



**T.C.  
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL  
TEKNİĞİ İLE HIZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**OĞUZ EROL**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN  
DOÇ. DR. YUSUF ALTUN**

**DÜZCE, 2019**

**T.C.**  
**DÜZCE ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL  
TEKNİĞİ İLE HIZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Oğuz EROL tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı**

Doç. Dr. Yusuf ALTUN

Düzce Üniversitesi

**Jüri Üyeleri**

Doç. Dr. Yusuf ALTUN

Düzce Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Gürcan SAMTAŞ

Düzce Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 19/07/2019

## BEYAN

Bu tez çalışmasının kendi çalışmam olduğunu, tezin planlanmasından yazımına kadar bütün aşamalarda etik dışı davranışımın olmadığını, bu tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları da kaynaklar listesine aldığımı, yine bu tezin çalışılması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

19 Temmuz 2019

Oğuz EROL

## **TEŞEKKÜR**

Yüksek lisans öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli Doç. Dr. Yusuf ALTUN hocama en içten dileklerle teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca değerli katkılarını esirgemeyen Arş. Gör. Melih AKTAŐ hocama en içten dileklerle teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen sevgili aileme ve çalışma arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

**19 Temmuz 2019**

**Oğuz EROL**

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
BEYAN.....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMALAR.....	ix
SİMGELER.....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. ASENKRON MOTORLAR.....	1
1.2. LİTERATÜR ÇALIŞMASI.....	2
1.3. TEZİN AMACI.....	6
2. AC MOTOR KONTROL TEKNİKLERİ.....	7
2.1. SKALER VEYA V/F KONTROL.....	7
2.2. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL.....	8
2.2.1. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	10
2.2.2. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	11
2.3. ASENKRON MOTORUN MODELLENMESİ.....	13
2.3.1. Üç Fazlı Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	13
2.3.2. İki Eksen Motor Modeli.....	16
2.4. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİKLERİ.....	19
2.4.1. Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu.....	20
2.4.2. Üçüncü Harmonik Enjeksiyonu Darbe Genişlik Modülasyonu.....	22
2.4.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu.....	23
2.5. PID KONTROLCÜ KAZANÇLARININ AYARLANMASI.....	26
2.5.1. Kapalı Çevrim Ziegler-Nichols Metodu.....	27
2.5.2. Açık Çevrim Ziegler-Nichols Metodu.....	27
2.5.3. Sönümlenmiş Salınım Metodu.....	28
2.5.4. Tyreus-Luyben Metodu.....	28
2.5.5. C-H-R Metodu.....	29

<b>3. SİMÜLASYON VE DENEY SONUÇLARI.....</b>	<b>30</b>
<b>3.1. KONTROL SİSTEMİNİN SİMÜLE EDİLMESİ .....</b>	<b>30</b>
<b>3.2. DENEY DÜZENİNDE KULLANILAN CİHAZLAR .....</b>	<b>39</b>
<b>3.3. DENEY YÖNTEMİ.....</b>	<b>42</b>
<b>4. DENEY SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....</b>	<b>47</b>
<b>4.1. HIZ AKIM VE PWM GRAFİKLERİ .....</b>	<b>47</b>
<b>5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....</b>	<b>51</b>
<b>6. KAYNAKLAR.....</b>	<b>52</b>
<b>7. EKLER.....</b>	<b>56</b>
<b>7.1. EK 1: LEM LTS 25-NP .....</b>	<b>56</b>
<b>7.2. EK 2: SKYPER 32 PRO .....</b>	<b>57</b>
<b>7.3. EK 3: MITSUBISHI CM20MD-12H .....</b>	<b>58</b>
<b>7.4. EK 4: DSPACE DS1007 DATASHEET.....</b>	<b>59</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>60</b>

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa No

Şekil 2.1. Asenkron motorun kalıcı durum eşdeğer devresi .....	7
Şekil 2.2. V/f kontrolde stator gerilimi ile frekans eğrisi .....	8
Şekil 2.3. Basitleştirilmiş DFOC şeması .....	11
Şekil 2.4. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol şeması.....	11
Şekil 2.5. Alan yönlendirmeli kontrol prensibi.....	12
Şekil 2.6. Asenkron motorun elektriksel yapısı .....	14
Şekil 2.7. Üç fazlı sargı ve 2 fazlı eşdeğer şekli .....	17
Şekil 2.8. Asenkron motorun d-q eksenlerinde eşdeğer devresi.....	18
Şekil 2.9. Asenkron motorun d-q eksenlerinde eşdeğer devresi.....	20
Şekil 2.10. SPWM için örnek bir sinyal üretici .....	21
Şekil 2.11. SPWM kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi.....	21
Şekil 2.12. Üçüncü harmonik enjekte edilmiş sinüs dalgası.....	22
Şekil 2.13. İnverter sisteminin dq ekseninde çıkış gerilimi uzayı .....	24
Şekil 2.14. Bir PID kontrolcünün yapısı.....	26
Şekil 3.1. Alan yönlendirmeli kontrol simulink modeli .....	30
Şekil 3.2. Alan yönlendirmeli kontrol simulink modeli. ....	31
Şekil 3.3. Simulink IGBT İnverter blok yapısı.....	32
Şekil 3.4. Simulink PWM üretici bloğu parametre ara yüzü .....	33
Şekil 3.5. Simulink teta hesaplama bloğu.....	34
Şekil 3.6. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda rotor hızı grafiği.....	35
Şekil 3.7. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda akım grafiği .....	35
Şekil 3.8. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda elektromanyetik tork grafiği.....	36
Şekil 3.9. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda rotor hızı grafiği.....	36
Şekil 3.10. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda akım grafiği. ....	37
Şekil 3.11. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda elektromanyetik tork grafiği .....	37
Şekil 3.12. 1200 d/d referans hızda yük altında rotor hızı grafiği .....	38
Şekil 3.13. 1200 d/d referans hızda yük altında akım grafiği .....	38
Şekil 3.14. 1200 d/d referans hızda yük altında elektromanyetik tork grafiği.....	39
Şekil 3.15. DS1007 blok şeması .....	40
Şekil 3.16. Deney düzeneği. ....	42
Şekil 3.17. DS5202 ACMC kütüphanesi .....	43
Şekil 3.18. Simulink deney düzeneği.....	44
Şekil 3.19. Simulink incremental encoder bloğu arayüzü. ....	45
Şekil 3.20. Analog-Dijital dönüştürücü (ADC) bloğu arayüzü. ....	45
Şekil 3.21. PWM üretici bloğu arayüzü .....	46
Şekil 4.1. ControlDesk hız verisi .....	48
Şekil 4.2. ControlDesk PWM sinyalleri .....	48
Şekil 4.3. ControlDesk akım değerleri.....	49
Şekil 4.4. Yüksüz durum rotor deneysel hız grafiği .....	49
Şekil 4.5. Yük altında rotor deneysel hız grafiği .....	50

## ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 2.1. Mümkün olan anahtarlama vektörleri, faz ve hat gerilimleri .....	24
Çizelge 2.2. Ziegler-Nichols kontrolcü parametreleri .....	27
Çizelge 2.3. Açık çevrim ziegler-nichols kontrolcü parametreleri .....	28
Çizelge 2.4. Sönümlenmiş osilasyon kontrolcü parametreleri .....	28
Çizelge 2.5. Tyreus-Luyben kontrolcü parametreleri .....	29
Çizelge 2.6. C-H-R metodu kontrolcü parametreleri.....	29
Çizelge 3.1. Asenkron motor parametreleri .....	40



## KISALTMALAR

AC	Alternatif Akım
ANN	Yapay Sinir Ağı
DC	Doğru Akım
DFOC	Doğrudan Alan Yönlendirmeli Kontrol
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
d/d	Devir/Dakika
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol
IFOC	Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
LQR	Lineer Karesel Düzenleyici
PI	Oransal-İntegral
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
THIPWM	Üçüncü Harmonik Enjeksiyonu Darbe Genişlik Modülasyonu
VSI	Gerilim Beslemeli Inverter
V/f	Gerilim/Frekans

## SİMGELER

A	Amper
$f_c$	Taşıyıcı Sinyal Frekansı
$f_0$	Referans Sinyal Frekansı
$G_d$	Çeyrek Sönümlemedeki Kazanç Oranı
H	Henry
Hz	Hertz
$i_{ds}$	d Ekseninde Stator Akım Bileşeni
$i_{qs}$	q Ekseninde Stator Akım Bileşeni
$i_s$	Stator Akımı
J	Eylemsizlik Momenti
$k_i$	İntegral Kazancı
$K_p$	Oransal Kazanç
$K_u$	Maksimum Oransal Kazanç
$L_{ls}$	Stator Kaçak Endüktansı
$L_{lr}$	Rotor Kaçak Endüktansı
$L_m$	Karşılıklı Endüktans
$L_r$	Rotor Endüktansı
$m_f$	Frekans Modülasyon Oranı
P	Kutup Çifti Sayısı
$P_d$	Çeyrek Sönümleme Noktasındaki Periyot
$P_u$	Maksimum Oransal Kazanç Noktasındaki Periyot
$R_s$	Stator Direnci
$T_e$	Elektromanyetik Tork
$T_s$	Örnekleme Periyodu
V	Gerilim
$V_{pwm}$	Üretilen Çıkış Geriliminin Maksimum Değeri
$V_{ref}$	Referans Gerilim Vektörü
$\alpha$	Döner Vektör Açısı
$\theta$	Rotor Akı Pozisyonu
$\tau_r$	Rotor Zaman Sabiti
$V_{ref}$	Referans Gerilim Vektörü
$V_{ref}$	Referans Gerilim Vektörü
$\alpha$	Döner Vektör Açısı
$\theta$	Rotor Akı Pozisyonu
$\tau_r$	Rotor Zaman Sabiti
$\psi_r$	Rotor Akı Bağlantısı
$\psi_s$	Stator Akı Bağlantısı
$\Omega$	Direnç
$\omega_m$	Rotor Hızı
$\omega_{sl}$	Kayma Frekansı

## ÖZET

### ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL TEKNİĞİ İLE HIZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Oğuz EROL

Düzce Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı  
Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Doç. Dr. Yusuf ALTUN

Temmuz 2019, 59 sayfa

Asenkron motorlar günümüzde endüstride önemli bir yer tutmaktadır. Bu sebeple asenkron motor kontrol teknikleri üzerine yapılan çalışmalar literatürde önemli bir yere sahiptir. Bu çalışmada asenkron motor kontrolü amacıyla geliştirilen birçok kontrol tekniğinden birisi olan Alan Yönlendirmeli Kontrol tekniği kullanılarak bir asenkron motorun hız kontrolü simülasyon ortamında ve deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve yapılan bu çalışmaların sonuçları sunulmuştur. Gerçekleştirilen simülasyon ve deneyler ile vektör kontrol tekniklerinden birisi olan PI tabanlı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol tekniği ile asenkron motor hız kontrolü başarıyla gerçekleştirilmiştir. Simülasyon MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiş, Deney düzeneğinde ise motor kontrolü dSpace Autobox sistemi ile sağlanmıştır.

**Anahtar sözcükler:** Asenkron motorlar, PI kontrol, DAQ kartı, dSpace

## **ABSTRACT**

### **SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH FIELD ORIENTED CONTROL TECHNIQUE**

Oğuz EROL

Düzce University

Graduate School of Natural and Applied Sciences, Department of Electrical-Electronics  
and Computer Engineering

Master's Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Yusuf ALTUN

July 2019, 59 pages

Induction motors have an important place in today's industry. Therefore, studies on induction motor control techniques are important in the literature. In this study, speed control of an induction motor is performed both in simulation environment and experimentally by using Field Oriented Control technique which is one of many control techniques developed for the induction motors and the results of these studies are presented. With the simulation and experiments performed, induction motor speed control was successfully realized with PI based Indirect Field Direction Control technique which is one of the vector control techniques. Simulations of the control system were carried out in MATLAB Simulink environment. In the experimental setup motor control was provided by dSpace Autobox.

**Keywords:** Induction motors, PI controllers, DAQ card, dSpace

# 1. GİRİŞ

## 1.1. ASENKRON MOTORLAR

19. yüzyılın ilk çeyreğinde Michael Faraday ve Joseph Henry gibi bilim insanları tarafından endüksiyonun keşfedilmesi ve konu üzerinde deneylerin başlaması ile elektrik motorlarının temelleri atılmış oldu. Çok fazlı elektrik motorlarının ortaya çıkması ise bu yüzyılın sonlarını bulmuştur. 1888 yılında Tesla kendi çok fazlı motorunu AIEE'de (American Institute of Electrical Engineers) sunmuştur. Daha sonra asenkron motor zaman içerisinde geliştirilmiş boyutları ve ağırlığı azalmış ve günümüzdeki halini almıştır.

Asenkron motor günümüzde dünyadaki en yaygın kullanım alanına sahip elektrik motor tipidir. Yapısı gereği komütatörlere veya fırçalara ihtiyaç duymaması, daha az hareketli parçaya sahip olması ve basit yapısı sebebiyle uzun ömürlü ve ekonomik bir ürün olarak kendini kanıtlamıştır. Endüstriyel uygulamalarda, pompalarda, kompresörlerde, fanlarda beyaz eşyalarda ve günümüzde gittikçe daha yaygın bir şekilde elektrikli araçlarda kendine yer bulmaktadır.

Asenkron motorlar yapısında iki set sargı bulundurmaktadır. Stator kısmında bulunan sargı enerjilendiğinde rotor sargılarında akım endüklenmesine sebep olur. Asenkron motorun temel çalışma prensibi bu şekildedir. Her elektrik motor tipi gibi asenkron motorlarında kendine has avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Avantajları arasında uyartım için fırça gerektirmemesi, basit yapısı, şebeke gerilimi ile ekstra bir elemana ihtiyaç duymadan çalışabilmesi ve yüksek verimliliği öne çıkmaktadır. Dezavantaj olarak ise asenkron motorların genellikle sabit hız veya tork gerektiren uygulamalar için uygun olması değişken yüklerin bulunduğu ortamlarda istenilen şekilde çalışabilmek için sürücü sistemlere ihtiyaç duyması verilebilir.

Günümüzde yaşadığımız elektrikli otomobil dönüşümünde bu avantajları sebebiyle otomotiv sektöründe kendine önemli bir yer edineceği düşünülmektedir.

## 1.2. LİTERATÜR ÇALIŞMASI

Asenkron motorların kontrolünde literatürde birçok farklı yöntem geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Kavita B. Ve arkadaşları asenkron motorların endüstriyel uygulamalarında skaler bir kontrol tekniği olan kapalı çevrim Gerilim/Frekans (V/f) hız kontrolcüsünü kullanarak 3 fazlı 4 kutuplu bir asenkron motoru kalıcı durum hatasını engellemek amacıyla klasik PI kontrolcü ile kontrol etmiş ve değişik yüklerde hız kontrolü sağlayabildiğini deneysel olarak göstermişlerdir [1].

Pimkumwong, Narongrit Wang, Ming Shyan ise yine 3 fazlı bir asenkron motorunu sabit V/f kontrol yöntemi üzerine Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) tekniği uygulayarak kontrol etmiş. Tork ve stator akı dalgalanmalarını önlemek için Oransal ve İntegral (PI) kontrolcü ve uzay vektör modülasyonu (SVM) tekniğini kullanmışlardır. Sabit V/f kontrol tekniğini kullanarak stator gerilimlerini ve faz açısı referanslarını oluşturmuş bu sayede koordinat dönüşümü kullanmaya gereksinim duymadan hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Stator akısını kestirmek amacıyla bir gözlemleyiciyi sisteme entegre etmiş ve bu gözlemleyicinin geribildirim kazancı stabil çalışma koşullarına göre belirlenmiştir [2].

Xu Lufei ve Nan Guangqun ise yine DTC tekniğini TMS320LF2407A dijital sinyal işlemcisi ile deney ortamında gerçekleştirmiş ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) yöntemi ile kontrolü sağlamış kontrolcünün performansını göstermişlerdir [3].

Asenkron motor hız kontrol uygulamalarında büyük yaygınlıkla kullanılan PI kontrolcülerin oransal ve integral kazançlarını belirlemek için literatürde çeşitli yöntemler mevcut olmakla birlikte günümüzde Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağları (ANN) yöntemlerinin yardımı ile bu katsayıların belirlenmesi giderek yaygınlaşmıştır. Örneğin Gurmeet Singh ve Gagan Singh çalışmalarında Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol (IFOC) tekniği ile kontrol edecekleri sistemin PI kontrolcülerinin kazançlarını belirlemek için Bulanık Mantık yöntemini kullanmışlar ve elde edilen bu kazançların sistemi kontrol etmedeki başarısını simülasyon ortamında ortaya koymuşlardır. Elde edilen bu PI kontrolcü sayesinde klasik PI kontrolcülere göre sistemin dinamik performansının iyileştiğini belirlemişlerdir [4].

Vektör kontrolde akı ve tork veya hız kontrol elemanları birbirinden ayrılarak sistemin davranışı DC motora benzetilir. Bunların yanında sistemin kontrol edilebilmesi için

dinamik bir sistem olan asenkron motorun parametrelerinin yüksek doğrulukta bilinmesi gerekmektedir. Bilinmesi gereken bu parametrelerden birisi de hız değeridir. Bu hız değeri sensörler yardımıyla elde edilebileceği gibi Pavel Brandstetter ve Martin Kuchar'ın çalışmalarında gösterdiği gibi hız kestirimi yapmak amacıyla sistemin diğer parametrelerini veri olarak kullanan bir ANN yardımıyla sensörsüz olarak hız yaklaşık olarak belirlenebilir ve asenkron motorun hız kontrolü bu şekilde başarıyla gerçekleştirilebilir [5]. Çalışma yöntemi olarak buna benzer bir başka çalışmada Bohari, Utomo, Haron, Zin, Sim ve Ariff çalışma ekibi tarafından gerçekleştirilmiş ve kontrol sistemine yerleştirilen ANN kontrolcülerinin klasik PI kontrolcülere göre daha yüksek performans gösterdiği görülmüştür. ANN kontrolcüsünün simülasyon ortamında PID kontrolcülere kıyasla dalgalanmayı azaltma becerisinin daha yüksek olduğu ve iyi bir alternatif olduğu ortaya konulmuştur [6].

Gaolin Wang ve arkadaşlarının çalışmasında ise hız sensörü kullanmadan hız kontrolünün gerçekleştirilmesi amacıyla sistemde kontrolcü olarak bulanık kendini ayarlayabilen bir PI hız kontrolcü ve bir adaptif bozucu gözlemleyicisi kullanılması ile asenkron motorlarda hız kontrolünün hız sensörüne ihtiyaç duymadan yüksek kararlılıkta sağlanabileceğini göstermişlerdir [7].

Bipin Kumar Nishad ve Rahul Sharma çalışmalarında asenkron motorun hız kontrolünü Değiştirilmiş Dolaylı Alan Yönlendirmeli kontrol tekniği ile sağlamışlardır. Bu kontrol tekniği asenkron motorun istenilen hız ve tork değerlerine ulaşması için aktif ve reaktif gücün kontrol edilmesine dayanır. Akı ve tork kestirimine ihtiyaç duymayan bu sistem kontrolcüsünün karmaşıklığını azaltmakta ve DTC veya IFOC tekniğine göre dalgalanmayı da düşürmektedir. Kontrolcü özellikle motorun geçici durum performansını oldukça iyileştirmektedir. Ekip önerdikleri kontrolcüsünün performansını simülasyon ortamında göstermişlerdir [8].

Shaija P J ve Asha Elizabeth Daniel ekibinin yaptığı çalışmada ise yine üç fazlı bir asenkron motorun hız kontrolünün IFOC tekniği ile Bulanık Mantık kontrolcülerini kullanan bir akıllı hız kontrolcüsü kullanarak sağlanabildiğini göstermişlerdir. Bulanık kontrolcüsünün kuralları hata sinyalinin dinamik davranışı ile belirlenmiş ve kontrolcüsünün başarısı çeşitli yük durumları altında klasik PI kontrolcü ile karşılaştırılmıştır [9].

Amit Kumar ve Tejavathu Ramesh tarafından gerçekleştirilen çalışmada asenkron motor hız kontrolü için Doğrudan Alan Yönlendirmeli Kontrol (DFOC) kontrol tekniği

uygulanmıştır. Bu sayede geçici durumda sistemin performansının iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Çalışmada sistem skaler kontrol metoduyla karşılaştırılmış açılma hız veya rotor pozisyonu gibi bilgilere ihtiyaç duymayan skaler kontrolün basit yapısı uygulamayı kolaylaştırırsa da kalıcı durum parametreleri üzerine çalışması sebebiyle performans olarak vektör kontrol tekniklerinden geri kaldığı gözlemlenmiştir [10].

Iv'an E. Dueñas ve ekibi ise çalışmalarında ayırık zamanlı bir Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) sistemi ile bir asenkron motorun hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Çalışmalarında asenkron motorun ayırık zamanda durağan referans çerçevesindeki modelini elde etmiş ve bu modeli alan yönlendirmeli çerçeveye dönüştürmüşlerdir. Daha sonra rotor hızı ve akısını kontrol etmek amacıyla bir kontrolcü tasarlamışlar ve bu kontrolcülerinin etkinliğini simülasyon ortamında göstermişlerdir [11].

R. Hiware ve J. Chaudhari tarafından yayınlanan bir diğer çalışmada ise yine bir IFOC sistemi önerilmiştir. Asenkron motor hız kontrolünde kullanılacak olan bu kontrolcü sisteminde rotor akısı ve mıknatıslanma akımı değerleri çalışmada önerilen gözlemleyiciler ile elde edilmiş ve sistem PI kontrolcüler ile uzay vektör modülasyonu kullanılarak kontrol edilmiştir. Gözlemleyicilerin ve kontrolcünün başarısı MATLAB ortamında simülasyonlar ile gösterilmiştir [12].

Zhen Guo ve ekibinin yayınladığı bir çalışmada ise IFOC kontrolün akım kaynaklı bir inverter ile sürülen bir üç fazlı bir asenkron motoru kontrol etmekteki başarısı araştırılmıştır. Kontrolcünün başarısı simülasyon ortamında ortaya konmuştur [13].

Jitendra Kr. Jain ve ekibi tarafından yayınlanmış bir çalışmada ise PI kontrolcülerin kazancını düzenlerken ekstra bir decoupler elemanına ihtiyaç duymayacak ve couplingi minimize edecek bir kontrolcü önermişlerdir. Kontrolcü kazançlarını elde etmek için iteratif lineer matris eşitsizliği temelli bir  $H_\infty$  kontrol dizayn edilmiştir. Kontrolcünün performansı ileri besleme sistemler ile karşılaştırılmıştır [14].

Rajiva Prakash tarafından yayınlanan bir yayında ise bir asenkron motorun kontrolü Lyapunov filtresi ve Lineer Karesel Düzenleyici (LQR) kullanılarak gerçekleştirilmiştir [15].

Jean Thomas ve Anders Hansson tarafından yayınlanan bir çalışmada yük gözlemleyicisi kullanarak Lineer Olmayan Model Tahminci Kontrol tekniği ile bir lineer asenkron motor sistemi kontrolü gerçekleştirmiş ve elde ettikleri sonuçların DTC tekniğine göre daha başarılı sonuçlar ürettiğini gözlemlemişlerdir [16]. Peng Xie ve

ekibi tarafından sunulan bir diğerk çalışmada ise asenkron motorların alan zayıflatma (field-weakening) tekniği ile kontrol edilmesini simülasyon ortamında gerçekleştirmişlerdir [17].

D. Karthik ve T.R. Chellilah ise bir çalışmalarında çeşitli kontrol teknikleri ile sürülmekte olan asenkron motorların sensör ve inverter arızaları karşısında sergiledikleri davranışları incelemişlerdir [18]. Liss Mariya Baby ve Salitha K. Tarafından yayınlanan bir çalışmada ise z kaynak dönüştürücü beslemeli bir asenkron motorun hızını bir kapalı döngü skaler kontrol sistemi ile kontrol etmeyi başarmışlardır [19].

Asenkron motor kontrolünde uygulanan bir diğerk yöntem ise kayma modu doğrusallaştırma tekniğidir. Bu konuda Benderradji, Alaoui, Drid ve Makouf ekibi yayınlarında bir deneysel uygulama yapmışlardır [20]. Roubache, Chaouch ve Nait Said ekibi ise sensörsüz ikinci dereceden kayma modu kontrol tekniğini bir asenkron motora uygulamışlardır [21]. Ning Wang ve ekibi ise asenkron motor için adaptif kayma modu kontrol tekniğini DTC yöntemi için uygulamayı başarmışlardır [22]. Essam E. M. Mohamed ve ekibi ise lineer asenkron motorlarda konum kontrolü sağlamak amacıyla kademeli kayma modu kontrolünü bir gerçek zamanlı simülasyon ile gerçekleştirmişlerdir [23].

Koratkar ve Sabnis ise makalelerinde asenkron motor kontrolü için farklı DTC yaklaşımlarını kıyaslamışlardır [24]. Duda ve Vitecek ekibi yayınlarında asenkron motorun vektör yönlendirmeli kontrolü için kontrol algoritmalarını yayınlamışlardır [25].

Stinga, Soimu ve Marian grubu bir çalışmalarında asenkron motor kontrolü için bir on-line parametre kestirici algoritması geliştirmişlerdir [26]. Dementyev ve ekibinin yaptıkları bir çalışmada ise SPWM yöntemiyle sürülen üç fazlı inverter ile beslenen bir asenkron motorun skaler kontrolünün gerçekleştiği bir kontrol sistemi tasarlamışlardır [27]. Chen ve Zhang ekibi ise asenkron motorun vektör kontrolünü H<sub>2</sub> optimal hız düzenleyicisi ile gerçekleştirmişlerdir [28]. Saifi ve ekibi asenkron motorun sensörsüz kontrolü üzerine rotor akısı temelli bir yöntem geliştirmişlerdir [29].

### **1.3. TEZİN AMACI**

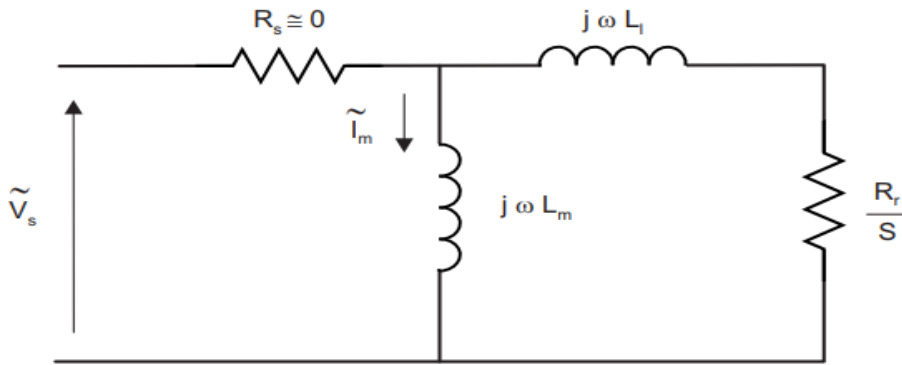
Literatür araştırmaları sonucunda asenkron motorun vektör kontrol teknikleri kullanılarak çeşitli tekniklerle yüksek kararlılıkla kontrol edilebileceği ortaya konmuş ve bu kontrol tekniği başarısını göstermiştir. Bu bağlamda bu çalışmada amaç bu kontrol tekniğinin simülasyon ortamında ve deneysel uygulamasını gerçekleştirmek ve geliştirilen kontrolcünün elektrikli araçlar gibi uygulamalar için başarılı bir yöntem olduğunu göstermektir. Bu tür ileri düzey uygulamalar için geliştirilmiş olan ve özellikle otomotiv ar-ge çalışmalarında kullanılan dSpace Autobox cihazı ile deneysel çalışmaların gerçekleştirilmesidir.

## 2. AC MOTOR KONTROL TEKNİKLERİ

### 2.1. SKALER VEYA V/f KONTROL

Asenkron motor kontrol teknikleri temel olarak iki grup altında toplanabilir. Bunlar skaler ve vektör kontrol teknikleridir. Bunlardan ilki olan skaler kontrol veya V/f kontrol algoritması basit kontrol yöntemlerinden birisidir. Genellikle fanlar veya pompalar gibi sabit hız ve yük ortamlarında çalışan asenkron motorlarda kullanıma uygundur. V/f kısaltması voltaj/frekans anlamına gelmektedir. Bu kontrol tekniğinin mantığı bir asenkron motorda çıkış gerilimi ile frekansın orantısal olması üzerine kuruludur. Bu sayede motor sabit bir motor akısına sahip olarak güçsüz manyetizma ve manyetik doyumdan korunur.

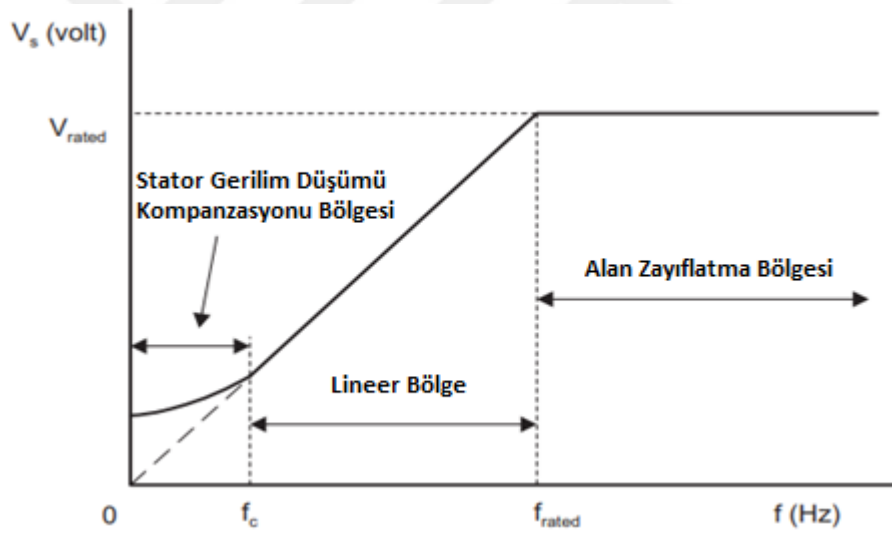
Bu kontrol tekniğinin prensibi asenkron motorun hızının stator gerilimi ve frekansının ayarlanmasıyla kalıcı durumda hava aralığı akısının istenilen değerde tutulmasına dayanır. Kalıcı durum baz alınarak kontrolün gerçekleştirilmesi sebebiyle bu kontrol tekniğine skaler kontrol adı da verilebilir. Bu kontrol tekniğinin çalışma mantığı asenkron motorun kalıcı durum eşdeğer devresi üzerinden anlaşılabilir [30].



Şekil 2.1. Asenkron motorun kalıcı durum eşdeğer devresi [30].

Şekil 2.1’de görülebileceği üzere stator direnci ( $R_s$ ) sıfır kabul edilmiş ve stator kaçak endüktansı ( $L_s$ ), rotor kaçak endüktansına ( $L_r$ ) ve mıknatıslanma endüktansına gömülmüştür. Bunun sonucunda hava boşluğu akısını oluşturan mıknatıslanma akımı yaklaşık olarak stator gerilimi ve frekansı oranındadır. Bu durumda frekans değişimine göre bu oran sabit tutulursa akı sabit kalır ve tork kaynak frekansından bağımsız hale

gelir. Hız arttıkça bu oranı sabit tutmak amacıyla gerilimin orantısal olarak artırılması gerekmektedir. Ancak rotordaki kayma sebebiyle frekans gerçek hıza eşit olamaz, yüksüz durumda neredeyse yok sayılabilecek olan bu kayma yük durumunda sistemin kontrolünü açık çevrim bir şekilde gerçekleştiremez. Bu problem ise sisteme bir hız ölçüm elemanı eklenerek sistemin kapalı çevrim haline getirilmesi ile aşılabılır. Uygulamada ise tipik bir V/f kontrolcü üç hız aralığı için farklı davranış sergiler. Şekil 2.2’de V/f kontrolde stator gerilimi ile frekans eğrisi görülmektedir. Bunlardan ilki frekans 0 Hz iken gerilim gereklidir stator direncinde oluşan gerilim düşümü görmezden gelinemez ve kaynak gerilimi artırılması ile kompanse edilir. Bu sebeple bu aralıkta V/f oranı lineer değildir. İkinci aralık ise sistemin lineer bölgede çalıştığı aralıktır. Bu kısımda eğri hava aralığı akısı miktarını gösterir. Üçüncü aralıkta ise frekans cihaz için önerilen değeri aşmıştır ancak gerilim miktarı V/f oranını sabit tutmak amacıyla daha fazla arttırılmaz. Arttırılması cihaza zarar verebilir. Bu sebeple hava aralığı akısı azalacak ve bu durum kaçınılmaz olarak motorun tork değerini düşürecektir.



Şekil 2.2. V/f kontrolde stator gerilimi ile frekans eğrisi [30].

## 2.2. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL

Asenkron motor kontrol tekniklerinde diğer grup olan vektör veya FOC teknikleri skaler kontrol tekniğine göre daha başarılı ancak daha karmaşık ve genellikle daha yüksek maliyetlidir. Ancak daha karmaşık algoritmalar ve daha yüksek işlem kapasitesi gerektiren vektör kontrol teknikleri günümüzde gelişen kontrolcüler ve işlem başına maliyetleri düşen mikroişlemciler sebebiyle günümüzde oldukça yaygınlaşmışlardır ve

bu çalışmanın konusunu oluşturmaktadırlar. Vektör kontrol yöntemi ana prensip olarak stator akım vektörünün iki bileşeninin birbirinden ayrılmasına dayanır. Bu bileşenlerden ilki akının kontrolünü sağlayan bileşen iken diğeri ise tork değerinin kontrolüne olanak verir. Bu iki bileşenin ayrılması ise sistemin davranışı ayırık uyartımlı DC motora benzetilir. Daha sonra kontrol algoritmaları uygulanarak motorun hız kontrolü sağlanabilir. Vektör kontrol yöntemi 1971 yılında F. Blaschke tarafından sunulmuş ve zaman içerisinde teknik geliştirilmiştir. Günümüzde vektör kontrol yöntemleri elektrik motorları kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Blaschke'den sonra asenkron motorların tork kontrolü için DTC tekniği I. Takahashi tarafından geliştirilmiştir. Basitliği ve kararlılığı sebebiyle kendini kanıtlayan bu yöntem sensörsüz tip kontrol tekniği olarak anılır. FOC tekniğinin aksine DTC tekniği herhangi bir akım düzenleyicisine, koordinat dönüşümüne ve Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) sinyal üreticisine ihtiyaç duymaz. Ancak tüm bu avantajlarına rağmen bu kontrol tekniği kendine has dezavantajlar barındırır. Bunlar; düşük hızlarda tork ve akıyı kontrol etme zorluğu, yüksek akım ve tork dalgalanmaları, düşük hızlarda yüksek gürültü ve direkt akım kontrolü bulunmamasıdır [31]. Bu kontrol tekniklerinin gelişmesi sonucu geçmişte değişken hız değeri gerektiren uygulamalarda yaygın olarak DC motorlar kullanılırken günümüzde yerini asenkron motorlara bırakmışlardır.

FOC tekniği üç fazlı zaman ve hıza bağlı sistemin iki koordinatlı (d ve q) zaman bağımsız sisteme dönüştürülmesi üzerinedir. Bu dönüşüm sonrası sistem yukarıda belirtildiği gibi DC motora benzer. FOC sistemleri referans olarak iki girdiye ihtiyaç duyarlar. Bunlar tork bileşeni (q ekseninde) ve akı bileşenidir (d ekseninde). Stator akımları bir vektör olarak yazılmak istenirse Denklem (2.1) şeklinde yazılır.

$$i_s = i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3} \quad (2.1)$$

Bu akım uzay vektörü iki zamandan bağımsız koordinat sistemine dönüştürülmelidir. Bu dönüşüm iki adımda gerçekleştirilir. Bunlardan ilki Clarke dönüşümü ( $\alpha$ - $\beta$ ) ikincisi ise Park dönüşümüdür (d-q). Clarke ve Park dönüşümleri sırasıyla Denklem (2.2) ve Denklem (2.3) dönüşüm matrisleri ile sağlanır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

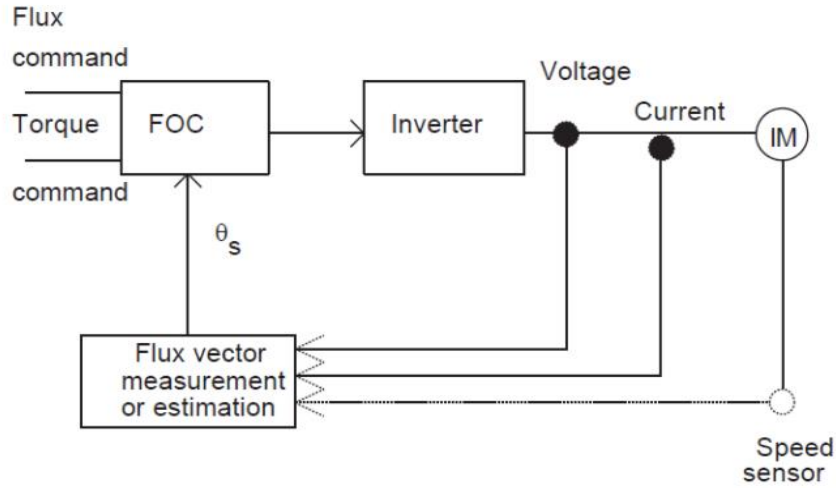
Burada  $\theta$  rotor akı pozisyonunu temsil eder. Bu dönüşümler yapıldıktan sonra sistemin tork değeri direkt olarak kontrol edilebilir. Çünkü artık  $i_d$  ve  $i_q$  birbirinden ayrılmıştır. Burada alan açısı kaynak gerilim ve akımları veya akı ölçen sargılar ve rotor hızı ile ölçülüyorsa bu yöntem DFOC. Alan açısı ayrıca rotor pozisyon ölçümü ve kayma pozisyonunun motor parametreleri ile kestirilmesi sayesinde de bulunabilir. Bu kontrol sistemine ise IFOC denir. Bu tekniklerden DFOC Blaschke tarafından IFOC tekniği ise Hassel tarafından icat edilmiştir. Bu teknikler detaylı olarak aşağıdaki başlıklarda incelenmiştir.

### 2.2.1. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Kontrol

DFOC tekniğinde rotor açısı veya kontrol vektörü akı kestiriciler kullanılarak terminal gerilim ve akımlarından elde edilir. Bu kontrol sistemine ayrıca geri besleme vektör kontrol yapısı adı verilir. Dolaylı vektör kontrol sistemi gibi bu kontrol sistemi üzerinde de çeşitli kontrolcüler denenmiştir. Doğrudan kontrol yöntemi istenilen sonuca en yakın kontrol tekniği olmasına rağmen gerektirdiği sensör yoğunluğu nedeniyle yüksek maliyete sahiptir ayrıca akı sensörlerinin performansı da sistemin performansını büyük önemde etkilemektedir. DFOC tekniği hava boşluğu akısını hall-effect sensörleri gibi ölçüm cihazları aracılığı ile ölçer. Ancak bu sensörler kendi maliyetleri ve sistem üzerinde uygulanabilmeleri için ihtiyaç duydukları motor modifikasyonları sebebiyle maliyeti arttırmaları. Bunun yanında akıyı direkt olarak ölçmek mümkün değildir. Akı sensörden gelen verinin hesaplanması ile elde edilir. Ancak bu hesaplamalar özellikle düşük hızlarda kesinliğini yitirirler.

Eğer bu akı değeri düzgün şekilde ölçülemez ise bu durumda tork ve akı bileşenleri doğru şekilde birbirinden ayıramaz. Bunun sonucunda sistemin dinamik davranışında

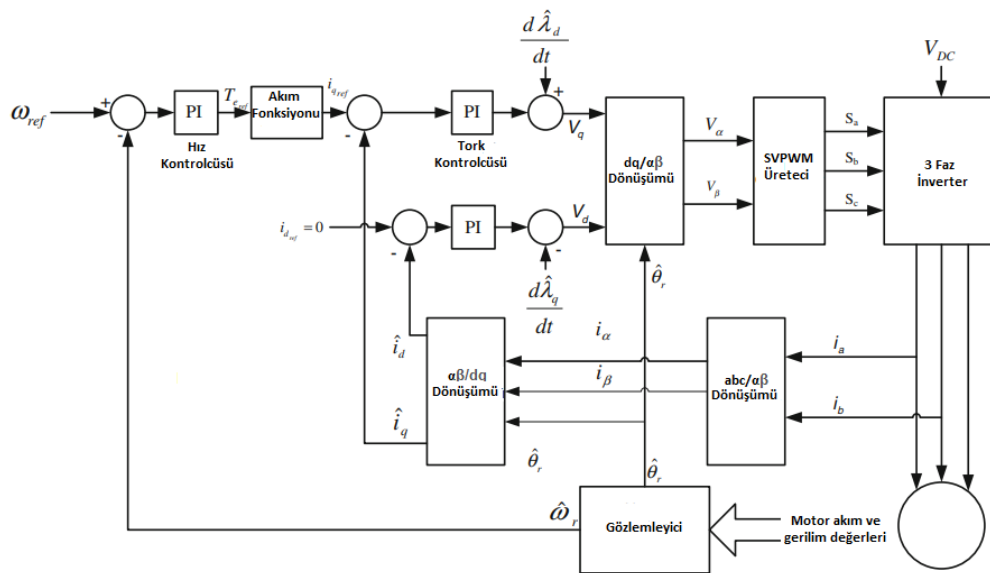
performans kaybı gözlenir. Bunun gibi dezavantajlar neticesinde IFOC teknikleri büyük kolaylıklar sağlar. Bunlardan birisi rotor konumunun hız geri besleme sinyalinden hesaplanmasıdır. Tipik bir basitleştirilmiş DFOC şeması Şekil 2.3'te gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Basitleştirilmiş DFOC şeması [31].

### 2.2.2. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol

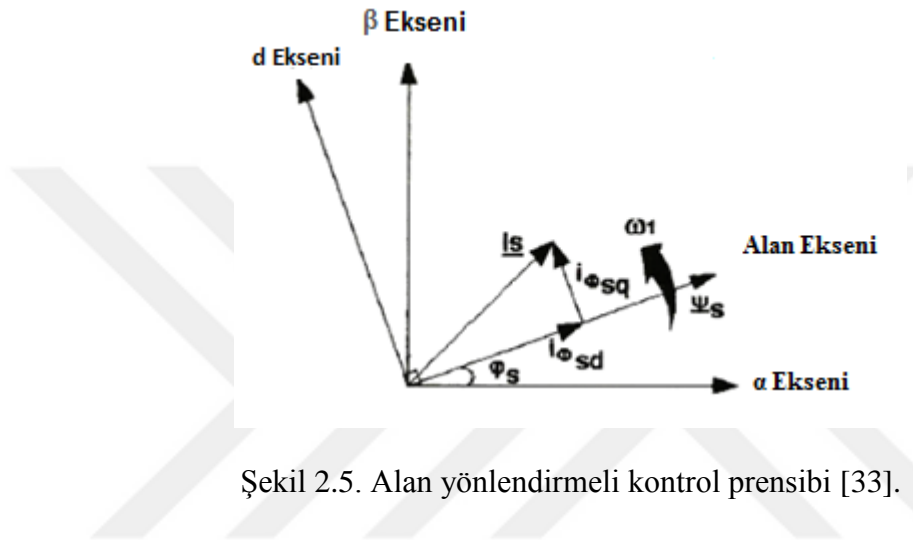
Bu çalışmanın da konusunu oluşturan IFOC kontrol tekniğinin bir önceki başlıkta incelenmiş olan DFOC tekniğine göre çeşitli avantajları bulunmaktadır. Bu avantajlar arasında sensör ihtiyacının azalması, sistemin dinamik performansının bir önceki yönteme kıyasla daha iyi olması ve maliyetinin daha düşük olması verilebilir. IFOC tekniğinin temel haliyle şeması aşağıdaki şekilde gibidir.



Şekil 2.4. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol şeması [32].

Şekil 2.4'te bir asenkron motorun FOC tekniği ile hız kontrolünün nasıl yapılabileceği gösterilmiştir. Kontrol şemasında motor akısı ve tork elemanları d-q koordinatlarında birbirlerinden ayrılmışlardır. Sistemde bir hız sensörü yardımıyla ölçülen rotor hızı referans hız değeri ile karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilmekte ve bu sinyal tork komutunu oluşturmaktadır.

Şekil 2.5'te şekilde ise rotor akısı ve tork değerlerinin birbirinden bağımsız olarak  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  akımları ile nasıl kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Alan yönlendirmeli kontrol prensibi [33].

Tork değerini kontrol etmekte kullanılacak olan  $i_{qs}$  akımı tork referansından Denklem (2.4) şeklinde elde edilir.

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e^*}{|\psi_r|_{est}} \quad (2.4)$$

Denklem (2.4)'te  $L_r$  rotor endüktansı,  $L_m$  karşılıklı endüktans ve  $|\psi_r|_{est}$  ise rotor akı bağlantısı kestirimidir. Akı kestirim işlemi denklemi ise Denklem (2.5)'te gösterilmiştir.

$$|\psi_r|_{est} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r s} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'te bulunan  $\tau_r = L_r / R_r$  rotor zaman sabitidir.

$i_{ds}^*$  stator akım referans değeri ise Denklem (2.6)'da gösterildiği gibi rotor akı referans girişinden  $|\psi_r|_{est}^*$  elde edilir.

$$i_{ds}^* = \frac{|\psi_r|}{L_m} \quad (2.6)$$

Koordinat dönüşümü için gerekli olan rotor akı pozisyonunun  $\theta_e$  bulunması için rotor hızı  $\omega_m$  ve kayma frekansı  $\omega_{sl}$  değerleri Denklem (2.7) eşitliğinde gösterildiği gibi kullanılır.

$$\theta_e = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt \quad (2.7)$$

Kayma frekansı  $\omega_{sl}$  ise stator referans akımı  $i_{qs}^*$  ve motor parametreleri kullanılarak Denklem (2.8)'de gösterildiği şekilde hesaplanır.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{|\psi_r|_{est}} \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^* \quad (2.8)$$

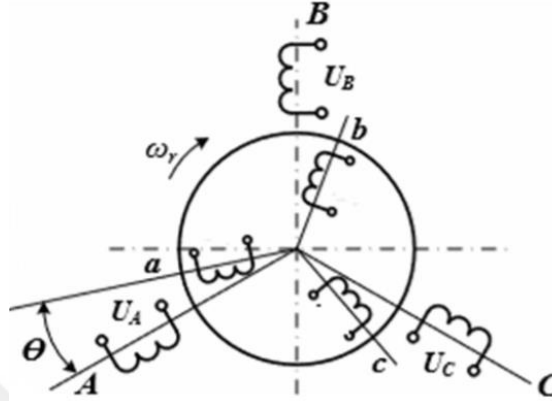
Sistemdeki  $i_{qs}^*$  ve  $i_{ds}^*$  akım referansları daha sonra Park ve Clarke dönüşümlerinin tersine uygulanması ile  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  faz akım referanslarına dönüştürülerek akım regülatörüne girilir. Akım regülatörü daha sonra ölçülen ve referans sinyalleri karşılaştırarak inverter için kapı sürme sinyallerini üretir [32]. Burada hız kontrolcüsünün görevi ölçülen motor hızını sisteme girilen referans hıza kalıcı durumda eşitlemek ve geçici durumda iyi performans göstermesini sağlamaktır. Bu kontrolcü çalışmamızda klasik PI kontrolcü olarak belirlenmiştir.

## 2.3. ASENKRON MOTORUN MODELLENMESİ

### 2.3.1. Üç Fazlı Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Uygulamamızda kullanılacak olan asenkron motor 3 fazlı, 1 kutup çiftine sahip bir motordur. Çalışmamızın yapısını kavramak için asenkron motorun sistematik özelliklerini bilmek oldukça önemlidir. Asenkron motorlar genellikle döner trafo olarak da adlandırılmaktadır. Bunun sebebi asenkron motorda akım aynı trafolarla olduğu gibi endüksiyon ile üretilir bu sebeple diğer motor çeşitleri gibi uyartım elemanlarına ihtiyaç duymaz. Asenkron motorun çalışma şeklini matematiksel olarak ifade etmek için

motorumuzun elektriksel yapısını kullanmak oldukça yararlıdır. Asenkron motorumuzun matematiksel modeli yazılırken üç kabul yapmamız gerekmektedir. Motorumuz sincap kafes asenkron motordur, stator ve rotor arasındaki hava aralığı motor boyunca aynı boyuttur ve motorumuzun rotor ve stator sargıları dengeli bir şekilde sarılmıştır.



Şekil 2.6. Asenkron motorun elektriksel yapısı [34].

Yukarıdaki şekilde gösterilen asenkron motor yapısında ABC sargıları stator sargılarını, abc sargıları ise rotor sargılarını temsil etmektedir. ABC stator sargılarına uygulanan üç fazlı gerilimin denklemleri Denklem (2.9) ve (2.11) arasındaki eşitlikler ile ifade edilir:

$$V_A = R_S^A i_S^A + \frac{d}{dt}(\psi_S^A) \quad (2.9)$$

$$V_B = R_S^B i_S^B + \frac{d}{dt}(\psi_S^B) \quad (2.10)$$

$$V_C = R_S^C i_S^C + \frac{d}{dt}(\psi_S^C) \quad (2.11)$$

Bu gerilimlerin uygulanması ile rotor devresinde endüklenen gerilim değerleri ise Denklem (2.12) ve (2.14) arasındaki denklemler ile ifade edilir.

$$0 = R_r^a i_r^{SA} + \frac{d}{dt}(\psi_r^{SA}) - j\omega_r^a \psi_r^{SA} \quad (2.12)$$

$$0 = R_r^b i_r^{SB} + \frac{d}{dt}(\psi_r^{SB}) - j\omega_r^b \psi_r^{SB} \quad (2.13)$$

$$0 = R_r^c i_r^{SC} + \frac{d}{dt}(\psi_r^{SC}) - j\omega_r^c \psi_r^{SC} \quad (2.14)$$

Stator ve rotor sargılarında üretilen manyetik akı ise Denklem (2.15) ve Denklem (2.20) arasındaki eşitlikler ile ifade edilir:

$$\psi_S^A = L_S^A i_S^A + L_m^A i_r^{SA} \quad (2.15)$$

$$\psi_S^B = L_S^B i_S^B + L_m^B i_r^{SB} \quad (2.16)$$

$$\psi_S^C = L_S^C i_S^C + L_m^C i_r^{SC} \quad (2.17)$$

$$\psi_r^{SA} = L_r^{SA} i_r^{SA} + L_m^A i_S^A \quad (2.18)$$

$$\psi_r^{SB} = L_r^{SB} i_r^{SB} + L_m^B i_S^B \quad (2.19)$$

$$\psi_r^{SC} = L_r^{SC} i_r^{SC} + L_m^C i_S^C \quad (2.20)$$

Denklem (2.9) ve Denklem (2.11) arasındaki eşitlikler ile Denklem (2.15) ve Denklem (2.17) arasındaki denklemler her faz için birleştirilirse sırasıyla Denklem (2.21) ve Denklem (2.23) arasındaki eşitlikleri elde edilir.

$$V_A = R_S^A i_S^A + L_S^A \frac{d}{dt} i_S^A + L_m^A \frac{d}{dt} i_r^{SA} \quad (2.21)$$

$$V_B = R_S^B i_S^B + L_S^B \frac{d}{dt} i_S^B + L_m^B \frac{d}{dt} i_r^{SB} \quad (2.22)$$

$$V_C = R_S^C i_S^C + L_S^C \frac{d}{dt} i_S^C + L_m^C \frac{d}{dt} i_r^{SC} \quad (2.23)$$

Rotor sargı denklemleri olan Denklem (2.12) ve Denklem (2.14) arasındaki gerilim eşitliklerinde Denklem (2.18) ve Denklem (2.20) arasındaki akı eşitliklerinin yerlerine yazılması durumunda Denklem (2.14) ve Denklem (2.16) arasındaki denklemler elde

edilir.

$$0 = R_r^a i_r^{SA} + L_r^{SA} \frac{d}{dt} i_r^{SA} + L_m^A \frac{d}{dt} i_S^A - j\omega_r^a (L_r^{SA} i_r^{SA} + L_m^A i_S^A) \quad (2.24)$$

$$0 = R_r^b i_r^{SB} + L_r^{SB} \frac{d}{dt} i_r^{SB} + L_m^B \frac{d}{dt} i_S^B - j\omega_r^b (L_r^{SB} i_r^{SB} + L_m^B i_S^B) \quad (2.25)$$

$$0 = R_r^c i_r^{SC} + L_r^{SC} \frac{d}{dt} i_r^{SC} + L_m^C \frac{d}{dt} i_S^C - j\omega_r^c (L_r^{SC} i_r^{SC} + L_m^C i_S^C) \quad (2.26)$$

Yukarıdaki denklemler bir matris haline getirilerek durum uzay matrisi Denklem (2.27)'de görüldüğü gibi elde edilebilir.

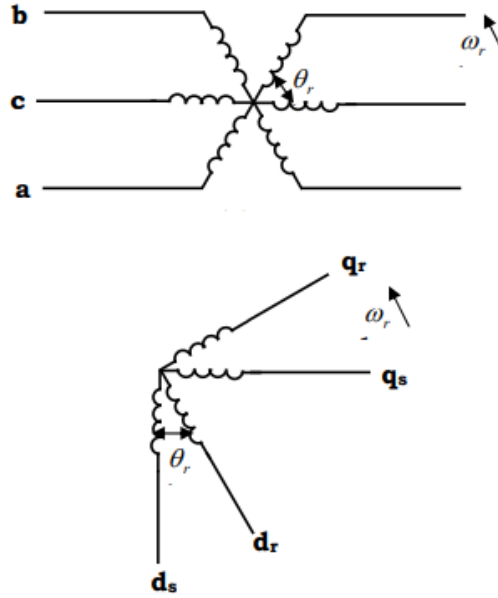
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_S^A \\ i_S^B \\ i_S^C \\ i_r^{SA} \\ i_r^{SB} \\ i_r^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_S^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S^B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S^C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r^a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_S^A \\ \frac{d}{dt} i_S^B \\ \frac{d}{dt} i_S^C \\ \frac{d}{dt} i_r^{SA} \\ \frac{d}{dt} i_r^{SB} \\ \frac{d}{dt} i_r^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_S^A & 0 & 0 & L_m^A & 0 & 0 \\ 0 & L_S^B & 0 & 0 & L_m^B & 0 \\ 0 & 0 & L_S^C & 0 & 0 & L_m^C \\ L_m^A & 0 & 0 & L_r^A & 0 & 0 \\ 0 & L_m^B & 0 & 0 & L_r^B & 0 \\ 0 & 0 & L_m^C & 0 & 0 & L_r^C \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r^c L_r^{SC} & 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r^c L_r^{SC} & 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} & 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} \end{bmatrix} u = R(i) + L \frac{d}{dt} (i) \quad (2.27)$$

### 2.3.2. İki Eksen Motor Modeli

Asenkron motorumuzun dinamik modeli aynı zamanda iki eksenli (d-q) şekilde de hazırlanabilir. Bu durumda sistem modeli daha basitleşmiş olmasına rağmen zamanla değişen parametreler hala sistem modelinde bulunmakta ve bu durum bazı problemler ortaya çıkarmaktadır. Bu problemi aşmak amacıyla referans çerçeve teorisi ortaya

konulmuştur. Bu model rotor referans çerçevesinde, durağan referans çerçevede veya senkron döner referans çerçevede tanımlanabilir. Durağan referans çerçeve daha basit yapıya sahip olması sebebiyle değişken hız sürücülerinde sürücünün geçici ve kalıcı durum performansının incelenmesinde yaygın olarak kullanılır.

Aşağıdaki şekilde 3 fazlı sargı ve bu sargının 2 fazlı eşdeğer hali sunulmuştur.



Şekil 2.7. Üç fazlı sargı ve 2 fazlı eşdeğer şekli [35].

Üç fazlı asenkron motorun stator referans çerçevesindeki matematiksel modeli Denklem (2.28) matrisindeki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_m \\ \omega_r L_m & L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Asenkron motorun dinamik denklemleri herhangi bir referans çerçevesinde akı bağlarını değişken olarak kullanılmasıyla yazılabilir. Bu durum dinamik denklemlerde değişken sayısının azalmasına sebep olur. Gerilim ve akımların sürekli olmadığı durumlarda dahi akı bağları süreklidir. Stator ve rotor referans çerçevelerinde akı bağları Denklem (2.29) ve Denklem (2.32) arasındaki eşitlikler ile ifade edilebilir [35].

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.29)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.30)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.31)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.32)$$

Denklem (2.28) ve Denklem (2.29) ve Denklem (2.32) arasındaki denklemler kullanılarak Denklem (2.33) ve (2.36) arasındaki eşitlikler elde edilir.

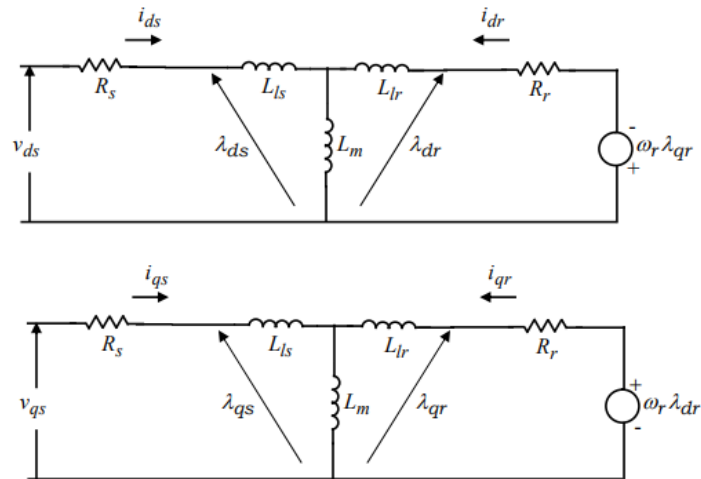
$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\omega_{ds}}{dt} \quad (2.33)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\omega_{qs}}{dt} \quad (2.34)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \omega_r \psi_{qr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad (2.35)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \omega_r \psi_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \quad (2.36)$$

Yukarıdaki denklemler ışığında d-q ekseninde asenkron motorun eşdeğer devresi aşağıdaki şekillerle gösterilmiştir.



Şekil 2.8. Asenkron motorun d-q eksenlerinde eşdeğer devresi [35].

Stator referans çerçevesinde asenkron motorun elektromanyetik tork değeri Denklem (2.37) şeklinde ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.37)$$

Elektromanyetik tork eşitliği ayrıca Denklem (2.38) eşitliği ile de ifade edilebilir.

$$T_e = T_L + j \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.38)$$

Bu denklemler kullanılarak asenkron motorun durağan referans çerçevesinde modeli oluşturulabilir.

#### 2.4. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİKLERİ

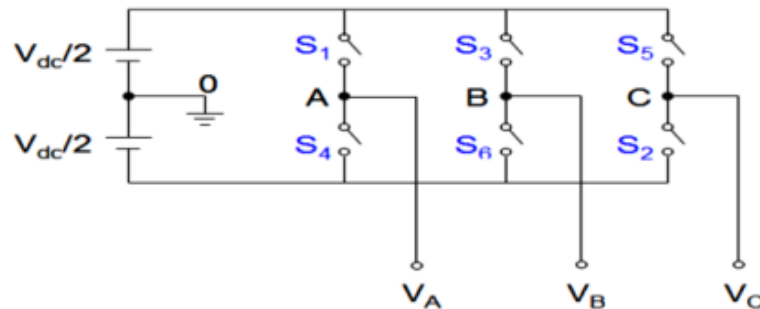
Asenkron motorlar yapıları itibarı ile AC kaynaklar ile çalışırlar. Asenkron motorlar doğrudan şebeke gerilimi ile çalışma özelliğine sahip olsalar da asenkron motorun hız veya tork gibi değerleri kontrol edilmek istendiğinde veya motor DC bir kaynak ile beslenmek istendiğinde devreye inverter sistemleri girer. Bir inverter sisteminin temel görevi DC giriş gerilimini istenilen AC çıkış gerilimine dönüştürmektir. İdeal bir inverter devresinin çıkışının elbette bir AC motor süreceği için ideal sinüs şeklinde olması istenir. Ancak gerçek uygulamada çıkış gerilimi maalesef ideal sinüs olamamakta ve içerisinde çeşitli harmonikler barındırmaktadır. Kare dalga şeklindeki çıkış gerilimleri düşük güçlerde işe yarasa dahi yüksek güç gerektiren sistemlerde çıkış geriliminin mümkün olduğunca sinüs dalgasına benzemesi istenir. Gelişmiş yarı iletken elemanlar ve çeşitli anahtarlama teknikleri kullanılarak çıkış geriliminin dalga şekli iyileştirilebilir. Bu inverter sistemlerinde AC çıkış sinyalinin elde edilmesi için genellikle PWM teknikleri kullanılır.

PWM anahtarlama tekniği güç elektroniği ve sürücü sistemlerinde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Özellikle motor hız kontrolü uygulamalarında ön plana çıkmaktadırlar. Uygulamada çeşitli PWM teknikleri bulunmaktadır. Bunun sebebi tek bir PWM yönteminin var olan tüm uygulamalar için ideal çözüm olmamasıdır. Özellikle yakın geçmişte güç elektroniği elemanlarının oldukça gelişmesi ile birlikte farklı endüstriyel uygulamalar için çeşitli PWM teknikleri geliştirilebilmiştir. Bu anahtarlama

teknığının kullanılmasının ana nedeni çıkış gerilimini kontrol edebilmek ve çıkış geriliminde bulunan harmoniklerin azaltılmasını sağlamaktır. Bu anahtarlama tekniklerinin görevi anahtarlama elemanlarının sürücülerini kontrol etmektir. Literatürde çok çeşitte PWM tekniği ile karşılaşmak mümkündür. Bu tekniklerden birkaçı; Tekli Darbe Genişlik Modülasyonu (Single Pulse Width Modulation), Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu (Multiple Pulse Width Modulation), Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu (Sinusoidal Pulse Width Modulation), Harmonik Enjeksiyon Modülasyonu (Harmonics Injection Modulation), Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation), Histeresis Darbe Genişlik Modülasyonu (Hysteresis Pulse Width Modulation) ve Akım Kontrollü Darbe Genişlik Modülasyonu (Current Controlled Pulse Width Modulation) verilebilir. Yukarıda belirtilen anahtarlama tekniklerinden sadece Histeresis Darbe Genişlik Modülasyonu akım kaynaklı inverter devrelerinde, diğer teknikler ise gerilim kaynaklı inverter devrelerinde kullanılır. Yukarıda belirtilen teknikler içerisinde uygulamada en yaygın olarak kullanılan iki yöntem ise SPWM ve SVPWM teknikleridir.

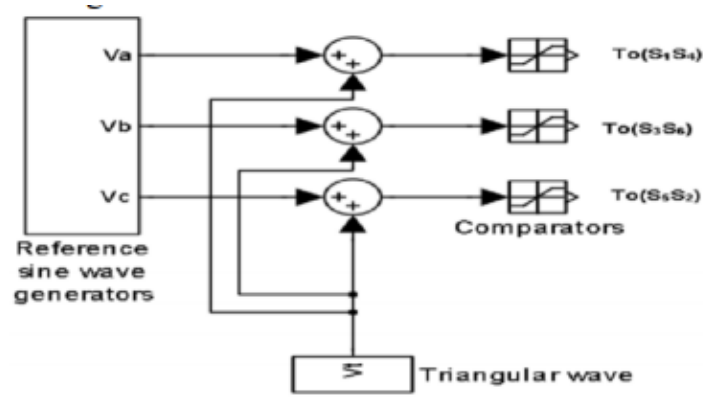
#### 2.4.1. Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu

Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) tekniği, değişken genişliğe sahip bir darbe dalga şeklinin filtrelenmesi ile sinüs dalga şeklinin elde edilmesine dayanır. Bu filtreleme işleminde anahtarlama frekansı ne kadar yüksek olursa elde edilen dalga şekli o kadar saf sinüs dalgasına benzer. SPWM tekniğinde Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu'nun aksine darbe genişlikleri sabit tutulmaz değişiklik gösterirler. Bu sayede bozulma faktörü (DF) ve düşük dereceden harmonikler büyük derecede azaltılmış olurlar [36]. Aşağıdaki şekilde altı anahtarlı üç fazlı bir inverter şeması bulunmaktadır burada her faz bir inverter bacağına bağlanmıştır.



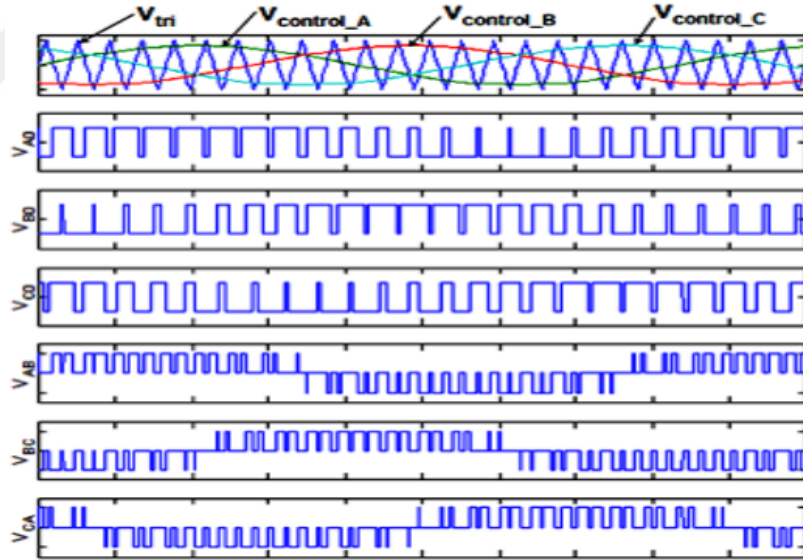
Şekil 2.9. Asenkron motorun d-q eksenlerinde eşdeğer devresi [36].

SPWM tekniğinde darbelerin oluşturulması genellikle için bir referans sinüs sinyali ile bir üçgen taşıyıcı sinyal karşılaştırılır. Bu sisteme ait örnek bir sinyal üretici aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 2.10. SPWM için örnek bir sinyal üretici [36].

Bu iki dalga şeklinin bir kıyaslayıcı bloğu ile kıyaslanması sonucunda üretilen çıkış gerilimi dalga şeklinin örnek fazlar arası ve faz nötr arası değerleri aşağıdaki grafikte verildiği gibidir.



Şekil 2.11. SPWM kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi [36].

Sistemin modülasyon oranı üretilen çıkış gerilimi ile kare dalganın maksimum değerinin oranı olarak Denklem (2.39)'da görüldüğü gibi tanımlanabilir.

$$m_a = \frac{V_{pwm}}{V_{max}} = \frac{V_{dc}/2}{2V_{dc}/\pi} = \frac{\pi}{4} \quad (2.39)$$

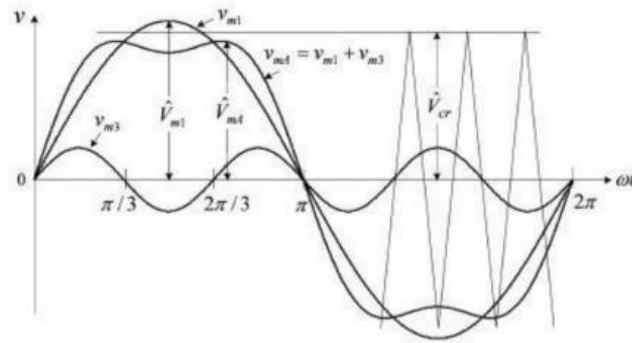
Denklem (2.39) eşitliğinde  $V_{pwm}$  üretilen çıkış geriliminin maksimum değerini  $V_{max}$  ise kare dalganın maksimum değerini temsil eder. Frekans modülasyon oranı ise taşıyıcı sinyalin frekansının referans sinyal frekansına oranıdır.

$$m_f = \frac{f_c}{f_0} \quad (2.40)$$

Denklem (2.40) eşitliğinde  $f_c$  taşıyıcı (carrier) sinyalin frekansını,  $f_0$  ise referans sinyalin frekansını temsil eder.  $m_f$  oranı harmonikleri baskılayacak şekilde seçilmelidir.

#### 2.4.2. Üçüncü Harmonik Enjeksiyonu Darbe Genişlik Modülasyonu

Üç fazlı sistemlerde Üçüncü Harmonik Enjeksiyonu Darbe Genişlik Modülasyonu (THIPWM) tekniğinin tercih edilmesinin sebebi üçüncü harmonik elemanın üç fazlı sistemde bulunmamasıdır. Üç fazlı inverter sistemlerinde çeşitli modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Kıyaslama yapmak gerekirse SVPWM tekniği, SPWM tekniğine oranla %15 daha geniş bir modülasyon aralığına sahiptir. THIPWM tekniğinin modülasyon aralığı üçlü harmoniklerin enjekte edilmesi ile arttırılabilir.



Şekil 2.12. Üçüncü harmonik enjekte edilmiş sinüs dalgası [36].

Yukarıdaki şekilde üçüncü ve dokuzuncu harmoniklerin eklendiği bir modülasyon sinyali görülmektedir. Üçüncü harmoniğin eklenmesi üç fazlı inverter sistemlerinde üçüncü harmoniğin bulunmaması sebebiyle gücün kalitesini etkilemez. Ancak bu yöntemlere kıyasla SVPWM tekniği uygulamada kendine daha geniş alan bulmuştur.

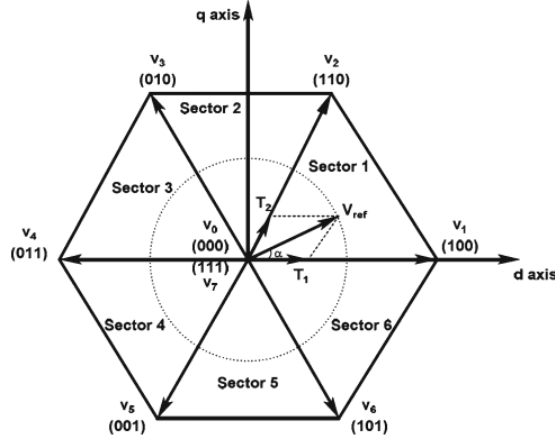
### 2.4.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Daha önceki başlıklarda belirtildiği gibi PWM tekniklerinin büyük çoğunluğu Gerilim Beslemeli Inverter (VSI) sistemlerinde kullanılır. VSI sistemleri ise özellikle değişken hızlı sürücü devrelerinde ve birçok endüstriyel alanda kendine önemli bir yer edinmiştir. VSI sistemleri üzerinde geliştirilen PWM teknikleri farklı metotlar üzerine geliştirilmekte olsalar da ana amaçları benzerdir. Bu amaçlar, geniş lineer modülasyon aralığı, daha düşük anahtarlama kayıpları, daha az harmonik bozulma, kolay uygulanabilme ve daha düşük işlem ihtiyacına sahip olmaktır.

Günümüzde mikroişlemcilerin gelişmesi ile birlikte Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) tekniği 3 fazlı dönüştürücülerde en önemli PWM tekniği haline gelmiştir. Bu teknik anahtarların duty cycle değerlerini hesaplamak amacıyla uzay vektörü konseptini kullanır. SVPWM tekniğinin öne çıkan özellikleri ise lineer modülasyon aralığının genişliği ve kolay dijital uygulanabilirliğidir.

VSI sistemleri sürebilmek için SVPWM tekniğinin sistemlere uygulanabilmesi amacıyla çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Genel olarak SVPWM uygulamaları sektör belirlenmesi, anahtarlama zamanı hesaplaması, anahtarlama vektörü belirlenmesi ve inverter gerilim vektörleri için optimum anahtarlama sıralamasının belirlenmesi olarak tanımlanabilir. Sektör belirleme işlemi koordinat dönüşümü ile veya üç faz referans gerilimlerinin sürekli karşılaştırılması ile sağlanabilir. Optimum anahtarlama sıralaması için anahtarlama vektörlerinin belirlenmesinde tablolar kullanılabilir.

Üç fazlı bir inverter sisteminde altı adet anahtar bulunmaktadır. Bu durumda sadece sekiz mümkün anahtarlama vektörü oluşturulabilir. Bu vektörlerde sadece altı tanesi sıfırdan farklı bir gerilim üretebilir. Diğer iki vektör ise sıfır çıkış gerilimi üretmektedirler. İverter sisteminin çıkış gerilimi bu sekiz anahtarlama durumundan oluşur. Gerilim üretme yeteneğine sahip olan altı vektör altmış derecelik açılarla vektör uzayını altı eşit parçaya böler bu sayede gerilim üretmeyen iki vektörün orijin noktasında bulunduğu bir altıgen oluştururlar [37]. Bu uzay aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 2.13. İnverter sisteminin dq ekseninde çıkış gerilimi uzayı [37].

Burada altıgen uzay vektörünün maksimum sınırlarıdır. İçeride bulunan çember ise lineer modülasyonda sinüs çıkışlarının yönünü gösterir. Aşağıdaki tabloda mümkün olan anahtarlama vektörleri ve gerilim değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.1. Mümkün olan anahtarlama vektörleri, faz ve hat gerilimleri [37].

	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimi			Hat Gerilimi		
	a	b	c	$V_{a0}$	$V_{b0}$	$V_{c0}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
$V_2$	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	1	0	-1
$V_3$	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
$V_4$	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
$V_5$	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
$V_6$	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Çizelge 2.1’de verilen gerilim değerlerinin DC kaynak gerilimi ile çarpılması gerekmektedir.

VSI sisteminden sinüs dalga şeklinin elde edilmesi için döner uzay vektörü cinsinden bir referans gerilim sağlanır. Referans vektör her döngüde bir kez örneklenir. İnverter sistemi çeşitli durumlarda uygun sürelerde tutularak ortalama gerilim vektörünün referans gerilim vektörüne eşit olması sağlanır.

Uzay vektör modülasyonu algoritması 4 kurala sahiptir. Bunlar sırasıyla; gerilim referans vektörünün yolunun daire şeklinde olması, durum dönüşümünde sadece bir anahtarlama yapılması, bir örnekleme zamanı içerisinde üçten fazla anahtarlama yapılmaması ve bir örneğin son durumunun bir sonraki adımın başlangıç durumu olmasıdır.

Bu kurallar sayesinde anahtarlama sayısı azalmakta bunun sonucu olarak da anahtarlama kayıplarında düşüş gözlemlenmektedir. Bu kurallar çerçevesinde geleneksel SVPWM sisteminin uygulamasında referans gerilim vektörü Denklem (2.41) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = \left(\frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{V}_1\right) + \left(\frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{V}_2\right) + \left(\frac{T_{0/7}}{T_s} \cdot \vec{V}_{0/7}\right) \quad (2.41)$$

Bu denkleme göre inverter sistemi  $T_1$  periyodu boyunca 1 aktif durumunda,  $T_2$  periyodu boyunca ise 2 aktif durumundadır. Örnekleme periyodu boyunca kalan zamanda ise gerilim uygulanmamaktadır. Bu durum 0 veya 7 sıfır gerilim durumları uygulanarak sağlanabilir. Bu vektörü elde edebilmek için 1, 2 ve sıfır durumları olan 0 ve 7 durumlarının uygulanması gereken süreler  $T_1, T_2$  ve  $T_z$  olarak belirtilmiştir. Bu süreler ise Denklem (2.42) ve Denklem (2.44) arasındaki denklemler ile elde edilir.

$$T_1 = \vec{V}_{ref} \sin(60^\circ - \alpha) \quad (2.42)$$

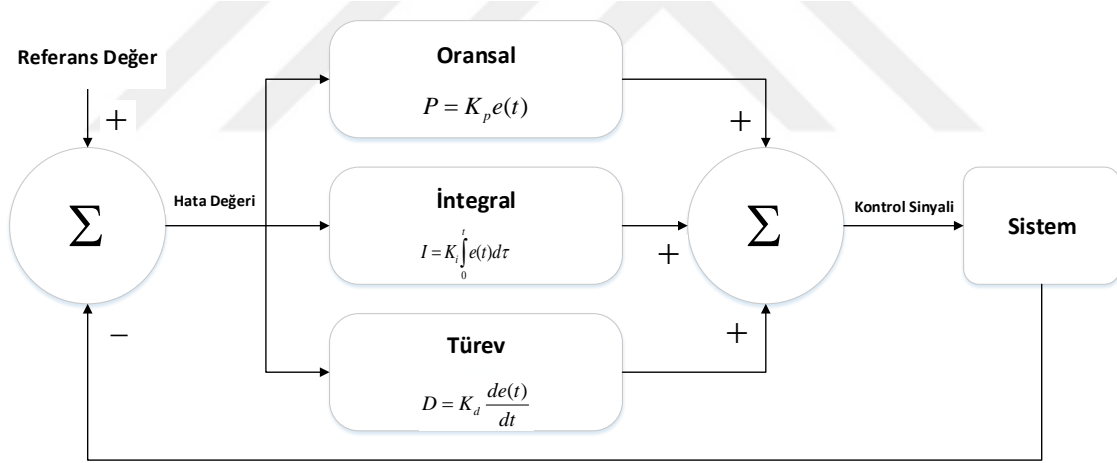
$$T_2 = \frac{\vec{V}_{ref} \sin(\alpha)}{\sin(60^\circ)} \quad (2.43)$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.44)$$

Burada  $\alpha$  döner vektör  $\vec{V}_{ref}$  'in açısıdır.

## 2.5. PID KONTROLCÜ KAZANÇLARININ AYARLANMASI

FOC tekniğinde genellikle kontrolcü olarak klasik PI kontrolcüler kullanılmaktadır. Bu kontrolcüler bir oransal (proportional), birde integral çarpım işlemi içerirler. Bu iki elemanın kazanç katsayılarının belirlenmesi kontrol teorisinde önemli bir konudur. Basit ve birçok alanda uygulanabilir bir algoritmaya sahip olmaları nedeniyle geçtiğimiz yüzyılın ortasından itibaren büyük bir popülerlik kazanmış olan bu kontrolcülerin kazanç katsayılarının ayarlanması hakkında oldukça fazla araştırma yapılmış ve birçok farklı teknik geliştirilmiştir. Bu değişkenler manipüle edilerek sistemin aşırma oranı (overshoot), kalıcı durum hatalarının giderilmesi, referansa oturma süresinin iyileştirilmesi gibi özellikleri geliştirilebilir.



Şekil 2.14. Bir PID kontrolcünün yapısı.

Bu kazanç ayarlama teknikleri ana olarak iki gruba ayrılabilirler. Bunlar açık çevrim yöntemleri ve kapalı çevrim yöntemleridir. Kapalı çevrim ayarlama teknikleri sistemin bir kapalı çevrim içerisinde çalıştığı durumda kontrolcüyü ayarlayan tekniklere verilen isimdir. Kapalı çevrim ayarlama tekniklerine; Ziegler-Nichols metodu, Değiştirilmiş Ziegler-Nichols metodu, Tyreus-Luyben metodu, Sönümlü Salınım metodu gibi örnekler verilebilir. Açık çevrim ayarlama tekniklerine ise; Açık çevrim Ziegler-Nichols metodu, C-H-R metodu, Cohen ve Coon metodu, Fertik metodu gibi örnekler bulunmaktadır. Bu kısımda bazı kazanç belirleme tekniğinin özelliklerinden

bahsedilecektir [38].

### 2.5.1. Kapalı Çevrim Ziegler-Nichols Metodu

Kapalı çevrim ziegler-nichols metodu 1942 yılında bu yönteme adlarını veren Ziegler ve Nichols tarafından sunulmuş bir deneme yanılma ayarlama metodudur. Bu ayarlama yöntemi PID kontrolcülerin ayarlanmasında kullanılan en yaygın yöntemdir. Bu yöntemde katsayıların belirlenmesi amacıyla öncelikle bir maksimum kazanç ve frekansı ( $K_u, P_u$ ) belirlenmesi gerekir. Daha sonra oransal, integral ve türev kazançları önceden belirlenmiş oranlar ve bu maksimum değerler ile çarpılarak elde edilir. Bu tablo Çizelge 2.2’de belirtildiği gibidir.

Çizelge 2.2. Ziegler-Nichols kontrolcü parametreleri [38].

Kontrolcü Tipi	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$
P	$0,5k_{cu}$	-	-
PI	$0,45k_{cu}$	$P_u / 1,2$	-
PID	$0,6k_{cu}$	$P_u / 2$	$P_u / 8$

Kontrolcü kazançları bu sayede kolaylıkla elde edilebilse de bu yöntemin dezavantajları da bulunmaktadır. Bu dezavantajlar arasında; deneme yanılmaya dayanması sebebiyle zaman alması, dış bozucular ve sistemde durum değişiklikleri gibi etkiler sebebiyle stabil çalışma özelliğini kolaylıkla kaybedebilmesi ve açık çevrim çalışmada kararlı olmayan sistemlere uygulanamaması gibi örnekler verilebilir.

### 2.5.2. Açık Çevrim Ziegler-Nichols Metodu

Bu yöntemde sistem kazançlarının belirlenmesinde ölü zamanda dikkate alınmaktadır. Ancak bu yöntemin istenilen şekilde performans gösterebilmesi için ölü zaman süresinin zaman sabitine oranı yani  $d / \tau_m$  oranı 0.1 ile 1 arasında olmalıdır. Bu yöntemde kazançların belirlenmesinde kullanılan çizelge Çizelge 2.3’te verilmiştir.

Çizelge 2.3. Açık çevrim ziegler-nichols kontrolcü parametreleri [38].

Kontrolcü Tipi	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$
P	$\frac{1}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	-	-
PI	$\frac{0,9}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$\frac{d}{0,3}$	-
PID	$\frac{1,2}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$2d$	$0,5d$

### 2.5.3. Sönümlenmiş Salınım Metodu

Bu yöntemin temel çalışma prensibi sönümleme oranının  $\frac{1}{4}$  olduğu kazanç değerini ve bu değerdeki salınım frekansını bulmaya dayanır. Daha sonra Ziegler-Nichols metoduna benzer şekilde bu iki parametre kullanılarak kontrolcü kazançları hesaplanır. Sönümlene oranının  $\frac{1}{4}$  olduğu oransal kazanç değeri  $G_d$  ve bu kazanç değerindeki salınım periyodu  $P_d$  olarak ifade edilirse kazanç değerleri Çizelge 2.4'e göre hesaplanır.

Çizelge 2.4. Sönümlenmiş osilasyon kontrolcü parametreleri [38].

Kontrolcü Tipi	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$
P	$1,1G_d$	-	-
PI	$1,1G_d$	$P_d / 2,6$	-
PID	$1,1G_d$	$P_d / 3,6$	$P_d / 9$

### 2.5.4. Tyreus-Luyben Metodu

Tyreus-Luyben metodu, ziegler-nichols metoduna benzerlik gösterse de kontrolcü kazançlarının hesaplandığı tabloda değişiklik gösterir. Ayrıca bu yöntem sadece PI ve PID kontrolcülere uygulanabilir. Bunun yanı sıra Ziegler-Nichols yönteminin sahip

olduğu dezavantajlar bu yöntemde de bulunmaktadır. Tyreus-Luyben methoduna ait kazanç tablosu Çizelge 2.5’te verilmiştir.

Çizelge 2.5. Tyreus-Luyben kontrolcü parametreleri [38].

Kontrolcü Tipi	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$
PI	$k_{cu} / 3,2$	$2,2P_u$	-
PID	$k_{cu} / 3,2$	$2,2P_u$	$P_u / 6,3$

### 2.5.5. C-H-R Metodu

Bu yöntem ise Chien,Hrones ve Reswrich tarafından ortaya atılmıştır. Bu yöntem tasarım kriteri olarak “aşırma olmadan en hızlı cevap” veya “%20 aşırma ile en hızlı cevap” kriterlerini seçmiştir.

Çizelge 2.6. C-H-R metodu kontrolcü parametreleri [38].

Aşırma Oranı	%0			%20		
Kontrolcü Tipi	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$	$k_c$	$\tau_i$	$\tau_D$
P	$\frac{0,3}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	-	-	$\frac{0,7}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	-	-
PI	$\frac{0,6}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$4d$	-	$\frac{0,7}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$2,3d$	-
PID	$\frac{0,95}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$2,4d$	$0,42d$	$\frac{1,2}{K_m} \cdot \frac{\tau_m}{d}$	$2d$	$0,42d$

C-H-R metodunda kazançların belirlenmesi işlemi Ziegler-Nichols metoduna benzerlik gösterir. %20 aşırma kriterine göre kazanç belirleme tablosu bir önceki yönteme benzerlik gösterse de %0 aşırma kriterine göre kazanç belirleme tablosunda kazanç ve türev zamanları daha küçük, integral zamanı ise daha büyüktür. Bu iki dizayn kriterine göre belirlenen kazanç tabloları Çizelge 2.6’da verilmiştir.

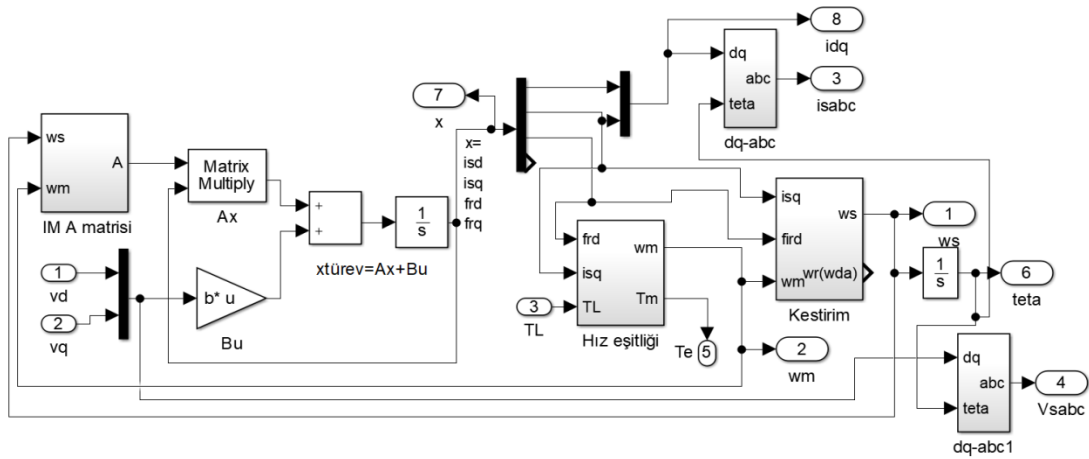
### 3. SİMÜLASYON VE DENEY SONUÇLARI

#### 3.1. KONTROL SİSTEMİNİN SİMÜLE EDİLMESİ

Çalışmamızda kullanacağımız kontrol sistemine karar verildikten sonra öncelikle kontrol sistemimizin kararlılığını ve kontrol başarısını MATLAB Simulink ortamında bir modelini oluşturarak sınamaya karar verdik. Uygulamamız MATLAB 2015a versiyonunda Simulink ortamında gerçekleştirildi. Hazırladığımız simülasyon sisteminin genel blok yapısı Şekil 3.2’de verilmiştir.

Simülasyon modelimizde örnekleme zamanı ( $T_s$ ) 50 mikro saniye olarak belirlenmiştir. Simülasyonumuzda asenkron motorumuzu temsil etmesi amacıyla asenkron modelimizin uzay durum modeli hazırlanmış ve simülasyon ortamında kullanılmıştır. (2.28) numaralı matris eşitliğinden faydalanarak oluşturulan bu model aracılığı ile simülasyon ortamımız deney düzeneğimize mümkün olan en iyi şekilde benzetilmeye çalışılmıştır. Simülasyon ortamında kullanılmış olan motor parametreleri ise Çizelge 3.1’de verilmiştir.

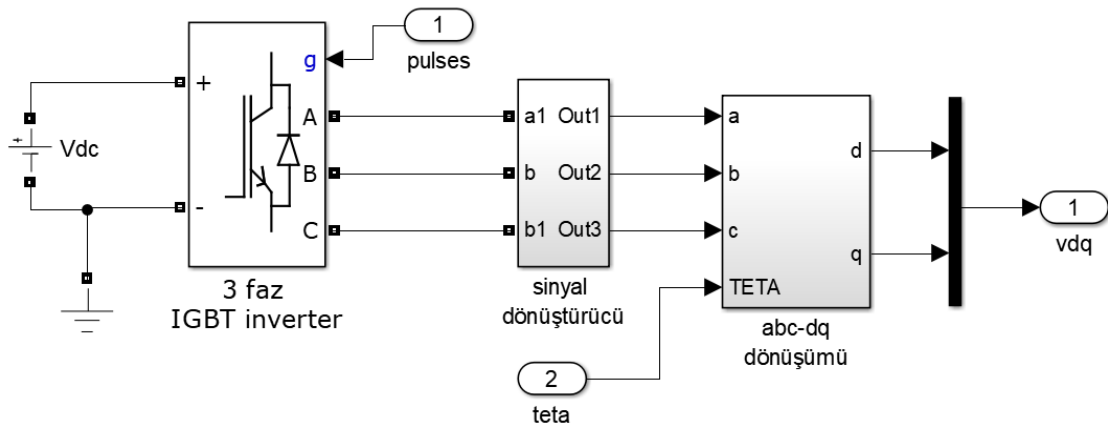
Asenkron motor modelimizin blok yapısı Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.1. Alan yönlendirmeli kontrol simulink modeli.



Şekil 3.2’de verilen simulink modelinde simülasyon şartları olarak inverter bara gerilimi 350V değerinde seçilmiştir. Stator ve rotor sargılarının direnç ve endüktans değerlerinin yaklaşık aynı büyüklükte oldukları varsayılmış ve sırasıyla 9 ohm ve 30 mH değerleri verilmiştir. Asenkron motorumuz üzerinde yaptığımız boşa çalışma ve kitli rotor deneyleri sonucunda bu değerlere ulaşılmıştır. Bunun yanında yine bu deneyler sonucu motorumuzun  $L_m$  değeri yaklaşık 620 mH olarak ölçülmüş ve simülasyona girilmiştir. Asenkron motorumuzun eylemsizlik momenti ürün bilgi sayfasından edinilen değere göre  $0.00053 \text{ (kg.m)}^2$ ’dir, sürtünme katsayısı simülasyon ortamı için 0.01 olarak seçilmiştir. Motorumuzun kutup çifti sayısı ise birdir.

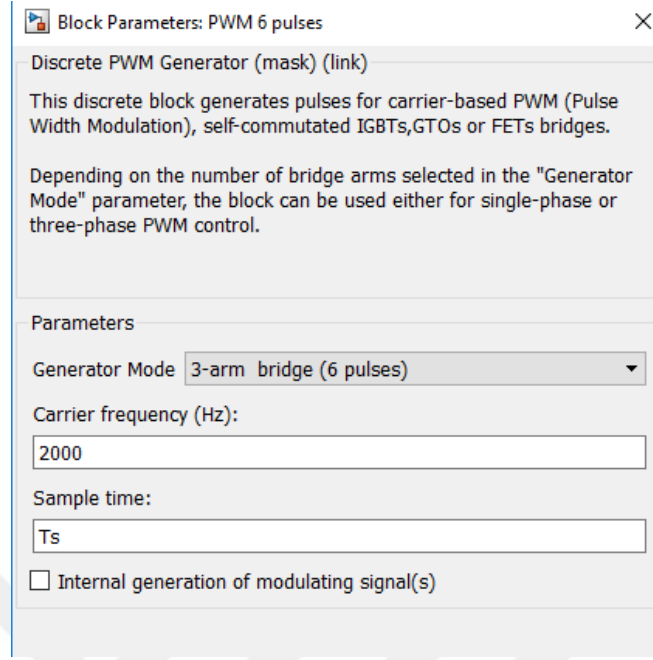


Şekil 3.3. Simulink IGBT Inverter blok yapısı.

Motor bloğumuz oluşturulduktan sonra sıra bu motoru besleyecek olan inverter sisteminin tasarlanmasına gelmiştir. Bu amaçla simulink kütüphanesinde bulunan IGBT inverter bloğu kullanılmıştır. IGBT inverter bloğunun blok parametrelerinin belirlendiği inverter ara yüzü yukarıdaki şekilde gösterilmiştir. Şekil üzerinden anlaşılacağı üzere sistemimiz 3 fazlı bir asenkron motor üzerine kurulduğu için inverter bloğumuz 3 bacaklı olarak seçilmiş. Güç elektroniği elemanı olarak da IGBT anahtarlama elemanları seçilmiştir.

Sistemimize eklenmiş olan bu IGBT inverter bloğunun elbette kontrol sistemimiz gereği bir PWM sinyal üretici tarafından sürülmesi gerekmektedir. Bu PWM sinyallerini üretmesi amacıyla Simulink kütüphanesinde bulunan PWM 6 pulses bloğu seçilmiştir. 3 fazlı bir inverter sistemine sahip olmamız sebebiyle inverter sisteminde 6 IGBT anahtar bulunmaktadır. Bu sebeple PWM üreticimizin 6 darbe üretebilme yeteneğine sahip olması gerekmektedir. PWM sinyal frekansımız 2 kHz olarak seçilmiştir. Bu bloğun örnekleme zamanı ise ( $T_s$ ) 50 mikro saniye seçilmiştir. PWM üreticimizin blok

parametre ara yüzü Şekil 3.4'te verilmiştir.



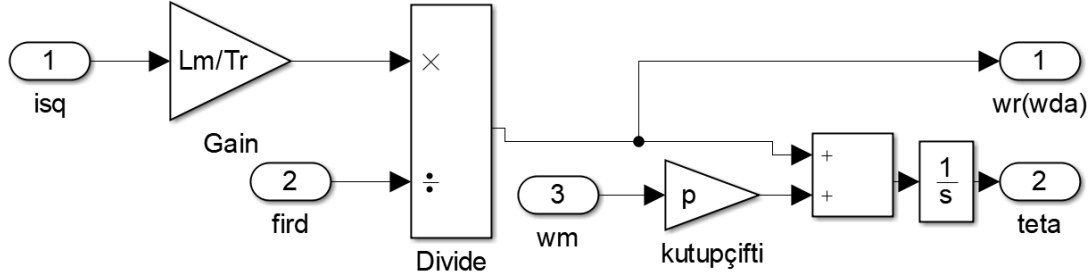
Şekil 3.4. Simulink PWM üretici bloğu parametre ara yüzü.

Bu ana bloklar oluşturulduktan sonra sıra kontrolün aktif olarak gerçekleştiği geri beslemeli kontrol sisteminin oluşturulmasına gelmiştir. Şekil 3.1'de görüleceği üzere sistemin kontrolü sağlanması için gerekli dönüşümlerin gerçekleştiği üç ana blok bulunmaktadır. Bu blokların görevleri sırasıyla  $i_d$ ,  $i_q$  ve teta değerlerinin hesaplanmasıdır.

Bu bloklardan ilki olan  $i_d$  akım vektörünün hesaplandığı blokta sisteme verilen akı referans değeri sistemden akı hesaplayıcı bloğu ile hesaplanan akı değeriyle karşılaştırılır ve buradan üretilen hata sinyali  $i_d$  hesaplama bloğuna girer burada  $i_d$  akım değerinin hesaplanması için model içerisinde Denklem (2.6)'da verilmiş olan işlem gerçekleştirilir.

İki eksene dönüştürülmüş olan bu sistemimizde ihtiyaç duyduğumuz diğer bileşen ise  $q$  eksenindeki akım bileşenidir. Bu bileşen şu adımlarla elde edilir. Öncelikle sistemimize girilen referans rotor hız değeri ile sistem çıkışından elde edilen rotor hızı değerlerinin farkı hata sinyali olarak bir PI kontrolcüye girilir bu kontrolcü çıkışından elde edilen sinyal ile referans  $i_q$  değeri elde edilir. Bu referans sinyal ile yine sistemden elde edilen  $i_q$  değerinin farkı alınarak tekrar bir PI kontrolcüye girilmekte ve elde edilen iki akım bileşeni PWM üretici bloğumuza girmek üzere ters Park ve Clarke dönüşümlerini geçirmek üzere dönüşüm bloğuna giriş yaparlar.

Elde edilen bu bileşenlerin yanında kontrol sistemimizin görevini yerine getirebilmesi için ihtiyaç duyduğu bir diğer önemli bileşen olan teta değerinin de hesaplanması gerekmektedir. Bu işlemin gerçekleşmesi için ise IFOC tekniğinde motor hızı kullanılarak yapılır. Denklem (2.7) ve Denklem (2.8) eşitliklerine göre motor hızı yanında  $i_q$  akım bileşenine ve akı değerine de ihtiyaç duyulmaktadır. Bu işlemin gerçekleştiği bloğun yapısı Şekil 3.5'te gösterilmiştir.

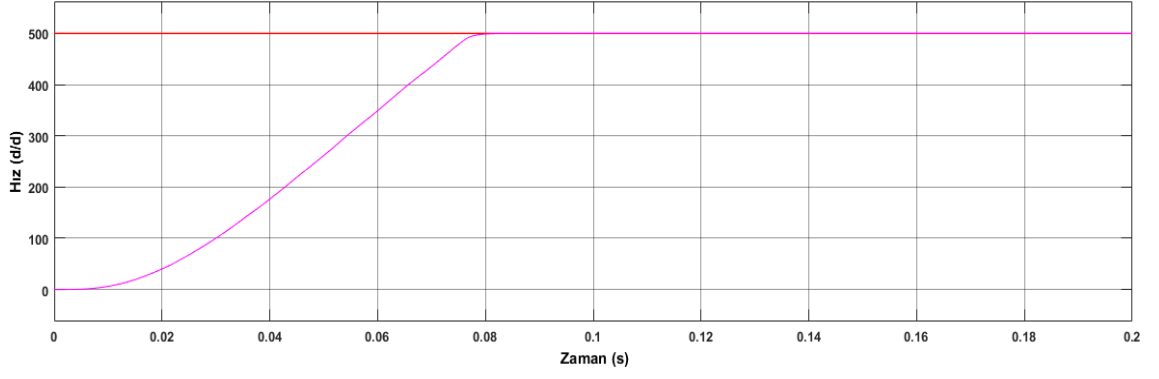


Şekil 3.5. Simulink teta hesaplama bloğu.

Bütün bu bloklar uygulamamızda kullanacak olduğumuz asenkron motorumuzun motor parametrelerine göre dizayn edildikten sonra simülasyon işlemine geçilebilir. Daha önceki kısımlarda belirtildiği üzere FOC tekniğinde sisteme verilmesi gereken iki referans değer bulunmaktadır. Bunlardan ilki asenkron motorumuzun çalışmasını istediğimiz hız değeridir. Sisteme verilmesi gereken diğer referans değerimiz ise akı referans değeridir. Bu değer simülasyonumuzda 1 olarak belirlenmiştir.

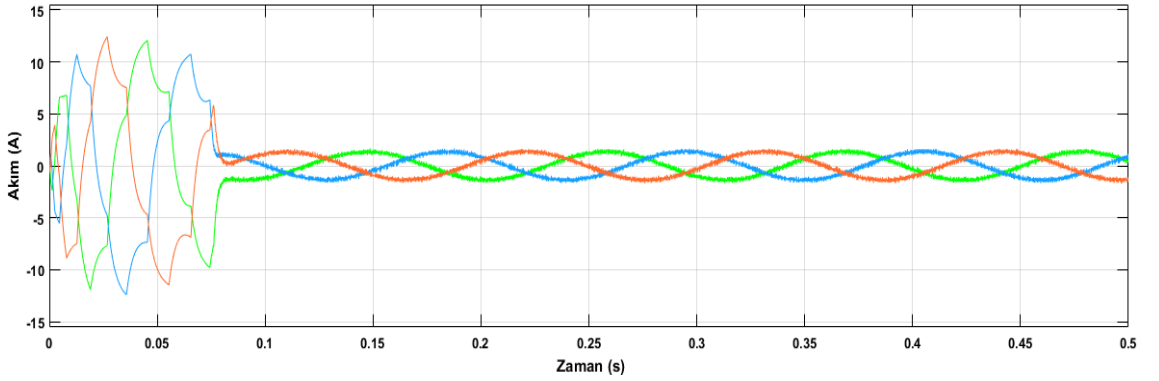
Bunların yanı sıra sistemde asıl kontrolü yapan bloklar PI kontrol bloklarıdır. PI kontrol bloklarında bulunan oransal ve integral kazançların belirlenmesi başlı başına oldukça geniş ve üzerinde çalışılmış bir konudur. Bu çalışmamızda PI kontrolcü kazançları Ziegler-Nichols yöntemi ile belirlenmiş ancak elde edilen kazanç değerleri sistem parametrelerinin kesin olmaması sebebiyle yeterli performansı gösterememesi sebebiyle deneme yanılma yöntemiyle iyileştirilmesi yoluna gidildi ve oransal kazanç ( $k_p$ ) 7, integral kazancı ( $k_i$ ) ise 0.002 olarak belirlendi.

Yukarıda belirtilen şartlar altında 3 farklı simülasyon gerçekleştirilmiştir. Bunlardan ilki sistemin yüksüz şekilde 500 d/d hız referansı ile kontrol edilmesidir. İkinci deneyde ise aynı kazanç katsayıları kullanılarak referans hız değeri 1200 d/d değerine çıkartılmıştır. Üçüncü deneyde ise motora 1 Nm değerinde bir mekanik yük eklenmiş ve yük altında sistemin davranışı incelenmiştir.



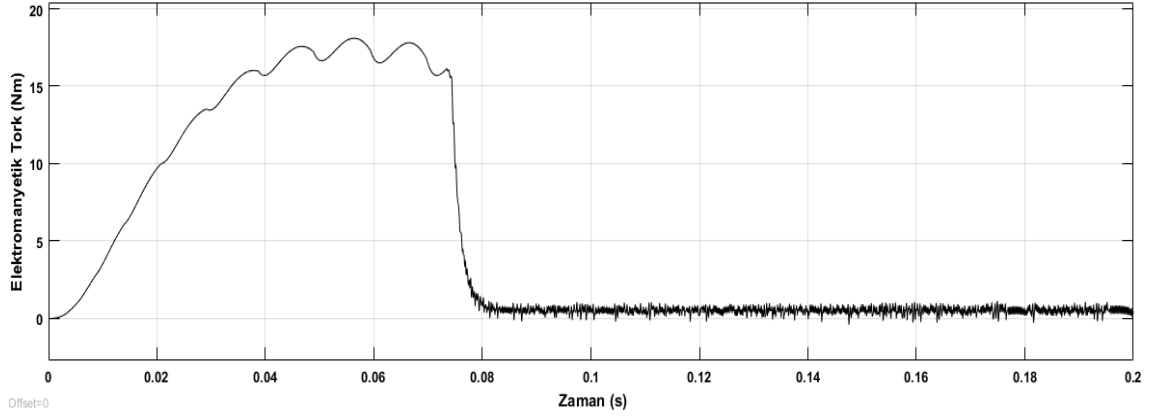
Şekil 3.6. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda rotor hızı grafiği.

Simülasyon sonucu elde edilen Şekil 3.6 hız grafiğinde görüleceği üzere sistem oldukça kısa bir salınım sürecinden sonra 0.08 s zamanında referans değerine oturmuş ve simülasyon süresi boyunca bu hız değerinde kalmayı başarmıştır. Bu çıkış grafiği sonucunda kontrolcümüzün sistemi kontrol etme yeteneğine sahip olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 3.7. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda akım grafiği.

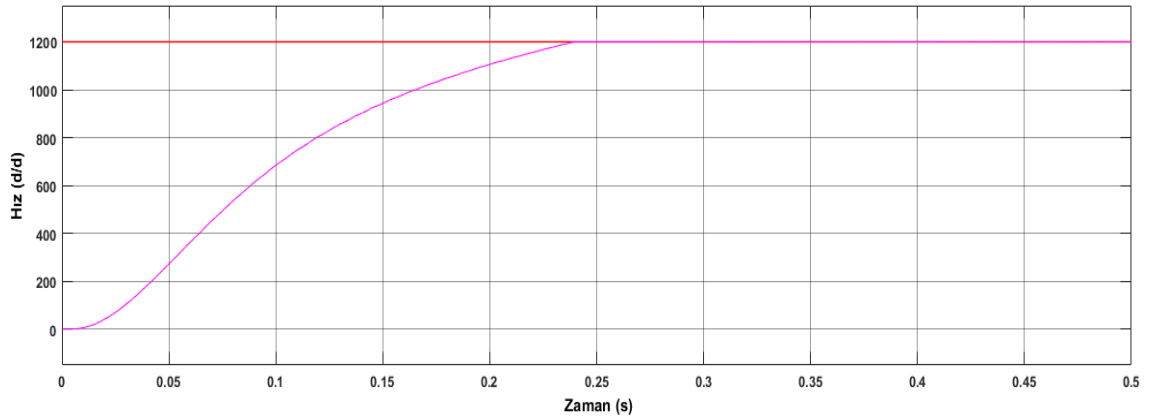
Şekil 3.7’de görüleceği üzere sistem motorun eylemsizlik momentini yenmesi sağlanana kadar geçen sürede 0.09 s anına kadar yüksek akım değerleri çekmiş, sistemde hızın referans değerine ulaşması sonucu motorun kaynaktan çekmekte olduğu akım tepe değerleri iki amper değerine inmiştir bu durum ileriki kısımda incelenecek olan deney uygulamamızda elde ettiğimiz sonuçlar ile uyum göstermekte olup simülasyonun başarısı hakkında bizi bilgilendirmektedir.



Şekil 3.8. 500 d/d referans hızda yüksüz durumda elektromanyetik tork grafiği.

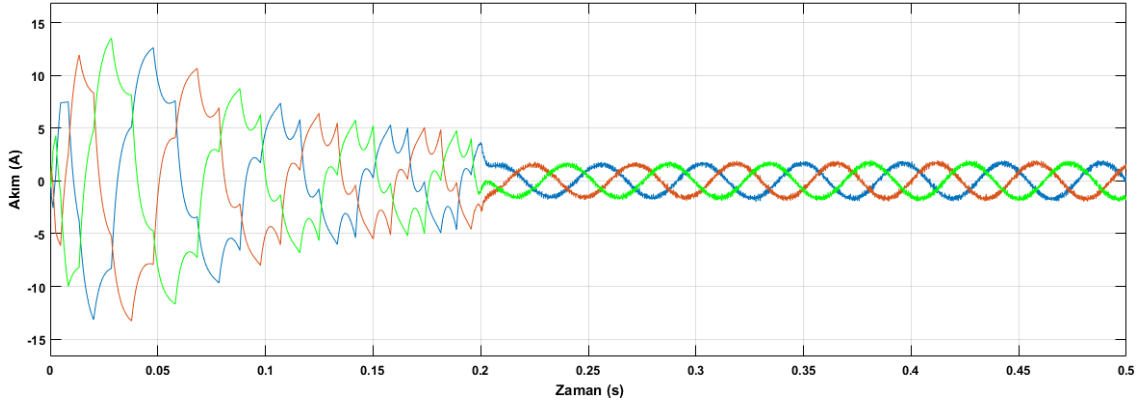
Asenkron motorumuzun çıkışından ölçülen Şekil 3.8'de gösterilen elektromanyetik tork değerimiz, simülasyon sonucu elde ettiğimiz diğer çıktılar ile örtüşmekte ve kendinden beklenen davranışı sergilemektedir. Geçici durum süresince elektromanyetik tork değerinde dalgalanmalar gözlenmiş ancak asenkron motor referans hızına geldiği andan itibaren olması gerektiği gibi sifıra yaklaşmıştır.

Bu deney gerçekleştirildikten sonra 1200 d/d hız referansı değerinin belirlendiği ikinci deneye geçilmiştir. Bu deney sonucu elde edilen sonuçlar Şekil 3.9, Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



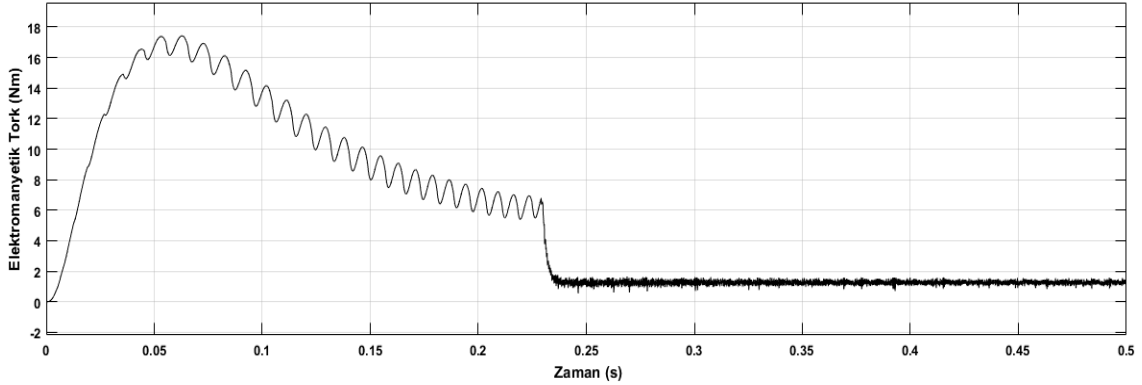
Şekil 3.9. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda rotor hızı grafiği.

Şekil 3.9'da görüleceği üzere referans hız değerimiz 1200 d/d değerine yükseltildiğinde referans hız değerinin yakalanması bir önceki deneyimize kıyasla daha uzun bir süre almıştır. Sistem yaklaşık olarak 0.25 s anında referans hız değerine yerleşmeyi başarmış ve kalıcı durum hatasına sahip olmadan referans hız değerinde kalmayı başarmıştır.



Şekil 3.10. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda akım grafiği.

Şekil 3.10'da görüleceği üzere bir önceki grafik üzerinden de bahsedildiği gibi referans hız değerine daha geç çıkılması sonucu daha uzun süren geçici durum boyunca sistem eylemsizlik momenti yenmek amacıyla yüksek akım değerleri çekmekte ancak referans hız değerine gelindiği 0.25 s anı itibarıyla çekilen akım değeri düşmektedir. Sistem 1200 d/d referans hız değerinde iken 500 d/d referans hız değerinde çalışmasına göre daha yüksek akım çektiği gözlemlenmiştir.



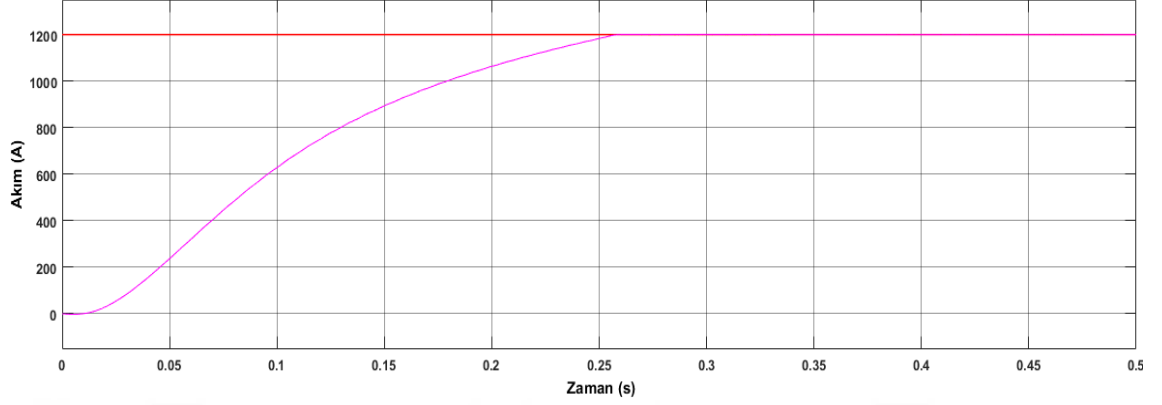
Şekil 3.11. 1200 d/d referans hızda yüksüz durumda elektromanyetik tork grafiği.

Şekil 3.11'de görüleceği üzere sistem referans hız değerine yerleştiği 0.25 s anına gelene kadar elektromanyetik tork değerinde dalgalanmalar gözlenmiş. 0.25 s anı itibarıyla motorda üretilen elektromanyetik tork değeri olması gerektiği gibi sıfıra yaklaşmıştır.

İkinci deney sonuçlarının elde edilmesinden sonra kontrolcümüzün performansının değerlendirileceği üçüncü deney olarak motor kontrol sistemimizin mekanik yük altındaki davranışını gözlemlemek üzere motor bloğumuza 1 Nm değerinde mekanik yük eklenmiş ve 1200 d/d referans hız değerine sahipken sistemin davranışı

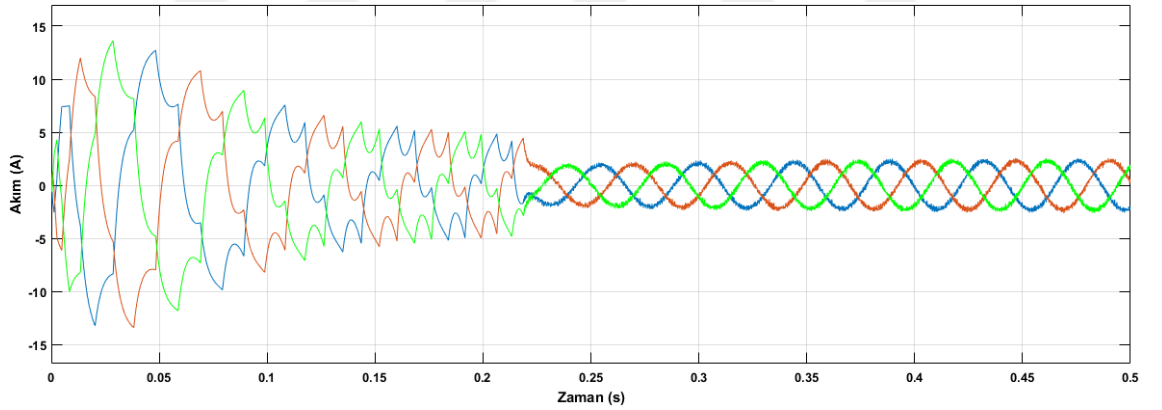
incelenmiştir.

Kontrol sistemimizin yük altındaki davranışı bize kontrol sisteminin performansı hakkında en gerçeğe yakın bilgiyi verecektir.



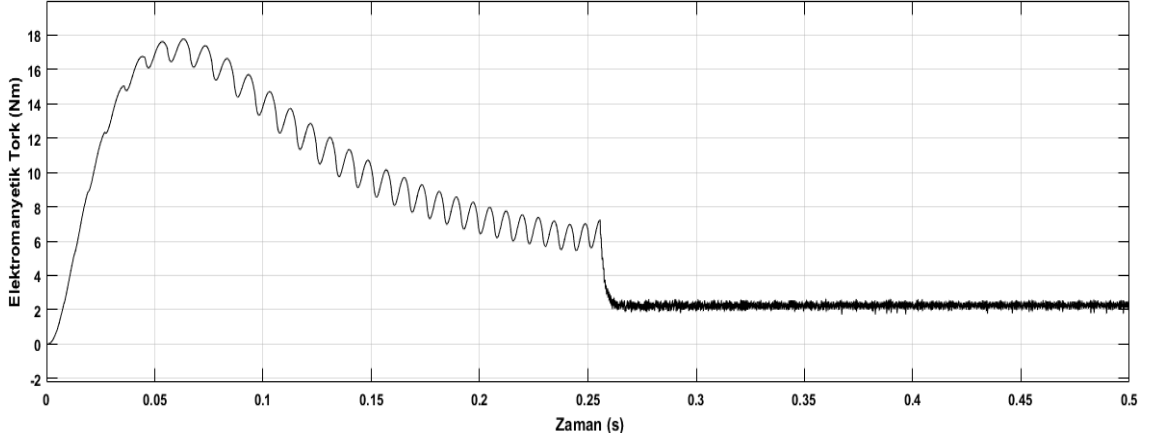
Şekil 3.12. 1200 d/d referans hızda yük altında rotor hızı grafiği.

Şekil 3.12’de görüleceği üzere sistemimiz referans hız değerine bir önceki simülasyonumuza benzer şekilde 0.25 s anında ulaşmayı başarmış ve simülasyon süresince bu değerde kalmayı başarmıştır.



Şekil 3.13. 1200 d/d referans hızda yük altında akım grafiği.

Şekil 3.13’te görüleceği üzere sistem boşa çalışma deneyine kıyasla sistem kaynaktan benzer akım değerleri çekmekte ve kararlılığını yük altında da göstermektedir.



Şekil 3.14. 1200 d/d referans hızda yük altında elektromanyetik tork grafiği.

Şekil 3.14'te görüleceği üzere sistemimiz tarafından üretilen elektromanyetik tork değeri hız grafiğinde gözlemlenen salınımlar bir önceki uygulama ile benzerlik göstermiş ve sistemimizin referans hız değerine yerleştiği 0.25 s anı itibarı ile sabit bir değere oturmuştur ayrıca bu deneyimizde motor tarafından üretilen tork değerinin sisteme eklenen yük sebebiyle daha büyük bir değerde olduğu gözlemlenmiştir.

MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilen bu simülasyon sonucu çalışmamızda tasarladığımız kontrol sisteminin bir asenkron motorun hız kontrolünü başarıyla yerine getirebilme yeteneği olduğu görülmüştür. Deney düzeneğimize mümkün olan en yakın şekilde hazırlanmış olan bu simülasyon ortamından elde ettiğimiz veriler ışığında belirlediğimiz kontrolcü kazanç değerlerimizin uygulamada da başarıyla performans göstereceğini göstermiştir.

### 3.2. DENEY DÜZENEĞİNDE KULLANILAN CİHAZLAR

Deneyisel uygulamamızda hız kontrolü uygulamak üzere piyasada oldukça yaygın olan sanayi tipi bir asenkron motor seçilmiştir. Bu motor 3 fazlı 1 kutup çiftine sahip şebeke geriliminde çalışmak üzere tasarlanmış bir motordur. Uygulamamızda kullanacak olduğumuz dolaylı FOC tekniği yapısı gereği motor parametrelerinin bilinmesi ihtiyaç duymaktadır. Motor parametrelerinin belirlenmesinde ürün sayfasında verilen parametreler kullanılmış. Ürün sayfasında belirtilmeyen direnç ve endüktans değerleri gibi bilinmeyenler ise laboratuvar ortamında boşa çalışma ve kitli rotor deneyleri uygulanarak elde edilmiştir. Motorumuzun parametreleri Çizelge 3.1'de mevcuttur.

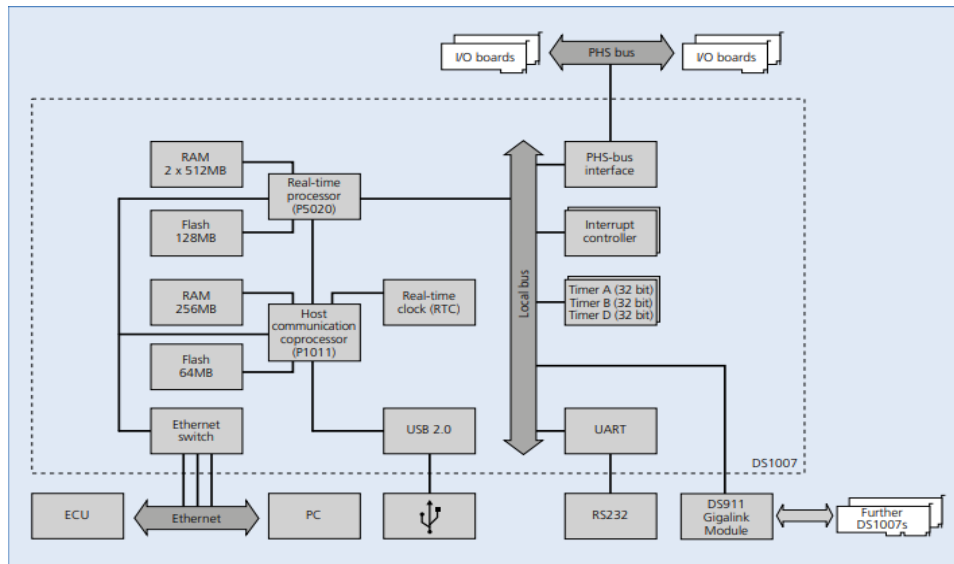
Çizelge 3.1. Asenkron motor parametreleri.

Motor Gücü (kW)	0,75
Hız (rpm)	2860
Tork (Nm)	2,5
Akım (A)	1,7
$\cos \varphi$	0,82
Eylemsizlik Momenti J ( $kgm^2$ )	0,00053
Rotor ve Stator Endüktansı (H) ( $L_r$ ve $L_s$ )	0,03
Rotor ve Stator Direnci ( $\Omega$ ) ( $R_s$ ve $R_r$ )	9
Karşılıklı Endüktans (H) ( $L_m$ )	0,62
Kutup Çifti Sayısı (P)	1
Sürtünme Katsayısı	~0

FOC tekniği gibi gelişmiş algoritmalara ve büyük işlem yüküne sahip olan kontrol tekniklerinin günümüzde yaygınlaşabilmesinin en önemli nedeni gelişen mikroişlemcilerdir. Bu uygulamada kontrol işlemini gerçekleştirmesi amacıyla mobil uygulamalarda kullanılması için geliştirilmiş dSpace Autobox ürününü kullanıldı.

Autobox ürünümüz işlem gücünü DS1007 işlemci devresinden almaktadır. Çift çekirdekli 2 GHz hıza, 1 GB DRAM ve 128 MB flash belleğe sahip olan bu işlemci kartı Simulink üzerinden programlanabilmesi, entegre olarak ethernet ara yüzü üzerinden PC ile bağlantı kurabilmesi gibi özellikleri ile elektrik motor kontrolü gibi yüksek işlem gücü gerektiren uygulamalarda kullanıma uygundur.

DS1007 işlemci devresinin blok şeması Şekil 3.12'de gösterilmiştir.



Şekil 3.15. DS1007 blok şeması [39].

Autobox düzeneğimiz ayrıca DS5202 yüksek çözünürlüklü sinyal işleme kartını da bünyesinde barındırmaktadır. Bu kart yüksek hızda ve yüksek çözünürlükte sinyal önışleme gerektiren PWM sinyal üretimi, konum ve hız sensörlerinin okunması, AC motor kontrolü gibi gerçek zamanlı sistemlerin gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır.

Sistemimize ayrıca, kontrolcümüzün ihtiyaç duyduğu analog verilen okunması ve dijital verilere dönüşümünün sağlanması amacıyla DS2004 A/D kartına da sahiptir. Bu kart 16 kanala, 16-bit çözünürlüğe ve 800 ns dönüşüm hızına sahiptir.

Deney düzeneğinin bir asenkron motor hız kontrol sistemi olması sebebiyle asenkron motorumuza enerji sağlayacak bir IGBT inverter sistemine ihtiyacımız vardır. Bu amaçla kullanılmak üzere Mitsubishi firmasına ait CM20MD-12H IGBT modülü seçilmiştir. AC ve DC motor kontrolü gibi uygulamalar için geliştirilmiş olan inverter ürünü motorumuzun güç ihtiyacını fazlasıyla karşılayabilecek yeterliliktedir.

IGBT inverter sistemimizin motorumuzu sürme görevini yerine getirebilmesi için ise elbette bir sürücü devresine ihtiyacı bulunmaktadır. Bu sürücü devresi Autobox sistemimizden gelen sinyaller doğrultusunda inverter devremizde bulunan kapıları anahtarlama görevini yerine getirecektir. IGBT sürücü kartı olarak SEMIKRON firmasının SKYPER 32 PRO IGBT sürücü kartı seçildi. İki çıkış kanalına ve bir güç elektroniği uygulamasında ihtiyaç duyulabilecek gerekli güvenlik önlemlerine sahip olan kart çalışmak istediğimiz gerilim ve akım değerlerine uyumlu olması ve yüksek çalışma frekansı sebebiyle seçilmiştir.

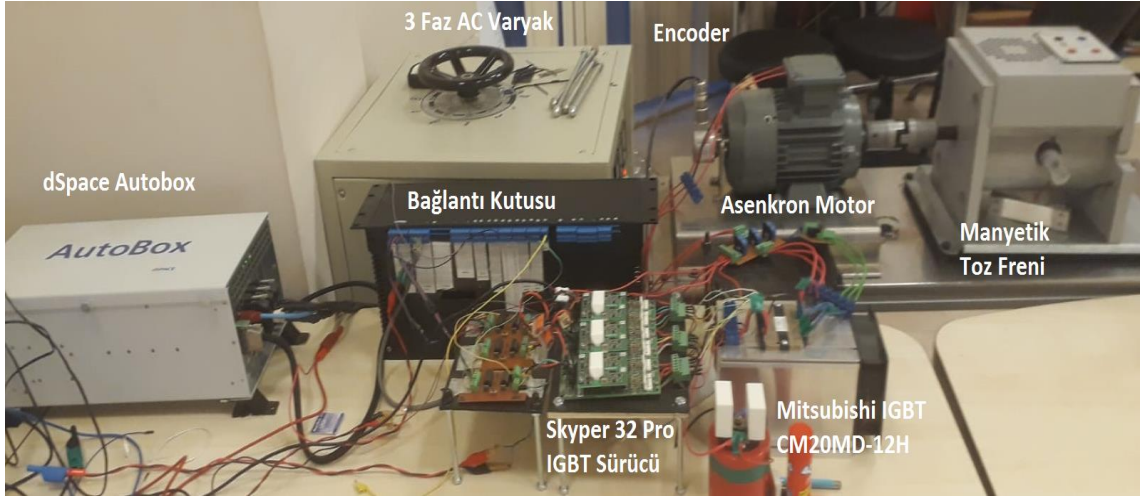
Bu çalışmada hazırlanan kontrol sistemi bir kapalı çevrim kontrol sistemi olması sebebiyle sistem bazı geri bildirim verileri almaya ihtiyaç duyar. Bu veriler sistemimiz için motor hızı ve faz akım değerleri olarak belirlenmiştir.

Motor fazlarının akım değerlerinin gerçek zamanlı olarak ölçülmesi amacıyla LEM firmasının LTS 25-NP ürünü seçilmiştir. Bir akım transdüseri olan bu ürün üzerinden geçen akım değeri üzerinde bulunan Hall effect sensörleri ile algılamakta ve geçen akım değerine oransal olarak çıkışından DC gerilim vermektedir. Kontrolcü sistemimiz tarafından algılanacak olan bu çıkış gerilimi sistem içerisinde uygun matematiksel işlemler uygulanarak geçmekte olan akım değeri elde edilecektir.

Rotor hızının ölçülmesi amacıyla ise Baumer firmasının artımlı kodlayıcı (incremental encoder) ürünü seçildi.

Kontrol sistemimizde kullanılacak olan tüm gerekli cihazlar belirlendikten sonra deney

düzenegi hazırlanmıştır.

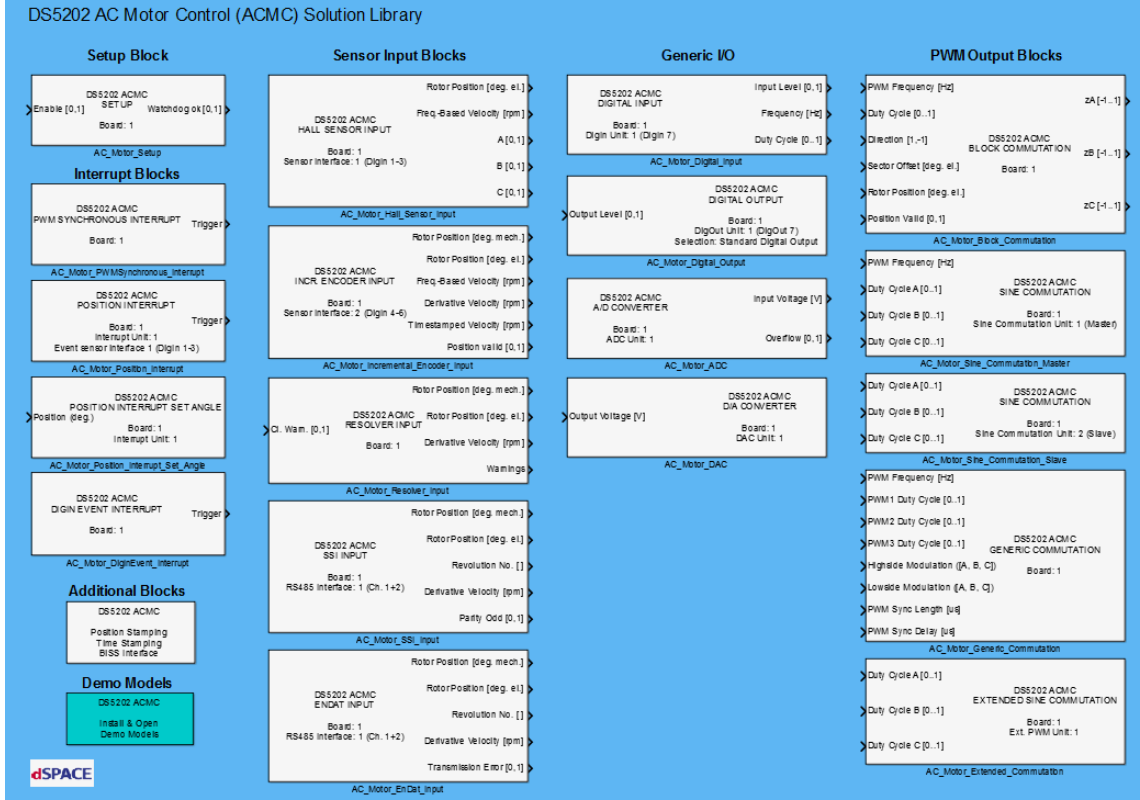


Şekil 3.16. Deney düzenegi.

### 3.3. DENEY YÖNTEMİ

Deney düzenegi hazırlandıktan ve cihazların sorunsuz çalışmasından emin olunduktan sonra sıra deney yönteminin belirlenmesine ve MATLAB Simulink ortamında kontrol sisteminin oluşturulmasındadır.

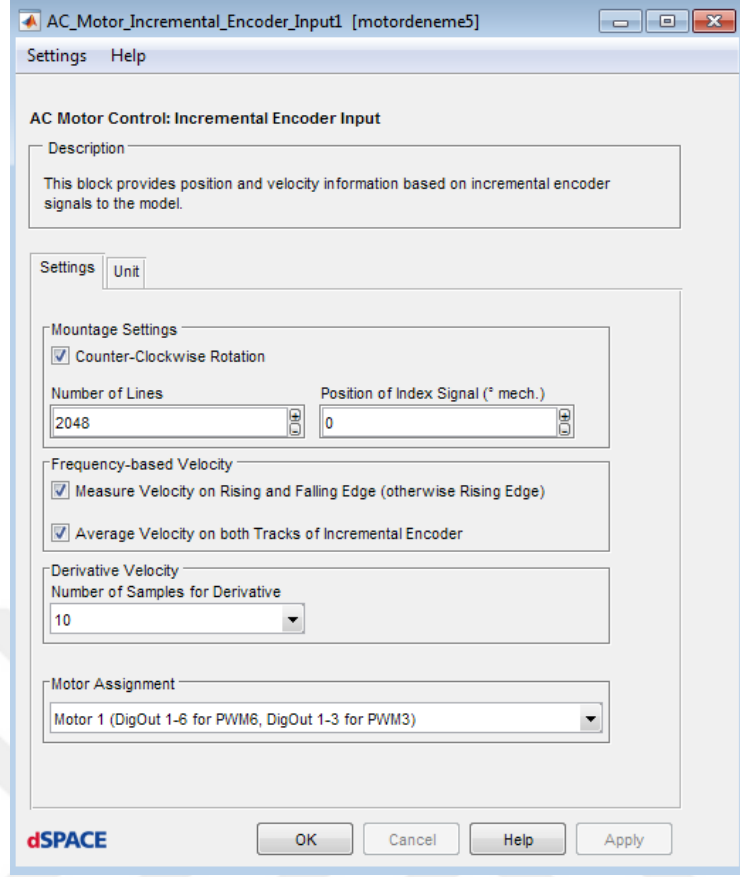
Kontrol sistemimiz MATLAB 2015 Simulink ortamında DS5202 Library kütüphanesinin yardımıyla oluşturulmuştur. DS5202 APMC kütüphanesi Şekil 3.17’de verilmiştir. Bu kütüphanenin sağladığı bloklar yardımı ile simulink ve dSpace arasındaki veri alışverişi sağlanabilmektedir. Simulink ortamında oluşturulan kontrol blok şemamız ise Şekil 3.18’de verilmiştir. Bu bloklar sayesinde kontrolcü tasarımıımızın gerçekleştirilmesi oldukça kolaylaşmaktadır. Bloklar ayrıca kullanıcıya sundukları geniş ayar seçenekleri sayesinde kontrol sistemimiz istenilene en yakın şekilde gerçekleştirilmiştir.



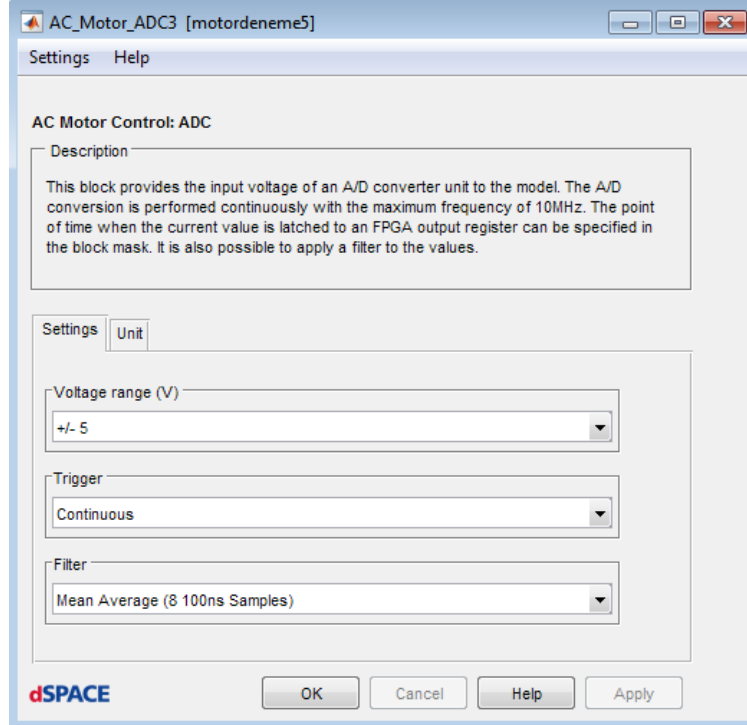
Şekil 3.17. DS5202 ACMC kütüphanesi.

Deney düzeneğimiz hazırlanırken dSpace kontrolcüsü tarafından kullanılacak olan model Şekil 3.18’de gösterildiği şekilde hazırlanmıştır burada dSpace üzerinden gerçek zamanlı uygulamanın yapılabilmesi için dSpace kontrolcüsüne veri girişi ve veri çıkışı sağlayan bloklar büyük önem taşımaktadır. Bu deney düzeneğinde bu amaçla kullanılan bloklar. Rotor hızının ölçülmesi için `AC_Motor_Incremental_Encoder_Input` bloğu, `AC_Motor_ADC` analog-dijital dönüştürücü blokları ve `AC_Motor_Sine_Commutation` PWM üretim bloğudur. Bu blokların ara yüzleri Şekil 3.19, Şekil 3.20 ve Şekil 3.21’de gösterilmiştir

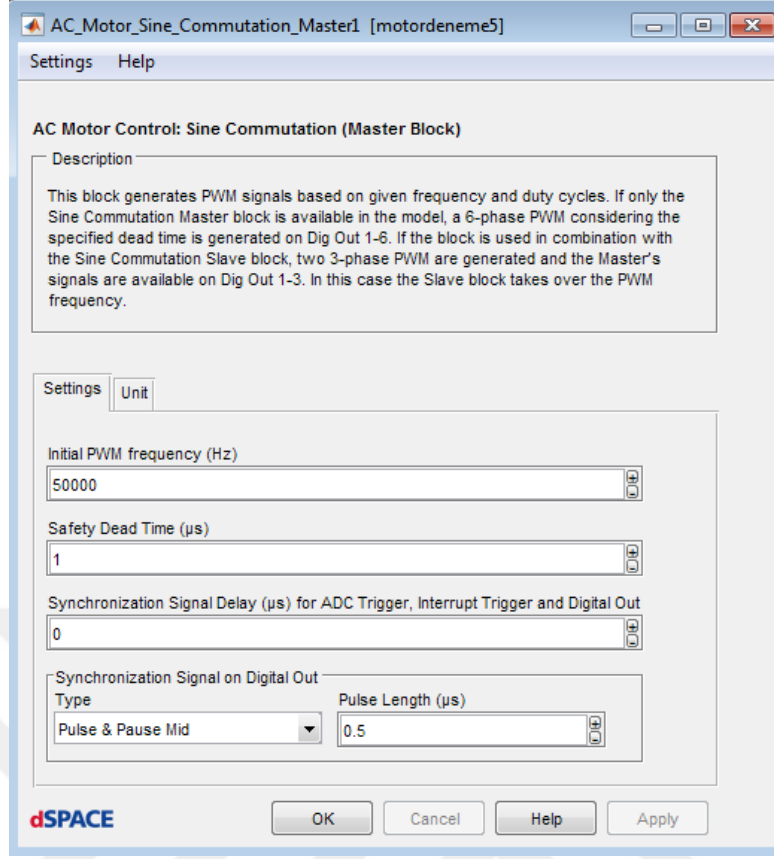




Şekil 3.19. Simulink incremental encoder bloğu arayüzü.



Şekil 3.20. Analog-Dijital dönüştürücü (ADC) bloğu arayüzü.



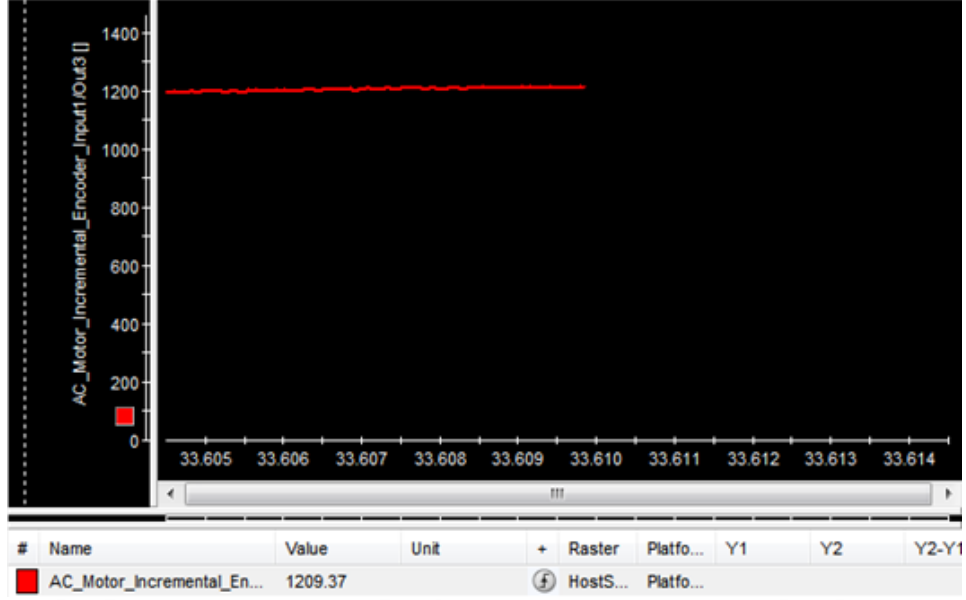
Şekil 3.21. PWM üretici bloğu arayüzü.

## 4. DENEY SONUÇLARI VE TARTIŞMA

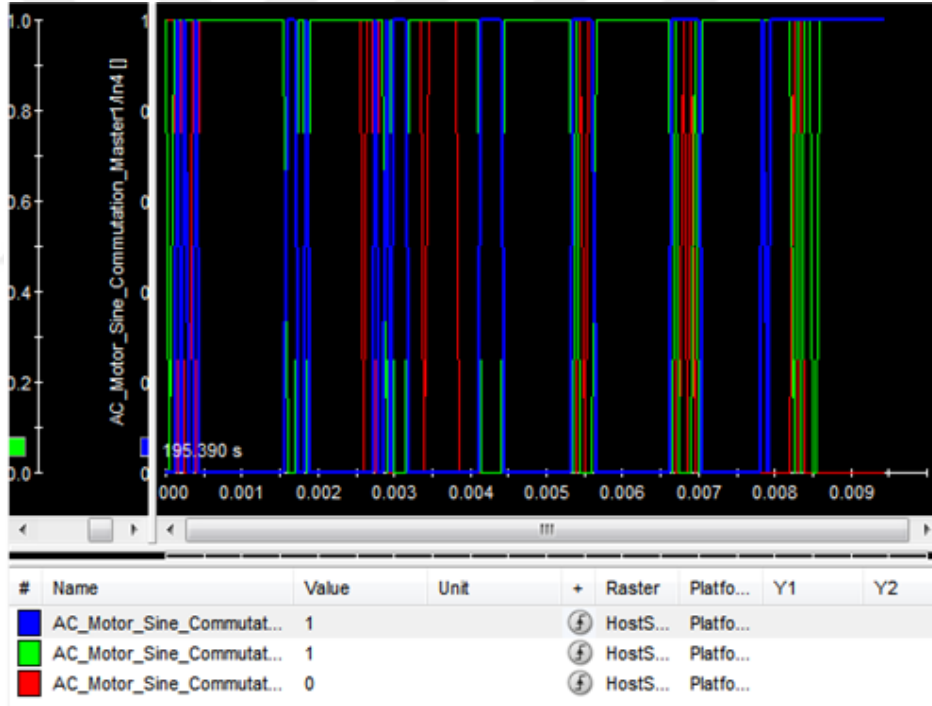
### 4.1. HIZ AKIM VE PWM GRAFİKLERİ

Kontrol sistemimizin hazırlandıktan sonra kontrolcünün kararlılığının belirlenmesi amacıyla verilen 1200 d/d referans hız ve 0.2 referans akı değerleri ile iki adet deney gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ortamında 1 olarak belirlediğimiz referans akı değeri daha yüksek performans elde edilmesi sebebi ile 0.2 değerine getirilmiştir. MATLAB Simulink ortamında oluşturulan ve modellenerek dSpace kontrol sistemimize yüklenen modelimizde örnekleme zamanı 50 mikro saniye olarak belirlenmiş, PWM üreticimizin frekansı ise 50 kHz olarak seçilmiştir. Kontrol sistemimizin bir gerilim aralığında sistemin hızını kontrol etme yeteneğini gözlemlemek amacıyla ilk deneyimizde yüksüz durumda olan sistemimize başlangıç anında 100V AC başlangıç geriliminden başlanarak 5 s aralıklarla gerilim değerimiz 200V AC değerine ulaşıncaya dek 50V büyüklüklerle arttırılmıştır. dSpace Autobox kontrol sistemimizin çalışması gerçek zamanlı olarak ControlDesk programı aracılığıyla takip edilebilmektedir. Deney sürecimiz boyunca sistemimizin rotor hızı, faz akımları ve PWM üreticimiz ürettiği sinyaller bu program ara yüzü sayesinde gerçek zamanlı olarak takip edilmiştir. Deney düzeneğimizde PI kontrolcülerimizin katsayıları simülasyon sistemimizle aynı olacak şekilde oransal kazanç 7, integral kazancı ise 0.002 olarak seçilmiştir. ControlDesk ara yüzünden elde edilen deney sonuçlarından hız verisi Şekil 4.1, PWM sinyalleri Şekil 4.2 ve faz akımları Şekil 4.3'te anlık değerleri ile gösterilmiştir. Bu deneyimiz gerçekleştirildikten sonra ise asenkron motorumuz bir manyetik toz frenine bağlanarak deney aynı şartlar altında tekrar gerçekleştirilmiş ve kontrol sisteminin yük altındaki performansı incelenmiştir.

Şekil 4.1'de görülebileceği üzere hız çıkış değerimiz referans olarak belirlenen 1200 d/d değerine yerleşmiştir. Bu durumda kontrol sistemimizin başarı ile çalıştığı söylenebilir. Rotor hız grafiği sonraki kısımlarda zamana bağlı olarak tablo halinde gösterilmiş üzerinde gerekli incelemeler yapılmıştır.

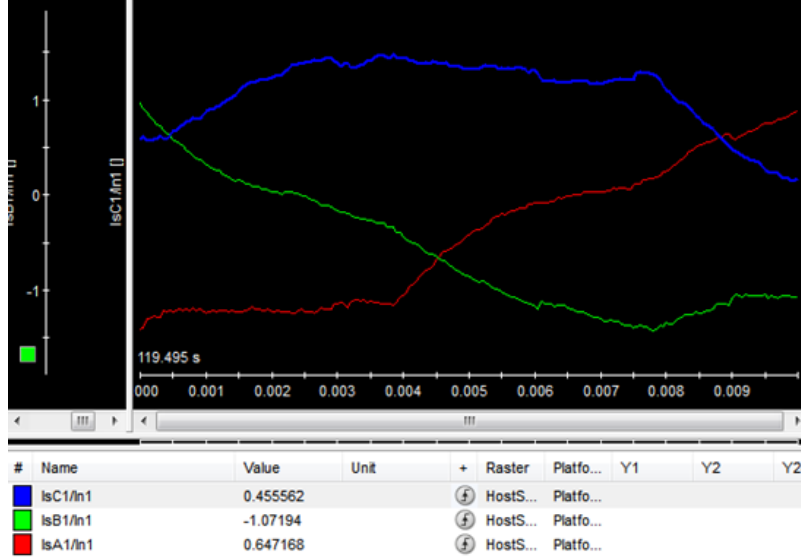


Şekil 4.1. ControlDesk hız verisi.



Şekil 4.2. ControlDesk PWM sinyalleri.

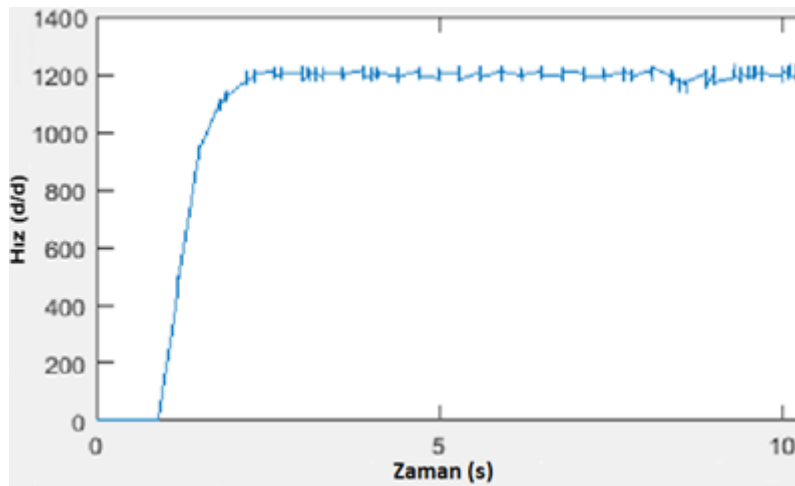
Şekil 4.2’de görüleceği üzere kontrol sistemimiz PWM sinyallerini sağlıklı bir şekilde ve sisteme verilen 50 kHz frekans değerine uygun olarak üretmektedir.



Şekil 4.3. ControlDesk akım değerleri.

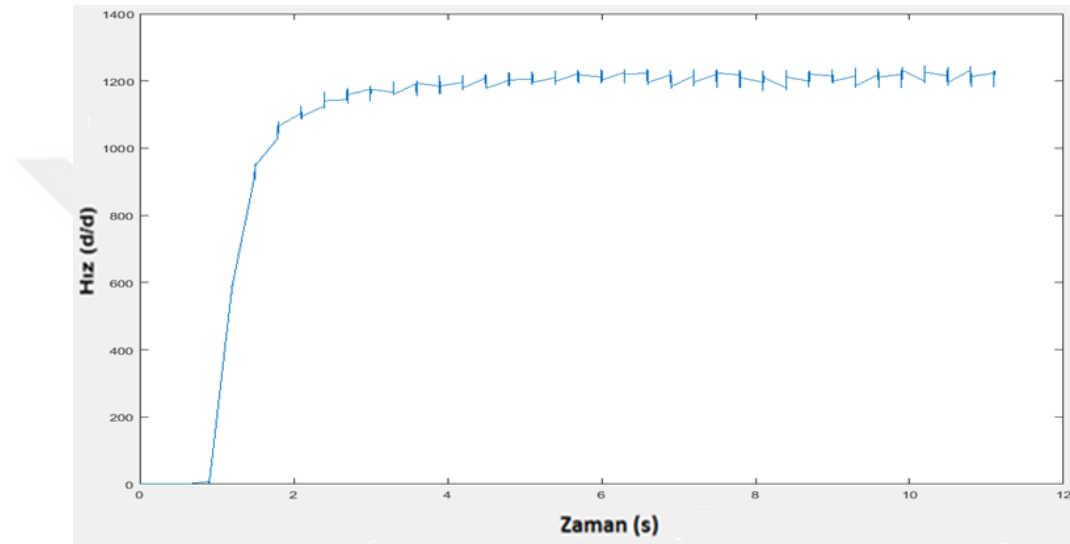
Şekil 4.3'te görüleceği üzere faz akımlarımız ideal sinüs şekline yaklaşmaktadır. Faz başına çekilen akım kararlı halde iken maksimum 1,5A değerine çıkmaktadır. Bu akım değeri kontrol sistemimizin denenmesi amacıyla hazırlanmış olan simülasyon sisteminde fazlar başına çekilen akım değerlerine yakındır. Bu durum simülasyon sistemimizin gerçeğe yakın şartlarda gerçekleştiğini göstermektedir. Motorumuz kalkış anında ise anlık olarak 8A değerlerine kadar çıkabilmektedir.

Kontrol sistemimizden gerçekleştirilen iki deneyin zamana bağlı hız grafikleri Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 grafiklerinde gösterilmiştir. Deneyler sonucu çekilen akım değerleri gözlemlendiğinde simülasyon ve deney sonuçlarının büyük benzerlik gösterdiği görülmüş. Kontrolcü bu şartlar altında başarılı bulunmuştur.



Şekil 4.4. Yüksüz durum rotor deneysel hız grafiği.

Şekil 4.4'te görüleceği üzere sisteme gerilim birinci saniyenin sonunda uygulanmaya başlamış ve sistem referans hız değerine 0.5 s gibi bir süre içerisinde çıkmıştır. Deney süresince gerilim değeri artırılmasına rağmen kontrolcü hız değerini referans değerde tutmayı başarmıştır. Hız grafiğinde gözlemlenen anlık sapmaların nedeni motor ve encoder arasındaki bağlantıda oluşan mekanik titreşimler sebebiyle ortaya çıkan bir bozucu etkidir. Bu titreşimler encoder üzerinden okunan hız değeri üzerinde bozucu etki oluşturmaktadır. Kontrol sisteminin bu bozucu girdiye rağmen referans hızı sağlayabilmesi ise kontrolcünün başarısı olarak görülmektedir.



Şekil 4.5. Yük altında rotor deneysel hız grafiği.

Şekil 4.5'te asenkron motorumuz mekanik yük altındayken elde edilen hız grafiği sunulmuştur. Bu hız grafiğine göre motorumuz referans hız değerine 1 s sürede ulaşmayı başarmış ve sensör kaynaklı bozucu etkiye rağmen çıkış hız değerini referans değerde tutmayı başarmıştır. Deney süresince gözlemlenen akım grafikleri simülasyon sonuçlarına benzerlik göstermektedir.

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada bir asenkron motorun FOC tekniği ile hız kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. MATLAB Simulink simülasyon ortamında ve dSpace Autobox aracılığıyla hazırlanan bir deney düzeneği ile yapılan deneyler sonucunda bu çalışmanın konusu olarak geliştirilen kontrolcünün bu görevi başarıyla yerine getirebildiği görülmüş ve bunun sonucunda aşağıdaki sonuçlar elde edilmiş ve önerilerde bulunulmuştur;

- Vektör kontrol tekniğinin asenkron motor kontrolündeki becerisi simülasyon ve deney sonuçları ile gösterilmiştir.
- Yapılan simülasyon ve deney sonuçlarının örtüşmesi neticesinde deney ve simülasyon ortamının birbirini desteklediği görülmüştür.
- dSpace Autobox sisteminin elektrikli araç ar-ge çalışmaları gibi alanlarda büyük potansiyele sahip olduğu görülmüştür.
- Bu platform ile gelecekte alternatif motor çeşitleri ve kontrol yöntemleri ile daha gelişmiş araştırma ve proje çalışmalarının yapılmasına karar verilmiştir.
- Geliştirilen kontrol sistemi alternatif kazanç belirleme yöntemleri veya sensörsüz kontrol teknikleri ile daha ileri noktalara taşınabilir.

## 6. KAYNAKLAR

- [1] K. B. Hunasikatti, R. L. Naik, ve B. V. Hiremath, "Implementation of FPGA Based Closed Loop V/f Speed Control of Induction Motor Employed for Industrial Applications," *Proc. 2018 2nd Int. Conf. Adv. Electron. Comput. Commun. ICAECC 2018*, ss. 1–6, 2018.
- [2] N. Pimkumwong ve M. S. Wang, "Full-order observer for direct torque control of induction motor based on constant V/F control technique," *ISA Trans.*, c. 73, ss. 189–200, 2018.
- [3] X. Lufei ve N. Guangqun, "Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on TMS320LF2407A," *Phys. Procedia*, c. 25, ss. 513–519, 2012.
- [4] G. Singh ve G. Singh, "A fuzzy pre-compensated-PI controller for indirect field oriented controlled induction motor drive," *Proc. Int. Conf. Innov. Appl. Comput. Intell. Power, Energy Control. with Their Impact Humanit. CIPECH 2014*, sayı November, ss. 257–261, 2014.
- [5] P. Brandstetter ve M. Kuchar, "Sensorless control of variable speed induction motor drive using RBF neural network," *J. Appl. Log.*, c. 24, ss. 97–108, 2017.
- [6] A. A. Bohari, W. M. Utomo, Z. A. Haron, N. M. Zin, S. Y. Sim, ve R. M. Ariff, "Speed Tracking of Indirect Field Oriented Control Induction Motor Using Neural Network," *Procedia Technol.*, c. 11, sayı Iceei, ss. 141–146, 2013.
- [7] G. Wang, Y. Yu, R. Yang, W. Chen, ve D. Xu, "A robust speed controller for speed sensorless field-oriented controlled induction motor drives," *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2008*, ss. 3–6, 2008.
- [8] B. K. Nishad ve R. Sharma, "Induction Motor Control using Modified Indirect Field Oriented Control," *India Int. Conf. Power Electron. IICPE*, c. 2018-Decem, sayı 2, ss. 1–5, 2019.
- [9] P. J. Shaija ve A. E. Daniel, "An Intelligent Speed Controller Design for Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive System," *Procedia Technol.*, c. 25, sayı Raerest, ss. 801–807, 2016.

- [10] A. Kumar ve T. Ramesh, "Direct Field Oriented Control of Induction Motor Drive," *Proc. - 2015 2nd IEEE Int. Conf. Adv. Comput. Commun. Eng. ICACCE 2015*, ss. 219–223, 2015.
- [11] I. E. Dueñas, J. Rivera, S. Di Gennaro, ve S. Ortega, "Discrete-time Field Oriented Control for Induction Motors," *IFAC-PapersOnLine*, c. 50, sayı 1, ss. 15760–15765, 2017.
- [12] R. S. Hiware ve J. G. Chaudhari, "Indirect field oriented control for induction motor," *Int. Conf. Emerg. Trends Eng. Technol. ICETET*, ss. 191–194, 2011.
- [13] Z. Guo, J. Zhang, Z. Sun, ve C. Zheng, "Indirect Field Oriented Control of Three-phase Induction Motor Based on Current-source Inverter," *Procedia Eng.*, c. 174, ss. 588–594, 2017.
- [14] J. K. Jain, S. Ghosh, S. Maity, ve P. Dworak, "PI controller design for indirect vector controlled induction motor: A decoupling approach," *ISA Trans.*, c. 70, ss. 378–388, 2017.
- [15] R. Prakash, "Robust Control of an Induction Motor Drive With Lyapunov Filter and Linear Quadratic Regulator," ss. 1725–1731, 1992.
- [16] J. Thomas ve A. Hansson, "Enumerative nonlinear model predictive control for linear induction motor using load observer," *2014 UKACC Int. Conf. Control. Control 2014 - Proc.*, sayı July, ss. 373–377, 2014.
- [17] P. Xie, G. Li, F. Xie, C. Hu, ve X. Qi, "Research on field-weakening control of induction motor based on torque current component of the voltage closed-loop," *Proc. 2015 10th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2015*, sayı 5, ss. 1618–1621, 2015.
- [18] D. Karthik ve T. R. Chelliah, "Analysis of scalar and vector control based efficiency-optimized induction motors subjected to inverter and sensor faults," *Proc. 2016 Int. Conf. Adv. Commun. Control Comput. Technol. ICACCCT 2016*, ss. 462–466, 2017.
- [19] L. M. Baby ve K. Salitha, "Speed control of maximum boost controlled Z source converter fed induction motor drive with peak DC link voltage control," *2013 Int. Conf. Control Commun. Comput. ICC3 2013*, sayı Iccc, ss. 281–286, 2013.
- [20] H. Benderradji, L. Chrifi-Alaoui, S. Drid, ve A. Makouf, "Experimental

- evaluation of induction motor robust control using sliding mode linearization technique,” *3rd Int. Conf. Control. Eng. Inf. Technol. CEIT 2015*, sayı 2, ss. 1–6, 2015.
- [21] T. Roubache, S. Chaouch, ve M. S. Nait said, “Sensorless second-order sliding mode control of Induction Motor,” *2016 5th Int. Conf. Syst. Control. ICSC 2016*, sayı 1, ss. 26–30, 2016.
- [22] N. Wang, H. Yu, ve X. Liu, “DTC of induction motor based on adaptive sliding mode control,” *Proc. 30th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2018*, ss. 4030–4034, 2018.
- [23] E. E. M. Mohamed, T. A. Ahmed, ve M. A. Sayed, “Real-time simulation of position control for linear induction motor drives using cascaded sliding mode control,” *Proc. 2018 Int. Conf. Innov. Trends Comput. Eng. ITCE 2018*, c. 2018-March, ss. 386–391, 2018.
- [24] P. J. Koratkar ve A. Sabnis, “Comparative analysis of different control approaches of direct torque control induction motor drive,” *2017 Int. Conf. Intell. Comput. Instrum. Control Technol. ICICICT 2017*, c. 2018-January, sayı 3, ss. 831–835, 2018.
- [25] T. Duda ve A. Víteček, “Robust control algorithms in vector oriented control of induction motor,” *Proc. 2012 13th Int. Carpathian Control Conf. ICC 2012*, sayı 6, ss. 137–140, 2012.
- [26] F. Stinga, A. Soimu, ve M. Marian, “Online estimation and control of an induction motor,” *2015 19th Int. Conf. Syst. Theory, Control Comput. ICSTCC 2015 - Jt. Conf. SINTES 19, SACCS 15, SIMSIS 19*, ss. 742–746, 2015.
- [27] Y. N. Dementyev, N. V. Kojain, A. D. Bragin, ve L. S. Udut, “Control system with sinusoidal PWM three-phase inverter with a frequency scalar control of induction motor,” *2015 Int. Sib. Conf. Control Commun. SIBCON 2015 - Proc.*, ss. 1–6, 2015.
- [28] M. Chen ve W. Zhang, “H2 optimal speed regulator for vector controlled induction motor drives,” *Proc. 2015 27th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2015*, sayı 3, ss. 1233–1236, 2015.
- [29] R. Saifi, N. Nait-Said, A. Makouf, L. Chrifi-Alaoui, ve S. Drid, “A new flux rotor

- based MRAS for sensorless control of induction motor,” *2016 5th Int. Conf. Syst. Control. ICSC 2016*, sayı 3, ss. 365–370, 2016.
- [30] B. Akin ve N. Garg, “Texas Instruments - Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors,” sayı July, ss. 1–25, 2013.
- [31] V. Gopal B T, “Comparison Between Direct and Indirect Field Oriented Control of Induction Motor,” *Int. J. Eng. Trends Technol.*, c. 43, sayı 6, ss. 364–369, 2017.
- [32] E. Oksuztepe, Z. Omac, ve H. Kurum, “Sensorless vector control of PMSM with non-sinusoidal flux using observer based on FEM,” *Electr. Eng.*, c. 96, sayı 3, ss. 227–238, 2014.
- [33] A. Saghafinia, “Literature Review on Indirect Field Oriented control of Induction Motor Drive,” sayı June 2016, ss. 12–38, 2018.
- [34] M. J. Asif, T. Shahbaz, S. U. Hassan, ve S. T. H. Rizvi, “Mathematical modelling of 3-phase induction motor to study the Torque vs. Speed characteristics using MATLAB Simulink,” *Proc. 2016 19th Int. Multi-Topic Conf. INMIC 2016*, ss. 1–7, 2017.
- [35] K. H. Nam ve K. H. Nam, “Dynamic Modeling of Induction Motors,” *AC Mot. Control Electr. Veh. Appl.*, ss. 85–107, 2018.
- [36] P. R. K. Rao, P. Srinivas, ve M. V. S. Kumar, “Design and Analysis of Various Inverters Using Different Pwm Techniques,” *Int. J. Eng. Sci.*, ss. 41–51, 2014.
- [37] M. M. Gaballah, “Design and Implementation of Space Vector PWM Inverter Based on a Low Cost Microcontroller,” *Arab. J. Sci. Eng.*, c. 38, sayı 11, ss. 3059–3070, 2013.
- [38] M. Shahrokhi ve A. Zomorodi, “Comparison of Tuning Methods of Pid Controller,” *Dep. Chem. Pet. Eng. Sharif Univ. Technol.*, ss. 1–2, 2013.
- [39] I. O, “NEW : DS1007 PPC Processor Board,” ss. 1005–1008, 2015.

## 7. EKLER

### 7.1. EK 1: LEM LTS 25-NP



#### Current Transducer LTS 25-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$$I_{PN} = 25 \text{ At}$$



#### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal RMS current	25	At
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	0 ... ±80	At
$V_{out}$	Output voltage (analog) @ $I_p$	$2.5 \pm (0.625 \times I_p / I_{PN})$	V
	@ $I_p = 0$	2.5 <sup>1)</sup>	V
$G$	Sensitivity	25	mV/A
$N_s$	Number of secondary turns (±0.1 %)	2000	
$R_L$	Load resistance	≥ 2	kΩ
$R_{iM}$	Internal measuring resistance (±0.5 %)	50	Ω
$TCR_{iM}$	Temperature coefficient of $R_{iM}$	< 50	ppm/K
$U_c$	Supply voltage (±5 %)	5	V
$I_c$	Current consumption @ $U_c = 5 \text{ V}$	Typical $28 + I_s^{21} (V_{out} / R_L)$	mA

#### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25 \text{ °C}$	±0.2	%
	Accuracy with $R_{iM}$ @ $I_{PN}$ , $T_A = 25 \text{ °C}$	±0.7	%
$\epsilon_L$	Linearity error	< 0.1	%
$TCV_{out}$	Temperature coefficient of $V_{out}$ @ $I_p = 0 - 10 \dots +85 \text{ °C}$	Typ 50	Max 100 ppm/K
	-40 ... -10 °C		150 ppm/K
$TCG$	Temperature coefficient of $G$	-40 ... +85 °C	50 <sup>3)</sup> ppm/K
$V_{oM}$	Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$		±0.5 mV
	after an overload of $5 \times I_{PN}$		±2.0 mV
	after an overload of $10 \times I_{PN}$		±2.0 mV
$t_{ra}$	Reaction time @ 10 % of $I_{PN}$	< 100	ns
$t_r$	Step response time to 90 % of $I_{PN}$ <sup>4)</sup>	< 400	ns
$BW$	Frequency bandwidth (0 ... -0.5 dB)	DC ... 100	kHz
	(-0.5 ... 1 dB)	DC ... 200	kHz

#### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	-40 ... +85	°C
$T_s$	Ambient storage temperature	-40 ... +100	°C
$m$	Mass	10	g
	Standards	EN 50178: 1997 IEC 60950-1: 2001	

Notes: <sup>1)</sup> Absolute value @  $T_A = 25 \text{ °C}$ ,  $2.475 < V_{out} < 2.525$

<sup>2)</sup>  $I_s = I_p / N_s$

<sup>3)</sup> Only due to  $TCR_{iM}$

<sup>4)</sup> For a  $di/dr = 60 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

#### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Unipolar supply voltage
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring resistance.

#### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

#### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

#### Application domain

- Industrial.

## 7.2. EK 2: SKYPER 32 PRO

### SKYPER 32 PRO R



SKYPER®

#### IGBT Driver Core

Order Nr.: L6100202

#### SKYPER 32 PRO R

##### Features

- Two output channels
- Integrated potential free power supply
- Under voltage protection prim/sec
- Driver interlock top / bottom
- Dynamic short circuit protection
- Halt status with failure management
- External failure input (sec.)
- Soft turn-off
- UL recognized, ROHS
- IEC 60068-1 (climate) 40/085/56, no condensation and no dripping water permitted, non-corrosive, climate class 3K3 acc. EN60721
- Coated with varnish

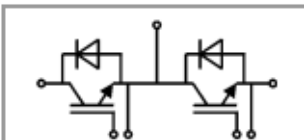
##### Typical Applications\*

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial application
- DC bus voltage up to 1200V

##### Footnotes

with external high voltage diode  
Please Note: the insulation test is not performed as a series test at SEMIKRON and must be performed by the user according to VDE 0110-20

Isolation coordination in compliance with EN50178 PD2  
Operating temperature is real ambient temperature around the driver core  
Degree of protection: IP00



Driver Core

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
$V_s$	Supply voltage primary	16	V
$V_H$	Input signal voltage (HIGH)	$V_s + 0.3$	V
$V_L$	Input signal voltage (LOW)	GND - 0.3	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	15	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	50	mA
$f_{max}$	Max. switching frequency	50	kHz
$V_{CE}$	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
$dv/dt$	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ $\mu$ s
$V_{isolIO}$	Insulation test voltage input - output (AC, rms, 2s)	4000	V
$V_{isolPD}$	Partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10pC$	1500	V
$V_{isol12}$	Insulation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$R_{Gon min}$	Minimum rating for external $R_{Gon}$	1.5	$\Omega$
$R_{Goff min}$	Minimum rating for external $R_{Goff}$	1.5	$\Omega$
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	6.3	$\mu$ C
$T_{op}$	Operating temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C
$T_{stg}$	Storage temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
$V_s$	Supply voltage primary side	14.4	15	15.6	V
$I_{so}$	Supply current primary (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			500	mA
$V_i$	Input signal voltage on / off		15 / 0		V
$V_{IT+}$	Input threshold voltage (HIGH)			12.3	V
$V_{IT-}$	Input threshold voltage (LOW)	4.6			V
$R_N$	Input resistance (switching/HALT signal)		100		k $\Omega$
$V_{D(on)}$	Turn on output voltage		15		V
$V_{D(off)}$	Turn off output voltage		-7		V
$f_{ASIC}$	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time		1.2		$\mu$ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time		1.2		$\mu$ s
$t_{d(Err)}$	Error input-output propagation time	3.1		5.8	$\mu$ s
$t_{PRESET}$	Error reset time		0.009		ms
$t_{TD}$	Top-Bot interlock dead time	0		4.3	$\mu$ s
$C_{ps}$	Coupling capacitance prim sec		12		pF
w	weight		34		g
MTBF	Mean Time Between Failure		1.3		$10^6$ h

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, chapter IX.


##### \*IMPORTANT INFORMATION AND WARNINGS

The specifications of SEMIKRON products may not be considered as guarantee or assurance of product characteristics ("Beschaffenheitsgarantie"). The specifications of SEMIKRON products describe only the usual characteristics of products to be expected in typical applications, which may still vary depending on the specific application. Therefore, products must be tested for the respective application in advance. Application adjustments may be

### 7.3. EK 3: MITSUBISHI CM20MD-12H

MITSUBISHI IGBT MODULES  
**CM20MD-12H**  
 MEDIUM POWER SWITCHING USE  
 INSULATED TYPE

**CM20MD-12H**



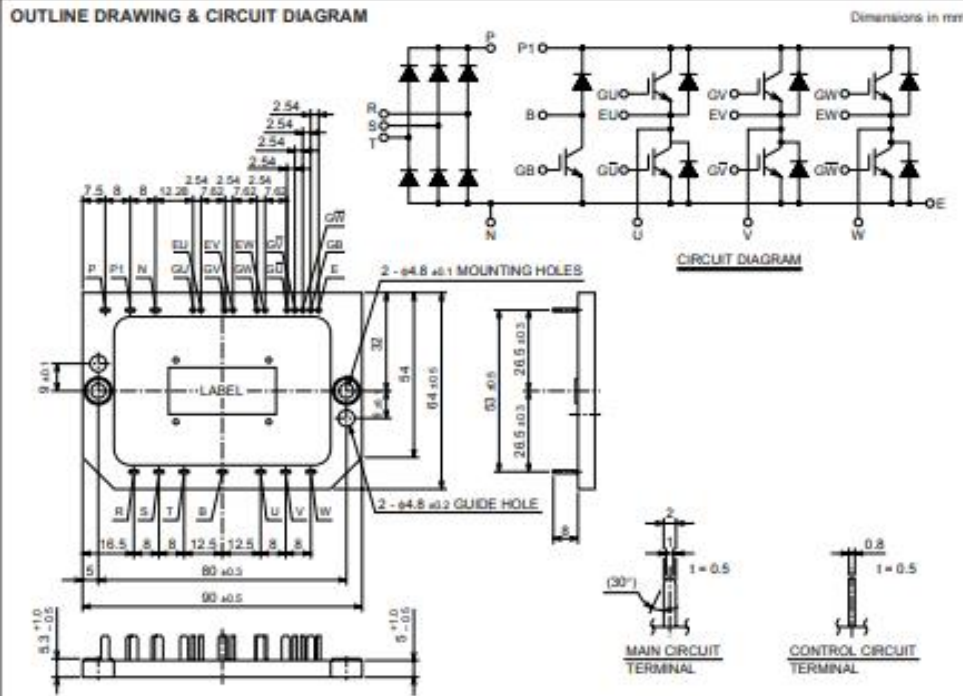
- IC ..... 20A
- VCES ..... 600V
- Insulated Type
- CIB Module
- 3φ Inverter+3φ Converter+Brake
- UL Recognized

Yellow Card No. E80276 (N)  
 File No. E80271

**APPLICATION**

AC & DC motor controls, General purpose inverters, Servo controls, NC, Robotics

**OUTLINE DRAWING & CIRCUIT DIAGRAM** Dimensions in mm



**CIRCUIT DIAGRAM**

Note. Not use the guiding holes to mount on the cooling fin.

Feb.1999



## 7.4. EK 4: DSPACE DS1007 DATASHEET

### Technical Details

Parameter		Specification
Processor	Real-time processor	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ NXP (Freescale) QorIQ P5020, dual-core, 2 GHz</li> <li>■ 32 KB L1 data cache per core, 32 KB L1 instruction cache per core, 512 KB L2 cache per core, 2 MB L3 cache total</li> </ul>
	Host communication coprocessor	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ NXP (Freescale) QorIQ P1011 800 MHz for communication with host PC</li> </ul>
Memory		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 1 GB DRAM</li> <li>■ 128 MB flash memory</li> </ul>
Timer		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Each core has 3 general-purpose timers</li> <li>■ Synchronous time base unit (for multiprocessor systems)</li> </ul>
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Each core has one interrupt controller with full and independent access to all real-time events</li> <li>■ Additional interprocessor interrupts and messages via internal Gigalinks</li> </ul>
Interfaces	Serial interface	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RS232 interface with standard UART allowing transfer rates of up to 230.4 Kbaud</li> </ul>
	Ethernet interface	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Integrated low-latency Gigabit Ethernet I/O interface</li> </ul>
	USB interface	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ USB 2.0 interface for data logging ("flight recorder") and booting applications via USB mass storage device (max. 32 GB supported)</li> </ul>
	Connection to I/O boards	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ PHS++ bus Interface</li> <li>■ 32-bit I/O bus for modular I/O configuration</li> <li>■ Peak transfer rate 20 MB/s, up to 30 MB/s for new I/O boards</li> <li>■ Up to 64 PHS bus interrupts</li> </ul>
Host interface		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Integrated Gigabit Ethernet host interface</li> </ul>
Multiprocessor systems		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Building multiprocessor systems with further DS1007 PPC Processor Boards</li> <li>■ Up to 20 DS1007 PPC Processor Boards</li> <li>■ Up to 4 high-speed links via one DS911 Gigalink Module on each DS1007</li> <li>■ Cable length of up to 100 m</li> </ul>
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 340 x 125 x 19 mm (13.4 x 4.9 x 0.75 in)</li> </ul>
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</li> </ul>
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Active cooling via fan</li> </ul>
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ +5 V ±5%, 9 A</li> <li>■ +12 V ±5%, 0.8 A</li> </ul>
Software		Order Number
Included	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ C Real-Time Library</li> <li>■ Experiment and Platform Manager</li> </ul>	–
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Real-Time Interface (p. 62)</li> <li>■ GNU C Compiler for PowerPC</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI</li> <li>■ DS1007_COMP</li> </ul>
Optional	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Real-Time Interface for multiprocessor systems extension (p. 68)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI_MP</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI Ethernet Blockset</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI_ETHERNET_IO</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI USB Flight Recorder Blockset (part of Real-Time Interface)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ RTI</li> </ul>
Hardware		Order Number
Optional	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ PHS bus cable (with x connectors and terminators)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ PHS-CABx</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ DS911 Gigalink Module (requires an additional slot)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ DS911_DS1007</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ DS802 PHS Link Board</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ See p. 620</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ DS1007 RS232 bracket (requires an additional slot)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ DS1007_RS232</li> </ul>

# ÖZGEÇMİŞ

## KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Oğuz EROL  
Doğum Tarihi ve Yeri : 15/12/1992 İSTANBUL  
Yabancı Dili : İngilizce  
E-posta : oguzerol@duzce.edu.tr

## ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği	Düzce Üniversitesi	2019
Lisans	Elektrik-Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2015
Lise	Sayısal	Samaha Ayverdi Anadolu Lisesi	2010