

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA  
MOMENT DALGALANMALARININ AZALTILMASI**

**Yük. Müh. Faruk ERKEN**

**Doktora Tezi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Prof. Dr. Hasan KÜRÜM  
OCAK-2014**

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA  
MOMENT DALGALANMALARININ AZALTILMASI

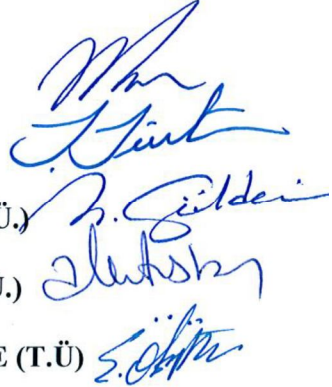
DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Faruk ERKEN

(01213203)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 23 Aralık 2013  
Tezin Savunulduğu Tarih: 16 Ocak 2014

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F. Ü.)  
Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü.)  
Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü.)  
Yrd.Doç.Dr. Ahmet ORHAN (F.Ü.)  
Yrd.Doç.Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)



OCAK-2014

## ÖNSÖZ

Bu çalışmada Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun temel problemlerinden olan moment dalgalanmalarının azaltılması amaçlanmıştır. Motorun kontrolünde iyi bir dinamik cevaba sahip ve diğer kontrol yöntemlerine göre daha az moment dalgalılığının olduğu, Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemi tercih edilmiştir.

Moment dalgalılığının giderilmesinde Adaptif Veri Birleştirme esaslı harmonik enjeksiyonu algoritması kullanan üç farklı yöntem önerilmiştir. Bu yöntemlerle q eksen akım ve gerilimi ile q eksen referans akım değeri kompanze edilerek, minimum hız ve moment dalgalılığına ulaşılmaya çalışılmıştır. Her üç yöntem, farklı çalışma koşullarında denenerek yöntemlerin geçerliliği ortaya konulmuştur.

Çalışmamın her aşamasında desteğini esirgemeyen, bana yol gösterip motive eden danışman hocam sayın Prof. Dr. Hasan KÜRÜM'e teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmalarında değerli fikirleriyle bana her aşamada yol gösteren Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye teşekkür ederim. Tezde kullanılan AVB algoritması konusunda desteğini gördüğüm Yrd. Doç. Dr. Behçet Uğur TÖREYİN'e teşekkür ederim. Yine tez süresince yardımlarını gördüğüm, Yrd. Doç. Dr. Hakan ÇELİK, Öğr.Gör. İsmail KAYRI ve Arş.Gör. Ömer Faruk ERTUĞRUL ile burada adını saymadığım diğer arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince beni sabırla destekleyen ve gerekli çalışma ortamını sağlayan aileme teşekkür ederim.

**Faruk ERKEN**

**Elazığ – 2014**

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
<b>ÖNSÖZ</b> .....	<b>I</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>II</b>
<b>ÖZET</b> .....	<b>IV</b>
<b>SUMMARY</b> .....	<b>VI</b>
<b>ŞEKİLLER LİSTESİ</b> .....	<b>VIII</b>
<b>TABLolar LİSTESİ</b> .....	<b>XIV</b>
<b>SEMBOLLER LİSTESİ</b> .....	<b>XV</b>
<b>KISALTMALAR LİSTESİ</b> .....	<b>XVII</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1. Genel Bilgiler .....	1
1.2. Tezin Amacı .....	4
1.3. Tezin İçeriği .....	4
<b>2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR</b> .....	<b>6</b>
2.1. Giriş .....	6
2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı .....	7
2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması .....	7
2.4. Sabit Mıknatısların Yapısı .....	8
2.4.1. B-H Eğrisi .....	9
2.4.2. Sabit Mıknatıslara Isının Etkisi .....	11
2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Modellenmesi .....	12
2.5.1. Referans Düzlem Dönüşümleri .....	12
2.5.1.1. Clarke Dönüşümü (a,b,c) ↔ (α,β) .....	12
2.5.1.2. Park Dönüşümü (α,β) ↔ (d,q) .....	13
2.5.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi ve Modeli .....	14
2.5.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli .....	17
<b>3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ</b> .....	<b>19</b>
3.1. v/f Kontrol .....	19
3.2. Doğrudan Moment Kontrolü .....	20

3.3.	Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	20
3.3.1	Hız ve Akım Denetleyici .....	21
3.3.2	Eviriciler .....	22
3.3.3	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu.....	23
3.3.4	SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolle Benzetimi .....	26
<b>4.</b>	<b>SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR SÜRÜCÜ DEVRESİ</b>	
	<b>TASARIMI .....</b>	<b>31</b>
4.1.	Giriş .....	31
4.2.	DS1104 R&D Controller Board.....	33
4.3.	Evirici Modülü ve Kartı.....	33
4.4.	İzolasyon Devresi.....	34
4.5.	Güvenli Veri İletim Devresi.....	35
4.6.	Ölü Zaman Ekleme Devresi.....	35
4.7.	Akım Algılayıcı Devre .....	36
<b>5.</b>	<b>SMSM'DE MOMENT VE HIZ DALGALANMALARININ</b>	
	<b>AZALTILMASI .....</b>	<b>38</b>
5.1.	SMSM'de Moment Dalgalanmalarının İncelenmesi.....	39
5.2.	Adaptif Veri Birleştirme Esaslı Harmonik Enjeksiyonu .....	40
5.2.1.	Adaptif Veri Birleştirme Algoritması.....	41
5.2.1.1.	Alt Verilerin Birleştirilmesi .....	41
5.3.	Adaptif Veri Birleştirme Esaslı Hız ve Moment Dalgalanmalarının Azaltılması	36
5.3.1.	Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma.....	43
5.3.2.	Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma .....	44
5.3.3.	Gerilim Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma .....	45
5.4.	DeneySEL Çalışmalardan Elde Edilen Sonuçlar.....	46
<b>6.</b>	<b>SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....</b>	<b>89</b>
6.1.	Sonuçlar .....	89
6.2.	Öneriler .....	90
	<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>91</b>
	<b>EKLER .....</b>	<b>95</b>
	<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>105</b>

## ÖZET

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim ve yüksek moment/atalet oranı nedeniyle en çok tercih edilen elektrik motorlarından biridir. SMSM'ler aynı zamanda küçük boyutlu olup, az bakım gerektirmektedir. Bu üstün özellikleri nedeniyle farklı alanlarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

SMSM'lerde Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK), Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) ve v/f kontrol yöntemleri uygulanabilmektedir. Bu çalışmada, motorun kontrolünde, diğer kontrol yöntemlerine göre daha düşük bir moment dalgalılığı sağlayan AYK yöntemi tercih edilmiştir.

SMSM'lerin temel dezavantajı moment dalgalanmalarıdır. Bunlar, motordan kaynaklanabileceği gibi, ölçme ve kontrol sisteminden de kaynaklanabilmektedir. SMSM'lerde ortaya çıkan moment dalgalanmaları genellikle periyodiktir. Bu nedenle moment dalgalılığının bastırılmasında en etkili yöntemlerden biri uygun akım harmoniklerinin enjekte edilmesidir. Ancak enjekte edilecek harmoniklerin motorun farklı çalışma koşullarına uygun olması gerekmektedir. Bu durum ancak çevrimiçi ve adaptif bir kontrol mekanizması ile sağlanabilir. Bu çalışmada önerilen Adaptif Veri Birleştirme (AVB) tabanlı yöntemler ile motora, uygun genlik ve fazda akım harmonikleri enjekte edilmektedir. Bu yöntemlerde, veri değerleri, çevrimiçi olarak, bu verileri tanımlayan dış bükey kümeler üzerine izdüşümler yapmaya dayalı bir aktif birleştirme yöntemi ile güncellenen ağırlıklar kullanılarak, doğrusal bir biçimde birleştirilmektedir.

Harmonik enjeksiyonunda, hızdaki hatanın değişimi esas alınmıştır. Bu hata değeri kullanılarak motordaki üç ayrı büyüklüğe ait değerler kompanze edilerek, üç farklı yöntemle hız ve momentteki dalgalanmalar azaltılmaya çalışılmıştır. Birinci yöntemde q eksen akımı, ikinci yöntemde q eksen gerilimi ile üçüncü ve son yöntemde q eksen akımı referans değeri uygun harmonikler enjekte edilerek kompanze edilmiştir. Uygun harmonik dereceleri belirlenirken literatürde bahsedilen 1., 2., ve 6. harmoniklerin yanında, motorun önceden farklı çalışma koşullarında çalıştırılması suretiyle, dalgalanmalarda etkili olan diğer baskın harmonikler de olabilmektedir.

Farklı hız ve yük değerlerinde yapılan deneysel çalışmalarda, uygulanan her üç yöntemde de hız ve momentteki dalgalanmaların etkin bir şekilde azaldığı görülmektedir. Düşük hızlarda ve yüklü çalışma durumlarında hız ve momentteki dalgalanmalar daha fazla olduğundan, özellikle düşük hızlarda yöntemin geçerliliği daha belirgin bir şekilde ortaya çıkmaktadır.

**Anahtar kelimeler:** Sabit Miknatıslı Senkron Motor, Alan Yönlendirmeli Kontrol, moment dalgalanması, Adaptif Veri Birleştirme

## SUMMARY

### **Torque Ripple Reduction of Permanent Magnet Synchronous Motor**

Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) are one of the most preferred electric motors because of their high power density, high efficiency and high torque/inertia ratio. Besides, PMSM's are small in size and require less maintenance. Because of these outstanding features, they have been widely used in various applications.

In PMSM's Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) and v/f control methods can be applied. In this study, the FOC method which provides a lower torque ripple compared to other control methods is preferred.

The main disadvantage of PMSM's is torque ripples. These ripples can be caused from the structure of motor, and may be due to measurement and control systems. The torque ripples emerged in PMSM's are generally periodic. Therefore one of the most effective methods for the suppression of the torque ripples is the injection of optimal current harmonics. However, the injected harmonics should also be appropriate with respect to varying motor operating conditions. This requirement can be satisfied using an online and adaptive control mechanism. In this study, Adaptive Decision Fusion (ADF) based methods are developed to inject current harmonics in appropriate amplitude and phase. In these methods, decision values are linearly combined with weights which are updated online according to an active fusion method based on performing orthogonal projections onto convex sets describing these values.

In harmonic injection, gradient of the speed error is used. By using the value of this error, speed and torque ripples have been tried to be reduced with three different methods by compensating the values of three different magnitudes in the motor. In the first method the q-axis current, in the second method q-axis voltage and in the last method, the reference value of the q-axis current has been compensated by injecting the appropriate harmonics. When determining the appropriate harmonic orders, in addition to the 1st, 2nd, and 6th harmonics mentioned in the literature, initially by running the motor in different



operating conditions, the dominant harmonics that are effective in ripples have been specified.

Experimental results show that, the speed and torque ripples are effectively decreased by all the three methods at different speeds and loads. Since at lower speeds and on load operating conditions more ripples occur, the validity of the method significantly arises.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Motor, field oriented control, torque ripple, Adaptive decision fusion

## ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 Sabit mıknatıslı motorlarda zıt emk üretimi a)SMSM b)FDAM .....	6
Şekil 2.2 Sabit mıknatısların yerleştirilme şekillerine göre SMSM'ler a)İçten mıknatıslı b)Yüzey mıknatıslı .....	7
Şekil 2.3 Farklı mıknatıslara ait demagnetizasyon eğrileri .....	8
Şekil 2.4 Mıknatısların B-H eğrisi .....	10
Şekil 2.5 Mıknatısların tarihsel gelişimi.....	11
Şekil 2.6 Referans düzlem dönüşümleri.....	12
Şekil 2.7 Clarke dönüşümünde bileşenler. ....	13
Şekil 2.8 Park dönüşümünde bileşenler.....	14
Şekil 2.9 SMSM üç faz stator eşdeğer devresi .....	15
Şekil 2.10 SMSM dq eşdeğer devresi .....	17
Şekil 3.1 Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması.....	21
Şekil 3.2 Evirici devre şeması.....	22
Şekil 3.3 Durağan referans çatıda evirici durumlarının ifadesi. ....	23
Şekil 3.4 1.Bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri .....	25
Şekil 3.5 SMSM'nin AYK yöntemiyle Matlab/Simulink benzetimi. ....	27
Şekil 3.6 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yükün devreye girmesi durumunda hız, moment, d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları.....	28
Şekil 3.7 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yükün devreye girmesi durumunda hız, moment, d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları.....	28
Şekil 3.8 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yük devrede iken faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları.....	29
Şekil 3.9 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yük devrede iken faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları.....	29

Şekil 3.10	Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda hız ve momentin değişimine ait benzetim sonuçları.....	29
Şekil 3.11	Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda hız ve momentin değişimine ait deney sonuçları.....	29
Şekil 3.12	Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları.....	30
Şekil 3.13	Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları.....	30
Şekil 4.1	SMSM sürücü devresi blok şeması.....	31
Şekil 4.2	Deney setinin fotoğrafları a)Deneyde kullanılan SMSM b)Sürücü devresi.....	32
Şekil 4.3	DS1104 R&D Controller Board.....	33
Şekil 4.4	Evirici Modülü ve Kartı.....	34
Şekil 4.5	İzolasyon devresi.....	34
Şekil 4.6	Güvenli veri iletim devresi.....	35
Şekil 4.7	Ölü zaman ekleme devresi.....	36
Şekil 4.8	Akım algılayıcı devre şeması.....	36
Şekil 4.9	Akım algılayıcı devre fotoğrafı.....	37
Şekil 5.1	Adaptif veri birleştirmeye dayalı harmonik enjeksiyonu.....	40
Şekil 5.2	Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma.....	43
Şekil 5.3	Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma.....	44
Şekil 5.4	Gerilim Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma.....	46
Şekil 5.5	Control Desk Developer yazılımının ekran görüntüsü.....	47
Şekil 5.6	60 rad/s hızda, boşta çalışmada AKDA için deney sonuçları a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)Faz akımlarının değişimi.....	48
Şekil 5.7	60 rad/s hızda, boşta çalışmada, AKDA için deney sonuçları a)d-q eksen akımlarının değişimi b)AVB algoritması çıkışı c)Ağırlık değerlerinin değişimi.....	49

Şekil 5.8	60 rad/s hızda, boşa çalışmada RAKDA için deney sonuçları a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)Faz akımlarının değişimi .....	50
Şekil 5.9	60 rad/s hızda, boşa çalışmada, RAKDA için deney sonuçları a)d-q eksen akımlarının değişimi b)AVB algoritması çıkışı c)Ağırlık değerlerinin değişimi .....	51
Şekil 5.10	Hızın 60 rad/s'den 150 rad/s'ye çıkarılması durumunda boşa çalışmada RAKDA için deney sonuçları a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)d-q eksen akımlarının değişimi .....	53
Şekil 5.11	Hızın 60 rad/s'den 150 rad/s'ye çıkarılması durumunda, boşa çalışmada RAKDA için deney sonuçları a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)d-q eksen akımlarının değişimi .....	54
Şekil 5.12	60 rad/s hızda boşa çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi.....	55
Şekil 5.13	60 rad/s hızda boşa çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	56
Şekil 5.14	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi.....	57
Şekil 5.15	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	58
Şekil 5.16	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi .....	59
Şekil 5.17	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	60
Şekil 5.18	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi .....	61

Şekil 5.19	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu.....	62
Şekil 5.20	150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi .....	63
Şekil 5.21	150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu.....	64
Şekil 5.22	60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi.....	66
Şekil 5.23	60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	67
Şekil 5.24	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi.....	68
Şekil 5.25	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	69
Şekil 5.26	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi .....	70
Şekil 5.27	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	71
Şekil 5.28	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi .....	72
Şekil 5.29	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu.....	73

Şekil 5.30	150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi .....	74
Şekil 5.31	150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	75
Şekil 5.32	60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)GKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)GKDA devredeyken momentin değişimi.....	77
Şekil 5.33	60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	78
Şekil 5.34	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)GKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)GKDA devredeyken momentin değişimi.....	79
Şekil 5.35	20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	80
Şekil 5.36	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)GKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)GKDA devredeyken momentin değişimi .....	81
Şekil 5.37	60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu .....	82
Şekil 5.38	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)GKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)GKDA devredeyken momentin değişimi .....	83
Şekil 5.39	100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu.....	84
Şekil 5.40	150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hızın değişimi b)GKDA devredeyken hızın değişimi c)Momentin değişimi d)GKDA devredeyken momentin değişimi .....	85

Şekil 5.41 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu..... 86

## TABLULAR LİSTESİ

	<b><u>Sayfa No</u></b>
Tablo 2.1 Farklı mıknatıslara ait °C cinsinden sıcaklık değerleri.....	11



## SEMBOLLER LİSTESİ

$L_d$	d eksenini indüktansı
$L_q$	q eksenini indüktansı
$R_s$	Stator direnci
$L_s$	Stator senkron indüktans
$M$	Karşılıklı indüktans
$f$	Eksen dönüşümlerinde akım, gerilim veya akı bileşeni
$\omega_r$	Rotorun mekanik hızı
$\omega_e$	Motorun elektriksel açısal hızı
$\theta_r$	Rotorun mekanik konum açısı
$\theta_e$	Rotorun elektriksel konum açısı
$V_a V_b V_c$	abc düzlemine göre motor faz gerilimleri
$i_a i_b i_c$	abc düzlemine göre motor faz akımları
$V_d V_q$	dq referans düzlemine göre gerilimler
$i_d i_q$	dq referans düzlemine göre akımlar
$\psi_d \psi_q$	dq eksen manyetik akıları
$\psi_m$	Motor mıknatıs manyetik akısı
$p$	Motorun çift kutup sayısı
$T_e$	Elektriksel moment
$P_e$	Elektriksel güç
$B_m$	Sürtünme katsayısı
$J$	Atalet momenti
$T_y$	Yük momenti
$H$	Manyetik alan şiddeti
$B$	Manyetik akı yoğunluğu
$w$	Ağırlık katsayısı
$\mu$	Güncelleme katsayısı
$E$	Beklenti operatörü
$\hat{y}$	y değişkeninin tahmini

$y'$	Kompanze edilmiş $y$ değişkeni
$y^*$	$y$ değişkeninin referans değeri
$H$	Harmonik değeri
$h$	Harmonik katsayısı
$\varphi$	Faz açısı

## KISALTMALAR LİSTESİ

<b>SMSM</b>	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
<b>AYK</b>	Alan Yönlendirmeli Kontrol
<b>DMK</b>	Doğrudan Moment Kontrolü
<b>FDAM</b>	Fırçasız Doğru Akım Motoru
<b>YSMSM</b>	Yüzey Mıknatıslı Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
<b>İSMSM</b>	İçten Mıknatıslı Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
<b>DGM</b>	Darbe genişlik modülasyonu
<b>UVDGM</b>	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>PI</b>	Oransal İntegral Denetleyici
<b>AA</b>	Alternatif Akım
<b>DA</b>	Doğru Akım
<b>mmk</b>	Manyeto Motor Kuvvet
<b>emk</b>	Elektro Motor Kuvvet
<b>AVB</b>	Adaptif Veri Birleştirme
<b>OKH</b>	Ortalama karesel Hata
<b>EKK</b>	En Küçük Kareler
<b>AKDA</b>	Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma
<b>GKDA</b>	Gerilim Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma
<b>RAKDA</b>	Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

# 1. GİRİŞ

## 1.1. Genel Bilgiler

Tahrik sistemlerinde motor seçimi büyük önem taşımaktadır. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim ve yüksek moment/atalet oranı nedeniyle en çok tercih edilen elektrik motorlarından biridir. SMSM'ler aynı zamanda küçük boyutlu olup, az bakım gerektirmektedir. Bu üstün özellikleri nedeniyle SMSM'ler robot teknolojisi, asansörler, yenilenebilir enerji kaynakları, elektrikli taşıtlar ve daha birçok endüstriyel alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [1-22].

SMSM'ler Doğru Akım Motorları ve Asenkron Motorlar gibi motorlardan farklı olarak bir sürücüye ihtiyaç duyarlar. Elektronik alanındaki gelişmeler, SMSM motor sürücü sistemlerinde kullanılacak malzeme çeşitliliğinin artmasına ve sürücü maliyetlerinin düşmesine sebep olmuştur. Sabit mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler ile de fiyatları daha makul hale gelen bu motorlar giderek yaygınlaşmaktadır.

SMSM'lerin temel dezavantajı moment titreşimleridir. Moment dalgalılığının temel sebepleri; Cogging momenti olarak adlandırılan ve rotor manyetik akısı ile stator manyetik relüktansı arasındaki açığa bağlı etkileşim farklılıkları nedeniyle oluşan moment dalgalılığı bileşeni ve Ripple momenti olarak adlandırılan ve stator akım manyeto motor kuvveti (mmk) ile rotor mıknatıs akı dağılımı ve/veya rotor manyetik relüktansı arasındaki açığa bağlı etkileşim farklılıkları nedeniyle oluşan moment dalgalılığı bileşenidir [1].

AA motorlarda kullanılan kontrol yöntemleri, skaler temelli kontrol yöntemleri ile vektör temelli kontrol yöntemleridir. Yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda sade ve ucuz olan skaler temelli v/f kontrol yöntemi kullanılırken, yüksek performans gerektiren uygulamalarda ise, vektör kontrol yöntemleri tercih edilir. Bunlar Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK)'dür.

Doğrudan moment kontrolü 1986 yılında Takahashi ve Noguchi tarafından indüksiyon motorları için önerilmiş bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem stator akımlarını kontrol etmeden, doğrudan stator akı ve momentini kontrol etme prensibine dayanır. Tahmin

edilen akı ve momente göre, önceden tanımlanan bir anahtarlama tablosu ile güç anahtarları kontrol edilerek, doğrudan moment kontrolü yapılır [20-22,43].

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yönteminde makinadan istenilen momenti elde etmek için, d-q rotor referans düzleminde birer vektör olarak ifade edilen motor akımlarının bileşenleri kontrol edilmektedir. Bu kontrol yöntemine vektör kontrol de denir. Bu akım bileşenleri, d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur [19-22,43].

SMSM'ler hakkında yapılan araştırmalar motor tasarımı, motor modellenmesi, moment dalgalanmalarının belirlenmesi ve giderilmesi, doğrudan moment kontrolü ve algılayıcısız kontrol üzerinde yoğunlaşmıştır.

Motor tasarımında kullanılan tekniklerin tümü moment dalgalanmalarını tam olarak yok etmeyi başaramamış ve/veya her çalışma koşulunda tam olarak etkili olamamıştır. Motor tasarımında kullanılan yöntemlerden biri kör oyuk kullanmaktır. Bu yöntem moment dalgalılığını minimize etmekten ziyade moment titreşimlerinin frekansını artırıp genliklerini azaltarak etkisini azaltmayı hedefler [1]. Diğer bir yöntem, "skewing" adı verilen popüler bir yöntemdir. Bu yöntemde, stator lamelleri ya da rotordaki sabit mıknatıslar açılı yerleştirilir. Bu yöntem rotor mıknatısları tarafından görülen relüktans farkını, böylece cogging momentini azaltır [1,26-29]. Kullanılan diğer yöntemler sargıların hava aralığı boyunca uygun şekilde dağıtılması, stator faz sayısının artırılması, sabit mıknatısların rotora uygun bir şekilde yerleştirilmesi ve stator oluklarına uygun şekiller verilmesi olarak sayılabilir [1].

Motorun modellenmesinde genellikle iki yöntem kullanılır. Birincisi genel elektrik makina teorisi kullanılarak bir eşdeğer devre oluşturmaktır. İkinci yöntem ise manyetik alan dağılımının elde edilmesi için sayısal incelemelerle yapılan modellemedir. Sayısal inceleme yöntemlerinden biri olan Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile makina sargılarının gerçek alan dağılımı, geometrinin detayları ve manyetik materyallerin doğrusal olmayan manyetik geçirgenliği hesaba katılarak daha doğru bir modelleme yapılır.

Clenet vd., 2d SEY ile iki ayrı yöntemle belirlediği zıt emk'yı kullanarak moment dalgalılığını azaltacak bir yöntem ortaya koymuştur [36]. Guan vd, moment dalgalılıklarını azaltmak amacıyla uygun akım referansını elde etmek için mıknatıs akısı ile d ve q eksen indüktanslarını 2d SEY ile modellemiştir [37]. Lee vd. motordaki nonlinearliği 2d SEY ile modellemiş ve gerçek zamanlı olarak hesaplanan indüktans değerlerini kullanmıştır [38].

Lee vd. 2d SEY ile belirlenmiş zıt emk değişiminden yararlanarak motora harmonik enjekte edilmiş akım uygulamış ve moment dalgalılığında azalmanın yanında ortalama moment değerinde artış gözlemiştir [39]. Guo vd. motora uygulanacak optimal akımları belirlemek için 2d SEY kullanarak moment dalgalılığını azaltırken bakır kayıplarını da azaltacak bir yöntem ortaya koymuştur [40].

SMSM'lerin kontrolünde, rotor ile döner alanın senkronize edilmesi için, rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulur. Geleneksel kontrol sistemlerinde elektromanyetik çözücüler veya optik algılayıcılar bu amaç için kullanılır. SMSM'lerin algılayıcısız çalıştırılmasına yönelik birçok yöntem uygulanmaktadır. Bu yöntemler genel olarak; çıkıntılık izleyerek, akı ve zıt emk belirleyerek, durum gözlemleyicileri kullanarak, ölçülen motor akımları ve gerilimleri ile model akım ve gerilimleri kullanarak konum belirleme, ya da açık çevrim kontrol yöntemleridir [20,30-33].

Motor parametrelerinin belirlenerek moment dalgalılığının giderilmesinde kullanılan yöntemlerden biri de tahmin ve izleyici teknikleridir. Başlangıçta bu tahmin ve izleyici yapıları önceden hesaplanan parametrelere bağlıydı ve motorun çalışması esnasındaki değişimlere karşı tepkisizdi. Tahmin edilen bu değerler hız veya akım döngüsünde kullanılıyordu. Ancak sonraki çalışmalarda bu sorunu gidermek amacıyla çevrimiçi tahmin teknikleri kullanılmaya başlandı. Tahmin ve izleyici algoritmaları; Kalman Filtresi, En küçük kareler yöntemi gibi farklı nümerik yöntemler ile sinir ağları ve optimizasyon yöntemleri içermektedir [4-12,38-41].

Moment dalgalılığını azaltmada kullanılan yöntemlerden biri de "Iterative Learning Control (ILC)" olarak bilinen bir yinelemeli öğrenme kontrol yöntemidir. Bu yöntemde öğrenme mekanizması, arzulanan ve ani olarak tahmin edilen moment ile üretilen akım sinyalini her periyotta yinelemeli olarak karşılaştırmaktadır [13-16]. Mattavelli vd. moment dalgalılığını minimize etmek için q eksen akımını modifiye eden tekrarlayıcı akım kontrol yöntemini uygulamıştır [18].

Adam [19] doktora tezinde, inverter anahtarlama sisteminden kaynaklanan ve SMSM'de üretilen harmonik gürültülerinin ve moment dalgalanmalarının azaltılması için aktif ve pasif filtre yapıları önermiştir.

## 1.2. Tezin Amacı

Bu tezde; günümüzde geniş bir kullanım alanı bulmaya başlayan Sabit Mıknatıslı Senkron makinanın en büyük problemlerinden biri olan hız ve moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapılmıştır.

Öncelikle SMSM'nin Matlab/Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Motorun kontrolünde diğer bir vektör kontrol yöntemi olan Doğrudan Moment Kontrol yöntemine göre daha düşük bir moment dalgalılığı sağlayan, Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi tercih edilmiştir.

Moment dalgalılığının sebepleri araştırılmış, doğrusal olmayan motor parametrelerinin etkisi dışında ölçme ve kontrol düzeneğinden kaynaklanan etkiler olduğu da anlaşılmıştır. Bu nedenle, moment dalgalanmalarını farklı çalışma koşullarında etkin bir şekilde azaltmak için çevrimiçi çalışan, adaptif bir yöntem uygulanmasına karar verilmiştir.

Önerilen yöntemin öncelikle benzetim çalışmalarında etkinliği kanıtlandıktan sonra farklı çalışma koşullarındaki performansının deneysel olarak gösterilmesi amaçlanmaktadır.

## 1.3. Tezin İçeriği

Birinci bölümde teze giriş yapılmış, önceki çalışmalar, tezin amacı ve kapsamı anlatılmıştır.

İkinci bölümde SMSM'nin yapısı, kullanılan sabit mıknatıs türlerinden bahsedilmiş, motorun eşdeğer devre modelleri ve denklemleri verilmiştir.

Üçüncü bölümde SMSM'nin kontrol yöntemlerinden bahsedilmiş, Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi daha ayrıntılı bir şekilde anlatılarak motorun AYK yöntemine göre benzetimi yapılmış, benzetim ve deney sonuçları gösterilmiştir.

Dördüncü Bölümde deneysel çalışmada kullanılan sürücü sistemi tanıtılmıştır.

Beşinci bölümde SMSM'nin hız ve moment dalgalılığını azaltmak için önerilen AVB esaslı harmonik enjeksiyonu algoritması anlatılmıştır. Bu algoritmayı kullanan, q eksen akımı, q eksen gerilimi ve q eksen referans akımının kompanzasyonuna dayalı yöntemlerden bahsedilmiştir. Önerilen yöntemlerin motorun farklı çalışma koşullarında deneysel olarak uygulanmasından elde edilen sonuçlar gösterilmiş ve değerlendirilmiştir.

Altıncı ve son bölümde SMSM'lerde moment dalgalanmalarının azaltılması amacıyla tezde uygulanan yöntemlerden elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve ileriye dönük çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

Tezin ek kısmında ise deneyde kullanılan SMSM'nin teknik özellikleri, DSPACE 1104 denetleyici kartın genel özellikleri, PS22078-E IPM (Intelligent Power Modul) evirici modülü ve deneysel sürücü sisteminde kullanılan bazı elemanlara ait katalog bilgileri verilmiştir.



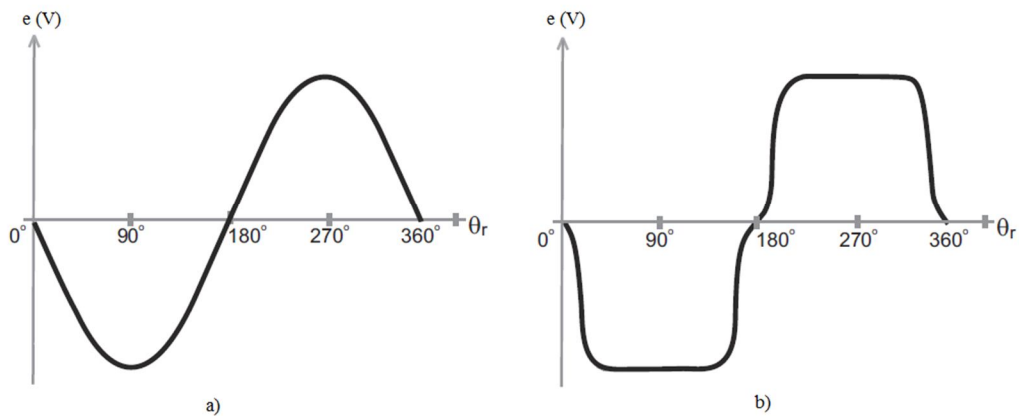
## 2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

### 2.1. Giriş

Sabit mıknatıslı senkron motorların statorunda üç fazlı sargı bulunur. Uyarım akısı, diğer birçok motordan farklı olarak sargı yerine sabit mıknatıslardan sağlanır. Rotorda sargı yerine kalıcı mıknatısın kullanılmasıyla fırça ve kollektörden kaynaklanan sakıncalar da giderilmiş olur. Bunun yanı sıra, uyarım kayıpları ortadan kalktığı için, termik sınırlar genişlemekte ve aynı hacimli bir makinadan daha büyük güçler alınabilmektedir [19-24].

Sabit mıknatıslı motorlarda mıknatısların kullanılması, rotoru sargılı senkron motora göre dinamik performansı daha da artırmış olur. Rotorda yüksek enerjili sabit mıknatıs kullanılması, hava aralığı indüksiyonunu sargılı makinalardan daha yüksek değerlerde tutar ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak verimin aynı güçteki senkron motordan daha yüksek olmasını sağlar. Ayrıca motor boyutları da oldukça küçülür [19-24].

Sabit mıknatıslı makinalar zıt emk dalga şekline göre ikiye ayrılırlar. Zıt emk dalga şekli yamuk şeklinde değişen sabit mıknatıslı motorlara Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM), sinüzoidal olarak değişen motorlara ise Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) denir.



Şekil 2.1 Sabit mıknatıslı motorlarda zıt emk üretimi

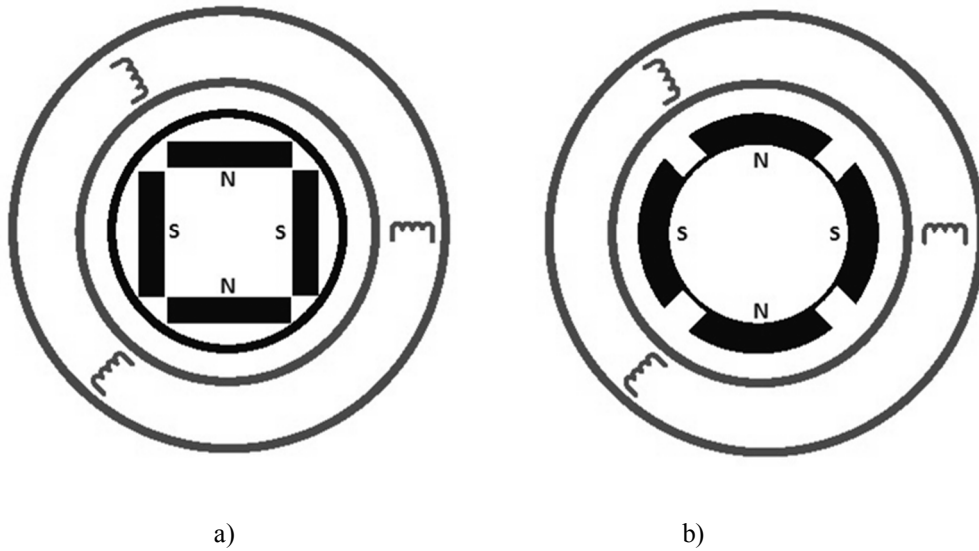
a)SMSM b)FDAM

## 2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

SMSM'ler stator, rotor ile hız ve konum algılayıcılarından oluşur. Stator, çok fazlı indüksiyon motorlarında olduğu gibi, döner alan sargılarından oluşur. SMSM'lerde momentin düzgün olması için sargılar, aralarında 120 derece elektriksel açı ile yerleştirilir ve genellikle dağıtılmış sargılar kullanılır. Stator, manyetik geçirgenliği iyi olan silisyumlu saçların paketlenmesinden yapılır. Mıknatıslar rotorun bir parçası olup, kutupları oluşturur. Yapı olarak rotor, mıknatıs akılarının halkalanmasını sağlamak için demir mil üzerine geçirilmiş manyetik saçlardan oluşur. Genel olarak yuvarlak ve çıkık tipleri mevcuttur. Ancak fiziksel olarak yuvarlak bir rotorda da elektriksel olarak çıkıklık etkisi hala vardır. Bazı rotor tiplerinde, motora yol vermek amacıyla ve senkron hız civarında osilasyonları azaltmak için, indüksiyon motorlarda olduğu gibi, kısa devre edilmiş iletken çubuklar yerleştirilir [20].

## 2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

SMSM'ler, sabit mıknatısların rotora yerleştirilme şekillerine göre iki temel sınıfa ayrılır. Sabit mıknatısların rotor nüvesinin yüzeyine yerleştirildiği, yüzey mıknatıslı (YSMSM) ve sabit mıknatısların rotor nüvesinin içine yerleştirildiği, içten mıknatıslı (İSMSM) tip olarak adlandırılır.



Şekil 2.2 Sabit mıknatısların yerleştirilme şekillerine göre SMSM'ler

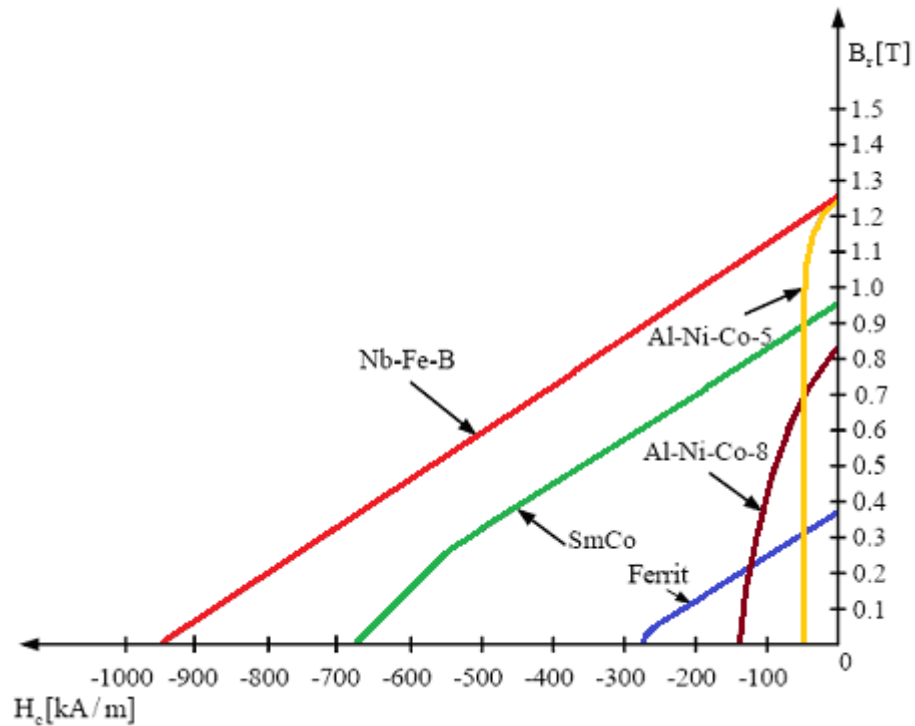
a)İçten mıknatıslı b)Yüzey mıknatıslı

YSMSM'ler özellikle yüksek güç yoğunluğuna sahip, 3000 dev/dk'dan daha düşük hızlı uygulamalarda kullanılırlar.  $d$  ve  $q$  eksen indüktansları  $L_d$  ile  $L_q$  arasındaki fark ihmal edilebilecek kadar çok küçük değerlerdedir. Bu nedenle hesaplamalarda, YSMSM için bu değerler eşit kabul edilir.  $L_q$  ve  $L_d$  birbirine eşit olduğundan relüktans moment oluşmaz. Mıknatısların yerleştirilmesi bakımından, SMSM'ler çok farklı içten mıknatıslı rotor yapılarında yapılabilirler. İSMSM'ler ise özellikle mekanik sağlamlıklarından dolayı, yüksek hızlı uygulamalarda kullanılırlar [44].

#### 2.4. Sabit Mıknatısların Yapısı

Sabit mıknatıslar ilk olarak M.Ö. 500 yıllarında, eski Yunanlılar tarafından doğal manyetik demir cevherleri olarak keşfedilmiş ve adına "magnesia" denmiştir.

Sabit mıknatıslar SMSM'de uyartım alanını sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Önceleri düşük güçlü motorlarda kullanılan ilk nesil mıknatıslar, günümüzde yerini yüksek güçlü motorlarda kullanılan enerjisi yüksek nadir toprak mıknatıslara bırakmıştır.



Şekil 2.3 Farklı mıknatıslara ait demagnetizasyon eğrileri

İlk yapay mıknatıslar sert çelik malzemelerden yapılmıştır. Daha sonra sırasıyla, Al-Ni-Co mıknatıslar, ferrit (seramik) mıknatıslar Samaryum-Kobalt mıknatıslar ve son olarak Neodmiyum-Demir-Bor (NdFeB) mıknatıslar geliştirilmiştir.

Al-Ni-Co mıknatıslar, birinci nesil sert çelik mıknatıslardan geliştirilmiştir. İlk ticari sabit mıknatıs ailesidir. Mekanik ve ısıl olarak dayanıklı, yüksek bir kalıcı indüksiyon değerine sahip olmalarına rağmen, düşük demagnetizasyon değerine sahiptirler. Bu özellikleriyle çoğunlukla ölçü aletlerinde ve yüksek ısıya maruz uygulamalarda tercih edilmişlerdir.

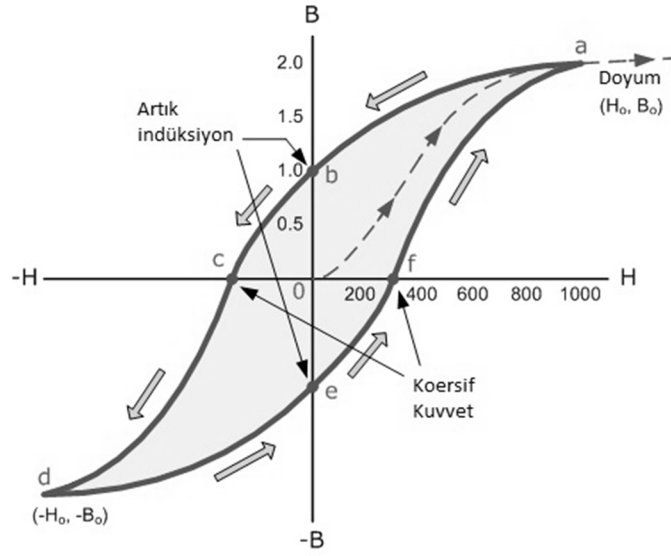
Ferrit mıknatıslar, seramik mıknatıslar olarak da bilinirler. Demir okside (FeO) stronsiyum, baryum gibi elementlerin katılmasıyla elde edilmiştir. Motorlarda ve sensörlerde kullanılmışlardır.

Samaryum Kobalt mıknatıslar nadir toprak mıknatıs ailesine aittir. Manyetik ve ısıl özellikleri yüksektir. Tüm nadir toprak mıknatıslar gibi yüksek fiyatlıdır. En çok bilinen türleri SmCo 1:5 ve 02:17 olarak da bilinen, SmCo<sub>5</sub> ve Sm<sub>2</sub>Co<sub>17</sub>'dir. Havacılık, askeri ve medikal alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Neodmiyum-Demir-Bor (NdFeB) mıknatıslar da nadir toprak mıknatıs ailesine sahiptir. Samaryum-Kobalt mıknatıslardan daha iyi özelliklere sahip olmalarına rağmen fiyatları daha uygundur. Bu mıknatıs ailesine, çeşitli nadir toprak elementler katılarak elde edilen farklı karakteristiklere sahip mıknatıslar için alınmış yüzlerce patent mevcuttur. Sabit mıknatıslı motorlarda en çok tercih edilen mıknatıs türüdür [19-24,42].

#### **2.4.1. B-H Eğrisi**

Bir mıknatısın karakteristik özellikleri histerisiz eğrisi ile görülebilir. Şekil 2.4'te gösterildiği gibi, bu eğri bir dış manyetik alanın etkisiyle mıknatısın, kapalı bir devrede doymaya ulaştırılması, demagnetize edilmesi, karşı yönde doymaya getirilmesi ve tekrar demagnetize edilmesiyle elde edilen B-H eğrisidir.

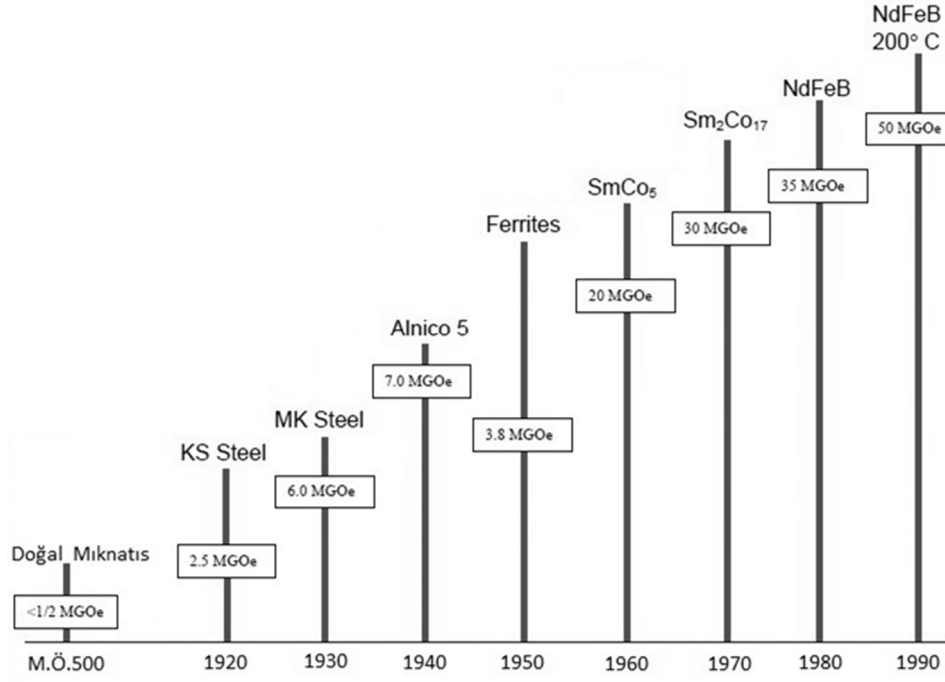


Şekil 2.4 Mıknatısların B-H eğrisi

B-H eğrisinin ikinci bölgedeki kısmına demagnetizasyon eğrisi denir. Bu eğrinin B eksenini kestiği nokta  $B_r$  artık indüksiyon, H eksenini kestiği nokta  $H_c$  koersif kuvvet, B ve H'nin çarpımının maksimum olduğu  $BH_{max}$  maksimum enerji üretim noktası, bir mıknatısın en önemli üç özelliğidir.

Maksimum Enerji Çarpımı  $(BH)_{max}$  sabit mıknatısın akı üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, mıknatıs boyutları, aynı zamanda motor boyutları da, o kadar küçük olur. Enerji üretimi B ve H çarpımı ile bulunur. Birimi CGS sisteminde Mega Gauss Oersted (MGOe)'dir. Maksimum enerjilerine göre sabit mıknatısların tarihi gelişimi Şekil 2.5'te verilmiştir.

Koersif kuvvet, sabit bir mıknatısın mıknatıslık özelliğini bütünüyle ortadan kaldırmak için mıknatısa ters yönde uygulanacak harici manyetik alan şiddeti değeridir. Birimi A/m'dir. İyi bir kalıcı mıknatısın koersif kuvvetinin yüksek olması gerekir.



Şekil 2.5 Miknatisların tarihsel gelişimi

#### 2.4.2. Sabit Miknatislara Isının Etkisi

Isı, sürekli bir miknatis için önemli bir parametredir. Isı artışı miknatisin geçirgenliğini ve giderici kuvvetini azaltır. Curie sıcaklığı ( $T_c$ ) olarak bilinen bir noktada tüm manyetik malzemeler manyetik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik manyetik malzemeler için farklı büyüklüklerde dir. Tablo 2.1’de değişik miknatis malzemeler için Curie sıcaklığı ve izin verilen en büyük çalışma sıcaklığı değerleri verilmiştir [20-24].

Tablo 2.1 Farklı miknatislara ait °C cinsinden sıcaklık değerleri

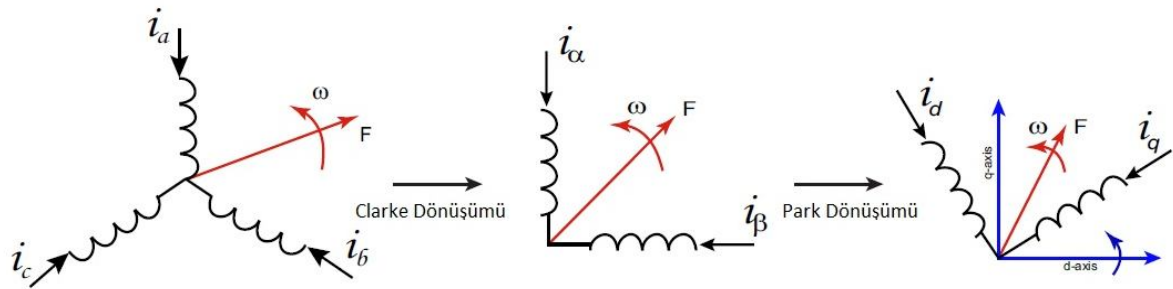
Malzeme	Curie Sıcaklığı ( $T_c$ ) [°C]	Maksimum Çalışma Sıcaklığı ( $T_{max}$ ) [°C]
Neodmiyum	310	150
Samaryum-kobalt	750	300
Al-Ni-Co	860	540
Ferrit	460	300

## 2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Modellenmesi

### 2.5.1 Referans Düzlem Dönüşümleri

Üç fazlı alternatif akım makinalarının gerilim denklemleri, indüktans ifadeleri içerir. Makina indüktans değerleri, rotor hızı ve konumunun fonksiyonları olduğundan, bu makinaların davranışlarını tanımlayan diferansiyel denklemlere ait katsayılar rotorun duruyor olması dışında zamanla değişir.

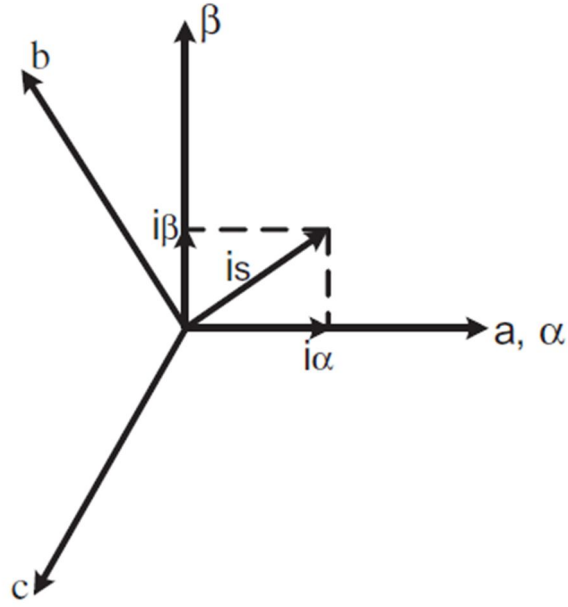
Üç fazlı alternatif akım motorlarında modelleme yapılırken, faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinin çözümü daha kolay olmaktadır. Faz dönüşüm işlemleri genellikle üç faz sabit düzlemden iki faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü), iki faz sabit düzlemden üç faz sabit düzleme (Ters Clarke dönüşümü), iki veya üç faz sabit düzlemden iki faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve iki faz rotor düzleminden iki ya da üç faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 2.6'de referans düzlem dönüşümleri gösterilmektedir.



Şekil 2.6 Referans düzlem dönüşümleri

#### 2.5.1.1. Clarke Dönüşümü (a,b,c) ↔ (α,β)

Üç faz sabit düzlemden iki faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Fazör diyagramında a ekseni ile  $\alpha$  ekseninin aynı yönde oldukları kabul edilmiştir. Clarke ve Ters Clarke dönüşümlerine ait bağıntılar sırasıyla (2.1) ve (2.2)'de verilmiştir.



Şekil 2.7 Clarke dönüşümünde bileşenler

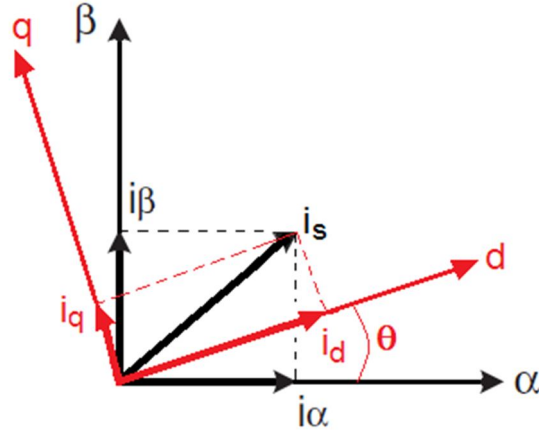
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

### 2.5.1.2. Park Dönüşümü ( $\alpha, \beta$ ) $\leftrightarrow$ (d,q)

İki faz döner düzlemden, iki faz sabit düzleme dönüşüm için kullanılır. Bu eksen dönüşümlerine ait vektör diyagramı Şekil 2.8’de verilmiştir. Park ve Ters Park dönüşümlerine ait bağıntılar sırasıyla (2.3) ve (2.4)’de verilmiştir.





Şekil 2.8 Park dönüşümünde bileşenler

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

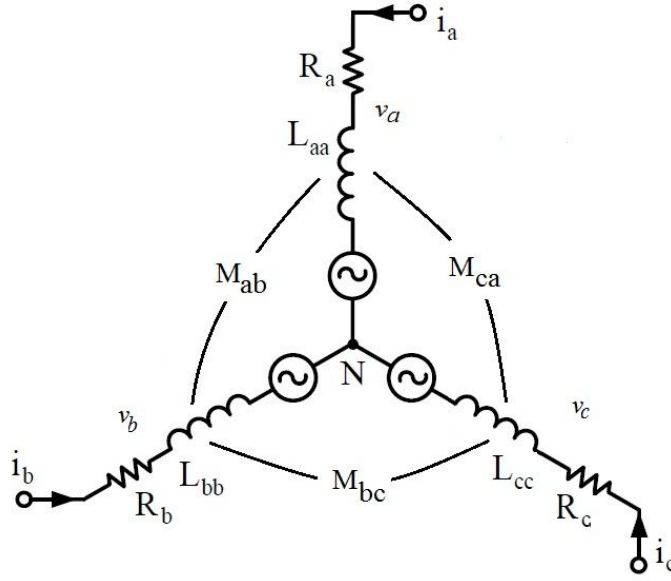
Üç fazlı a,b,c düzleminde iki fazlı rotor düzlemine doğrudan dönüşüm de yapılabilir. Buna ait ifadeler aşağıdaki denklemlerde verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

### 2.5.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi ve Modeli

SMSM'nin abc modeli oluşturulurken Şekil 2.9'da gösterilen eşdeğer devre kullanılmıştır. Oluşturulacak model için makinanın 3 fazlı yıldız bağlı stator sargıları ve sabit mıknatıslı bir rotora sahip olduğu elektriksel devreden görülmektedir. Stator sargılarının  $120^\circ$  faz farklı yerleştirilmiş olup, sinüzoidal dağıldığı kabul edilmiştir. Her sargının eşit  $N_s$  sarım sayısı ve  $R_s$  sargı direnci olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca motora ait manyetik bozucu etkiler ihmal edilmiştir.



Şekil 2.9 SMSM üç faz stator eşdeğer devresi

Motora uygulanan üç fazlı sinüzoidal gerilimler aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$v_a = V_m \sin \omega_e t$$

$$v_b = V_m \sin(\omega_e t - 2\pi/3) \quad (2.7)$$

$$v_c = V_m \sin(\omega_e t + 2\pi/3)$$

stator direnç, öz ve karşılıklı indüktans değerleri eşit kabul edilirse;

$$R_a = R_b = R_c = R_s$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s \quad (2.8)$$

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M$$

stator gerilimleri;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

faz sargı akıları;

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(2.10) denklemi (2.9)'da yerine yazılır ve (2.8)'deki eşitlikler uygulanırsa;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

elde edilir. Burada  $v_a, v_b, v_c$  stator faz-nötr gerilimlerini,  $\psi_a, \psi_b, \psi_c$  faz sargılarının toplam akılarını,  $i_a, i_b, i_c$  stator akımlarını,  $\psi_m$  sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş genliğini,  $R_s$  stator direncini,  $L_s$  ise senkron indüktansı temsil etmektedir.  $\theta_e$  rotorun elektriksel yer değiştirmesini temsil etmektedir.

Motorun elektriksel çıkış gücü ve elektromanyetik moment ifadesi;

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.12)$$

$$T_e = P_e / \omega_r \quad (2.13)$$

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial [\psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.14)$$

Burada  $\theta_r$  mekanik rotor konumu,  $p$  ise motorun çift kutup sayısıdır. Hareket denklemi ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e = T_y + J \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \quad (2.15)$$

Burada  $\omega_r$  mekanik açısal hız,  $J$  atalet momenti,  $T_y$  yük momenti ve  $B_m$  makina ve dönen sistemin sürtünme katsayısıdır.  $\theta_e$  elektriksel konum ile  $\omega_e$  elektriksel açısal hız arasında aşağıdaki bağıntılar yazılabilir.

$$\omega_e = d\theta_e / dt \quad (2.16)$$

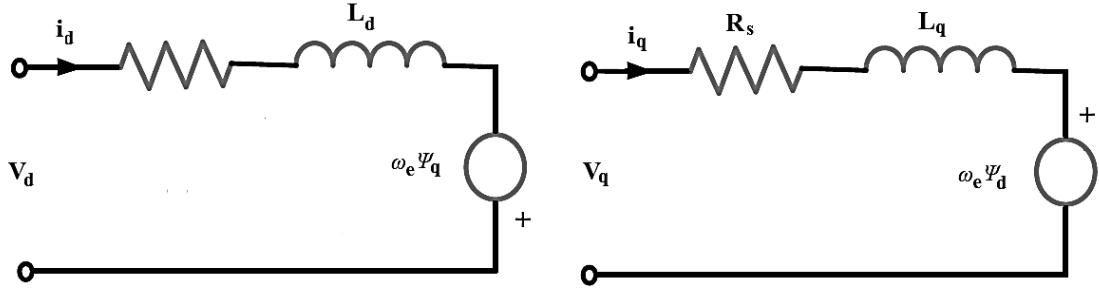
$$\theta_r = \frac{1}{p} \theta_e \quad (2.17)$$

$$\omega_r = \frac{1}{p} \omega_e \quad (2.18)$$

Stator senkron indüktansı, öz indüktans ve sargıların ortak indüktanslarının toplamıdır. Bu değerler  $\theta_r$ 'ye bağlı olarak değiştiğinden moment ve gerilim ifadelerinin çözümü zorlaşır. Bu nedenle denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için indüktans matrisi elemanlarının zamanla değişmediği bir eksen takımına geçmek gerekir.  $dq0$  dönüşümü bu nedenle yapılır. Bu dönüşüm sonucunda indüktans matrisi elemanları sabit katsayılar haline gelmektedir [19-24].

### 2.5.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar serbest uyarımlı senkron makineler gibi, genellikle dq referans düzlemi içinde ele alınır. Makinanın eşdeğer devresi hemen hemen serbest uyarımlı senkron makina ile aynıdır. d-q modelinde motor devresi Şekil 2.10'da gösterildiği gibi bağımsız iki devre gibi davranır.



Şekil 2.10 SSM dq eşdeğer devresi

Denklem (2.11)'de verilen motorun gerilim denklemlerine Clarke ve Park dönüşümleri uygulanırsa;

$$V_d = r_s \cdot i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.19)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (2.20)$$

Burada  $V_d$  ve  $V_q$  d ve q eksen gerilimlerini,  $i_d$  ve  $i_q$  d ve q eksen akımlarını,  $\psi_d$  ve  $\psi_q$  ise d ve q eksen akılarını göstermektedir. Buradaki akı ifadeleri, denklem (2.21) ve (2.22)'de tanımlanmıştır.

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.21)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (2.22)$$

Bu ifadeler yukarıda yerlerine yazılacak olursa;

$$V_d = r_s \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.23)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (2.24)$$

olarak elde edilir. Elektriksel moment ifadesi ise;

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.25)$$

şeklinde elde edilir. İfadede  $p$  çift kutup sayısını göstermektedir. Moment ifadesinde birinci terim mıknatıs tarafından üretilen momenti, ikinci terim ise relüktans farkından kaynaklanan relüktans momenti ifade etmektedir. YSMSM'lerde dq eksen indüktansları birbirine eşit olduğundan relüktans moment sıfır olacaktır. Bu nedenle YSMSM için yazılan denklemlerde  $L_d = L_q = L$  olarak yazılır.

### 3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ

AA motorlarda kullanılan kontrol yöntemleri skaler temelli kontrol ile vektör temelli kontrol yöntemleridir.

Skaler Kontrol Yöntemi

- v/f kontrol

Vektör Kontrol Yöntemleri

- Doğrudan moment kontrolü (DMK)
- Alan yönlendirmeli kontrol (AYK)

Yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda sade ve ucuz olan v/f kontrol yöntemi kullanılırken, yüksek performans gerektiren uygulamalarda ise vektör kontrol yöntemleri tercih edilir.

#### 3.1. v/f Kontrol

v/f kontrolü, maliyetinin ucuz, yapısının basit ve uygulamasının kolay olmasından ötürü tercih edilen hız kontrol yöntemlerindedir. Bu yöntemde temel prensip, stator gerilimi genliği ile frekansının oranı sabit tutulmak kaydıyla gerilimin değiştirilmesidir. AA motorlarda stator direnci ihmal edilirse, motora uygulanan gerilim ile indüklenen gerilim yaklaşık olarak eşit olacağından hava aralığındaki manyetik akı, statora uygulanan gerilimin genliği ile frekansının oranına yaklaşık olarak eşit kabul edilebilir. [45]

$$\psi_m \cong v/f \quad (3.1)$$

Bu yöntem basit ve ucuz olmasına rağmen, rotor ve stator alanının senkronize edilmesi için özellikle yüksek hızlarda konum algılayıcısına gerek duyulur. Konum algılayıcısı olmadan yapılan v/f kontrolünde sadece belli frekanslarda kararlı çalışma elde edilir. Bu frekansın dışında kararlı bir çalışma elde edilmez ve motorda büyük güç titreşimleri meydana gelir.[22]

### 3.2. Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan Moment Kontrolü (DMK), ilk olarak 1984'te Takahashi ve Noguchi tarafından asenkron motorlarda Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) yöntemine alternatif olarak geliştirilmiştir [34]. DMK yöntemi, vektör kontrol yöntemine en iyi alternatif olmuştur.

DMK'nın temel prensibi, referans akı ile hesaplanan akı vasıtasıyla, momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlarına uygulanması prensibine dayanır. Bu anahtarlama dizisi önceden belirlenmiş bir anahtarlama tablosundan seçilir. Bu işlem için stator akısı uzay vektörü konum bilgisi, anahtarlama tablosu ile akı ve moment bilgileri gerekmektedir [21].

Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesi, bu yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasına neden olmuştur.

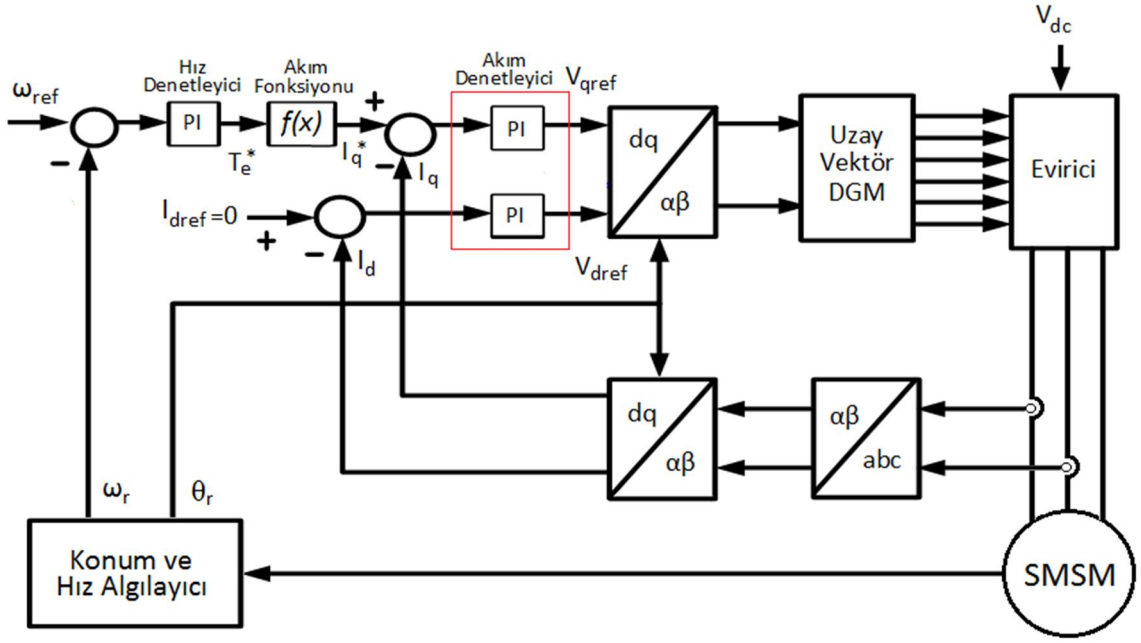
Bu yöntemde akım ve gerilim bilgileri ile stator direnci sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılır. Bu yüzden parametre bağımlılığı daha azdır. Bu yöntemde hatalar özellikle düşük frekanslarda stator direncinin sıcaklıktan etkilenmesiyle değişiklik göstermesi, kullanılan integratör sapmaları ve gürültü olarak sayılabilir [21].

### 3.3. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK), makinadan istenilen momenti elde etmek için, d-q rotor referans düzleminde birer vektör olarak ifade edilen motor akımlarının bileşenlerini kontrol etmektir. Bu kontrol yöntemine vektör kontrol de denir. Bu akım bileşenleri, d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur [20].

Serbest uyarımlı doğru akım makinasında moment üretimini incelemek, alan yönlendirmeli kontrol tekniğini anlamaya yardımcı olacaktır. Bu motorda stator ve rotor akımları ayrı ayrı kontrol edilmektedir. Uyarım akımının değeri, üretilmek istenen manyetik akının değerini ayarlamakta ve rotor sargılarından akan endüvi akımı da üretilen momentin değerini belirlemektedir. Stator ve rotor sargılarından geçen akımlar kontrol edilerek makinanın momenti kontrol edilir.

Şekilde AYK'ya ait blok şema görülmektedir.



Şekil 3.1 Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması

### 3.3.1 Hız ve Akım Denetleyici

Hız denetleyici olarak bir PI kullanılabilir. Rotor hız algılayıcısından alınan elektriksel hız, bir süzgeçten geçirilir ve referans hız bilgisi ile gerçek hız bilgisinin farkına göre bir hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali PI tarafından işlenerek hız kontrolü için gerekli moment elde edilir. Bu moment değerinden, aşağıdaki moment bağıntısı kullanılarak  $L_d = L_q$  için referans  $i_q^*$  çekilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.2)$$

$$i_q^* = 2T_e / 3p\psi_m \quad (3.3)$$

Hesaplanan bu  $i_q^*$  değeri, ölçülen faz akımlarının dönüşümünden elde edilen gerçek  $i_q$  değeriyle karşılaştırılarak  $q$  eksen akımı denetleyicisine verilir. Akım denetleyici için de bir PI kullanılabilir.

SMSM'de  $i_d$  akımının moment üzerinde herhangi bir etkisi olmadığından bakır kayıplarını en düşük düzeyde tutmak için akım değeri sıfırda tutulmaya çalışılır. Ancak motorun nominal hızından daha yüksek hızlarda çalışma durumunda akı zayıflatması yapılması gerekir. Bu durumda  $i_d$  akımı uygun bir negatif değere ayarlanır. Motor

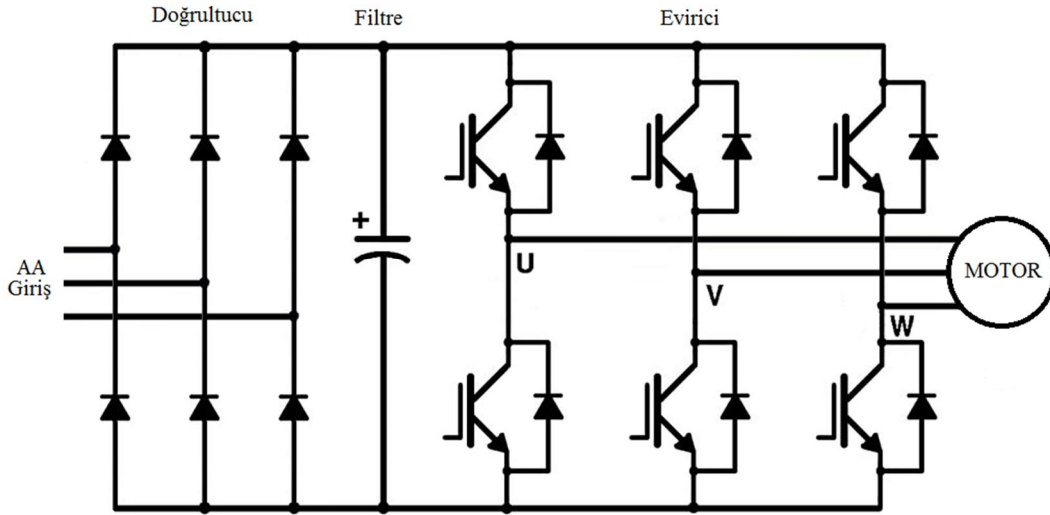


kontrolünde  $i_d$  akımın değeri sıfır referans değeri ile karşılaştırılarak yine bir PI kontrolörün girişine uygulanmıştır.

d ve q eksen akımlarının PI çıkışları motora uygulanacak gerilim için referans değeri olarak alınabilir. Ancak motorun dq modelinde gerilim denklemleri incelenecek olursa, akı değişimlerinden kaynaklanan gerilimlerin de dikkate alınması gerektiği anlaşılır. d eksen akımı kontrolörünün çıkışına ( $v_{d\psi} = -\omega_r L_q i_q$ ), ve q eksen akımı kontrolörünün çıkışına da ( $v_{q\psi} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m$ ) ifadeleri eklenmektedir.

### 3.3.2 Eviriciler

Eviriciler girişlerindeki DA gerilimi, istenen genlik ve frekansta AA gerilime dönüştüren devrelerdir. Girişteki DA gerilimi elde etmek için genellikle bir veya üç fazlı bir doğrultucu ve filtre bulunmaktadır. Beslenmek istenen yükün cinsine göre bir ve üç fazlı olarak yapılabilen eviriciler, beslenme özelliklerine göre de gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler olmak üzere iki kısımda incelenirler. Gerilim kaynaklı eviriciler, gerilim kontrollü ve akım kontrolü gerilim kaynaklı eviriciler olmak üzere ikiye ayrılır. Şekil 3.2’de üç fazlı bir evirici devresi görülmektedir.



Şekil 3.2 Evirici devre şeması

Eviricinin çıkışında sinüzoidal bir gerilim elde etmek en çok kullanılan yöntem “Pulse Width Modulation (PWM)” olarak bilinen Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) yöntemidir. Bu yöntemde çıkışta istenen genlik ve frekansa göre anahtarlar uygun

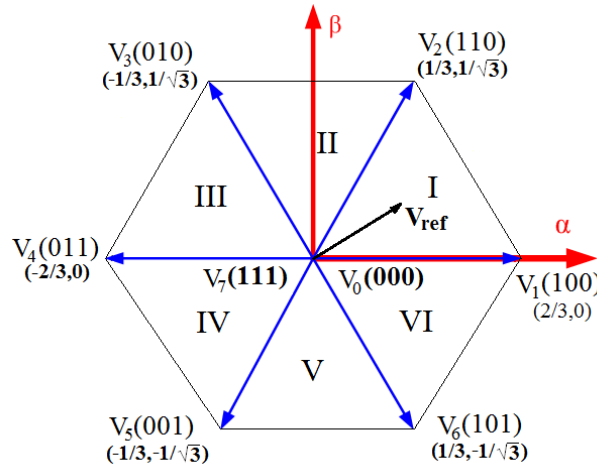
genişlikte darbe dizileri oluşturacak şekilde anahtarlanırlar. Bunu gerçekleştirmek için farklı DGM yöntemleri geliştirilmiştir.

### 3.3.3 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) dijital uygulamalardaki kolay uygulanabilme özelliği, çıkış faz-faz gerilimi için geniş lineer modülasyon alanına sahip olması ve düşük anahtarlama kayıplarına sahip olması UVDGM yönteminin en önemli üstünlüklerindedir. Fakat karmaşık koordinat dönüşümleri, trigonometrik fonksiyon hesaplamaları, sektörlerin sürekli belirlenmesi ve gerçek anahtarlama sürelerinin hesaplanması gerekliliği nedeniyle diğer DGM yöntemlerine göre daha karmaşıktır [46].

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide sekiz çalışma durumu için  $V_{ref}$  gerilim vektörünün durağan çatıda kendisine komşu olan iki sıfır olmayan vektörü ve iki sıfır vektörü ile ifade edilmesi temeline dayanır [20].

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + V_{\beta} = \frac{2}{3} \left( V_{a0} + V_{b0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.4)$$



Şekil 3.3 Durağan referans çatıda evirici durumlarının ifadesi

Şekil 3.3'te durağan referans çatıda, iki sıfır vektörü ve altı sıfır olmayan gerilim vektörü altıgen formunda verilmiştir. Burada gerilim vektörü;

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = (1,2, \dots, 6) \quad (3.5)$$

olarak ifade edilir. Her bir  $T_s$  anahtarlama periyodu için ortalama uzay vektörü,  $\vec{V}_{ref}$  olarak tanımlanmaktadır.  $T_s$ 'nin yeterince küçük olduğu düşünülürse, bu süre boyunca  $\vec{V}_{ref}$  yaklaşık olarak sabit kabul edilir.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda Şekil 3.3'te görülen  $\vec{V}_{ref}$  gerilim vektörü, altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ile bitişik sıfır olmayan iki gerilim vektörünün ağırlıklı ortalamasının bir birleşimi olarak ifade edilebilir. Her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör, bu dört evirici durumu arasındaki anahtarlama oluşturulabilir.  $\vec{V}_{ref}$  gerilim vektörü  $k$  bölgesinde olduğunda, bitişik vektörler  $\vec{V}_k$  ve  $\vec{V}_{k+1}$  olur. Altıncı bölgede  $k + 1 = 1$  olur. En iyi harmonik performansı sağlamak için, anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçişte eviricinin sadece bir bacağı anahtarlanır. Anahtarlama sıfır durumuyla başlanır ve aynı yönde devam edilir. Sıfır durumuna ulaşıldığında  $T_s/2$  süresi tamamlanır. Daha sonra anahtarlama yine sıfır durumuyla başlanır ve ters yönde devam edilerek yeniden sıfır durumuna ulaşıldığında  $T_s$  anahtarlama süresi tamamlanır. Örneğin, referans vektör 2. bölgede olduğunda, ilk olarak  $\vec{V}_0, \vec{V}_3, \vec{V}_2$  ve en son  $\vec{V}_7$  gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra  $\vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_3$  ve en son  $\vec{V}_0$  için anahtarlama yapılır. Böylece  $T_s$  süresi tamamlanır. Tek sektörlerde ise bunun tersi anahtarlama yapılır.  $\vec{V}_0$  vektöründen sonra  $\vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_7, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k$  ve  $\vec{V}_0$  vektörü için anahtarlama yapılarak  $T_s$  tamamlanır [20].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda  $\vec{V}_0, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7$  durumları için süreler hesaplanarak bu süreler göre anahtarlama yapılır. Herhangi bir  $k$  bölgesi için  $\vec{V}_{ref}$  gerilim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_0} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0}^{T_0+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{T_0+T_k}^{T_0+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_0+T_k+T_{k+1}}^{T_s} \vec{V}_7 dt \quad (3.6)$$

$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s/2$  ve  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7$  değerleri yerine yazılırsa ifade aşağıdaki gibi olur.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (3.7)$$

Denk.(3.5) ifadesi yazılırsa  $\vec{V}_{ref}$  denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k)\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.8)$$

Bu denklemde  $\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta}$  ifadesi yerine yazılarak reel ve sanal kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

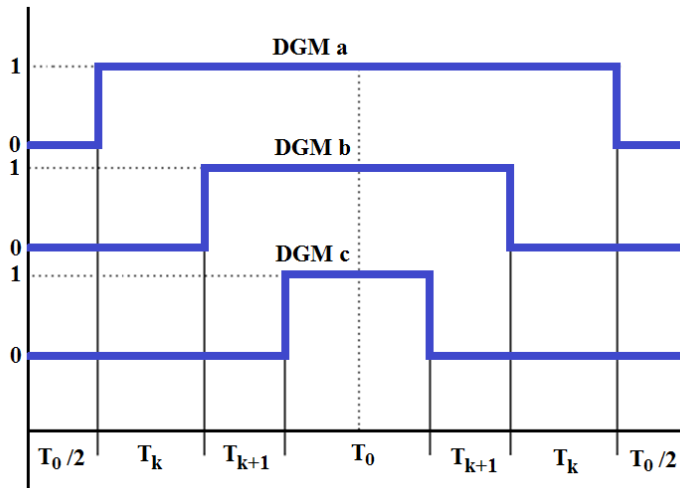
denklemini elde edilir. Burada  $\vec{V}_{ref}$  gerilim vektörünün açısı  $\alpha$ , aşağıdaki değerler arasındadır.

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3} \quad (3.10)$$

Denk.(3.9)'dan  $T_k$  ve  $T_{k+1}$  süreleri çekilecek olursa;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Toplam sıfır vektörü süresi  $T_0$  iki sıfır vektörü olan  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$  arasında eşit bir şekilde paylaşılmaktadır.



Şekil 3.4. 1.Bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri

Şekil 3.3'teki düzgün altıgende  $\vec{V}_{ref}$  gerilim vektörünün daire şeklindeki bir eğride  $\alpha$  açısıyla hareket ettiği düşünülmektedir. Bu durumda  $\alpha = \omega t$  için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}|e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}|[\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)] \quad (3.12)$$

Bu ifade Denk.(3.11)'de yerine yazılırsa  $T_k$  ve  $T_{k+1}$  süreleri aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} |\vec{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

İstenen temel çıkış bileşeninin tepe değerinin altı adımlı çalışma durumunda oluşturulan temel çıkış gerilimine oranı, modülasyon indeksi olarak tanımlanmaktadır.

$$m = \frac{\pi |\vec{V}_{ref}|}{2 V_{dc}} \quad (3.14)$$

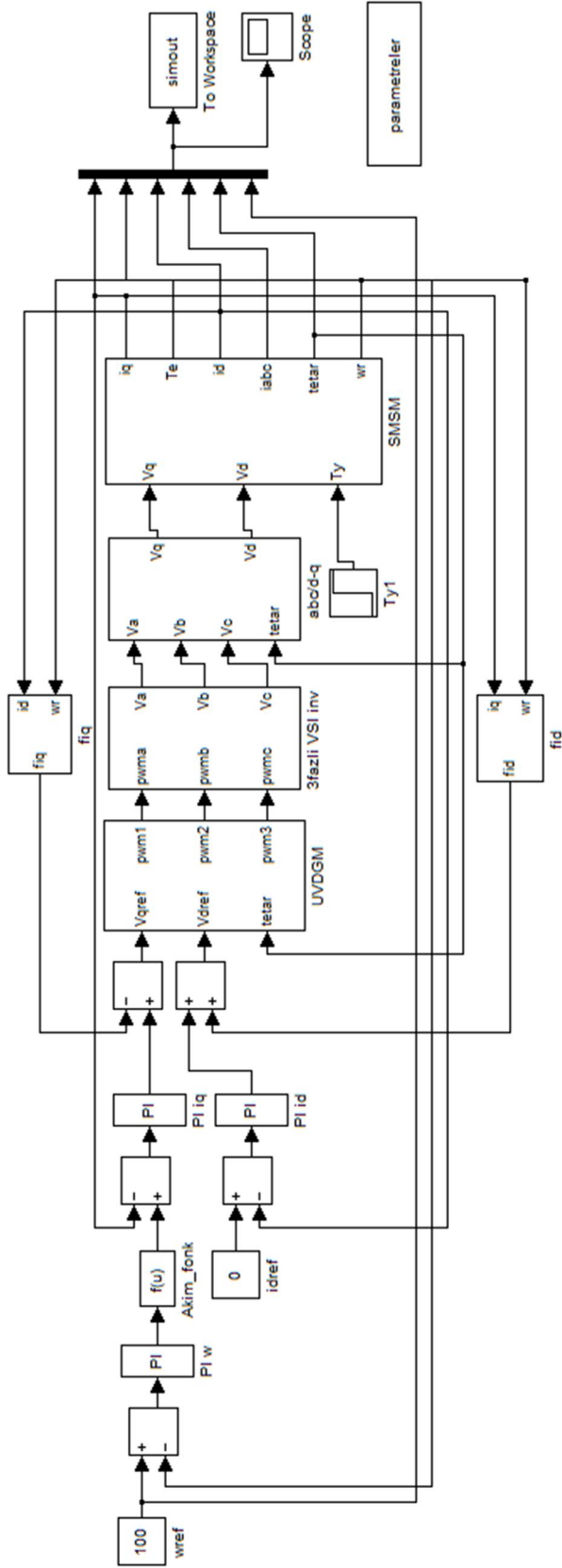
Denk.(3.13)'de ifade edilen  $T_k$  ve  $T_{k+1}$  süreleri modülasyon indeksine göre yeniden düzenlenirse aşağıdaki gibi olur [20].

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

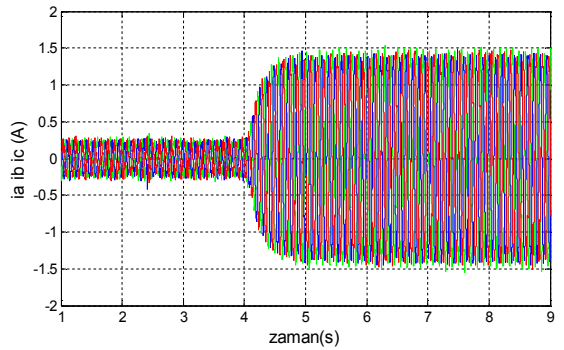
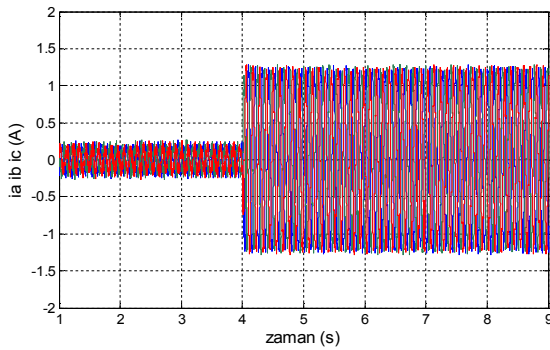
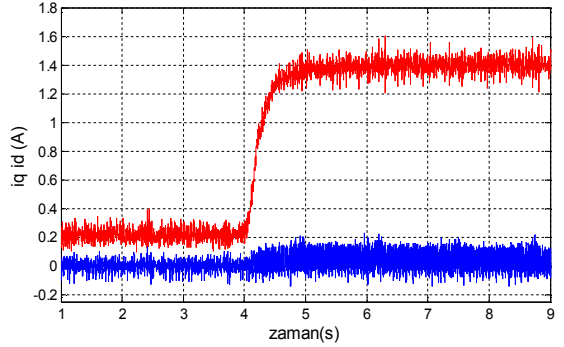
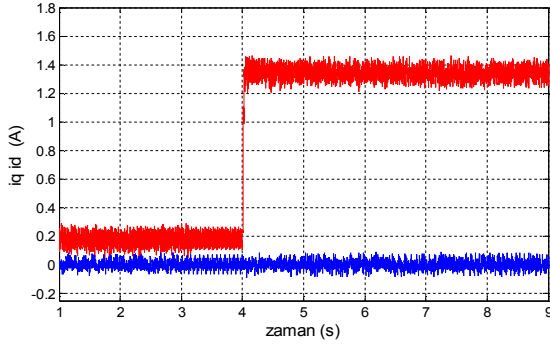
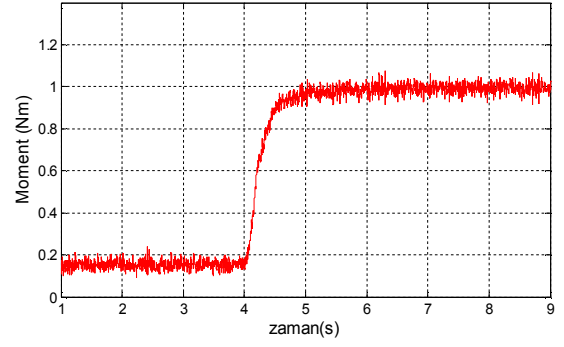
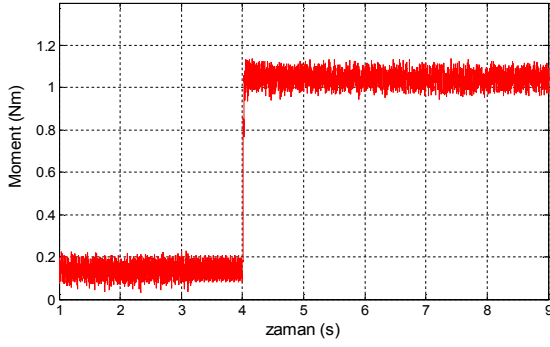
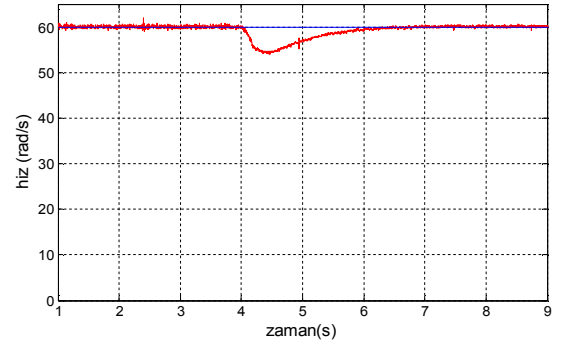
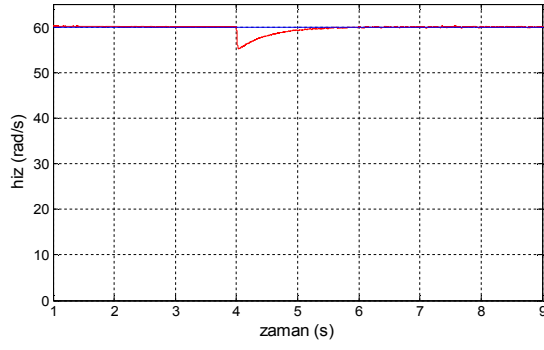
### 3.3.4 SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolle Benzetimi

SMSM'nin benzetimi ve AYK ile kontrolü, ikinci bölümde verilen devre denklemleri kullanılarak, Matlab/Simulink yazılımı ile yapılmıştır. Benzetimde kullanılan motor parametreleri, Ek-1'de verilen motora ait katalog değerlerinden alınmıştır. Kontrolde, gerçek zamanlı çalışmada olduğu gibi, anahtarlama frekansı 5 kHz ve DA giriş gerilimi 100 V olarak kabul edilmiştir. Şekil 3.5'te SMSM'nin AYK ile benzetimine ait Matlab/Simulink bloğu görülmektedir.

SMSM'nin AYK ile kontrolünde, performansının test edilmesi amacıyla iki farklı çalışma durumu için deney yapılmıştır. İlk olarak motor 60 rad/s sabit hızda dönerken yük ani olarak sıfırdan 1 Nm'ye çıkarılmıştır. İkinci durumda, motor 100 rad/s hızda boşa çalışırken motor hızı aniden -100 rad/s'ye düşürülmüş ve bir süre sonra ani olarak tekrar 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu çalışma koşullarına ilişkin benzetim ve deneysel çalışmadan elde edilen hız, moment ve akım değişimleri, Şekil 3.6 ile Şekil 3.13 arasında karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

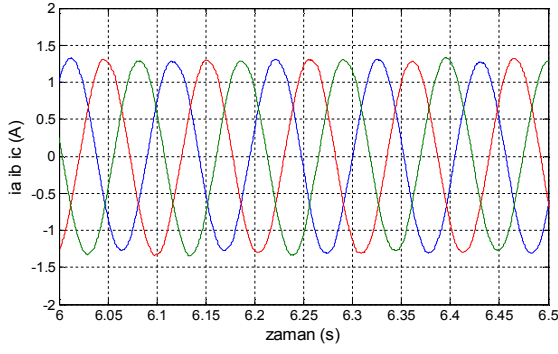


Şekil 0. 5 SMSG'nin AYK yöntemiyle Matlab/Simulink benzetimi

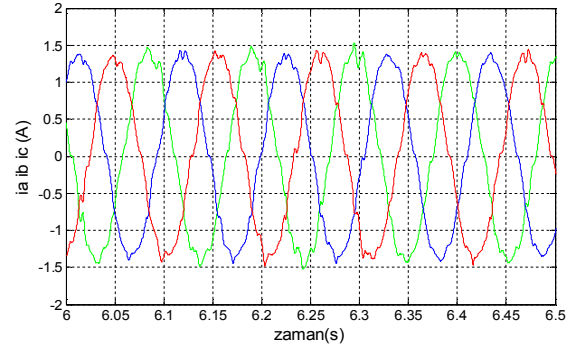


**Şekil 3.6** 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yükün devreye girmesi durumunda hız, moment, d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları

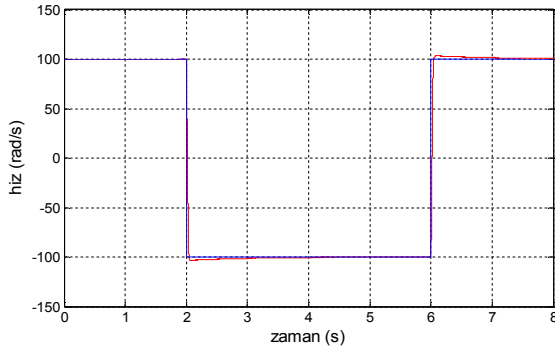
**Şekil 3.7** 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yükün devreye girmesi durumunda hız, moment, d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları



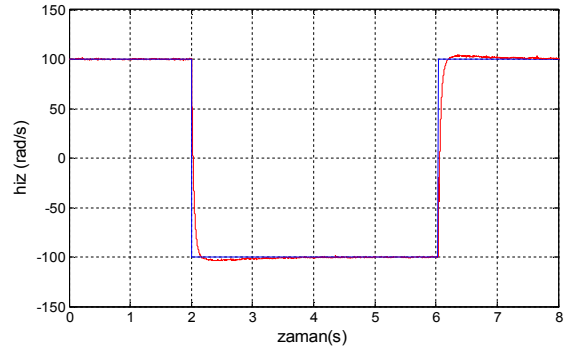
**Şekil 3.8** 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yük devrede iken faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları



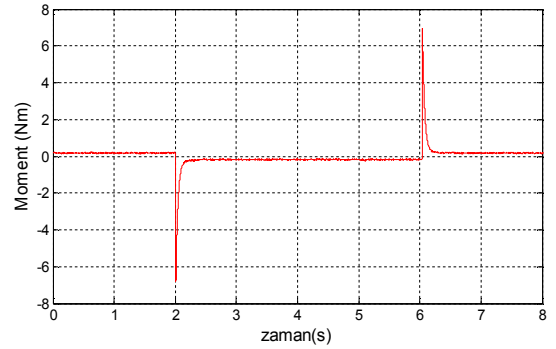
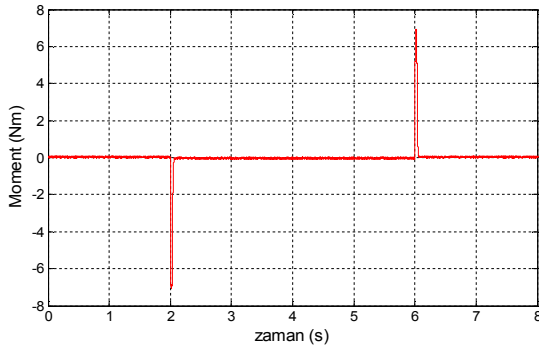
**Şekil 3.9** 60 rad/s hızda 1 Nm'lik yük devrede iken faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları



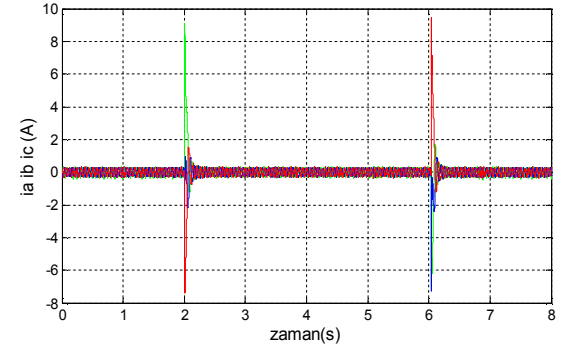
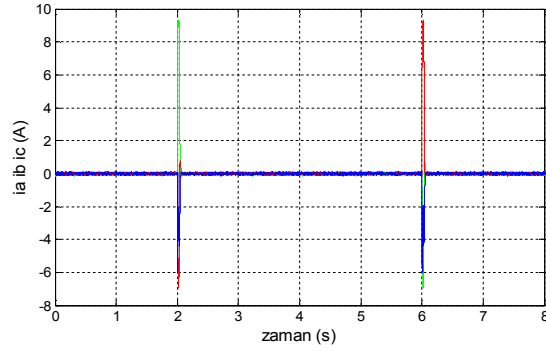
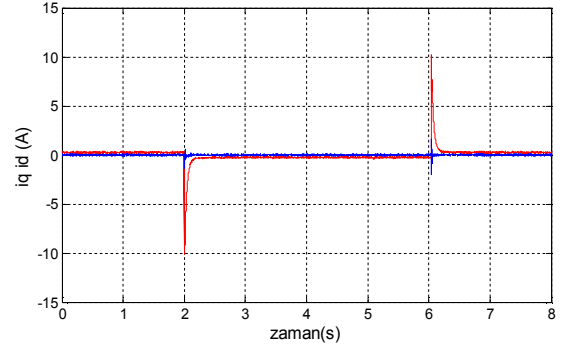
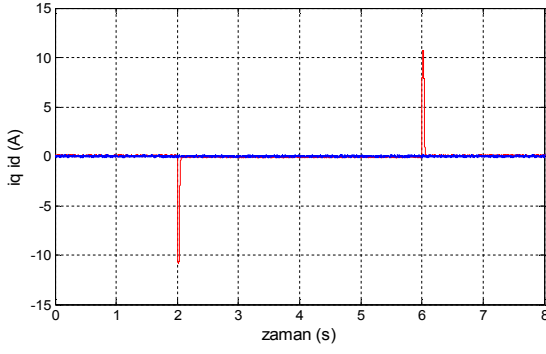
**Şekil 3.10** Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda hız ve momentin değişimine ait benzetim sonuçları



**Şekil 3.11** Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda hız ve momentin değişimine ait deney sonuçları







**Şekil 3.12** Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait benzetim sonuçları

**Şekil 3.13** Boşta çalışmada hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi ve tekrar 100 rad/s'ye çıkması durumunda d q eksen akımları ve faz akımlarının değişimine ait deney sonuçları

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'deki benzetim ve deney sonuçlarından görüldüğü gibi, yükün aniden devreye girmesiyle hızda bir miktar düşüş olmuş ve kısa bir sürede tekrar referans değere ulaşmıştır. 1 Nm'lik yükün aniden devreye girmesi durumunda benzetim ve deney sonuçları arasında bazı farklılıklar görülmektedir. Bu durum yükün karakteristiğinden kaynaklanmaktadır. Benzetim çalışmasında yük sıfır değerinden aniden 1 Nm değerine yükselirken, deneysel çalışmada yük, karakteristik olarak sigmoid şeklinde değiştiğinden hız, moment ve akım değerleri de buna uygun şekilde değişmektedir.

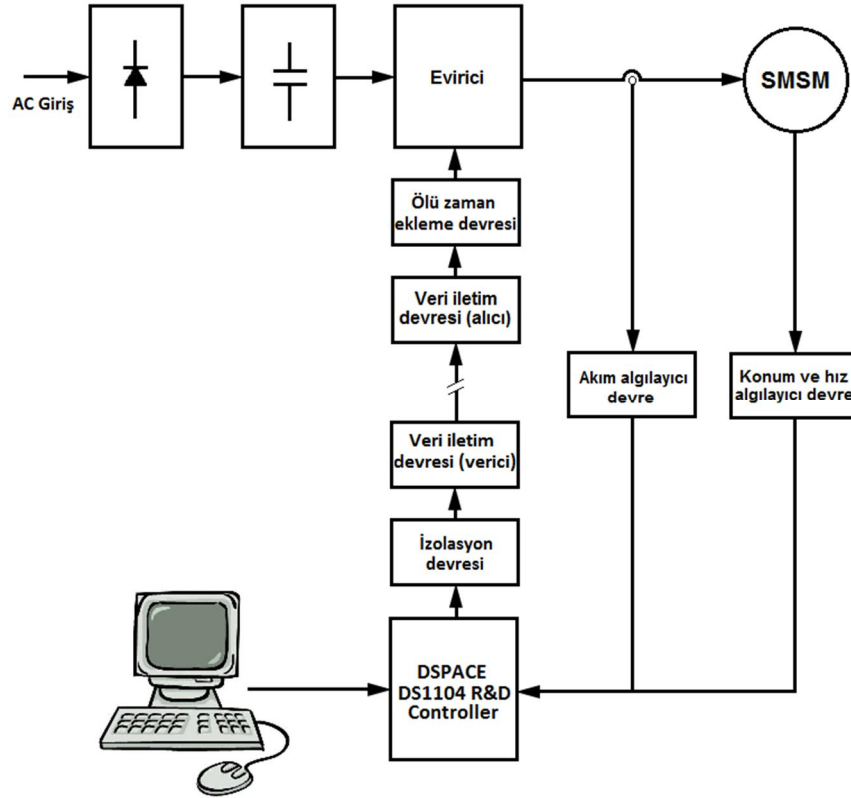
Şekil 3.10 ile Şekil 3.13 arasında, hızın 100 rad/s'den aniden -100 rad/s'ye ve tekrar 100 rad/s'ye değişmesi durumunda motor hızının referans hızı takip ettiği görülmektedir. Hızın ani değişimlerinde motor akımı bu durumu karşılamak için ani yükselmeler göstermiştir. Bu yükselmeler faz akımları, q eksen akımı ve momentte darbe şeklinde görülmektedir.

## 4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR SÜRÜCÜ DEVRESİ TASARIMI

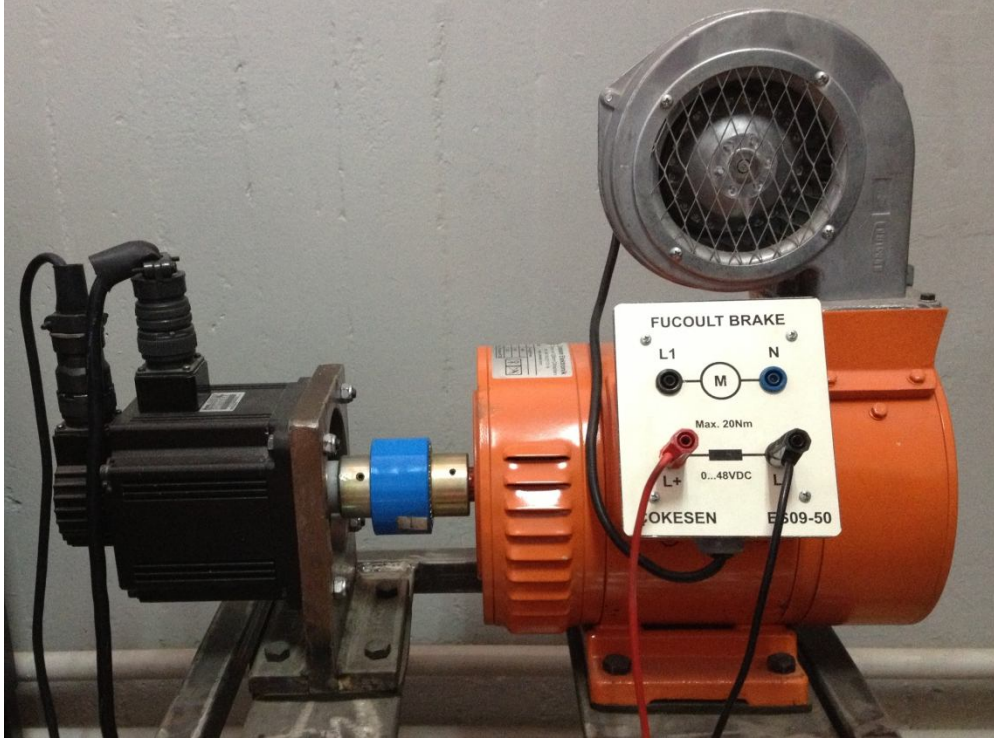
### 4.1. Giriş

SMSM'nin kontrolünde kullanılan sürücü devresine ait blok şema Şekil 4.1'de görülmektedir. Denetleyici kart olarak Dspace firmasınınca üretilen "DS1104 R&D Controller Board" kullanılmıştır.

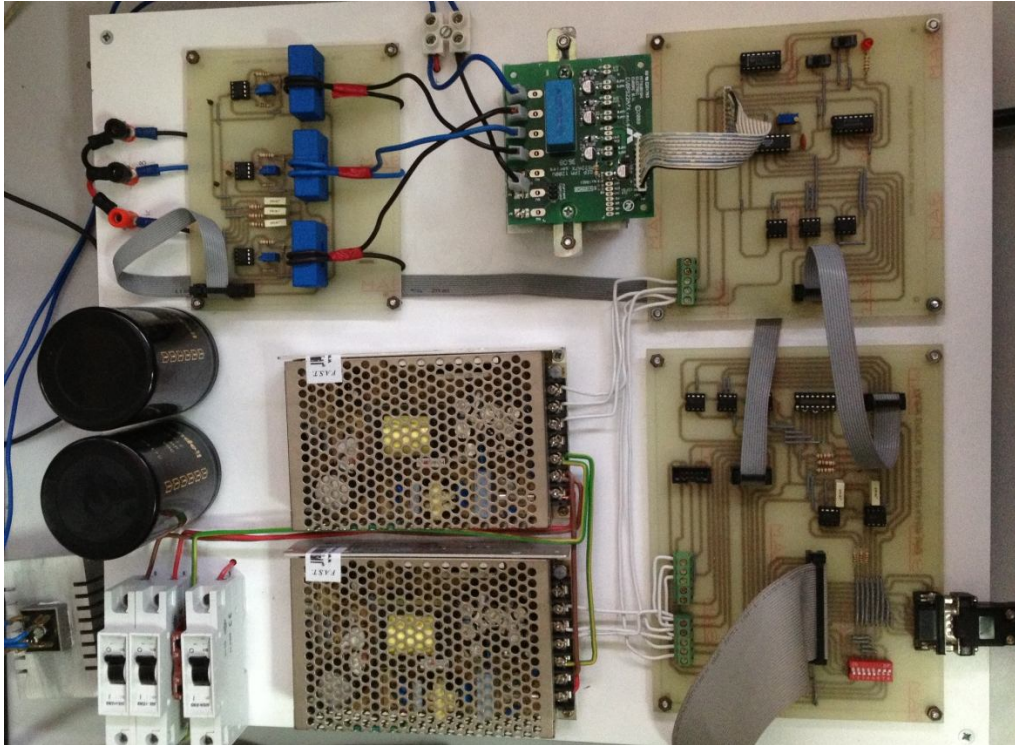
Evirici olarak Mitsubishi firmasınınca üretilen PS22A78-E IPM Modül "Intelligent Power Module" kullanılmıştır. Akım algılayıcı devrede LEM firmasınınca üretilen LA-55P Hall etkili algılayıcı tercih edilmiştir.



Şekil 4.1 SMSM sürücü devresi blok şeması



(a)



(b)

Şekil 4.2 Deneysel setinin fotoğrafları a) Denejde kullanılan SSM b) Sürücü devresi

## 4.2. DS1104 R&D Controller Board

Motor kontrollerinde akıllı kontrol yöntemlerinin tercih edilmesi, kontrol algoritmalarını oldukça karmaşık hale getirmektedir. Bu işlemlerin hızlı bir şekilde yapılabilmesi için DSP “Digital Signal Processing” denetleyiciler tercih edilmektedir. DSP’nin hızlı işlem yapma özelliği ile gerçek zaman uygulamalarında örnekleme zamanı kısalmıştır. Şekil 4.3’de DS1104 R&D Controller kartının fotoğrafı görülmektedir. Kartta 1104 PowerPC603e (250MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki ayrı işlemci bulunmaktadır. Ana işlemci için 4 adet 16 bit ve 4 adet 12 bit olmak üzere 8 adet analog dijital dönüştürücü, 16 bit 8 kanal dijital analog dönüştürücü ile iki adet artımsal konum ve hız algılayıcı girişi bulunmaktadır. Yüksek frekanslı motor kontrol uygulamalarında yardımcı işlemci tarafından üretilen 3 fazlı PWM birimi kullanılmaktadır. Ek-2’de DS1104 R&D Controller denetleyicinin iç mimarisi ve blok kütüphaneleri verilmiştir.

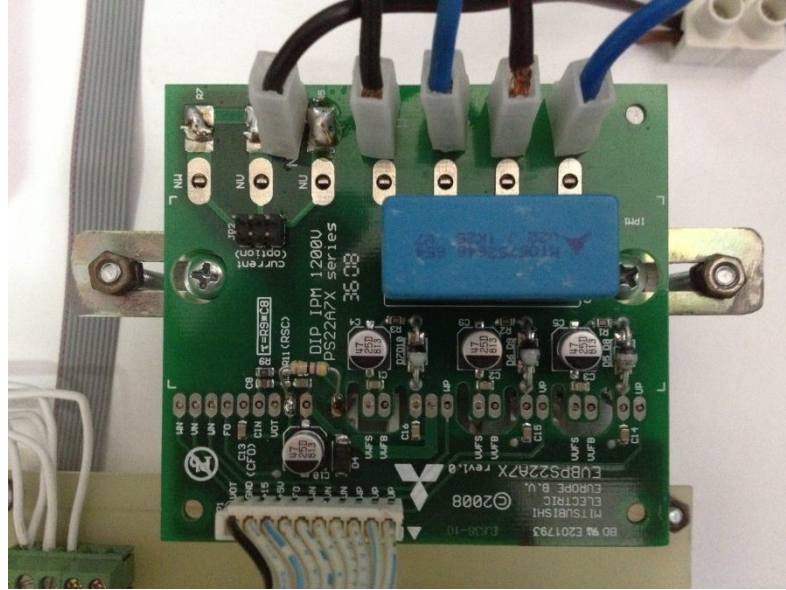


Şekil 4.3 DS1104 R&D Controller Board

## 4.3. Evirici Modülü ve Kartı

Uygulamada evirici olarak Mitsubishi PS22A78-E kodlu 1200V 25A 4 versiyon IPM Modül kullanılmıştır. IPM modülde altı adet IGBT ve bu IGBT’ler için sürme ve koruma devreleri bulunmaktadır. IPM modülde kısa devre, aşırı akım ve düşük gerilim gibi olumsuz durumlarda hata sinyali üretilmektedir. Evirici modülü, 15V ve 5V’luk güç kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Evirici modülü aynı firmanın ürettiği ve söndürme

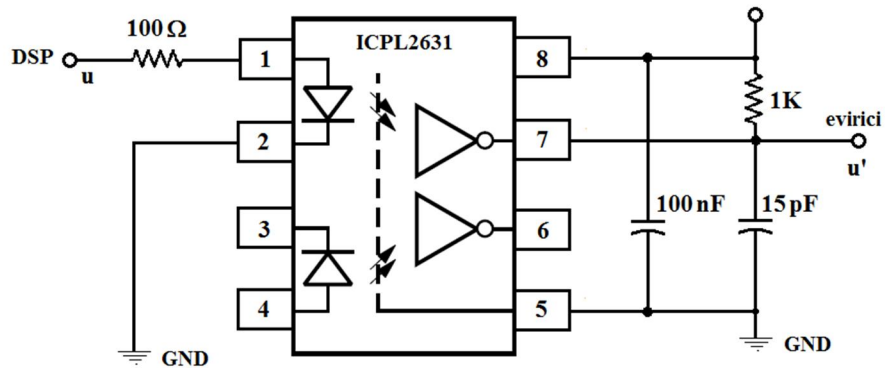
devreleri de içeren kart ile birlikte kullanılmıştır. Evirici modülüne ait fotoğraf Şekil 4.4’te verilmiştir. Ek-2’de modüle ilişkin katalog bilgileri verilmektedir.



Şekil 4.4 Evirici Modülü ve Kartı

#### 4.4. İzolasyon Devresi

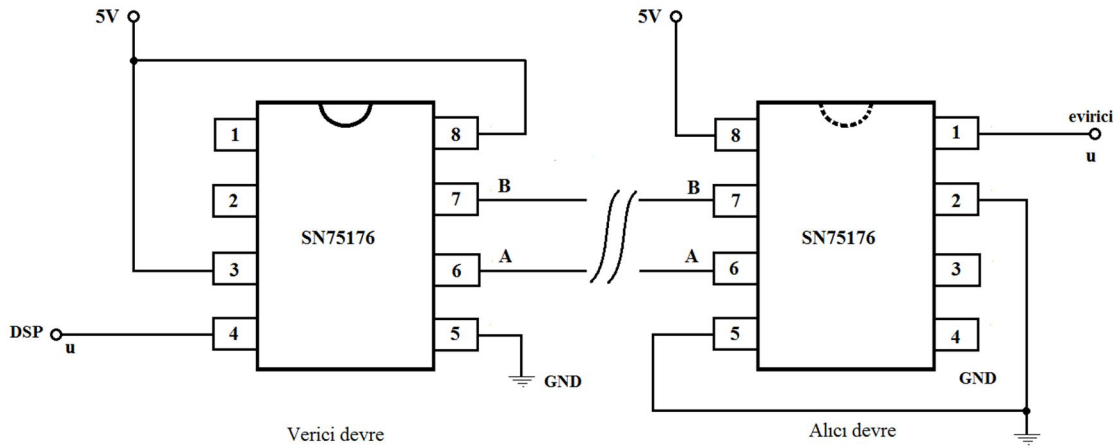
DSP denetleyici tarafından üretilen üç adet DGM tetikleme işareti eviriciye gönderilmeden önce DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekir. Bu amaçla ICPL2631 yüksek hızlı optik izolasyon “optocoupler” entegresi kullanılır. Şekil 4.5.’te izolasyon devresi görülmektedir. Ayrıca ICPL2631 entegresinin teknik özellikleri Ek-4’te verilmiştir.



Şekil 4.5 İzolasyon devresi

#### 4.5. Güvenli Veri İletim Devresi

DSP'den çıkan DGM sinyalleri motorun sürülmesinde kullanıldığından, sinyallerin güvenli bir şekilde iletilmesi gerekmektedir. İletim mesafesinin uzun olması veri kaybına veya değişikliğine neden olabileceğinde SN75176 entegresi kullanılarak güvenli veri iletim devresi oluşturulmuştur. Bu entegre gönderici ve alıcı olarak kullanılabilir. Gönderici devre, sinyalin kendisini ve tersini alarak alıcı devresine gönderir. Alıcı devre ise gelen iki sinyalin farkına göre verinin lojik 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa verir. Böylece uzun mesafelerde güvenli bir veri transferi yapılır. Şekil 4.6'da SN75176 entegresinin verici ve alıcı bağlantı şekli görülmektedir. SN75176 entegresinin teknik özellikleri ise Ek-5'te verilmiştir.

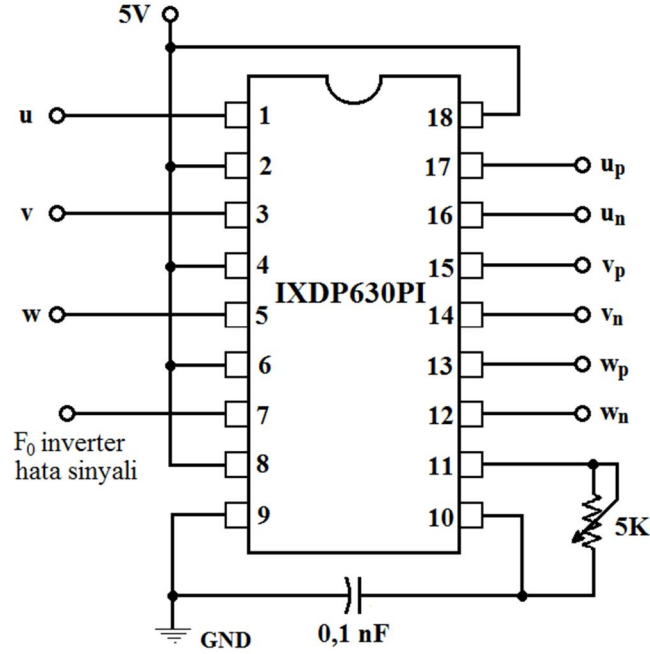


Şekil 4.6 Güvenli veri iletim devresi

#### 4.6. Ölü Zaman Ekleme Devresi

Eviricide bir faza ait anahtarlardan biri ilettime giderken diğer anahtarın kesime gitmesi, aynı şekilde anahtarlardan biri kesime giderken diğer anahtarın ilettime gitmesi gerekir. Ancak bu durum pratikte mümkün değildir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime gitme süresi, kesimde olan anahtarın ilettime gitme süresinden daha büyüktür. Bu durum, bir faza ait anahtarların her ikisinin de kısa bir süre için iletimde olmasına ve bu süre boyunca o evirici bacağında bir kısa devre oluşmasına yol açar. Bu nedenle iletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın ilettime alınması için bir süre beklemek gerekir. Bu süreye ölü zaman denir. Teknik özellikleri Ek-6'da verilen IXDP630PI ölü zaman entegresi ile gelen DGM sinyalinin kendisi ile tersi

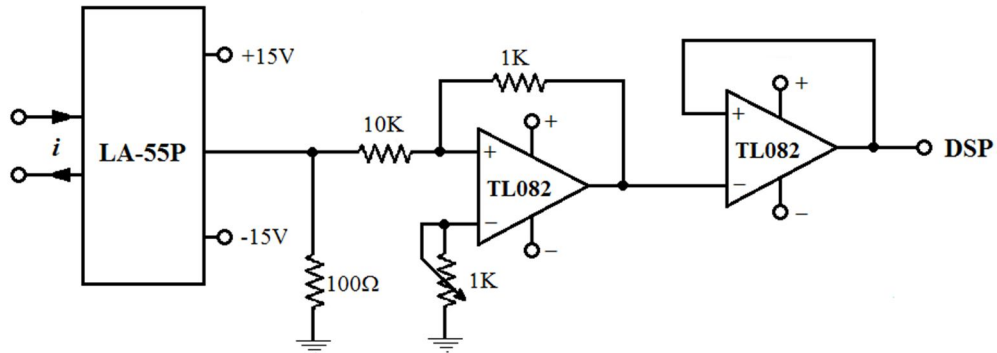
arasında bir gecikme sağlanır. Bu gecikme, Şekil 4.7’de verilen devredeki RC osilatörünün frekansını ayarlayan bir ayarlı direnç ile sağlanmaktadır.



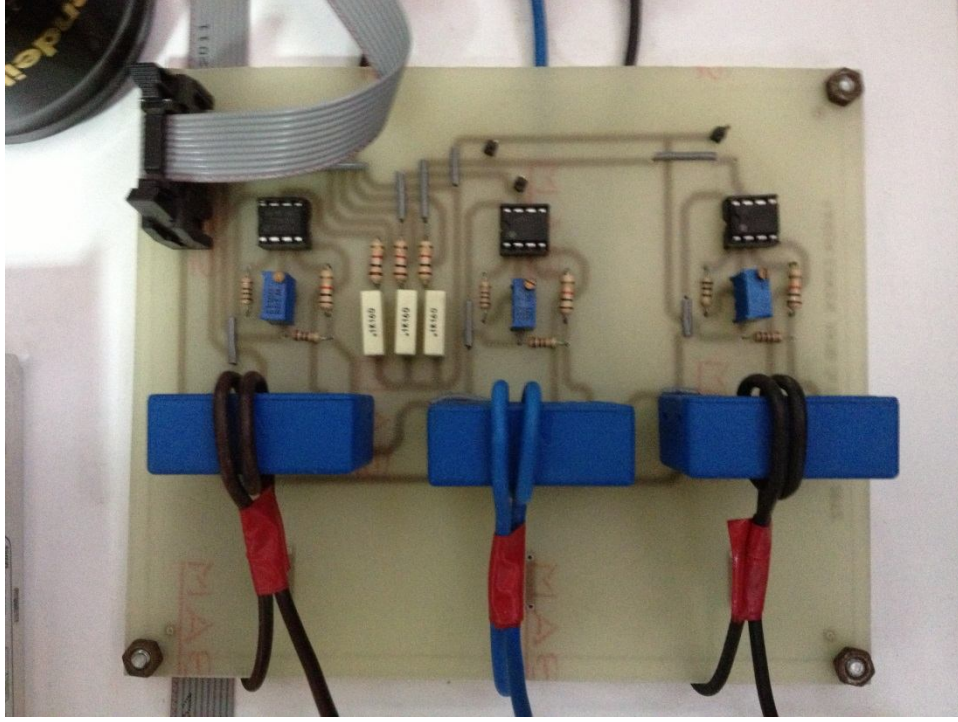
Şekil 4.7 Ölü zaman ekleme devresi

#### 4.7. Akım Algılayıcı Devre

Motorun çektiği akımların ölçümünde, LEM firmasının üretilmiş LA-55P Hall etkili akım algılayıcısının kullanıldığı bir devre tasarlanmıştır. Algılayıcıdan alınan analog sinyal denetleyici kartın analog dijital dönüştürücü (ADC) modülü ile sayısal işarete dönüştürülerek kullanılmıştır. LA-55P akım algılayıcısına ait teknik veriler Ek-7’de verilmiştir. Akım algılayıcı devre şeması Şekil 4.8’de, fotoğrafı ise Şekil 4.9’da verilmiştir.



Şekil 4.8 Akım algılayıcı devre şeması



Şekil 4.9 Akım algılayıcı devre fotoğrafı



## 5. SMSM'DE MOMENT VE HIZ DALGALANMASININ AZALTIMASI

### 5.1. SMSM'de Moment Dalgalanmalarının İncelenmesi

SMSM'de moment dalgalanmaları, motorun yapısından kaynaklanan dalgalanmalar ile ölçme ve kontrol sisteminden kaynaklanan dalgalanmalar olarak iki kategoride incelenebilir [1].

Motordan kaynaklanan dalgalanmalar;

- Cogging Momenti: Rotor manyetik akısı ile stator manyetik relüktansı arasındaki etkileşim farklılıkları nedeniyle oluşan moment dalgalılığı bileşenidir.

- Ripple Momenti: Stator akım manyeto motor kuvveti (mmk) ile rotor elektromanyetik yapısı arasındaki etkileşim nedeniyle oluşan moment dalgalılığı bileşenidir. Akım mmk'sı ile rotor mıknatıs akı dağılımı etkileşiminden oluşan bileşen, sabit mıknatıslı motorların çoğu için baskın moment üretim mekanizmasıdır. Stator akım mmk'sı ile rotor relüktansının etkileşiminden oluşan dalgalılık bileşeni ise yüzey mıknatıslı SMSM'lerde oluşmamaktadır.[1].

Ölçme ve kontrol sisteminden kaynaklanan dalgalanmalar ise akım, hız ve pozisyon ölçme hatalarından, eviriciyi besleyen doğru akım kaynağındaki dengesizliklerden, eviriciden veya fazlardaki dengesizlikten kaynaklanabilir [27,41].

Moment dalgalanmalarını azaltma yöntemleri iki grupta incelenebilir. Birinci yöntem motor tasarımı aşamasında, dalgalanmaları azaltacak yöntemler uygulamaktır. Ancak bu yöntemler moment dalgalanmalarını tam olarak azaltmaya yetmemektedir. İkinci yöntemde ise, farklı motor kontrol stratejileri ile moment dalgalanmaları azaltılmaya çalışılmaktadır.

Moment dalgalanmalarında genellikle dc bileşenin yanında 1, 2, 6, 12 nolu harmonikler baskın olarak bulunmaktadır [27,41]. 6 ve 6'nın katı harmonikler, genellikle hava aralığı manyetik akısından kaynaklanmaktayken, 1 ve 2 nolu harmonikler, akım ölçümündeki hatalardan kaynaklanmaktadır. 3 ve 3'ün katı harmonikler yıldız bağlı motorlarda motor sargılarında yok olmaktadır.

Moment dalgalılığının bastırılmasında en etkili yöntemlerden biri uygun akım harmoniklerinin enjekte edilmesidir. Ancak enjekte edilecek harmoniklerin motorun farklı çalışma koşullarına uygun olması gerekir. Bu durum ancak çevrimiçi ve adaptif bir kontrol mekanizması ile sağlanabilir.

## 5.2. Adaptif Veri Birleştirme Esaslı Harmonik Enjeksiyonu

SMSM’de moment dalgalanmaları genellikle periyodiktir. Bu nedenle uygulanan yöntem, moment ve hız dalgalanmalarını azaltmak amacıyla, motora akım harmonikleri enjekte edilmesi esasına dayanır. Enjekte edilecek harmonik dereceleri belirlenirken literatürde bahsedilen 1. 2. ve 6. harmoniklerin yanında, motorun farklı hız ve moment değerlerinde çalıştırılması sonucu elde edilen hız ve moment verilerine Fourier dönüşümü uygulanmasıyla motorda farklı nedenlerle oluşan harmonikler de elde edilebilir. Enjekte edilecek harmoniklerin uygun genlik ve faz değerleri, çevrimiçi olarak her an doğru olarak tahmin edilmelidir. Enjekte edilecek harmoniğin genlik ve fazı;

$$x_h = x_m \sin(h\theta + \varphi) \quad (5.1)$$

olarak ifade edilebilir. Burada  $h$  harmonik derecesini,  $x_m$  harmonik genliğinin maksimum değerini,  $\varphi$  ise harmoniğin fazını göstermektedir. Örneğin 1. Harmonik için;

$$x_m \sin(\theta + \varphi) = x_m [\sin(\theta) \cos(\varphi) + \sin(\varphi) \cos(\theta)] \quad (5.2)$$

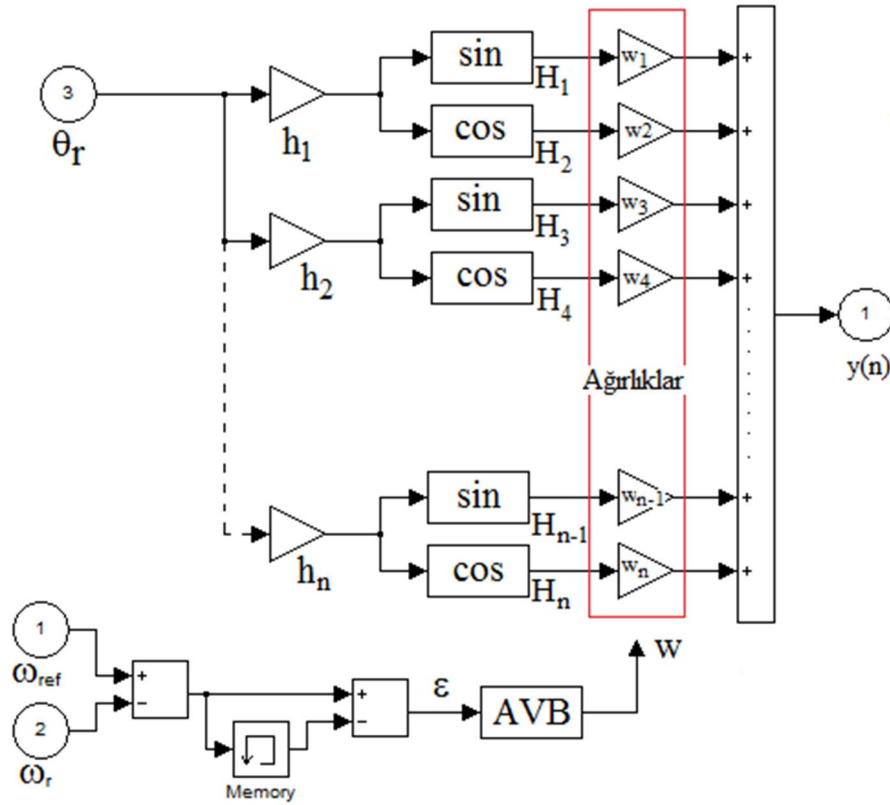
ifadesinde, sabit harmonik genlik ve fazı için  $x_m \cos(\varphi) = w_1$  ve  $x_m \sin(\varphi) = w_2$  yazılacak olursa  $h$ . harmonik için;

$$x_m \sin(h\theta + \varphi) = w_1 \sin(h\theta) + w_2 \cos(h\theta) \quad (5.3)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi herhangi bir harmonik için açının sinüs ve kosinüsü uygun değerlerle ağırlıklandırılırsa istenilen genlik ve fazda bir harmonik değeri elde edilebilir. Uygun değerler ağırlık olarak isimlendirilir ve ağırlıkların belirlenmesinde Adaptif Veri Birleştirme (AVB) algoritması kullanılır. AVB algoritması farklı bir başlık altında ayrıntılı olarak anlatılacaktır. Bu yöntemde büyüklüğe ait muhtemel harmonik dereceleri önceden belirlenir ve her bir harmonik derecesinin sinüs ve kosinüs değerleri ağırlıklarla çarpılarak o büyüklüğe eklenir. Şekil 5.1’de de görüldüğü gibi hata terimi referans hız ile gerçek hız farkının o andaki değerinin bir önceki değeri ile farkından elde edilmektedir. Başlangıçta tüm ağırlık değerleri sıfır olarak alınır. Çevrimiçi çalışma sırasında ağırlık değerleri her an

güncellenir. Böylece hız ve momentteki dalgalanmayı minimize edecek harmonikli büyüklük değeri tahmin edilerek, motor kontrolünde bu tahmin değeri kullanılır. Ağırlıklar aşağıdaki ifadeye göre güncellenir.

$$w(n+1) = w(n) + \mu \frac{e(x,n)}{\|H(x,n)\|^2} H(x,n) \quad (5.4)$$



Şekil 5.1. Adaptif veri birleştirmeye dayalı harmonik enjeksiyonu

### 5.2.1 Adaptif Veri Birleştirme Algoritması

Adaptif veri birleştirme (AVB) algoritması birden fazla alt algoritmadan veya girişten gelen verilerin birleştirilmesi esasına dayanır. Veri değerleri, çevrimiçi olarak bu verileri tanımlayan dış bükey kümeler üzerine izdüşümler yapmaya dayalı bir aktif birleştirme yöntemi ile güncellenen ağırlıklar kullanılarak doğrusal olarak birleştirilir. Bu yöntem, adaptif filtrelemede, haberleşmede ve çeşitli bilgisayarlı karar verme uygulamalarında başarılı olarak uygulanmıştır [47,52].

Bu yöntemde alt girişlerden gelen verilerin ağırlıkları çevrimiçi olarak her an güncellenmektedir. Alt girişlerden gelen veriler, sıfır ortalama değeri olan sinüzoidal harmoniklerdir.

### 5.2.1.1. Alt Verilerin Birleştirilmesi

Bileşik algoritmanın N tane alt girişten (harmonikten);  $H_1, H_2, \dots, H_N$  oluştuğunu varsayalım. n zaman adımında her alt giriş, örnek bir x girdisi için, sıfır ortalamalı bir giriş değeri ( $H(x, n) \in \mathbb{R}$ ) oluşturur.

$H(x, n) = [H_1(x, n) \dots H_N(x, n)]^T$  ifadesini, x girdisi için, alt girişlerin n zaman adımındaki değerinin vektörü ve,  $w(x, n) = [w_1(x, n) \dots w_M(x, n)]^T$ 'i de o andaki ağırlık vektörü olarak tanımlayalım. Olması gereken  $y(x, n)$  değerinin tahminini aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz.

$$\hat{y}(x, n) = H^T(x, n)w(n) = \sum_i w_i(n)H_i(x, n) \quad (5.5)$$

Olması gereken değer  $y(x, n)$  ile tahmin edilen  $\hat{y}(x, n)$  değeri arasındaki fark, sistem tarafından yapılan hata:  $e(x, n) = y(x, n) - \hat{y}(x, n)$  olarak tanımlanır. Ağırlık vektör değerleri, ortalama karesel hata (OKH), değerinin minimize edilmesi ile güncellenir.

$$\min_{w_i} E[(y(x, n) - \hat{y}(x, n))^2], \quad i = 1, \dots, N \quad (5.6)$$

Burada E beklenti operatörüdür. İfadenin ağırlığa göre türevi alınacak olursa;

$$\frac{\partial E}{\partial w} = -2E[(y(x, n) - \hat{y}(x, n))H_i(x, n)] = -2E(e(x, n)H_i(x, n)) \quad i = 1, \dots, N \quad (5.7)$$

ve ifade sıfıra eşitlenecek olursa;

$$-2E(e(x, n)H_i(x, n)) = 0 \quad i = 1, \dots, N \quad (5.8)$$

N adet denklem dizisi elde edilir. Bu denklem dizisinin çözümüne Wiener Çözümü denir. Ancak çözüm, Denk.(5.8)'teki terimlerin çapraz korelasyonunun hesaplanmasını gerektirir. Denk.(5.7)'deki gradyan, Denk.(5.6)'yi minimize etmek amacıyla yinelemeli bir çözüm elde etmek için en dik iniş algoritması adı verilen bir tür optimizasyon algoritması içinde kullanılabilir [47,48].

$$w(n + 1) = w(n) + \lambda E[e(x, n)H_i(x, n)] \quad (5.9)$$

Burada  $\lambda$  adım boyudur. Algoritmada Denk.(5.9)'daki beklenti değerlerinin yerine daha kolay hesaplanan anlık değerlerin kullanılması uygun olduğundan, ifadedeki beklenti değerleri anlık değerler ile değiştirilebilir.

$$w(n+1) = w(n) + \lambda e(x,n)H_i(x,n) \quad (5.10)$$

Algoritmanın yakınsaması, OKH yüzeyine göre analiz edilebilir:

$$E[e^2(x,n)] = P_y(x,n) - 2w^T p - w^T R w \quad (5.11)$$

Burada  $y(x,n)$  ve  $H(x,n)$ 'in geniş anlamda durağan rasgele işlemler olması varsayımıyla  $P_y = E[y^2(x,n)]$ ,  $p = E[y(x,n)H(x,n)]$ , ve  $R = E[H(x,n)H^T(x,n)]$  yazılabilir. OKH yüzeyi ağırlık vektörü  $w$ 'nin bir fonksiyonudur.  $E[e^2(x,n)]$  fonksiyonu, ikinci dereceden bir fonksiyon olduğundan tek bir global minimumu olup, hiçbir yerel minimumu yoktur. Bu nedenle Denk.(5.9) ve (5.10)'daki en dik iniş algoritması,  $\lambda$ 'nın aşağıdaki şartı sağlaması koşuluyla Wiener çözümüne yakınsamasını garanti eder [53].

$$0 < \lambda < \frac{1}{\alpha_{max}} \quad (5.12)$$

Burada  $\alpha_{max}$ ,  $R$ 'nin en büyük özdeğeridir.

Denk.(5.10)'daki  $\lambda$  terimi aşağıdaki ifadeyle değiştirilebilir.

$$\frac{\mu}{\|Hx,n\|^2} \quad (5.13)$$

Normalize edilmiş En Küçük Kareler (EKK) yönteminde olduğu gibi;

$$w(n+1) = w(n) + \mu \frac{e(x,n)}{\|H(x,n)\|^2} H(x,n) \quad (5.14)$$

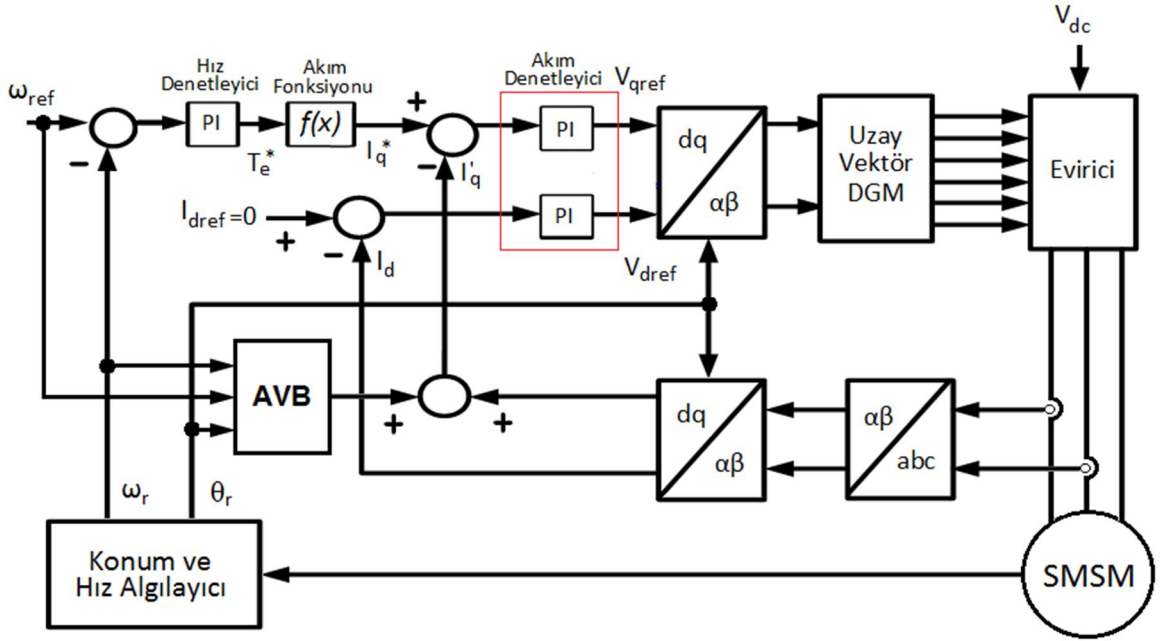
elde edilir. Burada  $\mu$  güncelleme parametresidir ve normalize edilmiş EKK algoritması  $0 < \mu < 2$  olması halinde Wiener çözümüne yakınsar [53].

Diğer yöntemler ile karşılaştırıldığında algoritmanın en önemli avantajı, hata terimine göre kontrollü bir geri besleme mekanizmasına sahip olmasıdır. Ağırlıklar Denk.(5.14)'teki ifadeye göre hata terimine bağlı olarak hızlı bir şekilde değişir.

### 5.3. Adaptif Veri Birleştirme Esası Hız ve Moment Dalganmalarının Azaltılması

#### 5.3.1 Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritmada (AKDA), minimum hız ve moment dalgalılığını elde etmek için  $q$  eksen akımı kompanze edilmektedir. Yönteme ait blok diyagram Şekil 5.2’de görülmektedir.



Şekil 5.2. Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

Daha önce de belirtildiği gibi, moment dalganmalarında genellikle dc bileşenin yanında 1, 2, 6, 12 nolu harmonikler baskın olarak bulunmaktadır [27,41]. 6 ve katı harmonikler, genellikle hava aralığı manyetik akısından kaynaklanmaktayken, 1 ve 2 nolu harmonikler, genellikle akım ölçümündeki hatalardan kaynaklanmaktadır. 3 ve 3’ün katı harmonikler ise yıldız bağlı motorlarda motor sargılarında yok olmaktadır.

YSMSM’de moment ifadesi incelenecek olursa momentin  $q$  eksen akımı  $i_q$  ve  $\psi_m$  mıknatıs akısı ile orantılı olduğu görülmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_m i_q] \quad (5.15)$$

Bu ifadede  $i_q$  dışındaki diğer ifadeleri sabit olarak kabul ettiğimizde momentteki harmonikleri kompanze etmek için  $i_q$  akımının kompanze edilmesi gerektiği anlaşılmaktadır.

Bu yöntemde kompanze edilmiş  $q$  eksen akımı  $i'_q$  olarak adlandırılırsa, minimum hız ve moment dalgalılığı için hem mknatis akısındaki 6 ve katı harmonikler, hem de akım ölçümündeki olası hatalar hesaba katılarak;

$$i'_q = i_q + i_{qh} \quad (h = 1,2,6) \quad (5.16)$$

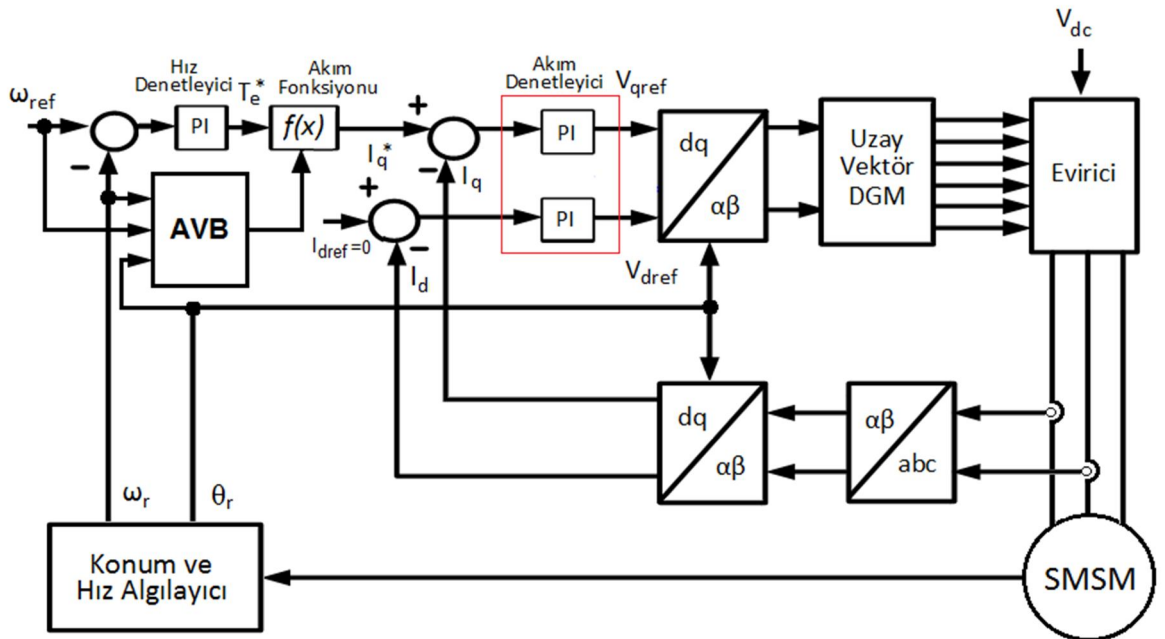
olarak yazılabilir. 1, 2 ve 6. harmonikler için harmonik değerler ve bunların ağırlıkları yerine yazılacak olursa AVB algoritmasının çıkışında;

$$i_{qh} = w_1 \sin \theta_r + w_2 \cos \theta_r + w_3 \sin 2\theta_r + w_4 \cos 2\theta_r + w_5 \sin 6\theta_r + w_6 \cos 6\theta_r \quad (5.17)$$

elde edilir. Denk.(5.17)'deki  $w_1, w_2, \dots, w_6$  ağırlık değerleri çevrimiçi çalışma esnasında adaptif olarak sürekli güncellenmektedir.

### 5.3.2 Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritmada (RAKDA), minimum hız ve moment dalgalılığını elde etmek için AYK'da hız denetleyicisinin çıkışındaki akım fonksiyonunda, referans  $i_q^*$  akımının hesabında kullanılan mknatis akısı değerine harmonik enjekte edilmek suretiyle, referans  $q$  eksen akımı kompanze edilmektedir. Yönteme ait blok diyagram Şekil 5.3'te görülmektedir.



Şekil 5.3. Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

SMSM'nin AYK ile kontrolünde rotorun elektriksel hızı referans hız ile karşılaştırılır. Aradaki fark bir PI kontrolör tarafından işlenerek hız kontrolü için gerekli referans moment elde edilir. Bu referans moment değerinden Denk.(5.18)'deki moment bağıntısıyla referans  $i_q^*$  değeri elde edilir. Bu değer gerçek  $i_q$  akımı ile karşılaştırılarak referans  $V_q$  değerine ulaşılır.

$$i_q^* = 2T_e/3p\psi_m \quad (5.18)$$

Denk.(5.18)'de de görüldüğü gibi  $\psi_m$  mıknatıs akısı, referans  $i_q^*$  akımı için belirleyici parametredir. Mıknatıs akısına uygun harmoniklerin enjekte edilmesi suretiyle, minimum hız ve moment dalgalılığı için gerekli  $i_q^*$  referans akımı hesaplanabilir. Denk.(5.18)'deki ifadede  $\psi_m$  yerine aşağıdaki harmonik enjekte edilmiş mıknatıs akısı değeri kullanılarak kompanze edilmiş q eksen referans akımı elde edilir.

$$\psi'_m = \psi_m + \psi_{mh} \quad (h = 1,2,6) \quad (5.19)$$

1, 2 ve 6. harmonikler için harmonik değerler ve bunların ağırlıkları yerine yazılacak olursa AVB algoritmasının çıkışında;

$$\psi_{mh} = w_1 \sin \theta_r + w_2 \cos \theta_r + w_3 \sin 2\theta_r + w_4 \cos 2\theta_r + w_5 \sin 6\theta_r + w_6 \cos 6\theta_r \quad (5.20)$$

elde edilir. Denk.(5.20)'deki  $w_1, w_2, \dots, w_6$  ağırlık değerleri çevrimiçi çalışma esnasında adaptif olarak her bir örnekleme zamanında, sürekli güncellenmektedir.

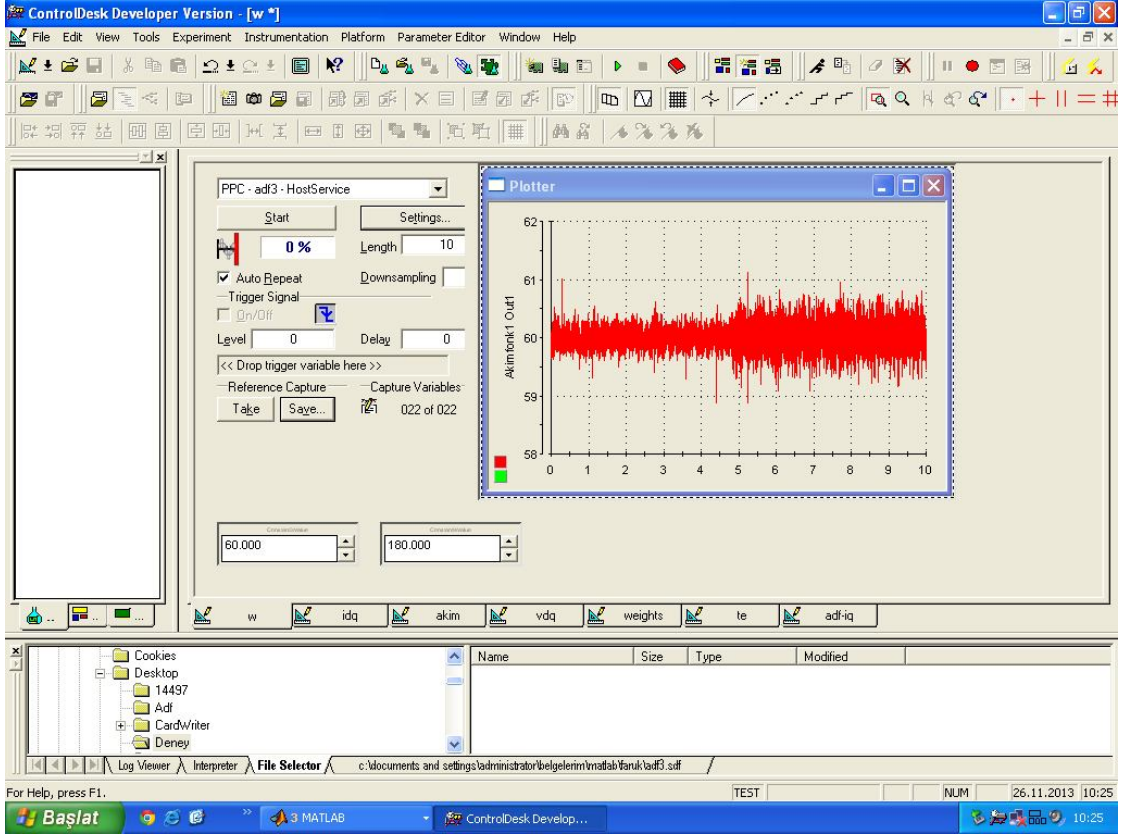
### 5.3.3 Gerilim Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma

AYK yönteminde akım denetleyicilerinin çıkışında, akı değişimlerinden kaynaklanan gerilimler de eklenerek referans gerilimler elde edilmektedir. d eksen akımı denetleyicisinin çıkışına ( $v_{d\psi} = -\omega_r L_q i_q$ ), ve q eksen akımı denetleyicisinin çıkışına da ( $v_{q\psi} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m$ ) ifadesi eklenmektedir.

SMSM'de hız ve moment dalgalanmalarını azaltmak için  $v_{q\psi}$  ifadesinde  $i_d \cong 0$  kabul edilmesi durumunda  $v_{q\psi} \cong \omega_r \psi_m$  olur. Bu ifadedeki  $\psi_m$  mıknatıs akısına uygun harmonikler enjekte edilmesi halinde, kompanze edilmiş  $V'_{qref}$  gerilimi elde edilerek hız ve momentteki dalgalanmalar azaltılabilir.

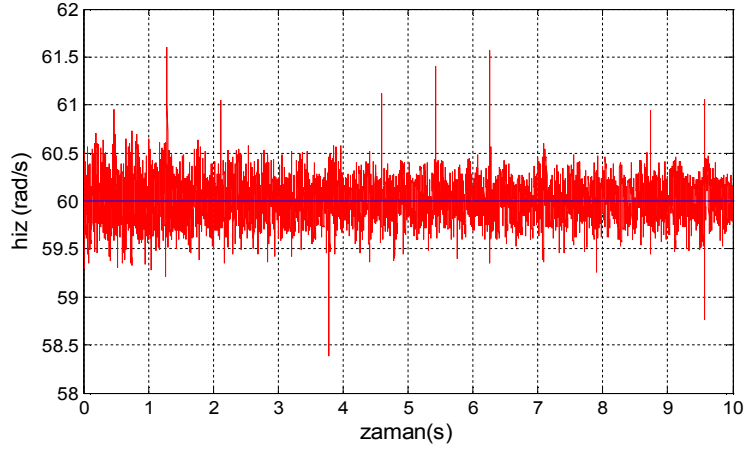




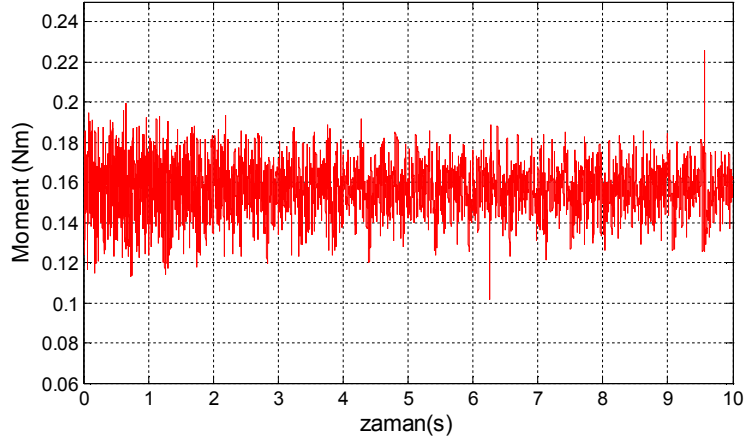


Şekil 5.5 Control Desk Developer yazılımının ekran görüntüsü

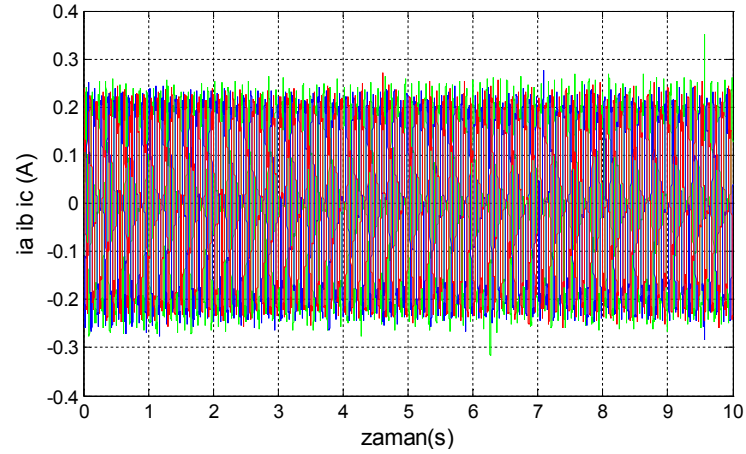
Hız ve moment dalgalanmalarının azaltılmasında önceden belirtildiği gibi, AVB algoritmasını kullanan üç farklı yöntem uygulanmıştır. Belli bir çalışma durumu için AVB algoritmasında ağırlık değerlerinin en uygun değere ulaşması  $\mu$  güncelleme katsayısının değerine bağlı olarak zaman almaktadır. Bu nedenle deneysel sonuçlar alınırken, ağırlık katsayıları istenilen değere ulaştıktan sonra algoritma devreden çıkarılmış ve sonuçlar kaydedilmiştir. Aşağıda AKDA ve RAKDA için algoritmanın devreye alınmasıyla birlikte ağırlık katsayıları, AVB algoritması harmonik çıkışı ile hız, moment ve akım değişimleri görülmektedir.



a)

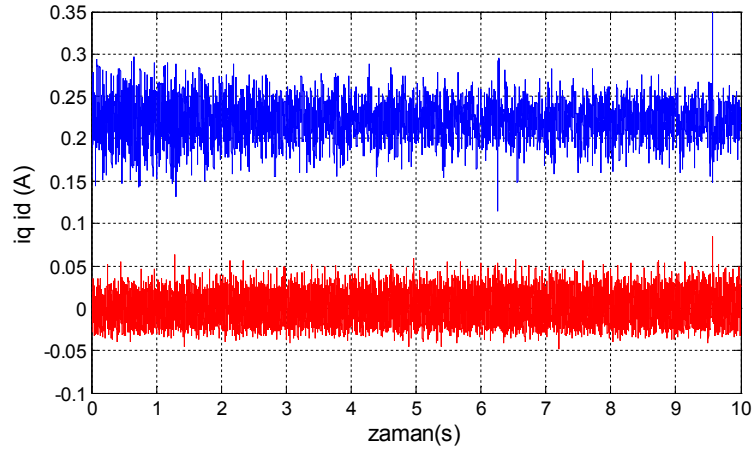


b)

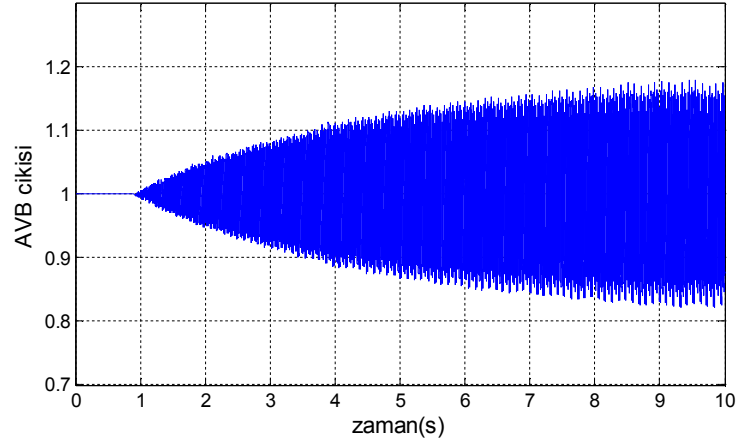


c)

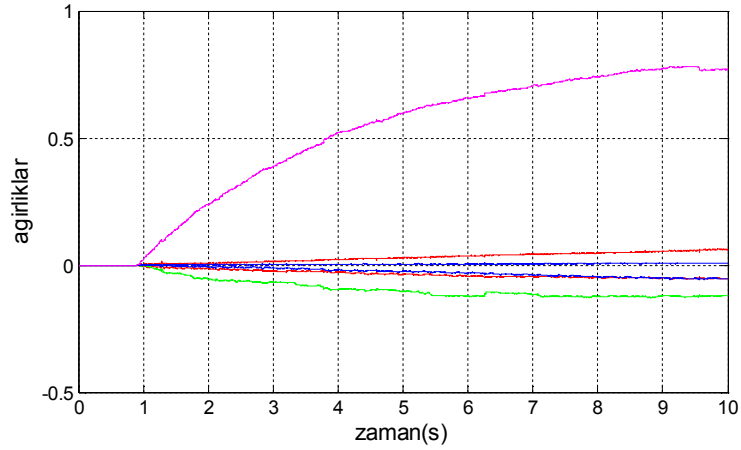
**Şekil 5.6** 60 rad/s hızda, boşa çalışmada AKDA için deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)Faz akımlarının değişimi



a)

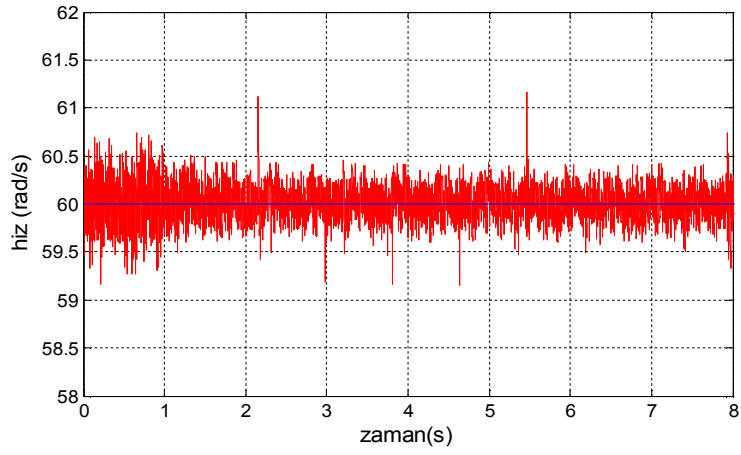


b)

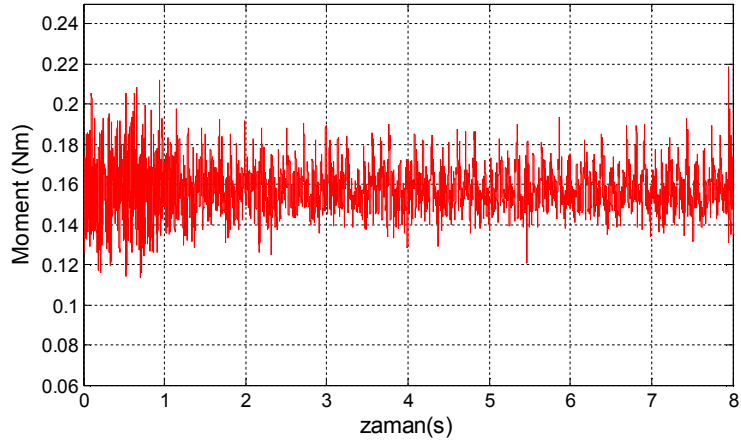


c)

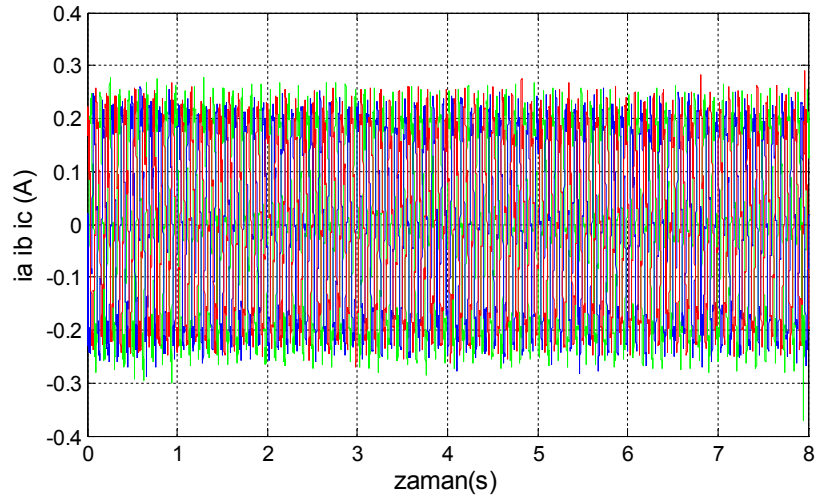
Şekil 5.7 60 rad/s hızda, boşa çalışmada, AKDA için deney sonuçları  
a)d-q eksen akımlarının değişimi b)AVB algoritması çıkışı c)Ağırlık değerlerinin değişimi



a)

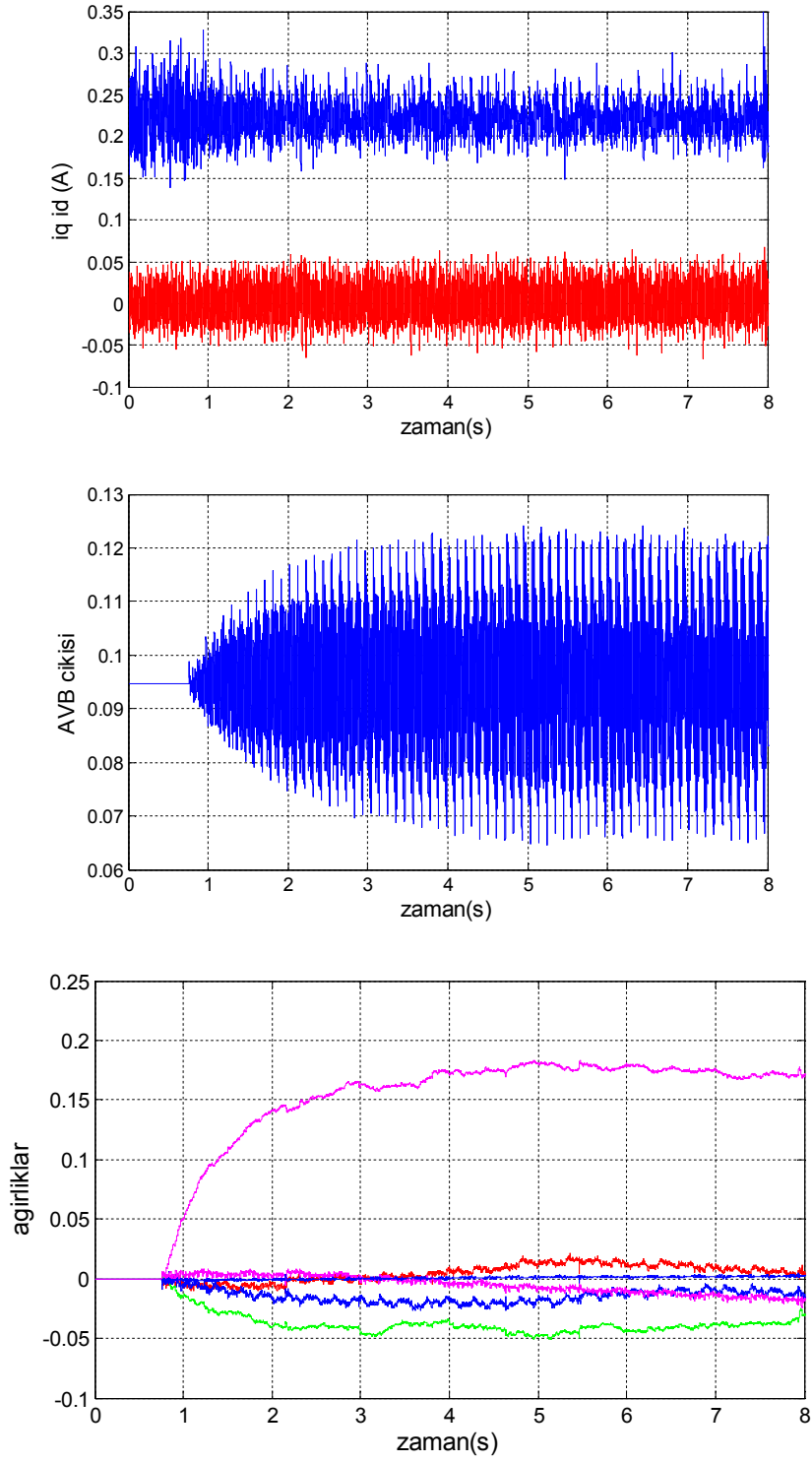


b)



c)

**Şekil 5.8** 60 rad/s hızda, boşa çalışmada RAKDA için deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)Faz akımlarının değişimi

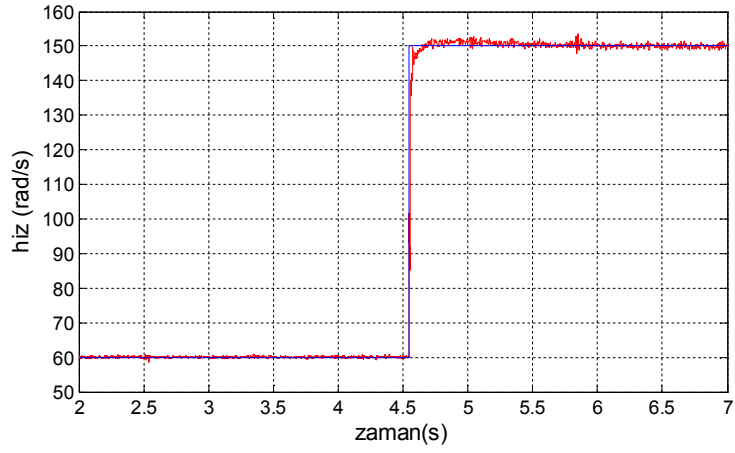


Şekil 5.9 60 rad/s hızda, boşa çalışmada, RAKDA için deney sonuçları  
a)d-q eksen akımlarının değişimi b)AVB algoritması çıkışı c)Ağırlık değerlerinin değişimi

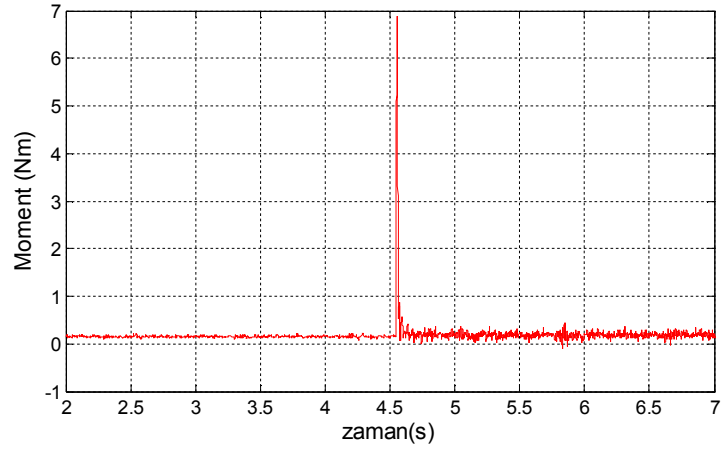
Görüldüğü gibi algoritmanın devreye alınmasıyla birlikte hız ve moment dalgalanmaları  $\mu$  güncelleme katsayısı değerine bağlı olarak hızlı bir şekilde azalmaktadır.  $\mu$  güncelleme katsayısının değeri, ağırlık değerlerinin oturma zamanını değiştirmektedir.  $\mu$  değerinin küçük seçilmesi ağırlıkların daha geç oturmasına ve çalışma koşulları değiştiğinde algoritmanın daha geç cevap vermesine neden olurken, büyük seçilmesi de, özellikle çalışma koşullarının değişmesi durumunda algoritmanın yanlış sonuçlar ortaya çıkarmasına neden olabilir. Deneylerde  $\mu$  değeri, deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir. Ancak  $\mu$  değeri belirlenirken yüksek frekanslı harmonikler için küçük, düşük frekanslı harmonikler için daha büyük değerler seçilmelidir. Hız arttıkça frekans da yükseleceği için, hız yükseldikçe de  $\mu$  değeri daha düşük tutulmalıdır. Bu amaçla hıza ve harmonik derecesine bağlı olarak basit bir formül oluşturulmalıdır.

AVB algoritmasını kullanan her üç yöntem de harmonik enjeksiyonu esasına dayandığından herhangi bir sebeple, beklenmedik bir şekilde algoritmanın motorun çalışmasına olumsuz bir etki yapmaması için enjekte edilen harmonikler belli bir değerde sınırlandırılmalıdır.

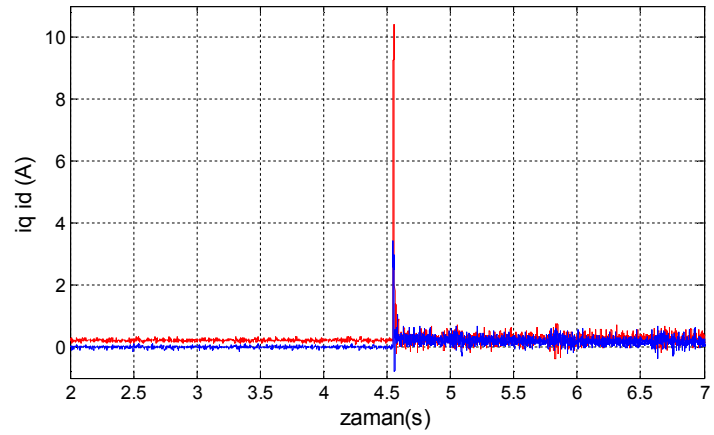
Uygulanan yöntem adaptif olduğundan çalışma koşulları değiştiğinde kısa bir sürede ağırlık katsayıları yeni duruma göre güncellenmektedir. Aşağıda hızın ani bir şekilde değişmesi durumunda alınan deney sonuçları görülmektedir. Deney sonuçlarından da görüleceği gibi, hızın değişmesiyle birlikte, ağırlık değerleri ve AVB algoritması çıkışı yeni duruma hızlıca adapte olmaktadır.



a)



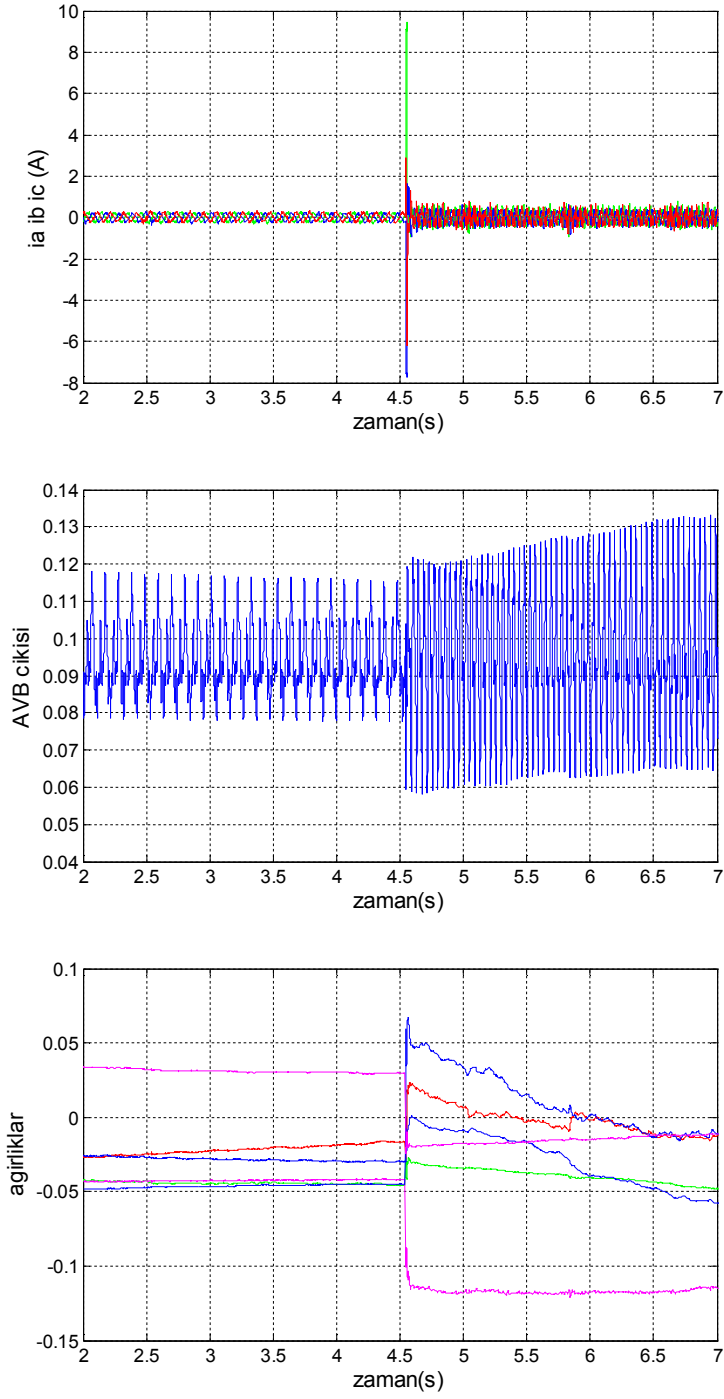
b)



c)

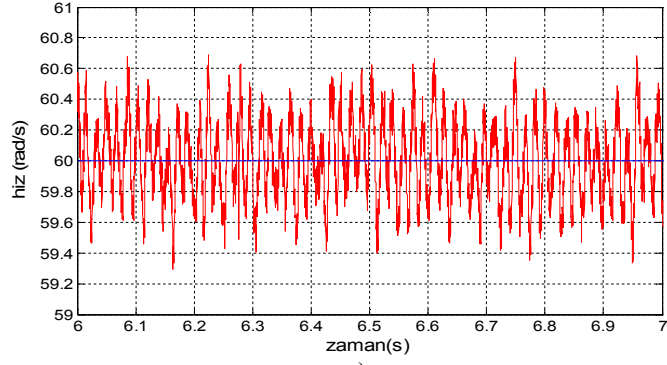
**Şekil 5.10** Hızın 60 rad/s'den 150 rad/s'ye çıkarılması durumunda boşa çalışmada RAKDA için deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)d-q eksen akımlarının değişimi



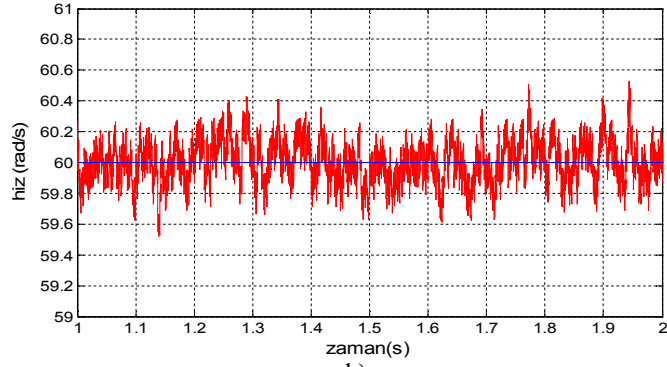


**Şekil 5.11** Hızın 60 rad/s'den 150 rad/s'ye çıkarılması durumunda,  
boşta çalışmada RAKDA için deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)Momentin değişimi c)d-q eksen akımlarının değişimi

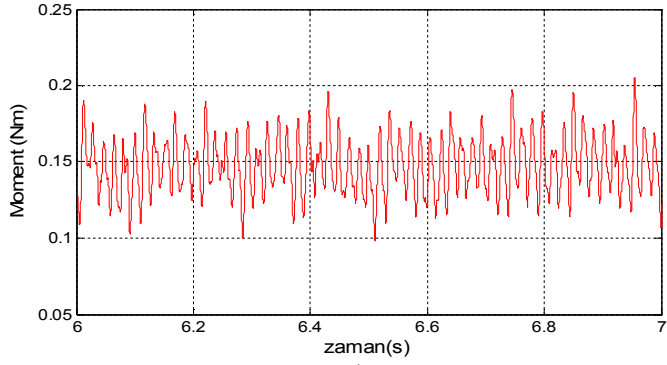
AYK yöntemiyle kontrol edilen SMSM'nin farklı çalışma koşullarında AVB esaslı üç farklı yöntem için, alınan deney sonuçları görülmektedir.



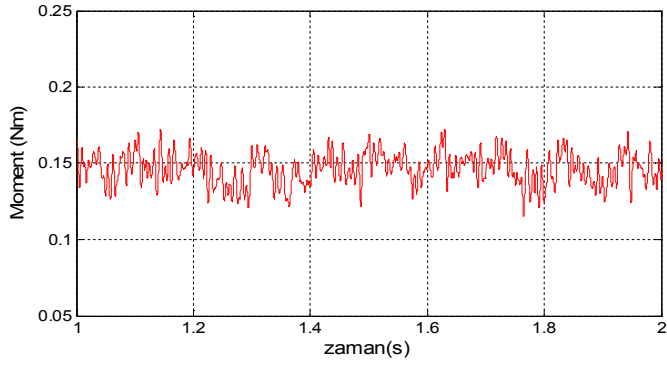
a)



b)

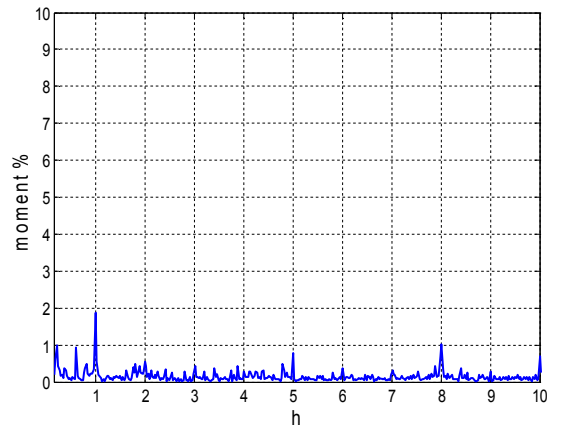
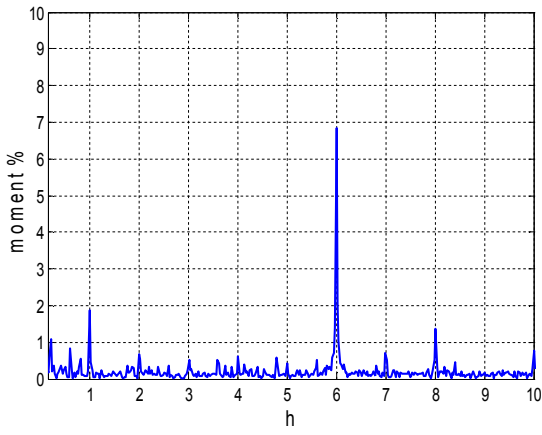
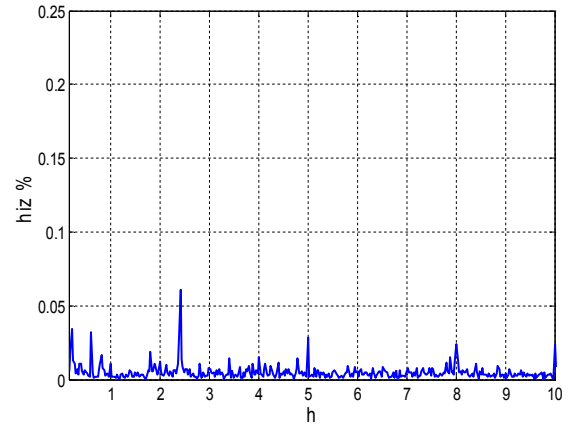
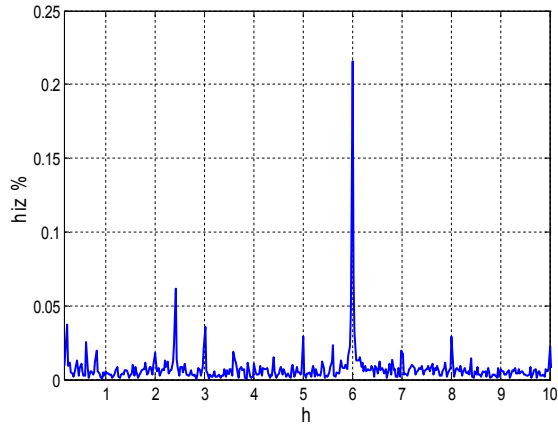


c)



d)

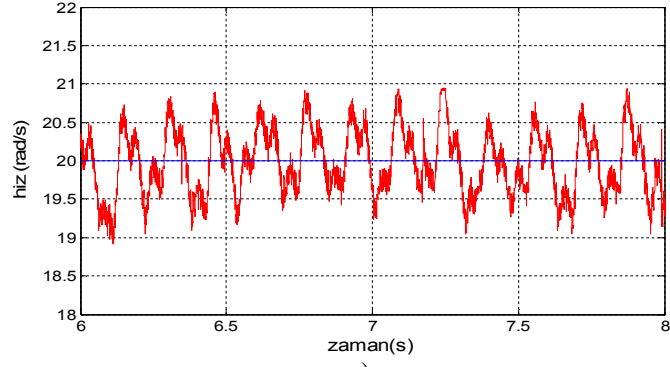
**Şekil 5.12** 60 rad/s hızda boşa çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi



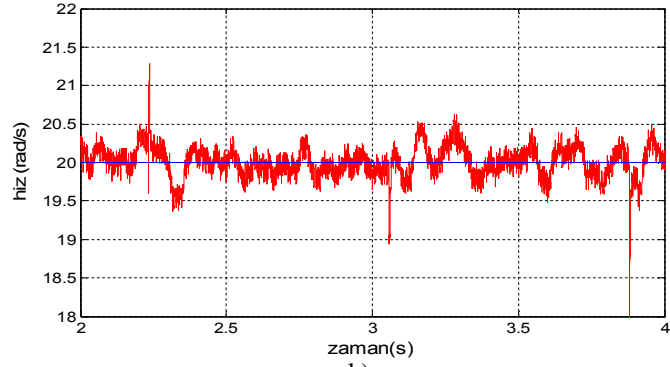
a)

b)

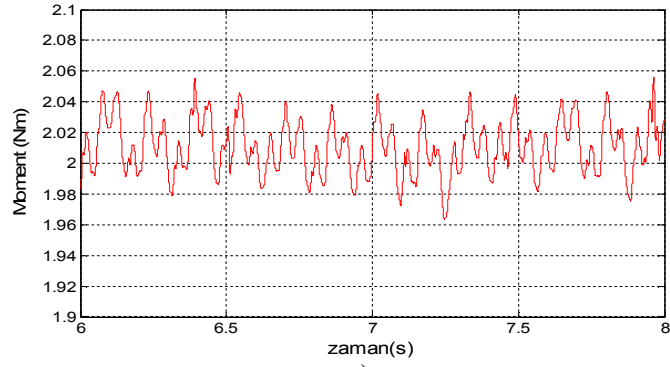
**Şekil 5.13** 60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



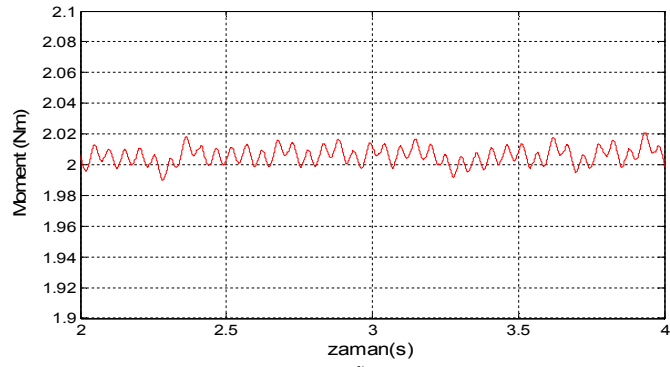
a)



b)

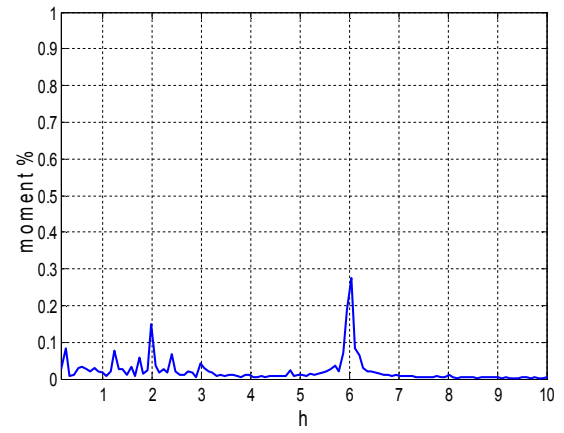
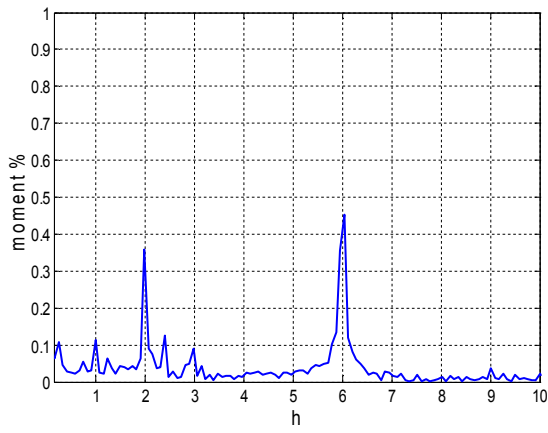
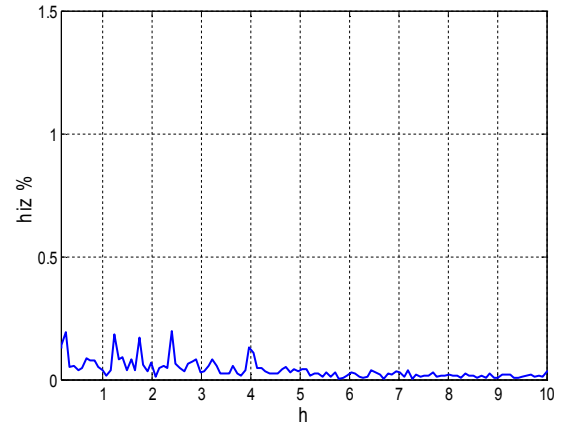
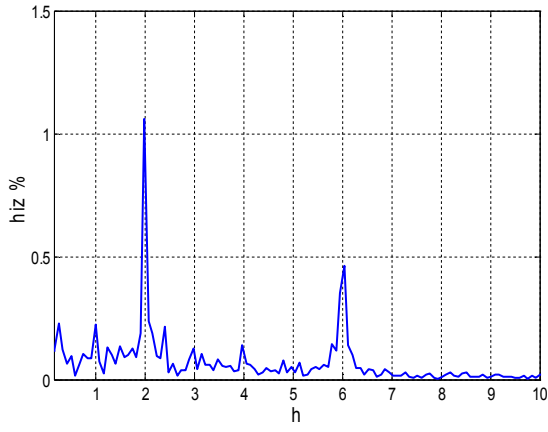


c)



d)

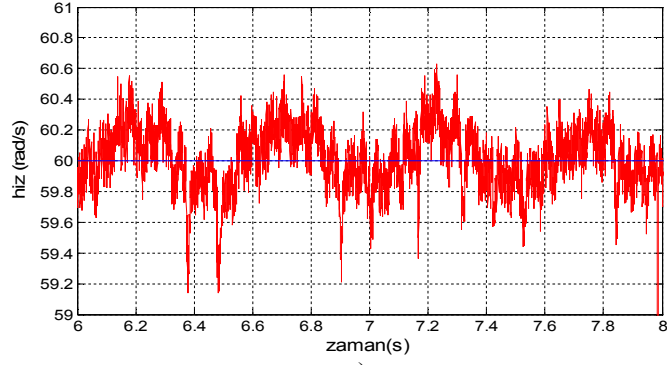
**Şekil 5.14** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) AKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) AKDA devredeyken momentin değişimi



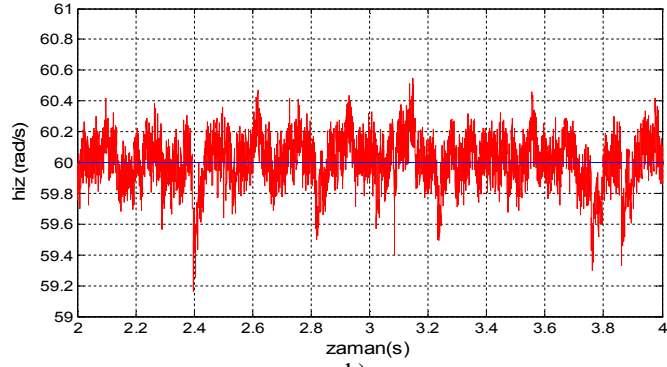
a)

b)

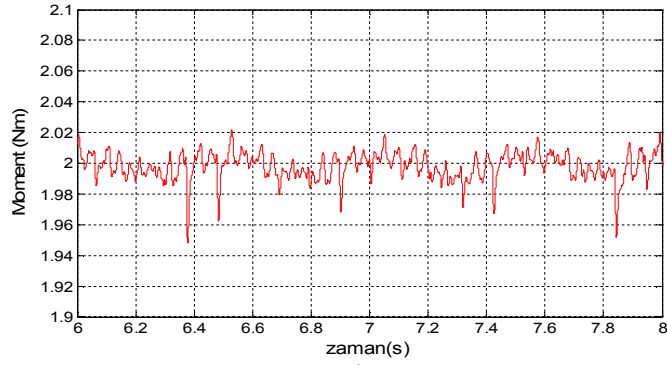
**Şekil 5.15** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



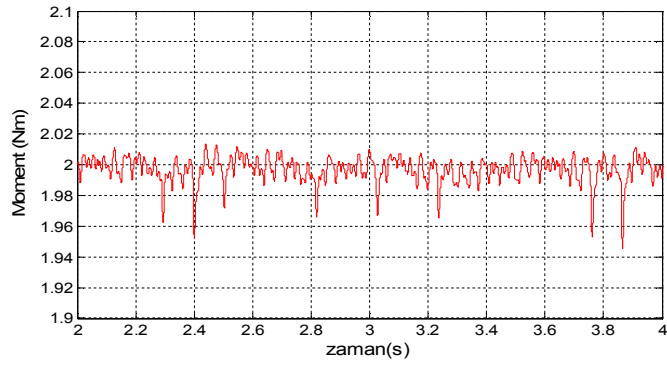
a)



b)

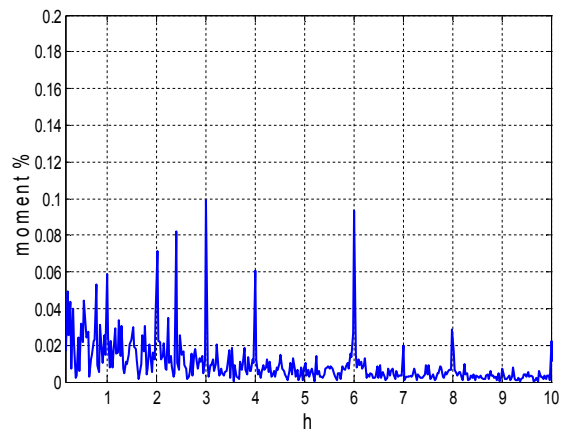
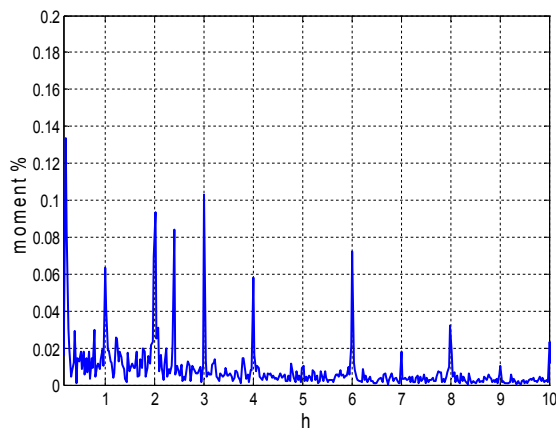
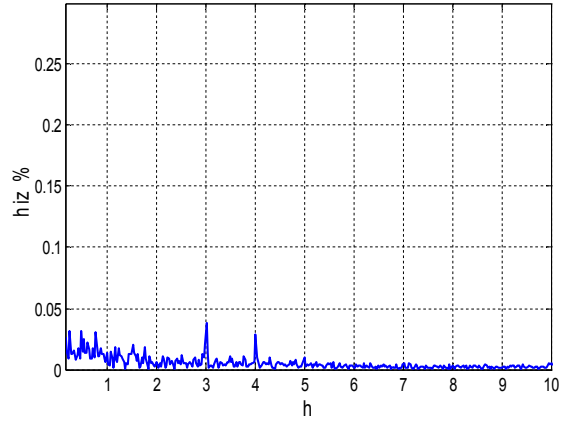
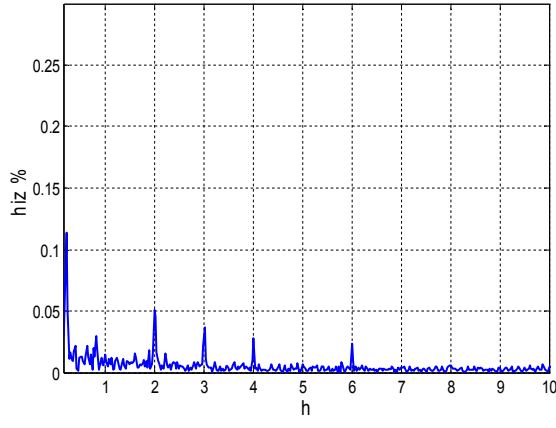


c)



d)

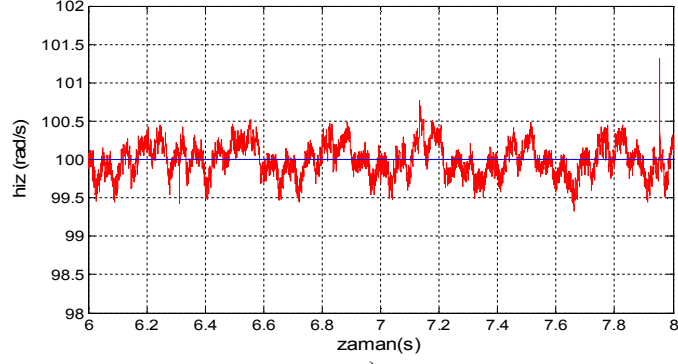
**Şekil 5.16** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)AKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)AKDA devredeyken momentin değişimi



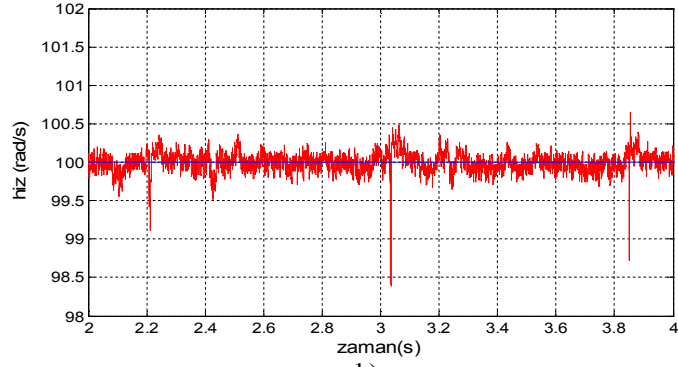
a)

b)

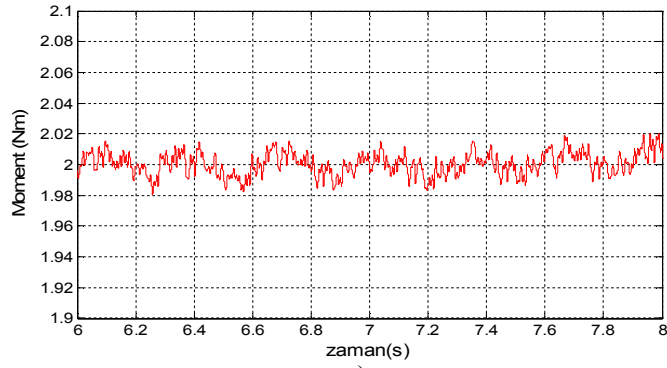
**Şekil 5.17** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b) AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



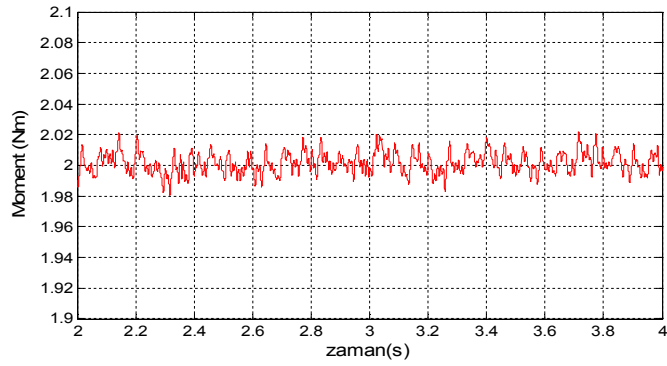
a)



b)



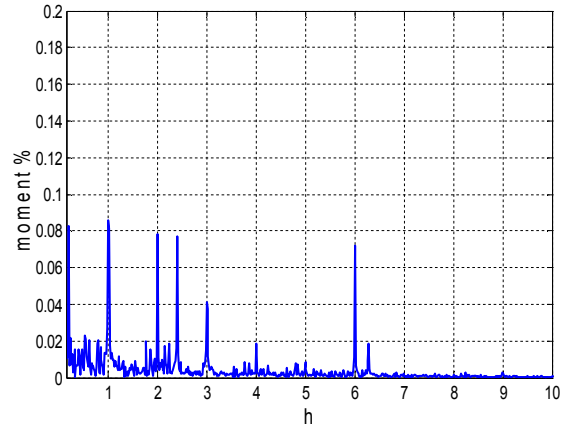
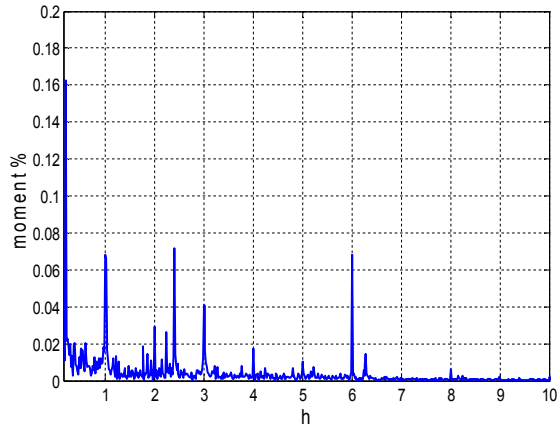
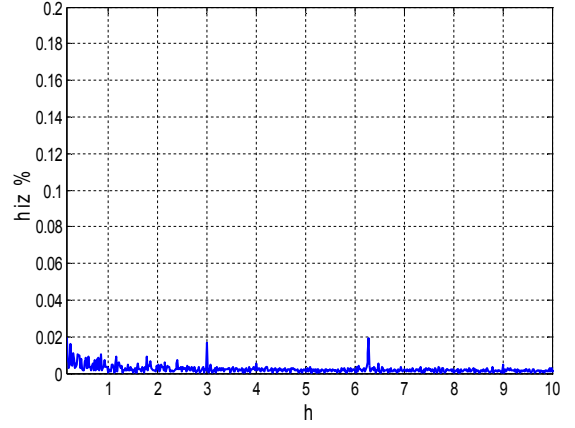
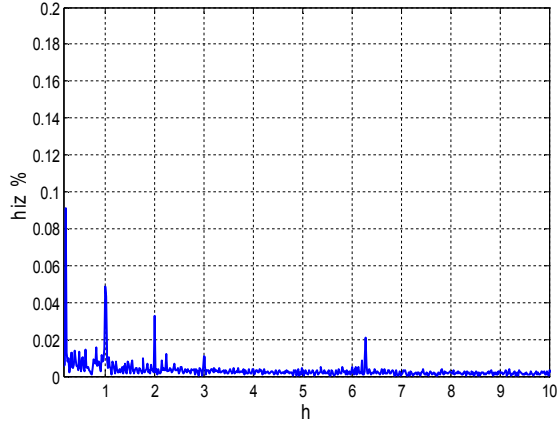
c)



d)

**Şekil 5.18** 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) AKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) AKDA devredeyken momentin değişimi

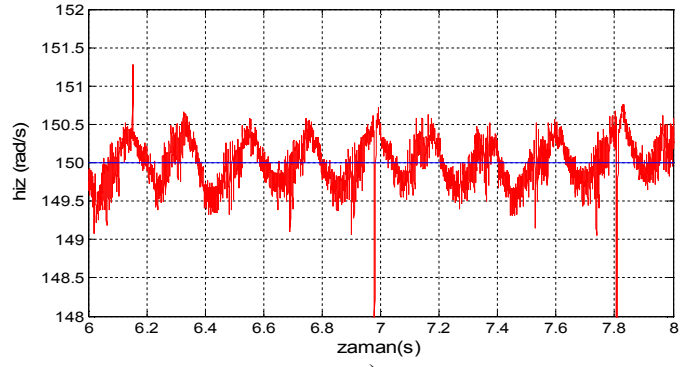




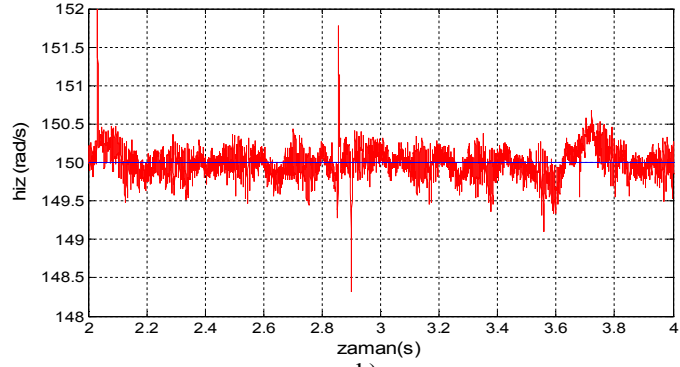
a)

b)

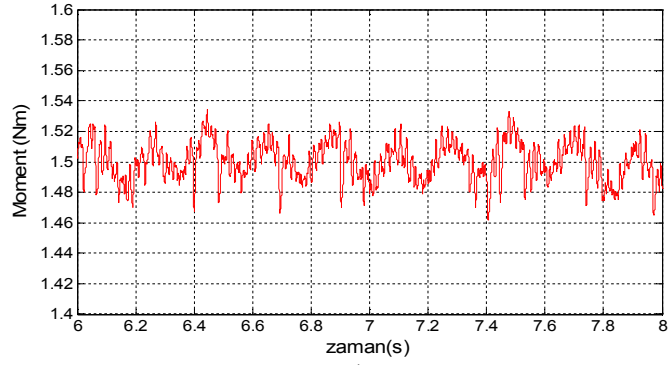
Şekil 5.19 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



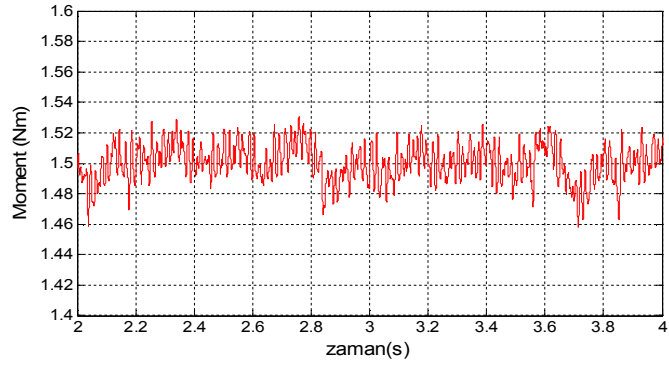
a)



b)

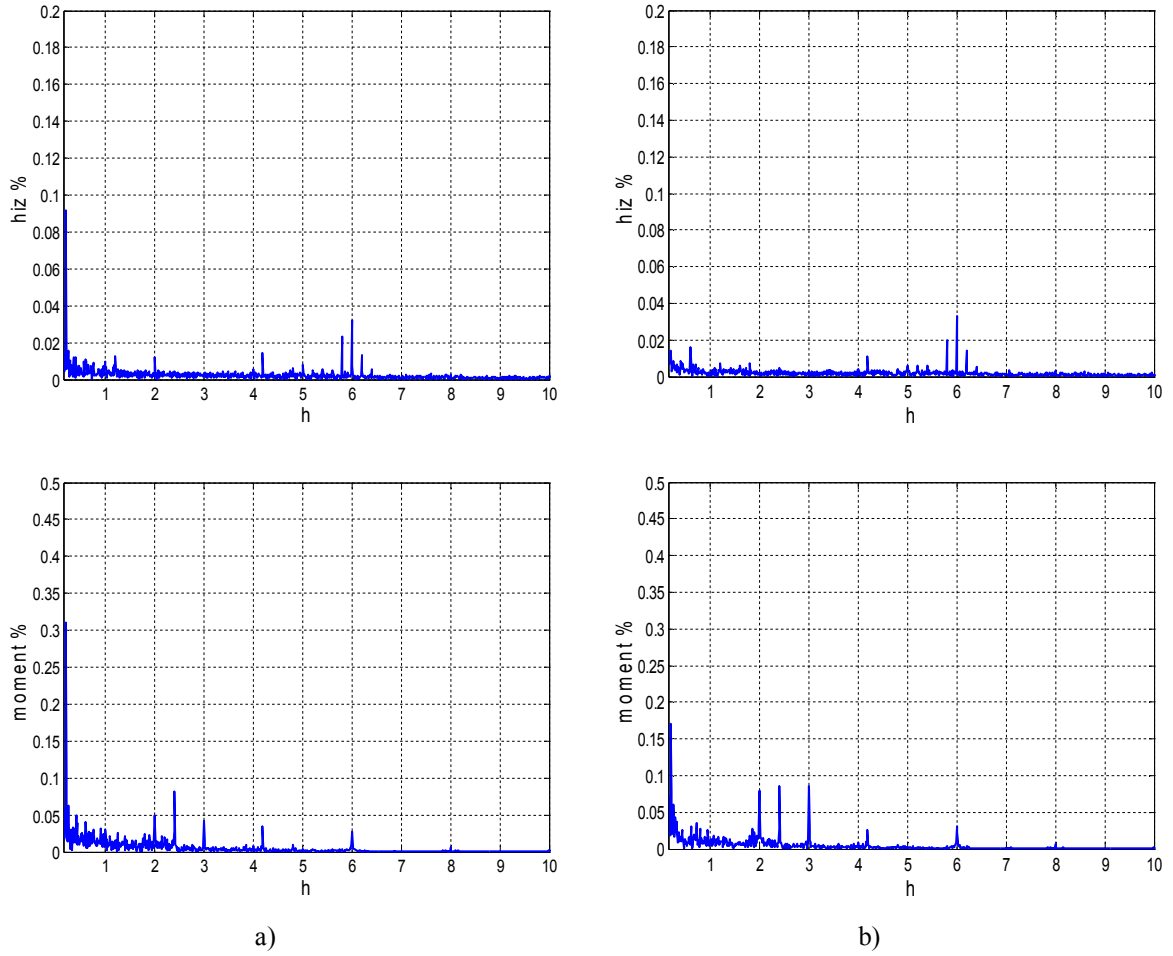


c)



d)

**Şekil 5.20** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) AKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) AKDA devredeyken momentin değişimi



**Şekil 5.21** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)AKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu

AKDA yönteminin uygulanmasına ilişkin, motorun farklı çalışma koşullarında, yapılan deneylerde, hız ve momentin değişimleri ve yüzde harmonik spektrumları, Şekil 5.12 ile Şekil 5.21 arasında verilmiştir.

AKDA için 60 rad/s hızda boşta çalışmada hız ve momentte, en baskın dalgalanmanın 6. harmonikte olduğu görülmektedir. Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu incelendiğinde, hızda 6. harmonikte % 0,22 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır. Momentte ise, 6. harmonikte yaklaşık % 7 oranındaki dalgalanma da tamamen yok edilmiştir.

20 rad/s hızda, yüklü çalışmada hız ve momentte 2. ve 6. harmoniklerde dalgalanmalar görülmektedir. Yöntem devrede iken hızda 2. harmonikte % 1,1 oranındaki dalgalanma ile

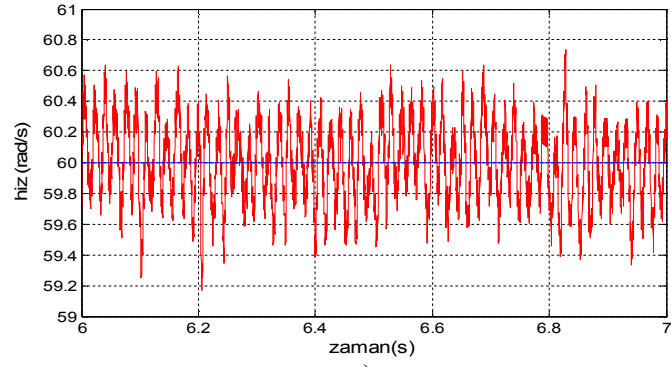
6. harmonikte % 0,5 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır. Momentte ise 2. harmonikte % 0,36 oranındaki dalgalanma % 0,15 değerine düşürülmüş, 6. harmonikteki % 0,45 oranındaki dalgalanma da % 0,27 değerine azaltılmıştır.

60 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda, hızda baskın olarak 2. ve 6. harmonikteki dalgalanmalar ile mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmalar mevcuttur. Hızda mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,12 oranındaki dalgalanma, 2. harmonik derecesinde % 0,05 oranındaki dalgalanma ve 6. harmonik derecesindeki küçük değerli dalgalanma tamamen yok edilmiştir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,13 oranındaki dalgalanma yok edilmiş, 2. harmonik derecesindeki yaklaşık % 0,1 oranındaki dalgalanma % 0,07 değerine düşürülmüştür.

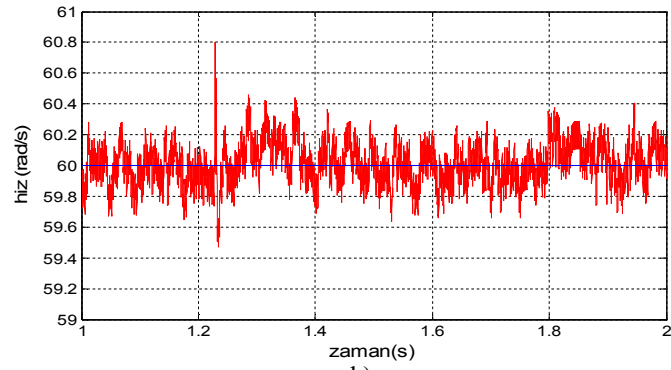
100 rad/s hızda, yüklü çalışmada, baskın olarak, mekanik dengesizlikten kaynaklı düşük frekanslı dalgalanmalar ile 1. ve 2. harmoniklerden kaynaklanan dalgalanmalar olduğu görülmektedir. Hızda, mekanik dengesizlikten kaynaklı % 0,09 oranındaki dalgalanma, 1. harmonikten kaynaklanan % 0,05 oranındaki dalgalanma ile 2. harmonik derecesindeki % 0,03 oranındaki dalgalanmaların uygulanan yöntem ile tamamen bastırıldığı görülmektedir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,16 düzeyindeki dalgalanma yarı değerine düşürülmüştür.

150 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda en etkin dalgalanma, mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmadır. Uygulanan yöntemle hızda yaklaşık % 0,1 oranındaki bu dalgalanma yok olurken, momentte % 0,32 oranındaki bu dalgalanma % 0,17 değerine düşerek yaklaşık olarak yarı yarıya azalmaktadır.

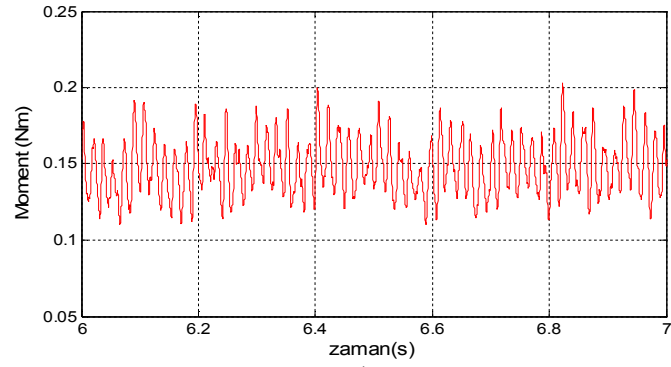
Aynı çalışma koşullarında RAKDA yöntemi uygulanarak alınan deney sonuçları aşağıda verilmektedir.



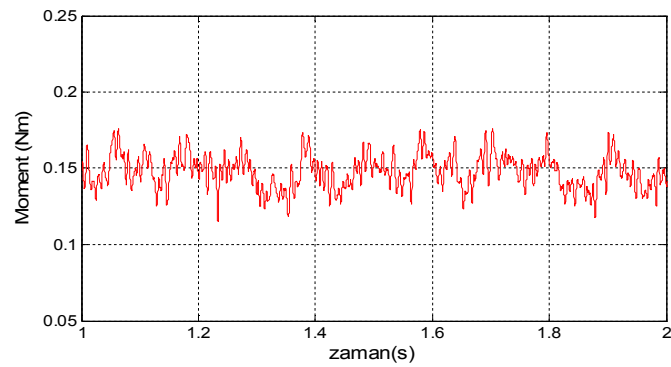
a)



b)

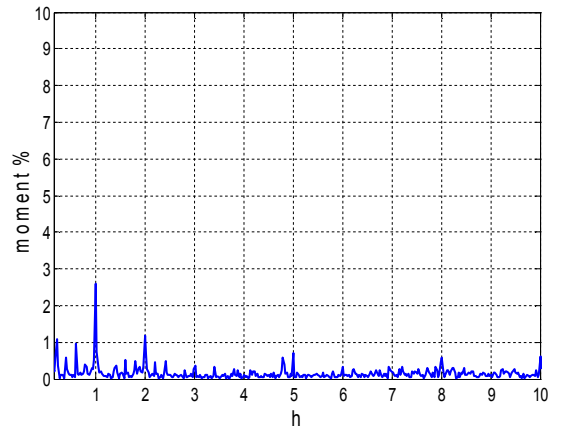
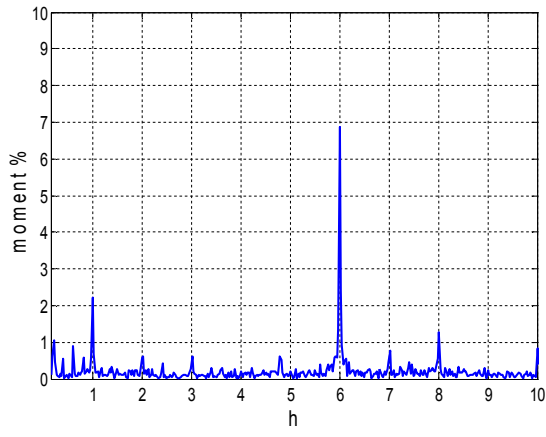
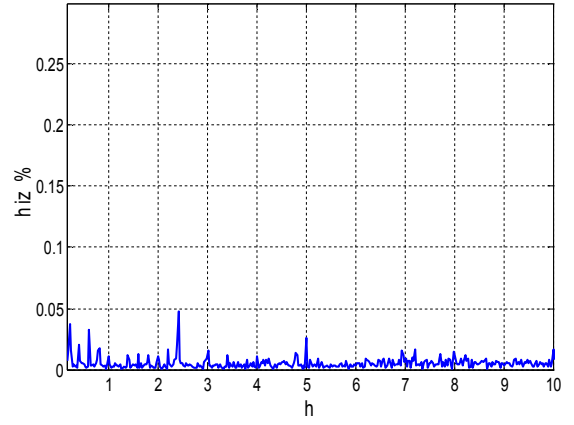
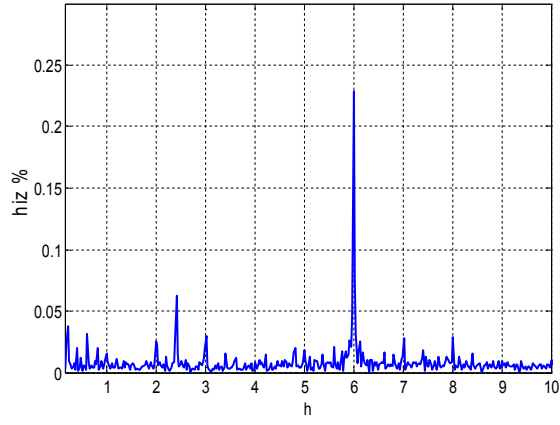


c)



d)

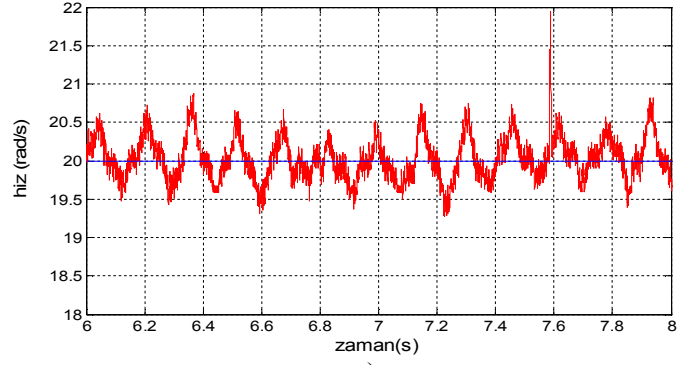
**Şekil 5.22** 60 rad/s hızda boşa çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi



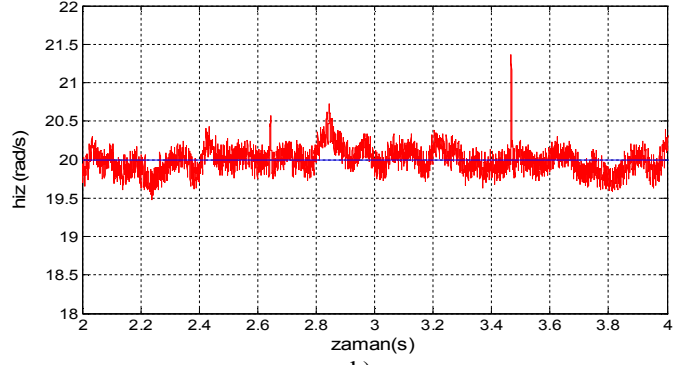
a)

b)

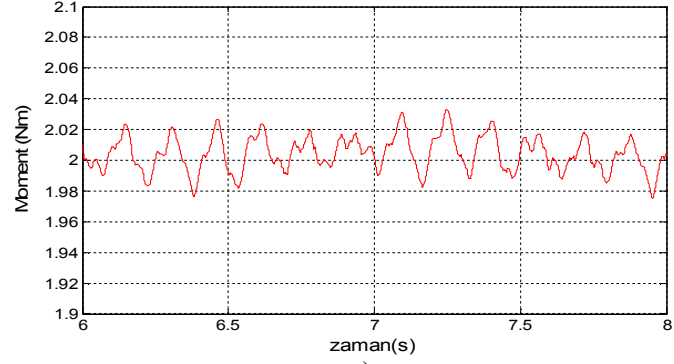
**Şekil 5.23** 60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



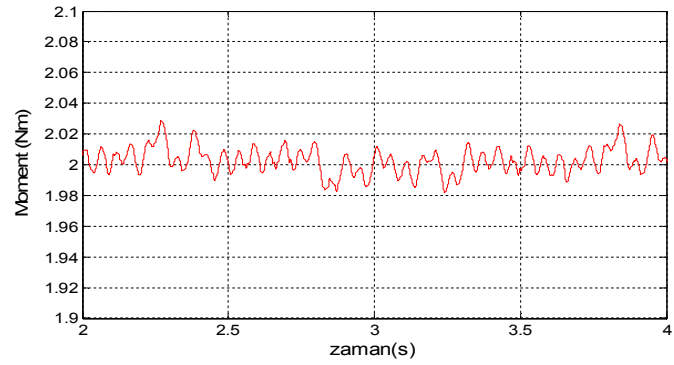
a)



b)

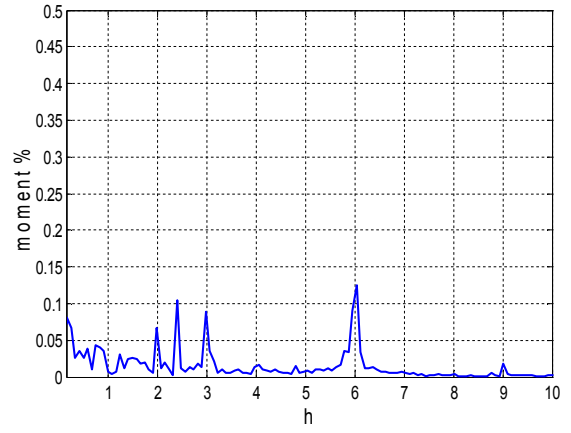
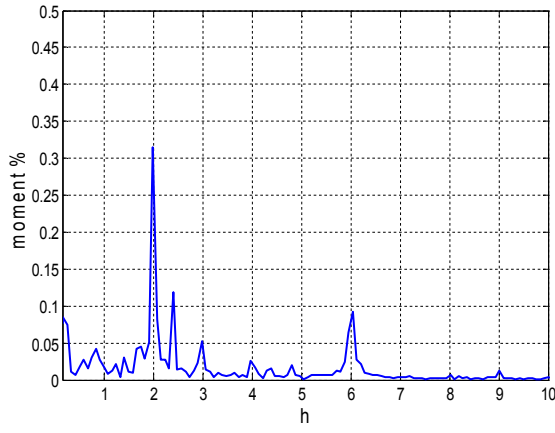
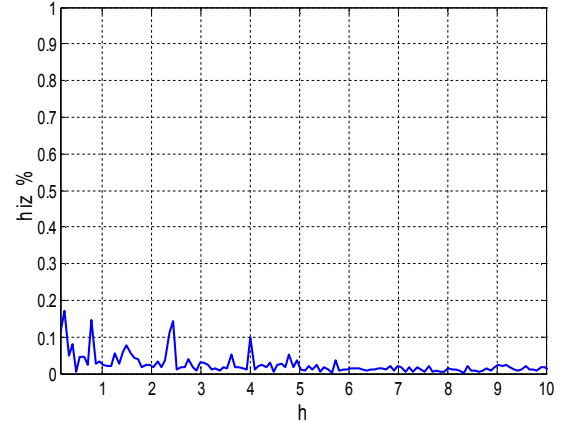
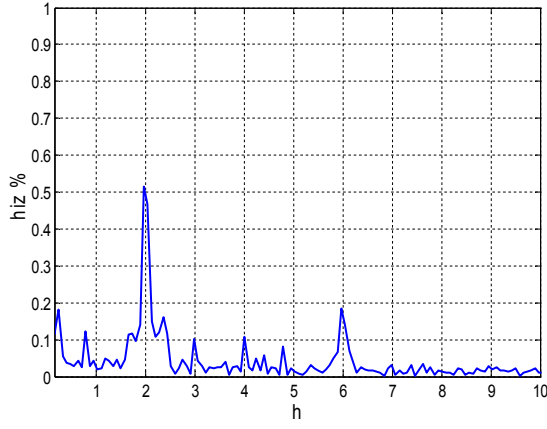


c)



d)

**Şekil 5.24** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi

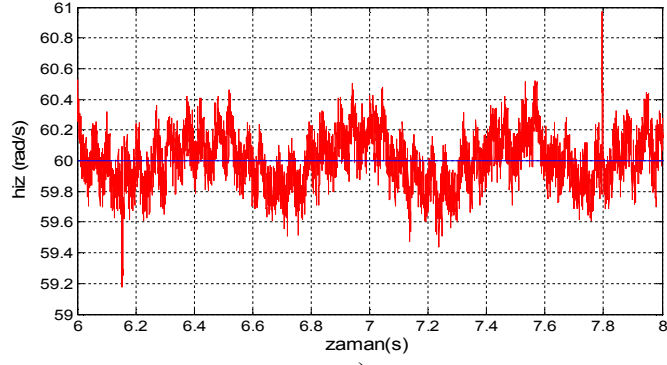


a)

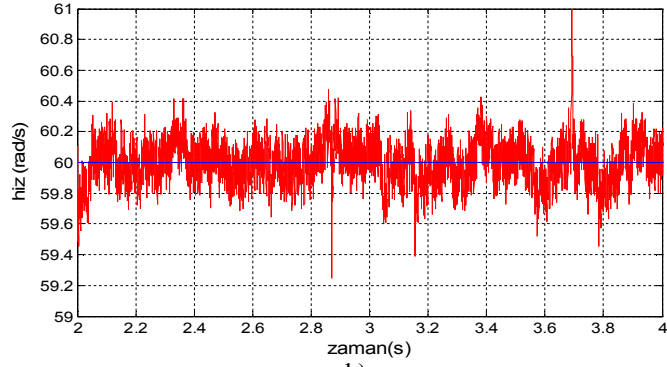
b)

**Şekil 5.25** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu

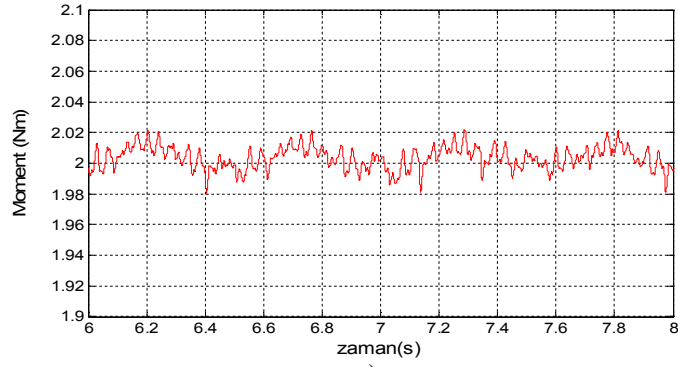




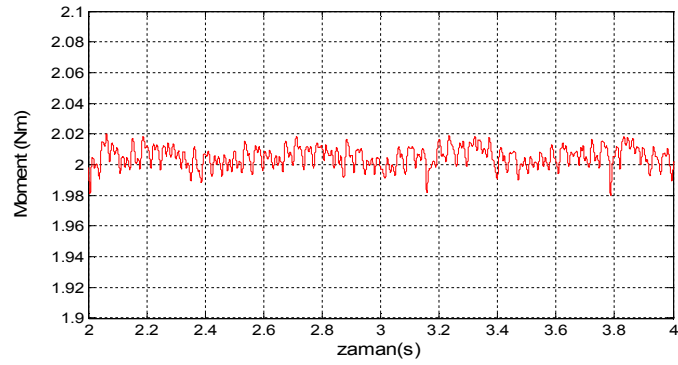
a)



b)

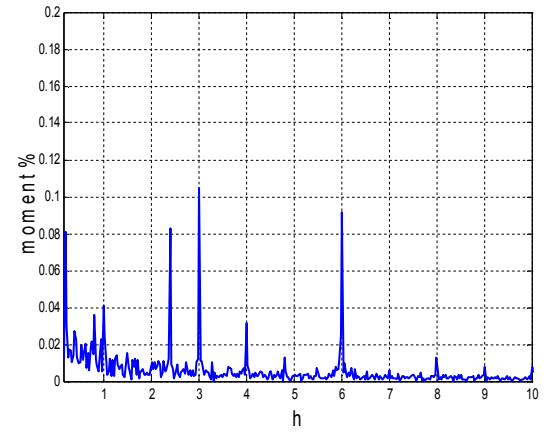
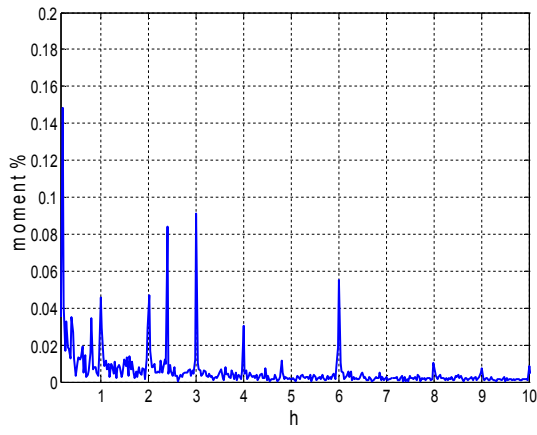
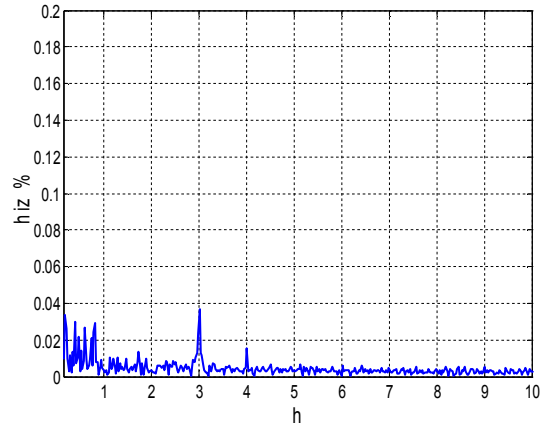
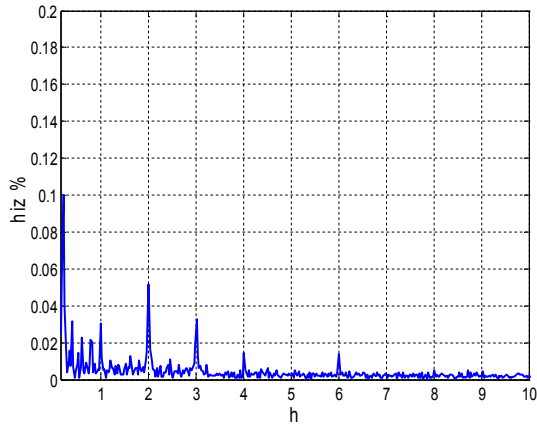


c)



d)

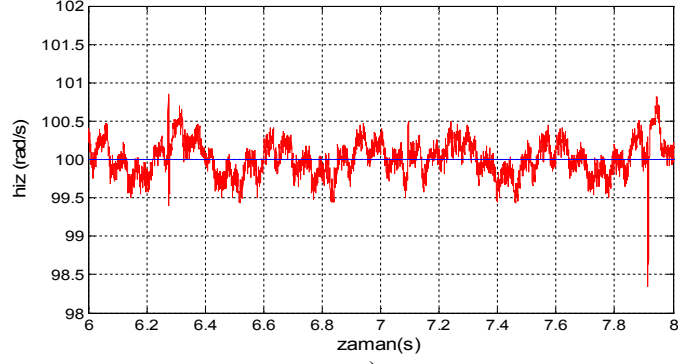
**Şekil 5.26** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi



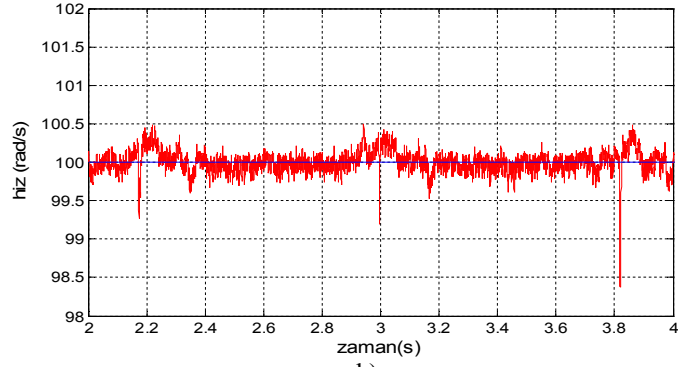
a)

b)

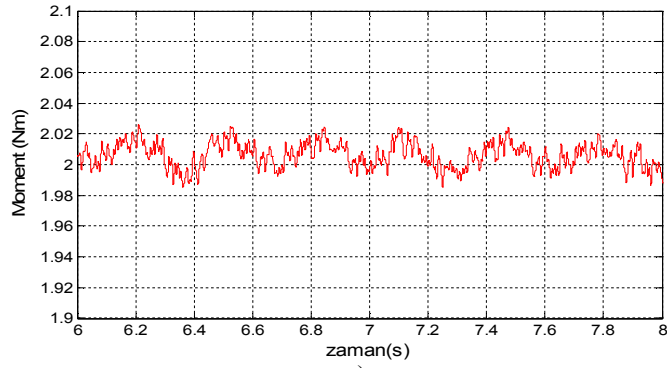
**Şekil 5.27** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b) RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



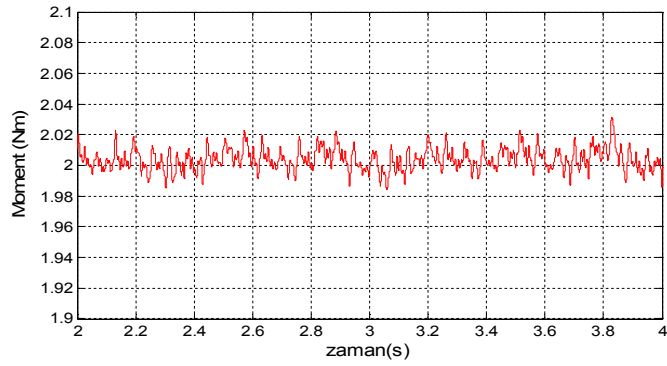
a)



b)

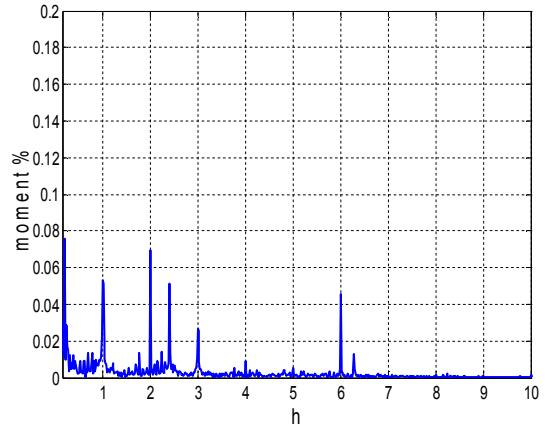
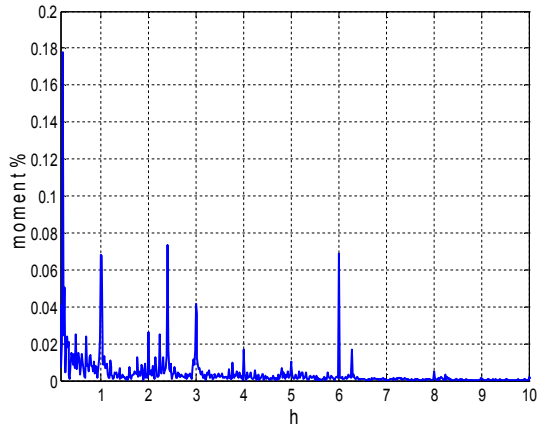
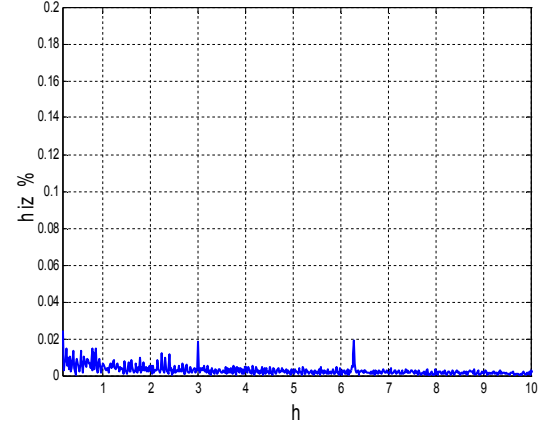
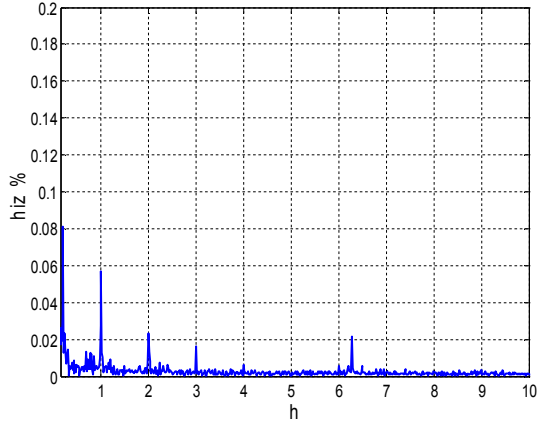


c)



d)

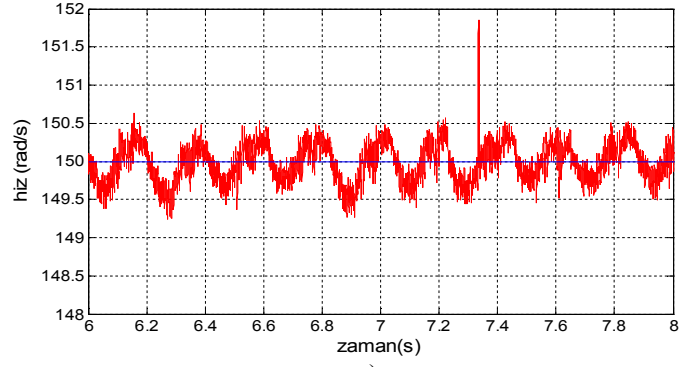
**Şekil 5.28** 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) RAKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) RAKDA devredeyken momentin değişimi



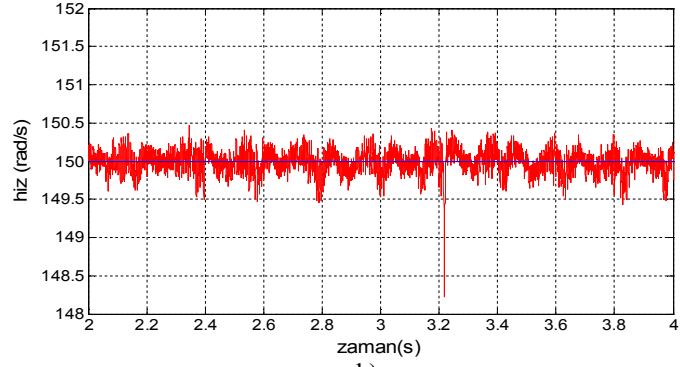
a)

b)

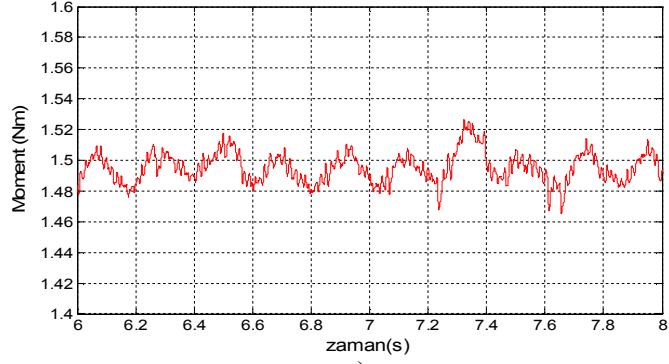
Şekil 5.29 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



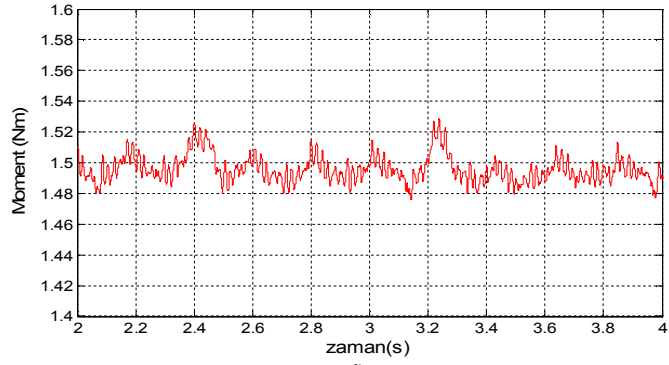
a)



b)

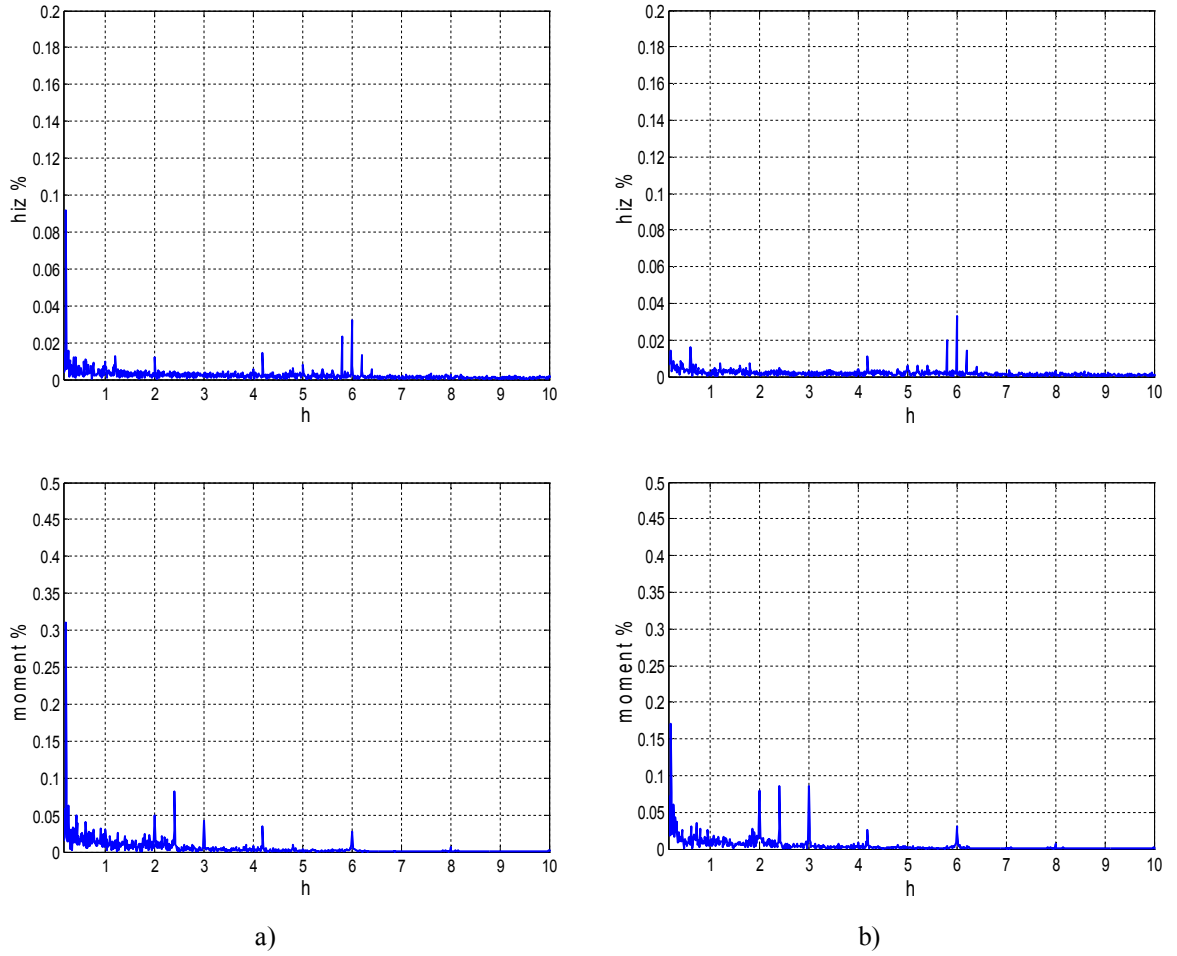


c)



d)

**Şekil 5.30** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hızın değişimi b)RAKDA devredeyken hızın değişimi  
c)Momentin değişimi d)RAKDA devredeyken momentin değişimi



**Şekil 5.31** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)RAKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu

RAKDA yönteminin uygulanmasına ilişkin, motorun farklı çalışma koşullarında, yapılan deneylerde, hız ve momentin değişimleri ve yüzde harmonik spektrumları, Şekil 5.22 ile Şekil 5.31 arasında verilmiştir.

RAKDA için 60 rad/s hızda boşa çalışmada, hız ve momentte, en baskın dalgalanmanın 6. harmonikte olduğu görülmektedir. Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu incelendiğinde, hızda 6. harmonikte % 0,23 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır. Momentte ise, 6. harmonikte yaklaşık % 7 oranındaki dalgalanma da tamamen yok edilmiştir.

20 rad/s yüklü çalışmada hız ve momentte 2. ve 6. harmoniklerde dalgalanmaların etkin olduğu görülmektedir. Yöntem devrede iken hızda 2. harmonikte % 0,5 oranındaki dalgalanma ile 6. harmonikte % 0,2 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır.

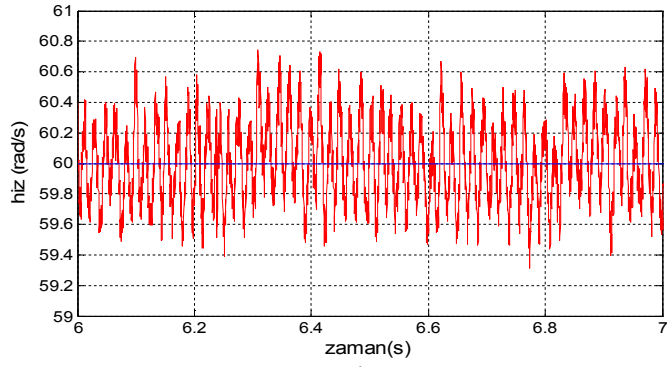
Momentte ise 2. harmonikte % 0,36 oranındaki dalgalanma % 0,15 değerine düşürülmüştür.

60 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda, hızda baskın olarak 1. 2. ve 6. harmonik mertebelerindeki dalgalanmalar ile mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmalar mevcuttur. Hızda mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,1 oranındaki dalgalanma, 1. harmonik derecesindeki % 0,03 oranındaki dalgalanma, 2. harmonik derecesinde % 0,05 oranındaki dalgalanma ve 6. harmonik derecesindeki küçük değerli dalgalanma tamamen yok edilmiştir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,15 oranındaki dalgalanma yarı değerine düşürülmüş, 2. harmonik derecesindeki yaklaşık % 0,05 oranındaki dalgalanma yok edilmiştir.

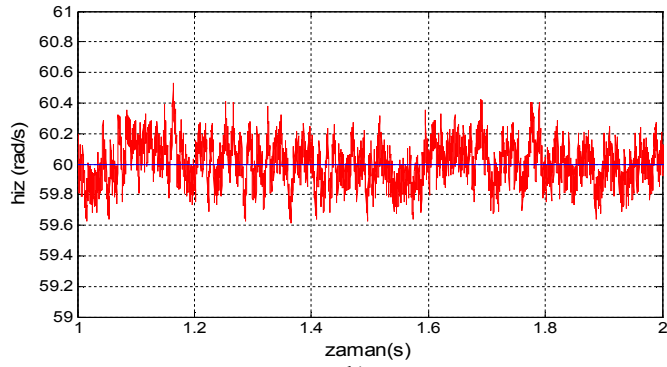
100 rad/s hızda, yüklü çalışmada, baskın olarak, mekanik dengesizlikten kaynaklı düşük frekanslı dalgalanma ile 2. harmoniklerden kaynaklanan dalgalanmalar olduğu görülmektedir. Hızda, mekanik dengesizlikten kaynaklı % 0,08 oranındaki dalgalanma ve 1. harmonikten kaynaklanan % 0,06 oranındaki dalgalanmaların uygulanan yöntem ile tamamen bastırıldığı görülmektedir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,18 düzeyindeki dalgalanma % 0,07 değerine düşürülmüştür.

150 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda en etkin dalgalanma, mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmadır. Uygulanan yöntemle hızda yaklaşık % 0,1 oranındaki bu dalgalanma yok olurken, momentte % 0,32 oranındaki bu dalgalanma % 0,17 değerine düşerek yaklaşık olarak yarı yarıya azalmaktadır.

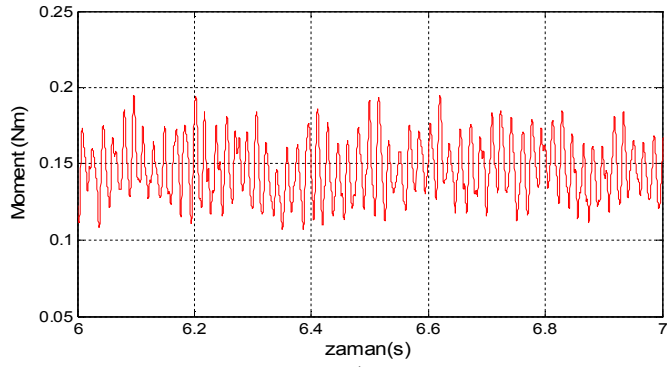
Aynı çalışma koşullarında GKDA yöntemi uygulanarak alınan deney sonuçları aşağıda verilmektedir.



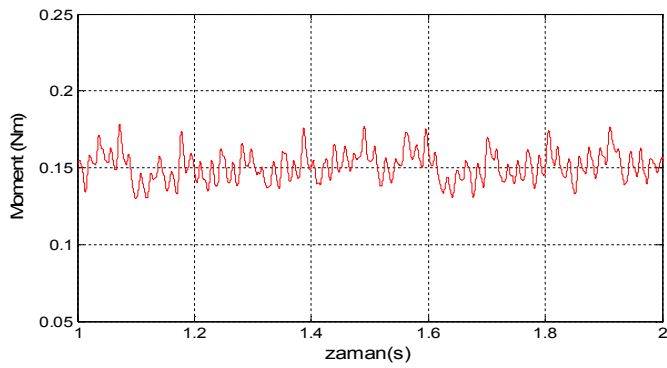
a)



b)



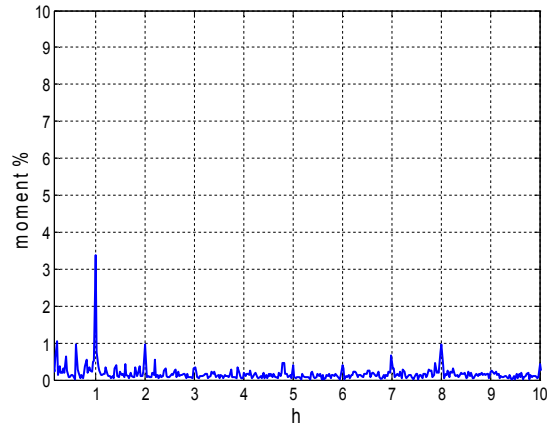
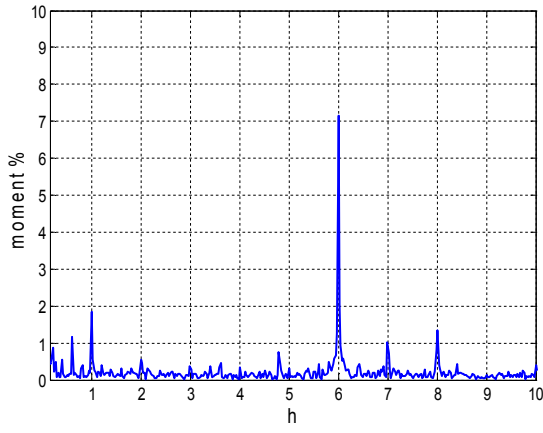
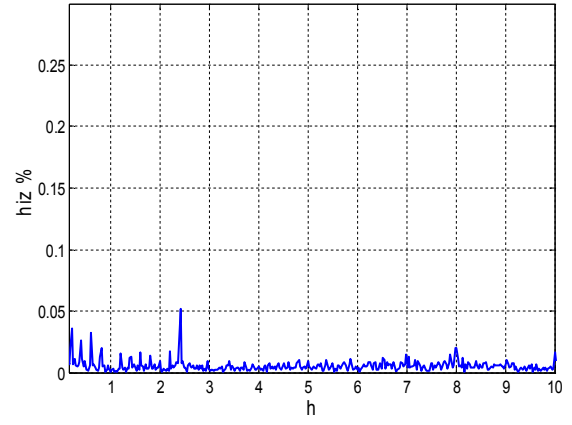
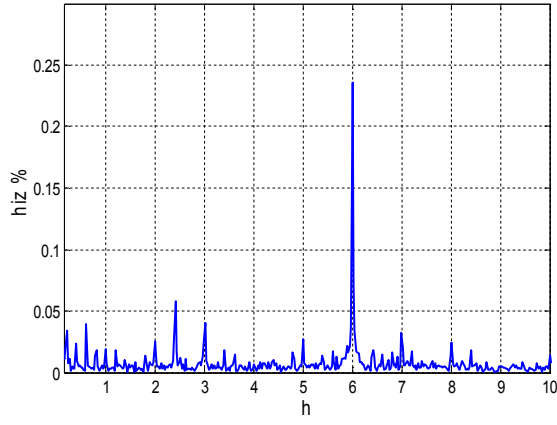
c)



d)

**Şekil 5.32** 60 rad/s hızda boşa çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) GKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) GKDA devredeyken momentin değişimi

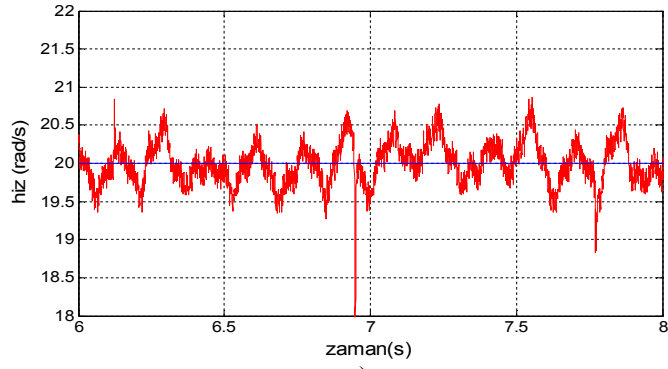




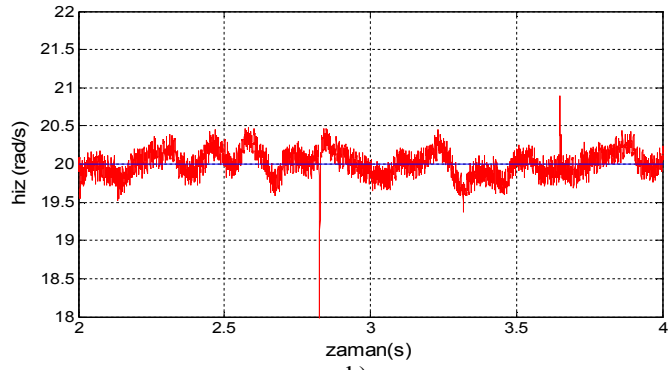
a)

b)

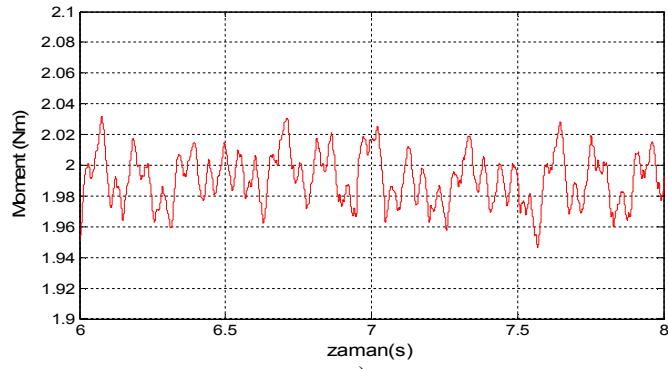
**Şekil 5.33** 60 rad/s hızda boşta çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



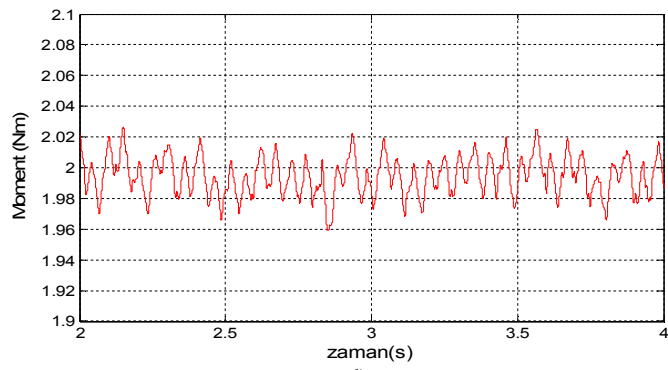
a)



b)

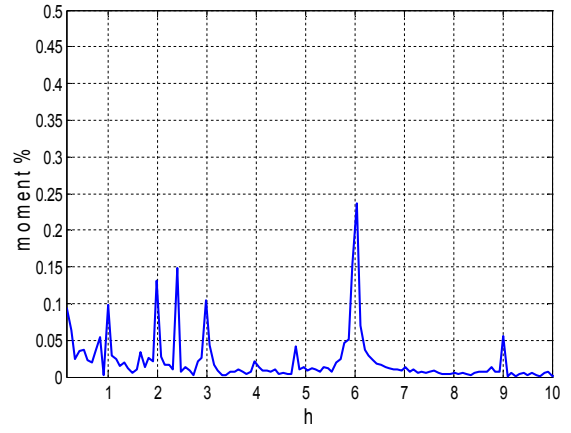
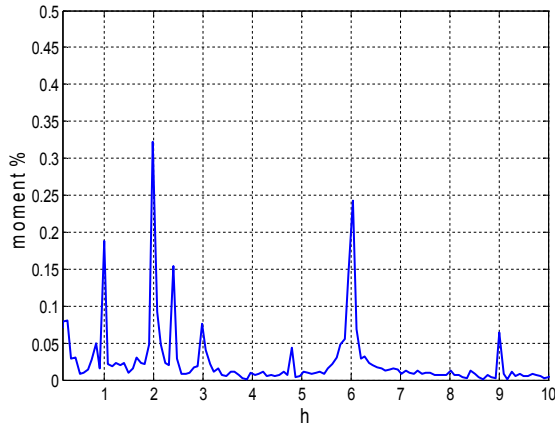
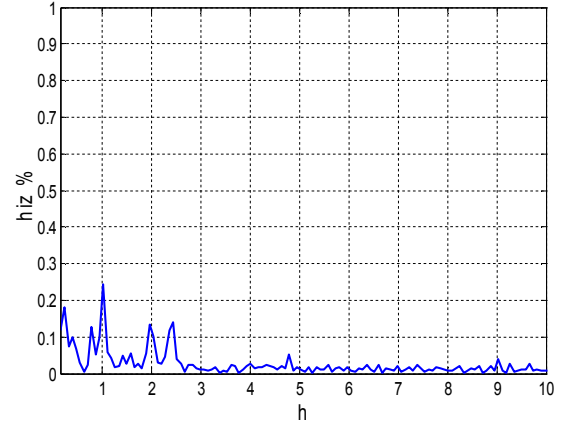
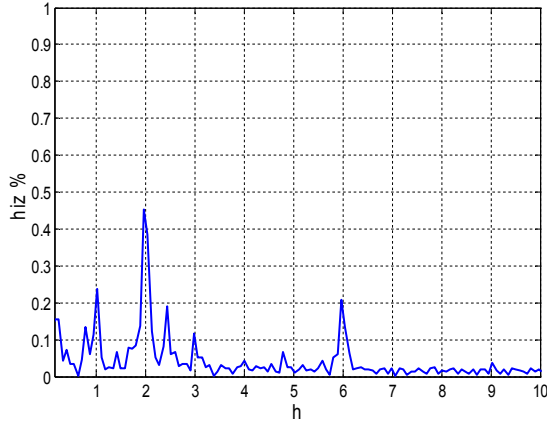


c)



d)

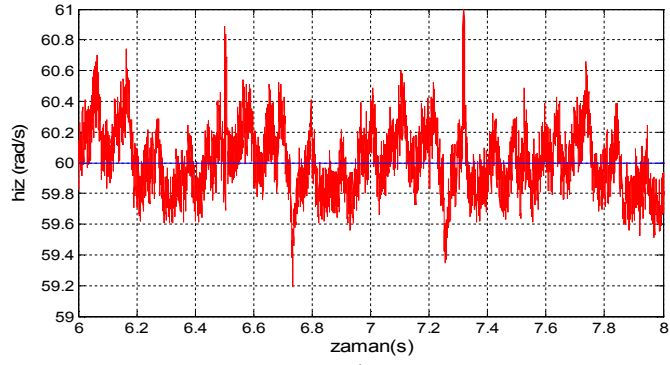
**Şekil 5.34** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) GKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) GKDA devredeyken momentin değişimi



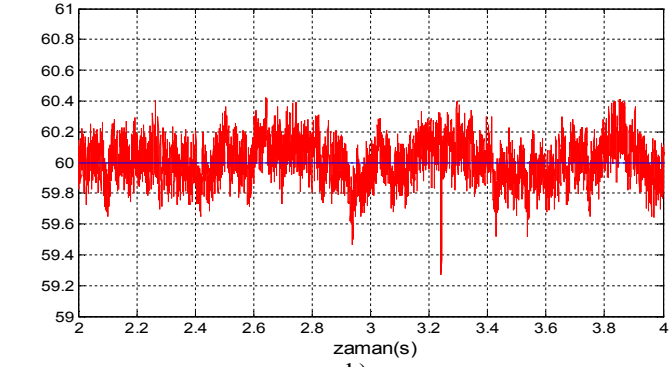
a)

b)

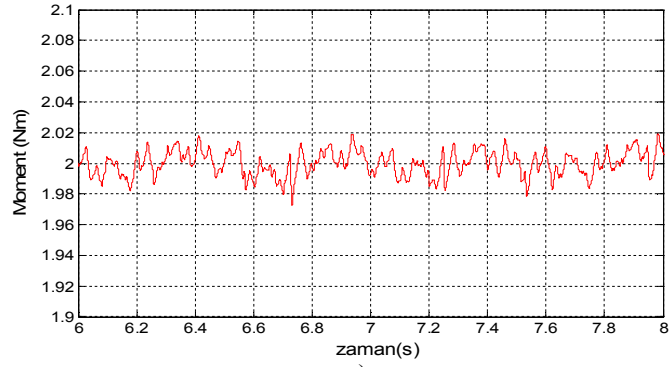
**Şekil 5.35** 20 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b) GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



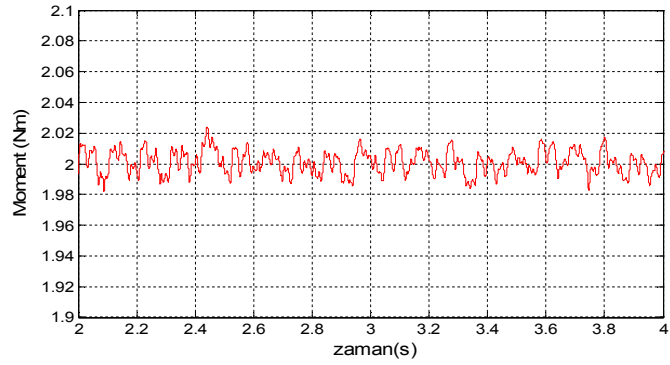
a)



b)

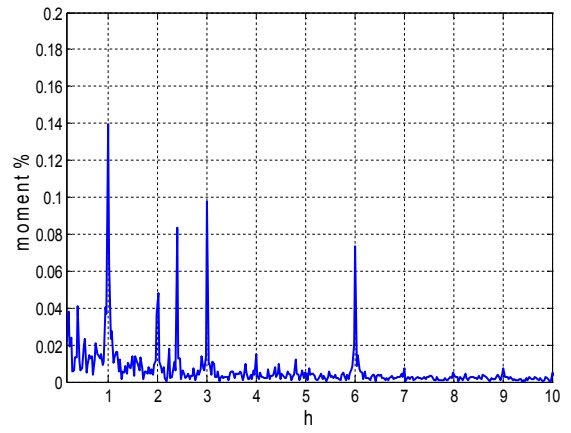
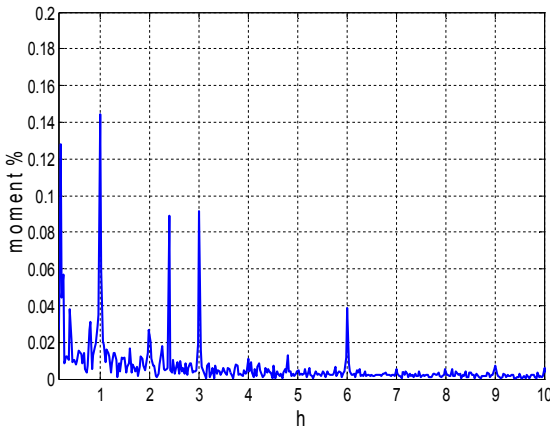
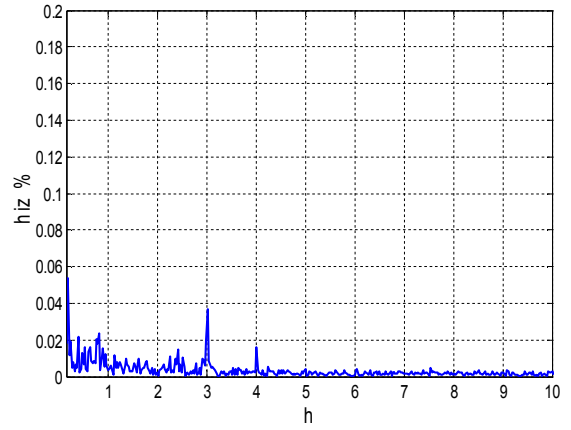
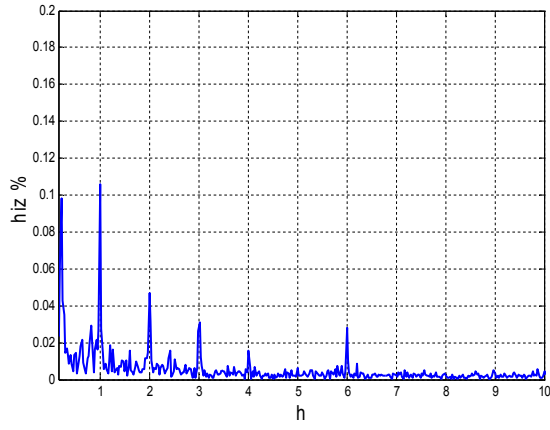


c)



d)

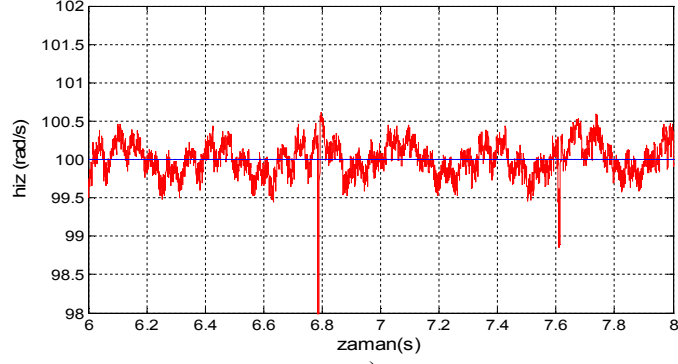
**Şekil 5.36** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) GKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) GKDA devredeyken momentin değişimi



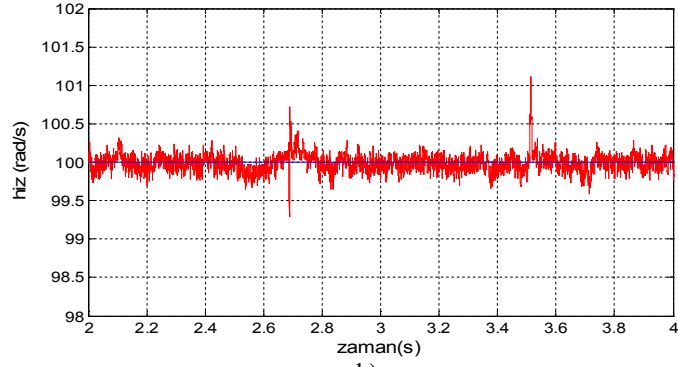
a)

b)

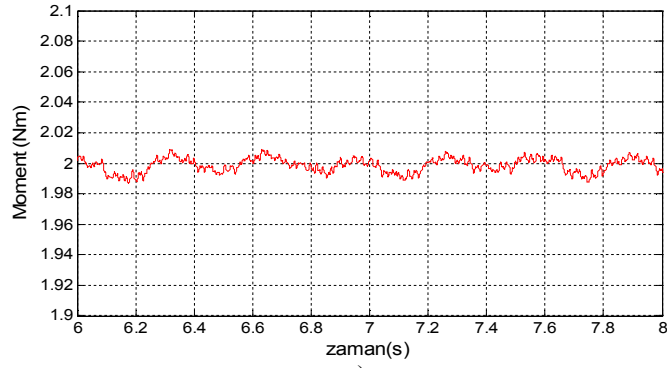
**Şekil 5.37** 60 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b) GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



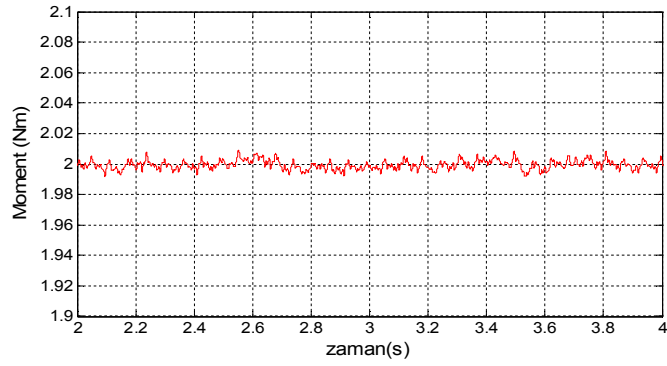
a)



b)

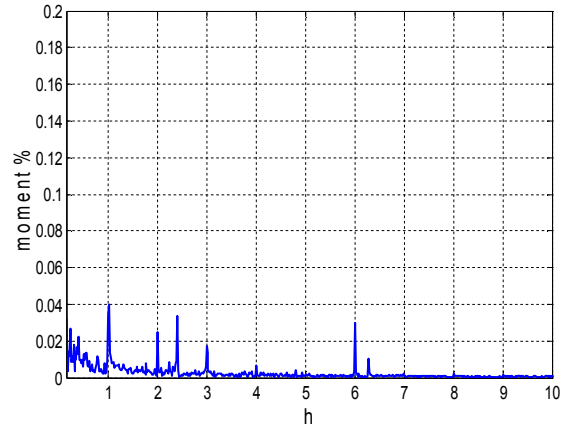
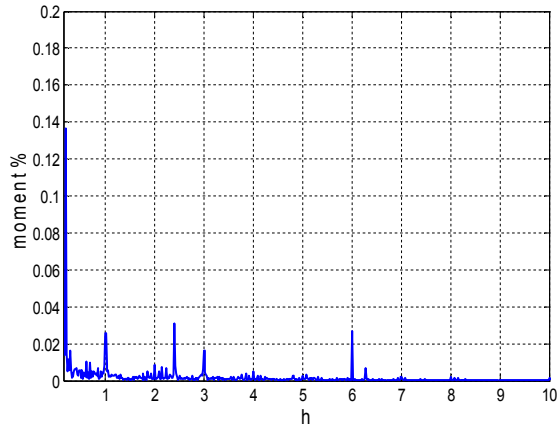
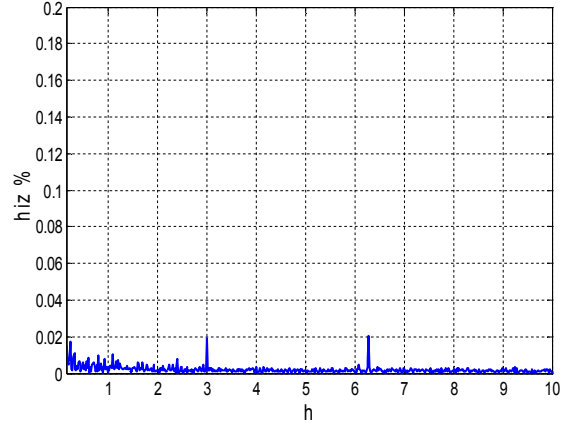
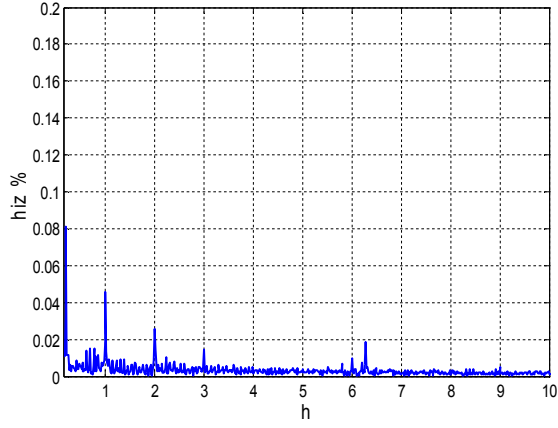


c)



d)

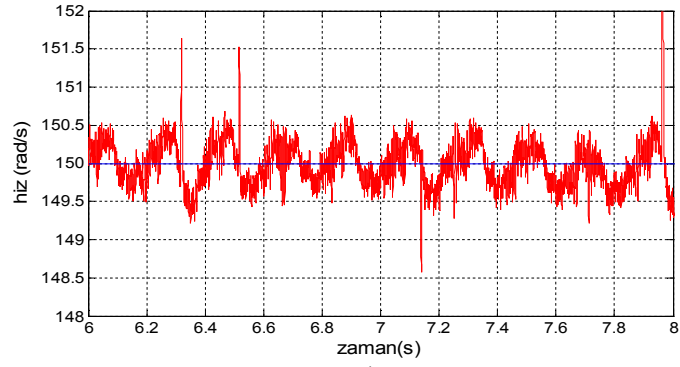
**Şekil 5.38** 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) GKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) GKDA devredeyken momentin değişimi



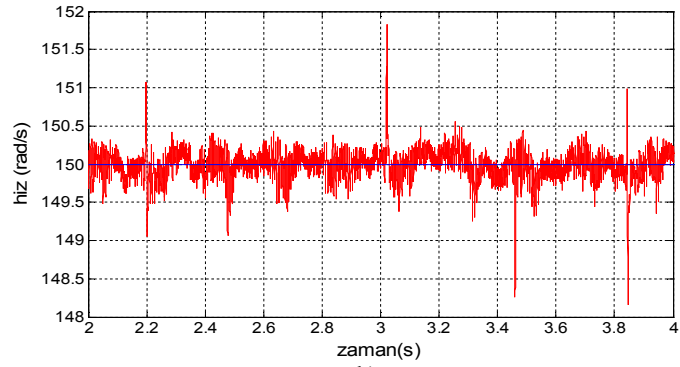
a)

b)

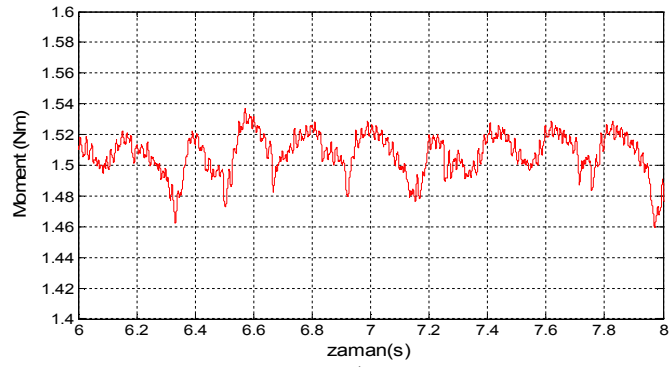
Şekil 5.39 100 rad/s hızda 2 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b) GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu



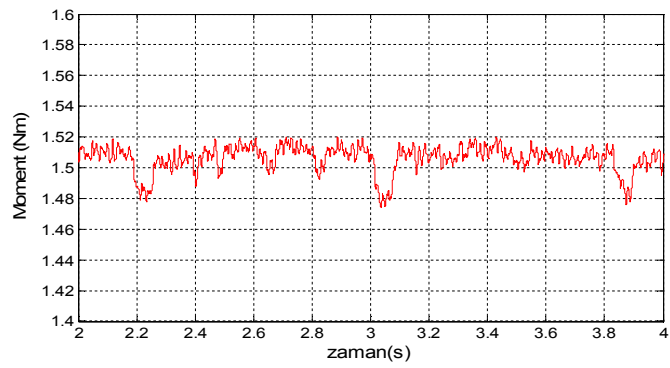
a)



b)



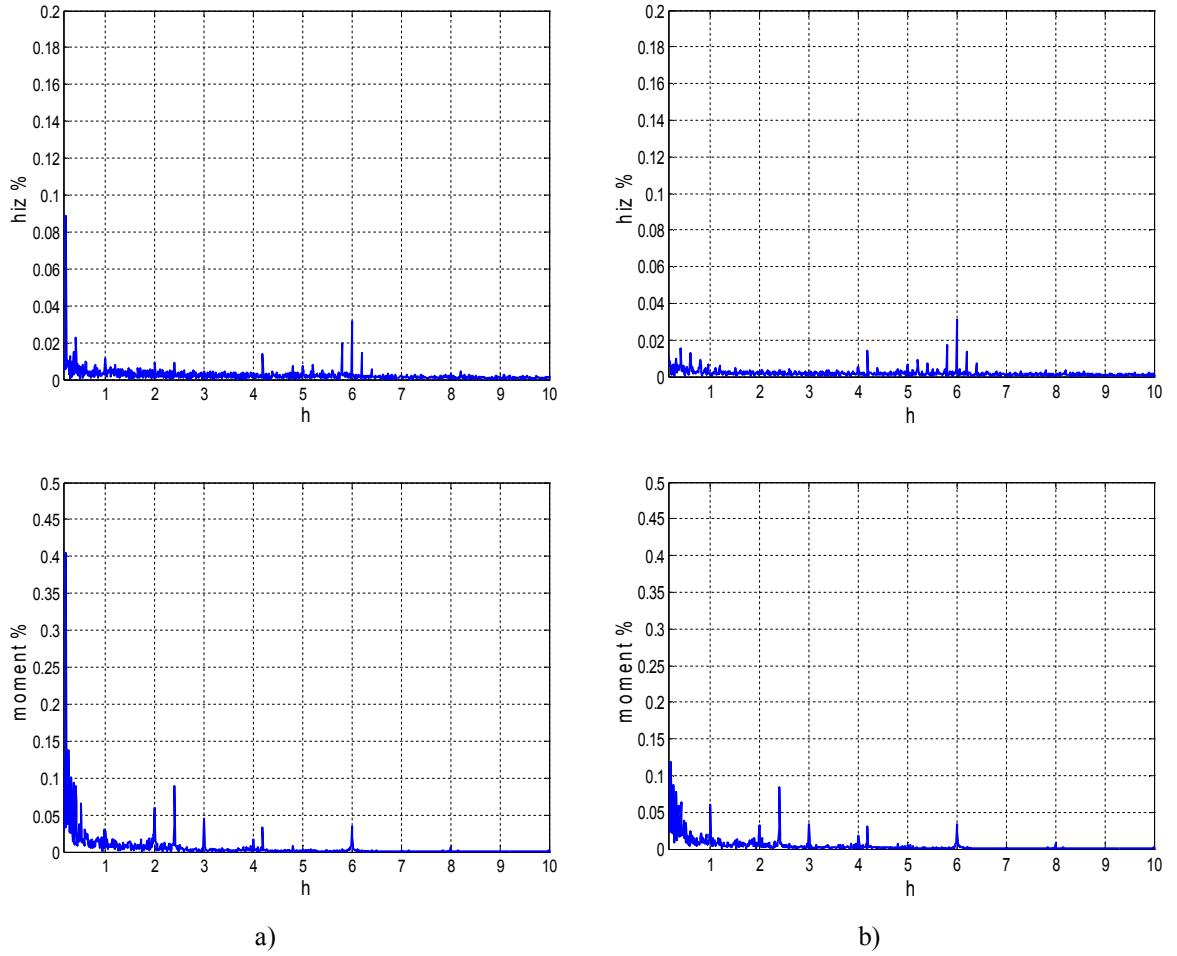
c)



d)

**Şekil 5.40** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a) Hızın değişimi b) GKDA devredeyken hızın değişimi  
c) Momentin değişimi d) GKDA devredeyken momentin değişimi





**Şekil 5.41** 150 rad/s hızda 1,5 Nm yüklü çalışmada deney sonuçları  
a)Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu  
b)GKDA devrede iken hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu

GKDA yönteminin uygulanmasına ilişkin, motorun farklı çalışma koşullarında, yapılan deneylerde, hız ve momentin değişimleri ile yüzde harmonik spektrumları, Şekil 5.32 ile Şekil 5.41 arasında verilmiştir.

GKDA için 60 rad/s hızda boşa çalışmada hız ve momentte, en baskın dalgalanmanın 6. harmonikte olduğu görülmektedir. Hız ve momente ait yüzde harmonik spektrumu incelendiğinde, hızda 6. harmonikte % 0,24 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır. Momentte ise, 6. harmonikte yaklaşık % 7 oranındaki dalgalanma da tamamen yok edilmiştir.

20 rad/s yüklü çalışmada hız ve momentte 1., 2. ve 6. harmoniklerde dalgalanmalar görülmektedir. Yöntem devrede iken hızda 2. harmonikte % 0,45 oranındaki dalgalanma

ile 6. harmonikte % 0,2 oranındaki dalgalanma tamamen bastırılmıştır. Momentte ise 1. harmonikte % 0,18 oranındaki dalgalanma % 0,1 değerine, 2. harmonikte % 0,32 oranındaki dalgalanma da % 0,13 değerine düşürülmüştür.

60 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda hızda baskın olarak 1., 2. ve 6. harmonik ile mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmalar mevcuttur. Hızda mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,1 oranındaki dalgalanma, 2. harmonik derecesinde % 0,05 oranındaki dalgalanma ve 6. harmonik derecesindeki küçük değerli dalgalanma tamamen yok edilmiştir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,13 oranındaki dalgalanma yok edilmiştir

100 rad/s hızda, yüklü çalışmada, baskın olarak, mekanik dengesizlikten kaynaklı düşük frekanslı dalgalanma ile 1. ve 2. harmoniklerden kaynaklanan dalgalanmalar olduğu görülmektedir. Hızda, mekanik dengesizlikten kaynaklı % 0,08 oranındaki dalgalanma, 1. harmonikten kaynaklanan % 0,05 oranındaki dalgalanma ile 2. harmonik derecesindeki % 0,03 oranındaki dalgalanmaların uygulanan yöntem ile tamamen bastırıldığı görülmektedir. Momentte ise mekanik dengesizlikten kaynaklanan % 0,14 düzeyindeki dalgalanma tamamen bastırılmıştır.

150 rad/s hızda, yüklü çalışma durumunda en etkin dalgalanma, mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmadır. Uygulanan yöntemle hızda yaklaşık % 0,09 oranındaki bu dalgalanma yok olurken, momentte % 0,4 oranındaki bu dalgalanma % 0,1 değerine düşürülmüştür.

Deney sonuçlarından da görüleceği üzere AYK ile yapılan kontrolde hız ve momentte aşırı bir dalgalanma görülmemektedir. Bu durum, kullanılan motorun tasarımının iyi olmasından, düşük güçlü olmasından, motor kontrolünde kontrol parametrelerinin iyi seçilmiş olmasından ve ölçme sisteminde aşırı bir hata olmamasından kaynaklanmaktadır. Dalgalanmalar özellikle yüklü çalışmada ve düşük hızlarda ortaya çıkmaktadır. Uygulanan her üç yöntemde de hız ve moment dalgalanmaları etkin bir şekilde azaltılmaktadır.

60 rad/s hızda boşta çalışmada her üç yöntemde de özellikle 6. harmonikten kaynaklanan dalgalanmalar olduğu görülmektedir. Boşta çalışmada akım çok düşük olduğundan akım ölçümünden kaynaklanan 1. ve 2. harmoniklerden kaynaklanan dalgalanmalar etkin değildir.

100 rad/s ve 150 rad/s hızlarda alınan sonuçlar incelendiğinde, motorun bir devrinde ortaya çıkan ve mekanik dengesizlikten kaynaklanan dalgalanmalar baskın olarak görülmektedir. Bu durum motor milinde mekanik sebeplerle oluşan balanssızlıktan veya motora bağlanan yükteki mekanik dengesizlikten kaynaklanabilmektedir. Uygulanan yöntemde uygun frekansta harmonik enjekte edilerek bu dalgalanmalar büyük oranda azaltılmıştır.

20 rad/s ve 60 rad/s gibi düşük hızlarda motor elektromanyetik yapısından kaynaklanan 6. harmonikteki dalgalanmaların yanında, ölçme hatalarından kaynaklanan 1. ve 2. harmonik frekanslarında dalgalanmalar görülmektedir. Hız düşük olduğundan mekanik dengesizlikten kaynaklanan düşük frekanslı dalgalanmalar görülmemektedir. Aynı zamanda düşük hızlarda hız ve momentte dalgalanmanın daha fazla olduğu görülmektedir. Bu nedenle özellikle düşük hızlarda uygulanan yöntemin etkinliği daha açık bir şekilde ortaya çıkmaktadır.

Hız ve moment değişimlerine bakıldığında hız dalgalanmalarının moment dalgalanmalarına göre daha etkin bir şekilde azaldığı görülmekle beraber, bu durumun momentin hız gibi doğrudan ölçülmeyip, hesaplanırken yapılan ihmallerden kaynaklandığı düşünülmektedir. Ayrıca kullanılan denetleyici kartın daha yüksek anahtarlama frekanslarına izin vermemesi nedeniyle özellikle yüksek hızlardaki yüksek frekanslı harmoniklerden kaynaklanan dalgalanmalar incelenememiştir.

Deney sonuçlarından görüleceği üzere AVB algoritmasını kullanan her üç yöntemin de benzer oranlarda etkili olduğu görülmektedir.

## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

### 6.1. Sonuçlar

SMSM'ler için en temel problemlerden biri olan moment dalgalanmalarının azaltılması amacıyla son yıllarda birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmadaki amaç da SMSM'lerde farklı çalışma koşullarında hız ve moment dalgalanmalarını azaltmak amacıyla basit bir yöntem geliştirmektir. SMSM'lerde çalışma koşullarının değişmesi, ölçme ve kontrol sistemlerinden kaynaklanan hatalar ile öngörülemeyen veya sebebi bilinmeyen farklı nedenlerden dolayı hız ve momentteki dalgalanmalar farklılaşmaktadır. Bu nedenle moment dalgalanmalarının azaltılmasında uygulanacak yöntemin farklı hız ve yük değerlerinde etkin olması ve sürücü sisteminden kaynaklanabilecek titreşimleri de bastırması beklenmektedir. Ayrıca motor sürücü sisteminin basit ve ucuz olması amaçlandığından, uygulanacak yöntem, basit ve uygulanabilir olmalıdır.

SMSM'lerin kontrolünde Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK), Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) ve v/f Kontrol yöntemleri uygulanmaktadır. SMSM'nin kontrolünde diğer kontrol yöntemlerine göre hız ve moment dalgalanmalarının daha az olduğu, AYK yöntemi tercih edilmiştir. Motorun AYK yöntemiyle benzetimi yapılmış, benzetim ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar incelendiğinde, hız ve moment değişimlerinde iyi bir dinamik cevap elde edildiği görülmüştür.

SMSM'lerde moment dalgalılığı ile ilgili literatür incelemesinde ve farklı çalışma koşullarında yapılan deneylerde, hız ve moment dalgalılığının periyodik olduğu görülmektedir. Bu nedenle motora, akım harmonikleri enjekte edilmesi suretiyle hız ve moment dalgalanmalarının azaltılabileceği anlaşılmaktadır. Ancak enjekte edilecek harmoniklerin farklı çalışma koşullarında farklı harmonik derecelerinde olması ve harmoniklere ait genlik ve faz değerlerinin uygun olması gerekmektedir. Bu amaçla tezde, önceden belirlenen harmoniklerin uygun genlik ve faz değerlerini elde etmek amacıyla ağırlık değerlerini çevrimiçi olarak her an belirleyen Adaptif Veri Birleştirme algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritma ile motora uygun akım harmoniklerini enjekte etmek amacıyla AVB algoritmasını kullanan üç farklı yöntem önerilmiştir. Önerilen Yöntemler; Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma (AKDA), Gerilim Kompanzasyonuna Dayalı

Algoritma (GKDA) ve Referans Akım Kompanzasyonuna Dayalı Algoritma (RAKDA)'dır.

AVB algoritmasında ağırlık değerleri hızdaki hatanın değişimine göre,  $\mu$  ağırlık güncelleme katsayısına bağlı olarak çevrimiçi olarak sürekli güncellenmektedir. Bu nedenle farklı çalışma koşulları ya da ölçme ve kontrol sisteminden kaynaklanabilen titreşimlerin azaltılması mümkün olmaktadır. AKDA ile q eksen akımı, GKDA ile q eksen gerilimi ve RAKDA ile q eksen referans akımı, AVB algoritması ile harmonik enjekte edilerek kompanze edilmektedir.

Her üç yöntem ile 20 rad/s ile 150 rad/s arası hızlarda ve hem boşta hem de 2 Nm'ye kadar yük değerlerinde, her üç yönteme ait deney sonuçları elde edilmiş, her üç yöntemde de başarılar elde edilmiştir. Özellikle düşük hızlarda ve yüklü çalışmada hız ve momentte daha büyük dalgalanmalar olması nedeniyle bu çalışma koşullarında uygulanan yöntemlerin etkinliği daha belirgin bir şekilde görülmektedir. Yöntemin hız dalgalanmalarında, moment dalgalanmalarına göre daha etkin olduğu görülmekle birlikte bu durumun hızın doğrudan ölçülüp, momentin bazı ihmallere yapılarak hesaplanmasından kaynaklandığı düşünülmektedir.

Uygulanan yöntemler karmaşık matematiksel işlemler içermeyip, sürücü sisteminde kolayca uygulanmakta ve kullanılan denetleyiciye büyük bir ek yük getirmemektedir.

## 6.2. Öneriler

Moment dalgalanmalarını azaltmak amacıyla, AYK yönteminde, AVB algoritması kullanan farklı yöntemler geliştirilebilir.

Enjekte edilecek harmonik mertebelerini çevrimiçi belirleyen bir yöntem geliştirilebilir.

Önerilen AVB algoritması, DMK ve v/f kontrol gibi farklı kontrol yöntemlerine uygulanabilir.

Uygulanan yöntemler farklı motorlarda moment dalgalılığının azaltılması amacıyla kullanılabilir.

Motor kontrolünde farklı veri/karar birleştirme uygulamalarında AVB algoritması kullanılabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] **Jahns T. M., Soong W. L.**, 1996, Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac drives - A review, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 43, 321-330
- [2] **Pillay P., Krishnan R.**, 1989, Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. Part I: The permanent-magnet synchronous motor drive, IEEE Transactions on Industry Applications, , vol. 25, pp. 265-273
- [3] **Bogosyan S.O., Gokasan M.**, 1995, Adaptive torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motors for direct drive applications, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95, 1, 231-237, USA
- [4] **Liu T., Husain I., Elbuluk M.**, 1998, Torque Ripple Minimization with On-line Parameter Estimation using Neural Networks in Permanent Magnet Synchronous Motors, The IEEE Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting, 1, 35-40, USA
- [5] **Holtz J., Springob L.**, 1996, Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives (Invited paper), IEEE Transaction on Industrial Electronics, 43, 2, 309-320
- [6] **Petrovic V., Ortega R., Stankovic A. M., Tadmor G.**, 1998, An adaptive controller for minimization of torque ripple in PM synchronous motors, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, 1, 113-118, Japan
- [7] **Chung S. K., Kim H. S., Kim C. G. Youn M. J.**, 1998, A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct drive applications, IEEE Transaction on Power Electronics, 13, 3, 388-400
- [8] **Colamartino, F., Marchand, C., Razek, A.**, 1999, Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrives, IEEE Transactions on Energy Conversion, 14, 3, 616-621
- [9] **Petrovic V., Ortega R., Stankovic A. M., Tadmor G.**, 2000, Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors, IEEE Transaction on Power Electronics, 15, 5, 871-880
- [10] **Weizhe Q., Xu J., Panda S. K.**, 2003, Periodic torque ripple minimization in PMSM using learning variable structure control based on a torque observer , Proc. 29th IEEE Annual Conf. Ind. Elect. Society (IECON 03), 2983-2988, Virginia, USA
- [11] **Wei Qian, Nondhal, T.A.**, 2005, Mutual torque ripple suppression of surface-mounted permanent magnet synchronous motor, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005, 1, 315-320, China
- [12] **Chapman, P.L., Sudhoff, S.D., Whitcomb, C.A.**, 1999, Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives, IEEE Transaction on Energy Conversion, 14, 4, 1043-1050

- [13] **Lam B.H., Panda S.K., Xu J.X., Lim K.W.**, 1999, Torque ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control, Proc. 25th IEEE Annual Conf. Industrial Electronics Society (IECON '99), 3, 1458-1463, USA
- [14] **Xu J.X., Panda S.K., Pan, Y.J., Lee T.H., Lam B.H.**, 2000, Improved PMSM pulsating torque minimization with iterative learning and sliding mode observer, 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2000 (IECON 2000), 3, 1931-1936, Japan
- [15] **Qian W., Panda S. K.**, 2004, Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors Using Iterative Learning Control, IEEE Transaction on Power Electronics, 19, 2, 272-279
- [16] **Xu J.X., Panda S.K., Pan, Y.J., Lee T.H., Lam B.H.**, 2004, A Modular Control Scheme for PMSM Speed Control With Pulsating Torque Minimization, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 51, 526-536
- [17] **Yun J. P., Lee C. W., Choi S. Kim S. W.**, 2006, Torque Ripples Minimization in PMSM using Variable Step-size Normalized Iterative Learning Control, in Proc. 25th IEEE Annual Conf. RAM 2006, Thailand
- [18] **Mattavelli P., Tubiana L., Zigliotta M.**, 2005, Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control, IEEE Transaction on Power Electronics, 20, 6, 1423-1431
- [19] **Adam A. A.**, 2007, Sabit Mıknatıslı **Senkron** Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması, Doktora tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [20] **Öksüztepe E.**, 2008, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [21] **Asker M. E.**, 2009, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [22] **Çelik H.**, 2012, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun DSP Tabanlı Doğrudan Moment Kontrolü, Doktora tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [23] **Özçira S.**, 2007, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [24] **Ünal S.**, 2009, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [25] **Sebastian T., Slemon G., and Rahman M.**, 1986, Modelling of permanent magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 22, pp. 1069-1071
- [26] **Jahns T. M., Kliman G. B., and Neumann T. W.**, 1986, Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. IA-22, pp. 738-746
- [27] **Lee J. Y., Lee S. H., Lee G. H., Hong J. P., Hur J.**, 2006, Determination of parameters considering magnetic nonlinearity in an interior permanent magnet synchronous motor, IEEE Transaction on Magnetics, 42, 4, 1303-1306

- [28] **Bingyi Z., Rui W., Fuyu Z., Guihong F.,** 2007, Study of improving low frequency torque ripple in low speed and high torque PMSM, International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, ICEMS, 847-852, Korea
- [29] **Zhou G., Wang J., Ren L., Ding T.,** 2008, Study on optimization design of the main electromagnetic parameters of permanent magnet synchronous motor, International Conference on Electrical Machines and Systems 2008, ICEMS 2008, 3116-3120, China
- [30] **Rusong, W., Slemon, G.,** 1991, A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 5, 1005-1011
- [31] **Wang, L., and Lorenz R.D.,** 2000, Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method, IEEE Industry Applications Conference, 2000. 14, 1, 445-450
- [32] **Lee H., Lee J.,** 2013, Design of Iterative Sliding Mode Observer for Sensorless PMSM Control, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 21, 4, 1394-1398
- [33] **Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. and Okuma, S.,** 2003, An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 2, 288 – 295
- [34] **Takahashi, I. and Noguchi, T.,** 1986, A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 22, 5, 820-827
- [35] **Rahman, M. F., Zhong, L., and Lim, K.W.,** 1998, A direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening, IEEE Transactions on Industry Applications, 34, 6, 1246-1253
- [36] **Clenet, S., Lefevre, Y., Sadowski, N., Astier, S., Lajoie-Mazenc, M.,** 1993, Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current supply wave shapes control determined by finite element method, IEEE Transaction on Magnetics, 29, 2, 2019-2023
- [37] **Guan B., Zhao Y., Ruan Y.,** 2006, Torque Ripple Minimization in Interior PM Machines using FEM and Multiple Reference Frames, 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2006, 1-6
- [38] **Lee S. H., Lee G. H., Kim S.I., Hong J.P.,** 2008, A novel control method for reducing torque ripple in PMSM applied for Electric Power Steering, International Conference on Electrical Machines and Systems 2008, ICEMS, 3142-3145, China
- [39] **Lee G. H., Kim S. I., Hong J. P., Bahn J. H.,** 2008, Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current, IEEE Transaction on Magnetics, 44, 6, 1582-1585
- [40] **Guo, L., Parsa, L.,** 2009, Torque ripple reduction of the modular Interior Permanent Magnet machines using optimum current profiling technique, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009 IEMDC '09, 1094-1099, USA
- [41] **Flieller D., Nguyen N. K., Wira P., Sturtzer G., Abdeslam D.O.,** 2014, A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Nonsinusoidal Permanent-Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61,2, 655-665




- [42] Alliance LLC Magnet Guide & Tutorial
- [43] **Vas, P.** 1998, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, New York
- [44] **Krishnan, R.M.,** 2001, Elektrik Motor Drives, Modeling, Analysis and Control, Prentice Hall
- [45] **Zhao, L., Ham, C. H. Han, Q. Wu, T. X. Zheng, L. Sundaram, K. B. Kapat, J. and How, L.,** 2004, Design of an optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor, The 30th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busen, Korea.
- [46] **Wen X., Yin X.,** 2007, The Unified PWM Implementation Method for Three-Phase Inverter, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07, Antalya, 1,241-246
- [47] **Töreyn B. U.,** 2009, Fire Detections Algorithm Using Multimodal Signal and Image Analysis, Phd Thesis, Electrical and Electronics Eng., Bilkent University, Ankara
- [48] **Günay O., Töreyn B. U., Çetin A. E.,** 2011, Online Adaptive Decision Fusion Framework Based on Projections onto Convex Sets with Application to Wildfire Detection in Video, Optical Engineering, 50(7), 077202
- [49] **Günay, O., Töreyn, B.U., Köse, K., Çetin, A.E.,** 2012, Entropy-Functional-Based Online Adaptive Decision Fusion Framework With Application to Wildfire Detection in Video, Image Processing, IEEE Transactions on, 21, 5, 2853-2865
- [50] **Töreyn B. U., Yarkan S., Qaraqe K. A., Çetin A. E.,** 2011, Adaptive Decision Fusion based cooperative spectrum sensing for Cognitive Radio systems, In Signal Processing and Communications Applications (SIU), 2011 IEEE 19th Conference on, 1173-1176. IEEE
- [51] **Yarkan S., Töreyn B. U., Qaraqe, K. A., Çetin, A.E.,** 2012, An Online Adaptive Cooperation Scheme for Spectrum Sensing Based on a Second-Order Statistical Method, Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 61, 2, 675-686
- [52] **Yarkan S., Töreyn B.U., Qaraqe, K.A., Cetin, A.E.,** 2011, An experimental validation of an online adaptive cooperation scheme for spectrum sensing, Telecommunications (ICT), 2011 18th International Conference on, 226-231
- [53] **Haykin S.,** 2002, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall

## EKLER

### EK-1. Benzetimde Kullanılan Motor Parametreleri

Chapter 11 Specifications | ASDA-B Series

Model: ECMA Series	C304		C306		C308		C310	
	100W	200W	400W	400W	750W	1kW	2kW	
	01	02	04	04	07	10	20	
Vibration grade (um)	15							
Operating temperature	0°C to 40°C (32°F to 104°F)							
Storage temperature	-10°C to 80°C (-14°F to 176°F)							
Operating humidity	20% to 90% RH (non-condensing)							
Storage humidity	20% to 90% RH (non-condensing)							
Vibration capacity	2.5G							
IP rating	IP65 (using waterproof connectors and shaft seal installation (or using oil seal models))							
Approvals								

Footnote:

\*1 Rated torque is the continuous permissible torque under the following installation conditions:

Ambient temperature: 0~40°C

Heat sink dimensions: ECMA-\_\_04 / 06 / 08: 250mm x 250mm x 6mm

ECMA-\_\_10: 300mm x 300mm x 12mm

Material type: Aluminum – F40, F60, F80, F100, F130, F180


#### Medium / High Inertia Servo Motor

Model: ECMA Series	E313				E318	G313		
	500W	1kW	1.5kW	2kW	2kW	300W	600W	900W
	05	10	15	20	20	03	06	09
Rated output power (kW)	0.5	1.0	1.5	2.0	2.0	0.3	0.6	0.9
Rated torque (N-m) <sup>(Note 1)</sup>	2.39	4.77	7.16	9.55	9.55	2.86	5.73	8.59
Maximum torque (N-m)	7.16	14.3	21.48	28.65	28.65	8.59	17.19	21.48
Rated speed (rpm)	2000				1000			
Maximum speed (rpm)	3000				2000			
Rated current (A)	2.9	5.6	8.3	11.01	11.22	2.5	4.8	7.5
Maximum current (A)	8.7	16.8	24.9	33.03	33.66	7.5	14.4	22.5
Power rating (kW/s) (without brake)	7	27.1	45.9	62.5	26.3	10.0	39.0	66.0
Rotor moment of inertia (Kg.m <sup>2</sup> ) (without brake)	8.17E-4	8.41E-4	11.18E-4	14.59E-4	34.68E-4	8.17E-4	8.41E-4	11.18E-4
Mechanical time constant (ms) (without brake)	1.91	1.51	1.10	0.96	1.62	1.84	1.40	1.06
Torque constant-KT (N-m/A)	0.83	0.85	0.87	0.87	0.85	1.15	1.19	1.15
Voltage constant-KE (mV/rpm)	30.9	31.9	31.8	31.8	31.4	42.5	43.8	41.6
Armature resistance (Ohm)	0.57	0.47	0.26	0.174	0.119	1.06	0.82	0.43
Armature inductance (mH)	7.39	5.99	4.01	2.76	2.84	14.29	11.12	6.97

Revision June 2009

11-5

Chapter 11 Specifications | ASDA-B Series

Model: ECMA Series	E313				E318	G313		
	500W	1kW	1.5kW	2kW	2kW	300W	600W	900W
	05	10	15	20	20	03	06	09
Electrical time constant (ms)	12.96	12.88	15.31	15.86	23.87	13.55	13.50	16.06
Insulation class	Class A (UL), Class B (CE)							
Insulation resistance	100MΩ, DC 500V							
Insulation strength	AC 1500V, 60 seconds							
Weight (kg) (without brake)	6.8	7	7.5	7.8	13.5	6.8	7	7.5
Weight (kg) (with brake)	8.2	8.4	8.9	9.2	17.5	8.2	8.4	8.9
Max. radial shaft load (N)	490	490	490	490	1176	490	490	490
Max. thrust shaft load (N)	98	98	98	98	490	98	98	98
Power rating (kW/s) (with brake)	6.4	24.9	43.1	59.7	24.1	9.2	35.9	62.1
Rotor moment of inertia (Kg.m <sup>2</sup> ) (with brake)	8.94E-4	9.14E-4	11.90E-4	15.88E-4	37.86E-4	8.94E-4	9.14E-4	11.9E-4
Mechanical time constant (ms) (with brake)	2.07	1.64	1.19	1.05	1.77	2.0	1.51	1.13
Brake holding torque [Nt-m (min)]	16.5	16.5	16.5	16.5	25	16.5	16.5	16.5
Brake power consumption (at 20 °C) [W]	21.0	21.0	21.0	21.0	31.1	21.0	21.0	21.0
Brake release time [ms (Max)]	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
Brake pull-in time [ms (Max)]	25.0	25.0	25.0	25.0	25.0	25.0	25.0	25.0
Vibration grade (um)	15							
Operating temperature	0 °C to 40 °C (32 °F to 104 °F)							
Storage temperature	-10 °C to 80 °C (-14 °F to 176 °F)							
Operating humidity	20% to 90% RH (non-condensing)							
Storage humidity	20% to 90% RH (non-condensing)							
Vibration capacity	2.5G							
IP rating	IP65 (using waterproof connectors and shaft seal installation (or using oil seal models))							
Approvals								

Footnote:

\*1 Rated torque is the continuous permissible torque under the following installation conditions:

Ambient temperature: 0~40°C

Heat sink dimensions: ECMA-\_\_13 : 400mm x 400mm x 20mm

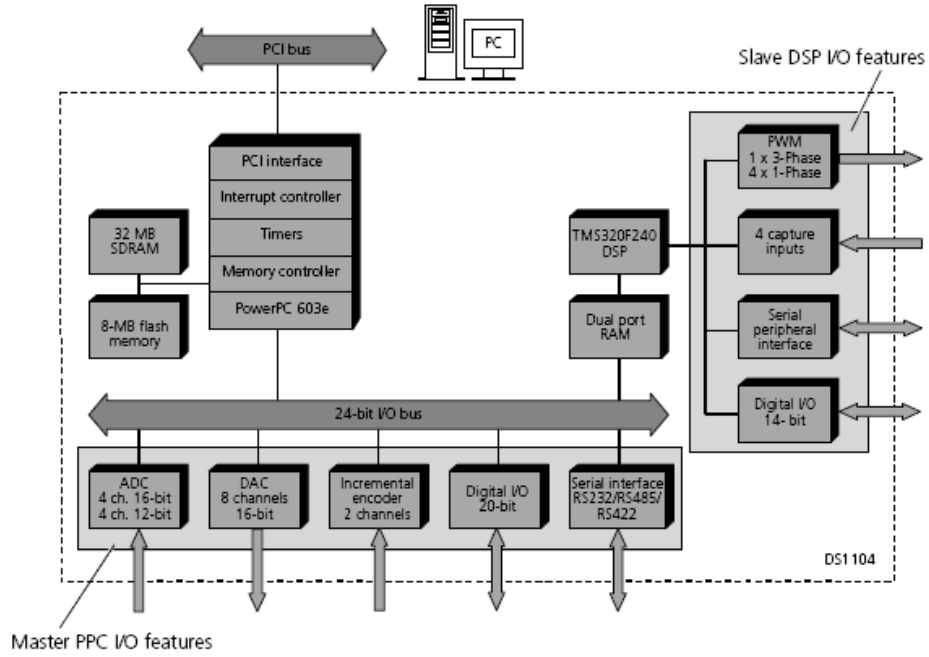
ECMA-\_\_18: 550mm x 550mm x 30mm

Material type: Aluminum – F40, F60, F80, F100, F130, F180



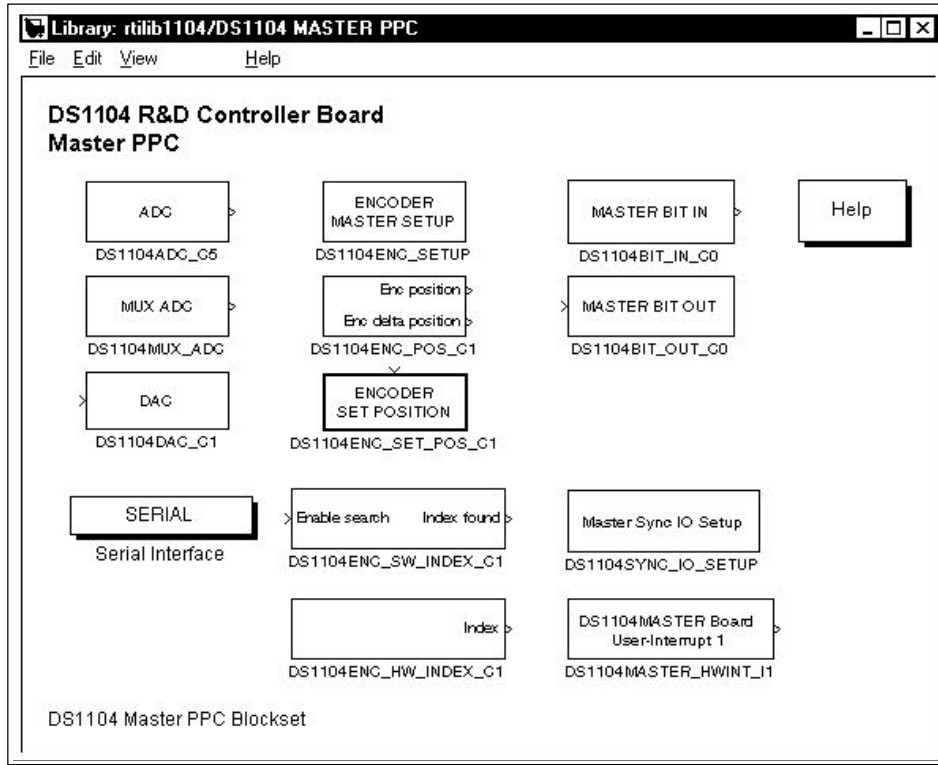
1) Please refer to Section 1.2 for details about the model explanation.

## EK-2 DS1104 Denetleyici kart'ın teknik özellikleri ve RTI blokları

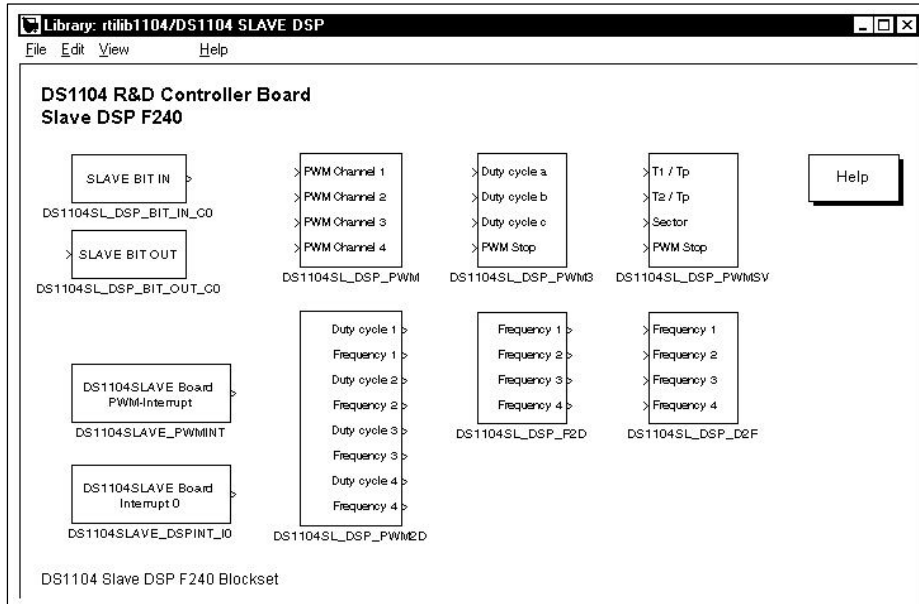


Şekil Ek 2.1 DS1104 denetleyici kartın iç imarisi

Processor	Power PC 603e running at 250 MHz
Memory	8 MB boot flash for applications
	32 MB SDRAM global memory
Comprehensive I/O interfaces	8 A/D channels
	8 D/A channels
	20 bits of digital I/O (bit-selectable)
Interfaces	Incremental encoder interface (2 digital inputs)
	Serial interface (UART)
	Digital signal processor for three-phase PWM



Şekil Ek 2.2 DS1104'ün Master PPC RTI blokları



Şekil Ek 2.3 DS1104 Slave DSP F240 RTI blokları

# EK-3 PS22A078-E IPM Evirici Modülü

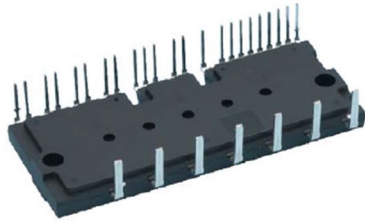


< Dual-In-Line Package Intelligent Power Module >

## PS22A78-E

TRANSFER MOLDING TYPE  
INSULATED TYPE

### OUTLINE



### MAIN FEATURES AND RATINGS

- 3 phase DC/AC inverter
- 1200V / 35A
- Built-in LPT-CSTBT (5th generation IGBT)
- Insulated transfer molding package
- N-side IGBT open emitter

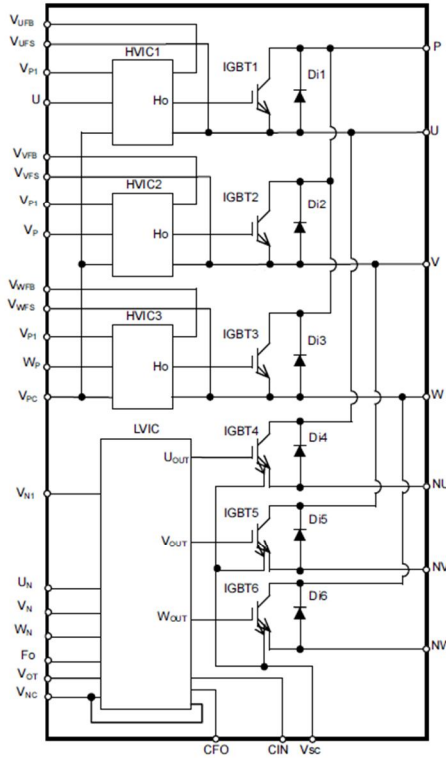
### APPLICATION

- AC 400V class motor control

### INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS

- For P-side : Drive circuit, High voltage high-speed level shifting, Control supply under-voltage (UV) protection
- For N-side : Drive circuit, Control supply under-voltage protection (UV), Short circuit protection (SC)
- Fault signaling : Corresponding to SC fault (N-side IGBT), UV fault (N-side supply)
- Temperature output : Outputting LVIC temperature by analog signal
- Input interface : 5V line, Schmitt trigger receiver circuit (High Active)
- UL Recognized : UL1557 File E80276

### INTERNAL CIRCUIT



< Dual-In-Line Package Intelligent Power Module >

**PS22A78-E**

TRANSFER MOLDING TYPE  
INSULATED TYPE

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)

**INVERTER PART**

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage	Applied between P-NU, NV, NW	900	V
$V_{CC(\text{surge})}$	Supply voltage (surge)	Applied between P-NU, NV, NW	1000	V
$V_{CES}$	Collector-emitter voltage		1200	V
$\pm I_c$	Each IGBT collector current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	35	A
$\pm I_{CP}$	Each IGBT collector current (peak)	$T_c = 25^\circ\text{C}$ , up to 1ms	70	A
$P_c$	Collector dissipation	$T_c = 25^\circ\text{C}$ , per 1 chip	129.9	W
$T_j$	Junction temperature		-20~+150	$^\circ\text{C}$

**CONTROL (PROTECTION) PART**

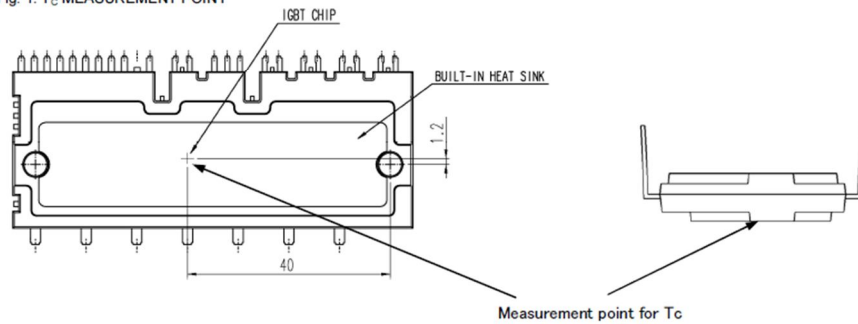
Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
$V_D$	Control supply voltage	Applied between $V_{PI}-V_{PC}$ , $V_{NI}-V_{NC}$	20	V
$V_{DB}$	Control supply voltage	Applied between $V_{UFB}-V_{UFS}$ , $V_{VFB}-V_{VFS}$ , $V_{WFB}-V_{WFS}$	20	V
$V_{NI}$	Input voltage	Applied between $U_P$ , $V_P$ , $W_P-V_{PC}$ , $U_N$ , $V_N$ , $W_N-V_{NC}$	-0.5~ $V_D+0.5$	V
$V_{FO}$	Fault output supply voltage	Applied between $F_O-V_{NC}$	-0.5~ $V_D+0.5$	V
$I_{FO}$	Fault output current	Sink current at $F_O$ terminal	1	mA
$V_{SC}$	Current sensing input voltage	Applied between $CIN-V_{NC}$	-0.5~ $V_D+0.5$	V

**TOTAL SYSTEM**

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
$V_{CC(\text{PROT})}$	Self protection supply voltage limit (Short circuit protection capability)	$V_D = 13.5\sim 16.5\text{V}$ , Inverter Part $T_j = 125^\circ\text{C}$ , non-repetitive, up to 2 $\mu\text{s}$	800	V
$T_c$	Module case operation temperature	(Note 1)	-20~+100	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage temperature		-40~+125	$^\circ\text{C}$
$V_{iso}$	Isolation voltage	60Hz, Sinusoidal, AC 1min, between connected all pins and heat sink plate	2500	$V_{rms}$

Note 1:  $T_c$  measurement point is described in Fig. 1.

Fig. 1:  $T_c$  MEASUREMENT POINT



**THERMAL RESISTANCE**

Symbol	Parameter	Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$R_{th(j-c)Q}$	Junction to case thermal resistance (Note 2)	Inverter IGBT part (per 1/6 module)	-	-	0.77	K/W
$R_{th(j-c)F}$		Inverter FWDi part (per 1/6 module)	-	-	1.25	K/W

Note 2: Grease with good thermal conductivity and long-term endurance should be applied evenly with about +100 $\mu\text{m}$ ~+200 $\mu\text{m}$  on the contacting surface of DIPIM and heat sink. The contacting thermal resistance between DIPIM case and heat sink  $R_{th(c-f)}$  is determined by the thickness and the thermal conductivity of the applied grease. For reference,  $R_{th(c-f)}$  is about 0.2K/W (per 1/6 module, grease thickness: 20 $\mu\text{m}$ , thermal conductivity: 1.0W/m $\cdot$ k).

# EK-4 ICPL-2631'in Teknik Özellikleri

ICPL2631  
ICPL2630



## DUAL CHANNEL, HIGH CMR, VERY HIGH SPEED OPTICALLY COUPLED ISOLATOR LOGIC GATE OUTPUT

### APPROVALS

- UL recognised. File No. E91231

### DESCRIPTION

The ICPL2630 / ICPL2631 are dual channel optocouplers consisting of GaAsP light emitting diodes and high gain integrated photo detectors to provide 3500Volts<sub>RMS</sub> electrical isolation between input and output. The output of the detector I.C.'s are open collector Schottky clamped transistors. The ICPL2631 has an internal shield which provides a guaranteed common mode transient immunity specification of 1000V/ $\mu$ s minimum. This unique design provides maximum ac and dc circuit isolation while achieving TTL compatibility. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of 0°C to 70°C, such that a maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (equivalent to fan-out of eight gates)

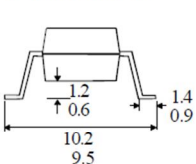
### FEATURES

- High speed - 10MBit/s
- High Common Mode Transient Immunity 10kV/ $\mu$ s typical
- Logic gate output
- ICPL2631 has improved noise shield for superior common mode rejection
- Options :-  
10mm lead spread - add G after part no.  
Surface mount - add SM after part no.  
Tape&reel - add SMT&R after part no.

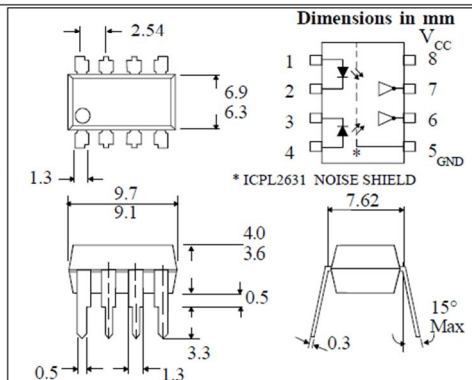
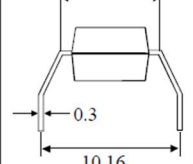
### APPLICATIONS

- Line receiver, data transmission
- Computer-peripheral interface
- Data multiplexing
- Pulse transformer replacement

### OPTION SM SURFACE MOUNT



### OPTION G



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature \_\_\_\_\_ -55°C to + 125°C  
Operating Temperature \_\_\_\_\_ 0°C to + 70°C  
Lead Soldering Temperature  
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 secs) 260°C

### INPUT DIODE

Average Forward Current \_\_\_\_\_ 15mA  
(note 5)  
Peak Forward Current \_\_\_\_\_ 30mA  
(Less than 1msec duration)(note 5)  
Reverse Voltage \_\_\_\_\_ 5V  
(note 5)

### DETECTOR

Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) \_\_\_\_\_ 7V  
(1 minute maximum)  
Output Current ( $I_O$ ) \_\_\_\_\_ 16mA  
(note 5)  
Output Voltage ( $V_O$ ) \_\_\_\_\_ 7V  
(note 5)  
Collector Output Power Dissipation \_\_\_\_\_ 60mW

### ISOCOM COMPONENTS LTD

Unit 25B, Park View Road West,  
Park View Industrial Estate, Brenda Road  
Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD  
Tel: (01429) 863609 Fax : (01429) 863581

### ISOCOM INC

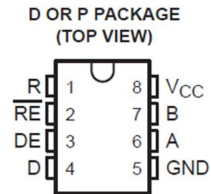
1024 S. Greenville Ave. Suite 240,  
Allen, TX 75002 USA  
Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0901  
e-mail info@isocom.com  
http://www.isocom.com



## SN75176A DIFFERENTIAL BUS TRANSCEIVER

SLLS100A – JUNE 1984 – REVISED MAY 1995

- Bidirectional Transceiver
- Meets or Exceeds the Requirements of ANSI Standards EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11
- Designed for Multipoint Transmission on Long Bus Lines in Noisy Environments
- 3-State Driver and Receiver Outputs
- Individual Driver and Receiver Enables
- Wide Positive and Negative Input/Output Bus Voltage Ranges
- Driver Output Capability . . .  $\pm 60$  mA Max
- Thermal-Shutdown Protection
- Driver Positive- and Negative-Current Limiting
- Receiver Input Impedance . . .  $12\text{ k}\Omega$  Min
- Receiver Input Sensitivity . . .  $\pm 200$  mV
- Receiver Input Hysteresis . . . 50 mV Typ
- Operates From Single 5-V Supply
- Low Power Requirements



### description

The SN75176A differential bus transceiver is a monolithic integrated circuit designed for bidirectional data communication on multipoint bus-transmission lines. It is designed for balanced transmission lines and meets ANSI Standard EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11.

The SN75176A combines a 3-state differential line driver and a differential input line receiver, both of which operate from a single 5-V power supply. The driver and receiver have active-high and active-low enables, respectively, that can be externally connected together to function as a direction control. The driver differential outputs and the receiver differential inputs are connected internally to form differential input/output (I/O) bus ports that are designed to offer minimum loading to the bus whenever the driver is disabled or  $V_{CC} = 0$ . These ports feature wide positive and negative common-mode voltage ranges making the device suitable for party-line applications.

The driver is designed to handle loads up to 60 mA of sink or source current. The driver features positive- and negative-current limiting and thermal shutdown for protection from line fault conditions. Thermal shutdown is designed to occur at a junction temperature of approximately  $150^{\circ}\text{C}$ . The receiver features a minimum input impedance of  $12\text{ k}\Omega$ , an input sensitivity of  $\pm 200$  mV, and a typical input hysteresis of 50 mV.

The SN75176A can be used in transmission-line applications employing the SN75172 and SN75174 quadruple differential line drivers and SN75173 and SN75175 quadruple differential line receivers.

The SN75176A is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS  
INSTRUMENTS**  
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

## EK-6 IXDP630'un Teknik Özellikleri



### Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

Type	Package	Configuration	Temp. Range
IXDP630 PI	18-Pin Plastic DIP	RC Oscillator	-40°C to +85°C
IXDP631 PI	18-Pin Plastic DIP	Crystal Oscillator	-40°C to +85°C

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

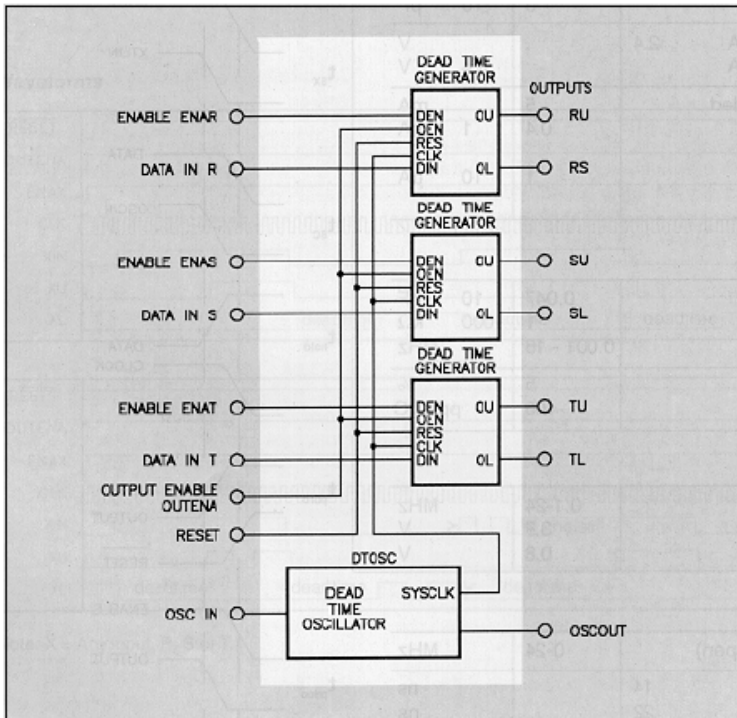
#### Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

#### Applications

- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

#### Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



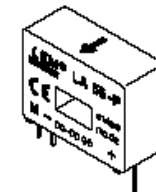
IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.



## Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



### Electrical data

$I_{FN}$	Primary nominal r.m.s. current	50	A		
$I_P$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 70$	A		
$R_M$	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$   $T_A = 85^\circ\text{C}$			
		$R_{Mmin}$   $R_{Mmax}$   $R_{Mmin}$   $R_{Mmax}$			
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10   100   60   95	$\Omega$
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10   50   60 <sup>1)</sup>   60 <sup>1)</sup>	$\Omega$
	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50   160   135   155	$\Omega$		
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50   90   135 <sup>2)</sup>   135 <sup>2)</sup>	$\Omega$		
$I_{SN}$	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA		
$K_N$	Conversion ratio	1 : 1000			
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12 \dots 15$	V		
$I_C$	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA		
$V_d$	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

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

### Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{FN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	$\pm 0.65$	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	$\pm 0.90$	%
$\epsilon_L$	Linearity		< 0.15	%
$I_o$	Offset current @ $I_P = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
			$\pm 0.2$	mA
$I_{OM}$	Residual current <sup>3)</sup> @ $I_P = 0$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$		$\pm 0.3$	mA
$I_{OT}$	Thermal drift of $I_o$	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	$\pm 0.1$	mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 0.1$	mA
$t_{ra}$	Reaction time @ 10 % of $I_{Pmax}$		< 500	ns
$t_r$	Response time @ 90 % of $I_{Pmax}$		< 1	$\mu\text{s}$
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ $\mu\text{s}$
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

### Applications

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

### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$	
$T_S$	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$	
$R_S$	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	$\Omega$
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	$\Omega$
m	Mass	18	g	
	Standards <sup>4)</sup>	EN 50178		

Notes : <sup>1)</sup> Measuring range limited to  $\pm 60 \text{ A}_{max}$   
<sup>2)</sup> Measuring range limited to  $\pm 55 \text{ A}_{max}$   
<sup>3)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>4)</sup> A list of corresponding tests is available

980706/8

## ÖZGEÇMİŞ

1974 yılında Batman'da doğdu. 1984 yılında Batman Cengiz Topel İlkokulundan, 1987 yılında Batman 60.Yıl Cumhuriyet Ortaokulundan, 1990 yılında Ankara Mimar Sinan Lisesinden mezun oldu. 1990 yılında girdiği Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 1994 yılında mezun oldu. 2001 yılında Dicle Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisansını tamamladı. 2002 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında doktora eğitimine başladı. 1995 yılında Dicle Üniversitesi Batman Meslek Yüksekokulunda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. Halen Batman Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünde aynı göreve devam etmektedir. Evli ve iki çocuk babasıdır.

**Elektronik Posta:** ferken@gmail.com