

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**KÜÇÜK GÜÇLÜ YÜZEY MIKNATISLI VE DAHİLİ  
MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR KONTROL  
YÖNTEMİNİN DENEYSEL OLARAK UYGULANMASI**

**ERSİN YOLAÇAN**

**KOCAELİ 2012**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**




**KÜÇÜK GÜÇLÜ YÜZEY MIKNATISLI VE DAHİLİ**  
**MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR KONTROL**  
**YÖNTEMİNİN DENEYSEL OLARAK UYGULANMASI**

**Ersin YOLAÇAN**

**Yrd.Doç.Dr. Metin AYDIN**  
**Danışman, Kocaeli Üniv.**

**Prof.Dr. Zafer BİNGÜL**  
**Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**

**Doç.Dr. Timur AYDEMİR**  
**Jüri Üyesi, Gazi Üniv.**

  
.....  
  
.....  
  
.....

**Tezin Savunulduğu Tarih: 06.07.2012**

## **ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR**

Bu çalışmada, özel amaçlı üretilen sürekli mıknatıslı AC servo motorun analizi, test düzeneğinin oluşturulması ve vektör kontrol yöntemi kullanılarak hız kontrolü yapılmıştır. Son yıllardaki teknolojik gelişimlere bağlı olarak kullanımı yaygınlaşan mikroişlemci, DSP, dSpace gibi kontrol kartları ve yarı iletken malzemelerin artık çok yüksek frekanslarda çalışabilmeleri, elektrik motorlarının çeşitli yöntemler ile kontrol edilebilmelerine imkan sağlamıştır. Bu çalışmada dSpace DS1104 kontrol kartı kullanılarak sürekli mıknatıslı AC servo motorun vektör kontrolü gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Kontrol algoritmaları Matlab-Simulink ortamında oluşturulmuştur. Ayrıca oluşturulan motor test düzeneği ile herhangi bir motorun ters EMK gerilimleri ile vuru mu momenti verilerinin alınması ve yüklü durum analizlerinin yapılmasına imkan sağlanmıştır.

Tez çalışmam süresince ilgilerini ve desteklerini her zaman yakından hissettiğim, çok değerli bilgileri ile çalışmama yapmış olduğu katkılarında dolayı değerli danışmanım ve hocam Sn. Yrd. Doç. Dr. Metin AYDIN' a teşekkür ederim. Ayrıca, kıymetli bilgilerini paylaşarak destek veren başta Prof. Dr. Zafer BİNGÜL, Arş. Gör. Selçuk KİZİR ve motorun mekanik analizlerinde yapmış olduğu yardımlardan dolayı Oğuzhan OCAK'a da teşekkürü borç bilirim. Motorun elektromanyetik, termal ve mekanik analizlerini gerçekleştirmek için kullandığımız yazılımlardan dolayı CEDRAT'a teşekkür ederim.

Özel olarak, tez çalışmamda kullandığım motorun üretilmesi ve geliştirilmesi konusundaki maddi destek ve teknik bilgilerinden dolayı ASELSAN A.Ş.'ye, TÜBİTAK'a, MDS Motor Tasarım Ltd. Şti.'ye ve hayatım boyunca beni yalnız bırakmayarak desteklerini bir an olsun esirgemeyen, beni bugünlere getiren annem, babam ve kardeşime sonsuz minnet duygularımı sunarım.

Haziran - 2012

Ersin YOLAÇAN

## İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ .....	vii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR .....	viii
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
GİRİŞ .....	1
1. GENEL BİLGİLER.....	3
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR .....	7
2.1. Yüzeyden Mıknatıslı Senkron Motorlar.....	11
2.2. Dahili Mıknatıslı Senkron Motorlar .....	12
2.3. Dahili Mıknatıslı Motor Yapıları .....	13
2.4. Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Malzemeler .....	14
2.4.1. Silisli çelik malzemeleri.....	14
2.4.2. Sürekli mıknatıs malzemeleri.....	17
2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli.....	20
2.5.1. Sürekli mıknatıslı senkron motorun faz modeli.....	20
2.5.2. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen modeli .....	24
3. SÜREKLİ MIKNATISLI MOTOR ANALİZİ VE MODELLENMESİ .....	27
3.1. Sonlu Elemanlar Analizi .....	27
3.2. Mekanik Analiz .....	32
3.3. Dahili Mıknatıslı Motor Prototip Üretimi .....	34
3.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Simulasyonu.....	39
4. SÜREKLİ MIKNATISLI MOTORLARIN KONTROLÜ .....	48
4.1. Eviriciler.....	48
4.1.1. Uzay vektör PWM (SVPWM) .....	50
4.2. Kontrol Yöntemleri .....	54
4.2.1. PID kontrol.....	54
4.2.2. Bulanık mantık kontrol .....	56
4.2.3. Doğrudan moment kontrolü.....	58
4.2.4. Skaler (V/f) kontrol .....	59
4.2.5. Vektör kontrol .....	61
5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE SONUÇLAR .....	65
5.1. Motor Kontrol ve Test Düzenegi .....	65
5.2. Gerçek Zamanlı Kontrol Algoritmaları.....	71
5.3. Deneysel Sonuçlar.....	76
5.3.1. Dahili mıknatıslı senkron motor kontrolü.....	76
5.3.2. Yüzeyden mıknatıslı senkron motor kontrolü.....	83
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	85
KAYNAKLAR .....	86
EKLER.....	90
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER .....	102

ÖZGEÇMİŞ .....	103
----------------	-----

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması .....	3
Şekil 2.1. Sürekli mıknatıslı senkron motor iç yapısı .....	7
Şekil 2.2. Sinusoidal ve trapezoidal besleme şekilleri .....	9
Şekil 2.3. (a) Dahili mıknatıslı ve (b) yüzeyden mıknatıslı rotor yapıları .....	9
Şekil 2.4. Sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması.....	10
Şekil 2.5. Yüzeyden mıknatıslı AC motor yapısı.....	11
Şekil 2.6. Dahili mıknatıslı senkron motorda.....	12
Şekil 2.7. Dahili mıknatıslı motor yapıları.....	13
Şekil 2.8. Motor sac datalarına örnek.....	15
Şekil 2.9. SMC kullanılarak üretilen bir stator yapısı.....	17
Şekil 2.10. Alnico tip mıknatıslara ait B-H eğrileri .....	18
Şekil 2.11. Samaryum Kobalt (SmCo) tip mıknatıslara ait.....	18
Şekil 2.12. (a) Standart (b) Yüksek güçlü NeFeB tip mıknatısların B-H eğrileri.....	19
Şekil 2.13. Tarihsel gelişimi boyunca sürekli mıknatıslı malzemeler .....	19
Şekil 2.14. SMSM'in üç faz eşdeğer devresi .....	20
Şekil 2.15. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi.....	24
Şekil 3.1. Servomotor SEA modeli .....	27
Şekil 3.2. Servomotor modelin ağ yapısı .....	28
Şekil 3.3. Servomotor modelinin yüksüz durum akı çizgileri.....	28
Şekil 3.4. Servomotor modelinin yüksüz durum akı yoğunluğu değişimi.....	29
Şekil 3.5. Vuruntu momentinin değişimi .....	29
Şekil 3.6. Servomotor modelinin 500 rpm hızda back EMF dalga şekli .....	30
Şekil 3.7. Servomotor modelinin 500 rpm hızdaki back EMF harmonikleri.....	30
Şekil 3.8. Çıkış momentinin değişimi .....	31
Şekil 3.9. Dahili mıknatıslı servomotor modelinin moment-akım eğrisi.....	31
Şekil 3.10. SMSM katı modelin ön ve yan görünüşü .....	32
Şekil 3.11. SMSM mekanik modeli ve ağ yapısı .....	32
Şekil 3.12. 3000 rpm hız için rotorda meydana gelen yer değişim miktarı .....	33
Şekil 3.13. 3000 rpm hız için rotorda meydana gelen gerilme değerleri .....	33
Şekil 3.14. Tasarlanan motora ait farklı görünümde rotor segmentleri .....	34
Şekil 3.15. NdFeB mıknatıs .....	34
Şekil 3.16. Mıknatısların rotor segmentlerine yerleştirilmiş hali.....	35
Şekil 3.17. Yüzeyden mıknatıslı AC servo motor rotoru sol yan görünümü.....	35
Şekil 3.18. Yüzeyden mıknatıslı AC servo motor rotoru ön görünümü .....	36
Şekil 3.19. Stator sargı yapısı ön görünüş.....	36
Şekil 3.20. Stator sargı yapısı ve oluklar .....	37
Şekil 3.21. Yüzeyden mıknatıslı AC servo motor gövdesi yan görünüş .....	37
Şekil 3.22. Yüzeyden mıknatıslı AC servo motor gövdesi sol yan görünüş.....	38
Şekil 3.23. Yüzeyden mıknatıslı AC servo motor parçaları .....	38
Şekil 3.24. SMSM d-q eksen Matlab-Simulink modeli .....	39
Şekil 3.25. SMSM mekanik modeli .....	39
Şekil 3.26. Clarke dönüşümü Matlab-Simulink gösterimi.....	40
Şekil 3.27. Park dönüşümü Matlab-Simulink gösterimi .....	40

Şekil 3.28. Ters park dönüşümü Matlab-Simulink modeli .....	41
Şekil 3.29. Üç faz PWM evirici Matlab-Simulink modeli.....	41
Şekil 3.30. SMSM vektör kontrol simulink şeması .....	43
Şekil 3.31. 800 rpm referans hız için SMSM vektör kontrolü basamak cevabı.....	44
Şekil 3.32. 800 rpm referans hızda stator akımları değişimi.....	44
Şekil 3.33. 800 ve 1500 rpm referans hız değerleri için SMSM basamak cevabı .....	45
Şekil 3.34. 1500 rpm hızda faz akımlarının değişimi .....	45
Şekil 3.35. 5Nm yük altında motor hızı değişimi .....	46
Şekil 3.36. 1.95 Nm yük altında stator faz akımları değişimi.....	46
Şekil 3.37. Referans moment değeri ve sistem cevabı.....	47
Şekil 4.1. Evirici temel gösterimi.....	48
Şekil 4.2. Üç faz evirici devresi .....	49
Şekil 4.3. Yarı iletken anahtarların sektörlere göre iletim durumu.....	50
Şekil 4.4. Sektör 1 içinde $V_{ref}$ gerilim vektörünün .....	51
Şekil 4.5. Birinci sektörde üç faza ait PWM durumları .....	52
Şekil 4.6. Döner referans düzlemde gerilim vektörü .....	53
Şekil 4.7. Altı sektör için fazlara ait PWM durumları .....	54
Şekil 4.8. PID kontrole ait genel blok diyagram.....	55
Şekil 4.9. PID kontrolör bloğunun iç yapısı.....	55
Şekil 4.10. En sık kullanılan üyelik fonksiyonları .....	57
Şekil 4.11. Doğrudan moment kontrolü blok şeması.....	59
Şekil 4.12. V/f oranı değişim eğrisi .....	60
Şekil 4.13. Skaler kontrole ait blok şema.....	60
Şekil 4.14. Vektör kontrol yöntemine ait temel blok gösterim .....	62
Şekil 4.15. Stator akımları uzay vektör gösterimi.....	62
Şekil 4.16. $\alpha$ - $\beta$ ekseninde stator akımı bileşenleri .....	63
Şekil 4.17. d-q ve $\alpha$ - $\beta$ eksenlerde stator akım uzay vektörünün yerleşimi .....	64
Şekil 5.1. Resolver sinyali dönüştürücü devresi .....	65
Şekil 5.2. CSII-B üç fazlı evirici.....	66
Şekil 5.3. dSpace 1104 kontrol kartı .....	67
Şekil 5.4. dSpace 1104 konnektör-led paneli.....	67
Şekil 5.5. Vektör kontrole ait temel geri besleme gösterimi.....	68
Şekil 5.6. LEM LTS 25-NP akım sensörü .....	68
Şekil 5.7. LEM LV-25-P gerilim sensörü .....	69
Şekil 5.8. Stator akımları için ikinci derece alçak geçiren filtre .....	69
Şekil 5.9. Sürekli mıknatıslı AC servo motor kontrol düzeneği .....	70
Şekil 5.10. Motor test düzeneği .....	70
Şekil 5.11. Faz akımları ve DC gerilim için oluşturulan simulink blokları .....	71
Şekil 5.12. Gerçek zamanlı konum ve hız hesaplama blokları .....	72
Şekil 5.13. Clarke dönüşüm bloğu .....	72
Şekil 5.14. Park dönüşüm bloğu .....	72
Şekil 5.15. Hız bilgisi için PI denetleyici.....	73
Şekil 5.16. d eksen akım için PI denetleyici .....	73
Şekil 5.17. q eksen akım için PI denetleyici .....	73
Şekil 5.18. Ters park dönüşüm bloğu .....	74
Şekil 5.19. Vektör kontrole ait gerçek zamanlı simulink şeması.....	75
Şekil 5.20. 500 rpm hızda DMSM'nin ters EMK gerilimi dalga şekli .....	76
Şekil 5.21. DMSM'nin 500 rpm hızda ters EMK verisi .....	77
Şekil 5.22. Deneysel çalışma için ters EMK gerilimi ve Fourier analizi.....	77

Şekil 5.23. Analiz sonucuna göre ters EMK gerilimi ve Fourier analizi .....	77
Şekil 5.24. Üç faz ters EMK gerilimi dalga şekilleri .....	78
Şekil 5.25. Her bir faza ait ters EMK gerilimi dalga şekilleri.....	78
Şekil 5.26. Vuruntu momenti değişimini gösteren deneysel sonuç .....	79
Şekil 5.27. 400 rpm hızda yüklü durumda gerçek zamanlı moment çıkışı .....	80
Şekil 5.28. Sonlu elemanlar analizi ile elde edilen moment çıkışı.....	80
Şekil 5.29. 1.37 Nm yük altında ölçülen stator akımları değişimi .....	80
Şekil 5.30. 800 rpm referans hız için DMSM'nin gerçek zamanlı cevabı.....	81
Şekil 5.31. 800 rpm hızda DMSM a fazı stator akımı değişimi.....	81
Şekil 5.32. Farklı referans hız değerleri için DMSM cevabı .....	82
Şekil 5.33. Farklı hızlarda DMSM a fazı stator akımı .....	82
Şekil 5.34. 800 rpm referans hız için YMSM'nin gerçek zamanlı cevabı .....	83
Şekil 5.35. 800 rpm referans hızda a fazına ait stator akımı .....	83
Şekil 5.36. Farklı referans hız değerleri için YMSM cevabı .....	84
Şekil 5.37. Farklı motor hızlarında a faz akımı değişimi .....	84



## TABLolar DİZİNİ

Tablo 2.1. Avrupa normlarında en sık kullanılan yönlendirilmemiş motor sac malzemeleri, kalınlıkları ve kayıp değerleri (demir kayıpları) .....	15
Tablo 2.2. Silisli çelik malzemelerin Avrupa, Amerika, Japonya ve Rusya standartlarında eşdeğerleri .....	16
Tablo 2.3. En yaygın kullanılan M-27, M-36 ve M-43 silisli çelik malzemelerinin demir kayıpları karşılaştırılması.....	16
Tablo 4.1. Anahtar konumlarına göre $\alpha, \beta$ gerilimleri .....	53
Tablo 4.2. PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi .....	56

## SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

$e_a$	: A fazı ters elektro motor kuvveti, (V)
$e_b$	: B fazı ters elektro motor kuvveti, (V)
$e_c$	: C fazı ters elektro motor kuvveti, (V)
$I_{sa}$	: A fazı stator akımı, (A)
$I_{sb}$	: B fazı stator akımı, (A)
$I_{sc}$	: C fazı stator akımı, (A)
$i_d$	: d eksen akımı, (A)
$i_q$	: q eksen akımı, (A)
$J$	: Atalet momenti, (Kgm <sup>2</sup> )
$L$	: Endüktans, (H)
$L_{aa}$	: A fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
$L_{bb}$	: B fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
$L_{cc}$	: C fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
$L_{ab}$	: A ve B fazı arasındaki endüktans, (H)
$L_{bc}$	: B ve C fazı arasındaki endüktans, (H)
$L_{ca}$	: C ve A fazı arasındaki endüktans, (H)
$L_d$	: d eksen endüktans, (H)
$L_q$	: q eksen endüktans, (H)
$p$	: Kutup çifti sayısı
$R$	: Direnç, ( $\Omega$ )
$R_a$	: A faz direnci, ( $\Omega$ )
$R_b$	: B faz direnci, ( $\Omega$ )
$R_c$	: C faz direnci, ( $\Omega$ )
$T_e$	: Elektriksel moment, (Nm)
$T_y$	: Yük momenti, (Nm)
$V_{sa}$	: A fazı stator gerilimi, (V)
$V_{sb}$	: B fazı stator gerilimi, (V)
$V_{sc}$	: C fazı stator gerilimi, (V)
$V_d$	: d eksen gerilimi, (V)
$V_q$	: q eksen gerilimi, (V)
$\theta_e$	: Elektriksel konum, (rad)
$\theta_r$	: Mekanik konum, (rad)
$\Psi_d$	: d eksen manyetik akı, (Wb)
$\Psi_q$	: q eksen manyetik akı, (Wb)
$\Psi_{sa}$	: A fazı manyetik akısı, (Wb)
$\Psi_{sb}$	: B fazı manyetik akısı, (Wb)
$\Psi_{sc}$	: C fazı manyetik akısı, (Wb)
$\Psi_m$	: Mıknatıs manyetik akısı, (Wb)
$\omega_e$	: Elektriksel hız, (rad/s)
$\omega_r$	: Mekanik hız, (rad/s)

## Kısaltmalar

AC	: Alternative Current (Alternatif Akım)
BJT	: Bipolar Junction Transistor (Çift Kutuplu Transistör)
BLDC	: Brushless Direct Current (Fırçasız Doğru Akım)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DMSM	: Dahili Mıknatıslı Senkron Motor
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşleyici)
EMK	: Elektro Motor Kuvvet
FFT	: Fast Fourier Transformation (Hızlı Fourier Dönüşümü)
GTO	: Gate Turn Off Thyristor (Kapıdan Tıkanan Tristör)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistör)
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör)
PI	: Proportional-Integral (Oransal-İntegral)
PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RPM	: Revolute Per Minute (Dakikadaki Dönüş Sayısı)
SCR	: Silicon Controlled Rectifier (Silikon Kontrollü Doğrultucu)
SEA	: Sonlu Elemanlar Analizi
SMC	: Soft Magnetic Material (Yumuşak Manyetik Malzeme)
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SVPWM	: Space Vector PWM (Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu)
YMSM	: Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor

# KÜÇÜK GÜÇLÜ YÜZEY MIKNATISLI VE DAHİLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİNİN DENEYSEL OLARAK UYGULANMASI

## ÖZET

Sürekli mıknatıslı (SM) motorlar kendilerine özgü yapıları, nispeten küçük boyutlarına rağmen ulaştıkları yüksek güç-moment değerleri, yüksek verim ve sessiz çalışması gibi avantajlarından dolayı son zamanlarda endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Güç elektroniği, yarı iletken teknolojisi ve mıknatıs malzemeleri alanlarındaki gelişmelere paralel olarak kullanımı yaygınlaşan sürekli mıknatıslı motorlarda çeşitli kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Geleneksel kontrol yöntemlerine ek olarak bu tip motorların kontrolünde vektör kontrol ve doğrudan moment kontrolü ön plana çıkmaktadır. Bu çalışmada, özel amaçlı üretilen sürekli mıknatıslı motorun matematiksel modeli, tasarım ve üretim aşamaları ile sonlu elemanlar analizine yer verilmiştir. Dahili mıknatıslı bir senkron motor tasarlanmış, üretilmiş ve test edilmiştir. Ayrıca vektör kontrol yöntemi ile gerçek zamanda hız kontrolü yapılmıştır. Benzetim çalışması gerçekleştirilen motor deneysel olarak da doğrulanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** AC Servo Motor, Dspace, Matlab-Simulink, Sonlu Elemanlar Analizi, Sürekli Mıknatıslı Motorlar, Üç Faz Evirici, Vektör Kontrol.

# **EXPERIMENTAL STUDY OF VECTOR CONTROL FOR LOW POWER SURFACE MAGNET AND INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS**

## **ABSTRACT**

Permanent magnet (PM) AC servo motors are frequently used in industrial applications due to their major advantages such as high power-torque density ratios, small size and volume, high efficiency and silent operations. Several control techniques are implemented in consequence of technological development of power electronics, semi conductor and magnet materials areas. Additionally, conventional control methods, vector control and direct torque control methods are used in standart and special applications. In this thesis, mathematical model, phases of design and production and finite elements analysis are studied for an interior permanent magnet motor produced for a special application. A buried PM Motor is designed, built and tested experimentally. Moreover, real time speed control is implemented using vector control technique for permanent magnet synchronous motor. Simulated PM motor is experimentally verified.

**Keywords:** AC Servo Motor, Dspace, Matlab-Simulink, Finite Elements Analysis, Permanent Magnet Motors, Three Phase Inverter, Vector Control.

## **GİRİŞ**

Bilim ve teknolojinin tarihsel gelişimi sürecinde çok çeşitli ürünler insanoğlunun kullanımını ve hizmetine sunulmuştur. Bu tarihsel gelişim boyunca endüstride ve günlük yaşamda en çok kullanılan ürünlerden birisi de hiç şüphesiz elektrik motorları olmuştur. Yüzyılı aşkın süredir kullanılan elektrik motorları, bilgi birikimi ve teknoloji alanındaki gelişmelerin yanında; üretim tekniklerindeki yeniliklere bağlı olarak çok çeşitli yapılarda üretilmeye başlanmıştır. Gelişim tarihinin ilk evrelerinde çok büyük boyutlarda üretilen elektrik motorları, verim ve güç konusunda istenen seviyede olmamıştır. Günümüzde gerek yapısal çeşitlilik gerekse boyut, güç ve verim ilişkileri göz önüne alındığında endüstrinin tüm ihtiyaçlarına cevap verebilecek elektrik makineleri üretilmektedir.

Bu çalışmanın amacı, sürekli mıknatıslı senkron motorlarda vektör kontrol yöntemini incelemek ve özel olarak üretilen dahili mıknatıslı bir AC servomotorun bu yöntem ile hız kontrolünü gerçekleştirmektir. Bu amaç için sürekli mıknatıslı motorların kontrolü hakkında detaylı bir literatür çalışması yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında, daha önce tasarlanan sürekli mıknatıslı bir AC servo motorun modellenmesi yapılarak sonlu elemanlar analizi ve mekanik analizleri incelenmiştir. Ayrıca vektör kontrol yöntemi kullanılarak gerçek zamanda hız kontrolü yapılmıştır. Kontrol algoritmaları Matlab-Simulink ortamında oluşturulmuştur. Ayrıca dSpace 1104 kontrol kartı, kontrol algoritmalarının gerçek zamanda çalıştırılması için kullanılmıştır. Bunlara ek olarak sürekli mıknatıslı motorun vektör kontrolüne ilişkin simulasyon çalışmaları Matlab-Simulink programı kullanılarak yapılmıştır. Tez kapsamında yapılan çalışmalar genel olarak altı bölümde incelenmiştir:

Bölüm 1’de geleneksel elektrik motorları ve özellikle sürekli mıknatıslı motorlar hakkında genel bilgiler verilmiştir. Sürekli mıknatıslı motorların tarihsel gelişimi, motor üretiminde kullanılan mıknatıs malzemeleri, bu tip motorların kullanım alanları ve literatür araştırması gibi konulara değinilmiştir.

Bölüm 2’de sürekli mıknatıslı motorların yapısal sınıflandırılmaları, motor üretiminde kullanılan malzemeler ve matematiksel modeli detaylı olarak incelenmiş ve çeşitli rotor yapıları ele alınmıştır.

Bölüm 3’te sürekli mıknatıslı motorun bilgisayar ortamında modellenmesi, tasarımı, sonlu elemanlar ve mekanik analizleri ile ilgili çalışmalar verilmiştir. Ayrıca bu bölümde, özel amaçlı üretilen sürekli mıknatıslı AC servo motorun prototip üretimine yönelik bilgiler de sunulmuştur

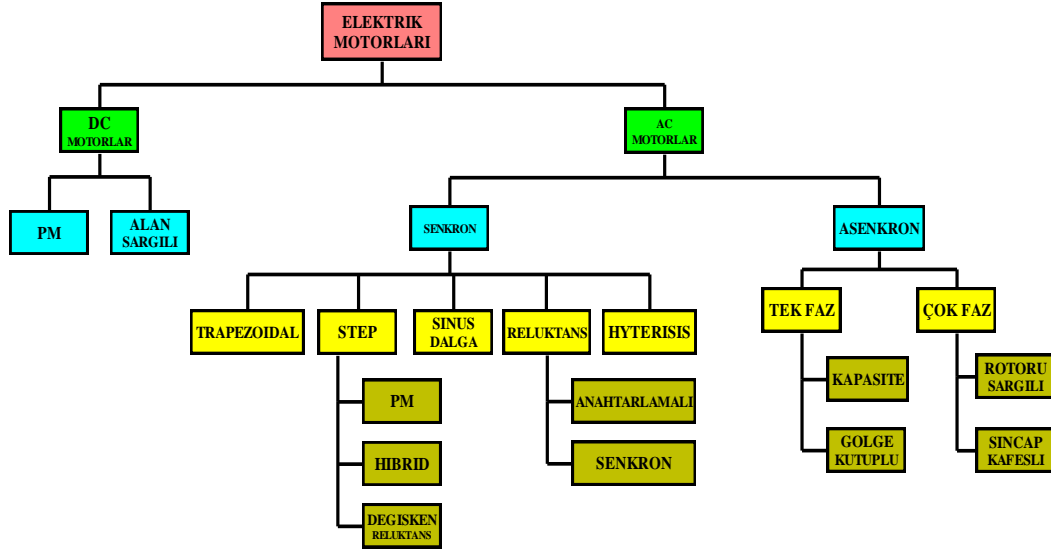
Bölüm 4’te sürekli mıknatıslı motorun kontrolü konusu ele alınmıştır. Bu bölümde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemlerinin yanında özel olarak tez kapsamında çalışılan vektör kontrol yöntemi detaylı olarak açıklanmıştır. Ayrıca motor sürücü sistemlerinin bir parçası olan eviriciler hakkında bilgiler verilmiştir.

Bölüm 5’te tez kapsamında oluşturulan deney düzeneği, kullanılan yardımcı elektronik malzemeler ve tasarlanan devreler hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca yapılan deneysel çalışmalar ve bu çalışmalardan elde edilen sonuçlar bu bölümde sunulmuştur.

Bölüm 6’da bu çalışmadan elde edilen tüm çıktılar özet halinde sunularak genel bir değerlendirme yapılmıştır. Ayrıca bundan sonra yapılabilecek çalışmalar ve iyileştirmeler hakkında fikirler sunulmuştur.

## 1. GENEL BİLGİLER

Elektrik motorları, yapı ve çalışma prensiplerine göre literatürde çeşitli sınıflara ayrılmıştır. Bu sınıflandırmaya ilgili bir bilgi Şekil 1.1’de verilmiştir.



Şekil 1.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması [1]

Endüstriyel tahrik sistemlerinde yaygın olarak asenkron, doğru akım ve senkron motorlar kullanılmaktadır. Hız kontrollerinin kolaylıkla yapılabilmesi, doğru akım motorlarının endüstride kullanım oranını artırmıştır. Ancak bu tip motorlardaki periyodik bakım gereksinimi, komutator-fırça yapısı ve bu kısımlarda meydana gelen aşınma, eskime gibi faktörler, bunların sürekli kontrol edilmesi gerekliliği ve endüstriyel ortamdaki dış etkenler (toz, nem, yanıcı-yakıcı maddeler, vb.) doğru akım motorlarının en önemli dezavantajları arasında gösterilebilir [2].

Asenkron motorlar, çok fazla bakıma ihtiyaç duymaması ve endüstriyel ortamdaki dış etkenlerden etkilenmemesi gibi avantajlarına rağmen; kayma ile verimdeki değişme, reaktif akım ihtiyacı ve yüksek moment-ağırlılık ihtiyacı gösteren uygulamalarda istenen performansı gösterememesi gibi dezavantajlara sahiptir. Bundan dolayı farklı çözüm arayışları başlamış ve endüstrideki yüksek performans



gerektiren robotik ve savunma sanayi gibi uygulamalar için yeni tip motorlar geliştirilmiştir [3].

Senkron motorlar, asenkron motorların aksine kutup sayısı ve kaynak frekansına paralel olarak kayma olmaksızın her zaman senkron hızda dönen makinelerdir. Rotor akısının oluşum şekline göre rotoru sargılı veya mıknatıslı olmak üzere iki gruba ayrılmışlardır. Akı oluşumunun geleneksel rotoru sargılı yapı yerine sürekli mıknatıslarla sağlandığı motorlar günümüzde yaygın biçimde kullanılmaktadır [4].

Senkron motorlar ailesinin bir üyesi olan sürekli mıknatıslı senkron motorlar, tarihi gelişim süreci bakımından aşağıdaki gibi ele alınabilir:

1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı sürekli mıknatısların bulunması, mıknatıslı motorların üretilmesine imkan sağlamıştır. 1950'li yıllarda ise ferrit mıknatısların bulunması ile bu tip mıknatısların elektrik motorlarında kullanımı gerçekleşmiştir [5]. 1953 yılına gelindiğinde Al-Ni-Co mıknatısları ile uyarılan bir senkron motor, F.W.Merril tarafından geliştirilmiştir. F.W.Merril, geleneksel bir asenkron motorun rotoruna Al-Ni-Co mıknatıslarını yerleştirmiştir. Ferrit mıknatıslarla geliştirilen senkron motor, 1962 yılında W. Volkrodt tarafından tasarlanmıştır. Bu tasarımda da asenkron motor referans alınmıştır. 1980'li yılların başlarında nadir toprak elementi (NdFeB ve SmCo) mıknatısların bulunması ile sürekli mıknatıslı motorlar çok daha yaygın şekilde üreilmeye başlanmıştır. Bu malzemelerin yüksek verim, yüksek akı yoğunluğu, düşük kayıp gibi avantajlarından dolayı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanımları yaygın hale gelmiştir. Ayrıca, sürekli mıknatıslı senkron motorlarda kullanılan mıknatıs malzemelerindeki bu gelişim ve yarı iletken teknolojisi alanındaki ilerlemeler, sürekli mıknatıslı senkron motorların tasarımını ve kontrolünü hızla geliştirmiştir [6].

Günümüzde elektrik motorlarının kontrolü için karmaşık algoritmalar kullanılmaya başlanmıştır. Bu algoritmaların düzgün bir şekilde çalışması hiç şüphesiz gelişen kontrol kartları ile mümkün olmaktadır. 1960'lı yılların sonlarına doğru asenkron ve senkron motorlar için geliştirilen vektör kontrol tekniğinin bu motorlar için uygulama çalışması, gelişen teknolojiye örnek gösterilebilir. Karmaşık kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve uygulanması, senkron motorların servo uygulamalarda yer bulmasını sağlamıştır [7].

Günümüz endüstrisinde elektrik motorları robotik, savunma sanayi, ev gereçleri, otomobil, trenler ve uzay sanayi gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Bu alanlarda elektrik motorlarının tasarımına ek olarak bunların etkin bir şekilde kontrolü de ön plana çıkmaktadır. Sürekli mıknatıslı motorların kontrolünde yaygın olarak kullanılan yöntem, bu tez kapsamında da çalışılan vektör kontrol yöntemidir. Bu yöntem literatürde alan yönlendirmeli kontrol olarak da bilinmektedir. İlk defa 1969 yılında Hasse K. ve 1972 yılında Blashke tarafından geliştirilmiştir. Yaptıkları çalışmalarda bir asenkron motorun serbest uyarımlı doğru akım motoru gibi daha basit bir şekilde kontrol edilebileceğini öne sürmüşlerdir. Sonraki yıllarda gelişen teknoloji ile bu yöntem yaygın hale gelmeye başlamıştır [8].

Vektör kontrol yöntemi, AC bir motorun uzay akım vektörünü akı ve moment üreten bileşenlerine ayırarak karmaşık olan kontrol algoritmasını basite indirmek ve DC bir motorun kontrolüne benzetme temeline dayanmaktadır. Literatürde sürekli mıknatıslı senkron ve geleneksel asenkron motorların kontrolünde vektör kontrol yöntemi üzerinde yoğun çalışmalar yapılmıştır. Aşağıda bu konu ile ilgili yapılan çalışmalara yer verilmiştir,

Sürekli mıknatıslı senkron bir motorun elektriksel eşdeğer devre modellerini geliştirme alanında çalışmalar yapılmış ve elde edilen sonuçlar verilmiştir [9].

AC makinelerde üretilen anlık momentin vektör kontrol yöntemi ile kontrol edilebilirliği ile ilgili çalışma yapmışlar ve bunu göstermişlerdir. Ayrıca bu çalışmalarda vektör kontrol teorisini geliştirirerek literatüre sunmuşlardır [10].

Vektör kontrol yöntemini kullanarak yüzeyden mıknatıslı senkron motorlarda hız ve konum bilgilerinin hesabı için yazılım geliştirilmiştir. Kapalı çevrim kontrol için d-q model geliştirilmiş ve d-q modelde tahmin edilen akımların türevi alınarak konum ve hız kestirimi yapılmıştır [11].

SMSM'lerin pompa ve fanlarda kullanımında V/f kontrol yöntemi uygulanmıştır [12].

Robot uygulamaları için SMSM'in doğrusal olmayan denetimi gerçekleştirilmiştir [13].

SMSM'ler için kural tabanlı bulanık mantık denetleyicileri ile ilgili çalışmalar yapılmış ve kullanımı önerilmiştir [14].

TMS320C31 DSP kullanarak vektör kontrollü bir denetleyici ile sabit moment kontrolünü gerçekleştirilmiştir [15].

SMSM motorun çok yüksek hızda denetimi DSP tabanlı yapılmıştır [16].

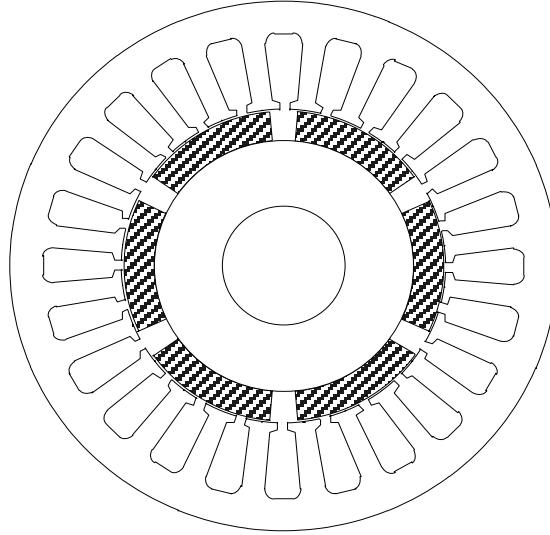
SMSM motorun sabit güç bölgesinde kontrolü üzerine çalışılmış ve bu gerçekleştirilmiştir [17].

Tek fazlı sürekli mıknatıslı motorun moment davranışını gözlemlenmiştir [18].

Bu alanda yapılan çalışmalar halen devam etmekte ve farklı özel motorlara vektör kontrol yöntemi sıkça uygulanmaktadır.

## 2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Geleneksel AC motorlarda 3 faz alternatif gerilim, fırça ve kolektörler yardımıyla stator ve rotor sargılarına beslenmektedir. AC motorların özel bir türü olan senkron motorlarda stator sargıları yukarıda bahsedilen yardımcı elemanlar ile beslenmekte iken; uyartım akısı için rotor, harici bir DC kaynak beslemesine ihtiyaç duymaktadır. Senkron motorlar grubuna giren sürekli mıknatıslı motorlarda ise uyartım akısı rotor sargıları yerine sürekli mıknatıslar tarafından oluşturulmaktadır. Rotor akısının sürekli mıknatıslar kullanılarak oluşturulduğu motorlar Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak bilinmektedir [19].



Şekil 2.1. Sürekli mıknatıslı senkron motor iç yapısı [20]

Şekil 2.1’de sürekli mıknatıslı bir motora ait stator, stator sargıları, rotor ve mıknatısları gösteren genel iç yapısı verilmiştir. Birçok akademik çalışmaya da konu olan sürekli mıknatıslı motorların temelleri 1920’li yıllara ve S. Evershed’e dayanmaktadır. Çalışmaların ilk yıllarında malzeme temin ve kalitesindeki yetersizlikler, güç elektroniği ve kontrol tekniklerindeki eksiklikler çalışmaların ilerlemesinde ortaya çıkan en büyük problemler olmuştur.

Sürekli mıknatıslı motorlarda stator olukları içine yerleştirilen sargılardan dolayı sinüzoidal formda akı oluşmaktadır. Bu tip motorlarda rotor sargıları bulunmadığından dolayı rotorda bakır kayıpları indirgenmiş olur. Geleneksel asenkron motorların aksine, bilezik ve fırça gibi elemanların olmaması bakım gereksinimi ve maliyetlerini de azaltmaktadır. Bu tip motorlarda mıknatıs kullanımı aynı güçte, daha küçük boyutlarda ve daha yüksek verime sahip tasarımlara imkan sağlamaktadır. Bu motorların kontrolündeki zorluklara rağmen yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu ve moment kalitesi gibi özellikler sürekli mıknatıslı motorlara olan ilgiyi artırmıştır [21].

Geleneksel bir senkron motorla karşılaştırıldığında sürekli mıknatıslı senkron motorların stator yapıları değişiklik göstermezken, rotorlarında sargılar yerine daimi mıknatıs özelliği gösteren malzemeler kullanılmaktadır. Bu mıknatıslar rotor yüzeyine çeşitli şekillerde konumlandırılabilirler. Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilebildiği gibi rotorun içine de farklı şekillerde yerleştirilmektedirler.

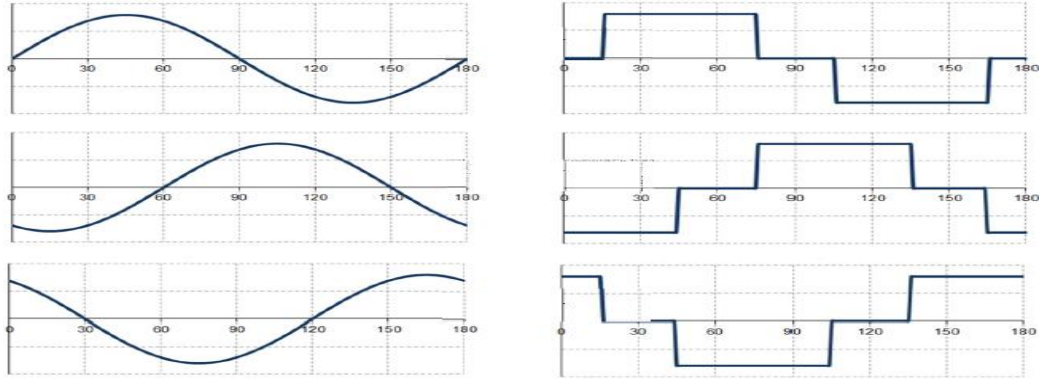
Sürekli mıknatıslı motorlarda kutup sayıları moment ihtiyacına göre değişkenlik gösterebilmektedir. Bu tip motorlardaki kutup sayıları çok değişken olabilmekte, yüksek hızlı uygulamalarda küçük kutup sayıları, düşük hızlı direkt sürüşlü uygulamalarda ise 130 kutup dahi olabilmektedir. Kutup sayısı uygulamaya bağlı önemli bir tasarım parametresidir.

Son 25 yıldır ise dahili mıknatıslı motorlar (gömülü mıknatıslı motorlar olarak da adlandırılır) getirdiği avantajlar nedeniyle endüstriyel ve özel uygulamalarda ilgi uyandırmış ve kullanım alanı bulmaya başlamıştır. Özellikle de güç elektroniği ve kontrol alanındaki gelişmeler, kontrolü daha zor olan bu tip motorların endüstriyel ve özel uygulamalarda yer bulmasını sağlamıştır.

Dahili mıknatıslı motorlar bilindiği gibi bir çok avantajı bünyesinde barındırmaktadır. Özellikle boyut olarak fırçalı DC motorlara ve AC asenkron motorlara göre çok daha küçük, yüksek moment yoğunluklu motorlar olmaları, sistem maliyetlerinin az olması, mıknatısların rotor yapısının içine gömülü olmalarından kaynaklanan mekanik koruma, paslanma dayanımı ve düşük vuruş momenti bileşeni, düşük ses ve titreşim seviyesi, düşük demagnetizasyon dayanımı, kısa devre akımı seviyesinin az olması ve yüksek hızlara çıkabilme özelliği bu

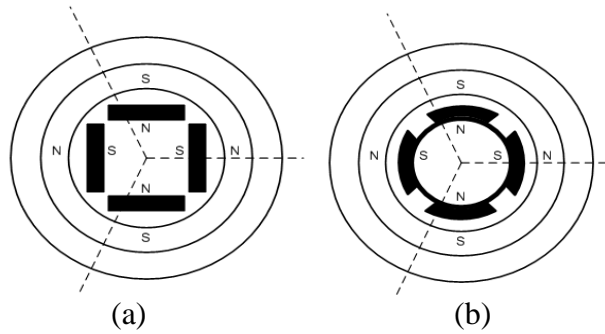
motorların en temel avantajlarıdır. Bu avantajların yanında dahili mıknatıslı motorların dezavantajları ise rotor üretiminin daha karmaşık ve pahalı olması, daha karmaşık kontrol sistemine ihtiyaç duyması ve sürekli d-eksen akım bileşeninin mevcut olması sayılabilir.

Literatürde elektrik motorları için çeşitli sınıflandırma şekilleri kullanılmaktadır. Sürekli mıknatıslı motorlar, stator sargılarına uygulanan gerilimin dalga şekline göre Fırçasız DC motor (BLDC) ve Sinusoidal sürekli mıknatıslı motor olmak üzere iki grupta toplanabilir. Fırçasız DC motorlar, akım veya gerilim kaynaklı eviricilerle beslenen, trapezoidal formda sargı beslemesine sahip motorlardır. Sinusoidal sürekli mıknatıslı motorlarda ise stator sargıları sinus formda beslemeye ihtiyaç duymaktadır [22]. Şekil 2.2’de her iki tip besleme için gerilim dalga şekillerine yer verilmiştir.



Şekil 2.2. Sinusoidal ve trapezoidal besleme şekilleri [23]

Çok çeşitli yapılarda tasarlanan sürekli mıknatıslı motorlar, mıknatısların rotor üzerindeki konumlarına göre de sınıflandırılmaktadırlar. Şekil 2.3’te mıknatısların rotor üzerinde yerleşimi ile ilgili yapılara yer verilmiştir.

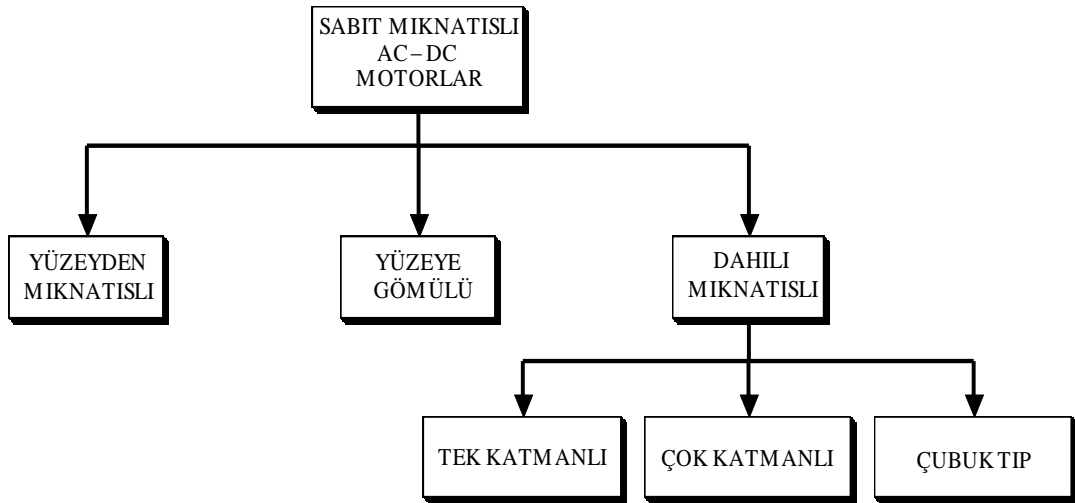


Şekil 2.3. (a) Dahili mıknatıslı ve (b) yüzeyden mıknatıslı rotor yapıları [24]

Şekil 2.3 (a)'da sürekli mıknatısların rotor içine yerleştirildiği yapı verilmiştir. Bu tip motorlar literatürde dahili mıknatıslı motorlar olarak geçmektedir. Şekil 2.3 (b)'de ise mıknatıs malzemelerinin rotor üzerine yapıştırılmasıyla oluşturulan standart yüzeyden mıknatıslı motor yapısı gösterilmiştir.

Özellikle 1970' li yıllardan itibaren nadir toprak (rare earth) malzemelerinin bulunması ve gelişen teknoloji ile mıknatıs üretim tekniklerindeki yenilikler, sürekli mıknatıslı motorlara olan ilgiyi artıran önemli etkenlerden olmuştur. Ayrıca, günümüzde gelişen teknoloji ile daha yüksek güç yoğunluğuna sahip mıknatısların üretimi de artış göstermektedir. Elektrik motorlarının sürücü sistemlerinde kullanılan yarı iletkenlerin, güç elektroniği alanındaki teknolojik gelişmelerin ve dsp, mikroişlemci gibi kontrol elemanlarının yaygınlaşması da sürekli mıknatıslara olan ilgiyi gün geçtikçe artırmaktadır.

Sürekli mıknatıslı motorların yapısal sınıflandırılmasına ait şema Şekil 2.4'te verildiği gibidir. Bu sınıflandırma, mıknatısların rotor üzerindeki konumuna bağlı olarak yapılmaktadır. Bölüm 2.1 ve 2.2'de sırasıyla yüzeyden mıknatıslı motorlar ve dahili mıknatıslı motorlar hakkında daha detaylı bilgilere yer verilmiştir.



Şekil 2.4. Sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması

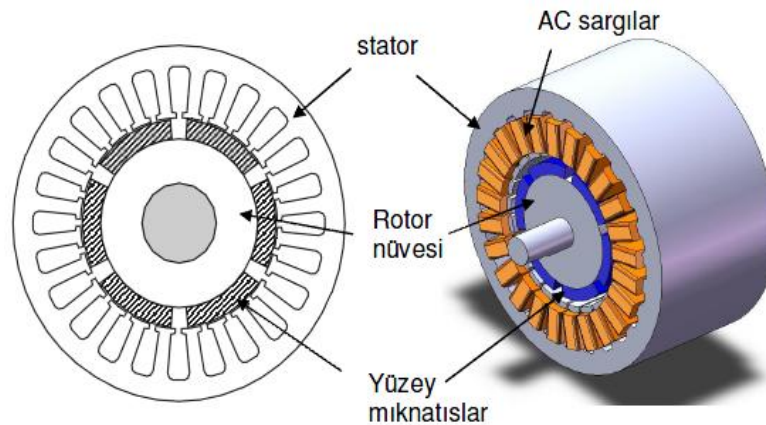
SMSM'lerin geleneksel motorlara göre rotor yapılarındaki farklılıkları ve çalışma prensiplerinden dolayı sundukları avantajlar aşağıdaki gibi özetlenebilir [25].

- SMSM’lerde sürekli mıknatıs malzemelerinin kullanımından dolayı fırça ve kolektör yapıları yoktur, bakım gerektirmezler.
- Rotorlarında sargıların olmamasından dolayı soğutma işlemi kolaylıkla yapılabilmektedir.
- Özel tasarımlarından dolayı yüksek hızlı uygulamalarda rahatlıkla kullanılabilirler.
- Geleneksel motorlardaki rotor sargılarından dolayı oluşan kayıplar yoktur. Bundan dolayı yüksek verimli motorlardır. Rotor uyarı akımı için harici beslemeye ihtiyaç duymazlar.
- Atalet momentlerinin düşük olması dinamik cevaplarının diğer motorlara göre iyi olması anlamı taşımaktadır.
- Yüksek güç ve moment sağlayan motorlardır. Çıkış moment kalitesi yüksektir.

## 2.1. Yüzeysel Mıknatıslı Senkron Motorlar

Günümüzde mıknatıslı senkron motorlar ailesinde en sık kullanılan motorlar yüzeysel mıknatıslı senkron motorlardır (YMSM). Yüksek enerjili NdFeB mıknatısların bu tip motorlarda kullanılmasıyla endüstriyel servo uygulamalarda sıkça kullanılmaya başlamıştır.

Yüzeysel mıknatıslı senkron motorlara ait genel görünüm Şekil 2.5’te verildiği gibidir. Bu tip motorlarda mıknatıslar rotor yüzeyine yapıştırılmıştır. Ayrıca yüzeysel mıknatıslı motorlarda  $L_q$  ve  $L_d$  endüktansları birbirlerine eşit olduğundan relüktans momenti de oluşmaz.



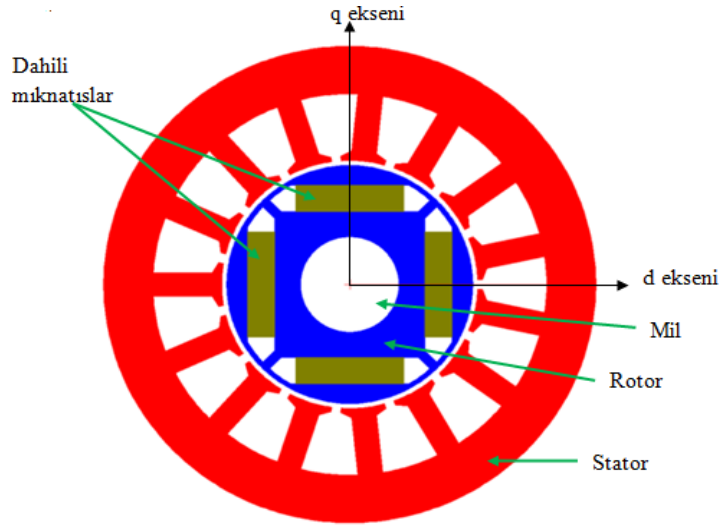
Şekil 2.5. Yüzeysel mıknatıslı AC motor yapısı



Yüzeiden mıknatıslı senkron motorların DC ve asenkron motorlara oranla daha küçük boyutlara ve yüksek moment yoğunluğuna sahip olmaları, üretim açısından düşük maliyet en belirgin avantajları arasında gösterilebilir. Ayrıca farklı tip sürekli mıknatıslı motorlara oranla daha yaygın bir üretime sahiptir. YMSM'ler kullanım alanı itibari ile yüksek güç yoğunluğu gerektiren nispeten orta ve düşük hızlı uygulamalarda tercih edilmektedir. Ancak yüksek hızlı uygulamalarda da yer bulmaktadır.

## 2.2. Dahili Mıknatıslı Senkron Motorlar

Dahili mıknatıslı senkron motorlar (DMSM), mıknatis malzemelerinin rotor içine yerleştirilmesiyle elde edilen relüktans ve elektromanyetik moment üreten motorlardır. Mıknatis malzemeleri rotor içinde konumlandığından, YMSM tip motorlara göre daha sağlam yapıdadırlar. Ayrıca bu avantaj nedeniyle yüksek hızlı uygulamalara uygundur [22].

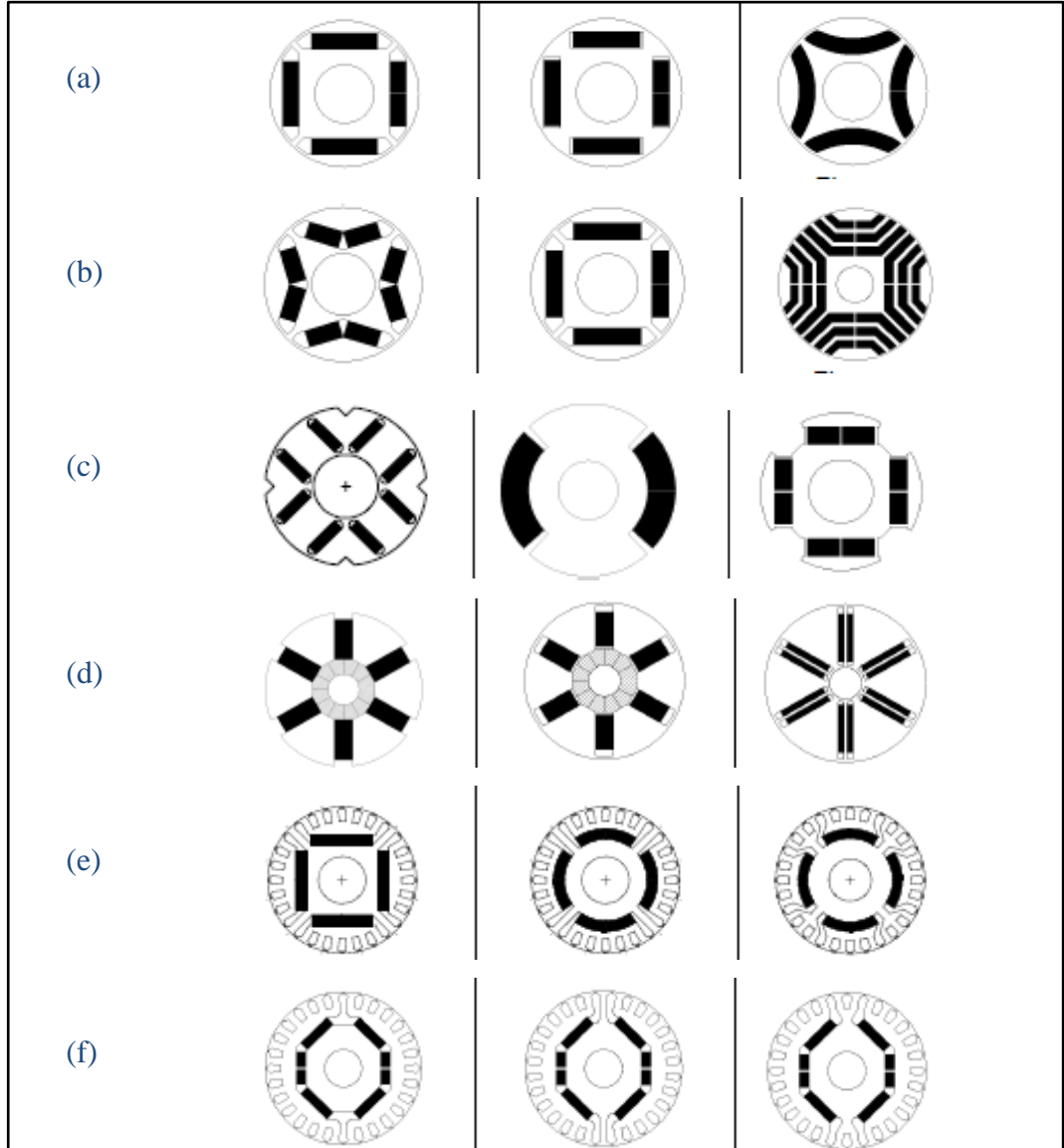


Şekil 2.6. Dahili mıknatıslı senkron motorda d-q eksenlerin yerleşimi [26]

Şekil 2.6'da dahili mıknatıslı motorun mıknatis yerleşimi ve d-q eksen gösterimine yer verilmiştir. DMSM'lerde mıknatıslar rotor içine yerleştirilmektedirler ve bundan dolayı d-q eksen endüktansları birbirinden farklıdır. Bu tip motorlarda q eksen endüktansı d eksen endüktansından daha büyüktür. Bu farklılıktan dolayı pozitif bir relüktans momenti elde etmek için YMSM'den farklı olarak  $i_d$  referans akımı sıfırın altında alınmaktadır [27].

### 2.3. Dahili Mıknatıslı Motor Yapıları

Günümüz teknolojisi ile dahili mıknatıslı motorlar çok sayıda farklı rotor yapısında üretilmektedirler. Farklı rotor yapılarının geliştirilmesi konusunda yapılan çalışmalar, akademik yayınlar ve patentler, dahili mıknatıslı motorların en fazla çeşite sahip motor grubu olmasını sağlamıştır. Şekil 2.7’de literatürde yer alan en temel dahili mıknatıslı motor yapılarına yer verilmiştir.



Şekil 2.7. Dahili mıknatıslı motor yapıları

Şekil 2.7’de verilen yapılar birbirlerine göre farklı avantajlar sunmaktadır. Üretim kolaylıkları ve geniş sabit güç bölgesinde çalışabilme karakteristiğinden dolayı tek ve çok katmanlı dahili mıknatıslı motor yapıları literatür ve uygulamalarda geniş yer

bulmaktadır. Ayrıca çubuk tip motorlar da üretim avantajlarından dolayı servo uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadırlar. Geleneksel sincap kafesli asenkron motorlara göre daha verimli olmaları ve bunlar gibi şebekeden kolaylıkla beslenebilmeleri, hat beslemeli dahili mıknatıslı motor yapılarının asenkron motorların yerine kullanılabilme imkanını sağlamaktadır. Bu avantajlara rağmen, üretimdeki maliyetlerin asenkron motorlara oranla fazla olması ve karmaşık üretim yapıları başlıca problemler arasında gösterilebilir.

#### **2.4. Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Malzemeler**

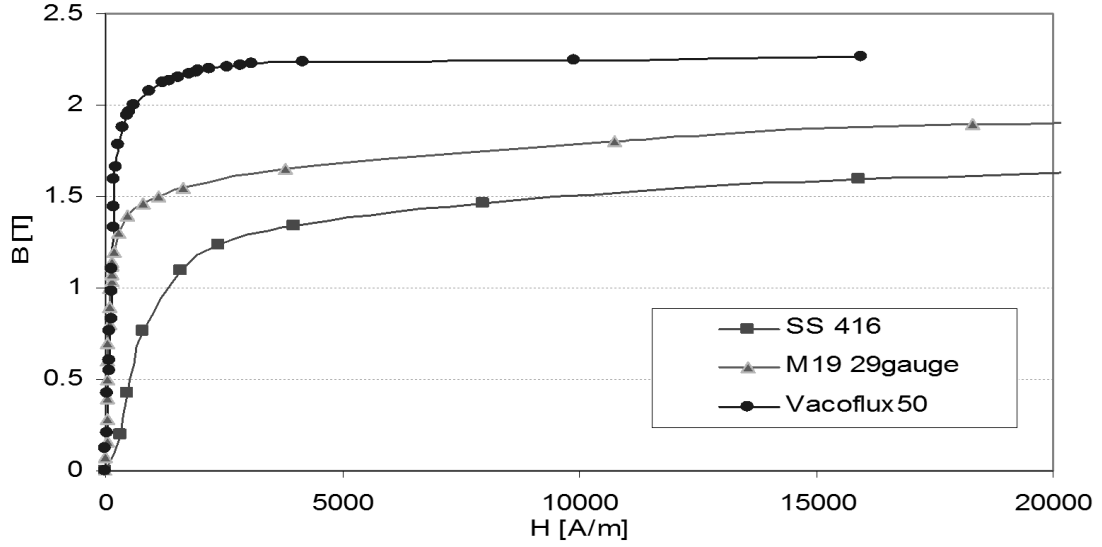
Bu bölümde sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan sac malzemeleri ve sürekli mıknatıs malzemeleri hakkında genel bilgiler verilmiştir

##### **2.4.1. Silisli çelik malzemeleri**

Günümüzde sürekli mıknatıslı motorların üretiminde farklı yapılarda sac malzemeler kullanılmaktadır. Bu malzemeler motorların kullanım alanları, üretim adetleri ve maliyet açısından farklılık göstermektedirler. Örnek olarak askeri ve uzay uygulamaları gibi kritik alanlarda kullanılan motorların silisli sac malzemeleri ile günlük yaşamda kullanılan motorlardaki sac malzemelerin seçimi aynı olmamaktadır. Benzer bir örnek motorların kullanılacağı uygulamaların hız sınırları için de geçerli olmaktadır. Yüksek hızlı uygulamalar için yüksek akı ve düşük kayıp (W/kg) değerlerine sahip Vac50 veya benzer özellik gösteren malzemelerin terhici daha uygun olmaktadır.

Kayıpların (W/kg) çok önemli olmadığı, maliyetin az olması gerektiği düşük hızlı uygulamalarda daha kalın sac malzemeleri kullanılmaktadır. Bu malzemelere örnek olarak uygulamalarda sıkça kullanılan M19 veya M270-35A gösterilebilir.

Şekil 2.8'de bu sac malzemelerin doyum eğrisi ile standart motorlarda kullanılan sac malzemelerin doyum eğrilerinin karşılaştırılması verilmiştir. Ayrıca standart 416 çelik malzemesinin doyum eğrisi de karşılaştırma amaçlı verilmiştir.



Şekil 2.8. Motor sac datalarına örnek

Tablo 2.1’de farklı standartlarda silisli çelik malzemelerinin karşılaştırılması ve bu standartlardaki eşdeğerleri, Tablo 2.2’de Avrupa normlarında en sık kullanılan yönlendirilmemiş motor sac malzemeleri, kalınlıkları ve kayıp değerleri gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Avrupa normlarında en sık kullanılan yönlendirilmemiş motor sac malzemeleri, kalınlıkları ve kayıp değerleri (demir kayıpları) [28]

Sınıf EN 10106	Kalınlık mm	50 Hz de maksimum toplam kayıp		50 Hz de minimum manyetik kutuplaşma		
		$\hat{j} = 1.5T$ W/kg	$1.0 T^{**}$ W/kg	$\hat{H}=2500$ T	500 T	1000 A/m T
M235-35A	0.35	2.35	0.95	1.49	1.60	1.70
M250-35A	0.35	2.50	1.00	1.49	1.60	1.70
M270-35A	0.35	2.70	1.10	1.49	1.60	1.70
M300-35A	0.35	3.00	1.20	1.49	1.60	1.70
M330-35A	0.35	3.30	1.30	1.49	1.60	1.70
M700-35A	0.35	7.00	7.00	1.60	1.69	1.77
M250-50A	50	2.50	1.05	1.49	1.60	1.70
M270-50A	50	2.70	1.10	1.49	1.60	1.70
M290-50A	50	2.90	1.15	1.49	1.60	1.70
M310-50A	50	3.10	1.25	1.49	1.60	1.70
M330-50A	50	3.30	1.35	1.49	1.60	1.70
M350-50A	50	3.50	1.50	1.50	1.60	1.70
M400-50A	50	4.00	1.70	1.53	1.63	1.73
M470-50A	50	4.70	2.00	1.54	1.64	1.74
M530-50A	50	5.30	2.30	1.56	1.65	1.75
M600-50A	50	6.00	2.60	1.57	1.66	1.76
M700-50A	50	7.00	3.00	1.60	1.69	1.77
M800-50A	50	8.00	3.60	1.60	1.70	1.78
M940-50A	50	9.40	4.20	1.62	1.72	1.81

Tablo 2.2. Silisli çelik malzemelerin Avrupa, Amerika, Japonya ve Rusya standartlarında eşdeğerleri [29]

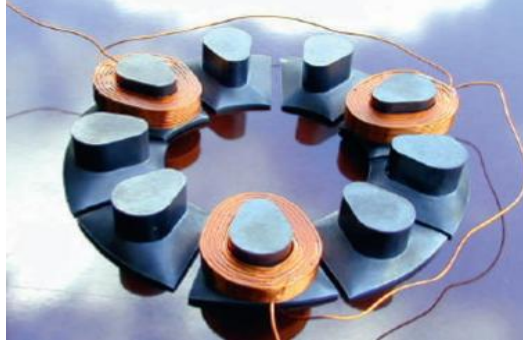
Avrupa IEC 404-8-4 (1986)	Amerika AISI	Japonya JIS 2552 (1986)	Rusya GOST 21427 0-75
250-35-A5	M15	35A250	2413
270-35-A5	M19	35A270	2412
300-35-A5	M22	35A300	2411
330-35-A5	M36	---	---
270-50-A5	---	50A270	---
290-50-A5	M15	50A290	2413
310-50-A5	M19	50A310	2412
330-50-A5	M27	---	---
350-50-A5	M36	50A350	2411
400-50-A5	M43	50A400	2312
470-50-A5	---	50A470	2311
530-50-A5	M45	---	2212
600-50-A5	---	50A600	2112
700-50-A5	M47	50A700	---
800-50-A5	---	50A800	2111
350-65-A5	M19	---	---
400-65-A5	M27	---	---
470-65-A5	M43	---	---
530-65-A5	---	---	2312
600-65-A5	M45	---	2212
700-65-A5	---	---	2211
800-65-A5	---	65A800	2112
1000-65-A5	---	65A1000	---

Tablo 2.3'te ise en sık kullanılan M-27, M-36 ve M-43 silisli çelik demir kayıplarının 60 Hz de karşılaştırması sunulmuştur. Bu malzemelerden kayıp oranları düşük olanlar dahili mıknatıslı motor tasarımlarında sıkça kullanılmaktadır.

Tablo 2.3. En yaygın kullanılan M-27, M-36 ve M-43 silisli çelik malzemelerinin demir kayıpları karşılaştırılması [29]

Manyetik Akı Yoğunluğu, T	Bakır Kayıpları, W/kg								
	0.36 mm			0.47 mm			0.64 mm		
	M-27	M-36	M-27	M-36	M-43	M-27	M-36	M-43	
0.20	0.09	0.10	0.10	0.11	0.11	0.12	0.12	0.13	
0.50	0.47	0.52	0.53	0.56	0.59	0.62	0.64	0.66	
0.70	0.81	0.89	0.92	0.97	1.03	1.11	1.14	1.17	
1.00	1.46	1.61	1.67	1.75	1.87	2.06	2.12	2.19	
1.30	2.39	2.58	2.67	2.80	2.99	3.34	3.46	3.56	
1.50	3.37	3.57	3.68	3.86	4.09	4.56	4.70	4.83	
1.60	4.00	4.19	4.30	4.52	4.72	5.34	5.48	5.60	
1.70	4.55	4.74	4.85	5.08	5.33	5.99	6.15	6.28	
1.80	4.95	5.14	5.23	5.48	5.79	6.52	6.68	6.84	

Elektrik motorlarında, silisli çeliğin yanında SMC (Soft Magnetic Composites) malzemeler de üretim avantajı nedeniyle sıkça kullanılmaktadır. Bu tip malzemelerin temel kullanım nedeni karmaşık geometriye sahip yapılar ve akının 3 boyutlu akma ihtiyacı olarak özetlenebilir. Bu malzemeler standart tip motorlarda çok da tercih edilmeyen bir malzemedir. Şekil 2.9’da SMC kullanılarak üretilen bir parçalı stator yapısı görülmektedir.



Şekil 2.9. SMC kullanılarak üretilen bir stator yapısı [30]

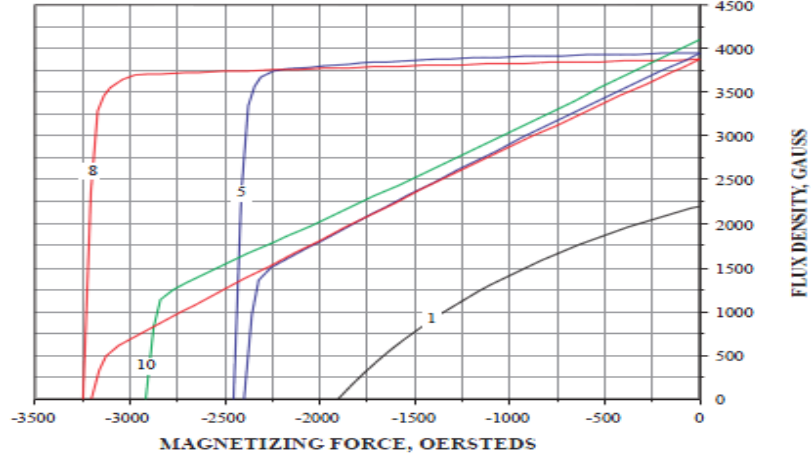
#### 2.4.2. Sürekli mıknatıs malzemeleri

Sürekli mıknatıslı elektrik motorlarının günümüzde yaygın olarak kullanılmasının nedenlerinden birisi de mıknatıs malzemeleri alanındaki gelişmelerdir. Sürekli mıknatıslı malzemeler, elektrik motorlarında uyartım akısını oluşturmak için kullanılmaktadırlar. Mıknatıs malzemeleri genel olarak Al-Ni-Co, Ferrit, Samarium Cobalt ve NdFeb sınıflarına ayrılmaktadır.

Yukarıda bahsedilen mıknatıs malzemelerinden Al-Ni-Co; Alüminyum, Nikel, Demir ve Kobalt elementlerinden oluşmuş bir alaşım olup, 1930’lu yıllarda Bell laboratuvarı tarafından keşfedilmiştir. Mıknatıs malzemeleri arasında en eski tarihe sahip olan Al-Ni-Co mıknatısları, sürekli mıknatıslı motorlarda hala kullanılmaktadır. Al-Ni-Co türü mıknatıslar yüksek akı yoğunluğuna sahip olmalarının yanında pahalı olmaları ve manyetik özelliklerini kolayca kaybetmeleri gibi dezavantajlara da sahiptir.

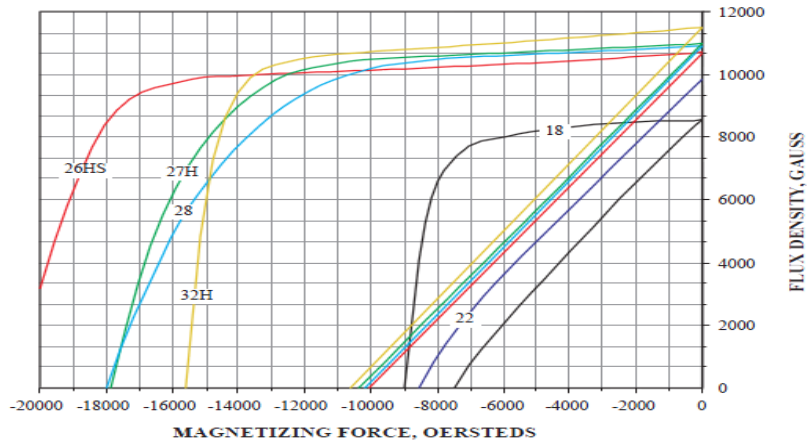
Mıknatıs malzemelerinin bir diğer türü olan Ferrit mıknatıslar, 1950’li yıllarda bulunmuştur. Al-Ni-Co tip mıknatıslara oranla daha ucuz olan Ferrit mıknatıslar, sürekli mıknatısların yaygın olarak kullanılmasına imkan kılmıştır. Ferrit tip

mıknatıslar kırılğan bir yapıya sahip olmalarının yanında Al-Ni-Co mıknatıslara oranla daha düşük akı yoğunluğuna sahiptir. Ayrıca Hc değerlerinin yüksek olması demagnetize olma oranlarına düşürmektedir. Ferrit mıknatıslar literatürde seramik mıknatıslar olarak ta bilinmektedir. Şekil 2.10'da Al-Ni-Co mıknatıs ailesine ait B-H eğrileri gösterilmiştir.



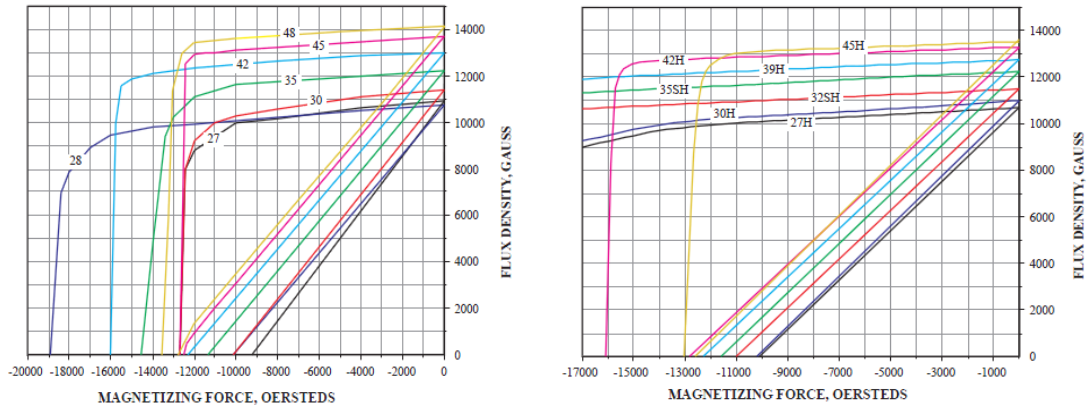
Şekil 2.10. Alnico tip mıknatıslara ait B-H eğrileri [31]

Mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler 1960'lı yıllara gelindiğinde Samaryum ve Kobalt elementlerinden oluşan alaşımın (SmCo) keşfedilmesiyle büyük bir sıçrama yapmıştır. Bulunan bu alaşım literatürde nadir toprak (rare earth) mıknatısı olarak geçmektedir. Kırılğan bir yapıya sahip olan SmCo mıknatısların mıknatıs enerjileri, Al-Ni-Co ve Ferrite'lere göre çok daha yüksektir. Şekil 2.11'de SmCo tip mıknatıslara ait B-H eğrileri verilmiştir.

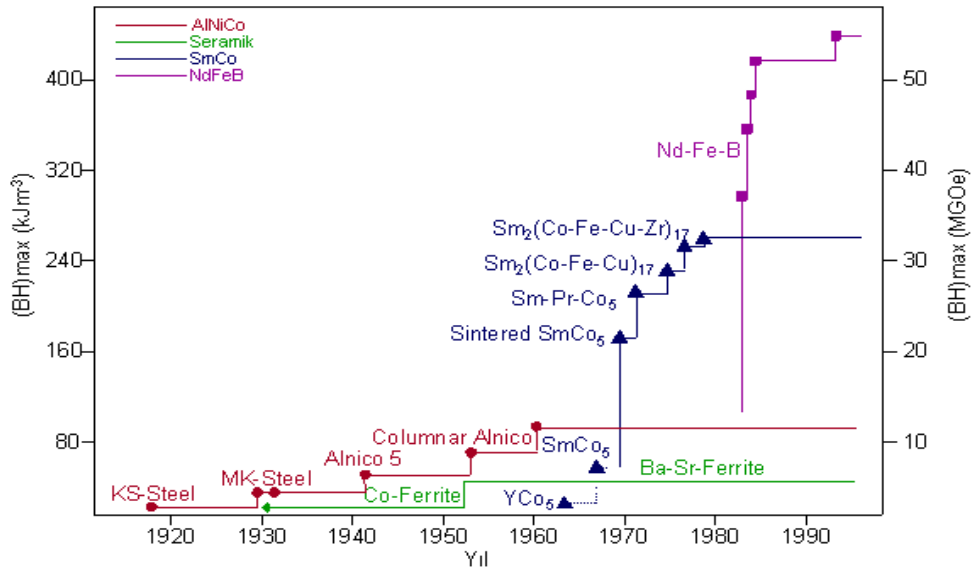


Şekil 2.11. Samaryum Kobalt (SmCo) tip mıknatıslara ait B-H eğrileri [31]

Sürekli mıknatıslı motorların kullanım alanlarının artması ve yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanması ise, 1983 yılında Neodimiyum Demir Boron (Neodymium Iron Boron - NdFeB) ların bulunması ile olmuştur. NdFeB mıknatıslarının bulunması ile mıknatıs enerjileri  $400\text{kJ/m}^3$  leri aşmış, Br ve Hc değerleri çok daha yüksek seviyelere bu sayede ulaşabilmektedir. Bu tip mıknatısların avantajları arasında Samaryum Kobalt (SmCo) mıknatıslardan ucuz olmaları ve günümüzde en yüksek güç yoğunluğuna sahip mıknatıslar olmaları söylenebilir. Ayrıca NdFeB mıknatısların kırılğan olmaları ve paslanmaya karşı koruma gereksinimi bu tip mıknatısların dezavantajları arasında gösterilebilir. Şekil 2.12’de standart ve yüksek güçlü NdFeB tip mıknatıs ailelerine ait B-H eğrileri görülmektedir.



Şekil 2.12. (a) Standart (b) Yüksek güçlü NeFeB tip mıknatısların B-H eğrileri [31]



Şekil 2.13. Tarihsel gelişimi boyunca sürekli mıknatıslı malzemeler [32]



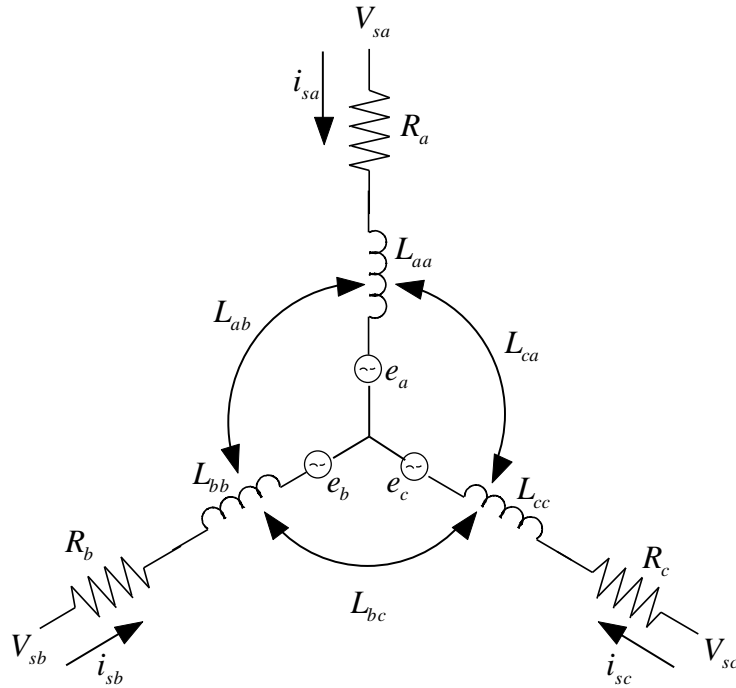
Yukarıda bahsedilen sürekli mıknatıslı malzemelere ait tarihsel gelişim Şekil 2.13'te verilmiştir. Görüldüğü gibi gelişen teknoloji ile daha yüksek BH değerine sahip mıknatıslar üretilmeye başlanmıştır. Günümüzde NdFeB mıknatıslar hemen hemen her uygulamada sıkça kullanılmakta ve üretilmektedir.

## 2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli

Bu bölümde sürekli mıknatıslı senkron motorun faz ve d-q eksen matematiksel modellerine yer verilmiştir.

### 2.5.1. Sürekli mıknatıslı senkron motorun faz modeli

Faz modelde, üç faz yıldız bağlantı şekline sahip sürekli mıknatıslı senkron motor ele alınmıştır. Yıldız bağlı bir sistem için üç faz stator eşdeğer devresi Şekil 2.14'te verildiği gibidir. Burada  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  faz gerilimlerini;  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  üç faz motor akımlarını;  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  faz dirençlerini;  $\psi_{sa}$ ,  $\psi_{sb}$ ,  $\psi_{sc}$  üç faz manyetik akılarını;  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  stator sargılarındaki ters elektro motor kuvvetlerini;  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$ ,  $L_{cc}$  faz ve sargılarının toplam endüktansını ve  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  ise fazlar arasındaki endüktansları ifade etmektedir.



Şekil 2.14. SMSM'in üç faz eşdeğer devresi [33]

Motorun stator sargılarına uygulanan üç faz gerilimler Denklem (2.1) ve Denklem (2.3) arasında verildiği gibidir. Verilen denklemlerde, her bir faz gerilimi arasında  $120^\circ$  faz farkı olduğu açıktır,

$$V_{sa} = V(\cos(\omega_e t)) \quad (2.1)$$

$$V_{sb} = V(\cos(\omega_e t - 120^\circ)) \quad (2.2)$$

$$V_{sc} = V(\cos(\omega_e t + 120^\circ)) \quad (2.3)$$

Motor faz gerilimleri, Şekil 2.14'te verilen elektriksel eşdeğer devre göz önüne alınarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir,

$$V_{sa} = I_{sa} R_a + \frac{d(\psi_{sa})}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_{sb} = I_{sb} R_b + \frac{d(\psi_{sb})}{dt} \quad (2.5)$$

$$V_{sc} = I_{sc} R_c + \frac{d(\psi_{sc})}{dt} \quad (2.6)$$

Yukarıdaki eşitlikler matris formunda yazıldığında,

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

elde edilir.

Üç faz yıldız bağlı sürekli mıknatıslı senkron motorun sargılarında oluşan manyetik akılar aşağıda verilen eşitliklerle ifade edilmektedir,

$$\psi_{sa} = L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \psi_{ra} \quad (2.8)$$

$$\psi_{sb} = L_{ba} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \psi_{rb} \quad (2.9)$$

$$\psi_{sc} = L_{ca} I_{sa} + L_{cb} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \psi_{rc} \quad (2.10)$$

$$\psi_{ra} = \psi_m(\cos(\theta)) \quad (2.11)$$

$$\psi_{rb} = \psi_m(\cos(\theta - 120^\circ)) \quad (2.12)$$

$$\psi_{rc} = \psi_m(\cos(\theta + 120^\circ)) \quad (2.13)$$

Burada  $\psi_{ra}$ ,  $\psi_{rb}$ ,  $\psi_{rc}$  fazlara ait mıknatıslardan dolayı oluşan manyetik akıları;  $\psi_m$  ise mıknatıs manyetik akısını ifade etmektedir. Bir motorda fazlara ait sargı dirençleri ve fazlar arasındaki karşılıklı endüktanslar birbirine eşit olduğundan dolayı Denklem (2.14) ile Denklem (2.16) arasındaki eşitlikler yazılabilir,

$$R = R_a = R_b = R_c \quad (2.14)$$

$$L = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (2.15)$$

$$M = L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} \quad (2.16)$$

Böylece Denklem (2.8)-(2.10) eşitlikleri yeniden düzenlenerek matris halde yazıldığında Denklem (2.17)-(2.19) numaralı eşitlikler elde edilebilir,

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 120^\circ)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 120^\circ)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 120^\circ)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

Fiziksel sistemlerde hız, konum bilgisinin türevi ile elde edildiği bilinmektedir. O halde Denklem (2.20)'nin doğruluğu açıktır,

$$\frac{d}{dt} = \omega_e \quad (2.20)$$

Denklem (2.20), Denklem (2.19)'da türev alındıktan sonra yerine yazıldığında Denklem (2.21) eşitliği elde edilir,

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 120^\circ)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Bilindiği gibi üç faz yıldız bağlı sistemlerde faz akımları toplamı sıfırdır. Bu durum aşağıdaki eşitlikle ifade edilebilir,

$$I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0 \quad (2.22)$$

Denklem (2.22), Denklem (2.21) de yerine yazıldığında sürekli mıknatıslı senkron motorda elektriksel moment ifadesi Denklem (2.23) deki gibi elde edilir,

$$T_e = (I_{sa}e_a + I_{sb}e_b + I_{sc}e_c)/\omega_r \quad (2.23)$$

Burada  $T_e$  elektriksel moment ve  $\omega_r$  rotorun mekanik açısal hızıdır. Elektrik motorlarında mekanik açısal hız ve elektriksel açısal hız arasındaki ilişki Denklem (2.24) ile ifade edildiği gibidir,

$$\omega_e = p\omega_r \quad (2.24)$$

Burada,  $\omega_e$  elektriksel açısal hız ve  $p$  rotor kutup çifti sayısıdır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda üç faz stator akımları ve ters elektro motor kuvvetleri, sırasıyla Denklem (2.25) ve Denklem (2.26) da ifade edildiği gibidir,

$$\begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I(\sin(\omega_e t)) \\ I(\sin(\omega_e t - 120^\circ)) \\ I(\sin(\omega_e t + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_e \begin{bmatrix} \psi_m(\sin(\theta)) \\ \psi_m(\sin(\theta - 120^\circ)) \\ \psi_m(\sin(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Denklem (2.25) ve Denklem (2.26), daha önce verilen Deklem (2.23)'te yerine yazılırsa elektriksel moment ifadesi Denklem (2.27) şeklinde elde edilir,

$$T_e = PI\psi_m \left( (\sin(\theta))^2 + (\sin(\theta - 120^\circ))^2 + (\sin(\theta + 120^\circ))^2 \right) \quad (2.27)$$

Denklem (2.27)'deki trigonometrik ifadede gerekli hesaplamalar yapıldığında Denklem (2.28) elde edilmektedir,

$$(\sin(\theta))^2 + (\sin(\theta - 120^\circ))^2 + (\sin(\theta + 120^\circ))^2 = 3/2 \quad (2.28)$$

Denklem (2.28) eşitliği Denklem (2.27)'de yerine yazılırsa elektriksel moment ifadesi olan Denklem (2.29) elde edilir,

$$T_e = \frac{3}{2} PI\psi_m \quad (2.29)$$

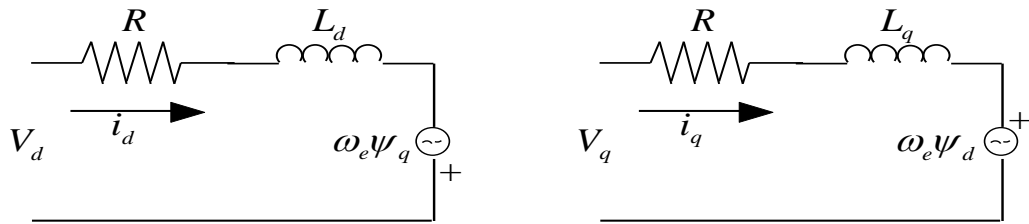
Sürekli mıknatıslı senkron motorda yük momenti de hesaba katıldığında Denklem (2.29), Denklem (2.30) da olduğu gibi ifade edilmektedir,

$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (2.30)$$

Elde edilen son eşitlikle sürekli mıknatıslı senkron motora ait faz modeli çıkarılmış olmaktadır [34,35,36].

### 2.5.2. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen matematiksel modeli Şekil 2.15'te verildiği gibidir. SMSM'nin d-q eksen modelinin geleneksel serbest uyarımlı bir DC motora benzediği bilinmektedir.



Şekil 2.15. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi [37]

Şekil 2.15'ten SMSM için d-q model aşağıdaki eşitliklerle açıklanabilir,

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Psi_q \quad (2.31)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e \Psi_d \quad (2.32)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.33)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_m \quad (2.34)$$

Burada d-q eksenler için  $v_d$  ve  $v_q$  gerilimleri,  $R$  stator sargı direncini,  $i_d$  ve  $i_q$  akımları,  $L_d$  ve  $L_q$  endüktansları,  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$  manyetik akıları,  $\Psi_m$  mıknatıs akısını ve  $\omega_e$  elektriksel açısal hızı ifade etmektedir.

Denklem (2.33) ve Denklem (2.34), sırasıyla Denklem (2.31) ve Denklem (2.32)'de yerlerine yazıldığında d-q eksenler için gerilim ifadeleri Denklem (2.35)-(2.36)'da verildiği gibi olmaktadır. Ayrıca d-q eksen gerilimleri matris formda Denklem (2.37) deki gibi yazılabilir [37],

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.35)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_m \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Psi_m \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar için elektriksel moment ifadesi Denklem (2.38)'de verildiği gibi ifade edilmektedir,

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.38)$$

Yukarıdaki denkleme yük momenti  $T_y$  eklendiğinde SMSM için hareket tanımı Denklem (2.39)'da verildiği gibi olmaktadır,

$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (2.39)$$

SMSM'lerde ve genel olarak elektrik motorlarında mekanik hız ile konum arasındaki ilişki Denklem (2.40)'ta verildiği gibidir. Ayrıca motorun elektriksel hız ve konum bilgileri sırasıyla Denklem (2.41) ve Denklem (2.42)'de verilmiştir,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.40)$$

$$\omega_e = \omega_r p \quad (2.41)$$

$$\theta_e = \theta_r p \quad (2.42)$$

Burada  $T_y$  yük momentini,  $J$  atalet momentini,  $\omega_r$  mekanik açısal hızı,  $B$  sürtünme katsayısını,  $\omega_e$  elektriksel açısal hızı,  $p$  kutup çifti sayısını,  $\theta_e$  ve  $\theta_r$  ise sırasıyla elektriksel ve mekanik olarak rotor konumunu ifade etmektedir. Bölüm 2.5'te SMSM'ler için faz ve d-q eksen genel modelleri verilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, dahili mıknatıslı senkron motorlar ve yüzeyden mıknatıslı senkron motorların d-q eksen endüktansları arasındaki farklılıktır. Yüzeyden mıknatıslı motorların aksine, dahili mıknatıslı motorlarda  $L_d \neq L_q$  eşitliği geçerlidir. Bundan dolayı yüzeyden mıknatıslı motorlarda moment ifadesi sadece q eksen akımına bağlı olmaktadır. Yukarıdaki açıklamalara göre yüzeyden mıknatıslı motorlar için d-q eksen gerilimleri ve moment denklemi Denklem (2.43) ile Denklem (2.45) arasında verildiği gibi elde edilir,

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.43)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_m \quad (2.44)$$

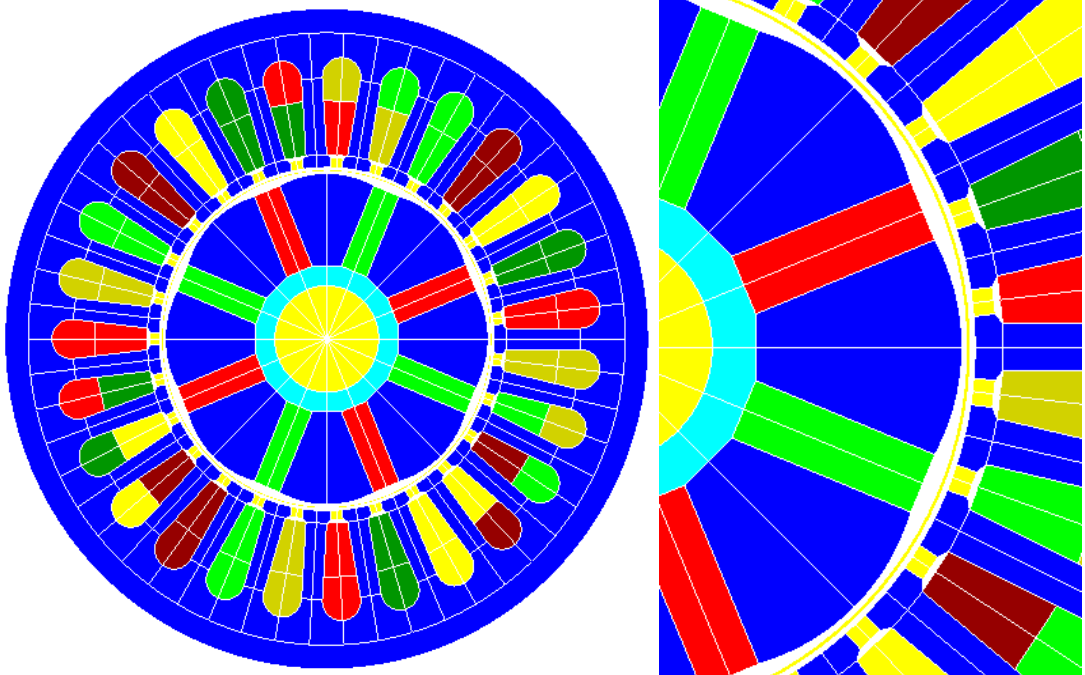
$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_m i_q + i_d i_q) \quad (2.45)$$

### 3. SÜREKLİ MİKNATISLI MOTOR ANALİZİ VE MODELLENMESİ

Bu bölümde, sürekli mıknatıslı motorun sonlu elemanlar ve mekanik analizlerine yer verilmiştir. Ayrıca tez kapsamında kullanılan SMSM motorun Matlab-Simulink benzetimleri de bu bölümde sunulmuştur.

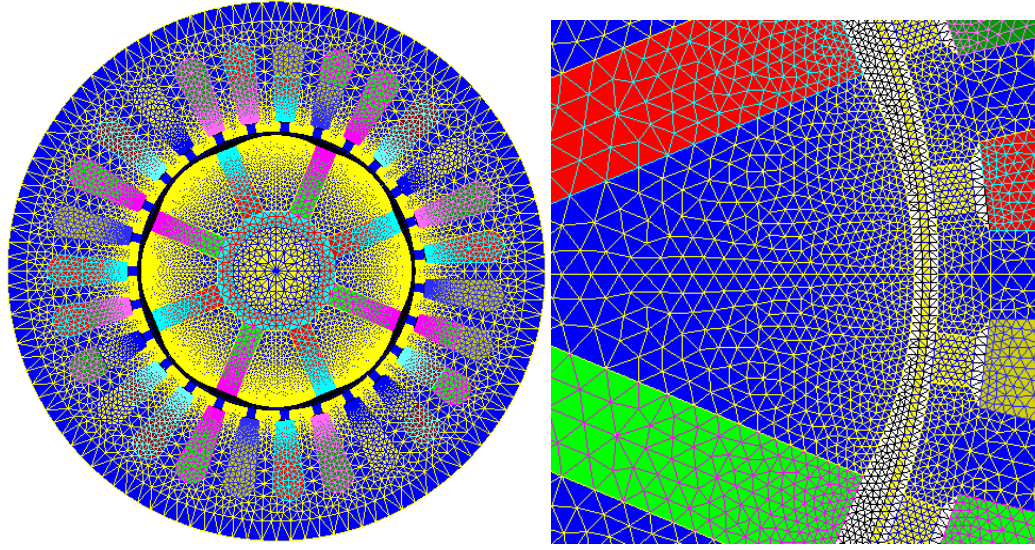
#### 3.1. Sonlu Elemanlar Analizi

Bu çalışmada kullanılan sürekli mıknatıslı AC servomotora ait sonlu elemanlar (SEA) modeli, ağ yapısı ve kutuplara odaklanmış hali Şekil 3.1 ve Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Ağ yapısına dikkat edilirse elektrik makinelerinde elektromekanik enerji dönüşümünün gerçekleştiği hava aralığında hassasiyeti arttırmak için 3 farklı katman kullanılmıştır.



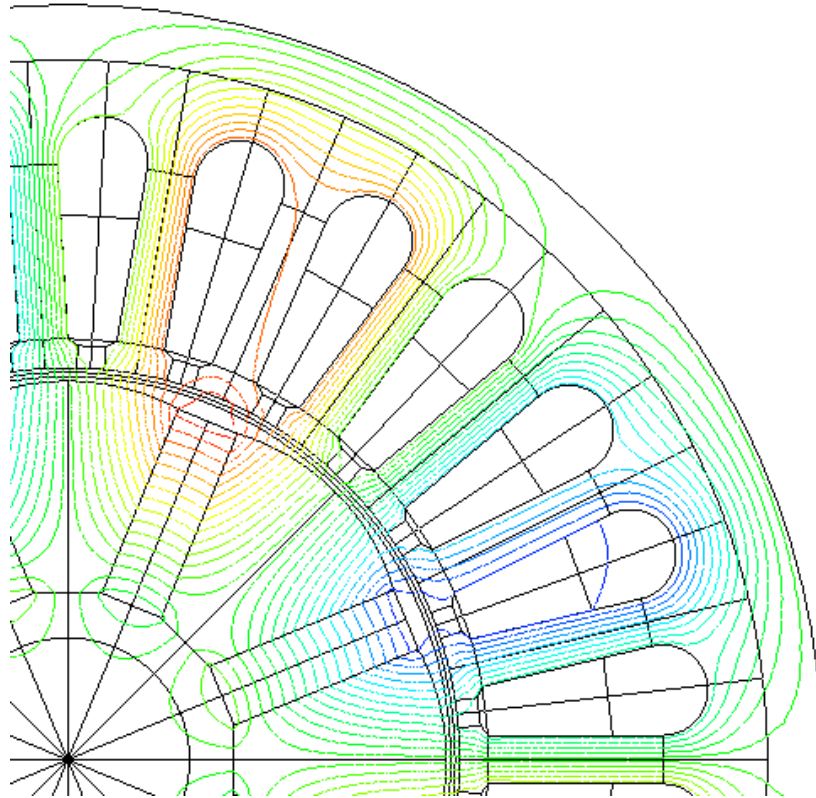
Şekil 3.1. Servomotor SEA modeli



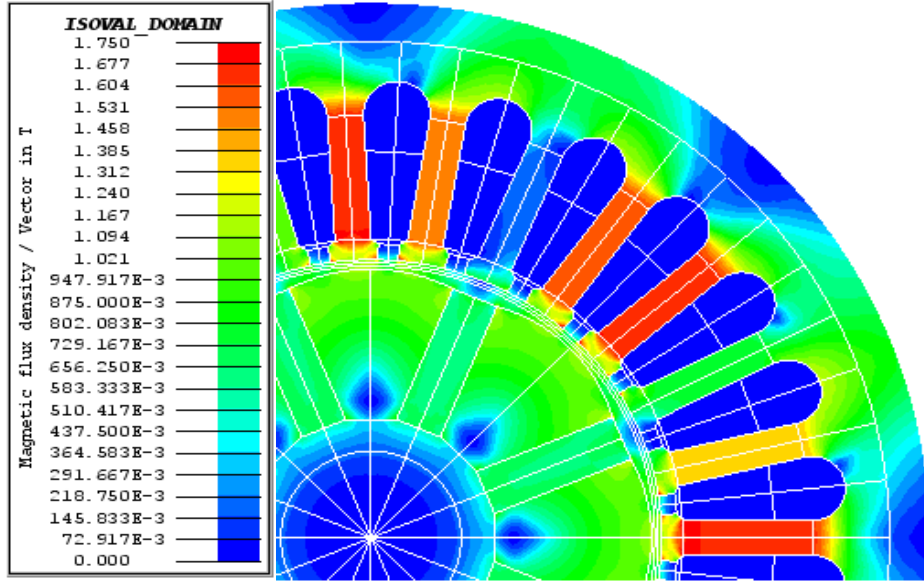


Şekil 3.2. Servomotor modelin ağ yapısı

Servomotora ait yüksüz durum akı çizgileri ve akı yoğunluğu grafikleri Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilmiştir. Akı çizgileri beklenildiği gibi olup, kaçak akılar gözlenmemekte, ayrıca akı yoğunlukları seviyelerinde de bir problem görülmemektedir.

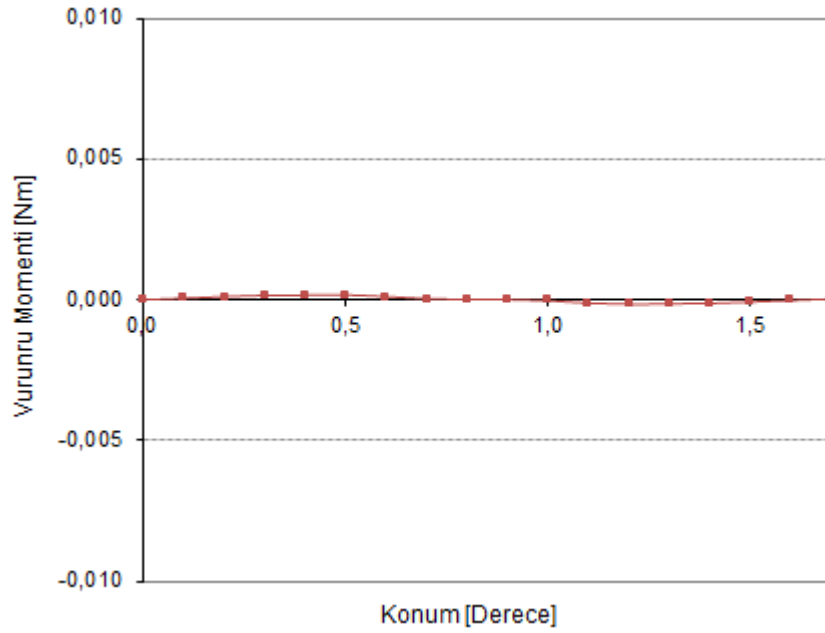


Şekil 3.3. Servomotor modelinin yüksüz durum akı çizgileri

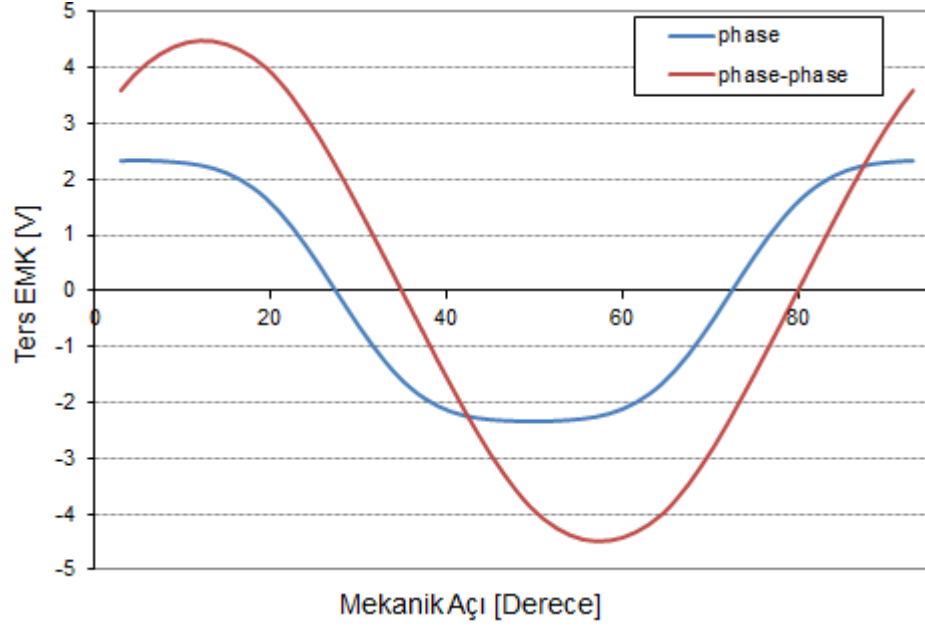


Şekil 3.4. Servomotor modelinin yüksüz durum akı yoğunluğu değişimi

Yüksüz durumda ayrıca vuruñtu momentini analizi yapılmış olup elde edilen sonuç beklenildiği gibi çok düşük seviyelerdedir. Kullanılan oluk kutup kombinasyonundan dolayı vuruñtu momentini yok denilebilecek kadar azdır. Rakam vermek gerekirse vuruñtu momentini tepe değeri anma momentinin yaklaşık % 0,02 si mertebelerindedir ve önemsiz bir değere sahiptir. Şekil 3.5'te ise vuruñtu mometi değışimine ait analiz SEA sonucuna yer verilmiştir.

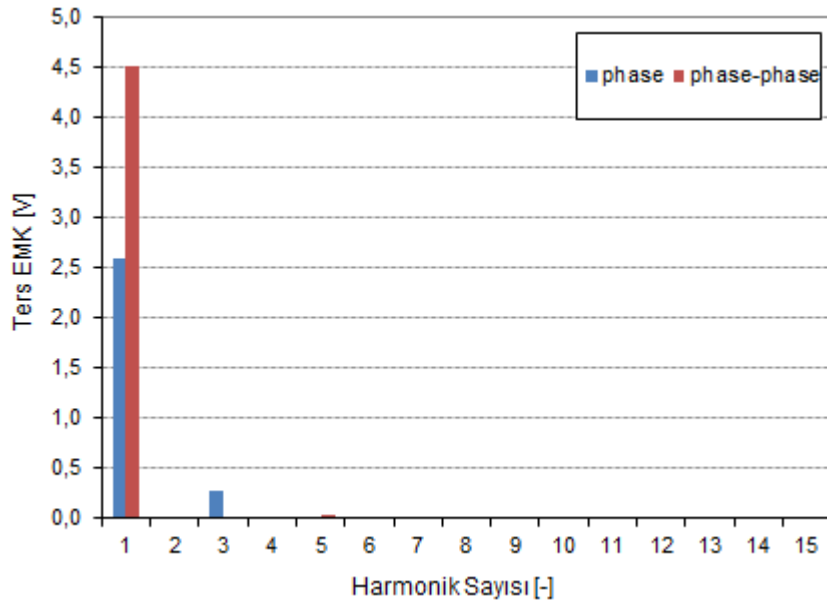


Şekil 3.5. Vuruñtu momentinin değışimi



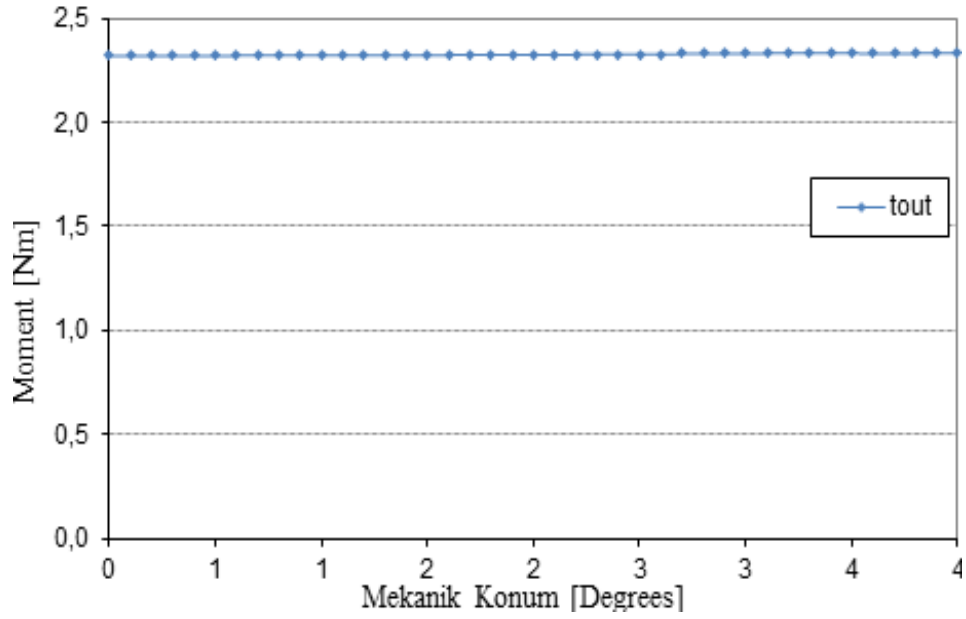
Şekil 3.6. Servomotor modelinin 500 rpm hızda back EMF dalga şekli

Vuruntu momentinin yanı sıra yüksüz durum için 500 rpm hızda ters elektro motor kuvveti (Back EMF) analizi de yapılmıştır. Şekil 3.6'da elde edilen hat geriliminin beklenildiği gibi tamamen sinusoidal olduğu görülmektedir. Yapılan FFT analizinde de hat gerilimin tamamen sinusoidal olduğu harmonik içermemesinden anlaşılmaktadır. FFT analiz sonucu Şekil 3.7'de verilen motorun, 500 rpm hızda hat gerilimi tepe değeri 4,5 V olarak elde edilmiştir.

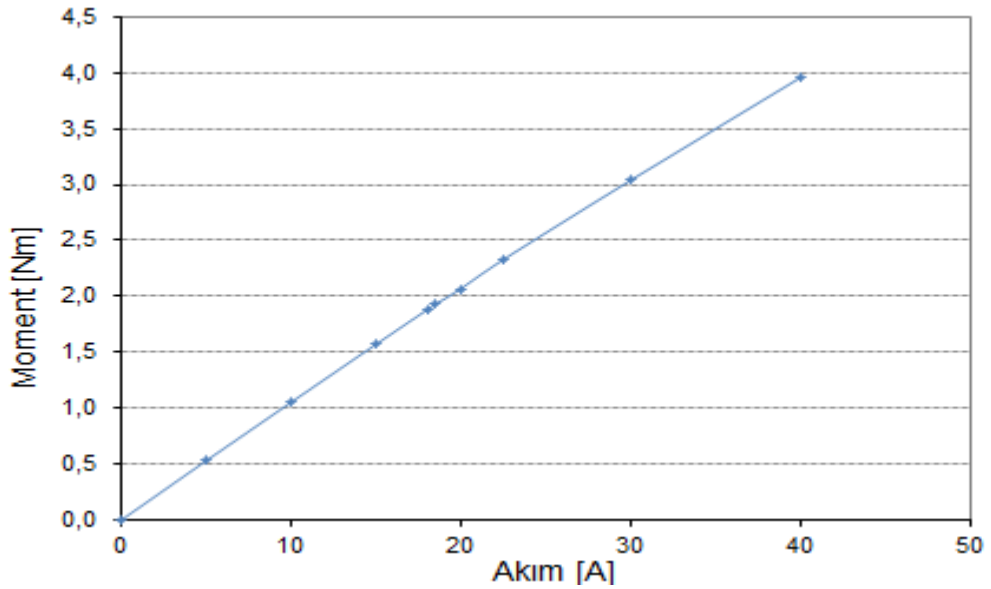


Şekil 3.7. Servomotor modelinin 500 rpm hızdaki back EMF harmonikleri

Motora ait yüklü durum analizi 20 Arms akım değeri için gerçekleştirilmiştir. Analiz sonucu Şekil 3.8’de verilen çıkış momentinde herhangi bir dalgalanma bulunmadığı görülmektedir. Vuruntu momentinin olmaması ve Back EMF dalga şeklinin harmoniksiz olması nedeniyle beklenen bir sonuç elde edilmiştir. Ayrıca motora ait moment-akım grafiği Şekil 3.9’da verilmiştir.



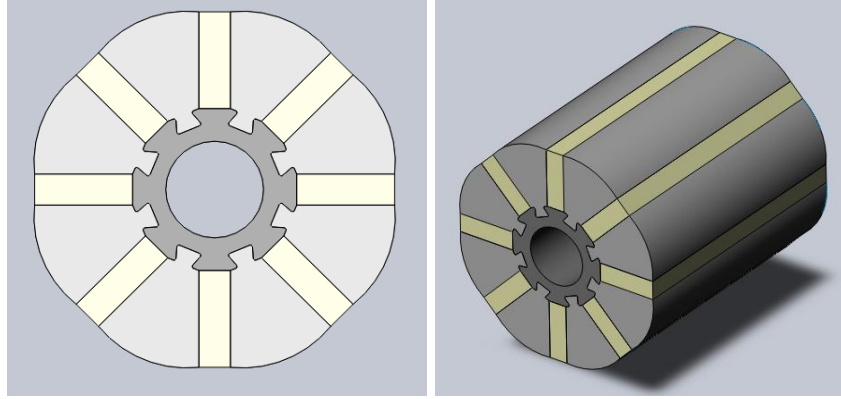
Şekil 3.8. Çıkış momentinin değişimi



Şekil 3.9. Dahili mıknatıslı servomotor modelinin moment-akım eğrisi

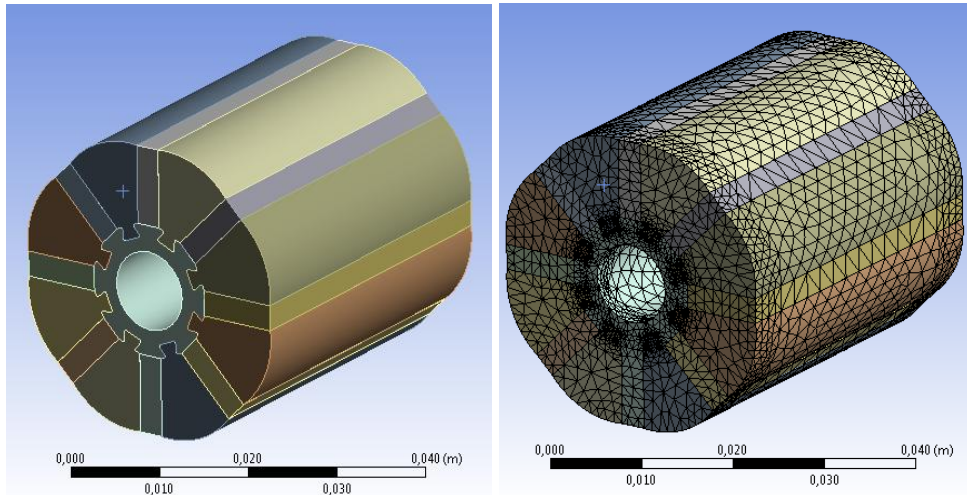
### 3.2. Mekanik Analiz

Bu bölümde, tez çalışması için kullanılan motorun mekanik analizlerine yer verilmiştir. Şekil 3.10'da motor tasarımı için oluşturulan katı modelin sırasıyla ön ve yan görünüşü görülmektedir. Şekil 3.10'da görülen modelde motora ait rotor, mıknatıs ve sac yapıları verilmiştir.



Şekil 3.10. SMSM katı modelin ön ve yan görünüşü

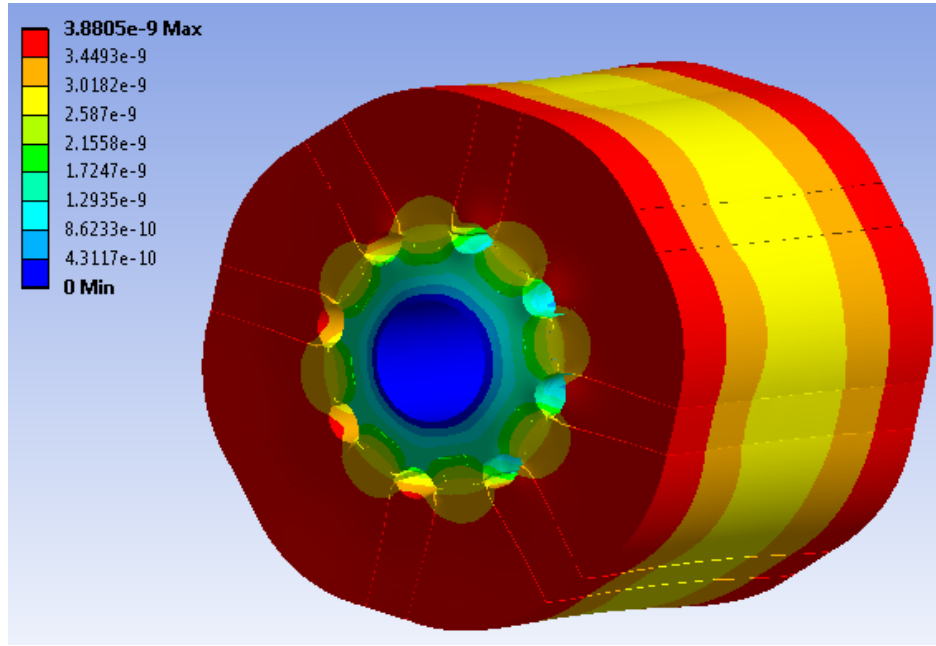
Şekil 3.11'de katı modeli oluşturulan motorun mekanik analizi ile ilgili yapılan çalışmalara yer verilmiştir. Şekil 3.11'de sırasıyla mekanik model ve ağ yapısı görülmektedir. Mekanik analizde, motorun çalıştığı durumlarda herhangi bir problemin olup olmayacağı kontrol edilmiştir.



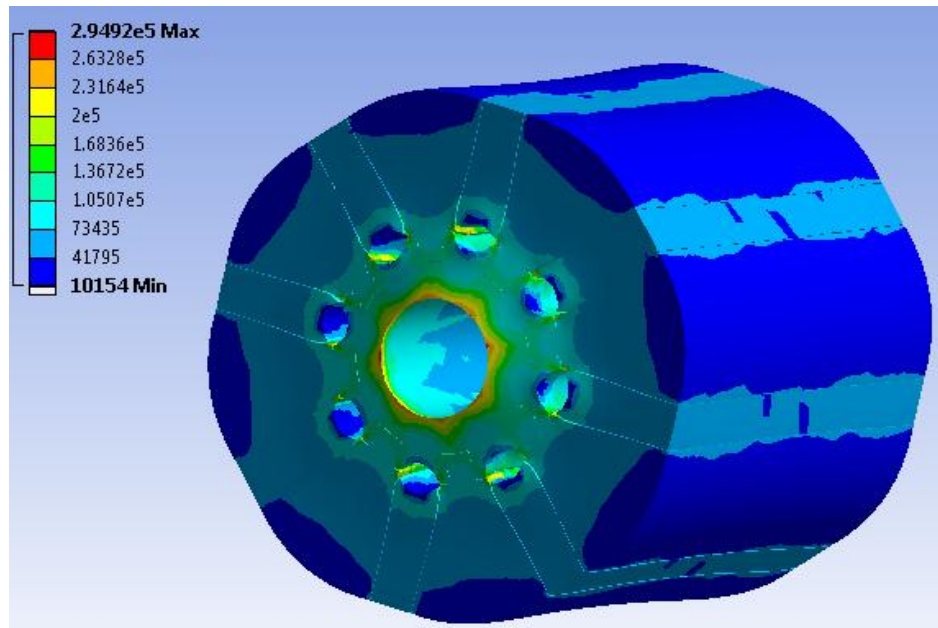
Şekil 3.11. SMSM mekanik modeli ve ağ yapısı

Mekanik analiz için yapılan çalışmada rotor 3000 rpm hızda çevrilerek motorda oluşabilecek yer değiştirmeler ve gerilme değerleri kontrol edilmiştir. Yapılan

çalışmada maksimum yer değıştirme ve gerilme değeri sırasıyla  $3,88e-6$  mm ve  $0,29$  Mpa olarak elde edilmiştir. Motorun gerçek zamanlı çalışması esnasında bu değeri herhangı bir şekilde sorun teşkil etmeyeceği sonucu rahatlıkla çıkarılabilir. Ayrıca Şekil 3.12’de mekanik analiz sonucu elde edilen yer değışim miktarları ve Şekil 3.13’te meydana gelen gerilme değeri gösterilmiştir.



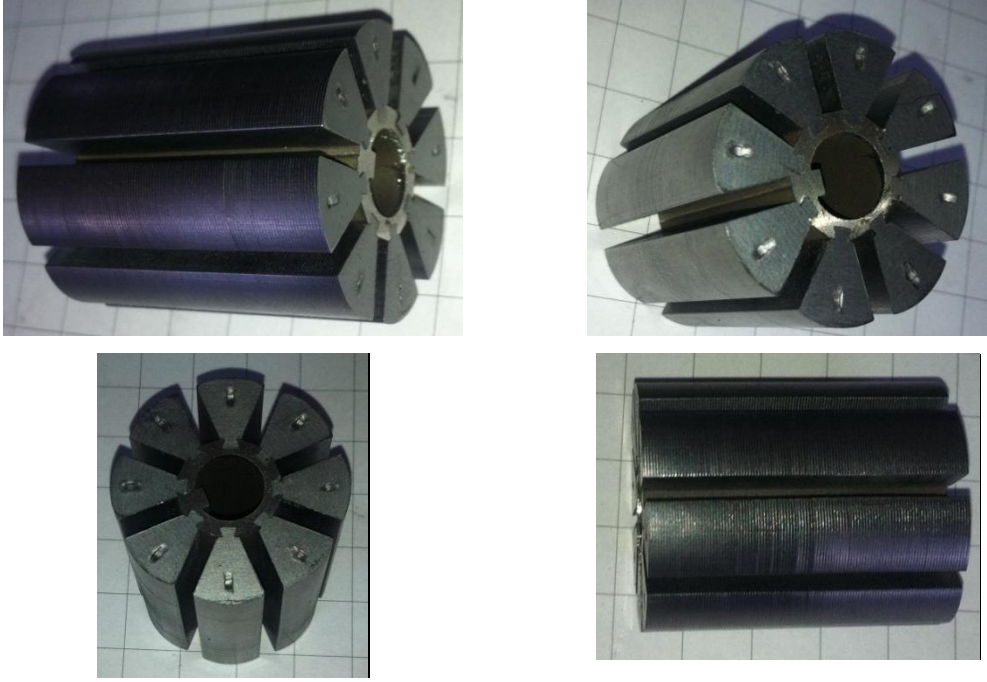
Şekil 3.12. 3000 rpm hız için rotorda meydana gelen yer değışim miktarı



Şekil 3.13. 3000 rpm hız için rotorda meydana gelen gerilme değeri

### 3.3. Dahili Mıknatıslı Motor Prototip Üretimi

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında tasarlanıp üretilen sürekli mıknatıslı AC servomotorun üretim aşamalarında elde edilen çıktılara yer verilmiştir. Şekil 3.14'te rotor segmentlerinin oluşturulması ile ilgili resimlere yer verilmiştir. Tasarlanan yapıda sekiz adet segment bulunmaktadır.



Şekil 3.14. Tasarlanan motora ait farklı görünümde rotor segmentleri

Şekil 3.15'te rotor segmentlerine yerleştirilen yüksek güç yoğunluğuna sahip NdFeB mıknatısına yer verilmiştir.



Şekil 3.15. NdFeB mıknatıs



Şekil 3.16. Mıknatısların rotor segmentlerine yerleştirilmiş hali

Şekil 3.16’da mıknatısların segmentler içine yerleştirilmiş hali detaylı bir gösterimle verilmiştir. Ayrıca Şekil 3.17 ve Şekil 3.18’de rotorun mil, rulman ve ön kapakla birleştirilmiş durumlarına ait görüntüler verilmiştir.



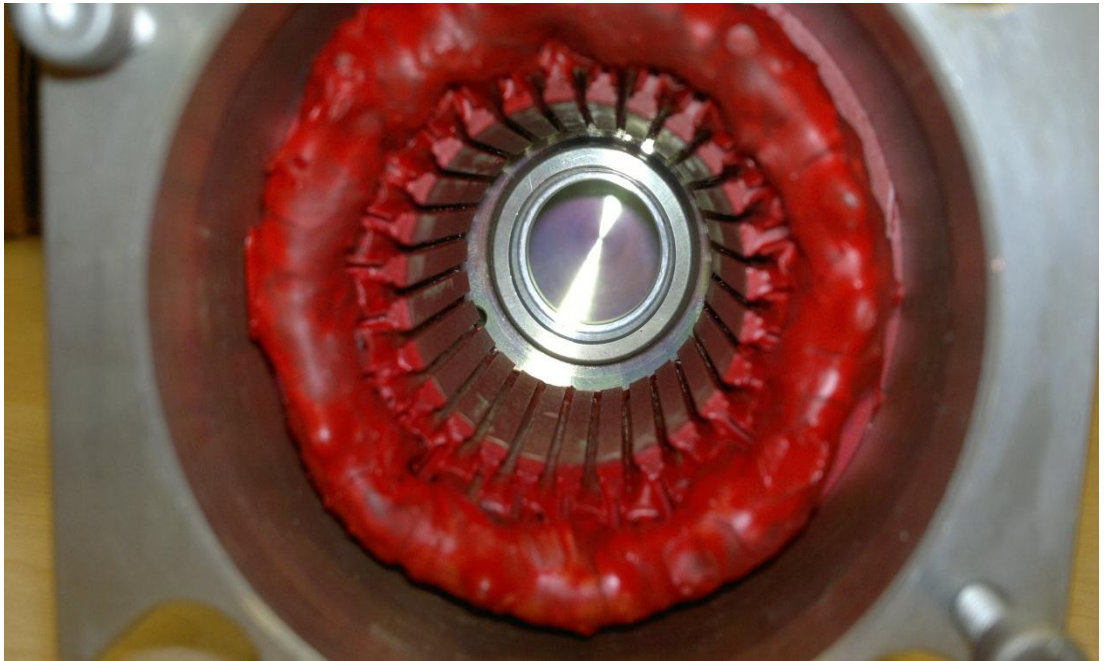
Şekil 3.17. Yüzeysel mıknatıslı AC servo motor rotoru sol yan görünümü



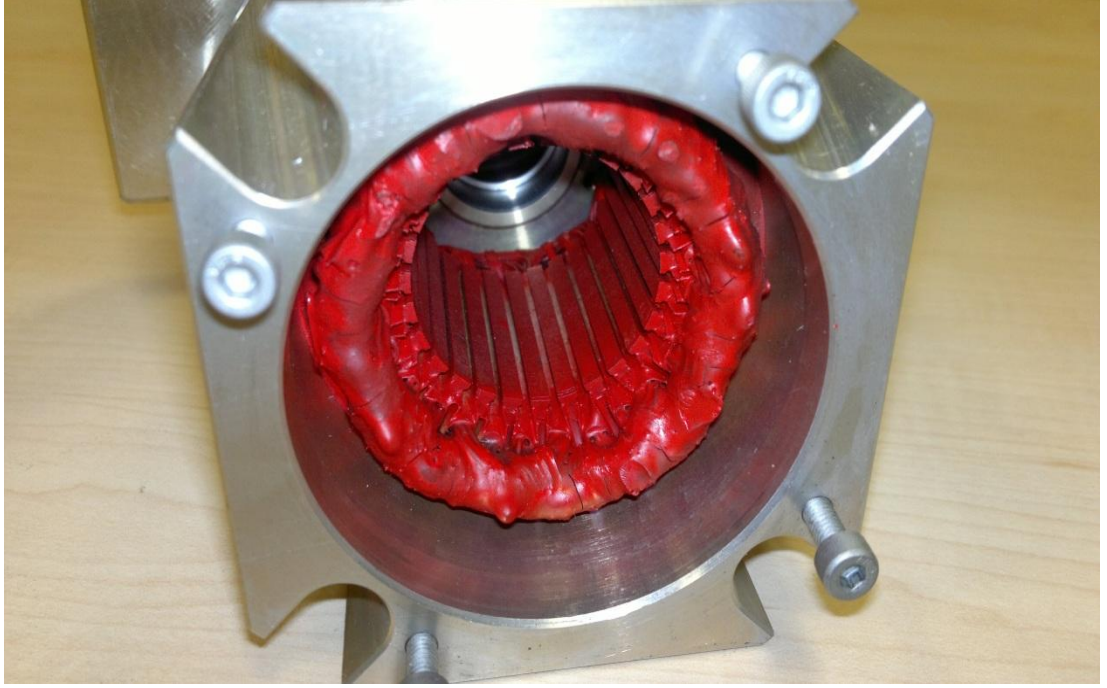


Şekil 3.18. Yüzeinden mıknatıslı AC servo motor rotoru ön görünümü

Tasarlanan motora ait stator yapısı sırasıyla Şekil 3.19 ve Şekil 3.20'de görüldüğü gibidir. Burada stator yapısı, oluklar, sargılar ve koruma amaçlı ilave edilen epoksi malzeme detaylı bir şekilde görülmektedir.



Şekil 3.19. Stator sargı yapısı ön görünüş

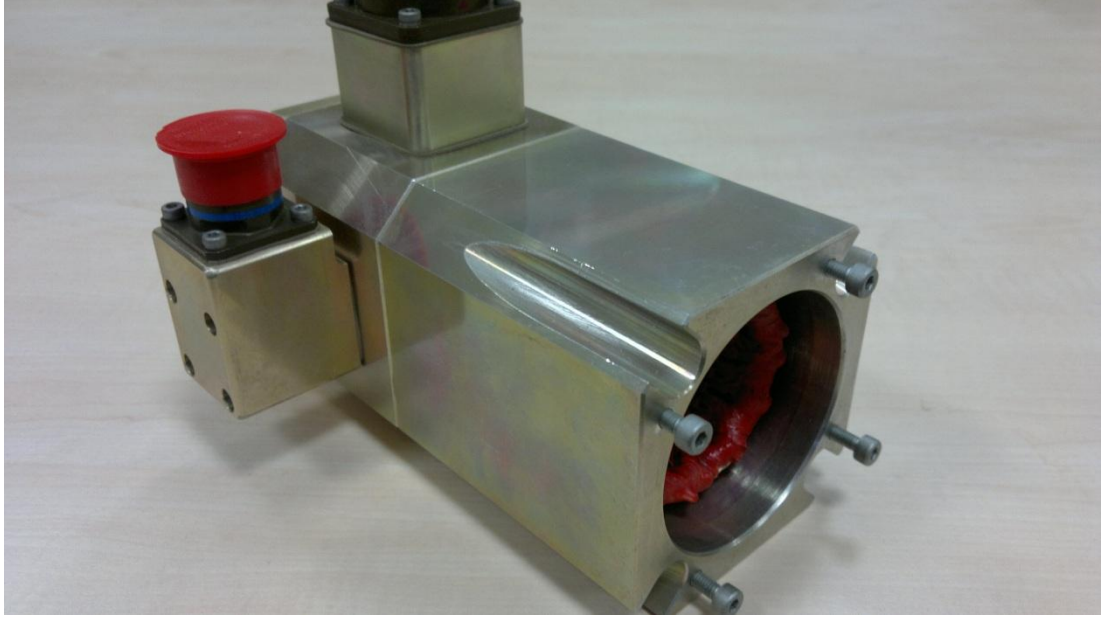


Şekil 3.20. Stator sargı yapısı ve oluklar

Resolver sinyal verisi, sıcaklık bilgisi ve motor güç bağlantısının yapıldığı konnektörlerin gösterildiği motor gövdesine ait farklı görünümlemler sırasıyla Şekil 3.21 ve Şekil 3.22’de verilmiştir.

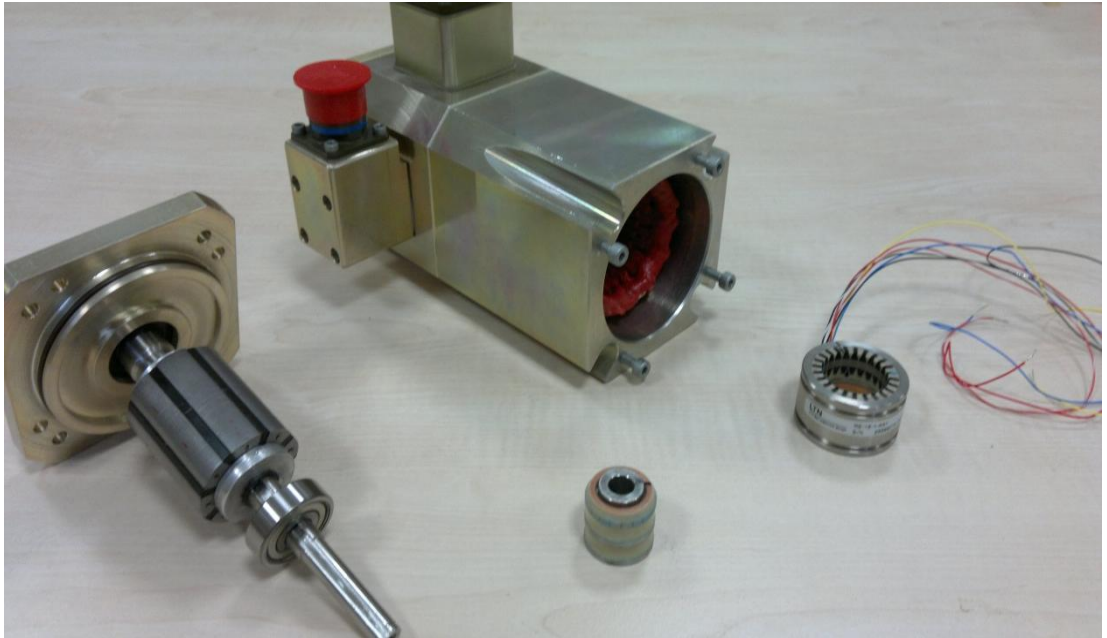


Şekil 3.21. Yüzeinden mıknatıslı AC servo motor gövdesi yan görünüş



Şekil 3.22. Yüzeiden mıknatıslı AC servo motor gövdesi sol yan görünüş

Şekil 3.23'te ise statoru içinde barındıran motor gövdesi, rotor, mil ve konum bilgisi için yerleştirilen resolver, tüm parçaların birleştirilmeden önceki son halini yansıtmak amacıyla verilmiştir.

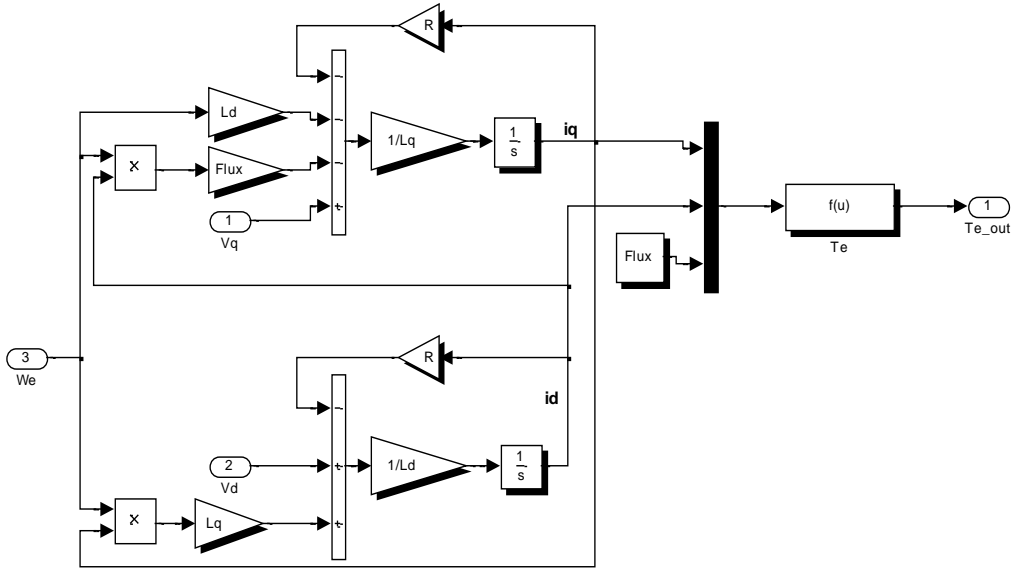


Şekil 3.23. Yüzeiden mıknatıslı AC servo motor parçaları

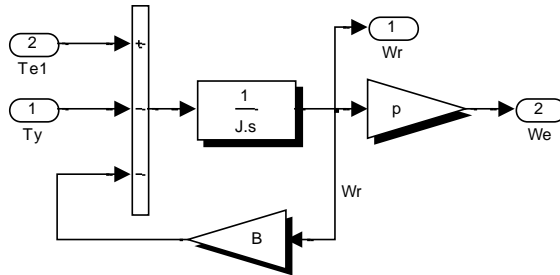
Yukarıda protip üretimine ait görünümlere yer verilen motor; termal, mekanik, manyetik gibi çok çeşitli analizler sonucu en uygun yapıda tasarlanan Türkiye'nin ilk yerli sürekli mıknatıslı AC servomotorudur.

### 3.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Simulasyonu

Bu bölümde, bölüm 2.5'te matematiksel denklemleri verilen SMSM'in Matlab-Simulink ortamında hazırlanan vektör kontrol modeline ve elde edilen simulasyon sonuçlarına yer verilmiştir. Oluşturulan simulink şemasında sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli, Clarke, Park ve ters Park dönüşümleri, üç fazlı evirici modeli ve uzay vektör PWM hesaplama bloğu yer almaktadır. Ayrıca hız kontrolü için PI denetleyici blokları eklenmiştir. Şekil 3.24'te Denklem (2.31) ve Denklem (2.32) ile ifade edilen d-q eksen modeli gösterilmiştir. Bu blokta ayrıca elektriksel momentin hesaplanması da yapılmaktadır. Denklem (2.38) ile verilen elektriksel moment, kolaylık açısından Matlab fonksiyonu olarak yazılmıştır. Şekil 3.25'te ise SMSM mekanik modeli verilmiştir. Simulasyon çalışması yapılan motora ait teknik bilgiler EK-B kısmında verilmiştir.

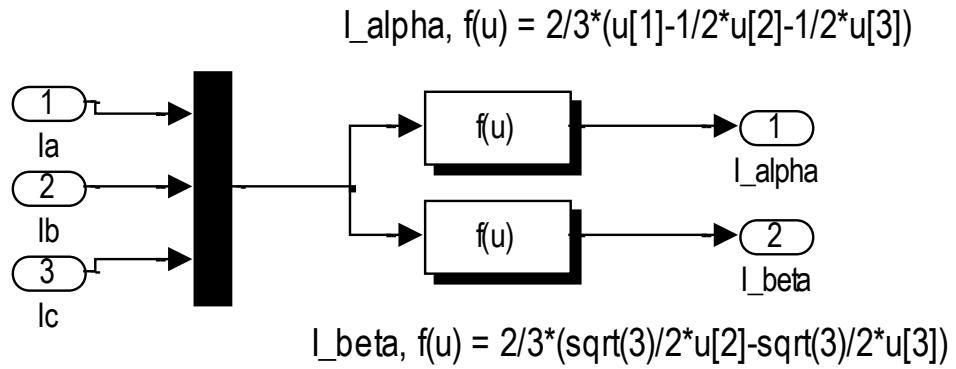


Şekil 3.24. SMSM d-q eksen Matlab-Simulink modeli

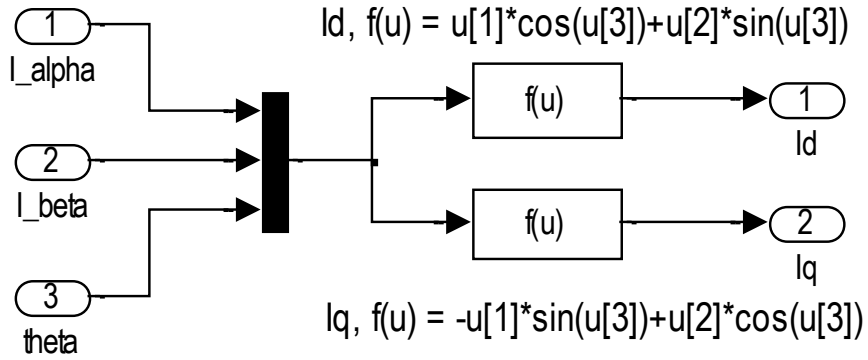


Şekil 3.25. SMSM mekanik modeli

SMSM'lerin vektör kontrol algoritması içinde yer alan eksen dönüşüm modelleri ve kontrol yapıları aşağıdaki gibi oluşturulmuştur. Şekil 3.26'da üç faz stator akımlarını  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımında ifade eden Clarke dönüşüm bloğu verilmiştir. Burada da kolaylık açısından Denklem (4.16) ve Denklem (4.17) eşitlikleri Matlab fonksiyonu olarak yazılmıştır.  $\alpha$ - $\beta$  Eksen akımları, Park dönüşümü ile döner referans d-q düzlemde ifade edilmektedirler. Denklem (4.18) ve Denklem (4.19) ile ifade edilen Park dönüşümü Şekil 3.27'de verildiği gibi oluşturulmuştur.

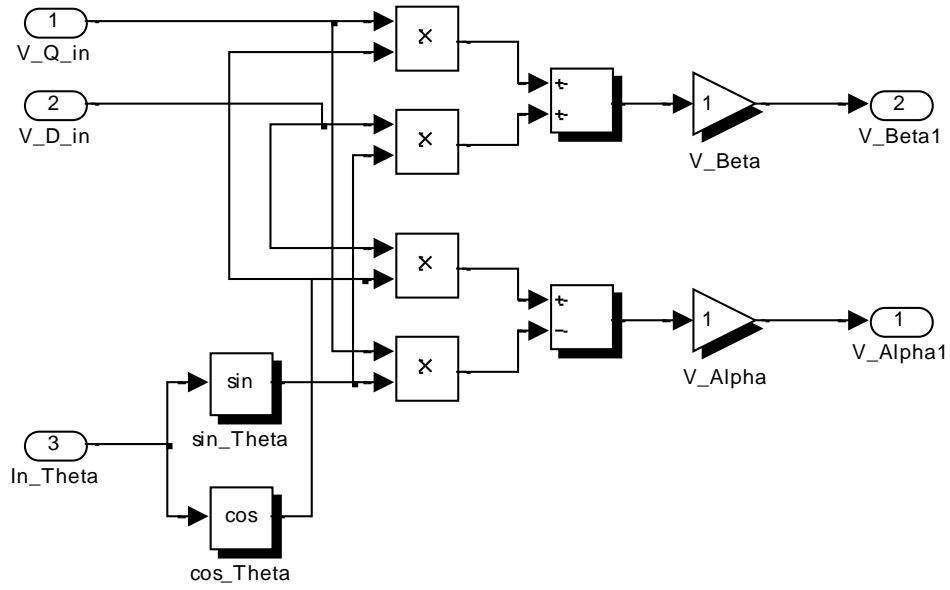


Şekil 3.26. Clarke dönüşümü Matlab-Simulink gösterimi

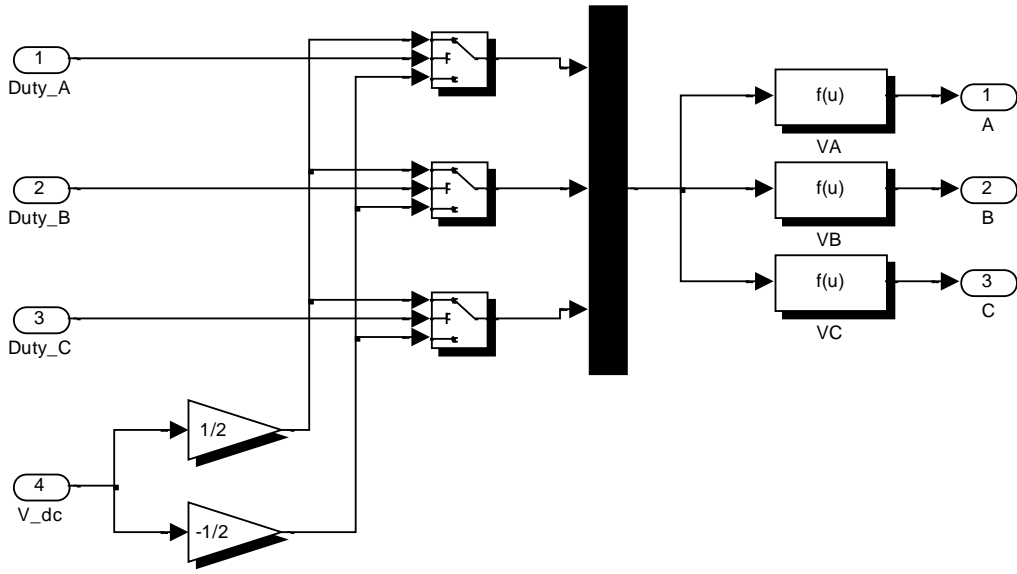


Şekil 3.27. Park dönüşümü Matlab-Simulink gösterimi

Şekil 3.28'de PI denetleyicilerden gelen d-q eksen referans gerilim bilgilerinin ters Park dönüşümü ile  $\alpha$ - $\beta$  eksen gerilimlerine dönüştüren blok şemaya yer verilmiştir. Yapılan dönüşümde Denklem (4.18) ve Denklem (4.19) eşitlikleri kullanılmıştır. Şekil 3.29'da üç fazlı PWM evirici modeli gösterilmiştir. Evirici bloğu; uzay vektör PWM hesaplama bloğunda elde edilen üç faza ait PWM doluluk oranları ile beslenmektedir. Burada motorun her bir fazına uygulanacak gerilim Matlab fonksiyonları ile ayrılmıştır.



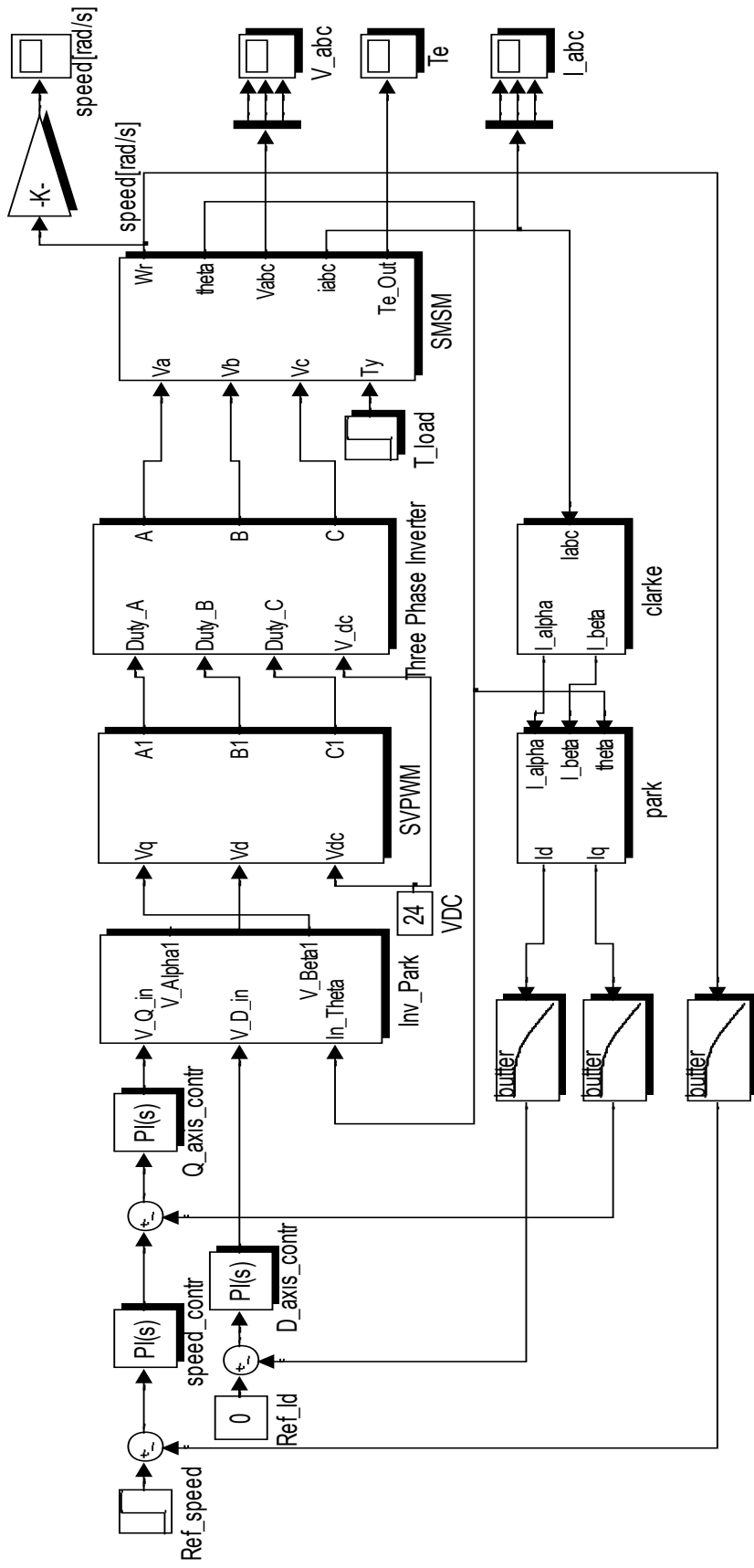
Şekil 3.28. Ters park dönüşümü Matlab-Simulink modeli



Şekil 3.29. Üç faz PWM evirici Matlab-Simulink modeli

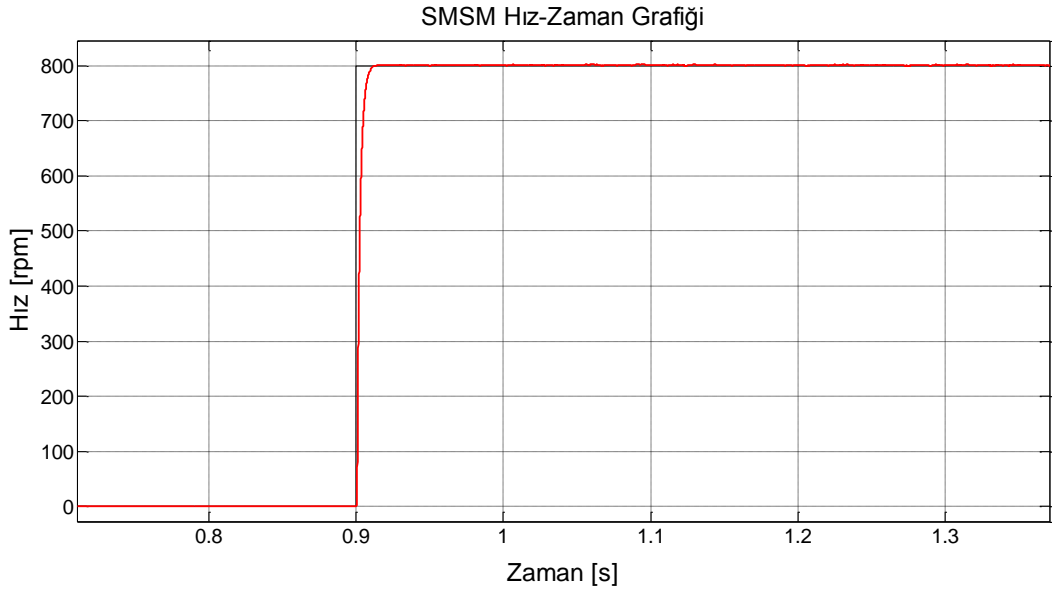
Şekil 3.30’da sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolüne ait genel Simulink şeması verilmiştir. Burada SMSM’in d-q eksen modeli kullanılmıştır. Üç faz stator akımları, Clarke ve Park dönüşümlerinden sonra döner d-q referans düzleme aktarılarak referans hız ve akı değerleriyle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucu elde edilen hata değerleri PI denetleyiceler ile kontrol edilerek istenilen değere oturması sağlanmıştır. PI denetleyici çıkışı ters Park dönüşüm bloğuna d-q eksen referans gerilim değerleri olarak beslenmektedir. Ters Park bloğu çıkışında

elde edilen gerilimler, uzay vektör PWM bloğunda sektörlerin ve her bir sektörün çalışma zamanlarının hesaplanmasında kullanılmıştır. SVPWM blok çıkışı, üç faz gerilim beslemeli eviriciye her bir motor fazına uygulanacak gerilimin doluluk oranlarını göndermektedir. Bunlara ek olarak, oluşturulan simulink şemasında d-q eksen akımları ve hız bilgisi için ikinci dereceden alçak geçiren filtreler eklenmiştir. Aşağıdaki şekillerde SMSM için oluşturulan simulasyon sonuçlarına yer verilmiştir.



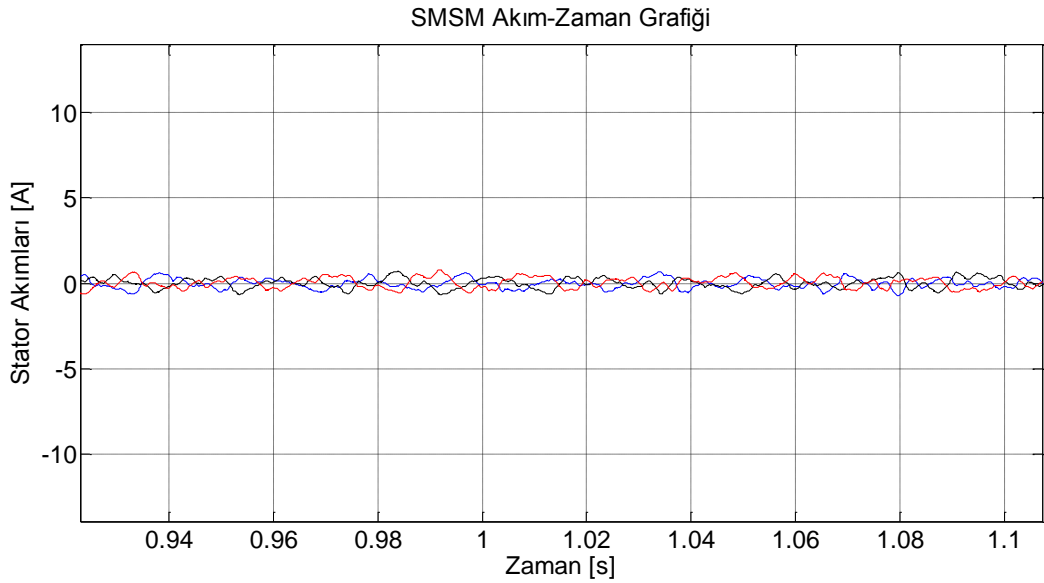
Şekil 3.30. SMSM vektör kontrol simulink şeması





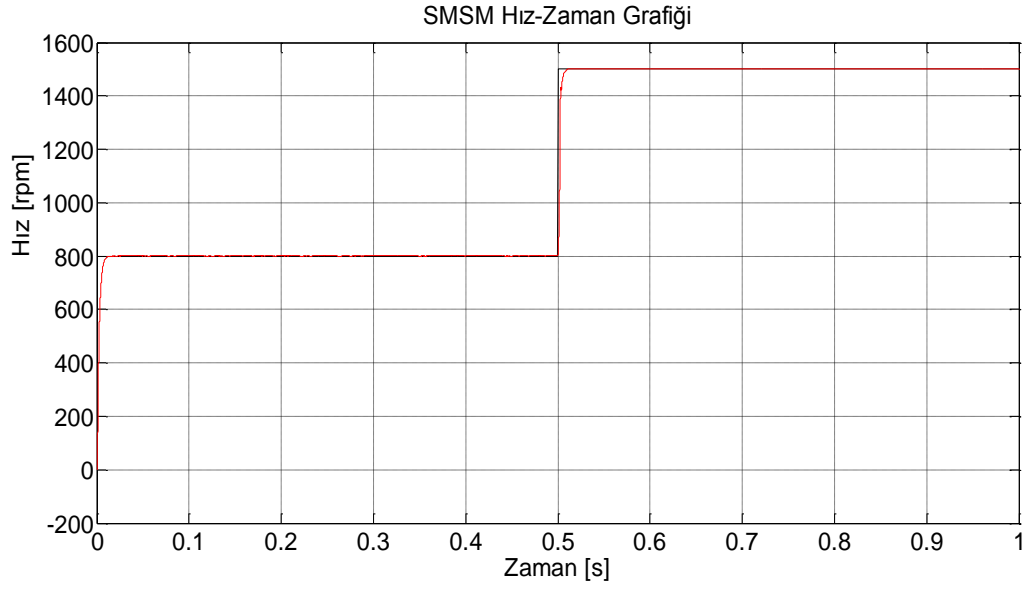
Şekil 3.31. 800 rpm referans hız için SMSM vektör kontrolü basamak cevabı

SMSM'in vektör temelli hız kontrolü için ilk olarak 800 rpm keyfi referans hız değeri verilmiştir. Şekil 3.31'den görüldüğü gibi motor sıfır kalıcı durum hatası ve aşım olmadan referans değere oturmuştur. Şekil 3.32'de verilen referans hızda SMSM'in boştaki çalışması durumundaki akım cevabı gösterilmiştir.

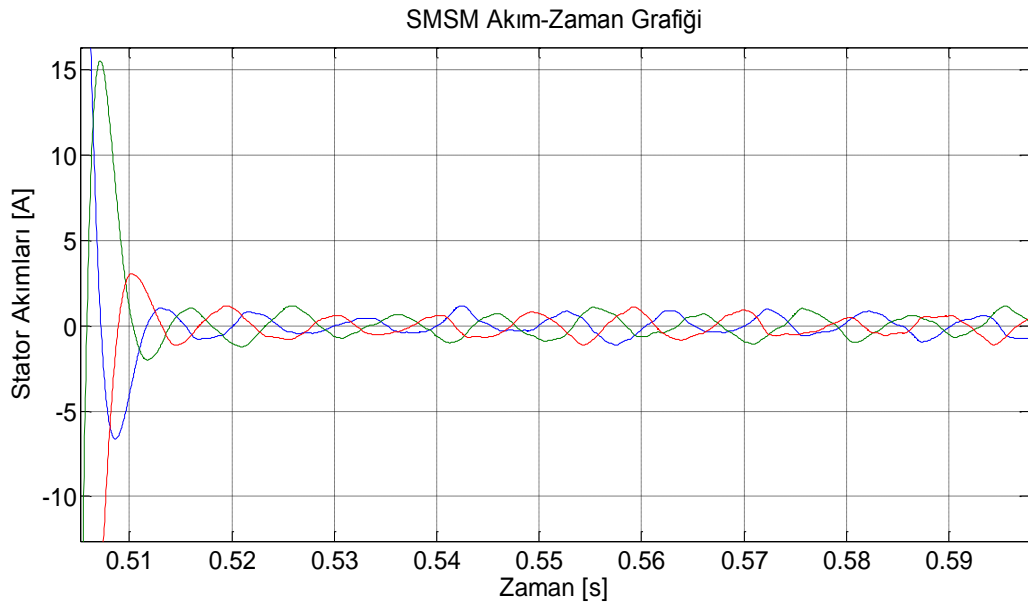


Şekil 3.32. 800 rpm referans hızda stator akımları değişimi

Şekil 3.33'te referans olarak önce 800 rpm ardından  $t: 0,5s$  anında 1500 rpm referans hız verilmiştir. Burada da motor sıfır kalıcı durum hatası ve aşım olmadan istenen referans değerlerini takip etmektedir.

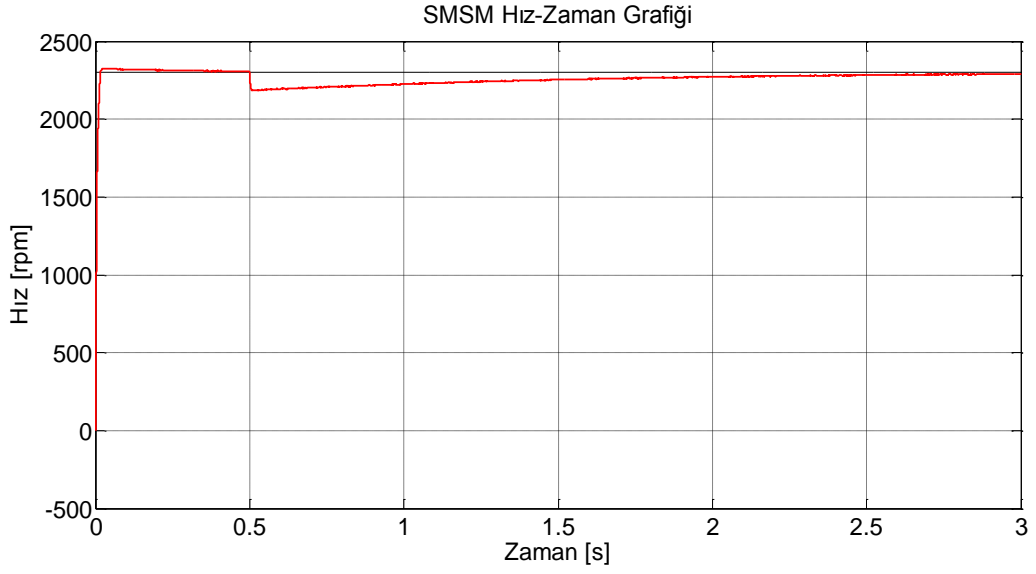


Şekil 3.33. 800 ve 1500 rpm referans hız değerleri için SMSM basamak cevabı



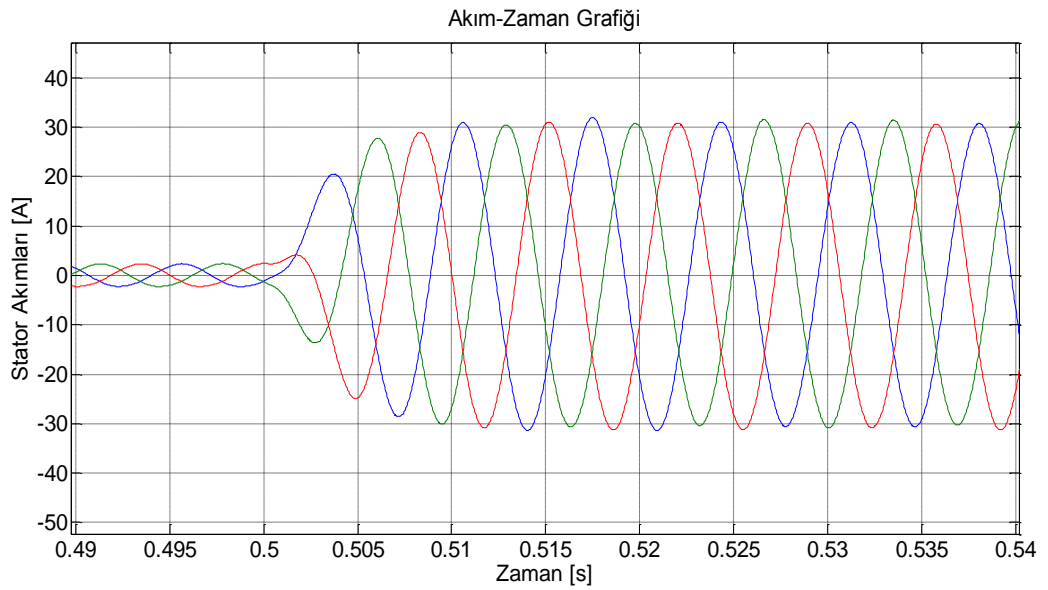
Şekil 3.34. 1500 rpm hızda faz akımlarının değişimi

Şekil 3.34'te 1500 rpm referans hız değerinde faz akımlarının değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.35'te ise 2300 rpm anma hızında dönen motora t: 0,5s anında 1,95 Nm'lik bir yük uygulanmıştır. Görüldüğü gibi motor hızı 1,95 Nm'lik yük altında istenen referans değere ulaşmaktadır.

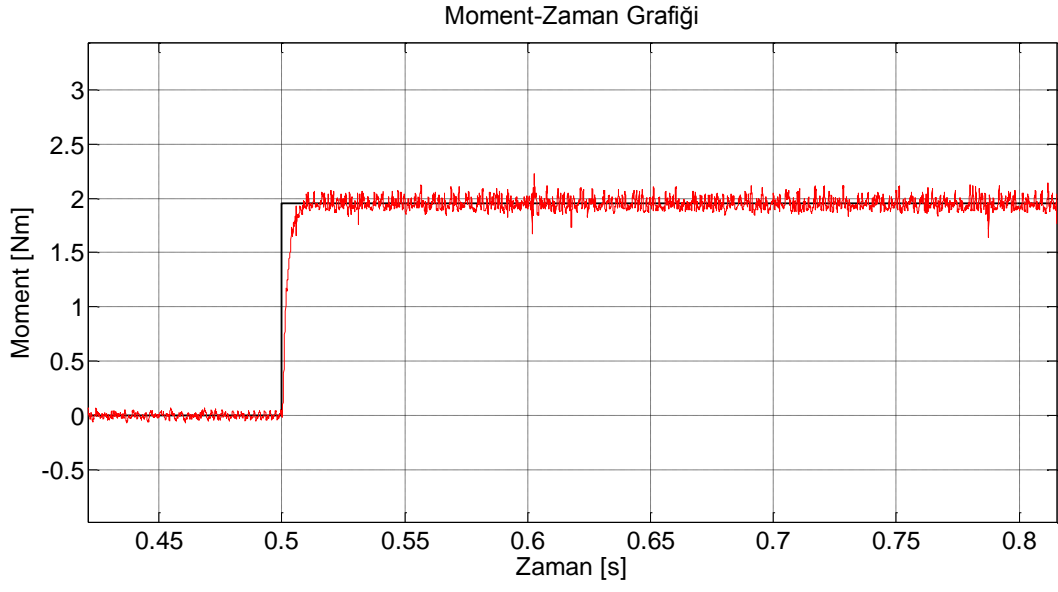


Şekil 3.35. 5Nm yük altında motor hızı değişimi

Şekil 3.36'da motorun 1,95 Nm yük altında çalışması durumunda stator sargılarındaki fazların değişimi verilmiştir. Motorun bu yükte çalışması durumunda tepe değeri maksimum 31,8 A (22,5 Arms) olan sinusoidal dalga şeklinde akım elde edilmiştir. Yapılan çalışmaların doğruluğu, anma hızı ve anma momentinde stator akımları değerinin motor katalog bilgileri ile eşleşmesi ile gösterilebilir. Şekil 3.37'de ise 2300 rpm hızda çalışan motorun 1,95 Nm yük altında çalışması durumunda çıkışta elde edilen moment değeri gösterilmiştir.



Şekil 3.36. 1.95 Nm yük altında stator faz akımları değişimi



Şekil 3.37. Referans moment değeri ve sistem cevabı

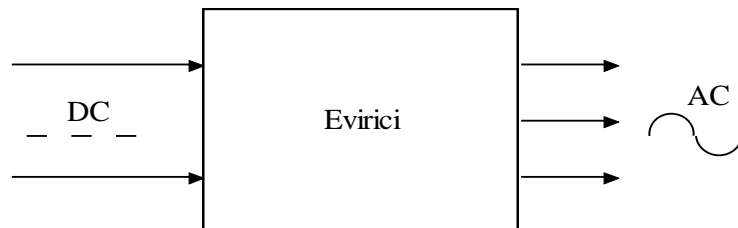
#### 4. SÜREKLİ MIKNATISLI MOTORLARIN KONTROLÜ

Son yıllarda gelişen teknoloji ile kontrol sistemlerine farklı kontrol teknikleri uygulanmaya başlanmıştır. Özellikle güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisi ile birlikte mikroişlemci, DSP ve dSpace gibi kontrol kartlarının gelişmesi, elektrik motorlarının kontrolü konusunda çeşitli yöntemlerin kullanılmasına imkan sağlamaya başlamıştır. Sürekli mıknatıslı motorların kontrolü konusunda literatürde çok çeşitli kontrol yöntemleri mevcuttur. Bu tip motorlar için günümüzde yaygın kullanılan yöntemler arasında PID, bulanık mantık, skaler kontrol (V/f), doğrudan moment kontrolü ve vektör kontrol gibi yöntemler örnek gösterilebilir.

Motor kontrol uygulamalarında kontrol algoritmalarının yanında sürücü sistemleri de ayrı bir öneme sahiptir. Bu alanda yapılan çalışmalarda, kontrol algoritması ile oluşturulan sinyaller, motor terminallerine evirici sistemleri ile beslenmektedir. Motor kontrol uygulamalarının daha iyi anlaşılabilmesi amacıyla kontrol yöntemlerinden önce eviriciler ve tez çalışmasında kullanılan PWM tekniği hakkında bilgiler verilmiştir.

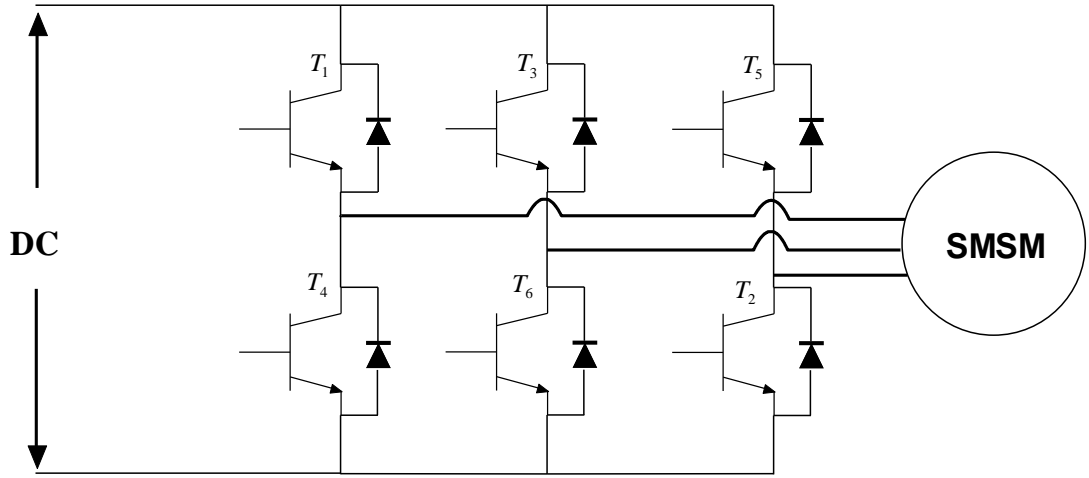
##### 4.1. Eviriciler

Motor kontrol uygulamalarına ait sürücü sistemlerinde en önemli elemanlardan birisi de eviricilerdir. Bir evirici en basit anlatımıyla girişindeki DC işareti farklı genlik ve frekansta bir AC işarete çeviren güç elektroniği sistemidir. Eviriciler besleme tipine göre gerilim kaynaklı veya akım kaynaklı olabilmektedir. Bir eviriciye ait temel gösterim Şekil 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1. Evirici temel gösterimi

Eviriciler, bağlandıkları sistemlerin gerek duyduğu güce göre tek veya daha fazla sayıda fazlarda tasarlanabilmektedirler. Üç faz evirici sistemlerinde, tasarlanan eviricinin gücüne göre güç iletim anahtarlarının seçimi yapılmaktadır. Bu anahtarlar genellikle IGBT, BJT, MOSFET, SCR veya GTO gibi yarı iletkenlerden seçilmektedir [38, 39]. Motor kontrol uygulamaları genellikle yüksek anahtarlama ve iletim gücüne sahip IGBT yarı iletkenleri ile oluşturulan PWM eviriciler ile gerçekleştirilmektedir. Şekil 4.2’de üç fazlı evirici modeli gösterilmiştir.



Şekil 4.2.Üç faz evirici devresi

Üç faz gerilim kaynaklı eviriciler; AC motor kontrolü, kesintisiz güç kaynakları, anahtarlama güç kaynakları, aktif güç filtreleri, AC sürücüler, statik frekans dönüştürücüler gibi uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [40].

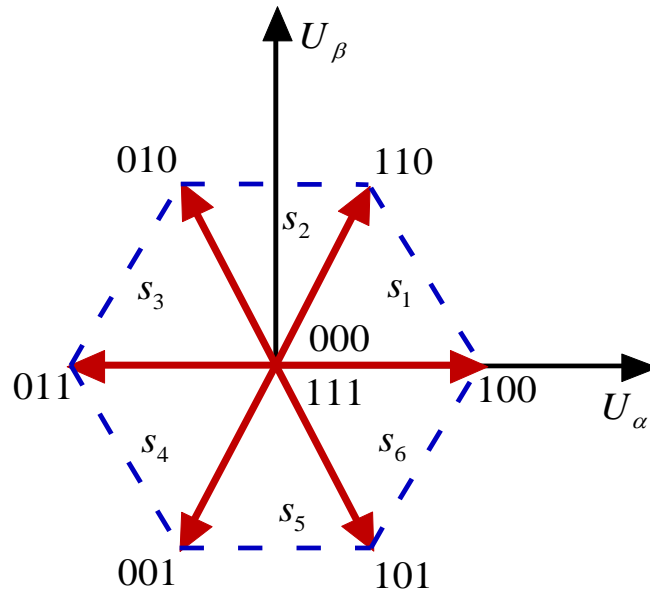
Motor kontrol uygulamalarında kullanılan gerilim beslemeli eviricilerde uygun çıkış sinyalini elde edebilmek için genellikle darbe genişlik modülasyonu (PWM) yöntemi kullanılır. Günümüzde çok çeşitli PWM teknikleri kullanılmaktadır. Uygulamalarda yaygın olarak Sinüzoidal PWM (SPWM), Uzay vektör modülasyonlu PWM (SVPWM), Harmonik eliminasyon PWM ve Akım kontrollü PWM teknikleri kullanılmaktadır.

Bu çalışmada üç faz gerilim kaynaklı bir evirici kullanılmıştır. Ayrıca üç faz stator gerilimlerinin hesabında uzay vektör PWM tekniği kullanıldığından bu teknik ayrıntılı olarak incelenmiştir.

#### 4.1.1. Uzay vektör PWM (SVPWM)

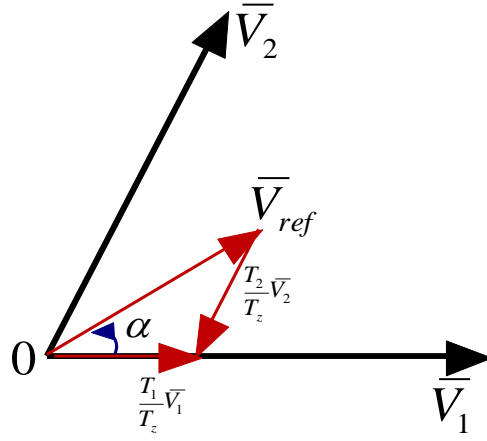
Uzay vektör PWM tekniği, üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerin asenkron motorlar ve sürekli mıknatıslı senkron motorların kontrolü uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Çıkış gerilim ve akım sinyallerinde daha düşük harmonik bozunum sağlaması ve daha verimli çalışması gibi avantajlarından dolayı son zamanlarda motor kontrol uygulamalarında popüler olmaya başlamıştır [41, 42]. Bunun yanında PWM sinyallerinin karmaşık hesaplama sonucu elde edilmesi bu yöntem için dezavantaj olarak söylenebilir.

Üç faz gerilim kaynaklı bir eviricide SVPWM tekniğinin kullanılması halinde, eviricide sekiz farklı anahtarlama konumu için  $\bar{V}_{ref}$  gerilim vektörü elde edilmektedir.  $\bar{V}_{ref}$  gerilim vektörü, altı adet sektör ( $S_1$ - $S_6$ ) içinde konumlanmaktadır. Her bir sektörün eksen üzerinde yerleşimi ve sektör sınırlarında yarı iletken anahtarların iletim-kesim durumlarını gösteren ifade Şekil 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.3. Yarı iletken anahtarların sektörlere göre iletim durumu [43]

Her bir sektör alanının sınırlarında, toplam altı adet sıfır olmayan gerilim vektörü ( $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ ) ve iki adet sıfır gerilim vektörü ( $\bar{V}_0, \bar{V}_7$ ) bulunmaktadır. Şekil 4.4'te  $\bar{V}_{ref}$  gerilim vektörü ve bu vektöre ait bileşenler örnek olarak birinci sektör içinde gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Sektör 1 içinde  $V_{ref}$  gerilim vektörünün yerleşimi [43]

$\bar{V}_{ref}$  gerilim vektörü,  $\alpha$ - $\beta$  ekseninde Denklem (4.1)'de verildiği gibi ifade edilmektedir,

$$\bar{V}_{ref} = V_{\alpha} + V_{\beta} = \frac{2}{3} \left( V_{a0} + V_{b0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.1)$$

Altı adet gerilim vektörünün, her bir sektörün sınır bölgesinde alacağı değer, Denklem (4.2)'de verildiği gibidir,

$$V_k = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1,.6) \quad (4.2)$$

Burada k, sektör numarasını belirtmektedir.

Aşağıda yapılan hesaplamalarda uzay vektör PWM tekniği için bir anahtarlama periyodu  $T_s$  olarak seçilmiştir. Denklem (4.3), referans geriliminin bir periyot boyunca hesaplanması ile ilgili eşitliği ifade etmektedir,

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \bar{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \bar{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \bar{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_s}{2}} \bar{V}_7 dt \quad (4.3)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (4.4)$$

$$\bar{V}_0 + \bar{V}_7 = 0 \quad (4.5)$$



Denklem (4.4) ve Denklem (4.5), Eşitlik (4.3)'te yerine yazılırsa referans gerilimi Denklem (4.6)'daki gibi elde edilir,

$$\bar{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (4.6)$$

Denklem (4.2)'nin de eklenmesiyle  $\bar{V}_{ref}$  gerilimi aşağıdaki eşitlikle ifade edilebilir,

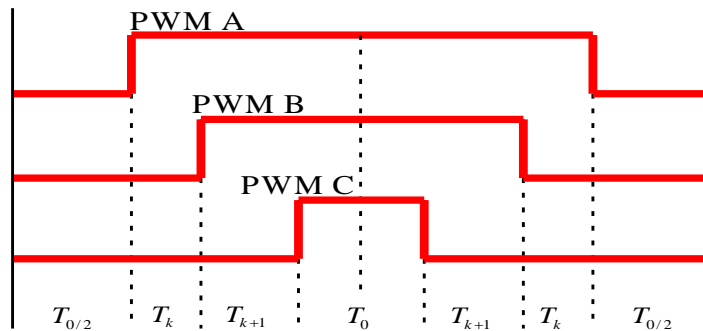
$$\bar{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{DC} e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (4.7)$$

$\alpha$ - $\beta$  eksen için gerilim vektörleri Denklem (4.8)'de verildiği gibi ifade edilmektedir. Burada  $T_k$  ve  $T_{k+1}$  referans gerilim vektörü bileşenlerinin çalışma sürelerini ifade etmektedir ve Denklem (4.9)'da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır,

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Şekil 4.5'te yukarıda verilen hesaplamalar sonucu örnek olarak referans gerilim vektörünün birinci sektör içinde olması durumunda her bir faz için elde edilen PWM şekilleri gösterilmiştir.

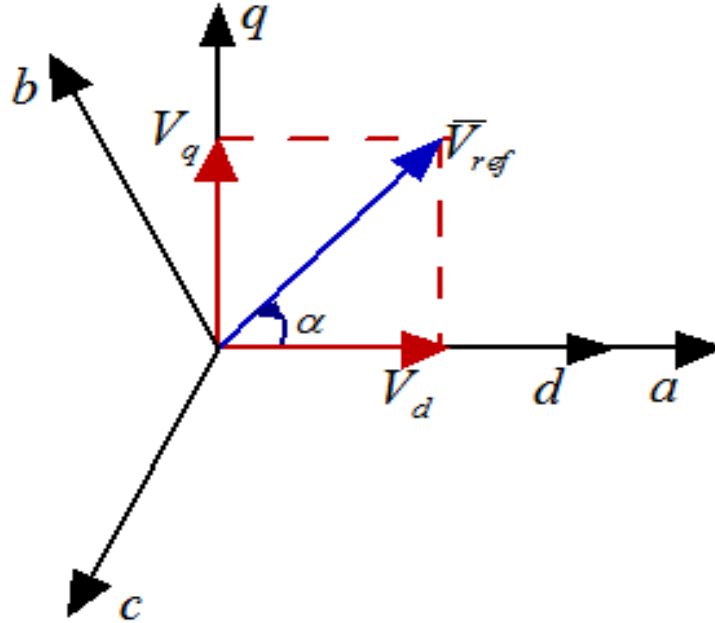


Şekil 4.5. Birinci sektörde üç faza ait PWM durumları

Uzay vektör PWM tekniğinde, kullanılan yarı iletkenlerin iletim ve kesim zamanları bazı hesaplamalar ile elde edilmektedir. Anahtarların iletim ve kesim durumları ile  $\alpha, \beta$  gerilimleri Tablo 4.1’de verilmiştir.

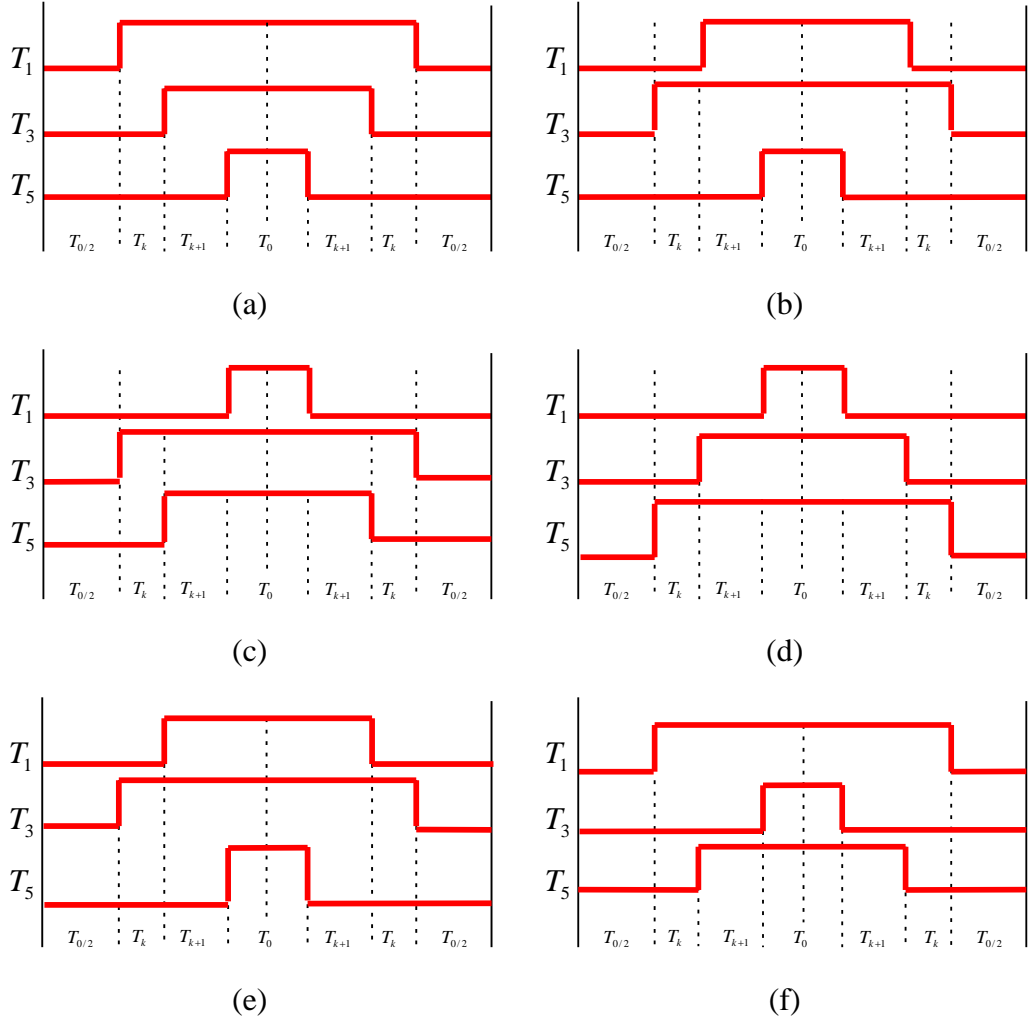
Tablo 4.1. Anahtar konumlarına göre  $\alpha, \beta$  gerilimleri [43]

	T1	T3	T5	$U_\alpha$	$U_\beta$	$U_{ref}$	Vektör
000	OFF	OFF	OFF	0	0	0	$V_0$
001	OFF	OFF	ON	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	$V_1$
010	OFF	ON	OFF	$-U_{DC}/3$	$U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	$V_2$
011	OFF	ON	ON	$-2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}/3$	$V_3$
100	ON	OFF	OFF	$2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}/3$	$V_4$
101	ON	OFF	ON	$U_{DC}/3$	$-U_D\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	$V_5$
110	ON	ON	OFF	$U_{DC}/3$	$U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	$V_6$
111	ON	ON	ON	0	0	0	$V_7$



Şekil 4.6. Döner referans düzlemde gerilim vektörü [43]

Şekil 4.6’da referans gerilim vektörünün sürekli  $\alpha-\beta$  ve döner  $d-q$  eksen üzerindeki yerleşimi gösterilmiştir. Ayrıca uzay vektör PWM tekniğinde referans gerilim vektörünün altı adet sektör içinde olması durumunda oluşabilecek PWM şekilleri Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



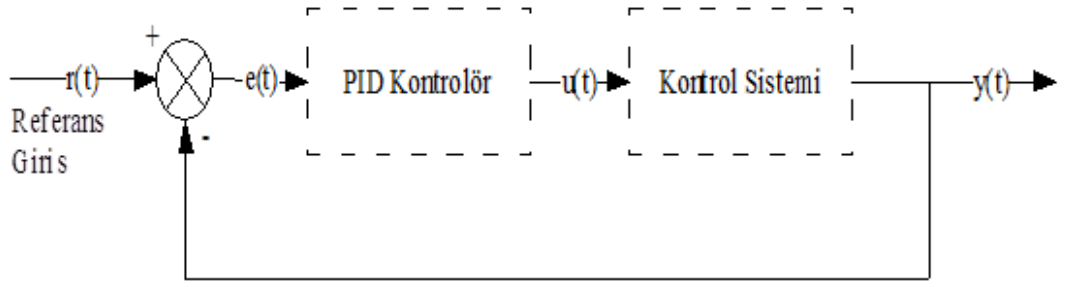
Şekil 4.7. Altı sektör için fazlara ait PWM durumları

## 4.2. Kontrol Yöntemleri

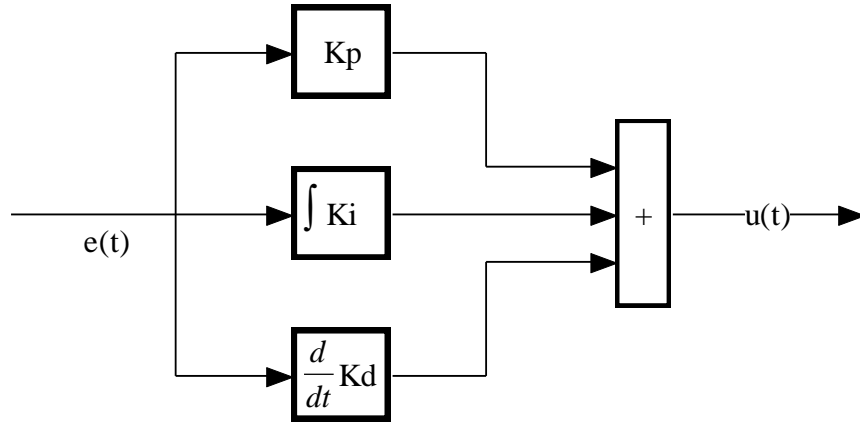
Bu bölümde sürekli mıknatıslı motorların kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Literatürde başka kontrol yöntemleri de olmasına rağmen en sık kullanılanlar bu tez kapsamında incelenmiştir.

### 4.2.1. PID kontrol

PID (Oransal-İntegral-Türev) kontrol, basit yapısı ve kararlı çalışması gibi avantajlarından dolayı endüstride en sık kullanılan kontrol yöntemlerinden birisidir [44]. PID kontrole ait geleneksel blok şema Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Şekil 4.8'den de görüldüğü gibi sistemin referans girişi ile çıkışı arasındaki fark hata olarak kabul edilmekte ve bu hata değeri PID kontrolör bloğuna beslenmektedir. PID kontrolör bloğuna ait detaylı gösterim Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.8. PID kontrole ait genel blok diyagram



Şekil 4.9. PID kontrolör bloğunun iç yapısı

Bu yöntemde sisteme uygulanan kontrol sinyali  $u(t)$ , Denklem (4.10)'da verildiği gibi ifade edilmektedir,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.10)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4.11)$$

Burada  $e(t)$ , referans giriş sinyali  $r(t)$  ile sistem çıkışı  $y(t)$  arasındaki hata sinyalidir.  $u(t)$  kontrol sinyali ise hata sinyalinin PID parametreleri cinsinden bir fonksiyonu olarak tanımlanmıştır. PID kontrol yöntemindeki amaç, diğer kontrol yöntemlerinde olduğu gibi hata sinyalini sıfırlayarak sistem cevabını istenen referans değerine ulaştırmaktır. Denklem (4.10)'da tanımlanan  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  PID parametreleri, sistem cevabını doğrudan etkileyen katsayılardır. Bir kontrol sistemine ait yükselme zamanı, oturma zamanı, yüzde aşım, kalıcı durum hatası gibi değerler  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  parametrelerinin ayarı ile değiştirilebilmektedir. Literatürde PID katsayılarının hesabı için genel olarak dört farklı yöntem sunulmuştur. Bu yöntemler, deneme-

yanılma, Ziegler-Nichols, paket programlar ile ayarlama ve Cohen-Coon yöntemidir. PID kontrol yönteminde  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  katsayılarının sistemin dinamik cevabına etkileri Tablo 4.2'deki gibi ifade edilmektedir.

Tablo 4.2. PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi

	Yükselme Zamanı	Aşım	Oturma Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
$K_p$	Azalır	Artar	Az Değişim	Azalır
$K_D$	Az Değişim	Azalır	Azalır	Az Değişim
$K_I$	Azalır	Artar	Artar	Yok eder

#### 4.2.2. Bulanık mantık kontrol

Bulanık mantığın temelini oluşturan küme kavramı ilk olarak 1965 yılında yaptığı çalışmalarla Lotfi A. Zadeh'e dayanmaktadır [45, 46]. Klasik mantıktaki önermeler, bir elemanın herhangi bir kümeye olan üyeliğini kesin yargılarla dile getirmektedir. Bununla ilgili bir örnek, herhangi bir A kümesi için aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$f(x) = \begin{cases} 1, & x \text{ eleman A} \\ 0, & x \text{ eleman değil A} \end{cases}$$

Buna göre bir eleman kümeye ya üyedir ya da değildir. Klasik mantığın bu yapısı, günümüz karmaşık sistemlerin kontrolünde yetersiz kalmaktadır. Bu yetersizlikle ilgili bir örnek insan doğasından verilebilir. İnsanlar günlük yaşamlarında duyu organlarıyla hissettikleri değişimlerin algısında sıfır veya bir mantığını kullanmazlar. Örnek olarak suyun sıcaklığını sadece sıcak veya soğuk şeklinde değerlendirmek yerine soğuk, ılık, sıcak, çok sıcak gibi değişken ifadelerle değerlendirme yolu tercih edilir. Burada görüldüğü gibi klasik mantıktan çok, bulanık mantığa yakın bir değerlendirme sonucu elde edilmektedir. Bunlardan dolayı klasik mantığın yetersiz kaldığı uygulamalar için bulanık mantık yeni ve modern bir denetim anlayışı ile yaygın kullanım alanına sahip olmuştur.

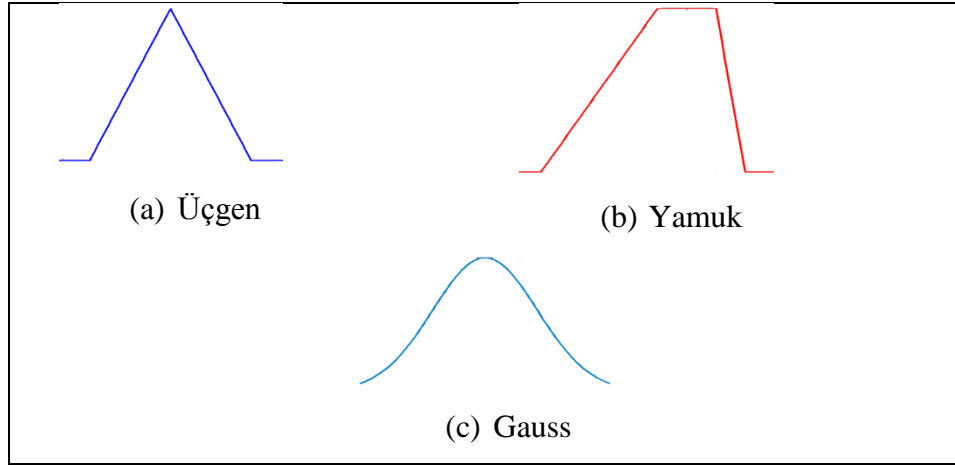
Bulanık mantığın özellikleri genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Klasik mantıktaki gibi kesin değerler yoktur.
- Bir elemanın bir kümeye olan üyelik derecesi 0-1 arasındadır.

- Bulanık önermeler dilsel ifadelerle belirlenir.

Yaptığı işlemler bakımından matematiksel bir alt yapısı olmasına rağmen, matematiğe dayalı olmayan bir kontrolör şekline sahip olmasından dolayı matematiksel olarak modellenmesi çok zor olan veya modeli bilinmeyen sistemlerde bu yöntemin kullanılması uygundur. Ayrıca karmaşık sistemler için de bulanık kontrol uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Bu avantajların yanında, üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi, kural tablosunun çıkarılması gibi işlemlerin uzman bilgisine ihtiyaç duyması, bu yöntemin başlıca dezavantajı olarak söylenebilir.

Bulanık mantıkta bir elemanın herhangi bir kümeye olan üyeliği 0-1 aralığında belirlenen üyelik fonksiyonları ile tanımlanmaktadır. Şekil 4.10'de bulanık mantıkta en sık kullanılan üyelik fonksiyonları verilmiştir. Şekil 4.10 (a)'da üçgen, (b)'de yamuk ve (c)'de gauss tip üyelik fonksiyonları gösterilmiştir. Burada verilen yapıların seçimi sistem ihtiyacına göre tasarımcı tarafından belirlenmektedir.



Şekil 4.10. En sık kullanılan üyelik fonksiyonları

Bulanık mantık yönteminde üyelik fonksiyonlarının seçimi sonrası yapılan işlemler genel olarak aşağıdaki gibi özetlenebilir:

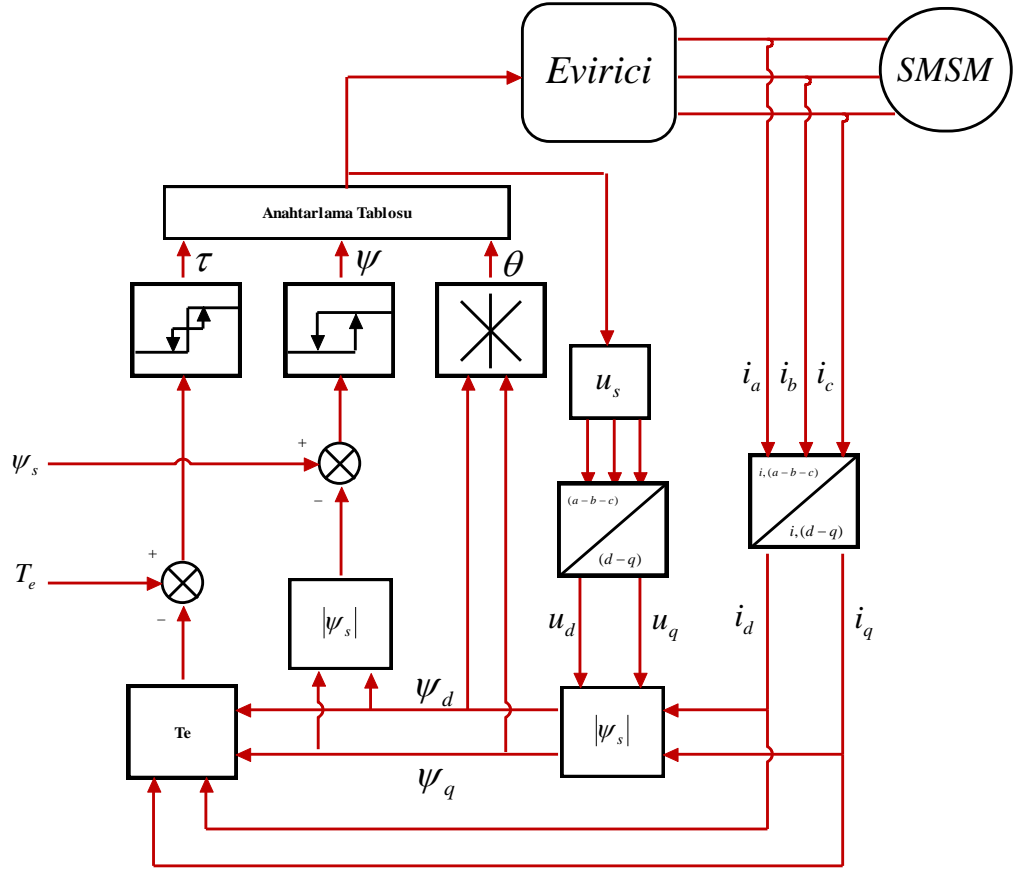
- Bulanıklaştırma
- Bilgi tabanı
- Karar verme
- Durulaştırma

Yukarıdaki işlem basamaklarından bulanıklaştırma, kontrolöre giren sayısal verileri bulanık forma çevirmektedir. Bilgi tabanı ise denetleyicinin kurallar bölümü ve tasarlanan üyelik fonksiyonlarından oluşmaktadır. Karar verme kısmında giriş bilgilerinin üyelik fonksiyonları ve kural tablosuna göre sonuç çıkarım işlemi yapılır. Kontrolörün son bölümü olan durulaştırma işleminde bulanık formdaki sayılar gerçek sisteme uyarlanır.

#### **4.2.3. Doğrudan moment kontrolü**

Doğrudan moment kontrolü, günümüzde asenkron ve sürekli mıknatıslı senkron motorların kontrolünde kullanılan yöntemlerden birisidir. Bu yöntemin temelleri Blashke'ye dayanmaktadır. Daha sonra 1984'te Takahashi [47, 48] ve Depenbrock [49, 50] tarafından geliştirilmiştir. 1990'lı yıllardan itibaren SMSM motorların moment kontrolünde kullanılabilmesi için çalışmalar başlamıştır [51,52]. SMSM'lerin kontrolünde vektör kontrole ek olarak yaygın bir kullanım oranına sahiptir.

Doğrudan moment kontrolü, stator akımları yerine stator akısı ve momentini doğrudan kontrol etme prensibine dayalıdır. Bunda dolayı stator akısı ve moment gibi bilgilerin hesaplanmasına ihtiyaç duymaktadır. Motor kontrolünde, referans akı ile hesaplanan akı yardımıyla moment çıkışındaki hatalar doğrudan giderilmektedir [2]. Bu hataların giderilmesi amacıyla, evirici yarı iletkenlerinin doğru şekilde anahtarlanması için anahtarlama dizisi oluşturulur [2]. Vektör kontrolün aksine, stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesinden dolayı literatürde doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmıştır. Ayrıca uygun anahtarlama dizisinin oluşturulması ile moment ve akıda oluşan hataların değişimi çok hızlı bir şekilde kontrol edilebilmekte ve yüksek hızda bir moment cevabı elde edilmektedir. Doğrudan moment kontrolü, parametre değişimlerine karşı çok hassas olmayan bir yapıya sahiptir. Şekil 4.11'te doğrudan moment kontrolüne ilişkin temel blok gösterim verilmiştir.



Şekil 4.11. Doğrudan moment kontrolü blok şeması [2]

#### 4.2.4. Skaler (V/f) kontrol

Basit yapısı, düşük maliyeti ve uygulanabilirliğinin kolay olması nedeniyle en çok kullanılan hız kontrol yöntemlerinden birisi de skaler kontroldür [53]. Stator geriliminin genliği ile frekansının belli oranda değiştirilmesi prensibine dayanan bu yöntemde, V/f oranın sabit ve stator direncinin ihmal edildiği durumda hava aralığı akısı Denklem (4.13) ile ifade edilir,

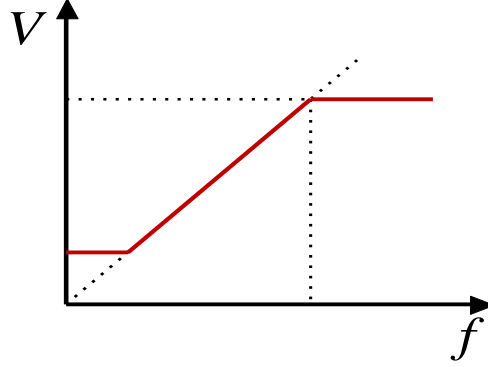
$$E = kf\phi_{ha} \quad (4.12)$$

$$\phi_{ha} = \frac{E}{f} \approx \frac{V}{f} \quad (4.13)$$

Burada  $\phi_{ha}$  hava aralığı akısı,  $E$  indüklenen gerilim,  $f$  gerilimin frekansı ve  $V$  genliğidir. Denklem (4.13)'ten görüldüğü gibi stator direncine düşen gerilim ihmal edilmesiyle  $E$  ile  $V$  yaklaşık olarak eşit olmaktadır. Bilindiği gibi nominal yük altında

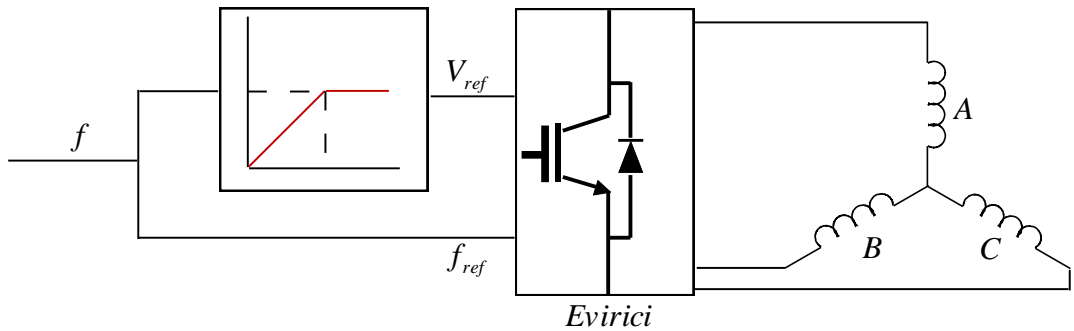


motorun kalkışı esnasında stator sargı direncinde gerilim düşümü yüksek olmaktadır. Bu gerilim değeri  $V/f$  ile sağlanamaz. Bundan dolayı motor kalkışı Şekil 4.12’te gösterildiği gibi küçük sabit bir gerilim ile başlatılır. Bu gerilim literatürde boost gerilimi olarak bilinmektedir. Şekil 4.12’ten de görüldüğü gibi gerilim nominal değerine kadar artırılmakta, bu değer üzerinde gerilimler frekans artımı yapılmaktadır.



Şekil 4.12. V/f oranı değişim eğrisi [2]

Skaler kontrol açık çevrim blok şeması Şekil 4.13’te verildiği gibidir. Motor kalkış anında düşük akım çekmesi, hız, konum algılayıcı gibi maliyeti artırıcı elemanlar gerektirmemesi ve karmaşık hesaplamalar gerektirmemesi gibi özellikleri bu yöntemin avantajları arasında gösterilebilir. Buna rağmen yapısında moment kontrolü içermemesi ve iyi bir dinamik performansa sahip olmaması bu yöntemin başlıca dezavantajlarıdır [33].



Şekil 4.13. Skaler kontrole ait blok şema [21]

#### 4.2.5. Vektör kontrol

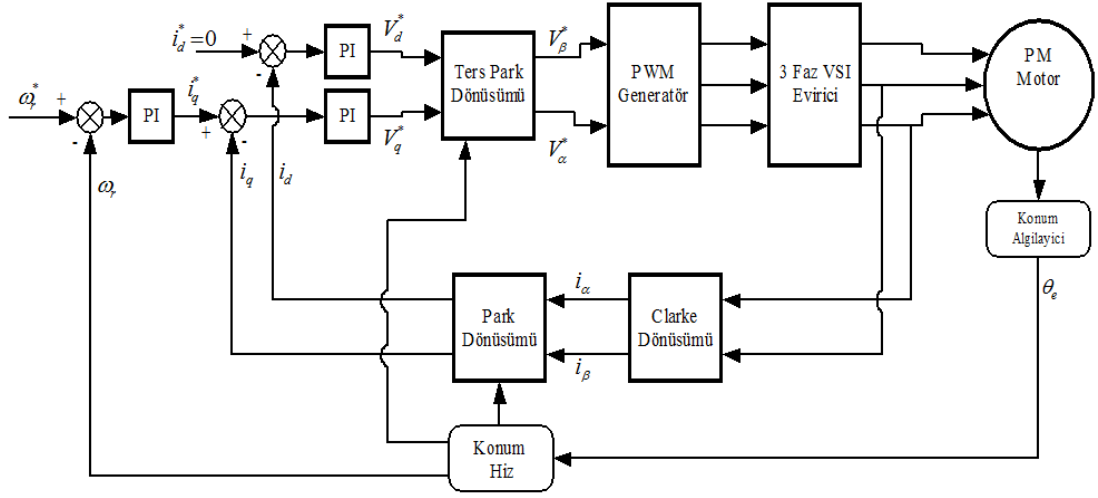
Gelenksel AC ve sürekli mıknatıslı motorların hız, konum ve moment kontrolünde vektör kontrol yöntemi sıklıkla kullanılmaktadır. AC motorlarda stator akımlarının sinusoidal bir işaret olması, bu işaretin genlik, frekans ve faz bilgilerini içerdiğini göstermektedir. DC motorların aksine, AC motorlarda yukarıdaki bilgileri içeren akımın kontrol edilmesi gerekmektedir. Stator akımları vektörlerle ifade edilebildiğinden dolayı; genlik, faz ve frekans bilgilerini içeren akım vektörünün kontrolü literatürde vektör kontrol olarak adlandırılmaktadır [2].

Vektör kontrol teorisi, sürekli mıknatıslı senkron veya gelenksel bir AC motorun üç faz stator akım bileşenlerini vektör ile ifade ederek düzenleme esasına dayanır. Burada, stator akımları döner referans d-q eksenleri cinsinden ifade edilmektedir. Ayrıca vektör kontrol yöntemi, moment ve akım gibi kontrol değişkenlerinin faz ve genliklerini kontrol edebilme imkanı vermektedir. Bu yöntemde, kontrol değişkenleri matris ve vektör formda gösterilmektedir [36]. Genel olarak vektör kontrol, sürekli mıknatıslı motorların karmaşık kontrol yapısını daha basite indirgeyerek bu motorların gelenksel ayırık uyarımlı bir DC motor gibi kontrol edilebilmesini sağlamaktadır [19]. Sürekli mıknatıslı senkron motorların kontrolünde yaygın olarak kullanılan vektör kontrol yöntemi, dahili mıknatıslı senkron motorlar (DMSM) ve yüzeyden mıknatıslı senkron motorlarda (YMSM) farklılık göstermektedir. Bu farklılık DMSM ve SMSM'nin rotorlarındaki yapısal değişiklikten kaynaklanmaktadır.

Stator akımlarının rotor referans düzlemdeki bileşenlerinin ( $I_d$ ,  $I_q$ ) kontrolü, YMSM'nin vektör kontrolünü teşkil etmektedir. Burada  $I_d$  bileşeni ile akı,  $I_q$  bileşeni ile de moment kontrolü yapılmaktadır. Yüzeyden mıknatıslı motorlarda d ve q eksen indüktanları eşit olduğundan ( $L_d = L_q$ ) bu tip motorlarda nominal hızın altındaki çalışmalarda  $I_d = 0$  alınmaktadır.  $L_d = L_q$  eşitliği moment ifadesindeki  $I_d$ 'yi etkisiz hale getirmektedir. Bundan dolayı moment kontrolünde,  $I_q$  akımının kontrol edilmesi yeterli olmaktadır.

Vektör kontrole ait temel blok gösterim Şekil 4.14'te verilmiştir. Burada motor terminallerinden ölçülen stator faz akımları, Park ve Clarke dönüşümleri ile farklı

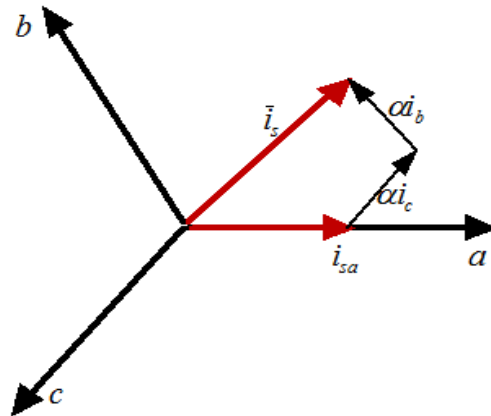
düzlemdeki vektörlere ayrılmaktadır. Referans hız ve akım değerleri ile karşılaştırılan d-q eksen akımları PI denetleyiciler ile kontrol edilmektedir.



Şekil 4.14. Vektör kontrol yöntemine ait temel blok gösterim [19]

Vektör kontrol, hem akı hem de moment için ayrı ayrı kapalı döngülü kontrole izin vermektedir. Ayrıca vektör kontrol, sabit V/f kontrolün hemen hemen tüm dezavantajlarını yok etmesinin yanında, skaler kontrolün aksine kontrol değişkenlerinin faz ve genliği ile oynama imkanı da vermektedir [19].

Sürekli mıknatıslı motorların kontrolünde yaygın olarak kullanılan vektör kontrol yönteminin daha iyi anlaşılabilmesi için kullanılan dönüşümlerin analizleri aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.15. Stator akımları uzay vektör gösterimi [19]

Şekil 4.15'te stator akımları eksenleri ve stator akımı uzay vektörü görülmektedir. Burada  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  ve  $i_{sc}$  anlık olarak dengelenmiş üç faz stator akımlarıdır. Dengeli bir sistemde üç faz stator akımları ile ilgili aşağıdaki eşitliğin doğruluğu açıktır,

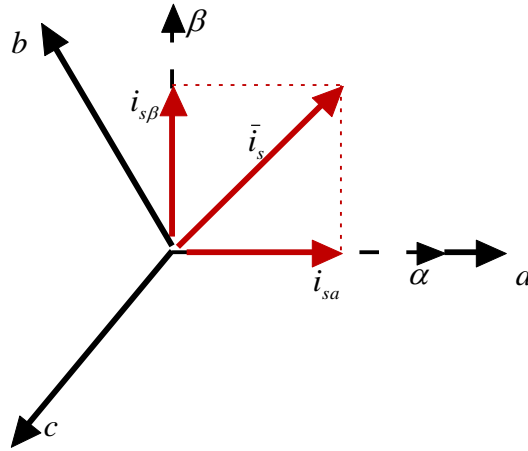
$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (4.14)$$

Kompleks stator akımı uzay vektörü  $\bar{i}_s$  aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır,

$$\bar{i}_s = i_{sa} + \alpha i_{sb} + \alpha^2 i_{sc} \quad (4.15)$$

burada  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  ve  $\alpha^2$  uzay operatörleridir.

Vektör kontrol yönteminde ilk olarak bir algılayıcı ile ölçülen 3 faz stator akımları Clarke dönüşümü ile  $\alpha$ - $\beta$  eksenlerine dönüştürülür. Şekil 4.16'da ise  $\alpha$ - $\beta$  eksenleri yerleşimleri verilmiştir.



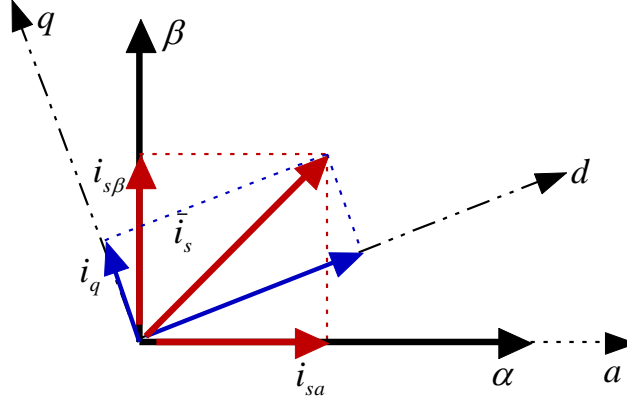
Şekil 4.16.  $\alpha$ - $\beta$  ekseninde stator akımı bileşenleri [19]

$\alpha$ - $\beta$  eksenini ile a-b-c stator akımları eksenleri arasındaki ilişki sırasıyla Denklem (4.16) ve Denklem (4.17)'deki gibi verilmektedir,

$$i_{sa} = i_{sa} \quad (4.16)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sb} \quad (4.17)$$

Yapılan bu dönüşüm ile zaman ve hıza bağımlı yardımcı  $\alpha$ - $\beta$  eksen akımları elde edilmiştir.



Şekil 4.17. d-q ve  $\alpha$ - $\beta$  eksenlerde stator akım uzay vektörünün yerleşimi [19]

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \quad (4.18)$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \quad (4.19)$$

Burada  $\theta$ , rotor pozisyonudur. Ayrıca bu dönüşüm ile zaman ve hıza bağlı  $\alpha$ - $\beta$  eksen akımları zamandan bağımsız d-q döner referans düzleme aktarılmaktadır. Elde edilen d-q eksen akımlarından  $i_{sd}$  akı bileşeni,  $i_{sq}$  ise moment bileşenidir.

Motor terminallerine uygulanacak gerilimin belirlenmesi amacıyla ters park dönüşümü kullanılmaktadır. Denklem (4.20) ve Denklem (4.21) ile  $V_{s\alpha ref}$  ve  $V_{s\beta ref}$  referans gerilimleri belirlenmektedir,

$$V_{s\alpha ref} = V_{sdref} \cos \theta - V_{sqref} \sin \theta \quad (4.20)$$

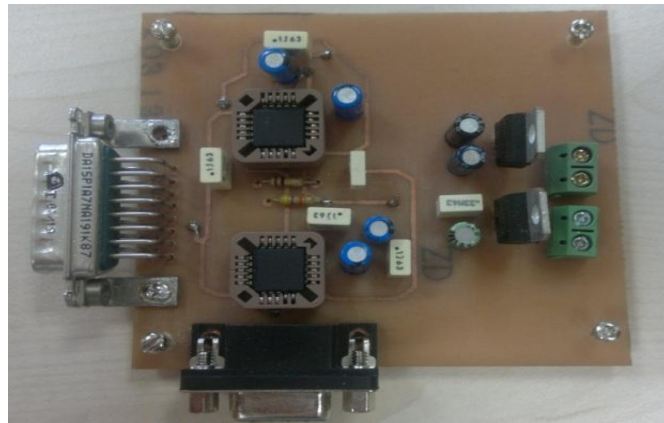
$$V_{s\beta ref} = V_{sdref} \sin \theta + V_{sqref} \cos \theta \quad (4.21)$$

## 5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE SONUÇLAR

Bu tezde sürekli mıknatıslı AC servomotorun vektör kontrol yöntemi ile gerçek zamanda hız kontrolü yapılmıştır. Ayrıca motorun ters EMK gerilim dalga şekilleri ve vuru moment değeri deneysel çalışmalarla elde edilmiş ve sonlu elemanlar analizi sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bunlara ek olarak, oluşturulan motor test düzeneği ile SMSM motor yükleme işlemi yapılarak analiz sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bölüm 5.1’de deneysel çalışmalarda kullanılan elemanlar, kontrol algoritmaları, tasarlanan yardımcı elektronik devreler ve elde edilen deney sonuçları hakkında bilgiler verilmiştir.

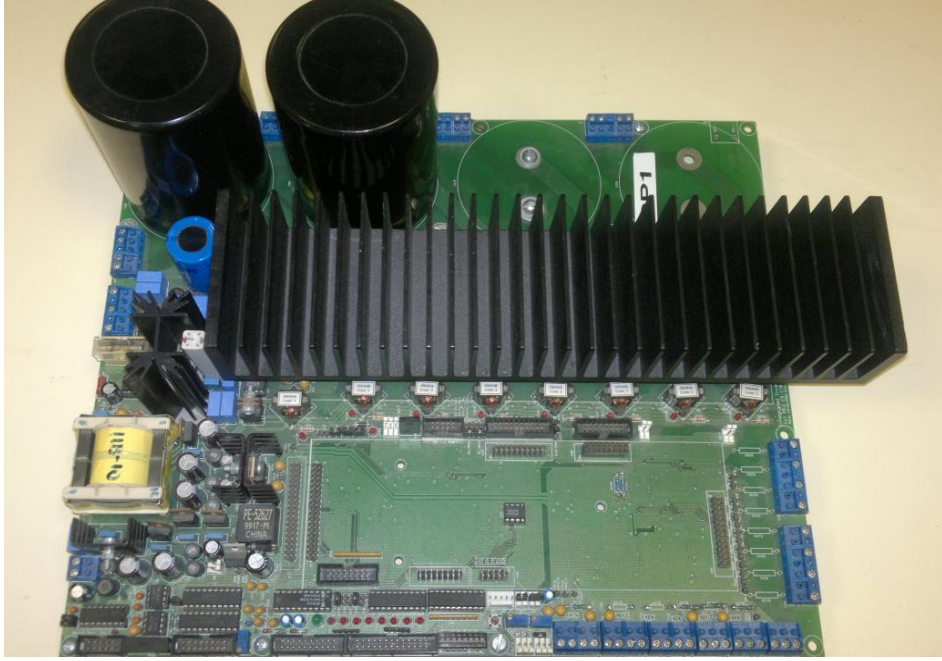
### 5.1. Motor Kontrol ve Test Düzeneği

Bu tez kapsamında, özel olarak tasarlanan sürekli mıknatıslı bir AC servo motor kullanılmıştır. Bölüm 3’ te bahsedildiği gibi bu tip motorların kontrolünde konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmada kullanılan motorda mekanik konum algılayıcı olarak LTN-RE 15 marka resolver kullanılmıştır. Kontrol algoritmalarında kullanılan konum bilgisi, resolver çıkış sinyalinin ara bir devreden geçirilerek artımlı enkoder sinyali haline dönüştürülmesiyle elde edilmiştir. Bu işlem için Analog Devices markasına ait AD2S90 ve AD2S99 entegreleri ile oluşturulmuş bir devre tasarlanmıştır. Şekil 5.1’de analog resolver sinyalini dijital enkoder sinyaline çeviren devre gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Resolver sinyali dönüştürücü devresi

Bu çalışmada Creative Power firmasına ait CSII-B üç fazlı gerilim kaynaklı IGBT temelli evirici devresi kullanılmıştır. Kontrol algoritması ile oluşturulan PWM sinyalleri Şekil 5.2' de görülen üç fazlı evirici devresine gönderilmektedir. IGBT girişlerine gönderilen bu sinyaller, evirici çıkışında farklı frekans ve genlikteki PWM sinyalleri halini alarak motor terminallerini beslemektedir.



Şekil 5.2. CSII-B üç fazlı evirici

Motorun sürülmesinde kullanılan evirici ile ilgili bilgiler genel olarak aşağıdaki gibi verilmiştir:

- 8 adet TTL seviye PWM çıkışı
- 2-4 faz arası IGBT çıkışı
- Maksimum 400V DC bara gerilimi
- Maksimum 12Arms giriş akımı
- 0-280Vrms AC çıkış gerilimi
- 0-15A tepe çıkış akımı

Sürekli mıknatıslı AC servomotorun vektör kontrol algoritmaları Matlab-Simulink ortamında hazırlanmıştır. Bu algoritmaların gerçek zamanda çalıştırılması için dSpace 1104 kontrol kartı ve kontrolör değişkenlerine anında müdahale edebilmek amacıyla Control Desk 3.7® programı kullanılmıştır. Ayrıca 1104 kontrol kartına ait

konnektör-led panel, giriş-çıkış birimlerinin bağlantılarının yapılmasında kullanılmıştır. Bu panel üzerinde ADC-DAC, PWM, enkoder, seri haberleşme ve dijital giriş çıkış üniteleri bulunmaktadır. Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te sırasıyla 1104 kontrol kartı ve konnektör-led panel gösterilmiştir.



Şekil 5.3. dSpace 1104 kontrol kartı



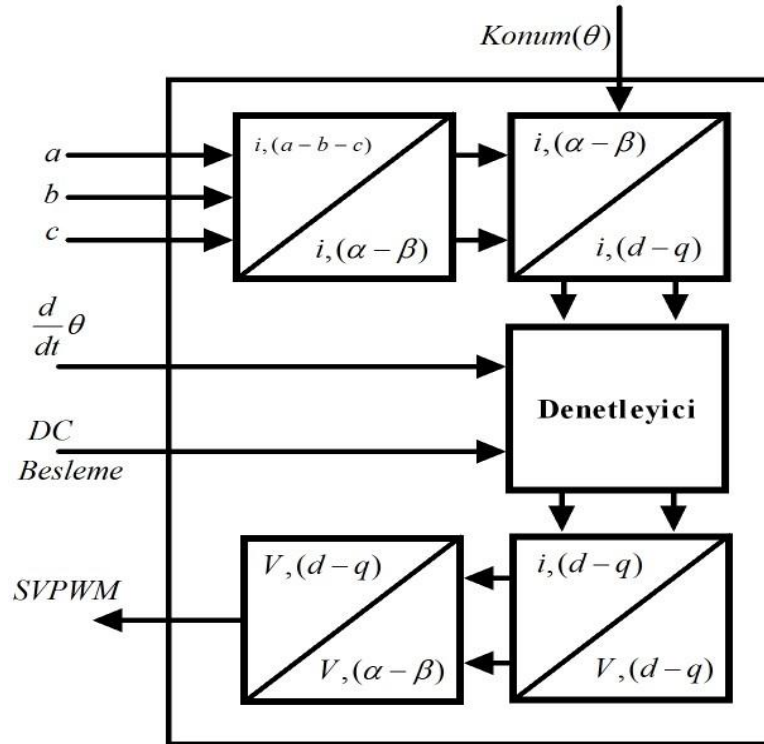
Şekil 5.4. dSpace 1104 konnektör-led paneli

dSpace 1104 kontrol kartına ait özellikleri ise aşağıda özetlenmiştir:

- 8 adet ADC kanalı
- 8 adet DAC kanalı
- 2 adet enkoder girişi
- 1 adet RS232 seri haberleşme portu
- 1 adet RS485, RS422 haberleşme portu
- 1 adet D-Sub konnektörlü 32 pin dijital I/O ünitesi
- 1 adet D-sub konnektörlü 32 pin Slave I/O, PWM ünitesi



Vektör kontrol yönteminde, sisteme geri besleme olarak konum bilgisine ek olarak üç faz motor akımları ve IGBT giriş DC bara gerilimi kullanılmaktadır. Bununla ilgili temel blok gösterim Şekil 5.5'te verilmiştir. Sistemde üç faz motor akımlarını ölçmek için Şekil 5.6'da gösterilen LEM LTS 25-NP akım sensörleri kullanılmıştır. Hem DC hem AC akımları ölçmek için kullanılabilen bu sensör maksimum 25 Arms akım değerini ölçebilmektedir. IGBT girişindeki DC bara gerilimini ölçmek için Şekil 5.7'de gösterilen LEM LV 25-P gerilim sensörü kullanılmıştır.



Şekil 5.5. Vektör kontrole ait temel geri besleme gösterimi

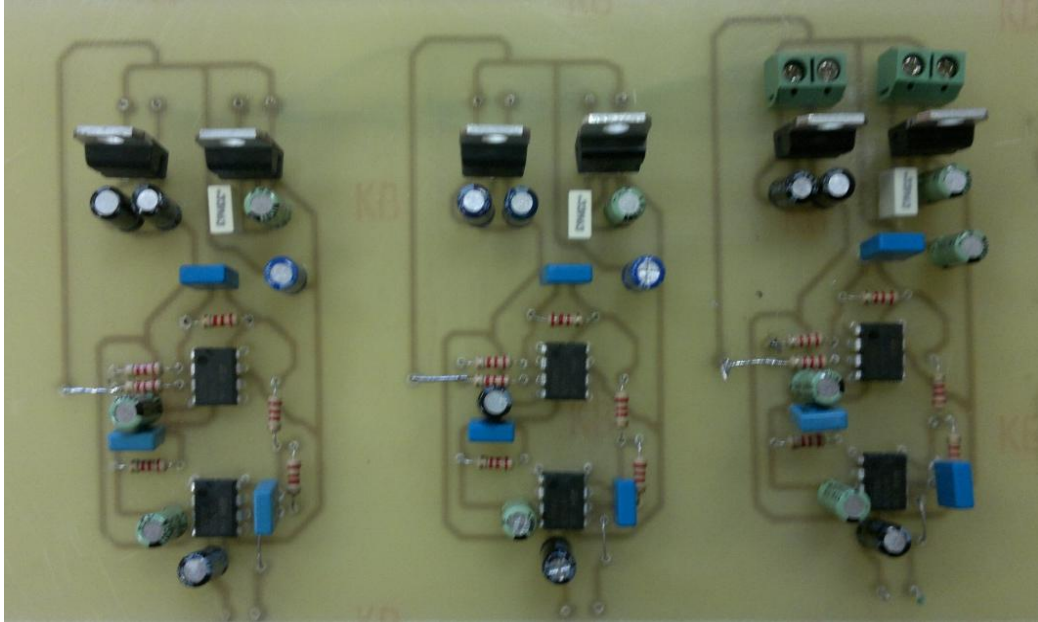


Şekil 5.6. LEM LTS 25-NP akım sensörü [54]

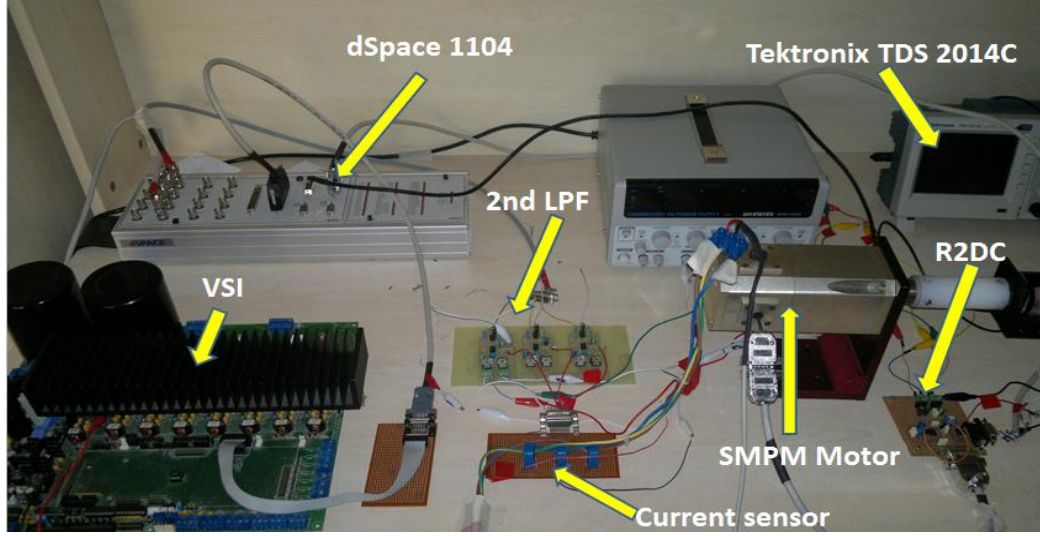


Şekil 5.7. LEM LV-25-P gerilim sensörü [55]

Kontrol algoritmasında eksen dönüşümleri için kullanılan üç faz stator akımları, akım algılayıcı sensörden alındıktan sonra istenmeyen gürültüleri yok etmek için Şekil 5.8’de verilen ikinci derece alçak geçiren bir filtreden geçirilmiştir. Burada filtre kesim frekansı evirici anahtarlama frekansı göz önüne alınarak 6 KHz civarında seçilmiştir.

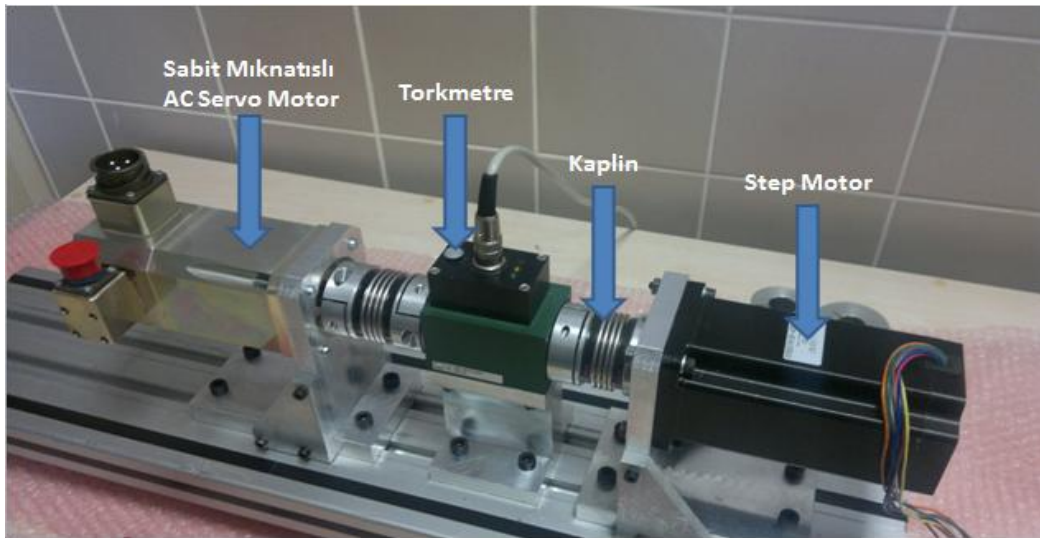


Şekil 5.8. Stator akımları için ikinci derece alçak geçiren filtre



Şekil 5.9. Sürekli mıknatıslı AC servo motor kontrol düzeneği

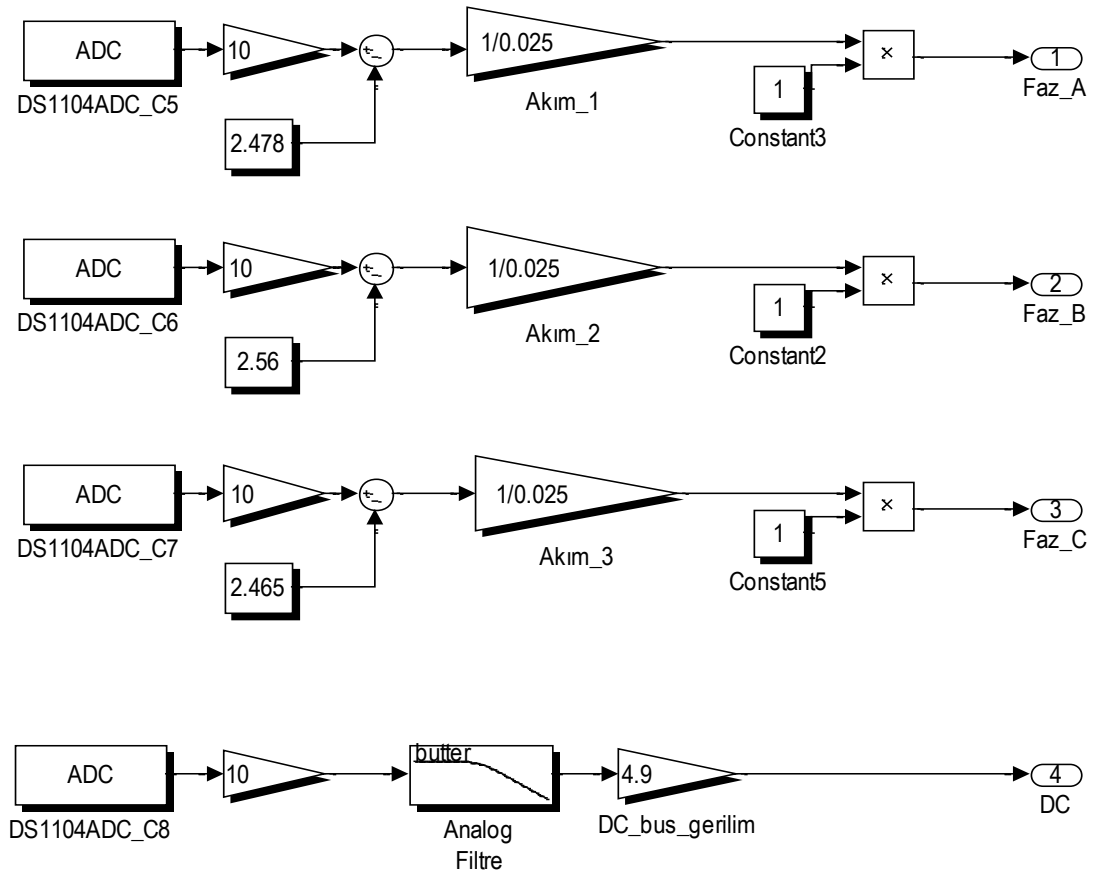
Bu tez çalışması için oluşturulan sürekli mıknatıslı motorun kontrolüne ait deney düzeneği Şekil 5.9'da gösterildiği gibi oluşturulmuştur. Bu düzenek, yukarıda elemanları tanıtilan üç faz gerilim beslemeli evirici, dSpace 1104 kontrol kartı ve konnektör led panel, stator akımları için tasarlanan ikinci dereceden açık geçiren filtre, analog resolver sinyalini dijital artımlı enkoder sinyaline çeviren elektronik devre, akım-gerilim sensörleri, sürekli mıknatıslı motor, güç kaynağı ve osiloskoptan oluşmaktadır. Ayrıca tez çalışmasında kullanılan motorların yüklenmesi, ters EMK kuvveti ve vuru mu momenti gibi değerlerinin ölçülebilmesine imkan sağlayan sistem Şekil 5.10'da gösterildiği gibi oluşturulmuştur.



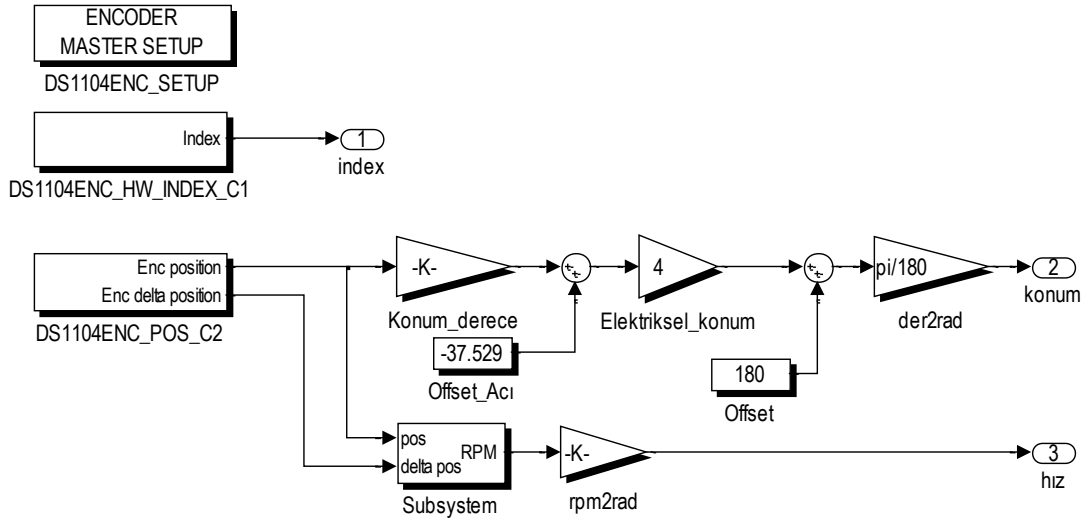
Şekil 5.10. Motor test düzeneği

## 5.2. Gerçek Zamanlı Kontrol Algoritmaları

Bu bölümde sürekli mıknatıslı motorun gerçek zamanlı kontrolü için oluşturulan kontrol algoritmalarına yer verilmiştir. Şekil 5.11’de üç faz stator akımları ve IGBT giriş gerilimi için oluşturulan simulink blokları gösterilmiştir. Burada her bir faz akımı LEM-LTS-25-NP akım algılayıcı ile dSpace kontrol kartının analog kanallarına gönderilmiştir. Bazı matematiksel hesaplamalarla kontrol algoritmasında kullanılacak akım değerleri elde edilmiştir. IGBT giriş gerilimi de LEM-LV-25P gerilim algılayıcı ile ölçülerek kontrol algoritmasına analog kanal ile beslenmiştir.

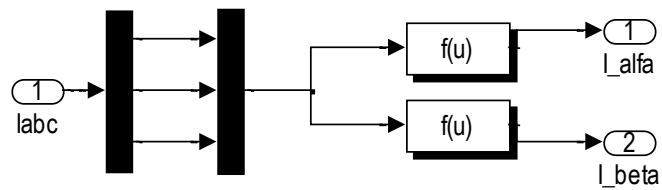


Şekil 5.11. Faz akımları ve DC gerilim için oluşturulan gerçek zamanlı simulink blokları

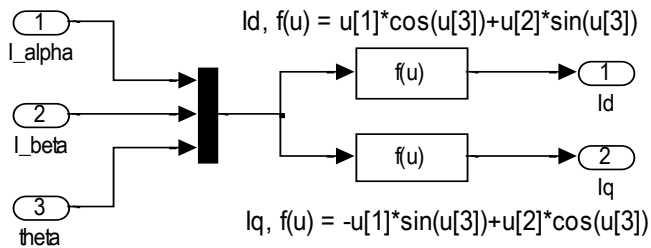


Şekil 5.12. Gerçek zamanlı konum ve hız hesaplama blokları

Şekil 5.12’de motor konumu ve hızı için oluşturulan hesaplama bloklarına yer verilmiştir. Konum bilgisi, kontrol kartına ait özel bir simulink bloğu kullanılarak elde edilmiştir. Burada ayrıca konumdan hıza geçiş için bazı hesaplamalar yapılmıştır. Ayrıca konum algılayıcı için mutlak enkoder kullanılmadığından motorun başlangıç pozisyonu için -37,529 derecelik bir fark eklenmiştir. Bu fark aynı zamanda motorun a eksenini ile d eksenini aynı hizaya getirmek için kullanılmıştır. Şekil 5.13’te üç faz stator akımlarını alfa-beta ekseninde ifade eden Clarke dönüşümünün yapıldığı simulink bloğu verilmiştir.

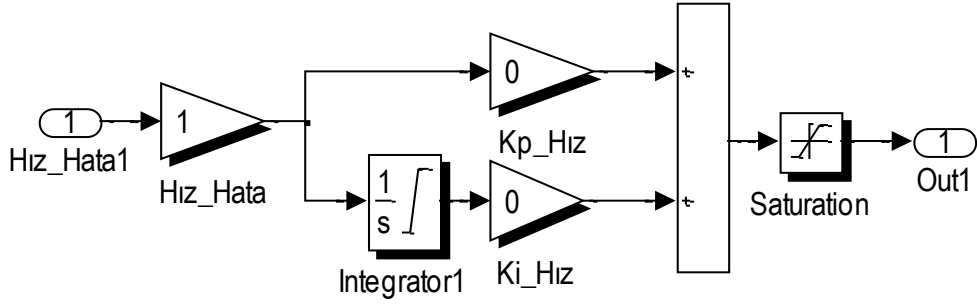


Şekil 5.13. Clarke dönüşüm bloğu

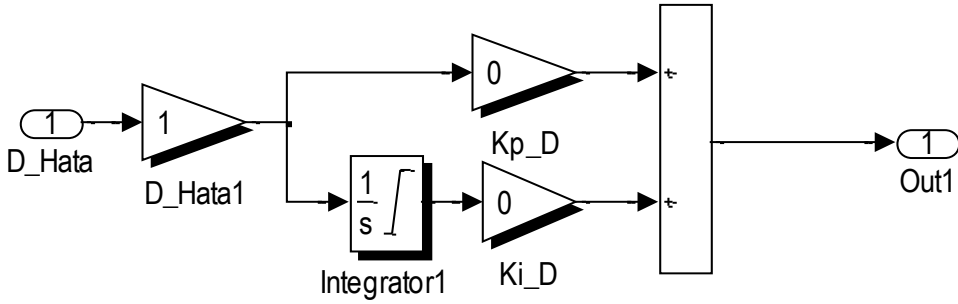


Şekil 5.14. Park dönüşüm bloğu

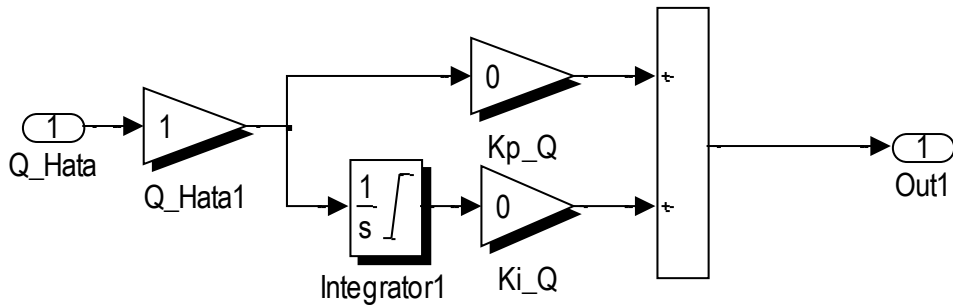
Şekil 5.14'te alfa-beta eksen akımlarından d-q eksen akımlarını elde etmek için kullanılan Park dönüşümüne ait simulink blok yapısı verilmiştir. Şekil 5.15, 5.16 ve 5.17'de sırasıyla hız ve d-q eksen akımlar için PI denetleyici yapıları gösterilmiştir. Oluşturulan denetleyicide koruma amaçlı integratör ve kontrolör çıkışlarına sınırlayıcılar eklenmiştir.



Şekil 5.15. Hız bilgisi için PI denetleyici

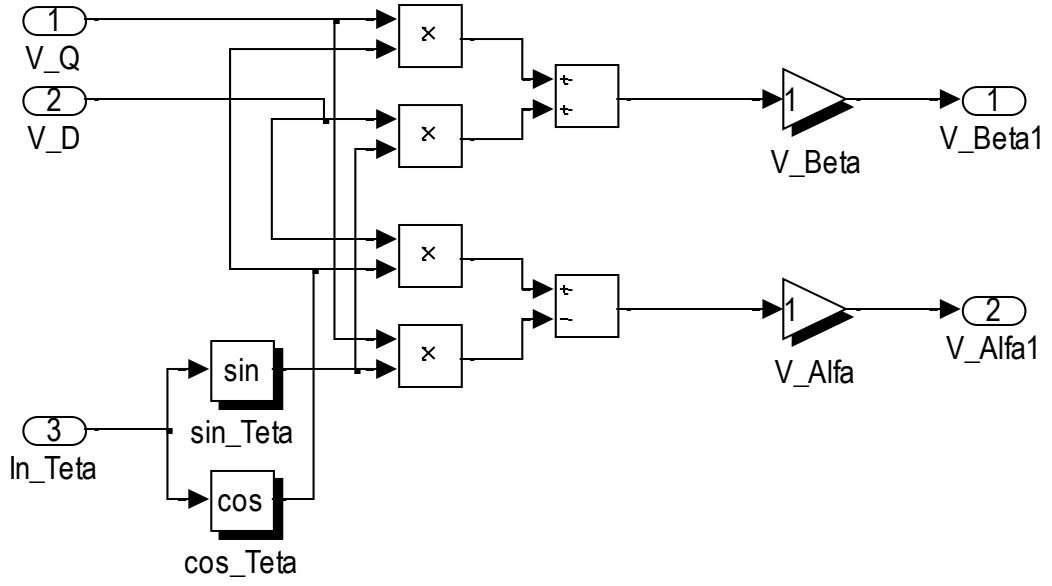


Şekil 5.16. d eksen akım için PI denetleyici



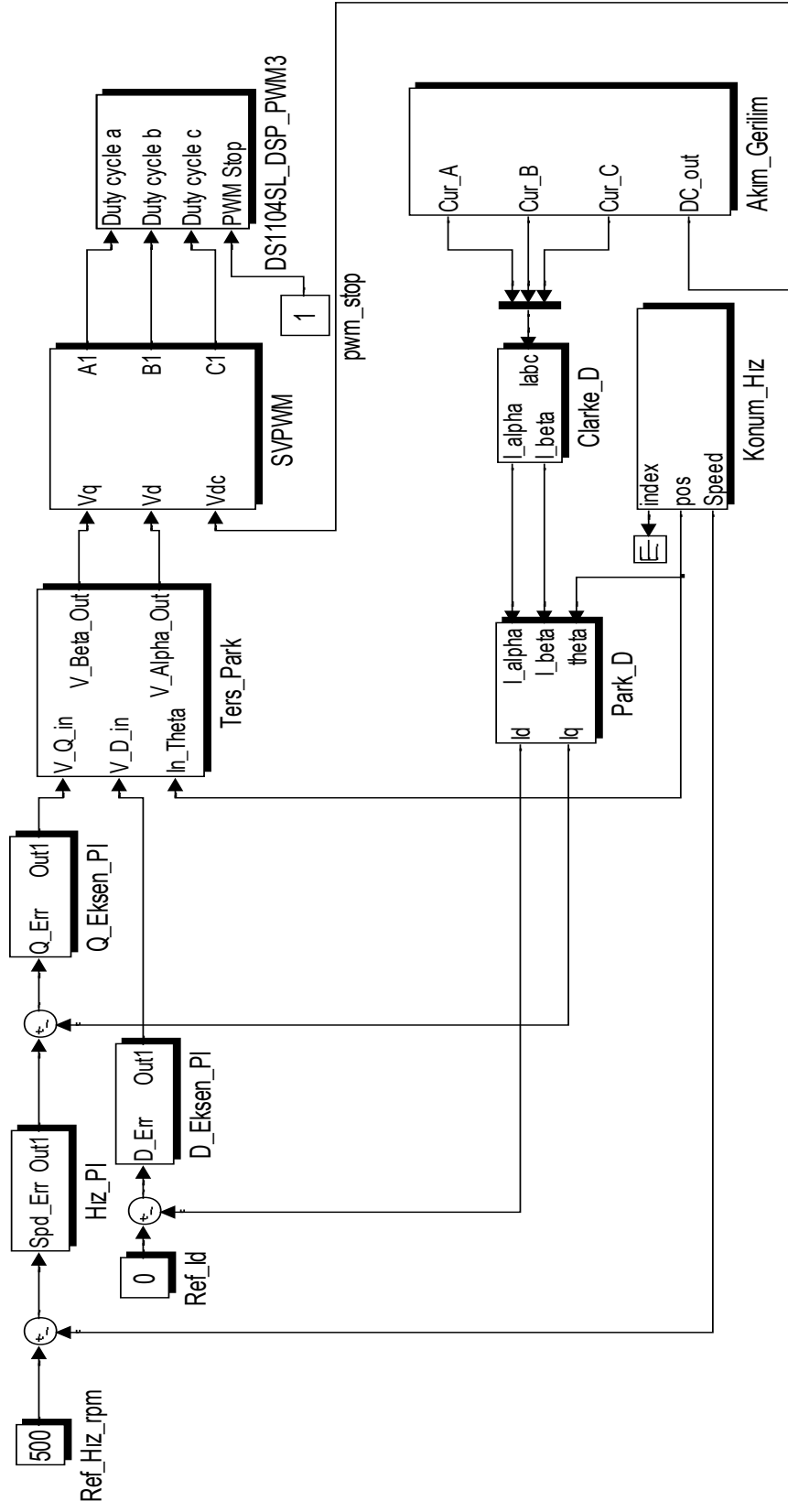
Şekil 5.17. q eksen akım için PI denetleyici

PI denetleyicilerin çıkışı d-q eksen referans gerilimlerini vermektedir. Elde edilen referans gerilimler ters Park dönüşümü kullanılarak uzay vektör PWM bloğuna beslenmektedir. Ters Park dönüşümü ile oluşturulan simulink blokları Şekil 5.18'de gösterilmiştir.



Şekil 5.18. Ters park dönüşüm bloğu

Şekil 5.19'da ise SMSM'in vektör kontrolü için Matlab-Simulinkte oluşturulan algoritmanın genel görünümü verilmiştir.



Şekil 5.19. Vektör kontrole ait gerçek zamanlı simulink şeması

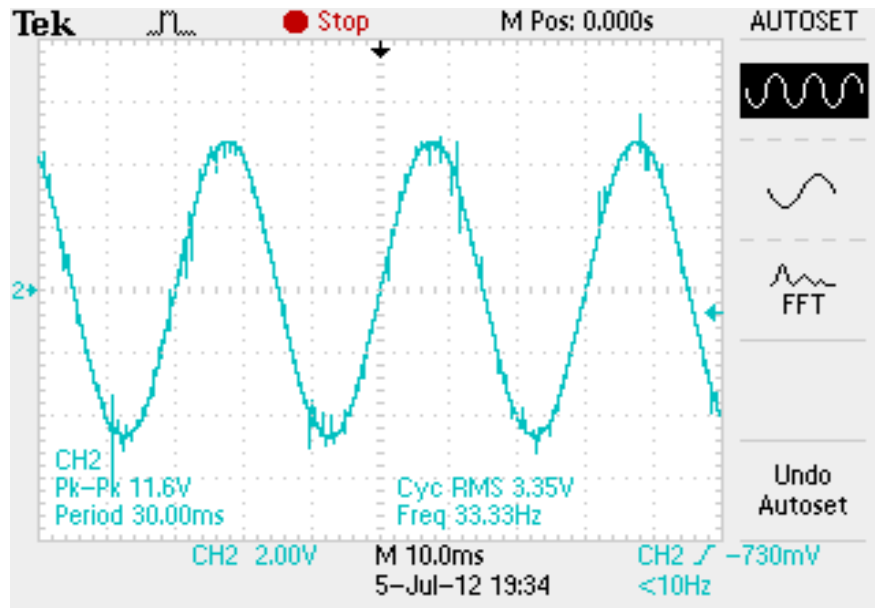


### 5.3. Deneysel Sonuçlar

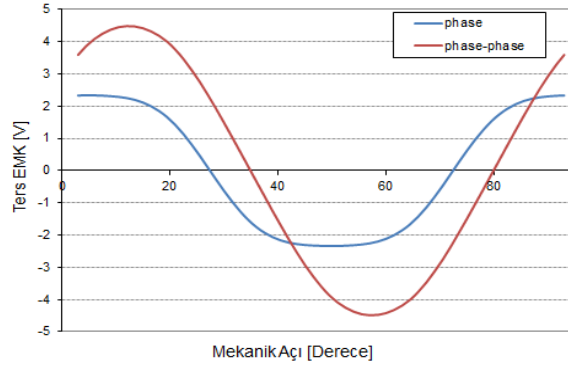
Bu bölümde, tez kapsamında kullanılan dahili mıknatıslı ve yüzeyden mıknatıslı AC servomotorlar için deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlara yer verilmiştir. Deneysel alışmalar, her iki motora ait kontrol sonuçları ile dahili mıknatıslı motorun ters elektromotor kuvveti (EMK) ve vuruuntu momenti değerleri ile yükleme sonuçlarına ait bilgileri içermektedir.

#### 5.3.1. Dahili mıknatıslı senkron motor kontrolü

Dahili mıknatıslı AC servomotora ait deneysel çalışmalar, gerçek zamanlı veriler ve analiz sonuçları yardımıyla açıklanmıştır. Tez kapsamında, oluşturulan motor test düzeneği ile DMSM'ye ait ters EMK kuvvetleri ile vuruuntu momenti değerleri elde edilmiştir. Ayrıca motor test düzeneği yardımıyla motorun yükleme işlemi gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.20'de dahili mıknatıslı senkron motorun 500 rpm hızda dışarıdan tahrik edilmesi ile elde edilen ters EMK geriliminin dalga şekli verilmiştir. DMSM'nin dışarıdan tahrik edilme işlemi bir step motor yardımıyla yapılmıştır. Şekil 5.20'den görüldüğü gibi, 500 rpm hızda deneysel olarak elde edilen ters EMK değeri ile Şekil 5.21'de verilen sonlu elemanlar analizi sonucunda elde edilen değerin neredeyse aynı olduğu görülmektedir. Hem analiz sonucunda hem de deneysel çalışmada tepe değeri 4,7 V olan sinus dalga şekli elde edilmiştir.

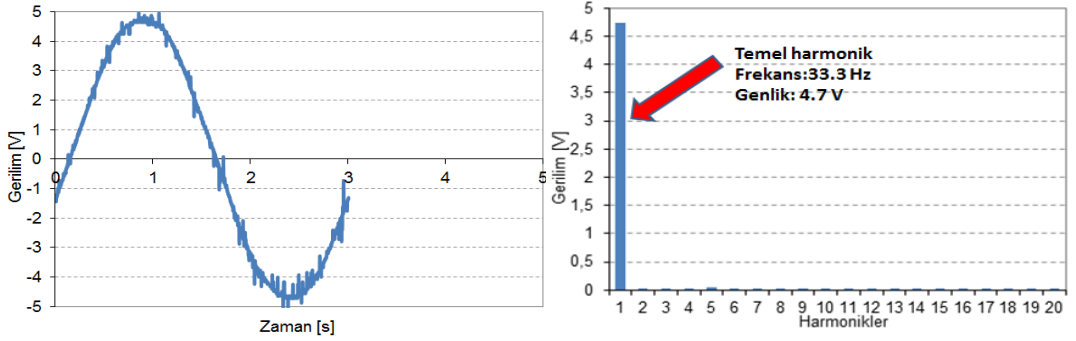


Şekil 5.20. 500 rpm hızda DMSM'nin ters EMK gerilimi dalga şekli

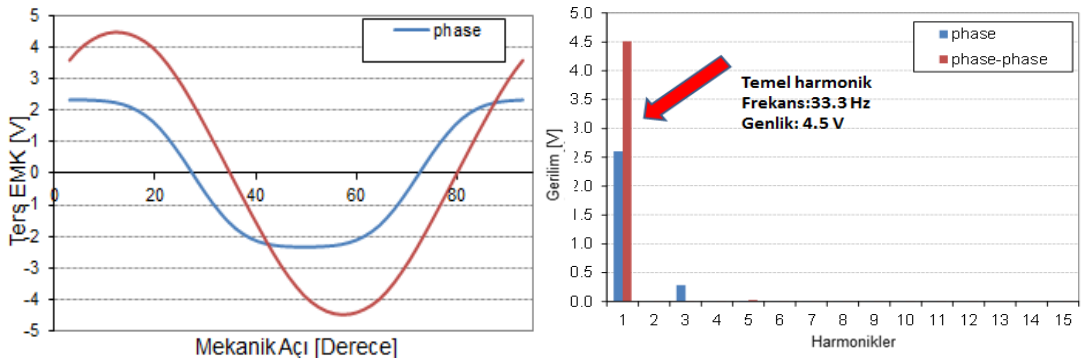


Şekil 5.21. DMSM'nin 500 rpm hızda ters EMK verisi

Şekil 5.22'de deneysel olarak elde edilen ters EMK verisinin bir periyod boyunca değişimi ve bu periyotta fourier analizi sonucuna yer verilmiştir. Ters EMK geriliminin fourier analizi sonucu 33,3 Hz frekans ve 4,7 V tepe değerine sahip temel harmonikten oluştuğu görülmüştür. Şekil 5.23'te ise sonlu elemanlar analizine göre elde edilen ters EMK geriliminin dalga şekli ve fourier analiz sonucuna yer verilmiştir.

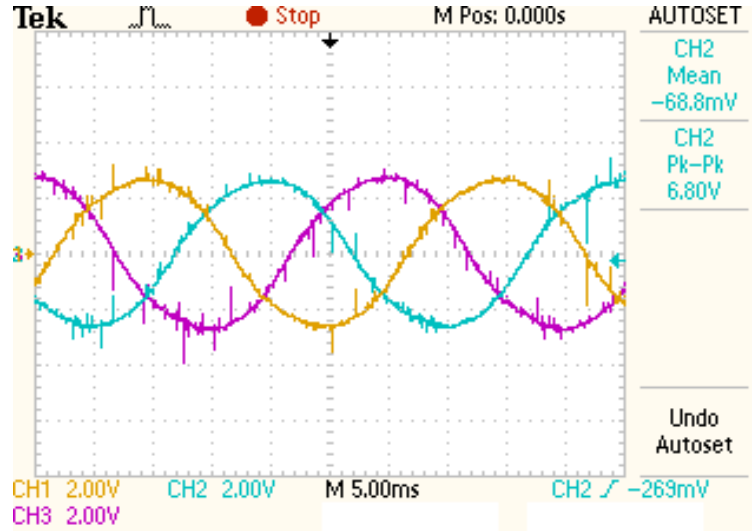


Şekil 5.22. Deneysel çalışma için ters EMK gerilimi ve Fourier analizi

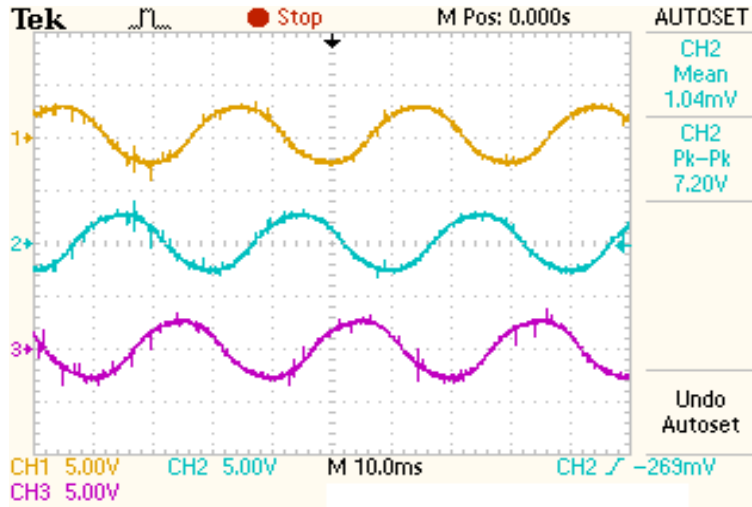


Şekil 5.23. Analiz sonucuna göre ters EMK gerilimi ve Fourier analizi

Sonlu elemanlar analizi ve deneysel çalışma ile elde edilen ters EMK verilerinin fourier analiz sonuçları arasında % 4,4'lük bir fark oluşmuştur. Bu farkın deneysel olarak elde edilen gerilim dalga şeklinin üzerindeki gürültüden dolayı meydana geldiği açıktır.



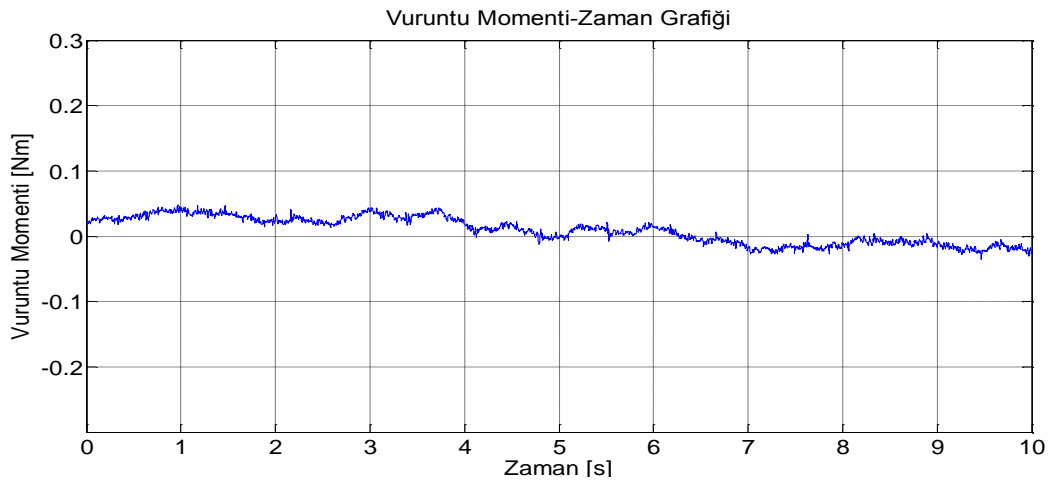
Şekil 5.24. Üç faz ters EMK gerilimi dalga şekilleri



Şekil 5.25. Her bir faza ait ters EMK gerilimi dalga şekilleri

Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'te DMSM'nin 500 rpm hızda tahrik edilmesiyle elde edilen her bir faza ait ters EMK gerilimleri verilmiştir. Burada da elde edilen deneysel sonuçla Şekil 5.23'te verilen sonlu elemanlar analizi sonucu karşılaştırıldığında her iki durumun uyum içinde olduğu görülmektedir. Ayrıca 2,5 V tepe değerine sahip 120 derece faz farkına sahip gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir.

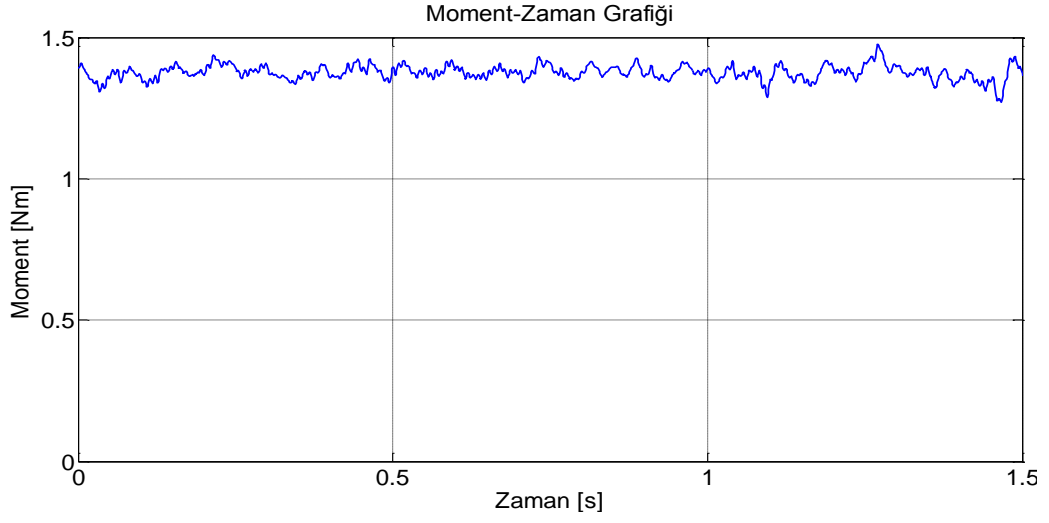
Şekil 5.26’da dahili mıknatıslı senkron motorun deneysel çalışma ile ölçülen vuruñtu momenti değerine yer verilmiştir. Vuruñtu momenti, motor test dñzeneęine konumlandırılmış step motorun 1 rpm hızda çevrilmesi ile elde edilmiştir. Deneysel çalışma sonucu 0,004 Nm tepe değerine sahip bir vuruñtu momenti ölçñlmüřtür. Tez çalışmasında kullanılan torkmetrenin ölçebildiği minimum moment değeri 0,05 Nm olduğu göz önüne alındığında, vuruñtu momenti değerinin tasarım kriterini sağladığı görñlmektedir.



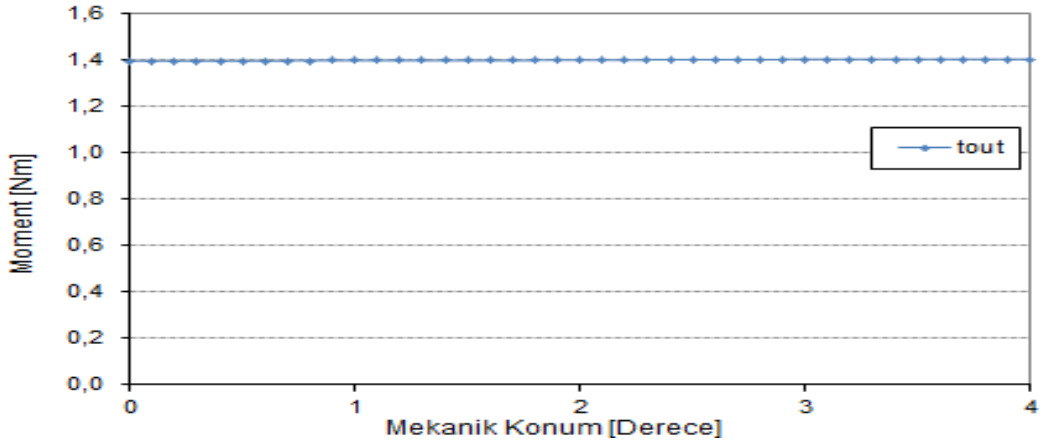
Şekil 5.26. Vuruñtu momenti değişimini gösteren deneysel sonuç

Dahili mıknatıslı senkron motorun yüklü durumda çalıştırılması sonucunda elde edilen çıkış momrnti Şekil 5.27’de gösterilmiştir. Yüklü durum testleri farklı hızlarda farklı yükler altında yapılmıştır. Şekil 5.27’de ise 400 rpm hız ve 1,37 Nm yük altında dahili mıknatıslı senkron motorun çıkışından ölçñlen moment değişimi gösterilmiştir. Şekil 5.28’de ise motorun yüklü durum cevabını gösteren sonlu elemanlar analizi sonuçlarına yer verilmiştir. Analiz sonucundan da görñldñęü gibi 17 A tepe değerine sahip bir sinüzoidal akım kaynağı ile motorun beslenmesi durumunda 1,39 Nm moment elde edildiği görñlmüřtür. Bu değer aynı durum için (17 A max yada 12 Arms) deneysel datalarla karşılaştırıldığında 1,37 Nm momentin motor milinden elde edildiği görñlür. Bu da sonuç itibariyle %1,5 hata ile çıkış momentinin deneysel olarak ölçñldñęü sonucunu vermektedir.

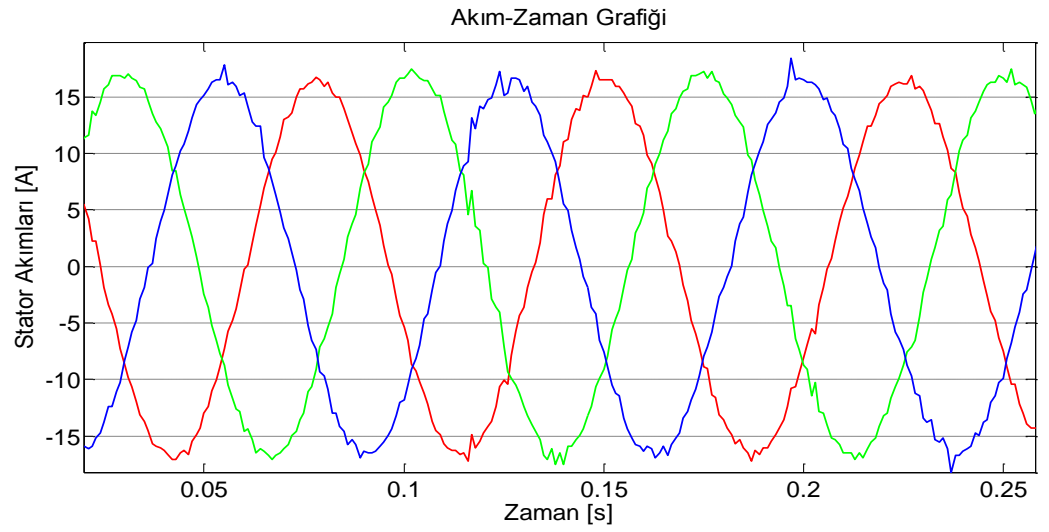
Şekil 5.29’da ise 1,37 Nm yük altında stator sargılarında ölçñlen akım değeri gösterilmiştir. Şekilden de görñldñęü gibi 1,37 Nm yükte tepe değeri 17 A olan sinusoidal dengeli akım dalga şekli elde edilmiştir.



Şekil 5.27. 400 rpm hızda yüklü durumda gerçek zamanlı moment çıkışı

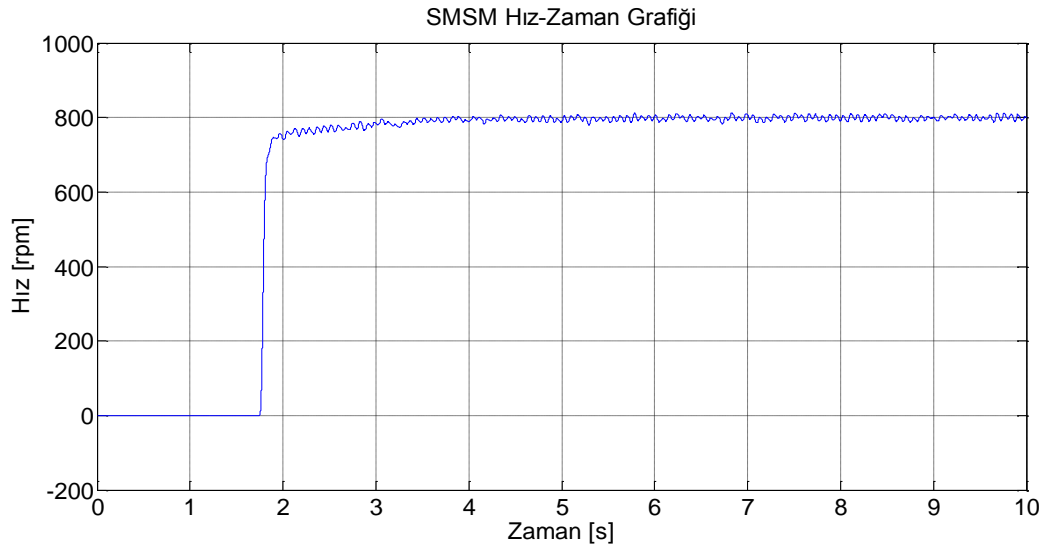


Şekil 5.28. Sonlu elemanlar analizi ile elde edilen moment çıkışı

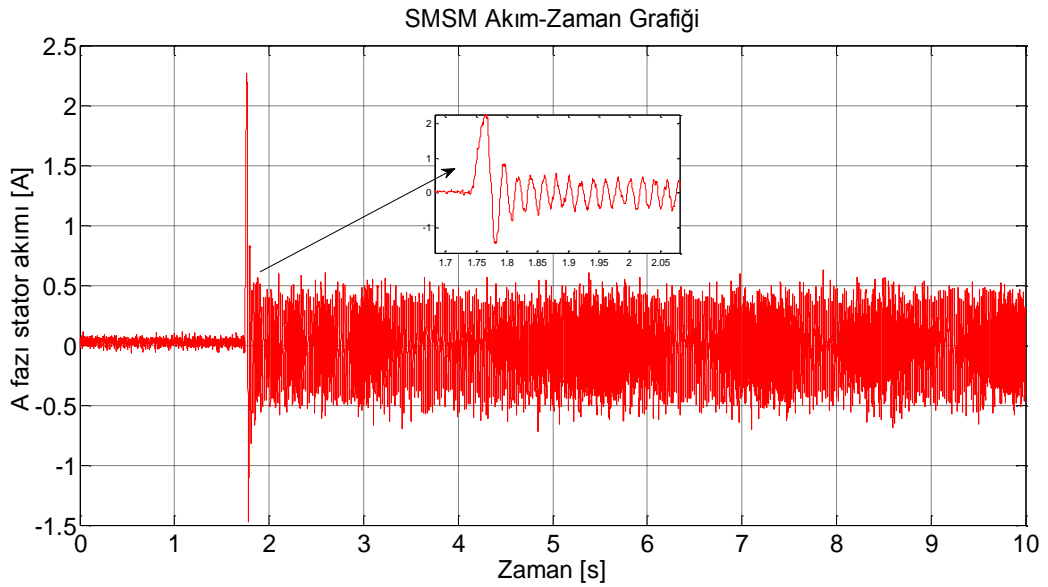


Şekil 5.29. 1.37 Nm yük altında ölçülen stator akımları değişimi

Şekil 5.30'da dahili mıknatıslı senkron motorun vektör denetimli hız kontrolüne ait deneysel sonuç verilmiştir. DMSM hız kontrolünde referans olarak 800 rpm hız değeri girilmiş ve sistem cevabı gösterilmiştir. DMSM'nin basamak cevabından görüldüğü gibi hız değeri aşım ve kalıcı durum hatası olmadan referans değeri takip etmiştir. Şekil 5.31'de ise 800 rpm hızda motor terminallerinden ölçülen a fazına ait stator akımı değişimi gösterilmiştir. Verilen referans hız için tepe değeri yaklaşık 0,5 A olan sinusooidal akım dalga şekli elde edilmiştir.

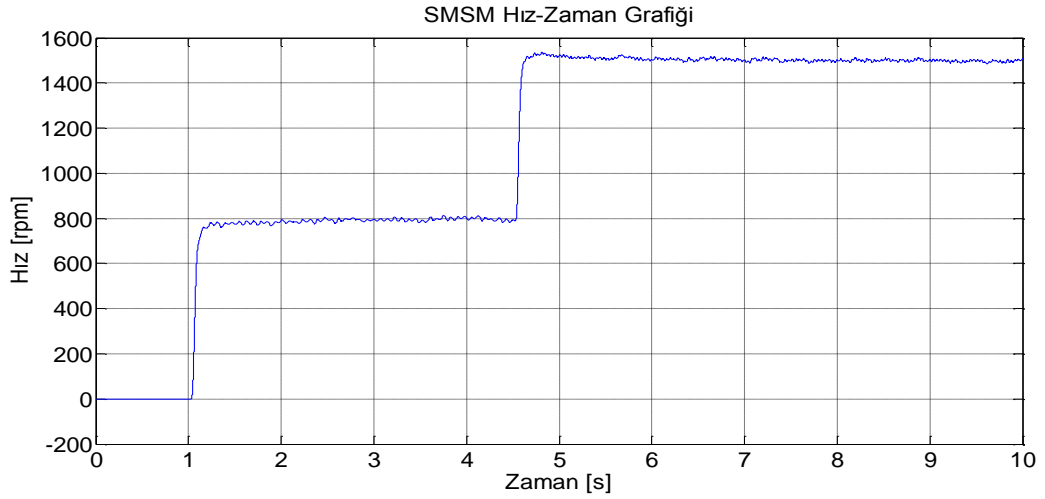


Şekil 5.30. 800 rpm referans hız için DMSM'nin gerçek zamanlı cevabı



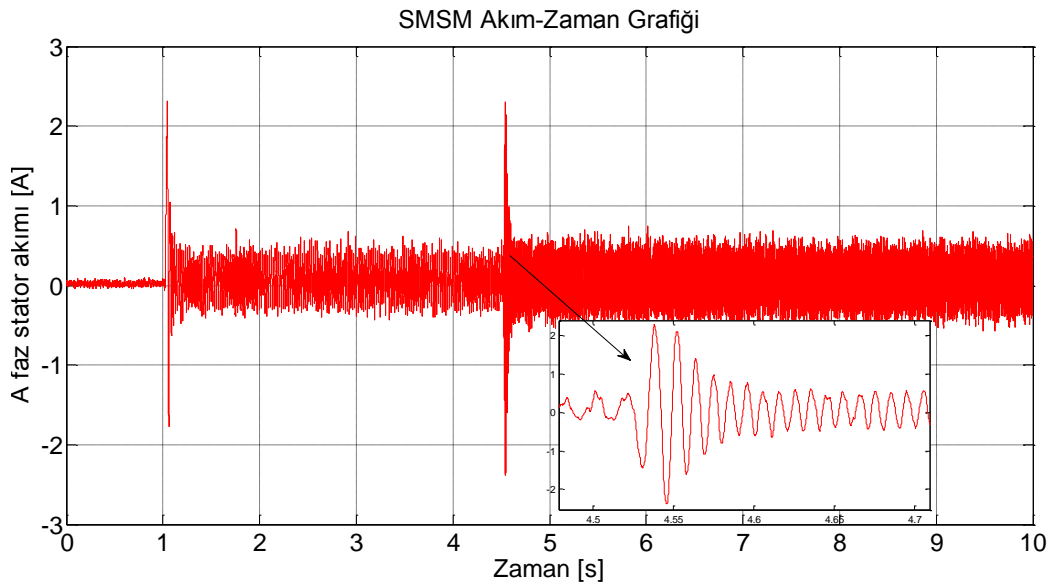
Şekil 5.31. 800 rpm hızda DMSM a fazı stator akımı değişimi

Şekil 5.32’de farklı referans hız değerleri için DMSM’ye ait kontrol cevabı verilmiştir. Her iki referans için hız değeri istenilen şekilde girişi takip etmiştir. Basamak giriş ve farklı hız değerlerindeki referans girişler için elde edilen sonuçlardan tasarlanan vektör denetimli kontrolörün istenilen şekilde çalıştığı görülmüştür.



Şekil 5.32. Farklı referans hız değerleri için DMSM cevabı

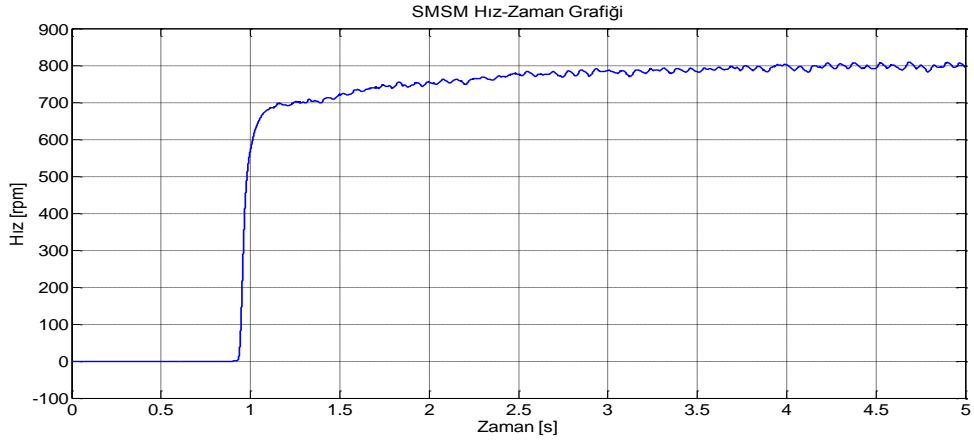
Şekil 5.33’te ise farklı referans hız girişleri için a fazı stator sargısına ait akım dalga şekli verilmiştir. Farklı hız değerlerinde ölçülen akım değerlerinin de farklı olduğu şekilden kolaylıkla görülmektedir.



Şekil 5.33. Farklı hızlarda DMSM a fazı stator akımı

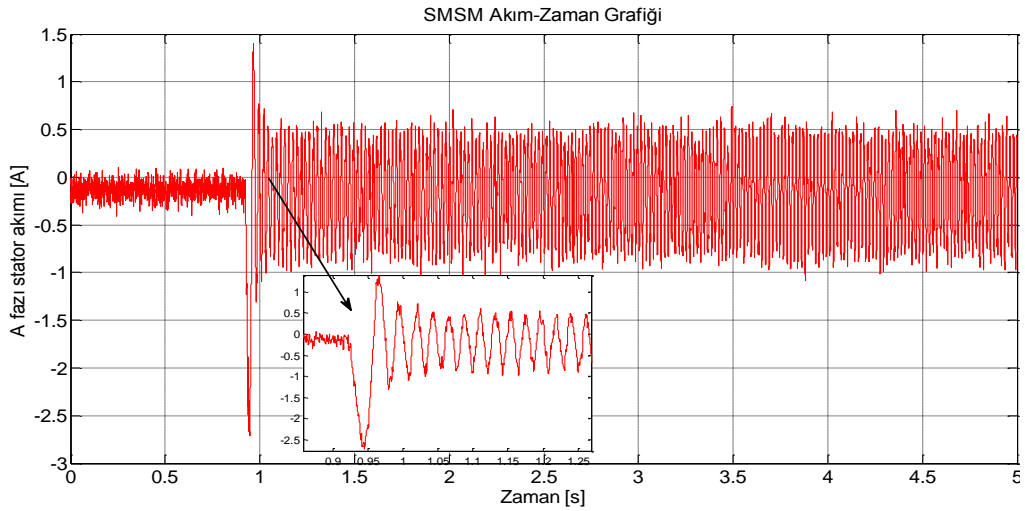
### 5.3.2. Yüzeiden mıknatıslı senkron motor kontrolü

Bu bölümde ise yüzeiden mıknatıslı AC servomotorun gerçek zamanlı hız kontrolüne ait deneysel sonuçlara yer verilmiştir. Şekil 5.34'te 800 rpm referans hız değerinde elde edilen sistem cevabı görülmektedir. Burada referans hız değeri  $t: 0,9s$  anında verilmiştir. Şekil 5.34'ten görüldüğü gibi elde edilen sonuçta aşım ve kalıcı durum hatası olmamıştır.



Şekil 5.34. 800 rpm referans hız için YMSM'nin gerçek zamanlı cevabı

Şekil 5.35'te 800 rpm referans hız için bir faza ait stator akımının değişimi verilmiştir.



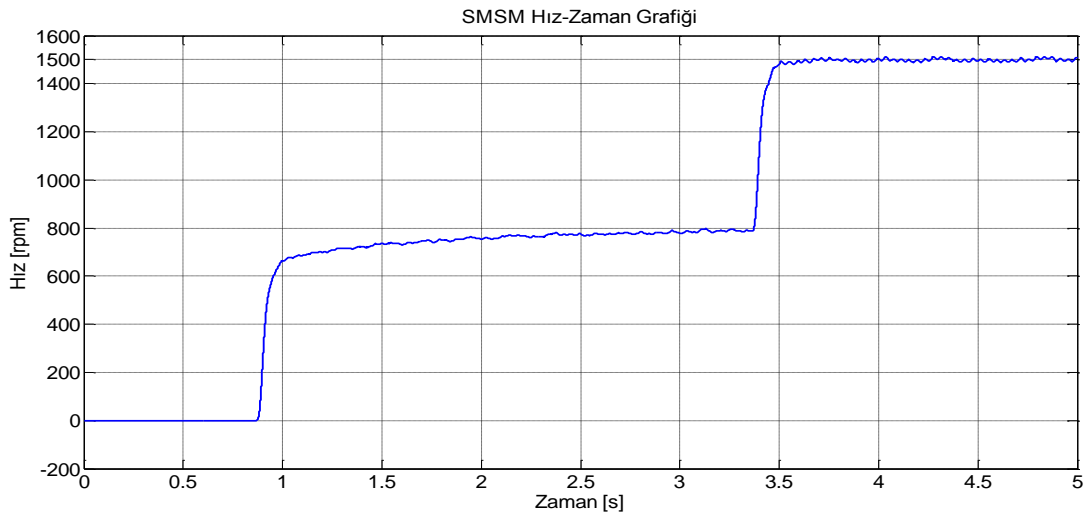
Şekil 5.35. 800 rpm referans hızda a fazına ait stator akımı

Motor hızına göre akım değişiminin verildiği Şekil 5.35'ten görüldüğü gibi referans hız değerinin girildiği anda motor kalkış anında 1,5 A civarında akım çekmiştir.



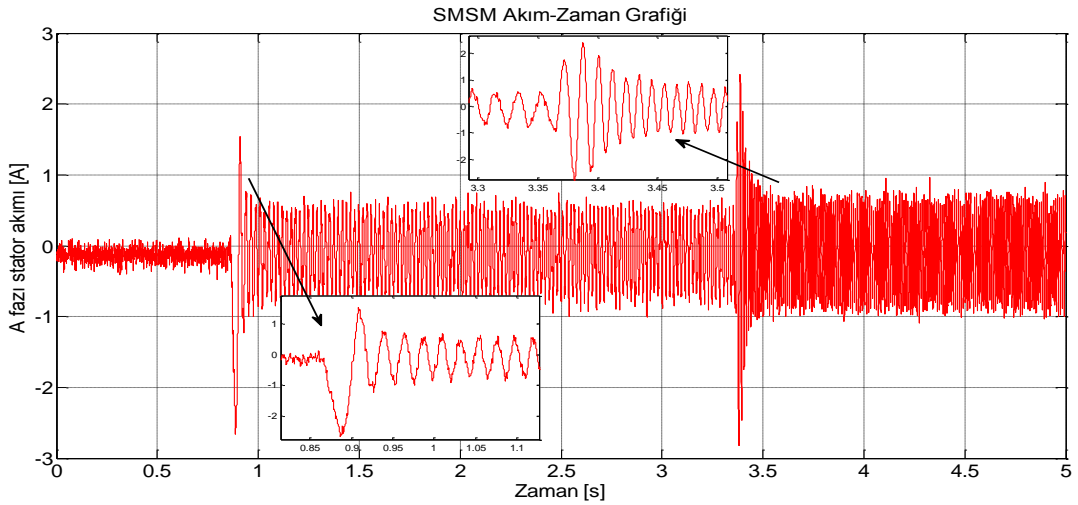
Motor referans hız değerini aldığı anda tepe değeri 0,5 A olan sinus dalga şeklindeki akım stator sargılarında ölçülmüştür.

Kontrol algoritmasının farklı referans hız değerlerindeki performansını görmek amacıyla bir önceki durumdan farklı olarak referans hız değeri önce 800 rpm, daha sonra 1500 rpm olarak girilmiştir. Şekil 5.36’da bu değerler için elde edilen sistem cevabına yer verilmiştir. Burada da motor hızı istenildiği gibi referansı takip etmektedir.



Şekil 5.36. Farklı referans hız değerleri için YMSM cevabı

Şekil 5.37’de 800 ve 1500 rpm referans hızda stator a fazı sargısında ölçülen akım değerleri gösterilmiştir.



Şekil 5.37. Farklı motor hızlarında a faz akımı değişimi

## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, geleneksel motorlara olan üstünlüklerinden dolayı son zamanlarda kullanımı yaygınlaşan sürekli mıknatıslı senkron motorlar için vektör denetimli hız kontrolü incelenmiştir. Ayrıca özel amaçlı uygulama için tasarlanan dahili mıknatıslı motorun sonlu elemanlar ve mekanik analizleri gerçekleştirilmiş, motor prototip üretimi yapılmış, deneysel olarak test edilmiş ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bunlara ek olarak kullanılan motorun simulasyon çalışmaları da yapılarak deneysel sonuçlarla karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir.

Motor kontrolü için Matlab-Simulink ortamında hazırlanan vektör kontrol algoritmaları kullanılmıştır. Ayrıca kontrol algoritmasında kullanılan akım ve gerilim gibi parametreleri gürültüden korumak için filtre devreleri yapılmıştır. Kontrol algoritması tarafından hesaplanan faz gerilimleri, üç faz gerilim beslemeli evirici ile motor terminallerine uygulanmıştır.

Motorun elektromanyetik sonlu elemanlar ve mekanik analizleri sonucunda, gerçek zamanlı çalışmada gerilme ve yer değiştirme gibi değerlerin sorun teşkil etmeyecek seviyelerde olduğu gözlemlenmiştir. Sonlu elemanlar yazılımından elde edilen motor vuruğu momenti seviyesi ve endüklenen gerilimin deneysel datalarla uyum halinde olduğu görülmüştür. Ayrıca vektör denetimli hız kontrolünde, motorun verilen referans değerlerini problemsiz bir şekilde takip ettiği tesbit edilmiş ve deneysel olarak gösterilmiştir.

Sistem maliyetleri ve kritik uygulama alanlarında yaşanabilecek sorunlardan dolayı bu tip motorların kontrolünde konum algılayıcısız kontrol yöntemlerinin uygulanması daha verimli sonuçlar verecektir. Ayrıca yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda parametre değişimlerine karşı daha duyarsız olan doğrusal olmayan kontrol yöntemlerin kullanılması bu tez için sunulan önerilerden bazılarıdır

## KAYNAKLAR

- [1] TI, Silica Motor Control Workbook, *Texas Instruments*, BPRA04674, 2009.
- [2] Sarıoğlu M. K., Gökaşan M., Boğosyan S., *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2003.
- [3] Pillay P. and Krishan R., Modeling, simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The brushless DC Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. App.*, 1989, **25**, 274-279.
- [4] Vas P., *Vector Vontrol of AC Machines*, Oxford University Press, New York, 1992.
- [5] Cascella G. L., Cupertino F., PMSM Rotor Double-Alignment by PI and Sliding-Mode Controllers, *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, Madison, ABD, 1-4 June 2003.
- [6] Colby R. S., Classification of Inverter driven permanent magnet synchronous motors, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, ABD, 2-7 October 1988.
- [7] Bose B., Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Coverters, *IEEE Transaction and Ind. App.*, 1992, **28**, 403-413.
- [8] Trzynadlawski A. M., *Control of induction motor*, Academic Press, San Diego, California, 2001.
- [9] Sebastian T., Slemon G. and Rahman M., Modelling of Permanent Magnet synchronous motors, *IEEE Transactions on Magnetics*, 1986, **22**, 1069-1071.
- [10] Ogasawara S., Akagi H. and Nabae A., The generalized theory of indirect vector control for AC machines, *IEEE Transactions on Industry Application*, 1988, **24**, 470-478.
- [11] Khurram A., Position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors, Ph.D. dissertation, Michigan State University, East Lansing, MI, 2001.
- [12] Chandana P., Blaabjerg F., Pederson J., Thagersen P., A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, ABD, 10-14 March 2002.
- [13] Hemati N., Thorp J. S., Leu M. C., Robust nonlinear control of brushless DC motor for direct drive robotic applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1990, **37**, 460-468.

- [14] Sharaf A. M., Ghosh A., Speed And Torque Regulation of Permanent Magnet DC Motors Using Rule Based Fuzzy Logic, *IEEE Symposium on Intelligent Vehicles*, Tokyo, Japonya, 14-16 July 1993.
- [15] Vaez-Zadeh S., Variable flux control of permanent magnet synchronous motor drives for constant torque operation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, **16**, 527-534.
- [16] Limei Zhao, Ham C. H., Wu T. X., Liping Zheng, Sundaram K. B., Kapat J., Chow L., A DSP-based super high-speed PMSM controller development and optimization, *IEEE 11th Signal Processing Education Workshop*, New Mexico, Meksika, 1-4 August 2004.
- [17] Jolly L., Jabbar M. A., Liu Qinghua, Optimization of the constant power speed range of a saturated permanent-magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2006, **42**, 1024-1030.
- [18] Popescu M., Miller T. J. E., McGliip M. I., Strappazzon G., Trivillin N., Santarossa R., Torque behavior of one-Phase Permanent-magnet AC motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, **21**, 19-26.
- [19] TI, Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor Application Note, *Texas Instruments*, BPRA044, 1997.
- [20] Aydın M., Axial Flux Surface Mounted Permanent Magnet Disc Motors For Smooth Torque Traction Drive Applications, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison, 2004.
- [21] Bizot C., Brottes J., Lungeanu M., Poulsen B., Sera D., and Sorensen M. B., Sensorless Control for PMSM, *Power Electronics and Drives, Institue of Energy Technology*, 2003, Aalborg University.
- [22] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, New York, 1998.
- [23] Aydın M., Brushless Permanent Magnet Servomotors, Editör: Küçük S., *Serial and Parallel Robot Manipulators: Kinematic Dynamics Control and Optimization*, First Edition, InTech, Rijeka, 275-294, 2012.
- [24] Öksüztepe E., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2008, 222105.
- [25] Keser M. E., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör Kontrol ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2009, 245668
- [26] <http://www-2004.infolytica.com/en/coolstuff/ex0121/>, (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2012)

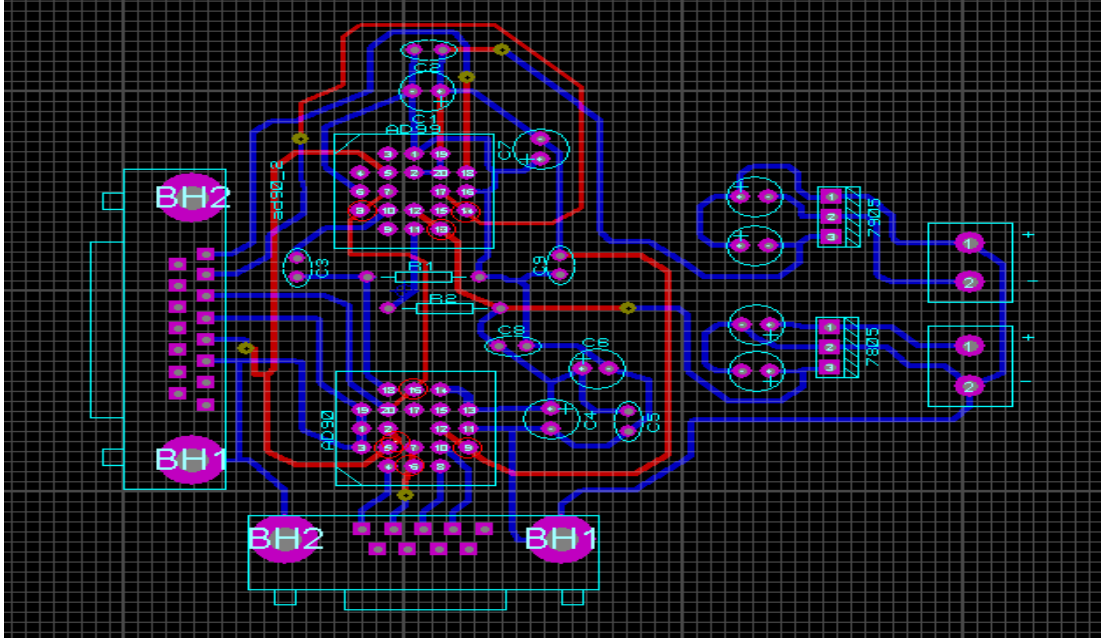
- [27] Kajabadi H. M. K., and Ahrabian G., Simulation and analysis of interior permanent magnet synchronous motor as brushless AC-drive, *Simulation Practice and Theory*, 2000, **7**, 691-707.
- [28] [http://www.sura.se/Sura/hp\\_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/NO-11.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/NO-11.pdf?OpenElement), (Ziyaret tarihi: 3 Mart 2012).
- [29] J. G. Gieras., *Advancements in Electric Machines*, Springer, Rockford, Illinois, USA, 2008.
- [30] <http://www.hoganas.com/en/Segments/Somaloy-Technology/Our-Products/For-electric-motors/>, (Ziyaret tarihi: 4 Ocak 2012).
- [31] High Performance Permanent Magnets Workbook 7, *Magnet Sales & Manufacturing Inc.*, 1995.
- [32] <http://www.birmingham.ac.uk/research/activity/metallurgymaterials/magnets/background/magnetic-materials-history.aspx>, (Ziyaret Tarihi: 3 Şubat 2012).
- [33] Asker M. E., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2009.
- [34] Yaman K., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Tasarımı ve Analizi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 1999.
- [35] Gümüş B., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Gözlemleyicisi Kullanarak Vektör Kontrolü, Fırat Üniversitesi, Fen bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2004.
- [36] Öztürk S. B., Modelling, Simulation And Analysis Of Low-Cost Direct Torque Control Of Pmsm Using Hall-Effect Sensors, Master's Thesis, Texas A&M University, 2005.
- [37] Pillay P. and Krishnan R., Modeling of permanent magnet motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, **35**, 537-541.
- [38] Van Wyk J. D., Power Electronic Converter for Motion Control, *Proceeding of the IEEE*, 1994, **82**, 1164-1193.
- [39] Bose B. K., Energy, Environment and Advances in Power Electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, **15**, 688-701.
- [40] Bodur H., *Güç Elektroniği*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- [41] Rashid M. H., *Power Electronics Handbook*, Academic Press, San Diego, California, 2001.

- [42] Zhou K., Wang D., Relationship between space vector modulation and three carrier-based PWM: A comprehensive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, **49**, 186-196.
- [43] TI, Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240, *Texas Instruments*, SPRA588, 1999.
- [44] Kuo B. J., *Otomatik kontrol sistemleri*, 5. Basım, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2005.
- [45] Mcneill F. M., Thro E., *Fuzzy Logic A Pratical Approach*, Academic Press, Boston, 1999.
- [46] Simon D., Design and rule base reduction of a fuzzy filter the estimation of motor currents, *Published by ELSEVIER*, 2000, PII: S088-613X (00)00054-2.
- [47] Takahashi I. and Noguchi T., A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, **22**, 820-827.
- [48] Takahashi I. and Ohmori Y., High-performance direct torque control of an induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, **25**, 257-264.
- [49] Depenbrock M., Direct self-control of flux and rotary moment of rotary field machine, 1987, U.S. Patent 4 678 248.
- [50] Depenbrock M., Direct self control of inverter-fed induction machines, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, **3**, 420-429.
- [51] French C. and Acarnley P., Direct torque control of permanent magnet drives, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 1996, **32**, 1080-1088.
- [52] Zhong L., Rahman M. F., Hu W. Y. and Lim K. W., Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, **12**, 528-536.
- [53] Limci Zhao, Chan H. Ham, Q. Han, Thomas X. Wu, L. Zheng, K. B. Sundaram, J. Kapat and L. How, Design of optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor, *The 30th annual conference of the IEEE Industrail Electronics Society*, Busen, Korea, 2-6 November 2004.
- [54] <http://tr.farnell.com/lem/lts-25-np/current-transducer-25a/dp/1617410>, (Ziyaret Tarihi: 5 Mart 2012).
- [55] <http://tr.farnell.com/lem/lv-25-p/voltage-transducer-pcb/dp/1617416>, (Ziyaret Tarihi: 5 Mart 2012).

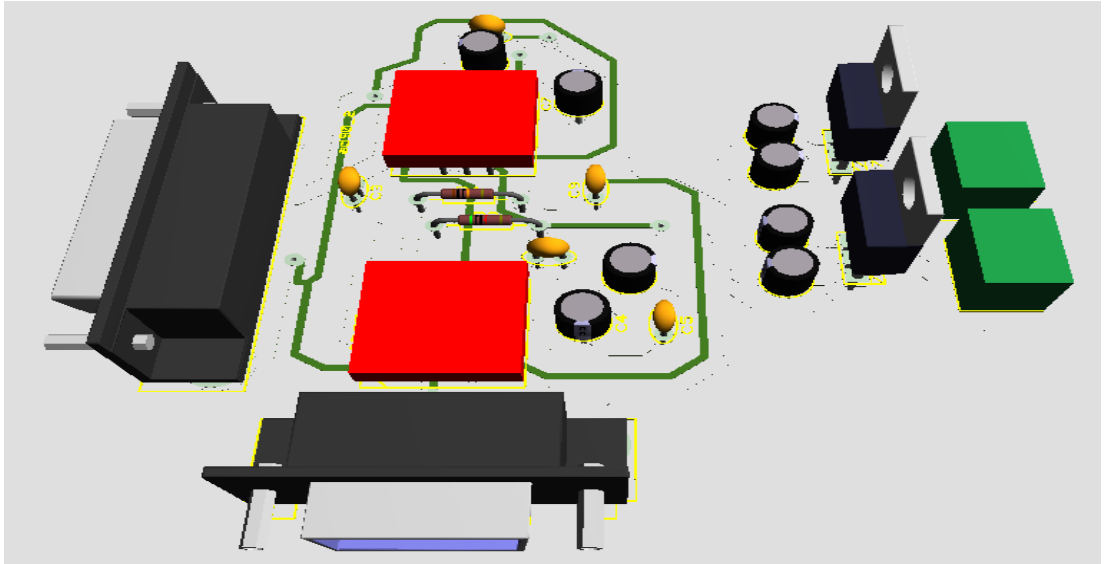
## **EKLER**

## EK-A

Şekil A.1’de analog resolver çıkış bilgisini sayısal mutlak enkoder bilgisine dönüştüren devre tasarımı verilmiştir. tasarlanan devre ile ilgili üç boyutlu görünüm Şekil A.2’de gösterildiği gibidir.



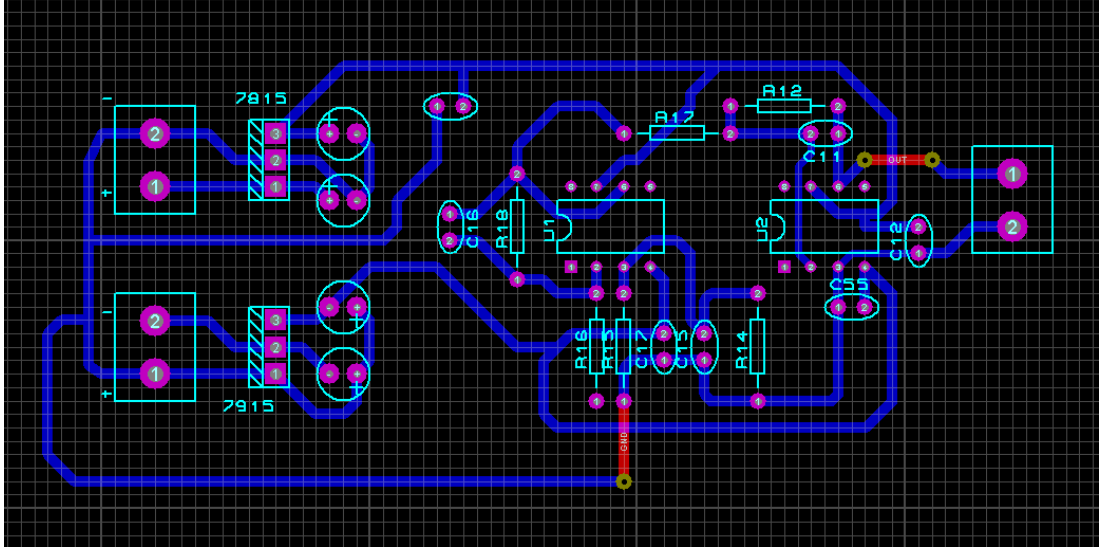
Şekil A.1. Resolver için analog-dijital çevirici devre tasarımı



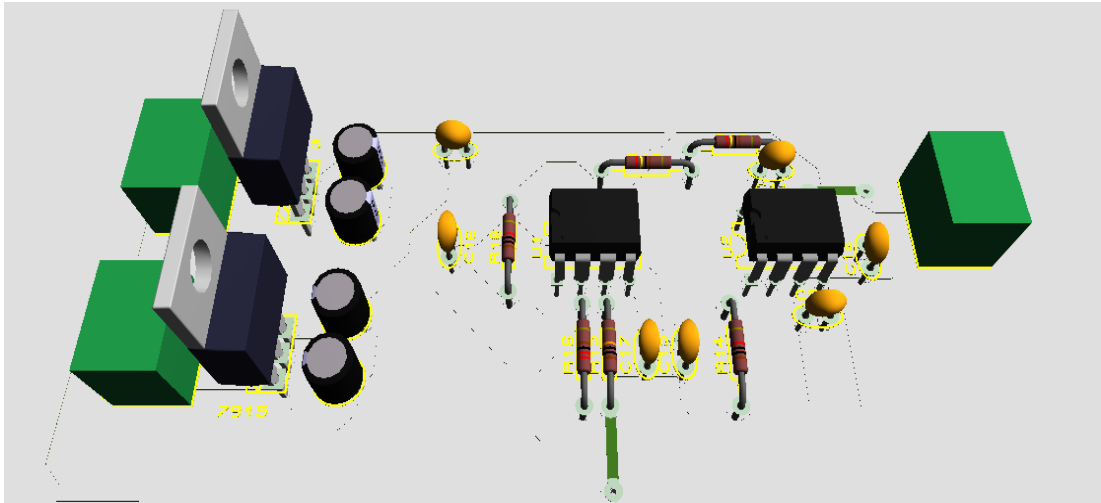
Şekil A.2. Resolver için analog-dijital çevirici devre tasarımı üç boyutlu görünüm



Şekil A.3'te faz akımları için tasarlanan ikinci derece alçak geçiren bir filtrenin baskı devre şeması görülmektedir. Tasarlanan devrenin üç boyutlu görünümü Şekil A.4'te verilmiştir.



Şekil A.3. Faz akımları için ikinci derece alçak geçiren filtre tasarımı



Şekil A.4. İkinci dereceden alçak geçiren filtre devresi üç boyutlu görünüm

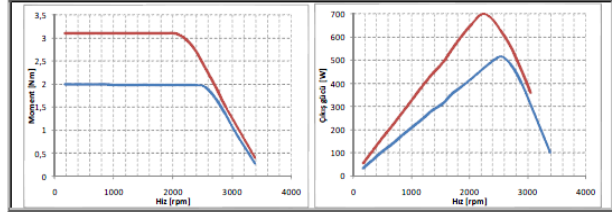
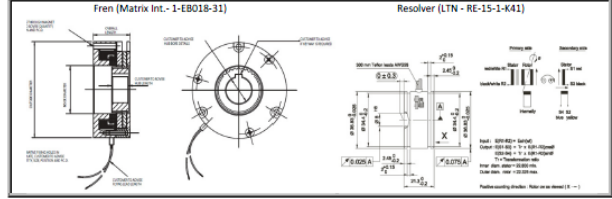
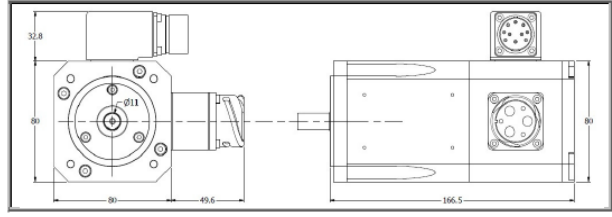
## EK-B

BLAC\_D080L040\_DC24\_S04

Paket Boyu	$L$	40 mm
Gövde Çapı	$D$	80 mm
Sargı Yapısı (U-Y)	U / Y	Y
Sarım Sayısı	$N$	4
Kutup Sayısı	$p$	8
DC Bara Gerilimi	$V_{DC}$	24V
Ortam Sıcaklığı	$T$	25 °C
Koruma Sınıfı		IP-65
Yalıtım Sınıfı		H

<b>Anma Değerleri</b>		
Akım	$I_E$	22.5 Arms
Moment	$T_E$	1.95 Nm
Güç	$P_E$	470 W
Hız	$\omega_E$	2300 rpm
<b>Max. Değerler</b>		
Akım	$I_{max}$	35 Arms
Moment	$T_{max}$	3.1 Nm
Hız (yüksüz dur.)	$\omega_{H0}$	3500 rpm

<b>Diğer</b>		
Moment Sabiti	$K_t$	0.09 Nm/A <sub>arm</sub>
Gerilim Sabiti	$K_E$	0.075 V/rad/s
Hat Direnci	$R_f$	0.13 Ω
Endüktans - hat	$L_H$	0.18 mH
Endüktans d-eksen	$L_d$	0.107 mH
Endüktans q-eksen	$L_q$	0.106 mH
Atalet M.	$J_m$	3.4 kgcm <sup>2</sup>
Atalet M. (w/br)	$J_{mb}$	???
Ağırlık (toplam)	$m$	3.30 kg
Elek. zaman sabiti	$T_e$	1.4 ms
Termal direnç	$R_{th}$	0.975 °C/W
(300x300x12mm çelik)		



Şekil B.1. Tez çalışmasında kullanılan motorun katalog bilgileri

Konum bilgisini elde etmek için kullanılan resolver'a ait teknik veriler aşağıdaki gibidir.

## LTN

LTN Servotechnik GmbH

## Resolver



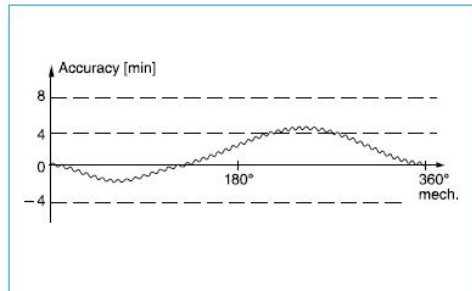
### RE-15

- Hollow shaft Ø: 12 mm max.
- Outer Ø: 36.8 mm
- Length: 16 mm



### RE-21

- Hollow shaft Ø: 17 mm max.
- Outer Ø: 52.4 mm
- Length: 26 mm



### Main features

- Operating temperature:  $-55^{\circ}\text{C} \dots +155^{\circ}\text{C}$
- Permissible speed: 20,000 rpm max.
- Accuracy absolute:  $\pm 4' \pm 6' \pm 10'$
- Accuracy ripple: 1' max.
- Rotor and stator completely impregnated
- 1/2/3/4 pole pairs

LTN Servotechnik GmbH

### Operating Principle

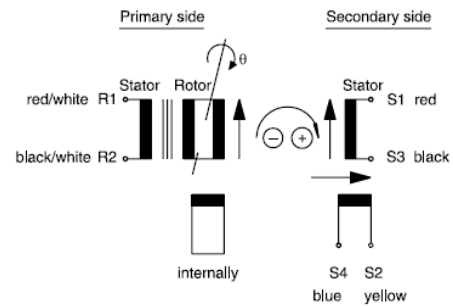
A resolver is a rotary transformer that provides information on the rotor position angle  $\theta$ .

The stator bobbin winding is energized with an AC voltage  $E_{R1-R2}$ . This AC voltage is transferred to the rotor winding with transformation ratio  $Tr$ .

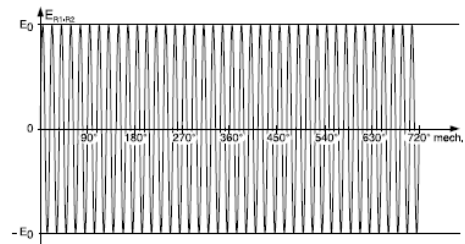
The AC voltage then induces the voltages  $E_{S1-S3}$  and  $E_{S2-S4}$  into the two output windings of the stator.

The magnitude of the output voltages vary with the sine and the cosine of the rotor position angle  $\theta$ , because the two secondary windings are shifted by  $90^\circ$ .

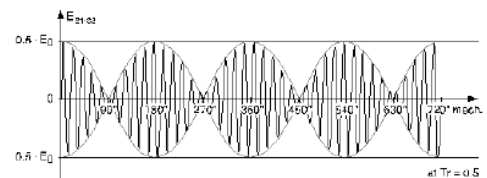
Input:  $E_{R1-R2}$   
 Output:  $E_{S1-S3}$   
 $E_{S2-S4}$



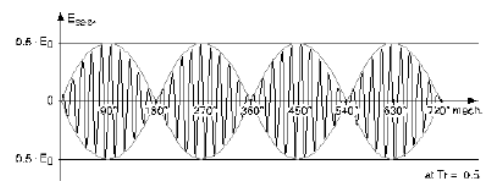
Input Signal:  
 $E_{R1-R2} = E_0 \sin(\omega t)$



Output Signal:  
 $E_{S1-S3} = Tr \cdot E_{R1-R2} \cdot \cos\theta$



Output Signal:  
 $E_{S2-S4} = Tr \cdot E_{R1-R2} \cdot \sin\theta$



### Accuracy

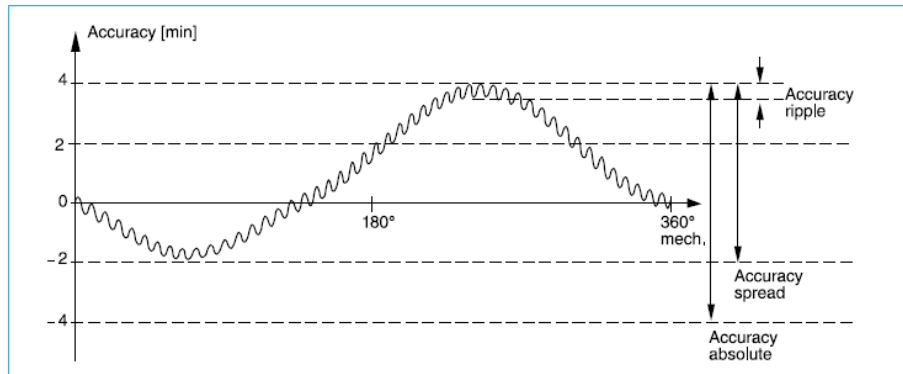
The accuracy  $\varepsilon$  is defined as the difference between the electrical angle  $\theta_{el}$ , indicated by the output voltages of the secondary windings, and the mechanical angle or rotor position angle  $\theta_{mech}$ .

$$\text{accuracy } (\varepsilon) = \text{electrical angle } (\theta_{el}) - \text{mechanical angle } (\theta_{mech})$$

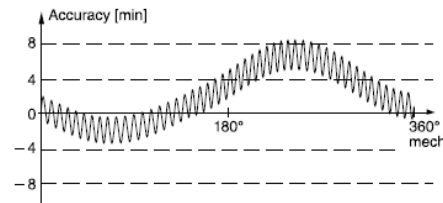
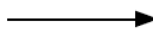
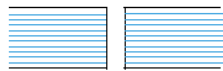
For each LTN resolver the accuracy is indicated in the data sheet by the terms 'accuracy absolute', 'accuracy spread' and 'accuracy ripple'.

The 'accuracy absolute' or the 'accuracy spread' is caused by the internal error of the resolver and the mounting error resulting in 1st and 2nd order harmonics of the sinusoidal signal.

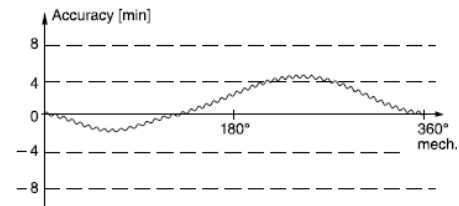
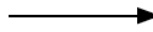
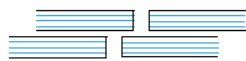
At low speeds the 'accuracy ripple' effects the speed stability of a drive. This ripple is caused by 3rd and higher order harmonics. To ensure smooth drive performance even at low speeds LTN resolvers have an accuracy ripple of less than 1'. It is achieved by a patented procedure of stepping two lamination assemblies in the rotor.



Straight lamination assembly:



Stepped lamination assembly: (LTN patent)



## Resolver RE-15: Selection Guide for Electrical Data

Various mechanical versions available

Basic Model	RE-15-1-A14		RE-15-1-K01		RE-15-1-V07		RE-15-3-D04		RE-15-4-D04	
Primary Side	R1 – R2									
Pole Pairs	1					3		4		
Transformation Ratio	0.5 ± 0.05									
Input Voltage	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	5 V <sub>rms</sub>	5 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>
Input Current	58 mA	36 mA	48 mA	17 mA	58 mA	36 mA	50 mA	24 mA	16 mA	10 mA
Input Frequency	5 kHz	10 kHz	1 kHz	4.5 kHz	5 kHz	10 kHz	4 kHz	10 kHz	5 kHz	10 kHz
Phase Shift (± 3°)	8°	-6°	26°	0°	8°	-6°	15°	0°	15°	1°
Null Voltage	30 mV max.									
Impedance										
Z <sub>ro</sub> in Ω	75 j 98	110 j 159	55 j 87	164 j 255	75 j 98	110 j 159	74 j 120	145 j 250	208 j 393	319 j 657
Z <sub>rs</sub> in Ω	70 j 85	96 j 150	62 j 81	145 j 210	70 j 85	96 j 150	78 j 110	135 j 240	207 j 375	306 j 636
Z <sub>so</sub> in Ω	180 j 230	245 j 400	248 j 105	315 j 340	180 j 230	245 j 400	430 j 450	570 j 1030	831 j 2496	939 j 4272
Z <sub>ss</sub> in Ω	170 j 200	216 j 370	256 j 88	278 j 280	170 j 200	216 j 370	435 j 410	535 j 970	840 j 2396	899 j 4145
D.C. Resistance (± 10%)										
Rotor	40 Ω		17.5 Ω		40 Ω		34 Ω		58 Ω	
Stator	102 Ω		200 Ω		102 Ω		380 Ω		659 Ω	
Accuracy	±10', ±6' on request				± 4'		± 5'		± 6'	
Accuracy Ripple	1' max.					3' max.		3' max.		
Accuracy Ripple	1' max.					3' max.		3' max.		
Operating Temperature	-55°C ... +155°C									
Max. Permissible Speed	20,000 rpm									
Shock (11 ms)	≤ 1000 m/s <sup>2</sup>									
Vibration (10 to 500 Hz)	≤ 500 m/s <sup>2</sup>									
Weight Rotor/Stator	25 g / 60 g		25 g / 70 g		25 g / 60 g		25 g / 60 g		25 g / 60 g	
Rotor Moment of Inertia	0.02 × 10 <sup>-4</sup> kgm <sup>2</sup>									
Hi-pot Housing/Winding	500 V min.									
Hi-pot Winding/Winding	250 V min.									
Rotor	Completely impregnated									
Stator	Completely impregnated									
Length of stator	16.1 mm		21.3 mm		20.0 mm		16.1 mm		16.1 mm	

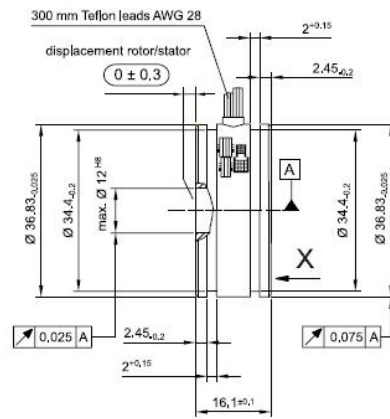
The selection guide and the mounting dimensions contain a sample of resolvers designed and manufactured by LTN. The performance parameters and mechanical dimensions can also be used as a guideline for new mechanical or electrical designs to satisfy your future requirements with an innovative, cost effective solution.

Housed bearing-type resolvers are also designed and manufactured by LTN, but not subject to this data sheet. Please contact us for further information.

### Resolver RE-15: Mounting Dimensions



#### RE-15-1: Version A/B

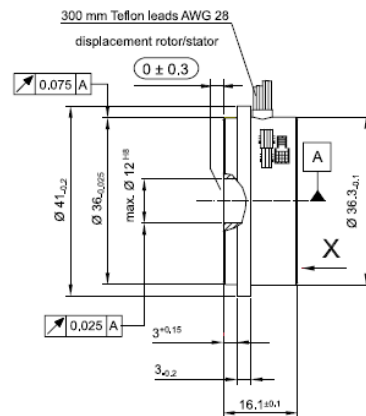


Inner diameter stator = 22.800 min.  
Outer diameter rotor = 22.325 max.

Positive counting direction:  
Rotor cw as viewed from bobbin end (X ←)

Dimensions in mm

#### RE-15-1: Version C/D



Inner diameter stator = 22.800 min.  
Outer diameter rotor = 22.325 max.

Positive counting direction:  
Rotor cw as viewed from bobbin end (X ←)

Dimensions in mm

## Resolver RE-21: Selection Guide for Electrical Data

Various mechanical versions available

Basic Model	RE-21-1-A01		RE-21-1-A06		RE-21-1-A05		RE-21-1-K05		RE-21-3-A03	
Primary Side	R1 – R2									
Pole Pairs	1								3	
Transformation Ratio	1.0 ± 0.1		0.5 ± 0.05							
Input Voltage	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	5 V <sub>rms</sub>	5 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>	7 V <sub>rms</sub>
Input Current	40 mA	30 mA	47 mA	30 mA	70 mA	56 mA	32 mA	17 mA	70 mA	40 mA
Input Frequency	5 kHz	10 kHz	5 kHz	10 kHz	5 kHz	7 kHz	1 kHz	4,5 kHz	5 kHz	10 kHz
Phase Shift (± 3°)	11°	-7.5°	8°	-8°	6°	-3°	26°	-6°	12°	1°
Null Voltage	30 mV max.									
Impedance										
Z <sub>in</sub> Ω	133 j 115	170 j 200	92 j 120	122 j 203	78 j 84	88 j 108	86 j 108	180 j 375	55 j 85	77 j 154
Z <sub>re</sub> in Ω	122 j 105	149 j 190	82 j 100	103 j 185	70 j 75	76 j 100	92 j 95	150 j 330	53 j 80	71 j 145
Z <sub>st</sub> in Ω	800 j 1454	1310 j 2400	154 j 275	245 j 454	114 j 205	138 j 263	195 j 210	390 j 695	105 j 335	175 j 624
Z <sub>ex</sub> in Ω	740 j 1230	1150 j 2270	140 j 240	202 j 415	101 j 184	117 j 243	205 j 178	325 j 615	104 j 312	160 j 590
D. C. Resistance (± 10%)										
Rotor	90 Ω		56 Ω		48 Ω		47 Ω		34 Ω	
Stator	260 Ω		53 Ω		31 Ω		143 Ω		58 Ω	
Accuracy	±6', ±4' on request									
Accuracy Ripple	1' max.									
Operating Temperature	-55°C ... +155°C									
Max. Permissible Speed	20,000 rpm									
Shock (11 ms)	≤ 1000 m/s <sup>2</sup>									
Vibration (10 to 500 Hz)	≤ 500 m/s <sup>2</sup>									
Weight Rotor/Stator	90 g / 200 g									
Rotor Moment of Inertia	0.14 × 10 <sup>-4</sup> kgm <sup>2</sup>									
Hi-pot Housing/Winding	500 V min.									
Hi-pot Winding/Winding	250 V min.									
Rotor	Completely impregnated									
Stator	Completely impregnated									
Length of stator	25.6 mm									

The selection guide and the mounting dimensions contain a sample of resolvers designed and manufactured by LTN. The performance parameters and mechanical dimensions can also be used as a guideline for new mechanical or electrical designs to satisfy your future requirements with an innovative, cost effective solution.

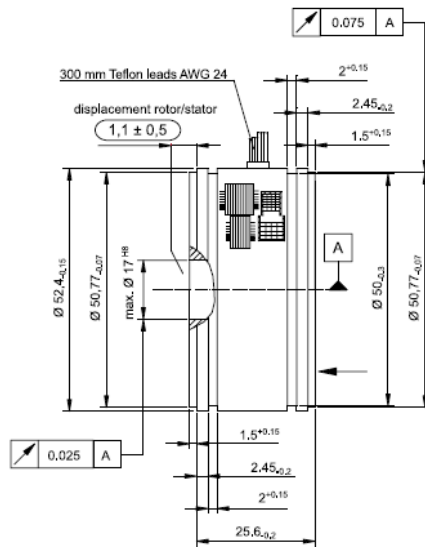
Housed bearing-type resolvers are also designed and manufactured by LTN, but not subject to this data sheet. Please contact us for further information.



### Resolver RE-21: Mounting Dimensions



#### RE-21-1: Version A/B

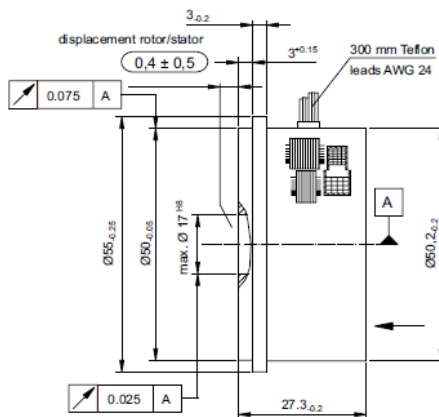


Inner diameter stator = 33.470 min.  
Outer diameter rotor = 32.735 max.

Positive counting direction:  
Rotor cw as viewed from bobbin end (X ←)

Dimensions in mm

#### RE-21-1: Version C/D

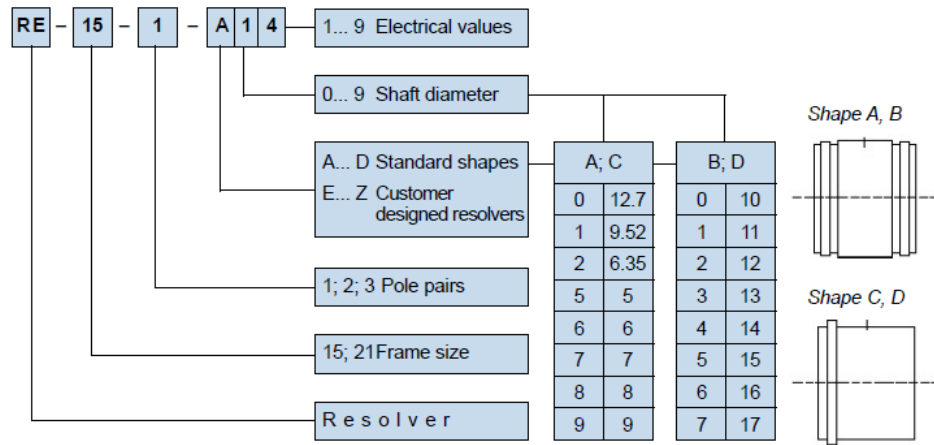


Inner diameter stator = 33.470 min.  
Outer diameter rotor = 32.735 max.

Positive counting direction:  
Rotor cw as viewed from bobbin end (X ←)

Dimensions in mm

### Ordering Information



## KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Yolacan E.**, Aydın M., Vector Based Speed Control of Permanent Magnet AC Servomotor with FEA and Experimental Verification, *13th International Workshop on Research and Education in Mechatronics*, Paris, France, 21-23 November 2012.
- [2] **Yolacan E.**, Aydın S., Ertunc H. M., Real time DSP based PID and state feedback control of a brushed DC motor, *XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies*, Sarajevo, Bosnia Herzegovina, 27-29 October 2011.
- [3] Akyuz I. H., **Yolacan E.**, Ertunc H. M., Bingul Z., PID and state feedback control of a single-link flexible joint robot manipulator, *IEEE International Conference on Mechatronics*, Istanbul, Turkey, 13-15 April 2011.
- [4] **Yolacan E.**, Ozyurt E., Aydın M., Magnet shape optimization of A slotted surface-mounted axial gap PM motor for reducing cogging torque, *XIX International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-8 September 2010.
- [5] **Yolacan E.**, Ozyurt E., Ocak O. and Aydın M., Cogging Torque Minimization and Torque Quality of Radial and Axial Flux Permanent Magnet Servomotors, *11th International Workshop on Research and Education in Mechatronics*, Ostrava, Czech Republic, 9-10 September 2010.

## **ÖZGEÇMİŞ**

Ersin YOLAÇAN, Eylül 1986, Erbaa/TOKAT doğumludur. İlk, orta ve lise öğrenimini Erbaa'da tamamlamıştır. 2005 yılında kazandığı Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü'nden 2009 yılında Mekatronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2009 yılında, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans eğitimine başlamıştır. 2010 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başlamıştır ve halen görevine devam etmektedir.