancak bulanık mantıkta bu değer 0 ile 1 aralığı içindeki tüm değerleri alabilir. Bu değere üyelik derecesi adı verilir. Devamlı bir değişken için üyelik derecesi, ya da bir girdinin hangi üyelik değerini alacağını belirleyen eğriler üyelik fonksiyonları olarak adlandırılır. Üyelik fonksiyonları dilsel terimlerin üyelik dereceleri ile teknik şeklin her bir değerini şekillendirir. Kullanılan matematiğin basit olması, doğrusal olmayan

sistemleri modelleyebilme yeteneği, günlük dile dayalı olması ve esnek olması bulanık mantığa dayalı sistemlerin kullanımının getirdiği en önemli avantajlar arasındadır [17, 18].

Üyelik fonksiyonunun $\mu_A(x) = 1$ değeri x 'in A bulanık kümesinin kesin bir elemanı olduğunu tanımlar. Aynı şekilde $\mu(x) = 0$ değeri x 'in A bulanık kümesinin dışında olduğunu gösterir. $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonunun $[0-1]$ aralığında aldığı her değer x 'in A bulanık kümesindeki üyeliğinin belirsiz değeridir. Bu yüzden kesin olmayan büyüklükler üyelik fonksiyonları tarafından belirtilmiş bulanık kümeler ile temsil edilir [19].



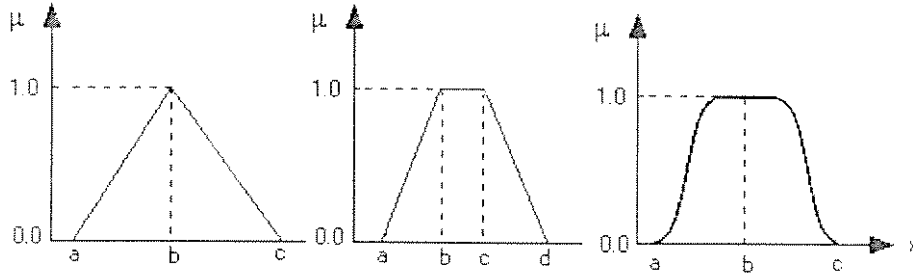
Şekil 4.2. Üyelik fonksiyonu

Bu durum Şekil 4.2'deki gibi bir örnek üzerinde sözel olarak ifade edilebilir. Bir motor hızının şekilde görülen üyelik fonksiyonuyla tanımlanabilir. Motorun hızı “Düşük”, “Normal” ve “Yüksek” olarak sözel bulanık terimler ile tanımlanabilir. Üyelik derecesi $[0-1]$ arasında değerlerdir. Motor hızı 300 d/d ise $\mu(x)$ 'e göre hız “Düşük” grubuna girecektir. Eğer hız 600 devre/dakika ise hız “Yüksek” bulanık kümesinin 0.5 oranında ve aynı zamanda normal bulanık kümesinin 0.25 oranında üyesi olacaktır [18].

Nonlineer sistemlerde en çok kullanılan üyelik fonksiyon tipleri, üçgen (triangle), çan (gauss) eğrisi ve yamuk (trapez) fonksiyon tipleridir. Bu üç tip üyelik fonksiyonları, üç tip matematik fonksiyondan yararlanarak elde edilmektedir [18].

4.6. Üyelik Fonksiyonu Tipleri

Aşağıda bulanık işlemlerde en çok kullanılan üyelik fonksiyonu tipleri matematiksel tanımlamalarıyla birlikte verilmiştir.



Şekil 4.3. Üçgen, trapez ve gauss üyelik fonksiyonları

Şekil 4.3’de bulanık işlemlerde en çok kullanılan üyelik fonksiyonu tipleri verilmiştir. Verilen bu fonksiyonların matematiksel ifadeleri aşağıda açıklanmıştır [18, 20].

$$\text{triangle}(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & x < a \\ (x - a)/(b - a) & a \leq x \leq b \\ (c - x)/(c - b) & b \leq x \leq c \\ 0 & x \geq c \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\text{trapezoid}(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & x < a \\ (x - a)/(b - a) & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ (d - x)/(d - c) & c \leq x \leq d \\ 0 & x \geq d \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\text{bell}(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}} \quad (4.7)$$

4.7. Bulanık Küme işlemleri

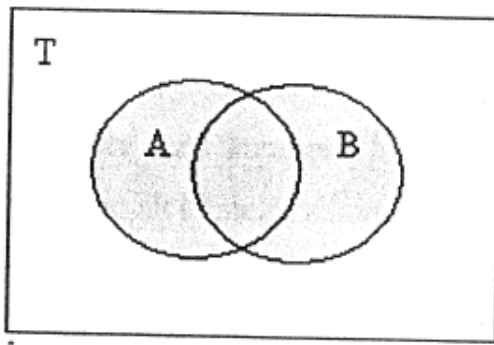
Aşağıda tanımlanan kümeler ile işlemlerin yapılabilmesi için bazı kurallara gerek vardır. Bunlar matematikteki toplama, çıkarma, bölme veya çarpma işlemlerine karşılık gelir. Buradan kümelerin birleştirilmesi, kesiştirilmesi, tamamlanması v.b., durumların elde edilmesi için ne gibi notasyonların kullanılması gerektiğine karar verilir [11, 12].

Boş olmayan bir X evreninde A ve B bulanık kümeleri tanımlanmış olsun. A ve B kümeleri için birleşme, kesişme ve tümleme matematiksel küme işlemleri aşağıda sırayla tanımlanmıştır [8, 13].

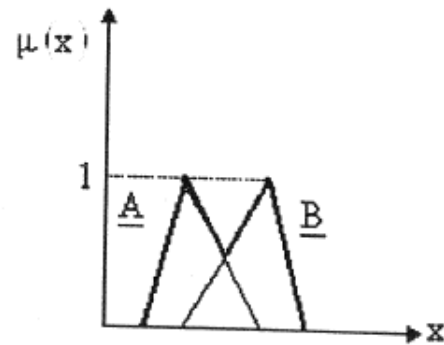
Birleşim işlemi

X söylem evreninde (evrensel küme) tanımlanmış A ve B olarak verilen iki bulanık kümenin birleşimi, $A \cup B$ olarak gösterilir. Buna göre işlem; Eşitlik (4.8) ile ifade edilir ve burada x , X evrensel kümenin herhangi bir elemanıdır.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (4.8)$$



(a)



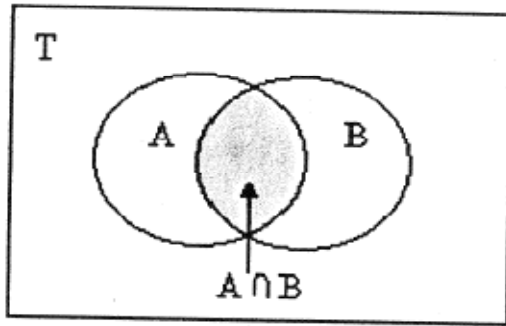
(b)

Şekil 4.4. (a) $(A \cup B)$ klasik kümelerde birleşme, (b) $(\underline{A} \cup \underline{B})$ bulanık kümelerde birleşme.

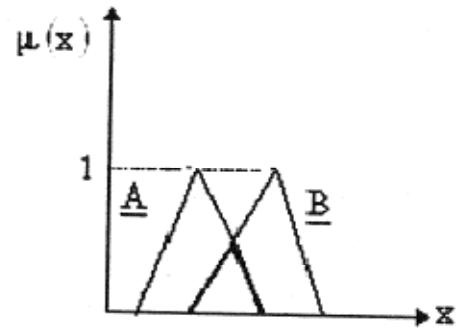
Kesişim işlemi

X evrensel kümesinde verilen iki bulanık kümenin kesişimi $A \cap B$ ile gösterilir ve Eşitlik (4.9) ile ifade edilir.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (4.9)$$



(a)



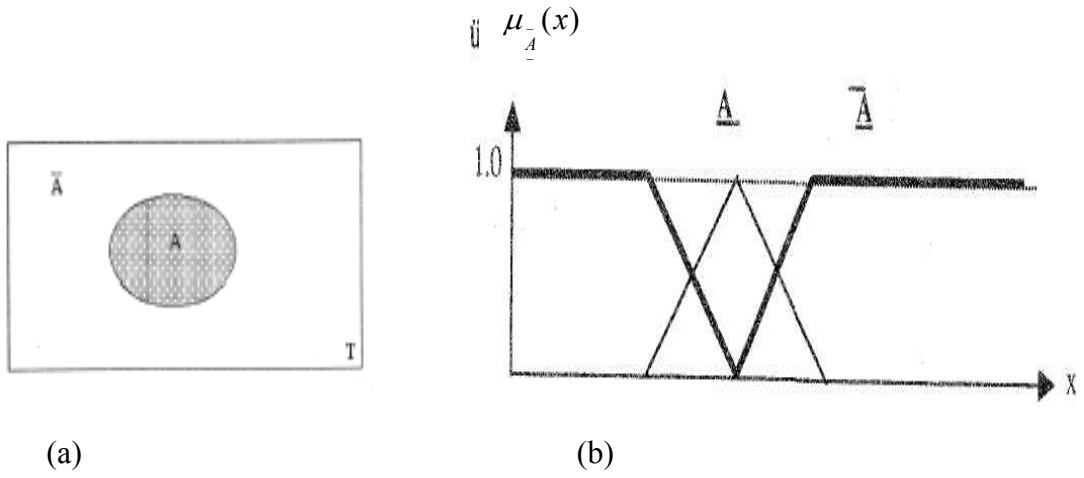
(b)

Şekil 4.5. (a) $(A \cap B)$ klasik kümelerde kesişme, (b) $(\underline{A} \cap \underline{B})$ bulanık kümelerde kesişme

Tümleme işlemi

X evrensel kümesinde verilen A kümesinin tümleyeni $\bar{A}$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonu Eşitlik (4.10) ile ifade edilir.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.10)$$

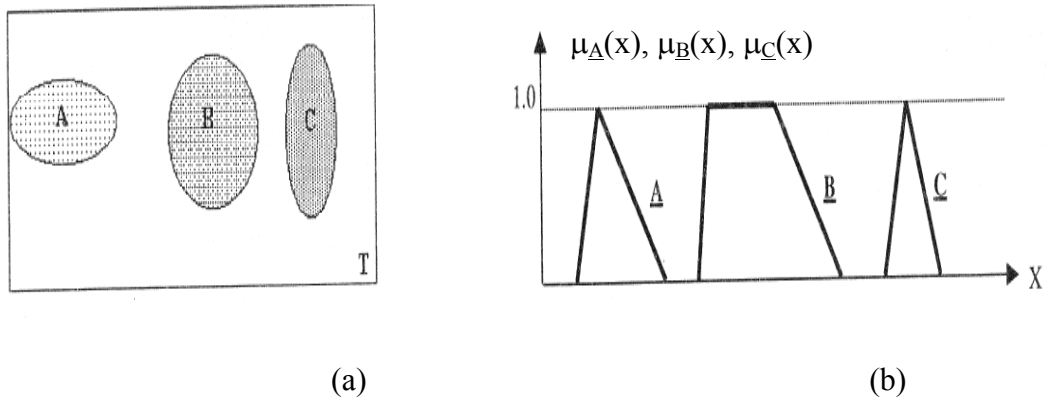


Şekil 4.6. (a) Klasik kümelerde tümlleme, (b) Bulanık kümelerde tümlleme.

Bağdaşmayan kümeler

X evrensel kümesinde verilen A , B ve C kümelerinin hiç ortak öğesinin bulunmaması halinde bunlara bağdaşmayan alt kümeler adı verilir. Aşağıdaki gibi

$A \cap B = \emptyset$, $A \cap C = \emptyset$ ve $B \cap C = \emptyset$ boş kümeler yazılabilir [11-12, 18].



Şekil 4.7. (a) Bağdaşmayan klasik kümeler, (b) Bağdaşmayan bulanık kümeler

4.8. Bulanık Kontrol Sistemleri

Klasik kontrolörler, matematiksel modeli bilinen süreçlere uygulanır ve kontrolör bu matematiksel modele göre tasarlanır. Bulanık kontrolörler ise matematiksel modeli tam olarak elde edilemeyen, çok parametrelili ve nonlineer süreçlere uygulanmaktadır. Bulanık kontrolör uzman bir sistem olduğundan sürecin kontrolünde uzman bilgisine başvurulmaktadır. Uzman bilgisi dilsel EĞER-O HALDE kuralları haline getirilir ve bulanık kontrol algoritmasında kullanılır. Eğer uzman bilgisine ulaşılamıyorsa bulanık kural tabanını oluşturmak için varsa matematiksel model, simülasyonlar, sürecin bulanık modeli ve çeşitli öğrenme algoritmaları kullanılır [18].

Lineer kontrol sistemlerinde, kontrol edilen sistemin eşitlikleri çıkartılır ve bu eşitlikler üzerinden kontrol sabitleri belirlenir. Burada etkin olan, sistemin davranışını temsil eden eşitliklerdir. Bu nedenle. Lineer olmayan denklemlere sahip sistemlerin kontrolünde, lineer kontrol yöntemlerinin kullanılması oldukça güç olmaktadır.

Bulanık kontrolde ise, kontrolör sabitlerinin belirlenmesinde etkin olan, sistemin davranışdır. Yani, değişik şartlar altında değişik referans değerlerine göre, sistemin vermiş olduğu cevaplar, bir uzman sistem tarafından değerlendirilerek, kontrolör sabitleri belirlenir. Bu uzman sistemler, önceleri insan olmuş, daha sonra yerini yapay sinir ağları ve genetik algoritmalar bu alanda kullanılmaya başlamıştır. Bir bulanık kontrolör tasarımı, kontrolörün sağlıklı çalışabilmesi için, kontrol edilecek sistemin iyi incelenmesi ve tanınması gerekir. Bulanık kontrolörde kullanılan sabitler, bulanık küme sınırları ve etki değerleridir [21].

Bulanık kontrolörün dayandığı temel nokta; uzman bir sistem operatörünün bilgi, deneyim sezgi ve kontrol stratejisini, kontrolör tasarımı, bilgi tabanı olarak oluşturmaktır. Kontrol işlemleri, karmaşık ve klasik kontrol algoritmaları ile değil de bilgi ve deneye dayanan sözel kurallarla gerçekleştirilir [22].

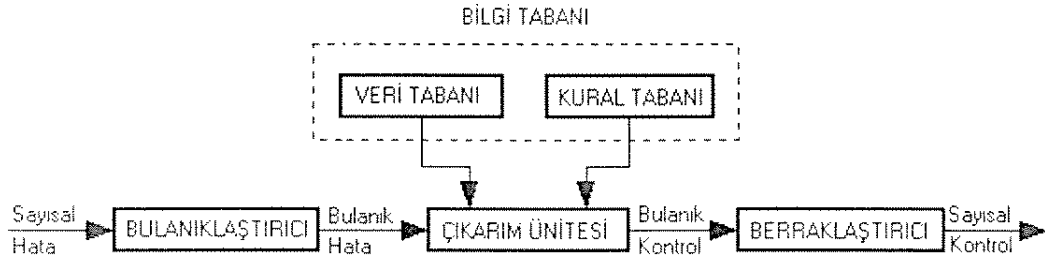
Sayısal ve dilsel bilgilerin birleştirilmesinde ve bu bilgilerin bulanık sistemlere adapte edilmesinde genellikle iki tür yaklaşım vardır.

1. Bulanık kontrol sistemini başlangıçta kurarken dilsel bilgiyi sayısal ifadelerle uyarlayarak kullanmaktır. Sistemin başlangıç parametrelerine göre bu dilsel bilgi sayısal bilgiye uyarlanmaktadır. Sonuçta bulanık sistem sayısal ve dilsel ifadelerle göre yapılandırılmış olacaktır.
2. Bulanık kontrol sisteminde sayısal ve dilsel bilgileri iki ayrı yapıda kullanmak ve sonra sonuçta bulanık bilgiyi alırken bu iki giriş değerinin ortalamasını almak şeklindedir [18].

4.8.1. Bulanık Kontrol Sistemlerin Genel yapısı

Bir bulanık kontrolör genel olarak dört ana kısımdan oluşur.

1. Bilgi tabanı iki kısımdan oluşmaktadır
 - Kontrol kurallarından oluşan (rule-base) “kural tabanı”
 - Kural tabanının oluşturulmasında kullanılan sözel terimlerin üyelik fonksiyonlarını tanımlayan bir (data-base) “veri tabanı”
2. Bulanık kontrol kurallarını değerlendiren (inference mechanism) “çıkarım ünitesi”
3. Algılayıcılardan alınan sistem bilgilerini bulanıklaştıran (fuzzification) “bulanıklaştırma birimi”
4. Bulanık bilgiyi sayısal değere çevirerek sisteme uygulayan (defuzzification) durulaştırma yada “berraklaştırma birimi” [11-12, 20].



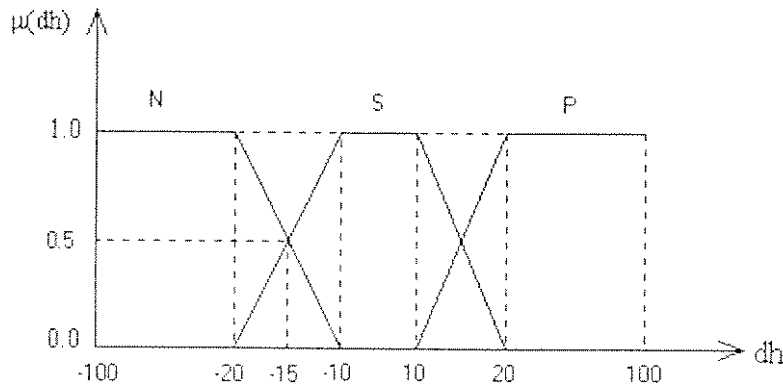
Şekil 4.8. Bulanık kontrol sisteminin genel yapısı

Bulanıklaştırıcı

Sistem çıkışında elde edilen $e(t) = W_{ref}(t) - W(t)$ ve $de(t) = e(t) - e(t-1)$ fiziksel değerleri bulanık kontrol sisteminin giriş değerlerini oluşturmaktadır. Giriş yapan fiziksel değerlerin üyelik fonksiyonlarının tipinin, minimum ve maksimum değerlerinin belirlenmesi, dilsel etiketlerin isimlendirilmesi bulanıklaştırıcı bölümünde gerçekleştirilmektedir. Kontrol edilen sistem çıkışlarından elde edilen sayısal bilgiler, dilsel değişkenlere çevrilerek bulanık denetleyicide bulanık kümeler tarafından tanımlanmaktadır. Bir başka deyişle bir büyüklüğü bulanık hale dönüştürmekle, sözel olarak ifade edilmesi sağlanır.

Sayısal büyüklükleri bulanık forma dönüştürebilmek için ilk önce evrensel kümelerin (universe of discourse) tespit edilmesi gerekir. Daha sonra evrensel küme içindeki her bir nokta üyelik fonksiyonları ile tanımlanır. Bunlar genelde “büyük” “orta” ve “küçük” v.s. şeklinde uygun dilsel ifadelerle belirtilir. Bu şekildeki bulanık kümeler için üyelik fonksiyonları seçilir. Bu üyelik fonksiyonları üçgen, yamuk, gauss eğrisi şeklinde olabilir [14, 18]

Gauss ya da üçgen bulanıklaştırıcılar giriş değerlerinin gauss ya da üçgen biçimli üyelik fonksiyonları ile temsil edildiği yapılardır. Eğer bulanık EĞER-O HALDE kurallarında yer alan üyelik fonksiyonları bu iki tipten ise, bu tür bulanıklaştırıcılar hesap zorluğuna neden olmadıkları gibi giriş belirsizliklerini iyi temsil ederler [18].



Şekil 4.9. Hız değişiminin bulanık ifadesi

Şekil 4.9'da görüldüğü gibi hız değişimine ait üyelik derecesi dikey ekseninde 0 ile 1 arasında değişmektedir. Yatay ekseninde maksimum (100) ve minimum (-100) değerleriyle birlikte hız değişimine ait fiziksel değerler verilmiştir. Hız değişimi üç adet yamuk üyelik fonksiyonuyla ifade edilmiştir ve bu üyelik fonksiyonu N (Negatif), S (Sıfır), P (Pozitif) dilsel etiketleri ile isimlendirilmiştir. Sistemden okunan fiziksel değerler, minimum ve maksimum sınır arasında bir noktaya düşmektedir. Bu noktaya karşılık gelen bir dilsel etiket ismi bulunmaktadır ve bu dilsel etiket ismine karşılık gelen üyelik derecesi oluşmaktadır. Böylece bulanıklaştırıcı ile keskin (crisp) fiziksel değerler [0-1] arasında bir üyelik derecesine sahip olarak bulanıklaştırılmaktadır. Ayrıca, fiziksel değerlerin minimum ve maksimum sınırlarının belirlenmesi, her üyelik fonksiyonunun hangi fiziksel değere eş düştüğünün saptanmasına ölçeklendirme (scaling) denmektedir [18, 23].

Bulanık kontrolörü oluşturmak için izlememiz gereken ilk adım, ilgili giriş çıkış değişkenlerini ve bunların sınır değerlerini belirledikten sonra, her değişken için anlamlı sözel etiketler seçmek ve uygun bulanık kümeler ile ifade etmektir. Pek çok durumda bu bulanık kümeler “yaklaşık sıfır”, “pozitif küçük”, “negatif küçük”, “pozitif orta” ve buna benzer sözel etiketleri gösteren bulanık ifadelerdir [24].

Bulanıklaştırma aşamasında kısaca şu işlemler yapılır;

1. Sensörlerle (algılayıcılarla) giriş değerleri ölçülür.

2. Bu giriş değerlerine göre sözel ifadelerle çevrilip üyelik fonksiyonları hazırlanır.
3. Giriş değerlerinin ait oldukları üyelik fonksiyonları bulunarak bulanık hale getirilir.

Bilgi tabanı

Bulanık kontrol sistemlerindeki bilgi tabanı, veri ve kural tabanı olmak üzere iki kısımdan oluşur. Bilgi tabanı bulanık kontrol kuralları ve bulanık verileri tanımlamak için kullanılır. Bu veriler tamamen uzmanların ve operatörlerin tecrübe ve yargılarına bağlıdır. Bulanık kümelerin oluşturulması sırasında üyelik fonksiyonlarının seçim ve uygulamasında önemli rol oynar [18].

Veri tabanı

Sistem hakkında tam bilgiye sahip olma, üyelik fonksiyonunun tipinin belirlenmesi, bulaklaştırma ve berraklaştırma birimlerinde kullanılan dilsel etiketlerin ve fiziksel sınırların belirlenmesiyle, durulaştırma işlemi için veri tabanını oluşturulmaktadır. Böylece kontrol kurallarında bulanıklaştırma ve berraklaştırma işlemlerinde kullanılacak bulanık alt kümelerin işlemsel tanımlamaları verilmektedir. Veri tabanını oluşturulması, her bir değişken için evrensel kümenin tanımlanmasını, bulanık kümelerin sayısının belirlenmesi ve üyelik fonksiyonlarının tasarlanmasını gerektirmektedir. Evrensel kümenin bölümlendirilmesi ve normalizasyonu şu şekilde olur. Verilerin sayısal olarak bilgisayara girilebilmesi için analogtan sayısala çevrilerek ayrıklaştırılır. Evrensel kümenin normalizasyonu için sonlu sayıda segment ile bölümlendirilmelidir. Sürekli evrensel kümenin normalizasyonu ise, giriş ve çıkış aralığının ön bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Giriş - çıkış aralıklarının bulanık bölümlendirilmesi ise, bulanık kontrol kuralının şart kısmındaki giriş değişkenleri için, giriş evrensel kümesine göre bulanık kümeler tanımlamak suretiyle bir bulanık giriş aralığı oluşturulurken, kuralın sonuç kısmında bulunan çıkış değişkenleri içinde bir bulanık çıkış aralığı oluşturulmaktadır. Bulanık kümeler giriş ve çıkış aralıklarını izin verilen çeşitli bulanık değerlere ayırmaktadır. Her bir değişken için tanımlanan

bulanık kümelenin sayısı bir bulanık kontrolörün hassasiyetinin en temel belirleyicisi olmaktadır. Bununla birlikte sistemin giriş değişkenleri için tanımlanan bulanık kümelenin toplam sayısı bulanık kontrol kurallarının da maksimum sayısına bir sınırlama getirmektedir [11, 18].

Kural tabanı

Sistem girişleri ve çıkışlarında kullanılmak üzere bulanık kümeler tanımlanmaktadır. Bulanık sistemi kurmak için bazı kuralların verilmesi gerekmektedir. Bu kuralların biçimi *EĞER (IF)* 1. giriş değeri. *VE (AND)* 2. giriş değeri. *0 HALDE (THEN)* çıkış değeri şeklindedir. Bulanık kontrol kural tabanı sistem uzmanları tarafından verilen kontrol hedefleri ve kontrol planına bağlı olarak oluşturulmuş bulanık kontrol kurallarının toplamıdır [11, 18].

Bulanık kontrol kural tabanı şu üç kural kümesini içermektedir.

1. Her bir giriş ve çıkış çiftinden üretilen ve birbirleriyle çelişmeyen kurallar.
2. Birbiriyle çelişen kurallardan en yüksek üyelik derecesine sahip kurallar.
3. Uzmanın dilsel olarak belirlediği kurallar [25].

Bir bulanık kontrol algoritması evrensel kümedeki herhangi bir giriş için uygun bir kontrol işlevi çıkarabilmektir. Bu özellik bütünlük olarak adlandırılır. Bu bütünlük özelliği bulanık kontrol kuralları, tasarım tecrübesi ve mühendislik bilgisi ile bir iç içelik arz etmekte ve genellikle her bir giriş değerinin en az bir bulanık kümede yer alması için bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste binmesi gerekmektedir. Aynı zamanda her bir girişin belli bir tepki vermesi için kuralların dikkatli bir biçimde tasarlanması da büyük önem arz etmektedir. Geleneksel uzman sistem yaklaşımında, eğer her bir giriş değişkeni için bulanık küme sayısı m ve sistem giriş değişkeni sayısı da n ise, bütünlüğün sağlanması için m^n tane farklı kural gerekmektedir. Fakat bir bulanık kontrolörde kural tabanı bütünlüğü sağlamak için daha az sayıda kural kullanılmaktadır. Çünkü bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste bindirilmesi kural sayısını önemli ölçüde azaltmaktadır. Böylece daha az

hesaplama zamanı ve daha iyi bir performans elde edilmektedir. Bununla birlikte optimal kural sayısını belirleyecek bir işlem bulunmamaktadır [18].

Düzenlenen kuralların ağırlıklarının hesaplanması ve bu sürecin içerisinde kontrol algoritmalarına göre sonucun yakalanması ile ilgili olarak özet halinde literatürde iki tür tasarım takip edilmektedir [25].

İlki Zimmerman'ın geleneksel takip yöntemidir ve şu aşamalardan oluşur;

- Giriş/Çıkış değişkenlerinin seçimi,
- Bulanık çıkarım kümelerinin ve kurallarının tanımlanması,
- Bilgi mekanizmasının geliştirilmesi.

Aynı şekilde Sugeno ve Takagi bu süreci şu şekilde kategorize ederler;

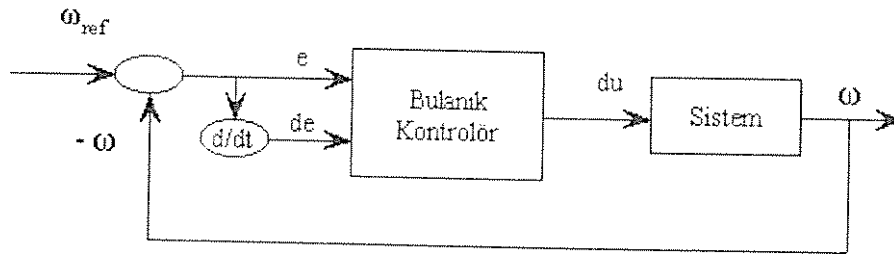
- Uzman operatörün sorgulaması,
- Uzman operatörün hareketleri gözlemlemesi,
- İşlemin bulanık modelinin çıkartılması.

Bulanık kontrol kurallarının üretilmesi için dört adet prensip uygulanmaktadır. Bunlar;

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

Bulanık kontrol kurallarını türetmede, iki temel yaklaşım ortaya çıkarmak mümkündür.

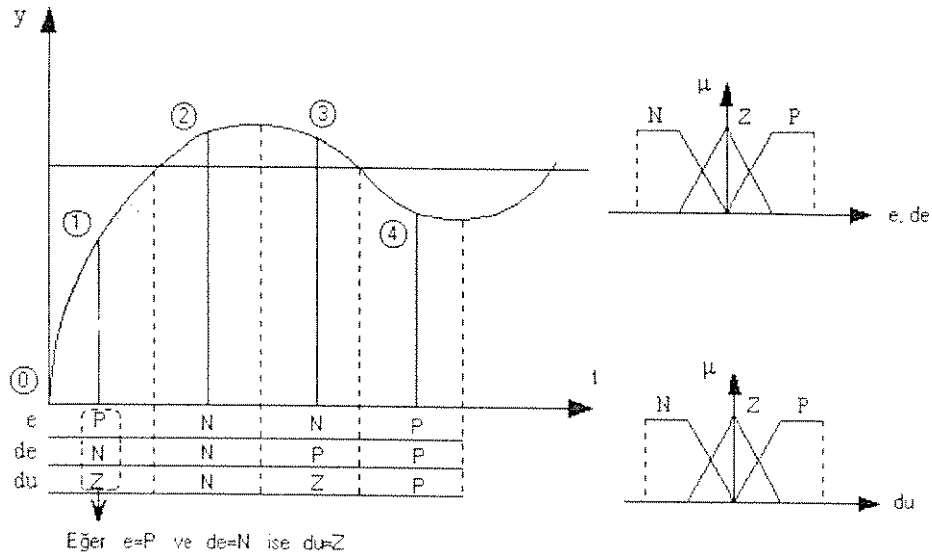
1. *Tecrübeye dayalı (heuristic) metot:* Bulanık kontrol kurallarını üretmek için uzman bilgisini ve kontrol edilen işlemin davranışının analizini kullanmaktır. Bu yaklaşım geniş bir şekilde sistem davranışının niteleyici bilgisine bağlıdır.



Şekil 4.10. basit bulanık kontrolörün sistemi

Şekil 4.10'da görüldüğü gibi bulanık kontrolör girişleri hata (e) ve hata değişimi (de) olarak alınırsa kontrolör çıkışındaki değişim (du)'dur. Burada kontrol edilmek istenen sistemin adım tepkisinin faz düzlemi baz alınarak iki tür bulanık kontrol kuralı formüle edilebilir [18, 26].

1. tip kuralın görevi sistem cevabının yükselme zamanını kısaltmaktır.
Eğer $e=Pozitif$ ve $de=Pozitif$ ise, O Halde $du=Pozitif$
2. tip kuralın görevi sistem cevabının aşırı yükselmesini azaltmaktır
Eğer $e=Negatif$ ve $de=Negatif$ ise, O Halde $du=Negatif$



Şekil 4.11. Kontrol sistemi cevabı

Bu durumda sistemin kontrolünde bulanık kontrol kurallarını oluştururken şunları göz önüne almak gerekir (Şekil 4.11).

1. Eğer çıkış istenilen değerde ve hatadaki değişim sıfırsa, bulanık kontrolör çıkışını sabit tutmak gerekir.
2. Eğer çıkış istenilen değerden sapmışsa kontrol işlevi hata ile hata değişiminin işaretine ve değerine bağlı olmaktadır. Eğer hata mevcut kontrol işlevi ile hızlı bir şekilde düzeltilebiliyorsa, o zaman kontrol işlevi sabit tutulmalıdır. Aksi halde bulanık kontrolör çıkışı hata ve hatadaki değişime bağlı olarak değişmektedir.
2. *Deterministik Metot:* Bulanık modelleme ile kontrol kurallarının yapısını ve parametrelerini belirlemekte ve böylece kontrol amacına ulaşmaktadır. Bunun için işlem giriş çıkış verisini bir dizi bulanık kontrol kuralına çevirerek mantıksal bir değerlendirme yaklaşımı ya da işlemi veya operatörün kontrol işlevini modellemek için bulanık modelleme yaklaşımı kullanılmaktadır [18, 26].

Kural tabanını basitleştirmek için genelde bir tablo haline getirilir. Örneğin kendi tasarımımızda kullandığımız kural tablosunu göstermiş olursak açık ve net anlaşım haline gelmiş olur [27].

de e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NO	NO	NK	NK	NK	S
NO	NO	NO	NK	NK	NK	S	PK
NK	NO	NK	NK	NK	S	PK	PK
S	NO	NK	NK	S	PK	PK	PK
PK	NK	NK	S	PK	PK	PK	PO
PO	NK	S	PK	PK	PK	PO	PO
PB	S	PK	PK	PK	PO	PO	PB

Çizelge 4.1. Kural tabanı tablosu

Çıkarım ünitesi

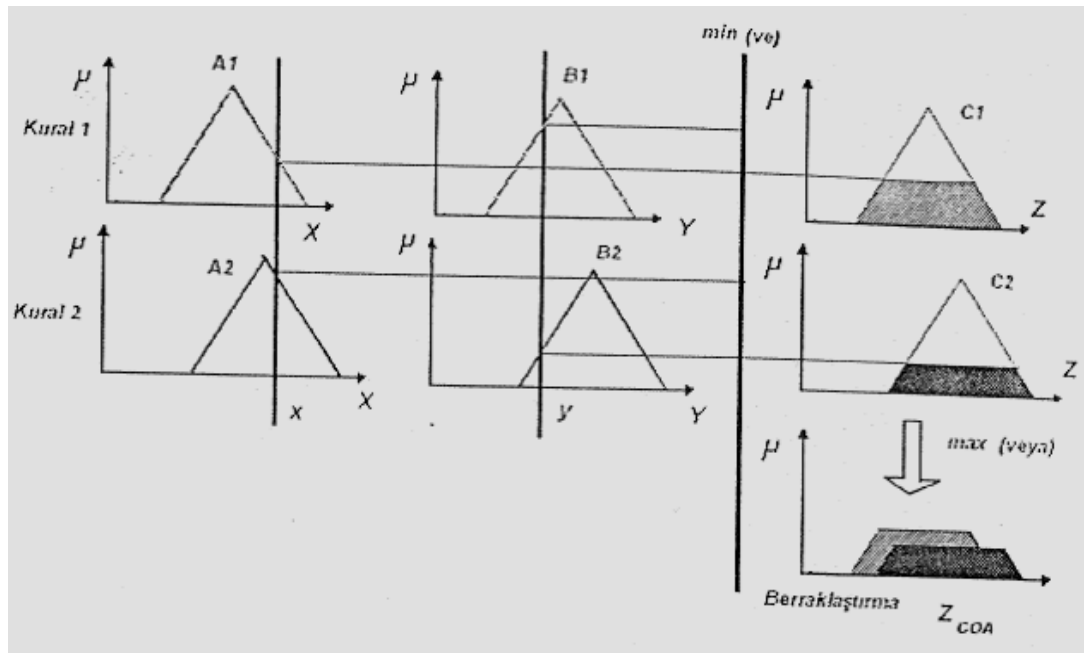
Çıkarım ünitesinin amacı, giriş değişkenlerini, ilgili bulanık kurallar ile birleştirerek bulanık denetleme işaretini bulmaktır. Literatürde farklı çıkarım modelleri tanımlanmıştır. bu bulanık çıkarım modellerinde en önemli modeller: Mamdani Bulanık Modeli ve Sugeno Bulanık Modelidir. Bu modeller aşağıda incelenmektedir [18, 24].

- Mamdani Bulanık Modeli

İlk oluşturulan bulanık çıkarım modelidir. Mamdani bulanık modelinde çıkarım işlemi, A, B ve C bulanık üyelik değerleri olmak üzere;

“ Eğer $x = A_i$ ve $y = B_i$ ise $z = C_i$ ”

formunda yazılabilir. Bu modele göre oluşturulan ve minimum (ve), maksimum (veya) çıkarım operatörlerinin kullanıldığı ile bir çıkarım ünitesi Şekil 4.12’de gösterilmektedir.



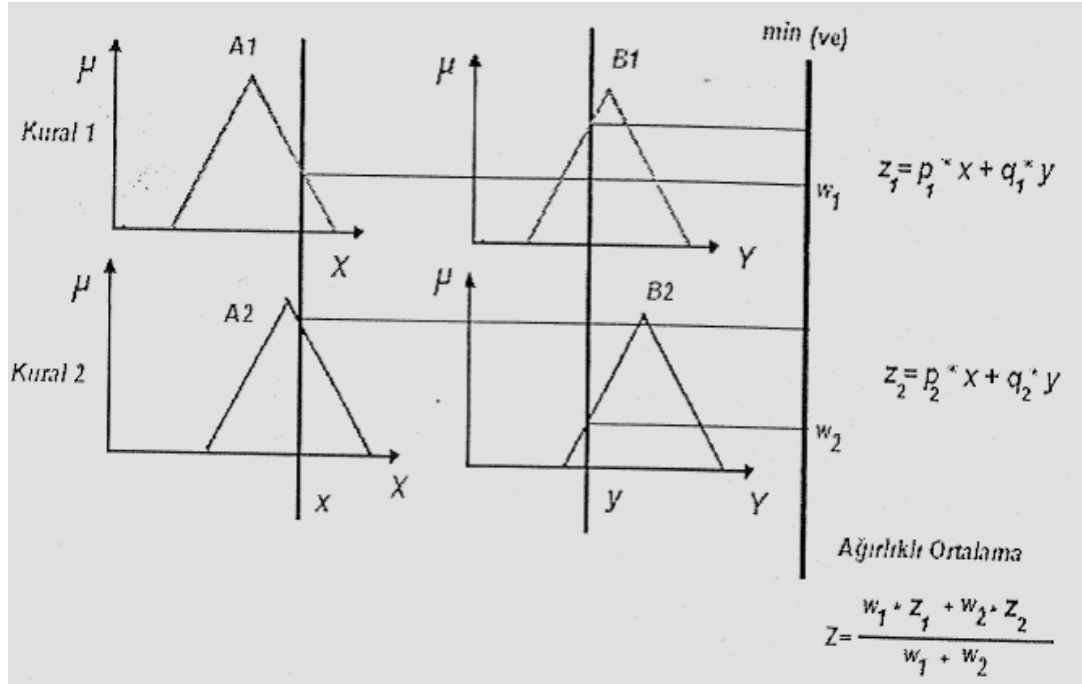
Şekil 4.12. Mamdani bulanık modeli

- Sugeno Bulanık Modeli

Bu modelde, Sugeno tarafından giriş çıkış data bilgilerine dayanan bir sistemde bulanık denetleyici tasarlamak amacıyla geliştirilmiştir. Bu modelde çıkarım işlemi, A, B bulanık üyelik değerleri, Z gerçek değer ve $f(x,y)$ arasında bir fonksiyon olmak üzere;

“Eğer $x = A_i$ ve $y = B_i$ ise $z = f(x, y)$ ”

formunda yazılabilir. Bu modele göre oluşturulan maksimum (veya) çıkartım operatörleri kullanıldığı bir çıkarım ünitesi Şekil 4.13’de gösterilmektedir. Burada p ve q sırasıyla A ve B bulanık kümelerinin değerleri, W_1 , W_2 her bir kurala ait ağırlık değerleridir [16, 18].



Şekil 4.13. Sugeno bulanık modeli

Berraklaştırma

Bulanık değerden kesin bir değere dönüştürme işlemine “durulaştırma”(berraklaştırma) denir. Berraklaştırmanın amacı, çıkarım ünitesinden elde edilen bulanık kontrol işaretini, sayısal kontrol işaretine çevirmektir. Bulanık kontrol tasarımcısı uygun bir berraklaştırma yöntemi seçmelidir. Durulaştırmaya ilişkin aşağıda verilen metotlar bulunmaktadır.

a- Maksimumların merkezi metodu (CoM)

Bulanık kural çıkartılması sonucunda en iyi uzlaşmayı bulmak için kullanılan durulama metotlarından birisidir. Bu metoda her bir terim için, en tipik değer saptanır ve buna göre en uygun bulanık çıkarsama gerçekleştirilir. Bunun için terimlere ait en tipik değerler ağırlık olarak göz önüne alınır ve çıkarsama sonucunda en iyi sonuç ağırlıkların dengelendiği durulaştırılmış kesin değerlerdir.

b- Maksimumların ortalaması metodu (MoM)

Birden fazla kontrol eyleminin üyelik fonksiyonlarının ortalama değerinin maksimuma ulaştığını gösteren bir kontrol eylemi üretir. Örneğin n tane maksimuma ulaşan ω_j noktası varsa Eşitlik (4.11) ile bu kontrol eylemi hesaplanır.

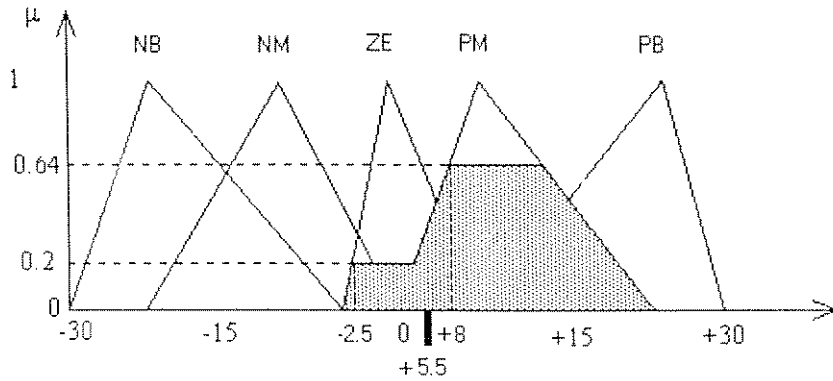
$$Z_0 = \sum_{j=1}^n (\omega_j / n) \quad (4.11)$$

c- Ağırlık merkezi metodu (CoA)

En yaygın kullanılan yöntemdir. Burada, aktif kuralların bulanık çıkışlarına ilişkin üyelik fonksiyon değerleri ile, skaler ağırlıkları çarpılarak toplamaları alınır. Elde edilen değer in üyelik fonksiyon değerlerinin toplamına bölünmesiyle sayısal kontrol işareti bulunur. Bu yöntem Eşitlik (4.12) ile ifade edilir.

$$Z_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_z(\omega_j) \cdot \omega_j}{\sum_{j=1}^n \mu_z(\omega_j)} \quad (4.12)$$

Burada n ; kural sayısını, Z_0 ; kesin kontrol eylemini, ω_j ; üyelik fonksiyonun maksimum değere ulaştığı değeri $\mu_z(\omega_j)$ belirtir [12,18, 26].



Şekil 4.14. Ağırlık merkezi metodu

Örneğin; $NB=0.0$, $NM=0.0$, $ZE=0.2$, $PM=0.8$, $PB=0$ üyelik dereceleri ile temsil edilen bir bulanık tablo Şekil 4.14'teki gibi elimizde olsun. Bu üyelik derecelerine karşılık sayısal değerler $\mu_{ZE}(-2.5) = 0.2$, $\mu_{PM}(+8) = 0.64$ olarak şekilde verilmiştir. Verilen bu değerlere göre ağırlık merkezi metodu kullanılacak olursa;

$$Z_0 = [(-2.5) \cdot (0.2) + (8) \cdot (0.64)] / (0.2 + 0.64) = 4.62 / 0.84 = 5.5 \text{ olarak bulunur [18].}$$

4.9. Bulanık Mantığın Genel Özellikleri

- Bulanık mantıkta kesin değerlere dayanan düşünme yerine, yaklaşık düşünme kullanılır.
- Bulanık mantıkta her şey (0-1) arasında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bulanık mantıkta bilgi; büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler şeklindedir.
- Bulanık Çıkarım, dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık; matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için oldukça uygundur.

4.10. Bulanık Mantığın Üstünlükleri

- Bulanık sistemlerin tasarımında insan düşünce tarzına ait dilsel terimler kullanılır.
- Matematiksel olarak modellenmesi zor veya imkânsız sistemlerde, zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemlerde başarılı sonuçlar göstermektedirler.
- Bazı sistemlerdeki uygulamalarda sonuç çıkarım sırasında karmaşık matematik İşlemlerden kaynaklanan işlem yükünü azaltarak daha hızlı sonuç üretir.

4.11. Bulanık Mantığın Sakıncaları

- Uzman bilgi ve deneyimlerine ihtiyaç bulunmaktadır.
- Karalılık, gözlemlenebilirlik ve kontrol edilebilirlik analizi yapılmasında ispat edilmiş bir yöntem yoktur.
- Bulanık mantık üyelik işlevleri sisteme özgüdür. Başka bir sisteme Uyarlanması zordur.
- Deneme, yanılma yapmadan ne kadar üyelik işlevlerinin kullanılması gerektiğini kestirmek güçtür [28].

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Klasik sistemlerde, kontrol edilecek sistemin mutlaka matematiksel olarak modellenebilmesi gerekmektedir. Günlük hayatta karşılaştığımız bir çok sistemi matematiksel olarak modellemek zor veya imkansız olabilmektedir. Hata bir çok sistemin giriş değişkenleri tam olarak tespit edilmemektedir. Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde doğrusal yaklaşım olan klasik kontrol yetersiz kalmaktadır [8].

Bulanık mantık, modelleme aşamasında değişkenler ve kuralların esnek belirlenmesine olanak verir. Bulanık mantıkta her olayın mutlak sonuçları bulunmamaktadır. İnsan mantığının kullandığı biraz, çok, çok az, ufak, ... gibi dilsel niteleyiciler vardır. Sonuçlar bu niteleyicilerden birine veya bir kaçına belirli oranlarda ait olabilirler. Bu şekilde sisteme ait olan belirsizlikler insan mantığı ve hisleri yardımı ile daha kapsamlı bir şekilde çözümlenebilir. Modelleme mutlaka bir uzman deneyim ve bilgisi ile oluşturulmalıdır. Bulanık küme sayı ve şekilleri; ne kadar sisteme uygunsa performans o kadar fazla olacaktır. Bahsedilen bu yönleriyle bulanık mantık kontrolün, klasik yöntemlere göre modellenemeyen, zamanla değişen, doğrusal olmayan sistemlerde daha iyi sonuçlar verdiği bilinmektedir [13,28].

Bu çalışmada DC motorlarının etkili bir şekilde hız kontrolünü sağlayacak kapalı çevrim bir kontrol sistemi tasarlanmıştır. Kolay kontrol edilebilme ve yüksek performans gibi üstünlüklere sahip olan doğru akım motorlarının hızları geniş sınırlar içerisinde ayarlanabilmektedir. Bu niteliklerinden dolayı DC motorları endüstride hızlı taşımacılık, elektrikli trenleri, robotik, elektrikli taşıtlar ve elektrikli vinçler gibi proseslerde, ayarlanabilir hız ve hassas konumlandırma uygulamalarında kullanılırlar. Son yıllarda teknolojik gelişmelerle birlikte DC motorları, ev aletleri uygulamalarında, düşük güçlü ve düşük maliyet istenen ayarlanabilir hız kontrolü gerektiren yerlerde yaygın bir kullanım alanı bulmuştur.

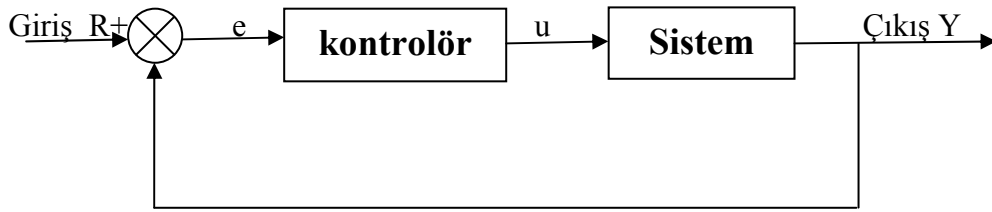
Endüstride bir kontrol sisteminden beklenen; güvenilirlik, kararlılık, iyi performans ve ucuz olmasıdır. Bu çalışmada, DC motorun hız kontrolünü klasik yöntemlere göre daha iyi yapabilecek bir kontrolörün tasarlanması amaçlandı. Bunun içinde bulanık mantık yönteminin uygun olduğu kanaatine varıldı.

Bu çalışmada, sistem tasarlanmadan önce bulanık mantık ile DC motorunun hız kontrolü için sistemin olası tepkilerini anlayabilmek üzere MATLAB/Simulink'te bir model kurulmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Bu sistemde kullanılacak olan DC motorun parametrelerinin belirlenmesi ve bu DC motorunun hızını, önce çok klasik bir yöntemle kontrol edilmesinin uygun olacağı düşünülmektedir. Bu yöntemde kurduğumuz sistemde dönüştürücünün açısını (α) ayarlayabilmek için α 'yi 0'dan 90 dereceye kadar belli adımlarla değiştirdik ve her açının önüne tablo şeklinde motorun o andaki çalıştığı hızı yazdık. Bu denemeden elde ettiğimiz sonuçlardan yola çıkarak bulanık sistemimizin üyeliklerini ayarladık. Yani giriş ve çıkış bulanık kümelerini tanımladık. Yapılan bu simülasyonda, endüvi gerilimi vasıtasıyla motor akımını ve dolayısıyla da DC motorun hızının ayarlanması hedeflenmiştir.

Yumuşak bir kalkış sağlamak ve motoru yüksek başlangıç akımından korunmak amacıyla motor endüvi akımı (I_a) sınırlanmalıdır. Çıkış değişkeni olarak; motordan alınan hız bilgisi ve referans arasındaki hataya göre çıkış bulanık kümesi oluşturulmuştur. Darbe üreticinin çıkışı ile, bir anahtar biçiminde blok olarak dönüştürücü devresi açıp kapatılarak motora uygulanan ortalama gerilimi değiştirilmiştir.

Hazırlanan modelin simülasyonu gerçekleştiğinde akım ve açısal hız eğrileri elde edilmiştir. Bulanık kontrolör klasik bir kontrolör ile karşılaştırıldığında açısal hız değişimi, yerleşme zamanı ve maksimum aşım parametreleri yönünden daha iyi bir performansa sahip olduğu anlaşılmaktadır. PI kontrolörde, sisteme ve set noktasına göre K_p ve K_i parametreleri değişmektedir. Bulanık kontrolör, PI'in en iyi performans gösterdiği bölgede bile daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.

Burada elde edeceğimiz sonuçların neye dayandıklarını açıklayacağız. Öncelikle, oransal (P), integral (I) ve türev (D) kontrolörlerinin her birinin yapısı ve istenilen çıkış cevabı için nasıl kullanılacakları anlatılacaktır. Kontrolörün sistem üzerindeki etkileri aşağıdaki birim geri besleme sistemi üzerinde incelenecektir.



Şekil 5.1. Birim geri besleme sistemi

Sistem: Özel bir niceliğin kontrol edildiği tesisat, süreç veya makine olabilir. Bizim çalışmamızda sistem bir motor olarak tanımlanmaktadır.

Kontrolör: Kontrol edilecek sistem için uygun bir kontrol sinyali sağlar. Tüm sistemin davranışını kontrol etmek için tasarlanır. PID kontrolörün transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir,

$$K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (5.1)$$

Bu denklemde K_p oransal kazanç, K_I integral kazanç, K_D de türevsel kazancı temsil etmektedir.

PID kontrolörün kapalı çevrim sisteminde nasıl çalıştığını görmek için Şekil 5.1'deki blok diyagramı inceleyelim. Giriş değeri (R) ve yeni bir çıkış değeri (Y) arasındaki farka takip hatası (e) denir. Bu hata sinyali PID kontrolörüne gönderilecektir. Kontrolör bu sinyali belli bir katsayısı ile çarpıp türevini ve integralini alacaktır. Kontrolörden geçen bu sinyal (u) Eşitlik 5.2 ile gösterilmiştir.

$$u = K_p e + K_I \int e dt + K_D \frac{de}{dt} \quad (5.2)$$

Kontrolörden geçen sinyal (u) sisteme yollanacak ve yeni bir çıkış sinyali (Y) elde edilecektir. Bu çıkış sinyali (Y) yeni hata sinyalini bulmak için sensöre tekrar geri gönderilecek ve kontrolör bu yeni sinyalin belli bir katsayısı ile çarpıp türevini ve integralini alacaktır. Sistemin çalışması bu şekilde sürüp devam eder.

Oransal kontrolör, yükseliş zamanının azalmasına etki eder ancak sürekli rejim hatasını ortadan kaldırmaz fakat geçici rejim cevabını kontrolleştirebilir. Türev kontrolörü, sistemin kararlılığının artmasını etkiler, aşımı azaltır ve geçici rejim cevabını iyileştirir. Kapalı çevrim sisteminde kontrolörlerin her birinin etkisi (K_p , K_I , K_D) Tablo 5.1’de özetlenmiştir [30].

Çizelge 5.1. Kapalı çevrim sisteminde kontrolörlerin etkisi

	Kapalı çevrim cevabı	Yükseliş zamanı	Aşım	Yerleşim zamanı	Sürekli rejim hatası
Oransal kontrolör	K_p	Azalır	Artar	Küçük oranda değişir	Azalır
Integral kontrolör	K_I	Azalır	Artar	Artar	Elenir
Türev kontrolör	K_D	Küçük oranda değişir	Azalır	azalır	Küçük oranda değişir

K_p , K_I ve K_D etkileri birbirine bağlı olmadığı için bu ilişkiler her zaman doğru olmayabilir. Gerçekte ise etkilerden birinin değiştirilmesi diğer ikisinin etkisini

değiştirecektir. Bu sebeple K_P , K_I ve K_D değerlerini belirlerken yukarıdaki çizelge refrans olarak kullanılır [30].

Bu çalışmada K_P , K_I değerlerini bularak sistemin transfer fonksiyonuna uyguladığımızda, bu sonuçları elde ettik;

$$T_e = \frac{1/R_a}{1+sL_a/R_a} \text{ DC motorunun transfer fonksiyonu, } T_e; \text{ DC motorun elektriksel}$$

torkudur.

$$E_a = K\omega$$

$$\omega = \frac{\omega_r * \pi}{30} = \frac{1200 * 3.14159}{30} = 125.6$$

$$E_a = \frac{V_a}{\sqrt{2}} = \frac{163.4}{\sqrt{2}} = 115.5v$$

$$R_a = 3.5 ,$$

$$L_a = 0.024 ,$$

$$K = \frac{E_a}{\omega} = 0.919 ,$$

$$J = 0.66 ,$$

$$T = \frac{1/R_a}{1+s\tau}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0.024}{3.5} = 0.068$$

$$\tau_{mech} = \frac{R_a J}{K^2} = \frac{3.5 * 0.66}{(0.919)^2} = 2.735$$

$$\frac{\tau_m}{\tau_a} = 40.22$$

$$T_{tot} \simeq \frac{K_m e^{-s\tau_a}}{1+sT_m} \simeq \frac{0.285714e^{-s0.068}}{1+s2.735}$$

Ziegler ve Nichols yönteminde göre, eğer motorun transfer fonksiyonu:

$$T = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{1+sT_m}$$

ise,

$$K_m = 0.2857143,$$

$$T_m = 2.735,$$

$$\tau_m = 0.068,$$

$$K_c = P \text{ sabiti} = \frac{0.9T_m}{K_m\tau_m} = \frac{0.9 \cdot 2.735}{0.2857143 \cdot 0.068} = 127$$

$$T_i = 3.33\tau_m = 3.33 \cdot 0.068 = 0.22644$$

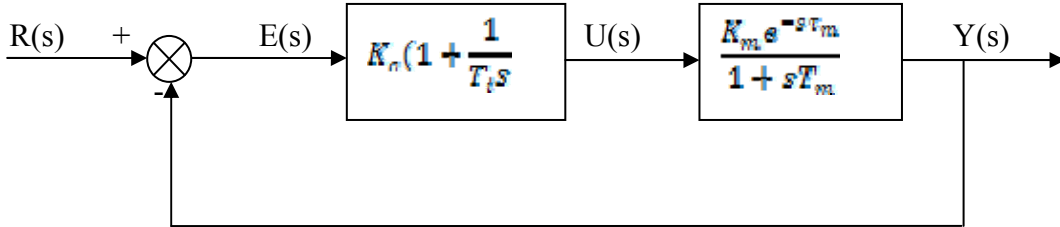
$$K_i = \frac{1}{T_i} = \frac{1}{0.22644} = 4.4161809$$

olur [29].

Sistem actuatorunun kazancı 25 olduğuna göre, PI kontrolörüne uygulanan

$$K'_p = \frac{K_c}{25} = \frac{127}{25} = 5.08$$

$$K'_i = \frac{K_i}{25} = \frac{4.4161809}{25} = 0.1766472$$



Şekil 5.2. Ziegler ve Nichols kapalı çevrim diagramı

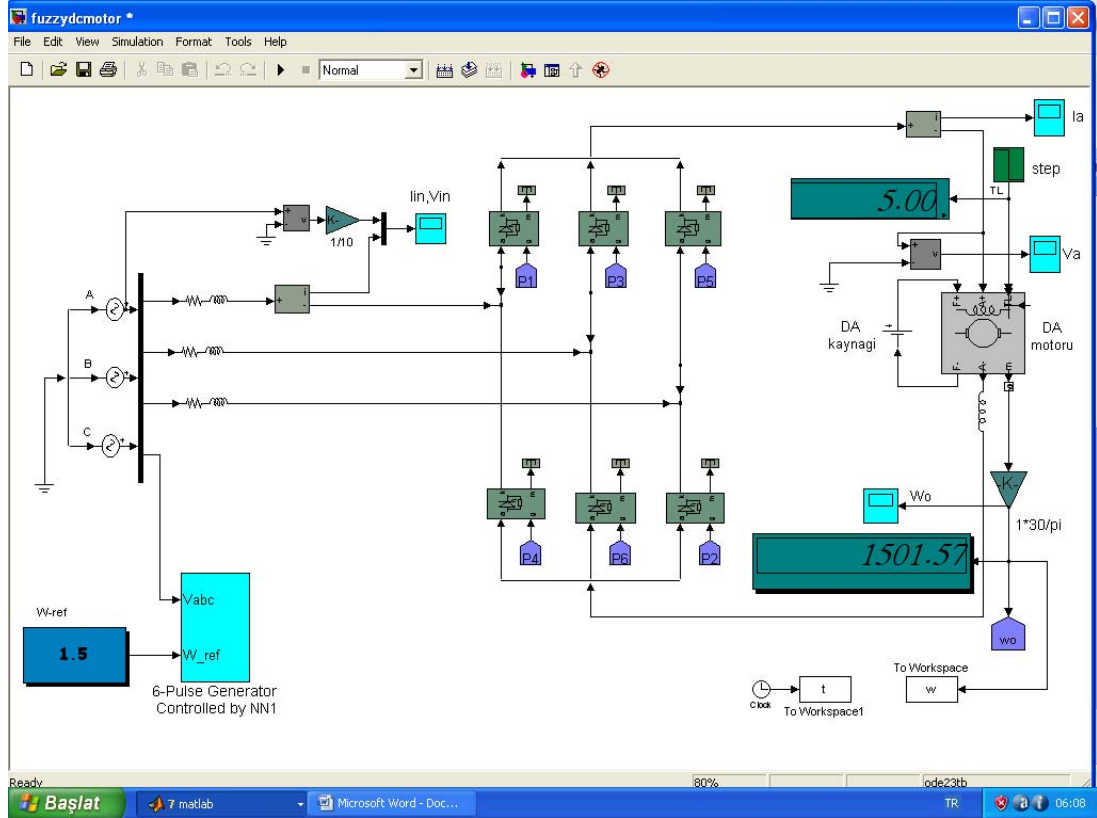
Çizelge 5.2. Ziegler ve Nichols transfer fonksiyonu

Rule	K_c	T_i	Comment
Process reaction			
Ziegler and Nichols (1942) <i>Model: Method 2</i>	$\frac{0.9T_m}{K_m\tau_m}$	$3.33\tau_m$	Quarter decay ratio. $\frac{\tau_m}{T_m} \leq 1$

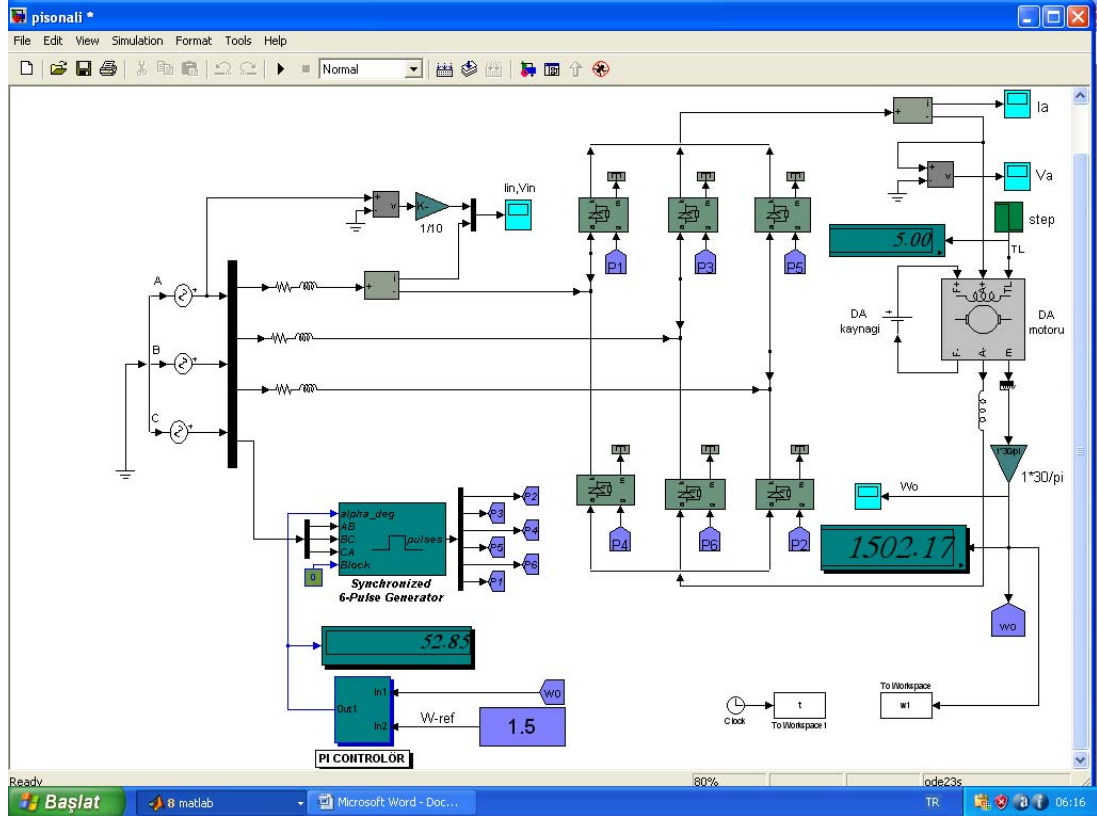
- *Simülasyon sonuçları*

Aldığımız simülasyon sonuçlarını aşağıda gösterdiğimiz gibi, bulanık mantık kontrolörünün ve PI kontrolörünün uygulanan farklı hızlarda çalışmalarını göreceğiz. Aynı zamanda uygulanan yükün (torkun) 1 saniye çalışmadan sonra, 10 (N.m)'den 5 (N.m)'e değişmesiyle hız eğrisinde oluşan değişimleri karşılaştırmak ve incelemek söz konusudur.

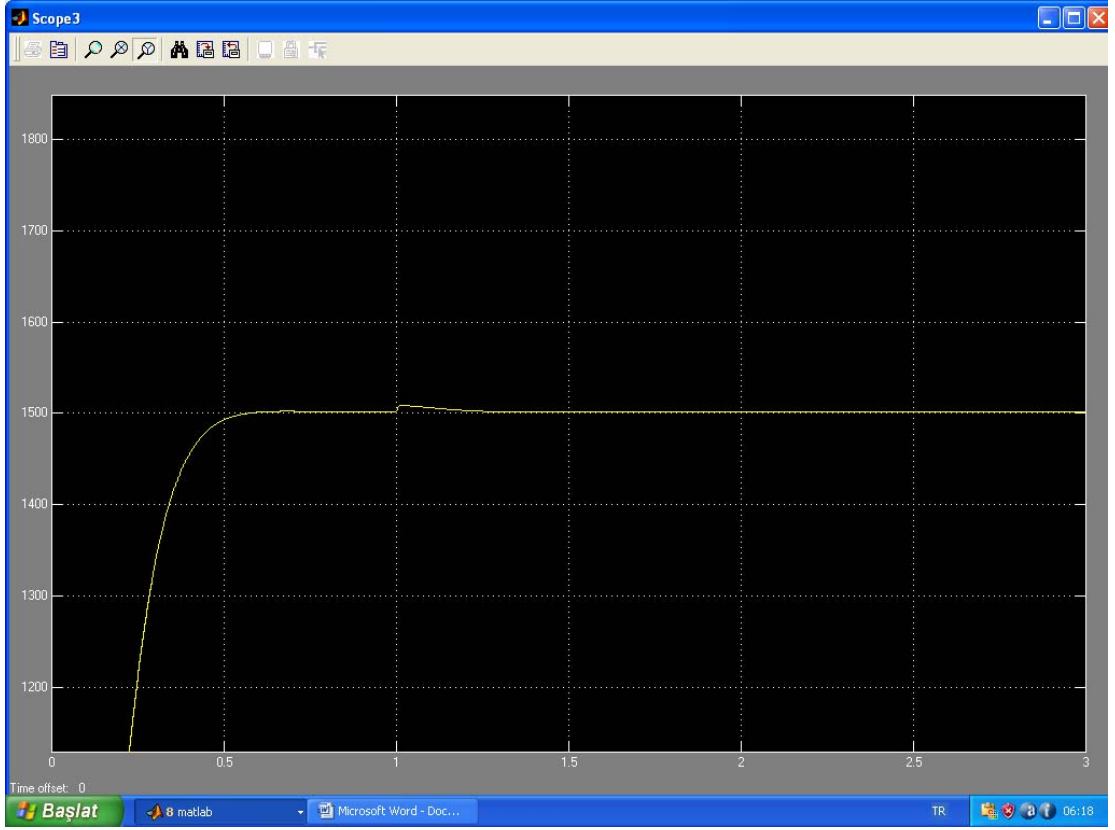
Burada uyguladığımız farklı hızlar 1500, 1400, 1200, 1000, 900, 750 ve 500 rpm adımlarıyla her iki kontrolörde başta çalışma gösterilerini ve göstergelerin çalışma sonunda kararlı durum çıkış hızını ve sonra hız eğrisi şeklini görülmektedir.



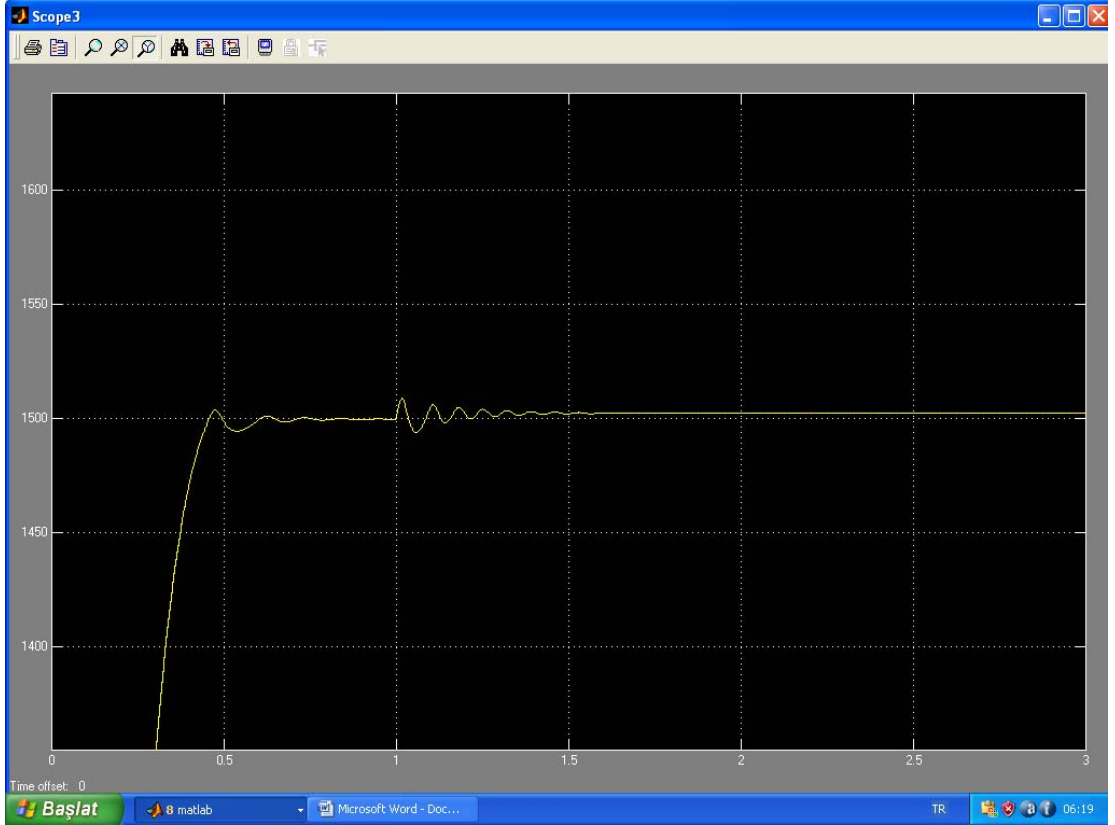
Şekil 5.3. Bulanık mantık kontrolörünün 1500 rpm’de çalışma gösterisi



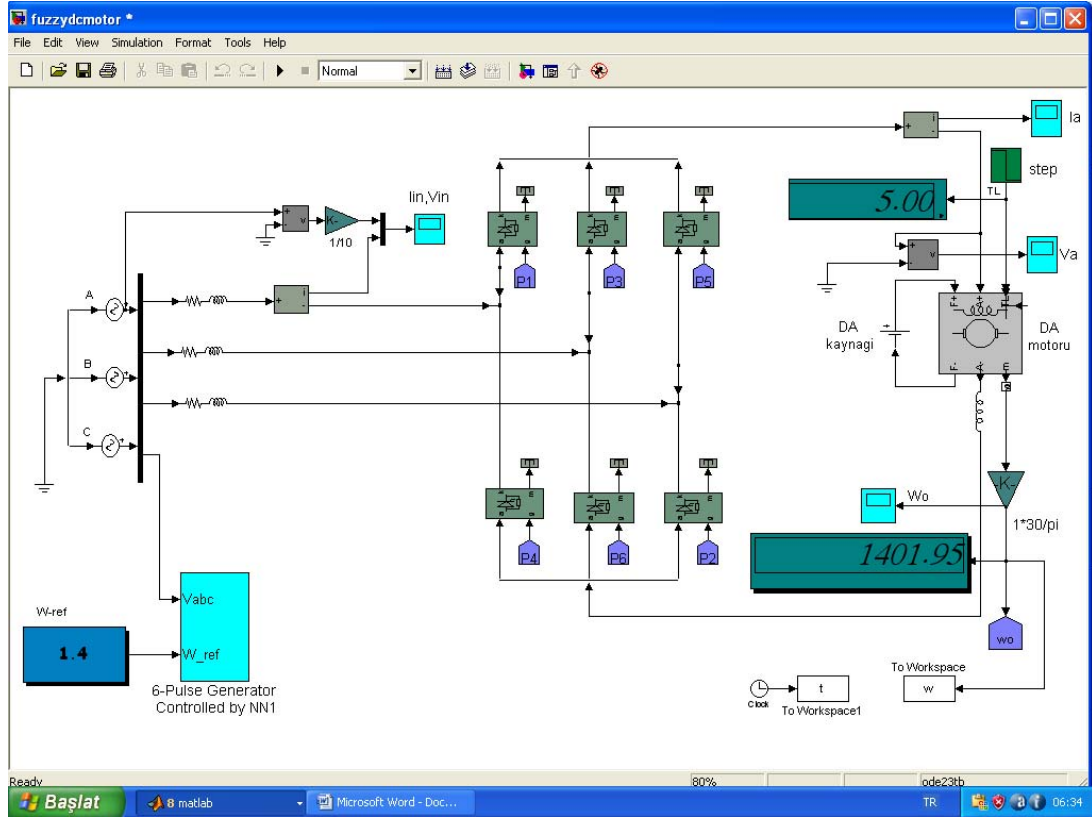
Şekil 5.4. PI kontrolörünün 1500 rpm’de çalışma gösterisi



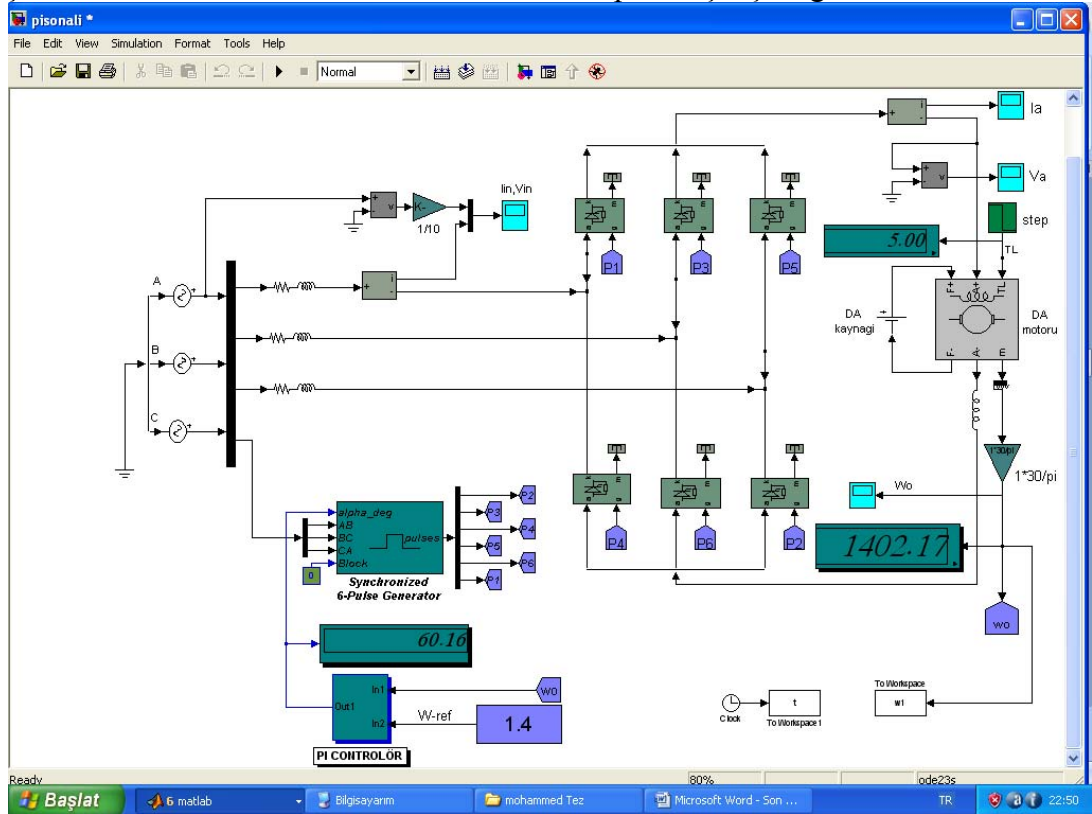
Şekil 5.5. Bulanık mantık kontrolörünün 1500 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



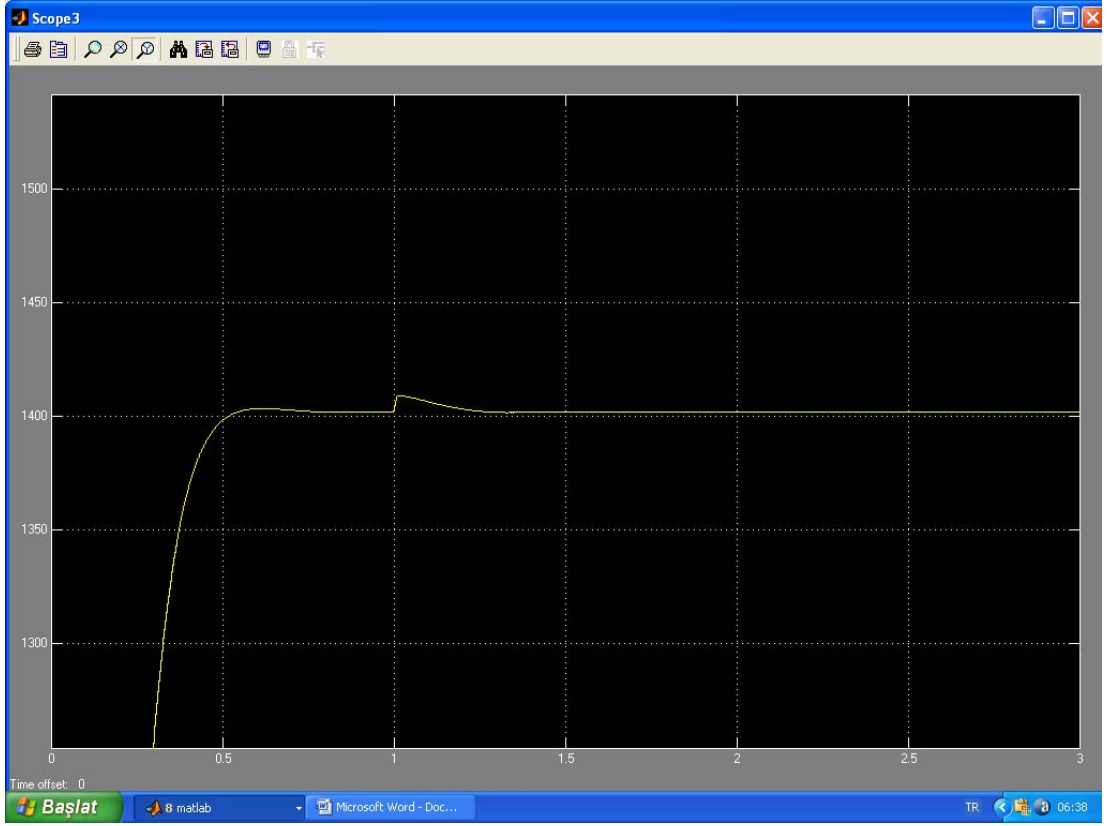
Şekil 5.6. PI kontrolörünün 1500 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



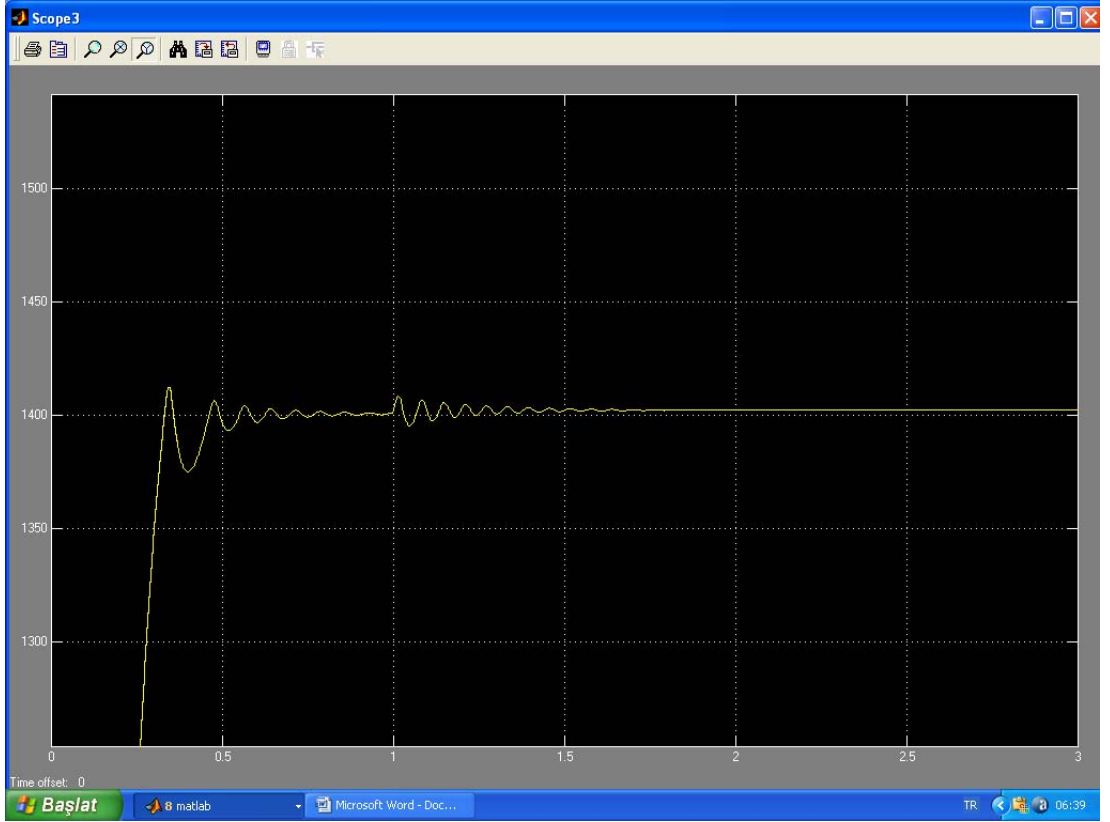
Şekil 5.7. Bulanık mantık kontrolörünün 1400 rpm’de çalışma gösterisi



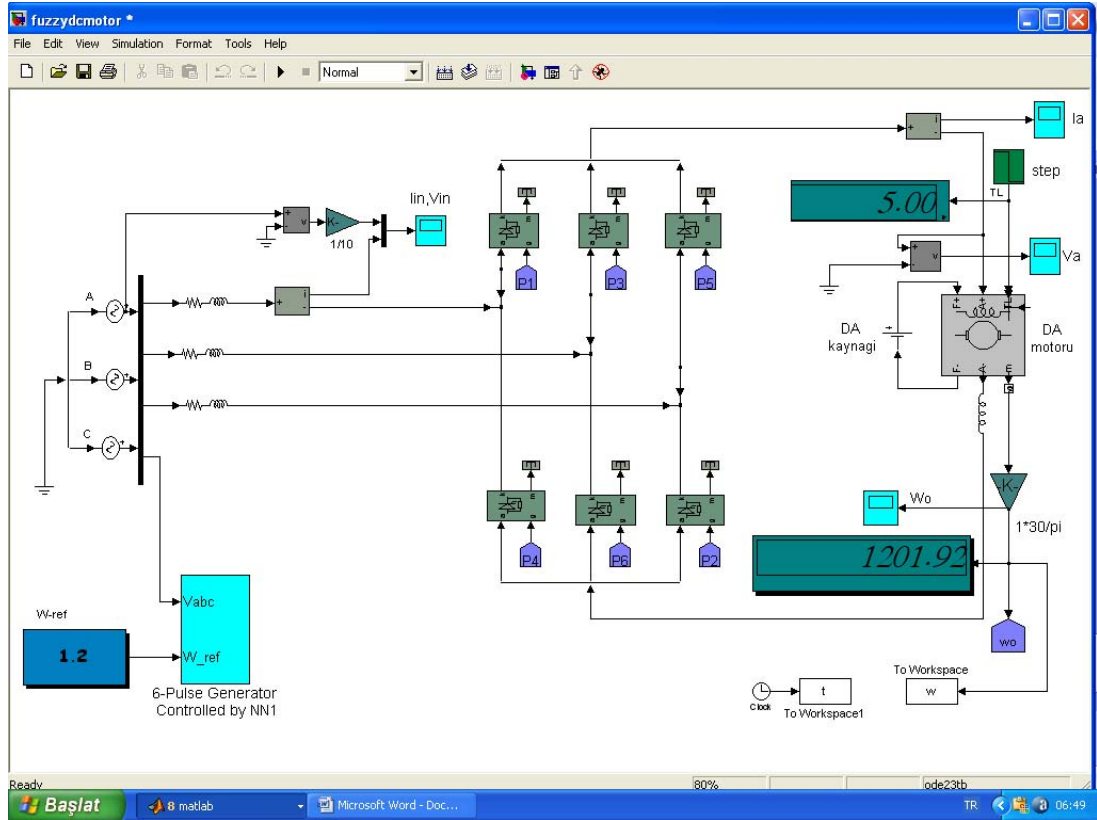
Şekil 5.8. PI kontrolörünün 1400 rpm’de çalışma gösterisi



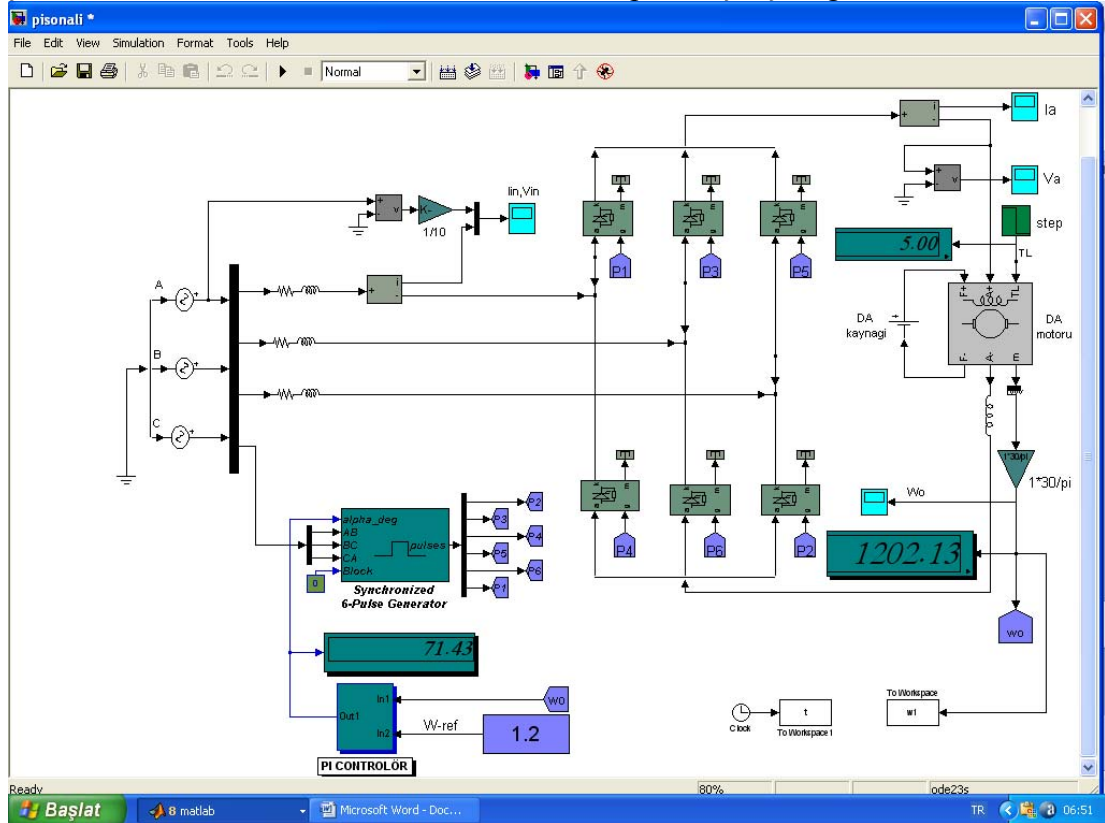
Şekil 5.9. Bulanık mantık kontrolörünün 1400 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



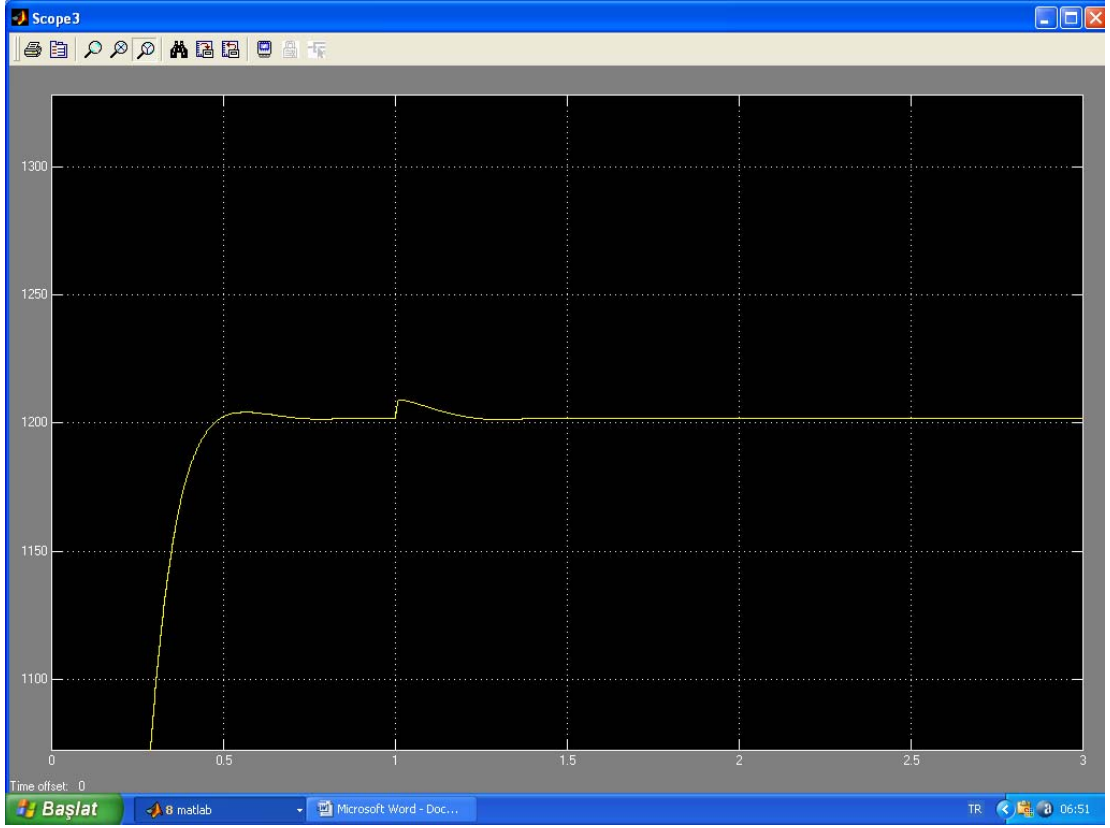
Şekil 5.10. PI kontrolörünün 1400 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



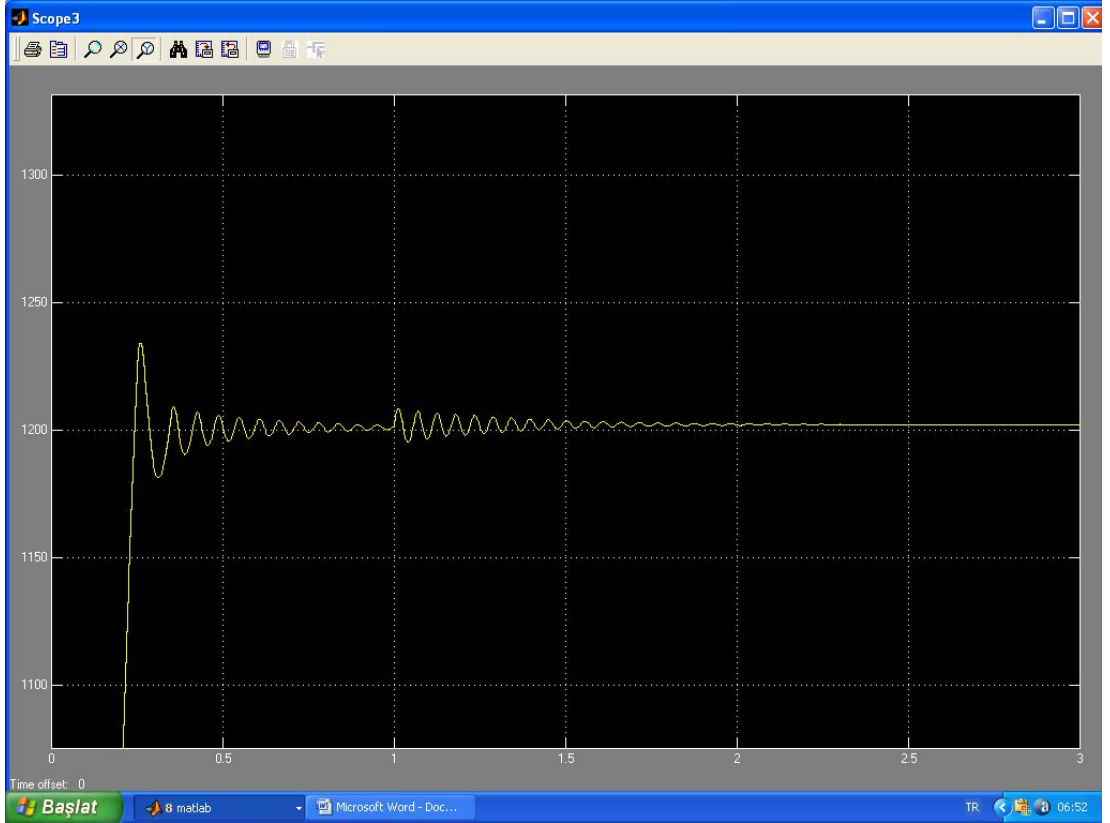
Şekil 5.11. Bulanık mantık kontrolörünün 1200 rpm’de çalışma gösterisi



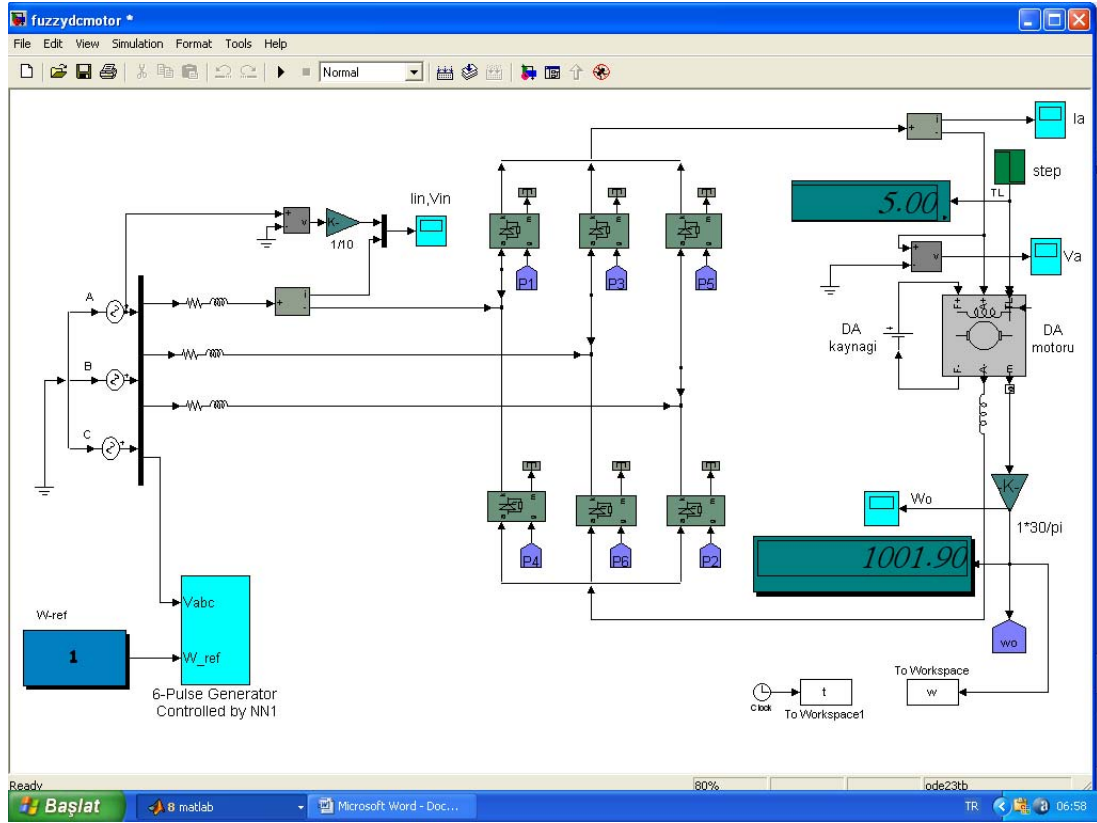
Şekil 5.12. PI kontrolörünün 1200 rpm’de çalışma gösterisi



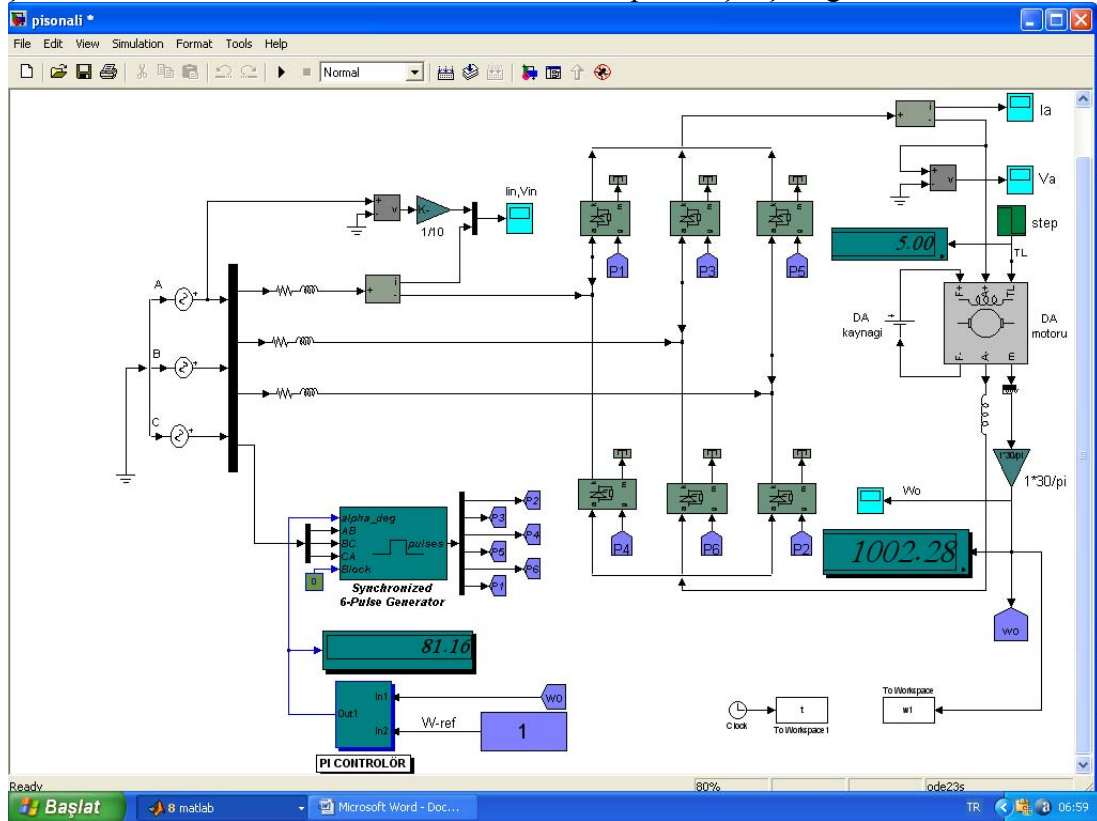
Şekil 5.13. Bulanık mantık kontrolörünün 1200 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



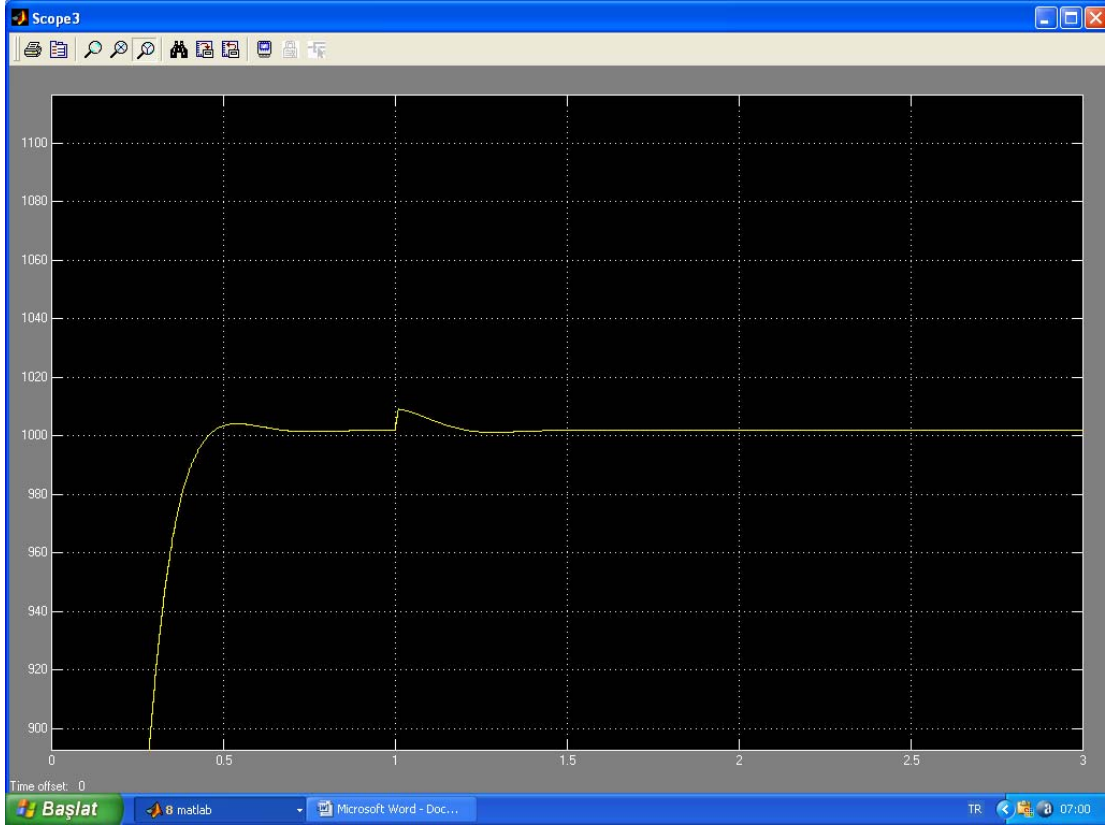
Şekil 5.14. PI kontrolörünün 1200 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



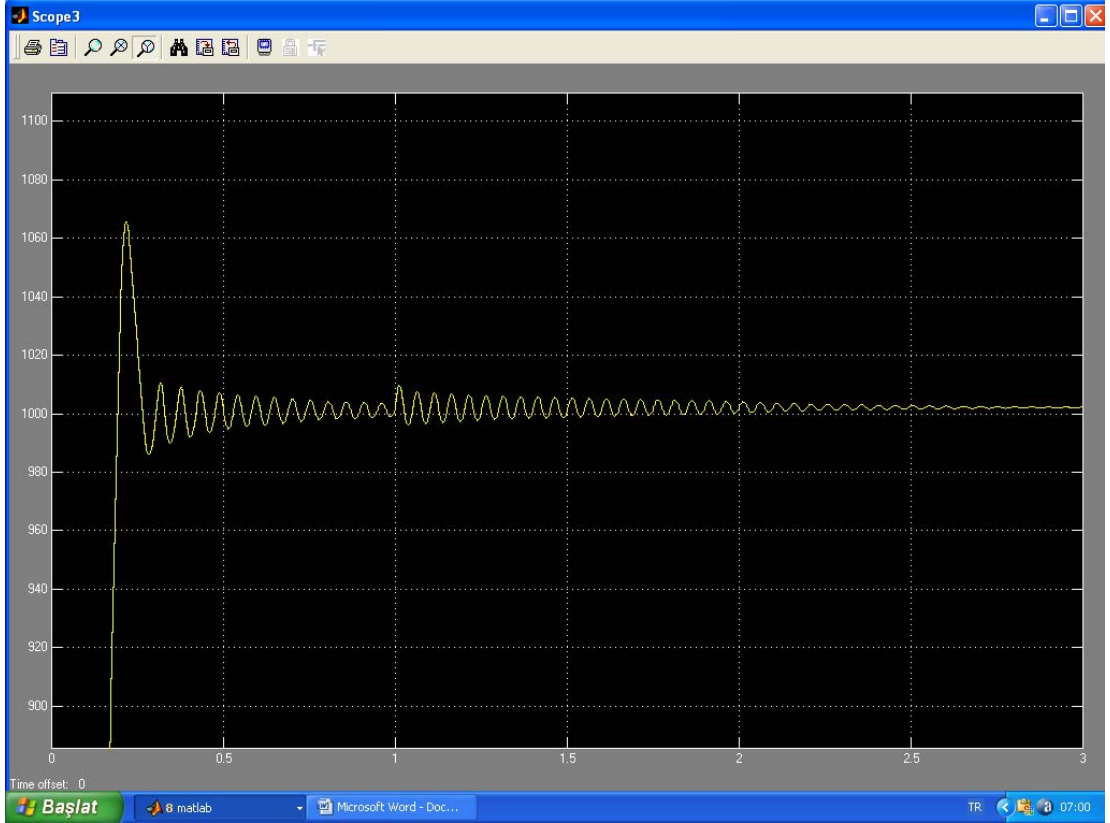
Şekil 5.15. Bulanık mantık kontrolörünün 1000 rpm’de çalışma gösterisi



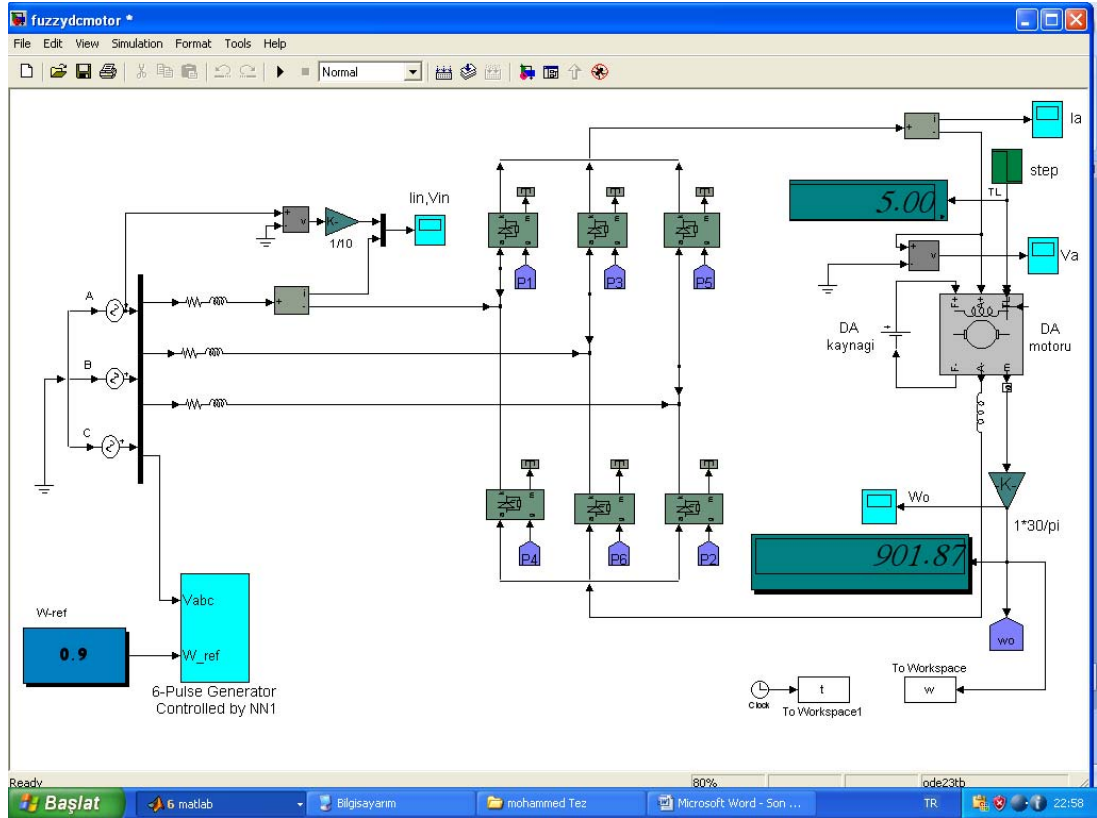
Şekil 5.16. PI kontrolörünün 1000 rpm’de çalışma gösterisi



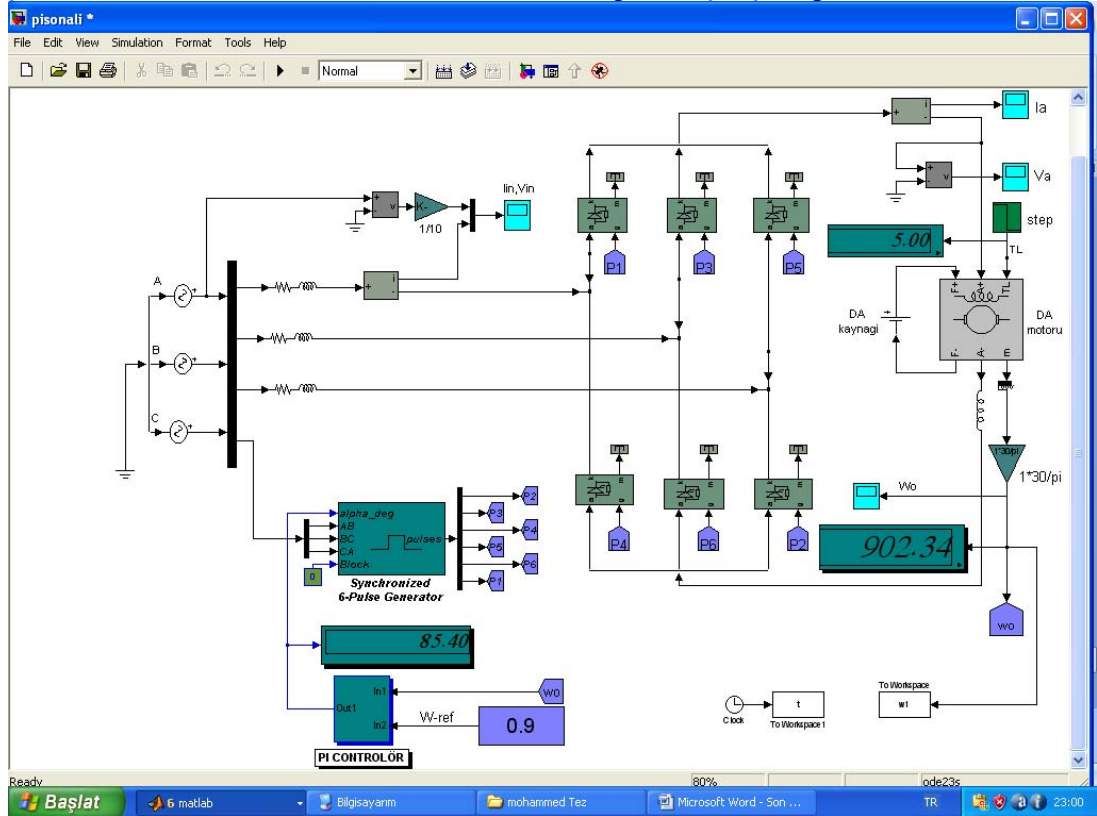
Şekil 5.17. Bulanık mantık kontrolörünün 1000 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



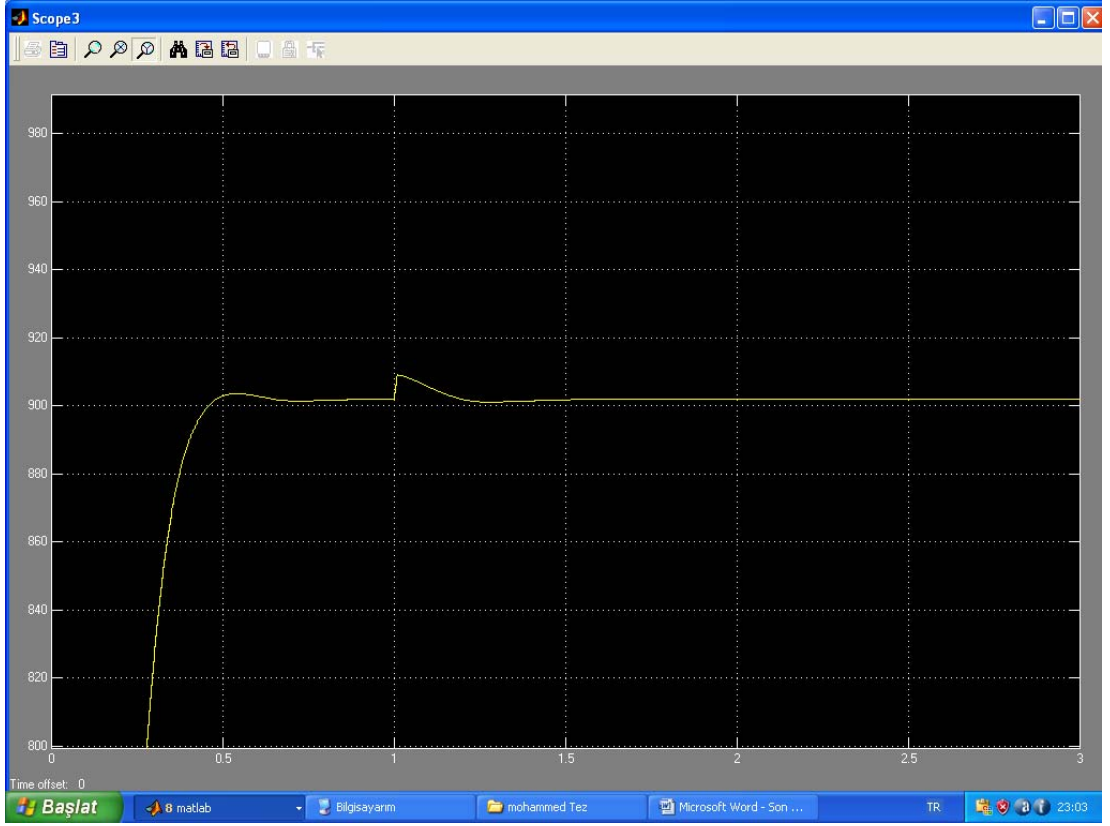
Şekil 5.18. PI kontrolörünün 1000 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



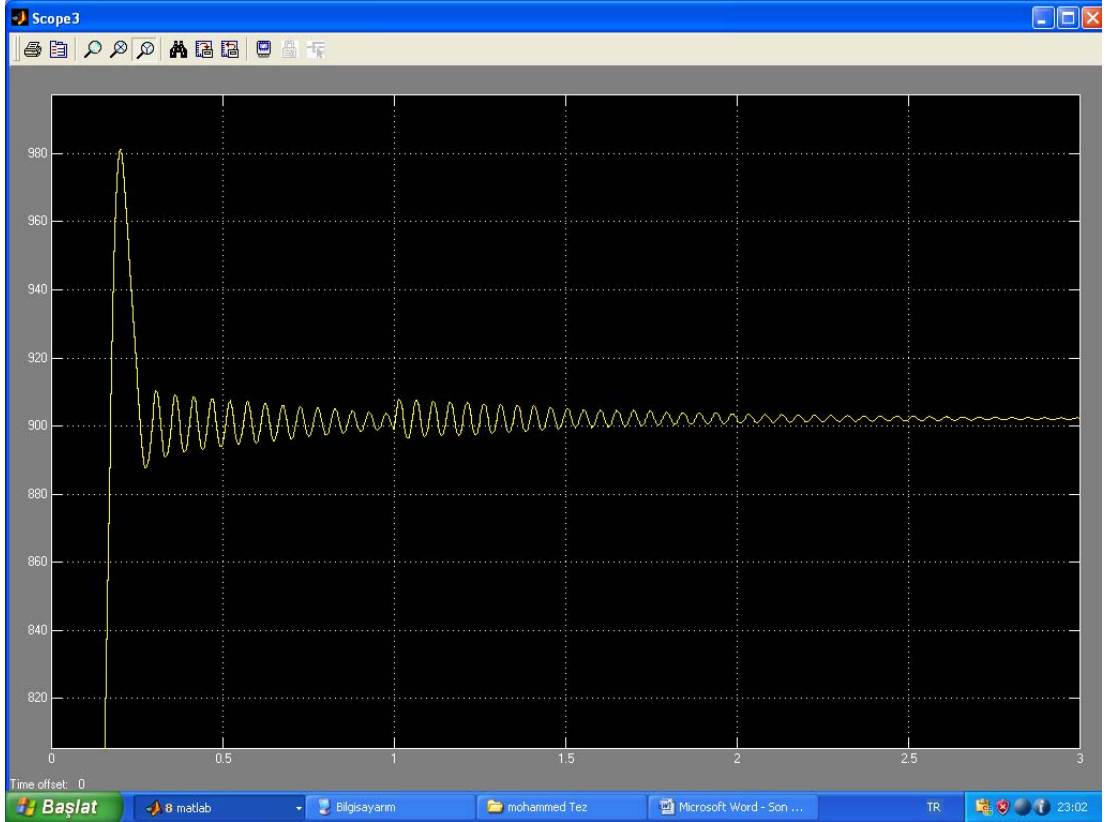
Şekil 5.19. Bulanık mantık kontrolörünün 900 rpm’de çalışma gösterisi



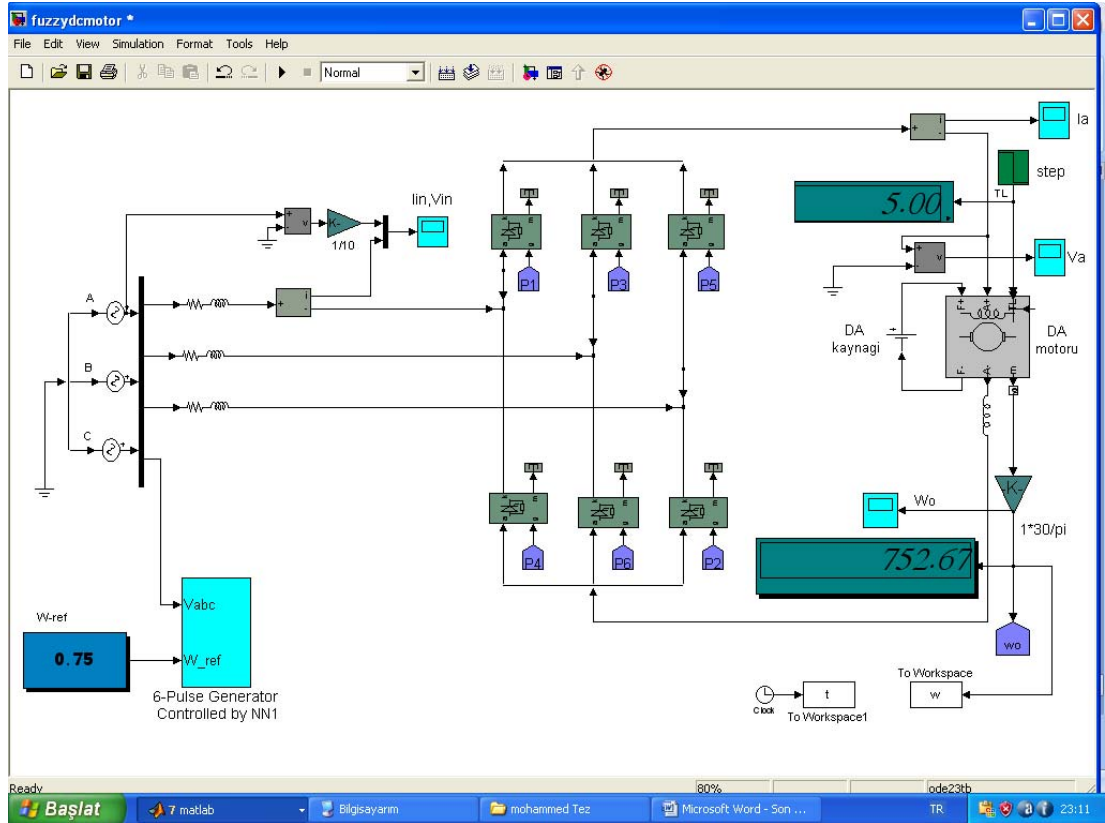
Şekil 5.20. PI kontrolörünün 900 rpm’de çalışma gösterisi



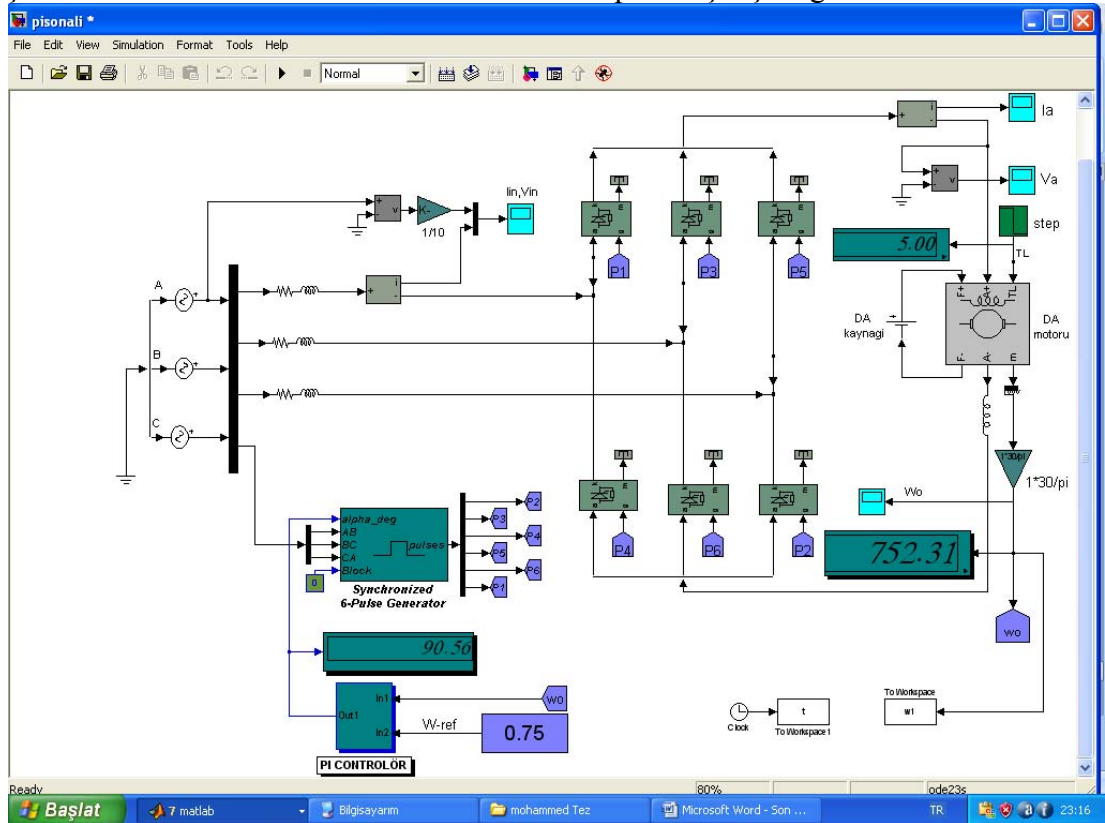
Şekil 5.21. Bulanık mantık kontrolörünün 900 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



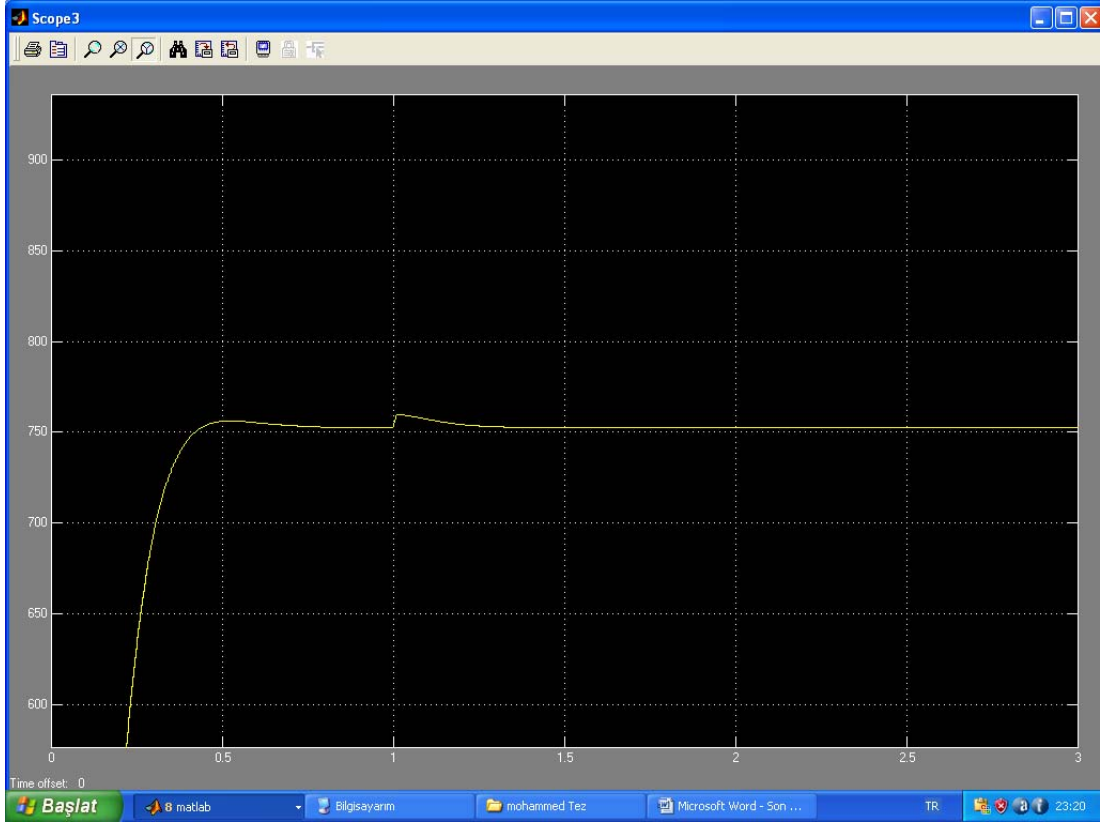
Şekil 5.22. PI kontrolörünün 900 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



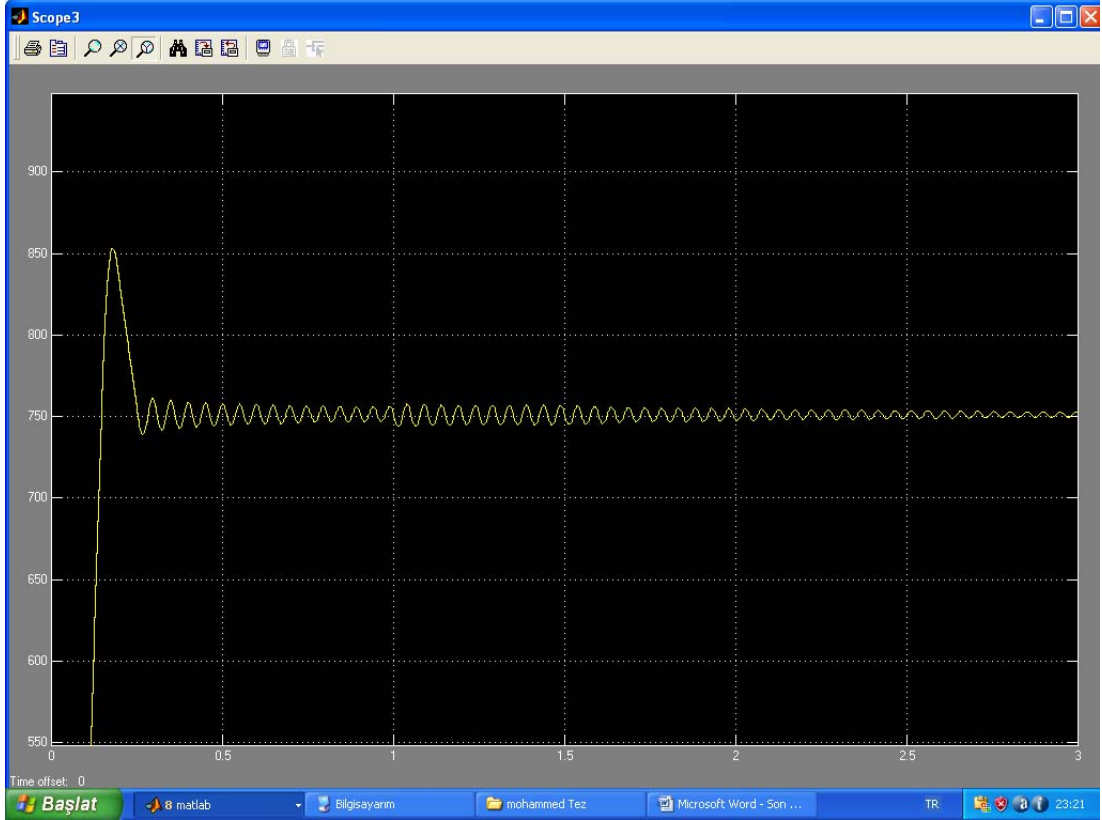
Şekil 5.23. Bulanık mantık kontrolörünün 750 rpm’de çalışma gösterisi



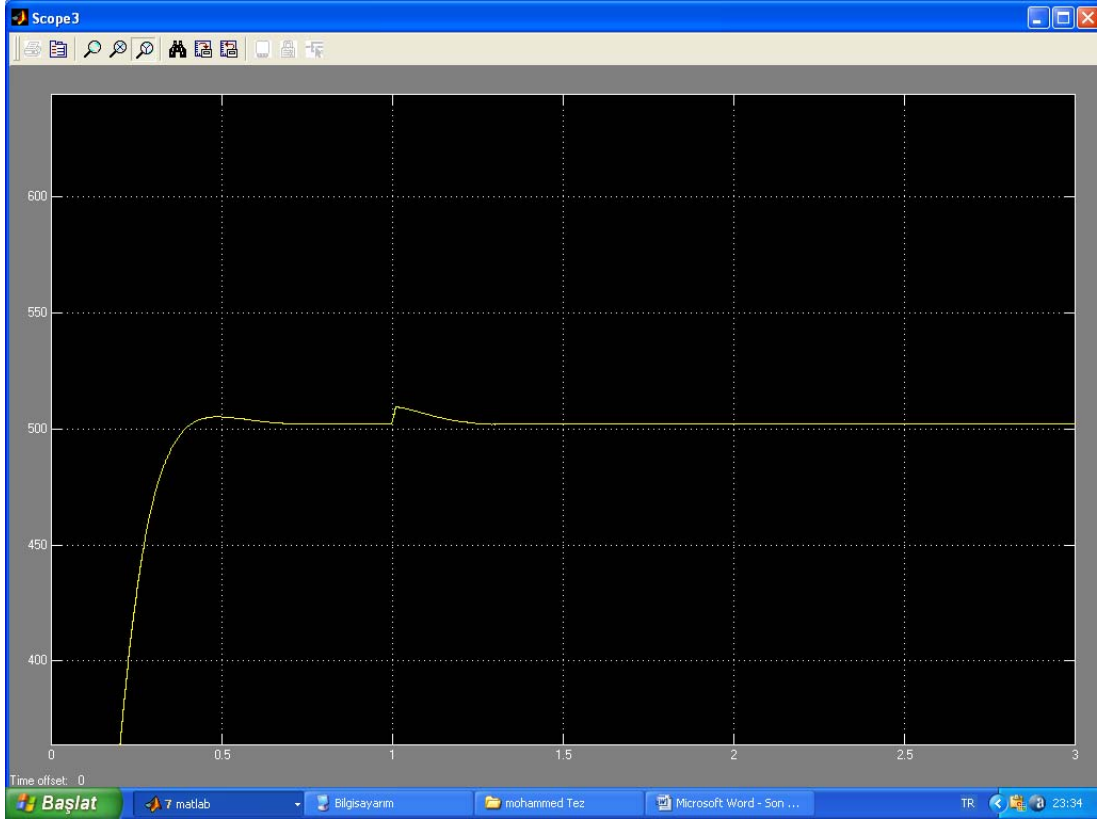
Şekil 5.24. PI kontrolörünün 750 rpm’de çalışma gösterisi



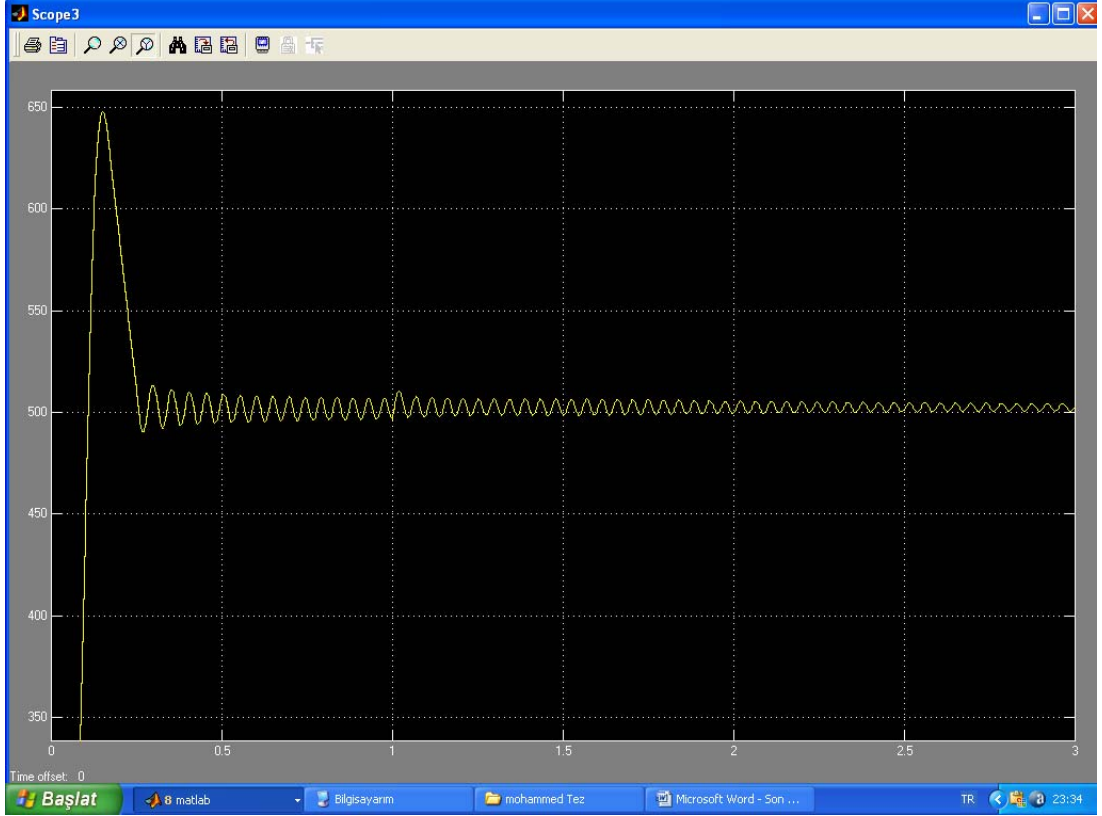
Şekil 5.25. Bulanık mantık kontrolörünün 750 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



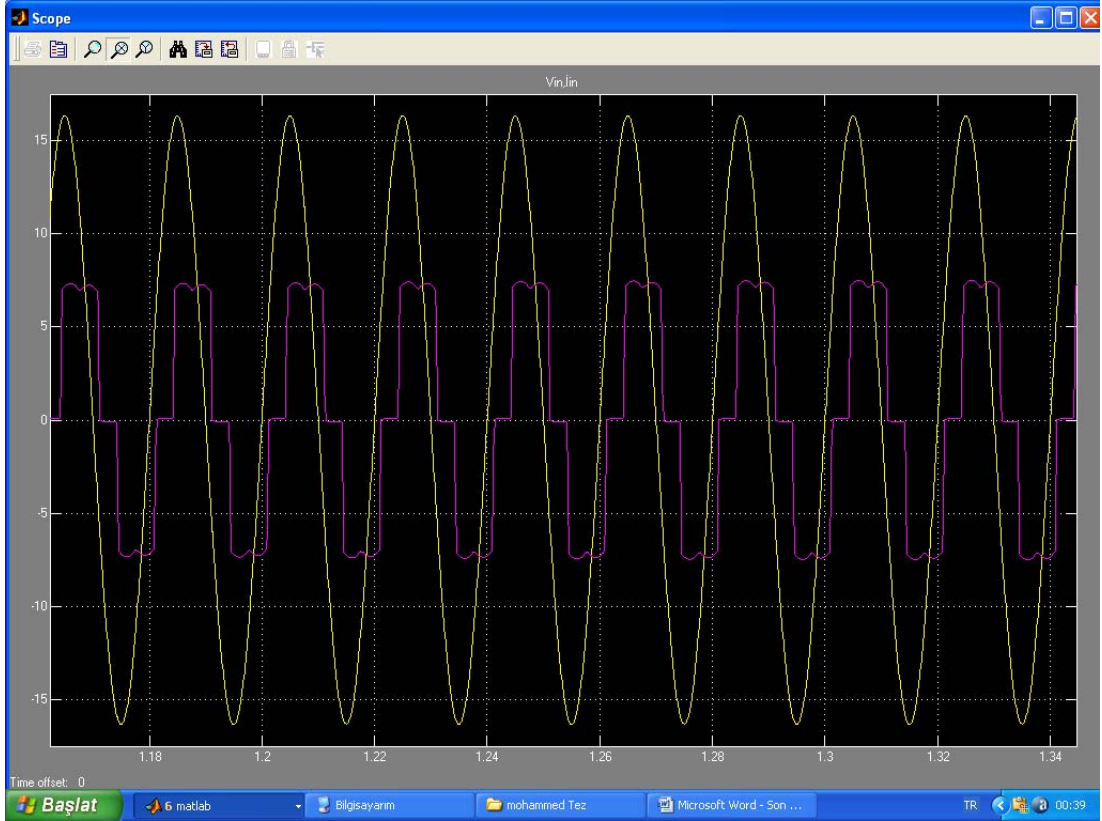
Şekil 5.26. PI kontrolörünün 750 rpm'deki hız ile zaman eğrisi



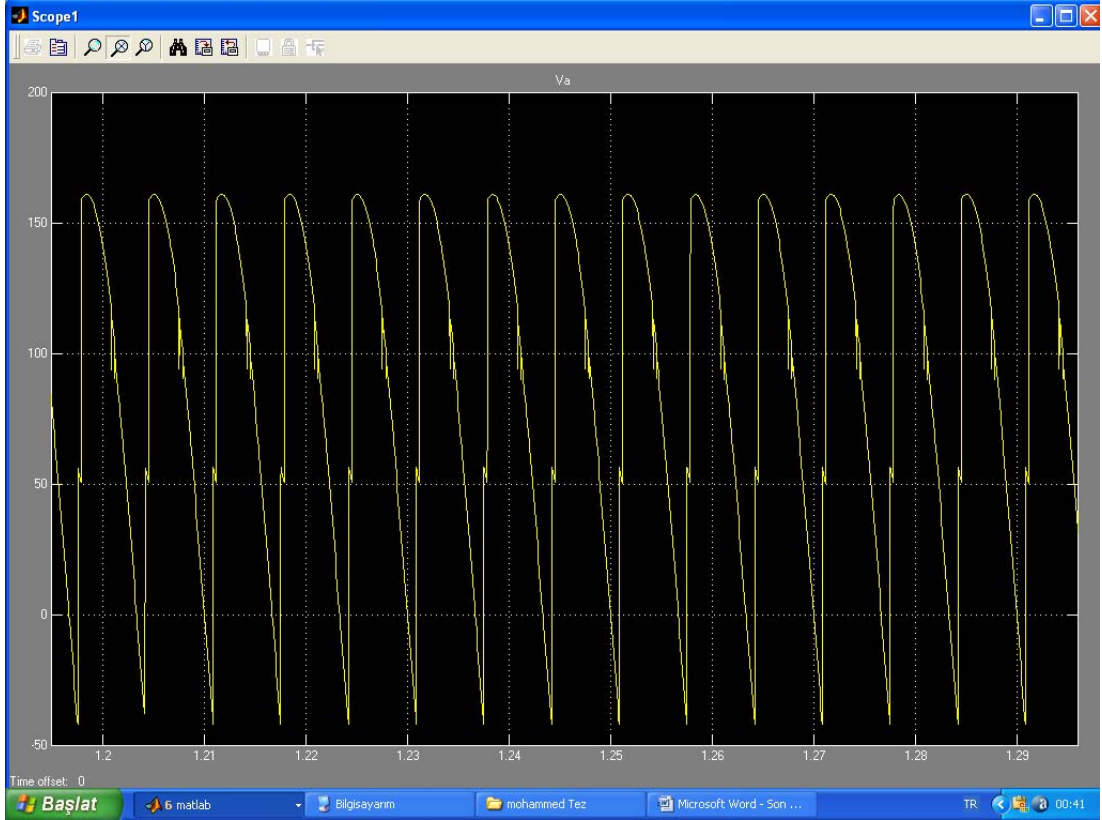
Şekil 5.29. Bulanık mantık kontrolörünün 500 rpm’deki hız ile zaman eğirisi



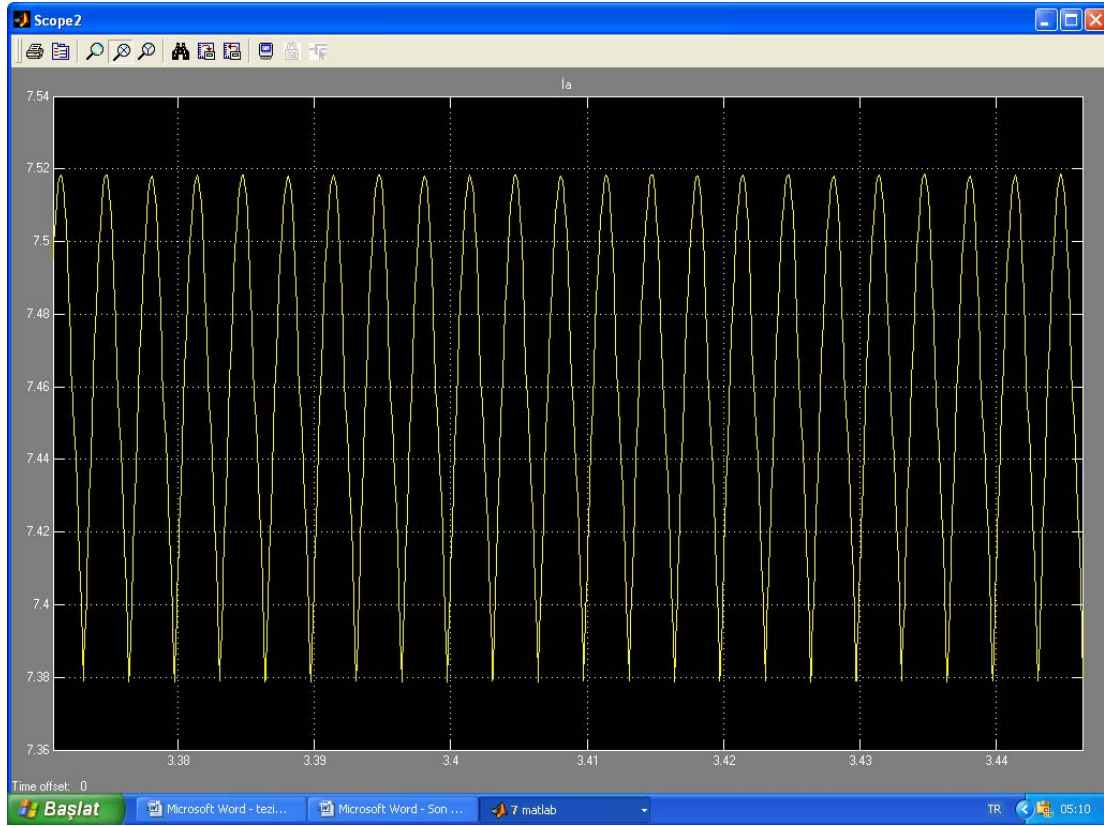
Şekil 5.30. PI kontrolörünün 500 rpm’deki hız ile zaman eğirisi



Şekil 5.31. Giriş gerilin ve akım şekli



Şekil 5.32. Endüvinin gerilim şekli

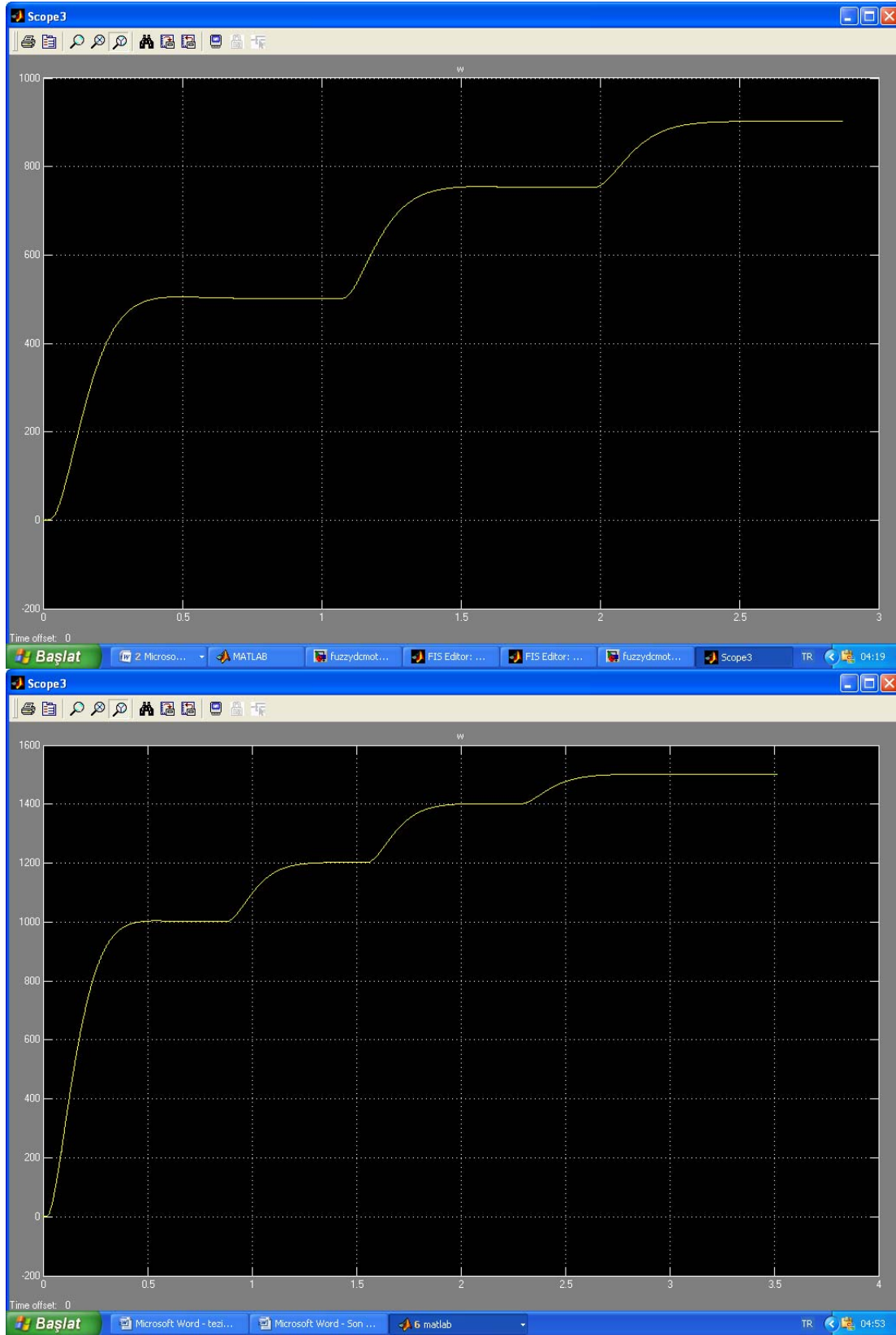


Şekil 5.33. Endüvinin akım şekli

Şekillerde dikkatta alacağımız şeylerden biri, hızın aşım değerinin istenen hız değerinden ne kadar büyük olduğu, osilasyonun (yerleşim zamanı) oluşup oluşmaması ve yükün değiştiği zaman yani 1 saniyeden sonraki durumun, tekrar kararlılık haline gelmesi zaman değeridir.

Aşağıdaki şekillerde ise, sabit tork için farklı zamanlarda hızın değişmesini görmekteyiz. Her iki kontrolörün hızının çıkış şekillerine yukarda açıkladığımız gibi dikkat edeceğimiz noktaları incelemekteyiz.

Simülasyon sonuçlarından elde ettiğimiz neticeler, bulanık mantığın klasik kontrol yöntemlerine göre daha üstün olduğu açıkça görülmektedir. Bunun içinde bulanık mantık yöntemi uygun olduğu kanaatine varıldı.



Şekil 5.34. Bulanık mantık kontrolörünün değişik hız değerleri



Şekil 5.35. PI kontrolörünün değişik hız değerleri

KAYNAKLAR

1. Rashid, M. H., "Power Electronics Circuit Devices and Applications 3rd ed.", **Pearson Education International**, Florida, 640-684 (2004).
2. <http://www.odevsitesi.com>
3. Zaki, M. "Electrical Machines 2nd ed.", **AL-Rafideen**, Mosul, 157-199 (1989).
4. Bal, G., "Doğru Akım Makinaları ve Sürücüler 2.baskı", **Seçkin yayıncılık**, Ankara, 21-32, 57-63, 111-138, 163-197 (2006).
5. Nassar, S.A., "Electric Machines and Transformers" **Macmillan Publishing Company**, New York, 103-148 (1984).
6. Hiziroğlu, H. R., Bbag, S. G., "Electric Machinery and Transformer 3rd ed.", **Oxford University Press**, New York, 351-392 (2001).
7. Saied, B. M. "DC Motor", Electrical Machin, **Mosul University Press**, Mosul, 97-112 (1993).
8. <http://www.yapayzeka.org.com>
9. Alneima, M. A., "Power Electronics and Application 1st ed.", **Mosul University Press**, Mosul, 24-46, 82-144 (1989).
10. Tirben N., "elektrik makineleri sargı teknikleri", **Saray Yayınevi**, İstanbul, 15-22 (1999).
11. Şen, Z., "Bulanık Mantık ve Modelleme İlkeleri 1st ed. Ed.", **Birsan Yayınevi**, İstanbul, 29-69, 115-129 (2001).
12. Karabağ, Y., "Bir fazlı eviricilerin bulanık mantık ile denetimi", Doktora Tezi, **Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kocaeli, 61-77 (2004).
13. Elmas,Ç., "Bulanık Mantık Denetleyiciler" **Seçkin Yayıncılık**, Ankara, 75-104 (2003).
14. Abut N., Çakır B., Bilgin M. Z., "Brushlees DC Motor Drive by Fuzzy Logic Kontrol Technique", **Journal of Kocaeli University**, (3): 51-56 (1996).
15. Rokunuzaman M., Nakaoka M., "Fuzzy Logic Controller for Three-Phase Voltage Source PWM Inverters", **IEEE**, Spectrum, 1163-1169 (2000).
16. Baykal N., Beyan, T., "Bulanık Mantık Uzman Sistemler ve Denetleyiciler" **Bıçaklar Kitabevi**, Ankara, 103-107 (2004).

17. Zadeh L. A., "Making Computers Think Like people" *IEEE, Spectrum*, 26-32 (1994).
18. Arınç, R., "Bulanık Mantık Yöntemiyle Asenkron Motor Hız Kontrolü ve Simülasyonu" Yüksek Lisans Tezi, *Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 5-21 (2003).
19. Oğuz, Y., "Senkron Generatorlerin Uyarım Devresinin Bulanık Mantıkla Kontrolü" Yüksek Lisans Tezi, *Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 12-20 (2000).
20. Passino, K. M., Yurkovich. S."Fuzzy Kontrol", *Addison Westley*, Columbus, Ohio, 23-37, 172-193 (1997).
21. Korkmaz, K., "Fırçasız DC Motorların Bulanık Mantık Yöntemi Kullanarak ADSP-2101 DSP İle Kontrolü" Doktora Tezi, *Marmara üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 22-24 (1999).
22. Baba, A. F., "İTÜ Tiriga Mark-II Reaktörünün Bulanık Kontrolü" Doktora Tezi, *Marmara üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 42-43 (1995).
23. Karakaş, E., "Lojik Kontrollü Sistemlerin Analizi ve Asenkron Motorla Tahrik Edilen Jet Fanına Uygulaması", Doktor Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kocaeli, 38-39 (1999).
24. Akbay, E., İTÜ Tiriga Mark-II Reaktörünün Bulanık Kontrol Yöntemiyle Kontrolü", Doktora Tezi, *Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 42-44 (1999).
25. Saka, S., "Bulanık Kontrol Uygulamaları", Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 50-58 (1999).
26. Sönmez, Y., "DA Motor Sürücüleri İçin Bulanık Mantık Denetimi" *Gazi Üniversitesi Elektrik Eğitimi Bölümü*, Ankara, 42-47 (2002).
27. King, R. E., "Computational Intelligence in Control Engineering", *Marcel Dekker*, Marcel 19-23,31,36 (1999).
28. Vardar, K., "Doğru Akım Motor Hızının Bulanık Mantık İle Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, *Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kütahya, 1-5, 15-23 (2004).
29. O'Dwyer, A., "PI and PID Controller Tuning Rules", *Imperial College Press*, Ireland, 19-20, (2003).
30. Bingül, Z., "Matlab ve Simulink'le Modelleme / Kontrol I", *Birsen Yayınevi*, İstanbul, 75-77, 93-98, (2005).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : M.FARİS, Mohammad

Uyruğu : IRAK

Doğum tarihi ve yeri : 21.12.1979 Musul

Medeni hali : Bekar

Telefon : 05447683299-05062901380

Faks :

e-mail : mmf_1979@yahoo.com, medoo_max@hotmail.com.

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Musul Üniversitesi / Elektrik mühendisliği Bölümü	2001
Lise	Abdulrahman AL-Gafiki lisesi	1997

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2002-2003	AL-Kindi şirketi	Yrd. Mühendis

Yabancı Dil

Arapça, İngilizce

Hobiler

Resim, Masa tenisi, Futbol, Basketbol