



T.C.

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

BİR FIRÇASIZ DC MOTORUN ARALIKLI TİP-2 BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

COŞKUCAN BÜYÜKYILDIZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

Haziran-2021
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Coşkucan BÜYÜKYILDIZ tarafından hazırlanan "Bir Fırçasız DC Motorun Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık ile Kontrolü" adlı tez çalışması 23/06/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri	**İmza**
Başkan Dr. Öğr. Üyesi Onur İNAN	……..
Danışman Prof. Dr. İsmail SARITAŞ	……..
Üye Dr. Öğr. Üyesi Ali YAŞAR	……..

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Sait GEZGİN
FBE Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Coşkucan BÜYÜKYILDIZ

23/06/2021

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

BİR FIRÇASIZ DC MOTORUN ARALIKLI TİP-2 BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

Coşkucan BÜYÜKYILDIZ

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

2021, 113 Sayfa

Jüri
Prof. Dr. İsmail SARITAŞ
Dr. Öğr. Üyesi Ali YAŞAR
Dr. Öğr. Üyesi Onur İNAN

Bu çalışmada, fırçasız doğru akım motoru zıt elektromotor gerilimlerinden elde edilen sıfır geçiş noktalarının tespiti ile anahtarlama sağlanarak sensörsüz olarak kullanılmış ve motorun hız kontrolü ise kapalı çevrim bir döngüde aralıklı tip-2 bulanık mantık kontrolör ile gerçekleştirilmiştir. Teorik olarak, JK42BLS04 fırçasız doğru akım motoru Matlab-Simulink ortamında modellenmiştir. Modellemede sıfır geçiş bloğu kullanılarak zıt elektromotor kuvveti sinyallerinden sıfır geçiş noktaları tespit edilmiştir. Simülasyonda, aynı zamanda motora yük ve gürültü sinyali uygulanmıştır ve bu şartlar altında da motorun cevapları incelenmiştir. Tip-1 bulanık mantık, PI kontrolör ile sistem cevapları karşılaştırılmıştır. Sonuçlar çizelge ve grafiklerle ortaya konmuştur. Motor boşta çalıştığında ve motora yük uygulandığında en iyi sistem cevabını teorik olarak gerçekleştirilen sistemde tip-2 bulanık mantık kontrolörün sağladığı görülmüştür.

Aynı fırçasız doğru akım motorunun kontrolü pratik olarak da gerçekleştirilmiştir. Pratik olarak gerçekleştirilen sistemde sürücüden geri besleme ile kare dalga hız bilgisi elde edilmiştir ve Arduino kartıyla frekans değerine dönüştürülmüştür. Daha sonra Raspberry PI kartıyla da hız verileri bilgisayarda Matlab ortamına aktarılmış ve burada kapalı çevrim döngü kontrolü uygulanmıştır. Matlab ortamında uygulanan kapalı çevrimdeki kontrolörden elde edilen sonuçlar ise Arduino kartına iletilerek, PWM sinyalinin doluluk oranı belirlenmiştir. Böylece fırçasız DC motor istenilen hızda kontrol edilmiştir. Ayrıca, motorun ucuna ters yönde dönen bir motor bağlanarak yük uygulanmıştır. Pratik olarak gerçekleştirilen sistemin sonuçları PI kontrol ve tip-1 bulanık mantık kontrol sistemleriyle karşılaştırılmıştır. Motor boşta çalışma hızı, motorun yük altındaki hızı, hata ve hata değişimi cevapları şekillerle ortaya konmuştur. Motor boşta çalıştığında ve motora yük uygulandığında en iyi sistem cevabını pratik olarak gerçekleştirilen sistemde tip-2 bulanık mantık kontrolörün sağladığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık, Fırçasız DC Motor, PID kontrol, Sensörsüz Kontrol, Tip-1 Bulanık Mantık

ABSTRACT

MS THESIS

BRUSHLESS DC MOTOR CONTROL WITH INTERVAL TYPE-2 FUZZY LOGİC

Coşkucan BÜYÜKYILDIZ

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN MECHATRONICS ENGINEERING

Advisor: Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

2021, 113 Pages

Jury
Prof. Dr. İsmail SARITAŞ
Asst. Prof. Dr. Ali YAŞAR
Asst. Prof. Dr. Onur İNAN

In this study, a brushless direct current motor have been used in way sensorless by detecting the zero-crossing points obtained from the voltage of back electromotive force. The speed control of the motor is performed in a closed loop with interval type-2 fuzzy logic controller which prove superior in recent years. Theoretically, the JK42BLS04 brushless direct current motor is modeled in Matlab-Simulink environment. In the modeling, zero crossing block is used to determine the zero crossing point. In the simulation, a load and noise signal is applied to the motor. The motor's responses were also examined under these conditions. System responses are compared with type-1 fuzzy logic, PI controller. The results are presented in tables and graphics. When the motor runs no load and load is applied to the motor, it has been observed that the best system response is provided by the type-2 fuzzy logic controller in the system that is theoretically realized.

The control of the same brushless direct current motor is also practically realized. In the system, square wave velocity information was obtained with the feedback from the driver and converted into frequency value by transmitting to Arduino microcontroller board. Then, speed data were transferred to Matlab environment with Raspberry PI. The results obtained from the closed loop controller applied in the Matlab environment were transmitted to the Arduino microcontroller board, and duty cycle of the PWM signal was determined. Thus, the brushless direct current motor was controlled at the desired speed. In addition, a another motor rotating reverse is connected to the shaft of the brushless direct current motor and a load is applied. The results of the practically realized system were compared with PI control and type-1 fuzzy logic control systems. Motor speed wihout load, motor speed with load, error and error change responses are illustrated with figures. It has been observed that the type-2 fuzzy logic controller provides the best system response practically when the motor runs no load and the load is applied to motor.

Keywords: Interval Type-2 Fuzzy Logic, Brushless DC Motor, Sensorless Control, Type-1 Fuzzy Logic, PI Controller

ÖNSÖZ

Bu çalışmayı gerçekleştirirken, öncelikle desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen aileme, engin bilgisi, desteği ve sabrından dolayı danışmanım Prof. Dr. İsmail Sarıtaş'a ve çalışmaya katkılarından dolayı kıdemli Makine Mühendisi arkadaşım Ahmet Eren Akipek'e teşekkürü bir borç bilirim. Son olarak, yüksek lisans tez çalışmam süresince bana moral ve destek oldukları için kıymetli dostlarıma ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Coşkucan BÜYÜKYILDIZ
KONYA-2021

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1 Fırçasız DC motorun mekanik yapısı 7
Şekil 3.2 a) Fırçalı ve b) Fırçasız bir DC motorun iç yapısı 8
Şekil 3.3 Fırçasız DC motorun stator yapısı 9
Şekil 3.4 Fırçasız DC motorun a) üçgen, b) yıldız bağlantısı ve stator yuvalarındaki bobinlerin c) üçgen, d) yıldız bağlantı şekilleri 10
Şekil 3.5 Bir fırçasız DC motorun farklı kutup sayılarındaki rotor görünümü..... 10
Şekil 3.6 Fırçasız DC motorlarda kullanılan rotor çeşitleri 11
Şekil 3.7 a) iç rotorlu fırçasız dc motor ve b) dış rotorlu fırçasız dc motor tipleri 12
Şekil 3.8 Fırçasız DC motorların a) Yıldız ve b) Üçgen bağlantı şekilleri..... 14
Şekil 3.9 Üçgen ve yıldız bağlı motorların a) Akı bağlantısı b) Faz akımları c) Faz momenti 15
Şekil 3.10 Fırçasız DC motorlarda kullanılan Hall sensörleri 17
Şekil 3.11 Motorun dönüşü..... 18
Şekil 3.12 3 fazlı yarım dalga DC motor inverteri ve fırçasız DC motor eşdeğer devresi 19
Şekil 3.13 Fırçasız DC motor iç yapısının eş değer devresi 20
Şekil 3.14 Üçgen sargılı bir fırçasız DC motorun inverter ile birlikte eş değer devresi 23
Şekil 3.15 a) Yıldız ve b) üçgen bağlı motorlar için inverter ile devre şeması 26
Şekil 3.16 120 derecelik sürüş ile iletimde olan yıldız bağlantılı motorun, Zıt EMK dalga formlarıyla gösterilen a) hall sinyalleri ve b) faz akımları 26
Şekil 3.17 120 derecelik sürüş ile iletimde olan üçgen bağlantılı motorun, Zıt EMK dalga formlarıyla gösterilen a) hall sinyalleri ve b) faz akımları 26
Şekil 4.1 Fırçasız DC motorun sensörsüz kontrol şeması 30
Şekil 4.2 Anahtarlama noktaları ve zıt EMK gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları..... 31
Şekil 4.3 Ölçülen uç gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları 32
Şekil 4.4 Zıt EMK geriliminin üçüncü harmoniği ve anahtarlama noktaları 34
Şekil 4.5 Kesimde olan fazda serbest geçiş diyotunun aktifliği 35
Şekil 4.6 Serbest geçiş diyotu algılama devresi..... 35
Şekil 4.7 Serbest geçiş diyotu üzerinde $\Delta t1$ ve $\Delta t2$ aralığında oluşan akım 36
Şekil 4.8 Zıt EMK gerilimlerinin sıfır geçiş noktasında integre edilen alanları..... 36

Şekil 4.9 İntegre edilen zıt EMK gerilimlerinin anahtarlama anları 37
Şekil 4.10 Akı kestrim algoritmasının blok diyagramı 39
Şekil 5.1 Klasik ve bulanık mantık kümeleri 50
Şekil 5.2 Bütün ÜF'ların örnek gösterimi 53
Şekil 5.3 Tip-1 Bulanık mantık sistemi 54
Şekil 5.4 Mamdani çıkarım metodu 56
Şekil 5.5 Bazı durulaştırma yöntemlerinin sonuçları 57
Şekil 5.6 (a) Tip-1 ÜF (b) bulanıklaştırılmış Tip-1 ÜF (c) Tip-2 ÜF (FOU) 57
Şekil 5.7 Aralıklı Tip-2 üyelik fonksiyonu 59
Şekil 5.8 Tip-2 Bulanık mantık sistemi 60
Şekil 5.9 Tip-2 Bulanık kümelerde bulanıklaştırma işlemi 61
Şekil 5.10 Minimum yöntemiyle kurallara göre çıkarımı yapılan (a) G1 ve (b) G2 üyelik fonksiyonları (c) Bu üyelik fonksiyonlarının birleşimi 62
Şekil 6.1 Tip-2 bulanık mantık ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu 65
Şekil 6.2 Tip-1 bulanık mantık ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu 66
Şekil 6.3 Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık giriş üyelik fonksiyonları 67
Şekil 6.4 Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık çıkış üyelik fonksiyonları 67
Şekil 6.5 PID kontrol ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu 68
Şekil 6.6 Sıfır Geçiş Bloğu 69
Şekil 6.7 Zıt EMK sinyalleri ve sıfır geçiş bloğundan elde edilen anahtarlama sinyali . 70
Şekil 6.8 Kapılar bloğu 70
Şekil 6.9 PI kontrolör için sistemin hız cevapları 71
Şekil 6.10 3 farklı kontrolör için hız performansının sonuçları 72
Şekil 6.11 Referans hızında 3 farklı kontrolörün cevabı 72
Şekil 6.12 0.25 Nm tam yük uygulandığında 3 farklı kontolörün hız cevabı 74
Şekil 6.13 0.20 Nm tam yük uygulandığında 3 farklı kontolörün hız cevabı 74
Şekil 6.14 0.20 Nm gürültülü yük uygulandığında 3 farklı kontrolörün hız cevabı 75
Şekil 6.15 3 farklı kontrolörün moment cevabı 76
Şekil 6.16 Referans hız değerinde 3 farklı kontrolörün başlangıç moment cevabı 77
Şekil 7.1 Oluşturulan sistemin blok şeması 79
Şekil 7.2 JYQD-V6.3E2 sürücü devresinin blok diyagramı 80
Şekil 7.3 a) İleri ve b) geri yönlü 120 elektriksel dereceli inverter'in anahtarlama zamanı 81

Şekil 7.4 Zıt EMK dedektörü'nün donanımsal devresi 82
Şekil 7.5 Temel bulanık mantık kontrolör yapısı 83
Şekil 7.6 PI kontrol şeması 84
Şekil 7.7 Sensörsüz fırçasız DC motor sürücüden elde edilen hız sinyali 85
Şekil 7.8 Tip-1 bulanık mantık hız cevabı 86
Şekil 7.9 Tip-1 bulanık mantık hata cevabı 86
Şekil 7.10 Tip-1 bulanık mantık hata değişimi cevabı 87
Şekil 7.11 Tip-1 Bulanık Mantık Kontrolün 0.20 Nm yük cevabı 87
Şekil 7.12 Tip-1 Bulanık mantık kontrolörün bozucu sinyal cevabı 87
Şekil 7.13 Tip-2 bulanık mantık hız cevabı 88
Şekil 7.14 Tip-2 bulanık mantık hata cevabı 88
Şekil 7.15 Tip-2 bulanık mantık hata değişimi cevabı 88
Şekil 7.16 Tip-2 bulanık mantık kontrolörün 0.20 Nm yük cevabı 89
Şekil 7.17 Tip-2 Bulanık mantık kontrolörün bozucu sinyal cevabı 89
Şekil 7.18 PI kontrol hız cevabı 89
Şekil 7.19 PI kontrol hata cevabı 90
Şekil 7.20 PI Kontolörün 0.20 Nm yük cevabı 90
Şekil 7.21 PI kontrolörün bozucu sinyal cevabı 90
Şekil 7.22 PID, tip-1 Bulanık mantık ve tip-2 Bulanık mantık hız cevapları 91
Şekil 7.23 PID, Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık hata cevapları 91
Şekil 7.24 PID, Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık kontrolörler'in 0.20 Nm yük cevapları 92
Şekil 7.25 Bozucu sinyal uygulandığında kontrolörlerin cevapları 92

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 3.1 Mıknatıs malzeme çeşitleri 17
Çizelge 3.2 Yıldız bağlı bir motorun 120 derecelik iletimde olan inverter ile anahtarlama 27
Çizelge 3.3 Üçgen bağlı bir motorun 120 derecelik iletimde olan inverter ile anahtarlama 27
Çizelge 6.1 Kural Tabanı 67
Çizelge 6.2 JK42BLS04 Fırçasız DC Motorun Parametreleri 69
Çizelge 6.3 Referans hız cevabı için performans analizi 73
Çizelge 6.4 0.25 Nm tam yük için performans analizi 74
Çizelge 6.5 0.20 Nm tam yük için performans analizi 75

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

ŞEKİLLER LİSTESİ ..... **vii**

ÇİZELGELER LİSTESİ ..... **x**

SİMGELER ve KISALTMALAR ..... **xiv**

1. GİRİŞ **1**

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI **3**

3. MATERYAL VE METOT **7**

3.1. Fırçasız DC Motorlar 7
3.1.1. Mekanik yapısı ve çeşitleri 7
3.1.2. Fırçasız DC motorun statoru 9
3.1.3. Fırçasız DC motorun rotoru 10
3.1.3.1. Rotor çeşitleri 11
3.1.3.2. İç ve dış rotorlu fırçasız DC motorlar 12
3.1.4. Fırçasız DC motorların faz bağlantıları 14
3.1.5. Fırçasız DC motorda kullanılan kalıcı mıknatıslar 15
3.1.6. Fırçasız DC motor kontrolünde kullanılan sensörler 17
3.1.7. Çalışma prensibi 18
3.1.8. Matematiksel modeli 20
3.1.8.1. Yıldız Sargılı Fırçasız DC Motor 21
3.1.8.2. Üçgen Sargılı Fırçasız DC Motor 23
3.1.9. Fırçasız DC motor sürücüleri 25
3.1.10. Fırçasız DC motorun avantajları ve dezavantajları 28
3.1.10.1. Avantajları 28
3.1.10.2. Dezavantajları 29

4. FIRÇASIZ DC MOTORLARIN SENSÖRSÜZ KONTROLÜ **30**

4.1. Zıt EMK Temelli Yöntemler 31
4.1.1. Zıt-EMK ile sıfır geçiş noktası dedektörü yöntemi 31
4.1.2. Üçüncü harmonik voltajı algılama yöntemi 33
4.1.3. Serbest geçiş diyotu'nın iletimi yöntemi 35
4.1.4. Zıt-EMK'nin integrasyonu yöntemi 36
4.2. Akı Kestirimi Temelli Yöntem 38
4.3. Gözlemci Temelli Yöntemler 39
4.4. Diğer Yöntemler 41
4.5. Sensörsüz Fırçasız DC Motor Kontrolünün Avantajları ve Dezavantajları 42
4.5.1. Avantajları 42

4.5.2. Dezavantajları 43

5. BULANIK MANTIK SİSTEMLERİ 44

5.1. Bulanık Mantığın Tanımı 44
5.2. Bulanık Mantığın Tarihçesi 47
5.3. Tip-1 Bulanık Mantık 49
5.3.1. Tip-1 bulanık kümeler 50
5.3.2. Tip-1 bulanık kümelerde işlemler 51
5.3.3. Tip-1 üyelik fonksiyonları 51
5.3.4. Tip-1 bulanık mantık sistemler 53
5.4. Tip-2 Bulanık Mantık 57
5.4.1. Tip-2 bulanık kümeler 57
5.4.2. Tip-2 bulanık kümelerde işlemler 59
5.4.3. Tip-2 bulanık mantık sistemler 60
5.4.3.1. Bulanıklaştırma 61
5.4.3.2. Bulanık Çıkarım Süreci ve Kural Tabanı 61
5.4.3.3. Tip İndirgeme İşlemi 63
5.4.3.4. Durulaştırma İşlemi 64

6. FIRÇASIZ DC MOTORUN SENSÖRSÜZ OLARAK MATLAB/SİMULİNK ORTAMINDA SİMULASYONU 65

6.1. Kullanılan Fırçasız DC motor 68
6.2. Sıfır Geçiş Bloğu 69
6.3. Kapılar Bloğu 70
6.4. Deneysel Sonuçlar 71
6.4.1. PID denetleyicinin ayarlanması 71
6.4.2. PID, tip-1 ve tip-2 Bulanık mantık kontrolörlerin hız cevabı 72
6.4.3. Referans hız değerinde elde edilen sistem cevapları 72
6.4.4. Sisteme yük uygulandığında elde edilen hız cevabı 73
6.4.5. Gürültü sinyalli bir yük uygulandığında elde edilen hız cevapları 75
6.4.6. PID, tip-1 ve tip-2 Bulanık mantık kontrolörlerin moment cevabı 76
6.4.6.1. Referans hız değerinde elde edilen moment cevapları 77
6.4.6.2. Sisteme tam yük uygulandığında elde edilen moment cevabı 78

7. SENSÖRSÜZ FIRÇASIZ DC MOTORUN MATLAB TABANLI GERÇEK ZAMANLI KONTROLÜ 79

7.1. Üç Fazlı İnverter Devresi 80
7.2. Akım Dedektörü 81
7.3. Sensörsüz Kontrol ve Zıt EMK Dedektörü 82
7.4. Sistemin Çalışması 83
7.5. Deneysel Sonuçlar 85
7.5.1. Tip-1 bulanık mantık kontrol sonuçları 86
7.5.2. Tip-2 bulanık mantık kontrol sonuçları 88
7.5.3. PI kontrol sonuçları 89
7.5.4. Kontrolörlerin karşılaştırılması 91

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 94

8.1. Sonuçlar 94
8.2. Öneriler 95

KAYNAKLAR 96

EKLER 100

EK A: Arduino Uno Mikrodenetleyici Kartı 100

EK B: Arduıno Ide ile Yazılan Program 103

EK C: Raspberry PI 2 Model B Kartı 104

EK D: Matlab Ortamında Tip-1 Bulanık Mantık Algoritması ile Gerçekleştirilen Programı 108

EK E: Matlab Ortamında Tip-2 Bulanık Mantık Algoritması ile Gerçekleştirilen Programı 110

EK F: Matlab Ortamında PI Kontrol Algoritması ile Gerçekleştirilen Programı112

SİMGELER ve KISALTMALAR

Simgeler

A	: A Tip-1 Bulanık Küme
$\widetilde{A}$	: A Tip-2 Bulanık Küme
$\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_1, u)$	: A Bulanık Kümesine Ait Alt Üyelik Derecesi
$\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_1, u)$	: A Bulanık Kümesine Ait Üst Üyelik Derecesi
λ	: Akı bağlantısı
θ_i	: Alt Ve Üst Üyelik Derecesi Aritmetik Ortalaması
$\underline{f}^n$	: Çıkarım Sonucu Alt Üyelik Derecesi
$\underline{f}^n$	: Çıkarım Sonucu Üst Üyelik Derecesi
T_e	: Elektromanyetik moment
C_e	: Elektromanyetik Moment
$C_l(\widetilde{A})$	: En Küçük Ağırlık Merkezi
$C_r(\widetilde{A})$	: En Büyük Ağırlık Merkezi
u	: En Küçük Ağırlık Merkezli Kontrol Sinyali
u	: En Büyük Ağırlık Merkezli Kontrol Sinyali
i_a, i_b, i_c	: Faz akımları
J	: kgm^2 cinsinden eylemsizlik momenti
P_p	: Motorun kutupları
$\omega(t)$	: Motorun açısal hızı
T_L	: N_m cinsinden yük momenti
P_e	: Rotora aktarılan elektomanyetik güç
$\varphi(t)$	: Rotor pozisyonu
B	: Sürtünme katsayısı
$\mu(x)$	: Tip-1 Üyelik Derecesi
$\tilde{\mu}(x)$	: Tip-2 Üyelik Derecesi
$\Psi_{3\text{üncü}}$	: Üçüncü harmonik sinyal
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: Üçgen bağlı motorun faz gerilimleri
V_a, V_b, V_c	: Yıldız bağlı motorun faz gerilimleri
e_a, e_b, e_c	: Zıt EMK gerilimleri
E_0	: Zıt EMK'nın eğimi

Kısaltmalar

ÜF	: Üyelik Fonksiyonu
IEEE	: Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü
FOU	: Belirsizliğin ayak izi
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel kontrolör
PI	: Oransal-İntegral kontrolör
T1FLC	: Tip-1 bulanık mantık kontrolör
T2FLC	: Tip-2 bulanık mantık kontrolör
EMK	: Elektromotor kuvveti
DC	: Doğru Akım
GKF	: Genişletilmiş kalman filtresi

1. GİRİŞ

Fırçasız DC motor, DC güç kaynağı ile çalışan bir tür senkron motorlardır. Bilindiği üzere fırçasız DC motorun statorunda motor sargıları, rotorunda ise kalıcı mıknatıslar mevcuttur. Ayrıca, motorun dönüşünü sağlayabilmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle rotor pozisyonu, donanımsal olarak ilave sensörlerle gerçekleşebilir. Ayrıca, fazlarda oluşan akımlar veya zıt EMK gerilimleri sayesinde de sensörsüz olarak tespit edilebilir. Bu pozisyon bilgisi bir elektronik sürücü tarafından kontrol edilir ve böylece motorun dönüşü sağlanır.

Fırçasız DC motorların, daha yüksek moment yoğunluğu, yüksek dinamik cevabı, yüksek verimlilik ve güvenilirlik, düşük maliyetli sürücüler, uzun çalışma ömrü, gürültüsüz çalışma, yüksek hız aralıkları ve düşük elektromanyetik girişim gibi birçok avantaja sahiptir. Bu nedenle günümüzde sanayi, otomotiv, savunma, havacılık, robotik gibi birçok farklı sektörde ve farklı amacı karşılamak için yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu nedenle bu motorlar üzerinde birçok çalışma mevcuttur. Yapılan çalışmalar arasında; yıldız-üçgen bağlı fırçasız DC motorların karakteristik analizi, fırçasız DC motorların rotorunda bulunan kalıcı mıknatıslar üzerinde yapılan çalışmalar, farklı tipte kullanılan inverter ile sürücü üzerinde gerçekleştirilen çalışmalar, rotor pozisyonunu belirlemek için fırçasız DC motorlar üzerinde kullanılan farklı sensörler, fırçasız DC motoru sensörsüz olarak kontrol etmek için çeşitli anahtarlama yöntemleri, sensörsüz fırçasız DC motorlarda kullanılan çeşitli hizalama yöntemleri, fırçasız DC motorları kapalı çevrimde kararlı bir şekilde kontrol etmek için kullanılan çeşitli kontrol algoritmaları şeklinde sıralanabilir.

Bir fırçasız doğru akım motoru, anahtarlama işlemini gerçekleştirmek için inverter ve sensörlere ihtiyaç duyar. Ancak kullanılan sensörler sürücü maliyeti, makine boyutu, özel düzenlemeler gerektiren sıcaklık hassasiyeti ve gürültü koruması açısından birçok dezavantaj sunmaktadır. Sonuç olarak, bu dezavantajları ortadan kaldırmak için son yıllarda gömülü hesaplamalar üzerinde gerçekleştirilen çalışmaların artmasıyla birlikte fırçasız doğru akım motorlarda kullanılan birçok sensörsüz kontrol tekniği geliştirilmiştir. Farklı yöntemlerle geliştirilen bu sensörsüz kontrol teknikleri yaygın olarak kullanılmaya başlandığı için bu çalışmada detaylı şekilde incelenmiştir. Kullanılan yöntemler arasında Zıt elektromotor kuvveti sinyallerinden elde edilen sıfır geçiş noktaları tespiti, ucuz ve sistemler üzerinde uygulaması kolay olduğu için bu çalışmada kullanılmıştır.

Fırçasız DC motorlarının hız kontrolünde yüksek performans elde edebilmek için doğrusal olmayan dinamik model ve modeldeki fiziksel niceliklerin tam olarak bilinmesi gerekmektedir. Fakat, model parametrelerinin tam olarak bilinememesi, bazı fiziksel özelliklerin çalışma esnasındaki değişimleri ve yük momentinin belirsiz olması sebebiyle bu mümkün olmayabilmektedir. Bu nedenle bu parametrik belirsizlik durumunda kapalı çevrim bir döngüde motorun hızını kontrol etmek gerekmektedir. Bu yüzden fırçasız DC motorun hız kontrolünde literatürde PID kontrol, bulanık mantık kontrol, bulanık-PID kontrol, genetik-bulanık PID kontrol gibi birçok akıllı kontrol tekniği geliştirilmiştir. Son yıllarda gerçekleştirilen çalışmalarda, akıllı kontrol tekniklerinden biri olan tip-2 bulanık mantık sistemlerinin karmaşık sistemler karşısında güçlü sistem cevabı, uyarlanabilir yapıları ve belirsizlikleri daha iyi çözümleme yetenekleri ortaya konmuştur. Bu nedenle gerçekleştirilen çalışmada tercih sebebi olmuştur.

Teorik olarak gerçekleştirilen sistem Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu çalışmada fırçasız DC motor daha önce bahsedildiği şekilde sensörsüz olarak kullanılmıştır. Tip-1 bulanık mantık, tip-2 bulanık mantık ve PID kontrolör ile kapalı çevrimde kontrol edilmiştir. Çeşitli yük momentleri altında sistemlerin çıktıları birbirleriyle karşılaştırılmış ve elde edilen çıktı değerleri çizelgelerde net olarak ortaya konmuştur.

Pratik olarak gerçekleştirilen sistemde ise yine Matlab programından yararlanılmıştır. Donanımsal olarak oluşturulan sistemde sürücüden elde edilen değerlerle Matlab ortamında kapalı çevrim döngü şeklinde tip-1 bulanık mantık, tip-2 bulanık mantık ve PI kontrol algoritmalarıyla kontrol edilmiştir. Kontrol çıktıları tekrardan sürücüye iletilerek hız kontrolü sağlanmıştır. Gerçekleştirilen sistemlerden elde edilen bulgular ortaya konmuştur. Kullanılan fırçasız DC motorun ucuna yük motoru kaplin ile bağlanmıştır. Böylece yük momenti altında da sistem çıktıları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Kullanılan kartların bir arada bulunması ve kablo kirliliğini engellemek için ayrıca bir kart tasarlanmıştır.

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Matsui (1996), gerçekleştirdiği bu çalışmada, çıkıntılı kutuplu bir motor kullanılarak yeni bir başlangıç yöntemi sunmuştur. Sensörsüz kontrolde, başlangıçta motor konumu hakkında hiçbir bilgi mevcut değildir. Akı değişimine bağlı olarak rotor konumunun tahmininde voltaj ve akım kullanılmaktadır. Bu nedenle başlatma yöntemi sensörsüz sürücülerde zordur. Karşılaştırmalar için DSP-TMS320C25 kontrol cihazına dayalı deneysel sonuçlar gösterilmiştir. Bu çalışma hem kararlı durumda hem de başlangıç koşullarında istenen özellikleri göstermiştir.

Liang ve Mendel (2000), gerçekleştirdiği bu çalışmada aralıklı tip-2 bulanık mantık sistemlerinin teorisi ve tasarımını sunmuştur. Aralıklı tip-2 bulanık mantık sistemlerde girdi ve öncül işlemlerini hesaplamak için verimli ve basitleştirilmiş bir yöntem önerilmiştir. Ayrıca, parametreleri ayarlanmış bir aralıklı tip-2 bulanık mantık sistemler tasarlamak için bir yöntem önerilmiştir. Son olarak, zaman serisi tahmini gerçekleştirmek için bir tip-2 bulanık mantık sistem tasarlanmıştır.

Karaca (2004), gerçekleştirdiği bu çalışmada, zıt EMK integrasyonu metodu kullanılarak bir fırçasız DC motorun sensörsüz kontrolü pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen sistemde, geri besleme için zıt EMK integrasyonuna göre kontrol sinyalleri üreten ML4425 tümdevresi kullanılmıştır. Ayrıca motor hızının sürekli durum hatasını sıfırlamak ve daha hızlı cevap süresi elde etmek için PIC16F877 mikrodenetleyicisi kullanılarak sisteme bir oransal- integral (PI) dış kontrol çevrimi ilave edilmiştir. Çalışmanın sonuçları detaylı bir şekilde ortaya konmuştur.

Mendel ve ark. (2006), gerçekleştirdiği bu çalışmada, bir aralıklı tip-2 bulanık mantık sistem uygulamak için gereken tüm sonuçların tip-1 bulanık mantık sistemlerin matematiği kullanılarak elde edilebileceği göstermiştir. Bu çalışmayla birlikte artık çok daha kolay bir şekilde bir aralıklı tip-2 bulanık mantık sistemler geliştirebileceği ortaya konmuştur.

Aydoğdu (2006), gerçekleştirdiği bu çalışmada, fırçasız DC motorların genetik tabanlı bulanık denetleyici ile sensörsüz hız kontrolü simüle edilmiş ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Fırçasız DC motor, *trapezoidal* zıt EMK dalga şekline göre yeniden modellenmiş ve simülasyon işlemlerindeki hesaplama hatalarını azaltmak için dördüncü dereceden *Runge-Kutta* metodu kullanılmıştır. Geliştirilen kontrol sisteminin optimizasyonunu sağlamak için, çok amaçlı bir performans indeksi tanımlanmış ve

genetik algoritmada minimize edilmesi gereken amaç fonksiyonu olarak kullanılmıştır. Bulanık denetleyicinin tüm parametrelerinin genetik algoritma ile aynı anda belirlendiği eş zamanlı yaklaşım en iyi sistem cevabı verdiği için bu çalışmada tercih edilmiştir. Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçların, simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlarla uyum içinde olduğu görülmüştür.

Kayacan ve ark. (2010), gerçekleştirdiği bu çalışmada, akıllı sensörlü bir servo sistemin konum kontrolü için uyarlanabilir bir tip-2 bulanık-*nöro* sistemi tasarlamıştır. Sensör, esnemesine göre farklı direnç değerleri verir ve robotik bir kolun pozisyonunu ölçmek kullanılır. Bu sensörlerin kullanımında zamanla değişen kazançlar ve belirsizlikler vardır. İlaveten, genellikle girdi-çıktı ilişkileri histerezistir. Simülasyon sonuçlarına göre, geliştirilen kontrol algoritması doğrusal olmayan belirsiz bir sistemde geleneksel tip-1 bulanık kontrolörlerden daha iyi performans göstermiştir.

Damodharan ve Vasudevan (2010), gerçekleştirdiği bu çalışmada, kalıcı mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun sensörsüz çalışmasını ortaya koymuştur. Önerilen sensörsüz fırçasız DC sürücü, terminal voltajlarından zıt EMK kuvvetinin sıfır geçişinin saptanmasına dayanmaktadır. Önerilen yöntem motorun terminallerinde ölçülen hat voltajı farkına dayanmaktadır. Çalışmanın etkinliği simülasyon ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

(Kaliappan ve Chellamuthu, 2012) gerçekleştirdiği bu çalışmada, sensörsüz çalışma için kalıcı mıknatıslı fırçasız DC motorların basitleştirilmiş bir modellemesi, simülasyonu ve deneysel analizini sunmuşlardır. Bu model de voltaj, akım, hız ve momentin izlenmesi ve kontrol edilmesi sağlanmıştır. Sensörsüz yapıda, dinamik karakteristikleri kontrol etmek için doğrudan zıt EMK tabanlı sıfır geçiş algılaması kullanılmıştır.

Fayek ve Elamvazuthi (2013), gerçekleştirdiği bu çalışmada bir robot kolunu kontrol eden bir DC servo motorunun konumunu kontrol etmek için bir tip-2 bulanık mantık PI tasarımı ve gerçek zamanlı uygulamasını sunmuştur. Farklı durulaştırma yöntemleri kullanarak bir Tip-2 bulanık mantık PI kontrolörünün gerçek zamanlı uygulaması ve performansı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca geleneksel tip-1 bulanık mantık PI kontrolör ve PID kontrolör ile performansları karşılaştırılmıştır. Tip-2 Bulanık mantık PI kontrolör ile DC servo motor konumunun ani yük değişimi ve gürültü durumunda belirsizliği ele almadaki verimliliği gösterilmiştir.

Al-Jazaeri ve ark. (2014), gerçekleştirdiği bu çalışmada otonom elektrikli araçlarda bir Tip-2 bulanık mantık denetleyici hız kontrolör olarak sunmuştur. Sistem gerçek zamanlı kontrol donanımı kullanılarak gerçekleştirilir. Araç dinamiği, döngü içindeki bir donanım sistemi ile modellenmiştir ve uç uca bağlı bir fırçasız DC motor sisteminin üzerinde test edilmiştir. Kontrol edilen tasarımda mutlak integral hatasının en aza indirgenmesi amaçlanmıştır ve sistem performansı tip-1 bulanık mantık ve PID kontrolörlerle karşılaştırılmıştır. Kontrol tasarımında parçacık sürüsü optimizasyonu kullanılmıştır. Enerji tüketimi ve maksimum güç talebi ile ilgili karşılaştırmalar NEDC ve ARTEMIS devir sürücüleriyle gerçekleştirilmiştir.

Varghese ve ark. (2014), bu çalışmada, furçasız DC motor sistemlerinin asenkron motorlardan daha fazla kullanılmasına yardımcı olacak birçok uygulama gerçekleştirmiştir. Çeşitli koşullar altında çalışabilen sensörler ve kolaylıkla kullanılabilen kontrolörler ile bir fırçasız DC motor için gelişmiş bir hız kontrol sistemi uygulanmıştır. Sistemin tepki simülasyonu Matlab ile gerçekleştirilerek çeşitli hız ve yük koşullarında incelenmiştir.

Hassani ve Zarei (2015), bu çalışmada, aralıklı Tip-2 bulanık mantık sistemi ile Seri ve Şönt bağlanan DC motorların hız kontrolü tasarlamıştır. Şönt ve seri motorlar doğrusal olmayan motorlardır. Doğrusal olmayan sistemlerde bulanık mantık kontrolörün uygulanması klasik kontrol sistemlerine göre daha etkilidir. Yüksüz durumda elde edilen sonuçlar her iki bulanık kontrol ile kabul edilebilir bir performans göstermiştir. Ancak sisteme yük bindirildiğinde tip-2 bulanık kontrolün daha iyi performans gösterdiği ortaya konulmuştur.

Davoudkhani ve Akbari (2016), yapılan çalışmada bulanık mantık ile PID kontrolör tasarlanmış ve simülasyonu sağlanmıştır. Bu amaçla K_p, K_i ve K_d parametreleri bulanık düzenleyiciler tarafından belirlenmiştir. Çok çeşitli çalışma şartlarında ve gürültülü koşullarında çalışabildiği için bulanık kontrolörlerin klasik kontrolörlerden daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır.

Jamshidi ve Tohid, (2016), bu çalışmada, hız ve konum sensörleri olmadan kontrol etmek için fırçasız DC motora bir kayma modu gözlemcisi *trapezoidal* zıt EMK uygulanmıştır. Teorik bir çalışma geliştirilmiş ve önerilen kontrol stratejisinin verimliliği simülasyon çalışmalarıyla ortaya konmuştur.

Kelekçi (2016), bu çalışmada tip-2 bulanık mantık denetim sistemlerinin oluşturulabilmesi için bir editör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Belirsizlikleri daha iyi ifade ederek kontrol mekanizmalarının oluşturulması ve istenilen kontrol performansına ulaşılıncaya kadar yapılan çalışmaların hızlı ve kolay bir şekilde geliştirilen editör üzerinde gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Editörün öncelikle doğruluk testi gerçekleştirilmiştir. Sonrasında benzetim ortamında ve gerçek zamanlı esnek eklemli robot kolunun, editörde tasarlanmış tip-2 bulanık mantık denetleyicileri ile kontrolü gerçekleştirilmiş ve sonuçlar tip-1 bulanık mantık denetleyicileri ile gerçekleştirilen kontrol sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Acikgoz (2018), bu çalışma DC motorun hız kontrolü için Matlab/Simulink programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DC motor hız kontrolü için modelleme belirsizliklerinde verimli performansa sahip tip-2 Bulanık Mantık denetleyici önerilmiştir. Klasik Oransal + İntegral (PI) kontrolör ve tip-2 bulanık mantık kontrolör, DC motorun hız kontrol ünitesine bağlanır. Simülasyon çalışmaları, referans hızların ve yük değişikliklerinin izlenmesi gibi çeşitli çalışma koşullarında da gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre, çalışma koşullarında tip-2 bulanık mantık kontrolörün klasik PI kontrolörden daha iyi sonuçlara sahip olduğu görülmüştür.

(Sarıtaş ve ark., 2011) gerçekleştirdiği bu çalışmada bir doğru akım motorunun bulanık mantık denetleyici kontrol etmiştir. Bu çalışma yapılırken, analiz çalışmaları ve performans arttırıcı çalışmalara imkân vermesi nedeniyle benzetim Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Çalışmada doğru akım motor hızını denetlemek üzere oluşturulan bulanık mantık denetleyici için durum değişkenleri olarak hata ve hata değişimi kullanılmış, motor voltajı çıktı olarak kabul edilmiştir. Elde edilen bulanık mantık denetleyici çıktısı, PID kontrol çıktısı ile karşılaştırılmıştır.

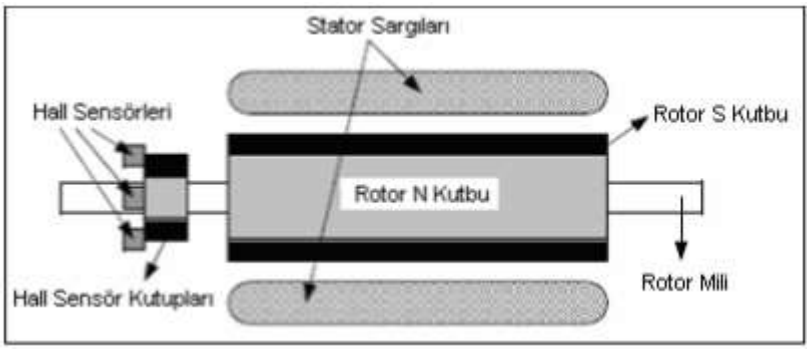
3. MATERYAL VE METOT

3.1. Fırçasız DC Motorlar

Fırçasız DC motorlar DC elektrik akım kaynağı ile çalışan bir tür senkron motordur. Aynı zamanda, kalıcı mıknatıslı DC senkron motorlar veya rotor pozisyonunun geri beslemeli şekilde elektronik olarak anahtarlaması sağlanan senkron motorlar olarak da bilinirler. Fırçasız DC motorların statorları bobinlerdir ve rotorlar kalıcı mıknatıslardır. Bu yüzden fırçasız DC motorlar, anahtarlama için fırçalı DC motorlarda kullanıldığı gibi mekanik komütatörler ve fırçalar yerine *hall* etkili sensörler kullanır. Rotorun konumu bu sensörler tarafından anahtarlama sinyalleri olarak algılanır ve elektronik anahtarlama sağlayan bir sürücü ile motorun dönmesi sağlanır. Geleneksel fırçalı DC motorlara göre birçok avantajı vardır. Daha sonraki bölümlerde fırçasız DC motorun avantajları ve dezavantajlarından bahsedilmiştir.

Fırçasız DC motorlar günümüzde buzdolapları, çamaşır makineleri, kişisel bilgisayarlar, çeşitli ticari ve evsel uygulamalar, askeri, otomotiv endüstri ve havacılığa kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Son yıllarda bu motorların performansı, güç elektroniğindeki hızlı gelişmelerle artmıştır. Ayrıca fırçasız DC motorlar sensörlü ve sensörsüz şekilde kullanılabildiği için çeşitli anahtarlama teknikleri gelişmiştir. Bu gelişmeler de motorun performansının ve kullanılabilirliğinin artmasında önemli ölçüde etkili olmuştur.

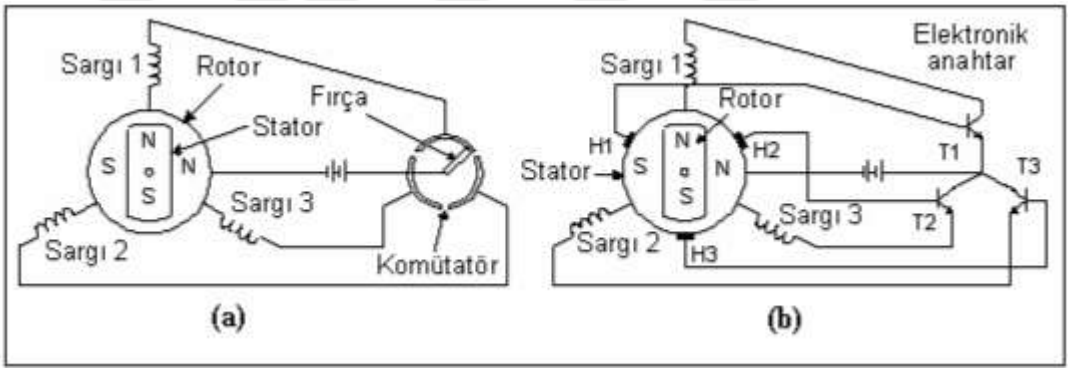
3.1.1. Mekanik yapısı ve çeşitleri



Şekil 3.1 Fırçasız DC motorun mekanik yapısı

Fırçasız DC motorlar, statoru üzerinde *endüvi* sargıları, rotoru üzerinde sabit mıknatısları bulunan ve zıt EMK dalga şekli *trapezoidal* olan senkron motorlardır. Yapısal olarak fırçasız DC motorlar, geleneksel sabit mıknatıslı DC motorların içten dışa terslenmiş versiyonudur. Fırçasız doğru akım motoru, büyük ölçüde elektriksel olarak iletken olmayan bir ortamda, yüksek yoğunluklu, büyük ölçüde tek yönlü manyetik alan çizgileri oluşturan çok sayıda mıknatısa yakın yan yana yerleştirilmiş çok sayıda bobin içerir. Çok sayıda bobin, elektrik kayıplarını en aza indirgemek için manyetik alan çizgilerini büyük ölçüde maksimum kuvvetli noktalarda keser.

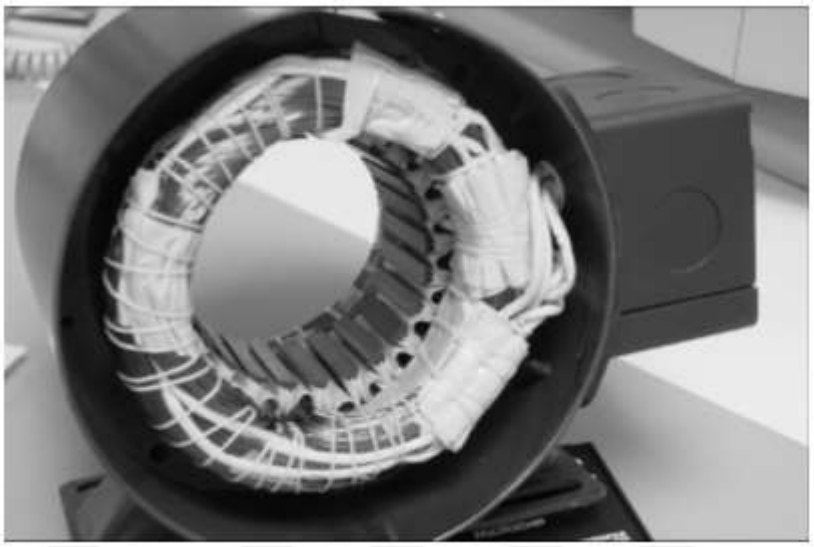
Stator boyunca bir aks borusu uzanır ve rotorun şaftını döndürmek için buraya monte edilmiş bir yatak bulunmaktadır. *Hall* sensörler rotorun bir mıknatısının polaritesini algılar ve rotorun dönmesini sağlar. Bu sensörler bir stator bobine sabitlenir veya halka mıknatısın altındaki bir konuma sabitlenir.



Şekil 3.2 a) Fırçalı ve b) Fırçasız bir DC motorun iç yapısı

Yapılan çalışmada, üç fazlı bir fırçasız DC motor kullanıldığından burada, konu olarak üç fazlı fırçasız DC motorlar ele alınmıştır. Şekil 3.2.'de geleneksel fırçalı DC motor ve fırçasız DC motor yapıları görülmektedir. Sabit mıknatıslı DC motor, komütatör ve fırça gibi mekanik anahtarlara sahiptir. Ancak fırçasız DC motorda mekanik anahtarların yerini elektronik anahtarlar almıştır.

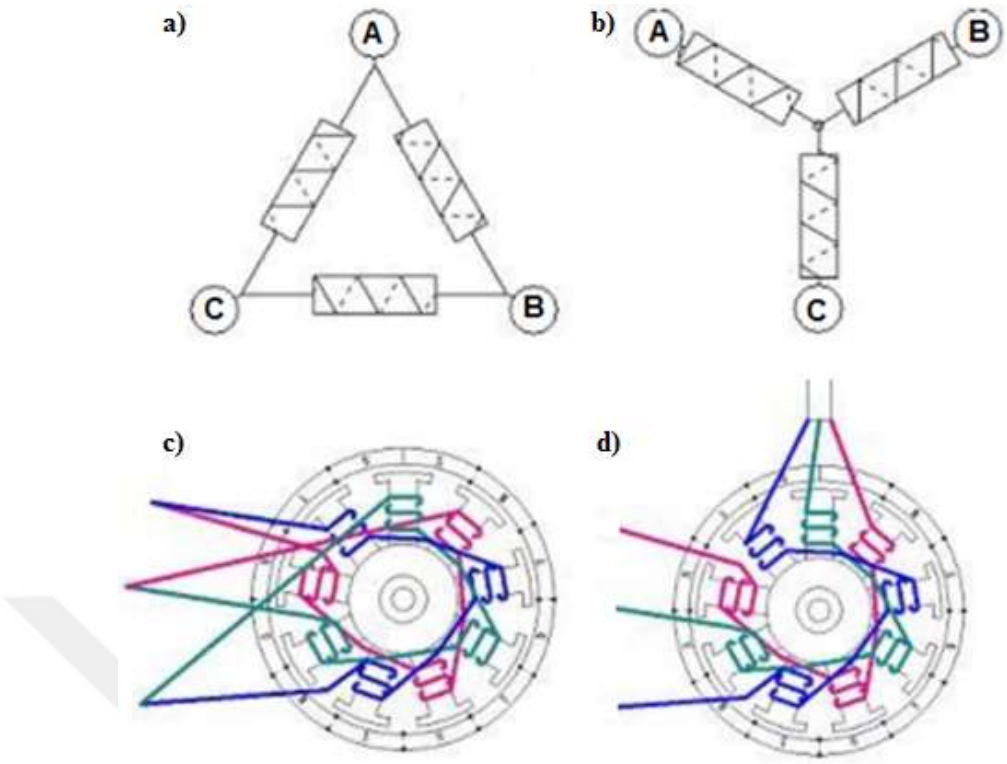
3.1.2. Fırçasız DC motorun statoru



Şekil 3.3 Fırçasız DC motorun stator yapısı

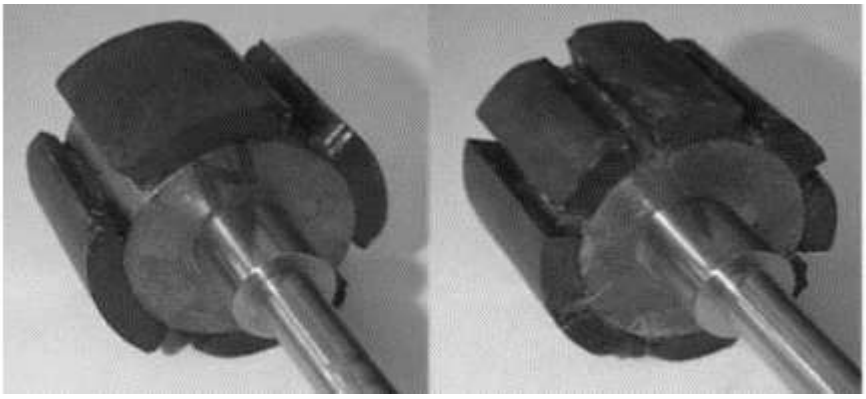
Stator, motorun duran bölümüdür. Bir fırçasız DC motorun statoru, iç çevre boyunca doğrusal olarak dikey şekilde kesilmiş yarıklara yerleştirilmiş ve sargılarla sıralanmış çelik *laminasyon*'lardan oluşmaktadır. Rotor tarafından elde edilen manyetik alan ile stator tarafından elde edilen manyetik alan aynı frekansta döner. Her bir fazda birden çok bobin sargısı birbirine bağlanmıştır. Bu sargıların her biri, kutup çifti oluşturmak için stator çevresine dağılmıştır (Yedamale, 2003). Tek veya çok fazlı olarak simetrik şekildeki sargılar Şekil 3.4'de görüldüğü üzere, yıldız veya üçgen bağlantı şekilleriyle bağlanabilmektedir. Üçgen bağlantıda her sargı uç uça birbirine bağlanmıştır. Bu nedenle üçgen bağlantıda birleşim notasına enerji verilir. Yıldız bağlantıda ise her üç sargıyı tek bir nötr noktasında birleştirir. Gerilim sargıların açıkta kalan uçlarına verilir.

Fırçasız DC motorlarda stator yarık sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı şekline bağlı olarak seçilir. *Trapezoidal* ve *sinüzoidal* sinyal şeklinde zıt EMK gerilimi üreten iki tür stator sargı çeşidi vardır. Bu durum sargılarındaki bobinlerin birbirine farklı şekilde bağlanmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.4 Fırçasız DC motorun a) üçgen, b) yıldız bağlantısı ve stator yuvalarındaki bobinlerin c) üçgen, d) yıldız bağlantı şekilleri

3.1.3. Fırçasız DC motorun rotoru



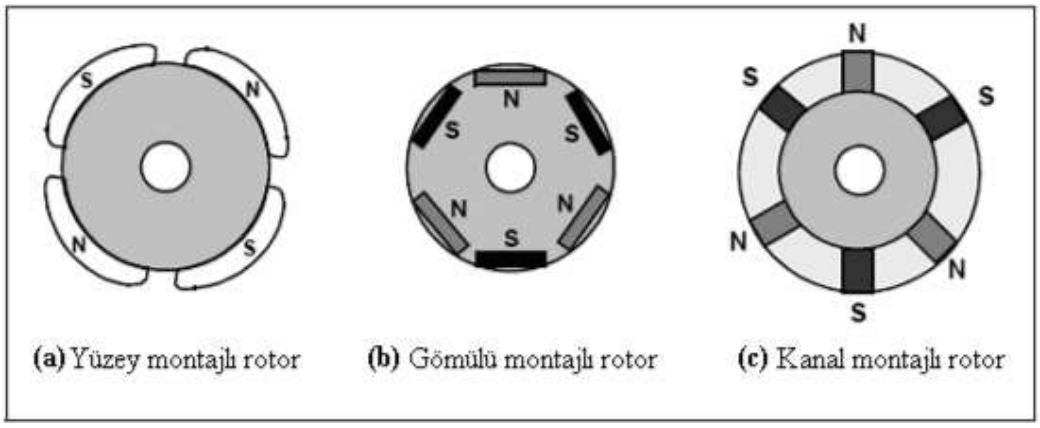
Şekil 3.5 Bir fırçasız DC motorun farklı kutup sayılarındaki rotor görünümü

Rotor, fırçasız DC motorun dönen parçasıdır. Demir nüvenin yüzeyine veya iç kısmına gömülü belirli Kuzey (N) ve Güney (S) kutup çiftlerine sahip kalıcı mıknatıslardan oluşur. Fırçasız DC motorlardaki kalıcı mıknatıslar hava boşluğunda yeterli bir manyetik alan oluşturmak için kullanılır. Rotor üzerindeki kutup sayısı uygulama gereksinimlerine göre değişmektedir. Kutup sayısı, moment ve hız arasında bir

ilişki mevcuttur. Bu ilişkiye göre kutup sayısı ne kadar yüksekse, mümkün olan maksimum hızı düşürürken, ürettiği momenti arttırmaktadır (Xia, 2012).

Rotordaki gerekli manyetik alan yoğunluğunu elde etmek için uygun manyetik malzeme seçilmelidir. Kullanım alanlarına göre piyasada çeşitli mıknatıslar mevcuttur. Ferrit mıknatıslar geleneksel olarak kalıcı mıknatıslar olarak kullanılır. Teknolojinin ilerlemesiyle toprak alaşımlı mıknatıslar daha çok kullanılmaya başlanmıştır. Çünkü bu mıknatıslar hacim başına yüksek manyetik yoğunluğa sahiptir.

3.1.3.1. Rotor çeşitleri



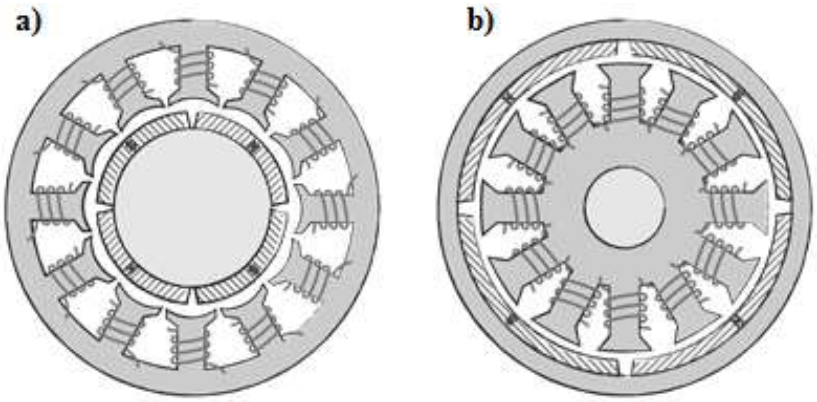
Şekil 3.6 Fırçasız DC motorlarda kullanılan rotor çeşitleri

Yüzeye monte kalıcı mıknatıslı rotor: Rotor *laminasyonu*'nun yüzeyine dairesel şekilde kalıcı mıknatıslar monte edilmiştir. Kalıcı mıknatısların bir yüzü de doğrudan hava boşluğuna bakmaktadır. Bu nedenle hava boşluğundan en yüksek akı yoğunluğu elde edilecek şekilde, kalıcı mıknatıslar rotor *laminasyonu*'nun dış çevresine monte edilir. Yüksek hızlarda mıknatıs ile rotor arasındaki bağlantıda yüksek bir gerilim oluşur. Bu gibi durumlar için bağlantı, karbon fiber gibi yüksek gerilmelere dayanabilen bir malzeme ve hafif yapılmış özel bir bant ile sağlanır. Bu bant düzgün bir hava aralığı oluşturur. Çıkık kutupların ve endüvi reaksiyonunun etkilerinin ihmal edilmesini sağlar (Sakarya, 2009). Yüzey montajlı rotorun dezavantajları ise, kalıcı mıknatıslar rotor *laminasyon*'larına sıkıca oturmadığı için düşük yapısal bütünlük ve düşük mekanik sağlamlık göstermektedir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler (Krishnan, 2017).

Gömülü montajlı rotor: Rotor *laminasyonu*'nun dış çevresinin oluklarına dairesel şekilde kalıcı mıknatıslar monte edilmiştir. Bu tekdüze şekilde silindirik bir rotor yüzeyi sağlar. Gömülü montajlı rotorlar yüzey montajlı rotorlara kıyasla mekanik olarak daha sağlamdır. Ayrıca, sensörsüz kontrol için uygunluk gösterir. Gömülü mıknatıs tasarımı, yüzeye monte edilmiş kalıcı mıknatıs tasarımında mümkün olmayan bir akı zayıflatma derecesine de izin verir. Böylece, yüksek yol alma momenti ve yüksek hız üretmesine sebep olur. Bu tip rotorlar iyi bir dinamik performans sergiler ve yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilir (Sakarya, 2009).

Kanal montajlı rotorlar: Kalıcı mıknatıslar rotor *laminasyonu*'nun ortasına yerleştirilir. Bu tip rotorlar pahalı oldukları için yüksek enerji yoğunluklu kalıcı mıknatıslar için uygun değildir. Daha çok ferrit gibi düşük enerji yoğunluğu olan mıknatıslar tercih edilir. Doğası gereği hava boşluğunda akı yoğunluğu fazladır. Bu tip rotorlar mekanik olarak sağlamdır. Bu nedenle yüksek hızlı sistemler için uygundur. Bu yapının üretimi yüzey montajlı ve gömülü montajlı rotorlardan daha karmaşıktır.

3.1.3.2. İç ve dış rotorlu fırçasız DC motorlar



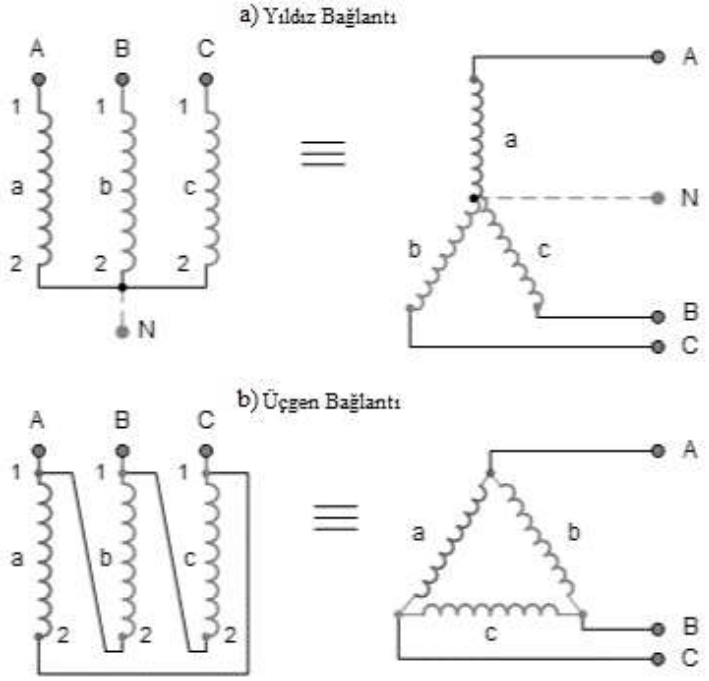
Şekil 3.7 a) iç rotorlu fırçasız dc motor ve b) dış rotorlu fırçasız dc motor tipleri

Fırçasız DC motorun stator ve rotoru birbirinden bağımsızdır. Bu nedenle iç rotorlu veya dış rotorlu olarak iki farklı şekilde tasarlanabilir. Her iki yapının farklı uygulamalarda artıları ve eksileri vardır.

İç rotorlu fırçasız DC motor: Dış rotorlu fırçasız DC motorlardan çok daha çok hızlıdır. Fakat daha az moment üretir. Bu motorlarda stator motorun dış tarafındadır. Stator sargıları ise iç yüzeydedir. Rotor motorun merkezindedir. Isı statorun bobinlerinde ortaya çıkar. Bu tip motorlar ısının aktarılması için geniş alana sahip bir yüzey sağlar. Bu nedenle dış rotorlu yapıya göre statorun soğuması daha kolaydır. Bu tip motorlar küçük çap, düşük ağırlık, düşük motor ataleti gibi avantajlara sahiptir. Daha küçük çapları nedeniyle ergonomik bir yapıya sahiptir. Bu yüzden genellikle endüstride elektrikli aletlerde kullanılırlar. İç rotor, dış rotorlu yapıyla karşılaştırıldığında iki olumsuz özelliğe sahiptir. Yüksek hızlarda mıknatıslar rotordaki yerlerinden çıkabilir. Rotorun parçalanmaması için mıknatıslar hassas şekilde sabitlenmelidir. Bu amaçla rotorlar yüksek elektriksel dirençli metal şeritler ile sarılırlar. İkinci olumsuz yanı ise, statorun sarımı daha zordur.

Dış rotorlu fırçasız DC motor: Stator bobinleri motorun merkezindedir. Rotorun iç yüzeyindeki kalıcı mıknatıslar stator bobinlerini çevreler. Oluşan ısınan doğrudan sargılar üzerinden akmasını sağlamak için büyük soğutma delikleri olmalıdır. İç rotorlu yapıya göre motorun soğutulması daha zordur. Bu yapıda mıknatıslar, rotorun iç yüzeyine gömülü olarak yerleştirildiğinden dolayı dağılmaya karşı dayanıklıdır. Aynı zamanda stator sargıları dış yüzeyde olduğu için bobin sarımı kolaydır. Bu motorlar yüksek eylemsizliklerinden dolayı ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliğine sahiptir ve yüksek moment üretebilirler. Dönüş hızları iç rotorlu yapıya göre daha düşüktür.

3.1.4. Fırçasız DC motorların faz bağlantıları



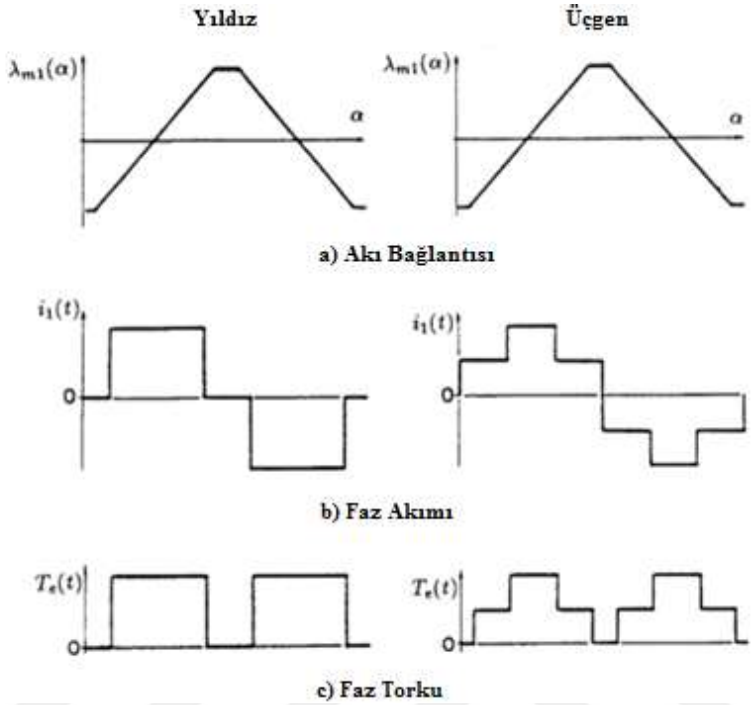
Şekil 3.8 Fırçasız DC motorların a) Yıldız ve b) Üçgen bağlantı şekilleri

Üç fazlı bir sargı, yıldız bağlantı ve üçgen bağlantı olarak iki farklı şekilde bağlanabilir. Her iki bağlantının farklı özellikleri mevcuttur. Bu özelliklere göre piyasada çeşitli fırçasız DC motorlar üretilmektedir.

Üçgen bağlantıda, Şekil 3.8'de görüldüğü gibi motor fazları uç uca birbirine bağlanmıştır. Bu nedenle her fazdan akım geçmektedir. Genelde bu bağlantı üçlü harmoniklerin neden olduğu dolaşım akımı nedeniyle çok sık kullanılmamaktadır. Ancak, bu sorun, motorun hassas bir şekilde yapılması ve doğru kutup ve yuva sayısı seçimi ile çözülebilir. Hat akımı faz akımının $\sqrt{3}$ katıdır. Hat voltajı ise faz voltajına eşittir. Bu nedenle üçgen bağlı motorların hızları yüksektir. Bu tip motorların üretimi kolay ve ucuz olduğu için seri üretime daha uygundur. Bu bağlantının düşük hızlarda düşük verimlilik ve düşük moment sağlaması en büyük dezavantajıdır (Lee ve ark., 2014).

Yıldız bağlantıda, motor fazlarının bir ucu ortaktır. Şekil 3.8'de görüldüğü üzere bu uç nötr olarak kabul edilir. Bu tip motorlarda düşük hızlarda yüksek moment elde edildiği için verimliliği yüksektir. Motorun güç tüketimi üçgen bağlantıya göre daha düşük olduğundan dolayı düşük mekanik güç sağlamaktadır. Belirtildiği gibi, akım her adımda 3 fazın hepsinde akar. Sadece yönünü ve büyüklüğünü değiştirir. Hat akımları faz

akımlarına eşittir. Hat voltajı ise faz voltajının $\sqrt{3}$ katıdır. Bu nedenle yıldız bağlı motorların hızı daha düşüktür (Konings, 1992).



Şekil 3.9 Üçgen ve yıldız bağlı motorların a) Akı bağlantısı b) Faz akımları c) Faz momenti (Konings, 1992)

3.1.5. Fırçasız DC motorda kullanılan kalıcı mıknatıslar

Hem yumuşak hem de sert manyetik malzemeler elektrikli makine tasarımının anahtarıdır. En uygun kalıcı mıknatıs malzeme aşağıdaki faktörlere uygun şekilde seçilmelidir (Collocott ve ark., 2004). Bu faktörler;

• Manyetik parametreler: kalıcılık, içsel zorlayıcılık ve manyetik enerji üretimi
• Manyetik parametrelerin sıcaklık kararlılığı
• Malzemeyi mıknatıslama kolaylığı
• Mıknatısı oluşturma kolaylığı malzemenin istenilen şekle getirilmesi
• Korozyon direnci
• Malzeme maliyeti, biçimlendirme maliyeti ve / veya manyetik enerji ürününün birim maliyeti olarak sayılabilir.

Her biri malzeme bileşimlerine dayanan dört modern ticari mıknatıs sınıfı vardır. Bu genel sınıflar şunlardır; Neodminyum Demir Boron, Samaryum Kobalt, Seramik (Ferit) ve Alnico mıknatıslardır.

Neodimyum Demir Boron (NdFeB), modern mıknatıs malzemeleri ailesine yapılan en son ticari eklemedir. Oda sıcaklıklarında, NdFeB mıknatıslar tüm mıknatıs malzemeleri arasında en yüksek özellikleri sergiler. Yüksek manyetik enerjileri ve koersif kuvvetleri bu mıknatısların rağbet görmesinin en önemli sebepleridir. Yapısında demir bulundurması sebebiyle korozyona uğrayabilir. Uygun kaplama yapılmazsa yüksek oksidasyon riski vardır. Ayrıca yüksek ısılarda kolaylıkla manyetikliğini kaybedebilmektedir. Maliyeti yüksektir (Anonim, 2020).

Samaryum Kobalt iki bileşimde üretilir: Sm1Co5 ve Sm2Co17 genellikle SmCo 1: 5 veya SmCo 2:17 türleri olarak anılır. Samaryum-Kobalt mıknatıslar özellikle yüksek sıcaklıklarda çalışma ve yüksek koersif kuvvete sahip olunması istenilen uygulamalar için en uygun mıknatıslardan biridir (Anonim, 2020). Yapısında demir bulunmaması sebebiyle oksidasyona karşı herhangi bir önlem almaya gerek olmaması da bu mıknatısların avantajları arasındadır. Fakat yapısında bulunan kobalt sebebiyle mıknatısın kırılgan bir yapıya sahip olması ve samaryum elementinin diğer mıknatıslarda kullanılan malzemelere göre çok daha maliyetli olması bu mıknatısın dezavantajlarındandır. Alnico ve ferit mıknatıslara göre yüksek enerji yoğunluğuna sahiptir. Maliyeti diğer tüm mıknatıslara göre daha yüksektir.

Seramik mıknatıslar olarak da bilinen ferit (genel bileşim BaFe2O3 veya SrFe2O3) 1950'lerden beri ticarileşmiştir ve düşük maliyetleri nedeniyle günümüzde yaygın olarak kullanılmaya devam etmektedir. Sert, sağlam, neme, korozyona dayanıklı ucuz kalıcı yapay mıknatıslardır. Diğer mıknatıslara oranla fiyatı ucuzdur ve sinterleme işlemi sayesinde kolayca oluşturulabilir. Ferit mıknatıslar yapısı gereği seramik oldukları için kırılgandırlar. Bu yüzden kullanırken dikkatli olunması gerekmektedir.

Alnico mıknatıslar (genel bileşim Al-Ni-Co) 1930'larda ticarileştirildi ve bugün hala yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek sıcaklıklarda manyetiklik özelliğini koruyabilirler. Normal seramik ve ferrit mıknatıstan güçlü, neodyum mıknatıstan da zayıftır. Seramik ve Neodyum mıknatıslara göre daha az kırılgandır. Maksimum 540°C Yüksek ısı dayanımı sayesinde tercih edilir. Bu mıknatısların diğer büyük avantajı ise asit ve eriticilere karşı yüksek dayanıklılıktır. Curie sıcaklıkları yüksektir (Anonim, 2020).

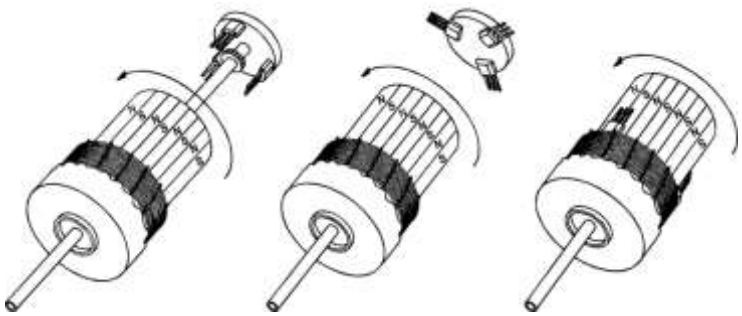
Aşağıdaki Çizelge 3.1'de çeşitli malzemeleri karşılaştırmak için tipik temel özelliklerinin değerlerini göstermektedir. Bu değerler aşağıdaki bölümlerde detaylı olarak sunulmuştur.

Çizelge 3.1 Mıknatıs malzeme çeşitleri (Anonim, 2020)

Materyal	Br	Hc	Hci	BH mak.	Tmak. (°C)
NdFeB	12,800	12,300	21,000	40	150
SmCo	10,500	9,200	10,000	26	300
NdFeB	6,800	5,780	10,300	10	150
Alnico	12,500	640	640	5,5	540
Ferit	3,900	3,200	3,250	3,5	300

3.1.6. Fırçasız DC motor kontrolünde kullanılan sensörler

Sensörler her ölçme sisteminin önemli organlarıdır. Bu bileşenler çevreden bilgi toplarlar ve sistem çıktısı olarak elektrik sinyali üretirler. Motora takılan konum sensörleri ise motor konumunu algılar ve onu bir elektrik sinyaline dönüştürerek *inveter* anahtarlaması için doğru bir anahtarlama bilgisi sağlar. Rotor, kademeli dönen manyetik alan nedeniyle sürekli olarak dönecektir. Piyasada farklı çalışma prensibine sahip kendine özgü özellikleri olan çeşitli türlerde konum sensörleri mevcuttur. Fırçasız DC motorlarda çok çeşitli optik, elektromanyetik, fotoelektrik ve manyetik sensörler kullanılmaktadır. *Trapezoidal* zıt EMK'lı fırçasız DC motorlarda genellikle *hall* etkili sensörler kullanılmaktadır. Sonuç olarak, bu bölümde sadece *hall* sensörlerden bahsedilmiştir (Xia, 2012).

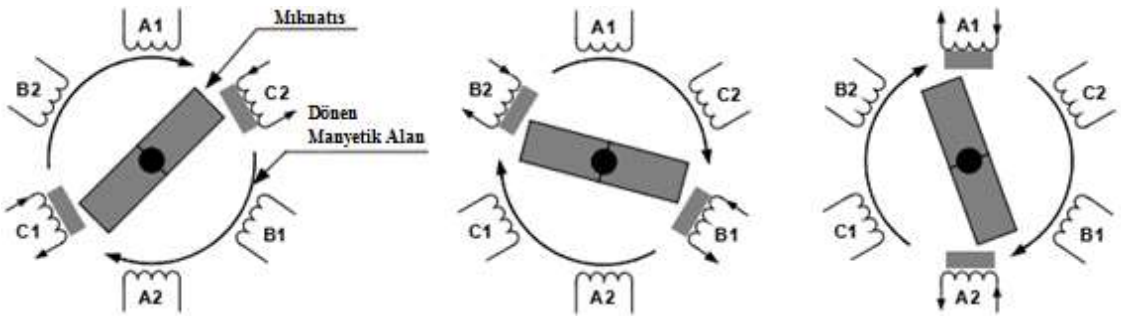


Şekil 3.10 Fırçasız DC motorlarda kullanılan Hall sensörleri

Bir tür manyetik sensör olan *hall* sensörü, kompakt hacim, düşük fiyat ve rahat kullanım avantajlarına sahiptir. Bu nedenle, fırçasız DC motor kontrol sistemlerinde rotor pozisyon detektörü olarak yaygın olarak kullanılmaktadır. Sensörler *hall* etkisi prensibine göre çalışmaktadır. DC kaynağa bağlanan yarıiletken *hall* cismine dik olarak bir mıknatıs yaklaştırıldığında cismin diğer iki ucu arasında *hall* voltajı oluşur. Bu şekilde ölçülebilir bir voltajın oluşması durumuna *hall* etkisi denir. *Hall* etkili sensörler lineer veya dijital çıkış verebilirler. Rotor mıknatısı bir sensörden geçtiğinde, hangi rotor kutbunun (N veya S) geçtiğini belirtmek için lojik bir sinyal üretir. *Hall* etkisi, sensörünün her 60 derecede bir rotor konumu bilgisi vermesini sağlar. Bununla birlikte, *hall* sensörü, sürücünün maliyeti, makine boyutu, güvenilirliği, özel düzenlemeler gerektiren sıcaklık hassasiyeti ve gürültü koruması açısından pek çok dezavantaj sunar (Xia, 2012).

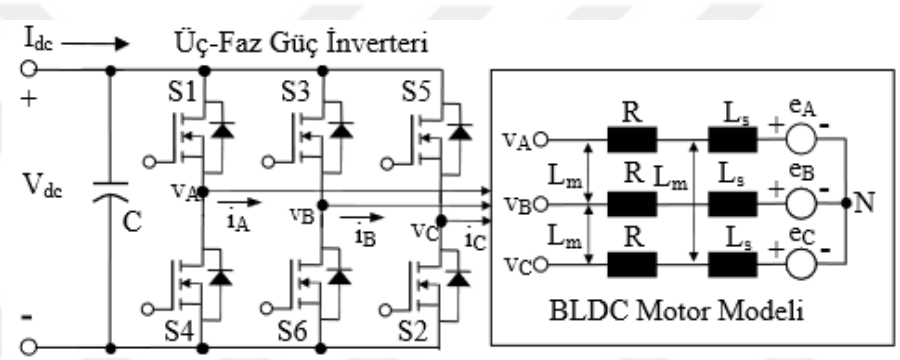
3.1.7. Çalışma prensibi

Fırçasız DC motorun sabit bölümü stator, dönen bölümü ise rotor olarak isimlendirilir. Bu motorlar geleneksel DC motorlara benzer prensipte çalışır. *Lorentz* kuvvet yasasına göre manyetik bir alana yerleştirilen ve üzerinden akım geçirilen iletken, bir kuvvetle karşılaşır. Bu tepkinin bir sonucu olarak mıknatıslarda aynı veya zıt yönlü itme-çekme kuvvetleri ortaya çıkar ve bu kuvvetler bir moment üretir. Bu duruma göre bir besleme kaynağı ile stator sargılarından akım geçirildiğinde, sargılar elektromıknatıs haline gelir ve hava boşluğunda aynı yönlü manyetik alan oluşturmaya başlar. Elektromıknatıslı stator ve kalıcı mıknatıslı rotor arasındaki etkileşim kuvveti nedeniyle rotorun dönme hareketi gerçekleştirir.



Şekil 3.11 Motorun dönüşü

Elektromıknatıs bobinleri ve kalıcı mıknatıslar dairesel eksen boyunca sıralanmıştır. Statordaki elektromıknatısların sürekli dönme hareketi sağlaması için sırayla karşılıklı bobinlerin enerjilendirilmesi gerekmektedir. Bu durumun sonucu olarak hangi stator bobine enerji verileceği ve ne zaman anahtarlama yapılacağı bilinmelidir. Bir fırçasız DC motor anahtarlama sürecini gerçekleştirmek için *invertör*'e ve sensörlere ihtiyaç duymaktadır. Fırçasız DC motorlarda yaygın şekilde *hall* sensörler kullanılmaktadır. Rotor kutupları *hall* etkili sensörlere yaklaştığında sensörler lojik 0 veya lojik 1 seviyesinde sinyaller üretir. Sensörlerden alınan anahtarlama sinyallerine göre elektronik kontrol birimine şaft konumunun geri bildirimi iletilmektedir. Böylece kontrolör hangi bobinlere enerji verileceğine karar verir.



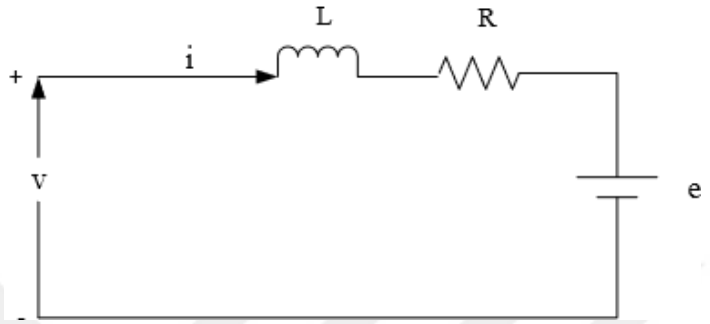
Şekil 3.12 3 fazlı yarım dalga DC motor inverteri ve fırçasız DC motor eşdeğer devresi (Aydoğdu, 2006)

Fırçasız DC motorlarında genellikle anahtarlama sinyalleri ile motorun fazlarını sürebilmek için 3 fazlı tam dalga *inverter* kullanılır. Motorun çalışma periyodu için *inverter* çıkış gerilimi altı zaman aralığına bölünebilir. Bu işlemde her zaman aralığında iki faz ve iki yarı iletken anahtar her zaman iletimde olur. Kesimde olan fazda ise zıt EMK gerilimi indüklenir. İndüklenen bu gerilim veya akım ile fırçasız DC motor sensörsüz olarak da kontrol edilebilir. Mosfetlerin *drain-source* uçlarına paralel olacak şekilde, *drain* kısmına ters polarlanmış şekilde diyot bulunmaktadır. Bu diyot mosfetin uçlarında ters gerilimin oluşmasını önlemek içindir.

Fırçazsız DC motorlar, *trapezoidal* şekinde bir zıt EMK'ya sahiptir ve sabit moment üretmek amacıyla kare dalga akımla çalışacak biçimde tasarlanırlar. Şekil 3.16 ve Şekil 3.17'de üçgen ve yıldız bağlantılı fırçasız DC motorlar için akımların yükselme ve düşme anları ihmal edilerek ideal *trapezoidal* olduğu kabul edilerek üretilen ideal moment dalga şekli görülmektedir. Pratikte üretilen moment, ideal şekilde oluğu gibi düz

değildir ve birkaç sebepten dolayı dalgalanmalar meydana gelmektedir. Bunlar; anahtarlamadan kaynaklanan moment dalgalanmaları, zıt EMK'daki bozulmalardan dolayı anlık moment dalgalanmaları, akım dalgalanmasından kaynaklanan moment dalgalanmaları ve *cogging* momenti'dir (Karaca, 2004).

3.1.8. Matematiksel modeli



Şekil 3.13 Fırçasız DC motor iç yapısının eş değer devresi

Fırçasız DC motorun eşdeğer devresi yukardaki Şekil 3.13'de gösterilmiştir. Motorun matematiksel modeli diferansiyel denklemler ve durum uzayı denklemleri kullanılarak ifade edilmiştir. Matematiksel model ve durum uzayı ifadeleri, statorun yıldız ve üçgen bağlantı şekline göre iki farklı şekilde sunulmuştur.

Fırçasız DC motorlar üç fazlı senkron motorlara benzer şekilde modellenmiştir. Kalıcı mıknatıslar rotora monte edilmiştir. Bu yüzden bazı dinamik karakteristikleri farklıdır. Fırçasız DC motorun analizi aşağıdaki, kriterler göz önünde bulundurularak elde edilmiştir (Cunkas ve Aydoğdu, 2010). Buna göre;

1- Tüm sargılardaki stator dirençleri eşittir.
2- Motor sargılarının kendi ve ortak indüktansları sabittir.
3- Motor doyumda değildir.
4- Demir kayıpları ihmal edilmiştir.
5- Girdap akımı kayıpları, histerezis kayıpları, armatür reaksiyonu, *cogging* etkisi ve çekirdek doygunluğu ihmal edilir.
6- Manyetik alanın hava boşluğundaki dağılımı, 120 elektriksel derecelik düz tepe genişliğine sahip yamuk bir dalga olarak düşünülmektedir.
7- İletkenler, armatürün yüzeyine sürekli ve eşit olarak dağıtılır.
8- Güç devresindeki anahtarlama elemanları ideal özelliklere sahiptir.

3.1.8.1. Yıldız Sargılı Fırçasız DC Motor

Yukarıdaki kriterlere göre yıldız sargılı fırçasız DC motorların faz voltajlar (3.1-3.3) numaralı denklemlerde ifade edilmiştir.

$$V_a = Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + e_a \tag{3.1}$$

$$V_b = Ri_b + L\frac{di_b}{dt} + e_b \tag{3.2}$$

$$V_c = Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + e_c \tag{3.3}$$

Ayrıca, yıldız sargılı fırçasız DC motor matris formunda denklem (3.4) 'deki gibi matematiksel olarak ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Burada, L_s; öz endüktansı, M; karşılıklı indüktansı, R; armatür direncini, V_a, V_b, V_c; uç gerilimlerini, i_a, i_b, i_c; akımları, e_a, e_b, e_c; zıt EMK'ları ifade etmektedir.

Fırçasız DC motorların zıt EMK dalga şekilleri, rotor pozisyonuna (θ) bağlı *trapezoidal* bir yapıdadır. Fazlarda oluşan anlık zıt EMK gerilimleri aşağıdaki (3.5-3.7)'deki denklemle ifade edilebilir.

$$e_a = f_a(\theta)\omega\lambda_p \tag{3.5}$$

$$e_b = f_b(\theta)\omega\lambda_p \tag{3.6}$$

$$e_c = f_c(\theta)\omega\lambda_p \tag{3.7}$$

Burada, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ ve $f_c(\theta)$ fazların zıt EMK dalga şeklini tanımlayan fonksiyondur ve maksimum +1, minimum -1 büyüklüğündedir. λ_p; rotor mıknatıslarından gelen akı bağlantısının tepe değeri, ω ise motorun açısal hızıdır.

Rotora aktarılan elektromanyetik güç, aşağıdaki denklem (3.8) ile ifade edilir.

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \tag{3.8}$$

Mekanik kayıp ve kaçak kayıplar göz ardı edilerek, elektromanyetik güç aşağıdaki denklem (3.9) ile tamamen kinetik enerjiye dönüştürülür.

$$P_e = T_e \omega \tag{3.9}$$

Dolayısıyla elektromanyetik moment denklem (3.10) ile ifade edilir.

$$T_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)/\omega \tag{3.10}$$

Yük momenti uygulanmasından sonra elde edilen hareket denklemi, aşağıdaki denklem (3.11) ile ifade edilmiştir.

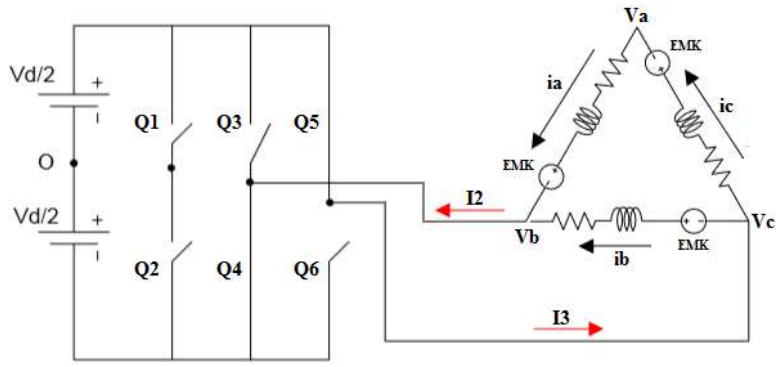
$$T_e - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega \tag{3.11}$$

Burada, T_L; N_m cinsinden yük momenti, J; kgm^2 cinsinden eylemsizlik momenti ve B; sürtünme katsayısı ve ω ise motorun açısal hızıdır.

Elektromekanik modelleme için zamana göre değişen hız ifadesi aşağıdaki denklem (3.12) ile elde edilir. Burada P_p; motorun kutupları, $\varphi(t)$; rotor pozisyonu, $\omega(t)$; ise motorun rotor hızıdır.

$$\omega(t) = \frac{2}{P_p}\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{3.12}$$

3.1.8.2. Üçgen Sargılı Fırçasız DC Motor



Şekil 3.14 Üçgen sargılı bir fırçasız DC motorun inverter ile birlikte eş değer devresi (Kim, 2008)

Elektrik denklemi mantıksal olarak biraz farklılaşmıştır. Herhangi iki faza enerji verildiğini düşündüğümüzde, üç fazın tümü daha sonra bir seri-paralel bağlantı kurar. Motor devresinin bir kolunda bir bobin, diğer paralel kolunda ise seri olarak iki bobin bulunur. Buna göre sistemin empedansı yıldız bağlantıya göre daha düşüktür ve sistem daha büyük güce sahip olur. Üçgen sargılı fırçasız DC motorun eşdeğer devresi Şekil 3.14'te gösterilmektedir. Bu bağlantının doğası gereği hat gerilimleri faz gerilimlerine eşittir. Bu sebeple, faz gerilimlerine göre matris formu denklemleri (3.13-3.16) ile ifade edilmiştir (Kim, 2008).

$$V_a - V_b = V_{ab} = Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + e_a \tag{3.13}$$

$$V_b - V_c = V_{bc} = Ri_b + L\frac{di_b}{dt} + e_b \tag{3.14}$$

$$V_c - V_a = V_{ca} = Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + e_c \tag{3.15}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

V_d; kaynak voltajı, V_{ab}; tek bir faz voltajı, $e_{a,b,c}$; tek bir fazdaki zıt EMK gerilimleridir.

Şekil 3.14 ‘de görüldüğü üzere V_{cb} fazına gerilim uygulandığını düşünelim. Bu durumda $i_a = i_c$ olur ve denklem (3.13) ve (3.15) taraf tarafa toplanırsa faz voltajı aşağıdaki denklem (3.17) ile ifade edilebilir.

$$V_c - V_b = V_{cb} = 2Ri_a + 2L\frac{di_a}{dt} + e_a + e_c \tag{3.17}$$

$$e_a + e_b + e_c = 0 \tag{3.18}$$

Denklem (3.17), (3.18)’e göre yeniden düzenlenir ve denklem (3.19) elde edilir.

$$V_c - V_b = V_{cb} = 2Ri_a + 2L\frac{di_a}{dt} - e_b \tag{3.19}$$

Üçgen bağlantıda hat gerilimi faz gerilimine eşit olduğu için $V_{cb} = V_d$ olur. Buna göre, V_c gerilim noktası $V_d/2$ ve V_b gerilim noktası $-V_d/2$ ‘ye eşittir. İlaveten $i_a = i_c$ olduğuna göre iki farklı şekilde aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$\frac{V_d}{2} + \frac{e_b}{2} = Ri_a + L\frac{di_a}{dt} \tag{3.20}$$

$$\frac{V_d}{2} + \frac{e_b}{2} = Ri_c + L\frac{di_c}{dt} \tag{3.21}$$

Denklem (3.20) ve (3.21)’in her iki tarafına e_a ve e_c zıt EMK gerilimleri eklenir.

$$V_{ab} = \frac{V_d}{2} + \frac{e_b}{2} + e_a = Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + e_a \tag{3.22}$$

$$V_{ca} = \frac{V_d}{2} + \frac{e_b}{2} + e_c = Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + e_c \tag{3.23}$$

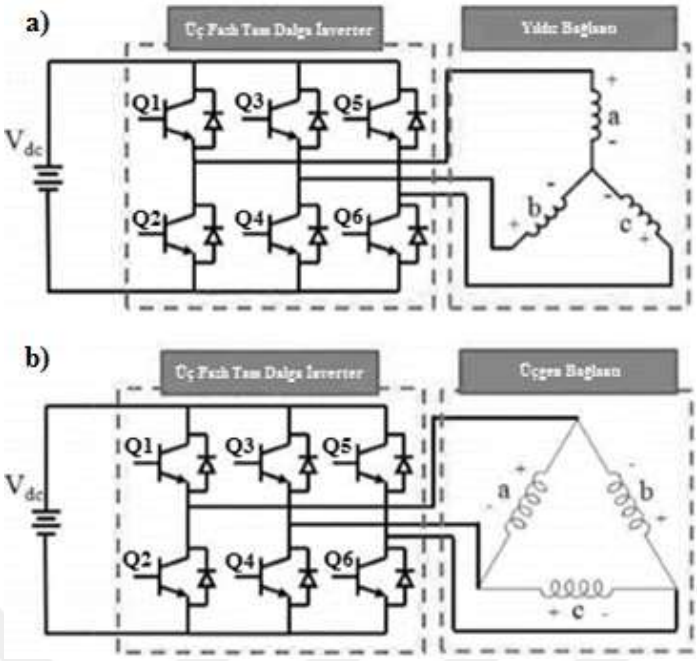
Yukarıdaki denklem (3.22) ve (3.23), tekrar denklem (3.13) ve (3.15)’de yerlerine yazılıp taraf tarafa çıkarılınca aşağıdaki denklem (3.24) elde edilir. V_b ve V_c faz eşitlikleri de aynı şekilde yazılabilir.

$$2V_a - (V_b + V_c) = e_a - e_c, \qquad V_a = \frac{e_a - e_c}{2} \tag{3.24}$$

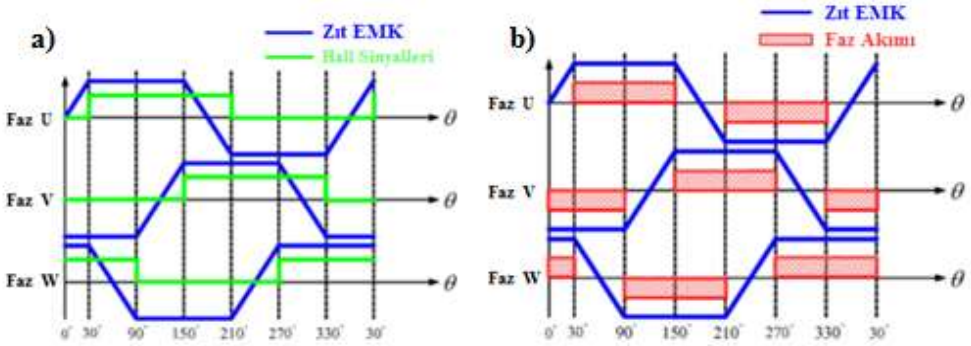
3.1.9. Fırçasız DC motor sürücüleri

Güç elektroniği ve yarı iletken malzemelerdeki gelişmeler nedeniyle ayarlanabilen hızlı sürücüler olarak fırçasız DC motor sürücüleri endüstriyel ve ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılmıştır. Fırçasız DC motorun sürülmesinde genellikle 3 fazlı yarım dalga doğrultmalı *inverterler* kullanılmaktadır. Bu tip *inverterlerin* iki türü vardır. Bu türler, kullanılan kontrol sinyalinin iletim zamanına bağlı olarak 120^0 iletim ve 180^0 iletim şeklindedir.

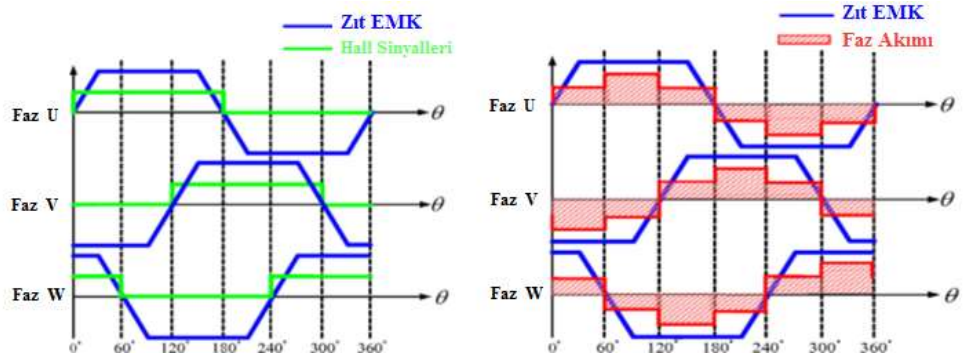
Her fazda 2 yarı iletken anahtarlama elemanı seri bağlanmıştır. Motorda kullanılan faza göre paralel şekilde 2 seri bağlı yarı iletken anahtarlama elemanı daha devreye bağlanır. Buna göre 3 fazlı yarım dalga *inverterlerde* 6 adet yarı iletken anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Bu anahtarlama elemanları altı diyotla birlikte kullanılan BJT'ler, MOSFET'ler, IGBT'ler, GTO'lar veya tristörler olabilir. Bobin kutuplarını enerjilendirmek için 2 yarı iletken anahtarlama elemanı iletimdedir (Toliyat ve ark., 2002). Fırçasız DC motorlarda, 180° anahtarlama uygulanmasında motorun tam tur dönüşünü sağlayabilmesi için fazlar negatif ve pozitif yönde elektriksel olarak 180° iletimdedir. Fakat bu anahtarlama, üretilen referans akımın daha karmaşık çalışması ve hız kontrolü kararlılığının zorlaşması nedeniyle tercih edilmemektedir. Bu nedenle fırçasız DC motorlarda genellikle 120° aralıklı anahtarlama kullanılır. Bu anahtarlamada her fazın *trepzoidal* zıt EMK dalgaları elektriksel olarak 120° aralıklarla meydana gelir. Meydana gelen akım darbeleri, 120° süresince iletim durumunda, 60° süresince ise kesim durumundadır. Motorun tam tur dönüşünü sağlayabilmesi için fazlar negatif ve pozitif yönde elektriksel olarak 120° iletimdedir. *İnverter*'de iletimde olan fazların anahtarlamasını sağlamak için yarı iletken anahtarlama elemanlarına histerezis bant kontrol, PWM Kontrol veya değişken DC hat gerilim kontrolü uygulanabilir (Dunkl, 2016).



Şekil 3.15 a) Yıldız ve b) üçgen bağlı motorlar için *inverter* ile devre şeması



Şekil 3.16 120 derecelik sürüş ile iletimde olan yıldız bağlantılı motorun, Zıt EMK dalga formlarıyla gösterilen a) *hall* sinyalleri ve b) faz akımları (Wang ve ark., 2015)



Şekil 3.17 120 derecelik sürüş ile iletimde olan üçgen bağlantılı motorun, Zıt EMK dalga formlarıyla gösterilen a) *hall* sinyalleri ve b) faz akımları (Wang ve ark., 2015)

Çizelge 3.2 Yıldız bağlı bir motorun 120 derecelik iletimde olan *inverter* ile anahtarlama

Rotor Pozisyonu (Derece)	**Hall Sensör Durumu**			**Kapalı Anahtarlar**		**Faz Akımı**		
	H_U	H_V	H_W			**U**	**V**	**W**
330-30	0	0	1	Q5	Q4	Boşta	-	+
30-90	1	0	1	Q1	Q4	+	-	Boşta
90-150	1	0	0	Q1	Q6	+	Boşta	-
150-210	1	1	0	Q3	Q6	Boşta	+	-
210-270	0	1	0	Q3	Q2	-	+	Boşta
270-330	0	1	1	Q5	Q2	-	Boşta	+

Çizelge 3.3 Üçgen bağlı bir motorun 120 derecelik iletimde olan *inverter* ile anahtarlama

Rotor Pozisyonu (Derece)	**Hall Sensör Durumu**			**Kapalı Anahtarlar**		**Faz Akımı**		
	H_U	H_V	H_W			**U**	**V**	**W**
0-60	1	0	1	Q5	Q4	+	-	+
60-120	1	0	0	Q1	Q4	+	-	-
120-180	1	1	0	Q1	Q6	+	+	-
180-240	0	1	0	Q3	Q6	-	+	-
240-300	0	1	1	Q3	Q2	-	+	+
300-360	0	0	1	Q5	Q2	-	-	+

Çizelge 3.2 ve 3.3'de üçgen ve yıldız bağlı motorların rotor pozisyonlarına göre iletimde olan *inverter* kapıları ve fazlarda oluşan akımların işareti ifade edilmiştir. Çizelgelerde görüldüğü üzere rotor pozisyonunun her 60 derecesinde bir anahtarlama gerçekleştirilir. İlave olarak, yıldız bağlı motorun anahtarlama işlemine göre üçgen bağlı motor için hall sinyalleri 30 derece geridedir. Yıldız bağlantıda her adım için iki sargı iletimdeyken bir sargı boştadır. Bu nedenle boşta olan fazla bir akım oluşmamaktadır. Fakat üçgen bağlı motorda doğası gereği bütün fazlarda akım akmaktadır. Bu nedenle her fazın işareti mevcuttur.

3.1.10. Fırçasız DC motorun avantajları ve dezavantajları

Fırçasız DC motorların avantajları ve dezavantajları bu bölümde sunulmuştur. Bu motorların avantajları diğer geleneksel motorlara göre daha fazla olduğu için bu motorların kullanımı hem kişisel hem de endüstriyel uygulamalarda artmış ve tercih edilme sebebi olmuştur.

3.1.10.1. Avantajları

1- Fırçasız DC motorda karbon fırça kullanılmamaktadır. Bu nedenle fırçaları değiştirme ihtiyacı ortadan kalmaktadır. Ayrıca bu motorlarda fırçalar kullanılmadığı için anahtarlama anlarında ark oluşumu görülmemektedir. İlaveten fırçasız DC motorların geleneksel fırçalı motorlara göre bakım maliyetleri düşüktür.

2- Fırçasız DC motorlar, motorun hızı ve konumu üzerinde kontrol sağlayan elektronik bir sürücü kullanılır. Bu nedenle geleneksel fırçalı DC motorlara kıyasla daha iyi performansa ve verime sahiptir. Bu da fırçasız DC motorun kullanım ömrünü uzatmaktadır.

3- Fırçasız bir DC motor düşük çalışma gürültüsüne sahiptir. Çünkü stator ve rotor arasında herhangi bir parça teması yoktur. Böylece elektromanyetik girişim (EMI) azalır. Geleneksel fırçalı motorlarda sürekli fırça temasından dolayı gürültü ve kıvılcımlar oluşur. Bu nedenle, elektriksel gürültünün istenmediği durumlarda fırçasız DC motorlar tercih edilir.

4- Fırçasız DC motorlar, dönüş esnasında sürekli olarak maksimum moment sağlayabilir. Fakat diğer motorlar doğası gereği belirli bir açıda maksimum moment değeri sağlayabilir.

5- Fırçasız DC motorun stator ve rotoru arasında bir bağlantı yoktur. Bu nedenle motorun soğutulması kolaydır. Motorun dönmesiyle oluşan hava akımı doğal olarak soğutma görevi sağlamaktadır. Ayrıca motor bileşenleri birbirine temas etmediği için motorda meydana gelen kayıplar azdır.

6- Rotorun konumunu tespit etmek için genellikle hall etkili sensörler kullanılır. Böylece rotor kontrolü üzerinde hassas bir kontrol sağlanır ve motorun verimliliği artar.

7- Fırçasız DC motorların ataleti düşüktür. Bu nedenle motorun başlatılması ve durdurulması daha kolaydır. Bu da motorun yüksek dinamik sistem cevabı elde etmesini sağlar.

3.1.10.2. Dezavantajları

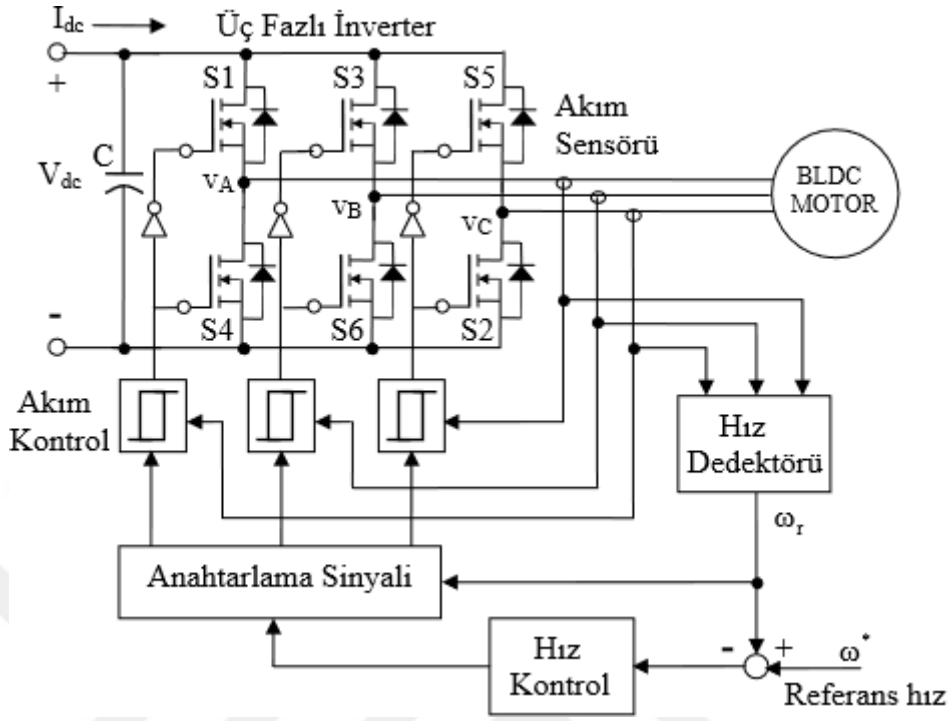
1- Fırçasız bir DC motorun maliyeti diğer DC motorlara göre yüksektir. Bunun sebebi, motorda kullanılan toprak elementi mıknatıslar pahalıdır. Ek pozisyon sensörleri ve elektronik bir sürücü kullanılması da ayrıca motorun ve sistemin maliyetini arttırmaktadır.

2- Fırçasız DC motorun doğal doğal titreşim frekansı, rezonans frekansına yaklaşabilir veya eşit olabilir. Ancak gerekli ayarlamalarla bu rezonans frekansı minimum seviyeye indirilir. Çoğu fırçasız DC motorlarda rezonans durumu gözlemlenebilir.

3- Ters *manyetomotor* kuvveti ve yüksek sıcaklık ile kalıcı mıknatıslar manyetiklik özelliğini kaybedebilir. Mıknatıslanma kaybetme kuvveti, her kalıcı mıknatıs için farklıdır. Bu nedenle, yüksek manyetik yoğunluğu olan bir kalıcı mıknatıslı motorun soğutulmasına dikkat edilmesi gerekmektedir.

4- Fırçasız DC motorun anahtarlamasını sağlamak için rotor pozisyonlarının bilinmesi gerekmektedir. Rotor pozisyon bilgisi sağlayan sensörlerden alınan sinyaller, elektronik bir sürücü tarafından motor fazlarına uygulanacak şekilde anlamlı hale getirilir. Bu durum sistemin karmaşıklığını arttırır ve ekstra bir sistem yükü oluşturmaktadır.

4. FIRÇASIZ DC MOTORLARIN SENSÖRSÜZ KONTROLÜ



Şekil 4.1 Fırçasız DC motorun sensörsüz kontrol şeması (Aydoğdu, 2006)

Geleneksel bir fırçasız DC motorun rotor konumu, bir konum sensörü tarafından doğrudan algılanır. Sensörler genel olarak sürücüye ek maliyet, makine boyutu, güvenilirliği, özel düzenlemeler gerektiren sıcaklık hassasiyeti ve gürültü koruması gibi pek çok dezavantaj sunar. Son yıllarda gömülü sistemlerdeki hesaplamaların gelişmesiyle sensörsüz fırçasız DC motor kontrol yöntemleri daha popüler hale gelmiştir (Xia, 2012). Sensörsüz kontrol yöntemlerinde motordan elde edilen gerilim veya akım sinyalleri belirli algoritmalar ile işlenerek rotor konum sinyalleri elde edilir. Fırçasız DC motorun sensörsüz kontrol edilebilmesi için literatürde çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler 4 farklı şekilde gruplandırılabilir (Kim ve ark., 2007);

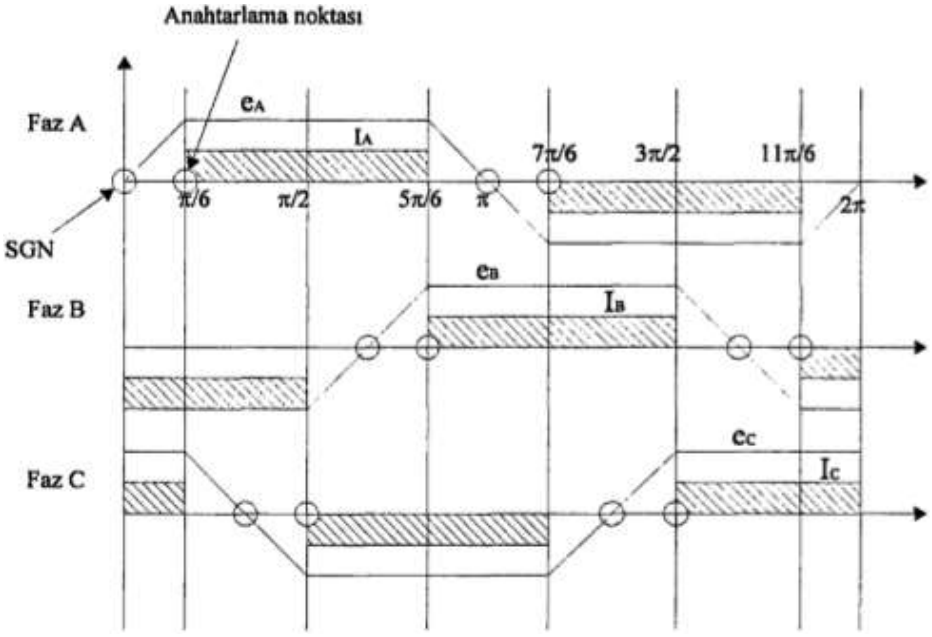
1 - Zıt EMK temelli yöntemler
2 - Akı kestirimi temelli yöntem
3 - Gözlemci temelli yöntemler
4 - Diğer yöntemler

4.1. Zıt EMK Temelli Yöntemler

4.1.1. Zıt EMK ile sıfır geçiş noktası dedektörü yöntemi

Sıfır geçiş yaklaşımı, zıt EMK algılama tekniğinin en basit yöntemlerinden biridir. Uyartımda olmayan fazdaki zıt EMK'nın sıfırı noktasını geçtiği anı tespit etmeye dayanır. Fırçasız bir DC motor dönmeye başladığında, *Lenz* yasasına göre sargılara uygulanan gerilime her sargıda zıt EMK oluşur. Fırçasız DC motordaki bu zıt EMK'nin şekli *sünüsoidal* veya yamuktur. Bir motorda üretilen zıt EMK, hızıyla doğru orantılıdır. Bu nedenle düşük hızlarda veya hareketsiz konumda zıt EMK ihmal edilebilir. Bu zıt EMK, motorun uyartımsız fazındaki terminal voltajından izlenerek zıt EMK'nin sıfır geçiş noktası tespit edilebilir (Iizuka ve ark., 1985).

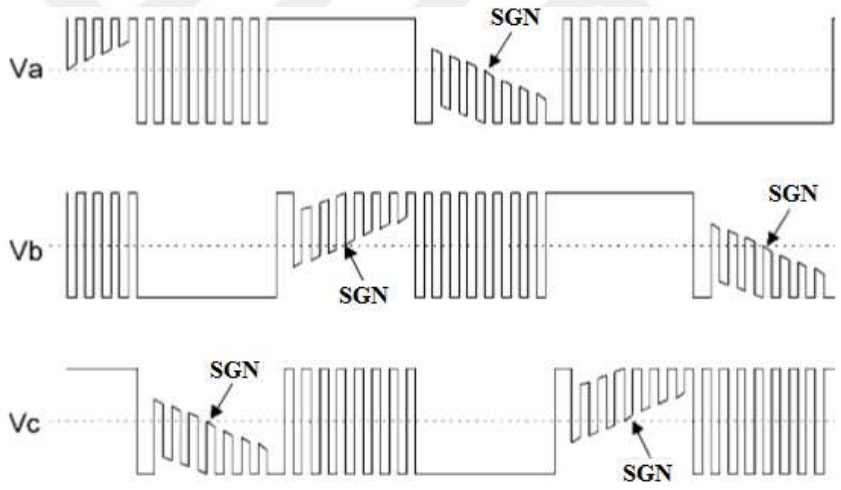
İnverter anahtarlamasının neden olduğu yüksek harmonikleri ortadan kaldırmak için üç alçak geçiren filtre kullanılır. Alçak geçiren filtrelerin zaman gecikmesi, fırçasız DC motorun yüksek hızda çalışma kapasitesini sınırlayacaktır. Filtrelenmiş bir faz için terminal voltajının nötr noktasında zıt EMK'i sıfır olur. Bu nokta, bir karşılaştırıcı kullanılır. Bu karşılaştırıcının çıkışlarına bağlı olarak faz akımları değiştirilir.



Şekil 4.2 Anahtarlama noktaları ve zıt EMK gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları

Bir fırçasız DC motorun sabit moment oluşturarak çalışması için faz akımı ve zıt EMK sinyalleri hizalanmalıdır. Şekil 4.2'da gösterilen akım anahtarlaması, zıt EMK'nin sıfır geçiş noktası ve 30°'lik faz kayması ile tahmin edilebilir. Zıt EMK'nin sıfır geçiş noktasında 30° geciktirme tekniği, hız değişikliklerinden çok fazla etkilenmemektedir. İlaveten maksimum moment elde etmek için her 60° 'de bir anahtarlama değiştirilmelidir.

Öte yandan, analog alçak geçiren filtreleri kullanmak yerine, terminal voltajlarını ölçmek için bir tek kutuplu darbe genişlik modülasyonu (PWM) da kullanılabilir. Terminal voltajları sadece üst anahtar iletimdeyken analog-dijital dönüştürücüler aracılığıyla örneklenir. Örneklenen değer DC voltajının yarısına geldiğinde zıt EMK'nin sıfır geçiş noktası bulunmuş olur. Şimdiki zamanın süresine ve önceki sıfır geçişlere göre anahtarlama anları tahmin edilir. Bu yöntemde anahtarlama gürültüsüne duyarlılık olmaması ve filtreleme gerektirmemesi nedeniyle iyi motor performansı ve geniş bir hız aralığı sağlamaktadır. Aşağıdaki formülle anahtarlama zamanı hesaplanabilir.



Şekil 4.3 Ölçülen uç gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları

$$t_{kom}(n) = t_{sgn}(n) + \frac{\Delta t_{sgn}(n)}{2} \tag{4.1}$$

Sıfır geçiş yönteminin uygulaması basittir. Fakat sıfır geçişi tespit etmede, gürültü hassasiyeti ve zamanlama aralığı iyi ayarlanmazsa düşük performans sağlarlar. Diğer bir dezavantajı ise, zıt EMK rotor hızıyla doğru orantılı olduğundan dolayı düşük hızlarda anahtarlama hataları ortaya çıkmaktadır. Bu yöntemde rotor konumu genellikle nominal hızın %20'si ile tespit edilebilir (Johnson ve ark., 1999).

4.1.2. Üçüncü harmonik voltajı algılama yöntemi

Bu yöntemde fırçasız DC motorun anahtarlama zamanlarını belirlemek için zıt EMK'nin üçüncü harmoniği kullanılır (Moreira, 1996). Zıt EMK'nin üçüncü harmoniği, 120 derecelik elektriksel açıyla akım iletiminde olan bir yıldız bağlı fırçasız DC motorun anahtarlama anlarının belirlenmesiyle kullanılabilir. Üçüncü harmoniği elde etmek için filtrelenecek frekans üç kat daha yüksek olduğundan dolayı bu yöntemde, sıfır geçiş yöntemi kadar faz gecikmeleri hissedilmez.

Filtre kapasitörünün reaktansı filtrenin çıkışındaki sinyalin faz açısını etkiler. Öte yandan stator sargılarının kutup aralığı 3/2' den daha büyük olmalıdır. Bu koşulların sağlanmasıyla motorun faz geriliminde üçüncü bir harmonik voltaj indüklenir.

Üçüncü harmonik sinyalin uygun bir şekilde işlenmesi, rotor akı konumunun tahminine ve inverterle gerçekleştirilen akım kontrolüne bağlıdır. Bu yöntemde filtreleme gecikmeleri yaşanmadığı için geniş bir hız aralığı ile yüksek bir performans sağlar. Ayrıca üçüncü harmonik voltajı düşük hızlarda da tespit edilebildiği için üstün bir motor çalıştırma performansı elde edilir.

Zıt EMK voltajı birçok voltaj harmoniğinin bileşenlerinden oluşur. Bu voltaj bileşenleri Fourier dönüşümü kullanılarak aşağıdaki (4.2-4.4) denklemle ifade edilir.

$$e_A = E_1 \sin\theta + E_3 \sin 3\theta + E_5 \sin 5\theta + .. \tag{4.2}$$

$$e_B = E_1 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + E_3 \sin 3(\theta - \frac{2\pi}{3}) + E_5 \sin 5(\theta - \frac{2\pi}{3}) + .. \tag{4.3}$$

$$e_C = E_1 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + E_3 \sin 3(\theta - \frac{4\pi}{3}) + E_5 \sin 5(\theta - \frac{4\pi}{3}) + .. \tag{4.4}$$

Her faz endüktansı herhangi bir rotor konumunda sabitse, her bir faz geriliminin toplanmasıyla zıt EMK'nin üçüncü harmoniği denklem (4.6) ile ifade edilir.

$$e_A + e_B + e_C = 3E_3 \sin 3\theta + 3E_9 \sin 9\theta + E_{15} \sin 5\theta + \ldots\ldots \cong 3E_3 \sin 3\theta \tag{4.5}$$

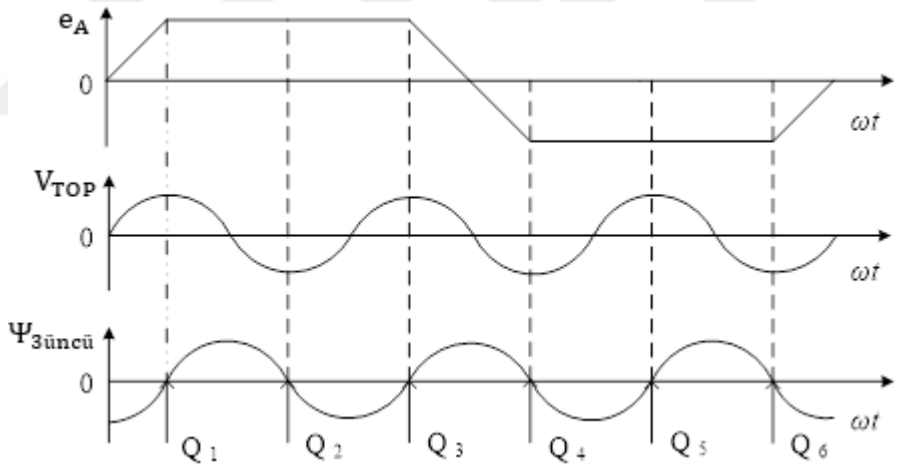
$$V_{TOP} = V_A + V_b + V_C = e_A + e_B + e_C \cong 3E_3 \sin 3\theta \tag{4.6}$$

Sıfır bileşen akımları yalnızca motorun nötründen akabildiği için toplam terminal voltajları üçüncü harmoniğin yalnızca üç ve katlarını içerir. Bu gerilime, fazla filtreleme gerektirmeyen üçüncü harmonik hakimdir.

Anahtarlama noktalarını elde etmek için, üçüncü harmonik voltaj bileşenini sağlayan filtrelenmiş voltaj sinyali *integre* edildikten sonra üçüncü harmonik akı bağlantısı aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$\Psi_{3\text{üncü}} = \int V_{\text{top}}\, dt \tag{4.7}$$

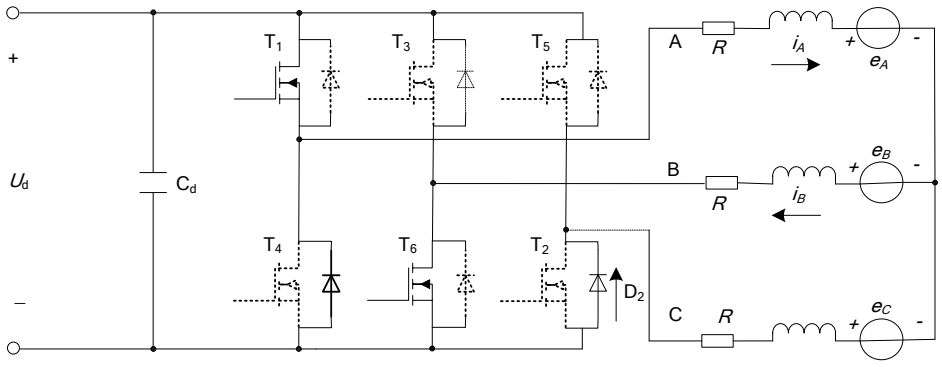
Şekil 4.4'de gösterilen e_A; A fazının zıt EMK gerilimi, V_{TOP}; stator faz voltajlarının toplamından elde edilen üçüncü harmonik sinyal, $\Psi_{3\text{üncü}}$; üçüncü harmonik bileşeninin rotor akısıdır. Üçüncü harmonik akısı fazlarda oluşan zıt EMK gerilimlerinden 30 derece geridedir. Bu durumda aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi üçüncü harmonik akının sıfır geçiş noktasında anahtarlama gerçekleştirilir.



Şekil 4.4 Zıt EMK geriliminin üçüncü harmoniği ve anahtarlama noktaları

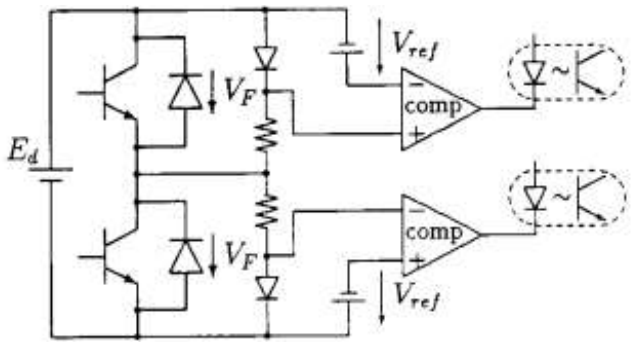
Üçüncü harmonik tabanlı yöntem, terminal voltaj algılama yönteminden daha geniş bir hız aralığına ve daha küçük faz gecikmesine sahiptir. Bununla birlikte, düşük hızda, entegrasyon süreci ciddi bir konum hatasına neden olabilir çünkü algılamadan kaynaklanan gürültü ve sapma hatası nispeten uzun bir süre boyunca birikebilir (Johnson ve ark., 1999).

4.1.3. Serbest geçiş diyotu'nun iletimi yöntemi



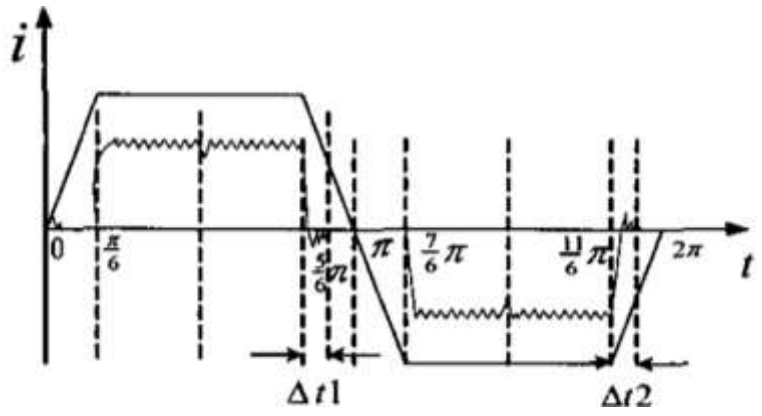
Şekil 4.5 Kesimde olan fazda serbest geçiş diyotunun aktifliği

Bu yöntem, fırçasız DC motorunun anahtarlama anlarını elde etmek için faz zıt EMK'nin sıfır geçişinin dolaylı olarak algılanmasını sağlar. 120 derecelik iletimde olan yıldız bağlı bir fırçasız DC motorda fazlardan biri daima açık devredir. Bu fazın açılmasından kısa bir süre sonra serbest diyot aracılığıyla faz akımı akmaya devam eder. Kesimdeki faz akımı zıt EMK'nin sıfırla kesiştiği nokta anahtarlama aralığının ortasında sıfır olur. Şekil 4.6'da görüldüğü üzere, donanım devresinde serbest geçiş diyotundan elde edilen akım değeri voltaj karşılaştırıcı ile karşılaştırılarak anahtarlama sağlanmaktadır (Ogasawara ve Akagi, 1991).



Şekil 4.6 Serbest geçiş diyotu algılama devresi

Gerilimi yakalayabilmek için algılama devresinin karşılaştırıcısına bir direnç ve bir diyot bağlanır. Karşılaştırıcıya uygulanan referans voltajı, serbest devrenin iletime geçtiği voltajdan biraz daha düşüktür. Algılama devresi için yalıtılmış güç kaynaklarına ihtiyaç vardır. DC gerilim değişiminin etkisi yoktur.

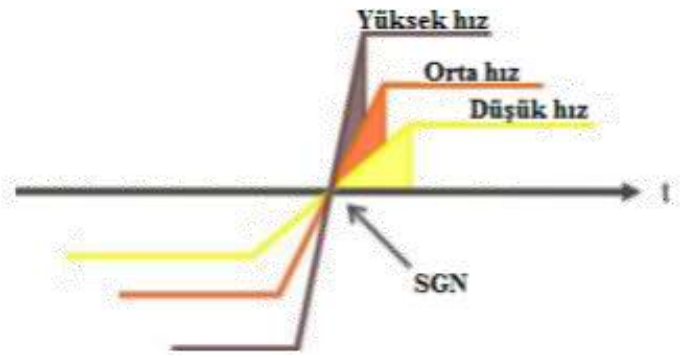


Şekil 4.7 Serbest geçiş diyotu üzerinde Δt1 ve Δt2 aralığında oluşan akım (Kun ve ark., 2004)

Uygulanan DC voltaj, faz terminal voltajından büyük olduğunda veya sıfır voltajının altında olduğunda, kesimdeki faz üzerinde Δt1 ve Δt2 aralığında küçük bir akım oluşur. Oluşan akım Şekil 4.7 'de gösterilmiştir. Enerjilenmeyen fazdaki bu akım, aktif fazın kesime girmesiyle oluşan zıt EMK'nin sıfırdan geçtiği noktaya tekabül eden anahtarlama süresinin ortasında akmaya başlar.

Bu yöntemin en büyük dezavantajı, her serbest dönen diyot için karşılaştırıcı devresi için altı ek izole güç kaynağı gerekliliğidir. Bu teknik, düşük hızlarda daha önce bahsedilen zıt EMK yöntemlerinden daha iyi performans göstermiştir (Johnson ve ark., 1999).

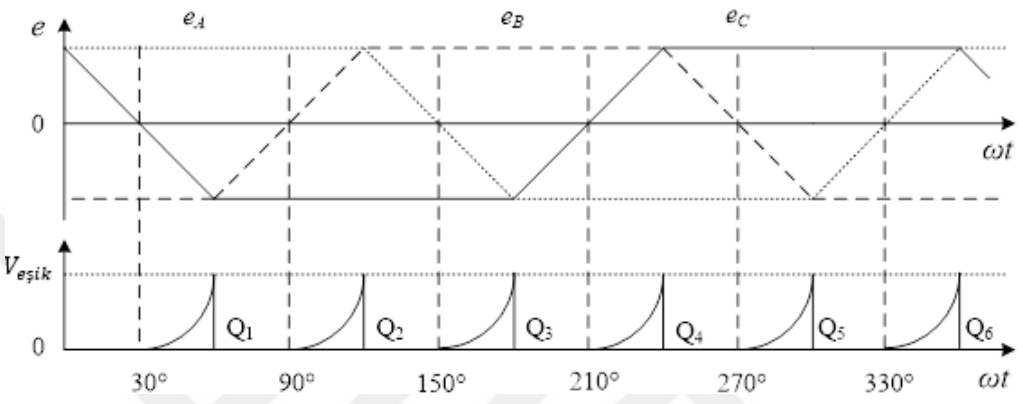
4.1.4. Zıt EMK'nin integrasyonu yöntemi



Şekil 4.8 Zıt EMK gerilimlerinin sıfır geçiş noktasında integre edilen alanları

Bu yöntemde konum bilgisi, enerjilendirilmeyen fazın zıt EMK'ni integre ederek sağlanır. *İntegrasyon*, açık fazdaki zıt EMK'nın sıfır geçiş noktasına dayanır ve bu noktanın geçişinde *integrasyon* başlar. Şekil 4.8'de görüldüğü üzere Zıt EMK'nin

büyüklüğü motor hızıyla orantılıdır. Fakat hız değişse bile zıt EMK'nin pozitiften negatife veya negatiften pozitife geçtiği durumlardaki voltaj grafiğinin eğimi değişmez. Bu nedenle farklı hızlarda eşik voltajı sabittir ve tüm hızlarda *integre* edilen zıt EMK alanları yaklaşık olarak aynıdır. Oluşan *integrasyon* voltajı, eşik voltajına ulaştığında anahtarlama sağlanır ve faz akımı değiştirilir. Akı zayıflatma işlemi istenildiğinde eşik voltajı değiştirilerek akım ilerlemesi sağlanabilir (Jahns ve ark., 1991).



Şekil 4.9 İntegre edilen zıt EMK gerilimlerinin anahtarlama anları

Şekil 4.9'da görüldüğü üzere, zıt EMK'nin sıfır geçiş noktalarında 60 derecelik periyotlarla *intege* edilmiş voltaj (V_{int}) oluşmaya başlar. Bu voltajı elde etmek için, öncelikle *trepzoidal* zıt EMK'nin zamana göre gerilim değişimi aşağıdaki denklem (4.8) ile ifade edilmiştir.

$$e(t) = \pm E_0 t \tag{4.8}$$

Burada E_0; zıt EMK'nin eğimi, t; integrasyonun bitiş zamanıdır. Bu zıt EMK geriliminin belirli bir zaman aralığına göre *integre* edilmesiyle elde edilen V_{int} gerilimi aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$V_{int} = \left| \int_0^t \frac{e(t)}{k} dt \right| = \left| \frac{E_0 t^2}{2k} \right| \tag{4.9}$$

Burada k; integral kazanç katsayısıdır. $V_{int} = V_{eşik}$ olduğu durum aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\mathrm{V_{int}} = \left|\frac{1}{2k} \cdot \frac{K_e \omega}{t} \cdot t^2\right| = \left|\frac{1}{2k} K_e \omega t\right| = \left|\frac{1}{2k} \cdot K_e \cdot \frac{\pi}{6}\right| = \mathrm{V_{eşik}} \quad (4.10)$$

Anahtarlamada esnasında oluşan gürültüden daha az etkilenir. Kontrol işlemi sırasında rotor hızı bilgisine ihtiyaç duymaz. Hız değişikliğine göre *inverter* anahtarlama anlarını otomatik olarak ayarlar. Ancak integrasyondan kaynaklanan hata birikimi ve eşik voltajı ayarlamasında yaşanan sorunlar nedeniyle düşük ve çok yüksek hızlarda çalışması zayıftır.

4.2. Akı Kestirimi Temelli Yöntem

Bu yöntemde akı bağlantısı, ölçülen gerilimler ve akımlardan elde edilir ve konum, polinom eğri uydurma yöntemiyle tahmin edilir (Ertugrul ve ark., 1993). Bu yöntemin temeli motorun (4.11) voltaj denkleminde yer almaktadır. Burada V; giriş voltajı, R; iç direnç, λ; akı bağlantısıdır.

$$\mathrm{V} = \mathrm{Ri} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\lambda \quad (4.11)$$

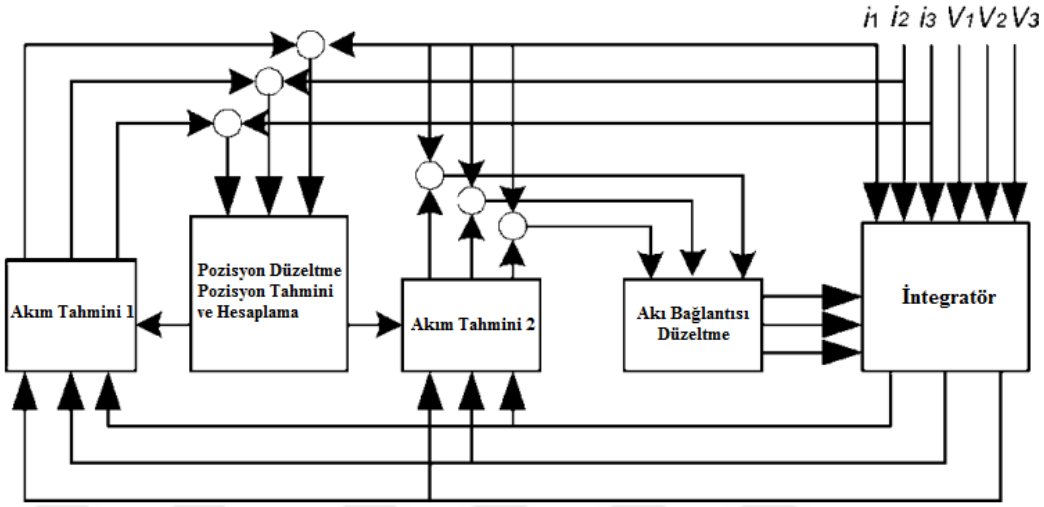
Denklem (4.11) ‘den akı bağlantısı, aşağıdaki denklem (4.12) şeklinde ifade edilir.

$$\lambda = \int_0^{\mathrm{t}} (\mathrm{V} - \mathrm{Ri})\mathrm{dt} \quad (4.12)$$

Rotor pozisyonunu tahmin etmek için akı bağlantısıyla rotor pozisyonu arasındaki ilişki, motor parametreleri ve ilk pozisyon bilgisi kullanılır. İntegrasyonun başında, ilk akı bağlantısı bilinmelidir. Bu akı, daha sonraki akı bağlantılarını tahmin etmek için kullanılır. Sonuç olarak, rotorun başlangıçta bilinen bir konumda olması gerekmektedir. İntegrasyon sonuçlarından akı bağlantısının değişimi elde edilerek motor hızı belirlenir.

Şekil 4.10’da konum tahmini algoritmasının blok diyagramı gösterilmektedir. Akım tahmini 1 bloğunun döngüsü, pozisyonun doğruluğu ve konum tahminini değerlendirmek için kullanılır. Akım tahmini 2 bloğunun döngüsü ise, hesaplanılan akı bağlantı değerlerinin düzeltilmesi için kullanılır.

Bu yöntem aynı zamanda düşük hızlarda geçekleştirilen integrasyon için bir hata biriktirme problemine sahiptir. Ek olarak çok fazla hesaplama içerir ve parametre değişimine duyarlıdır.



Şekil 4.10 Akı kestirim algoritmasının blok diyagramı

4.3. Gözlemci Temelli Yöntemler

Fırçasız DC motorların rotor konumlarını tahmin etmek için farklı gözlemci yöntemleri uygulanabilmektedir. Gözlemci tabanlı yöntemlerde fırçasız DC motorların matematiksel modeli kullanılır. Bu modelin girdisi olarak, gerçekte oluşturulan sistemden ölçülen değerler kullanılır ve tahmini çıktılar üretilir. Sonrasında, matematiksel modelden elde edilen tahmini çıktı değerleri ile gerçekte ölçülen değerler arasında oluşan hata farklarını düzeltmek için tahmini değerler tekrardan matematiksel modele gönderilir. Gözlemci yönteminde, gerçek sistemdeki ölçümler zor elde edilse bile sistem modelindeki tüm durumları tahmin edebilmesi bu yöntemin en büyük avantajıdır. Ayrıca gözlemci temelli yöntemlerde, akı hesaplama yöntemlerinde olduğu gibi hata biriktirme problemleri yoktur (Kim ve ark., 2007).

Genişletilmiş kalman filtresi, ortalama hat voltajlarını ve ölçülen faz akımlarını kullanarak rotor konumlarını ve motor hızını tahmin etmek için kullanılabilir (Terzic ve Jadric, 2001). Akım kontrolörü sayesinde örnekleme zamanında ortalama gerilim değeri hesaplanır. Ancak, motor hızı düşük olduğunda GKF tatmin edici tahmini sonuçlar elde edemez. GKF tabanlı yöntemlerin en önemli dezavantajı, kontrol edilecek sistemin hesaplama yükü ve karmaşıklığı nedeniyle sistem sonuçlarının zor elde edilmesidir. Gürültüye karşı hassastır.

Kayan mod gözlemcisi, ölçülen sistem çıktısı ile gözlemcinin çıktısı arasında oluşan hata üzerinde bir kayma hareketi gerçekleştirir. Bu özellik sayesinde kayan mod gözlemcisi, sistemin gerçek çıktısıyla orantılı şekilde bir dizi durum tahmini üretir. Kayan mod gözlemcisi, dinamik sistemdeki kayan yüzey seçimine göre durum değişkenlerini inceler. Bu kontrol yöntemi, gürültülere karşı bozulmaması ve dayanıklı olmasından dolayı motor hızını hesaplamak için kullanılır ve filtreleme gerektirmez (Furuhashi ve ark., 1992).

Tüm pratik sistemlerde bozucu etkiler ve belirsizlikler vardır. Dışarıdan sisteme uygulanan bozucu etkiler, sistemin içinde oluşan bozucu etkiler veya modellenmemiş dinamikler olabilir (Senjyu ve ark., 1995). gerçekleştirdiği çalışmada bu bozucu etkenleri kullanılarak fırçasız DC motorun konumu ve hızı tahmin edilmiştir. Bozulma tahminleri geri besleme ile tekrar sisteme gönderilir. Bozucu etkili sistemde modelleme hatasına bağlı hassasiyet azalır ve böylece sistem bozucu etkenlere duyarsızlaşır.

Zıt EMK sinyallerindeki farklılıklar da gözlemciler tarafından tahmin edilebilir. (Kim ve ark., 2008) yaptığı çalışmada, bilinmeyen bir gözlemci girdisini kullanan yeni bir sensörsüz kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu makale, tam bir hız aralığında bilinmeyen bir girdi gözlemcisi kullanarak rotor konumunu tahmin eden yeni bir çözüm sunar. Özellikle, bu gözlemci, düşük bir hız aralığında yüksek performansa sahiptir, çünkü bir rotor pozisyonu bilgisi, ilave bir devre veya karmaşık bir işlem süreci olmaksızın rotor hızından bağımsız olarak hesaplanır. Fırçasız DC motorların *trapezoidal* kontrolü için, bir elektrik çevrimi için sadece 6 anahtarlama noktası gereklidir, bu nedenle, fırçasız DC motorların kontrolü için yukarıdaki karmaşık gözlemci tabanlı yöntemler gerekli değildir. Bu yöntemin uygulanması daha kolaydır ve altı anahtarlama anını kesin olarak tahmin edebilir.

Matsui (1996), bu çalışmada dq tabanlı matematiksel modeli kullanan yöntemi tanımlamıştır ve dq akımlarını ve voltajlarını ölmüştür. Matematiksel modeli kullanan tahmini dq voltajları ile ölçülen dq voltajları arasındaki hata, daha sonra rotor konumunu ve hızını tahmin etmek için kullanılan rotor konumu hatasını üretir. Bu yöntem durma halindeki rotor konumunu tahmin edemez. Bu nedenle, rotoru istenen bir konuma gelmesi için başlangıçta zorunlu hizalama yöntemi uygulanır. Tahmin edilen konum hatası 65º'den azsa, motor başarıyla başlatılabilir.

4.4. Diğer Yöntemler

(Tomita ve ark., 1996) gerçekleştirdiği bu çalışmada kalıcı mıknatısların yuvarlak yüzeyine manyetik olmayan ince bir malzeme eklemiştir. Bu durumda, manyetik olmayan alüminyumda meydana gelen girdap akımları endüktansı azalttığı için rotor pozisyonu değiştiğinde stator endüktansını değiştirir. Motora kare dalga voltaj darbeleri uygulanır. Maksimum akım genlikleri ölçülerek konum tahmin edilebilir. Bununla birlikte, ilave olarak eklenen manyetik olmayan malzeme motorun hava boşluğunu artırabilir ve bu durum motorun verimliliğini azaltır.

(Frederiksen ve ark., 1994) bu çalışmada motora uygulanan DC bara akımı ölçülerek anahtarlama hatası belirlemiştir. Motor faz akımı, zıt EMK ile senkronize olmadığında, DC bara akımı bozulur. Faz akımının zıt EMK'ne göre ileride ve geride olduğunun belirlemek için DC bara akımı gözlemlenir. Sonuç olarak DC giriş voltajı, akımı ve zıt EMK'ni hizalamak için değiştirilir.

(Schmidt ve ark., 1997) bu yöntemde duran bir rotorun konumunu tespit etmek için stator sargılarına bir kontrol akımı enjekte etmiştir. Rotor mıknatıs akısının işaretine bağlı olarak doyma seviyesinin farkı tespit edilir. Bu işlemi gerçekleştirmek için belirli bir süre boyunca zıt işaretli iki voltaj darbesi uygulanır. Her darbenin sonunda akımın maksimum değeri ölçülür. Hangi kutbun hangi faza yakın olduğunu bulmak için pozitif ve negatif maksimum akımlar arasındaki fark hesaplanır. Diğer fazlar için de aynı süreç tekrarlanır. Ortaya çıkan üç işaret, hangi fazın uyarılması gerektiğini belirler.

(Haque ve ark., 2003) gerçekleştirdikleri bu çalışmada rotor konumunun bir fonksiyonu olan, bobin endüktansını tespit etmek için motor fazlarına yüksek frekanslı bir sinyal gönderilir ve motorda bir manyetik alan oluşur. Duran motorun ilk rotor konumu, artan endüktans'ın hesaplanmasına bağlı olarak tespit edilebilir.

4.5. Sensörsüz Fırçasız DC Motor Kontrolünün Avantajları ve Dezavantajları

Bu bölümde sensörsüz fırçasız dc motorların ve bu motorların kontrolü için avantajlar ve dezavantajlar sunulmuştur. Sensözsüz kontrol yöntemi ayrıca dolaylı (indirekt) rotor pozisyonu belirleme yöntemi olarak da adlandırılır. Sensörsüz kullanım için voltaj veya akım bilgileri fırçasız DC motorlarda kolaylıkla elde edilebilmektedir. İlaveten bu motorların kontrolü için yalnızca elektriksel ölçümler gerektiren ve belirli algoritmalarla işlemler yapabilen sensörsüz fırçasız DC motor sürücüleri de geliştirilmiştir.

4.5.1. Avantajları

1- Sensörsüz fırçasız DC motorun yapısında sensörler, motora eklenecek ilave kablolar ve imalat sırasında sensörlerin motora monte edilmesi gibi işlemler olmadığı için motorun üretim maliyeti azalır. Ayrıca bu durum fırçasız DC motor yapısının karmaşıklığını da azaltmış olur. Sensörler kullanılmadığı için motor boyutu da azalmıştır. Bu durumun bir sonucu olarak sensörsüz fırçasız DC motor daha az bakım ihtiyacı gerektirir ve motorun gürültü duyarlılığını azaltır.

2- Konum sensörleri hız kontrol uygulamalarında verimli şekilde kullanılabilir. Fakat, konum kontrolü gibi daha ince kontroller için yüksek çözünürlük sağlamaz. Bu gibi durumlarda sensörsüz kontrol bir tercih sebebidir.

3- Konum sensörlerinin dengesiz konumlandırılması veya arızalanması nedeniyle motorda anahtarlama hataları yaşanabilir. Doğal olarak sensörsüz fırçasız DC motorlarda bu sorunlar yaşanmaz.

4- Sensörsüz fırçasız DC motorlar ve kontrolörler, daha az parça bileşenine sahip olduğu için daha az yıpranır. Bu nedenle uzun vadede sensörsüz fırçasız DC motorlar daha güvenilirdir.

5- Sensörsüz fırçasız DC motorlarda, motor üzerinde ek arayüz devresi kullanılmaz. Bu nedenle sensörsüz fırçasız DC motor üzerindeki donanım tasarımı daha basit hale indirgemiştir.

6- Yüksek çevre sıcaklığı sensörlerin çalışma karakteristiğini etkileyebilir veya arızalanmasına neden olabilir. Sensörsüz kontrolde bu dezavantajlar da ortadan kaldırılmıştır.

7- Sensörsüz fırçasız DC motorlar su içerisinde gerçekleştirilen uygulamalar için de elverişlidir. Örneğin motorun bir kompresör veya pompa olarak kullanıldığı durumlarda ilk olarak sensörlerin arızalanması olasıdır. Fakat motorda sensörler kullanılmadığı için bu sorunlar yaşanmaz. Böylece daha geniş bir kullanım alanı elde edilir.

4.5.2. Dezavantajları

1- Sensörsüz kontrolde motorun ilk konumunun bilinmesi gereklidir. Bu nedenle motorun kalkınma durumunda bir başlangıç prosedürü gereklidir.

2- Fırçasız DC motora uygulanan değişken değerli yükler, motorun akım ve gerilimini etkiler. Bu nedenle sensörsüz kontrolörlerde hata meydana gelebilir.

3- İdeal hızdan daha yüksek hızlarda gerçekleştirilen anahtarlama, kesintili motor tepkisine neden olabilir.

4- Fıçasız DC motorun sensörsüz kontrolü için ek olarak bir kontrol algoritması gerektirir. Bu sensörsüz kontrol algoritmaları, geleneksel anahtarlama tekniklerinden çok daha karmaşıktır.

5- Motor fazlarından daha temiz elektriksel sinyaller elde etmek için filtreleme işlemleri gerekebilir. Bu filtreleme işlemleri ve kullanılacak olan sensörsüz kontrol yöntemlerine göre sürücü devre üzerine ek donanımsal elemanlar eklenir.

5. BULANIK MANTIK SİSTEMLERİ

5.1. Bulanık Mantığın Tanımı

Bulanık mantık fikri 1965 yılında Berkeley'deki Kaliforniya Üniversitesi'nden Profesör L. A. Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. Zadeh'in ifadesine göre: "Bulanık mantık, düşünmenin, sonucun ve hesaplamanın kusurlu bilgilerle ilişkili olduğu yerlerde kesin bir kavramsal sistemdir ya da öyle kabul edilir. Kusurlu bilgi ise, bir veya daha fazla açıdan bilginin kesin ve tamamıyla güvenilir olmadığı, belirsiz ya da kısmen doğru olduğu bilgidir." (Kayacan, 2011). Zadeh'in bu ifadesi ile birlikte insanların kesinlik ifade etmeyen birtakım bilgileri kullanarak karar verebilme özelliğinin makinelerden daha iyi olduğu yerlerde, bu özellikler makinelere uyarlanabilirse daha iyi bir performans alınabileceğini ortaya koymaktadır (Kelekçi, 2016).

Bulanık mantık, insanların tecrübelerinden, verilerinden yararlanarak, elde ettiği değerleri belirli algoritmalar ile işleyip, oluşturacağı her bir kurala bağlı olarak belirli matematiksel fonksiyonların yardımı ile sonuç değerlerinin çıkarılmasıdır (Keskenler, 2017). Klasik mantık yapısı 0 ve 1 gibi kesin değerlerle sınırlanırken, bulanık mantık farklı olarak 0-1 aralığındaki sonsuz değerleri dikkate almaktadır. İnsan sezgisine göre 'doğru-yanlış' veya 'var-yok' gibi kesin ifadelerle karşılaşmak çok mümkün olmamaktadır. Makineler veya kontrol edilen sistemler bu şekilde tasarlanacağı için sistemin bulanık mantık içermesi daha uygun olacaktır. Başlangıçta bulanık mantık bilim adamları tarafından mühendislik alanlarına uygun bir kontrol yöntemi olarak görülmemiştir. Bu nedenle 1965 yılında ortaya çıkmasına rağmen 4-5 yıl kadar sonra endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır (Kelekçi, 2016).

Bulanık sistemler, kontrol, sinyal işleme, iletişim, entegre devre üretimi ve uzman sistemlerden iş dünyasına, tıptan psikolojiye kadar geniş bir alana yayılmıştır. Ancak, en önemli uygulamalar kontrol problemlerine yoğunlaşmıştır. Bu uygulamalar ilk olarak Japonya da sıklıkla uygulanmıştır (Wang, 1997).

Kontrol uygulamaları, bulanık mantığın en büyük başarı ve beğeniye sahip olduğu problemlerdir. Bugün kullandığımız çoğu tüketici ürünü, bulanık kontrol içermektedir. Klasik kontrolün etkili veya etkili olmadığı bazı problemler için başarıları göz önüne alındığında, bulanık mantık ve bulanık sistemlerin alanına bir kaymanın olduğu

anlaşılmaktadır. Bu sistemlerin başarısı günümüzde ticari pazarda açıkça görülmektedir (Ross, 2009).

Daha önce de belirtildiği gibi, tüm makineler '0' ya da '1' gibi net veya klasik verileri işleyebilir. Makinelerdeki gibi belirsiz dil girdilerini işlemesini sağlamak için net girdi ve çıktı dilsel ifadelere dönüştürülmelidir. Bulanık kontrol mantığının çalışma sistemini trafik ışıklarının kontrolü üzerinde inceleyecek olursak, örnek olarak uygulayacağımız parametreler şu şekilde olabilir: girişler, kesişme noktalarında ve günün saatlerinde otomobillerin varış hızları, çıkışlar ışıklardaki hatların uzunluğu, kontrol parametreleri ise çeşitli ışık eylemlerinin uzunluğudur (Ross, 2009). Bu sistemdeki giriş parametreleri net verilerdir ve bulanık verilere dönüştürülmelidir. Bu işlemlerin hepsi bulanıklaştırma bölümünde yapılmaktadır.

İkinci adımda, bulanık çıkarım sürecine başlamak ve kontrol işlevlerini elde etmek için üyelik fonksiyonlarını kontrol kurallarıyla birleştirmek ve çıktıları, arama tablosu olarak adlandırılan bir tabloya yerleştirmek gerekir. Kontrol kuralı, bulanık çıkarım sürecinin özüdür ve bu kurallar, bir insanın sezgisi ve hissi ile doğrudan ilişkilidir (Bai ve Wang, 2006).

Örneğimizi yine trafik kontrol sisteminden verirsek, insanlar trafiği kontrol ederken şu şekilde düşünür: “eğer güney veya kuzey şeritlerindeki trafik durumu çok yoğun ise ve doğu veya batı şeritlerindeki trafik durumu az ise o halde trafik ışıkları, güney ve kuzey şeritlerine daha uzun süreli yeşil ışık verecek” şeklindedir. Bu da bir insanın sezgisi veya sağduyusuna göredir (Bai ve Wang, 2006).

Üçüncü adımda ilgili kontrol çıktısını hesaplamak için ağırlık merkez veya ağırlıklı ortalama gibi farklı yöntemler kullanılır ve her kontrol çıktısı arama tablosu olarak adlandırılan bir tabloya yerleştirilmelidir. Gerçek bir uygulama sırasında, mevcut girişe dayalı olarak son adımda geliştirilen arama tablosundan bir kontrol çıkışı seçilmelidir. Bu kontrol çıktısı, dilsel ifade ile net değişkenine geri dönüştürülmeli ve kontrol operatörüne gönderilmelidir (Bai ve Wang, 2006).

Bulanık sistemlerde herhangi bir fiziksel değişken diğer bileşenleri de içerebilir. Örneğin, birisi burada sıcaklık yüksektir diyorsa bu yüksek sıcaklık, bazı orta ve hatta düşük sıcaklık bileşenlerini içerebilir. Bu bakış açısından, bulanık kontrol, klasik değişkenler gibi sınırlı sayıda bileşeni değil, evrensel veya küresel bileşenleri kullanır. Bulanık teknolojilerin hızlı gelişimi ile, PID-bulanık kontrol, kayan-mod bulanık kontrol,

sinirsel bulanık kontrol, uyarlamalı bulanık kontrolü gibi farklı klasik kontrol yöntemlerine dayanan bulanık kontrol stratejileri geliştirilmiştir (Bai ve Wang, 2006).

Son yıllarda bulanık mantık sistemlerdeki uygulamalarda giriş üyelik fonksiyonları değerinin doğrusal olmaması ve bu sistemlerde üyelik fonksiyonlarındaki üyelik dereceleri belirsizliklerinin çok daha fazla olması nedeniyle 1975 yılında Lotfi A. Zadeh bulanık (belirtisiz) kümelerinin daha gelişmiş bir türü olan "Tip-2 bulanık küme" şeklinde bir tanımla açıklamıştır. Tip-2 bulanık küme kavramı, sıradan bir bulanık kümenin, yani Tip-1 bulanık kümesi kavramının bir uzantısı olarak tanıtılmıştır.

Yeni bir tanım olan Tip-2 bulanık kümeyle oluşturulan sistemlerde Tip-1 (klasik) ve Tip-2 bulanık mantık olmak üzere iki ayrı şekilde ifade edilmeye başlanmıştır. Tip-2 bulanık mantık sistemlerde hesaplamaların biraz daha karmaşık ve işlem yükününün biraz daha fazla olması nedeniyle Tip-1 bulanık mantık kadar geniş kapsamlı kullanılmamıştır (Kelekçi, 2016). Fakat 1990'ların sonuna doğru, Prof. Jerry Mendel ve öğrencilerinin ikinci tip bulanık küme ve sistemleri üzerine çalışmalarının sonucu olarak tip-2 bulanık mantık sistemine karşı ilgi ve bu sistemin çeşitli alanlardaki kullanımı artmıştır. O zamandan beri dünya çapında gitgide daha çok araştırmacı Tip-2 bulanık küme ve sistemleri hakkında makale yazmaktadır.

Tip-2 bulanık kümeleri, dilsel belirsizliklerin ortadan kaldırılmasında etkilidir. Çünkü sözcükler farklı insanlarda farklı anlam kazanabilir. Bu yüzden bir uzman yardımıyla alınan değerler genellikle aynı kural için farklı olacaktır. Çünkü her uzmanın deneyimleri farklıdır. Önceden ya da sonuç olarak ortaya çıkan belirsizlikler yüzünden üyelik fonksiyonları belirlenemez. Üyelik fonksiyonları Tip-1 bulanık kümeleri olanlar, kural belirsizliklerini doğrudan işleyememesine rağmen üyelik fonksiyonlarının Tip-2 bulanık kümeleri olduğu durumlarda kural belirsizliklerini işleyebilir. Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık sistemlerinde bulanıklaştırma, kural tabanı, bulanık çıkarım motoru ve çıkış işlemcisi benzerdir. Farklı olarak Tip-2 bulanık mantık sisteminde çıkış işlemcisi tip indirgeme ve çözücü içerir. İkincil üyelik fonksiyonlarının aralık kümeleri olduğunda sistem işlem yükü açısından daha basit hale gelmiştir. Bu durumdaki sistemler "Aralıklı Tip-2 bulanık mantık" olarak adlandırılır (Qilian ve Mendel, 2000).

5.2. Bulanık Mantığın Tarihçesi

Bulanık teori, 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından ortaya atıldı. Modern kontrol teorisinin temelini oluşturan formlardan ‘ifade’ kavramını geliştirmiştir. Bulanık teorinin köklerinin önceki tarihlerde, özellikle de mantık biliminde olduğunu kanıtlamıştır. Aşağıda mantık problemleriyle ilgili tarihte yaşamış önemli kişilerin yaptıkları tanımlamalar veya çalışmalarıyla ilgili bilgiler bulunmaktadır. Bu tanımlar, (Reznik, 1997) kaynağından alıntı yapılmıştır.

Platon (427–347?): Hiçbir sandalye mükemmel değildir, sadece belli bir dereceye kadar bir sandalyedir.

Charles Sanders Peirce (1839–1914): Var olan her şey süreklidir ve bu tür devamlılıklar bilgi yönetir.

Bertrand Russell (1872–1970): Hem belirsizlik hem de kesinlik gerçekliğin değil dilin özellikleridir. Belirsizlik açıkça bir sınıflandırma meselesidir.

Jan Lukasiewicz (1878–1956): Doğru veya yanlış daha fazla değere dayanan bir mantıksal belirsizlik modeli önermiştir. Aslında Lukasiewicz'in üç değerli mantığı, Zadeh'in çok değerlikli bulanık mantığından sadece bir adım uzak kaldı ve en yakın akrabası olarak düşünülebilir.

Albert Einstein (1879–1955): Matematiğin yasaları gerçekliğe vurgu yaptığında, kesin değildirler. Kesin oldukları ölçüde, gerçekliği yansıtamazlar.

Lotfi Zadeh (1923–2017): Bulanık kümeleri ve mantık teorisini tanıttı. Bir sistemin karmaşıklığı arttıkça, davranışı hakkında kesin ve anlamlı ifadeler yapma becerimiz bir eşik değere ulaşılıncaya kadar azalır. Bunun yanı sıra kesinliğin ve uygunluğun karşılıklı olarak kendine özgü özellikler içermesi sağlanır.

Zadeh 60'lı yılların başında, klasik kontrol teorisinin hassaslığı çok vurguladığını ve bu nedenle karmaşık sistemlerin üstesinden gelemeyeceğini düşündü. 1962’nin başlarında, biyolojik sistemleri ele almak için şunları yazmıştı: “Radikal olarak farklı bir matematiğe ihtiyacımız var. Bu ihtiyaç olasılık dağılımları açısından tanımlanamayan bulanık veya bulanık miktarların matematiğini karşılamalıdır. Daha sonra, bu fikirleri "Bulanık Kümeler" adıyla resmileştirdi (Wang, 1997).

Ancak en büyük zorluk matematikçilerin belirsizliği tanımlamak için yeterli olduğunu ve bulanık teorinin çözebileceği problemleri olasılık teorisi ile eşit ya da daha iyi bir şekilde çözülebileceğini iddia eden istatistik ve olasılıklardan geldi. Başlangıçta

bulanık teorinin gerçekte uygulamaları olmadığı için bu alanı tamamen felsefi bir bakış açısıyla savunmak zordu. Dünyadaki neredeyse tüm büyük araştırma enstitüleri, bulanık teoriyi ciddi bir araştırma alanı olarak görememişlerdir. Bulanık teori, ana akım içinde olmamasına rağmen dünyanın dört bir yanında kendini bu yeni araştırma alanına adayan birçok araştırmacı vardı. 1960'ın sonlarında bulanık algoritmalar, bulanık karar verme vb. gibi birçok yeni yöntem önerilmiştir (Wang, 1997).

Zadeh 1968'de bulanık algoritmalar, 1970'de bulanık karar verme ve 1971'de bulanık düzen kavramlarını önermiştir. 1973'te, "karmaşık sistemler ve karar süreçlerinin analizine yeni bir yaklaşımın taslağı" adlı yeni bir özet makale yayımladı. Bu makalede, dilsel değişkenler kavramını tanıttı ve insan bilgisini formüle etmek için bulanık EĞER-İSE kurallarını kullanmasını önerdi. 70'lerde büyük bir olay gerçek sistemler için bulanık kontrolörlerin doğumuydu. 1975 yılında Mamdani ve Assilian, bulanık kontrolörün temel çerçevesini oluşturdu ve bir buhar motorunu kontrol etmek için bulanık denetleyiciyi uyguladı. Bulanık denetleyicinin inşa edilmesinin çok kolay olduğunu ve oldukça iyi çalıştığını gördüler. Daha sonra 1978 yılında bulanık buhar motoru kontrolörü ve bulanık çimento fırın kontrolörü gibi ilk uygulamalar da alanın ümit verici olduğunu gösterdi. 70'lerin sonlarında ve 80'lerin başında, bulanık teoride birçok araştırmacı, çalışmalarını sürdürmek için destek bulamadıkları için alanlarını değiştirmek zorunda kaldılar (Wang, 1997).

80'lerin başlarında, bu alan teorik bir bakış açısından çok yavaş ilerledi. Bu dönemde az sayıda yeni kavram ve yaklaşım önerildi. Çünkü bu alanda hala çok az insan çalışıyordu. Alanda ilerleme kaydeden bulanık kontrol uygulamasıydı. Japon mühendisleri, yeni teknolojiye olan duyarlılıkları sayesinde, bulanık denetleyicilerin tasarlanması ve birçok sorunun giderilmesini sağladılar. 1980 yılında Sugeno Japonya'nın ilk bulanık kontrollü su arıtma tesisini uygulamaya başladı. 1983'te bulanık robotun öncü çalışmalarına, komutları çağırarak kontrol edilen bir otopark aracıyla başlandı. 1980'lerin başlarında Hitachi'den Yasunobu ve Miyamoto, Sandai metrosu için bir bulanık kontrol sistemi geliştirmeye başladı. Projeyi 1987'de bitirdiler ve dünyadaki en gelişmiş metro sistemini oluşturdular. Bu olaydan önce, Japonya'da bulanık teori iyi bilinmemekteydi, fakat sonrasında bu sistemler mühendislik, hükümet ve iş çevrelerinin dikkatini çekmeye başladı. 1990'larda, piyasada çok sayıda bulanık tüketici ürünü ortaya çıkmıştır (Wang, 1997).

Şubat 1992'de, Bulanık Sistemler hakkında ilk IEEE Uluslararası Konferansı San Diego'da yapıldı. Bu olay, bulanık teorinin en büyük mühendislik kuruluşu-IEEE tarafından kabul edildiğini anlamamızı sağladı. 1993 yılında, IEEE bulanık Sistemler hakkında çalışmalar başlattı. Bulanık sistemlerde ve kontrolde bazı temel problemler üzerinde sağlam bir ilerleme kaydedildi (Wang, 1997).

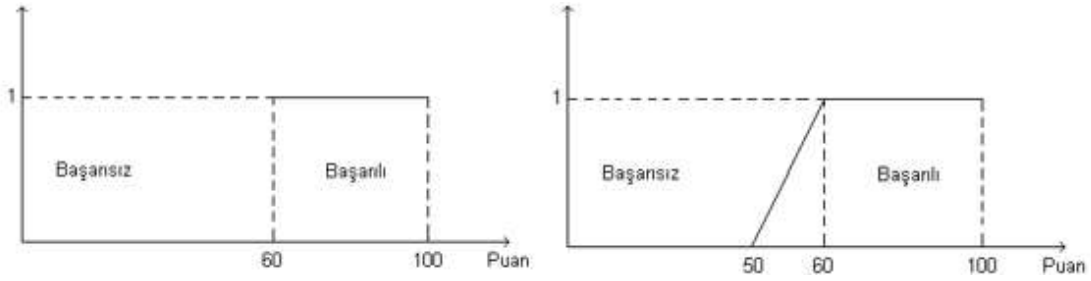
Son yıllarda tip-2 bulanık mantık büyüyen bir araştırma konusudur. Tip-2 bulanık kümeleri ilk olarak Zadeh tarafından tanımlanmış ve tartışılmıştır. Bu aşamada araştırma oldukça matematiksel ve teorik bir yapıya sahipti. Sistemi sonradan geliştirmek için bu araştırma bir temel inşa etmiş oldu. 1975 ve 1981 arasında tip-2 bulanık mantık ile yapılan çalışmalar birkaç kişi tarafından gerçekleştirildi. 1990'ların ortalarına ve sonlarına kadar Tip-2 bulanık kümeler hakkında çok az yayın yapıldı (John ve Coupland, 2007).

Şimdilerde eğer yayın sayısı bir ölçü olarak alınırsa bulanık mantık topluluğundaki önemli araştırmacılar Tip-2 bulanık mantığını benimsiyorlar ve bu uygulamadaki başarıların çok fazla kanıtı olmasından dolayı büyümenin artacağı düşünüyorlar. Çünkü çeşitli yazarların görüşüne göre bu sistemin tekniklerinin genellikle Tip-1 bulanık (klasik bulanık) sistemlerden daha iyi performans göstermiştir. 2002 yılında araştırmacıların Tip-2 bulanık kümesini farklı bir şekilde ele almasını sağlayan bir teoremi ortaya koymaları önemli bir dönüm noktasıydı. Mendel ve John Tip-2 bulanık kümeler için temsili bir teorem sağladılar. 1999 ve 2004 yıllarındaki Fuzz-IEEE konferanslarında bulanık sistemler için en iyi yayın ödülleri tip-2 bulanık mantık makalelerine verilmiştir (John ve Coupland, 2007).

5.3. Tip-1 Bulanık Mantık

Bulanık mantığın gelişmesiyle, ilk kez tip-1 bulanık mantık tanımlaması yapılmıştır. Bu tanım aslında klasik bulanık mantığın tanımıyla aynıdır. Tip-2 Bulanık mantığın ortaya çıkmasından sonra literatürde bu tanımla ifade edilmiştir. Bu bölümde Tip-1 Bulanık mantık sistemlerin yapısı, işleyiş süreci ve çalışma mantığı anlatılmıştır.

5.3.1. Tip-1 bulanık kümeler



Şekil 5.1 Klasik ve bulanık mantık kümeleri (Sinecen, 2002)

Şekil 5.1 örneğinde görüldüğü üzere klasik kümeler başarılı ve başarısız ifadeleriyle tanımlanmıştır. Fakat bulanık bir küme, bir elemanın bir kümeye ait olduğu dereceyi ifade eder. Bu nedenle, bulanık kümenin karakteristik fonksiyonunun 0 ile 1 arasında bir değere sahiptir. Bu da belirli bir kümedeki bir elemanın üyelik derecesini gösterir. A bulanık kümesinde eğer x elemanıdır X ise ve x değerlerine karşılık üyelik değerlerini oluşturuyorsa denklem (5.1)'deki gibi ifade edilir (Castillo ve Melin, 2008):

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \tag{5.1}$$

$\mu_A(x)$, bir A bulanık kümesi için "üyelik fonksiyonu" (veya ÜF) olarak adlandırılır. ÜF, X'in her elemanını 0 ve 1 arasındaki bir üyelik derecesine (veya üyelik değerine) eşler. Bulanık küme, karakteristik fonksiyonun 0 ve 1 arasında herhangi bir değere sahip olmasına izin veren bir klasik kümenin tanımının basit bir uzantısıdır. Üyelik fonksiyonunun değerleri 0 veya 1 ile kısıtlıysa A klasik bir kümeye dönüşür ve $\mu_A(x)$ A'nın karakteristik fonksiyonu olur (Castillo ve Melin, 2008).

Belirsiz bir söylem ile X kümesi oluşturulmuştur. Buna göre küme X = {İstanbul, Ankara, Konya} bir konferansı organize etmek için seçebileceğimiz şehirler kümesi olsun. Başka bir A kümesi, A = "Konferans düzenlemek için tercih edilen şehir" şeklinde tanımlansın. A = {(İstanbul, 0.6), (Ankara, 0.2), (Konya, 0.9)} olsun. Bu durumda, Türkiye'den seçilen üç şehir olan X kümesinin bulanık bir söylemle ifade edildiği anlaşılmış olur. Çünkü her şehir için tercih edilen üyelik dereceleri vardır ve bu üyelik dereceleri A kümesinde rastgele yazılmıştır. Herkes kendi tercihine göre üç farklı üyelik derecesi değeri ortaya koyabilir (Castillo ve Melin, 2008).

5.3.2. Tip-1 bulanık kümelerde işlemler

Klasik kümelerde olduğu gibi bulanık kümelerde de kesişim, birleşim ve tamlayanı (değili) gibi işlemler yapılabilmektedir. Bu bulanık küme işlemlerini tanımlamadan önce, öncelikle hem sıradan hem de bulanık kümelerde önemli bir rol oynayan kapsama kavramını tanımlayacağız (Castillo ve Melin, 2008).

Kapsama: A bulanık kümesi B bulanık kümesinin alt kümesi ise B kümesi A kümesini kapsar ve tüm x değerleri için $\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$ ise matematiksel olarak denklem (5.2)'deki gibi ifade edilir:

$$A \subseteq B = \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \tag{5.2}$$

Birleşme: C kümesi A ve B bulanık kümelerinin birleşimidir. C = A∪B şeklinde veya C = A veya B olarak yazılan bulanık kümedir. Matematiksel olarak denklem (5.3)'deki gibi ifade edilir:

$$\mu_C(x) = \max\big(\mu_A(x), \mu_B(x)\big) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) \tag{5.3}$$

Kesişim: C kümesi A ve B bulanık kümelerinin kesişimidir. C = A⋂B şeklinde veya C = A ve B olarak yazılan bulanık kümedir. Matematiksel olarak denklem (5.4)'deki gibi ifade edilir:

$$\mu_C(x) = \min\big(\mu_A(x), \mu_B(x)\big) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) \tag{5.4}$$

Tamlayan (değili): Bir A kümesinin tamlayanı A değil şeklinde tanımlanır. A kümesinin tamlayanı yani değili matematiksel olarak denklem (5.5)'deki gibi ifade edilir:

$$\mu_A(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{5.5}$$

5.3.3. Tip-1 üyelik fonksiyonları

Daha önce de belirtildiği gibi, bulanık bir kümenin tamamı ÜF tarafından karakterize edilir. Kullanılan çoğu bulanık kümede bir üyelik fonksiyonunu tanımlayan

bütün değerleri listelemek pratik değildir. Bu yüzden ÜF tanımlamanın daha uygun ve özlü bir yolu onu bir matematiksel formül olarak ifade etmektir. ÜF tek boyutlu ve çok parametreli şekilde tanımlanabilir (Castillo ve Melin, 2008).

Üçgensel (*Triangular*) Üyelik Fonksiyonlar: Bu fonksiyonlar üç farklı parametreyle denklem (5.6)'daki gibi ifade edilir:

$$y = \text{triangle}(x; a, b, c) = \begin{Bmatrix} 0, & x \leq a \\ (x-a)/(b-a), & a \leq x \leq b \\ (c-x)/(c-b), & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{Bmatrix} \tag{5.6}$$

A, b ve c parametreleri üçgensel ÜF'nundaki üç köşenin x koordinatlarını belirler.

İkizkenar Yamuk (*Trapezoidal*) Üyelik Fonksiyonlar: Bu fonksiyonlar dört farklı parametreyle denklem (5.7)'deki gibi ifade edilir:

$$y = \text{trapezoid}(x; a, b, c, d) = \begin{Bmatrix} 0, & x \leq a \\ (x-a)/(b-a), & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ (d-x)/(d-c), & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{Bmatrix} \tag{5.7}$$

A, b, c ve d parametreleri ikizkenar yamuk ÜF'nundaki dört köşenin x koordinatlarını belirler.

Basit formülleri ve hesaplama verimleri nedeniyle, özellikle gerçek zamanlı uygulamalarda üçgen ve yamuk ÜF'ler yaygın olarak kullanılmıştır. Bununla birlikte ÜF'ler düz çizgi şeklindeki parçalardan oluştuğu için köşe noktalarında eğimli değildirler. Aşağıda yumuşak ve doğrusal olmayan ÜF'lar tanımlanmıştır.

Gauss (*Gaussian*) Üyelik Fonksiyonlar: Bu fonksiyonlar iki farklı parametreyle denklem (5.8)'deki gibi ifade edilir:

$$\text{gaussian}(x; c, \sigma) = e^{-1/2(x-c/\sigma))^2} \tag{5.8}$$

Bir gauss ÜF, c ve σ ile belirlenir; c ÜF'lerin merkezini temsil eder ve σ ÜF'lerin genişliğini belirler.

Genelleştirilmiş Çan (*Generalized bell*) Üyelik Fonksiyonlar: Bu fonksiyonlar üç farklı parametreyle denklem (5.9)'daki gibi ifade edilir:

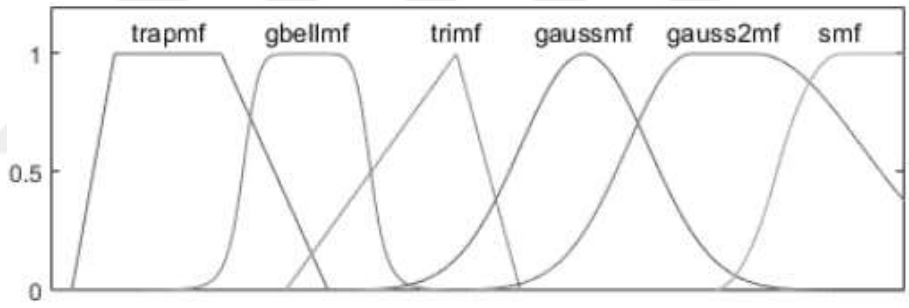
$$\text{bell}(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + |x - c/a|^{2b}} \tag{5.9}$$

Burada b parametresi genellikle pozitiftir. Bu ÜF olasılık teorisinde kullanılan Cauchy dağılımının doğrudan bir genelleştirmesi olduğu için Cauchy ÜF olarak da adlandırılır. Gauss ve bell ÜF' larının kenarları eğimli olması rağmen bazı uygulamalarda önemli olan asimetrik ÜF'ları belirleyemezler.

Kıvrımlı (*Sigmoidal*) Üyelik Fonksiyonlar: Bu fonksiyonlar iki farklı parametreyle denklem (5.10)'daki gibi ifade edilir:

$$\text{sig}(x; a, c) = \frac{1}{1 + \exp[-a(x - c)]} \tag{5.10}$$

Burada x = c çaprazlama noktasında eğimi kontrol eder. "A" parametresinin işaretine bağlı olarak *sigmoidal* ÜF'lar sağa veya sola doğru eğim alır.



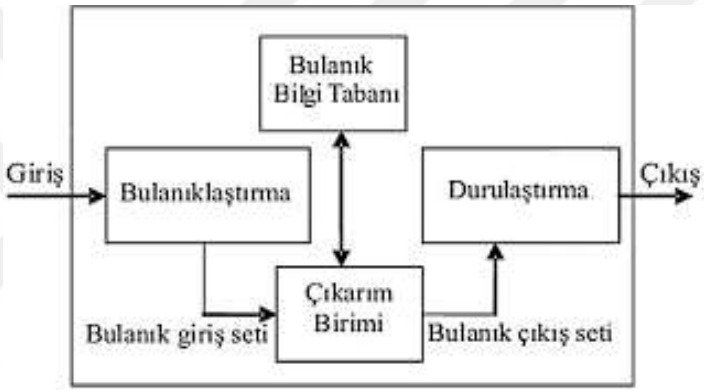
Şekil 5.2 Bütün ÜF'ların örnek gösterimi (Alcı ve Karatepe, 2002)

Tanımı yapılan üyelik fonksiyonlarının hepsinin örneği Şekil 5.2'de gösterilmiştir.

5.3.4. Tip-1 bulanık mantık sistemler

Bulanık mantık ile işleyen bir sistem kurmak için bir uzmandan alınacak bir dizi bulanık mantık kuralıyla işe başlanabilir. Çeşitli bulanık girdi ve çıktı kümelerine ait üyelik dereceleri *trapezoidal* gibi bir takım eğri kümeleri ile tanımlanır. Daha sonra girdi ve çıktı kümeleri arasında bu ilişkinin grafiği iç içe veya ayrı ayrı şekilde çizilebilir. Bu bulanık kümeler bulanık bir alan, yani söz konusu kuralın girdi ve çıktılar arasında oluşturduğu bütün birlikteliklerin kümesini temsil eden bulanık bir bölge oluşturacaktır.

Bulanık alanın büyüklüğü kuralın bulanık ya da belirsizliğini yansıtır. Bulanık küme kesinleştikçe alan da küçülür. Bulanık bir sistemin kuralları girdilerin tümünü çıktıların tümüyle ilişkilendirecek, örtüşen alanlardan oluşan bir küme tanımlar. Bu anlamda bulanık sistem matematiksel bir neden-sonuç fonksiyonuna yaklaşır. Bu fonksiyonlar bir mikroişlemciye bir klima cihazının gücünü ya da çamaşır makinesinin hızını, yapılan en son ölçüme uygun olarak nasıl ayarlaması gerektiğini söyleyen kurallar olabilir (Alcı ve Karatepe, 2002). Bulanık mantık tekniğini gerçek bir sisteme uygulamak için üç adım gereklidir. Bu adımlar bulanıklaştırma, bulanık çıkarım süreci ve durulaştırma işlemleridir. Şekil 5.3'de tip-1 bulanık mantıkta kullanılan bu birimlerin sistemdeki işleyiş süreci verilmiştir.



Şekil 5.3 Tip-1 Bulanık mantık sistemi

1. Bulanıklaştırma

Bir bulanık denetleyicinin giriş birimi olan bulanıklaştırma birimi giriş değişkenlerinin değerlerini çıkarım mekanizmasında kolayca kullanılabilecek bilgilere dönüştürür. Bulanıklaştırma modülü klasik ya da net değerleri bulanık değerler veya üyelik fonksiyonlarına dönüştürür. Temel olarak giriş değişkenlerinin aldığı her değere karşılık ilgili değişken için tanımlanan tüm bulanık kümelerin bir üyelik derecesi vardır (Sinecen, 2002).

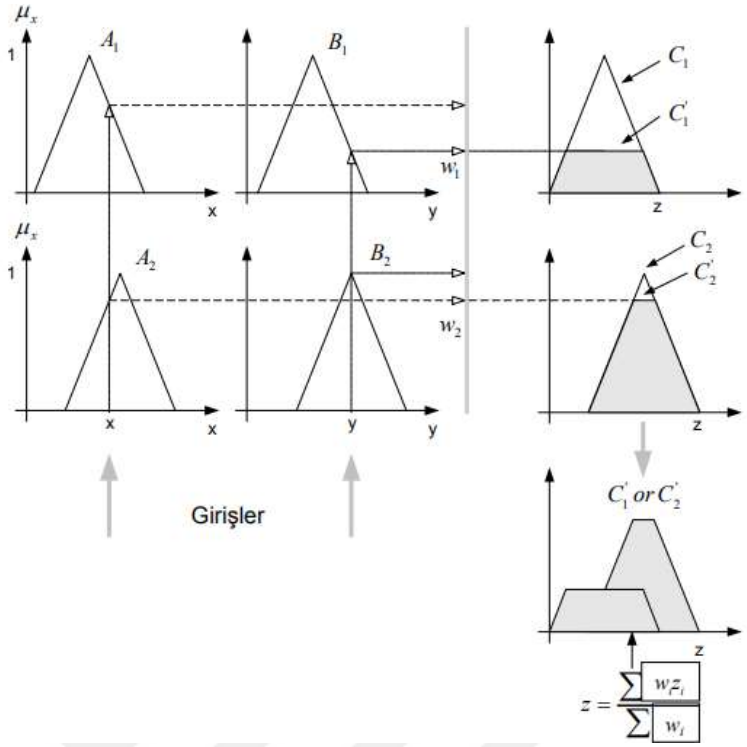
2. Bulanık Çıkarım Süreci ve Kural Tabanı

Bu süreç bulanık çıktı elde etmek için üyelik fonksiyonlarını bilgi tabanı ve denetim kurallarıyla birleştirir. Kurallar bulanık mantık yapısında önemli bir rol oynamaktadır. Bir uygulamada bulanık bir sistemin davranışını tanımlayan bilgiyi toplamak için kural koymak basit bir yoldur. Bu kurallar, kuralın önceki ve sonraki birimlerinde yer alan ve bulanık terimler arasındaki ilişkileri belirler. Eğer-İse operatörleri tarafından birbirine bağlanan dilsel terimlerle ifade edilirler (Antão, 2017). En çok kullanılan kural yapısı denklem (5.11)'de ifade edilmiştir.

$$R^i: \text{Eğer } x_1, F_1^i \text{ ve } \dots \text{ ve } x_j, F_j^i \text{ ise o halde } y^i, G^i \text{ dir.} \quad (5.11)$$

R^i, bulanık kuralı temsil etmektedir. F_j^i ve G^i Tip-1 Bulanık Kümeler ile karakterize edilen dilsel terimlerdir. Burada i bulanık kuralların sayısı, j ise farklı bulanık sistem girişlerinin ve dilsel ifadelerinin sayılardır. x_j bulanık sistem girişleri ve y^i kural çıkışıdır (Antão, 2017).

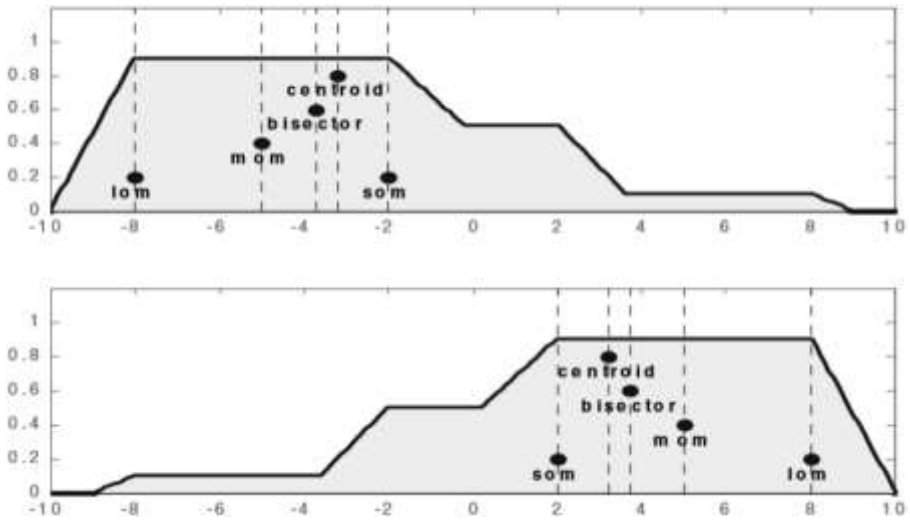
Uygulamalarda yaygın olarak kullanılan üç bulanık çıkarım sistemi vardır. Bunlar Sugeno modeli, Tsukamoto modeli ve Mamdani çıkarım modelidir. Bu üç bulanık çıkarım sistemi arasındaki farklar, bulanık kurallarının sonuçlarında yatmaktadır. Dolayısıyla bu sistemlerin bir araya gelmesi ve bulanıklaştırma prosedürleri buna göre farklılık göstermektedir (Castillo ve Melin, 2008). Şekil 5.4'de görülen kontrol sistemlerinde en çok kullanın Mandani çıkarımının görsel bir örneğidir.



Şekil 5.4 Mamdani çıkarım metodu

3. Durulaştırma

Her bir ilişkili çıktıyı hesaplamak ve bir tabloya koymak için farklı yöntemler kullanır. Bir uygulama sırasında mevcut girişe göre çıkış verir. Durulaştırma işlemi bulanık mantık sistemden net bir değer elde etmek için gereklidir. Literatürde çok çeşitli durulaştırma metotları bulunmaktadır. Bunlardan bazıları Maksimum, En Büyük Maksimum (LOM), En Küçük Maksimum (SOM), Maksimum ortalaması (MOM), Ağırlık Merkezi (COG) gibi metotlarıdır. Ancak modelleme ve kontrol alanlarındaki uygulamalar dikkate alındığında bu yöntemlerin hangisinin uygun değerlere daha yakın sonuçlar ortaya koyduğu sistemin yapısıyla alakalıdır. Yani sistemin yapısına göre durulaştırma yöntemi seçilir. Mevcut metotlardan en sık kullanılanları Ağırlık Merkezi (COG) metodudur. Şekil 5.5'de birkaç durulaştırma yöntemiyle çıkarımı yapılmış bir bulanık alandaki farklı değerleri gösterilmiştir (Antão, 2017).

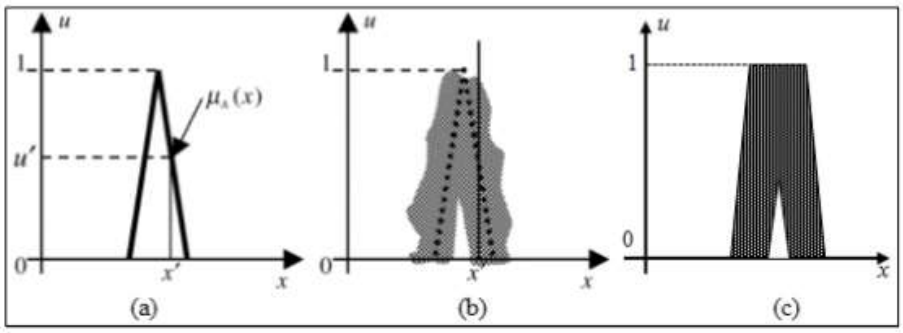


Şekil 5.5 Bazı durulaştırma yöntemlerinin sonuçları (Castillo ve Melin, 2008)

5.4. Tip-2 Bulanık Mantık

Tip-2 bulanık kümesi, üyelik fonksiyonları hakkında belirsizliğe sahip olduğumuz bir kümedir. Tip-2 bulanık sistemlerde de kuralların yapısı eğer-ise şeklindedir. Genellikle bu sistemde kuralları oluşturmak için kullanılan bilgi belirsizdir. Tip-1 bulanık kümelerinden oluşan üyelik fonksiyonları bu tür belirsizlikleri doğrudan çözemediği için tip-2 bulanık sistemler üyelik fonksiyonunu belirlemenin zor olduğu durumlarda çok faydalıdırlar. Tip-2 bulanık mantık belirsizliklerin üstesinden gelirken bu belirsizliği modelleyebilir ve minimize edebilir (Castillo ve Melin, 2008). Bu bölümde tip-2 bulanık mantık sisteminin yapısı, işleyiş süreci ve çalışma mantığı anlatılmıştır.

5.4.1. Tip-2 bulanık kümeler



Şekil 5.6 (a) Tip-1 ÜF (b) bulanıklaştırılmış Tip-1 ÜF (c) Tip-2 ÜF (FOU)

Tip-2 bulanık kümeler 1975 yılında Zadeh tarafından tip-1 bulanık mantığın bir uzantısı olarak geliştirilmiştir. Tip-1 bulanık kümeler net bir alanın dilsel bir bölümünü oluşturmak için bir bulanıklık derecesi getirmiştir. Fakat kendi parametreleri üzerinde herhangi bir belirsizlik göz önüne alınmadan tanımlandıkları için bu kümelerden net değerler elde edilmektedir. Tip-2 bulanık kümeler ikinci bulanıklık derecesini ortaya koyduğu için belirsiz ifadeleri tanımlayabilmiştir ve bu kümelerin de giriş üyelik değerleri 0 ile 1 aralığında tanımlanır. Şekil 5.6'da görüldüğü gibi bir tip-1 ÜF bulanıklaştırıldığında birden fazla değer almıştır. Son olarak tüm gömülü tip-1 bulanık kümelerin birleşmesiyle FOU olarak adlandırılan bulanık bir alanda üst üyelik fonksiyonu (UMF) ve alt üyelik fonksiyonu (LMF) ile sınırlandırılan Tip-2 ÜF elde edilir (Antão, 2017). Tip-2 bulanık kümesi $\tilde{A}$ ile ifade edilir ve $x \in X$, $u \in J_x^u \subseteq [0,1]$ olmak üzere tip-2 üyelik fonksiyonu $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$ ve $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x,u) \leq 1$ şeklinde ise $\tilde{A}$ Tip-2 bulanık kümesi denklem (5.12) ve (5.13) deki gibi matematiksel olarak ifade edilir (Kelekçi, 2016).

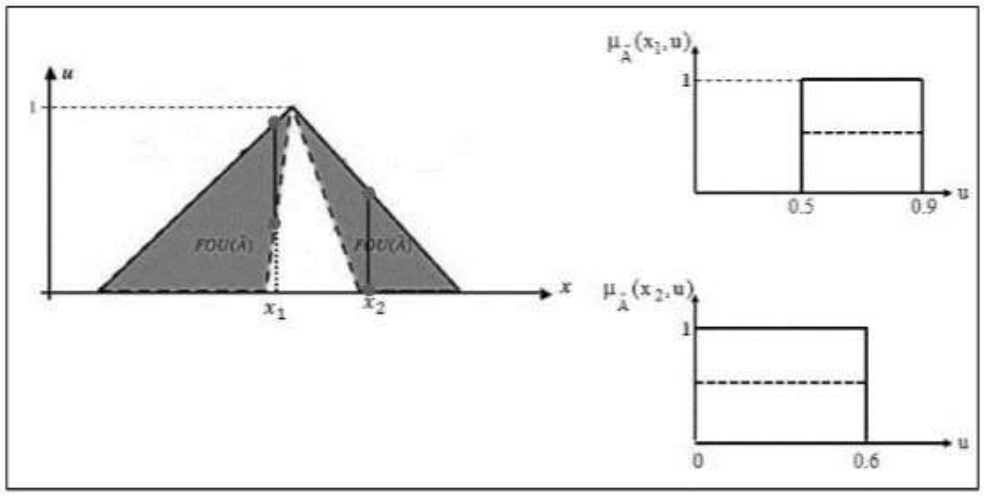
$$\tilde{A} = \left\{\left(x, u, (\mu_{\tilde{A}}(x,u)\right) \mid \forall x \in X,\ \forall u \in J_x^u \subset [0,1]\right\} \tag{5.12}$$

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in Jx} \mu_{\tilde{A}}(x,u) \,/\, (x,u) \qquad Jx \subseteq [0,1] \tag{5.13}$$

İkincil üyelik fonksiyonlarının tümünün 1'e eşit olduğu aralıklı tip-2 üyelik fonksiyonları için denklem (5.13)'de yer alan ifade aşağıda gösterildiği gibi denklem (5.14) eşitliğine dönüşmektedir (Kelekçi, 2016).

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in Jx} 1 \,/\, (x,u) \qquad Jx \subseteq [0,1] \tag{5.14}$$

Aşağıdaki Şekil 5.7'de aralıklı Tip-2 Bulanık mantık sistemler için kullanılan bir tip-2 bulanık kümesinin birincil üyelik fonksiyonları u, x ekseninde tanımlanmıştır. Her x değerleri 0 ile 1 arasında üst üyelik fonksiyonu (UMF) ve alt üyelik fonksiyonuna (LMF) karşılık gelen u üyelik derecelerini ifade etmektedir. Aynı zamanda ikincil üyelik fonksiyonları olan x_1 ve x_2 noktalarının değerleri aralıklı Tip-2 Bulanık mantık sistemler için daha öncede ifade edildiği gibi işlem kolaylığı açısından 1 değerine eşitlendiği açıkça görülmektedir (Antão, 2017).



Şekil 5.7 Aralıklı Tip-2 üyelik fonksiyonu

5.4.2. Tip-2 bulanık kümelerde işlemler

Bu bölümde tip-2 bulanık kümelerinin teorik işlemleri açıklanmıştır. İkincil üyelik fonksiyonları tip-1 bulanık kümeleri olan tip-2 bulanık kümelerinin birleşim, kesişim ve tamlayan işlemlerini hesaplamak için minimum ve maksimum işlemlerini net sayılardan tip-1 bulanık kümelere genişletilmesi gerekir. Bu işlemlerin tip-2 bulanık kümelerde hesaplanması için kullanılan yöntem Zadeh'in uzatma prensibidir. Örnek olarak $\tilde{A}_1$ ve $\tilde{A}_2$ Tip-2 bulanık kümelerini düşünelim (Castillo ve Melin, 2008).

$$\tilde{A}_1 = \int_x \mu_{\tilde{A}1}(x) / x \tag{5.15}$$

$$\tilde{A}_2 = \int_x \mu_{\tilde{A}2}(x) / x \tag{5.16}$$

Birleşme: Tip-1 bulanık kümelerde olduğu gibi Tip-2 bulanık kümelerde de birleşim işlemi aynıdır. İki ikincil üyelik fonksiyonu arasındaki birleşim her birincil üyelik çifti arasında gerçekleştirilmelidir. Üst üyelik fonksiyonları ve alt üyelik fonksiyonlarının ayrı ayrı birleşim işlemi aşağıdaki denklem (5.17)'de ifade edilmiştir.

$$\tilde{A}_1 \cup \tilde{A}_2 = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}_1 \cup \tilde{A}_2}(x) / x \tag{5.17}$$

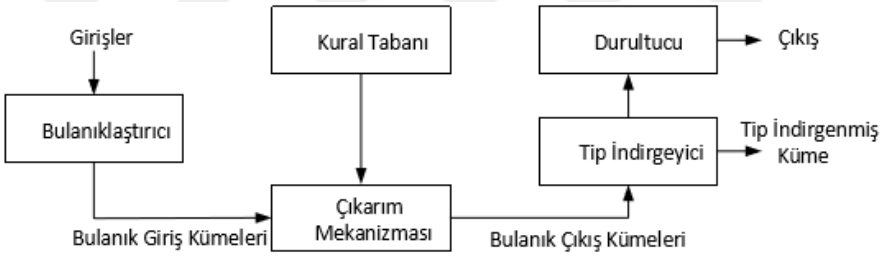
Kesişim: Tip-1 bulanık kümelerde olduğu gibi Tip-2 bulanık kümelerde de kesişim işlemi aynıdır. İki ikincil üyelik fonksiyonu arasındaki kesişim her birincil üyelik çifti arasında gerçekleştirilmelidir. Üst üyelik fonksiyonları ve alt üyelik fonksiyonlarının ayrı ayrı kesişim işlemi uygulanıp aşağıdaki denklem (5.18)'de ifade edilmiştir.

$$\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2 = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) / x \tag{5.18}$$

Tamlayan (değili): Tip-1 bulanık kümelerde olduğu gibi Tip-2 bulanık kümelerde de tamlayan işlemi aynıdır. Aşağıdaki denklem (5.19)'da matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$\tilde{A}_1' = \int_x \mu_{\tilde{A}'1}(x) / x \tag{5.19}$$

5.4.3. Tip-2 bulanık mantık sistemler



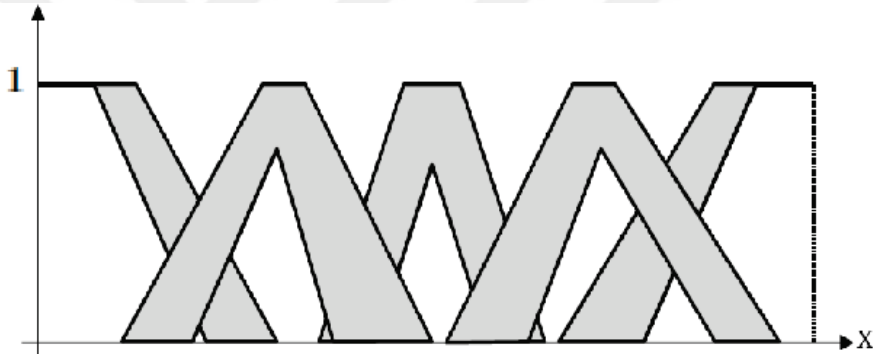
Şekil 5.8 Tip-2 Bulanık mantık sistemi

Tip-1 bulanık mantık sistemlerin başarısı tip-2 bulanık kümelere dayalı bulanık mantık sistemlerinin geliştirilmesine yol açmıştır. Bu sistemlerin yapısı, tip-1 bulanık mantık sistemlerindeki gibi bulanıklaştırma, bulanık çıkarım süreci ve durulaştırma bileşenlerini içermektedir. Farklı olarak tip-2 bulanık mantık sistemler durulaştırma işleminde ek bir aşamayı barındırır. Bu aşamadan sonra tip-2 bulanık kümeler eşdeğer bir tip-1 bulanık kümeye dönüştürülür. Bu işlem tip indirgeme algoritması ile gerçekleştirilmektedir ve blok şeması Şekil 5.8'de gösterilmiştir. Tip indirgeme işleminin doğruluğu bulanık kümlerin giriş alanında değerlendirilen noktalarının sayısına bağlı olarak değişir. Bu noktalar ne kadar çok kullanılırsa o kadar iyi sonuç verir ancak hesaplama karmaşıklığı da aynı şekilde artar. Bu nedenle bu sorunun üstesinden gelmek

için aralıklı tip-2 bulanık kümeler kullanılır. Aralıklı tip-2 bulanık kümeler tip-1 bulanık kümelerdeki gibi üçgen, gauss veya ikizkenar yamuk ÜF şeklinde temsil edilebilir (Antão, 2017).

5.4.3.1. Bulanıklaştırma

Tip-1 bulanık mantık sistemlere benzer şekilde tip-2 bulanık mantık sistemleri bulanıklaştırma uygulanmasının en basit yolu bir net giriş değerini bir bulanık kümeye uyarlamaktır. Bu işlem sonucu direkt olarak etkileyeceğinden dolayı alt ve üst sınır aralıklarının ve değer aralıklarının sisteme uygun bir şekilde tasarlanmış olması gerekmektedir. Şekil 5.9'da örnek olarak oluşturulmuş 5 tane dilsel ifadeyi temsil eden tip-2 üyelik fonksiyonları gösterilmiştir.



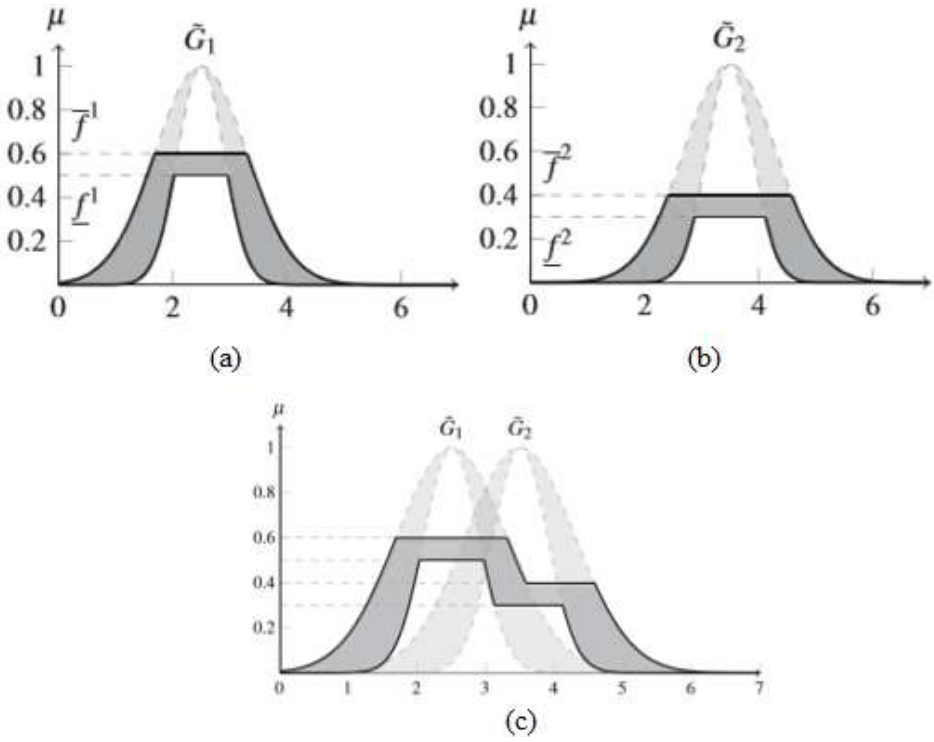
Şekil 5.9 Tip-2 Bulanık kümelerde bulanıklaştırma işlemi

5.4.3.2. Bulanık Çıkarım Süreci ve Kural Tabanı

Tip-1 bulanık mantık sistemlerin bir uzantısı olan Tip-2 bulanık mantık sistemlerde de oluşturulan giriş ve çıkış arasındaki ilişki Eğer-İse kural yapısıyla tanımlanır. Tip-2 bulanık kümelerin yapısı farklı olsa bile kuralların oluşturulma şekli yine aynıdır. Bu nedenle bir tip-2 bulanık mantık sistem kuralı aşağıdaki gibi temsil edilir (Antão, 2017):

$$R^i: \text{Eğer } x_1, F_1^i \text{ ve } \ldots \text{ ve } x_j, F_j^i \text{ ise o halde } y^i, G^i \text{ dir.} \quad (5.20)$$

R^i, bulanık kuralı temsil etmektedir. F_j^i ve G^i tip-2 bulanık kümeler ile ifade edilen dilsel terimlerdir. Burada i bulanık kuralların sayısı, j ise farklı bulanık sistem girişlerinin ve dilsel ifadelerinin sayılardır. x_j bulanık sistem girişleri ve y^i kural çıkışıdır (Antão, 2017).



Şekil 5.10 Minimum yöntemiyle kurallara göre çıkarımı yapılan (a) $\tilde{\mathbf{G}}_1$ ve (b) $\tilde{\mathbf{G}}_2$ üyelik fonksiyonları (c) Bu üyelik fonksiyonlarının birleşimi (Antão, 2017)

Aralıklı Tip-2 bulanık kümeler karmaşık görünmesine rağmen denklemlerde üst ve alt sınırları ayrı ayrı dikkate alarak Şekil 5.10'da görüldüğü gibi temel bulanık mantık işlemlerinin (birleşim (s-norm), kesişim (t-norm) ve tamamlayıcı (c-norm)) doğrudan kullanımına izin verir. Aynı zamanda Mamdani'nin çıkarım yöntemleri (Mamdani'nin çarpım ve minimum) t-norm operatörü ile kullanılabilir (Antão, 2017). Çıkarım yöntemi seçimi de her sistem için farklılık gösterdiği için burada da standart bir seçimden bahsetmek mümkün olmamaktadır. Denklem (5.21) ve (5.22) de 'minimum' ve 'çarpım' yöntemleri yer almaktadır (Kelekçi, 2016).

$$R^X \longrightarrow \left[\underline{f}^x, \bar{f}^x\right] = \left[\min\left(\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_1, u), \underline{\mu}_{\tilde{B}}(x_2, u)\right), \min\left(\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_1, u), \overline{\mu}_{\tilde{B}}(x_2, u)\right)\right] \qquad (5.21)$$

$$R^X \longrightarrow \left[\underline{f}^x, \overline{f}^x\right] = \left[\text{prod}\left(\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_1, u), \underline{\mu}_{\widetilde{B}}(x_2, u)\right), \text{prod}\left(\overline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_1, u), \overline{\mu}_{\widetilde{B}}(x_2, u)\right)\right] \quad (5.22)$$

5.4.3.3. Tip İndirgeme İşlemi

Tip-2 bulanık mantık sistemleri pratik uygulamalarda kullanmak için oluşturulan sistemde Tip indirgeme işlemi yapılmalıdır. Bu amaçla kontrol edilecek Tip-2 bulanık kümelerinin ağırlık merkezleri hesaplanmalıdır. Bu işlemi gerçekleştirmek için Karnik-Mendel (KM) algoritması kullanılmıştır. Literatürde çok çeşitli Tip indirgeme yöntemleri bulunmaktadır. Fakat Karnik-Mendel algoritması şu anda literatürde bulunan en doğru sonuç veren indirgeme yöntemidir. Algoritmanın uygulanma süreci Tip indirgeme sürecinin en karmaşık aşamasıdır (Antão, 2017). Bir Tip-2 bulanık kümenin ağırlık merkezi tüm gömülü Tip-1 üyelik fonksiyonlarının ayrı ayrı ağırlık merkezi değerlerinin bulunmasıyla hesaplanmaktadır. Denklem (5.22) ve (5.23) de belirtilen şekilde ifade edildiği gibi en küçük (c_l) ve en büyük (c_r) ağırlık merkezi değerleri yaklaşık olarak bulunmuştur (Kelekçi, 2016).

$$C_l(\widetilde{A}) = \min_{\forall A_e} c_{\widetilde{A}}(A_e) = \min_{\forall \theta_i \in [\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^{N} \theta_i} \quad (5.22)$$

$$C_r(\widetilde{A}) = \max_{\forall A_e} c_{\widetilde{A}}(A_e) = \max_{\forall \theta_i \in [\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^{N} \theta_i} \quad (5.23)$$

Formüllerde gerekli olan θ değerleri Denklem (5.24) eşitliğinden sağlanmaktadır.

$$\theta_i = [\underline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i) + \overline{\mu}_{\widetilde{A}}(x_i)]/2 \quad (5.24)$$

KM algoritması ile elde edilen en küçük ve en büyük ağırlık merkezleri kullanılarak u_l ve u_r kontrol sinyalleri belirlenmiştir. Bu sinyaller giriş üyelik fonksiyonlarını, bunlara bağlı yazılan kuralları ve çıkarım yöntemini kapsamaktadır. Denklem (5.25) ve (5.26) de kontrol sinyallerinin hesaplanması için gerekli formüller ifade edilmiştir.

$$u_l = \min_{k \in [1, N-1]} \frac{\sum_{n=1}^{k} \overline{f}^n a^n \quad \sum_{n=k+1}^{N} \underline{f}^n a^n}{\sum_{n=1}^{k} \overline{f}^n + \sum_{n=k+1}^{N} \underline{f}_n} \equiv \frac{\sum_{n=1}^{L} \overline{f}^n a^n + \sum_{n=L+1}^{N} \underline{f}^n a^n}{\sum_{n=1}^{L} \overline{f}^n + \sum_{n=L+1}^{N} \underline{f}^n} \quad (5.25)$$

$$u_r = \max_{k\in[1,N-1]} \frac{\sum_{n=1}^{k} \underline{f}^n b^n \quad \sum_{n=k+1}^{N} \bar{f}^n b^n}{\sum_{n=1}^{k} \underline{f}^n + \sum_{n=k+1}^{N} \bar{f}^n} \equiv \frac{\sum_{n=1}^{R} \underline{f}^n b^n + \sum_{n=L+1}^{N} \bar{f}^n b^n}{\sum_{n=1}^{R} \underline{f}^n + \sum_{n=L+1}^{N} \bar{f}^n} \tag{5.26}$$

5.4.3.4. Durulaştırma İşlemi

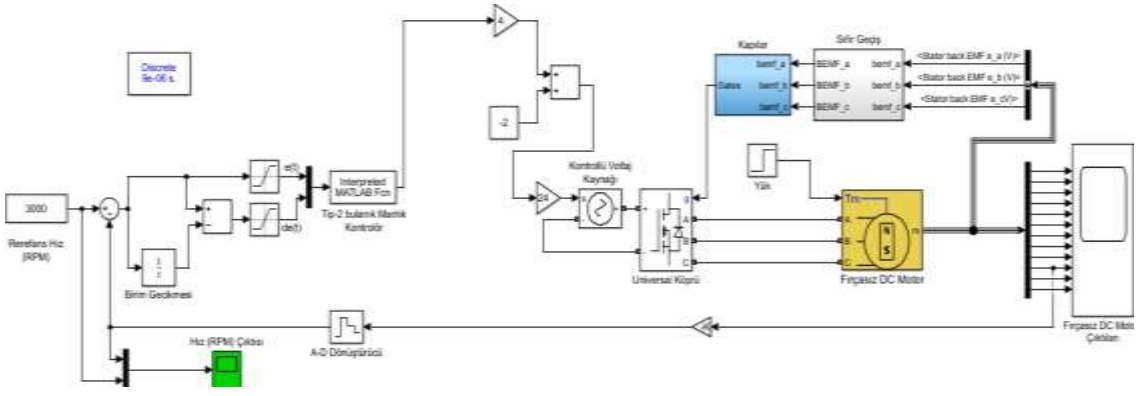
Tip indirgeme işlemi uyguladıktan sonra elde edilen kontrol sinyalleri hala net bir sayıya dönüştürülmemiştir. Bu yüzden durulaştırma işleminin sonucu olarak aralıklı bulanık kümeler için sol (u_l) ve sağ (u_r) kontrol sinyallerinin aritmetik ortalaması alınmıştır. Bu kolay hesaplamayla aralıklı Tip-2 bulanık mantık sisteminden net bir sonuç elde edilmiştir. Denklem (5.27) de elde edilen kontrol sinyalinin matematiksel ifadesi tanımlanmıştır (Kelekçi, 2016).

$$u = \frac{(u_l + u_r)}{2} \tag{5.27}$$

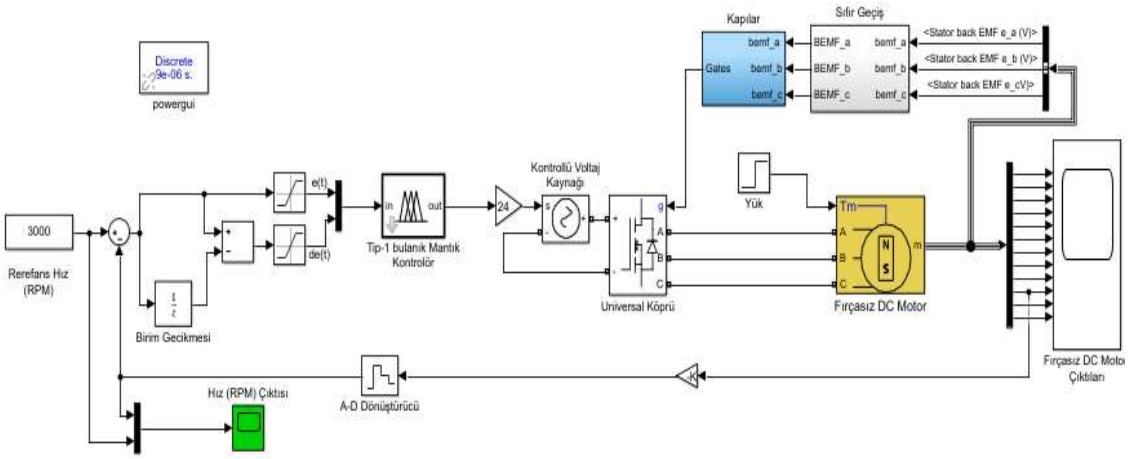
6. FIRÇASIZ DC MOTORUN SENSÖRSÜZ OLARAK MATLAB/SİMULİNK ORTAMINDA SİMULASYONU

Bu çalışmada sensörsüz fırçasız DC motorun hız kontrolü tip-2 bulanık mantık, tip-1 bulanık mantık ve PID denetleyiciyle gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan simülasyon sistemleri ayrı ayrı şekillerde gösterilmiştir. Bu sistemlerin kontrol yapısı, iki kontrol döngüsü içermektedir. İç döngü, evirici geçit sinyallerini elektromotor kuvvetlerle senkronize eder. Dış döngü ise DC bara voltajını değiştirerek motorun hızını kontrol eder.

DC kaynağına bağlı olan *inverter*, motora kontrollü güç sağlar. *İnverter* çıkış voltajının büyüklüğü ve frekansı üretilen anahtarlama sinyallerine bağlıdır. Bu fırçasız motor, 3000 RPM hızında sensörsüz olarak modellenmiştir. Simülasyon, 9 mikrosaniye zaman aralıklarıyla ve toplamda 1 saniye boyunca gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda 0.20 Nm ve 0.25 Nm tam yük, 0,5. saniyede sisteme uygulanmıştır. Zıt EMK sinyallerinden, anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir. Bu sinyaller kapılar bloğu ile daha sonra *inverter* kapılarına uygulanacak şekilde anlamlı hale getirilir ve uyartımı gerçekleştirilecek faza göre anahtarlama gerçekleştirilir. Kapalı çevrimde gerçekleştirilen sistemin dış döngüsünde, geri besleme olarak ölçülen hız değeri alınır. Bu değer, referans hız değeriyle birlikte kontrolöre iletilir. Burada bir çıkarım yapılarak çıkışta bir kontrol sinyali elde edilir. Şekil 6.1'de görüldüğü gibi bu kontrol sinyalinin değerine göre kontrollü voltaj kaynağı, DC bara voltajının değişmesini sağlar. DC bara voltajının değişmesiyle de motorun hızı değişmiş olur. Böylece geri besleme kontrolü ile motorun ölçülen hızı, referans hız değerine ulaşır. Bu çalışmada PID, tip-1 ve tip-2 bulanık mantık kontrolörlerin hız ve moment cevapları karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.1 Tip-2 bulanık mantık ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu



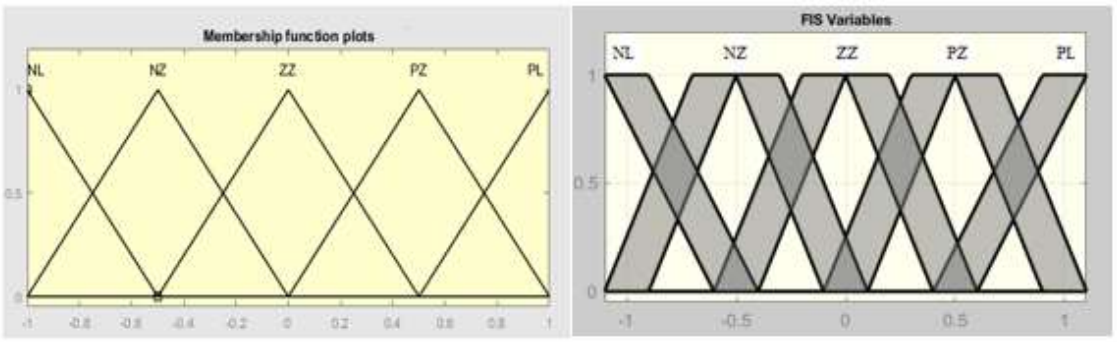
Şekil 6.2 Tip-1 bulanık mantık ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu

Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık sistemlerde görüldüğü üzere giriş parametreleri olarak hata ve hata değişimi parametreleri tanımlanmıştır. Gerçekleştirilen sistemde bu parametrelerin formülü aşağıdaki denklem (6.1) ve (6.2)'de ifade edilmiştir. Burada ω_{ref}; referans hızı, $\omega_{\text{ölçülen}}[n]$; ölçülen hızı, $e[n]$; hata değerini, $e[n-1]$; bir önceki hata değerini, $de[n]$; hata değişimini ifade etmektedir. Simülasyon şeklinde görüldüğü üzere bir önceki hata değerini elde etmek için birim gecikmesi bloğu kullanılmıştır.

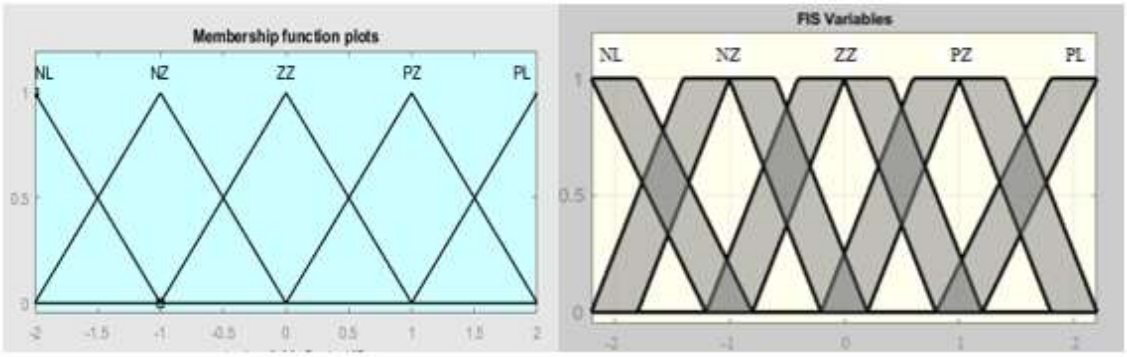
$$e[n] = \omega_{\text{ref}}[n] - \omega_{\text{ölçülen}}[n] \tag{6.1}$$

$$de[n] = e[n] - e[n-1] \tag{6.2}$$

Daha sonra, hata ve hata değişimi parametreleri için bulanıklaştırma işlemi gerçekleştirilir. Bu işlem için ikizkenar yamuk ve üçgensel üyelik fonksiyonları tip-1 ve tip-2 bulanık mantık kontrolörlerde kullanılmıştır. Kural tabanı için bulanık değişkenler olarak 5 farklı dilsel ifade tanımlanmıştır. Giriş ve çıkış parametreleri için dilsel ifadeler (e (hata), de (hata değişimi)); NL (Negatif Büyük), NZ (Negatif Sıfır), ZZ (Sıfır), PZ (Pozitif Sıfır), PL (Pozitif Büyük) olarak tanımlanmıştır. Giriş üyelik fonksiyonları -1 ve 1 aralığında tanımlıdır. Simülasyonda, gelen sinyalleri bu değer aralığında işleme almak için *satürasyon* blokları eklenmiştir. Çıkış olarak elde edilen kontrol sinyali ise -2 ve 2 aralığında tanımlıdır. Simülasyonda kullanılan fırçasız DC motor 24 volt ile çalıştığı için, kontrol sinyaline kazanç katsayısı eklenmiştir.



Şekil 6.3 Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık giriş üyelik fonksiyonları

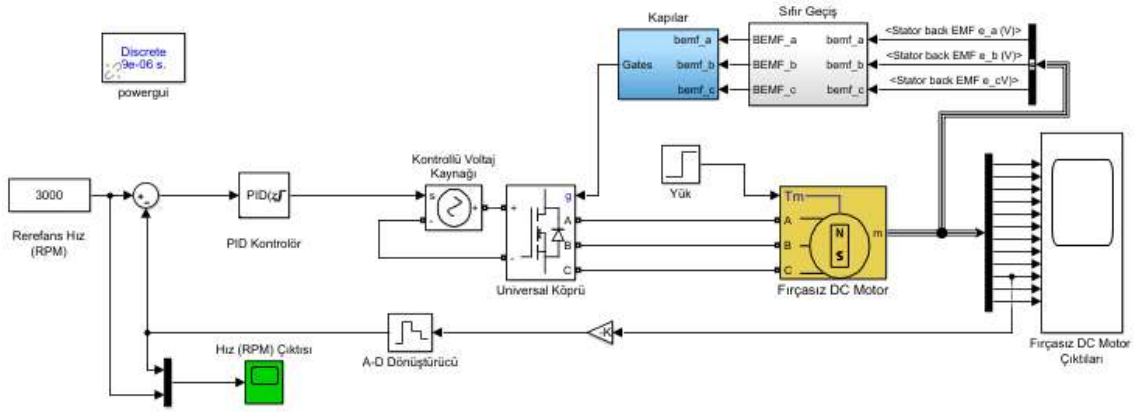


Şekil 6.4 Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık çıkış üyelik fonksiyonları

Bu çalışmada fırçasız DC motorlar için oluşturulan kural tabanı, daha önce literatürde yer alan ve bir uzman bilgisiyle elde edilen kurallardır. Bütün giriş üyelik fonksiyonlarının kombinasyonları, eğer-ise yapısı kullanılarak, çıkış üyelik fonksiyonları üzerinde tanımlanmıştır. Oluşturulan kurallar aşağıdaki Çizelge 6.1'de gösterildiği gibidir.

Çizelge 6.1 Kural Tabanı

de / e	**NL**	**NZ**	**ZZ**	**PZ**	**PL**
NL	NL	NL	NZ	NZ	ZZ
NZ	NL	NZ	NZ	ZZ	PZ
ZZ	NZ	NZ	ZZ	PZ	PZ
PZ	NZ	ZZ	PZ	PZ	PL
PL	ZZ	PZ	PZ	PL	PL



Şekil 6.5 PID kontrol ile sensörsüz fırçasız motorun simülasyonu

Oluşturulan simülasyon sisteminde, farklı olarak PID kontrolör kullanılmıştır. Bilindiği üzere PID kontrol, sistemden elde edilen hata sinyalini oransal, integral ve türevsel olarak belirli katsayı çarpanlarıyla birlikte bir kontrol sinyali elde edilmesini sağlamaktadır. Bu sistemde PID katsayılarını doğru belirlemek çok önemlidir. Katsayıları belirlemek için yazılım araçları, manuel ayarlama, Ziegler–Nichols gibi birkaç farklı yöntem mevcuttur. Bu sistemde kontrolör katsayıları PID ayarlama aracı sayesinde yazılım tarafından otomatik olarak belirlenmiştir. PID kontrolörün çıkışında elde edilen kontrol sinyali +24 ve -24 değerleri arasında sınırlandırılmıştır.

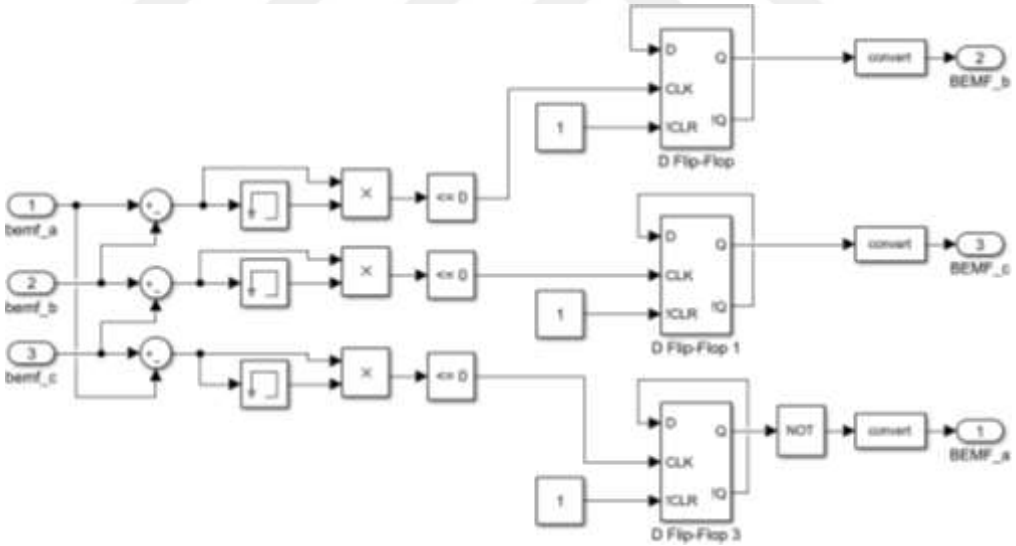
6.1. Kullanılan Fırçasız DC motor

Bu çalışmada JK42BLS04 modelli gerçek bir fırçasız DC motor kullanılarak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda kullanılan fırçasız DC motor bloğuna aşağıdaki parametre değerleri tanımlanmıştır. Matlab/Simulink kütüphanesinden alınarak kullanılan bu motor yıldız bağlıdır. Gerçekte kullandığımız motor üçgen bağlı olduğu için motor parametreleri üzerinde yıldız-üçgen dönüşümü yapılmıştır. Kullanılan motorun parametreleri Çizelge 6.2‘de ifade edilmiştir.

Çizelge 6.2 JK42BLS04 Fırçasız DC Motorun Parametreleri

Sargı Tipi	Üçgen
Kutup Sayısı	8
Faz Sayısı	3
Anma Voltajı (VDC)	24
Anma Hızı (RPM)	4000
Sürekli Durma Momenti (N.m)	0.3
Anma Momenti (N.m)	0.25
Anma Gücü (W)	105
Tepe Momenti (N.m)	0.75
Uçtan Uca Direnci (ohm)	0.28
Uçtan Uca Endüktansı (Mh)	0.54
Moment Sabiti (Nm/A)	0.0376
Zıt EMK (Vrms/KRPM)	2.62
Atalet Momenti (g.cm^2)	96

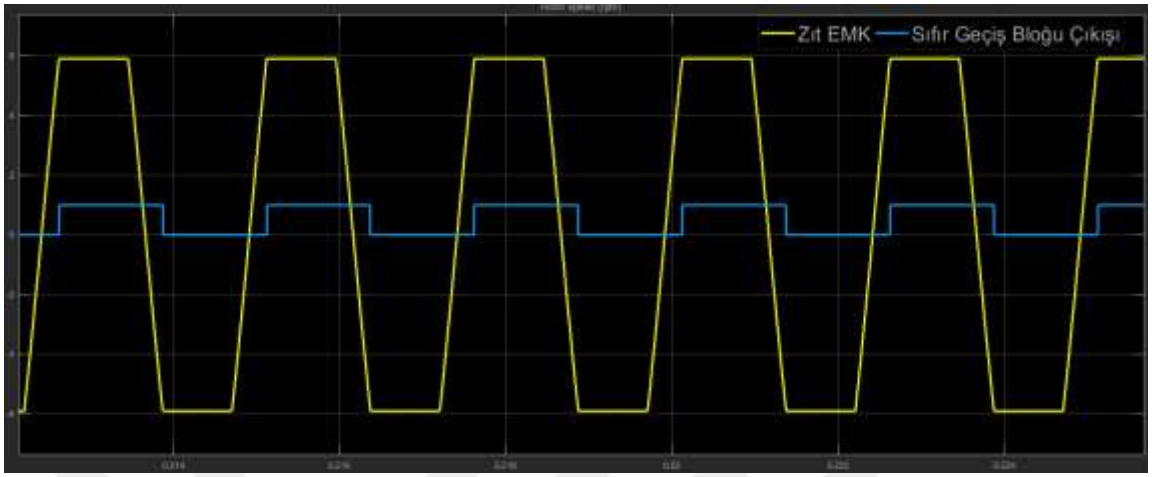
6.2. Sıfır Geçiş Bloğu



Şekil 6.6 Sıfır Geçiş Bloğu

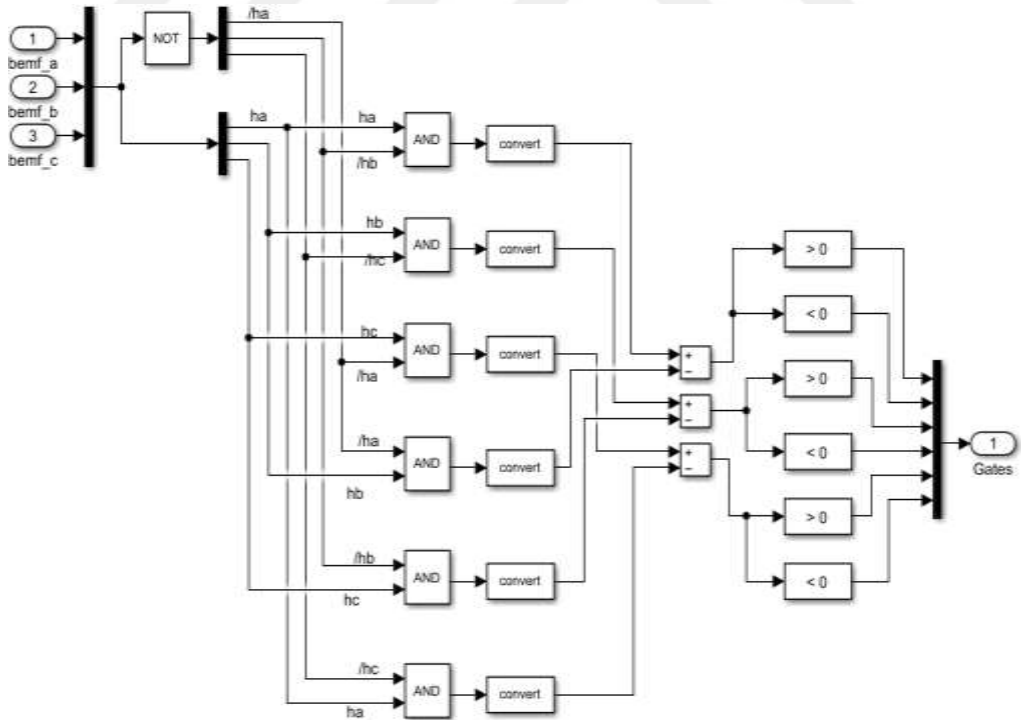
Sıfır geçiş algılama devresi, fırçasız DC motordan gelen zıt EMK sinyallerini anahtarlama sinyallerine dönüştürmek için kullanılır. Bu bir voltaj karşılaştırıcı devresidir. Sıfır voltajı, ikizkenar yamuk dalga formundaki sinyalin pozitiften negatife veya negatiften pozitife değişimini izlemek için kullanılır. D tipi Flip Flop mantık kapıları sıfır noktasında anahtarlama için kullanılmıştır. Sıfır geçiş bloğundan elde edilen anahtarlama sinyalleri arasında 60 derecelik faz farkı vardır. Sıfır geçiş algılama bloğu

Şekil 6.6'da gösterilmektedir. Bir fazdan alınan zıt EMK sinyali ve sıfır geçiş bloğu çıkışından elde edilen anahtarlama sinyali de Şekil 6.7'de gösterilmiştir.



Şekil 6.7 Zıt EMK sinyalleri ve sıfır geçiş bloğundan elde edilen anahtarlama sinyali

6.3. Kapılar Bloğu



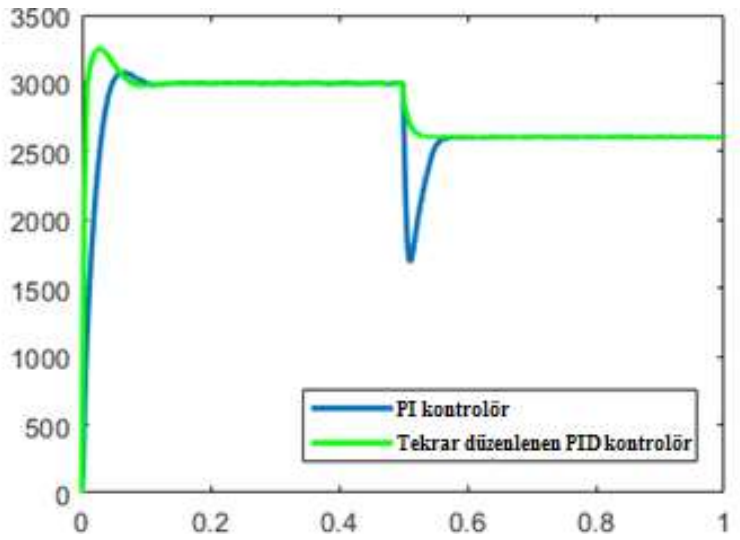
Şekil 6.8 Kapılar bloğu

Fırçasız DC motoru kontrol etmek için simülasyonda 3 fazlı tam dalga *inverter* devresi kullanılmıştır. Gates bloğuna gelen anahtarlama sinyalleri *inverter*'deki mosfet kapılarına göre uygun sinyallere dönüştürülür. Sonuçta 6 farklı sinyal elde edilir. Motor dönüşünü sağlamak için her adımda 2 mosfet aktiftir. 3 faz sırasıyla uyarıldığında, kapılar bloğundan elde edilen 6 farklı sinyal, her MOSFET'i çalıştırmış olur. Kapılar bloğu Şekil 6.8'de gösterilmektedir.

6.4. Deneysel Sonuçlar

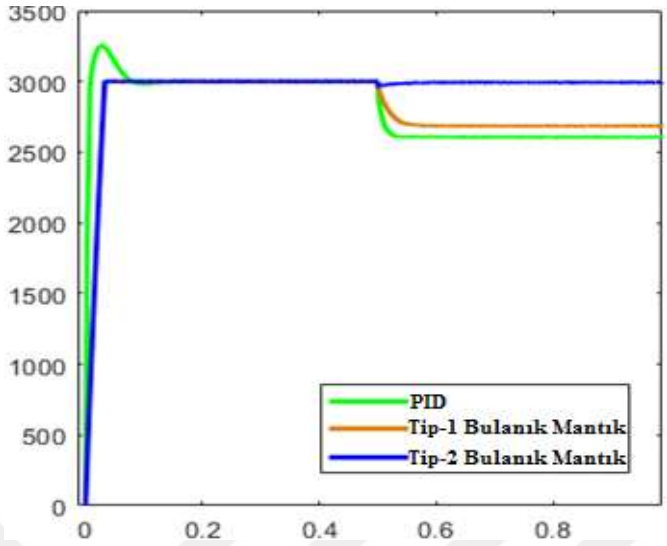
6.4.1. PID denetleyicinin ayarlanması

Şekil 6.9'da gösterildiği gibi, kararlı bir sistem oluşturmak için Kp=0.001 ve Ki=0.28 katsayılarıyla bir PI denetleyicisi tasarlanmıştır. Sistem kararlı görünmesine rağmen, kontrolör yerleşme süresi ve yükselme süresi açısından geç yanıt vermiştir. Ek olarak, bu denetleyici ile motora t = 0,5 saniyede 0.25 Nm tam yük uygulandığında daha yumuşak bir yanıt vermiştir. Bu istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle PID denetleyici katsayıları, daha güçlü bir sistem tepkisi için Kp=1.5, Ki=120 ve Kd=0.021 değerleriyle yeniden düzenlenmiştir ve kontrolör sonuçları karşılaştırılmıştır. Katsayılar Matlab/Simulink'deki PID ayarlama aracı kullanılarak belirlenmiştir.



Şekil 6.9 PI kontrolör için sistemin hız cevapları

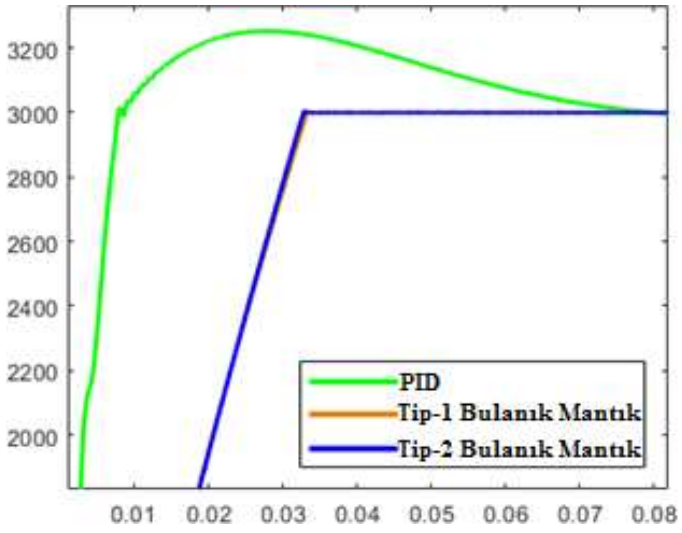
6.4.2. PID, tip-1 ve tip-2 Bulanık mantık kontrolörlerin hız cevabı



Şekil 6.10 3 farklı kontrolör için hız performansının sonuçları

Yukarıdaki Şekil 6.10'da üç farklı kontrolörün hız performans cevapları, referans değere ulaştığında ve yük altında elde edilen sonuçlara göre birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

6.4.3. Referans hız değerinde elde edilen sistem cevapları



Şekil 6.11 Referans hızında 3 farklı kontrolörün cevabı

Çizelge 6.3'e göre referans hız değerinde PID denetleyici için sonuçlar, aşma ve yerleşme süresi kriterleri açısından istenmeyen şekilde yüksektir. Ayrıca, motor

parametrelerindeki değişiklikler nedeniyle PID denetleyicisinin sisteme doğrusal olmayan bir şekilde yanıt verdiği görülmüştür.

Tip-2 ve tip-1 aralıklı bulanık mantık, referans giriş değerine ulaşıldığında birbirine çok yakın sonuçlar göstermiştir. Ayrıca, her iki bulanık mantık denetleyicisinde de aşma yüzdesi çok düşüktür. Bu nedenle bulanık denetleyicilerde bu parametre ihmal edilmiştir. Çizelge 6.3'de görüldüğü gibi aralıklı tip-2 bulanık mantık denetleyicisi ile gerçekleştirilen sistemde, yerleşme zamanı, yükselme zamanı, aşma, tepe zamanı kriterleri açısından tip-1 bulanık mantık denetleyicisine göre nispeten daha verimli sonuçlar gözlemlemiştir.

Çizelge 6.3 Referans hız cevabı için performans analizi

Kontrolör	Yerleşme Zamanı	Artış Zamanı	Aşım	Tepe Değeri	Tepe Zamanı
PID	62.9 ms	5.5 ms	%8,406	3252	27.8 ms
T1BM	32.4 ms	26.4 ms	-	3006	33.4 ms
T2BM	32.1 ms	26.2 ms	-	3007	33 ms

6.4.4. Sisteme yük uygulandığında elde edilen hız cevabı

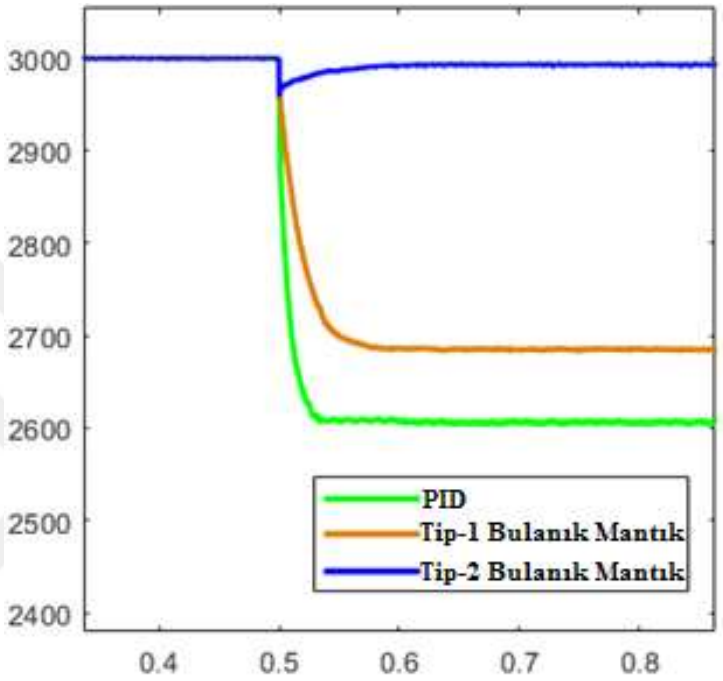
Şekil 6.12'de gösterildiği üzere 0.25 Nm'lik tam yük sisteme t=0.5 saniyede uygulandığında, PID kontrolörü için hız değeri düşmüştür ve ardından referans hızından daha düşük bir hızda sabit bir şekilde yanıt vermiştir. Çizelge 6.4'de görüldüğü üzere, yüzde 15,68 oranında düşme görülmüştür. Sonuç olarak, hız değeri de 2612 RPM değerine düşmüştür. Ayrıca, PID denetleyici 17,8 ms düşme süresiyle sisteme yanıt vermiştir.

Tip 1 bulanık mantık için yük cevabı, referans hıza PID denetleyiciden daha yakındır. Bu sistemde hız değeri çok daha kararlı bir şekilde 2689 RPM değerine düşmüştür. Bu durumun sonucu olarak düşme yüzdesi 11,75 oranında azalmıştır.

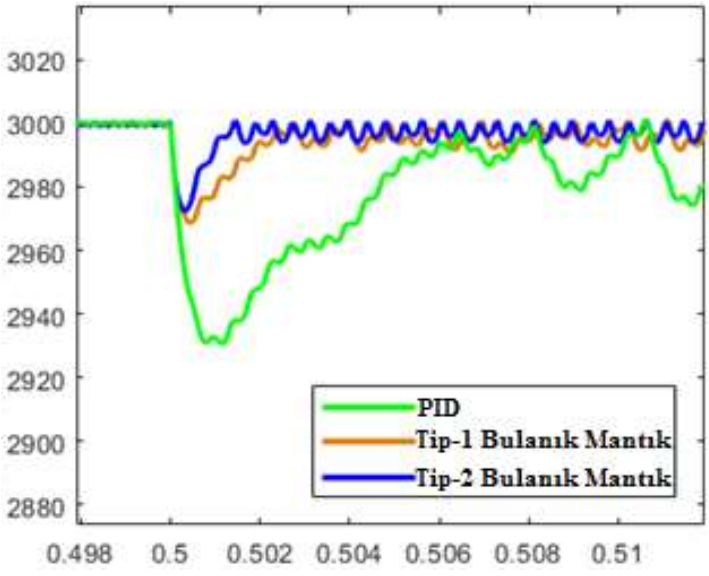
Tip-2 bulanık mantık denetleyicisi için, t = 0,5 saniyede sisteme uygulanan yük nedeniyle hız değeri 2958 RPM değerine düşmüştür. Düşme yüzdesi değeri de orantılı olarak yüzde 0,48 azalmıştır. Daha sonra sistem yanıtı 2,37 milisaniye süre ile referans değerine ulaşmıştır. Böylece, tip-2 bulanık mantık denetleyicisinin en iyi sistem yanıtını verdiği açıkça görülmektedir.

Çizelge 6.4 0.25 Nm tam yük için performans analizi

Controller	Yerleşme Zamanı	Düşme Zamanı	Düşme Yüzdesi	Minimum Değer
PID	-	17.8 ms	% 15.689	2612
T1BM	-	36.7 ms	% 11.759	2689
T2BM	2.376 us	26.2 ms	% 0.484	2958



Şekil 6.12 0.25 Nm tam yük uygulandığında 3 farklı kontolörün hız cevabı



Şekil 6.13 0.20 Nm tam yük uygulandığında 3 farklı kontolörün hız cevabı

0,20 Nm yük uygulandığında, kontrolörlerin tepkileri Şekil 6.13'de gösterilmiştir. PID kontrolörü için fırçasız DC motorun hızı t= 0,5 saniye ’de 3000 RPM ’den 2931 RPM ’e düşmüştür. Bu saniyeden sonra fırçasız dc motor, 6.5 saniyelik yerleşme zamanıyla referans hıza daha yavaş bir şekilde ulaşmıştır.

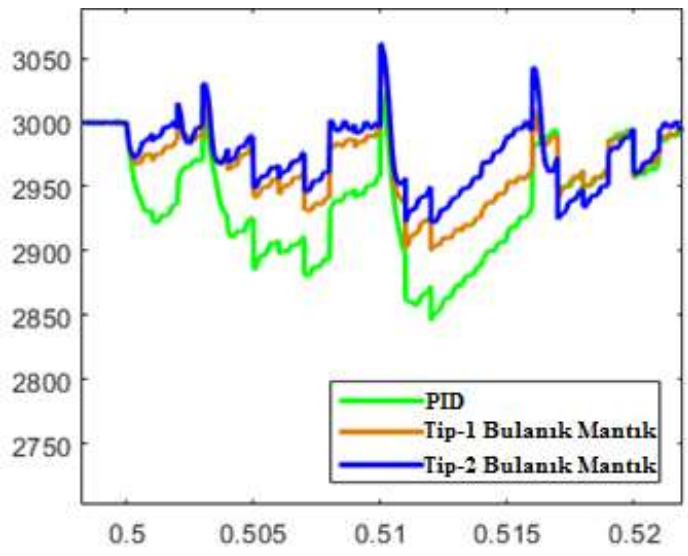
Tip 1 bulanık mantık denetleyicisi için, fırçasız DC motorun hızı t=0,5 saniye ’de 3000 RPM ‘den 2968 RPM 'e düşmüştür. 2,8 milisaniye yerleşme süresine sahip tip-1 bulanık mantık denetleyicisi, PID denetleyiciden çok daha kararlı bir sistem yanıtı verdiği görüşmüştür.

Tip-2 bulanık mantık denetleyicisi ile, fırçasız DC motorun hızı t=0,5 saniye ’de 3000 RPM 'den 2972 RPM 'e düşmüştür. Bu nedenle, düşme yüzdesi 0,93 ve 1,5 milisaniye yerleşme zamanına sahip tip-2 bulanık mantık denetleyicisinin en kararlı yanıtı verdiği açıkça görülmektedir.

Çizelge 6.5 0.20 Nm tam yük için performans analizi

Kontrolör	Yerleşme Zamanı	Düşme Yüzdesi	Minimum Değer
PID	6.5 ms	% 2.3	2931
T1BM	2.8 ms	% 1.06	2968
T2BM	1.5 ms	% 0.93	2972

6.4.5. Gürültü sinyalli bir yük uygulandığında elde edilen hız cevapları



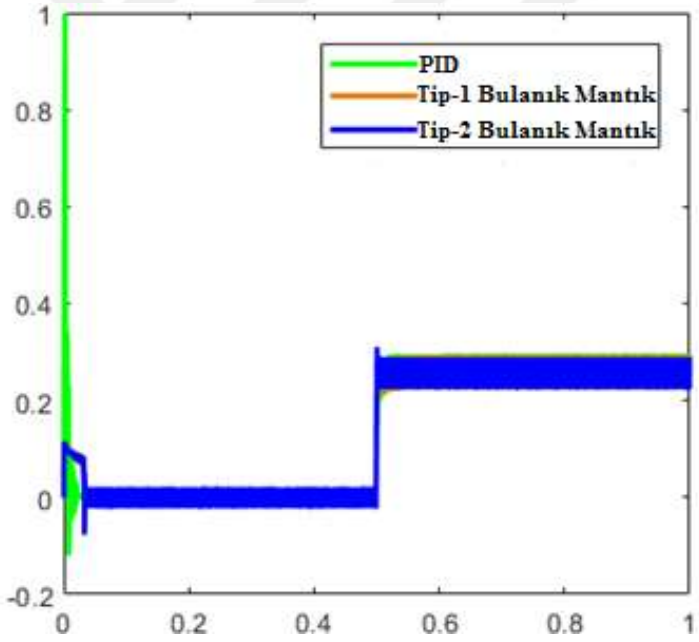
Şekil 6.14 0.20 Nm gürültülü yük uygulandığında 3 farklı kontrolörün hız cevabı

T=0,5 saniyede sisteme gürültülü yük uygulanmıştır. 3 farklı denetleyici, gürültülü bir ortamda doğrusal olmayan şekilde sistem yanıtları vermiştir. Sonuçlara göre, gürültülü sinyalden PID kontrolörünün en çok etkilendiği görülmüştür.

Tip-1 bulanık mantık denetleyicisi, hız değerine göre PID denetleyiciden daha kararlı şekilde yanıt vermiştir. Dilsel ifadelerle oluşturulan bulanık kümelerin gürültü sinyalini daha iyi analiz ettiği görülmektedir.

Gürültü nedeniyle sistemde belirsizlikler mevcuttur. Bu durumda, tip-2 bulanık mantık denetleyici ile gerçekleştirilen sistemin Şekil 6.14'de gösterildiği gibi en iyi cevabı verdiği açıkça görülmektedir.

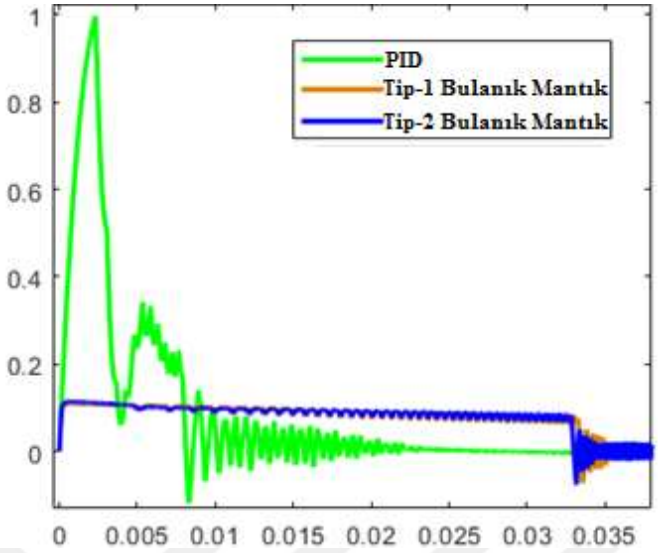
6.4.6. PID, tip-1 ve tip-2 Bulanık mantık kontrolörlerin moment cevabı



Şekil 6.15 3 farklı kontrolörün moment cevabı

Yukarıdaki Şekil 6.15'de üç farklı kontrolörün moment cevapları, referans değere ulaştığında ve t=0,5 saniyede motor yük altındayken elde edilen sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

6.4.6.1. Referans hız değerinde elde edilen moment cevapları



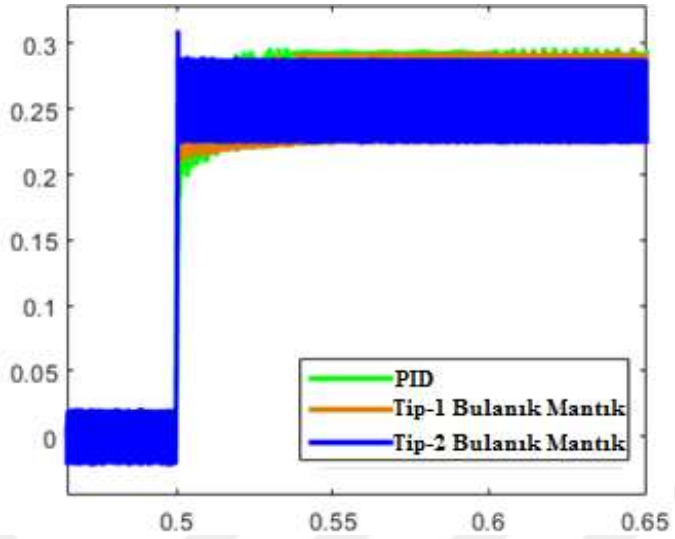
Şekil 6.16 Referans hız değerinde 3 farklı kontrolörün başlangıç moment cevabı

Yukarıdaki Şekil 6.16'da gösterildiği gibi, PID kontrolörü için başlangıç momenti en yüksek değerdedir. Bu moment değeri, sistem referans hıza ulaşana kadar ve kararlı hale gelene kadar zamanla azalmıştır.

Tip-1 bulanık mantık denetleyici kalkınma sırasında PID denetleyiciden daha düşük bir moment değerinde ve kararlı bir şekilde yanıt vermiştir. Sistem referans değerine ulaştığında moment değeri hızlı bir şekilde düşerek kararlı bir cevap vermiştir.

Kalkınma anında tip-2 ve tip-1 bulanık denetleyiciler birbirine çok benzer sonuçlar göstermiştir. Ancak tip-2 bulanık kontrolör sistemi, referans hız değerine ulaşıldığında tip-1 bulanık mantık kontrolör 'den daha düşük moment değeriyle ve kısa sürede yanıt vererek üstünlüğünü göstermiştir.

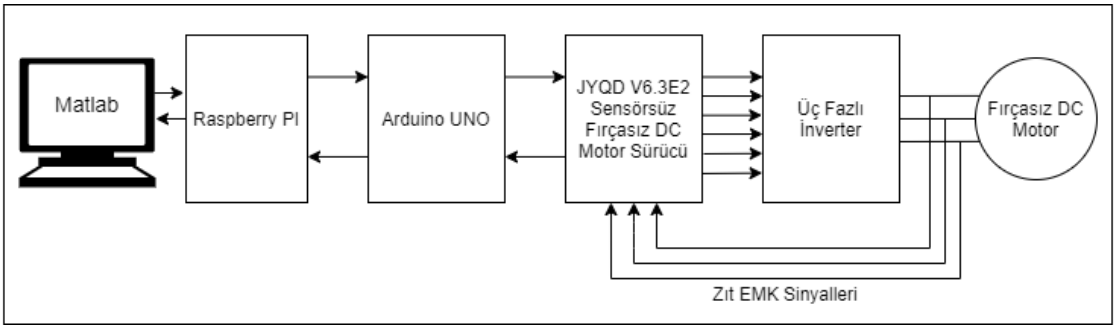
6.4.6.2. Sisteme tam yük uygulandığında elde edilen moment cevabı



Şekil 6.17. 0.25 Nm tam yük uygulandığında 3 farklı kontrolörün moment cevabı

3 farklı kontrolöre 0,25 Nm moment yükü uygulanmıştır. T = 0,5 saniyede, PID kontrolörü için moment değeri yavaşça artar. Ayrıca sistem, aralık tipi-2 ve tip-1 bulanık denetleyicilerle karşılaştırıldığında, geç yanıt verdi. T = 0,5 saniyeden sonra moment değeri sabit değildi. Bu durumda, sistem daha sonra zaman içinde kararlı bir yanıta ulaşmaya çalıştı. Tip-1 bulanık kontrolör için, t = 0,5 saniyede, sistem moment değerini artırarak kararlı hale gelir. T = 0,5 saniyeden sonra simülasyon, tip-2 bulanık mantık denetleyicisinden daha yüksek moment değeriyle tamamlandı. Tip 2 bulanık denetleyici, sistem yüküne hızlı yanıt verdi. Moment değeri 0,5 saniyede anında artmasına rağmen, hızla kararlı hale geldi. Şekil 6.17'de gösterildiği gibi, en düşük moment değeri aralığı, tip-2 bulanık mantık denetleyicisinde görülmüştür.

7. SENSÖRSÜZ FIRÇASIZ DC MOTORUN MATLAB TABANLI GERÇEK ZAMANLI KONTROLÜ



Şekil 7.1 Oluşturulan sistemin blok şeması

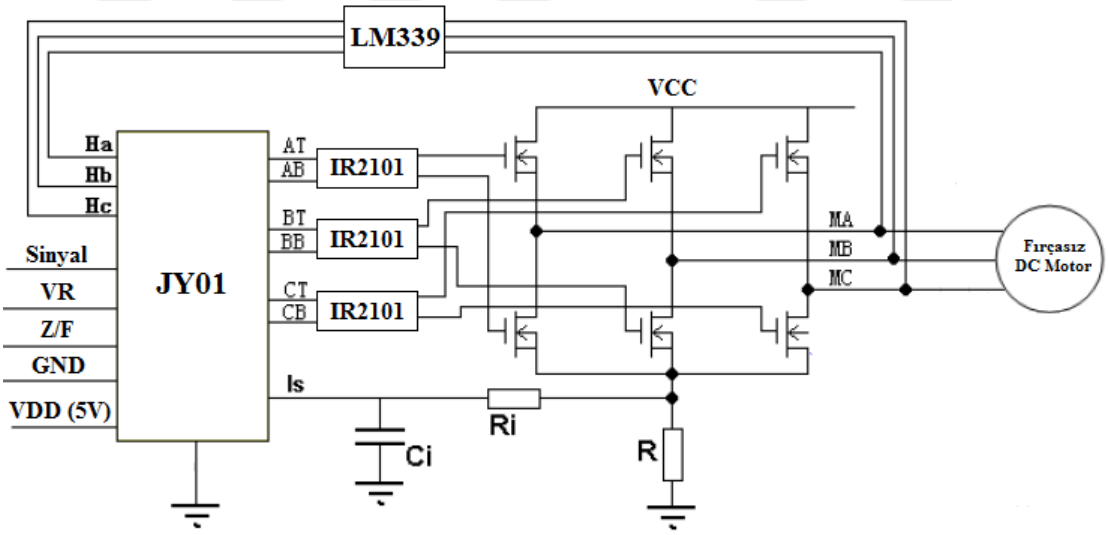
Bu çalışmada JK42BLS04 Fırçasız DC motoru sensörsüz olarak PID, tip-1 ve tip-2 bulanık mantık algoritmalarıyla kontrol edilmiştir. Şekil 7.1'de oluşturulan sistemin blok diyagramı görülmektedir. Şekilde görülen Raspberry PI ve Arduino UNO uygulama kartları, detaylı olarak EK A ve EK B'de incelenmiştir. Kontrol algoritmaları bilgisayarda Matlab ortamında kapalı çevrim bir döngüde uygulanmıştır. Bu kontrol işlemini gerçekleştirmek için JYQD V6.3E2 sensörsüz fırçasız DC motor sürücüsü kullanılmıştır. Sürücü kartında; üç faz PWM *inverter* için 6 adet MOSFET, MOSFET sürücü elemanı, zıt EMK dedektörü, akım dedektörü, LM339 voltaj karşılaştırıcı ve JY01 sürücü entegre bulunmaktadır. Bu sürücüde zıt EMK gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları belirlenir ve bu noktalarda anahtarlama gerçekleştirilir.

Sensörsüz fırçasız DC motor sürücüsüne sinyalleri iletmek için Arduino UNO mikrodenetleyici kartı kullanılmıştır. Bu kartta, kontrol sinyali olarak kullanılan PWM sinyali üretilmektedir. Ayrıca, motordan zıt EMK sinyalleriyle elde edilen hız bilgisini de frekans sinyaline dönüştürerek Matlab'a aktarılmak üzere Raspberry PI kartına iletmektedir. Bu çalışmada Raspberry PI kartı arabirim olarak tampon görevi görmektedir. Bu arabirim kartının Matlab desteğinden yararlanılmıştır. Bu sebeple, Ethernet haberleşmesi kullanılarak doğrudan Matlab ortamına aktarım sağlanmıştır.

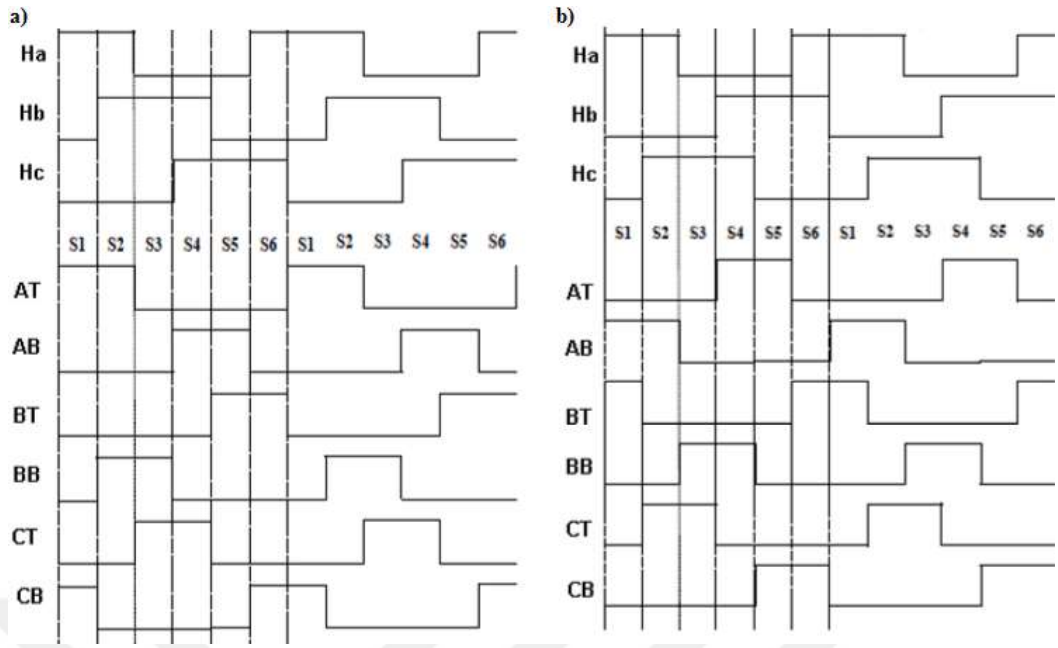
7.1. Üç Fazlı İnverter Devresi

Üç fazlı fırçasız DC motorların çalıştırılmasında, üç fazlı PWM *inverter* ile kullanılması gerekmektedir. Bunun için uygun bir PWM frekansı belirlenmeli ve *inverter* devre elemanları bu frekansta çalışabilecek özellikte seçilmelidir. Bu çalışmada; PWM frekansı 10 kHz olarak seçilmiş ve Çizelge 6.2'de verilen motor özelliğinden dolayı *inverter* besleme gerilimi $V_{DC} = 24$ volttur. *İnverter* devresinde, 6 adet N kanallı NCE6990 MOSFET kullanılmıştır. Bu MOSFET'ler, IR2101 MOSFET sürücü entegresiyle birlikte kullanılmıştır. Şekil 7.2'de N kanallı MOSFET ve sürücü elemanına sahip üç faz *inverter* yapısı verilmiştir.

Üç fazlı *inverter* devresi sensörsüz fırçasız DC motor sürücüsüne entegre durumdadır. Kullanılan 120 derecelik bir fırçasız DC motorun tam dönüşünü tamamla işlemi 6 adımda geçekleştirilir. Her adımda sırasıyla iki MOSFET iletimde, diğerleri kesimdedir. Ayrıca MOSFET'ler PWM sinyaliyle sürüldüğü için ısınma sorunu çözülmüştür. Fakat yüksek güçlü motorlar sürücü devresine bağlandığında ve motor yüklüyken MOSFET'ler ısınabilmektedir.



Şekil 7.2 JYQD-V6.3E2 sürücü devresinin blok diyagramı



Şekil 7.3 a) İleri ve b) geri yönlü 120 elektriksel dereceli inverter'in anahtarlama zamanı

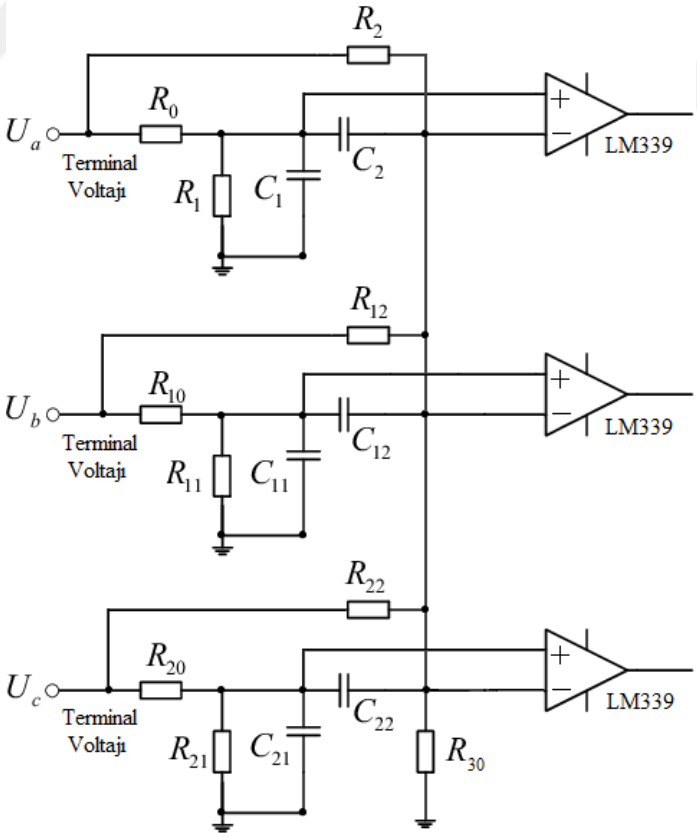
7.2. Akım Dedektörü

Hat akımı, *inverter* devresine seri bir direnç bağlanarak ölçülmektedir. Hat akımına karşılık gelen seri direnç gerilimi filtrelenerek 0-0.2 volt aralığında bir gerilim olarak sürücü entegreye aktarılmaktadır. *İnverter* hat akımını ölçmek için kullanılan devre Şekil 7.2'de gösterilmektedir. Akım sınırlama direnci olan R, uygun şekilde seçildiğinde JY01 sürücü entegre aşırı yüklenmeye ve akım anormalliğine karşı koruma sağlamaktadır. JY01 sürücü entegrede bulunan Is portuna uygulanan voltaj 0.1V'a ulaştığı anda, sürücü aşırı yük izleme durumuna geçer ve sabit akım uygular. Bu anda, hız kontrol portuna uygulanan gerilim veya motora uygulanan yükün artmasıyla akım değeri artmaz, sabit kalır. JY01 sürücü entegresi motorun normal çalışmasını sürdürmek için motora, sürekli ve sabit olarak güç sağlamaya devam eder. Is portuna uygulanan voltaj 0,2V'a ulaşırsa veya aşarsa, sistem 4,5 mikro saniye içinde kesime girer.

Kullanılan sürücü entegre için R direnci I = 0.1 / R formülüyle hesaplanır ve birimi ohm'dur. Burada I, ayarlanacak olan sabit akım değeridir ve birimi amperdir. 0.1V değeri JY01 sürücü entegresinin referans gerilim değeridir. Örneğin; güvenlik için, sabit akım değeri 5A'ya ayarlanmış olsun. Akım 5A'ya ulaştığında veya aştığında, sistem akımı 5A'da tutar. Buna göre I = 0.1 / R formülünde yerine koyarsak akım sınırlama direnci R = 0.1 / 5 = 0.02 ohm olarak belirlenir.

7.3. Sensörsüz Kontrol ve Zıt EMK Dedektörü

Bilindiği üzere, fırçasız DC motor rotasyonunu sağlayabilmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Pozisyon bilgisi normal şartlarda motorda bulunan *hall* sensörlerden elde edilmektedir. Fakat bu çalışmada fırçasız DC motor sensörsüz olarak kontrol edildiği için pozisyon bilgisi fazlarda üretilen zıt EMK geriliminden elde edilmektedir. Her dönüş adımında motorun iki fazı iletimdedir. Bu esnada kesimde olan fazdan zıt EMK gerilimi elde edilir. Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi bu gerilim farklı yöntemlerle işlenerek anahtarlama sinyalleri elde edilebilir. Yapılan çalışmada zıt EMK gerilimi aşağıdaki Şekil 7.4'de görüldüğü üzere, pasif R-C elemanlarıyla filtreden geçirilmiştir. Sinyal filtrelendikten sonra sıfır geçiş noktalarını elde etmek için LM339 voltaj karşılaştırıcı entegresinde terminal voltajı ve referans voltajı birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Bu işlemin sonucunda sıfır geçiş noktalarında anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir.



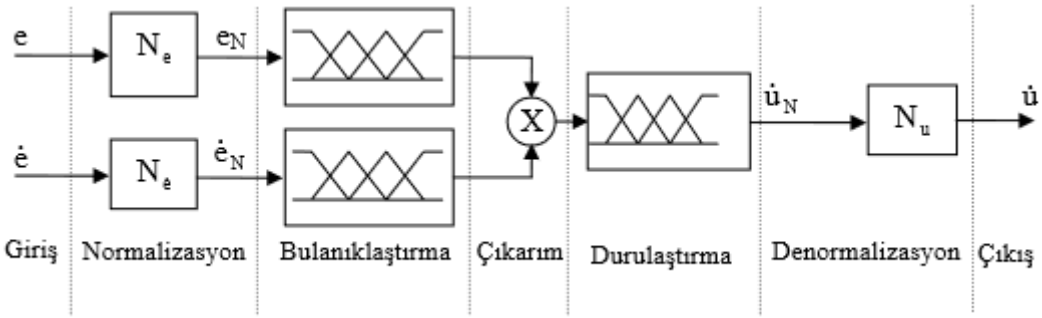
Şekil 7.4 Zıt EMK dedektörü'nün donanımsal devresi

Gerçekleştirdiğimiz sistemde üçgen bağlı bir sensörsüz fırçasız DC motor kullanılmıştır. Buna göre, motorun A-B fazı iletimde olduğunu varsayalım. Kesimde olan C fazının zıt EMK gerilimi denklem (7.1)'deki şekilde ifade edilir.

$$V_a = \frac{e_a - e_c}{2} \tag{7.1}$$

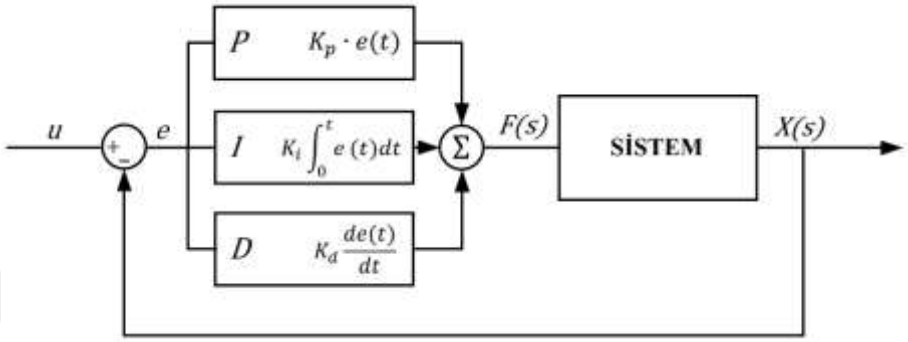
7.4. Sistemin Çalışması

Fırçasız DC motoru sensörsüz kontrol edebilmek için rotorun bilinen bir pozisyona ayarlanması gerekmektedir. Bu işleme hizalama denilmektedir. Hizalama işleminde sürücü tarafından motorun iki fazına bir hizalama sinyali uygulanmaktadır. Böylece rotor, bilinen bir pozisyona ayarlanmakta ve buna uygun anahtarlama işlemi gerçekleştirilmektedir. Fırçasız DC motorların sensörsüz kontrolünde, düşük hızlarda veya çok yüksek hızlarda zıt EMK gerilimlerinin çok küçük olmasından dolayı, sağlıklı bir ölçüm yapılamamakta ve pozisyon belirlenememektedir. Buna göre, öncelikle ölçülebilir bir zıt EMK gerilimi hızında, motor açık çevrimde kontrol edilmiştir. Böylece bir lineer hızlanma sağlanarak motorun kalkınması gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan sistemde, motor yaklaşık 1100 d/dk'ya kadar açık çevrim olarak çalışmaktadır. Daha sonra fırçasız DC motor istenilen referans hız değerinde Tip-1 bulanık mantık, tip-2 bulanık mantık ve PID denetleyici ile kapalı çevrimde 2800 d/dk'da kontrol edilmiştir. Ayrıca, motor 2500 d/dk'da dönerken motora yük uygulanmıştır. Fırçasız DC motorun çalışmasında, geri besleme sinyali olarak zıt EMK gerilimlerinden elde edilen hız bilgisi kullanılmaktadır.



Şekil 7.5 Temel bulanık mantık kontrolör yapısı (Aydoğdu, 2006)

Bulanık mantık denetleyicileri için simülasyon çalışmasında belirtilen aynı kontrol algoritmaları kullanılmış ve Çizelge 6.1'deki kurallar uygulanmıştır. Kontrolör girişinde e[n]; hata ve de[n]; hata değişimi parametreleri mevcuttur. Çıkışta ise bir kontrol sinyali elde edilmektedir. Şekil 7.5'de görüldüğü gibi, bu çalışmada da giriş ve çıkış parametreleri normalize edilmiştir. Böylece sistemin genel bir yapıya dönüşmesi ve tüm çalışma uzayında genel bir çözüm sunması amaçlanmıştır.



Şekil 7.6 PID kontrol şeması

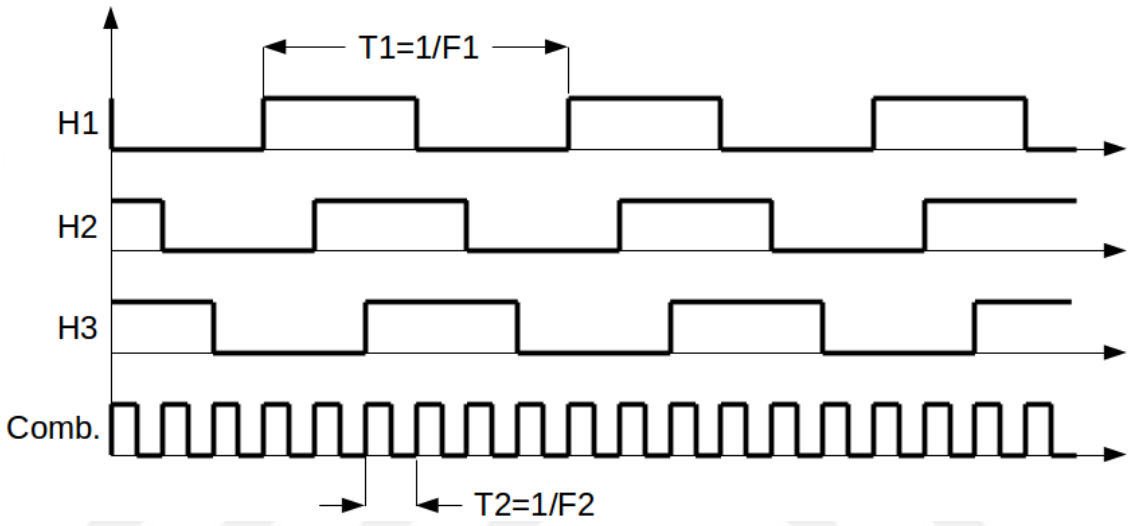
Gerçekleştirilen PID kontrol için ise deneme yanılma yöntemiyle kontrolör katsayıları belirlenmiştir. Oransal kontrol için referans hızından ölçülen hız değeri çıkartılarak durum hatası değeri elde edilmiştir. İntegral işlemi eğri altında kalan alanın toplamı anlamına gelmektedir. Referans hız ve ölçülen hız arasındaki alan toplanır. Hatanın sıfırlanması için girdi sinyalin üzerinde de aynı alan olacak şekilde sinyal oluşturulur.

Matlab/Simulink 'den motora gönderilen kontrol sinyali, ethernet haberleşmesi aracılığıyla 8 bitlik ADC 'ye uygun şekilde, 0 ile 255 değerleri arasında Raspberry PI kartına iletilir. Bu kart aynı bilgiyi I2C seri haberleşme protokolüyle Arduino UNO mikrodenetleyici kartına iletir. Burada 10 Khz frekanslı bir PWM sinyali üretilir. Simulink' den elde edilen bu 8 bitlik kontrol sinyaliyle de PWM doluluk oranı belirlenir. Daha sonra sürücüye iletilen bu PWM sinyali üç fazlı *inverter* devresi kullanılarak motorun fazlarına iletilir ve böylece motor hızı ayarlanmış olur.

Motoru referans hız değerinde ve kararlı bir şekilde kontrol etmek için hız bilgisi, sensörsüz fırçasız DC motor sürücüden bir kare dalga sinyal olarak ölçülür. Arduino UNO mikrodenetleyici kartı bu kare dalga sinyalin frekansını ölçer ve aynı şekilde I2C seri haberleşme protokolüyle Raspberryi PI kartına iletir. Burada doğrudan Ethernet

haberleşmesi aracılığıyla ilgili frekans değeri Simulink ortamına aktarılır ve bu frekans değeri, RPM değerine dönüştürülür. Kullanılan kontrol algoritmasına göre sinyal işlenerek tekrar motora iletilir. Simulink ‘de gerçekleştirilen bu kapalı çevrim döngü sistemi, simülasyonun sonlanma zamanına kadar devam eder. Böylece sensörsüz olarak bir fırçasız DC motorun kontrolü gerçekleşmiş olur.

7.5. Deneysel Sonuçlar



Şekil 7.7 Sensörsüz fırçasız DC motor sürücüden elde edilen hız sinyali

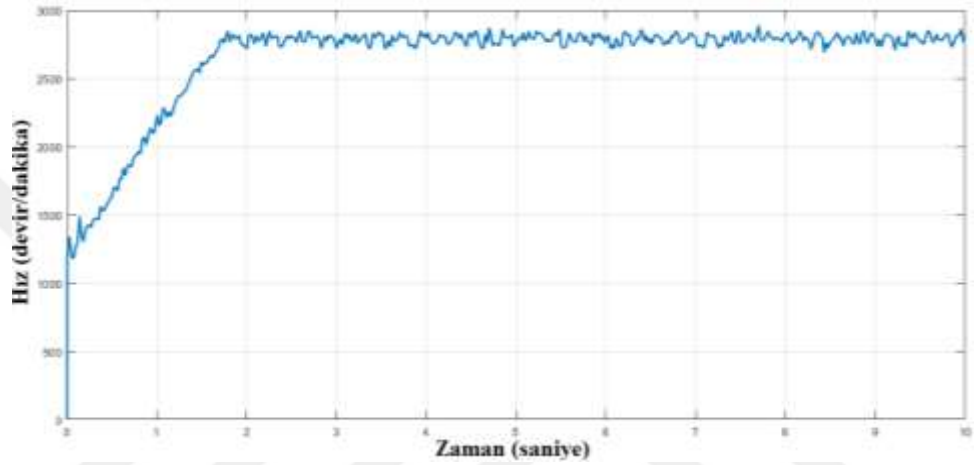
Sensörsüz fırçasız DC motor sürücüden hız bilgisi H1, H2 ve H3 sinyallerinin kombinasyonu şeklinde gelmektedir. Elde edilen bilgi kare dalga şeklindedir. Buna göre, bu bilgiden ilk olarak F2 frekans değeri hesaplanmıştır. Bu frekans değerinden Şekil 7.7’de görüldüğü gibi T2 periyodu elde edilmiştir. Kullanılan motor 8 kutupludur. Bu sebeple motor her tam tur attığında $4 \times T1$ periyotluk bir zaman geçecektir. Her T1 periyodu, $6 \times T2$ periyoduna eşittir. Buna göre, motor $24 \times T2$ sürede tam dönüşünü tamamlayacaktır. Daha sonra bu periyot değeri denklem (7.2)’deki gibi frekansa çevrilmiştir. Elde edilen frekans değerinin birimi hertz, periyot değerinin birimi ise saniyedir.

$$F = \frac{1}{24 \times T} \tag{7.2}$$

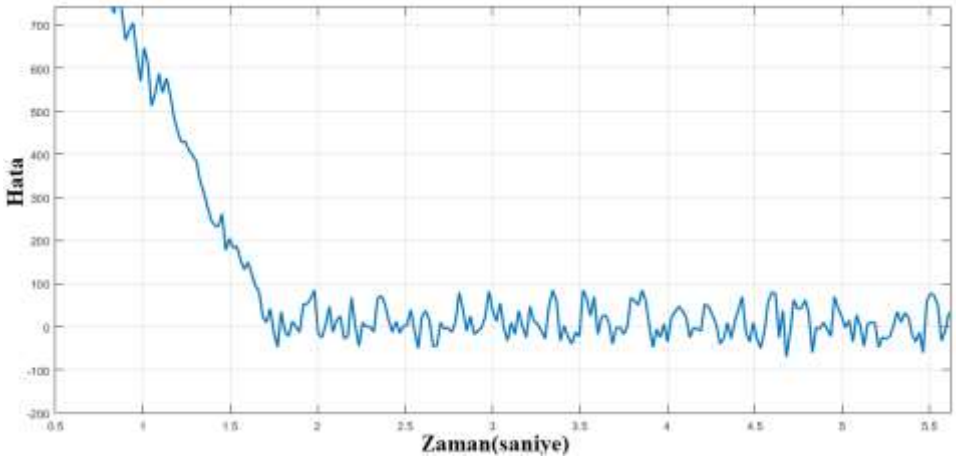
Dakikadaki devir sayısını (RPM) hesaplamak için bu değer 60 ile çarpılmıştır. Böylece motorun devir/dakika cinsinden hız bilgisi denklem (7.3)'deki şekilde elde edilmiş olur.

$$\mathrm{RPM} = \mathrm{F} * 60 \tag{7.3}$$

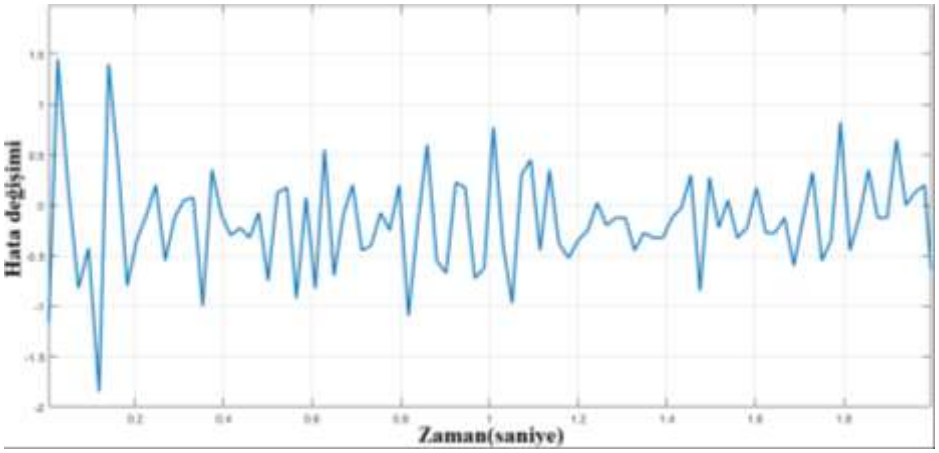
7.5.1. Tip-1 bulanık mantık kontrol sonuçları



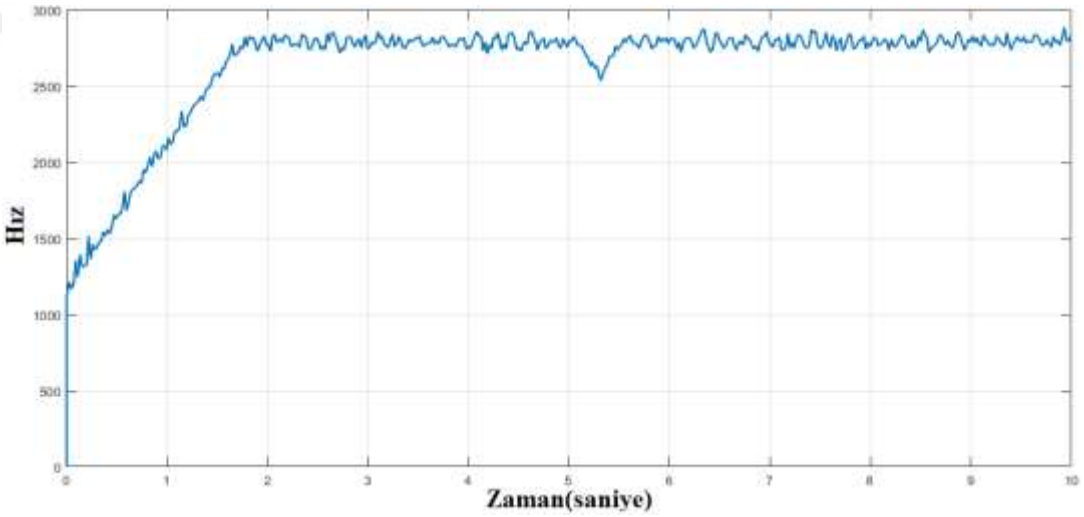
Şekil 7.8 Tip-1 bulanık mantık hız cevabı



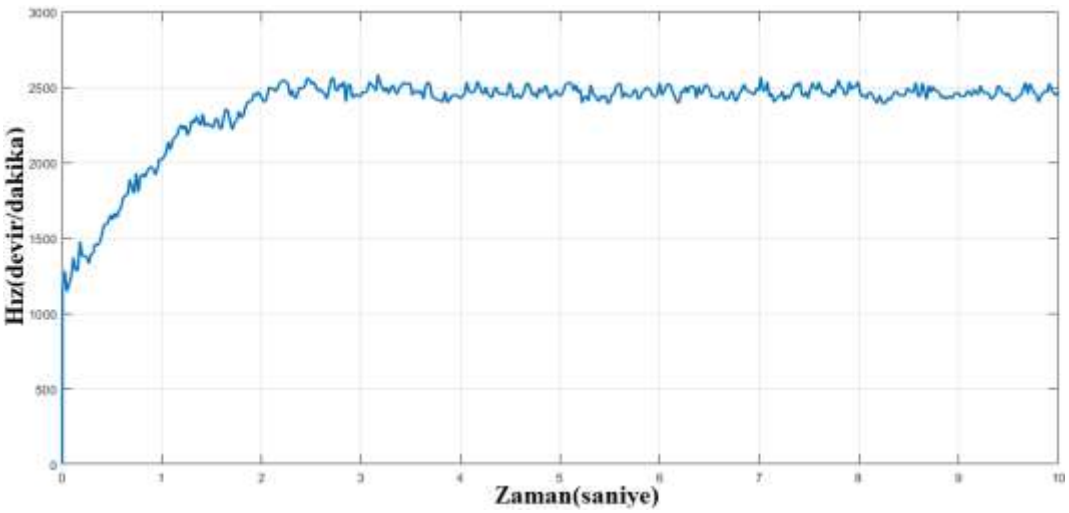
Şekil 7.9 Tip-1 bulanık mantık hata cevabı



Şekil 7.10 Tip-1 bulanık mantık hata değişimi cevabı

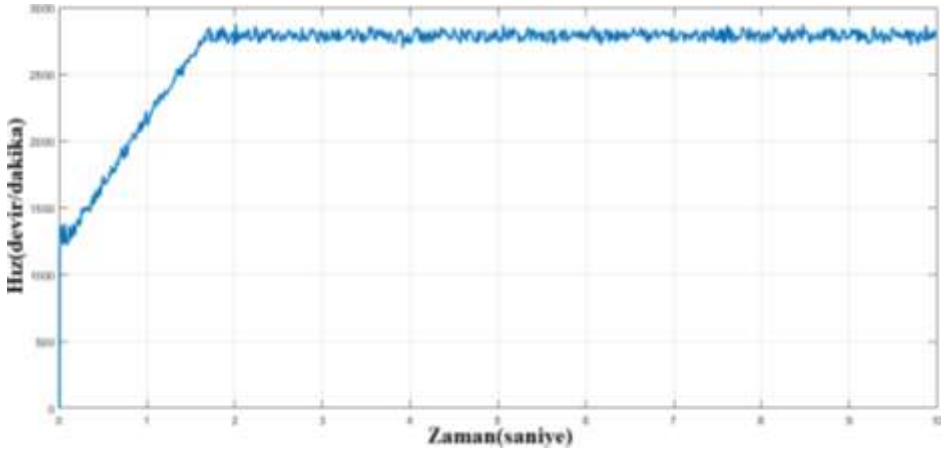


Şekil 7.11 Tip-1 Bulanık Mantık Kontrolün 0.20 Nm yük cevabı

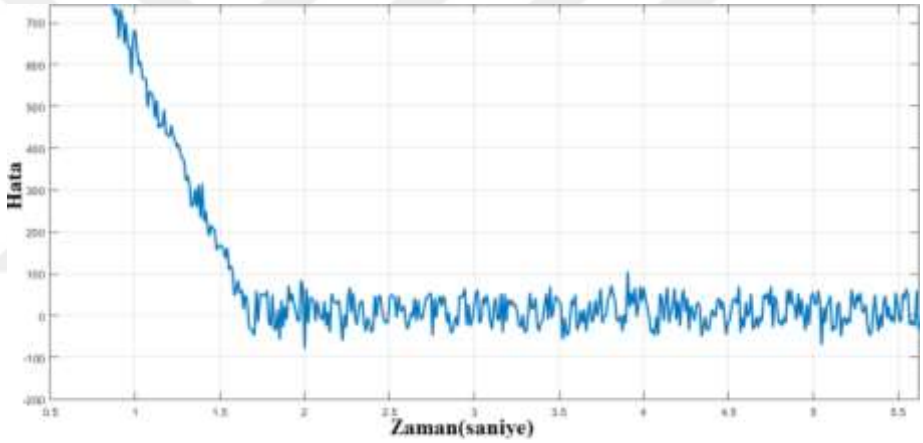


Şekil 7.12 Tip-1 Bulanık mantık kontrolörün bozucu sinyal cevabı

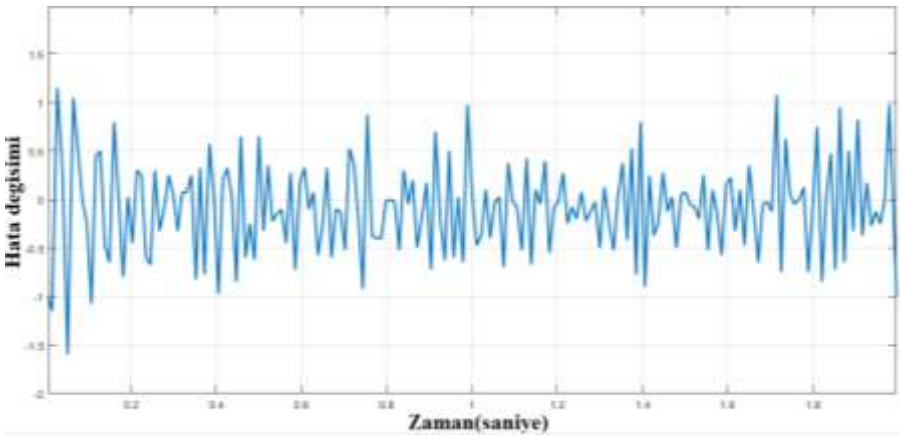
7.5.2. Tip-2 bulanık mantık kontrol sonuçları



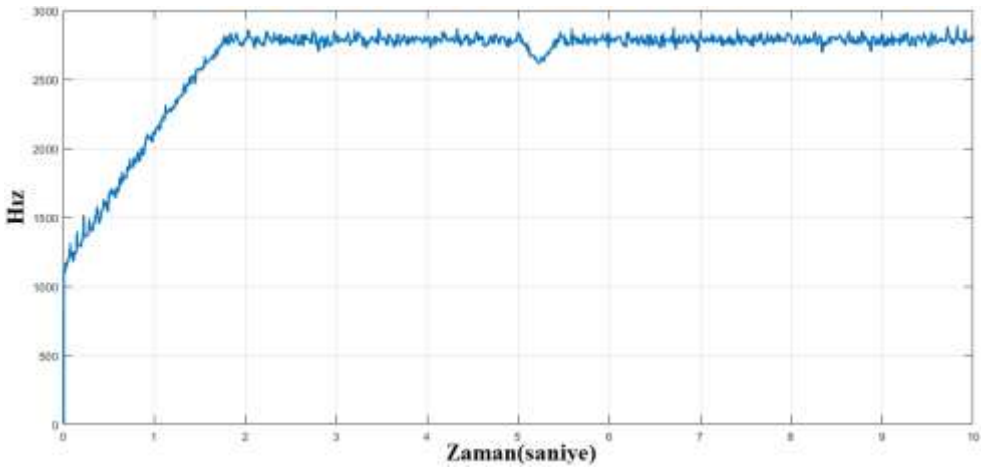
Şekil 7.13 Tip-2 bulanık mantık hız cevabı



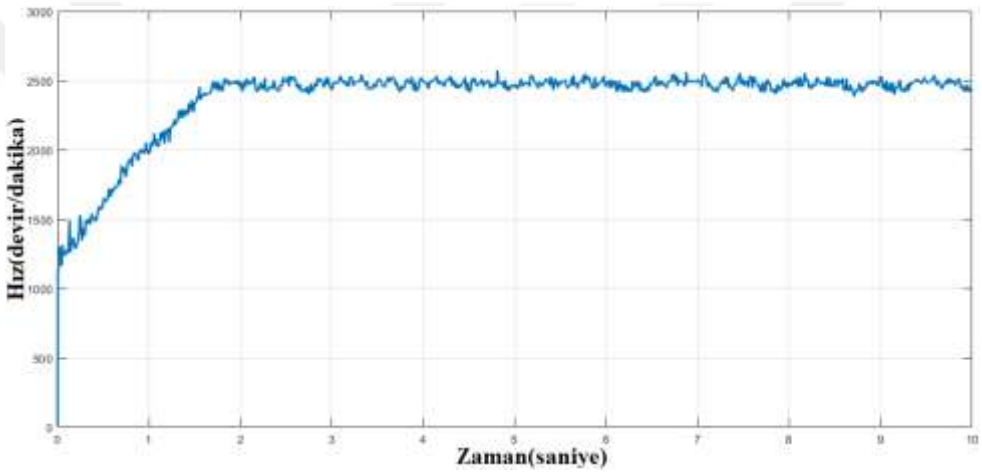
Şekil 7.14 Tip-2 bulanık mantık hata cevabı



Şekil 7.15 Tip-2 bulanık mantık hata değişimi cevabı

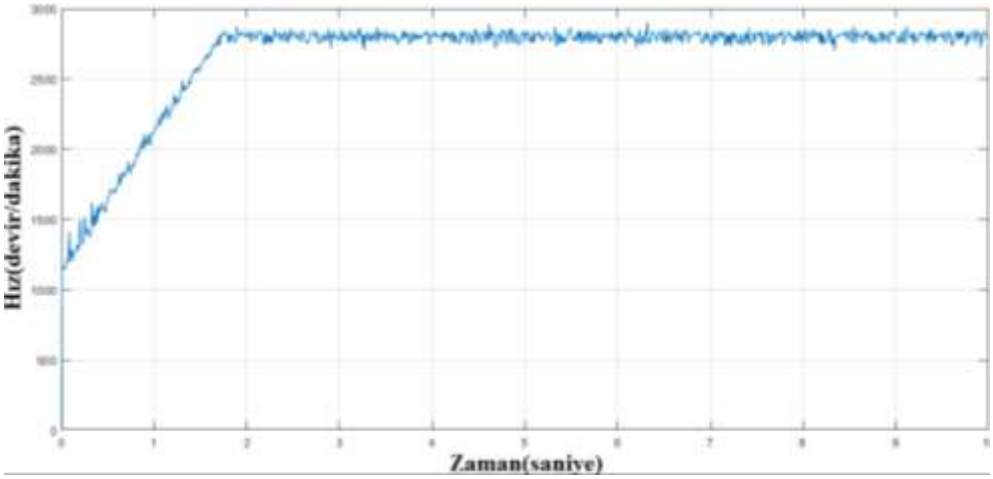


Şekil 7.16 Tip-2 bulanık mantık kontrolörün 0.20 Nm yük cevabı

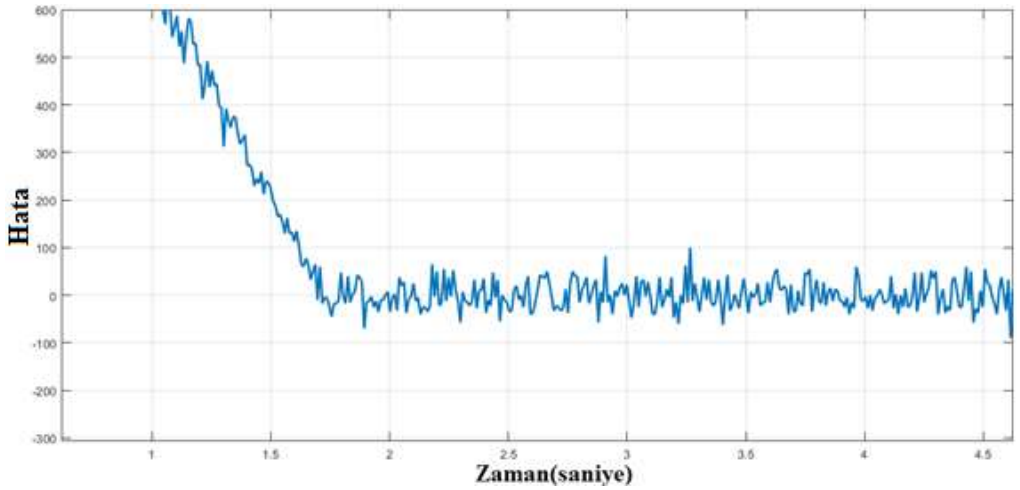


Şekil 7.17 Tip-2 Bulanık mantık kontrolörün bozucu sinyal cevabı

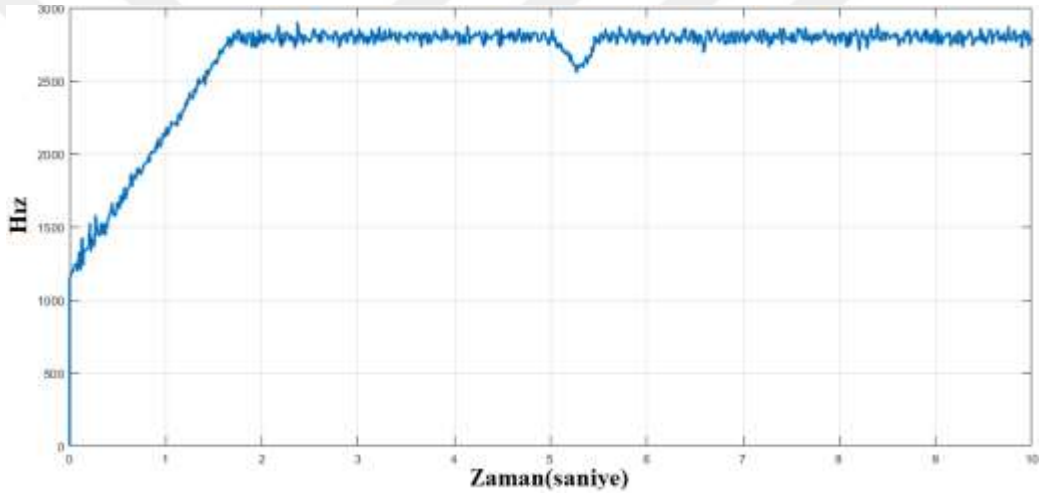
7.5.3. PID kontrol sonuçları



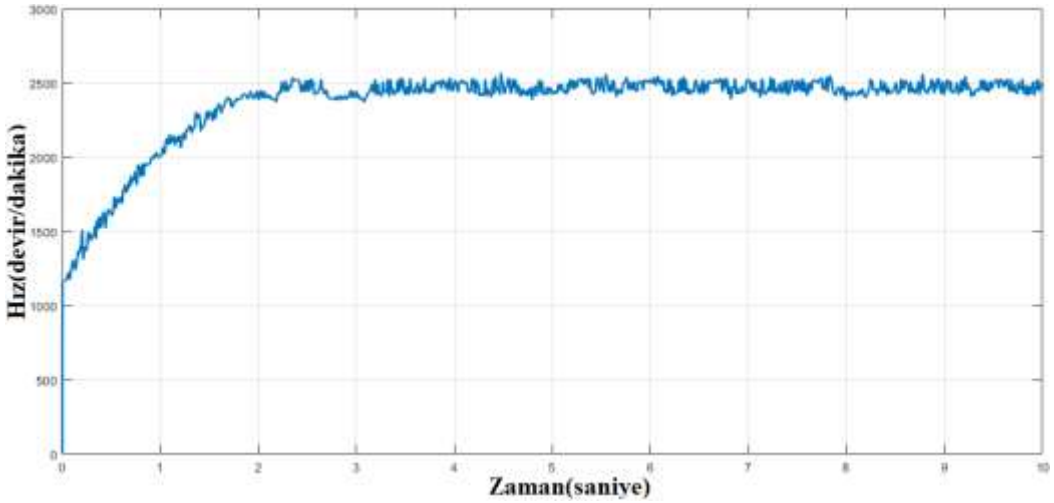
Şekil 7.18 PID kontrol hız cevabı



Şekil 7.19 PID kontrol hata cevabı

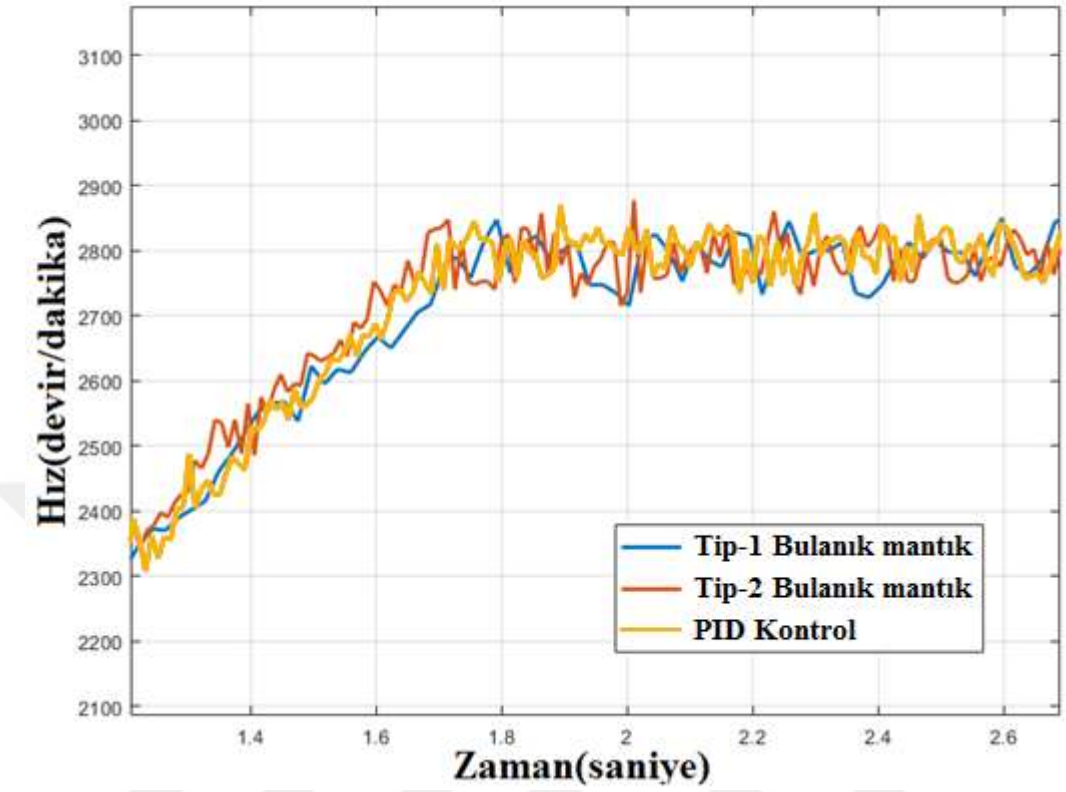


Şekil 7.20 PID Kontolörün 0.20 Nm yük cevabı

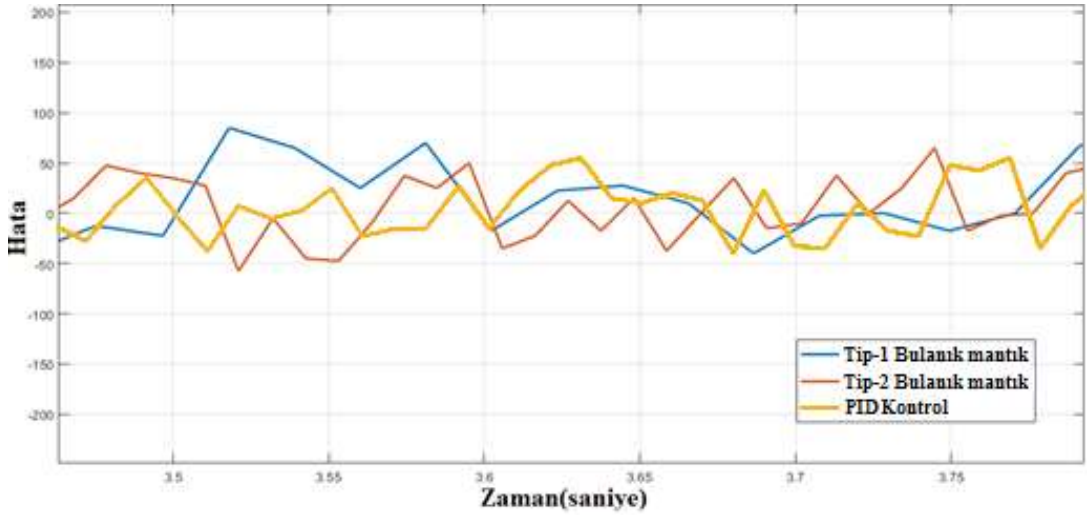


Şekil 7.21 PID kontrolörün bozucu sinyal cevabı

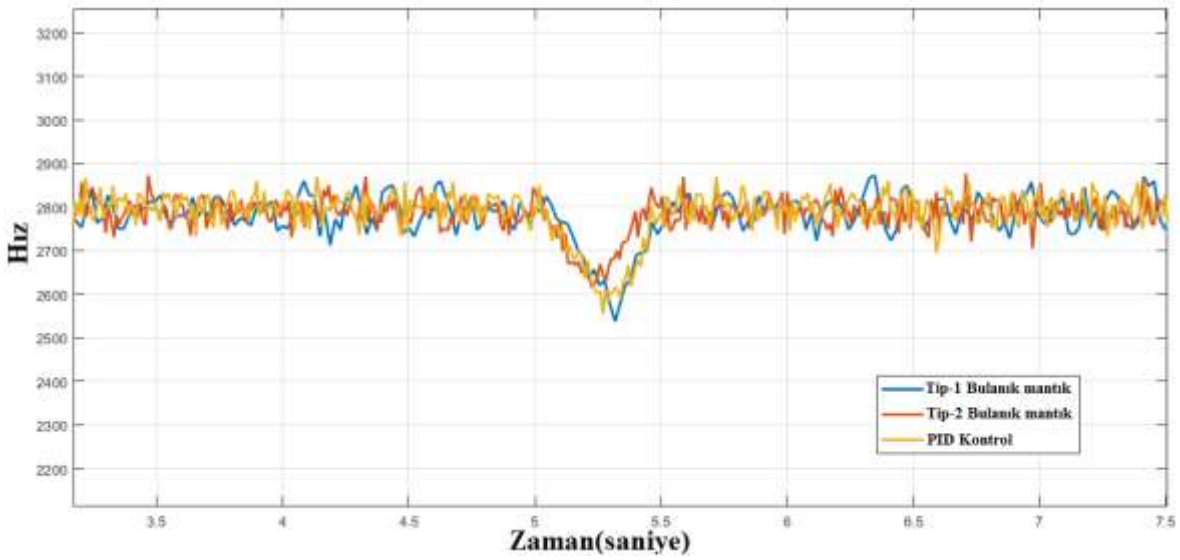
7.5.4. Kontrolörlerin karşılaştırılması



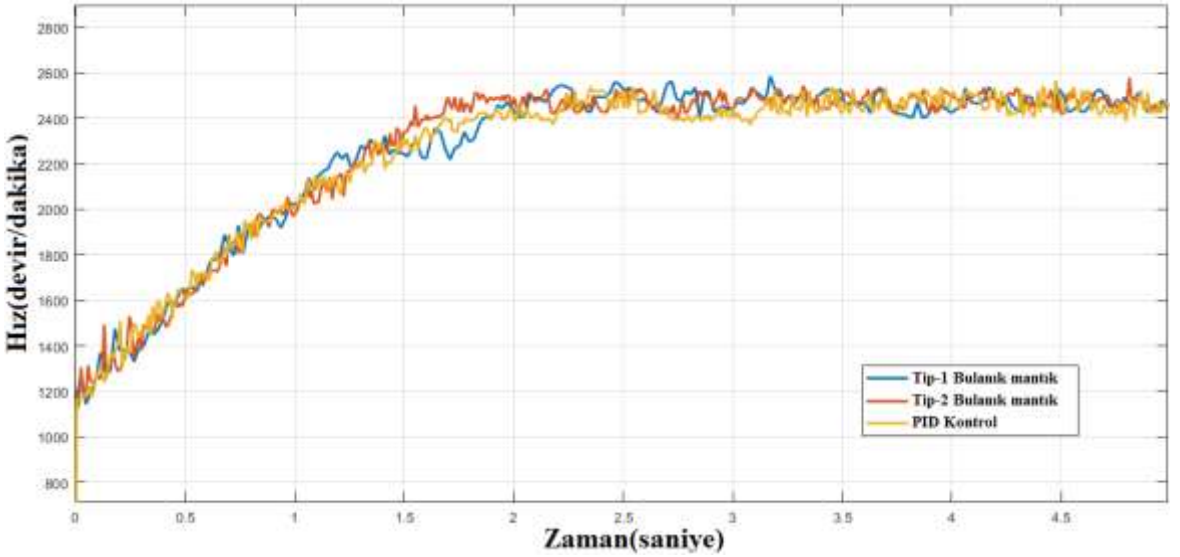
Şekil 7.22 PID, tip-1 Bulanık mantık ve tip-2 Bulanık mantık hız cevapları



Şekil 7.23 PID, Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık hata cevapları



Şekil 7.24 PID, Tip-1 ve Tip-2 bulanık mantık kontrolörler'in 0.20 Nm yük cevapları



Şekil 7.25 Bozucu sinyal uygulandığında kontrolörlerin cevapları

PID kontrolör için daha önce de belirtildiği gibi katsayılar deneme yanılma yöntemiyle ayarlanmıştır. Şekil 7.22'de gösterilen PID kontrolörün hız cevabı için yerleşme zamanı 1,76 saniyedir. Elde edilen sonuçlara göre hız değerinde aşma söz konusu değildir. Şekil 7.23'de gösterilen hata değeri kontrol edildiğinde PID kontrol düşük hata seviyelerinde sonuçlar ortaya koymuştur. Şekil 7.24'de görüldüğü üzere 5. saniyede sisteme 2800 RPM hızda 0.20 Nm yük uygulanmıştır ve hız değeri 2570 RPM'e kadar düşmüştür. Ayrıca Şekil 7.25'de görüldüğü üzere sisteme 2500 RPM'de bozucu sinyal uygulandığında PID kontrol 2,21 saniyede referans hıza ulaşabilmiştir. Tip-1 bulanık mantık kontrolöre göre daha kararlı bir sonuç ortaya koymuştur.

Tip-1 bulanık mantık için teorik olarak gerçekleştirilen çalışmadaki bulanık kümeler ve kurallar kontrolörde kullanılmıştır. Şekil 7.22'de gösterildiği üzere tip-1 bulanık mantık sisteminden elde edilen hız cevabına göre yerleşme zamanı 1,82 milisaniyedir. Şekil 7.23'de hata cevabı incelendiğinde, en yüksek hata değerlerini ortaya koyduğu açıkça görülmektedir. Şekil 7.24'deki gibi 5. saniyede sisteme 2800 RPM hızda 0.20 Nm yük uygulandığında ise hız değeri 2542 RPM'e kadar düşmüştür. Ek olarak, Şekil 7.25'deki gibi sisteme 2500 RPM'de bozucu sinyal uygulandığında Tip-1 bulanık mantık kontrolör 2,12 saniyede referans hız değerine ulaşmasına karşın bozucu sinyal etkisinden en fazla etkilenen kontrolör olmuştur. Bu nedenle düşük kararlılıkta sistem cevabı ortaya koymuştur.

Tip-2 bulanık mantık kontrolör için kararlı bir hız cevabı elde edilmiştir. Şekil 7.22'de gösterildiği gibi hız cevabı yaklaşık 1.7 milisaniyedir ve sistem hızlı şekilde referans hız değerine ulaşmıştır. Şekil 7.23'de görüldüğü üzere, hata değeri kontrol edildiğinde düşük hata seviyelerinde sonuçlar ortaya koymuştur. İlaveten, Şekil 7.15'deki hata değişimi cevabının düşük değerler aralığında ve daha kararlı olduğu görünmektedir. Şekil 7.24'de görüldüğü üzere, 5. saniyede sisteme 2800 RPM'de 0.20 Nm yük uygulandığındaki hız değeri 2610 RPM'e kadar düşmüştür. Daha sonra sistem en kısa sürede ve kararlı şekilde referans değerine ulaşmıştır. Bu sonuçlara göre yük altında en iyi sistem cevabını tip-2 bulanık mantık kontrolör ortaya koymuştur. Ayrıca, Şekil 7.25'de sisteme bozucu sinyal uygulandığında tip-2 bulanık mantık kontrolör 1,76 saniyede referans değerine ulaşmıştır. Buna göre, bozuntu sinyalinden en az etkilenen ve en kararlı şekilde referans değerine ulaşan sistemin tip-2 bulanık mantık kontrolör olduğunu sonuçlar ortaya koymuştur.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

8.1. Sonuçlar

Bu çalışmada, JK42BLS04 motoru teorik olarak Matlab/Simulink ortamında sensörsüz şekilde modellenmiştir. Pratik olarak gerçekleştirilen sistemde ise aynı motorun sensörsüz fırçasız DC motor sürücüsünden alınan verileri, Raspberry PI ve Arduino mikroişlemci kartlarının yardımıyla Matlab ortamına aktarılmış ve burada kontrol algoritmaları Matlab kodlarıyla kapalı çevrim döngü şeklinde gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, her iki çalışmada da PID kontrolör, tip-1 bulanık mantık kontrolör ve tip-2 bulanık mantık kontrolörlerle sensörsüz fırçasız DC motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Elde edilen bulgular birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

Teorik olarak gerçekleştirilen çalışmada elde edilen sonuçlar şu şekildedir:

PID kontrolörün katsayıları, yumuşak ve güçlü sistem cevapları için çalışmada sunulmuştur. Daha sonra güçlü bir sistem cevabı elde etmek için kullanılan PID kontrol cevabında aşma görülmektedir. İlaveten, motora çeşitli yük değerleri uygulandığında sistem sonuçlarına göre en düşük hız cevaplarını PID kontrol vermiştir.

Simülasyon sonuçlarına göre tip-1 ve tip-2 bulanık mantık denetleyicileri birbirine çok yakın sonuçlar vermiştir. Bu çalışmada, tip-2 bulanık mantık, tip-1 bulanık mantıkla aynı bulanık kümeleri kullanır. Bu çalışmada gerçekleştirilen sistemlere gürültü sinyali de eklenmiştir. Simülasyon sonuçlarında görül düğü üzere tip-2 bulanık mantık kontrolör ile gerçekleştirilen çalışma açıkça üstünlüğünü göstermiştir.

Pratik olarak gerçekleştirilen çalışmada sonuçlar şu şekildedir:

Şekil 7.16’da görüldüğü üzere, en kısa sürede hız cevabını tip-2 bulanık mantık kontrolör vermiştir ve PID kontrol için hız cevabının tip-1 bulanık mantık kontrolörden daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

Ayrıca, tip-2 bulanık mantık kontrolör hata cevabı ile PID kontrolör hata cevabı birbirine çok yakındır. Burada, tip-1 bulanık mantık kontrolör için hata cevapları, diğer kontrolörlerle kıyaslandığında diğerlerinden daha yüksek değerlerde görülmektedir.

Tip-2 bulanık mantık kontrolörün hata değişimi cevabı, tip-1 bulanık mantık kontrolörün hata değişimi cevabı ile kıyaslandığında daha düşük ve daha kararlı olduğu görülmektedir.

Bu tez çalışmasının sonuçlarına göre motorun boşta, yük altında ve gürültü sinyali uygulandığındaki durumları için tip-2 bulanık mantık kontrolör diğer kontrolör yöntemlerine göre açıkça üstünlüğünü göstermiştir.

8.2. Öneriler

Geleneksel PID kontrolde, sistem doğrusal olmalı ve matematiksel olarak ifade edilebilmelidir. Fırçasız DC motorlar yapısı gereği doğrusal olmadığı için PID kontrolörden istenilen cevaplar elde edilemeyebilir. Bunun yanı sıra, PID katsayıları sadece bir kere ayarlanmaktadır. Sistemi etkileyen herhangi bir değişiklik olduğunda sistem cevabı bozulabilmektedir. Bu da ek bir dezavantaj sunmaktadır.

Doğrusal olmayan sistem yapısı matematiksel modellemeyi karmaşıklaştırır. Sisteme kontrolör olarak uygulanan bulanık mantık denetleyicileri, matematiksel modelden bağımsız olarak belirli bir alanı dilsel olarak ifade edebilir. İlaveten bulanık mantık sistemler giriş sinyallerini uyarlanabilir olarak çözümleyerek kontrol sinyalini elde edebilmektedir. Bu özelliklerinden dolayı tip-1 bulanık mantık denetleyicisi, matematiksel olarak ifade edilemeyen sistemler için daha kararlı bir sistem cevabı ortaya koyabilmektedir.

Tip-1 bulanık mantık sistemlere ek olarak, tip-2 bulanık kümeler birçok gömülü tip-1 bulanık küme içerir. Böylece belirsizlikleri daha iyi tanımlayabilir ve daha kararlı bir sistem cevabı elde edilir. Ayrıca, gürültü etkisi de sistemin belirsizliğini arttırmaktadır. Sonuç olarak, gürültülü ve doğrusal olmayan sistemlerdeki belirsizliklerin tip-1 bulanık mantık denetleyicisinden de daha iyi tanımlanabildiği görülmüştür.

Günümüzde motor teknolojilerinin gelişmesi ve ülkemizde sanayileşmenin artmasıyla birlikte fırçasız DC motorlar yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu nedenle bu motorların nasıl kontrol edileceği ve hangi yapıda tercih edilmesi gerektiği cevaplanması gereken önemli bir konu olarak ortaya çıkmaktadır. Bu bağlamda, gerçekleştirilen bu çalışmanın bir sonucu olarak, özellikle hassas kontrollerin yapılacağı veya bozucu etkilerin yoğun olduğu sistemlerde tip-2 bulanık mantık kontrolör önerilmektedir. Bu kontrolörün yanında genetik-bulanık, PID-bulanık sistemleri gibi yöntemler kullanılarak sistem cevapları üzerinde iyileştirmeler sağlanabilir.

KAYNAKLAR

Aarabi, M. H., Kazerooni, A. F., Khateri, P., Ay, M. R. ve Rad, H. S., 2014, A robust MR-based attenuation map generation in short-TE MR images of the head employing hybrid spatial fuzzy C-means clustering and intensity inhomogeneity correction, *EJNMMI Phys*, 1 (Suppl 1), A49.

Acikgoz, H., 2018, Speed control of DC motor using interval type-2 fuzzy logic controller, *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 6 (3), 197-202.

Al-Jazaeri, A. O., Samaranayake, L., Longo, S. ve Auger, D. J., 2014, Fuzzy Logic Control for energy saving in Autonomous Electric Vehicles, *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, 1-6.

Alcı, M. ve Karatepe, E., 2002, Bulanık Mantık ve Matlab Uygulamaları, *Ege Üniversitesi Yayınları*.

Antão, R., 2017, Type-2 Fuzzy Logic: Uncertain Systems' Modeling and Control, Springer, p.

Aydoğdu, Ö., 2006, Fırçasız doğru akım motorlarının genetik tabanlı bulanık denetleyici ile sensörsüz kontrolü, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.

Bai, Y. ve Wang, D., 2006, Fundamentals of Fuzzy Logic Control — Fuzzy Sets, Fuzzy Rules and Defuzzifications, In: Advanced Fuzzy Logic Technologies in Industrial Applications, Eds: Bai, Y., Zhuang, H. ve Wang, D., *London*: Springer London, p. 17-36.

Castillo, O. ve Melin, P., 2008, Type-2 Fuzzy Logic: Theory and Applications, Springer Publishing Company, Incorporated, p.

Damodharan, P. ve Vasudevan, K., 2010, Sensorless brushless DC motor drive based on the zero-crossing detection of back electromotive force (EMF) from the line voltage difference, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25 (3), 661-668.

Davoudkhani, I. F. ve Akbari, M., 2016, Adaptive speed control of brushless DC (BLDC) motor based on interval type-2 fuzzy logic, *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 1119-1124.

Fayek, H. M. ve Elamvazuthi, I., 2013, Real-time implementation of a Type-2 Fuzzy Logic Controller to control a DC servomotor with different defuzzification methods, *2013 18th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics (MMAR)*, 86-91.

Hassani, H. ve Zarei, J., 2015, Interval Type-2 fuzzy logic controller design for the speed control of DC motors, *Systems Science & Control Engineering*, 3 (1), 266-273.

Jamshidi, J. ve Tohidi, H., 2016, Sensorless control strategy for brushless DC motor drives based on sliding mode observer, *International Journal of Computer Science and Network Security (IJCSNS)*, 16 (12), 43.

John, R. ve Coupland, S., 2007, Type-2 Fuzzy Logic: A Historical View, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 2 (1), 57-62.

Kaliappan, E. ve Chellamuthu, C., 2012, Modeling, simulation and experimental analysis of permanent magnet brushless DC motors for sensorless operation, *Archives of Electrical Engineering*, 61 (4), 499-515.

Karaca, H., 2004, PIC mikrodenetleyici kullanılarak fırçasız DC motorun sensörsüz kontrolü, *Selçuk Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Kayacan, E., Kaynak, O., Abiyev, R., Tørresen, J., Høvin, M. ve Glette, K., 2010, Design of an adaptive interval type-2 fuzzy logic controller for the position control of a

servo system with an intelligent sensor, *international conference on fuzzy systems*, 1-8.

Kayacan, E., 2011, Interval Type-2 Fuzzy Logıc Systems: Theory And Design, Thesis, *Boğaziçi Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Kelekçi, E., 2016, Tip-2 Bulanık Mantık Editörünün Geliştirilmesi Ve Esnek Eklemli Robot Kolunun Denetimi, *Kocaeli Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Liang, Q. ve Mendel, J. M., 2000, Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design, *Ieee Transactions on Fuzzy Systems*, 8 (5), 535-550.

Matsui, N., 1996, Sensorless PM brushless DC motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43 (2), 300-308.

Mendel, J. M., John, R. I. ve Liu, F., 2006, Interval type-2 fuzzy logic systems made simple, *Ieee Transactions on Fuzzy Systems*, 14 (6), 808-821.

Mustafa Furkan Keskenler, E. F. K., 2017 Bulanık Mantığın Tarihi Gelişimi *Takvim-i Vekayi*, 5.

Qilian, L. ve Mendel, J. M., 2000, Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design, *Ieee Transactions on Fuzzy Systems*, 8 (5), 535-550.

Reznik, L., 1997, Fuzzy Controllers, Newnes, p.

Ross, T. J., 2009, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Wiley, p.

Sinecen, M., 2002, Klima sistem kontrolünün bulanık mantık ile modellenmesi, *Pamukkale Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Varghese, A. J., Roy, R. ve Thirunavukkarasu, S., 2014, Optimized speed control for BLDC motor, *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, 3 (S1), 1019-1030.

Wang, L.-X., 1997, A Course In Fuzzy Systems and Control, *New Jersey*, Prentice Hall International Editions, p.

Anonim, 2020, Magnet Design, Engineering & Manufacturing Considerations, Integrated Magnetics, https://www.intemag.com/magnet-design-guide: [20.11.2020].

Antão, R., 2017, Type-2 Fuzzy Logic: Uncertain Systems' Modeling and Control, Springer, p.

Aydoğdu, Ö., 2006, Fırçasız doğru akım motorlarının genetik tabanlı bulanık denetleyici ile sensörsüz kontrolü, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.

Collocott, S., Dunlop, J., Gwan, P., Kalan, B., Lovatt, H., Wu, W. ve Watterson, P., 2004, Applications of rare-earth permanent magnets in electrical machines: from motors for niche applications to hybrid electric vehicles, *China Magnet Symposium, Xi" an, China*.

Cunkas, M. ve Aydoğdu, O., 2010, Realization of fuzzy logic controlled brushless dc motor drives using Matlab/Simulink, *Mathematical and Computational Applications*, 15 (2), 218-229.

Dunkl, S., 2016, Control aspects of single and three phase PM drives in fractional power applications, *Ph. D. dissertation, Electric Drives and Machines Institute, Graz University …*.

Dzakpasu, M., Scholz, M., McCarthy, V., Jordan, S. ve Sani, A., 2015, Adaptive neuro-fuzzy inference system for real-time monitoring of integrated-constructed wetlands, *Water Sci Technol*, 71 (1), 22-30.

Eng, S. ve Woodside, A. G., 2012, Configural analysis of the drinking man: fuzzy-set qualitative comparative analyses, *Addict Behav*, 37 (4), 541-543.

Ertugrul, N., Acarnley, P. ve French, C., 1993, Real-time estimation of rotor position in PM motors during transient operation, *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 311-316.

Frederiksen, P., Birk, J. ve Blaabjerg, F., 1994, Comparison of two, energy optimizing techniques for PM-machines, *Proceedings of IECON'94-20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 32-37.

Furuhashi, T., Sangwongwanich, S. ve Okuma, S., 1992, A position-and-velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39 (2), 89-95.

Haque, M. E., Zhong, L. ve Rahman, M. F., 2003, A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18 (6), 1376-1383.

Iizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T. ve Mohri, K., 1985, Microcomputer control for sensorless brushless motor, *IEEE Transactions on Industry Applications* (3), 595-601.

Jahns, T. M., Becerra, R. C. ve Ehsani, M., 1991, Integrated current regulation for a brushless ECM drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6 (1), 118-126.

Johnson, J. P., Ehsani, M. ve Guzelgunler, Y., 1999, Review of sensorless methods for brushless DC, *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, 143-150.

Karaca, H., 2004, PIC mikrodenetleyici kullanılarak fırçasız DC motorun sensörsüz kontrolü, *Selçuk Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Kelekçi, E., 2016, Tip-2 Bulanık Mantık Editörünün Geliştirilmesi Ve Esnek Eklemli Robot Kolunun Denetimi, *Kocaeli Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Kim, S., 2008, Modeling and fault analysis of BLDC motor based servo actuators for manipulators, *2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 767-772.

Kim, T.-S., Park, B.-G., Lee, D.-M., Ryu, J.-S. ve Hyun, D.-S., 2008, A new approach to sensorless control method for brushless DC motors, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 6 (4), 477-487.

Kim, T., Lee, H. ve Ehsani, M., 2007, Position sensorless brushless DC motor/generator drives: review and future trends, *IET Electric Power Applications*, 1 (4), 557-564.

Konings, E., 1992, Modelling of Three Phase Brusliless DC Motors A Survey of Literatiire, *Delft University of Technology*

Krishnan, R., 2017, Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives, CRC press, p.

Kun, W., Junjun, R., Fanghua, T. ve Zhongchao, Z., 2004, A novel PWM scheme to eliminate the diode freewheeling in the inactive phase in BLDC motor, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, 2282-2286.

Lee, T.-Y., Song, J.-Y., Kim, J., Kim, Y.-J., Jung, S.-Y. ve Je, J.-M., 2014, Phase advance control to reduce torque ripple of brush-less DC motor according to winding connection, wye and delta, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 9 (6), 2201-2208.

Moreira, J. C., 1996, Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32 (6), 1394-1401.

Ogasawara, S. ve Akagi, H., 1991, An approach to position sensorless drive for brushless DC motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27 (5), 928-933.

Reznik, L., 1997, Fuzzy Controllers, Newnes, p.

Ross, T. J., 2009, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Wiley, p.

Sakarya, H., 2009, Sürekli mıknatıslı senkron motorlar için alan yönlendirmeli sürücü düzeneği tasarımı ve uygulaması, Yüksek Lisans, *Selçuk Üniversitesi*, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 94.

Sarıtaş, İ., Ozkan, I. A. ve Herdem, S., 2011, BiR DC MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYiCYi iLE KONTROLÜ, *Engineering Sciences*, 6 (2), 533-541.

Schmidt, P. B., Gasperi, M. L., Ray, G. ve Wijenayake, A. H., 1997, Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine, *IAS'97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, 459-463.

Senjyu, T., Tomita, M., Doki, S. ve Okuma, S., 1995, Sensorless vector control of brushless DC motors using disturbance observer, *Proceedings of PESC'95-Power Electronics Specialist Conference*, 772-777.

Sinecen, M., 2002, Klima sistem kontrolünün bulanık mantık ile modellenmesi, *Pamukkale Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Terzic, B. ve Jadric, M., 2001, Design and implementation of the extended Kalman filter for the speed and rotor position estimation of brushless DC motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48 (6), 1065-1073.

Toliyat, H. A., Gopalarathnam, T. ve Skvarenina, T., 2002, AC machines controlled as DC machines (Brushless DC machines/electronics), In: The power electronics handbook, Eds: CRC Press, p.

Tomita, M., Doki, S., Yamaguchi, H. ve Okuma, S., 1996, A sensorless estimation of rotor position of cylindrical brushless DC motors using eddy current, *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1723-1728.

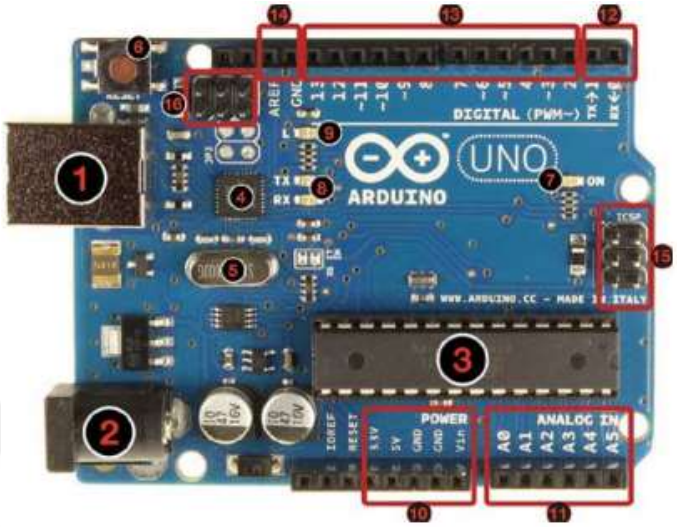
Wang, M.-S., Yudi, T. ve Wang, S.-H., 2015, Signal processing of Hall-effect sensors and its application to motors with variable windings, *Microelectronic Engineering*, 148, 74-79.

Xia, C.-l., 2012, Permanent magnet brushless DC motor drives and controls, John Wiley & Sons, p.

Yedamale, P., 2003, Brushless DC (BLDC) motor fundamentals, *Microchip Technology Inc*, 20, 3-15.

EKLER

EK A: Arduino Uno Mikrodenetleyici Kartı



Şekil EK A1 Arduino Uno kartı

Arduino Uno Geliştirme Kartı

Arduino Uno Atmel Atmega 328P mikrodenetleyicisine sahip mikrodenetleyici karttır. Kart üzerinde temel olarak; 14 adet dijital giriş / çıkış pini (6 adeti PWM (Pulse Width Modulation-Darbe / Sinyal Genişlik Modulasyonu), 6 adet analog giriş pini, 16 MHz saat hızı için osilatör, bir adet USB bağlantısı, bir adet DC güç girişi, bir adet ICSP bağlantı başlığı ve bir adet reset düğmesi bulunmaktadır. 32 KB kapasiteli bir flash belleğe sahiptir. Kartın kolaylıkla kullanılabilmesi, bileşenlerin kablo bağlantılarının rahatlıkla yapılabilmesi için pin soket yapısı kullanılmaktadır. Arduino Uno'nun temel bileşenleri aşağıda gösterilmektedir.

1: USB jakı
2: Power jakı (7-12 V DC)
3: Mikrodenetleyici ATmega328
4: Haberleşme çipi
5: 16 MHz kristal
6: Reset butonu

7: Power ledi

8: TX / NX ledleri

9: Led

10: Power pinleri

11: Analog girişler

12: TX / RX pinleri

13: Dijital giriş / çıkış pinleri (yanında ~ işareti olan pinler PWM çıkışı olarak kullanılabilir.) PWM Pinler(3,5,6,9,10,11)

14: Ground ve AREF pinleri

15: ATmega328 için ICSP

16: USB arayüzü için ICSP

Arduino Uno Teknik Özellikleri

Mikrodenetleyici: ATmega328

Çalışma gerilimi: +5 V DC

Tavsiye edilen besleme gerilimi: 7-12 V DC

Besleme gerilimi limitleri: 6-20 V

Dijital giriş / çıkış pinleri: 14 tane (6 tanesi PWM çıkışını destekler)

Analog giriş pinleri: 6 tane

Giriş / çıkış pini başına düşen DC akım: 40 mA

3,3 V pini için akım: 50 mA

Flash hafıza: 32 KB (0.5 KB bootloader için kullanılır)

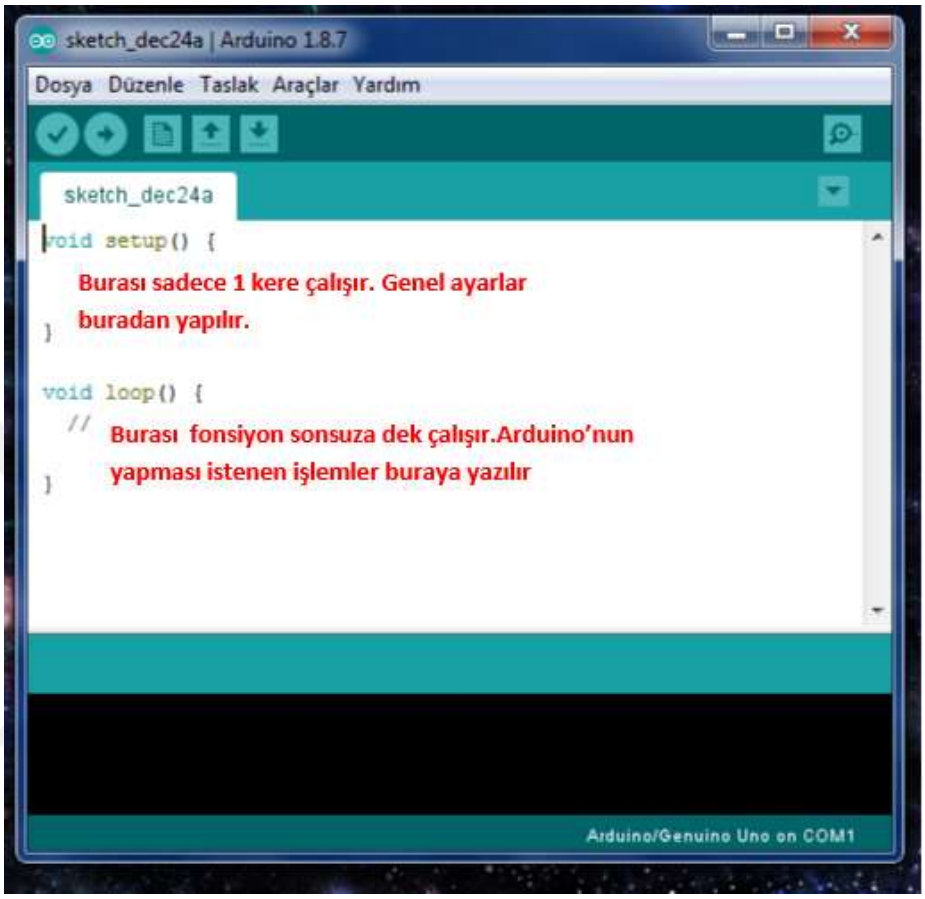
SRAM: 2 KB, EEPROM: 1 KB, Saat frekansı: 16 MHz

Giriş ve Çıkışlar

Arduino Uno 'da bulunan 14 tane dijital giriş / çıkış pininin tamamı, pinMode(), digitalWrite() ve digitalRead() fonksiyonları ile giriş ya da çıkış olarak kullanılabilir. Bu pinler 5V ile çalışır. Her pin maksimum 40 mA çekebilir ya da sağlayabilir ve 20-50 KOhm dahili pull-up dirençleri vardır.

Arduino IDE Yazılımı

Program çalıştırıldığı zaman karşımıza aşağıdaki arayüz çıkmaktadır.



Şekil EK A2 Arduino IDE çalışma sayfası

Void setup() fonksiyonu program yüklenip enerji verildikten veya tekrar başlatıldıktan sonra 1 defa calışan fonksiyondur. void setup() bloğuna pin modları, kütüphaneyi başlatma ve değişkenler yazılmaktadır. Burada yapılan ayarlamalarda hangi mikrodenetleyici pininin (veri bacağının) giriş (input-veri alınan port) ya da çıkış (output-veri gönderilen port) olduğu belirtilmektedir.

Void loop() fonksiyonuna setup işleminden sonra eklenen ve mikrodenetleyici ya da Arduino'nun beslemesi devam ettiği sürece tekrarlanan komutlar yazılmaktadır. Buraya yazılan komutlar ile Arduino pinleri arasından karşılaştırma, ilişkilendirme, matematiksel işlemler vs. yapılmaktadır. Yazılan program burada sonsuz döngü içinde çalışmaktadır.

EK B: Arduıno Ide ile Yazılan Program

```
#include <Wire.h>
#include <PWM.h>
int32_t frequency = 10000 ;
float Htime, Ltime, Ttime, frequency1, cycle, RPM;
void setup() {
        Wire.setClock(100000);
        InitTimersSafe();
        SetPinFrequencySafe(10, frequency);
        pinMode(10, OUTPUT);
        pinMode(8,INPUT);
        Wire.begin(7);
        Wire.onReceive(receiveEvent);
        Wire.onRequest(requestEvent);
        Serial.begin(9600);
}
void loop() {
        Htime=pulseIn(8,HIGH);      //High süresini  mikroSaniye olarak ölçüyor.
        Ltime=pulseIn(8,LOW);
        Ttime = Htime+Ltime; // periyod süresi
        frequency1=(1000000/Ttime);    // ölçülen sinyalin frekansını hesaplama
void receiveEvent(int howMany) {
        int x = Wire.read();    // integer olarak byte değerlerini al
        pwmWrite(10, x); // 0-255 arasında gelen değeri gönder
        Serial.println(x); }
void requestEvent() {
        int value= round(frequency1);
        int Byte1 = value >> 8;
        int Byte2 = value & 0xff;
        Wire.write(Byte2); // byte2'yi gönder
        Wire.write(Byte1); // byte1'i gönder
}
```

EK C: Raspberry PI 2 Model B Kartı



Şekil EK C1 Raspberry PI 2 Model B kartı

Raspberry Pi 2 önceki modellere göre 6 kat daha fazla işlem kapasitesi sunar. Bu ikinci nesil Raspberry Pi, yükseltilmiş bir Broadcom'a sahiptir. 900 MHz'de çalışan Güçlü bir ARM Cortex-A7 tabanlı dört çekirdekli BCM2836 işlemci kullanılmaktadır. Hafıza kapasitesi 1 gigabyte'a kadar arttırılmıştır.

Teknik Özellikler

Yonga: Broadcom BCM2836 SoC
Çekirdek mimari: Dört çekirdekli ARM Cortex-A7
CPU: 900 MHz
GPU: Çift Çekirdekli VideoCore IV® Multimedya Eş İşlemci (Open GL ES 2.0, donanım hızlandırmalı OpenVG ve 1080p30 sağlar. H.264 yüksek profilli kod çözme, DMA altyapısına ve Doku filtrelemeli 1Gpiksel/s, 1.5Gtexel/s veya 24GFLOPs kapasitesine sahiptir)
Hafıza: 1 GB LPDDR2
İşletim sistemi: Linux işletim sisteminin bir sürümünü çalıştıran Micro SD karttan önyükleme yapar.
Boyutlar: 85 x 56 x 17 mm
Güç: Mikro USB soketi 5V, 2A

Konektörler

Ethernet: 10/100 BaseT Ethernet soketi

Video çıkışı: HDMI (rev 1.3 ve 1.4)

Ses çıkışı: 3,5 mm jak, HDMI

USB: 4 x USB 2.0 Konektörü

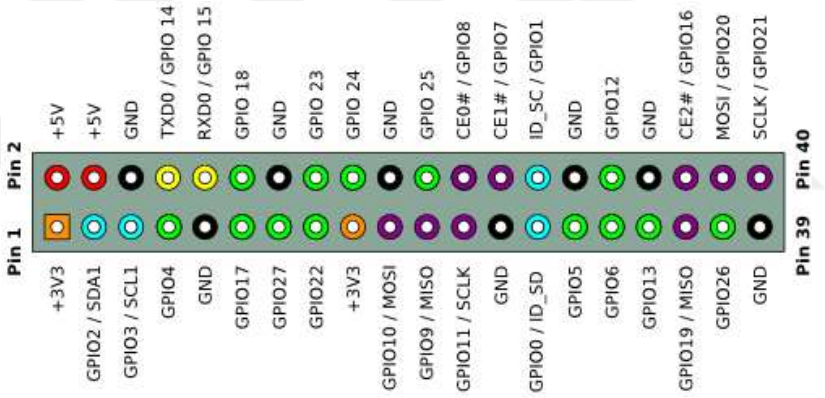
GPIO Konektörü: 40 pimli 2,54 mm (100 mil) genişletme başlığı: 2x20 şerit, 27 GPIO pini ile +3,3 V, +5 V ve GND besleme hatları sağlar

Kamera Konektörü: 15-pin MIPI Kamera Seri Arayüzü (CSI-2)

JTAG: Yerleşim olmayan

Ekran Bağlantısı: Ekran Seri Arabirimi (Eng ve Woodside) 15 yollu düz esnek kablo konektörü

Hafıza kartı bölümü: Mikro SDIO

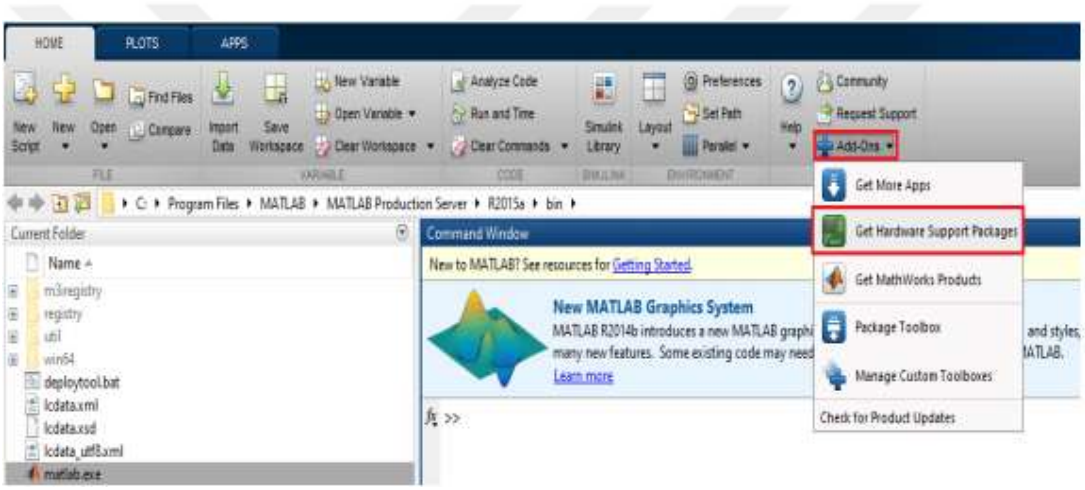


Şekil EK C2 GPIO Pinleri

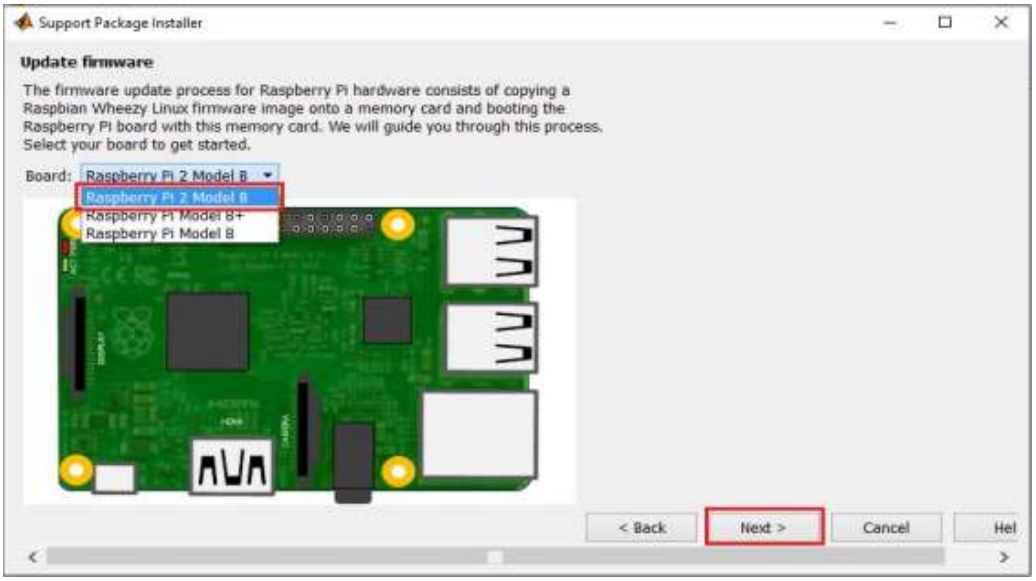
Raspberry Pi 2 Model B kartı üzerinde 40 tane GPIO pini bulunmaktadır. Bunlardan 2 tanesi 5V, 2 tanesi 3.3V, 8 tanesi GND ve 2 tanesi EEPROM için ayrılmış pinlerdir. Geriye kalan 26 pin Input/Output pinidir. Bu Input/Output pinlerinden 5 tanesi SPI haberleşmesini, 2 tanesi I2C haberleşmesini ve 2 tanesi de UART haberleşmesini desteklemektedir. GPIO voltaj seviyeleri 3,3 V'tur ve 5 V'a toleranslı değildir. Kartta aşırı voltaj koruması yoktur. Bu nedenle, doğrudan ana karta lehimleme yapmak yerine tamponlar, seviye dönüştürücüler veya analog giriş / çıkış içeren harici bir kartlar kullanılmalıdır.

Raspberry PI ile Matlab Kullanımı

Raspberry pi‟nin GPIO pinleri ve kamera modülü gibi çevre birimleri Matlab programıyla kontrol edilebilmektedir. Raspberry PI ethernet kablosu ile bilgisayara bağlanarak Matlab kodlarıyla programlanmaya başlanabilir. Matlab programı raspberry PI ile bağlantısını kurabilmek için ayarlanmış bir raspbian imajını indirerek hafıza kartının içine kendisi kurmaktadır. Raspberry PI'yi Matlab ile kontrol edebilmek için bilgisayarınıza Matlab'ı kurun. Raspberry pi kurulumu kısmında anlatıldığı gibi hafıza kartınızı biçimlendirin. Matlab programını çalıştırın ve aşağıdaki şekilde gösterildiği gibi "Add-Ons" kısmına tıklayarak "Get Hardware Support Packages" kısmını seçin.

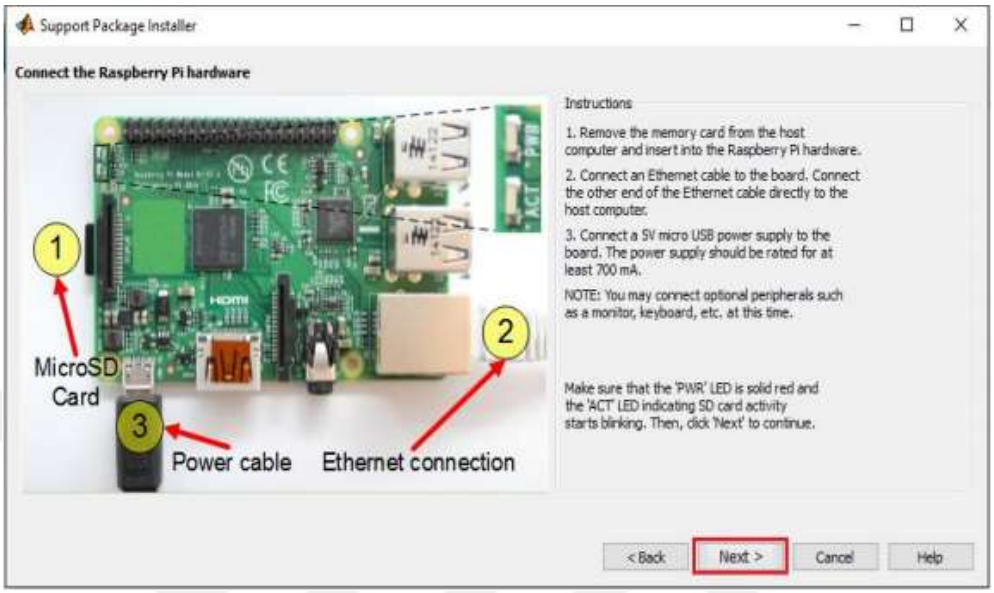


Şekil EK-C3 Matlab Donanım Paketi Ekleme



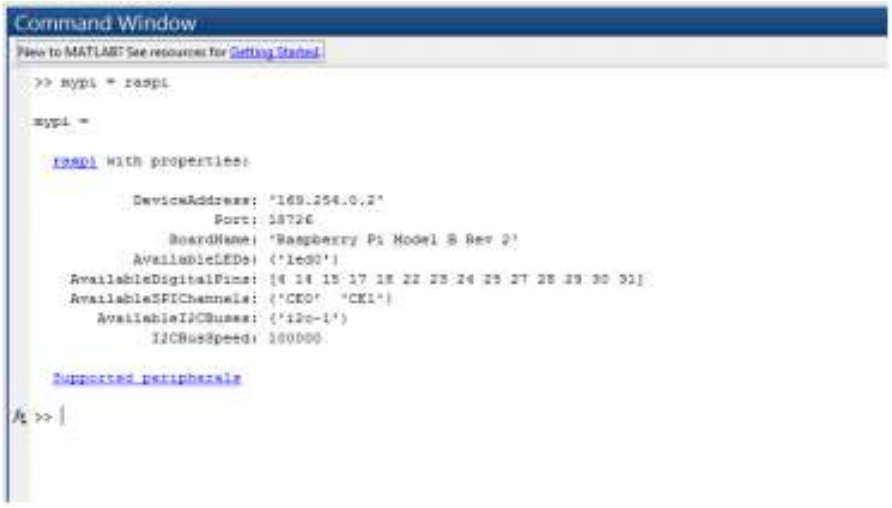
Şekil EK-C4 Matlab Support Pakgace Installer Penceresi 1

Yükleme sırasında hangi Rasberry PI modeli kullanılıyorsa board seçeneğinden seçilir. Takılan hafıza kartına yazma işlemi tamamlandıktan sonra aşağıdaki resimde görünen pencere açılacaktır. Burada 1,2 ve 3 numaralı gereçler takılıp cihaz çalıştırılır.



Şekil EK-C5 Matlab Support Pakgace Installer Penceresi 2

"Get Hardware Support Packages" seçilerek ilgili paketler yükenir. Kurulum tamamlandıktan sonra Matlab'da "Command Window"da veya "Editor"de mypi=raspi komutuyla raspberry pi bağlantısı kurulur burada "mypi" raspberry PI'ye atanan değişkendir, mypi yerine istenilen başka bir değişkende atanabilir (Örn: benimpi=raspi) bu işlem gerçekleştirildikten sonra program yazmaya başlanır.



Şekil EK-C6 Matlab Editör Penceresi

EK D: Matlab Ortamında Tip-1 Bulanık Mantık ile Gerçekleştirilen Programı

```
giris= 2800 ;     % 'RPM değerini gir'
cikis=0;
init_time=1;
tfark=0;
fuzzy_cikis=0;
saturated_x=0;
saturated_y=0;
write(i2cdac,100);
pause(5);
fuzzy_cikis1=zeros(500,1);
dedizi=zeros(500,1);
edizi=zeros(500,1);
eedizi=zeros(500,1);
cikisdizi=zeros(500,1);
cikis1dizi=zeros(500,1);
t=zeros(500,1);
e=0;
double(e);
e_1=0;
double(e_1);
derror=0;
double(derror);
tic   % ''geçen zaman süresini başlat'

while 1
        cikis = read(i2cdac,1,'uint16') ; % 'gelen frekans değerini değişkene yaz'
        cikisdouble = double(cikis);
        cycle=(1/cikisdouble)*24;
        RPM=(1/cycle)*60; % 'frekansı RPM değerine çevir'
        cikisdizi(init_time+1,1)=RPM;
        e=giris-RPM; % 'hata değerini bul'
```

```
        t(init_time+1,1)=toc;
        derror=(e-e_1)*0.01; % 'hata değişimi değerini bul'
        dedizi(init_time,1)=derror;
        edizi(init_time,1)=e;
        eedizi(init_time,1)=e_1;
        saturated_x = min(1, max(-1, e*1)); % 'hata değerini -1 ile 1 arasında sınırla'
        saturated_y = min(1, max(-1, derror)); %'hata değişimini -1 ile 1 arasında sınırla'
        saturated_x1 = double(saturated_x);
        saturated_y1 = double(saturated_y);
        fuzzy_cikis=(evalfis([saturated_x1 saturated_y1],realdeneme4))*1.5; % 'bulanık
kontrolör sinyalini değişkene yaz'
        saturated_fuzzy_cikis = min(1, max(0.25, fuzzy_cikis)); % ' bulanık kontrolör
değerini 0.25 ile 1 arasında sınırla'
        fuzzy_cikis1(init_time,1)=saturated_fuzzy_cikis;
        write(i2cdac,saturated_fuzzy_cikis*255); % ' PWM duty sinyalini gönder'
        e_1=e; % 'şimdiki hata değerini, bir önceki hata olarak eşitle'
        pause(7/1000); % '7ms beklet'
if   t(init_time+1,1) > 10 % ‘simülasyon süresi 10 saniye olduğunda döngüyü sonlandır'
        break
end
        init_time=init_time+1;
end
toc % 'geçen zaman süresini durdur’
write(i2cdac,0);
plot(t,cikisdizi) % ‘çıktı değerlerini grafiğe yazdır’
grid ON
drawnow
```

EK E: Matlab Ortamında Tip-2 Bulanık Mantık ile Gerçekleştirilen Programı

```
giris= 2800 ;     % 'RPM değerini gir'
cikis=0;
init_time=1;
fuzzy_cikis=0;
saturated_x=0;
saturated_y=0;
write(i2cdac,100);
pause(5);
fuzzy_cikis1=zeros(500,1);
dedizi=zeros(500,1);
edizi=zeros(500,1);
cikisdizi=zeros(500,1);
cikis1dizi=zeros(500,1);
eedizi=zeros(500,1);
t=zeros(500,1);
e=0;
double(e);
e_1=0;
double(e_1);
derror=0;
double(derror);
tic; % ''geçen zaman süresini başlat'

while 1
        cikis = read(i2cdac,1, 'uint16') ; % 'gelen frekans değerini değişkene yaz'
        cikisdouble = double(cikis);
        cycle=(1/cikisdouble)*24;
        RPM=(1/cycle)*60; % 'frekansı RPM değerine çevir'
        cikisdizi(init_time+1,1)=RPM;
        e=(giris-RPM); % 'hata değerini bul'
        t(init_time+1,1)=toc;
```

```
        derror=(e-e_1)*0.01; % 'hata değişimi değerini bul'
        double(derror);
        dedizi(init_time,1)=derror;
        edizi(init_time,1)=e;
        eedizi(init_time,1)=e_1;
        saturated_x = min(1.099, max(-1.099, e)); % 'hata değerini -1.099 ile 1.099 arasında sınırla'
        saturated_y = min(1.1, max(-1.1, derror)); %'hata değişimini -1.1 ile 1.1 arasında sınırla'
        giris1 = double(saturated_x);
        giris2 = double(saturated_y);
        [fuzzy_cikis2] = dcmotor_son_reel(giris1,giris2); % 'bulanık kontrolör çıkış sinyalini değişkene yaz'
        fuzzy_cikis=fuzzy_cikis2*1.5;
        saturated_fuzzy_cikis = min(1, max(0.25, fuzzy_cikis)); % ' bulanık kontrolör değerini 0.25 ile 1 arasında sınırla'
        fuzzy_cikis1(init_time,1)=saturated_fuzzy_cikis;
        write(i2cdac,saturated_fuzzy_cikis*255); % ' PWM duty sinyalini gönder'
        e_1=e; % 'şimdiki hata değerini, bir önceki hata olarak eşitle'
        pause(7/1000); % '7ms beklet'
if   t(init_time+1,1) > 10 % ‘simülasyon süresi 10 saniye olduğunda döngüyü sonlandır'
        break
end
        init_time=init_time+1;
end
toc % 'geçen zaman süresini durdur’
write(i2cdac,0);
plot(t,cikisdizi) % ‘çıktı değerlerini grafiğe yazdır’
grid ON
drawnow
```

EK F: Matlab Ortamında PI Kontrol ile Gerçekleştirilen Programı

```
giris=2800; % ‘RPM değerini gir’
init_time=1;
t=zeros(500,1);
tfark=0;
cikis1dizi=zeros(500,1);
cikisdizi=zeros(500,1);
girisdizi=zeros(500,1);
errordizi=zeros(500,1);
write(i2cdac,100);
pause(5);
error_prior = 0 ;
error=0;
integral_prior = 0 ;
integral = 0 ;
Kp = 50;
Ki = 0.4;
Kd = 0.2;
 tic

while 1

        cikis = read(i2cdac,1,'uint16') ; % 'gelen frekans değerini değişkene yaz'
        cikisdouble = double(cikis);
        cycle=(1/cikisdouble)*24;
        RPM=(1/cycle)*60; % 'frekansı RPM değerine çevir'
        cikisdizi(init_time+1,1)=RPM;
        error = (giris - RPM); % ' Oransal değeri hesapla'
        errordizi(init_time+1,1)=error;
        t(init_time+1,1)=toc;
        tfark=t(init_time+1,1)-t(init_time,1); % 'her döngüde geçen süreyi hesapla'
        cikis1dizi(init_time+1,1)=tfark;
```

```
        integral = integral_prior + (error*tfark); % ' İntegral değerini hesapla'
        derivative = (error - error_prior)/tfark;  % ' Türevsel değeri hesapla'
        output = (Kp*error) + (Ki*integral) + (Kd*derivative)  ; % ' PI kontrol sinyalini değişkene yazdır'
        saturated_x = min(1, max(0.25, output)); % ' PI kontrolör değerini 64 ile 255 arasında sınırla'
        girisdizi(init_time+1,1)=saturated_x;
        write(i2cdac,saturated_x*255); % ' PWM duty sinyalini gönder'
        error_prior=error; % 'şimdiki hata değerini, bir önceki hata olarak eşitle'
        integral_prior=integral; % 'şimdiki integral değerini, bir önceki integral değeri olarak eşitle'
        pause(7/1000) % '7ms beklet'
if  t(init_time+1,1) > 10 % ‘simülasyon süresi 10 saniye olduğunda döngüyü sonlandır'
        break
end
        init_time=init_time+1;
end
toc % 'geçen zaman süresini durdur’
write(i2cdac,0);
plot(t,cikisdizi) % ‘çıktı değerlerini grafiğe yazdır’
grid ON
drawnow
```