T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SERVO MOTORLARDA KLASİK ve KESİR DERECELİ KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN METASEZGİSEL YÖNTEMLERLE OPTİMİZASYONU

Ali Kemal SARI

DANIŞMAN
Doç. Dr. Hasan TİRYAKİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Ocak, 2023

TEZ KABUL VE ONAYI

Ali Kemal SARI tarafından, **Doç. Dr. Hasan TİRYAKİ** danışmanlığında hazırlanan **" Servo Motorlarda Klasik ve Kesir Dereceli Kontrolör Parametrelerinin Metasezgisel Yöntemlerle Optimizasyonu** başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından **03/01/2023** tarihinde yapılan sınav sonucunda **oy birliği** ile başarılı bulunarak **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

		İmza	**Sonuç**
DANIŞMAN	Doç. Dr. Hasan TİRYAKİ İstanbul Üniversitesi - Cerrahpaşa Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı		☒ Kabul ☐ Ret
ÜYE	Dr. Öğr. Üyesi Nevra BAYHAN İstanbul Üniversitesi - Cerrahpaşa Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı		☒ Kabul ☐ Ret
ÜYE	Dr. Öğr. Üyesi Fatih ADIGÜZEL Yıldız Teknik Üniversitesi Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı		☒ Kabul ☐ Ret

Aileme ithaf ediyorum…

BÜTÇE DESTEKLERİ

Servo Motorlarda Klasik ve Kesir Dereceli Kontrolör Parametrelerinin Metasezgisel Yöntemlerle Optimizasyonu

Bu tez çalışması için herhangi bir kurumdan bütçe desteği alınmamıştır.

TEŞEKKÜR

Tez çalışma sürecim boyunca katkıları ile beni yönlendiren ve desteğini esirgemeyen değerli tez danışmanım Doç. Dr. Hasan TİRYAKİ'ye, bilgi ve tecrübeleri ile tez izleme komitesindeki Dr. Öğr. Üyesi Nevra BAYHAN ve Dr. Öğr. Üyesi Fatih ADIGÜZEL'e, bu yolculukta manevi desteğinden dolayı değerli arkadaşım Uğur Can BAYHAN'a teşekkürlerimi borç bilirim.

Tüm eğitim hayatım boyunca bana maddi ve manevi destek olan değerli SARI ailesine teşekkürlerimi sunarım.

Ocak 2023 Ali Kemal SARI

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

TEZ KABUL VE ONAYI ..... **ii**
BEYAN ..... **iii**
BÜTÇE DESTEKLERİ ..... **v**
TEŞEKKÜR ..... **vi**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **ix**
TABLO LİSTESİ ..... **xi**
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ ..... **xii**
ÖZET ..... **xiv**
ABSTRACT ..... **xvi**
1. GİRİŞ **18**
2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE **20**
2.1. SERVO MOTOR SİSTEMİ 20
2.1.1. Servo Motor İç Yapısı 20
2.1.2. Referans Düzlem Dönüşümleri 27
2.1.3. Servo Motorun Matematiksel Modeli 29
2.2. PI, PID VE KESİR DERECELİ PID (FOPID) KONTROLÖR 31
2.3. METASEZGİSEL OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI 32
2.3.1. Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması 33
2.3.2. Ateş-Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması 36
2.3.3. Salp Sürüsü Algoritması (SSA) 38
2.3.4. Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması 40
3. YÖNTEM **43**
4. BULGULAR **46**
5. TARTIŞMA **51**
6. SONUÇ VE ÖNERİLER **59**
KAYNAKLAR **60**
İNTİHAL RAPORU İLK SAYFASI **62**

ETİK KURUL İZİN YAZISI **63**
KURUM İZNİ YAZILARI **64**
ÖZGEÇMİŞ **65**

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Servo motor iç yapısı 20

Şekil 2.2: Servo motor iç yapısı 21

Şekil 2.3: Manyetik enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi. 22

Şekil 2.4: Servo motor rotoru mıknatıs dizilimi çeşitleri 22

Şekil 2.5: Döner tip enkoder 23

Şekil 2.6: Enkoder iç yapısı 24

Şekil 2.7: Artımsal enkoder çalışma prensibi 25

Şekil 2.8: Artımsal enkoder sinyalleri 25

Şekil 2.9: Artımsal enkoder 1 darbesi 26

Şekil 2.10: Mutlak enkoder kesiti 26

Şekil 2.11: Akım uzay vektörü ve izdüşümü [14] 27

Şekil 2.12: Stator akımlarının uzay vektörü ve α,β referans düzlemindeki bileşenleri [14]. 28

Şekil 2.13: Gerilim, akım, ve rotor akısı uzay vektörlerinin d-q döner referans eksenindeki gösterimi ve a,b,c ile α, β durağan referans düzlemi ile ilişkileri [14]. 29

Şekil 2.15: Servo motor kontrolör sistem modeli 30

Şekil 2.16: FOPID blok diyagramı ve λ, μ parametre grafiği 31

Şekil 2.17: Atom Arama Optimizasyonu 34

Şekil 2.18: Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması Akış Şeması [12] 36

Şekil 2.19: Ateş-Güve Optimizasyonu 37

Şekil 2.20: Ateş Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması Akış Şeması [12] 38

Şekil 2.21: (a) Salp canlısı, (b) Salp sürüsü, (c) Salp sürüsü avlanma hiyerarşisi 39

Şekil 2.22: Salp Sürüsü Algoritması (SSA) Akış Şeması [12] 40

Şekil 2.23: Sürü bağışıklığı 41

Şekil 2.24: Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması Akış Şeması [5-6] 42

Şekil 3.1: Servo motor kontrolör MATLAB Simulink modeli 45

Şekil 5.1: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri 52

Şekil 5.2: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PID kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri 54

Şekil 5.3: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı FOPID Kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri 56

Şekil 5.4: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI, PID ve FOPID kontrolörleri ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri 58

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.1: Servo Motor Parametre Değerleri 43
Tablo 4.1: ASO-PI simülasyon parametre değerleri 46
Tablo 4.2: MFO-PI simülasyon parametre değerleri 46
Tablo 4.3: SSA-PI simülasyon parametre değerleri 47
Tablo 4.4: CHIO-PI simülasyon parametre değerleri 47
Tablo 4.5: ASO-PID simülasyon parametre değerleri 47
Tablo 4.6: MFO-PID simülasyon parametre değerleri 47
Tablo 4.7: SSA-PID simülasyon parametre değerleri 48
Tablo 4.8: CHIO-PID simülasyon parametre değerleri 48
Tablo 4.9: ASO-FOPID simülasyon parametre değerleri 48
Tablo 4.10: MFO-FOPID simülasyon parametre değerleri 49
Tablo 4.11: SSA-FOPID simülasyon parametre değerleri 49
Tablo 4.12: CHIO-FOPID simülasyon parametre değerleri 49
Tablo 4.13: Kontrolör Kazanç Parametresi Değerleri 50
Tablo 5.1: Algoritma-Kontrolör Geçici Hal Kriter ve Değerleri 51

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
K_P	: Oransal Kazanç Katsayısı
K_I	: İntegral Kazanç Katsayısı
K_D	: Türev Kazanç Katsayısı
e(t)	: t anındaki hata
λ	: Kesir dereceli PID kontrolör transfer fonksiyonunda integralin kuvvet sayısı
μ	: Kesir dereceli PID kontrolör transfer fonksiyonunda türevin kuvvet sayısı
ub	: Arama uzayının üst sınırı
lb	: Arama uzayının alt sınırı
λ(t)	: Langrajyan çarpanı
u(t)	: t anındaki kontrolör çıkış işareti
y(t)	: t anındaki sistem çıkış işareti
$\propto$	: Kesir dereceli integra-türev kuvveti
$PI^{\lambda}D^{\mu}$	: Kesir dereceli PID kontrolör genelleştirilmiş gösterimi
ω	: Açısal hız
ω_e	: Elektriksel açısal hız
ω_r	: Rotor açısal hızı ϕ
a	: açısal ivme
i_d	: d ekseni akımı
i_q	: q ekseni akımı
ϕ_d	: d ekseni akımı
ϕ_q	: q ekseni akımı
ϕ_r	: Rotor ekseni akımı
V_d	: d ekseni gelilimi
V_q	: q ekseni gerilimi
J	: Atalet momenti
R_s	: stator faz direnci
T_e	: Elektromagnetik moment
T_m	: Yük momenti

P_n : Kutup çifti sayısı

B : Magnetik akı yoğunluğu

Kısaltmalar	**Açıklama**
AA	: Alternatif akım
ASO	: Atom Arama Optimizasyonu
CHIO	: Koronavirüs sürü bağışıklığı optimizasyonu
DA	: Doğru akım
FOPID	: Kesir dereceli PID
IAE	: Mutlak hatanın toplamı
ITAE	: Zaman ağırlıklı mutlak hata toplamı
ITSE	: Zaman ağırlıklı hata karelerin toplamı
ISE	: Hata karelerinin toplamı
MFO	: Ateş Güve Optimizasyonu
PI	: Orantısal-integral
PID	: Orantısal-integral-türev
REPM	: Nadir topak elementlli mıknatıs
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
SMSM	: Sabit mıknatıslı sekron motor
SSA	: Salp sürüsü algortiması
SV	: Uzay vektörü
SVM	: Uzay vektör modülasyonu
SVPWM	: Uzay vektör PWM

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Servo Motorlarda Klasik ve Kesir Dereceli Kontrolör Parametrelerinin Metasezgisel Yöntemlerle Optimizasyonu

Ali Kemal SARI

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman : Doç. Dr. Hasan Tiryaki

Servo motorlar hassas hareket kontrolü ve kararlı çalışma özellikleri nedeniyle endüstriyel alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol işlemi esnasında kazanç parametrelerinin optimizasyon işlemi ayrıca önem kazanmaktadır. Bu çalışmada; Oransal-İntegral (PI) kontrolör, Oransal-İntegral-Türev (PID) Kontolör ve Kesir Dereceli Oransal-İntegral-Türev (FOPID) Kontrolör kullanılarak servo motor MATLAB Simulink benzetimi için kazanç parametrelerinin optimizasyonu yapılmıştır. PI Kontrolörler iki parametreden, PID Kontrolörler üç parametreden oluşken FOPID Kontrolörler beş parametreden oluşmaktadır. Kontrolör parametre sayısının artması, daha hassas parametre kontrolü yapılmasına olanak sağlarken optimizasyon işlemlerini zorlaştırmaktadır. Kontrolör optimizasyonun geleneksel matematiksel yöntemlerle hesaplanması zor olduğu için günümüzde metasezgisel (doğadan ilham alan) algoritmalar geliştirilmiştir. Bu tezde servo motor sistemi için metasezgisel (doğadan ilham alan) algoritmalardan Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması, Ateş-Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması, Salp Sürüsü Algoritması (SSA) ve Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması kullanılmıştır. Bu dört arama algoritması servo

motor sistemi kazanç parametreleri için PI Kontrolör, PID Kontrolör ve FOPID kontrolör ile ayrı ayrı optimize edilmiştir. Optimize edilen servo motor sisteminin kazanç parametreleri sistem çıkış eğrileri yükselme zamanı ve yüzde aşım miktarına göre incelenmiş ve servo motor için en uygun kontrolör ve arama algoritması karşılaştırılmıştır. Bu değerlendirmeye göre servo motor için Salp Sürüsü Algoritması (SSA) ile optimize edilen FOPID kontrolörünün sistem çıkış eğrisinin geçici hal değerlerine bakıldığında düşük yükselme süresi ve yüzde en büyük süresi ile en küçük yerleşme süresine sahip olduğu görülmüştür. Ocak 2023 , 65 sayfa.

Anahtar kelimeler: Servo Motor, Metasezgisel Algoritma, PID Kontrolör

ABSTRACT

M.Sc. THESIS

Optimization of Classical and Fractional Order Controller Parameters in Servo Motors with Metaheuristic Methods

Ali Kemal SARI

İstanbul University-Cerrahpaşa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronics Engineering

Electircal and Electronics Engineering

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Hasan TİRYAKİ

Servo motors are widely used in industrial areas due to their precise motion control and stable operation. During this control process, the optimization of the gain parameters also gains importance. In this study, by using Proportional-Integral (PI) controller, Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller and Fractional Proportional-Integral-Derivative (FOPID) Controller, gain parameters are optimized for servo motor MATLAB Simulink simulation. PI Controllers consist of two parameters, PID Controllers consist of three parameters, while FOPID Controllers consist of five parameters. Increasing the number of controller parameters enables more precise parameter control and complicates the optimization processes. Since controller optimization is difficult to calculate with traditional mathematical methods, metaheuristic (nature-inspired) algorithms have been developed today. In this thesis, Atom Search Optimization (ASO) Algorithm, Fire-Moth Optimization (MFO) Algorithm, Salp Swarm Algorithm (SSA) and Coronavirus Herd Immunity Optimization (CHIO) Algorithm are used for the servo motor system. These four search algorithms are individually optimized with PI Controller, PID Controller and FOPID controller for servo motor system gain parameters.

The gain parameters of the optimized servo motor system were examined according to the system output curves rise time and percent overshoot, and the most suitable controller and search algorithm for the servo motor were compared. According to this evaluation, it has been observed that the FOPID controller, which is optimized with the Salp Swarm Algorithm (SSA) for the servo motor, has the lowest settling time with low rise time and the largest percentage exceedance time compared to the transient values of the system output curve.

January 2023, 65 pages.

Keywords: Servo Motor, Metaheuristic Algorithm, PID Controller

1. GİRİŞ

Artan piyasa rekabeti ve enerji maliyetleri nedeniyle yakın gelecekten günümüze kadar teknolojide büyük gelişmeler olmuştur. Bunların en önemlilerinden biri de elektrik motorları alanında servo motor sistemlerinde gerçekleşmiştir. Endüstride fazla bakım maliyeti ve düştük verimleri nedeniyle fırçalı doğru akım ve alternatif akım motorları yerini fırçasız doğru akım ve alternatif akım motorlarına bırakmıştır. Analog devreler sayesinde hassas tork, hız ve pozisyon imkânı sağlayan servo sistemler geliştirildi. Mıknatıs teknolojisinin de gelişmesi ile sabit mıknatıslı servo motorlar düşük ısı ve bakır kayıpları sayesinde endüstride geniş alanlarda kullanılmıştır. Servo motor sistemlerinin gelişmesiyle robotikte, havacılıkta, endüstride büyük gelişmeler sağlandı. Günümüzde analog devrelerin yerini dijital kontrolör devreleri almaktır. Mikroişlemci mimarilerinin gelişmesi ile karmaşık algoritmaların kullanılmasına olanak sağlanmıştır.

Servo motor sistemlerinde istenilen tork, hız ve pozisyon kontrolü enkoderden alınan mekanik hız bilgisi ile kontrolör tarafından kontrol edilir. Bu kontrolörlerin kazanç değerleri hata parametresini en aza indirgemesi için oldukça önemlidir. Kazanç değerlerini optimize etmek için günümüzde doğadan ilham alan birçok metasezgisel arama algoritmaları geliştirilmiştir.

Günümüzde doğadan ilham alan pek çok metasezgisel algoritmalar giderek önem kazanmıştır [1]. Atomlar arası itme çekme fizik kuvvetlerinden esinlenerek Atom Arama Algoritması (ASO) geliştirilmiştir [2]. Güve kelebeklerinin ateş kaynağı etrafındaki hareketlerinden esinlenerek Ateş-Güve Optimizasyon (MFO) algoritması geliştirilmiştir [3]. Salp canlısının sürü halinde avlanma tekniğinin matematiksel modelinin çıkarılması ile Salp Sürüsü Algoritması (SSA) geliştirilmiştir [4]. 2019 yılında Çin'in Vuhan kentinde başlayıp dünyaya yayılan Covid-19 Koronavirüs pandemisinin bulaşıcılık hareketinin incelenmesi ile Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyonu (CHIO) algoritması geliştirilmiştir [5].

Arıkuşu ve Bayhan 2021 yılında yaptığı çalışmada, Otomatik Gerilim Regülatörü (AVR) için Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon Algoritması tabanlı PID Kontrolör tasarımını incelemiş ve diğer kontrol yöntemlerine göre başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür [6].

Sharaf, ve El-Gammal, sabit mıknatıslı doğru akım motoru kontrolü için hataların karesi toplamını (ISE) ile modifiye edilen PID kontrolör parametrelerini Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ile optimize etmiştir. Geleneksel PID kontrolöre eklenen hataların karesi toplamını (ISE) parametresi ile başlangıç tork dalgalanmasında, ivmelenmede ve referans hız takibinde iyileşmeler olduğu görülmüştür [7].

Arulmozhiyal ve Kandiban, fırçasız doğru akım motoru için Bulanık Mantık PID kontrolör tasarlamıştır. Fırçasız doğru akım motoru MATLAB Simulink ile modellenerek yükselme zamanı, aşım miktarı ve yerleşme zamanına göre değerlendirilmiştir. Bulanık Mantık PID kontrolör geleneksel PID kontrolöre göre daha iyi sistem cevabı performansı göstermiştir [8].

Özçıra, sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemlerini incelemiştir. Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) ile kontrol edilen sabit mıknatıslı senkron motorun bilgisayar destekli uygulamalara bağlı kalmadan PI denetleyici, vektör dönüşümleri, akım ve moment denetleyicileri gibi programları entegrelere yükleyerek geniş endüstriyel alanlarda kullanabileceğini göstermiştir [9].

Podlubny, PID kontrolörlerde türev ve integral kuvvetlerini kesir dereceli matematiği ile kullanarak daha geniş bir arama uzayında kullanılabileceğini göstermiştir [10].

Göktürk'ün 2009 yılında yaptığı çalışmada; 5 parametreli kesir dereceli PID'lerin (FOPID), 3 parametreli klasik PID kontrolörlere göre daha başarılı sonuçlar alınmıştır [11].

Sezer'in yaptığı çalışmada, metasezgisel algoritmalarla kesir dereceli PID ile gaz türbini elektrik santrali sistemi incelenmiş Yapay Arı Kolonisi (ABC) algoritması ve Gri Kurt Optimizasyon (GWO) algoritması ile başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür [12].

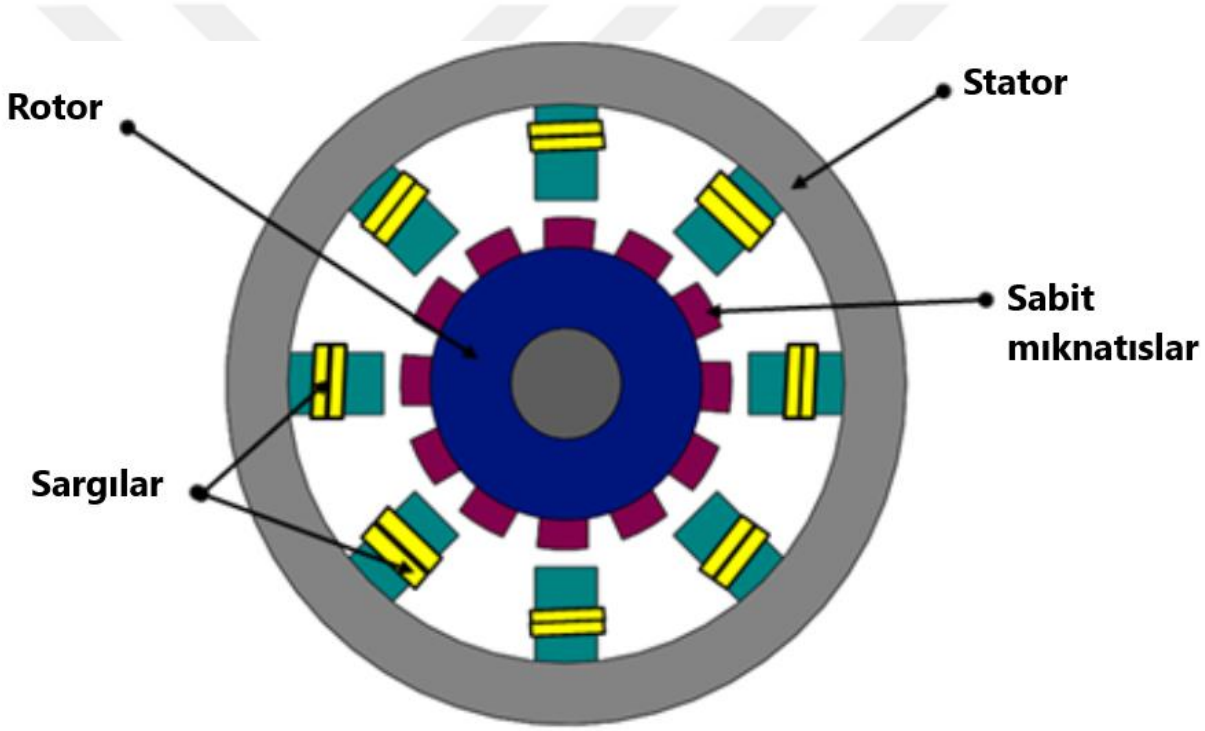
Bu tezde servo motorun matematiksel model benzetimi MATLAB Simulink ile yapılmıştır. Matematiksel model benzetimi PI, PID ve kesir dereceli PID (FOPID) kontrolörleri ve doğadan ilham alan Atom Arama Optimizasyonu (ASO), Ateş-Güve Optimizasyonu (MFO), Salp Sürüsü Algoritması (SSA) ve Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyonu (CHIO) algoritmaları ile optimize edilerek servo motor sisteminin çıkışının geçici hal değerlerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE

2.1. SERVO MOTOR SİSTEMİ

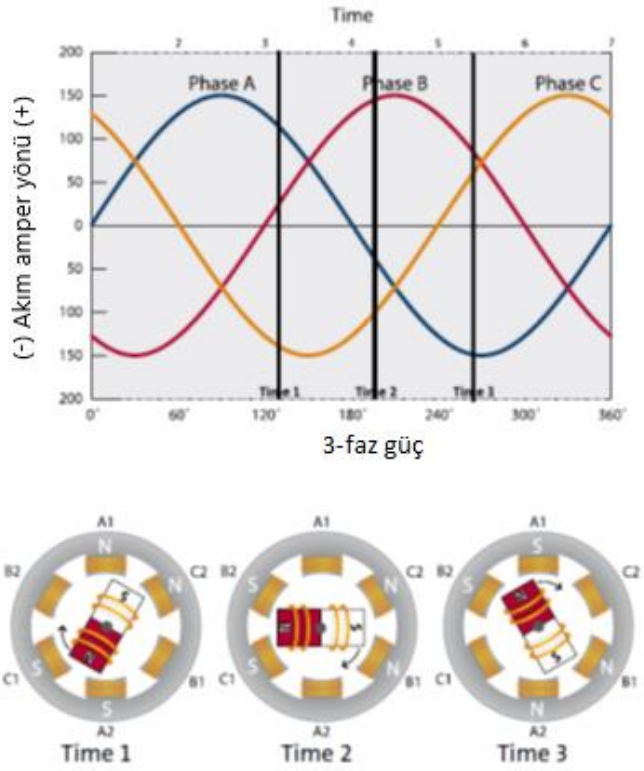
2.1.1. Servo Motor İç Yapısı

Servo motorların iç yapısında sabit mıknatısların olduğu rotor ve bakır sargıların olduğu stator bulunmaktadır. Rotorda bulunan sabit mıknatıslar, bir uyartım akımına gerek kalmadan stator sargısında değişen kutupları senkron olarak takip etmeyi sağlar. Şekil 2.1'de servo motorun iç yapısının kesit görünümü gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Servo motor iç yapısı.

Şekil 2.2'de 3 faz akımın statorda değiştirdiği kutupları takip eden rotorun belirli anlardaki pozisyonu gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Servo motor iç yapısı.

3-faz alternatif akımın stator üzerinde değiştirdiği kutupların rotordaki mıknatısların senkron bir şekilde takip etmesi gösterilmiştir. Rotor ile statorun senkron hareketi endüstride bir çok alanda hassas pozisyon kontrolü yapılmasını sağlamıştır. Servo motorlar rotorlarında bulunan sabit mıknatıslar sayesinde asenkron motorlara göre daha az ısı ve bakır kayıplarına sahiptir. Bütün elektrik makinelerinde elektriksel ve mekaniksel kayıplar mevcuttur. Ancak servo motorlarda verilen 1 birimlik elektrik enerjisi karşılığında motor milinden alınan mekanik enerjisi arasındaki oran diğer elektrik makinelerine göre daha yüksektir. Bu sebeple daha verimli çalışırlar.

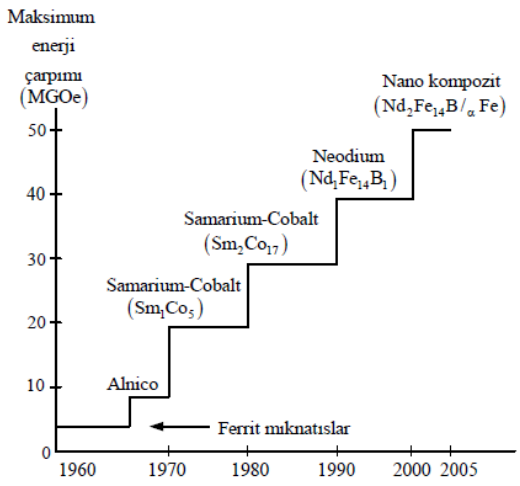
2.1.1.1. Mıknatıs Yapısı

Senkron motorlarda özellikle servo motor teknolojisinin gelişmesiyle hareket kontrolü konusunda büyük ilerlemeler yaşanmıştır. Bunun nedeni rotor üzerinde yer alan daimi mıknatıslardır. Servo motor üretiminde daimi mıknatıslar önemli bir yere sahiptir. Kullanılan mıknatısların enerji yoğunluğu ne kadar fazla ise motordan elde edilen verim ve moment yoğunluğu o derece yüksek olacaktır.

Başlıca mıknatıs çeşitleri aşağıdaki gibidir.

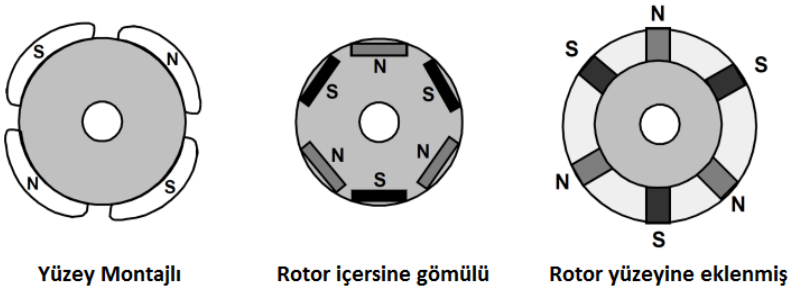
- Ferrite
- Alnico
- Samarium Cobalt (SmCo)
- Neodmiyum Iron Boron (NdFeB)

Şekil 2.3'de Mıknatıs teknolojisinin yıllar içerinde gelişimi gösterilmiştir [9]. Burada aynı boyuttaki mıknatıs çeşitlerinin manyetik enerji yoğunluğu karşılaştırılmıştır.



Şekil 2.3: Manyetik enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi.

Servo motorların kullanıldıkları alanlara göre rotor üzerindeki mıknatıs dizilimleri çeşitli tasarımlarda yapılmaktadır. Şekil 2.4'te servo motor rotoru mıknatıs dizilimi çeşitleri gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Servo motor rotoru mıknatıs dizilimi çeşitleri.

Rotor yüzeyine montajlı mıknatıslar, basit işçiliği ve uygun maliyeti nedeniyle diğer rotor dizilim çeşitlerine göre avantajlı olmasına rağmen merkezkaç kuvvetine karşı mukavemeti düşük olması nedeniyle dezavantajlıdır. Genellikle düşük devirli motor tasarımlarında kullanılmaktadır.

Yüksek devirli motorlarda maruz kalınan yüksek merkezkaç kuvveti nedeniyle rotor içerisine gömülü ve rotor yüzeyine eklenmiş mıknatıs tasarımları geliştirilmiştir. Bu tasarımlar iyi bir işçilik ve ileri teknoloji gerektirmesi nedeniyle yüksek maliyetlidir. Rotor içerisine gömülü mıknatıslar tasarımlarında hava aralığı içerisindeki akı yoğunluğu mıknatıs içiresinden daha yoğun olabilir. Bu sayede yüksek moment yoğunluğu için düşük enerjili mıknatıslar kullanılabilmektedir. Rotor yüzeyine eklenmiş mıknatıslarda ise mıknatıs boyları ayarlanarak uygun çalışma aralığında akı odaklı rotor tasarımı yapılabilmektedir.

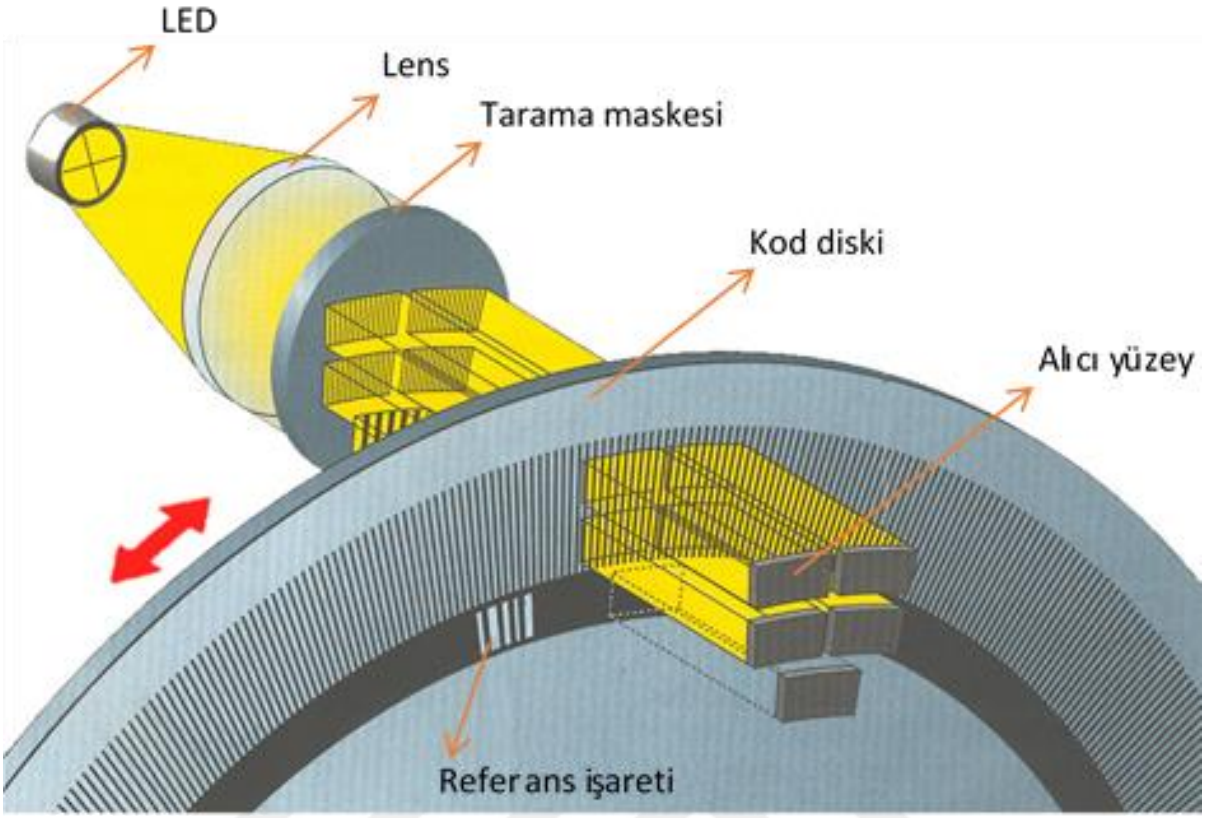
2.1.1.2. Enkoder

Enkoder, rotorun mekanik hareketlerini veya pozisyonunu elektriksel bilgiye çeviren elektronik ekipmandır. Enkoderler doğrusal tip ve döner tip olmak üzere iki farklı yapıdadırlar. Servo motor içerisinde döner tip enkoder kullanılır. Döner tip enkoder, motorun rotor miline entegre edilerek rotor milinin dönüşünü elektriksel sinyale çevirir. Şekil 2.5'te döner tip enkoder gösterilmiştir.



Şekil 2.5: Döner tip enkoder.

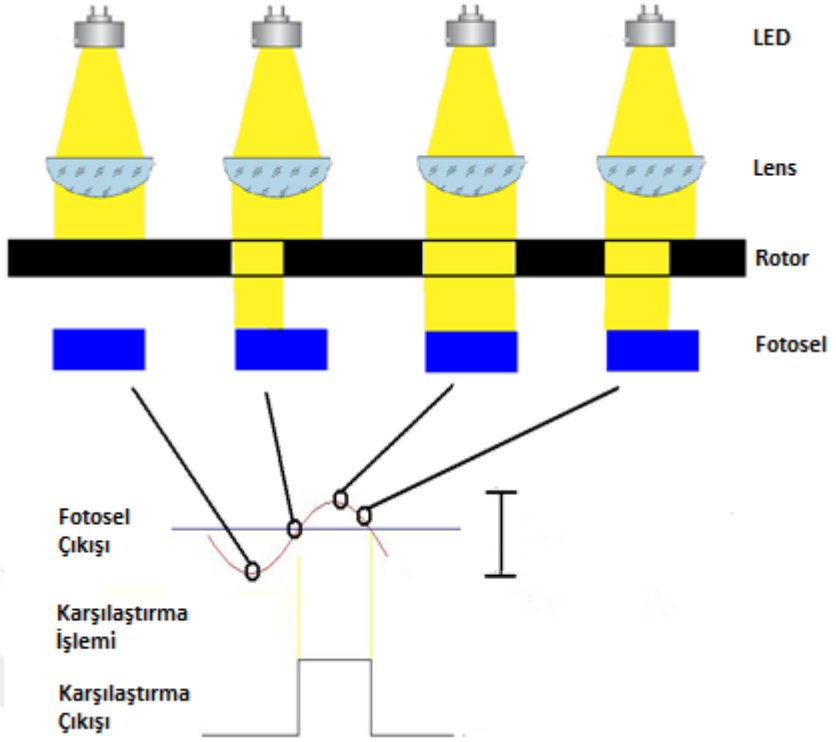
Enkoder içerisinde bulunan diskin dönmesiyle LED'den gelen ışık lens ile kırılır ve kod diskinden geçerek arka yüzeydeki alıcı yüzeyde kare dalga veya sinüs dalgası sinyalleri üretir. Enkoderler, Artımsal enkoder (Incramental Encoder) ve Mutlak Enkoder (Absolute Encoder) olmak üzere iki tiptedir. Enkoderlerin iç yapısı Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6: Enkoder iç yapısı.

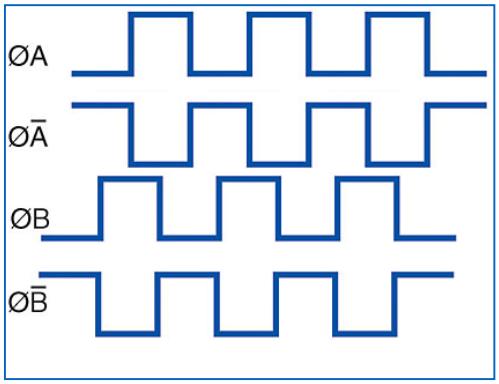
Artımsal Enkoder;

Elektriksel darbeler veya sinüs eğrileri üreten enkoderlere artımsal enkoder denir. Dönüşün başlamasıyla birlikte sinyal üretmeye başlar ancak kalınan pozisyon ile ilgili bir bilgi saklamazlar. Güç beslemesi her kesilip açıldığında sıfırdan tekrar sinyal üretmeye başlar. Genellikle hız uygulamalarında veya mutlak pozisyonun gerekmediği uygulamalarda kullanılırlar. Artımsal enkoder çalışma prensibi Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



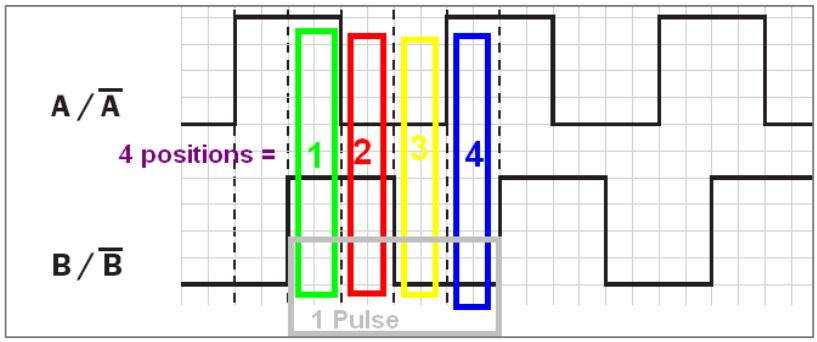
Şekil 2.7: Artımsal enkoder çalışma prensibi.

Her bir kanalın bir turda ürettiği darbe sayısı ayrıca PPR (Pulse Per Rotation) olarak da adlandırılır. Genelde iki sinyal ve bunların terslenmiş halleri sinyal olarak kullanılır (A+, A- ve B+, B-). Bu artımsal enkoder sinyalleri Şekil 2.8'de gösterilmiştir.



Şekil 2.8: Artımsal enkoder sinyalleri.

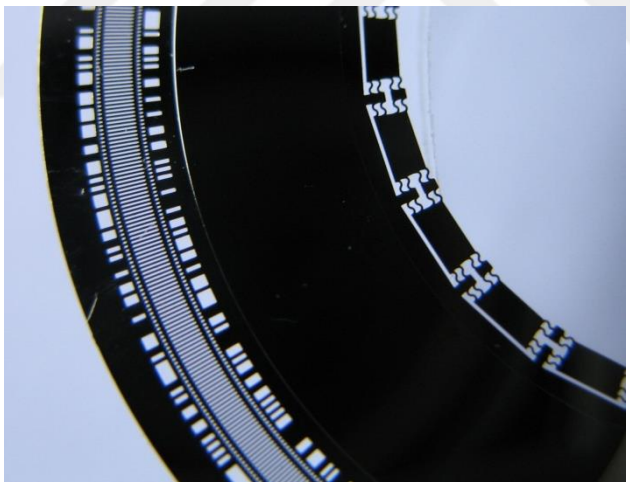
Her bir darbe 4 dilime bölünür ve bu dört dilim ile her darbe içinde 4 farklı konum bilgisi elde edilir. Şekil 2.9'da da gösterildiği gibi bu dörtlü dilimleme yöntemi motorun dönüş yönünü tespit etmede kullanılır.



Şekil 2.9: Artımsal enkoder 1 darbesi.

Mutlak Enkoder;

Mutlak enkoderler servo motor şaftının her pozisyonu için özgün bir sinyal üretirler. Güç beslemesinin kesilip tekrar verildiği durumlarda bile kaldıkları pozisyon bilgisini sürücüye gönderebilirler. Singleturn ve Multiturn olarak ikiye ayrılır. Sigleturn enkoder, bir turdaki pozisyonu kalıcı olarak saklar, Multiturn enkoder ise hem bir turdaki pozisyonu kalıcı olarak saklar hem de kaç tur dönüldüğü bilgisini de kodlar. Şekil 2.10'de mutlak enkoder kesiti gösterilmiştir.

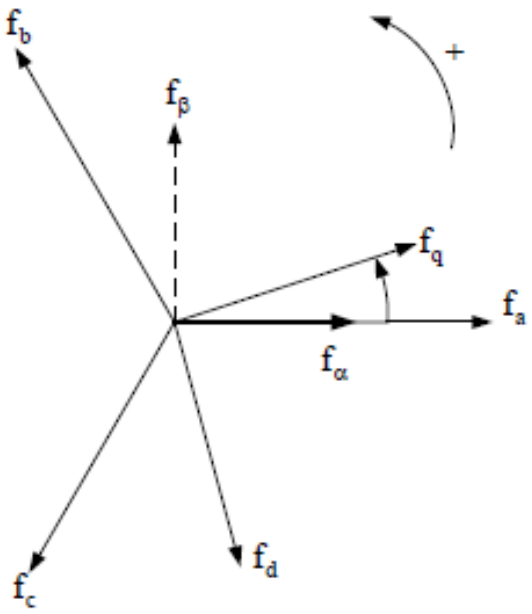


Şekil 2.10: Mutlak enkoder kesiti.

Sinyallerin iletiminde SSI (Synchronous Serial Interface), EnDat, BISS (Bidirectional Synchronous Serial) ya da diğer haberleşme protokollerini kullanırlar (Ethernet/IP, EtherCAT, Profinet, Devicenet, CANopen, Profibus, v.b). Mutlak (absolute) enkoderler sürücüler ile belli haberleşme protokolleri kullanarak haberleşirler. Bunlar; seri ya da paralel bağlantı, Fieldbus veya Ethernet (Ethercad) gibi haberleşme yöntemleri olabilir. Bunların arasında seri bağlantı, karmaşık olmayan uygulama alanları için en uygun çözümdür. Geliştirilen haberleşme protokolleri açık veya kapalı kaynak kodlu olabilmektedir.

2.1.2. Referans Düzlem Dönüşümleri

Servo motor sürücülerinin yüksek performans ile çalışması için düzlem dönüşümü gerekmektedir. Referans düzlem dönüşümlerinde Clarke dönüşümü, Park dönüşümü, ters Clarke dönüşümü ve Ters Park Dönüşümü olmak üzere dört farklı dönüşüm kullanılmaktadır. Clarke dönüşümü ile üç fazlı sabit düzlemden iki fazlı referans düzleme, Ters Clarke ile iki fazlı sabit düzlemden üç faz sabit düzleme dönüştürülmektedir. Park dönüşümü ile iki veya üç fazlı sabit düzlemden iki fazlı rotor düzlemine ve Ters Park dönüşümü ile iki fazlı rotor düzleminden iki ya da üç fazlı sabit düzleme dönüştürülmektedir. Şekil 2.11'de akım uzay vektörü ve izdüşümü gösterilmektedir.



Şekil 2.11: Akım uzay vektörü ve izdüşümü [14].

2.1.2.1. Clarke Dönüşümü

Bu dönüşüm birbirinden 120° faz farklı i_a, i_b ve i_c akımlarının 3 eksenli 2 boyutlu sabit düzlemden 2 eksenli α,β referans düzlemine dönüştürür. Clarke Dönüşümü denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \times i_a - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \tag{2.1}$$

$$i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \times (i_b - i_c) \tag{2.2}$$

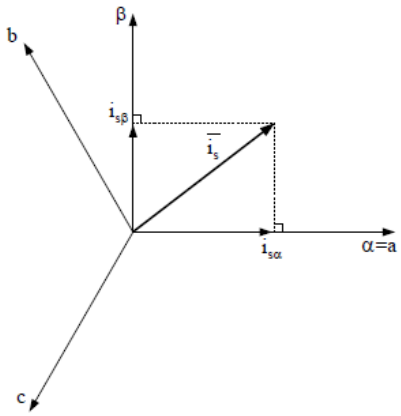
$$i_o = \frac{2}{3} * (i_a + i_b + i_c) \tag{2.3}$$

Bu denklemlerin sadeleştirilmiş hali aşağıda verilmiştir.

$$i_a = i_\alpha \tag{2.4}$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \times i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \tag{2.5}$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{2.6}$$



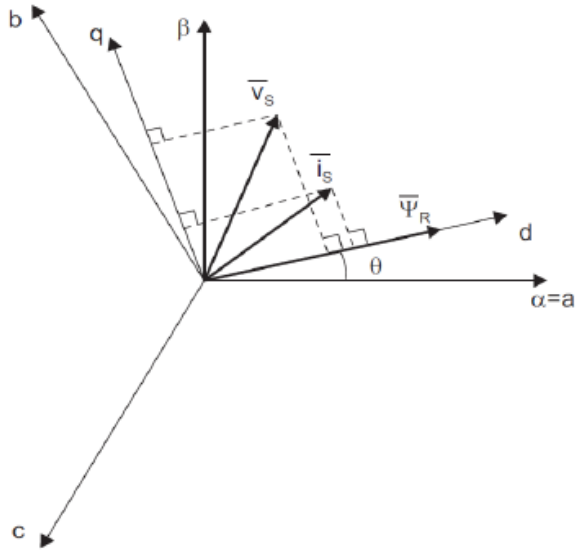
Şekil 2.12: Stator akımlarının uzay vektörü ve α,β referans düzlemindeki bileşenleri [14].

2.1.2.2. Park Dönüşümü

Bu dönüşüm 2 eksenli α,β referans düzleminden birbirine 90° faz farklı 2 eksenli d-q referans düzlemine dönüştürür. Burada referans ekseni değişmiştir. Bu referans ekseni rotor akısı yani θ açısı ile dönmektedir. Dönmeyi sağlayan denklemler aşağıda verilmiştir. Gerilim, akım ve rotor akısı uzay vektörlerinin d-q döner referans eksenindeki gösterimi ve a, b, c ile α, β durağan referans düzlemi ile ilişkileri Şekil 2.13'te verilmiştir.

$$i_d = i_\alpha \times \cos\theta + i_\beta \times \sin\theta \tag{2.7}$$

$$i_q = -i_\alpha \times \sin\theta + i_\beta \times \cos\theta \tag{2.8}$$



Şekil 2.13: Gerilim, akım, ve rotor akısı uzay vektörlerinin d-q döner referans eksenindeki gösterimi ve a,b,c ile α, β durağan referans düzlemi ile ilişkileri [14].

2.1.2.3. Ters Park Dönüşümü

Ters Park Dönüşümü motora uygulanan faz gerilimlerini hesaplayabilmek için kullanılır.

$$V_\alpha = V_d \times \cos\theta - V_d \times \sin\theta \tag{2.9}$$

$$V_\beta = V_d \times \sin\theta + V_d \times \cos\theta \tag{2.10}$$

2.1.2.1. Ters Clarke Dönüşümü

Bu dönüşüm Clarke dönüşümünün tersi olarak iki fazlı sabit düzlemden üç faz sabit düzleme dönüştürür. Ters Clarke Dönüşümü denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$V_{r1} = V_\beta \tag{2.11}$$

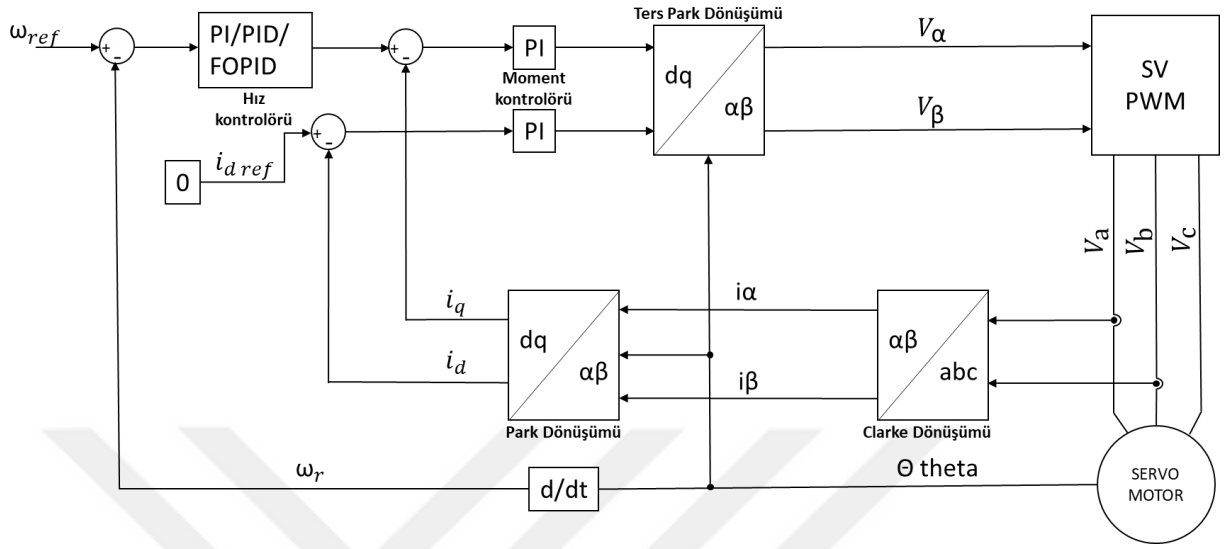
$$V_{r2} = \frac{\left(-V_\beta + \sqrt{3} \times V_\alpha\right)}{2} \tag{2.12}$$

$$V_{r3} = \frac{\left(-V_\beta - \sqrt{3} \times V_\alpha\right)}{2} \tag{2.13}$$

2.1.3. Servo Motorun Matematiksel Modeli

Servo motorlar; sabit mıknatıslı senkron motor olarak da bilinir. Temel olarak Alternatif Akımlı (AA) ve Doğru Akımlı (DA) Servo Motor olmak üzere iki tiptedir. Günümüzde genellikle artık

alternatif akımlı servo motorlar kullanılmaktadır. Alternatif Akımlı Servo motor kontrol sistemi Şekil 2.14'te gösterilmektedir.



Şekil 2.14: Servo motor kontrolör sistem modeli [20].

Servo motorun rotor referans d-q çerçevesindeki elektriksel ve mekanik denklemleri aşağıdaki şekilde özetlenmiştir.

$$V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_e \phi_d \tag{2.14}$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_e \phi_d \tag{2.15}$$

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_r \tag{2.16}$$

$$\phi_q = L_q i_q \tag{2.17}$$

Burada u_d, $u_q$ve i_d, i_q sırasıyla d-q çerçeve stator gerilimleri ve akımlarıdır. L_d ve L_q, d-q endüktanslarıdır. ϕ_d ve ϕ_q, d-q stator akı bağlantılarıdır. ϕ_r , R_s ve ω_e sırasıyla rotor akısı bağlantısı, stator direnci ve elektrik açısı hızıdır. Motor dinamikleri için denklem (2.18)'de ifade edilmiştir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_m - B\omega_r) \tag{2.18}$$

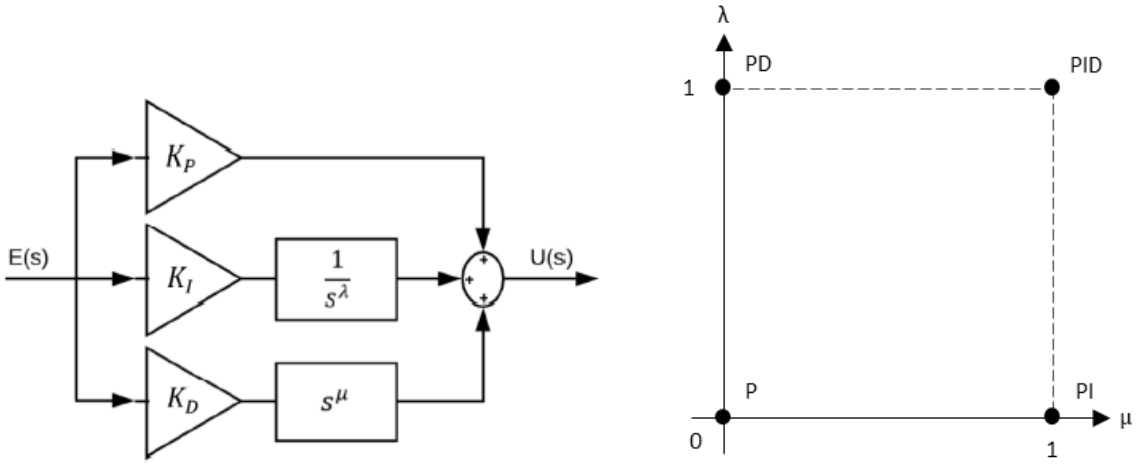
Karşılık gelen elektrik torku ise denklem (2.19)'da ifade edilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \left[\phi_r i_q + \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right] \quad (2.19)$$

Burada J, B, ω_r ve P_n sırasıyla atalet, sürtünme katsayısı, mekanik açı hızı ve kutup çifti sayısıdır [15].

2.2. PI, PID VE KESİR DERECELİ PID (FOPID) KONTROLÖR

Kontrolörler, endüstriyel kontrol sistemlerinde hatayı yani amaçlanan sistem durumu ile mevcut sistem durumu arasındaki farkı hesaplayarak, geri beslemeli kontrol sistemlerinde hatayı en aza indirgeyerek sistemin kararlı durumda çalışmasını sağlamaktadır. Klasik PID kontrolörlerde Oransal Kazanç (K_P), İntegral Kazanç (K_I) ve Türevsel Kazanç (K_D) olmak üzere 3 adet parametre bulunmaktadır. Oransal Kazanç (K_P) istenilen referans değere çabuk ulaşılmasını sağlamaktadır ancak yüksek aşıma sebep olmaktadır. İntegral Kazanç (K_I) kalıcı durum hatasını azaltması için kullanılmaktadır. Türevsel Kazanç (K_D) geçici sistem cevap süresini kısaltır ve aşımı azaltır ancak yüksek değerler uygulanırsa osilasyona (salınım) yol açabilir. Ayrıca Kesir dereceli PID Kontrolörlerde integral ve türev terimlerinin kesirli sayılarla kuvveti de mevcuttur. $\lambda \in \mathbb{R}$ olmak üzere "λ" integral kuvvetidir, $\mu \in \mathbb{R}$ olmak üzere ise türev kuvvetidir. Şekil 2.15'te FOPID blok diyagramı ve λ, μ parametre grafiği verilmiştir.



Şekil 2.15: FOPID blok diyagramı ve λ, μ parametre grafiği.

FOPID kontrolörlerde K_P, K_I, K_D, λ ve μ parametreleri olmak üzere 5 parametreden oluşmaktadır. λ=1 ve μ=1 olduğunda klasik PID kontrolör, λ=1 ve μ=0 olduğunda PI kontrolör olmaktadır. FOPID kontrolörlerde parametre sayısı daha fazla olduğundan geniş bir arama uzayında daha hassas kazanç ayarı yapabilme imkânı sağlamaktadır. Ancak parametre sayısının

artması, parametrelerin belirlenmesini ve optimizasyonu zorlaştırmaktadır. PI, PID ve FOPID Kontrolörlerin t zaman ve s-düzleminde denklemleri aşağıda gösterilmiştir.

PI Kontrolör,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt \tag{2.20}$$

Laplace dönüşümü,

$$u(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \tag{2.21}$$

PID Kontrolör,

$$u(t) = K_p\, e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{2.22}$$

Laplace dönüşümü,

$$u(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \tag{2.23}$$

FOPID Kontrolör,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt^{\lambda} + Kd\, \frac{de(t)^{\mu}}{dt} \tag{2.24}$$

Laplace dönüşümü,

$$u(s) = Kp + Ki\, \frac{1}{s^{\lambda}} + Kd\, s^{\mu} \tag{2.25}$$

2.3. METASEZGİSEL OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI

Metasezgisel optimizasyon algoritmaları, günümüzde geleneksel klasik yöntemlerle hesaplanması zor algoritmaların yerine doğadaki yapılardan esinlenerek geliştirilen matematiksel modellerle kabul edilebilir süre içerisinde istenilen sonuca ulaşmak için kullanılan alternatif optimizasyon yöntemlerdir. Metasezgisel algoritmalarda amaç, arama uzayı içerisinde amaç fonksiyonuna göre istenilen optimum çözümü bulmaktır. Literatürde yaklaşım yöntemine göre pek çok amaç fonksiyonu vardır [16]. Bunlardan en yaygın kullanılan mutlak hatanın toplamı (ITAE), Zaman ağırlıklı mutlak hata toplamı (ITSE), Zaman ağırlıklı hata karelerin toplamı (ITSE) ve Hata karelerinin toplamı (ISE) amaç fonksiyonu formülleri

aşağıda verilmiştir. Bu çalışmada amaç, en düşük yerleşme süresi ve en az yüzde en büyük aşım miktarı olduğundan denklem (2.28)'de verilen Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali (ITAE) amaç fonksiyonu ile optimizasyon araması yapılmıştır.

$$IAE = \int_0^T |e|\, dt \tag{2.26}$$

$$ISE = \int_0^T e^2\, dt \tag{2.27}$$

$$ITAE = \int_0^T t|e|\, dt \tag{2.28}$$

$$ITSE = \int_0^T te^2\, dt \tag{2.29}$$

Burada e (error), sistem çıkış değeri ile sistem referans değeri arasındaki farkı yani hatayı belirtmektedir. Kontrol sistemlerinde hatanın sıfıra indirgenerek sistemin kararlı halde çalışması amaçlanmaktadır. Bu çalışmada ASO, MFO, SSA ve CHIO metasezgisel optimizasyon algoritmaları servo motor sistem modeline uygulanmış olup kontrolör kazanç parametreleri karşılaştırılmıştır [20].

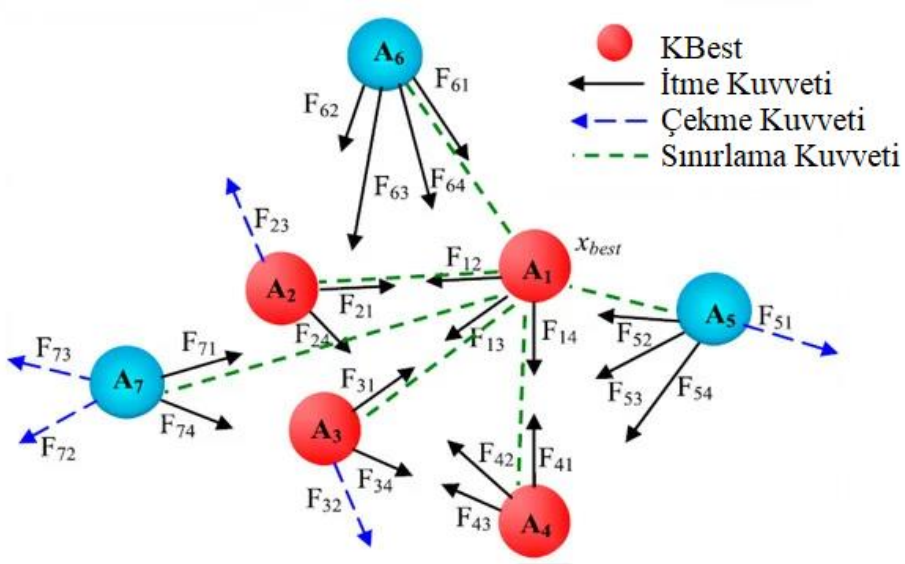
2.3.1. Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması

Atom arama optimizasyonu algoritması, maddenin yapısı gereği atomlar arası itme ve çekme kuvvetlerinden esinlenilerek oluşturulmuş bir optimizasyon algoritmasıdır. Atomlar arası potansiyel enerji kavramı, atomlar arası uzaklık farkı ile açıklanmak istendiğinde Lennard-Jones potansiyel denklemi kullanılmaktadır [2]. Ayrıca atomlar arasında ikinci bir kuvvet olan Sınırlayıcı kovalent bağ bulunmaktadır.

$$F_{net} = F_i + G_i \tag{2.30}$$

Denklem (2.30)'da verilen F_{net} atomlar arası net kuvvettir. Burada F_i atomlar arası potansiyel farkı, G_i atomlar arası kovalent bağı belirtir. Algoritma başlangıcında iterasyon sayısı ve atom (arama ajanı) belirlenir. Arama uzayında atomların konumları rastgele belirlenir ve uygunluk değerlerine göre kaydedilir. Arama uzayında bir atoma etkiyen F_i kuvveti uygunluk derecesine

göre K adet en iyi komşu atom belirlenir. K değeri iterasyon ile ters oranlı olarak azalır. Belirtilen kuvvetler Şekil 2.16'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: Atom Arama Optimizasyonu.

Ayrıca F_i denklem (2.31)'e göre, G_i denklem (2.33)'e göre hesaplanmaktadır.

$$F_{ij} = -\eta(t)\left[2\left(h_{ij}(t)\right)^{-13} - \left(h_{ij}(t)\right)^{-13}\right] \tag{2.31}$$

$$\eta(t) = a\left(1 - \frac{t-1}{1}\right)^{3} e^{\frac{20t}{T}} \tag{2.32}$$

$$G_i^d = -\lambda(t)\left(X_{best}^d(t) - X_i^d(t)\right) \tag{2.33}$$

$$\lambda(t) = \beta e^{-\frac{20t}{T}} \tag{2.34}$$

Burada $\eta(t)$ derinlik parametresini, h_{ij} atomların karakteristiklerine ve konumlarına bağlı olan bir değişkeni temsil eder. $\lambda(t)$ derinlik ağılığını, t o andaki itersayonu, T toplam iterasyonu temsil eder. X_{best} uygunluk değeri en iyi olan atomun konumunu, λ Lagrangian çarpanını, β Lagrangian çarpanın ağırlığını belirtir. M atom kütlesidir, denklem (2.35) atomun ivmesi hesaplanır.

$$a_i = \frac{F_i + G_i}{m_i} \tag{2.35}$$

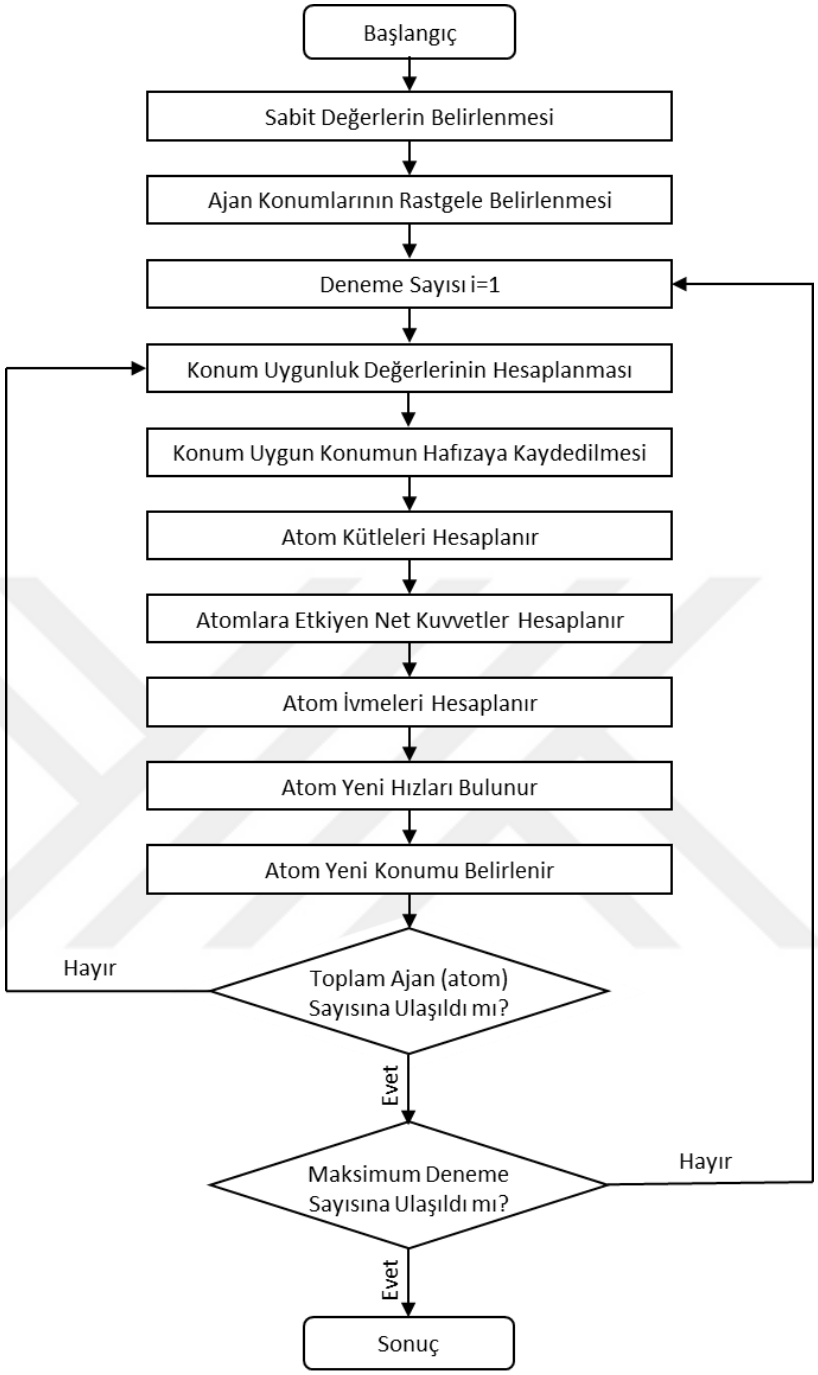
Atom ivmesi bulunduktan sonra denklem (2.36) ile atomun yeni hızı hesaplanır. Denklem (2.37) ile atomun yeni konumu bulunur.

$$V_i(t+1) = randv_i(t) + a_i(t) \tag{2.36}$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + v_i(t+1) \tag{2.37}$$

Atomların yeni konumları uygunluk derecesine göre hafızada tutulur. Algoritmada iterasyon sayısı boyunca kaydedilen konum değerlerinin en küçüğü yani en uygunu belirlenir ve algoritma çıktısı olarak atanır.

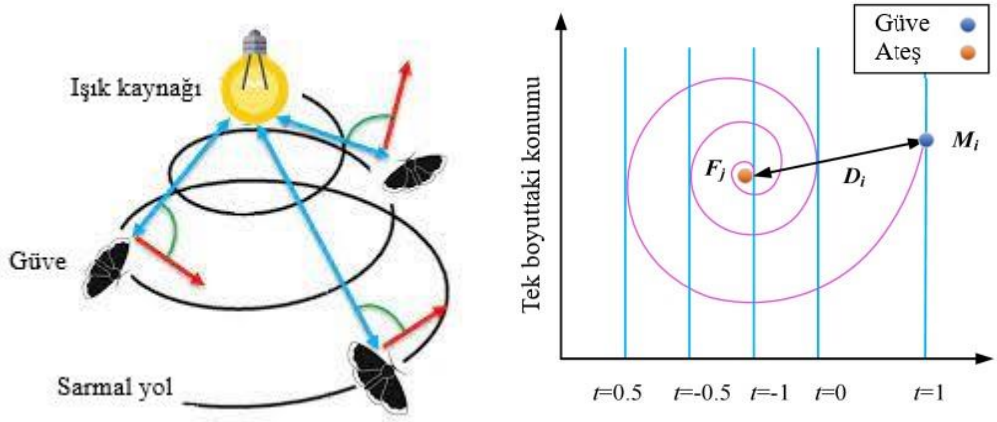
Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması akış şeması Şekil 2.17'de verilmiştir.



Şekil 2.17: Atom Arama Optimizasyon (ASO) Algoritması Akış Şeması [12]

2.3.2. Ateş-Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması

Ateş güve optimizasyon algoritması, güve kelebeklerinin ışık kaynağı etrafında spiral şekilde dönerek oluşturdukları hareketlerden esinlenilerek oluşturulmuştur [3]. Güve kelebeğinin ışık kaynağına ulaşmak için izlediği yol Şekil 2.18'de verilmiştir.



Şekil 2.18: Ateş-Güve Optimizasyonu.

Algoritma başlangıcında popülasyon sayısı ve iterasyon sayısı belirlenmektedir. Ateş sayısı denklem (2.38)'e göre belirlenmektedir.

$$Ateş\ Sayısı = round\left((N - l)\frac{N-1}{T}\right) \tag{2.38}$$

Burada N güve sayısını, l o anki iterasyon sayısını, T ise toplam iterasyon sayısını belirtir. Arama uzayı içerisinde güvelerin konumları uygunluk değerine göre en iyiden en kötüye doğru atanır. Güve sayısı her iterasyonda ateş sayısından fazla gelerek ateş kaynağı bulamayan güveler oluşturur. Bu güveler ateş popülasyonu içerisinde en kötü ateş kaynağı ile eşleştirilerek arama uzayı içerisinde geniş keşif alanlarının taranmasını sağlamaktadır.

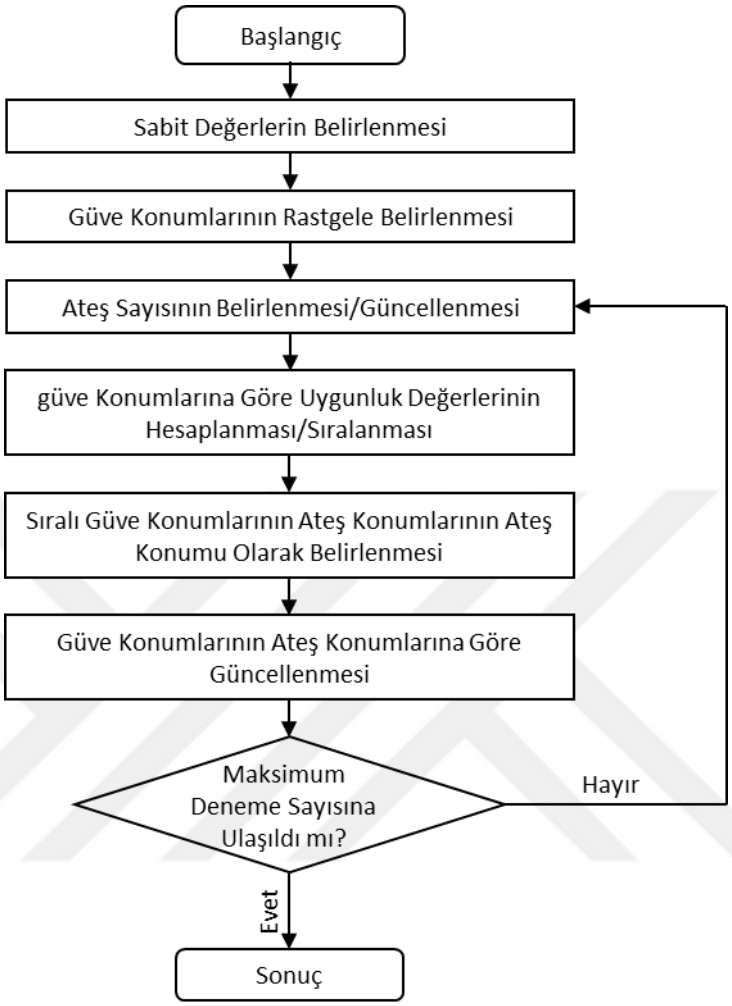
$$D_i = |F_j - M_i| \tag{2.39}$$

Denklem (2.39)'da F_j ışık kaynağı konumunu, M_i güve konumunu, D_i ateş ile güve arasındaki mesafeyi belirtmektedir.

$$S(M_i, F_j) = D_i e^{bt} cos(2\pi t) + F_j \tag{2.40}$$

Denklem (2.40)'da S güvelerin izleyeceği yörünge etrafındaki konumunu, b güvenin spiral hareketi ifade eden kat sayıyı, t [-1,1] arasında değişen ateş konumuna yakınlığını belirtir. Algoritma tek bir ateş kaynağı kalana kadar arama yapılmaktadır. Algoritma sonunda uygunluk derecesi en iyi olan ateş konumunda bütün güveler tarafından hassas bir şekilde arama yapmaları sağlanır ve en son kalan ateş konumu algoritma çıktısı olarak atanır.

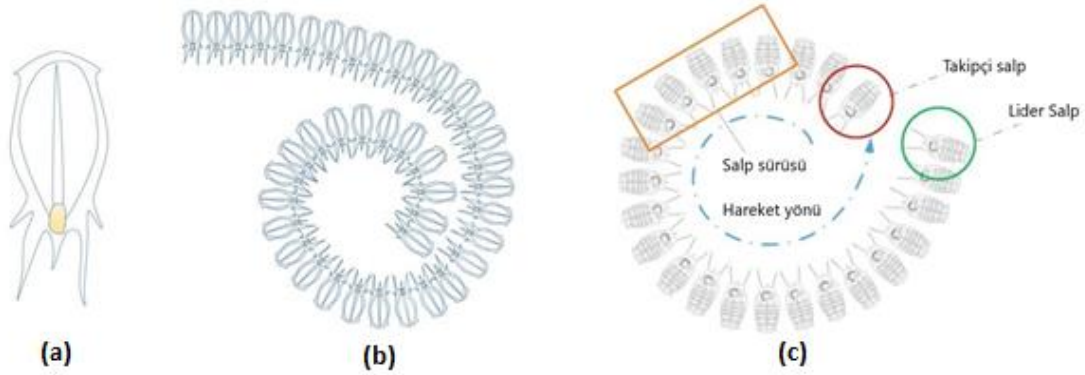
Ateş-Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması akış şeması Şekil 2.19'da verilmiştir.



Şekil 2.19: Ateş Güve Optimizasyon (MFO) Algoritması Akış Şeması [12].

2.3.3. Salp Sürüsü Algoritması (SSA)

Salpler Şekil 2.20(a)'da olduğu gibi renksiz denizanasına benzeyen deniz canlılarıdır. Sürü halinde yaşayan salpler Şekil 2.20(b)'deki gibi avlanırken birbirine tutunarak zincir oluşturur. Bu sayede geniş bir alanı tarayarak avlanırlar. Salp sürüsü şekil 2.20(c)'de olduğu gibi baştaki sürüyü yönlendiren salp; lider salp diğerleri takipçi salptir [4].



Şekil 2.20: (a) Salp canlısı, (b) Salp sürüsü, (c) Salp sürüsü avlanma hiyerarşisi.

Salp sürüsünün besin bulmak için yaptığı bu avlanma davranışından faydalanılarak salp sürüsü algoritması oluşturulmuştur. Algoritma başlangıcında sürü bireyleri rastgele dağıtılır, amaç fonksiyonuna göre uygunluk değerleri hesaplanır. Uygunluk konum değeri en iyi salp, lider salptir, diğer salpler zinciri bozmayacak şekilde onu takip eder. Bu süreç, algoritmada iterasyon sayısı boyunca tekrarlanır. Lider salpin konum değiştirme hareketinin matematiksel modeli denklem (2.41)'de verilmiştir.

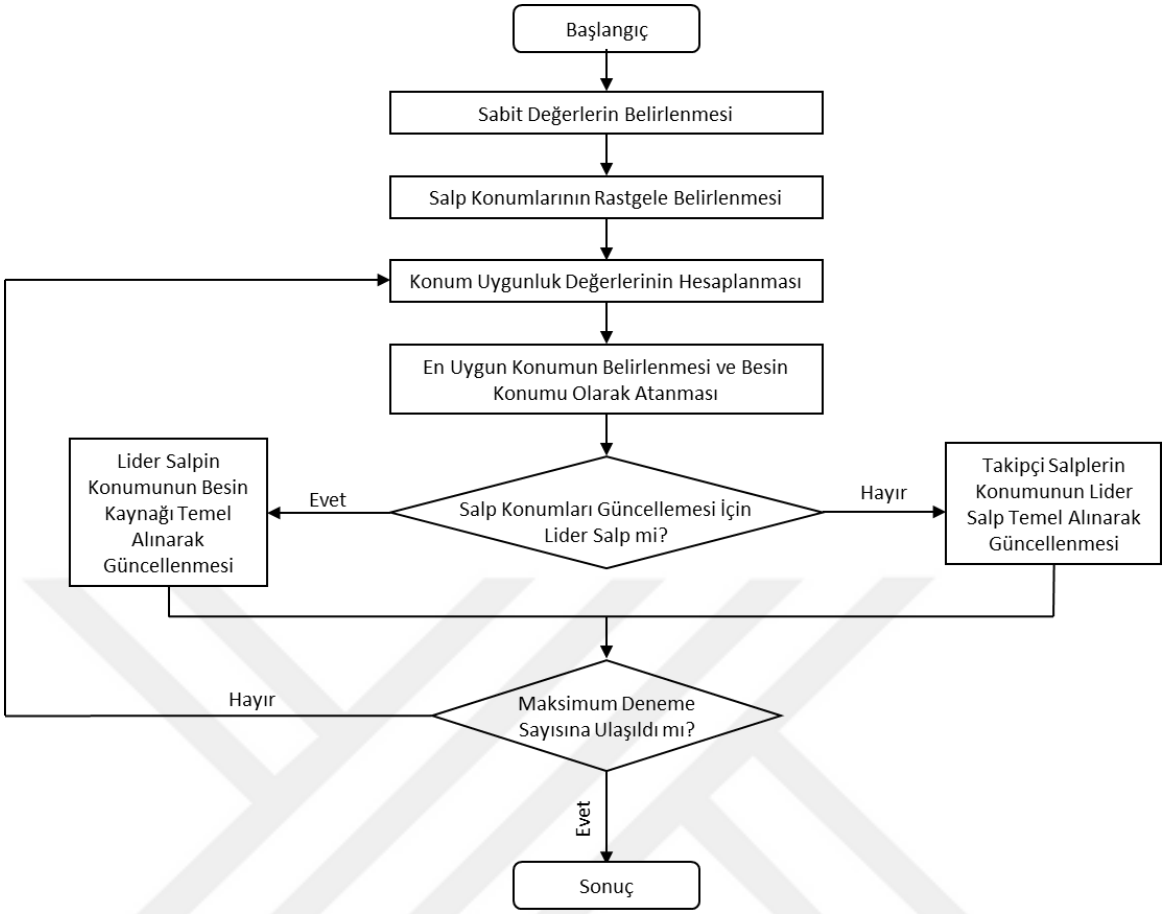
$$X^{1(lider)} = \begin{cases} X_{besin} + c_1.((ub - lb).c_2 + lb), & c_3 \geq 0 \\ X_{besin} - c_1.((ub - lb).c_2 + lb), & c_3 < 0 \end{cases} \qquad (2.41)$$

Denklem (2.41)'de $X^{1(lider)}$ lider salpin konumunu X_{besin} ise besin konumunu temsil etmektedir. Burada c_2 ve c_3 [0,1] aralığında rastgele sayılar olup $c_1 = 2e^{-(4l/L)}$ ile hesaplanmaktadır. Denklem (2.42)'de lider salp dışındaki diğer takipçi salplerin hareketleri verilmiştir. X_{yeni} salplerin güncellenen konumlarını belirtmektedir.

$$X_{yeni}^{i} = \frac{X^{i} + X^{i-1}}{2} \qquad (2.42)$$

Algoritma iterasyon sayısı kadar tekrarlanır. Tekrarlanan süreç sonunda uygunluk değeri en iyi olan konum algoritma çıktısı olarak atanır.

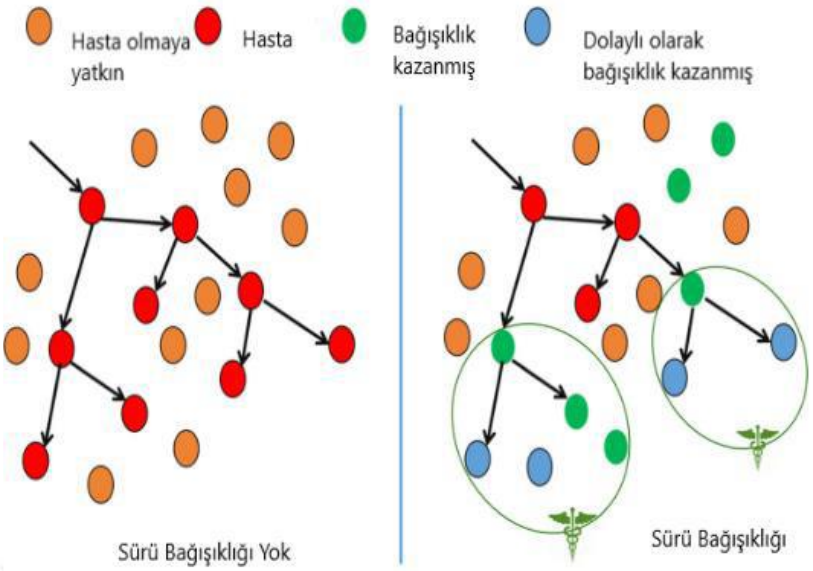
Salp Sürüsü Algoritması (SSA) akış şeması Şekil 2.21'de verilmiştir.



Şekil 2.21: Salp Sürüsü Algoritması (SSA) Akış Şeması [12].

2.3.4. Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması

Koronavirüs 2019 yılında Çin'de üst solunum yolu enfeksiyon hastalığı olarak görülmüş ve kısa zamanda tüm dünyaya yayılmıştır. Dünya Sağlık Örgütü (DSÖ) tarafından pandemi ilan edilmiştir. Koronavirüs bulaşıcılığını azaltmak için en az 2 metre sosyal mesafe kuralına uyulması ve toplu alanlardan uzak durulması gerekmektir. Sürü bağışıklığı, bireylerin virüse karşı enfeksiyon veya aşı yoluyla bağışıklık kazanarak toplumun diğer kalanı için virüs bulaşma riskinin azalması veya riskin ortadan kalkmasıdır. Koronavirüs sürü bağışıklığı için toplumun en az %60'nın bağışıklık kazanması gerekmektedir. Sürü bağışıklığı popülasyonu 3 kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; bağışıklık kazanmış bireyler, hasta bireyler ve hasta olmaya yatkın bireylerdir. Şekil 2.22.'nin sol tarafında sürü bağışıklığı olmayan ortamda, enfeksiyonun hasta bireylerden hasta olmaya yatkın bireylere hızlıca yayıldığı görülmektedir. Şekil 2.22.'nin sağ tarafında ise sürü bağışıklığı olan ortamda, bağışık bireylerin enfeksiyonun yayılmasını engellendiği görülmektedir.



Şekil 2.22: Sürü bağışıklığı.

Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) algoritmasında amaç fonksiyonu ve popülasyon tanımlanır.

$$x_i^j(t+1)\begin{cases} x_i^j(t) & r \geq BR_r \\ C\left(x_i^j(t)\right) & r < \frac{1}{3} \times BR_r \\ N\left(x_i^j(t)\right) & r < \frac{2}{3} \times BR_r \\ R\left(x_i^j(t)\right) & r < BR_r \end{cases} \tag{2.43}$$

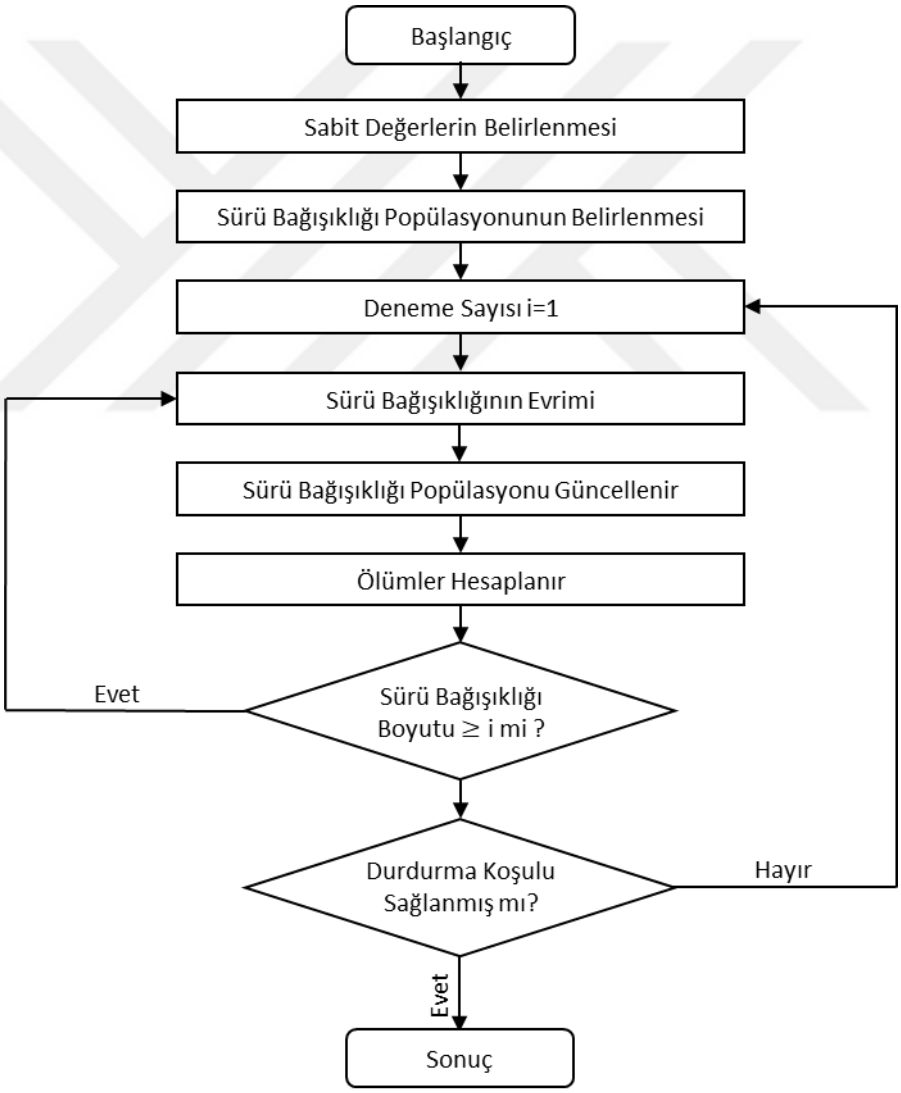
Burada r [0-1] arasında rastgele bir sayıyı, x_i^j rastgele bireyleri BR_r temel üreme oranını, $C\left(x_i^j(t)\right)$ hasta bireyleri, $N\left(x_i^j(t)\right)$ hasta olmaya yakın bireyleri, $R\left(x_i^j(t)\right)$ ise bağışık bireyleri ifade etmektedir. Sürü bağışlığı sistem popülasyonun hali denklem (2.44)'te verilmiştir.

$$S\begin{cases} f\left(x_i^j(t+1)\right) < \dfrac{f(x)^j(t+1)}{\Delta f(x)} \wedge \mathrm{S} = 0 \wedge is_{corona}(x)^j(t+1) \\ f\left(x_i^j(t+1)\right) > \dfrac{f(x)^j(t+1)}{\Delta f(x)} \wedge \mathrm{S} = 1 \end{cases} \tag{2.44}$$

Burada S durum vektörünü, $\Delta f(x)$ bağışıklık sisteminin ortalamasını, $is_{corona}(x)^j(t+1)$ ikili sayı sistemini belirtir. Yeni koronavirüs vakası olduğunda $x_i^j(t+1) = 1$ olmaktadır.

Bağışıklık oranı popülasyondaki bireylerin sosyal mesafesine göre değişmektedir. Yeni oluşan bireylerin bağışıklık oranı artmakta olup popülasyonun bağışıklığı yeterince yüksekse sürü bağışıklığı seviyesine ulaşılmıştır. S durum vektörü = 1 olduğunda koronavirüse yakalanan birey sayısı iterasyondaki maksimum eşiği geçtiği zaman hasta bireyler ölmektedir. Sürü bağışıklığı için gerekli orana ulaşıldığında algoritma sonlandırılmaktadır.

Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması akış şeması Şekil 2.23'te verilmiştir.



Şekil 2.23: Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyon (CHIO) Algoritması Akış Şeması [5-6].

3. YÖNTEM

Servo motor MATLAB Simulink modeli için parametre değerleri Tablo 3.1.'de verilmiştir [19].

Tablo 3.1: Servo Motor Parametre Değerleri.

PARAMETRE ADI	DEĞER
Stator Direnci	0,266Ω
Stator Endüktansı d-ekseni	3,488 μH
Stator Endüktansı q-ekseni	3,488 μH
Anma Hızı	330 dev/dk
Anma Torku	145,67Nm
Eylemsizlik Momenti	0,4224 kgm^2
Kutup Çifti Sayısı	17

Şekil 2.14.'de verilen servo motor kontrolör sistem modelinin MATLAB Simulink benzetimi Şekil 3.1'de verilmiştir. Servo motor sistem çevrimi aşağıdaki adımlar uygulanarak özetlenebilir.

1. Motorun faz akımlarından ilk ikisi i_a, i_b ölçülür, burada i_c denklem (3.1) ile hesaplanır.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{3.1}$$

2. 3 faz akımının oluşturduğu 3 eksenli 2 boyutlu koordinat sistemi Clark dönüşümü ile 2 eksenli koordinat sistemine dönüştürülerek i_α ve i_β stator akımları bulunur. i_α ve i_β akımları arasındaki açı 90° derecedir. Faz akımlarından bakıldığında bu eksen hareketsizdir.

3. Park dönüşümü ile 2 eksenli stator akımları rotor akısı ile 2 eksenli dik koordinat sistemine dönüştürülür. Bunun sonucunda i_a, i_b ve θ (theta) rotor açısı kullanılarak i_d ve i_q elde edilir. Bu iki akımın arasındaki açı 90° derecedir. Kararlı halde bu akımlar sabit kalır.

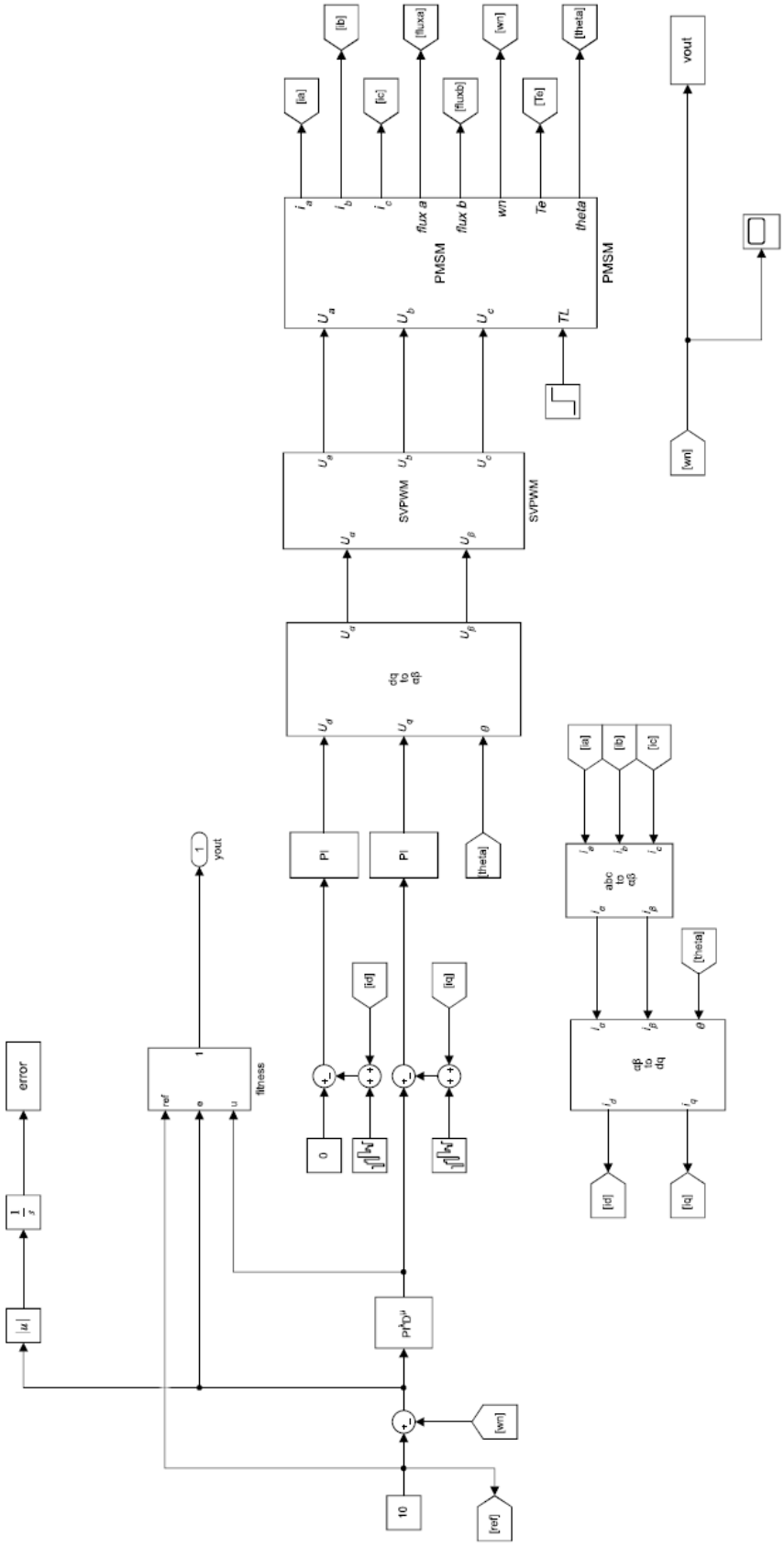
4. Burada i_d rotorun mıknatıslanma akısını üretir, i_q motorun tork çıkışını üretir. Bu akımlar PI Kontrolörler ile regüle edilerek V_d ve V_q çıkış gerilimlerini verir.

5. θ (theta) açısı kullanılarak yeni dönüşüm açısının kestirimi yapılır.

6. Ters Park Dönüşümü kullanılarak V_d ve V_q gerilimleri θ (theta) ile V_α ve V_β'ya dönüştürülür.

7. V_α ve V_β gerilimleri darbe gerilim modülasyonu (PWM) görev periyotları hesaplanması için 3 fazlı koordinat sistemindeki V_a, V_b ve V_c'ye dönüştürülür. Buradaki PWM değerleri uzay vektör PWM (UVPWM) algoritması ile hesaplanmaktadır [17].

Bu kapalı çevrimin başına istenilen referans açısal hız için PI, PID veya FOPID kontrolör eklenerek hatanın en aza inmesi hedeflenmektedir.



Şekil 3.1: Servo motor kontrolör MATLAB Simulink modeli.

4. BULGULAR

Servo motor MATLAB Simulink modeli Şekil 3.1.'de gösterilmiştir. Bu çalışmada simülasyon açısal hız referans değeri olarak 10 rad/sn olarak uygulanmıştır. ITAE amaç fonksiyonu ile hata parametresini en aza indirgemek için her bir ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları ile ayrı ayrı PI, PID ve FOPID kontrolör kazanç parametresi optimizasyonu yapılmıştır. Servo motor MATLAB Simulink modeline uygulanan kontrolör ve algoritma optimizasyonları aşağıda verilmiştir.

ASO-PI simülasyonu Tablo 4.1'deki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.1: ASO-PI simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Atom Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I alt limitleri	[0.001, 0.001]
K_P, K_I üst limitleri	[20, 20]
α (Derinlik ağırlığı)	50
β (Lagrangian çarpanı ağırlığı)	0.2

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 6.0332$ $K_I = 9.9172$

MFO-PI simülasyonu Tablo 4.2'deki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.2: MFO-PI simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I alt limitleri	[0.001, 0.001]
K_P, K_I üst limitleri	[20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 6.2544$ $K_I = 20.000$

SSA-PI simülasyonu Tablo 4.3'teki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.3: SSA-PI simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Salp Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I alt limitleri	[0.001, 0.001]
K_P, K_I üst limitleri	[20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 6.1507$ $K_I = 10.7241$

CHIO-PI simülasyonu Tablo 4.4'teki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.4: CHIO-PI simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I alt limitleri	[0.001, 0.001]
K_P, K_I üst limitleri	[20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 4.0767$ $K_I = 1.8734$

ASO-PID simülasyonu Tablo 4.5'teki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.5: ASO-PID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Atom Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001]
K_P, K_I, K_D üst limitleri	[20, 20, 20]
α (Derinlik ağırlığı)	50
β (Lagrangian çarpanı ağırlığı)	0.2

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.9283$ $K_I = 4.7553$ $K_D = 5.3331$

MFO-PID simülasyonu Tablo 4.6'daki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.6: MFO-PID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001]
K_P, K_I, K_D üst limitleri	[20, 20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.8651$ $K_I = 6.4837$ $K_D = 4.9198$

SSA-PID simülasyonu Tablo 4.7'deki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.7: SSA-PID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Salp Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001]
K_P, K_I, K_D üst limitleri	[20, 20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.8393$ $K_I = 13.1312$ $K_D = 5.0159$

CHIO-PID simülasyonu Tablo 4.8'deki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.8: CHIO-PID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001]
K_P, K_I, K_D üst limitleri	[20, 20, 20]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 5.2243$ $K_I = 12.8019$ $K_D = 13.0443$

ASO-FOPID simülasyonu Tablo 4.9'daki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.9: ASO-FOPID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Atom Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D, λ, μ alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001 0,001 0,001]
K_P, K_I, K_D, λ, μ üst limitleri	[20, 20, 20, 2, 2]
α (Derinlik ağırlığı)	50
β (Lagrangian çarpanı ağırlığı)	0.2

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.9479$ $K_I = 2.6795$ $K_D = 4.2691$ $\lambda = 0.2259$ $\mu = 0.9859$

MFO-FOPID simülasyonu Tablo 4.10'daki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.10: MFO-FOPID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D, λ, μ alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001 0,001 0,001]
K_P, K_I, K_D, λ, μ üst limitleri	[20, 20, 20, 2, 2]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.6755$ $K_I = 18.6319$ $K_D = 18.8301$ $\lambda = 0.6159$ $\mu = 0.0010$

SSA-FOPID simülasyonu aşağıdaki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.11: SSA-FOPID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Salp Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D, λ, μ alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001 0,001 0,001]
K_P, K_I, K_D, λ, μ üst limitleri	[20, 20, 20, 2, 2]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 3.9136$ $K_I = 11.7055$ $K_D = 9.8750$ $\lambda = 0.8036$ $\mu = 0.4522$

CHIO-FOPID simülasyonu aşağıdaki parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 4.12: CHIO-FOPID simülasyon parametre değerleri.

Parametre	**Değer**
Alev Sayısı	50
Deneme Sayısı (iterasyon)	30
K_P, K_I, K_D, λ, μ alt limitleri	[0.001, 0.001, 0.001 0,001 0,001]
K_P, K_I, K_D, λ, μ üst limitleri	[20, 20, 20, 2, 2]

Elde edilen değerler şu şekildedir:

$K_P = 1.3932$ $K_I = 4.8530$ $K_D = 2.1094$ $\lambda = 0.0724$ $\mu = 1.4865$

PI,PID ve FOPID kontrolör kazanç parametreleri değerleri Tablo 4.13'de verilmiştir.

Tablo 4.13: Kontrolör Kazanç Parametresi Değerleri.

ALGRİTMA-KONTROLÖR	K_P	K_I	K_D	λ	μ
ASO-PI	6,0332	9,9172	0	1	1
MFO-PI	6,2544	20,000	0	1	1
SSA-PI	6,1507	10,7241	0	1	1
CHIO-PI	4,0767	nklem	0	1	1
ASO-PID	3,9283	4,7553	5,3331	1	1
MFO-PID	3,8651	6,4837	4,9198	1	1
SSA-PID	3,8393	13,1312	5,0159	1	1
CHIO-PID	5,2243	12,8019	13,0443	1	1
ASO-FOPID	3,9479	2,6795	4,2691	0,2259	0,9859
MFO-FOPID	3,6755	18,6319	18,8301	0,6159	0,0010
SSA-FOPID	3,9136	11,7055	9,8750	0,8036	0,4522
CHIO-FOPID	1,3932	4,8530	2,1094	0,0724	1,4865

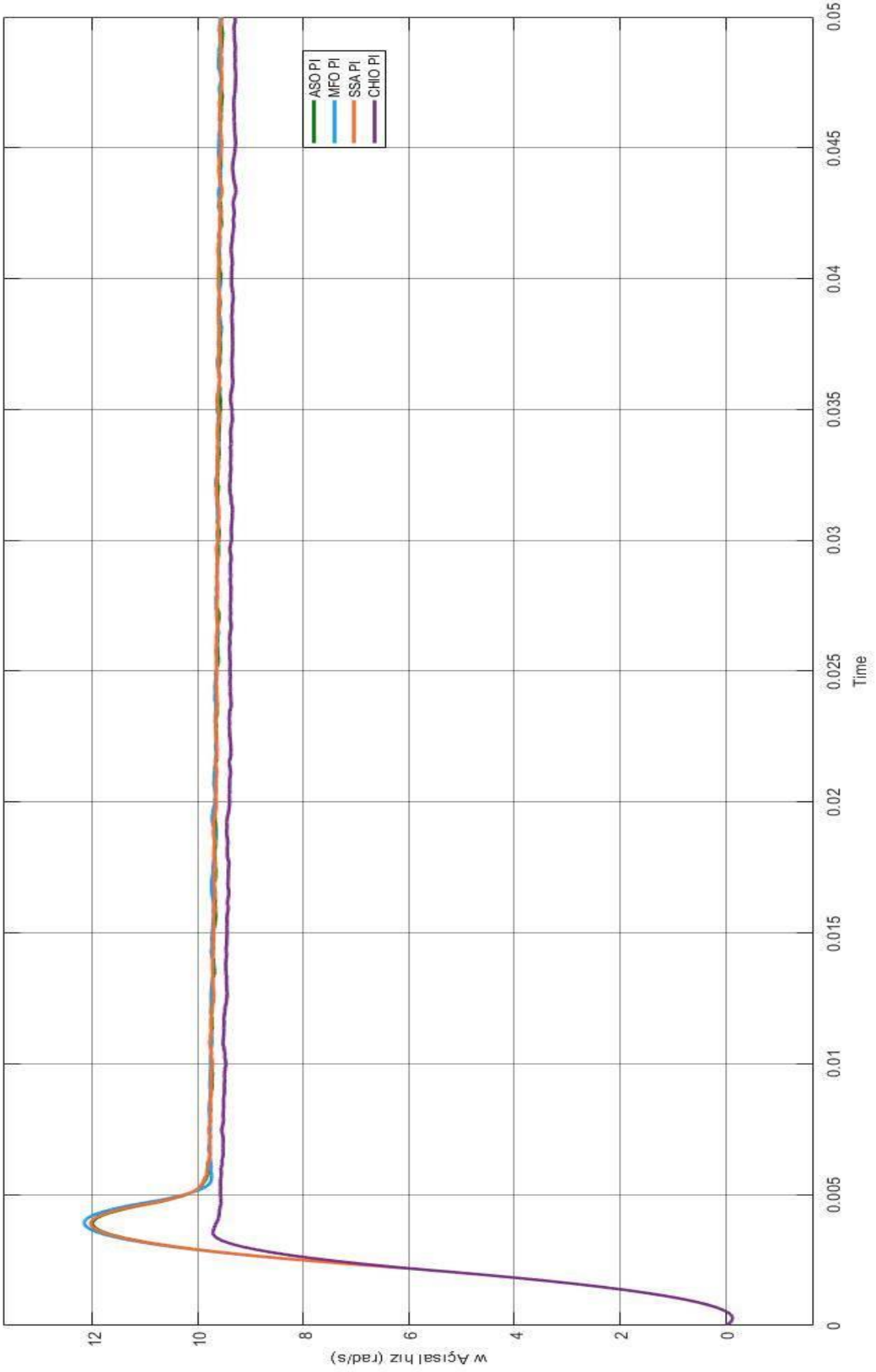
5. TARTIŞMA

Servo motor için sistem cevaplarının geçici rejim parametrelerinin %0-100 yükselme süresi, %10-%90 yükselme süresi, %2'lik yerleşme süresi ve %5'lik yerleşme süresi ve yüzde en büyük aşım değeri kriterleri Tablo 5.1.'de verilmiştir [18].

Tablo 5.1: Algoritma-Kontrolör Geçici Hal Kriter ve Değerleri.

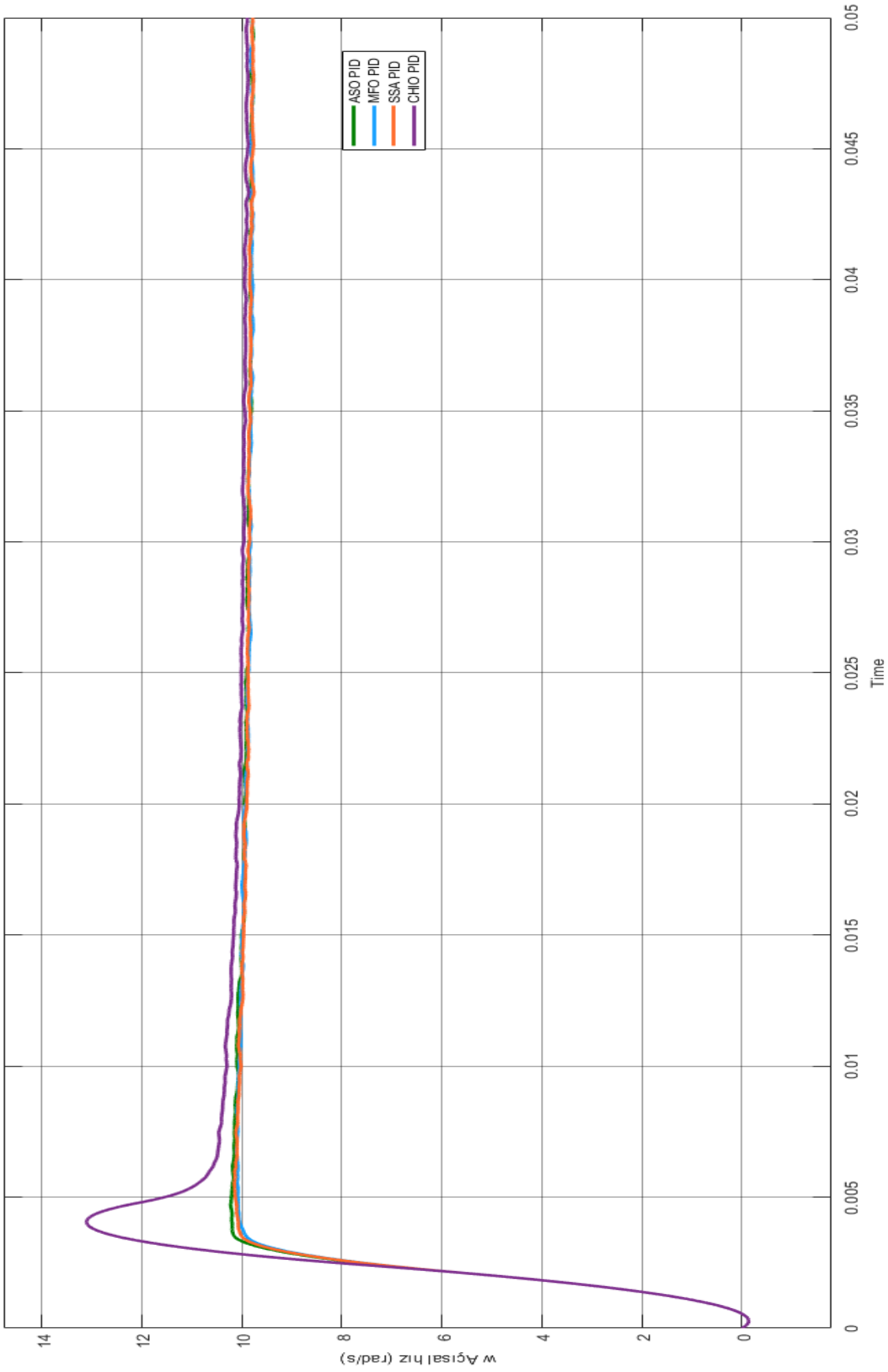
ALGRİTMA-KONTROLÖR	Yükselme süresi (ms) %0-%100	Yükselme süresi (ms) %10-%90	Yerleşme süresi (ms) %5	Yerleşme süresi (ms) %2	Yüzde en büyük aşım
ASO-FOPID	3,401	1,785	3,061	3,226	%1,3
MFO-FOPID	4,264	1,890	3,285	3,692	%1,5
SSA-FOPID	**3,369**	**1,880**	**3,052**	**2,221**	**%1,3**
CHIO-FOPID	7,596	4,371	6,281	7,031	%3,8
ASO-PID	3,319	1,769	3,035	3,244	%2,2
MFO-PID	3,848	1,817	3,119	3,339	%1
SSA-PID	3,498	1,796	3,081	3,260	%1,5
CHIO-PID	2,822	1,559	6,474	13,309	%31,1
ASO-PI	2,902	1,500	4,830	-	%20
MFO-PI	2,888	1,593	4,882	-	%21,6
SSA-PI	2,899	1,598	4,843	-	%10,3
CHIO-PI	-	1,861	-	-	-

ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Şekil 5.1 incelendiğinde, ASO, MFO ve SSA algoritmaları %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sırasıyla 2,902 ms, 2,888 ms ve 2,899 ms ile yaklaşık aynı performansları göstermiştir. MFO-PI az da olsa en düşük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahipken %21,6'lık yüzde en büyük aşım yapmıştır. ASO-PI ile SSA-PI yaklaşık aynı %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahipken ASO-PI %20'lik, SSA-PI ise %10,3'lük yüzde en büyük aşım yapmıştır. ASO-PI, MFO-PI ve SSA-PI %5'lik yerleşme süresi kriteri değerine sırası ile 4,830ms, 4,882 ms ve 4,843 ms sahip olmasına rağmen %2'lik yerleşme kriteri değerine erişememiştir. CHIO-PI ise %10-90'lık yükselme süresi kriteri değerine 1,861 ms ile yükselmiş ancak %0-100'lük yükselme süresi kriteri değeri ve %5'lik yerleşme süresi kriteri değerine erişememiştir.



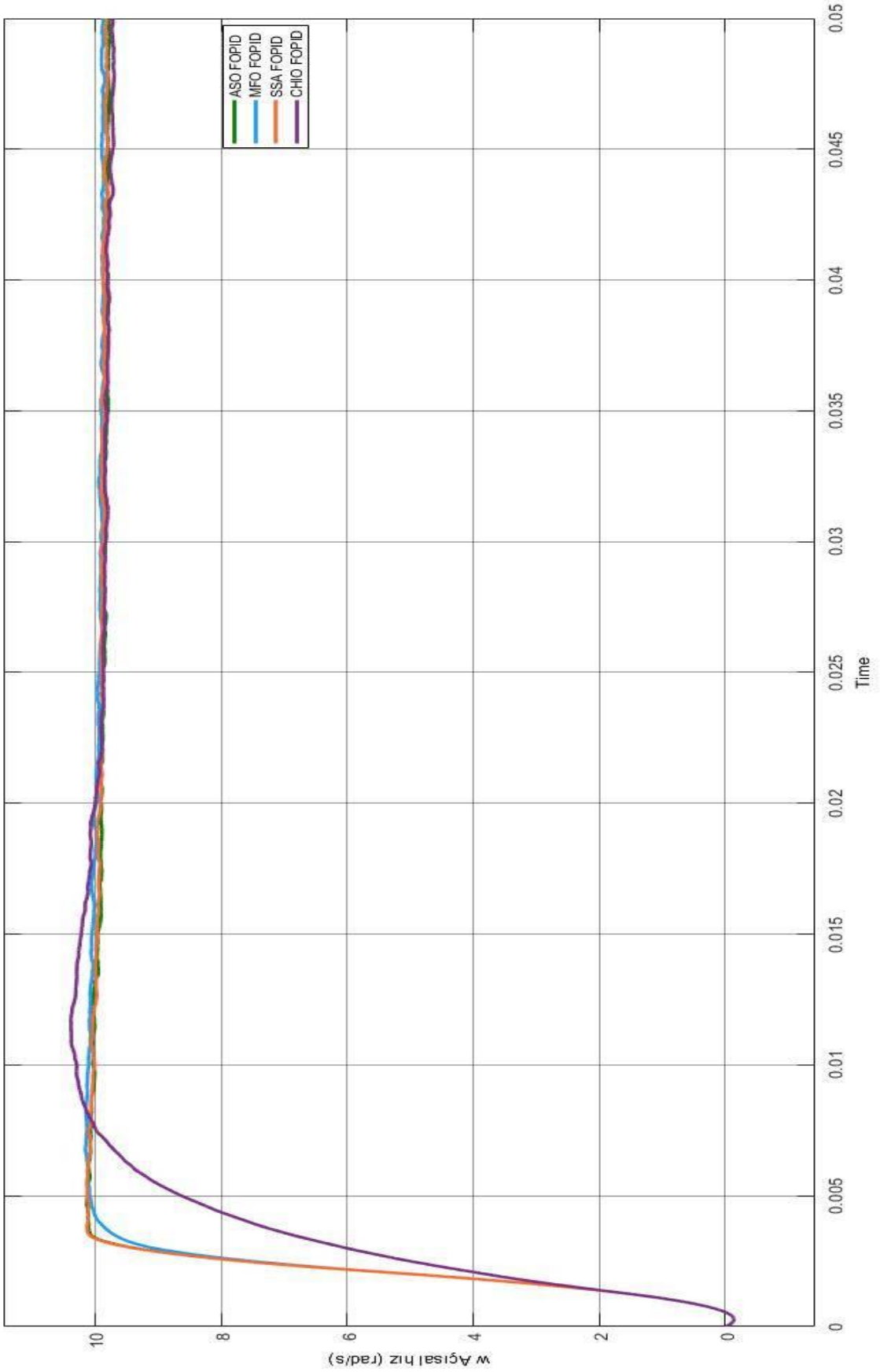
Şekil 5.1: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri [20].

ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PID kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri Şekil 5.2'de gösterilmiştir. Şekil 5.2 incelendiğinde, MFO-PID diğer ASO-PID, SSA-PID ve CHIO-PID'ye göre 3,848 ms ile en büyük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahipken %1'lik yüzde en büyük aşım ile an az aşımı yapmıştır. ASO-PID diğer MFO-PID, SSA-PID ve CHIO-PID'ye göre 3,244 ms ile en küçük %2'lik yerleşme süresi kriteri değerine sahipken %2,2'lik yüzde en büyük aşım yapmıştır. SSA-PID, 3,498 ms ile %0-100'lük yükselme süresi kriteri değeri, 3,260 ms ile %2'lik yerleşme süresi kriteri değeri ve %1,5'lik yüzde en büyük aşım değeri ile MFO-PID ve ASO-PID'ye göre yaklaşık aynı performansı göstermiştir. CHIO-PID diğer ASO-PID, MFO-PID, SSA-PID'ye göre 2,822 ms ile %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahip olmasına rağmen 13,309 ms ile en büyük %2'lik yerleşme süresi kriteri değerine ve %31,1 ile yüzde en büyük aşım değerine sahiptir.



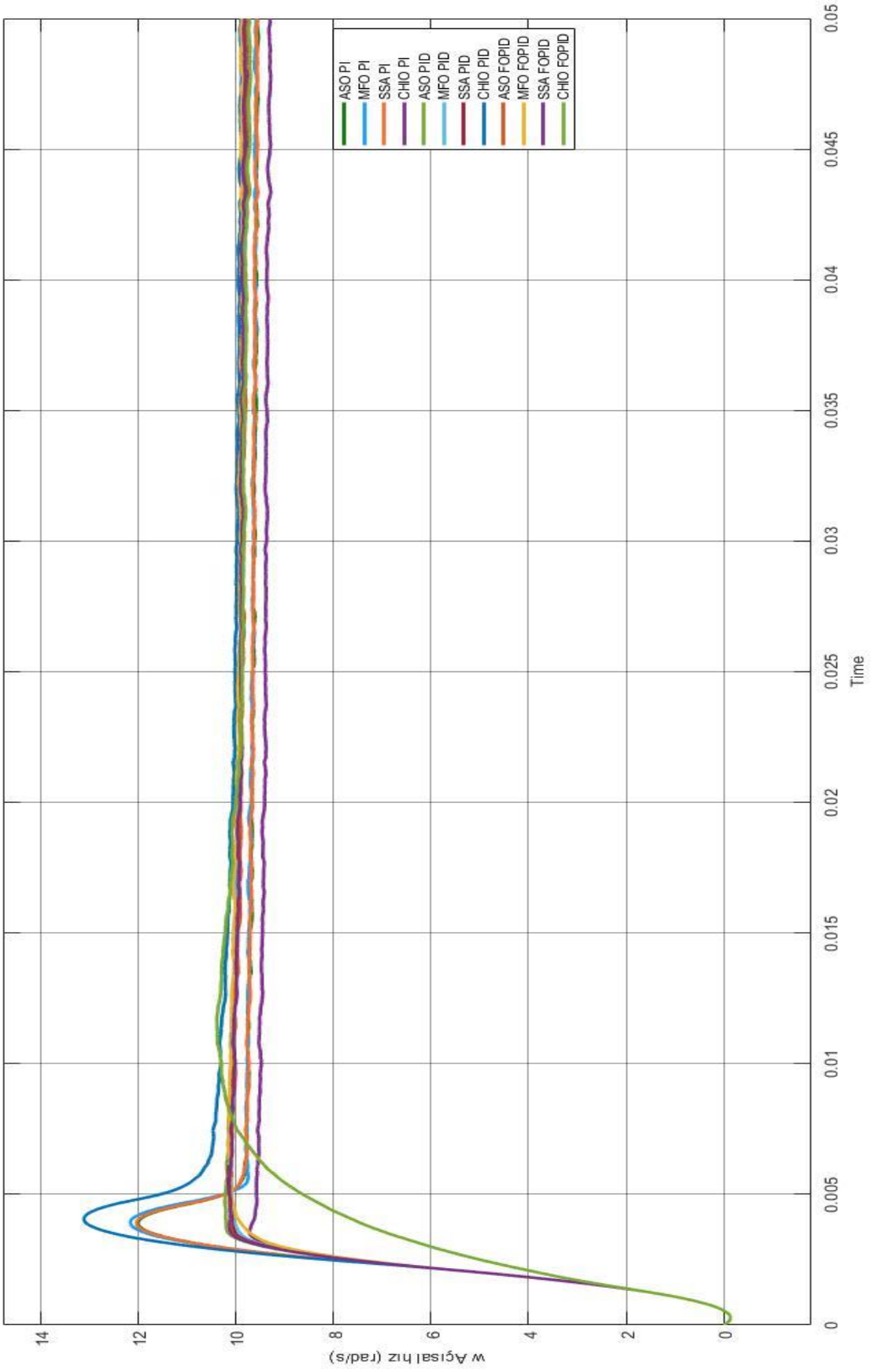
Şekil 5.2: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PID kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri [20].

ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı FOPID kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri Şekil 5.3'de gösterilmiştir. Şekil 5.3 incelendiğinde, SSA-FOPID diğer tüm algoritma-kontrolör geçici hal değerlerine göre 2,221 ms ile en küçük %2'lik yerleşme süresi kriteri değerine sahiptir. Ayrıca SSA-FOPID, 3,369 ms ile küçük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine ve MFO-PID'den sonra %1,5 ile en küçük yüzde en büyük aşım değerine sahiptir. CHIO-FOPID, 7,031 ms %2'lik yerleşme süresi kriteri değeri ve %3,8 yüzde en büyük aşım değeri ile diğer CHIO-PID ve CHIO-PI'ya göre daha iyi performans göstermiştir.



Şekil 5.3: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı FOPID Kontrolör ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri [20].

ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI, PID ve FOPID kontrolörleri ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri Şekil 5.4'de gösterilmiştir. Şekil 5.4 incelendiğinde genel olarak ASO-PI, MFO-PI ve SSA-PI'ın diğer ASO-PID, MFO-PID, SSA-PID, ASO-FOPID, MFO-FOPID, SSA-FOPID ve CHIO-FOPID'ye göre daha küçük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahip olmasına rağmen %2'lik yerleşme süresi kriteri değerine erişmedikleri görülmektedir. CHIO-PID diğer tüm algoritma-kontrolör geçici hal değerlerine göre 2,822 ms ile en küçük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine sahip olmasına rağmen %31,1 ile en büyük yüzde en büyük aşım değerine sahiptir.



Şekil 5.4: ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI, PID ve FOPID kontrolörleri ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri [20].

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Servo motor için sistem çıkış eğrileri incelendiğinde, PI kontrolörlerin yükselme süreleri PID ve FOPID kontrolörlere göre daha küçük olmasına rağmen hem yüzde en büyük aşım değerinin fazla olduğu hem de %2'lik yerleşme süresi kriterine erişemediği görülmüştür. PID Kontrolör ile FOPID kontrolörlerin yükselme sürelerine bakıldığında yaklaşık olarak aynı olmasına rağmen FOPID Kontrolörün yerleşme sürelerine bakıldığında PID kontrolörler PI Kontrolöre göre daha iyi, FOPID Kontrolör ise PI ve PID kontrolörlere göre en iyi sistem performansı sağlamıştır.

ASO, MFO, SSA ve CHIO algoritmaları tabanlı PI, PID ve FOPID kontrolörleri ile denetlenen servo motor sisteminin çıkış işaretleri incelediğinde, SSA-FOPID diğer tüm algoritma-kontrolör geçici hal değerlerine göre 2,221 ms ile en küçük %2'lik yerleşme süresi kriteri değerine sahiptir. Ayrıca SSA-FOPID, 3,369 ms ile küçük %0-100'lük yükselme süresi kriteri değerine ve MFO-PID'den sonra %1,5 ile en küçük yüzde en büyük aşım değerine sahiptir. Bu sebeple Salp Sürüsü Algoritması (SSA) algoritması tabanlı FOPID kontrolörü ile denetlenen servo motor sistemi en iyi çıkış cevabını vermektedir.

İleriye dönük çalışmalar olarak, parametre belirsizlikleri veya bozucular içeren sistemler için diğer metasezgisel algoritmalar ve yapay zeka algoritmaları ile PI, PID ve FOPID kontrolörlerinin kazanç parametrelerini optimize ederek karşılaştırma yapılması düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Tzanetos A. ve Dounias G., 2021, Nature inspired optimization algorithms or simply variations of metaheuristics?, Artifcal Intelligence, 54, 1841–1862.

[2] Zhao, W., Wang, L. ve Zhang, Z., 2018, A Novel Atom Search Optimization for Dispersion Coefficient Estimationtin Groundwater, Future Generation Computer Systems, 91, 601-610.

[3] Mirjalili S., 2015, Moth-Flame Optimization Algorithm: A Novel Nature-Inspired Heuristic Paradigm, Knowledge-Based Systems, cilt 89, pp. 228-249.

[4] Mirjalili, S., Gandomi, A. H., Mirjalili, S.Z., Saremi, S., Faris, H. ve Mirjalili, S.M., 2017, Salp Swarm Algorithm: A Bio-Inspired Optimizer for Engineering Design Problems, Advances in Engineering Software, 114, 163-191.

[5] Al-Betar M.A., Alyasseri Z.A.A., Awadallah M.A, ve Doush I.A., 2021, Coronavirus herd immunity optimizer (CHIO) Neural Computing and Application, Cilt: 33, s: 5011–5042.

[6] Arıkuşu Y. ve Bayhan N., 2021, Otomatik Gerilim Regülatörü için Koronavirüs Sürü Bağışıklığı Optimizasyonu Tabanlı PID Kontrolör Tasarımı, TOK 2021 Otomatik Kontrol Ulusal Kongresi, 177-182.

[7] Sharaf, A. M. ve El-Gammal, A. A. A, 2009, An Integral Squared Error –ISE Optimal Parameters Tuning of Modified PID Controller for Industrial PMDC Motor Based on Particle Swarm Optimization-PSO, IEEE, Sf. 1953-1959.

[8] Arulmozhiyal, R. ve Kandiban R., 2011, An Intelligent Speed Controller for Brushless DC Motor, IEEE, Sf. 16-21.

[9] Özçıra S., 2007, Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[9] Lennard-Jones J.E., 1924, On the determination of molecular field, Proceedings of the Royal society of LondonA: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, The Royal Society, 106(738). 463-477.

[10] Podlubny I., 2003, Fractional-OrdertSystemstandtFOPID-Controllers, Inst. Exp. Phys., Slovak Acad. Sci., cilt 44, no. 1.

[11] Göktürk, E., 2009, Kesirli PID Tasarım Yöntemi ve Klasik PID ile Karşılaştırmalar, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[12] Sezer K. S., 2021. Metasezgisel Algoritmalarla Optimize Edilmiş Kesir Dereceli PID kontrolörler ile Gaz Türbin Elektrik Santralinin Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, İstanbul.

[13] Bhardwaj, M., 2013, Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors, Texas Instruments, Inc.

[14] Texas Instruments, 1997, Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor, Texas Instruments Application Note Literature Number: 044.

[15] Kürüm H. Y. ve Akın E., 2018, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Parametre Tespiti, Science and Engeering Journal of Fırat University, 30 (1), 183-191.

[16] Almabrok A., Psarakis M. ve Dounis A., 2018, Fast Tuning of the PID Controller in An HVAC System Using the Big Bang–Big Crunch Algorithm and FPGA Technology, algorithms, cilt 11, p. 146.

[17] Erünlü G., 2014, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Servo Uygulamalarında PID Kontrolör Parametrelerinin Otomatik Ayarlanması, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[18] Ogata K., 2010, Modern Control Engineering, Pearson, pp. 567-641

[19] Basinski K., Ufnalski B. ve Grzesiak L.M.,2017, Particle swarm based repetitive spline compensator for servo drives, Przeglad Elektrotechnıczny, ISSN 0033-2097, R. 93 NR 2/2017.

[20] Sarı A. K., Tiryaki H., 2022, Optimization of controller gain parameters for servo motor, 4th International Eurasian Conference on Science, Engineering and Technology (EurasianSciEnTech 2022), ANKARA, 1517-1524, 14-16 December 2022.

İNTİHAL RAPORU İLK SAYFASI

Ali_Kemal_Sari

ORİJİNALLİK RAPORU

%16	%14	%2	%6
BENZERLİK ENDEKSİ	İNTERNET KAYNAKLARI	YAYINLAR	ÖĞRENCİ ÖDEVLERİ

BİRİNCİL KAYNAKLAR

1	dergipark.org.tr İnternet Kaynağı	%4
2	Submitted to The Scientific & Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) Öğrenci Ödevi	%4
3	9lib.net İnternet Kaynağı	%2
4	dspace.yildiz.edu.tr İnternet Kaynağı	%1
5	acikbilim.yok.gov.tr İnternet Kaynağı	%1
6	KÜRÜM, Hüseyin Yüce and AKIN, Erhan. "Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Parametre Tespiti", Fırat Üniv. Fen Bilimleri Enst., 2018. Yayın	%1
7	Submitted to University of Central England in Birmingham Öğrenci Ödevi	<%1
8	docs.neu.edu.tr İnternet Kaynağı	<%1