



T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



BULANIK AYARLAMAYA DAYALI
ADAPTİF PID İLE FIRÇASIZ DOĞRU
AKIM MOTORLARININ KONTROLÜ

Selahattin GÜNTAY

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Şubat-2024
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Selahattin GÜNTAY tarafından hazırlanan “Bulanık Ayarlamaya Dayalı Adaptif PID ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kontrolü” adlı tez çalışması 08/02/2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Doç. Dr. Kemal TÜTÜNCÜ

.....

Danışman

Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Yavuz ÜNAL

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Ömer Faruk YÜKSEL
FBE Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

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

DECLARATION PAGE

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

Selahattin GÜNTAY

08.02.2024

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

BULANIK AYARLAMAYA DAYALI ADAPTİF PID İLE FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ KONTROLÜ

Selahattin GÜNTAY

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

2024, 116 Sayfa

Jüri

Danışmanın Prof. Dr. İsmail SARITAŞ
Doç. Dr. Kemal TÜTÜNCÜ
Dr. Öğr. Üyesi Yavuz ÜNAL

Küçük hacimlere sahip olan fırçasız DA (FDA) motorlar verimlerinin ve torklarının yüksek olması nedeniyle havacılık sanayinden endüstriyel uygulamalara kadar birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Teknolojinin gelişmesine paralel olarak FDA motor (FDAM) kontrol stratejilerinin gelişmesi ve kontrol maliyetlerinin düşmesiyle kullanım alanı da genişleyerek devam etmektedir. Bu tez çalışmasında rotor hızında referans hıza göre gözlemlenen değişimlerin asgari düzeye indirgenmesi amaçlanmıştır. Bunu gerçekleştirmek için oluşan hata değeri referans alınarak bulanık kontrol teknikleriyle PID parametreleri eş zamanlı olarak değiştirilmeye çalışılmıştır. FDA motora ait kontrol sistemi MATLAB/Simulink ortamında tasarlanmıştır. Simülasyon aynı özelliklere sahip iki motor üzerinde klasik PID ile bulanık ayarlama dayalı adaptif PID için farklı hızlarda çalışma kararlılıkları karşılaştırılmıştır. Simülasyonlar, 1000rpm ile 3000rpm arasında 5 adımda ve değişken hız rejimleri için gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak; en büyük iyileştirme 3000 devirde gerçekleştirilmiş olup klasik PID ile kontrol edilen sistemin yerleşme süresi 1,22 sn olmasına rağmen bulanık ayarlama dayalı adaptif PID kullanıldığında bu sürenin 0,167 saniye olduğu bulunmuştur. Maksimum aşım yüzdesi klasik PID için %5.4 iken bulanık ayarlama dayalı adaptif PID için % 0.096'ya düşmüştür. Kararlı durum hatası da 11 rpm'den 8 rpm'e inmiştir. Yumuşak kalkışlı bir sistemde hızın bulanık ayarlama dayalı adaptif PID ve klasik PID'nin sırasıyla yüksek hızlarda %0.059, %0,4 gibi, düşük hızlarda (96.8rpm) %0.83, %17.39 gibi hata seviyelerinde çalıştıkları gözlemlenmiştir. Yapılan araştırmanın sonucunda bulanık mantık tabanlı katsayıları güncellenen PID kontrollü motorun klasik PID kontrollü motora göre rotorunda gözlemlenen hızın referans hıza bağlı düzeltmenin daha kararlı olduğu, referans değeri için aşma yüzdesinin daha düşük olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Bulanık, Bulanık kontrol, Bulanık parametrelili PID, FDAM, FDAM kontrol, PID

ABSTRACT

MS THESIS

CONTROL OF BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTORS BY ADAPTIVE PID BASED ON FUZZY TUNING

Selahattin GÜNTAY

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF
SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

Advisor: Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

2024, 116 Pages

Jury

Advisor Prof. Dr. İsmail SARITAŞ

Assoc. Prof. Dr. Kemal TÜTÜNCÜ

Assist. Prof. Dr. Yavuz ÜNAL

Brushless DC (BLDC) motors, which have small volumes, are widely used in many areas from the aviation industry to industrial applications due to their high efficiency and torque. In parallel with the development of technology, the field of use continues to expand with the development of BLDC motor (BLDCM) control strategies and the decrease in control costs. In this thesis study, it is aimed to minimize the observed changes in rotor speed compared to the reference speed. To achieve this, PID parameters were tried to be changed simultaneously with fuzzy control techniques, taking the error value as a reference. The control system of the BLDC motor was designed in the MATLAB/Simulink environment. In the simulation, the operating stability of classical PID and adaptive PID based on fuzzy tuning was compared on two motors with the same features, at different speeds. Simulations were carried out in 5 steps and for variable speed regimes between 1000rpm and 3000rpm. In conclusion; the biggest improvement was achieved at 3000 rpm, and although the settling time of the classical PID controlled system was 1.22 seconds, it was found that this time was 0.167 seconds when the adaptive PID based on fuzzy tuning was used. While the maximum overshoot percentage was 5.4% for the classical PID, it decreased to 0.096% for the adaptive PID based on fuzzy tuning. Steady state error also decreased from 11 rpm to 8 rpm. In a soft start system, it has been observed that PID and classical PID, whose fuzzy-based speed parameters are updated, operate at error levels of 0.059%, 0.4% at high speeds, and 0.83% and 17.39% at low speeds (96.8rpm), respectively. As a result of the research, it was concluded that the correction of the speed observed in the rotor of the PID controlled motor, whose fuzzy logic-based coefficients were updated, based on the reference speed was more stable and the percentage of exceedance for the reference value was lower, compared to the classical PID controlled motor.

Keywords: BLDC, BLDC control, fuzzy, Fuzzy control, PID, Self-tuning PID with fuzzy

ÖNSÖZ

Bu çalışmada bulanık ayarlamaya dayalı adaptif PID ile fırçasız doğru akım motorlarının kontrolü araştırılmıştır. Teknolojide meydana gelen gelişmelere paralel olarak FDA motorun hem sürücü kısmında hem de kontrol teknikleri kısmında önemli ilerlemeler kaydedilmiştir.

Çalışmamda motor kontrol tekniklerine yeni bir bakış açısı kazandırmak için duruma uyum sağlayan yani bulanık mantık tabanlı FDAM kontrol stratejisinin önemi belirtmeye çalışılmıştır.

Yüksek lisans tez çalışmamın araştırılmasında, yürütülmesinde desteğini esirgemeyen, bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım ve çalışmamı bilimsel temelde şekillendiren sayın hocam Prof. Dr. İsmail SARITAŞ'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca yüksek lisans çalışmam da manevi desteğini esirgemeyen aileme, iş arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Selahattin GÜNTAY
KONYA-2024

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	3
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	11
3.1. Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM).....	15
3.1.1. FDA motorların yapısı	15
3.1.1.1. FDA motorların statoru.....	17
3.1.1.2. FDA motorların rotoru.....	18
3.1.2. FDA motorlarda komütasyon	21
3.1.2.1. Sensörlü FDA motorlarda komütasyon	22
3.1.2.2. Sensörsüz FDA motorlarda komütasyon	22
3.1.3. Bobin gruplarının birbirleriyle bağlantıları.....	23
3.1.4. FDAM çalışma prensibi.....	24
3.1.5. PWM (Pulse Width Modulation) sinyali	26
3.1.6. DC-DC dönüştürücüler	28
3.1.6.1. Akım kaynaklı dönüştürücüler.....	28
3.1.6.2. Gerilim kaynaklı dönüştürücüler	31
3.1.7. FDA motor uygulamaları.....	41
3.1.7.1. Sürekli yük uygulamaları.....	41
3.1.7.2. Değişken yük uygulamaları	41
3.1.7.3. Konum tabanlı uygulamalar.....	41
3.1.8. FDA motorların diğer motorlarla karşılaştırılması	41
3.1.8.1. FDA motor ile DA motor karşılaştırması	42
3.1.8.2. FDA motor ile indüksiyon motor karşılaştırması	43
3.1.8.3. FDAM ile PMSM motorların karşılaştırılması.....	44
3.1.8.4. FDAM ile fırçalı DA, SMSM ve step motorların karşılaştırılması	45
3.2. FDA Motorlarda Hız/Konum Algılayıcıları	46
3.2.1. Sensörlü hız/konum algılayıcılar	46
3.2.1.1. Optik sensörler	46
3.2.1.2. Alan etkili (hall) sensörler	47
3.2.2. Sensörsüz hız/konum algılama	48
3.2.2.1. Ölçülebilir değerleri ve matematiği kullanan yöntemler	49
3.2.2.2. Gözlemci kullanan yöntemler	50
3.2.2.3. Zıt EMK temelli yöntemler.....	50
3.2.2.4. Diğer yöntemler	56

3.3. FDA Motor Sürücüsünün Dinamik Matematiksel Modeli	57
3.4. FDA Motorların Kontrolü.....	60
3.4.1. Klasik kontrol yöntemleri	60
3.4.1.1. Oransal integral kontrolü (PI)	61
3.4.1.2. Oransal türev kontrolü (PD)	62
3.4.1.3. Oransal integral türev kontrolü (PID)	63
3.4.2. Modern kontrol yöntemleri	65
3.4.2.1. Bulanık mantık sistemleri	65
3.4.2.2. Genetik algoritma sistemleri	68
3.4.2.3. Yapay sinir ağ sistemleri.....	69
3.4.2.4. Bulanık sinir ağı denetleyici	69
3.4.2.5. Denetleyici/Algoritma ile PID parametrelerinin değiştirilmesi	70
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	72
4.1. MATLAB/ Simulink Ortamında FDAM Simülasyonu	72
4.1.1. Motora yük giriş bloğu	73
4.1.2. Referans hız bloğu:	73
4.1.3. Alçak geçiren filtre (AGF) bloğu:	74
4.1.4. Komütasyon bloğu.....	74
4.1.5. Üç fazlı invertör bloğu.....	81
4.1.6. FDAM bloğu.....	82
4.1.7. FDAM rotor konum belirleme bloğu.....	82
4.1.8. Hall sensör bloğu	83
4.2. PID ile FDAM Motor Hız Kontrolü	85
4.2.1. PID kontrol bloğu	86
4.2.2. FDA motorunun PID simülasyonu	86
4.3. Fuzzy Parametrelili PID Denetleyici ile FDAM Motor Hız Kontrolü:	88
4.3.1 Fuzzy parametrelili PID kontrol bloğu:	89
4.3.2 FDAM bulanık kural tablosu:	90
4.3.3 FDA motorun fuzzy parametrelili PID simülasyonu	92
4.4. Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırmaları	98
4.5. Literatür ile Karşılaştırma	106
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	107
5.1 Sonuçlar	107
5.2 Öneriler	110
KAYNAKLAR	111
ÖZGEÇMİŞ	117

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1. Elektrik motorların sınıflandırılması	12
Şekil 3.2. DA elektrik motorların sınıflandırılması	13
Şekil 3.3. DA-AA ve trapezoidal sinyal	13
Şekil 3.4. Uyarıtım şekline göre fırçalı DA motorları	14
Şekil 3.5. Kendinden uyarıtlı fırçalı DA motorlarında yük momenti ile hız arasındaki ilişki	15
Şekil 3.6. Stator sargıları için eşdeğer elektrik devresi.....	16
Şekil 3.7. Rotoru tek kutup çifti olan motor yapısı.....	17
Şekil 3.8. İnce saçların preslenmesiyle stator ve rotor oluşumu (Norouzi, 2015).....	18
Şekil 3.9. Mıknatısların endüviye yerleşme şekilleri.....	19
Şekil 3.10. İç rotorlu FDAM.....	19
Şekil 3.11. Dış rotorlu FDAM	20
Şekil 3.12. Disk tipi rotorlu FDAM (Kelch ve ark., 2018).....	20
Şekil 3.13. Fırçalı DA motor yapısı ve komütasyon.....	21
Şekil 3.14. Fırçasız DA motorlarının genel yapısı ve komütasyon	22
Şekil 3.15. Yıldız bağlantı Sol: faz başına 1 kol (seri), Sağ: faz başına 2 kol (paralel) .	23
Şekil 3.16. Üçgen bağlantı Sol: faz başına 1 kol (seri) Sağ: faz başına 2 kol (paralel)..	23
Şekil 3.17. FDA motor genel kontrol yapısı.....	25
Şekil 3.18. FDAM sürücü temel blok diyagramı.....	26
Şekil 3.19. PWM sinyali	26
Şekil 3.20. DA kaynaklarında gerilim-zaman ile hız-zaman grafiği	27
Şekil 3.21. Düşük anahtarlama frekansında PWM sinyali	27
Şekil 3.22. FDAM için yükü komütatörlü AKD devre topolojisi	29
Şekil 3.23. AKD tabanlı buck tipi dönüştürücü.....	29
Şekil 3.24 AKD tabanlı cuk tipi dönüştürücü.....	30
Şekil 3.25. GKD tabanlı half bridge tahrikli FDAM	31
Şekil 3.26. T1 anahtarı kapalı yarım köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi.....	32
Şekil 3.27. T2 anahtarı kapalı yarım köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi.....	33
Şekil 3.28. T3 anahtarı kapalı yarım köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi.....	34
Şekil 3.29. GKD tabanlı full bridge tahrikli FDAM.....	34
Şekil 3.30. a-b Tam köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi.....	35
Şekil 3.31. c-d Tam köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi.....	36
Şekil 3.32. e-f Tam köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi	37
Şekil 3.33. H-bridge tipi GKD topolojisi.....	39
Şekil 3.34. C-dump tipi GKD topolojisi	39
Şekil 3.35. Dört anahtarlı GKD topolojisi	40
Şekil 3.36. Hall sensörlerinin stator üzerine yerleştirilmesi	47
Şekil 3.37. Zıt-EMK'nın sıfır geçiş ve faz akımı değiştirme noktaları (Pindoriya ve ark., 2016)	53
Şekil 3.38. Zıt EMK entegrasyon yöntemi (Pindoriya ve ark., 2016)	55
Şekil 3.39. FDAM için tipik invertör sistemi (Bektaş ve Serteller, 2010)	58
Şekil 3.40. FDAM PI kontrolör	61
Şekil 3.41. FDAM PD kontrolör.....	62
Şekil 3.42. FDAM PID kontrolör	64
Şekil 3.43. Fuzzy parametrelili PID sistem hatasının senkron düzeltilmesi	71
Şekil 4.1. FDA motorunun MATLAB/Simulink ortamında modellenmesi	72
Şekil 4.2. FDAM yük parametreleri	73
Şekil 4.3. FDAM referans hız bloğu.....	73
Şekil 4.4. Alçak geçiren filtre bloğu	74

Şekil 4.5. FDAM komütasyon bloğu	74
Şekil 4.6. Hall sensör ve faz sinyalleri.....	75
Şekil 4.7. Rotor konumuna göre hall sensörlerinden alınan sinyal	76
Şekil 4.8. Hall sensörü-A ve hall sensörü-B için anahtar konumları.....	79
Şekil 4.9. Hall sensörü-A ve hall sensörü-C için anahtar konumları.....	80
Şekil 4.10. Hall sensörü-B ve hall sensörü-C için anahtar konumları.....	80
Şekil 4.11. FDAM 3 faz invertör bloğu	81
Şekil 4.12. FDAM bloğu.....	82
Şekil 4.13. FDAM rotor konum belirleme bloğu.....	82
Şekil 4.14. Hall sensör bloğu	83
Şekil 4.15. Hall sensör bloğu çıkış verisi.....	84
Şekil 4.16. FDAM PID motor kontrol yapısı.....	85
Şekil 4.17. PID kontrol	86
Şekil 4.18. PID parametreleri	86
Şekil 4.19. PID kontrol $T=0$, 3000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası.....	87
Şekil 4.20. PID kontrol $T=0$, 2500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası.....	87
Şekil 4.21. PID kontrol $T=0$, 2000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası.....	87
Şekil 4.22. PID kontrol $T=0$, 1500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası.....	87
Şekil 4.23. PID kontrol $T=0$, 1000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası.....	87
Şekil 4.24. Fuzzy parametrelili PID ile FDA motor kontrol yapısı	88
Şekil 4.25. Fuzzy parametrelili PID ile FDAM hız kontrolü.....	89
Şekil 4.26. Ki için kullanılan e/ce kontrol yüzeyi.....	91
Şekil 4.27. Fuzzy parametrelili PID için kullanılan kural tablosu	91
Şekil 4.28. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 3000d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası	92
Şekil 4.29. $T=0$ 3000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri	92
Şekil 4.30. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 2500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası	93
Şekil 4.31. $T=0$, 2500 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri	93
Şekil 4.32. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 2000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası	94
Şekil 4.33. $T=0$, 2000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri	94
Şekil 4.34. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 1500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası	95
Şekil 4.35. $T=0$, 1500 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri	95
Şekil 4.36. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 1000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası	96
Şekil 4.37. $T=0$, 1000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri	96
Şekil 4.38. $T=0$ ve 3000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması.....	98
Şekil 4.39. $T=0$ ve 3000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID hata karşılaştırması.....	98
Şekil 4.40. $T=0$ ve 2500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması.....	99
Şekil 4.41. $T=0$ ve 2500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID hata karşılaştırması.....	100
Şekil 4.42. $T=0$ ve 2000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması.....	101
Şekil 4.43. $T=0$ ve 2000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID hata karşılaştırması.....	101
Şekil 4.44. $T=0$ ve 1500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması.....	102

Şekil 4.45. $T=0$, 1500 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID hata karşılaştırması.....	102
Şekil 4.46. $T=0$, 1000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID karşılaştırması	103
Şekil 4.47. $T=0$, 1000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID hata karşılaştırması.....	103
Şekil 4.48. Yumuşak kalkış ve farklı hız koşullarında PID ve fuzzy parametreli PID karşılaştırması	105



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3-1. Bağlantının tel çapına etkisi (Neubauer ve ark., 2014)	24
Çizelge 3-2. Fırçalı DA motor ile fırçasız DA motor arasındaki farklar (Yedamale, 2003)	43
Çizelge 3-3. FDAM ile AC indüksiyon motor arasındaki farklar (Yedamale, 2003)	44
Çizelge 3-4. FDAM ile PMSM karşılaştırılması (Koçaş, 2023)	45
Çizelge 3-5. Fırçasız DAM, fırçalı DAM, SMSM ve step motorların karşılaştırılması (Topal, 2019)	46
Çizelge 3-6. PI kazanç sabitelerinin genel etkileri	62
Çizelge 3-7. PD kazanç sabitelerinin genel etkileri	63
Çizelge 3-8. PID kazanç sabitelerinin genel etkileri	65
Çizelge 3-9. Klasik mantık ile bulanık mantık arasındaki temel farklar (Abdullayev ve İmamguluyev, 2021)	66
Çizelge 4-1. Sensörden alınan verilerle saat yönünün tersine dönüş için anahtar çıkış değerleri	76
Çizelge 4-2. Sensörden alınan verilerle saat yönüne dönüş için anahtar çıkış değerleri	77
Çizelge 4-3. Boolean cebriyle A alt anahtar denkleminin elde edilmesi	77
Çizelge 4-4. Boolean cebriyle A üst anahtar denkleminin elde edilmesi	77
Çizelge 4-5. Boolean cebriyle B alt anahtar denkleminin elde edilmesi	78
Çizelge 4-6. Boolean cebriyle B üst anahtar denkleminin elde edilmesi	78
Çizelge 4-7. Boolean cebriyle C alt anahtar denkleminin elde edilmesi	78
Çizelge 4-8. Boolean cebriyle C üst anahtar denkleminin elde edilmesi	78
Çizelge 4-9. Sensör bilgisine bağlı anahtarlama elamanı konum bilgisi	79
Çizelge 4-10. PID ile FDAM farklı hızlarda yükselme süresi, yerleşme süresi ve kararlı durum hataları	88
Çizelge 4-11. Kp için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)	90
Çizelge 4-12. Ki için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)	90
Çizelge 4-13. Kd için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)	90
Çizelge 4-14. Kp, Ki, Kd için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)	92
Çizelge 4-15. Fuzzy parametrelili PID için farklı hızlarda yükselme, yerleşme süresi ve kararlı durum hataları	97
Çizelge 4-16. Farklı hızlar için klasik PID ile fuzzy parametrelili PID karşılaştırması ..	104
Çizelge 4-17. 3000rpm ve 1500rpm değerleri için literatür karşılaştırması	106

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

Kısaltmalar

AB	: Adaptif Bulanık
ABS	: Adaptif Bulanık Sistem
AFPID	: Adaptive fuzzy proportional integral derivative controller
AFPID	: Uyarlanabilir bulanık orantılı integral türev denetleyicisi
AKD	: Akım kaynaklı dönüştürücüler
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
BAT	: Yarasa Algoritması (bat algorithm)
BK	: Bulanık Kontrol
BKü	: Bulanık Küme
BLDC	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
BOA	: Balına Optimizasyon Algoritması
BSA	: Bulanık Sinir Ağı
DA	: Doğru Akım
DC	: Doğru Akım
DKR	: Doğrusal Kuadratik Regülatör
DMSM	: Daimî Mıknatıslı Senkron Motor
EMK	: Elektromotor Kuvvet
FDA	: Fırçasız Doğru Akım
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
GA	: Genetik Algoritmalar
GES	: Güneş Elektrik Santrali
GKD	: Gerilim kaynaklı dönüştürücülerdir
IoT	: Nesnelerin interneti (Internet of Things)
KMD	: Komütasyon anında Moment Dalgalanması
LQR	: Doğrusal Kuadratik Regülatör
MATLAB	: Matris ve Laboratuvar kelimelerinin her birinin ilk üç harfinden oluşan mühendislik alanlarında kullanılan bir Programlama Dilidir.
MIT Kuralı	: (Massachusetts Institute of Technology) kuralı
MOSFET	: Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör
MRAC	: Model Referans Adaptif Kontrol (model reference adaptive control)
PCB	: Printed Circuit Board (Baskı devre kartı)
PI	: Oransal integral kontrol
PIC	: Çevresel ara yüz kontrol elemanı (Peripheral Interface Controller)
PID	: Oransal-integral ve türev kontrolü
PD	: Oransal türev kontrolü
PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor
PSO	: Parçacık sürüsü optimizasyon
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonun (pulse width modulation)
SİMULINK	: MATLAB programında sistemlerin modellenmesi ve simülasyonunun sağlanması amacıyla kullanılan arayüz
VKI	: Voltaj kaynaklı invertör
YSA	: Yapay Sinir Ağı
YUDAM	: Yabancı Uyartımlı Doğru Akım Motorları
YUDA	: Yabancı Uyartımlı Doğru Akım
WOA	: Balına Optimizasyon Algoritması

1. GİRİŞ

Elektrik motorları, 19. yüzyıldan günümüze kadar modern toplumun vazgeçilmez donanımlarından birisi olmuştur. Günümüze kadar yapılan farklı pratik uygulamalar, ihtiyaca cevap verebilecek şekilde çeşitli elektrik motor tasarımlarına sebep olmuştur. 20. Yüzyılın sonlarına kadar değişken hız ve moment gereksinimine sahip uygulamalarda yüksek kalkınma momenti ve verime sahip klasik DA motorları yaygın olarak kullanılmaktaydı. Ancak, komütasyonun mekaniki olarak sağlandığı bu klasik DA motorlarında fırçaların kollektör dilimlerine baskısından kaynaklanan gürültü, aşınma, ark oluşumu ve bakım gereksinimi gibi birtakım zorluklar klasik DA motor kullanımını olumsuz yönde etkilemiştir. Bu sakıncaların istenmediği uygulamalarda klasik DA motorları yerini farklı fırçasız motor tasarımlarına bırakmıştır (Gedikpınar, 2002). Bu tasarımlardan birisi olan fırçasız doğru akım (FDA) motorunun çalışma ilkesine dair tanım, Harrison ve Rye'nin 1955 yılında almış olduğu patent "mekanik komütasyonun yerini alması için kullanılan tristör komütatör devresi" ile literatüre geçmiştir (Brailsford ve Rye, 1955).

FDA motorunun endüvisinde (rotorunda) kalıcı mıknatıs, endüktöründe (statorunda) bobin grupları yer almaktadır. Endüktörde yer alan bobin grupları endüvi konumuna göre doğru akımla enerjilenmektedir. Bu nedenle FDA motorunun endüvi konumunun bilinmesi oldukça önemlidir. Endüvi konumu sensörlü kontrol teknikleriyle belirlenebildiği gibi sensörsüz kontrol teknikleriyle de belirlenebilmektedir. Endüvi konum bilgisi mikrokontrolöre gönderilir. Mikrokontrolör endüktör sarım gruplarından hangisinin enerjilenmesi gerektiğine karar vererek sürücü devresine ilgili veriyi gönderir. Bu durum FDA motorunun çalışması boyunca tekrar eder. Bu sayede FDA motoru düzgün bir şekilde çalışmasını sürdürür.

Yarı iletken teknolojinin elektronik sektöründeki etkisine ve kullanılmaya başlanan yeni magnetik malzemelere bağlı olarak fırçasız doğru akım motoru (FDAM) gelişmeye devam etmiştir. Öyle ki 1970'lerden sonra FDA motorlarında kullanılmaya başlanan hall sensörleri ve bulunan yeni kalıcı mıknatıs malzemeleri sayesinde bu motorlar üzerine sayısız çalışma yapılmıştır. Ayrıca 1990'ların sonundaki bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler sayesinde FDA motor sürücü sistemleri bilgisayarlı kontrol teknikleriyle kullanılmaya başlanmıştır. Bilgisayarlı kontrollü FDA motor sürücü sistemleri; tork dalgalanmalarının minimizasyonu, dinamik ve sabit hız tepkisi gibi farklı kontrol stratejilerinin geliştirilebilmesine olanak sağlamıştır. Bilgisayarlı kontrol

teknikleri üzerinde yapılan her yeni çalışma ile literatürde yer alan kontrol teknikleri ve teorileri zenginleşmeye devam etmektedir (Xia, 2012).

FDA motorlarının endüvi sargısı bulunmaması endüvi çapının küçülmesine, sargının endüktörde bulunması sayesinde uygulanan akım kaynaklı oluşan ısıнын dış ortama rahatlıkla atılmasını sağlamaktadır. Kollektör dilimlerinin bulunmaması da yüksek hızlarda motor dilimleri arasında oluşabilecek tehlikeli gerilim değerlerini ortadan kaldırarak motorun çalışma hız aralığını arttırmaktadır. Fırça bulunmaması nedeniyle oluşan mekaniki kayıplar azalmış, ark oluşumu da ortadan kalkmıştır. Hız kontrollerinin de düzgün olması nedeniyle FDA motorları birçok alanda kullanım alanı bulmuştur.

FDA motorlarda fırça bulunmadığı için komütasyon elektronik sürücü kartı ile gerçekleştirilir. Bu nedenle motor gürültüsü düşmüş bakım gereksinimi de ortadan kalkmıştır. FDA motorların momentleri ve verimi yüksektir. Uzun ömürlü olmaları ve hassas bir şekilde kontrol edilmeleri nedeniyle; kullanılan ev aletleri, savunma sanayii, robotik sistemler, hava araçları, kara ve deniz araçları gibi çoğu alanda FDA motorlar kullanılmaktadır (Tetik, 2019).

Bulanık (fuzzy) sistem; hümanistik davranışları ve tabiatın işleyişini simüle edecek biçimde akıl yürüten mikrokontrolör tabanlı yapay zekâ yapılarıdır. Bulanık kontrol (BK); bulanık yapılarda problem çözmek amacıyla kullanılan sistemler olup uygulamalarda zaman, enerji gibi kazançların yanında işgücü gibi ekonomik kazançlar da sağlamaktadır (Saritaş, 2008).

Klasik PID parametreleri bir kereye mahsus ayarlandığı için farklı sabit hızlar ve anlık değişken hızlarda oluşan hata miktarı (yüzdesi) yüksek olabilmektedir. Bu nedenle farklı sabit hızlar ve anlık değişken hızlarda hata yüzdesini azaltmak amacıyla harici denetleyici ya da algoritma kullanarak PID parametrelerinin anlık güncellenmesi hedeflenmiştir.

MATLAB/Simulink üzerinde simülasyonu yapılan uygulamada referans hız değeri ile rotordan alınan hız farkı alınarak hata elde edilmiştir. Hata ve bir önceki hata değeri, oluşturulan kural tablosu için bulanık mantık girdisi olarak kullanılmıştır. Bulanık mantık çıktısı, PID giriş parametrelerini (K_p , K_i ve K_d) vermektedir. Bu işlem FDAM çalıştığı sürece devam etmektedir.

Bu çalışmada fuzzy parametrelili PID kontrolörün klasik PID kontrolörüne göre maksimum aşım yüzdesi, yerleşme zamanı ve kararlı durum hataları optimize edilmeye çalışılmıştır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Onlarca yıldır Fırçasız Doğru Akım Motorları üzerinde çalışma yapılmış olup tezin hazırlanması sürecinde yapılan araştırmalar neticesinde güncel çalışma konularının dört ana kategoride yoğunlaştığı gözlemlenmiştir.

- Kullanım amacına göre FDAM (BLDC) motor tasarımı
- FDAM (BLDC) kontrol yöntemleri
 - Sensörlü kontrol yöntemleri
 - Sensörsüz kontrol yöntemleri
- FDAM (BLDC) komütasyonunun azaltılması
- Elektrikli araçlarda FDAM (BLDC)'lerin çalışma rejimleri

Bu ana başlıklar altında; çalışılan tez konusu ile bağlantılı olarak Fırçasız Doğru Akım Motorları üzerinde yapılmış olan çalışmalar kronolojik sırayla verilmektedir.

Iizuka ve ark. (1985), “Sensörsüz Fırçasız motor için mikro bilgisayar kontrolü” isimli çalışmalarında; enerji tasarrufu ve konforlu bir ortam elde etmek amacıyla klimalarda kullanılan kompresörler için değişken bir hız elde etmeye çalışmışlardır. Kompresörün mevcut yapısı nedeniyle şaftında sensör kullanımının zor olduğunu, sensörün bu çalışma ortamı için çok güvenilir olmadığını ve seri üretiminin de imkânsız olduğu gerekçesiyle sensör yerine rotor konumunun zıt EMK tarafından belirlenmesini içeren bir yöntem benimsemişlerdir. Ayrıca durağan haldeki motorun zıt EMK ’sının sıfır olduğunu, bu durumda da sensörsüz olarak motorun çalışmaya başlamasını sağlayan bir başlatma tekniğini önermişlerdir. Kurdukları sistemin kontrolünü sağlamak için motor hız kontrolü ve sensörsüz başlatma tekniği içeren bir sistem kullanmışlardır. Durağan halden başlatma ve bir kıyıcı kullanılarak oluşturulan sistemin motor hız kontrol performansını mikrobilgisayarda programlanmış yazılım tarafından sağlamışlardır. Ayrıca sürücüyü hasardan koruyan programlanabilir mantık dizini (PLA) kullanmışlardır.

Erdman (1987), gerçekleştirdiği çalışmasında; sabit kısmı çok sarımlı, hareketli kısmı mıknatıslı olan döner düzeneğin elektronik olarak komütasyonunu sağlamak amacıyla sarım gruplarına, dönebilen düzeneğin açısal konumunu temsil eden DA gerilimi uygulamıştır. Ayrıca döner düzeneğin dönmesini sağlamak için sarım kademelerine sırayla DA gerilimi uygulamış ve kurulu döner düzeneğin dönmesini sağlamıştır. Çamaşır makinesinde kullanılmak için tasarlanmış olan bu sistem ile Erdman 4,654,566 sayılı patenti almıştır.

Karaca (2004), tez çalışmasında; FDAM'ın çalışma prensibi, yapısı, kullanım alanları, avantaj ve dezavantajları, sensörlü ve sensörsüz kontrol metotlarını incelemiştir. Ayrıca, çalışmasında kullandığı dıştan rotorlu FDAM için zıt-EMK'den faydalanarak elde edilen rotor konumuna uygun sinyal üreten ML4425 tüm devre kullanmış ve motor hızını Zıt-EMK'ya bağlı olarak sensörsüz olarak kontrol etmiştir. Tasarladığı sistemde PIC16F877 mikrodenetleyici kullanarak PI hız kontrol algoritmasıyla motor sürücüsünü yönlendirmiştir. Ayrıca sistem maliyetini ve karmaşasını azaltmak için invertör devresinde P kanallı MOSFET kullanarak MOSFET sürme devre gereksinimini ortadan kaldırmıştır.

Shao (2006), yayınlamış olduğu çalışmasında; sensörsüz FDAM sürücü sistemini otomotiv sektörüne adapte etmeye çalışmıştır. FDAM motor dönüşünü algılamak üzere tasarlanan invertörde yer alan MOSFET'ler üzerindeki gerilim düşümlerinden faydalanarak akıma duyarlı $R_{ds(on)}$ tekniği gibi bazı teknikler önererek ilgili simülasyonu ve uygulama sonuçlarını paylaşmıştır.

Yıldız (2009) yaptığı tez çalışmasında; FDAM'ın özelliklerine değinerek üç fazlı dinamik simülasyonunu gerçekleştirmiştir. Simülasyonunda PI (Oransal İntegral) kontrol kullanarak sistemi MATLAB/Simulink üzerinde modellemiş ve motorun hızını kontrol etmiştir. Araştırmasının sonucunda FDAM için yüksek performans elde ederek bu tür uygulamalar için başarıyla kullanılabileceğini göstermiştir.

Sarıtaş ve ark. (2011) gerçekleştirmiş olduğu çalışmalarında doğru akım motorunu Bulanık Mantık Denetleyici kullanarak kontrol etmişlerdir. Çalışma uygulanırken analiz ve performans artırıcı çalışmalara olanak sağladığı için benzetimi MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirmişlerdir. Çalışmalarında doğru akım motor hızını kontrol etmek için oluşturdukları bulanık mantık denetleyici durum değişkenlerini hata ve hata değişimlerini kullanmışlardır. Bulanık mantık denetleyicisinden elde edilen veriler ile PID kontrolünden elde edilen sonuçla karşılaştırmışlardır. Araştırma sonucunda bulanık mantık denetleyici kullanılan sistemin, referans değere ulaşırken oluşan aşmayı ortadan kaldırmışlardır.

Ulu (2011) tez çalışmasında; FDAM'ın yapısını, FDAM motorlarda kullanılan sensörleri ve dsPIC30f mikroişlemciyi incelemiştir. dsPIC30f ile FDA motorunu PI ve PID ile hızını kontrol etmiştir. Elde ettiği simülasyon sonuçlarını deneysel yöntemlerle de sağlamıştır. Yükte meydana gelebilecek değişimlere bağlı olarak motorun istenilen hıza ulaşması için, PI ile elde edilen kontrol sisteminin PID ile elde edilen kontrol sistemine göre daha verimli olduğuna dair sonuçları paylaşmıştır.

Kandiban ve Arulmozhiyal (2012) uyarlanabilir bulanık mantık ve PI kontrol algoritmaları kullanarak FDAM hızını yeni bir yöntemle kontrol etmiştir. Simülasyonu MATLAB araç kutusunda yer alan bulanık mantık ve PI denetleyicileri kullanılarak tasarlamışlardır. Fırçasız DA motorunun yükselme süresi, tepe aşımı, kurtarma süresi, yerleşme süresi ve sabit durum hatası gibi parametreleri önerilen denetleyicinin performansını analiz etmek için kullanmışlardır. Simülasyon sonucunda FDA motoru için uyarlanabilir bulanık mantık ve PI kontrol tekniklerini karşılaştırmışlardır. Her iki teknik için durum değişkenleri atamış ve her iki sistemin tepkisini ayrı ayrı incelemişlerdir. Sonuçta uyarlanabilir bulanık mantık denetleyicisinin klasik PI denetleyicisine kıyasla daha tatmin edici ve iyi sönümlenmiş performans gösterdiğini ortaya koymuşlardır.

Premkumar ve Manikandan (2013), çalışmalarında; FDAM için uyarlanabilir mantık denetleyicisini MATLAB/Simulink ortamında sabit ve değişken yük koşullarında klasik PI denetleyici ile karşılaştırmışlardır. Ayrıca kararlı durum hatası, yükselme süresi, tepe aşımı, toparlanma süresi ve yerleşme süresi gibi çeşitli kontrol sistem parametrelerini ölçerek analiz etmiş ve sistemleri birbirleriyle karşılaştırmışlardır. Sonuçta PI denetleyicide yükselme süresini 0,4 saniyeden 0.08'e, yerleşme süresi 1,0 saniyeden 0.1 saniyeye önerilen uyarlanabilir mantık denetleyicisini kullanarak indirmiştir. Sistem için kararlı durum hatası 3,5 olarak kalmıştır. Uyarlanabilir mantık denetleyicisinin PI denetleyiciden daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymuşlardır.

Azalan yük torku (Durum A) ve artan yük torku (Durum B) için PI denetleyici ile önerilen uyarlanabilir denetleyici de karşılaştırılmış, Durum A için maksimum aşım yüzdesi 13'ten 0.17'ye, Durum B için minimum aşım yüzdesi 12'den 0.54'e, kararlı durum hatasını Durum A için 8'den 3.5'e, Durum B için 20'den 6'ya, toparlanma süresini Durum A için 2.0'dan 0'a Durum B için 2.2'den 0'a indirmiştir.

Bayraktar (2015), yapmış olduğu tez çalışmasında DA motorları ile FDA motorları hakkında teorik bilgiler vermektedir. Oluşturmuş olduğu FDAM matematiksel modelden faydalanarak MATLAB/Simulink ortamında FDAM motoru simüle etmiştir. Simülasyondan elde ettiği modeller üzerine PI kontrolü eklenmiş ve elde edilen sonuçlar inceleyerek YUDA ve FDA motorları birbirleriyle karşılaştırmıştır.

Çorapsız (2018), tez çalışmasında; düşük ve yüksek hızlara ulaşabilen FDA motorlarda komütasyonu sağlamak amacıyla kullanılan elektronik tasarımların oluşturduğu moment dalgalanmalarını, geleneksel kontrol tekniklerinden PI kontrol ve BK teknikleri kullanılarak DA hat gerilimini kontrol etmiştir. Çalışmasında DA-DA

dönüştürücü kullanmış ve komütasyon zamanlarında ölçülen akım ve gerilim değerlerine bağlı olarak bobin uçlarına gelen akımların tepe değerde eşitlenmesini sağlamak amacıyla bölge seçici devre kullanmıştır. Farklı koşullar altında simüle ettiği çalışması neticesinde elde ettiği sonuçları klasik FDAM ile ilgili yapılan çalışmalarla karşılaştırarak KMD'nin dikkate alınır değerde azaldığını göstermiştir.

Sümeýra ve İskender (2018) çalışmasında, son yıllarda popülerlik kazanan FDAM kontrolünde kullanılan klasik kontrol yöntemlerinin yetersiz kalması sonucunda modern kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulduğu için FDA motoru MIT kurallı model referans uyarlamalı kontrol (MRAC) kullanarak kontrol etmiştir. Ayrıca referans hız olarak darbe fonksiyonu, sinüs dalgası ve adım fonksiyonu uygulanarak sistemin çıkış hızını gözlemlemiştir. Simülasyon sonuçlarına göre sistem hızının referans model hızını takip ettiğini göstermiştir. Bu süreçte motorun ısınmasından dolayı sargı direnç değerinin değişeceği düşünmüş ve bu duruma göre motor giriş direnç değerini arttırarak sistem çıkışını tekrar düzenlemiştir.

Topal (2019) tez çalışmasında; FDAM (BLDC) kontrol sistemlerinden birisi olan hall sensörlü kontrol sistemini, sensörsüz kontrol yöntemlerinden ise nötr noktalarından algılanan Zıt-EMK ve tahmini hıza dayalı kayan mod gözlemcisi kullanmış ve bu kontrol yöntemlerini MATLAB/Simulink üzerinde simüle ederek, referans hız-Değişken yük altında simülasyon sonuçlarını elde etmiştir.

Bayır (2019), tez çalışmasında FDA motorunu çamaşır makinelerinde kullanılmak üzere bir sürücü tasarlamıştır. FDA motor için sensörsüz kontrol tekniklerinden karmaşık matematiksel işlemlere sahip bir algoritma olan AYK kullanarak FDAM sürücüsünü modellenmiş ve sürücüyü TMS320F28035 mikrodenetleyici kullanarak motoru sürmüştür. Sonuçta PI denetleyiciye kıyasla daha iyi sonuçlar elde edildiğini göstermiştir.

Gölen (2020), tez çalışmasında engel tanıyan her bir tekeri kapalı çevrimli olan FDAM kullanarak dört çeker mobil robot uygulamasını LabVIEW yazılımıyla oluşturmuştur. Gerçekleştirmiş olduğu uygulamada Myrio-1900 FPGA geliştirme kartı kullanmıştır. Çalışmasında geniş hız aralıklarına sahip FDAM'ın sürülmesinde hız/konum kontrolü yapabilmek amacıyla Odrive kullanmıştır. Bu sayede mobil robotun dönüş hareketlerinin daha hassas hale geldiğini, enerji tasarrufu sağlandığını ve çalışma süresinin arttığını göstermiştir.

Aslan (2020) tez çalışmasında; ANSYS Rmxprt and Magnet programıyla FDA motor tasarımına ait 3D çizimi yapmış ve tasarladığı FDA motorunu dayanıklılık, verim ve kullanılabilirlik testlerine tabi tutmuştur. Elektrikli araçlarda kullanılmak üzere

gerçekleştirdiği FDAM tasarımına ait simülasyon sonucu, tasarım için planlanan verim değerine ulaştırmıştır. Tasarımda kullandığı malzemelerin verime etkilerini, gerçekleştirdiği simülasyondan elde ettiği verilere dayanarak değerlendirmiştir.

Issa Etier ve Kannan (2021), gerçekleştirdikleri çalışmada; FDA motorun elektronik olarak komütasyonunu sağlayarak motorun tork, gerilim ve hız tepkisi gibi çıktılarını incelemiştir. Motor hızını iyileştirmek için kontrolör parametrelerine ince ayar yapmıştır. Kesirli dereceli PID denetleyiciye sahip, üç fazlı voltaj kaynaklı invertör (VKI) tarafından beslemesi sağlanan FDA motorun olumlu tepki verdiğini bulgularına eklemiştir. Çalışmasında konu olan ilgili tasarım MATLAB/Simulink üzerinde simüle ederek simülasyon sonuçlarını analiz etmişlerdir.

Gökçen (2021), yüksek lisans tez çalışması kapsamında; lineer dinamik blok ile statik nonlinear blok arasındaki bir dizi ardışık bağlantı olan Wiener tanımlamasını, statik nonlinear blok ile lineer dinamik blok arası ardışık bağlantı olan Hammerstein tanımlamasını, sistemden ölçülen girdi-çıkı veri çiftlerini kullanarak bir kara kutu tanımlaması yaklaşımı yapan ARMA-NARMA modellerini, nonlinear ve kompleks dinamiklerden oluşan bir sistemi tanımlamak amacıyla kullanılan ANN tabanlı tanımlamıştır. Bu tanımlamalardan faydalanarak YSA modeli eğitmiş ve denetleyici yapısının bir parçası olarak ANN tabanlı kontrolörün çalışmasını, nonlinear sistemleri için gürültü, parametre belirsizlikleri ve değişiklikleri gibi bozucu etkiler üzerinde etkili ve güçlü yöntem olan adaptif kontrolörü, kapalı döngü sisteminin istenen çıktısı ile gerçek çıktısı arasındaki izleme hatasını hesaplamak için kullanılan PID kontrolörü, sistemi mevcut kaotik davranıştan bir limit çevrimi veya asimptotik olarak kararlı denge noktasında çalıştıran kaos kontrol algoritmalarını araştırarak FDA motorun Kaos kontrolü için online öğrenilebilir Wiener-Hammerstein tabanlı uyarlanabilir kontrol simülasyonunu MATLAB/Simulink ile tasarlamış ve bu tasarımı baz alan kontrolör tasarımını gerçekleştirmiştir. FDA motorun kaotik davranışı, sistem parametrelerinin değişimi ve bozucu etkilerinin neden olduğu doğrusal olmayan karmaşık dinamikleri bastırmak için çevrimiçi öğrenme modeli tabanlı bir yaklaşım önermiştir.

Büyükyıldız (2021), yüksek lisans tez çalışması kapsamında; Zıt-EMK ile sıfır geçiş noktası dedektörü yöntemi, üçüncü harmonik voltajı algılama yöntemi, serbest geçiş diyotunun iletim yöntemi ve Zıt EMK'nın integrasyon yöntemi gibi ZIT EMK temelli yöntemler, akı kestirimi temelli yöntem, gözlemci temelli yöntemleri FDA motorların sensörsüz kontrolü kapsamında incelemiştir. Çalışmasında JK42BLS04 FDA motorun MATLAB/Simulink ortamında sensörsüz şekilde modellemiş ve Tip-1 bulanık mantık

kontrol sonuçlarını, Tip-2 bulanık mantık sonuçlarını, PI kontrol sonuçlarını ve PID kontrol sonuçlarını elde ederek sonuçları birbirleriyle karşılaştırmıştır. Sonuç olarak motorun boşa, yük altında ve gürültü sinyali altında tip-2 bulanık mantık kontrolörün açıkça üstün olduğunu belirtmiştir.

Tran ve ark. (2022), çalışmalarında; FDAM sürücülerinin doğruluğunu ve kararlılığını geliştirmek için çevrimiçi ayarlama yöntemi önermişlerdir. Kontrolör kazançlarının geleneksel yöntemlerle ayarlanmasının FDA motor için performans kriterlerini karşılamadığı ve değişen yükler altında büyük hataların ortaya çıktığını belirtmişlerdir. Bu sorunun üstesinden gelmek için bir parametre tahmincisi ve bir parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) algoritması önermişlerdir. PSO yöntemi, motorun optimal zaman yeteneğini arttırmak, ayarlanan kazançların yük değişimlerinde motorun optimum verimde çalışmasını sağlamak için kullanmışlardır. Ayrıca PSO yöntemi ile yakınsama süresini de iyileştirmek için parametre tahmincisine ait bir arama tablosu (LUT) ile birleşimini önermişlerdir. FDAM sürücülerinin oransal-integral-türev (PID) hız ve konum kontrolörünün optimal kazançlarını belirlemek için uygulanmış bir yöntemdir. Önerilen yöntemin etkinliği deneysel sonuçlarla da doğrulamışlardır. Nihayetinde önerilen yöntemle FDAM için değişen yük koşullarına uyum sağlayabilen sürücüye PID hızı ve konum denetleyici için çevrimiçi ayarlı bir parçacık sürüsü optimizasyon (PSO) algoritması geliştirmişlerdir.

Sharma ve ark. (2022), çalışmalarında FDAM hız kontrolünün verimini arttırmak amacıyla BOA kullanarak yeni bir LKR kontrol stratejisini önermişlerdir. LKR-BOA kontrollü FDA motordan elde edilen geçici tepki, değerlendirilmiş ve geleneksel LKR ve PID kontrolörleri ile karşılaştırmışlardır. Elde edilen veriler, referans hız değişimi de dâhil edilerek, referans hızını takip eden geçişlerin yerleşme süresinde önemli iyileştirmeler sağlandığını göstermişlerdir. FDAM matematiksel gösteriminin de açıklandığı bu çalışma BOA metodolojisine dayalı LKR'yi tartışarak önerilen kontrolör yöntemi hakkında da bilgi içermektedir.

Wang ve ark. (2022), FDA motor için mevcut kontrol yöntemlerinde bulunan zayıf uyarlanabilirlik problemlerini hedefleyen, FDAM hızının kontrol performansını iyileştirmek için çalışmalarında AFPID önermişlerdir. AFPID, geleneksel bir PID denetleyicisi ("conventional PID Controller" C-PID) ve yapılandırılabilir bir bulanık mantık denetleyicisi (C-PID-FLC) ile PI+PD mimarileri içermektedir. C-PID-FLC'deki FLC iki bulanık çıkarım motorundan oluşturulmuş olup biri PI kontrolü için parametreleri kendi kendine ayarlamak için, diğeri ise PI kontrol parametrelerinin ölçekleme faktörü

kendi kendini ayarlaması için kullanılmıştır. C-PID-FLC'deki PD yapısı temel olarak salınımı azaltmak, aşmanın üstesinden gelmek ve statik hataları etkili bir şekilde ortadan kaldırırken sistem yanıtını hızlandırmak için kullanılmaktadır. Sistem belirli bir kararlı dönüş durumuna ulaştığında AFPID, C-PID kontrolör zeminini hız hatasına göre ayarlar böylece kontrol maliyetlerinden tasarruf sağlamaktadır. AFPID, C-PID ve C-PID-FLC'nin avantajlı olduğu durumlar uyarlamalı olarak gerçekleştirmişlerdir. Çalışma diğer kontrol yöntemleriyle karşılaştırıldığında, önerilen kontrolörün faydaları vurgulanmıştır. Sonuçlar, AFPID kontrolörünün, yük bozulmasındaki ve parametre değişimindeki değişikliklerden bağımsız olarak daha iyi bir kontrol performansına sahip olduğunu göstermişlerdir.

Tripathi (2022), çalışmasında; FDA motor kontrol cihazı donanımının tasarlanması konusunda referans olmayı hedeflemiş olup farklı motor kontrol cihaz bileşenlerinin temel tanıtımı ve bunların işlevleri hakkında bilgi paylaşmıştır. Kullanıma hazır kapı sürücülerinde mevcut olan farklı entegrasyon seviyeleri vurgulanmış olup alçak gerilim orta akım uygulamasında entegre kapı sürücüsünün kullanım durumu, BOM ve tasarım karmaşıklığına dayalı karşılaştırmalı bir değerlendirme sunmuştur. Son kullanıcının donanımını tasarlamasına olanak sağlamak amacıyla, bir FDA motor kontrol cihaz prototipi için üreticiden bağımsız bileşen seçimine yönelik adım adım bir kılavuz hazırlamıştır. Ayrıca donanım için PCB tasarlarırken dikkate alınması gereken ana tasarım zorluklarına ve kısıtlamalara da dikkat çekmiş olup alandaki bilgiyi geliştirmeye yönelik bir referans listesini de eklemiştir.

Kaliappan ve ark. (2022), gerçekleştirdikleri çalışmada anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanarak PIC mikrodenetleyiciyi kullanmışlardır. FDA motorun hızı için kullandıkları PIC mikrodenetleyici IoT tabanlı olup motorun farklı çalışma şartlarında daha az hesaplama süresine ve gelişmiş performansa sahip BAT algoritması ile farklı yükler ve farklı hız çeşitleri için meydana gelen güvenlik sorunlarını ortadan kaldırmaya çalışmışlardır. BAT Algoritması (BA) sayesinde motor parametreleri optimize edilmiş ve IoT ile de motorun performansını yükseltmişlerdir.

Zhou ve ark. (2022), yapmış oldukları çalışmada 120° anahtarlama mantığına sahip klasik Hall-sensörü kullanmışlardır. Hall kontrollü FDA motorların çalışmasına komütasyon açısının etkisini analiz etmişlerdir. Endüktans değeri büyük motorlarda, faz akımlarının ve zıt-EMK'in motorun yanlış hizalanmasına sebep olabileceğini ayrıca bu durumun da torkta azalmaya yol açabileceğini göstermişlerdir. Motor parametrelerine ve çalışma şartlarına bağlı olan bu komütasyon açısını giderebilmek için basit bir kontrolör

önermişlerdir. Önerilen kontrolör sayesinde sabit durum tork-hız karakteristiği çeşitli çalışma koşulları için motoru oldukça iyi hale getirdiğini ifade etmişlerdir.

Karabacak ve ark. (2022) yayınlamış oldukları bildiride, elektrikli araçlarda kullanılan FDAM hız kontrolünün akıllı kontrol yöntemleriyle modellenmesi için geliştirilmiş bir simülasyon çalışması yapmışlardır. Çalışmalarını Matlab/Simulink ortamında hazırlamışlardır. Birinci kontrol yöntemi Tip-1 bulanık mantık kontrolü, ikinci kontrol yöntemi ise Aralıklı Tip-2 bulanık mantık kontrolü modelidir. Her iki model için de farklı üyelik sayılarına yönelik üyelik fonksiyonları oluşturmuşlardır. Kontrol yöntemlerini Matlab/M-file ortamında hazırlanmışlardır. Model, referans hız ile motor hızı arasındaki fark olan hatanın giriş değişkeni ve motora uygulanan PWM sinyalinin çıkış değişkeni olarak tanımlamışlardır. Simülasyon çalışması, referans hız ve uygulanan yük değerlerine bağlı olarak FDAM hızını Tip-1 ve Tip-2 bulanık kontrolörleri ile referans hıza kadar tuttuğunu ve farklı üyelik sayısına bağlı olarak kontrolör performanslarının motor hızı kontrolü üzerindeki etkileri gözlemlemişlerdir. Tip-2'nin ilgili referans değerine Tip-1'den daha hızlı ulaştığı ve ilgili referans değerinin üzerine çıkmadığı gözlemlenmiş ve bu sayede hem sürücü performansı arttırılmış hem de ani hızlanmaların yaşanmamasını sağlamışlardır.

Bhargazi ve Wazeed (2023), çalışmalarında FDAM motoru kontrol etmek amacıyla Hibrit Bulanık-FOPID kontrolörü kullanmışlardır. Motor girişine uygulanan DA sinyalini bulanık denetleyici ile kontrol etmişlerdir. Kullandıkları meta-sezgisel algoritma ile FOPID denetleyicinin ayarlarını kontrol etmişlerdir. FDAM için kullandıkları yöntemin işlevselliğini doğrulamak amacıyla yüksüz, değişken yük ve değişken hızlar için test etmişlerdir. Ölçülen hızın referans hızdan sapmasını azaltmak ve torkta meydana gelen dalgalanmaları azaltmak için iki kontrolörü bir arada çalıştırmışlardır. Simülasyonda farklı çalışma koşulları için motor hızı ve tork duyarlılığı büyük ölçüde arttırdıklarını gözlemlemişlerdir.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Elektrik motoru 1821’de Micheal Faraday’ın bilimsel çalışması ile literatüre kazandırıldı. Tarih boyunca karşılaşılan farklı tür sorunlar/ihtiyaçlar bilim insanlarını değişik tür ve tipte motor tasarım ve kontrol çalışmalarına yöneltti.

İki asırdır modern toplumun vazgeçilmez unsurlarından birisi olan elektrik motorlarının karşılaşılan problemlere çözüm olabilmesi için senkron, asenkron, Fırçalı DA, Fırçasız DA motorlar gibi çeşitli motorların tasarımlarının bulunmasına yol açmıştır. Literatürde farklı sınıflandırmalar bulunmasına rağmen genel elektrik motor sınıflandırılması Şekil 3.1’de gösterildiği gibidir.

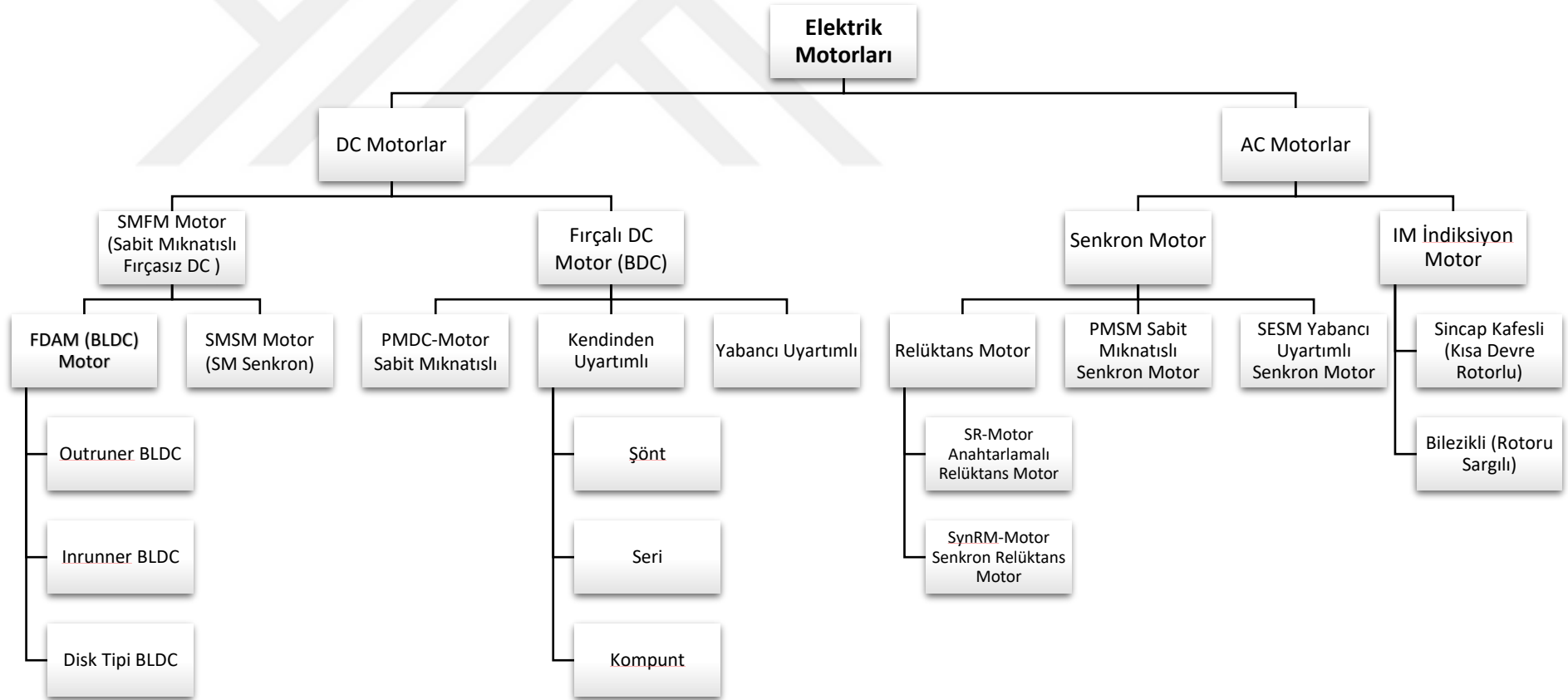
Yüksek tork ve hassasiyete sahip olan senkron motorların verimleri iyi olmasına rağmen kontrol zorluğu, geniş hız yelpazesine sahip bir motor tasarımının yüksek maliyet içermesi, gürültülü çalışması ve torkta meydana gelen dalgalanmalar gibi nedenlerle uygulama alanları kısıtlı kalmaktadır.

Sabit bir manyetik alan içerisinde hareket eden iletkenlerde elde edilen indüksiyon akımının kollektör ve fırçalar yardımıyla doğrultup dış devreye alınması prensibi ile çalışan makineler doğru akım makineleri adı verilir (Altunsaçlı, 2008).

DA makinelerinde manyetik alanın meydana geldiği kısma endüktör, gerilimin indüklendiği ve iletkenleri taşıyan mil üzerine oturtulmuş kısma endüvi, mil üzerinde endüvide indüklenen gerilimi doğrultmamızı sağlayan haddeden geçirilmiş sert bakır kısma kollektör adı verilir.

DA motorları basit yapılı, yüksek tork sağlayabilmesi, kontrol kolaylığı ve farklı hız aralıklarında pillerle kullanılabilir olması nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek verimliliğe sahip olmalarına karşın bu motorlarda komütasyon işleminin mekaniki olarak gerçekleşmesi nedeniyle ortaya kıvılcımın çıkması, mekaniki sürtünmeden dolayı bakım gereksinimine ihtiyaç duyması, üretim maliyetinin yüksek olması gibi nedenlerden dolayı uygulama alanı kısıtlı kalmaktadır.

DA motor yapısı incelendiğinde; endüktör DA makinelerinde manyetik alanın meydana geldiği kısım olduğu; endüvi, gerilimin indüklendiği ve iletkenleri taşıyan mil üzerine oturtulmuş kısım olduğu; kollektör, mil üzerinde endüvide indüklenen gerilimi doğrultmamızı sağlayan haddeden geçirilmiş sert bakır kısım olduğu gözlemlenmektedir.

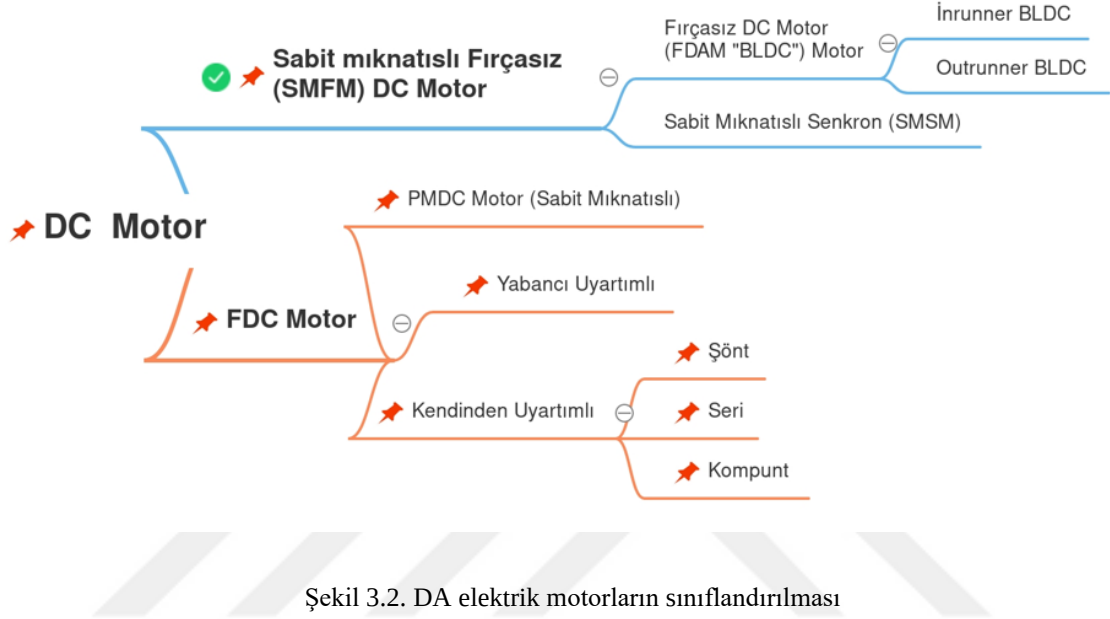


Şekil 3.1. Elektrik motorların sınıflandırılması

Diğer taraftan DA makine teorisine göre DA makinelerinde endüvi dönüş hızı (ω_m), motor sargılarına uygulanan gerilim (U), Sargı akımı (I_a), Sargı omik direnci (R_a), Mıknatıs katsayısı (K_a) ve motorun manyetik akısı (φ_d) olarak alınırsa;

$$\omega_m = \frac{U - I_a \cdot R_a}{K_a \varphi_d} \quad (3.1)$$

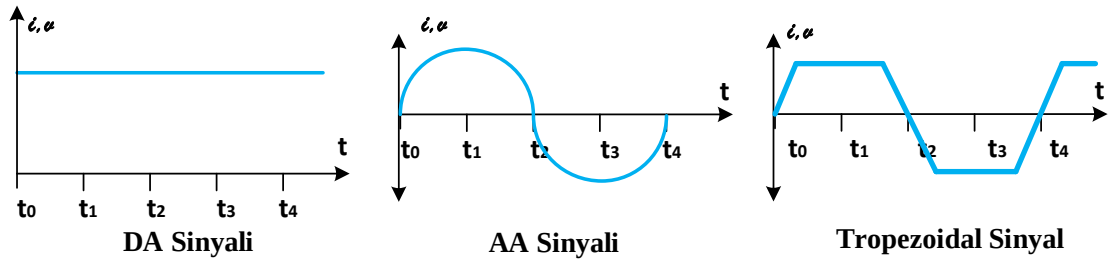
DA motoruna ait devir sayısı elde edilmektedir.



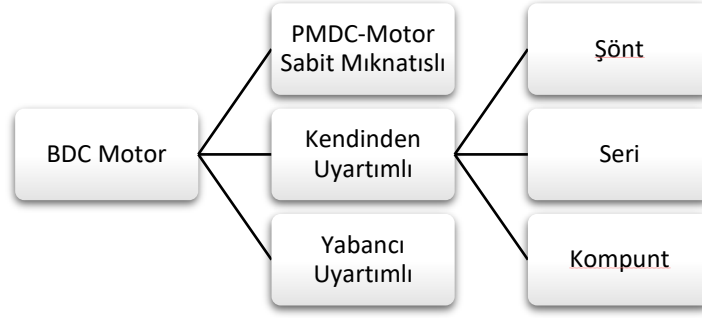
Şekil 3.2. DA elektrik motorların sınıflandırılması

Formül (3.1)'den anlaşılacağı üzere DA motorun hızının;

- motora uygulanan gerilim (U) ile doğru orantılı,
- motor bobin gerilim düşümü ($I_a \cdot R_a$) ile ters orantılı,
- motorun manyetik akısı (φ_d) ile ters orantılı olarak değiştiği gözlemlenir.



Şekil 3.3. DA-AA ve trapezoidal sinyal



Şekil 3.4. Uyarım şekline göre fırçalı DA motorları

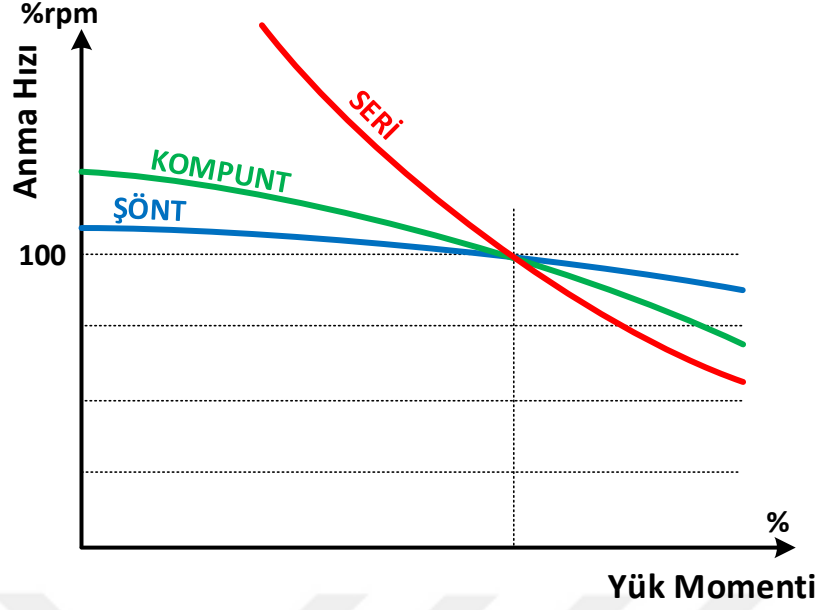
Şekil 3.4 uyarım şekline göre fırçalı DA motorlar üçe ayrıldığı gösterilmektedir. Bunlar;

- SMDC (PMDC)-Motor (Sabit Mıknatıslı): Sargı alanı tasarımı yerine kalıcı mıknatıs kullanılan motorlardır. Geniş hız aralığına ve doğrusal hız/tork eğrisine sahip motorlardır.
- Kendinden Uyarımlı DA Motor:
 - Şönt: Sabit devir ve düşük momente sahiptir.
 - Seri: Yük akımı aynı zamanda uyarım akımı olduğu için motor yüke bindikçe devir sayıları düşmektedir. ($E=K \cdot \Phi \cdot n$)
 - Kompunt: Endüviye (Rotor) seri ve paralel kutup sargıları bulunmaktadır.
- Yabancı Uyarımlı DA Motor: Endüktör ve rotor farklı kaynaklardan beslenen motorlardır.

DA motorlarının bakım gereksinimine ihtiyaç duymalarının en büyük sebebi fırçalardır. Endüvide indüklenen gerilimi dış devreye alabilmek veya dış devredeki gerilimi endüviye iletebilmek amacıyla kullanılan yumuşak bakır veya karbon malzemeden yapılan malzemeye fırça adı verilmektedir.

Yabancı uyarımlı DA Motorlarda kutup sargısı ile endüvi sargısı birbirinden bağımsız olduğu için devir sayısını değiştirmede motora uygulanan gerilim veya motorun manyetik akısı kullanılır.

Yabancı uyarımlı DA motorlarında shaft üzerine binen yüke bağlı olarak motor devrinde azalma gözlemlenir. Fırçalı DA motorlarda yük momenti ile hız arasındaki ilişki aşağıdaki şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5. Kendinden uyarımlı fırçalı DA motorlarında yük momenti ile hız arasındaki ilişki

Çalışması bakımından senkron motorlar sınıfına dahil edilebilen, bünyesinde fırça ile kollektör dilimlerini barındırmayan ve uygulanan gerilim nedeniyle DA motorlar sınıfına dahil edilebilen Fırçasız DA (FDA) motorları, Brailsford ve Rye (1955) tarafından komütasyonu tristör ile sağlamıştır. Bu araştırma sayesinde Wilson ve Trickey (1962) ilk katı hal değiştirmeli DA motorunu geliştirmesiyle bilim adamlarının ilgisini çeken motor FDAM olmuştur.

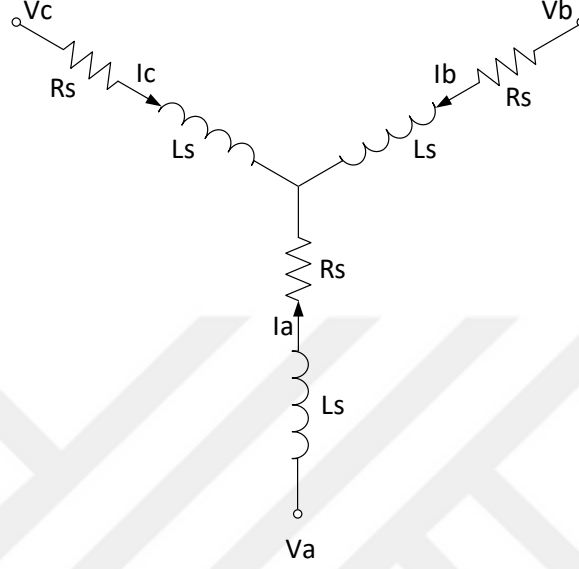
3.1. Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM)

Fırçasız DC Motorlar, komütatör ve fırçaların fonksiyonunu katı hal anahtarları ile sağlandığı sabit mıknatıslı motorlardır. FDA motorlar tek fazlı, 2 fazlı ve 3 fazlı konfigürasyonlara sahiptir. Stator tipine göre aynı sayıda sargıya sahiptir. Bunlardan 3 fazlı motorlar en popüler ve yaygın olarak kullanılanlardır. Motorun özel yapısı nedeniyle trapezoidal bir Zıt elektromotor kuvveti (EMK) üretir ve buna bağlı olarak motor akımı titreşimli bir tork meydana getirmektedir (Immaneni, 2013).

3.1.1. FDA motorların yapısı

Fırçasız DC Motorlar (FDAM), özel elektrik makineleri sınıfında yer almaktadır. Uygulanan gerilim dikkate alındığında DA motoru kabul edilebilir. Ancak yapı olarak senkron motorlara benzetilmektedir. Endüvisi sabit mıknatıstan meydana gelir ve FDAM motorlarda karbon fırça bulunmadığından anahtarlama anlarında ark oluşumu meydana gelmez. Bu nedenle

- Uzun ömürlüdür,
- Bakıma ihtiyaç duymaz,
- Gürültüsüz çalışır ve
- Yüksek verime sahiptir.

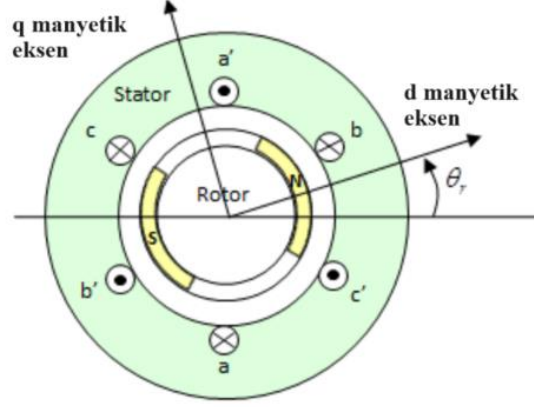


Şekil 3.6. Stator sargıları için eşdeğer elektrik devresi

Diğer taraftan motor hız ve konum kontrolü sağlayan elektronik sürücü kullanıldığından rotorun konumunu tespit etmek için sensör kullanılır. Bu sayede rotorun kontrolü hassas bir şekilde sağlanır. Diğer taraftan bu motorların sensörsüz kontrol yöntemleri de mevcut olup ileride tartışılacaktır. Fırçasız DA motorları, yüksek verime sahip olup başlatılması ve durdurulması kolay olduğundan motorun dinamik cevabı da hızlıdır.

Bazı özel uygulamalar haricinde FDAM motorlar;

- Yüksek maliyetli olmaları,
- Belirli bir gücün üzerinde üretilmemeleri,
- Sürücü ve konum sensörü gerektirmeleri ve
- Yüksek osilasyonlara sahip olmaları nedeniyle kullanım kısıtlamaları yaşamaktadır.



Şekil 3.7. Rotoru tek kutup çifti olan motor yapısı

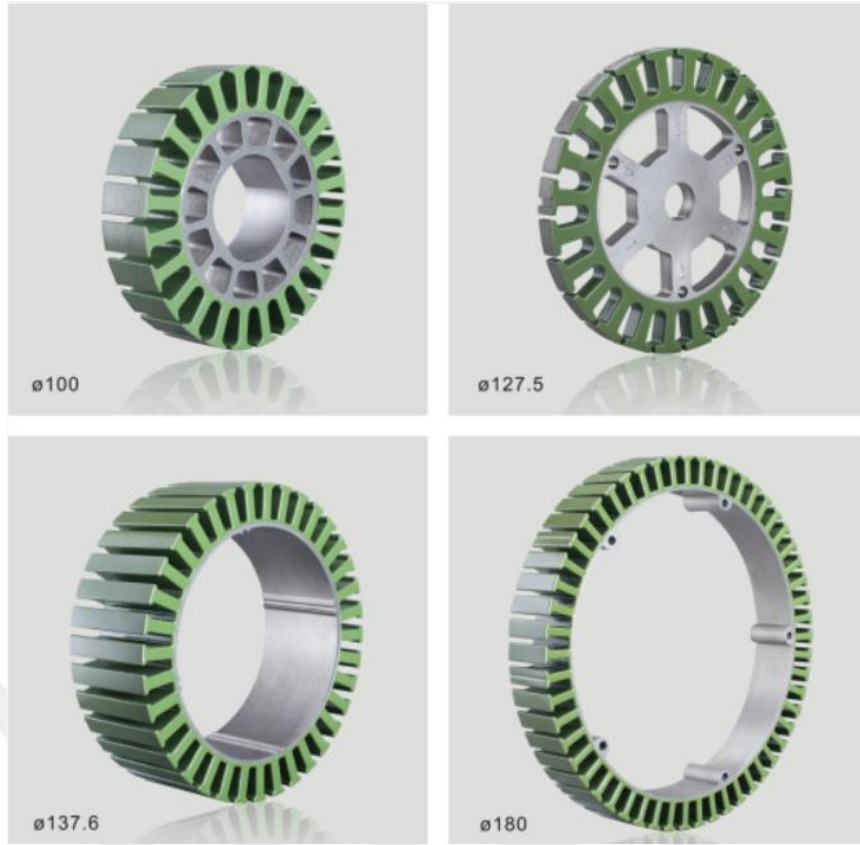
Sürücülerin ve elektronik kontrol kartların ucuzlaması ile kullanımı artmış olup FDA motorlarda komütasyon (Endüvideki akımın yön değiştirmesi) işlemi elektronik olarak sağlanmaktadır.

3.1.1.1. FDA motorların statoru

FDA motorların statoru, diğer birçok motorlarda olduğu gibi statoru dikey kesilmiş birer yüzleri yalıtılarak (eddy kayıplarını asgari düzeye indirmek amacıyla) stator sarım gruplarının sarılması için yuvalara sahip çelik laminasyonlardan oluşmaktadır. Üç fazlı bir FDA motorların stator slot sayısı sarım yöntemi ve faz sayısına bağlı değişim göstermektedir. Laminasyon kalınlığı motor maliyetine, nüve çapına, elektromanyetik karakteristiğe bağlı değişim gösterebilmektedir.

FDA motor stator sarım grupları üç, iki ve bir fazlı olabildiği gibi daha çok faza da sahip olabilmektedir. Stator faz sayısının artmasıyla birlikte motorun kontrol karmaşıklığı da artmaktadır (Dajaku ve ark., 2013).

Üç fazlı FDAM statoru genellikle yıldız bağlansa da üçgen ve zig-zag bağlantı gibi farklı türlerde bağlantılar kullanılmaktadır. Bobin grupları stator oyuklarına önceden hesaplanan/belirlenen manyetik akı yoğunluğunun elde edilmesini sağlanması amacıyla belirli bir düzen ve kural dahilinde yerleştirilmektedir (Yelken, 2022).



Şekil 3.8. İnce saçların preslenmesiyle stator ve rotor oluşumu (Norouzi, 2015)

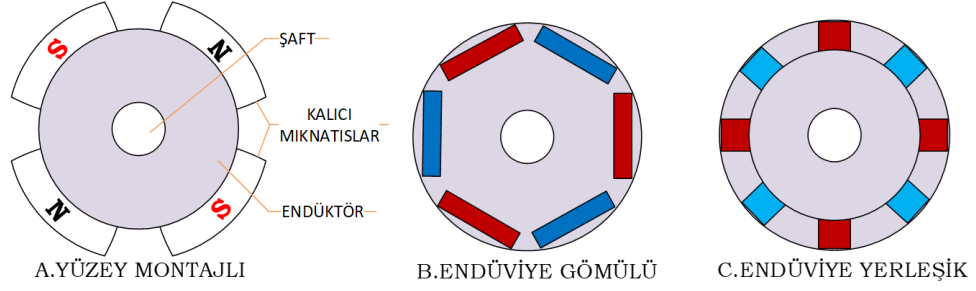
3.1.1.2. FDA motorların rotoru

Fırçasız Doğru Akım (FDAM) motorlarının endüvisi kalıcı mıknatıslı olup, N ve S kutupları genellikle 2 ile 8 kutup çifti arasında değişmektedir.

Rotor yapımında kullanılan mıknatıslar, rotor manyetik alanını sağlamak amacıyla gerekli manyetik akı yoğunluğuna sahip uygun malzemeden yapılmalıdır.

Geleneksel mıknatıs yapımında ferit malzemeler kullanılmasına rağmen teknolojinin gelişimiyle, nadir toprak alaşımları kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır. Ferit malzemeler ucuz olmasına rağmen daha küçük ebatta daha yüksek tork için Neodimyum (Nd), Samarium Kobalt (SmCo), Ferrit ve Boron (NdFeB) gibi toprak alaşımlı mıknatıs kullanılmaktadır.

Mıknatıs, endüviye şekil 3.9'daki gibi farklı şekillerde yerleştirilebilmektedir.

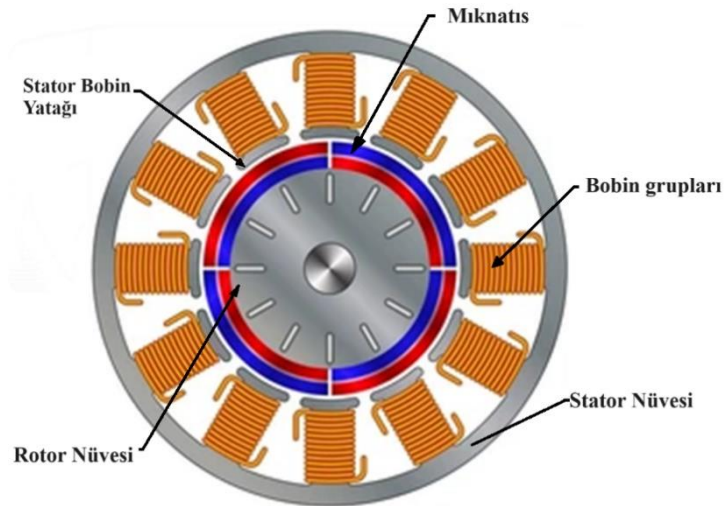


Şekil 3.9. Mıknatısların endüviye yerleşme şekilleri

Farklı uygulamalarda ilgili gereksinimleri karşılamak için FDA motor tasarımları ortaya çıkmıştır. İyapılarına göre Fırçasız DA Motorları incelendiğinde üç sınıfa ayrılmaktadır.

3.1.1.2.1. İç rotorlu FDAM (inrunner BLDC)

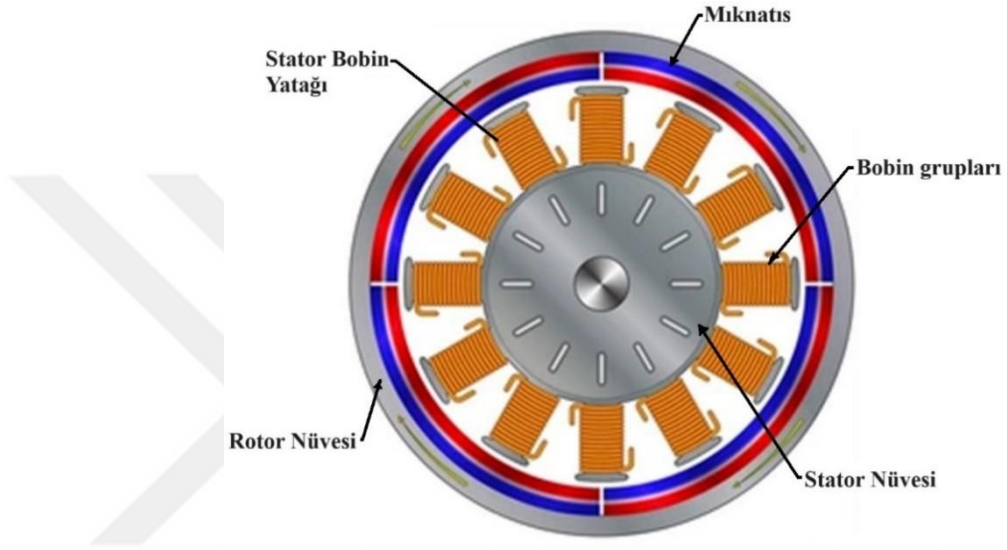
Rotoru sabit mıknatıslı olup, dönen kısımdır. Stator sarım grubu dış kısımda olup sabit gövde üzerinde yer alır. Motorun merkezine konumlandırılmış olan rotorda sarım grubu bulunmadığından, sarım grubunun gövdede yer alması nedeniyle sarım gruplarında oluşan ısı hızla dağılarak motorun hızlı soğumasına neden olmaktadır. Bu tasarımın en önemli avantajları arasında hızlı soğuması, yüksek hızlar için performansının iyi olması, atalet momentinin düşük olması ve (motor hızlanma ve yavaşlama halleri) hızlı tepki vermesi olarak sıralanabilmektedir.



Şekil 3.10. İç rotorlu FDAM

3.1.1.2.2. Dış rotorlu FDAM (outrunner BLDC)

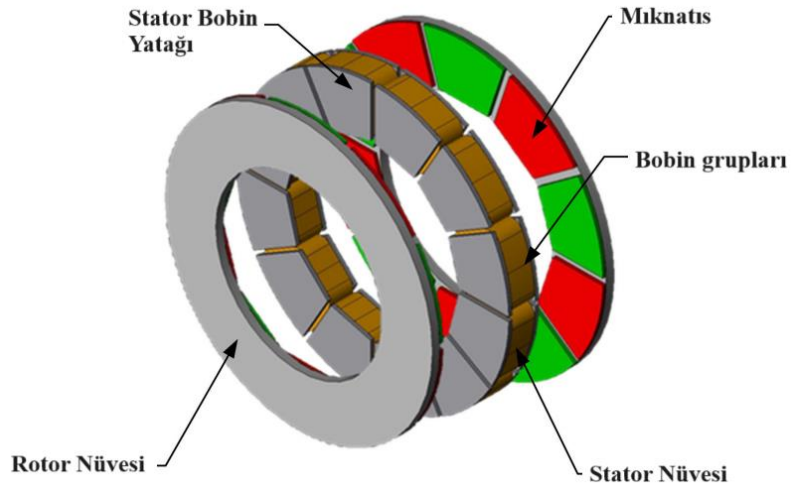
Rotor sabit mıknatıslı olup, dönen kısım dış kısmıdır. Stator sarım grubu iç kısımda olup sabit mil üzerinde yer alır. Sarım grubunun motorun iç kısmında yer alması nedeniyle rotor çapı büyüktür. Bu durum torku arttırmaktadır. Atalet momenti nedeniyle bu motorlarda yüksek hız elde edilememektedir. Sarım grubu motorun iç kısmında yer alması nedeniyle ısının motor dışına atılması zorlaşmaktadır. Genel olarak yüksek tork istenen düşük devirli uygulamalarda tercih edilen bir tasarımıdır.



Şekil 3.11. Dış rotorlu FDAM

3.1.1.2.3. Disk tipi rotorlu FDAM (axial BLDC)

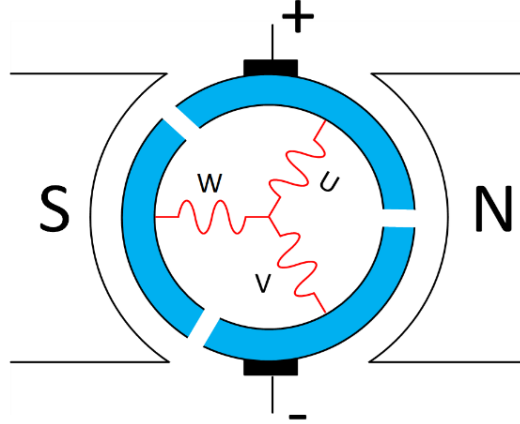
Endüvi sabit mıknatıslı olup, dönen kısım sabit kısımla paralel disk şeklindedir.



Şekil 3.12. Disk tipi rotorlu FDAM (Kelch ve ark., 2018)

3.1.2. FDA motorlarda komütasyon

Komütasyon, elektrik motorlarında bir yönde tork elde edebilmek amacıyla endüvi üzerinden geçen akımın elektronik devreler aracılığıyla veya kollektör ve fırçalar yardımıyla mekanik olarak yön değiştirmesi olayıdır.



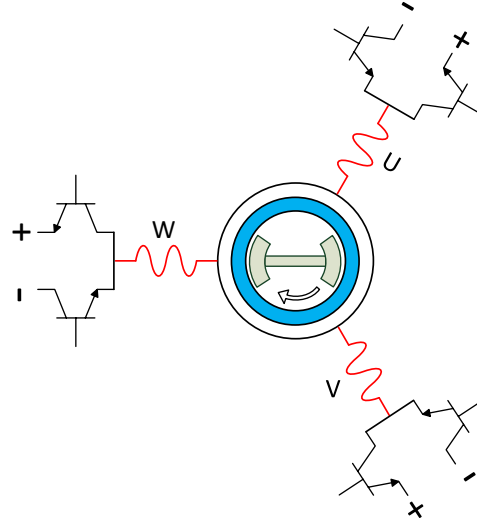
Şekil 3.13. Fırçalı DA motor yapısı ve komütasyon

Şekil 3.13'te görüldüğü gibi komütasyon endüvinin hareketine bağlı olarak U-V-W sarım gruplarının (+), (yüksüz), (-), (yüksüz), (+) şeklinde enerjilendiği gözlemlenir. Şekilde gerçekleştirilen komütasyon mekanik olarak gerçekleştirilmektedir.

Mekanik olarak elde edilen komütasyon işleminde fırça-kollektör dilimlerinin aşınması, oluşan ark ile kollektör dilimlerinin ısınması gibi etkiler fırçalı DA motorları için dezavantaj oluşturmaktadır.

Şekil 3.14'te fırçasız DA motorunda komütasyon olayının U-V-W sarım gruplarına bağlı anahtarlama elemanları sayesinde gerçekleştirilebileceği gözlemlenmektedir. Şekilde gerçekleşen komütasyon elektronik devreler yardımıyla gerçekleştirilmektedir.

Elektronik devreler aracılığıyla gerçekleştirilen komütasyon işleminde kullanılan anahtarlama elemanının akım yönünü değiştirmesi esnasında gerçekleşen faz değişimiyle oluşan moment etkisi dezavantaj oluşturmaktadır.



Şekil 3.14. Fırçasız DA motorlarının genel yapısı ve komütasyon

3.1.2.1. Sensörlü FDA motorlarda komütasyon

Hall konum sensörlerinin ve optik konum sensörlerinin algıladığı konum bilgisine bağlı olarak şaft üzerinde tork oluşumunu sağlayabilecek uygun kontrol teknikleri kullanılarak anahtarlama elemanları aracılığıyla A-B ve C bobin grupları enerjilenmektedir. Bu durumda komütasyonun ilk kalkınma anında sağlanması pratikte kolaydır. Konum bilgisi doğru bir şekilde verildiğinden hangi sarım gruplarının enerjileneceği bilinmektedir. Sensörlü rotor konumu kontrol edilen FDA motorlarda komütasyonun yapılmasının üstünlüğü motorun kalkınma anında düzgün bir şekilde komütasyonunun sağlanabilmesidir. Bu komütasyonda ilgili A,B ve C bobin grupları aynı anda enerjilenmemektedir (Schneider, 2020).

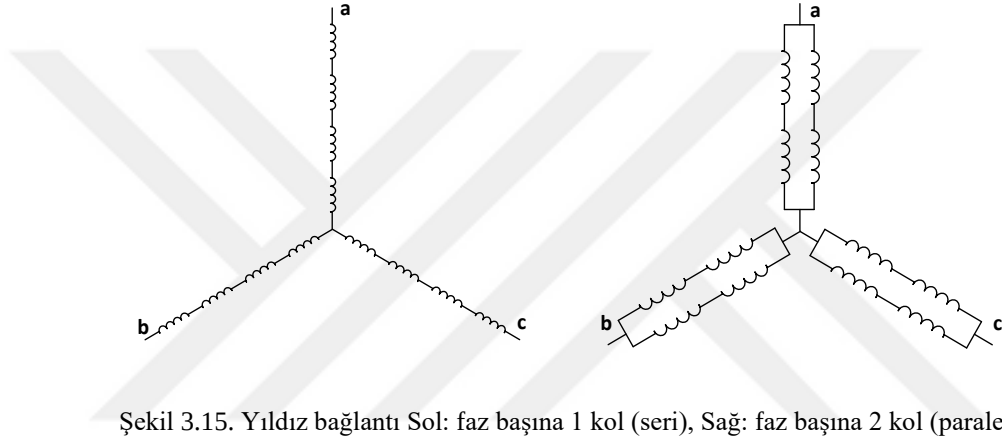
3.1.2.2. Sensörsüz FDA motorlarda komütasyon

Sensörsüz FDA motorlarda komütasyonun sağlanması için rotorun belirli bir hız üzerine çıkmasını gerektirmektedir. Çünkü Stator zıt-EMK, rotor belirli bir hıza ulaştığı durumda doğru bir şekilde elde edilebilmektedir. Sensör kullanılmayarak rotor konumu tespit edilen FDA motorlarda ilk kalkınma anı (minimum hıza ulaşınca dek) için komütasyon kör olarak gerçekleştirilmektedir. Ancak kör komütasyonun kullanılmadığı motor hareketsiz haldeyken motor sargılarına gönderilen kısa akım darbeleri sayesinde elde edilen bir yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntem rotor manyetik alanlarından etkilendiği için uygulanacak kısa devre akımları artırılır veya azaltılır. Bu sayede Zıt-

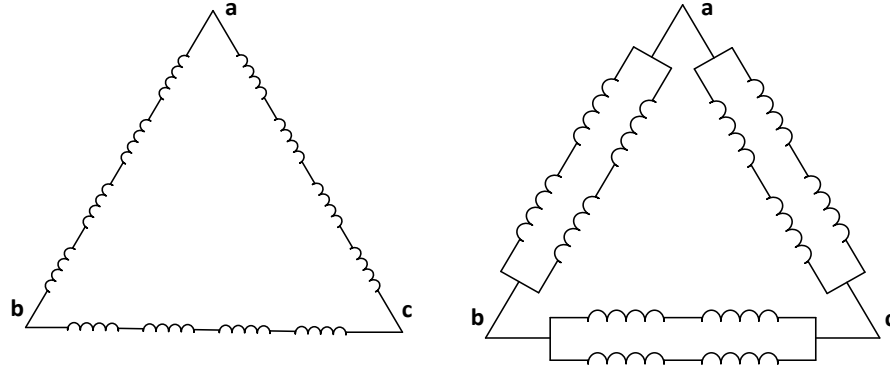
EMK'nın doğru bir şekilde ölçülebileceği rotor hızına ulaşmaya dek rotor 60'ar derecelik açılara sahip altı tahrik akımı kullanılır (Schneider, 2020; Ommar Mahdı Ommar, 2021).

3.1.3. Bobin gruplarının birbirleriyle bağlantıları

Üç fazlı motorlarda olduğu gibi FDA motor sarımları yıldız veya üçgen olarak bağlanabilir. Farklı sarım grupları için üçgen ve yıldız bağlantı için farklı durumlar oluşabilmektedir. 12 sarım grubuna sahip bir motorun üç fazlı bağlantısı için aşağıda yer alan şekillerden de gözüktüğü üzere ek bir serbestlik durumu söz konusudur.



Şekil 3.15. Yıldız bağlantı Sol: faz başına 1 kol (seri), Sağ: faz başına 2 kol (paralel)



Şekil 3.16. Üçgen bağlantı Sol: faz başına 1 kol (seri) Sağ: faz başına 2 kol (paralel)

Üçgen bağlantı için aynı zıt-EMK hattını elde edebilmek için bobin başına sarım sayısı $\sqrt{3}$ oranında ayarlanmalıdır. Öyle ki hat akımı bobin gruplarının yer aldığı her bir faz akımının $\sqrt{3}$ katı olmaktadır ($I_h = \sqrt{3}I_f$). Hat gerilimleri ise faz gerilimleri ile aynı değerdedir ($U_h = U_f$). Yıldız bağlantıya nazaran aynı sargı gerilimleri için çekilen

akımlar daha fazla olduğundan dolayı üçgen bağlı FDA motorların hızları daha yüksektir. Yüksek hızlar için oldukça elverişli olan bu bağlantı türleri düşük hızlar için düşük moment sağladığı dikkate alınmalıdır. Ayrıca üçgen bağlantıda dolaşımdaki akımları önlemek için üçüncü harmoniği azaltmak oldukça önemlidir.

Yıldız bağlantıda bobin grupları bir noktadan birbirlerine irtibatlıdır ve bu nokta her faz geriliminin eşit olması durumunda nötr noktası olarak kabul edilmektedir. Bu bağlantıda hat akımlarıyla faz akımları birbirine eşittir ($I_h = I_f$). Hat gerilimleri ise faz gerilimlerinin $\sqrt{3}$ katıdır ($U_h = \sqrt{3}U_f$). Üçgen bağlantıya nazaran aynı hat gerilim değerleri için sargıların çektikleri akım küçüldüğünden dolayı yıldız bağlı motorların devir sayısı daha düşüktür. Buna rağmen yıldız bağlantı için motorun güç tüketimi daha az ve düşük hızlar için elde edilen moment daha yüksektir.

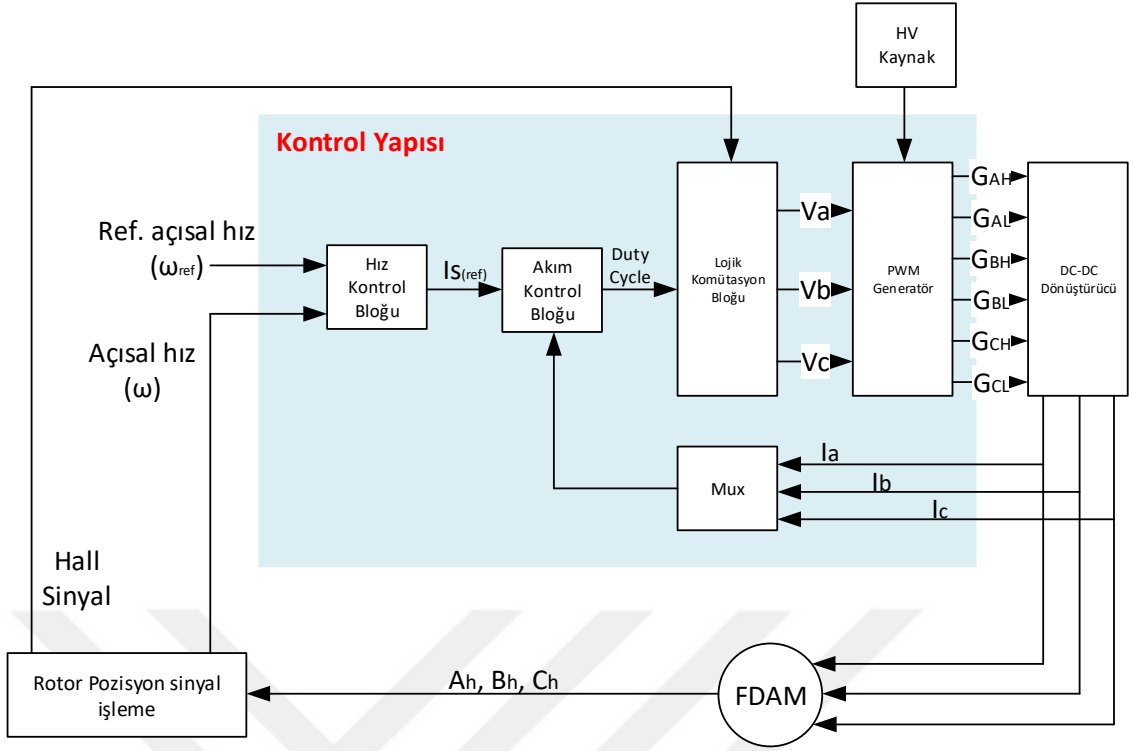
Çizelge 3-1. Bağlantının tel çapına etkisi (Neubauer ve ark., 2014)

Stator/Sargı Tipi	Faz bağlantısı	Sarım sipir sayısı	Sargı kesiti	Bakır Doldurma katsayısı
Üçgen	Seri	18	1,32 mm	32,7 %
Üçgen	Paralel	36	0,9 mm	30,4 %
Yıldız	Seri	10	1,7 mm	30,0 %
Yıldız	Paralel	20	1,25 mm	32,6 %

Ayrıca bağlantı çeşidi çizelge 3-1’de gözüktüğü gibi tel çapını da etkilemektedir. Paralel bağlantı tel çapını $\sqrt{2}$ kat azaltırken seri bağlantıda iç bağlantı noktalarından kaçınmayı gerektirmektedir. Bu nedenle yüksek verim istenen yerlerde daha çok üçgen bağlantı tercih edilmektedir (Neubauer ve ark., 2014).

3.1.4. FDAM çalışma prensibi

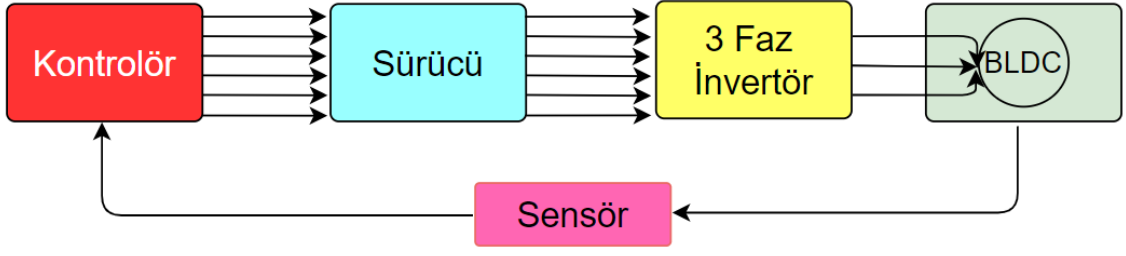
FDAM stator faz sargıları rotor pozisyonuna uygun faz gerilimiyle güç elektroniği anahtarlama elemanları sırasıyla anahtarlama yaparak beslenir. Yapılan bu işleme komütasyon adı verilmektedir. Faz sargılarını uygun faz gerilimleriyle beslemek için DA-DA dönüştürücü devreler kullanılmaktadır. FDA motor genel kontrol yapısı şekil 3.17’de gözüktüğü gibidir.



Şekil 3.17. FDA motor genel kontrol yapısı

Rotor pozisyonu sensörlü ve sensörsüz kontrol teknikleriyle rotor pozisyon sinyali işleme kısmında işlenerek rotor hızı hız kontrol bloğuna gönderilir. Aynı zamanda hall sinyali lojik kontrol bloğuna gider. Hız bloğu tarafından referans hız ile mevcut hız karşılaştırmaları yapılarak akım kontrol bloğuna referans hız değeri gönderilir. Akım kontrol bloğu dönüştürücüden alınan akımlarla referans akım değerini karşılaştırarak lojik komütasyon bloğuna duty cycle sinyalini göndermektedir. Lojik kontrol bloğu PWM generatöre her faz için uygun gerilim değerleri gönderilir. PWM generatör her bir faz için high ve Low sinyal çıktılarını göndererek dönüştürücü bloğu ile FDAM motor sürülmektedir.

FDAM (BLDC) motorun endüvisi sabit mıknatıslıdır. Endüvisinde elektronik komütasyon gerçekleşir. Bu komütasyonun (endüvideki bir bobinde akım yön değiştirmesi) gerçekleşmesi için milin konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Endüvinin konumu sensörlü (alan etkili 'hall effect' veya optik sensör 'encoder') veya sensörsüz (zıt elektromotor kuvvet 'EMK') elde edilebilmektedir. Sensörlü veya sensörsüz elde edilen konum verisi mikro denetleyicide derlenir. Mikrodenetleyici, kullanılan anahtarlama elemanlarını sürerek motorun dönmesini sağlar. Geleneksel fırçasız DC motorlarda 4 kutup bulunmakta olup, aynı ebatta üretilen 8 kutuplu FDAM'ların torku daha yüksektir. Kutup sayısı arttırılmak suretiyle de üretilen tork arttırılmaktadır.



Şekil 3.18. FDAM sürücü temel blok diyagramı

Tipik bir FDAM (BLDC) motor sürücüsüne ait temel bileşenler;

Kontrolör; sensör üzerinden gelen verilere ve parametrelere bağlı olarak sürücü üzerinden invertöre komütasyon sinyalleri sağlar.

Sürücü; farklı kullanım durumlarına göre sürücü çeşitleri vardır.

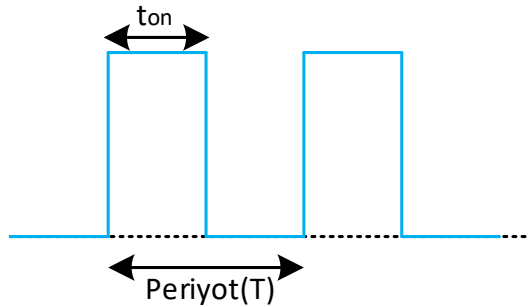
3 Fazlı İnvörör; yarım köprü, tam köprü, dört anahtarlı formları bulunan invörör tasarlamak veya modüllerin seçimi tasarım kısıtlamalarına ve motor değerine bağlıdır.

Sensör; motoru düzgün bir şekilde sürmek için; hall sensörler, optik sensörler; faz akımı ve voltaj kontrol (FOC) için akım sensörleri kullanılmaktadır. Elde edilen veriler kontrolörde derlenir.

FDAM kullanım yerlerine ve ihtiyaca uygun kontrol teknikleri kullanılmakta ve teknolojiye gelişmelere bağlı olarak kontrol teknikleri gelişmektedir. FDAM motor hızını kontrol etmek için genellikle PWM sinyal kullanılmaktadır.

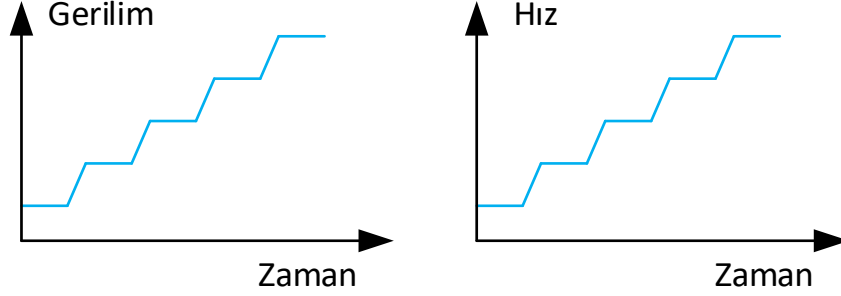
3.1.5. PWM (Pulse Width Modulation) sinyal

PWM sinyali şekil 3.19’da gözüktüğü gibi bir sinyal olup PWM, temel olarak belirli bir frekansta kendini tekrarlayan kare dalga sinyalidir.



Şekil 3.19. PWM sinyali

Şekil 3.20’de gözüktüğü gibi DA motorlarında değişken hızları kontrol etmek için sıfırdan farklı gerilim seviyelerine ulaşabilen ayarlanabilir bir DA kaynağına ihtiyaç duyulabilmektedir.

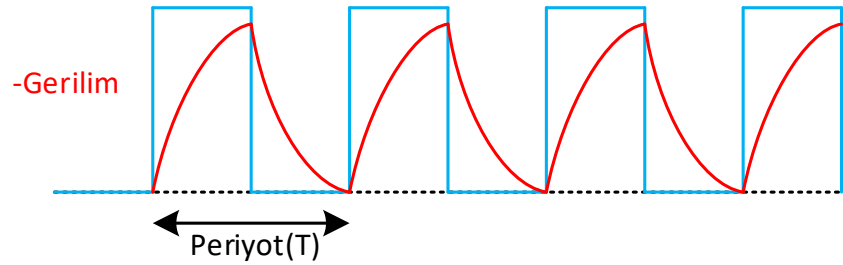


Şekil 3.20. DA kaynaklarında gerilim-zaman ile hız-zaman grafiği

PWM, DA sinyali alan ve bu sinyali açık ve kapalı anahtarlama süreleriyle DA motorlarına uygulayan anahtar gibi davranmaktadır. Bu durumda belirli zaman aralıklarında çıkışa sinyal vermek suretiyle oluşan PWM döngüsüne periyot adı verilmektedir. PWM sinyalinin açık olduğu durum bize etkin sinyali (t_{on}) vermektedir. Etkin sinyalin yüzde cinsinden periyoda oranı da denklem (3.2) duty cycle’ı vermektedir.

$$Duty\ cycle = \frac{t_{on}}{T} 100 \quad (3.2)$$

Örneğin değeri 100 volt olan bir DA sinyali için sinyalin etkin olduğu durum periyodun %20’sini oluşturduğu durumda PWM giriş sinyalin ortalaması 20 Volt olur. Etkin sinyal değerini (t_{on}) değiştirerek sinyal modüle edilebilir. Bu sayede motora uygulanacak sinyalin ortalama değeri 0-100 Volt aralığında değiştirilebilir.



Şekil 3.21. Düşük anahtarlama frekansında PWM sinyali

PWM sinyalinin frekansı ($f=1/T$) seçilirken dikkat edilmelidir. Anahtarlama frekansının çok düşük olduğu durumda ortalama bir voltaj değerini elde etmek yerine kare dalga şeklini izlemeye çalışan bir gerilim gözükür ki motor hız kontrol performansı

düŖer. Tipik olarak FDAM kontrolünde kullanılan PWM sinyal frekansı birkaç kHz civarında olmaktadır. Motor zaman sabitesinin tersinden çok daha yüksek olacak Ŗekilde frekans seğıimi yapılmalıdır. ($f_{PWM} \gg 1/\tau$)

3.1.6. DC-DC dönüŖtürücüler

DönüŖtürücü girişine uygulanan DA sinyali dönüŖtürücü çıkışında farklı genliğe sahip DA sinyaline dönüŖtürmede kullanılan ve bu sinyalin ortalama değerini kontrol etmede kullanılan devrelerdir. DönüŖtürücüler temel olarak iki kategoriye ayrılmaktadır. Bunlar akım kaynaklı dönüŖtürücüler (AKD) ve gerilim kaynaklı dönüŖtürücülerdir (GKD) (Misal ve Bhasme, 2017).

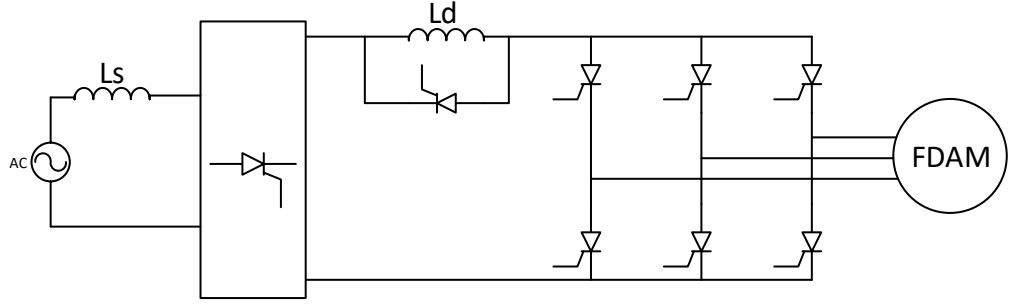
3.1.6.1. Akım kaynaklı dönüŖtürücüler

Bağlantı akımında süreklilik AKD sistemlerinin talebidir. Süreksiz akım aralıkları gerilimin zararlı seviyelere ulaşma ihtimalini doğurmaktadır. AKD sistemlerin boyutu ve maliyeti GKD sistemlerine göre daha düşüktür. AKD sistemler elektrikli araç ve havacılık gibi sistem güvenliği önemli olan uygulamaların yanında MW mertebelerindeki yüksek güçlü uygulamalarda da tercih edilmektedir. AKD sistemleri uzun ömürlü olmasına rağmen sistemde akı zayıflaması ve anahtarlama devre kontrolünün kaybedilmesi gibi sorunlarla karşılaşılabilmektedir (Woolaghan ve Schofield, 2009).

AKD, GKD'nin karşılaştığı sorunları ortadan kaldırmaktadır. AKD, enerji depolama bileşeni olarak VKD yer alan yüksek maliyetli ve hacimli kapasitör yerine bir indikatör ve üç filtre kapasitörü kullanmaktadır. İnvertör maliyetinde ve hacminde meydana gelen azalma, artan güvenilirlik, yüksek ve sabit güç hızı aralığı ile gelişmiş motor verimliliği AKD'nin avantajları arasında yer almaktadır. Ayrıca, indikatörde oluşabilecek kısa devre durumunda giriş akımı kontrol edildiğinden tehlikeli akımlar oluşturmamaktadır. Geri besleme diyotları kullanılmadan reaktif veya rejenerif yükleri kaldırabilmektedir. Dezavantajları olarak ise akımı sabit tutmak için büyük endüktans gereksinim duymasıyla birlikte maliyetlerdeki ve boyuttaki artış, oluşabilecek yüksek iletim kayıpları ve düşük yüklerde ve yüksek frekanslarda performanslarında oluşabilecek yavaşlama ile stabilize sorunları yaşanabilmektedir (Govind ve Sam, 2015).

3.1.6.1.1. Yük deęiŖtirmeli akım kaynaklı dönüŖtürücü

FDAM motor sürücüsü olarak kullanılmak üzere kullanılan geleneksel AKD tabanlı sürücü için yük deęiŖtirmeli dönüŖtürücü topolojisi Ŗekil 3.22'deki gibidir.



Şekil 3.22. FDAM için yükü komütatörlü AKD devre topolojisi

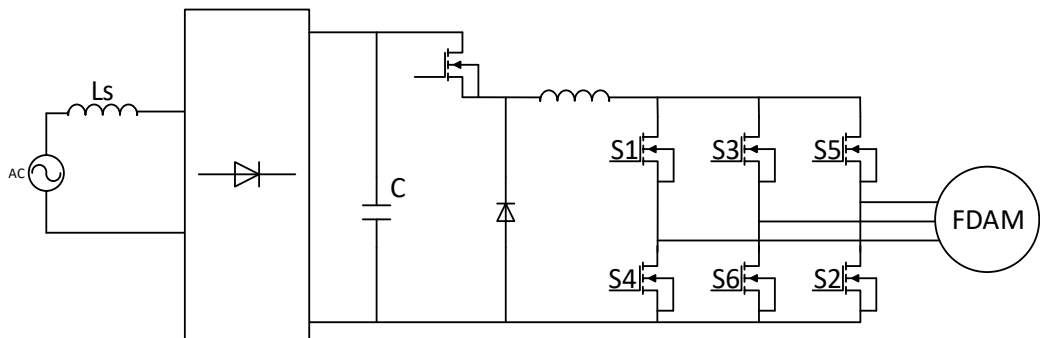
AKD, alternatif akım şebekesine bağlı ve bir akım kaynağı dönüştürücüsüne dayanan sistem yükteki değişimlere bakılmaksızın akım vermektedir. FDAM a-b-c sarımlarını beslemek için güç anahtarı olarak devrede tristör kullanılmaktadır. Bu sistem MW mertebelerindeki büyük güçlü uygulamalarda, sensörsüz akım kontrolünde ve dört bölgeli sistem işlemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Burada FDAM geniş hız aralıklarında çalıştırılabilmektedir.

Büyük güçlü uygulamalar için büyük boyutlu bobine (indikatöre) ihtiyaç duyması ve sistemde daha fazla harmonik bulunması bu sistemin en büyük dezavantajlarıdır (Kanjhani ve ark., 2012).

Buck ve Cuk dönüştürücüler gibi değiştirilmiş geleneksel CSI tabanlı topolojinin kullanılması, motor sürücü sistemlerinde maliyet ve boyutun azaltılmasına yol açabilir.

3.1.6.1.2. Buck tipi akım kaynaklı dönüştürücü

FDAM motor sürücüsü olarak kullanılmak üzere kullanılan AKD tabanlı Buck tipi dönüştürücü topolojisi şekil 3.23'teki gibidir.



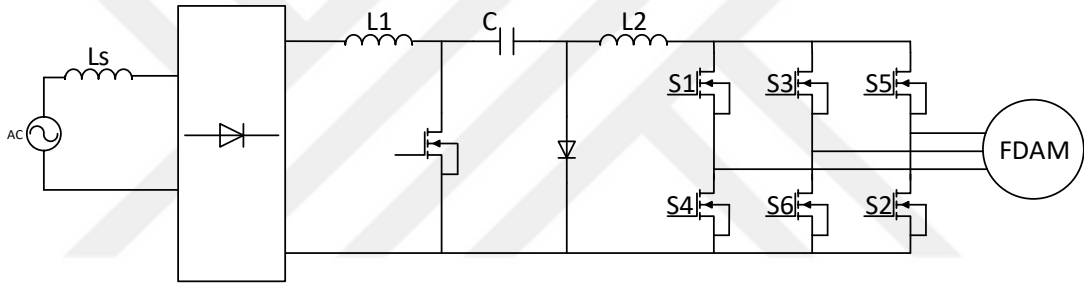
Şekil 3.23. AKD tabanlı buck tipi dönüştürücü

Genellikle DA gerilimini düşürmek amacıyla kullanılan Buck tipi dönüştürücüde indikatör çıkış kısmında yer aldığından çıkışta meydana gelen dalgalanmalar azalır (Chen ve Huang, 2013). Buck tipi dönüştürücülerle yükü komütatörlü tip dönüştürücü devrelerinde yer alan endüktans değeri azaltmak suretiyle indikatör temelli oluşabilecek dalgalanmalar ve maliyet azaltılmaktadır.

Buck tipi dönüştürücüler; sistem akımını daha iyi düzenlemesi, basit olması ve diğer taraftan hız/tork özellikleri ile diğer geleneksel yöntemlere nazaran daha iyi olması gibi avantajlara sahiptir (Govind ve Sam, 2015; Misal ve Bhasme, 2017).

3.1.6.1.3. Cuk tipi akım kaynaklı dönüştürücü

FDAM motor sürücüsü olarak kullanılmak üzere kullanılan AKD tabanlı Cuk tipi dönüştürücü topolojisi şekil 3.24'te yer aldığı gibidir.



Şekil 3.24 AKD tabanlı cuk tipi dönüştürücü

İsmi Kaliforniya Teknoloji Enstitüsü'nden Slobodan Cuk'tan almıştır. Cuk tipi AKD'nin avantajı, dönüştürücünün giriş ve çıkış akımlarının dalgalanma içermemesi ile topoloji tapısının basit olmasıdır. Buck dönüştürücüde birincil depolama aygıtı olarak kapasitör kullanılmaydı. Cuk dönüştürücüde ise birincil depolama aygıtı olarak endüktör kullanılmaktadır. Cuk dönüştürücü, düşürücü ve yükseltici dönüştürücünün özelliklerini birleştirmektedir. Sonuç olarak Cuk dönüştürücünün DA transfer fonksiyonu nominal olarak Buck-boost dönüştürücü ile tamamen aynıdır. Giriş ve çıkışta indikatör bulunduğundan dolayı giriş ve çıkış akımı düzgün olacaktır (Dodke ve ark., 2016).

Cuk dönüştürücü topolojisinin avantajı akım darbesinin dönüştürücünün kendi içinde meydana gelmesi ve hem giriş hem de çıkış akımlarının darbeleri olmamasıdır. Cuk dönüştürücü dahili akım darbesiyle ilişkili kayıplara sadece bir kapasitör maruz kaldığından dolayı buck-boost dönüştürücüden daha verimli sonuçlar verebilmektedir.

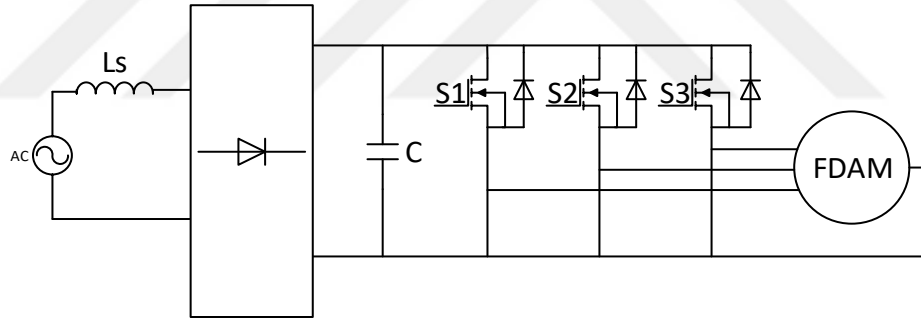
3.1.6.2. Gerilim kaynaklı dönüştürücüler

Dönüştürücü topolojilerinin çoğu boyutsal küçüklük, verimlilik, kullanılan bileşen sayısı ve motor uygunluğu gibi nedenlerle GKD tabanlı FDA motor topolojileridir. Bu topolojide kullanılan DA kondansatörü sayesinde bara gerilimi sabit tutularak GKD sistemlerinde farklı konfigürasyonlar kullanılabilmektedir. Pahalı ve hantal yapıda kapasitör kullanımı bu sürücü devreleri için en büyük dezavantajdır.

GKD tabanlı FDAM sürücüler tıp alanında, robotikte, otomasyon sistemlerinde, fanlarda, yazıcılarda, elmas kesme aletleri ve birçok endüstriyel alanda kullanım alanı bulmuştur. Aşağıda farklı konfigürasyonlara sahip sürücüler yer almaktadır.

3.1.6.2.1. Half bridge tipi gerilim kaynaklı dönüştürücü

Elektronik komütatörü yarım köprü olarak bağlanan bu sistem temel yapı olarak üç güç elektroniği anahtarlama cihazından oluşmaktadır. Motorun nötr noktası, besleme kaynağı uçlarından birbirine bağlanır. Yarım köprü tipi GKD aşağıda yer alan şekil 3.25'te görüldüğü gibidir.

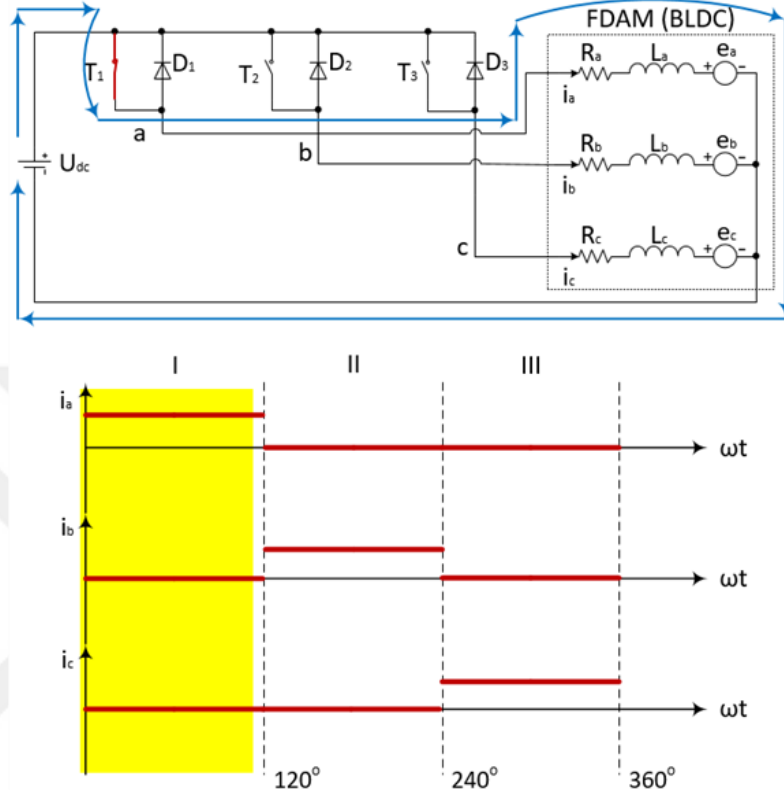


Şekil 3.25. GKD tabanlı half bridge tahrikli FDAM

Yarım köprü tahrikli FDA motor kontrol sistemleri, daha az bileşene sahip olması nedeniyle maliyeti düşüktür. Sistem karmaşıklığının az olması nedeniyle de kontrol kolaylığı gibi avantajlara sahiptir. Ancak motor torkunda meydana getirdiği yüksek dalgalanmalar ve FDA motor sargılarından daha azını enerjilendirmesi gibi sebeplerden dolayı pratikte sıklıkla kullanılmamaktadır (Krykowski ve Bodora, 2005).

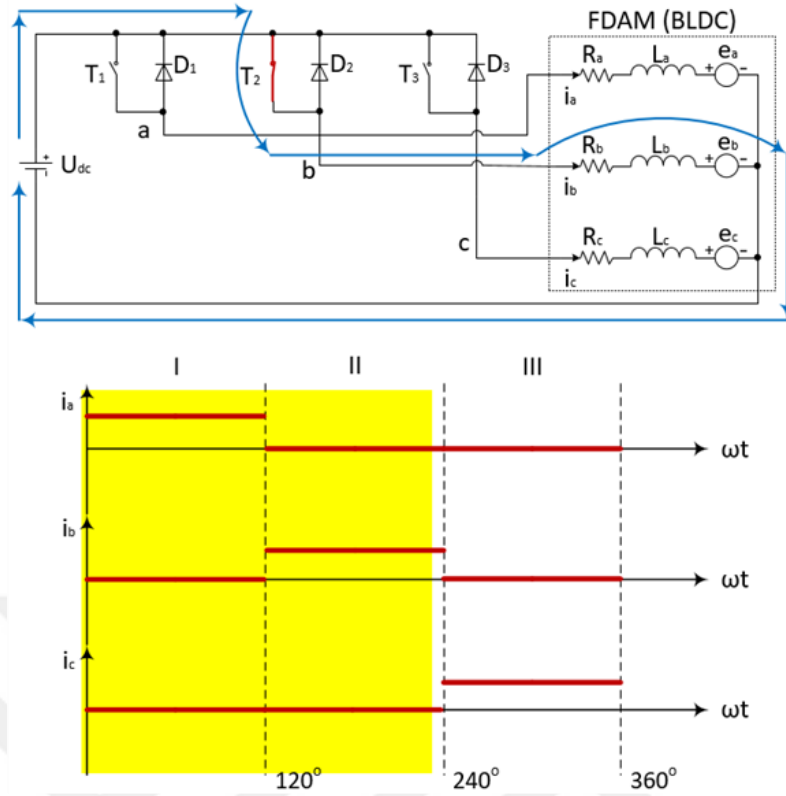
Devre 3 adet anahtarlama elemanı ve olası ters yön akımlarını engellemek amacıyla kullanılan 3 adet diyot içermektedir. Anahtarlama elemanları yerine anahtar bağlayarak motorun çalışmasını şekilde görüldüğü gibi inceleyelim.

Şekil 3.26 T1 anahtarı kapalı T2 ve T3 anahtarları açık durumda; T1 anahtarı üzerinden geçen akım A bobini üzerinden geçerek birinci bobin grubunda manyetik alan oluşturur. B ve C bobini üzerinde herhangi bir manyetik alan oluşmaz.



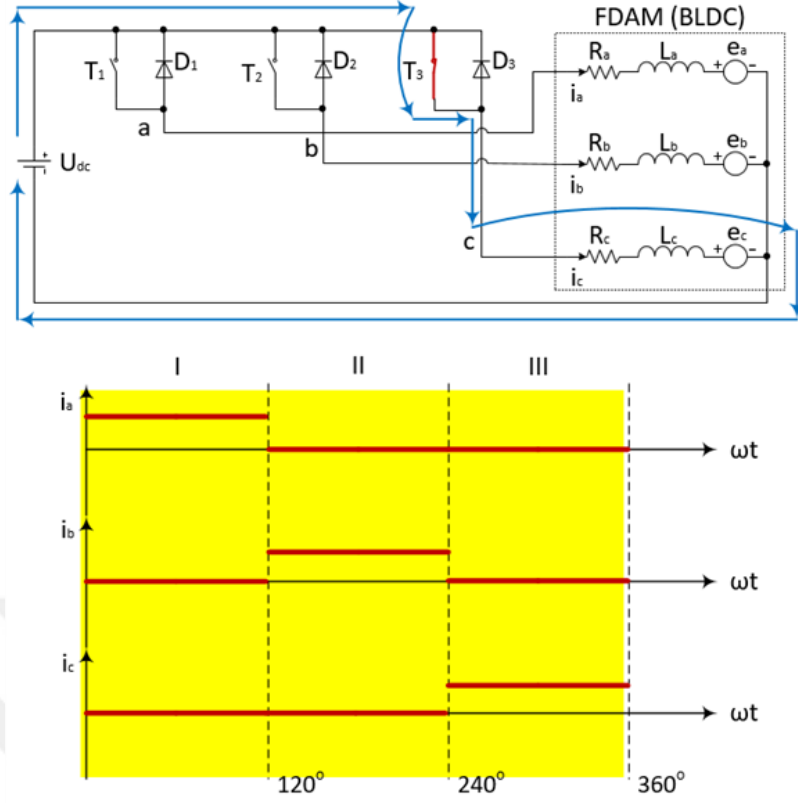
Şekil 3.26. T1 anahtarı kapalı yarım köprü sürücüyü FDA motorun sürülmesi

Şekil 3.27 T2 anahtarı kapalı T1 ve T3 anahtarları açık durumda; T2 anahtarı üzerinden geçen akım B bobini üzerinden geçerek ikinci bobin grubunda manyetik alan oluşturur. A ve C bobini üzerinde herhangi bir manyetik alan oluşmaz.



Şekil 3.27. T2 anahtarı kapalı yarı köprü sürücüsüyle FDA motorun sürülmesi

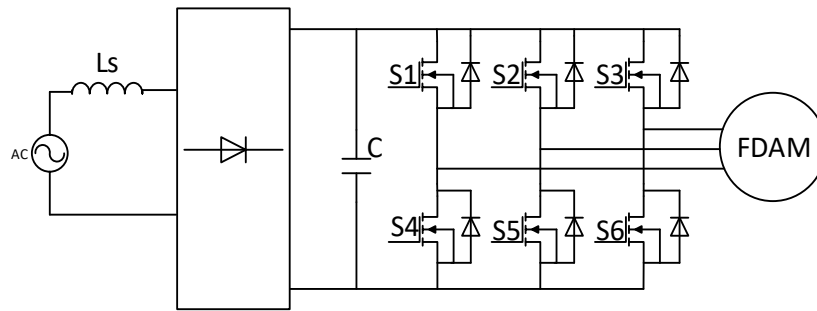
Şekil 3.28 T3 anahtarı kapalı T1 ve T2 anahtarları açık durumda; T3 anahtarı üzerinden geçen akım C bobini üzerinden geçerek üçüncü bobin grubunda manyetik alan oluşturur. A ve B bobini üzerinde herhangi bir manyetik alan oluşmaz.



Şekil 3.28. T3 anahtarı kapalı yarım köprü sürücüyüyle FDA motorun sürülmesi

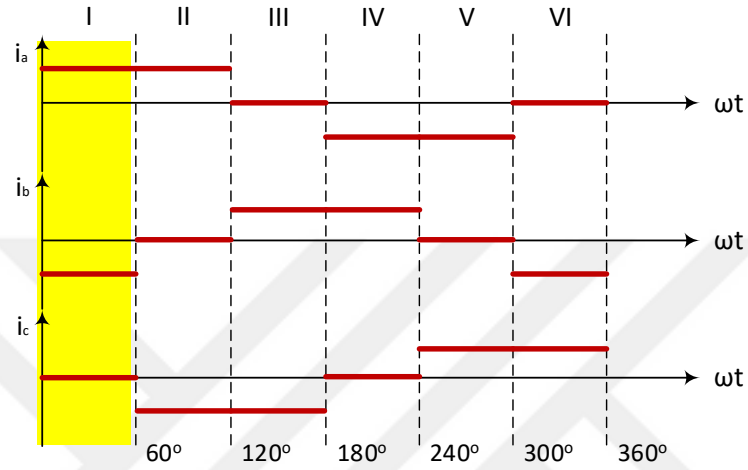
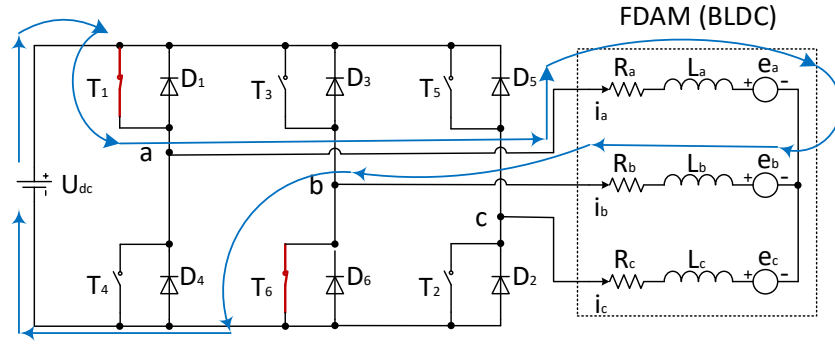
3.1.6.2.2. Full bridge tipi gerilim kaynaklı dönüştürücü

Hall sensörlerinden algılanan komutlu sinyallere bağlı olarak çalışan altı anahtardan oluşa tam köprü GKD topolojisi aşağıda şekil 3.29’da yer almaktadır.

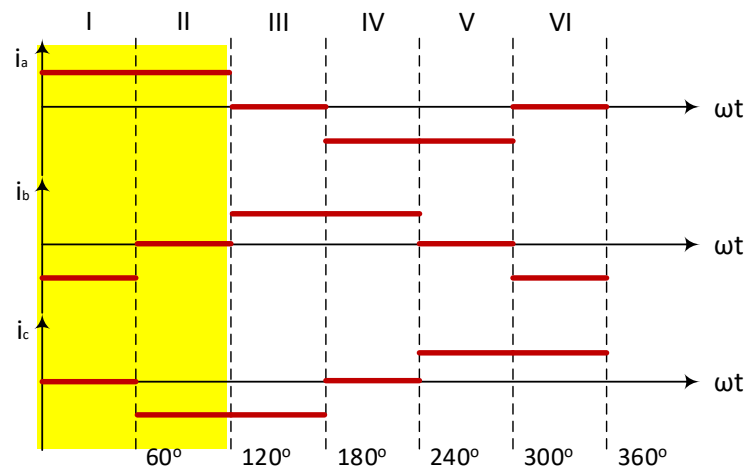
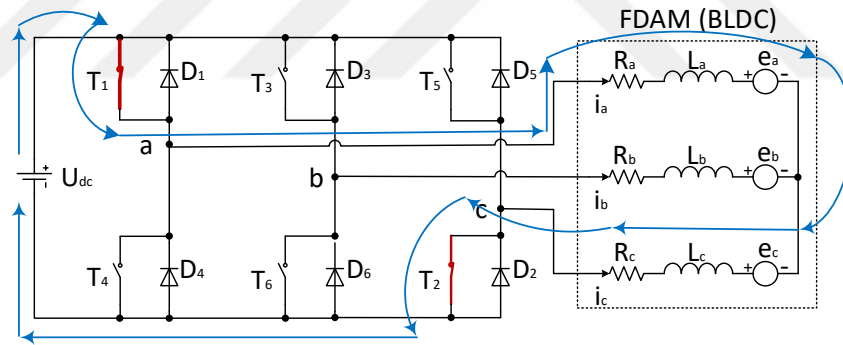


Şekil 3.29. GKD tabanlı full bridge tahrikli FDAM

İki modda (iki fazlı iletim modu ve üç fazlı iletim modu) çalışan GKY tabanlı tam köprü tahrikli FDA motorun bu iki mod arasındaki temel farkı üç fazlı iletim modunda her anahtar 180 derece, iki fazda ise 120 derece iletilmesidir. İki fazlı iletim modundaki dalgalanmaların yarım köprü ile sürülen FDAM sürücüsündeki dalgalanmalardan daha küçük olması nedeniyle bu topolojinin kullanımı daha yaygındır.

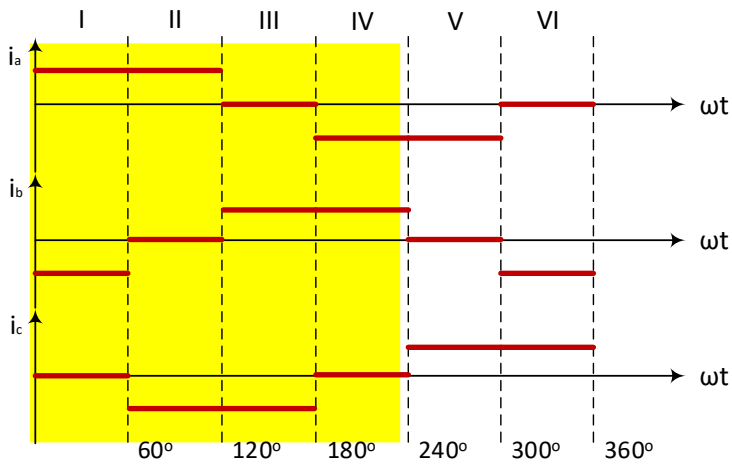
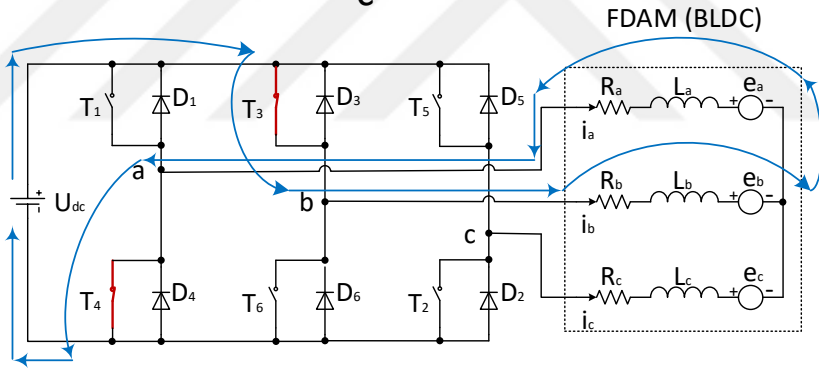
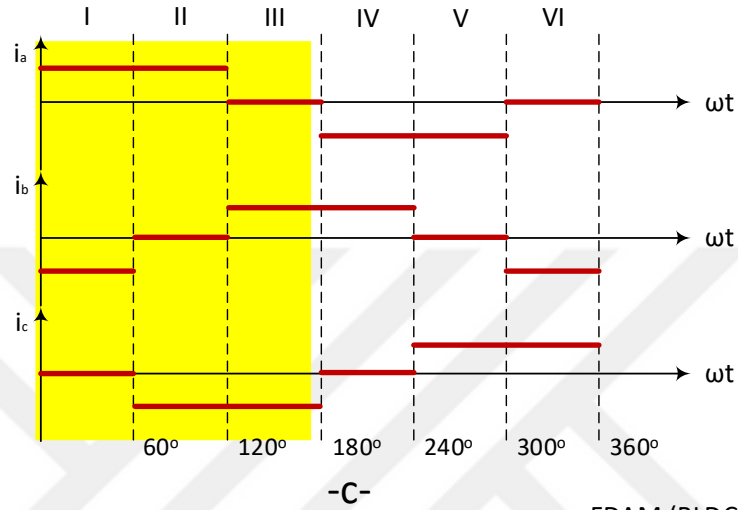
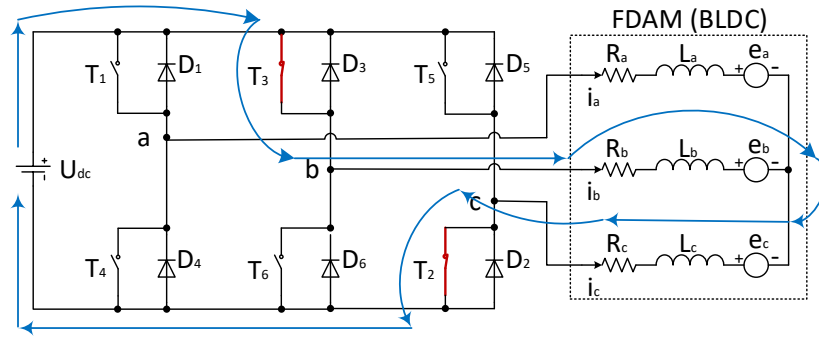


-a-

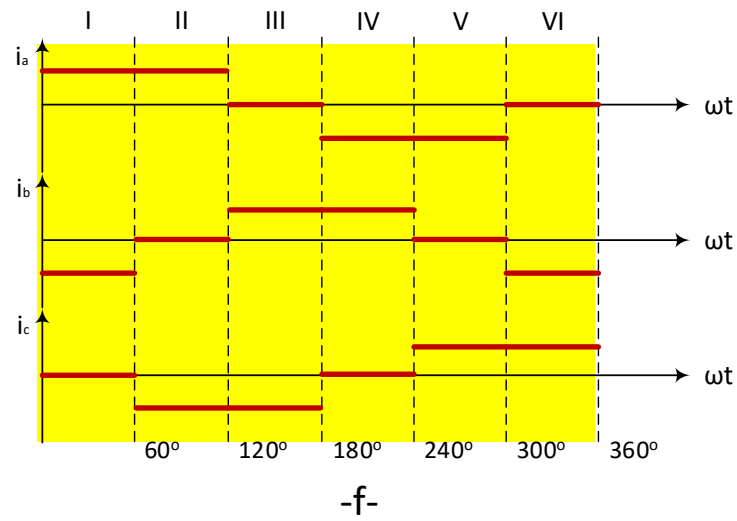
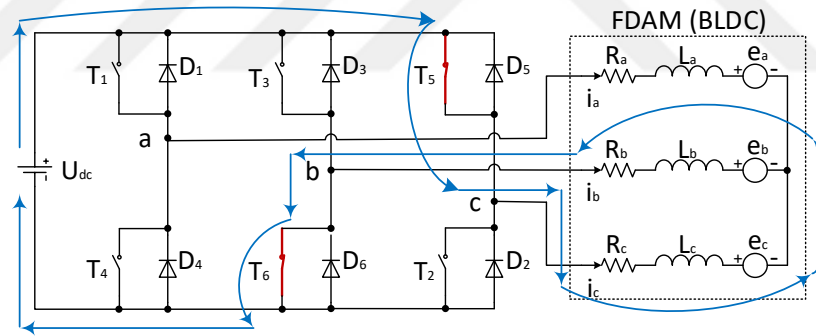
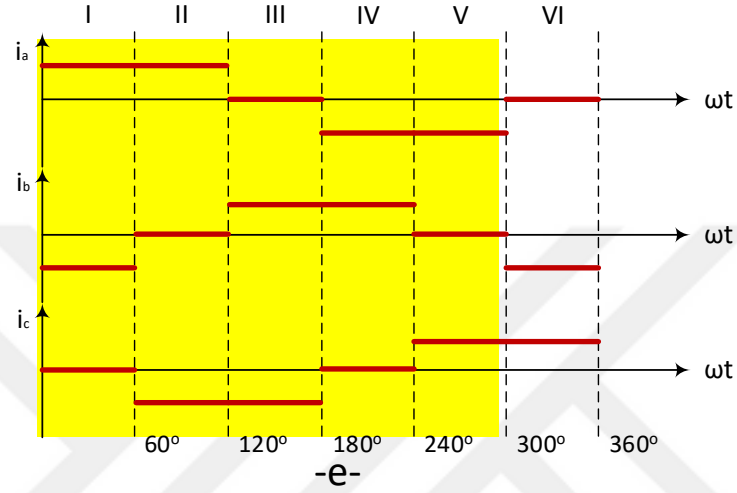
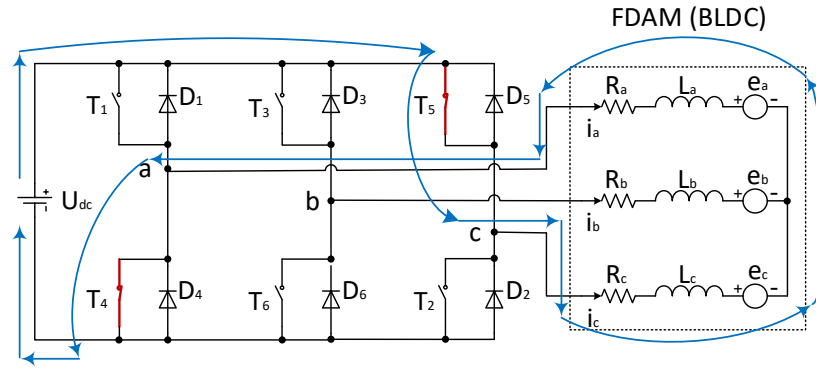


-b-

Şekil 3.30. a-b Tam köprü sürücüyle FDA motorun sürülmesi



Şekil 3.31. c-d Tam köprü sürücüyü FDA motorun sürülmesi



Şekil 3.32. e-f Tam köprü sürücüyle FDA motorun sürülmesi

T1, T2, T3, T4, T5, T6 anahtarlama elemanları yerine anahtar bağlayarak FDAM'ın çalışmasını inceleyelim. Şekil 3.30.a Tam Köprü Sürücülü FDAM T1 ve T6 anahtarları kapalı T2, T3, T4 ve T5 anahtarlarının açık olduğu durumda;

A bobini ile B bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse A bobinindeki akım yönü ile B bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

Şekil 3.30.b Tam Köprü Sürücülü FDAM T1 ve T2 anahtarları kapalı T3, T4, T5 ve T6 anahtarlarının açık olduğu durumda; A ile C bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse A bobinindeki akım yönü ile C bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

Şekil 3.31.c Tam Köprü Sürücülü FDAM T3 ve T2 anahtarları kapalı T1, T4, T5 ve T6 anahtarlarının açık olduğu durumda; B ile C bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse B bobinindeki akım yönü ile C bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

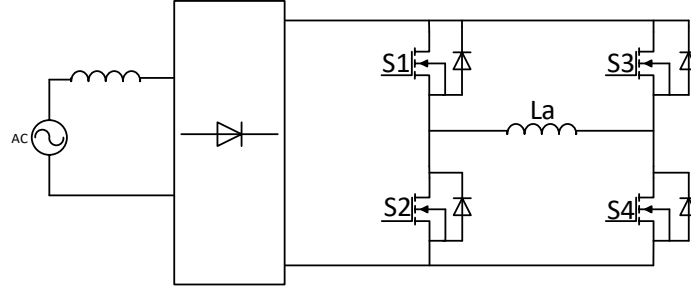
Şekil 3.31.d Tam Köprü Sürücülü FDAM T3 ve T4 anahtarları kapalı T1, T2, T5 ve T6 anahtarlarının açık olduğu durumda; B ile A bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse B bobinindeki akım yönü ile A bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

Şekil 3.32.e Tam Köprü Sürücülü FDAM T5 ve T4 anahtarları kapalı T1, T2, T3 ve T6 anahtarlarının açık olduğu durumda; C ile A bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse C bobinindeki akım yönü ile A bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

Şekil 3.32.f Tam Köprü Sürücülü FDAM T5 ve T6 anahtarları kapalı T1, T2, T3 ve T4 anahtarlarının açık olduğu durumda; C ile B bobini dolaşan akım ile indüklenir. Dolaşan akım yönlerine dikkat edilirse C bobinindeki akım yönü ile B bobinindeki akım yönü birbirine zıt yöndedir.

3.1.6.2.3. H-Bridge tipi gerilim kaynaklı dönüştürücü

FDAM sürücüsünde bir fazlı sarım için dört anahtardan oluşan ve güç anahtarları arasında motor yer alan H-bridge topolojisi şekil 3.33'de gözüktüğü gibidir.

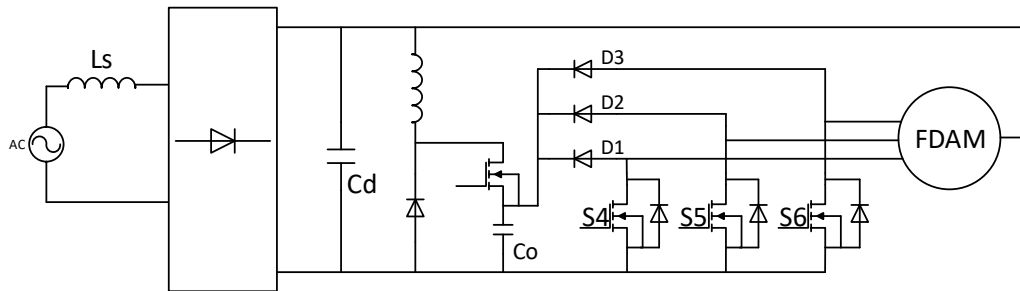


Şekil 3.33. H-bridge tipi GKD topolojisi

H köprü tipi GKD ile motor faz sargılarının her biri dönüştürücü tarafından ayrı ayrı kontrol edilmektedir. Bu sayede FDA motor için her faz için bağımsız kontrollü akım oluşturulur. Bu dönüştürücülerde şekilde gözüktüğü gibi her bir faz için 4 sürücü anahtarına ihtiyaç duyar. Böylelikle motor tek veya iki fazlı olarak kullanılabilir. H köprü tipi GKD için köprülerin üst ve alt anahtarların çalışmasında bir gecikme olması durumuna köprüde kısa devrenin gerçekleşmesini önlemek için dikkat edilmelidir. Diğer taraftan kısa devrelerin önlenmesini gerçekleştirmek motor sürüşünde ölü zamanlar doğurabilmektedir. Bu sorunlar bu sürücünün olumsuz yanları olup sürücünün FDA motorlarda kullanımını zorlaştırmaktadır (Doss ve ark., 2013).

3.1.6.2.4. C-Dump tipi gerilim kaynaklı dönüştürücü

Maliyetin azaltılabilmesi, boyutun düşürülebilmesi ve daha iyi performans elde edebilmek amacıyla C-Dump tipi GKD topolojisi kullanılmaktadır. Üç fazlı sistem için C-Dump topolojisi şekil 3.34’te gözüktüğü gibidir.



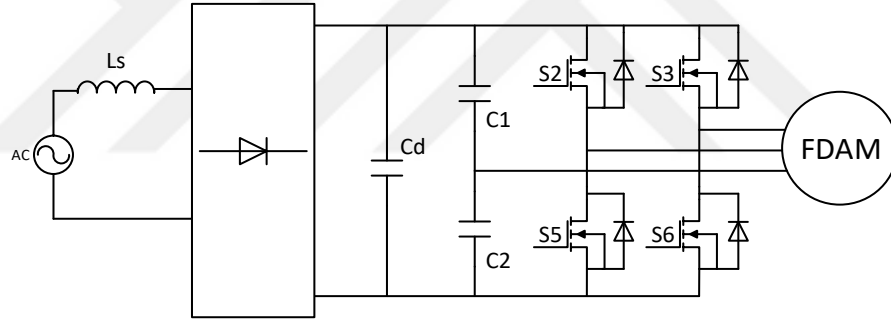
Şekil 3.34. C-dump tipi GKD topolojisi

Sistem Dört güç anahtarı ve her bir faz sargısı için bir tane olmak üzere dört güç diyotu içermektedir. Her fazda bir anahtar bulunduğu için anahtar üzerinde akan akım tek yönlüdür bu nedenle çalışma halindeki yarım dalga dönüştürücüye oldukça benzerlik göstermektedir. C_o kapasitörü üzerindeki gerilim önceden belirlenmiş bir gerilim

olduğundan dolayı faz anahtarlarından herhangi birisine hem pozitif hem de negatif sinyal uygulamak mümkündür. C-Dump topolojisinin bu özelliği sistem dinamik tepkisini arttırmaktadır. Faz anahtarlarından birisi açıldığında ilgili faza bara gerilimi uygulanır. Bir faz anahtarı kapatıldığında akım C_o kapasitörüne yeniden yönlendirilir ve bu sayede kapasitör üzerindeki gerilim artar. Bu süre zarfında ilgili faza uygulanan gerilim negatif değer alır. Bu sayede faz akımı istenilen komut değerinin yakınında etkili bir şekilde korunabilmektedir. Tüm anahtarlar kapalıyken faz akımının tamamı C_o kapasitörünü şarj etmede kullanılır. Bu sürücü konfigürasyonunda bir fazda akım oluşturulurken diğer fazların enerjisi kesilmektedir (Krishnan ve ark., 1996).

3.1.6.2.5. Dört anahtarlı tip gerilim kaynaklı dönüştürücü

Şekilde FDA motor sürücülerinde kullanılan ve altı anahtarlı yani geleneksel tam köprü dönüştürücünün bir terminal noktasının çıkarıldığı dört anahtarlı sürüş modu yer almaktadır.



Şekil 3.35. Dört anahtarlı GKD topolojisi

Şekil 3.35'te gözüktüğü gibi FDAM sarım fazı iki kapasitörün orta noktasına bağlanır. Böylece FDAM sürücüsünün anahtarlama kaybı ve sürücü maliyeti azaltılmaktadır. Burada motorun sargılarından bir tanesinin (kapasitörlere bağlı sarım) akımı kontrol edilemez. Kontrol edilemeyen bu sargı akımı asimetrik gerilim sorununa neden olmaktadır. Bu sorun histerisiz kontrol yöntemleri kullanılarak azaltılabilmektedir. Uygun kontrol teknikleri ile kontrol algoritmasının karmaşıklığı da azaltılabilmektedir. Bu topoloji uygun maliyetli sistemler için çözüm olabilmektedir (Misal ve Bhasme, 2017).

3.1.7. FDA motor uygulamaları

FDA motorlar, elektrik motor teknolojisinin girdiği birçok alanda kendine yer bulmuş olup farklı uygulama sahalarında kendini göstermiştir. Bunlar üç ana başlıkta toplanabilir (Abdulhadi, 2022).

3.1.7.1. Sürekli yük uygulamaları

Belirli bir hız gereksinimine sahip, hız hassasiyetinin çok önemli olmadığı (fan, pompa, saç kurutma makinesi vs.) uygulamalarda;

- Düşük maliyet
- Yüksek verim
- Açık döngü kontrolü sağlamaktadır.

3.1.7.2. Değişken yük uygulamaları

Hız değişimi istenilen temel uygulamalar (ev aletleri, çamaşır kurutma makineleri, kompresörler vb.) gibi daha kompleks yapıya sahip (otomotiv endüstrisi, motor kontrolörleri vb.) uygulamalarda;

- Yüksek verim
- Kapalı döngü kontrolü
- Hız kontrolü
- Tork kontrolü sağlamaktadır.

3.1.7.3. Konum tabanlı uygulamalar

Konum bilgisinin önemli olduğu bu kategoriye ait (endüstriyel kontrol ve otomatik kontrol gibi) uygulamalarda motordan istenen;

- Dinamik tepki hızı,
- Tork gereksinimleri gerekli ekipmanlarla sağlanmaktadır.

3.1.8. FDA motorların diğer motorlarla karşılaştırılması

Bu kısımda FDA motorlar ile diğer motorlar arasındaki benzerlikler ve farklılıklar tartışılacaktır. FDA motorların sıklıkla kullanılan diğer motorlara göre avantaj ve dezavantajlarını şu şekilde özetlenebilir.

DA Motorları:

FDAM (Avantaj): Daha verimli, aşınma ve bakım gereksinimi düşük ve uzun ömürlüdür.

FDAM (Dezavantaj): Yüksek maliyetli olup karmaşık kontrol sistemlerine ihtiyaç duyar.

İndüksiyon Motorları:

FDAM (Avantaj): Daha hassas kontrol edilebilir ve verimliliği daha yüksektir.

FDAM (Dezavantaj): Maliyeti daha yüksek olmasının yanında kontrol sistemine ihtiyaç duyar.

Step Motorları:

FDAM (Avantaj): Daha az ısınmalarının yanında yüksek verimliliğe sahiptir.

FDAM (Dezavantaj): Step motorlar lineer hareketlere daha uygun olup bazı durumlarda FDAM daha pahalı olabilir.

Universal Motorlar:

FDAM (Avantaj): Aşınma ve motor bakım gereksinimlerinin daha az ve uzun ömürlüdür.

FDAM (Dezavantaj): Karmaşık kontrol sistemlerine ihtiyaç duyar ve maliyetlidir.

AC Asenkron Motorlar:

FDAM (Avantaj): Verimlilikleri daha yüksek olup hız kontrolü daha iyidir.

FDAM (Dezavantaj): Sensör gereksinimlerinden dolayı genellikle yüksek maliyetlidir.

FDAM, yüksek performans sağlaması, bakım ihtiyaçlarının az olması, ömrünün uzun olması ve hassas kontrol uygulamalarındaki başarısından dolayı tercih edilmektedir. Ancak, hassasiyet gereksiniminin düşük olduğu, maliyetin önemli olduğu durumlarda diğer motor tipleri daha avantajlı olabilmektedir.

3.1.8.1. FDA motor ile DA motor karşılaştırması

Çalışma prensibi bakımından DA motoru rotor ve stator arasında fırçalar ve kollektör dilimleri kullanılarak akımın yönü değişir ve bu sayede rotor döner. FDAM rotoru sabit mıknatıstan yapıldığı için rotor hareketi için fırça, kollektöre ihtiyaç duymaz.

Fırça ve sensörler bakımından FDAM fırçasız motor olup sensörlere ihtiyaç duyarken DC motor fırça ve kollektör kullanırken sensöre ihtiyaç duymamaktadır.

Verimlilik bakımından FDA motorlar rotor konumu sürekli izlendiğinden yüksek verimlilik sunarken DA motoru fırçalı yapısı nedeniyle daha düşük verimlilik sunmaktadır.

Maliyet bakımından FDAM karmaşık kontrol sistemine ve sensöre ihtiyaç duyması nedeniyle daha pahalıdır. Ancak DA motorları ekonomik olmasına karşılık bakım ve fırça/kollektör değişimi gibi sonradan oluşan maliyetler nedeniyle uzun vadede maliyeti artabilmektedir.

Uygulama bakımından FDA motor yüksek performanslı hassas hız ve konum gerektiren uygulamalarda kullanılırken DA motoru düşük maliyetli sistemlerde daha basit uygulamalarda kullanılmaktadır.

Fırçalı DA motorları ile Fırçasız DA motorlar karşılaştırıldığında iki motor arasındaki karakteristik durumlara bağlı olarak aşağıda yer alan çizelge 3-2.'deki gibi farklılıklar gözlemlenmektedir.

Çizelge 3-2. Fırçalı DA motor ile fırçasız DA motor arasındaki farklar (Yedamale, 2003)

KARAKTERİSTİK	BLDC MOTOR	BDC MOTOR
Komütasyon	Hall sensörüne dayalı Elektronik Komütasyon	Fırçalı Mekanik
Bakım	Fırça olmaması nedeniyle daha az gerekli	Periyodik bakım gerekli
Ömür	Daha uzun	Daha kısa
Hız/Tork	Nominal yük ile tüm hızlarda çalışır. (Düz)	Daha yüksek hızlarda fırça sürtünmesi artar. Faydalı tork azalır. (Orta derece düz)
Verimlilik	Yüksek	Fırçalar arasında Voltaj düşümü olmaz. (Orta)
Çıkış Gücü/Boyut	Sargı gövde üzerinde olduğundan ısı dağılımı daha iyi (Küçük boyut)	Sargıların ürettikleri ısı hava boşluğuna dağıldığı için sıcaklık artar. (çıkış gücü/boyut sınırlıdır.)
Rotor Ataleti	Rotorda kalıcı mıknatıs olduğundan düşüktür. Bu dinamik yanıtı iyileştirir.	Dinamik özellikleri sınırlandıran daha yüksek atalet momenti
Hız Aralığı	Fırça/Komütatör tarafından uygulanan mekanik sınırlama yok.(Yüksek)	Fırçaların mekanik sınırlamaları (Düşük)
Elektrik Gürültü Üretimi	Düşük	Fırçadaki arklar nedeniyle gürültü üretir.
Üretim Maliyeti	Kalıcı mıknatıslara sahip olduğundan maliyet daha yüksektir.	Düşük
Kontrol	Karmaşık ve pahalı	Basit ve ucuz
Kontrol Gereksinimleri	Motoru çalışır tutmak için kontrolör gereklidir. Değişken hızlar için aynı kontrolör kullanılabilir.	Sabit hız için kontrolör gerektirmez, değişken hız gerektiren durumlarda kontrolör gerekir.

3.1.8.2. FDA motor ile indüksiyon motor karşılaştırması

Endüstride uygulama gereksinimlerine göre seçilen bu iki motor birbirinden farklı tip motorlardır. Bu iki motor için temelde şu karşılaştırmaları yapabiliriz.

Çalışma prensibi bakımından; FDAM genellikle stator ile rotor arasında yer alan sensör yardımıyla rotor konum bilgisi belirlenir ve konum bilgisine bağlı olarak DA sinyali uygun stator sargılarını besler. İndüksiyon motoru, statora uygulanan alternatif akım, rotor üzerinde indüklenen bir akımı oluşturur ve motorun hareketi sağlanır.

Fırça ve Sensörler bakımından her iki motor da fırçasızdır. Ancak FDAM rotor konum bilgisine ihtiyaç duyduğu için sensörlü olarak çalıştırılabilirken indüksiyon motoru sensör gereksinimi duymaz. Ancak bazı özel uygulamalar için üzerinde sensör bulunan versiyonları da bulunmaktadır.

Verimlilik bakımından FDAM rotor konumu sürekli izlendiğinden yüksek verimlilik sunarken indüksiyon motorlarında sensörsüz çalıştırıldığından performans bakımından verim biraz daha düşüktür.

Maliyet bakımından İndüksiyon motoruna nazaran daha karmaşık kontrol sistemine ve sensöre ihtiyaç duyduğundan FDA motorlar indüksiyon motorlarına nazaran daha pahalıdır.

Uygulama bakımından FDAM daha hassas kontrol gerektiren, yüksek performanslı ve hassas hız kontrolü gerektiren uygulamalarda kullanılırken indüksiyon motorları özellikle sensörsüz, sabit hız gerektiren uygulamalarda ve endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır.

Fırçasız DA motorlar ile İndüksiyon motorları arasındaki karakteristik durumları karşılaştırıldığında aşağıdaki çizelge 3-3 elde edilmektedir (Yedamale, 2003).

Çizelge 3-3. FDAM ile AC indüksiyon motor arasındaki farklar (Yedamale, 2003)

KARAKTERİSTİK	BLDC MOTOR	AC İNDÜKSİYON MOTOR
Hız/Tork Karakteristiği	Düz-Nominal yük ile tüm hızlarda çalışmayı sağlar.	Non-Linear-Daha düşük hızlarda daha düşük tork
Çıkış Gücü/Boyut	Yüksek- Rotor üzerinde kalıcı mıknatıslar bulunduğu için, belirli bir çıkış gücü için daha küçük boyut elde edilebilir.	Orta-Hem stator hem de rotor sargılara sahip olduğundan, boyuta göre çıkış gücü FDAM'dan daha düşüktür.
Rotor Ataleti	Düşük-Dinamik özellikleri daha iyi	Yüksek- Dinamik özellikleri zayıf
Başlangıç Akımı	Nominal- Özel bir marş devresi gerekmez.	Yaklaşık yedi kata kadar anma-Marş devresi değeri dikkatlice seçilmelidir. Normalde bir Yıldız-Üçgen starter kullanılır.
Kontrol Gereksinimleri	Motoru çalışır durumda tutmak için her zaman bir kontrolör gereksinim duyar. Değişken hız kontrolü için ayrı kontrolör kullanılabilir.	Sabit hız için kontrolör gerektirmez; sadece değişken hız isteniyorsa bir kontrolör gereklidir.
Kayma	Stator ve rotor frekansları arasında kayma yaşanmaz.	Rotor, kayma frekansı ile statordan daha düşük bir frekansta çalışır ve motordaki yük ile kayma artar.

3.1.8.3. FDAM ile PMSM motorların karşılaştırılması

FDA motorları yapı olarak SMSM motorlarla aynıdır. Ancak uygulanan sinyal (SMSM motorlarda saha yönelimli kontrol teknikleri kullanılırken FDA motorlarında

trapez kontrol teknikleri kullanılmaktadır.) ve kontrol stratejileri bu iki motoru birbirinden ayırmaktadır. PMSM motor, asenkron motor ile fırçasız motor arası hibrit motor olarak ifade edilmektedir (Koçaş, 2023).

FDA motorlar ile PMSM motorlar arasındaki farkları çizelge 3-4.’teki gibi sınıflandırılabilir.

Çizelge 3-4. FDAM ile PMSM karşılaştırılması (Koçaş, 2023)

	FDAM	PMSM
Uygulanan sinyal	DA	AA
Akı yoğunluğu	Kare (mıknatıs tasarımıyla tahrik edilir.)	Sinüzoidal (mıknatıs tasarımıyla tahrik edilir.)
Zıt-EMK	Trapezoidal (Sargı ve Mıknatıs akımıyla tahrik edilir.)	Sinüzoidal (Sargı ve Mıknatıs akımıyla tahrik edilir.)
Gürültü	Düşük gürültülü çalışma (Dalga formu nedeniyle daha az harmonik oluşur.)	Yüksek gürültülü çalışma (Dalga formu nedeniyle daha çok harmonik oluşur.)
Akım	Trapezoidal (Kontrol cihazını daha kolay ve daha ucuz hale getiren kontrol cihazı tarafından tahrik edilir)	Sinüzoidal (Denetleyici tarafından yönlendirilir, bu da denetleyiciyi daha karmaşık ve maliyetli hale getirir)
Tork	Trapezoidal zıt-EMK ve trapezoidal akımla elde edilir.	Sinüzoidal zıt-EMK ve sinüzoidal akımla elde edilir.
Komütasyon	Trapezoidal	Sinüzoidal
Kontrol	Kolay (Yalnızca DA gerektirir)	Karmaşık (3 fazlı PWM ihtiyaç duyar)
Tork Dalgalanması	Komütasyon anlarında tork dalgalanmaları yaşar.	Yok
Maliyet	Düşük	Yüksek
Performans ve verim	Düşük	Yüksek
Sensör	Sensörlü ve sensörsüz kullanılabilir.	Sensörlü ve Sensörsüz kullanılabilir.
Anahtarlama	Aynı frekans için daha düşük anahtarlama kayıpları (iki mosfet)	Aynı frekans için yüksek anahtarlama kayıpları (Üç mosfet)

FDA Motorlarda aynı anda en fazla iki sarım grubunda enerji bulunabilirken PMSM motorlarda ise aynı anda her üç sarım grubunda da enerji bulunabilmektedir. Ayrıca FDA motorlar genellikle düşük tork uygulamalarında kullanılırken PMSM motorlar ise yüksek tork gereksinimine sahip uygulamalarda kullanılmaktadır.

Maliyet bakımından FDA motorlar PMSM motorlara nazaran daha uygun fiyatlıdır. Performans bakımından PMSM FDA motora göre daha iyidir. Verim bakımından PMSM daha verimlidir. Moment stabilitesi bakımından bakıldığında PMSM daha düşük moment dalgalanmasına sahiptir.

3.1.8.4. FDAM ile fırçalı DA, SMSM ve step motorların karşılaştırılması

Topal (2019), Fırçalı DAM, Fırçasız DAM, SMSM ve Step Motor aralarında, aşağıda yer alan çizelge 3-5’te verildiği gibi bir sıralama yapmış, nominal hız

uygulamaları ile yüksek hız gerektiren uygulamalarda FDAM'ların daha avantajlı olduğunu ifade etmektedir.

Çizelge 3-5. Fırçasız DAM, fırçalı DAM, SMSM ve step motorların karşılaştırılması (Topal, 2019)

KARAKTERİSTİK	Fırçalı DAM	Fırçasız DAM	SMSM	STEP MOTOR
Nominal Hız	2-3	1	2-3	4
Nominal Tork	4	3	2	1
Güç Yoğunluğu	4	3	1	2
Maksimum Hızlanma	-	1	2	4
Yüklenme Kapasitesi	1	2-3	2-3	4
Fiyat	2	4	4	1

3.2. FDA Motorlarda Hız/Konum Algılayıcıları

FDAM kontrol edebilmek için rotor pozisyonunun motorun ilk kalkınma anından motor duruncaya kadar bilinmesini gerektirmektedir. Sabit moment elde edebilmek amacıyla rotor pozisyonu ile stator sarım grubunun akımı senkronize edilir. Bunun sağlanması için hız/konum algılayıcılar kullanılmaktadır.

FDA motorlarda konum bilgisini elde edebilmek için sensörlü ve sensörsüz teknikler kullanılmaktadır. Kullanılan her tekniğin kendince avantaj ve dezavantajı bulunmaktadır.

3.2.1. Sensörlü hız/konum algılayıcılar

FDA motorlar genellikle üç fazlı olarak imal edildiğinden motorda dönel elektrik alanı oluşturmak için her seferinde iki kez uyarılan üç stator fazına sahiptir. Bu yöntemin uygulanması oldukça kolaydır ancak kalıcı mıknatıslı rotorun stator ile kilitlenmesini önlemek için, rotor mıknatıslarının tam konumu bilinerek statordaki uyarımın belirli bir şekilde sıralanması gerekir. Sıklıkla hall sensörleri kullanılmasına rağmen yüksek hassasiyet ve performans istenen durumlarda hall sensör yerini optik sensörlere bırakmaktadır.

3.2.1.1. Optik sensörler

Optik konum sensörleri genel olarak bir tarafta LED diyot ve karşısında foto transistör ve foto diyot gibi üzerine gelen ışığa bağlı akım üreten veya akım geçişini kontrolüne izin veren (optik eleman) elektronik elemandan oluşmaktadır. Optik eleman

ışığa maruz kaldığı durumda optik eleman uçlarında üzerine gelen ışık şiddetine bağlı genliğe sahip sinyal üretmektedir.

Optik konum sensörü, FDAM rotor miline yerleştirilen hareketli diske çarpan ışın demetinin yansımaya veya karşısına yerleştirilen optik elemana çarpmasına bağlı olarak rotor konum algılaması yapmaktadır. Rotoru yerleştirilmiş diskin kirlenmesi durumunda hatalı sonuç üretebilmesine rağmen en hızlı ve kararlı anahtarlama işlemi optik sensörle yapılabilmektedir. Optik elemanın ürettiği sinyal, FDAM kontrolünde kullanılmaktadır. Bu sayede konum algılanarak stator sargılarına uygun sinyaller kontrolör tarafından sağlanmaktadır. Optik elemanlar maliyetli ve tozdan etkilenebilir olmaları nedeniyle kullanım yerine göre dezavantaj sağlamasına rağmen rotorun konumu hızlı ve tam olarak belirlenebilmektedir.

3.2.1.2. Alan etkili (hall) sensörler

1879'da, Johns Hopkins Üniversitesi Fizik Bölümü'nde Henry Rowland'ın gözetiminde yüksek lisans öğrencisi olan Edwin Herbert Hall, şu anda evrensel olarak hall etkisi olarak bilinen şeyi keşfetti (Chien, 2013).

Elektrik motorlarında kullanılan hall etkisi, rotor üzerinde yer alan sabit mıknatıs ile stator sargıları arasında oluşan manyetik etki sebebiyle üzerinde oluşan gerilime bağlı olarak konum algılamak amacıyla kullanılmaktadır. Stator sarım grubunun oluşturduğu manyetik alanı etkilememesi için statordan uygun bir uzaklığa yerleştirilmesi gereken bu cihaz lojik çıkış değeri veren sensördür.



Şekil 3.36. Hall sensörlerinin stator üzerine yerleştirilmesi

Hall etkisi, bir iletken iletken manyetik alan etki ettiğinde, etki eden manyetik alan iletken içerisinde elektron hareketini sağlar. Hall etkisi ile bir cismin konumunu ve hareketini algılamak amacıyla üretilmiş sensörlere hall sensörü adı verilir.

Hall sensörü, zorlu ortamlarda çalışabilmeleri, alternatif sensörlere göre uygun maliyetli olmaları ve sensör çıktısı ile anahtarlama elemanlarının kontrol edebilir olması FDA motorlarda kullanımını arttırmaktadır.

FDAM çalışması için rotor altı ayrı konum bilgisine ihtiyaç duyar. Genellikle motor içerisine yerleştirilmiş olan hall sensörleri gerekli olan bu sinyalleri sağlar ancak bu sensörler, motor maliyetini artırma, özel mekanik düzenleme gereksinimleri, sensörlerin sıcaklığa duyarlı olması ve ekstra kablolama gibi bileşen maliyetler gibi dezavantajlara da sahiptirler (Pandey ve Bhadoriya, 2015).

3.2.2. Sensörsüz hız/konum algılama

Sensörsüz motor kontrolü, rotor pozisyonunu belirlemek için genellikle hall sensörleri kullanılır ki bu gibi sensör/sensörlerin kullanılmadığı FDAM rotor kontrol yöntemine sensörsüz kontrol yöntemi adı verilir. Konum sensörleri gerektirmeyen ancak yalnızca elektriksel ölçümler gerektiren FDAM sürücüye sensörsüz sürücü adı verilir (Johnson ve ark., 1999).

Maliyet açısından bakıldığında sensör kullanılmaması sistem maliyetini düşürmeye ve sistemin daha ekonomik hale gelmesini sağlamaktadır.

Dayanıklılık açısından bakıldığında sensörlerin mekanik yapıda olması sensör aşınması ve sensör arızası gibi olası durumlar, sensörsüz kontrol sistemlerin daha dayanıklı olduğunu göstermektedir. Bu sayede endüstriyel kullanımlarda motorun daha uzun ömürlü ve daha az bakım gerektirmesi FDAM uygulamaları için önemli bir avantajdır (Koçaş, 2023).

Hız bakımından sensörsüz uygulamalar sensörlü uygulamalara kıyasla daha hızlı tepki verebildiğinden hızdaki ani değişimlere motor etkili bir şekilde adapte olmasına olanak sağlamaktadır.

Verimlilik bakımından bakıldığında kullanılan her bir sensörün enerji tüketme durumu ve işlevselliğinden kaynaklanabilecek enerji kayıpları da dikkate alınacak olursa sensörsüz kontrol tekniklerinin daha verimli olduğu söylenebilmektedir.

Montaj kolaylığı açısından bakıldığında sensörsüz sistemler sensörlü sistemlere nazaran daha basit montaj süresine sahiptir. Bu durum seri üretim yapılan bir tesis için montaj süreçlerini hızlandırma ve tesisin mevcut üretim maliyetini düşürebilmektedir.

Sensörlü kontrol sistemleri kirli ortam, manyetik alanların mevcudiyeti gibi zorlu ortam koşullarına duyarlı olabilmektedir. Diğer taraftan sensörsüz kontrol sistemleri, bu tür oluşabilecek problem durumlarına daha dirençlidir.

Sensörsüz kontrolün motor başlangıç konumunu belirleme, düşük hızlarda kararsız olma gibi sorunları da bulunmaktadır. Ayrıca sensörsüz kontrol tekniklerinin karmaşık algoritma ve kontrol strateji gereksinimleri dezavantaj olarak belirtilebilmektedir.

FDA motorlar için kullanılan birçok sensörsüz tasarım mevcuttur. Yaygın olarak kullanılan teknikler şu şekilde sıralanabilir (Johnson ve ark., 1999).

1. Ölçülen akımları, gerilimleri, temel makine denklemlerini ve cebirsel işlemleri kullananlar,

2. Gözlemci kullananlar,

3. Back-emf yöntemlerini kullananlar,

4. Sensörsüz başlatma teknikleri ve

5. Önceki dört kategoriye girmeyen yeni tekniklere sahip olanlar.

3.2.2.1. Ölçülebilir değerleri ve matematiği kullanan yöntemler

Burada kullanılan yöntem üç alt tür içermektedir.

a- Akı değerini elde etmek için gerilim ve akım değerlerinin kullanıldığı yöntemler:

V , gerilim vektörü; I , akım vektörü; R , matris direnci, δ ; akı yoğunluğu vektörü olduğu kabul edildiğinde FDAM motorun gerilim eşitliğine ait denklem aşağıdaki gibidir.

$$V = RI + \frac{d}{dt} \delta \quad (3.3)$$

Buradaki denklem akıya bağlı olarak düzenlenirse denklem (3.4) elde edilir.

$$\delta = \int_0^t (V - RI) dt \quad (3.4)$$

Akı hesaplama yönteminin avantajı hesaplamalarda hat-hat gerilimlerinin kullanılabilmesi ve motor nötrüne ihtiyaç duyulmamasıdır. FDAM başlangıç konum değeri, motora ait parametrik değerler ile akı bağıntısının rotor konumuyla ilişkisi bilinerek rotor konumunun tahminine dayanır. Sonuç olarak akı bağıntısının değişim hızı ile rotor hızı arasındaki değişim elde edilir (Wu ve Slemon, 1991). Sonraki yıllarda yapılan çalışmalarda akı hesaplama yöntemi, hız geri besleme sinyali hesaplamak

amacıyla kullanılan durum gözlemcisiyle birleştirilerek daha gelişmiş kontrol stratejileri ortaya koyuldu.

- b- Sistemin gerilim ve/veya akım tahmini ile gerçek değer arasındaki farkı kullanan yöntemler:

FDAM d-q modeli kullanılarak elde edilen varsayımsal bir eksen üzerindeki akım ve gerilim değerleri gerçek d-q modeli üzerindeki değerlerle ile karşılaştırılarak elde edilen farklardan yola çıkılarak rotorun ilk ve son konum değerleri kıyaslanmıştır (Matsui, 1996).

- c- Konum ve hızı hesaplamada ölçülebilir değerler ve bilinen makine parametreleri ile makineye ait denklemlerden faydalanan yöntem:

Bu yöntemde konum bilgisini elde etmek ve hızı hesaplamak için motor parametreleri ve denklemleri kullanılır (Hoque ve Rahman, 1994).

3.2.2.2. Gözlemci kullanan yöntemler

Sistem gerilimi ve akımlarını ölçmek için değişik yöntemler kullanılarak açısız rotor konumuna ait açısız ilk kaba tahminlerden birisi Manfred tarafından 1988 yılında ortaya konulmuştur (Schrödl, 1988). Kullanılan gözlemciler sayesinde rotor konumu ve/veya hızı belirlenir. Konum tahmininde genellikle kalman filtresi kullanılmıştır.

Temel tam sıralı durum gözlemcisi fikri 1964 yılında David Luenberger tarafından geliştirildi (Luenberger, 1964).

Gözlemciler sistem girdi ve çıktılarını ayırt etmeksizin girdi olarak alır. Sistemin durumu çıktı olarak üretilir. Gözlemcinin ürettiği durum ile sistem geri beslenir. Oluşan kapalı döngü, sistem kontrolünde kullanıldığı şekliyle gerçekten ölçülen değişken gibidir.

3.2.2.3. Zıt EMK temelli yöntemler

Manyetik alan içerisinde yer alan iletken bir telden akan akımın ortaya çıkardığı kuvvete elektromanyetik kuvvet adı verilir. EMK, Faraday'ın elektromanyetik indüksiyon yasasına göre yani matematiksel olarak manyetik akının zamana göre türevidir. Zıt EMK, FDAM kontrol yöntemleri için bir kontrol stratejisi olarak kullanılmaktadır.

Zıt EMK temelli kontrolde FDAM için kullanılan gerilim aynı zamanda geri besleme olarak da kullanılmaktadır. Rotor hareket ettikçe, rotorun oluşturacağı gerilim geri besleme olarak kullanılmaktadır. Rotorun hareketiyle indüklenen gerilim FDAM hızı

ve konumu ile ilgili bilgi sağlamaktadır. Oluşan bu geriliminden elde edilen veriler, rotor hızını ve konumunu kontrol etmek için kullanılır.

Literatürde zıt EMK temelli yöntemler doğrudan zıt EMK tespiti ve dolaylı zıt EMK tespiti olmak üzere iki sınıfta incelenmektedir (Pindoriya ve ark., 2016).

3.2.2.3.1. Doğrudan zıt EMK tespit yöntemleri

Vinatha ve ark. (2006), yapmış oldukları çalışma ile literatürde yer alan doğrudan PWM tespit yöntemlerini beş tekniğe ayırarak açıklamışlardır.

- 1) Sanal nötr noktayı ortadan kaldıran PWM tekniği
- 2) Düşük hızlı uygulamalarda PWM tekniği
- 3) Geliştirilmiş doğrudan zıt EMK tespit şeması
- 4) Küçük güç uygulamaları için PWM tekniği
- 5) Küçük güç uygulamaları için geliştirilmiş PWM tekniği

Bu çalışmada doğrudan zıt-EMK tespit yöntemleri iki şekilde açıklanmaktadır.

Bunlar;

- 1-PWM temelli teknikler
- 2-Zıt EMK sıfır geçiş tespiti veya terminal dalgalanma algoritmasıdır.

PWM temelli teknikler;

Motor nötr noktasında oluşan parazit değerleri, sensörsüz kontrol sisteminde birtakım sorunlara neden olabilmektedir. Zıt EMK tespit edilirken nötr noktalarının gerilim değerlerinin de kullanılması bu sorunu ortadan kaldırmaktadır. Uygun PWM tekniği ile zıt EMK gerilimi doğrudan toprağa yönlendirilen motor terminal geriliminden elde edilebilmektedir.

Sinyal uygulanan iki faza ait PWM sinyali şu şekillerde düzenlenebilmektedir (Shao ve ark., 2003).

1-Yüksek tarafta, PWM sadece yüksek tarafta yer alan güç elektroniği anahtarına uygulanır. Düşük taraf adım boyunca açık bırakılır.

2-Düşük tarafta, PWM sadece düşük tarafta yer alan güç elektroniği anahtarına uygulanır. Yüksek taraf adım boyunca açık bırakılır.

3-Her iki tara için güç elektroniği anahtarları senkron çalışır.

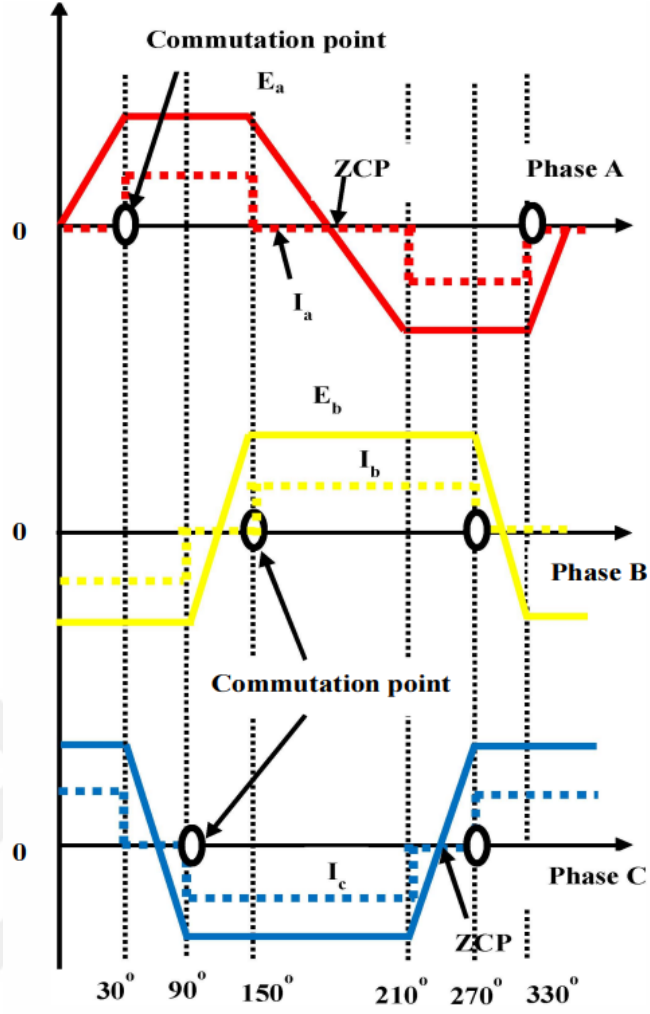
PWM sinyali için sinyal sadece yüksek tarafta yer alan güç elektroniği anahtarına uygulanırsa, düşük tarafta yer alan elektronik güç anahtarı sadece komütasyonu elde edebilmek için anahtarlanır. Bir faza ait PWM yüksek tarafa ait güç elektroniği anahtarı ile, diğer faza ait PWM ise düşük tarafa ait güç elektroniği anahtarıyla çalıştırılır. Boşta

kalan üçüncü faza ait zıt EMK sinyali, PWM sinyali uygulanmadığı müddetçe belirlenir. PWM kapalı kalma süresi sırasında üst faza ait gerilim, motor endüktansı tarafından toprağa zorlanır. Bu noktada uygulanan faz gerilimleri toprak gerilim değerinde veya hemen hemen bu civarda seyrederek. Bu sayede nötr nokta gerilim değeri, her faza ait zıt EMK'sının bir fonksiyonu olarak harici bir gerilimden etkilenmeyecektir.

Burada belirtilen durum için belirli bir adımda A-B fazlarının akım ilettiğini ve C fazının da akım iletmediğini varsayarsak. A fazı motor hızını veya akımını düzenlemek amacıyla PWM üst anahtarıdır. B fazı, sadece komütasyonda anahtarlanan anahtar olup adım boyunca alt anahtarı açık kalır. Burada kullanılmayan C fazındaki zıt EMK gerilimi belirlenebilmektedir.

Zıt EMK sıfır geçiş tespiti veya terminal dalgalanma algoritması;

Sıfır noktası, Enerjilenmemiş fazın algılanan Zıt-EMK'sı ile nötr noktasından ölçülen gerilim karşılaştırılarak tespit edilir. Sıfır geçiş yaklaşımı, zıt EMK algılama tekniği kayan fazdaki zıt EMK'nın sıfırı geçtiği noktaların şekil 3.37'de gözüktüğü gibi yakalanması prensibine dayanır (Pindoriya ve ark., 2016).



Şekil 3.37. Zıt-EMK'nın sıfır geçiş ve faz akımı değiştirme noktaları (Pindoriya ve ark., 2016)

Bir FDA motorun normal bir şekilde çalışabilmesi için zıt EMK, sabit tork üretecek şekilde ayarlanmalıdır. Maksimum tork ve akımın zıt EMK ile aynı fazda olması için bobin üzerindeki zıt EMK'nın sıfır geçişi tespit edilerek her 60 derecede bir invertör konum değiştirmelidir. Bu teknikte hız tahmin yanıtı hız değişimlerinden etkilenmez.

3.2.2.3.2. Dolaylı Zıt EMK tespit yöntemleri

Yarı iletken anahtarlama gürültüsünü kısaltmak için dolaylı zıt EMK algılama yöntemleri kullanılır. Yöntemler şu şekilde sınıflandırılabilir:

- ✓ Üçüncü harmonik gerilim entegrasyonu
- ✓ Terminal akımı algılama veya serbest dönen diyot iletimi
- ✓ Zıt-EMK entegrasyonu

Üçüncü harmonik gerilim entegrasyonu;

Bu yöntem, FDAM komütasyon anlarını belirlemek için zıt EMK'nın üçüncü harmoniğini kullanmaktadır. Trapezoidal akı dağılımına sahip üç fazlı yıldız bağlı bir FDA motor için her stator fazına ait gerilimler toplamının temelde beşinci, yedinci harmonik gibi mevcut tüm harmonik bileşenlerin ortadan kaldırılmasına yol açtığı gerçeğine dayanmaktadır. Elde edilen toplam değer herhangi bir hızda ve yüklü konumda, temel hava aralığı gerilimiyle sabit bir fazın yer değiştirmesini koruyan üçüncü harmonik bileşen tarafından yönetilmektedir.

Üçüncü harmonik sinyal, rotor akı konumunun tahmin edilmesine ve doğru bir invertör akımının kontrol edilebilmesine olanak sağlamaktadır. Diğer dolaylı algılama stratejilerinden farklı olarak bu yöntem filtrelemeye ihtiyaç duymaktadır. Netice olarak bu yöntem filtreleme gecikmelerine duyarlı olmayıp, üçüncü harmoniğin de düşük hızlarda tespitine imkân sağlaması nedeniyle geniş bir hız aralığında yüksek performans sunmaktadır (Yadav ve Gadgune, 2019).

Temelde zıt EMK'nın üçüncü harmonik bileşeninin algılanması için yıldız bağlı dirençlere sahip FDAM sürücüyü referans olan zıt EMK'nın üçüncü harmoniğinin çıkarılması için kullanılan üç yöntem bulunmaktadır:

- ✓ Direnç ağının yıldız noktası ile stator sargılarının nötr noktası arasındaki gerilimden,
- ✓ Direnç ağının yıldız noktası ile DA barasının orta noktası arası gerilimden,
- ✓ Stator sargısının nötr noktası ile DA barasının orta noktası arası gerilimden,

Tüm zıt EMK temelli sensörsüz tekniklerde olduğu gibi başlatma prosedüründe açık döngülü başlatma protokolünün kullanılması gerekmektedir (Yadav ve Gadgune, 2019).

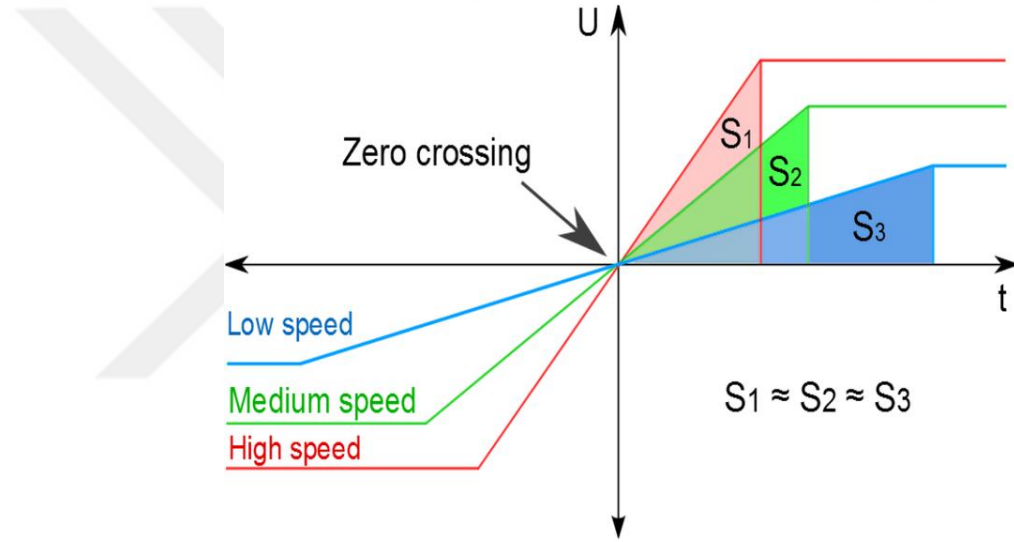
Serbest dönen diyot iletimi (terminal akımı algılama);

Diğer dolaylı algılama algoritmaları sadece bobin endüktansları hemen hemen aynı olan ve rotor konumuyla endüktans değeri değişmeyen sistemlere uygulanabilmektedir. Terminal akım algılama algoritması dışında kalan uygulamalar, PWM frekans gürültüsünü ortadan kaldırmak ve stator faz sarım gruplarından dolaşan akımın doğru bir şekilde akmasını sağlamak amacıyla faz gecikmesini gerçekleştirmek üzere AGF (alçak geçiş filtresi) veya entegrasyon sağlayan devreler kullanmaktadır. Bazı durumlarda stator endüktansı rotor konumuna bağlı olarak değişebilmektedir. Bu durum faz empedanslarında dengesizlik ve nötr noktasında gerilimin değişmesine neden

olmaktadır. Bu durumda nötr noktasından akım algılama ile ilgili algoritmaları kullanmak imkansızdır (Yadav ve Gadgune, 2019).

Bu teknik bir fazdan akım aktığında güç transistörlerine halihazırda paralel olarak bağlı bulunan diyotların iletkenlik durumları dikkate alınarak konum tespiti sağlanabilmektedir. Bu durum oluştuğunda herhangi bir aktif sürücü sinyali pozitif ya da negatif yan sensörlere verilir ve akan akım, sargılarda üretilen zıt-EMK'den kaynaklanır. *Zıt-EMK entegrasyon yöntemi;*

Komütasyon anı, sinyal görmeyen fazın zıt EMK'sinin entegrasyonu ile belirlenmektedir. FDAM hız algılanmasına yönelik kullanılan diğer bir yöntem aşağıdaki şekil 3.38'de görüldüğü gibi sıfır geçişli zıt EMK Gerilim entegrasyon yöntemidir.



Şekil 3.38. Zıt EMK entegrasyon yöntemi (Pindoriya ve ark., 2016)

Bu yöntemde sıfır geçişten sonra beslenmeyen faza ait zıt-EMK geriliminin üçgen alanı tüm hızlarda (S1-Yüksek hız, S2-Orta hız, S2-Düşük hız) yaklaşık aynı olduğu prensibine dayanmaktadır.

Entegrasyon, beslenmeyen fazın zıt EMK gerilimi sıfır değerini aştığında başlar. Sıfır geçiş anında zıt EMK düşük olduğu için düşük gerilim değerlerin bu duruma uyum sağlaması nihai değerler üzerinde çok da bir etkisi olmadığından bu anda sıfır geçiş anını tam olarak bulmak çok önemli değildir. Entegre değer bir önceki eşik değerine ulaştığında değiştirme işlemi gerçekleşir. Akı zayıflatma işlemi gerekiyorsa eşik değer düşürülür böylelikle akım ilerlemesi sağlanır. Düşük devirlerde hassas kontrol sağlarken, çok yüksek hızlarda bu gerilim entegrasyon yaklaşımı az etkili olmaktadır. Zıt EMK sıfır

geçiş yöntemi ile sensörsüz FDAM için sağlanan komütasyon hizalama, başlatma ve hareket algoritmalarını içermektedir.

3.2.2.4. Diğer yöntemler

Yukarıda bahsedilen yöntemlerden başka FDAM rotor konumlarının sensörsüz olarak belirlenebilmesi için kullanılan diğer teknikler şu şekilde sıralanmaktadır.

Maksimum olabilirlik tahmini (MLE):

Sıfır geçiş algılama yöntemine dayanarak geliştirilen bu yeni yöntem, akı temelli konum algılama yöntemiyle endüklenen gerilime dayalı konum tahmin yöntemlerinin belirgin özelliklerini birleştirmektedir. Geleneksel yöntemlere nazaran komütasyon bölgelerinde tahmine dayalı dağılım fonksiyonlarını kullanmasıdır. Bu fonksiyonlarla geniş hız aralıkları için motora uygun komütasyon elde edilmektedir. Önerilen bu yöntem ile rotor rampa üretici kullanılarak başlatılmakta, hareket halinde stator üzerinde oluşan gerilimin formu ölçülmektedir. Elde edilen veriler ile Clarke dönüşümü kullanılarak fazlar α - β eksenine dönüştürülmektedir. Maksimum olası sektör için fonksiyonlardan elde edilen tahminsel değerlere bağlı olarak 6 komütasyon sektöründen olasılık değeri en yüksek olan sektör kullanılır (Kaplan ve ark., 2022).

Yapay sinir ağları (YSA):

Motordan ölçülen parametrelere dayanarak nanlineer rotor konumu YSA üzerinde eğitilmektedir. Eğitimden elde edilen motor akısı, referans modeldeki akıyla kıyaslanarak hata sinyali elde edilmektedir. YSA üzerinde hata sinyali eğitilerek rotor konumu elde edilmektedir. Bu yöntemde rotorun başlangıç konum bilgisinin bilinmesi gerekmektedir (Gedikpınar, 2002).

Rotora manyetik olmayan materyal tutturma:

Kalıcı mıknatısların yüzeyine manyetik olmayan ince bir materyal tutturularak bu materyal ile girdap (eddy, fukoult) akımlarındaki akışı isteksizliği arttıracak şekilde hareket ettiği için stator endüktansı rotor endüktansı ile birlikte değişmektedir. Üretilen dikdörtgen gerilim darbeleri ve akım genlikleri sayesinde konum tespiti sağlanabilmektedir. Sistemin dezavantajı ise stator ile rotor arasına konulan manyetik olmayan materyal yüzünden stator rotor arası hava boşluğunu arttırmakta ve motorda meydana gelen akı kayıpları artarak motorun verimliliğini azaltabilmektedir (Tomita ve ark., 1996).

Mıknatısı çıkıntılı kutba gömülü rotor köprülerinin doyma etkisi:

Uygulama, konum açısının belirlemek için mıknatısı çıkıntılı kutba gömülü rotor demir köprülerin doyma etkisinin kullanıldığı bir tekniği içermektedir. Rotor kilitli haldeyken kullanılan algoritma farklı seviyede uygulanan gerilim içermektedir (Ostlund ve Brokemper, 1995).

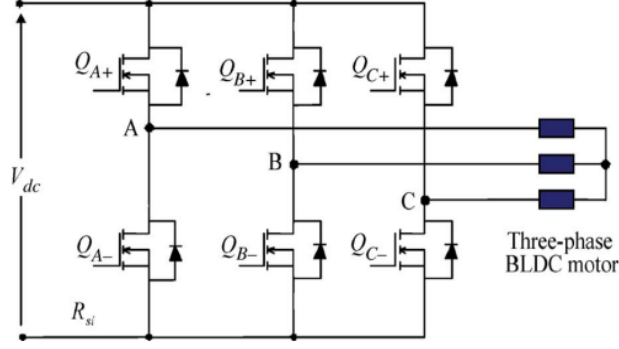
Stator doyma etkisi:

Genel olarak stator demirinin doyma etkisinden yararlanan bir teknik sunan bu yöntemde Stator sargısındaki akımdaki değişim hızı, değişen endüktansın, demirin doygunluğunun ve rotor mıknatıslarının konumuna bağlı akının bir fonksiyonu olduğunu savunmakta ve değişen endüktans nedeniyle akımdaki değişikliğin ölçülmesiyle konum tespit edilebilmektedir (Schmidt ve ark., 1997).

Motor hareketsiz haldeyken rotor kutbuna teşhis akımı enjekte edilir. Böylece rotor mıknatıs akısı teşhis edilir. Elde edilen işarete bağlı olarak doyma seviyesi belirlenir. Bunun için belirli bir süre zarfında zıt işaretli iki farklı darbe gerilimi tatbik edilir. Her darbe için minimum ve maksimum akım değerleri ölçülür. Ölçümler sonucunda elde edilen fark değerlerine bağlı olarak sonuç işareti her üç sargı grubu için kaydedilir. Elde edilen bu işaretler hangi sarım grubunun ilk önce uyarılması gerektiğini 60° çözünürlükle belirlenir.

3.3. FDA Motor Sürücüsünün Dinamik Matematiksel Modeli

FDA motorun statorunda birbirlerine göre 120° açılara sahip üç sargı grubu vardır. Rotorunda ise sabit mıknatıs grupları bulunmaktadır. Rotor üzerinde oluşacak eddy kayıpları gibi oluşabilecek kayıplar mıknatıs gruplarının ve paslanmaz çeliğin sahip olduğu yüksek direnç sebebiyle ihmal edilebilir. FDA motorlar DA gerilim kaynağından beslendiği için faz değişkenlerine ait modellenen denklemler aşağıdaki gibi olacaktır (Dudhe ve Thosar, 2014).



Şekil 3.39. FDAM için tipik invertör sistemi (Bektaş ve Serteller, 2010)

Şekil 3.39’da üç fazlı FDA motora ait tipik invertör devresi yer almaktadır. Bir FDA motor için invertör sistem karakteristiği ile matematiksel modelini edinmek için diğer ilişkili denklemler (Immaneni, 2013; Dudhe ve Thosar, 2014)’den alınmaktadır. FDA motor, şekil 3.39’da gösterildiği gibi invertörün çıkışına bağlanmıştır. İnvertör giriş kablo bağlantı ucu, sabit gerilim kaynağına bağlanmaktadır. İnvertörde güç kaybı olmadığı ve motor sargısının yıldız bağlandığı varsayılmıştır.

Sargısı simetrik ve dengeli besleme sistemine sahip üç endüvi sargılı FDA motor için, modellenen motor sargısına ait gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir (Immaneni, 2013);

V_a, V_b ve V_c motorun faz gerilimini,

R_a, R_b ve R_c stator sargı dirençlerini,

i_a, i_b ve i_c motorun faz akımını,

L_a, L_b ve L_c motor sargısının öz endüktansını,

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ ve M_{cb} stator sargıları arasındaki karşılıklı endüktansları,

e_a, e_b ve e_c her faz için zıt-EMK dalga formları olup rotor milinin açısal hızının fonksiyonlarıdır.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + e_a \quad (3.5)$$

$$V_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{ba} \frac{di_a}{dt} + M_{bc} \frac{di_c}{dt} + e_b \quad (3.6)$$

$$V_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + M_{ca} \frac{di_a}{dt} + M_{cb} \frac{di_b}{dt} + e_c \quad (3.7)$$

k_e , zıt-EMK sabitidir.

$$e = k_e * \omega_m \quad (3.8)$$

Yukarıdaki denklem (3.5), (3.6) ve (3.7) göz önüne alındığında, FDA motorun matris formundaki matematiksel modeli aşağıdaki denklem ile temsil edilebilir,

$$\begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Genelde günümüz FDA motorlarında; Üç fazlı sistemin sarım gruplarının dengeli olduğu varsayılırsa, her fazın direnci birbirine eşit olacaktır:

$$R_a = R_b = R_c = R$$

FDA motorun dış yüzeye monte edilmiş bir tasarıma sahip olduğu ve stator öz endüktansları rotor konumundan bağımsız olduğu için öz endüktansları birbirlerine eşit kabul edilebilir, bu nedenle;

$$L_a = L_b = L_c = L$$

Stator öz endüktansları birbirine eşit kabul edildiğinden karşılıklı endüktanslar da eşit yazılabilir;

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$$

Bu varsayımlar dahil edildikten sonra Denklem (3.9) yeniden düzenlenebilir;

$$\begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Elektromekanik tork şu şekilde ifade edilir:

J motorun atalet momentini,

B sürtünme katsayısını

ω_r açısal hızını gösterir.

T_L yük torkudur.

$$T_{em} = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (3.11)$$

3 fazlı FDA motorun elektromanyetik torku; akıma, hıza ve zıt-EMK dalga formlarına bağlı olduğundan, anlık elektromanyetik tork denklemi (3.11) şu şekilde değiştirilebilir ve temsil edilebilir:

$$T_{em} = \frac{1}{\omega_m} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (3.12)$$

3.4. FDA Motorların Kontrolü

FDA motorlar tristör, mosfet gibi temel güç elektroniği bileşenleri kullanılarak oluşturulan devrelerle kontrol edilir. Ancak bu noktada hangi sarım grubuna ne tür enerji verileceği sorusu geliştirilen birçok kontrol algoritmayla çözümlenmiştir. Teknolojideki gelişmelere bağlı olarak güç elektroniğinde ve mikrokontrolörde meydana gelen gelişmeler, tasarlanan matematiksel modellerin uygulanabilirliğini kolaylaştırmaktadır.

Kullanılan kontrol stratejilerinin amacı olası durumlar için kontrolün optimal seviyede gerçekleşmesini sağlamak üzeredir. Kapalı döngü bir sistemin amacı meydana gelen hatayı (beklenen değer ile gerçekleşen değer arasındaki fark) ortadan kaldırmak ya da asgari düzeye indirmektir.

FDAM ile ilgili algoritmalar motorun çalışma döngüsü dikkate alınarak elde edilmektedir. Öyle ki motorun çalışma döngüsü altı adımda gerçekleşmektedir:

- 1-Başlangıç durumu
- 2-Konum belirleme
- 3-Saat yönünde dönme
- 4-Saat yönünün tersine dönme
- 5-Hız kontrolü
- 6-Durma

3.4.1. Klasik kontrol yöntemleri

Klasik kontrol yöntemleri çoğu uygulama için yapısal basitliği nedeniyle FDAM kontrolünde kullanılmışlardır. Sistem ihtiyacına bağlı olarak kullanılan PI, PD ve PID kontrol sistemleri klasik kontrol yöntemleridir. FDA motordan beklenen performansı sağlaması için klasik kontrol sistemleri için ayarlanması gereken parametrik kazanç değerleri bulunmaktadır ki bunlar şu şekilde sıralanmaktadır:

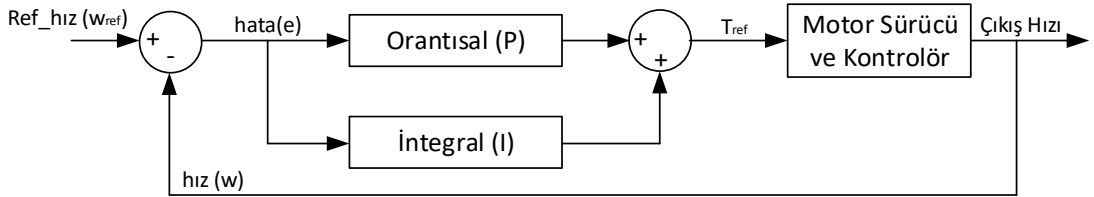
- Kp: Oransal kazanç
- Kd: Türev kazancı
- Ki: İntegral kazanç

Klasik kontrol yöntemlerde kullanılan bu değerler deneme yanılma ile elde edildiğinden dolayı hızda veya yükte meydana gelen anlık değişimlere bağlı olarak motor performansında düşüşler yaşanmaktadır (Bayraktar ve Balık, 2015; Abdulhadi, 2022).

Kontrol sistemlerinde sinyalin sıfırdan istenilen referans değerine ulaşması için geçen süreye yükselme süresi adı verilmektedir. Sinyalin referans değeri geçerek aldığı maksimum değer ile referans değer arasındaki farka aşma adı verilir. Sinyalin başlangıç anından referans değerinde istenilen hata miktarınca sabitlendiği ana kadar geçen süreye yerleşme süresi adı verilir. Sinyalin referans değeri ile kararlı durum çıkışı arasındaki kabul edilebilir hata miktarına kararlı durum hatası adı verilir.

3.4.1.1. Oransal integral kontrolü (PI)

Geleneksel kontrol tekniklerinden birisi olan PI kontrol, kapalı çevrim sistemlerinde en çok kullanılan klasik yöntemlerindendir. Bir PI denetleyicisi iki bloktan oluşmaktadır. Bunlar P'ye karşılık gelen orantısal blok ve I'ya karşılık gelen integral bloğudur. Sistemin çıkışı ile belirlenen referans sinyali arasındaki fark sistem hatası olarak belirtilmektedir. Oluşan bu hata sinyali PI bloğuna girerek K_p ve K_i değerlerine bağlı olarak belirli ayarlamalarla amplifikasyona tabi tutulur. Bu durumda PI denetleyicisinden alınan veri sayesinde sistemdeki hız hatasını azaltabilecek kontrol sinyali üretir (Zaher, 2017).



Şekil 3.40. FDAM PI kontrolör

Çıkış hız sinyali, tepe referans akımı için kullanılan referans tork sinyaline karşılık gelmektedir. PI kontrolör girişine gelen hata(e) sinyali, motor çıkışından alınan gerçek hız değeri ile motordan beklenen referans hız değeri arasındaki farktır.

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega$$

Kullanılan PI kontrolör bloğuna ait formül şu şekildedir:

Orantısal (Proportional) Blok için; $P = K_p e(t)$

İntegral (Integral) Bloğu için; $I = K_i \int_0^t e(t) dt$

Kontrolör Çıktısı; $T_{ref} = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt$ olarak elde edilmektedir.

PI kontrol bloğuna ait transfer fonksiyon denklemi (3.13) şeklinde ifade edebiliriz.

$$\frac{T_{ref}}{e(t)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.13)$$

Yukarıda yer alan K_p ve K_i , kazanç sabitleridir. Kazanç sabitleri çizelge 3-6'da gösterildiği gibi yükselme süresi, aşma, yerleşme süresi ve kararlı durum hatası gibi farklı durumlar için sinyalde oluşturduğu değişim durumlarını içermektedir (Ang ve ark., 2005).

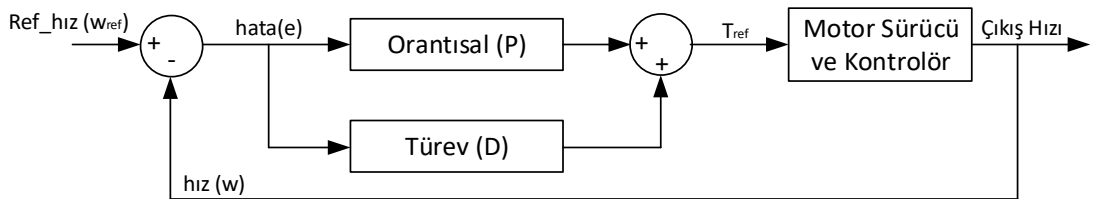
Çizelge 3-6. PI kazanç sabitlerinin genel etkileri

Kazanç Tipi	Yükselme Süresi (Rising Time)	Aşma (Overshoot)	Yerleşme Süresi (Settling Time)	Kararlı Durum Hatası (SS Error)
K_p	Azaltır	Arttırır	Düşük düzeyde arttırır	Azaltır
K_i	Düşük düzeyde Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yüksek düzeyde Azaltır

Çizelge 3-6'daki verilere göre oransal kontrolör, sistemin yükselme ve kararlı durum hatasının azalmasına, aşma ve yerleşme süresinin artmasına sebep olmaktadır. İntegral kontrolör, yükselme süresi ile kararlı durum hatasının azalmasına, aşma ve yerleşme sürelerinin artmasına neden olmaktadır.

3.4.1.2. Oransal türev kontrolü (PD)

Geleneksel kontrol tekniklerinden birisi olan PD denetleyicisi iki bloktan oluşmaktadır. Bunlar P'ye karşılık gelen orantısal blok ve D'ye karşılık gelen türev bloğudur. Sistemin çıktısı ile belirlenen referans sinyali arasındaki fark sistem hatası olarak belirtilmektedir. Oluşan bu hata sinyali PD bloğuna girerek K_p ve K_d değerlerine bağlı olarak belirli ayarlamalarla amplifikasyona tabi tutulur. Bu durumda PD denetleyiciden alınan veri sayesinde sistemdeki hız hatasını azaltabilecek kontrol sinyali üretir.



Şekil 3.41. FDAM PD kontrolör

Çıkış hız sinyali, tepe referans akımı için kullanılan referans tork sinyaline karşılık gelmektedir. PI kontrolör girişine gelen hata(e) sinyali, motor çıkışından alınan gerçek hız değeri ile motordan beklenen referans hız değeri arasındaki farktır.

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega$$

Kullanılan PD kontrolör bloğuna ait formül şu şekildedir:

Orantısal (Proportional) Blok için; $P = K_p e(t)$

Türev (Derivative) Bloğu için; $D = K_d \frac{de(t)}{dt}$

Kontrolör çıktısının denklemi (3.14) olarak elde edilmektedir.

$$T_{ref} = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.14)$$

PD kontrol bloğunun transfer fonksiyonu denklem (3.15) şeklinde ifade edilmektedir.

$$\frac{T_{ref}}{e(t)} = K_p + K_d s \quad (3.15)$$

Yukarıda yer alan K_p ve K_d , kazanç sabitleridir. Kazanç sabitleri çizelge 3-7’de gösterildiği gibi yükselme süresi, aşma, yerleşme süresi ve kararlı durum hatası gibi farklı durumlar için sinyalde oluşturduğu değişim durumlarını içermektedir (Ang ve ark., 2005).

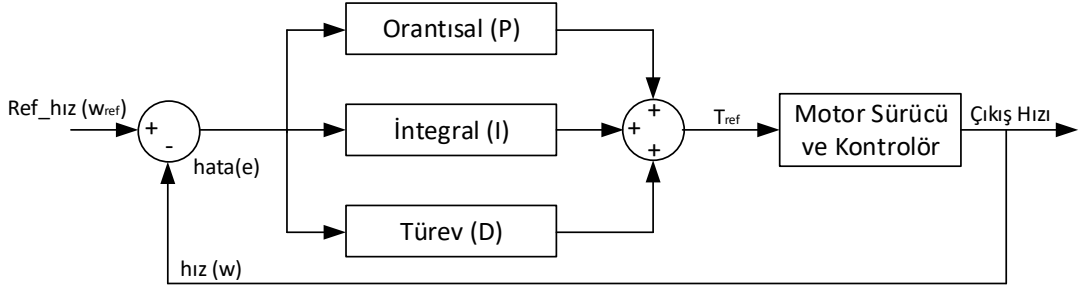
Çizelge 3-7. PD kazanç sabitlerinin genel etkileri

Kazanç Tipi	Yükselme Süresi (Rising Time)	Aşma (Overshoot)	Yerleşme Süresi (Settling Time)	Kararlı Durum Hatası (SS Error)
K_p	Azaltır	Arttırır	Düşük düzeyde arttırır	Azaltır
K_d	Düşük düzeyde Azaltır	Azaltır	Azaltır	Düşük düzeyde Değiştirir

Çizelge 3-7’deki verilere göre oransal kontrolör, sistemin yükselme ve kararlı durum hatasının azalmasına, aşma ve yerleşme süresinin artmasına sebep olmaktadır. Türev kontrolör, yükselme süresi, aşma ve yerleşme sürelerinin azalmasına ve kararlı durum hatasında az bir değişime sebep olmaktadır.

3.4.1.3. Oransal integral türev kontrolü (PID)

Endüstriyel uygulamalarda basit ve hızlı tepki süresine sahip olması nedeniyle en çok kullanılan klasik kontrol tekniklerinin başında PID “Proportional Integral Derivative” kontrol yöntemi gelmektedir. PID kontrolü oransal- integral ve türevsel kontrol yöntemlerinin birleşmesinden oluşmaktadır (Knospe, 2006; Taşören ve ark., 2018; Ateş, 2022).



Şekil 3.42. FDAM PID kontrolör

İntegral terimsel olarak hedeflenen ayar noktasının izlenmesinde kararlı durum hatasını sifıra indirgeyerek sabit bozulmaların ortadan kaldırılmasını sağlamaktadır. Ancak yüksek frekanslarda meydana gelen gürültüleri filtre ederken, hataya vereceği yanıt gecikmektedir.

Orantısal terim olarak hataya verdiği yanıt hızlı olmakla birlikte oldukça büyük kazanç değeri bulunmamaktadır. Bu durum hedeflenen ayar noktasının sağlanmasını zorlaştırmaktadır.

Türev terim olarak olası hatayı tahmin ederek gelecekte karşılaşılabilecek büyük hataları ortadan kaldırmaktadır. Getirdiği tahminsel avantaj beraberinde yüksek frekanslarda meydana gelen gürültüleri artırmaktadır.

PID, sensörlerden gelen veriyi referans veriyile karşılaştırarak gerçekleştirilen bir kontrol yöntemidir. İşlem basamakları şu şekilde sıralanabilir;

- Elde edilen hata, oransal K_p sabitiyle çarpılır.
- Elde edilen hata, geçmiş sürede elde edilen hataların ortalaması integral sabiti K_i ile çarpılır.
- Elde edilen hatanın değişim oranı türev sabiti olan K_d ile çarpılır.
- Bulunan K_p , K_i ve K_d 'nin çarpım sonuçları toplanarak “u” ile beslenir.

$$\text{Oransal sabit} = K_p e$$

$$\text{İntegral sabiti} = K_i \int_0^t e \, dt$$

$$\text{Türev Sabiti} = K_d \frac{d}{dt} e$$

Bu denklemlerden elde edilen verilerin toplanmasıyla aşağıdaki denklem (3.16) PID kontrol denklemi elde edilir.

$$u = K_p e + K_i \int_0^t e \, dt + K_d \frac{d}{dt} e \quad (3.16)$$

PID kontrol bloğunun transfer fonksiyonu denklem (3.17) şeklinde ifade edilmektedir.

$$\frac{T_{ref}}{e(t)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.17)$$

Çizelge 3-8. PID kazanç sabitelerinin genel etkileri

Kazanç Tipi	Yükselme Süresi (Rising Time)	Aşma (Overshoot)	Yerleşme Süresi (Settling Time)	Kararlı Durum Hatası (SS Error)
K_p	Azaltır	Arttırır	Düşük düzeyde arttırır	Azaltır
K_i	Düşük düzeyde Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yüksek düzeyde Azaltır
K_d	Düşük düzeyde Azaltır	Azaltır	Azaltır	Düşük düzeyde Değiştirir

Çizelge 3-8'deki verilere göre oransal kontrolör, sistemin yükselme ve kararlı durum hatasının azalmasına, aşma ve yerleşme süresinin artmasına sebep olmaktadır. İntegral kontrolör, yükselme süresi ile kararlı durum hatasının azalmasına, aşma ve yerleşme sürelerinin artmasına neden olmaktadır. Türev kontrolör, yükselme süresi, aşma ve yerleşme sürelerinin azalmasına ve kararlı durum hatasında az bir değişime sebep olmaktadır.

3.4.2. Modern kontrol yöntemleri

Yüksek hassasiyete ihtiyaç duyulan uygulamalar için geleneksel yöntemler yetersiz kalmaktadır. Bu durumda bulanık mantık, yapay sinir ağları, genetik algoritma ve adaptif kontrol gibi kontrol teknikleri sıklıkla kullanılan kontrol teknikleri kullanılmaktadır.

3.4.2.1. Bulanık mantık sistemleri

1965'te Lotfi A. Zadeh'in ileri sürdüğü 1974'te İbrahim Mohammadan'in buhar motorunu bulanık mantık kullanarak kontrol etmesiyle motorlar üzerinde kullanılmaya başlanmıştır. Klasik kontrol sistemler için matematiksel model oluşturma zor olduğu nonlinear sistemlerin, insan algısına ve deneyimine bağlı olarak kontrol edilmesine dayanan durumlarda bulanık mantık sistemleri kullanılmaktadır. Günümüzde BM tabanlı uygulamalar çamaşır makinelerinden asansörlerin kontrolüne kadar bir çok alanda kullanılmaktadır (Bayraktar ve Balık, 2015).

Sistem girdi değerine bağlı olarak alternatif çıktı değerlerinin net olmadığı durumlarda klasik kontrol yöntemleri yetersiz kalmaktadır. Öyle ki kişiden kişiye bireyin deneyiminden ve tercihlerinden dolayı değişebilen cevaplar içeren sezgi ve tecrübenin ön planda olduğu olumlu sonuçlar içeren problemler esasen bulanık problemleridir. Bu tip uygulamalarda sistem çıktısı alabilmek için karar teorisi kullanılmaktadır.

Karar (Decision) Teorisi = Olasılık (Probability) Teorisi + Tercih (Utility) Teorisi

3.4.2.1.1. Tanımlar

Klasik Küme Kuramı; nesnelerin birbirleriyle ilişkisini küme kavramı altında kümenin özellikleri ve yapısıyla birlikte inceleyen matematiksel bir disiplindir. Üyelik derecesiyle belirtilmez. Bir “X” bir kümenin ya üyesidir ya da üyesi değildir şeklinde kesinlik belirten ifadeler kullanılarak “X” in bir kümeye aidiyetliği belirtilmektedir.

Bulanık Küme Teorisi; belirsizlikler barındıran bir nesne veya verinin net sınırlarla tanımlanamayan küme veya kümeler aidiyet derecesini “kısmi üyelik derecesi” olarak tanımlayan teoremdir. Klasik ve bulanık mantık kuramlarının temel farkları çizelge 3-9’da gösterilmektedir (Abdullayev ve İmamguluyev, 2021).

Çizelge 3-9. Klasik mantık ile bulanık mantık arasındaki temel farklar (Abdullayev ve İmamguluyev, 2021)

Klasik Mantık	Bulanık Mantık
A veya A değil	A ve A değil
Kesin	Kısmi
Hepsi veya Hiçbiri	Bir dereceye kadar
0 veya 1	0 ile 1 arasındaki süreklilik
Binary birimler	Fuzzy birimler

Üyelik Fonksiyonu; “X” elemanın BKü içindeki üyelik derecesini ifade eden fonksiyondur. Bu fonksiyon genellikle $[0, 1]$ aralığında değer alır. “0” ve “1” lojik ifadeler için BKü’de $[0.0, 1.0]$ olarak tanımlanmaktadır. “U” uzayı için “A” kümesinin elemanı olan “X” için $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonu ile tanımlanan küme $A = \{(X, \mu_A(x)) / X \in U\}$ biçiminde gösterilmektedir. $\mu_A(x)$ ’in aldığı sayılara üyelik değerleri adı verilir. MATLAB/Simulink fuzzy menüsünde Differece of sigmoids, Gaussian, Generalized bell, Linear S-shaped, Linear Z-shaped, Pi-shaped, Product of sigmoids, S-shaped, Sigmoid, Tropezoidal, Triangular, Two-sided Gaussian ve Z-shaped üyelik fonksiyonları yer almaktadır.

Bulanıklık Derecesi; Değeri “1” olan “X” tamamen BKü elemanıdır. Değeri “0” olan “X” tamamen BKü elemanı değildir. Belirtilen “X”, $(0,1)$ aralığındaysa kısmi BKü üyesidir ve BKü’de tanımlanan $[0.0, 1.0]$ aralığı girdinin o kümeye olan ilişki derecesini ifade eden “üyelik derecesi” kavramıyla tanımlanmaktadır (Saritas, 2003).

3.4.2.1.2. BK temel işlemler ve kullanılan sözsel değişkenler

BKü gösterim;

“Konya’da kullanılan GES’lerin günlük elektrik üretimi” kümesi G BKü olsun.

$$\mu_G(x_1) = L(x_1)$$

$L(x)$ günlük birim alana düşen ortalama ışık miktarı olsun.

“X1” santrali ortalama %55 ışık alıyorsa G kümesine 0.55 derecesinde üyedir.

Sözel değişken: bugünkü görünen güneş miktarı

Değeri: çok güneşli

Sözel değişken için kullanılan IF-THEN kuralı

IF <bulanık önerme>, THEN <bulanık önerme>

BKü tersi;

“X1” santralinin günlük ışık görmeme zamanını K kümesi gösterebilir.

Sözel İfade: “X1” G değilse önermesi G’nin değildir.

G’nin değilinin K bulanık kümesinde gösterimi;

$$\mu_K(x1) = 1 - \mu_G(x1)$$

“X1” santrali ortalama %45 ışık almıyorsa K kümesine 0.45 derecesinde üyedir.

BKü birleşim;

“X1” santrali aydınlık ve karanlık tüm durumlar için L ve K üyelik fonksiyonlarının birleşimi;

$$\mu_{G \cup K}(x1) = \max [\mu_K(x1), \mu_G(x1)]$$

BKü kesişim;

“X1” santrali ne tam aydınlık ne de tam karanlık diyebileceğimiz ara durumlar için L ve K üyelik fonksiyonlarının kesişimi;

$$\mu_{G \cap K}(x1) = \min [\mu_K(x1), \mu_G(x1)]$$

BM kontrol işlemi, alanında uzman kişilerce hazırlanan her sistem için girdi-çıkı (neden-sonuç) ilişkisine bağlı olarak sisteme özgü kural tablosu kullanmaktadır. BM sistemi karmaşık modellemelerle değil, sistem davranışıyla ilgilenir. Bulanık sistem bulanıklaştırma, kural tabanı (çıkarsama ve birleştirme) ve durulaştırmadan oluşmaktadır.

Bulanıklaştırma (fuzzification): Kesin olan bilgi/veri daha öncesinde tanımlanmış olan bulanık kuralları kullanarak dilsel kavramlara dönüştürülme sürecine bulanıklaştırma adı verilir. Bir üyelik fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilen bulanıklaştırma sürecinin sonunda veri o BKü içindeki “çok az”, “biraz az”, “çok”, “çok fazla” gibi BKü içerisinde üyelik derecesine dönüşür.

Kural tabanı (çıkarsama ve birleştirme): Giriş verilerini önceden belirlenmiş genellikle “eğer...ise” şeklindeki kuralları bağlı kalarak çıkarımlar elde etmeye dayalıdır. Elde edilen bu çıkarımlar toplanarak kural tabanı çıktısını vermektedir. Kural tabanının temel öğeleri, giriş çıkış arasındaki ilişkiyi belirleyen, “bulanık kurallar”; giriş değişkenini BKü üyelik derecesi ile belirten, “ üyelik fonksiyonları”; bir çıkış

değişkeninin birden fazla kuralın çıkarımlarından elde edilmesinde genellikle max operatörünün kullanıldığı, “birleştirme” ve kuralların mantıksal bileşimini içeren sıklıkla min operatörünün kullanıldığı “çıkarsama” olarak belirtilmektedir. Sistemin sağlıklı bir şekilde çalışması için sistem hakkında deneyimli kişiler tarafından kural tabanı oluşturulmalıdır.

Durulaştırma: Bulanık olarak elde edilen bilgilere göre sonuçlar kalibre edilerek kat’i sonuçlara bu kısımda dönüştürülmektedir. Durulaştırma yöntemleri şu temel ölçütleri sağlamalıdır (Gümüşcan, 2017) .

- Giriş verilerindeki küçük değişimlerin çıkışa etkisi küçük olmalı,
- Durulaştırma çıktısı her zaman tek çıktı şeklinde olmamalı,
- Kullanılan yöntem çözüm için olabildiğince hızlı olmalı,
- Çıktı, BKü dayanak bölgesinin ortalarında olmalı,
- Durulaştırmada kullanılan ağırlıklar dikkate alınmalıdır.

3.4.2.2. Genetik algoritma sistemleri

Genetik algoritma, türlerin doğada gözlemlenen yaşama ve hayatta kalma becerilerine benzer mekanizmaları içeren bir optimizasyon yöntemidir. İlk kez John Holland’ın ortaya attığı bu algoritma, önceden belirlenmiş bir maliyete bağlı kalınarak iyileştirme iterasyonları içeren ve her bir iterasyon için en iyi sonuç üreten kromozomun çalışması prensibine dayanmaktadır.

GA’da kötü genler yok edilir ve iyi genler ise kendini korur. Kendini koruyan genler özelliklerini sonraki nesillere taşır. GA, matematiksel modellemenin gerçekleştirilemediği ve kati sonucun elde edilemediği problemler için kullanılan optimizasyon yöntemidir.

Problemlerde yeni bir çözüm oluşturmak için kullanılan genetik algoritma, geliştirilen çözümlere uygunluk fonksiyonu, çaprazlama ve uyum sağlama becerisi sağlayan operatörler içermektedir. GA’nın en büyük özelliği çözüm için var olan birçok olası çözüm içerisinde en iyisini seçmesidir. Bunun için GA, gelişigüzel arama teknikleri ile çözüm arayan sezgisel arama ve parametrik değerler içeren kodlamaya dayalı bir tekniktir (Sezik, 2020).

FDAM motorlar için optimum performansı sağlamak amacıyla motor konum kontrolü için optimize edilmiş PID kazançlarını sağlamak veya motor parametrelerinin

optimizasyonunu elde etmek amacıyla yapılan çalışmalar bulunmaktadır (Rao ve Othman, 2007; Ansari ve Alam, 2011).

3.4.2.3. Yapay sinir ağ sistemleri

Çözüm belirsizliği, veri eksikliği, matematiksel model oluşturma zor olduğu durumlarda biyolojik sinir ağ yapısını taklit eden yapı olan YSA kullanılmaktadır.

YSA, bilgisayar sistemlerine öğrenme becerisi sağlamak bu sayede kompleks yapıya sahip görevleri yerine getirmesi amacıyla geliştirilmiş bir yöntemdir. Giriş, çıkış ve en az bir iç katmandan oluşan YSA nöron adı verilen işlem birimlerinden oluşmaktadır. Ara katmanlarda yer alan her bir nöron birbirleriyle belirli ağırlık değerlerine sahip bağlarla bağlıdır. Her bir nöron bu ağırlık değerleriyle çarpılarak bir çıktı üretir. Öğrenme sürecinde ağ yapısında yer alan bu ağırlık değerleri veri setleri kullanılarak güncellenir.

Genel olarak her bir nöronu giriş ağırlıklarıyla çarparak bulunan bütün değerler toplanır. Bu sayede toplam fonksiyon elde edilir. YSA hata değeri, ağ çıkışı ile beklenen değer arasındaki fark olarak belirtilmektedir. Ağ ağırlıklarına ait değerler değiştirilerek beklenen hata değeri elde edilinceye kadar ağ eğitilmektedir.

YSA sistemleri FDA motorların model referans uyarlamalı kontrol sistemlerinin geliştirilmesi ve motor performansının artırılması amacıyla kullanılmaktadır. Bu sistemler için kullanılan süreç uyarlamalı parametreler için daha iyi sonuçlar ortaya koyduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca FDAM için kullanılan DA giriş gerilimini istenilen hız için değiştirilerek elde edilen hız kontrol yöntemleri de bulunmaktadır. Öğrenme yetenekleri ve hata toleransları ile YSA'ların lineer olmayan sistemler için umut verici çözümler sunduğu kanıtlanmıştır (Leena ve Shanmugasundaram, 2014; CS, 2021).

3.4.2.4. Bulanık sinir ağı denetleyici

BSA denetleyicisi, bulanık bir sistem içine YSA modelini entegre eder. Bu sayede belirsiz durumların anlaşılması ve bu belirsiz durumların daha iyi kontrol edilmesi sağlanmaktadır. Bu tür bir denetleyicide giriş, bulanıklık kuralları ve YSA modelleri içerir. Bu model, belirsiz durumlar ve öğrenim gereksinimine ihtiyaç duyan kompleks yapılar içeren sistemlerin avantajlarını kullanır.

Kontrol edilecek sistemler için geri yayılım, genişletilmiş Kalman filtresi, genetik, parçacık sürüşü optimizasyonu gibi farklı algoritma teknikleri ile bulanık sinir ağı denetleyicisi kullanılmaktadır. Bu algoritmalarla sinir ağı eğitilerek bir girdi kümesi ve

bir çıktı kümesini eşleştirerek eğitimde kullanılan farklı tür algoritmaların güçlü yönleri kullanılır. Ayrıca sistemin giriş parametrelerine bağlı olarak YSA nöron ağ ağırlıklarını ve üyeliklerini uyarlanabilir bir şekilde kendi kendine ayarlanmasına izin vermektedir. Böylece başlangıçta yer alan bulanık tasarım kendi kendine öğrenme yeteneğine sahip olur. FDA motorlarda kullanılan bu tür sistemler motorun tork, hız, konum kontrolleri ve komütasyonun sistem üzerindeki etkisinin çözülmesinde kullanılabilmektedir (Rubaai ve Young, 2015; Zhang ve Gao, 2022).

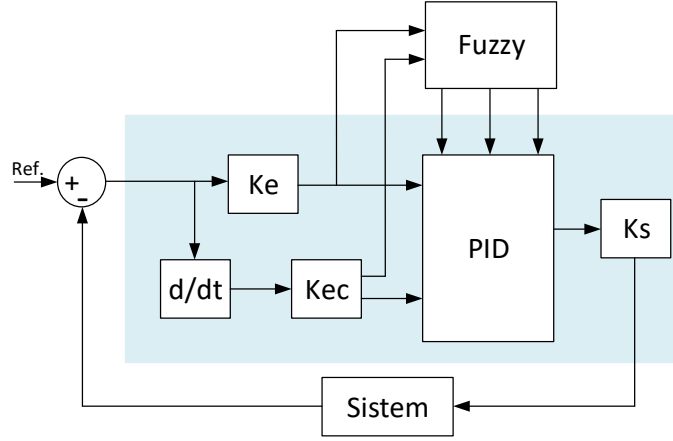
3.4.2.5. Denetleyici/Algoritma ile PID parametrelerinin değiştirilmesi

Literatürde PID için kullanılan K_p , K_i ve K_d parametreleri için birçok teknik yer almaktadır. Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Chien-Hrones, Wang-Juang-Chan, Chien-Hrones-Reswick, Wang-Juang-Chan ve $\frac{1}{4}$ bozulma oranlı optimizasyon yöntemi yöntemleri PID parametreleri için kullanılan başlıca tekniklerdir. Sadece P teriminin kullanıldığı durumda sistem için sürekli hal hatası oluşturabildiğinden PI ve PID denetleyicinin kontrolör olarak kullanımı tercih edilmektedir. Her ne kadar bahsedilen bu teknikler PID için uygun ayar değerlerinin elde edilmesinde yol gösterici olsa da bu yöntemlerin bir tanesinin doğrudan kullanılması bazı sistemler için zararlı olduğu görülebilmektedir (Gidemen ve Furat, 2015).

Her ne kadar yukarıda yer alan yöntem savunucuları PID katsayılarının ayarlanmasında optimizasyon teknikleri önermiş olsa da bu yöntemlerin her zaman etkili olduğunu garanti edememişlerdir. Bu nedenle PID kontrolörün sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak amacıyla otonom bir şekilde kendi kendine mevcut parametrelerini değiştirmesi gerekmektedir. Bu ihtiyacın harici bir denetleyici ya da algoritma kullanılarak karşılanabileceği ile ilgili araştırmalar literatürde yer almaktadır (Portillo ve ark., 2009; Pongfai ve Assawinchaichote, 2017; Singh ve ark., 2018; Gadekar ve ark., 2020; Mahmud ve ark., 2020; Kristiyono ve Wiyono, 2021).

Genel olarak kullanılan bu sistemler gerçek zamanlı PID parametre düzenleme kontrolörü ve geleneksel PID'den oluşmaktadır. PID düzenleme kontrolörü ya da algoritması hata (e) ve hatadaki değişim oranlarını (Δe) sistem giriş parametreleri olarak seçmektedir. Literatürde bu seçilen (e) ve (Δe) parametrelerini referans değerine oranını kullanarak sistem girişi atandığı gözlemlenmiştir (Shamseldin ve EL-Samahy, 2014).

Sistemin çıkış parametreleri olarak elde edilen K_p , K_i ve K_d değerleriyle PID'nin kendini ayarlaması sağlanmaktadır. PID ayarlanmasına ilişkin kullanılan genel şekil 3.43'te yer almaktadır.



Şekil 3.43. Fuzzy parametrelili PID sistem hatasının senkron düzeltilmesi

PID parametrelerin kullanılan sistemin kararlılığı, yanıt hızı, aşma ve kararlı durum hataları minimum düzeye indirmek için rolü şu şekildedir.

Oransal Katsayı (K_p), sistem için gerekli olan tepki hızını ve sistemin referansa bağlı düzenleme doğruluğunu arttırmaktadır. Bu değer için dikkat edilmesi gereken bir diğer husus ise K_p değerinin büyük olma durumudur ki böylesi bir durum için oransal katsayı sistemi beklenen referans değerinin üzerine taşır hatta sistemin kararsız halde çalışmasına bile neden olabilmektedir. Oransal katsayının çok küçük seçilmesi ise sistemin alınan referans değeri için çıkışında regülasyon doğruluğunu azaltmaktadır. Bu durumda hata değişimlerinde beklenen tepki hızı yavaşlayarak regülasyon süresi (yerleşme süresi) uzamaktadır. Oransal katsayının azalması durumunda sisteme ait statik ve dinamik özellikler bozulmaktadır.

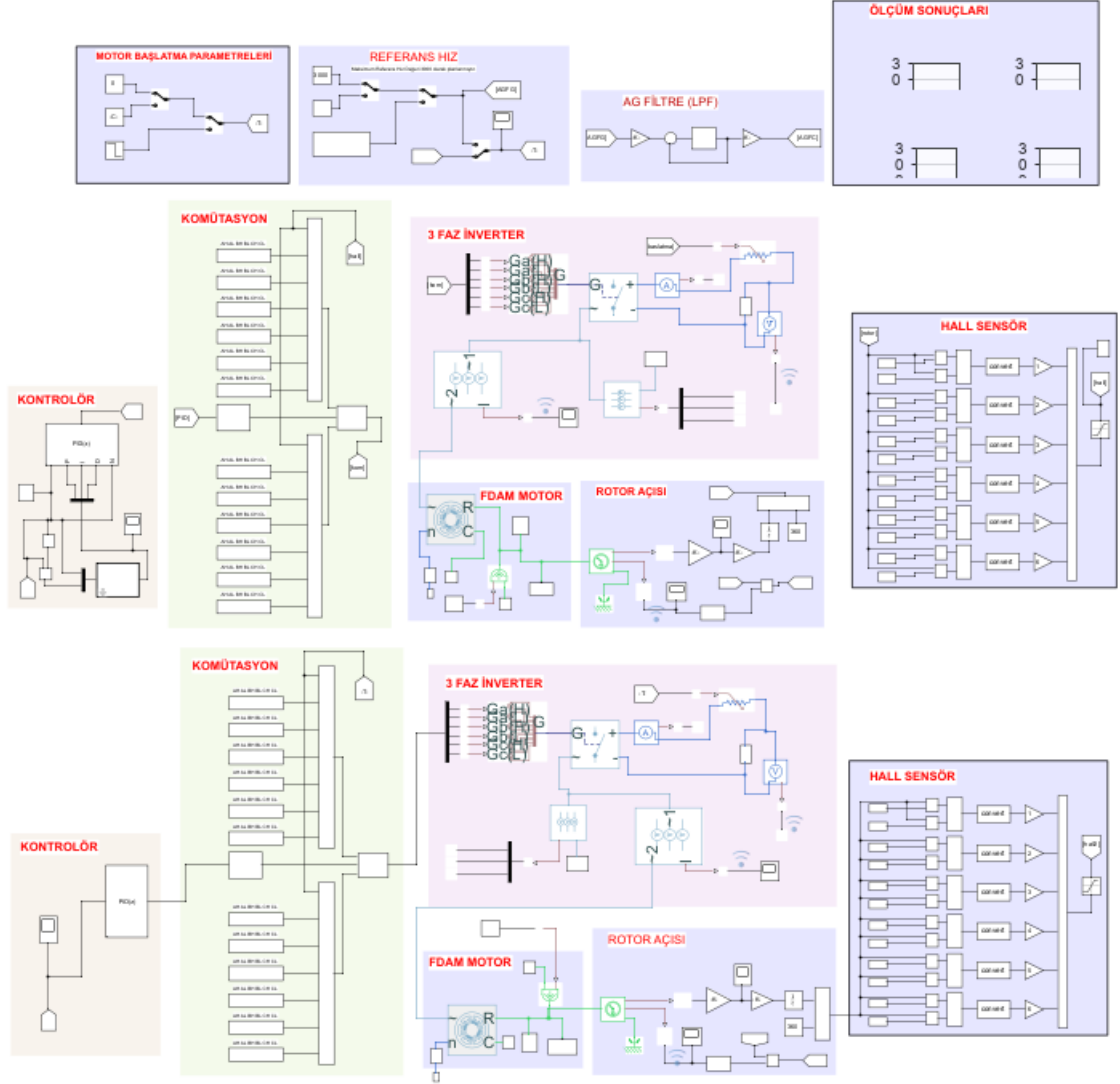
İntegral Katsayı (K_i), hata girdilerinin toplamına bakarak uzun vadede sistemin çıkış stabilitesini düzene koymaktadır. Esasında sistemde oluşan düzenli hataları oransal katsayı düzeltemeyebilir. Bu durumda oluşan sürekli durum hatası kullanılan bu katsayı ile düşürülmektedir. K_p katsayısının anlık hata değerlerini ve zaman içinde biriken hata değerlerini de K_i katsayısının düşürmektedir.

Diferansiyel katsayı (K_d), sistemin dinamik özelliklerini iyileştirmek amacıyla kullanılmaktadır. Bir sonraki süreçte meydana gelebilecek hata değeri olan tahmin hatasından önce yanıt sağlayarak sistem için sağlanan sinyalin herhangi bir yöne sapmasını engellemektedir. Çok yüksek seçilen diferansiyel katsayı sistem çıkış sinyalinin durulma sürecini ilerleterek regülasyon süresini uzatmakta ve hatta çıkış sinyalinin ani yükselmeleri önlemede sistem performansını düşürmektedir.

4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde MATLAB/Simulink üzerinde gerçekleştirilmiş devre tasarımları ve simülasyon sonuçlarına detaylı bir şekilde yer verilmektedir.

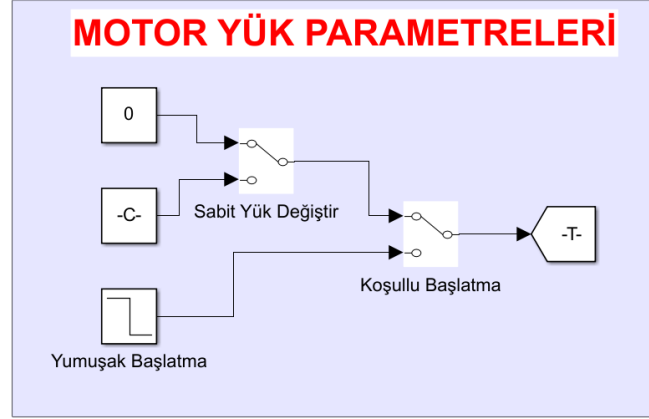
4.1. MATLAB/ Simulink Ortamında FDAM Simülasyonu



Şekil 4.1. FDA motorunun MATLAB/Simulink ortamında modellemesi

FDA motor iki farklı metot kullanılarak çalıştırılmıştır. MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen uygulamanın modellenmesi şekil 4.1’de yer almaktadır. Şekilde yer alan FDA motor için kullanılan Simulink modelleri ve her kontrol yöntemi için kullanılan genel blok ve bloklara dair tanımlamalar aşağıda yer almaktadır.

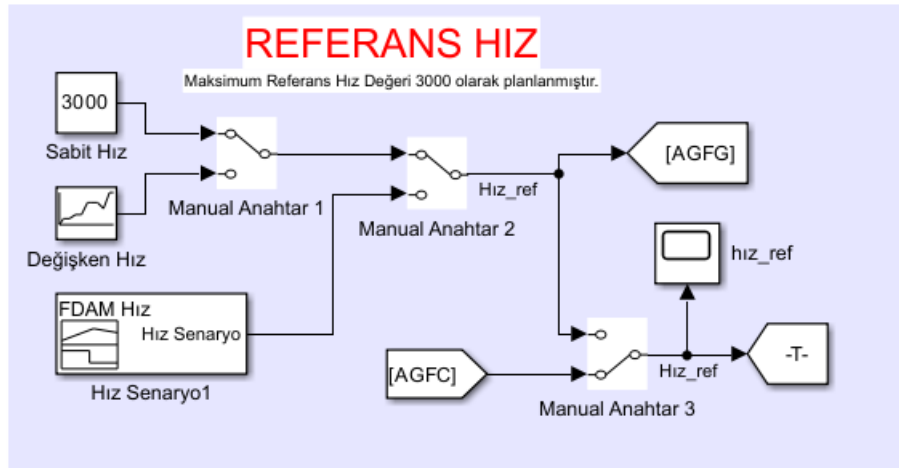
4.1.1. Motora yük giriş bloğu



Şekil 4.2. FDAM yük parametreleri

MATLAB/Simulink ortamında tasarlanan FDA motoruna ait yük parametre değişiklikleri şekil 4.2'deki gibi gerçekleştirilmiştir. Birinci durumda motor yüksüz, ikinci durum sabit yük altında ve üçüncü durumda ise değişken yük parametreleri altında motor tepkisi gözlemlenmiştir. Tasarlanan farklı durum şartları aynı özelliğe sahip motor ve motor parametreleri için uygulanmıştır.

4.1.2. Referans hız bloğu:

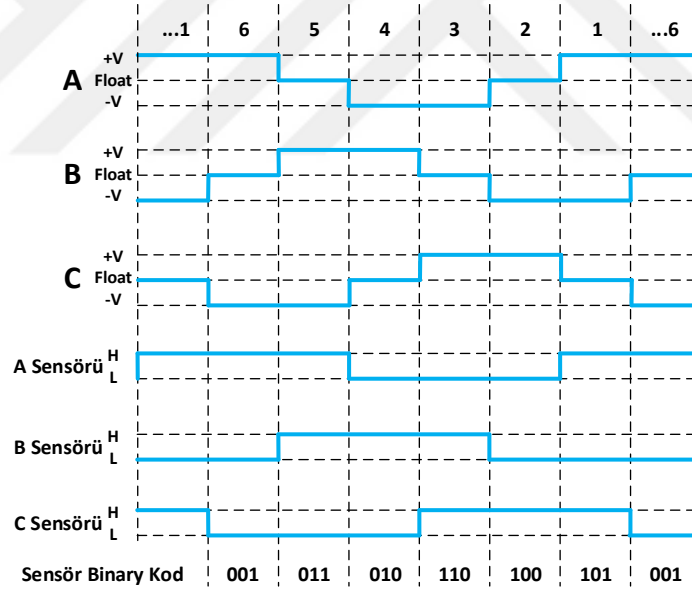


Şekil 4.3. FDAM referans hız bloğu

Şekil 4.3'te yer alan referans hız bloğu farklı hız koşulları altında FDAM motorun tepkisini ölçmek için uygulanmış senaryoyu içermektedir. Birinci durum için Sabit hız için ikinci durum değişken hız için son olarak üçüncü durumda ise hızlanma ve

Şekil 4.5'te yer alan FDAM hall sensörlerinden gelen rotor konum bilgisine bağlı olarak stator A, B ve C sarım gruplarının anahtarlanmasını sağlayan blok devre yer almaktadır. Devrede yer alan PWM generatörü çıkış PWM sinyalleri, generatör giriş sinyali PID kontrolörden gelen bilgiye bağlı olarak ilgili anahtarlama anlarını içermektedir. PWM generatör için örnekleme zamanı 0.00015 sn ve anahtarlama frekansı 1000 olarak atanmıştır. Komütasyon bloğu hall sensöründen gelen verilere bağlı olarak hangi anahtar grubunun çalışacağını belirtir data PWM kontrollü olarak çıkışa aktarılmıştır. Blok çıkış sinyali [kom] ile 3 faz invertör devresine gitmektedir.

Sensörlü FDA motor simülasyonunda rotor konumunu algılamak için 3 hall etkili sensör yer almaktadır (Sensör A, Sensör B ve Sensör C). Her sensör, 180 elektrik derecesi için dijital olarak yüksek çıkış verir ve diğer 180 elektrik derecesi için bir dijital düşük çıkış vermiştir. Aşağıdaki şekil 4.6'da A, B ve C fazları için sensör çıkışları ile gerekli motor sürücü gerilimleri arasındaki ilişkiyi göstermektedir.



Şekil 4.6. Hall sensör ve faz sinyalleri

Simüle edilen FDA motordan rotor konumundan (-180, +180) okunan veri ve hall sensörlerinin bu veriye bağlı zamana göre değişimi şekil 4.7'de elde edilmiştir.



Şekil 4.7. Rotor konumuna göre hall sensörlerinden alınan sinyal

Motorda yer alan hall sensörlerinin rotor konumuna göre alacağı değerler ve buna bağlı olarak FDA motor bobin grupları için (A-B-C) kullanılan güç elektroniği anahtarlama elemanlarının çalışma durumları (A bobinini enerjilendiren anahtar A Anahtarı, B bobinini enerjilendiren anahtar B anahtarı, C bobinini enerjilendiren anahtar C Anahtarı) rotoru saat yönünün tersine dönmesi için kullanılan veriler çizelge 4-1’de yer almaktadır.

Çizelge 4-1. Sensörden alınan verilerle saat yönünün tersine dönüş için anahtar çıkış değerleri

	A Sensörü	B Sensörü	C Sensörü	A Anahtarı	B Anahtarı	C Anahtarı
Durum 1	1	0	1	+1	-1	0
Durum 2	0	0	1	0	-1	+1
Durum 3	0	1	1	-1	0	+1
Durum 4	0	1	0	-1	+1	0
Durum 5	1	1	0	0	+1	-1
Durum 6	1	0	0	+1	0	-1

Motorun saat yönünde dönmesi için elde edilen veriler çizelge 4-2’de yer almaktadır.

Çizelge 4-2. Sensörden alınan verilerle saat yönüne dönüş için anahtar çıkış değerleri

	A Sensörü	B Sensörü	C Sensörü	A Anahtarı	B Anahtarı	C Anahtarı
Durum 1	1	0	1	-1	+1	0
Durum 2	0	0	1	0	+1	-1
Durum 3	0	1	1	+1	0	-1
Durum 4	0	1	0	+1	-1	0
Durum 5	1	1	0	0	-1	+1
Durum 6	1	0	0	-1	0	+1

FDA motorun her bir sarım grubu için 2 MOSFET anahtarlama elemanı kullanılır. Dolayısıyla 3 sarım grubu (A-B-C) için 6 anahtarlama elemanı kullanılmaktadır. Motorun dönmesi için anahtarlama elemanlarının hangi kombinasyonla anahtarlama yapması gerektiğinin bilgisi alt ve üst sınır anahtarlarının açık veya kapalı olması durumu sayısal tasarım bilgileri kullanılarak sadece bir durum için aşağıdaki işlem basamaklarıyla elde edilmiştir.

A sarım grubunun alt anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-3. Boolean cebriyle A alt anahtar denkleminin elde edilmesi

BC \ A	00	01	11	10
0			1	1
1				

$$A_{\text{A}} = \bar{A}B$$

A sarım grubunun üst anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-4. Boolean cebriyle A üst anahtar denkleminin elde edilmesi

BC \ A	00	01	11	10
0				
1	1	1		

$$A_{\text{Ü}} = A\bar{B}$$

B sarım grubunun alt anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-5. Boolean cebriyle B alt anahtar denkleminin elde edilmesi

A \ BC	00	01	11	10
0		1		
1		1		

$$B_A = \bar{B}C$$

B sarım grubunun üst anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-6. Boolean cebriyle B üst anahtar denkleminin elde edilmesi

A \ BC	00	01	11	10
0				1
1				1

$$B_{\bar{A}} = B\bar{C}$$

C sarım grubunun alt anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-7. Boolean cebriyle C alt anahtar denkleminin elde edilmesi

A \ BC	00	01	11	10
0				1
1	1			1

$$C_A = A\bar{C}$$

C sarım grubunun üst anahtarının denklemini elde etmek için;

Çizelge 4-8. Boolean cebriyle C üst anahtar denkleminin elde edilmesi

A \ BC	00	01	11	10
0		1	1	
1				

$$C_{\bar{A}} = \bar{A}C$$

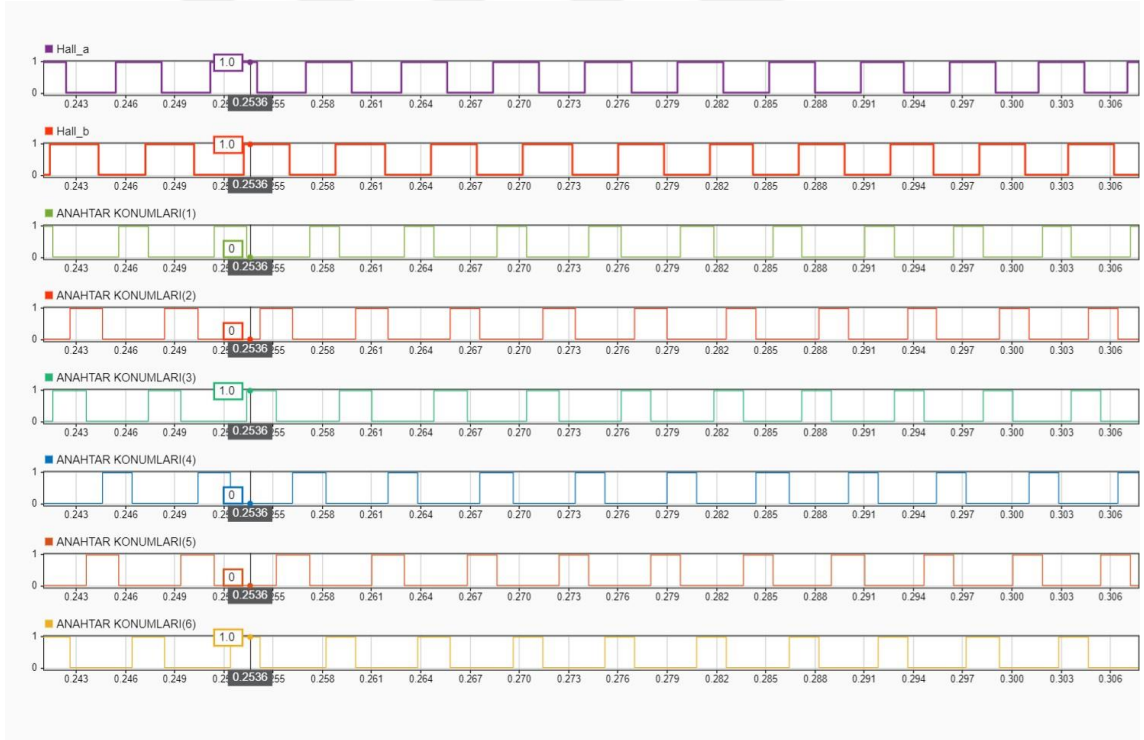
Motor sensörlerinden alınan verilere kullanılarak rotorun konumu 60 dereceyle belirlenmektedir. Bu durumda $\frac{360^\circ}{60^\circ}$ olduğundan motorun konum bilgisi 6 durum için

öğrenilmektedir. Buna göre motor sürücüsü, hall sensör konum bilgisine bağlı kalarak anahtarlama yapma işlem sırası aşağıdaki çizelge 4-9’da yer aldığı gibi 6 durumda belirtilmiştir.

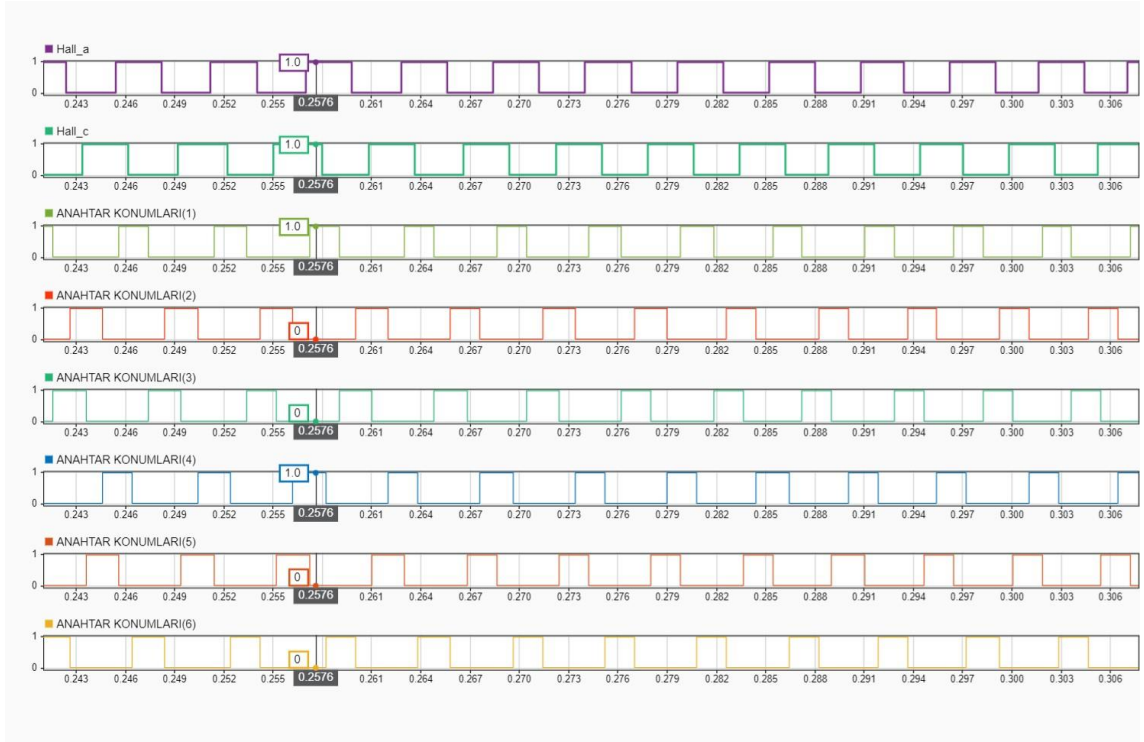
Çizelge 4-9. Sensör bilgisine bağlı anahtarlama elamanı konum bilgisi

Pin	RB6	RB5	RB4	RD5	RD4	RD3	RD2	RD1	RD0
DURUM	Sensör C	Sensör B	Sensör A	C Alt Anahtar	C Üst Anahtar	B Alt Anahtar	B Üst Anahtar	A Alt Anahtar	A Üst Anahtar
1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
3	1	1	0	0	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
6	0	0	1	1	0	0	0	0	1

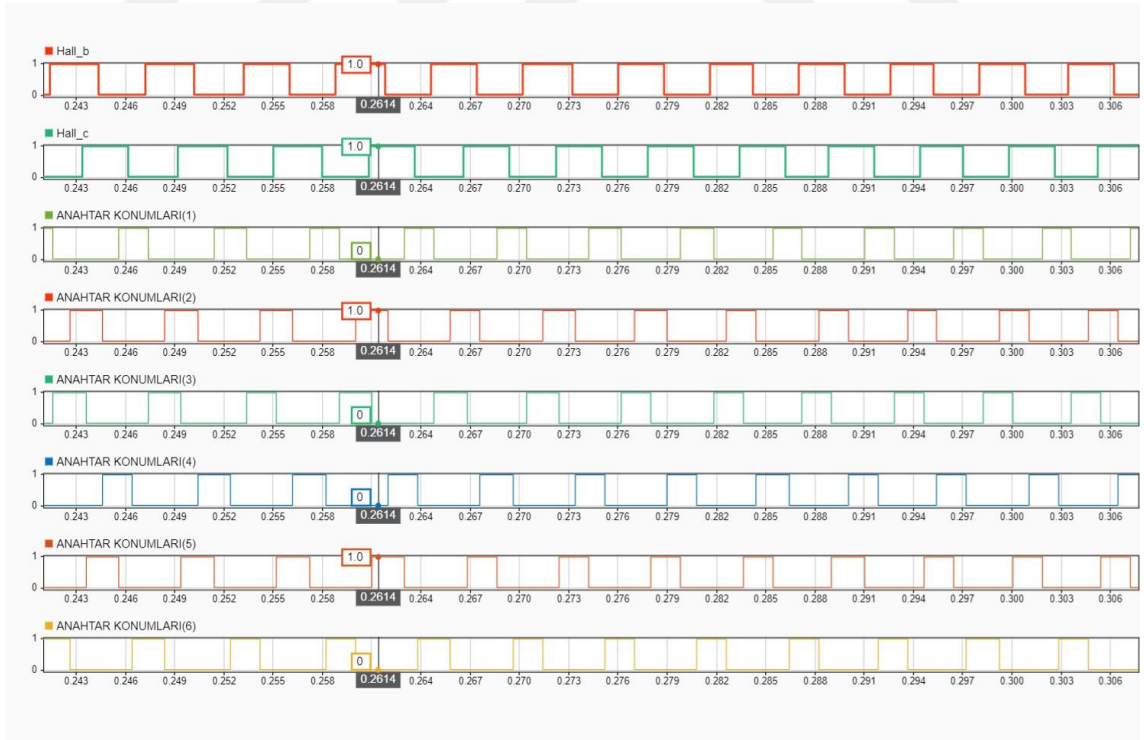
Her bir faz için anahtarların konumuna bağlı olarak hall sensörlerinden okunan değerlere bağlı olarak elde edilen veri şekil 4.8, şekil 4.9 ve şekil 4.10’da yer almaktadır.



Şekil 4.8. Hall sensörü-A ve hall sensörü-B için anahtar konumları

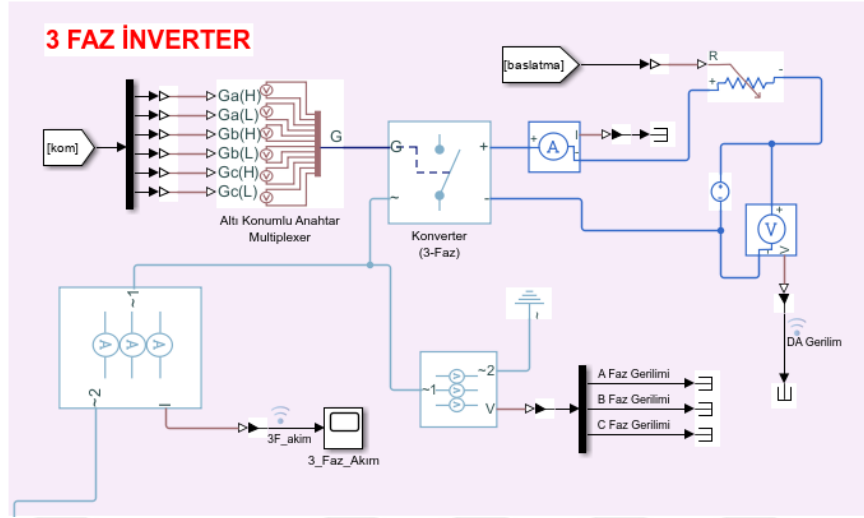


Şekil 4.9. Hall sensörü-A ve hall sensörü-C için anahtar konumları



Şekil 4.10. Hall sensörü-B ve hall sensörü-C için anahtar konumları

4.1.5. Üç fazlı invertör bloğu

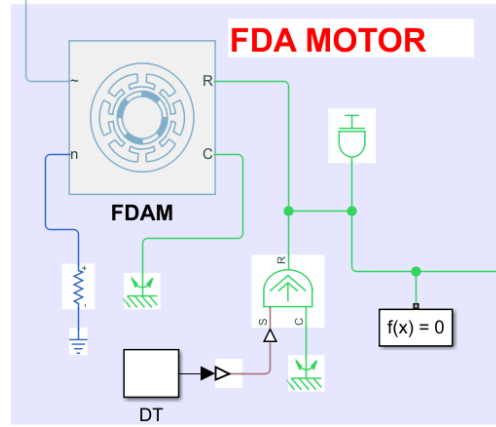


Şekil 4.11. FDAM 3 faz invertör bloğu

Üç fazlı invertör bloğuna [kom] ve [başlatma] sinyalleri gelmektedir. Komütasyon bloğundan gelen [kom] sinyali hangi anahtar grubunun (alt ve üst) devreye alınacağı zamanı bildirmektedir. Çoklayıcıya (mux) gelen veri çoklayıcının çıkışından A-üst anahtar Ga(H), A-alt anahtar Ga(L), B-üst anahtar Gb(H), B-alt anahtar Gb(L), C-üst anahtar Gc(H) ve C-alt anahtar Gc(L) olarak çıkmaktadır. Bu kısımda gelen veriye bağlı olarak konverter üzerinde yer alan anahtarlar konverter çıkış piminden hangi faza ne tür sinyal çıkışı sağlayacağını belirlemektedir.

Konverter bloğu, üç köprü kolu içeren her bir kol üzerinde iki anahtarlama cihazı bulunduran üç fazlı bir dönüştürücüdür. Model içerisinde GTO, ideal yarı iletken anahtar, IGBT, MOSFET, Tristör ve ortalama değer anahtar elemanlarından kullanıcı tercihinine bırakılmış anahtarlama elemanlarını içermektedir. Konvertere uygulanan DA gerilim kaynağı, kaynaktan çekilen akım değerleri [başlatma] girişi ve konverter çıkış akım değerleri ileride tartışılacaktır. Blok devre çıkış pimi her üç faz akımını ölçmekte kullanılan üç faz akım sensörüne bağlı olup doğrudan doğruya motor giriş sinyalidir.

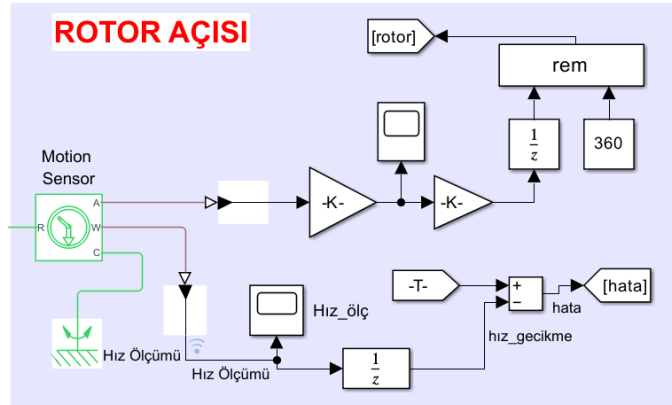
4.1.6. FDAM bloğu



Şekil 4.12. FDAM bloğu

FDAM bloğu, trapez zıt-EMK'ya sahip 3 fazlı FDA motorunun giriş ve çıkış parametrelerini içermektedir. Giriş değerleri olarak 3 fazlı inverter bloğundan gelen sinyal ve Tork giriş değeri olarak DT sinyal verisini içermektedir. Çıkış verisi olarak rotor konum belirleme bloğuna giden veri yer almaktadır.

4.1.7. FDAM rotor konum belirleme bloğu



Şekil 4.13. FDAM rotor konum belirleme bloğu

FDA motordan motion sensöre gelen veri rotor konum bilgisi ve hız ölçümü olarak çıkmaktadır. Ölçülen hız gecikme bloğuna girdikten sonra referans hız ile farkı alınarak rotor konumunda oluşan hata değeri oluşmaktadır. Bulunan hata değeri [hata] olarak kontrolöre gitmektedir.

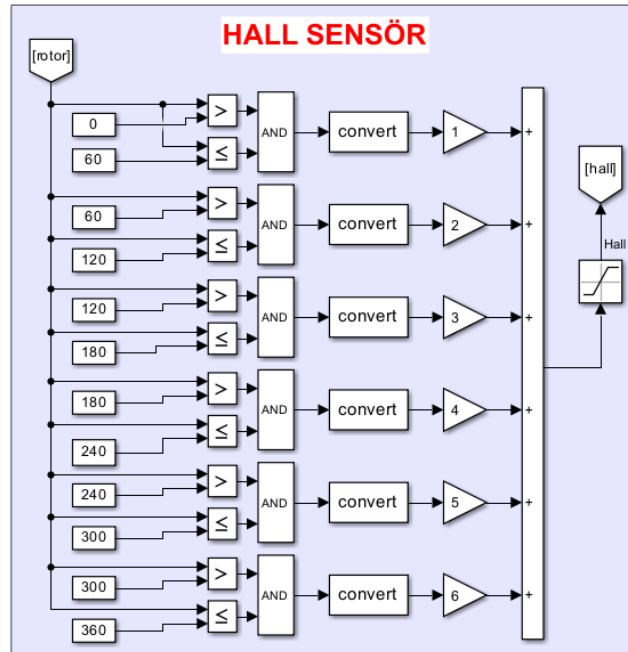
Motion sensör, mekanik dönmeyeyle oluşan açısal hızı ve açıyı ölçmektedir. Kullanılan bu sensör bloğu eylemsizliği, sürtünmeyi, gecikmeler ve enerji tüketimi gibi değerleri hesaba katmadığından idealdir. Motion sensör R terminal bağlantı noktasından gelen rotor konumu verisini A, rotor hız verisini W olarak vermektedir. C terminal çıkış portu devre dışı bırakılarak toprağa göre ölçüm yapılmaktadır.

Motion sensör çıkışından alınan rotor konum verisi A, radyan olarak verildiği için kazanç bloğunda açısal hız değerine dönüştürülmüştür. $2\pi = 360^\circ$ olduğu için kazanç blok değeri $180/\pi$ olarak belirlenmiştir.

İkinci kazanç bloğu motor kutup sayısına bağlı olarak elektriksel açı değerinin mekanik açısal değere dönüşmesini sağlamaktadır. 4 kutuplu motorlarda elektriksel açı ile mekanik açı arasındaki oran 4 olduğu için derece cinsinden alınan elektriksel açı değeri mekanik açı değerine çevirmek amacıyla ikinci kazanç bloğuna veri 4 ile çarpılmaktadır.

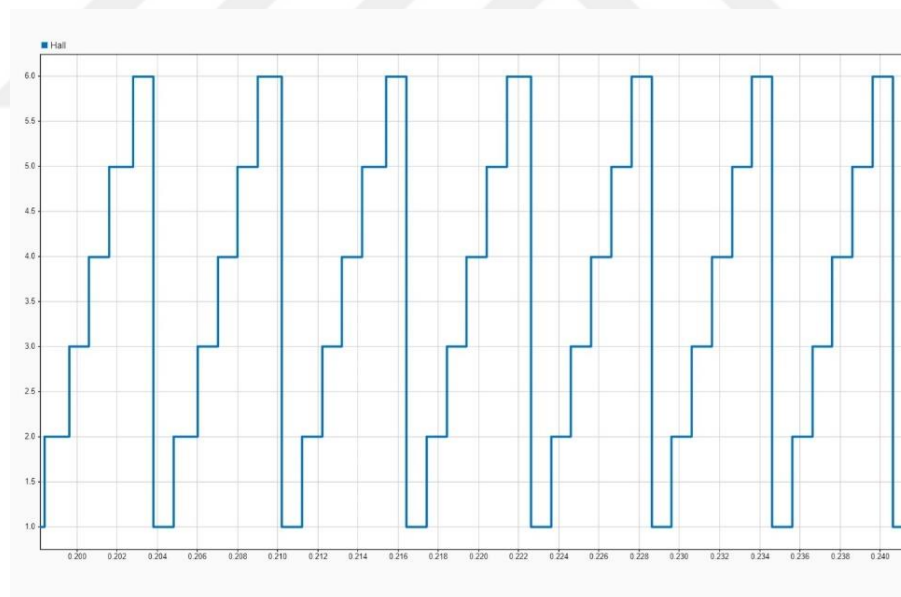
İkinci kazanç bloğu çıkışındaki açısal değer ve bir tam turun açısal karşılığı olan 360 REM bloğuna girerek blok çıkışında esas ölçü olarak hall sensör blok girişine giden [rotor] çıkış verisini içermektedir.

4.1.8. Hall sensör bloğu



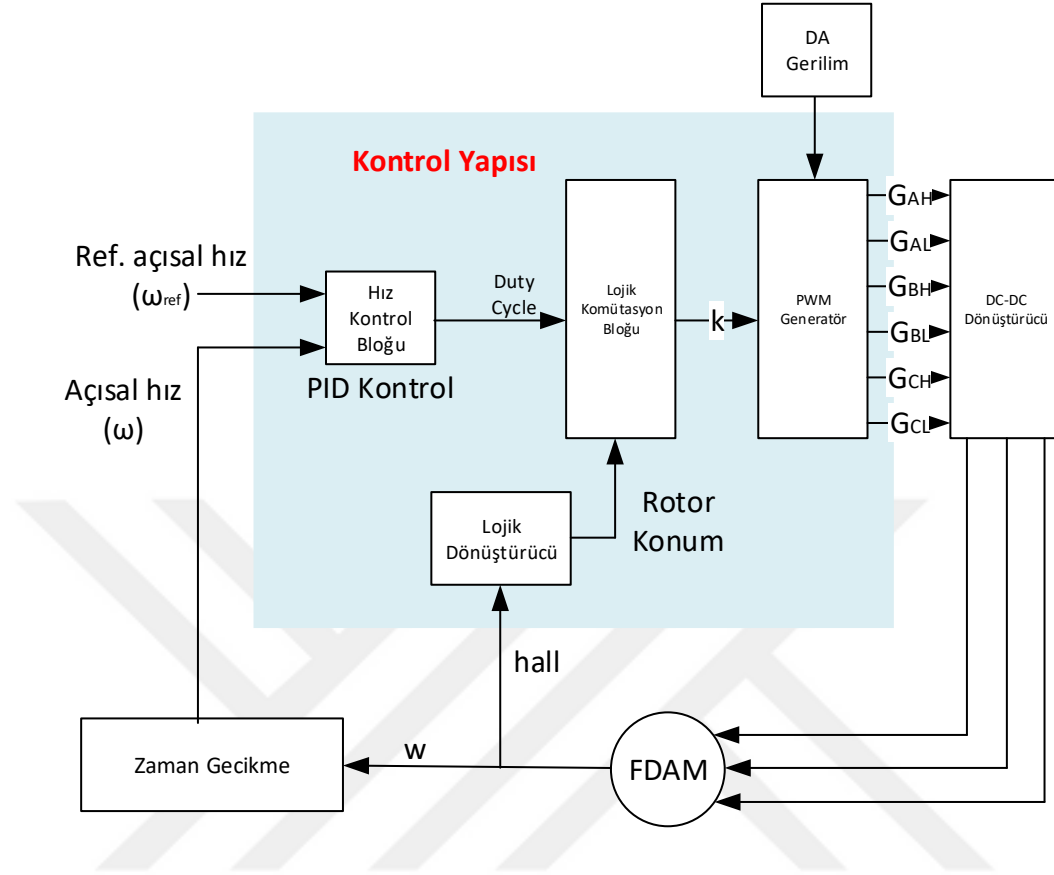
Şekil 4.14. Hall sensör bloğu

Rotor konum belirleme bloğundan gelen [rotor] verisi 0 dereceden 360 dereceye kadar rotorun konumunu içermektedir. Rotor konumunu belirten açısıl değer lojik kapılar kullanılarak rotor konumu her 60 derece için altı bitlik bir (AH, AL, BH, BL, CH, CL) datasını seçmek üzere 6 eş parçaya bölünmüştür. 1. Durum için rotor konum değeri (0,60] aralığındayken kazanç blok çarpanı 1 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 1 verisini üretmektedir. 2. Durum için rotor konum değeri (60,120] aralığındayken kazanç blok çarpanı 2 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 2 verisini üretmektedir. 3. Durum için rotor konum değeri (120,180] aralığındayken kazanç blok çarpanı 3 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 3 verisini üretmektedir. 4. Durum için rotor konum değeri (180,240] aralığındayken kazanç blok çarpanı 4 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 4 verisini üretmektedir. 5. Durum için rotor konum değeri (240,300] aralığındayken kazanç blok çarpanı 5 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 5 verisini üretmektedir. 6. Durum için rotor konum değeri (300,360] aralığındayken kazanç blok çarpanı 6 ile çarpılarak çıkış sinyal değeri olarak 6 verisini üretmektedir. Nihai blok çıkış sinyali şekil 4.15'teki gibi elde edilmiştir.



Şekil 4.15. Hall sensör bloğu çıkış verisi

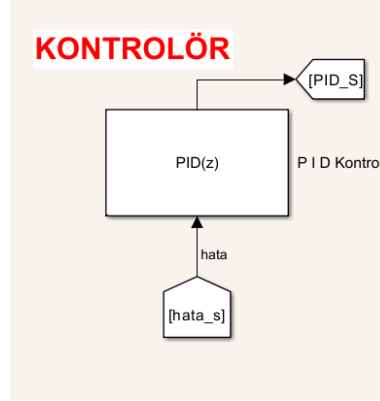
4.2. PID ile FDAM Motor Hız Kontrolü



Şekil 4.16. FDAM PID motor kontrol yapısı

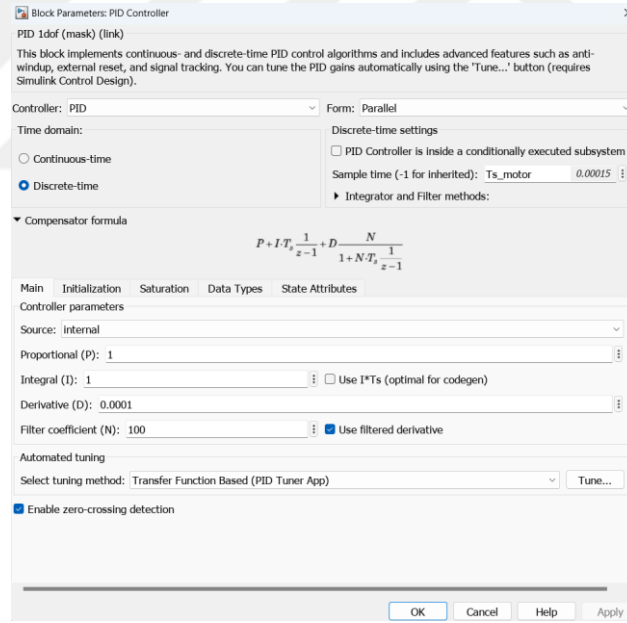
Referans olarak girilen hız bilgisi ve motordan alınan açısal hız bilgisiyle PID bloğunda karşılaştırılmaktadır. Çıkış sinyali Lojik Komütasyon bloğuna FDAM hall sensöründen alınan çıktı ile Lojik komütasyon bloğu PWM generatör bloğunda hangi anahtarların tetikleneceğine karar vermektedir. PWM generatörden alınan gerilim ile FDAM motorunun A-B-C fazları uygun bir şekilde tetiklenmektedir.

4.2.1. PID kontrol bloğu



Şekil 4.17. PID kontrol

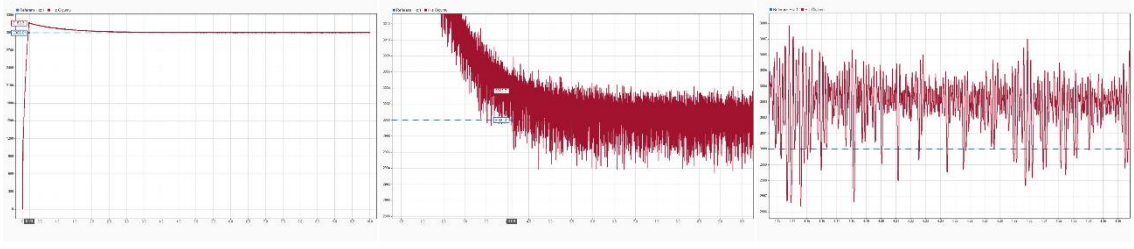
FDA motoru PID ile kontrol edilirken $K_i=1$, $K_p=1$ ve $K_d=0.001$ olarak şekil 4.18'deki gibi alınmıştır.



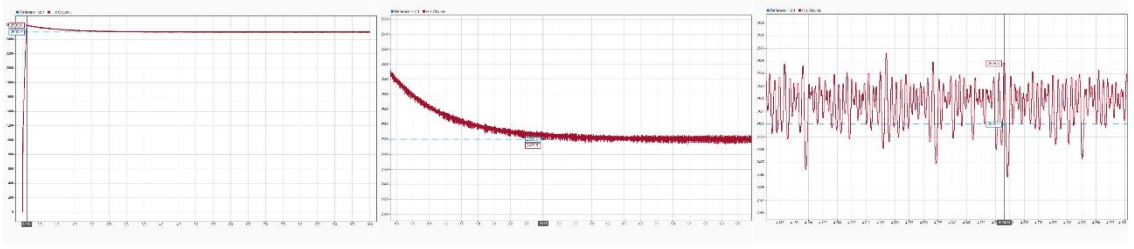
Şekil 4.18. PID parametreleri

4.2.2. FDA motorunun PID simülasyonu

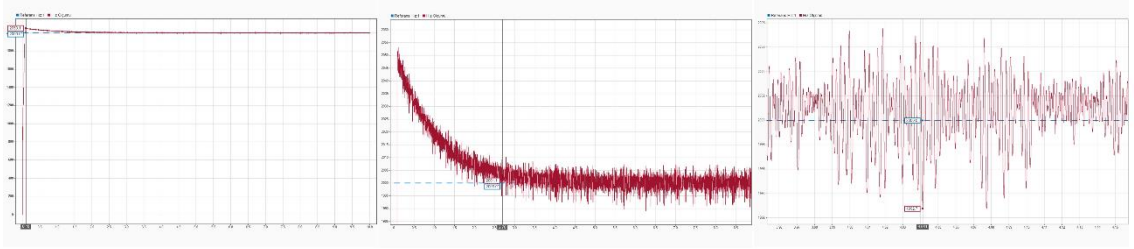
Farklı hız değerleri için (3000-2500-2000-1500-1000 d/dk) FDAM yükselme süresi, yerleşme süresi, maksimum aşım süresi ve kararlı durum hatasına ait grafikler şekil 4.19, şekil 4.20, şekil 4.21, şekil 4.22, şekil 4.23'te yer aldığı gibi elde edilmiştir.



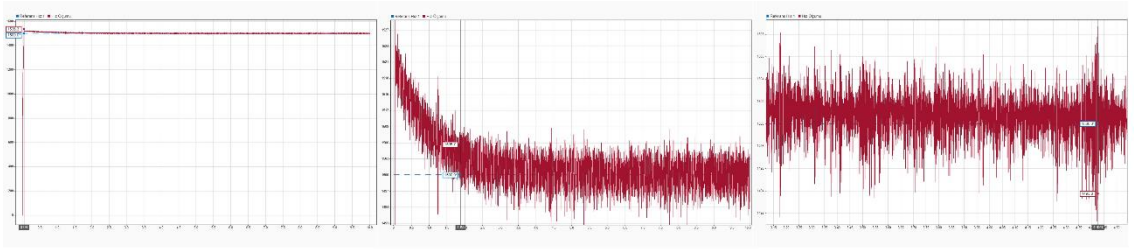
Şekil 4.19. PID kontrol $T=0$, 3000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası



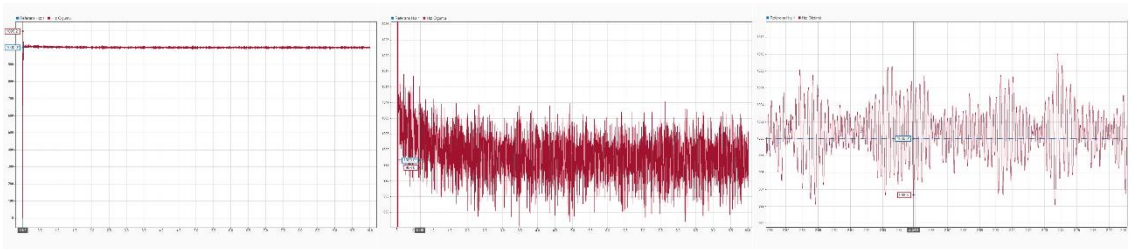
Şekil 4.20. PID kontrol $T=0$, 2500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası



Şekil 4.21. PID kontrol $T=0$, 2000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası



Şekil 4.22. PID kontrol $T=0$, 1500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası



Şekil 4.23. PID kontrol $T=0$, 1000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi c-kararlı durum hatası

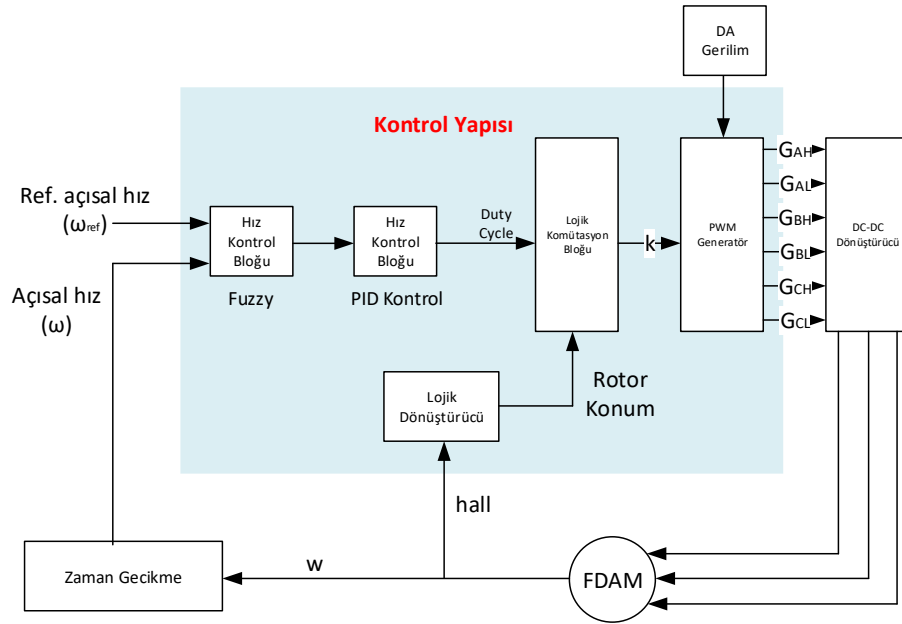
Yüksüz haldeki FDAM motorun kontrolü için 1000 V DA sinyali uygulanmıştır. Sistem PID kontrollü FDAM için farklı hızlarda karşılaştırmalar yapılmış olup elde edilen çıkarımlar aşağıdaki çizelge 4-10'da özetlenmiştir.

Çizelge 4-10. PID ile FDAM farklı hızlarda yükselme süresi, yerleşme süresi ve kararlı durum hataları

Hız (rpm)	Yükselme Süresi (sn)	Yerleşme Süresi (sn)	Maksimum aşım (rpm)	Maksimum Aşım Yüzdesi (%)	Kararlı Durum Hatası (rpm)
3000	0,167	1,22	162,3	5,41	11
2500	0,112	0,82	94,6	3,77	11,6
2000	0,071	0,4	51,8	2,59	17,1
1500	0,043	0,05	30,2	2,01	24,2
1000	0,0093	0,046	96,2	9,62	22,6

Çizelge 4-10'da yüksüz FDAM için farklı referans hızlarına bağlı olarak hız sinyalinin yükselme ve yerleşme süreleri ile maksimum aşım hızı ve oluşan maksimum kararlı durum hız hatalarına ait değerler verilmektedir. Motorun devir sayısı düştükçe yükselme ve yerleşme sürelerinin de azalmasına karşılık kararlı durum hatalarının genel olarak arttığı gözlemlenmiştir. Maksimum aşım miktarında 3000 rpm'den 1500 rpm'e kadar azaldığı ve 1500 rpm'den 1000 rpm'e kadar da arttığı gözlemlenmiştir.

4.3. Fuzzy Parametrelili PID Denetleyici ile FDAM Motor Hız Kontrolü:



Şekil 4.24. Fuzzy parametrelili PID ile FDA motor kontrol yapısı

4.3.2 FDAM bulanık kural tablosu:

Çizelge 4-11. Kp için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)

E/CE	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	PS	Z
NM	PB	PB	PM	PS	PS	Z	NS
NS	PB	PM	PM	PS	Z	NS	NS
Z	PM	PM	PS	Z	NS	NM	NM
PS	PS	PS	Z	NS	NS	NM	NM
PM	PS	Z	NS	NM	NM	NM	NB
PB	Z	NS	NS	NM	NM	NB	NB

Çizelge 4-12. Ki için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)

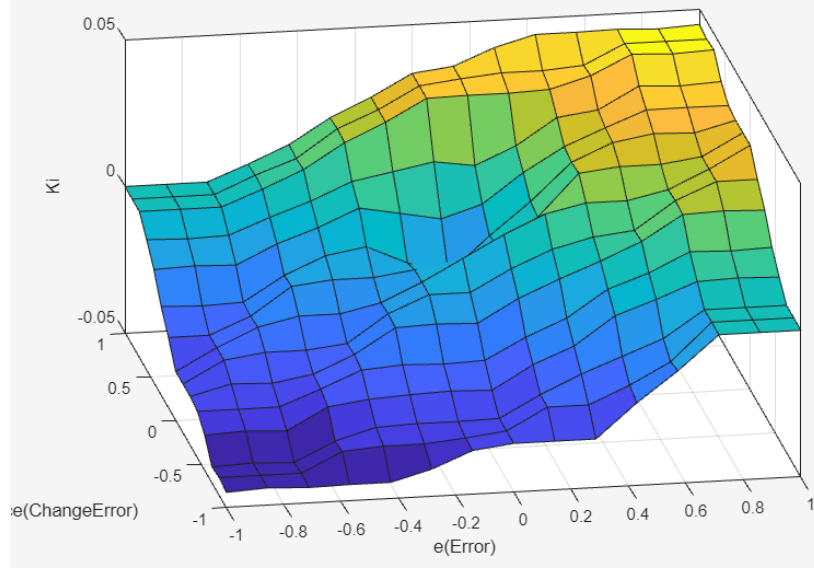
E/CE	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	Z	Z
NM	NB	NB	NM	NS	NS	Z	Z
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PS
Z	NM	NM	NS	Z	NS	PM	PM
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	Z	Z	PS	PS	PM	PB	PB
PB	Z	Z	PS	PM	PM	PB	PB

Çizelge 4-13. Kd için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)

E/CE	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NM	PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	Z
NS	Z	NS	NB	NM	NS	NS	Z
Z	Z	NS	NS	NS	NS	NS	Z
PS	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

Çizelge 4-14, Çizelge 4-11,4-12,4-13'ten yararlanılarak düzenlenmiş olup ilk satır Kp'yi, ikinci satır Ki'yi, üçüncü satır Kd değerlerini vermektedir. Bu kural çizelgelerinden faydalanılarak şekil 4-27 fuzzy'nin genel kural tablosu oluşturulmuştur. Fuzzy oluşturulurken 2 giriş ve 3 çıkış değeri atanmıştır. Birinci giriş hata değerini belirtirken ikinci giriş hatadaki değişim miktarını belirtmektedir. Çıkış değerlerinden birincisi oransal sabiti olan Kp'yi, ikincisi integral sabiti olan Ki'yi ve üçüncüsü türev sabiti olan Kd değerlerini vermektedir.

Birinci giriş değeri olan motor çıkış hızı ile referans hız değeri arasındaki fark olan hatayı, ikinci giriş değeri hatanın değişim miktarı (türev) olarak alınmıştır.



Şekil 4.26. Ki için kullanılan e/ce kontrol yüzeyi

Şekil 4.26’da yer alan Ki gibi Kp ve Kd yüzeyleri aşağıda oluşturulan her üç çıkış için koşullu bir kural olmak üzere toplamda 49 kural elde edilmiştir.

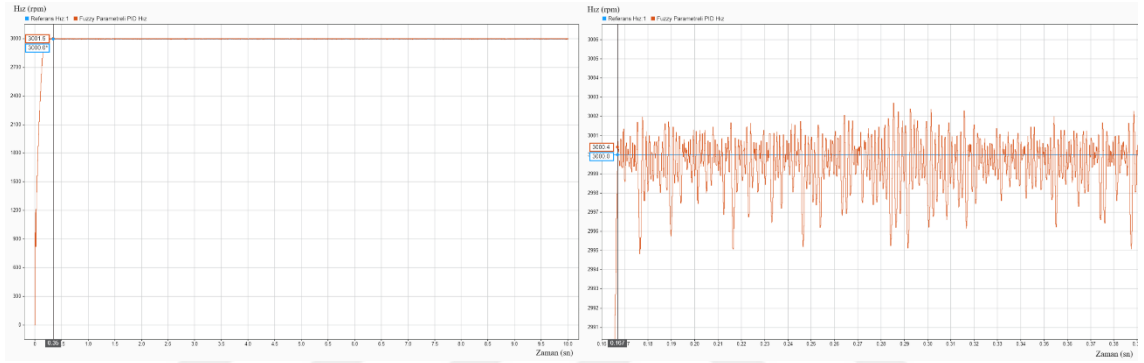
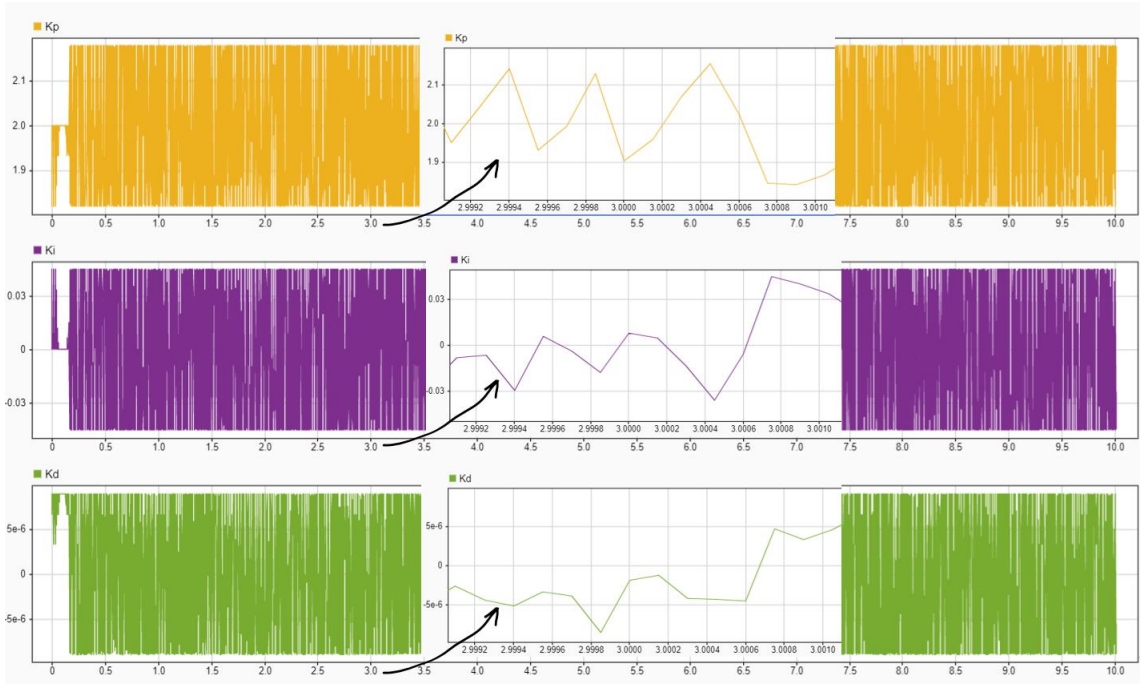
	Rule	Weight	Name
1	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is NB then Kp is PB, Ki is NB, Kd ...	1	rule1
2	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is NM then Kp is PB, Ki is NB, Kd...	1	rule2
3	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is NS then Kp is PM, Ki is NM, Kd...	1	rule3
4	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is Z then Kp is PM, Ki is NM, Kd i...	1	rule4
5	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is PS then Kp is PS, Ki is NS, Kd ...	1	rule5
6	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is PM then Kp is PS, Ki is Z, Kd is...	1	rule6
7	If e(Error) is NB and ce(ChangeError) is PB then Kp is Z, Ki is Z, Kd is PS	1	rule7
  			
42	If e(Error) is PM and ce(ChangeError) is PB then Kp is NB, Ki is PB, Kd ...	1	rule42
43	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is NB then Kp is Z, Ki is Z, Kd is PB	1	rule43
44	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is NM then Kp is NS, Ki is Z, Kd i...	1	rule44
45	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is NS then Kp is NS, Ki is PS, Kd ...	1	rule45
46	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is Z then Kp is NM, Ki is PM, Kd i...	1	rule46
47	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is PS then Kp is NM, Ki is PM, Kd...	1	rule47
48	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is PM then Kp is NB, Ki is PB, Kd ...	1	rule48
49	If e(Error) is PB and ce(ChangeError) is PB then Kp is NB, Ki is PB, Kd ...	1	rule49

Şekil 4.27. Fuzzy parametrelili PID için kullanılan kural tablosu

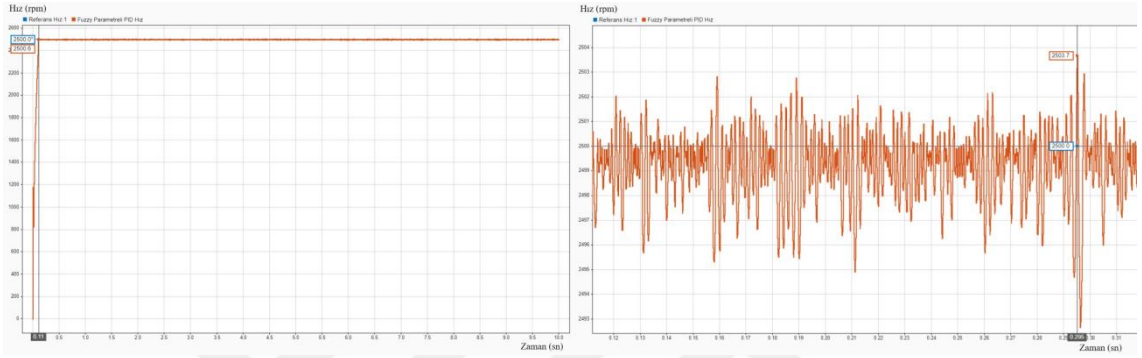
Çizelge 4-14. K_p , K_i , K_d için oluşturulan fuzzy kural tablosu (Krishnan ve Arjun, 2014)

E/CE	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB-NB-PS	PB-NB-NS	PM-NM-NB	PM-NM-NB	PS-NS-NB	PS-Z-NM	Z-Z-PS
NM	PB-NB-PS	PB-NB-NS	PM-NM-NB	PS-NS-NM	PS-NS-NM	Z-Z-NS	NS-Z-Z
NS	PB-NB-Z	PM-NM-NS	PM-NS-NB	PS-NS-NM	Z-Z-NS	NS-PS-NS	NS-PS-Z
Z	PM-NM-Z	PM-NM-NS	PS-NS-NS	Z-Z-NS	NS-NS-NS	NM-PM-NS	NM-PM-Z
PS	PS-NM-Z	PS-NS-Z	Z-Z-Z	NS-PS-Z	NS-PS-Z	NM-PM-Z	NM-PB-Z
PM	PS-Z-PB	Z-Z-NS	NS-PS-PS	NM-PS-PS	NM-PM-PS	NM-PB-PS	NB-PB-PB
PB	Z-Z-PB	NS-Z-PM	NS-PS-PM	NM-PM-PM	NM-PM-PS	NB-PB-PS	NB-PB-PB

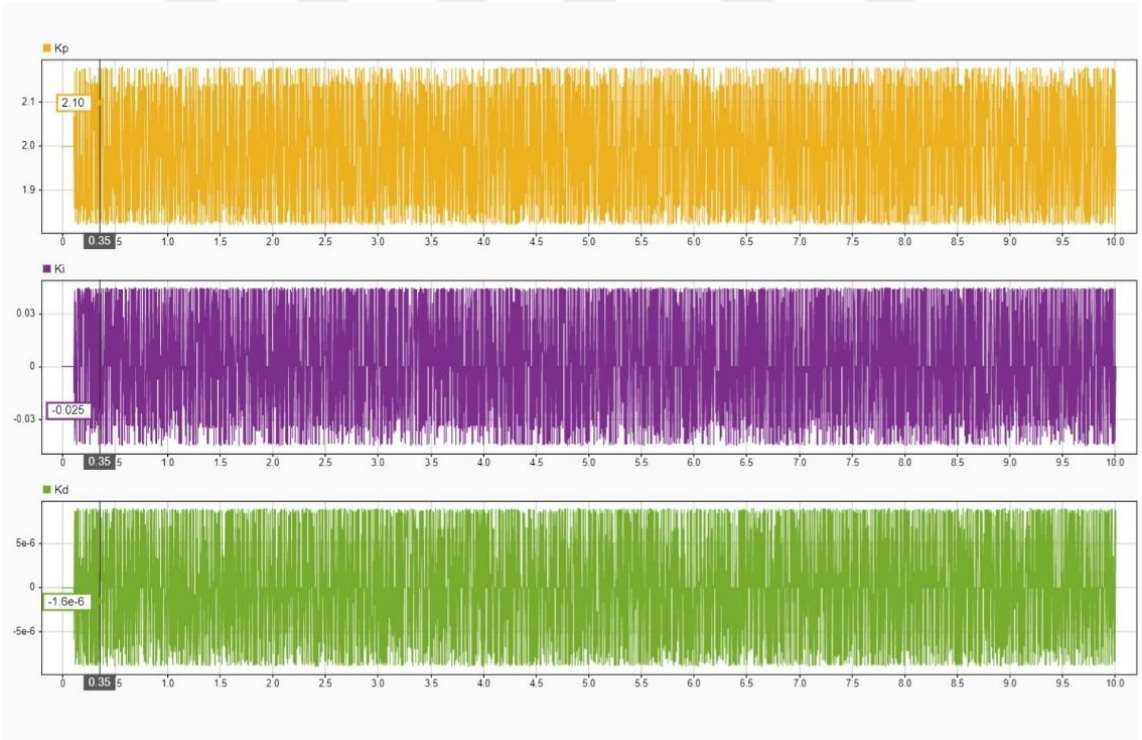
4.3.3 FDA motorun fuzzy parametrelili PID simülasyonu

Şekil 4.28. Fuzzy parametrelili PID $T=0$, 3000d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatasıŞekil 4.29. $T=0$ 3000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri

Yüksüz haldeki FDAM 3000 d/dk. hızla çalıştırılmıştır. Elde edilen çıkış hızının simülasyonuna ait hız grafiği ve oluşan yerleşme ve kararlı durum hatası şekil 4.28’de elde edilmiştir. Hız sinyalinin yükselme süresi ile yerleşme süresi 0,167 sn olarak bulunmuştur. Maksimum aşım hızı 2,9 rpm olurken maksimum kararlı durum hatası 8 rpm olduğu gözlemlenmiştir. 10 saniye boyunca gerçekleşen simülasyondan PID kontrolörü için fuzzy tarafından gerçek zamanlı ve hata miktarına bağlı üretilen, K_p , K_i ve K_d değerlerinin zamana göre değişimleri şekil 4.29’da yer almaktadır.



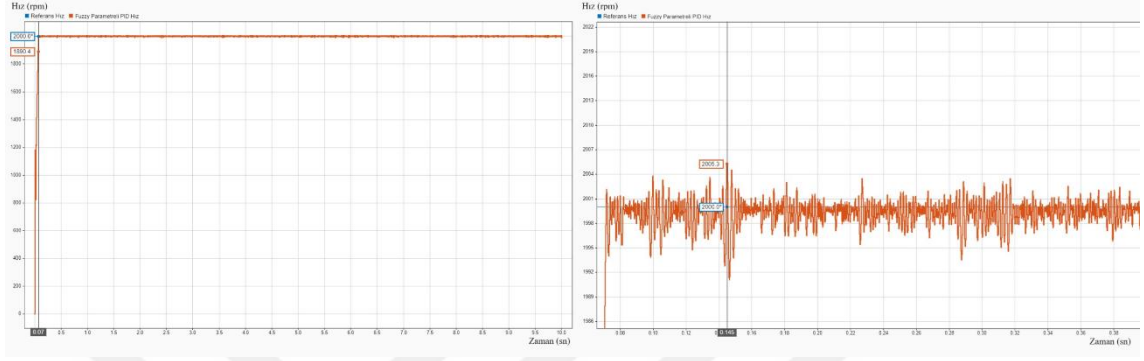
Şekil 4.30. Fuzzy parametrelili PID T=0, 2500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası



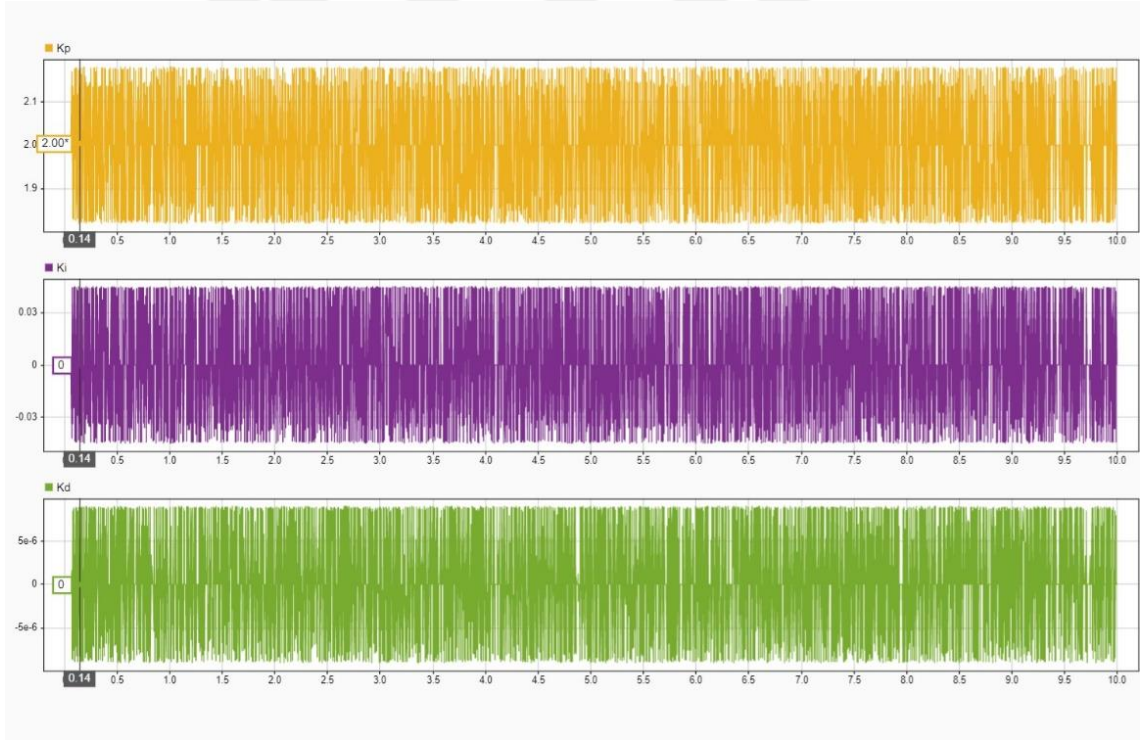
Şekil 4.31. T=0, 2500 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri

Yüksüz haldeki FDAM 2500 d/dk. hızla çalıştırılmıştır. Elde edilen çıkış hızının simülasyonuna ait hız grafiği ve oluşan yerleşme ve kararlı durum hatası şekil 4.30’da

elde edilmiştir. Hız sinyalinin yükselme süresi ile yerleşme süresi 0,112 sn olarak bulunmuştur. Maksimum aşım hızı 3,7 rpm olurken maksimum kararlı durum hatası 11 rpm olduğu gözlemlenmiştir. 10 saniye boyunca gerçekleşen simülasyondan PID kontrolörü için fuzzy tarafından gerçek zamanlı ve hata miktarına bağlı üretilen, K_p , K_i ve K_d değerlerinin zamana göre değişimleri şekil 4.31’de yer almaktadır.



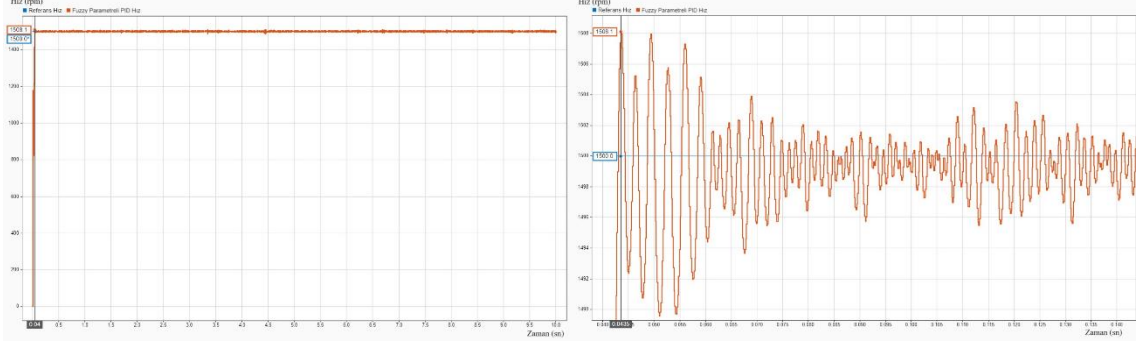
Şekil 4.32. Fuzzy parametrelili PID T=0, 2000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası



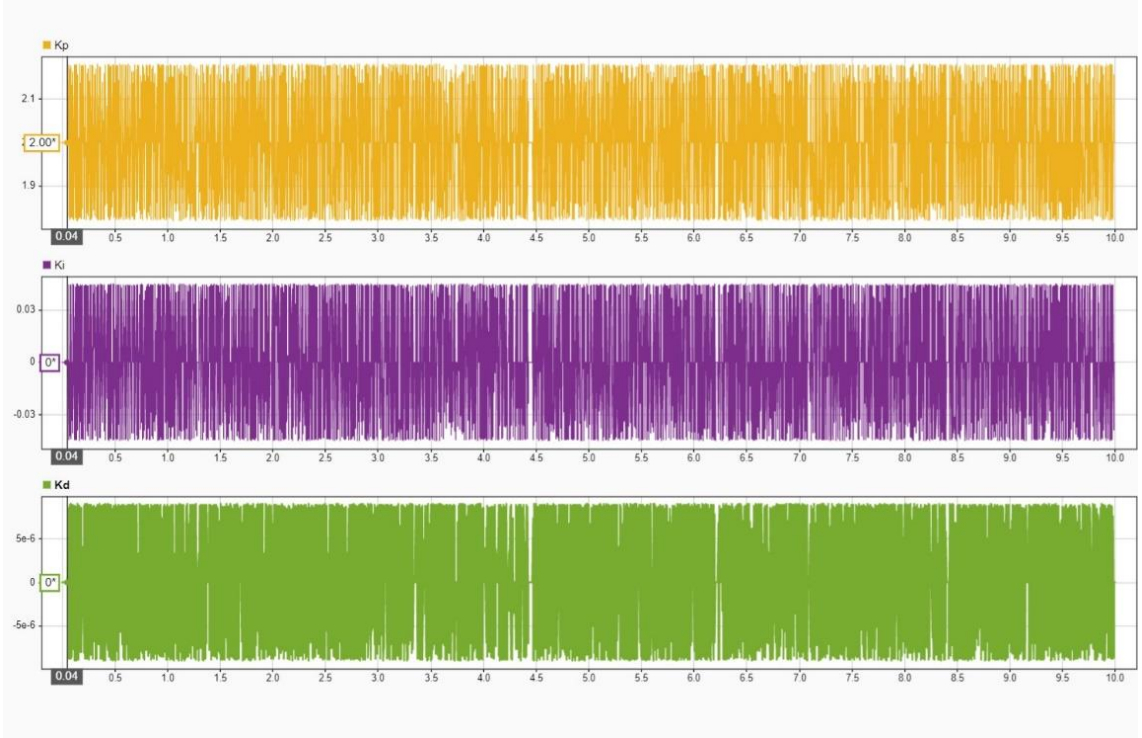
Şekil 4.33. T=0, 2000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri

Yüksüz haldeki FDAM 2000 d/dk. hızla çalıştırılmıştır. Elde edilen çıkış hızının simülasyonuna ait hız grafiği ve oluşan yerleşme ve kararlı durum hatası şekil 4.32’de elde edilmiştir. Hız sinyalinin yükselme süresi ile yerleşme süresi 0,071 sn olarak bulunmuştur. Maksimum aşım hızı 5,3 rpm olurken maksimum kararlı durum hatası 14,0

rpm olduğu gözlemlenmiştir. 10 saniye boyunca gerçekleşen simülasyondan PID kontrolörü için fuzzy tarafından gerçek zamanlı ve hata miktarına bağlı üretilen, K_p , K_i ve K_d değerlerinin zamana göre değişimleri şekil 4.33'te yer almaktadır.



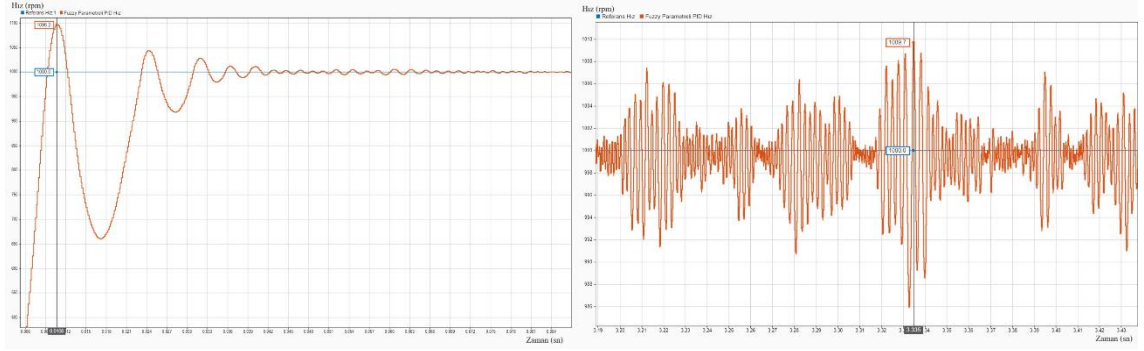
Şekil 4.34. Fuzzy parametrelili PID T=0, 1500 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası



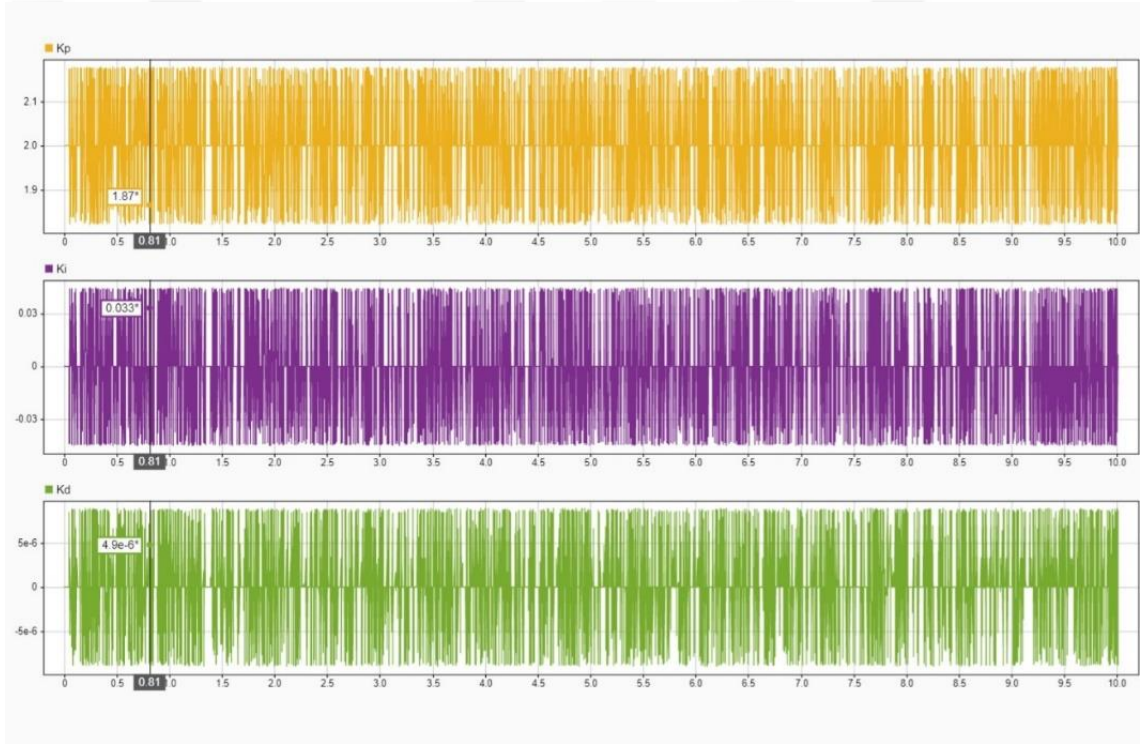
Şekil 4.35. T=0, 1500 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri

Yüksüz haldeki FDAM 1500 d/dk. hızla çalıştırılmıştır. Elde edilen çıkış hızının simülasyonuna ait hız grafiği ve oluşan yerleşme ve kararlı durum hatası şekil 4.34'te elde edilmiştir. Hız sinyalinin yükselme süresi ile yerleşme süresi 0,043 sn olarak bulunmuştur. Maksimum aşım hızı 8,1 rpm olurken maksimum kararlı durum hatası 18,5 rpm olduğu gözlemlenmiştir. 10 saniye boyunca gerçekleşen simülasyondan PID

kontrolörü için fuzzy tarafından gerçek zamanlı ve hata miktarına bağlı üretilen, K_p , K_i ve K_d değerlerinin zamana göre değişimleri şekil 4.35'te yer almaktadır.



Şekil 4.36. Fuzzy parametrelili PID T=0, 1000 d/dk a-yükselme süresi b-yerleşme süresi-kararlı durum hatası



Şekil 4.37. T=0, 1000 d/dk K_p - K_i - K_d değerlerinin zamana göre değişimleri

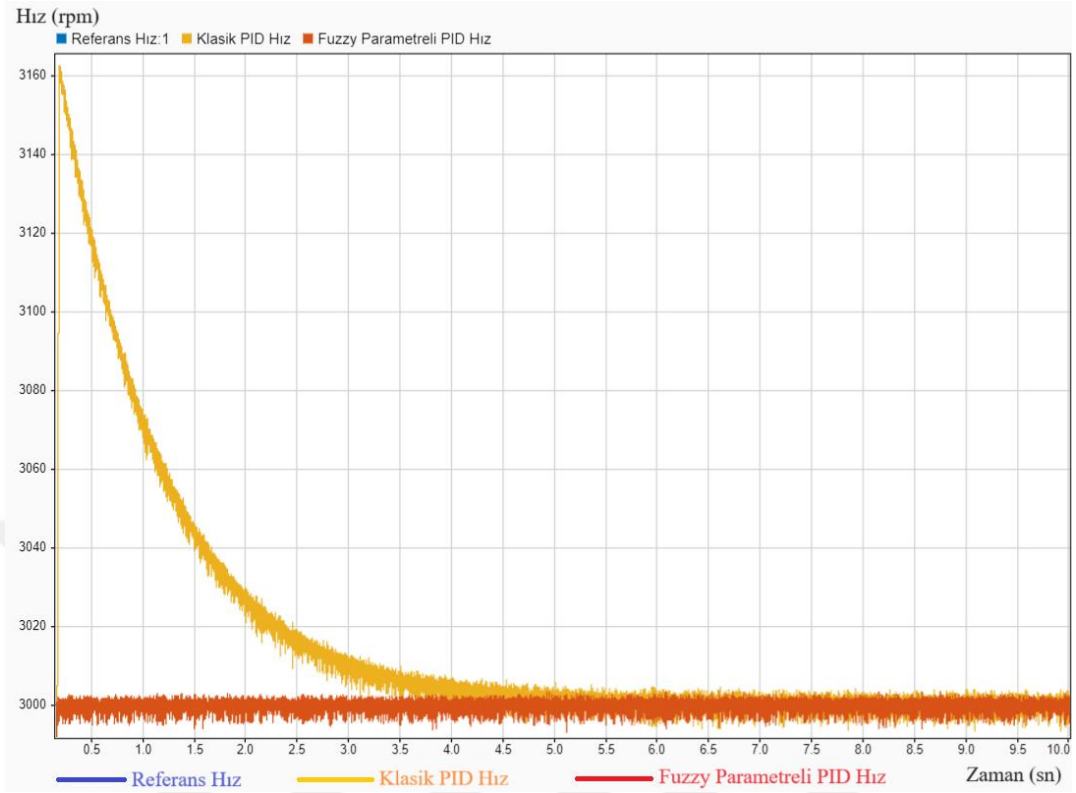
Yüksüz haldeki FDAM 1000 d/dk. hızla çalıştırılmıştır. Elde edilen çıkış hızının simülasyonuna ait hız grafiği ve oluşan yerleşme ve kararlı durum hatası şekil 4.36'da elde edilmiştir. Hız sinyalinin yükselme süresi 0,0093 sn ve yerleşme süresi 0,034 sn olarak bulunmuştur. Maksimum aşım hızı 96,2 rpm olurken maksimum kararlı durum hatası 23,6 rpm olduğu gözlemlenmiştir. 10 saniye boyunca gerçekleşen simülasyondan PID kontrolörü için fuzzy tarafından gerçek zamanlı ve hata miktarına bağlı üretilen, K_p , K_i ve K_d değerlerinin zamana göre değişimleri şekil 4.37'de yer almaktadır.

Çizelge 4-15. Fuzzy parametrelı PID için farklı hızlarda yükselme, yerleşme süresi ve kararlı durum hataları

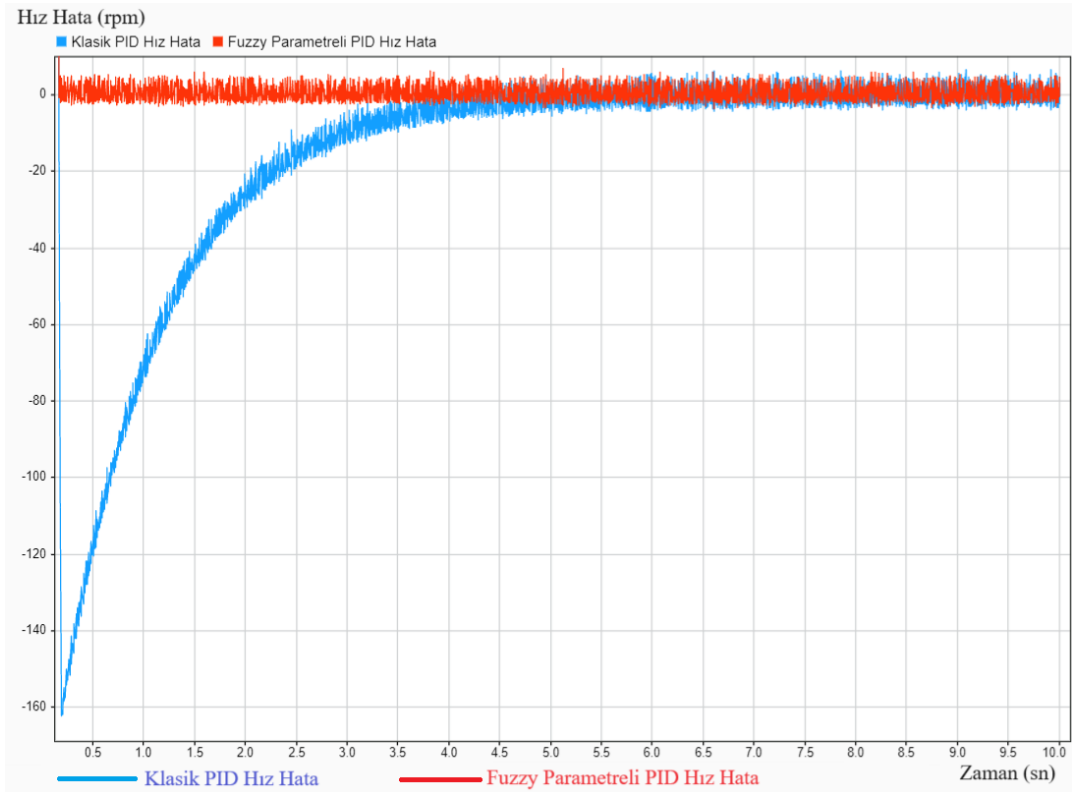
Hız (rpm)	Yükselme Süresi (sn)	Yerleşme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (rpm)	Maksimum Aşım (%)	Kararlı Durum Hatası (rpm)
3000	0,167	0,167	2,9	0,096	8
2500	0,112	0,112	3,7	0,148	11
2000	0,071	0,071	5,3	0,265	14,0
1500	0,043	0,043	8,1	0,54	18,5
1000	0,0093	0,034	96,2	9,62	21

Çizelge 4-15'te yüksüz FDAM için farklı referans hızlarına bağı olarak hız sinyalinin yükselme ve yerleşme süreleri ile maksimum aşım hızı ve oluşan maksimum kararlı durum hız hatalarına ait değerler verilmektedir. Motorun devir sayısı düştükçe yükselme ve yerleşme sürelerinin de azalmasına karşılık maksimum aşım ve kararlı durum hatalarının arttığı gözlemlenmiştir.

4.4. Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırmaları

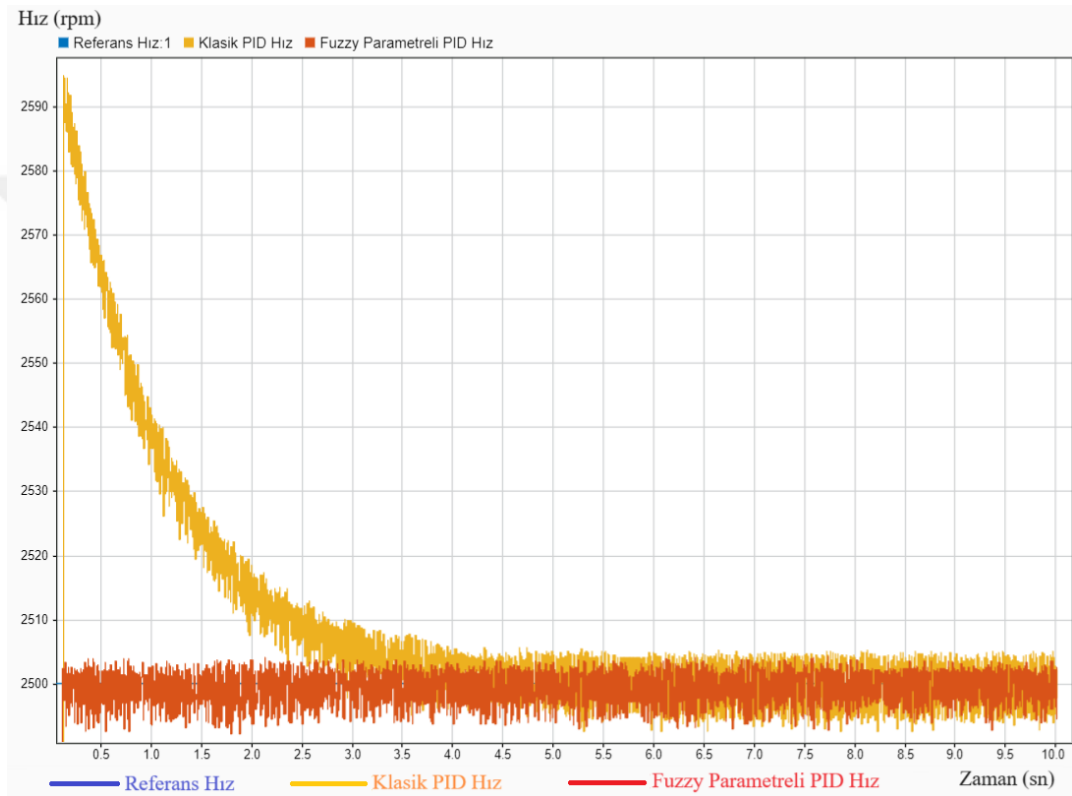


Şekil 4.38. T=0 ve 3000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID karşılaştırması

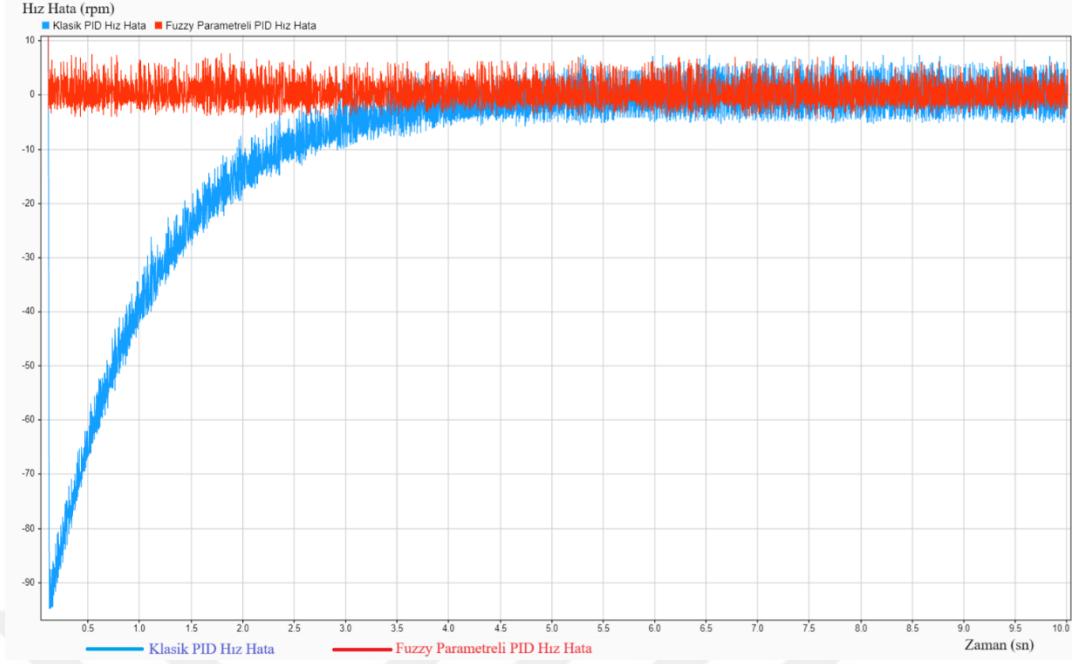


Şekil 4.39. T=0 ve 3000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID hata karşılaştırması

Şekil 4.38’de yer alan PID kontrolör ve fuzzy parametrelili PID kontrolörün yüksüz 3000 rpm’de elde edilen verilerin karşılaştırması yer almaktadır. Elde edilen verilere göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı yerleştiği ve aşım oranının çok daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4.39’da iki kontrolörün zamana göre rpm cinsinden hata miktarları karşılaştırılmıştır. Buna göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı ayar yaptığını ve referans hıza yakın değerler aldığı gözlemlenmektedir.

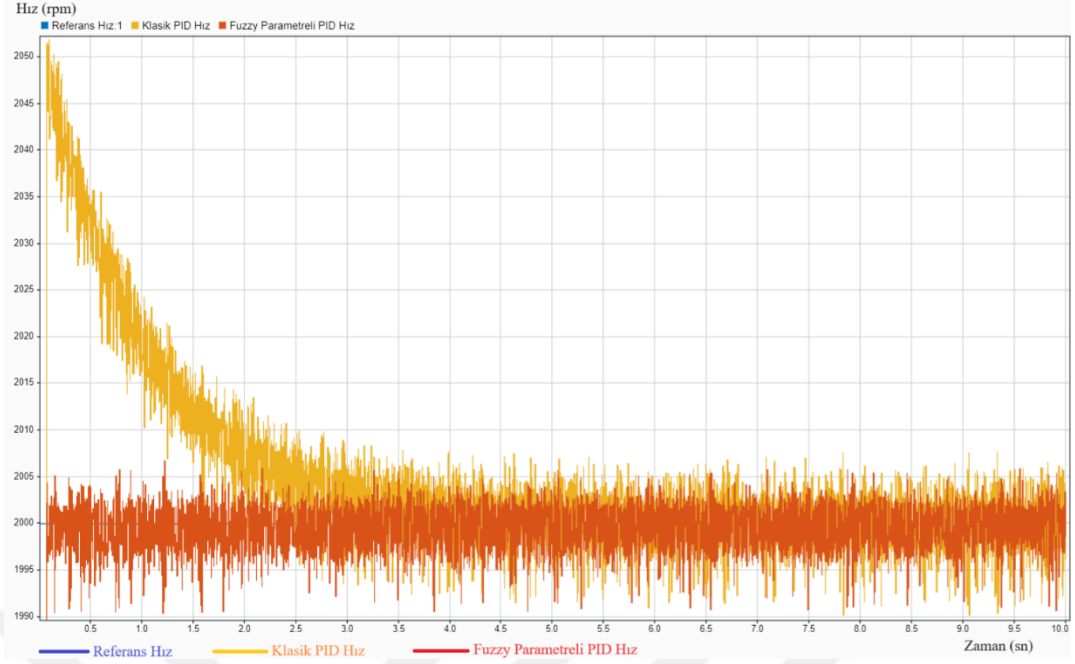


Şekil 4.40. T=0 ve 2500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması

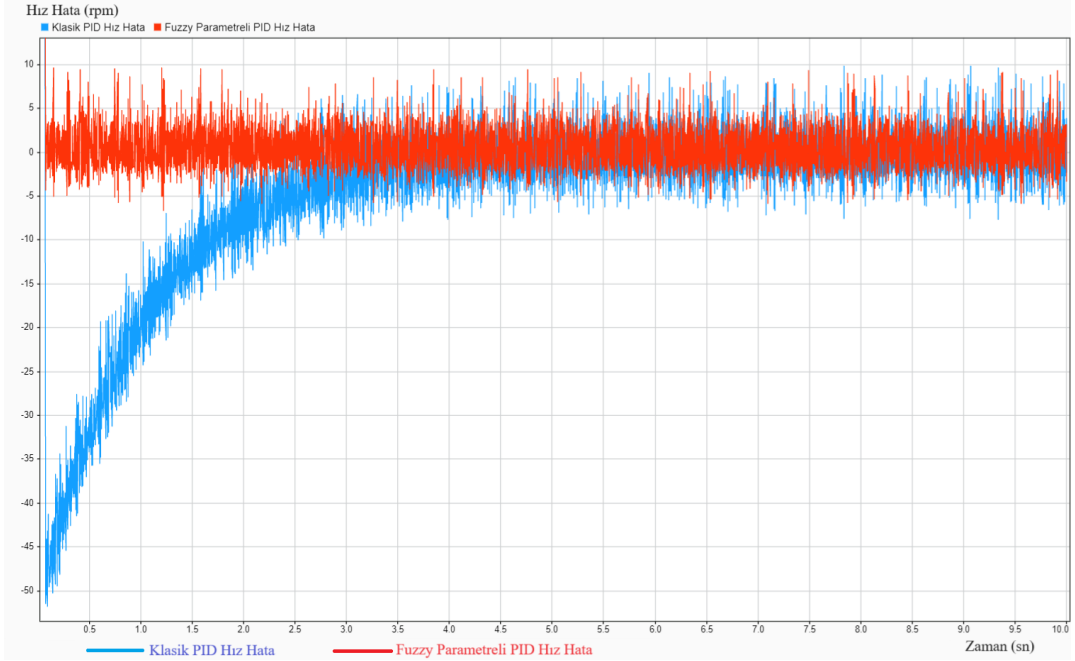


Şekil 4.41. T=0 ve 2500 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID hata karşılaştırması

Şekil 4.40'ta yer alan PID kontrolör ve fuzzy parametreli PID kontrolörün yüksüz 2500 rpm'de elde edilen verilerin karşılaştırması yer almaktadır. Elde edilen verilere göre fuzzy parametreli PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı yerleştiği ve aşım oranının çok daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4.41'da iki kontrolörün zamana göre rpm cinsinden hata miktarları karşılaştırılmıştır. Buna göre fuzzy parametreli PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı ayar yaptığını ve referans hıza yakın değerler aldığı gözlemlenmektedir.



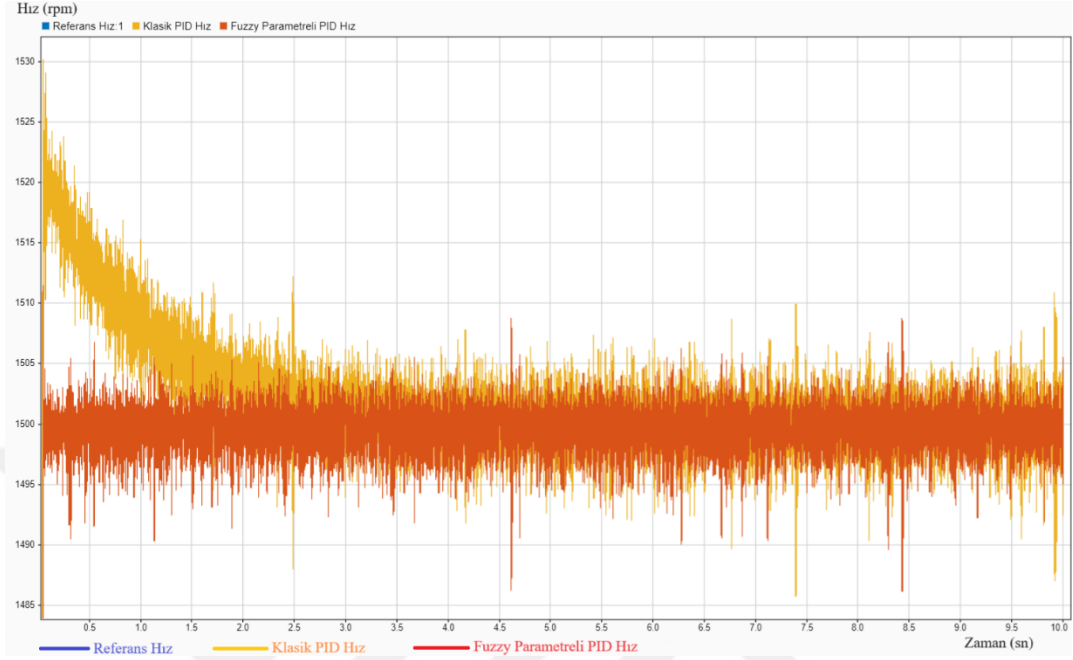
Şekil 4.42. T=0 ve 2000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID karşılaştırması



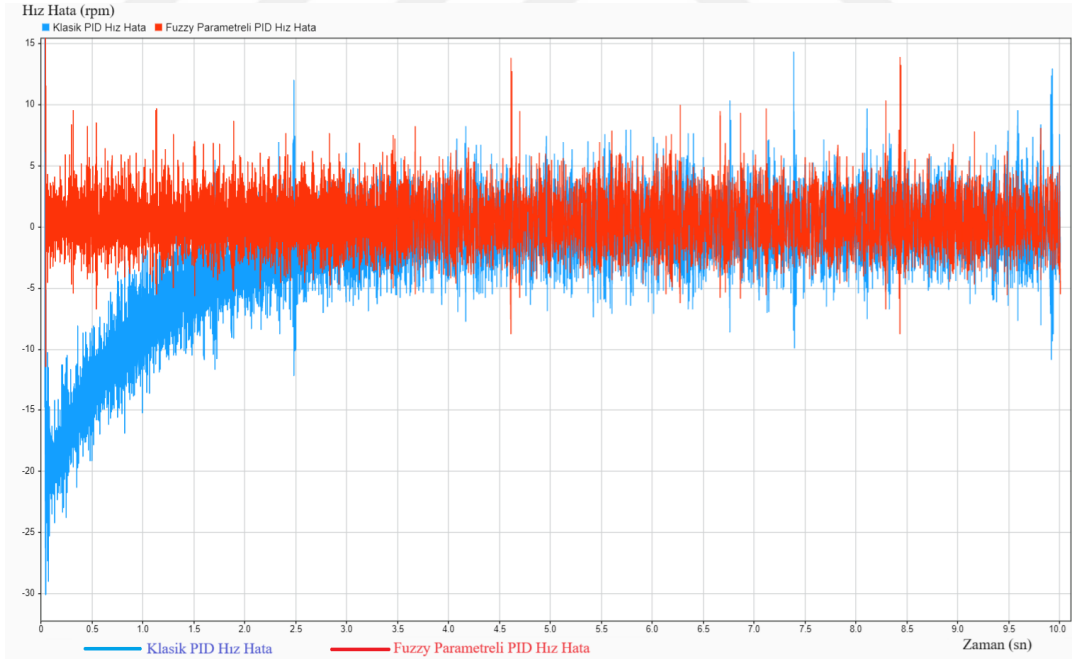
Şekil 4.43. T=0 ve 2000 d/dk PID ve fuzzy parametreli PID hata karşılaştırması

Şekil 4.42'de yer alan PID kontrolör ve fuzzy parametreli PID kontrolörün yüksüz 2000 rpm'de elde edilen verilerin karşılaştırması yer almaktadır. Elde edilen verilere göre fuzzy parametreli PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı yerleştiği ve aşım oranının çok daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4.43'te iki kontrolörün zamana göre rpm cinsinden hata miktarları karşılaştırılmıştır. Buna göre fuzzy parametreli PID

kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı ayar yaptığını ve referans hıza yakın değerler aldığı gözlemlenmektedir.



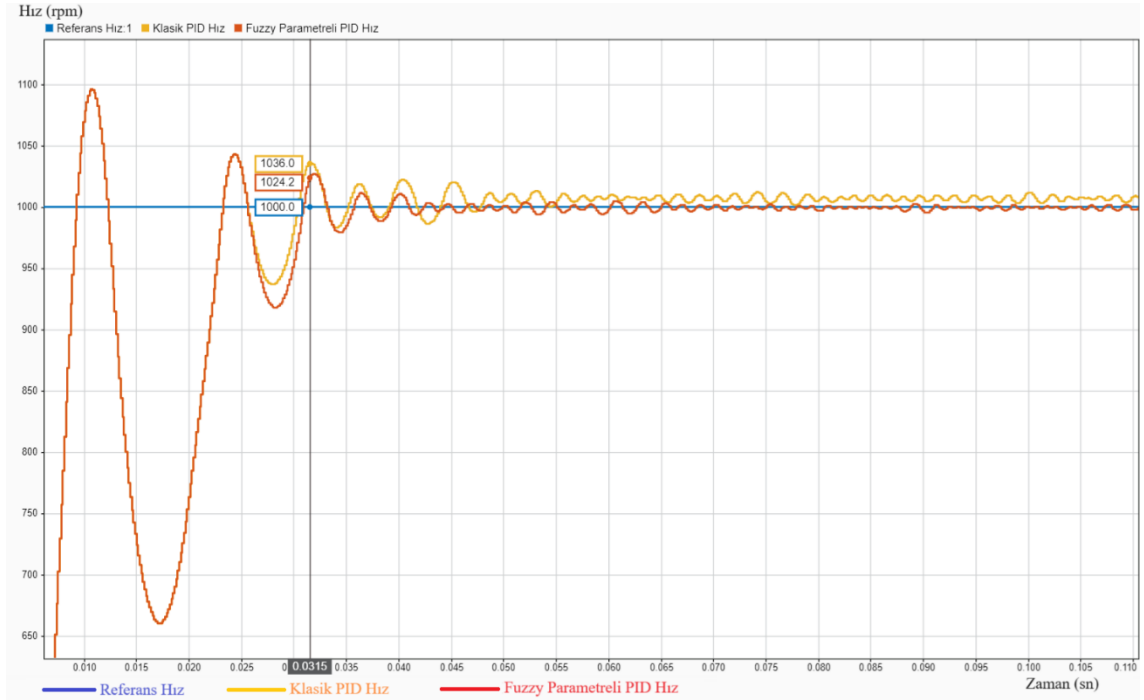
Şekil 4.44. T=0 ve 1500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması



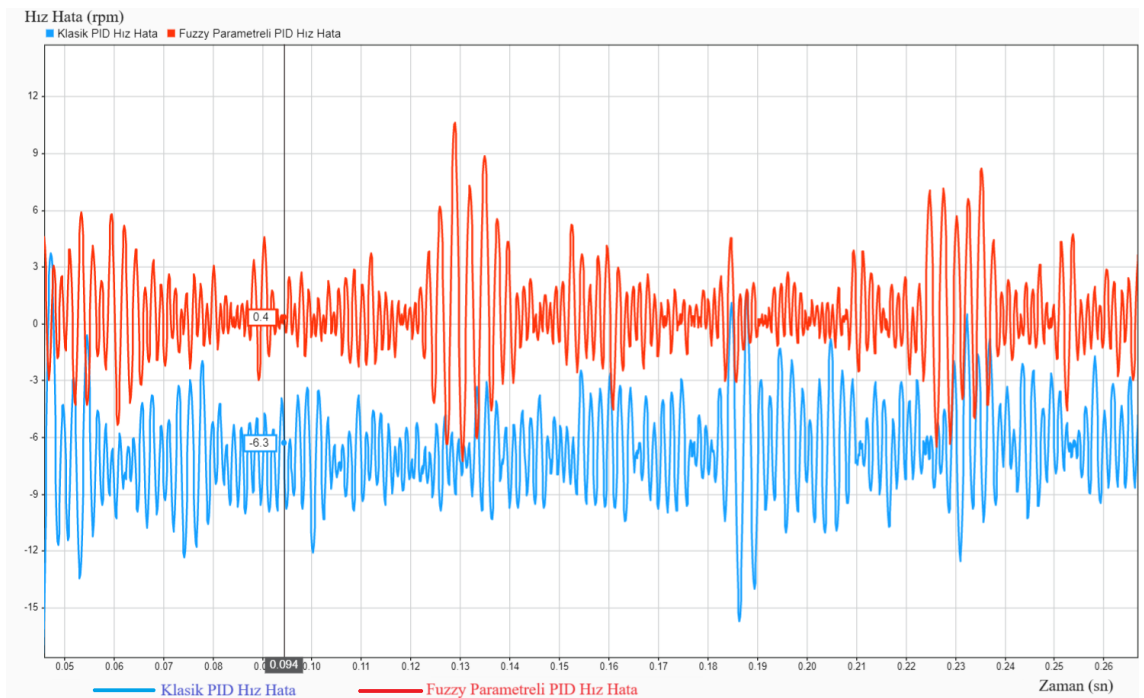
Şekil 4.45. T=0, 1500 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID hata karşılaştırması

Şekil 4.44'te yer alan PID kontrolör fuzzy parametrelili PID kontrolörün yüksüz 1500 rpm'de elde edilen verilerin karşılaştırması yer almaktadır. Elde edilen verilere göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı yerleştiği ve aşım

oranının çok daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4.45'te iki kontrolörün zamana göre rpm cinsinden hata miktarları karşılaştırılmıştır. Buna göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha hızlı ayar yaptığını ve referans hıza yakın değerler aldığı gözlemlenmektedir.



Şekil 4.46. T=0, 1000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması



Şekil 4.47. T=0, 1000 d/dk PID ve fuzzy parametrelili PID hata karşılaştırması

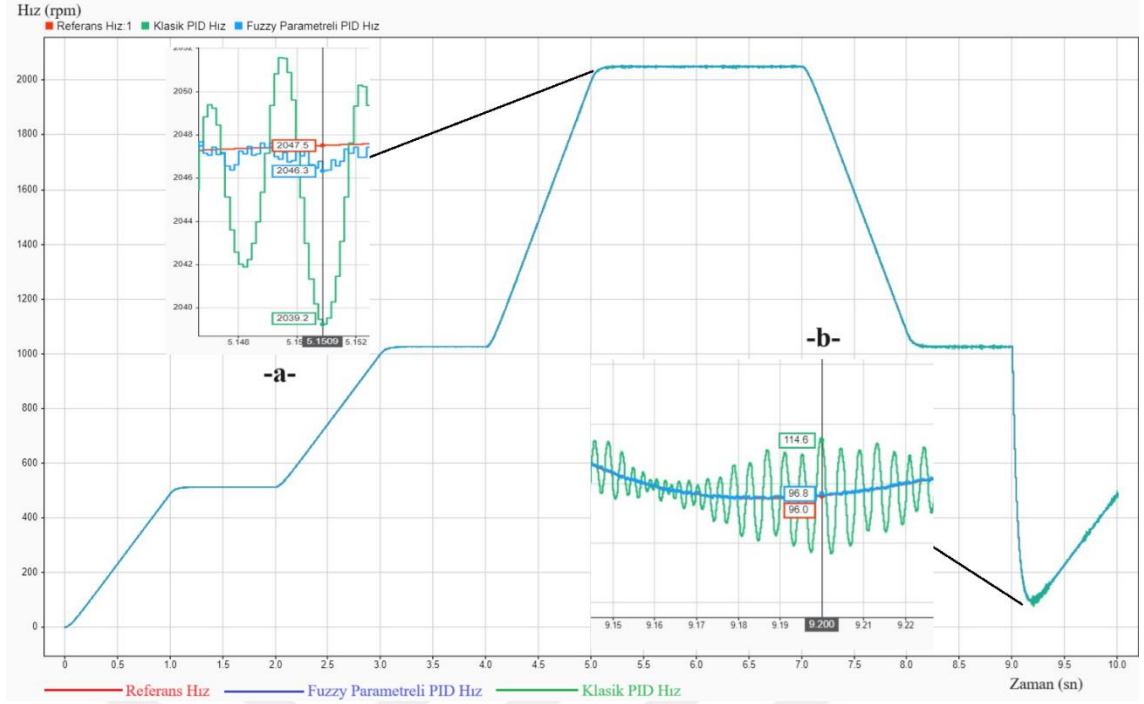
Şekil 4.46’de yer alan PID kontrolör ve fuzzy parametrelili PID kontrolörün yüksüz 1000 rpm’de elde edilen verilerin karşılaştırması yer almaktadır. Elde edilen verilere göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha kararlı bir şekilde yerleştiği ve aşım oranının daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4.47’de iki kontrolörün zamana göre rpm cinsinden hata miktarları karşılaştırılmıştır. Buna göre fuzzy parametrelili PID kontrolörün PID kontrolöre göre daha kararlı ayar yaptığını ve referans hıza yakın değerler aldığı gözlemlenmektedir.

Çizelge 4-16. Farklı hızlar için klasik PID ile fuzzy parametrelili PID karşılaştırması

Hız (rpm)	Kullanılan Yöntem	Yükselme Süresi (sn)	Yerleşme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (rpm)	Maksimum Aşım (%)	Kararlı Durum Hatası (rpm)
3000	Klasik PID	0,167	1,22	162,3	5,41	11
	Fuzzy parametrelili PID	0,167	0,167	2,9	0,096	8
2500	Klasik PID	0,112	0,82	94,6	3,77	11,6
	Fuzzy parametrelili PID	0,112	0,112	3,7	0,148	11
2000	Klasik PID	0,071	0,4	51,8	2,59	17,1
	Fuzzy parametrelili PID	0,071	0,071	5,3	0,265	14,0
1500	Klasik PID	0,043	0,05	30,2	2,01	24,2
	Fuzzy parametrelili PID	0,043	0,043	8,1	0,54	18,5
1000	Klasik PID	0,0093	0,046	96,2	9,62	22,6
	Fuzzy parametrelili PID	0,0093	0,034	96,2	9,62	21

Çizelge 4-16’da başlangıçta yumuşak yol verme ve kalkınma anında yumuşak başlatma gibi kriterler kullanılmadan farklı hızlar için fuzzy parametrelili PID ile klasik PID karşılaştırma sonuçları verilmiştir. Elde edilen verilere göre; her iki metot için yükselme süresini düşürmede anlamlı düzeyde farklılık elde edilememiştir. Yerleşme süresi 3000 devirden 1000 devir aralığına kadar test edilen her kademe için ciddi düşüşler gözlemlenmiştir.

En büyük iyileştirme 3000 devirde gerçekleştirilmiş olup klasik PID ile kontrol edilen sistemin yerleşme süresi 1,22 sn olmasına rağmen bulanık denetimli PID kullanıldığında bu sürenin 0,167 saniye olduğu bulunmuştur. Maksimum aşım yüzdesi klasik PID için %5,41 iken fuzzy parametrelili PID için %0,096’ya düşmüştür. Kararlı durum hatası da 11 rpm’den 8 rpm’e inmiştir.



Şekil 4.48.Yumuşak kalkış ve farklı hız koşullarında PID ve fuzzy parametrelili PID karşılaştırması

Diğer taraftan şekil.4.48'deki gibi yumuşak kalkışlı bir sistem tasarlandığında hızın her durumuna fuzzy parametrelili PID'nin düşük devirlerde bile referans hıza uyum sağlama kabiliyetinin klasik PID'ye göre çok daha iyi olduğu sonucu elde edilmiştir.

Şekil 4.48-a'da referans hız değeri 2047,5 rpm olmasına karşılık klasik PID ile elde edilen hız değerinin 2039,2 rpm olduğu ve 8,3 rpm değerinde bir hataya sahip olduğu gözlemlenirken fuzzy parametrelili PID'de hızın 2046,3 rpm olduğu ve 1,2 rpm hataya sahip olduğu gözükmemektedir.

Şekil 4.48-b'de referans hız değeri 96,8 rpm olmasına karşılık klasik PID ile elde edilen hız değerinin 114,6 rpm olduğu ve 17,8 rpm değerinde bir hataya sahip olduğu gözlemlenirken fuzzy parametrelili PID'de hızın 96 rpm olduğu ve 0,8 rpm hataya sahip olduğu gözükmemektedir.

Klasik PID'nin düşük devirlerde %17,39 gibi büyük yüzde hız hatası ile sistemi çalıştırdığı ve buna karşılık fuzzy parametrelili PID'nin %0,83 gibi oldukça düşük yüzde hız hatasıyla sistemi çalıştırmaktadır. Klasik PID'nin yüksek devirlerde % 0,4 gibi büyük yüzde hız hatası ile sistemi çalıştırdığı ve buna karşılık fuzzy parametrelili PID'nin %0,059 gibi oldukça düşük yüzde hız hatasıyla sistemi çalıştırmaktadır.

4.5. Literatür ile Karşılaştırma

Klasik PID kontrollü FDAM için gerçekleştirilen simülasyon Kristiyono ve Wiyono (2021) ve Kandiban ve Arulmozhiyal (2012) çalışmaları ile karşılaştırıldığında;

- 3000rpm için yükselme ve yerleşme sürelerinden elde edilen sonuçlar daha kötü olmasına rağmen maksimum aşım değeri daha iyi sonuç vermiştir.
- 1500rpm için yükselme süresinden elde edilen sonuç daha kötü olmasına rağmen yerleşme süresi ve maksimum aşım değerleri çok daha iyi sonuç vermiştir.

Fuzzy parametrelili PID kontrollü FDAM için gerçekleştirilen simülasyon Kristiyono ve Wiyono (2021) ve Kandiban ve Arulmozhiyal (2012) çalışmaları ile karşılaştırıldığında;

- 3000rpm için yükselme süresinden elde edilen sonuç daha kötü olmasına rağmen yerleşme süresi Kandiban ve Arulmozhiyal (2012)'nin yapmış olduğu çalışmadan iyi Kristiyono ve Wiyono (2021)'nin yaptıkları çalışmadan daha kötü olup, maksimum aşım değerleri her iki çalışmadan da çok daha iyi sonuç vermiştir.
- 1500rpm için yükselme süresinden elde edilen sonuç daha kötü olmasına rağmen yerleşme süresi Kandiban ve Arulmozhiyal (2012)'nin yapmış olduğu çalışmadan iyi Kristiyono ve Wiyono (2021)'nin yaptıkları çalışmadan daha kötü olup, maksimum aşım değerleri her iki çalışmadan da çok daha iyi sonuç vermiştir.

Çizelge 4-17. 3000rpm ve 1500rpm değerleri için literatür karşılaştırması

Hız (rpm)	Kandiban PID			Kristiyono PID			Önerilen PID		
	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)
3000	0,0209	15,53	0,4	0,025	32,50	0,175	0,167	5,41	1,22
1500	0,0202	16,53	0,35	0,025	17,50	0,175	0,043	2,01	0,05

Hız (rpm)	Kandiban Fuzzy-PID			Kristiyono Fuzzy-PID			Önerilen Fuzzy-PID		
	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)	Yükselme Süresi (sn)	Maksimum Aşım (%)	Yerleşme Süresi (sn)
3000	0,0077	3,6	0,17	0,0025	32,00	0,050	0,167	0,096	0,167
1500	0,0061	13,13	0,15	0,0025	17,00	0,005	0,043	0,54	0,043

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1 Sonuçlar

Bu tezde, FDAM hız kontrolünü sağlayan PWM generatör için PID tarafından üretilen sinyalde iyileştirme yapılmıştır. Önerilen model için kullanılan PID'nin parametreleri sistem hızında meydana gelen değişimlerle eş zamanlı olarak güncellenmiştir. PID parametrelerini değiştirmek için çıkış hızı ile girişte verilen referans hız arasındaki fark ile sistem için oluşan hata miktarı (e) elde edilmiştir. Ayrıca hatanın bir önceki hata değeri (e_{t-1}) ile güncel oluşan hata (e_t) farkı alınarak hatadaki değişim miktarı (Δe) elde edilmiştir. Hata (e) ve hatadaki değişim miktarı (Δe) önerilen sistemde kullanılan bulanık mantık için giriş parametrelerini oluşturmuştur.

Önceden hazırlanan bulanık mantık kural tablosunun giriş verileri olan hata (e) ve hatadaki değişim miktarı (Δe) ile PID için K_p , K_i ve K_d değerleri elde edilmiştir. K_p , K_i ve K_d değerleri bulanık mantık kural tabanı kullanılarak PID parametrelerini eş zamanlı olarak düzeltmiştir. Oluşturulan bu sistem FDA motorun farklı referans hız değerleri için fuzzy parametrelili PID ile klasik PID karşılaştırması yapılmıştır.

Araştırmanın sonucunda;

- 3000rpm hızda fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici karşılaştırıldığında yükselme süreleri her ikisi için de 0,167sn olurken; yerleşme süresi klasik PID denetleyici için 1,22sn ve fuzzy parametrelili PID denetleyici içinse 0,167sn ile daha iyi sonuç vermiştir. Maksimum aşım yüzdelik olarak bakıldığında; klasik PID denetleyici %5,41 olurken, fuzzy parametrelili PID denetleyici için %0,096 ile daha kararlı bir durum sergilemiştir.
- 2500rpm hızda fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici karşılaştırıldığında yükselme süreleri her ikisi için de 0,112sn olurken; yerleşme süresinde klasik PID denetleyici 0,82sn, fuzzy parametrelili PID denetleyici ise 0,112sn ile daha iyi sonuç vermiştir. Maksimum aşım yüzdelik olarak bakıldığında; klasik PID denetleyici %3,77 olurken, fuzzy parametrelili PID denetleyici için %0,148 ile daha kararlı bir durum sergilemiştir.
- 2000rpm hızda fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici karşılaştırıldığında yükselme süreleri her ikisi için de 0,071sn olurken; yerleşme süresinde klasik PID denetleyici 0,4sn fuzzy parametrelili PID denetleyici ise 0,071sn ile daha iyi sonuç vermiştir. Maksimum aşım yüzdelik olarak bakıldığında; klasik PID denetleyici %2,59 olurken, fuzzy parametrelili PID denetleyici için %0,265 ile

daha kararlı bir durum sergilemiştir.

- 1500rpm hızda fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici karşılaştırıldığında yükselme süreleri her ikisi için de 0,043sn olurken; yerleşme süresinde klasik PID denetleyici 0,05sn, fuzzy parametrelili PID denetleyici ise 0,043sn ile daha iyi sonuç vermiştir. Maksimum aşım yüzdelik olarak bakıldığında; klasik PID denetleyici %2,01 olurken, fuzzy parametrelili PID denetleyici için %0,54 ile daha kararlı bir durum sergilemiştir.
- 1000rpm hızda fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici karşılaştırıldığında yükselme süreleri her ikisi için de 0,0093sn olurken; yerleşme süresinde klasik PID denetleyici 0,046sn, fuzzy parametrelili PID denetleyici ise 0,034sn ile daha hızlı yerleşme süresi elde edilmiştir. Maksimum aşım yüzdelik olarak bakıldığında; klasik PID denetleyici %9,62 olurken, fuzzy parametrelili PID denetleyici için %9,62 ile aynı değerle kararlılık durumu sergilemiştir.

Diğer taraftan yumuşak kalkışlı bir sistem tasarlandığında hızın her durumuna fuzzy parametrelili PID'nin düşük devirlerde bile referans hıza uyum sağlama kabiliyetinin klasik PID'ye göre çok daha iyi olduğu sonucu elde edilmiştir. Buna bağlı olarak;

- Referans hız değeri 2047,5 rpm olmasına karşılık klasik PID denetleyici ile elde edilen hız değerinin 2039,2 rpm olduğu ve 8,3 rpm değerinde bir hataya sahip olduğu gözlemlenirken fuzzy parametrelili PID denetleyicide hızın 2046,3 rpm olduğu ve 1,2 rpm hataya sahip olduğu sonucu elde edilmiştir.
- Referans hız değeri 96,8 rpm olmasına karşılık klasik PID denetleyici ile elde edilen hız değerinin 114,6 rpm olduğu ve 17,8 rpm değerinde bir hataya sahip olduğu gözlemlenirken fuzzy parametrelili PID denetleyicide hızın 96 rpm olduğu ve 0,8 rpm hataya sahip olduğu sonucu elde edilmiştir.

Klasik PID denetleyicinin düşük devirlerde %17,39 gibi büyük yüzde hız hatası ile sistemi çalıştırdığı ve buna karşılık fuzzy parametrelili PID denetleyicinin %0,83 gibi oldukça düşük yüzde hız hatasıyla çalıştığı sonucuna ulaşılmıştır. Klasik PID denetleyicinin yüksek devirlerde %0,4 gibi büyük yüzde hız hatası ile sistemi çalıştırdığı ve buna karşılık fuzzy parametrelili PID denetleyicinin %0,059 gibi oldukça düşük yüzde hız hatasıyla çalıştığı sonucuna ulaşılmıştır.

Yapılan simülasyonlardan elde edilen bulgular genellenecek olursa; oluşturulan fuzzy parametrelili PID denetleyici ile çalıştırılan FDAM'ın, klasik PID denetleyiciyle kontrol edilen FDAM'a göre çıkış hız sinyallerini daha kararlı düzelttiği gözlemlenmiştir.

Yapılan karşılaştırmalar sonucunda fuzzy parametrelili PID denetleyicinin klasik PID denetleyicisine göre referans hıza bağılı düzenlemenin daha hızlı olduğu sonucuna ulaşılmıştır. Ayrıca referans hıza bağılı aşma miktarının daha az olduğu, hem de motor hızının referans hız değerine çok daha kısa sürelerde yerleştiği sonucuna ulaşılmıştır.

Fuzzy parametrelili PID denetleyici ile klasik PID denetleyici verilerinin yükselme süreleri karşılaştırıldığında her ikisinin de referans hız değerine aynı sürede ulaştığı sonucu elde edilmiştir. Yükselme zamanı değişmemesine rağmen sistematik bir şekilde değişen PID katsayıları sayesinde aşma yüzdesi ve yerleşme süreleri anlamlı ölçüde azaltılmıştır.



5.2 Öneriler

Bu çalışma, FDAM hız kontrolü için fuzzy parametrelili PID denetleyicisinin, klasik PID denetleyicisine göre daha hızlı ve kararlı bir performans sergilediğini göstermiştir. Ancak, gelecekte yapılacak çalışmalarda aşağıdaki konular üzerinde daha fazla vurgu yapılabilir:

- Sistemin iyileştirmesi:

Bulanık mantık temelli sistemlerde, giriş katsayılarının belirlenmesi, sistemin kararlı bir biçimde çalışmasını engelleyebilecek ikinci bir zorluk olarak ortaya çıkmaktadır. Bu bağlamda, önerilen fuzzy sistem tarafından kullanılan sabit dizi aralığının (range) hata ve hatadaki değişim değerleri ile düzenlenmesi, sistem performansını gözle görülür bir şekilde artırabilir. Bu düzenleme, sistemin kendini adapte edebilme yeteneğini artırarak çalışma performansının daha etkili bir şekilde optimize edilmesine imkân tanıyabilir.

- Farklı çalışma koşulları için genelleme:

Fuzzy parametrelili PID denetleyicinin performansı ve farklı çalışma koşullarındaki yeteneği daha ayrıntılı bir şekilde incelenebilir. Farklı yük, sıcaklık ve diğer çevresel değişkenlerin etkileri üzerinde daha fazla araştırma yapılabilir.

- Başka kontrol stratejileri ile karşılaştırma:

Bu çalışmada fuzzy parametrelili PID ile klasik PID karşılaştırılmıştır, ancak başka kontrol stratejileri ile de karşılaştırmalar yapılabilir. Bu, sistem performansını iyileştirmek için en etkili kontrol stratejisinin belirlenmesine katkı sağlayabilir.

- Sistem güvenilirliği ve dayanıklılığı:

Bu çalışmanın devamında, geliştirilen fuzzy parametrelili PID denetleyicisinin sistem güvenilirliği ve dayanıklılığı test edilebilir. Sistem, uzun süreli çalışma, ani yük değişiklikleri ve diğer beklenmedik koşullar altında ne kadar dayanıklı olduğu belirlenebilir. Bu testler, sistem tasarımının pratik uygulanabilirliği ve performansı konusunda daha kapsamlı bir anlayış sağlayabilir.

KAYNAKLAR

- Abdulahadi, M., 2022, Fırçasız doğru akım motorunun (BLDC) yüksek hızlarda performansının incelenmesi, *Erzincan Binali Yıldırım Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Abdullayev, T. ve İmamguluyev, R., 2021, The book of full texts/volume-III.
- Altunsaçlı, A., 2008, Elektrik Makineleri 1, [y .y.] [Color Ofset], p.
- Ang, K. H., Chong, G. ve Li, Y., 2005, PID control system analysis, design, and technology, *IEEE transactions on control systems technology*, 13 (4), 559-576.
- Ansari, U. ve Alam, S., 2011, Modeling and control of three phase BLDC motor using PID with genetic algorithm, *2011 UkSim 13th international conference on computer modelling and simulation*, 189-194.
- Aslan, N., 2020, Elektrikli araçlar için fırçasız doğru akım motoru tasarımı, *Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Ateş, M., 2022, Aritmetik Optimizasyonu Algoritması ve Sensör Füzyonu ile BLDC Motor Pozisyon Kontrolünün Gerçekleştirilmesi.
- Bayır, F., 2019, Design of a Sensorless Bldc Motor Driver Using Field Oriented Control for a Washing Machine, *Marmara Üniversitesi (Turkey)*.
- Bayraktar, H. ve Balık, H., 2015, The Control of Brushless DC Motors, *International Journal of Electronics Mechanical and Mechatronics Engineering*, 5 (2), 919-932.
- Bayraktar, H. C., 2015, Yabancı Uyartimli İle Fırçasız Dc Motorların Hiz Ve Tork Karakteristiklerinin Karşılaştırılması, *İstanbul Aydın Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Bektaş, Y. ve Serteller, N. F. O., 2010, Fırçasız DA Motorun Kontrolünde PWM ve Histerisiz Bant Tekniğinin Karşılaştırılması, *Uluslararası Teknolojik Bilimler Dergisi*, 2 (3), 31-45.
- Bhargazi, B. M. ve Wazeed, S., 2023, Speed Control for BLDC Motor Using Hybrid ANFIS-FOPID Controller, *Journal of Engineering Sciences*, 14 (12).
- Brailsford, H. D. ve Rye, N. Y., 1955, Commutatorless direct current motor, Google Patents.
- Büyükyıldız, C., 2021, Bir fırçasız DC motorun aralıklı tip-2 bulanık mantık ile kontrolü / Brushless DC motor control with interval type-2 fuzzy logic, *Selçuk Üniversitesi*.
- Chen, H. C. ve Huang, H. H., 2013, Design of buck-type current source inverter fed brushless DC motor drive and its application to position sensorless control with square-wave current, *IET Electric Power Applications*, 7 (5), 416-426.
- Chien, C., 2013, The Hall effect and its applications, Springer Science & Business Media, p.
- CS, S. G., 2021, Artificial neural networks based analysis of BLDC motor speed control, *arXiv preprint arXiv:2108.12320*.
- Çorapsız, M. R., 2018, Fırçasız doğru akım motorlarında komütasyon moment dalgalanmalarının azaltılması, *Karadeniz Teknik Üniversitesi*.
- Dajaku, G., Xie, W. ve Gerling, D., 2013, Reduction of low space harmonics for the fractional slot concentrated windings using a novel stator design, *IEEE Transactions on Magnetics*, 50 (5), 1-12.
- Dodke, A., Argelwar, R., Dani, B. ve Muley, S., 2016, Comparison of cuk and buck converter fed electronically commuted motor drive, *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 4292-4297.

- Doss, M. A., Premkumar, E., Kumar, G. R. ve Hussain, J., 2013, Harmonics and torque ripple reduction of brushless DC motor (BLDCM) using cascaded H-bridge multilevel inverter, *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 296-299.
- Dudhe, S. S. ve Thosar, A. G., 2014, Mathematical modelling and simulation of three phase bldc motor using matlab/Simulink, *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 7 (5), 1426.
- Erdman, D. M., 1987, Control system, method of operating an electronically commutated motor, and laundering apparatus, Google Patents.
- Gadekar, K., Joshi, S. ve Mehta, H., 2020, Performance improvement in BLDC motor drive using self-tuning PID controller, *2020 Second International Conference on Inventive Research in Computing Applications (ICIRCA)*, 1162-1166.
- Gedikpinar, M., 2002, Fırçasız doğru akım motorlarının kayma mod çözümleyicili algılayıcısız hız kontrolü.
- Gidemen, G. ve Furat, M., 2015, PID parametrelerinin ayarlama yöntemleri: 2. derece sistem modeline uygulanması ve karşılaştırmalı olarak değerlendirilmesi.
- Govind, K. ve Sam, C., 2015, Simulation of Buck Type Current Source Inverter fed BLDC Motor, *IJERT*, 4 (08).
- Gökçen, A., 2021, Online learning stable adaptive controller for chaos control of BLDC motor / Fırçasız DC motorun kaos kontrolü için çevrimiçi öğrenen kararlı uyarlanır kontrolör, Yüksek Lisans, *İzmir Katip Çelebi Üniversitesi*, İzmir.
- Gölen, M. B., 2020, FDAM ile hareket ettirilen dört çeker mobil robotun FPGA ile kontrolü, *Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Gümüşcan, F. G., 2017, Klasik ve bulanık mantık modelleme yöntemleri ile Yarseli baraj hazne hacminin tahmini, *İskenderun Teknik Üniversitesi/Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü/İnşaat*
- Hoque ve Rahman, 1994, Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives, *1994 Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 689-692 vol. 682.
- Iizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T. ve Mohri, K., 1985, Microcomputer control for sensorless brushless motor, *IEEE Transactions on Industry Applications* (3), 595-601.
- Immaneni, H., 2013, Mathematical modelling and position control of brushless dc (BLDC) motor, *International Journal of Engineering Research and Applications*, 3 (3), 1050-1057.
- Issa Etier, A. M. M. A. ve Kannan, N., 2021, MATLAB based design and performance analysis of electronically commutated BLDC motor, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 24 (1), 22-28.
- Johnson, J. P., Ehsani, M. ve Guzelgunler, Y., 1999, Review of sensorless methods for brushless DC, *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, 143-150.
- Kaliappan, B., Sreivathi, B., Balaganesan, S. ve Rajesh, A., 2022, Internet of Things (IoT) based BAT Algorithm with PIC Controller Optimization of BLDC Motor fed ZETA Converter, *2022 2nd International Conference on Power Electronics & IoT Applications in Renewable Energy and its Control (PARC)*, 1-5.
- Kandiban, R. ve Arulmozhiyal, R., 2012, Speed control of BLDC motor using adaptive fuzzy PID controller, *Procedia Engineering*, 38, 306-313.
- Kanjhani, S. P., Gupta, M. S. ve Singh, H., 2012, Review of different control topologies for the permanent magnet brushless DC motor drives, *International Journal of Advanced Engineering Research and Studies*, 2 (I), 139-143.

- Kaplan, A. A., Gülbahçe, M. O. ve Kocabaş, D. A., 2022, Maksimum Olabilirlik Tahmini ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Algılayıcısız Kontrolü Sensorless Control of BLDC Motors using Maximum Likelihood Estimation.
- Karabacak, Y., Yaşar, A. ve Saritaş, İ., 2022, Investigation of type 1 and type 2 fuzzy logic controllers performance: application of speed control of BLDC motor, *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems*, 43 (5), 6357-6370.
- Karaca, H., 2004, PIC Mikrodenetleyici Kullanılarak Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi, Tez*.
- Kelch, F., Yang, Y., Bilgin, B. ve Emadi, A., 2018, Investigation and design of an axial flux permanent magnet machine for a commercial midsize aircraft electric taxiing system, *IET Electrical Systems in Transportation*, 8 (1), 52-60.
- Knospe, C., 2006, PID control, *IEEE Control Systems Magazine*, 26 (1), 30-31.
- Koçaş, G., 2023, Elektrikli araçlar için BLDC motor sürücü tasarımı, *Konya Teknik Üniversitesi*.
- Krishnan, P. H. ve Arjun, M., 2014, Control of BLDC motor based on adaptive fuzzy logic PID controller, *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCE)*, 1-5.
- Krishnan, R., Lee, S. ve Monajemy, R., 1996, Modeling, dynamic simulation and analysis of a c-dump brushless dc motor drive, *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC'96*, 745-750.
- Kristiyono, R. ve Wiyono, W., 2021, Autotuning fuzzy PID controller for speed control of BLDC motor, *Journal of Robotics and Control (JRC)*, 2 (5), 400-407.
- Krykowski, K. ve Bodora, A., 2005, Variable structure bridge/half-bridge electronic commutator for PM BLDC motor supply, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005.*, 905-910.
- Leena, N. ve Shanmugasundaram, R., 2014, Artificial neural network controller for improved performance of brushless DC motor, *2014 International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON)*, 1-6.
- Luenberger, D. G., 1964, Observing the state of a linear system, *IEEE transactions on military electronics*, 8 (2), 74-80.
- Mahmud, M., Motakabber, S., Alam, A. Z., Nordin, A. N. ve Habib, A. A., 2020, Modeling and performance analysis of an adaptive PID speed controller for the BLDC motor, *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 11 (7).
- Matsui, N., 1996, Sensorless PM brushless DC motor drives, *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 43 (2), 300-308.
- Misal, S. R. ve Bhasme, N., 2017, A review of multi-switch BLDC motor drive, *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 1-7.
- Neubauer, A., Heinrich, S., Wieske, P. ve Elsässer, A., 2014, Optimized winding and connection concept for an integrated BLDC-motor drive, *2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 1-7.
- Norouzi, P., 2015, Fırçasız Lineer Doğru Akım Motorunun Yüksek Performanslı Konum Kontrolü, *Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Ommar Mahdı Ommar, E., 2021, Fırçasız dc motorun hız kontrolü için bulanık akıllı sistem uygulaması, *Kastamonu Üniversitesi*.
- Ostlund, S. ve Brokemper, M., 1995, Initial rotor position detections for an integrated PM synchronous motor drive, *IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 741-747.

- Pandey, K. K. ve Bhadoriya, J. S., 2015, Minimization of Torque Ripple & Improvement of back EMF of BLDC Motor, *Internattional Journal of Scientific progress and research (IJSPPR)*, 14, 103-107.
- Pindoriya, R., Mishra, A., Rajpurohit, B. ve Kumar, R., 2016, Analysis of position and speed control of sensorless BLDC motor using zero crossing back-EMF technique, *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 1-6.
- Pongfai, J. ve Assawinchaichote, W., 2017, Optimal PID parametric auto-adjustment for BLDC motor control systems based on artificial intelligence, *2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, 1-4.
- Portillo, A. A., Frye, M. ve Qian, C., 2009, Particle swarm optimization for PID tuning of a BLDC motor, *2009 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, 3917-3922.
- Premkumar, K. ve Manikandan, B., 2013, Adaptive fuzzy logic speed controller for brushless DC motor, *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 290-295.
- Rao, K. S. R. ve Othman, A. H. B., 2007, Design optimization of a BLDC motor by Genetic Algorithm and Simulated Annealing, *2007 International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, 854-858.
- Rubaai, A. ve Young, P., 2015, Hardware/software implementation of fuzzy-neural-network self-learning control methods for brushless DC motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52 (1), 414-424.
- Saritas, I., 2003, Fuzzy control of medical area, *Master Thesis, Selçuk University, Konya, Turkey*.
- Sarıtaş, İ., 2008, Elektromanyetik Filtre Tasarımı ve Yapay Zeka Yöntemleriyle Adaptif Kontrolü, *Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Sarıtaş, İ., Ozkan, İ. A. ve Herdem, S., 2011, Bir DC Motorun Bulanık Mantık Denetleyici İle Kontrolü, *Engineering Sciences*, 6 (2), 533-541.
- Schmidt, P. B., Gasperi, M. L., Ray, G. ve Wijenayake, A. H., 1997, Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine, *IAS'97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, 459-463.
- Schneider, F., 2020, Sensorless commutation method, Google Patents.
- Schrödl, M., 1988, Detection of the rotor position of a permanent magnet synchronous machine at standstill, *ICEM*, 1988, 195-197.
- Sezik, N., 2020, Speed control of BLDC motor based on multicriteria optimization with genetic algorithm.
- Shamseldin, M. A. ve EL-Samahy, A. A., 2014, Speed control of BLDC motor by using PID control and self-tuning fuzzy PID controller, *15th International Workshop on Research and Education in Mechatronics (REM)*, 1-9.
- Shao, J., Nolan, D., Teissier, M. ve Swanson, D., 2003, A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39 (6), 1734-1740.
- Shao, J., 2006, An improved microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42 (5), 1216-1221.
- Sharma, S., Sharma, N. K., Bajaj, M., Kumar, V., Jurado, F. ve Kamel, S., 2022, Optimal BLDC Motor Control Using a WOA-based LQR Strategy, *2022 4th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, 222-226.

- Singh, S., Verma, K., Singh, J. ve Tiwari, N., 2018, A Review on control of a brushless DC motor drive, *Int. J. Future Revolution Comput. Sci. Commun. Eng*, 4, 82-97.
- Sümeýra, C. ve İskender, İ., 2018, Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Model Referans Adaptif Kontrol Yöntemi-MIT Kuralı ile Kontrol Edilmesi, *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, 1-6.
- Taşören, A. E., Örenbaş, H. ve Şahin, S., 2018, Analyze and comparison of different PID tuning methods on a brushless DC motor using Atmega328 based microcontroller unit, *2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, 1-4.
- Tetik, M., 2019, Harmonik Ekleme Yöntemi İle Fırçasız DC Motorun (BLDC) Hız Denetimi, *Technological Applied Sciences*, 14 (1), 27-36.
- Tomita, M., Doki, S., Yamaguchi, H. ve Okuma, S., 1996, A sensorless estimation of rotor position of cylindrical brushless DC motors using eddy current, *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1723-1728.
- Topal, M., 2019, Fırçasız doğru akım motorunun üç farklı yöntemle hız kontrolü ve analizi, *Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara*
- Tran, H. N., Nguyen, T. T., Nguyen, T. H., Nguyen, B. V., Cao, H. Q. ve Jeon, J. W., 2022, Online-Tuning of Speed and Position Controllers using Particle Swarm Optimization Algorithm for a BLDC Motor, *2022 16th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM)*, 1-7.
- Tripathi, P. R., 2022, Hardware Engineer's Guide to a Brushless-DC Motor Controller: Design and challenges, *IEEE Power Electronics Magazine*, 9 (1), 40-45.
- Ulu, B., 2011, Fırçasız doğru akım motor (BLDC) hız kontrolü, *İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- Vinatha, U., Pola, S. ve Vittal, K., 2006, Recent developments in control schemes of BLDC motors, *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 477-482.
- Wang, T., Wang, H., Hu, H., Lu, X. ve Zhao, S., 2022, An adaptive fuzzy PID controller for speed control of brushless direct current motor, *SN Applied Sciences*, 4 (3), 71.
- Wilson, T. ve Trickey, P., 1962, DC machine with solid-state commutation, *Electrical Engineering*, 81 (11), 879-884.
- Woolaghan, S. ve Schofield, N., 2009, Current Source Inverters for PM machine control, *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 702-708.
- Wu, R. ve Slemon, G. R., 1991, A permanent magnet motor drive without a shaft sensor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27 (5), 1005-1011.
- Xia, C.-l., 2012, Permanent magnet brushless DC motor drives and controls, John Wiley & Sons, p.
- Yadav, P. ve Gadgune, S., 2019, Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques: A Review, *International Journal of Engineering Research & Technology*, 8 (1), 62-69.
- Yedamale, P., 2003, Brushless DC (BLDC) motor fundamentals, *Microchip Technology Inc*, 20 (1), 3-15.
- Yelken, L. B., 2022, Effects of power quality events on brushless dc motors, *Eskişehir Teknik Üniversitesi*.
- Yıldız, T., 2009, Fırçasız doğru akım motorlarının modellenmesi ve kontrolü, *Sakarya Üniversitesi*.
- Zaher, M., 2017, Adaptive neuro-fuzzy logic based sensorless brushless DC motor control, *Ege Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*.

- Zhang, R. ve Gao, L., 2022, The Brushless DC motor control system Based on neural network fuzzy PID control of power electronics technology, *Optik*, 271, 169879.
- Zhou, J., Lu, J., Ebrahimi, S. ve Jatskevich, J., 2022, A Compensation of Commutation Angle in Hall-Sensor-Controlled Brushless DC Motors for Maximum Torque per Ampere Operation, 2022 21st International Symposium Infoteh-Jahorina(INFOTEH), 1-6.

