

Pozisyon İzleme Gözlemcisi ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Alan  
Yönlendirmeli Kontrolü

Ali Canpolat

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Aralık 2018



Sensorless Field Oriented Control of BLDC Motors Based On Position Tracking Observer

Ali Canpolat

**MASTER OF SCIENCE THESIS**

Electrical Electronics Engineering Department

December 2018

Pozisyon İzleme Gözlemcisi ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Alan  
Yönlendirmeli Kontrolü

Ali Canpolat

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektronik Bilim Dalında  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Doç.Dr. Bünyamin Tamyürek

Aralık 2018

## ONAY

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı YÜKSEK LİSANS öğrencisi Ali Canpolat'ın YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “**Pozisyon İzleme Gözlemcisi ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Alan Yönlendirmeli Kontrolü**” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğın ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek oybirliği ile kabul edilmiştir.

**Danışman** : Doç.Dr. Bünyamin Tamyürek

**İkinci Danışman** : -

**Yüksek Lisans Tez Savunma Jürisi:**

**Üye** : Doç.Dr. Bünyamin Tamyürek

**Üye** : Prof.Dr. Hasan Hüseyin Erkaya

**Üye** : Doç.Dr. Mehmet Demirtaş

**Üye** :

**Üye** :

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..... tarih ve  
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof.Dr. Hürriyet ERŞAHAN  
Enstitü Müdürü

# ETİK BEYAN

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre, Doç.Dr. Bünyamin Tamyürek danışmanlığında hazırlamış olduğum “**Pozisyon İzleme Gözlemcisi ile Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Alan Yönlendirmeli Kontrolü**” başlıklı tezimin özgün bir çalışma olduğunu; tez çalışmamın tüm aşamalarında bilimsel etik ilke ve kurallara uygun davrandığımı; tezimde verdiğim bilgileri, verileri akademik ve bilimsel etik ilke ve kurallara uygun olarak elde ettiğimi; tez çalışmamda yararlandığım eserlerin tümüne atıf yaptığımı ve kaynak gösterdiğimi ve bilgi, belge ve sonuçları bilimsel etik ilke ve kurallara göre sunduğumu beyan ederim. 25/12/2018

Ali Canpolat

## ÖZET

Günümüzde İnsansız Hava Araçları (İHA) savunmadan ulaşım, endüstriye, lojistiğe ve daha birçok sektörde kullanım alanı bularak gittikçe yaygınlaşmaktadır. İHA'ların popülerliğinin artması bu araçlarda kullanılacak itki sistemleri üzerinde çalışmaların artmasına sebep olmuştur. Bu kapsamda itki sistemleri incelenmiş ve mini-İHA'larda kullanılacak itki sistemi alternatifleri genel manada karşılaştırılmıştır. Bunun sonucunda elektrikli itki sistemlerinin diğer itki sistemlerine göre verim, güç yoğunluğu ve az hacim kaplama gibi avantajlara sahip olmasından dolayı tercih edildiği görülmüştür.

Mini- İHA'larda elektrikli itki sistemlerinin ana bileşenleri enerji depolama birimi (batarya), motor sürücüsü, motor ve pervanedir. Bu tez kapsamında 5 kg altı araçlarda kullanılacak bir itki sistemi için motor seçimi yapılarak bu motoru kontrol edecek motor sürücüsü ve kontrolör tasarımı yapılmıştır. Motor seçimi mini-İHA'lar için en çok kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motor (FDAM)'larından yapılmıştır. Bu motoru kontrol edebilmek adına uygun sürücü donanımları seçilmiş ve Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) algoritması uygulanmıştır. Bu yöntem daha az tork dalgalanması, daha az titreşim ve motoru daha verimli bölgede çalıştırmak gibi avantajlara sahip olduğundan dolayı seçilmiştir. Bu kontrol yönteminin MATLAB-Simulink ortamında benzetimleri oluşturulmuş ve Texas Instruments'a ait TMS320F28027 DSP'si kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sonuçta AYK'nın performansının yüksek oranda rotor pozisyonuna bağlı olduğu görülmüştür. Bu tezde Kayan Mod Gözlemci (KMG) ve Pozisyon İzleme Gözlemcisi (PİG) olmak üzere iki çeşit sensörsüz rotor pozisyonu belirleme yöntemi kullanılmıştır. Bunlardan PİG yöntemi ile AYK kullanılarak FDAM daha geniş devir aralığında kontrol edilmiştir. Seçilen motorun hazır alınan motor sürücüsü ile karşılaştırmalı performans testi yapılmış ve daha yüksek performans elde edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:**Fırçasız Doğru Akım Motoru, Alan Yönlendirmeli Kontrol, Sabit Mıknatıslı Motor, Vektörel Motor Kontrolü, Pozisyon İzleme Gözlemcisi, Kayan Mod Gözlemci, Rotor Pozisyonu Belirleme

## SUMMARY

The use of Unmanned Aerial Vehicles (UAV) are becoming increasingly widespread in many sectors such as defence, industry, and transportation. The popularity of the UAVs has led to a significant increase of the studies on Propulsion Systems (PS) as well. In this study, we first described the PS in general then examined the known propulsion technologies. It has been observed that the electrical PS's are the most preferred technology since they offer the highest overall efficiency, power density and smaller volume.

The main components of the electrical PS consists of a battery, a propeller, a motor driver and a motor. In this thesis, we selected a brushless direct current (BLDC) motor since it is the most preferred motor type for mini-UAVs below 5 kgs. In addition, a motor driver to control this motor has been designed based on Field Oriented Control (FOC). This method has been chosen as it has the advantages like less torque ripple, less vibration and running motor in more efficient operation region. In this context, a simulation model based on the analytical derivations has been created in MATLAB-Simulink and the algorithm has been implemented in TMS320F28027 DSP by Texas Instruments. The results demonstrated that the performance of FOC is largely dependent on rotor position. In this thesis, two kinds of sensorless rotor position estimation techniques which are sliding mode observer (SMO) and position tracking observer (PTO) have been used. In conclusion, the BLDC motor has been controlled in a wider speed range using PTO with much superior performance.

**Keywords:** Brushless DC Motor, Field Oriented Control, Permanent Magnet Motor, Vector Control, Position Tracking Observer, Sliding Mode Observer, Rotor Position Estimation

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmamda beni yönlendiren ve bana yardımcı olan değerli hocam Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek'e teşekkür eder saygılarımı sunarım.

Ayrıca çalıőmalarım boyunca yanımda olan manevi desteğini üzerimden eksik etmeyen, motivasyonumu en üst seviyede tutmamda yardımcı olan aileme ve bu yolda bana her anlamda desteğini veren, hep yanımda olan eőim Müge Canpolat'a teőekkürlerimi sunarım.





# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET . . . . .	vi
SUMMARY . . . . .	vii
TEŞEKKÜR . . . . .	viii
İÇİNDEKİLER . . . . .	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ . . . . .	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ . . . . .	xvi
<b>1. GİRİŞ VE AMAÇ . . . . .</b>	<b>1</b>
<b>2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI . . . . .</b>	<b>3</b>
2.1. İtki Sistemleri . . . . .	3
2.1.1. Yakıtlı İtki Sistemleri . . . . .	3
2.1.1.1. Pistonlu Motorlar . . . . .	3
2.1.1.2. Gaz Türbinli Motorlar . . . . .	4
2.1.2. Elektrikli İtki Sistemleri . . . . .	4
2.2. Elektrik Motorları . . . . .	5
2.2.1. Sincap Kafesli Asenkron Motorlar . . . . .	6
2.2.2. Anahtarlama Relüktans Motorlar . . . . .	8
2.2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar . . . . .	9
2.2.4. Elektrik Motorlarının Karşılaştırılması . . . . .	10
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorları Kontrol Yöntemleri . . . . .	11
2.3.1. Skaler Kontrol Yöntemleri . . . . .	12
2.3.1.1. Trapezoidal Kontrol Yöntemi . . . . .	13
2.3.1.2. Sinüzoidal Kontrol Yöntemi . . . . .	14
2.3.1.3. V/f Kontrol Yöntemi . . . . .	16
2.3.2. Vektörel Kontrol Yöntemleri . . . . .	16
2.3.2.1. Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi . . . . .	17
2.3.2.2. Doğrudan Tork Kontrolü Yöntemi . . . . .	18
2.3.3. FDAM Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması . . . . .	19
2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Rotor Pozisyonun Belirlenmesi . . . . .	20

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
<b>3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI</b> . . . . .	<b>23</b>
3.1. FDAM Yapısı . . . . .	23
3.2. FDAM Çalışma Prensipleri . . . . .	26
3.3. FDAM Matematiksel Modeli . . . . .	27
<b>4. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL</b> . . . . .	<b>32</b>
4.1. Clarke Dönüşümü . . . . .	34
4.2. Park Dönüşümü . . . . .	35
4.3. PI Kontrol . . . . .	36
4.4. İverter Devresi . . . . .	39
4.5. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(Space Vector PWM) . . . . .	40
<b>5. ROTOR POZİSYONUNUN BELİRLENMESİ</b> . . . . .	<b>44</b>
5.1. Kayan Mod Gözlemci (KMG) ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi: Stator Düzlemi . . . . .	44
5.2. Pozisyon İzleme Gözlemcisi(PİG) ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi:Rotor Düzlemi . . . . .	47
<b>6. MATERYAL VE YÖNTEM</b> . . . . .	<b>50</b>
6.1. Simulink Benzetimi . . . . .	50
6.1.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru Benzetimi . . . . .	50
6.1.2. Clarke Dönüşümü Benzetimi . . . . .	50
6.1.3. Park-Ters Park Dönüşümü Benzetimi . . . . .	50
6.1.4. PI Kontrol Benzetimi . . . . .	51
6.1.5. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Benzetimi . . . . .	55
6.1.6. İverter Devresi Benzetimi . . . . .	56
6.1.7. Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi . . . . .	57
6.1.7.1. KMG ile Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi	57
6.1.7.2. PİG ile Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi .	59
6.2. Uygulama ve Test Düzeneği . . . . .	60
6.2.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru . . . . .	60
6.2.1.1. Motor Parametrelerinin Belirlenmesi . . . . .	61
6.2.2. Motor Sürücü Kartı . . . . .	64
6.2.3. Kontrolör Kartı . . . . .	65

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
6.2.4. Yazılım Akış Diyagramı . . . . .	66
6.2.5. Motor Test Düzeneği . . . . .	67
<b>7. BULGULAR VE TARTIŞMA . . . . .</b>	<b>69</b>
7.1. KMG ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi . . . . .	77
7.2. PİG ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi . . . . .	82
<b>8. SONUÇ VE ÖNERİLER . . . . .</b>	<b>89</b>
<b>KAYNAKLAR DİZİNİ . . . . .</b>	<b>92</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Drone enerji kaynakları (Marcellan, 2015) . . . . .	5
2.2 İtke sistemleri verim karşılaştırması (Wackwitz vd., 2016) . . . . .	6
2.3 Elektrik makinaları sınıflandırması (Sul, 2011) . . . . .	7
2.4 Sincap kafesli asenkron motor (Jay W. Schultz ve Huard, 2013) . . . . .	7
2.5 Sincap kafesli asenkron motor karakteristikleri (Hashernnia ve Asaei, 2008) . .	8
2.6 Anahtarlamalı relüktans motor . . . . .	8
2.7 Anahtarlamalı relüktans motor tork-hız grafiği (Hashernnia ve Asaei, 2008) . .	9
2.8 Sabit mıknatıslı senkron motor tork-hız grafiği (Hashernnia ve Asaei, 2008) . .	10
2.9 Elektrik motorlarının karşılaştırılması (Jape ve Thosar, 2017) . . . . .	10
2.10 Elektrik motorlarının karşılaştırılması (Hashernnia ve Asaei, 2008) . . . . .	11
2.11 Trapeziodal kontrol yöntemi (Copley Controls Corp, 2015) . . . . .	13
2.12 Trapeziodal kontrol yöntemi çevrimi (Copley Controls Corp, 2015) . . . . .	14
2.13 Sinüzoidal kontrol yöntemi çevrimi (Copley Controls Corp, 2015) . . . . .	15
2.14 V/f kontrol yöntemi çevrimi (Buzcu, 2005) . . . . .	16
2.15 Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi çevrimi (Freescale, 2016) . . . . .	17
2.16 Doğrudan tork kontrolü yöntemi çevrimi (Buzcu, 2005) . . . . .	18
3.1 Fırçasız doğru akım motoru yapısı (Xia, 2012) . . . . .	25
3.2 Rotor çeşitleri: (a) Yüzey montajlı rotor, (b) Gömülü mıknatıs rotor, (c) İçten montajlı rotor (Xia, 2012) . . . . .	25
3.3 FDAM: (a) İçten dönen FDAM, (b) Dıştan dönen FDAM, (c) Eksenel FDAM .	26
3.4 Hall-Effect sensörler . . . . .	26
3.5 FDAM çalışma prensibi (Yılmaz, 2009) . . . . .	27
3.6 FDAM:(a)Yapısı, (b)Sargı bağlantısı (Xia, 2012) . . . . .	28
3.7 (a)Rotor Pozisyonu, (b)Manyetik Akı Dağılımı (Xia, 2012) . . . . .	29
3.8 FDAM Eşdeğer Devresi (Xia, 2012) . . . . .	31
4.1 FDAM referans düzlemi: (a) 3 Eksenli Stator Düzlemi, (b) 2 Eksenli Stator Düzlemi, (c) 2 Eksenli Rotor Düzlemi (Freescale, 2016) . . . . .	32
4.2 AYK kontrol çevrimi . . . . .	33
4.3 FDAM eksen takımı (Freescale, 2016) . . . . .	34
4.4 PI kontrolcüsü . . . . .	36
4.5 $i_q$ Kontrol çevrimi:(a)İleri beslemeli çevrim, (b)Sadeleşmiş çevrim . . . . .	37
4.6 Hız kontrol çevrimi . . . . .	39
4.7 Üç fazlı inverter (Sasi ve Kuruvilla P, 2013) . . . . .	40

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.8 Vektör uzayı (Sasi ve Kuruvilla P, 2013) . . . . .	41
4.9 Vektörlerin inverterde oluşturulması (Sasi ve Kuruvilla P, 2013) . . . . .	41
4.10 Sektör 1 için referans vektör türetimi (Sasi ve Kuruvilla P, 2013) . . . . .	42
5.1 Stator düzlemi KMG (Zambada ve Deb, 2010) . . . . .	45
5.2 Rotor pozisyonunun elde edilmesi (Zambada ve Deb, 2010) . . . . .	46
5.3 Rotor düzlemi PİG (Popa, 2018) . . . . .	47
5.4 Motor eksen takımı (Popa, 2018) . . . . .	48
5.5 Zıt-EMK kestirimi (Popa, 2018) . . . . .	49
6.1 AYK ile FDAM motor kontrolü benzetimi . . . . .	51
6.2 FDAM motor benzetimi . . . . .	51
6.3 Motor benzetimi blok detayı . . . . .	52
6.4 Clarke dönüşümü benzetimi . . . . .	52
6.5 Park-Ters Park dönüşümü benzetimi . . . . .	53
6.6 PI kontrolcü benzetimi . . . . .	53
6.7 Kompanzatsız kapalı akım çevrimi sistem cevabı . . . . .	54
6.8 Kompanzatorlü kapalı akım çevrimi sistem cevabı . . . . .	54
6.9 Kompanzatorlü kapalı hız çevrimi sistem cevabı . . . . .	55
6.10 UVDGM blok şeması . . . . .	55
6.11 UVDGM detay şeması . . . . .	56
6.12 İnverter devresi benzetimi . . . . .	57
6.13 KMG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi blok şeması . . . . .	57
6.14 KMG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi detay şeması . . . . .	58
6.15 PİG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi blok şeması . . . . .	59
6.16 PİG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi detay şeması . . . . .	60
6.17 EMAX XA2212-1400KV FDAM . . . . .	61
6.18 RLC metre ile $L_s, R$ ölçümü . . . . .	62
6.19 $L_d$ zaman sabiti . . . . .	63
6.20 $L_q$ zaman sabiti . . . . .	63
6.21 Zıt-EMK ölçümü . . . . .	64
6.22 Motor sürücü kartı . . . . .	65
6.23 Kontrolör kartı . . . . .	66
6.24 Yazılım akış diyagramı . . . . .	67
6.25 Motor test düzeneği . . . . .	68

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
7.1 Üç eksenli faz akımları-Stator düzlemi, benzetim . . . . .	69
7.2 Üç eksenli faz akımları-Stator düzlemi, uygulama . . . . .	70
7.3 İki eksenli faz akımları-Stator düzlemi, benzetim . . . . .	71
7.4 İki eksenli faz akımları-Stator düzlemi, uygulama . . . . .	71
7.5 İki eksenli faz akımları-Rotor düzlemi, benzetim . . . . .	72
7.6 İki eksenli faz akımları-Rotor düzlemi, uygulama . . . . .	72
7.7 PI kontrolcü çıkış sinyali, benzetim . . . . .	73
7.8 PI kontrolcü çıkış sinyali, uygulama . . . . .	73
7.9 Ters Park dönüşümü, benzetim . . . . .	74
7.10 Ters Park dönüşümü, uygulama . . . . .	74
7.11 İnverter kontrol sinyalleri, benzetim . . . . .	75
7.12 İnverter kontrol sinyalleri, uygulama . . . . .	75
7.13 İnverter gate sinyalleri, benzetim . . . . .	76
7.14 Faz gerilimleri, benzetim . . . . .	76
7.15 Faz gerilimleri, uygulama . . . . .	77
7.16 $I_{\alpha}$ akım bileşeni, benzetim . . . . .	78
7.17 $I_{\alpha}$ akım bileşeni, uygulama . . . . .	78
7.18 $I_{\beta}$ akım Bileşeni, benzetim . . . . .	79
7.19 $I_{\beta}$ akım Bileşeni, uygulama . . . . .	79
7.20 $E_{\alpha} - E_{\beta}$ zıt-EMK bileşenleri, benzetim . . . . .	80
7.21 $E_{\alpha} - E_{\beta}$ zıt-EMK bileşenleri, uygulama . . . . .	80
7.22 Rotor pozisyonu, benzetim . . . . .	81
7.23 Rotor pozisyonu, uygulama . . . . .	81
7.24 Rotor elektriksel hızı, benzetim . . . . .	82
7.25 Rotor elektriksel hızı, uygulama . . . . .	82
7.26 $I_{\gamma}$ akım bileşeni, benzetim . . . . .	83
7.27 $I_{\gamma}$ akım bileşeni, uygulama . . . . .	83
7.28 $I_{\delta}$ akım bileşeni, benzetim . . . . .	84
7.29 $I_{\delta}$ akım bileşeni, uygulama . . . . .	84
7.30 $E_{\gamma} - E_{\delta}$ zıt-EMK bileşenleri, benzetim . . . . .	85
7.31 $E_{\gamma} - E_{\delta}$ zıt-EMK bileşenleri, uygulama . . . . .	85
7.32 Rotor pozisyonu, benzetim . . . . .	86
7.33 Rotor pozisyonu, uygulama . . . . .	86
7.34 Rotor elektriksel hızı, benzetim . . . . .	87

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
7.35 Rotor elektriksel hızı, uygulama . . . . .	87
7.36 Verimlilik testi . . . . .	88



## ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 AYK ve DTK karşılaştırma tablosu (Buzcu, 2005) . . . . .	20
3.1 Motor karşılaştırma tablosu (Xia, 2012) . . . . .	24
4.1 Sektöre bağlı anahtarlama süreleri (Sasi ve Kuruvilla P, 2013) . . . . .	43
7.1 Karşılaştırmalı verimlilik testi . . . . .	88





# 1. GİRİŞ VE AMAÇ

Günümüzde İnsansız Hava Araçları (İHA) çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Uzaktan kontrol edilebilen bu araçların keşfi günümüzden 50-60 yıl öncesine dayanmasına rağmen geçtiğimiz yüzyılda çok rağbet görmemiştir. Bunun sebebi bu araçlarda kullanılan sistemlerin teknolojik olgunluğa ulaşamaması, maliyetlerinin yüksek olması ve fiziksel olarak küçük boyutlarda yapılamamalarıdır. Mobil teknolojinin gelişmesi ile navigasyon kabiliyeti kazanılması, itki sistemleri teknolojilerinin gelişmesi ile verimli ve farklı boyutlarda bir çok itki sistemi mimarisinin oluşması günümüzde İHA'ların popüler olmasına neden olmuştur. Günlük hayatta birçok alanda kullanımı yaygınlaşmıştır. Tarım, kargo, enerji, çevresel ve coğrafi etütler, sivil ve askeri güvenlik önlemleri, lojistik, madencilik ve inşaat sektörü bu alanlardan bazılarıdır (Wackwitz vd., 2016).

İHA'ların en önemli bileşenlerinden biri itki sistemleridir. Bu sistemler temel olarak çeşitli şekillerde (yakıt, güneş enerjisi, batarya vs.) depolanmış enerjiyi hareket enerjisine çeviren sistemlerdir. Burada hareket bir elektrik motoru veya fosil yakıtlarla çalışan bir motor tarafından sağlanmaktadır. Tercih edilen İHA tipine göre her iki motor tipinin de çeşitli üstünlükleri bulunmaktadır. İHA'larda boyut küçüldükçe, yaklaşık olarak 5 kg altı mini-İHA sınıfında çoğunlukla elektrik motorlu itki sistemleri tercih edilmektedir. Bu tercihin en önemli sebebi elektrik motorlarında verimin diğer motorlara göre çok daha yüksek olması ve güç-ağırlık oranlarının yüksek olmasıdır.

Elektrikli itki sistemleri temelde dört ana bileşenden oluşmaktadır. Bu bileşenler sırasıyla güç kaynağı, motor sürücüsü, motor ve pervanedir. Mini-İHA'lar düşünüldüğünde genelde güç kaynağı lityum tabanlı bataryalardan, motor fırçalı veya fırçasız doğru akım motorlarından, motor sürücüsü ve pervane ise seçilen motor tipine bağlı olarak seçilmektedir. Fırçasız motorlar için piyasada hazır bulunabilen motor sürücüleri genelde trapeziodal kontrol ile motoru kontrol etmektedir. Bu da motorun, hız bölgesinin tamamında verimli çalışmamasına sebep olmaktadır. Bu tez kapsamında amaç bir mini-İHA'da kullanılacak itki sistemi için yaygın kullanılan elektrik motorlarından birini seçmek ve seçilen bu motorun yüksek performanslı kontrolünü gerçekleştirmektir. Bu sayede verimli bir sürücü için gerekli olan tasarım sürecini, en uygun kontrol yöntemini ve bu süreçte karşılaşılan tasarım problemlerinin çözümüne yönelik öneri getirmektir. Bu çalışma mini-İHA'larda kullanılacak bir motor sürücüsü tasarımının teorik fazda incelenmesi, elde edilen verilerin MATLAB/Simulink ortamında benzetimi yapılması ve uygun donanımlar belirlenerek benzetimi yapılan algoritmaların gerçekleştirilmesini kapsamaktadır.

Bu tezin ikinci bölümünde, yapılan literatür araştırmalarına yer verilmiştir. Burada itki sistemleri sınıflandırılması yapılmış, elektrik motorları, kontrolleri ve rotor pozisyonu belirlemesi hakkında yapılan araştırmalardan bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde, fırçasız doğru akım motorları hakkında detaylı bilgi verilmiştir. Dördüncü bölümde, alan yönlendirmeli kontrol yöntemi incelenmiştir. Beşinci bölümde, Fırçasız DC Motorda rotor pozisyonunun belirlenmesi hakkında bilgi verilmiştir. Altıncı bölümde, Simulink ortamında yapılan benzetimler ve gerçekte için gerekli donanım ve yazılım mimarisi hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca test düzeneği oluşturulması ve test yöntemi belirlenmiştir. Yedinci bölümde, benzetim ve gerçekte sonuçları irdelenmiştir. Sekizinci bölümde ise elde edilen sonuçlar incelenmiş, geliştirme sürecinin tamamında karşılaşılan problemlerden bahsedilmiş ve bu problemlerin aşılması ile ilgili öneriler verilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasının devamında yapılması ve geliştirilmesi gereken konular açıklanmıştır.

## 2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

### 2.1 İtki Sistemleri

Bir İHA'nın itki sistemi, depolanmış enerjiyi mekanik enerjiye çeviren güç birimlerinden ve bu mekanik enerjiyi itki veya kaldırma kuvvetine çeviren pervane grubundan oluşmaktadır. Bazı uygulamalarda güç grubu ile pervane arasında devir düşürmek için dişli kutusu da bulunmaktadır. Güç grubunda enerji depolama birimi, yakıt deposu, yakıt hücresi, güneş paneli veya batarya olabilmektedir. Depolanan enerjiyi mekanik enerjiye çeviren birim ise elektrik motoru, içten yanmalı pistonlu motor veya gaz türbinli motor olabilmektedir. Bu alanda kullanılan gaz türbinli motorlar da kendi içinde Turbojet veya Turboprop motor olarak ikiye ayrılmaktadır. Günümüzde insanlı ve insansız araçlarda gaz türbinli ve pistonlu motorlar sıkça kullanılmasına rağmen batarya teknolojisi, yakıt hücresi teknolojisi ve güneş paneli teknolojilerindeki gelişmelerden dolayı elektrik motorları da İHA itki sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bir İHA güç grubu seçiminde, güç grubunun verimli olmasının yanında bu aracın görev profili, istenilen menzil, maksimum irtifa, hız, havada kalma süresi, bakım gereksinimleri ve güvenilirlik kavramları önemli birer etken oluşturmaktadır. Ayrıca bunlara ek olarak güç-ağırlık oranı ve güç-hacim oranı seçim için önemli parametrelerdir. Aşağıda İHA'larda kullanılan motor tipleri hakkında kısaca bilgi verilmiştir.

#### 2.1.1 Yakıtlı İtki Sistemleri

Bu tez kapsamında yakıtlı itki sistemleri hakkında çok fazla detay verilmeyecektir. Sadece karşılaştırma yapılabilmesi adına bazı özet bilgilerden bahsedilecektir. Yakıtlı itki sistemleri kullanılan yakıttan çok kullanılan motor tipine göre sınıflandırılmaktadır. Temel olarak Pistonlu Motorlar ve Gaz Türbinli Motorlar olarak iki ana sınıfta incelenmektedir (Marcellan, 2015).

##### 2.1.1.1 Pistonlu Motorlar

İHA'ların büyük bir çoğunluğunda pistonlu motorlu itki sistemleri kullanılmaktadır. Bu nedenle 10 kg'dan 1100 kg'a kadar olan İHA'lar için 1-150 kW aralığında çeşitli güçlerde rafta hazır ürün olarak pistonlu motorlar bulunmaktadır. Mini-İHA'lar için bu tip motorlarda verim %35-40 civarında değişmektedir. Yüksek güç-ağırlık oranına sahiptirler. Fakat bunun yanında yakıt tüketimleri de yüksek seviyelere ulaşabilir. Titreşim ve tork dalgalanmaları yüksektir. Benzin veya motorin yakıtları ile çalışabilir. Üç ana tipte sınıflandırılmışlardır.

Bunlar sırasıyla İki Zamanlı Pistonlu Motorlar, Dört Zamanlı Pistonlu Motorlar ve Dönel (Rotary Wankel) Motorlardır (Marcellan, 2015).

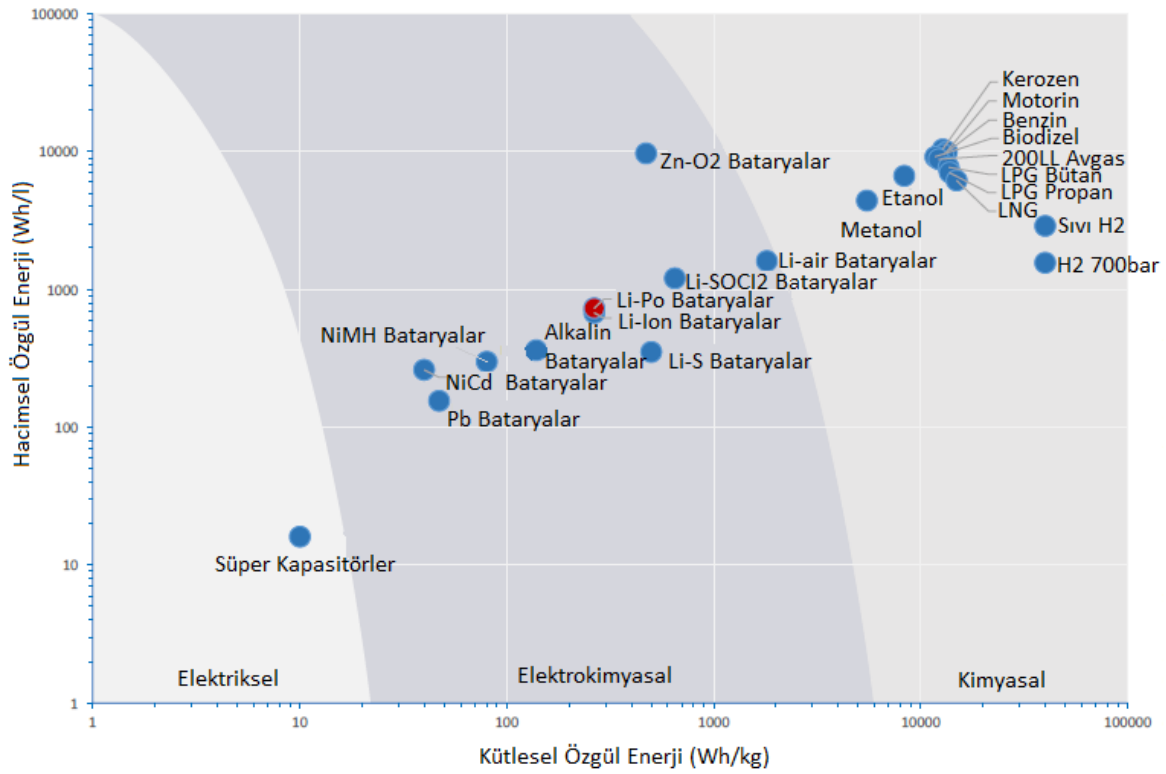
### **2.1.1.2 Gaz Türbinli Motorlar**

Gaz türbinli motorlar genellikle pistonlu motorlara göre biraz daha sesli olmalarına rağmen yüksek güç-kütle oranına sahip motorlardır. Pistonlu motorlara göre daha az hareketli parçaya sahiptirler. Bu da daha güvenilir ve bakım gereksinimi daha düşük bir motor tipi olmalarını sağlar. Bu tip motorlarda yanma sürekli olduğu için pistonlu motorlara göre çok daha az titreşime sahiptirler. Jet A yakıtı ile çalıştıklarından yüksek hızlara ve yüksek irtifalara çıkabilmektedirler. Maliyetleri pistonlu motorlara göre çok daha yüksektir. İHA'larda tercih edilmelerinin sebepleri yüksek hız, yüksek irtifa, uzun ömürlü olmaları ve yüksek güvenilirliğe sahip olmalarıdır. İHA'larda iki tip gaz türbinli motor kullanılmaktadır. Bunlar sırasıyla Turbo-jet Motorlar ve Turbo-shaft Motorlardır. Yüksek maliyetleri ve yakıt gereksinimlerinden dolayı mini-İHA'larda kullanıma uygun değildir (Marcellan, 2015).

### **2.1.2 Elektrikli İtki Sistemleri**

Elektrikli itki sistemlerinde ana birim elektrik motorudur. Elektrik motoru batarya, yakıt hücresi veya güneş panellerinden aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürmektedir. Bu dönüşümü yaparken diğer itki sistemlerindeki motorlara göre birçok avantajı ile ön plana çıkmaktadır. Yakıtlı itki sistemlerinin aksine düşük bakım gereksinimlerine sahiptirler ve yağ, yakıt gibi ikame için gerekli sıvılara ihtiyaç duymazlar. Elektrik motorları başlatma esnasında ekstra bir sisteme ihtiyaç duymazlar, bu da havada çok rahat çalıştırılabilmesine olanak sağlar. Ayrıca uzun süreli depolama için de uygundur. Belirli periyotlarla çalıştırılmaya ihtiyaç duymazlar. Performans karakteristikleri irtifaya bağlı olarak değişmez ve yakıtlı motorlara göre daha sessiz ve düşük termal ize sahiptirler. Titreşim ve tork dalgalanması pistonlu bir motora göre çok daha düşüktür. Güç/hacim oranı yüksek olduğu ve ön yüzey alanı daha düşük olduğu için hava aracı üzerinde pistonlu motorlara göre çok daha az sürtünme kuvveti oluşturur. Elektrikli itki sistemlerinde  $CO_2$  emisyonu bulunmaz (Marcellan, 2015).

Tüm bu avantajların yanında elektrikli itki sistemlerinin en büyük dezavantajı havada kalma süresi ve menzilinün güç kaynağına bağlı olmasıdır. Hava aracı üzerinde kullanılabilecek elektrik güç kaynaklarının güç/ağırlık oranı fosil yakıtlara göre çok düşüktür. Şekil 2.1'de drone enerji kaynaklarının hacimsel ve kütleli özgül enerjileri verilmiştir. Burada elektrokimyasal enerji kaynaklarına (bataryalar) bakıldığında fosil yakıtlara oranla dezavantajlı oldukları görülmektedir. Ayrıca hava aracının kendi elektrik enerjisi ve faydalı yük için gereken elektrik enerjisi de dikkate alındığında elektrikli itki



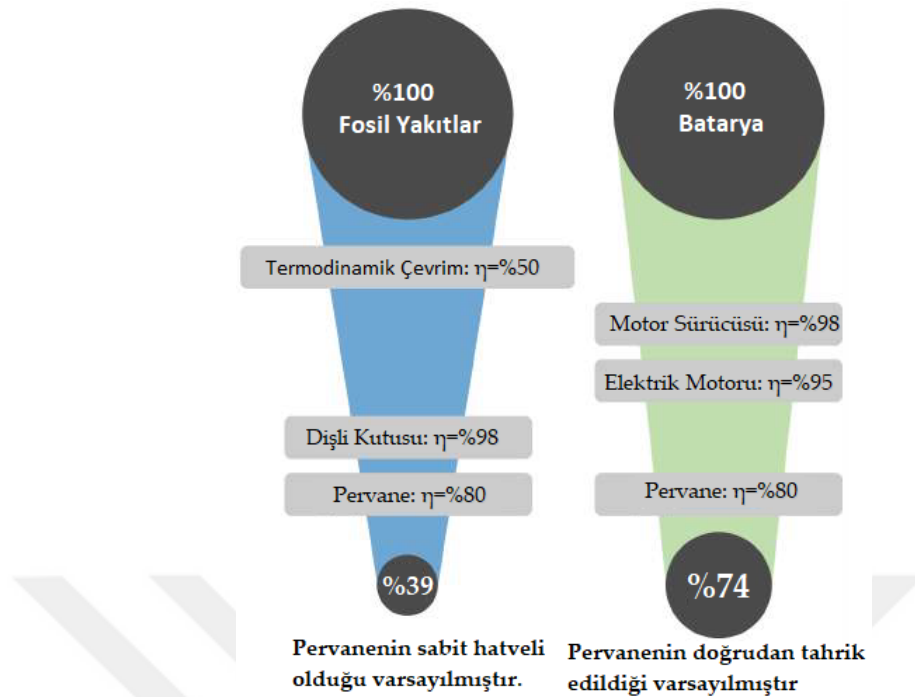
Şekil 2.1 Drone enerji kaynakları (Marcellan, 2015)

sistemleri uzun süreli görevler için çok uygun olmamaktadır. Genellikle 0.5-3 saatlik görev profili olan, 1 kW altında motora sahip 9 kg altı İHA'larda kullanılmaktadır. Güneş hücresi ve yakıt hücresi teknolojilerinde yapılan çalışmalarla bu limit aşılmaya çalışılmaktadır (Wackwitz vd., 2016).

Tüm bu bilgilere ek olarak Şekil 2.2'de her iki itki sisteminin de yaklaşık verimleri gösterilmiştir. Buna göre elektrikli itki sistemlerinin verimleri yakıtlı itki sistemlerini yaklaşık olarak ikiye katlamaktadır. Bu bilgiler ışığında mini-İHA'lar için verim, görev profilleri ve kullanım kolaylıkları dikkate alındığında elektrikli itki sistemleri en uygun seçenek olmaktadır.

## 2.2 Elektrik Motorları

Elektrik makinaları çalışma moduna göre hem motor hem de jeneratör olarak kullanılmaktadır. Motor olarak kullanıldıklarında girişine uygulanan elektrik enerjisini doğrusal veya dönel mekanik enerjiye çevirmektedirler. Döner elektrik motorları çalışma prensiplerine ve besleme gücüne bağlı olarak Şekil 2.3'deki gibi sınıflandırılabilir.



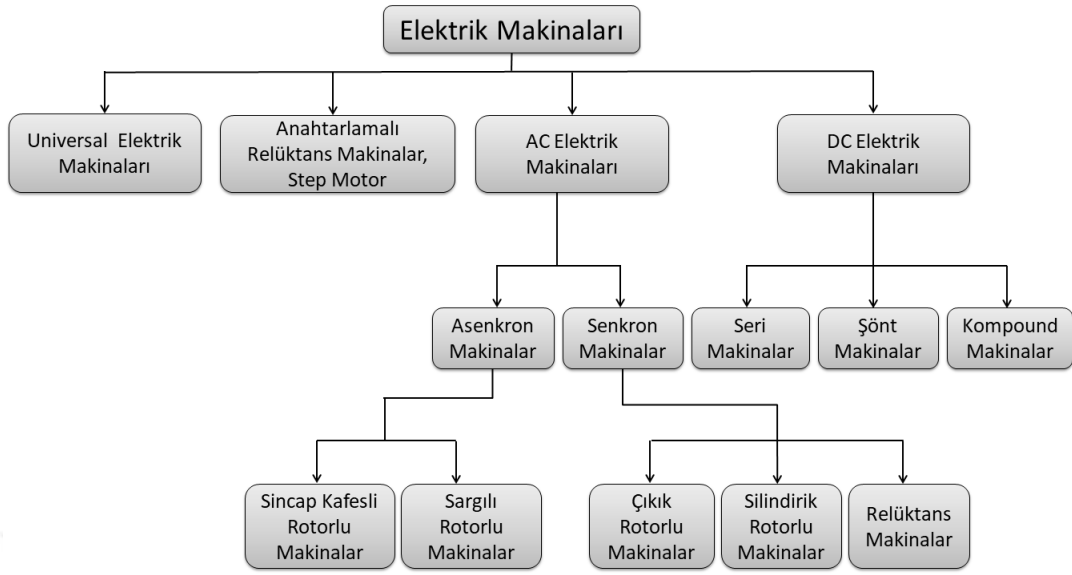
Şekil 2.2 İtki sistemleri verim karşılaştırması (Wackwitz vd., 2016)

Bu sınıflandırmada yer alan DC elektrik makinaların kullanım alanları günümüzde gittikçe azalmaktadır. Universal elektrik makinaları step motorlar ve relüktans makinalar endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunların dışında en yaygın olarak kullanılan makinalar AC elektrik makinalarıdır. Bu tip makinalardan olan asenkron motorlar uzun yıllardır bir çok alanda kullanılmaktadır. Son yıllarda güç elektroniği ile ilgili gelişmeler dolayısı ile sabit mıknatıslı senkron makinalar için de gittikçe gelişen kullanım alanı oluşmuştur. Bu tez kapsamında genellikle elektrikli güç sistemlerine sahip birçok taşıtta kullanılan üç motor tipi incelenmiştir. Bu motorlar sırası ile sincap kafesli asenkron motor (endüksiyon motoru), anahtarlamalı relüktans motor ve sabit mıknatıslı senkron motordur.

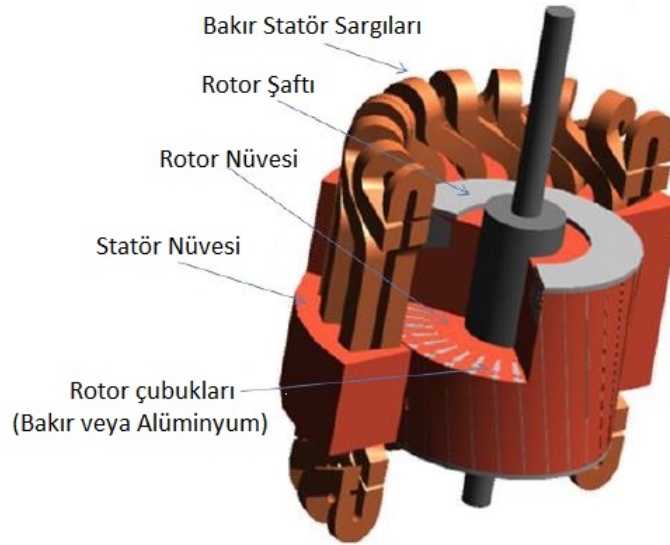
### 2.2.1 Sincap Kafesli Asenkron Motorlar

Sincap kafesli asenkron motorlar yüzyılı aşkın süredir endüstride, beyaz eşyada, ev aletlerinde, fabrikalarda, elektrikli araçlarda vb. bir çok alanda kullanılmaktadır. Basit bir yapıya sahiptirler, bakım gereksinimleri düşüktür, diğer elektrik motorlarına kıyasla daha ucuzdur. Ömür ve güvenilirlikleri yüksektir. Şekil 2.4’de sincap kafesli asenkron motor yapısı görülmektedir (Jay W. Schultz ve Huard, 2013).

Bu tip motorların çalışma prensibi rotor üzerinde indüklenen gerilimin oluşturduğu kısa devre akımlarına dayanmaktadır. Rotor üzerindeki alüminyum çubuklar yapısı gereği



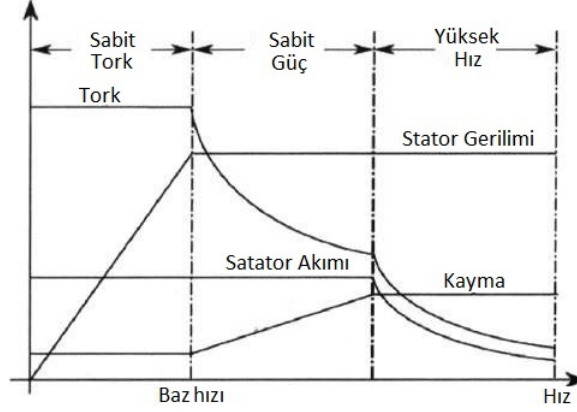
Şekil 2.3 Elektrik makinaları sınıflandırması (Sul, 2011)



Şekil 2.4 Sincap kafesli asenkron motor (Jay W. Schultz ve Huard, 2013)

rotorun her iki yüzeyinde kısa devre edilmiştir. Bu durum indüklenen gerilimin kısa devre akımları akıtmasına sebep olur. Bu akımlar bir manyetik alan oluşturur ve dönen stator manyetik alanı ile etkileşime girer. Rotor manyetik alanı stator manyetik alanına yetişmeye çalışır. Bu durum rotorun dönmesine sebep olur. Burada rotor statora yetişemediği için rotor

ve statorun devir sayıları birbirinden farklı olmaktadır. Bu yüzden bu tip motorlar asenkron motor adını almaktadır. Şekil 2.5’de sincap kafesli asenkron motor karakteristiği verilmiştir.



Şekil 2.5 Sincap kafesli asenkron motor karakteristiki (Hashernnia ve Asaei, 2008)

Şekil 2.5’de görüldüğü gibi motor hızı arttıkça tork düşmektedir. Torktaki bu düşüş asenkron motorların dezavantajlarından biridir. Ayrıca verimleri sabit mıknatıslı senkron motorlara göre daha düşüktür (Yıldırım vd., 2014).

## 2.2.2 Anahtarlamalı Relüktans Motorlar

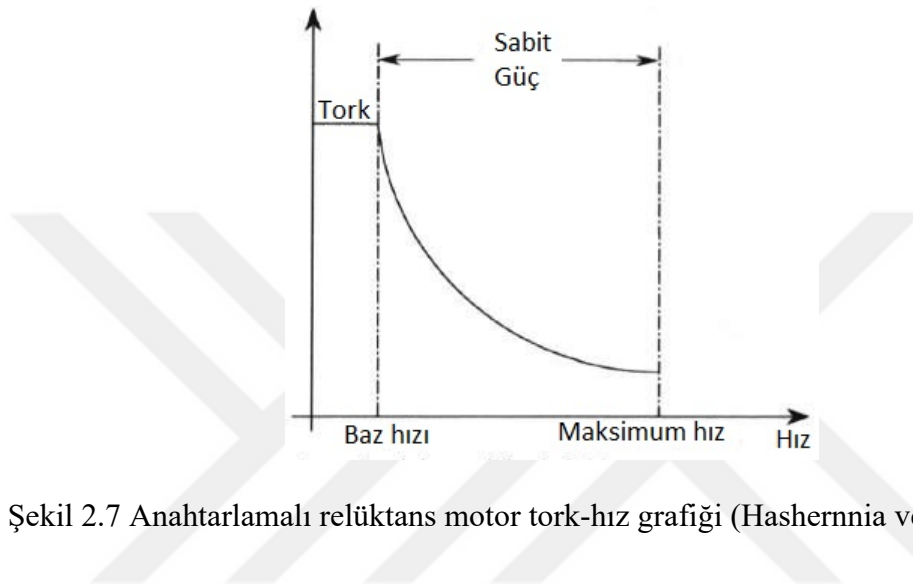
Anahtarlamalı relüktans motorları elektrikli araba teknolojisinin gelişmesi ile araştırmacıların ilgi odağına girmiştir. Bu tip motorların yapısı basit olmasına rağmen hata toleransları yüksek ve tork-hız karakteristikleri asenkron motorlardan daha iyidir. Verimi %95 civarındadır. Herhangi bir sargıda oluşabilecek arıza durumunda diğer sargılarla çalışmaya devam edebilmektedir.



Şekil 2.6 Anahtarlamalı relüktans motor



Şekil 2.6’da anahtarlamalı relüktans motor yapısı verilmiştir. Yapıdan da anlaşılacağı üzere rotor üzerinde mıknatıs veya sargı bulunmamaktadır. Bu da motor ömrünü ve arıza oranının düşük olmasını sağlar. Motorun çalışması stator sargılarının sırası ile anahtarlanmasıyla oluşmaktadır. Sargılarda oluşan manyetik alan devresini rotor yapısındaki çıkıntılardan tamamlamaya eğilimli olduğu için rotoru hareket ettirmektedir. Bu hareket belirli bir sıra ile yapıldığında rotorda dönme hareketi elde edilir.



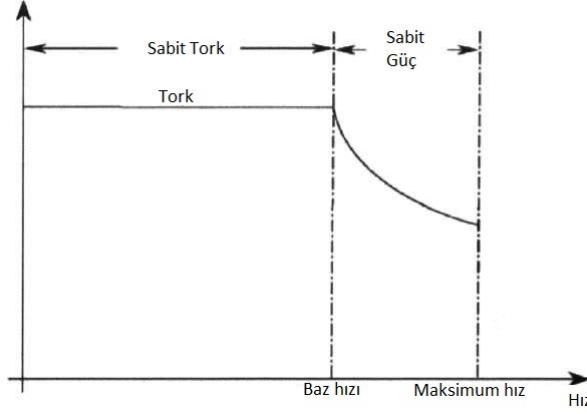
Şekil 2.7 Anahtarlamalı relüktans motor tork-hız grafiği (Hashernnia ve Asaei, 2008)

Şekil 2.7’de anahtarlamalı relüktans motorun tork-hız grafiği verilmiştir. Sabit güçte geniş bir çalışma aralığına sahiptir. Bu motorların birçok avantajları olmasının yanında en büyük dezavantajları yüksek tork dalgalanmasına sahip olmasıdır. Bu yüzden bazı uygulamalar için uygun değildir. Ayrıca çalışırken gürültü seviyeleri yüksektir.

### 2.2.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar

Sabit mıknatıslı senkron motorlar yapısı itibari ile sincap kafesli asenkron motorlara çok benzemektedir. Aradaki fark sincap kafesli motorların rotorlarındaki iletken çubuk yerine mıknatıs kullanılmasıdır. Bu mıknatıslar sayesinde ayrıca rotor üzerinde bir manyetik alan oluşturma ihtiyacı bulunmamaktadır. Stator sargı yapısı neredeyse birebir aynıdır. Bu tip motorlarda asenkron motorlardan farklı olarak çalışabilmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Sabit mıknatıslı motorlar iki tipte sınıflandırılır. Bunlar sırasıyla Fırçasız Alternatif Akım Motoru (BLAC Motor) ve Fırçasız Doğru Akım Motoru (BLDC Motor)’dur. Bu iki motor tipini birbirinden ayıran belirgin özelliği stator yapılarındaki fark ortaya koyar. Fırçasız Alternatif Akım Motorlarda (FAAM) sargılarda oluşan Elektromotor kuvveti (EMK) sinüzoidal şekilde olmaktadır. Fırçasız Doğru Akım Motorlarda (FDAM) EMK trapezoidal şekilde olmaktadır. Farklı kontrol yöntemleri ile

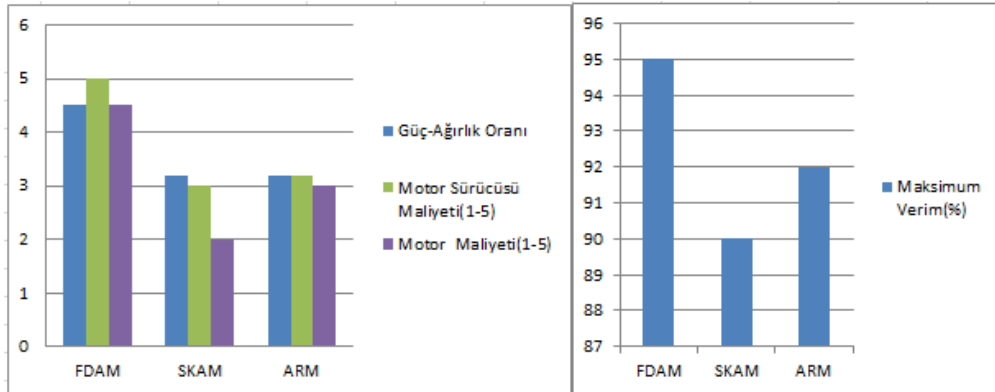
kontrol edilebilmelerine rağmen benzer performans özelliği gösterirler. Güç-ağırlık ve güç-hacim oranları asenkron motorlara kıyasla yüksektir. Tork hız grafiği geniş hız zarfında yaklaşık olarak sabit olmaktadır. Şekil 2.8’de tork hız grafiği verilmiştir.



Şekil 2.8 Sabit mıknatıslı senkron motor tork-hız grafiği (Hashernnia ve Asaei, 2008)

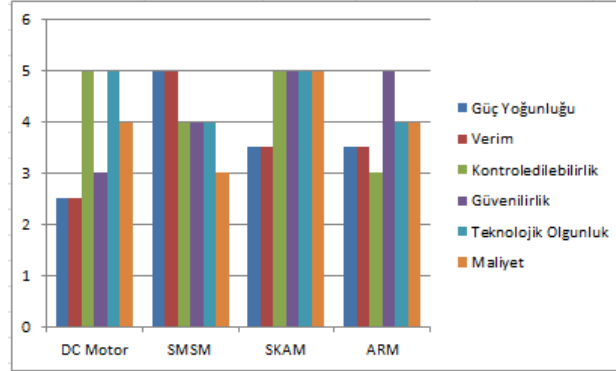
## 2.2.4 Elektrik Motorlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde şimdiye kadar bahsedilen üç farklı motor tipi karşılaştırması yapılmıştır. Burada yapılan karşılaştırma verileri elektrik arabalar kapsamında motorlar üzerinde yapılan araştırmalardan alınmıştır. Elektrikli itki sistemleri daha önce bahsedildiği gibi enerji depolama kısıtlarından dolayı henüz hava araçlarında yaygın kullanım alanı bulamamıştır. Fakat her iki alanda kullanılacak motor tipleri benzer olduğu için elektrikli arabalarla ilgili yapılan çalışmalar referans alınmıştır. Şekil 2.9’da 3 farklı motorun bazı özellikleri karşılaştırılmıştır (Jape ve Thosar, 2017).



Şekil 2.9 Elektrik motorlarının karşılaştırılması (Jape ve Thosar, 2017)

Şekil 2.10’da benzer karşılaştırma tablosu verilmiştir (Hashernnia ve Asaei, 2008). Bu iki kaynağa göre sabit mıknatıslı motorlar güç-ağırlık oranı ve verim açısından değerlendirildiğinde diğer motor tiplerine göre avantajlı durumdadır.



Şekil 2.10 Elektrik motorlarının karşılaştırılması (Hashernnia ve Asaei, 2008)

Bu tez çalışmasında amaç mini-İHA için elektrikli itki sistemi belirlemek olduğundan, bir hava aracı için en önemli kriterler olan hafiflik ve yüksek verim parametreleri değerlendirildiğinde sabit mıknatıslı motorlar en uygun seçim olarak görülmektedir. Bunun yanında piyasada bu tip hava araçları için satılan motorlar araştırıldığında fırçalı ve fırçasız doğru akım motorları bulunabilmiştir. Bu verilere göre mini-İHA için Fırçasız Doğru Akım Motoru en uygun seçim olarak değerlendirilmiştir.

## 2.3 Fırçasız Doğru Akım Motorları Kontrol Yöntemleri

FDAM ile ilgili çeşitli kontrol yöntemleri bulunmaktadır. Fakat literatürde bu yöntemlerin sınıflandırılması ile ilgili net bir ayırım yapılmamaktadır. Copley Controls Corp (2015)’e göre FDAM üç farklı yöntemle kontrol edilebilir. Bu yöntemler sırası ile Trapezoidal Kontrol Yöntemi, Sinüzoidal Kontrol Yöntemi ve Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) (Field Oriented Control) yöntemidir. Fisher (2014)’a göre ise FDAM’ların kontrol yöntemi ikiye ayrılır. Birincisi skaler kontrol yöntemi, ikincisi ise vektörel kontrol yöntemidir. Bu yöntemler de kendi içinde ikiye ayrılmaktadır. Skaler kontrol yöntemi Altı Adım Kontrol Yöntemi ve Sinüzoidal Kontrol Yöntemi olarak sınıflandırılmıştır. Vektörel kontrol yöntemi ise AYK ve Doğrudan Tork Kontrolü (DTK) (Direct Torque Control) olarak sınıflandırılmıştır. Benzer sınıflandırma Parmar vd. (2016)’da da yapılmıştır. Buzcu (2005) FDAM’nın kontrol yöntemlerini sınıflandırmadan önce motoru sürececek olan inverter devrelerini sınıflandırmıştır. Buna göre inverterler, Sinüzoidal İnverterler, Uzak Vektör PWM İnverterler ve Akım kontrollü inverterler olarak üç farklı tipte olabilmektedir.

Kontrol yöntemleri ise AYK, DTK ve V/f kontrol olarak sınıflandırılmıştır. Burada bahsedilen V/f kontrol skaler kontrole karşılık gelmektedir. Motorların trapeziodal veya sinüzoidal açık çevrim kontrolünü kastetmektedir. Lee (2005) ise bu motorları komütasyon yöntemlerine göre sınıflandırmıştır. Bu sınıflandırma diğer kaynaklarda belirtilenlerle benzer şekilde Trapeziodal Komütasyon, Sinüzoidal Komütasyon ve Alan Yönlendirmeli Komütasyondur.

Tüm bu sınıflandırmalar dikkate alındığında motor kontrol yöntemlerini sadece motora uygulanan faz gerilimlerinin dalga şekline göre sınıflandırılması veya sadece kontrol çevrimindeki kontrol parametrelerine göre sınıflandırılması doğru bir yöntem olmayacaktır. Bu yüzden bu tez çalışmasında FDAM kontrol yöntemleri aşağıdaki şekilde sınıflandırılmıştır.

- Skaler Kontrol Yöntemleri
  - Trapeziodal Kontrol Yöntemi
  - Sinüzoidal Kontrol Yöntemi
  - V/f Kontrol Yöntemi
- Vektörel Kontrol Yöntemleri
  - Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi
  - Doğrudan Tork Kontrolü Yöntemi

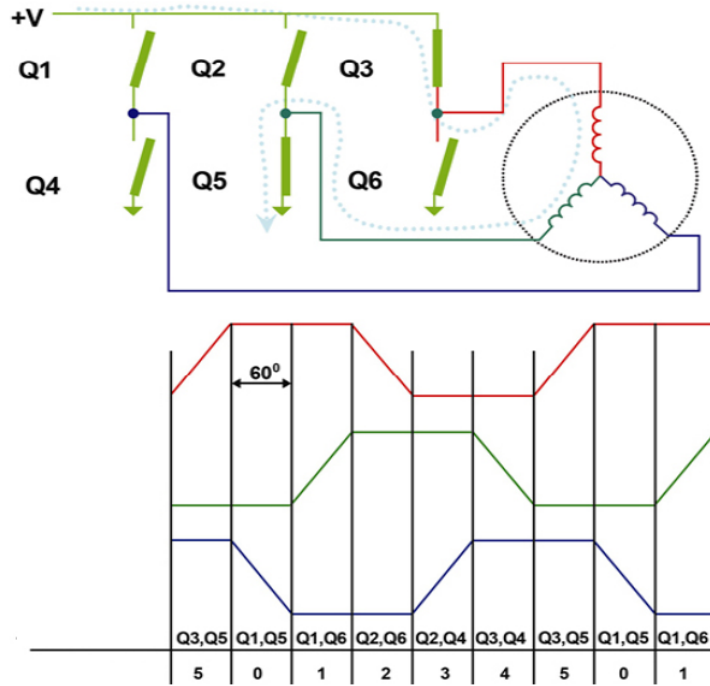
Bu çalışmanın ilerleyen bölümlerinde yukarıda belirtilen kontrol yöntemleri hakkında kısaca bilgi verilecektir. Bu bilgilere göre bir karşılaştırma yapıp en uygun kontrol yöntemi seçilmiştir.

### 2.3.1 Skaler Kontrol Yöntemleri

Elektrik motorlarında dönme hareketinin oluşması için rotorun manyetik akı eksenine dik bir manyetik akı oluşturulması gerekmektedir. Bu akı motor statoru tarafından oluşturulmaktadır. Motor statoru tarafından oluşturulan dik manyetik akının büyüklüğü motorun ürettiği torku belirlemektedir. Tüm kontrol yöntemlerinde amaç rotora dik manyetik akının oluşturulmasıdır. Bu oluşturma süreci kontrol çevriminde kullanılan parametrelerin sadece genliğine göre yapılıyorsa bu tip kontrollere skaler kontrol yöntemi denir. Genelde motorların akım veya gerilim parametrelerinin genlikleri ölçülerek geri besleme sinyali oluşturulur ve kontrol bu sinyale göre yapılır. Aşağıda skaler kontrol yöntemleri çeşitleri verilmiştir.

### 2.3.1.1 Trapeziodal Kontrol Yöntemi

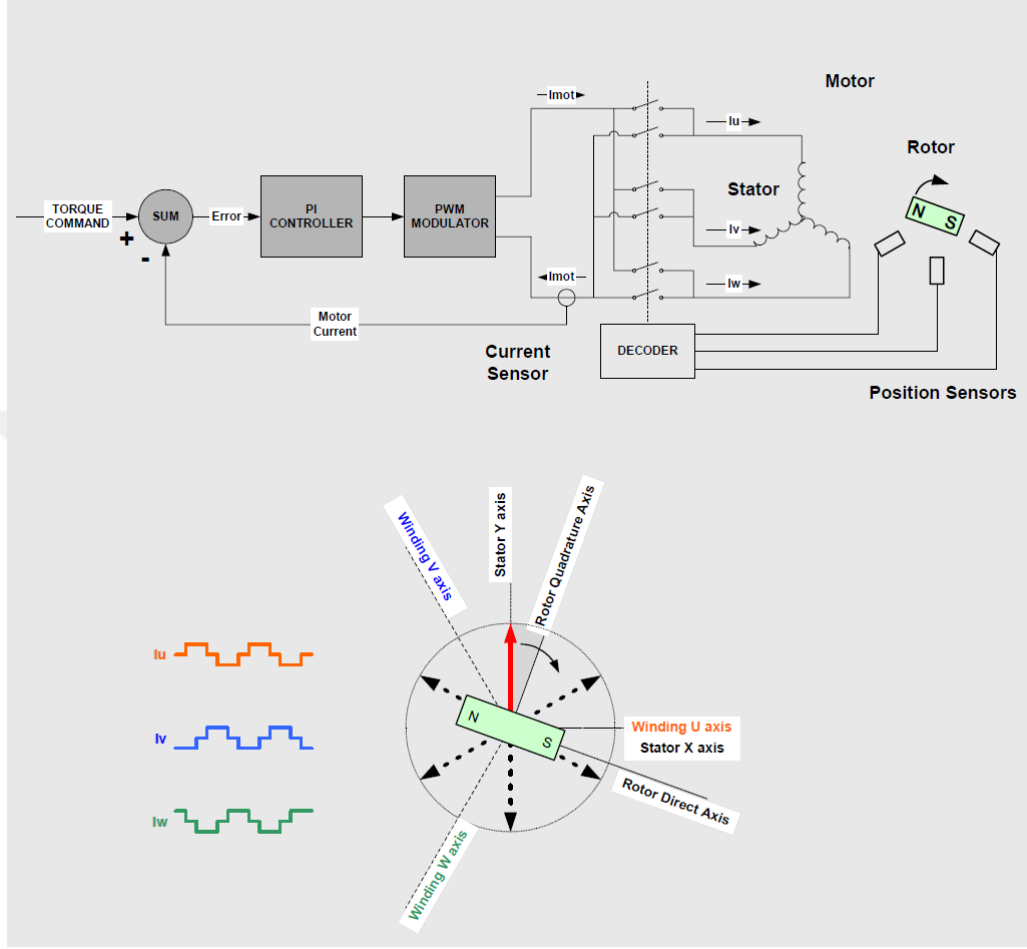
Bu kontrol yöntemi literatürde altı adım komütasyon (six step commutation) olarak adlandırılmaktadır. Temelde motor sargılarını  $120^\circ$  aralıklı üç faz ile kontrol etmek için inverter devresinde bulunan altı adet anahtarlama elemanını  $60^\circ$  aralıklarla kontrol etmektedir. Bu kontrol esnasında birim zamanda motor sargılarından ikisi kullanılmaktadır. Şekil 2.11’de bu durum verilmiştir. Buna göre rotor pozisyonuna göre Q1...Q6 anahtarları her  $60^\circ$ ’de bir konum değiştirmektedir. Her konumda iki anahtar iletim durumundadır. Burada rotor pozisyonun doğru tespit edilebilmesi veya ölçülmesi gerekmektedir. Böylece motor sargıları üzerinde trapez forma sahip üç fazlı gerilim oluşturulmaktadır. Bu dalga formu aynı zamanda FDAM’nin zıt EMK dalga formudur. Bu yöntemle herhangi bir anda motor sargılarından biri açık devre olarak beklediği için motor sargılarının kullanım oranını azaltmakta ve üretilen tork üzerinde dalgalanmalar yaratmaktadır.



Şekil 2.11 Trapeziodal kontrol yöntemi (Copley Controls Corp, 2015)

Şekil 2.12’deki bu kontrol yönteminin kapalı çevrimi verilmiştir. Bu çevrimde motorun çektiği akım ölçülerek kontrol için geri besleme sinyali olarak kullanılmaktadır. Bu sayede talep edilen tork miktarına göre motor faz akımları PWM kontrollü olarak ayarlanmaktadır. Faz akımlarının Darbe Periyot Oranı (Duty-Cycle) (DPO) kontrolü herhangi bir  $60^\circ$ ’lik sektörde iletimde olan iki anahtardan biriyle yapılmaktadır.

Anahtarlardan bir tam iletimde iken diğer anahtar kontrolcüden gelen DPO'ya göre iletime girmektedir.



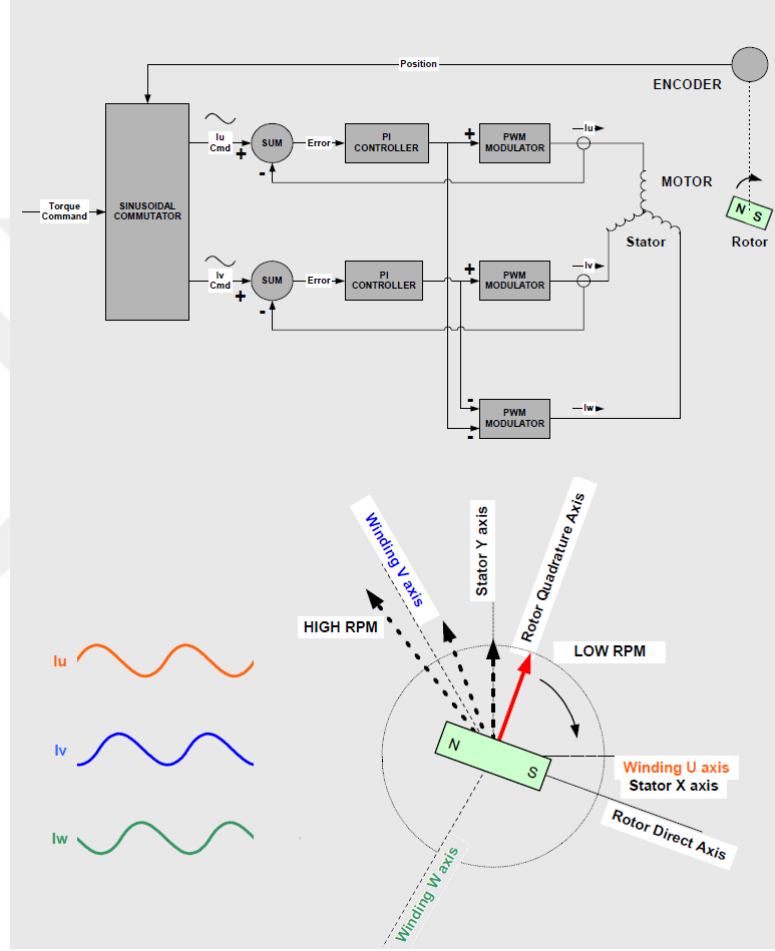
Şekil 2.12 Trapeziodal kontrol yöntemi çevrimi (Copley Controls Corp, 2015)

Şekil 2.12'de görüldüğü gibi rotorun bir devir süresince motor akımı sadece altı defa kontrol edilebilmektedir. Rotorun 360°'lik dönüşü boyunca sargılar tarafından üretilen toplam akım vektörü rotordan 0-30°'lik aralıkta kaçıklık oluşturmaktadır. Rotorla akım vektörü arasındaki kaçıklık bu kontrol yönteminin düşük hızlarda motorun kontrol edilememesine sebep olmaktadır. Bu yöntem her ne kadar optimum bir çözüm sunmasada yapısı ve gerçekleşmesi basit ve ucuz olduğu için bazı uygulamalarda tercih edilmektedir.

### **2.3.1.2 Sinüzoidal Kontrol Yöntemi**

Skaler kontrolün diğer bir yöntemi olan sinüzoidal kontrol yöntemi trapeziodal kontrol yöntemi ile aynı mantığa dayanmaktadır. Burada fark trapeziodal dalga formu yerine sinüzoidal dalga formu kullanılmasıdır. Böylece trapeziodal kontrol yöntemindeki

dezavantaj olan düşük hızlarda çalışmama ve tork dalgalanması bu yöntemle giderilmiştir. Şekil 2.13’de sinüzoidal kontrol yönteminin kapalı çevrimi verilmiştir. Bu çevrimde motorun iki fazına ait akımlar ölçülerek geri besleme sinyali olarak kullanılmaktadır. Motorun üçüncü fazına ait akımın ölçülmemesinin sebebi simetrik motor sargılarıdır. Sargılar simetrik olduğu durumda üç fazın toplam akımı sıfıra eşit olduğundan iki fazın ölçümü bize üçüncü fazın akım bilgisini de vermektedir.



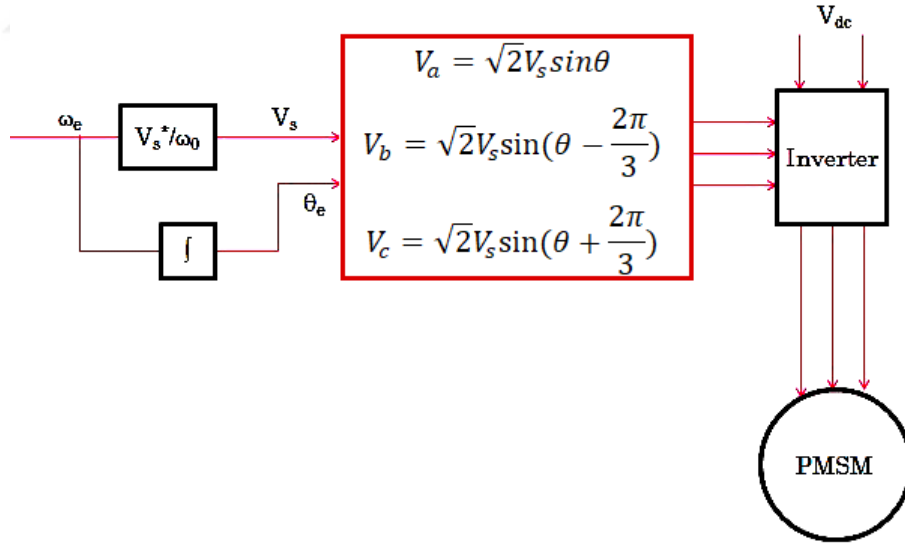
Şekil 2.13 Sinüzoidal kontrol yöntemi çevrimi (Copley Controls Corp, 2015)

Talep edilen tork değeri Şekil 2.13’te görünen komutatör bloğu tarafından rotor pozisyon bilgisi kullanılarak aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunan iki adet referans sinüs sinyaline çevrilmektedir. PI kontrolcüler bu referans sinyallerine göre iki fazın genlikleri hesaplanır ve PWM sinyali olarak modüle edilir. Üçüncü faz için yukarıda bahsedilen sebeplerden dolayı ayrı bir kontrolcü kullanılmaz. Diğer iki fazın toplamalarının tersi olacak şekilde genlik üretilir ve modüle edilir. Bu kontrol yönteminde trapezoidal kontrol yönteminin dezavantajları giderilmesine rağmen yüksek hızlara çıkıldıkça, başka bir deyişle

faz akımlarının frekansı arttıkça motor statoru tarafından oluşturulan manyetik akı vektörü rotora dik manyetik akı vektöründen sapmaktadır. Bu sapma rotor hızı arttıkça artmaktadır. Böylece motoru yüksek hızda çalışmasına gerekli olan dik manyetik akı bileşenini oluşturmak için stator tarafından daha büyük bir manyetik akı vektörü oluşturulması gerekmektedir. Bu durum statorun daha fazla akım çekmesine sebep olmaktadır. Bu yüzden motor verimsiz çalışmaktadır. Diğer bir dezavantajı ise trapezoidal kontrol yöntemine göre rotor pozisyonu daha hassas tespit edilmesi gerekmektedir.

### 2.3.1.3 V/f Kontrol Yöntemi

V/f kontrol diğer kontrol yöntemlerinin aksine açık çevrimli bir kontrol yöntemidir. En basit kontrol yöntemlerinden biridir. Burada amaç gerilim ve frekans arasındaki oranı sabit tutarak statorun ürettiği manyetik akıyı sabit tutmaktır. Şekil 2.14'de bu yöntemin kontrol çevrimi verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere geri besleme sinyali yoktur. Talep edilen motor devrine göre faz gerilimleri belirlenip motor sürülmektedir. Bu yöntemin en büyük avantajı rotor pozisyon bilgisi gerektirmemesidir. Fakat rotor pozisyonun bilinmemesi kontrol açısından kararsız durumlara sebep olduğundan bir çok uygulama için uygun değildir.



Şekil 2.14 V/f kontrol yöntemi çevrimi (Buzcu, 2005)

### 2.3.2 Vektörel Kontrol Yöntemleri

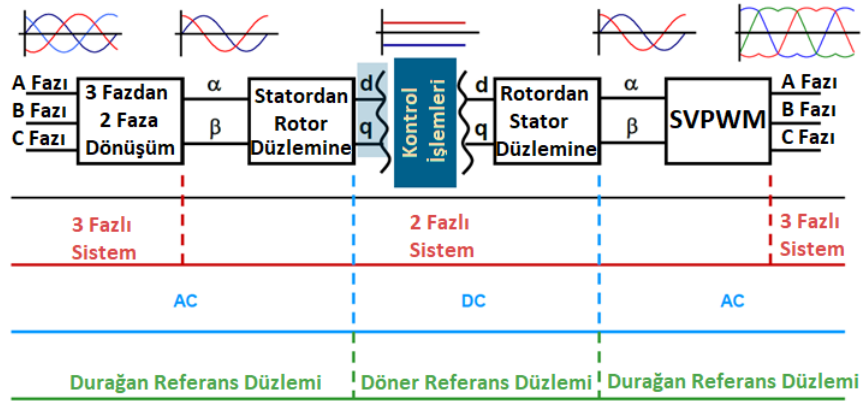
Bir önceki bölümde skaler kontrol yöntemleri hakkında bilgi verilmiş ve bu yöntemlerin dezavantajlarından bahsedilmişti. Bu dezavantajlar sinüzoidal kontrol



yönteminde önemli ölçüde azalmasına rağmen yüksek hızlarda motorların verimsiz çalışması engellenememiştir. Bu yüzden skaler kontrolden çok daha karmaşık ve işlem gücü gereksinimi yüksek olan vektörel kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Bu kontrol yöntemlerinde düşük ve yüksek hızlarda aynı performans alınmaktadır. Vektörel kontrol yöntemlerinde kapalı çevrim ile kontrol edilen parametreler genlikleri kontrol edilirken aynı zamanda açısal kontrolde yapılarak motorun her çalışma bölgesinde maksimum tork üretmesine olanak sağlamaktadır. Vektörel kontrol yöntemleri hakkında bilgiler aşağıda verilmiştir.

### 2.3.2.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi

Alan yönlendirmeli kontrol yönteminde motorun kontrolü durağan durumda olan stator düzleminde yapılmamaktadır. Kontrol çevriminde motor akımları ölçülerek tüm hesaplar yapıldıktan sonra motor yine sinüzoidal kontrol yöntemindeki gibi sinüzoidal dalga formu ile çalıştırılır. Buradaki temel fark sinüzoidal olarak ölçülen faz akımları üç eksenli stator düzleminde iki eksenli rotor düzlemine dönüştürülür. Çalışma düzlemi artık rotor olduğu için akımlar zamandan bağımsız doğru akım karakteristiği göstermektedirler. Bu sayede kontrolleri daha kolay yapılabilir. Bu özellik motor düşük ve yüksek hızlarda iken band genişliği problemi olmaksızın kontrol edilmesini sağlamaktadır.



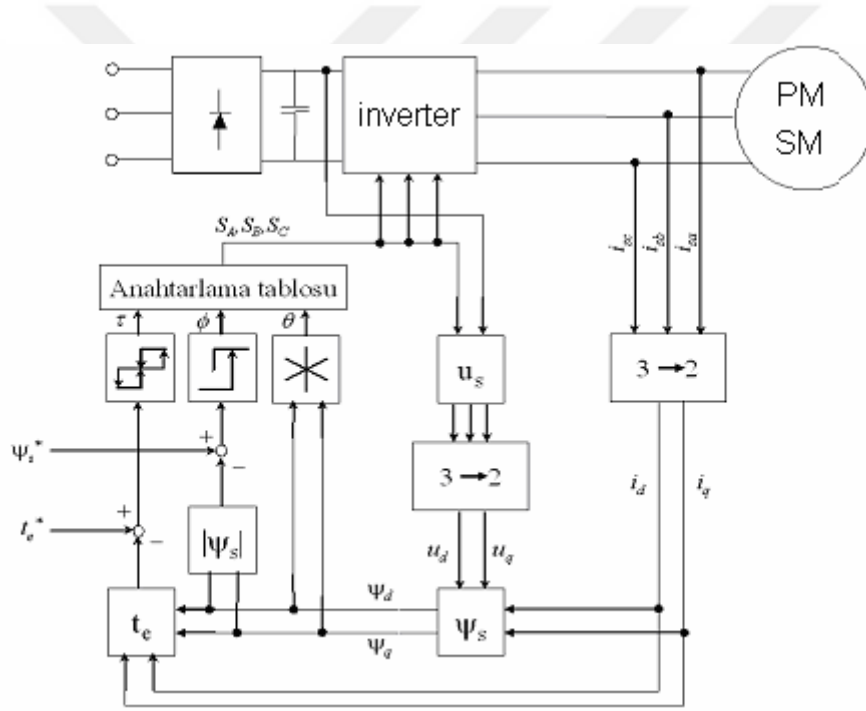
Şekil 2.15 Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi çevrimi (Freescall, 2016)

Şekil 2.15’de AYK yöntemi kontrol çevrimi verilmiştir. Daha önce bahsedildiği gibi üç eksen düzlemindeki motor akımları iki eksenli rotor düzlemine çevrilerek FDAM’yi bir fırçalı doğru akım motoru gibi kontrol edilmesine imkan vermektedir. Bu sayede motor sürekli maksimum tork noktasında çalıştırılmaktadır. Bu yöntem ile sıfır hızdan maksimum hızlara kadar motorlar kontrol edilebilir. Tork ve hız kontrol hassasiyeti çok iyidir. Diğer kontrol yöntemlerine benzer şekilde rotor pozisyon bilgisi gerektirir. Kompleks bir yapıya

sahiptir. Bu yüzden yüksek işlem gücü olan sayısal işaret işlemcileri (DSP) gerektirmekte ve sürücü maliyeti yüksek olmaktadır.

### 2.3.2.2 Doğrudan Tork Kontrolü Yöntemi

FDAM kontrol yöntemlerinden sonuncusu DTK yöntemidir. AYK yöntemine benzer şekilde motorun maksimum tork noktasında çalışmasına olanak sağlar. Bu yöntemde AYK'nın aksine stator düzleminde motor kontrolü yapılmaktadır. Temel çalışma prensibi stator manyetik akı vektörü ile rotor manyetik akı vektörü arasındaki açıyı kontrol ederek motorun torkunu kontrol eder. Bu yüzden stator akım ve gerilimlerini ölçerek stator torku ve manyetik akısını hesaplar ve istenilen tork referansına göre motor kontrol edilir. Şekil 2.16'de DTK yönteminin kontrol çevrimi verilmiştir(Li vd., 2010).



Şekil 2.16 Doğrudan tork kontrolü yöntemi çevrimi (Buzcu, 2005)

Bu yöntem asenkron motorlarda daha çok kullanılmasına rağmen son yıllarda sabit mıknatıslı motorlar içinde uygulanmaya başlanmıştır. Sabit mıknatıslı motor modellerine bakıldığında üretilen tork stator ve rotor manyetik akı vektörleri arasındaki açığa bağlıdır. Bu açı stator manyetik akısı değiştirilerek kontrol edilebilmektedir. Stator manyetik akısında motora uygulanan gerilim ile doğru orantılıdır. Kısacası motor gerilimi kontrol edilerek stator manyetik akısı değiştirilir ve dolayısı ile motor torku kontrol edilebilir. Literatürde bu yöntemin rotor pozisyon bilgisi gerektirmediği belirtilmektedir. Fakat bu durum sadece

asenكرون motorlar için geçerlidir. Sabit mıknatıslı motorlarda rotor manyetik akısı stator tarafından değil sabit mıknatıslar tarafından üretildiği için bu akınının rotor pozisyonuna göre değişimi bilinmelidir. Bu yüzden sabit mıknatıslı motorlara bu yöntem uygulanacaksa rotor pozisyon bilgisi gereklidir. Ayrıca AYK'dan farklı olarak inverter anahtarlama frekansı sabit değildir. Çalışma noktasına göre değiştirilmesi gerekmektedir (Garcia vd., 2011).

### 2.3.3 FDAM Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması

FDAM için skaler ve vektörel olmak üzere beş adet kontrol yöntemi incelenmiştir. Bu yöntemlerden skaler yöntemler basit ve ucuz olmasına rağmen çok ciddi dezavantajlara sahiptirler. En iyisi olan sinüzoidal kontrol yöntemi bile yüksek hızlarda motorun verimsiz çalışmasına sebep olmaktadır. Bu yüzden skaler kontrol yöntemleri vektörel kontrol yöntemlerine göre belirgin şekilde birçok uygulama için yetersiz olduğu gözlemlenebilir. Eğer yüksek performanslı bir motor sürücüsü isteniyorsa kontrol yöntemi olarak vektörel yöntemlerden biri seçilmelidir. Vektörel kontrol yöntemlerinde her iki yöntem neredeyse aynı performansı sağlamaktadır. Her iki yöntemde motorun tork ve akısını rotora bağlı olarak belirli bir yörüngede tutmayı hedefler. Vektörel kontrol yöntemleri çalışırken motor parametreleri ve yük parametrelerindeki değişimlerden etkilenmezler.

Her iki kontrol yönteminde de tahmin edilen değişkenlerin doğruluğu sürücü performansı üzerinde önemli etkiler oluşturmaktadır. AYK'da rotor manyetik akısının açısı yani rotor pozisyonu tahmini sistem performansını etkileyen en önemli parametredir. Bu açıda oluşabilecek hatalı tahmin eksen dönüşümlerinde istenmeyen sonuçlara sebep olarak AYK'nın çalışmasını ortadan kaldırabilir. DTK'da ise benzer durum stator manyetik akısı ve tork tahmini için geçerlidir. Bu parametrelerin tahmini stator direncinin tahminine bağlıdır. Stator direncinde oluşabilecek bir hata sistem performansını olumsuz etkiler. Düşük hızlarda çalışma durumunda EMK çok küçük olduğundan stator direncindeki küçük bir değişim çok büyük bir hataya sebep olur. Bu da motor kontrolünde performans düşüşüne sebep olur. Diğer taraftan AYK'da hesaplamalar rotor düzleminde yapıldığı için trigonometrik dönüşümler gerektirir. Bu da daha fazla işlem gücü ihtiyacı doğurmaktadır. DTK ise bu hesaplamalar stator düzleminde olduğu için hesaplamalar daha düşük işlem gücü gerektirir. Çizelge 2.1'de her yöntemin karşılaştırması yapılmıştır.

Yukarıda yapılan karşılaştırmaya göre DTK yöntemi karmaşıklık ve cevap verme hızı açısından avantajlı görünmektedir. Fakat bu yöntem FDAM için uygulandığında karmaşıklık seviyesi yaklaşık olarak aynı olmaktadır. Ayrıca stator direncine olan hassasiyeti küçük güçlü motorlar için dezavantajlı duruma getirmektedir. Bu yüzden bu tez

Çizelge 2.1 AYK ve DTK karşılaştırma tablosu (Buzcu, 2005)

Parametre	AYK	DTK
Kontrol Düzlemi	Rotor Düzlemi	Stator Düzlemi
Kontrol Değişkeni	Stator Akımı	Stator Gerilimi
Ölçülen Değişkenler	Stator Akımları	Stator Gerilimleri, Stator Akımları
Tahmin Edilen Değişkenler	Rotor Pozisyonu	Tork, Stator Manyetik Akısı
Kontrolör Tipi	PI Kontrolör	Histerisiz Kontrolör
Tork Kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol, düşük cevap verme hızı	Doğrudan kontrol, yüksek cevap verme hızı
Parametre Hassasiyeti	Rotor zaman sabiti değişimleri	Stator direnci değişimleri
Gerçekleme Zorluğu	Yüksek seviyeli karmaşıklık	Orta seviyeli karmaşıklık

kapsamında yüksek performanslı motor sürücü yapmak için kontrol yöntemi olarak AYK seçilmiştir.

## 2.4 Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Rotor Pozisyonun Belirlenmesi

Literatürde FDAM motorlar için birçok sensörsüz kontrol yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemlerin temelinde rotor pozisyonunun sensörsüz kestirimi vardır. Rotor pozisyonun belirlenmesi ile ilgili çok çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarla ortaya çıkan yöntemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajı bulunmaktadır. Bazı yöntemler skaler kontrol yöntemlerinde kullanılabilirken bazıları vektörel kontrol yöntemlerinde kullanılmaktadır. Vektörel kontrol yönteminde kullanılan pozisyon belirleme yöntemleri sınıflandırılmasını Popa (2018) iki ana gruba ayırmıştır. Bunlar motor modeli tabanlı yöntemler ve endüktans değişimine bağlı yöntemlerdir. Tarmizi vd. (2017) ise üç ana gruba ayırmıştır. Bu gruplar sırası ile model tabanlı yöntemler, endüktans değişimine ve sinyal enjeksiyonuna bağlı yöntemler, yapay zeka tabanlı yöntemlerdir. Acarnley ve Watson (2006)'de benzer şekilde üç ana gruba ayırmıştır. Bunlar EMK tabanlı yöntemler, endüktans değişimi tabanlı yöntemler ve manyetik akı değişimi tabanlı yöntemlerdir.

Bahsedilen bu ana yöntemlerin içeriğine bakıldığında toplamda beş farklı yöntemin olduğu görülmektedir. Bu yüzden bu çalışmada da beş grupta sınıflandırılmıştır. Bu gruplar;

1. Zıt EMK Tabanlı Pozisyon Belirleme Yöntemi
2. Stator Manyetik Akısı ile Pozisyon Belirleme Yöntemi
3. Endüktans Tabanlı Pozisyon Belirleme Yöntemi
4. Sinyal Enjeksiyon Tabanlı Pozisyon Belirleme Yöntemi
5. Gözlemci Tabanlı Pozisyon Belirleme Yöntemi

Yukarıda bahsedilen pozisyon belirleme yöntemlerine kısaca değinecek olursak; zıt-EMK tabanlı yöntemde statorun iki eksenli düzleminde motor modelinden yararlanılarak EMK hesaplanır. Bunun sonucunda pozisyon bilgisi zıt-EMK bileşenlerinin arasında açığa eşit olmaktadır.

Stator manyetik akısı tabanlı yöntem benzer bir yaklaşımı rotor düzleminde yapmaktadır. Bu iki yöntemde de motor parametreleri (direnç, endüktans vb.) sıcaklığa bağlı olarak değişim gösterdiği için hatalı durumlar oluşabilmektedir.

Endüktans tabanlı yöntemde rotor pozisyonuna bağlı olarak stator fazlarının endüktans değişimlerini ölçmeye çalışılmaktadır. Ölçülen endüktans değerlerine göre daha önce belirlenmiş olan endüktans açı tablosuna göre rotorun hangi açıda olduğu tespit edilir.

Sinyal enjeksiyonu yönteminde ise motor fazlarına uygulanan ana işaret üzerine yüksek frekanslı bir sinyal enjekte edilerek (modüle edilerek) yapılmaktadır. Bu sinyal ile yüksek frekanslı akımlar indüklemektedir. Bu akımlar rotor pozisyon bilgisini içermektedir. Sinyal işleme teknikleri ile bu bileşenler analiz edilerek rotor pozisyonu belirlenmektedir.

Son yöntem olan gözlemci tabanlı yöntemde ise ilk yönteme benzer şekilde motor modeli üzerinden pozisyon belirlenir. Burada ayrı zaman domeninde oluşturulan motor modeli ile motor parametreleri hesaplanır. Bu değerler motordan ölçülen gerçek değerler ile karşılaştırılarak model ve gerçek motor arasındaki hata sıfırlanır. Böylece model içindeki parametreler gerçek motora yakınsadığı için artık tespit edilen zıt-EMK bileşenlerinden faydalanarak rotor pozisyonu belirlenmektedir. Bu yöntemin ilk yönteme göre en büyük üstünlüğü sıcaklık veya başka sebeplerle değişen motor parametrelerinden kaynaklanan hata sürekli kompanze edilmektedir.

Bu çalışma kapsamında ilk iki yöntem parametre hassasiyetinden dolayı kullanılmayacaktır. Üçüncü yöntem motor endüktansına bağlı olduğu için kullanılmayacaktır. Çünkü tez kapsamında seçilen motorun gücü düşük olduğu için endüktans değerleride çok küçüktür. Bu kadar küçük endüktanslarda bu yöntemde hatalı sonuçlar ortaya çıkabilir. Dördüncü yöntem özel sinyal işleme yöntemi gerektirdiği için yüksek işlem gücü gerektirmektedir. Ayrıca daha çok çıkıntılı rotorlu motorlarda kullanıldığı için kullanılmamıştır. Çünkü seçilen motor çıkıntılı rotor tipine sahip değildir. Son yöntem, hem işlem gücü gereksinimi hem kullanılan motora uyumlu olması hem de motor parametrelerine hassasiyetinin düşük olması nedeniyle bu çalışma için en uygun yöntem olarak seçilmiştir.

Böylece motor tipi, kontrol yöntemi ve pozisyon belirleme yöntemi seçilmiştir. Sonraki bölümde FDAM daha detaylı olarak incelenmiş ve benzetimi yapılmıştır.

### 3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

FDAM senkron motor tiplerinden biridir. Rotor pozisyonuna göre elektronik bir sürücü yardımıyla komütasyon yapılarak çalışması sağlanmaktadır. Geleneksel fırçalı dc motorlar düşünüldüğünde seri motorların başlangıç karakteristikleri, şönt motorların ise hız regülasyon karakteristikleri ön plana çıkmaktadır. FDAM bu iki tip motorun avantajlarına sahip bir motor tipidir. Ayrıca basit yapıda olması, yüksek verimli olması ve yüksek torka sahip olması en önemli avantajlarından. Bu özellikleri sayesinde savunma sanayinden havacılık ve uzaya, robotikten endüstriyel uygulamalarına, otomotiv, ev aletleri, ofis cihazları, hassas kontrol gerektiren cihazlar gibi birçok alanda kullanımı bulunmaktadır. FDAM'ın yukarıda bahsedilen özellikleri dışında uzun ömürlü olması, gürültüsüz çalışması ve iyi bir tork-hız karakteristiğine sahip olması nedeniyle popülerliği gittikçe artarak geniş kullanım alanına ulaşmıştır.

Çizelge 3.1'de otomotiv endüstrisindeki kullanım alanlarına göre motor tipleri karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi diğer motor tiplerine göre bazı teknik özellikleri daha iyidir. Bu yüzden otomotivde klima, silecek, hava yastığı, elektrikli kapılar, koltuklar ve direksiyon gibi birçok küçük güçlü motor ihtiyaçları için kullanılmaktadır. Ayrıca elektrikli araç ve hibrit araç teknolojisinin gelişmesi ile bu araçlarda güç(çekiş) sistemlerinin ana bileşeni olarakta kullanılmaktadır (Xia, 2012). Havacılık ve uzay sanayinde ise bir çok uygulamada pnomatik ve hidrolik eyleyicilerin yerini FDAM motorlu elektrikli eyleyiciler almıştır. Özellikle sensörsüz kontrol yöntemlerinin gelişmesi bu süreci hızlandırmıştır. Bu sektörlerdeki bazı uygulamaları yüksek hızlı santrifüj pompalar, yüksek hızlı kameralar, jiroskop, robot kolları, kontrol yüzeyi eyleyicileridir.

#### 3.1 FDAM Yapısı

Geleneksel doğru akım motorları düşünüldüğünde stator tarafından sabit manyetik alan, rotor tarafından ise dönen manyetik alan oluşturulur. Bu sayede rotorun dönmesi bu iki manyetik alanın etkileşimi ile oluşmaktadır. Rotor tarafından oluşturulan dönen manyetik alan fırçalar ve komütatör yardımı ile meydana gelir. Komütatör ve fırçalar rotorun pozisyonuna göre rotor sargısı üzerinden geçen akımın yönünü değiştirerek dönen manyetik alanı oluşturur. Bu tip motorlarda akım değişimi mekanik olarak yapılmaktadır. FDAM'larda ise rotor üzerinde sabit mıknatıslar bulunmaktadır. Bu mıknatıslar sabit manyetik alan oluşturmaktadır. Geleneksel doğru akım motorlarının aksine FDAM'da dönen manyetik alan stator tarafından oluşturulmaktadır. Statorda dönen manyetik alan

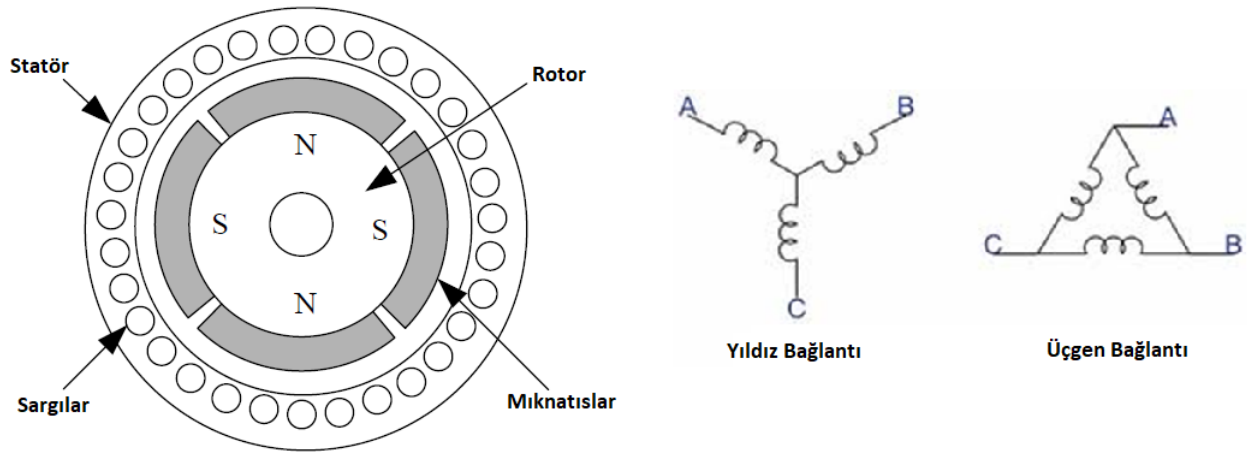
Çizelge 3.1 Motor karşılaştırma tablosu (Xia, 2012)

Parametre	DC Motor	Asenkron Motor	Sabit Miknatıslı Motorlar	Anahtarlamalı Relüktans Motor
Güç Yoğunluğu	Düşük	Orta	Yüksek	Çok Yüksek
Maksimum Verim	<90	90-95	95-97	<90
Verim	80-87	90-92	85-97	78-86
Kontrol Edilebilirlik	Basit	Karmaşık	Karmaşık	Karmaşık
Güvenilirlik	Normal	İyi	Çok İyi	İyi
Isı Atımı	Kötü	Kötü	İyi	İyi
Boyut, Ağırlık	Büyük, Ağır	Normal, Normal	Küçük, Hafif	Küçük, Hafif
Yüksek Hız Performansı	Zayıf	Çok iyi	İyi	Çok iyi
Yapısal Dayanım	Düşük	Orta	Yüksek	Çok Yüksek
Motor Maliyeti (\$/kW)	10	8-10	10-15	6-10
Sürücü Maliyeti	Düşük	Yüksek	Yüksek	Orta
Montaj Edilebilirlik	Düşük	Orta	Çok Yüksek	Orta

stator sargılarının elektronik sürücü tarafından rotor pozisyonuna göre kontrol edilmesi ile sağlanır. Başka bir deyişle bu motorlarda komütasyon işlemi motor sürücüsü tarafından yapılır. Motor için mekanik olarak fırça veya komütatör bulunmamaktadır. Bu yüzden FDAM'ı yapısı geleneksel doğru akım motorlarına göre çok daha basittir. Rotorda sabit miknatıslar bulunduğu için herhangi bir sargı bulunmaz.

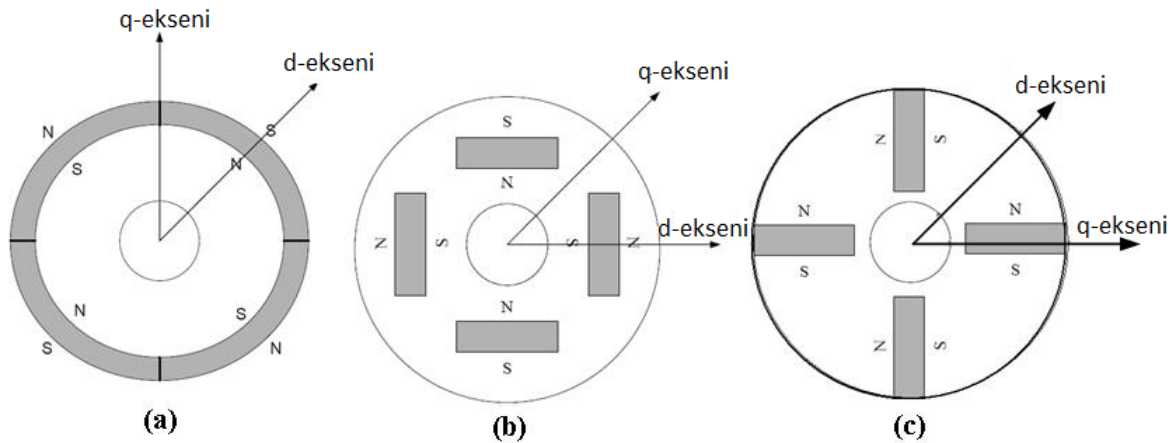
Stator ise genelde üç fazlı simetrik sargı bulunmaktadır. Şekil 3.1'de FDAM genel yapısı verilmiştir. Stator sargısı asenkron motorların sargısı ile benzerdir. Üç fazlı simetrik sargılar lamine edilmiş sac paketinden yapılmış nüve içine yerleştirilmiştir. Motor tasarımına bağlı olarak yıldız veya üçgen bağlı olabilmektedir. Daha önce bahsedildiği gibi dönen manyetik alanı sağlayan armatür sargıları geleneksel doğru akım motorlarının aksine stator üzerinde bulunmaktadır. Bu özellik motor üzerinde daha az ısı oluşmasına sebep olarak verimin yükselmesini sağlamaktadır. Yaygın olarak toplu tam adımlı, dağıtılmış tam adımlı ve kısa adımlı sargı tipleri kullanılmaktadır.





Şekil 3.1 Fırçasız doğru akım motoru yapısı (Xia, 2012)

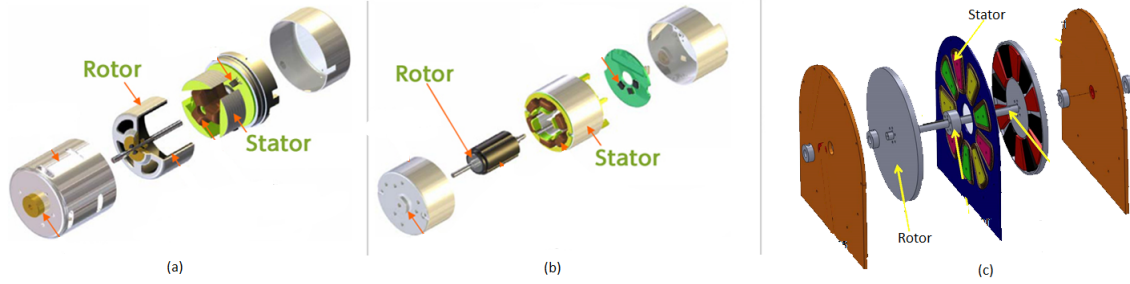
FDAM rotoru lamine sac paketinden oluşturulmuş nüve ve bu nüveye yüzey montajlı veya gömülü mıknatıs çiftlerinden oluşmaktadır. Rotorda kullanılan mıknatıslar genellikle NdFeB veya SmCo tiptedir. Rotorlar mıknatıs yerleşimine göre yüzey montajlı rotor, içten montajlı rotor ve gömülü mıknatıs rotor olmak üzere üç çeşit olabilmektedir. Şekil 3.2’de rotor tiplerine ait örnek resimler verilmiştir (Xia, 2012).



Şekil 3.2 Rotor çeşitleri: (a) Yüzey montajlı rotor, (b) Gömülü mıknatıs rotor, (c) İçten montajlı rotor (Xia, 2012)

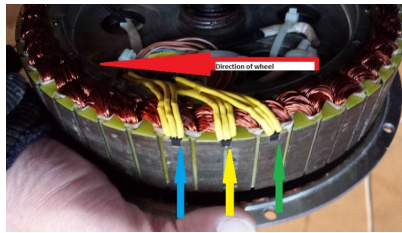
FDAM stator ve rotor yapısı temel olarak yukarıda anlatıldığı gibidir. Fakat bu motorlar kullanıldıkları uygulamaya bağlı olarak yukarıda bahsedilen temel yapının korunması şartı ile farklı türleri geliştirilmiştir. Bu kapsamda uygulamada manyetik akı

yönüne göre iki farklı türde FDAM görülmektedir. Bunlar Radyal FDAM ve Eksenel FDAM'lerdir. Radyal FDAM'larda iki farklı tipte olabilmektedir. Bunlar sırası ile İçten Dönen FDAM, Dıştan Dönen FDAM'dır. Şekil 3.3'de bahsedilen türler gösterilmiştir. FDAM'larını çalışabilmesi için motor sürücüsünün rotor pozisyonunu bilmesi



Şekil 3.3 FDAM: (a) İçten dönen FDAM, (b) Dıştan dönen FDAM, (c) Eksenel FDAM

gerekmektedir. Bunun için bazı FDAM'da rotor pozisyon ölçümü için çeşitli sensörler yerleştirilmektedir. Bu sensörlerden en yaygın olanı Hall-Effect sensörlerdir. Şekil 3.4'de bu sensörlere ait örnek verilmiştir. Genellikle bu sensörlerden üç adet kullanılmaktadır. Rotor pozisyonu 60°'lik çözünürlükle ölçülür. Farklı sinyal işleme yöntemleri kullanılarak pozisyon bilgisi çözünürlüğü arttırılmaktadır.

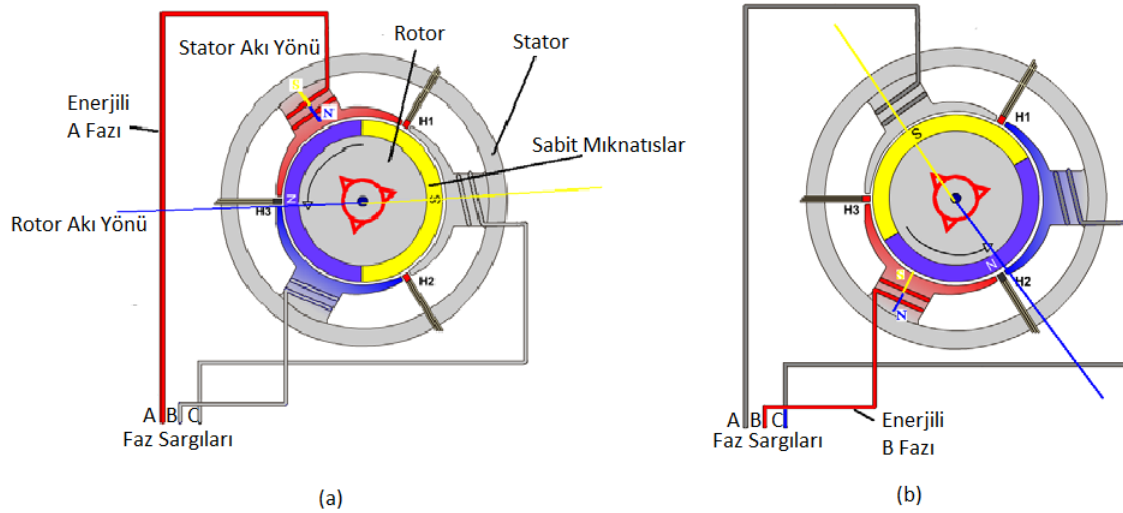


Şekil 3.4 Hall-Effect sensörler

## 3.2 FDAM Çalışma Prensibi

FDAM üç fazlı stator sargısı üzerinden kontrol edilmektedirler. Her faza rotor pozisyonuna bağlı olarak sıralı bir şekilde gerilim uygulanır. Uygulanan gerilim sargı üzerinden akım akıtır ve bunun sonucunda statorda manyetik alan oluşturur. Şekil 3.5'te iki kutuplu bir motorun bir fazına ait çalışma çevrimi gösterilmiştir. Şekil 3.5(a)'da A fazına gerilim uygulanmış ve ilgili sargıda bir manyetik alan oluşmuştur. Bu alan ile rotordaki

manyetik alan etkileşime girerek, kutuplar birbirine itme-çekme kuvveti uygulayarak rotorun hareket etmesine sebep olmaktadır. Şekil 3.5(b)'de etkileşim sonucu rotorun S kutbu A sargısının altına geldiği görülmektedir. Bu anda A sargısı gerilimi kesilerek B sargısına gerilim uygulanır. Benzer çevrim B fazı için de oluşur ve rotor tekrar hareket eder. Bu çevrim C fazı içinde tamamlandığında tekrar başa dönerek rotorun tam tur hareketini sağlamaktadır (Yılmaz, 2009).



Şekil 3.5 FDAM çalışma prensibi (Yılmaz, 2009)

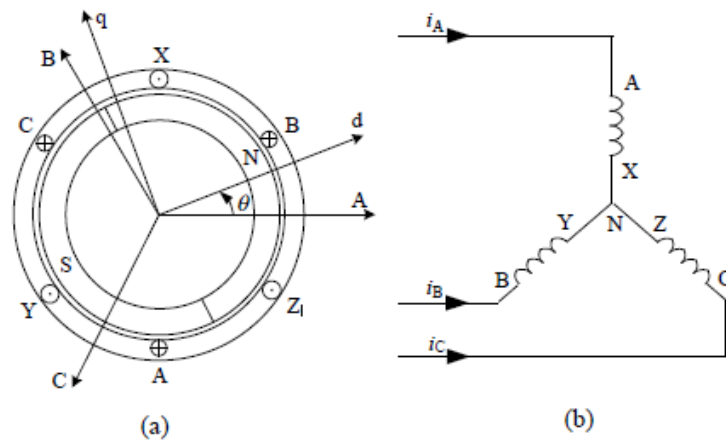
Bu çevrimler hızlı bir şekilde tekrarlandığında rotorun hiç durmadan döndüğü gözlenir, fakat yavaşlatılarak bakıldığında rotorun her kutup altında anlık olarak durduğu gözlenecektir. Bu da bu motorlarda tork dalgalanması denen kavramın oluşmasına sebep olmaktadır. Kutup sayısı artırılarak veya çeşitli kontrol yöntemleri kullanılarak tork dalgalanması etkisi minimize edilmektedir.

### 3.3 FDAM Matematiksel Modeli

Bu bölümde FDAM'ü diferansiyel denklemlerden yararlanılarak modellenmiştir. Bu modelleme yıldız bağlantılı çıkıntılı rotora sahip olmayan FDAM için yapılmıştır. Ayrıca aşağıda belirtilen varsayımlar yapılmıştır;

- Nüvenin doyumu, eddy current kayıpları ve histerisiz kayıpları ihmal edilmiştir.

- Armatür reaksiyonu ihmal edilmiştir.
- Hava boşluğundaki manyetik alan dağılımının trapeziodal dalga formuna sahip olduğu varsayılmıştır.
- Cogging etkisi ihmal edilmiştir, armatür yüzeyindeki iletkenlerin sürekli dağılımlı olduğu varsayılmıştır.
- İverter devresinde kullanılan anahtarlama elemanlarının ideal olduğu varsayılmıştır.



Şekil 3.6 FDAM:(a)Yapısı, (b)Sargı bağlantısı (Xia, 2012)

Şekil 3.6’da FDAM’nun yapısı ve sargı bağlantı şekli verilmiştir. Buna göre faz gerilimi sargı direnci ve zıt-EMK’ya bağlı olarak Denklem 3.1’de verilmiştir. Buradaki denklemlerde  $x$  alt indisi ile A, B veya C fazlarından herhangi biri olabileceğini,  $u$  ile faz gerilimini,  $R$  ile faz direncini,  $i$  ile faz akımını ve  $e$  ile faz zıt-EMK’sı kastedilmektedir

$$u_x = R_x i_x + e_x \quad (3.1)$$

Faz başına indüklenen EMK Denklem 3.2’de verilmiştir.

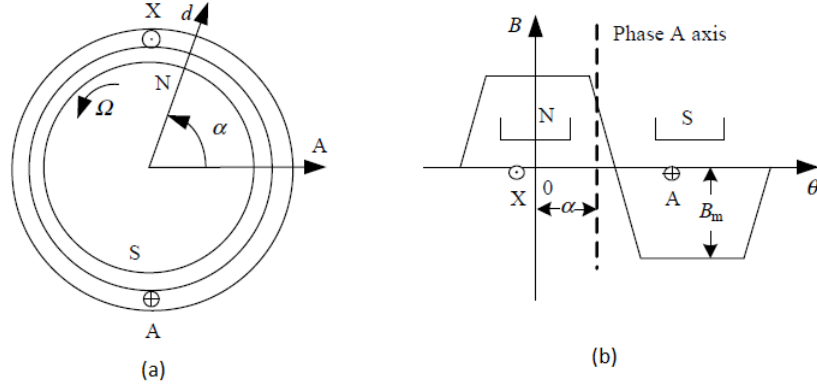
$$e_x = \frac{d\varphi_x}{dt} \quad (3.2)$$

Tüm fazlar birbirine eş olduğu için sadece tek faz için denklemler yazılacaktır. A fazı için manyetik akı Denklem 3.3’te verilmiştir.

$$\varphi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \varphi_{pm}(\theta) \quad (3.3)$$

$\varphi_{pm}(\theta)$  rotordaki sabit mıknatısların A fazına etkileyen manyetik akısıdır.  $\varphi_{pm}(\theta)$ ’ın genliği stator ve rotorun arasındaki hava boşluğunda bulunan sabit mıknatısların manyetik alan

dağılımlarına bağlıdır. Sabit mıknatısların manyetik alanının radyal bileşeni trapezoidal dalga formunda dağılım göstermektedir. Şekil 3.7’de rotor pozisyonuna bağlı manyetik akı dağılımı verilmiştir.



Şekil 3.7 (a)Rotor Pozisyonu, (b)Manyetik Akı Dağılımı (Xia, 2012)

Şekil 3.7(a)’da rotorun saat yönünün tersine döndüğü görülmektedir. Şekil 3.7(b)’de ise A-X sargısının  $\theta$  düzlemi boyunca hareket ettiği görülmektedir. Buna göre A fazına etkileyen mıknatısların manyetik akısı rotor pozisyonuna bağlı olarak değişmektedir. Bu durumda rotor pozisyonu  $\alpha$ ’da iken A fazına etkileyen mıknatıs manyetik akısı Denklem 3.4 ve 3.5’te verilmiştir.

$$\varphi_{pm}(\alpha) = N\psi_{pm}(\alpha) \quad (3.4)$$

$$\psi_{pm}(\alpha) = \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} B(\theta)Sd\theta \quad (3.5)$$

Burada  $\psi_{pm}$  rotordaki sabit mıknatısların manyetik akısını,  $N$  sarım sayısını,  $S$  rotor çapının efektif iletken uzunluğu ile çarpımını ve  $B$  ise rotor sabit mıknatıslarının radyal manyetik akı yoğunluğunu ifade etmektedir.  $B$   $\theta$ ’ya bağlı olarak trapezoidal dağılımla değişmektedir. Denklem 3.2- 3.5, Denklem 3.1’de yerine konulursa;

$$\begin{aligned} u_A &= Ri_A + \frac{d}{dt}(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \varphi_{pm}) \\ &= Ri_A + \frac{d}{dt}(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C) + \frac{d}{dt}[NS \int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x)dx] \\ &= Ri_A + \frac{d}{dt}(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C) + e_A \end{aligned} \quad (3.6)$$

FDAM’ların yüzey montajlı rotor tiplerinde rotor çıkıntısı bulunmadığı için stator faz endüktansı  $L$  ve ortak endüktans  $M$  rotor pozisyonundan bağımsızdır ve zamanla değişmez.

Bu yüzden  $L_A = L_B = L_C = L$  ve  $M_{AB} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CB} = M_{AC} = M_{CA} = M$  eşitliği bulunmaktadır. Bu durumda Denklem 3.6 aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$u_A = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_C}{dt} + e_A \quad (3.7)$$

A fazında indüklenen EMK;

$$\begin{aligned} e_A &= \frac{d}{dt} [NS \int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x) dx] \\ &= NS [B(\frac{\pi}{2} + \theta) - B(-\frac{\pi}{2} + \theta)] \frac{d\theta}{dt} \\ &= NSw [B(\frac{\pi}{2} + \theta) - B(-\frac{\pi}{2} + \theta)] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Burada  $w$  elektriksel açısal hızdır. Denklem 3.8'de elektriksel açısal hız,  $w = \frac{d\theta}{dt}$  eşit olmaktadır.  $B(\theta)$ 'nin periyodu  $2\pi$  olduğundan  $B(\theta + \pi) = -B(\theta)$  olmaktadır. Bu yüzden Denklem 3.8 sadeleştirilirse;

$$e_A = 2NSwB(\frac{\pi}{2} + \theta) \quad (3.9)$$

Denklem 3.9'a göre A fazına ait zıt EMK  $\theta$ 'ya bağlı olarak değişmektedir ve hava boşluğunda bulunan manyetik akı yoğunluğundan  $\frac{\pi}{2}$  kadar fazı öndedir. Faz başına indüklenen EMK genel anlamda Denklem 3.10'daki gibi ifade edilebilir. Bu denklemde  $f_A(\theta)$  zıt EMK dalga formuna ait fonksiyonu ifade etmektedir.

$$e_A = 2NSwB_m f_A(\theta) = w\varphi_m f_A(\theta) \quad , \quad \varphi_m = 2NSB_m \quad (3.10)$$

Stator sargıları eş ve simetrik olduğu için faz akımları toplamı sıfıra eşit olmaktadır.

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3.11)$$

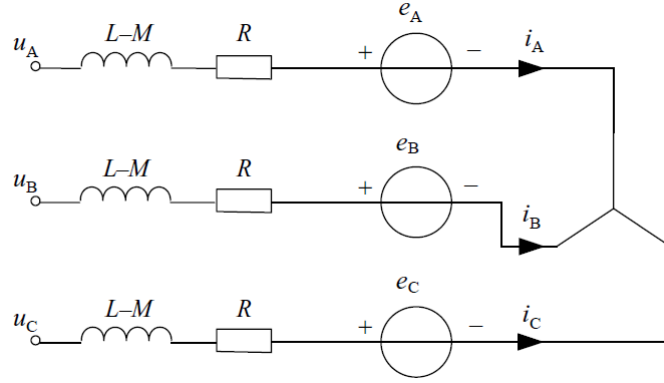
Bu yüzden Denklem 3.7 sadeleştirilerek aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$u_A = Ri_A + (L - M) \frac{di_A}{dt} + e_A \quad (3.12)$$

Böylece A fazına ait faz-nötr gerilimi denklemi elde edilmiştir. Bu denklem diğer fazlar içinde yazılarak matris formunda Denklem 3.13'teki gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Yukarıda verilen Denklem 3.13'e göre FDAM'unun eşdeğer devresi Şekil 3.8'de verilmiştir. Yukarıda motorun üç faza ait elektriksel denklemleri çıkarılmıştır. Bunun yanında motorun güç ve tork analizinin de yapılması gerekmektedir. Bu analiz motordaki enerji transferi üzerinden yapılmaktadır. Çalışan bir motora bakıldığında kaynaktan çekilen



Şekil 3.8 FDAM Eşdeğer Devresi (Xia, 2012)

gücün bir kısmı bakır kayıpları, bir kısmı ise demir kayıpları olarak harcanmaktadır. Fakat büyük bir kısmı manyetik alan yardımı ile hava boşluğu üzerinden rotora tork üretilmesi için aktarılmaktadır. Gücün rotora aktarılan bu kısmına elektromanyetik güç denilmektedir. Elektromanyetik güç fazlardaki akım ve EMK çarpımlarının toplamına eşittir. Denklem 3.14'te bu eşitlik verilmiştir.

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \quad (3.14)$$

Denklem 3.14'ten yararlanarak elektromanyetik tork yazılabilir. Burada mekanik kayıplar ve kaçak akı kayıpları ihmal edilmiştir.  $\Omega$  rotorun açısal hızını (mekanik açısal hız) ifade etmektedir.

$$P_e = \tau_e \Omega \implies \tau_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\Omega} \quad (3.15)$$

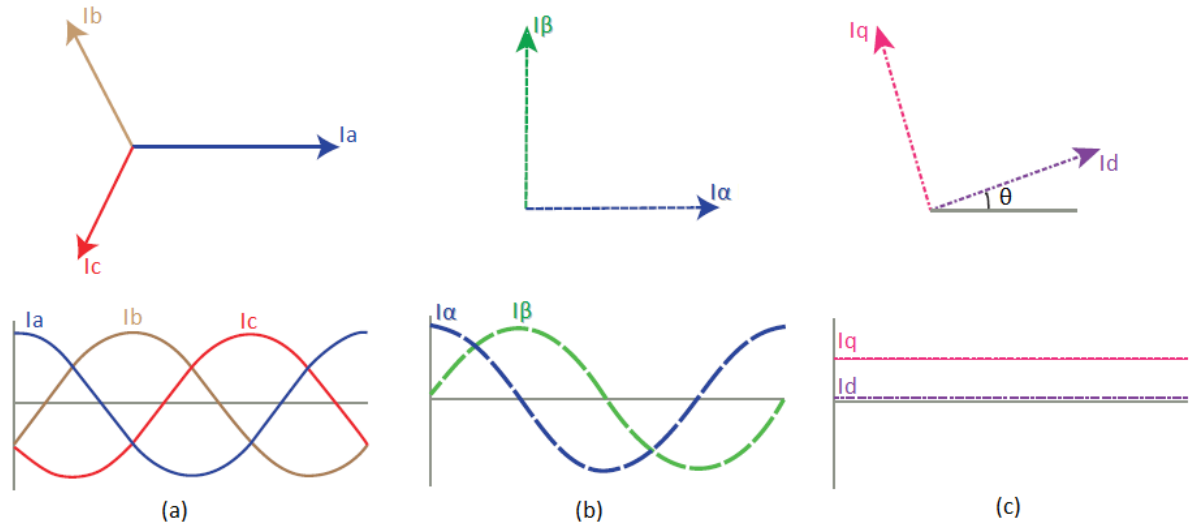
Denklem 3.15 ile elde edilen elektromanyetik torktan faydalanarak motorun rotor ataletinden (J) ve rüzgar sürtünmelerinden ( $B_v$ ) kaynaklanan mekanik yüklerde aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.  $T_L$  ile belirtilen tork yüküne aktarılan torktur.

$$\tau_e - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (3.16)$$

Böylece FDAM'nin diferansiyel denklemlerle elde edilen matematiksel modeli tamamlanmıştır.

## 4. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL

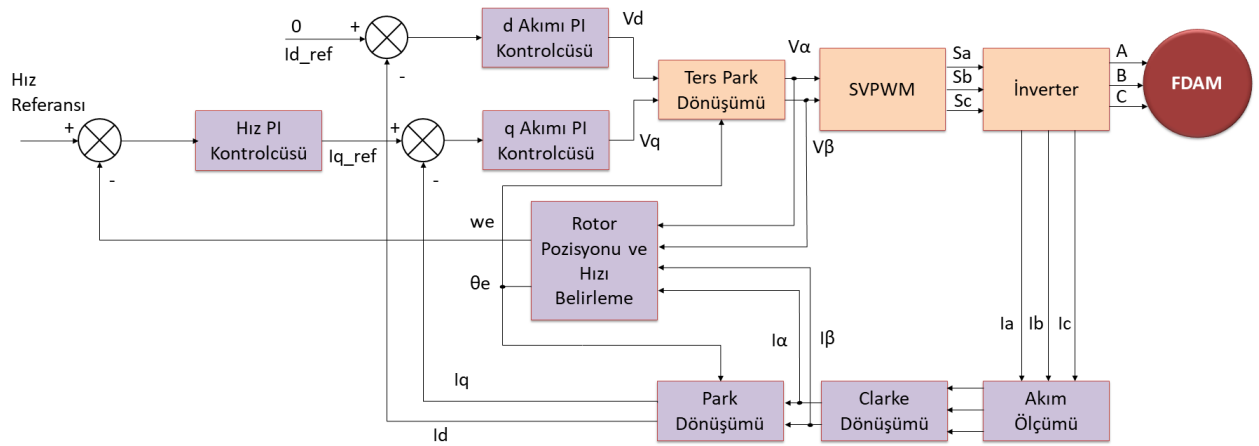
FDAM motorlarının AYK ile kontrol yöntemi son yıllarda uygulanmaya başlanmıştır. Bu yöntem daha çok asenkron motor ve fırçasız alternatif akım motorlarında kullanılmasına rağmen, FDAM motorlarında da uygulama alanı bulmuştur. Şekil 2.15’de AYK yönteminin temel çalışma prensibi verilmiştir. Şekil 4.1’te motor üzerinde tanımlı referans düzlemleri verilmiştir (Freescale, 2016).



Şekil 4.1 FDAM referans düzlemi: (a) 3 Eksenli Stator Düzlemi, (b) 2 Eksenli Stator Düzlemi, (c) 2 Eksenli Rotor Düzlemi (Freescale, 2016)

Motorda üç eksenli stator referans düzlemi, iki eksenli stator referans düzlemi ve iki eksenli rotor referans düzlemi olmak üzere üç adet referans düzlemi tanımlanmıştır. AYK yönteminde amaç maksimum tork üretimi için stator manyetik akı vektörünü rotor manyetik akı vektörüne dik tutmaktır. Statorun manyetik akı vektörü de stator akım vektörü ile kontrol edilmektedir. Bu yöntemde stator düzlemindeki üç faza ait akımları kontrol etmek yerine öncelikle iki eksenli stator düzlemine dönüşüm yapılır sonrasında rotor düzlemine geçilir. A, B ve C faz akımları clarke dönüşümü yapılarak  $\alpha$ ,  $\beta$  iki eksenli stator düzlemine geçilir. Daha sonra park dönüşümü yapılarak  $d$ ,  $q$  rotor düzlemine geçilir. Bu düzlemde kontrol işlemleri gerçekleştirildikten sonra daha önce yapılan dönüşümler tersine işletilerek tekrar üç fazlı stator düzlemindeki gerilimler üretilir ve motora uygulanır. Şekil 4.2’te AYK kontrol çevrimi verilmiştir (Microsemi, 2012).

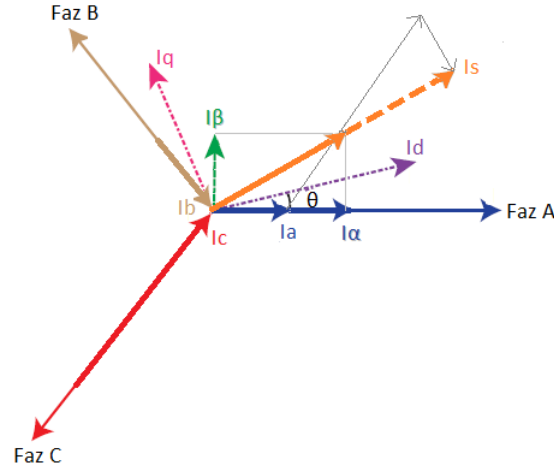




Şekil 4.2 AYK kontrol çevrimi

Şekil 4.2’te görüldüğü gibi motorun kontrolü iç içe geçmiş iki katmanlı kontrol çevriminden oluşmaktadır. İç katmanda iki adet akım kontrol çevrimi, dış katmanda ise hız kontrol çevrimi vardır. Akım kontrol çevrimleri rotor düzleminde çalıştığı için kontrol edilen işaretler zamandan bağımsızdır ve bu yüzden basit bir PI kontrolcüsü ile kontrol edilebilmektedir. Burada rotora dik bir manyetik akı üretmek için rotor düzlemindeki stator manyetik akı vektörünün bileşenleri kontrol edilmektedir. Şekil 4.3’te eksen takımları üst üste verilmiştir.  $d$  eksenindeki stator akı bileşeni rotor akı vektörü ile aynı eksendedir.  $q$  eksenine ise bunlara dik eksendir. Eğer  $d$  bileşeni sıfırlanırsa statorun manyetik akı vektörünün tamamı  $q$  bileşeninde oluşur. Bu da yapmak istenilen rotora dik manyetik akı vektörünün oluşturulması anlamına gelmektedir. Kontrolcü çıkışları ters park dönüşümü yapılarak clarke düzlemine geçirilmiştir. Akım bileşenlerinin kontrolü sonucunda eğer  $I_d$  akımı sıfıra eşitlenirse ters park sonucu üretilen  $V_\alpha$  ve  $V_\beta$  arasında  $90^\circ$ ’lik bir faz farkı oluşur. Buradaki faz farkı  $d - q$  rotor düzlemindeki rotor ve stator manyetik akı vektörleri arasındaki açıya eşittir.  $I_d$  bileşeni sıfıra eşit olmadığı durumda bu faz farkı da  $90^\circ$ ’den sapmaya başlayacaktır ve bunun sonucunda motordan maksimum tork elde edilemeyecektir.

Görüldüğü gibi AYK yöntemi motor kontrolünü üç fazlı frekansa ve zamana bağlı kontrol çevrimlerinden alıp, zamandan bağımsız doğru akım düzleminde daha basit ve band genişliği sınırlanmadan kontrol etmektedir. Bu kontrol başlangıç hızından yüksek hızlara kadar performanslı bir şekilde çalışmaktadır. Bu yöntemin en hassas yönü rotor pozisyonunun doğru belirlenmesidir. Yüksek hızlara gidildikçe sensörsüz rotor pozisyonu belirleme algoritmaları band genişliğinden dolayı hatalı sonuçlar doğurabilmektedir. Bu yüzden daha karmaşık algoritmaların kullanımına ihtiyaç olmaktadır. Bu da daha fazla



Şekil 4.3 FDAM eksen takımı (Freescale, 2016)

işlem gücü gereksinimi ve algoritmada karmaşıklık getirmektedir. Yukarıda verilen kontrol çevrimine ait bileşenler ilerleyen kısımda tek tek açıklanmıştır. Ayrıca kontrol çevriminde hız kontrolü yapıldığı görülmektedir. Eğer motordan tork kontrolü bekleniyorsa dış kontrol katmanı atılarak  $I_q$  referans sinyaline bağlı olarak rotor tork kontrollü olarak çalıştırılabilmektedir (Zambada ve Deb, 2010).

## 4.1 Clarke Dönüşümü

Bu dönüşüm ile üç fazlı stator akımları üç eksenli stator düzleminde iki eksenli stator düzlemine dönüştürülmektedir. Üç fazlı simetrik stator akımları anlık toplamı  $120^\circ$ 'lik faz farkından dolayı sıfıra eşittir (Denklem 4.1).

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (4.1)$$

Stator akımlarının oluşturduğu bileşke vektörü Denklem 4.2'de verilmiştir.

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} [i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} i_c] \quad (4.2)$$

$\bar{i}_s$  vektörü Şekil 4.3 yardımıyla iki eksenli stator düzleminde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (4.3)$$

Denklem 4.2 açılarak Denklem 4.3 şeklinde yazılırsa  $\alpha - \beta$  düzleminin bileşenleri elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} \bar{i}_s &= \frac{2}{3} [i_a + (\cos(\frac{2\pi}{3}) + j \sin(\frac{2\pi}{3})) i_b + (\cos(\frac{4\pi}{3}) + j \sin(\frac{4\pi}{3})) i_c] \\ &= \frac{2}{3} [i_a + (\cos(\frac{2\pi}{3}) i_b + (\cos(\frac{4\pi}{3}) i_c) + j \frac{2}{3} [\sin(\frac{2\pi}{3}) i_b + \sin(\frac{4\pi}{3}) i_c] \end{aligned} \quad (4.4)$$

Denklem 4.4 sadeleştirilirse;

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3} \left[ i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Denklem 4.1'den yararlanarak  $i_c = -(i_a + i_b)$  eşitliğini Denklem 4.6'de yerine koyarsak;

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2i_b) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Yukarıda stator akımlarının üç eksenli düzlemde iki eksenli düzleme dönüşümleri yapılmıştır. AYK yönteminden bu dönüşüm bu şekilde kullanıldığı gibi bunun terside kullanılmaktadır. Ters clarke dönüşümü Denklem 4.7'de verilmiştir. Fakat çoğu uygulamada bu dönüşüm yerine inverter devresinde bulunan anahtarlama elemanlarını sürebilecek modülasyon algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritmalar arasında yaygın olarak Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu kullanılmaktadır.

$$\begin{aligned} V_a &= V_\alpha \\ V_b &= \frac{1}{2} (-V_\alpha + \sqrt{3} V_\beta) \\ V_c &= \frac{1}{2} (-V_\alpha - \sqrt{3} V_\beta) \end{aligned} \quad (4.7)$$

## 4.2 Park Dönüşümü

Park dönüşümü statik halde duran eksen takımından rotorun dönen eksen takımına geçişi sağlamaktadır. Motor çalışırken  $d - q$  rotor eksen takımı rotorla birlikte aynı hızda döner.  $d - q$  eksenleri statik durumdaki  $\alpha - \beta$  stator eksen takımına göre  $w$  hızına sahiptir. Bu hız rotor pozisyonunun zamana bağlı değişimine eşittir. Şekil 4.3'te iki eksen takımı ve arasındaki  $\theta$  açısı verilmiştir. Buna göre rotorun dönüşüne bağlı olarak  $\theta$  değişecektir. Daha önce verilen  $\overline{i_s}$  akım vektörü Denklem 4.8 ile  $\theta$  kadar döndürülerek rotor düzlemine taşınmaktadır.

$$\begin{aligned} \overline{i_r} &= \overline{i_s} e^{-j\theta} \\ (i_d + j i_q) &= (i_\alpha + j i_\beta) (\cos(-\theta) + j \sin(-\theta)) \\ &= i_\alpha \cos(-\theta) + j i_\alpha \sin(-\theta) + j i_\beta \cos(-\theta) - i_\beta \sin(-\theta) \\ &= [i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta)] + j [-i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (4.8)$$

Rotor düzleminde  $d - q$  bileşenleri Denklem 4.9'teki gibi yazılabilir;

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (4.9a)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (4.9b)$$

Benzer şekilde dönen rotor düzleminde durağan stator düzlemine geçiş ters park dönüşümü ile yapılabilir. Bunun için Denklem 4.8’te yapılan işlemin tersi yapılır. AYK yönteminde ters park dönüşümü kontrolcü çıkışlarındaki  $V_d - V_q$  gerilimlerine yapılır. Denklem 4.10’da bu gerilimlere ait ters park dönüşümü verilmiştir.

$$\bar{V}_s = \bar{V}_r e^{j\theta} \quad (4.10a)$$

$$(V_\alpha + jV_\beta) = (V_d + jV_q)(\cos(\theta) + j \sin(\theta)) \quad (4.10b)$$

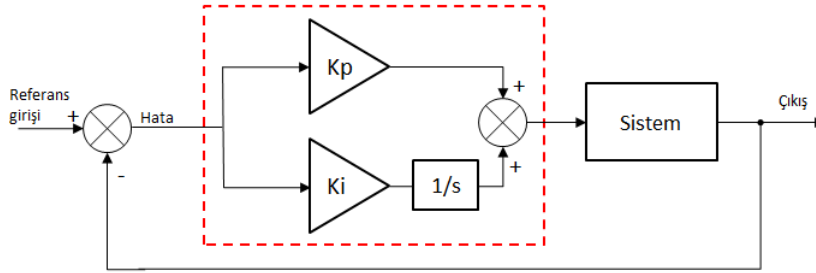
$$= [V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta)] + j[V_d \sin(\theta) + V_q \cos(\theta)] \quad (4.10c)$$

$$V_\alpha = V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \quad (4.10d)$$

$$V_\beta = V_d \sin(\theta) + V_q \cos(\theta) \quad (4.10e)$$

### 4.3 PI Kontrol

AYK yönteminde iç ve dış kontrol çevriminde toplamda üç adet PI kontrolcüsü bulunmaktadır. Bu kontrolcüler basit bir yapıya sahiptir. Şekil 4.4’te blok şeması verilmiştir (Zigmund vd., 2011). Kontrolcü katsayılarının belirlenmesi için öncelikle Denklem 3.13’te verilen motor modelinin üç eksenli stator düzleminde iki eksenli rotor düzlemine dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu dönüşüm kontrol işlemlerinin rotor düzleminde yapılması sebebiyle gereklidir (Vadstrup, 2013). Rotor düzlemindeki motor modeli



Şekil 4.4 PI kontrolcüsü

Denklem 3.13’teki değişkenlere clark ve park dönüşümleri uygulanarak laplace dönüşümü yapıp elde edilmiştir. Denklem 4.11  $d - q$  rotor düzlemindeki motor modeli verilmiştir

(Pillay ve Krishnan, 1989).

$$V_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w_r \lambda_q \quad (4.11a)$$

$$V_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w_r \lambda_d \quad (4.11b)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} \quad (4.11c)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (4.11d)$$

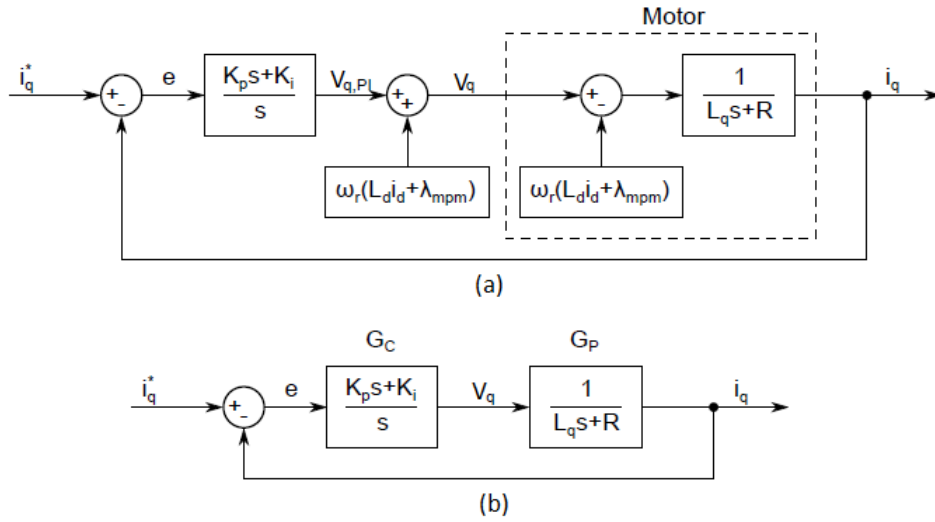
$$\tau_e = \frac{3}{2} P (\lambda_q i_d - \lambda_d i_q) = \frac{3}{2} P [\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.11e)$$

Rotor düzlemi için verilen motor modelini akım bileşenleri için yeniden düzenlenirse;

$$I_d(s) = \frac{1}{L_d s + R} V_d(s) + w_r L_q I_q(s) \quad (4.12a)$$

$$I_q(s) = \frac{1}{L_q s + R} V_q(s) - w_r (\lambda_{PM} + L_d I_d(s)) \quad (4.12b)$$

Denklem 4.12’de verilen eşitliklerin son terimleri iki akım bileşeni arasındaki etkileşimi göstermektedir. Bu iki terim ileri besleme yöntemi ile kontrol çevrimine ekleyerek akım bileşenlerini birbirinden bağımsız hale getirip sadeleştirebiliriz. Şekil 4.5’de  $i_q$  bileşeni için kontrol çevrimi verilmiştir.



Şekil 4.5  $i_q$  Kontrol çevrimi:(a)İleri beslemeli çevrim, (b)Sadeleşmiş çevrim

Şekil 4.5’de verilen sadeleşmiş kontrol çevrimi  $i_d$  bileşeni için de yazılabilir. Ayrıca AYK çevriminde ve akım kontrol çevriminde gösterilmeyen sensör ve mikroişlemci gecikmelerinin etkisi de incelenmelidir. Bu tez kapsamında kullanılan ölçüm yönteminde sensörün ve analog filtrenin band genişliği yaklaşık 1 MHz olduğu için ihmal edilmiştir.

AYK algoritması koşarken mikroişlemcinin sebep olduğu gecikme ise Denklem 4.13'de verilmiştir.

$$H_{DSP}(s) = \frac{1}{T_d s + 1} \quad (4.13)$$

PI kontrolcüsü, sadeleşmiş  $i_q$  akım bileşeni ve mikroişlemcinin gecikmesi ile birlikte sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem 4.14'da verilmiştir.

$$G_{A,x} = \frac{K_p s + K_i}{s} \frac{1}{L_x s + R} \frac{1}{T_d s + 1} \quad (4.14a)$$

$$K_i = K_p K_{ip} \quad (4.14b)$$

$$K_{ip} = \frac{R}{L_x} \quad (4.14c)$$

Eğer kontrolcü katsayıları Denklem 4.14'da belirtildiği gibi seçilip denklem yeniden düzenlenirse;

$$G_{A,x} = \frac{K_p}{L_x} \frac{1}{s} \frac{1}{T_d s + 1} \quad (4.15)$$

olur. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu ise;

$$G_{K,x}e = \frac{G_{A,x}}{1 + G_{A,x}} \quad (4.16a)$$

$$G_{K,x} = \frac{K_p}{L_x T_d s^2 + L_x s + K_p} \quad (4.16b)$$

$$G_{K,x} = \frac{\frac{K_p}{L_x T_d}}{s^2 + \frac{1}{T_d} s + \frac{K_p}{L_x T_d}} = \frac{w^2}{s^2 + 2\xi w s + w^2} \quad (4.16c)$$

olacaktır. Denklem 4.16 akımın her iki bileşeni içinde geçerlidir. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu belirlendikten sonra kontrolcülerin band genişliği ve parametrelerin belirlenmesi Bölüm 6.1.4'ta yapılacaktır (Nise, 2011). AYK yönteminde akım kontrolcülerini dışında dış katmanda bulunan hız kontrolcüsünde benzer yöntemle analiz edilebilir. Denklem 4.17'de motorun mekanik modeli verilmiştir.

$$J \frac{dw_m}{dt} = \tau_e - \tau_L - B w_m \quad (4.17)$$

Bu eşitlikte  $T_L$  yük ifade eder ve bozucu etki olarak sonradan modele eklenebilir. Bu yüzden  $T_L = 0$  alınarak denklemin laplace dönüşümü alınır;

$$\frac{w_m(s)}{\tau_e(s)} = \frac{1}{J s + B} \quad (4.18)$$

Ayrıca Denklem 4.11'da  $i_d = 0$  alınırsa Denklem 4.19 elde edilir.

$$\frac{\tau_e(s)}{I_q(s)} = \frac{3}{2} P \lambda_{PM}, i_d = 0 \quad (4.19)$$

Denklem 4.19'ü Denklem 4.18'te yerine koyarsak;

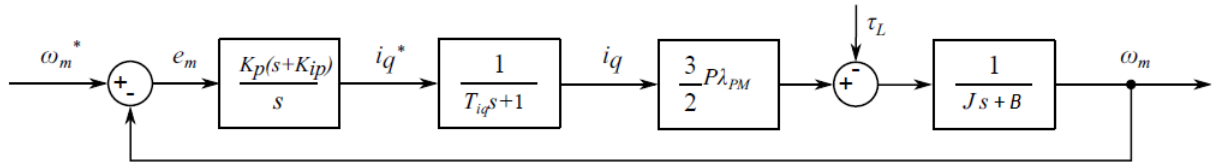
$$\frac{w_m(s)}{I_q(s)} = \frac{\frac{3}{2} P \lambda_{PM}}{J s + B} \quad (4.20)$$

olur. Burada  $i_q$  akım çevriminin referans değişkenidir. Bu yüzden akım çevriminin de birinci dereceden bir sistem olarak hız çevrimine eklenmesi gereklidir. Buna göre akım çevriminin transfer fonksiyonu Denklem 4.21'deki gibi yazılabilir.

$$G_{i_q}(s) = \frac{1}{T_{i_q}s + 1} \quad (4.21a)$$

$$T_{i_q} = \frac{1}{w_{i_q}} \quad (4.21b)$$

$T_{i_q}$  akım çevriminin zaman sabitidir. Bu sabit Denklem 4.21(b)'deki gibi akım çevriminin band genişliği ile hesaplanabilir. Şekil 4.6'te hız çevrimi verilmiştir. Hız çevriminin açık



Şekil 4.6 Hız kontrol çevrimi

çevrim transfer fonksiyonu Denklem 4.22'de verilmiştir.

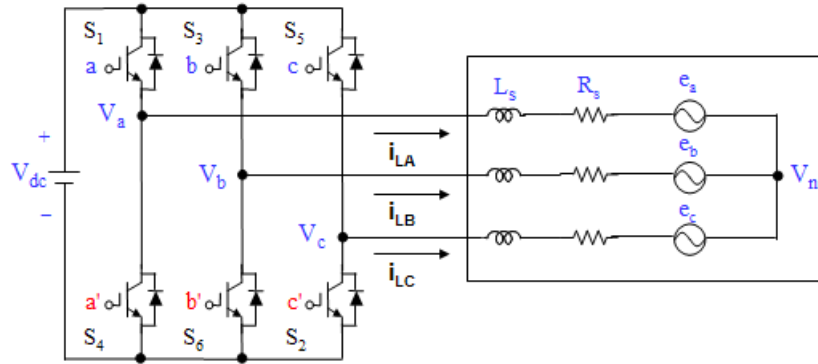
$$G_{A,w_m} = \frac{K_p(s + K_{ip})}{s} \frac{1}{T_{i_q}s + 1} \frac{\frac{3}{2}P\lambda_{PM}(1 - \tau_L)}{Js + B} \quad (4.22a)$$

$$K_i = K_p K_{ip} \quad (4.22b)$$

Böylece hız çevriminde transfer fonksiyonu tamamlanmıştır. İlerleyen bölümlerde akım çevrimi ile birlikte kontrolcü katsayıları ve band genişliği belirlenecektir.

## 4.4 İnverter Devresi

Bu çalışmada üç fazlı inverter devresi kullanılmıştır. Şekil 4.7'de devre şeması verilmiştir. Devrede altı adet anahtarlama elemanı kullanılmaktadır. Bu elemanlar MOSFET veya IGBT olabilmektedir. Teorik olarak devre girişindeki doğru akım besleme gerilimi motora iletilen üç fazın fazlar arası gerilimine eşittir. Fakat anahtarlama elemanlarındaki gerilim düşümlerinden dolayı pratikte fazlar arası gerilim daha düşük olmaktadır. Devrede her koldaki anahtarlama elemanları birbirinin tersi olarak çalışmaktadır ve iletim-kesim davranışları gecikmesiz olarak ideal olduğu varsayılmıştır (Vadstrup, 2013).



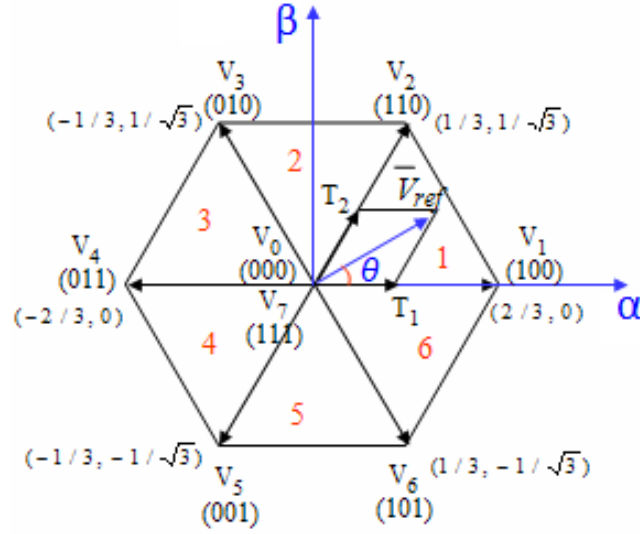
Şekil 4.7 Üç fazlı inverter (Sasi ve Kuruvilla P, 2013)

## 4.5 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(Space Vector PWM)

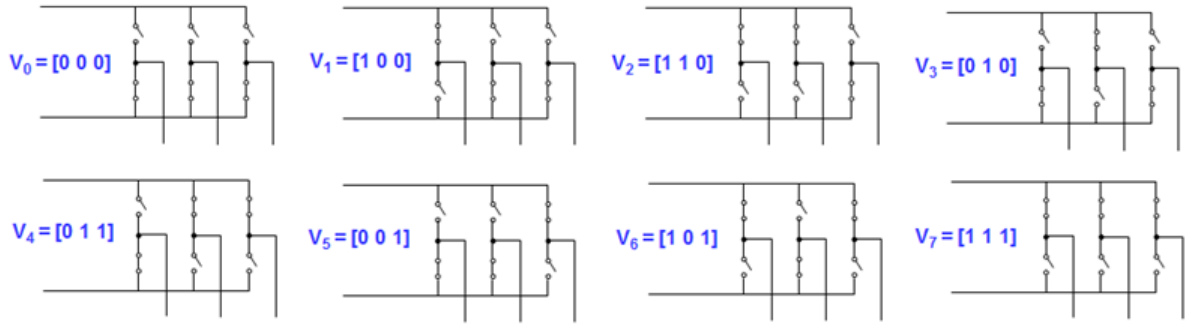
Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(Space Vector PWM) (UVDGM) inverter yapılarındaki transistörleri sürmek için gate sinyallerinin oluşturmakta kullanılmaktadır. Girişindeki iki eksenli sinüzoidal sinyallere göre gate sinyalleri üretmek transistörlerin sinüzoidal faz çıkışı oluşturmasını sağlamaktadır. Genellikle üç fazlı ve iki seviyeli inverterler için uygulanmaktadır. Girişindeki doğru akım kaynağının kullanım oranı benzer bir algoritma olan sinüzoidal darbe genişlik modülasyonuna(SPWM) göre %15 daha fazladır. Şekil 4.7’de iki seviyeli üç fazlı inverter devresi verilmiştir. Bu devrede altı adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Alttaki anahtarlar üsttekilerin tersi durumunda çalıştığı için sadece üstteki anahtarların gate sinyali üretilmektedir. Alttaki anahtarlar bu gate sinyalinin tersi ile kontrol edilir.  $S_1, S_3, S_5$  anahtarlarına bakıldığında bunların sekiz farklı iletim durumu olduğu görülmektedir. Bu sekiz durumun ikisi sıfır vektörü durumu diğer altısı ise aktif vektör durumunu oluşturur. Aktif vektörler  $V_1(100)...V_6(101)\alpha - \beta$  düzlemini altı eşit parçaya bölmektedir (Agrawal vd., 2016).

Şekil 4.8’de görüldüğü gibi altı sektörün sınırları aktif vektörler tarafından oluşturulmaktadır. Merkezde ise  $V_0(000), V_7(111)$  sıfır vektörleri bulunmaktadır. Vektör isimleri yanında parantez içinde bulunan numaralar sıralı olarak ( $S_1, S_3, S_5$ ) anahtarlarının iletim durumunu göstermektedir. "1" ilgili anahtarın iletimde, "0" ise kesimde olduğunu belirtir. Bir aktif vektörden diğerine geçişte sadece tek anahtar konum değiştirebilir.  $V_{ref}$  ise transistörler tarafından üretilmesi istenen referans vektörüdür (YingYing vd., 2011). Herhangi bir anda bulunduğu bölgenin komşu aktif vektörlerinin belirli süreler boyunca oluşturulması ile  $V_{ref}$  vektörü oluşturulur. Şekil 4.9’da vektörlerin inverterdeki karşılıkları verilmiştir.





Şekil 4.8 Vektör uzayı (Sasi ve Kuruvilla P, 2013)



Şekil 4.9 Vektörlerin inverterde oluşturulması (Sasi ve Kuruvilla P, 2013)

AYK'dan algoritma girişi olarak  $V_\alpha, V_\beta$  bileşenleri gelmektedir. Aşağıda bu bileşenlerden başlayarak adım adım yapılması gereken işlem adımları anlatılmıştır.

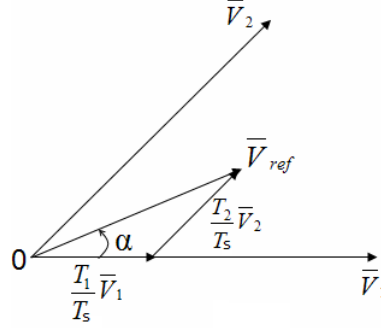
1. **Adım:**  $\overline{V_{ref}}$  vektörü Denklem 4.23 ile hesaplanır ve sektör numarası belirlenir. Sektör numarası  $\theta$  açısına bağlı olarak belirlenir.  $\theta$  açısındaki her  $60^\circ$ 'lik değişim bir sektöre karşılık gelmektedir.

$$\|\overline{V_{ref}}\| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (4.23a)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (4.23b)$$

2. **Adım:** Şekil 4.10'da verilen komşu iki vektöre ait  $T_0, T_1, T_2$  süreleri belirlenir. Bu süreler sektör numarası ve  $\theta$  açısına bağlı olarak belirlenmektedir. Denklem 4.24'da

sürelerin hesaplanması için gerekli formüller verilmiştir. Bu formüllerin çıkarımı Sasi ve Kuruvilla P (2013)'te detaylı olarak anlatılmıştır.



Şekil 4.10 Sektör 1 için referans vektör türetimi (Sasi ve Kuruvilla P, 2013)

$$T_1 = T_s m \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta\right) \right) \quad (4.24a)$$

$$T_2 = T_s m \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (4.24b)$$

$$m = \frac{\|\bar{V}_{ref}\|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \quad (4.24c)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2, (n = 1...6 \text{ Sektör numarası}, 0 \leq \theta \leq 60^\circ) \quad (4.24d)$$

Eğer  $T_1 + T_2 > T_s$  ise vektör uzayı dışına çıkılamayacağından inverter doyuma ulaşır. Bu durumda çıkışı vektör uzayı limitlerinde tutabilmek için maksimum gerilim uygulanır. Bunun için  $T_0, T_1, T_2$  süreleri yeniden hesaplanmalıdır. Denklem 4.25'de inverter doyumu esnasındaki vektör süreleri hesabı verilmiştir.

$$T_1' = \frac{T_s}{T_1 + T_2} T_1 \quad (4.25a)$$

$$T_2' = \frac{T_s}{T_1 + T_2} T_2 \quad (4.25b)$$

$$T_0' = 0 \quad (4.25c)$$

3. **Adım:** İkinci adımda hesaplanan süreler her sektör için hangi anahtarın ne kadar süre iletimde kalacağını belirlemede kullanılacaktır. Çizelge 4.1'te üst ve alt anahtarların iletim süreleri sektör numarasına bağlı olarak verilmiştir.

Çizelge 4.1 Sektöre bağlı anahtarlama süreleri (Sasi ve Kuruvilla P, 2013)

<b>Sektör</b>	<b>Üst Anahtarlar</b> ( $S_1, S_3, S_5$ )	<b>Alt Anahtarlar</b> ( $S_4, S_6, S_2$ )
1	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
4	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
5	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$

## 5. ROTOR POZİSYONUNUN BELİRLENMESİ

Bu bölümde gözlemci tabanlı rotor pozisyonu belirleme yöntemlerinden iki tipi incelenmiştir. Her iki yöntemde akım gözlemcisi tabanlıdır. Aralarındaki fark gözlemcilerin çalıştığı düzlem ve gözlem için kullanılan yöntemdir. Birinci yöntemde motor modeli ve kayan mod gözlemci (sliding mode observer) iki eksenli stator düzleminde çalışmaktadır. İkinci yöntemde ise motor modeli ve pozisyon izleme gözlemcisi rotor düzleminde çalışmaktadır. Stator düzleminde çalışmak rotor düzlemine göre düşük işlem gücü gerektirmektedir. Fakat yüksek devirlere çıkıldıkça motor faz frekansı artacağından band genişliği problemleri oluşmaktadır. Rotor düzleminde ise çalışılan işaretler sinüzoidal değil doğrusaldır. Bu yüzden band genişliği problemi çok fazla oluşmamaktadır.

### 5.1 Kayan Mod Gözlemci (KMG) ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi: Stator Düzlemi

Stator düzleminde kayan mod akım gözlemcisi ile rotor pozisyonunun belirlenmesi için öncelikle motor modelinin iki eksenli stator düzlemi için revize edilmesi gerekmektedir. Ardından bu model ile zıt EMK her iki eksen için gözlemci ile hesaplanır. Zıt EMK'lar rotor pozisyonuna bağlı olarak oluştuğundan pozisyon bilgisi buradan çekilmektedir. Bu yöntem Askour ve Idrissi (2014) ve Zambada ve Deb (2010)'de benzer şekilde kullanılmıştır. Aralarındaki fark Zambada ve Deb (2010) gözlemci yapısında küçük hatalar için lineer çalışma bölgesi tanımlamıştır. Denklem 5.1'de  $\alpha - \beta$  düzleminde motor modeli verilmiştir.

$$V_{\alpha} = Ri_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} + e_{\alpha} \quad (5.1a)$$

$$V_{\beta} = Ri_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} + e_{\beta} \quad (5.1b)$$

Denklem 5.1'den akım değişkenleri çekilerek ayrık zamanlı hale getirilirse Denklem 5.2(e),(f) elde edilir(Zambada ve Deb, 2010).

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{-R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}(V_\alpha - e_\alpha) \quad (5.2a)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{-R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}(V_\beta - e_\beta) \quad (5.2b)$$

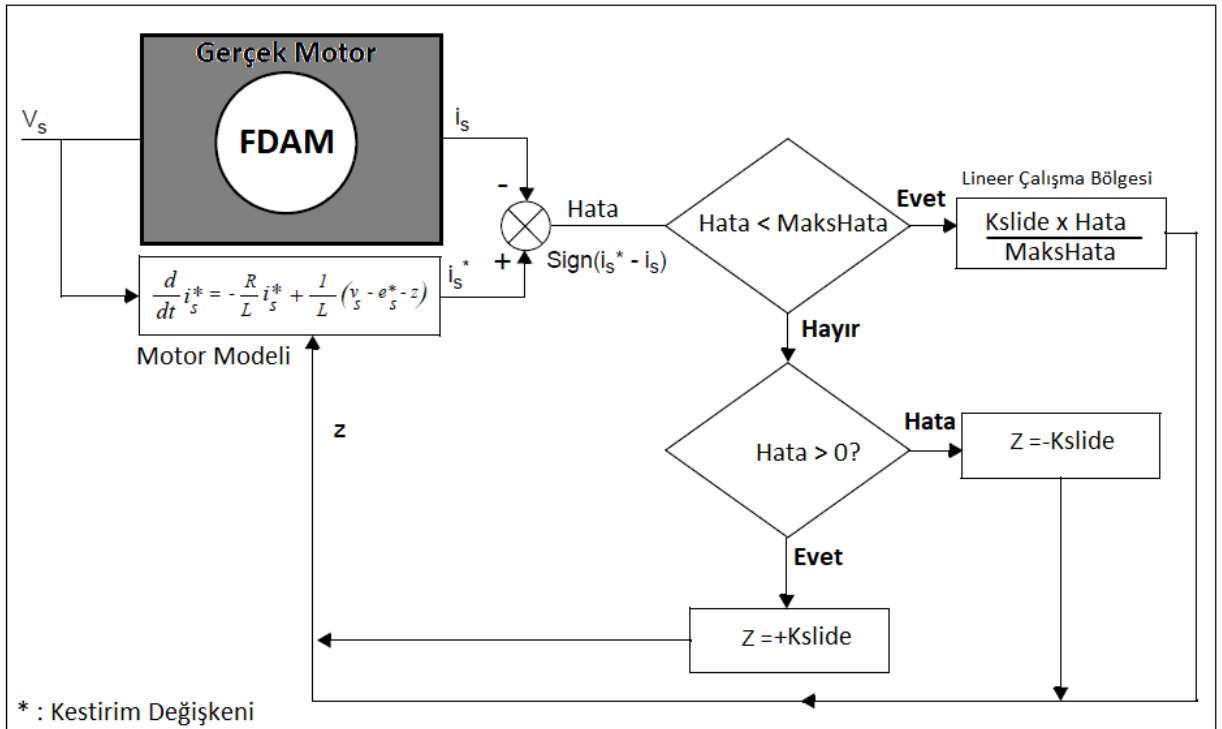
$$\frac{i_\alpha(n+1) - i_\alpha(n)}{T_s} = \frac{-R}{L}i_\alpha(n) + \frac{1}{L}(V_\alpha(n) - e_\alpha(n)) \quad (5.2c)$$

$$\frac{i_\beta(n+1) - i_\beta(n)}{T_s} = \frac{-R}{L}i_\beta(n) + \frac{1}{L}(V_\beta(n) - e_\beta(n)) \quad (5.2d)$$

$$i_\alpha(n+1) = (1 - T_s \frac{-R}{L})i_\alpha(n) + \frac{T_s}{L}(V_\alpha(n) - e_\alpha(n)) \quad (5.2e)$$

$$i_\beta(n+1) = (1 - T_s \frac{-R}{L})i_\beta(n) + \frac{T_s}{L}(V_\beta(n) - e_\beta(n)) \quad (5.2f)$$

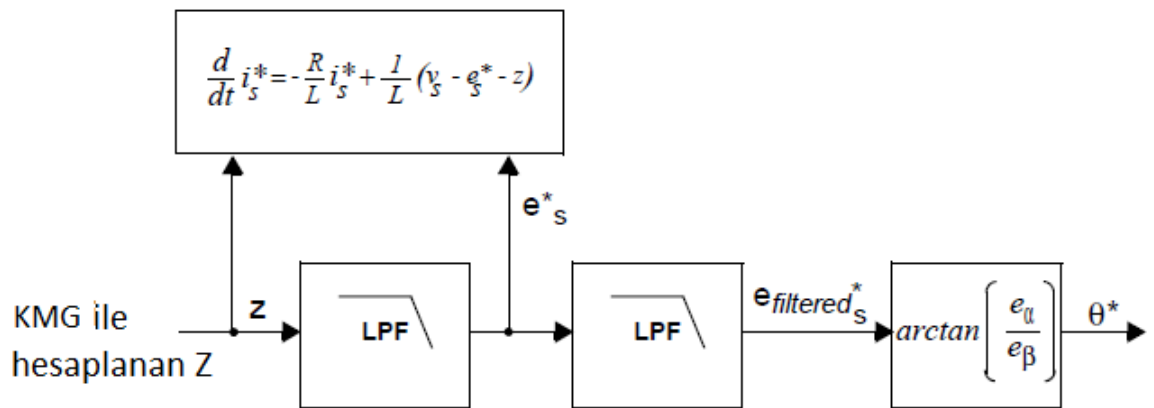
Denklem 5.2(e),(f)'de verilen  $F = 1 - T_s \frac{R}{L}$ ,  $G = \frac{T_s}{L}$  ifadeleri F ve G ile tanımlanırsa denklem daha sade yazılabilir. (Askour ve Idrissi, 2014) ise Denklem 5.2'ye benzer yaklaşımda bulunmuş fakat ayrıklaştırma yaparken diferansiyel denklem çözümü kullanarak F ve G'yi farklı bulmuştur. Buna göre  $F = e^{-T_s \frac{R}{L}}$ ,  $G = \frac{1}{R}(1 - e^{-T_s \frac{R}{L}})$  olarak güncellenmiştir. Her iki yöntemde de F ve G sabit katsayılardır ve yakın değerler oluşmaktadır.



Şekil 5.1 Stator düzlemi KMG (Zambada ve Deb, 2010)

Şekil 5.1’de stator düzlemi için KMG algoritması verilmiştir. Algoritmadan görüldüğü gibi gerçek motor ölçümleri ile motor modelinden faydalanarak zıt EMK’lar hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalardaki parametre değişimleri veya belirsizliklerinden dolayı oluşan hatalar kestirimi yapılan motor akımı ile sıfırlanmaktadır. Eğer ölçülen ve kestirimi yapılan akımlar arasındaki hata sıfırlanırsa motor modeli gerçek modele yakınsamış olacağından kestirimi yapılan zıt EMK’da doğru olacaktır. Yukarıdaki şekilde s alt indisi ile belirtilen değişkenler  $\alpha - \beta$  eksen takımına karşılık gelmektedir. Eğer hata maksimum KMG hatasından büyük ise gözlemci lineer olmayan bölgede çalışmaktadır ve hataya bağlı olarak  $K_{slide}$  kadar gerçek değere doğru kayacaktır. Gerçek değere yakınsadığında hata maksimum KMG hatasının altına düşer ve bu durumda gözlemci lineer çalışma bölgesine geçmiş olacaktır. Bu bölgede  $K_{slide}$  katsayısı hataya bağlı olarak ölçeklenir ve böylece gerçek değer civarından daha küçük salınımlar ile ölçülen akımı takip edecektir. Bu algoritmanın çıktısı  $z$  değişkenidir.  $z$  değişkeni zıt EMK’nın gürültülü halidir. Bu yüzden bu değişken filtrelenerek istenilen zıt EMK elde edilir.

Şekil 5.2’de filtreleme sonucu rotor pozisyonunun elde edilmesi gösterilmiştir. Burada ardışık iki filtre kullanılarak daha düzgün açı bilgisi elde edilmiştir. Ayrıca ilk filtre çıkışı KMG algoritmasındaki motor modelinde de kullanılmaktadır. Filtreleme işlemi için kullanılacak ayrık zamanlı alçak geçiren filtrenin kesim frekansı motor akımlarının frekansına eşit veya büyük olmalıdır. Motor hızının hesaplanması ise  $\theta$ ’nın ayrık zamanda



Şekil 5.2 Rotor pozisyonunun elde edilmesi (Zambada ve Deb, 2010)

integrali alınarak yapılmaktadır. Ayrık zamanda integral  $\theta$ ’nın birikimli toplamı anlamına geleceğinden Denklem 5.3’teki gibi rotor hızı hesaplanabilir. AYK’da hız çevrimi, akım çevriminden en az on kat daha yavaş olması gerektiği belirtilmişti. Bu yüzden  $\theta$  birikim

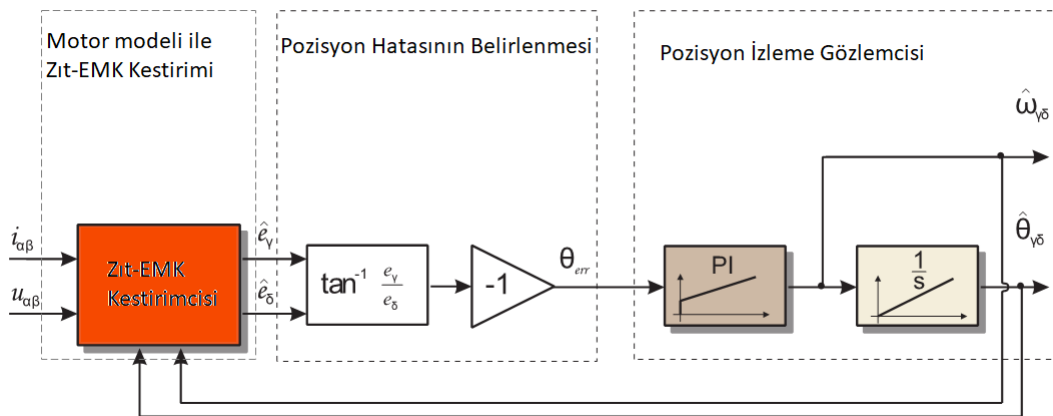
sayısı olan  $m$  çevrim oranları kadar olmalıdır.

$$w_m = \sum_{i=0}^m (\theta_n - \theta_{n-1}) K_{wm} \quad (5.3)$$

Denklem 5.3'te  $K_{wm}$  katsayısı integralin zaman aralığına karşılık gelir ve  $K_{wm} = \frac{2}{T_s m P}$ 'ye eşittir. Benzer şekilde elde edilen  $w_m$ 'de alçak geçiren filtreden geçirilerek gürültülerin etkisi azaltılır.

## 5.2 Pozisyon İzleme Gözlemcisi(PİG) ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi:Rotor Düzlemi

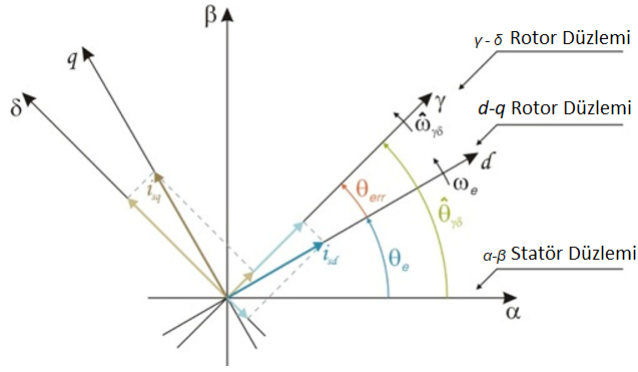
Rotor düzleminde gözlemci ile pozisyon belirleme yöntemi önceki yöntemle benzer şekilde zıt-EMK kestirimi yaparak çalışmaktadır. Yöntemin blok şeması Şekil 5.3'te verilmiştir. Bu yöntem için öncelikle motor modelinin rotor düzleminde yazılması gerekmektedir. Fakat 4.3'den farklı olarak burada  $d - q$  düzlemi dışında rotor üzerinde  $\gamma - \delta$  ikinci düzlemi tanımlanacaktır.



Şekil 5.3 Rotor düzlemi PİG (Popa, 2018)

$\gamma - \delta$  düzlemi  $d - q$  düzlemi ile senkron fakat belirli bir faz farkı olan bir düzlemdir. Bunun sebebi stator düzleminde rotor düzlemine geçerken ilk başta rotor konumunun tam olarak bilinmemesidir. Şekil 5.4'te eksen takımları gösterilmiştir.

Şekil 5.4'te görüldüğü gibi  $\gamma - \delta$  düzlemi ile  $d - q$  düzlemi arasında  $\theta_{err}$  kadar fark açısı bulunmaktadır.  $\gamma - d$  ve  $\delta - q$  bileşenler eş fakat farklı açıdaki bileşenlerdir. Bu yöntemde amaç bu fark açısını sıfırlayarak her iki rotor düzlemini de aynı eksene oturtmaktır. Bunun için Şekil 5.3'te verilen kapalı çevrim kullanılmaktadır. PI kontrolcü



Şekil 5.4 Motor eksen takımı (Popa, 2018)

girişi hata olarak fark açısını almaktadır. Bu fark açısına göre kontrolcü çıkışında rotor hızı oluşmaktadır. Bu hızın integrali alınarak rotor pozisyonu elde edilmektedir. Bu pozisyon bilgisi kullanılarak akım ve gerilimlerde statör düzleminde  $\gamma - \delta$  rotor düzlemine park dönüşümü ile geçiş yapılır. Bu geçişten sonra yeniden zıt-EMK'ların kestirimi yapılır ve yeni fark(hata) açısı elde edilir. Çevrim bu şekilde devam ettiğinde fark açısı sıfırlanır, bu durumda iki eksen takımı üst üste gelmiş demektir ve gözlemci çıkışındaki  $\theta_{\gamma\delta}$  açısı rotor pozisyonuna eşit olmaktadır. Bu eşleme sağlandıktan sonra motor kontrolünde  $\theta_{\gamma\delta}$  açısı kullanılabilir.  $\gamma - \delta$  düzlemindeki motor modeli Denklem 5.4'te verilmiştir. Bu denklem takımının son terimleri bölüm 4.3'te elde edilen modelden farklıdır. Bunun sebebi rotor mıknatıslarının manyetik akısı  $\gamma - \delta$  düzleminde  $d - q$  düzlemindeki gibi tek bileşende toplanmamıştır.  $\gamma - \delta$  düzlemindeki rotor mıknatıslarının manyetik akı vektörü iki bileşenden oluşmaktadır (Popa, 2018).

$$V_{\gamma} = Ri_{\gamma} + sL_d i_{\gamma} - L_q \omega_{\gamma\delta} i_{\delta} - k_v \omega_{\gamma\delta} \sin(\theta_{err}) \quad (5.4a)$$

$$V_{\delta} = Ri_{\delta} + sL_d i_{\delta} + L_q \omega_{\gamma\delta} i_{\gamma} + k_v \omega_{\gamma\delta} \cos(\theta_{err}) \quad (5.4b)$$

Denklem 5.4 akım kestirimi için düzenlenir ve ayrık zamanlı hale getirilirse Denklem 5.5-5.7 elde edilir.

$$i_{\gamma}(n) = K_1(V_{\gamma}(n) + V_{\gamma}(n-1)) + K_2(\omega_{\gamma\delta}(n)i_{\delta}(n) + \omega_{\gamma\delta}(n-1)i_{\delta}(n-1)) + K_1(e_{\gamma}(n) + e_{\gamma}(n-1)) + K_3 i_{\gamma}(k-1) \quad (5.5)$$

$$i_{\delta}(n) = K_1(V_{\delta}(n) + V_{\delta}(n-1)) - K_2(\omega_{\gamma\delta}(n)i_{\gamma}(n) + \omega_{\gamma\delta}(n-1)i_{\gamma}(n-1)) + K_1(e_{\delta}(n) + e_{\delta}(n-1)) + K_3 i_{\delta}(k-1) \quad (5.6)$$



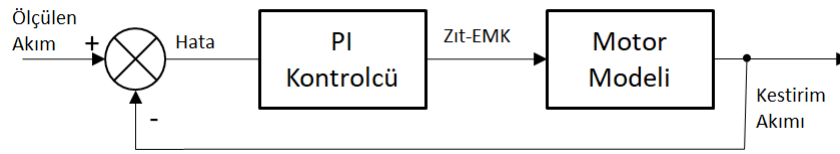
Denklem 5.5-5.6'da kullanılan katsayılar Denklem 5.7'de verilmiştir.

$$K_1 = \frac{T_s}{2L_d + T_s R} \quad (5.7a)$$

$$K_2 = \frac{T_s L_q}{2L_d + T_s R} \quad (5.7b)$$

$$K_3 = \frac{2L_d - T_s R}{2L_d + T_s R} \quad (5.7c)$$

Denklem 5.5-5.7 ile kestirimi yapılan motor akımları Şekil 5.5'te verilen kapalı çevrim PI kontrolcüsü yardımıyla  $e_\gamma, e_\delta$  zıt-EMK bileşenlerinin kestirimi yapılır. Burada ölçülen akım ile kestirilen akım arasındaki hata sıfırlandığı durumda PI kontrolcü çıkışı zıt-EMK'ya eşit olmaktadır. Bu çevrim her iki akım bileşeni için uygulanarak  $e_\gamma$  ve  $e_\delta$  elde edilir. Böylece Şekil 5.3'te verilen blok şemadaki tüm bileşenler hesaplanmış olunur.



Şekil 5.5 Zıt-EMK kestirimi (Popa, 2018)

Şimdiye kadar kullanılan üç adet PI kontrolcünün parametrelerinin belirlenmesi için bölüm 6.1.4'teki ile aynı yöntem kullanılabilir. Zıt-EMK kontrolcüsü bölüm 6.1.4'deki akım kontrolcüsü ile aynı band genişliğinde, pozisyon izleme kontrolcüsü ise hız kontrolcüsü ile aynı band genişliğinde seçilebilir. Pozisyon izleme kontrolcüsü zıt-EMK kontrolcülerine göre dış çevrimde kaldığı için band genişliği düşük seçilmelidir.

## 6. MATERYAL VE YÖNTEM

FDAM'nin AYK ile kontrolü hakkında teorik bilgi önceki bölümlerde detaylı olarak anlatılmıştır. Bu yöntemin tüm bileşenlerinin matematiksel altyapısı oluşturulmuş ve motorun farklı düzlemlerdeki modeli elde edilmiştir. Bu bölümde ise bu çalışmaların doğrulanması adına izlenen yöntemler, kullanılan donanımlar ve test düzeneği hakkında bilgi verilmiştir. Öncelikle teorik çalışmaların doğrulanması MATLAB-Simulink ortamında benzetim yapılarak sağlanmıştır. AYK yönteminin tüm bileşenleri, rotor pozisyonu belirleme yöntemleri ve motor modelinin benzetimi yapılmıştır. Ardından bu yöntemi gerçeklemek adına seçilen motor, motor sürücü kartı ve kontrol kartı hakkında bilgi verilmiştir. Bu donanımların çalışması için gerekli olan yazılım geliştirme ortamı ve yazılım algoritması açıklanmıştır. Son olarak motorun performansının ölçülebilmesi adına geliştirilen test düzeneği hakkında bilgi verilmiştir.

### 6.1 Simulink Benzetimi

Bu bölümde şimdiye kadar yapılan çalışmaların simulink benzetimi yapılmıştır. Şekil 6.1'de tüm sistemin benzetimi verilmiştir. Burada verilen kırmızı renkli çevrim hızlı akım çevrimini (14 kHz), yeşil ile belirtilen çevrim ise daha yavaş olan hız çevrimini (1 kHz) ifade etmektedir. Motorun ilk çalışması açık çevrimle yapılmaktadır. 100 – 120ms sonra önce kestirimi yapılan  $\theta_{es}$  ile pozisyon çevrimi kapatılır. Daha sonra ise kestirimi yapılan  $we_{es}$  ile hız çevrimi kapatılır. Açık çevrim pozisyon bilgisi motor modelinden alınarak kullanılmıştır. Blokların iç detaylarına ilerleyen alt bölümlerde değinilmiştir.

#### 6.1.1 Fırçasız Doğru Akım Motoru Benzetimi

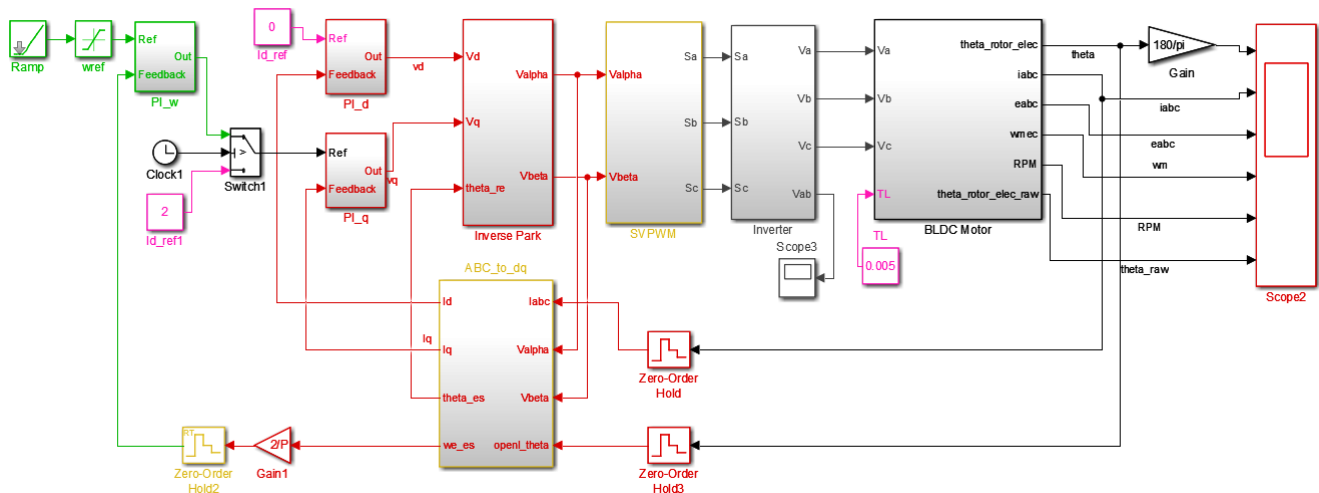
Şekil 6.2'de üç eksenli stator düzleminde motor benzetimi blok şeması verilmiştir. Blokların iç detayları Şekil 6.3'de verilmiştir.

#### 6.1.2 Clarke Dönüşümü Benzetimi

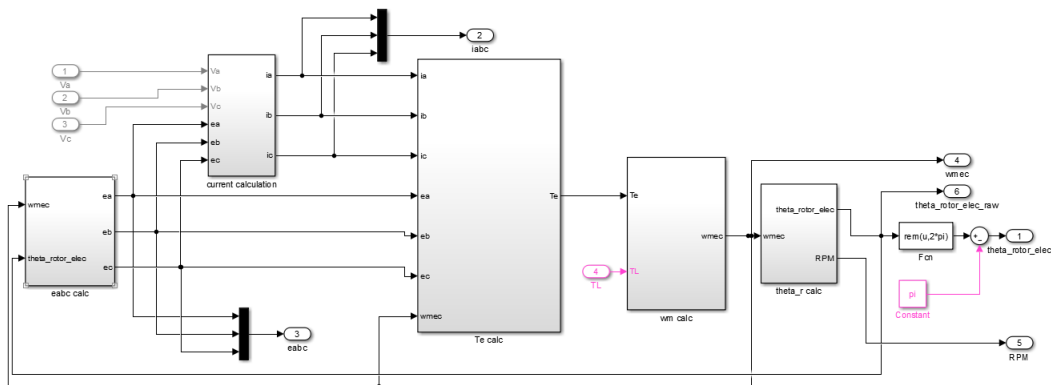
Şekil 6.4'te clarke dönüşümü benzetimi verilmiştir. Faz akımları toplamı sıfır sayılarak benzetim basite indirgenmiştir.

#### 6.1.3 Park-Ters Park Dönüşümü Benzetimi

Şekil 6.5'te park ve ters park dönüşümü benzetimi verilmiştir.



Şekil 6.1 AYK ile FDAM motor kontrolü benzetimi

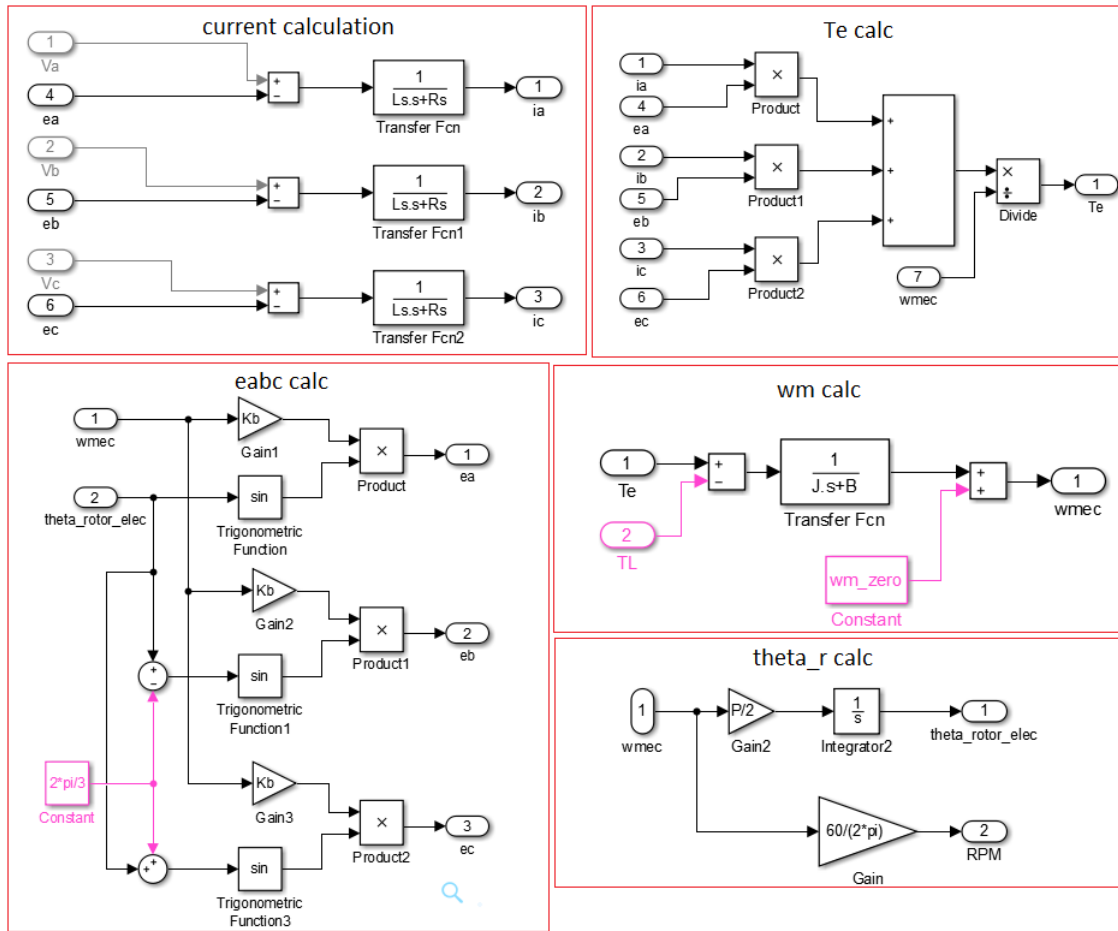


Şekil 6.2 FDAM motor benzetimi

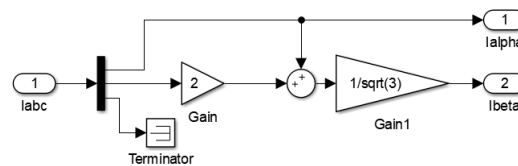
### 6.1.4 PI Kontrol Benzetimi

PI kontrolcü benzetimi Şekil 6.6'de verilmiştir. Akım çevrimleri ve hız çevriminde aynı yapı kullanılmıştır. Bu kontrolcülerin parametreleri köklerin yer eğrisi yönteminde faydalanılarak belirlenmiştir.

Bölümü 4.3'te rotor düzlemindeki motor modelinin akım denklemlerinin basitleştirilmiş hali elde edilmiş ve akım çevrimleri için açık ve kapalı çevrim transfer fonksiyonları nasıl elde edildiği gösterilmiştir. Bu bölümde akım bileşenleri ve mikroişlemci gecikmeleri için ayrı zamanda açık çevrim transfer fonksiyonu elde edilmiştir. bu transfer fonksiyonu Denklem 6.1'de görülmektedir. Burada seçilen motorun parametreleri kullanılmıştır. Bu parametrelerin nasıl elde edildiği ilerleyen kısımda



Şekil 6.3 Motor benzetimi blok detayı



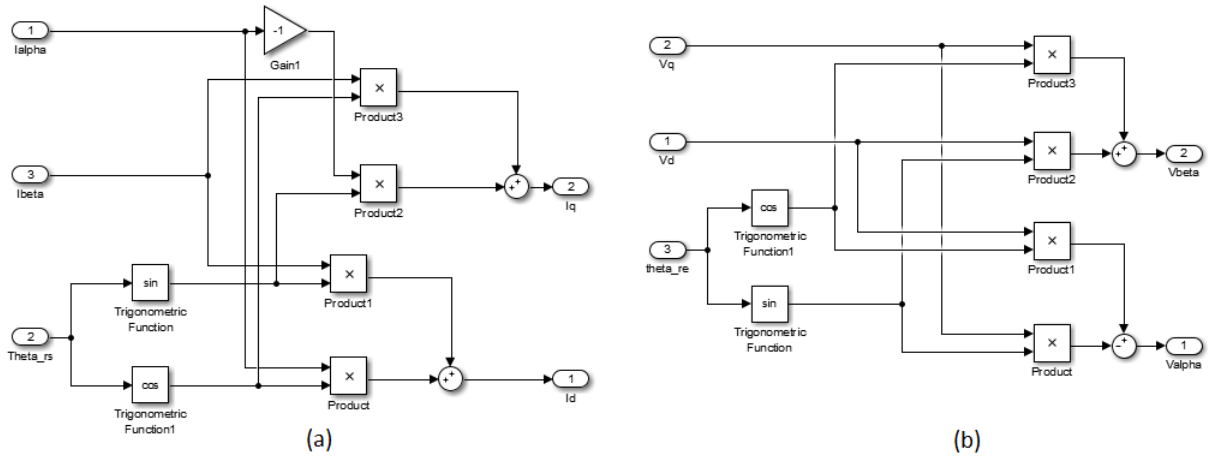
Şekil 6.4 Clarke dönüşümü benzetimi

anlatılmıştır. Bu parametrelere göre  $L_d$  olduğu için aşağıdaki transfer fonksiyonu her iki akım çevrimi için geçerlidir.

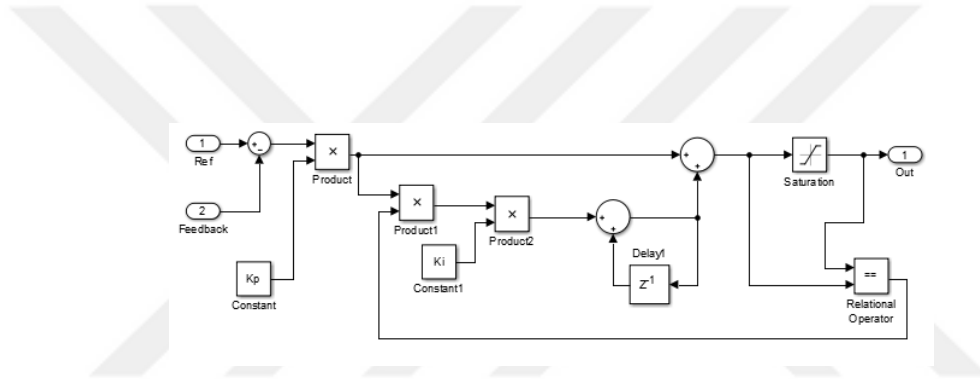
$$G_{Ad} = \frac{10.01z + 2.925}{z^2 - 0.3462z + 0.02554} \quad (6.1)$$

Ayrık zamanda PI kontrolcü transfer fonksiyonu ise;

$$G_{PI} = \frac{Kp(z - Kip)}{z - 1} \quad (6.2)$$



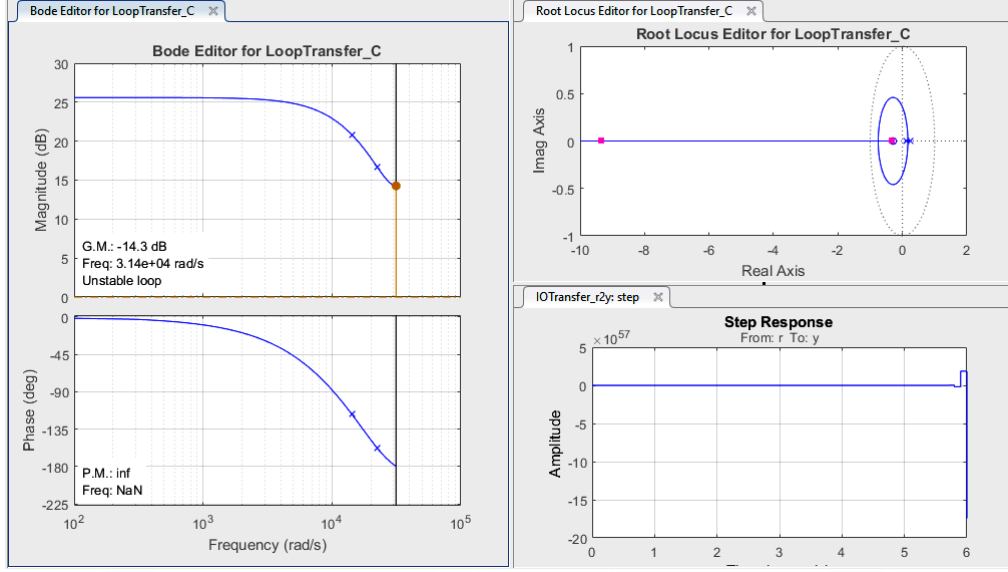
Şekil 6.5 Park-Ters Park dönüşümü benzetimi



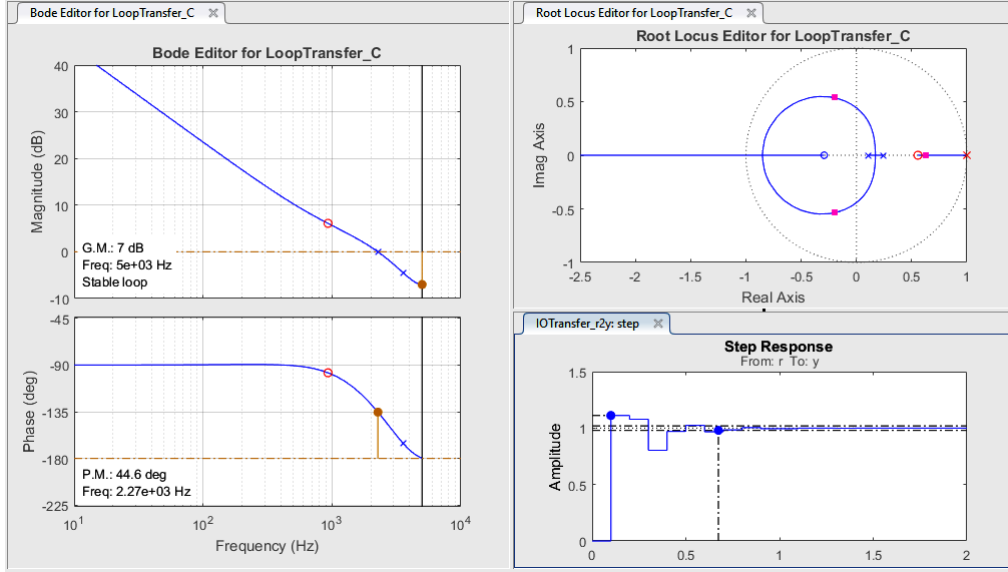
Şekil 6.6 PI kontrolcü benzetimi

Transfer fonksiyonları bu şekilde elde edildikten sonra MATLAB-Control System Designer ile sistemin kararlılık durumu belirlenmiştir. Şekil 6.7’de sistemin kontrolcü olmadan kararsız olduğu görülmektedir. Sistem kontrolçüsü eklenip parametreler band genişliğini göre optimize edildiğinde Şekil 6.8’deki sistem cevabı elde edilmiştir. Burada kontrolcü anahtarlama gürültülerinden daha az etkilenmesi için band genişliği mümkün olduğunca anahtarlama frekansından düşük seçilmiştir. Buna göre anahtarlama frekansının yaklaşık beşte biri band genişliği için sistem cevabı elde edilmiştir. Band genişliğinin daha düşük olması yük değişimlerinde kontrolcü tepkisini yavaşlatacağından tercih edilmemiştir. Şekil 6.8’de elde edilen sistem cevabının kompanzator katsayıları  $K_p = 0.11101$ ,  $K_{ip} = 0.557$  olarak belirlenmiştir. Hız çevrimi için de benzer yaklaşım uygulanmış ve Denklem 6.3’deki transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Burada da Denklem 6.2’deki PI kontrolçüsü kullanılarak hız çevriminin band genişliği optimize edilmiştir.

$$G_{Ad} = \frac{10.01z + 2.925}{z^2 - 0.3462z + 0.02554} \quad (6.3)$$

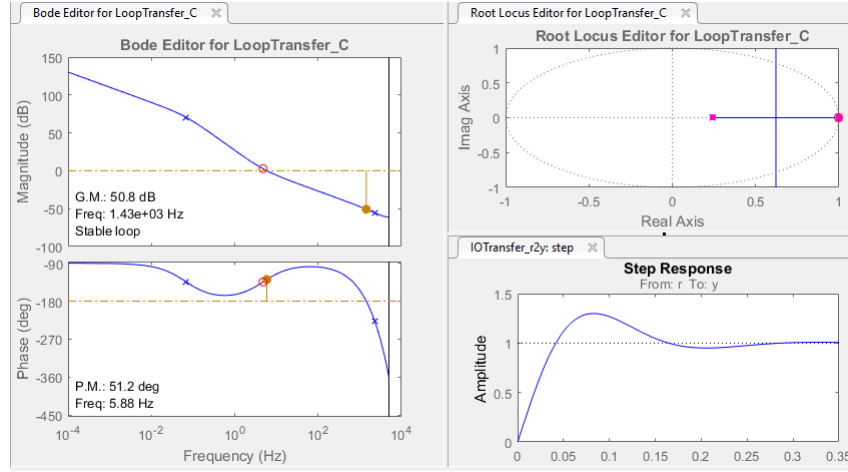


Şekil 6.7 Kompanzatsız kapalı akım çevrimi sistem cevabı



Şekil 6.8 Kompanzatorlü kapalı akım çevrimi sistem cevabı

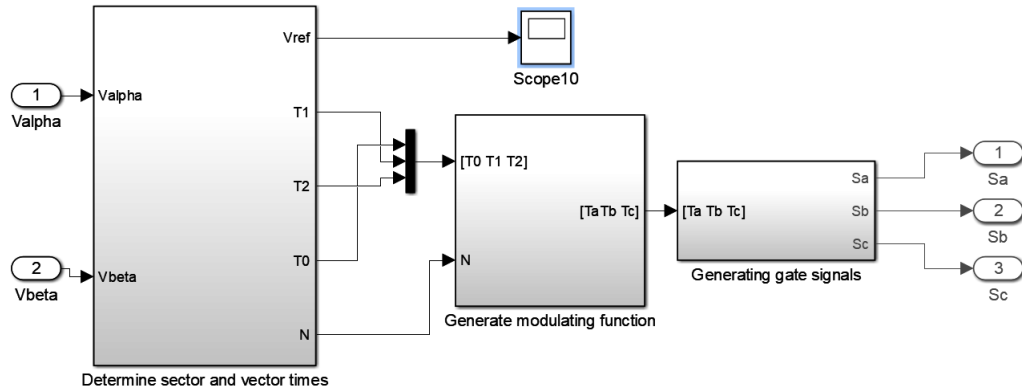
Şekil 6.9’te kompanse edilmiş hız çevrimi sistem cevabı verilmiştir. Buna göre  $K_p = 0.045$ ,  $K_{ip} = 0.997$  olarak ayarlandığında yaklaşık  $6Hz$ ’lik band genişliği ile motor kontrolü sağlanmıştır. Hız çevriminin band genişliğinin bu kadar küçük seçilmesinin sebebi motor parametrelerinin belirsizliklerinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 6.9 Kompanzatorlü kapalı hız çevrimi sistem cevabı

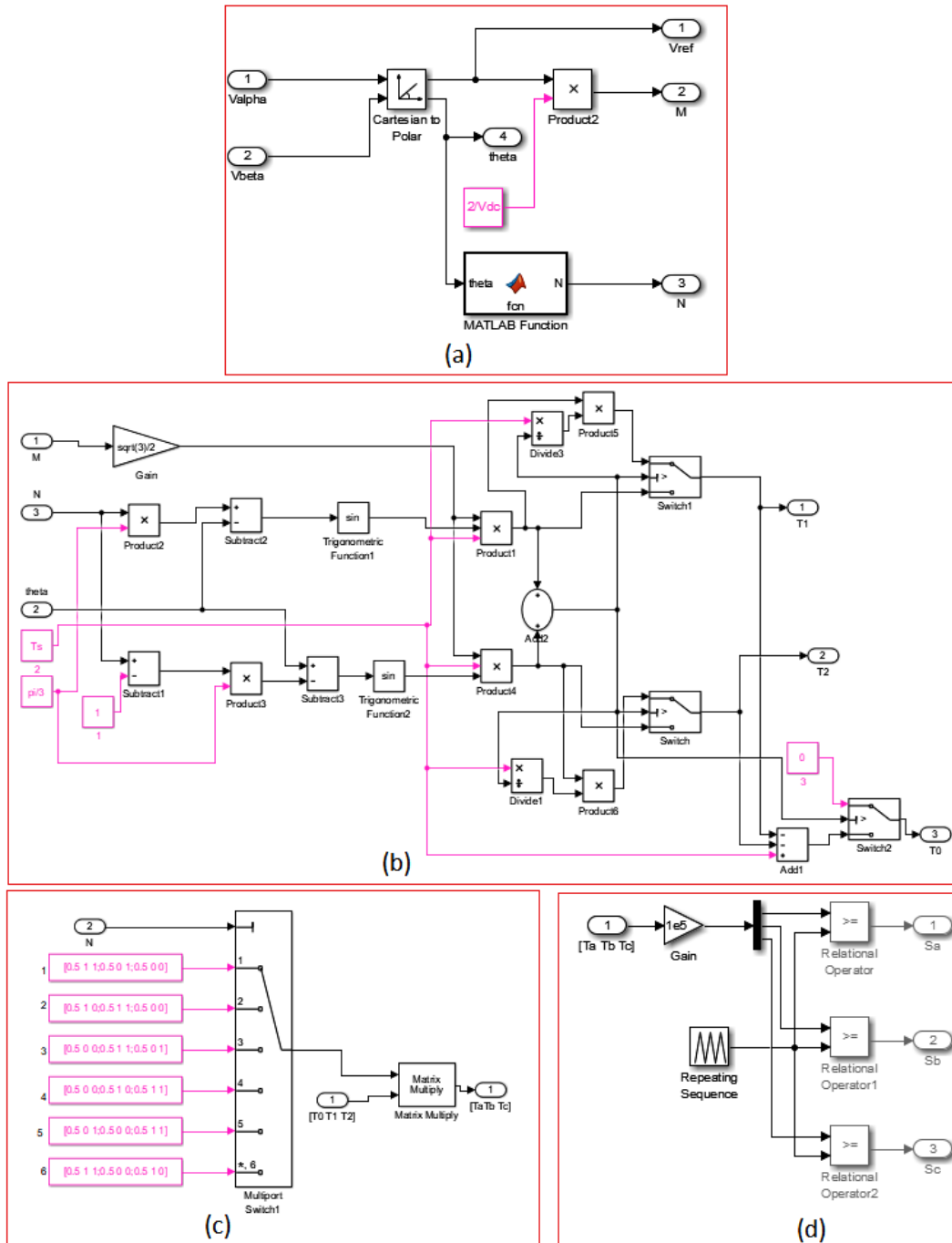
### 6.1.5 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Benzetimi

Şekil 6.10'da UVDGM blok şeması verilmiştir. Bu şemada öncelikle sektör numarası belirlenmiş ve bu numaraya göre  $T_0, T_1, T_2$  vektör süreleri hesaplanmıştır. Daha sonra bu süreler göre inverter devresindeki mosfetlerin iletim süreleri hesaplanmıştır



Şekil 6.10 UVDGM blok şeması

Şekil 6.11'de UVDGM blok şemasının iç detayı verilmiştir. Şekil 6.11(a)'da sektör belirleme, Şekil 6.11(b)'de vektör sürelerinin hesaplanması, Şekil 6.11(c) inverter devresindeki üst anahtarlar için iletim sürelerinin hesaplanması, Şekil 6.11(d)'de ise mosfet iletim sürelerine göre gate sinyallerinin üretilmesi verilmiştir.

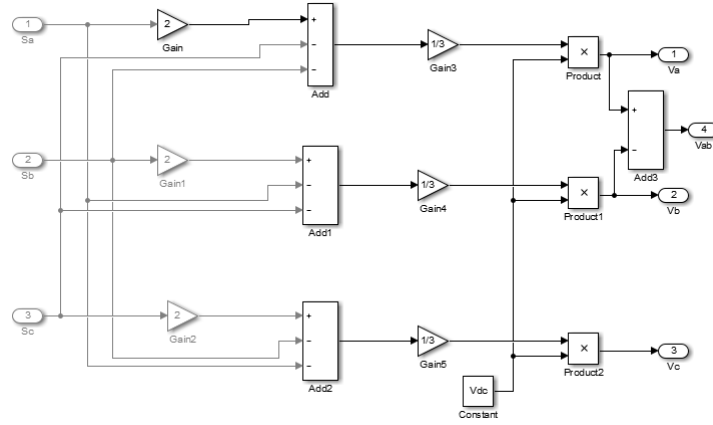


Şekil 6.11 UVDGM detay şeması

### 6.1.6 İverter Devresi Benzetimi

Şekil 6.12’de inverter devresi benzetimi verilmiştir. Burada mosfetlerin iletim durumuna göre oluşan faz gerilimleri genliği elde edilmektedir.



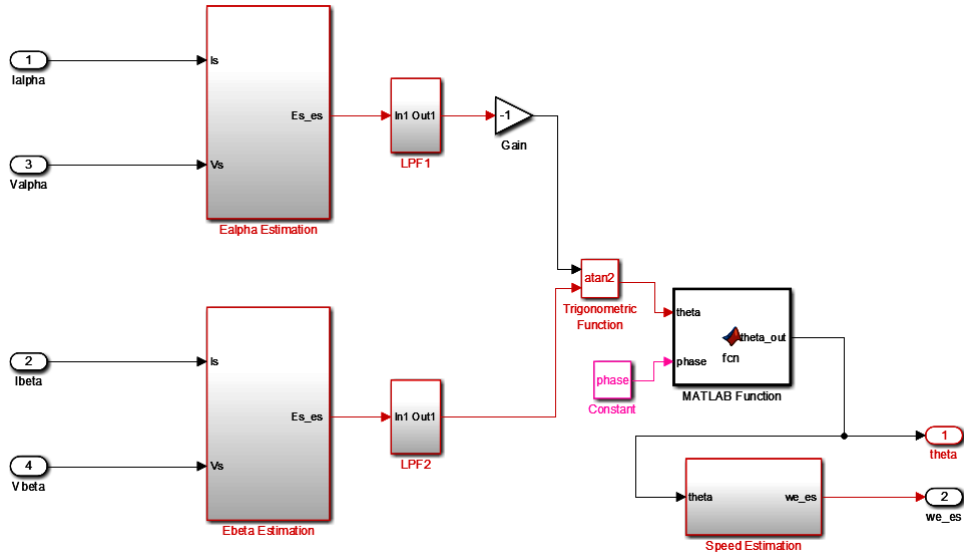


Şekil 6.12 İnverter devresi benzetimi

## 6.1.7 Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi

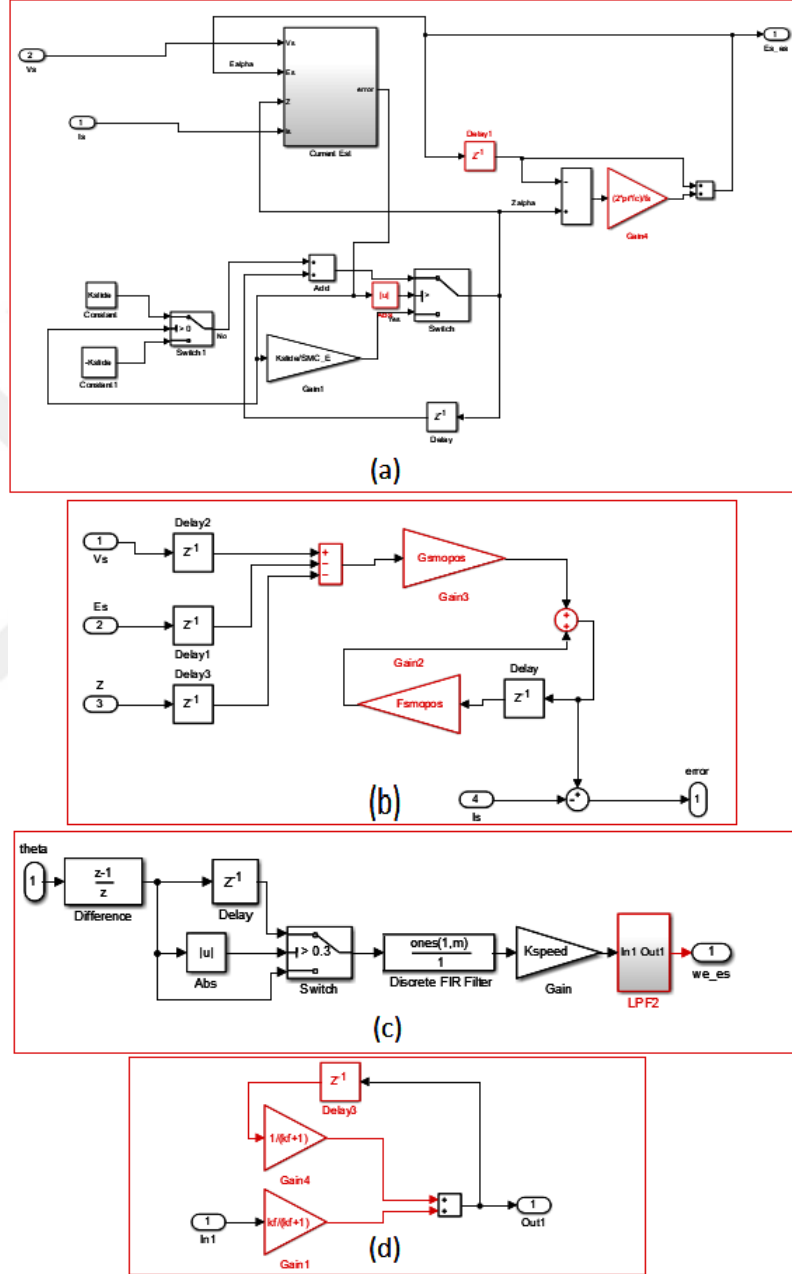
### 6.1.7.1 KMG ile Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi

Şekil 6.13’de KMG ile rotor pozisyon belirleme yönteminin blok şeması verilmiştir. Bu şemada  $E_{\alpha}$ ,  $E_{\beta}$  aynı şekilde hesaplanır. Elde edilen zıt-EMK’lardan  $\theta$  açısı bulunur ve faz  $90^{\circ}$  ilerletilir. Buradaki faz gecikmesi zıt-EMK kestirimi esnasında kullanılan iki adet alçak geçiren filtreden kaynaklanmaktadır.



Şekil 6.13 KMG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi blok şeması

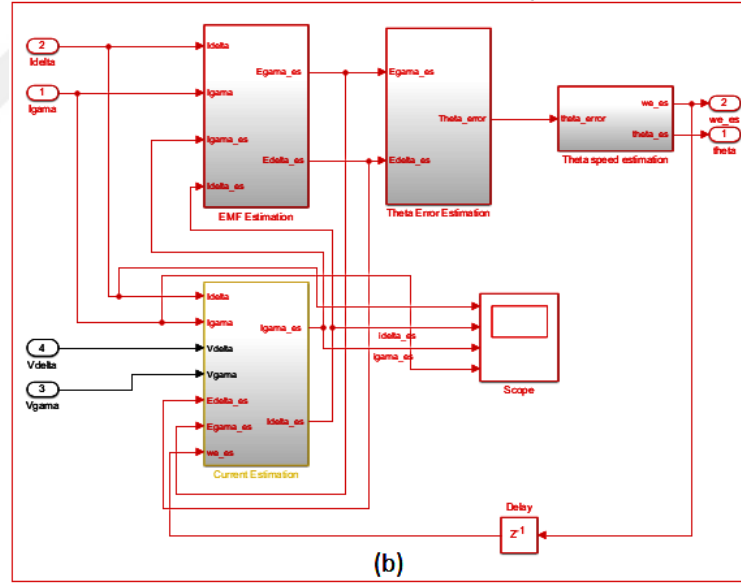
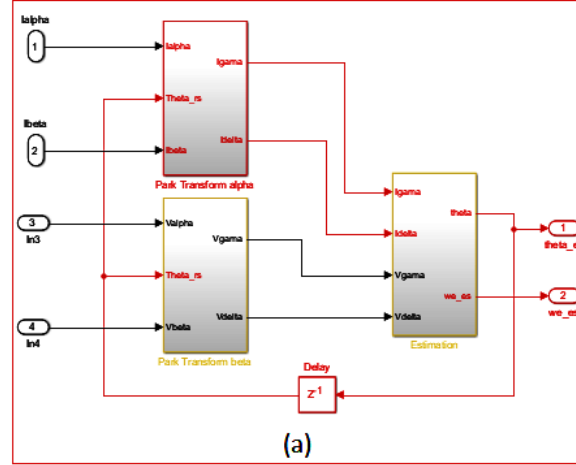
Şekil 6.14’de yukarıda verilen blok şemanın iç detayı verilmiştir. Şekil 6.14(a)’da zıt-EMK kestirimi, Şekil 6.14(b)’de Şekil 6.14(a)’da kullanılan motor akımı kestirimi, Şekil 6.14(c) hız kestirimi, Şekil 6.14(d)’de alçak geçiren filtre yapısı verilmiştir. Filtrelerin kesim frekansı maksimum akım ve hız frekansına eşit olarak seçilmiştir.



Şekil 6.14 KMG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi detay şeması

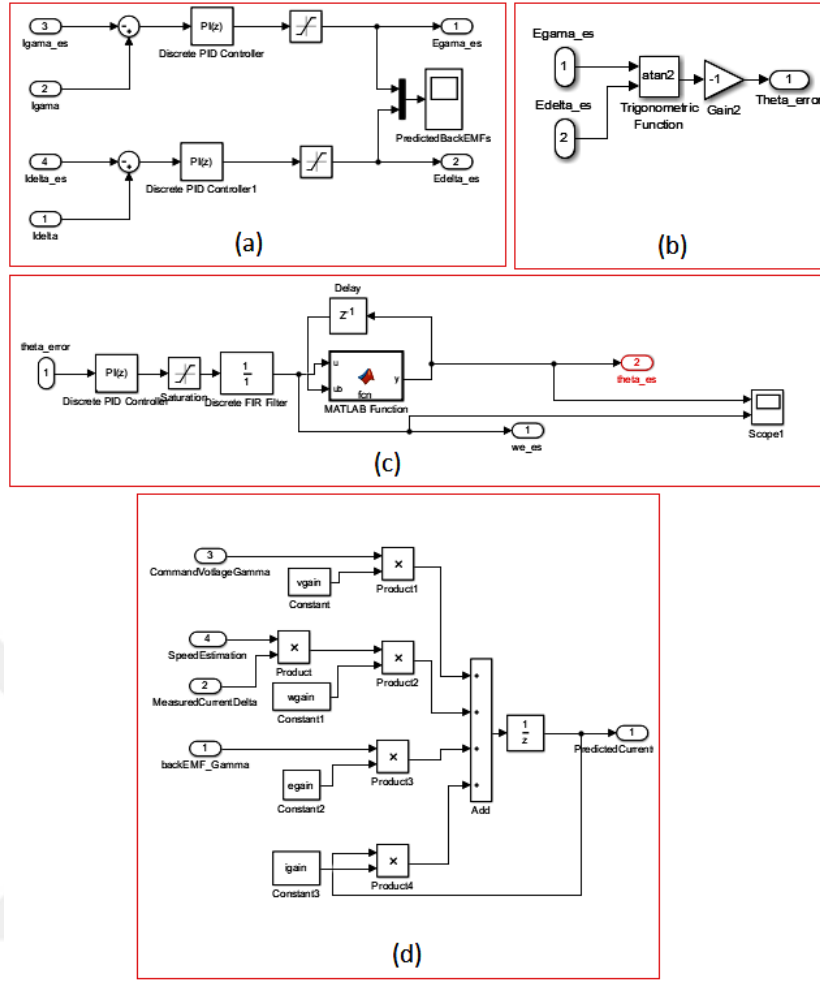
### 6.1.7.2 PİG ile Rotor Pozisyonu Belirleme Yöntemi Benzetimi

Şekil 6.15'te PİG ile rotor pozisyon belirleme yönteminin blok şeması verilmiştir. Bu şemada öncelikle stator düzlemindeki akım ve gerilimlerin park dönüşümü yapılarak rotor düzlemine çıkarılır. Dönüşüm esnasında kestirilen  $\theta$ 'nın kullanılması kritiktir. Daha sonra akım ve gerilimin  $\gamma - \delta$  bileşenlerinden faydalanarak rotor pozisyonu ve hızı belirlenmektedir.



Şekil 6.15 PİG ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi blok şeması

Şekil 6.16'de yukarıda verilen blok şemanın iç detayı verilmiştir. Şekil 6.16(a)'da zıt-EMK kestirimi, Şekil 6.16(b)'de  $\theta_{err}$  hesaplanması, Şekil 6.16(c) hız ve pozisyon kestirimi, Şekil 6.16(d)'de Şekil 6.16(a)'da kullanılan motor akımı kestirimi verilmiştir. Pozisyon kestirimi yapılırken kullanılan fonksiyon bloğu ayrık integral işlemi yapmaktadır.



Şekil 6.16 PIĞ ile rotor pozisyonu belirleme benzetimi detay şeması

## 6.2 Uygulama ve Test Düzenegi

Bir önceki bölümde MATLAB-Simulink ortamında modellemeler yapılmış ve AYK algoritması benzetimi yapılarak çalıştırılmıştı. Bu bölümde şimdiye kadar yapılan teorik çalışmaların gerçekleşmesi için izlenen yordam ve kullanılan donanımlar verilmiştir. Öncelikle seçilen donanımlar hakkında bilgi verilecektir. Daha sonra yazılım algoritması açıklanacak ve son olarak test sistemi ve performans ölçümü hakkında bilgi verilecektir.

### 6.2.1 Fırçasız Doğru Akım Motoru

FDAM seçimi için düşük güçte bu tip motorlar araştırılmış ve mini-İHA, drone gibi araçlarda çok yaygın kullanılan düşük maliyetli motorlardan biri seçilmiştir. Seçilen motor EMAX firmasının XA2212-1400KV FDAM'dur. Motorun özellikleri aşağıda verilmiştir(Anonim, 2018).

- KV Değeri: 1400KV
- Çalışma Gerilimi: 8-12DC
- Çalışma Akımı: 11.9-20.6A
- Motor Gücü: 95.2-247.2W
- Verim: %72-%85
- Maks. Devir: 12020RPM
- Kutup Sayısı: 14

Şekil 6.17’de motor görseli verilmiştir.



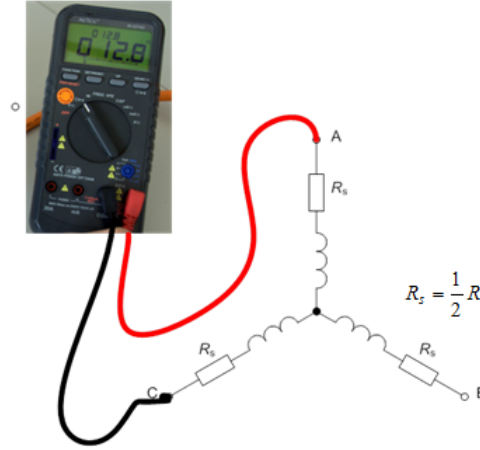
Şekil 6.17 EMAX XA2212-1400KV FDAM

### **6.2.1.1 Motor Parametrelerinin Belirlenmesi**

Seçilen motor genellikle hobi amaçlı araçlarda kullanıldığı için detaylı bir teknik veri bilgisi bulunmamaktadır. Bu yüzden bazı parametreleri ölçüm veya testler ile elde edilmeye çalışılmıştır (Bobek, 2013). Bu çalışmada gerekli motor parametreleri sırası ile  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $L_s$ ,  $R$ ,  $\lambda_{pm}$ ,  $k_e$ ’dir.  $L_s$  ve  $R$  bir RLC metre kullanılarak ölçülmüştür. Şekil 6.18’de ölçüm metodu verilmiştir. Ölçülen direnç ve endüktans değeri ikiye bölünerek faz indüktansı ve direnci elde edilmiştir (Bobek, 2013).

$L_d$  ve  $L_q$  parametrelerinin ölçümü mümkün olmadığından test edilerek elde edilmiştir. Test yöntemi adım adım aşağıda verilmiştir.

**$L_d$ ’nin belirlenmesi:**



Şekil 6.18 RLC metre ile  $L_s, R$  ölçümü

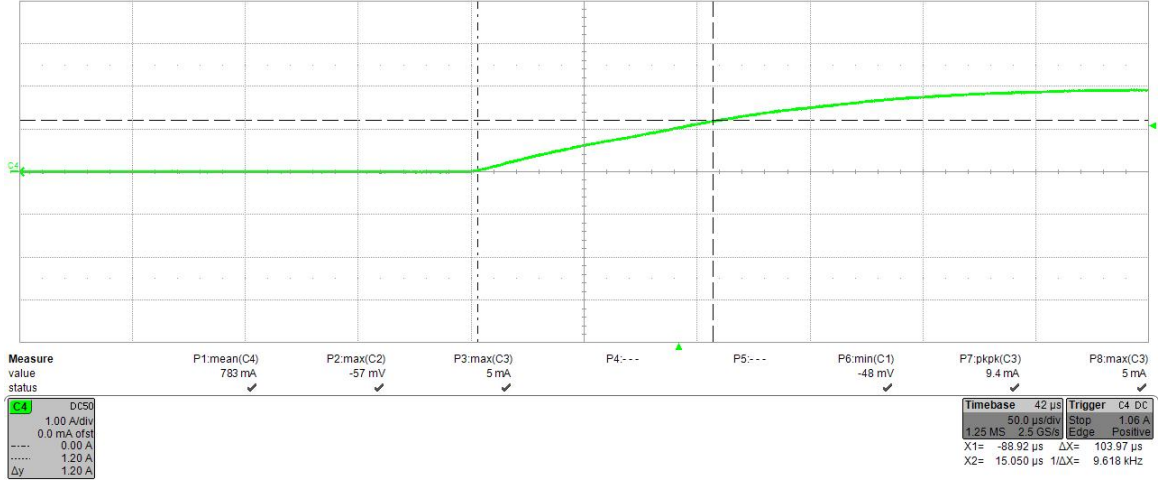
- 1. Adım: Rotor A fazı ile aynı doğrultuya getirilir. Bunun için bir doğru akım kaynağından gerilim uygulanır. A fazına pozitif kutup, B ve C fazına negatif kutup bağlanır. Gerilim seviyesi motorun anma akımının %10'u olacak kadar belirlenir. Rotor bir miktar hareket ederek sabit kalacaktır. Bu istenilen doğrultudur.
- 2. Adım: Rotor kilitlenir.
- 3. Adım: 1. Adımda uygulanan gerilimin tersi uygulanarak akım probu ile akım ölçümü yapılır. Burada gerilim uygulandığı anda akımın adım basamak cevabı (step response) ölçülmelidir. Bu ölçümden  $\tau_r$  zaman sabiti belirlenir.
- 4. Adım:Yapılan ölçümden  $L_d$  hesaplanır. Bunun için Denklem 6.4 kullanılır.

$$L = \frac{2}{3}\tau_r R \quad (6.4)$$

$L_d$  akım ölçümü Şekil 6.19'de verilmiştir. Buna göre  $L_d$  için  $\tau_r = 104\mu s$  olarak belirlenmiştir. Böylece  $L_d \cong 3.46\mu H$  olarak belirlenmiştir.

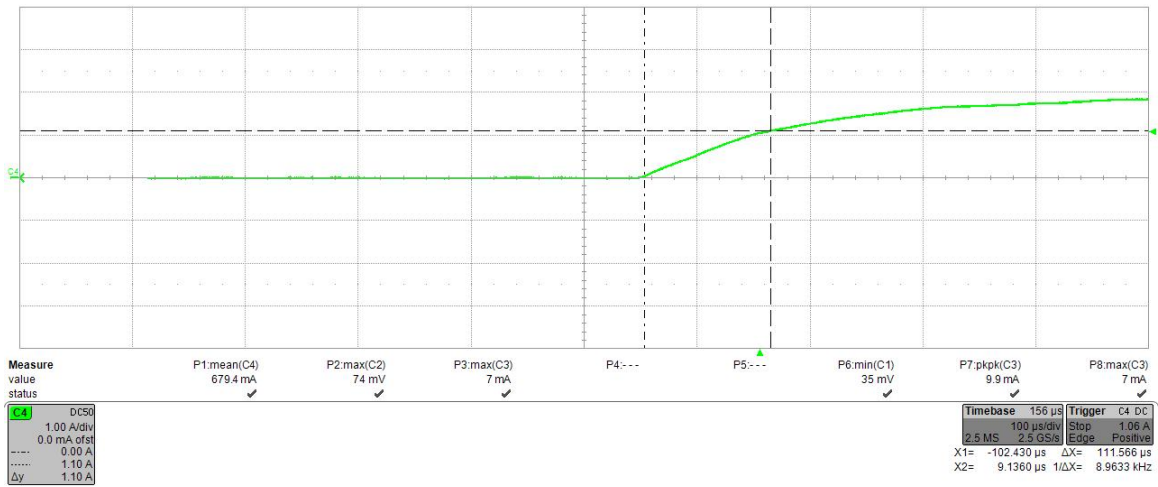
$L_q$ 'nin belirlenmesi:

- 1.Adım: Rotor q eksenine ile aynı doğrultuya getirilir. Bunun için bir doğru akım kaynağından gerilim uygulanır. B fazına pozitif kutup, C fazına negatif kutup bağlanır. A fazı boşta bırakılır. Gerilim seviyesi motorun anma akımının %10'u olacak kadar belirlenir. Rotor bir miktar hareket ederek sabit kalacaktır. Bu istenilen doğrultudur.
- 2.Adım: Rotor kilitlenir.

Şekil 6.19  $L_d$  zaman sabiti

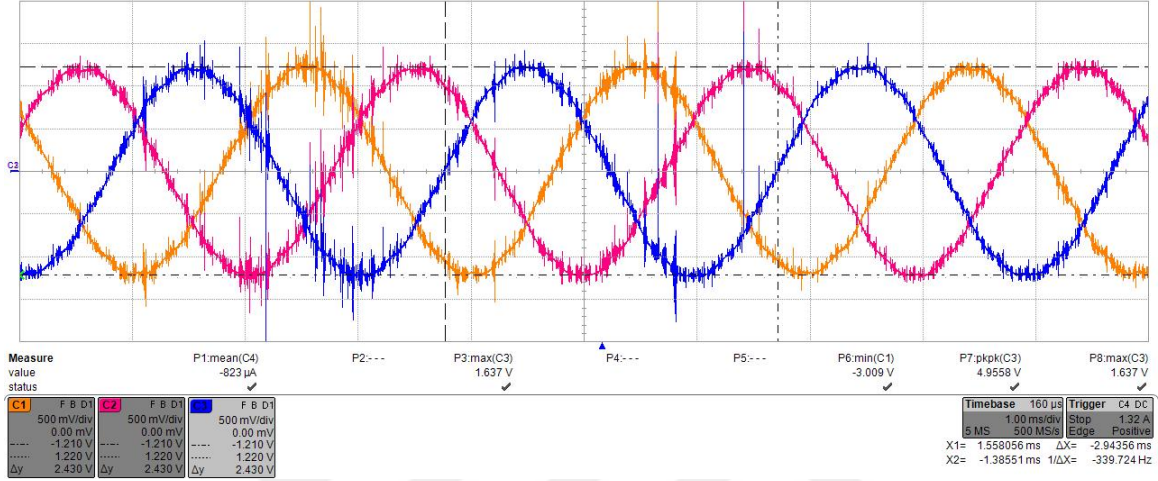
- 3.Adım: Doğru akım kaynağından tekrar gerilim uygulanır. A fazına pozitif kutup, B ve C fazına negatif kutup bağlanır. Akım probu ile akım ölçümü yapılır. Burada gerilim uygulandığı anda akımın adım basamak cevabı(step response) ölçülmelidir. Bu ölçümden  $\tau_r$  zaman sabiti belirlenir.
- 4.Adım:Yapılan ölçümden  $L_q$  hesaplanır. Bunun için Denklem 6.4 kullanılır.

$L_q$  için akım ölçümü Şekil 6.20'de verilmiştir. Buna göre  $L_q$  için  $\tau_r = 111\mu s$  olarak belirlenmiştir. Böylece  $L_q \cong 3.7\mu H$  olarak belirlenmiştir.  $L_d$  ve  $L_q$  birbirine çok yakın

Şekil 6.20  $L_q$  zaman sabiti

değerler olduğu için ikisinde  $3.6\mu H$  olarak alınmıştır.

Zıt-EMK katsayısını belirlemek için motor shaftı belirli bir hızla çevrilmiştir. Bu çevrim sonucunda faz uçları osiloskop ile ölçülmüştür. Şekil 6.21’te ölçüm sonuçları görülmektedir. Burada katsayıyı belirlemek için faz gerilimi ve motorun devir sayısı



Şekil 6.21 Zıt-EMK ölçümü

kullanılacaktır. Motor devri faz frekansından hesaplanırsa 2914 devir/dk elde edilmektedir. Buna göre rotorun mekanik devri için  $k_e$  katsayısı Denklem 6.5’deki gibi hesaplanır ve  $k_e \cong 0.004 \frac{Vs}{rad}$  elde edilir.

$$k_e = \frac{V_{pk-pk}}{2\omega_m} \quad (6.5)$$

$k_e$  katsayısı elde edildikten sonra son olarak  $\lambda_{pm}$  katsayısı elde edilmiştir. Bunun için Denklem 4.19’ten faydalanılmıştır. Burada istenen elektriksel tork ve  $I_q$  akımı motorun test verilerinden yaklaşık olarak belirlenmiştir. Sonuçta  $\lambda_{pm} = 0.0006 \frac{Vs}{rad}$  olarak bulunmuştur.

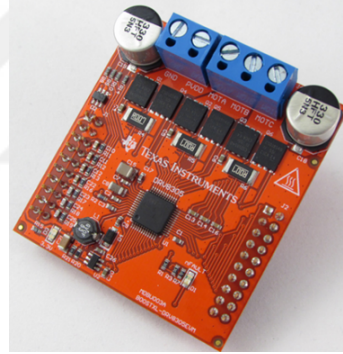
## 6.2.2 Motor Sürücü Kartı

Motor sürücü kartı olarak Texas Instruments firmasına ait BOOSTXL-DRV8305EVM kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinden altı adet mosfetten oluşan inverter devresi bulunmaktadır. Bu mosfetlerin sürülmesi için gerekli olan gate uyumlandırma devresi de bu kart ile yapılmaktadır. Ayrıca kart üzerinde fazlara ait akım ve gerilim ölçüm devreleri de mevcuttur. Kartın temel özellikleri aşağıda verilmiştir.



- 3 Fazlı Full-Bridge inverter devresi
- 4.4-45V, 15A RMS (20A anlık)
- 6 adet CSD18540Q5A Mosfet,  $R_{dson} = 1.8m\Omega$
- Giriş gerilimi ve faz gerilimleri ölçümü
- Mosfete seri faz akımı ölçümü
- Sıcaklık, kısa devre ve shout-through koruması
- TMS320F28027 geliştirme kartı ile uyumlu

Şekil 6.22’de motor sürücü kartı görseli verilmiştir. Bu kartın en önemli avantajı herhangi bir donanımsal modifikasyona ihtiyaç olmadan kontrolör kartı ile kullanılabilmesidir. Akım ölçüm çıkışları üzerinde yaklaşık 1.3 MHz’lik alçak geçiren RC filtresi kullanılmıştır.



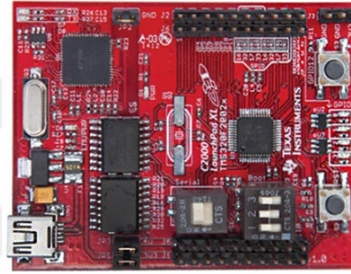
Şekil 6.22 Motor sürücü kartı

### 6.2.3 Kontrolör Kartı

Kontrolör kartı olarak LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad seçilmiştir. Bu kart hem kontrol algoritmasının koştuğu DSP birimini hem de bilgisayar ile arayüz olan Debug birimini içermektedir. Burada Texas Instruments firmasına ait C2000 DSP ailesinden TMS320F28027 çipi kullanılmıştır. Bu dsp ailesi motor kontrolleri ve çeviriciler için özelleştirilmiş olduğundan tercih edilmiştir. Ayrıca kart üzerinde bilgisayar ile RS232 protokolü üzerinden haberleşme yapılabilmektedir. DSP’ye ait temel özellikler aşağıda verilmiştir.

- 32bit, 60Mhz
- 64KB Flash, 12KB RAM
- 12 bitlik 13 kanal ADC
- 8 kanal PWM, 4 kanal HRPWM
- 22 adet GPIO

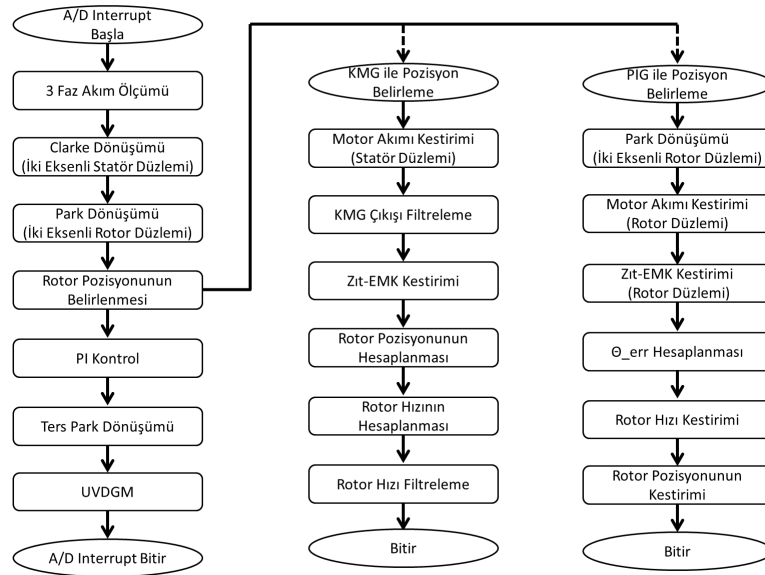
Şekil 6.23’de kontrolör kartı görseli verilmiştir. Görselden de anlaşılacağı gibi sürücü kartının oturabileceği konnektör arayüzleri bulunmaktadır.



Şekil 6.23 Kontrolör kartı

#### 6.2.4 Yazılım Akış Diyagramı

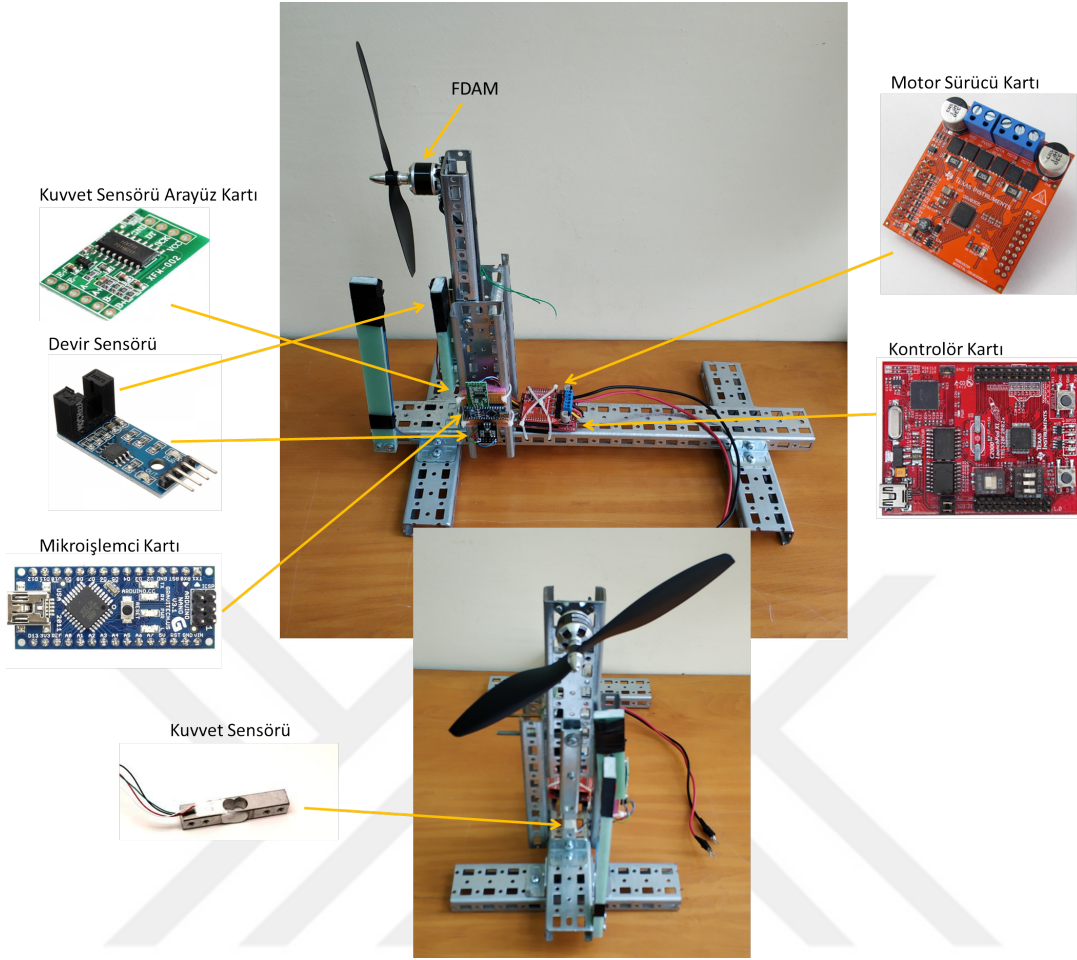
Kontrol algoritmasının gerçekleştirilmesi C dili kullanılarak yapılmıştır. Seçilen DSP’de FPU birimi olmamasından dolayı ondalık hassas hesaplama yapabilmek için Texas Instruments firmasına ait IQMath kütüphanesi kullanılmıştır. Bu kütüphane 32 bitlik standart değişken tiplerinin derleyici tarafından farklı yorumlanarak milyarda bir çözünürlüğe kadar işlem yapılabilmesini sağlar. Algoritmanın gerçekleştirilmesi Şekil 6.24’te gösterilen akış diyagramına göre yapılmıştır. Burada verilen yazılım algoritması motorun normal çalışma durumu içindir. Motor başlangıç esnasında ise aynı algoritma açık çevrim pozisyon bilgisi ile çalışmaktadır. Rotor pozisyonu kestirimi sağlıklı olarak yapıldığı anda kapalı çevrime geçiş yapılmaktadır. Burada açık veya kapalı olarak bahsedilen çevrim sadece açı bilgisi içindir. Akım çevrimleri sürekli kapalı olarak çalışmaktadır. Pozisyon çevrimi kapandıktan sonra hız çevrimi de kapatılmaktadır.



Şekil 6.24 Yazılım akış diyagramı

## 6.2.5 Motor Test Düzenegi

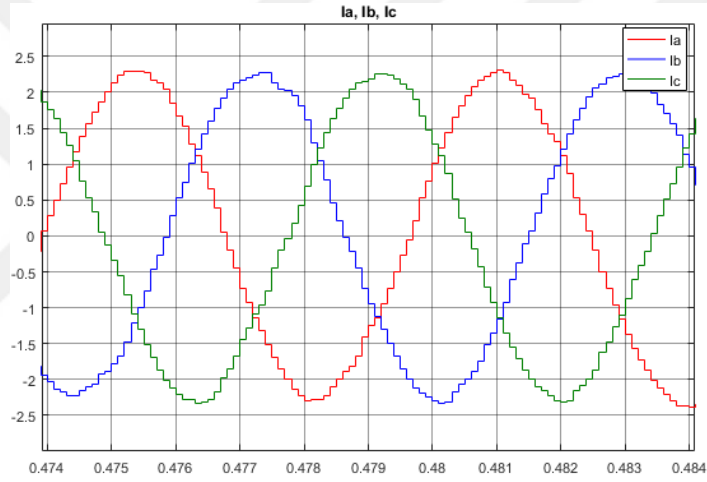
Şekil 6.25’de motor test düzenegi ve bileşenleri verilmiştir. Sistemde iki adet sensör bulunmaktadır. Bunlardan biri devir sensörü diğeri ise yük hücresi adı verilen kuvvet sensörüdür. Test düzeneginin basit bir çalışma prensibi vardır. Motor çalışırken pervane tarafından itki üretilecektir. Üretilen itki kuvvet olarak ölçülerek pervane bilgisi kullanılarak tork bilgisi elde edilecektir. Devir sensörü ile de motor devri ölçümü yapıp bu bilgilerden faydalanarak mekanik güç hesaplanacaktır.



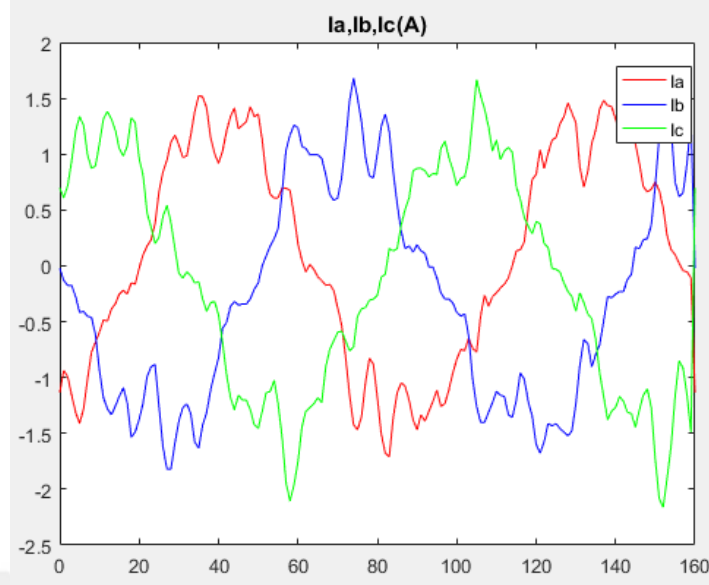
Şekil 6.25 Motor test düzeneği

## 7. BULGULAR VE TARTIŞMA

AYK ile FDAM kontrol yöntemi detaylı olarak incelenmiş ve bu yöntemin hem benzetimi yapılmış hem de pratikte uygulanmıştır. Bu çalışmalar sonucunda tüm alt bileşenlerin giriş ve çıkış sinyalleri elde edilmiştir. Bu sonuçlar sırasıyla hem benzetim için hem de uygulama için aşağıda verilmiştir. Uygulamada elde edilen grafikler kullanılan DSP'nin işlem gücünden kaynaklı limitlerden dolayı gerçek zamanlı olarak toplanamamıştır. Bu yüzden motor çalıştığı esnada 160 örnek toplanarak RAM'da tutulmuş, motor durdurulduktan sonra bilgisayar ortamına aktarılmıştır.



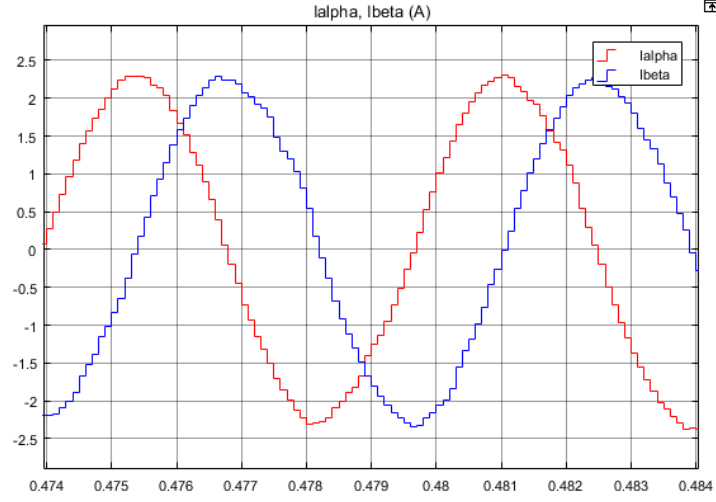
Şekil 7.1 Üç eksenli faz akımları-Stator düzlemi, benzetim



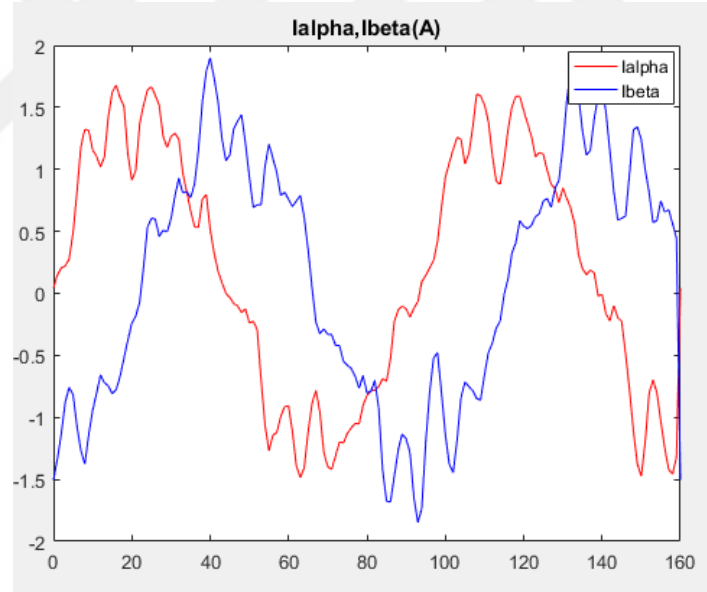
Şekil 7.2 Üç eksenli faz akımları-Stator düzlemi, uygulama

Şekil 7.1’de ve Şekil 7.2’de üç eksenli stator düzlemi için faz akımları şekilleri benzetim ve uygulama için verilmiştir. Uygulama için verilen sonuçlarda dalga formu genelde aynı olmasına rağmen analogdan dijitale dönüşüm sırasında donanım kaynaklı gürültüler sinyalin daha bozuk örneklenmesine sebep olmuştur. Bu yüzden uygulama sinyallerinin genelinde bozukluk gözlenmektedir.

Şekil 7.3’de ve Şekil 7.4’de clarke dönüşümü sonucu iki eksenli stator düzleminde faz akımları şekilleri benzetim ve uygulama için verilmiştir. Her iki sonuçta görüldüğü gibi  $\alpha - \beta$  bileşenleri arasında  $90^\circ$  faz farkı bulunmaktadır. Bu da üç fazdan iki faz dönüşümün sonucudur.



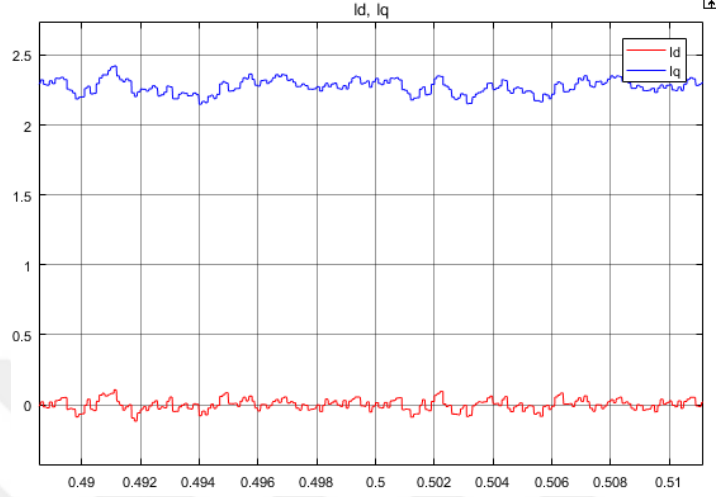
Şekil 7.3 İki eksenli faz akımları-Stator düzlemi, benzetim



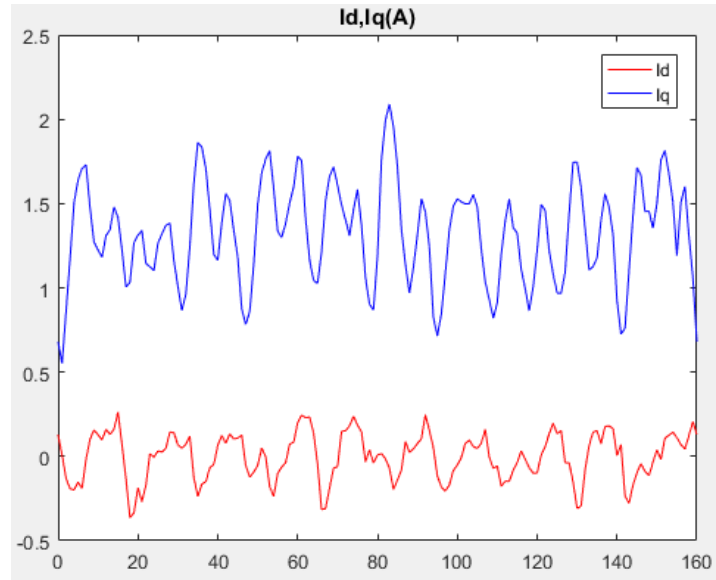
Şekil 7.4 İki eksenli faz akımları-Stator düzlemi, uygulama

Şekil 7.5’de ve Şekil 7.6’de park dönüşümü sonucu iki eksenli rotor düzleminde faz akımları şekilleri benzetim ve uygulama için verilmiştir. Rotor düzlemine geçildiği için her iki sonuçta da doğru akım formunda sinyallerin oluştuğu görülmektedir. Benzer şekilde burada da uygulama sonucu benzetime göre daha gürültülüdür. Burada AYK yönteminin en belirgin özelliği olan tork vektörünün rotor düzlemine dik olması net olarak görülmektedir. Stator

akımının d bileşeni sıfırlanmış böylece statorun tüm akımı q bileşenine toplanmıştır. Akım vektörü tork vektörü ile aynı yönde olmasından dolayı tork vektörünün tamamı q ekseninde oluşmasına sebep olmaktadır.



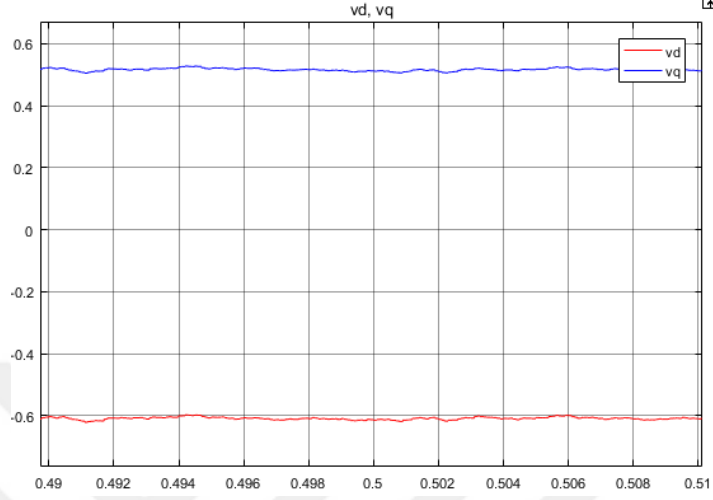
Şekil 7.5 İki eksenli faz akımları-Rotor düzlemi, benzetim



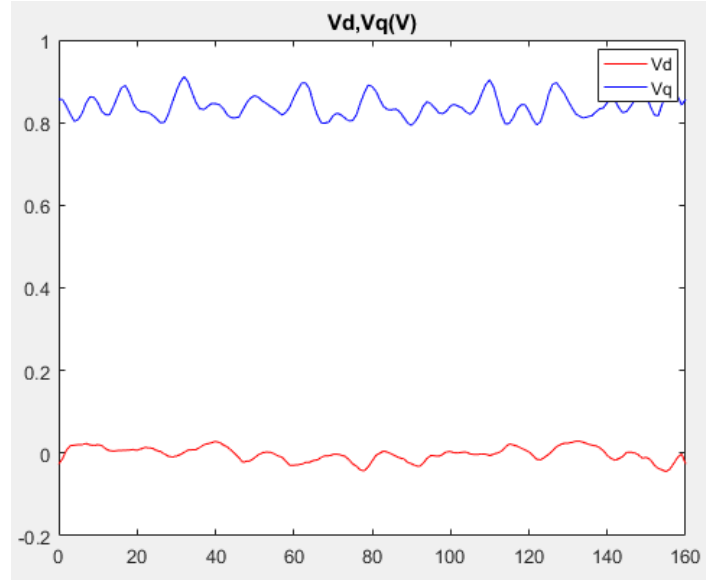
Şekil 7.6 İki eksenli faz akımları-Rotor düzlemi, uygulama



Şekil 7.7’de ve Şekil 7.8’de PI akım kontrolcülerinin giriş ve çıkış sinyalleri benzetim ve uygulama için verilmiştir. Hala rotor düzleminde buldukları için doğru akım formunda olduğu görülmektedir.

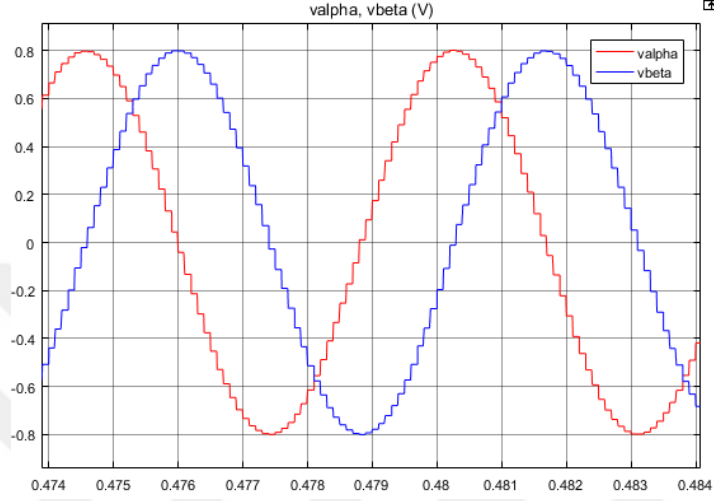


Şekil 7.7 PI kontrolcü çıkış sinyali, benzetim

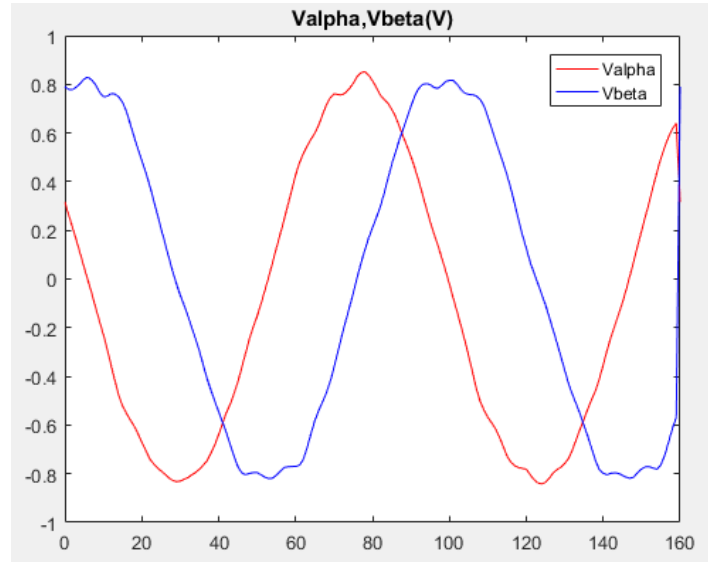


Şekil 7.8 PI kontrolcü çıkış sinyali, uygulama

Şekil 7.9’de ve Şekil 7.10’de PI akım kontrolcülerinin çıkışına bağlı olarak ters park dönüşümü sonucunda üretilen iki eksenli stator düzlemi gerilimleri verilmiştir. Burada elde edilen iki bileşen arasındaki açı  $90^\circ$ ’dir. Bu aynı zamanda torq vektörünün rotor düzlemi ile arasındaki açıya eşittir. Bileşenler arasındaki faz farkının artması veya azalması aynı şekilde torq vektörüne de yansiyacaktır.

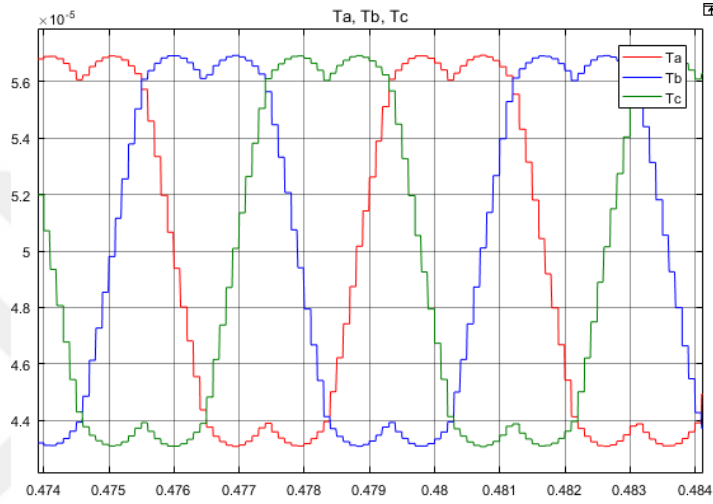


Şekil 7.9 Ters Park dönüşümü, benzetim

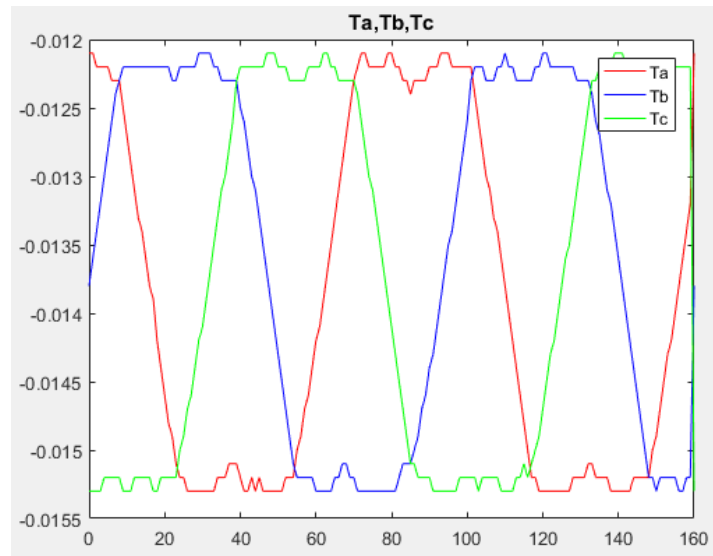


Şekil 7.10 Ters Park dönüşümü, uygulama

Şekil 7.11’de ve Şekil 7.12’de  $\alpha - \beta$  gerilim girişlerine karşılık olarak UVDGM sonucu üretilen inverter devresi üst anahtarlarının kontrol sinyalleri verilmiştir. Başka bir deyişle faz gerilimlerinin dalga formu verilmiştir. Uygulamadaki sinyallerin şekli benzetim kadar net değildir. Bunun sebebi uygulamada DSP’nin ondalık sayı çözünürlüğüdür. Elde edilen değer milyonda bir mertebelerinde olduğu için küsüratların bir kısmı işlemler esnasında kaybedilmektedir. Şekil 7.12’de verilen görselde sinyallerin görülebilmesi için toplanan veriler bin kat büyütülmüştür.

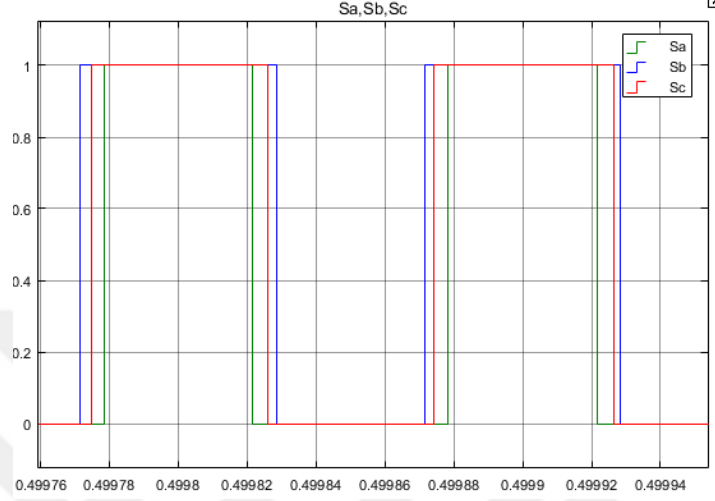


Şekil 7.11 İnverter kontrol sinyalleri, benzetim



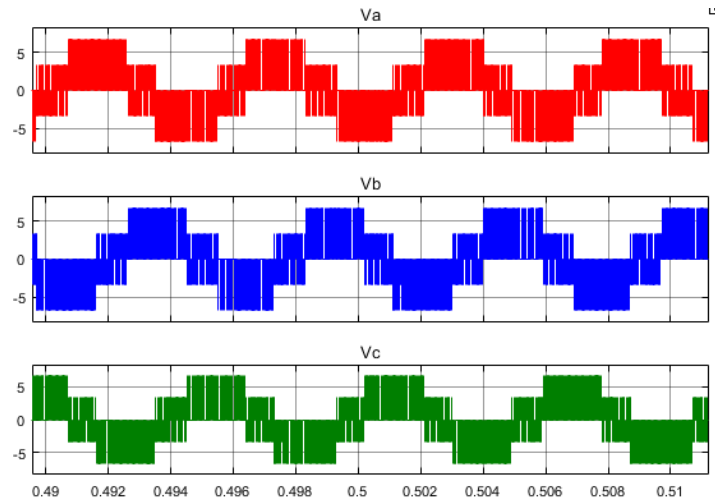
Şekil 7.12 İnverter kontrol sinyalleri, uygulama

Şekil 7.13’de  $\alpha - \beta$  gerilim girişlerine karşılık olarak UVDGM sonucu üretilen inverter devresi üst anahtarlarının kontrol sinyallerine ait mosfet gate sinyalleri verilmiştir. Bu sinyaller sadece benzetim için verilmiştir. Uygulamada bu sinyaller işlemciadaki gömülü donanım tarafından üretildiği için veri olarak toplanamamıştır.

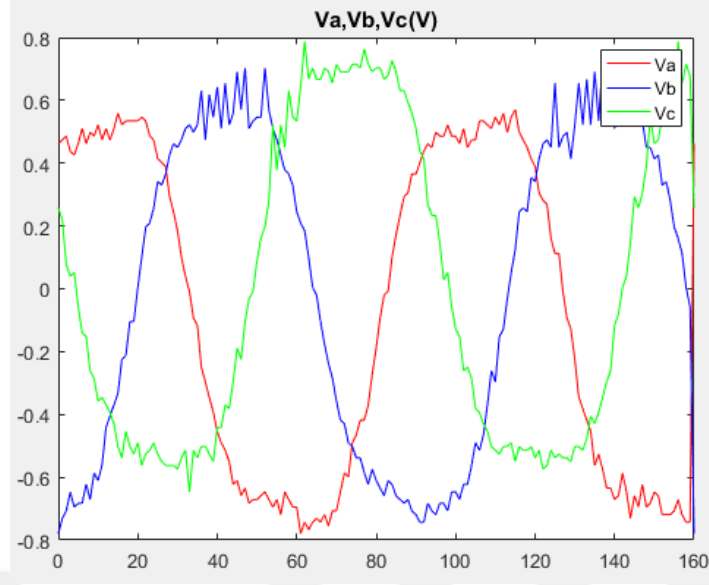


Şekil 7.13 İnverter gate sinyalleri, benzetim

Şekil 7.14’de ve Şekil 7.15’de  $\alpha - \beta$  gerilim girişlerine karşılık olarak UVDGM sonucu üretilen faz gerilimleri verilmiştir. Uygulama verilerinde yüksek gürültü oranı elde edilmiştir.



Şekil 7.14 Faz gerilimleri, benzetim

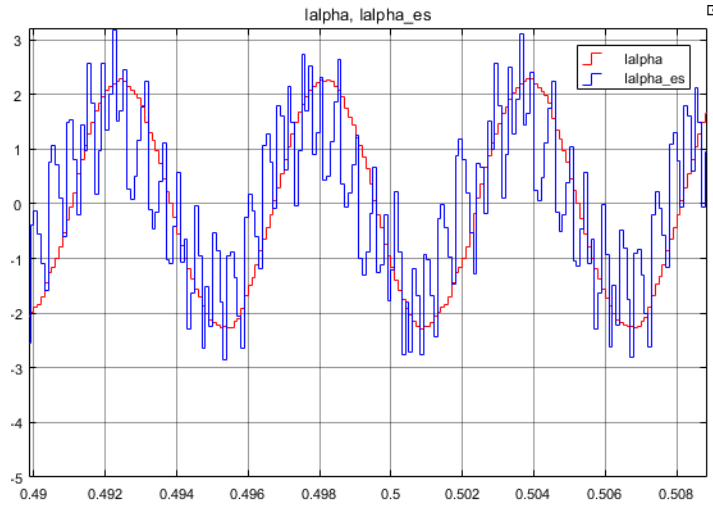


Şekil 7.15 Faz gerilimleri, uygulama

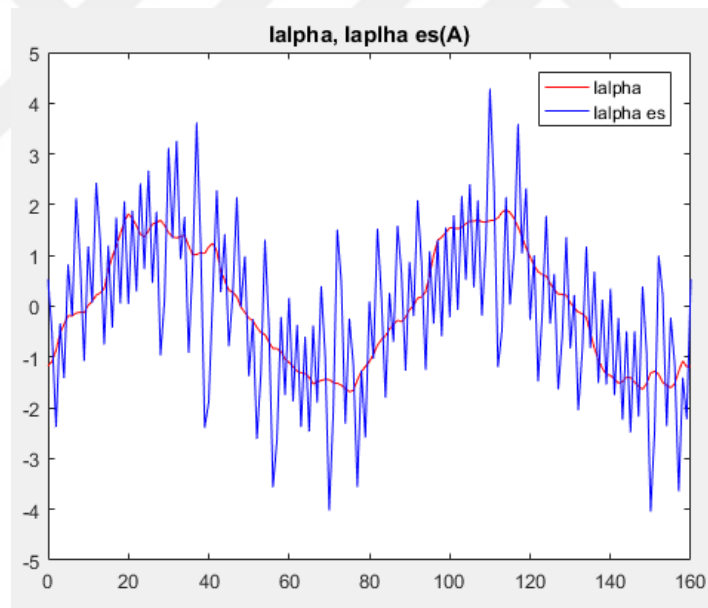
Böylece AYK ile FDAM kontrolü hem benzetimde hem de pratikte uygulanmıştır. Görüldüğü üzere pratik ve benzetim sonuçları benzer dalga formlarını oluşturmaktadır. Yukarıda verilen tüm sonuçlar benzetimde aynı anlar için verilmesine rağmen uygulamada bu işlem mümkün olmadığı için benzer çalışma koşulları için verilmiştir. Bu çalışmanın ilerleyen sayfalarında benzetim ve pratikte motoru çalıştırabilmek için kullanılan pozisyon belirleme yöntemlerinin sonuçları verilecektir.

## 7.1 KMG ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi

Bu kısımda bir önceki bölüme benzer şekilde önce benzetim sonra uygulama çıktıları verilecektir. Sadece kestirimi yapılan değişkenler için sonuçlar gözlemlenecektir. Şekil 7.16'de ve Şekil 7.17'de  $I_{\alpha}$  akım bileşeninin kestirimi verilmiştir. KMG kayma parametresinin büyüklüğüne göre sinyal kestirimi gerçek sinyal etrafında salınmaktadır.

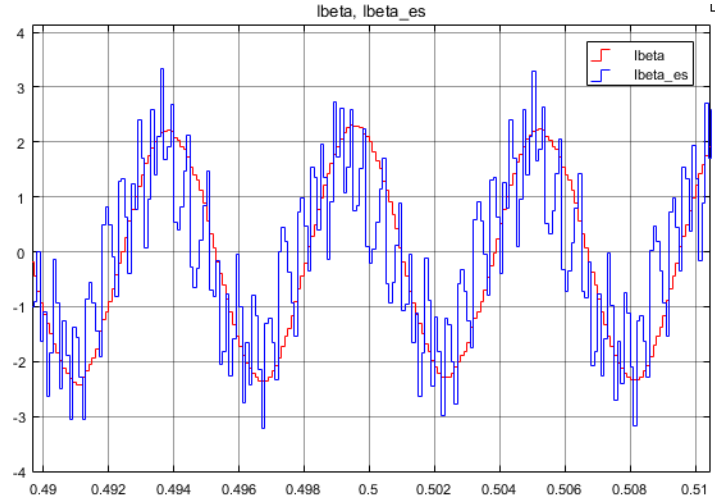


Şekil 7.16  $I_\alpha$  akım bileşeni, benzetim

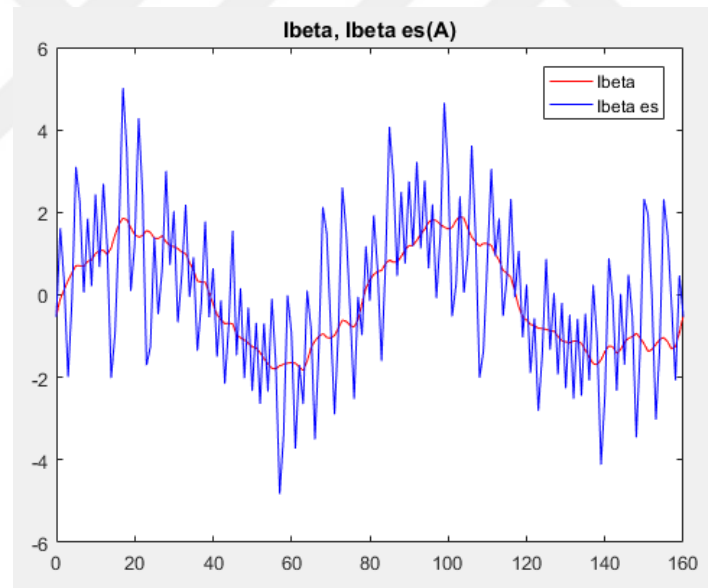


Şekil 7.17  $I_\alpha$  akım bileşeni, uygulama

Şekil 7.18'de ve Şekil 7.19'de  $I_\beta$  akım bileşeninin kestirimi verilmiştir.

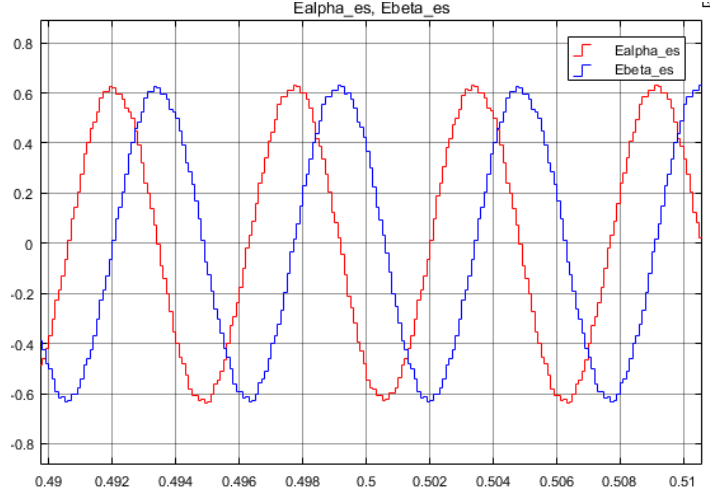


Şekil 7.18  $I_{\beta}$  akım Bileşeni, benzetim

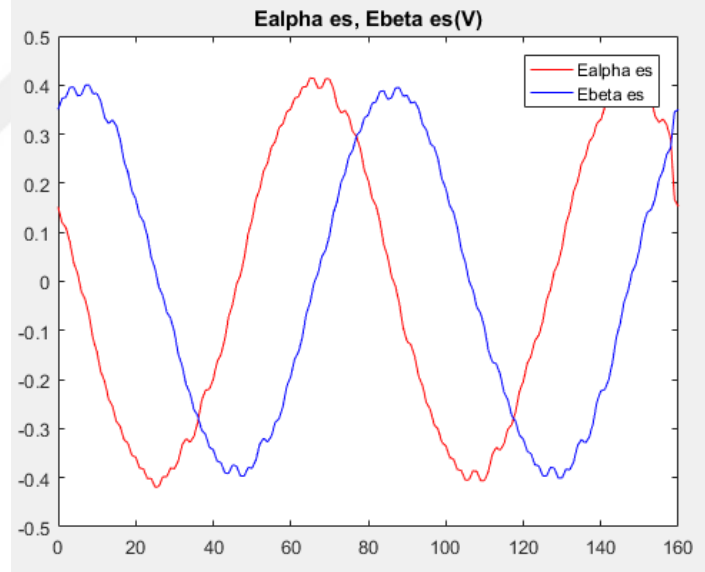


Şekil 7.19  $I_{\beta}$  akım Bileşeni, uygulama

Şekil 7.20’de ve Şekil 7.21’de  $E_{\alpha} - E_{\beta}$  zıt-EMK bileşenlerinin kestirimi verilmiştir. Burada kestirim sonucu sinyaller filtrelediği için daha düzgün sinyaller elde edilmiştir.



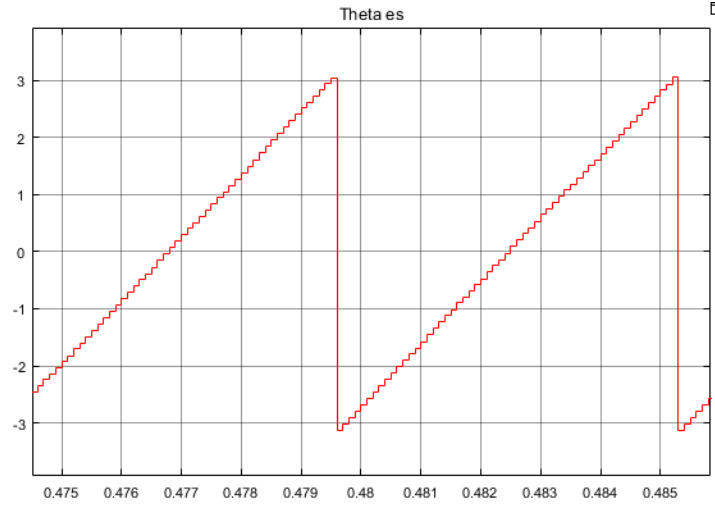
Şekil 7.20  $E_{\alpha} - E_{\beta}$  zıt-EMK bileşenleri, benzetim



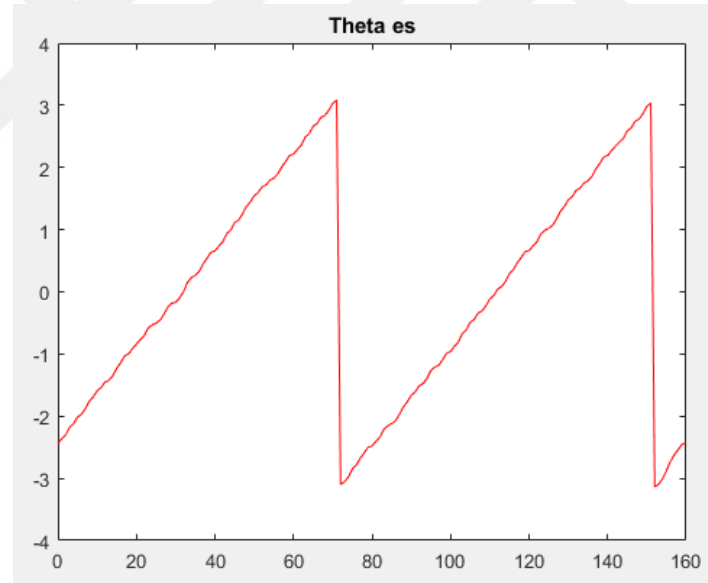
Şekil 7.21  $E_{\alpha} - E_{\beta}$  zıt-EMK bileşenleri, uygulama

Şekil 7.22’de ve Şekil 7.23’de  $\theta$  rotor pozisyonunun kestirimi verilmiştir. Uygulama sonucuna bakıldığında benzetime göre dalgalı bir sonuç elde edilmiştir. Bunun nedeni pozisyon kestirimi sinüs dalga formundaki sinyaller üzerinde yapıldığından gürültüye karşı duyarlılık daha fazla olmuştur.



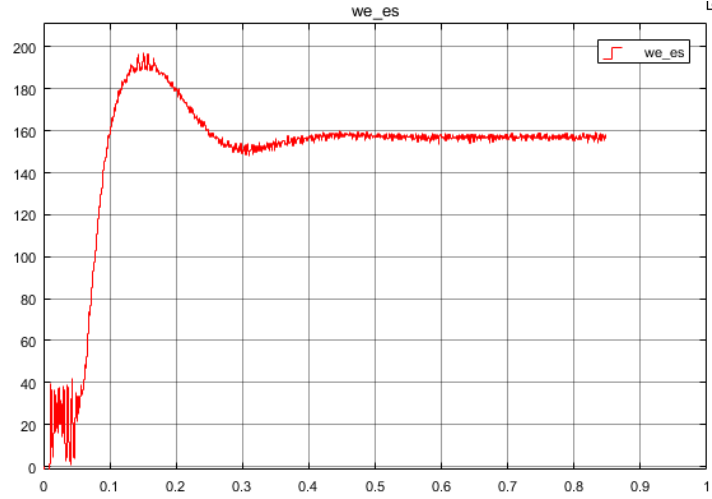


Şekil 7.22 Rotor pozisyonu, benzetim

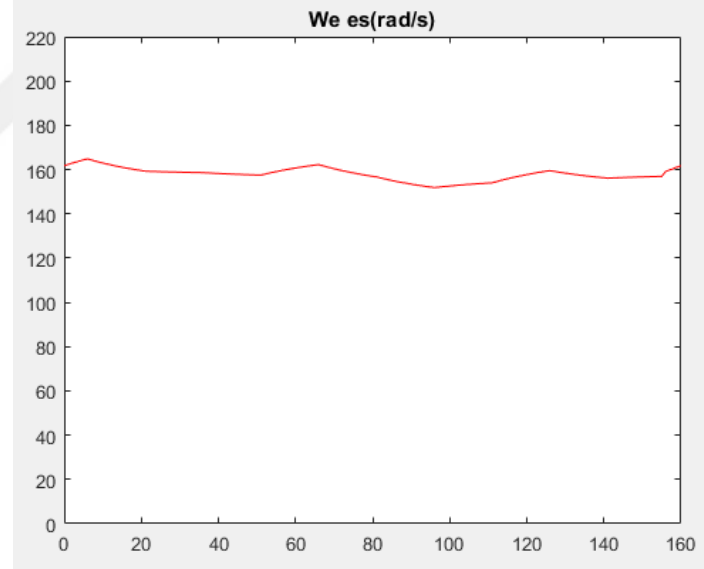


Şekil 7.23 Rotor pozisyonu, uygulama

Şekil 7.24'de ve Şekil 7.25'de  $\omega_e$  rotorun elektriksel hız kestirimi verilmiştir. Uygulama sonucu benzetimdeki kadar fazla örnek toplanamadığı için daha dar zaman dilimi için verilmiştir.



Şekil 7.24 Rotor elektriksel hızı, benzetim

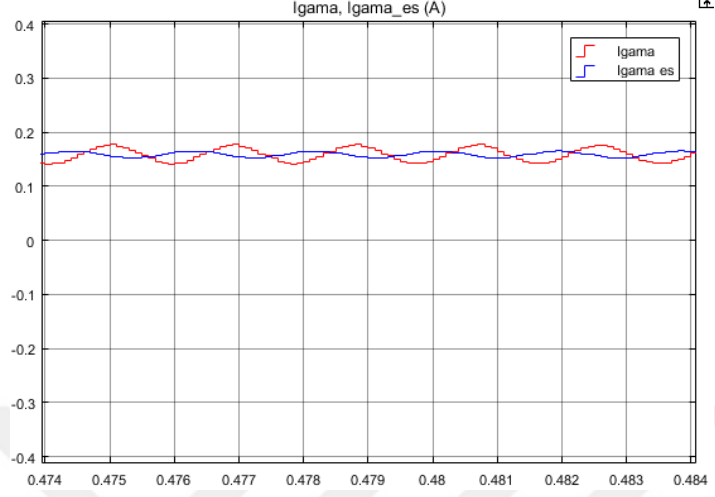


Şekil 7.25 Rotor elektriksel hızı, uygulama

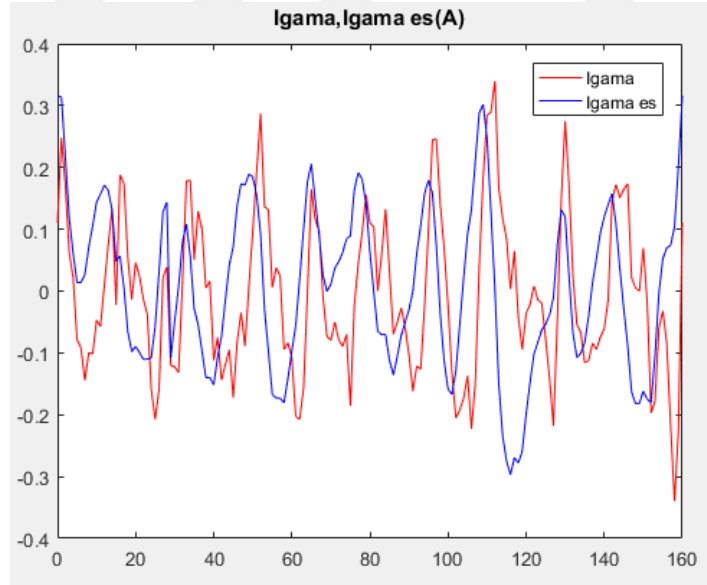
## 7.2 PİG ile Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi

Bu kısımda PİG yöntemi ile rotor pozisyonunun belirlenmesi için önce benzetim sonra uygulama çıktıları verilmiştir. Sadece kestirimi yapılan değişkenler için sonuçlar gözlemlenecektir. Şekil 7.26'de ve Şekil 7.27'de  $I_\gamma$  akım bileşeninin kestirimi verilmiştir.

Uygulama verilerinin genlik skalası daha dar bir aralıkta verildiği için bu veriler daha dalgalı görülmektedir.

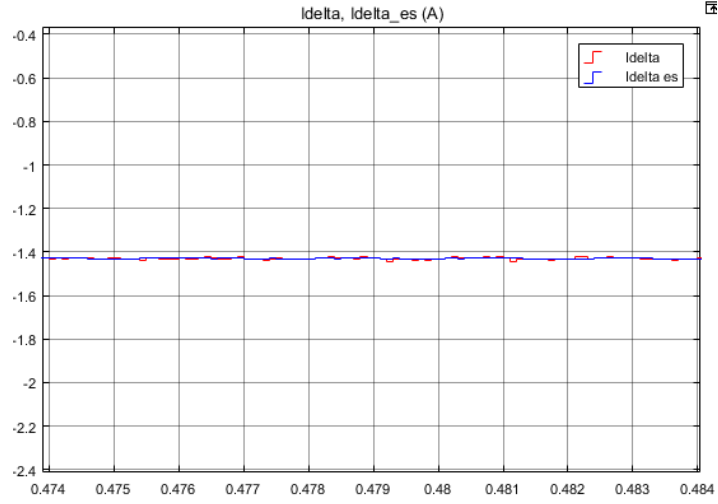


Şekil 7.26  $I_\gamma$  akım bileşeni, benzetim

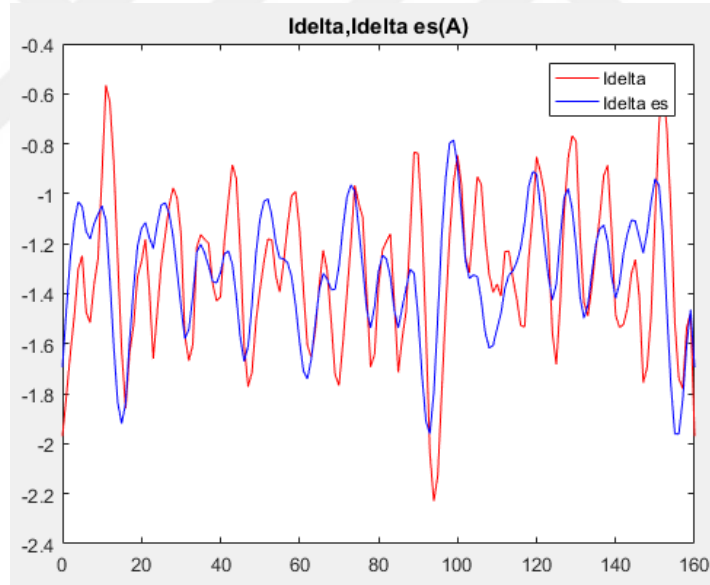


Şekil 7.27  $I_\gamma$  akım bileşeni, uygulama

Şekil 7.28'de ve Şekil 7.29'de  $I_\delta$  akım bileşeninin kestirimi verilmiştir.

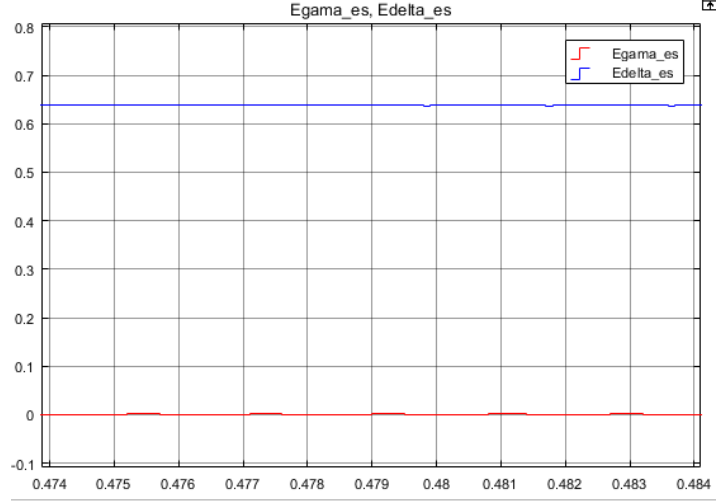


Şekil 7.28  $I_{\delta}$  akım bileşeni, benzetim

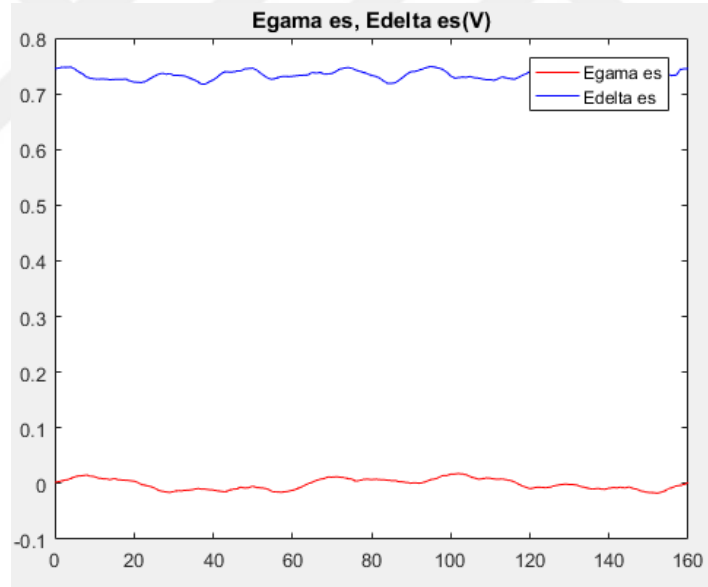


Şekil 7.29  $I_{\delta}$  akım bileşeni, uygulama

Şekil 7.30'de ve Şekil 7.31'de  $E_{\gamma} - E_{\delta}$  zıt-EMK bileşenlerinin kestirimi verilmiştir. Buradaki kestirim PI kontrolcü çıkışından elde edildiği için bir önceki yöntemle benzer filtrelemeye ihtiyaç duyulmamaktadır.

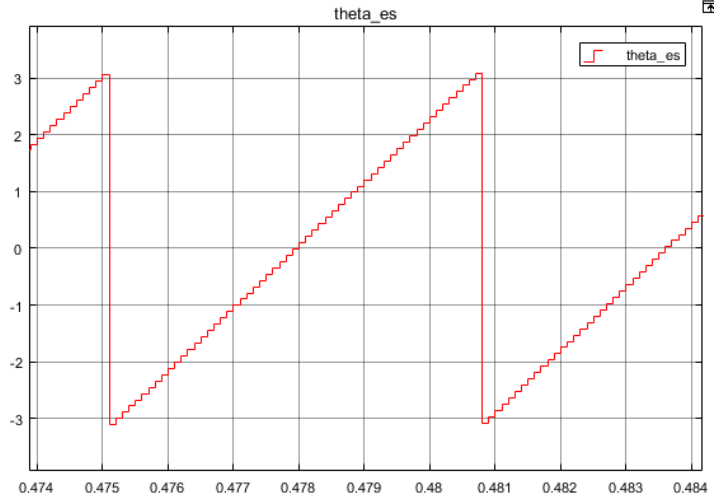


Şekil 7.30  $E_\gamma - E_\delta$  zıt-EMK bileşenleri, benzetim

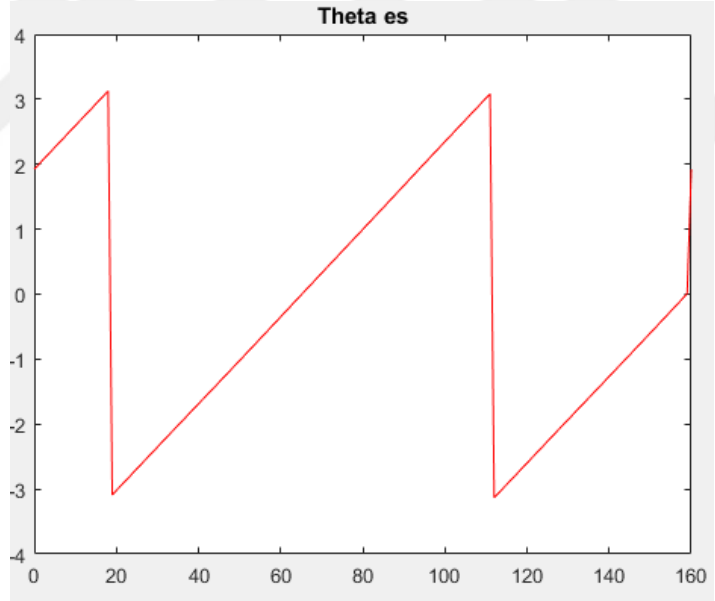


Şekil 7.31  $E_\gamma - E_\delta$  zıt-EMK bileşenleri, uygulama

Şekil 7.32'de ve Şekil 7.33'de  $\theta$  rotor pozisyonunun kestirimi verilmiştir. Burada görüldüğü gibi PİG yöntemi KMG yöntemine göre daha başarılı kestirim yapmıştır.

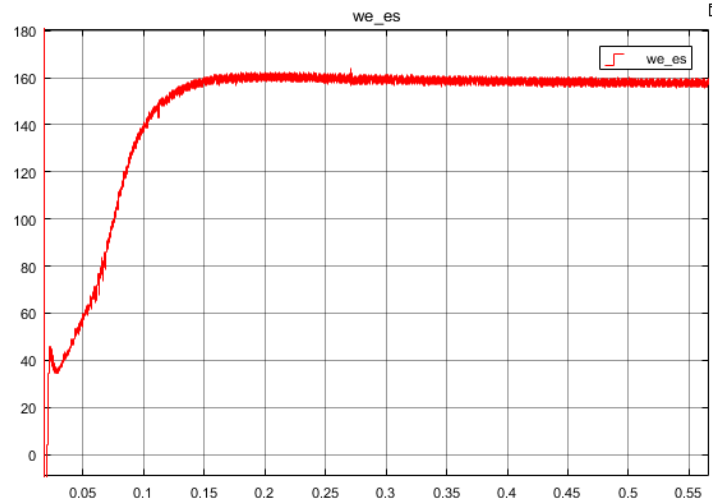


Şekil 7.32 Rotor pozisyonu, benzetim

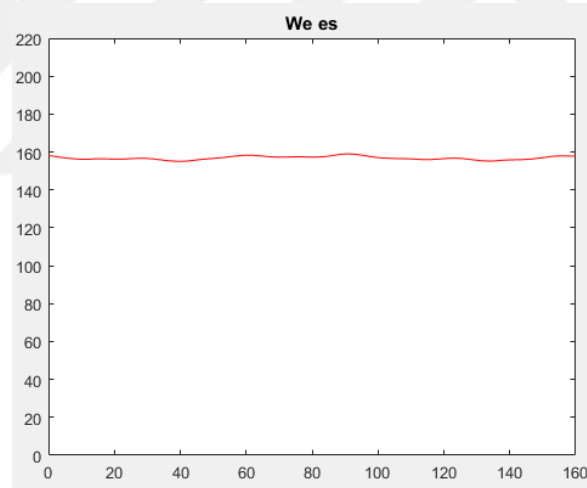


Şekil 7.33 Rotor pozisyonu, uygulama

Şekil 7.34'de ve Şekil 7.35'de  $\omega_e$  rotorun elektriksel hız kestirimi verilmiştir. Önceki yönteme benzer şekilde uygulama verisi dar bir zaman aralığı için verilmiştir.



Şekil 7.34 Rotor elektriksel hızı, benzetim



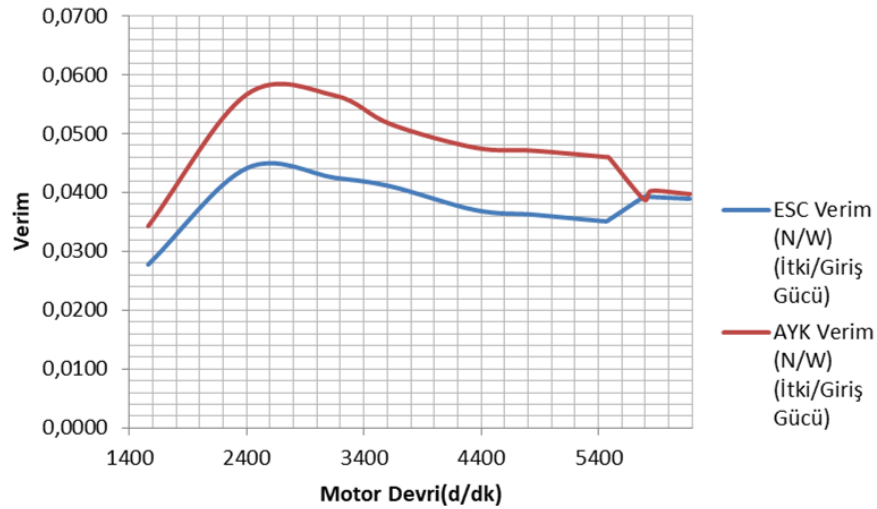
Şekil 7.35 Rotor elektriksel hızı, uygulama

Yukarıda verilen her iki rotor pozisyonu belirleme yönteminde de tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Fakat PİG yöntemi rotor düzleminde uygulandığı için sonuçların daha az gürültülü ve daha düzgün çıktığı gözlenmektedir. Buraya kadar sensörsüz AYK ile FDAM kontrol edilmiş ve sonuçlar hem benzetim için hem de uygulama için verilmiştir. Fakat bu çalışmadaki amaç yüksek performanslı bir itki sistemi geliştirmektir. Bu kapsamda öncelikle seçilen motor ile birlikte set olarak hazır alınan motor sürücüsü (ESC) ile performans testi yapılmıştır. Bu testte motor devri adım adım artırılarak itki sisteminin

girişten çektiği elektriksel güç ve pervane tarafından üretilen itki ölçülmüştür. İtkinin güce oranı performans parametresi olarak belirlenmiştir. Benzer test bu tez çalışmasında geliştirilen kontrol yöntemi ile gerçekleştirilmiş ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak Çizelge 7.1’de verilmiştir. Şekil 7.36’da da grafiksel olarak karşılaştırma yapılmıştır.

Çizelge 7.1 Karşılaştırmalı verimlilik testi

ESC Test Verileri						AYK Test Verileri					
Devir (d/dk)	İtki (N)	Giriş Akımı (A)	Giriş Gerilimi (V)	Giriş Gücü (W)	ESC Verim (N/W)	Devir (d/dk)	İtki (N)	Giriş Akımı (A)	Giriş Gerilimi (V)	Giriş Gücü (W)	AYK Verim (N/W)
1560	0.143	0.43	11.99	5.15	0.0278	1560	0.119	0.29	11.99	3.47	0.0343
2400	0.498	0.94	12.00	11.28	0.0441	2400	0.428	0.63	11.99	7.55	0.0567
3150	0.841	1.65	11.99	19.78	0.0425	3150	0.799	1.18	11.99	14.14	0.0565
3630	1.246	2.54	11.95	30.35	0.0411	3630	1.083	1.75	11.99	20.98	0.0516
4350	1.532	3.48	11.89	41.37	0.0370	4380	1.662	2.91	11.99	34.89	0.0476
4860	1.870	4.36	11.84	51.62	0.0362	4830	2.152	3.81	11.99	45.68	0.0471
5460	2.222	5.36	11.80	63.24	0.0351	5460	3.178	5.76	11.98	69.00	0.0461
5490	2.233	5.35	11.80	63.13	0.0354	5520	3.113	5.65	11.99	67.74	0.0460
5790	2.921	6.33	11.75	74.37	0.0393	5940	3.727	8.07	11.90	96.03	0.0388
5850	2.918	6.33	11.74	74.31	0.0393	6030	3.806	7.94	11.90	94.48	0.0403
6180	2.916	6.37	11.75	74.84	0.0390	6180	3.884	8.21	11.90	97.69	0.0398



Şekil 7.36 Verimlilik testi



## 8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde çevremizde gördüğümüz bir çok araç, süreç veya iş giderek otonom bir hal alarak insansız çözümlerin yaygınlaşması eğilimine girilmiştir. Bu eğilimin etkileri son yıllarda hava araçlarında da sıkça görülmeye başlanmıştır. İnsansız hava araçları düşünüldüğünde en verimli itki sistemi olarak akla ilk gelen elektrikli itki sistemleridir. Bu tür sistemlerin verimliliği büyük ölçüde motoruna ve bu motorun kontrol yöntemine bağlıdır. Bu yüzden sabit mıknatıslı elektrik motorları elektrikli İHA sektöründe en çok tercih edilen motorlar olmaktadır. Bu tercih elektrik motoru sürücülerinin akademik çalışmaların ve ARGE çalışmalarının ilgi odağı olmasına sebep olmuştur.

Bu tez kapsamında mini-İHA için sabit mıknatıslı bir motor seçimi yapılarak bu motorun sürücüsünün geliştirme süreci teorik fazdan uygulama fazına kadar tüm yönleri ile irdelenmiştir. Bu kapsamda motor seçimi olarak fırçasız doğru akım motoru seçilmiştir. Burada sürücü donanım tasarımı sürecine girilmeden hazır geliştirme ortamlarından faydalanılmıştır. Sürücünün kontrolü ise çeşitli yöntemler arasından amaca uygun olarak seçilen AYK ile yapılmıştır. Bu kapsamda yapılan araştırmalar bu tezin ikinci bölümünde verilmiştir.

Bu çalışmanın üçüncü bölümünde ise FDAM ayrıntılı olarak incelenmiş ve motor modeli elde edilmiştir. Bu model benzetim çalışmalarının tamamında kullanılmıştır. Modelde kullanılan bazı motor parametrelerinin elde edilme yöntemlerine de altıncı bölümde değinilmiştir.

AYK yöntemi dördüncü bölümde detaylı olarak incelenmiş ve bu yöntemin gerçekleşmesi için gerekli bileşenler oluşturulmuştur. Bu anlamda yapılan benzetim ve uygulama çalışmalarında motor rotorunun pozisyon bilgisinin bu yöntemde önemli bir yeri olduğu görülmüştür. Pozisyon ve buna bağlı olarak hız bilgisinin doğruluğu sürücü verimliliğinin en önemli faktörüdür. Özellikle uygulama sürecinde rotor pozisyonunun hatalı belirlenmesi sonucu motorun yüksek elektrik gücü çekmesine rağmen düşük tork ürettiği gözlemlenmiştir. Bu yüzden rotor pozisyonu belirleme yöntemleri ayrıca araştırılmıştır. Bu kapsamda amaca uygun iki yöntem belirlenmiş ve incelemesi yapılmıştır.

KMG yöntemi stator düzleminde rotor pozisyonu kestirimi yapmaktadır. Bu yöntem alternatif akım formundaki sinyallerle çalıştığı için gürültüye karşı duyarlı olduğu görülmüştür. Özellikle motor devri yükseldikçe motorun tork üretmediği ve dolayısı ile

daha fazla hızlanamadığı görülmüştür. Seçilen motor ve donanımlarda maksimum 2500d/dk'ya ulaşılabilmektedir. Buradaki gürültü duyarlılığının diğer bir sebebi de kontrol çevrimi frekansıdır. Çevrim frekansı ne kadar düşük ise sinüzoidal akımlar o kadar az sayıda örneklenmekte ve bunun sonucunda gürültülü örneklerin etkisi büyük olmaktadır. Çalışmaya ilk olarak 10 kHz çevrim frekansı ile başlanmıştır fakat benzetim sonuçlarında da uygulama sonuçlarında da 2000d/dk'nın üzerindeki devirlere ulaşamamıştır. Bu yüzden yazılım performansını geliştirme çalışmaları yapılmış ve çevrim frekansı 14 kHz'e çıkarılabilmektedir. Yine de bu frekansta motor devri maksimum 2500d/dk olduğu gözlenmiştir. Buradaki çevrim frekansının etkisi motorun faz frekansına oranına bağlıdır. Yapılan uygulamada çevrim frekansının motor frekansına oranı yaklaşık 35'e kadar düşürüldüğünde motorun kontrol edilebildiği görülmüştür. Bu değer farklı motor ve donanımlarda değişkenlik gösterecektir. Daha düşük oranlarda pozisyon bilgisi hatalı elde edildiğinden motorun tork üretimi azalmaktadır. Rotor pozisyonunu PİG yöntemi ile belirleme çalışmaları daha iyi sonuçlar vermiştir. Bunun en önemli sebebi rotor düzleminde kestirim yapıldığı için sinyaller doğru akım dalga formundadır. Bu yüzden stator düzlemindeki kestirim yöntemlerine göre band genişliği problemi daha az görülmektedir. Benzer ortamlarda yapılan testlerde pozisyon izleme gözlemcisi ile motor daha yüksek hızlara ulaşabilmiştir. Bu anlamda KMG yöntemi 2500 d/dk'ya çıkabilirken PİG yöntemi ile 6500 d/dk civarına çıkmıştır.

Bu tezde tasarımı yapılan kontrol yönteminin performansını belirlemek adına motorun hazır alınan sürücüsü ile karşılaştırmalı performans testi yapılmıştır. Bu kapsamda PİG ile sensörsüz AYK yönteminin daha yüksek performans gösterdiği görülmüştür. 1500 ile 2500 d/dk devirleri arasında hazır motor sürücüsü (ESC) kararsız çalışmasına rağmen AYK yöntemi tüm devir aralığında kararlı çalıştığı gözlenmiştir.

Tüm bu çalışmalar sonucunda Alan Yönlendirmeli Kontrol ile fırçasız doğru akım motorlarının tüm çalışma bölgelerinde verimli çalışabildiği gözlemlenmiştir. Buradaki limitlerin rotor pozisyon kestirim yöntemlerinden geldiği görülmüştür. Bu kapsamda bu çalışmanın sonucunda ileride yapılacak benzer uygulamalar için dikkat edilmesi gereken detaylar ve araştırılması gereken konular aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Düşük oranlardaki çevrim-motor frekansları için rotor pozisyon belirleme yöntemleri incelenmelidir.
- Motorun başlangıç anında rotor pozisyonunun belirlenme yöntemleri araştırılmalıdır.
- Sıfır motor hızından itibaren rotor pozisyonu belirleme yöntemleri araştırılmalıdır.

- Daha kontrollü test altyapısı oluşturularak motorun farklı yük davranışları incelenmeli ve kontrol tepkileri izlenmelidir.
- Kestirim algoritmalarında kullanılan sabit motor parametrelerinin sıcaklık ve zamana bağlı değişimlerinin etkisi incelenmeli ve bu etkileri minimize edecek yöntemler geliştirilmelidir.
- Motorun anahtarlama frekansı en az kontrol çevrim frekansının iki-üç katı olarak seçilmelidir.
- Seçilecek mikroişlemcinin hızı belirlenirken motorun anahtarlama frekansı ve kontrol çevriminin frekansı göz önünde bulundurulmalıdır. Düşük güçlü motorlar yüksek anahtarlama ve çevrim frekansı gerektirmektedir. Bu sebeple seçilen mikroişlemci kontrol algoritmasını yüksek çevrim frekanslarına uygun şekilde hızlı hesaplayabilmelidir.
- Seçilecek mikroişlemcinin ondalıklı sayı çözünürlüğü incelenmelidir.
- Seçilecek mikroişlemci gerçek zamanlı veri transferini kontrol çevrimini etkilemeden yapabilmelidir. Bu konu algoritma parametrelerinin anlık gözlemlenebilmesi için kritik öneme sahiptir.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

Copley Controls Corp, A. (2015), What is Field Oriented Control and What Good Is It?, *Copley Controls Corp.*

Jape, S. R. ve Thosar, A. (2017), Comparison of Electric Motors For Electric Vehicle Application, *International Journal of Research in Engineering and Technology* 06.9. ISSN: 2319-1163.

Jay W. Schultz ve Huard, S. (2013), Comparing AC Induction with Permanent Magnet motors in hybrid vehicles and the impact on the value proposition, *Parker Hannifin Corporation.*

Li, Y., Gerling, D., Ma, J., Liu, J. ve Yu, Q. (2010), The Comparison of Control Strategies for the Interior PMSM Drive used in the Electric Vehicle, *World Electric Vehicle Journal* 4, 000648. ISSN: 2032-6653.

Marcellan, A. (may 2015), An Exploration Into The Potential Of Microturbine Based Propulsion Systems For Civil Unmanned Aerial Vehicles, phdthesis. Delft University of Technology. 124 **pagetotals**.

Wackwitz, K., Boedecker, H. ve Froehlich, A. (may 2016), The Comprehensive Guide For a Successful Start Into UAV Operation, *Drone Business Development Guide*. URL: [www.droneii.com](http://www.droneii.com).

Yıldırım, M., Polat, M. ve Kürüm, H. (2014), A Survey On Comparison Of Electric Motor Types And Drives Used For Electric Vehicles, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*.

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Bobek, V. (**february** 2013), PMSM Electrical Parameters Measurement, *Freescale Semiconductor, Inc.* (AN4680).

Buzcu, s. E. (2005), Daimimıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Pasif Filtre ile Harmoniklerin Azaltılması, phdthesis. Yıldız Teknik Üniversitesi.

Fisher, P. (**may** 2014), High Performance Brushless DC Motor Control, phdthesis. School of Engineering & Technology CQUniversity Austrabstracta.

Garcia, X., Zigmund, B., Terlizzi, A., Pavlanin, R. ve Salvatore, L. (2011), Comparison Between FOC And DTC Strategies For Permanent Magnet Synchronous Motors, *Advances in Electrical and Electronic Engineering*.

Hashernnia, N. ve Asaei, B. (2008), Comparative Study of Using Different Electric Motors in the Electric Vehicles, *IEEE-Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*.

Lee, S. (2005), A Comparison Study Of The Commutation Methods For The Three-Phase Permanent Magnet Brushless Dc Motor, *Semantic Scholar*.

Parmar, Y., Patel, P., Pancholi, N., Thacor, C. ve Mabstrat, U. (**december** 2016), Scalar Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *International Research Journal of Engineering and Technology* 3.12. ISSN: 2395 -0056.

Popa, D. D. (**june** 3, 2018), *Module 9: Position Observer*. URL: <https://community.nxp.com/message/1020631>.

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Acarney, P. P. ve Watson, J. F. (**april** 2006), Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines, *IEEE Transactions On Industrial Electronics* 53.2. ISSN: 0278-0046.

Freescale, S. (2016), Sensorless PMSM Field-Oriented Control, *Freescale Semiconductor, Inc.* (DRM148).

Microsemi, C. (2012), *Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors User's Guide*.

Sasi, D. ve Kuruvilla P, J. (**may** 2013), Modelling And Simulation Of SVPWM Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* 2.5.

Tarmizi, Y. A., Karim, K. A., Tarusan, S. A. ve Jidin, A. (**september** 2017), Review and Comparison of Sensorless Techniques to Estimate the Position and Speed of PMSM, *International Journal of Power Electronics and Drive System* 8.3. ISSN: 2088-8694.

Vadstrup, C. (**june** 2013), Stability Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine with Inverter Output LC Filter, phdthesis. Aalborg University-Department of Energy Technology.

Xia, C.-l. (2012), *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives And Controls*. Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd. ISBN: 978-1-118-18833-0.

Zambada, J. ve Deb, D. (**may** 2010), Sensorless Field Oriented Control of a PMSM, *Microchip Technology Inc.* (AN1078).

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Agrawal, K., Gandhi, A., Shah, M. ve Gojiya, M. (**december** 2016), Design, Analysis and Reabstractzation of SVPWM using Embedded Code Generation Technique for a Three Phase, Two Level Inverter, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*.

Anonim (2018), *Emax XA2212 12V DC 1400KV Brushless Motor*. URL: [https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Seeed%20Technology/108990010\\_Web.pdf](https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Seeed%20Technology/108990010_Web.pdf).

Askour, R. ve Idrissi, B. B. (**september** 2014), DSP-Based Sensorless Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Sliding Mode Current Observer, *International Journal of Power Electronics and Drive System* 4.3, 281–289.

Pillay, P. ve Krishnan, R. (**april** 1989), Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives , Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE Transactions On Industry Applications* 25.2.

Sul, S.-K. (2011), *Control of Electric Machine Drive System*. IEEE Press series on power engineering 55. Hoboken, N.J: Wiley-IEEE. 399 **pagetotals**. ISBN: 978-0-470-59079-9.

YingYing, J., LiangLiang, M., XuDong, W., ShuCai, Y. ve HaiXing, Z. (**august** 2011), Application and Simulation of SVPWM in Three Phase Inverter, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*.

Zigmund, B., Terlizzi, A., Garcia, X., Pavlanin, R. ve Salvatore, L. (2011), Experimental Evaluation Of PI Tuning Techniques For Field Oriented Control Of Permanent Magnet Synchronous Motors, *Advances in Electrical and Electronic Engineering*.

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Yılmaz, K. (**december** 2009), Comparison Of Axial Flux And Radial Flux Brushless Dc Motor Topologies For Control Moment Gyroscope Wheel Applications, phdthesis. Middle East Technical University.

