



T.C.

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ

LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

**ENDÜSTRİYEL FAN SİSTEMLERİNDE KULLANILAN FIRÇASIZ
DOĞRU AKIM MOTORUNUN NÖTROSOFİK BULANIK MANTIK PI
DENETLEYİCİ İLE HIZ DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yakup ÇAYLAK

Danışman: Doç. Dr. Zafer DOĞAN

TOKAT- 2024

ETİK SÖZLEŞME



JÜRİ KABUL VE ONAY



ÖZET

ENDÜSTRİYEL FAN SİSTEMLERİNDE KULLANILAN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN NÖTROSOFİK BULANIK MANTIK PI DENETLEYİCİ İLE HIZ DENETİMİ

Çaylak, Yakup

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Zafer Doğan

Ağustos 2024, xv + 119 sayfa

Fırçasız doğru akım motorları (FDAM), günümüzde sessiz çalışma, sağlam yapı, az bakım ihtiyacı, yüksek verim, yüksek moment, geniş hız aralıklarında çalışma ve kolay kontrol gibi avantajları nedeniyle çok önem kazanmıştır. Endüstriyel fan sistemlerinde basınç ve hava akışı sağlamak için kullanılan FDAM, bu avantajları nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Havalandırma sistemleri için ani hız değişiklikleri gerektiren aspirasyon ve vantilasyon koşulları önem arz etmektedir. Bu çalışmada FDAM'nin hız kontrolü için nütrosolik bulanık mantık denetleyici (NBMD) önerilmiştir. Motorun performansını artırmak amacıyla alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemi kullanılmıştır. Pozisyon ve hız kontrollerinde uygulama kolaylığı ve hızlı tepkisi nedeniyle Oransal İntegral (PI) kontrolör kullanılmaktadır. Ancak doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde basit yapısı nedeniyle PI kontrolör istenilen kontrol cevabını sağlayamamaktadır. Bu nedenle sistemin matematiksel modelinden bağımsız ve hızlı dinamik cevaba sahip modern kontrolcüler tasarlanmıştır. Çalışmadaki hız kontrolü için motorun hız hatası ve bu hatanın değişimi hem bulanık mantık denetleyici (BMD)'de hem de bu iki parametrenin iki ayrı kural tabanında incelenen NBMD'de giriş değişkeni olarak kullanılmıştır. Ardından her iki sistemde de net çıkışlar PI kontrolöre uygulanmıştır. Hata ve hata değişimi için oluşturulan giriş değişkenlerinin nütrosolik mantık teorisindeki doğru (T) ve yanlış (F) üyelik fonksiyonlarının yanında belirsiz (I) üyelik fonksiyonlarının da hesaba katılması nütrosolik bulanık mantık-PI (NBMD-PI) denetleyicide daha detaylı bir inceleme imkânı sağlamaktadır. Belirtilen yöntemler için Matlab/Simulink yazılımında tasarlanan NBMD-PI, BMD-PI ve geleneksel PI kontrolörle FDAM'nin iki farklı hız profili için hız kontrolü sağlanmış ve analiz edilerek birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Simülasyonun yanı sıra aynı FDAM'nin hız kontrolü hem boşta hem de yük altında deneysel olarak MATLAB/Simulink'te gerçekleştirilen kapalı çevrim kontrol sinyallerinin gerekli donanıma aktarılmasıyla birlikte sağlanmıştır. FDAM sensörsüz biçimde istenilen hızda kontrol edilmiştir ve hız kontrol sonuçları analiz edilerek önerilen NBMD-PI yöntemiyle BMD-PI ve geleneksel PI kontrolör karşılaştırılmıştır. Motor boşta çalışma hız takibi, motorun yük altındaki hız takip sonuçları çizelge ve grafiklerle sunulmuştur. Simülasyon sonuçlarında, gerçek zamanlı olarak motor boşta çalıştığında ve motora yük uygulandığında en iyi sistem cevabını önerilen NBMD-PI yöntemi vermiştir. Önerilen yöntemin BMD-PI ve geleneksel PI kontrolörden elde edilen sonuçlara göre hız yanıtı, kalıcı durum hatası, aşım ve yükselme zamanı gibi kriterler bakımından daha iyi olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen yöntemde hata değişiminin hatadan ayrı olarak değerlendirilmesi FDAM'nin hız kontrol sürecinde esneklik sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motoru, PI Kontrol, Bulanık Mantık Denetleyici, Nütrosolik Bulanık Mantık Denetleyici, Sensörsüz Kontrol, Hız Kontrolü

ABSTRACT
SPEED CONTROL OF BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR USED IN
INDUSTRIAL FAN SYSTEMS WITH NEUTROSOPHIC FUZZY LOGIC PI
CONTROLLER

Çaylak, Yakup

Master's Thesis, Electrical Electronics Engineering

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Zafer Doğan

August 2024, xv + 119 pages

Brushless direct current motors (BLDC) have become very important today due to their advantages such as silent operation, robust construction, low maintenance, high efficiency, high torque, operation in wide speed ranges and easy control. FDAM, which is used to provide pressure and air flow in industrial fan systems, is widely used in industry due to these advantages. For ventilation systems, aspiration and ventilation conditions that require sudden speed changes are important. In this study, a neutrosophic fuzzy logic controller (NBMD) is proposed for speed control of FDAM. Field-Oriented Control (FOC) method is used to improve the performance of the motor. Proportional Integral (PI) controller is used for position and speed control due to its ease of implementation and fast response. However, PI controller cannot provide the desired control response in the control of nonlinear systems due to its simple structure. Therefore, modern controllers with fast dynamic response and independent of the mathematical model of the system are designed. In this study, the speed error of the motor and its variation are used as input variables in both the fuzzy logic controller (FLC) and the NBMD in which these two parameters are analysed in two different rule bases. Then, the net outputs of both systems are applied to the PI controller. Consideration of the true (T) and false (F) membership functions in neutrosophic logic theory, as well as the uncertain (I) membership functions of the input variables for error and error variation, enables a more detailed analysis of the neutrosophic fuzzy logic-PI (NBMD-PI) controller. The speed control of the FDAM with NBMD-PI, BMD-PI and conventional PI controller designed in Matlab/Simulink software for the mentioned methods for two different speed profiles is achieved and analyzed and compared with each other. In addition to the simulation, the speed control of the same FDAM was achieved experimentally both at idle and under load by transferring the closed loop control signals realized in MATLAB/Simulink to the required hardware. The FDAM is controlled sensorlessly at the desired speed and the speed control results are analyzed and compared with the proposed NBMD-PI method, BMD-PI and conventional PI controller. The results of motor idle speed tracking and motor under load speed tracking are presented in charts and graphs. In the simulation results, the proposed NBMD-PI method gives the best system response when the motor is idle and load is applied to the motor in real time. It is observed that the proposed method is better than the results obtained from BMD-PI and conventional PI controller in terms of speed response, steady state error, overshoot and rise time. In addition, considering the error variation separately from the error in the proposed method provides flexibility in the speed control process of the FDAM.

Keywords: Brushless Direct Current Motor, PI Control, Fuzzy Logic Controller, Neutrosophic Fuzzy Logic Controller, Sensorless Control, Speed Control

ÖNSÖZ

Tez çalışmam boyunca gösterdiği sabır, anlayış ve desteğin yanı sıra bilgi ve deneyimiyle yolumu aydınlatıp aldığım her tavsiye sayesinde karşılaştığım zorlukları aşmama vesile olan tez danışmanım sayın Doç. Dr. Zafer DOĞAN’a teşekkürlerimi sunarım.

Tezimin her bir basamağında ayrı ayrı emeği olan sorgulayıcı ve ilham verici yönüyle hep daha fazlasını yapmaya teşvik eden sayın Doç. Dr. Mehmet Serhat CAN’a teşekkürü borç bilirim.

Beni bugünlere kadar özveri ile getiren her zaman yanımda olan ve beni destekleyen aileme minnetlerimi sunarım.

Yol arkadaşım sevgili eşim ve biricik oğluma bu tez çalışmasını tamamlarken gösterdikleri sabır ve anlayıştan dolayı ayrı ayrı teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK SÖZLEŞME.....	i
JÜRİ KABUL VE ONAY	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT.....	iv
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vi
SİMGE VE KISALTMALAR.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
1. GİRİŞ.....	1
2. KURAMSAL TEMELLER.....	11
2.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM).....	11
2.2. Fırçasız Doğru Akım Motor Yapısı.....	11
2.2.1. Stator yapısı.....	12
2.2.2. Rotor yapısı	13
2.2.3. Hava aralığı.....	15
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematiksel Modeli.....	16
2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorun Çalışma Prensipleri.....	20
2.4.1. Altı adımlı kontrol.....	21
2.4.2. Alan yönlendirmeli kontrol (AYK)	26
2.5. Fırçasız Doğru Akım Motorunun $d-q$ Eşdeğer Devresi.....	33
2.6. Fırçasız Doğru Akım Motor Kontrol Uygulamaları.....	35
2.6.1. Sabit yük gerektiren uygulamalar	35
2.6.2. Değişken yük gerektiren uygulamalar	35
2.6.3. Konum kontrol uygulamaları	36
2.7. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Avantaj ve Dezavantajları	36

	<u>Sayfa</u>
2.8. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Hız Kontrolü	37
2.8.1. Klasik kontrol yöntemleri	38
2.8.2. Modern kontrol yöntemleri	41
3. MATERYAL ve YÖNTEM	68
3.1. Giriş	68
3.2. Benzetim Çalışmaları	68
3.3. Deneysel Çalışmalar	73
4. BULGULAR ve TARTIŞMALAR	80
4.1. Benzetim Çalışma Sonuçları	80
4.2. Deneysel Çalışma Sonuçları	90
5. SONUÇ ve ÖNERİLER	113
KAYNAKLAR	115
ÖZGEÇMİŞ	119

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklamalar
U_x	Faz Gerilimi
R_x	Sargı direni
i_x	Faz akımı
L_x	Faz öz indüktans
$\lambda_a, \lambda_b, \text{ ve } \lambda_c$	Faz akıları
$E_a, E_b \text{ ve } E_c$	Zıt EMK
k_e	Zıt EMK sabiti
L_q	q ekseni endüktansı
L_d	d ekseni endüktansı
$\alpha - \beta$	Alfa – Beta eksen takımı
$d - q$	d - q eksen takımı
ω_m	Rotor açısal hız
ω_e	Rotor elektriksel açısal hız
θ_r	Rotor pozisyonu
T_e	Elektriksel tork
T_L	Yük torku
P	Kutup sayısı
i_d	d ekseni akımı
i_q	q ekseni akımı
V_d	d ekseni gerilimi

V_q	q eksenı gerilimi
ψ_d	d eksenı akısı
ψ_q	q eksenı akısı
J	Atalet momenti
B_v	Sürtünme katsayısı
$\mu(x)$	Üyelik derecesi
K_p	Oransal kazanç
K_i	İntegral kazancı
K_d	Türev kazancı
$u(t)$	Kontrol sinyali
$e(t)$	Hata sinyali
$ce(t)$	Hata değişim sinyali
$T_A(x)$	Doğruluk üyelik derecesi
$I_A(x)$	Belirsiz üyelik derecesi
$F_A(x)$	Yanlışlık üyelik derecesi

Kısaltmalar

FDAM

PI

PID

BMD

NBMD

YSA

GA

Açıklamalar

Fırçasız Doğru Akım Motoru

Oransal-İntegral Kontrolör

Oransal-İntegral-Türevsel Kontrolör

Bulanık Mantık Denetleyici

Nötrosofik Bulanık Mantık Denetleyici

Yapay Sinir Ağı

Genetik Algoritma

AYK	Alan Yönlendirmeli Kontrol
NdFeB	Neodyum-Demir-Bor
SmCo	Samaryum Kobalt
Alnico	Alüminyum-Nikel-Kobalt
DC	Doğru Akım



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil No

Sayfa

Şekil 1.1 FDAM kontrol sistemi için temel devre şeması	2
Şekil 1.2. FDAM Ayk sistemi blok şeması	3
Şekil 2.1. FDAM'nin iç yapısı.....	11
Şekil 2.2. Örnek bir FDAM kesit görünüşü.....	12
Şekil 2.3. Farklı kutup sayılarında üretilen FDAM kesit görünüşleri (a) 4 kutuplu (b) 20 kutuplu	13
Şekil 2.4. (a)Yüzey montajlı rotor, (b)Gömülü mıknatıs rotor, (c)İçten montajlı rotor .	14
Şekil 2.5. FDAM (a) $D-q$ koordinat sisteminde motor modeli, (b) Sargı bağlantısı	17
Şekil 2.6. FDAM eşdeğer devresi.....	19
Şekil 2.7. Altı adımlı komütasyon blok diyagramı	21
Şekil 2.8. FDAM tork/hız eğrisi	22
Şekil 2.9. Hat akımlarının algılanmasına dayalı FDAM sürme blok diyagramı	23
Şekil 2.10. Altı adımlı bir evirici ve FDAM.....	23
Şekil 2.11. Anahtarlama durum şemaları.....	24
Şekil 2.12. (a) Sağa hizalanmış anahtarlama, (b) Sola hizalanmış anahtarlama, (c) Merkeze hizalanmış anahtarlama.....	25
Şekil 2.13. Zıt-EMK, akım değişimleri ve anahtarlama durumları	26
Şekil 2.14. Alan yönlendirmeli kontrol çevrim yöntemi	27
Şekil 2.15. Alan yönlendirmeli kontrol çevrimi	28
Şekil 2.16. FDAM eksen takımı	29
Şekil 2.17. Üç fazdan iki faza düzlem dönüşümü.....	30
Şekil 2.18. Clarke ve Park dönüşüm blok diyagramı	30
Şekil 2.19. Referans düzlem dönüşümü.....	31
Şekil 2.20. Bileşenlerin Clarke dönüşümü.....	32
Şekil 2.21. Bileşenlerin Park dönüşümü	33
Şekil 2.22. FDAM $d-q$ eşdeğer devresi.....	34
Şekil 2.23. FDAM kapalı çevrim hız kontrol diyagramı	39
Şekil 2.24. FDAM PI kontrol blok diyagramı	39
Şekil 2.25. FDAM PD kontrol blok diyagramı.....	40
Şekil 2.26. Bulanık mantık denetleyicinin blok diyagramı	43

Şekil 2.27. İki farklı bulanık kümenin kesişimi.....	45
Şekil 2.28. İki farklı bulanık kümenin birleşimi.....	46
Şekil 2.29. Bulanık bir küme ve bu bulanık kümenin tümleyeni	46
Şekil 2.30. Üçgen üyelik fonksiyonu.....	47
Şekil 2.31. Yamuk üyelik fonksiyonu	48
Şekil 2.32. (a) Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu (b) Çan eğrisi üyelik fonksiyonu	48
Şekil 2.33. Bir hız kontrol uygulamasında kullanılan (a) Giriş üyelik fonksiyonları, (b) Çıkış üyelik fonksiyonları.....	49
Şekil 2.34. Mamdani yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (min-max).....	52
Şekil 2.35. Mamdani yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (max-product).....	53
Şekil 2.36. Sugeno yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (min veya aritmetik çarpım).....	54
Şekil 2.37. Çıkış değişkeni için elde edilen bulanık küme	55
Şekil 2.38. Maksimum üyelik yöntemi.....	55
Şekil 2.39. Ağırlık merkezi yöntemi.....	56
Şekil 2.40. Ağırlık ortalaması yöntemi.....	56
Şekil 2.41. Örnek bir bulanık mantık denetleyicinin blok şeması	58
Şekil 2.42. (a) Hata ve hatanın değişiminin evrensel küme üzerindeki üyelik fonksiyonlarının dağılımı (b) Çıkış için belirlenen üyelik fonksiyonları	59
Şekil 2.43. (a) Çalışmada tercih edilen nötrosofik bulanık mantık denetleyicinin blok şeması (b) Bulanık mantık denetleyicinin iç yapısı	64
Şekil 2.44. T, I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki dağılımı a) T üyelik fonksiyonu b) I üyelik fonksiyonu c) F üyelik fonksiyonu d) Çıkış için belirlenen üyelik fonksiyonları	65
Şekil 3.1. AYK ile kontrol edilen FDAM'nin simülasyon modeli	69
Şekil 3.2. Uygulanan hız bloğu ve Referans Hız 1 grafiği	70
Şekil 3.3. Uygulanan hız bloğu ve Referans Hız 2 grafiği	70
Şekil 3.4. PI kontrolör hız bloğu.....	70
Şekil 3.5. BMD-PI hız kontrol bloğu.....	71
Şekil 3.6. BMD-PI bloğunun iç yapısı.....	71
Şekil 3.7. NBMD-PI hız kontrol bloğu.....	72
Şekil 3.8. NBMD-PI bloğunun iç yapısı.....	72
Şekil 3.9. Deneyisel çalışmada kullanılan donanımlar ve FDAM.....	73

<u>Şekil No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.10. Deneysel çalışma sisteminin blok şeması.....	77
Şekil 3.11. Deney düzeneği	77
Şekil 3.12. Donanım bağlantıları ve bilgileri.....	79
Şekil 4.1. Referans Hız 1 için PI kontrolör simülasyon grafiği.....	80
Şekil 4.2. Referans Hız 1 için PI kontrolör simülasyon detay grafiği	81
Şekil 4.3. Referans Hız 1 için BMD-PI simülasyon grafiği	82
Şekil 4.4. Referans Hız 1 için BMD-PI simülasyon detay grafiği.....	82
Şekil 4.5. Referans Hız 1 için NBMD-PI simülasyon grafiği	83
Şekil 4.6. Referans Hız 1 için NBMD-PI simülasyon detay grafiği.....	83
Şekil 4.7. Simülasyonda Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	84
Şekil 4.8. Simülasyonda Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği	85
Şekil 4.9. Referans Hız 2 için PI kontrolör simülasyon grafiği.....	86
Şekil 4.10. Referans Hız 2 için PI kontrolör simülasyon detay grafiği	86
Şekil 4.11. Referans Hız 2 için BMD-PI simülasyon grafiği	87
Şekil 4.12. Referans Hız 2 için BMD-PI simülasyon detay grafiği.....	88
Şekil 4.13. Referans Hız 2 için NBMD-PI simülasyon grafiği	89
Şekil 4.14. Referans Hız 2 için NBMD-PI simülasyon detay grafiği.....	89
Şekil 4.15. Simülasyonda Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	90
Şekil 4.16. Referans Hız 1 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma grafiği.....	91
Şekil 4.17. Referans Hız 1 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	91
Şekil 4.18. Referans Hız 1 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği	92
Şekil 4.19. Referans Hız 1 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	93
Şekil 4.20. Referans Hız 1 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği	94
Şekil 4.21. Referans Hız 1 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	94
Şekil 4.22. Yüksüz çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	95
Şekil 4.23. Yüksüz çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği	95
Şekil 4.24. Referans Hız 2 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma grafiği.....	97
Şekil 4.25. Referans Hız 2 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	97
Şekil 4.26. Referans Hız 2 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği	98

Şekil No**Sayfa**

Şekil 4.27. Referans Hız 2 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	99
Şekil 4.28. Referans Hız 2 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği	100
Şekil 4.29. Referans Hız 2 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği	100
Şekil 4.30. Yüksüz çalışmada Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	101
Şekil 4.31. Referans Hız 1 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma grafiği	102
Şekil 4.32. Referans Hız 1 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma detay grafiği	102
Şekil 4.33. Referans Hız 1 için BMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği	104
Şekil 4.34. Referans Hız 1 için BMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği.....	104
Şekil 4.35. Referans Hız 1 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği.....	105
Şekil 4.36. Referans Hız 1 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği.....	105
Şekil 4.37. Yüklü çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	106
Şekil 4.38. Yüklü çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği	107
Şekil 4.39. Referans Hız 2 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma grafiği	108
Şekil 4.40. Referans Hız 2 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma detay grafiği	108
Şekil 4.41. Referans Hız 2 için BMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği	109
Şekil 4.42. Referans Hız 2 için BMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği.....	110
Şekil 4.43. Referans Hız 2 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği.....	111
Şekil 4.44. Referans Hız 2 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği.....	111
Şekil 4.45. Yüklü çalışmada Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği.....	112

ÇİZELGE LİSTESİ

<u>Çizelge No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1. Hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kural tablosu.....	50
Çizelge 2.2. Bulanık mantık ara yüz özellikleri.....	59
Çizelge 2.3. Hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kural tablosu.....	60
Çizelge 2.4. Nötrosofik bulanık mantık ara yüz özellikleri.....	65
Çizelge 2.5. Nötrosofik bulanık mantık denetleyici için oluşturulan kural listesi.....	67
Çizelge 3.1. Deneyisel çalışmada kullanılan FDAM özellikleri.....	76

1.GİRİŞ

Günümüzde elektrik enerjisi en önemli kaynaklardan biri olup günlük yaşamda hemen hemen tüm alanlarda kullanılmaktadır. Elektriğin ana uygulama alanlarında kullanılan motorlar da elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek başlıca uygulamaları hayata geçirirler. İşlemci teknolojisinde azalan maliyetler ve güç elektroniği alanındaki gelişmeler, ev elektroniği, otomotiv, tıbbi endüstri, askeri, uzay ve havacılık teknolojileri gibi çeşitli alanlar için fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) kullanımını artırmıştır (Alsayid ve ark., 2019). Özellikle endüstride klima santralleri, soğutma kulesi fanı ve chiller gibi farklı fan teknolojilerinde tercih edilmektedir (Jena ve ark., 2020). Günden güne kullanımı artan bu motorların rotoru sabit mıknatıslıdır ve rotor manyetik alanı sabittir. Bu durum yüksek verim, yüksek tork ve düşük motor eylemsizliği sağlar. FDAM'nin diğer motorlara göre en büyük avantajları yüksek dinamik cevabı, yüksek güç yoğunluğu, uzun çalışma ömrü, yüksek verimlilik, sessiz çalışma ve yüksek hız aralıklarıdır (Topal, 2019). Yüksek verimlilik, sessiz çalışma ve küçük boyutları gibi özellikleriyle bilgisayar, robotik sistemlerin yanı sıra elektrikli araçlar gibi hacim ve ağırlığın önemli olduğu uygulamalarda daha popüler hale gelmiştir (Devi ve ark., 2016).

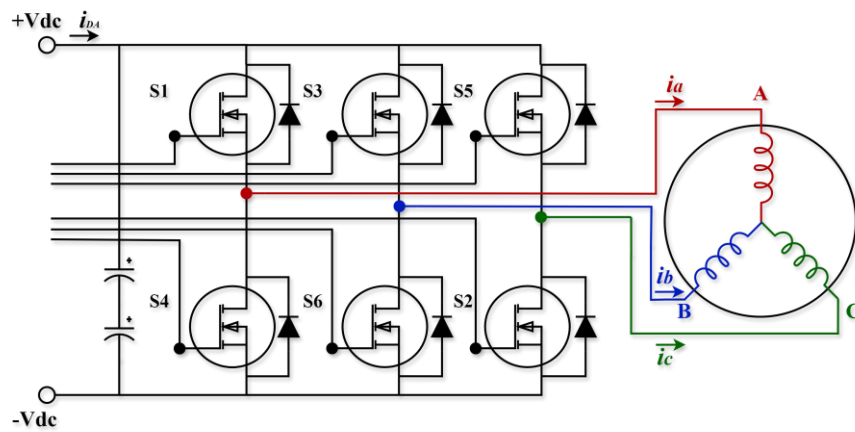
Fırçalı doğru akım motorları fırçaların belirli periyotlarda değiştirilmesi ve komütatörün periyodik bakımları gibi olumsuz özelliklerinden dolayı yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler. Bu dezavantajların üstesinden gelmek için endüstride sincap kafesli endüksiyon motorları tercih edilse de düşük güç faktörü ve düşük başlangıç torku özelliklerinden dolayı bazı zorluklara neden olabilmektedir (Mamadapur ve Unde Mahadev, 2019). İsminden de anlaşılacağı üzere FDAM'de komütasyon için fırça kullanılmaz. Fırça yerine komütasyonu sağlamak için harici bir elektronik devre kullandığından kıvılcım oluşması engellenerek motor kayıpları ve gürültü önemli ölçüde azalmaktadır. Bu sebeple de daha uzun çalışma ömrüne sahiptirler (Zhang ve Wang, 2016).

Endüstrinin en önemli uygulamaları olan havalandırmada kullanılan fan sistemlerinde basınç ve hava akışı için kullanılan FDAM bakım kolaylığı ve işletme maliyeti açısından daha çok tercih edilmektedir. Fan seçimi için havalandırma kolaylığı, güvenilirliği, yayılan ses seviyesi, restorasyon maliyeti ve verimliliği önem arz etmektedir (Primiceri

ve ark., 2016), (Mohanraj ve ark., 2022). Ortalama 20-25 yıl ömür biçilen fanlar için FDAM tercih edilmesi, faydalarının ve sınırlamaların değerlendirilmesinde diğer motorlara göre bir adım önde olduğunu göstermektedir (Prince ve Hati, 2021).

FDAM sabit bir mıknatısa sahip olmasının yanı sıra trapezoidal zıt-EMK'ya sahip bir senkron motordur. Stator sargılarını rotor konumuna göre enerjilendirmek için katı hal komütasyon devresi gerekmektedir. Motor sürücüsü dijital olarak kontrol edildiğinden rotor konumunu ve tahrik sistemini kontrol edebilmek için endüstride genellikle “*hall effect*” sensörleri tercih edilmektedir (Kumar ve ark., 2019), (Topal, 2019), (Devi ve ark., 2016). Altı adımlı komütasyonda sensörlerden alınan bilgilere göre motor faz sargılarından iki tanesi enerjilendirilmektedir. Enerjilendirilen stator sargıları elektromıknatıs etkisi oluşturur ve kalıcı mıknatıslar da rotor akısını oluştururlar. Statorun uygun sıra kullanılarak enerjilendirilmesiyle stator üzerinde korunan uygun bir döner alan oluşturulur ve oluşturulan bu döner alan sayesinde faz sargıları sırayla değiştirilerek dönüş elde edilir. Trapezoidal zıt-EMK'ya sahip bir FDAM'de üretilen komütasyonun her adımında oluşan (altı adım) tork dalgalanmaya sahiptir. Ve bu dalgalanma da motor performansını etkileyen en önemli sorunlardan biridir (Alsaid ve ark., 2019).

FDAM için Şekil 1.1.'de temel bir kontrol sistemi gösterilmektedir.

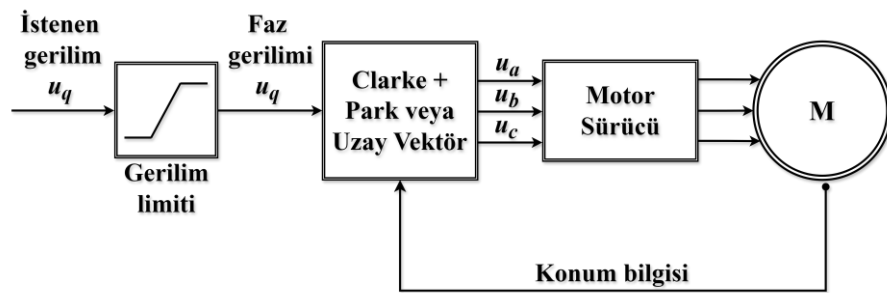


Şekil 1.1 FDAM kontrol sistemi için temel devre şeması

FDAM ile sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) karşılaştırıldığında aynı şartlardaki FDAM'nin %15 daha güçlü olduğu sonucu çıkmıştır. Aynı torka sahip olmak için PMSM'nin daha yüksek akıma ihtiyacı olmuştur. Step motorlar ile karşılaştırıldığında ise step motorlar enerjiyi FDAM kadar verimli kullanamazlar ve daha çok yüksek hassasiyet

içeren ileri-geri hareket ve yüksek tork gerektiren uygulamalarda kullanılırlar. Güç karşılaştırması bakımından özellikle düşük güçlerde tercih edilen FDAM yüksek hız performansı gösterirler. Küçük yapıları ve düşük atalet momentleri sayesinde yüksek devirlerde istenilen hızlara ulaşırken PMSM'nin maksimum hızı sinüzoidal akımlarına bağlı olarak sınırlıdır ve fırçalı doğru akım motorlarının maksimum hızı ise fırçalı yapısının getirdiği mekanik sınırlamalar nedeniyle daha azdır. Üretilen tork açısından ise en yüksek tork yoğunluğuna sahip motor step motordur ve yumuşak komütasyonu sayesinde PMSM ise yine yüksek tork yoğunluğuna sahiptir. Güç yoğunlukları karşılaştırıldığında en yüksek güç yoğunluğu PMSM ve yüksek torku sayesinde onu takip eden step motorlarındadır. Tüm bu karşılaştırmalar neticesinde yüksek hızlarda FDAM'nin en iyi performansı gösterdiği açıktır ve endüstride hassas kontrol ihtiyacı olan en önemli motorlardan biridir. Bu motorun dezavantajı komütasyonun düzgün yapılabilmesi için rotor pozisyon bilgisine ihtiyaç duyulması ve orijinal sürüşte tork salınımının da PMSM'den fazla olmasıdır. Ancak gelişen teknoloji, mikroişlemcilerin maliyetlerinin düşmesi ve kontrol algoritmalarının artmasıyla birlikte bu dezavantaj önemsiz bir hal almaktadır (Topal, 2019).

FDAM orijinal sürüşte trapezoidal zıt EMK ile çalıştırılırken PMSM gibi sinüzoidal zıt EMK ile de çalıştırılmaktadır. FDAM sinüzoidal zıt EMK ile sürüldüğünde çoğunlukla alan yönlendirmeli kontrol (AYK) kullanılmaktadır. Bu sürüş şekli aynı zamanda alternatif akım motorunun PMSM gibi çalıştırılmasıdır. FDAM ile PMSM arasındaki fark PMSM'nin sinüzoidal sürüşünde sarım şeklinden dolayı akı dağılımı çok düzgündür. Bu düzgün akı dağılımı rotor torkunun titreşimsiz üretilmesini sağlar. FDAM'nin AYK ile aynı şekilde sürülmesinde harmoniksiz tork üretimi tam olarak gerçekleşmez. Bunun sebebi motor yapısı ve sargı şeklinden dolayıdır (Kokundu, 2019). FDAM için Şekil 1.2.'de AYK sistemi gösterilmektedir.



Şekil 1.2. FDAM Ayk sistemi blok şeması (Anonim, 2020b)

Bir motorda hız açık çevrim kullanılarak kontrol edilebilmektedir ancak doğru hız bilgisi elde edebilmek için kapalı çevrim kontrol gerekmektedir. Kapalı çevrimde ölçülen motor hızı referans hız ile karşılaştırılarak hata sinyali üretilir ve üretilen hata sinyali de denetleyiciye giriş olarak verilir (Devi ve ark., 2016), (Alsayid ve ark., 2019). Akım, gerilim, tork, hız ve konum gibi motor parametreleri belirli kontrol teknikleri kullanılarak düzenlenir. Sensörsüz motor sürücülerinde ise akım ve gerilim değerleri üzerinden konum tahmini yapılmaktadır (Abdulhadi, 2022), (Topal, 2019). FDAM'nin konum ve hız kontrolü için çeşitli kontrol yöntemleri denenmiştir. Geleneksel kontrolcülerden olan Oransal (P), Oransal İntegral (PI) ve Oransal İntegral Türevsel (PID) kontrol tasarımları yapılmış ve bunlar da birbirleriyle yükselme süresi, yerleşme süresi, maksimum aşım, kalıcı durum hatası ve verim açısından karşılaştırılmıştır (Ulu, 2012), (Hameed, 2018). Farklı yük koşulları altında PI kontrolör uygulamalarının birçoğunda büyük aşımlara neden olduğundan hız yanıtını kısaltmak, aşım ve kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmak için PID kontrolör ile çalışmalar yapılmıştır (Agrawal ve ark., 2018). Kontrol sistemleri için yaygın olarak kullanılan geleneksel kontrolcüler motoru referans hızda çalıştırabilmek için invertör anahtarlarına verilen PWM darbelerini yönetir. PI , PD ve PID kontrolde temel özellik basit tasarım, kolay uygulama ve istikrarlı çalışmadır. Ancak değişen koşullar altında denetleyicilerin giriş ve çıkış parametrelerinin ayarlanması oldukça zor bir süreçtir. Tatmin edici bir kontrol elde edebilmek için sabit katsayılar K_p , K_i ve K_d değerleri ayarlanarak denetleyici yeniden yapılandırılabilir. Kontrol tasarımında önemli yere sahip olan temel parametrenin doğru ayarlanması uygun denetleyici performansını elde etmek için önem arz etmektedir. Amaç motor hızını koruyarak değişen yük koşulları altında da sabit hızı korumak ve sistemin dinamik tepkilerini incelemektir. Motor çalışıp belli bir süre geçtikten sonra yük torku uygulandığında düşen motor hızını tekrar toparlayarak eski hızına dönmesi beklenmektedir (Mahmud ve ark., 2020). Geleneksel kontrolcüler olan PI ve PID 'de parametre ayarı için yapılan bazı çalışmalarda ani yükleme yapılarak sistemin dinamik tepkileri elde edilmiş ve karşılaştırılmıştır (Ulu, 2012).

Elektrik motorları matematiksel modellerinden dolayı doğrusal sistem olmasına rağmen tahrik ettikleri sistemlerde matematiksel modelden bağımsız olarak dinamiklik durumu kontrol sisteminin geleneksel kontrolcülerden farklı olarak daha iyi bir kontrol yöntemi gerektirmektedir. Dolayısıyla bu tür sistemlerde modern kontrol yöntemleri opsiyonel

olarak tercih edilmektedir (Bulanık mantık, YSA, GA vb.). Bunların başında bulanık mantık denetleyici (BMD) gelmektedir. Klasik mantık teorisinde bir eleman bir kümeye dahilse '1' dahil değilse '0' değeri alarak keskin bir biçimde sınırlandırılır. Ancak güncel yaşamda bu durum böyle değildir çünkü bir olayla ilgili “az”, “biraz” ve “orta” gibi ifadeler kullanılmaktadır. Bu yetersizliğin üstesinden gelmek için Zadeh kontrol teorisindeki uzun süreli çalışmalarının neticesinde bulanık mantığı önermiştir (Zadeh, 1965). Bulanık mantık genel olarak bir problemin analizinden, mantıksal işlemlerle kümelerin oluşturulmasına, elde edilen verilerin bulanık küme haline getirilmesine ve sonuçların değerlendirilmesine kadar bir dizi süreci kapsamaktadır. Bu teori özellikle doğrusal olmayan sistemlerde tasarımcılara büyük kolaylıklar sağlayarak karmaşık matematiksel hesaplamalardan uzak durmalarını sağlamıştır. Tasarım için uzman tecrübesi ve veriler kullanılarak algoritmalar aracılığıyla değerler işlenir ve kural seti oluşturularak sonuca ulaşılır. Klasik mantığın aksine bulanık mantıkta bir olgunun kümeye aitliği “0” ile “1” arasında değişen ve sonsuz sayıda belirsiz değer alabilen değer seti ile ifade edilmektedir. “0” ile “1” aralığı ne kadar zorunlu olmasa da özellikle mühendislik alanında hesap kolaylığı açısından popülerdir (Çelik, 2016). Bulanık mantıkta amaç uzman deneyimleriyle elde edilen göreceli terimleri sistem denetleyicisi aracılığıyla insan benzeri karar verme yeteneğini taklit ederek makineye öğretmektir. İnsan benzeri karar verme yeteneği sayesinde çeşitli kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Sistem giriş ve çıkış değişkenleri için üyelik fonksiyonlarını tanımlarken sistem hakkında deneyimli olan uzman tecrübeleri kontrol sonuçlarını önemli derecede etkilediğinden üyelik fonksiyonları tanımlanırken kural sayısında belirlenmektedir. Bu ayarlamalar uzmanın deneme yanılma yoluyla elde edilmektedir ve optimal bir tasarım elde etmek garanti değildir.

Zadeh'in bulduğu bulanık mantıktan sonra araştırmacılar aralık değerli bulanık mantık, sezgisel bulanık mantık, pisagor bulanık mantık, L bulanık kümeler belirsiz ve dört değerli bulanık mantık uygulamalarını genişletmişlerdir. Sezgisel bulanık mantık ve pisagor bulanık mantıkta bir elemanın üyelik derecesinin yanında üye olmama derecesi de hesaba katılır (Akram ve ark., 2013), (Smarandache, 2019). Bulanık mantığın daha da genişletilmiş hali olan nütrosofiye Smarandache önermiştir (Smarandache, 2003). Bulanık mantıktan farklı olarak nütrosofik mantıkta Doğru (T), Yanlış (F) ve Belirsizlik (I) üyelik fonksiyonları ile bir olgu temsil edilmektedir. Bir X kümesine ait y verisi

nötrosofik küme teorisinde $X(y)=(T, I, F)$ olarak tanımlanmaktadır. Bu gösterime bağlı olarak $y(0.5, 0.2, 0.4)$ elemanı için 0.5 değeri kadar X kümesine dahil, 0.2 değeri kadar belirsiz ve 0.4 değeri kadar da dahil değildir. Bu değerler gerçel olmak suretiyle sürekli, ayrık, sonlu, sonsuz, tek değerli, veya alt küme kesişimleri veya birleşimleri olmak üzere $T+I+F$ toplamı ‘1’ olmak zorunda değildir (Can ve Özgüven, 2017). Nötrosofik kümeler geniş bir alanda özellikle görüntü ve sinyal işleme (Kaur ve Garg, 2022), finans (Zavadskas et al., 2023), savunma (Deveci et al., 2020), robotik (Vladareanu et al., 2015), tıp (Singh et al., 2022), biyoloji (Aggarwal et al., 2010) ve otomatik kontrol (Can ve Özgüven, 2017), (Hacat ve ark., 2021), (Fu ve ark., 2021) alanlarında uygulamalara konu olmuştur. Bulanık mantıkta olduğu gibi nötrosofik mantık kontrol sistemlerinde de kontrol sonuçlarını önemli ölçüde etkileyen faktörlerden biri giriş değişkenlerinin üyelik fonksiyon tipleri diğeri de bu fonksiyonların evrensel küme üzerindeki yerleşimleridir (Broumi ve ark., 2019), (Can ve Özgüven, 2016a), (Rivieccio, 2008).

Bulanık mantığın kontrol sistemleri için uygulanması 1975 yılında Mamdani ve Assilian’ın yaptığı gerçek bir buhar makinası denetimi için yaptıkları çalışmaya dayanmaktadır. Bu çalışma ile bulanık mantık sistemlerinin pratikte ne kadar etkili ve kullanışlı olduğunu kanıtlanmıştır. Böylece bulanık mantık sistemlerinin dünya genelinde tanınması sağlanmıştır. BMD’ler günümüzde özellikle belirsizlik içeren ve doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde tercih edilmektedir. BMD’de genellikle hata (e) ve hatanın türevi (ce) giriş değişkeni olarak kullanılır (Can ve Ozguven, 2018), (Ye ve Cui, 2018). Bu giriş değişkenleri tanımlanan özel üyelik fonksiyonları ile bulanık değerlere dönüştürülür ve bu işlem “*bulanıklaştırma*” olarak adlandırılır. Bulanıklaştırılmış bu değerler uygulamalarda bir bulanık sistemin davranışını tanımlayan bilgileri toplayarak ve uzman tecrübesine bağlı olarak oluşturulan kurallarla bulanık küme işlemine tabi tutulur. Üyelik fonksiyonları kullanılarak oluşturulan sözel terimlerle kural tablosu oluşturulmaktadır. Basitçe kontroldeki sayıların yerlerini kelimeler, denklemlerin yerini ise sözel terimler almaktadır (Broumi ve ark., 2019). Kurallar “*eğer - ise*” operatörleri kullanılarak kural setinin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkileri belirler. Girdiler Mamdani, Takagi-Sugeno gibi modelleme yöntemlerine göre işlenir ve çıktı değeri hesaplanır (Premkumar ve Manikandan, 2014), (Krishnan ve Arjun, 2014). Bu hesaplamalar sonrasında kontrol sinyalleri gerçek dünya değerlerine dönüştürülerek net çıkış değeri elde edilir ve bu işleme de “*durulama*” adı verilir. Bulanık mantıkta bir elemanın bulanık

kümeye aidiyet derecesini belirleme sürecinde (bulanıklaştırma) üyelik fonksiyonlarının seçimi çok önemlidir. Üyelik fonksiyonları arasında yamuk, üçgen, çan eğrisi ve gauss gibi yaygın kullanılan fonksiyonlar bulunur (Usman ve Rajpurohit, 2016), (Sriram ve Sureshkumar, 2014), (Shamseldin ve El-samahy, 2014). Bu üyelik fonksiyonlarının türü, evrensel küme üzerindeki yerleşimi ve kural sayısı sistemin performansını doğrudan etkilemektedir (Can ve Özgüven, 2016b).

Araştırmacılar geleneksel BMD'lerden daha iyi kontrol sonuçları elde edebilmek için nütrosifik bulanık mantık denetleyici (NBMD) tasarımına odaklanmışlardır. Bu sayede birim basamak tepki karakteristiğinin (hız yanıtı, kalıcı durum hatası, aşım, yükselme zamanı vb.) iyileşmesini hedeflemişlerdir. NBMD tasarımında araştırmacılar ayrı ayrı BMD'lerde hata ve hatanın değişimi parametrelerini nütrosifik bulanık mantık operatörleri ile işleyebilmek için evrensel küme üzerinde belli kesimlerde gruplandırılan T , I ve F üyelikleriyle bulanıklaştırmışlardır. Bu bulanıklaştırma sürecinde T üyeliğinin 1'e yakın olmasına diğer değerler I ve F 'nin de 0'a yakın olmasına bakarak sistem hakkında değerlendirme yapmışlardır. Giriş değişkenlerini bu üç üyelik fonksiyonu ile sınıflandırmak bölgesel analizi iyileştirmiştir ve kural tablosu da yine bu üyelik fonksiyonlarının konumlarına göre hazırlanmıştır. Bağımsız BMD'ler ile değerlendirilen parametreler ve üyelik fonksiyonlarının gruplandırılması kontrol esnekliği sağlayarak istenilen performansı sağlamıştır (Can ve Ozguven, 2018).

BMD ve NBMD tasarımında üyelik fonksiyonlarının ağırlıkları ve evrensel küme üzerinde yerleşimleri kontrol performansı açısından çok önemlidir. Uygun ağırlık değerlerinin tespiti ve üyelik fonksiyonlarının yerleşimi uzman görüşüne bağlıdır. Uzman görüşünü tolere etmek veya iyileştirmek için yapay sinir ağları (YSA) veya genetik algoritma (GA) ile bulanık mantığın entegrasyonu önerilmiştir. Bulanık mantığın karar verme ve uzmanlık sağlama özelliği ile YSA'nın adaptasyon ve optimizasyon kabiliyetleri birleştirilerek bulanık mantık sistemleri geliştirilmektedir (Premkumar ve Manikandan, 2014). YSA'nın öğrenme özelliği kullanılarak mevcut duruma uygun üyelikler ile doğru bulanık kurallar seçilebilmektedir. Yine aynı şekilde bulanık mantığın uzmanlık bilgisi yeteneğiyle GA birleştirilerek parametrelerin belirlenme zorluğu aşılmaktadır. Bu karma sistem üyelik fonksiyonlarının sınırlarını, türlerini ve sayılarını belirleme, bulanık kural tablosunu oluşturma, gereksiz kuralları çıkarma ve netleştirme yöntemini seçme gibi aşamaları başarıyla gerçekleştirmektedir (Shamseldin ve El-

samahy, 2014). Doğrusal olmayan sistemler için parametrelerin bilinmemesi, sistem karmaşıklığı ve matematiksel modelinin bilinmemesi gibi eksikliklere bağlı olarak model tabanlı olmayan bulanık mantık, genetik algoritma ve yapay sinir ağlarının klasik kontrol yöntemleriyle birleştirilmesi sonucu ortaya çıkan kontrol yöntemleri önerilmektedir (Fu ve ark., 2021).

FDAM'nin kontrolünde kullanılan modern kontrol sistemleri geleneksel kontrol yöntemleriyle de karşılaştırılmıştır. Yapılan birçok simülasyon ve deneysel çalışmada bu sistemlerin daha üstün kontrolör sonuçları verdiğini belirterek her bir birim adım tepki karakteristiği bakımından (hız yanıtı, kalıcı durum hatası, aşım, yükselme zamanı vb.) daha iyi olduğunu belirtmişlerdir (Mahmud et al., 2020), (Mamadapur ve Mahadev, 2019), (Premkumar ve Manikandan, 2014), (Shamseldin ve El-samahy, 2014). Ayrıca modern kontrol yöntemlerinden biri olan BMD ile FDAM'nin kontrolü, geleneksel kontrol yöntemlerine göre daha dinamik performanslar sunmuştur. (Kumar ve ark., 2019), (Mullick, 2017), (Usman ve Rajpurohit, 2016), (Zhang ve Wang, 2016), (Sriram ve Sureshkumar, 2014).

Elektrik motorlarının kontrolünde modern kontrol yöntemleriyle geleneksel kontrol yöntemlerinin birleşimi ile oluşan kaskat kontrolcüler de tercih edilmektedir. Bu kaskat sistemlerden birisi de bulanık mantık-PI denetleyicidir (BMD-PI). Bu kontrol yönteminin avantajı PI kontrolcünün girişine uygulanan katsayıların bulanık mantık tarafından iyileştirilerek sürücü performansını artırmaktır. Bu sayede lineer olmayan sistem ortaya konulan kurallar sayesinde lineer hale gelmektedir (Cabral ve ark., 2024). Yapılan bazı çalışmalarda geleneksel PI ile nütrosifik bulanık mantık-PI denetleyici (NBMD-PI) ve bulanık mantık-PID denetleyici (BMD-PID) ile nütrosifik bulanık mantık-PID denetleyici (NBMD-PID) performansları motor hız ve konum kontrolü üzerinde karşılaştırılmıştır. Bu çalışmalardan elde edilen bulgulara göre NBMD minimum aşım, sıfır kalıcı durum hatası, kısa süreli yükselme zamanı ve hızlı yanıt verdiği görülmüştür (Can, 2017), (Hacat ve ark., 2021).

Literatürde NBMD'nin motor hız kontrolü üzerine yapılan çalışmalar birkaç çalışma ile sınırlıdır (Can ve Özgüven, 2017), (Fu ve ark., 2021), (Hacat ve ark., 2021). Bu tez çalışmasında ilk defa PI kontrolör ile nütrosifik mantığın kaskat birleştirildiği NBMD-PI kullanılarak AYK sürürlü FDAM'nin hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık

tasarım stratejilerinin entegrasyonu üzerine odaklanılarak bulanık mantık kontrolör için nütrosolik üyelik fonksiyonlarının kullanılması önerilmiştir. Sensörsüz kontrol uygulamaları özellikle maliyeti düşürmek veya montajın uygun olmadığı FDAM kontrol sistemleri için büyük öneme sahiptir. Sensörlerin kullanılmadığı durumlar için geniş bir hız aralığında etkin bir şekilde çalışabilen sensörsüz bir hız kontrolcü tasarımı gerekmektedir. Bunun için de AYK tekniğı ile hem komütasyon hem de akım kontrolü sağlanmaktadır. Boşta ve yükte sensörsüz olarak çalıştırılan FDAM'nin hız kontrolü geleneksel PI ve BMD-PI ile NBMD-PI gibi gelişmiş kontrol sistemleri kullanılarak motordan kararlı ve dinamik çalışma koşullarında akım ve hız sinyalleri toplanması hedeflenmiştir. Kontrolün amacı en kısa sürede en az hata ile hız takibi sağlamaktır. FDAM'nin matematiksel modeli ve denklemleriyle birlikte uzman deneyimleri de hesaba katılarak kontrolör tasarlanmış ve Matlab/Simulink modülü ile simülasyon çalışmaları bu üç kontrolör için de gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar kontrol yöntemlerinin etkinliğini analiz etmek için karşılaştırılmıştır. Deneysel çalışmada FDAM için ST microelectronics firmasının Nucleo F401RE ve X-Nucleo-IHM07M1 kartlarıyla gerçek zamanlı hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı kontrolün amacı hız yanıtı, kalıcı durum hatası, aşım ve yükselme zamanı gibi tepki karakteristiklerinin en iyi hale getirilmesini sağlamaktır. Burada FDAM için tasarımı yapılan kontrolörlerle hız kontrolünün uygulanabilirliği incelenmiş ve sürücü performansını artıracak en iyi kontrol yöntemi belirlenmiştir. FDAM'nin nütrosolik kontrolü ile ilgili her ne kadar simülasyon çalışması bulunsada gerçek zamanlı bir kontrol çalışması yapılmamıştır. Bu çalışma FDAM'nin gerçek zamanlı hız kontrolü NBMD-PI ile yapılarak farklı bir bakış açısı sunulmasından dolayı literatürde yeni özgün bir çalışma olarak yer alması hedeflenmiştir.

Bu tez çalışması 5 ayrı bölümden oluşmaktadır. Bölüm bir GİRİŞ bölümüdür ve bu bölümde literatürde yapılan çalışmalara da değinerek genel olarak FDAM'nin genel bir tanımı çalışması ve amacı hakkında bilgiler verip FDAM'nin kontrolü hakkında ve kontrolcülerin de yapıları hakkında bahsedilmiştir. Bölüm iki KURAMSAL TEMELLER bölümüdür ve bu bölümde FDAM yapısı, çalışma prensibi, matematiksel modeli, avantaj ve dezavantajları anlatılmıştır. Ardından kontrol yöntemleri, geleneksel ve modern kontrolcü çeşitleriyle birlikte teze konu olan NBMD detaylı olarak anlatılmıştır. Bölüm üç MATERYAL ve YÖNTEM bölümüdür. Bu bölümde simülasyonda kullanılan blok yapıları ve gerçek zamanlı yapılan deney düzeneğı, bu düzeneden verilerin toplanması,

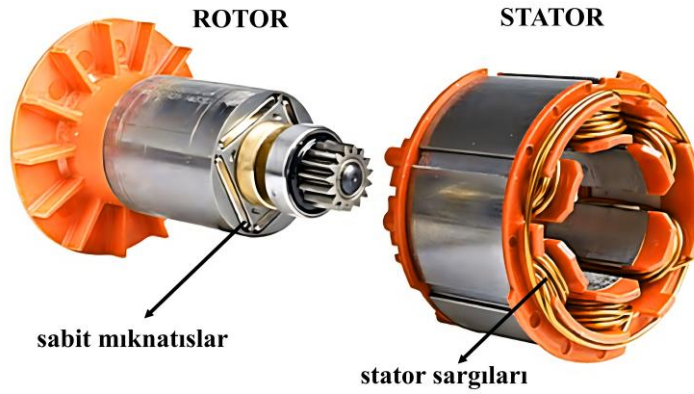
toplanan verilerin işlenmesi ve yapılan deneylerin aşamaları anlatılmıştır. Bölüm dört BULGULAR ve TARTIŞMALAR bölümüdür. Bu bölümde simülasyon ve deneysel çalışmalardan elde edilen hız grafikleri, bunların detaylı görünümüleri ve bu grafiklerin yorumundan bahsedilmiştir. Bölüm beş SONUÇLAR bölümüdür ve bu bölümde tüm yapılan çalışma sonuçları yorumlanarak öneriler sunulmuştur.



2. KURAMSAL TEMELLER

2.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM)

Fırçasız doğru akım motoru (FDAM) rotordan gelen pozisyon bilgisine göre komütasyon sağlayarak çalışan senkron bir motordur. Şönt motorun hız karakteristiği ve seri motorun da başlangıç karakteristikleri gibi avantajlarına sahip olan FDAM günümüzde değişik hız, frenleme, devir yönü çevrimi gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Bu alanlardan bazıları hava ve füze savunma sistemleri, hassas kontrol sistemleri, uzay teknolojileri, otomotiv sektörü, robot projeleri, bilgisayar teknolojileri ve elektrikli ev aletleri vb. dir. Genellikle kaynak gerilimi 42 V'den azdır ve yaygın olarak 24 V kullanılmaktadır (Ulu, 2012). Kullanım yerlerine göre bu motorların dış rotorlu FDAM, disk tipi FDAM, iç rotorlu FDAM gibi çeşitleri bulunmaktadır. Motorun performansını etkileyen çeşitli anahtarlama teknikleri, sensörlü ve sensörsüz kontroller geliştirilerek FDAM'nin bu alanlarda kullanımı artırılmıştır (Büyükyıldız, 2021). FDAM fırça ve kollektörü bulunmaması nedeniyle kolay bakım, minimum elektriksel kayıp, sessiz çalışma, uzun ömür ve iyi tork-hız karakteristiğine sahip olmasından dolayı artarak devam eden kullanım alanına sahip olmuştur (Canpolat, 2018). Şekil 2.1.'de fırçasız doğru akım motorunun iç yapısı verilmiştir.

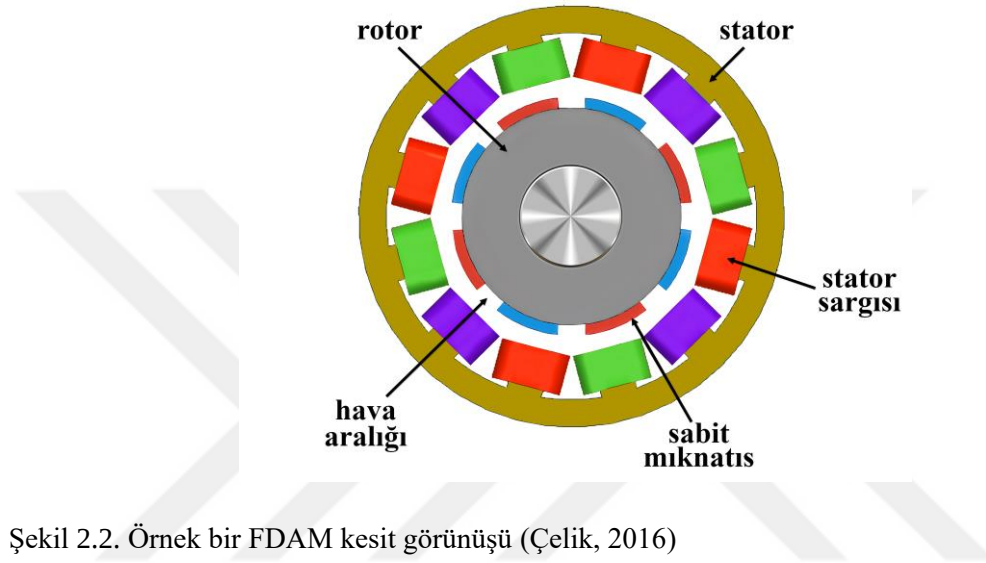


Şekil 2.1. FDAM'nin iç yapısı (Anonim, 2020a)

2.2. Fırçasız Doğru Akım Motor Yapısı

FDAM hem çok kutuplu hem de az kutuplu olarak tasarlanabilmektedir. En az 2 kutuplu olarak tasarlanan FDAM yüksek hızlarda az kutuplu ve düşük hızlarda ise çok kutuplu üretilmektedirler. Az kutuplu tasarımlarda oluk sayısı az iken çok kutuplu tasarımlarda

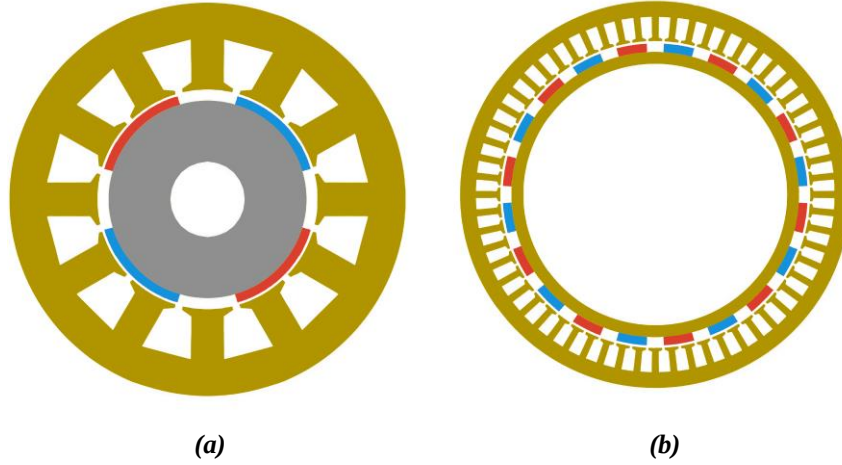
oluk sayısı fazladır ve bu fazlalık makina boyutunu sınırlamaktadır. Bu sınırlamanın avantajı ise motor ağırlığının az olmasıdır. Çok kutuplu ve az kutuplu makinada nüve ağırlığı ve hız sabit olduğu durum karşılaştırıldığında çok kutuplu makinada nüve kayıplarının daha fazla olduğu belirlenmiştir (Çelik, 2016). Şekil 2.2.'de örnek bir FDAM kesit görünüşü verilmiştir.



Şekil 2.2. Örnek bir FDAM kesit görünüşü (Çelik, 2016)

2.2.1 Stator yapısı

FDAM'de rotor hareketli stator ise sabit parçadır. Stator çelik lamine saç paketinden oluşmakta ve stator içerisinde dikine pozisyonda yerleştirilmektedir. Stator üzerinde bulunan oluklar arası dişlere sarılan sargılar motor için önemli parametrelerden biridir. Bu oluklar sargı şekline, kutup sayısına ve faz sayısına bağlı olarak seçilerek stator çevresine dağılmıştır (Topal, 2019). Faz sayısına göre simetrik şekilde yerleştirilen sargılar yıldız bağlı 3 fazlı motorda her 3 sargı bir nötr noktada birleştirilir. Açıkta kalan uçlara gerilim verilerek motorun dönmesi sağlanır ve yıldız bağlı olduğundan Trapezoidal zıt-EMK sinyali üretilmektedir. (Büyükyıldız, 2021). Bu motorda sargılar çoğu elektrik motorunda kullanılan yalıtkan bakır tellerden oluşmaktadır. Statordaki kutup sayısının belirlenmesinde çalışma hızı ve frekansı etkili olmaktadır. Düşük hızda çalıştırılan yerlerde sürme sisteminin verimini artırmak için stator çok kutuplu iken yüksek hız gerektiren yerlerde az kutupludur. Kutup sayısının artması demek oluk sayısını artıracığından makine boyutunu sınırlamak demektir (Çelik, 2016). Şekil 2.3.'te farklı kutup sayılarına göre tasarlanmış stator yapıları verilmiştir.

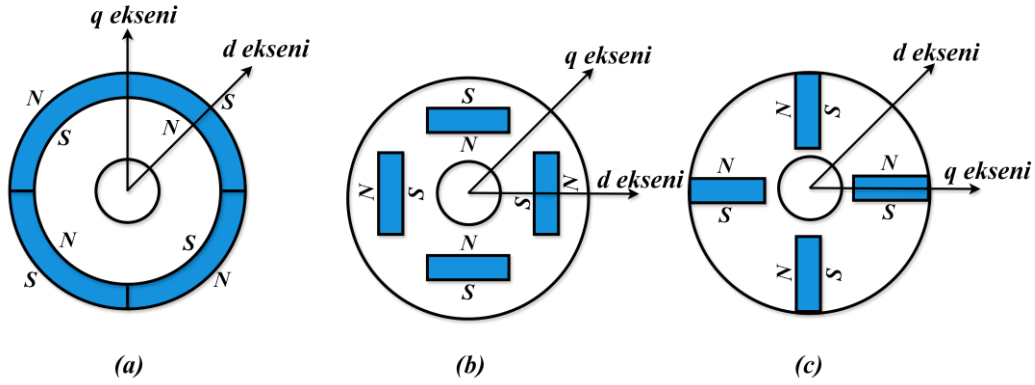


Şekil 2.3. Farklı kutup sayılarında üretilen FDAM kesit görünüşleri (a) 4 kutuplu (b) 20 kutuplu (Çelik, 2016)

2.2.2 Rotor yapısı

FDAM’de hareketli olan rotor yüzey montajlı, içten montajlı ve gömülü olarak yerleştirilmiş kalıcı mıknatıslardan oluşmaktadır. Bu mıknatıslar sayesinde stator ve rotor arasındaki hava boşluğunda manyetik alan oluşmaktadır. Geleneksel ferrit mıknatısların yanında teknolojik gelişmelerle birlikte manyetik yoğunluğu fazla olan NdFeB (Neodyum-Demir-Bor) ve SmCo (Samarium Kobalt) gibi toprak alaşımlı mıknatıslar da kullanılmaktadır. Mıknatıs seçiminde bir diğer önemli husus sıcaklığa karşı dayanımıdır. Yük altında çalışan motorda sıcaklığın etkisi ile manyetik alan yoğunluğu azalacak ve buna bağlı olarak ta üretilen tork miktarı düşecektir. Rotorda ihtiyaç durumuna göre belirlenen kutup sayısı maksimum hız ile ters orantılı iken üretilen moment ile doğru orantılıdır (Büyükyıldız, 2021).

Tasarıma ve ihtiyaca göre Şekil 2.4.’teki gibi mıknatıslar rotora farklı şekillerde yerleştirilmektedir.



Şekil 2.4. (a) Yüzey montajlı rotor, (b) Gömülü mıknatıs rotor, (c) İçten montajlı rotor (Xia, 2012)

Şekil 2.4.-a’da yüzey montaj mıknatıslı rotorda mıknatıslar statora çok yakındır. Yüksek tork değerlerine ulaşma konusunda başarılıdır ancak yüksek hızlarda düşük mekanik sağlamlık gösterdiğinden mıknatısların tahrip olma ihtimali bulunmaktadır. Rotor gövdesine gömülü olan mıknatıslar Şekil 2.4.-b’de gösterilmiştir. Yüksek hızlarda uygulamalar için tercih edilebilir ve yüksek akı yoğunluğu elde edilebilir. Ayrıca mıknatısın sabitlendiği bölgeden çıkıp motora zarar vermesi engellenmiş olur. Şekil 2.4.-c’de montajı diğerlerine göre daha zor olan sabit mıknatıslar rotor yüzeyine açılan oyuklara yerleştirilmiştir. Bu sayede yüksek hız ve tork uygulamalarında motorun zarar görmesi engellenmiştir (Taşkiran, 2022).

FDAM’de hava boşluğunda oluşan manyetik alan yoğunluğunu belirlemek için farklı mıknatıs çeşitleri tercih edilmektedir. İdeal kalıcı mıknatıs seçimi belli kriterlere göre yapılmalıdır. Bu kriterler, manyetik parametreler, bu parametrelerin sıcaklık kararlılığı, malzemenin mıknatıslanma kolaylığı, malzemenin istenen forma dönüştürülmesi, korozyon direnci ve maliyetidir.

Dört ayrı mıknatıs sınıfı malzeme bileşimlerine göre belirlenir ve bunlar; NdFeB (Neodyum-Demir-Bor), SmCo (Samaryum Kobalt), Ferit (Seramik) ve Alnico (Alüminyum-Nikel-Kobalt) mıknatıslarıdır.

NdFeB mıknatıslar; bilinen en güçlü kalıcı mıknatıslar arasındadır modern mıknatıs malzemeleri arasında en son eklenen mıknatıs türüdür. Oda sıcaklığında diğer mıknatıslardan daha üstün özelliklere sahiptir. Bu mıknatısların tercih edilmelerinin başlıca nedenleri hafiflik, yüksek manyetik enerjileri ve koersif kuvvet değerleridir.

İçeriğindeki demir nedeniyle korozyona meyillidirler ve uygun kaplama yapılmadığı takdirde yüksek oksidasyon riski taşırlar. Maliyetleri yüksektir ve yüksek sıcaklıklarda manyetik özelliklerini kaybetme riski bulunmaktadır (Büyükyıldız, 2021).

SmCo mıknatıslar; yüksek sıcaklık koşullarında çalışabilme ve yüksek koersif kuvvet gerektiren uygulamalar için idealdir. Bu özellikleri sayesinde 300°C'ye kadar olan sıcaklıklarda işlevselliğini koruyabilir. Demir içermediğinden oksidasyona uğramazlar ancak kobalt içeriği nedeniyle kırılgan yapıya sahiptirler. Diğer mıknatıs malzemelerine göre kıyasla daha yüksek maliyetlidirler (Büyükyıldız, 2021).

Ferit mıknatıslar; baryum ve stronsiyum bileşiklerinden veya kurşun oksit ile demir oksitin birleşiminden oluşmaktadır. Yapısı gereği sert olduğundan oldukça kırılgan olmalarına rağmen neme ve korozyona dayanıklı ucuz kalıcı yapay mıknatıslardır. 300°C'ye kadar olan sıcaklıklarda çalışabilirler ve yüksek akı yoğunluğu ile zorlayıcı kuvvete sahiptirler. Bu da manyetik özelliğini kaybetmeyeceği anlama gelir. Diğer mıknatıs türlerine göre daha ekonomiktir ve sinterleme işlemiyle kolayca üretilebilirler (Abdulhadı, 2022).

Alnico mıknatıslar; yüksek sıcaklıklarda dahi manyetik özelliklerini koruyabilme yetenekleriyle bilinirler. Ferit mıknatıslardan daha güçlü, ancak NdFeB mıknatıslardan daha zayıf bir manyetik kuvvete sahiptirler ve iki mıknatısa kıyasla daha az kırılgan yapıdadır. Asitlere ve eriticilere karşı yüksek direnç gösterirler ve 540°C'ye kadar sıcaklıklara yüksek dayanım gösterirler. Ayrıca curie sıcaklıklarının yüksek olması da bu mıknatısların diğer önemli bir avantajıdır. Dezavantajları ise yüksek akı yoğunluğuna karşı düşük zorlayıcı kuvvete sahip olmaları ve kısa süre içerisinde zamanla manyetik özelliklerini kaybetme riskleridir (Abdulhadı, 2022).

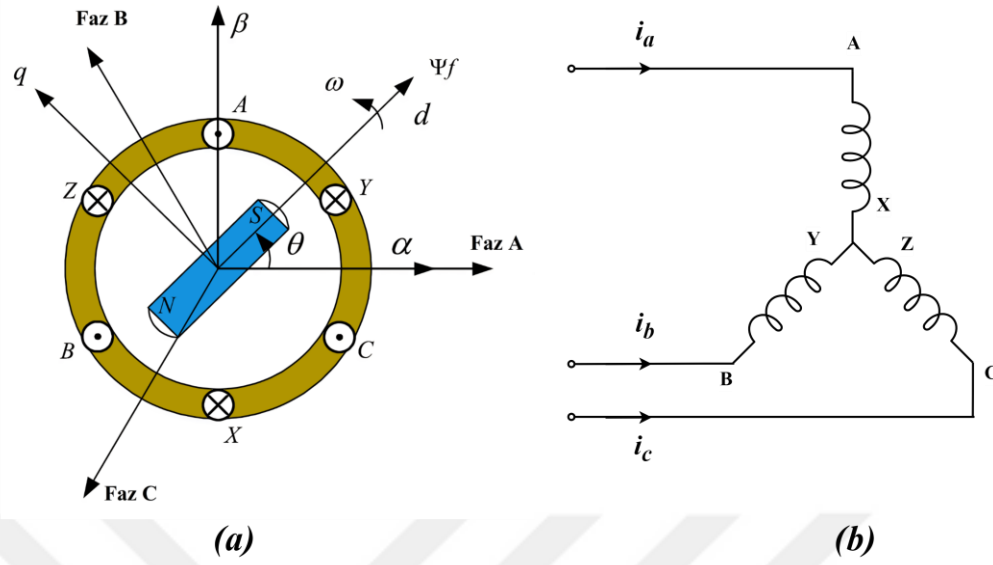
2.2.3 Hava aralığı

Stator ve rotor arasındaki mesafe olarak tanımlanan hava aralığı bölgesi elektrik makinaları için en önemli parametrelerden biridir. Fırçasız motorlarda üzerinde sargı sarılı sabit stator ve sabit mıknatıslı rotor arasında da hava aralığı bölgesi bulunmaktadır. Hava aralığı makinanın performansına önemli derecede etki ederek motor kayıplarında ve motorun veriminde oldukça etkilidir. Hava aralığının az ya da çok olması manyetik akıyı etkilediğinden manyetik devrenin relüktansına etki eder (Çelik, 2016). Tasarlanan

elektrik motorunun mekanik boyutu ve gücüne göre hava aralığı mesafesi belirlenmektedir. FDAM, geleneksel sabit mıknatıslı DC motorların tam tersi yapıya sahiptir. İç rotorlu veya dış rotorlu olarak üretilen FDAM’lerde rotor üzerinde genellikle NdFeB (Neodyum-Demir-Bor) ve SmCo (Samaryum Kobalt) tipinde sabit mıknatıslar bulunmaktadır (Turhan, 2014). Bu mıknatıslarda yüzey montajlı , içten montajlı ve gömülü olarak rotora 3 farklı şekilde yerleştirilebilir (Büyükyıldız, 2021). Stator üzerindeki oluklarda ise 3 faz motor sargıları bulunmaktadır ve bu sayede motorun daha az ısınır, montajı kolay yapılır ve rotor dış etkilerden korunur. Statorda manyetik alan motor sürücüsü aracılığıyla rotor pozisyonuna göre komütasyon sağlanarak oluşturulmaktadır. Stator üzerinde sabit ve rotor üzerinde oluşan döner manyetik alan etkileşimi sonucu elektromekanik moment üretilerek motor dönmektedir (Canpolat, 2018).

2.3 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematiksel Modeli

FDAM diferansiyel denklemlerle modellenerek ve uzay durum denklemleri kullanılarak matematiksel modeli çıkarılmaktadır. Yıldız bağlı motor için bazı parametreler ideal kabul edilerek ve bazı parametreler de ihmal edilmektedir. İhmal edilen parametreler; histerisiz kayıpları, eddy kayıpları, nüve doyumu, rotor reaksiyonu ve cogging momentidir (Canpolat, 2018). İdeal kabul edilenler ise hava aralığında manyetik alanın 120° düz tepe genişliğinde trapezoidal olduğu, stator üzerindeki sarımların sürekli ve düzenli dağılımda olduğu, iletkenlerin rotor yüzeyine eşit dağıtıldığı ve stator dirençlerinin eşit olduğudur. Ayrıca sürücü devresinde bulunan invertörlerde kullanılan anahtarlama elemanları BJT, MOSFET, IGBT vb. ideal kabul edilmiştir (Büyükyıldız, 2021).



Şekil 2.5. FDAM (a) D - q koordinat sisteminde motor modeli, (b) Sargı bağlantısı (Sun, 2022), (Xia, 2012)

Şekil 2.5.'te Yıldız bağlı FDAM'nin sargı şekli ve yapısı verilmiştir. Denklem 2.1'de faz gerilimi u_x ile ifade edilerek i_x akım, R_x sargı direnci ve e_x zıt EMK'ya bağlı olarak ifade edilmiştir. Denklemdaki alt indis x herhangi bir faz olabileceği anlamına gelmektedir (Canpolat, 2018).

$$u_x = R_x i_x + e_x \quad (2.1)$$

Denklem 2.2'de her bir faz için indüklenen EMK ifade edilmiştir (Canpolat, 2018).

$$e_x = \frac{d\phi_x}{dt} \quad (2.2)$$

Denklem 2.3'te örnek olarak A fazının manyetik akı denklemi verilmiştir (Canpolat, 2018).

$$\phi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \phi_{pm}(\theta) \quad (2.3)$$

$\varphi_{pm}(\theta)$ rotorda sabit bulunan mıknatısların herhangi bir faz üzerine etkiyen manyetik akıyı ifade eder. Rotor ve stator arasındaki sabit mıknatısların manyetik alan dağılımı ve rotor pozisyonu $\varphi_{pm}(\theta)$ manyetik akı büyüklüğünü etkilemektedir. Rotor α pozisyonunda iken manyetik akı denklemi Denklem 2.4'te ifade edilmiştir (Canpolat, 2018).

$$\varphi_{pm}(\alpha) = N\psi_{pm}(\alpha) \quad (2.4)$$

Burada N sarım sayısını ifade etmektedir. Yıldız bağlı FDAM'de stator sargıları simetrik olduğundan fazlardan akan akımların toplamı sıfırdır (Canpolat, 2018).

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2.5)$$

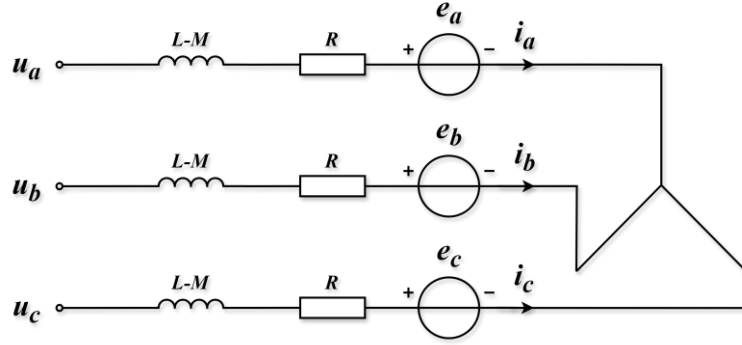
Fazlardaki gerilim matematiksel olarak Denklem 2.6'daki şekilde ifade edilebilir (Büyükyıldız, 2021)

$$\begin{aligned} u_A &= Ri_A + (L - M) \frac{di_A}{dt} + e_A \\ u_B &= Ri_B + (L - M) \frac{di_B}{dt} + e_B \\ u_C &= Ri_C + (L - M) \frac{di_C}{dt} + e_C \end{aligned} \quad (2.6)$$

e_A, e_B, e_C motordaki yüke göre akımın ayarlanmasını sağlayan zıt-EMK'dır. Gerilim matris formuna çevrilerek Denklem 2.7'deki şekilde ifade edilebilir (Canpolat, 2018).

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Bu denklemde R stator direncini, L öz endüktansı ve M karşılıklı endüktansı ifade eder. Denkleme göre FDAM'nin eşdeğer devresi Şekil 2.6.'da ifade edilmiştir (Büyükyıldız, 2021)



Şekil 2.6. FDAM eşdeğer devresi (Xia, 2012)

FDAM'nin güç ve torku incelendiğinde gücün büyük bir bölümü manyetik alan yardımıyla rotora tork olarak aktarılırken bir miktarı bakır kayıplarına ve bir miktarı da demir kayıplarına gitmektedir. Rotora aktarılan kısım fazlardaki EMK ile akımların çarpımı olan elektromanyetik güç ile aşağıda Denklem 2.8'de belirtilmiştir (Canpolat, 2018).

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.8)$$

ω_m Rotor açısal hızını ifade etmek üzere mekanik kayıplar ile kaçak akı ihmal edilerek elektromanyetik tork Denklem 2.9'da ifade edilmiştir (Canpolat, 2018).

$$P_e = \tau_e \omega_m \Rightarrow \tau_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.9)$$

ω_e Rotorun elektriksel olarak açısal hızı ω_m rotor açısal hızı ve P kutup sayısı ile Denklem 2.10'da ifade edilmiştir.

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.10)$$

FDAM'nin rotorunda indüklenen zıt EMK rotorun konumuna bağlı olduğundan rotor konumunun fonksiyonudur ve rotor konumuna göre trapezoidaldir. Zıt EMK değeri ω_m

motor mekanik hızı ile k_e zıt EMK sabitinin çarpımı şeklinde Denklem 2.11’de ifade edilmiştir (Taşkiran, 2022).

$$\begin{aligned} e_A &= k_e \omega_m f(\theta) \\ e_B &= k_e \omega_m f\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_C &= k_e \omega_m f\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Trapezoidal forma sahip zıt EMK fonksiyonu Denklem 2.12’deki gibidir (Taşkiran, 2022).

$$f = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right), & \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi \\ 1, & \pi \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi} \left(\theta - \frac{5\pi}{3} \right), & \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.12)$$

T_L Yüke aktarılan torku ifade etmek üzere rotor ataleti (J) ve rüzgar sürtünmesi (B_v) de hesaba katılarak elektromanyetik tork denklemi Denklem 2.13’te ifade edilmiştir (Canpolat, 2018).

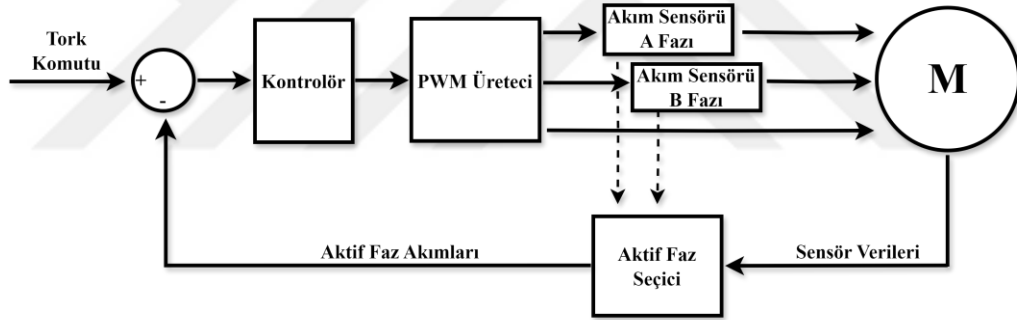
$$\tau_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_v \omega_m \quad (2.13)$$

2.4 Fırçasız Doğru Akım Motorun Çalışma Prensibi

FDAM’de trapezoidal komütasyonla düşük hızlarda hassas kontrol sağlanamazken sinüzoidal komütasyon ile bu hassasiyet sağlanabilmektedir. Orijinalinde FDAM sürüş tekniği zıt-EMK’ya dayalı trapezoidal sürüştür. Ancak FDAM yapısı itibariyle sinüzoidal sürüş içinde imkân sunmaktadır. Bu sebeple FDAM hem sinüzoidal hem de trapezoidal kontrol edilebilmektedir (Kokundu, 2019).

2.4.1 Altı adımlı kontrol

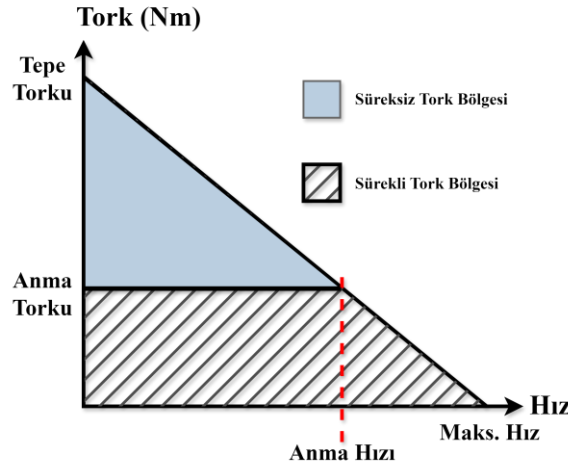
FDAM’de rotordan gelen pozisyon bilgisine göre anahtarlama yapılarak her faza sırayla gerilim uygulanmaktadır. Eviricilerden oluşan sürücü devresinden fazlara sırayla gerilim uygulanması sonucu statorda manyetik alan meydana gelmekte ve bu manyetik alan rotordaki mıknatıslar ile etkileşime girmektedir. Bu etkileşim sonucu statordan geçen akımlar nedeniyle oluşan elektromıknatıs özelliği ile rotordaki mıknatıslar arasında itme–çekme meydana gelmekte ve moment üretilmektedir (Canpolat, 2018). Stator ve rotorun hızı senkron çalışmada birbirine eşit olmakta ve bu senkron çalışma nedeniyle kayma ortaya çıkmamaktadır. Teorikte FDAM’de üretilen moment düz şekilde meydana gelmektedir. Elektromıknatısların dönme hareketi sağlaması için bobinler karşılıklı ve sırayla enerjilendirilmelidir. Şekil 2.7.’de altı adımlı komütasyon için blok diyagramı gösterilmiştir.



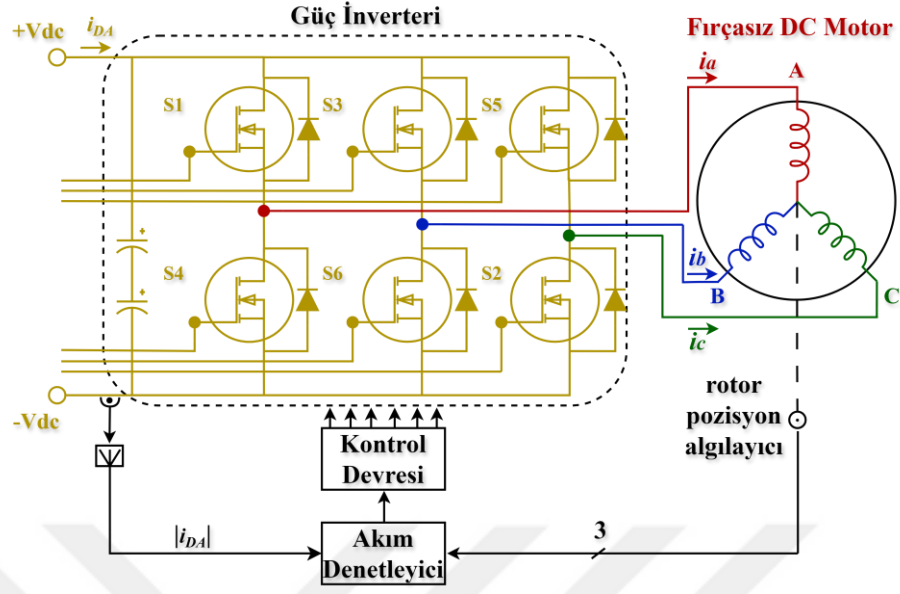
Şekil 2.7. Altı adımlı komütasyon blok diyagramı (Kokundu, 2019)

Dönme hareketinin meydana gelmesi için yapılan komütasyon nedeniyle akım yükselme ve düşme anlarındaki kaçak endüktansların moment dalgalanmaları oluşturmasıyla neden olan bozulmalardan dolayı trapezoidal olarak ortaya çıkmaktadır. Bu durum üretilen momentte komütasyon sayısı kadar moment dalgalanmasına neden olmaktadır. 3 fazlı bir motorun tork üretilip dönebilmesi için fazlar belirli bir sıraya göre enerjilendirilmeli ve hangi bobine ne zaman anahtarlama yapılması gerektiği bilinmelidir. Bunun için komütasyonunda her iki fazda 60°’de bir komütasyon meydana gelmekte ve her faz sargısının iletimi 120° boyunca aktiftir. İletimde olmayan fazda ise zıt-EMK gerilimi indüklenir. Rotordan çeşitli yöntemlerle alınan konum bilgisiyle boş olan faz haricindeki iki fazın enerjilendirme bilgisi evirici üzerinden

anahtarlama sistemine aktarılmaktadır. Eviriciler doğru akımı ayarlanan frekans ve genlikte alternatif akıma dönüştürmektedirler (Büyükyıldız, 2021). Anahtarlama sonucunda sargılarda oluşan manyetik kutuplar rotor üzerinde itme-çekme kuvveti oluşturarak ve sırasıyla sargılar arası geçiş yaparak motorun tam tur dönmesi sağlanmaktadır. Motorun maksimum tork üretmesi için stator ile rotor arasındaki manyetik alan birbirine 90° olması gerekmekte ve durmadan dönebilmesi için sürekli bir moment oluşumu şarttır (Çorapsız, 2018). Açığı 90° tutmak için stator sargılarına uygulanan akım tarafından oluşturulan stator akısının rotor akısını takip etmesi gerekmektedir. Şekil 2.8.'de FDAM tork/hız eğrisine bakıldığında başlangıç anında maksimum tork değeri ürettiği görülmektedir. Bunun sebebi motor başlangıçta yüklü ise yükün ve rotor ataletinin üstesinden gelebilmek içindir. Motor çalıştıktan sonra belirlenen anma hız değerine ulaşırken de tork azalarak anma değerine ulaşmaktadır. Motor anma hızının üzerindeki hızlarda (%150'i kadar) çalışabilmektedir. Bu hızlara ulaştığında zıt-EMK arttığından sargılardan akan akım azaltmakta ve torkta buna bağlı olarak azalmaktadır (Topal, 2019). Şekil 2.9.'da hat akımlarının algılanmasına dayalı FDAM sürme blok diyagramı verilmiştir.

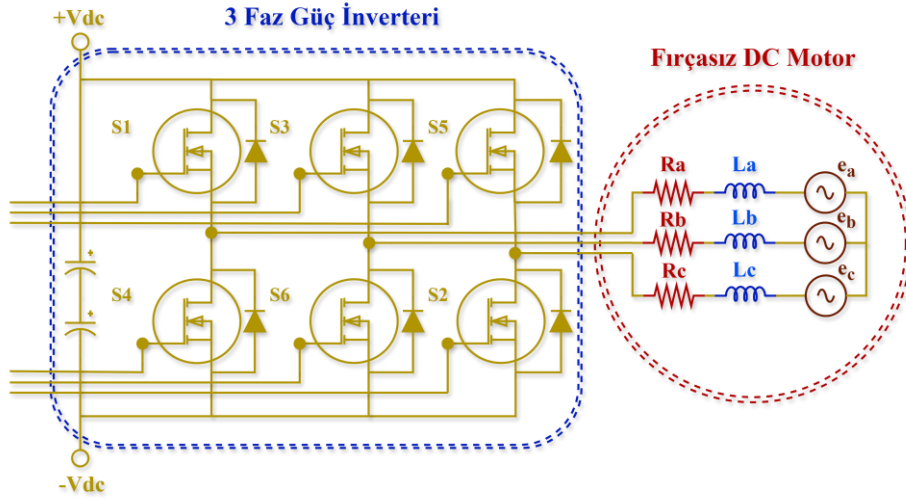


Şekil 2.8. FDAM tork/hız eğrisi (Topal, 2019)

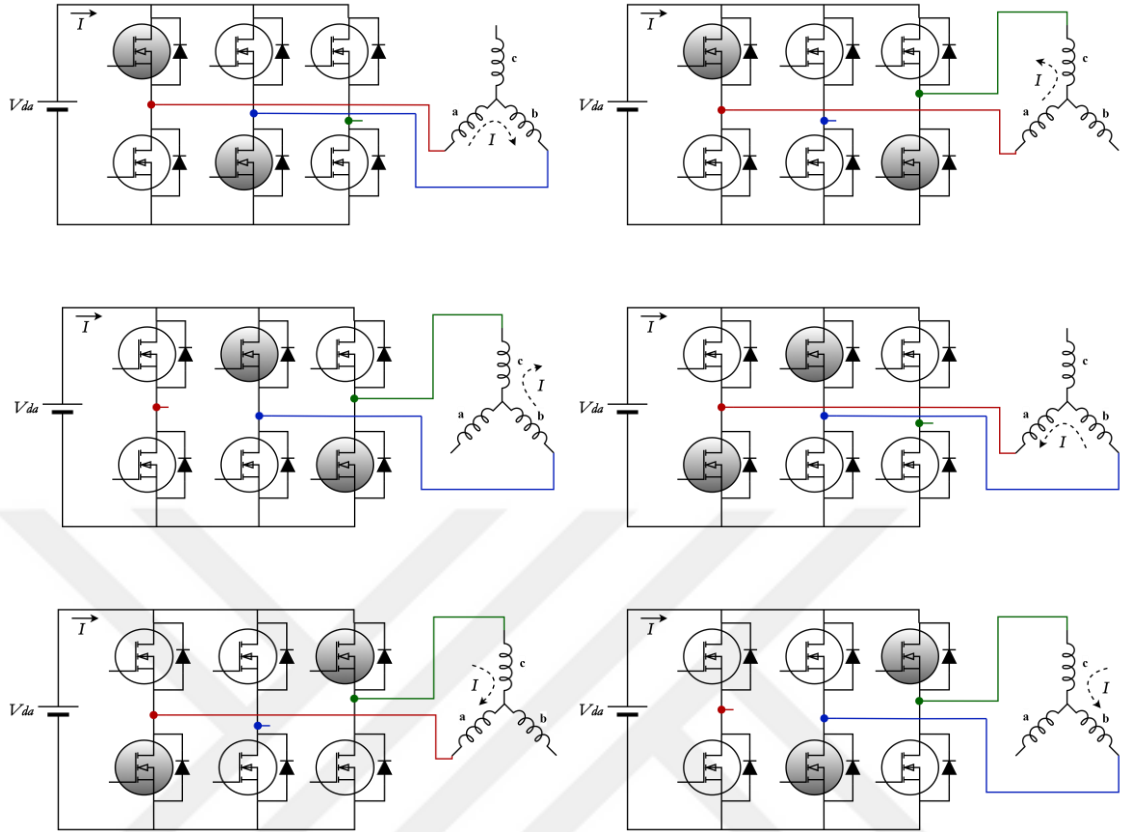


Şekil 2.9. Hat akımlarının algılanmasına dayalı FDAM sürme blok diyagramı (Çelik, 2016)

Şekil 2.10.'da 3 fazlı bir FDAM'de meydana gelen anahtarlama ve faz akımları görülmektedir. 6 farklı durum için 2 fazdan akım akarken diğer faz boş kalmaktadır. Aktif olan fazlardan biri anahtarlardan biri ile pozitif polaritede diğeri ise anahtarlardan biri ile negatif polaritede iletimde olmakta ve 6 tane iletim durumu ortaya çıkmaktadır (Bereketoğlu, 2020). Şekil 2.11.'de anahtarlama durumlarının şemaları verilmiştir.

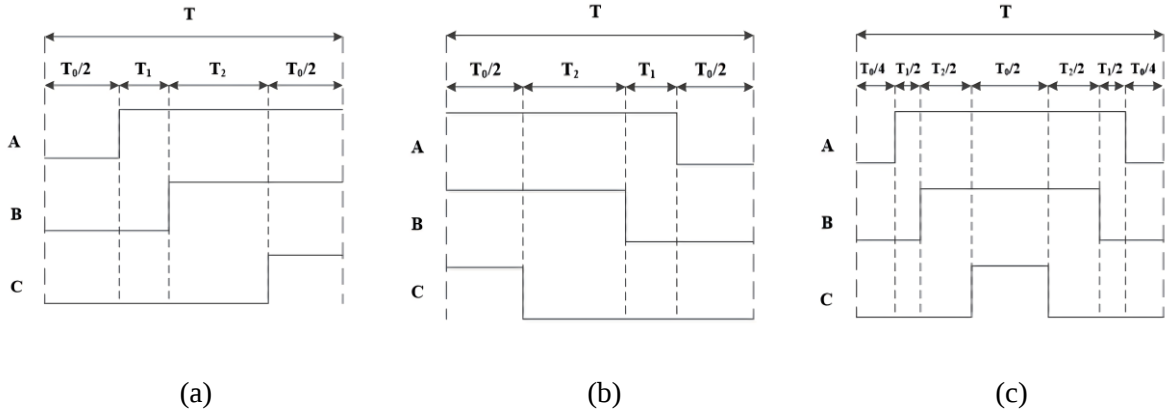


Şekil 2.10. Altı adımlı bir evirici ve FDAM



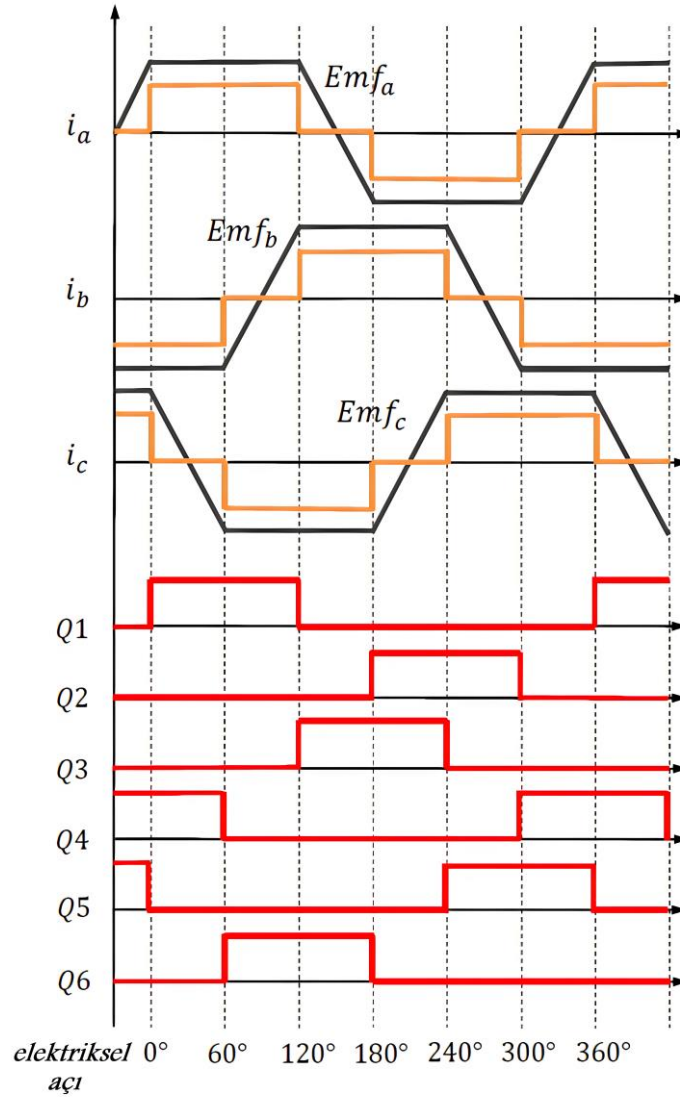
Şekil 2.11. Anahtarlama durum şemaları (Bereketoğlu, 2020)

Anahtarlama Durumları: Bir referans durum vektörünün oluşturulması dört temel uzay vektörünün doğru bir kombinasyonuyla sağlanmaktadır. Bu kombinasyonlarda hangi dört temel uzay vektörünün seçileceği ve bunlarında anahtarlama zamanlarının tespiti başarılı bir kontrol sonucu için çok önemlidir. Bir diğer önemli nokta dört temel uzay vektörünün motor üzerine uygulanma sırasıdır. Her temel durum vektörü altı mosfetin anahtarlama kombinasyonları ile oluşmaktadır ve bu sürecin de doğru yönetilmesi esastır. Mosfet anahtarlama işlemi sırasında faz akımları ve DC bara gerilimi üzerinde dalgalanmalar oluşmaktadır. Bu nedenle anahtarlama işlemleri sırasında ortaya çıkan gürültüyü minimize etmek amacıyla temel anahtarlama kalıpları incelenmelidir.



Şekil 2.12. (a) Sağa hizalanmış anahtarlama, (b) Sola hizalanmış anahtarlama, (c) Merkeze hizalanmış anahtarlama (Kokundu, 2019)

Anahtarlama dizilerinin gösterildiği Şekil 2.12.-a ve Şekil 2.12.-b'deki hizalamalar genel olarak aynı etkiye sahiptir. Evirici yapısındaki altı adet mosfet periyodun başında ve sonunda tamamı eş zamanlı olarak durum değiştirdiğinden faz akımları ve DC bara gerilimi bu zamanlarda maksimum seviyeye ulaşabilecek dalgalanma meydana gelmektedir. Bu, aynı zamanda harmonik gürültünün oluşmasına neden olmaktadır. Şekil 2.12.-c'de gösterilen anahtarlama merkeze hizalıdır. Bu durumda yalnızca bir fazın mosfetleri aynı anda durum değiştirir. Bu da faz akımları ve DC bara gerilimindeki dalgalanmaları önemli ölçüde azaltır. Ancak bu durumun dezavantajı mosfetlerin periyot boyunca daha fazla anahtarlama yapması gerektiğinden kullanılabilir süre azalır. Şekil 2.13.'te zıt-EMK ile birlikte akım değişimleri ve anahtarlama durumları gösterilmiştir.



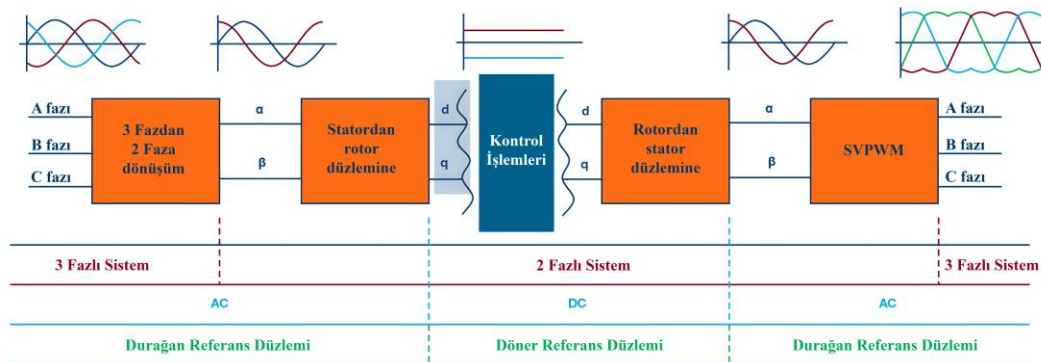
Şekil 2.13. Zıt-EMK, akım değişimleri ve anahtarlama durumları (Erken, 2021)

2.4.2 Alan yönlendirmeli kontrol (AYK)

FDAM kontrolü için yaygın olarak alan yönlendirmeli kontrol ve trapezoidal kontrol olmak üzere iki farklı elektriksel komütasyon kullanılmaktadır. Bu yöntemlerin her biri motor performansını optimize etmek amacıyla farklı avantajlar sunmaktadır. Stator gerilimi ve akımını takip eden konum tahmini yöntemleri motorun endüktans değişikliklerini analiz ederek yüksek frekanslı gerilim veya akım sinyallerinin motorun temel akımına ekleyip bu harmoniklerden yola çıkarak konum bilgisini elde eder. Bu kontrol kompleks matematiksel işlemleri gerektiren bir algoritmadır. Bu algoritmanın hızlı ve etkili bir şekilde uygulanabilmesi için çok güçlü sayısal sinyal işlemcileri

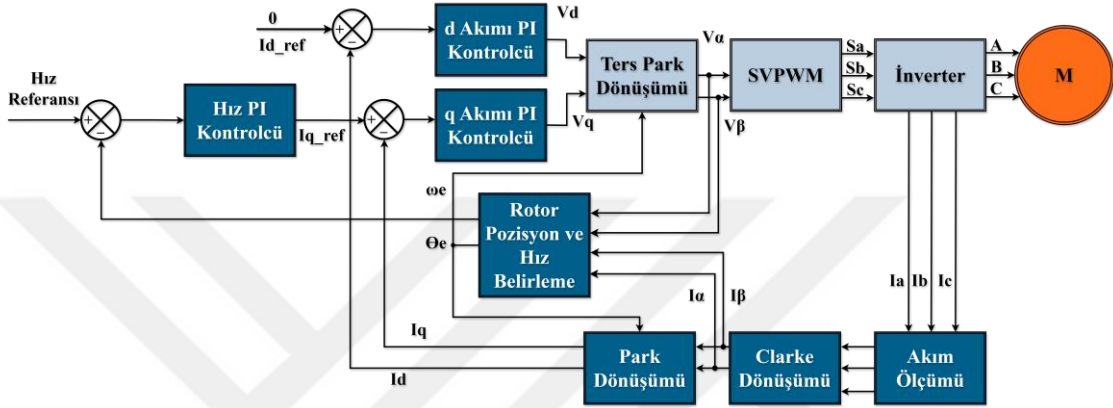
kullanan denetleyicilere ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun yanında YSA gibi yöntemlerle konum tahmini yapıp GA ve bulanık mantık gibi yöntemler kullanılarak bir veri seti üzerinden de konum tahmini yapılabilmektedir (Erken, 2021). Aslında bu şekildeki çalışma mantığı FDAM'yi PMSM gibi sürüş yöntemidir. Bu çalışmada kullanılan FDAM'nin hız kontrolünde de PI kontrolör ile alan yönlendirmeli kontrol kullanılıp bulanık mantık ve nötrosofik bulanık mantık ile birleştirilmiştir.

FDAM'de üç adet referans düzlemi bulunmaktadır. Bunlar üç eksenli stator referans düzlemi, İki eksenli rotor referans düzlemi ve iki eksenli stator referans düzlemidir. FDAM'de akı ve tork bağımsız olarak kontrol edilebildiğinden yüksek dinamik performans elde edilebilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrolde ölçülen stator akımları kontrol değişkeni olarak kullanılmaktadır. 3 fazlı motor akımlarını kontrol etmek için önce iki eksenli stator düzlemine ardından da rotor düzlemine geçilmektedir. Akım bileşenlerinden biri tork diğeri akı üreten I_d ve I_q akımları elde edilmektedir. Gerçek faz akımları iki eksenli dikey olarak dönen $d-q$ çerçevesinde hayali I_d ve I_q akımlarına dönüştürülmektedir. Tork üreten akım q ekseninde tanımlanırken akı üreten akım d ekseninde tanımlanmaktadır (Kokundu, 2019). Yöntem genel olarak şu şekilde sıralanır; motor akımları clarke dönüşümüyle α, β iki eksenli stator düzlemine ardından park dönüşümü yapılarak d, q rotor düzlemine geçilmektedir. Gerekli kontrol işlemlerinden sonra ters park ve clarke dönüşümleri yapılarak tekrar 3 fazlı stator düzlemine geçilerek üretilen sinyaller motora uygulanmaktadır. Bu yöntemde çalışma düzlemi rotor olduğu için hem daha kolay kontrol edilir hem de akım zamandan bağımsız şekilde doğru akım karakteristiğine dönüşür (Canpolat, 2018).



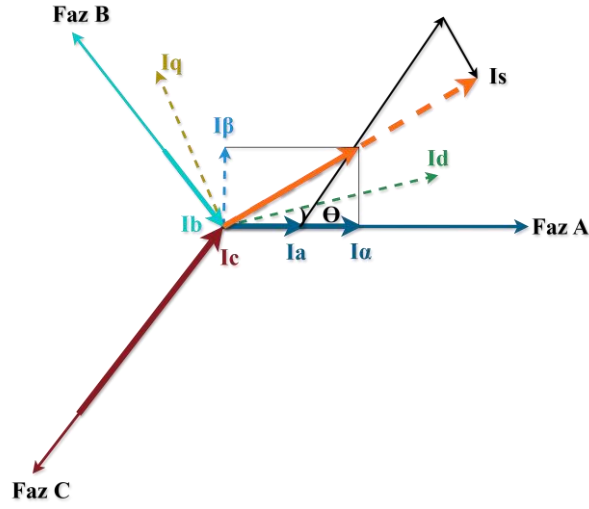
Şekil 2.14. Alan yönlendirmeli kontrol çevrim yöntemi (Frick, 2018)

Şekil 2.14.'te alan yönlendirmeli kontrol şeması gösterilmiştir. Bu yöntemin hız ve tork hassasiyeti iyi olduğu gibi motor sıfırdan maksimum hızlara kolayca çıkabilmektedir. Karmaşık bir yapıya sahip olduğundan ve rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulduğundan yüksek kontrol gücüne sahip mikroişlemciler gerektirir. Bu durum da kontrol maliyetini artırmaktadır.



Şekil 2.15. Alan yönlendirmeli kontrol çevrimi (Canpolat, 2018)

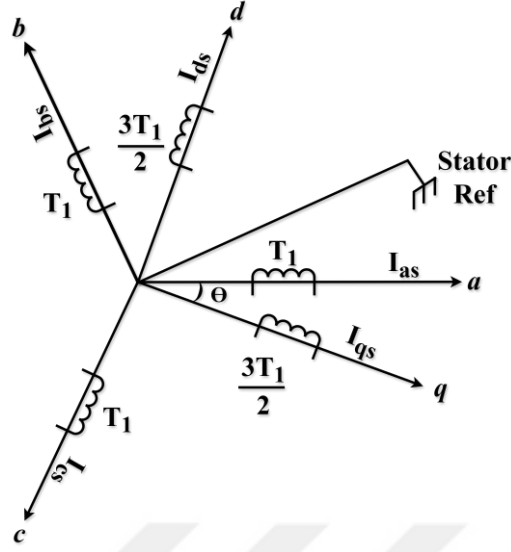
Şekil 2.15.'te iç katmanda akım kontrol çevrimleri ve dış katmanda hız kontrol çevrimi olmak üzere iç içe geçmiş iki katmanlı motor kontrol çevrimi gösterilmektedir. Rotor düzleminde kontrol edilen işaretler zamandan bağımsız olduğundan akım kontrol çevrimleri PI kontrol ile gerçekleştirilmektedir. Rotor düzlemindeki stator manyetik akı vektörünün bileşenleri, dik bir manyetik akı üretmek amacıyla kontrol edilmektedir. Şekil 2.16.'da d eksenindeki stator akı bileşeni, rotor akı vektörü ile aynı eksende bulunurken q eksenine bunlara dik bir şekilde konumlanmaktadır ve d bileşeni sıfırlanmak istenirse statorun manyetik akı vektörünün tamamı q bileşeninde oluşmaktadır. Bunun anlamı rotora dik bir manyetik akı vektörünün oluşturulmasıdır. Kontrolcünün çıkışları ters park dönüşümü yapılarak clarke düzlemine aktarıldığında akım kontrolü sonucu I_d akımı sıfıra eşitlenirse ters park ile üretilen V_α ve V_β arasında 90° 'lik faz farkı oluşmaktadır. Bu faz farkı d - q düzlemindeki stator ve rotor manyetik akı vektörlerindeki açıyla aynıdır. Bunun neticesinde motordan maksimum tork elde edilir. Eğer I_d bileşeni sıfır olmazsa faz farkı 90° olmayacak ve motordan maksimum tork sağlanamayacaktır (Canpolat, 2018).



Şekil 2.16. FDAM eksen takımı (Canpolat, 2018)

Alan yönlendirmeli kontrolde en önemli nokta rotor pozisyonunun doğru belirlenmesidir. Eğer doğru belirlenemezse çok yüksek hızlarda rotor pozisyonunu belirlemek için kullanılan algoritmalar hatalı sonuç verir ve daha kompleks algoritmaların geliştirilmesine ihtiyaç duyulur.

Referans Düzlem Dönüşümleri: FDAM'nin analizi diğer motorlarda olduğu gibi yine akım, gerilim, akı ve hız gibi değişkenler aracılığı ile yapılmaktadır. Değişkenler motora gerilim uygulandığı andan itibaren sürekli değişmektedirler. Bu değişimden dolayı FDAM'nin matematiksel modelini oluşturmak hem çok ağır matematiksel hesaplar hem de uzun uğraşlar gerektirmektedir. Bu hesaplamaların önüne geçebilmek için matematiksel dönüşümler kullanılarak motor denklemleri farklı düzlemlere aktarılmaktadır. Üç fazdan iki faza düzlem dönüşümü Şekil 2.17.'de gösterilmiştir.



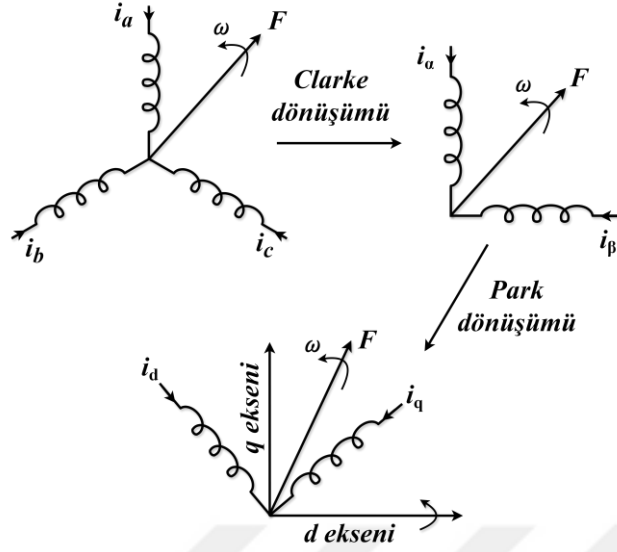
Şekil 2.17. Üç fazdan iki faza düzlem dönüşümü (Kokundu, 2019)

FDAM için en çok kullanılan Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak değişken sayısı azaltılmakta ve makinenin analizi kolaylaşmaktadır. Clarke ve Park dönüşümünü gösteren blok diyagram Şekil 2.18.'de gösterilmiştir.



Şekil 2.18. Clarke ve Park dönüşüm blok diyagramı (Çorapsız, 2018)

Statordaki üç faz döner düzlem Clarke ve Park dönüşümü ile önce iki faz döner düzleme sonra iki faz sabit düzleme aktarılmaktadır. Bu dönüşümün vektör gösterimi Şekil 2.19.'da gösterilmiştir. Clarke dönüşümünden sonra tekrar üç faz sabit düzleme geçiş Ters Clarke ve Park dönüşümünden sonra tekrar üç faz sabit düzleme Ters Park dönüşümleri ile yapılmaktadır (Çorapsız, 2018).



Şekil 2.19. Referans düzlem dönüşümü (Çorapsız, 2018)

Clarke Dönüşümü: Clarke dönüşümü ile statordaki üç faz büyüklükler üç faz döner düzlem $a-b-c$ düzleminde iki faz döner düzlem ($\alpha-\beta$) düzlemine dönüştürülmektedir. a ve α eksenlerinin çakıştığı ihtimaliyle faz bileşenlerin vektörel gösterimi Şekil 2.20.'de gösterilmiştir. Bu dönüşüm denklemleri de aşağıda ifade edilmiştir. (Çorapsız, 2018).

Denklem 2.14'te stator akımlarının i_s bileşke vektörü ifade edilmiştir.

$$i_s = \frac{2}{3} \left[i_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} i_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} i_c \right] \quad (2.14)$$

i_s Denklem 2.15'te iki eksenli stator düzlemine aktarılmıştır.

$$i_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.15)$$

İki denklem birleştirilerek $\alpha - \beta$ düzlemi bileşenleri Denklem 2.16'da ifade edilmiştir.

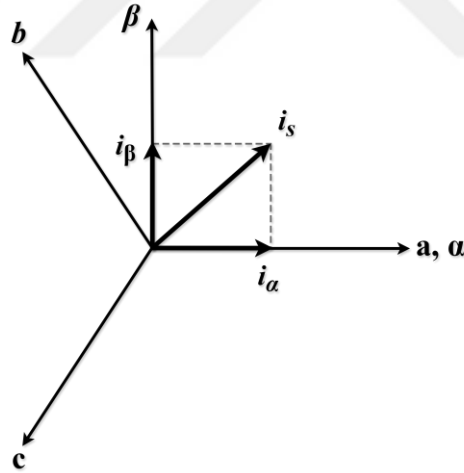
$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{2}{3} \left[i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] \\ i_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Denklem 2.17’de ifade edilen üç fazlı stator akımları arasında 120°’lik faz farkı olduğundan toplamaları sıfıra eşittir.

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2.17)$$

Denklem 2.18’den yararlanılarak i_{α} ve i_{β} akımları yerine konulursa;

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{2}{3} \left[i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] \\ i_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (2.18)$$



Şekil 2.20. Bileşenlerin Clarke dönüşümü (Çorapsız, 2018)

Park Dönüşümü: Clarke dönüşümü ile statordaki üç faz büyüklükler iki faz döner düzlem (α - β) düzlemine dönüştürüldükten sonra park dönüşümüyle iki faz sabit düzlem olan (d - q) düzlemine dönüştürülen motorda d - q rotor eksen takımı rotorla aynı hızda dönmektedir. d - q eksenleri α - β stator eksen takımına göre rotorun zamana bağlı değişim hızı olan w ‘ya eşittir. Rotorun dönüşüne bağlı olarak (bkz. Şekil 2.16.) θ açısı

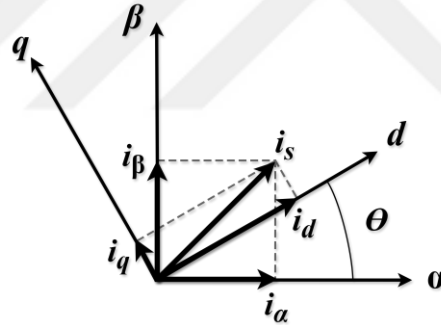
değişmektedir. Clarke dönüşümünde verilen i_s akım vektörü Denklem 2.19 aracılığıyla θ açısı kadar döndürülerek rotor düzlemine aktarılmaktadır (Canpolat, 2018).

$$\begin{aligned}
 i_r &= i_s e^{-j\theta} \\
 (i_d + ji_q) &= (i_\alpha + ji_\beta)(\cos(-\theta) + j\sin(-\theta)) \\
 &= i_\alpha \cos(-\theta) + ji_\alpha \sin(-\theta) + ji_\beta \cos(-\theta) - i_\beta \sin(-\theta) \\
 &= [i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta)] + j[-i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta)]
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Denklem 2.20’de rotor düzlemindeki $d - q$ bileşenleri ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned}
 i_d &= i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \\
 i_q &= -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta)
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

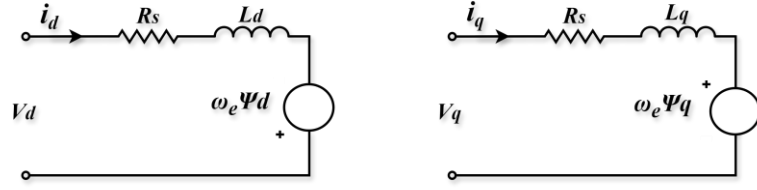
Bileşenlerin Park dönüşümü Şekil 2.21.’de gösterilmiştir.



Şekil 2.21. Bileşenlerin Park dönüşümü (Çorapsız, 2018)

2.5 Fırçasız Doğru Akım Motorunun $d-q$ Eşdeğer Devresi

Genellikle $d-q$ referans düzleminde incelenen FDAM’de indüklenen zıt EMK, rotor mıknatıs konumları, stator akımları ve gerilimleri bu motorun momentini etkilemektedir. $d-q$ eksenli stator sargıları stator ve rotor arasındaki hız farkını sıfıra indirmek için rotor hızı ω_r ile dönen referans düzleme dönüştürülmektedir. $d-q$ dönüşümü için kullanılan iki ayrı devre Şekil 2.22.’de gösterilmiştir (Çorapsız, 2018).



Şekil 2.22. FDAM d - q eşdeğer devresi (Çorapsız, 2018)

i_d - i_q , d ve q eksen akımlarını V_d - V_q , d ve q eksen gerilimlerini ve ψ_d - ψ_q , d - q eksen akılarını göstermek üzere rotor parametre denklemleri Denklem 2.21 ve Denklem 2.22’de ifade edilmiştir (Çorapsız, 2018).

$$V_d = r_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.21)$$

$$V_q = r_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q - \omega_r \psi_d$$

$$\psi_q = L i_q \quad (2.22)$$

$$\psi_d = L i_d + \psi_m$$

Akı ifadeleri Denklem 2.21’de yerine konulduğunda V_d - V_q , d ve q eksen gerilimleri Denklem 2.23’teki gibi ifade edilmektedir (Çorapsız, 2018).

$$V_d = r_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_d i_q \quad (2.23)$$

$$V_q = r_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m$$

P kutup sayısını, $\psi_m i_q$ mıknatısların ürettiği momenti ve $(L_d - L_q) i_d i_q$ relüktans momentini göstermek etmek üzere elektromekanik moment Denklem 2.24’teki gibi ifade edilmiştir (Çorapsız, 2018).

$$T_e = \frac{3P}{2} [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.24)$$

FDAM için endüktans değişimi olmayacağı dikkate alındığında d ve q eksen endüktansları $L_d = L_q = L$ olarak yazılmaktadır (Çorapsız, 2018).

2.6 Fırçasız Doğru Akım Motor Kontrol Uygulamaları

FDAM birçok farklı uygulamada kullanılmaktadır. Hassas kontrol sistemleri, uzay teknolojileri, otomasyon, havacılık ve bilgisayar teknolojileri gibi alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu motorların kontrolü, sabit yük, değişken yük ve konum kontrolü uygulamaları olmak üzere üç ana kategoriye ayrılmaktadır. Motor performansını optimize etmek için farklı kontrol teknikleri kullanılmaktadır.

2.6.1 Sabit yük gerektiren uygulamalar

Sabit yük gerektiren uygulamalarda istenilen hızın doğruluğu çok önemlidir. Hızlanma ve yavaşlama oranı sabit olmamakla birlikte yük doğrudan motor miline bağlanmaktadır. Genellikle düşük maliyetli kontrolörler tarafından açık döngüde çalışan fan sistemleri, pompalar ve hava kompresörleri gibi cihazlarda kullanılmaktadır. Klima kompresörüne yerleştirilmiş olan bir FDAM zıt-EMK ile elde edilmiş sensörsüz kontrol yönteminin uygulanabilirliğini ve geçerliliğini doğrulamaktadır. FDAM hızı motor gerilimi değiştirilerek kolayca kontrol edilmektedir. FDAM’de kullanılan sensörlerin artan maliyeti ve yüksek sıcaklıktan etkilenmeleri nedeniyle sensörsüz kontrol yöntemlerinin tercih edilmesiyle birlikte seri üretime olanak sağlamaktadır. Bu sayede enerji tasarrufu ve konforlu bir ortam oluşturmaktadır (Gamazo-Real ve ark., 2010).

2.6.2 Değişken yük gerektiren uygulamalar

Değişken yük gerektiren uygulamalarda motora uygulanan yük belirli bir hız aralığına göre değişir ve yüksek hızlı kontrol doğruluğu ile iyi dinamik tepkiler gerektirir. Kullanım yerlerinden bazıları kompresörler, hava üfleyiciler, motor soğutma fanları, çamaşır makineleri, kurutucular, buzdolapları, yakıt pompası kontrolü, elektrikli araç kontrolü, elektronik direksiyon kontrolü, robotik kollar, santrifüjler, pompalar vb. gibi uygulamalardır. Gelişmiş kontrol uygulamaları sayesinde yarı kapalı veya tam kapalı döngüde çalışan uygulamalarda hız geri besleme cihazı kullanılmaktadır ancak bunun da maliyete olumsuz etkisi vardır. Diğer yandan araç yakıt pompa sisteminde kullanılması da yakıt maliyeti açısından çok önemlidir. Çünkü sistem daha güvenilir ve daha verimlidir (Gamazo-Real ve ark., 2010).

2.6.3 Konum kontrol uygulamaları

Doğru konum gerektiren uygulamalarda endüstride ve otomasyon sistemlerinde çokça kullanılan dişliler, zaman ayarlı kayışlar, dişli pompa üniteleri gibi güç aktarım sistemleri yer almaktadır. Hız ve torkun dinamik tepkisinin önemli olduğu bu tür sistemlerde genellikle dönüş yönünün tersine de dönmesi istenir. Uygulamalarda motor yükü belirli bir hız aralığına göre değişmektedir. Sabit disk sürücüler ve CD/DVD okuyucu gibi uygulamalarda kontrolörün karmaşık bir yapıda olmasını gerektirebilir. Genellikle kapalı döngüde çalışan sistemde tork, hız ve konum gibi aynı anda çalışan üç kontrol döngüsü bulunmaktadır. Kullanım yerlerinden bazıları veri okuma ve yazmada kullanılan sabit disk sürücüler, otomotiv uygulamalarındaki hidrolik sistemler vb. gibi uygulamalardır (Gamazo-Real ve ark., 2010).

2.7 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Avantaj ve Dezavantajları

FDAM'nin avantajları maddeler halinde aşağıdaki gibi verilebilir (Büyükyıldız, 2021), (Çorapsız, 2018).

- FDAM karbon fırça veya kollektör kullanılmadığından bunları değiştirme ihtiyacı yoktur. Bir diğer avantajı ise fırça bulunmadığından anahtarlama anlarında kıvılcım-ark oluşmamaktadır. Tehlikeli ve patlayıcı ortamlarda problem oluşturmadığından kolayca kullanılmaktadır.
- Fırça ve kollektör bulunmadığından motorun uzunluğu daha kısadır. Bu nedenle üretilen moment küçük bir endüvi yüzeyi ile sağlanmış olur bu da bu motorun moment hacim oranının yüksek olmasını sağlamaktadır.
- FDAM'de elektronik sürücü aracılığıyla motor hız ve konum kontrolü sağlanmaktadır. Bundan dolayı fırçalı doğru akım motorlarıyla karşılaştırıldığında daha yüksek performans ve verim sağlamaktadır.
- FDAM'de stator ve rotor arasında bir temas bulunmadığından elektromanyetik girişim (EMI) azdır.
- FDAM'de dönüş sırasındaki hava akımından dolayı motorun soğuması daha kolaydır, kayıplar daha azdır ve motor bundan dolayı düşük gürültüde çalışmaktadır. Bu hem tercih sebebidir hem de FDAM'ın kullanım ömrünü artırmaktadır. Tüm bu avantajlarından dolayı bakım maliyetleri düşüktür.

- FDAM diğer motorlar gibi sadece belli bir açıda maksimum moment sağlamaz, sürekli olarak maksimum moment sağlamaktadır.
- FDAM'nin ataleti düşük olduğundan motorun hızlanma ve durma süresi çok kısadır. Bu nedenle bu FDAM'den yüksek dinamik sistem cevabı elde edilebilmektedir.

FDAM'nin dezavantajları ise maddeler halinde aşağıdaki gibi verilebilir (Büyükyıldız, 2021), (Çorapsız, 2018).

- FDAM'de kullanılan mıknatısların pahalı olması ve anahtarlama işlemi için elektronik sürücü kullanılmasından dolayı maliyetleri yüksektir.
- FDAM birçoğunda rezonans durumu bulunmaktadır. Motorun titreşim frekansı rezonans frekansına yaklaşmakta bazen de eşit olabilmektedir.
- FDAM'de yüksek sıcaklıktan veya ters manyetomotor kuvvetinden dolayı sabit mıknatısların özelliğinin kaybolma ihtimali bulunmaktadır.
- Birçok FDAM'de rotor pozisyonunun belirlenebilmesi için kullanılan pozisyon sensörlerindeki kontrol algoritmalarından dolayı sistemin karmaşıklığı artmaktadır. Ayrıca rotor hareketsizken pozisyon belirleme zorluğu bulunmaktadır. Sensörsüz kontrolde de yine bazı ilave düzenekler gerektirdiğinden motorun maliyeti artmaktadır.
- FDAM'de komütasyonun her adımında oluşan torkta dalgalanma ortaya çıkmaktadır. Bu durum da motorun gürültülü çalışmasına, faz sargı akımlarında dalgalanmalara ve kayıpların artmasına neden olur.
- FDAM sürücüsündeki inverterde meydana gelebilecek bir kısa devre motor için bir risk oluşturmaktadır. Bu durum sargılarda yüksek akım akmasına ve motorun yüksek tork nedeniyle durmasına neden olmaktadır.

2.8 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Hız Kontrolü

FDAM kontrolü güç elektroniğindeki gelişmelerle günden güne önem kazanmaktadır. Mikroişlemcilerin gelişmesi motorun matematiksel modelinin uygulanabilirliği kontrol algoritmalarının tasarımı kolaylaştırmaktadır. Referans değer ile çıkış değerindeki fark olan hata değerini minimuma düşürerek optimal kontrolün sağlanması FDAM kontrolünün amaçlarındandır. FDAM'de akım, gerilim, tork, hız ve konum gibi çeşitli

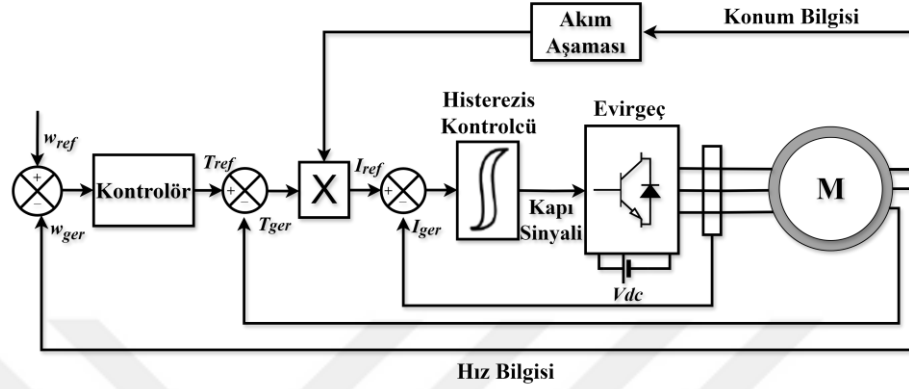
parametreler bazı yöntemler sayesinde kontrol altında tutulmaktadır. Motor sürücüsünün sensörsüz olduğu durumlarda akım ve gerilim gibi parametreler kullanılarak konum bilgisi tahmin edilebilmektedir. FDAM için PI, PD ve PID gibi geleneksel kontrol yöntemlerinin yanında bunların bulanık mantık, YSA, GA gibi modern kontrol yöntemleriyle birleştirilerek farklı kontrol yöntemleri de geliştirilmektedir (Abdulhadi, 2022).

Kontrolör, referans değer ile gerçek değer arasındaki hataya göre işlem birimine kontrol sinyali gönderen sistemlerdir. Bu adımdan sonra güç işleme birimi kontrolörden aldığı bilgilere dayanarak motoru besleyen güç sinyallerini ayarlar ve motorun düzgün hızda çalışmasını sağlamak için kapalı döngü olarak tekrar eder. Sistem geçici değişiklikleri izleyebilmeli, bozulma ve parametre değişikliklerini yönetebilmelidir. İyi tasarlanmış bir kontrolör minimum veya sıfır kalıcı durum hatasını hedeflemeli ve referans girişindeki ani değişikliklere karşı hızlı yanıt verebilmelidir. FDAM sürücülerinde farklı hız kontrolörlerinin performansını incelemek için 4 ana kriter göz önünde bulundurulmalıdır; yükselme süresi, yüzde aşım, yerleşme süresi ve kararlı durum hatası. Bu kriterler kontrolörün etkinliğini ve sistemin genel davranışını belirlemek için kritik öneme sahiptir. Yükselme süresi, hızın sıfır olan başlangıç anından hedeflenen hız seviyesinin %80 - %90'ına ulaşması için gereken süredir. Yüzde aşım, sistemin çıkışının hedef kararlı durum değerini ne kadar aştığının bir göstergesidir. Yerleşme zamanı sistem salınımlarını tamamladıktan ve istenen değere tam ulaştıktan sonra istenen kararlı durum değerine yerleşmesi için gereken süreyi tanımlar. Sistemin performansını belirleyen yerleşme süresi hedeflenen değer maksimum %20'si içinde olacak şekilde en kısa zamanda gerçekleşmelidir (Zaher, 2017).

2.8.1 Klasik kontrol yöntemleri

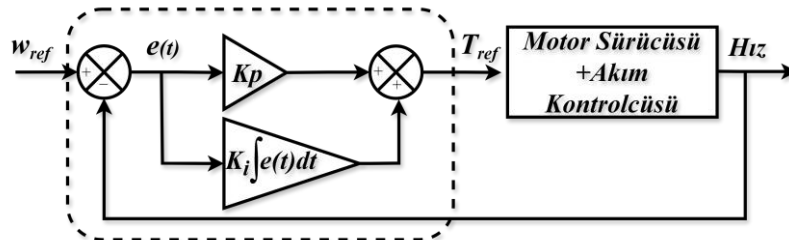
FDAM kontrolünde kullanılan klasik kontrolörler yapılarının basit olması ve birçok yönden verimli olmaları nedeniyle tercih edilmektedir. Klasik kontrolörlere örnek olarak PI, PD ve PID kontrolörleri verilebilir. Kullanılan kontrolörye bağlı olarak Oransal kazanç (K_p), türev kazancı (K_d) ve integral kazancı (K_i) ayarlanmaktadır. Klasik kontrol yöntemlerinin dezavantajı optimum kazanç değerlerinin belirlenme zorluğu ve sistemdeki anlık değişimlerin sonucu çok fazla etkilemesidir. Bu nedenlerden dolayı

düşük hassasiyet gerektiren uygulamalarda klasik kontrolcüler tercih edilmektedir (Abdulhadi, 2022). Şekil 2.23.'te kapalı çevrim kontrol sistemi kullanılarak FDAM hız kontrolü verilmiştir.



Şekil 2.23. FDAM kapalı çevrim hız kontrol diyagramı (Topal, 2019)

Oransal integral kontrolü (PI): FDAM kontrolünde genellikle PI kontrol basit ve sade yapısından dolayı çokça tercih edilmektedir. PI kontrol oransal ve integral olmak üzere iki bloktan oluşmaktadır. Bu kontrolün çalışma mantığı belirlenen referans değer ile geri beslemeden gelen değer arasında bir hata oluşturarak bu hatanın minimuma indirilmesidir. Bir kontrolcüye iyi bir kontrolcü demek için ani değişikliklerde dinamik tepkisinin çok iyi olması ve kalıcı durum hatasının da sıfır olması gerekmektedir (Topal, 2019). FDAM PI kontrolün blok diyagramı Şekil 2.24.'te gösterilmiştir. Bu sistemde kapalı çevrim sayesinde çıkıştan alınan sinyal referans sinyali ile karşılaştırılarak denetim yapılmaktadır. Bu karşılaştırma sonrası belirlenen hata değerine göre kontrolcü işaret üreterek sisteme uygulamaktadır.



Şekil 2.24. FDAM PI kontrol blok diyagramı

Hata değeri referans hız ve mevcut hız farkına göre aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_{ger} \quad (2.25)$$

Kontrolcü eşitlikleri:

$$\text{Oransal blok : } P = K_p e(t) \quad (2.26)$$

$$\text{İntegral bloğu : } I = K_i \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (2.27)$$

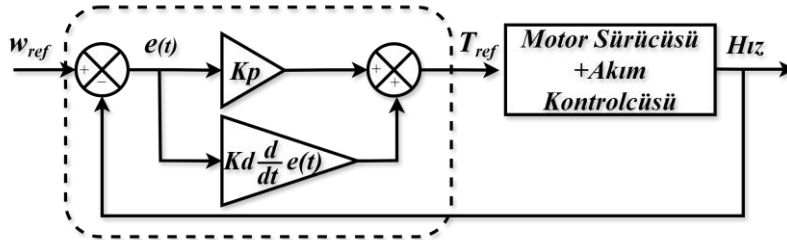
$$\text{Çıkış bloğu : } T_{ref}(t) = P + I = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (2.28)$$

Denklemlerde K_p ve K_i sırasıyla oransal ve integral kazancı, $u(t)$ kontrol sinyali ve $e(t)$ hata sinyali olmak üzere transfer fonksiyonu Denklem 2.29’da ifade edilmiştir (Abdulhadi, 2022).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2.29)$$

Transfer fonksiyonu: $\frac{U(S)}{E(S)} = K_p + \frac{K_i}{s}$

Oransal türev kontrolü (PD): FDAM PD kontrolün blok diyagramı Şekil 2.25.’te gösterilmiştir.



Şekil 2.25. FDAM PD kontrol blok diyagramı

Kd türev kazancı olmak üzere transfer fonksiyonu Denklem 2.30'da ifade edilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.30)$$

Transfer fonksiyonu: $\frac{U(S)}{E(S)} = K_p + K_d S$

2.8.2 Modern kontrol yöntemleri

FDAM kontrolünde modern kontrol yöntemleri başarılı sonuçlar ürettiğinden çokça tercih edilmektedir. Bu yöntemler hem tek başına hem de klasik kontrol yöntemleri ile birleştirilerek kullanılmaktadır. Modern kontrol yöntemlerinin en önemli özelliği yüksek hassas kontrol uygulamalarında başarılı sonuçlar vermesidir (Abdulhadi, 2022). Başlıca kullanılan modern kontrol teknikleri;

1. Bulanık Mantık
2. Genetik Algoritma
3. Yapay Sinir Ağları

Bu yöntemlerin her biri farklı türdeki veri ve problemleri işleme konusunda avantajlara sahiptirler. Ancak bu çalışmada kullanılan bulanık mantık ve onun da genişletilmiş hali olan nütrosifik mantık diğer yöntemlerden farklı olarak hesaplama kolaylığı sunmaktadır. Bu yöntemler belirsizliklerin ve doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kritik bir rol oynamaktadır. Nütrosifik mantık FDAM kontrol uygulamalarında henüz yaygın olarak kullanılmamaktadır. Bu nedenle yapılan bu çalışmada FDAM hız kontrolünde geleneksel yöntemlere ek olarak nütrosifik mantığın entegrasyonu gibi bir yenilik amaçlanmıştır.

Bulanık Mantık Sistemleri: L.A Zadeh, 1965 yılında bulanık küme teorisini geliştirerek bununla ilgili önermelerde bulunmuştur. Bu teoriye dünyanın çeşitli araştırma merkezlerinde ilgi duyulması Mamdani ve Assilian'ın 1975 yılında yaptığı bir buhar makinası denetimi uygulamasıyla başlamıştır. Bu çalışma sayesinde bulanık sistemlerin kullanımının ne kadar basit ve sonuçlarının ne kadar etkili olduğu ortaya çıkmıştır. Bu mantık, tasarımcıları karmaşık matematiksel hesaplamalardan kurtararak özellikle

doğrusal olmayan sistemlerde büyük kolaylık sağlamaktadır. İstenen kontrol sonuçlarını elde etmek için karmaşık yöntemler ve doğrusal olmayan denklemlerin zorluğu bulanık mantık teorisine dayanan yöntemlerin birçok mühendislik problemine uygulanmasına yol açmıştır. Bulanık mantık tasarımı için uzman tecrübesi ve veriler temel alınarak kurallar seti oluşturulur ve bu kurallar bulanık küme operatörleri aracılığıyla işlenerek sonuçlar elde edilir (Büyükyıldız, 2021).

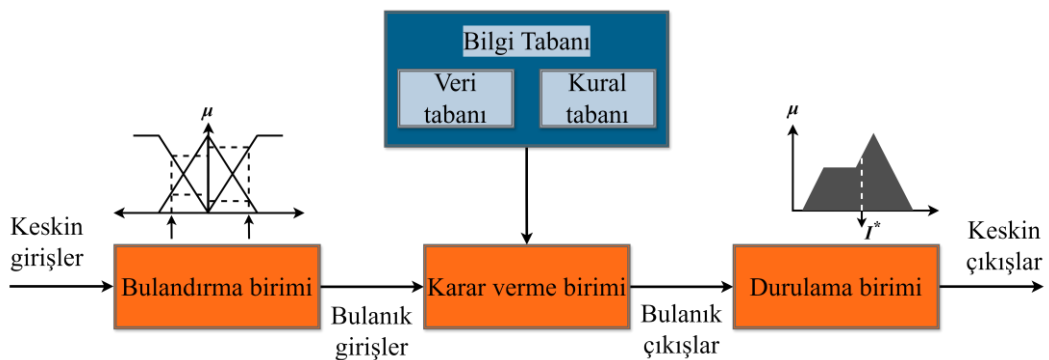
Bulanık sistemler kontrol uygulamalarında en çok çalışılan alanlardan biridir ve günümüzde çeşitli bilim, mühendislik ve teknoloji alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle mühendislikteki uygulamaları geniş bir alana yayılmış olup, otomotiv, raylı taşımacılık, robotik, uçak ve uzay araçları, görüntü işleme, ev aletleri, üretim ve güç endüstrileri gibi alanlarda etkin rol oynamaktadır. (Çorapsız, 2018)

Klasik küme teorisine göre bir elemanın bir kümeye aitliği kesin olarak “0” veya “1” ile ifade edilir. Yani eleman ya tamamen kümeye dahildir ya da hiç dahil değildir. Ancak günlük yaşamda sıklıkla karşılaştığımız durumlar bu keskin ayrımı yetersiz kılar. Örneğin bir aracın hızını değerlendirirken “hızlı”, “biraz hızlı”, “çok hızlı”, “aşırı hızlı” gibi ara değerler kullanırız. Bu tür durumları değerlendirmek için geliştirilen bulanık mantık teorisi klasik mantığın “0” ve “1” değerlendirmelerinin aksine bir olgunun kümeye aitliği $[0,1]$ aralığında değer seti olarak ifade edilmektedir. Böylece bir olgu sonsuz sayıda belirsiz değer alabilir. Bulanık mantık insan deneyimlerinden ve verilerden elde edilen bilgiler kullanılarak oluşturulan kurallarla sonuçlar üretir. Bulanık mantığın esas amacı bir sistemdeki denetleyici veya gözlemcinin “düşük”, “orta” ve “yüksek” gibi göreceli terimleri makineye veya sistem elemanlarına öğretmesidir. Bu sayede değişkenler kesin sayısal değerler yerine bulanık değerlerle ifade edilerek çeşitli bulanık kümeler olarak tanımlanabilir (Çorapsız, 2018). Tüm bu özellikleri nedeniyle bulanık mantık mühendislik uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Çünkü bir olgunun belirsiz veya gri gibi kesin olmayan değerlerle değerlendirilmesi, daha geniş bir perspektiften kapsamlı bir şekilde değerlendirmeye olanak tanır. BMD bu esnek yaklaşımı kullanıp makinelerin belirsizlik durumunu insan benzeri karar verme yeteneğini geliştirerek uzman tecrübelerini modeller ve çeşitli kontrol sistemleri için popüler bir seçenek yapar. Bulanık mantığın en önemli özelliklerinden biri belirsiz, eksik, hatalı veya çelişkili verilerle bile genellemeler yapabilme ve sonuçlar çıkarabilme kapasitesidir (Çelik, 2016). Zadeh’e göre insanların belirsiz bilgilere karar verme yeteneği makinelerin kesin bilgilere

dayalı karar verme yeteneğinden daha iyidir. Belirtilen $[0, 1]$ aralığı zorunlu olmamakla birlikte özellikle mühendislik uygulamalarında hesaplamaları kolaylaştırdığı için yaygın olarak kullanılmaktadır (Can ve Özgüven, 2016b).

BMD tasarımında uzmanların bilgi ve tecrübeleri kontrol sonuçlarını büyük ölçüde etkilemektedir. Uzman kişiler sistemin giriş ve çıkış değişkenleri için üyelik fonksiyonlarını tanımlarken uygun kuralları da belirlemektedir. Üyelik fonksiyonlarının sayısı, şekli ve kural sayısı gibi ayarlamalar sistemin davranışına göre yapılmaktadır. Tasarımcı bu ayarlamaları kendi bilgi ve deneyimlerine göre deneme yanılma yoluyla yapmaktadır. Bu süreçler uzun sürer ve kesin bir sonuç veren optimal bir denetleyici elde etmenin garantisi yoktur. Ayarlanması gereken parametrelerin çokluğu, her birinin çıkış üzerindeki etkisini tahmin etmeyi zorlaştırmaktadır. Bulanık mantık, bir problemin tanımı ve analizi, mantıksal işlemlerle kümelerin oluşturulması, elde edilen verilerin bulanık kümeler haline getirilmesi ve sonuçların değerlendirilmesi süreçlerini içermektedir. Bulanık mantık dilbilimsel ifadeler ve bu ifadeler arasındaki ilişkiler üzerine inşa edilmiştir. Bu ifadelerin bilgisayar ortamına aktarılması için matematiksel alt yapı gereklidir (Çelik, 2016). Bulanık kümelerin işleyişinde bulanık küme teorisi ve bulanıklık kavramının iyi öğrenilmesi de şarttır.

Şekil 2.26.'da verilen bulanık mantık denetleyicinin blok diyagramı bilgi tabanı, bulandırma, karar verme ve durulama birimleri olan dört temel ögeden oluşmaktadır.



Şekil 2.26. Bulanık mantık denetleyicinin blok diyagramı (Çelik, 2016)

BMD tasarımına başlamadan önce her bir değişken için olası değerlerin belirlendiği keskin giriş ve çıkışlar ile bunların evrensel kümelerini, bulanık üyelik işlevlerini kullanarak giriş ve çıkış değişkenleri için bulanık değerlerin nasıl üretileceğini ve bulanık

muhakemenin nasıl yapılacağını belirleyen bulanık denetim kural tablosunu bilmek çok önemlidir. Bu dört temel faktör bulanık denetleyicinin doğru bir şekilde çalışmasını sağlamaktadır.

Bulanık Küme Teorisi ve Bulanık Mantık: Bulanık mantıkta bulanık kümeler temel bir rol oynamaktadır. Bu kümeler elemanlarına “0” ile “1” aralığında değişen üyelik dereceleri (μ) atayan bir üyelik fonksiyonu kullanılarak tanımlanmaktadır. Bulanık kümelerde üyelikler “0” ile “1” aralığında sonsuz sayıda gerçel değer alabilmektedir. Her bir elemanın üyelik derecesi o elemanın kümeye hangi derecede ait olma durumunu ifade eder ve bu sayede kesin olmayan durumlar daha gerçekçi bir şekilde modellenabilir (Çorapsız, 2018).

X bir evrensel küme olmak üzere küme içinde tanımlanan bulanık bir A alt kümesi aşağıdaki şekilde gösterilmektedir (Can, 2017).

$$M_A: X \rightarrow [0,1] \quad (2.31)$$

Tanımlanan bu A kümesindeki bir x elemanı $\mu_A(x)$ şeklinde ifade edilmektedir. $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ aralığında bulunan ve farklı x elemanlarından oluşan A kümesi ise;

$$A = \{\mu_{A(x_1)}/x_1, \mu_{A(x_2)}/x_2, \mu_{A(x_3)}/x_3, \dots, \mu_{A(x_n)}/x_n\} \quad (2.32)$$

veya,

$$A = \frac{\mu_{A(x_1)}}{x_1} + \frac{\mu_{A(x_2)}}{x_2} + \frac{\mu_{A(x_3)}}{x_3} + \dots + \frac{\mu_{A(x_n)}}{x_n} \quad (2.33)$$

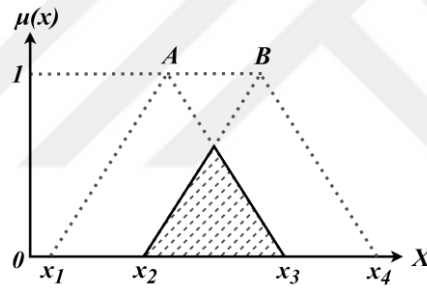
şeklinde ayrık olarak tanımlanmaktadır.

Klasik küme teorisinde “0” ile “1” aralığında dereceleri göstermek pek mümkün olmadığından bu durum bulanık küme teorisiyle aşılmaktadır. Kişiden kişiye değişen ve uzman deneyimiyle ara değerler gerektiren sistemler için bulanık küme daha iyi temsil yeteneğine sahiptir. Bulanık küme teorisi gerçek dünya problemlerine klasik küme teorisinden farklı bir bakış açısı sunar. Bulanık mantık ise bu teorideki temel işlemleri ve ilişkileri kullanarak bir karar verme sürecidir (Can, 2017).

Bulanık Kümelerde Bazı Temel İşlemler: Klasik küme teorisinde kullanılan kesişim, birleşim ve tümleme gibi temel işlemler bulanık mantık teorisinde de uygulanabilmektedir. Çeşitli fonksiyonlar bu işlemler için tanımlanmış olsa da bulanık kümedeki temel işlemler genellikle Zadeh tarafından tanımlanan fonksiyonlarla ifade edilmektedir (Çorapsız, 2018).

Bulanık kümelerde kesişim işlemi klasik kümelerde olduğu gibi ' $A \cap B$ ' olarak gösterilir. İki kümenin kesişimi Şekil 2.27.'de gösterilmiştir. Zadeh'in tanımladığı kesişime göre A ve B bulanık kümelerindeki rastgele bir x elemanın bulanık kesişim kümesindeki üyelik dereceleri olan $\mu_{A(x)}$ ve $\mu_{B(x)}$ değerlerinden en küçük olana eşittir. Bu denklem aşağıdaki gibi yazılabilir.

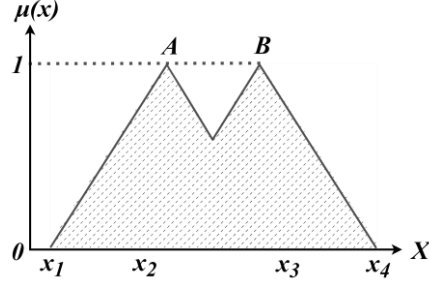
$$\mu_{A(x)} \cap \mu_{B(x)} = \min\{\mu_{A(x)}, \mu_{B(x)}\} \quad (2.34)$$



Şekil 2.27. İki farklı bulanık kümenin kesişimi (Çorapsız, 2018)

Bulanık küme teorisinde iki bulanık küme A ve B kümelerinin birleşim işlemi ' $A \cup B$ ' olarak gösterilir. İki kümenin birleşimi Şekil 2.28.'de gösterilmiştir. Bu birleşimde herhangi bir x elemanın üyelik derecesi kümelerdeki üyelik dereceleri olan $\mu_{A(x)}$ ve $\mu_{B(x)}$ değerlerinin en büyüğüne eşittir. Bu denklem matematiksel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

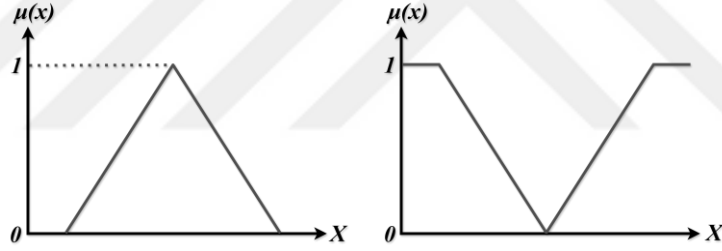
$$\mu_{A(x)} \cup \mu_{B(x)} = \max\{\mu_{A(x)}, \mu_{B(x)}\} \quad (2.35)$$



Şekil 2.28. İki farklı bulanık kümenin birleşimi (Çorapsız, 2018)

Bir kümenin tümleyeni o kümenin olmayan elemanlarını içerir. A kümesinin tümleyeni $\bar{A}$ şeklinde gösterilmektedir. Bulanık küme ve tümleyeni Şekil 2.29.'da gösterilmiştir. Ve üyelik fonksiyonu matematiksel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\overline{\mu_{A(x)}} = 1 - \mu_{A(x)} \quad (2.36)$$



Şekil 2.29. Bulanık bir küme ve bu bulanık kümenin tümleyeni (Doğan, 2009)

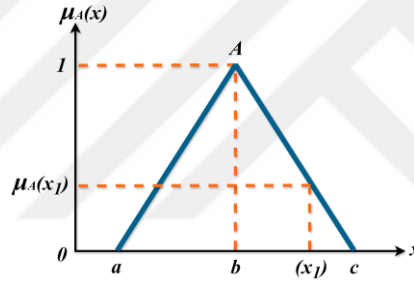
Bir bulanık kümenin diğer bir bulanık kümeyi kapsaması veya alt kümesi olma durumu klasik kümelerde olduğu gibi ele alınabilir. Bu durumda elemanların üyelik dereceleri arasından en büyük olan seçilir. Ayrıca klasik kümelerdeki değişme ve dağılma gibi özellikler bulanık kümeler için de geçerlidir ve aynı şekilde uygulanmaktadır.

Üyelik Fonksiyonları: Bulanık kümeler bir elemanın ait olduğu dereceyi üyelik fonksiyonları aracılığıyla ifade ettiğinden kontrol sistemlerinin tasarımında üyelik fonksiyonu seçimi önemlidir. Üyelik fonksiyonları her bir elemanın farklı kümelerdeki aidiyetini hesaplamak için kullanılan matematiksel ifadelerdir. Genellikle pratikte yamuk, üçgen, çan eğrisi, Gaussian, Sigmoid ve Cauchy üyelik fonksiyonları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu fonksiyonların seçimi ve bunların evrensel küme üzerindeki

dağılımı kontrol edilen sistemin özelliklerine ve sistem konusunda uzman olan kişilerin deneyimine göre belirlenir (Can, 2017).

Üyelik fonksiyonları içinde en basit olanı üçgen üyelik fonksiyonudur. Genellikle bu fonksiyon a , b , ve c ile temsil edilen üç değişken şeklinde belirlenir. Şekil 2.30.'da üçgen üyelik fonksiyonunun grafiği verilmiştir. Bu grafiğe göre elde edilen matematiksel ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

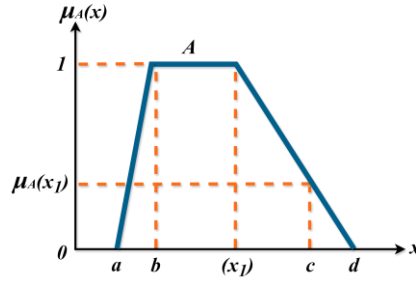
$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases} \quad (2.37)$$



Şekil 2.30. Üçgen üyelik fonksiyonu (Can, 2017)

Genellikle yamuk fonksiyonu a , b , c ve d ile temsil edilen dört değişken şeklinde belirlenir. Yamuk üyelik fonksiyonunun grafiği Şekil 2.31.'de verilmiştir. Bu grafiğe göre elde edilen matematiksel ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{d-c} & c < x < d \\ 0 & x > d \end{cases} \quad (2.38)$$

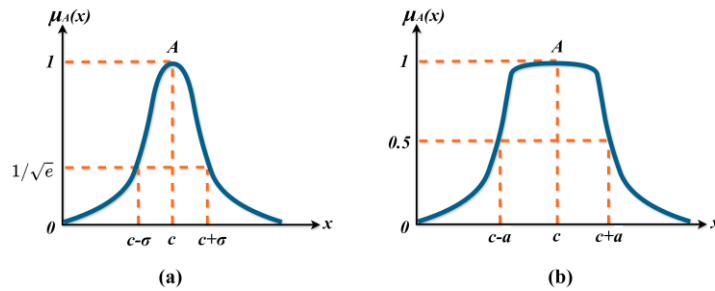


Şekil 2.31. Yamuk üyelik fonksiyonu (Can, 2017)

Pratikte kontrol edilecek sistemin özelliklerine bağlı olarak uzmanlar üçgen, yamuk üyelik fonksiyonlarının yanı sıra Gauss eğrisi ve Çan eğrisi fonksiyon çeşitlerini de sıklıkla kullanmaktadırlar. Bunlara ait grafik Şekil 2.32.-a ve Şekil 2.32.-b’de verilmiştir. Üyelik fonksiyonları da matematiksel olarak aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

$$\mu_A(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2} \quad (2.39)$$

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-c}{a}\right)^{2b}}, b > 0 \quad (2.40)$$



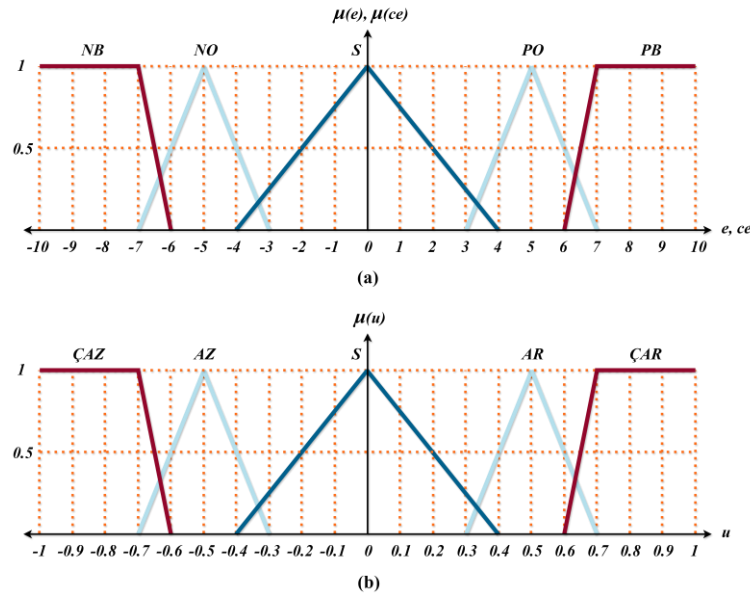
Şekil 2.32. (a) Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu (b) Çan eğrisi üyelik fonksiyonu (Can, 2017)

Bulanıklaştırma ve Bulanık Kurallar: Bulanıklaştırma aşamasın keskin giriş değerleri üyelik fonksiyonlarından geçirilir ve keskin değerler bulanık değerlere dönüştürülür. Bulanıklaştırma sürecinde yukarıda verilen üyelik fonksiyonları kullanılır ve bulanık sistemin etkinliğini artırmak için farklı fonksiyonlar test edilmelidir. En iyi sonucu garanti

eden bir fonksiyon bulunmamaktadır. Genellikle pratikte üçgen, trapezoidal, Gaussian ve sigmoid gibi üyelik fonksiyonları tercih edilmektedir. Üçgen üyelik fonksiyonları hesaplamaları basitleştirerek işlem yükünü azaltabilir. Üyelik fonksiyonlarının sayısı arttıkça genellikle sistemin doğruluk oranı da artar ancak gereğinden fazla üyelik fonksiyonu kullanmak işlem yükünü artırmaktadır ve performansı da düşürme ihtimali bulunmaktadır (Çelik, 2016).

Bulanıklaştırma sonrasında keskin giriş değerleri evrensel küme üzerinde bulanık alt kümelerle temsil edilebilir. Bulanıklaştırma sonrasında uzman tecrübesine bağlı olarak kurallar oluşturulur. Kurallar oluşturulurken uzman kişi bulanık giriş değişkenini dilsel terimlere çevirerek gerçekleştirir. Bulanık mantıkta kurallar bir durumun hangi kümeye ait olduğunu belirleyen ve ne tür bir eylem yapılacağını tanımlayan ifadelerdir. Dilsel değişkenler günlük hayatta sıkça kullandığımız “biraz hızlı”, “çok hızlı”, “hızı artır” veya “hızı azalt” gibi terimlerdir. Bu yaklaşım bulanık mantığın insan düşünce yapısına çok uygun olduğunu göstermektedir (Can, 2017).

Genellikle BMD tasarımında giriş değişkeni olarak e hata, ce ise hatanın zaman içerisindeki değişimini yani türevini göstermek üzere iki değişken kullanılır. Bir hız kontrol uygulamasında aşağıda Şekil 2.33.-a ve Şekil 2.33.-b’de kullanılan giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları verilmiştir.



Şekil 2.33. Bir hız kontrol uygulamasında kullanılan (a) Giriş üyelik fonksiyonları, (b) Çıkış üyelik fonksiyonları (Can, 2017)

e ve ce değişkenleri ile birlikte hız çıkış değişkenleri de kendi evrensel kümelerinde farklı alt kümeler olarak ayrılmakta ve bu alt kümeler de üyelik fonksiyonları ile ifade edilmektedir. Her bir alt küme belirli bir sözel etiketle tanımlanmaktadır. Alt kümelerin evrensel küme üzerinde dağılımı ve sistemin kontrol cevabının iyileştirilmesi uzman olan kişilerin tecrübesine bağlıdır (Can, 2017).

Hata ve hatanın değişimi için Çizelge 2.1.’deki kural tablosu örnek olarak verilmiştir.

$\begin{matrix} ce \\ e \end{matrix}$	NB	NO	S	PO	PB
NB	ÇAZ	ÇAZ	AZ	AZ	S
NO	ÇAZ	AZ	AZ	S	AR
S	AZ	AZ	S	AR	AR
PO	AZ	S	AR	AR	ÇAR
PB	S	AR	AR	ÇAR	ÇAR

Çizelge 2.1. Hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kural tablosu (Zaher, 2017)

Çizelge 2.1.’de örnek olarak verilen kural tablosu sistemde kullanılan farklı durumları temsil eden terimler içermektedir. Örneğin “PB” pozitif büyük, “PO” pozitif orta, “S” sıfır, “NO” negatif orta ve “NB” negatif büyük anlamına gelmektedir. Çıkış değişkeni için kullanılan “ÇAR” çok artır, “AR” artır, “S” sabit, “AZ” azalt ve “ÇAZ” çok azalt anlamına gelmektedir. Bu tablo bir uzmanın tecrübelerine dayanarak belirlenen kurallar içermektedir (Can, 2017).

Birkaç örnek kural aşağıdaki gibi yazılabilir;

Eğer $e=S$ ve $ce=S$ ise çıkış= S

Eğer $e=Nb$ ve $ce=Nb$ ise çıkış= $ÇAZ$

Eğer $e=NO$ ve $ce=NO$ ise çıkış= AZ

Eğer $e=PO$ ve $ce=Nb$ ise çıkış= AZ

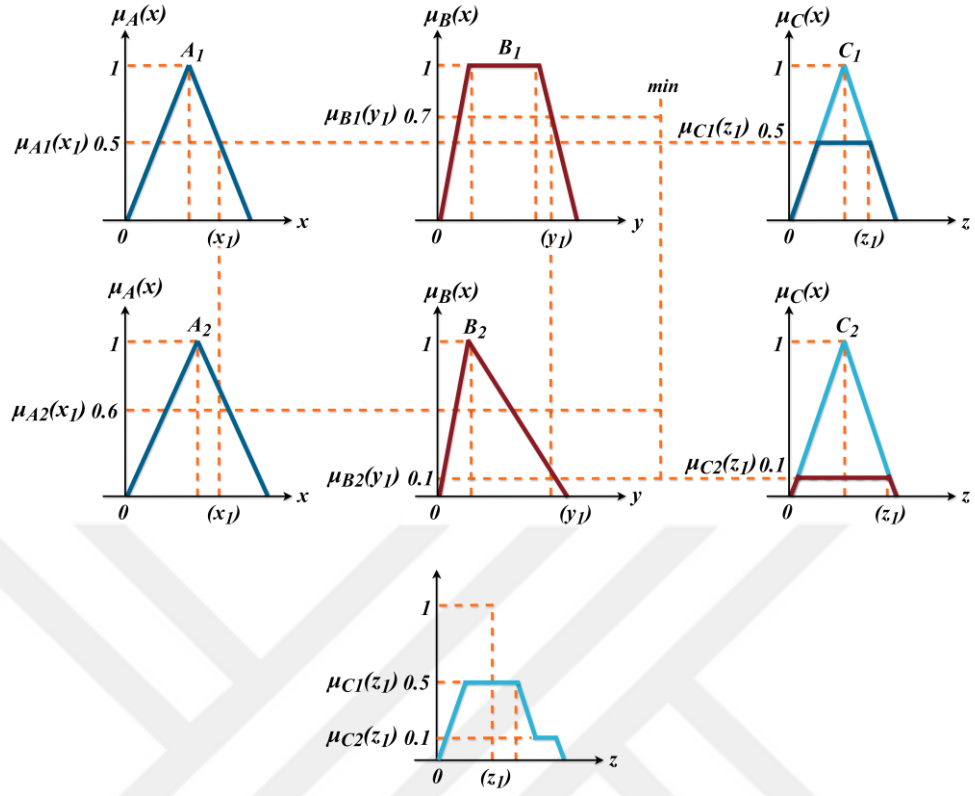
Eğer $e=NO$ ve $ce=PB$ ise çıkış= AR

Eğer $e=PO$ ve $ce=PO$ ise çıkış= AR

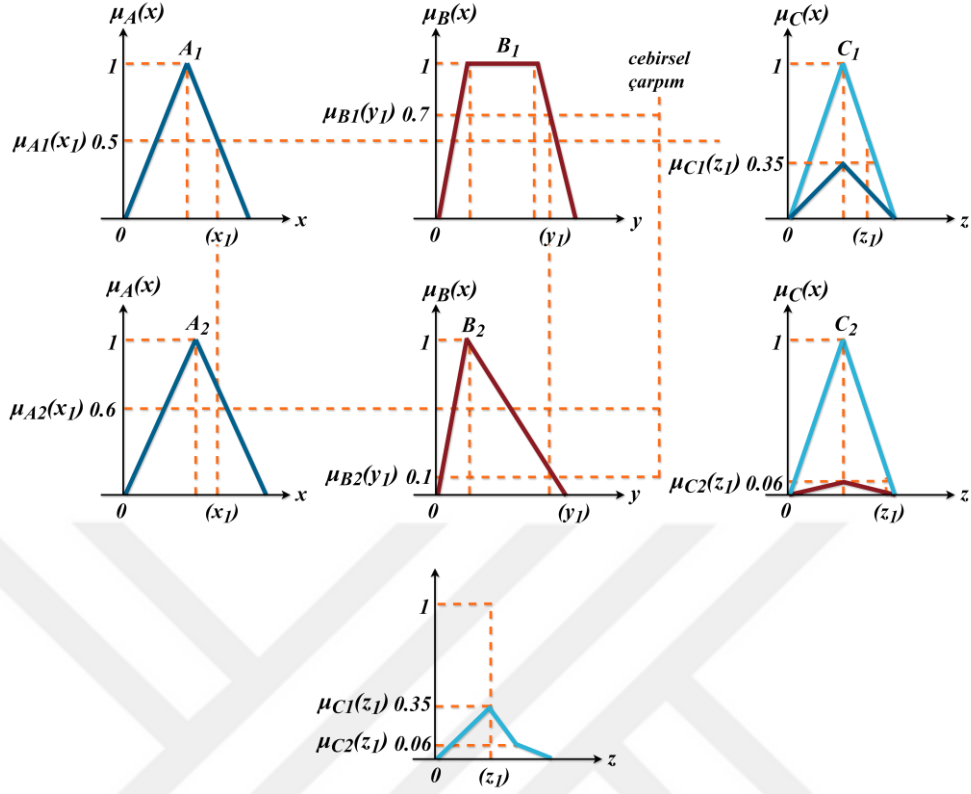
Eğer $e=PB$ ve $ce=PB$ ise çıkış= ÇAR

Bulanık küme teorisinde “ VE ” bağlacı kesişim işlemi anlamına gelmektedir. Her bir “ e ” ve “ ce ” aldığı değerler kombinasyonu için çıkış kuralları oluşturularak toplamda 25 farklı kural sistem çıkışı yönlendirmek için kullanılmaktadır.

Bulanık Çıkarım (Karar Verme): Bulanık mantık kontrolde çıkarım yapma ve karar verme prosesleri insan düşünme mantığı benzeri bir yaklaşım sergileyen kritik bir bileşendir. Bu sistem bulanık kurallar biriminden alınan değerleri kullanarak bulanık sonuçlar üretir. Bulanık çıktı elde etmek için üyelik fonksiyonlarını bilgi tabanı ve denetim kurallarıyla birleştirir. Bir uygulamada bulanık bir sistemin davranışını tanımlayan bilgiyi toplamak için kural koymak basit bir yoldur. Bu kuralları eğer-ise operatörleri ile kuralın önceki ve sonraki birimlerinde yer alan ilişkileri belirlerler. Girdiler işlendikten sonra bilgi modelleme şekline göre (Mamdani, Takagi-Sugeno-Kang vb.) çıktı değeri belirlenmektedir. Bulanık çıkarım yöntemi olarak Mamdani ve Takagi-Sugeno yöntemleri sıklıkla kullanılan ve kabul gören yöntemlerdendir. Mamdani yöntemine göre ilk olarak giriş değişkenlerinin anlık değerlerine karşılık gelen üyelik dereceleri bulanıklaştırma işlemi ile belirlenir. Ardından bu bulanık giriş değerleri minimum operatörü kullanılarak işlenir ve her bir kural için çıkış bulanık değerleri hesaplanır. Toplam kural sayısı kadar elde edilmiş olan bulanık değerler maksimum operatörüyle birleştirilerek çıkarım sonucu oluşturulur. Son olarak üyelik fonksiyonlarının birleşimi bir sonraki aşamada anlatılacak olan netleştirme işlemi ile kesin bir karar değerine dönüştürülmektedir. Mamdani yönteminin bu adımları min-max ve max product operatörlerinin kullanımını içerir (Can, 2017). Şekil 2.34. ve Şekil 2.35.’te Mamdani yönteminde bulanık çıkarımın grafikleri verilmiştir.



Şekil 2.34. Mamdani yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (min-max) (Can, 2017)

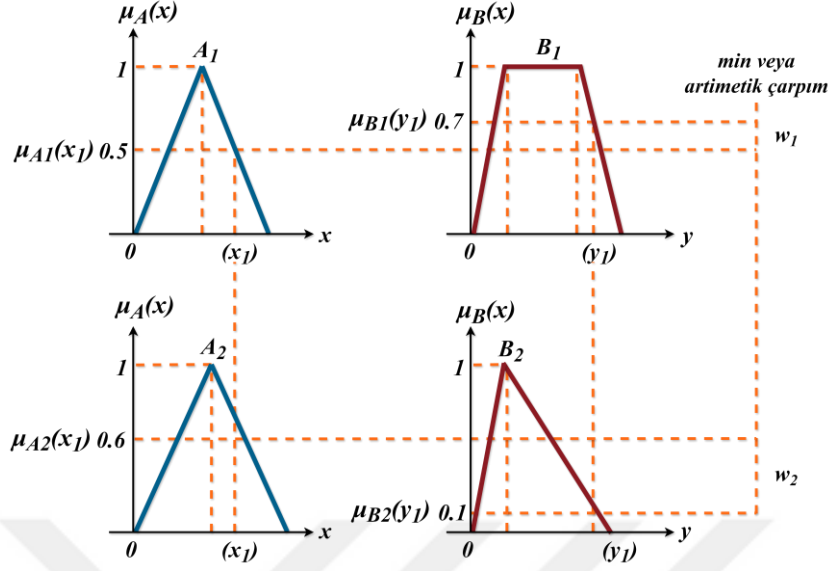


Şekil 2.35. Mamdani yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (max-product) (Can, 2017)

Takagi-Sugeno-Kang yöntemi Mamdani metodunun netleştirme aşamasındaki hesaplama yükünü azaltarak işlemin daha çabuk gerçekleşmesini sağlamaktadır. Bu özelliği sayesinde çevrim içi sistem modellemesi ve kontrol tasarımı için ideal bir çıkarım mekanizması haline gelir. Bu modelde çıkış değişkeni “z” ile giriş değişkenleri “x” ve “y” arasındaki ilişki Denklem 2.41’de ifade edilmiştir.

$$\text{Eğer } x = A \text{ ve } y = B \text{ ise } z = f(x, y) \quad (2.41)$$

“A” ve “B”, “z” üzerinde tanımlı fonksiyonlarla ilişkilendirilen bulanık kümeleri temsil etmektedir. Eğer fonksiyon birinci dereceden oluşturulan bir polinom ise elde edilen sonuçlar birinci derece Sugeno çıkarımı, fonksiyon sabit bir değerden oluşuyorsa da sonuçlar sıfırcı derece Sugeno çıkarımı olarak bilinir. Şekil 2.36.’da Sugeno yöntemi için örnek bir bulanık çıkarımın grafiği verilmiştir.

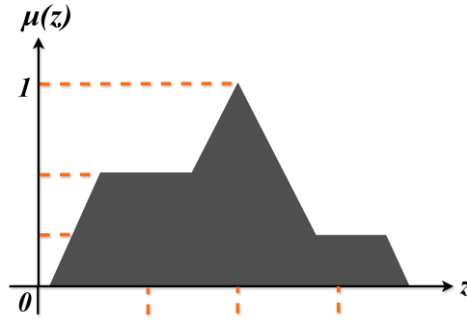


Şekil 2.36. Sugeno yöntemine göre bulanık çıkarım grafiği (min veya aritmetik çarpım) (Can, 2017)

Netleştirme Yöntemleri: Netleştirme işlemi bulanık çıkarım biriminden gelen bulanık kontrol sinyallerini sisteme uygulanabilir gerçek değere çevirme işlemidir. Bu süreçte amaç olasılık dağılımını temsil eden en iyi değeri seçmektir ve bunun için de çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Her bir kural için üyelik dereceleri belirlendikten sonra uygun netleştirme yöntemi seçilerek sonuç kuralları netleştirilmektedir. Yöntem seçimi yapılırken elde edilen net çıkış değerinin bulanık kümeyi sezgisel ve mantıksal olarak doğru temsil etmesi, algoritmanın hızlı bir şekilde hesaplanabilmesi ve bulanık kümedeki küçük değişikliklerin çıkışta büyük sapmalara yol açmaması gerekmektedir. Bulanık sistemlerde keskin değeri elde etmek için çıkış değişkenlerinde tekil üyelik fonksiyonlarının kullanılması işlem yükünü hafifletmektedir (Çelik, 2016).

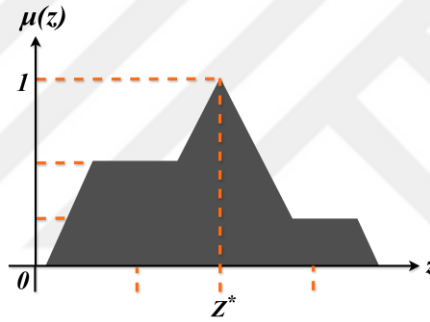
Netleştirme yöntemi seçimi için de ne yazık ki sistematik bir yol yoktur. Literatürde yaygın olarak kullanılan netleştirme yöntemleri arasında en popüler olanı ağırlık merkezi yöntemi olmak üzere maksimum üyelik yöntemi, Mean-max üyelik yöntemi ve ağırlık ortalaması yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemler bulanık çıkarım sonuçlarını anlamlı ve uygulanabilir kontrol sinyallerine dönüştürmek için kullanılmaktadır (Can, 2017).

Şekil 2.37.'de gösterilen üçgen üyeliklerin toplamından oluşan çıkış bulanık kümesi için netleştirme işlemleri yapılırsa;



Şekil 2.37. Çıkış değişkeni için elde edilen bulanık küme (Çelik, 2016)

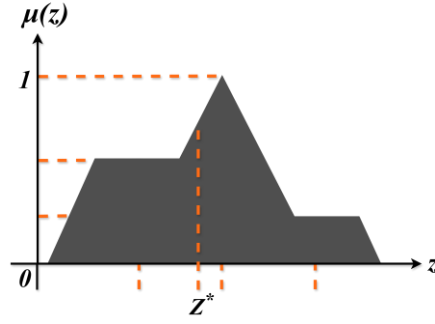
Maksimum üyelik yönteminde bulanık netleştirme bulanık kümedeki en yüksek dereceye sahip elemana karşılık gelir. Genellikle yükseklik yöntemi olarak bilinir. Şekil 2.38.'de grafiği ve Denklem 2.42'de de eşitliği verilmiştir.



Şekil 2.38. Maksimum üyelik yöntemi (Çelik, 2016)

$$\mu_C(z^*) \geq \mu(z) \quad z \in Z \quad (2.42)$$

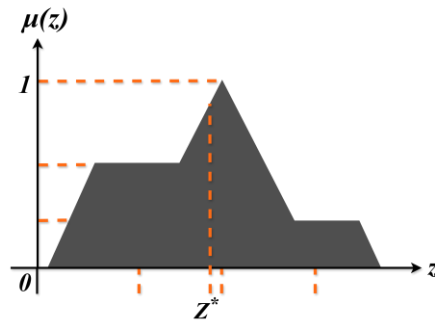
Ağırlık merkezi yönteminde sonuca ait olan keskin çıkış değeri çıkıştaki küme değerlerinin altında kalan alanların toplamına eşittir. Bulanık mantıkta en çok tercih edilen yöntemdir. Bu yöntemin grafiği Şekil 2.39.'da verilmiştir. Denklem 2.43'te gösterilen formül ile ifade edilmektedir.



Şekil 2.39. Ağırlık merkezi yöntemi (Çelik, 2016)

$$z^* = \frac{\int (z \cdot \mu_z) dz}{\int \mu_z \cdot dz} \quad (2.43)$$

Ağırlık ortalaması yöntemi bir önceki yöntem olan ağırlık merkezi yöntemine benzer şekilde çalışmaktadır. Ancak bu yöntem daha az işlem yükü gerektirir. Keskin çıkış değeri tüm kuralların uygulanmasıyla elde edilen üyelik dereceleri ve çıkıştaki bulanık kümelerin merkezleri kullanılarak hesaplanmaktadır. Bu yöntemin grafiği Şekil 2.40.'ta verilmiştir. Denklem 2.44'te gösterilen formül ile ifade edilmektedir.



Şekil 2.40. Ağırlık ortalaması yöntemi (Çelik, 2016)

$$z^* = \frac{\sum_{i=1}^R z_i \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_i} \quad (2.44)$$

Burada önemli olan nokta paydanın hiçbir zaman sıfır olmaması gerektiğidir. Ağırlık merkezlerinin tanımlanması hesaplamalar için yeterlidir ve çıkış bulanık kümelerinin yapısı burada önemli değildir.

Pratikte ağırlık merkezi yöntemi ve ağırlık ortalaması yöntemi karşılaştırıldığında; ağırlık merkezi yönteminin sürekli durumlarda, ağırlık ortalaması yönteminin ise geçici durumlarda daha iyi performans gösterdiği belirtilmiştir (Çelik, 2016).

Bulanık Mantık Teorisinin Avantajları ve Dezavantajları: Bulanık mantığın avantaj ve dezavantajları şu şekilde sıralanabilir (Çelik, 2016)

Avantajlar

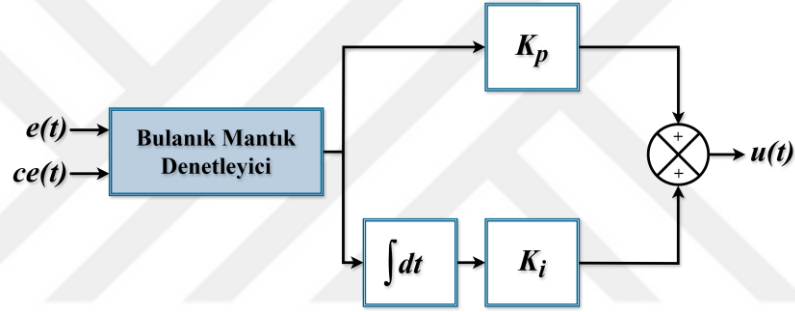
- Bulanık mantık insan düşüncesini taklit etme yeteneğiyle öne çıkmaktadır ve günlük yaşamda karşılaştığımız birçok denetim problemi dilsel ifadelerle en iyi şekilde tanımlanmaktadır.
- Dinamik ya da matematiksel bir modele gereksinim duymadan özellikle matematik modeli çıkarılamamış lineer olmayan sistemlerde etkili sonuçlar vermektedir.
- Bulanık mantık denetleyiciler işaretleri ön aşamadan geçirip geniş değer aralığına yayılmış sınırlı sayıda üyelik fonksiyonlarına dönüştürerek ve genellikle daha basit yazılımlar kullanarak minimum maliyetle daha hızlı uygulamalar sağlar.

Dezavantajlar

- Bulanık mantıkta üyelik fonksiyonlarının seçimi için kesin bir yöntem bulunmamaktadır ve genellikle en iyi sonucu veren üyelikler deneme yanılma yöntemiyle elde edilmektedir. Üyelik fonksiyonlarının gerekliliğini önceden tahmin etmek zor olduğu gibi bazı durumlarda maliyeti artırabilir.
- Bulanık kurallar genellikle sistem konusunda uzman olan kişilerin deneyimleriyle oluşturulur ve bu kuralları da oluşturmak her zaman kolay olmamaktadır. Bazı durumlarda uzman bilgisi bile ince ayarlar için yetersiz kalabilir ve bu bilgiyle optimal bir tasarım garanti edilemez.
- Kullanılan üyelik fonksiyonları genellikle sisteme özgüdür başka bir sistemde uygulamak etkili sonuçlar elde etmek çok zordur.

- Üyelik fonksiyonlarının ayarlanması uzun sürmesi ve öğrenme yeteneğinin olmaması da dezavantajlarından biridir.

Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı: Bu kısımda bulanık mantık denetleyicinin örnek bir tasarımı anlatılmaktadır. Bu örnekte BMD giriş değişkeni e hata ve ce hatanın değişimi olarak alınmaktadır. Burada e ve ce giriş değişkenleri yukarıda ayrıntıları verilen bulanıklaştırma, bulanık çıkarım ve durulama aşamalarından geçirilerek BMD kontrol işareti elde edilmektedir. Şekil 2.41.’de de görüldüğü gibi BMD kontrol işareti oransal ve integral (PI) operatörleriyle işlenmekte ve sisteme uygulanan $u(t)$ kontrol işareti elde edilmektedir. Bu denetleyici bir BMD-PI yapısındadır.



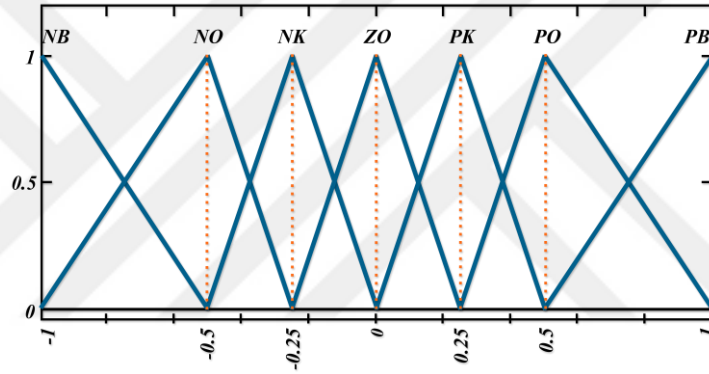
Şekil 2.41. Örnek bir bulanık mantık denetleyicinin blok şeması (Can ve Ozguven, 2018)

Bu tez çalışmasında Şekil 2.41.’de verilen BMD-PI yapısı kullanılmıştır. BMD çıkarım sürecinde Mamdani ve Sugeno gibi metotları yaygın olarak kullanılmakla birlikte Mamdani yapısı çok daha fazla matematiksel işlemler içermekte ve bu sebeple ağır bir işlem yükü getirmektedir. Sugeno yöntemi ise matematiksel hesaplama yükünü azaltarak işlemlerin daha hızlı gerçekleşmesini sağlamaktadır. Bu avantajından dolayı bu çalışmada mikroişlemci üzerindeki işlemlerin azaltılması ve gecikmelerin önüne geçilmesi amacıyla “Sugeno” tipi bulanık çıkarım yöntemi tercih edilmiştir. BMD tasarımı Matlab’ta “Fuzzy” ara yüzü kullanılarak yapılmış ve tasarımdaki BMD özellikleri Çizelge 2.2.’de verilmiştir.

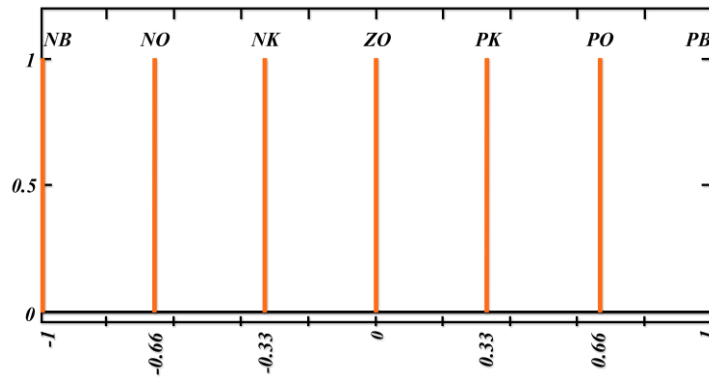
Çizelge 2.2. Bulanık mantık ara yüz özellikleri

<i>FIS type</i>	<i>“sugeno”</i>
<i>Rule Connections</i>	<i>“and”</i>
<i>For “or” method</i>	<i>“prod”</i>
<i>For defuzzification</i>	<i>“wtaver”</i>

Evrensel küme üzerindeki ölçekleri özdeş şekilde gruplandırılan hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kullanılan BMD’nin üyelik fonksiyonları Şekil 2.42.-a’da verilmiştir. Şekil 2.42.-b’de ise çıkış için üyelik fonksiyonları gruplandırılmıştır. Bulanıklaştırma aşamasında üçgen ve trapezoidal üyelik fonksiyonları kullanılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 2.42. (a) Hata ve hatanın değişiminin evrensel küme üzerindeki üyelik fonksiyonlarının dağılımı (b) Çıkış için belirlenen üyelik fonksiyonları

Hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için BMD’de aşağıda Çizelge 2.3.’te verilen kural tablosu oluşturulmuştur. Burada giriş ve çıkış üyeliklerinde kullanılan PB, PO, PK, ZO,

NK, NO ve NB terimleri sırayla “Pozitif Büyük”, “Pozitif Orta”, “Pozitif Küçük”, “Sıfır”, “Negatif Küçük”, “Negatif Orta” ve “Negatif Büyük” dilsel terimlerini ifade etmektedir.

$\begin{matrix} ce \\ e \end{matrix}$	NB	NO	NK	ZO	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NO	NK	ZO
NO	NB	NB	NB	NO	NK	ZO	PK
NK	NB	NB	NO	NK	ZO	PK	PO
ZO	NB	NO	NK	ZO	PK	PO	PB
PK	NO	NK	ZO	PK	PO	PB	PB
PO	NK	ZO	PK	PO	PB	PB	PB
PB	ZO	PK	PO	PB	PB	PB	PB

Çizelge 2.3. Hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kural tablosu

Nötrosofik Mantık, Nötrosofik Kümeler: L.A Zadeh’in bulanık mantığı ortaya atmasından sonra araştırmacılar bu alana birçok yenilik katmışlardır. Bulanık kümeler, aralık değerli bulanık kümeler, dört değerli bulanık mantık, sezgisel bulanık kümeler, aralık değerli sezgisel bulanık ve belirsiz kümeler bu yeniliklerden bazılarıdır. Bu yöntemlerin her biri bulanık mantık kapsamını genişleterek farklı problemlerin çözümünde öncü olmuştur (Can ve Ozguven, 2017). Bulanık mantığın daha da geliştirilmiş hali olan nötrosofi ve nötrosofik set teorisini Smarandache literatüre kazandırmıştır (Smarandache, 2002). Bu teoride bir olay üç değerle ifade edilir; doğru (T), belirsiz (I) ve yanlış (F). Örneğin A alt kümesinde bir x elemanının E evrensel kümesindeki üyelik değeri ($x=(0.7, 0.2, 0.4)$) şeklinde tanımlanabilir. Bu durumda x , A kümesine 0.7 oranında dahil, 0.2 oranında belirsiz ve 0.4 oranında dahil değildir. Burada belirsizlik değeri “ne kesinlikle içinde ne de kesinlikle dışında olduğunu veya hem içinde hem dışında olabileceği” belirsizlik durumlarını temsil edebilir. Bu üyelik değerlerinin toplamı 1 olmak zorunda değildir. T , I ve F değerleri gerçel sayılarla ifade edilebilir ve sürekli, ayrık, sonlu veya sonsuz alt kümelerin kesişimleri ve birleşimleri şeklinde olabilir. Bu sayede kontrolcü tasarlanırken yoğun matematiksel işlemler gerektirmeden üyelik değerine uygun katsayılar belirlenmektedir. Geleneksel denetleyiciler için birim adım tepki karakteristiklerinin (yükselme zamanı, kalıcı durum hatası, aşım vb.) T üyelik

değerinin 1'e ne kadar yakın olduğuna I ve F' nin de 0' a ne kadar yakın olduğuna bakılarak sistem hakkında değerlendirme yapılabilir. Geleneksel kontrolcüler ile yapılan tasarımlar da bir karar verme süreci olarak düşünüldüğünde sistem çıkışında beklenen bazı kriterleri sağlaması beklenmektedir. Kriterler sistemin geçici durum karakteristiklerini temsil ederek iyi, kötü ve belirsiz durumları için nütrosifik mantık yaklaşımıyla değerlendirilmektedir (Can ve Ozguven, 2016). Nütrosifik set yaklaşımı, klasik bulanık mantıktan farklı olarak bir elemanın belirsizlik değerini de içerir ve bu yönüyle insan düşünce yapısına daha yakındır.

Sistemden elde edilen hata (e) ve hata değişimi (ce) için T , I ve F üyelik fonksiyonları kullanılarak bulanıklaştırma yapılmaktadır. Evrensel küme üstünde bu fonksiyonlar daha önceden belirlenen bölgelere yerleştirilmektedir. Kural tablosu da bu üyelik fonksiyonlarının konumlarına göre hazırlanmış çıkış kurallarını içermektedir. Giriş değişkenlerini üç üyelik fonksiyonu olarak sınıflandırmak bölgesel analiz yapmayı iyileştirmektedir. Hata ve hata değişiminin bağımsız olarak değerlendirilmesi ve T , I ve F üyelik fonksiyonları ile öncül değişkenlerin gruplandırılması kontrol esnekliği sağlayarak aşım oranını ayarlamayı mümkün kılmaktadır (Can ve Özgüven, 2016b).

Nütrosifik Mantıkta Bazı Tanımlar ve Teoremler: X , evrensel bir küme olarak kabul edildiğinde, A kümesi X 'in nütrosifik bir alt kümesi olmak üzere x bu A kümesinin elemanıdır. Burada $T_A(x)$: doğruluk üyelik derecesini, $I_A(x)$: belirsizlik üyelik derecesini ve $F_A(x)$: yanlışlık üyelik derecesini göstermektedir.

Klasik mantık teorisi Denklem 2.45 şeklinde ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) = 0 \text{ veya } 1, \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) = 0 \text{ veya } 1 \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) = 1 \end{aligned} \quad (2.45)$$

Bulanık mantık teorisi de Denklem 2.46 şeklinde ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) \in [0,1], \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) \in [0,1] \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) = 1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Nütrosifik mantık teorisinde ise Denklem 2.47 şeklinde ifade edilmektedir.

$T_A(x)$, $I_A(x)$ ve $F_A(x)$ değerleri $]0^-, 1^+[$ aralığının standart veya standart olmayan alt kümeleridir. Yani;

$$\begin{aligned} T_A(x): X &\rightarrow]0^-, 1^+[\\ I_A(x): X &\rightarrow]0^-, 1^+[\\ F_A(x): X &\rightarrow]0^-, 1^+[\end{aligned} \quad (2.47)$$

Denklem 2.48’de belirtildiği üzere $T_A(x)$, $I_A(x)$ ve $F_A(x)$ toplamının sınırı bulunmamaktadır.

$$0^- \leq \sup T_A(x) + \sup I_A(x) + \sup F_A(x) \leq 3^+ \quad (2.48)$$

X içinde tek değerli nütrosifik küme için A kümesi Denklem 2.49’da gösterildiği şekilde her $x \in X$ için geçerlidir ;

$$\begin{aligned} A &= \{(x, T_A(x), I_A(x), F_A(x)): x \in X\} \\ T_A(x): X &\rightarrow [0,1] \\ I_A(x): X &\rightarrow [0,1] \\ F_A(x): X &\rightarrow [0,1] \\ 0 &\leq T_A(x) + I_A(x) + F_A(x) \leq 3 \end{aligned} \quad (2.49)$$

Denklem 2.50’de belirtildiği üzere A kümesi, X içinde tek değerli nütrosifik küme için A ’nin komplementi A^c ile gösterilir ve her $x \in X$ için geçerlidir;

$$\begin{aligned} T_{A^c}(x) &= F_A(x) \\ I_{A^c}(x) &= 1 - I_A(x) \\ F_{A^c}(x) &= T_A(x) \\ A^c &= \{(x, F_A(x), 1 - I_A(x), T_A(x)): x \in X\} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Tek değerli nütrosifik A ve B kümeleri için , $A \subseteq B$ ve $B \subseteq A$ koşulu sağlanıyorsa $A = B'$ dir. $x \in X$ olan A , B , ve C nütrosifik kümeleri için kesişim, birleşim ve komplement Denklem 2.51, Denklem 2.52 ve Denklem 2.53 şeklinde tanımlanabilir:

Kesişim/VE;

$$\begin{aligned}T_C(x) &= \min(T_A(x), T_B(x)) \\I_C(x) &= \min(I_A(x), I_B(x)) \\F_C(x) &= \max(F_A(x), F_B(x))\end{aligned}\tag{2.51}$$

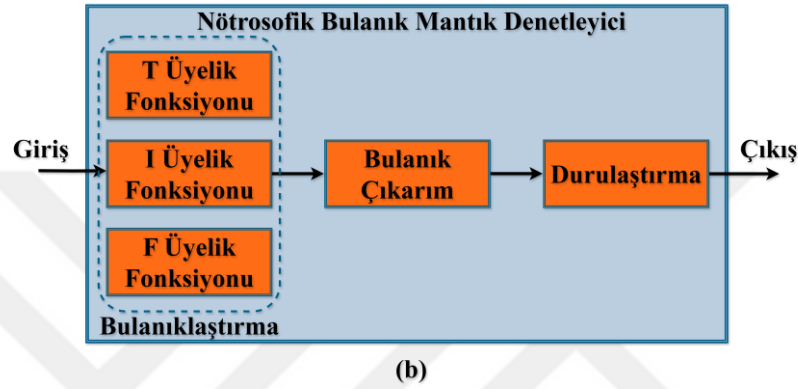
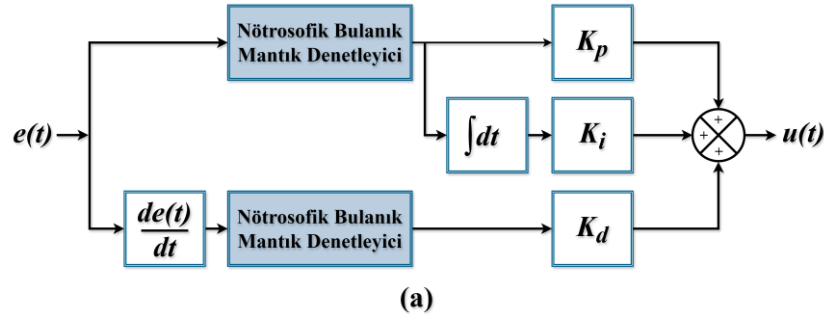
Birleşim/OR;

$$\begin{aligned}T_C(x) &= \max(T_A(x), T_B(x)) \\I_C(x) &= \max(I_A(x), I_B(x)) \\F_C(x) &= \min(F_A(x), F_B(x))\end{aligned}\tag{2.52}$$

Komplement/NOT;

$$\begin{aligned}T_{\bar{A}}(x) &= F_A(x) \\I_{\bar{A}}(x) &= 1 - I_A(x) \\F_{\bar{A}}(x) &= T_A(x)\end{aligned}\tag{2.53}$$

Nötrosofik Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı: Bu kısımda nötrosofik bulanık mantık denetleyici tasarımından bahsedilmektedir. Burada da e ve ce giriş değişkenleri daha öncede anlatılan bulanıklaştırma aşamalarından geçirilmektedir. Evrensel küme üzerinde geleneksel BMD tasarımından farklı olarak e ve ce giriş değişkenleri T , I ve F üyelik fonksiyonları ile bulanıklaştırılmaktadır. Yine NBMD tasarımında geleneksel BMD tasarımından farklı olarak çıkarım aşamasında kurallar T , I ve F üyelikleri dikkate alınarak oluşturulmaktadır.



Şekil 2.43. (a) Çalışmada tercih edilen nötrosofik bulanık mantık denetleyicinin blok şeması (b) Bulanık mantık denetleyicinin iç yapısı (Can ve Özgüven, 2016b)

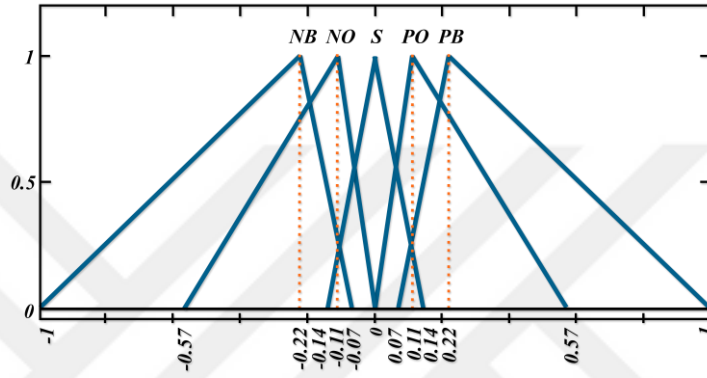
Şekil 2.43.-a ve Şekil 2.43.-b’de çalışmada kullanılan NBMD’nin blok şeması ve bu denetleyicinin iç yapısı verilmiştir. Şekil 2.43.-a incelendiğinde e hata için NBMD çıkışına bir PI operatörü, ce hata değişimi için bir türev operatörü eklenmiş ve bu operatörlerin çıkışları toplanarak sisteme uygulanan $u(t)$ kontrol işareti elde edilmiştir.

Evrensel küme üzerindeki ölçekleri özdeş şekilde gruplandırılan hata (e) ve hatanın değişimi (ce) için kullanılan NBMD’nin üyelik fonksiyonları T , I ve F Şekil 2.44.-a, Şekil 2.44.-b ve Şekil 2.44.-c’de verilmiştir. Evrensel küme üzerinde belli kesimlerde gruplandırılan giriş değişkenleri T , I ve F üyelik fonksiyonları kullanılarak bulanıklaştırılmıştır. Bulanıklaştırma kısmında üçgen ve trapezoidal üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir. Nötrosofik üyelik fonksiyonlarına göre de kural tablosu düzenlenmiştir.

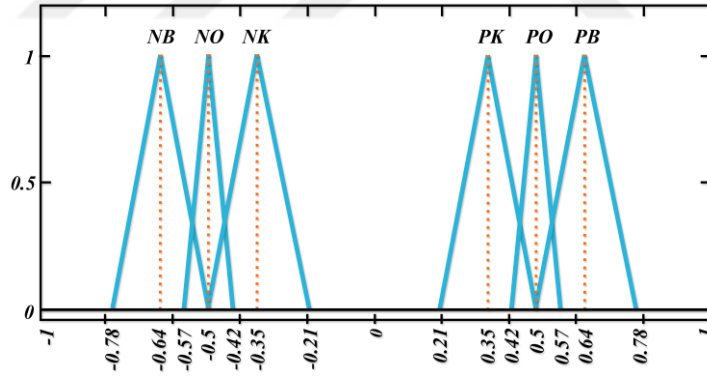
NBMD’de yine işlemlerin daha hızlı gerçekleşmesini sağlamak amacıyla “Sugeno” tipi bulanık çıkarım yöntemi tercih edilmiştir. Matlab’ta “Fuzzy” ara yüzü kullanılarak her iki “fuzzy” ünitesi için tasarlanan NBMD’nin özellikleri Çizelge 2.4.’te verilmiştir.

Çizelge 2.4. Nötrosofik bulanık mantık ara yüz özellikleri

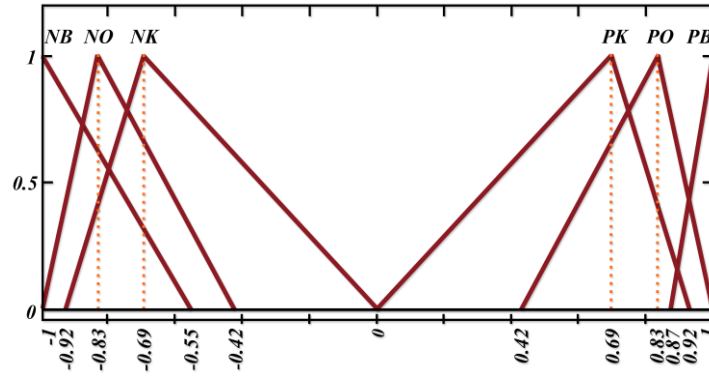
<i>FIS type</i>	<i>“sugeno”</i>
<i>Rule Connections</i>	<i>“or”</i>
<i>For “or” method</i>	<i>“probor”</i>
<i>For defuzzification</i>	<i>“wtaver”</i>



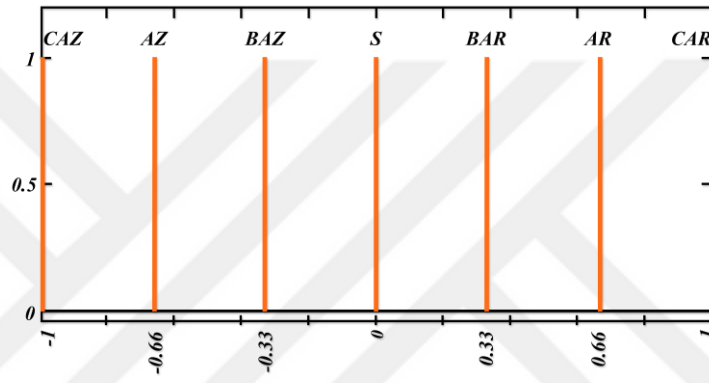
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2.44. T, I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki dağılımı a) T üyelik fonksiyonu b) I üyelik fonksiyonu c) F üyelik fonksiyonu d) Çıkış için belirlenen üyelik fonksiyonları (Can, 2017)

Her iki NBMD’de Şekil 2.44.-d’deki aynı çıkış üyelik fonksiyonları kullanılarak hata ve hatanın değişimi değerlendirilmiştir.

Nötrosofik kontrolde hata (e) ve hatanın değişiminin (ce) için aşağıda Çizelge 2.5.’te verilen kural tablosu oluşturulmuştur. Burada belirtilen T, I ve F üyelik fonksiyonları sırayla doğruluk, belirsizlik ve yanlışlık üyelik değerlerini, PB, PO, PK, S, NK, NO ve NB terimleri sırayla “Pozitif Büyük”, “Pozitif Orta”, “Pozitif Küçük”, “Sıfır”, “Negatif Küçük”, “Negatif Orta” ve “Negatif Büyük” ve “u” çıkış üyelik fonksiyonlarında, CAR, AR, BAR, S, BAZ, AZ, CAZ terimleri sırasıyla “Çok Artır”, “Artır”, “Biraz Artır”, “Sıfır”, “Biraz Azalt”, “Azalt” ve “Çok Azalt” dilsel terimlerini ifade etmektedir. Nötrosofik bulanık mantık denetleyicinin kuralları klasik bulanık mantık kuralları biçimi

gibi tablo halinde verilemediğinden Çizelge 2.5.'teki gibi liste halinde verilmiştir. Bu kurallar nôtrosifik kontrolde hata ve hatanın değişiminin her ikisi için de tercih edilmiştir.

Çizelge 2.5. Nôtrosifik bulanık mantık denetleyici için oluşturulan kural listesi (Can ve Özgüven, 2016b)

1. <i>If (T is S) or (F is PK) then (u is S) (1)</i>
2. <i>If (T is S) or (F is NK) then (u is S) (1)</i>
3. <i>If (T is PO) or (F is PK) then (u is BAR) (1)</i>
4. <i>If (T is NO) or (F is NK) then (u is BAZ) (1)</i>
5. <i>If (T is PO) or (I is PK) or (F is PK) then (u is BAR) (1)</i>
6. <i>If (T is NO) or (I is NK) or (F is NK) then (u is S) (1)</i>
7. <i>If (T is PB) or (I is PK) or (F is PK) then (u is BAR) (1)</i>
8. <i>If (T is NB) or (I is NK) or (F is NK) then (u is BAZ) (1)</i>
9. <i>If (T is PB) or (I is PO) or (F is PK) then (u is AR) (1)</i>
10. <i>If (T is NB) or (I is NO) or (F is NK) then (u is AZ) (1)</i>
11. <i>If (T is PB) or (I is PB) or (F is PO) then (u is AR) (1)</i>
12. <i>If (T is NB) or (I is NB) or (F is NO) then (u is AZ) (1)</i>
13. <i>If (T is PB) or (F is PO) then (u is CAR) (1)</i>
14. <i>If (T is NB) or (F is NO) then (u is CAZ) (1)</i>
15. <i>If (T is PB) or (F is PB) then (u is CAR) (1)</i>
16. <i>If (T is NB) or (F is NB) then (u is CAZ) (1)</i>
17. <i>If (F is PO) then (u is CAR) (1)</i>
18. <i>If (F is NB) then (u is CAZ) (1)</i>

3. MATERYAL ve YÖNTEM

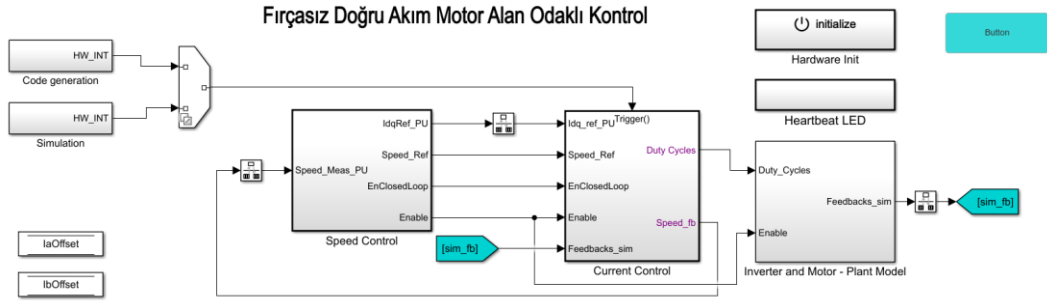
3.1 Giriş

Bu bölümde endüstriyel fan sistemlerinde kullanılan FDAM'nin hız kontrolü için NBMD-PI önerilmiştir. Önerilen NBMD-PI yöntemiyle hız kontrolü gerçekleştirilmiş, ardından BMD-PI ve geleneksel PI kontrolör ile karşılaştırılmıştır. Geleneksel PI kontrolör basitliği nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu denetleyici basit yapısı popüler kılssa da sistemlerin dinamiklik durumundan dolayı geleneksel kontrolcü yerine daha iyi bir kontrol yöntemi gerektirmektedir. Dolayısıyla optimum performans elde etmek için BMD-PI opsiyonel olarak tercih edilmektedir. Ayrıca son yıllarda BMD-PI yapılarına alternatif olabilecek NBMD-PI yapıları önerilmiştir. Ancak önerilen bu çalışmalar benzetim çalışmaları ile sınırlı kalmıştır. Bu nedenle bu tez çalışmasında NBMD-PI ile FDAM'nin gerçek zamanlı bir hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Hız kontrolü için kullanılan PI kontrolörün K_p ve K_i katsayıları Ziegler-Nichols frekans cevabına göre hesaplanarak sırasıyla $K_p=0,4104$ ve $K_i=0,003$ olarak kullanılmıştır.

Matlab/Simulink ortamında hız kontrol benzetimi yapılan tasarım için sistematik bir biçimde geliştirilen bu denetleyici önce simülasyon modelinde kullanılarak test edilmiş, ardından gerçek zamanlı FDAM kontrolünde uygulanmıştır. Motorun iki farklı hız profili için kontrolü sağlanmış ve referans hıza en yakın grafik belirlenmiştir. BMD-PI ve NBMD-PI kontrollerde matematiksel işlem yükünü azaltmak, mikroişlemcinin daha iyi performans göstermesini sağlamak ve gecikmelerin önüne geçebilmek amacıyla “Sugeno” tipi bulanık çıkarım yöntemi tercih edilmiştir.

3.2 Benzetim Çalışmaları

Kontrol algoritmalarını yazmak, çalıştırmak ve kontrol yöntemlerinin simülasyonlarını da gerçekleştirmek amacıyla Matlab yazılımı ve Simulink ara yüzü tercih edilerek bilgisayar ortamında başarıyla kontrol sağlanmıştır. Şekil 3.1.'de AYK ile hız kontrolü gerçekleştirilen FDAM'nin simülasyon modeli gösterilmiştir.

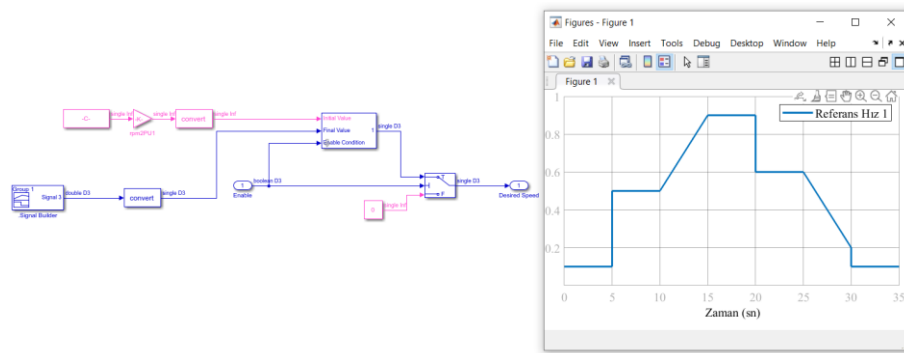


Şekil 3.1. AYK ile kontrol edilen FDAM'nin simülasyon modeli

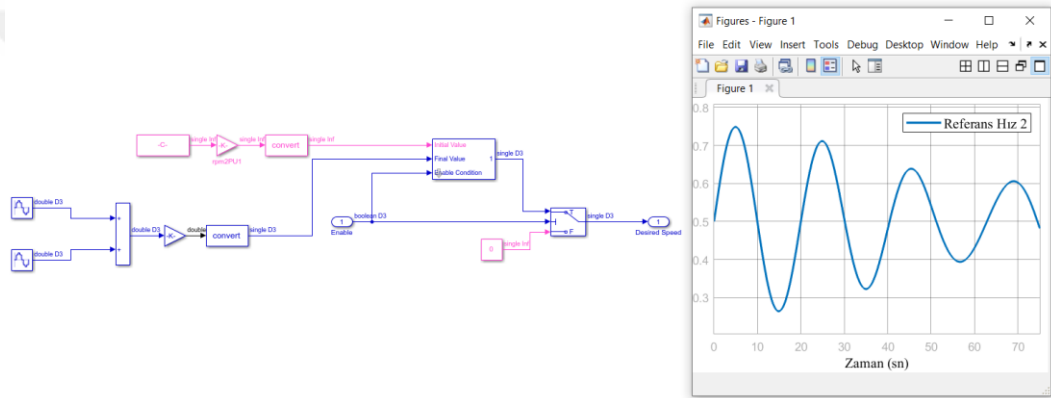
Matlab/Simulink benzetim model üzerinde FDAM'nin hız kontrolü için oluşturulan simülasyon modelleri üzerindeki hız kontrol blokları ayrı şekillerde gösterilmiştir. Simülasyon modelinde DC kaynaktan güç alan inverter motorun çalışmasını kontrol ederken çıkış voltaj değeri ve frekansı anahtarlama sinyallerine göre belirlenmektedir. Tez çalışmasında fan sistemlerinin endüstriyel ortamlardaki aspirasyon ve vantilasyon uygulamalarının hız profilleri dikkate alınarak iki farklı referans hız profili kullanılmıştır:

- Referans Hız 1: Hız kontrol bloğuyla birlikte Şekil 3.2.'de görülen birim basamak şeklinde ayarlanan ani hız yükselişi, ani hız düşüşü ve rampalı olarak düşüş – yükseliş şeklinde toplamda 35 sn'lik bütünsel bir referanstır.
- Referans Hız 2: Hız kontrol bloğuyla birlikte Şekil 3.3.'te görülen her genlikte farklı hız değerlerine ulaşacak şekilde sinüzoidal olarak 75 sn'lik bir hız referansıdır.

Yapılan deneyler sonucunda hız grafiklerinde 4000 rpm nominal hız per-unit cinsinden "1" olarak ifade edilmektedir ve grafikler buna göre elde edilmiştir. Kapalı çevrim kontrol edilen sistemde motorun hız geri beslemesinden elde edilen referans hız ile gerçek hız arasındaki hata değeri kontrolör tarafından işlenerek DC bara voltajının ayarlanması sağlanır ve motorun hızı referans değere ulaşmaya çalışır.

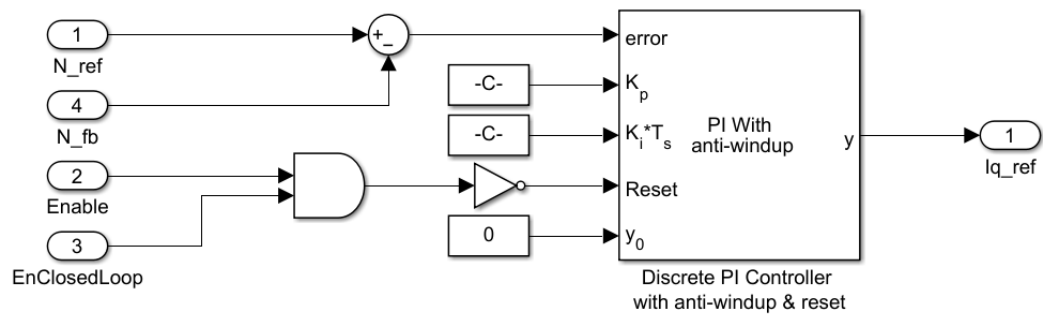


Şekil 3.2. Uygulanan hız bloğu ve Referans Hız 1 grafiği



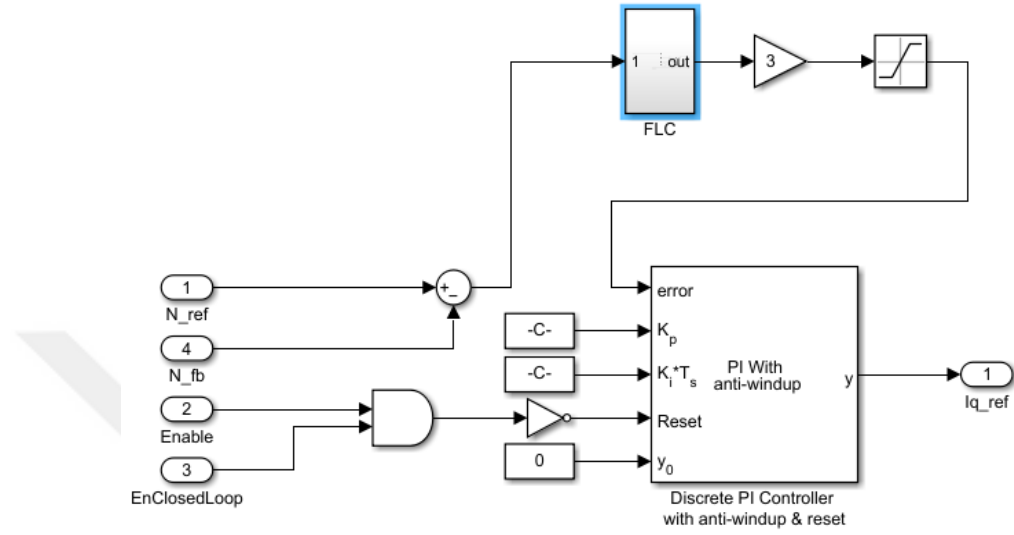
Şekil 3.3. Uygulanan hız bloğu ve Referans Hız 2 grafiği

Sensörsüz kontrol edilen FDAM’de her iki referans hız kontrolü için tasarlanan PI kontrolör hız kontrol bloğu Şekil 3.4.’te gösterilmiştir.

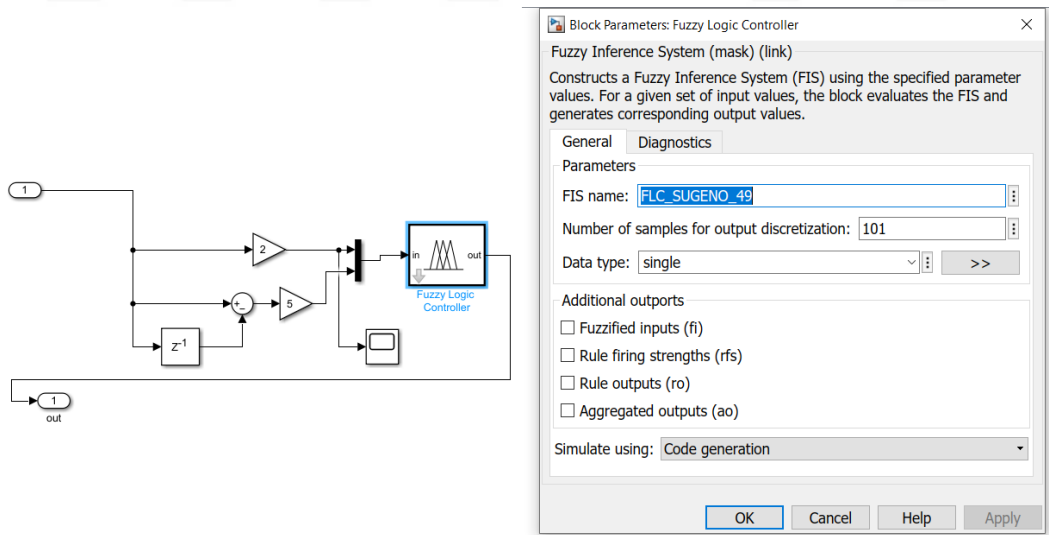


Şekil 3.4. PI kontrolör hız bloğu

BMD-PI için tasarlanan hız kontrol bloğu ve bu bloğun iç yapısı Şekil 3.5. ve Şekil 3.6.'da gösterilmiştir. Simülasyon çalışmalarında kullanılan BMD için verilen ara yüz (bkz. Çizelge 2.2.) ve düzenlenen kural tablosu (bkz. Çizelge 2.3.) dikkate alınmıştır.



Şekil 3.5. BMD-PI hız kontrol bloğu

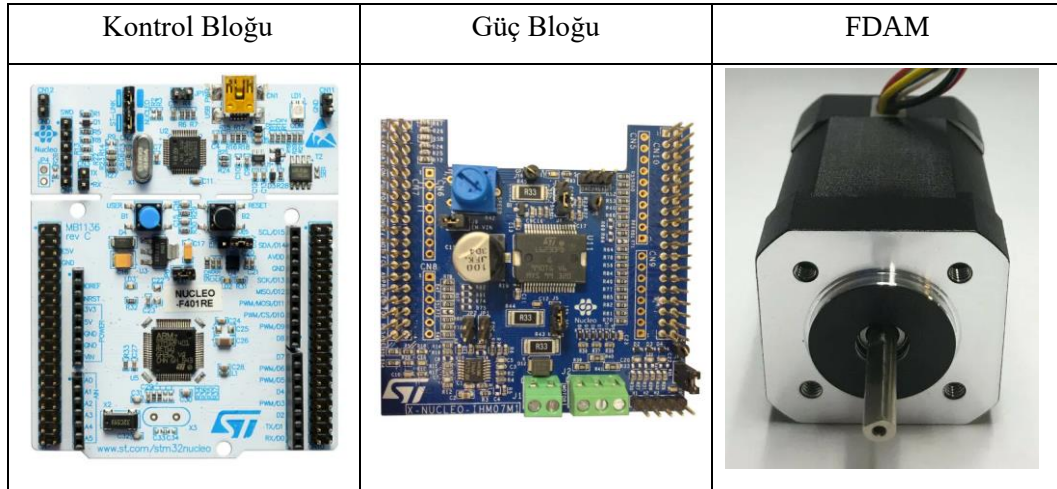


Şekil 3.6. BMD-PI bloğunun iç yapısı

NBMD-PI için tasarlanan hız kontrol bloğu ve bu bloğun iç yapısı Şekil 3.7. ve Şekil 3.8.'de gösterilmiştir. Simülasyon çalışmalarında kullanılan NBMD için verilen ara yüz (bkz. Çizelge 2.4.) ve düzenlenen kural tablosu (bkz. Çizelge 2.5.) dikkate alınmıştır.

3.3 Deneysel Çalışmalar

Matlab/Simulink aracılığıyla geliştirilen algoritmalar ve simülasyon modelleri bilgisayara eklenen kontrol bloğu, güç bloğu ve motor üçlüsüyle birleştirilerek gerçek zamanlı işletilmiştir. Bilimsel çalışmalarda ve endüstriyel uygulamalarda kontrol sistemlerinin başarılı bir performans sergileyebilmesi için hız ve akım verilerinin hızlı ve gerçek zamanlı olarak işlenmesi önemlidir (Kokundu, 2019). Bu ihtiyacı karşılamak için Simulink üzerinde “*Data Inspector*” araç çubuğundan yararlanılmıştır. Şekil 3.9.’da gösterilen kontrol bloğu olarak STMicroelectronics firmasının Nucleo-F401RE kartı ve yine aynı firmanın motor sürücüsü olan X-Nucleo-IHM07M1 kartı tercih edilmiştir. Önerilen NBMD-PI’nın gerçek zamanlı hız kontrol deneyleri için Anaheim Automation firmasının 24 Volt ile çalışan 53 Watt gücünde nominal hızı 4000 Rpm olan FDAM kullanılmıştır. Simülasyon çalışmalarına ek olarak bu motor hem boşa hem de yük uygulanarak test edilmiştir. Deneyisel çalışmalar sırasında kullanılan BMD için özellikleri verilen ara yüz (bkz. Çizelge 2.2.) ve kural tablosu (bkz. Çizelge 2.3.) kullanılarak hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yine çalışmada kullanılan NBMD içinse özellikleri verilen ara yüz (bkz. Çizelge 2.4.) ve kural tablosu (bkz. Çizelge 2.5.) kullanılarak hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.9. Deneyisel çalışmada kullanılan donanımlar ve FDAM

Analizlerin güvenilir ve sağlıklı olması açısından deney düzeneğinden toplanan verilerin doğru bir biçimde elde edilmesi gereklidir. Bu nedenle deney düzeneği laboratuvar koşullarında kurulmuştur. Deneyisel çalışma için kurulan sistem üç ana bileşenden

oluşmaktadır. Birincisi hızlı değerlendirme ve prototipleme için kullanıcı dostu bir platform olan kontrol kartı, ikincisi L6230 IC sürücüsüne dayalı motoru sürmek için kullanılan güç bloğu ve üçüncü de FDAM. Deneyler sırasında akım, hız gibi kritik veriler Matlab/Simulink aracılığıyla toplanmıştır.

Nucleo-F401RE kontrol kartı kullanıcıların çeşitli performans ve güç tüketimi seçenekleri arasından seçim yapmalarını ve yerleşik mikro denetleyici ile yeni projeler geliştirmeye yarayan esnek geliştirme aracıdır. Bu kart STM32 I/O pinlerine tam erişim sağlayan STM Morpho uzatma pin başlıklarına sahiptir. Ayrıca JTAG/seri kablo hata ayıklama (SWD) ara yüzlerine sahip bir devre içi hata ayıklayıcı ve programlayıcı olan St-Link/V2'yi barındırır. Kart USB üzerinden 5V ile ana bilgisayardan ve akım tüketimi USB'nin verdiği akımı aşarsa 7V-12V arası harici güç kaynağından beslenebilmektedir. Kart üzerinde B1 (kullanıcı) ve B2 (reset) butonlarıyla USB iletişimi, güç ve kullanıcı ledleri bulunmaktadır (Primiceri ve ark., 2016).

Sürücü birimi 84 MHz'e kadar çalışabilen ARM Cortex –M4 çekirdek temelli STM32F401RE mikro denetleyici içermektedir. ARM Cortex –M4 32bit RISC çekirdeğine dayalı yüksek performanslı bir ürün olmasının yanında azaltılmış pin sayısı ve düşük güç tüketimiyle etkin bir çözüm sunar. STM32F401RET6U hızlı gömülü belleği geniş bir yelpazede gelişmiş I/O pinleri ve iki gelişmiş çevresel veri yolu (ABP) ile bağlantılı çevre birimlerini içerir. Bu mikro denetleyici hızlı bir 12 bit ADC, güç karşılaştırıcı, bir operasyonel amplifikatör, 18 kapasitif algılama kanallı bir DAC kanalı, düşük güç tüketen bir gerçek zamanlı saat (RTC), genel amaçlı bir 32 bit zamanlayıcı, motor kontrolü için özel bir zamanlayıcı ve DAC'yi sürmek için bir zamanlayıcı gibi bir dizi özelliği barındırır. Mikro denetleyici standart ve gelişmiş iletişim ara yüzleri sağlar: I2C, USART, çoklanmış tam çift yönlü (I2S) ara yüzü SPI, bir USB FS cihazı ve bir kızılötesi verici bulunur. Ayrıca bu kontrol kartı 512 Kbyte Flash bellek ve 96 Kbyte SRAM barındırmaktadır (Primiceri ve ark., 2016).

Motoru düzgün sürebilmek amacıyla STM Morpho uzatma pinleriyle motor sürücü kartı Nucleo-F401RE kartın altına veya üstüne bağlanabilmektedir. Mikro denetleyici ünitesinin tüm sinyal ve güç pinleri bu Morpho konnektörleri üzerinden erişilebilir durumdadır ve osiloskop, voltmetre gibi test ekipmanları ile kullanılabilir. FDAM'yi etkin bir biçimde kontrol etmek için L6230 IC sürücüsünü temel alan X-

Nucleo-IHM07M1 genişleme kartı tercih edilmiştir. Bu sürücü kartı Nucleo-F401RE karta bağlanarak bağımsız akım algılaması sayesinde sensörlü veya sensörsüz motorlar için farklı kapalı döngü kontrol modlarını desteklemektedir. Motor akımını algılamak için Jumper'larla 1 şönt ve 3 şönt yapılandırılabilir akım ölçümüne uygun şekilde tasarlanmıştır. Bu kartın ana bölümü aşırı akım ve termal koruma özelliklerine sahip PowerSO-36 paketinde yer alan ve FDAM'yi sürmek için özelleştirilebilen L6230 IC sürücüsüdür. Besleme voltajı harici bir konnektör aracılığıyla sağlanabilir ve kullanıcı Nucleo-F401RE kartının USB üzerinden mi yoksa sürücü kartının J9 jumper ayarı ile bu kart üzerinden mi güç alabileceğini seçebilmektedir. L6230 sürücüsü altı güç Mosfet'ini içeren entegre bir üç fazlı köprüye sahiptir. Köprüdeki üst transistörler için N kanallı Mosfet'ler kullanıldığında güç kaynağı voltajının üzerinde bir kapı sürücü voltajı gereklidir. Önyüklemeli besleme gerilimi (Vboot), dahili bir osilatör ve bir şarj pompası devresi ile birkaç harici bileşen kullanılarak oluşturulur. L6230 sürücüsünün aşırı akım koruması sayesinde akım, gömülü bir referans ile karşılaştırılır ve herhangi bir hata durumunda DIAG pinine toprak sinyali göndererek Nucleo-F401RE kartı tarafından sürücü sinyallerinin kesilmesi sağlanır (Primiceri ve ark., 2016).

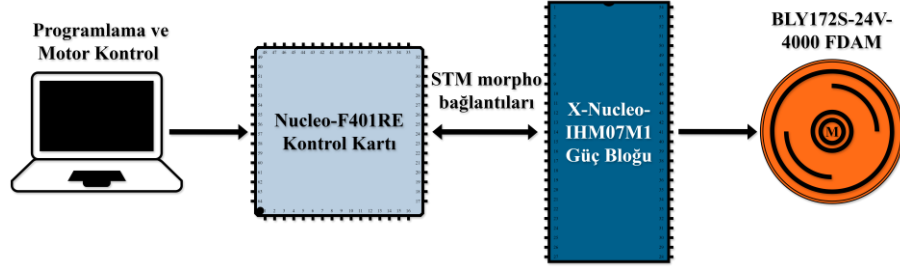
Kullanılan BLY172S-24V-4000 model FDAM'nin özellikleri Çizelge 3.1.'de verilmiştir. Bu motor yapısı sayesinde yüksek güvenilirlik sunar ve uzun ömür gerektiren uygulamalar için ideal kılar. Rotor üzerinde bulunan yüksek enerjili mıknatıslar 4000 rpm gibi yüksek hızlara ve verimliliğe olanak tanır. 24 V nominal gerilime sahip olan bu motor maksimum 3.55 A akım kapasitesine ve 4 kutup çiftine sahiptir. FDAM'de rotor kutup sayısı arttıkça genellikle daha büyük tork değeri elde edilir ancak mıknatıslar arasındaki gerekli boşluk nedeniyle bir noktadan sonra tork artışı durmaktadır. Kutup sayısının artmasıyla birlikte maliyette doğru orantılı olarak attığı için hem maliyet hem de tork ve boyut arasında önemli bir denge unsuru haline gelmektedir. Motor referans hızı 0 ile %10 arasında açık döngüde çalışmaya başlamaktadır. Açık döngü motordan herhangi bir geri bildirim almadan rotor hızını kontrol etmek için stator voltajını ve frekansını değiştirir. Hedef model algoritması açık döngü aracılığıyla sensörlerden ADC değerlerini okur ve seri iletişimi kullanarak değerleri ana bilgisayar modeline gönderir. İnvertör analog-dijital dönüştürücü (ADC'ler) grubundaki iki kanalı kullanarak iki motor girişinin (i_a ve i_b) akımını ölçmekte ve ölçümleri tork kontrol algoritmasına göndermektedir. Donanım üzerinde düşük referans hızda çalıştırıldığında FDAM bu düşük hızı takip edemeyebilir.

Bu nedenle açık döngüden kapalı döngüye geçiş yapmak için motor referans hızı temel hızın %10'unun üzerine çıkarılması gerekmektedir.

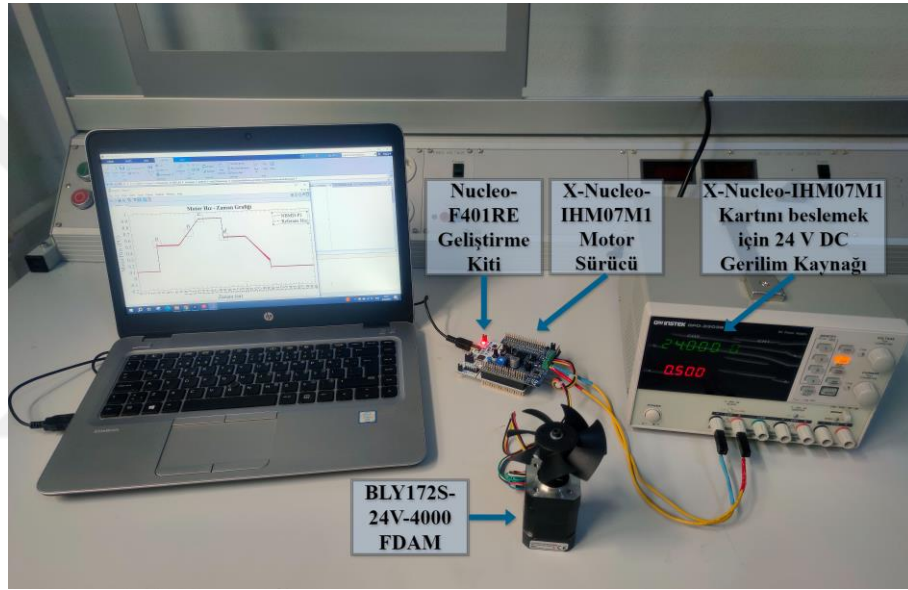
Çizelge 3.1. Deneysel çalışmada kullanılan FDAM özellikleri

Sargı Tipi	Üçgen
Kutup Sayısı	8
Faz Sayısı	3
Nominal Gerilim (V)	24
Nominal Hız (RPM)	4000
Nominal Güç (W)	53
Nominal Akım (A)	3.5
Uçtan Uca Direnç (Ohm)	0.8
Uçtan Uca Endüktans (Mh)	1.2
Tork Sabiti (oz-in/A)	5.81
Zıt-EMK Gerilim (V/RPM)	3.35
Rotor Ataleti (oz-in-sec ²)	0.00068

Yapılan bu çalışmanın hedefi FDAM'nin dönüş yönünü belirleyerek düzgün bir enerji akışı sağlamak, sensörsüz olarak motor hızının tahmin edilmesini sağlamak ve hızı kontrol etmektir. Kullanılan geliştirme kiti Nucleo-F401RE ile donatılmış, motoru beslemek ve sürmek için X-Nucleo-IHM07M1 motor sürücü kartı ile birlikte hem kart üzerindeki hem de sensörsüz kontrol için gereken sinyalleri almak için kullanılır. Sistemin blok şeması ve deney düzeneğinin fotoğrafı, farklı bileşenler arasındaki bağlantıları gösteren Şekil 3.10. ve Şekil 3.11'de yer almaktadır. Nucleo-F401RE kartı bir USB kablosu aracılığıyla bilgisayara bağlanır. Motor sürücü kartı sabit bir güç kaynağından sağlanan 24V ile beslenmektedir. Motor faz sırasına dikkat edilerek bu kart üzerindeki pinlere doğru şekilde takılmalı ve faz sırası bozulmamalıdır.



Şekil 3.10. Deneysel çalışma sisteminin blok şeması



Şekil 3.11. Deney düzeneği

Donanımla birlikte kontrolü sağlamak için gerekli olan yazılımlar:

STM32CubeMX Yazılımı; Grafiksel ara yüze sahip olan bu program sayesinde STM32F401RE kontrol kartının giriş/çıkış pin yapılandırmaları, “clock” ayarlaması ve güç tüketimi gibi hesaplamaların yanı sıra STMicroelectronics tarafından sağlanan programlama için IDE ortamında kullanılacak başlangıç kodu oluşturulmaktadır. Uygun derleyici ve projeyi seçerek kullanılan MCU ile gerekli çevre birimlerinin aktivasyonuna imkân sağlamaktadır. Kullanımı kolay grafik ara yüzü ile donanım ve yazılımı hızlı bir şekilde yapılandırmaya ve C-Code projesi oluşturmaya yardımcı olur.

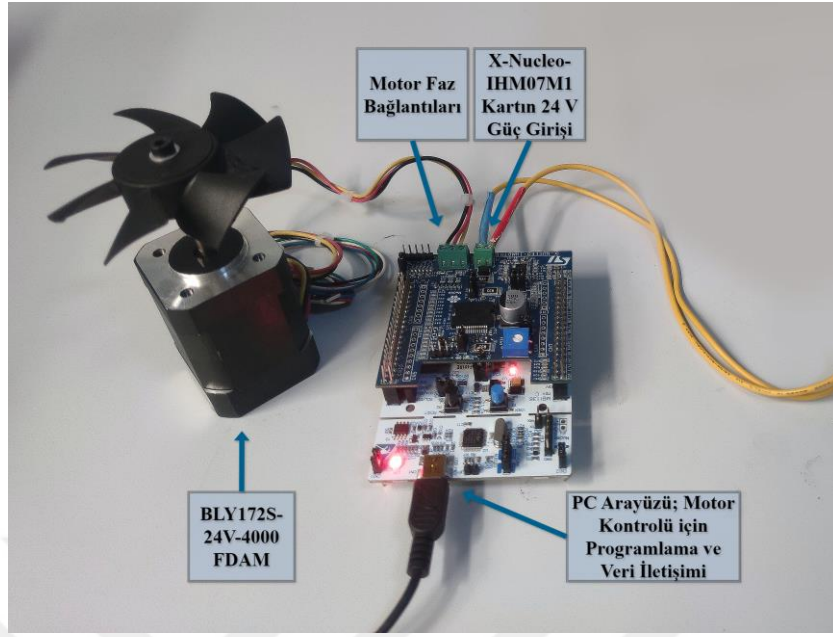
STM32CubeProgrammer Yazılımı; Kullanıcıların hata ayıklama ara yüzleri ile UART ve USB gibi önyükleyici ara yüzlerini kullanarak mikro denetleyicinin dahili ve harici hafızalarını okuma, yazma ve doğrulamasına olanak tanır. Bu yazılım Flash, Ram ve Otp gibi dahili hafızaların yanı sıra geniş bir dış hafıza desteği ile donatılmıştır. Windows, Linux, MacOS gibi çoklu işletim desteği sunmaktadır.

ST Motor Profiler Yazılımı; Kullanıcıların kendi motorları için profil bilgilerini kolayca elde etme ve bunları kaydetmelerini sağlayan yazılım aracıdır. Ayrıca ST Motor Control Workbench'e motor özelliklerini tanımlamak için de kullanılmaktadır. Program ara yüzünde kullanılan kontrol kartları seçilip, motorun kutup sayısı çifti, manyetik yerleşik şekli gibi zorunlu alanların yanı sıra maksimum hız, maksimum akım, nominal voltaj gibi isteğe bağlı alanlar doldurularak motorun elektriksel ölçüm ve mekaniksel ölçüm model profili çıkarılmaktadır.

ST Motor Control Workbench Yazılımı; Donanım kurulumunu uygun şekilde yapılandırmaya yardımcı olmaktadır. Motor kontrol kodları oluşturularak motorun döndürme, başlangıç ve durdurma arasında gereken gecikme ve motor yönü değişikliği gibi ayarlamalar yapılmaktadır.

Matlab/Simulink Yazılımı; Programa “Add Ons” kısmından eklenen STM programları sayesinde simülasyonla yapılan motor hız kontrolü çalışmalarına ek olarak donanımla uyum sağlayacak şekilde kontrol tasarımı gerçekleştirilmektedir. Kontrolü sağlamak için “fuzzy toolbox” aracı sayesinde bulanık mantık ve nötrosofik bulanık mantık kontrolörleri tasarlanarak gerçek zamanlı hız kontrolü sağlanmaktadır. Simulink içerisinde yer alan “Data Inspector” aracılığıyla anlık referans ve gerçek hız, akım ve pozisyon verileri alınabilmektedir.

FDAM blok içerisindeki PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI ile gerçekleştirilen hız kontrolü, boşa ve yük altında çalıştırılarak gerekli grafik ve sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 3.12.'de kurulan donanımın bağlantıları ve bilgileri verilmiştir.



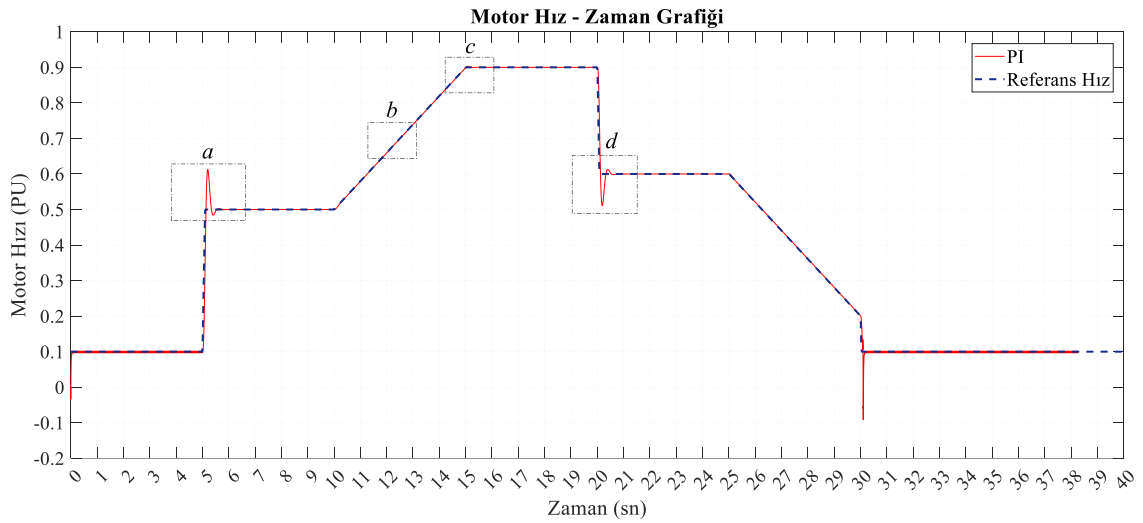
Şekil 3.12. Donanım bağlantıları ve bilgileri

4. BULGULAR ve TARTIŞMALAR

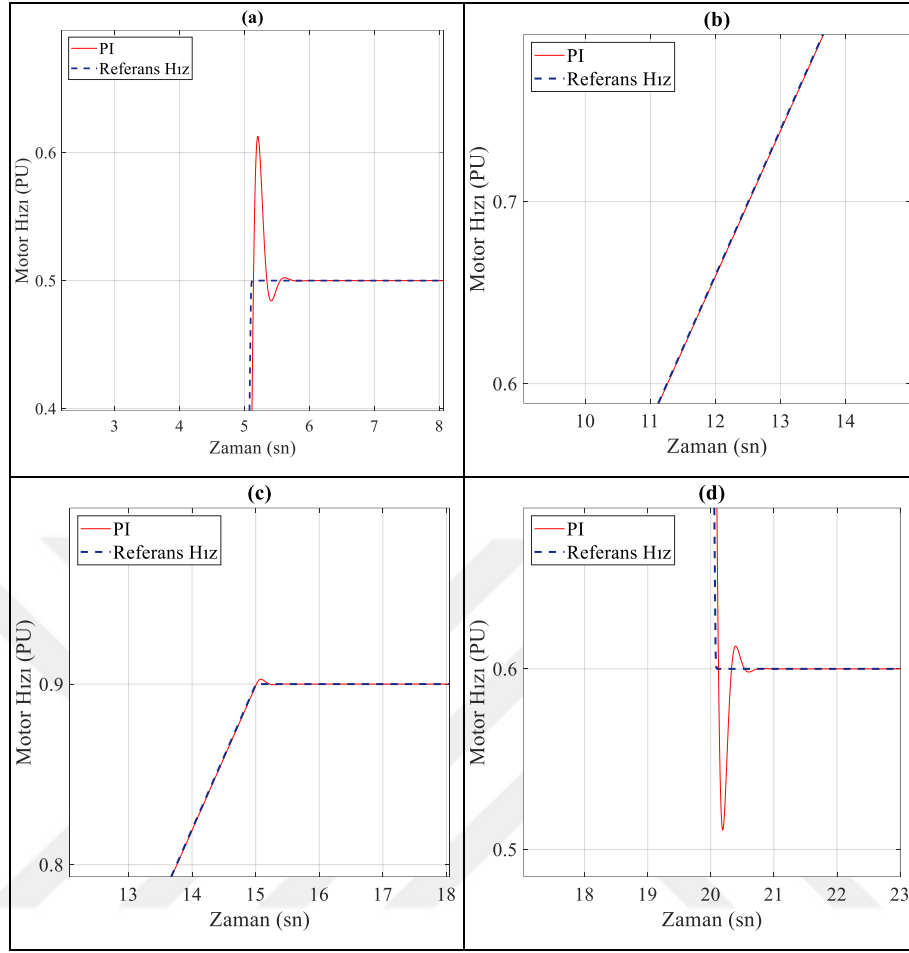
FDAM hız kontrol çalışmalarında referansa daha hızlı ulaşma, kararlı çalışma, minimum aşım ve hata beklenir. Bu motorların tahrik ettikleri sistemlerden dolayı ortaya çıkan dinamiklik durumu nedeniyle kontrolü oldukça karmaşık ve zordur. Hız kontrolü için yapılan benzetim çalışmalarında PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI kullanılarak en uygun kontrolörün belirlenmesi amaçlanmıştır. Boşta ve yükte yapılan deneysel çalışmalarda da yine aynı kontrolcüler kullanılarak en iyi sonuca ulaşılmaya çalışılmıştır.

4.1 Benzetim Çalışma Sonuçları

Simülasyonda PI kontrolör ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.1.'de verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.2.'de gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 22.4 kadar aştığı, sonrasında 0.932 sn sonra referansa oturduğu ve takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında salınımsız şekilde referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ile referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 15 kadar aştığı, sonrasında 0.712 sn sonra referansa oturduğu görülmüştür.

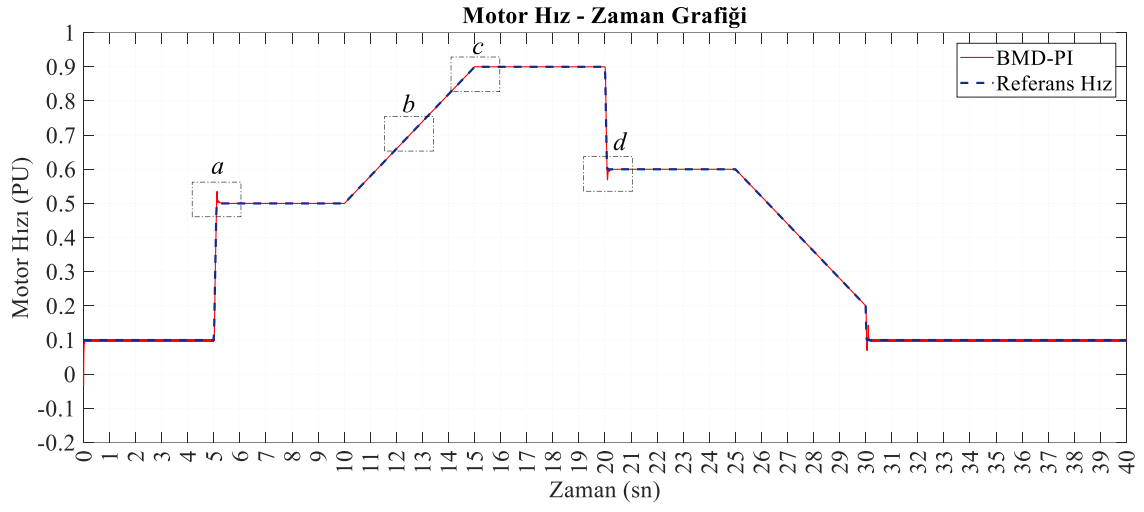


Şekil 4.1. Referans Hız 1 için PI kontrolör simülasyon grafiği

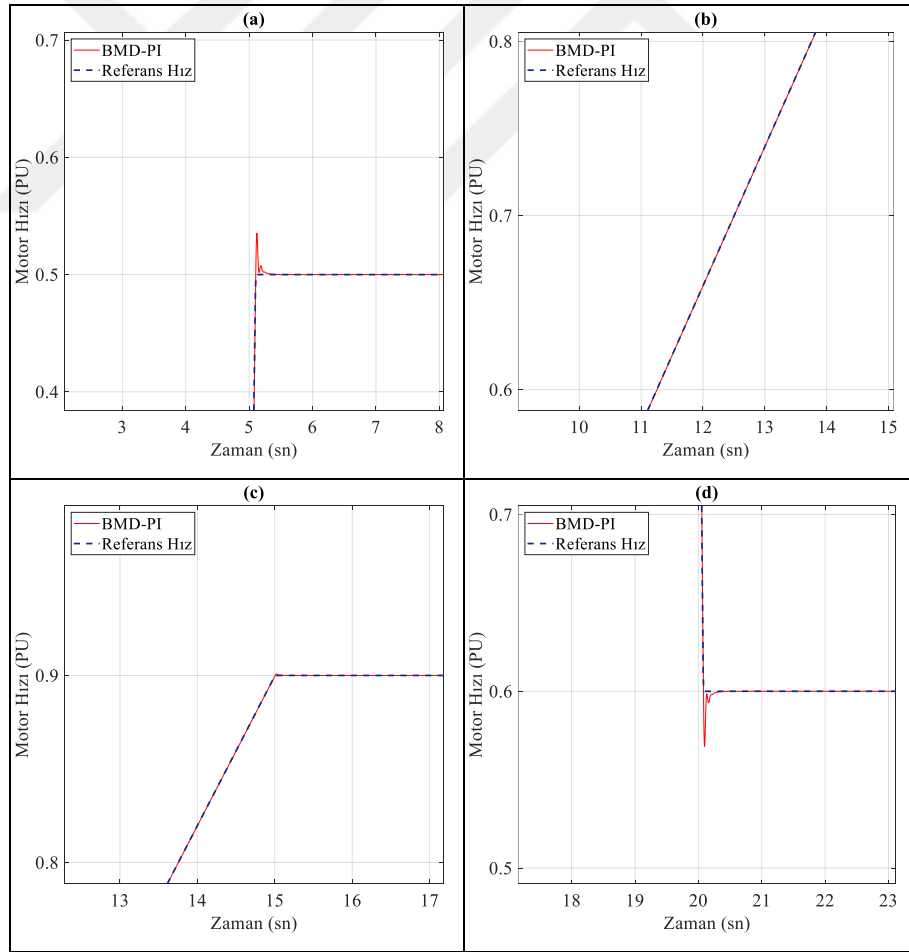


Şekil 4.2. Referans Hız 1 için PI kontrolör simülasyon detay grafiği

Simülasyonda BMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.3.'te ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.4.'te gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 7 kadar aştığı, sonrasında 0.382 sn sonra referansa oturduğu ve takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında salınımsız şekilde referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ile referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 5 kadar aştığı, sonrasında 0.388 sn sonra referansa oturduğu görülmüştür.

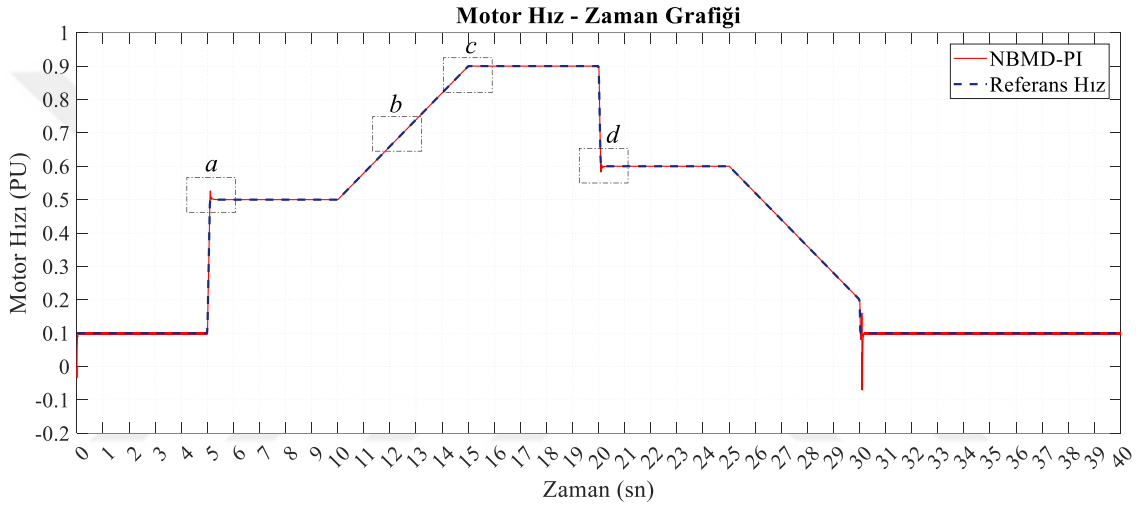


Şekil 4.3. Referans Hız 1 için BMD-PI simülasyon grafiği

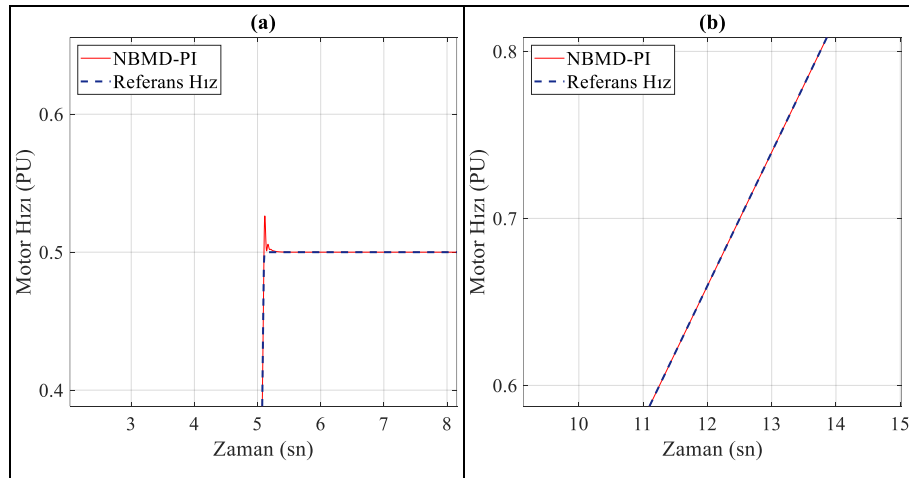


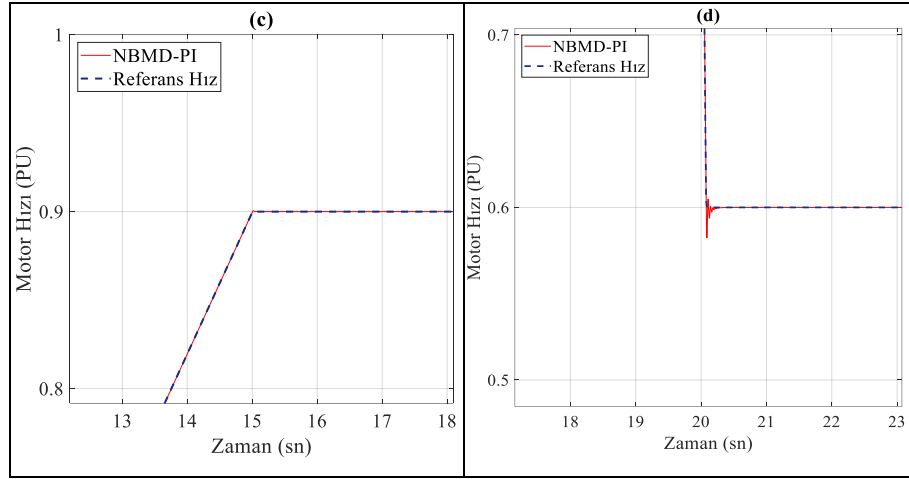
Şekil 4.4. Referans Hız 1 için BMD-PI simülasyon detay grafiği

Simülasyonda NBMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.5.'te ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.6.'da gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 4.52 kadar aştığı, sonrasında 0.328 sn sonra referansa oturduğu ve takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında salınımsız şekilde referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ile referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 3 kadar aştığı, sonrasında 0.276 sn sonra referansa oturduğu görülmüştür.



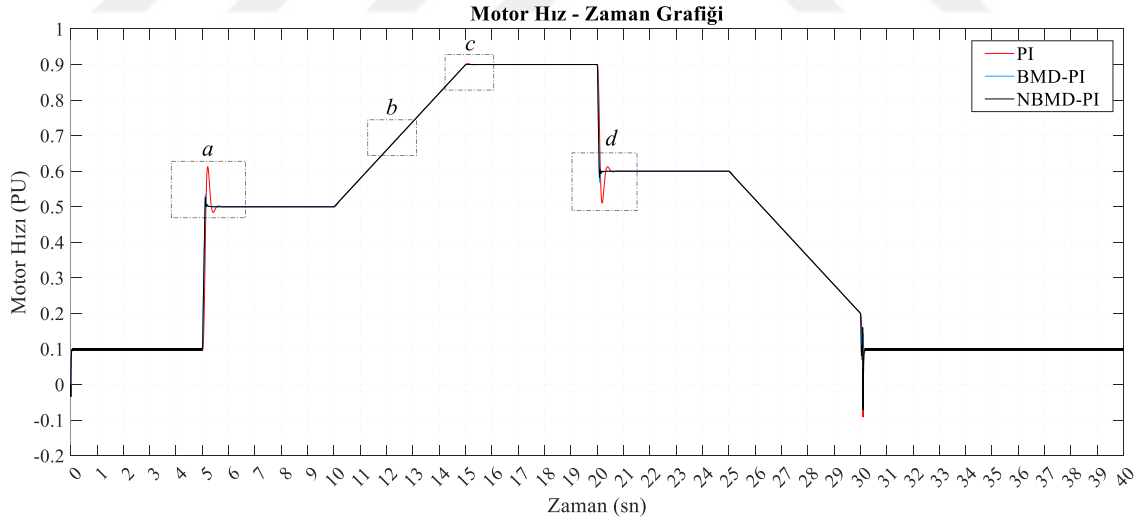
Şekil 4.5. Referans Hız 1 için NBMD-PI simülasyon grafiği



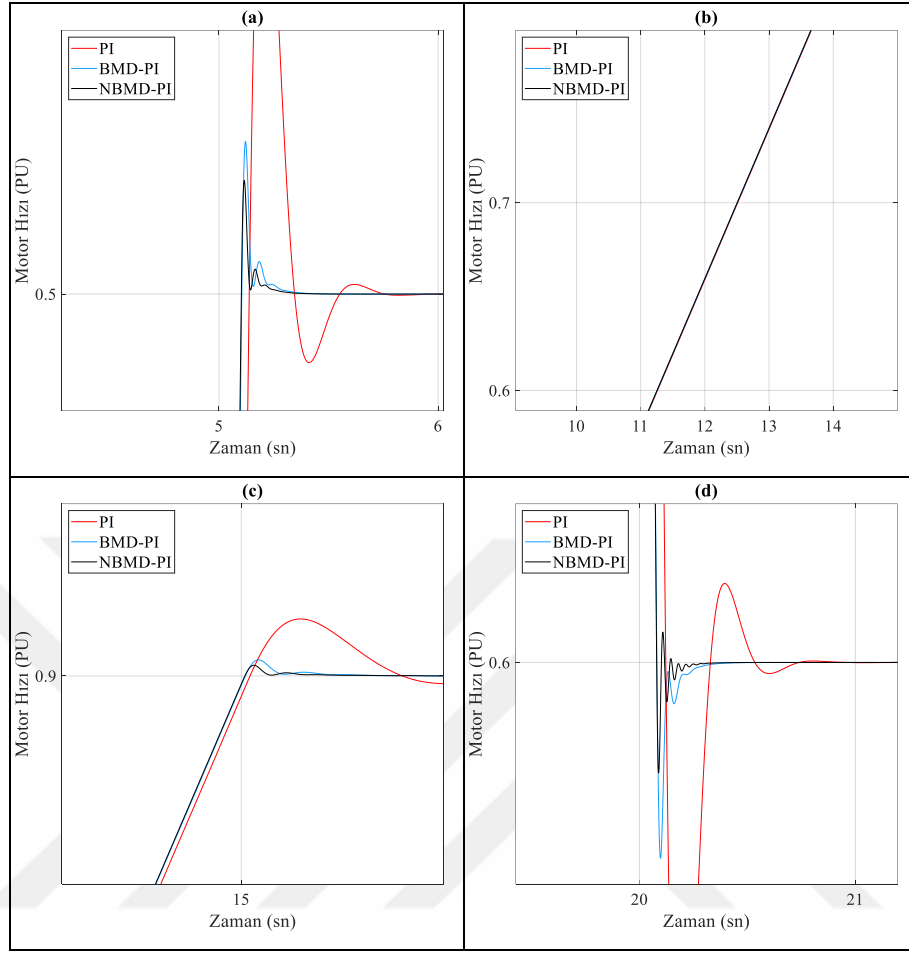


Şekil 4.6. Referans Hız 1 için NBMD-PI simülasyon detay grafiği

Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.7.'de verilmiştir. Sonuçların daha ayrıntılı analizi için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.8.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7. Simülasyonda Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği



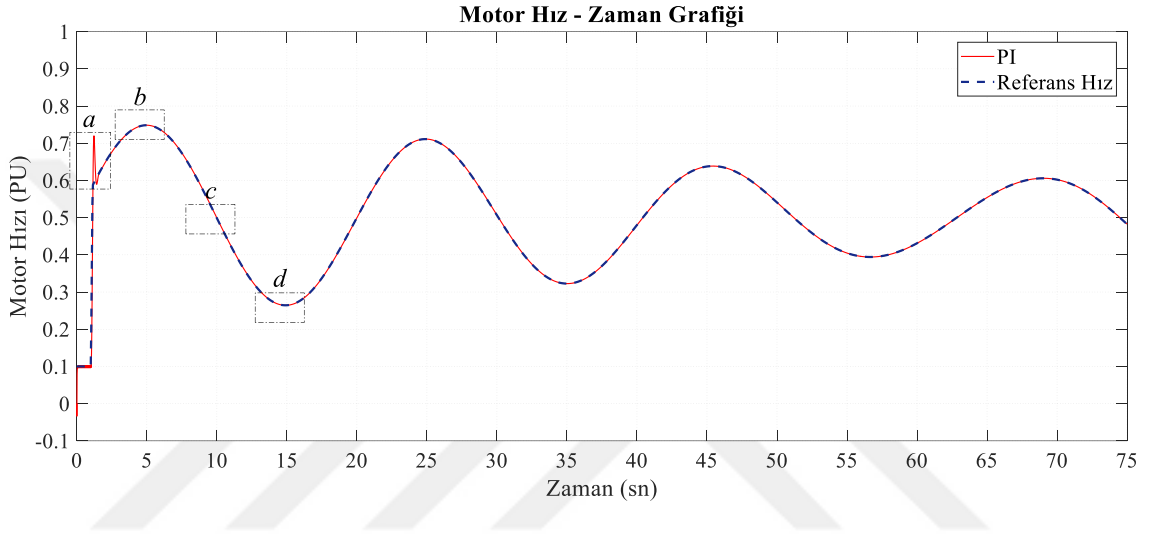
Şekil 4.8. Simülasyonda Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği

Referans Hız 1 için verilen grafikler incelendiğinde;

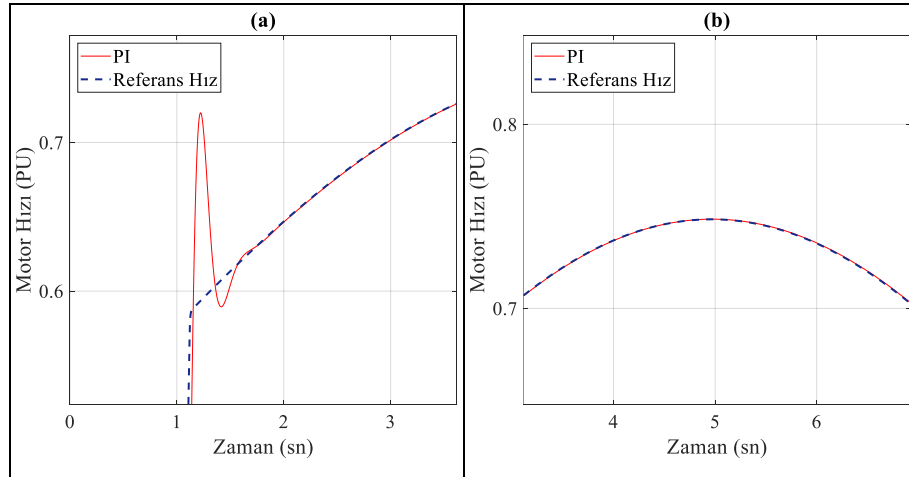
- PI kontrolör referans hıza çok kısa sürede ulaşmasına rağmen büyük oranda bir aşım ile referans hızı yakaladığı ve oturma süresinin de uzun olduğu görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de yine negatif yönde aşım görülmüştür. PI kontroldeki hız aşım miktarı ve oturma süresi diğer iki kontrolöre göre daha fazladır.
- BMD-PI referans hıza PI kontrolörden çok daha kısa sürede ulaşmış ancak yine bir miktar aşım görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de negatif yönde bir miktar aşım görülmüştür.
- NBMD-PI referans hıza BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede ve minimum aşım ile ulaşmıştır.

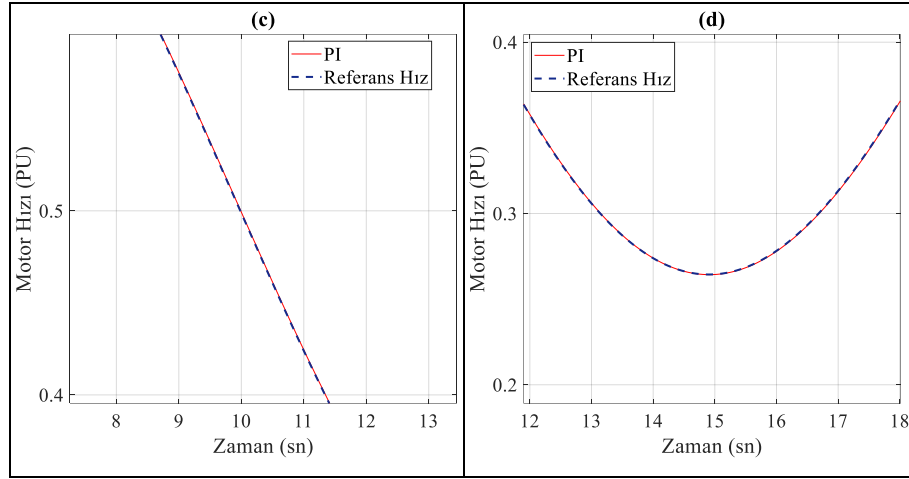
Sonuçlar değerlendirildiğinde NBMD-PI ile yapılan benzetim çalışmasının en iyi sonucu verdiği görülmektedir.

Simülasyonda PI kontrolör ile yapılan Referans Hız 2 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.9.'da verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.10.'da gösterilmiştir.



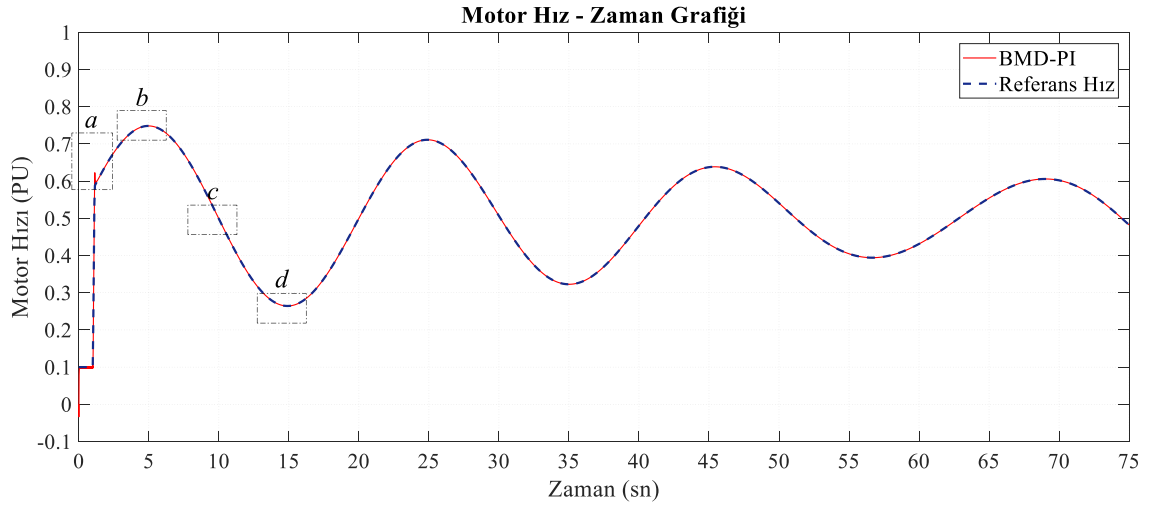
Şekil 4.9. Referans Hız 2 için PI kontrolör simülasyon grafiği



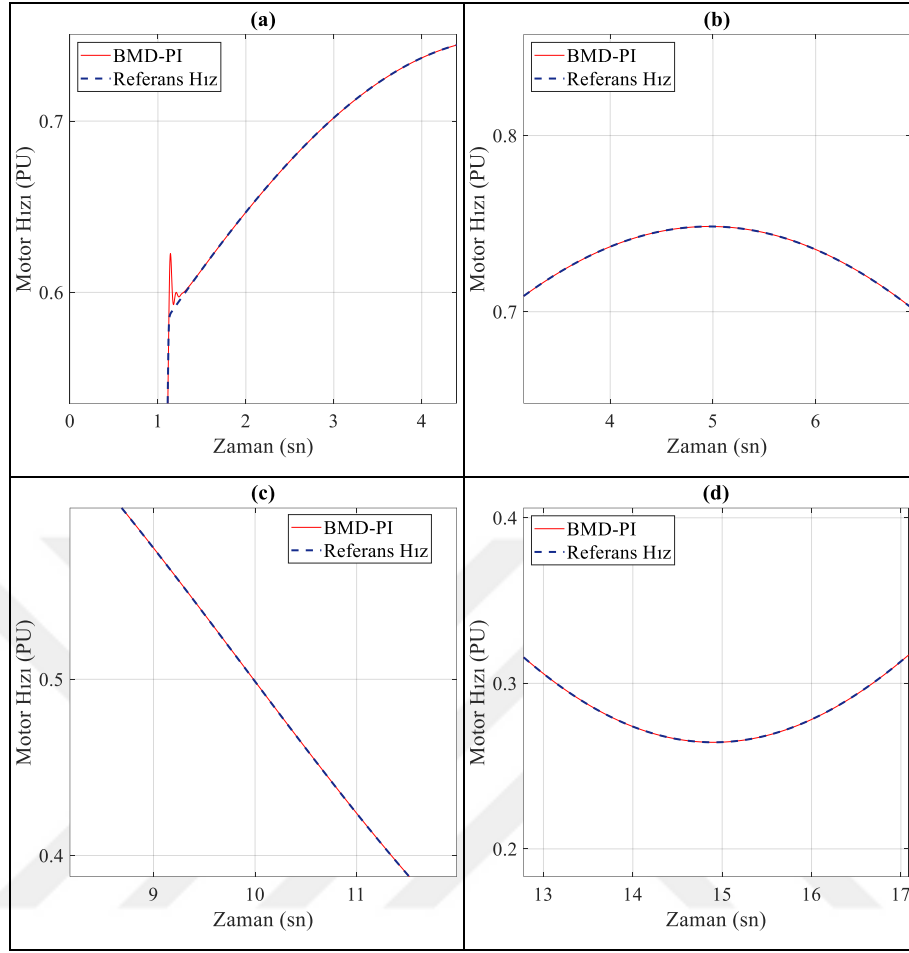


Şekil 4.10. Referans Hız 2 için PI kontrolör simülasyon detay grafiği

Simülasyonda BMD-PI ile yapılan Referans Hız 2 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.11.'de verilmiştir. Yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.12.'de gösterilmiştir.

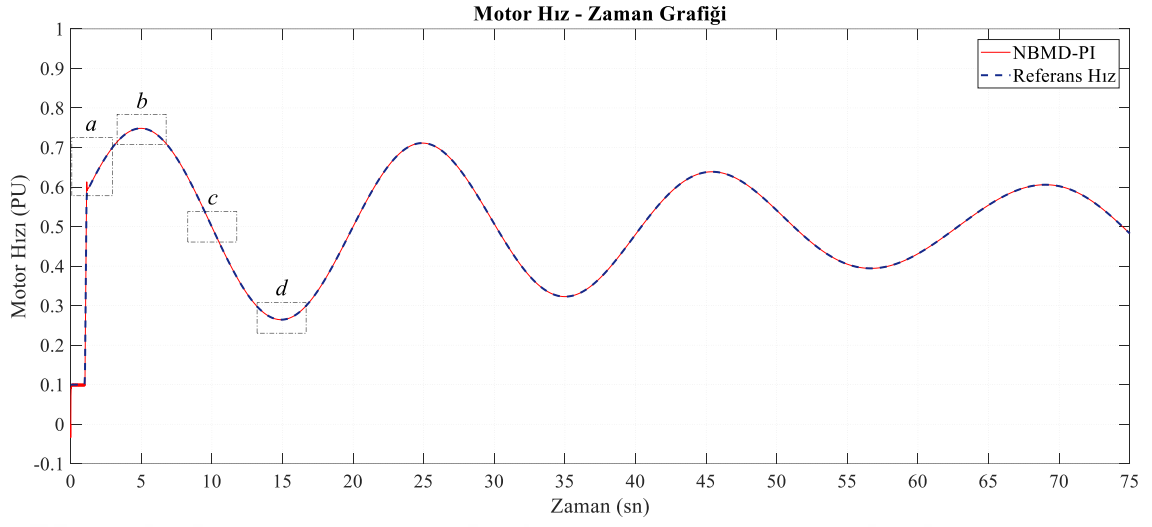


Şekil 4.11. Referans Hız 2 için BMD-PI simülasyon grafiği

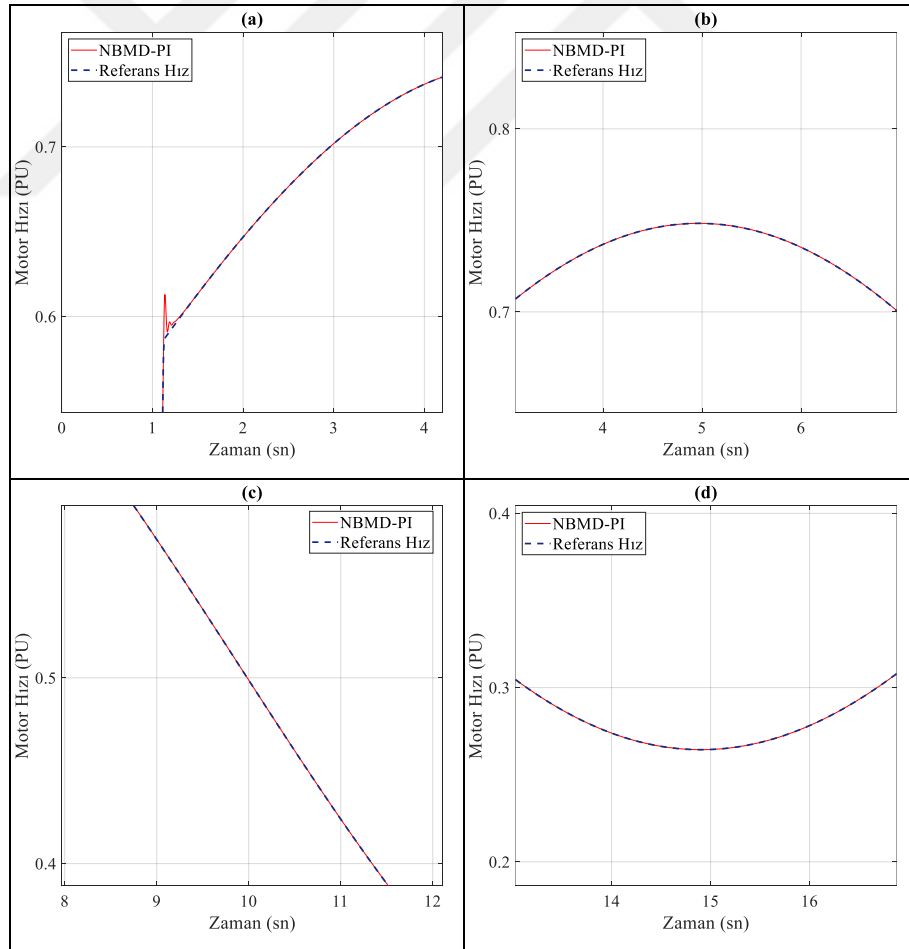


Şekil 4.12. Referans Hız 2 için BMD-PI simülasyon detay grafiği

Simülasyonda NBMD-PI ile yapılan Referans Hız 2 deney sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.13.'te verilmiştir. Yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.14.'te gösterilmiştir.

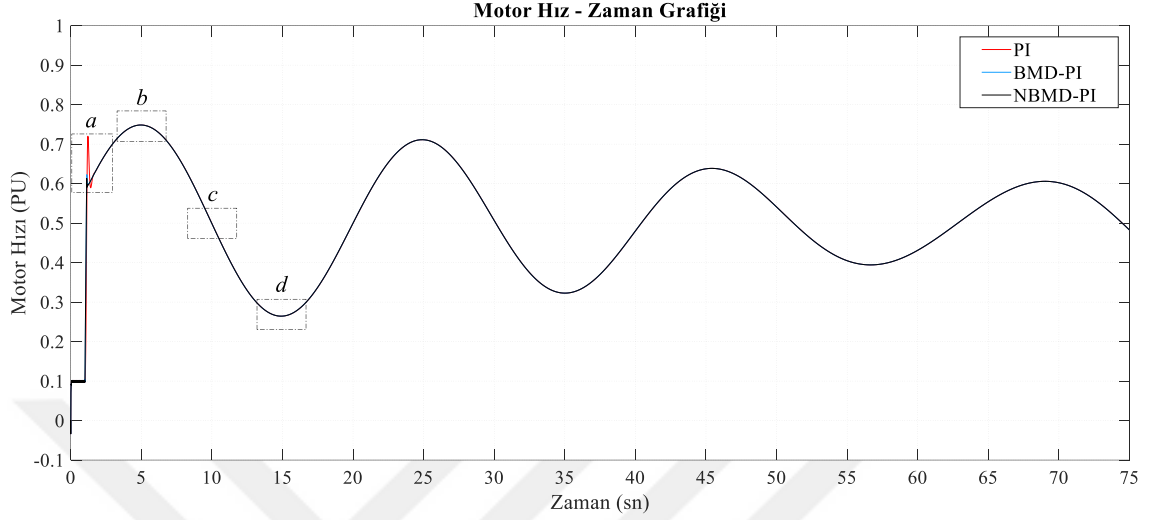


Şekil 4.13. Referans Hız 2 için NBMD-PI simülasyon grafiği



Şekil 4.14. Referans Hız 2 için NBMD-PI simülasyon detay grafiği

Referans Hız 2 için yine üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.15.’te verilmiştir.



Şekil 4.15. Simülasyonda Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği

Referans Hız 2 için verilen grafik incelendiğinde;

PI kontrolcünün referans hızı yakaladığı ilk kalkış anında ciddi bir aşım gösterdiği ve sırasıyla BMD-PI ve NBMD-PI’nın daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Referans hıza ulaştıktan sonra üç kontrolcünün de aynı şekilde referans hızı takip ettiği görülmüştür.

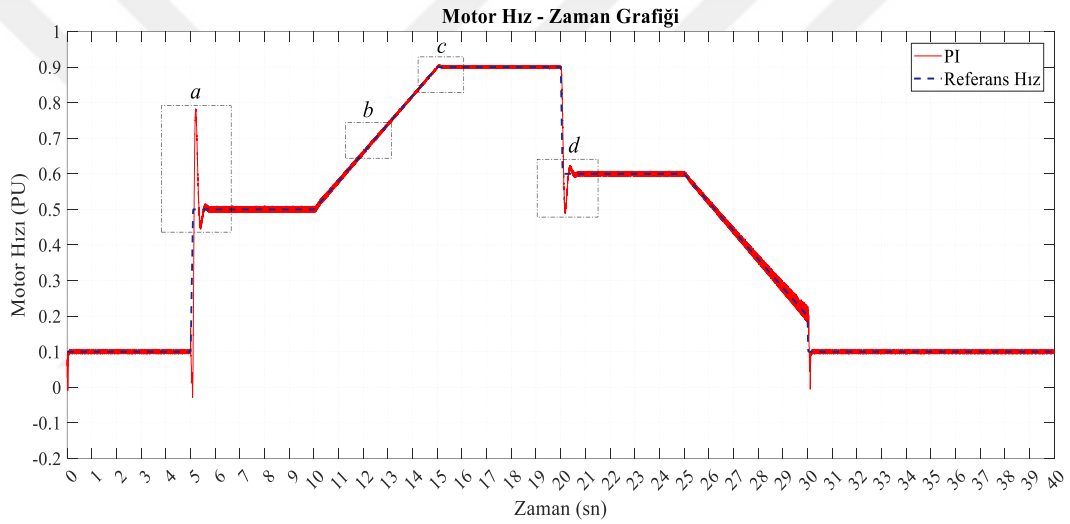
4.2 Deneysel Çalışma Sonuçları

FDAM’nin PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI ile yapılan yükte ve yüksüz deneysel hız kontrol çalışmalarında Matlab/Simulink’teki “Speed Control” bloğundaki PI kontrolöre hiçbir müdahale etmeden simülasyondaki gibi kullanılarak performansı denenmiştir. Simülasyon için kullanılan aynı bloklar deneysel çalışmadaki hız kontrolü için de kullanılarak Simulink’te “Hardware” bölümünden “Monitor and Tune” aracılığıyla ayarlanan bloklar C kod dilinde derlenerek deneysel çalışmada kontrol edilen donanıma yüklenir ve motor çalışır.

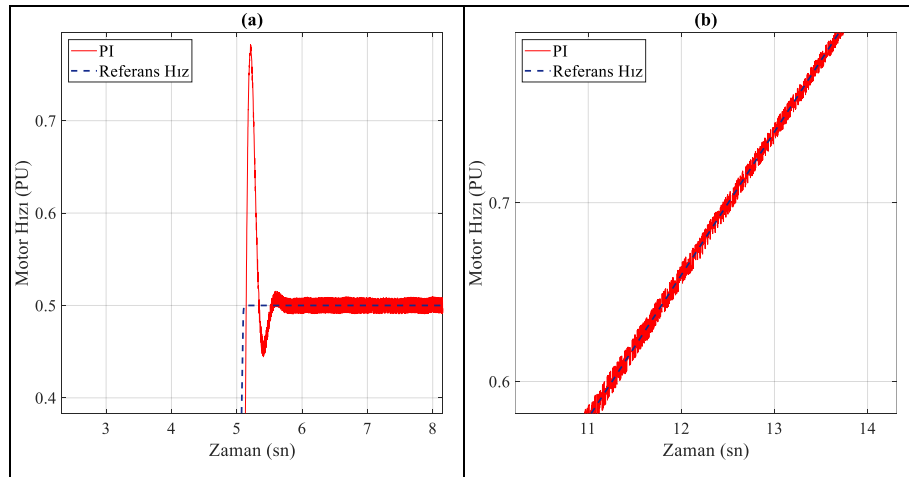
FDAM’nin PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI ile yüksüz yapılan deneysel hız kontrol çalışma sonuçları aşağıda verilmiştir.

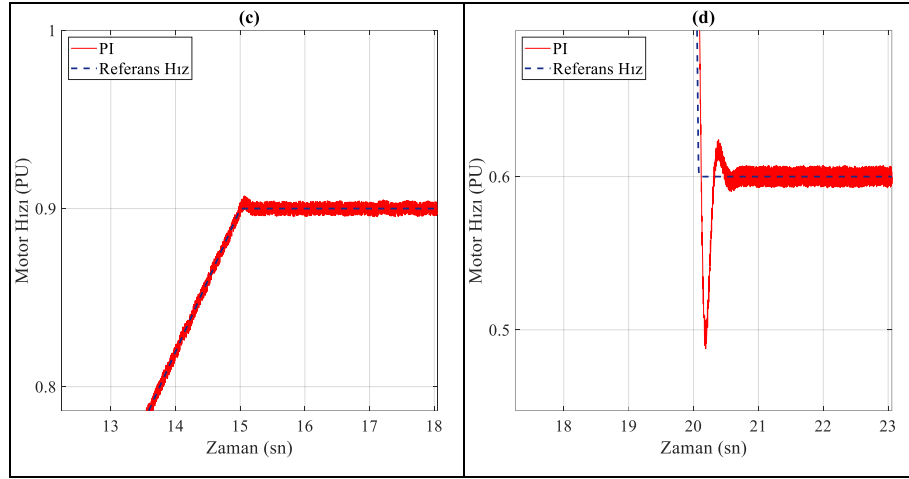
PI kontrolör ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.16.’da verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde

vurgulanan a , b , c ve d kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.17.'de gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan a noktasında kontrolcü referans hızı % 56.4 kadar aştığı, sonrasında 0.705 sn sonra referansa oturduğu ve % 1.4 - % 1.8 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan b noktasında % 0.6 - % 0.8 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. c noktasında çok küçük bir aşım ve % 0.2 - % 0.4 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan d noktasında kontrolcü referans hızı % 18.7 kadar aştığı, 0.687 sn sonra referansa oturduğu ve % 0.9 - % 1.1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.



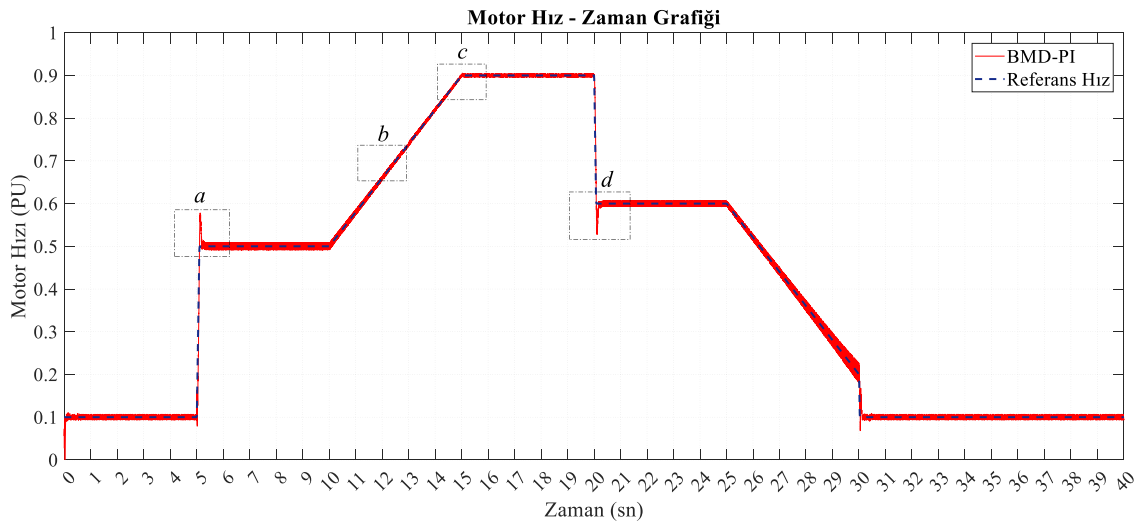
Şekil 4.16. Referans Hız 1 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma grafiği



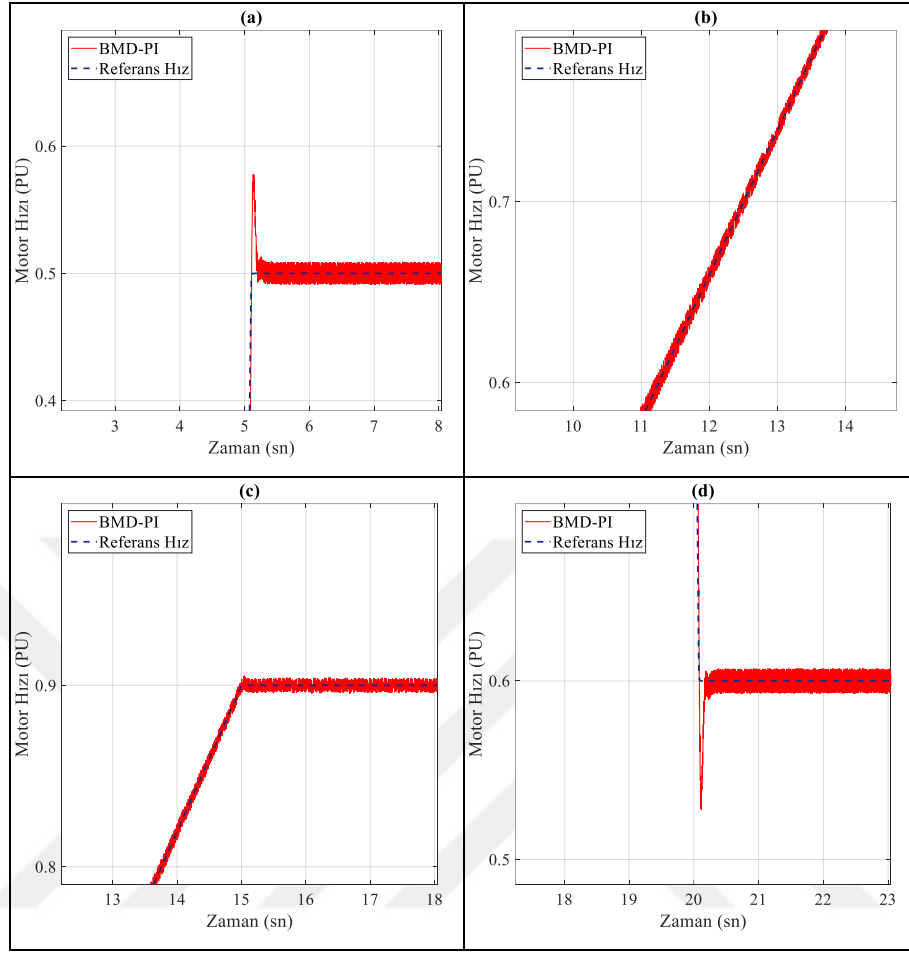


Şekil 4.17. Referans Hız 1 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

BMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.18.'de ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.19.'da gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 15.4 kadar aştığı, sonrasında 0.312 sn sonra referansa oturduğu ve % 1.6 - % 1.8 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında % 0.7 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ile ve % 0.3 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 12 kadar aştığı, 0.242 sn sonra referansa oturduğu ve % 1 - % 1.1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.

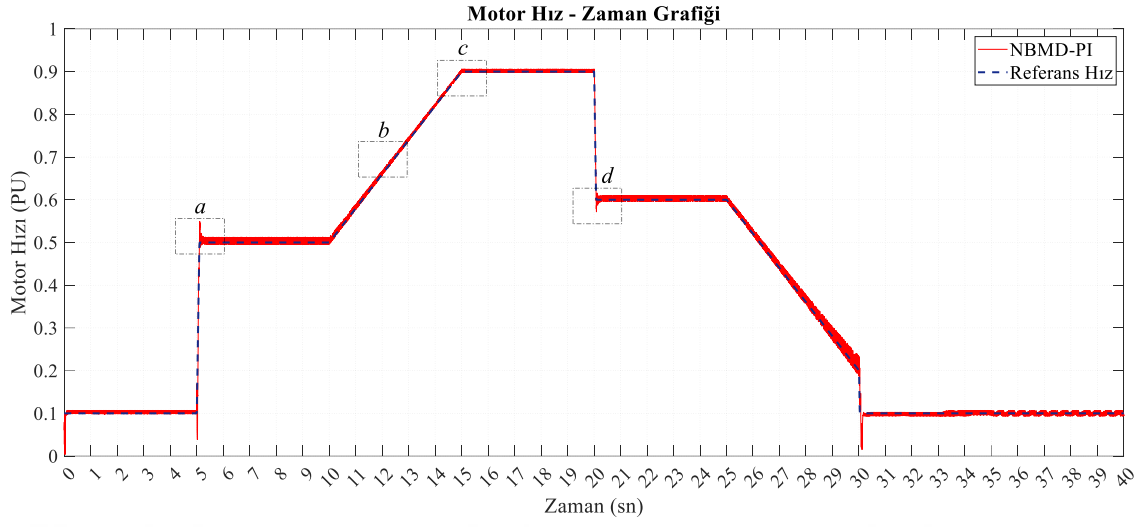


Şekil 4.18. Referans Hız 1 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği

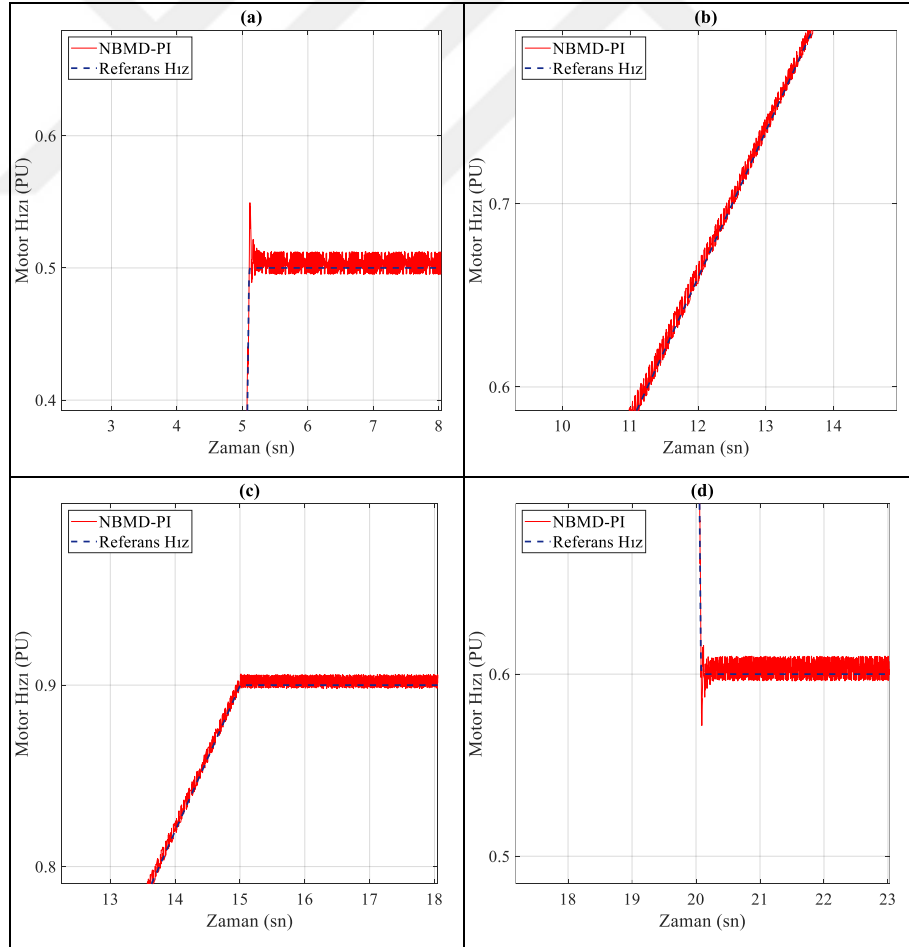


Şekil 4.19. Referans Hız 1 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

NBMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.20.'de ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.21.'de gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 9.8 kadar aştığı, sonrasında 0.192 sn sonra referansa oturduğu ve % 1 - % 2.2 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında % 0.4 - % 0.9 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ve % 0.2 - % 0.6 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 14.2 kadar aştığı, 0.216 sn sonra referansa oturduğu ve % 0.9 - % 1.5 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.

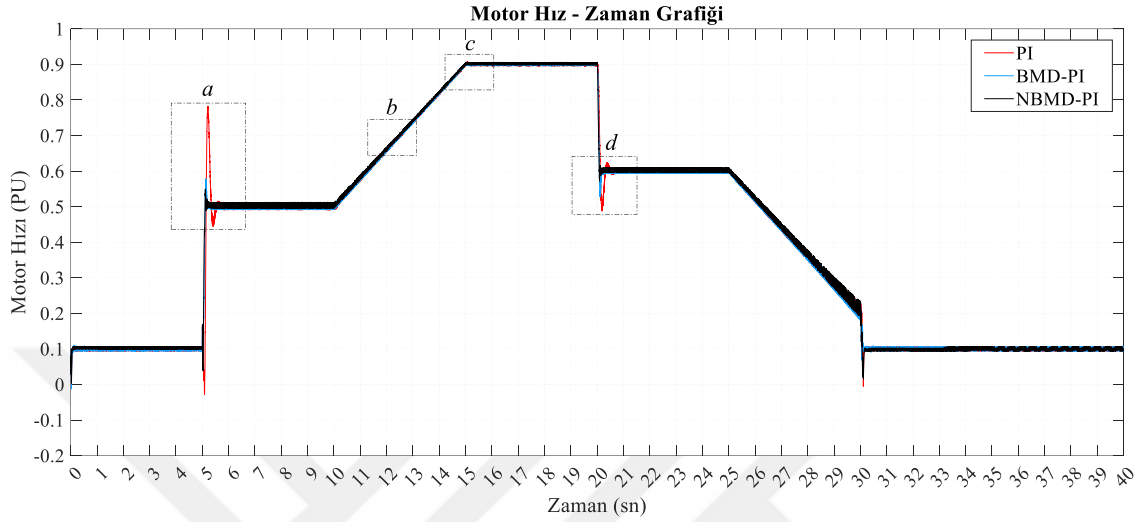


Şekil 4.20. Referans Hız 1 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği

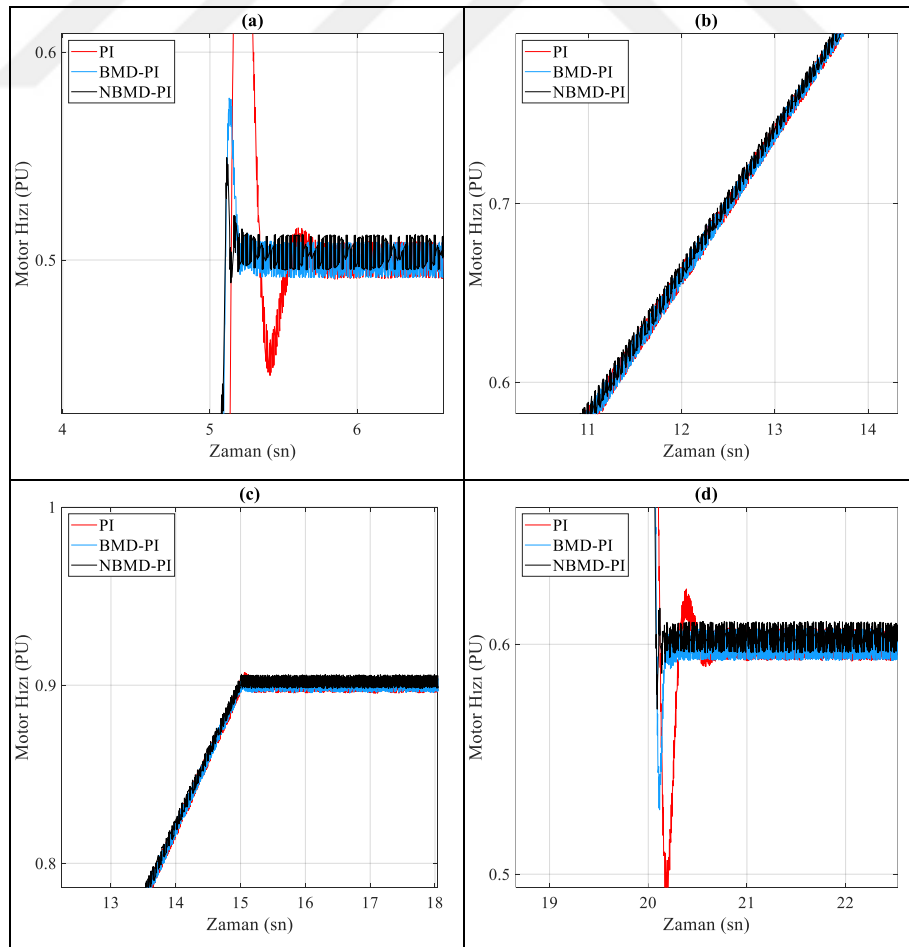


Şekil 4.21. Referans Hız 1 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

Yüksüz deneysel çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.22.'de verilmiştir. Sonuçların daha ayrıntılı analizi için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.23.'te gösterilmiştir.



Şekil 4.22. Yüksüz çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği



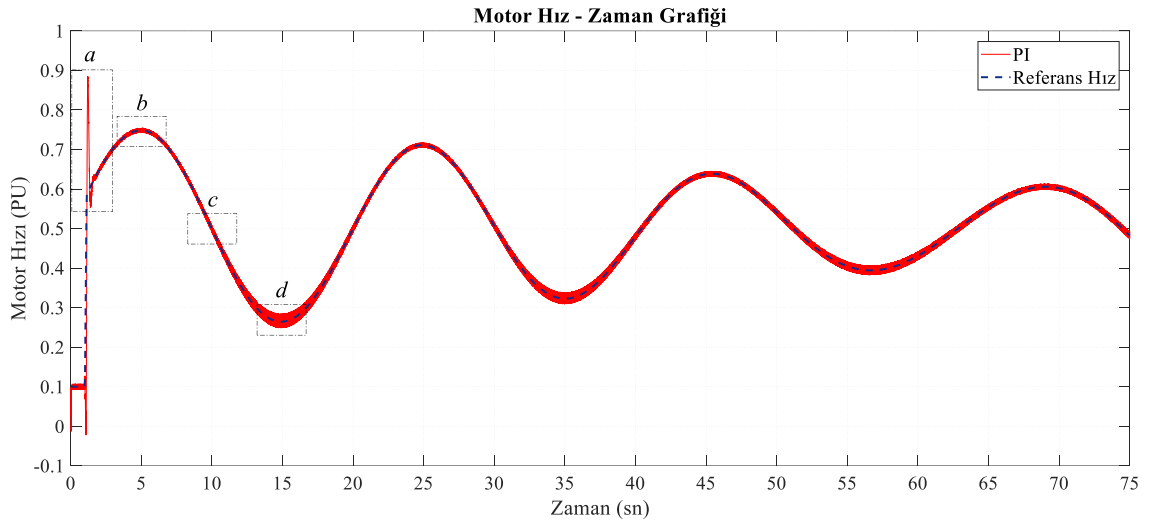
Şekil 4.23. Yüksüz çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği

Referans Hız 1 için verilen grafikler incelendiğinde;

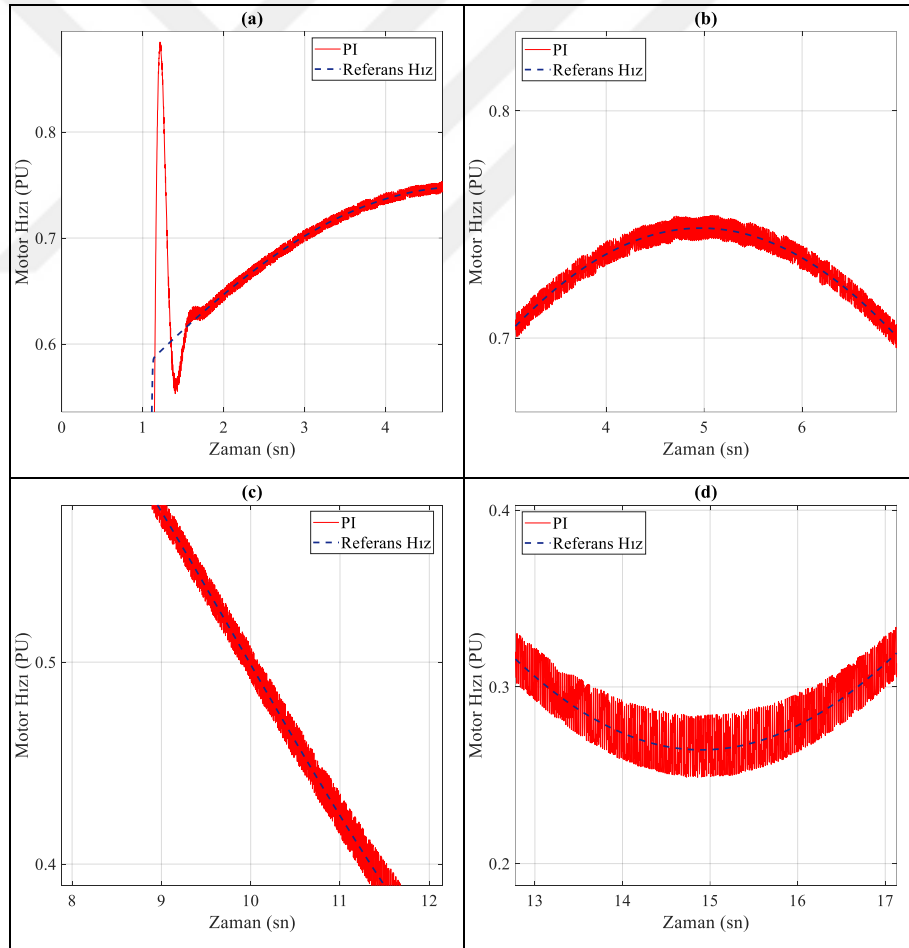
- PI kontrolör ile yapılan yüksüz deneysel çalışmada ani çıkış noktasında büyük oranda bir aşım ile referans hızı yakaladığı, oturma süresinin uzun olduğu ve salınımlı şekilde referans hızı takip ettiği görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de yine negatif yönde aşım ve salınım görülmüştür. PI kontroldeki hız aşım miktarı ve oturma süresi diğer iki kontrolöre göre daha fazladır. Ayrıca düşük hızlarda salınının fazla olduğu ve yüksek hızlarda da salınının az olduğu görülmüştür.
- BMD-PI ile yapılan yüksüz deneysel çalışmada referans hıza PI kontrolörden çok daha kısa sürede ulaşmış ancak yine bir miktar aşım görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de negatif yönde bir miktar aşım görülmüştür ve referans hızı salınımlı bir şekilde takip etmiştir.
- NBMD-PI ile yapılan yüksüz deneysel çalışmada referans hıza BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede ve minimum aşım ile yine salınımlı bir şekilde ulaşmıştır.

Sonuçlar değerlendirildiğinde NBMD-PI ile yapılan yüksüz deneysel çalışmanın en iyi sonucu verdiği görülmektedir.

PI kontrolör ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salınımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.24.'te verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.25.'te gösterilmiştir.

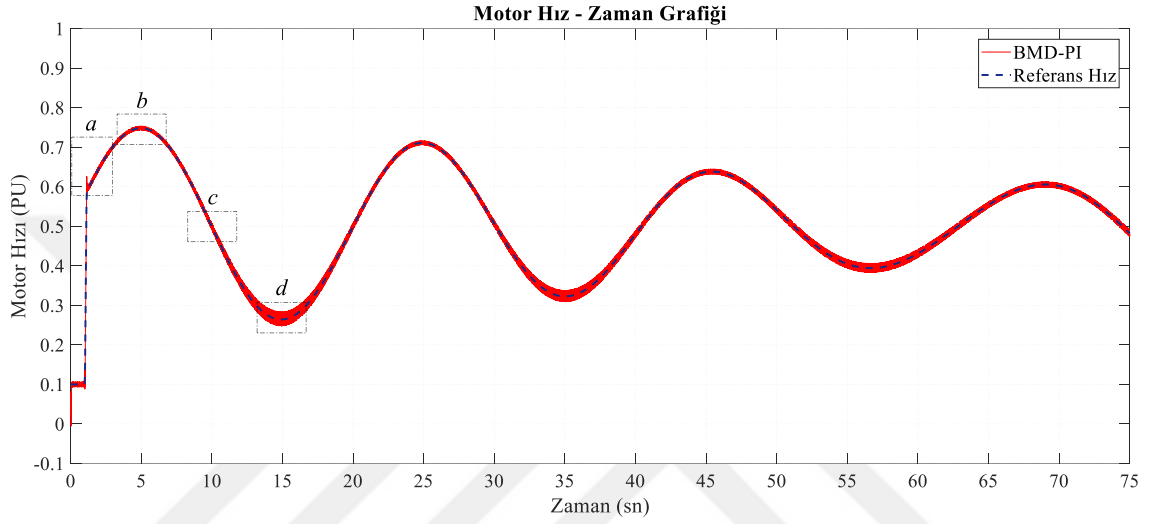


Şekil 4.24. Referans Hız 2 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma grafiği

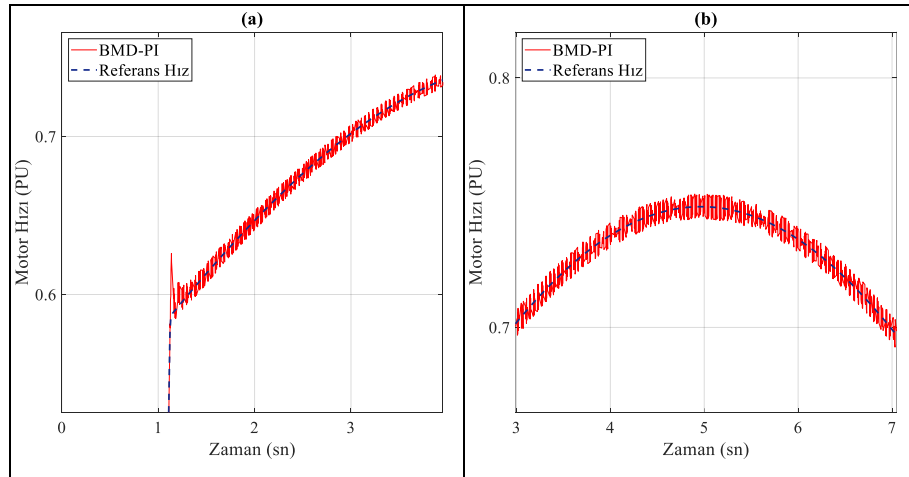


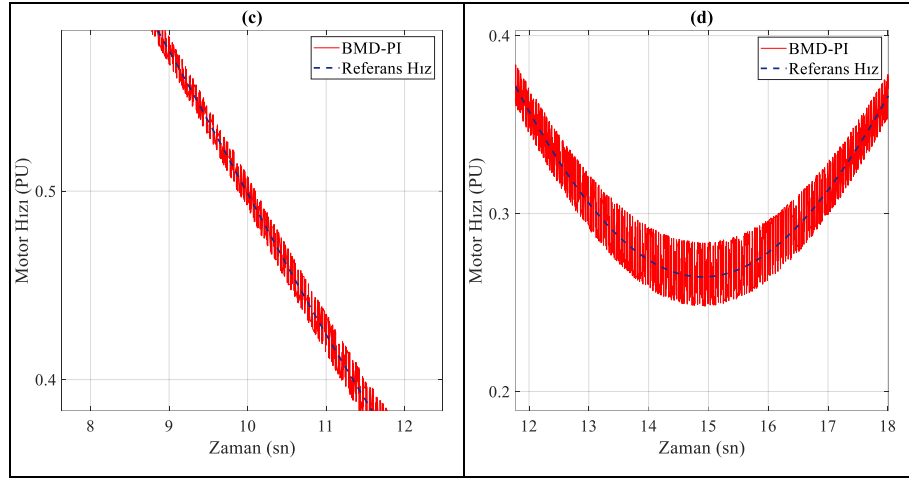
Şekil 4.25. Referans Hız 2 için PI kontrolör yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

BMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salımlımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.26.'da verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.27.'de gösterilmiştir.



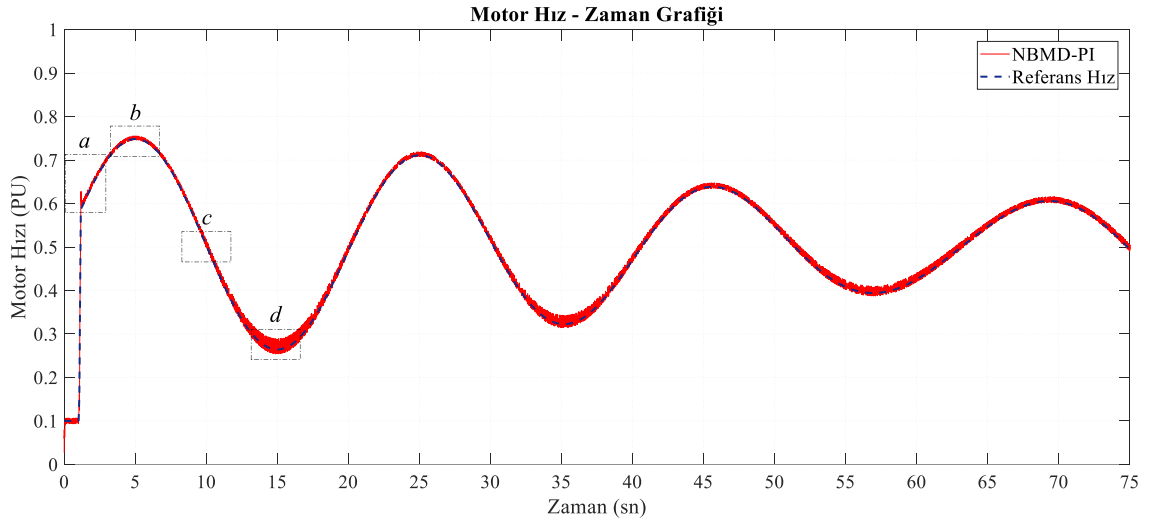
Şekil 4.26. Referans Hız 2 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği



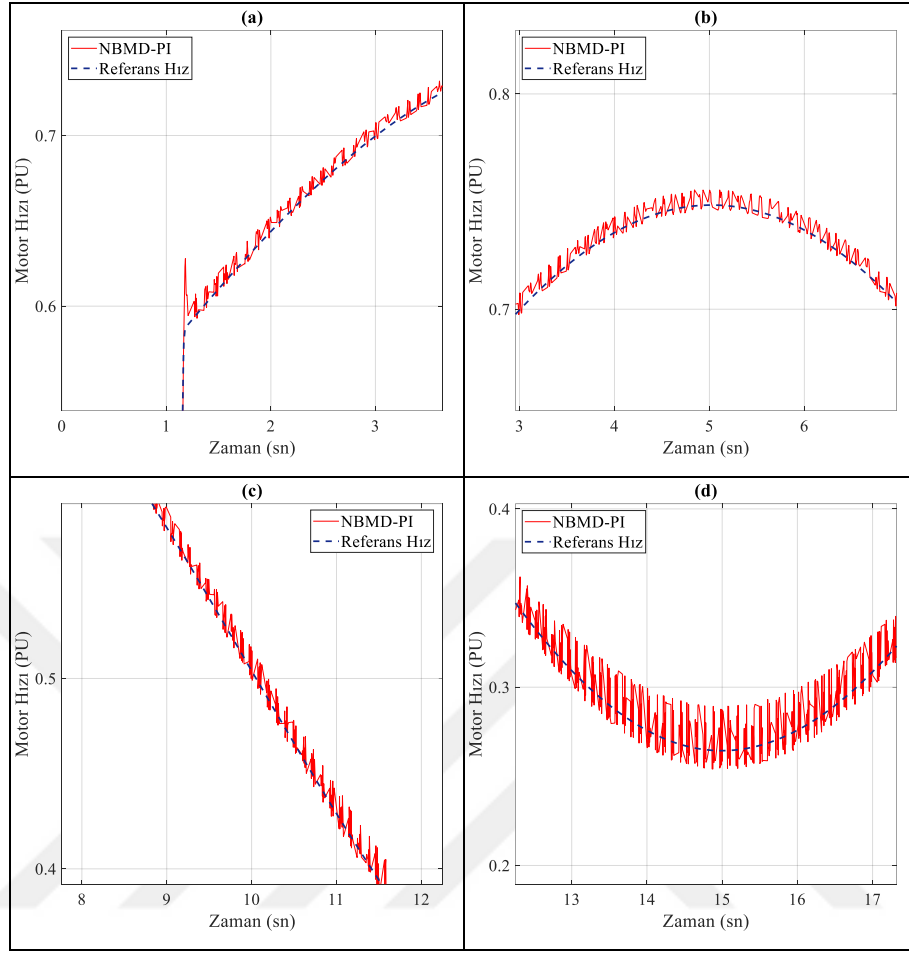


Şekil 4.27. Referans Hız 2 için BMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

NBMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salınımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.28.'de verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.29.'da gösterilmiştir.

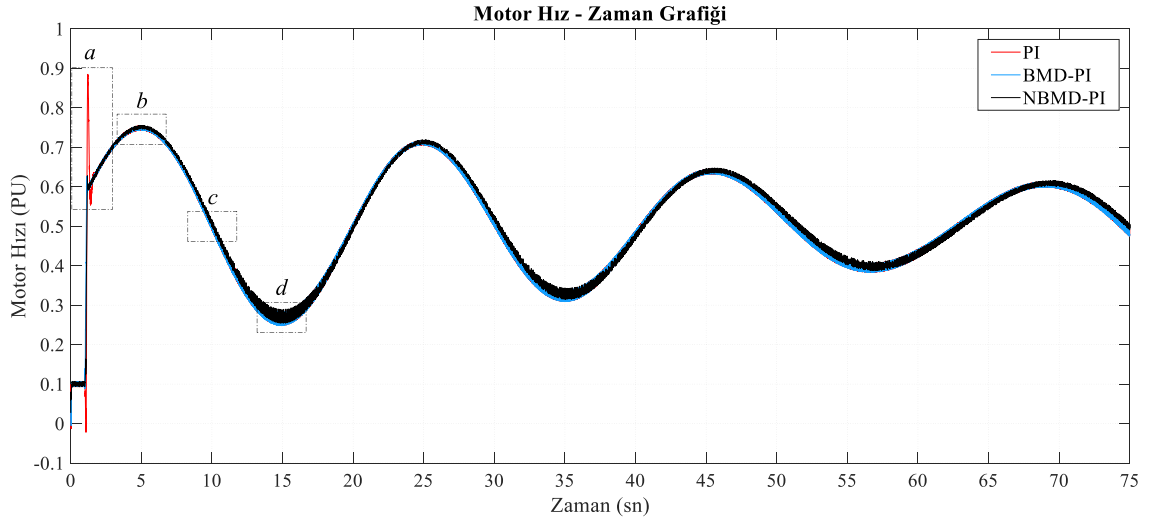


Şekil 4.28. Referans Hız 2 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma grafiği



Şekil 4.29. Referans Hız 2 için NBMD-PI yüksüz deneysel çalışma detay grafiği

Referans Hız 2 için yine üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.30.'da verilmiştir.



Şekil 4.30. Yüksüz çalışmada Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği

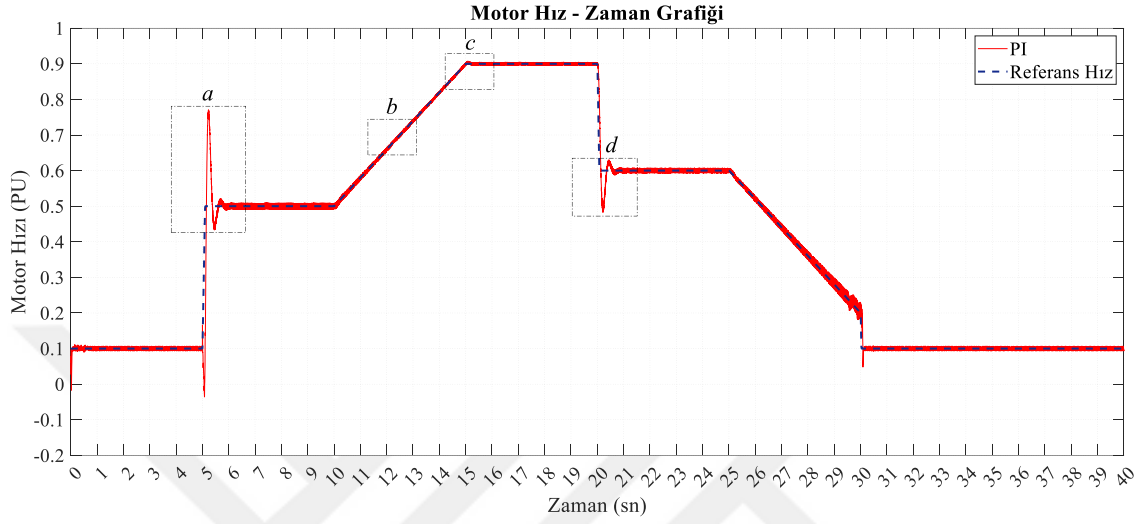
Referans Hız 2 için verilen grafik incelendiğinde;

Yapılan yüksüz deneysel çalışmada PI kontrolcünün referans hızı yakaladığı ilk kalkış anında ciddi bir aşım gösterdiği ve sırasıyla BMD-PI ve NBMD-PI'nın daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Referans hıza ulaştıktan sonra üç kontrolcünün de aynı şekilde referans hızı salınımlı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

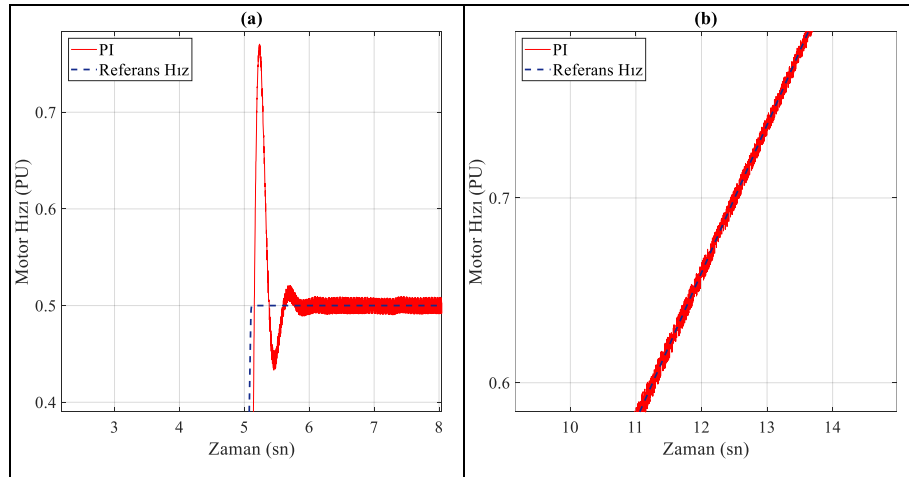
FDAM'nin PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI ile yük uygulanarak yapılan deneysel hız kontrol çalışma sonuçları aşağıda verilmiştir.

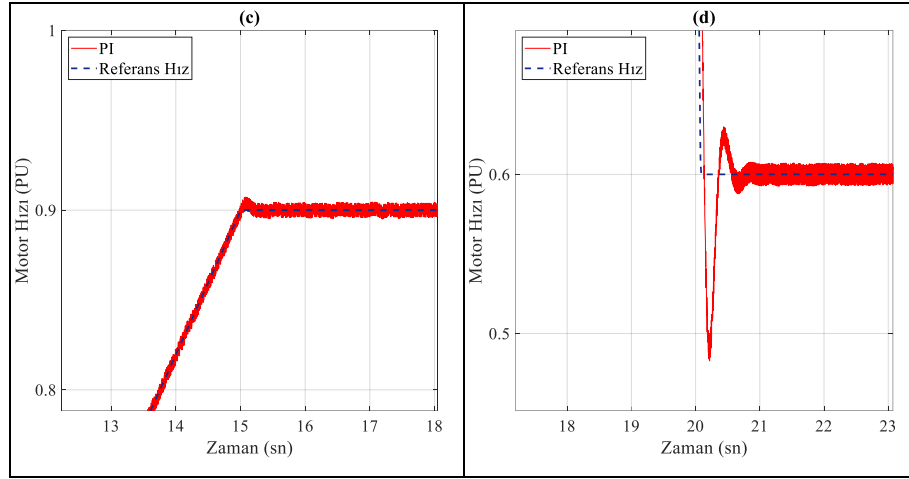
PI kontrolör ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.31.'de verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.32.'de gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 54 kadar aştığı, sonrasında 0.986 sn sonra referansa oturduğu ve % 1.6 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında % 0.7 - % 0.8 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ve % 0.4 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d*

noktasında kontrolcü referans hızı % 19.6 kadar aştığı, 0.822 sn sonra referansa oturduğu ve % 1.1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.



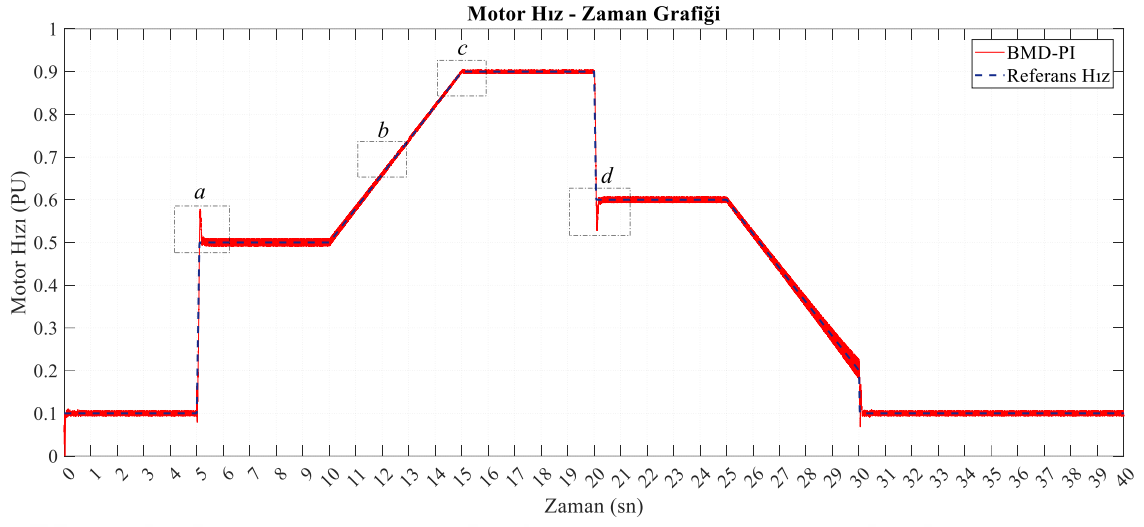
Şekil 4.31. Referans Hız 1 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma grafiği



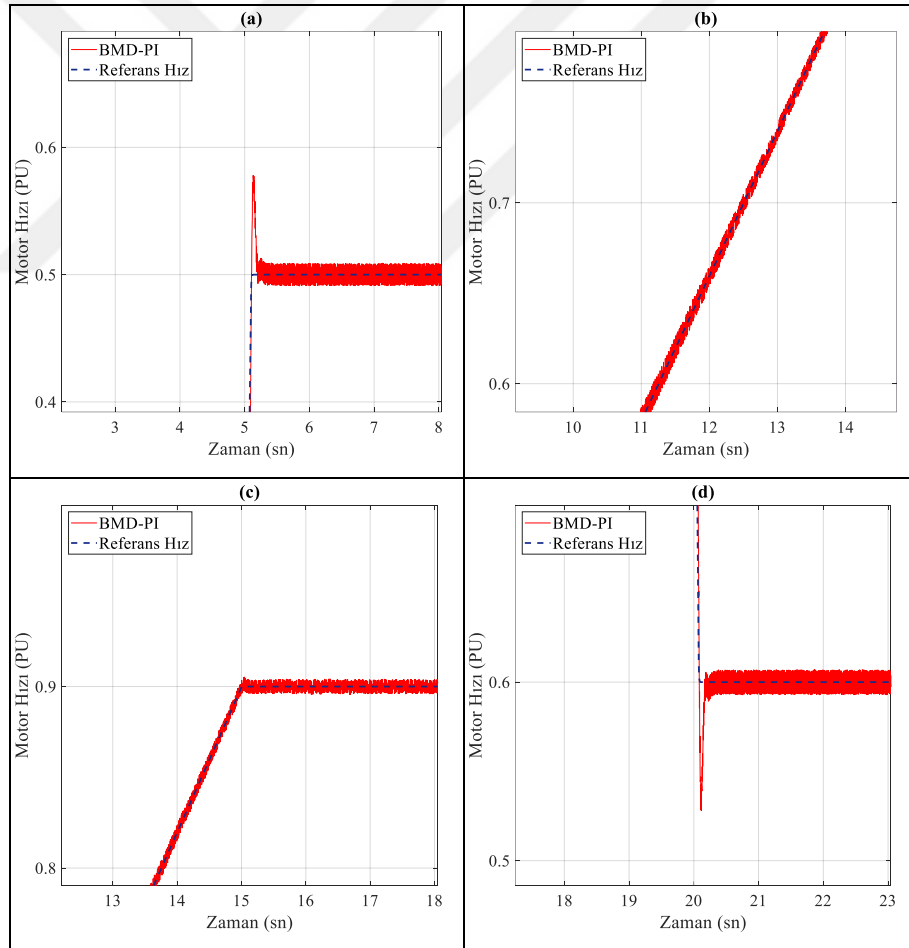


Şekil 4.32. Referans Hız 1 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma detay grafiği

BMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.33.'te ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.34.'te gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 15.4 kadar aştığı, sonrasında 0.31 sn sonra referansa oturduğu ve % 1.6 - % 1.8 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında % 0.7 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ve % 0.3 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 12 kadar aştığı, 0.24 sn sonra referansa oturduğu ve % 1 - % 1.1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.

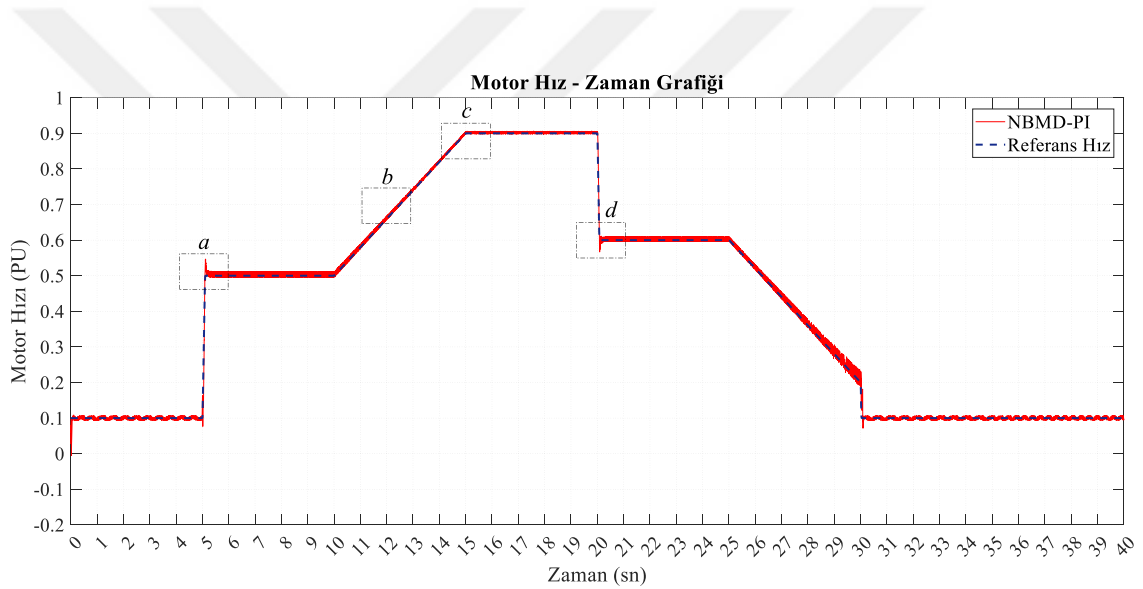


Şekil 4.33. Referans Hız 1 için BMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği

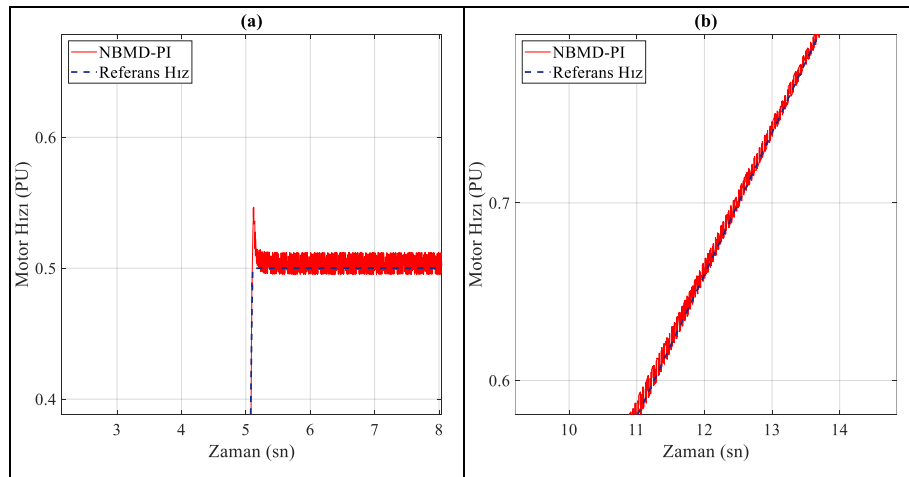


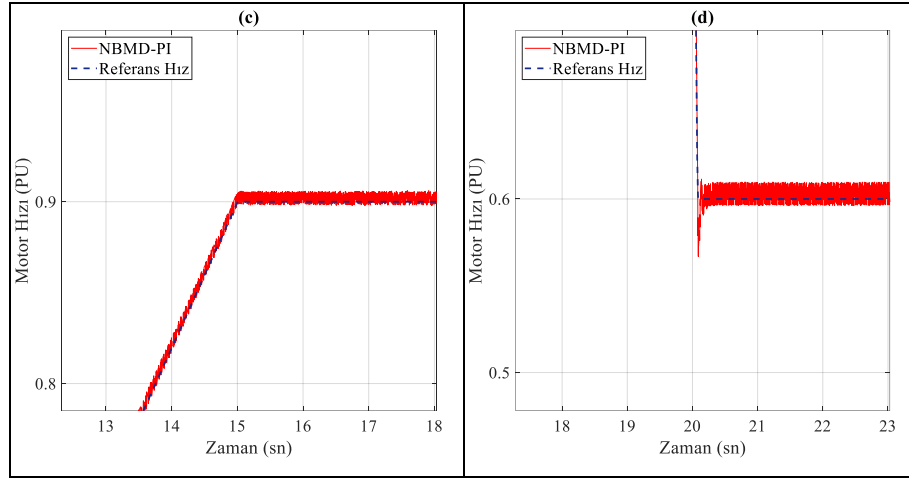
Şekil 4.34. Referans Hız 1 için BMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği

NBMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 1 deneysel çalışma sonucu aşağıda grafik halinde Şekil 4.35.'te ve yine grafikteki *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.36.'da gösterilmiştir. Ani çıkış noktası olan *a* noktasında kontrolcü referans hızı % 9.2 kadar aştığı, sonrasında 0.227 sn sonra referansa oturduğu ve % 1 - % 2.4 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Rampalı çıkış noktası olan *b* noktasında % 0.2 - % 1.1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. *c* noktasında çok küçük bir aşım ile ve % 0.1 - % 0.6 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür. Son olarak ani iniş noktası olan *d* noktasında kontrolcü referans hızı % 5.3 kadar aştığı, 0.18 sn sonra referansa oturduğu ve % 0.9 - % 1 kadar salınımla referansı takip ettiği görülmüştür.



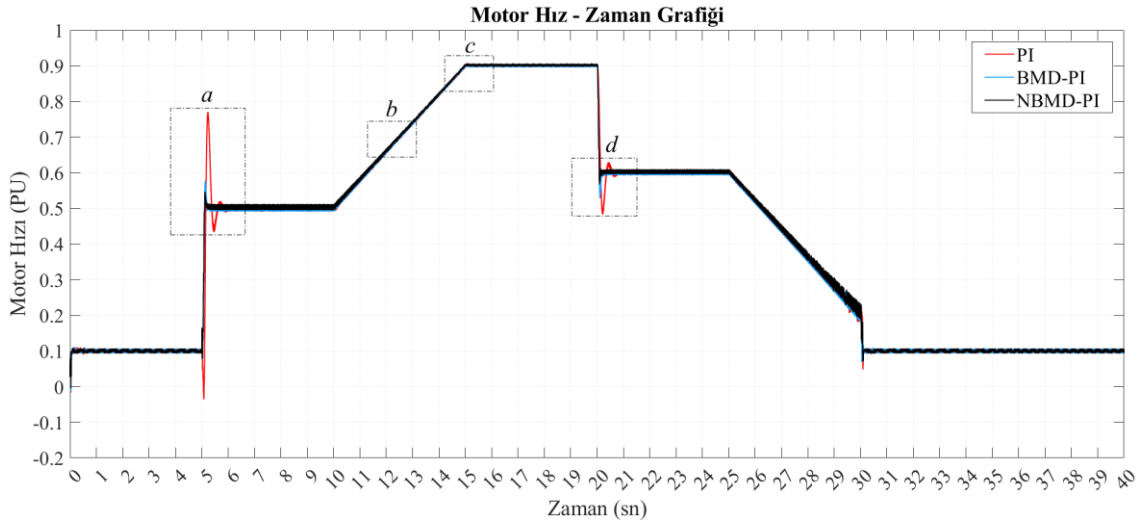
Şekil 4.35. Referans Hız 1 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği



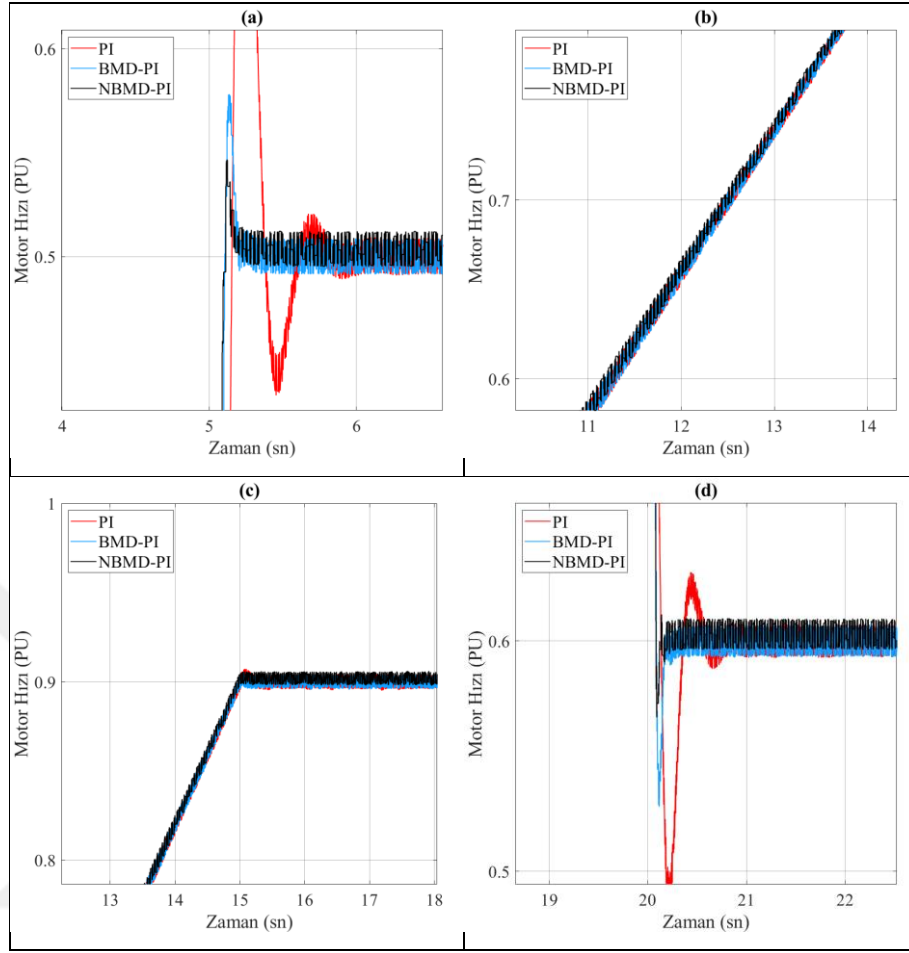


Şekil 4.36. Referans Hız 1 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği

Yük uygulanarak gerçekleştirilen deneysel çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.37.'de verilmiştir. Sonuçların daha ayrıntılı analizi için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.38.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.37. Yüklü çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği



Şekil 4.38. Yüklü çalışmada Referans Hız 1 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı detay grafiği

Referans Hız 1 için verilen grafikler incelendiğinde;

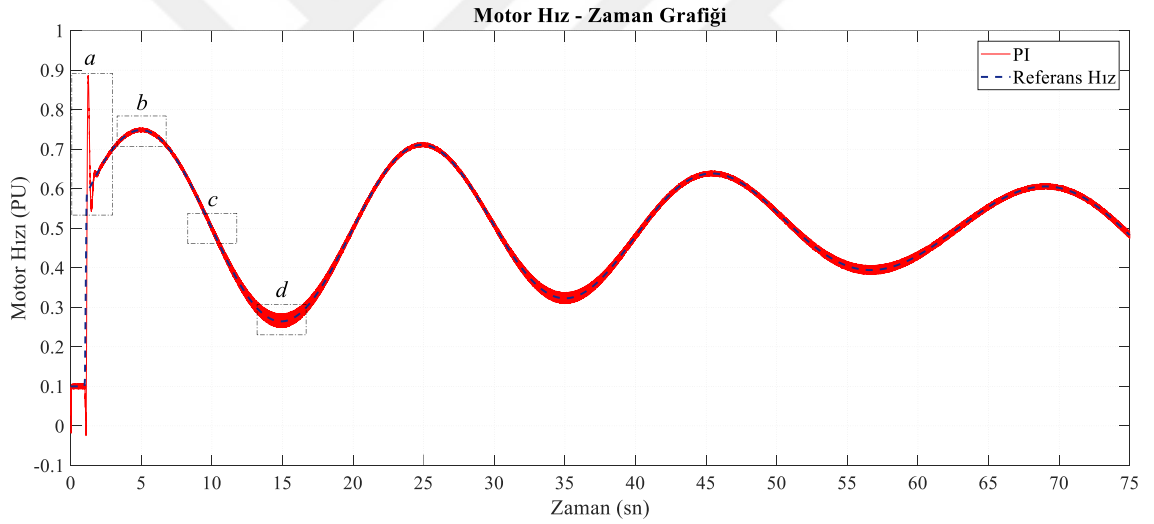
- PI kontrolör ile yapılan yük uygulanarak gerçekleştirilen deneysel çalışmada ani çıkış noktasında büyük oranda bir aşım ile referans hızı yakaladığı, oturma süresinin uzun olduğu ve salınımlı şekilde referans hızı takip ettiği görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de yine negatif yönde aşım ve salınım görülmüştür. PI kontroldeki hız aşım miktarı ve oturma süresi diğer iki kontrolöre göre daha fazladır. Ayrıca düşük hızlarda salınının fazla olduğu ve yüksek hızlarda da salınının az olduğu görülmüştür.
- BMD-PI yapılan yük uygulanarak gerçekleştirilen deneysel çalışmada referans hıza PI kontrolörden çok daha kısa sürede ulaşmış ancak yine bir miktar aşım görülmüştür. Minimum yönde gerçekleşen ani hız değişimlerinde de negatif

yönde bir miktar aşım görülmüştür ve referans hızı salınımlı bir şekilde takip etmiştir.

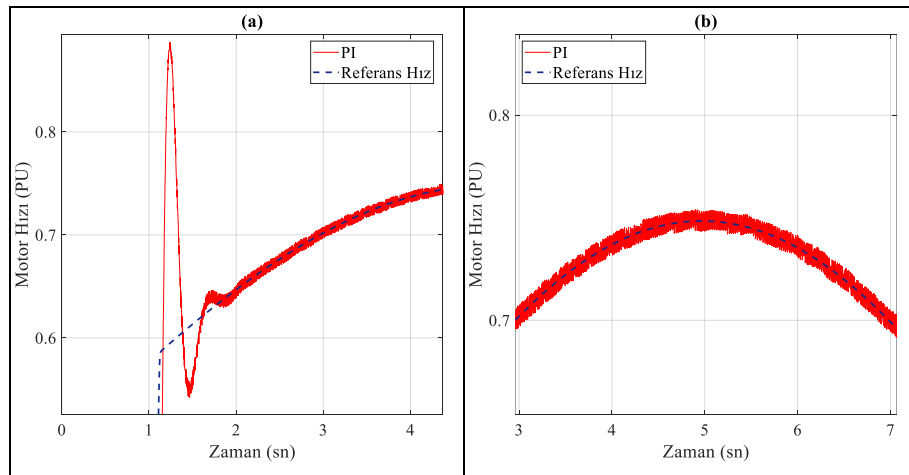
- NBMD-PI ile yapılan yüksüz deneysel çalışmada referans hıza BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede ve minimum aşım ile yine salınımlı bir şekilde ulaşmıştır.

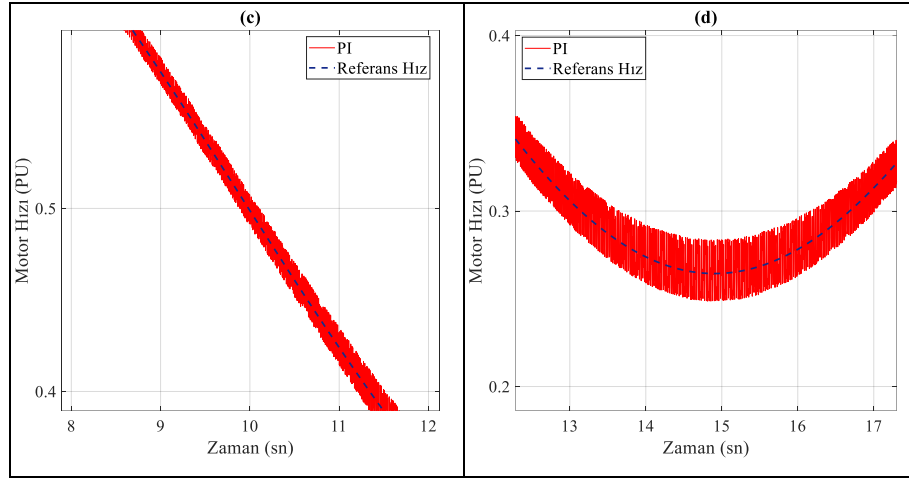
Sonuçlar değerlendirildiğinde NBMD-PI ile yük uygulanarak gerçekleştirilen deneysel çalışmanın en iyi sonucu verdiği görülmektedir.

PI kontrolör ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salınımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.39.'da verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.40.'ta gösterilmiştir.



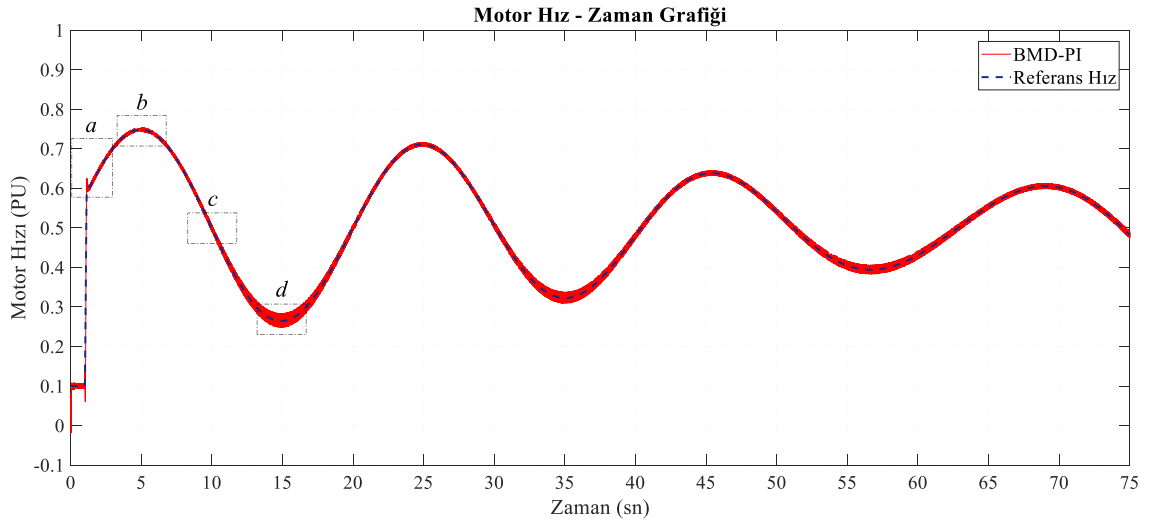
Şekil 4.39. Referans Hız 2 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma grafiği



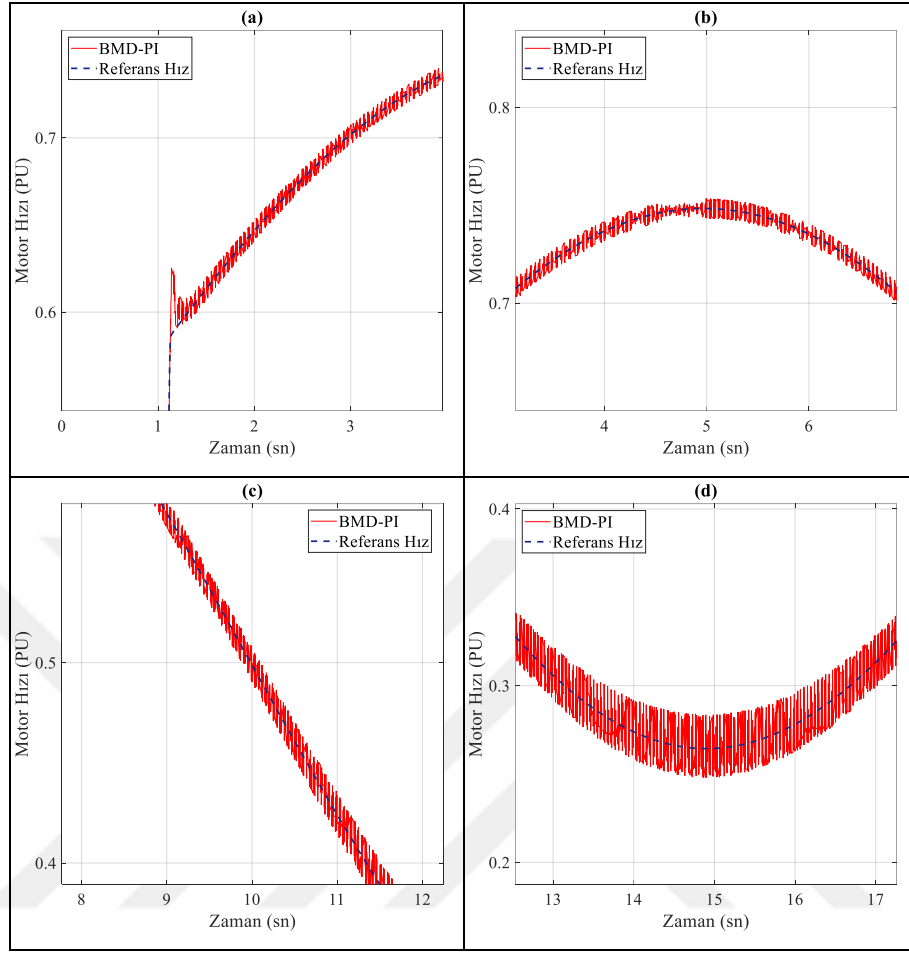


Şekil 4.40. Referans Hız 2 için PI kontrolör yükte deneysel çalışma detay grafiği

BMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salınımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.41.'de verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlştırılmış halleri de Şekil 4.42.'de gösterilmiştir.

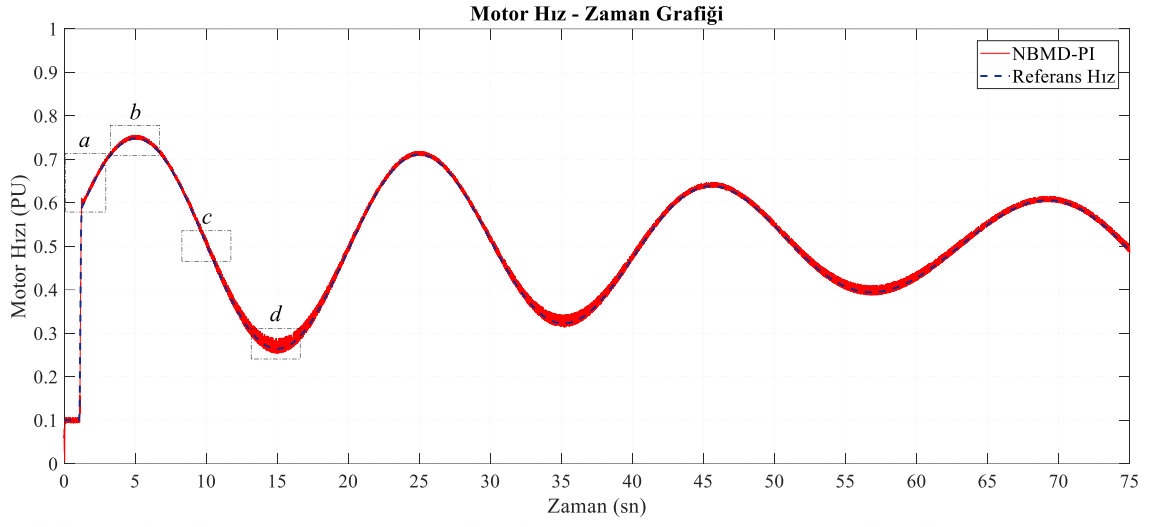


Şekil 4.41. Referans Hız 2 için BMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği

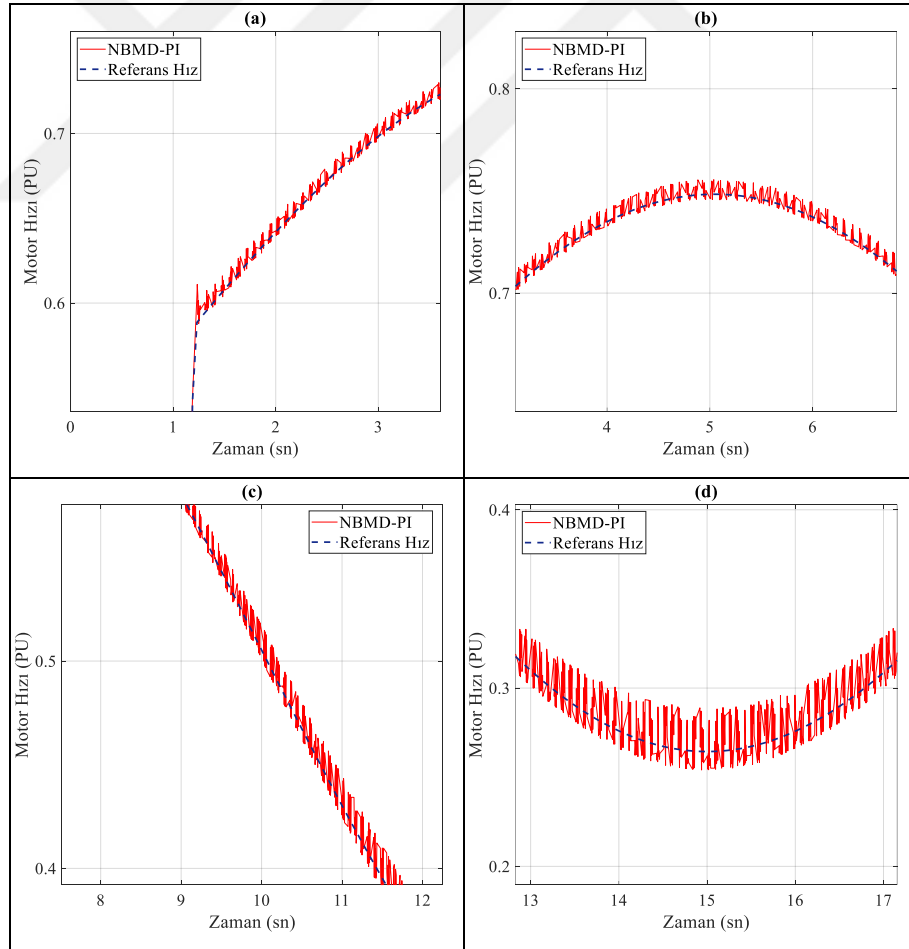


Şekil 4.42. Referans Hız 2 için BMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği

NBMD-PI ile gerçekleştirilen Referans Hız 2 deneysel çalışma sonucunda referans hızı salınımlı şekilde takip etmiştir ve sonuç aşağıda grafik halinde Şekil 4.43.'te verilmiştir. Sonuçların daha anlaşılır olması için şekil üzerinde vurgulanan *a*, *b*, *c* ve *d* kutucuklarının yakınlaştırılmış halleri de Şekil 4.44.'te gösterilmiştir.

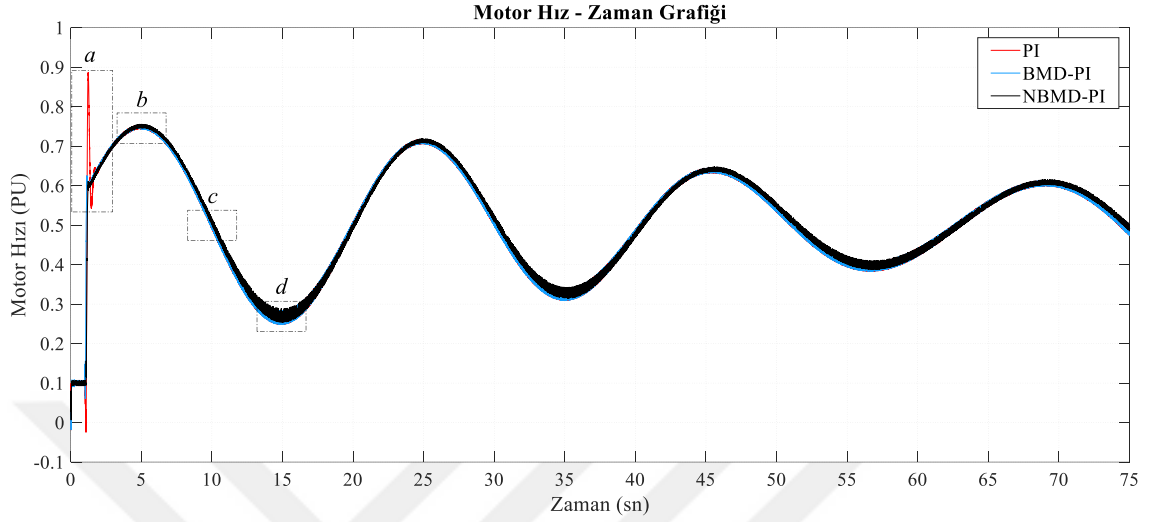


Şekil 4.43. Referans Hız 2 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma grafiği



Şekil 4.44. Referans Hız 2 için NBMD-PI yükte deneysel çalışma detay grafiği

Referans Hız 2 için yine üç farklı kontrolörün sonucu grafik haline Şekil 4.45.'te verilmiştir.



Şekil 4.45. Yüklü çalışmada Referans Hız 2 için üç farklı kontrolörün karşılaştırmalı grafiği

Referans Hız 2 için verilen grafik incelendiğinde;

Yük uygulanarak gerçekleştirilen deneysel çalışmada PI kontrolcünün referans hızı yakaladığı ilk kalkış anında ciddi bir aşım gösterdiği ve sırasıyla BMD-PI ve NBMD-PI'nın daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Referans hıza ulaştıktan sonra üç kontrolcünün de aynı şekilde referans hızı salınımlı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu çalışmada endüstride klima santralleri, soğutma kulesi fanı ve chiller gibi farklı fan sistemlerinde tercih edilen FDAM'nin yapısı, çalışma mantığı, matematiksel modeli, avantaj – dezavantajları anlatılmıştır. Ardından bu motorun geleneksel ve modern kontrol yöntemlerinden bahsedilerek bu çalışmada kullanılan bulanık mantık ve nütrosifik bulanık mantık ile ilgili detaylı bilgiler sunulmuştur. FDAM için sensörsüz kontrol yöntemi olan AYK tekniği kullanılarak PI kontrolör, BMD-PI ve NBMD-PI ile hız kontrolü yapılmıştır. Çalışma hem simülasyon hem de yükte ve yüksüz olarak deneysel ortamda gerçekleştirilmiştir. Matlab/Simulink ortamında benzetimi yapılan motor modeli için sistematik bir biçimde geliştirilen denetleyiciler kullanılmıştır. Deneysel çalışmada BLY172S-4000 FDAM için ST Microelectronics firmasının F401RE kontrol kartı ile birlikte X-Nucleo-IHM07M1 motor sürücü kartı kullanılmıştır. Simülasyon modeli üzerinden tasarlanan denetleyicilerin C kodları donanıma aktarılarak aynı hız testleri deneysel çalışmada da gerçekleştirilmiştir. Endüstriyel ortamlarda fan sistemlerindeki çalışma rejiminde basınç ve hava akışı için ani hız değişikliği gerektiren aspirasyon ve vantilasyon koşullarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle çalışmada gerçek endüstriyel koşulları sağlamak için doğrusal-dinamik değişimli hız profili (Referans Hız 1) ve daha yumuşak geçişli olan sinüzoidal hız profili (Referans Hız 2) koşullarını sağlamak için FDAM üç farklı kontrolör ile sürülmüştür. Bunlardan biri geleneksel kontrolcü PI kontrolör diğeri literatürde çokça popüler olan modern kontrol yöntemi BMD ve sonuncusu da BMD'nin daha da genişletilmiş hali olan NBMD'dir.

Çalışma sonunda elde edilen grafik sonuçlarından da anlaşılacağı üzere simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarının birbirleriyle uyumlu olduğu görülmüştür. Simülasyon sonuçlarına göre Referans Hız 1 için detay olarak verilen “a” noktasında PI kontrolörün %22,4 BMD-PI'nin %7 ve NBMD-PI'ında %4,52 aşım sonucu referansı yakaladığı görülmüştür. NBMD-PI'nin BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede referansa oturduğu görülmüştür. Referans Hız 2 içinse referansı ilk yakalama anında yine NBMD-PI'nin minimum aşım gösterdiği ve sonrasında üç kontrolcünün de referansı aynı şekilde takip ettiği görülmüştür.

Yükte ve yüksüz gerçekleştirilen deneysel çalışma sonuçlarının birbirine benzer olduğu görülmüştür. Yüksüz çalışmada Referans Hız 1 için detay olarak verilen “a” noktasında PI kontrolörün %56,4 BMD-PI'nin %15,4 ve NBMD-PI'ında %9,8 aşım sonucu referansı

yakaladığı görülmüştür. NBMD-PI'nin BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede referansa oturduğu ve üç kontrolcünün de referansı salınımlı şekilde takip ettiği görülmüştür. Salınım düşük hızlarda fazla iken yüksek hızlarda azdır. Referans Hız 2 içinse referansı ilk yakalama anında yine NBMD-PI'nin minimum aşım gösterdiği ve sonrasında üç kontrolcünün de referansa ulaştıktan sonra salınımlı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

Yüklü çalışmada Referans Hız 1 için detay olarak verilen " a " noktasında PI kontrolörün %54 BMD-PI'nin %15,4 ve NBMD-PI'inde %9,2 aşım sonucu referansı yakaladığı görülmüştür. NBMD-PI'nin BMD-PI ve PI kontrolörden çok daha kısa sürede referansa oturduğu ve üç kontrolcünün de referansı salınımlı şekilde takip ettiği görülmüştür. Referans Hız 2 içinse referansı ilk yakalama anında yine NBMD-PI'nin minimum aşım gösterdiği ve sonrasında üç kontrolcünün de referansa ulaştıktan sonra salınımlı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

Önerilen NBMD-PI'nin doğrusal-dinamik çalışma koşullarında (Referans Hız 1 profilinde) diğer kontrolcülere göre çok daha iyi sonuçlar vermiştir. Dinamik değişikliğin olmadığı (Referans Hız 2 profilinde) kalkış durumu haricinde tüm kontrolcüler benzer şekilde referansı takip etmişlerdir. İlk kalkış durumunda (a noktası) dinamik değişiklik söz konusu olduğundan NBMD-PI en iyi sonucu vermiştir.

Tüm bu sonuçlar değerlendirildiğinde önerilen NBMD-PI dinamik değişikliğin olduğu tüm çalışmalar için yeni ve özgün bir kontrolcü olarak FDAM hız kontrolünde kullanılabilir.

Yöntemin etkinliğini artırabilmek için ileride yapılabilecek çalışmalar aşağıdaki gibi verilebilir;

- Önerilen yöntem hız kontrolünün yanında pozisyon kontrolünde de kullanılabilir.
- Fan sistemlerinden farklı sistemler için bu çalışma detaylandırılabilir.
- Yöntemde tercih edilen üyeliklerin farklı tipleri kullanılıp, seçilen evrensel küme aralığı optimize edilebilir.
- Kontrol yönteminin etkinliğinin diğer motorlarda da uygulanabileceği araştırılabilir.

KAYNAKLAR

- Abdulhadi, M. (2022). Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yüksek Hızlarda Performansının İncelenmesi. Y.Lisans Tezi, Erzincan Binali Yıldırım Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzincan.
- Agrawal, L., Chauhan, B., & Banerjee, G. (2018). Speed Control of Brushless DC Motor Using Fuzzy Controller. *International Journal of Pure and Applied Mathematics*, 119, 2689–2696.
- Akram, M., Shahzad, S., Butt, A., & Khaliq, A. (2013). Intuitionistic Fuzzy Logic Control for Heater Fans. *Mathematics in Computer Science*, 7(3), 367–378.
- Alsayid, B., Salah, W. A., & Alawneh, Y. (2019). Modelling of sensored speed control of BLDC motor using MATLAB/SIMULINK. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 9(5), 3333.
- Anonim. (2020a). No Title. <https://einhell-belarus.by/blog/instrumenty-s-besschetchnym-dvigatелеm> (20.05.2024)
- Anonim. (2020b). Torque control using voltage. https://docs.simplefoc.com/voltage_torque_mode#torque-control-using-voltage (25.05.2024)
- Bereketoğlu, S. (2020). Elektrikli Araçlarda Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorunun Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici Tabanlı Hız Denetimi. Y.Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.
- Broumi, S., Nagarajan, D., Bakali, A., Talea, M., Smarandache, F., Lathamaheswari, M., & Kavikumar, J. (2019). Implementation of neutrosophic function memberships using MATLAB program. *Neutrosophic Sets and Systems*, 27, 44–52.
- Büyükyıldız, C. (2021). Bir fırçasız DC motorun aralıklı tip-2 bulanık mantık ile kontrolü. Y.Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Cabral, I. M., Pereira, J. S., & Ribeiro, J. B. (2024). Performance evaluation of PID and Fuzzy Logic controllers for residential ORC-based cogeneration systems. *Energy Conversion and Management: X*, 23(April), 100622.
- Can, M. S. (2017). Nötrozofik bulanık mantık tabanlı kontrol uygulamalarının gerçekleştirilmesi. Doktora Tezi, İnönü Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Can, M. S., & Ozguven, O. F. (2016). Nötrozofik Benzerlik Ölçüsü ile PID Katsayılarının Ayarlanması Metodunda Üçgen , Gauss ve Çan Eğrisi Üyelik Fonksiyonlarının Etkilerinin İncelenmesi. 11–13.
- Can, M. S., & Ozguven, O. F. (2017). PID Tuning with Neutrosophic Similarity Measure. *International Journal of Fuzzy Systems*, 19(2), 489–503.
- Can, M. S., & Ozguven, O. F. (2018). Fuzzy PID control by grouping of membership functions of fuzzy antecedent variables with neutrosophic set approach and 3-D position tracking control of a robot manipulator. *Journal of Electrical Engineering*

- and Technology, 13(2), 969–980.
- Can, M. S., & Özgüven, Ö. F. (2016a). Design of the neutrosophic membership valued fuzzy-PID controller and rotation angle control of a permanent magnet direct current motor. *Journal of New Results in Science*, 126–138.
- Can, M. S., & Özgüven, Ö. F. (2016b). Nötrosofik Üyelik Fonksiyonlu Bulanık Mantık Denetleyici ile Sabit Mıknatıslı Doğru Akım Motor Milinin Dönüş Açısının Kontrolü. 2, 11–13.
- Can, M. S., & Özgüven, Ö. F. (2017). Nötrosofik Üyelik Fonksiyonlu Bulanık Mantık-PID (NBMD-PID) ve Geleneksel Bulanık Mantık-PID (BMD-PID) Denetleyicinin Gerçek Zamanlı Karşılaştırılması. *Çukurova Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 32(4), 135–146.
- Canpolat, A. (2018). Pozisyon İzleme Gözlemcisi ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Alan Yönlendirmeli Kontrolü. Y.Lisans Tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir.
- Çelik, E. (2016). Üç fazlı fırçasız doğru akım motorları için komütasyon akım salınımının azaltılmasına yönelik yeni bir yaklaşım. Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Çorapsız, M. R. (2018). Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Komütasyon Moment Dalgalanmalarının Azaltılması. Y.Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- Devi, K. S., Dhanasekaran, R., & Muthulakshmi, S. (2016). Improvement of speed control performance in BLDC motor using fuzzy PID controller. 2016 International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 978, 380–384.
- Doğan, Z. (2009). Alternatif Akım Servo Motorun Farklı Kontrol Yöntemleri İle Hız Kontrolü. Y.Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Erken, A. B. (2021). Fırçasız doğru akım motorlarında uygulanan sensörsüz hız kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması. isans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Frick, C. (2018). Brushless DC Motors Introduction for Next-Generation Missile Actuation Systems Outline. Analog Devices, Inc.
- Fu, Z., Liu, C., Ruan, S., & Chen, K. (2021). Design of Neutrosophic Self-Tuning PID Controller for AC Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Neutrosophic Theory. *Mathematical Problems in Engineering*, 2021, 1–14.
- Gamazo-Real, J. C., Vázquez-Sánchez, E., & Gómez-Gil, J. (2010). Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. *Sensors*, 10(7), 6901–6947.
- Hacat, G., Cetinceviz, Y., & Sehirli, E. (2021). Speed Control of BLDC by Using Neutrosophic Fuzzy Logic Controller. 2021 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU), 1–5.

- Hameed, H. S. (2018). Brushless DC motor controller design using MATLAB applications. 2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences - 3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES), 2018-Janua(3), 44–49.
- Jena, M. C., Mishra, S. K., & Moharana, H. S. (2020). Experimental Investigation on Energy Saving Potential in AHU of an Air-Conditioning System with BLDC Fan. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series C*, 101(6), 1083–1091.
- Kokundu, S. (2019). Svpwm based foc of brushless Dc motors / Fırçasız doğru akım motorlarının Uvdgm tabanlı alan yönlendirmeli kontrolü. Y.Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Krishnan, P. H., & Arjun, M. (2014). Control of BLDC motor based on adaptive fuzzy logic PID controller. 2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), 1–5.
- Kumar, C. A., Harijan, B. R., Kumar, M. K., & Bharathi, M. (2019). BLDC Motor Speed Control using Fuzzy Logic PID Controller and Comparing It With PI Controller. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, 9(2), 4917–4922.
- Mahmud, M., Motakabber, S. M. A., Zahirul Alam, A. H. M., & Nordin, A. N. (2020). Adaptive PID Controller Using for Speed Control of the BLDC Motor. 2020 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE), 2020-July, 168–171.
- Mamadapur, A., & Unde Mahadev, G. (2019). Speed Control of BLDC Motor Using Neural Network Controller and PID Controller. 2019 2nd International Conference on Power and Embedded Drive Control (ICPEDC), 146–151.
- Mohanraj, D., Aruldavid, R., Verma, R., Sathiyasekar, K., Barnawi, A. B., Chokkalingam, B., & Mihet-Popa, L. (2022). A Review of BLDC Motor: State of Art, Advanced Control Techniques, and Applications. *IEEE Access*, 10, 54833–54869.
- Mullick, J. A. (2017). Fuzzy Controller for Speed Control of BLDC motor using MATLAB. *International Research Journal of Engineering and Technology*, 04(02), 1270–1274.
- Premkumar, K., & Manikandan, B. V. (2014). Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System based speed controller for brushless DC motor. *Neurocomputing*, 138, 260–270.
- Primiceri, P., Visconti, P., Melpignano, A., Colleoni, G., & Vilei, A. (2016). Hardware and Software Solution Developed in Arm Mbed Environment for Driving and Controlling DC Brushless Motors Based on ST X-Nucleo Development Boards. *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, 9(3), 1534–1562.
- Prince, & Hati, A. S. (2021). A comprehensive review of energy-efficiency of ventilation system using Artificial Intelligence. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 146(May), 111153.
- Rivieccio, U. (2008). Neutrosophic logics: Prospects and problems. *Fuzzy Sets and Systems*, 159(14), 1860–1868.
- Shamseldin, M. A., & El-samahy, A. A. (2014). Control and Self-tuning Fuzzy PID

- Controller. 15th International Workshop on Research and Education in Mechatronics (REM).
- Smarandache, F. (2002). Neutrosophy, a new Branch of Philosophy. Infinite Study.
- Smarandache, F. (2003). Definition of neutrosophic logic. A generalization of the intuitionistic fuzzy logic.
- Smarandache, F. (2019). Neutrosophic Set is a Generalization of Intuitionistic Fuzzy Set, Inconsistent Intuitionistic Fuzzy Set (Picture Fuzzy Set, Ternary Fuzzy Set), Pythagorean Fuzzy Set, q-Rung Orthopair Fuzzy Set, Spherical Fuzzy Set, etc. 29, 1–31.
- Sriram, J., & Sureshkumar, K. (2014). Speed control of BLDC motor using fuzzy logic controller based on sensorless technique. 2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCE), 1–6.
- Sun, L. (2022). Low speed sensorless control method of brushless DC motor based on pulse high frequency voltage injection. Alexandria Engineering Journal, 61(8), 6457–6463.
- Taşkıran, A. (2022). Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapay Sinir Ağı Kullanılarak Sensörsüz Hız Kontrolü. Y.Lisans Tezi, KTO Karatay Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Topal, M. (2019). Fırçasız Doğru Akım Motorunun Üç Farklı Yöntemle Hız Kontrolü Ve Analizi. Y.Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Turhan, E. (2014). Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment İyileştirmesi. Y.Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Ulu, B. (2012). Fırçasız doğru akım motor (BLDC) hız kontrolü. Y.Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Usman, A., & Rajpurohit, B. S. (2016). Speed control of a BLDC Motor using Fuzzy Logic Controller. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 1–6.
- Xia, C. (2012). Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls. John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd.
- Ye, J., & Cui, W. (2018). Neutrosophic state feedback design method for SISO neutrosophic linear systems. Cognitive Systems Research, 52, 1056–1065.
- Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. Information and Control, 8(3), 338–353.
- Zaher, M. (2017). Adaptif nöro-bulanık mantık tabanlı sensörsüz fırçasız DC motor kontrolü. isans Tezi, Ege Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir.
- Zhang, S., & Wang, Y. (2016). The simulation of BLDC motor speed control based-optimized fuzzy PID algorithm. 2016 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 287–292.

ÖZGEÇMİŞ

