



**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ
KONTROLÜNÜN DSP ÜZERİNDE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Merve Sevim CAMGÖZ

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Said Mahmut ÇINAR

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI-YENİLENEBİLİR ENERJİ
SİSTEMLERİ BİLİM DALI**

Eylül 2019

Bu tez çalışması 17.FEN.BİL.74 numaralı proje ile BAPK tarafından desteklenmiştir.

AFYON KOCATEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN
YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜNÜN DSP ÜZERİNDE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Merve Sevim CAMGÖZ

Danışman
Dr. Öğretim Üyesi Said Mahmut ÇINAR

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI-YENİLENEBİLİR
ENERJİ SİSTEMLERİ BİLİM DALI**

Eylül 2019

TEZ ONAY SAYFASI

Merve Sevim CAMGÖZ tarafından hazırlanan “Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolünün DSP Üzerinde Gerçekleştirilmesi” adlı tez çalışması lisansüstü eğitim ve öğretim yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca 20/09/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından **oy birliği** ile Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Yenilenebilir Enerji Sistemleri Bilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman : Dr. Öğr. Said Mahmud ÇINAR

İmza

Başkan : Dr. Öğretim Üyesi Mustafa NİL
Manisa Celal Bayar Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi

Üye : Dr. Öğretim Üyesi Said Mahmut ÇINAR
Afyon Kocatepe Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi

Üye : Dr. Öğretim Üyesi Emre AKARSLAN
Afyon Kocatepe Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi

Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu’nun
...../...../..... tarih ve
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

.....

Prof. Dr. İbrahim EROL
Enstitü Müdürü

BİLİMSEL ETİK BİLDİRİM SAYFASI
Afyon Kocatepe Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- Atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- Ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

20/09/2019


Merve Sevim CAMGÖZ

ÖZET
Yüksek Lisans Tezi

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ
KONTROLÜNÜN DSP ÜZERİNDE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Merve Sevim CAMGÖZ

Afyon Kocatepe Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı-Yenilenebilir Enerji Sistemleri Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Said Mahmut ÇINAR

Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) yüksek verim ve enerji yoğunluğuna sahip olmaları sebebiyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. SMSM’lerin kontrolünde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol (AYK) alternatif akım motorlarının bir doğru akım motoru gibi kontrol edilmesine imkân tanır. Bu tez çalışmasında bir SMSM’in sensörsüz AYK yöntemiyle kontrolü, Texas Instrument (TI) firmasının TMDSHVMTRINSPIN model motor kontrol kiti üzerinde gerçekleştirilmiştir. Motor kontrol kitinde TI C2000 serisi 32-bit, 90MHz bir TMS320F28069 Piccolo™ mikrodeneleyici yer almaktadır. Söz konusu mikrodeneleyici MATLAB/Simulink ortamında MATLAB kod üretici aracı kullanılarak programlanmıştır. Tez kapsamında, uygulanan sensörsüz AYK algoritması için oransal-integral (PI) ve bulanık mantık (BM) olmak üzere iki farklı hız kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan PI ve BM kontrolörler, referans hız ve yükün adım girişlerine karşılık motorun hız ve moment adım cevapları ile test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar üzerinde kontrolörlerin hedef hızı yakalama süreleri, kalıcı durum hataları, yük uygulandığında ve kaldırıldığında motor hızındaki değişimlere kontrolörlerin verdiği tepkiler incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, BM kontrolörün PI kontrolöre göre daha iyi performans gösterdiğini göstermiştir.

2019, ix + 50 sayfa

Anahtar Kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM), Alan yönlendirmeli kontrol (AYK), Sensörsüz AYK, MATLAB/Simulink, PI kontrolör, Bulanık mantık kontrolör (BMK)

ABSTRACT
M.Sc. Thesis

**REALIZING FIELD ORIENTED CONTROL OF PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS MOTOR ON DSP**

Merve Sevim CAMGÖZ

Afyon Kocatepe University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Engineering – Renewable Energy Systems

Supervisor: Asst. Prof. Said Mahmut ÇINAR

Permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used in industry because of their high efficiency and energy density. The field oriented control (FOC) uses in the control of SMSMs allows alternating current motors to be controlled as a direct current motor. In this thesis, the control of an SMSM with sensorless FOC method was implemented in a motor control kit. The kit was TMDSHVMTRINSPIN model, and it was designed by Texas Instrument (TI) company. Also the kit included a TI C2000 series 32 – bit, 90MHz TMS320F28069 Piccolo [™] microcontroller. The microcontroller was programmed using MATLAB code generator tool in MATLAB / Simulink environment. In the thesis, two different speed controllers; i: proportional-integral (PI), and ii: fuzzy logic (FL), were designed for the sensorless FOC algorithm. The designed PI and FL controllers were tested with step responses of motor speed and tork for reference speed and load step inputs. On the obtained results, rise time, steady-state error, the response time of the controllers to the changes in motor speed when the load is applied and removed are examined. The obtained results were observed that the FL controller performed better than the PI controller.

2019, ix + 50 pages

Keywords: Permanent magnet Synchronous motor (PMSM), Field oriented control (FOC), Sensorless control, MATLAB/Simulink, Proportional-integral (PI), Fuzzy logic controller (FL)

TEŞEKKÜR

Bu araştırmanın konusu, deneysel çalışmaların yönlendirilmesi, sonuçların değerlendirilmesi ve yazımı aşamasında yapmış olduğu büyük katkılarından dolayı tez danışmanım Sayın Dr. Öğr Said Mahmut ÇINAR'a, her konuda öneri ve eleştirileriyle yardımlarını gördüğüm hocalarıma ve arkadaşlarıma teşekkür ederim. Bu tez çalışması 17.FEN.BİL.74 numaralı proje ile BAPK tarafından desteklenmiştir.

Bu araştırma boyunca benden desteklerinin hiç esirgemeyen her durumda arkamda duran annem Lütfiye CAMGÖZ'e, babam Abdurrahman CAMGÖZ'e ve kardeşlerim Büşra ve Emir Sefa CAMGÖZ'e teşekkür ederim iyi ki varsınız. Ayrıca hayatımın her döneminde olduğu gibi bu dönemde de desteğini hep hissettiğim dedem Sabri CAMCI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Merve Sevim CAMGÖZ
AFYONKARAHİSAR, 2019

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	iv
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	viii
RESİMLER DİZİNİ	ix
1. GİRİŞ.....	1
2. LİTERATÜR BİLGİLERİ	3
3. MATERYAL ve METOT	8
3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar	8
3.1.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli	12
3.2 Evirici Çeşitleri	19
3.2.1 Gerilim Kaynaklı Eviriciler	19
3.2.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	20
3.2.3 Kullanılan Motor Kontrol Kiti.....	23
3.3 SMSM'in Hız Kontrolü	25
3.2.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	29
3.2.2 Hız ve Akım Kontrolörler	31
4. BULGULAR	36
4.1 PI Kontrolör ile Yapılan Deney Sonuçları.....	36
4.2 Bulanık Mantık Kontrolör ile Yapılan Deney Sonuçları	39
4.1 PI Ve Bulanık Mantık Kontrolör Sonuçlarının Karşılaştırılması	43
5. TARTIŞMA ve SONUÇ	46
6. KAYNAKLAR.....	47
ÖZGEÇMİŞ.....	50

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

NdFeB	Neodyum-Demir-Bor
B	Akı yoğunluğuna
H_c	Sabit mıknatısın alan şiddeti
K_p	Oransal kontrol katsayısı
K_i	İntegral kontrol katsayısı
K_d	Türev kontrol katsayısı
i_a, i_b, i_c	3-faz sabit referans düzlem akımları
i_α, i_β	2-faz sabit referans düzlem akımları
i_d, i_q	2-faz rotor referans düzlem akımları
V_α, V_β	2-faz sabit referans düzlem gerilimleri
V_d, V_q	2-faz rotor referans düzlem gerilimleri
$S_{1,...,6}$	Evirici anahtarları
L_d, L_q	d-q düzlem endüktansı

Kısaltmalar

AA	Alternatif akım
AYK	Alan yönlendirmeli kontrol
BMK	Bulanık mantık kontrolör
DA	Doğru akım
DTC	Doğrudan moment kontrol
EMK	Elektromotor kuvvet
GA	Genetik algoritma
ISMSM	İç sabit mıknatıslı senkron motor
PI	Oransal integral kontrolör
PMAC	Sabit mıknatıslı alternatif akım
SMSM	Sabit mıknatıslı senkron motorlar
YSMSM	Yüzey sabit mıknatıslı senkron motor

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 3.1 Oluşturulan deney düzeneğinin blok diyagramı.	8
Şekil 3.2 Akımlarda koordinat dönüşüm referans düzlemi.	13
Şekil 3.3 Akım uzay vektörü düzlemsel gösterimi (Balazovic, 2003).	14
Şekil 3.4 Stator akımları 3 ve 2 fazlı sabit düzlem gösterimleri (Clarke Dönüşüm).	15
Şekil 3.5 2-faz sabit düzleminden 2-faz rotor düzlemine dönüşüm (Park dönüşüm).	16
Şekil 3.6 Rotor referans düzleminin $d-q$ eşdeğer devreleri.	17
Şekil 3.7 Gerilim kaynaklı 3-fazlı evirici yapısı.	20
Şekil 3.8 PWM çeşitleri.	20
Şekil 3.9 SMSM anahtarlama devresi.	21
Şekil 3.10 Uzay vektör modülasyonunda vektörler ve sektörler.	22
Şekil 3.11 Sabit mıknatıslı senkron motora alan yönlendirmeli kontrolün uygulanma şeması.	25
Şekil 3.12 MATLAB/Simulink alan yönlendirmeli kontrol.	26
Şekil 3.13 MATLAB/Simulink motor ve SMO parametreleri.	26
Şekil 3.14 Hız Kontrolör bloğu PI denetleyici ile (a), BMD ile (b).	27
Şekil 3.15 AYK algoritma bloğu.	27
Şekil 3.16 Kontrol bloğu.	28
Şekil 3.17 Akım kontrolör.	28
Şekil 3.18 SMSM kontrol yöntemleri.	29
Şekil 3.19 Alan etkili kontrol şeması (Morales vd. 2014).	30
Şekil 3.20 PID paralel yapısı blok diyagramı.	32
Şekil 3.21 Bulanık mantık kontrolör blok diyagramı.	34
Şekil 3.22 Bulanık mantık üyelik fonksiyon çeşitleri.	35
Şekil 4.1 PI kontrolör ile değişik K_p değerleri için yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.	37
Şekil 4.2 PI kontrolör ile değişik K_i değerleri için yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.	38
Şekil 4.3 PI kontrolör ile yapılan yüklü çalışma deney sonuçları.	39
Şekil 4.4 SMSM'in alan yönlendirmeli kontrolünde BMK uygulanması.	39
Şekil 4.5 Bulanık mantık kontrol sisteme uygulanması.	40
Şekil 4.6 Girişler için (a,b) ve çıkış için (c) üyelik fonksiyonu.	40
Şekil 4.7 Kullanılan BMK'ya ait kural yüzeyi.	41

Şekil 4.8 BMK ile yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.	42
Şekil 4.9 BMK ile yapılan yüklü çalışma deney sonuçları.	43
Şekil 4.10 Yüksüz durumda PI ve BM kontrolör karşılaştırması deney sonuçları.	44
Şekil 4.11 Yüklü durumda PI ve BM kontrolör karşılaştırması deney sonuçları.....	45



ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 3.1 SMSM’lerin avantaj ve dezavantajları.....	10
Çizelge 3.2 Motor etiket değerleri.....	12
Çizelge 3.3 Anahtar konumuna göre faz gerilimleri..	22
Çizelge 3.4 Alan yönlendirmeli kontrolün avantajları ve dezavantajları.....	321
Çizelge 3.5 PID parametrelerine karşı sistem çıkışında oluşan değişimler.	32
Çizelge 4.1 BMK için oluşturulan kural tablosu.....	41



RESİMLER DİZİNİ

	Sayfa
Resim 3.1 SMSM'in kontrolü için deney düzeneği.....	8
Resim 3.2 Sabit mıknatıslı senkron motor.	11
Resim 3.3 Kullanılan motor kontrol kiti.	23
Resim 3.4 Motor kontrol kitinin dış görünümü.	24



1. GİRİŞ

Son yıllarda teknolojiadaki gelişmeler elektrik makinaları, güç elektroniği ekipmanları gibi çok geniş yelpazede kendini göstermektedir. Her geçen gün hız kazanan çalışmalarda düşük maliyet ve yüksek verim hedeflenmektedir. Bu çalışmalar birçok şekilde yapılsa da en popüler yöntemlerden birisi kayıpları azaltarak verimliliği artırmaktır. Elektrik makinalarından olan motorlarda da kayıplar azaltılarak verim artırılması ön planda tutulmaktadır.

Doğal mıknatıslar kullanılarak bakır kayıpların azaltılmasıyla ortaya çıkan sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) senkron hızda dönmesinden adını almıştır. SMSM'ler çift uyartımlı bir sisteme sahip olup statoru alternatif akımla (AA), rotoru ise doğru akımla (DA) beslenmektedir. Ancak doğru akım taşıyan sargılar yerine rotora yerleştirilmiş olan mıknatıslar manyetik alanı sağlamaktadır. Bu da ikinci bir uyartım sistemini ortadan kaldırmış olur (Pillay and Krishnan 1989).

SMSM'ler üstün performans beklenen uygulamalarda (robot ve uçak teknolojisi gibi) yüksek moment, yüksek güç, yüksek verim, düşük ses ve küçük boyut gibi üstünlükleriyle alternatif akım motorları içinde en çok tercih edilen motorlar haline gelmiştir. SMSM'ler reaktif güce ihtiyaç duymamaları, verimlerinin senkron devirde kayma oranından bağımsız olmaları, yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmaları gibi avantajlarından dolayı endüstride asenkron motorların yerine alternatif oluşturabilmektedir. SMSM'ler geniş hız aralıklarında çalışma imkânı sağlamasıyla yüksek hız gerektiren çamaşır ve bulaşık makinası motorlarında kullanıldığı gibi düşük hızlı rüzgâr türbinleri, asansör motorları gibi sistemlerde de tercih edilebilirler.

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrolü için sürücülere ihtiyaç duyulur. Güç elektroniği ekipmanlarındaki gelişme sayesinde sürücülerin maliyeti azalırken verimlerinde artış olmuştur. Mikroişlemci mimarisi ve işleyişindeki gelişmeler sayesinde ise kontrol teorisi ve algoritmalarının sayısal olarak işlenebilmesi ve gömülü sistemlere entegre edilebilmesi kolaylaşmıştır. SMSM'lerin kontrol yöntemleri alan yönlendirmeli

kontrol (AYK), doğrudan moment kontrol (Direct Torque Control-DTC) ve V/f kontrol olmak üzere üç şekilde uygulanabilir.

Doğru akım motorlarında uyarma devresi ve endüvi devresi arasındaki ilişki olmadan kontrol sağlanır. Bu durumda yüksek dinamik performans elde edilmiş olur. Alan yönlendirmeli kontrol alternatif akım motorlarından SMSM'lere uygulandığında DA motorundaki gibi bir performans elde edilmesine olanak sağlanabilmektedir (Çelik 2013). Bu yüzden son zamanlarda çalışmalar bu alanda hız kazanmıştır.

Bu tez çalışmasında 1.5 kW gücünde bir SMSM'in hız kontrolü sensörsüz AYK yöntemi kullanılarak TI firmasının TMDSHVMTRINSPIN model invertör geliştirme seti üzerinde gerçekleştirilmiştir. Motor kontrol algoritmaları MATLAB/Simulink ortamında hazırlanmış ve geliştirme kartı üzerinde bulunan mikrodenetleyiciye MATLAB/Code Generation aracı ile gömülmüştür. Hız kontrolü için Oransal-İntegral Kontrolör (PI) ve Bulanık Mantık Kontrolör (BMK) kullanılmış ve bu kontrolörlerin performansı karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

2. LİTERATÜR BİLGİLERİ

SMSM’lerde rotorda sargı yerine mıknatıs kullanılması nedeniyle rotor bakır kayıpları yoktur. Bunun yanında yapısının basit olması, geniş hız aralıklarında kontrol edilebilir olması, yüksek hızlarda çalışabilmesi, boyutlarının küçük olması avantajlarına da sahiptir. Ancak bu motorların DA motorundan farklı olarak bir sürücüye ihtiyaç duymaları, maliyetlerinin aynı güçteki bir başka motordan (örneğin aynı güçteki bir DA motoru) fazla olması, hassas rotor konum bilgisi gerektirmesi gibi dezavantajları da vardır.

Elektrik motorlarının kontrolü için sürücüler kullanılmaktadır. Yarı iletkenlerin geliştirilmesine yönelik çalışmalar sayesinde sürücü boyutları oldukça küçülürken yüksek anahtarlama özelliğine sahip güç elektroniği ekipmanları (IGBT gibi) sayesinde verimlilikleri artmıştır.

Sürücülere karmaşık kontrol algoritmasının uygulanabilmesi mikroişlemci mimarisi alanında yapılan geliştirme çalışmaları ile sağlanmıştır. SMSM’lerde kontrol skaler ya da vektörel olarak gerçekleştirilebilir. Ancak bunun için hassas konum bilgisine gerek olması ile kontrol algoritması sensörlü ya da sensörsüz olarak gerçekleştirilir. Günümüzde sensörlerin maliyeti artırması ve her tahrik sistemine uygun olmaması nedeniyle günümüzde sensörsüz kontrol üzerine çalışmalar hız kazanmıştır.

Aşağıda SMSM’in yüksek performanslı kontrolü hedeflenerek gerçekleştirilen yöntemlere ilişkin literatürde yapılmış çalışmaların kronolojik olarak bir özeti sunulmuştur.

Buzcu’nun (2005) gerçekleştirdiği tez çalışmasında simülasyon ortamında SMSM’in modellenmesi ve AYK kontrolü üzerinde durulmuştur. Sistemdeki harmoniklerin azaltılması için pasif filtre uygulaması gerçekleştirilmiştir.

SMSM kontrol yöntemlerinden AYK ve DTC karşılaştırması Merzoug ve Naceri (2008) tarafından simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada her iki kontrol

yöntemi için avantajlar ve dezavantajlar ele alınırken birbirleri üzerinde net bir üstünlük sağladıklarının söylenmesinin zor olduğu ifade edilmiştir. Ancak iyi bir uygulama ile yük varyasyonuna göre DTC ile daha hızlı yanıt alındığı belirtilmiştir.

Jan vd. (2008) tarafından yapılan çalışma kontrolör olarak kullanılan PID kontrolörün parametrelerinin genetik algoritma (GA) ile belirlenmesi üzerinedir. Daha iyi bir kontrol uygulaması için hem simülasyon hem de deneysel test platformunda iki farklı deney yapılmıştır. Birinci deneyde; GA rastgele 15 bit (her bir parametre K_p , K_i ve K_d 5 bit), 500 ikiliden oluşan bir popülasyon üreterek başlamıştır. 10 nesilden sonra K_p , K_i ve K_d parametreleri elde edilmiştir. Elde edilen PID parametreleri tasarlanan simülasyon ve deneysel platformlardaki kontrolörlere uygulanmıştır. Sistemin yük değişikliğine karşı hızın cevabı grafik olarak sunulmuştur. İkinci örnekte ise kontrolör parametresi olarak K_p ve K_i ile PID kontrolörün denklem parametreleri olan α ve β değerleri hesaplanmıştır. Bu sefer 20 bitlik (her parametre 5 bit) 500 ikili dizi popülasyonu oluşturularak başlanır. Yine 10 nesilden sonra PI parametreleri ve α , β değerleri elde edilir. Aynı simülasyon ve platform üzerine bu değerlerde uygulanarak karşılaştırma yapılır. Böylelikle PID katsayılarının genetik algoritma ile bulunması üzerine iki farklı örnek sunulmuştur.

Lee vd. (2010) de çalışmalarında yüzey montajlı SMSM'in sensörsüz kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Genelde konum açısı tahmininde ω hızı büyük bir engel olarak görünür. Ancak doğrusal olmayan gözlemci hız bilgisi gerektirmediği için pratik sensörsüz uygulamalarda basit ve iyi bir performans sunmuştur. Hem deneysel hem de gerçek bir platformda yapılan çalışmalar bu görüşü kanıtlamıştır.

Akyazı vd. (2011) çalışmalarında SMSM'in alan yönlendirmeli kontrolünü hız kontrolör olarak BMK kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Buradaki BMK'de dört farklı üyelik fonksiyonu (Üçgen, Çan, Gaussian ve Cauchy) kullanarak değişik hız durumlarında sistemin performansı gözlemlenmiştir. Sonuçlar grafikler ile görsel olarak sunulmuştur.

Samat vd. (2012), çalışmalarında SMSM ve AYK arasında haberleştirme oluşturmak için dijital sinyal işlemci olarak Texas Instruments (TI) firmasının TMS320F2808 mikro denetleyicisini kullanmışlardır. Sonuçlar bu sistem dâhilinde motorun ileri ve geri yönde

döndürülmesiyle hızın referans hızı başarıyla takip ettiğini göstermektedir. Ancak burada motorun konum bilgisini saptamak amacıyla sensörlü bir kontrol geliştirilmesi maliyeti yükseltmiştir.

Çelik vd. (2013), çalışmalarında SMSM'lerin alan yönlendirmeli kontrolüne yönelik Matlab/Simulinkte benzetimler yapıp, DS1103 Ace Kitini kullanarak laboratuvar ortamında da gerçekleştirmişlerdir. Deneysel ve benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar kullanılarak, SMSM'nin kullanıldığı düzeneklerde AYK ile geniş bir hız aralığında yüksek dinamik cevaba sahip olduğu gösterilmiştir.

Dursun vd. (2014) SMSM'in kontrolünde sensörlerin neden olduğu bozulmaları ortadan kaldırmak için Model Referans Adaptif Sistem (MRAS)'i kullanarak sensörsüz bir kontrol sistemi gerçekleştirmişlerdir. Klasik PI kontrol modelini tersine hibrit bir hız kontrol modeli önermişlerdir. PI ve BMK kontrolden oluşan bu model hatanın durumuna göre kontrolörleri devreye almaktadır. MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen deneyler yüklü ve yüksüz durumlar için incelenmiş olup hibrit kontrol modelin klasik PI kontrol modele göre daha iyi bir geçici yanıt ve daha az yük tork bozulma sağladığı ispatlanmıştır.

Erünlü (2014) yüksek lisans tezinde vektör kontrol uygulaması için gerekli olan rotorun açısal hızını elde edebilmek için 2500 artımlı mutlak pozisyonlu dördül enkoder kullanarak dijital PID kontrolörü hız kontrolör olarak kullanmıştır. PID parametrelerinin otomatik belirlenebilmesi için öncelikle modeli elde edilen sisteme uyarı sinyalleri gönderilmiştir. Çalışmasında simülasyon ve deneysel platform üzerinde yapılan testlerin sonuçlarının incelenmesi ile kullanılan yöntemin başarısını kanıtlanmıştır.

Abassi vd. (2015) yukarıdaki çalışmalara benzer nitelikte olan de çalışmalarında AYK ve DTC'nin performans olarak kıyaslaması yapılmıştır. İlk olarak SMSM'in matematiksel modelinin oluşturulmasıyla ve uzay vektör modülasyon tekniğinin kullanılmasının ardından sisteme AYK ve DTC kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda kontrol algoritmalarının birinde bir hata oluşması ve sistemin kötüye gitmesi durumunda, arızayı algılayan ve sistemin performansının bozulmadan devam etmesine

olarak sağlayacak birbiri ile koordineli çalışan bir AYK ve DTC kontrol şeması tasarlanmıştır. Böylelikle arıza durumlarında AYK'dan DTC'ye veya bunun tam tersi DTC'den AYK'a geçiş yapacak sistemi önermektedirler.

Lara vd. (2016) AYK kontrol için gereken konum bilgisinin eldesi için kullanılan sensörden kaynaklı hatadan dolayı ortaya çıkan tork dalgalanmaları üzerine bir çalışma yapmışlardır. MATLAB-SimPowerSystems'de simülasyon çalışmasında iç sabit mıknatıslı senkron motor ve yüzey sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır. Deney aşaması ise 400 W SM-SMSM ve 80 kW SM-SMSM ile ISMSM TM4 EV sürücüsü ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneylerden elde edilen sonuçların incelenmesiyle, sistemin üretilen moment dalgalanmalarını gözlemlemeye uygun olduğu ispatlanmıştır. İzin verilen moment dalgalanma sınırı olan %5'in altına inilmesi hedefine ulaşılmıştır.

Jacob vd. (2017) tarafından yapılan çalışmada uzay vektörü asimetrik ayarlanmış çok seviyeli (7 seviye) inverterle beslenen SMSM'in alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin hızının PI kontrolör ile kontrolü gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink ortamında yapılan deneylerle çok seviyeli invertör ve P kontrolör sayesinde farklı hız ve yük koşulları altında çıkışta yumuşak geçişler sağlandığı gözlemlenmiştir.

Alışkan vd. (2018) birlikte gerçekleştirdikleri çalışmada SMSM'in bulanık mantık ile hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Mamdani, Larsen ve Tsukamoto çıkarımları kullanılarak bulanık mantık denetleyicilerinin değişik koşullardaki performansları incelenerek karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak yapılan simülasyon ortamında yapılan deneylerle Larsen ve Tsukamoto çıkarım yöntemlerinin daha başarılı olduğu grafiklerle kanıtlanmıştır.

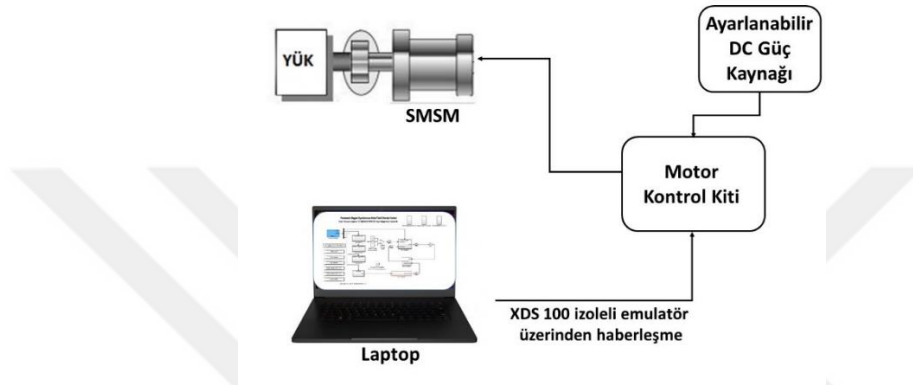
Bu tez çalışmasında bir SMSM'in sensörsüz AYK yöntemiyle kontrolü gerçekleştirilmiştir. Motor olarak ECMA-E21315GS model 1.5 kW 8.3 A parametrelere sahip yüzey sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır. Motor kontrol kiti olarak üzerinde TI C2000 serisi 32-bit, 90MHz bir TMS320F28069 Piccolo™ mikrodenetleyicisi yer alan Texas Instrument (TI) firmasının TMDSHVMTRINSPIN model motor kontrol kiti tercih edilmiştir. Mikrodenetleyici MATLAB/Simulink

ortamında MATLAB kod üretici aracı kullanılarak programlanmıştır. Sensörsüz hız ölçümü kayan mod gözlemci (Sliding Mode Observer-SMO) algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Tez kapsamında, uygulanan sensörsüz AYK algoritması için oransal-integral (PI) ve bulanık mantık (BM) olmak üzere iki farklı hız kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan PI ve BM kontrolörler motor referans hızı adım girişi için yüksüz durum deneyleriyle test edilmiştir. Ardından kararlı durumda çalışan motora yük adım girişi uygulanan yüklü durum deneyleriyle test edilmiştir. Hız kontrolör olarak tercih edilen PI ve BMK çalışma performansları yüklü ve yüksüz durumda karşılaştırılarak sonuçlar kısmında yorumlanmıştır.



3. MATERYAL ve METOT

SMSM'in vektör kontrolünün gerçekleştirildiği bu çalışmada 1.5 kW gücünde 2000 d/dk ECMA-E21315GS model bir motor kullanılmıştır. Motor TI firmasının TMDSHVMTRINSPIN model hız kontrol deney seti ile sürülmüştür. Söz konusu deney setinde TMDSCNCD28069MISO mikro denetleyici kartı kullanılmıştır. Deney düzeneği blok diyagramı (Şekil 3.1) ve platformu (Resim 3.1) aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 3.1 Oluşturulan deney düzeneğinin blok diyagramı.



Resim 3.1 SMSM'in kontrolü için deney düzeneği.

3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar

Elektrik motorları AA motorları ve DA motorları olmak üzere iki ana başlık altında incelenebilir. Fırça ve kolektör düzeneği ile çalışabilen DA motorları ilk üretilen motor türlerindendir. Ancak ucuz olmaları, daha az bakıma ihtiyaç duymaları, çalışmaları

sırasında elektrik arkı meydana getirmemeleri gibi avantajlarından dolayı 21. yy'da AA motorların kullanım alanları artmıştır (Kazan 2009).

AA motorları da asenkron ve senkron olarak ikiye ayrılır. Dönme hızının sabit olmasının istenildiği uygulamalarda yük değişimine en iyi hız regülasyonu cevabını verebildikleri için senkron motorlar tercih edilmektedir. Senkron motorların uyarım sargıları yerine rotora sabit mıknatısların yerleştirilmesi ile de sabit mıknatıslı senkron motorlar ortaya çıkmaktadır. Rotorunda sargı yerine mıknatıs kullanılması bu motorlarda bakır kayıplarını azaltarak yüksek verimlilik sağlamaktadır.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar yamuk ve sinüzoidal dalgalı olmak üzere ikiye ayrılabilir. Yamuk dalgalı olanlara aynı zamanda fırçasız doğru akım motorları da denirken sinüzoidal tipte olanlara da sabit mıknatıslı senkron motorlar denilmektedir (Adnanes 1991). Bu iki türde yapı olarak ciddi bir farklılık olmada bile beslemeleri ve zıt EMK gerilimleri farklılık göstermektedir.

Rotordaki mıknatısların rotorun içinde (İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motor İSMSM) ya da rotorun yüzeyinde (Yüzey Sabit Mıknatıslı Senkron Motor YSMSM) olması durumuna göre iki tür sinüzoidal dalgalı motor çeşidi vardır. Yüzey sabit mıknatıslı senkron motorlarda mıknatıslar rotorun yüzeyine yerleşir. Sabit mıknatısın alan şiddeti (H_c) yüksek olduğu için çok zor manyetik özelliğini kaybeder. Motorlar düz kutuplu motor gibi davranış göstererek etkin hava aralığı büyük olur bununla ters orantılı olan endüktans (L_d) düşüktür. Endüktans sabit mıknatıs olan ve olmayan rotor bölümlerinde sabit ve eşit alınır ($L_q=L_d$). Bu tasarım maliyeti düşük ve üretimi kolay olduğu için yaygın olarak tercih edilmektedir. Ayrıca YSMSM'lerin rotor çapları küçük olduğundan, eylemsizlik katsayıları düşük ve buna bağlı dinamik davranışları iyidir.

SMSM'ler alan uyarımı sabit mıknatıslar tarafından sağlanan ve sinüzoidal bir geri elektromotor kuvvet (EMK) dalga formuna sahip olan bir tür AA senkron motordur. SMSM yapı bakımından endüksiyon motoru ve fırçasız DA motoruna benzemektedir. Fırçasız DA motorunda olduğu gibi, sabit mıknatıslı bir rotora ve sargılı bir statora sahipken, makinenin hava boşluğunda sinüzoidal bir akı yoğunluğu üretmek üzere

yapılmış sargılara sahip stator yapısı ile de bir endüksiyon motoruyla ortak özellikleri bulunmaktadır. SMSM’lerde manyetik alan üretimine adanmış bir stator gücü olmadığından güç yoğunlukları aynı dereceye sahip endüksiyon motorlarından daha yüksektir. Çizelge 3.1’de SMSM’lerin avantaj ve dezavantajlarından bahsedilmiştir.

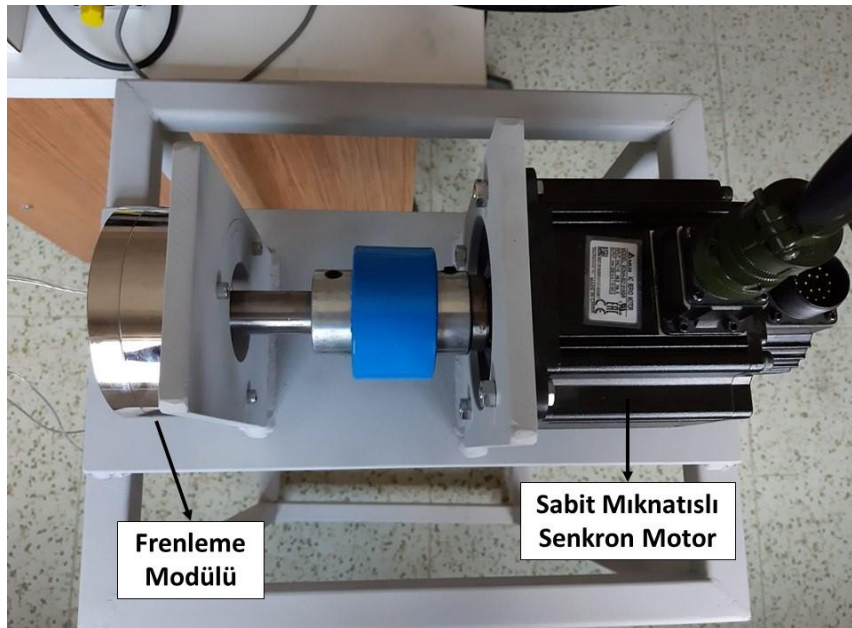
Çizelge 3.1 SMSM’lerin avantaj ve dezavantajları.

AVANTAJLARI	DEZAVANTAJLARI
Rotorunda sargı yerine mıknatıs kullanılması verimi artırmaktadır.	Hız değişimi için karmaşık bir kontrol sistemi gerektirirler.
Fırça ve kollektör sistemi mevcut olmadığından dolayı bakım maliyeti azalmaktadır.	Kullanılan mıknatıs çeşidi olarak yüksek enerjili mıknatısların fiyatlarının pahalı olması SMSM’leri aynı özellikteki doğru akım ve asenkron motorlara göre daha pahalı yapar.
Fırçalar olmadığı için bundan dolayı oluşan kayıplar meydana gelmez bu da verimliliği artırır.	Mıknatıs malzemelerin demagnetizasyon riski güvenilirliği azaltmaktadır.
Bakır ve demir kayıpları statorda gerçekleşeceği için makine stator boyunca soğur ve soğuma daha kolay bir şekilde gerçekleşmiş olur.	Yüzey montajlı SMSM’lerde yüksek hızlarda mıknatısların rotor yüzeyine tutturulması oldukça zordur ve her zaman kopma riski vardır.
Çalışırken ark meydana gelmediği için her ortamda güvenle kullanılabilirler.	Doğrudan yol alamadıkları için ayrıca bir güç elektroniği devresine ihtiyaç duyarlar.
Kollektör bulunmaması rotor boyunun kısılmasına yani motorun boyutlarının küçülmesine olanak sağlamaktadır.	Bakımı yapılırken rotorun statordan ayrılmasıyla eski çalışma noktası kayabilir.
Rotorda sargı bulunmaması ağırlığının azalmasına bağlı olarak rotor ataletinde azalmasına sebep olmaktadır.	Rotor konum bilgisine gerek vardır. Bu da sensör kullanılarak elde edilebileceği gibi sensörsüz olarakta sağlanır. Ancak sensör maliyeti artırırken sensörsüz kullanımda düşük hızlarda verimli olmamaktadır.

Boyutlarının küçük olması, yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmaları ve daha az bakım gerektirmeleri gibi nedenler SMSM'lerin tercih edilme sebepleri arasındadır. Geniş bir güç aralığında çalışma potansiyeline sahip olan SMSM'ler otomasyon uygulamalarından, ev araç gereçlerine kadar geniş yelpaze de kullanılabilirler. SMSM'lerin bazı kullanım alanları maddeler halinde verilmiştir.

- Tren motorlarında,
- Elektrikli araçlarda,
- Robot uygulamalarında,
- Pompa uygulamalarında,
- Çamaşır ve bulaşık makinelerinde,
- Uçak teknolojisi alanında,
- Servo sürücülerinde,
- Otomasyon uygulamaları,
- Enerji üretimi uygulamaları.

Tüm bu avantajlar göz önünde tutularak bu tez kapsamında da SMSM kullanımı tercih edilmiştir. Kullanılan motor düzeneği Resim 3.2'de gösterilmektedir. ECMA-E21315GS model motorun etiket değerleri Çizelge 3.2'de verilmiştir.



Resim 3.2 Sabit mıknatıslı senkron motor.

Çizelge 3.2 Motor etiket değerleri.

Parametre	Değeri
Güç	1.5kW
Tork	7.16 N.m
Hız	2000 d/dk
Akım	8.3 A

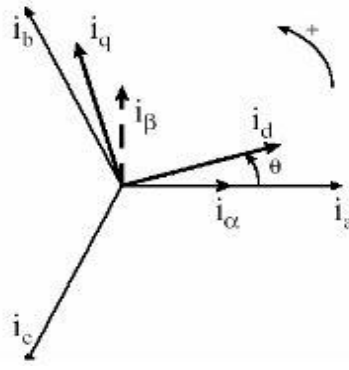
Motor dc bir güç kaynağı yardımıyla 3V yani 1.875 Nm yük ile yüklenmiştir. Resim 3.2’de görülen mavi plastik kaplin ise motorun aşırı yüklenmesi durumunda kırılıp motorun hasar görmesini engellemektedir.

3.1.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorlarda kontrolü gerçekleştirebilmek için matematiksel bir modele ihtiyaç duyulur. Bu model, hesaplamalarda değişenlerin sayısını azaltarak kolaylık sağlanması açısından uzay vektörler kullanarak tanımlanmıştır. Uzay vektör sisteminde kullanılan koordinat dönüşümleri şu şekilde verilmiştir;

1. 3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme. $(a,b,c \rightarrow \alpha,\beta)$ (Clarke Dönüşümü)
2. 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme dönüştürme. $(\alpha,\beta \rightarrow a,b,c)$ (Ters Clarke Dönüşümü)
3. 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine dönüştürme $(\alpha,\beta \rightarrow d,q$ veya $a,b,c \rightarrow d,q)$ (Park Dönüşümü)
4. 2-faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme dönüştürme $(d,q \rightarrow \alpha,\beta$ veya $d,q \rightarrow a,b,c)$ (Ters Park dönüşümü)

Şekil 3.2’de i_a, i_b, i_c akımları 3-faz sabit referans düzleminde aralarında 120° faz farkı bulunan akımları, i_α, i_β birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlem akımlarını, i_d, i_q akımları ise yine birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans düzlem akımını temsil etmektedir.



Şekil 3.2 Akımlarda koordinat dönüşüm referans düzlemi.

A) Uzay Vektör

Uzay vektör bileşeni, makinanın herhangi bir değişkeninin (akım, gerilim, akı gibi) anlık değerinin faz ekseni boyunca bir vektör olarak gösterilebilen değerlerine karşılık bulunur (Perera 2002). Bu kısımda stator akımları üzerinden açıklama yapılacaktır.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 3-faz stator akımlarını temsil ederse anlık dengeli akımlar;

$$\bar{i}_{sa} + \bar{i}_{sb} + \bar{i}_{sc} = 0 \quad (3.1)$$

olur.

Buradan akımların uzay vektörü bulunursa;

$$\bar{i}_s = k (i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}) \quad (3.2)$$

Aynı şekilde gerilim ve akı içinde uzay vektörleri şu şekilde yazılabilir;

$$\bar{u}_s = k (u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \quad (3.3)$$

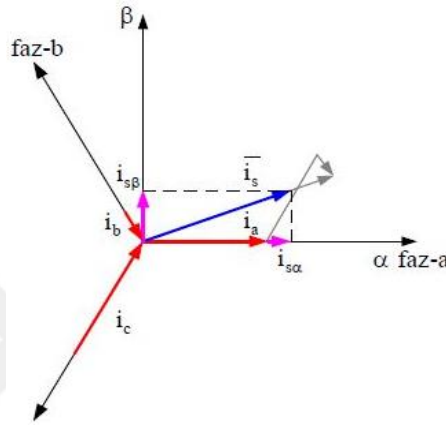
$$\bar{\psi}_s = k (\psi_{sa} + a \psi_{sb} + a^2 \psi_{sc}) \quad (3.4)$$

k; transformasyon sabiti olarak 2/3,

a ve a^2 uzay operatörleri ise;

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} \end{aligned} \quad (3.5)$$

olarak gerekli dönüşümler sonucu bulunurlar (Balazovic, 2003).



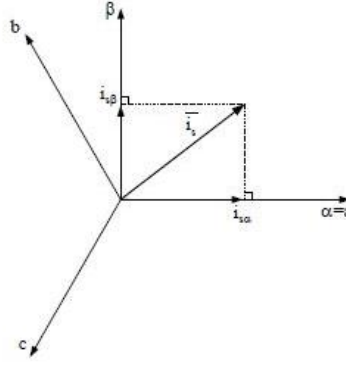
Şekil 3.3 Akım uzay vektörü düzlemsel gösterimi (Balazovic, 2003).

Şekil 3.3'te uzay vektörünün reel kısmı, boyuna eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\beta}$) ani değeri ile eşittir ve enine eksen stator akım bileşeni ($i_{s\alpha}$) ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece 3 faz referans sisteminden 2-faz sabit referans sistemine geçilir ve formül olarak şöyle ifade edilir;

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= k \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \\ i_{s\beta} &= k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

B) Clarke Dönüşümü

Clarke dönüşümü sabit düzlemde bulunan üç fazlı büyüklükleri aynı düzlemde ortogonal iki faza dönüştürmek için kullanılır. Bu fazlar α ve β olarak adlandırılır. Şekil 3.4'de stator akımları için clarke dönüşüm eksenleri gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Stator akımları 3 ve 2 fazlı sabit düzlem gösterimleri (Clarke Dönüşüm).

Clarke dönüşümün formülü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

C) Ters Clarke Dönüşümü

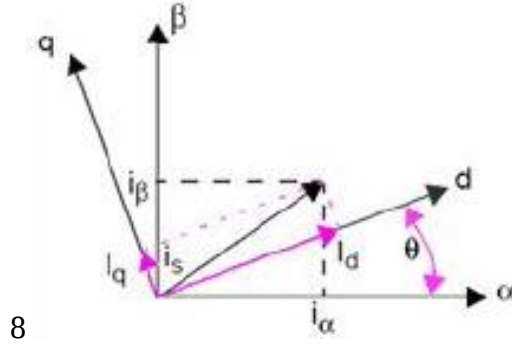
Ters Clarke dönüşümü 2-faz sabit düzleminden 3-faz sabit düzleme dönüşüm için kullanılır.

Ters Clarke dönüşümü modeli aşağıdaki gibidir.

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

D) Park Dönüşümü

3-faz sabit düzleminden ya da 2-faz sabit düzleminden 2-faz rotor düzlemine (d, q) dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir. Vektör kontrolün en önemli kısmıdır. Şekil 3.5’de iki fazlı sabit düzleminden θ hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzleme geçişi gösterilmiştir.



8

Şekil 3.5 2-faz sabit düzleminden 2-faz rotor düzlemine dönüşüm (Park dönüşüm).

Burada θ 'yı rotor akı pozisyonu olarak kabul edersek park dönüşümün matris olarak ifadesi şöyle olur;

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

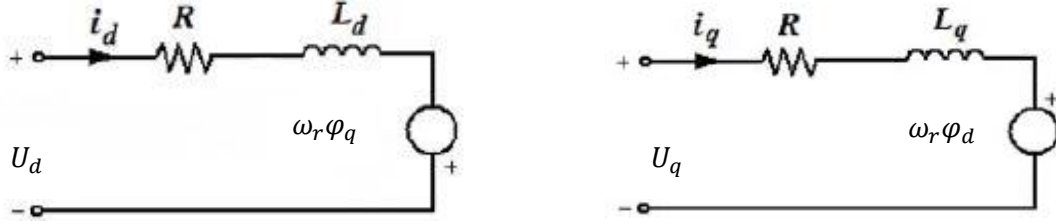
E) Ters Park Dönüşümü

Park dönüşümün tersi olarak 2-fazlı hareketli düzlemde 2-fazlı veya 3-fazlı sabit düzleme geçişte mümkündür. Dönüşüm matrisi olarak şöyle ifade edilebilir;

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

E) Nihai SMSM Matematiksel Modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorun d - q ekseninde θ hızıyla dönen model denklemleri çıkarılarak matematiksel model elde edilecektir. Bunun için öncelikle Şekil 3.6'da gösterilen d ve q eşdeğer devrelerinden yararlanarak gerilim denklemleri yazılacaktır.



Şekil 3.6 Rotor referans düzleminin d-q eşdeğer devreleri.

$$\begin{aligned} U_d &= R \cdot i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ U_q &= R \cdot i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_r \varphi_d \end{aligned} \quad (3.11)$$

Gerilim denklemlerini akıma bağlı yazmak için akıları şöyle ifade edecek olursak;

$$\begin{aligned} \varphi_d &= L_d \cdot i_d + \varphi_m \\ \varphi_q &= L_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (3.12)$$

Bu denklemi 3.1 nolu denklemde yerine koyacak olursak;

$$\begin{aligned} U_d &= R \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q \cdot i_q \\ U_q &= R \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r (L_d \cdot i_d + \varphi_m) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Buradaki denklemden kontrol için kullanacağımız akım bileşenlerini çekersek;

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_d &= \frac{1}{L_d} (U_d - R \cdot i_d + \omega_r L_q \cdot i_q) \\ \frac{d}{dt} i_q &= \frac{1}{L_q} (U_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \varphi_m) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Güç denkleminde moment eldesi için aşağıdaki basamaklar izlenecek olursa;

$$P_m = \frac{3}{2} \rho \omega_r (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (3.15)$$

Denklemdaki ρ çift kutup sayısını temsil etmektedir.

Elektriksel moment ise

$$P_m = T_e \omega_r \quad (3.16)$$

denkleminden çekilir;

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_r} = \frac{3}{2} \rho (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (3.17)$$

olur.

3.12 nolu denklemleri burada yerine yazarsak;

$$T_e = \frac{3}{2} \rho (\varphi_m i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) \quad (3.18)$$

olarak bulunur. Yüzey montajlı senkron motorlarda $L_d = L_q$ olduğu için (Juming *et al* 2003) denklemi yeniden düzenlersek momentin q eksen akımına bağlı olduğu görülür.

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \varphi_m i_q \quad (3.19)$$

Rotorun açısal hız ve konum durumunu da formüle edecek olursak;

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{T_e - B_m \omega_r - T_l}{J} \quad (3.20)$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega_r \quad (3.21)$$

şeklinde olur. Burada B_m sönüm katsayısını, T_l ise yük momentini ifade etmektedir.

Kullanılan parametreler açıklanacak olursa;

U_d, U_q = d, q eksen gerilimleri (V)

i_d, i_q = d, q eksen stator akımları (A)

R = Stator sargı direnci (Ω)

φ_d, φ_q = d, q eksen akıları (Wb)

ω_r = Rotorun açısal hızı (rad/s)

T_e = Elektriksel moment (N,m)

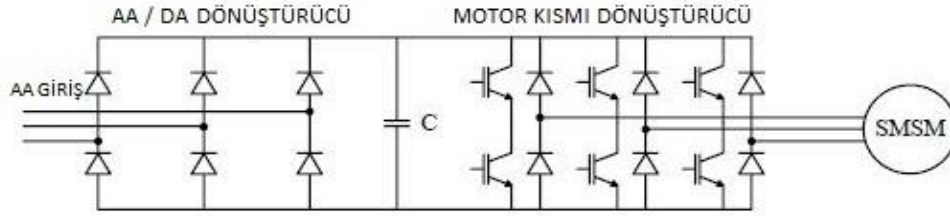
3.2 Evirici Çeşitleri

Kalıcı mıknatıslar sayesinde SMSM sıfır hızda tork üretebilir. Yüksek performanslı motor kontrolü, motorun tüm hız aralığında sorunsuz dönüş, sıfır hızda tam tork kontrolü ve hızlı ivmelenme ve yavaşlama sağlar. Tüm bunlar için dijital olarak kontrol edilen bir eviriciye ihtiyaç vardır.

3.2.1 Gerilim Kaynaklı Eviriciler

Sabit mıknatıslı senkron motorlar değişken genlikli ve frekanslı akım ya da gerilim sağlayan eviricilerden beslenmektedirler. Evirici devreler akım veya gerilim kaynaklı olmak üzere iki gruba ayrılırlar. Akım kaynaklı eviricide DA tarafta akım kaynağı olarak endüktans ve anahtarlama elemanı olarak da tristörler kullanılırken gerilim kaynaklı eviricide DA tarafta gerilim kaynağı olarak kondansatör, anahtarlama elemanı olarak ise yüksek anahtarlama hızına sahip IGBT kullanılmaktadır. DA hatta endüktans yerine kondansatör kullanılması maliyeti azaltır, hacim ve ağırlık bakımından daha çok avantaj sağlar. Bu nedenlere bağlı olarak küçük ve orta güçteki SMSM'lerde gerilim kaynaklı eviriciler tercih edilirken yüksek güçlü uygulamalarda tristörlerin yüksek akım taşıma kapasitelerinden dolayı akım kaynaklı eviriciler tercih edilmektedir. Bu çalışma kapsamında küçük güçteki SMSM kullanımına bağlı olarak gerilim kaynaklı evirici kullanılmıştır.

3-fazlı gerilim beslemeli evirici, sabit gerilimli bir AA kaynaktan çıkış gerilimi ayarlanabilen ve harmonik değeri düşük 3-fazlı AA çıkışa sahip bir gerilim üretir. Şekil 3.7’de Gerilim kaynaklı 3-fazlı evirici yapısı gösterilmiştir.

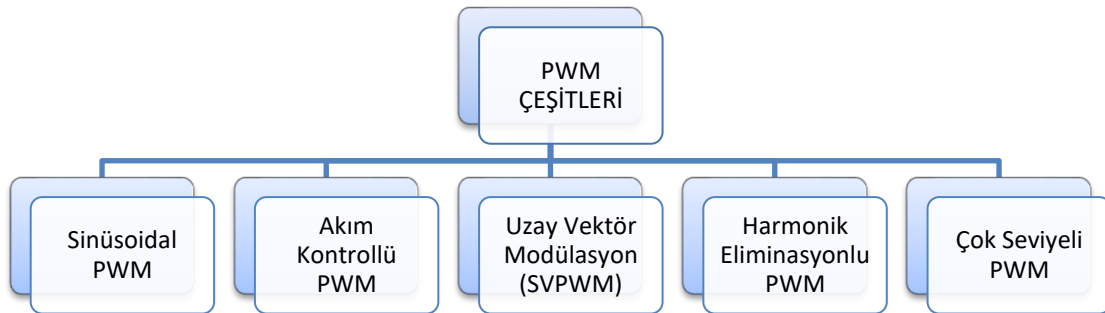


Şekil 3.7 Gerilim kaynaklı 3-fazlı evirici yapısı.

3.2.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Tez kapsamında kullanılan gerilim kaynaklı eviriciler için kare dalga veya darbe genişlik modülasyon tekniği (Pulse Width Modulation-PWM) kullanımı gereklidir. Kare dalga tekniği kullanılan eviricilerde faz-nötr gerilim dalga şekli altı seviyelidir bu yüzden altı adımlı kontrol olarak da isimlendirilirler. Bu yöntemin kullanıldığı eviricilerde AA çıkış gerilimin genliği değil sadece frekansı kontrol edilebilir ve AA gerilim oldukça harmonikli elde edilir. Harmoniklerin azalması ve çıkış gerilim genliğini ayarlanabilmesi için darbe genişlik modülasyonu tercih edilir.

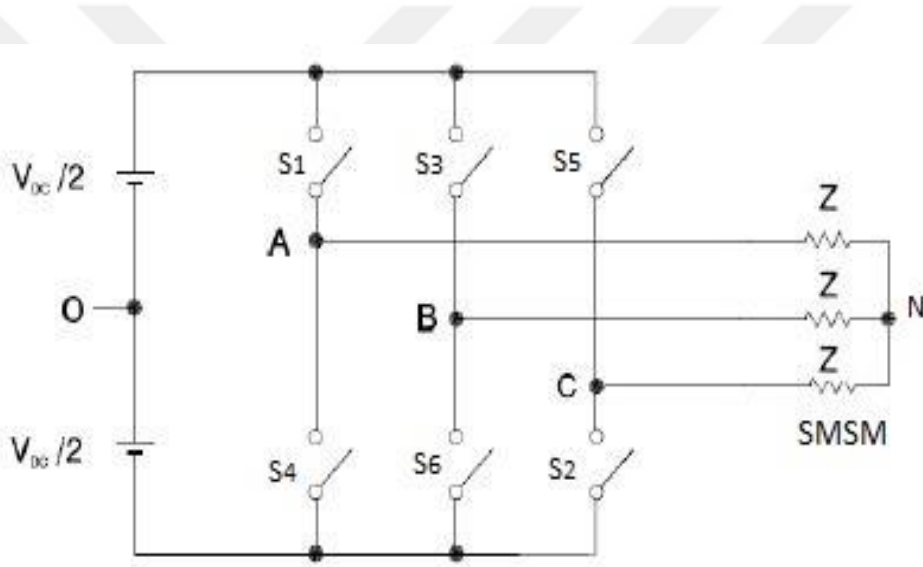
PWM’ler anahtar kapı sürme sinyallerinin oluşturulması bakımından Şekil 3.8’deki gibi gruplandırılabilir. Çalışmada uzay vektör PWM kullanılacağından dolayı detaylı olarak incelenecektir.



Şekil 3.8 PWM çeşitleri.

Evirici anahtarlama kayıplarının azaltılması ve yüksek kalitede bir AC çıkış sağlamaları nedeniyle tercih edilen uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation-SVPWM) diğer modülasyonlara göre (örneğin sinüzoidal PWM) daha düşük harmonik bozucu etkili çıkışa sahip olmasıyla günümüzde sıkça kullanılan bir yöntem haline gelmiştir.

3-fazlı gerilim beslemeli eviricilerin temel çalışma prensibi aynı koldaki iki anahtarın aynı anda ilettime geçmemesi üzerinedir. Bu yüzden 3-fazlı bir evirici 2 durumlu 3 mekanik olmak üzere 6 anahtardan oluşmaktadır. Şekil 3.9’da 3-fazlı SVPWM’li bir eviriciye yıldız bağlı SMSM devresi görülmektedir.

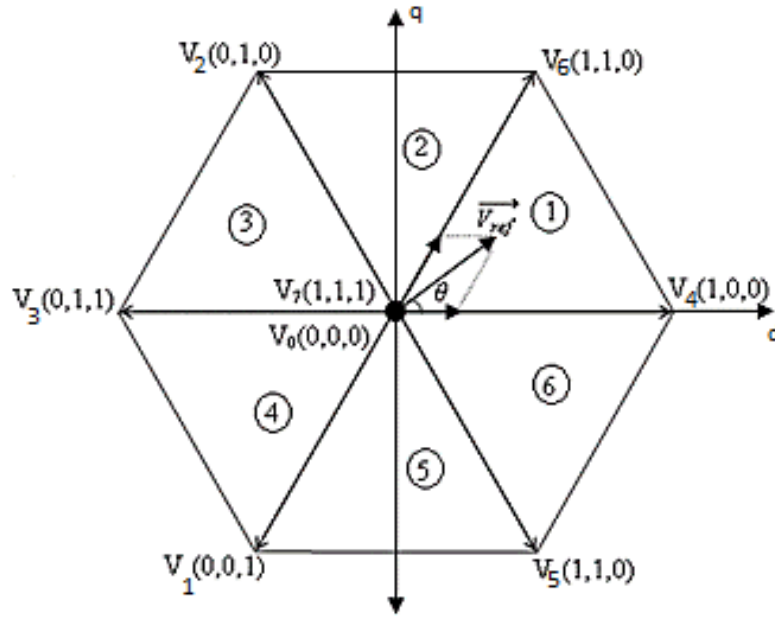


Şekil 3.9 SMSM anahtarlama devresi.

Burada anahtarların konumuna göre (iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından $2^3=8$) Çizelge 3.3’te gösterildiği üzere 8 durum elde edilmektedir. Faz gerilimleri S_1 , S_3 ve S_5 anahtarlarının konumuna göre verilmiştir. S_4 , S_6 ve S_2 aynı koldaki diğer anahtarın değili şeklinde konumlanmaktadır. Anahtarlar kapalıyken 1, açıkken 0 olarak adlandırılır.

Çizelge 3.3 Anahtar konumuna göre faz gerilimleri.

V_k	S_1	S_2	S_3	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
V_3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
V_5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
V_7	1	1	1	0	0	0



Şekil 3.10 Uzak vektör modülasyonunda vektörler ve sektörler.

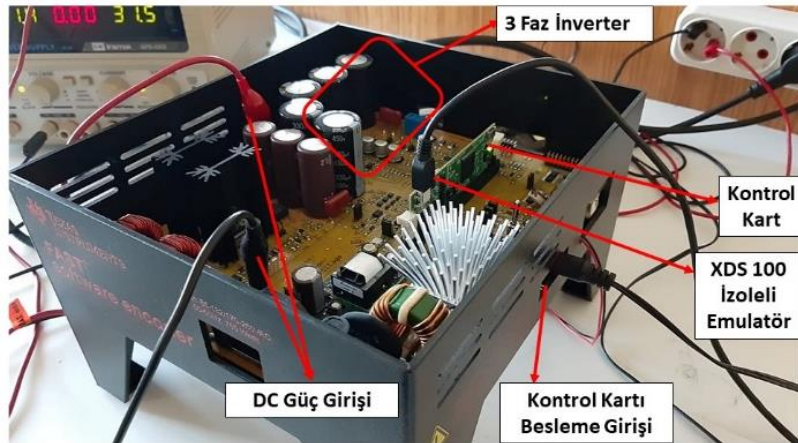
Vektörler, d - q düzlemini Şekil 3.10’da verildiği gibi aralarında 60° ’lik açı olacak şekilde eş 6 bölgeye ayırır. Bu bölgelere sektör adı verilir. Aşağıda her bir sektör için açı aralıkları verilmiştir.

n : sektör numarası

$$\begin{aligned} 0 < \theta &\leq \pi/3 & n &= 1 \\ \pi/3 < \theta &\leq 2\pi/3 & n &= 2 \\ 2\pi/3 < \theta &\leq \pi & n &= 3 \\ -\pi < \theta &\leq -2\pi/3 & n &= 4 \\ -2\pi/3 < \theta &\leq -\pi/3 & n &= 5 \\ -\pi/3 < \theta &\leq 0 & n &= 6 \end{aligned} \quad (3.22)$$

3.2.3 Kullanılan Motor Kontrol Kiti

Bu çalışmada Texas Instrument (TI) firmasının TMDSHVMTRINSPIN model yüksek voltajlı motor kontrol kiti kullanılmıştır (Resim 3.3).



Resim 3.3 Kullanılan motor kontrol kiti.

Kit,

- KontrolKART ,
- Yüksek gerilim motorlarını kontrol etmek için 3 fazlı evirici kart,
- 15V Güç Kaynağı,
- AA güç Kabloları,
- Banana Fiş Kabloları,

- USB Kablosu,
- XDS100 emulatörden (Kart üzerinde izole edilmiş seri bağlantı yeri),

oluşmaktadır.

Resim 3. 4'te motor kontrol kitinin dış görünüşü verilmiştir. Dışı plastik bir muhafaza ile çevrilen kite, modülde oluşabilecek ısınmayı önlemek için bir adet soğutucu eklidir.



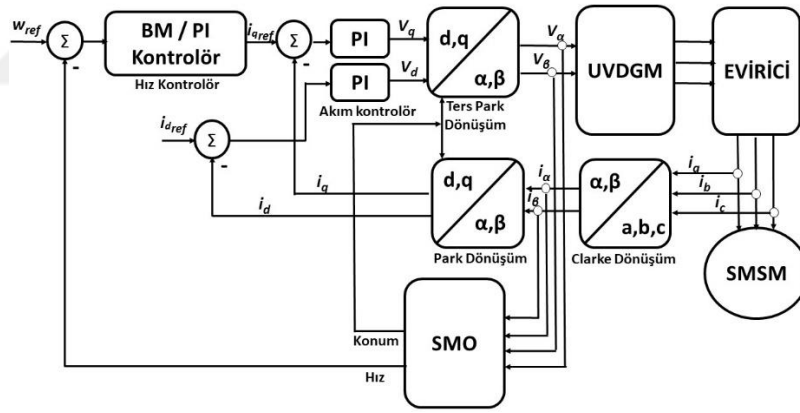
Resim 3.4 Motor kontrol kitinin dış görünümü.

Motor kontrol kitinde bulunan TMDSCNCD28069MISO kontrol kartı, F2806x serisi için InstaSPIN-FOC ve InstaSPIN-MOTION özellikli DIMM100 tabanlı bir karttır. Kart modelindeki “-ISO” eki kartın emulatör özelliğine sahip olarak USB-UART işlevselliğini sağladığını göstermektedir. ARM tabanlı, 32-bit işlemci ve 90 MHz çalışma frekansına sahip kart Harvard mimarisine göre dizayn edilmiştir. InstaSPIN-FOC özelliğiyle motor parametrelerini tanıtmak yerine 3-fazlı motorları hızlı bir şekilde tanımlaması, otomatik ayarlaması ve anında kararlı ve işlevsel bir motor kontrol sistemi sağlaması özelliklerine sahiptir.

Akı (Flux), açı (Angle), hız (Speed) ve tork (Torque) (FAST) tahmincisine sahip olan kit bu sayede mekanik bir rotor sensörü kullanmadan yüksek verimde sensörsüz kontrol özelliği sağlamaktadır. Sistemde gerçekleşen AYK kontrolünden akım ve gerilim bilgilerini alan FAST tahmin algoritması çıkış olarak akı, açı, hız ve tork bilgilerini verirken aynı zamanda motor parametrelerini de tanımlar. Açı tahmini hızdan bağımsız olarak gerçekleştirilir. Ancak bu çalışmada FAST tahmincisi yerine kayma modu gözlemcisi (Sliding Mode Observer-SMO) tercih edilmiştir.

3.3 SMSM'in Hız Kontrolü

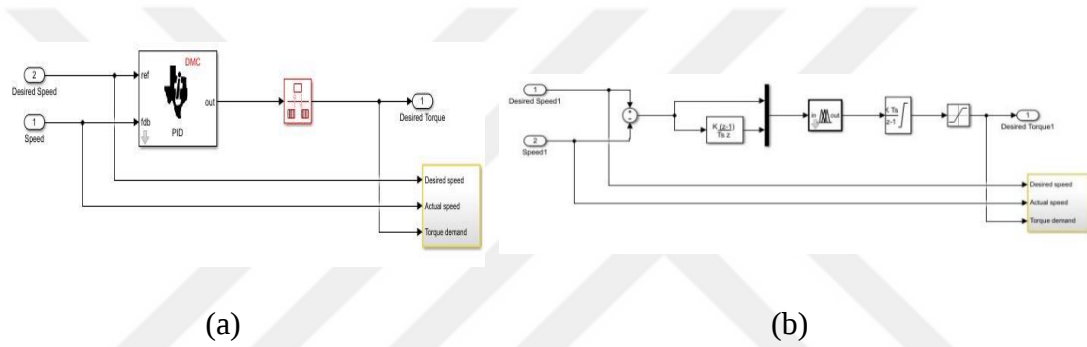
Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrolünde seçilen AYK'nın uygulanma blok şeması verilmiştir (Şekil 3.11). Evirici çıkışından alınan 3 faz motor akımlarının Clarke ve Park dönüşümleriyle 2 faz rotor düzleminde i_d ve i_q akımlarına dönüşümleri sağlanır. Bu değerler referans akımlarla karşılaştırılarak akım kontrolör olarak seçilen PI kontrolör uygulanır. Daha sonra Ters Park dönüşümle elde edilen çıkış, gerilim olarak UVDGM yöntemiyle eviriciye iletilir. Park ve Ters Park dönüşümlerde gerekli olan konum bilgisi SMO'dan elde edilir. SMO sensörsüz kontrolü gerçekleştirmeye yarayan bir gözlemcidir. V_α , V_β , i_α ve i_β değerlerini kullanarak konum ve hız bilgilerini sağlar. i_d referans değeri AYK'nın özelliği olarak 0 değerine ayarlanırken i_q referans değeri hız kontrolörün çıkışından elde edilir. Referans hız değeri SMO çıkışındaki mevcut hız değeri ile karşılaştırılarak hız kontrolör girişini oluşturur. Hız kontrolör olarak BMK ve PI kontrolörler kullanılmıştır.



Şekil 3.11 Sabit mıknatıslı senkron motora alan yönlendirmeli kontrolün uygulanma şeması.

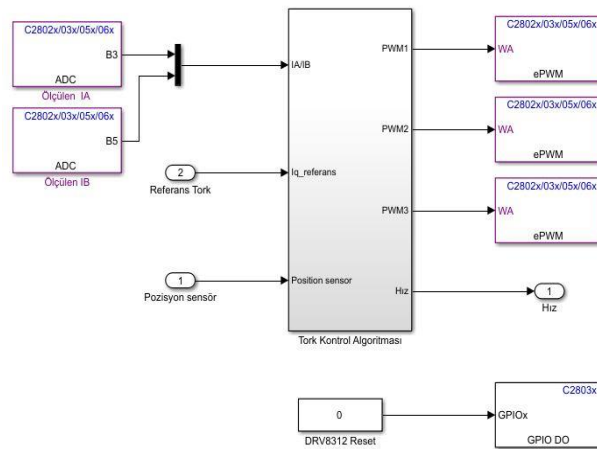
Şekil 3.12'de MATLAB/Simulink ortamında AYK kontrol algoritmasının uygulanışı gösterilmiştir. Hazırlanan sistemle sensörlü ve sensörsüz kontrol yapmak mümkündür. Sensörlü kontrolde Hall sensörleri kullanılırken sensörsüz kontrolde SMO algoritması kullanılmıştır. Günümüzde sensörsüz kontrol yönünde yapılan çalışmaların avantajları göz önüne alınarak bu çalışma da sensörsüz kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Burada Kit Programlama bloğu sayesinde yapılacak işlemler için uygun kesmeler oluşturulmaktadır. Kullanılacak bloklar için kesmeler oluşturulduktan sonra Referans Hız Oluşturma bloğundan kullanılan referans yörünge zamanlayıcısı sayesinde belirli saniye aralıklarıyla farklı hızlar uygulanmaktadır. Hız değerleri Referans Hız bloğunda filtreden geçirildikten sonra Hız Kontrolörüne gönderilmektedir. Hız kontrolör zamanlayıcısı ile hız kontrolörün çalışma periyodu 1 milisaniyeye ayarlanmıştır. Hız kontrolör, referans hız ile mevcut hıza Şekil 3.14 (a) ve 'da gösterildiği üzere PI kontrol (b)'de gösterildiği üzere BMK uygulayarak referans moment üretimini gerçekleştirir. Burada bulunan Görüntüleme bloğu sayesinde Host ara yüzünde hazırladığımız program ile referans hız, mevcut hız, referans moment, a ve b akım değerlerini gözlemleyebilmekteyiz.



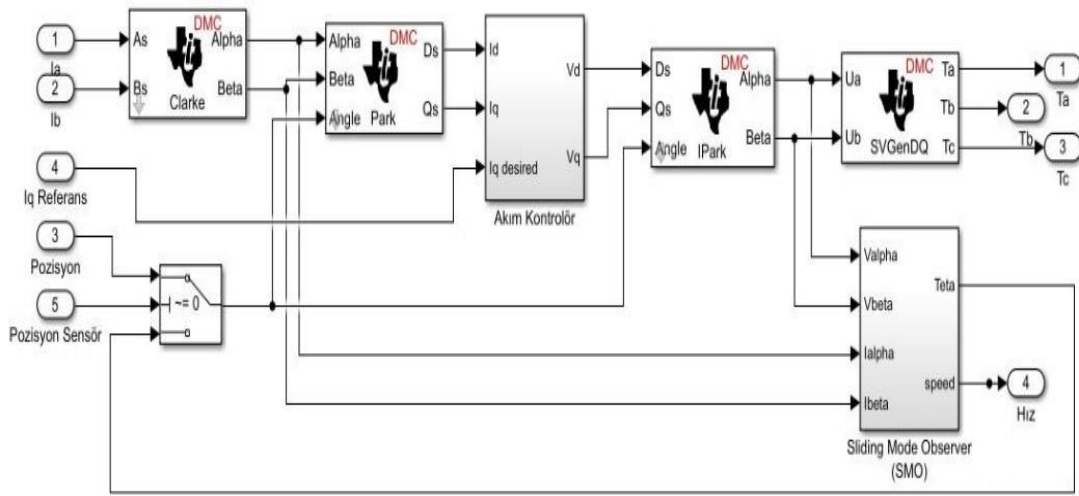
Şekil 3.14 Hız Kontrolör bloğu PI denetleyici ile (a), BMD ile (b).

Referans moment ve pozisyon bilgisi AYK Algoritma bloğuna gelir ve burada alan yönlendirmeli kontrol işlemleri sırayla gerçekleştikten sonra mevcut hız üretimi sağlanır. Bloğun içi Şekil 3.15'de gösterilmektedir.



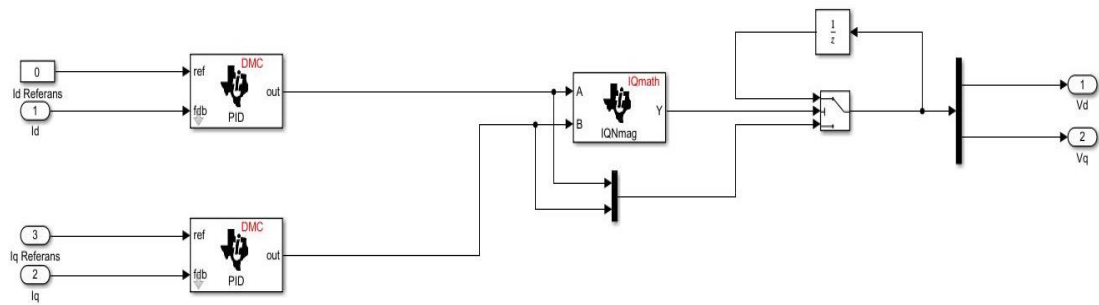
Şekil 3.15 AYK algoritma bloğu.

Referans tork değeri q akım bileşenine bağlı olduğu için I_q referansta buradan elde edilir. Kontrol bloğunun içi Şekil 3.16’da verildiği gibi biraz daha yakından incelenecek olursa ölçülen a ve b akımları Clarke dönüşümle alfa ve betaya dönüştürüldükten sonra Park dönüşüm bloğuna gelirler. Burada SMO’dan elde edilen konum bilgisi ile I_d ve I_q akımlarına dönüşüm gerçekleşir. Kontrolör çıkışından alından d ve q gerilimleri Ters Park dönüşümle alfa ve beta değerleri SVGEN bloğuna gönderilir. SMO bloğu aldığı alfa, beta gerilimleri ve akımlarıyla gerekli işlemleri yaparak teta açısı ile hız bilgisini oluşturur.



Şekil 3.16 Kontrol bloğu.

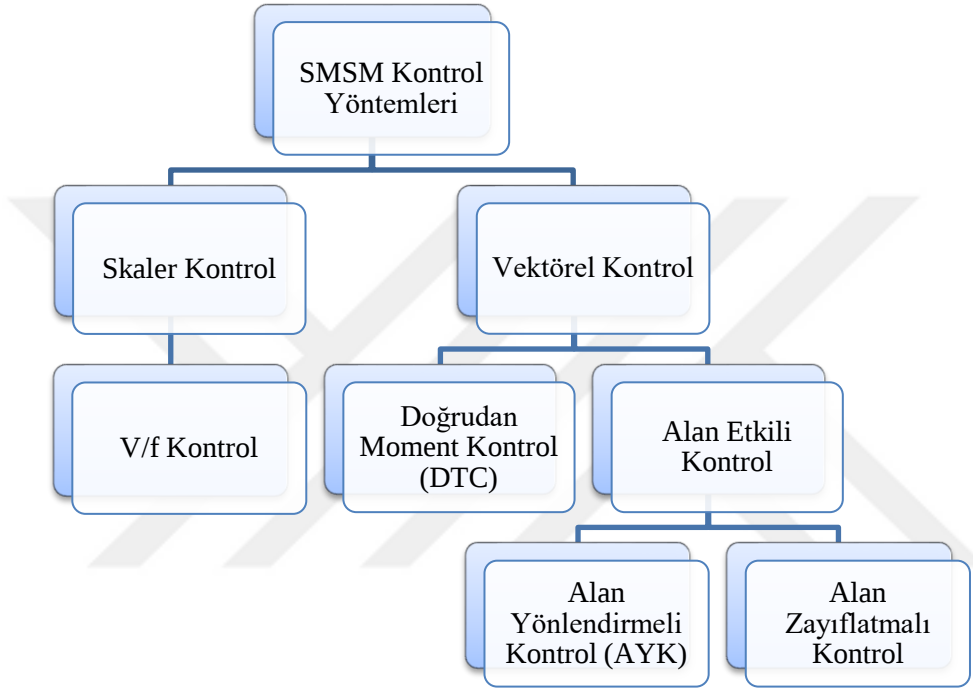
Akım kontrolör olarak ta PID kontrol kullanılmıştır. Şekil 3.17’de gösterildiği gibi I_d akım değeri alan yönlendirmeli kontrole bağlı olarak sıfır da tutulmak istendiği için referans değeri 0 girilmiştir. I_q referans değeri de hız kontrolör çıkışından elde edilen değerdir.



Şekil 3.17 Akım kontrolör.

3.2.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol

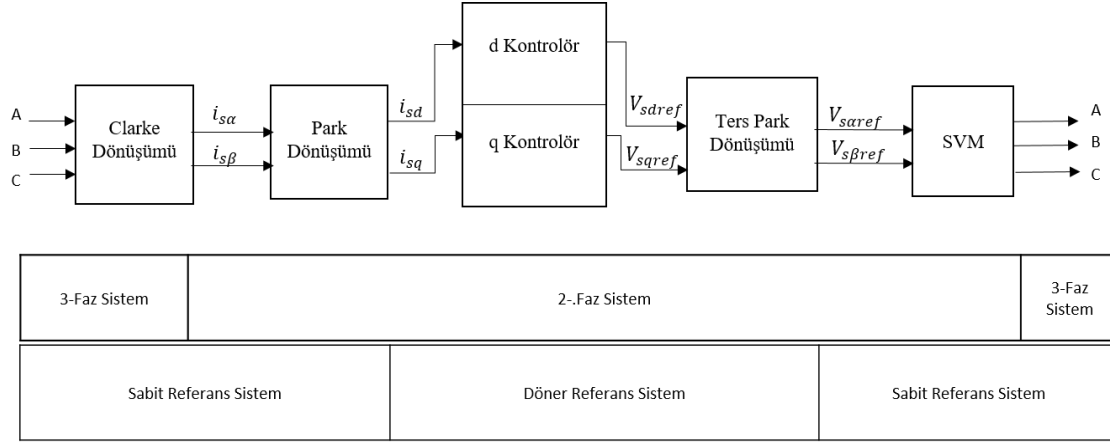
Sabit mıknatıslı senkron motorlar statorlarındaki sargıların yapısı bakımından AA motorların senkron grubunda yer alsa da motorun çıkışının sinüzoidal olmasına bağlı olarak asenkron motorlarda kullanılan kontrol yöntemleri SMSM'ler içinde geçerlidir. Kontrol yöntemlerini Şekil 3.18'deki gibi gruplandırılabilir.



Şekil 3.18 SMSM kontrol yöntemleri.

Vektör kontrolü akım veya akı kontrol edilecek şekilde gerçekleştirilir. Üç fazlı büyüklükler öncelikle clarke dönüşümüyle 2-faz sabit eksene, ardından da park dönüşümüyle yine 2-fazlı fakat bu sefer senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürülür.

Vektör kontrolün bir çeşidi olan alan yönlendirmeli kontrolün değişkenleri sürekli mıknatıslar tarafından oluşan manyetik akı ve uzay vektör formülü içerisinde bulunan motor akımıdır. Uzay vektör dönüşümleri ve kontrolörleri kapsayan alan etkili kontrole ait şema Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19 Alan etkili kontrol şeması (Morales *et al.* 2014).

Stator akımlarının d - q rotor eksenine dönüştürülmesiyle gerçekleştirilen alan etkili kontrol d eksen akımının değerine bağlı alan yönlendirmeli ve alan zayıflatmalı kontrol olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir. Her iki kontrolde de moment kontrolü direkt olarak yapılmamaktadır ve belirli bir stator akımında en yüksek momenti üretmek için en iyi uygulama enine eksen stator akımı uzay vektör bileşeni i_{sq} 'nin kontrolünde gerçekleşmektedir. Formül 3.19'da görüldüğü gibi her iki kontrolde de moment q bileşen akımıyla ilişkilidir. d eksen akımının sıfırda tutulmasıyla gerçekleştirilen alan yönlendirmeli kontrol özellikle yüzey montajlı senkron motorlarda tercih edilirken d eksen akımının sıfırdan farklı değerde tutulduğu alan zayıflatmalı kontrol ise dahili SMSM'lerde kullanılır. Bu tez kapsamında da yüzey montajlı senkron motor kullanılmasından dolayı alan yönlendirmeli kontrol tercih edilmiştir.

İlk defa Hasse ve 1971'de Blaschke tarafından sunulan (Çelik ve Kürüm 2013) alan yönlendirmeli kontrol AA motorlarının, DA motorlarındaki gibi uyarma devresi ile endüvi devresini birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesini sağlar. Bu sayede DA motorlarından elde edilen yüksek dinamik performansın AA motorlarından olan SMSM'lerde de elde edilmesine olanak verir. Alan yönlendirmeli kontrole özgü avantaj ve dezavantajlar Çizelge 3.4'de verilmiştir.

Çizelge 3.4 Alan yönlendirmeli kontrolün avantajları ve dezavantajları.

AVANTAJLARI	DEZAVANTAJLARI
İyi moment cevabı sağlar.	Geri besleme gereklidir.
Sıfır hız dâhil düşük hızlarda maksimum moment oluşturur.	V/f kontrolden daha kompleks bir yapıya sahiptir.
Hassas hız kontrolü gerçekleştirir.	Yüksek maliyet gerektirirler.

Konum bilgisi gerektiren SMSM'lerin kontrolü sensörlerle gerçekleştirilir. Ancak elektrikli araba sistemleri, patlayıcı ve yanıcı sistemler gibi hem küçük boyutların hem de güvenirliliğin ön planda olduğu uygulamalarda hız sensörü/enkoder kullanımı tercih edilmemektedir. Son zamanlarda teknolojiye ve kontrol algoritmalarındaki gelişimlerle birlikte sensörsüz kontrol kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Böylelikle motor kontrol sistemlerinin boyutu küçültülebilmekte, maliyeti azaltılabilmekte ve yanıcı maddelerin bulunduğu ortamlarda kullanılması durumunda yanma riski en aza indirilebilmektedir (Maiti et al 2009). Söz konusu avantajlarından dolayı bu tez kapsamında sensörsüz kontrol tercih edilmiştir.

3.2.2 Hız ve Akım Kontrolörler

Sabit mıknatıslı senkron motorların kontrolü hız ve akım denetimi yapılarak gerçekleştirilmektedir. Akımlar i_d ve i_q akımları üzerinden kontrol edilmektedir. Burada kontrolör olarak PID, Bulanık mantık ve Yapay sinir ağ gibi kontrolörler kullanılabilir. Çalışmamızda PID ve Bulanık mantık kontrolörlerden yararlanıldığı için bu bölümde onlar açıklanacaktır.

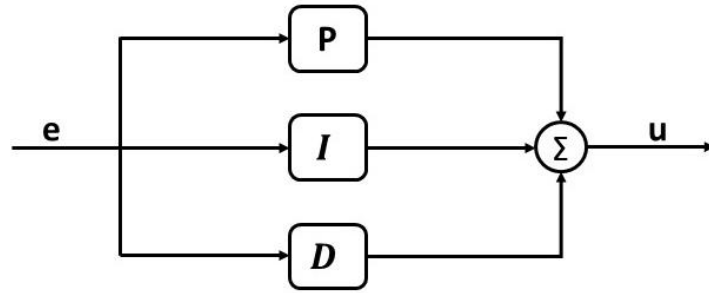
A) PID Kontrolör

PID kontrolörler yapılarının basitliği, kullanımının kolaylığı nedeniyle elektrik motorlarının hız ve akım kontrolünde yaygın olarak tercih edilmektedir (Özçira 2007). Oransal (P), integral (I) ve türev (D) olmak üzere 3 kazançtan oluşmaktadır. Kazançlar denetlenecek sistem üzerinde farklı etkilere yol açarlar (Çizelge 3.5). Bu nedenle K_p , K_i ve K_d parametrelerinin sistem performansı için uygun değerlere ayarlanması önemlidir.

Çizelge 3.5 PID parametrelerine karşı sistem çıkışında oluşan değişimler.

	Yükselme Zamanı	Aşma	Oturma Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_p	Azalır	Artar	Az Değişir	Azalır
K_i	Az Azalır	Artar	Artar	Aşırı Azalır
K_d	Az Azalır	Azalır	Azalır	Az Değişir

PID yapısı paralel ve seri olmak üzere iki farklı model şeklinde sisteme uygulanabilir. Çalışmada paralel modelleme kullanıldığı için bu bölümde verilen blok diyagramı (Şekil 3.20) ve denklemler paralel modele aittir.



Şekil 3.20 PID paralel yapısı blok diyagramı.

Bu yapıyı diferansiyel denklemlerle ifade edecek olursak;

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \quad (3.23)$$

Burada $u(t)$ kontrol çıkışını, $u_p(t)$ oransal, $u_i(t)$ integral ve $u_d(t)$ türev çıkışlarını temsil etmektedir.

Oransal çıkış;

$$u_p(t) = K_p e(t) \quad (3.24)$$

İntegral çıkışı;

$$u_i(t) = \int_0^t \frac{K_p}{T_i} e(z) \quad (3.25)$$

Türev çıkışı;

$$u_d(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.26)$$

olur.

Burada;

K_p oransal kazancı, T_i integral zamanını ve T_d türev zamanını belirtmektedir.

Ayrık zamanlı modda türev kazancı olan $K_d = \frac{T_d}{T}$, integral kazancı olan $K_i = \frac{T}{T_i}$ olarak tanımlanır. T ise örnekleme periyodunu bir başka deyişle kontrolörün devreye girme periyodunu temsil etmektedir.

Burada $\frac{K_p}{T_i}$ ye K_i' dersek,

$$K_i' = \frac{K_p \times K_i}{T} \quad (3.27)$$

olarak formüle edilebilir.

Son olarak;

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.28)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Katsayılar belirlenirken sistem üzerindeki etkileri incelenirken avantajları kadar dezavantajları da dikkate alınarak seçim yapılmalıdır. Bu yüzden az sayıda katsayı kullanarak hedeflenen sonuca ulaşması istenir. Bu çalışmada akım üzerinden kontrol sağlandığı göz önünde bulundurularak K_d katsayısının başlangıçta yüksek akım çekmesinden dolayı tercih edilmemiştir. K_p ve K_i kazançları kullanılarak kontrol gerçekleştirilmiştir.

B) Bulanık Mantık Kontrolör

California Berkeley Üniversitesinde çalışmalarını sürdüren Profesör Lutfi Zadeh'in 1965 yılında çıkardığı yayınlı ilk defa bulanık mantıktan söz edilmiştir (Zadeh 1965). Klasik mantıktaki bir varlık kümenin elemanıysa '1', değilse '0' anlayışından ziyade bir varlık kümenin kısmi elemanı da olabilir anlayışını benimseyen bulanık mantık, kesin bilgiler yerine belirsiz bilgiler kullanarak da çalışmaya olanak sağlamaktadır (Çınar 2011). Bu da SMSM'lerin matematiksel modelinin elde edilmesi gibi belirsizlik barındıran durumlarda gerekli kontrolü kolaylaştırmaktadır.

BMK'nin çalışma mantığını inceleyecek olursak Şekil 3.21'de gösterildiği gibi Bulanıklaştırma, Kural Tabanı ve Durulaştırma olmak üzere 3 bölümden oluşmaktadır. Bulanıklaştırma birimi girişteki üyelik fonksiyonlarında var olan kesin bilgileri kontrolörde kullanılacak bulanık hale getirir. Kural tabanına gelen bulanık ifadeler burada 'eğer- o zaman' dilsel ifadeleri veya matematiksel ifadeleriyle oluşturulan kurallar uygulanır. Kural tabanında uygulanan kurallar sonucu elde edilen bulanık ifadeler durulaştırma biriminde kesin sonuçlara dönüştürülerek çıkışa verilir.

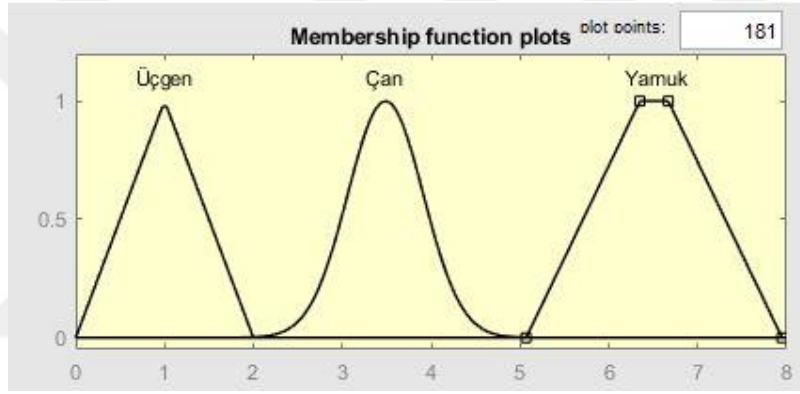


Şekil 3.21 Bulanık mantık kontrolör blok diyagramı.

Örneğin bir şeyin sadece güzel ya da çirkin değil normal de olabileceğinin tanımlandığı BMK'de bu değişkenler (güzel, çirkin, normal) bulanık kümeye ait üyelik fonksiyon ile temsil edilir.

Üyelik fonksiyonlarında BMK'deki bir elemanın üyelik derecesi belirtilir. 0 ve 1 arasında değerler alabilen bu eleman 1 ile temsil ediliyorsa kümeye tam üye, 0 ile temsil ediliyorsa kümeye üye olmadığı anlaşılır. 0-1 aralığında ise 0 ve 1 e olan yakınlıklarına göre zayıf ya da kuvvetli üye olduğunu belirtir.

Bulanık mantık kontrolde kullanılan üyelik fonksiyonları üçgen, çan yamuk, tekli ve sigma olmak üzere farklı şekillerde sıralanabilir. Şekil 3.22'de bunlardan 3'ü (üçgen, çan, yamuk) gösterilmiştir. Bu çalışmada üçgen üyelik fonksiyonun kullanılmasına karar verilmiştir.



Şekil 3.22 Bulanık mantık üyelik fonksiyon çeşitleri.

BMK uygulanacak sistemde öncelikle sistemin davranışına göre hata ($e(t)$) ve hatanın türevi ($de(t)$) gözlemlenerek üyelik fonksiyonları oluşturulmalıdır. Daha sonra kural tablosu elde edilir.

Bulanık mantık kural tabanı oluşturmada kullanılan yöntemler Mamdani, Tsukamoto ve Takagi-Sugeno şeklinde sıralanabilir (Çınar 2011). Bu çalışmada MATLAB/Simulink'in BMK araç kutusu tercih edildiği için Mamdani yöntemiyle kural tablosu oluşturulmuştur.

4. BULGULAR

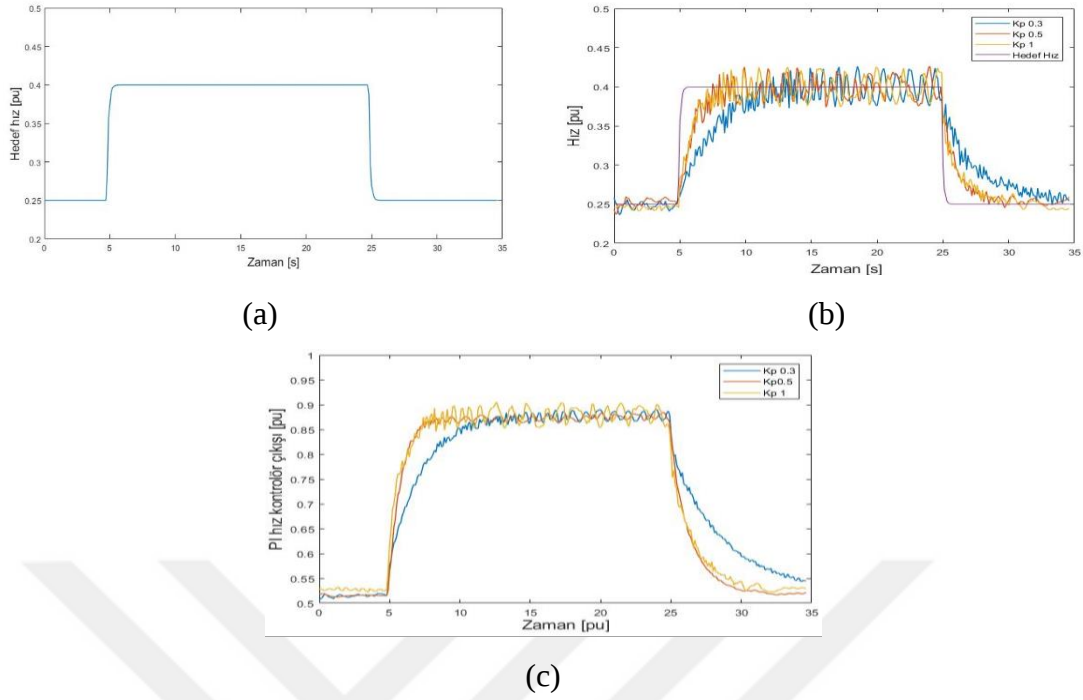
Bu bölümde yapılan deneyler hakkında bilgi verilip sonuçlar değerlendirilmiştir. Hız kontrolör olarak kullanılan PI ve BM kontrolörlerin sisteme etkileri izlenerek sonuçlar grafiksel olarak sunulmuştur.

4.1 PI Kontrolör ile Yapılan Deney Sonuçları

Çalışmada uygun PI parametrelerini elde etmek için deneme yanılma metodu kullanılmıştır. 3. Bölümde bahsedilen 3.24 ve 3.27'inci denklemlerde belirtilen K_p ve K_i' parametreleri değiştirilerek sistem üzerindeki etkilerine göre en iyi parametre değeri seçilmiştir. K_i' parametresi $\frac{K_p \times K_i}{T}$ oranından elde edilen parametre olduğu için K_i' sabit K_p değişken durumda analiz yapabilmek için K_i parametresini de aynı oranda değiştirmek gerekmektedir (T sabit örnekleme zamanı). Aynı şekilde K_p sabit K_i' değişken parametre deneylerinde de K_i parametresini değiştirmek gerekmektedir.

A) Yüksüz Çalışma İçin Oransal Kontrolör Kazancının Etkisi

Deney çalışmalarının bu aşamasında K_i' sabit tutularak ($K_i' = 2.5$) K_p 'nin sisteme etkisi 3 farklı değer ile gözlemlenmiştir. Sonuçlar Şekil 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1 PI kontrolör ile değişik K_p değerleri için yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.

- a. Hedef hız değişimi.
- b. Motor dönme hızı.
- c. PI hız kontrolörün çıkış sinyali.

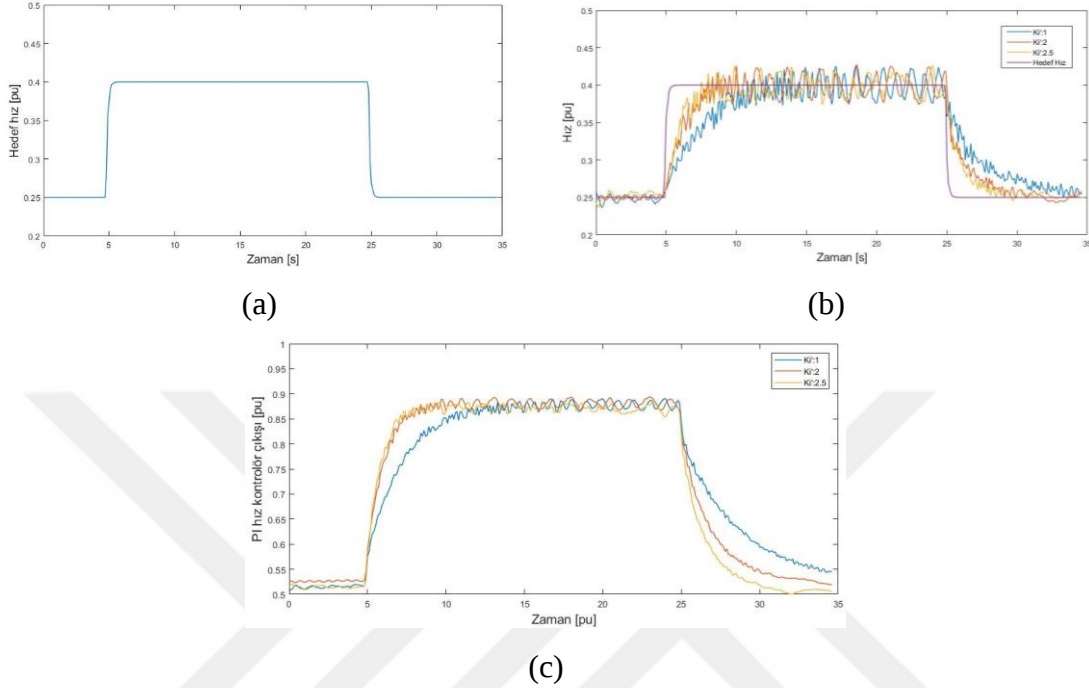
Şekil 4.1(a)'da hedef hız grafiği görülmektedir. 5. ve 25. saniyelerde sisteme uygulanan basamak yanıtlarına 3 farklı ($K_p = 0.3$, $K_p = 0.5$, $K_p = 1$) K_p parametresinin tepkisi ise Şekil 4.1 (b)'de verilmiştir. En ideal parametre olan 0.5'in diğerlerine göre yükselme süresinin daha kısa ($K_p = 0.3$ 'e göre), kalıcı durum hatasının daha az ($K_p = 1$ 'e göre) olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 4.1 (c)'de ise hız kontrolör çıkışından elde edilen ve referans moment olarak sisteme uygulanan değer için değişik K_p değerleri için değişimi verilmiştir. K_p 'nin 0.5 değeri için momentteki salınımların oldukça az olduğu gözlemlenmiştir.

B) Yüksüz Çalışma İçin İntegral Kontrolör Kazancının Etkisi

Deney çalışmalarının bu aşamasında ise K_p sabit tutularak ($K_p = 0.5$) K_i' 'nin sisteme etkisi 3 farklı değer için incelenmiştir. Şekil 4.2 (a)'da hedef hız, Şekil 4.2 (b)'de geçerli hız görülmektedir. K_i' 'nin 1, 2 ve 2.5 değerleri için verilen bu grafiğe göre oturma süresi ve

yükselme zamanının kısa olması, kalıcı durum hatasının az olması göz önünde bulundurularak en uygun değerin 2.5 olduğu belirlenmiştir.



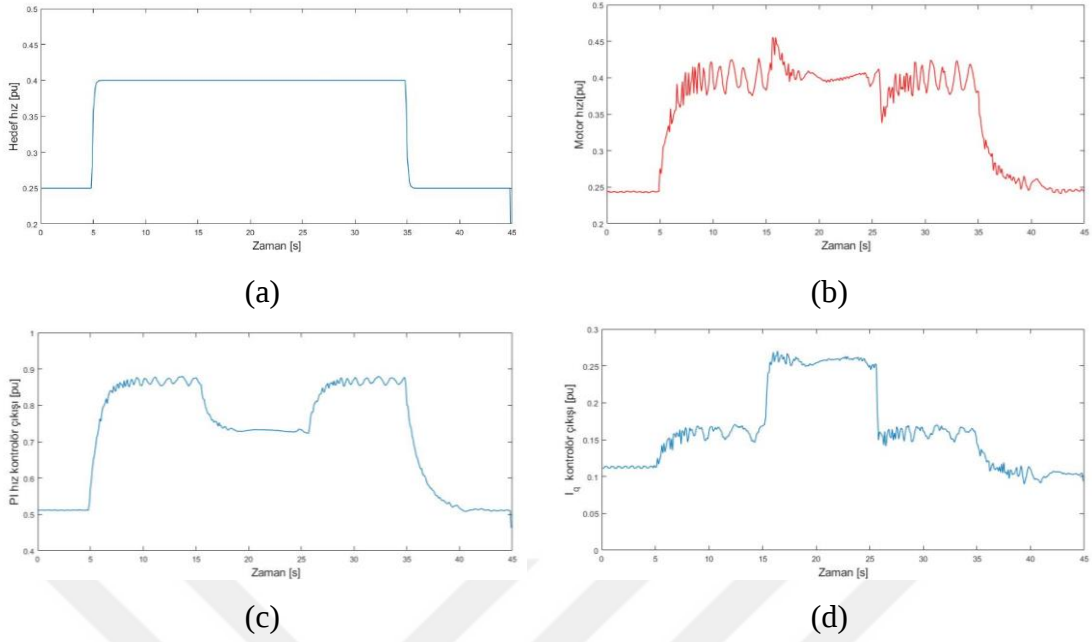
Şekil 4.2 PI kontrolör ile değişik K_i' değerleri için yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.

- a. Hedef hız değişimi.
- b. Motor dönme hızı.
- c. PI hız kontrolörün çıkış sinyali.

Şekil 4.2 (c)'de ise hız kontrolör çıkışından elde edilen moment değerinin K_i' parametresinin 3 değeri için aldığı durumlar verilmiştir. Burada da K_i' =2.5 değerinde salınımların az olmasıyla daha sabit bir moment sisteme uygulanmış olmaktadır.

C) Yüklü Çalışmada PI Kontrolörün Performansının İncelenmesi

Çalışmanın bu aşamasında PI hız kontrolörle yapılan deneylerde hızın 0.4 pu olduğu anda devreye 0.262 pu yükün alınması ve belli bir süre sonra devre dışı bırakılması ile ilgili deneyler gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.3 (a)'da hedef hız değeri gösterilmiş olup yükün devreye alındığı ve bırakıldığı saniyelerde geçerli hızdaki değişim Şekil 4.3 (b)'de verilmiştir.



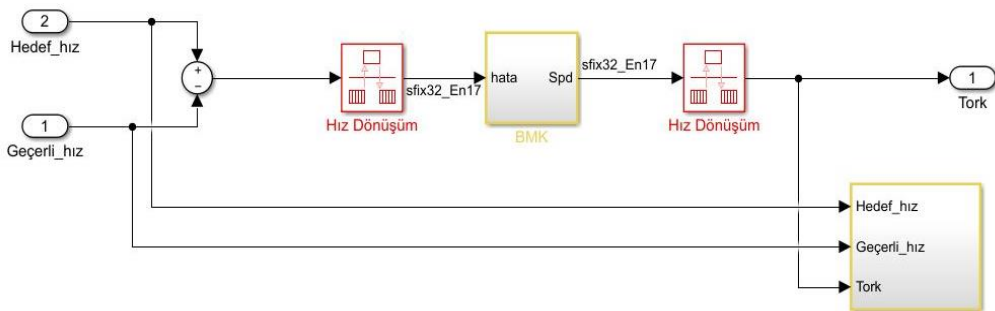
Şekil 4.3 PI kontrolör ile yapılan yüklü çalışma deney sonuçları.

- Hedef hız değişimi.
- Motor dönme hızı.
- PI hız kontrolörün çıkış sinyali.
- Iq kontrolörünün çıkış sinyali.

Şekil 4.3 (c) ve 4.3 (d)'de ise hız ve akım kontrolörlerin çıkışından alınan değerlerin yükün uygulanmasına tepkisi gösterilmektedir.

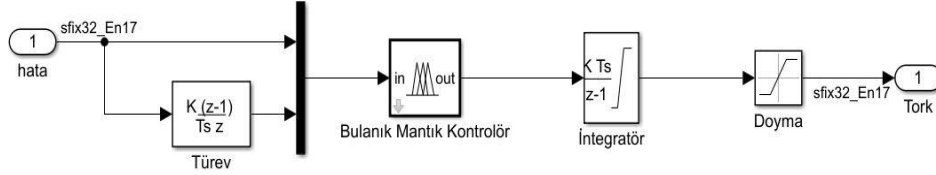
4.2 Bulanık Mantık Kontrolör ile Yapılan Deney Sonuçları

Bu bölümde deneyde kullanılan BMK hakkında bilgi verilip kullanılan üyelik fonksiyonları ve kural tablosu açıklanmıştır. Yapılan deney sonuçları grafiksel olarak verilip yorumlanmıştır.



Şekil 4.4 SMSM'in alan yönlendirmeli kontrolünde BMK uygulanması.

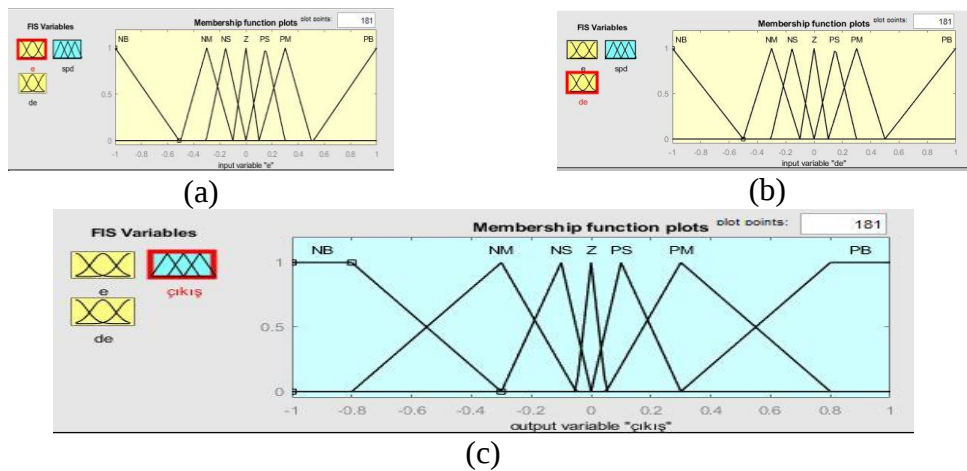
Şekil 4.4’de bulanık mantığın uygulanması gösterilmiştir. Hedef hız ve geçerli hızın farkından oluşan hata BMK bloğuna uygulanmaktadır. Kontrolör çıkışı tork olarak elde edilir. Buradaki hız dönüşüm blokları BMK bloğunun çalışma hızını belirlerken diğeri de çıkışın sisteme verilecek hızının ayarlanmasında kullanılır.



Şekil 4.5 Bulanık mantık kontrol sisteme uygulanması.

Şekil 4.5’e verildiği üzere hız değerinin hatası ($e(t)$) ve hatanın değişimi ($de(t)$) bulanık mantık kontrolörün girişini oluşturmaktadırlar. Çıkışındaki integratör bloğu kontrolör çıkışından sıfır gelmesi durumunda çıkışı sıfır yapmamak için eklenmiştir. Doyma bloğu ise çıkış değerinin istenenden fazla olmaması için $[-1 +1]$ değerine ayarlanmıştır.

Giriş değerleri ve çıkış için Şekil 4.6’da gösterildiği gibi 7 etiketli üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir. Daha az etiketli üyelik fonksiyonlarıyla bir kural tablosu oluşturulup deneyler yapıldıysa da hassas bir kontrol olmadığı için 7 etiketli üyelik fonksiyonu ile çalışmalara devam edilmiştir. Etiketler negatif büyük (NB), negatif orta (NM), negatif küçük (NS), sıfır (Z), pozitif küçük (PS), pozitif orta (PM) ve pozitif büyük (PB) olacak şekilde dilsel ifade edilmektedir.



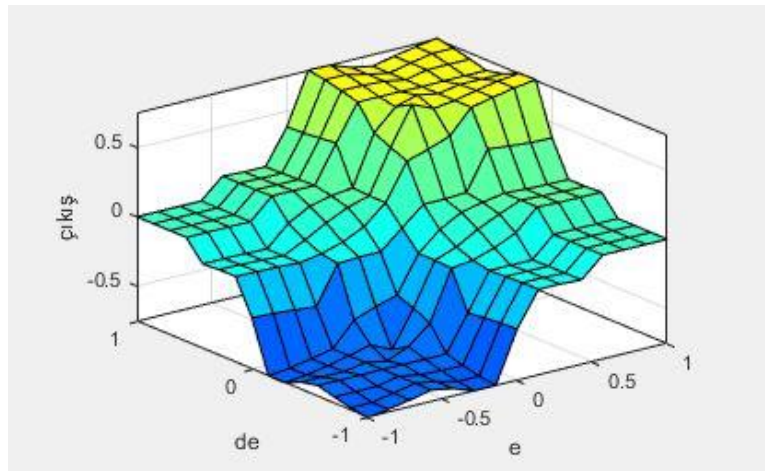
Şekil 4.6 Girişler için (a,b) ve çıkış için (c) üyelik fonksiyonu.

Kural tablosu oluşturulurken yukarıda bahsedilen dilsel ifadelerden yararlanılmıştır. Kural tablosunda Mamdani çıkarım yöntemi kullanılmıştır. Böylelikle çıkarım yönteminin amacı olan bulanıklaştırma biriminden gelen üyelik seviyeleri minimum ilişki operatörü kullanılarak çıkış üyelik fonksiyonu oluşturulmuştur. Örneğin ‘eğer $e(t)=NB$ ve $de(t)=NM$ ise çıkış= NB olsun’ şeklinde söylemlerle 49 kurallı Çizelge 4.1’deki tablo oluşturulmuştur.

Çizelge 4.1 BMK için oluşturulan kural tablosu.

$de(t) \backslash e(t)$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	NS	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NS	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PS
Z	NM	NS	NS	Z	PS	PS	PM
PS	NS	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PS	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PS	PM	PB	PB	PB

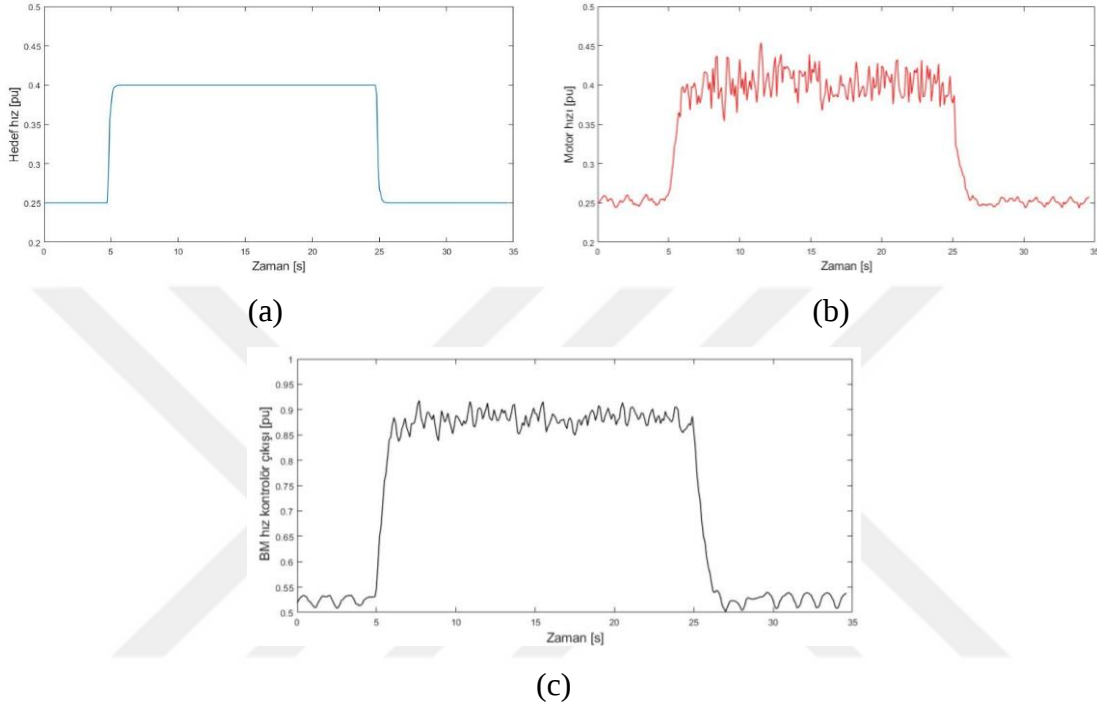
Oluşturulan kural tablosunun oluşturulmasından sonra kural yüzeyinin görünüşü Şekil 4.7’deki gibidir. Hata ($e(t)$) ve hatanın değişiminin ($de(t)$) çıkış ile ilişkisinin belirtmektedir.



Şekil 4.7 Kullanılan BMK’ya ait kural yüzeyi.

A) Yüksüz Çalışma İçin Bulanık Mantık Kontrolörün Performansının İncelenmesi

Şekil 4.8’de yüksüz durumda hız kontrolör olarak tercih edilen bulanık mantık kontrolörün sistem üzerindeki etkisi motor hızı ve kontrolör çıkışı olarak verilmiştir.

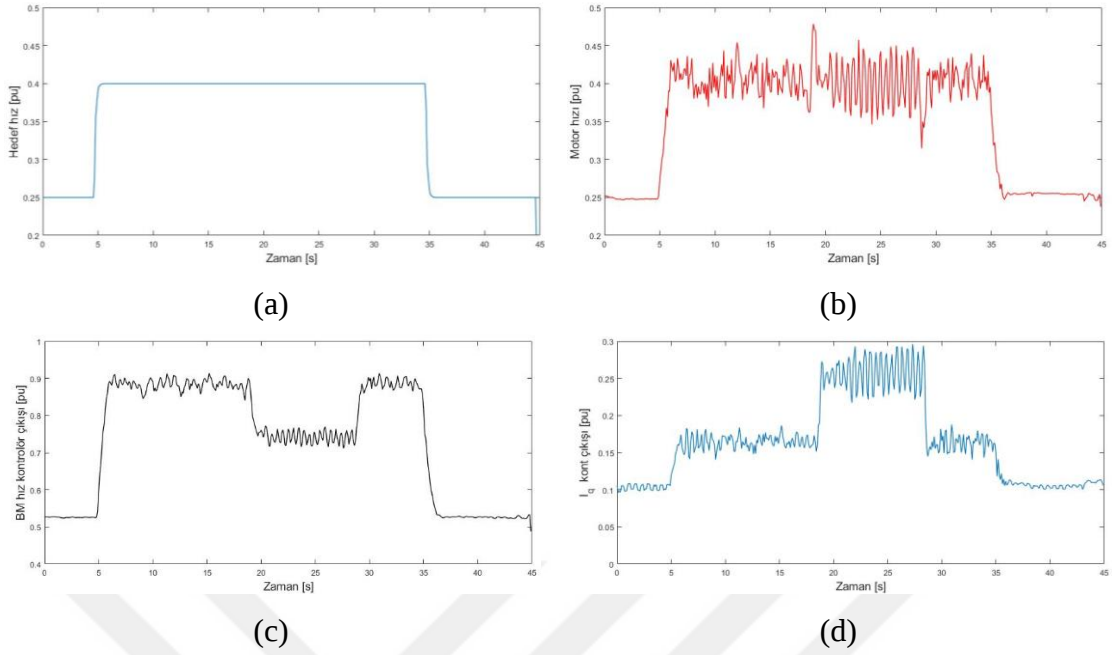


Şekil 4.8 BMK ile yapılan yüksüz çalışma deney sonuçları.

- a. Hedef hız değişimi.
- b. Motor dönme hızı.
- c. BM hız kontrolörün çıkış sinyali.

B) Yüklü Çalışma İçin Bulanık Mantık Kontrolörün Performansının İncelenmesi

Sistemde bulanık mantık ile hız kontrol gerçekleştirilirken belirli bir süre devreye yükün alınması ve çıkarılması durumunda elde edilen grafiksel sonuçlar Şekil 4.9’da verilmiştir. Hız değerinin 0.4 pu olduğu anda devreye 0.262 pu cinsinden yük devreye alınıp bir süre sonra devreden çıkarılmıştır.



Şekil 4.9 BMK ile yapılan yüklü çalışma deney sonuçları.

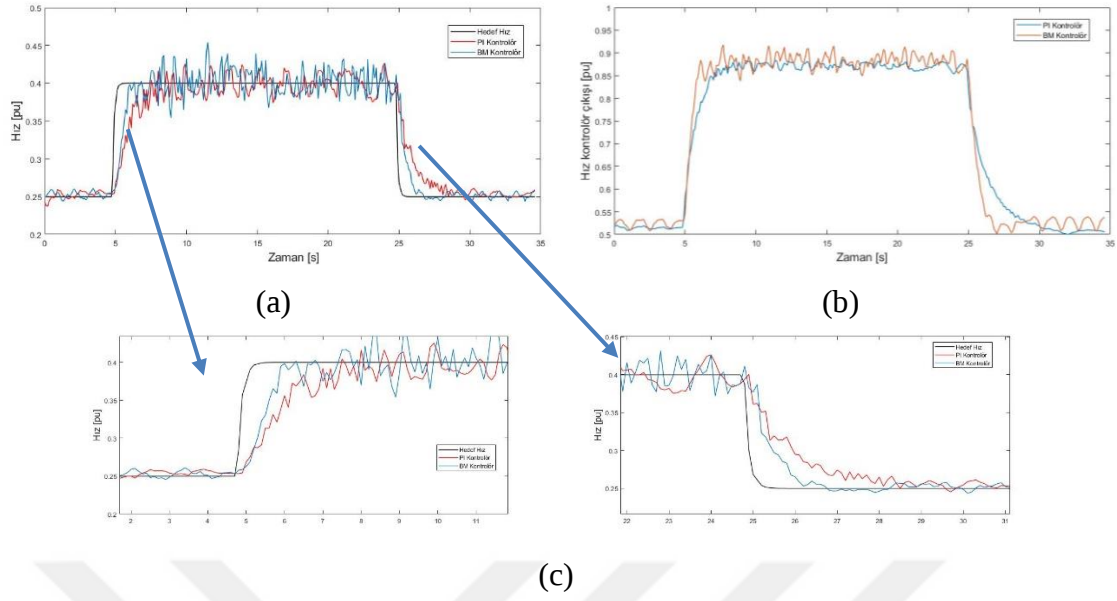
- a. Hedef hız değişimi.
- b. Motor dönme hızı.
- c. BM hız kontrolörün çıkış sinyali.
- d. I_d kontrolörün çıkış sinyali.

4.3 PI ve Bulanık Mantık Kontrolör Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu başlık altında hız kontrolör olarak tercih edilen PI ve BM kontrolörlerin çalışması kıyaslanarak sonuçlar yorumlanmıştır.

A) Yüksüz Çalışma Durumunun İncelenmesi

Şekil 4.9'da yüksüz durumda PI ve BM kontrolörlerin çalışması verilmiştir. Şekil 4.10 (a)'da hızların referans hızı takip etmesi grafiksel olarak açıklanmıştır. Şekil 4.10 (c)'de hızın yükselme ve düşme zamanları yakınlştırılarak verilmiştir. Burada hedef hızdaki değişimi BMK ile yapılan hız kontrolün daha erken yakaladığı görülmektedir. Yükselme zamanı ve oturma süresi olarak PI'a göre daha başarılı bir kontrol sağlayan BMK kalıcı durum hatasının az olmasıyla da daha iyi performans sergilemektedir. Şekil 4.10 (b)'de ise PI ve BM hız kontrolörlerin çıkışındaki sinyaller gözlemlenmiştir. İncelendiğinde yükselme zamanı olarak BMK'nın performansı daha iyidir.

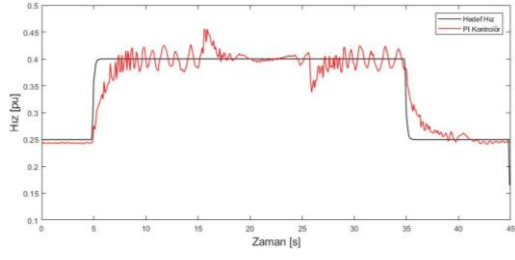


Şekil 4.10 Yüksüz durumda PI ve BM kontrolör karşılaştırması deney sonuçları.

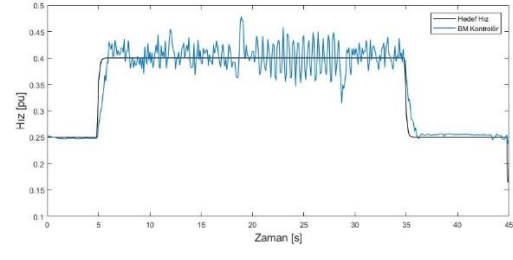
- Hız değişimleri.
- Hız kontrolör çıkış sinyalleri.
- Hız değişimleri yakınlaştırılmış hali.

B) Yüklü Çalışma Durumunun İncelenmesi

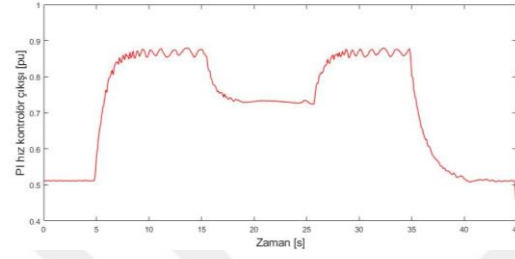
Bu bölümde daha önce ayrı ayrı verilen PI ve BM kontrolör için yüklü durumda çalışma grafikleri verilerek sonuçlar yorumlanacaktır. Şekil 4.11 (a) ve (b)'de hız durumlarının grafiği verilmiştir. Burada bir karşılaştırma yapacak olursak BMK ile yapılan deneyde yükün uygulandığı ve devre dışı bırakıldığı anlarda kontrolörün devreye girerek hızı referans değere daha erken sürede yaklaştırdığı görülmektedir.



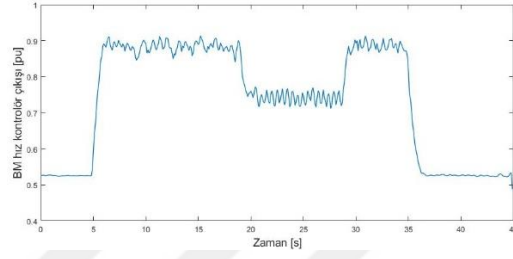
(a)



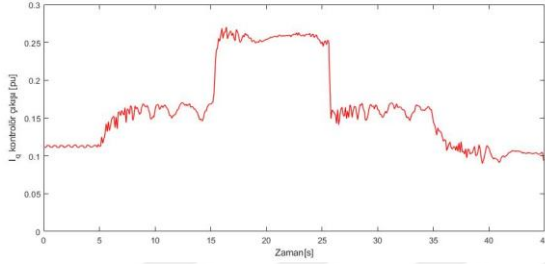
(b)



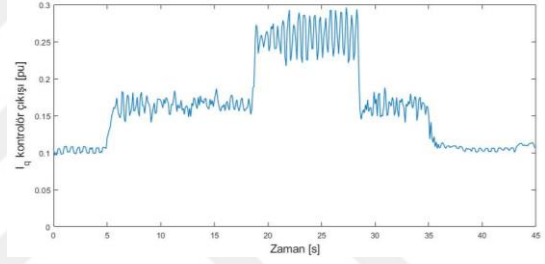
(c)



(d)



(e)



(f)

Şekil 4.11 Yüklü durumda PI ve BM kontrolör karşılaştırması deney sonuçları.

- a.** PI kontrolör hız değişimi.
- b.** BM kontrolör hız değişimi.
- c.** PI hız kontrolör çıkışı.
- d.** BM hız kontrolör çıkışı.
- e.** PI I_q kontrolör çıkışı.
- f.** BM I_q kontrolör çıkışı.

5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Bu tez kapsamında kullanılan sabit mıknatıslı senkron motor, makinalardaki kayıpları azaltarak verimliliği artırma yönünde yapılan çalışmalar sonucu rotorlarında sargı yerine mıknatıs kullanılmasıyla ortaya çıkan alternatif akım motorlarının bir türüdür. Günümüzde birçok alanda kullanılan bu motor çeşidi boyutlarının küçük olması ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olması nedeniyle özellikle robot ve uçak sektöründe tercih edilmektedir.

SMSM kontrol yöntemi olarak DA motor kontrol avantajlarını AA motorlarda kullanabilmeye imkân sağlayan alan yönlendirmeli kontrol kullanılmıştır. Konum bilgisi gerektiren kontrol yönteminde sensör yerine akım ve gerilim bilgilerinden konum bilgisini elde edilen gözlemci kullanılmıştır. Bunun için MATLAB/Simulink'te SMO gözlemcileri tercih edilmiştir.

MATLAB/Simulink kod tabanından uzaklaşıp daha çok görsel bir ortamda programlama yapmaya yarayan simülasyon programıdır. Oluşturulan blok diyagramları sayesinde kodlama arka planda otomatik olarak gerçekleştirilir ve böylece sayfalarca kod karmaşası yerine daha basit yapıda işlemler yapılmış olur. SMSM'in alan yönlendirmeli kontrolünde hız kontrolör olarak PI ve BMK olmak üzere iki farklı metot uygulanmıştır. Sonuçlar karşılaştırıldığında MATLAB/Simulink'te yapılan programlama da BMK ile yapılan kontrolün daha iyi sonuç verdiği referans hızı takip etme konusunda daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir.

Bu çalışmaya ek olarak kullanılan motorun ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen bir eviricinin modellenmesi ile deney ortamından simülasyon ortamına geçiş yapılarak bütün çalışmalar simülasyon ortamında gerçekleştirilebilir. Böylelikle set düzeneğinde gerçekleştirilen işlemler doğrudan simülasyon ortamında gerçekleştirilir ve Ar-Ge çalışmalarında kullanılması sağlanmış olur.

6. KAYNAKLAR

- Abassi, M., Khlaief, A., Saadaoui, O., Chaari, A. and Boussak, M. (2015). Performance analysis of FOC and DTC for PMSM drives using SVPWM technique. 16th International Conference On Sciences And Techniques Of Automatic Control & Computer Engineering, Tunisia.
- Adnanes, A., K. (1991) .Torque analysis of permanent magnet synchronous motors. Ieee, 695-701.
- Akyazı, Ö. Küçükali, M. ve Akpınar, A. S. (2011). Mıknatıslı senkron motorun hız denetiminin farklı bulanık üyelik fonksiyonları kullanılarak gerçekleştirilmesi. Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu.
- Alışkan, İ. and Ünsal, S. (2016). Farklı çıkarım yöntemlerine sahip bulanık mantık denetleyicileri kullanarak kalıcı mıknatıslı senkron motorun hız denetimi. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, **24**: 185-191.
- Balazovic, P., (2003). 3-Phase PM synchronous motor torque vector control. Motorola, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem. Czech Republic.
- Bose, B. (2002). Modern power electronics and AC drives. Prentice Hall, New Jersey.
- Buzcu İ. E. (2005). Daimi mıknatıslı senkron motorun rotor alan yönlendirmeli kontrolü ve pasif filtre ile harmoniklerin azaltılması. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Çelik, H. ve Kürüm, H. (2013). Sabit mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü. *NWSA-Engineering Sciences*, **2**:67-85.
- Dursun, M., Boz, A.,F., Kale, M. ve Karabacak M. (2014). Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor with hybrid speed controller using model reference adaptive system. *İleri Teknoloji Bilimleri Dergisi*, **1**:24-37.
- Erünlü, G. (2014). Sabit mıknatıslı senkron motorların servo uygulamalarında PID kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- Jacob, J. and A., C. (2017). Field oriented control of space vector modulated multilevel inverter fed PMSM drive. *ScienceDirect*, **117**: 966-973.
- Jan, R.M., Tseng, C.S. and Liu, R.J. (2008). Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: A genetic approach. *ScienceDirect*, **78**: 1161-1168.
- Juming, S., Ming, Z. and Yanmin, S. (2003). Study of Optimal Efficient Control of Permanent Synchronous Motor, *Electrical Machines and Systems*, **1**: 41- 44.
- Kazan, F., A. (2009). Kalıcı mıknatıslı senkron motorun kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Lara, J.i Xu, J. and Chandra, A. (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**: 4738 - 4751
- Lee, J., Hong, J., Nam, K., Ortega, R., Praly, L. and Astolfi, A. (2010). Sensorless control of Surface-Mount Permanent-Magnet Synchronous Motors based on a nonlinear observer. *IEEE Transactions On Power Electronics*, **25**: 290-297.
- Maiti, S., Chakraborty, C. and Sengupta, S. (2009). Simulaton studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive. Elsevier, Simulation Modelling Practice and Theory, 585-596.
- Merzoug, M.S. and Naceri, F. (2008). Comparison of field-oriented control and direct torque control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, **2**:50-64
- Morales, D., A., Findlater, K. and Chandran, V. (2014). A motor controller using field oriented control and halleffect rotor position sensors: simulation and implementation. 6th European Embedded Design in Education and Research Conference. Milano, Italy.
- Okumuş, H., İ. (2002). Doğrudan moment kontrollü asenkron makinalarda akı düşüşünün azaltılması. ELECO'2002, Bursa, 120-124.

- Özçira, S. (2007). Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Perera, C. (2002). Sensorless control of permanent-magnet Synchronous motor drives. Doktora Çalışması, Aalborg University, Aalborg.
- Samat, A., Saedin, P., Tajudin, A.I. and Adni, N. (2012). The implementation of field oriented control for PMSM drive based on TMS320F2808 DSP controller. IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, Penang, Malaysia.
- Texas Instruments. (2017). InstaSPIN-FOC™ and InstaSPIN-MOTION™ User's Guide.
- Zadeh, L. A.(1965). Fuzzy sets, *Inform and Control*, **8**:338-353

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Merve Sevim CAMGÖZ
Doğum Yeri ve Tarihi : Afyonkarahisar / 27.07.1993
Yabancı Dili : İngilizce
İletişim (Telefon/e-posta) : 05319447706 / mervesevimcamgoz@outlook.com

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Afyon Kocatepe Anadolu Lisesi, (2007-2011)
Lisans : Karadeniz Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, (2011-2016)
Yüksek Lisans : Afyon Kocatepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Yenilenebilir Enerji Sistemleri Bilim Dalı, (2016-2019)

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl : TEDAŞ Genel Müdürlüğü (2019- Devam ediyor)

Yayınları (SCI ve diğer) : Camgöz, M., S and Çınar S., M. (2018). Investigation of the field oriented controlling a permanent magnet synchronous motor on a development board. ICETAS, July 17-21, Macedonia.

Yönetken, A. and Camgöz M., S. (2018). Space Vector Pulse Width Modulation Technique Used In Harmonic Analysis For The Three Phase Inverters. ICETAS, July 17-21, Macedonia.

Caner, M., Çınar, S., M. and Camgöz, M., S. (2017). Field oriented control of pm motor with fea based embedded model. IAREC, November 16-18, Osmaniye.