

155096

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİNİN
İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Esra KANDEMİR

Anabilim Dalı: Elektrik Müh.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. H. Tarık DURU

Haziran 2004

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİNİN
İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Esra KANDEMİR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 17 Haziran 2004

Tezin Savunulduğu Tarih : 15 Temmuz 2004

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. H.Tarık DURU

(.....)

Üye

Prof. Dr. Nejat TUNÇAY

(.....)

Üye

Yrd. Doç. Dr. Sabri ÇAMUR

(.....)

Haziran 2004

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİNİN İNCELENMESİ

Esra KANDEMİR

Anahtar Kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motoru, Mıknatıslı Senkron Makinalar, Modelleme ve Simülasyon.

Özet: Bu tezde, öncelikle fırçasız doğru akım motorları (FDAM) hakkında genel bilgiler verilmiştir. Mıknatıslı bir motor, konum algılayıcılar ile birlikte çalışan bir evirici üzerinden beslenerek uygulamalı olarak bir fırçasız doğru akım motor sistemi gerçekleştirilmiş ve incelenmiştir. Sistemde kullanılan motorun a,b,c, faz sistemindeki matematiksel modeli oluşturulmuş ve motora ait indüktans parametreleri ve mıknatıs akısının rotor konumuna bağlı değişimi ölçülmüştür. Gerçeğe en yakın sonuçlar elde edebilmek için ölçülen bu büyüklükler Fourier dönüşümü ile periyodik fonksiyonlar haline dönüştürülerek makina modeli içine dahil edilmiştir. Oluşturulan makina modeli ile gerçekleştirilen sistem simülasyon yolu ile incelenmiştir. Gerçeklenen sistemin değişik yük durumları için çalışması gözlenerek elde edilen sonuçlar, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

ANALYSIS OF A BRUSHLESS DC MOTOR SYSTEM

Esra KANDEMİR

Keywords : Brushless DC Motor, Permanent Magnet Synchronous Machine, Modelling and Simulation

Abstract : In this thesis, firstly brushless dc machines are introduced, then a brushless dc motor system is practically implemented by using a permanent magnet motor, a computer controlled inverter and position sensors. A mathematical model of the brushless dc motor in terms of a,b,c natural phase variables is given. Rotor position dependent parameteres, i.e. inductances and flux linkages, of this model are experimentally determined. By using Fourier Transformation, these parameters are transformed into periodical functions and used in the model. In addition, practically realized system is analysed by computer simulations. Results of experimental and simulation studies are given and discussed.

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Teknolojinin gelişmesiyle birlikte her geçen gün elektrik motorlarına olan ihtiyaç giderek artmaktadır. Artan ihtiyaçlar doğrultusunda varolan motorları iyileştirmek ve daha iyi nitelikli motorlar geliştirmek üzere bu alanda yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. Ayrıca yarıiletken teknolojisinin ve mikrodenetleyicilerin gelişmesi bu motorların daha kolay ve üstün denetim özelliği kazanmasını sağlamıştır. Uygulama alanlarının genişliği ve diğer elektrik motorlarına oranla daha iyi özelliklere sahip olmaları nedeniyle mıknatıslı senkron motorlar ve fırçasız doğru akım motorları günümüzde önemli bir yere sahiptir. Bu nedenle son yıllarda bu yeni nesil motorlara olan ilgi giderek artmıştır.

Bir fırçasız doğru akım motor sisteminin uygulamalı olarak incelendiği bu tezin, ileride uygulamaya yönelik yapılacak çalışmalar için yol gösterici olması en büyük dileğimdir.

Tez çalışmam sırasında her konuda beni destekleyen ve yol gösteren tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr.H.Tarık DURU'ya, önerileri ile beni yönlendiren Sayın Yrd.Doç.Dr.Sabri ÇAMUR'a ve Sayın Yrd.Doç.Dr.Birol ARİFOĞLU'na, yardımlarından ve sabrından dolayı değerli arkadaşım Arş.Gör.Ersoy BEŞER'e, mesai arkadaşlarım Arş.Gör.Mehlika ŞENGÜL, Arş.Gör.M.Aytaç ÇINAR ve Arş.Gör.Abdülvehhab KAZDALOĞLU'na, desteklerinden dolayı babam, annem, kardeşim ve tüm yakınlarıma teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
TABLolar DİZİNİ	xii
 BÖLÜM 1. GİRİŞ	 1
 BÖLÜM 2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI	 8
2.1. Giriş	8
2.2. Fırçasız Doğru Akım Motor Sistemi	8
2.2.1. Motor yapısı.....	8
2.2.1.1. Mıknatısların rotor dış yüzeyine yerleştirilmesi	9
2.2.1.2. Mıknatısların rotor iç yüzeyine yerleştirilmesi.....	9
2.2.1.3. Mıknatısların rotor içine gömülerek yerleştirilmesi	10
2.2.2. Konum algılayıcılar ve rotor konumunun belirlenmesi.....	11
2.2.2.1 Alan etkili algılayıcılar (hall algılayıcılar)	11
2.2.2.2. Optoelektronik algılayıcılar	13
2.2.2.3. Optik kodlayıcı (encoder).....	13
2.2.2.4. Açık algılayıcı (resolver)	14
2.2.2.5. Algılayıcısız çalışma.....	15
2.2.3. Evirici devresi.....	16
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motor Sisteminin Çalışma Prensibi ve Moment Üretimi	17

BÖLÜM 3. TASARLANAN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİ.....	22
3.1. Giriş.....	22
3.2. Gerçeklenen Sistemin Yapısı.....	22
3.2.1. Tasarlanan bilgisayar denetimli evirici devresi.....	23
3.2.1.1. Güç katı.....	23
3.2.1.2. Mosfet kapı sürücü katı.....	24
3.2.2. Konum algılayıcı.....	25
3.2.3. Motor yapısı.....	26
3.3. Sistemin Çalışma Prensipleri.....	28
BÖLÜM 4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ, PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜLMESİ VE SİMÜLASYONU.....	33
4.1. Giriş.....	33
4.2. Mıknatıslı Senkron Motorun a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli.....	33
4.2.1. Deneysel yöntemler ile mıknatıslı senkron makinanın $[L]$ ve $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ parametrelerinin belirlenmesi.....	37
4.2.1.1. Öz ve karşılıklı indüktans parametrelerinin ölçülmesi.....	37
4.2.1.2. $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ 'nin ölçülmesi.....	41
4.3. Firçasız Doğru Akım Motorunun a,b,c Faz Sistemindeki Modeli ile Simülasyonu.....	44
4.4. Simülasyon Sonuçları.....	52
BÖLÜM 5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİNİN DENEYSEL SONUÇLARI İLE SİMÜLASYON SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI.....	60
5.1. Giriş.....	60
5.2. Deney Sonuçları ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması.....	60
BÖLÜM 6. SONUÇLAR.....	72

KAYNAKLAR.....76

ÖZGEÇMİŞ.....79



SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
N.T.E.	: Nadir Toprak Elementi
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
F.D.	: Fourier Dönüşümü
V_a, V_b, V_c	: Faz gerilimleri (V)
R_a, R_b, R_c	: Stator sargı direnci (ohm)
I_a, I_b, I_c	: Faz akımları (A)
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$: Faz sargılarının toplam akıları
λ_{mi}	: i faz sargısında mıknatıslar tarafından oluşturulan toplam akı
L_{ii}	: i faz sargısının öz indüktansı (H)
L_{ij}	: i ve j sargıları arasındaki karşılıklı indüktans (H)
e_i	: i faz sargısında oluşan hareket gerilimi
p	: Kutup çifti sayısı
T_e	: Elektromanyetik moment (Nm)
T_y	: Yük momenti (Nm)
J	: Makinanın miline indirgenmiş eylemsizlik momenti (kgm^2)
ω_r	: Rotor açısal hızı (rad/s)
θ_r	: Rotor konumu (rad)
X_σ	: Kaçak reaktans (ohm)
X_M	: Mıknatıslanma reaktansı (ohm)
I_m	: Mıknatıslanma akımı (A)
n	: Devir sayısı (d/dak)
V_p	: Bara gerilimi (V)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. FDAM Sistemi.....	8
Şekil 2.2. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi	10
Şekil 2.3. Mıknatısların a) Yüzeye b) Radyal c) V şeklinde rotor içine gömülerek.....	11
yerleştirilmesi	11
Şekil 2.4. Artımsal ve mutlak optik kodlayıcı diskler	13
Şekil 2.5. Bir optik kodlayıcının görünüşü.....	14
Şekil 2.6. Bir açılı algılayıcının görünüşü	15
Şekil 2.7. Üç fazlı evirici devresi.....	17
Şekil 2.8. Temel Fırçasız Doğru Akım Motor Sistemi.....	18
Şekil 2.9. Faz akımlarının ideal değişimi, hareket gerilimleri ve sabit çıkış gücü.....	18
Şekil 3.1. Tasarlanan Sistemin Prensiş Şeması	22
Şekil 3.2. Tasarlanan eviricinin farklı yönlerden görünüşleri	23
Şekil 3.3. Güç devresi.....	24
Şekil 3.4. Sürücü Devresi	25
Şekil 3.5. Optoelektronik algılayıcı ve algılayıcı devresi.....	25
Şekil 3.6. Mıknatıslı motorun stator ve rotorunun görünüşü.....	26
Şekil 3.7. Rotorun prensip şeması	27
Şekil 3.8. Rotorun izometrik, önden ve yandan görünüşü.....	27
Şekil 3.9. Tasarlanan yay ve algılayıcıların görünüşü.....	29
Şekil 3.10. Mıknatıslı motor ve algılayıcıların görünüşü	29
Şekil 3.11. Rotor konumunun her 30°'de algılanması.....	30
Şekil 3.12. Motorun faz sargılarındaki ideal akımlar ve evirici anahtarlama mantığı ...	31
Şekil 4.1. a faz sargısı için ölçülen ve F.D. ile modellenen öz indüktansın rotor konumuna bağılı değişimi.....	40
Şekil 4.2. a-b faz sargıları için ölçülen ve F.D. ile modellenen karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağılı değişimi.....	41

Şekil 4.3. Üç farklı devir sayısı için elde edilen hareket gerilimleri	42
Şekil 4.4. $\frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r}$ 'nin rotor konumuna bağlı değişimi	43
Şekil 4.5. Fırçasız doğru akım motor sisteminin eşdeğer devresi	45
Şekil 4.6. Fırçasız doğru akım motor sisteminin blok diyagramı	46
Şekil 4.7. EMK bloğu alt sistemi	47
Şekil 4.8. İndüktans bloğu alt sistemi	47
Şekil 4.9. Boş faz bloğu alt sistemi	48
Şekil 4.10. Gerilim bloğu alt sistemi	49
Şekil 4.11. ModI bloğu alt sistemi	50
Şekil 4.12. Gerçek açılı bloğu alt sistemi	50
Şekil 4.13. ModII bloğu alt sistemi	51
Şekil 4.14. V=100V, Ty=1Nm için faz geriliminin zamana bağlı değişimi	52
Şekil 4.15. V=100V, Ty=1Nm için faz akımının zamana bağlı değişimi	53
Şekil 4.16. V=100V, Ty=1Nm için faz akımlarının zamana bağlı değişimi	53
Şekil 4.17. V=100V, Ty=1Nm için devir sayısının zamana bağlı değişimi	54
Şekil 4.18. V=100V, Ty=1Nm için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi	54
Şekil 4.19. V=150V, Ty=1Nm için faz geriliminin zamana bağlı değişimi	55
Şekil 4.20. V=150V, Ty=1Nm için faz akımının zamana bağlı değişimi	55
Şekil 4.21. V=150V, Ty=1Nm için faz akımlarının zamana bağlı değişimi	56
Şekil 4.22. V=150V, Ty=1Nm için devir sayısının zamana bağlı değişimi	56
Şekil 4.23. V=150V, Ty=1Nm için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi	57
Şekil 4.24. V=150V, Ty=2Nm için faz geriliminin zamana bağlı değişimi	57
Şekil 4.25. V=150V, Ty=2Nm için faz akımının zamana bağlı değişimi	58
Şekil 4.26. V=150V, Ty=2Nm için faz akımlarının zamana bağlı değişimi	58
Şekil 4.27. V=150V, Ty=2Nm için devir sayısının zamana bağlı değişimi	59
Şekil 4.28. V=150V, Ty=2Nm için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi	59
Şekil 5.1. Deney montaj şeması	61
Şekil 5.2. Kullanılan deney seti ve donanımlar	61
Şekil 5.3. 1Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi	62

Şekil 5.4. 1Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare).....	62
Şekil 5.5. 1Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi	63
Şekil 5.6. 1Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare).....	63
Şekil 5.7. 1Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi.....	64
Şekil 5.8. 1.5Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi.....	65
Şekil 5.9. 1.5Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare).....	65
Şekil 5.10. 1.5Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi	66
Şekil 5.11. 1.5Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare).....	66
Şekil 5.12. 1.5Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi.....	67
Şekil 5.13. 2Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi.....	68
Şekil 5.14. 2Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare).....	68
Şekil 5.15. 2Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi	69
Şekil 5.16. 2Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare).....	69
Şekil 5.17. 2Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi.....	70
Şekil 5.18. Motorun $V=96V$, $V=72V$ ve $V=48V$ bara gerilimindeki hız-moment karakteristiği	71

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 4.1. Rotor konumuna bağlı anahtarlama sırası45



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Gelişen teknoloji ile birlikte 19. yüzyılın ilk yarısında elektrik motorlarının bulunması, endüstriyel tahrik alanında yeni bir devir açmıştır. Endüstriyel tahrik sistemlerinin gelişmesiyle değişik özelliklere sahip tahrik motorlarına ihtiyaç duyulmuş ve buna bağlı olarak elektrik makinaları ve denetim yöntemleri üzerinde yapılan çalışmalar yoğunlaşmış ve hızlanmıştır. Kullanılan motor çeşitlerinin özelliklerinin iyileştirilmesine ek olarak yeni ve daha üstün özelliklere sahip motorların geliştirilmesi için çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda asıl amaç varolan düşük verimli, büyük hacimli sistemlerin yerine yüksek verimli, küçük hacimli ve güç elektroniği devreleri ile kolaylıkla kontrol edilen sistemlerin oluşturulmasıdır. Son yıllarda geliştirilen yeni denetim yöntemleri, sadece klasik doğru akım motorlarının kullanıldığı değişken hızlı ve yüksek dinamikli sistemlerde asenkron, senkron ve yeni nesil motorların alternatif makina olarak kullanılabilmesine olanak sağlamıştır.[1]

1970'li yılların başlarında vektör kontrolünün geliştirilmesi ile üç fazlı asenkron motorların kontrolü doğru akım motorlara benzetilmiştir. Fiyat avantajı, az bakım gerektiren basit yapısı sayesinde çok tercih edilen asenkron motorlar bu yeni kontrol yöntemi ile o zamanın en popüler motorları haline gelmiştir. Fakat senkron motorlarla kıyaslandığında, hava aralığının küçük olması, düşük verim ve güç faktörü gibi etkenler motor teknolojisinde yeni arayışlar içine girilmesine sebep olmuştur. Yapılan çalışmalar sonucu klasik tahrik motorları olarak bilinen doğru akım motorları, asenkron motorlar ve senkron motorlar arasına anahtarlamalı relüktans motorları, adım motorları, mıknatıslı doğru akım motorları, mıknatıslı senkron motorlar ve fırçasız doğru akım motorları gibi yeni motor çeşitleri eklenmiştir. Bu çalışmalardaki temel amaç, yüksek verim, düşük hacim, geniş çalışma aralığı ve yüksek çalışma güvenliği elde etmek olmuştur. Özellikle mıknatıslı malzemelerin gelişmesi ve fiyatlarının ucuzlaması ile birlikte mıknatıslı motorlara

olan ilgi giderek artmış ve bu motorlar üzerinde yapılan çalışmalar hız kazanmıştır [2].

Yarıiletken teknolojisinin ve mikrodenetleyicilerin gelişmesi ile birlikte varolan motor tipleri için daha üstün nitelikli denetim ve çalışma özellikleri sağlayan sistemler geliştirilmiş ve o güne kadar tasarım aşamasında kalan motor çeşitleri pratik olarak önem kazanmıştır. Böylece gerçekleştirilmesi mümkün olmamış vektör kontrolü gibi denetim yöntemleri uygulanabilir hale gelmiştir [1].

Malzeme bazında yapılan araştırmalar sonucu mıknatıs malzemelerin gelişmesi, elektrikle tahrik alanında önemli yeniliklerin doğmasına sebep olmuştur. Mıknatıs malzemelerin elektrik makinalarında kullanılması fikrinin çok eskiye dayanmasına rağmen, ancak 1980'li yıllarda yüksek nitelikli mıknatısların geliştirilmesi ile bu düşünce yaygın olarak uygulamaya geçirilmiştir. Özellikle üstün özellikli Nadir Toprak Elementi (N.T.E.) mıknatısların bulunması ile bu alanda yapılan çalışmalar artmış ve mıknatıslı makinaların kullanımı yaygınlaşmıştır [3].

Mıknatısların elektrik makinalarında kullanımı, çalışma prensibi açısından statik bir uyarma alanına gereksinim duyan doğru akım makinaları ve senkron makinalar için çok elverişlidir. Mıknatıslı makinalarda, uyarma alanının oluşturulması için gerekli olan uyarma sargıları, mıknatısların kullanılması ile ortadan kalkmıştır. Ayrıca yüksek enerjili NdFeB ve SmCo mıknatısların kullanılması durumunda, bu makinalarda klasik makinalara göre aynı hacim ve aynı devir sayısında daha yüksek moment ve güç elde edilmektedir. Bu sebepten yüksek performanslı tahrik sistemleri, robotik uygulamalar ve uzay araçları gibi ağırlığın ve verimin çok önemli olduğu yerlerde özellikle N.T.E. mıknatıs uyarımlı senkron motorlar en üstün nitelikli tahrik motoru konumundadır [3].

Mıknatıslı senkron motorların en önemli uygulama alanı özellikle küçük ve orta güç bölgesinde (1-15kW) fırçasız doğru akım motoru olarak adlandırılan tahrik sistemleridir [1]. Son yıllarda tahrik sistemlerindeki en önemli gelişmelerden biri de fırçasız doğru akım motorlarının, değişken hızlı sistemlerde klasik doğru akım

motorlarının yerinin almasıdır. Böylece fırça düzeneğinin yarattığı pek çok sakınca ortadan kalkmıştır.

Mıknatıslı makinalarda gözlenen bu gelişmelere paralel olarak literatürde de mıknatıslı makinalar ve fırçasız doğru akım motorları üzerine yapılan pek çok araştırma yayınlanmıştır. Aşağıda bu konu üzerine literatürde yapılan çalışmalara kronolojik olarak yer verilmiştir.

Mıknatıs uyarmalı ilk motor 1900'de Edison tarafından gerçekleştirilmiştir [3]. 1935'de AlNiCo mıknatısların keşfi ile ilk mıknatıslı senkron generatör tasarımları ortaya çıkmıştır [3]. 1960'lı yılların ortalarına doğru Baryum Ferrit mıknatısların geliştirilmesi ile mıknatısların kullanımındaki artışa bağlı olarak bu alanda yapılan yayın sayısında artış gözlenmiştir. Bu alandaki ilk önemli çalışmalar Volkrod tarafından yapılmıştır.

1962'de T.G.Wilson ve P.H.Trickey, "Elektronik Komütasyonlu d.a. makinası" olarak adlandırdıkları basit bir fırçasız doğru akım motoru tasarlamışlardır. 1980'lerin sonlarına doğru POWERTEC Endüstriyel Teşekkülünde Robert E. Lordo tarafından büyük güçlü bir fırçasız doğru akım motoru tasarlanmıştır [4].

1985'de Mazenc, d,q,0 modelini kullanarak fırçasız doğru akım motorunun denetim özelliklerini incelemiş, histeresiz kontrolörler kullanılarak akım denetiminin geliştirilmesi konusunda bazı temel sonuçlar elde etmiştir [5].

1988'de Spee, Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) uygulanan evirici üzerinden beslenen fırçasız doğru akım motorunun performansını tahmin etmeye yönelik bir çalışma gerçekleştirmiştir. Makinanın modeli d,q,0 eksen sisteminde kurulmuş ve simülasyonu yapılmıştır [6].

1989'da Pillay, fırçasız doğru akım motorunda zıt emk ve stator ile rotor arasındaki ortak endüktansın sinüsoidal olmaması nedeniyle motor modelinin d,q,0 eksen takımında oluşturulmasının gerçeğe yakın sonuçlar veremeyeceğini ileri sürmüştür. Motor modeli a,b,c faz değişkenleri kullanılarak oluşturulmuş ve simülasyonu

yapılmıştır. Ayrıca modelin DGM ve histeresiz akım denetleyicileri ile beslenmesi durumları karşılaştırmalı olarak verilmiştir [7].

1990'da Boğosyan, sinüsoidal olmayan hava aralığı indüksiyonuna sahip fırçasız doğru akım motor sisteminde moment salınımlarının minimize edilmesi için optimal ve adaptif kontrolün birlikte uygulandığı bir yöntem tasarlamıştır. Kullanılan d,q modelinde sargı indüktanslarının değişimleri sinüsoidal olarak, mıknatıs akıları da harmonik katsayılarla tanımlanmıştır [8].

1990'da Low, mıknatıslı makinalar için üst üste bindirilmiş ve parçalı olmak üzere iki farklı rotor tipinden bahsetmiştir. Üst üste bindirilmiş rotor tipinin fırçasız doğru akım motorunda kullanıldığı durumda makina performansına ilişkin deneysel sonuçlar verilmiştir [9].

1991'de Alhamadi mıknatısların burulmasının, sargılarda oluşan gerilimlere etkisini simülasyon ile incelemiş ve bunu deneysel olarak da gerçeklemiştir [10].

1991'de Miller, değişik rotor tasarımlarının makina büyüklüklerine etkilerini incelemiş, hibrit (relüktans ve mıknatıs momentlerinin ortak etkidiği) motor tasarımlarının detaylı bir karşılaştırmasını yapmıştır [11].

1991'de Ogasawara, 300W'lık bir fırçasız doğru akım motorunu pozisyon algılayıcı kullanmadan sürerek, 45-2300 d/dak arasında değişken hızlarda motorun davranışını incelemiştir [12].

1991'de Pillay, mıknatıslı senkron motorlar ve fırçasız doğru akım motorları arasındaki benzerlik ve farklılıkları belirterek, belirli bir uygulamada istenen kriterlere göre hangi motorun seçilmesinin uygun olduğunu içeren bir çalışma yapmıştır [13].

1992'de Low, fırçasız doğru akım motoruna anlık moment kontrolü uygulayarak sistemin servo performansını deneysel olarak incelemiş ve elde ettiği sonuçları klasik

akım kontrolü uygulandığı durumdaki sonuçlar ile karşılaştırarak bu kontrol yönteminin üstünlüğünü ortaya koymuştur [14].

1992’de Carlson, fırçasız doğru akım motorlarında faz komütasyonu sırasında oluşan moment titreşimlerini analitik olarak incelemiş ve yaptığı simülasyonlarda bağlı titreşimin akıma bağlı olduğunu, hız ile değiştiğini ve ortalama moment değerini etkilediğini ispatlamıştır [15].

1992’de Matsui, 15kW’lık fırçasız doğru akım motorunun kontrolünü hız ve konum algılayıcı olmadan simülasyon ile incelemiş ve DSP-TMS320C25 yazılımı ile gerçekleştirdiği deneysel çalışmaları sunmuştur [16].

1995’de Corzine, histeresiz akım kontrolörü ile beslenen fırçasız doğru akım motorunun farklı durumlarda çalışmasını incelemiştir. Simülasyonlarda d,q,0 modeli kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları deneysel çalışmalarla desteklenmiştir [17].

1997’de Krishnan, anahtarlama relüktans makinalarında kullanılan ve C-dump konverter olarak bilinen konverter ile fırçasız doğru akım motorunun 4 bölgede çalışmasını deneysel olarak gerçekleştirmiş ve motorun akım ve hız cevabına ilişkin deneysel sonuçlarını vermiştir [18].

1998’de Yegna Narayanan, iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemini kullanarak , 12V 120W’lık bir fırçasız doğru akım motorunun analizini gerçekleştirmiş ve elde ettiği sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırmıştır [19].

1999’da Tseng, mıknatısları rotorun iç yüzeyine monte edilmiş fırçasız doğru akım motorundaki akı dağılımının demir kayıpları üzerine olan etkisini incelemiş ve 2 boyutlu sonlu elemanlar yöntemini kullanarak elde ettiği analitik sonuçları deneysel ölçümlerle doğrulamıştır [20].

1999’da Hwang, CD-ROM sürücülerinde kullanılmak üzere bir fırçasız doğru akım motoru tasarlamıştır. Tasarlanan motorda yüksek enerjili NdFeB mıknatıslar kullanılmıştır. Motorun tasarımı ve optimizasyonu için iki boyutlu sonlu elemanlar

yöntemi kullanılmıştır. Nümerik analizle elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılmış ve doğrulanmıştır [21].

1999'da Deng, fırçasız doğru akım makinasında demir kayıplarını incelemeye yönelik çalışmasında stator dişlerindeki histeresiz ve eddy kayıplarını yeni bir yaklaşımla hesaplamış ve farklı devir sayılarında deneysel olarak elde ettiği sonuçların, getirdiği yaklaşımla örtüştüğünü ispatlamıştır [22].

1999'da Alhamadi, rotorda yer alan mıknatısların burulmasının, sargılardaki akı yoğunluğuna ve endüklenen gerilimlere olan etkisini yaptığı simülasyonlar ile belirlemiş ve 1.2 HP'lik fırçasız doğru akım motorunda bu etkiyi deneysel olarak incelemiştir [23].

2000'de Hsu, tasarlanmış mıknatıslı bir makinada hava aralığı akısını doğrudan kontrol ederek, demagnetizasyon riski olmadan bu makinada akı zayıflatmayı deneysel olarak gerçekleştirmiştir [24].

2002'de Dixon, bir adet akım denetleyici kullanarak fırçasız doğru akım motorunda, akım kontrolü algoritması oluşturmuş ve bu yöntemi simülasyon yolu ile incelemiştir. Ayrıca 15 kW'lık bir motor-evirici sistemi üzerinde gerçekleştirdiği deneysel çalışmalarla, geçici hal ve sürekli halde yöntemin uygunluğunu gözlemlenmiştir [25].

2003'de Lai, fırçasız doğru akım motorunda akım ve konum algılayıcısı olmaksızın başlangıç pozisyonunun belirlenmesine yönelik yeni bir yaklaşım getirmiş ve bu yaklaşımın özellikle konum belirlenmesi aşamasında rotorun hareketine izin vermeyecek uygulamalarda güvenle kullanılabileceğini simülasyon ve deneysel sonuçlarla ispatlamıştır [26].

Yapılan literatür çalışmaları incelendiğinde, fırçasız doğru akım motorunun tasarımı, modellenmesi, konum algılayıcı ve algılayıcısız denetimi üzerinde araştırmalar yapıldığı görülmektedir. Bu tezde bir fırçasız doğru akım motor sistemi uygulaması yapılmıştır. Yapılan bu uygulamada, var olan mıknatıslı bir motoru, konum

algılayıcılar ile senkronize çalışan evirici ile besleyerek bir fırçasız doğru akım motor sistemi gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Bu amaçla tezin giriş bölümünde, bu konu ile ilgili günümüze kadar yapılan literatür çalışmalarına yer verilmiş, tezin amacından bahsedilmiş, ve çalışmanın çok genel olarak tanıtımı yapılmıştır.

İkinci bölümde fırçasız doğru akım motor sistemi hakkında bilgi verilmiştir. Sistemi oluşturan mıknatıslı motordaki rotor yapıları, konum algılayıcılar ve bu sistemde kullanılabilecek evirici devreleri tanıtılmıştır. Bölümün son ayrıtında ise, fırçasız doğru akım motor sisteminin temel çalışma prensibi, moment oluşumu, üstünlükleri, sakıncaları ve kullanım alanlarından bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde, gerçekleştirilen fırçasız doğru akım motor sistemi uygulaması anlatılmıştır. Kullanılan motorun stator ve rotor yapısı hakkında bilgi verilmiş, konum algılamada tercih edilen algılayıcılar ve tasarlanan bilgisayar denetimli evirici devresi ayrıntılı olarak tanıtılmıştır. Son olarak bu yapıların uygun şekilde bir araya getirilmesi ve sistemin çalışma prensibi anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde, kullanılan mıknatıslı motorun a,b,c faz sisteminde matematiksel modeli oluşturulmuştur. Gerçeğe en yakın sonuçları elde edebilmek için modelde gerekli olan indüktans parametreleri ve mıknatıs akısının rotor açısına göre kısmi türevi ölçülmüştür. Ölçülen bu parametreler Fourier dönüşümü ile periyodik fonksiyonlar haline getirilmiştir. Gerçek parametrelerle oluşturulan modelin simülasyonu yapılmış ve simülasyon sonuçları verilmiştir.

Beşinci bölümde, tasarlanan fırçasız doğru akım motor sisteminde yapılan bazı deneysel çalışmalara yer verilmiş ve elde edilen deney sonuçları simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Altıncı ve son bölümde ise, bu tezde elde edilen sonuçlar değerlendirilerek, ileriye dönük çalışmalardan bahsedilmiştir.

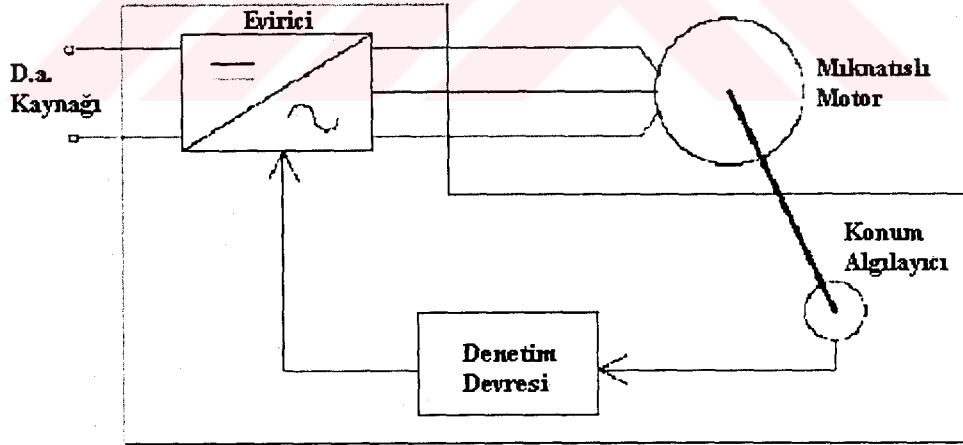
BÖLÜM 2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

2.1. Giriş

Bu bölümde fırçasız doğru akım motor sistemi hakkında genel bilgiler verilmiştir. Fırçasız doğru akım motorlarında kullanılan mıknatıslı rotor tipleri tanıtılmış, konum algılayıcılar ve motoru denetleyen evirici devresi incelenmiştir. Son olarak sistemin çalışma prensibi ve moment üretimi anlatılmıştır.

2.2. Fırçasız Doğru Akım Motor Sistemi

Mıknatıslı senkron motorların günümüzde en yaygın olarak kullanılan çeşidi fırçasız doğru akım motorlarıdır. Fırçasız doğru akım motoru olarak adlandırılan sistem, temel olarak rotor konumu ile senkronize anahtarlanan bir evirici üzerinden beslenen mıknatıslı bir motor sistemidir.



Şekil 2.1. FDAM Sistemi

2.2.1. Motor yapısı

Bir fırçasız doğru akım motorunun rotoru mıknatıs malzemeyi taşıyacak şekilde tasarlanır ve bu şekilde kalıcı bir uyarma alanı elde edilir. Mıknatıs malzeme olarak, ısıl kararlılıklarının iyi ve diğer mıknatıs malzemelere göre çok daha ucuz olması

sebebiyle Ferrit mıknatıslar veya son 20 yılda geliştirilen yüksek enerjili, artık mıknatıslığı yüksek olan, Nadir Toprak Elementlerinden üretilen SmCo ve NdFeB mıknatıslar kullanılabilir. Özellikle Nadir Toprak Elementlerinden üretilen mıknatıslar seçilirse, sargılı senkron makinalara göre hava aralığı akısı daha fazla olacağından, stator sarım sayıları azalır ve stator çapı önemli ölçüde küçülür. Buna bağlı olarak verim artar ve boyutlar küçülür.

Mıknatıslar rotor üzerine değişik şekillerde yerleştirilebilirler. Farklı rotor şekilleri arasında en çok rastlanılan üç farklı tasarım aşağıda incelenmiştir.

2.2.1.1. Mıknatısların rotor dış yüzeyine yerleştirilmesi

Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler halinde yada yay şeklinde rotor dış yüzeyine yapıştırılır. Mıknatısların magnetik geçirgenliğinin havaya çok yakın olması nedeniyle bu tip tasarımlarda etkin hava aralığı büyüktür.

Oldukça basit olması nedeniyle bu rotor tasarımı yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat mıknatısların dış yüzeyde olması sebebiyle savrilmaya karşı dayanımlarının az olması bu rotor yapısının en büyük sakıncasıdır.

Uç etkileri nedeniyle bu tasarımla kutup yayı boyunca elektriksel olarak 180°'ye yakın ve kare dalga şeklinde indüksiyon dağılımı elde edilemez. Pratikte yaklaşık 150°'lik trapezoidal biçimli indüksiyon dağılımları elde edilir. Basitliği ve magnetik olarak simetrik olması nedeniyle bu rotor tasarımı fırçasız doğru akım motorlarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

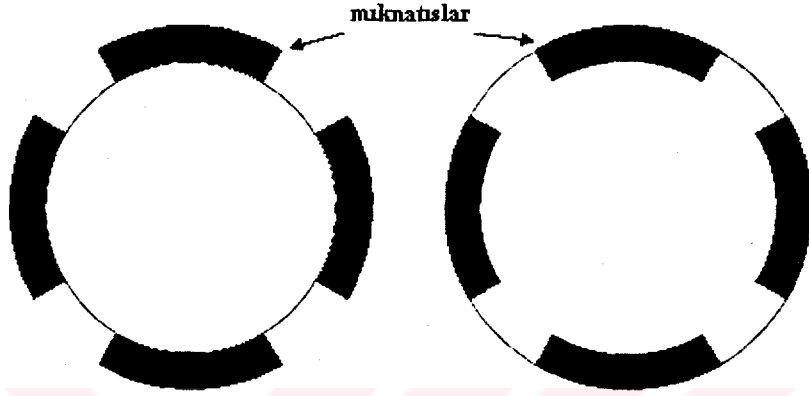
2.2.1.2. Mıknatısların rotor iç yüzeyine yerleştirilmesi

Bu tip rotor tasarımlarında mıknatıs malzeme rotor iç yüzeyinde açılan oyuklara yerleştirilir. Mıknatıslar rotor içerisinde bulunduklarından, savrilmaya karşı yüksek direnç gösterirler. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilirler.

Bu tasarımın en büyük sakıncası maliyetinin yüksek olmasıdır. Çünkü mıknatısların rotor içerisinde magnetik olarak kısa devre olmasını engellemek için mıknatıs ile

rotor malzemesinin temas ettiği bölgede magnetik olmayan bir malzeme bulunması gerekir. Bu malzeme pahalı olduğu için rotor maliyeti yükselir [30].

Şekil 2.2.'de mıknatısların rotor dış ve iç yüzeyine yerleştirildiği rotor tasarımlarına ait prensip şemaları görölmektedir.

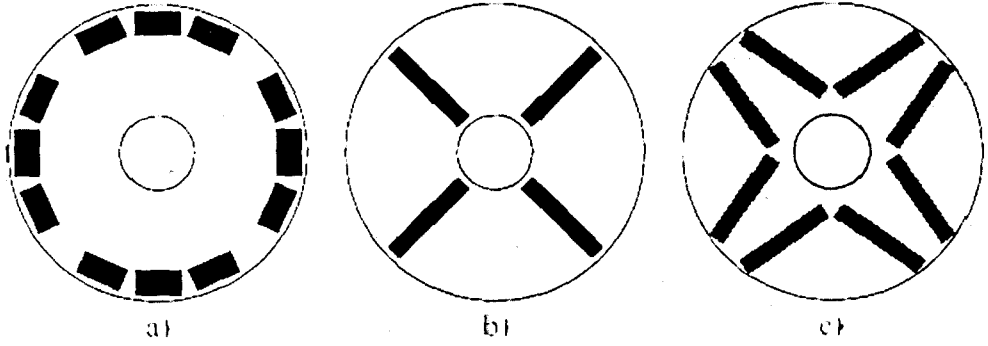


Şekil 2.2. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi

2.2.1.3. Mıknatısların rotor içine gömölerek yerleştirilmesi

Bu yapıda mıknatıslar rotora gömölü olduklarından savrulmaya karşı dayanımları fazladır. Bu nedenle bu tip rotorlar yüksek hızlı sistemlerde kullanılırlar. Bu tasarım ile kutup yayı boyunca elde edilen hava aralığı akısı 180° 'ye daha yakındır. Mıknatısların magnetik olarak kısa devre olmasını engellemek amacıyla, rotor magnetik olmayan malzemeden yapılır veya mıknatıslar ile rotor arasına magnetik olmayan malzeme yerleştirilir. Bu tip malzemelerin pahalı olması nedeniyle rotor maliyetinin yüksek olması bu rotor tasarımının en önemli dezavantajıdır.

Şekil 2.3.'te rotor içinde mıknatısların gömölü olarak bulunduğu bazı rotor tiplerine yer verilmiştir.



Şekil 2.3. Mıknatısların a) Yüzeye b) Radyal c) V şeklinde rotor içine gömülerek yerleştirilmesi

Fırçasız doğru akım motorunun statoru farklı biçimlerde tasarlanabilir. Çıkık kutuplu rotor yapısında, stator sargıları her kutup için ayrı ayrı sarılır. Pratikte en çok kullanılan yapı biçimi ise dağıtılmış sargılı stator tipidir. Bu yapıda sargılar mıknatıslarla daha fazla etkileşim içinde bulunacağından daha verimli bir sistem elde edilir.

2.2.2. Konum algılayıcılar ve rotor konumunun belirlenmesi

Fırçasız doğru akım motorlarında stator sargılarının doğru zamanda anahtarlanması için, elektronik kontrol devresine gereken rotor konum bilgisinin aktarılması gerekir. Bu yüzden rotor konumunun tespiti için konum algılayıcılar kullanılır. Aşağıda fırçasız doğru akım motor sisteminde kullanılan bazı konum algılayıcılar hakkında genel bilgiler verilmiştir.

2.2.2.1 Alan etkili algılayıcılar (hall algılayıcılar)

Alan etkili algılayıcılarının doğrusal ve eşik tipi olmak üzere iki çeşidi bulunmaktadır. Bir doğrusal algılayıcının kontrol devresi ile uygun etkileşim sağlanması için içerisine bir yükseltici yerleştirilmiştir. Bu tip algılayıcılar geniş bir gerilim aralığında çalışırlar ve gürültülü çevrelerde daha kararlıdırlar. Çıkış gerilimi manyetik alan yoğunluğuna göre çok doğrusal değildir. Bu yüzden hassas ölçümlerde kalibrasyon gerekmektedir. Eşik tipi algılayıcılarda yükselticiden başka histeresizli Schmitt tetikleyici vardır. Çıkış gerilimi manyetik alan yoğunluğunun bir fonksiyonudur. Sinyal iki seviyelidir ve manyetik alana göre bir histeresiz göstermektedir. Uygulanan manyetik alan yoğunluğu belli bir eşik gerilimini

aştığında tetikleyici açık ve kapalı pozisyonları arasında bir geçiş sağlar. Histeresiz bir ölü bölge oluşturarak sahte osilasyonları engeller ve eşik gerilimi değiştiği zaman anahtarlama durum değiştirir. Alan etkili algılayıcılar tek parça çipler halinde yapılırlar ve epoxy veya seramik paketlere yerleştirilirler [33].

Pozisyon ve yer değişimi ölçümleri için alan etkili algılayıcıların bir manyetik alan kaynağı ve bir arabirim elektronik devre ile kullanılmaları gerekir. Bu karakteristik uygulama için manyetik alanın önemli iki özelliği; akı yoğunluğu ve polarite veya yönüdür. Daha iyi bir tepki için manyetik alan hatlarının algılayıcının düz yüzeyine dik (veya normal) ve doğru polaritede olması gerekir. Eşik versiyonlu algılayıcılarda üretime bağlı olarak güney kutbu anahtarlama yaptırırken kuzey kutbu bir etki yapmamakta veya bunun tersi olabilmektedir.

Bir alan etkili algılayıcı ile bir pozisyon dedektörü tasarlamadan önce bazı durumların analiz edilmesi gerekir. Öncelikle mıknatısın alan şiddeti araştırılmalıdır. Alan şiddeti kutup yüzeyinde fazladır ve mıknatıstan uzaklaştıkça azalır. Alan bir gaussmetre veya kalibre edilmiş bir Hall algılayıcısı ile ölçülebilir. Eşik tipi Hall algılayıcısı için algılayıcı çıkışının yüksek durumdan düşük duruma geçtiği en uzun mesafe bırakma noktası olarak adlandırılır. Bu nokta algılayıcının kullanışlı olabileceği kritik uzaklığın bulunmasında kullanılabilir. Manyetik alan şiddeti uzaklık ile doğrusal değildir ve mıknatısın şekline, manyetik devreye ve mıknatısın aldığı yola önemli ölçüde bağlıdır. Hall iletken şeriti algılayıcı kutucuğunun içinde belli bir derinlikte yerleştirilmiştir. Bu minimum çalışma uzaklığını belirlemektedir. Bir mıknatısın belirlenen çalışma alanı içinde etkili olarak işlem yapması gerekir. Mıknatısın ayrılan yere sığması, monte edilebilmesi, bütçeye uygun olması ve piyasada mevcut olması gerekir.

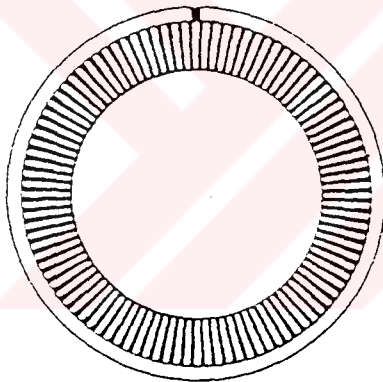
Oldukça ucuz ve yapı olarak basit olan bu algılayıcılar yaygın olarak kullanılmaktadır. En önemli sakıncaları, çözünürlüklerinin sınırlı olması ve sıcaklık değişimlerinden etkilenmeleridir.

2.2.2.2. Optoelektronik algılayıcılar

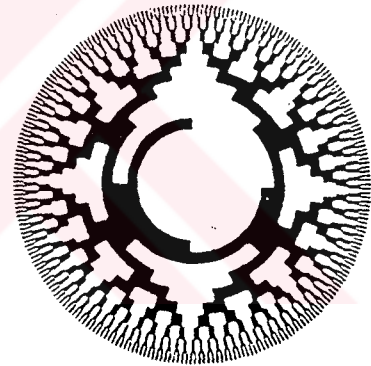
Optik algılayıcılar, konum ve yer değişimi için en popüler algılayıcılardır. Ana avantajları basit yapıları, yükleme etkilerinin olmaması ve oldukça uzun çalışma aralıklarının olmasıdır. Kaçak manyetik akılara ve elektrostatik parazitlere karşı duyarsız olduklarından çoğu duyarlı uygulamalar için çok kullanışlıdır. Bir optik pozisyon algılayıcısının önemli üç elemanı bir ışık kaynağı, bir foto-dedektör ve mercek, ayna veya fiber optik gibi ışık yönlendirme aygıtlarıdır. Çok ucuz ve basit yapıda olmalarına karşın kirli ortamlarda tercih edilmezler.

2.2.2.3. Optik kodlayıcı (encoder)

Bu tip algılayıcılarda hareketli parça disk şeklinde yapılır ve üzerinde ışığı ileten şeffaf ve ışığı iletmeyen koyu kısımlar vardır (Şekil 2.4.).



a) Artımsal optik kodlayıcı disk



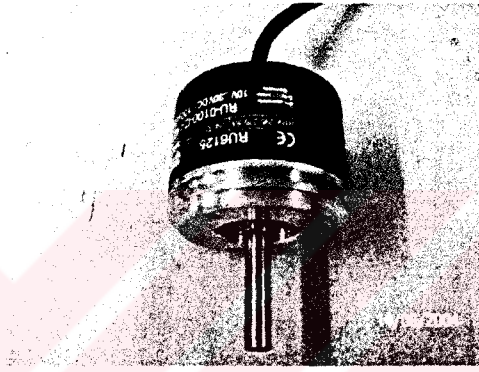
b) Mutlak (absolut) optik kodlayıcı disk

Şekil 2.4. Artımsal ve mutlak optik kodlayıcı diskler

Kodlayıcı disk ışık hüzmelerinin bir opto-yalıtıcı içinde kesilmesiyle fonksiyon görür. Işık diskin koyu renkli kısmından geçerken dedektörün çıkışı sıfır ve şeffaf kısımlardan geçerken dedektörün çıkışı maksimum veya sayısal olarak 1'dir. Optik kodlayıcılar 820-940 nm spektral aralığında çalışan kızılötesi alıcı ve vericiden meydana gelir. Disk plastikten yapılmıştır ve koyu kısımlar fotografik işlem sonucunda gerçekleştirilir. Diskler hafif, düşük ataletli, ucuz maliyetli ve şok vibrasyona karşı dayanıklı yapırlar. Bununla beraber çalışma sıcaklık aralığı sınırlıdır. Daha geniş sıcaklık aralığı için diskin metal kazıma ile fabrikasyonu yapılır.

Enkoder disklerin iki tipi vardır. Artımsal tip bir adım açısı miktarında döndüğünde bir çıkış verir. Absolut tipte açısal pozisyon, şeffaf ve koyu kısımların bir kombinasyonu şeklinde kodlanır (Şekil 2.4.). Kodlama işlemi uygun bir dijital kodlama ile gerçekleştirilir. En çok kullanılanları grey kodu, ikili (binary) ve BCD kodlamadır [33].

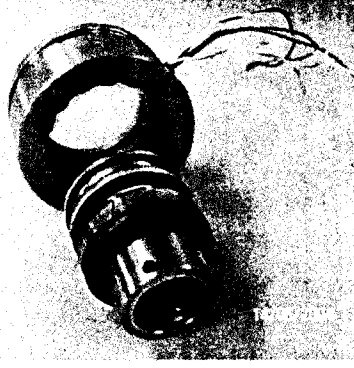
Yüksek kesinlik derecesine sahip olan bu algılayıcılar pahalıdır ve mekanik dayanımları azdır. Şekil 2.5.'de bir optik kodlayıcı görülmektedir.



Şekil 2.5. Bir optik kodlayıcının görünüşü

2.2.2.4. Açı algılayıcı (resolver)

Bu algılayıcılar sargılı bir rotor ve birbirlerine göre 90° faz farkıyla yerleştirilmiş iki stator sargısından oluşurlar. Rotora besleme gerilimi verilerek döndürüldüğünde, stator sargılarında 90° faz farklı gerilimler indüklenir. İndüklenen gerilimlerin birbirine göre oranı alınarak rotor konumu yüksek kesinlik derecesinde elde edilir. Bu elemanlar mekanik olarak oldukça dayanıklıdır, fakat maliyetlerinin yüksek olması en büyük sakıncalarıdır. Şekil 2.6.'da bir açı algılayıcı görülmektedir.



Şekil 2.6. Bir aç algılayıcının görünüşü

2.2.2.5. Algılayıcısız çalışma

Son yıllarda algılayıcısız kontrol yöntemleri oldukça gelişmiş ve kullanılmaya başlanmıştır. Bu yöntemlerden biri sıfır geçiş yöntemidir. 3 fazlı bir fırçasız doğru akım motorunda faz sargılarına 120° genişlikte akımlar uygulandığında, fazlardan birinden pozitif diğerinden negatif yönlü akım akar, üçüncü faz ise pasif durumda kalır. Pasif durumda kalan bu faz, hareket gerilimini ölçmek için kullanılır. Hareket geriliminin sıfırdan geçtiği nokta, iki komütasyon noktasının tam ortası olur. O halde sıfırdan geçiş gerçekleştiği ana yarım periyot süresi eklenerek, bir sonraki komütasyonun gerçekleşeceği zaman tahmin edilebilir. Yüksek hızlı çalışmada boştaki fazın bu durumda kalma süresi oldukça kısılacığından, uygun zamanlamayı yapmak zorlaşır ve kesinlik azalır. Ayrıca yüklü çalışma durumunda, aktif fazlardan yüksek değerli akımlar akar. Stator sargıları indüktif karakterli olduğundan, komütasyon anında evirici devresindeki serbest geçiş diyotlarından geçen akımlar nedeniyle pasif faz, hareket gerilimini ölçmek için kullanılamaz. Bunun için, sıfırdan geçiş yönteminin yüksek hızlı ve yüklü çalışma durumlarında kullanılması sakıncalar yaratabilir.

Algılayıcısız çalışmada kullanılan bir diğer yöntem 60° 'lik aralıklarla, boşta kalan fazın hareket geriliminin algılanarak integralinin alınmasıdır. Buradaki temel mantık integral değerinin halkalanan akı değerine eşit olmasıdır. Diğer bir bakış açısı ile bu aslında halkalanan akının izlenmesi yöntemidir. Dolayısıyla hareket geriliminin zamana göre integralinin alınması ile elde edilen akı, istenen bir komütasyon noktasına karşılık getirilip, bir eşik değerinde sıfırlanırsa, bu nokta doğrudan komütasyon noktası olarak alınabilir. Ancak bu yöntemde akımın sönmüş olması

gerekmektedir. Aksi halde algılanan gerilim, hareket gerilimine ek olarak motorun faz sarısındaki direnç ve indüktans üzerinde oluşacak olan gerilim değerini de içerir. İntegrasyonda olabilecek hatalar, eşik geriliminin ayarlanması, olabilecek faz dengesizliği ve düşük gerilimlerde integrasyon sorunları bu yöntemin sakıncalarıdır.

Fırçasız doğru akım motorlarında hareket gerilimleri trapezoidal olduğundan, üç fazlı sistemde üçüncü harmonik bileşeni mevcuttur. Bu bileşenin integrali alınır ve elde edilen dalga şekillerinin sıfırdan geçiş noktaları tayin edilirse komütasyon noktaları belirlenmiş olur. Bu yöntemin temel olumsuzluğu, hareket gerilimlerinin algılanmasına dayanan diğer yöntemlerde olduğu gibi düşük hızlarda üçüncü harmonik bileşeni genliğinin algılanamayacak kadar küçük olmasıdır. Bu güçlükten dolayı harmonik bileşeninin diğer fazlara göre konumu kaybolmakta ve yanlış faz sırasında işaret üretilmektedir. Bu da yanlış anahtarlama yapılmasına sebep olur.

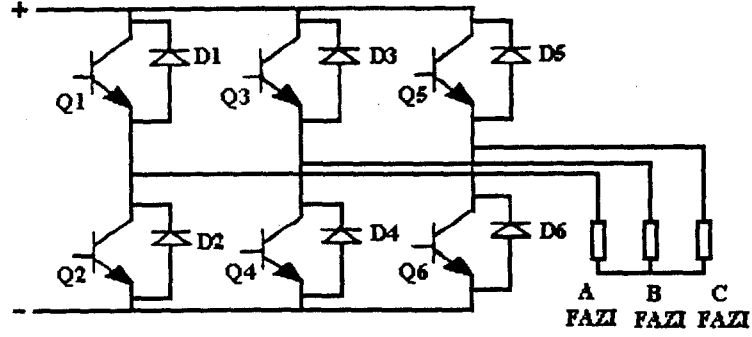
Algılayıcısız çalışmada, daha kesin çözüm olarak Kalman filtre teorisi kullanılır. Bu yöntemde içinde motora ait konum, hız ve hareket geriliminin bulunduğu bir matematik modeli kullanılarak her bir zamanda motorun durumunun nasıl olacağı tahmin edilir.

2.2.3. Evirici devresi

Fırçasız doğru akım motor sisteminde evirici devresi, konum algılayıcı ile senkron çalışarak motorun dönme hareketini gerçekleştirmesini sağlar. Motora uygulanan kontrol sistemine göre, farklı sayıda yarıiletken anahtarlama elemanından oluşan bu devre, konum algılayıcısından gelen rotor konum bilgisini değerlendirir ve bilinen rotor konumuna göre uygun zamanlarda anahtarlama elemanlarının açma kapama işlemlerini gerçekleştirerek uygun sargıları enerjilendirir. Bunun sonucunda stator sargılarında, hava aralığında rotor tarafından üretilen alana göre sabit konumda kalacak bir döner alan oluşur ve rotor bu alanı takip ederek dönme hareketini gerçekleştirir.

Şekil 2.7.'de motora ait faz sargılarından uygun akımların geçmesini sağlayan evirici devresi görülmektedir. Evirici üzerindeki anahtarlama elemanları farklı kombinasyonlarda tetiklenerek, sargılardan akacak olan akımlar denetlenebilir. Aynı

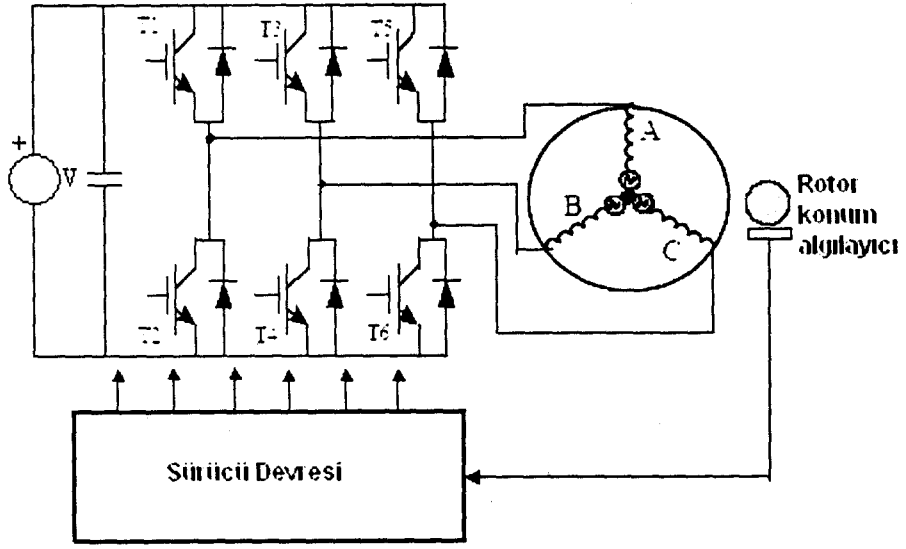
anda alt ve üst baraya bağlı anahtarlama elemanlarından bir tanesi iletime geçirilerek herhangi iki faz sargısından birbiriyle zıt yönlü akımların akması sağlanır [31].



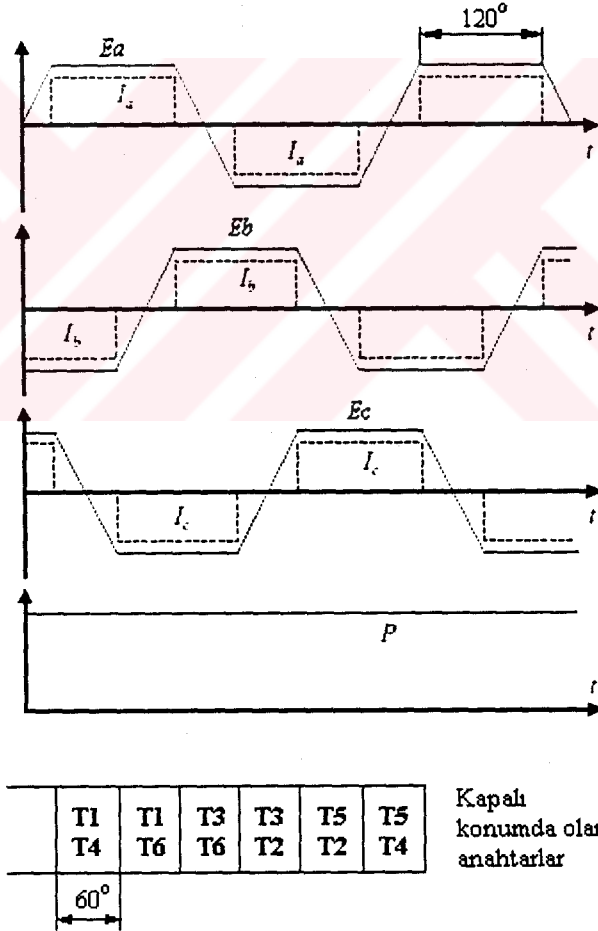
Şekil 2.7. Üç fazlı evirici devresi

2.3. Fırçasız Doğru Akım Motor Sisteminin Çalışma Prensibi ve Moment Üretimi

Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi fırçasız doğru akım motorunun stator sargıları, bir evirici devresi üzerinden beslenir. Prensip olarak sabit akım kaynağından beslenen eviricinin anahtarlama sırası, rotor konumu ile senkron bir şekilde gerçekleşir. Hangi konumda hangi anahtarların açma-kapama yapacağı, rotora yerleştirilmiş bir konum algılayıcı ile belirlenir. Bu şekilde rotor magnetik akısına göre stator akımlarının konumu sabit tutulmuş olur. Şekil 2.8.'de bu temel sistem gösterilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunda faz sargılarında indüklenen hareket gerilimi trapezoidal olarak değişir [29]. Bu sebepten dolayı sabit çıkış gücü elde edebilmek için rotor konumuna göre faz sargılarına uygulanması gereken akım şekilleri, fazlardaki hareket gerilimleri ve çıkış gücü Şekil 2.9.'da görülmektedir.



Şekil 2.8. Temel Fırçasız Doğru Akım Motor Sistemi



Şekil 2.9. Faz akımlarının ideal değişimi, hareket gerilimleri ve sabit çıkış gücü

Mıknatısların ideal olarak 180° 'lik bir indüksiyon oluşturmaları ve stator akımlarının 120° 'lik bloklar halinde faz sargılarından geçmesi durumunda, relüktans momenti ihmal edilecek durumda ise elektromagnetik moment sabit kalacaktır.

Şekil 2.9.'da görüldüğü gibi her durumda iki faz aktiftir ve bu fazlardan geçen akımlar mıknatısların oluşturduğu akıyla etkileşerek döndürme momentini oluşturur. Rotorun her 60° 'lik dönüşünde akım dağılımı, uygun anahtarların kapanması ile bir önceki duruma getirilerek motorun sabit moment üretmesi sağlanır. Bu açıdan bakıldığında evirici ve konum algılayıcı sistemi doğru akım motorundaki kollektör ve fırçaların gerçekleştirdiği işlevi gerçekleştirmektedir. Elektromagnetik kuvveti ve döndürme momentini oluşturan magnetik akı ve akım dağılımları, fırçasız doğru akım motorunda elektronik komütasyon yoluyla moment üretimi açısından her an en uygun konumda tutulmaya çalışılır. Bu özelliğinden dolayı fırçasız doğru akım motorlarına elektronik komütasyonlu motor da denmektedir.

Genel özellikleri açısından fırçasız doğru akım motorları diğer tahrik motorları ile karşılaştırıldığında, aşağıdaki üstünlük ve sakıncalar sıralanabilir.

Üstünlükleri:

- Doğru akım motorlarındaki fırça ve kollektör sistemi ve bunlara ilişkin tüm sakıncalar ortadan kalkmıştır.
- Kollektörlerin ortadan kalkması endüvi boyunun ksalmasını, sargıların statorda bulunması rotorun daha hafif ve ataletinin daha düşük olmasını sağlamıştır. Bu servo sistemler için önemli bir üstünlüktür.
- Komütasyon sınırının bulunmaması servo sistemlerde çalışma bölgesini genişletir.
- Doğru akım motorlarında enerji dönüşümü endüvi iletkenlerinde oluştuğundan ısı transferini gerçekleştirmek zordur. Fırçasız doğru akım motorlarında akım

taşıyan iletkenler statorda bulunduğundan ısıнын dış ortama transferi daha kolay olmaktadır.

- Fırçasız doğru akım motorları aynı hızda ve güçteki asenkron ve doğru akım motorlarına göre daha küçük hacimli, daha hafif ve daha yüksek verimlidir.
- Bu motorlar asenkron motorlara göre daha kolay kontrol edilirler ve doğru akım motorlarına göre de daha sessiz çalışırlar.

Sakıncaları:

- Yüksek enerjili mıknatısların fiyatlarının ve üretim giderlerinin yüksek olması nedeniyle fırçasız doğru akım motorlarının maliyetleri asenkron ve doğru akım motorlarına göre oldukça yüksektir.
- Mıknatıs malzemelerin sıcaklığa olan duyarlılığı ve demagnetizasyon riskinin bulunması nedeniyle sistemin güvenilirliği azalmaktadır. Ayrıca uzun zaman sürecinde atmosferik veya termik etkiler sonucu, mıknatıs malzemelerin kalıcı mıknatısları azalmaktadır.
- Fırçasız doğru akım motorlarında rotor konumunun algılanması gerekmektedir ve elektronik komütasyon olduğu için denetim düzenleri karmaşıktır.

Fırçasız doğru akım motorlarının yapısında ve kontrol düzeneklerinde kullanılan malzeme ve yan ürünlerin teknolojik olanaklara bağlı olarak gelişmesiyle birlikte bu motorlar özellikle klasik doğru akım motorlarına ciddi rakip olmuşlardır. Bu sebepten ötürü fırçasız doğru akım motorları;

- Isıtma ve havalandırma sistemlerinde,
- Soğutucularda,
- Sağlık endüstrisinde,
- Robotik uygulamalarda,

- Teyp, video, disk çalar gibi elektronik cihazlarda, bilgisayarların disket sürücü, CD-ROM ve fan sistemlerinde,
- Endüstride yürüyen bantlarda,
- Pompa ve fan motoru uygulamalarında,
- Uzay endüstrisinde,
- Fırçalı tip makinaların kullanımının sakıncalı olduğu, yanıcı ve parlayıcı çalışma ortamlarında,

ve özellikle yüksek hız ve yüksek güç yoğunluğu gerektiren bir çok uygulamada yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.



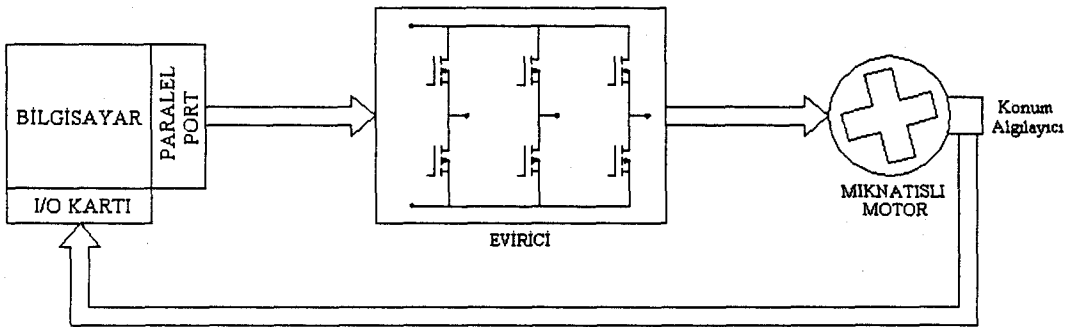
BÖLÜM 3. TASARLANAN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİ

3.1. Giriş

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi fırçasız doğru akım motor sistemi olarak adlandırılan sistem, mıknatıslı bir motor, rotor konumunun belirlenmesini sağlayan konum algılayıcı ve konum algılayıcıdan gelen sinyallere göre denetlenen bir evirici devresinden oluşur. Tezin bu bölümünde laboratuvar koşullarında pratik olarak gerçekleştirilmiş bir fırçasız doğru akım motor sisteminden ve bu sistemin çalışma prensibinden bahsedilecektir.

3.2. Gerçeklenen Sistemin Yapısı

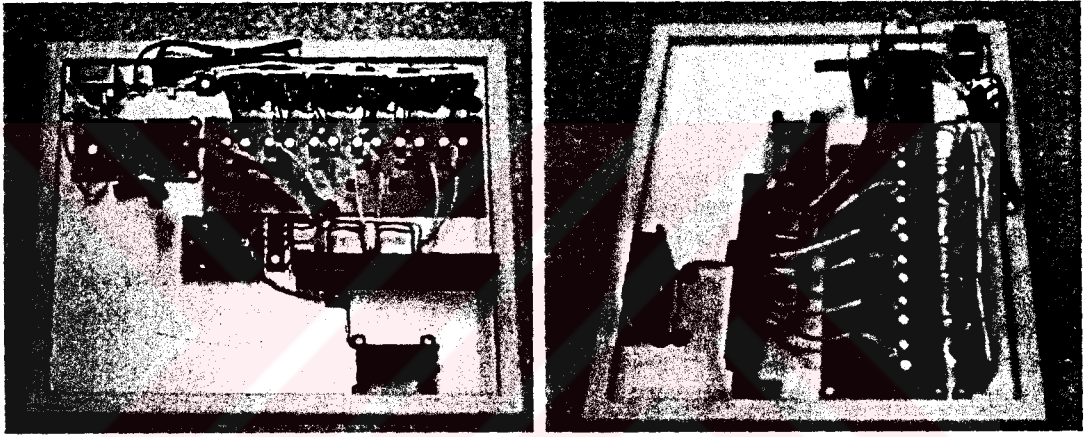
Gerçekleştirilen sistemin prensip şeması Şekil 3.1.'de görülmektedir. Görüldüğü gibi, tasarlanan sistem bilgisayar veya mikrokontrolör üzerinden denetlenebilen bir evirici, mıknatıslı bir motor ve konum algılayıcı olarak optik algılayıcıların kullanıldığı algılama devresinden oluşmaktadır. Tasarlanan bu kısımlara ayrı ayrı yer verilecek ve detaylı olarak değinilecektir.



Şekil 3.1. Tasarlanan Sistemin Prensip Şeması

3.2.1. Tasarlanan bilgisayar denetimli evirici devresi

Günümüzde yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile bu elemanlara olan ilgi gün geçtikte artmış, bununla birlikte yarıiletken elemanların fiyatları da düşmüştür. Yarıiletken elemanların gelişmesi ile d.a. ve a.a. makinalarının kontrolü için yeni teknikler geliştirilmiş ve buna bağlı olarak bu tip makinaların kontrolü kolaylaşıp yaygınlaşmıştır. Bu kısımda mıknatıslı bir motorun fırçasız doğru akım motoru olarak çalışmasını sağlayacak olan üç fazlı bir evirici devresinden bahsedilecektir. Bu amaçla tasarlanan evirici temel olarak, güç katı ve sürücü devresinden oluşmaktadır. Şekil 3.2.'de eviricinin resmi görülmektedir.



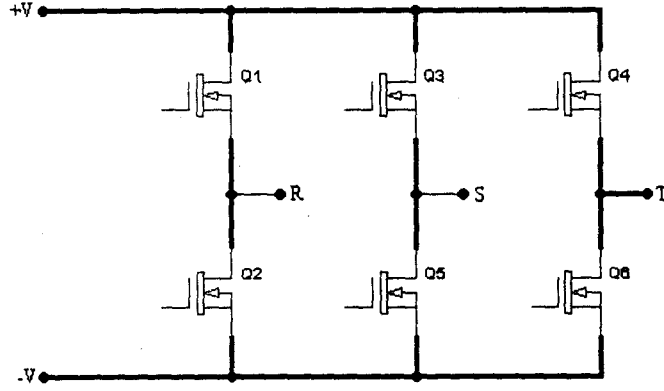
Şekil 3.2. Tasarlanan eviricinin farklı yönlerden görünüşleri

3.2.1.1. Güç katı

Eviricinin güç devresinde yarıiletken eleman olarak N-kanal, nominal değerleri 500V, 14A olan altı adet IRFP 450 mosfetleri kullanılmıştır. Tristörlerin doğru akımda kullanılmaları sırasında komütasyon problemleri olduğundan ve komütasyon için ek söndürme devreleri gerektirdiğinden, tristörlere göre kontrolü daha kolay olan mosfetler bu uygulama için tercih edilmiştir. Ayrıca bu elemanların yüksek frekanslarda sorunsuz çalışabilmeleri ileriye dönük çalışmalarda avantaj sağlamaktadır.

Mosfetlerin tetikleme ucuna (Gate ucu) pozitif gerilim uygulanmadığı sürece bu elemanlar kesimdedirler. Bu uca pozitif gerilim uygulandığında ise ilettime girerler.

Bu uygulama devresinde mosfetlerin ilettime girmeleri için +10V, daha kolay ve güvenli kesime girebilmeleri için ise -10V veren bir sürücü devresi tasarlanmıştır. Şekil 3.3.'te eviriciye ait güç devresi şeması görülmektedir.



Şekil 3.3. Güç devresi

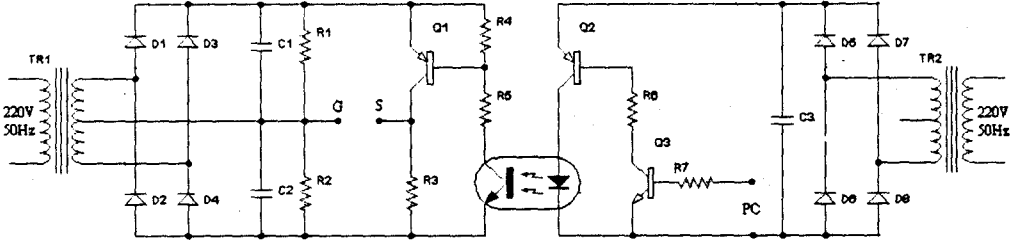
3.2.1.2. Mosfet kapı sürücü katı

Şekil 3.4.'te, güç devresindeki mosfetlerin sürülmesini sağlayan sürücü devresi görülmektedir. Her mosfetin kendine ait birbirinden bağımsız bir sürücü devresi bulunmaktadır. Ayrıca, her devrede bağımsız bir -10V, +10V d.a. kaynağı kullanılmıştır. Şekilden de anlaşılabileceği gibi tasarlanan eviricinin kontrolü bilgisayar üzerinden yapılmaktadır. Bu da farklı kontrol algoritmalarının uygulanmasına olanak sağlamaktadır.

PC ile gösterilen uçlara bilgisayarın paralel portundan gelen "lojik 1" sinyali ile optokuplör ve Q1 transistörü ilettime girer. Q1 transistörünün ilettime girmesiyle, ilgili mosfetin tetikleme ucunda (G-S) pozitif bir gerilim (+10V) oluşur ve mosfet ilettime girer. Aynı şekilde PC uçlarına "lojik 0" sinyali uygulanırsa optokuplör ve dolayısıyla Q1 transistörü iletimde olmadığı için ilgili mosfetin tetikleme ucunda negatif bir gerilim (-10V) oluşur ve mosfet kesime girer.

Görüldüğü gibi tasarlanan sürücü devresi 'lojik 0' ve 'lojik 1' sinyalleri ile kontrol edildiğinden paralel porta ek olarak bilgisayarın PCI veya ISA slotuna bağlanabilen data kartı, Motorola, Intel gibi mikroişlemciler veya PIC gibi mikrokontrolörlerin

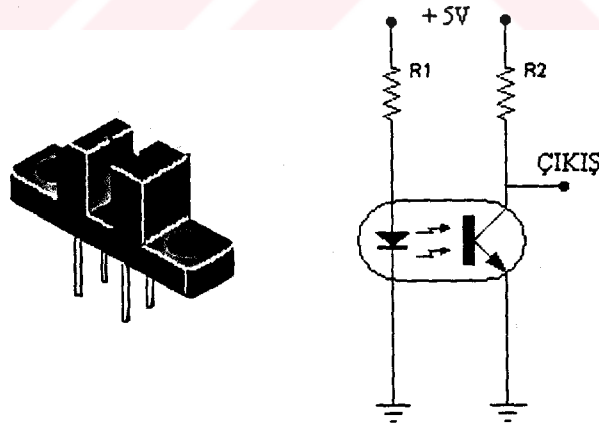
kullanılmasına olanak sağlayan esnek bir yapıdadır. Bilgisayar tabanlı kontrolde yazılım dili olarak Turbo Pascal, Turbo C, Basic gibi Dos destekli, yada Delphi, Visual C gibi Windows destekli programlar, mikroişlemci tabanlı kontrolde ise Assembler, PICC, PIC BASIC gibi programlar kullanılabilir.



Şekil 3.4. Sürücü Devresi

3.2.2. Konum algılayıcı

Konum algılayıcı olarak gerek yapısının basit olması gerekse maliyetinin düşük olması nedeniyle optoelektronik algılayıcılar tercih edilmiştir. Şekil 3.5.'de kullanılan algılayıcı ve algılayıcının uygun sinyalleri üretebilmesi için hazırlanmış olan devre şeması görülmektedir.



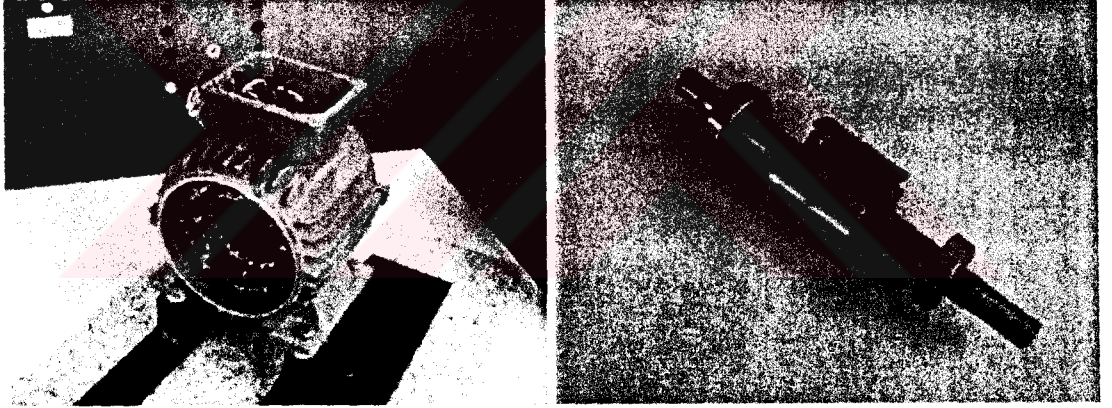
Şekil 3.5. Optoelektronik algılayıcı ve algılayıcı devresi

Şekil 3.5.'te görüldüğü gibi optoelektronik algılayıcı esas olarak bir fotodiyot ve bir fototransistörden oluşmaktadır. İki eleman arasında fotodiyotun ürettiği ışığın geçmesini engelleyecek herhangi bir etken bulunmadığı zaman transistör iletimde olacağı için çıkış ucundan 'lojik 0' sinyali elde edilir. Tam tersi durumda, yani

fotodiyotun ürettiği ışık engellenecek olursa transistör kesime girer ve bu kez çıkış ucundan 'lojik 1' sinyali elde edilir. Konum algılayıcı ile rotor konumunun nasıl algılandığı ve buna bağlı olarak evirici devresinde tetikleme sinyallerinin nasıl elde edildiği daha sonraki bölümlerde anlatılacaktır.

3.2.3. Motor yapısı

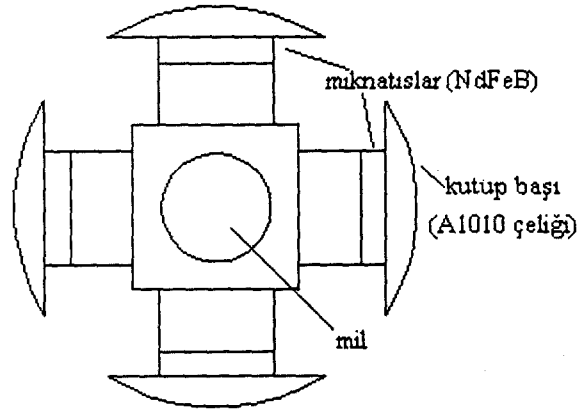
Tasarlanan fırçasız doğru akım motor sisteminde kullanılan mıknatıslı motorun statoru olarak etiket değerleri 550W, 1.6A, 380V, 1390d/dak olan 24 oluklu, 4 kutuplu, yıldız bağlı standart asenkron makina statoru kullanılmıştır. Şekil 3.6.'da görüldüğü gibi kullanılan makinanın stator sargıları, stator üzerinde homojen dağıtılmış olarak sarılmıştır. Buna göre her faz sargısı, aralarında 180 derece faz farkı olan ve birbirine seri bağlı iki bobin grubundan, her bobin grubu ise birbirine seri bağlı iki bobinden meydana gelmektedir.



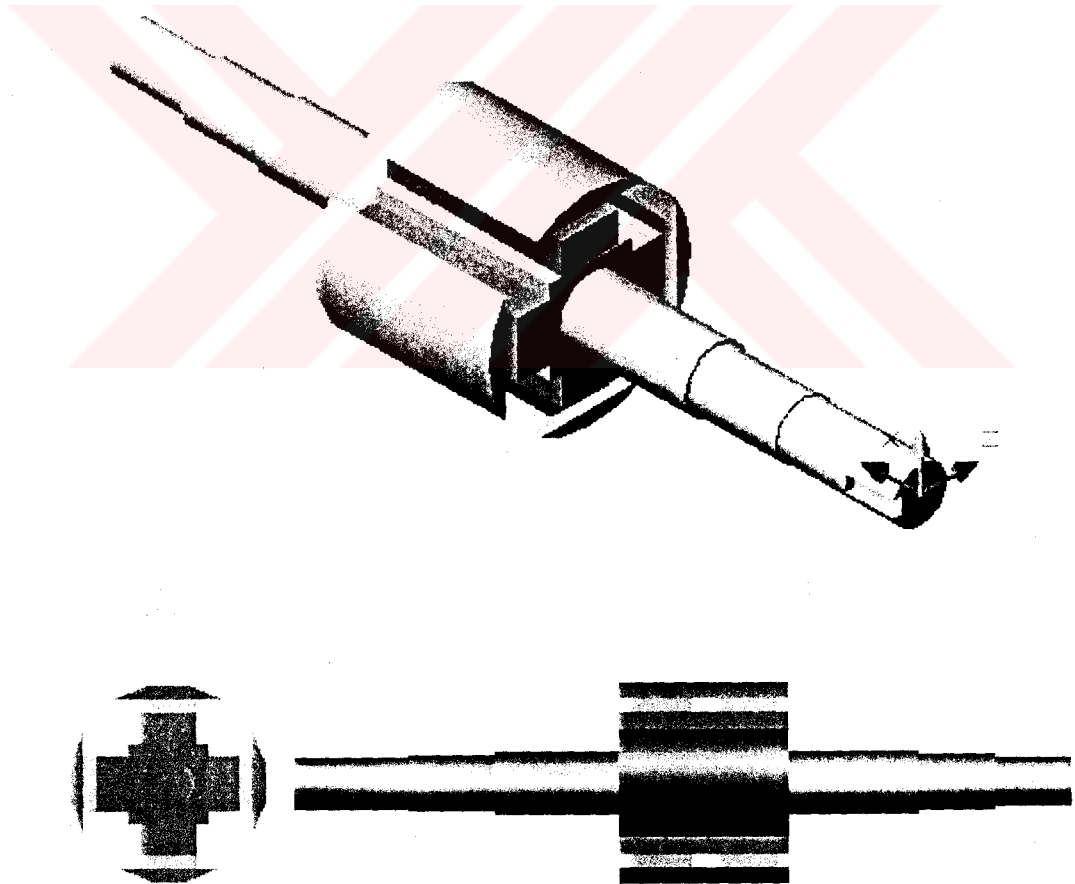
Şekil 3.6. Mıknatıslı motorun stator ve rotorunun görünüşü

Makinada rotor olarak laboratuvar ortamında bulunan, daha önceden tasarlanmış mıknatıslı bir rotor kullanılmıştır. Rotorda mıknatıs malzeme olarak yüksek enerjili NdFeB mıknatıslar bulunmaktadır. Mıknatıslar, A1010 çeliğinden imal edilmiş rotor gövdesi üzerine dört çıkık kutup oluşturacak şekilde yerleştirilmiştir. Her kutup iki adet mıknatıs malzeme ve bunların üzerinde yer alan ve A1010 çeliğinden hazırlanmış kutup başlarından oluşmaktadır. Mıknatıslar ve kutup başları rotora burularak yerleştirilmiştir. Burulma açısı yaklaşık olarak bir stator oluğu kadardır. Bu sayede moment titreşimleri ve tutma momenti en aza indirilmiştir. Şekil 3.7.'de

sistemde kullanılan rotora ait prensip şeması, Şekil 3.8.'de ise rotorun izometrik, önden ve yandan görünüşü görülmektedir.



Şekil 3.7. Rotorun prensip şeması



Şekil 3.8. Rotorun izometrik, önden ve yandan görünüşü

3.3. Sistemin Çalışma Prensibi

Yukarıdaki bölümlerde bahsedilen yapıların bir arada senkron bir şekilde çalışması sağlanarak bu tezin temelini oluşturan bir fırçasız doğru akım motor sistemi elde edilmiş ve bu sistem üzerinde daha sonraki bölümlerde bahsedilecek olan deneysel çalışmalar yapılmıştır. Konum algılayıcıların rotora yerleştirilmesi ve rotor konumunun tespit edilmesi ile başlayan bu süreç, evirici için tetikleme sinyallerinin elde edilmesi, tetikleme sinyalleri doğrultusunda uygun faz sargılarının enerjilendirilmesi ve nihayetinde mıknatıslı motorun dönüş hareketini gerçekleştirmesi ile son bulmaktadır.

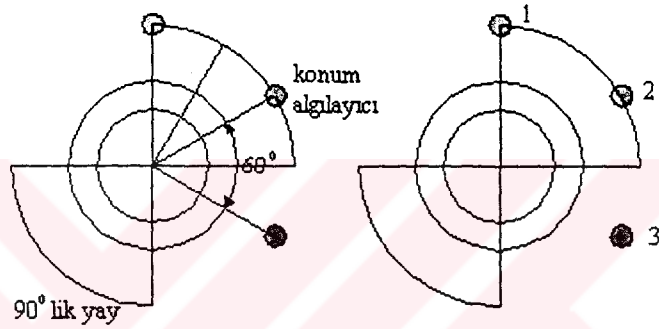
Fırçasız doğru akım motor sistemleri uygulama alanına bağlı olarak iki farklı şekilde çalıştırılabilirler. Bunlardan birinde, mıknatıslı motorun stator akımları, akım denetimli bir evirici tarafından beslenir. Bu daha çok sıkı moment denetiminin gerekli olduğu servo uygulamalarda rastlanan bir çalışma modudur.

Daha büyük güçlü ve moment denetiminin zorunlu olmadığı hallerde mıknatıslı motor, sabit ya da kademeli gerilim ayarına sahip bir doğru gerilim kaynağının rotor konumu ile senkronize anahtarlanması ile denetlenir. Bu çalışma şekli tamamen serbest uyarmalı doğru akım motorunun endüvi gerilimi ile denetimine benzer. Burada fırçasız doğru akım motorunun hızı, evirici girişindeki doğru gerilime ve mildeki yük momentine bağlı olarak değişir. Bu çalışmada fırçasız doğru akım motoru için seçilen çalışma modu da bu şekilde olacaktır.

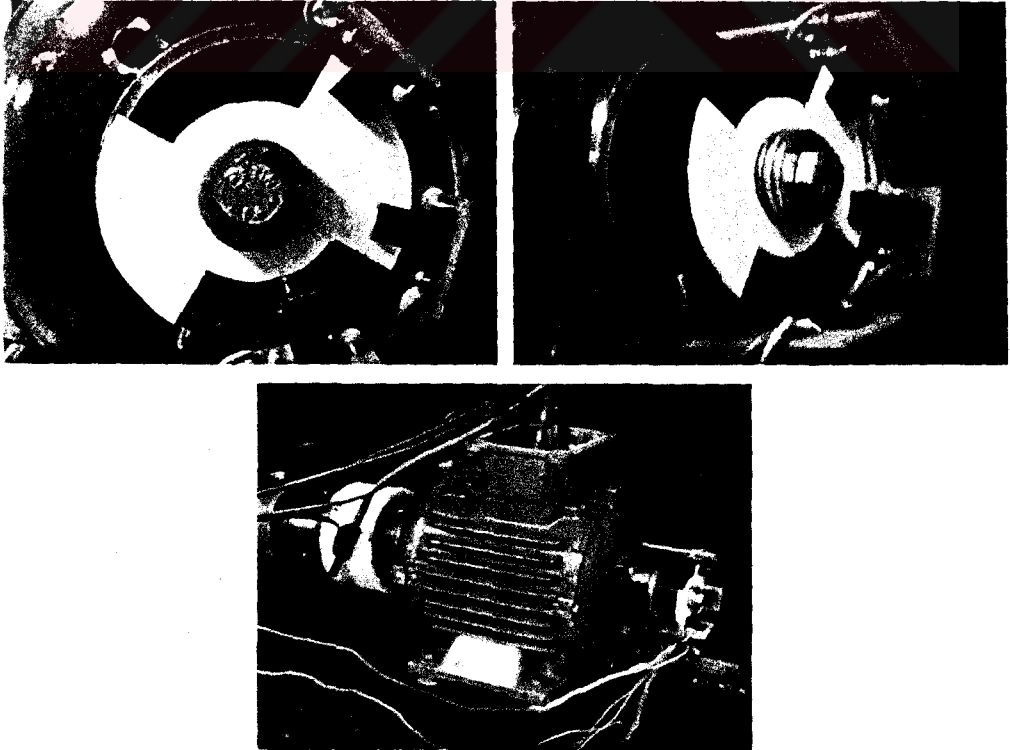
Daha önce de bahsedildiği gibi fırçasız doğru akım motorlarında hareket gerilimi trapezoidal değiştiğinden sabit moment üretimi için faz sargılarına uygulanması gereken akım şekli 120° 'lik çift yönlü kare dalga blokları şeklindedir. Üç fazın durumu göz önüne alındığında her durumda iki fazın iletimde olduğu ve elektriksel olarak her 60° 'de bir iletim durumunun değiştiği görülür.

Kullanılan mıknatıslı motor 4 kutuplu bir yapıda olduğu için rotorun bir mekanik turu iki elektriksel tura eşittir. O halde rotor, mekanik olarak yarım tur döndüğünde bir elektriksel tur bitmek zorunda, yani fazlara gönderilen akımlar altı farklı

kombinasyonu tamamlamış olmak durumundadırlar. Yani kısaca mekanik olarak her 30° 'de, rotor konumunun tespit edilmesi gerekmektedir. Bunun için konum algılamada kullanılacak olan üç adet optoelektronik algılayıcı aralarında 60° 'lik açı bulunacak şekilde stator kapağı üzerine sabitlenmiştir. Daha sonra karşılıklı 90° 'lik iki yaydan oluşan ve saydam olmayan bir parça tasarlanarak rotor mili üzerine yerleştirilmiştir. Rotorla birlikte dönebilen bu parça, algılayıcıların içinden geçebilmektedir. Tasarlanan yay ve algılayıcıların yerleştirilme prensibi Şekil 3.9.'da, mıknatıslı motorla birlikte algılayıcıların resmi ise Şekil 3.10.'da görülmektedir.

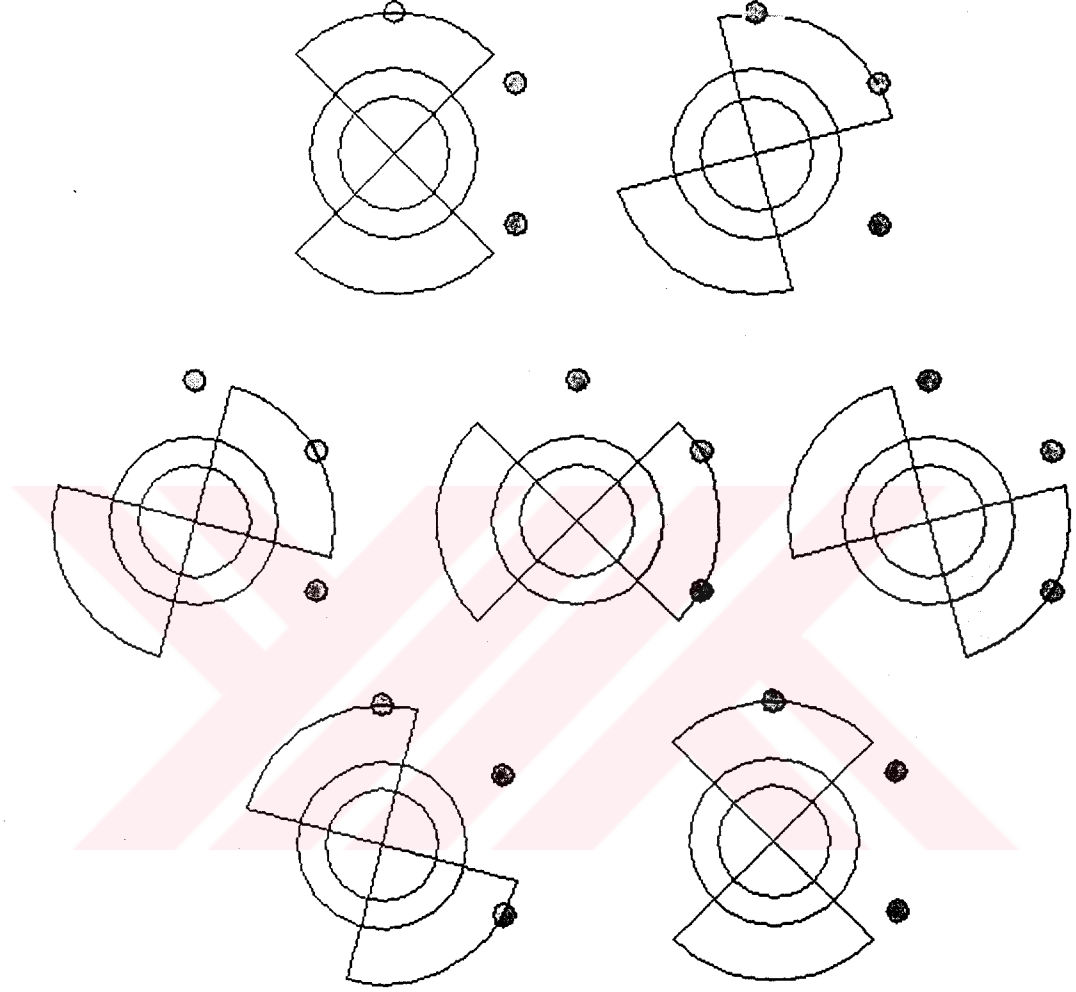


Şekil 3.9. Tasarlanan yay ve algılayıcıların görünüşü



Şekil 3.10. Mıknatıslı motor ve algılayıcıların görünüşü

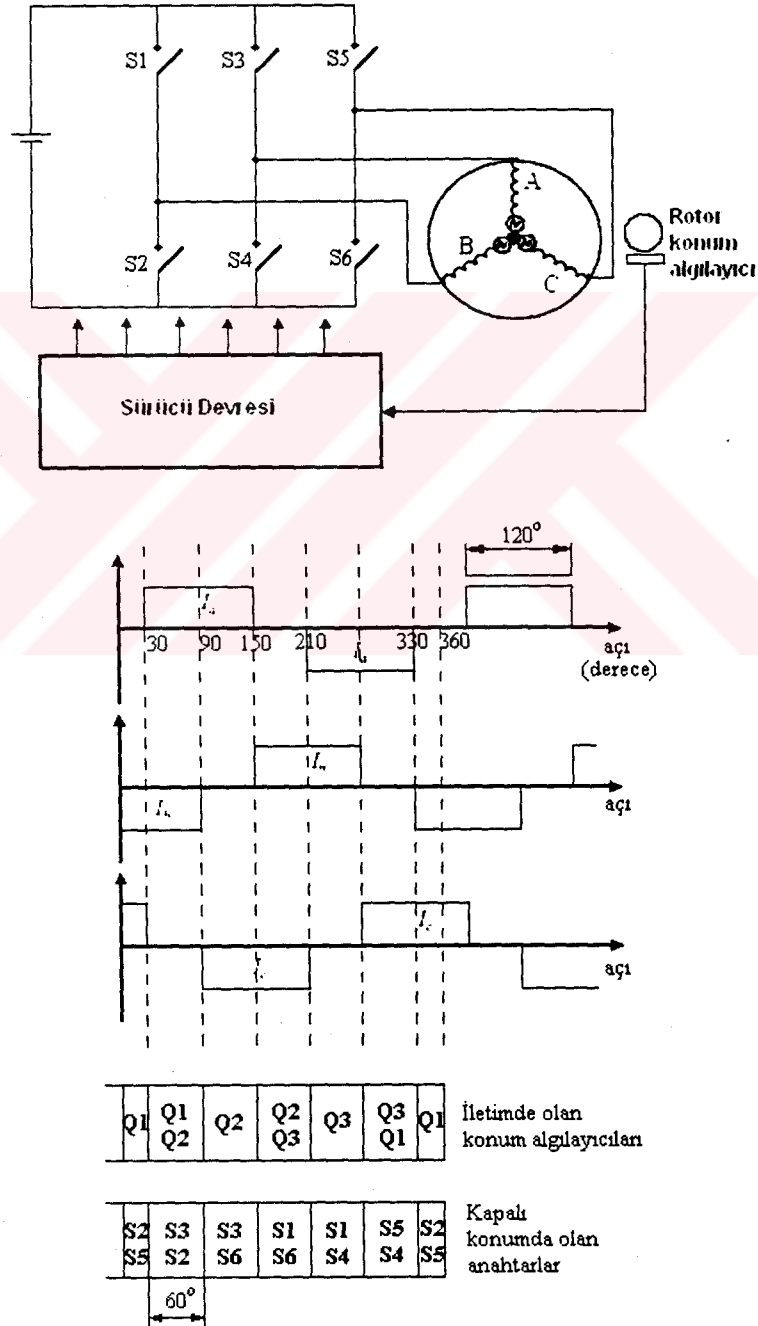
Şekil 3.11.'de ise her mekanik 30° , veya elektriksel 60° 'de sadece bir farklılığın nasıl oluştuğu görülmektedir. Bu sayede her 30° 'de rotor konumu algılanır. Yani renkli olarak çizilmiş yay parçası 180° 'lik dönüşünü tamamladığında altı farklı durum sağlanmış olmaktadır.



Şekil 3.11. Rotor konumunun her 30° 'de algılanması

Yay parçasının, algılayıcıların içinden geçtiği durumlarda Şekil 3.5.'de verilen devre şemasına göre algılayıcı çıkışında 5V'luk bir gerilim oluşur (lojik '1'). Bu gerilim değerleri yapılan çalışmada bir I/O kartının bir portu üzerinden üç giriş bilgisi olarak okutulmuştur. Turbo Pascal programlama dilinde yazılan bir program vasıtasıyla, her 30° 'de farklı algılayıcıların iletme veya kesime girmesiyle değişen giriş bilgileri değerlendirilmiştir. Değerlendirilen bu veriler yardımıyla, program içerisinde yer alan koşullara göre tetikleme sinyalleri oluşturulmuş ve bu sinyaller bilgisayarın paralel portu üzerinden, tasarlanan eviricideki her mosfetin kapı sürücü devresindeki

tetikleme ucuna gönderilmiştir. Uygun sıra ile gelen tetikleme sinyalleri doğrultusunda mosfetler, iletim veya kesim durumuna geçerek yıldız bağlı motorun faz sargılarında yaklaşık 120° 'lik akım blokları oluşturmuştur. Sonuç olarak mıknatıslı motorun, konum algılayıcılar ve evirici devresi ile birlikte bir fırçasız doğru akım motoru olarak çalışması sağlanmıştır. Şekil 3.12.'de motorun faz sargılarındaki ideal akım dalga şekilleri , buna bağlı olarak oluşturulan ve yazılan programda kullanılan anahtarlama mantığı görülmektedir.



Şekil 3.12. Motorun faz sargılarındaki ideal akımlar ve evirici anahtarlama mantığı

Yazılan programda ayrıca motorun her iki yöne dönüşünü sağlayan bir algoritma bulunmaktadır. Motorun faz sargılarına, Şekil 3.12.'deki bir yöne dönüş için kabul edilen anahtarlama mantığının evriği uygulandığında motorun ters yöne döndüğü gözlenmiştir.



BÖLÜM 4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ, PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜLMESİ VE SİMÜLASYONU

4.1. Giriş

Bir önceki bölümde yer verilen fırçasız doğru akım motor sisteminde kullanılan mıknatıslı senkron motor, hava aralığı indüksiyonu bakımından, klasik senkron makinalardan farklı özelliklere sahiptir. Klasik senkron makina modellerinde genellikle sinüsoidal hava aralığı indüksiyonu ve cosinus fonksiyonu şeklinde değişen hava aralığı relüktansı gibi temel varsayımlar kullanılır. Bu açıdan bakıldığında kare dalga yada trapezoidal dalga şekilli akım ve magnetik indüksiyon ile çalışan fırçasız doğru akım motorlarının klasik modellere çok uygun olmadığı söylenebilir [27]. Bu nedenle bu bölümde, bir önceki bölümde ele alınan fırçasız doğru akım motoruna ait matematiksel model a,b,c faz sisteminde oluşturulacaktır. Daha sonra ise gerçeğe yakın sonuçlar elde edebilmek için makinaya ait modelin temelini oluşturan parametrelerin elde edilmesinden bahsedilecektir. Elde edilen parametreler ve oluşturulan makina modeli doğrultusunda yapılmış olan bir simülasyon çalışması anlatılacaktır. Son olarak değişik gerilim değerleri ve yük durumlarındaki simülasyon sonuçları verilecektir.

4.2. Mıknatıslı Senkron Motorun a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli

Elektromekanik enerji dönüşümü kuramı kullanılarak, mıknatıslı bir senkron motora ait a,b,c faz sistemindeki matematiksel modelin oluşturan temel denklemler aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} V_a &= R_a I_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \\ V_b &= R_b I_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$V_c = R_c I_c + \frac{d\lambda_c}{dt}$$

Burada ;

V_a, V_b, V_c : Faz-nötr gerilimleri,

$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$: Faz sargılarının toplam akıları,

R_a, R_b, R_c : Stator sargı direncidir.

Sargılara ait toplam akılar açık olarak yazılırsa

$$\lambda_a = L_{aa}I_a + L_{ab}I_b + L_{ac}I_c + \lambda_{ma}$$

$$\lambda_b = L_{ba}I_a + L_{bb}I_b + L_{bc}I_c + \lambda_{mb}$$

$$\lambda_c = L_{ca}I_a + L_{cb}I_b + L_{cc}I_c + \lambda_{mc}$$

(4.2)

olarak bulunur. Burada,

L_{ii} : i faz sargısının öz indüktansı,

L_{ij} : i ve j faz sargıları arasındaki karşılıklı indüktans,

λ_{mi} : i faz sargısında mıknatıslar tarafından oluşturulan toplam akıdır.

(4.2)'deki ifadeler matris gösterimi ile (4.1)'de yerlerine yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{ma} \\ \lambda_{mb} \\ \lambda_{mc} \end{bmatrix} \right\} \quad (4.3)$$

elde edilir. Bu eşitlikte türev işlemi parantez içindeki ifadelere dağıtılacak olursa,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{array} \right] \frac{d\theta_r}{dt} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mb}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.4)$$

denklem sistemi elde edilir.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (4.5)$$

olduğu bilindiğine göre (4.4) denklemi,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \omega_r + \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mb}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \omega_r \quad (4.6)$$

şeklini alır. Bu denklemde $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r} \omega_r$ tanımı, makinanın dönmesi sonucu mıknatıs

akısının i faz sargısında oluşturduğu hareket gerilimidir.

$$e_i = \frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r} \omega_r \quad (4.7)$$

O halde her faza ait hareket gerilimi ifadesi yerine konulacak olursa,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \omega_r + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

eşitliği elde edilir. (4.8) eşitliği makinanın elektriksel büyüklüklerini içerir. Makinanın mekanik büyüklüklerini içeren mekanik denklemler ayrıca yazılırsa elektromagnetik moment,

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mb}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial \lambda_{mc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \right\} \quad (4.9)$$

şeklinde veya hareket gerilimleri denkleme dahil edilerek,

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \frac{1}{\omega_r} \right\} \quad (4.10)$$

şeklinde yazılabilir.

$$T_e - T_y = \frac{d\omega_r}{dt} \frac{J}{p} \quad (4.11)$$

mekanik denklemden ise rotor hızı elde edilebilir.

Burada,

- ω_r : Rotor açısal hızı (Elektriksel Açı rad/s),
- p : Kutup çifti sayısı,
- J : Makinanın miline indirgenmiş eylemsizlik momenti,
- T_y : Yük momentidir.

Bu modelde zorlayıcı büyüklükler sargılara ait faz-nötr gerilimleri (V matrisi) ve yük momentidir (T_y). Bağımsız durum değişkenleri ise faz sargılarından geçen akımlar (I matrisi), rotor açısal hızı (ω_r) ve rotor konumudur (θ_r).

Bu şekilde yukarıdaki denklemler ile makinanın modeli elde edilmiş olur. Fakat gerçek anlamda modeli tamamlayabilmek için $\frac{\partial L_{ii}}{\partial \theta_r}$, $\frac{\partial L_{ij}}{\partial \theta_r}$, L_{ii} , L_{ij} , $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ terimlerinin bulunması gerekmektedir.

Model için gerekli diğer parametreler, sargı dirençleri ve atalet momentidir. Sargı direnci $R_a = R_b = R_c = R_s = 19 \Omega/\text{faz}$ olarak ölçülmüş, atalet momenti ise $J = 0.0006 \text{ kg m}^2$ olarak alınmıştır.

4.2.1. Deneysel yöntemler ile mıknatıslı senkron makinanın $[L]$ ve $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ parametrelerinin belirlenmesi

İndüktans matrisi elemanlarının ve makina modelindeki $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ teriminin rotor konumuna bağlı olarak değişimlerinin belirlenmesi temel olarak analitik, nümerik ya da deneysel yöntemlerle gerçekleştirilebilir.

Analitik yöntemler, ancak basitleştirilmiş modeller üzerinde ve belirli varsayımlar altında uygulanabilir. Genellikle zahmetli ve zaman alıcıdır. Motor geometrilerinde yapılacak küçük değişiklikler düşünüldüğünde pratik bir yöntem değildir. Kişisel bilgisayarlar ve nümerik analiz paketlerinin gelişmesi ile parametre tayininde nümerik yöntemlerin kullanılması oldukça mantıklıdır [27]. Fakat elimizde fiziksel bir sistem mevcut olduğundan dolayı bu değişimlerin belirlenmesi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

4.2.1.1. Öz ve karşılıklı indüktans parametrelerinin ölçülmesi

Öz ve karşılıklı indüktans parametrelerinin belirlenmesi amacıyla var olan mıknatıslı senkron motorun bir faz sargısına ampermetre, voltmetre ve aktif güç ve güç katsayısını ölçebilen bir multimetre bağlanmış ve bu sargı ototrafo üzerinden beslenmiştir. Boşta kalan diğer iki faza ise voltmetre bağlanmıştır. Aktif olan faz öz indüktansın, boştaki diğer fazlar ise karşılıklı indüktansın bulunması amacıyla kullanılmıştır. Rotor konumunu uygun değerlere getirebilmek amacıyla rotora, üzerinde açış değerlerinin görülebileceği bir açış ölçer sabitlenmiştir.

Motora ait bir fazın direnci ohmmetre ile ölçülerek R_s direnci belirlenir. Daha sonra rotor sökülerek sisteme gerilim verilir ve voltmetreden V , ampermetreden I değerleri okunarak kaçak reaktans,

$$Z_s = \frac{V}{I} = \sqrt{R_s^2 + X_\sigma^2} \quad (4.12)$$

eşitliğinden,

$$X_{\sigma} = \sqrt{Z_s^2 - R_s^2} \quad (4.13)$$

olarak elde edilir.

Daha sonra rotor tekrar yerine monte edilerek, rotor konumu 0° 'ye ayarlanmış ($\theta_r=0^\circ$) ve sisteme makinanın nominal akım değerini aşmayacak 50 Hz frekansında bir gerilim uygulanmıştır. Ölçü aletlerinden akım (I), gerilim (V), aktif güç (P) ve güç faktörü (ϕ) okunarak, bilinen bu değerler yardımıyla, kaçak reaktansa ait reaktif güç,

$$Q_{\sigma} = I^2 X_{\sigma} \quad (4.14)$$

ve toplam güç,

$$Q_T = P \tan \phi \quad (4.15)$$

olarak bulunur. Buradan mıknatıslanma reaktansının gücü,

$$Q_M = Q_T - Q_{\sigma}, \quad (4.16)$$

mıknatıslanma reaktansı üzerine düşen gerilim,

$$E = V - IZ_s \quad (4.17)$$

ve buradan mıknatıslanma reaktansı,

$$X_M = \frac{E^2}{Q_M} \quad (4.18)$$

şeklinde elde edilir. X_{σ} ve X_M bilindiğine göre a faz sargısının öz indüktansı,

$$X_{a,a} = X_{\sigma} + X_M, \quad (4.19)$$

$$L_{a,a} = \frac{X_{a,a}}{2\pi f} \quad (4.20)$$

eşitlikleri yardımıyla bulunur. Daha sonra karşılıklı indüktansın bulunması amacıyla önce mıknatıslanma akımı,

$$I_m = \frac{E}{X_M} \quad (4.21)$$

olarak bulunur. Boşta kalan fazlardan birindeki gerilim değeri okunarak ve bilinen mıknatıslanma akımı kullanılarak a-b fazları arasındaki karşılıklı indüktans,

$$X_{a,b} = \frac{V_{a,b}}{I_m}, \quad (4.22)$$

$$L_{a,b} = \frac{X_{a,b}}{2\pi f} \quad (4.23)$$

şeklinde elde edilir.

$\theta_r=0^\circ$ için yapılan bu işlemler, rotora bağlı açı ölçerin mekanik olarak 5° 'lik adımlarla 180° 'ye kadar değiştirilmesi ile her açı değeri için tekrarlanırsa bir elektriksel periyot için mıknatıslı makinanın öz ve karşılıklı indüktans değişimleri rotor konumuna bağlı olarak elde edilmiş olur.

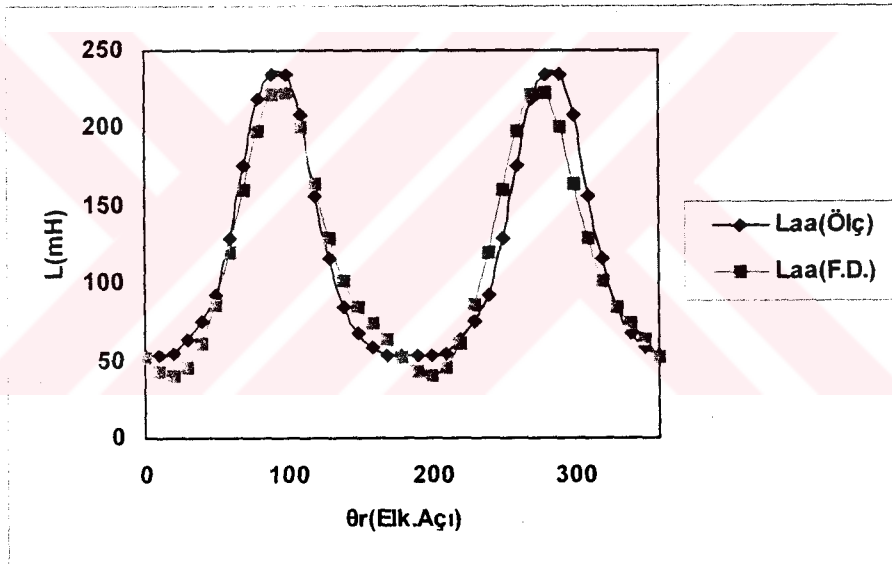
İndüktans matrisi elemanları deneysel olarak beşer derecelik adımlarla belirlendikten sonra bu elemanların, kurulan makina modelinde kullanılabilecek şekle getirilmesi gerekir. Bu amaçla, elde edilen verilerin rotor konumuna göre kolaylıkla türetilebileceği bir dönüşüm olan Fourier dönüşümü kullanılarak diziler halinde bulunan bu elemanlar periyodik fonksiyonlar haline dönüştürülmüştür. Bu dönüşüm sonucunda a fazı öz indüktansı ve a-b fazları arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı olarak fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$L_{aa}(\theta_r) = 115 - 82 \cos(2\theta_r) - 24 \sin(2\theta_r) + 22 \cos(4\theta_r) + 1.5 \sin(4\theta_r) - 2.59 \cos(6\theta_r) - 3.177 \sin(6\theta_r) \text{ mH} \quad (4.24)$$

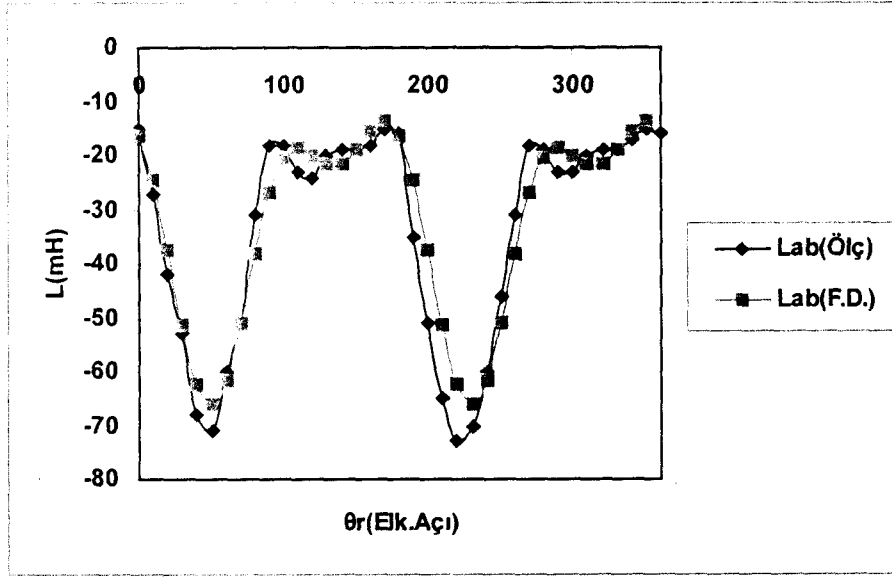
$$L_{ab}(\theta_r) = -32.5 + 2.263 \cos(2\theta_r) + 22 \sin(2\theta_r) + 10 \cos(4\theta_r) - 5.02 \sin(4\theta_r) - 0.1079 \cos(6\theta_r) - 0.1495 \sin(6\theta_r) \text{ mH} \quad (4.25)$$

Elde edilen bu değişimler yardımıyla, matematiksel model içinde bulunan indüktans matrisindeki diğer elemanlar da 120° 'lik faz kaydırma ile bulunabilir. $L_{aa}(\theta_r)$ bilindiğine göre $L_{bb}(\theta_r)$ ve $L_{cc}(\theta_r)$, $L_{ab}(\theta_r)$ bilindiğine göre ise $L_{ac}(\theta_r)$ ve $L_{bc}(\theta_r)$ belirlenebilir.

Şekil 4.1'de a faz sargısına ait öz indüktansın, Şekil 4.2'de ise a-b fazları arasındaki karşılıklı indüktansın ölçüm sonucu ve Fourier dönüşümü sonucu bulunan rotor konumuna bağlı değişimleri görülmektedir.



Şekil 4.1. a faz sargısı için ölçülen ve F.D. ile modellenen öz indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi



Şekil 4.2. a-b faz sargıları için ölçülen ve F.D. ile modellenen karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi

4.2.1.2. $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ 'nin ölçülmesi

Makina modelindeki $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ teriminin rotor konumuna bağlı değişimini belirleyebilmek için deneysel bir çalışma yapılmıştır.

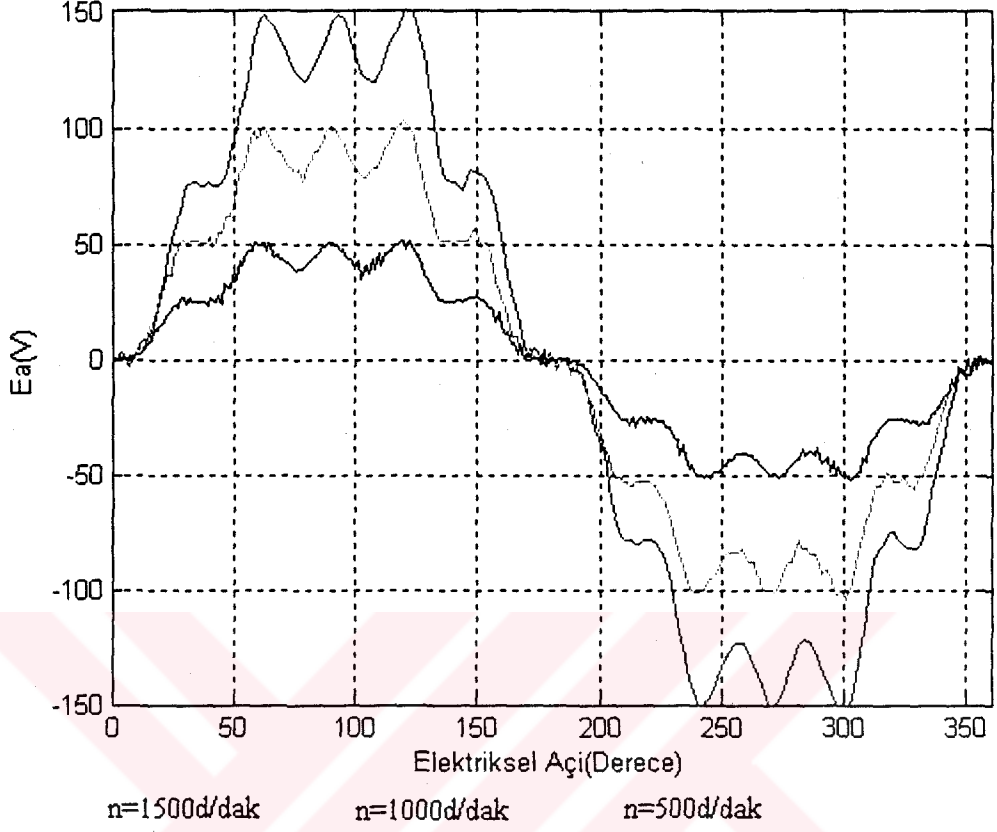
Denklem (4.7)' de belirtildiği gibi bir faz sargısında oluşan hareket gerilimi,

$$e_i = \frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r} \omega_r$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu ifadeye göre $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ 'yi bulabilmek için bir faz sargısında

indüklenen hareket gerilimi (e_i) ve o hareket geriliminin oluştuğu dönüş hızı (ω_r) kullanılabilir. Bu amaçla rotor değişik hızlarda döndürülerek, açık olan stator sargı uçlarından birine bağlanan osiloskop yardımıyla sargı üzerinde oluşan hareket gerilimi gözlenmiştir. Kullanılan osiloskop bilgisayar ile haberleşebildiğinden ekranda görülen hareket gerilimine ait dalga şekilleri veriler halinde doğrudan

bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Üç farklı devir sayısı için gözlenen hareket gerilimleri Şekil 4.3.'de görülmektedir.



Şekil 4.3. Üç farklı devir sayısı için elde edilen hareket gerilimleri

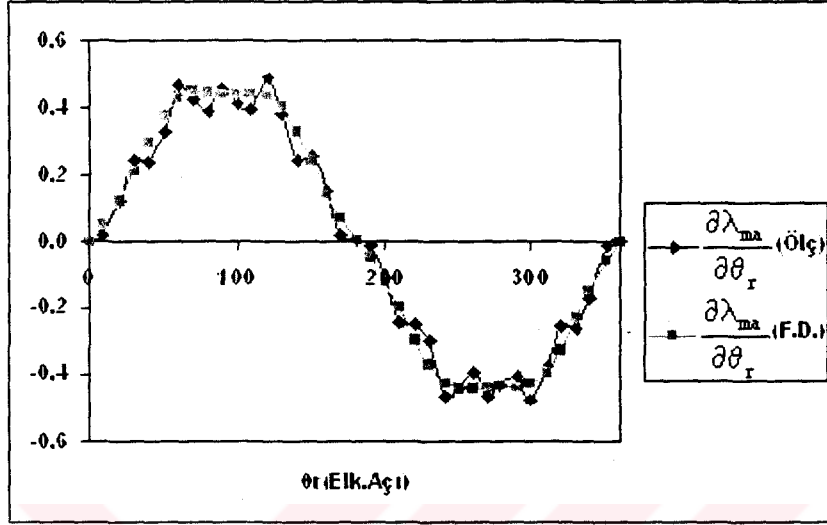
Farklı devirlerdeki hareket gerilimleri, elde edildikleri rotor açısal hızına (elektriksel) bölünürse, denklem (4.7)'den anlaşılacağı gibi, $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ bulunmuş olur.

Yine Fourier dönüşümü kullanılarak, elde edilen bu değişimler periyodik fonksiyonlar haline dönüştürülebilir. Buna göre a faz sargısına ait, $\frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r}$ terimi (4.26) eşitliğinde görülmektedir.

$$\frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r} = 1.5185 \times 10^{-3} - 0.017 \cos \theta_r + 0.517 \sin \theta_r + 0.01 \cos(5\theta_r) - 0.031 \sin(5\theta_r) \text{ Vs/rad} \quad (4.26)$$

Bu eşitlikten yararlanarak $\frac{\partial \lambda_{mb}}{\partial \theta_r}$ ve $\frac{\partial \lambda_{mc}}{\partial \theta_r}$ elde edilebilir. Şekil 4.4.'de, ölçüm sonucu

ve Fourier dönüşümü sonucu bulunan $\frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r}$ 'nin rotor konumuna bağlı değişimi görülmektedir.



Şekil 4.4. $\frac{\partial \lambda_{ma}}{\partial \theta_r}$ 'nin rotor konumuna bağlı değişimi

DeneySEL ölçümler ve Fourier dönüşümü sonucunda θ_r 'nin fonksiyonu olarak bulunan $[L]$ matrisinin θ_r 'ye göre kısmi türevi kolaylıkla alınabilir. Sonuç olarak bilinen $[L]$, $\left[\frac{\partial L}{\partial \theta_r} \right]$ ve $\left[\frac{\partial \lambda_m}{\partial \theta_r} \right]$ matrisleri (4.8) ve (4.9) ifadelerinde yerlerine yazılırsa matematiksel model eksiksiz olarak oluşturulmuş ve herhangi bir nümerik analiz yardımıyla çözülebilecek hale getirilmiş olur.

Fırçasız doğru akım makinalarının klasik sistemde modellenmesinde çoğunlukla a,b,c faz sistemi yerine Park dönüşümü yardımıyla elde edilen, eşdeğer d,q,0 referans sistemi kullanılmaktadır. Bunun en önemli üstünlüğü, indüktans matrisindeki rotor konumuna bağlı değişimlerin yok edilmesi ve denklem sayısının azalmasıdır. Mıknatıs akıları sinüsoidal olarak değişen ve indüktans matrisi elemanları düzgün cosinus fonksiyonları şeklinde olan mıknatıslı motorlar için bu sistemin kullanılması oldukça uygundur. Fakat tezde söz konusu olan mıknatıslı motor geometrisi için d,q,0 sisteminin kullanılması pek de elverişli değildir [27]. Bunun başlıca sebebi,

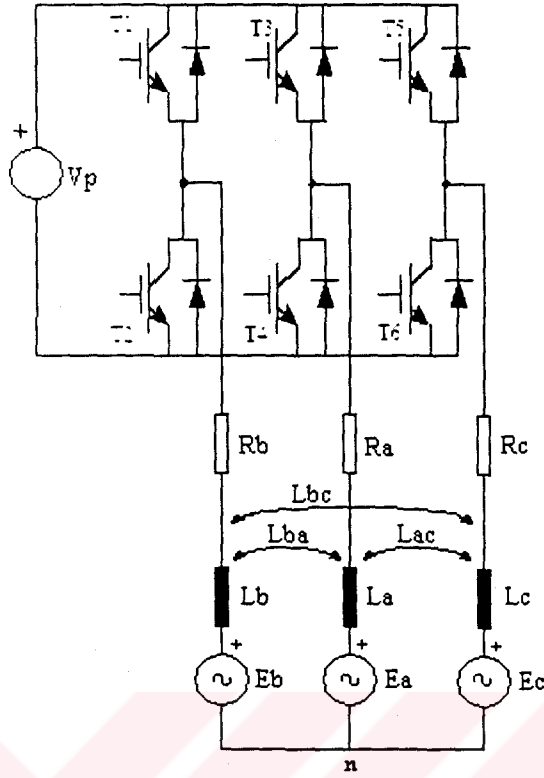
indüktans matrisi elemanlarının $\cos 2\theta_r$ 'li terimlerin yanı sıra $\cos 4\theta_r$ ve $\cos 6\theta_r$ 'li terimler içermesi ve benzer şekilde $\left[\frac{\partial \lambda_m}{\partial \theta_r} \right]$ 'nin $\cos 5\theta_r$ 'li bileşenler içermesidir.

Durum böyle olduğundan, indüktans matrisi elemanları ve akı değişimi rotor konumundan bağımsız hale gelemez. Bu yüzden bu çalışmada a,b,c faz sisteminde kurulan model tercih edilmiştir.

4.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun a,b,c Faz Sistemindeki Modeli ile Simülasyonu

a,b,c faz sisteminde matematiksel modeli oluşturulan ve parametreleri deneysel ölçümlerle belirlenen fırçasız doğru akım motorunun değişik yük durumlarında çalışması simülasyon yolu ile incelenebilir. a,b,c faz sistemi ile kurulan makina modelinde, faz-nötr gerilimleri ve yük momenti bilindiğine göre makina parametreleri tanımlanarak stator akımları, rotor konumu ve rotor açısal hızının zamana bağlı değişimleri nümerik olarak elde edilebilir. Bu çalışmada diferansiyel denklemlerin nümerik çözümü için Matlab-Simulink yazılımı kullanılmıştır.

Bölüm 2.'de tasarlanan fırçasız doğru akım motor sistemi, akım denetimi olmadan, sabit doğru gerilimle beslenen bir evirici üzerinden beslenmektedir. Anahtarların rotor konumuna göre açılıp kapanması ile rotor magnetik akısı ile stator akımlarının birbirlerine göre konumları sabit tutulur. Bu çalışma şeklinin modellenmesi için Şekil 4.5.'deki eşdeğer devre kullanılabilir. Bu çalışma şeklinde, komütasyon durumu dışındaki her anda iki anahtar devrededir. Tablo 4.1.'de rotor konumuna bağlı olarak, sırasıyla hangi anahtarların devreye alınacağı gösterilmektedir.

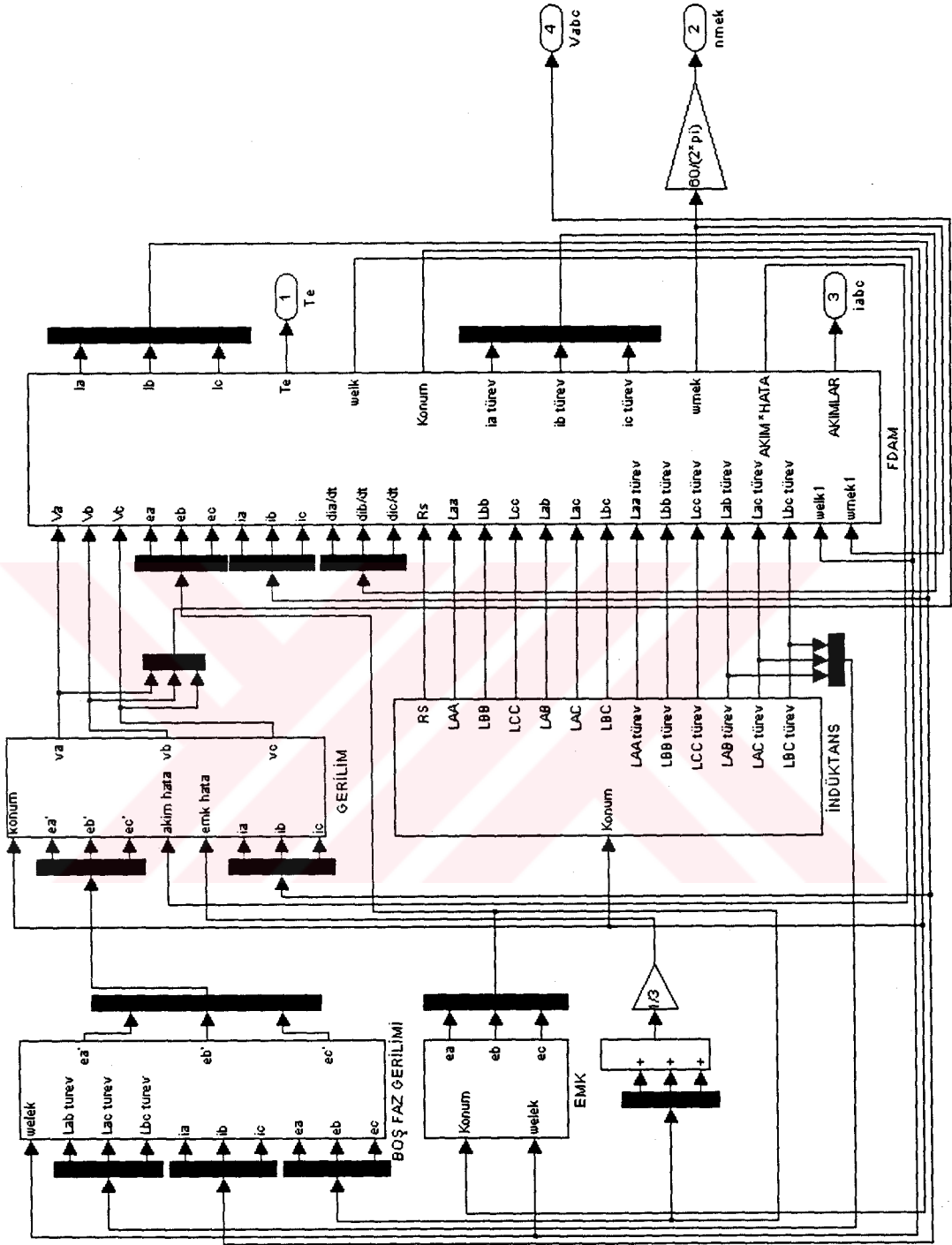


Şekil 4.5. Fırçasız doğru akım motor sisteminin eşdeğer devresi

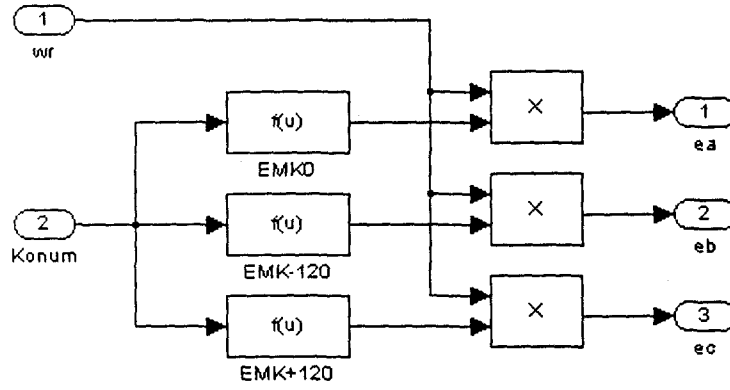
Tablo 4.1. Rotor konumuna bağlı anahtarlama sırası

Rotor konumu (derece)	0-30	30-90	90-150	150-210	210-270	270-330	330-360
İletimdeki Anahtarlar	T2	T2	T6	T6	T4	T5	T5
	T5	T3	T3	T1	T1	T4	T2

Oluşturulan matematiksel model ve Tablo 4.1.'de belirlenen anahtarlama mantığı doğrultusunda, fırçasız doğru akım motor sisteminin Matlab-Simulink'te simülasyon çalışması yapılmıştır. Oluşturulan sistemin blok diyagramı Şekil 4.6.'da görülmektedir. Ana blok diyagramını oluşturan alt blok sistemlerine sırasıyla yer verilecektir.

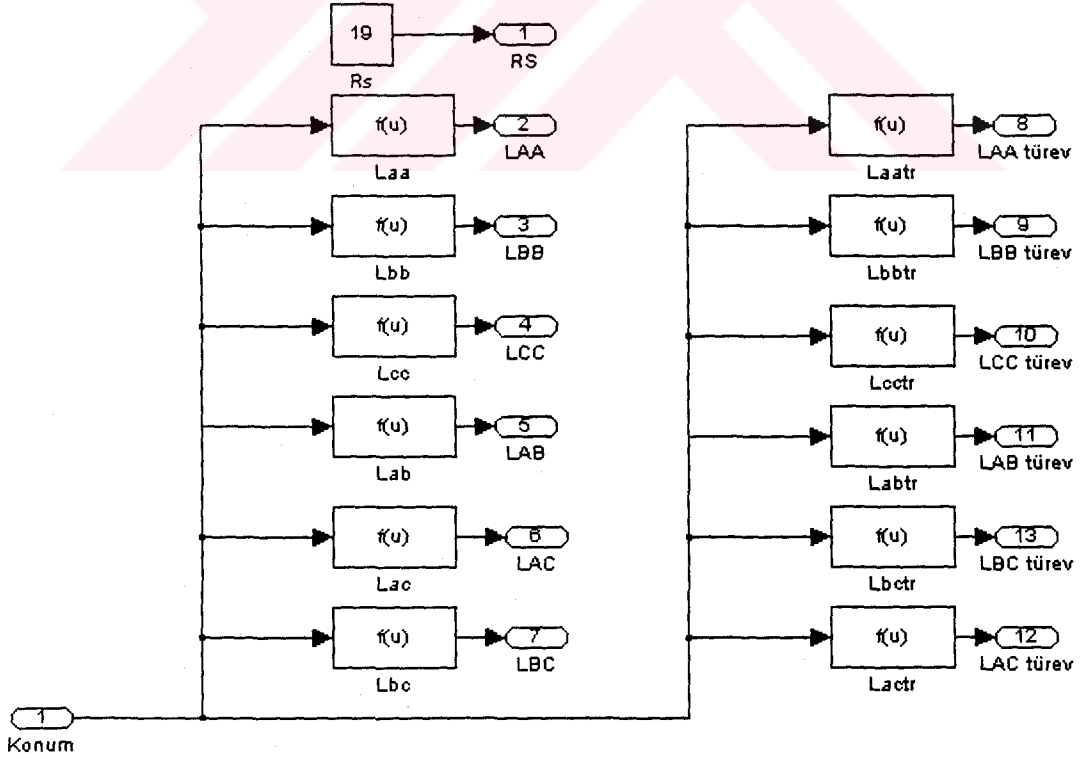


Şekil 4.6. Fırçasız doğru akım motor sisteminin blok diyagramı



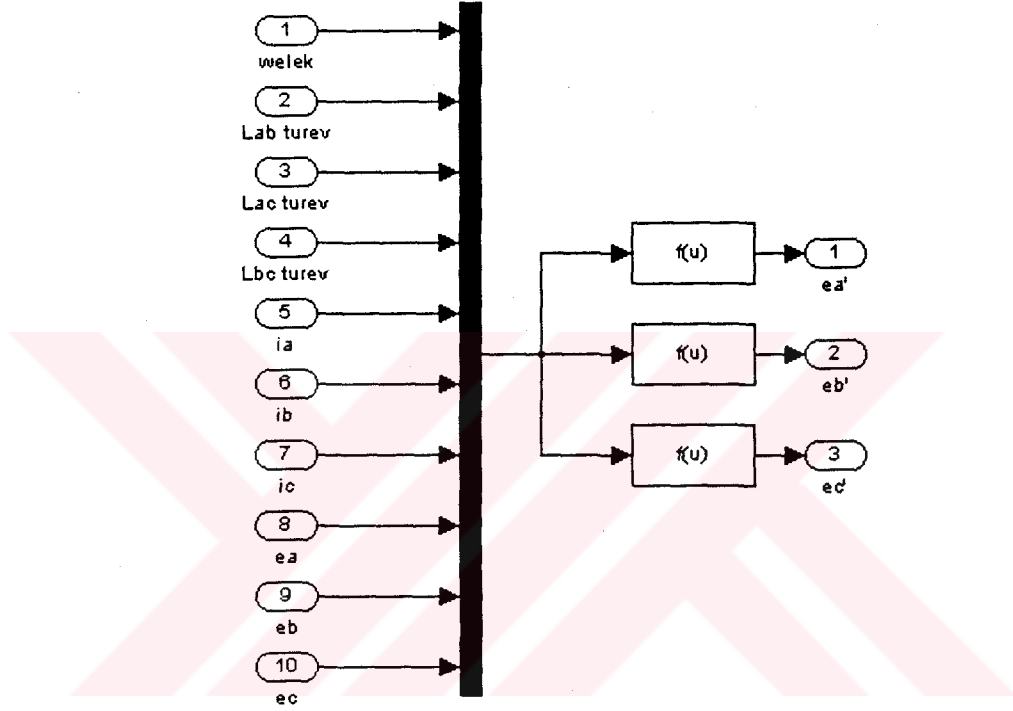
Şekil 4.7. EMK bloğu alt sistemi

Şekil 4.7.'de görülen EMK bloğunda, daha önceden ölçülerek Fourier dönüşümü ile rotor konumunun fonksiyonu haline getirilen $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ terimi kullanılmıştır. Bu terim konuma bağlı olarak fonksiyon blokları içerisinde üç faz sargısı için ayrı ayrı oluşturulmuş ve rotor elektriksel hızı ile çarpılarak herhangi bir hız değeri için faz sargılarında oluşan hareket gerilimleri bulunmuştur.



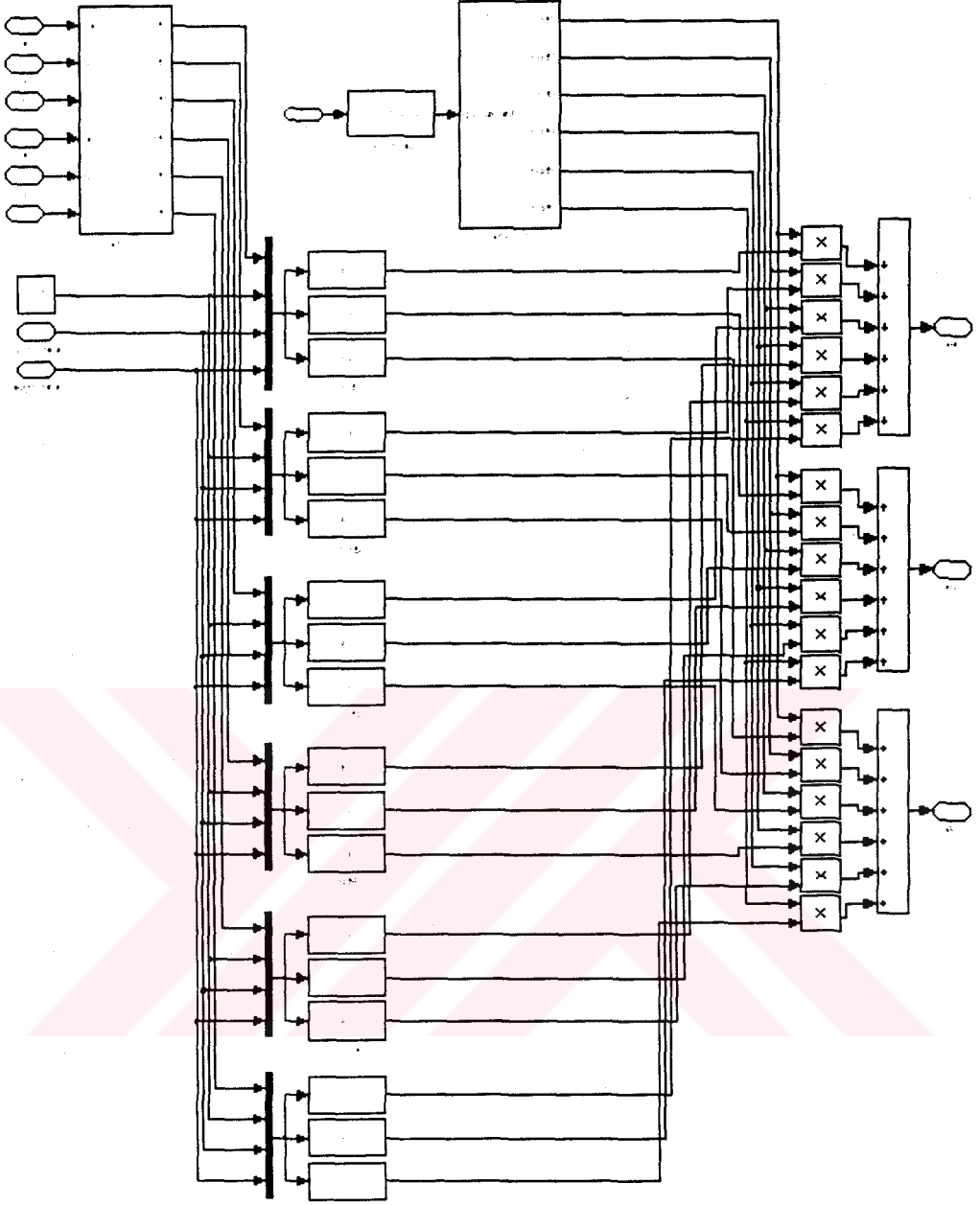
Şekil 4.8. İndüktans bloğu alt sistemi

İndüktans bloğunda deneysel ölçümler sonucu bulunan ve daha sonra Fourier dönüşümü ile rotor konumuna bağlı olarak periyodik fonksiyonlar halinde elde edilen indüktans parametreleri kullanılmıştır. Fonksiyon girişi olarak konum bilgisi alınarak, daha önceden elde edilen fonksiyonlar bloklar içerisine yazılmıştır. Böylelikle matematiksel model için gerekli olan fazlara ait öz indüktans ve fazlar arası karşılıklı indüktans değişimleri elde edilmiştir.



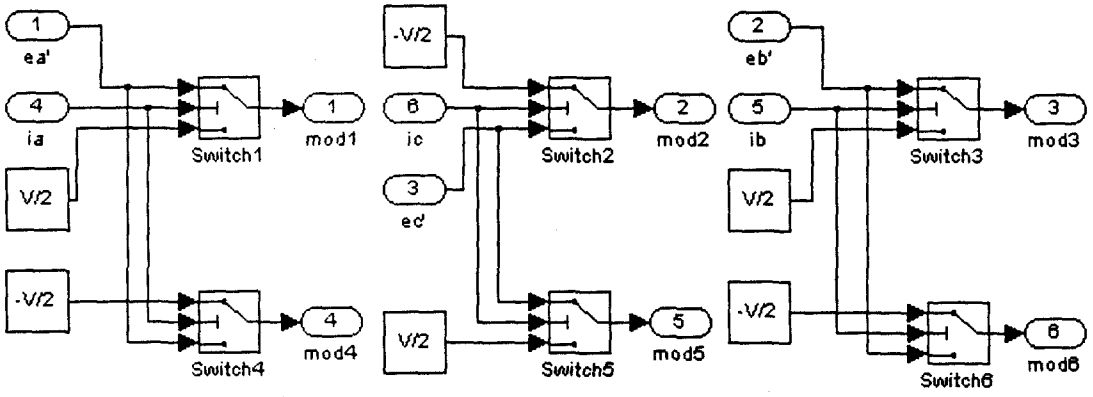
Şekil 4.9. Boş faz bloğu alt sistemi

Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi her durumda motora ait iki faz sargısından akım geçtiği, üçüncü fazın ise boşta kaldığı bilinmektedir. Aktif faz sargıları üzerindeki toplam gerilim V_p kadardır. Boşta kalan fazda ise hareket gerilimine ek olarak, aktif fazlardan geçen akımın aktif faz ve boştaki faz sargısı arasındaki ortak indüktans üzerinde oluşturduğu gerilim değeri de bulunur (e_i'). Boş faz bloğunda, bu gerilim değeri her üç faz için de bulunmuştur.



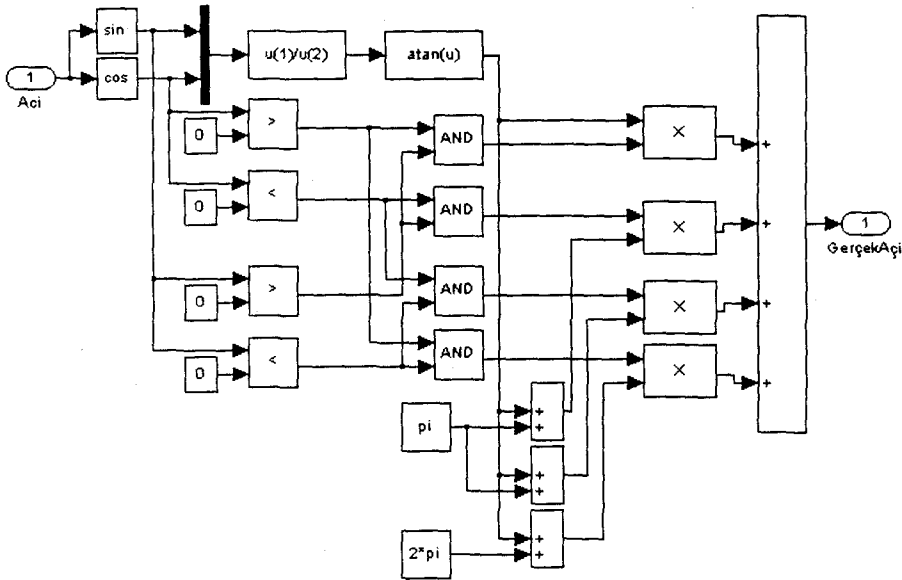
Şekil 4.10. Gerilim bloğu alt sistemi

Gerilim bloğunda, boşta kalan fazın akımının söndürüldüğü ve devamında geriliminin belirlendiği, rotor açısının bulunduğu ve bu açılara göre altı farklı durumun oluşturulduğu alt sistemler bulunmaktadır.



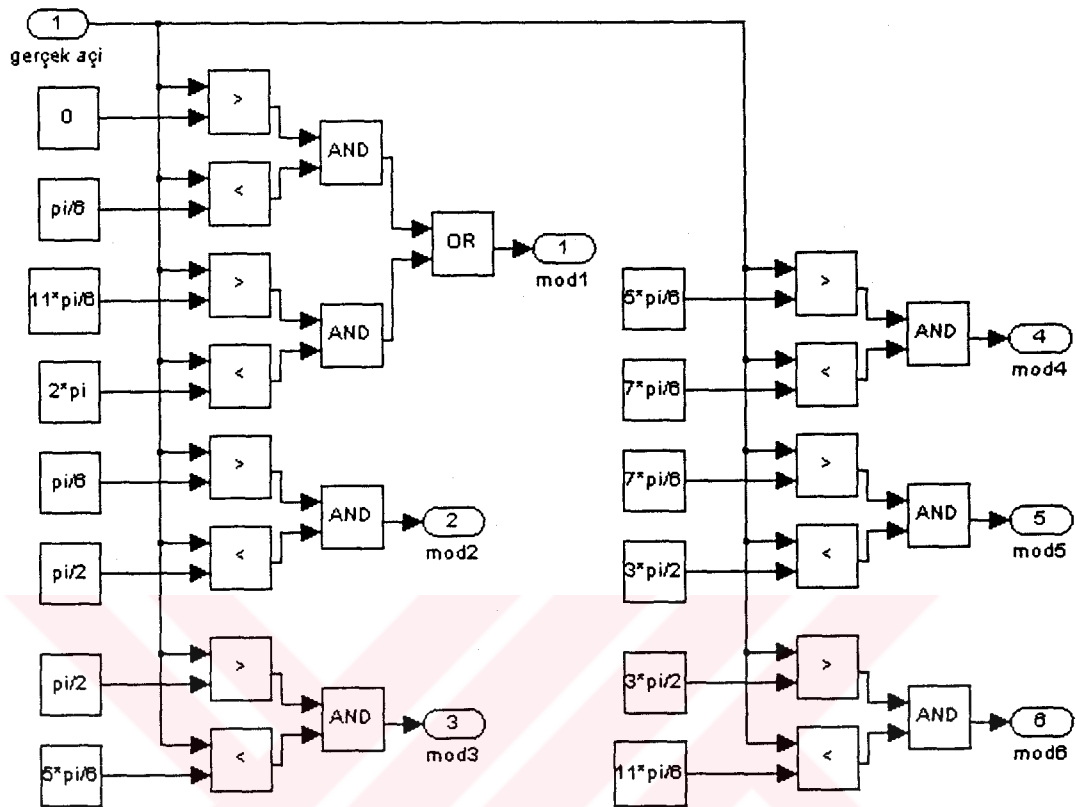
Şekil 4.11. ModI bloğu alt sistemi

Rotor her 60°'lik dönüşünü tamamladığında, anahtarlardan biri konum değiştirerek, bir sonraki durumun oluşmasını sağlar. Kapalı anahtarlardan biri açıldığında indüktans etkisinden dolayı anahtarın bağlı olduğu faz sargısı üzerinden akım bir süre daha geçmeye devam eder. Bu durumda geçen akımın yönüne göre anahtarlara ters paralel bağlı diyotlar devreye girer ve akımı kesilen faz diyot üzerinden pozitif veya negatif baraya bağlanır. Mod I bloğunda geçen akımın yönüne göre, akım sönene kadar boştaki faz sargısına $+V_p/2$ veya $-V_p/2$ gerilim değeri, akım söndükten sonra ise daha önce anlatılan gerilim değeri (e_i') uygulanmış ve olabilecek altı farklı durum oluşturulmuştur.



Şekil 4.12. Gerçek açı bloğu alt sistemi

Gerçek açı bloğunda rotor konumunun $0-2\pi$ arasında değişmesi sağlanmıştır.

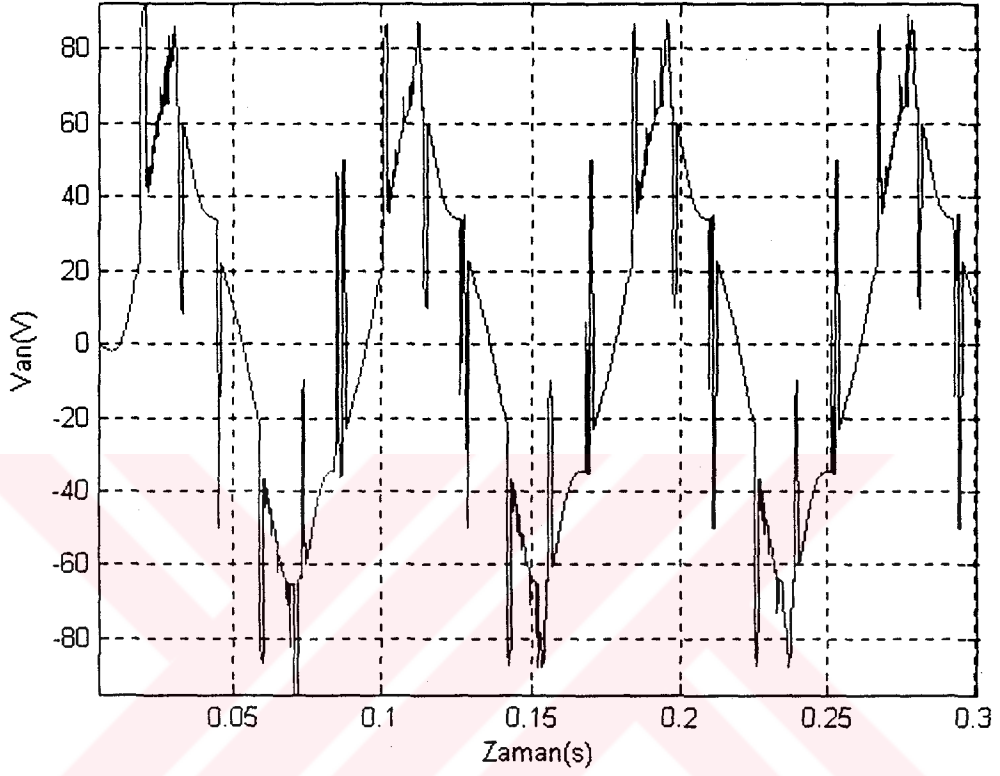


Mod II bloğunda, bulunan aç ı değ erine göre Tablo 4.1.'de verilen aç ı değ erleri arasına karş ılıklı gelen alt ı farklı durum oluşturulmuştur. Gerilim bloğ unda g r ld  ğ   gibi, aç ı aralı ğ ının belirlenmesi ile oluşan alt ı farklı duruma göre faz sarg ılarına verilmesi gereken gerilim değ erleri bulunmuştur. Gerilim değ erleri bulunurken, modeldeki indüktans parametrelerinin dengesiz olması ve hareket gerilimlerinin harmonik içermesi nedeniyle    faza ait akımlar toplam ı sıfır olamayacağ ından, stator gerilimlerine    fazın toplam akımı ile orantılı olan bir gerilim değ eri ve hareket gerilimleri toplamının   te birine eşit olan bir gerilim değ eri uygulanarak bu gerilimler düzeltilmiştir.

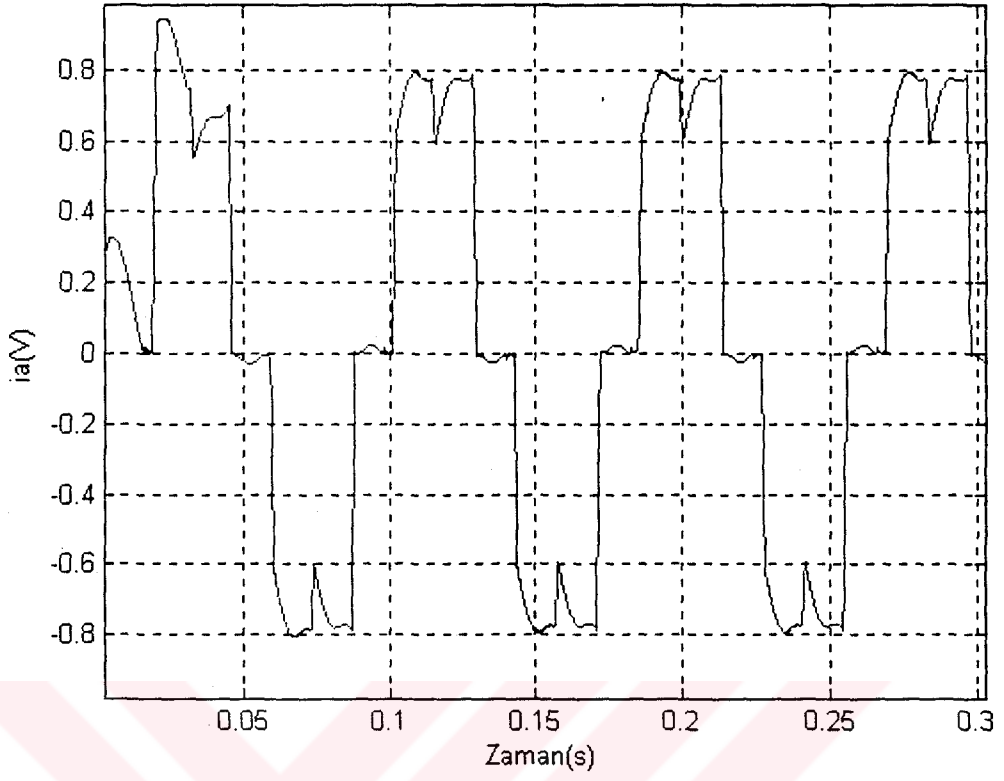
Bilinen gerilim değerleri, hareket gerilimleri ve indüktans değişimleri FDAM bloğunda (4.8) ve (4.10) eşitliklerine göre nümerik olarak çözdürülerek faz akımları, rotor açısai hızı ve rotor konumu bulunmuştur.

4.4. Simülasyon Sonuçları

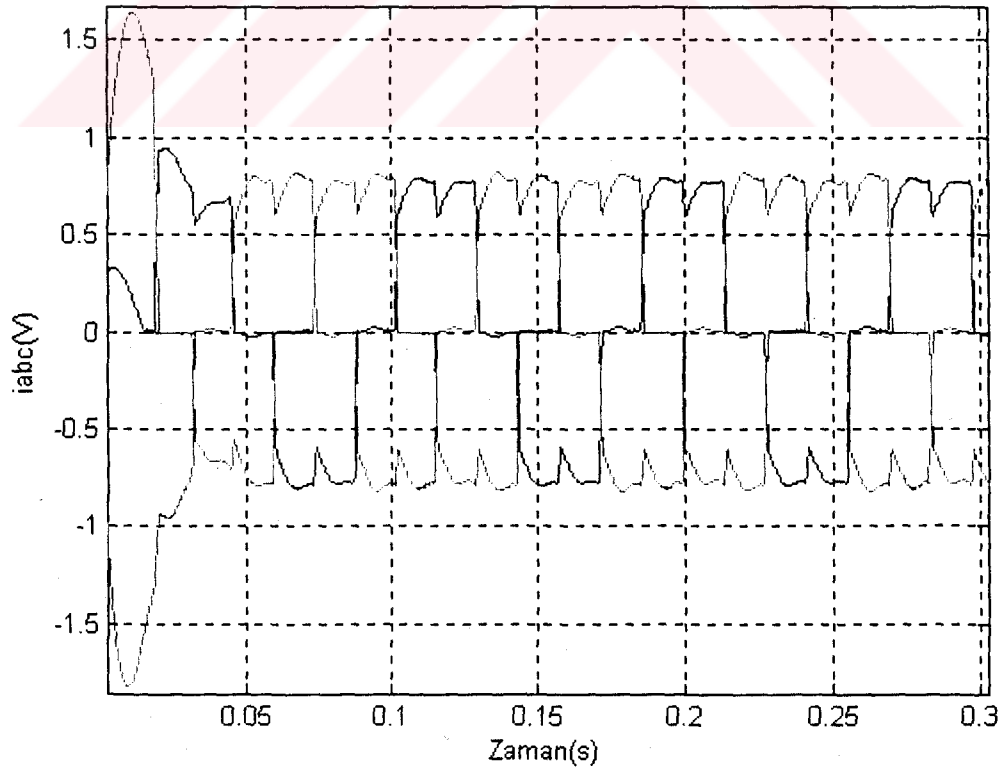
Farklı gerilimlerde ve yük durumlarında yapılan simülasyonlarda elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.



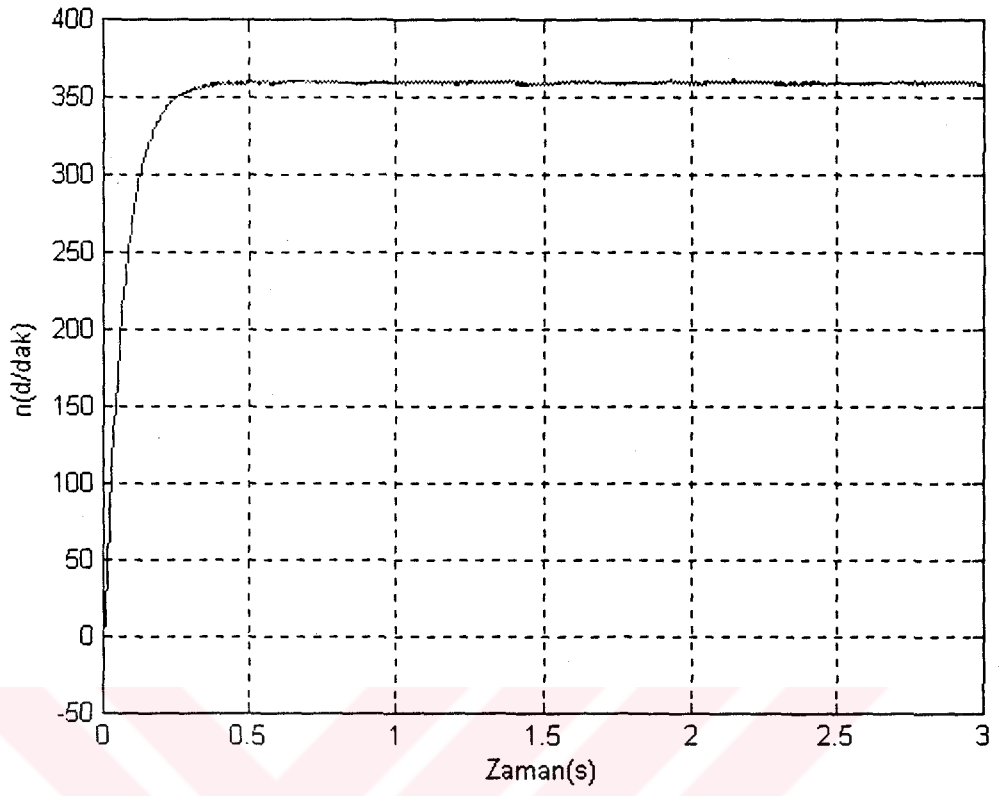
Şekil 4.14. $V=100V$, $T_y=1Nm$ için faz geriliminin zamana bağlı değişimi



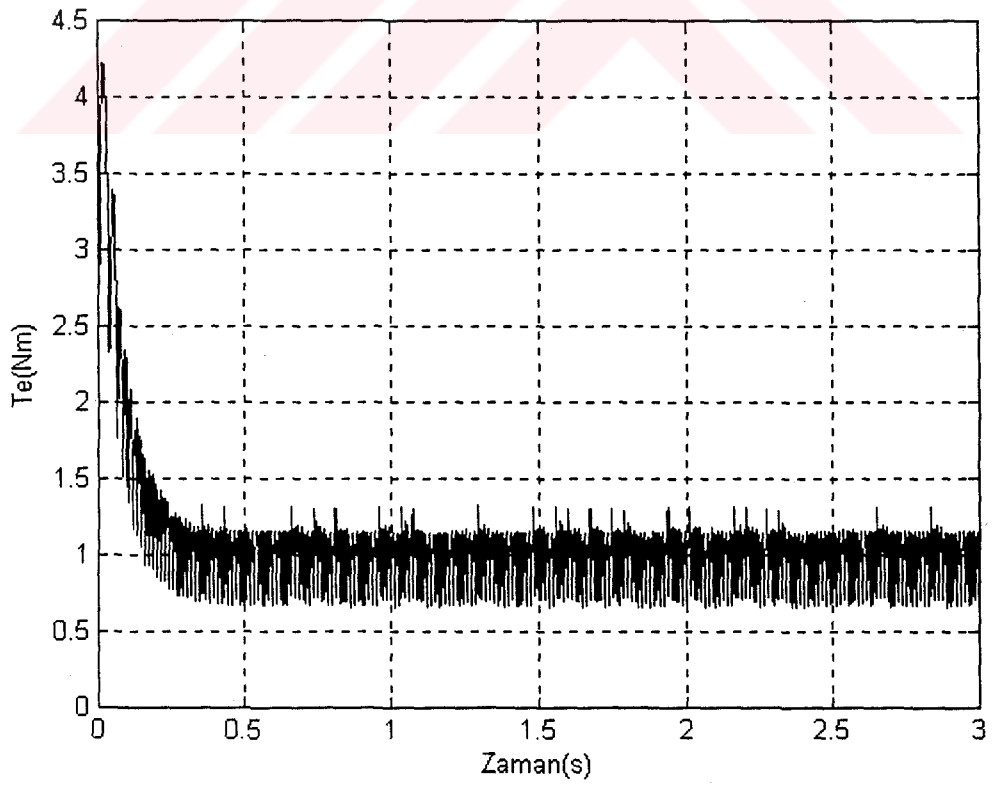
Şekil 4.15. $V=100V, T_y=1Nm$ için faz akımının zamana bağlı değişimi



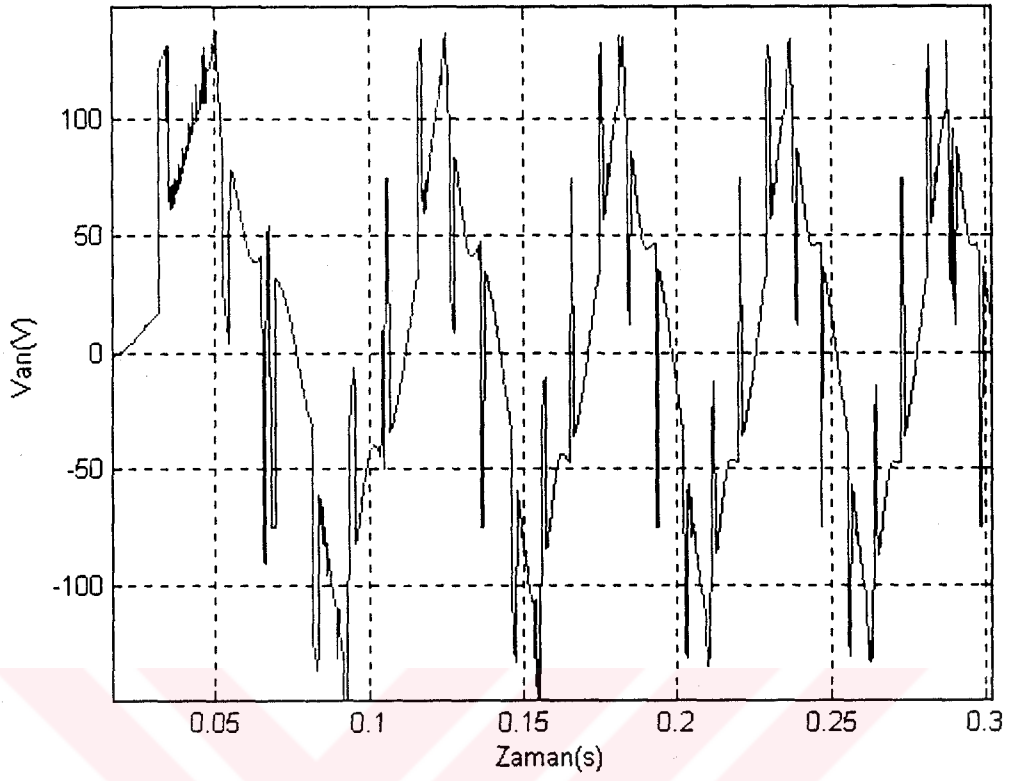
Şekil 4.16. $V=100V, T_y=1Nm$ için faz akımlarının zamana bağlı değişimi



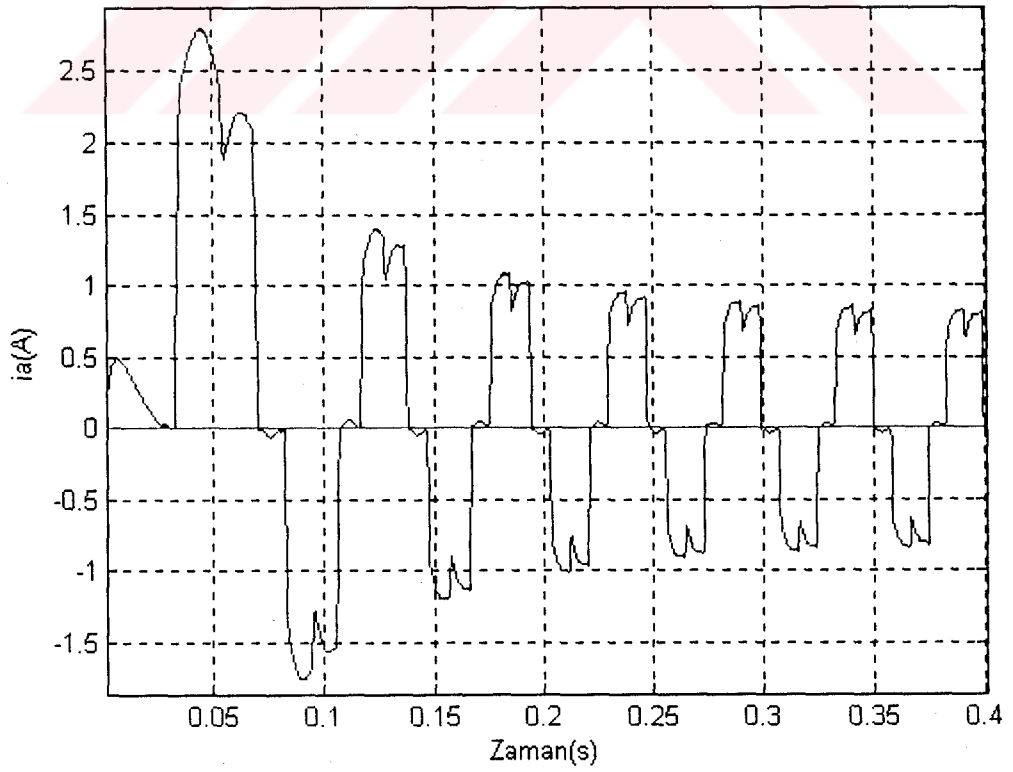
Şekil 4.17. $V=100V, T_y=1Nm$ için devir sayısının zamana bağlı değişimi



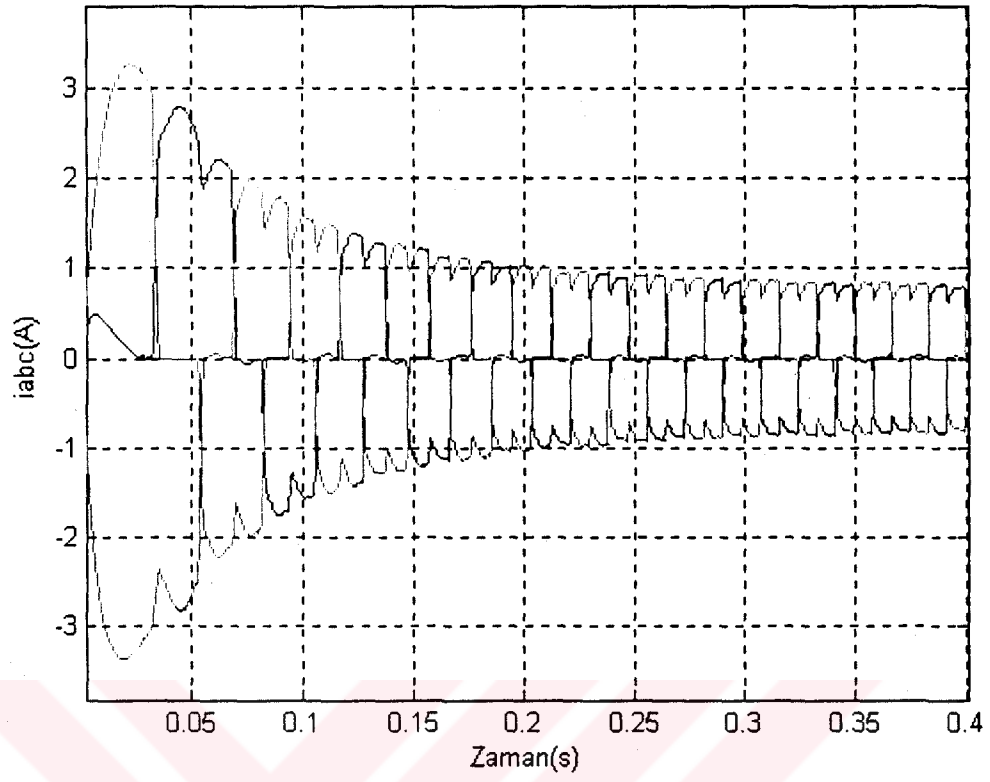
Şekil 4.18. $V=100V, T_y=1Nm$ için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi



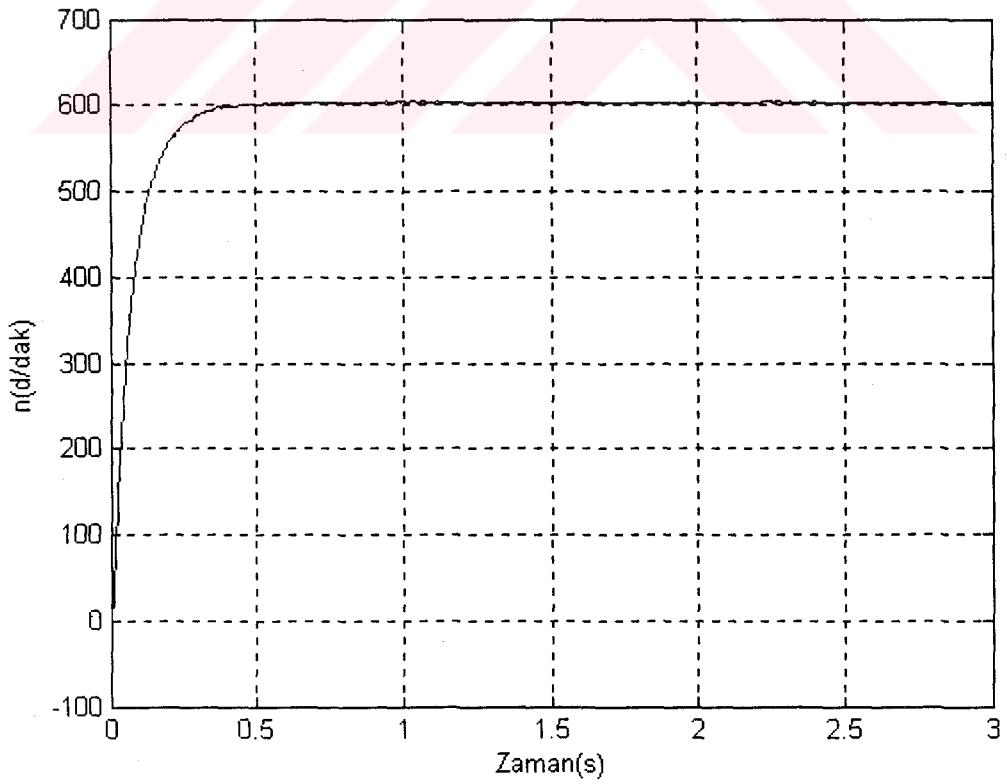
Şekil 4.19. $V=150V$, $T_y=1Nm$ için faz geriliminin zamana bağlı değişimi



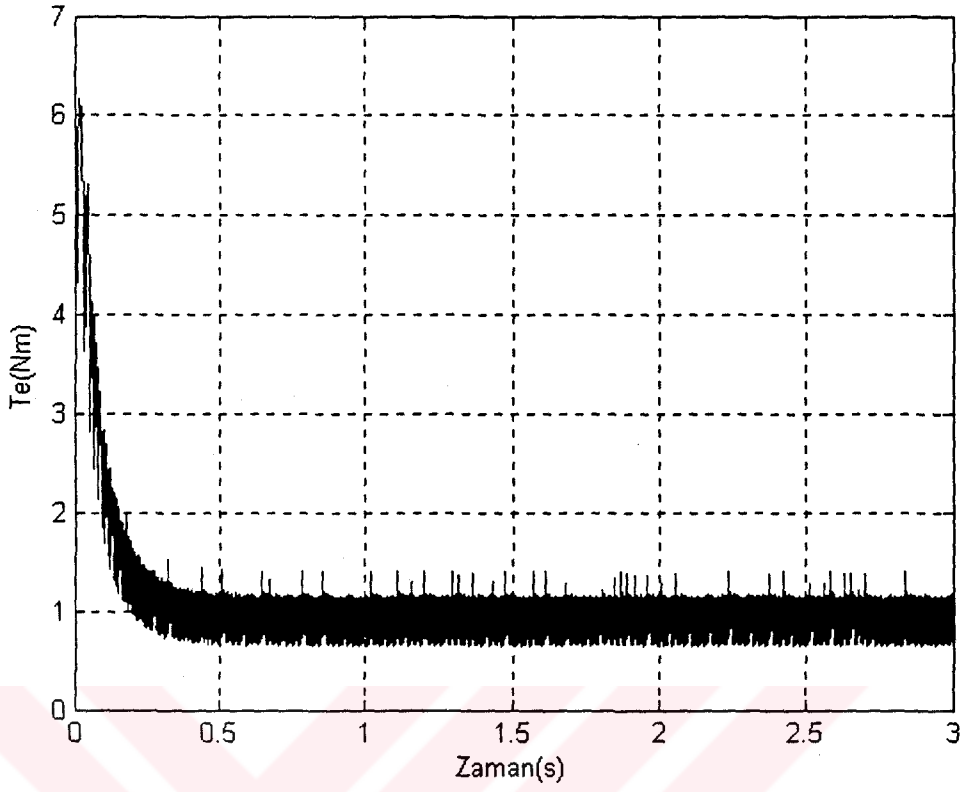
Şekil 4.20. $V=150V$, $T_y=1Nm$ için faz akımının zamana bağlı değişimi



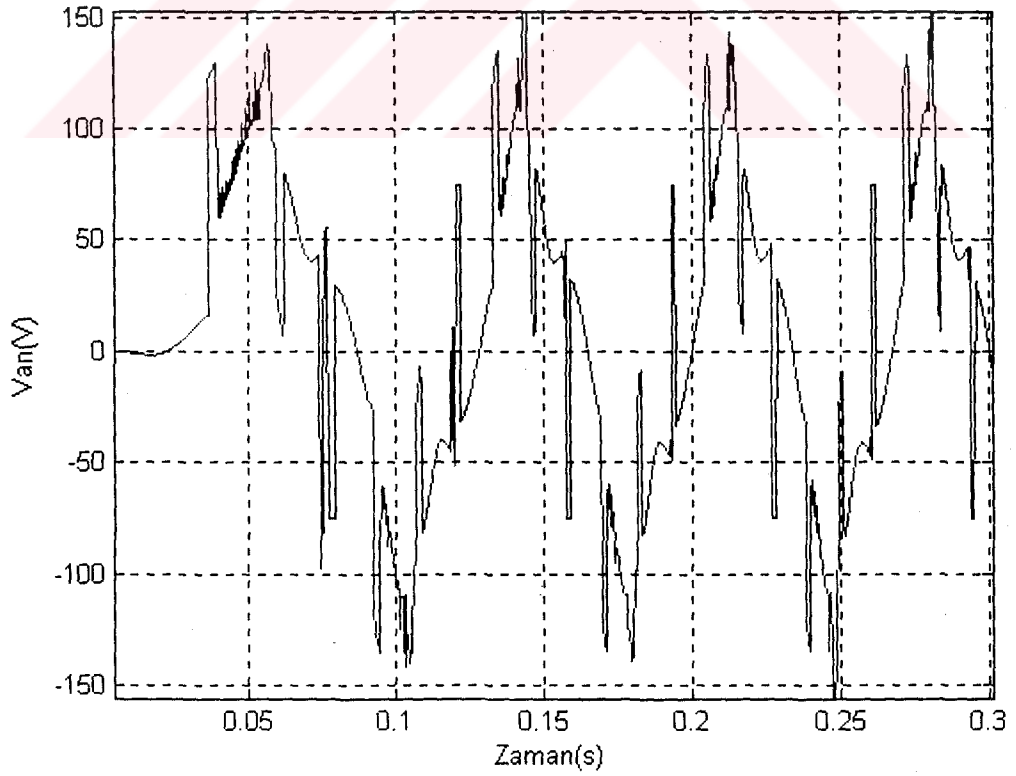
Şekil 4.21. $V=150V, T_y=1Nm$ için faz akımlarının zamana bağlı değişimi



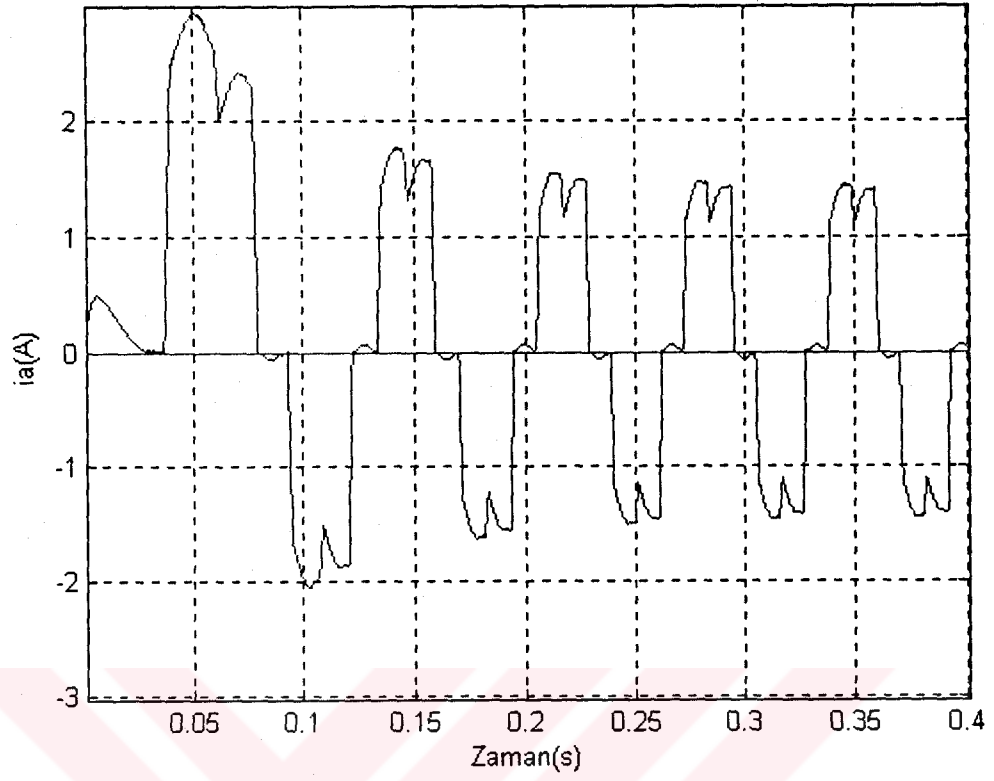
Şekil 4.22. $V=150V, T_y=1Nm$ için devir sayısının zamana bağlı değişimi



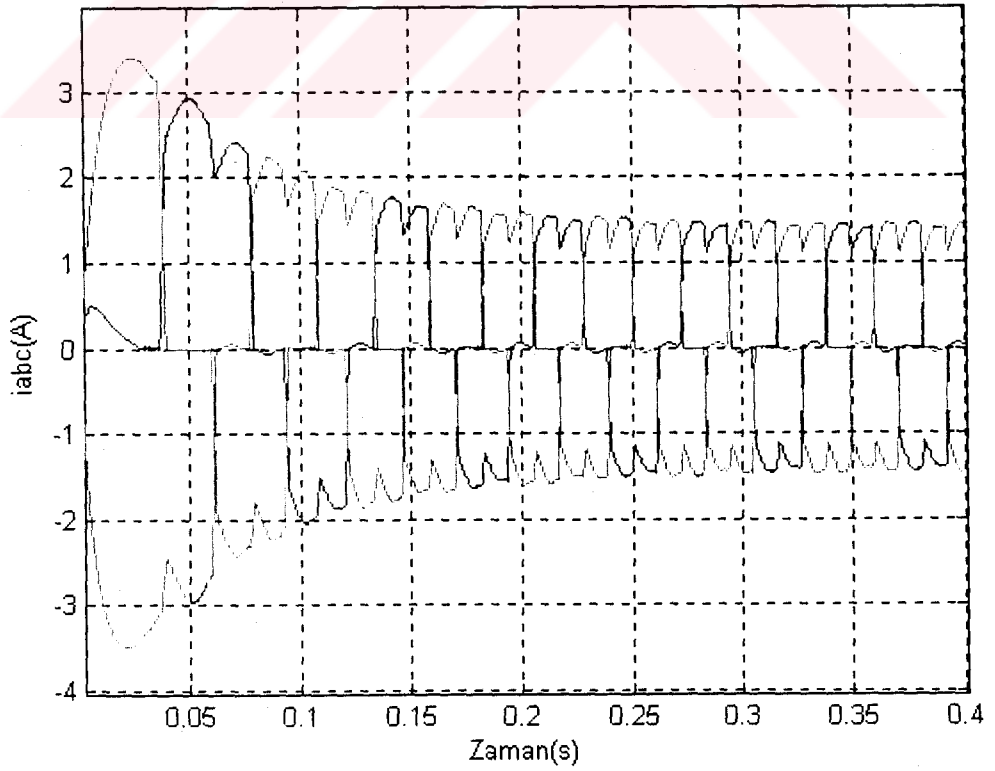
Şekil 4.23. $V=150V, T_y=1Nm$ için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi



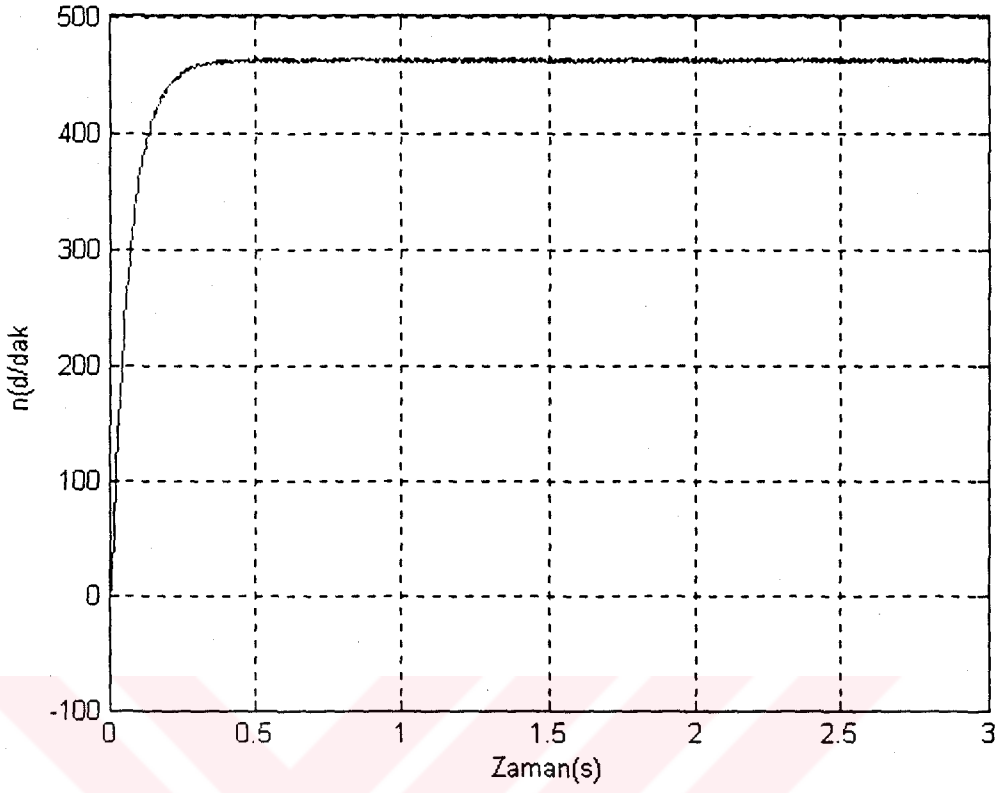
Şekil 4.24. $V=150V, T_y=2Nm$ için faz geriliminin zamana bağlı değişimi



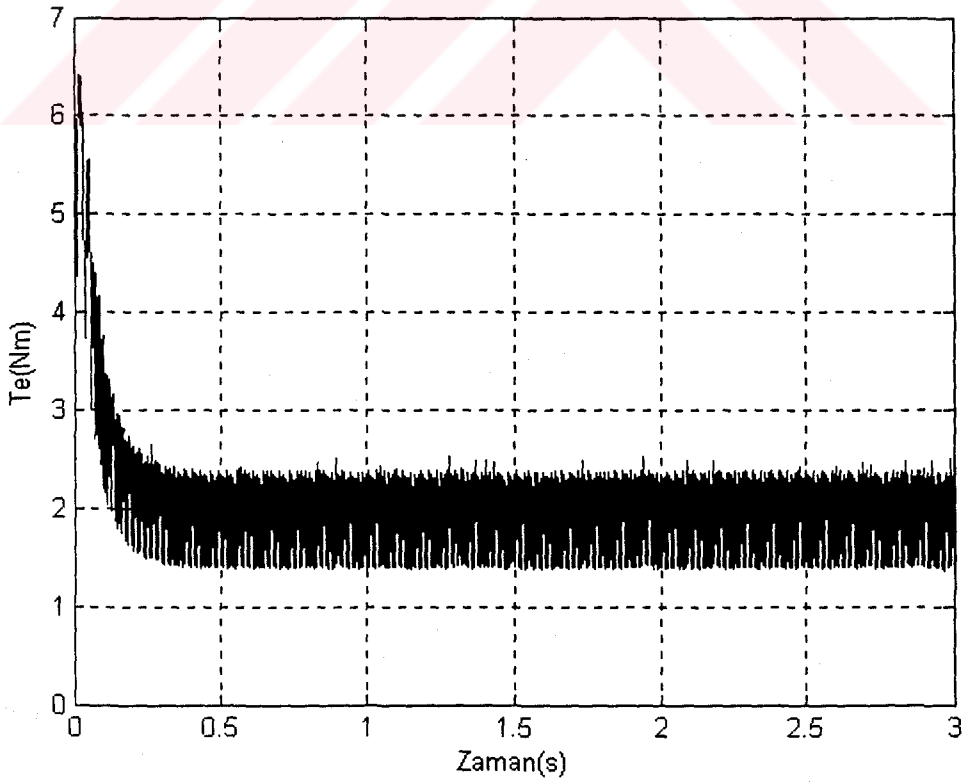
Şekil 4.25. $V=150V, T_y=2Nm$ için faz akımının zamana bağlı değişimi



Şekil 4.26. $V=150V, T_y=2Nm$ için faz akımlarının zamana bağlı değişimi



Şekil 4.27. $V=150V, T_y=2Nm$ için devir sayısının zamana bağlı değişimi



Şekil 4.28. $V=150V, T_y=2Nm$ için elektriksel momentin zamana bağlı değişimi

BÖLÜM 5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SİSTEMİNİN DENEYSEL SONUÇLARI İLE SİMÜLASYON SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

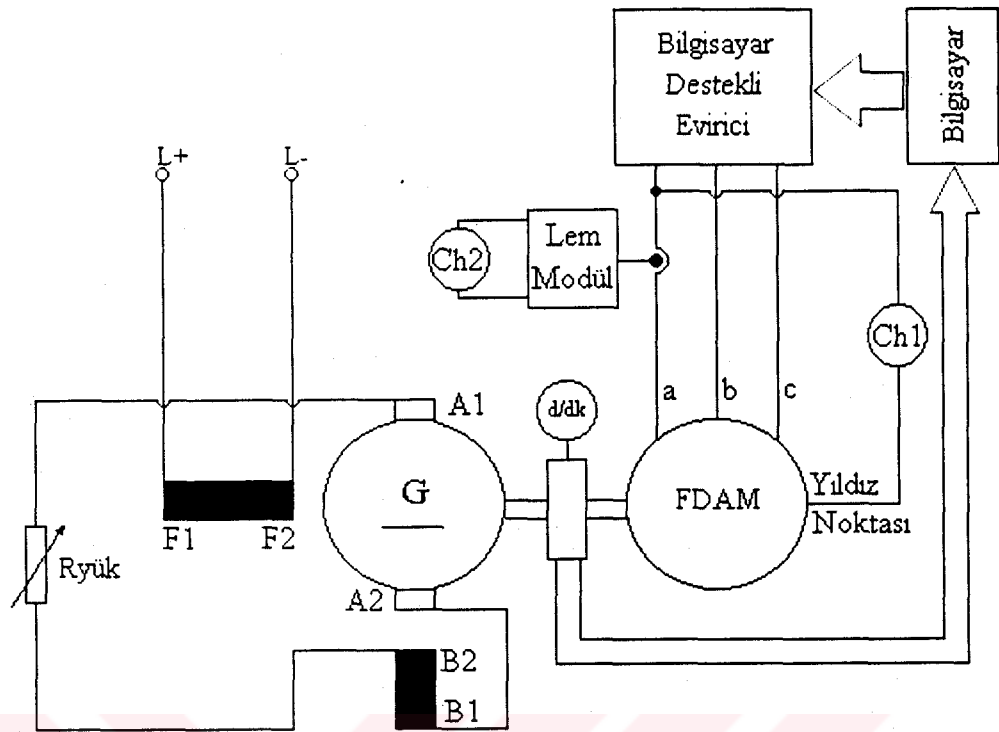
5.1. Giriş

Bu bölümde, Bölüm 3.'te anlatılan gerçekleştirilen fırçasız doğru akım motor sistemine ait deneysel sonuçlar ve bir önceki bölümde matematiksel modeli oluşturulan ve simülasyonu anlatılan bu sistemin sayısal simülasyon sonuçları birlikte verilecektir.

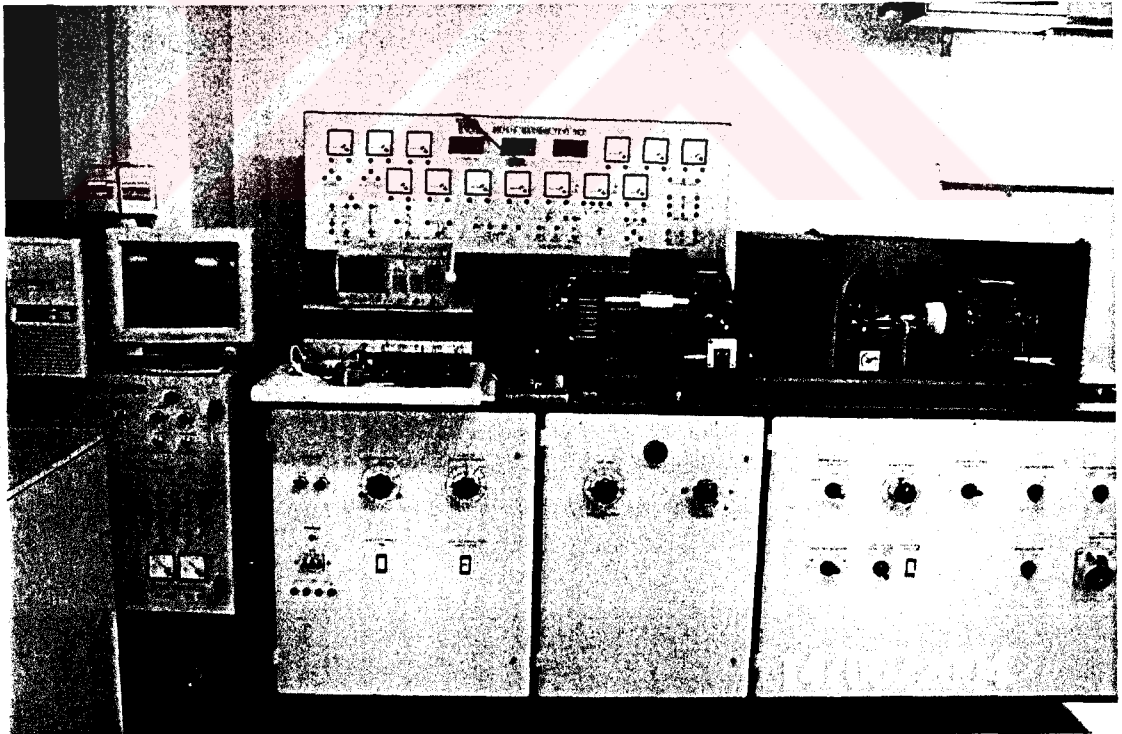
5.2. Deney Sonuçları ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Gerçekleştirilen fırçasız doğru akım motor sisteminin çalışma özelliklerini inceleyebilmek için bir dizi deneysel çalışma yapılmıştır. İlk olarak mıknatıslı motor, TQ deney seti üzerine konularak, set üzerinde bulunan serbest uyarmalı bir doğru akım generatörü ile akuple edilmiştir. Motorun faz sargıları evirici çıkışına bağlanarak, yıldız noktası ile sargı ucuna osiloskobun bir kanalı bağlanmıştır. Aynı sargı içinden geçen akım ise LEM modülü kullanılarak osiloskobun diğer kanalından ölçülmüştür. Eldeki kaynaklar yetersiz olduğundan motora nominal gerilim uygulanamamıştır. Dört adet 24V'luk akım sınırlı doğru akım kaynağı seri bağlanarak en fazla 96V bara gerilimi elde edilmiş ve eviriciye giriş gerilimi olarak uygulanmıştır. Generatörün yük direnci azaltılarak, motorun mekanik olarak yüklenmesi sağlanmıştır. Motor milindeki moment, deney seti üzerindeki moment ölçer (straingauge) yardımıyla okunarak 1Nm, 1.5Nm ve 2Nm yük durumları için faz gerilimleri ve faz akımları osiloskoptan gözlenmiştir. Aynı yük durumları için deneysel sonuçlar ve simülasyon sonuçları birlikte verilmiştir.

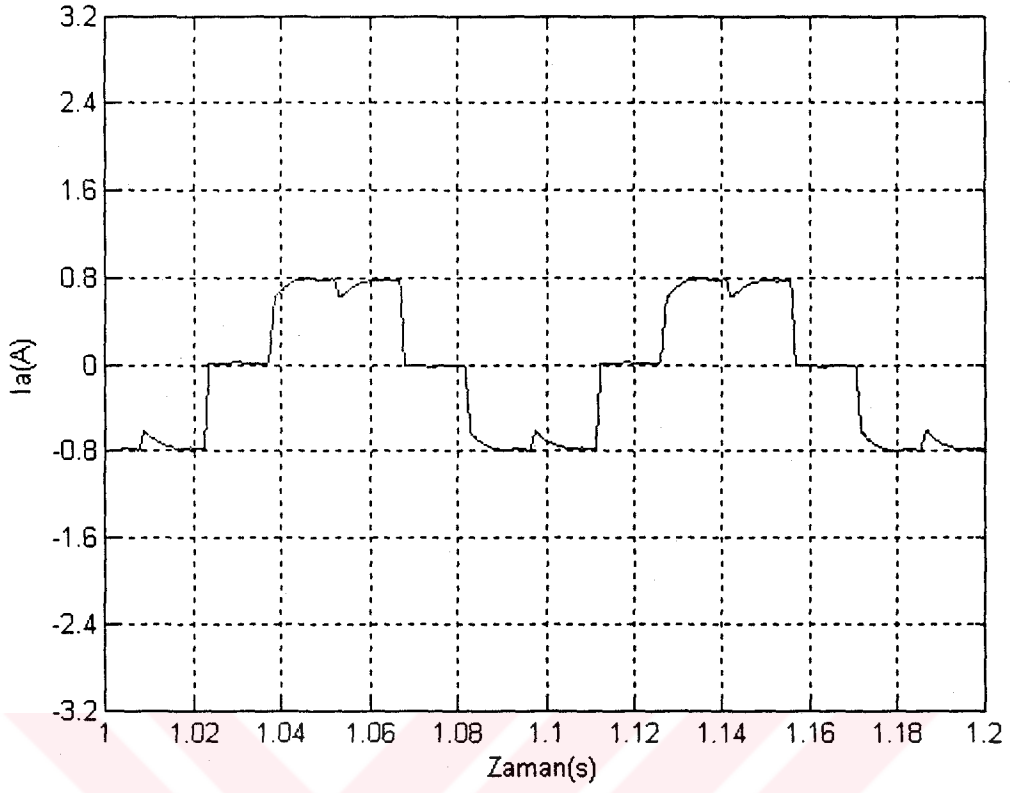
Şekil 5.1.'de deney montaj şeması ve Şekil 5.2.'de deneylerin yapıldığı deney seti ve kullanılan donanımlar görülmektedir.



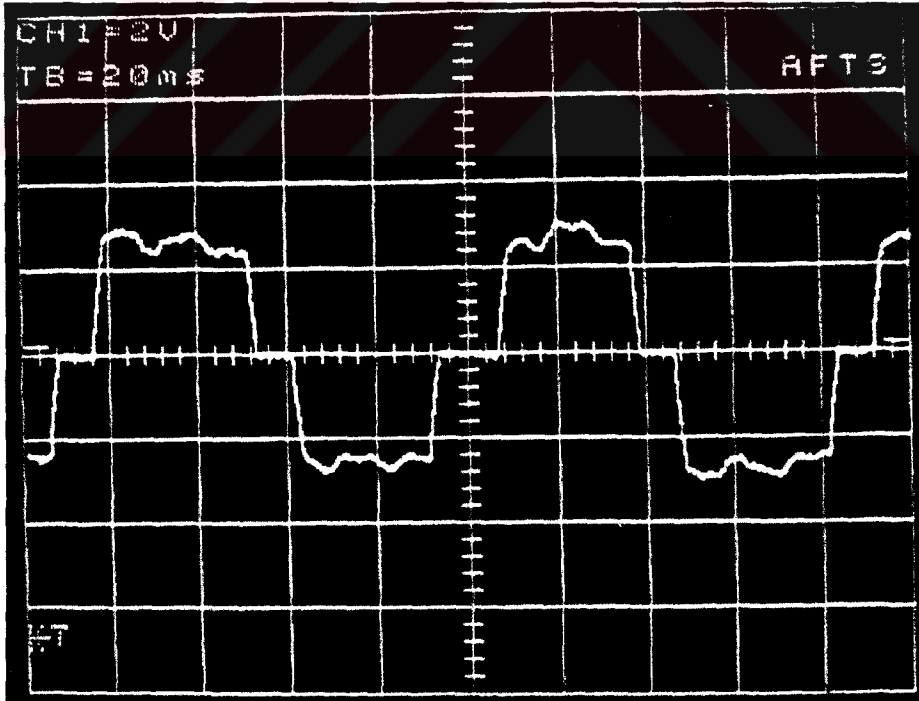
Şekil 5.1. Deney montaj şeması



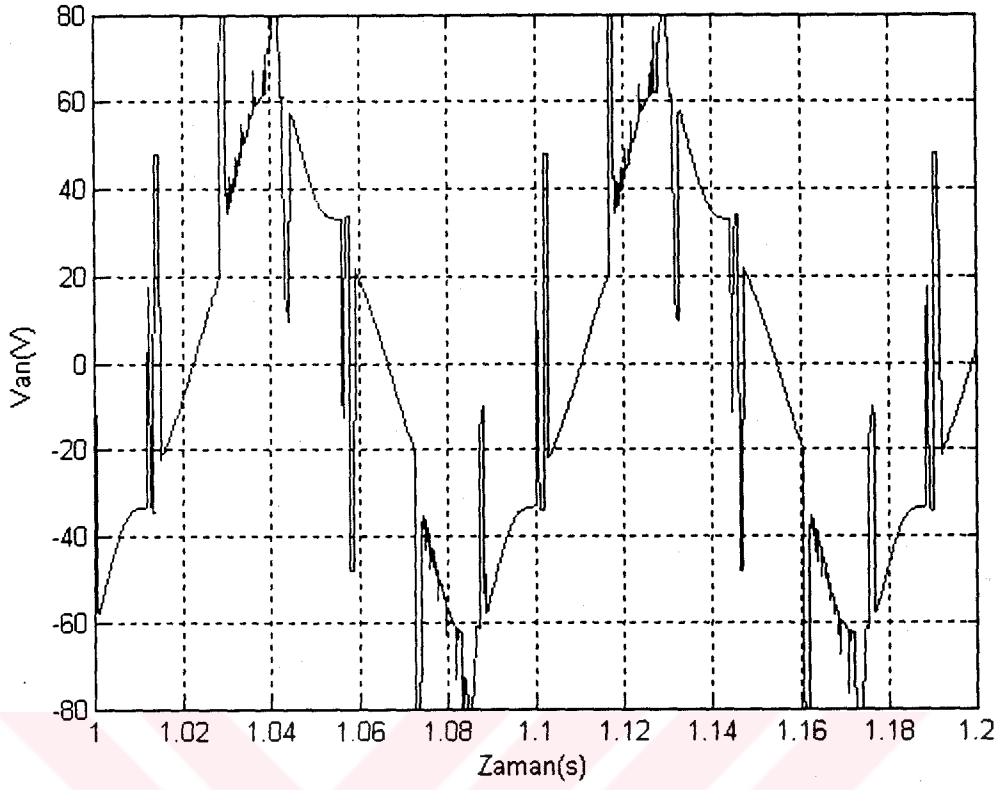
Şekil 5.2. Kullanılan deney seti ve donanımlar



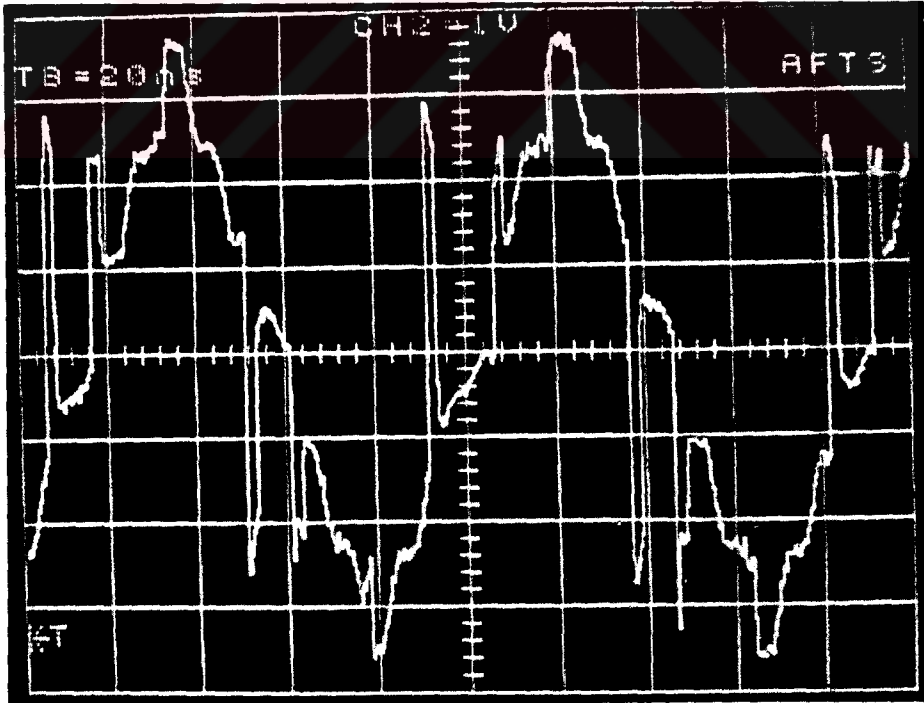
Şekil 5.3. 1Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi



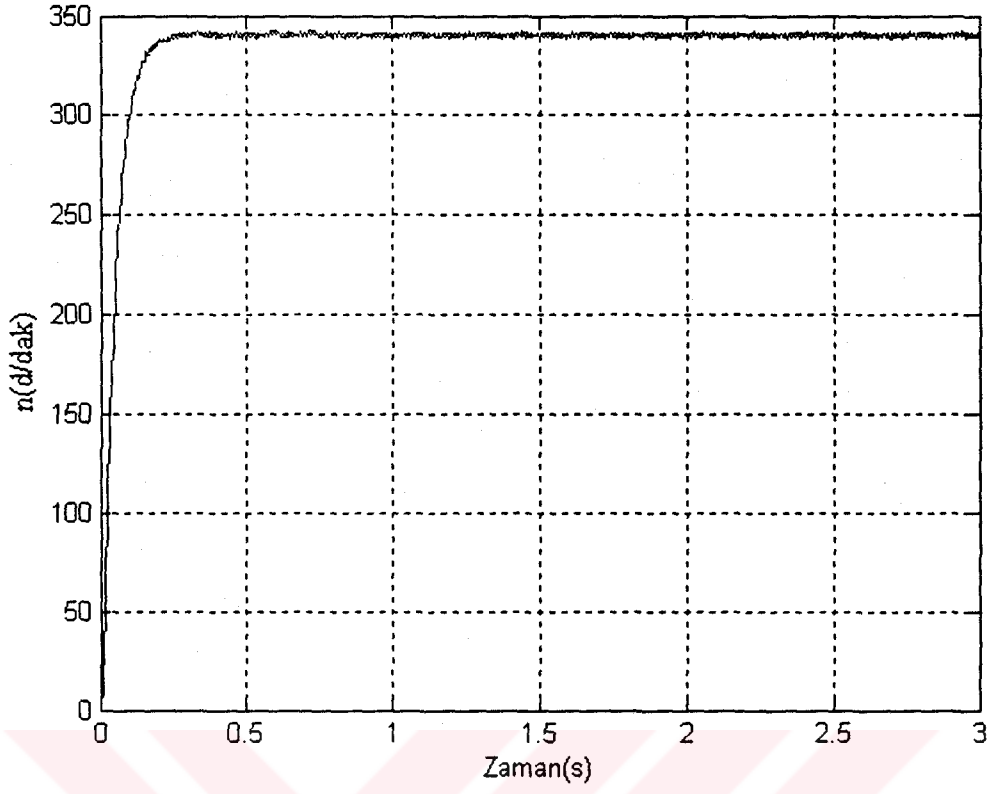
Şekil 5.4. 1Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare)



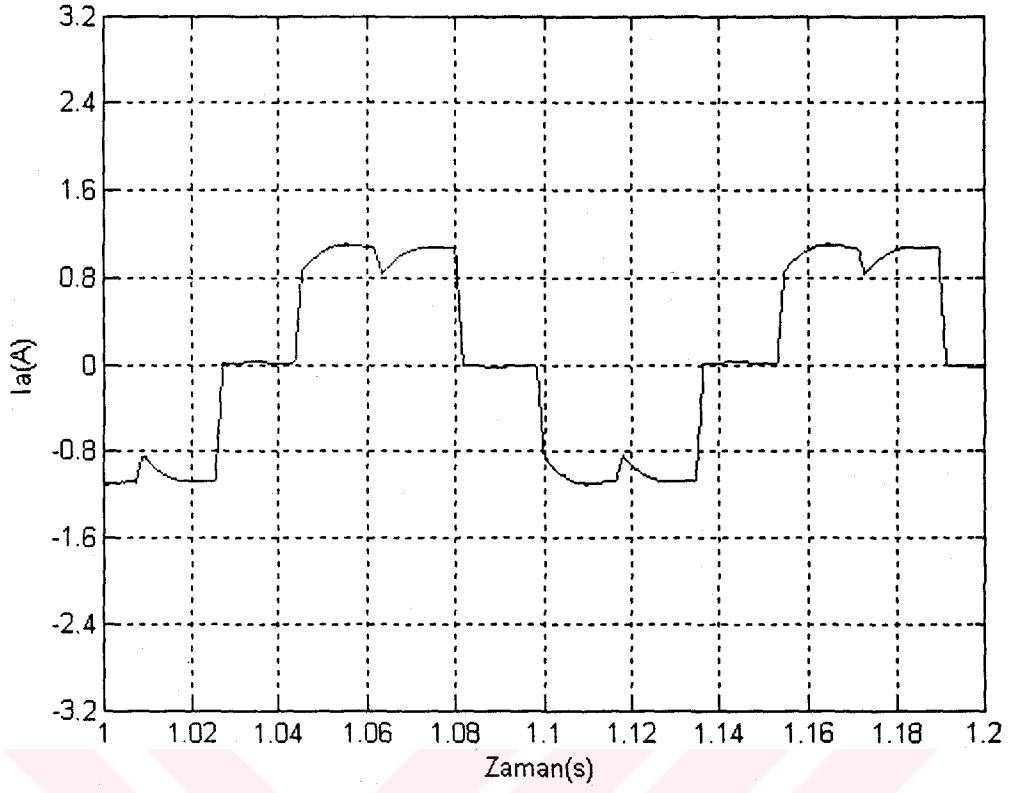
Şekil 5.5. 1Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi



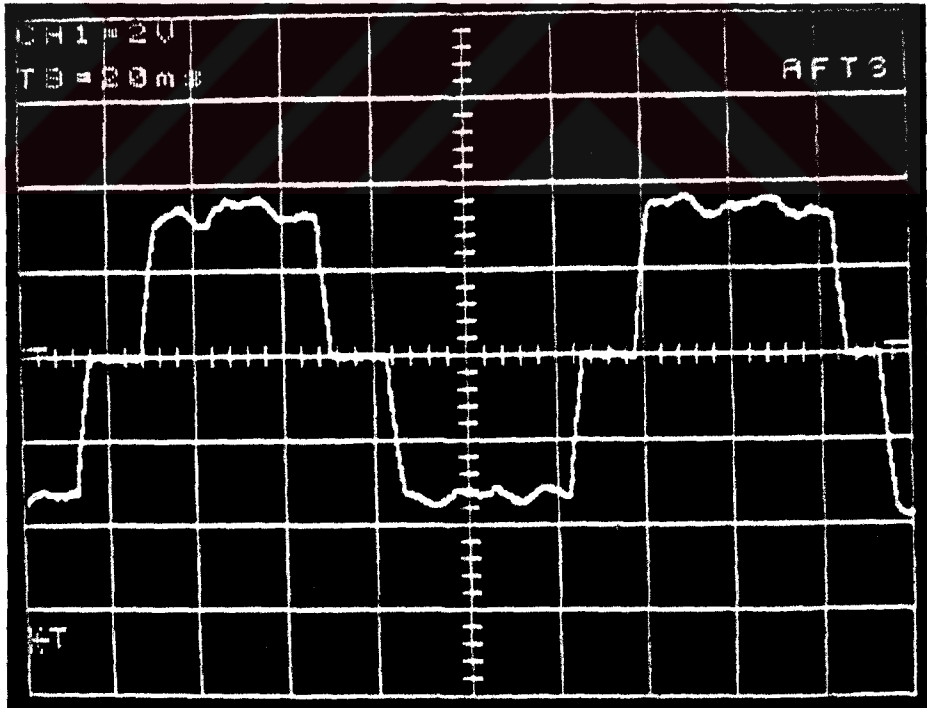
Şekil 5.6. 1Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare)



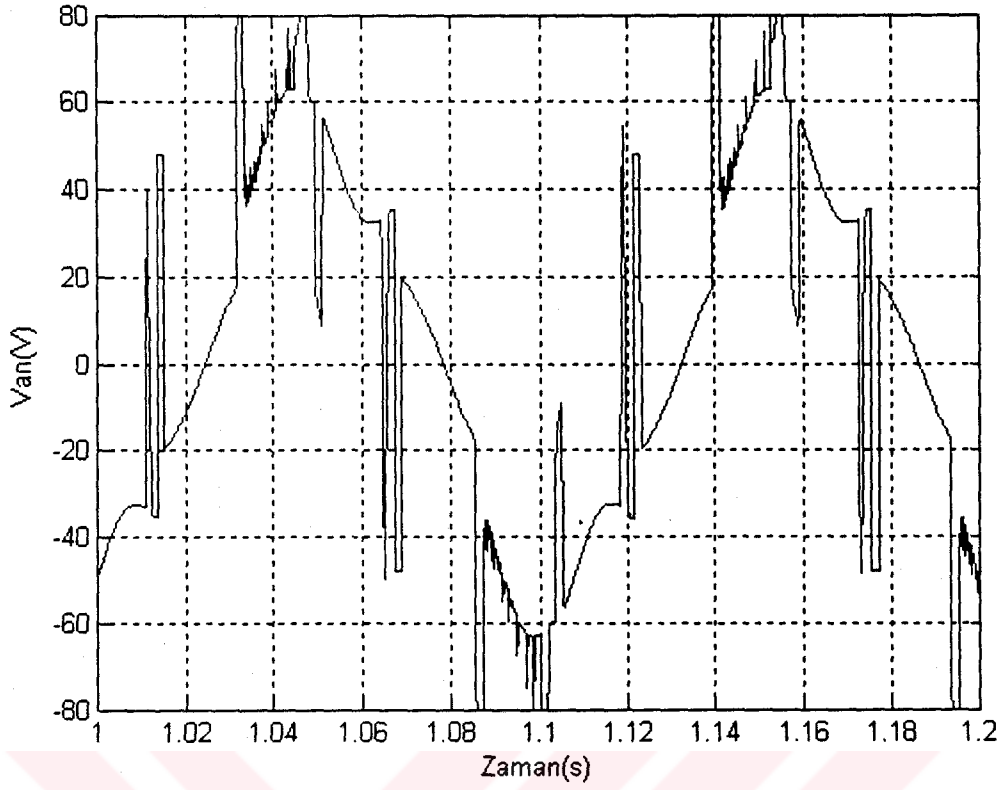
Şekil 5.7. 1Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi



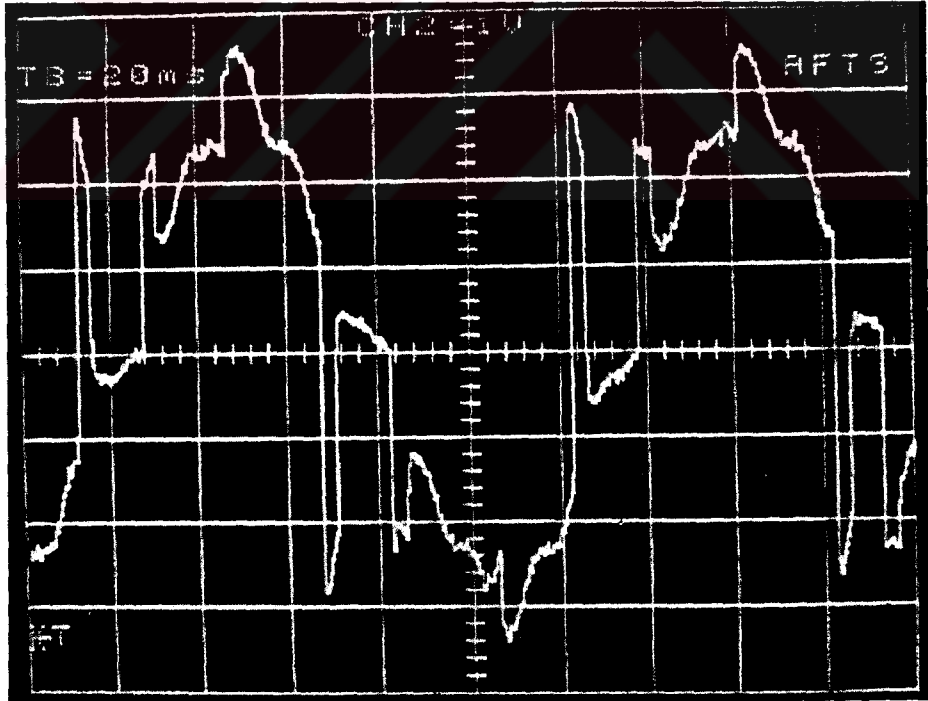
Şekil 5.8. 1.5Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi



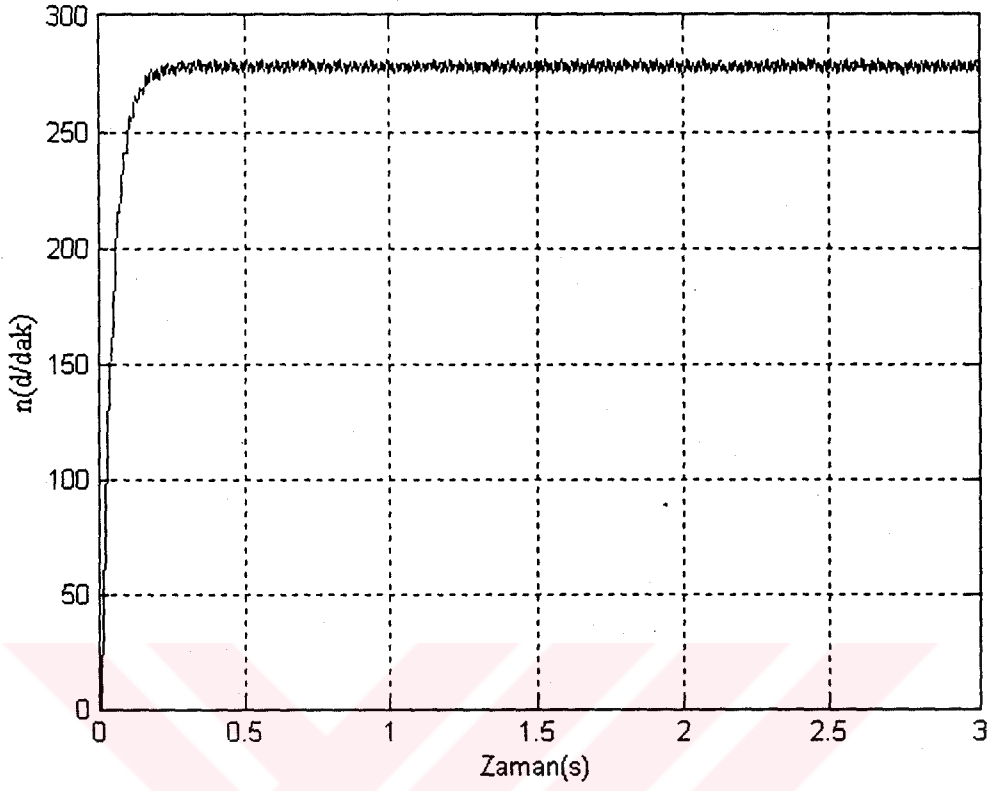
Şekil 5.9. 1.5Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare)



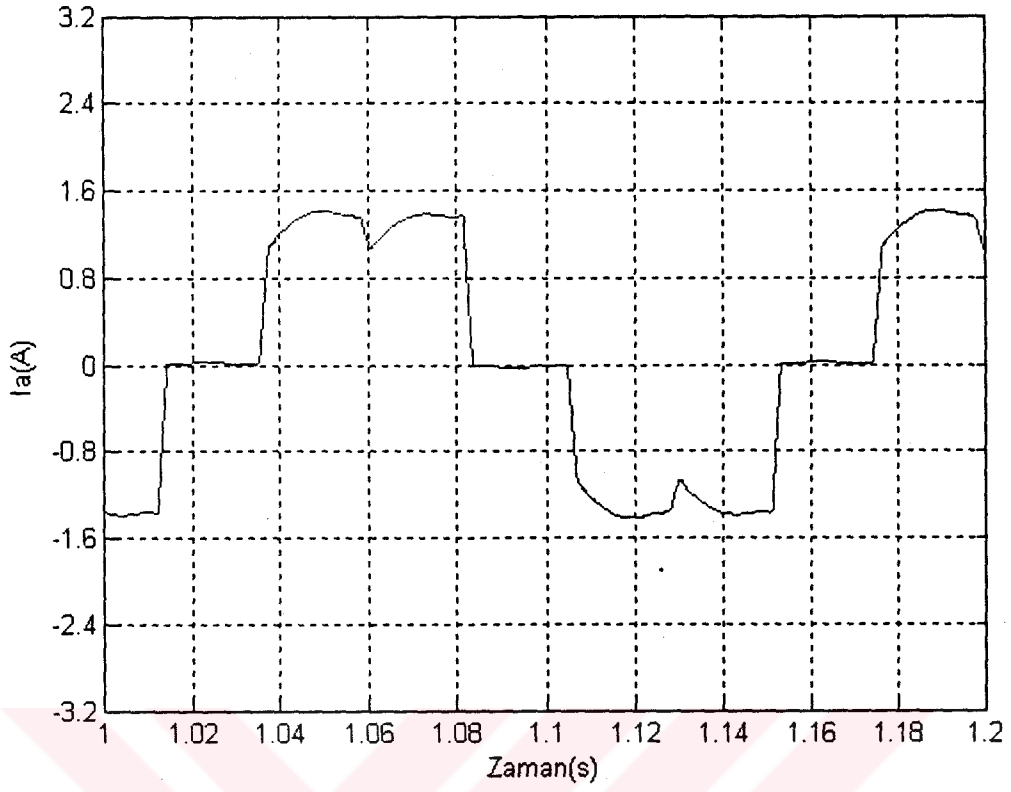
Şekil 5.10. 1.5Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi



Şekil 5.11. 1.5Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare)



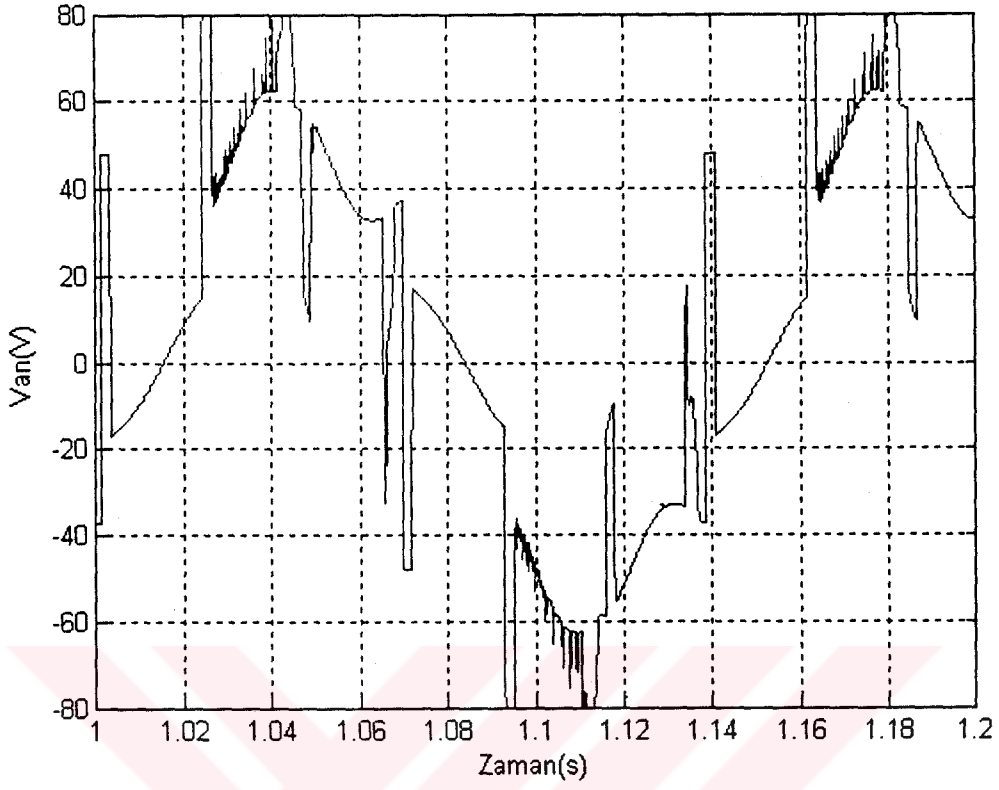
Şekil 5.12. 1.5Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi



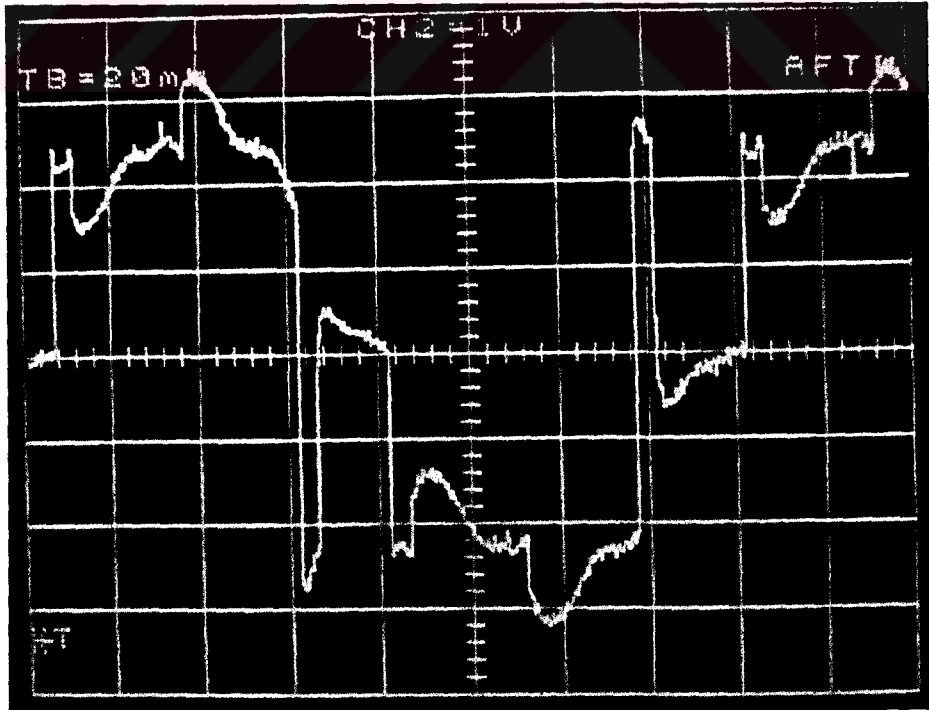
Şekil 5.13. 2Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişimi



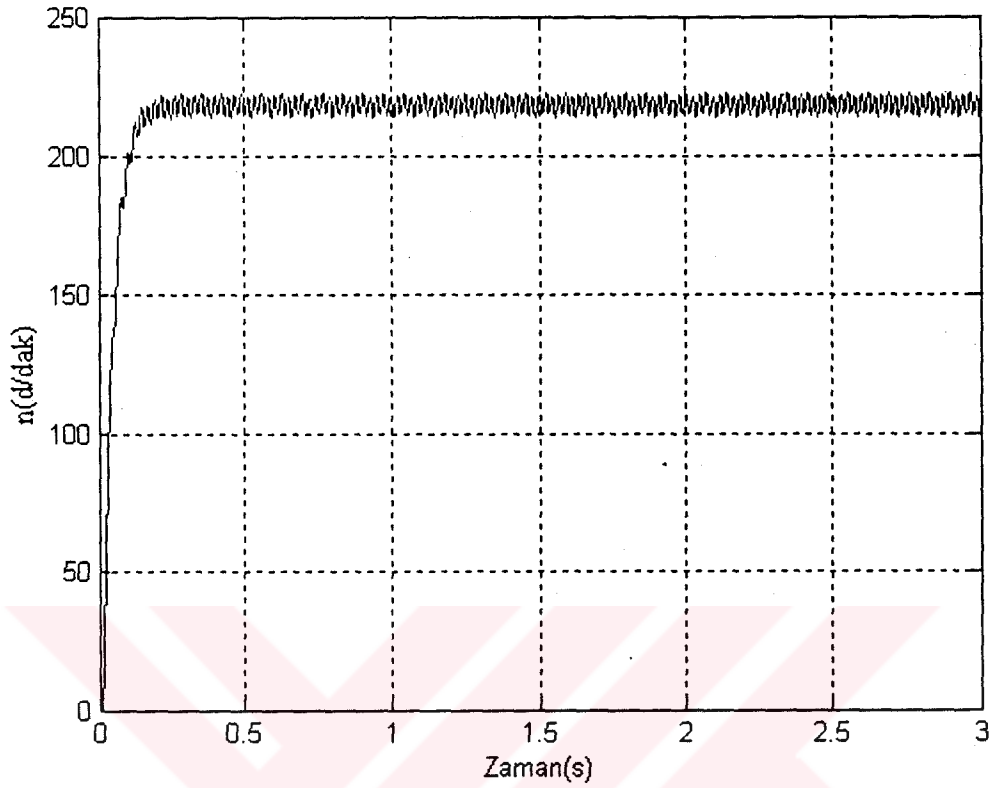
Şekil 5.14. 2Nm yüklü durumda faz akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (0.8A/kare)



Şekil 5.15. 2Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişimi

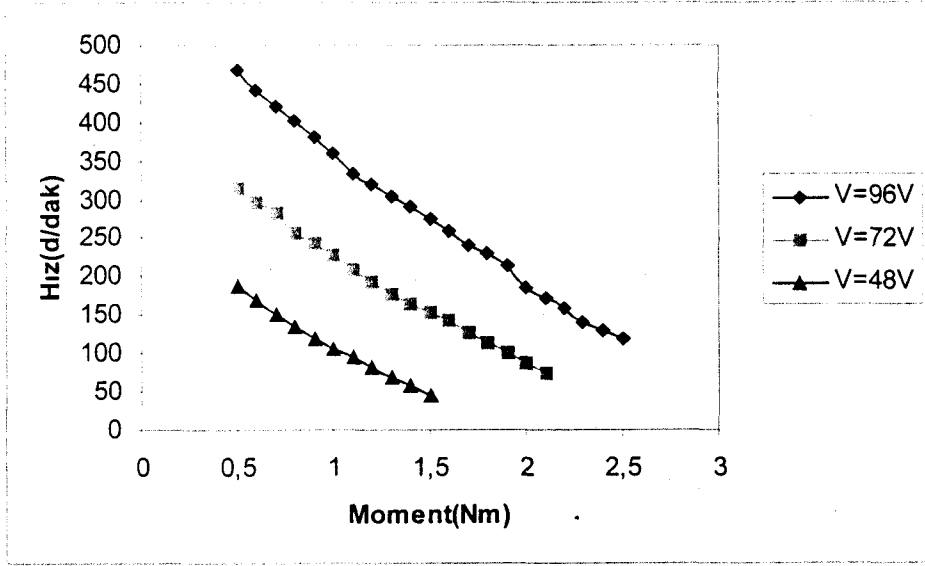


Şekil 5.16. 2Nm yüklü durumda faz geriliminin zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (20V/kare)



Şekil 5.17. 2Nm yüklü durumda devir sayısının (n) zamana bağlı değişimi

Ek olarak 96V, 72V, 48V gerilim değerleri için, 0.1 Nm'lik kademelerle motor yüklenmiş ve deney seti üzerinde bulunan tako generatör yardımıyla, göstergedeki her moment değeri için motor hızı belirlenmiştir. Eldeki veriler doğrultusunda farklı gerilim değerleri için motorun hız-moment karakteristiği çıkarılmıştır.



Şekil 5.18. Motorun $V=96V$, $V=72V$ ve $V=48V$ bara gerilimindeki hız-moment karakteristiği

Deney sonuçlarına göre eviriciye 96V bara gerilimi uygulandığı durumda hız, 1Nm yükte 360d/dak; 1.5Nm yükte 275d/dak; 2Nm yükte ise 186d/dak dır. Simülasyon sonuçlarına göre hız, 1Nm yükte 342d/dak; 1.5Nm yükte 280d/dak; 2Nm yükte ise 220d/dak olarak bulunmuştur. Deney sonuçlarının ve simülasyon sonuçlarının birbirine çok yakın olduğu görülmektedir.

Elde edilen hız-moment karakteristiği incelenirse, motor hızının gerilimle doğru orantılı olarak arttığı ve üç farklı gerilim değeri için elde edilen doğruların eğimlerinin birbiriyle yaklaşık aynı olduğu görülür. O halde makina nominal gerilim değeri uygulanırsa, hızı tahmin edilebilir. Makinanın nominal sargı gerilimi 220V olduğundan ve her durumda iki faz sargısı aktif olacağından evirici bara gerilimi 440V olarak seçilebilir. Eviriciye 96V bara gerilimi uygulandığında boştaki hız doğrunun eğiminden yaklaşık 554d/dak bulunur. Hız gerilim ile doğru orantılı değiştiğinden 440V bara gerilimindeki boştaki hız, 2540d/dak olarak hesaplanır. Motor 2.2Nm yüklü durumda iken, nominal akımı olan 1.6A'lık bir akım çekmektedir. Buna göre bu yük durumundaki hız 2146d/dak olarak bulunur. Buradan çıkış gücü 494.15W ve verim ise %76 olarak hesaplanır.

BÖLÜM 6. SONUÇLAR

Son yıllarda elektrikle tahrik alanında yaşanan gelişmeler neticesinde klasik elektrik motorlarına alternatif olabilecek bir çok motor çeşidi geliştirilmiştir. Bununla birlikte yeni motorlar geliştirmeye ve varolan motorları iyileştirmeye yönelik çalışmalar hala yoğun bir şekilde devam etmektedir. Geliştirilen bu motorlar arasında yer alan fırçasız doğru akım motorları bir çok üstünlükleri nedeniyle endüstride tercih edilir hale gelmiştir. Bu motorlar temel olarak konum algılayıcılar ile senkronize çalışan bir evirici üzerinden beslendikleri için bütün sistem fırçasız doğru akım motor sistemi olarak adlandırılır.

Teknolojinin gelişmesini takiben, bu çalışmada bir fırçasız doğru akım motor sistemi uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Uygulama esnasında yaşanan güçlükler, kazanılan tecrübeler ve elde edilen sonuçlar bu bölümde verilecektir.

Üç ana kısımdan oluşan sistemde fırçasız doğru akım motoru olarak, daha önceden tasarlanmış, laboratuarda varolan mıknatıslı bir rotor ve asenkron makinaya ait bir stator kullanılmıştır. Rotor yapısında, yüksek enerjili olmalarından ve diğer mıknatıs malzemelere oranla daha üstün nitelikler taşımalarından dolayı NdFeB mıknatıslar kullanılmıştır. Stator yapısı hazır olarak bulunduğu için özel olarak bir stator yapısı hazırlanmamıştır. Rotor, stator içine yerleştirildikten sonra bir kuvvet makinası tarafından döndürülerek, stator üzerinde indüklenen hareket gerilimi bir osiloskop yardımıyla gözlenmiştir. Gözlenen bu gerilimin trapez şekline çok yakın bir formda olması bu motorun bu uygulama için uygun olduğunu açık olarak ifade etmiştir.

Motorun uygunluğu tasdik edildikten sonra, sistemin ikinci parçasını oluşturan bilgisayar denetimli üç fazlı bir evirici tasarlanmıştır. Eviricinin güç devresinde yarıiletken malzeme olarak güç mosfetleri tercih edilmiştir. Bunun sebebi bu elemanların yüksek frekanslarda çalışabilmeleri ve denetiminin daha kolay ve

sorunsuz olmasıdır. Mosfetlerin iletme ve kesime girebilmelerini sağlayacak olan sürücü devresi, iletim durumu için +10V, kesim durumu için ise -10V gerilim değeri verebilecek şekilde tasarlanmıştır. Aslında mosfetlerin kesim durumuna girebilmeleri için tetikleme uçlarına verilecek 0V gerilim değeri yeterlidir. Fakat bu uygulamada, mosfetlerin kısa zamanlı da olsa kararsızlık yaşamamaları ve daha kısa sürede kesime girebilmeleri için -10V gerilim değeri tercih edilmiştir. Böyle bir durumun olması IGBT modülü kullanımına olanak sağlamaktadır.

Evirici sürücü devresinin denetimi için bilgisayarın paralel portu tercih edilmiştir. Bunun sebebi paralel portun kullanım kolaylığı ve uygulama esnasında yapılacak olan değişikliklerin yazılımla kısa sürede gerçekleştirilebilmesidir. Fakat sürücü devresi, paralel porta ek olarak bilgisayarın PCI veya ISA slotuna bağlanabilen data kartı, Motorola, Intel gibi mikroişlemciler veya PIC gibi mikrodenetleyicilerin kullanılmasına olanak sağlayan esnek bir yapıdadır.

Rotor konumunun belirlenebilmesi için optik algılayıcılar kullanılmıştır. Optik algılayıcıların maliyetlerinin düşük olması, sağlam yapıda olması ve rotora kolay bir şekilde monte edilebilmesi özellikleri bu algılayıcıları bu uygulama için cazip kılmıştır. Rotor konumunun, elektriksel olarak her 60°'de belirlenmesi gerektiği için çok hassas bir algılama sistemine gerek yoktur. Kullanılan algılayıcıların, sistemin çalışması ve elde edilen sonuçlar göz önüne alındığında uygun olduğu görülmektedir.

Elde edilen konum bilgisinin sisteme bildirilmesinde I/O kartı kullanılmıştır. Kartın portlarından biri giriş olarak yönlendirilmiş ve konum bilgisini aktaracak olan üç algılayıcıdan gelen sinyaller giriş bilgisi olarak alınmıştır. Konum bilgisi, Turbo Pascal programında yazılan bir program doğrultusunda değerlendirilerek tetikleme sinyalleri paralel port üzerinden eviricinin sürücü devresine iletilmiştir. Konum algılamada I/O kartının kullanılmasının özel bir nedeni yoktur. Paralel portun yanında bir seçenek olarak kullanılmıştır. Sistemde sadece paralel portun veya I/O kartının kullanılabilmesi mümkündür.

Eviricideki güç mosfetlerinin, rotor konum algılayıcıdan alınan konum bilgisi doğrultusunda uygun zamanlarda tetiklenmesi ile mıknatıslı motor bir fırçasız doğru

akım motoru şeklinde çalıştırılmıştır. Motor değişik yüklerle yüklenerek akım, gerilim ve hız değerleri gözlenmiştir. Motorun yüklendikçe akım dalga şekillerinin ideale yaklaştığı, yüklü durumda momentin salınımsız olduğu ve motorun sessiz çalıştığı görülmüştür. Makinanın hız moment karakteristiği incelendiğinde, serbest uyarmalı doğru akım motoru ile olan benzerlik dikkat çekmiştir. Sonuç olarak yapılan uygulama amacına ulaşmış ve ucuz maliyetli bir fırçasız doğru akım motor sistemi elde edilmiştir.

Elde edilen sistem bir de simülasyon yolu ile incelenmiştir. Gerçeğe en yakın sonuçlar elde edebilmek için makina modeli a,b,c faz sisteminde oluşturulmuş ve elimizde bulunan motorun indüktansı ve $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ ölçülmüştür. Daha sonra bu

parametreler Fourier dönüşümü yardımıyla periyodik fonksiyonlar haline getirilerek modelde yerine konmuştur. Fourier dönüşümü sonucu elde edilen parametrelere bakıldığında bunların düzgün cosinus fonksiyonu halinde değişmediği, indüktansın $\cos(4\theta_r)$ ve $\cos(6\theta_r)$ 'li, $\frac{\partial \lambda_{mi}}{\partial \theta_r}$ 'nin rotor konumuna bağlı değişiminin ise $\cos(5\theta_r)$ 'li

terimler içerdiği görülmüştür. O halde makina modelinin oluşturulmasında tercih edilen a,b,c faz sistemi, nümerik çözümü gerçekleştirmek için uygun bir seçimdir. Çünkü işlemleri kolaylaştırmak için yapılan d,q,0 modelinde indüktans ve akı değişimleri rotor konumundan bağımsız hale gelmez. Bu yüzden, oluşturulan matematiksel modelde a,b,c faz sisteminin kullanılması tercih edilmiştir.

Oluşturulan model doğrultusunda fırçasız doğru akım motor sisteminin genelleştirilmiş makina kuramına uygun olarak harmonikleri de içeren sayısal simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda boşta kalan fazın gerilimi yaklaşık olarak öngörülmüş, simülasyon sonuçlarından da bu yaklaşımın yeterince doğru olduğu sonucuna varılmıştır. Ancak bu tip bir sisteminin daha etkin ve genel bir simülasyonu için faz-nötr gerilimlerinin zorlayıcı büyüklükler olduğu a,b,c modeli yerine, örneğin düğüm gerilimleri yöntemi ile evirici ve mıknatıslı motorun birlikte modellendiği bir eşdeğer devre modelinin kullanılmasının daha uygun olacağı söylenebilir. Ayrıca varolan sistemin indüktans parametrelerinin dengesiz olması ve hareket gerilimindeki harmonikler sebebiyle üç faz akımının ani değerlerinin toplamının sıfır

olmadığı görülmüştür. Bu sebeple, nötr hattı yalıtılmış bir sistemde nötr akımının sıfır olması gerektiğinden, stator gerilimlerine üç fazın toplam akımı ile orantılı olan bir gerilim değeri ve hareket gerilimleri toplamının üçte birine eşit olan bir gerilim değeri uygulanarak bu gerilimler düzeltilmiştir. Simülasyon sonuçları, gerçek sistemin deneysel sonuçları ile karşılaştırıldığında yapılan yaklaşımların uygun olduğu sonucuna varılmıştır.

Yapılan çalışma değerlendirildiğinde gerek uygulama, gerekse modelleme anlamında bu çalışmanın amacına ulaştığı düşünülmektedir. Bu şekilde henüz ülkemizde imalatı yapılamayan fırçasız doğru akım motor sistemi için örnek olabilecek bir çalışma yapılmıştır.

İleriye yönelik çalışmalarda, fırçasız doğru akım motor sisteminin konum algılayıcısız olarak kontrol edilmesi, moment kontrolü ve konum kontrolü gerçekleştirilebilir. Sistem geliştirilerek, konum algılama işlemi ve anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi I/O kartı ve paralel port yerine mikrodenetleyici üzerinden gerçekleştirilebilir. Kullanılan motor daha büyük güçlü ve rotor daha farklı yapıda seçilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] MILLER, T. J. E., 1989. Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford University Press, Oxford.
- [2] GIERAS, F. J., WING, M., 1997. Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications. University of Cape Town Rondebosch, South Africa.
- [3] RAHMAN, M.A and SLEMON, G.R., 1985. Promising Applications of NdFeB Magnets in Electrical Machines. IEEE, Vol. MAG-21, No. 5, September, pp 1712-1717.
- [4] LORDO, E. R., 1992. Comparison of the 150 HP Brushless DC and Conventional DC/SCR motor/Control. POWERTEC Industrial Corp, Rock Hill.
- [5] MAZENC, L.M., VILLANUEVA, C. and HECTOR, J., 1985. Study and Implementation of Hysteresis Controlled Inverter on a PM Synchronous Machine. IEEE, Vol. IA-21, No. 2, March/April, pp 408-413.
- [6] SPEE, R. and WALLACE, A.K., 1988. Performance Characteristics of Brushless Dc Drives. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 4 July / August, pp. 568-573.
- [7] PILLAY, P. and KRISHNAN, R., 1989. Modelling, Simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless Dc Motor Drive. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2 March / April, pp. 274-279.
- [8] BOĞOSYAN, S., GÖKAŞAN, M., GÜRLEYEN, F. And KUTMAN, T., 1990. Adaptive Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motor. Proceedings of the IEEE International Workshop on Intelligent Motion Control, Vol. 2, pp. 669-674.
- [9] LOW, T.S., JABBAR, M.A. and RAHMAN, M.A., 1990. Permanent-Magnet Motors for Brushless Operation. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1 January / February, pp. 124-129.
- [10] ALHAMADI, M.A. and DEMERDASH, N.A., 1991. Modelling of Effects of Skewing of Rotor Mounted PM on the Performance of Brushless DC Motors. IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, December, pp. 721-729.
- [11] MILLER, T.J.E. and HUTTON, A., 1991. Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive. IEEE, Vol. IA-27, No. 4, July/August, pp. 741-748.
- [12] OGASWARA, S. and AKAGI, H., 1991. An Approach to Position Sensorless Drive For Brushless Dc Motors. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5 September / October, pp. 928-923.

- [13] PILLAY, P. and KRISHNAN, R. ,1991. Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless Dc Motors for Servo Drives. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol.27, No. 5 September / October , pp.986-996.
- [14] LOW, T.S., LEE, T.H. and LOCK, K.S. , 1992. Servo Performance of A BLDC Drive with Instantaneous Torque Control. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol. 28, No. 2 March / April , pp. 455-462.
- [15] CARLSON, R., MAZENC, L.M. and FAGUNDES, S., 1992. Analysis of Torque Ripple Due To Phase Commutation In Brushless Dc Machines. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol. 28, No. 3 May / June , pp.632-638.
- [16] MATSUI, N. and SHIGYO, M. ,1992. Brushless Dc Motor Control without Position and Speed Sensors. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol.28, No. 1 January / February , pp.120-127.
- [17] CORZINE, K.A. and HEGNER, H.J., 1995. Analysis of a Current-Regulated Brushless Dc Drive. IEEE, Transactions on Energy Conversion , Vol.10, No. 3 September , pp.438-445.
- [18] KRISHNAN, R. and LEE,S., 1997. PM Brushless Dc Motor Drive with a New Power-Converter Topology. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol. 33, No. 3 July / August , pp.973-982.
- [18] YEGNA NARAYANAN, S.S. and ANANDAKUMARAN NAIR K.R. , 1998.Design Analysis of Permanent Magnet DC Motors With Differing Armature, Magnets and Yoke Lengths. IEEE , Transactions on Energy Conversion, Vol.13, No.1, March ,pp.55-61.
- [20] TSENG, K.J. and WEE, S.B. , 1999. Analysis of Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor. IEEE , Transactions on Energy Conversion , Vol. 14, No. 4 December , pp.969-975.
- [21] HWANG, C.C., JOHN, S.B. and BOR, S.S. , 1999. The Analysis and Design of a NdFeB Permanent-Magnet Spindle motor for Cd_Rom Drive. IEEE , Transactions on Energy Conversion , Vol. 14, No. 4 December , pp.1259-1264.
- [22] DENG, F. ,1999. An Improved Iron Loss Estimation For Permanent Magnet Brushless Machines. IEEE , Transactions on Energy Conversion , Vol. 14, No. 4 December , pp.1391-1395.
- [23] ALHAMADI, M.A., DEMERDASH, N.A.O. , 1999. Optimization of the Skew Angle of Rotor Poles in Permanent Magnet Machines Based on the Inverse Problem Method. IEEE, Transactions on Energy Conversion , Vol.14, No. 4 December , pp.1496-1501.

- [24] HSU, J.S. , 2000. Direct Control of Air-Gap Flux In Permanent-Magnet Machines. IEEE ,Transactions on Energy Conversation , Vol. 15, No. 4 December , pp.361-365.
- [25] DIXON, J.W. and LEAL, I.A., 2002. Current Control Strategy On A Brushless Dc Motor Based On A Common Dc Signal. IEEE , Transactions on Energy Conversation , Vol. 17, No. 2 March , pp.232-240.
- [26] LAI, Y.S., SHYU, F.S. and TSENG, S.S. ,2003. New Initial Position Detection Technique for Three-Phase Brushless Dc Motor without Position and Current Sensors. IEEE, Transactions on Industry Applications , Vol.39, No. 2 March / April , pp.485-491.
- [27] DURU, H.T., 1997. Mıknatıslı Senkron Makinanın Magnetik Analizi ve Modellenmesi. Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi.
- [28] ÇINAR, M.A.,2002. SM Fırçasız Doğru Akım Motorunun Modellenmesi ve Bilgisayar Destekli Simülasyonu. Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi.
- [29] SHAO, J., 2003. Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, Master of Science.
- [30] Nipp, E., 1999. Permanent Magnet Motor Drives with Switched Stator Windings. Royal Institue of Technology Department of Electric Power Engineering Electrical Machines and Drives, Degree of Doctor of Technology.
- [31] AREFEEN, S.M., GOPALARATHNAM, T. and MOREIRA, C.J., 1999. Low Cost Multi-Phase Brushless Dc Motors. Darnell Group Inc.
- [32] WU, B., 2001. Brushless DC Motor Speed Control. Department of Electrical and Computing Engineering Ryerson University.
- [33] GÜRDAL, O., 2000. Algılayıcılar ve Dönüştürücüler. Nobel Yayın Dağıtım Ltd.Şti., Ankara.

ÖZGEÇMİŞ

Esra Kandemir 1980 yılında İzmit'te doğdu. İlkokul ve ortaokulu İzmit'te okudu. 1998 yılında İzmit Lisesi'nden mezun oldu. Aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. 2002 yılında bu bölümden mezun oldu. Mezun olduğu yıl Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde Elektrik Mühendisliği yüksek lisans programına başladı. Yine aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Halen bu görevini sürdürmektedir.

