

SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

HASAN ERDAL

HAZİRAN 2022

DİYARBAKIR

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR
KONTROLÜ**

HASAN ERDAL

DİCLE ÜNİVERSİTESİ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM-ÖĞRETİM VE SINAV
YÖNETMELİĞİNİN BİR PARÇASI OLARAK
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALINDA
YÜKSEK LİSANS TEZİ
OLARAK HAZIRLANMIŞTIR

HAZİRAN 2022

DİYARBAKIR

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Hasan ERDAL tarafından Dicle Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin bir parçası olarak hazırlanan bu çalışma, aşağıda bilgileri yazılı jüri üyeleri tarafından değerlendirilerek **Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı**'nda **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Neslihan DALKILIÇ
Müdür, **Fen Bilimleri Enstitüsü**

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER
Danışman, **Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,**
Dicle Üniversitesi

Sınav Jürisi:

Dr. Öğr. Üyesi Muhammet Ali ARSERİM (*)
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER (**)
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Musa Yılmaz
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Batman Üniversitesi

ONAY

Savunma Tarihi: 13 / 06 / 2022

(*) Sınav Jürisi kısmının birinci satırına Jüri Başkanının bilgilerini yazınız.

(**) Sınav Jürisi kısmının ikinci satırına Tez Danışmanının bilgilerini yazınız.

Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tez çalışmasında yer alan tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu beyan ederim. Ayrıca, bahse konu bu kural ve ilkelerin gerektirdiği üzere, bu çalışmada özgün olmayan tüm bilimsel içerikleri kurallara uygun biçimde alıntılıyıp kaynak gösterdiğimi beyan ederim. Beyanımınla çelişen herhangi bir delil bulunduğu takdirde tüm sorumluluğu üstleneceğimi kabul ederim.

Ad, Soyadı: Hasan ERDAL

İmza:

TEŞEKKÜR

Çalışmalarımı yönlendirmesinde, araştırmalarımın her aşamasında bilgi, öneri ve yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin Asker'e ve çalışmalarım boyunca her konuda destek veren Doç. Dr. Burak Yıldırım, Dr. Öğr. Üyesi Hakan Çelik, Öğr. Gör. Ebubekir Bozkurt, Öğr. Gör. M. Nuri Kolak ve Öğr. Gör. İlhami Poyraz'a teşekkür ederim.

Akademik çalışmalarım süresince maddi ve manevi desteğini esirgemeyen aileme ayrıca teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLolar LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xii
ÖZET.....	xvi
ABSTRACT.....	xvii
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	2
3. MATERYAL VE METOT	9
3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar.....	9
3.1.1 SMSM’lerin avantajları.....	11
3.1.2 SMSM’lerin dezavantajları	12
3.1.3 Kullanım alanlarını.....	12
3.1.4 Sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli	13
3.1.5 Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q modeli	14
3.2 Gerilim Kaynaklı Eviriciler ve Modülasyon Yöntemleri.....	19
3.2.1 Sinüzoidal DGM	19
3.2.2 Histerezis bant akım kontrollü darbe genişlik modülasyonu	20
3.2.3 Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu	21
3.3 SMSM kontrol yöntemleri.....	26
3.3.1 V/f (Skaler) kontrol	26
3.3.2 Vektör kontrol yöntemi	27
3.3.3 Doğrudan moment kontrol yöntemi	28

3.4 Kontrolör Tipleri	30
3.4.1 PID kontrol.....	30
3.4.2 Kesir dereceli sistemler	43
3.4.3 2 DOF PID kontrolör	50
3.5 Optimizasyon Yöntemleri	52
3.5.1 PSO optimizasyonu	52
3.5.2 Arı kolonisi optimizasyonu	54
3.5.3 Karınca kolonisi optimisasyonu.....	56
3.5.4 Karınca kolonisi algoritması	58
3.6 SMSM'nin vektör kontrolörünün simulinkte modellenmesi.....	62
3.6.1 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi	62
3.6.2 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi.....	63
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	66
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	75
KAYNAKLAR	77
ÖZGEÇMİŞ	83

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1 Mıknatısların rotordaki konumlarına bağlı çeşitli SMSM rotor tipleri; a) YSMSM rotor b) dâhili tip YSMSM rotor c, d) İSMSM rotor	11
Şekil 3.2 SMSM üç faz stator eşdeğer devresi.....	13
Şekil 3.3 İki faz (α - β) stator referans düzlemi	15
Şekil 3.4 İki faz rotor referans düzlemi (d-q).....	16
Şekil 3.5 SMSM'nin d-q eşdeğer devresi	17
Şekil 3.6 Gerilim kaynaklı 3-fazlı eviricinin genel yapısı	19
Şekil 3.7 Sinüzoidal DGM'nin prensip şeması	20
Şekil 3.8 Histerezis bant takipli darbe genişlik modülasyonu prensip şeması.....	21
Şekil 3.9 Üç fazlı evirici için altıgen formlu UVDGM vektör gösterimi	22
Şekil 3.10 Referans vektörün olduğu sektörün bulunmasına yönelik bir algoritma ..	23
Şekil 3.11 Referans vektör 1. sektör de bulunduğu referans vektör bileşenleri ...	24
Şekil 3.12 Referans vektör 1. sektörde bulunduğu anahtarlama sinyalleri	25
Şekil 3.13 V/f açık çevrim kontrol blok diyagramı.....	26
Şekil 3.14 YSMSM'in rotor referans düzlemindeki akı ve akım vektörleri a) nominal hızın altında b) nominal hızın üstünde	28
Şekil 3.15 DTC blok şeması	29
Şekil 3.16 Açık çevrim kontrolör blok diyagramı	30
Şekil 3.17 Kapalı çevrim kontrolör blok diyagramı	30
Şekil 3.18 Açık – Kapalı kontrol Blok diyagramı	31
Şekil 3.19 Orantısal kontrol blok diyagramı	32
Şekil 3.20 K_p 'nin birim basamak fonksiyonu için sistem çıkışı üzerindeki etkisi	32
Şekil 3.21 PI kontrolör blok diyagramı.....	33
Şekil 3.22 PD kontrolörün blok diyagramı	34
Şeki 3.23 K_d değerinin birim basamak cevabına etkisi	34

Şeki 3.24 PID kontrolör blok diyagramı	35
Şekil 3.25 Bir kontrolörün tasarımında kontrol kalite ve performansının iyileşmesi amacıyla bazı parametreler	37
Şekil 3.26 Kontrol sisteminin açık çevrim birim basamak cevabı.....	39
Şekil 3.27 Ziegler-Nichols birim basamak yönteminin uygulanması.....	39
Şekil 3.28 Osilasyona girmiş kontrol işareti	40
Şekil 3.29 Kapalı Çevrim $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrol blok diyagramı.....	48
Şekil 3.30 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ iç yapısı.....	49
Şekil 3.31 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici Kontrol Bölgesi	49
Şekil 3.32 2 DOF PID blok diyagramı.....	50
Şekil 3.33 2 DOF PID için b ve c parametreleri arasındaki grafiksel ilişki.....	51
Şekil 3.34 Besin kaynağı ile yuvaları arasında karıncaların buldukları en kısa yol ..	56
Şekil 3.35 Bulunan yola engel bırakılmasıyla yolun bozulması	57
Şekil 3.36 Cismin konulmasından sonraki durum	57
Şekil 3.37 Cisim konulmasından belli bir süre sonraki durum	57
Şekil 3.38 Farklı α ve β parametre değerlerinde oluşan karınca-döngü davranışı.....	60
Şekil 3.39 SMSM'nin akım kontrollü (histerezis kontrol) vektör kontrolünün Simulink Modeli	63
Şekil 3.40 Histerezis akım kontrolör bloğu	63
Şekil 3.41 SMSM'nin gerilim kontrollü vektör kontrolünün Simulink Modeli (Geleneksel PI).....	64
Şekil 3.42 SMSM'nin gerilim kontrollü vektör kontrolünün Simulink Modeli (2 DOF FOPI kontrolör).....	65
Şekil 4.1 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)	66
Şekil 4.2 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, Id-q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)	67

Şekil 4.3 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)	67
Şekil 4.4 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, I_d -q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)	68
Şekil 4.5 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)	68
Şekil 4.6 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, I_d -q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)	69
Şekil 4.7 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)	69
Şekil 4.8 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için elektriksel moment, I_d -q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)	70
Şekil 4.9 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için hız ve konum (2-DOF FOPI kontrolör)	70
Şekil 4.10 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, I_d -q ile stator faz akımları (2-DOF FOPI kontrolör).....	71
Şekil 4.11 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için hız ve konum (2-DOF FOPI kontrolör).....	71
Şekil 4.12 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için elektriksel moment, I_d -q ile stator faz akımları (2-DOF FOPI kontrolör). 72	
Şekil 4.13 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için rotor hızı	72
Şekil 4.14 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için elektriksel moment	73
Şekil 4.15 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için q-ekseni akımının zamana göre değişimi	73

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 3.1 Anahtar konumuna göre faz gerilimleri.....	22
Tablo 3.2 K_p, K_i ve K_d 'nin sisteme etkileri.....	37
Tablo 3.3. Açık çevrim birim basamak yöntemi parametre formülleri.....	39
Tablo 3.4 Tablo 3.3'e göre hesaplanmış değerler	40
Tablo 3.5. Osilasyon yöntemi katsayı hesap tablosu	40
Tablo 3.6. Osilasyon yöntemi için hesaplanan değerler	41
Tablo 3.7 K_p, K_i ve K_d çözüm denklemleri	42
Tablo 3.8. PID parametrelerini CHR yöntemi ile bulmak için gerekli formüller	42
Tablo 3.9 Parametre durumlarına göre 2 DOF PID yapıları.....	51
Tablo 4.1 Kontrolör performanslarının karşılaştırılması	74

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

Simge	Açıklama
$\dot{I}_d$	d Eksen Akımı
$\dot{I}_q$	q Eksen Akımı
$\dot{I}_a$	Stator a Faz Akımı
$\dot{I}_b$	Stator b Faz Akımı
$\dot{I}_c$	Stator c Faz Akımı
V_a	Stator a Faz Gerilimi
V_b	Stator b Faz Gerilimi
V_c	Stator c Faz Gerilimi
V_α	α Eksen Gerilimi
V_β	β Eksen Akımı
$\dot{I}_\alpha$	α Eksen Akımı
$\dot{I}_\beta$	β Eksen Akımı
W_r	Rotor Hızı
W_e	Elektriksel Hız
L_s	Stator Sargı Endüktansı
L_d	d Eksen Endüktansı
L_q	q Eksen Endüktansı
R_s	Stator Sargı Direnci
B_m	Sürtünme Katsayısı
P	Kutup Çifti Sayısı
T_e	Elektriksel Moment
T_y	Yük Moment
θ_r	Rotor Açısal Hızı
θ_e	Rotor Elektriksel Hızı
Ψ_a	Stator a Faz Manyetik Akısı
Ψ_b	Stator b Faz Manyetik Akısı
Ψ_c	Stator c Faz Manyetik Akısı

T_d	Türev Zaman Sabiti
T_i	İntegral Zaman Sabiti
Ψ_d	D Eksen Manyetik Akısı
Ψ_q	Q Eksen Manyetik Akısı
$u(t)$	Kontrol Çıkışı
$r(t)$	Referans İşaret
$y(t)$	Sistem Çıkışı
$e(t)$	Hata İşareti
K_p	Oransal Kazanç Kat Sayısı
K_i	İntegral Kazanç Kat Sayısı
K_d	Türev Kazanç Kat Sayısı
t_m	Tepe Zamanı
t_s	Yerleşme Zamanı
t_r	Yükselme Zamanı
t_d	Gecikme Zamanı
L	Sistem Cevabında Zaman Gecikme (Ölü Zaman)
T	Sistem Cevap Zaman Sabiti
P_c	Açık Çevrim Metodunda Osilasyon Periyodu
K_m	Sistem Kazancı
K_c	Birim Kazanç Kat Sayısı
h	Adım Sayısı
λ	İntegral Kesir Derecesi
μ	Türev Kesir Derecesi
b	2 DOF PID' de Oransal Kazanç Kat Sayısı Ağırlığı
c	2 DOF PID' de Türev Kazanç Kat Sayısı Ağırlığı
p_{best}	En İyi Konum
α	Feromon Ağırlık Kat Sayısı
β	Düğüm Arası Mesafenin Ağırlık Kat Sayısı

ρ

Feromon Buharlaşma Kat Sayısı

Kısaltma

Açıklama

SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol
PID	Oransal İntegral Türevsel Kontrol
1 DOF	Bir Serbestlik Dereceli
2 DOF	İki Serbestlik Dereceli
FOPID	Kesir Dereceli PID
PMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
FOGPC	Kesir Dereceli Genelleştirilmiş Öngörücü Kontrol
AFOPI	Veriye Dayalı Uyarlanabilir Kesir Dereceli PI
FOSMC	Kesir Dereceli Kayan Mod Control
VFPI	Değişken Kesirli Oransal İntegral
ISE	Hataların Mutlak Karelerinin Toplamı
BICO	Bodeun İdeal Filtresi
İSMSM	Rotor İçi Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
YSMSM	Rotoru Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor
Hc	Mıknatıs Alan şiddeti
SDGM	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülatör
UVDGM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülü
DTC	Doğrudan Moment Kontrol
IPM	Akıllı Güç Modülü
IGBT	Kapı Tetiklemeli Transistor
DSP	Dijital Sinyal İşleyici
ITEA	Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata
PLL	Faz Kilitlemeli Çevrim
LMS	En Küçük Ortalama Kare Algoritması

SMC

FOPI

DA

$PI^{\lambda}D^{\mu}$

PSO

AA

HE-DGM

KKO

EMF

Kayan MOD Kontrol

Kesir Dereceli Oransal İntegral Kontrol

Doğru Akım

Kesir Dereceli PID

Parçacık Sürü Optimizasyonu

Alternatif Akım

Harmonik Eliminasyonulu Darbe Genişlik
Modülasyonu

Karınca Kolonisi Optimizasyonu

Elektro Manyetik Kuvvet



ÖZET

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Erdal, Hasan

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER

Haziran 2022, 101 sayfa

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolü için iki serbestlik dereceye sahip kesir dereceli oransal integral kontrolör yapısının kullanılması araştırılmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorlarında vektör kontrol yöntemi alternatif akım motorunu serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi modelleyerek kontrol etmektir. Alternatif akım motorları için genel olarak 3 çeşit kontrol yöntemi vardır. Skaler kontrol olan V/f kontrol, Vektör kontrol (Alan Yönlendirmeli Kontrol) ve Doğrudan moment kontrol yöntemleridir. V/f basit uygulamalarda kullanılan açık çevrim bir kontrol yöntemidir. Vektör kontrol ve Doğrudan moment kontrol yöntemleri ise yüksek performanslı gelişmiş kontrol yöntemleridir. AA motorlarından olan sürekli mıknatıslı senkron motorlar günümüz endüstri ihtiyaçlarına daha ziyade uyum sağladıklarından kullanımları giderek yaygınlaşmaktadır ve özellikle elektrikli araç, ev aletleri, hava ve su araçlarında sıklıkla kullanılan bir motor. Kullanımlarının yaygınlaşmasıyla birlikte son zamanlarda senkron motorlarla ilgili yapılan çalışmalar ve araştırmalar giderek artmıştır. Dijital işlemcilerin gelişmesiyle birlikte karmaşık yapıdaki bir takım kontrol yöntemleri teoriden uygulamaya dökülebilmektedir. Bu imkânlar doğrultusunda kesir dereceli kontrol yöntemleri de son zamanlarda sıklıkla kontrol yöntemlerindeki iyileştirme çalışmalarında klasik kontrol yöntemleriyle karşılaştırılıp motor kontrol algoritmalarında da karşılık bulmaktadır. Proseslerin işleyişinde kontrol yöntemiyle birlikte kontrol parametrelerinin ideal olması önem arz etmektedir. Kontrolör yapılarındaki yeniliklerle birlikte kontrol parametrelerinin ideal seçimlerinde optimizasyon yöntemleri; deneme yanılma yöntemine nazaran daha başarılı sonuçlar vermektedir. Bu bağlamda Çalışmada kullanılan iki serbestlik dereceye sahip kesir dereceli oransal integral kontrolör ve geleneksel oransal integral kontrolörün parametreleri Karınca Kolonisi Optimizasyonu algoritması ile belirlenmiştir. Simülasyon çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlar incelendiğinde, önerilen iki serbestlik dereceye sahip kesir dereceli oransal integral kontrolörün sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolünde geleneksel oransal integral kontrolöründen daha iyi performansa sahip olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron motor, Vektör kontrol, İki serbestlik dereceye sahip kesir dereceli oransal integral kontrolör

ABSTRACT

VECTOR CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Erdal, Hasan

Master of Science in Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Mehmet Emin ASKER

June 2022, 101 pages

In this thesis, the use of fractional degree proportional integral controller structure with two degrees of freedom for vector control of permanent magnet synchronous motor is investigated. Vector control method in permanent magnet synchronous motors is to control the alternating current motor by modeling it as a freely excited direct current motor. There are generally 3 types of control methods for alternating current motors. V/f control which is scalar control, Vector control (Field Oriented Control) and Direct torque control methods. V/f is an open loop control method used in simple applications. Vector control and Direct torque control methods are high performance advanced control methods. Permanent magnet synchronous motors, one of the AC motors, are becoming more and more common as they adapt to today's industry needs and are frequently used in electric vehicles, household appliances, air and water vehicles. With their widespread use, studies and researches on synchronous motors have recently increased. With the development of digital processors, a number of complex control methods have been put into practice from theory. In line with these possibilities, fractional control methods have recently been compared with classical control methods in improvement studies in control methods and found a response in motor control algorithms. In the operation of the processes, it is important that the control parameters are ideal together with the control method. Optimization methods in the ideal selection of control parameters with innovations in controller structures; It gives more successful results than the trial and error method. In this context, the parameters of the fractional degree proportional integral controller with two degrees of freedom and the conventional proportional integral controller used in the study were determined by the Ant Colony Optimization algorithm. Simulation studies were carried out in Matlab-Simulink environment. When the simulation results are examined, it is seen that the proposed fractional degree of proportional integral controller with two degrees of freedom outperforms the conventional proportional integral controller in the vector control of the permanent magnet synchronous motor.

KeyWords: Permanent magnet synchronous motor, Vector control, Two degrees of freedom fractional degree proportional integral controller

1. GİRİŞ

Sabit mıknatıslı senkron makineler (SMSM) yüksek performans istenen yerlerde yüksek moment, güç, verim, ve daha fazla moment/ağırlık oranı, düşük gürültü gibi avantajlarıyla alternatif akım (AA) motorları içinde endüstride asenkron motorların yerine yüksek performans gerektiren uygulamalarda giderek tercih edilen motorlar haline gelmişlerdir. Ayrıca hız aralıklarının geniş olması sebebiyle bulaşık makinası ve çamaşır makinası gibi hızın değişkenlik arz ettiği yerlerde kullanıldıkları gibi asansör, rüzgâr türbinleri vb. düşük hız gerektiren sistemlerde de kullanılabilirler. Fakat bu motorlara konum ve hız kontrollü gibi uygulamalarda direkt yol verilmeyip uygun kontrol yöntemleriyle sürülmeleri gerekir.

Bu tezde SMSM'nin kontrolü vektör kontrol yöntemi ile Matlab\Simulink de benzetim çalışmaları yapılmıştır. Geleneksel PID kontrol yöntemi ile elde edilen sonuçlar 2 DOF FOPI ile tasarlanan kontrol yöntemi sonuçları ile karşılaştırılmıştır

Bu kapsamda tezin bölümlerinden:

Önceki çalışmalar kısmında tez ile ilgili daha önceden yapılmış çalışmalar değinilmiştir. Materyal ve Metot kısmında sırayla ilk olarak bu motorlardan bahsedilmiştir, ikinci olarak matematiksel modelleri verilmiş, üçüncü olarak modülasyon yöntemlerine değinilmiş, dördüncü olarak kontrol yöntemleri ele alınmış, beşinci kısımda PID kontrol ve kesir dereceli PID sistemlerden bahsedilmiştir ve altıncı olarak bazı optimizasyon yöntemlerine değinilmiştir. Bulgular ve Tartışma bölümünde kullanılan kontrol yönteminin Matlab/Simulink benzetim modelleri ve bu modellerle elde edilen sonuçlar verilmiştir. Sonuç ve Öneriler bölümünde alınan sonuçlar yorumlanmıştır. Ayrıca yine burada konuyla ilgili sonraki yapılabilecek bazı çalışmalar hakkında birtakım öneriler sunulmuştur.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Vektör kontrol veya alan yönlendirmeli kontrol; alternatif akım motorunu, serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi kontrol edebilmek için geliştirilen bir yöntemdir. Belirli bir frekansta dönme hareketi yapan, genliği ve faz açısı olan bir akım vektörünün iki dik bileşene dönüştürerek kontrol yapılması ilkesine dayanmaktadır. Bir bileşen ile akı kontrol edilirken diğeri ile de moment kontrolü yapılır. İlk olarak K. Hasse (1969) tarafından direk akı ölçümüne gerek duymadan dolaylı vektör kontrol teorisi ortaya atılmıştır. Doğrudan vektör kontrolü ise F. Blaschke (1972) tarafından önerilmiştir. Bu çalışmalarda asenkron motorun serbest uyarımlı doğru akım motoru gibi kontrol edilebileceği değerlendirilmiştir. Güç elektroniği devrelerinde meydana gelen gelişmeler ve dijital sinyal işlemcilerinin gelişmeleriyle birlikte uygulama alanı bulmuştur (Trzynadlowski, 2000).

Ogasawara vd., (1988), A.A motorlarında anlık momentin vektör kontrol yöntemiyle denetlenebileceğini önermiş ve deneysel verilerle bunu sağlamışlardır.

Pillay ve Krishnan (1989), Sürekli mıknatıslı senkron motoru (SMSM'yi) alternatif akım motorları sınıfında değerlendirip modelleme, benzetim ve vektör kontrolleri üzerinde durmuş, farklı darbe genişlik modülasyon (DGM) yöntemleri uygulamış ve bunları deneysel olarak gerçekleştirmeye çalışmışlardır.

Jones ve Lang (1989), SMSM kontrolü için gözlemleyici sunmuşlardır. Bununla d-q düzleminde akımları rotor konumunu ve hızını tahmin etmeyi amaçlamışlardır. Tahmin hesapları ve motor dinamikleri doğrusal olmadığından gözlemleyici ve hatalarda doğrusal değildir. Buna bağlı olarak doğru sallaştırılmış hata modeli kullanılarak kararlılık analizi yapılmıştır.

Harnefors vd., (2003), asenkron motor ve yüzeysel tip bir SMSM kontrolünde kullanılabilecek sensörsüz akı tahmini ve vektör kontrolü için birleşik bir teori sunmuşlardır. Küçük değişiklikler ile her iki motor tipine de uygulanmış ve deneysel olarak desteklemişlerdir.

Stulrajter vd., (2007), yaptıkları çalışmada bir skaler kontrol yönteminin benzetimini sunmuş ve bu yöntemin performansını vektör kontrol yönteminin benzetimiyle karşılaştırmışlardır.

Ancuti vd., (2008), çalışmalarında elektro manyetik kuvvet (EMF) tabanlı gözlemci ile rotor konumu ve hızının tahmini yapılmıştır 100 mili saniyede 10000 rpm hızlara çıkabilmişlerdir. DS1103 denetleyicisi kullanılarak yapılan deneylerde 2000 ile 10000 rpm arasındaki değişimlerde gözlemcinin tahmin yeteneğini tatminkâr bulmuşlardır.

Sharma vd., (2008), yaptıkları çalışmada bir SMSM'nin matematiksel modeli, Park ve Clarke dönüşümlerinin yardımıyla geliştirilmiştir. Vektör kontrolü kavramı, DC motora benzer doğrusal dinamikler elde etmek için SMSM'ye uygulanır. Doğru sallaştırılmış model, akım döngüsü ve hız döngüsü olmak üzere iki kontrol döngüsünden oluşur. Kontrol şemasının amacı, çok hızlı yanıt elde etmektir. SMSM sürücü sisteminin farklı hız referans girişi altındaki performansı, simülasyon ve deneysel sonuçlar temelinde değerlendirilmiştir. Tüm deneyler, ADMC-401 motor kontrol DSP ve bir inverter devresi yardımıyla yapılmıştır.

Lee vd., (2009), yaptıkları çalışmada direk olarak hız bilgisine gerek duymayan doğrusal olmayan bir gözlemci önermişlerdir. Açık tahmininde hızın olmaması hız tahminlerinin hatalarından kaynaklı açık tahmin hatalarını ortadan kaldırmıştır. Hız faz kilitlemeli kapalı döngü (PLL) tipi izleme ile oransal integral (PI) denetleyicisi kullanılarak ayrı olarak tahmin edilmiştir. TMS320vs33 DSP kartı kullanılarak yaptıkları uygulamada belirli yük ve nominal hızda kararlı sonuçlar elde etmişlerdir.

Adhavan vd., (2011), çalışmalarında uzay vektör modülasyonu kullanarak dolaylı vektör kontrollünü Matlab'da modellemişlerdir. Yaptıkları simülasyonda bulanık mantık ile motor hız kontrolü yapılmıştır.

Vindel vd., (2012), çalışmalarında konum ölçümü için resolver enkoder kullanırken kontrolör olarak DS1103'ü tercih etmişlerdir. Sistemin çalışmasını açıklamış ve simülasyon sonuçlarıyla deney sonuçlarını karşılaştırmışlardır. Beklenen dinamik tepkiyi hem simülasyon hem de deneysel olarak göstermişlerdir.

Çelik ve Kürüm (2013), çalışmalarında SMSM'nin vektör kontrolünü Matlab/simulink ile uygulamasını da DS1103 kiti kullanarak yapmışlardır. Sonuçlar göstermiştir ki simülasyon sonuçlarıyla deneysel çalışma sonuçları birbirlerine çok yakındır. Güç kaynağının tetiklenmesinde DS1103 ace kitinin donanımsal DGM sinyalleri kullanılmıştır. Bu sinyaller ile stator akımları arasında bir düzen tutturulmuş ve böylece stator akımlarındaki dalgalanma azaltılmıştır.

Erünlü (2014), yaptığı çalışmada servo sistemler için SMSM vektör kontrol algoritmasında PI parametrelerinin otomatik ayarlanmasını gerçekleştirmiştir. Rotor pozisyon ölçümü için 2500 artımlı resolver enkoder kullanmıştır. Sistem modeli elde edebilmek için 10 saniye boyunca sisteme 0,5 Hz den başlayıp 10 Hz ye kadar sinüs sinyali uygulamıştır. Model elde edildikten sonra PI parametreleri ayarlanmıştır.

Zhang vd., (2015), yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün PI değerleri hızlı akım yanıtı için rastgelelik algoritması ile belirlenecek şekilde bir kontrol tasarlamışlardır. Böylece karmaşık matematiksel modeli basitleştirmiş ve motorun daha iyi kontrol edilmesini sağlamışlardır. Bu algoritmanın kontrole zaman kazandırdığı ve SMSM için alan yönlendirmeli kontrol yönteminin etkenliğini simülasyon ve deneylerle doğrulamışlardır. Deneylerinde TMS320C2812 dijital sinyal işleyiciyi kullanmışlardır.

Lara vd., (2016), yaptıkları çalışmada elektrikli araçlarda kullanılan SMSM'lerde alan yönlendirmeli kontrolde rotor konum hatasının moment dalgalanmaları üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Matlab/SimPowerSystems'de gerçekleştirilen simülasyonlar için sonsuz hızlı dahili tip SMSM sürücüsü ve sonlu hızlı yüzeysel tip SMSM sürücüsü dikkate alınmıştır. SMSM tarafından rotor konum hatasının bir işlevi olarak üretilen moment dalgalanmasının genişletilmiş ve genelleştirilmiş bir modeli analitik olarak sunulmuş. Deneysel sonuçlar, 80 kW'lık bir yüzeysel tip SMSM'yi kontrol eden bir TM4 EV sürücüsü ile doğrulanmıştır. Moment dalgalanması, 1000 dev/dak'da 100 Nm'den 9000 dev/dak'da 55 Nm'ye kadar çıkan maksimum moment koşulları altında hem motor hem de rejeneratif frenleme çalışma modları için değerlendirilmiştir. Elde edilen simülasyon ve deneysel sonuçlar, rotor konum sensöründen kaynaklanan hata

nedeniyle SMSM'lerde üretilen moment dalgalanmasını değerlendirmek için önerilen modelin iyi doğruluğunu göstermektedir.

Erken (2014), yaptığı doktora tezinde SMSM'lerde moment dalgalanmasını azaltmak için alan yönlendirmeli kontrol çalışmıştır. Momentteki dalgalanmanın düşürülmesi için adaptif veri birleştirmeye dayalı harmonik enjeksiyon yöntemini uygulamış ve üç ayrı yöntem sunmuştur. Bu yöntemlerle q eksen akımı ve gerilimi ile q eksen referans akım değeri kompanze edilmiş ve düşük moment dalgalanması elde edilmeye çalışılmıştır. Her üç yöntem, farklı çalışma koşullarında denenerek yöntemlerin doğruluğu ortaya konulmuştur.

Tang ve Akin (2018), çalışmalarında SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünde akım bozulmalarını azaltmak için en az ortalama kare (LMS) algoritmasına dayalı ölü zaman kompanzasyonunu gerçekleştirmişlerdir.

Uyguladıkları algoritmanın genel ortalama algoritmalarına göre daha iyi olduğunu görmüşlerdir. Anahtarlama cihazı veya motor parametreleri hakkında önceden bilgi sahibi olmadan, önerilen yöntem, kompanzasyon voltajı referansları üreterek ölü zaman akım harmoniklerini doğrudan azaltabilir. Önerilen metodun uygulanması kolaydır, çünkü bozulma gözlemcisi ve adaptif filtre tabanlı yöntemler için gerekli olan voltaj hataları tahmini veya akım harmonikleri belirleme gerektirmez. Sunulan yöntem bir alan yönlendirmeli kontrol (FOC) algoritması tarafından kontrol edilen 2,5 kW gerilim kaynaklı inverter ile SMSM sürücüsü üzerinde test edilir. Faz akımı toplam harmonik bozulmasının (THD) %7,3 den %2,4 düşürülebileceği spektrum analizi ile doğrulanmıştır. Deneysel sonuçlar yöntemin etkinliğini göstermiştir.

Alsayed vd., (2019), yaptıkları çalışmada 480 W gücünde bir SMSM motoru DS1104 dijital sinyal işleyicisi ile alan yönlendirmeli kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. PI parametrelerini bulanık mantık denetleyici ile ayarlamışlardır. Pratik sonuçlar, önerilen sistemin etkinliğini doğrulamıştır. Hız tepkisi, çıkış hızının, hız hatası olmadan yarım yükleme durumunda istenen hızı izlediğini gösterir.

Runde vd., (2021), çalışmalarında sistem verimliliğini arttırmak için frekans optimizasyonu üzerine bir yöntem incelemişlerdir. Motorun çalışması esnasında

optimum anahtarlama frekansını bulup uygulamayı amaçlayan bu yöntemi simüle etmişlerdir. Ayrıca simülasyon sonuçlarıyla test düzeneği sonuçlarını karşılaştırıp ölçümleri vermişlerdir.

Çok çeşitli kontrol algoritmaları ve yapılarından, PID stratejileri, farklı çalışma koşullarında basitliği ve sağlam performansları nedeniyle proses endüstrilerinde uygulanmak üzere evrensel olarak benimsenmiştir (Shankaran vd., 2022). Ancak günümüzde robotik uygulamaların gelişimi, enerji kalitesinin arttırılmaya çalışılması yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu vb. birçok alandaki iyileşme ve kalite parametrelerinden biride kontrollerdeki iyileştirmeler olarak göze çarpmaktadır. Bu bağlamda araştırmacılar farklı kontrol yapılarına da yönelmişlerdir.

Horowitz (2013), iki serbestlik dereceli (2 DOF) kontrolörün bir serbestlik dereceli (1 DOF) kontrolöre üstünlüğünden bahsetmiştir.

Geng vd., (2012), iki serbestlik dereceli oransal integral türevsel kontrol (2 DOF PID) yapısına göre, kesir dereceli PID (FOPID) kontrolörlü 2 DOF yapısının avantajlı yönlerini tartışmışlardır.

Kesir dereceli PID kontrolörlü 2 DOF yapısının kesir dereceli integral ve türev operatörlerinin kontrolör parametrelerinde daha hassas ayar yapma olasılığını artırdığı birçok çalışmada rapor edilmişti (Gutierrez vd., 2010; Hamamci, 2007; Podlubny, 1999; Ross, 2006).

Literatürde FOPID motor kontrol çalışmalarına da girmiştir. SMSM alanındaki çalışmaların bazıları şöyle sıralanabilir.

Zhang vd., (2012), SMSM'ye kesir dereceli kayan mod kontrol (FOSMC) uygulamış. Simülasyonlar ve deneyler, önerilen FOSMC'nin sadece tamsayı sıralı kayma modu kontrolünden daha küçük ile daha iyi kontrol performansı elde etmekle kalmayıp, aynı zamanda harici yük bozukluğu ve parametre varyasyonlarına karşı da sağlam olduğunu göstermektedir.

Qiao vd., (2016), çalışmalarında SMSM hız kontrolü için uyarlanabilir iki serbestlik derecesi (2 DOF) orantılı-integral (PI) kontrolörü önerilmiştir. İlk olarak, hız kontrol sisteminin modelini gerçek zamanlı olarak tanımlamak için iki yeni arama motorundan oluşan gelişmiş bir tam zamanında öğrenme tekniği sunmuşlardır. Daha sonra servo tahrik sisteminin kontrol performansını artırmak için kesirli sıralı genelleştirilmiş öngörücü kontrol (FOGPC) tanıtılmıştır. Son olarak, tasarlanan 2 DOF PI kontrolörü, optimum kontrol yasası ile eşleştirilerek otomatik olarak ayarlanır. Önerilen stratejinin etkinliğini göstermek için SMSM'nin servo tahrik sistemi üzerinde simülasyonlar ve gerçek zamanlı deneysel sonuçlar sağlanmıştır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, SMSM'nin hız kontrol sistemindeki FOGPC tabanlı 2DOF PI kontrolörü tarafından hızlı tepki ve bozucu etkileri reddetme kabiliyetinin tatmin edici olduğunu göstermektedir.

Xie vd., (2018), ölçüm gürültüsü ve veri düşüşleri nedeniyle bozulan SMSM servo sistemi için veriye dayalı uyarlanabilir kesir dereceli orantılı integral (AFOPI) kontrolü sunmuşlardır. Ölçüm gürültüsü ve veri kesintileri periyodik olarak geri bildirim telafisi ile tahmin edilmiş ve ortadan kaldırılmıştır. Böylece AFOPI kontrolörü zaman içinde değişen çalışma koşullarına uyum sağlamak için çevrimiçi olarak güncellenmiştir. Yakınsama ve kararlılık matematiksel analiz ile de çözülmüştür. Son olarak, önerilen yöntemin etkinliği, pratik bir SMSM servo sistemi üzerinde uygulanan simülasyonlarda ve deneylerde gösterilmiştir.

Çelik ve Tefik (2019), yaptıkları çalışmada SMSM motoru klasik PI ve 2DOF PI ile ayrı ayrı kontrol edip sonuçlarını sunmuşlardır. Önerilen 2 DOF PI kontrolörün klasik PI'ya göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Her iki kontrol için gerekli parametreler parçacık sürü optimizasyonu yardımıyla ayarlanmıştır. Kontrol sistemi içerisindeki I_d , I_q ve W_r için gerekli değerleri ayrı ayrı 2 DOF PI yapıları ile hesaplamışlardır.

Zahide vd., (2019), kesir dereceli kayan mode kontrolör (FOSMC) tasarlamışlardır. SMSM'yi hem klasik kayan mod kontrol (SMC) ile hem de FOSMC ile kontrol etmişlerdir. Simülasyon ve deney sonuçları hızlı tepki vermek ve bozucu etkilere karşı dirençte FOSMC'nin daha iyi olduğunu sunmuşlardır.

Chen vd., (2020), yaptıkları çalışmada kesir dereceli orantılı-integral'in (FOPI) performansını artırmak için, değişken kesir dereceli orantılı-integral (VFPI) kontrolörü önermişlerdir. Aynı motorda FOPI ve VFPI'nin tepkisini denemişlerdir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar VFPI'nin performansının çok iyi olduğunu göstermiştir.

Pajchrowski ve Wojcik (2020), yaptıkları çalışmada, 2 DOF PID kontrolörlerin yapılarını gözden geçirmekte ve moment dalgalanması da dahil olmak üzere bir SMSM doğrudan tahrik modeli için bu kontrolörlerin ayarlarını optimize etmeye yönelik bir simülasyon sürecinin sonuçlarını sunmuşlardır. Genetik algoritma kullanılarak bu yapıların ayarlarının optimizasyonunu iki etkene bağlı gerçekleştirmişlerdir. İlki moment dalgalanmalarının neden olduğu hız bozulmalarını en aza indirilmesi diğeri ise hataların mutlak karelerinin toplamını (ISE) minimize etmektir.

Chen ve Luo (2022), yaptıkları çalışmada Bode'un ideal kesme filtresi (FOPID-BICO) ile analitik olarak tasarlanmış kesirli dereceli PID'ye dayanan bir hız kontrol şeması önermişlerdir. FOPID kontrolörü, hız referanslarını izlemek için tasarlanmış ve BICO bastırıcı yüksek frekanslı gürültüyü filtrelemek için uygulanmıştır. Önerilen tasarlanmış yöntem, kontrol sisteminin döngü kazancı varyasyonlarına karşı sağlamlığı ve yüksek frekansta gürültüyü ve düşük frekansta bozulmayı reddetme konusunda da iyi bir performansı vermiştir. Önerilen FOPID-BICO kontrolörünün etkinliği deneysel sonuçlarla ortaya konmuştur.

3. MATERYAL VE METOT

3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

Elektrik motorlarını Alternatif akım ve doğru akım motorları olarak ikiye ayırabiliriz. Doğru akım motorları ilk üretilen motorlardır ve kontrol yöntemleri kolaydırlar. Fakat alternatif akım motorlarının daha ucuz olmaları daha az bakıma ihtiyaç duymaları işletme esnasında ark oluşturmamaları gibi avantajlarından dolayı son yüz yılda kullanımları artmıştır (Kazan, 2009).

Alternatif akım motorlarını senkron ve asenkron olarak sınıflandırma yapar isek hızın değişen yüke karşı stabil olması gereken uygulamalarda veya motor moment\ağırlık oranının yüksek olup motor ataletinin düşük olması istenen yerlerde senkron motorlar asenkron motorlara göre daha ziyade tercih edilebilir. Sabit mıknatıslı senkron motorları mıknatısların rotordaki konumuna göre genel olarak; iç sabit mıknatıslı senkron motor (İSMSM) ve yüzey sabit mıknatıslı senkron motor (YSMSM) olarak ayırabiliriz. İç sabit mıknatıslı senkron motorlarda mıknatıs rotorun içine yerleştirilir ve yüksek hızlı uygulamalara elverişli olurlarken; mıknatısların rotorun dış yüzeyine yerleştirildiği YSMSM'ler genellikle düşük hızlı uygulamalarda kullanılırlar. SMSM'lerde rotora sabit mıknatıs yerleştirilir. Bu durum bakır kayıplarını azaltır ve böylece motor verimini arttırmak mümkün olur. Özellikle Sm2Co17 veya NdFeB gibi kuvvetli mıknatıslar kullanılıp motor boyutları küçültülüp güç yoğunluğu arttırılabilir (Prokop ve Grasblum, 2005).

SMSM'ler; yüksek moment-akım oranı, yüksek verimli, düşük atalet, dinamik performansları daha iyi, moment dalgalanmaları düşük ve güç yoğunlukları yüksek motorlardır (Skvarenina ve Timothy, 2001; Sünter ve Altun, 2005).

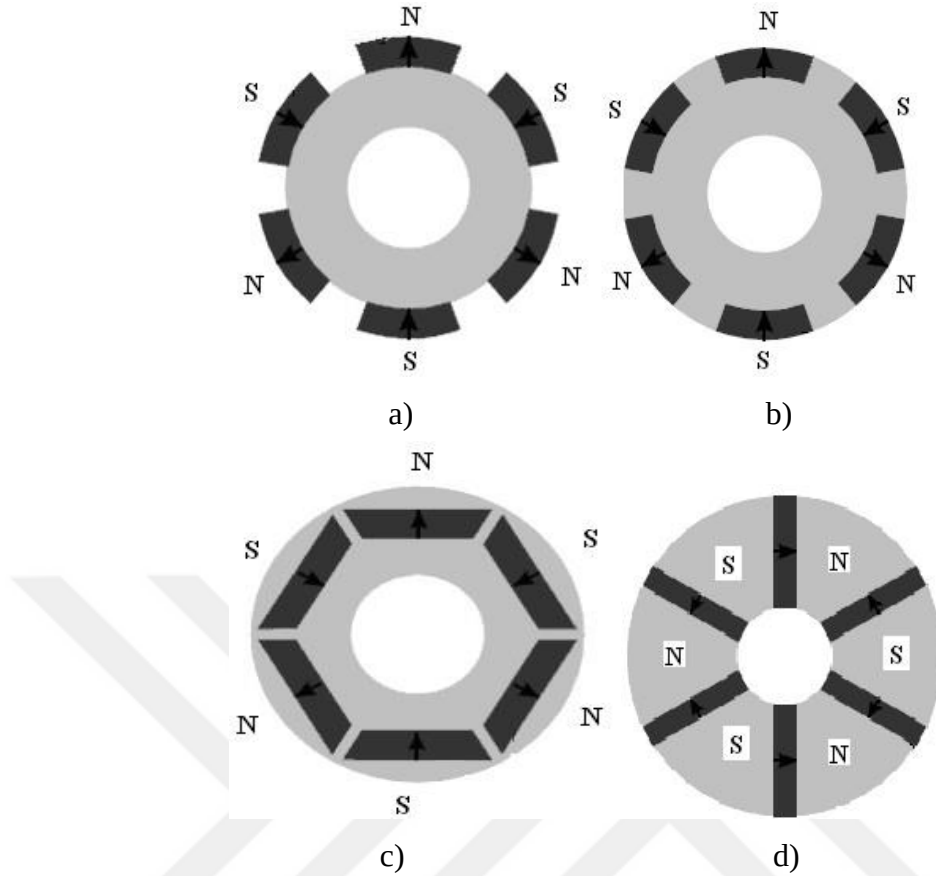
SMSM'ler ürettikleri zıt EMK dalga şekline göre ya trepezoidal veya sinüzoidal tip olarak ikiye ayrılabilir. Zıt EMK olarak trepezoidal dalga şekline sahip olan motorlara fırçasız doğru akım motorları diye sınıflandırılır iken sinüzoidal dalga şekline sahip olanlar da sabit mıknatıslı senkron motorlar olarak sınıflandırılır (Adnanes, 1991).

YSMSM'ler tasarım açısından daha kolaydır bu da üretimlerini kolaylaştırır ve maliyetlerini düşürür maliyet düşüklüğü yaygın kullanımlarına sebebiyet verir. YSMSM'lerde hava aralığı etkisinin yüksekliğinden d ve q eksenlerinin manyetik akıları eşit alınır. Rotorun konumu endüktansı etkilemez ve sabit kabul edilir. Endüktans rotorun mıknatıs bulunan ve mıknatıs bulunmayan yerleri için eşit ve sabittir ($L_q=L_d$) bu da yine tasarım kolaylığı ve maliyet düşüklüğüne sebebiyet vermektedir. Stator endüktansının düşük olması alan zayıflatmayı zorlaştırır bu da motoru nominal hızların üstünde kontrol edebilmeyi zorlaştırır. Gücün sabit olduğu bölgede nominal hızın üzerinde hız kontrolü bu motor tipi için zordur (Vas, 1998).

YSMSM'lerde kullanılan mıknatısların alan şiddeti (H_c) yüksek olduğundan manyetik özelliklerini kolay kolay kaybetmezler. Sürekli mıknatıslarda H_c 'nin azalması manyetik yeteneğinin azalması riskini beraberinde getirir. Bu olasılığa karşı mıknatıslar rotorun içine yerleştirilir ve böylece iç sabit mıknatıslı senkron motor elde edilir (Gümüş, 2004).

İSMSM'lerde daha öncede bahsedildiği gibi mıknatıslar rotorun içine yerleştirilirler. Bundan dolayı mukavemetleri yüksektirler ve yüksek hız uygulamalarına müsaittirler (Vas, 1998).

İSMSM'lerde mukavemet YSMSM'lere nazaran ciddi bir üstünlük sağlarken mıknatıs fiyatlarının yüksek olması İSMSM fiyatlarının da artmasına ve YSMSM'lere göre dezavantajlı duruma düşmelerine meydan vermiştir (Özgenel, 2003). Farklı rotor yapılarında YSMSM ve İSMSM Şekil 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.1 Mıknatısların rotordaki konumlarına bağlı çeşitli SMSM rotor tipleri; a) YSMSM rotor b) dâhili tip YSMSM rotor c, d) İSMSM rotor (Adam, 2007; Krishnan, 2001)

3.1.1 SMSM'lerin avantajları

Fırça-kollektör veya bilezik gibi sistemlerin bulunmaması bakım ihtiyaçlarını azaltır. Rotorlarında iletken sargılar yerine sabit mıknatıs kullanımı rotor sargı kayıplarını azaltır buda verimlerini artırır (Sünter ve Altun, 2005). Mıknatıs kullanıldığından ekstra bir uyarım kaynağına gerek yoktur (Luukko, 2000; Sünter ve Altun, 2005). Rotorda mıknatıs kullanımı aynı güçteki motorlara kıyasla hacimlerinin ve ağırlıklarının düşmesine buda küçük hacimli kullanım yerlerine girmelerine ayrıca ataletlerinin düşük olmasına sebebiyet vermiştir (Asker, 2009).

Rotorlarında sargı olmaması ısı kayıplarının sargılı olan stator kısmında yoğunlaşmasına sebep olur ve stator motorun dışında ve hareketsiz olması motorun soğutulması açısından avantaj sağlar (Luukko, 2000; Vas, 1998). İnverter modülleri elektronik olarak anahtarlandığı için gürültüsüz çalışır harmoniklerden kaynaklı gürültüler işitilmeyecek kadar azdır (Luukko, 2000).

3.1.2 SMSM'lerin dezavantajları

Luukko (2000) kitabında aşağıdaki olumsuzluklara değinmiştir.

- Mıknatıs fiyatlarının yüksek olması motor maliyetlerini arttır.
- Yüksek sıcaklığın kalıcı mıknatısiyeti azaltır.
- Hızları sabit olduğundan hız kontrolleri karmaşık yapıdadır.
- YSMSM'ler yüksek hız uygulamaları için tercih edilmezlerken bu sorun İSMSM'ler ile aşılr ancak bunlarda da problem olarak demağnatizasyon ortaya çıkar.
- Alan zayıflatma zordur bu yüzden nominal hızın üstünde hız kontrolleri yine zorlaşır.

Moment için rotor pozisyonun bilinmesi gerekir bunun için konum sensörleri kullanılırsa maliyet artar sensörsüz de konum algılamak mümkündür ancak kontrolde ekstra algoritma ve karmaşıklıkla beraber düşük hızlarda verimli olmamak gibi sonuçları beraberinde getirir (Özgenel, 2003). Stator ve rotor alanlarının senkronize olması gerekir aksi takdirde inverterde ve motorda ısınma veya hiç kalkış yapamama veya titremeli çalışma gibi olumsuz sonuçlar doğurur.

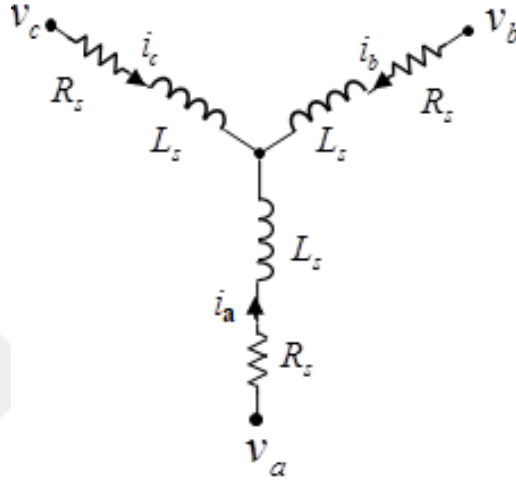
3.1.3 Kullanım alanlarını

SMSM'ler bakımlarının az olması, yüksek moment/hacim oranları, geniş güç aralıkları gibi avantajlarından dolayı;

- Tren, Gemi ve elektrikli araç tahrik sistemleri
- Uzay ve havacılıkta
- Robotik sistemlerde
- Pompa uygulamalarında
- Çamaşır makineleri, buzdolabı, fan, klima vb. ev aletleri
- Servo sürücülerinde
- Taşıma vb. tahrik sistemleri ve çeşitli otomasyon uygulamaları
- Elektrik enerjisi üretimi vb. yerlerde kullanılmaktadır.

3.1.4 Sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorun üç faz stator eşdeğer devresi Şekil 3.2’de değerlendirilmiştir. Buradan hareketle SMSM üç fazlı gerilim denklemi denklem (3.1)’de verildiği gibi yazılır. Fazların akı değerleri denklem (3.1)’de yerine konulursa yeni ifade denklem (3.2) elde edilir.



Şekil 3.2 SMSM üç faz stator eşdeğer devresi

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \Psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Denklemlerde kullanılan değişkenler;

“ v_a ”, “ v_b ”, “ v_c ”	: Stator gerilimlerini,
“ i_a ”, “ i_b ”, “ i_c ”	: Stator akımlarını,
“ R_s ”	: Stator direncini,
“ Ψ_a ”, “ Ψ_b ”, “ Ψ_c ”	: Stator sargısı faz akılarını,
“ L_s ”	: Stator endüktansı,
“ ω_e ”	: Elektriksel açısal hızı,
“ Ψ_M ”	: Sabit mıknatıs manyetik akısını
“ θ_e ”	: Rotorun elektriksel açısını sırayla ifade etmektedir.

Elektriksel momenti (T_e) akımlar cinsinden denklem (3.3) yazabiliriz.

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [\psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (3.3)$$

Burada “ θ_r ” rotorun açısal konumunu, “ p ” ise motorun çift kutup sayısını ifade etmektedir. Motor hareket denklemi denklem (3.4)’te verildiği gibi yazılır.

$$T_e - T_y = J \cdot \left(\frac{1}{p} \right) \frac{d\omega_e}{dt} + B_m \left(\frac{1}{p} \right) \omega_e \quad (3.4)$$

Bu denklemde “ J ” atalet momentini; “ T_y ” yük momentini ve “ B_m ” hareketli motorda sürtünme katsayısını ifade etmektedir. Motorda elektriksel konumu “ θ_e ” ile elektriksel açısal hızı ise “ ω_e ” ile temsil edip aralarında denklem (3.5) yazılabilir.

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (3.5)$$

θ_r rotor açısal konumu ile θ_e motor elektriksel açısal konumu arasındaki bağıntı denklem (3.6)’da, ω_r rotor açısal hızı ile motorun elektriksel açısal hızı ω_e ile denklem (3.7)’deki gibi ilişkilendirilebilir.

$$\theta_r = \frac{1}{p} \theta_e \quad (3.6)$$

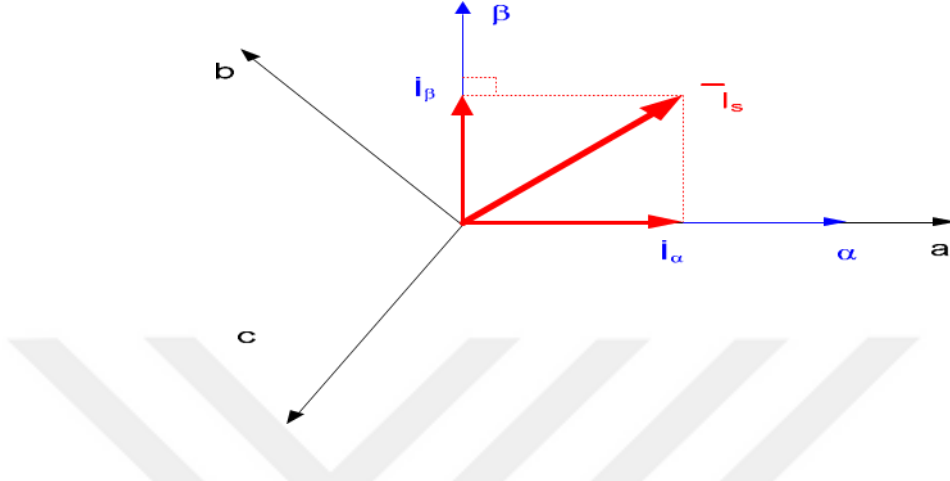
$$\omega_r = \frac{1}{p} \omega_e \quad (3.7)$$

3.1.5 Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q modeli

Motor matematiksel modelinin 3 fazlı sistemden, 2 fazlı modele indirgenerek denklemler daha da basit hale getirilir, böylece kontrolörün işlem kapasitesi azaltılır. Bunun sonucu olarak SMSM’in rotor referans düzlemi üzerindeki modeli tercih edilir. Motorların rotorun açısal konumuna (θ_r) bağlı olarak, stator indüktans değerleri değişmektedir. Bu durum, motorun gerilim ve moment denklem çözümlerini zorlaştırır. Bu nedenle endüktans değerlerinin çözüm kat sayılarının zamana bağlı olarak sabit kalıp değişmediği d-q eksen modeline çevirmek tercih sebebi olarak gösterilir (Adam, A. A., 2007; Perera, P. D. C., 2002).

3.1.5.1 Clark dönüşümü

Burada ilk önce clark (α - β) dönüşümü, sonrada park (d-q) dönüşümü kullanılır. α - β eksenlerine indirgenmiş stator referans düzlemi Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 İki faz (α - β) stator referans düzlemi (Asker, 2009)

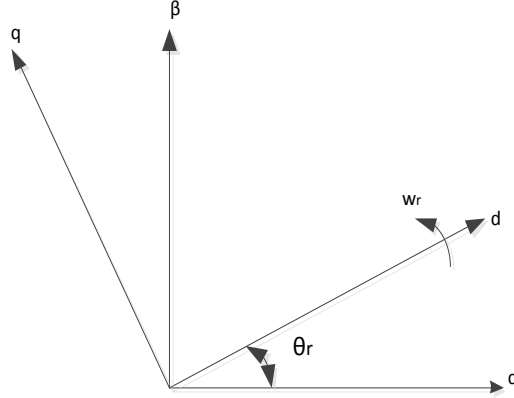
Clark dönüşümü sonrası (α - β) eksenlerine indirgenmiş stator akımları denklem (3.8)'deki gibi yazılabilir. Denklemdaki i_0 sıfır bileşeni olup matris işlem şartlarının sağlanması için alınmıştır ve sistemin dengeli olması durumunda değer olarak sıfır kabul edilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Denklem (3.8)'deki $\frac{2}{3}$ değeri üç fazlı sistemdeki akım veya gerilimlerin iki fazlı sabit eksene çevrilmesindendir bu çevrimin tersi ise ters clark çevrimi olarak adlandırılır. Yani (α - β) ekseninde verilen değişkenlerden 3 fazlı sistem değişkenleri bulunabilir. Ters clark dönüşümü denklem (3.9)'da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.1.5.2 Park dönüşümü



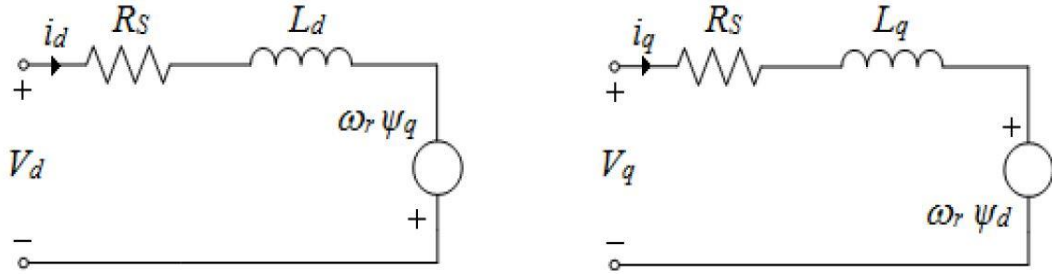
Şekil 3.4 İki faz rotor referans düzlemi (d-q)

Stator referans eksen takımındaki değişkenlerin (i_α, i_β) park dönüşümü yardımıyla iki fazlı rotor referans düzlemine (d-q) dönüştürülür. Denklem (3.10)'da park dönüşümü yazılmıştır ve bu işlemin tersi olan yani iki fazlı rotor referans düzleminden (d-q eksen takımı) stator referans düzlemine dönüşüm ters park dönüşümü ile ifade edilir ve denklem (3.11) ile ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

SMSM motorun d-q eksen takımına indirgenmesinin sebeplerinden bir tanesi de motor d-q modelinin Şekil 3.5'de görüldüğü üzere bağımsız iki devre gibi davranabilmesidir böylece SMSM serbest uyarımlı doğru akım motoruna benzetilir ve buda kontrolde kolaylıklar sağlar (Asker, 2009).



Şekil 3.5 SMSM'nin d-q eşdeğer devresi (Asker, 2009)

SMSM d-q eşdeğer devresinden aşağıdaki gerilim denklemleri elde edilir;

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_r \Psi_q \quad (3.12)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_r \Psi_d \quad (3.13)$$

Denklem (3.12)'de ve denklem (3.13)'de verilen; “ V_d ” ve “ V_q ” d-q eksen gerilimlerini, “ i_d ” ve “ i_q ” d-q eksen akımlarını, “ Ψ_d ” ve “ Ψ_q ” d-q eksen akılarını ve “ ω_r ” ise rotor mekaniksel açısal hızını ifade eder Ψ_d ve Ψ_q seksten akı denklemleri aşağıdaki gibi yazılır;

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_M \quad (3.14)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.15)$$

Burada Ψ_M mıknatıs akısını” L_d ” ve “ L_q ” d-q eksenindeki endüktans değişkenlerini ifade etmektedir. Denklem (3.14) ile verilen ifade denklem (3.12)'de ve denklem (3.15) ile verilen ifade denklem (3.13)'te yerine konursa d-q eksen gerilimleri denklem (3.16) ve denklem (3.17) ile ifade edilir.

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_r L_q i_q \quad (3.16)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi_M \quad (3.17)$$

Denklem (3.3) ile ifade edilen elektriksel moment denklemi d-q eksen takımına göre yeniden düzenlenerek yazılırsa;

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] \quad (3.18)$$

Denklem (3.14) deki Ψ_d ve denklem (3.15)'deki Ψ_q denklem (3.18)'de yerine yazılırsa denklem (3.19) elektriksel momenti ifade eder.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (3.19)$$

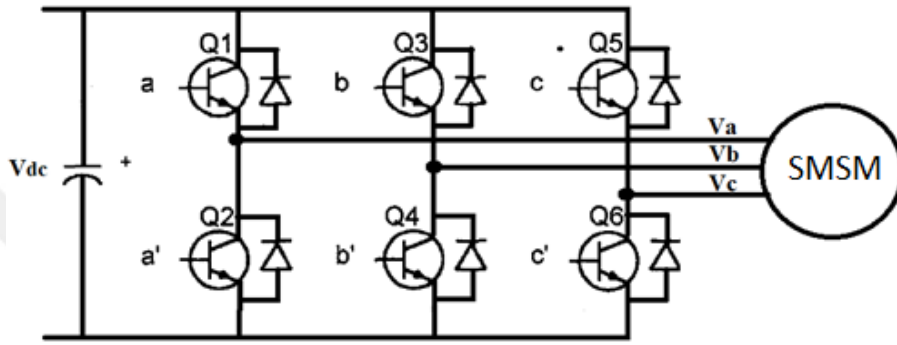
Denklem (3.19)'da " $\Psi_M i_q$ " mıknatısların ürettiği momentini, " $(L_d - L_q) i_q i_d$ " ise relüktans momentini ifade etmektedir. Yüzey mıknatıslı SMSM'lerde $L_d = L_q$ alınır. Bu durumda yeni elektriksel moment denklemi;

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q] \quad (3.20)$$

Denklem (3.20)'deki şekliyle yazılabilir. İSMSM'lerde L_d ve L_q indüktans değerleri birbirlerine eşit olmadığından elektriksel moment için denklem (3.19) kullanılır.

3.2 Gerilim Kaynaklı Eviriciler ve Modülasyon Yöntemleri

SMSM motor kontrolünde moment veya hız değişimine uygun gerilim vektörleri kullanılır. Bu vektörler ise eviricilerin kontrol edilmesi ile elde edilir: Eviricileri genel olarak gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler olarak sınıflandırabiliriz. Gerilim kaynaklı eviricileri akım kontrollü ve gerilim kontrollü olmak üzere ikiye ayırılır. Eviriciler genel olarak DA kaynağından değişken genlikli AA enerji dönüşümü yaparlar bir veya üç fazlı olabilirler tezde 3 fazlı ve küçük güçlü bir SMSM kullanıldığından gerilim kaynaklı üç fazlı bir evirici şekilde sunulmuştur.

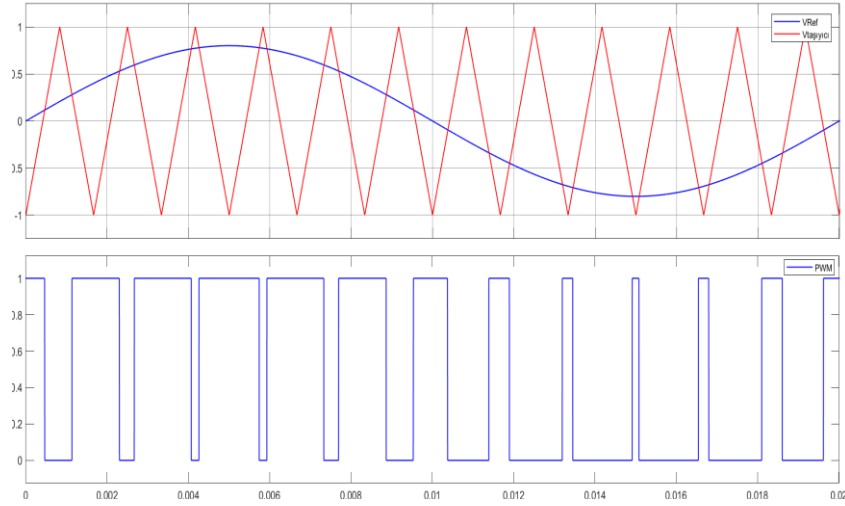


Şekil 3.6 Gerilim kaynaklı 3-fazlı eviricinin genel yapısı

Eviricilerde DA'dan sinüs formunda AA üretmenin pratik ve kolay yolu darbe genişlik modülasyonudur. Bu yöntemde darbenin genliği sabit tutulup darbe genişliği istenen sinüs dalga formuna göre değiştirilir. Gerilim kaynaklı eviricilerde Sinüzoidal DGM (SDGM), Uzay Vektör DGM (UVDGM), Harmonik Eliminasyonlu DGM (HE-DGM), Delta Modülasyonu ve Sigma Delta Modülasyonu, Histerezis Akım Kontrolü DGM teknikleri genellikle kullanılan tekniklerdir.

3.2.1 Sinüzoidal DGM

Bu teknikte referans bir sinüs dalgası yüksek frekanslı üçgen bir dalga ile karşılaştırılır referans sinüs dalgasının frekans ve genliği modüleli darbelerin temel frekansını ve genliğini doğrudan etkiler (Sarıoğlu vd., 2003; Ertan vd., 1994). Bu tekniğin prensip şeması şekilde verilmiştir.

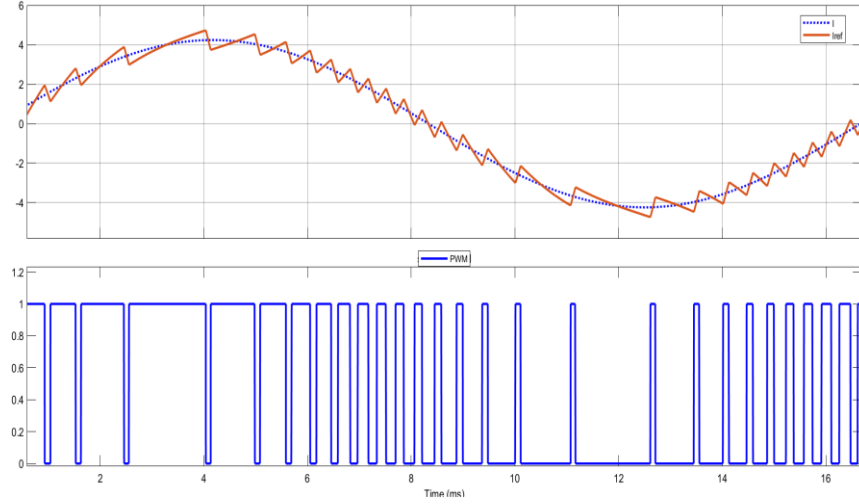


Şekil 3.7 Sinüzoidal DGM'nin prensip şeması

Referans sinüs sinyalinin üçgen dalgadan büyük olduğu durumlarda çıkış $+0.5V_d$, küçük olduğu durumlarda $-0.5V_d$ ise olur çıkan darbe katarı bir fazın anahtarlamasında kullanılır üç fazın diğerleri için aynı üçgen dalga 120 derece faz farkı olan aynı genlik ve frekansa sahip sinüs dalgalarla karşılaştırılır. Eviricideki diğer anahtarlarında tetikleme işaretleri elde edilir. Aynı koldaki anahtarların tetikleme sürelerine ölü zaman eklenir böylece aynı koldaki anahtarların biri kesime gittikten sonra diğeri ilettime girer ve aynı kolda kısa devre olması önlenir.

3.2.2 Histerezis bant akım kontrollü darbe genişlik modülasyonu

Akım kontrollü bir yöntemdir. Bu yöntemde fazın anlık akın değeri, geri besleme yapılarak, inverter tarafından üretilen referans sinyal ile histerezis bant içerisinde kıyaslanır. Eğer akım bandın üst limitini aşarsa inverterdeki ilgili uçtaki yukarı anahtar off durumuna geçerken aşağıdaki anahtar on konumuna alınır. Böylece çıkış gerilimi $+0.5V_d$ 'den $-0.5V_d$ 'ye düşer bu durumda akım azalır. Akımın alt limit seviyesinden daha aşağı düşmesi durumunda alt uçtaki anahtar off konumuna giderken üstteki anahtar on konumuna sürülür bu çalışma şekliyle akımın histerezist bant içinde kalarak referans sinyali takip etmesine çalışılır.



Şekil 3.8 Histerezis bant takipli darbe genişlik modülasyonu prensip şeması

3.2.3 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

Anahtarlama kayıplarının daha az olması bozucu harmonik etkinin azlığı daha verimli bir yöntem olması diğer DGM yöntemlerinden ayıran temel özelliklerindendir ayrıca bu yöntemin kullanılması a-b eksen takımındaki uzay vektörlerinin hesaplamalarda doğrudan kullanılması işlem hacmini de azaltmaktadır. Temel evirici devresindeki anahtarlarda her seferinde farklı kollarda ki üç anahtarın devreye girmesinden dolayı $2^3 = 8$ farklı vektörel durum söz konusudur;

$$\vec{V}_1 = -\vec{V}_4, \vec{V}_2 = -\vec{V}_5, \vec{V}_3 = -\vec{V}_6, \vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$$

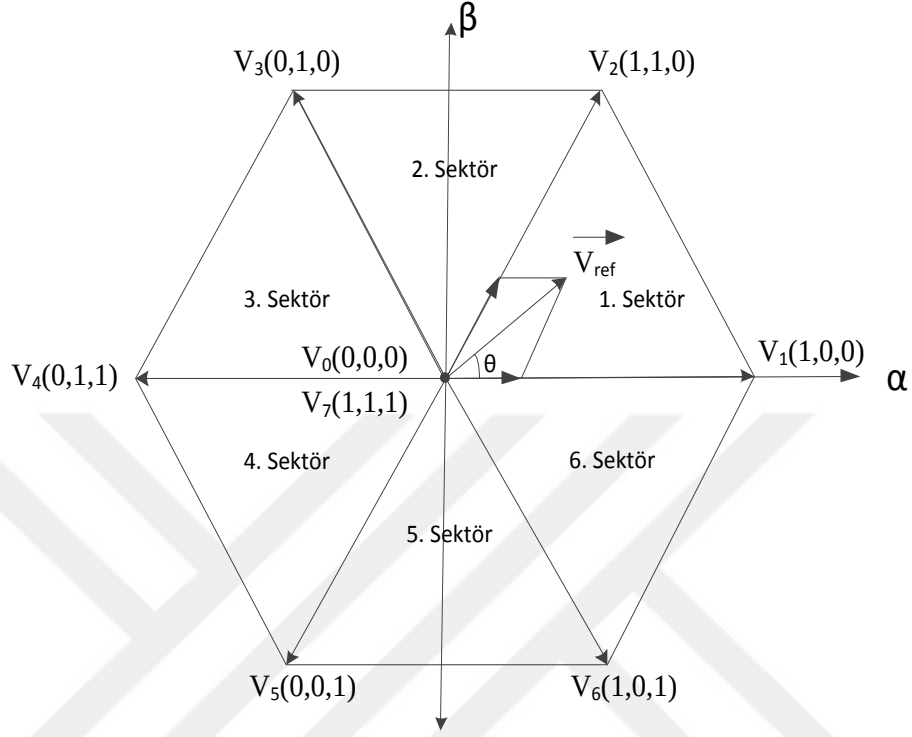
Burada V_{ref} gerilim vektörünü denklem (3.21) ile ifade edilir;

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} \left(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.21)$$

Görüldüğü gibi $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ sifıra eşittir geriye kalan vektörleri denklem (3.22) ile ifade edilir. Burada “ V_α ” ve “ V_β ” Alfa- beta eksen takımlarındaki gerilimleri ifade eder.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (3.22)$$

Denklem (3.22)'de " V_{dc} " inverter girişindeki kaynak gerilimini; " $\vec{V}_k$ " anahtarlanması gereken gerilim vektörünü ifade eder.



Şekil 3.9 Üç fazlı evirici için altıgen formülü UVDGM vektör gösterimi

Tablo 3.1 Anahtar konumuna göre faz gerilimleri

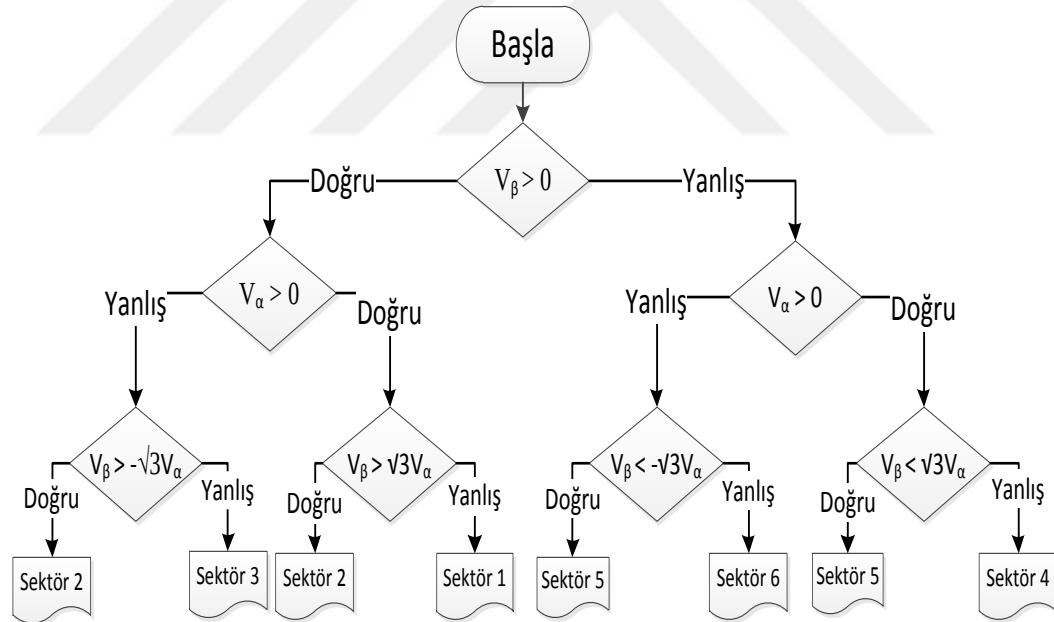
V_k	S1	S2	S3	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
V_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
V_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
V_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Şekil 3.9'daki V_{ref} gerilimi kendisine en yakın aktif iki vektör ile sıfır vektörlerinin ağırlıklarından hesaplanır bunun için önce referans vektörün bulunduğu sektör belirlenir ardından en yakın aktif vektör ve sıfır vektörlerinin uygulama süreleri bulunur.

3.2.3.1 Sektörün belirlenmesi

Sektörler arası 60'ar dereceye bölünüştür referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenebilmesi için öncelikle referans vektörün α ve β düzlemindeki izdüşümlerinin işaretleri bilinmelidir örneğin α eksenindeki işaret negatif ve β eksenindeki işarete negatif ise vektör düzlem üzerinde 4. veya 5. sektörlere aittir. Bundan sonra referans vektörün iz düşümlerinin büyüklükleri birbiriyle kıyaslanır.

Eğer $V_\beta < -\sqrt{3}V_\alpha$ ise 5. sektörde değilse 6. sektördedir. Şekil 3.10'de böyle bir sektör bulma algoritması verilmiştir.



Şekil 3.10 Referans vektörün olduğu sektörün bulunmasına yönelik bir algoritma (Yılmaz, 2020)

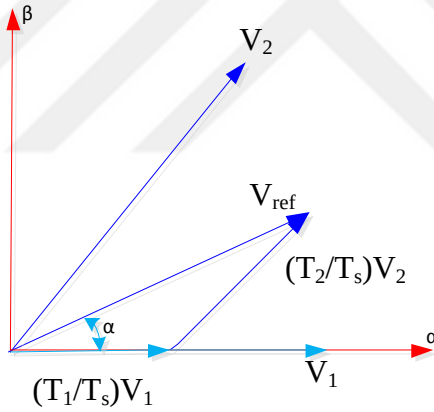
3.2.3.2 Anahtarlama sürelerinin hesaplanması

Şekilde 3.11'de referans vektöre en yakın iki temel vektörün referans vektör üzerindeki ağırlıkları verilmiştir. Şekilden 3.11'den de görüleceği gibi referans

vektörün bulunmasında en yakın temel iki vektörün ne kadar süreyle anahtarlanması gerektiği bilinmelidir.

Harmonik bozulunun ve her bir anahtarın anahtarlanmasının en aza indirgenmesi için her anahtarlama periyodunda; bir sonraki anahtarlama bir önceki anahtarlama nazaran sadece bir anahtarın değişiklik göstermesi uygundur.

Bunun için tek numaralı sektörlerde $V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_7, V_{k+1}, V_k, V_0$ vektör sırasıyla çift numaralı sektörlerde $V_0, V_{k+1}, V_k, V_7, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0$ vektör sırasıyla anahtarlama yapılmalıdır. Örneğin referans vektör 3. sektörde bulunuyorsa sırasıyla $V_0, V_3, V_4, V_7, V_7, V_4, V_3, V_0$ vektörleri anahtarlanmalıdır. Bu durumdan dolayı sıfır vektörleri de anahtarlama dâhil edilir. Sonuç olarak referans vektör kendisine en yakın temel vektörlerin ve sıfır vektörlerinin ağırlıklarının bileşkesinden bulunabilir.



Şekil 3.11 Referans vektör 1. sektör de bulunduğunda referans vektör bileşenleri (Asker, 2009)

UVDGM de referans vektör için gereken anahtarlama kullanılacak vektörlerin uygulama süreleri bulunmalıdır. Bunun için sektör değişkenini k ile ifade edersek rastgele bir k sektörü için $\overrightarrow{V_{ref}}$ referans gerilim vektörünün; en yakın temel vektörler ve anahtarlama süreleri cinsinden ifadesi denklem (3.23) ile yazılır;

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \overrightarrow{V_k} \frac{T_k}{T_s/2} + \overrightarrow{V_{k+1}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.23)$$

T_s 'yi (anahtarlama periyodunu) anahtarlama sürelerine bağlı yazacak olursa denklem (3.24)'teki gibi yazılır;

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (3.24)$$

Denklem (3.24) ve denklem (3.23); denklem (3.22) içinde açılacak olursa denklem (3.25) yazılır;

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{J(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} e^{Jk\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.25)$$

Referans vektörü $\overrightarrow{V_{ref}} = v_\alpha + jv_\beta$ şeklinde de yazılırsa ve reel ile imajiner kısımlara ayrılır daha sonra denklem (3.26)'da açılarak matris formunda yazılacak olursa denklem (3.27) elde edilir.

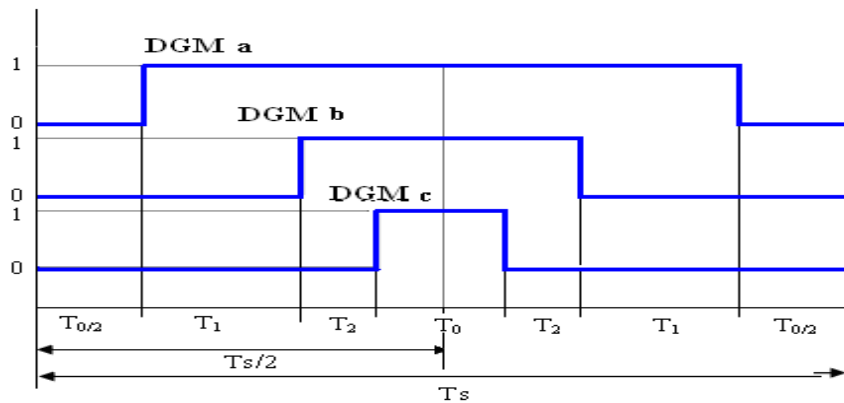
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k\pi)}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{(k\pi)}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörünün açısı θ denklem (3.28)'teki gibi sınırlıdır.

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{k\pi}{3} \quad (3.28)$$

Anahtarlama süreleri T_k ve T_{k+1} denklem (3.27)'ye göre düzenlenecek olursa denklem (3.29) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{(k\pi)}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.29)$$



Şekil 3.12 Referans vektör 1. sektörde bulunduğu anahtarlama sinyalleri (Asker, 2009)

3.3 SMSM kontrol yöntemleri

Genel olarak SMSM kontrol yöntemlerini V/f (Skaler) temelli ve Vektör temelli kontrol yöntemleri olarak ikiye ayırmak mümkündür. Vektör temelli kontrol yöntemini de vektör kontrol yöntemi ve doğrudan moment kontrol yöntemleri diye iki kısma ayırmak mümkündür. Yüksek performans gerektirmeyen yerlerde ucuzluğu ve sadeliğinden ötürü V/f (Skaler) yöntemi tercih edilebilir. Vektör tabanlı kontrol yöntemleri ise daha ziyade yüksek performans gerektiren yerlerde tercih edilir. SMSM'ler gelişmiş hareket sistemlerinde kullanımları giderek yaygınlaşırken kontrol yöntemleri üzerine yapılan çalışmalarda giderek artmaktadır.

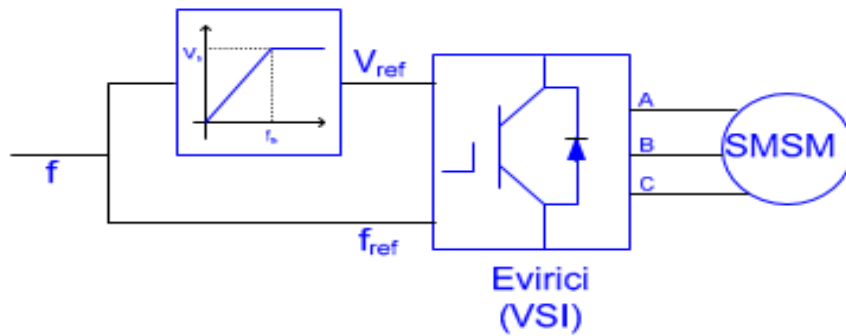
3.3.1 V/f (Skaler) kontrol

Bu yöntemde ana fikir statora uygulanan gerilimin genliğiyle frekansının belirli oranda beraberce değiştirilmelerine dayanmaktadır. Stator direnci ihmal edilip V/f oranı sabit tutulursa denklem (3.30) ve denklem (3.31) den görüleceği gibi hava aralığı akısı sabit kalır.

$$E = kf \phi_{ha} \quad (3.30)$$

$$\phi_{ha} = \frac{E}{f} \approx \frac{V}{f} \quad (3.31)$$

Denklem (3.30) ve denklem (3.31)'de "E" indüklenen gerilimi; "V" gerilim genliğini; "f" frekans ve " ϕ_{ha} " hava aralığı akısını ifade etmektedir. Yüksek performans kriterlerinin gözetilmediği yerlerde (ısıtma sistemleri, pompa uygulamaları, fan uygulamaları gibi) V/f kontrol sadelik ve ekonomik olmak nedenleriyle daha ziyade tercih edilebilir.



Şekil 3.13 V/f açık çevrim kontrol blok diyagramı

3.3.2 Vektör kontrol yöntemi

Doğru akım motorlarında uyartım ile endüvi eksenleri birbirlerine diktirler ve endüvi reaksiyonun ihmal edilmesiyle endüvi ve uyartım akımları birbirinden bağımsızdırlar (Sarioğlu vd., 2003).

Alternatif akım motorlarında kontrol edilebilecek stator akımı vardır ve sinüs formundadır. Dolayısıyla alternatif akım motorlarında kontrolü yapılacak değişken frekansı, fazı ve genliğiyle ifade edilebilecek akım vektörüdür. Buna sebep vektör kontrolü denilmektedir (Sarioğlu vd., 2003).

Alan akısı vektörünün stator akım bileşenine bağlı olarak alan akısının ayarlanması metoduna alan yönlendirmeli kontrol (FOC) denilir (Bose, 1989). Stator akım vektörü bir birine dik iki bileşenlerine ayrılır bunlardan biri akıyı diğeri momenti kontrol eder. Alan akısını yönlendirmek için farklı yöntemler kullanılabilir. Ancak bu yöntemlerin hepsinde akıyı kontrol eden akım bileşeni ile akı sabit tutulmaya çalışılırken momenti kontrol eden akım bileşeniyle de moment kontrol edilir (Sarioğlu vd., 2003). Bu yöntem ile alternatif akım motorları doğru akım motorları gibi kontrol edilmeye çalışılmıştır. Yani SMSM'yi vektör kontrol yöntemi ile kontrol etmek serbest uyartımlı doğru akım motoru gibi kontrol etmek anlamına gelmektedir. SMSM'leri, YSMSM ve İSMSM olarak ikiye ayırdığımızda her bir motor çeşidine uygulanacak alan kontrol yöntemi de farklılaşmaktadır.

YSMSM'de stator akımı d-q ekseninde bileşenlerine ayrılır. Akıyı kontrol eden i_d akımı sıfırda tutulurken moment i_q akımıyla kontrol edilir.

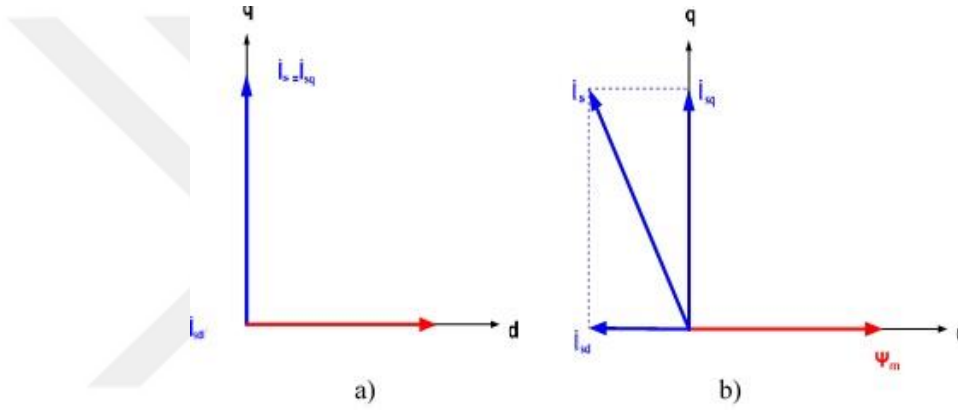
$$T_e = \frac{3p}{2} [\psi_M i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (3.32)$$

Denkleminde YSMSM'lerde L_d , L_q ye eşit olduğundan moment ifadesi i_d den bağımsızdır.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\psi_M i_q] \quad (3.33)$$

İfadesinden görüldüğü gibi moment i_q akımıyla kontrol edilebilir. Bu vektör kontrolün ana fikrini temsil etmektedir. i_q nin hızlı kontrolü momentin hızlı değişimlerine cevap verebilir. Vektör kontrol yöntemi rahatlıkla SMSM'ye uygulanabilir (Vas, 1998). Bu durum sabit moment bölgesinde kullanılır iken hızın nominal hızların üstüne çıktığı sabit güç bölesinde olduğundan sabit güçte hız artarken moment azaltılmalıdır.

Momentin azaltılması için Ψ_M azaltılmalı bunun için ise i_d negatif uygulanır. Bu yöneme alan zayıflatmalı vektör kontrol denir. Burada bu alan zayıflatma sabit mıknatısların manyetizma özelliklerinde bozulmalara sebebiyet verebilir.



Şekil 3.14 YSMSM'in rotor referans düzlemindeki akı ve akım vektörleri a) nominal hızın altında b) nominal hızın üstünde (Asker, 2009)

Şekilden de görüleceği gibi i_d akımının sıfır olması Ψ_M yi etkilemez ve maximum moment için Ψ_M ile i_q arasındaki açı 90 derece olmalıdır bunu tutturabilmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç vardır konum bilgisine göre gerekli gerilim vektörleri uygulanmalıdır. Rotorun her konumunda maksimum moment sağlayabilmek için stator manyetik alanı rotorla aynı hızda hareket etmelidir. Bunun için ise konum bilgisine göre, evirici için uygun anahtarlama bilgisi eviriciye tatbik edilmelidir (Özgenel, 2003). İSMSM'lerde L_d , L_q 'ya eşit değildir ve moment i_d ve i_q ile beraber değişir.

3.3.3 Doğrudan moment kontrol yöntemi

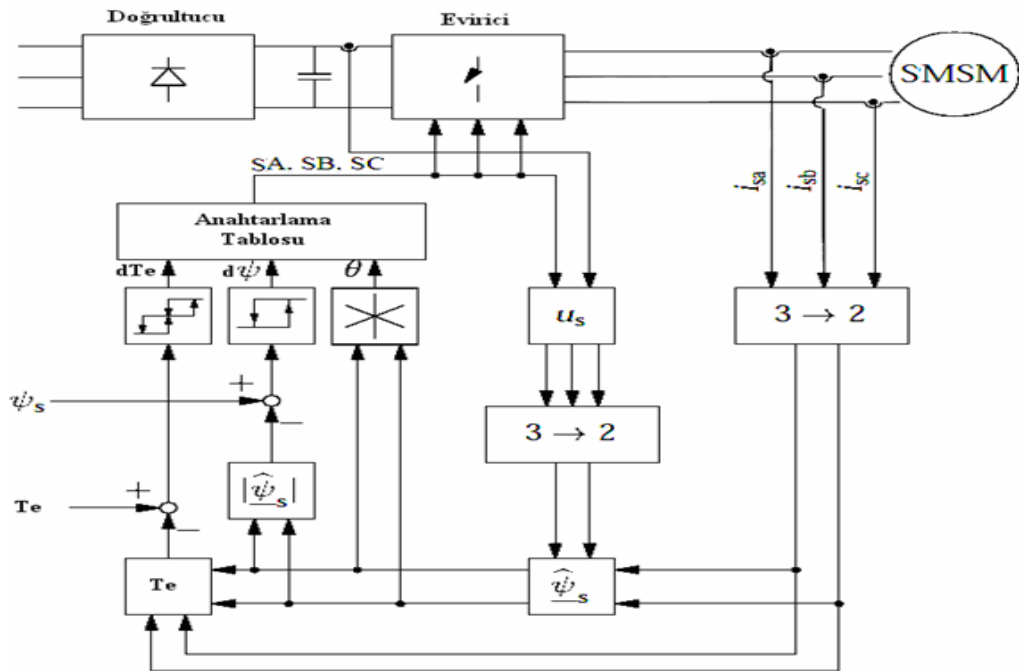
Stator gerilim ve akım bilgisi kullanılıp moment ve akım tahmini yapılır. Yapılan tahmin sonuçları referans moment ve akım değerleri ile kıyaslanıp bulunan hata histerezis komparatöre verilir. Stator akı uzay vektörünün konumuna bağlı olarak

sektör belirlenir beraberinde histerezis komparatör çıkışı ve bulunan sektöre bağlı olarak önceden belirlenmiş anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü için uygun anahtarlama tatbik edilir (Vas, 1998).

Bundan dolayı anahtarlama tablosu, stator akısı uzay vektörü konum bilgisi, moment ve akı bilgileri gerekmektedir. Uygun stator gerilim vektörleri seçilip, stator moment ve akısının direk olarak kontrolü, doğrudan moment kontrolü diye adlandırılmasına sebebiyet vermiştir (Vas, 1998). Burada stator moment ve akısının tahmini stator direnci ile stator gerilim ve akım bilgilerini gerektirir. Az parametre gereksinimi avantaj olarak sayılabilirken; gürültü, integratör sapmaları ve frekansın düşük olduğu bantta stator sargı direncinin sıcaklıkla değişimi sayılabilir (Vas, 1998).

Kürüm ve Akın (2018) DTC'nin yapısını akı ve moment tahmin edici, iki adet histerezis kontrolör, gerilim vektörü seçici ve evirici olarak tasarlamıştır.

Şekil 3.15'te DTC'nin blok diyagramı verilmiştir (Kürüm ve Akin, 2018).



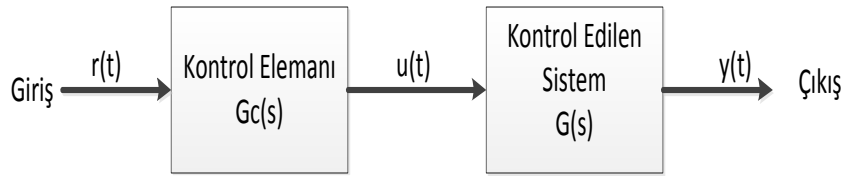
Şekil 3.15 DTC blok şeması (Kürüm ve Akin, 2018)

3.4 Kontrolör Tipleri

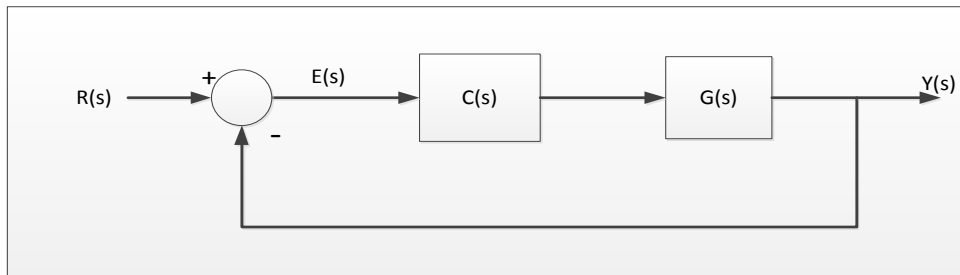
3.4.1 PID kontrol

Kontrol sistemleri çıkış sinyallerinin durum değişimleri veya bozucu etkiler dâhil referans işaretin takip edilmesi üzerine tasarlanırlar. Genel olarak kontrol sistemlerini; açık çevrim ve kapalı çevrim sistem olarak iki kısma ayırmak mümkündür. Açık çevrim kontrol sistemlerinde çıkış işaretinden bağımsız olarak sisteme kontrol uygulanır. Örnek verilecek olursa merkezi ısıtma sisteminin belirli saatlerde çalışıp kapanması verilebilir. Burada kazanın yanıp yanmaması kontrol edilirken bina sıcaklığı ise ele alınan değişkendir. Kontrolde binanın ısısı kontrol sistemine dâhil edilmeden ısıtma elemanı belirli saatlerde belirli bir süre çalışıp durmaktadır (Gül, 2020).

Kapalı döngü sistemlerde ise kontrol işlemi sistem çıkışına ve varsa bozucu etkilere bağlıdır. Bina ısıtma sistemi termostat vasıtasıyla bina ısısının istenen sıcaklık derecesinde tutmaya çalışır. Termostatla ölçülen sıcaklık değeri kontrolör girişine geri beslenir. Ölçülen bu değer istenen referans değerle karşılaştırılıp bir hata işareti elde edilir. Hata işaretine göre sisteme kontrol uygulanır. Şekil 3.17’de $C(s)$ kontrolör $G(s)$ ise kontrolü yapılan sistemin transfer fonksiyonlarıdır (Gül, 2020).



Şekil 3.16 Açık çevrim kontrolör blok diyagramı



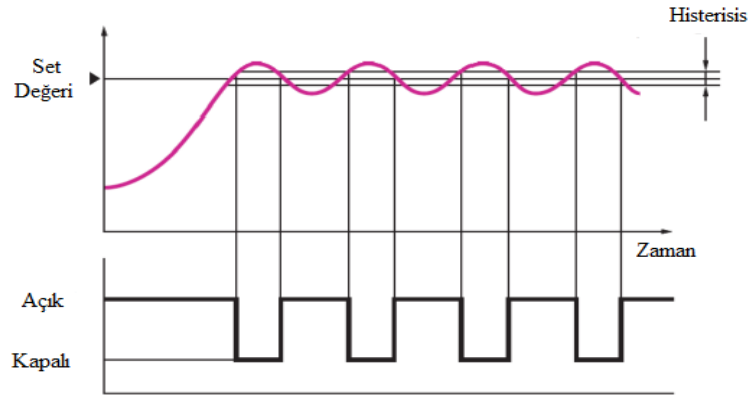
Şekil 3.17 Kapalı çevrim kontrolör blok diyagramı (Gül, 2020)

Kontrolörleri genel olarak açık-kapalı, P (oransal), PI (oransal ve integral), PD (oransal ve türevsel), PID (oransal, integral ve türevsel) ve zaman oransal olarak ayrılır. (Ogata, 2010).

3.4.1.1 Aç – kapa kontrolör

Bu tür kontrol sistemlerinde çıkış işaretinin referanstan çıkarılmasıyla elde edilen hata sinyaline bağlı hata sinyalinin negatif veya pozitif olmasına bağlı olarak sistem açılıp kapanmak suretiyle denetlenir (Ölmez ve Güzeliş, 2006).

Bu sisteme güzel bir örnek olarak sıcaklığın 23 santigrat derecede tutulması istenen bir odada termostat ölçümüne bağlı sıcaklığın 23 dereceyi geçtiği durumda ısıtıcının kapanması sıcaklığın 23 derecenin altına düştüğü durumlarda ise ısıtıcının açılması şeklindeki bir kontrol verilebilir (Karabalık, 2019).



Şekil 3.18 Açık – Kapalı kontrol Blok diyagramı (Selçuk, 2020)

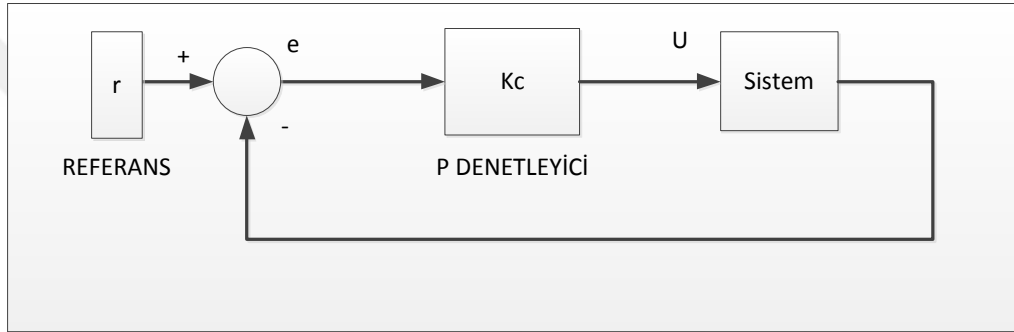
Sistem açılış ve kapanışlarının değişimi birebir takip edememesinden sürekli durum hatası olur. Bu hatanın azaltılabilmesi için çözüm olarak anahtarlama hızı yükseltilebilir ancak buda sistemin ömrünü olumsuz etkiler. Bunlarla birlikte çıkıştaki salınımlarda bu kontrol sisteminin olumsuz yanlarındandır (Sürücü, 2021).

3.4.1.2 Oransal kontrolör P

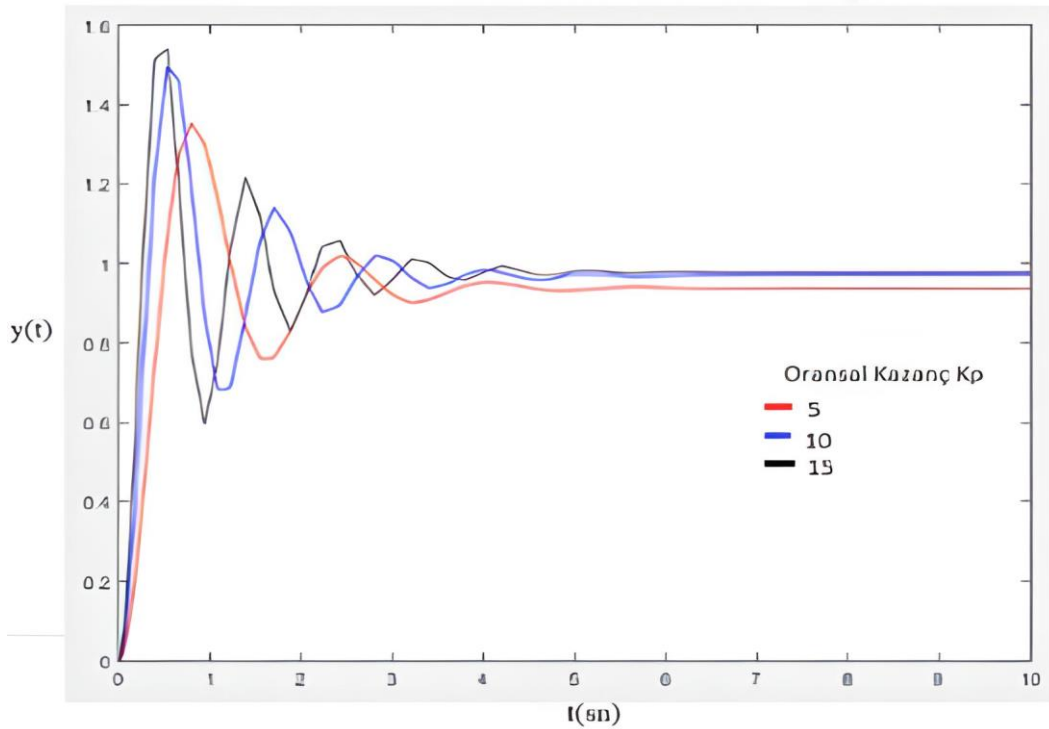
Genel matematiksel ifadesi $U(t) = K_p \cdot e(t)$ ile ifade edilebilir. $U(t)$ kontrolör çıkışını $e(t)$ hatayı ve K_p oransal kazanç katsayısını göstermektedir. Belirli bir hata

değerinde çıkış işareti doyuma ulaşır hata artsabile çıkış işareti değişmez .hatanın hiç olmaması durumunda da çıkış işareti sıfır olur. Bu yapının enbüyük olumsuzluğu hatanın sıfır olması durumunda uygulamada çıkış işaretinde sıfır olmasıdır buna öteleme hatası denir (Baba, 1989).

Sistem bu durumda refeans değerde kalmaz ve kalıcı durum hatası verir. Kalıcı durum hatasının azaltılması için K_p değeri arttırılabilir ancak bu da kontrolörü açık- kapalı kontrolöre benzetecektir. Böylesi bir durumda kararsızlık ve salınımlar beraberinde gelecektir (Selcuk, 2020).



Şekil 3.19 Orantısal kontrol blok diyagramı (Birok, 2013)



Şekil 3.20 K_p değerinin birim basamak fonksiyonu için sistem çıkışı üzerindeki etkisi (Selçuk, 2020)

K_p değerin artırılması sistem cevabını hızını ve en büyük aşım değerin artırır iken yükselme zamanını ve kararlı hal hatasını da düşürmektedir (Karabalık, 2019).

3.4.1.3 Oransal integral PI

İntegral elemanı öteleme hatasını enellemek için kontrole eklenir. kontrol iştirati hatanın o anki değeri ile bir önceki değerine bağlıdır. Hatanın büyük olması durumunda çıkışın doyuma gitme problemini integral kontrol çözerbilir (Baba, 1989). İntegral kontrolü denklem (3.34) ile ifade edebiliriz;

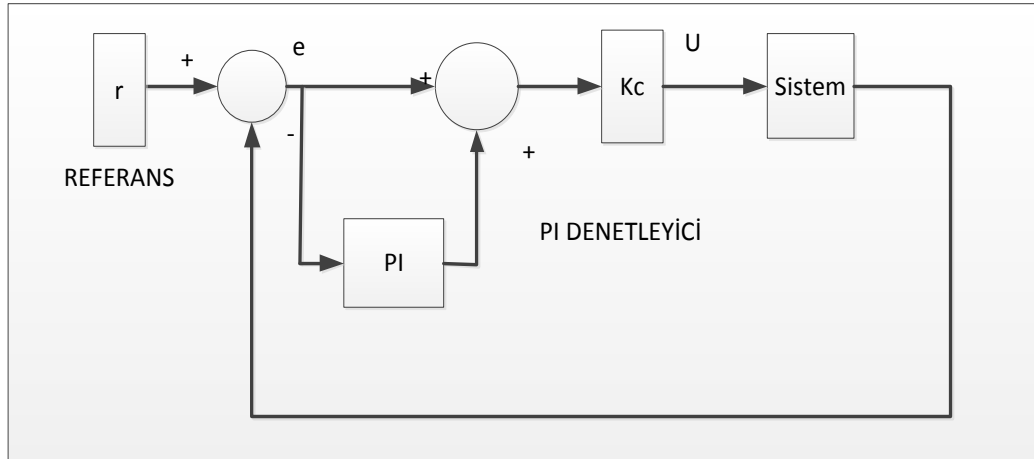
$$U(t) = K_i \cdot \int_0^t (e(t)) dt \quad (3.34)$$

Burada K_i denklem (3.35) yardımıyla bulunur;

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.35)$$

" T_i " integral zamanı " K_i " integral kazancıdır. PI kontrol P ve I bileşenlerini içeren kontroldür. Denklem (3.36) da verilmiştir;

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (3.36)$$



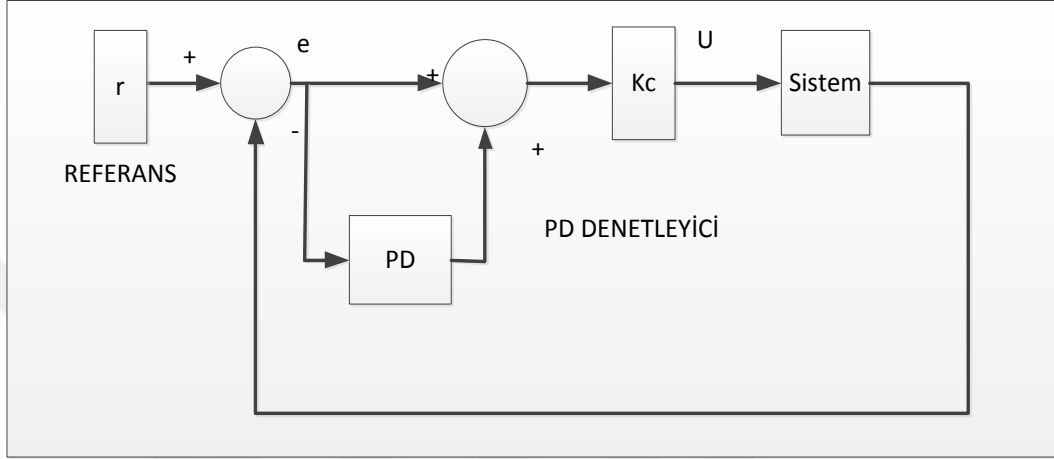
Şekil 3.21 PI kontrolör blok diyagramı

İntegralin eklenmesiyle oransal kontrolördeki kalıcı durum hatası giderilir. Ancak aşma miktarını ve oturma süresini de artırmaktadır. K_i 'nin çok artırılması durumunda sistem yine kararsızlaşır (Bayhan ve Söylemez, 2007).

3.4.1.4 Oransal türevsel

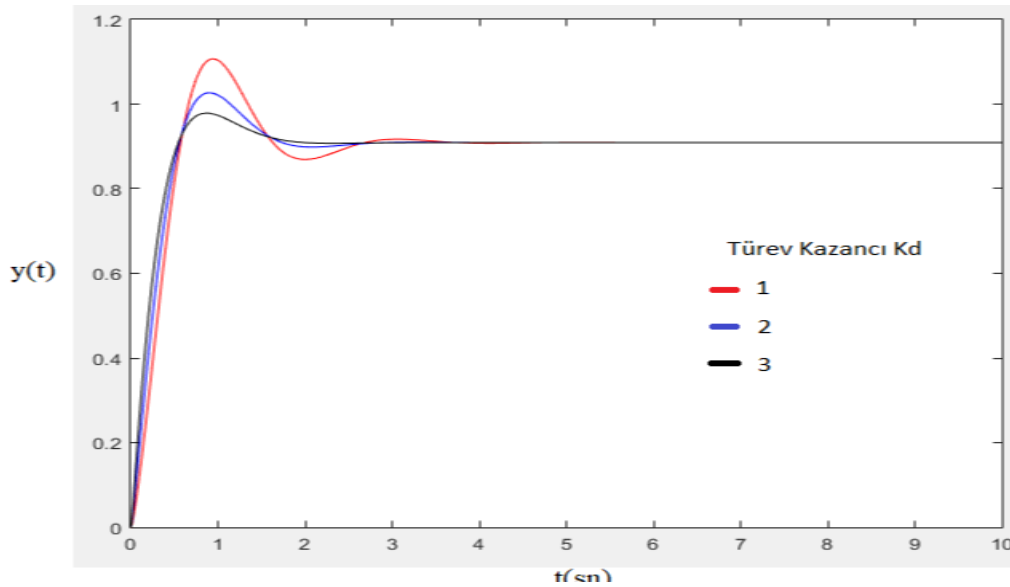
Hatanın hızlı değişimi durumunda hatanın değişim hızınıda kontrole dahil etmek gerekir. Aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir (Baba, 1989).

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.37)$$



Şekil 3.22 PD kontrolörün blok diyagramı

türevsel etki ile beraber kalıcı durum hatalarına karşı kararlılık artar ancak kararlılığın artması kalıcı durum hatasının bütünüyle ortadan kaldığı anlamına gelmez zira sabitin türevinin sıfır olması sabit hatalar üzerinde türevsel kontrolün etkisinin sıfır olduğu anlamına gelir (Bayhan,2009).



Şeki 3.23 Kd değerinin birim basamak cevabına etkisi (Selcuk, 2020)

3.4.1.5 Oransal, integral ve türevsel kontrolör

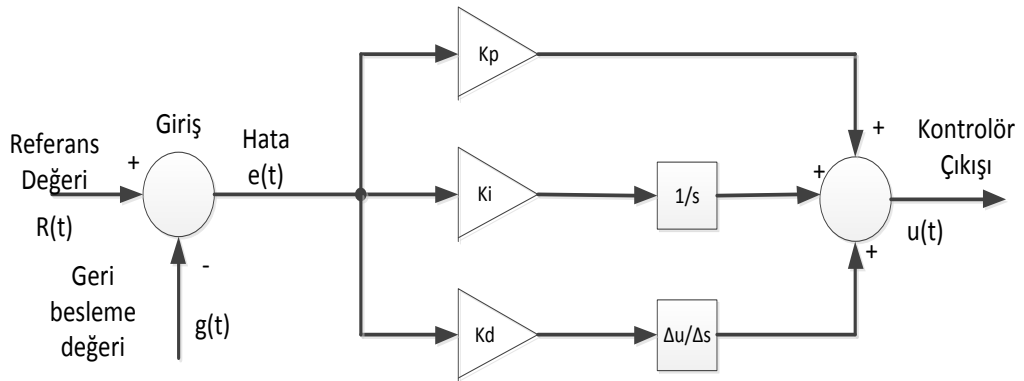
PID kontrolü denklem (3.38) ile ifade etmek mümkündür.

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.38)$$

Pıd control konsept olarak sade ve basit iken performası yüksektir ayrıca çoğu sistemde kullanılabilir olması sıklıkla tercih edilmesine sebep olmuştur. K_p , K_i ve K_d 'nin iyi yönleri tek bir kotrolörde birleştirmeye çalışılmıştır.

PID kontrolörlerde, K_p kazanç katsayısı yükselme zamanını azaltması için, K_i katsayısı bir önceki hata değerlerini toplayarak işlemsi ve kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmak için ve K_d katsayısı hata değişim hızını işin içine katarak salınım ile aşımı azaltması sebebiyle eklenmiştir (Kamel, 2016).

Özetlenecek olursa; P (Oransal) kontrolör; bir kontrol sisteminde, hata sinyalinin çıkışa K_p sabit oranıyla aktarılmasıdır. Bu sistem cevap süresini azaltır, sürekli durum hatasını düşürür ancak sıfırlamaz. Oransal etkiye ek olarak, giriş sinyalinin türevi veya integralide kullanılabilir. PI kotrolör basamak fonksiyonu için sistem cevabındaki sürekli durum hatasını ve bozucu etkisini giderir. Ancak PI kontrol yapısı sistemin kararsızlığını ve sistem cevap süresini arttırır yani sistemin cevabını yavaşlatır. Oransal ve türevsel kontrolör (PD) geçici durumu iyileştirmek için kullanılır. PID kontrolör , PI ve PD kontrol yapılarının avantajlarına sahiptir (Batık vd., 2014).



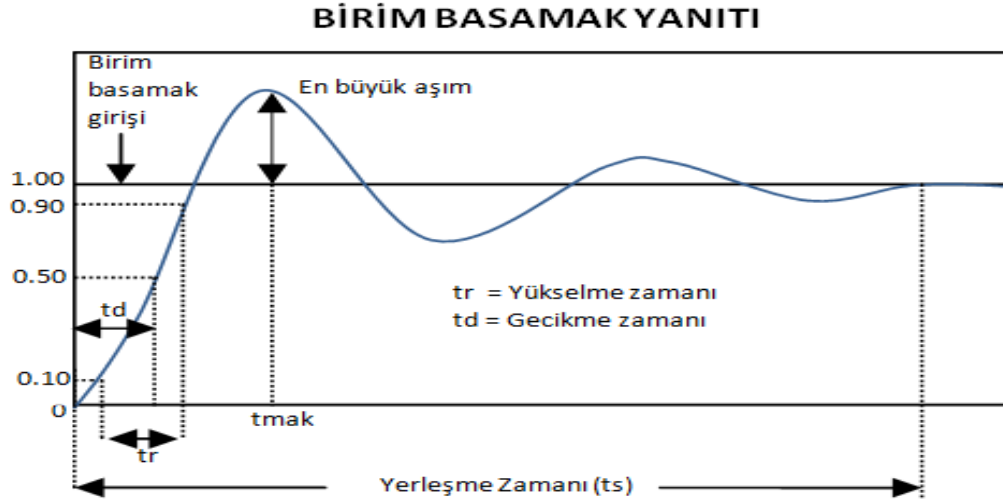
Şeki 3.24 PID kontrolör blok diyagramı (Selçuk,2020)

Oransal, integral ve türevsel (PID) kontrolörde P,PI ve PD kontrolörlerin avantajlı yönlerinden istifade etmek amacıyla bu üç denetleyici bir araya gelmişlerdir. PID kontrolörler, sade yapıları, kolay uygulanmaları, farklı sistemlerin kontrolünde başarılı olmaları K_p , K_i ve K_d 'nin parametrelerinin kolay bulunması ve parametre değişimine karşı dayanıklılık gibi üstünlüklerinden ötürü endüstride yüksek oranda tercih edilmişlerdir. Endüstri alanında bulunan denetleyicilerin %90' dan fazlası PID kontrolörlerdir (Astrom ve Hagglund, 2001).

Genel denetleyiciler içinde en geniş olanı PID kontrolördür. Ancak bu durum her sistemde kontrol yapısının PID olması anlamına gelmemektedir. Bazı sistemlerde P,I ve D yapılarının farklı kombinasyonları da kâfi sonuçlar vermektedir (Karabalık, 2019).

Bir kontrolörün tasarımında kontrol kalite ve performansının iyileşmesi amacıyla bazı parametreler değerlendirilir, bu parametreler aşağıda sıralanmıştır;

1. Tepe Zamanı (t_m) : Sistem cevabının tepe değeri yakalaması için geçen süre olarak tanımlanır.
2. Yerleşme Zamanı (t_s) :Sistem cevabının giriş sinyalinin (%2'lik bant) yüzde 98'ine ulaştığı ana kadar geçen süre diye ifade edilir.
3. Aşım: Sistem cevabının ulaştığı en yüksek değer ile referans değeri arasındaki fark olarak ifade edilir.
4. Yükselme Zamanı (t_r) :Sistem cevabının referans girişin yüzde 10'undan yüzde 90 olana kadar geçen süre olarak belirlenir.
5. Kalıcı Durum Hatası: Sistem cevabı ile referans giriş arasında kalıcı durumda oluşan hatayı tanımlamak için kullanılır.
6. Gecikme Zamanı (t_d) :Sistem cevabının başlangıcından %50'sine kadar geçen süre diye tanımlanır.



Şekil 3.25 Bir kontrolörün tasarımında kontrol kalite ve performansının iyileşmesi amacıyla bazı parametreler (Batık vd., 2014)

K_p , K_i ve K_d 'nin sisteme etkileri Tablo 3.2 den görülebilir.

Tablo 3.2 K_p , K_i ve K_d 'nin sisteme etkileri (Vatansever ve Deniz, 2013)

Parametreler	Yükselme Zamanı	Maksimum Aşma	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_p	Azalır	Artar	Küçük Oranda Değişir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Ortadan Kalkar
K_d	Küçük Oranda Değişir	Azalır	Azalır	Küçük Oranda Değişir

3.4.1.6 Zaman oransal kontrol (Time proportional)

Açma –kapama kontrol sistemlerinin özel bir yapısı olarak değerlendirilebilir. Zaman oransal kontrolde sistem zamana bağlı olarak enerjilendirilir. Zaman belirli oranla bölünür.Örneğin, sıradan bir zaman oransal denetleyici 10 saniyelik bir periyodun 7 saniyesinde sistemi enerjilendiriyorsa, geriye kalan 3 saniyede sistemin enerjisini kesmek şeklinde çalışır. Zaman oransal kontrolörde anahtar olarak güç elektroniği alanındaki yarı iletken anahtarlar kullanılabilir (Karabalık, 2019).

3.4.1.7 PID kontrolörde karametre belirleme usulleri

PID parametrelerindeki değişimin sistem cevabı üzerindeki etkileri Tablo 3.2’de anlatılmıştır. Parametre değerlerinin yanlış ayarlanması sistem cevabını bütün bütün olumsuz etkileyebilir. Parametre belirlenmesi referans girişi en iyi takip etmek üzerine

tasarlanır ve çalışılır. Bu parametreler geleneksel yöntemlerle bulunabildiği gibi yapay zeka bulanık mantık ve optimizasyon yöntemleri gibi yeni yöntemlerle de bulunabilir (Karabalık, 2019).

3.4.1.8 Geleneksel yöntemler

PID parametrelerinin bulunmasında geleneksel yöntemler olarak Ziegler - Nichols, Åström-Hägglund, Chien-Hrones-Reswick, Cohen-Coon yöntemleri sayılabilir (Karabalık, 2019).

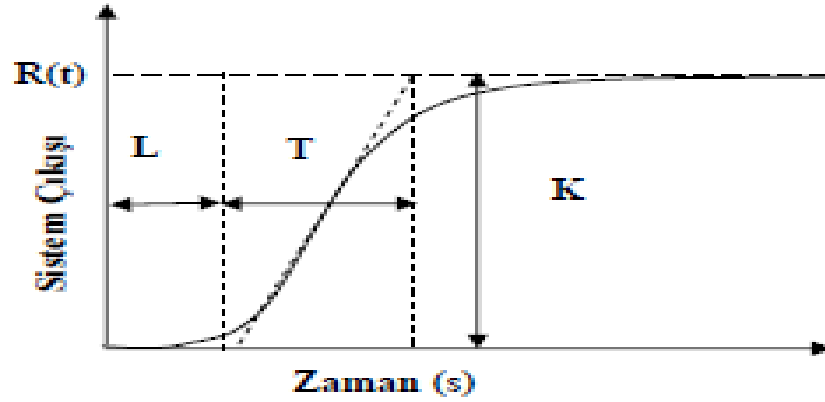
3.4.1.9 Ziegler-Nichols kuralı

Sistem modeline gereksinim duymaması, sade ve anlaşılır olması, bozucu etkilere karşı dayanıklılık gibi üstünlüklerinden ötürü genel olarak kabul edilmiş metottur (Karabalık, 2019).

Kontrolör parametreleri iki yöntemle hesaplanır kontrolörün açık çevrim halinde birim basamak fonksiyonuna verdiği cevap incelenir. Frekans cevabında ise P kontrolör kullanılır. Ki ve Kd sıfırda tutulup sistem çıkışını salınımaya götürecek Kp minimum değeri ve o andaki salınım periyodundan yola çıkılarak parametre hesabı yapılır. (Selçuk, 2020).

3.4.1.10 Açık çevrim birim basamak yöntemi

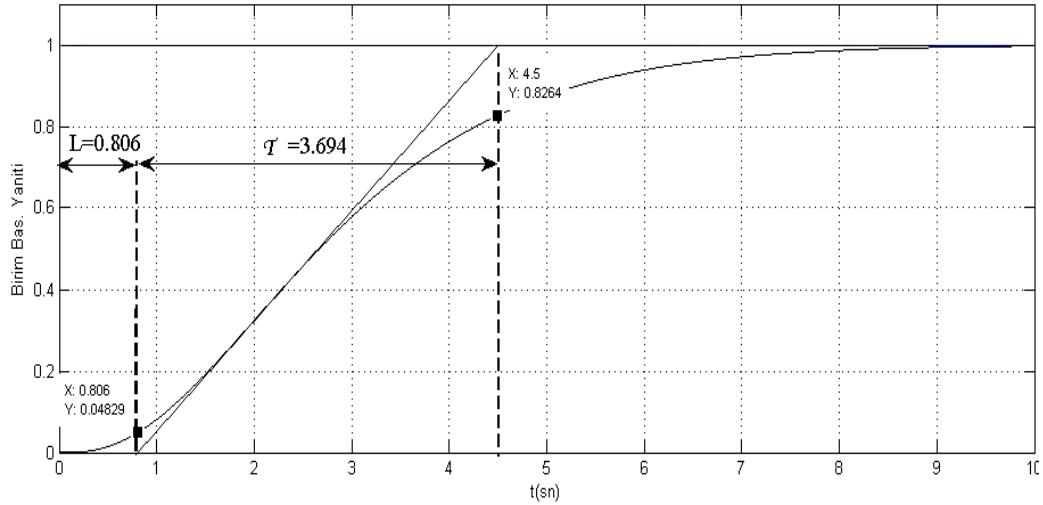
Açık çevrim kontrol yapısına birim basamak fonksiyonu uygulanır ve sistem cevabında zaman gecikmesi (L) ve zaman sabiti (T) bulunur . Bu değerler Tablo 3.3’de kullanılarak parametreler hesaplanır.



Şekil 3.26 Kontrol sisteminin açık çevrim birim basamak cevabı (Gidemen, 2015)

Tablo 3.3. Açık çevrim birim basamak yöntemi parametre formülleri (Gidemen, 2015)

Denetleyici Tipi	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9 \cdot T/L$	$L/0.3$	0
PID	$1.2 \cdot TL$	$2 \cdot L$	$0.5 \cdot L$



Şekil 3.27 Ziegler-Nichols birim basamak yönteminin uygulanması (Birok, 2013)

Önce L ve τ hesap edilir. Bunun için kontrolörün birim basamak cevabının maksimum eğim doğrusunun zaman eksenini kestiği nokta L değerini; aynı eğim doğrusunun birim basamağı kestiği yerin zaman eksenindeki iz düşümü de bize τ değerini verir. Örnek sistemin zaman gecikmesi $L=0,806$ ve zaman sabiti $\tau =3,694$ tür (Birok, 2013). Bulunan L ve τ değerleri tabloda yerine konacak olursa Tablo 3.3'deki değerler hesaplanır (Birok, 2013).

Tablo 3.4 Tablo 3.3'e göre hesaplanmış değerler (Birok, 2013).

Denetleyici Tipi	K_p	T_I	T_D	K_I	K_D
P	4,583	∞	0	0	0
PI	4,125	2,418	0	1,706	0
PID	5,5	1,612	0,403	3,411	2,216

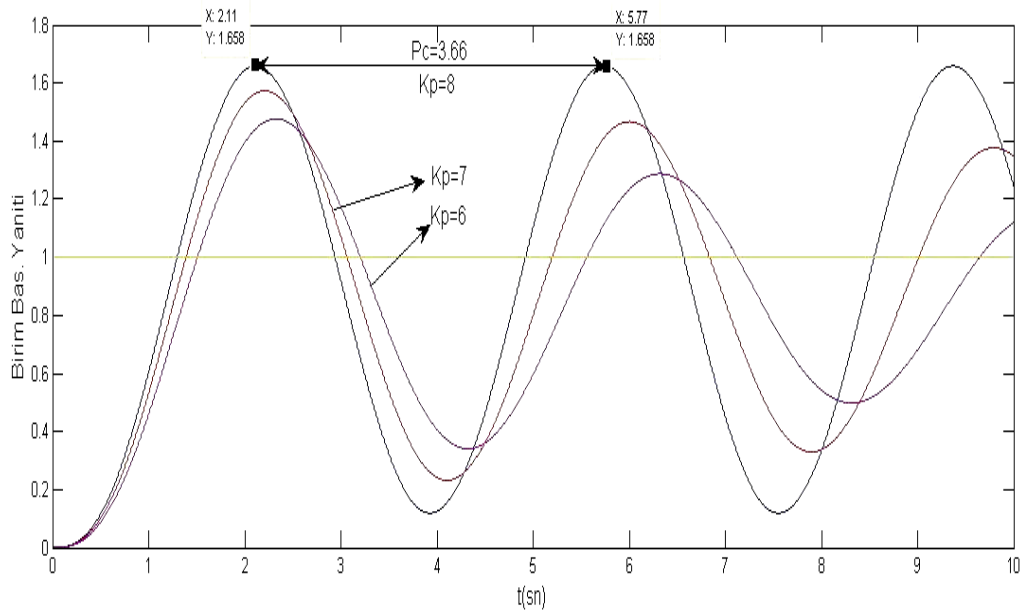
3.4.1.11 Ziegler - Nichols osilasyon yöntemi

İlk önce kontrol sistemi sadece oransal sistem olarak değerlendirilir ve k_p değeri artırılır ta ki sistem osilasyona girsin ancak kararsız hale geçmesin. Sistemi kararlı halde tutup osilasyona girmesine sebep olan en yüksek K_p alınır ve bu noktadaki osilasyon periyoduna P_c denirse PID parametreleri Tablo 3.5'e göre bulunur.

Tablo 3.5. Osilasyon yöntemi katsayı hesap tablosu (Birok, 2013)

Denetleyici Tipi	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 * K_p$	∞	0
PI	$0.45 * K_p$	$0.825 * P_c$	0
PID	$0.6 * K_p$	$0.5 * P_c$	$0.125 * P_c$

Konuyla ilgili (Birok, 2013) yaptığı tez çalışmasında verdiği örnek değerlendirilirse $K_p = 8$ ve $P_c = 3,66$ olarak hesaplanır.



Şekil 3.28 Osilasyona girmiş kontrol işareti (Birok, 2013)

Tablo 3.6. Osilasyon yöntemi için hesaplanan değerler (Birok, 2013)

Denetleyici Tipi	K_p	T_i	T_d	$K_i (K_p / T_i)$	$K_d (K_p / T_d)$
P	4	∞	0	0	0
PI	3,6	3,05	0	1,18	0
PID	4,8	1,83	0,45	2,62	2,16

Osilasyon yöntemi tek bir değer ile diğer değerlerin kolaylıkla bulunması noktasından avantajlıdır. Ama osilasyonun uzaması sistemi olumsuz etkileyebilir. Bu sakıncayı giderebilmek için yöntemin Harriot tarafından değerlendirildiği şekilde kullanımı daha uygundur. Bu yöntemde K_p sistem cevap eğrisinde $\frac{1}{4}$ genlik oranı elde edilinceye

kadar arttırılır. Bu noktadaki P_c değerine bağlı olarak $T_i = \frac{P_c}{6}$ ve $T_d = \frac{P_c}{15}$ olarak alınır.

Daha sonra cevap eğrisinde $\frac{1}{4}$ genlik oranı elde ettürüluncaya kadar test edilerek K_p yeniden hesaplanır (Selçuk, 2013).

3.4.1.12 Cohen-Coon yöntemi

Açık çevrim birim basamak cevabının kalıcı durum değeri %28,3' ulaştığı anda t_1 ve %63,2'ne ulaştığı anda da t_2 değeri bulunur. Bu değerlerden denklem (3.38) ve denklem (3.39) kullanılarak Tablo 3.7 çözülür.

$$\zeta m = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \quad (3.38)$$

$$d = t_2 - \zeta m \quad (3.39)$$

Sistem kazancı sürekli durumda çıkışın girişe bölümüdür denklem (3.40) ile ifade edilebilir.

$$K_m = \frac{Y(t)}{R(t)} \quad (3.40)$$

Tablo 3.7 K_p , K_i ve K_d çözüm denklemleri (Birok, 2013)

P	$\frac{\zeta m}{Kmd} \left(1 + \frac{d}{3\zeta m} \right)$	-	-
PI	$\frac{\zeta m}{Kmd} \left(0.9 + \frac{d}{12\zeta m} \right)$	$d \frac{30 + 3d / \zeta m}{9 + 20d / \zeta m}$	-
PD	$\frac{\zeta m}{Kmd} \left(1.25 + \frac{d}{12\zeta m} \right)$	-	$d \frac{6 - 2d / \zeta m}{22 + 3d / \zeta m}$
PID	$\frac{\zeta m}{Kmd} \left(1.33 + \frac{d}{4\zeta m} \right)$	$d \frac{32 + 6d / \zeta m}{13 + 8d / \zeta m}$	$d \frac{4}{11 + 2d / \zeta m}$

3.4.1.13 Chien – Hrones – Reswch yöntemi

Bu yöntemde PID parametre değerleri sistemin açık çevrim basamak cevabından istifade edilerek bulunur. T (zaman sabiti), L (ölü zaman), K (kazanç) ve $a = \frac{K.L}{T}$ kullanılarak parametrelerin bulunmasını ifade eden formüller Tablo 3.8’de verilmiştir bozucu etki durdurulmaya çalışılmıştır (Gidemen, 2015).

Tablo 3.8. PID parametrelerini CHR yöntemi ile bulmak için gerekli formüler (Gidemen, 2015)

Kontrolör	%0 Aşım ile			%20 Aşım ile		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$0,3/a$	-	-	$0,7/a$	-	-
PI	$0,6/a$	$4L$	-	$0,7/a$	$2,3L$	-
PID	$0,95/a$	$2,4L$	$0,42L$	$1,2/a$	$2L$	$0,42L$

3.4.1.14 Aström-Hagglund yöntemi ve parametrelerinin belirlenmesi

Arzu edilen faz payını karşılayan kontrolör kurmak amacıyla bu yöntem uygulanabilir. $G(j\omega)$ ’nın Nyquist eğrisinin, uygun *kontrolör* parametreleri seçilerek $C(j\omega)G(j\omega)$ üzerinde değişik bir noktaya taşınması mantığına dayanır.

Åström-Hägglund metodunda, istenen faz payı φ_m 'de *PID* kontrolör değerlerini hesaplamak için aşağıdaki denklemler yazılabilir. Denklem (3.41)' de verilen K_c birim kazanç katsayısıdır.

$$K_p = K_c \cos \varphi_m \quad (3.41)$$

$$\omega_c T_d - \frac{1}{\omega_c T_i} = \tan \varphi_m \quad (3.42)$$

$$T_d = \frac{\tan \varphi_m \pm \sqrt{\tan^2 \varphi_m + \frac{4}{\alpha}}}{2\omega_c} \quad (3.43)$$

$\alpha T_d = T_i$ ve $T_c = \frac{2\pi}{\omega_c}$ T_c sistemin açık çevrim birim basamak cevabı osilasyon periyodu olarak alınırken ve α genellikle 4 alınır.

3.4.2 Kesir dereceli sistemler

Bu sistemlerin temelleri Leibniz'in L'Hospital'e yollamış olduğu mektupta tam dereceli olmayan türevin genellemesinden bahsetmesiyle atılmıştır. Türev ve integralin kesir dereceli olarak değerlendirilmesi tam dereceli integral ve türev kadar eskidir ancak akademik çalışmalara konu olup uygulamaya aktarılması tam dereceli sistemlere nazaran yavaş olmuştur. Hatta konu ile ilgili ilk konferans 1974 yılında düzenlenmiştir (Bakça, 2014).

Konunun yeteri kadar ilgi görmemesinin temel sebeplerinden biri zamanında hesaplama kısıtlılığıdır. Bilgisayar alanındaki teknolojik gelişmeler ile bu sorun azalmıştır. Ve çağımızda konuya ilgi giderek artmıştır (Selçuk, 2020). Alanla ilgili ilk uygulamada Abel tarafından tautochrone problemine $\frac{1}{2}$ dereceli integral yardımıyla çözüm getirmesiyle gerçekleşmiştir (Monje vd., 2010).

Son yüzyılda ki çalışmalar, kesir dereceli denklem sistemlerinin, karmaşık yapıları ifade etmek amacıyla daha etkin bir yöntem olarak ele alınabileceğini ve çoğu mühendislik ve fizik problemlerin daha etkin bir şekilde çözülebileceğini göstermiştir

(Oustaloup, vd., 2000). Alanla ilgili ilk uygulama Tustin tarafından büyük nesnelerin konum denetimi için gerçekleştirilmiştir (Tustin, vd., 1958).

Yine 1960 da Manable kesir dereceli integratör hakkında çalışmıştır.(Manable, 1960). Daha sonraki yıllarda hesaplama teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte robotik uygulamalarda kesafet peyda etmiştir. Hususan günümüzde çok değişik alanlarda sıcaklık kontrolü uzun elektrik iletim hatları, vb. alanlarda kullanımı giderek artmaktadır (Şenol, 2015).

Tanımlanacak olursa integral ve türev terimlerinin üslerinin rastgele reel sayılar olması veya tamsayı olmak zorunluluğunun ortadan kalktığı durumlarda diferansiyel denklemlerle düzenlenen sistemler kesir dereceli sistemler diye ifade edilebilir. Denklem (3.44)'de genel şekli verilmiştir (Chen vd., 2009).

$${}_a D_t^a = \begin{cases} \frac{d^a}{dt^a} & \text{Re}(a) > 0 \\ 1 & \text{Re}(a) = 0 \\ \int_0^t (d\tau)^{-a} & \text{Re}(a) < 0 \end{cases} \quad (3.44)$$

Denklem (3.44)'de α rastgele bir reel sayı olabilir. ${}_a D_t^\alpha$ işlemcisi ise α 'nın aldığı değerlere göre kesir dereceli türev veya integral işlemcisi olarak hareket eder. a ve t değişkenleri, işlemcinin integral işlemcisi olarak hareket ettiği $\alpha < 0$ şartında integralin sınırlarını temsil eder. Bu açıklama α 'nın tamsayı olduğu haldeki integral ve türev işlemcilerini de içine alan genel bir ifade olarak sunulmaktadır (Karabalık, 2020).

3.4.2.1 Riemann-Liouville, kesir dereceli integral

Buna göre kesir dereceli integral denklemi denklem (3.45) ile ifade edilir (Oldham, K. ve Spanier, J., 1974).

$${}_a D_x^\alpha f(t) = \frac{1}{-\alpha} \int_a^x (x-\tau)^{-\alpha-1} f(\tau) d\tau, \alpha < 0 \quad (3.45)$$

$n-1 < \alpha < n$ olarak alınır ve denklem (3.45)'in n . dereceden türevi elde edilirse;

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x (x-\tau)^{\alpha-n+1} f(\tau) d\tau, \quad n > 0 \quad (3.46)$$

$f(x)$ fonksiyonuna ait $(n-\alpha)$. dereceden kesir dereceli türevi denklem (3.46) ile ifade edilir. Denklemden, n bir tam sayı olarak alınır.

Euler gama fonksiyonu denklem (3.47) ile bulunur (Çelik, 2010);

$$\Gamma(v) = \int_0^\infty y^{v-1} e^{-y} dy, \quad y > 0 \quad (3.47)$$

Denklemden $v \geq 0$ şartını sağlar ve tam sayı olarak alınır. Denklem (3.47)'nin $v+1$ koşuluyla integrali elde edilirse denklem (3.48) bulunur.

$$\Gamma(v+1) = \int_0^\infty y^v e^{-y} dy = -e^{-y} y^v \Big|_0^\infty + v \int_0^\infty e^{-y} y^{v-1} dy = v \Gamma(v) \quad (3.48)$$

3.4.2.2 Grünwald ve Letnikov kesir dereceli türev

Grünwald ve Letnikov'a α dereceli bir integro-diferansiyel denklemi, denklem (3.49) ile ifade etmişlerdir. (Oldham, K. ve Spanier, J., 1974)

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \lim_{h \rightarrow \infty} \frac{\Delta_h^\alpha f(x)}{h^\alpha} \quad (3.49)$$

Burada “h” adım sayısını ifade etmektedir, denklem (3.50) ile gösterilebilir;

$$\Delta_h^\alpha f(x) = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(x-jh) \quad (3.50)$$

Denklem (3.50)'de r gibi sonlu bir noktaya kadar toplama yapılırsa denklem (3.51) ifade edilir;

$$\sum_{j=0}^r (-1)^j \binom{\alpha}{j} = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{\Gamma(r+1-\alpha)}{\Gamma(r+1)} \quad (3.51)$$

Eğer denklem (3.51)'de $h = \frac{x-a}{r}$ şeklinde alınırsa denklem (3.52) yazılır.

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \lim_{h \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\left(\frac{x-a}{r} \right)^{-\alpha}}{\Gamma(-\alpha)} \sum_{j=0}^{r-1} \frac{\Gamma(j-\alpha)}{\Gamma(j+1)} f\left(x - j\left(\frac{x-a}{r}\right)\right) \right\} \quad (3.52)$$

Burada, “a” başlangıç değerini, “α” rasgele bir sayıyı ve “Γ(.)” Euler Gama fonksiyonunu ifade etmektedir.

3.4.2.3 Caputo kesir dereceli türev tanımını

Bu türev tanımı denklem (3.53) ile yazılabilir (Petras, 2009).

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^x \frac{f^n(\tau)}{(x-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, \quad (3.53)$$

($n-1 < \alpha < n$) şartıyla ve α reel bir sayı iken n tamsayıdır.

3.4.2.4 Kesir dereceli sistemlerde ve transfer fonksiyonu

Denklem (3.54) kullanılıp kesir dereceli bir kontrol sistemi tasarlanabilir (Vinagre vd., 2000).

$$\begin{aligned} & a_n D_t^{a_n} y(t) + a_{n-1} D_t^{a_{n-1}} y(t) + \dots + a_1 D_t^{a_1} y(t) + a_0 D_t^{a_0} y(t) + a_0 y(t) \\ & = b_m D_t^{\beta_m} r(t) + b_{m-1} D_t^{\beta_{m-1}} r(t) + \dots + b_1 D_t^{\beta_1} r(t) + b_0 D_t^{\beta_0} r(t) + b_0 r(t) \end{aligned} \quad (3.54)$$

Kontrol edilecek bir sistemin modelinin tasarlanmasında sistemin dinamik davranışı ciddi önem arz etmektedir. Bundan dolayı sistemin modeli tasarlanırken dinamik davranışın incelenerek Laplace dönüşümü yardımıyla transfer fonksiyonu yazılır. Laplace dönüşümü yardımıyla transfer fonksiyonu denklem (3.55) şeklinde yazılır (Deniz, 2017).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^{\beta_i}}{\sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i}} \quad (3.55)$$

Burada a_i ve α_i için $i=0, 1, 2, \dots, n$, b_i ve β_i için β_m $i=0, 1, 2, \dots, m$ ve $\alpha_0 < \dots < \alpha_{n-1} < \alpha_n$ ve $\beta_0 < \dots < \beta_{m-1} < \beta_m$ şartıyla reel sayılarla tanımlanır (Deniz, 2017).

laplace dönüşümünün tatbik edilmesinin avantajlarından biri de s yerine $j\omega$ konulup frekans domenine geçişin yapılabilir olmasıdır. Bu sayede Nyquist, Bode, Nichols gibi eğriler çizdirilerek frekans domeninde de ilgili analizlerin yapılabilmesidir (Selçuk, 2020).

Kesir dereceli integral ve türev dair bazı temel özellikler aşağıdaki gibi verilebilir (Deniz, 2017);

1-Eğer $f(t)$ fonksiyonu t 'nin analitik bir fonksiyonu olursa, bu fonksiyonun ${}_0D_t^\alpha$ kesir dereceli türevi de α ve t 'nin bir analitik fonksiyonu olur.

2- $n \in N$ ve $\alpha = n$ olduğunda, ${}_0D_t^\alpha$ işlemcisi klasik tamsayı derecesi ile hesaplanan türev ve integral ile aynı sonucu verir.

3- $\alpha = 0$ olduğunda, ${}_0D_t^\alpha$ işlemcisini birim işlemci olarak ifade edilir.

$${}_0D_t^\alpha f(t) = f(t)$$

4-Kesir dereceli türev integral işlemleri doğrusal işlemlerdir.

$${}_0D_t^\alpha af(t) + {}_0D_t^\alpha bg(t) = a {}_0D_t^\alpha f(t) + b {}_0D_t^\alpha g(t)$$

5- $f(t)$ fonksiyonunun üs indekslerin toplamı uygun sınır şartları altında şu şekildedir:

$${}_0D_t^\alpha {}_0D_t^\beta f(t) = {}_0D_t^\beta {}_0D_t^\alpha f(t) = {}_0D_t^{\alpha+\beta} f(t)$$

6-Tam sayılı türev ve kesir dereceli türev değişme yeteneği $t=a$ durumu için ($f^k(a) = 0, k = 0,1,2,...,n-1$) aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\frac{d^n}{dt^n} ({}_aD_t^\alpha f(t)) = {}_aD_t^\alpha f(t) \left(\frac{d^n f(t)}{dt^n} \right) = {}_aD_t^{\alpha+n} f(t)$$

3.4.2.5 Kesir dereceli PID kontrolörü ($PI^\lambda D^\mu$)

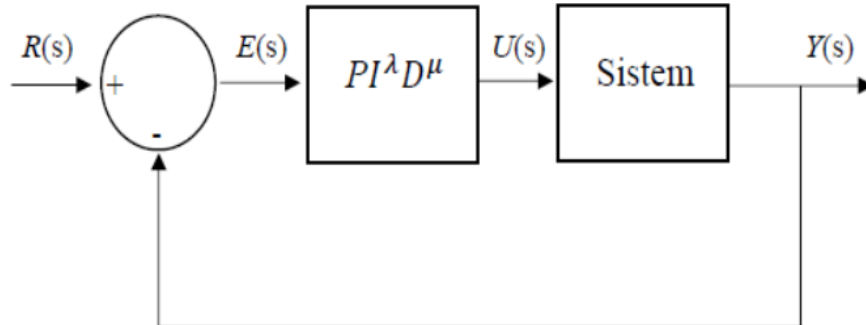
Geleneksel PID kontrol sistemleriyle ile yeni nesil $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sistemleri arasındaki ciddi fark ise geleneksel PID kontrol sistemlerinde yer alan türev ve integral derecelerinin bu $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sistemlerinde reel sayı şeklinde bulunmasıdır. Bu özellik, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sisteminin, kesir dereceli sistemleri dinamik ve daha etkili şekilde kontrol etmelerine neden olmaktadır. Bundan dolayı geleneksel PID kontrol sistemlerinin yetersiz kaldığı yerlerde kesir dereceli kontrol sistemleri yerini almaktadır (Arpacı, 2018).

Kesir dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) konusu ilk defa Podlubny'in çalışmalarıyla Literatüre girmiştir. Çalışmaların sonucunda kesir dereceli PID kontrol uygulanacağı sistemleri daha iyi modellemesi sebebiyle kesir dereceli denklemlerin ehemmiyeti ortaya konmuş ve bu çalışmalar kontrol mühendisliğindeki uygulamalara da yol gösterici kesir dereceli PID sistemleri mühendislik alanındaki uygulamalara da konu olmuştur (Baysal 2009).

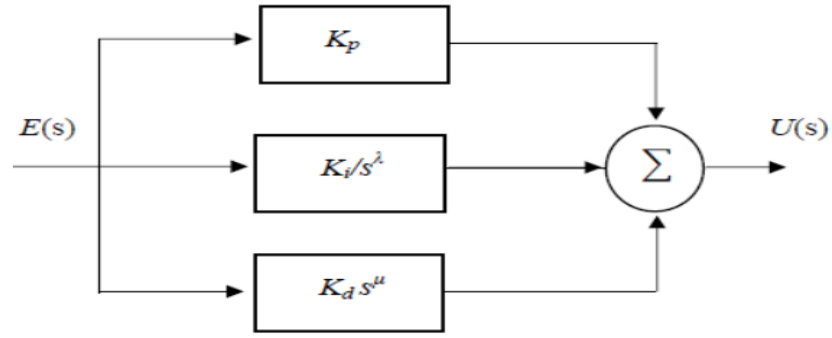
Podlubny'in ortaya koyduğu kesir dereceli PID'nin transfer fonksiyonunun s domenindeki formu denklem (3.56)'da verilir (Selçuk, 2020).

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (3.56)$$

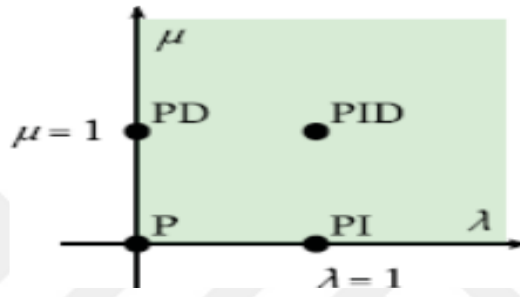
“ λ ” integral bileşenin kesir derecesini, “ μ ” ise türev bileşenin kesir derecesini ifade etmektedir. Reel sayı olup $\lambda \geq 0$ ve $\mu \geq 0$ şartını sağlarlar. “ K_p ” oransal kazanç kat sayısını, “ K_i ” türevsel kazanç katsayısını, “ K_d ” ise integral kazanç katsayısını ifade etmektedir. $\lambda = 1$ ve $\mu = 1$ olması durumunda $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısı geleneksel PID yapısına dönüşür. $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısında beş değişik ayar parametresi bulunduğundan kapalı döngü kontrol sistemlerinde daha esnek bir çalışma sahası sunması ve yapılan araştırmalarda yüksek performans vermeleri sebebi ile son zamanlarda gittikçe dikkat çeken konular arasında yer bulmaktadır (Karanjkar vd., 2012).



Şekil 3.29 Kapalı Çevrim $PI^\lambda D^\mu$ kontrol blok diyagramı (Selçuk, 2020)



Şekil 3.30 $PI^\lambda D^\mu$ iç yapısı (Selçuk, 2020)



Şekil 3.31 $PI^\lambda D^\mu$ Denetleyici Kontrol Bölgesi (Selçuk, 2020)

Şekilden görüleceği gibi $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sistemleri geleneksel PID ve bileşenlerine göre daha geniş bir yüzeyi taramaktadır. Kesir dereceli PID kontrol yapısı λ ve μ 'nün alacağı değerlere değişik formlara girmektedir. Bu denetleyiciler için bir takım şartlar vardır.

- Tüm kontrol yapılarında $\lambda, \mu \geq 0$ olmalıdır.
- Kesir dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) kontrol yapısı için λ ve μ kesirli sayı olmalıdır.
- Geleneksel PID kontrol yapısında $\lambda=1$ ve $\mu=1$ olmalıdır.
- Kesir dereceli PI (PI^λ) denetleyici için λ kesirli bir sayı alınırken ve $\mu=0$ alınmalıdır.
- Kesir dereceli PD (PD^μ) kontrol yapısında ise $\lambda = 0$ alınırken μ kesirli bir sayı alınmalıdır.
- Geleneksel PD kontrol yapısında $\lambda=0$ ve $\mu=1$ olmalıdır.
- Geleneksel PI kontrol yapısında $\lambda=1$ ve $\mu=0$ olmalıdır.
- Geleneksel P kontrol yapısında $\lambda=0$ ve $\mu=0$ olmalıdır.

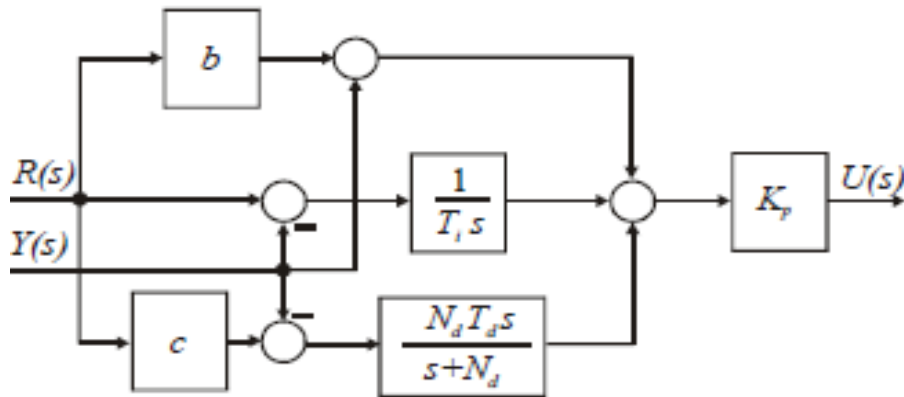
Kesir dereceli ($PI^\lambda D^\mu$) kontrol yapısında parametrelerin belirlenmesinde kontrol sonunda istenen çıkışın en hızlı ve isabetli olması önem arz etmektedir. Buradaki gerekli beş parametre ($K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$) için sistematik bir yöntem bulunmamaktadır. Geleneksel PID kat sayılarının bulunmasında kullanılan geleneksel yöntemler veya sezgisel optimizasyon yöntemleri bu durumda yol gösterici olmaktadır(Karabalık, 2019).

Bu çalışmada optimizasyon yöntemlerinden karınca kolonisi optimizasyon yöntemi kullanılmış olup Matlab-simulinkte fractionalorder toolbox kullanılmıştır.

3.4.3 2 DOF PID kontrolör

Horowitz (2013) göre: “Bir kontrol sisteminin serbestlik derecesi bağımsız olarak ayarlanabilen kapalı çevrim transfer fonksiyonlarının sayısıdır” Buna göre geleneksel PID’yi 1 DOF PID olarak tanımlamak mümkündür. Bu yapının genel olarak sistemlerde istenilen performansı karşıladığı görülmektedir.

Ancak günümüzde daha hassas kontrol edilmesi gereken alanlarda son zamanlarda popüler olan 2 DOF PID yapısı araştırmacılara ilham kaynağı olmuştur. İki serbestlik dereceli (2-DOF) kontrol yapısının, klasik tek serbestlik dereceli kontrole nazaran bir takım avantajları vardır. Bu avantajlar referansı izlemede iyi bir performans vermesi ve bozucu girişlerin etkisini zayıflatmak olarak sıralanabilir(O’ Dwyer, 2009).



Şekil 3.32 2 DOF PID blok diyagramı (Pajchrowski, T. ve Wójcik, A., 2020)

$$U(s) = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s} + \frac{c T_d s}{1 + s/N_d} \right) R(s) - K_p \left(b + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + s/N_d} \right) Y(s) \quad (3.57)$$

Denklem (3.57) 2 DOF PID'yi ifade etmektedir (Pajchrowski, T. ve Wójcik, A., 2020). Burada $U(s)$ çıkış sinyali " K_p " oransal kazancı " b " ve " c " katsayıları, sırasıyla 2 DOF PID kontrolörünün orantılı ve türev kısımlarının ağırlıklıdır. " T_i " integral zamanı " T_d " türev zamanı " N_d " filitre katsayısı " $U(s)$ " kontrol işareti, " $R(s)$ " referans işaret " $Y(s)$ " sistem çıkış sinyali olarak tanımlanabilir (Pajchrowski, T. ve Wójcik, A., 2020). Bu tezde $c=0$ ve b değeri de 0 ile 1 arasında alınmıştır.

Denklem (3.57)'e kesir dereceli kontrol uygulanırsa iki serbestlik derecesine sahip kesir dereceli PID (2 DOF FOPID) denklemi yazılır;

$$U(s) = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s^\lambda} + \frac{c T_d s^\mu}{1 + s^\mu / N_d} \right) R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + \frac{T_d s^\mu}{1 + s^\mu / N_d} \right) Y(s) \quad (3.58)$$

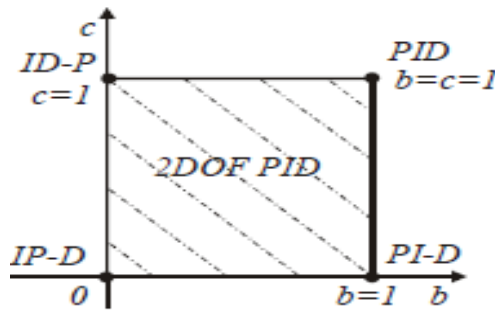
2-DOF FOPI yapısının denklemi ise denklem (3.58)'de $c=0$ ve $T_d=0$ alınarak düzenlenir ise;

$$U(s) = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s^\lambda} \right) R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} \right) Y(s) \quad (3.59)$$

Burada, " λ " integral kesir derecesini, " μ " ise türev kesir derecesini ifade etmektedir.

Tablo 3.9 Parametre durumlarına göre 2 DOF PID yapıları (Pajchrowski, T. ve Wójcik, A., 2020)

KONTROLÖR	b	c	T_d
PI	1	0	0
I-P	0	0	0
2 DOF PI	$0 < b < 1$	0	0
PID	1	1	T_d
PI-D	1	0	T_d
ID-P	0	1	T_d
I-PD	0	0	T_d
2 DOF PID	$0 < b < 1$	$0 < c < 1$	T_d



Şekil 3.33 2 DOF PID kontrolörü için b ve c parametreleri arasındaki grafiksel ilişki (Pajchrowski, T. ve Wójcik, A., 2020)

3.5 Optimizasyon Yöntemleri

Mühendislik kâinatta yaratılmış sistem ve düzeni takip edip inceleyerek insan yaşam ve ihtiyaçlarına en iyi çözümü bulmak olarak değerlendirilebilir. Bu durumda ihtiyaçlara aranan çözümün yaratılmış olan düzene en yakın modellenmesi en iyi çözüm olarak karşımıza çıkmaktadır. Sokrat'ın da ifadesinde yer verdiği kâinatta tesadüfe tesadüfen dahi rastlanmamaktadır. Hal böyle olunca yaratılmış olan mükemmel düzeni incelemek ve bunlardan algoritma ve model geliştirmek yaratılmışlar içerisindeki en akıllı ve ihtiyacı hayal dairesi kadar geniş olan insanoğlu için kaçınılmazdır. Bu felsefe ve düşünce ile mantığı oturtula bilinen sistematik matematiksel denklemlerle çözümü zorlanılan bir takım problemlere optimizasyon yöntem ve algoritmalarıyla çözüm ve kestirim getirilmeye çalışılmıştır.

Optimizasyon çözümlerinin genelinde mükemmel bir düzen içerisinde hareket eden canlı veya cansız sistemleri incelenmiş ve matematiksel problemlere uyarlanabilecek algoritmalar yazılmıştır.

3.5.1 PSO optimizasyonu

Örneğin Kennedy ve Eberhart balık ve kuş popülasyonlarının tabiattaki hareketlerinden ilham alarak parçacık sürüsü optimizasyon algoritması fikrini ortaya atmışlardır (Eberhart, R. ve Kennedy, J., 1995).

Modellemede balık ve kuşların yiyecek aramaları genel olarak bir probleme çözüm aramaya benzetilebilir. Burada her birey parçacık olarak değerlendirilir ve popülasyonun birlikte hareket etmeleri neticesinde yiyeceğe daha kolay ulaştıkları tespit edilmiştir. İlk etapta yiyeceğin nerede olduğu bilinmediğinden kuş veya balık sürüsü arama sahasına rastgele dağılırlar. Edindikleri bilgileri bir araya gelip paylaşırlar. Bireylerden yiyeceğe en yakın olanı bilinir ve bu bilgi paylaşılır. Sürü yiyeceğe en yakın olan bireyi takip eder ve besine ulaşmış olurlar. Her bireyin veya diğer bir deyişle parçacığın konumu popülasyondaki en iyi konuma göre ayarlanır. Burada bireyin konumuna pbest ve popülasyonun en iyi konumuna gbest denebilir. Tekrar bilgi paylaşımı konum güncelleme işlemleri hedef değere ulaşıncaya kadar devam eder.

Parçacık sayısının arttırılması tarama noktasını arttırırken hesaplama zorluğunu da beraberinde getirir. Genel olarak 10-30 parçacığın yeterli olduğu çalışmalarda ifade edilmiştir (Doğruer, 2017). PSO algoritması aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Poli, R. vd., 2007).

1. basamak Başlangıç popülasyonu oluşturulur ve her bireyin ilk hız ve konumu rastgele seçilir. Bireylere ait hız değerleri $v_i^t = [v_{i1}^t, v_{i2}^t, v_{i3}^t, \dots, v_{id}^t]$ ile konum değerleri de $x_i^t = [x_{i1}^t, x_{i2}^t, x_{i3}^t, \dots, x_{id}^t]$ olarak yazılabilir.

$$v^0 = \begin{pmatrix} v_{11}^0 & v_{12}^0 & \dots & v_{1d}^0 \\ v_{21}^0 & v_{22}^0 & \dots & v_{2d}^0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{n1}^0 & v_{n2}^0 & \dots & v_{nd}^0 \end{pmatrix}_{n \times d} \quad x^0 = \begin{pmatrix} x_{11}^0 & x_{12}^0 & \dots & x_{1d}^0 \\ x_{21}^0 & x_{22}^0 & \dots & x_{2d}^0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1}^0 & x_{n2}^0 & \dots & x_{nd}^0 \end{pmatrix}_{n \times d}$$

Yukarıdaki matrislerde mesela hızda v_{23}^{10} 10. yinelemede 2. Bireyin 3.değerini göstermektedir.

2. Basamak optimizasyon problemlerinde sınırlar dahilinde uygunluk değerlerini hesaplayan fonksiyonlara amaç fonksiyonu denir. Bu adımda amaç fonksiyonu ile bireyleri uygunluk değerleri hesaplanır.

3. Basamak bireyler için en ideal konum değerleri hesaplanır. Basamak 2' de bulunan uygunluk değeri bireyin beleğinde ki pbest ile kıyaslanır yeni pbest değeri eskisinden iyi ise pbest değeri yenisi ile değiştirilir.

4.Basamak Bireylerin içinden en iyi konum en iyi global konum olarak alınır. Yine 2. Basamaktaki uygunluk değeri bireyin beleğindeki gbest ile mukayese edilir sonuç öncekinden iyi ise gbest yenisi ile değiştirilir.

5. Basamak Bireylerin konum ve hızları aşağıdaki şekilde güncellenir.

$$v_i^{t+1} = w_i v_i^t + c_1 r_1^t (x_{pbest}^t - x_i^t) + c_2 r_2^t (x_{gbest}^t - x_i^t)$$

$$x_i^{t+1} = x_i^t + v_i^{t+1}$$

Hedeflenen değer yakalanıncaya kadar 2. Basamağa tekrar gitmek suretiyle bir döngüde hareket eder. Yukarıdaki denklemlerde “t” yineleme sayısını “ x_i ” i bireyini konumunu “ v_i ” i bireyinin konumunu x_{pbest} i.bireyin sürü içerisindeki en iyi

konumunu, xgbest global en iyi sonucu gösterir. c1 ve c2 öğrenme katsayıları olup, r1 ve r2 0 ile 1 limitleri arasında dengeli dağılımlı rastgele reel sayılardır.

3.5.2 Arı kolonisi optimizasyonu

Verilebilecek optimizasyon örneklerinden bir diğeri de arı kolonisi optimizasyonudur. Burada da bal arılarının çiçekten çiçeğe gezip muhtemel milyarlarca yol arasında neredeyse en kısa yolu bulup bu yolu diğeri arılara da aktararak besin bulmadaki maharetlerinden ilham alınmıştır.

2005 yılında Karaboğa tarafından önerilen yöntemde arı kolonileri incelenmiştir. Kolonideki hiyerarşik düzen, mükemmel iş bölümü, kovan içi toplu karar verebilme, besin kaynaklarının değerlendirilmesi, çiçek özü ve polenin taşınması, bal ve arı ürünlerinin üretimi ve muhafaza edilmesi gibi işler neredeyse mükemmel yakın denecek derecede harika yapılmaktadır. Arı kovanında üç tip arı bulunmaktadır. Gözcülük yapan arılar, kaşif ve işçi arılar bulunmaktadır (Karaboga, D., ve Basturk, B., 2008). İşçi arılar besin arayarak nektar miktarını belirler sonrasında yeni besin kaynakları aranır. Bulunan yerleri işçi arılar kovana dönüp özel bir dans figürü ile diğeri arılara bildirir. Gözlemlene işiyle meşgul olan gözcü arılar en kaliteli besin kaynaklarını belirler ve nektar toplamaya başlar. Bir yerden sonra besin kaynağı tükenir. Kolonideki işçiler kaşif olurlar ve yeniden kaynak arayışına girerler bu süreç sonlanma kriterine kadar devam eder (Doğruer, 2017).

Bu yöntemde popsize ve sınır diye ifade edilen iki mühim değişken vardır. Popsiz popülasyon büyüklüğünü ifade eder. Sınır değeri ise işçilerin besin kaynaklarını terk edecekleri yineleme sayısını ifade etmektedir (Babayigit, B. ve Ozdemir, R., 2012). Algoritma basamak basamak şöyle ifade edilir (Karaboga, D. ve Akay, B., 2007).

1. Basamak Besin kaynakları geliş güzel belirlenir ve bu çevre optimizasyon uzayı olarak değerlendirilir. İlk önce tarama uzayındaki yiyecek kaynakları için her değişkenin alt ve üst limitleri arasında geliş güzel değerler üretilir. Bu durumda her kaynak mümkün bir çözüm olabilir diye değerlendirilir. Bu basamakta geliş güzel sayılar üretilip aşağıdaki denklem ile besin yerlerinin değerleri bulunur.

$$x_{ij} = x_{\min}^j + rand[0,1](x_{\max}^j - x_{\min}^j)$$

x_{ij} kolonideki bir çözümü temsil etmektedir. Koloni büyüklüğü SN , optimizasyonu yapılacak parametre sayısı D ile ifade edilirse $j = \{1, 2, \dots, D\}$ ve $i = \{1, 2, \dots, SN\}$ şeklinde ifade edilir. $(D \times SN)$ ve $x_{\max}^j$ karar parametrelerinin alt ve üst sınırlarını ifade eder.

2- Basamak İşçi arıların besin kaynaklarını aramasında ise besin kaynağı kadar işçi sayısı bulunur. Nektar kaynakları uygunluk fonksiyonu parametresine göre belirlenir. İşçi arılar buldukları nektarları değerlendirirken aynı anda bulundukları nektar kaynağına komşu olan kaynaklardan birisini olasılıksal olarak seçer. Bu durumda yeni bir kaynağın konumu aşağıdaki denklem yardımı ile hesap edilir.

$$v_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj})$$

Denklem de x_{ij} gelişi güzel belirlenmiş besin kaynağını, $j \in [0, D]$ limitlerinde gelişi güzel türetilmiş bir tamsayı, ϕ_{ij} , $[-1, 1]$ aralığında bir değeri, v_i aday konumu ifade eder. Seçilmiş besin kaynağı değerlendirilir. Eğer yeni besin kaynağı daha iyi ise belleğe alınır ve bir önceki besin kaynağı bellekten çıkarılır. x_{ij} ile x_{kj} aralarındaki mesafe kısaldıkça tarama uzayında optimal çözüme doğru gidilir.

3. Basamak işçi arılar besin kaynakları hususunda edindikleri bilgiyi dans ederek gözcü arılara bildirirler. Gözcü arılar gelen bilgiden yala çıkarak kaynak verimliliğine bağlı bir olasılık ile gidecekleri kaynağı tayin eder. Her kaynağa uygunluk değerleri atanır ve kaynakların tercih edilme ihtimalleri hesaplanır.

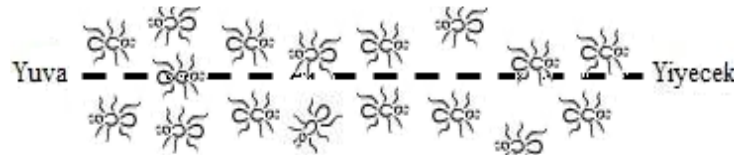
4. Basamak Besin kaynağındaki nektar miktarı çözüm üretme sayacı ile denetlenir. Eğer herhangi bir kaynak için sayaç belirli bir sınırı aşmış ise o kaynak tükenmiş (çözüme kavuşmuş) olarak değerlendirilir. Bu durumda işçi arılar yeni kaynaklar (çözümler) bulmaya çalışır. Yeni kaynak arayışına çıkan işçi arılar artık kaşif arı olarak değerlendirilirler ve gelişi güzel çözümler araştırırlar. Sınır diye ifade edilen denetim parametresi kaynaktaki nektar miktarının bitip bitmediğini tespit etmek için kullanılır. Genellikle popülasyon boyutu 20-50 arasında alınan bir değerdir. Tayin edilmesi istenen parametre sayısı (D) ve koloni boyutunun (SN) çarpımını $(0, 5 \times D \times SN)$ sınır değeri verir. Bazı çalışmalar sınır değerinin tayininde $(0, 5 \times D \times SN)$ çarpımı kullanılmıştır.

5. Basamak en ideal değer bellekte tutularak sonlandırma kriteri sağlanıncaya kadar 2. basamağa gider.

Genetik algoritma, Balina optimizasyonu, Çekirge optimizasyonu gibi optimizasyon çeşitleri de vardır.

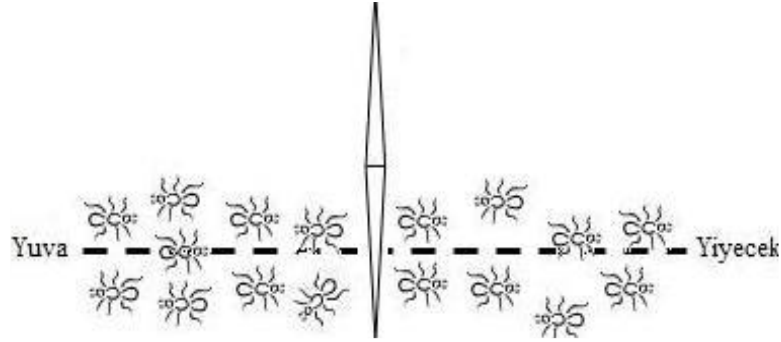
3.5.3 Karınca kolonisi optimisasyonu

Karıncalar, sosyal olarak yaşayan canlılara güzel bir örnektir. Bir karıncanın görme yeteneği bile yok iken sosyal olarak yardımlaşır hareket ettiklerinden düşmanlarından korunmak yeteneği, mükemmel denilebilecek mühendislik harikası boylarından çok çok büyük evler inşa etmek gibi sanatlar ve yiyecek ararken en kısa yolu keşif etmek gibi maharetler sergilemektedirler. Ayrıca çevresel değişimlere hızlıca cevap vermektedirler. Karıncaların gözleri ve şuurları olmadıkları halde bu derece akıl ve şuur gerektiren işleri yapmaları araştırmacıların dikkatlerinden kaçmamıştır. Araştırmacılar yaptıkları çalışmalarda karıncaların evleriyle besin kaynağı arasında en kısa mesafeyi bulduklarını ve bu yola bir engel konduğunda yeni durumda da en kısa mesafeyi keşfettiklerini müşahade etmişlerdir.



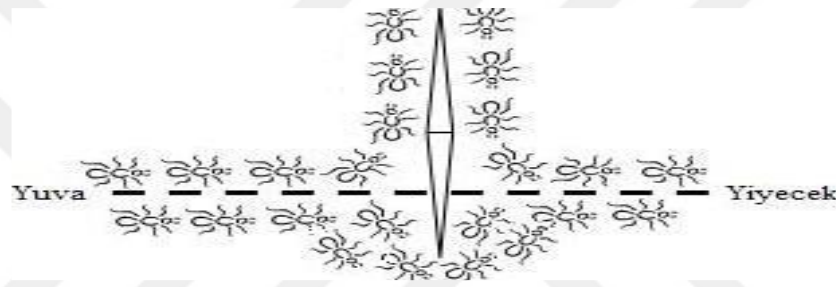
Şekil 3.34 Besin kaynağı ile yuvaları arasında karıncaların buldukları en kısa yol (Öztürk, 2010)

Karıncaların feromon adlı kimyasal ile haberleşme sağlamaktadırlar atıf lazım. Karıncalar geçtikleri yollara feromon kimyasalını bırakırlar. Feromon kimyasalı karıncaların yön ve yol takiplerinde önemli bir tercih sebebidir. Feromonun çok olduğu yerler diğer karıncalar tarafından daha ziyade tercih edilmektedirler. Bu ziyade tercih ile karıncalar en kestirme yolu bulabilmektedirler. Zira çokça gidilen yolda daha çok feromon kimyasalı bırakılmıştır. Bir başka deyişle feromon miktarının çok olduğu yoldan daha çok karınca geçmiş ve daha çok karınca tarafından o yol tecrübe edilmiştir. Karıncaların tespit ettikleri en kestirme yola şekildeki gibi bir engel konursa engelden hemen sonra karıncalar için engelin her iki tarafı da feromonsuzdur. Bu durumda her iki tarafı da tecrübe etmek gibi bir durumla karşılaşılır. Bu durumda rastgele bir tarafı tercih etmeleri gerekmektedir.



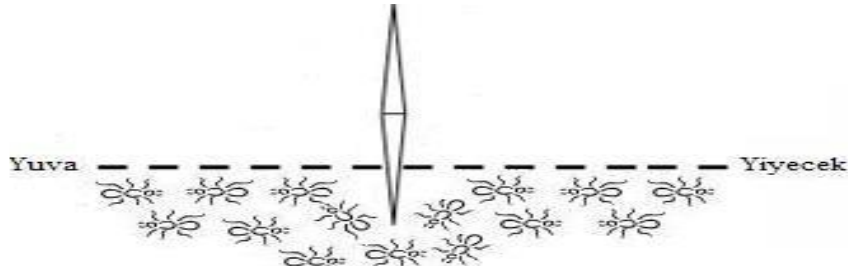
Şekil 3.35 Bulunan yola engel bırakılmasıyla yolun bozulması (Öztürk, 2010)

Karıncaları yarısının sağa ve dike yarısının da sol taraftan geçmesi beklenir.



Şekil 3.36 Cismin konulmasından sonraki durum (Öztürk, 2010)

Bu durumda her iki tarafta da eşit sayıda karınca olduğu ve eşit miktarda feromon salgılandığı düşünülebilir. Ancak karıncaların hızlarının sabit ve birbirlerine eşit olduğu ayrıca engel mesafesinin eşit olmadığı değerlendirildiğinde engelin kısa olduğu tarafta daha fazla feromon olması beklenir. Yeni gelen karıncalar feromon miktarının fazla olduğu kısa yolu tercih edeceklerdir. Böylece yine en kısa yol belirlenmiş olur.



Şekil 3.37 Cisim konulmasından belli bir süre sonraki durum (Öztürk, 2010)

Oto- Katalitik işlem olarak adlandırılan bu yöntemde geri beslemeli bir kontrol söz konusudur. Bir yerden karınca miktarı oradaki feromonu artırıyor bu da o yolun yeni gelen karıncalar tarafından tercih edilmesine sebebiyet vermektedir.

Algoritmada kullanılan parametreler;

- Karınca sayısı: optimizasyonda kullanılacak karınca sayısını belirleyen parametredir.
- İterasyon sayısı: Aramanın kaç yinelemede tamamlanacağını belirleyen parametredir.
- Feromon kuvvetlendirme oranı (α): iki nokta arasındaki feromon miktarının belirlenmesinde kullanılan feromon ağırlık kat sayısıdır.
- Sezgisellik kuvvetlendirme oranı (β): bir yolun seçilmesinde; iki nokta arasındaki mesafenin ağırlık kat sayısı.
- Feromon buharlaşma oranı (ρ): Her yineleme sonunda noktalar arasındaki feromonların ne oranda kayıp olacağını belirleyen parametredir (Dikmen vd., 2014). Karınca miktarındaki artış çözümde kaliteli yollar bulunmasını sağlarken çözüm süresinin uzamasına sebep olur. Gezgin satıcı problemi için yapılan çözüm denemelerinde karınca sayısının şehir sayısı ile aynı alınmasının daha iyi olacağı sonucuna varılmıştır. Problem büyüklüğüne ve uygulama sahasına göre karınca miktarı değişiklik göstermektedir (Dorigo vd., 1991).

Burada ρ (feromon buharlaşma oranı) değeri en iyi çözümün sonraki yinelemelere taşınması olasılığını belirleyen değerdir. ρ değeri gezgin satıcı problemleri için genelde %90 olarak alınmıştır. Mevcut karıncanın %90 ihtimalle en iyi çözümü veren yolu takip etmesi, %10 ihtimalle de feromon izlerine göre yolunu belirlemesini ifade etmektedir (Akşehir, 2019).

3.5.4 Karınca kolonisi algoritması

İlk çalışmalar Dorigo vd., tarafından 1991 yıllarında yapılmıştır. Çalışmalarında gerçek karıncalar yerine yapay karıncalar kullanmışlardır. Bu karıncaların bellekleri ve görme yeteneklerinin olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca bu karıncalar ayrık zamanlı bir çerçevede bulunmaktadır. Dorigo vd., (1991) üç farklı model tasarlamış ve gezgin satıcı problemi üzerine uygulamışlardır. Gezgin satıcı probleminde bir satıcı n , adet şehri her şehre bir kez uğramak şartıyla gezecek ve en kestirme yolu nasıl sorusuna cevap aranır.

i ve j şehirleri arasındaki uzaklık D_{ij} olsun matematiksel olarak denklem (3.60) ile verilir.

$$d_{ij} = \left[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.60)$$

Eğer kolonideki birey sayısına m denirse i . Şehirde o anda bulunan karınca miktarı $b_i(t)$ ($i=1,2,3,...,n$) alınırsa aşağıdaki bağıntı ile verilir.

$$m = \sum_{i=1}^n b_i(t)$$

Burada karıncaların şu özelliklere sahip olduğu var sayılmaktadır;

- 1- geçtikleri iki şehir arasına belirli miktarda feromon maddesi izi bırakırlar
- 2-gidilecek şehri şehrin yolunda mevcut olan feromon miktarı ve şehrin yolunun uzunluğuyla bağlı bir olasılık ile tercih etsin
- 3- karıncalar geçtikleri şehirden bir daha geçmemek için şartlandırılırlar.

i, j şehirleri arasında $(t+1)$ anındaki feromon miktarı aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$\tau_{ij}(t+1) = \rho \cdot \tau_{ij}(t) + \Delta \tau_{ij}(t, t+1) \quad (3.61)$$

“ ρ ” feromon buharlaşma kat sayısıdır feromon miktarının aşırı artış göstermemesi için 1 den küçük pozitif bir değere sabitlenir. Ayrıca bu kat sayının varlığı ile karıncaların arama uzayında zamanla bir noktada takılı kalmaları engellenip farklı yolların da taraması hedeflenmiştir. Yine birim zamanda (i, j) hattına salınan feromon miktarı da denklem (3.62) ile ifade edilir.

$$\Delta \tau_{ij}(t, t+1) = \sum_{k=1}^n \Delta \tau_{ij}^k(t, t+1) \quad (3.62)$$

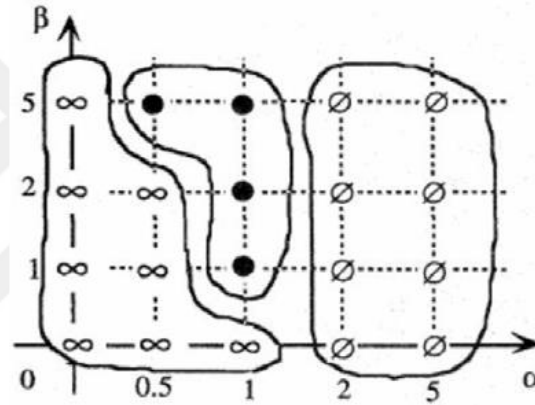
$\Delta \tau_{ij}^k(t, t+1)$ k. karıncanın (i, j) hattına t ve $(t+1)$ zaman aralığında birim uzunluğa bıraktığı feromon miktarıdır. Herhangi bir karıncanın n değişik şehri gezmesi (n şehirli tur) gerektiği için karıncaya, veri listesi atanır (tur veri listesi). Bu sayede, karınca t zamanına kadar gezmiş olduğu şehirleri belleğine alır ve tur bitinceye kadar bu şehirlerin tekrar tekrar gezilmesinin önüne geçilmiş olunur. Tur bitince, tur veri listesi boşaltılır ve karınca, yolunu tercih etmesi amacıyla yeniden serbest bırakılır.

Verik dizisi k . karıncanın tur verisini içermektedir. K . Karıncanın ziyaret etmiş olduğu s . Şehri tur veri listesinde verik(s) olarak belirtilir.

K. Karıncanın i. Şehirden, j. Şehri seçme olasılığı denklem (3.63) ile verilir;

$$P_{ij}^k = \frac{[\tau_{ij}(t)]^\alpha \cdot [n_{ij}]^\beta}{\sum_{u \in j_i^k} [\tau_{iu}(t)]^\alpha \cdot [n_{iu}]^\beta} \quad (3.63)$$

Burada n_{ij} , (i, j) arası görebilme yeteneğidir. Ve $n_{ij} = \frac{1}{d_{ij}}$ olarak hesaplanır. j_i^k i şehrindeki k karıncasının daha gezmediği şehirlerin kümesidir. feromon izinin ağırlık kat sayısı α ve β ise şehirlerarasındaki mesafeye bağlı nispi önemi ifade eder. α ve β parametrelerinin değişimi, koloninin çalışmasını etkilemektedir. Farklı α ve β değerleri için çizilen karınca döngü hareketleri Şekil 3.38’de gösterilmiştir.



Şekil 3.38 Farklı α ve β parametre değerlerinde oluşan karınca-döngü davranışı (Urgun, 2011)

Şekil 3.38’de kullanılan sembollerin ifade ettikleri şöyle sıralanabilir (Urgun, 2011).

•- Algoritma durgunluk hareketine girmeden en ideal bulunabilecek çözümü bulur.

∞- Algoritma durgunluk hareketine girmeden iyi çözümleri bulamaz.

∅- Algoritma iyi çözümleri bulamaz ve durgunluk hareketine düşer.

Şekil α ve β değerlerinin değişimine göre yorumlanacak olursa:

• α ’nın çok yüksek olması durumunda algoritma, çok iyi çözümleri bulamadan durgunluk hareketine girer. Bu durumda ise istenmeyen sonuçlar ortaya çıkar ve Şekil 3.38 ’de ∞ sembolüyle ifade edilir.

• Çok düşük α değerinin çok düşük olması ise feromon izine çok kıymet verilmediği manasına gelir, algoritma durgunluk hareketi göstermez ancak çözümlemeyi de iyi yapamaz. Şekil 3.38’de $\emptyset$ sembolü bu durumu ifade etmektedir.

- Çok iyi çözümler hesaplayabilmek için α ve β . Değerleri çok hassas seçilmelidir. Şekilde • sembolü ile gösterilen alan α ve β değerlerinin hassas seçildiği alana aittir. Bu durumu verebilecek α ve β 'nin değişik varyasyonları mevcuttur ve aynı performans düzeyini yakalamak mümkündür.

Bu durum algoritmanın formülle benzeştiği anlamına gelmektedir. Yani büyük α değeri feromon izinin ehemmiyetli olduğu anlamını taşır ve bundan dolayı sonraki karıncalar önceki karıncaların geçtiği bu yolu tercih etme eğilimindedirler. α ve β parametrelerinin rolü biraz daha incelendiğinde şunlar söylenebilir, $\alpha = 0$ alınması, en yakın şehrin tercih edilme ihtimalini kuvvetlendirir. Zira bu durumda n_{ij} i şehrinde j şehrine görme yeteneği ağır basmaktadır. Bu durum klasik rastgeleliğe yüksek oranda önem veren bir algoritma manasını ifade eder. Karıncalar ilk anda rastgele her şehre dağıtıldıklarından, birçok başlama noktasının tercih edilme ihtimali vardır. Şayet $\beta = 0$ ise, bu durumda sadece feromon artışı olur. Sezgisel bir durum söz konusu olmadan, yalnızca feromon izi değerlendirilir. Bu ekseriyetle yetersiz sonuçlara neden olur ve özellikle " $\alpha > 1$ " olması durumunda hızlı bir şekilde duraklama olayı meydana gelir. Duraklama durumu, kolonideki karıncaların aynı yolu kullandığı ve aynı turu tamamladığı bir vaziyettir. Bu durumda yapılan tur, yüksek bir olasılıkla en uygun tur değildir (Urgun, 2011).

Sonuç olarak geçiş olasılığı, seçilebilirlik değeri ve koku maddesi miktarının etkisiyle bir tercih imkânı sunar. Yani, seçilebilirlik; daha yüksek ihtimalle yakın şehirlerin tercih edilmesine yardım ederken, feromon miktarı da bir hattaki trafik yoğunluğunu ve bu hattın daha ziyade seçilmesi gerektiğini ifade eder (Öztürk, 2012).

3.6 SMSM'nin vektör kontrolörünün simulinkte modellenmesi

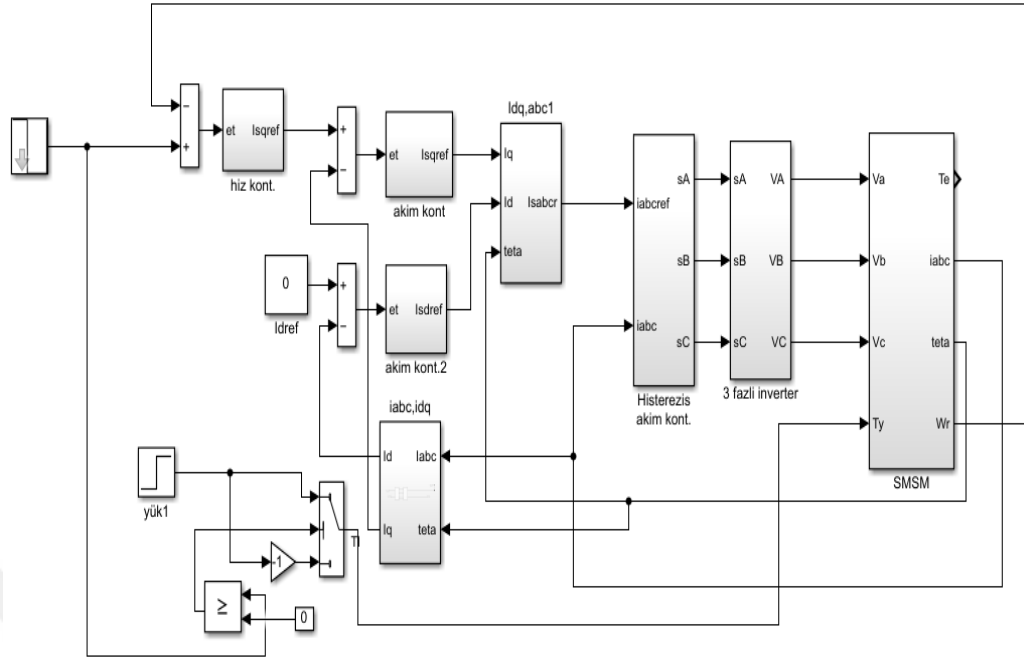
SMSM'nin matematiksel modellemesi için literatürde genellikle d-q eksenine dayalı matematiksel model kullanılmıştır. d-q eksenindeki matematiksel model ile zamanla değişen endüktans denklemleri ortadan kaldırılır ve matematiksel model daha basit hale gelir. Böylece, SMSM'nin dinamik davranışını analiz etmek daha kolaydır. SMSM'nin matematiksel d-q modeli bölüm 3 te verilmiştir.

SMSM'nin vektör kontrolünde makine akımı, $d - q$ olarak iki eksene ayrılır. d eksen bileşeni akıyı kontrol ederken; q eksen bileşeni momenti kontrol eder. Bu, momenti ve akı bir DC makinede birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Genellikle d eksen akımı sıfır olarak alınır ve moment, q eksen tarafından kontrol edilir.

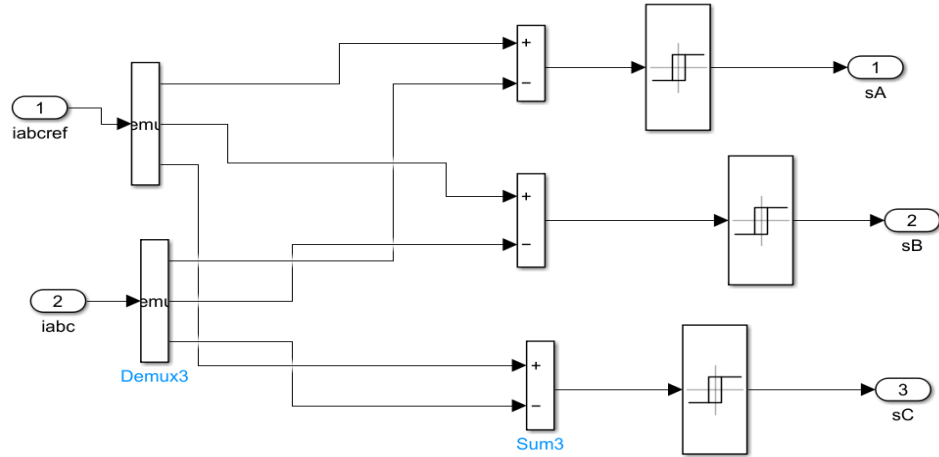
Bu tez çalışmasında SMSM vektör kontrolü için iki yöntem incelenmiştir. İlk yöntem akım kontrollü bir yöntem olan histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemidir. İkincisi ise gerilim kontrolü bir yöntem olan uzay vektör modülasyonlu vektör kontrol yöntemidir. Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi için, kontrolör olarak da geleneksel PI kontrolör ile 2-DOF FOPI kontrolör kullanılmıştır.

3.6.1 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi

Akım kontrollü vektör kontrol yönteminde referans hız ile rotor hızı karşılaştırılarak elde edilen hata bir PI kontrolör ile I_q akımına dönüştürülür. Hız kontrolörü olan bu PI kontrolü çıkışında elde edilen I_q akımı ile ölçülen I_q akımı karşılaştırılarak elde edilen yeni hata akım kontrolörüne uygulanır. Elde edilen yeni I_q akımı, referans I_q akımıdır. Referans olarak sıfır alınan I_d akımı ile ölçülen I_d akımı karşılaştırılarak PI kontrolörüne uygulanır. Elde edilen I_d akımı, referans I_d akımıdır. Referans I_q ve I_d akımları konum bilgisi yardımı ile referans I_{abc} akımları elde edilir. Referans I_{abc} akımları ile gerçek I_{abc} akımları karşılaştırılarak histerezis kontrolöre uygulanır. Histerezis kontrolör çıkış inverter kontrol sinyalleridir. Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi simulink modeli Şekil 3.39'te verilmiştir. Ayrıca histerezis kontrolör kısmına ait simulink alt modeli de Şekil 3.40'te verilmiştir.



Şekil 3.39 SMSM'nin akım kontrollü (histerezis kontrol) vektör kontrolünün Simulink Modeli



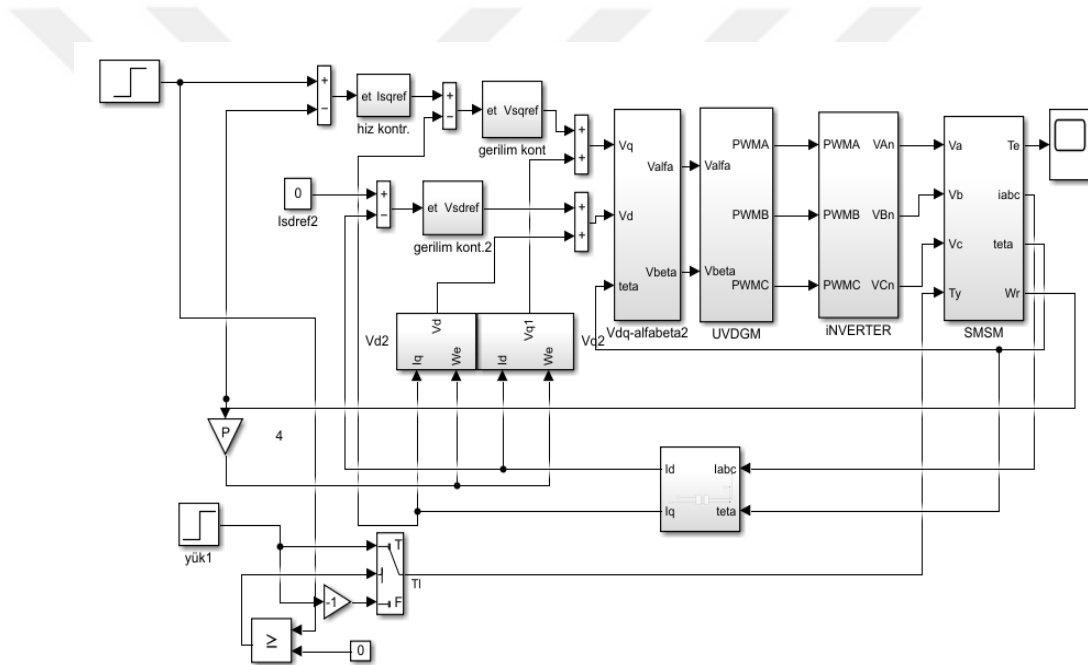
Şekil 3.40 Histerezis akım kontrolör bloğu

3.6.2 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi

Gerilim kontrollü vektör kontrol yönteminde modülasyon yöntemi olarak uzay vektör modülasyon yöntemi kullanılmıştır. Bu kontrol yönteminde bir hız kontrolörü iki tane de gerilim kontrolörü olmak üzere üç adet PI kontrolör kullanılmaktadır. Hız kontrolörü olan ilk PI kontrolörü referans hızlı ile gerçek hız arasındaki hata yardımı ile referans I_q akımı elde edilir. Referans I_q akımı ile gerçek I_q akımı karşılaştırılarak hata referans gerilim vektörünün V_q bileşeni elde edilir. Referans olarak I_d akımı sıfır

alınır. Referans I_d akımı ile gerçek I_d akımı karşılaştırılarak elde edilen hata PI kontrolörüne uygulanarak, referans gerilim vektörünün V_d bileşeni elde edilir. Referans gerilim vektörünü V_q -d bileşenleri konum bilgisi yardımı ile gerilim vektörünün alfa ve beta bileşeni elde edilir. Uzak vektör modülasyonu giriş bilgisi olarak alınan, gerilim vektörü alfa-beta bileşenleri yardımı ile inverter kontrol sinyalleri elde edilir. Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi simulink blok diyagramı şekil 3.41’de verilmiştir.

Gerilim kontrollü vektör kontrol yönteminde hız ve gerilim kontrolör olarak geleneksel PI yerine 2 DOF FOPI kontrolör kullanılarak modelleme yapılmıştır. 2 DOF FOPI kontrolörlü modele ait model şekil 3.42’de verilmiştir.

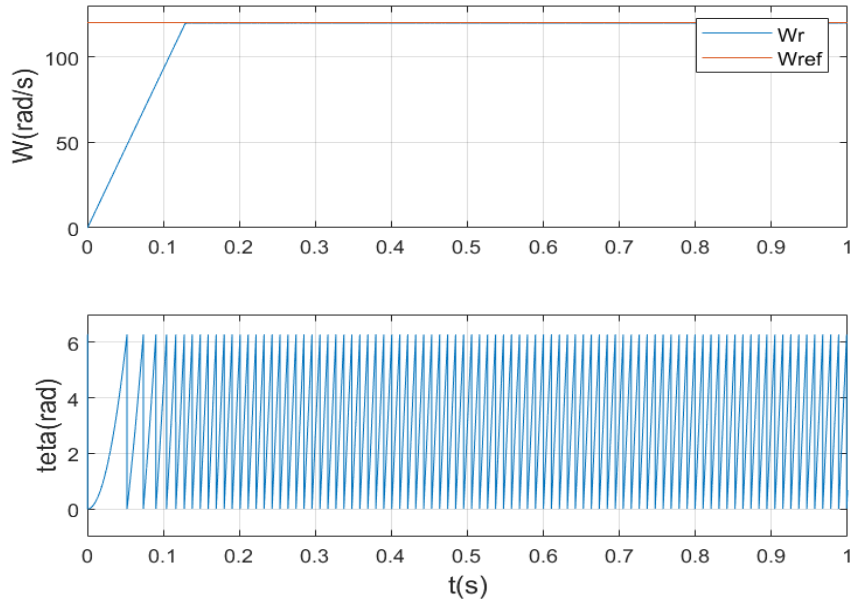


Şekil 3.41 SMSM’nin gerilim kontrollü vektör kontrolünün Simulink Modeli (Geleneksel PI)

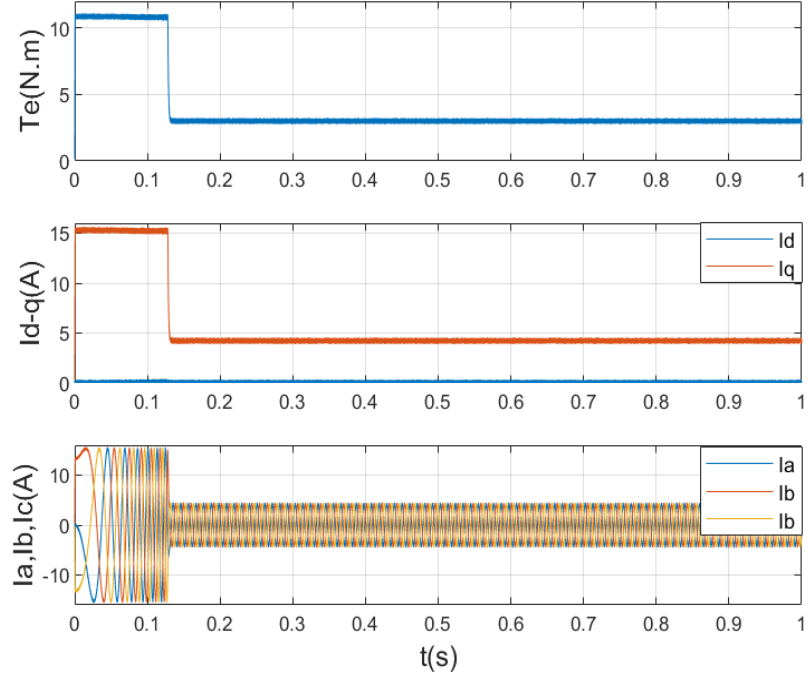
4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde MATLAB / Simulink ortamında, SMSM'nin akım ve gerilim kontrollü vektör kontrolü yöntemleri elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Geleneksel PI kontrolör kullanılarak oluşturulan akım ve gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemleri ile 2-DOF FOPI kontrolörlü gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi için eşit şartlarda simülasyonlar yapılmıştır. Her bir yöntem için ilk olarak $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s referans hızında yük momenti $T_y=1$ N.m alınarak, elektriksel moment, I_d - q akımları ile I_{abc} faz akımlarının zaman göre değişimleri ile hız ve konum bilgisinin zaman göre değişimi bilgileri alınmıştır. İkinci olarak ise $W_{ref}=120$ rad/s referans hızında yük momenti $T_y=3$ N.m alınarak aynı sonuçlar alınmıştır. Bu iki durum için elde edilen sonuçlar Şekil 4.1- Şekil 4.12 de verilmiştir.

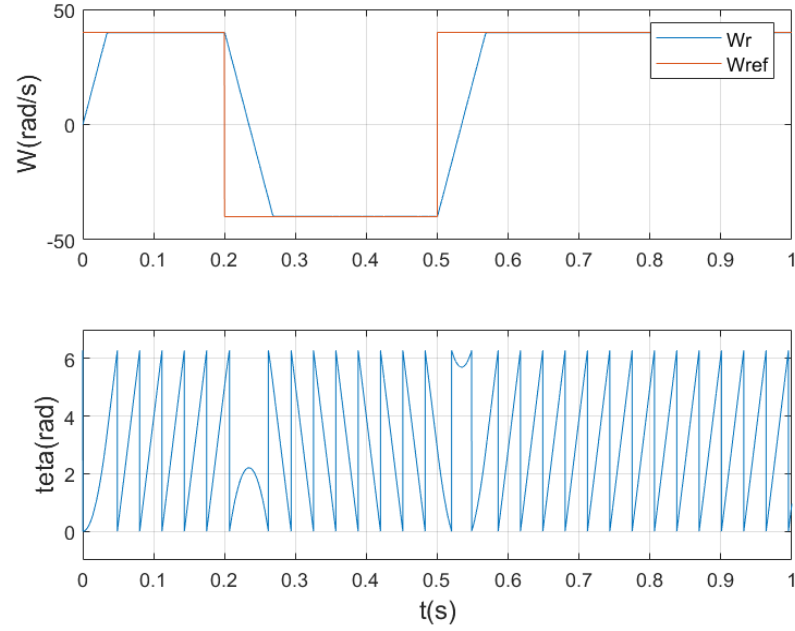
Geleneksel PI kontrolörlü gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi ile 2-DOF FOPI kontrolörlü gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemleri için yük momenti $T_y=4$ N.m referans hız $0,5$ saniye $W_{ref}=60$ rad/s uygulandıktan sonra 120 referans rad/s çıkarılmıştır. Bu durumda elektriksel moment, hız ve I_q akımlarının zamana göre değişimleri verilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.13-Şekil 4.16'da verilmiştir.



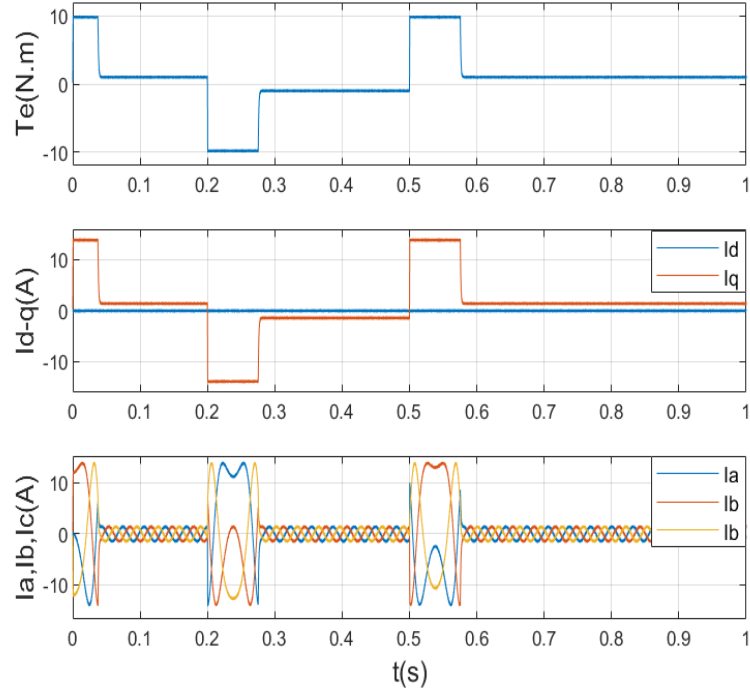
Şekil 4.1 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)



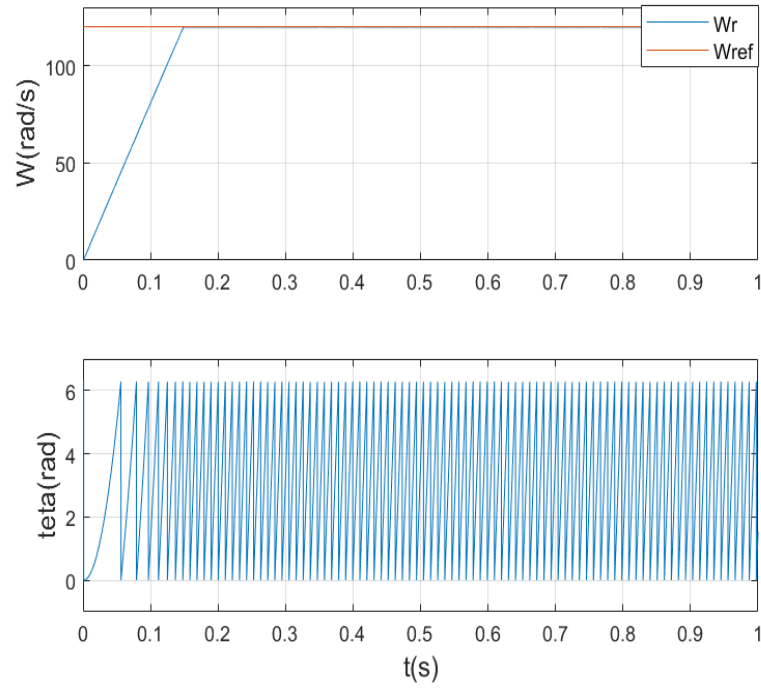
Şekil 4.2 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3\text{N.m}$ ve $W_{\text{ref}}=120\text{ rad/s}$ için elektriksel moment, I_d - q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)



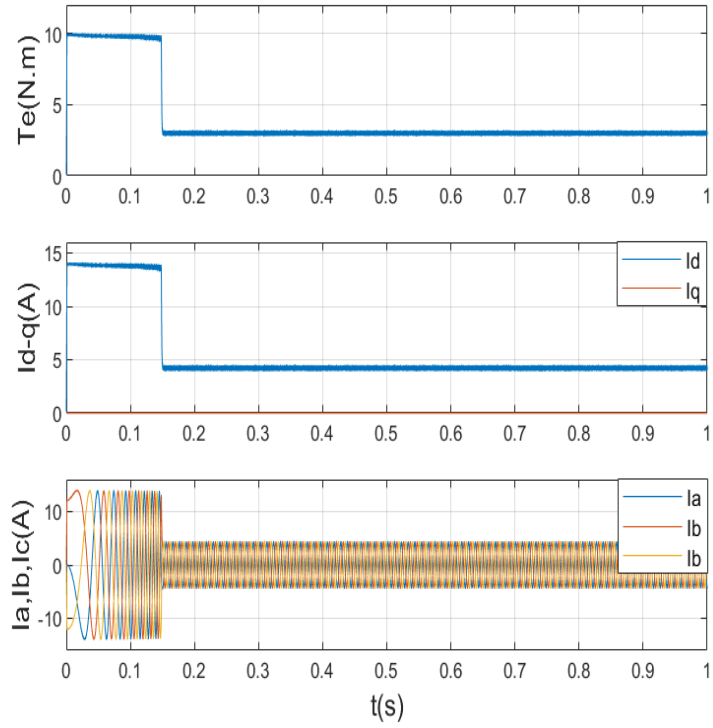
Şekil 4.3 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1\text{ N.m}$ ve $W_{\text{ref}}=40,-40,40\text{ rad/s}$ için hız ve konum (Geleneksel PI)



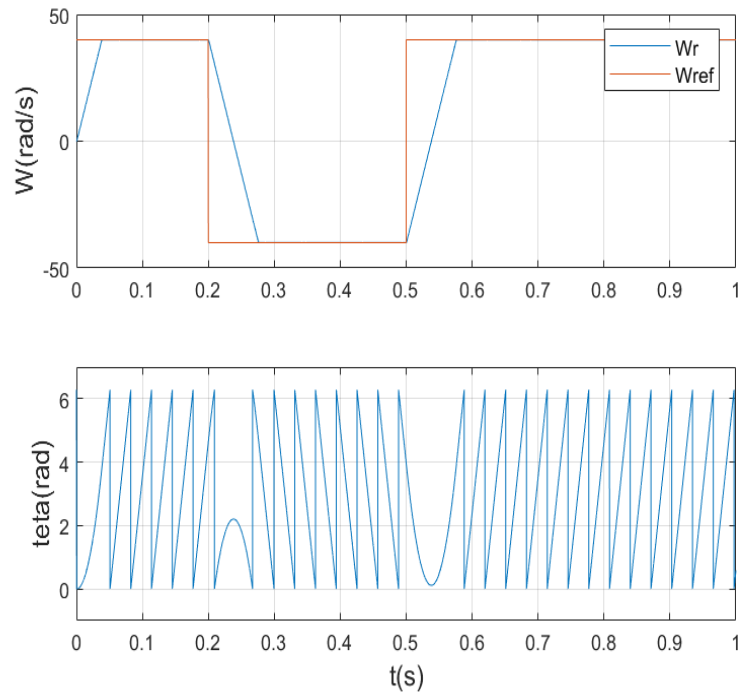
Şekil 4.4 Akım kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3\text{Nm}$ ve $W_{\text{ref}}=120\text{ rad/s}$ için elektriksel moment, I_d - q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)



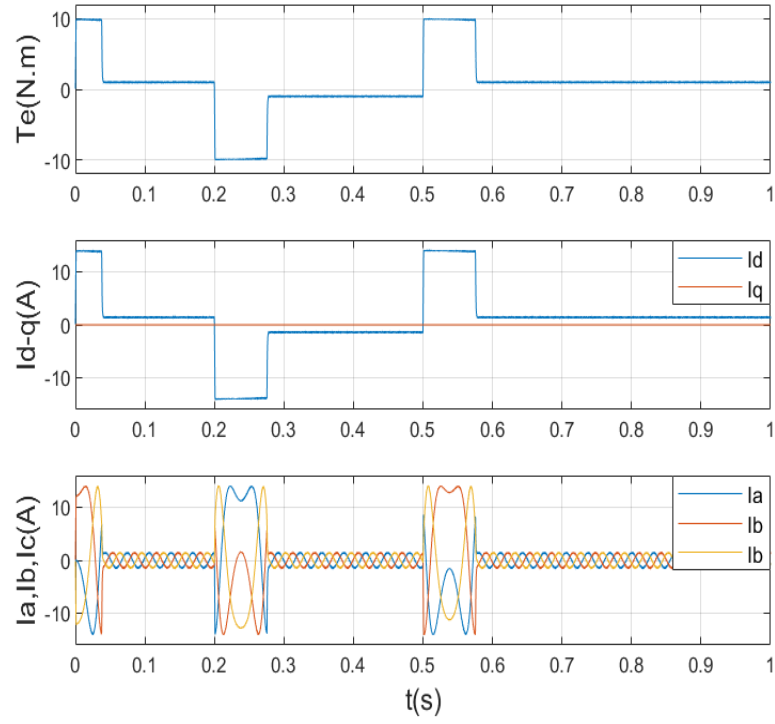
Şekil 4.5 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3\text{ N.m}$ ve $W_{\text{ref}}=120\text{ rad/s}$ için hız ve konum (Geleneksel PI)



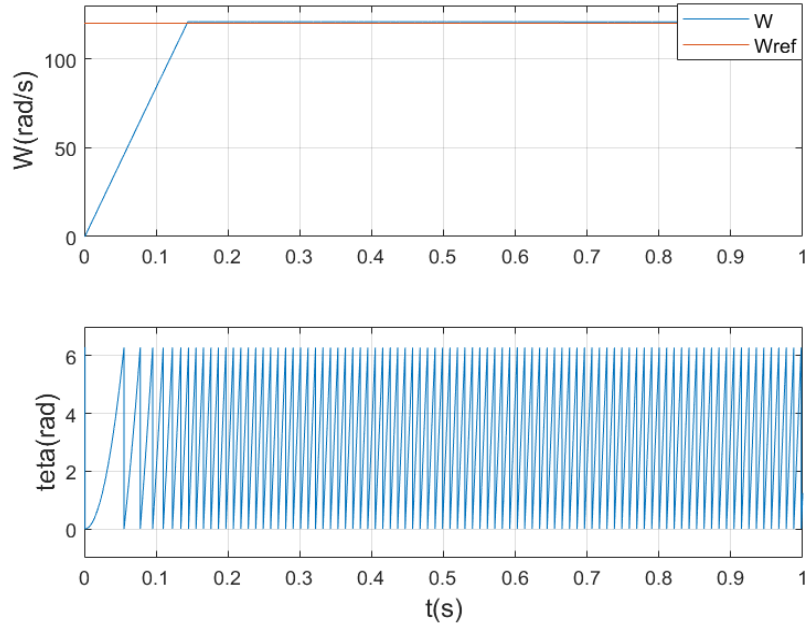
Şekil 4.6 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, I_d - q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)



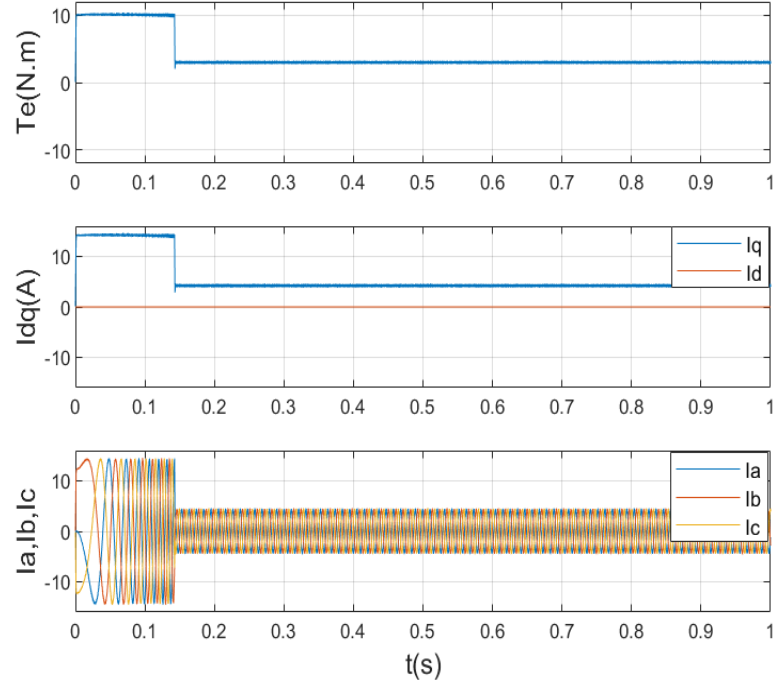
Şekil 4.7 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için hız ve konum (Geleneksel PI)



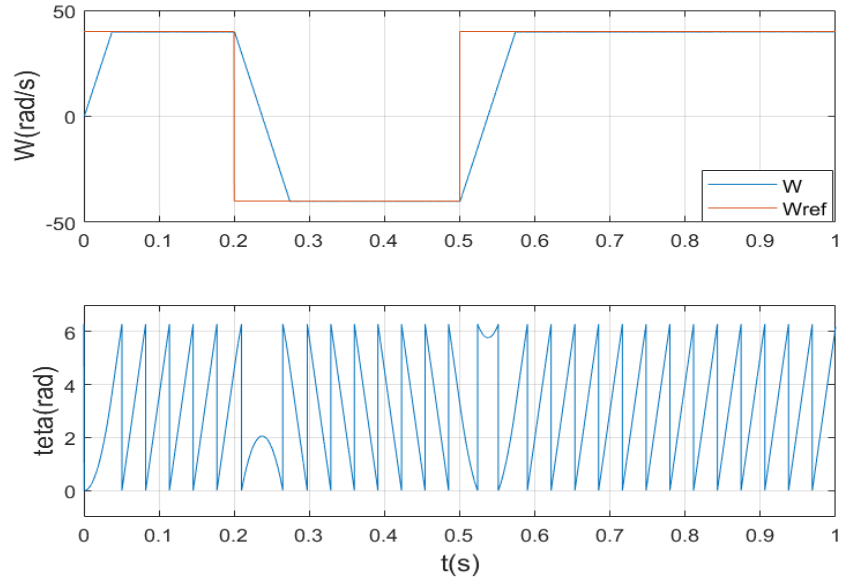
Şekil 4.8 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için elektriksel moment, Id-q ile stator faz akımları (Geleneksel PI)



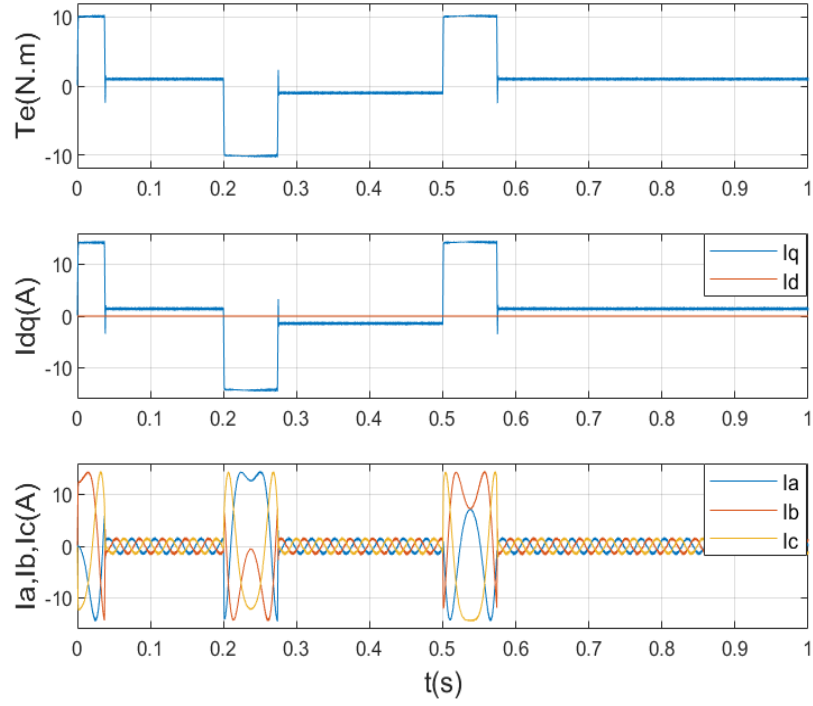
Şekil 4.9 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için hız ve konum (2-DOF FOPI kontrolör)



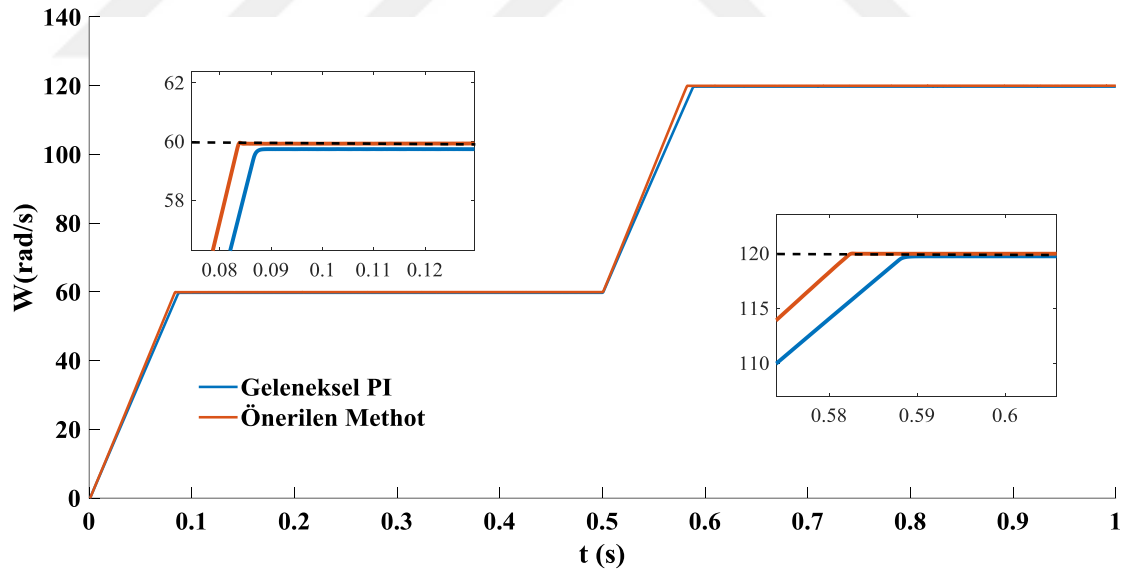
Şekil 4.10 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=3$ N.m ve $W_{ref}=120$ rad/s için elektriksel moment, Id-q ile stator faz akımları (2-DOF FOPI kontrolör)



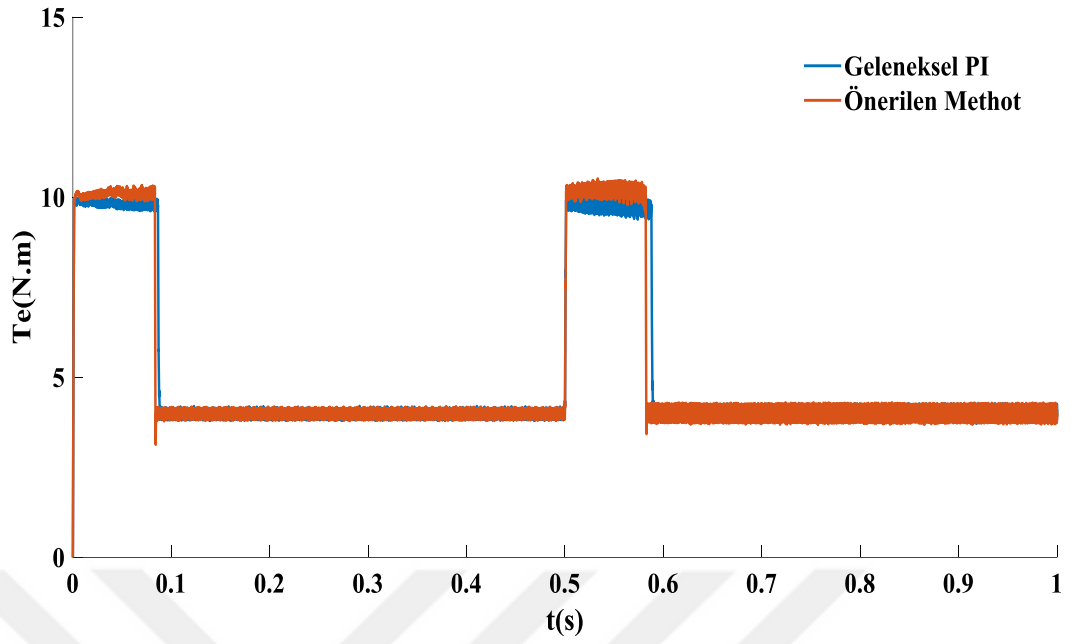
Şekil 4.11 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40,-40,40$ rad/s için hız ve konum (2-DOF FOPI kontrolör)



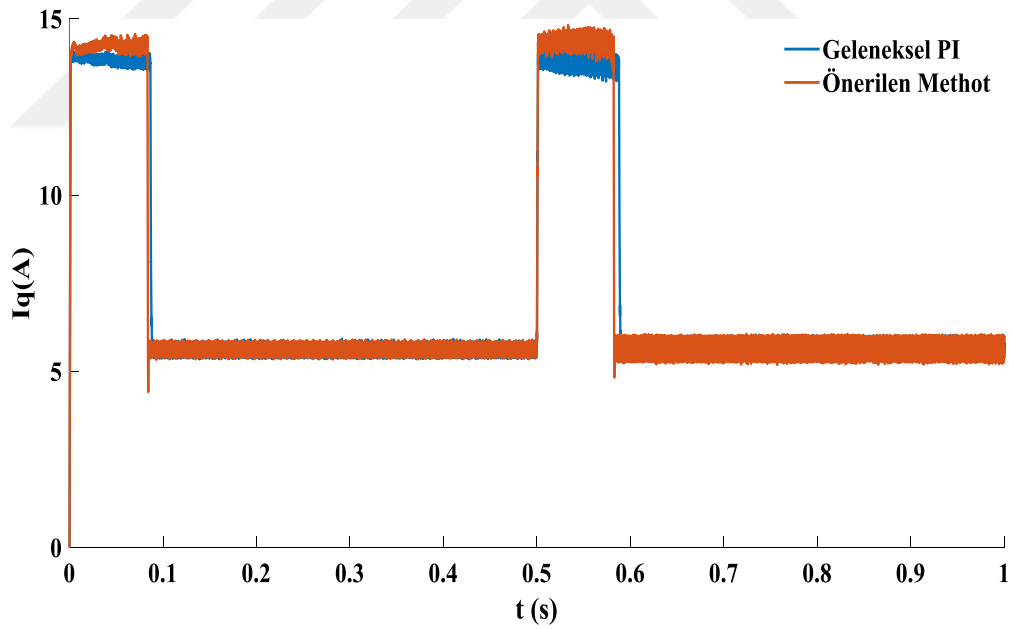
Şekil 4.12 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=1$ N.m ve $W_{ref}=40, -40, 40$ rad/s için elektriksel moment, Id-q ile stator faz akımları (2-DOF FOPI kontrolör)



Şekil 4.13 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60, 120$ rad/s için rotor hızı



Şekil 4.14 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için elektriksel moment



Şekil 4.15 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için q-ekseni akımının zamana göre değişimi

Ayrıca Tablo 4.1’de hem 2-DOF FOPI hem de geleneksel PI denetleyicisinden elde edilen rotor hızına ait sonuçlar için, artış zamanı, yerleşme zamanı, maksimum aşma ve ITAE hata kriterine ait ayrıntılı bilgiler verilmiştir.

Tablo 4.1 Kontrolör performanslarının $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için karşılaştırılması

Performans Kriteri	Geleneksel PI	Önerilen Metot
Artış Zamanı	0,0692	0,0662
Yerleşme Zamanı	0,0857	0,0821
Maksimum Aşma	0	0
ITAE	1,6162	1,3960

Şekil 4.1 Şekil 4.12’de farklı şartlarda, geleneksel PI kontrolörlü histerezis akım kontrolü vektör kontrol yöntemi, geleneksel PI kontrolörlü gerilim kontrolü vektör kontrol yöntemi ve 2-DOF FOPI kontrolörlü gerilim kontrolü vektör kontrol yöntemine ait sonuçlar verilmiştir. Bu sonuçlar incelendiğinde her yöntem için ayrı ayrı iyi performans gösterdiği ve vektör kontrol teorisine uygun olarak rotor hızının referans hızı takip ettiği, konum bilgisi ile rotor hızı arasındaki uyumu, I_q akımı ile elektriksel moment arasında ilişki ve yük momentine bağlı olarak faz akımlarının değişimi gözlenmiştir.

2-DOF FOPI denetleyicisi için rotor hızının tepkisinin PI denetleyicisine ait rotor hız tepkisinden daha iyi olduğu görülmektedir. Bu durum, Tablo 4.1’de verilen sonuçlarda da görülmektedir. Şekil 4.10’da verilen d eksen akımlarının SMSM’nin vektör kontrol stratejisine uygun olarak sıfır olduğu görülmektedir. Ayrıca Şekil 4.12 incelendiğinde, q eksen akımlarının SMSM’nin vektör kontrol stratejisine uygun olarak elektriksel momenti takip ettiği görülmektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolü için iki serbestlik dereceye sahip kesir dereceli oransal integral kontrolör (2-DOF FOPI) yapısının kullanılması araştırılmıştır. Bu amaçla akım kontrolü ve gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemleri simulinkte modellenmiş ve belirli şartlarda simülasyonlar yapılmıştır.

Yapılan karşılaştırmalar sonucu, 2-DOF FOPI denetleyicisi, SMSM'nin vektör kontrolünde hız ve akım kontrolör cihazı olarak kullanılmıştır. Matlab / Simulink ortamında oluşturulan SMSM'nin vektör kontrol modeli hem geleneksel PI denetleyicisi hem de 2-DOF FOPI denetleyicisi için farklı çalışma koşulları için çalıştırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Hem geleneksel PI hem de simülasyonlarda kullanılan 2-DOF FOPI denetleyicisinin parametreleri karınca kolonisi algoritması yardımı ile belirlenmiştir.

Tez bünyesinde yapılan çalışmalar neticesinde elde edilen bulgular aşağıda sıralanmıştır;

Elde edilen sonuçlara göre, SMSM'nin vektör kontrolü için önerilen 2-DOF FOPI kontrolörünün geleneksel PI kontrolörüne nazaran daha iyi performans verdiği görülmüştür. Ayrıca 2-DOF FOPI kontrolöre sahip sistemin yerleşme zamanı, artış zamanı ve ITAE hata kriter değeri geleneksel PI kontrolöre sahip sisteme göre daha iyi performans değerlerine sahip olduğu gösterilmiştir. Geleneksel PI kontrolör bulunan sistem sadece maksimum aşma yönünden daha iyi bir performansa sahip olduğu belirlenmiştir.

Çalışma sonuçlarından karınca koloni optimizasyon algoritmasının SMSM'nin vektör kontrolü için kullanılan kontrolörlerin parametre değerlerini ayarlama da iyi bir performans sergilediği görülmüştür.

Bu çalışmada önerilen 2-DOF FOPI kontrolör yapısı kullanılarak SMSM'nin vektör kontrol sürücü performansının artırılacağı tespit edilmiştir.

Bu çalışmanın neticesi olarak sonraki çalışmalar ve tavsiyeler aşağıda sıralanmıştır;

1. Önerilen kontrolör yapısının parametre değerlerini belirlemek için farklı optimizasyon yöntemlerinin başarıları analiz edilebilir.
2. Çalışmada önerilen kontrolör yapısındaki serbestlik derecesi artırılarak farklı serbestlik derecesine sahip kontrolör yapılarının SMSM'nin vektör kontrolündeki performansları analiz edilebilir.



KAYNAKLAR

- Adam, A. A. (2007). *Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması*. (Doktora tezi). Yıldız teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Adhavan, B., vd., (2011). Field oriented control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) using fuzzy logic controller. In 2011 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (s. 587-592).
- Adnanes, A. K. (1991). "Torque analysis of permanent magnet synchronous motors". In PESC'91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (ss. 695-701). IEEE.
- Alsayed, Y. M., vd., (2019). "High performance control of PMSM drive system implementation based on DSP real-time controller". In 2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE) (s. 225-230). Aswan, Egypt
- Akşehir, K., (2019). Gezin Satıcı Probleminin Karınca Kolonisi Algoritması İle Çözüm Performansının Arttırılmasında Parametre Optimizasyonu. (Yüksek lisans tezi). Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Samsun.
- Arpacı, H. (2018). Uyarlamalı ve sinirsel-bulanık sistemler kullanarak katsayıları ayarlanabilen kesir dereceli; PID kontrolör tasarımı ve uygulaması. ADYU Mühendislik Bilimleri Dergisi, c. 9, s.s. 156-173.
- Asker, M. E. (2009). Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör Ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması/Application Of Vector And Direct Torque Control Methods To Permanent Magnet Synchronous Motor. (Yüksek lisans tezi). Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Åström, K. J., ve Hägglund, T. (2001). The future of PID control. Control engineering practice, 9(11), 1163-1175.
- Ancuti, R., vd., (2008). "Novel motion sensorless control of high-speed small-power surface mount PMSM drives: with experiments". In 2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (s. 11-18). Brasov, Romania.
- Baba, F. (1989). Bilgisayar Destekli PID Kontrol. (Yüksek lisans tezi). Marmara Üniversitesi, Fen bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Babayigit, B., ve Ozdemir, R. (2012). "A modified artificial bee colony algorithm for numerical function optimization". In 2012 IEEE symposium on computers and communications (ISCC) (ss. 000245-000249). IEEE.
- Bakça, F., (2014). Kesir Dereceli PID-Bulanık Mantık Denetleyici Ve Parametrelerinin Adaptif Metotla Ayarlanması. (Yüksek Lisans Tezi). İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Batık, Z. vd., (2014). Kontrolör tasarımı için GA kullanıldığı MATLAB ve. NET tabanlı bir windows uygulaması. Academic Platform Journal of Engineering and Science, 2(1), ss. 24-34.
- Bayhan, N., ve Söylemez, M. T., (2007). Katsayı diyagram metodu tabanlı bir PI-PD kontrolör katsayı ayarlama yöntemi. TOK'07, 37.
- Bayhan, N. (2009). Dayanıklı P Ve Pı Tipi Kontrolör Tasarımı. (Doktora tezi). İstanbul

Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Baysal, N., (2009). Adaptif Ağ Yapısına Dayalı Bulanık Çıkarım Sisteminin (ANFIS) Sayısal İşaret İşlemci İle Gerçekleştirilmesi Ve Uygulaması. (Yüksek lisans tezi).

İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.

Birok, E. (0213). Yüksek mertebeden teorik bir sistemin S7-300/400 tipi PLC için sayısal benzetim ile dijital PID kontrolör tasarımı. (Yüksek lisans tezi). Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli

Bose, B. K. (1988). Technology trends in microcomputer control of electrical machines. IEEE Transactions on industrial Electronics, 35(1), 160-177.

Çelik, H., ve KÜRÜM, H. (2013). Sabit mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü. NWSA-Engineering Sciences, 8(1), (s. 67-85).

Celik, H., ve Yigit, T. (2018). Field-oriented control of the PMSM with 2-DOF PI controller tuned by using PSO. In 2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP) (s. 1-4). IEEE.

Çelik, V., (2010). Kesir Dereceli Yapıların Doğrusal Olmayan Davranışlar Uzerine Etkileri. (Doktora tezi). Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.

Chen, L., vd., (2020). A variable-order fractional proportional-integral controller and its application to a permanent magnet synchronous motor. Alexandria Engineering Journal, 59(5), s.3247-3254.

Chen, P., ve Luo, Y. (2022). Analytical Fractional Order PID Controller Design with Bodes Ideal Cut-off Filter for PMSM Speed Servo Siystem. IEEE Transactions on Industrial Electronics.

Chen, Y., vd., (2009). Fractional order control-a tutorial. In 2009 American control conference. IEEE. (ss. 1397-1411)

Deniz, F. N., 2017. Kesir Dereceli Sistemlerde Modelleme ve Kontrol Uygulamaları. (Doktora tezi). İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.

Dikmen, H. vd., (2014). Gezgin satıcı probleminin karınca kolonisi ve genetik algoritmalarla eniyilemesi ve karşılaştırılması. Süleyman Demirel Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 18(1), 8-13.

Dorigo, M. vd., (1991). The ant system: an autocatalytic optimizing process, (Technical Report No: 91-016), Milano,İtaly.

Eberhart, R., & Kennedy, J. (1995, October). A new optimizer using particle swarm theory. In MHS'95. Proceedings of the sixth international symposium on micro machine and human science. IEEE. (ss. 39-43)..

Erken, F. (2014). Sabit mıknatıslı senkron motorda moment dalgalanmalarının azaltılması. (Doktora tezi). Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.

Ertan, H., B., vd., (2013). Modern electrical drives (Vol. 369). Springer Science & Business Media.

Erünlü, G. (2014). Sabit mıknatıslı senkron motorların servo uygulamalarında PID kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması. (Yüksek lisans tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- Geng, F., ve Zhu, X. P. (2012). “Research on fractional order two-degrees-of-freedom flight control technology of unmanned air vehicle”. In 2012 International Conference on Computer Science and Information Processing (CSIP). IEEE. (s. 807-812).
- Gidemen, G., ve Furat, M. (2015). PID parametrelerinin ayarlama yöntemleri: 2. derece sistem modeline uygulanması ve karşılaştırmalı olarak değerlendirilmesi. Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 30(2), ss. 355- 362
- Gül, O. (2020). Üç fazlı gerilim kaynaklı da/aa eviriciler için kesir dereceli kontrol sistemi tasarımı. (Doktora tezi). İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Gümüş, B. (2004). Sürekli mıknatıslı senkron motorun bulanık mantık gözlemleyicisi kullanarak vektör kontrolü/Vector control of permanent magnet synchronous motor with using fuzzy logic observer. (Doktora tezi). Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Gutierrez, R. E., vd., (2010). Fractional order calculus: basic concepts and engineering applications. Mathematical problems in engineering.
- Hamamci, S. E. (2007). An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers. IEEE Transactions on Automatic Control, 52(10), (s. 1964–1969).
- Harnefors, L., vd., (2003). Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(1), (s. 153–160).
- Horowitz, I. M. (2013). Synthesis of feedback systems. Elsevier.
- Jones, L. A., ve Lang, J. H. (1989). A state observer for the permanent-magnet synchronous motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 36(3), (s. 374–382).
- Kamel, H., (2016). Laboratuarda Gerçek Zamanda Klasik PID Kontrolörlerin Matlab Simulink Uygulamasının PLC Uygulaması ile Karşılaştırılması. (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Kazan, F. A. (2009). Kalıcı mıknatıslı senkron motorun kontrolü.(Yüksek lisans tezi). Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Karabalık, F. (2019) Kesir dereceli denetleyicilerin gerçek zamanlı tasarımı ve uygulaması. (Yüksek lisans tezi). Atatürk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum.
- Karaboga, D., ve Akay, B. (2007). Artificial bee colony (ABC) algorithm on training artificial neural networks. In 2007 IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications. IEEE. (ss. 1-4).
- Karaboga, D., ve Basturk, B. (2008). On the performance of artificial bee colony (ABC) algorithm. Applied soft computing, 8(1), 687-697.
- Karanjkar, D. S., Chatterji. S., Venkateswaran, P. R., 2012. Trends in fractional order controllers, Int. J. Emerg. Technol. Adv. Eng., 2:3, 383-389.
- Krishnan, R. (2001). Electric motor drives: modeling, analysis, and control. Pearson.
- Kürüm, H. Y., ve Akin, E. (2018). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Parametre Tespiti. Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 30(1), (s. 183–191).
- Lara, J.,vd. (2016). Effects of rotor position error in the performance of field-oriented-controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications. IEEE Transactions

- on Industrial Electronics, 63(8), (s. 4738–4751).
- Lee, J., vd., (2009). Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(2), (s. 290–297).
- Luukko, J. (2000). Direct torque control of permanent magnet synchronous machines-analysis and implementation.
- Manabe, S. (1960). The non-integer integral and its application to control systems. *Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan*, 80(860), 589-597.
- Manabe, S. (1962). The system design by the use of a model consisting of a saturation and non-integrals. *Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan*, 82(890), 1731-1739.
- Monje, C. A., vd., (2010). *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media.
- O’ Dwyer, A., 2009. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*, Imperial College Press, 3rd Edition, London.
- Ogasawara, S., vd., (1988). The generalized theory of indirect vector control for AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(3), (s. 470–478).
- Ogata, K. (2010). *Modern control engineering (Vol. 5)*. Upper Saddle River, NJ: Prentice hall.
- Oldham, K., ve Spanier, J. (1974). *The fractional calculus theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order*. Elsevier.
- Oustaloup, A., vd., (2000). Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(1), 25-39.
- Ölmez, A. G. M., ve Güzeliş, C. (2006). Elektrik ve elektronik mühendisliğinde projeye dayalı sayısal kontrol eğitimi: bir metal ayırıcı ve sınıflandırıcı sistem tasarımı örneği. *Journal of Yaşar University*, 2(7), 641-649.
- Özgenel, M. C. (2003). *Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrol Tekniği İle Denetimi. (Doktora Tezi)*. Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Öztürk, C., 2006. *Karınca ve Sürü Optimizasyon Yöntemlerinin İncelenmesi ve Yazılım Uygulamalarının Oluşturulması. (Yüksek lisans tezi)*. Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Öztürk, D., (2012). *İzolatör Yüzey Kaçak Akımlarının Karınca Koloni Algoritması Yardımıyla İncelenmesi. (Doktora tezi)*. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Urgan, B. (2011). *Karınca Kolonisi Algoritmaları Ve Bir Uygulama. (Yüksek Lisans Tezi)*. Mimar Sinan Güzel Sanatlar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Pajchrowski, T., ve Wójcik, A. (2020). Analysis of influence of linear regulators’ structure on level of speed unevenness of PMSM direct drive. *Przeglad Elektrotechniczny*, 96(7), (s. 59–67).
- Perera, P. C. (2002). Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives.

Institut for Energiteknik, Aalborg Universitet.

- Petráš, I. (2009). Fractional-order feedback control of a DC motor. *Journal of electrical engineering*, 60(3), 117-128.
- Pillay, P., ve Krishnan, R. (1989). Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(2), (s. 265–273).
- Podlubny, I. (1999). *Fractional differential equations, mathematics in science and engineering*. Academic press New York.
- Poli, R., Kennedy, J., ve Blackwell, T. (2007). Particle swarm optimization. *Swarm Intelligence*, 1 (1), 33–57. Search in.
- Prokop, L., ve Grasblum, P. (2005). 3-phase PM synchronous motor vector control using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 device. Freescale Semi—Conductor Application Note.
- Qiao, W., vd., (2016). Adaptive two-degree-of-freedom PI for speed control of permanent magnet synchronous motor based on fractional order GPC. *ISA Transactions*, 64, (s. 303–313).
- Ross, B. (2006). *Fractional calculus and its applications: proceedings of the international conference held at the University of New Haven, June 1974 (Vol. 457)*. Springer.
- Runde, S., vd., (2021). “Advanced FOC with Adaptive Switching Frequency for the Integrated Multiphase ISCAD”. *ICEMS 2021 - 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems*, (s. 647–652).
- Sarioğlu vd., (2003). *Asenkron Motorlar ve Kontrolü*, Birsen yayınları.
- Selçuk, K., D. (2020). *Kesir Dereceli Pıd Denetleyicilerin Tasarımına Yönelik Matlab Arayüzü Geliştirilmesi. (Yüksek lisans tezi)*. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Shankaran, V. P., vd., (2021). Fractional-order PI plus D controller for second-order integrating plants: Stabilization and tuning method. *ISA transactions*.
- Sharma, R. K., vd., (2008). Vector control of a permanent magnet synchronous motor. *2008 Annual IEEE India Conference*, 1, (s. 81–86).
- Skvarenina Timothy, L. (2001). *The Power Electronics Handbook*, Industrial Electronics Series. Academic Press.
- Štulrajter, M., vd., (2007). Permanent magnets synchronous motor control theory. *Journal of Electrical Engineering*, 58(2), (s. 79–84).
- Sünter, S., ve Altun, H. (2005). Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter. *Electrical Engineering*, 87(2), (s. 83–92).
- Sürücü, E. (2021). *Kesir Dereceli PID Denetleyicinin Model Referans Tabanlı Tasarımı. (Yüksek lisans tezi)*. Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Tokat.
- Şenol, B., (2015). *Kesir Dereceli Belirsiz Sistemler İçin Dayanıkl Analiz Araçlarının ve Arayüz Programlarının Geliştirilmesi. (Doktora tezi)*. İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Tang, Z., ve Akin, B. (2018). A New LMS Algorithm Based Deadtime Compensation Method for PMSM FOC Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(6),

(s. 6472–6484).

Trzynadlowski, A. M. (2000). Control of induction motors. Elsevier.

Tustin, A., vd., (1958). The design of systems for automatic control of the position of massive objects. Proceedings of the IEE-Part C: Monographs, 105(1S), 1-57.

Vas, P. (1998). Sensorless vector and direct torque control (Vol. 42). Oxford,[Eng.]; New York: Oxford University Press.

Vatansever, F., ve Deniz, S. (2013). Design of PID Controller Simulator based on Genetic Algorithm. Uludağ University Journal of The Faculty of Engineering, 18(2), 7-18.

Vinagre, B. M., vd., (2000). Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications. Fractional calculus and applied analysis, 3(3), 231-248.

Vindel, D., vd., (2012). Field-oriented control of a PMSM drive system using the dSPACE controller. 2012 IEEE International Electric Vehicle Conference, IEVC 2012, (s. 23–27).

Yılmaz, (2020). Sürekli Mıknatıslı Senkronmotorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü. (Yüksek lisans tezi). Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.

Xie, Y., vd., (2018). Data-driven adaptive fractional order PI control for PMSM servo system with measurement noise and data dropouts. ISA Transactions, 75, (s. 172–188).

Zaihidee, F. M., vd., (2019). Application of Fractional Order Sliding Mode Control for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE Access, 7, (s. 101765–101774).

Zhang, B. T., vd., (2012). Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor. ISA Transactions, 51(5), (s. 649–656).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyad, Ad Erdal, Hasan

Eğitim Bilgileri

Derece	Kurum	Mezuniyet Yılı
Lisans	Dicle Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	2009
Lise	Mükrimin Halil Lisesi	2003

İş Deneyimi

Dönem (Yıl)	Şirket, Kurum	Görev
(2012-Devam ediyor.)	Bingöl Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

Özel İlgiler

Binicilik-Atıcılık

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ BENZERLİK BİLDİRİMİ FORMU

Öğrencinin Adı, Soyadı	Hasan ERDAL
Öğrenci No	19805011
Ana Bilim Dalı	Elektrik Elektronik Mühendisliği
Program Türü	Proje ☐ Yüksek Lisans ☒ Doktora ☐
Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)	Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER
(Varsa) II. Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)	
Tez Başlığı	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü
RAPOR BİLGİLERİ	
Raporlama Aşaması	Tez Savunma Sınavı Sonrası
Sayfa Sayısı	101
Raporlama Tarihi	20/06/2022
Benzerlik Oranı (%)	11

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmamın toplam 101 sayfalık kısmına ilişkin, 20/06/2022 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından Turnitin isimli intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 11 olarak tespit edilmiştir.

Uygulanan filtrelemeler:

- ☐Başlangıç Bölümleri (Kabul ve Onay sayfası, Teşekkür sayfası, Özet/Abstract) hariç
☐Kaynaklar hariç
☐Alıntılar hariç/dâhil
☒Diğer (Her şey dahil)

Tezimin benzerlik oranı, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü İntihal Raporu Uygulama Esaslarında belirtilen üst sınır benzerlik oranını aşmamaktadır. Benzerlik oranım üst sınır benzerlik oranının altında olsa dahi aksinin tespit edilmesi durumunda her türlü yasal sorumluluğu kabul ettiğimi ve hukuki sonuçlarına razı olduğumu bildirir, gereğini arz ederim.

Öğrencinin Adı, Soyadı: Hasan ERDAL

Tarih: 20/06/2022

İmza:

Danışman Adı, Soyadı:Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER

İmza:

Tarih: 20/06/2022

Ana Bilim Dalı Başkanı Adı, Soyadı:Doç.Dr. Bilal GÜMÜŞ

İmza:

Tarih: 20/06/2022
