

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN
MANYETİK ANALİZİ VE SİMULASYONU**

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Ediz GİZLİER
(Enstitü No : 504981040)**

101384

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 11 Haziran 2001

Tezin Savunulduğu Tarih : 26 Haziran 2001

Tez Danışmanı : Prof.Dr. A. Faik MERGEN

Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU

Doç.Dr. Feriha ERFAN (K.OÜ)

[Handwritten signatures of Prof. Dr. A. Faik Mergen, Prof. Dr. Nurdan Güzelbeyoğlu, and Doç. Dr. Feriha Erfan]

Haziran 2001

ÖNSÖZ

Yaptığım tez çalışmasında değerli yardımlarını esirgemeyen ve elektrik makinalarını sevdiren tez danışmanım kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. A. Faik MERGEN'e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca yaptığım tez çalışması için gerekli olan anahtarlı relüktans motorunu temin eden ve önerileri ile beni yönlendiren Sayın Doç Dr. Feriha ERFAN'a ve tez çalışmam sırasında benden değerli bilgilerini ve yardımını esirgemeyen Elektrik Makinaları Araş.Gör Sinan GÜNGÖR'e teşekkür ederim. Aileme de bana gösterdikleri sabır, maddi ve manevi destek için teşekkür ederim.

Haziran 2001

Ediz Gizlier



İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖZET	xi
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
1.2 Anahtarlı Relüktans Motorunun Tarihçesi	1
1.3 Çalışmanın Amacı	12
2. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORU	13
2.2 Genel	13
2.3 Anahtarlı Relüktans Motorlarının Yapısı	14
3. ENERJİNİN KORUNUMU VE ELEKTROMAGNETİK TABANLI MOMENT DENKLEMLERİNİN ELDE EDİLMESİ	18
3.2 Giriş	18
3.3 Enerjinin Korunumu ve Elektromagnetiksel Tabanlı Moment Denkleminin Elde Edilmesi	20
3.4 Magnetik Alan İçin Enerji ve Koenerjinin Elde Edilmesi	22
3.5 Elektriksel Tabanlı Momentlerin Elde Edilmesi	26
4. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA MOMENT İFADESİ	29
4.2 Anahtarlı Relüktans Motorunda Moment Üretimi	29
4.3 Lineer Kabul Edilen Tek Fazlı Anahtarlı Relüktans Motorunda Moment Oluşumu ve İfadesi	30
4.4 Çok Fazlı Relüktans Makinalarında Endüktans Değişimi ve Moment	34

5. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA TASARIMA ETKİYEN	
PARAMETRELER	40
5.2 Faz Sayısı, Stator ve Rotor Kutup Sayısı	40
5.3 Rotor Konum Açısı	40
5.4 Rotor ve Stator Konum Açıları	40
5.5 Rotor ve Stator Kutup Uzunlukları	43
5.6 Rotor ve Stator Kutup Derinliği	43
5.7 Rotor ve Stator Kutup Eni	43
5.8 Motor Uzunluğu	44
6. SONLU ELEMENLAR METODUNUN TEMELLERİ	
VE ELEKTROMAGNETİK ALAN PROBLEMLERİNE UYGULANIŞI	45
6.2 Giriş	45
6.3 Elektromagnetik Alanın Temelleri	45
6.3.1 Statik magnetik analiz	45
6.3.2 Magnetik vektör potansiyel	48
6.3.3 Magnetik vektör potansiyel matrisinin elde edilmesi	49
6.3.4 Magnetik vektör potansiyel sonuçları	51
6.3.5 Elektromagnetik analizde önemli bazı büyüklüklerin bulunması	52
7. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN SONLU ELEMENLAR	
METODU İLE KARAKTERİSTİKLERİNİN ÇIKARTILMASI	54
7.2 Giriş	54
7.3 Anahtarlı Relüktans Motorunun SEM ile Manyetik Analizi	55
7.4 Manyetik Analiz Sonuçlarının Değerlendirilmesi	58
8. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA SÜRÜCÜ DEVRELERİ	61
8.2 Giriş	61
8.3 Sürücü Devreler ve Güç Değerleri	64
8.3.1 Klasik sürücü devresi	64
8.3.2 Miller sürücü devresi	66

8.3.3 Buck-boost sürücü devresi	67
8.3.4 C-Dump sürücü devresi	69
8.4 ARM'nin Tahrik Özellikleri	70
9. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN SİMULİNK®'DE SİMÜLASYONU	72
9.1 Giriş	72
9.2 Endüktans Eğrilerinin Deneyisel Yöntemle Elde Edilmesi	73
9.3 Manyetik Analiz Sonuçları ile ARM'nin Simulink Modelinin Oluşturulması	74
10.SONUÇLAR	81
KAYNAKLAR	82
EK A	90
ÖZGEÇMİŞ	94

KISALTMALAR

ARM	: Anahtarlı Relüktans Motoru
SRM	: Switched Reluctance Motor
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
PWM	: Pulse Width Modulation
SEM	: Sonlu Elemanlar Metodu



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1	: 3 Fazlı 6/4 Anahtarlı relüktans motoru	15
Şekil 2.2	: Anahtarlı relüktan motorunun kontrol şeması	16
Şekil 3.1	: Akı-akım eğrisi	22
Şekil 3.2	: Depolanan enerji ve koenerji	23
Şekil 4.1	: En Basit ARM	28
Şekil 4.2	: Tek fazlı anahtarlı relüktans motoru	30
Şekil 4.3	: Lineer durum için endüktans ve moment eğrisi	31
Şekil 4.4	: Nonlineer durum akı-akım eğrisi	35
Şekil 4.5	: ARM'nin bir faz eşdeğer devresi	36
Şekil 4.6	: Motorun yerdeğiştirmesi sonucunda akı-akım eğrisi	37
Şekil 4.7	: Moment Açısı	38
Şekil 5.1a	: 2 Fazlı 4/2 anahtarlı relüktans motoru	40
Şekil 5.1b	: 3 Fazlı 6/4 anahtarlı relüktans motoru	40
Şekil 5.1c	: 4 Fazlı 8/6 anahatarlı relüktans motoru	41
Şekil 5.2	: d_r , d_s , y_r , y_s , γ_r , γ_s gösterimi	41
Şekil 5.3	: Rotor ve Stator Kutup eni	43
Şekil 7.1	: 6/4 ARM boyutları	53
Şekil 7.2	: Manyetik Analiz I	54
Şekil 7.3	: Manyetik Analiz II	54
Şekil 7.4	: Motorun üçgenlere ayrılmış şekli	55
Şekil 7.5	: Yeni tasarım ARM	55
Şekil 7.6	: Yeni tasarım ARM üçgenlere ayrılmış şekli	56
Şekil 7.7	: Akı-akım-açı eğrisi	56
Şekil 7.8	: 6/4 ARM Akı-Akım Eğrisi	57
Şekil 7.9	: 6/4 ARM koenerji	57
Şekil 7.10	: 6/4 ARM Moment	58
Şekil 8.1	: ARM'nin en temel sürücü devreleri	61
Şekil 8.2	: Klasik sürücü devresi	62
Şekil 8.3	: Histeresiz akım kontrolü	63
Şekil 8.4	: Miller sürücü devresi	64
Şekil 8.5	: Buck-Boost sürücü devresi	65
Şekil 8.6	: C dump sürücü devresi	66
Şekil 8.7a	: Moment-Hız grafiğı	68
Şekil 8.7b	: Moment-iletim açısı	68
Şekil 9.1	: Endüktans ölçüm düzeneneğı	70
Şekil 9.2	: Akı-akım ölçüm düzeneneğı	70
Şekil 9.3	: Endüktans değışimi	71
Şekil 9.4	: Akının açısıya göre türü	71
Şekil 9.5	: Koenerji eğrisi	72

Şekil 9.6	: Moment eğrisi	72
Şekil 9.7	: ARM model	73
Şekil 9.8	: ARM model iç yapısı	73
Şekil 9.9	: 600 dev/dak Akım-açı özeğrisi	75
Şekil 9.10	: 600 dev/dak Moment-açı özeğrisi	75
Şekil 9.11	: 600 dev/dak'da evircinin çıkışı	76
Şekil 9.12	: 600 dev/dak Akı-zaman özeğrisi	76
Şekil 9.13	: 5000 dev/dak akım-açı özeğrisi	77
Şekil 9.14	: 5000 dev/dak Moment-açı özeğrisi	77
Şekil 9.15	: 5000 dev/dak'da evircinin çıkışı	78



SEMBOL LİSTESİ

R	: Relüktans
T_{ek}	: Elektriksel Moment
W_m	: Koenerji
i	: Faz akımı
M	: Moment
W_T	: Toplam Enerji
W_m	: Elektrik alanda depolanan enerji
λ	: Akı
L	: Endüktans
B	: Akı yoğunluğu
N	: Sarım sayısı
g	: Hava aralığı
V	: Faz gerilimi
l	: Artımsal endüktans
ΔW_e	: Kaynaktan alınan enerji
ΔW_f	: Depolanan enerjideki değişim
ΔW_m	: Mekanik iş
N_R	: Rotor kutup sayısı
N_S	: Stator kutup sayısı
γ_s	: Stator kutup konum açısı
γ_r	: Rotor kutup konum açısı
l_r	: Rotor kutup uzunluğu
l_s	: Stator kutup uzunluğu
y_r	: Rotor derinliği
y_s	: Stator derinliği
d_r	: Rotor kutup eni
d_s	: Stator kutup eni
l_b	: Motor saç paketinin
$\nabla \times$	: Rotasyonel operatörü
$\nabla \cdot$	: Diverjans operatörü
(H)	: Magnetik alan şiddeti vektörü
(J)	: Akım yoğunluğu vektörü
(J_s)	: Sabit kaynak yoğunluğu vektörü
(J_e)	: Endüklenen girdap akımı yoğunluğu vektörü
(J_v)	: Hız akımı yoğunluğu vektörü
(D)	: Elektrik akı yoğunluğu vektörü
(E)	: Elektrik alan şiddeti vektörü
(B)	: Magnetik akı yoğunluğu vektörü
ρ	: Elektrik yük yoğunluğu
t	: Zaman

$[\mu]$	: Magnetik geçirgenlik matrisi
$[\nu]$	: Magnetik reluktans matrisi $= [\mu]^{-1}$
ν_0	: Boşluğun reluktansı
$[\sigma]$	: Elektriksel iletkenlik matrisi
$[\varepsilon]$	: Dielektrik geçirgenlik (dielektrik sabiti) matrisi
(θ)	: Hız vektörü
$\{A\}$	: Magnetik vektör potansiyel
I_{pw}	: Faz akımının maksimum değeri



ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN MANYETİK ANALİZİ VE SİMULASYONU

ÖZET

Elektrik makinalarında relüktans prensibi ilk elektriksel deneylerden beri bilinmesine rağmen bu prensip ile çalışan elektrik makinaları uzun yıllar sonra ortaya çıkmıştır. Bu prensip ile çalışan ilk makina senkron makinadır. 1843 yıllarda Taylor ve Davidson günümüz anahtarlı relüktans motorunun ilk örneklerini sunmuşlardır. Anahtarlı relüktans motoru çalışma prensibi itibarıyla bir konum geri beslemesi gerektirmektedir. Bu açıdan bu ilk çalışmalarda mekanik komutatörler kullanılmaktaydı. Bu sebepten uzun yıllar makinanın üzerinde pek fazla çalışma yapılmamıştır. 1960 yıllarda güç elektroniği elemanlarının gelişimi ile makinaya olan ilgi giderek artırmıştır.

Yapılan araştırmalar göstermiştir ki anahtarlı relüktans motoru yapısal ve sürücü devresi açısından oldukça kullanışlı bir makinadır. Bir çok avantajının yanı sıra bazı önemli dezavantajlarda içermektedir. Bunlar moment dalgalılığı, yüksek hızlarda akustik ses, vibrasyon ve konum geri beslemesi zorunluluğu olmasıdır. Makinanın yapısı da klasik elektrik makinalarından oldukça farklıdır. Bunun başlıca nedeni makinanın hava aralığından kaynaklanan manyetik nonlineerliğidir. Bunun için anahtarlı relüktans motorunun analizlerinde manyetik analizin oldukça büyük önemi vardır. Bu sayede ARM'nun akı-akım, moment-açı, ve koenerji eğrilerinden optimum çalışma koşulları belirlenebilir. Ayrıca, endüktans-açı değişimi sayesinde makinanın simülasyonunu gerçekleştirmek mümkündür.

Tezin ilk kısmında anahtarlı relüktans motoru üzerinde yapılan çalışmalar hakkında kısaca bir özet verilmiştir. Bu çalışmalar günümüzde makinanın optimum tasarımı veya bu tasarıma etkiyen parametreler ve ayrıca konum geri beslemesi almadan yapılan kontrol algoritmaları üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Tezin ikinci kısmında ise ARM'nun yapısından bahsedilmiştir ve çalışma prensibine ilişkin bazı bilgiler verilmiştir. Tezin üçüncü bölümünde elektrik makinalarında genel moment denklemi ortaya konmuştur. Tüm elektrik makinaları manyetik alanda depo ettikleri enerjiyle orantılı olarak bir elektromekaniksel dönüşüm yapmaktadırlar. Bu alanda depo edilen enerjilerden moment denklemleri elde edilmiş ve elde etme yöntemlerinden bahsedilmiştir. ARM için enerji veya koenerji eğrileri oldukça önemlidir. Bu kısımda bu eğriler üzerinden makinanın momentine etki eden kısımlar matematiksel olarak gösterilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde anahtarlı relüktans motorunun çalışma ilkesinden ve moment oluşumundan bahsedilmiştir. Bu bölüm içerisinde aynı zamanda makinanın bir faz matematiksel modeli çeşitli çalışma durumları için oluşturulmuştur. Akı-Akım eğrisi lineer ve nonlineer durum için ortaya konmuş ve makinanın bu durumlardaki moment grafikleri ortaya konuldu. Beşinci bölümde ARM'nin tasarım parametrelerinden bahsedildi.

Sonlu elemanlar yöntemi elektrik makinalarının analizinde son yıllarda oldukça etkili olmaktadır. Bu sayede en iyi tasarım gerçekleştirilerek prototip sayısı ve maliyet azaltılmış olunur. Altıncı ve yedinci bölümlerde sonlu elemanlar yöntemiyle yapılan manyetik analiz sonuçları verilmiştir. Manyetik analiz flux 2 paket programında gerçekleştirildi. Altıncı bölümde verilen formüller ile manyetik analiz programının işleyişi hakkında fikir verilmiştir. Yedinci bölümde manyetik analiz sonuçları 6/4 makina için değerlendirilmiştir. Bu bölümde ayrıca yeni tip bir anahtarlı relüktans motoru için manyetik analiz yapılmıştır. Bu yeni tasarımdaki amaç değişik bir konstruktif yapı ile moment dalgalılığını azaltmaktır. Bunun için bu makina ile yapılan manyetik analizler ortaya konmuştur. Yeni bir tasarım olduğundan diğer sonuçlar üzerinde çalışmalar devam etmektedir.

Anahtarlı relüktans motorları sürücü devresi olmaksızın düşünülemezler. Bu açıdan sekinci bölümde ARM'nun sürücü devreleri üzerinde duruldu. Sürücü devrelerinin birbirlerinden farkı, kullanılan anahtarlama elemanları, gerilim, akım değerleri ve ayrıca çalışma şekilleri tanıtıldı.

Son kısımda anahtarlı relüktans motorunun manyetik sonuçları değerlendirilerek gerekli özeğriler çıkartılmıştır. ARM'nun simülasyonu için gerekli olan özeğrilerin deneysel yöntemlerle elde edilmesi açıklanmıştır. ARM'nun MATLAB-SIMULINK programında 6/4 makina için simülasyonu evirici katı ile gerçekleştirilmiştir. Gerekli olan akım, akı, moment değişik ateşleme açılarında elde edilmiştir.

Sonuç olarak anahtarlı relüktans motorunun manyetik analiz sonuçları ile karakteristik eğrileri, ve bu eğrilerin kullanımı ile yapılan simülasyonda ARM'li tahrik sistemlerinin analizi gerçekleştirilmiştir.

MAGNETIC ANALYSIS AND SIMULATION OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

SUMMARY

Reluctance principle for electrical machines are known from the early times electrical experiments. However tremendous amount of research has been done for to operate a electrical machine with reluctance principle. The first electrical machine operating with that principle is synchronous machine. At 1843 Taylor, after him Davidson has manufactured the first reluctance machines similiar to nowadays switched reluctance motor. Switched reluctance motor needs a position feed back because of its operating principle. At this applications mechanical commutators are used for to provide position feed back. Little interest was shown to switched reluctance motor till the improvements made on power electronic devices. The increasing power quality on power electronic devices has open up the application area of switched reluctance motor (SRM).

The researchs made on SRM has shown that the structure and the power electronic driver of SRM is simple and low cost. This advantages made the motor find an application area at the industry. In addition to the advantages SRM has important disadvantages like high torque ripple, acoustic noise, vibration and the need for position feedback. The airgap in SRM shows high nonlinearity. Because of this, SRM magnetic structure differs from the classical electrical machines. Finite element solutions are used at magnetic analysis in order to show this non-lineer structure. The results obtained from magnetic analysis are used for to gather the flux-current, torque-angle, coenergy-angle, inductance-angle curves. In order to make simulation of SRM these curves are going to be used.

At the first section summary of the search up to todays are given. These reseach are growing upon the optimum design criterion and control techniques without using position sensors. At the second section, structure and operating principle of SRM has been briefly mentioned. In the next section conservation of energy principle is used for to derive a general torque equation for all electrical machines. Electrical machines output is related with the stored magnetic energy at the airgap between its rotor and stator. SRM torque is directly proportional with coenergy. The effect of flux-current curve on the output torque is briefly explained with the help of energy curves.

At the chapter 4 torque production of SRM is explained. Mathematical model of SRM for one phase is given at different operating points. In addition, the effects of lineer and nonlinear models on torque production capability is explained. At chapter 5 consideration of design parameters are made.

Finite element methods (FEM) are widely used in analysis of electrical machines. FEM analysis provide a optimum design criterio with minimum number of prototypes which decreases the cost of projects. At section six and seven the magnetic analysis using FEM are explained and the results are given. Magnetic analysis are made on program flux 2. At chapter

six, equations in magnetic analysis are given. At chapter seven a new design approach is made on SRM. The purpose of this approach is to minimise the torque ripple by changing the stator structure. The magnetic analysis of this new approach is only given.

SRM operation is bounded with its driver circuit because of its operation principle. At chapter 8 different driver circuit approaches are given. Driver circuit components current, voltage ratings are given for to compare them.

At the last section the simulation and suggestions for future works are given. The results obtained from magnetic analysis are given to make a dynamic simulation. In simulation of switched reluctance motor inductance-angle curve is needed. At this section the experimental methods are explained to gather this curve. The simulation is made on 6/4 ARM with MATLAB-SIMULINK with its driver circuit. The current and torque profiles are obtained for different firing angles and speed.



1. GİRİŞ

1.1 Giriş

Elektrik motorları, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektro mekanik araçlardır. Elektrik motorları, yüzyılı aşkın bir süredir kullanılmaktadır. Bu zaman zarfında dünyanın her yerinde sayısız araştırmalar yapılmıştır. Elektrik motorları ve çalışma ilkelerinin geliştirilmesi, ondokuzuncu yüzyılın ortalarından günümüze değin sürdürülmektedir. Elektrik makinalarının teknolojik gelişimi oldukça yavaştır ve uzun bir süreç gerektirmektedir. Günümüz araştırmacıları, hala bu motorlar üzerinde, gerek yapısal özellikler, gerekse denetim yöntemleri ile ilgili yenilikler ve iyileştirmeler yapmaktadır. Bu yüzyılın başlarında, çalışma ilkeleri ve yapısal tasarlanmış bazı motorlar ise uzun süre uygulama alanı bulamamışlardır. Ancak güç elektroniği elemanları ve sayısal işlemcilerin gelişimlerine paralel olarak bu motorlar da uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Anahtarlama relüktans motoru (ARM) ve sürekli mıknatıslı motorlar bunların başında gelmektedirler. Özellikle relüktans makinası çok eski bir geçmişe sahip olmasına karşın uzun yıllar araştırmacılar bu konuda suskun kalmışlardır.

Bu tez çalışmasında anahatarlı relüktans motorunun bir manyetik analizi yapılacak ve gerekli statik karakteristikleri elde edilecektir. Bunun yanı sıra yeni bir ARM üzerine yapılan çalışmadan bahsedilecektir. Çalışmanın bu bölümünde söz konusu motorlarla ilgili günümüze kadar olan çalışmalar ve gelişmelerden bahsedilecektir.

1.2 Anahtarlı Relüktans Motorunun Tarihçesi

Relüktans motorları hem rotor hem de statorunda çıkık kutup olması nedeniyle relüktans moment ilkesine göre çalışan çift çıkıklı bir yapıya sahiptir. Söz konusu ilke, tarihte yapılan ilk elektromagnetik deneylerden bu yana bilinmektedir. Bilimadamları, 19. yüzyılın ilk yarısında bu ilkeyi kullanarak devamlı elektriksel hareket üretmenin yollarını aramışlardır. İlk çalışmalarda elektromagnetik makinalar adını vermişlerdir. Bazı tasarımların günümüz relüktans motoruna benzerliği dikkat çekicidir.

W.H.Taylor 1838 yılında kendi tasarladığı elektromagnetik makina için ABD 'den ve 1840 yılında da İngiltereden patent almıştır. Motor, tahta bir tekerlek üzerine yerleştirilmiş yedi küçük demir parçasından ve tekerleğin içinde serbestçe dönebileceği dört elektromıknatıslı iskeletten oluşmaktaydı. Taylor'un makinasındaki mıknatıslar öyle sıralanmıştı ki dönüş yönü ne olursa olsun, elektromıknatıslardan herbiri birbirinden bağımsız olarak moment üretebiliyordu. Bu görüş, günümüz relüktans motorlarının farklı stator ve rotor kutup sayılarına sahip olmaları ile özdeştir. Bu makinada, konumu saptayan mekanik bir aktarım elemanı (mekanik komutator) kullanılıyordu. Yumuşak demir parçalarından biri elektromıknatısla hizaya gelinceye kadar elektromıknatıs enerjilendiriliyor, sonra enerjisi kesiliyordu. Taylor ayrıca elektromıknatıslardan akan akımların yönlerinin bir yönde olması gerektiğini vurgulamıştı. Böylece güç kaynağı ile bağlantı şekli basitleştirilmiş oluyordu. Ayrıca mekanik aktarım elemanı üzerinde bulunan gelişmiş bir kol düzeneği ile elektromıknatısların enerjilendirilme açıları değiştirilerek motorun frenlenmesi ya da dönüş yönünün değiştirilmesi sağlanıyordu. Bu makinaya ile ilgili ayrıntılar bir dergide yayınlanması sonucunda, buna benzer çalışmalar yapan pekçok bilimadamı projelerini yarıda bırakmalarına sebep olmuştur. Bu bilimadamlarından biride Aberdeen'den Robert Davidson'du. Davidson Taylor'un çalışmasını ilk olarak nitelendirilmesini reddetmiş ve kendisinin benzeri bir çalışmayı daha önce kendisinin yaptığını bildirmiştir. Davidson daha sonra çalışmasını geliştirmiş ve 1842 yılında altı adımlı bir relüktans motoru kullanarak Edinburgh'dan Glasgow'a uzanan demiryolu hattında çalışan bir elektrikli lokomotif yapmıştır. Fakat daha sonra düşük hızlarda lokomotifin başarısız olduğu kendisine rapor edilmiştir. Bütün bu bilimadamlarının karşılaştığı sorunların başında, makinaya güç sağlayan akümülatörlerin boyutları idi. Diğer önemli bir sorun da demir çekirdekte meydana gelen aşırı ısı kayıplarıydı. Ayrıca motor kontrolünün getirdiği aksamaların yanı sıra hava aralığının geniş olması nedeniyle magnetik kuvvetlerden oluşan dengesizliklerdi. Relüktans motoruna benzerlik gösteren diğer elektromagnetik makinalar Brain, Wheatson ve Henley tarafından gerçekleştirilmiştir. Bütün bu çalışmalara karşın, bu motorlarda ortaya çıkan aşırı moment salınımlarının olumsuz etkilerinin yanı sıra, doğru akım motorlarının icadı da bunların bir yana bırakılmasına neden olmuştur.

Bu ilk denemlerden 100 yıl sonra, mekanik aktarım elemanlarının yerine geçecek yarıiletken güç anahtarları gündeme gelmiştir. 1960'ların ortalarından önce relüktans ilkesinden faydalanan tek makina tipi senkron makinalardır. Güç elektroniği anahtarlarının geliştirilmesi ve bilgisayar destekli elektromagnetik tasarımlardaki ilerlemeler, relüktans motorlarının araştırmacılar tarafından daha çok ilgi görmesine ve de yaygın olarak değişken hızlı uygulamalarda kullanılmasına yol açmıştır. 1980 yılında Lawrenson ve arkadaşları değişken hız uygulamalarında kullanılabilen bir sistem sunmuşlardır.

Yapılan bu çalışmalar şu şeklide sıralanabilir.

- Yeni tip bir moment hızı karakteristiğine sahip 4 fazlı bir ARM imal edilmiştir. Yapılan çalışmada bu motor özellikle kara taşıtlarına uygulanmaya çalışılmıştır. [1]
- 0.75- kW gücündeki ARM'nun tasarımının incelendiği çalışmada, motorun doymal modelinin önemli olduğu vurgulanmasına rağmen doğrusal analiz yapılmıştır. ARM'nun performans hesaplamasında kullanılan doğrusal analiz açıklanmıştır. [2]
- Statorunda ve rotorunda çıkık kutuplar bulunan bir motorun en büyük ve en küçük endüktans değerleri elde edilerek incelenmiştir. [3]
- Stator ve rotorunda çıkık kutuplar bulunan bir motorun doymalı modeli oluşturularak moment ve akım değişimleri incelenmiştir. [4]
- ARM'nun çevirici devresi üzerinde çalışılmıştır. Çevirici devresini, en az sayıda anahtarlama elmanı kullanarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca geliştirilen anahtarlama devresi tek yönlü fazakımları ile çalışmaktadır. [5]
- Bir kaç ARM'u imal edilmiştir. İmal edilen motorlar diğer motorlar ile karşılaştırmaya imkan sağlamak için piyasada kullanılan asenkron motorların ölçülerinde yapılmıştır. 15 kW'a kadar geniş bir alanda imal edilen prototip motorların temel çalışma biçimleri, analizleri, tasarım esasları ve deneysel sonuçları incelenmiştir. [6]
- 8/6 bifilar düzenlemeli ve bifilar düzenlemesiz ARM'ları için çeşitli çevirici devrenin tasarımlarına ilişkin esaslar incelenmiştir. 8/6 ARM'ları için bifilar sargı süzenlemesinin çevirici açısından avantajları ortaya konulmuştur.[7]
- Çevirici beslemeli AA ve DA motorları ele alınarak bunlar 8/6 ARM ile kıyaslanmıştır. Stator kubunun tek sargının ve daha fazla sargının bulunduğu durumlar için bifilar düzenlemenin ARM'nun çalışmasına olan etkisi incelenmiştir. [8]
- Rotorun konumunu saptamak için sargılardan akan akımın dalga şekillerinden yararlanmaya ilişkin geliştirilen yeni metotlar tanıtılmıştır. [9]
- ARM için geliştirilen yeni bir çeviricide, faz başına sadece bir anahtar kullanılmak yeterli olamakta ve bu çevirci tek yönlü (unipolar) akım ile çalışabilmektedir. Çevirici aynı zamanda uyarılmış fazın enerjisi kesildiğinde, sargı üzerinde kalan enerjiyi de kaynağa tekrar geri gönderilebildiğinden çok ekonomiktir. Enerji bir kondansatörde depo edilip geri akatıldığı için de " C-Dump çeviricisinin ismi verilmiştir.[10]

- Doymalı ARM'nun çalışması analiz ile incelenmiştir. Analiz ile çevircinin çalışma şartları ve makinenin moment hızı karakteristiği elde edilmeye çalışılmıştır. Analizlerde doymaya özellikle dikkat edilmiştir. Makinenin işletme koşullarının doymanın ihmal edildiği doğrusal analize göre öngörülenden daha düşük olduğu görülmüştür. Gerekli şartları da, düz tepeli bir akım dalga şekli için motorun ters emk'i doğru saptanarak oluşturulmuştur. [11]
- 2- boyutlu sonlu elemanlar modeli oluşturularak ARM'nun manyetik alan incelemesi gerçekleştirilmiştir. Böylece motorun çalışma karakteristikleri magnetik alan çözümleri ile ortaya konmuştur.[12]
- 8/6 'lık ARM'nun yapımı sırasında rotor kutbuna uygun profil vererek $T=T(\theta)$ eğrisinin $T=k \times i \times \sin(6\theta)$ biçiminde yapılarak ve motor akımının $i=I \sin(6\theta)$ şeklinde modüle edilerek döndürme momentinin sabit yapılabilceği belirtilmiştir. [13]
- Küçük güçlü ARM çeviricilerinin avantajları incelenerek tipik bir asenkron motor çeviricisi karşılaştırılmıştır. Küçük güçlü boyutlarda tasarlanan birinci prototipte kutup başına iki stator dişine sahip ARM, ikinci prototipte düşük eylemsizlik momentine sahip ARM ve üçüncü prototipte de normal bir ARM kullanılmıştır. İmal edilen rotorların çıkık kutuplu olması ve küçük boyutlar olmaları nedeni ile Rotor Çapı/Stator Çapı Oranı çok küçük olduğu için döndürme Momenti/Eylemsizlik Momenti oranının yüksek olduğu gözlenmiştir. Bu oran, tüm hareketli kontrol uygulamalarında, hız cevabı açısından, bir iyileştirme oranı olarak göz önüne alınmaktadır.[14]
- ARM'larının avantajlarına dikkat çeken diğer bir çalışmada, motor karakteristiklerinin tespiti için matematiksel bir model önerilmiştir. PWM kontrollü bir asenkron motor ile VA ihtiyacı, moment ve akım gibi temel karakteristikleri açısından karşılaştırılmıştır.[15]
- ARM'nun moment karakteristikleri sonlu elemanlar metodu ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, pratik olarak deneylerden sağlanan moment karakteristikleri ile karşılaştırılmıştır. Motorun doymalı yapısından dolayı dinamik modellemesinin zor olduğu da ayrıca belirtilmiştir.[16]
- Teorik olarak ARM için ani moment kontrolünün temel prensipleri incelenmiştir. Sabit açıyla çalışması kabulü ile, ARM'nun matematik modeli doğrusal ve zamanla değişen sistem eşitlikleri ile ifade edilmiştir.[17]
- Bir kaç yeni C-Dump çevirici üzerinde çalışılmıştır. Bu tip çeviricilerin diğer çeviricilere göre fazlar arasında yüksek derecede bir bağımsızlığa sahip olduğu ortaya konmuştur.[18]

- Klasik çıkık rotorlu ARM ile anizotrop eksenel lamine rotorlu relüktans motor moment üretimi kapasiteleri açısından teorik olarak karşılaştırılmıştır. Eşit demir hacmine sahip çıkık rotorlu motor diğerine oranla %20 daha fazla moment üretmekte olduğu gösterilmiştir.
- Verimi ve kaliteyi artırmak, maliyeti düşürmek için ARM'nun bilgisayar destekli analizi yapılarak tasarım aşamaları verilmiştir. Sonlu elemanlar metodu ile yapılan bu tasarım sonuçları analitik çözüm sonuçları ile birlikte sunulmuştur.[20]
- 1 kW gücünde ve 1500 dev/dak hızına sahip bir ARM'nun tasarım amaçlı performanslarının hesaplanması, daha kısa hesaplama süresinde ve iyi bir doğrulukta gerçekleştirilmiştir. Ayrıca ARM için ortalama moment, kalkış momenti, çalışma akımı gibi performans hesaplama metotları da tanımlanmıştır.[21]
- Motordaki koenerji değişiminin moment faktörü olarak tanımlandığı çalışmada 6 değişken ve 3 sınırlayıcı ile moment faktörü en büyük olacak şekilde bir optimizasyon gerçekleştirilmiştir.[22]
- Hem statorunda, hem de rotorunda çıkık kutuplara sahip olan büyük bir 8/6 ARM imal edilerek bu motorda doymanın momente olan etkisi ve enerji akışı incelenmiştir.[23]
- Çevirici devresinde faz başına bir anahtar kullanılan ARM'nun kararlı hal analizi yapılarak, akıma bağlı emk ve moment değişimleri endüktans eğrisinin doğrusal bölgesinde elde edilerek incelenmiştir.[24]
- ARM'nun doymalı dinamik modeli, akı ölçümleri ile kurulmaya çalışılmıştır. Elde edilen akı verilerine iki değişkenli basit bir fonksiyon uydurularak, motorun kuvvet-konum eğrisi deneysel ölçümlerle karşılaştırılmıştır.[25]
- ARM'nun çalışmasında gürültünün kaynağına prensip olarak, faz sargılarına uygulanan gerilim harmoniklerinin olduğu gösterilmiştir.[26]
- ARM'da moment dalgalanmasının hesabına çalışılmıştır. Motorun magnetik doymalı yapısının, dinamik modelleme için hayli kompleks bir problem oluşturduğu ifade edilmiştir.[27]
- Çok fazlı ARM'nun dinamik performansını analizi yapılmıştır. Dinamik performans artırılmış bir ARM'nun tasarımında basitlik sağlamaya çalışılmıştır. Motorun optimizasyonunda ise zamana bağlı yalnız iki parametre kullanılmıştır. Bunlar moment senkronlama katsayısı $k_s(t)$ ve moment bastırma katsayısı $k_d(t)$ 'dir [28]

- ARM'nun mıknatıslanma eğrisinin analitik metotlar haricinde bilgisayar destekli olarak elde edilmeye çalışılmıştır. Bunun için çift enerji metodu kullanılmıştır. Moment ve akım eğrileri üzerinde incelemeler yapılarak metodun doğruluğu araştırılmıştır.[29]
- ARM üzerine yapılan çalışmalarda ihmal edilen ortak endüktans etkisini belirlemeye çalışılmıştır. Motor çalışırken uyarılan faz ile diğer uyarılmamış faz gerilimlerini, yani fazlar arası ortak endüktans gerilimleri ölçülmüştür.[30]
- Faz ve kutup sayısının moment salınımlarına olan etkisi incelenmiştir.[31]
- Sadece statorunda çıkık kutuplar bulunan relüktans motoru incelenmiştir. 2-fazlı olan bu motor, 4-fazlı 8/6 kutuplu bir relüktans motoru ile karşılaştırılmıştır. Sonlu elemanlar metodu kullanılarak yapılan incelemelerde önerilen relüktans motorundan 8/6 motora oranla daha büyük momentler elde edildiği ve bakır kayıplarının %75 oranında azaldığı ortaya konmuştur.[32]
- Gerilim geri beslemeli ARM sürücüsünde tasarım için magnetik devre ve sürücü parametreleri incelenerek kararlı halde ortalama momentle orantılı bir parametre tanımlanmıştır. Bunun için akı yoğunluğu değeri incelenmiştir.[33]
- Servo uygulaması için kullanılan bir ARM'nun moment kontrolü bir MOSFET çevirici ile DSP yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Motor sinüsoidal bir akımla beslenerek, vektör ve en büyük moment kontrol olarak isimlendirilen iki metotla akım kontrol edilmiştir. Önerilen metotla moment dalgalılığı %6'ya düşürüldüğü ifade edilmiştir.[34]
- Bir ARM ile aynı güçteki değişik asenkron motor performansları karşılaştırılarak ARM'nun moment dalga şekilleri ve ani akım dalga şekilleri sonlu elemanlar metodu kullanılarak hesaplanmıştır. ARM'nun sargılarına darbeli gerilim uygulayarak, mil momenti, ani akımı, verimi ve kayıpları ölçülmüştür. Ölçülen değerler, sonlu elemanlar metodu ile elde edilen ile karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmada asenkron motora nazaran ARM'nun daha yüksek bir verime ve daha düşük bir sıcaklık artışına sahip olduğu gösterilmiştir.[35]
- Aynı anda birden fazla fazın uyarılması durumunda ortak endüktansların etkilerinin göz önüne alındığı bir ARM için eşdeğer devre elde edilmiştir. Doymayı göz önüne alarak bir 6/4 ARM imal edilmiştir. Birisi doymalı malzemeleri modellemek için, diğeri de uyarma seviyeleri ile verilen akı değerlerine ilişkin devreyi çözmek için iki sonlu eleman modeli kullanılmıştır.[36]

- Stator sargılarından daha fazla faydalanmak için yüksek gerilimle çalışan 9kV ve 5MW'lık büyük güçlü ARM tasarımı gerçekleştirilmiştir. Motorun kayıpları, soğutulması ve kayıpları incelenmiştir.[37]
- ARM'nun sürekli hal karakteristiklerini incelemek için modelleme ve hesaplama metotları üzerinde çalışılmıştır. 4 kW'lık bir 8/6 ARM'nun sonlu elemanlar analizini gerçekleştirdikten sonra ARM'nun gerilim denklemleri çözülerek sürekli hal parametreleri elde edilmiştir. [38]
- Hız kontrollü, kapalı çevrim endüstriyel tahrik sistemlerinin simulasyonuna uygun genel amaçlı bir devre analizi programı tanıtılmıştır. Spice programı kullanılarak gerçekleştirilen 8/6 ARM modelinde doyma hesaba katılmıştır. Fakat ortak endüktası ve nüve kayıpları ihmal edilmiştir.[39]
- ARM'u doymalı kabul ederek mıknatıslanma eğrisi yeni bir metotla elde edilmiştir. Oluşturulan veri tabanı ile bu metodu kullanarak akı/akım, moment/rotor açısı ilişkilerini veren eğriler elde edilerek deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.[40]
- ARM'nun düşük hızlarda moment dalgalanması problemi ele alınarak, dengeli komutasyon olarak isimlendirilen bir algoritma ile azaltılmaya çalışılmıştır.[41]
- ARM'nun faz akımı ve gerilim değerinde faydalananak moment-konum değişimleri bir interpolasyon metot ile gösterilmiştir.Moment için bulunan bu eğrilerden ön kestirim yaparak ve DSP kullanarak momentteki dalgalanma azaltılmıştır.[42]
- 4 kW, 8/6 bir ARM'nun momenti hem akıma hem de rotor konumuna bağlı olarak elde edilmiştir. Bunun için ölçüm sonuçları kullanılarak minimum moment dalgalanması elde edilecek şekilde fazlara uygulanana gerilim açısı iyileştirilmiştir.[43]
- Konum ve akım sensörü gerektirmeyen bir kontrol tekniği ile ARM'nun konum algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada akım sensörü yerine akıma duyarlı MOSFET güç anahtarları kullanılmıştır.[44]
- ARM'nun tasarımı üzerine çalışılmış ve çeşitli rotor şekillerinin, akı yoğunluğunun teğetsel ve radyal bileşenlerinin dağılımına ve şiddet etkisini incelenmiştir.[45]
- 450 W gücünde bir 6/4 ARM için geliştirilen yeni bir çevirici tanıtılmıştır. Akım ve konum sensörü yerine, gerçekleştirilen kontrolör kullanılmıştır. Kontrol işlemi ise, bir tek mikro işlemci kullanılarak gerçekleştirilmiştir.[46]

- Çift çıkık kutuplu ARM'larında akustik gürültünün sebepleri incelenerek gürültünün azaltılması için yeni bir metoto ortaya konumuştur. [47]
- ARM'nun rotor yapılarının moment üzerine etkileri incelenmiştir. 8/6 4- fazlı klasik lamine saçlı Anizotrop özellikte eksenel lamine saçlı 2-fazlı motor karşılaştırılarak moment değerleri kıyaslanmıştır. Anizotrop motorun kutup şeklinin iyileştirildiği çalışmada motorun doymanın doğrusal bölgesinde çalıştığı kabul edilmiştir.[48]
- ARM'nun Değişken yapısal kontrol (VSS) olarak adlandırılan bir metotla hız kontrol edilerek moment dalgalanmalarının azaltıldığı belirtilmiştir. Motor hızının hassas ve hızlı olarak ölçülmemesi durumunda VSS metodunun iyi bir sonuç vermeyeceği de belirtilmiştir.[49]
- ARM'nun doyma modeli için çeşitli uyarma durumlarında tablo oluşturularak moment karakteristiği hesaplanmıştır. Daha sonra deneysel olarak moment dalgalılığının nasıl tespit edileceğine ilişkin metot ortaya konmuştur. Hem sabit hem de değişken hızlarda metodun uygulanabilirliğine dikkat çekilen çalışmada, hesaplanan değerlerle deneysel sonuçların uyum içinde olduğu belirtilmiştir.
- Bir 6/4 prototip ARM'un kayıplarını bulmak için rotor ve statordaki akı dalga şekillerini elde ederek bunlardan eğri uydurma metodu ile genlik ifadeler türetilmiştir. Bu ifadelerin harmonik analizlerinde tek ve çift harmonikler tespit edilmiştir.[52]
- Rotor konumunu belirlemek için geliştirilen yeni dolaylı bir ölçüm metodu tanıtılmıştır. Rezonans metodu olarak isimlendirilen metoda göre faz endüktansına bağlı açı ölçülerek rotor konumu tespit edilmiştir.[53]
- ARM'ların en fazla kullanılan tipleri için komutasyon metodu geliştirilerek basit bir kontrol mantığı ile çok hassas olmayan bir konum sensörü kullanılmıştır. Bu metotla ARM çeviricilerinin dört bölge çalışması gerçekleştirilmiştir. [54]
- Kayan kipli deetim (Sliding Mode Teorisine) göre C-Dump devresi ile sargılarda biriken enrjinin kaynağa geri verilmesine çalışılmıştır. [55]
- ARM'nun rotor konumu sensösüz olarak belirlenmesi üzerine çalışılmıştır. Bir 8/6 ARM kullanılarak zıt emk'i dikkate alan bir bilgisayar programı kullanılarak “ dalga saptama tekniği “ geliştirilmiştir. Sensör kullanılmadan motorun kontrolü böylece gerçekleştirilmiştir. [56]
- Teorik çalışmadaki metodun doğruluğunu göstermek üzere ARM'nun deneysel çalışması yapılarak önerilen metodun kullanılabilirliği tartışılmıştır. [57]

- Robot uygulamaları için yüksek performanslı bir ARM'nun kontrolü parametre belirleme metodu gerçekleştirilmiştir. Moment dalgalılığını azaltmak üzere bir kaskad moment kompanzatörü kullanılarak ve sistemin iyileştirilmesi üzerinde durulmuştur.[58]
- 6/4 ARM'de ortak endüktanslar dikkate alınarak, motorun kararlı hal modeli çıkarılmıştır. Elektromagnetik cihazlarda kullanılan çelik alaşımının magnetik özelliklerine sıkıştırmanın etkileri incelenerek, ARM için sıkıştırmanın performans karakteristiği yanı sıra sargı endüktans şeklinide etkilediği gösterilmiştir.[59]
- Doymayı dikkate alınarak, ARM'nun akı/akım/konum ve moment/akım/konum karakteristikleri sayısal benzetimle elde edilmiştir. "Kendinden öğrenmeli" ismi verilen bir metotla dijital kontrolör geliştirilmiştir ve motor momentindeki dalgalılık böylece azaltılmaya çalışılmıştır. Elde edilen sonuçlar deneysel verilerle karşılaştırılarak metodun uygulanabilirliği tartışılmıştır. [60]
- 8/6'lık ARM'nun doyma modeli kullanılarak akımları ve konum bilgilerinden yararlanılarak, momentteki dalgalanmanın iyileştirilmesi için faz akımlarının olması gereken değerini sinir ağları ile kontrol edilmiştir.[61]
- ARM'nun moment dalgalanmasını azaltmak için stator ve rotor kutup açıları değiştirilerek yeni motor elde edilmiştir. "Silikon görünür güç" sınırlayıcı metodu ile bakır kayıplarını da azlatan bu çalışmada moment iyileştirilmesi, deneysel çalışma ile gösterilmiştir.[62]
- ARM'nu robot uygulamalarında kullanmak için moment dalgalanmasının azaltılması modele dayalı bir kontrol metodu ile gerçekleştirilmiştir.[63]
- ARM'nun sensörsüz kontrolündeki konum bilgisi ile fazların iletme girme anları arasındaki hata incelenmiştir. Genel bir sensörsüz metot önerilerek bu metot doğrusal model için kullanılmıştır. [64]
- 6/4 ARM'nun normal koşullar altındaki sürekli hal modeli oluşturularak motorun dinamik karakteristikleri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar deneysel verilerle de karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılıklı endüktansların sisteme etkisi incelenmiştir.[65]
- 6/4 ARM'nun normal koşullar altındaki sürekli hal modelleri oluşturularak motorun dinamik karakteristikleri elde edilmiştir. Doymanın etkisini dikkate alınarak faz endüktansları elde edilmiştir. Ayrıca endüktansların sisteme etkisi incelenmiştir.[66]

- ARM'nun sensörsüz kontrolü için modülasyona dayalı iki yeni metot önerilmiştir. Önerilen metot mikrokontrolör tabanlı kontrolcü ile ARM'na uygulanmıştır.[67]
- C-Dump çeviricili 8/6ARM doğrusal modeli oluşturularak moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Akımın karesi kontrol edilerek, sadece iki adet sensörlü ekonomik bir metot önerilmiştir. [68]
- ARM'de maliyeti düşürmek üzere basit bir kontrol devresi ile sabit hızda düzgün bir moment için yeni bir metot önerilmiştir. [69]
- ARM'nu magnetik karakteristiklerini özetleyen analitik bir ifade için motorun temel tasarım değerleriyle bağlantılı modeller incelenmiştir. Doyma durumu için bazı modeller gösterilmiştir.[70]
- C-Dump çeviricili 8/6 ARM'nun doymalı modeli oluşturularak moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Akımın karesi kontrol edilerek sadece iki adet sensörlü ekonomik bir metot önerilmiştir.[71]
- ARM'nun hatalı koşullarda elektriksel ve mekanik açılardan incelenmiştir. Rotorda oluşacak büyük kuvvetlerin akım, moment ve kuvvetler üzerine etkisi gösterilmiştir. Sonlu elemanlar metodu, magnetik devre analizi ve deneysel çalışmadan oluşan bir metot bu çalışmada kullanılmıştır. [72]
- ARM'nun tasarımı için analitik tasarım denklemleri geliştirilerek, motorun performans değerleri bu metotla elde edilmiştir. Geliştirilen analitik denklemlerle tasarlanan çok çeşitli motor tasarımları moment yoğunluğu açısından karşılaştırılarak optimum olan model elde edilmeye çalışılmıştır. Ayrıca çalışmada deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.[73]
- Magnetik alan ile elektrik devrenin birleşik analizi, $d\lambda/dt$ ifadesini de modelde tanımlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Böylece dinamik şartların kısmen modellendiği idda edilerek, ARM'nun akı-akım eğrisi bulunarak, motor akım dalga şekli elde edilmiştir. Ayrıca deneysel sonuçlar ile önerilen metot karşılaştırılmıştır.[74]
- Düşük hız uygulamalarında farklı yapılara sahip değişken relüktanslı motorlar moment kabiliyetleri ile karşılaştırılmıştır. Sargı sonu ve çok kutupluluk etkisinin de dikkate alındığı doğrusal analizde, klasik ARM, ortak endüktanslı değişken relüktanslı motor ve anizotrop rotorlu değişken relüktanslı motor karşılaştırılmıştır. [75]
- Doymalı sınır elemanlar analizin kullanıldığı çalışmada üretim ile prototip maliyetlerini azaltmak ve zamandan kazanmak için tasarım optimizasyonu üzerinde

çalışılmıştır. ARM'nun dinamik incelenmesi yapılarak performans değerleri elde edilmiştir. Motorda meydana gelen gürültü problemlerine dikkat çekilerek problemi azaltıcı bir metot önerilerek tasarımda iyileştirme yapılmaya çalışılmıştır. [76]

- ARM'nun analizi zaman artırımlı bir metotla Newton Raphson çözücü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elektro-magnetik sistemin arasındaki bağın güçlü iken elektromekanik sistemle mekanik alt sistem arasındaki bağın zayıf olduğu tespiti yapılmıştır.[77]
- 2-Boyutlu sonlu elemanlar metodu ile modellenmiş magnetik alanı ile elektrik devre denklemleri birlikte eş zamanlı çözülerek ARM incelenmiştir. Motorun akımı ve stator kutuplarındaki kuvvet dağılımı hesaplanmıştır. Magnetik kuvvetlerin mekanik cevabı da bu incelemede ele alınmıştır. Mekanik sistemin frekans cevabıda bu incelemede ele alınmıştır. Mekanik sistemin frekans cevabı ve harmonikleri gösterilerek, simulasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. [79]
- Sonlu elemanlar metodu kullanılarak ARM'nun moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Rotor kutup şekli değiştirilerek eldedilen yeni bir ARM modeli ile klasik motor akustik gürültü bakımından karşılaştırılmıştır. Daha az gürültülü bir model olan bu yeni modelin aynı zamanda bir asenkron motordanda düşük gürültü seviyesine sahip olduğu verilerle vurgulanmıştır.[80]
- ARM'nun optimum tasarım için dinamik sonlu elemanlar analizi gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrol metodunda olduğu gibi akım iki bileşene ayrılmakta ve momenti oluşturulan bileşen moment dalgalılığını azaltmak üzere ayrılmakta ve momenti oluşturan bileşen moment dalgalılığın neredeyse tamamen yok edildiği ortaya konmaktadır.[81]
- Dönen kısmı olan ve elektrik devresi ile bağlantılı bir elektromagnetik sistemin 3-boyutlu dinamik analizi 6/4 bir ARM örnek alınarak gerçekleştirilmiştir. Hareketli sistemin Langrange Sliding metodu ile modele dahil edilmiştir.Önerilen metot ile ARM'nun akım dalga şeklinde de bu çalışma ortaya konmuştur. [82]

ARM'lar üzerine hergün yeni çalışmalar eklenmektedir. Özellikle sistemin manyetik analizi ile tasarımı ve konum algılayıcısı kullanılmadan kontrol konularında yeni metotlar ortaya çıkarılmaktadır.

1.3 Çalışmanın Amacı

Anahtarlı relüktans motorları son yıllarda üzerinde birçok araştırmanın yapıldığı elektrik makinalarından biridir. Motorun yapısının, sürücü devresinin basit ve ekonomik oluşu endüstride birçok uygulama alanı bulmasını sağlamıştır. Fakat bu avantajların yanı sıra moment dalgalılığı, yüksek akustik ses ve konum algılama zorunluluğu ARM'nun başlıca dezavantajlarıdır.

Tez çalışmasında ARM'nin manyetik yapısı ortaya çıkarılmıştır. Bunun için son yıllarda elektrik makinalarında oldukça geniş bir kullanım alanı olan sonlu elemanlar yöntemi manyetik analizde kullanılmıştır. Bu sayede ARM'nun manyetik yapısını daha ayrıntılı ve doğrusal bir şekilde incelenebileceği düşünülmüştür. Bu manyetik analiz sonuçlarından ARM'nun karakteristik eğrileri olan akı-akım, endüktans-açı ve moment-açı değişimleri elde edilmeye çalışılacaktır. Bu eğriler sayesinde makinanın matematiksel modeli elde edilmiş olunur. Matematiksel model MATLAB-SIMULINK ortamında kurularak makinanın değişik hızlarda ve ateşleme açılarında akım, gerilim ve moment karakteristikleri incelenecektir. Ayrıca yeni bir tip anahtarlı relüktans motoru üzerinde manyetik analiz gerçekleştirilmiştir.

2. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORU

2.1 Genel

Anahtarlı relüktans motorunun tasarımı, performansı, kontrolü ve tahriğinin iyileştirilmesi konusu günümüz araştırmacılarının yoğun ilgisini çekmektedir. Motorun basit yapısı, stator sarımlarının basit ve konsantre olması motoru yüzeysel olarak diğer elektrik makinlarından daha basit ve ucuz kılmaktadır. Ancak bu görünümünün yanında bazı dezavantajları da bulunmaktadır.

Anahtarlı relüktans motoru yapı ve çalışma ilkesi itibari ile değişken relüktanslı adım motorlarına benzemektedir. Aralarındaki fark değişken relüktans adım motoru bir konum geri beslemesi almadan açık çevrim çalışabilir ve konum kontrolü uygulamalarında kullanılmaktadır. Ancak anahtarlı relüktans motoru çalışabilmesi için mutlaka bir konum geri beslemesi almak zorundadır. Bununla birlikte anahtarlı relüktans motoru enerji dönüşümü yani moment kontrolü uygulamalarında kullanılmaktadır. Anahtarlı relüktans motorunun rotor ve stator yapısı oldukça basittir. Bundan dolayı üretim kısa sürede ve kolay bir şekilde sağlanmaktadır. Ayrıca motorun eylemsizlik momenti oldukça düşüktür. Bu açıdan sistem cevabı hızlı olmaktadır. Motorun sadece statorunda sargı bulunduğu soğutma problemi diğer elektrik makinalarına oranla daha düşüktür. Rotorun kompakt yapısı nedeniyle diğer motorlara kıyasla daha yüksek hızlarda çalışabilmektedir. Yol alma momenti ve akımı düşüktür. Çalışma ilkesi itibari ile faz sargılarına uygulanacak olan akımın yönü dönüş yönünden bağımsızdır. Bundan ötürü AC motorların sürücü devrelerine oranla anahtarlı relüktans motor sürücü devresinde daha az anahtarlama elemanı kullanılmaktadır. Sürücü devresinde olabilecek hata ve kısa devrelere karşı, diğer motorların besleme devrelerine nazaran daha yüksek dayanıklılığa sahiptir.

Yukarda sayılan avantajların yanı sıra anahtarlı relüktans motorunun bazı dezavantajları bulunmaktadır. Çalışma prensibinden dolayı moment üretimi darbeli şekilde olmaktadır. Moment üretiminin darbeli olmasından dolayı hasas yüklerin kontrolünde sorunlar oluşmaktadır. Özellikle yüksek hızlarda bu moment dalgalılığı ile birlikte ses ve titreşim problemleri de oluşmaktadır. Anahtarlı relüktans motorunun manyetik yapısı oldukça nonlineerdir. Bundan ötürü performans incelemelerinde birden çok parametre birbirleri ile ilişkili şekilde değişmektedir. Bu da bilgisayar destekli incelemelerinde dahi sorunlar ortaya çıkarmaktadır. Besleme

motorlarda olduğu gibi akı değişimini çok fazla etkilemesini engellemek ve böylece rotor ataletini yenerken kalkışını daha az titreşimli sağlamak için hafif eksenel kayıklı imal edilir.

Daha önceleri bir tek elektronik anahtarlama elemanı kullanılarak çalıştırılan anahtarlı relüktans motorları her bir kutbu oluşturan her bir stator bacağı üzerine ana sargıya ters yönde sarılı ikinci tip bir sargı kullanırdı. Bu sargı manyetik açıdan etkin olmayan iki üç sarımlık kalın ve uçları birbirine bağlı eş iki telden oluşmaktadır. Bu sargı çalışma esnasında uyarması kesilen sargının manyetik alanda depoladığı enerjini, diğer fazlar uyarıldığında manyetik olarak motorun çalışmasına fren etkisi yaratmasını engellemek, tek yönlü ve sürekli çalışmasını sağlamak için kullanılırdı. Bugün kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanlarının hızlı çalışmasından dolayı bu tip sargıya sahip motorlar pek kullanılmazlar. Anahtarlama relüktans motorlarının stator kutuplarının sayısı rotor kutup sayılarına eşit değildir. Bu durum sürekli dönmeyi sağlayabilmek içindir. Genellikle stator kutuplarının sayısı rotor kutuplarının sayısından daha fazladır. Kullanılacak amaca bağlı veya tahrik sistemine bağlı olarak farklı tasarlanırlar. Stator ve rotor kutuplarının sayısı ve faz sayısı dikkate alınması gereken başlıca tasarım parametreleridir. Yüksek hız gereken ARM uygulamalarında genelde rotor kutup sayısı stator kutup sayısına göre küçük seçilir. Yüksek moment gerektiği ARM uygulamalarında ise rotor kutup sayısı stator kutup sayısına yakındır.

Genellikle stator kutupları, rotor kutuplarına nazaran daha dar tutulurlar. Bunun sebebi her bir faz uyarıldığında manyetik alandan daha fazla isitifade edebilmek ve sargılara daha geniş yer sağlamaktır. Çünkü stator kutup genişliği $dL/d\theta$ endüktans değişimi ile orantılıdır. Aynı zamanda endüktansın artmasından dolayı verilen gerilim kaynağı için motorun maksimum hızını sınırlar. Ayrıca motor tahrik devresinin maliyeti ve karmaşıklığı dikkate alınmazsa faz sayısını büyük olması, moment dalgalanmasını azaltıcı şekilde etkir. Genelde rotor kutup sayısının mümkün olduğu kadar az sayıda olması, anahtarlama frekansını düşük kılmak açısından faydalı olabilir. Fakat bu gerek kalkış momentini ve çalışma yönün tayinine olumsuz yönde etkir.

Stator ve rotor kutuplarının genişliklerinin seçimi tahrik sisteminin özelliğine bağlıdır. Negatif moment üretiminden kurtulmak veya her fazın pozitif ve negatif moment üretme bölgelerinin ayrılması için rotor kutuplarının genişliği, stator kutuplarının genişliğinden daha büyük yapılır. Bu seçim kriterlerinin belirlenmesi sırasında sonlu elemanlarının analizi yardımıyla optimizasyon kriterlerine bağlı olarak çeşitli iyileştirmeler yapılmaktadır.

ve kontrol amaçlı özel elektronik devre gereksinimi bulunmaktadır. Rotor konumunun izlenmesi ve bir geri besleme devresinin kullanılması zorunludur. Moment/akım, verim ve güç faktörü gibi değerleri sürekli mıknatıslı motorlara kıyasla düşüktür. Bunlar ancak özel çalışma ve tasarım şartlarında rakip motorlar (sürekli mıknatıslı motorlara ve asenkron motor) düzeyine çıkabilir. Tasarım ve mekanik boyutlandırma zordur. Hava aralığının küçük oluşu ve radyal doğrultudaki simetrisizliğe duyarlılığı ucuz rulman kullanımını önlemektedir.

Anahtarlı relüktans motoru yukarda verilen ve tahrik sisteminin performansını doğrudan etkileyebilecek olumsuz özellikleri, günümüz çalışmaları sonucunda tasarımı, manyetik devre ve kontrol devresindeki optimizasyonlar ile tahrik sistemlerinde uygulanabilececek özel bir motor haline gelmiştir.

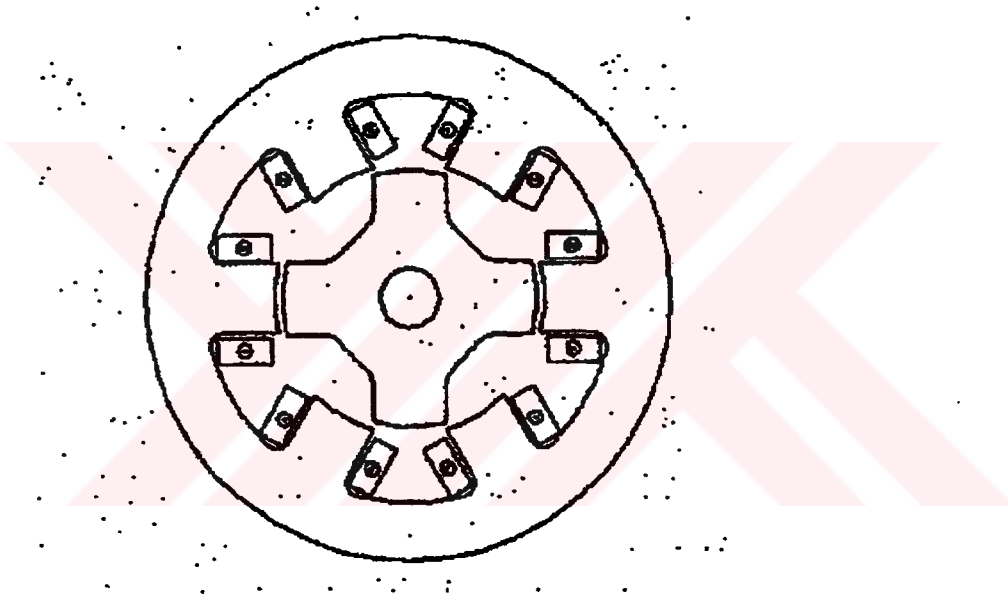
2.2 Anahtarlı Relüktans Motorlarının Yapısı

Yapı bakımından adım motorlarına benzer bir yapıya sahip olan anahtarlı relüktans motorlarının hem statorunda hemde rotorunda çıkık kutuplar bulunmaktadır. Bu nedenle çift çıkıklı (double salient) elektrik motorları olarak anılır. Stator ve rotor çekirdeklerinin her ikisi de imalat uygunluğu ve demir kaybını azaltmak amacı ile ince yaprak halinde bir tarafı iletken bir tarafı yalıtkan lamine saçlardan imal olunur. Şekil 2.1 'de rotorunda 4 statorunda 6 çıkık kutup bulunan anahtarlı relüktans motorunun basit geometrik yapısı görülmektedir. Şekil 2.1 'deki makina pratik olarak 6/4 anahtarlı relüktans motoru olarak anılmaktadır. Statordaki çıkık kutuplar herhangi bir DC makinanın alan sargıları gibi özellikle basit forumlu ince telli sarımlardan oluşan yoğun sargılar taşırlar. Bunun sebebi herhangi bir faz uyarıldığında ortaya çıkan manyetik alandan maksimum şekilde faydalanmaktır.

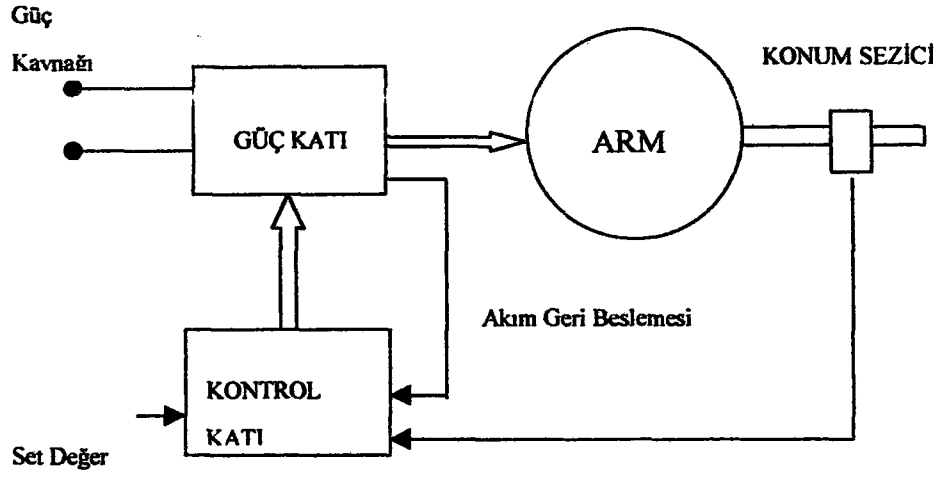
Adım motorlarında ayrı ayrı uyarılan bobinlerin her bir bobinler grubu faz olarak göz önüne alındığında, aynı şekilde anahtarlı relüktans motorlarının statorunda bulunan ve DC gerilim uygulanan sargılarında faz sargıları denmektedir. Anahtarlı relüktans motorlarında stator çıkık kutuplarının aynı eksende bulunan karşılıklı kutuplarındaki sargılar birbirlerini destekleyecek yönde sarılarak, bir faz sarımını meydana getirmek için seri bağlanırlar.

Diğer elektrik makinalarından farklı olarak anahtarlı relüktans motorunun rotoru mıknatısız ve fırçasız olup, herhangi tipte bir sargı çeşidi taşımaz. Son derece basit ve yalın formadadır. Dağılmış sargılara sahip olan diğer elektrik makinalarında farklı olarak enerji dönüşümü, güç devresinde bulunan anahtarlama elemanlarının uygun rotor konumlarında açılıp-kapanması ile darbeli bir şekilde sağlanır. Rotor, asenkron

ARM'nun döndürme momenti akımın yönü ile değil sadece genliği ile değişir. Akım eğer endüktansın artma yönünde uygulanırsa döndürme momenti pozitif, eğer azalma yönünde uygulanırsa negatif moment elde edilir. Başka bir ifade ile anahtarlamalı relüktans motoru generatör olarak da kullanılabilir veya elektriksel frenleme yapmak mümkündür. Akım yönün değiştirilmesine gerek olmaması nedeniyle bu motorun elektronik kontrolünde kullanılacak olan çeviricideki yarı iletken anahtar sayısı diğer motor türlerine oranla yarı yarıya azalır. Akım darbelerinin endüktans değişiminin hangi bölgelerinde uygulanacağını tespit etmek gerekir. Bunun için bu bölgelere ait θ konumunun bilinmesi gerekir. Bu yüzden rotor miline optoelektronik veya alan etkili (hall effect) türü bir konum algılayıcısı bağlanmalıdır.



Şekil 2.1 Üç Fazlı 6/4 Anahtarlı Relüktans Motoru



Şekil 2.2 Anahtarlı Relüktans Motorunun Kontrol Şeması

3. ENERJİNİN KORUNUMU VE ELEKTROMAGNETİK TABANLI MOMENT DENKLEMLERİNİN ELDE EDİLMESİ

3.1 Giriş

Elektrik makinaları elektrik enerjisini mekanik enerjiye, mekanik enerji elektrik enerjisine çeviren elektromekaniksel araçlardır. Elektrik makinalarının dinamiğinin ortaya çıkarılabilmesi için elektiksel ve mekaniksel girişlerin bir arada değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu kısımda elektrik makinalarının moment formüllerinin elde edilmesi için gerekli olan kısımlardan bahsedilecektir.

Anahtarlı relüktans makinasının moment denklemi akı-akım özeğrileri ile direk ilişkilidir. Buradan elde edilecek sonuçlar ile ilerdeki kısımlarda anahtarlı relüktans motorunun moment ve endüktans eğrileri açıklanacaktır.

Fiziksel bir sistemin dinamiğinin incelenebilmesi için matematiksel modelinin elde edilebilmesi gereklidir. Herhangi bir sistemin matematiksel modeli ; sistemin durum değişkenlerine ve giriş değişkenlerine bağlı olarak sistemin cevabını tanımlayabilen minimum sayıdaki differansiyel denklemler setidir. Elektrik makinalarının matematiksel denklemleri aşağıdaki varsayımları kabullenerek yapılmaktadır.

- i) Elektrik ve magnetik alanın zamana bağlı değişimleri (frekansları) düşüktür.
- ii) Elektromekaniksel sistemlerin hızları yavaştır.

Bu varsayımlar ile oluşturulan elektrik ve mekanik diferansiyel denklemler setine quasi statik sistemler denilmektedir. Maxwell denklemleri elektromagnetiksel analizlerde genel bir tanımlı oluşturur. Elektromagnetik alanlar için Maxwell denklemleri genel olarak şu şekilde bulunmaktadır.

$$\nabla \times \{H\} = \{J\} + \frac{\partial D}{\partial t} = \{J_s\} + \{J_e\} + \{J_v\} + \left\{ \frac{\partial D}{\partial t} \right\} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \{E\} = -\left\{\frac{\partial B}{\partial t}\right\} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \{D\} = \rho \quad (3.4)$$

Maxwell denklemleri yüksek frekanslarda birbirleri ile bağımlı durumdadırlar. Yapılan birinci kabul ile manyetik alan denklemleri aşağıdaki duruma gelirler

$$\nabla \times \{H\} = \{J_s\} \quad (3.5)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0 \quad (3.6)$$

Esas olarak potansiyel alan denklemlerinin üretilmesi (3.5) ve (3.6) Maxwell denklemlerinden çıkartılmıştır. Kalıcı mıknatıslar olmaksızın doymalı malzemeler göz önüne alınacak şekilde magnetostatik problemler için esas bağıntı ;

$$\{B\} = [\mu] \{H\} \quad (3.7)$$

$[\mu]$ = Magnetik geçirgenlik matrisi, genelde H'nin bir fonksiyonudur

Elektriksel alan denklemleri ise ;

$$\{J\} = [\sigma] [\{E\} + \{v\} \times \{B\}] \quad (3.8)$$

$$\{D\} = [\varepsilon] \{E\} \quad (3.9)$$

Yukardaki denklemlerden anlaşılacağı üzere quasi statik bir sistemde Maxwell denklemleri elektrik ve manyetik alan olarak birbirinden ayrılarak inceleme ve analiz yapılması kolay bir hale gelmiştir.

Quasi statik olarak kabul edilen bir sistemin toplu parametreler cinsinden bir analiz yapıldığında, elektriksel denklemler mekaniksel hareketinde etkilerini inceleyecek şekilde ele alınmaktadır. Aynı şekilde mekaniksel denklemlerde elektriksel etkileri içine alacak temel fizik denklemlerinden yola çıkılarak hazırlanmaktadır. Buradaki zorluklar ise elektriksel denklemlerde mekaniksel tabanlı oluşan endüklenen gerilimleri ve mekaniksel denklemlerde ortaya çıkan elektriksel tabanlı endüklenen moment ifadelerini bulmakta oluşmaktadır. Bu zorluğu ortadan kaldırmak için çok ufak sonlu bir artım için elektriksel ve mekaniksel kısımları denklemleri enerjinin korunumu yasasından faydalanılarak birlikte kullanılmaktadır.

Bu sayede elektriksel olarak endüklenen momentleri ve mekaniksel tabanlı endüklenen gerilimleri elde etmek mümkün olmaktadır. Bu aşamada akı-akım veya

yük-gerilim ilişkileri ve sistemin enerjisi elde edilecektir. Bu toplu parametreleri sonlu çok ufak bir artım için enerjinin korunum yasasından faydalınarak kuvvet veya moment değerleri elde edilecektir. Bu değerlerde mekaniksel orijinli endüklenen gerilim ifadeleri ile hesaplanmasında kullanılacaktır.

3.3 Enerjinin korunumu ve elektromagnetiksel tabanlı moment denkleminin elde edilmesi

Herhangi bir fiziksel sistem için enerjinin korunumundan bahsedecek olursak; toplam giriş enerjisi depolana enerjideki değişime ve harcanan enerjilerin toplamına eşit olmalıdır. Korunumlu bir sistemde kayıplar sıfırdır, burdan enerjinin korunumu yazılacak olunursa

$$\boxed{\begin{array}{c} \text{Mekaniksel Kısımdan} \\ \text{Sağlanan Toplam} \\ \text{Enerji} \end{array}} + \boxed{\begin{array}{c} \text{Elektriksel Kısımdan} \\ \text{Sağlanan Toplam Enerji} \end{array}} = \boxed{\begin{array}{c} \text{Elektrik ve Magnetik} \\ \text{Alanda Depo Edilen} \\ \text{Enerjideki Değişim} \end{array}} \quad (3.9)$$

Yukarda yazmış olduğumuz denklemi herhangi bir ufak yer değişiminin dt kadarlık küçük bir zaman aralığında korunumlu bir elektromagnetik sistem için tanımlayıp yer değişimi sonucunda ortaya çıkan momenti elde edeceğiz. Sistemin L elektriksel girişinin magnetik alan depo eden elemanlara bağlandığını $N-L$ elektriksel girişinin ise elektriksel alan depo eden elemanlara bağlandığını varsayıyoruz. Bu yer değişim sonucunda ortaya çıkan enerji denklemleri ise şu şekilde sıralanabilir.

Mekaniksel Kısımdan Sağlanan Toplam Enerji;

$$\sum_{k=1}^M T_k d\theta_k = - \sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k \quad (3.10)$$

Magnetik Alan Kuplajlı Kısıma Sağlanan Elektriksel Enerji

$$\sum_{j=1}^{j=L} V_j i_j dt \quad (3.11)$$

Elektriksel Alan Kuplajlı Kısıma Sağlanan Elektriksel Enerji

$$\sum_{j=L+1}^N V_j dq_j \quad (3.12)$$

Elektrik ve magnetik alandaki değişim ;

$$d [W_e + W_m] \quad (3.13)$$

Yukardaki denklemlerde T_{ek} kayıplar çıkarıldıktan sonra mekanik kısma uygulanan elektriksel tabanlı momenttir. W_e ise elektriksel alandan dolayı depolanan enerji W_m 'de magnetik alandan dolayı depolanan enerjidir. Yukardaki denklem M mekaniksel N elektriksel girişe sahip bir korunumlu sistem için toplu bir şekilde yazılacak olunursa ;

$$-\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k + \sum_{j=1}^{j=L} V_j i_j dt + \sum_{j=L+1}^N V_j dq_j = d [W_e + W_m] \quad (3.14)$$

Bu denklemi yazmaktaki amacımız mekanik kısma uygulanan momenti hesaplayabilmektir. Bunun için ilk başta elektriksel ve magnetik alanda depo edilen enerjilerin elde edilmesi gerekmektedir.

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{j=1}^{j=L} V_j i_j dt + \sum_{j=L+1}^N V_j dq_j - d [W_e + W_m] \quad (3.15)$$

Toplu parametreler veya bağımsız değişkenler şeklinde yazılacak denklemler yukardaki enerji korunum yasasından elde edilen tüm denklemi sağlamak zorundadır. Bu toplu parametrelerde akı-akım ve yük-gerilim cinsinden olacaktır. Akı akımın ve geometrik veya mekaniksel açının bir fonksiyonu şeklinde yazılabilir.

$$\lambda_{je} = \lambda_{je}(i_1, i_2, i_3, \dots, i_L; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M) \quad (3.16)$$

Terminal girişlerinden V_{je} ve i_{je} kayıpsız elektromekaniksel sisteme giriş elektrik enerjisini göstermektedir. Burada Faraday yasasından bahsedecek olursak;

$$v_{je} = \frac{d\lambda_{je}}{dt} = \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial t} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_1} \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_2} \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_3} \frac{d\theta_3}{dt} + \dots + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_n} \frac{d\theta_n}{dt} \quad (3.17)$$

Burada $\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial t}$ transformatör gerilimi ve hızla orantılı olarak değişen $\frac{d\theta_k}{dt}$ ise hız gerilimi olarak adlandırılmaktadır. Transformatör gerilim $\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial t}$ ifadesi

$$\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial t} = \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_3} \frac{di_3}{dt} + \dots + \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_n} \frac{di_n}{dt} \quad (3.18)$$

Burada $\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_n} \frac{di_n}{dt}$ ifadeleri genel olarak artımsal endüktans olarak adlandırılır.

Yukardaki denklemlere benzer ilişki depo edilen elektriksel alan enerjisinin elektriksel giriş terminallerindeki değişkenler olan elektriksel yük ve gerilim içinde yazılmaktadır.

$$q_{je} = q_{je}(v_{L+1}, v_{L+2}, v_{L+3}, \dots, v_N; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n) \quad (3.19)$$

Yukardaki bağımsız değişkenler cinsinden yazılmış denkleme Coulomb yasası uygulanırsa

$$i_{je} = \frac{dq_{je}}{dt} = \frac{\partial q_{je}}{\partial v_1} \frac{dv_1}{dt} + \frac{\partial q_{je}}{\partial v_2} \frac{dv_2}{dt} + \dots + \frac{\partial q_{je}}{\partial v_N} \frac{dv_N}{dt} + \frac{\partial q_{je}}{\partial \theta_1} \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{\partial q_{je}}{\partial \theta_2} \frac{d\theta_2}{dt} + \dots + \frac{\partial q_{je}}{\partial \theta_n} \frac{d\theta_n}{dt} \quad (3.20)$$

Elektriksel alan kuplajlı depo edilen enerji W_e ve magnetik alan kuplajlı depo edilen enerji W_m bağımsız değişkenlerin integrali alınarak hesaplanmaktadır. W_e gerilimin ve elektriksel yükün integralinin alınması sonucunda hesaplanırken W_m 'de akımın ve açının veya akımın ve açının integrasyonunun sonucunda bulunmaktadır. Bağımsız değişkenler üzerinden tanımlanana elektromekaniksel korunumlu sistemde yukarda tanımlanan denklemler arasındaki bağıntılar lineer veya nonlineer olabilir buna bağlı olarak depo edilen enerji denklemleri değişmektedir.

Korunumlu bir sistemin en temel özelliği bu sistemdeki enerji fonksiyonlarının durum değişkenlerinin fonksiyonu olmasıdır. Bunun anlamı enerjinin bağımsız değişkenlerin başlama ve bitiş noktalarının fonksiyonu olmasıdır. Durum değişkenleride tek değerli fonksiyonlardır. Bundan dolayı korunumlu bir elektromekaniksel bir sistemin enerji fonksiyonlarıda tek değerlidir.

Quasi statik bir elektromekaniksel sistemde magnetik alanda depo edilen enerji (W_m) $\bar{B}$, $\bar{H}$ ve endüktans cinsinden elektriksel alanda depo edilen enerji (W_e) $\bar{D}$, $\bar{E}$ ve kapasite cinsinden elde edilmektedir. Her iki alanda sistem içersinde bulunuyorsa bunlar maxwell denklemlerinin quasi statik sistemde iç içe ilişkili olmadıklarından ayrı ayrı incelenebilir.

3.4 Magnetik Alan için Enerji ve Koenerjinin Elde Edilmesi

Korunumlu bir elektromekaniksel sistemde akım taşıyan iletkenlerden dolayı $\bar{B}$, $\bar{H}$ ve akılar oluşmaktadır. Bu sistemde elektriksel alanlar sıfır kabul edilir bundan dolayı kapasiteler statik yükler ve depo edilen elektrik alan enerjisi denklemlerde sıfır alınır. Bunun sonucunda denklem 3.9 aşağıdaki hali alır.

$$\boxed{\text{Mekaniksel Kısımdan Sağlanan Toplam Enerji}} + \boxed{\text{Elektriksel Kısımdan Sağlanan Toplam Enerji}} = \boxed{\text{Magnetik Alanda Depo Edilen Enerjideki Değişim (W_m)}}$$

(3.21)

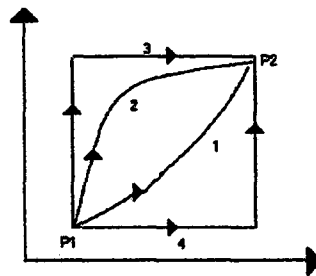
Yukardaki denklemden anlaşılacağı üzere sisteme sağlanan giriş enerjilerinin hepsi magnetik alanda depo edilmektedir. Bunun sonucunda depo edilen enerji sonsuza giderek sistemin dağılmasına neden olacaktır. Bundan dolayı sistemin en az bir girişi ve bir de çıkışı olmak zorundadır. Önceki bölümde bahsetmiş olduğumuz gibi enerji fonksiyonu tek değerli bir fonksiyondur. Rotasyonel hareket yapan N elektriksel girişe sahip elektromekaniksel sistemde depo edilen magnetik enerji aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır

$$W_m = W_m(\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3, \dots, \dot{I}_N; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_N) \quad (3.22)$$

Bu fonksiyon aynı zamanda bağımsız değişkenlerden akım yerine akı alınarak şu şekilde yazılabilir.

$$W_m = W_m(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M) \quad (3.23)$$

Yukarda tanımlanan denklemleri uzayda tanımlanan iki nokta $P_1 (\dot{I}_{10}, \dot{I}_{20}, \dots, \dot{I}_{n0}; X_{10}, X_{20}, \dots, X_{m0})$ ve $P_2 (\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3, \dots, \dot{I}_n; \chi_1, \chi_2, \chi_3, \dots, \chi_m)$ için ele alacak olursak.



Şekil3.1 Akı-Akım Eğrisi

Yukardaki N elektriksel girişli M mekaniksel girişli sistemde bağımsız durum değişkenleri cinsinden depo edilen enerji belirlenmek istenirse P_1 'den P_2 'ye giden sonsuz sayıda yol bulunmaktadır. Ancak burada başlangıç ve bitiş noktası önemlidir. Sistemin bu noktalara geliş yolu önemsizdir, çünkü enerji fonksiyonu tek değerli bir fonksiyondur. Bu nedenden dolayı integrali en rahat hesaplanan yol tercih

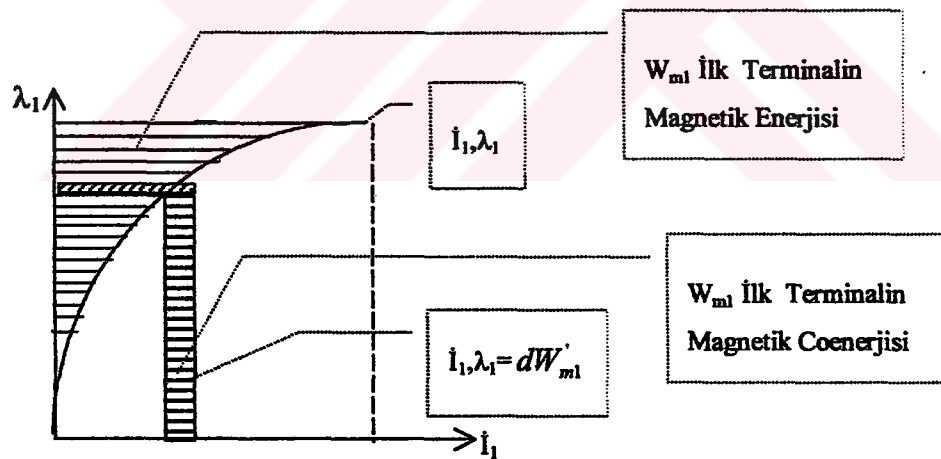
edilmektedir. Depolanan enerjiyi hesaplamada kullanılan en genel yol bağımsız durum değişkenlerini bir noktadan diğerine aşağıdaki şekilde yürütmektir.

1. Tüm Elektriksel Uyarımlar Sıfır Alınır (Akım ve Akılar Sıfır Alınır)

Burada sistemi mekaniksel değişkenler cinsinden son noktaya getirelerek integrali alınmaktadır. Bu kısımda da izlenecek yol enerji fonksiyonunun tek değerli olmasından dolayı önemli değildir. Fakat elektriksel uyarma enerjisinin sıfır alınmasından dolayı hesaplanması gereken elektriksel tabanlı kuvvetler sıfırdır.

2. Tüm Mekaniksel Durumlar Sabit Alınır. Her Akı En Son Noktasına Diğer Akılar Sabit Tutularak Getirilir.

Tüm akıların sıfır değerinde olduğunu varsayarak herbir girişin akısını en son noktasına diğer akı seviyeleri ve mekaniksel değişkenler sabit alınarak getirilmektedir. Bu işlem tüm elektriksel girişler enerjilendirilinceye kadar devam eder. Magnetik alanda depo edilen enerji tüm bu akıların son seviyelerine gelmesi ile hesaplanmaktadır. Burada mekaniksel kısım sabit tutulduğundan oluşan kuvvetlerde elektriksel tabanlı olmaktadır.



Şekil 3.2 Depolanan Enerji -Koenerji

Her elektriksel terminalde depolanan magnetik enerji şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$W_{m1} = \int_{\lambda_1=0}^{\lambda_1} i_1 d\lambda_1 \quad \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4 \dots \lambda_N = 0; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots \theta_M = \text{sabit} \quad (3.24)$$

$$W_{m2} = \int_{\lambda_2=0}^{\lambda_2} i_2 d\lambda_2 \quad \lambda_1 = \text{sabit} \quad \lambda_3, \lambda_4, \dots, \lambda_N = 0; \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M = \text{sabit} \quad (3.25)$$

$$W_{m3} = \int_{\lambda_3=0}^{\lambda_3} i_3 d\lambda_3 \quad \lambda_1, \lambda_2 = \text{sabit} \quad \lambda_4, \lambda_5, \dots, \lambda_N = 0; \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M = \text{sabit} \quad (3.26)$$

en son olarakda

$$W_{mn} = \int_{\lambda_N=0}^{\lambda_N} i_N d\lambda_N \quad \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N-1} = \text{sabit} \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M = \text{sabit} \quad (3.27)$$

N elektriksel girişli sistemde toplam depolanan magnetik enerji

$$W_m = \sum_{j=1}^N W_{mj} = \sum_{j=1}^N \int_0^{\lambda_j} i_j d\lambda_j \quad (3.28)$$

Denklem 3.28'de elde edilen magnetik enerji bağımsız değişkenler şeklinde aşağıda ifade edilmiştir ve bunun yanı sıra bu enerji skalar bir değerdir.

$$W_m = W_m(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n; \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M) \quad (3.29)$$

Her terminal için magnetik koenerji ise

$$W_{m1}' = \int_{i_1=0}^{i_1} \lambda_1 di_1 \quad i_2, i_3, \dots, i_N = 0; \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_m = \text{sabit} \quad (3.30)$$

$$W_{m2}' = \int_0^{i_2} \lambda_2 di_2 \quad i_3, i_4, \dots = 0, \quad i_1 = \text{sabit} \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_m = \text{sabit} \quad (3.31)$$

$$W_m' = \int_0^{i_N} \lambda_N di_N \quad i_1, i_2, \dots, i_{N-1} = \text{sabit} \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_m = \text{sabit} \quad (3.32)$$

Toplam depolanan magnetik koenerji;

$$W_m' = \sum_{j=1}^N \int_0^{i_j} \lambda_j di_j \quad (3.33)$$

Depolanan magnetik enerji fiziksel bir büyüklük olmasına rağmen depolanan magnetik koenerjinin fiziksel bir anlamı yoktur. Depolanan magnetik enerji ile depolanan magnetik koenerjinin toplamı toplam enerjiyi vermektedir ve W_{mT} şeklinde gösterilir.

$$W_{mT} = W_m + W'_m = \sum_{j=1}^N i_j \lambda_j \quad (3.34)$$

3.4 Elektriksel Tabanlı Momentlerin Elde Edilmesi

Depolanan magnetik enerjiyi, akıyı bağımsız değişkenler cinsinden elde ettikten sonra elektriksel tabanlı moment denklemi hesaplanabilir. Yukarıda belirtilen durumlar geçerliliğini korumaktadır, yani sistemimizin analizi magnetik alan bağlantılı olmaktadır. Elektriksel alan ve denklemleri ve bağımsız değişkenleri elektriksel yük ve kapasiteler yok sayılmaktadır ki bir elektrik makinasında magnetik alan ile elektriksel alan bir arada bulunmaz ve çoğunlukla çalışma prensipleri magnetik alan ifadeleri ve denklemleri ile açıklanmaktadır. Enerji korunum yasasından elde etmiş olduğumuz denklem 3.14'ü düzenleyecek olursak;

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{j=1}^N \left(\frac{d\lambda_{je}}{dt} \right) i_{je} dt - dW_m \quad (3.35)$$

veya

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{j=1}^N d\lambda_{je} i_{je} - dW \quad (3.36)$$

Bilindiği üzere depolanan magnetik enerji konum fonksiyonudur ve tek değerlidir. Bağımsız değişkenler üzerinden magnetik enerjinin diferansiyeli alınacak olunursa (dW_m);

$$dW_m = \sum_{k=1}^M \frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} d\theta_k + \sum_{r=1}^N \frac{\partial W_m}{\partial i_{re}} di_{re} \quad (3.37)$$

Aynı şekilde akısında bağımsız değişkenler cinsinden diferansiyeli alınacak olunursa ve yine akıda tek değerli bir fonksiyondur. Buradan ;

$$d\lambda_{je} = \sum_{k=1}^M \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} d\theta_k + \sum_{r=1}^N \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_{re}} di_{re} \quad (3.38)$$

Denklem 3.37 ve 3.39'u denklem 3.36'da yerine koyacak olursak

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{j=1}^N \left[\sum_{k=1}^M \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} d\theta_k + \sum_{r=1}^N \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_{re}} \right] i_{je} - \sum_{k=1}^M \frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} d\theta_k - \sum_{r=1}^N \frac{\partial W_m}{\partial i_{re}} di_{re} \quad (3.39)$$

Yukardaki denklem 3.39'u $d\theta_k$ ve di_{re} diferansiyellerine ayırarak olursak

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \left[\sum_{k=1}^M -\frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} + \sum_{j=1}^N \left(\sum_{k=1}^M \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} \right) i_{je} \right] d\theta_k + \left[\sum_{j=1}^N \sum_{r=1}^N \left(\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_{re}} \right) i_{je} - \sum_{r=1}^N \left(\frac{\partial W_m}{\partial i_{re}} \right) \right] di_{re} \quad (3.40)$$

Buradanda toplamın sırasını değiştirecek olursak

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{k=1}^M \left[-\frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} + \sum_{j=1}^N i_{je} \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} \right] d\theta_k + \sum_{r=1}^N \left[-\frac{\partial W_m}{\partial i_{re}} + \sum_{j=1}^N \left(\frac{\partial \lambda_{je}}{\partial i_{re}} \right) i_{je} \right] di_{re} \quad (3.41)$$

Bu noktada di_{re} 'li terimin tek değerli olan W_m ve λ_{je} fonksiyonu için toplam enerji denklemi uygulandığında sıfır olduğu görülmektedir. Bu sonuç çerçevesinde denkleminin en genel hali ise ;

$$\sum_{k=1}^M T_{ek} d\theta_k = \sum_{k=1}^M \left[-\frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} + \sum_{j=1}^N i_{je} \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} \right] d\theta_k \quad (3.42)$$

Elektriksel tabanlı moment ise şu halde olur.

$$T_{ek} = -\frac{\partial W_m(i_1, i_2, \dots, i_n; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)}{\partial \theta_k} + \sum_{j=1}^N i_{je} \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} \quad (3.43)$$

Eğer mekanik terminallerde yer değiştirme varsa, bu durumda elektriksel tabanlı k'ıncı terminaldeki kuvvet ;

$$f_{ek} = -\frac{\partial W_m(i_1, i_2, \dots, i_n; x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_k} + \sum_{j=1}^N i_{je} \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial x_k} \quad (3.44)$$

Yukardaki moment ve kuvvet denklemi aynı zamanda koenerji cinsinden de yazılabilir. Birçok durumda koenerjiyi elde etmek depolanan magnetik enerjiye oranla daha kolay olmaktadır. Enerji ve koenerji arasındaki denklemi kullanırsak;

$$W_m + W'_m = \sum_{j=1}^N i_{je} \lambda_{je}, \Rightarrow W_m = \sum_{j=1}^N i_{je} \lambda_{je} - W'_m \quad (3.45)$$

ve

$$\frac{\partial W_m}{\partial \theta_k} = \sum_{j=1}^N i_{je} \frac{\partial \lambda_{je}}{\partial \theta_k} - \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_k} \quad \frac{\partial i_{je}}{\partial \theta_k} = 0 \quad (i_{je} \text{ ve } \theta_k \text{ bağımsız değişkenler}) \quad (3.46)$$

denklem 3.45'i 3.43'de yerine koyacak olursak denklem;

$$T_{ek} = \frac{\partial W'_m(i_1, i_2, \dots, i_n; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m)}{\partial \theta_k} \quad (3.47)$$

kuvvet denklemide ;

$$f_{ek} = \frac{\partial W'_m(i_1, i_2, \dots, i_n; x_1, x_2, \dots, x_m)}{\partial x_k} \quad (3.48)$$

Yukardaki denklemlerde bağımsız değişkenler akım ve açıdır. Açı yerine kuvvet denklemini elde edebilmek için yerdeğiştirme cinsinden x olmaktadır. Bağımsız değişkenleri değiştirecek olursak ve akım yerine akı yerleştirecek olursak denklemler aşağıdaki hallerini alırlar.

$$T_{ek} = - \frac{\partial W_m(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m)}{\partial \theta_k} \quad (3.49)$$

$$f_{ek} = - \frac{\partial W_m(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n; x_1, x_2, \dots, x_m)}{\partial x_k} \quad (3.50)$$

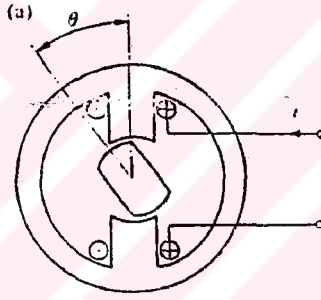
Bu bölümde elektromekaniksel sistemler için yani elektrik makinaları için genel bir denklem dizisi elde etmiş olduk. Denklemler hem rotasyonel hareket yapan hem de lineer hareket yapan elektrik makinaları için geçerlidir.

4. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA MOMENT İFADESİ

4.1 Anahtarlı Relüktans Motorunda Moment Üretimi

Anahtarlı relüktans motorunun hem stator hem de rotor dış çevresi düzgün değildir. Başka bir deyişle hava aralığının radyal doğrultudaki uzunluğu sabit değildir. Bu nedenle ;

$$R = \mu_0 \cdot \frac{l}{A} \quad (4.1)$$



Şekil 4.1 En Basit ARM

olarak tanımlanan relüktans, rotor konumunu belirleyen θ açısına bağlı olarak değişecektir. (Şekil 4.1) Yukardaki eşitlikte l hava aralığının radyal doğrultudaki etkin uzunluğunu, μ_0 hava aralığının magnetik geçirgenliğini (permeabilitesini), A ise karşılıklı olarak alt alta gelen ortak kutup alanını göstermektedir. Anahtarlı relüktans motorunun stator sargısından doğru akım geçtiğinden bir manyetik alan meydana gelmektedir. Bu manyetik alan devresini stator kutbu, hava aralığı, rotor, hava aralığı, stator kutbu, stator boyunduruğu üzerinden kapatır. Bu durumda rotora relüktansı minimum yapacak şekilde bir kuvvet etkir. Bunun sonucunda da θ 'nın sıfır olduğu bir başka deyimle stator ve rotor eksenlerinin çakıştığı konuma kadar bir dönme hareketi meydana gelir. Dönmenin sürekli olabilmesi için, o esnada denge konumundan θ açısı kadar uzakta olan bir sonraki rotor kutbuna karşılık düşen stator sargısına gerilim uygulanması gerekir. Böyle bir uygulamanın yapılması sonucunda enerjilendirilen ilk stator sargısı nedeniyle $\Delta\theta$ 'lık sonlu bir dönme hareketi meydana gelecek ve rotor en küçük relüktans konumunda hareketsiz kalacaktır. Bu konumun aşılması durumunda, rotora etkiyen

kuvvet, rotoru en küçük relüktans noktasına doğru geri itecektir. Bu ise ters yönlü bir moment anlamında olup moturun sürekli dönmesini engeller. Sürekli hareket için, motorun stator kutbunda bulunan kutup sargılarına ardışıl olarak ve istenilen kontrol sıklığında doğru gerilimler uygulanması gerekmektedir.

ARM'nin yukarıda bahsedilen moment oluşumu, elektromekanik enerji dönüşümü yönünden aşağıdaki şekilde açıklanabilir. Bilindiği gibi, bir rotor kutbunun stator kutbuna hareketi sırasında magnetik direnç (relüktans) azalırken, tetiklenen sargı bobinlerinin endüktansları artmaktadır. Rotor ve stator kutuplarının üst üste gelmesi; minimum relüktans, maksimum endüktans durumunu yansıtır. Rotor kutbunun iki stator kutbunun tam ortasına, başka bir deyişle, hava aralığının en büyük noktasına gelmesi bu kez relüktansın maksimum, endüktansın ise minimum değerlerini yansıtacaktır. Endüktans ve hava aralığında biriktirilen minimum enerji, hareket sırasında θ açısına bağlı olarak değişecektir. Genel olarak elektrik makinalarında moment denklemini elde ettiğimizde sonuç itibariyle

$$T_{et} = \frac{\partial W'_m(i_1, i_2, \dots, i_n; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m)}{\partial \theta_k} \quad (4.2)$$

Toplam hava aralığındaki enerji depolanan magnetik enerji ve konerjinin toplamından oluşmaktadır.

$$W_T = W_m + W'_m = \sum_{j=1}^N i_j \lambda_j \quad (4.3)$$

Elektromekaniksel sistemi lineer kabul edecek olursak yani doyma ihmal edildiğinde magnetik enerji ile koenerji birbirlerine eşit olacaktır ve

$$W'_m = \frac{1}{2} i^2 L(\theta) \quad (4.4)$$

olacaktır Bu denklemden de momenti elde edecek olursak

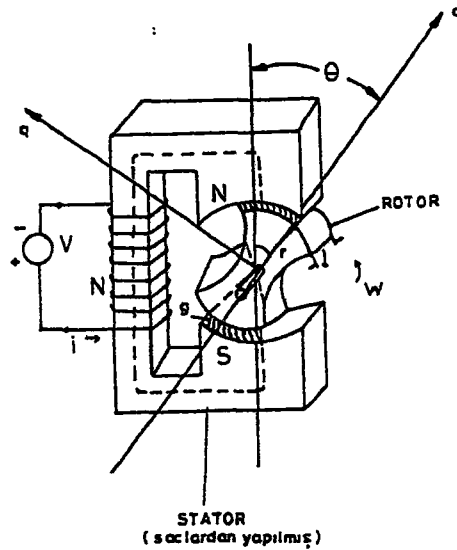
$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (4.5)$$

Görüldüğü üzere Anahtarlı relüktans makinasındaki momentin yönü akımın yönünden bağımsız olup endüktansın değişimine bağlıdır. Endüktans ise devrenin öz endüktansı olup θ ile değişmektedir.

4.2 Lineer Kabul Edilen Tek Fazlı Anahtarlı Relüktans Motorunda Moment Oluşumu ve İfadesi

Bu makina bir dış elektrik kaynağına bağlı olan elektrik sargısı, demirden yada demir saçlardan yapılmış ve bu sargıyı taşıyan çekirdek, dönebilen ve genellikle demir veya saçlardan yapılmış rotordan oluşmuştur. Şekil 4.2’de göz önüne alınacak makina gösterilmiştir. Rotorla dönen boyuna ve enine eksenler de şekilde görülmektedir. Boyuna eksen doğrultusunda statorla rotorun arasında kalan hava aralığının küçük ve bu doğrultuya dik olan enine eksen doğrultusunda ise büyük olduğu görülmektedir. Boyuna eksen düşey doğrultuya geldiğinde magnetik devrenin relüktansı en küçük (geçirgenliği en büyük) ve boyuna eksen rotorun dönmesi ile yatay duruma geldiğinde ise relüktans en büyük (geçirgenliği en küçük) olur. Magnetik devresinin geçirgenliği büyük olan bobinlerin özendüklemeleri büyük ve geçirgenliği küçük olanların da küçüktür. O halde relüktans motorun stator sargısına ait özendüklem katsayısı bir maksimum ve birde minimum değer arasında değişecektir. Relüktans motorunun stator sargısı, bir doğru akım kaynağından beslendiğinde rotor belirli hızla dönerse devrenin özendüklemi konuma bağlı olarak değişeceğinden akım bir maksimum ve bir minimum değer arasında değişecektir.

Rotoru üzerinde hiçbir sargısı bulunmayan relüktans motorunda depo edilen magnetik enerji konuma bağlı olarak değiştiğinden, rotora bir elektromekanik döndürme momenti etki eder. Öte yandan, depo edilen magnetik enerjisi rotor konumuyla değişmeyen ve rotorunda hiçbir sargı bulunmayan yuvarlak rotorlu makina ise stator sargısına ne biçimde bir gerilim uygulanırsa uygulansın bir döndürme momenti meydana getiremez.



Şekil4.2 Tek Fazlı Anahtarlı Relüktans Motoru

O halde, yalnız relüktans değişmediğinden ötürü, Şekil 31'de gösterilmiş olan motorda bir moment meydana gelecektir. Elektrik saat motorları, çıkık kutuplu senkron motorlar genellikle relüktans motoru ilkesi ile imal edilirler.

Relüktans motorunun N-S kutuplarının meydana getirdiği kuvvet çizgileri şekilde gösterilmiştir. Stator ve rotor kutup uçlarında, alan meydana gelecek uç etkisini ihmal edelim.

Depo edilen magnetik alan enerjisi rotor ile stator arasında kalın küçük hava aralığındadır. Diğer kısımlarda hava aralığı büyük ve bu yüzden alan şiddeti küçük olduğundan depo edilen magnetik enerji küçüktür. Rotor ile stator arasında kalan ve hava aralığının küçük olduğu bölge şekil θ ile tanımlanmıştır. Bu kısımda, magnetik akı yoğunluğu B 'nin sabit olduğunu kabul edelim. Enerji yoğunluğu genel olarak $B^2/2\mu_0$ dir. θ ile tanımlanan hava aralığında depo edilen magnetik enerji,

$$W_m = \frac{B^2}{2\mu_0} (2r.\theta l.g) \quad (4.5)$$

dir. Hava aralığındaki akı ise $\psi = B.S = (Br.l.\theta.g)$ olduğundan bunun denklem 4.4'de kullanılması durumunda ;

$$W_m = \frac{1}{2\mu_0} \left(\frac{\psi}{r.l.\theta} \right)^2 (2r.\theta l.g) \quad (4.6)$$

eşitliğini verir. Bu örnekte de bir kez akı sabit, akım değişken ve bir kez de akım sabit akı değişken varsayımı ile belirlenecektir.

Rotorun, $d\theta$ gibi sonsuz küçük açı kadar döndüğünü ve hızın küçük yada sabit olduğunu kabul ettiğimizden mekanik kinetik enerjideki değişme sıfırdır. Stator sargı direnci R ise, küçük bir dt zaman aralığında bu direçteki enerji kaybı $R.i^2 dt$ 'dir. Dışarıdan uygulanan M_e momentinin, du $d\theta$ açısı kadar dönmedeki enerjisi $M_e \frac{d\theta}{dt}$ 'dir. O halde enerjinin korunumu denklemi,

$$(M_e) + (V i dt) = (dW_m) + (R i^2) dt \quad (4.7)$$

şeklinde yazılır. Yukardaki denklemde sürtünme ve demir kayıpları da ihmal edilmiştir. Şimdi $d\theta$ gibi sonsuz küçük açısal yer değiştirmede veya dönmede akının değişmediğini kabul edelim. Bu takdirde, bobin için Kirchoff'un gerilimler kanundan $V=R.i$ yazabiliriz. Bu bağıntı ve denklem 4.6 yardımı ile akıyı sabit kabul ederek hesaplanan dW_m 4.7'de kullanılacak olunursa

$$(M_e d\theta) + (Rj^2 dt) = \left(-\frac{\psi^2 d\theta}{\mu_0 r l \theta^2} g\right) + (Rj^2 dt) \quad (4.8)$$

yada M_e için

$$M_e = \left(-\frac{\psi^2 g}{\mu_0 r l \theta^2}\right) \quad (4.9)$$

bulunur. Yukardaki ifadeden anlaşılacağı gibi M_e negatif bir momenttir. Tanımız uyarınca M_e dışarıdan rotora uygulanan bir moment olduğuna göre, momentin negatif oluşu, mekanik gücün negatif olduğunu gösterir. Negatif olan bir güç, çıkış gücü olarak tanımlandığından makina dışarıya güç vermektedir. Bu özellikle, söz konusu makinanın motor olarak çalıştığını açıklar.

Aynı problemi bu kez akının sabit olduğunu kabul ederek çözelim. Rotorun hareket etmesi ile akım sabit kaldığından akı değişecektir. Enerji denklemini bu varsayım üzerine yazacak olursak

$$W_m = \frac{\mu_0}{4g} (Ni)^2 r l \theta = \frac{1}{2} i N \psi \quad (4.10)$$

olmak üzere,

$$(M_e d\theta) + (Vj)dt = \left(\frac{1}{2} i N d\psi\right) + (Rj^2)dt \quad (4.11)$$

Akı değiştiğinden, Kirchoff'un gerilim kanunu uygulayacak olursak;

$$V = Rj + N \frac{d\psi}{dt} = Rj + N \frac{d\left(\mu_0 \frac{Ni}{2g} r l \theta\right)}{dt} \quad (4.12)$$

ve

$$(Vj)dt = \left(Rj^2 + \mu_0 \frac{N^2 j^2}{2g} r l \frac{d\theta}{dt}\right) = Rj^2 dt + Nj d\psi \quad (4.13)$$

ifadeleri yazılır. Denklem 4.13 denklem 4.11 yerine konacak olunursa, enerji denklemini aşağıdaki hale gelir.

$$M_e d\theta + Rj^2 dt + \left(\mu_0 \frac{N^2 j^2}{2g} r l d\theta\right) = \left(\frac{\mu_0}{4g} (Ni)^2 r l \theta\right) + Rj^2 dt \quad (4.14)$$

Buradan

$$M_e = -\mu_0 \left(\frac{Nj}{2.g} \right)^2 r l = -\frac{1}{2} Nj \cdot \frac{d\psi}{d\theta} \quad (4.15)$$

Denklem 4.15 ifadesinde, relüktans motorunun sonsuz küçük bir $d\theta$ 'lık açılık dönmede dış kaynaktan aldığı enerji $Nj \cdot d\psi$ ve depo edilen enerjinin $\frac{1}{2} Nj \cdot d\psi$ olduğuna dikkat edelim.

Kaynaktan alınana enerjinin yarısı magnetik alanda depo edilmekte yarisıda magnetik enerjiye dönüşmektedir. Bu açıklamda amlaşıldığı üzere kayıp enerjinin hepsini hesap dışı bırakmış oluyoruz. Bir başka deyişle elektromekaniksel korunumlu bir sistem için hesaplama yapmış oluyoruz. Kayıpları olan sistem ısı enerjisine dönüşen kayıp enerjiyi dış kaynaktan aldığını denklem 4.14 'da görülmektedir. Denklem 4.15 'deki $\frac{d\psi}{d\theta}$ 'yı tekrar hesaplayalım ve momentin akıma bağlı ifadesini bulalım. Hava aralığında ve demir kısımlarda magnetik gerilim düşümünün küçük olması nedeniyle $H = \frac{Nj}{2.g}$ olduğunu düşünürsek

$$\frac{d\psi}{d\theta} = \frac{d(Br l \theta)}{d\theta} = Br l \quad (4.16)$$

$$\psi = \mu_0 \frac{Nj}{2.g} r l \theta \quad (4.17)$$

Buradan da moment denklemi

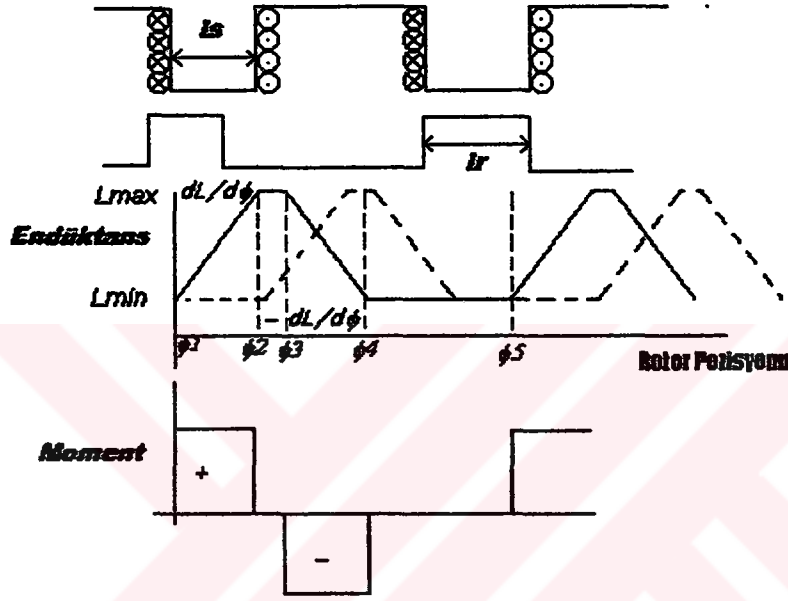
$$M_e = -\frac{(Nj)^2}{4.g} \mu_0 r l \quad (4.18)$$

elde olunur. Buradan da görülyorki sabit akıda kabul edilen moment denklemi sabit akım içinde aynı sonucu vermektedir.

4.3 Çok Fazlı Relüktans Makinalarında Endüktans Değişimi ve Moment

Arm'deki moment üretimi magnetik devrede uyarılan faz sargısına ait olan stator kutbunun rotor kutbu ile arasında maksimum relüktans konumunda moment oluşmaya başlar. Rotor kutbu ile stator kutbunun tümüyle çakıştığı konuma kadar kısaca maksimum endüktans değerine ulaşınca kadar pozitif moment üretilir. Moment anlaşılacağı üzere sargı akımının yönünden bağımsızdır, bu nedenle tek yönlü akım kullanılabilir. Motorun lineer olmayan magnetik yapısından dolayı moment ifadesi W'_a , koenerji ifadesi olarak daha önceki bölümlerde ifade etmiş olduğumuz gibi $T(\theta, i) = \frac{\partial W'_a(\theta, i)}{\partial \theta}$ ile gösterilir. Bu ifade lineer bir

yapı göz önüne alındığında $T(\theta, i) = \frac{i^2 \partial L}{2 \partial \theta}$ haline gelir. Burada lineer durum söz konusu olduğundan magnetik doyma ihmal edilmiştir. Bunun yanı sıra malzeme üzerindeki magnetik gerilim düşümünde ihmal edilmiştir. Motorun bulunduğu θ konumuna bağlı olarak faz endüktans değişimleri oluşmaktadır. Bu endüktans değişimleri rotordan alınan konum geri beslemesi ile belirlenebilir. Aşağıdaki şekilde sabit bir akım için rotor pozisyonuna bağlı olarak lineer durum için endüktans ve moment değişimi verilmiştir.



Şekil 4.3 Lineer durum

Yukarda çeşitli bölümlere ayrılmış olan endüktans eğrisinde l_s stator kutup eni, l_r rotor kutup enini göstermektedir.

- a) θ_1 - θ_2 bölgesi: Bu bölgede rotor ve stator kutuplarının kutup kenarları karşılaşır ve endüktans dönme hareketi ile birlikte lineer olarak artmaya başlar ($\frac{dL}{d\theta}$) θ_2 konumunda kutuplar tamamen çakışmaya kadar devam eder. Bu noktada endüktans maksimum olur.

$$V_n = R i_n + w \frac{\partial L}{\partial \theta} i_n + L(\theta) \frac{di_n}{dt} \quad (4.19)$$

$$T_e = \frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (4.20)$$

- b) θ_2 - θ_3 bölgesi : θ_2 - θ_3 konumları arasında endüktans sabit kalır. Bu bölge rotor ve stator kutuplarının enine farkından kaynaklanan ölü bölgedir.

$$V_n = R i_n + L_{\max} \frac{di_n}{dt} \quad (4.21)$$

$$T_e = 0 \quad (4.22)$$

- c) θ_3 - θ_4 bölgesi :Bu bölge içerisinde çakışık durumda olan stator ve rotor kutuplarının kutup kenarları ayrılarak endüktans $L_{\min}$ değerine kadar azalmaya başlar ($\frac{dL}{d\theta}$). Bu noktada relüktans tekrar maksimum olur.

$$V_n = R i_n + w \frac{\partial L}{\partial \theta} i_n + L(\theta) \frac{di_n}{d\theta} \quad (4.23)$$

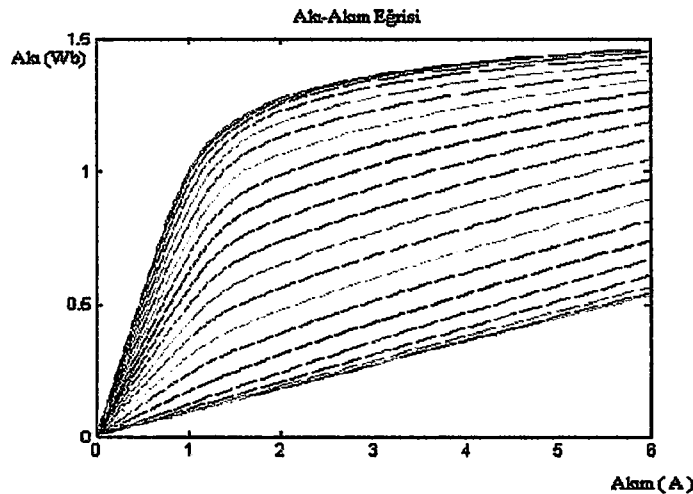
$$T_e = -\frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (4.24)$$

- d) θ_4 - θ_5 bölgesi : Bu bölge içerisinde endüktans yine ölü bölge içerisinde olduğundan minimum değerinde sabittir.

$$V_n = R i_n + L_{\min} \frac{di_n}{dt} \quad (4.25)$$

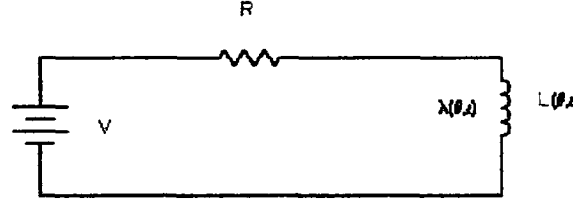
$$T_e = 0 \quad (4.26)$$

Yukarda belirtilen endüktans değişimi sabit akım için alınmıştır, fakat gerçek durumda ise anahtarlı relüktans motoru son derece nonlineer bir yapı göstermektedir. Bu durum makinanın akı-akım eğrisinde daha iyi bir şekilde anlaşılmaktadır.



Şekil 4.4 Akı-Akım Eğrisi

Yukardaki şekilde görüldüğü motor çakışık konumda değil iken akı akım eğrilerinin değişimi belirli rotor pozisyonlarında yaklaşık birbirlerine paraleldir. Rotor hareket ederek çakışık duruma gelmeye başladığında akı-akım eğrisi yerel doyumlardan ötürü çok keskin bir şekilde değişmektedir. Yukardaki durum için anahtarlı relüktans motorunun bir fazına ilişkin eşdeğer devresini ifade edecek olursak ;



Şekil4.5 Arm'nin bir faz eşdeğer devresi

Stator sargısının halkaladığı akı

$$\lambda(\theta, i) = L(\theta, i) i \quad (4.27)$$

Stator sargısının endüktansı rotor sargısının karşına geldiği zaman en fazladır ve sadece rotor açısına bağlı değildir. Aynı zamanda bu endüktans malzemenin doyma özelliğinden dolayı sadece θ dönme açısı ile değişmeyip, sargıdan geçen akımda bağlı olup genel olarak $L(\theta, i)$ gösterilmektedir. Motor uçlarındaki gerilim

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (4.28)$$

denklem 4.27 4.28 yerine konulacak olunursa

$$V = Ri + \frac{d}{dt} [L(\theta, i) i] \quad (4.29)$$

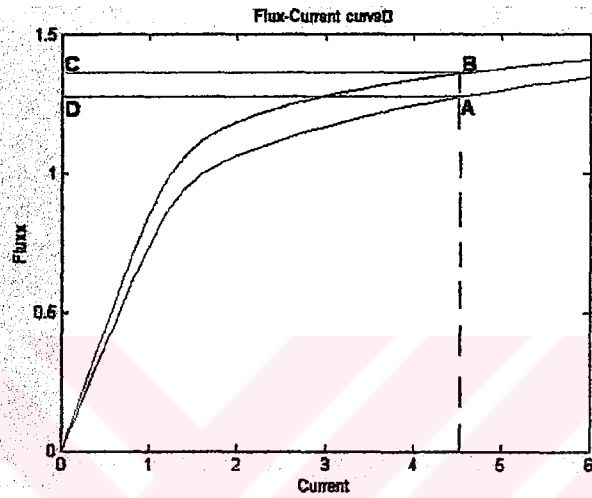
$$V = Ri + \frac{dL(\theta, i)}{dt} i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} \quad (4.30)$$

$$V = Ri + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} i + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} \quad (4.31)$$

$$V = Ri + \left[L(\theta, i) + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \right] \frac{di}{dt} + \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} i \quad (4.32)$$

$$V = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + E_b(\theta, i) \quad (4.33)$$

Son ifadelerde $L(\theta, i)$ artımsal endüktansı, E_B zıt elektromotor kuvveti göstermektedir. Birinci terim sargı direncindeki gerilim düşümünü, ikinci terim akım değişimlerine karşı oluşan gerilimi, üçüncü terim ise hızla orantılı olarak değişen gerilimdir. Sargı endüktansı görüldüğü üzere hem rotor açısına hemde motor akımına bağlı olarak değişmektedir ve bu yüzden $L(\theta, i)$ şeklinde değişmektedir. Fakat lineer durum için sargı endüktansı sadece rotor pozisyonuna $L(\theta)$ bağlıdır. Moment ifadesi ise daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi koenerjinin konuma olan türevi ile elde edilmektedir.



Şekil4.6 Motorun yer değiştirmesi sonucunda akı-akım eğrisi

Yukardaki akı-akım eğrisinde motor A noktasında B noktasına küçük bir yer değiştirmesi sonucunda kaynak ile motor arasındaki enerji dönüşümü görülmektedir. Motorun kaynaktan aldığı enerji

$$\Delta W_e = ABCD \quad (4.34)$$

Depolanan enerjideki değişim ise

$$\Delta W_f = OBC - OAD \quad (4.35)$$

Mekaniksel olarak yapılan iş ise

$$\Delta W_m = T \cdot \Delta \theta \quad (4.36)$$

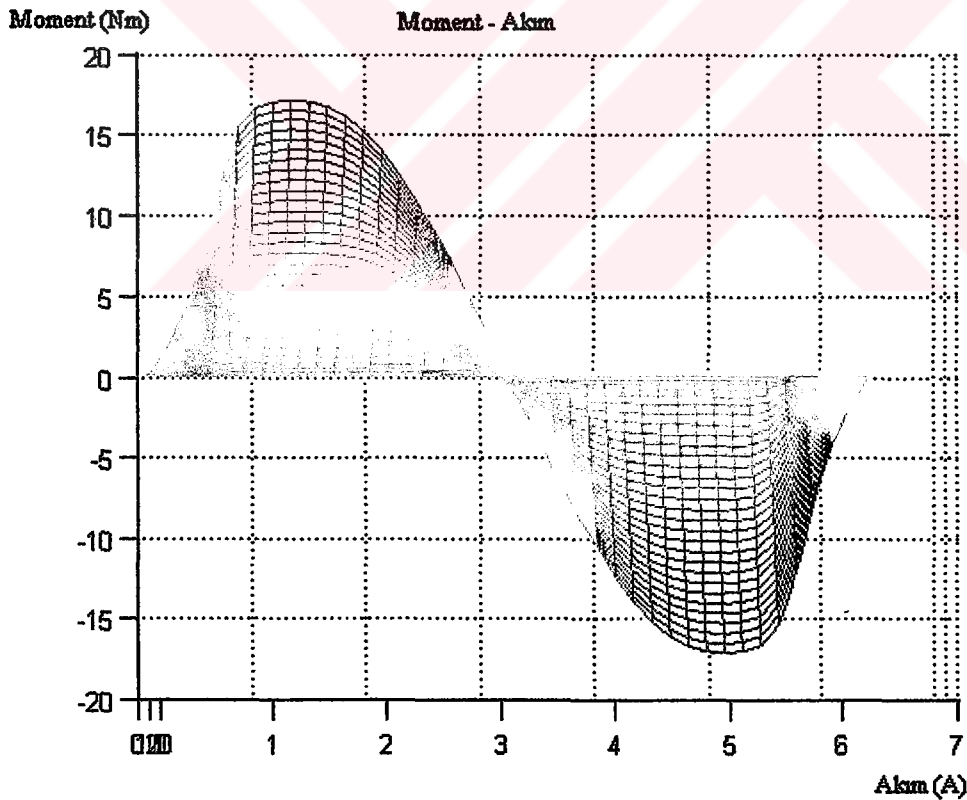
$$= \Delta W_e - \Delta W_f \quad (4.37)$$

$$= ABCD - (OBC - OAD) \quad (4.38)$$

$$= (ABCD + OAD) - OBC = OAB \quad (4.39)$$

Anahtarlı relüktans motoruna uygulanan enerjinin tamamı mekaniksel enerjiye dönüşmemektedir. Bu verilen enerjinin bir kısmı magnetik alanda depo edilen enerji olarak kalmaktadır. Depo edilen magnetik enerji mekaniksel iş veya kuvvete dönüşmez bu yüzden kayıp bir enerjidir. Bu enerjinin bir kısmı sürücü devresine yerleştirilen filtre kapasitesitesi üzerine alınarak sistem daha verimli çalıştırılmaktadır.

Yukardaki akı-akım eğrisinde eğer koenerji kısmı daha geniş olacak olursa makinanın ürettiği moment artacak bunun yanında magnetik alanda depo edilen enerjide azalacaktır Bu sayede motor daha verimli bir bölge içerisinde çalışacaktır. Motorun bu koenerjisinin yüksek olabilmesi için doyum bölgesi içerisinde çalışması gerekmektedir. Klasik elektrik makinalarından en önemli farkıda Arm'nin budur. Arm doyum bölgesi içerisinde çalıştırılarak motorun momentini artırılmış olunur. Bunun yanı sıra motorun sürücü devresinin güç miktarı aynı moment seviyesi için düşmektedir. Kısaca sürücü devresinin kVA ihtiyacı düşmektedir.



Şekil 4.7 Moment –Akı eğrisi

5. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA TASARIMA ETKİYEN PARAMETRELER

5.1 Faz Sayısı, Stator ve Rotor Kutup Sayısı

Stator ve rotor kutuplarının sayısı, faz sayısı ve her stator kutbunun diş sayısı, dikkate alınması gereken başlıca tasarım parametreleridir. Stator kutup sayısının rotor kutup sayısına oranı, tasarımcıya çok geniş seçim kriterleri sunmaktadır. Şekil 5.1’de gösterilen anahtarlı relüktans motorlarının pratik olarak magnetik geometrileri 2,3,4 fazlı olan yapılarıdır. Motorlar herhangi bir konumda kalkış yapabilecek şekilde tasarlanırlar. Bu açıdan iki fazlı olan modellerdeki kalkış problemini rotor kutup geometrisi ile giderilir. Motorun tahrik devresinin maliyeti göz önüne alınmaz ise faz sayılarının büyük olması moment dalgalılığını azaltmaktadır. Genelde, rotor kutup sayısının mümkün olduğu küçük olması, anahtarlı frekansı düşük kılması açısından faydalı olabilir. Ancak, bu gerekli kalkış momentine ters yönde çalışmaya etki eder.

5.2 Rotor Konum Açısı

Statorda her yeni faz uyartıldığında, rotor ekseninin stator üzerindeki belli eksene göre hareket ettiği mesafeye rotor konum açısı denir. Rotor kutup sayısı N_r , faz sayısı q ve konum açısı cinsinden aşağıdaki eşitlik yazılır.

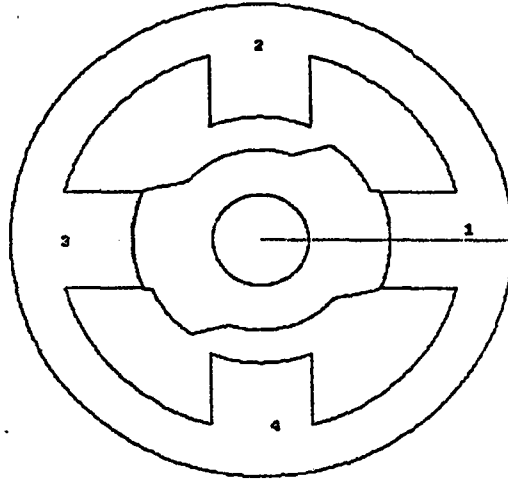
$$\theta = \frac{360^\circ}{q \cdot N_r} \quad (5.1)$$

5.3 Rotor ve Stator Konum Açıları

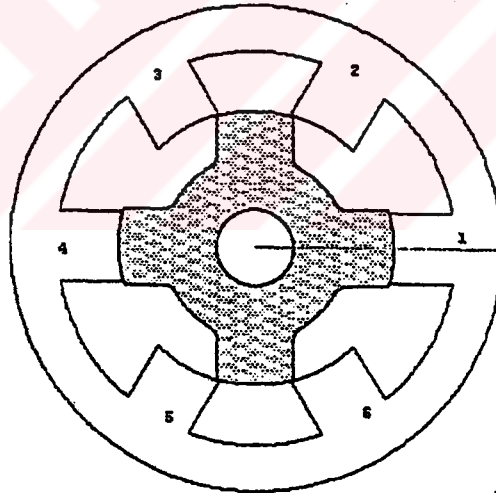
Şekil 5.2 ‘de rotor ve stator konum açıları görülmektedir. Rotor kutup konum açısı γ_r , rotor çevre açısının rotor kutup sayısı N_r bölünmesiyle bulunur. Aynı düşünce ile stator kutup konum açısı γ_s , stator çevre açısının stator kutup sayısına N_s bölünmesiyle elde edilir.

$$\gamma_r = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (5.2)$$

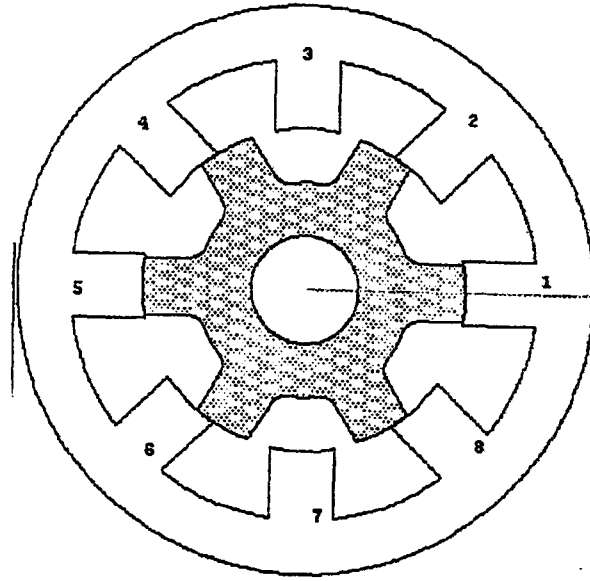
$$\gamma_s = \frac{360^\circ}{N_s} \quad (5.3)$$



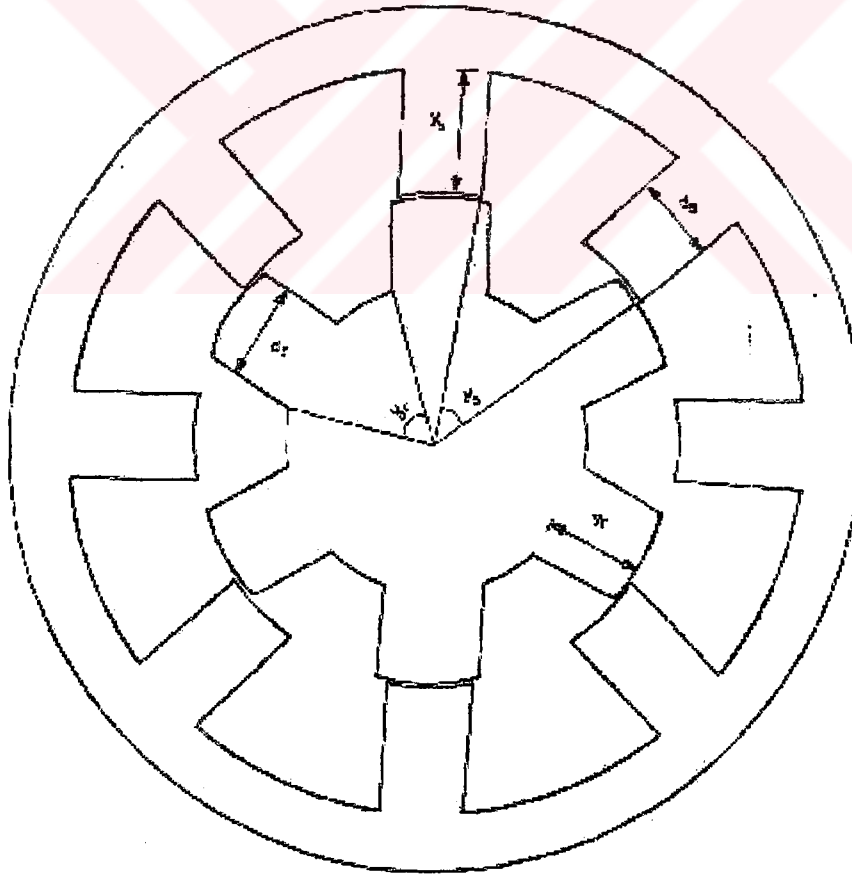
Şekil 5.1 a) 2 fazlı 4/2 Arm



Şekil 5.1 b) 3 Fazlı 6/4 Arm



Şekil 5.1 c) 4 fazlı 8/6 Arm



Şekil 5.2 $d_r, d_s, y_r, y_s, \gamma_r, \gamma_s$

5.5 Rotor ve Stator Kutup Uzunlukları

Rotor kutup uzunluğu l_r ; d_i rotor iç çapı olmak üzere, rotor iç çevre uzunluğunun rotor kutup sayısı N_r 'ye bölümüyle bulunur Aynı düşünce ile stator kutup uzunluğuda hesaplanabilir

$$l_r = (\pi \cdot d_i) / N_r \quad (5.4)$$

$$l_s = (\pi \cdot D_i) / N_s \quad (5.5)$$

5.4 Rotor ve Stator Kutup Derinliği

Rotor iç çapı ile rotor dış çapı arasındaki fark bize iki rotor kutbunun derinliğini verir. Bu değerin de ikiye bölünmesiyle y_r rotor derinliği bulunur.

$$y_r = \frac{d_d - d_i}{2} \quad (5.6)$$

Stator kutup derinliğide bulunurken D_i stator iç çapı, d_d rotor dış çapı, $g_{\min}$ minimum hava aralığı olmak üzere;

$$y_s = \frac{d_i - d_d - 2g_{\min}}{2} \quad (5.7)$$

5.5 Rotor ve Stator Kutup Eni

θ_r rotor kutup açısı, d_d rotor dış çapı olmak üzere, d_r rotor kutup eni,

$$\sin\left(\frac{\theta_r}{2}\right) = \frac{d_r/2}{d_d/2} \quad (5.8)$$

$$d_r = d_d \cdot \sin\left(\frac{\theta_r}{2}\right) \quad (5.9)$$

θ_r açısının gördüğü yay yaklaşık olarak doğru kabul edilmiş ve d_r kutup eni olarak alınmıştır.

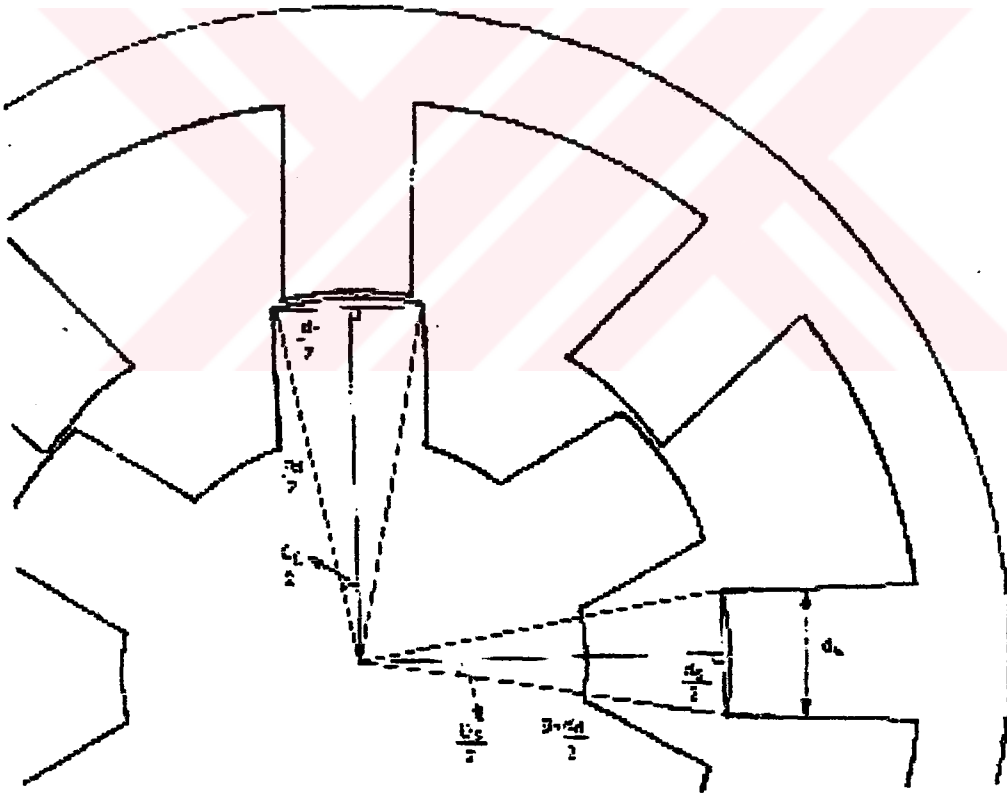
θ_s stator kutup açısı, d_d rotor dış çapı, olmak üzere $g_{\min}$ olmak üzere d_s stator kutup eni;

$$\sin(\theta_s / 2) = \frac{d_s / 2}{g_{\min} + d_d / 2} \quad (5.10)$$

$$d_s = (2 \cdot g_{\min} + d_d) \cdot \sin(\theta_s / 2) \quad (5.11)$$

Stator ve rotor kutup enlerinin seçimi, tahrik sisteminin isteklerine bağlıdır. Bilindiği gibi kutup enlerinin belirli değerleri, motorun tek bir fazı için indüktans/rotor açısı değişimi dikkate alınmalıdır. Negatif moment üretiminden kurtulmak veya herbir fazın pozitif ve negatif moment üretme bölgelerinin ayrılması için rotor kutuplarının eni, stator kutuplarının eninden daha geniş yapılır. Bu, faz akımı azalırken zaman periyodu süresince dönüş esnasında sağlanır ve burada negatif momentten kurtulunur.

Aşağıda şekil 5.3 'de gerekli kısımlar 8/6 relüktans motoru üzerinde ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Rotor ve Stator Kutup eni

5.6 Motor Uzunluğu

Anahtarlı relüktans motoru normalde değışken hızlı bir motor olmasına karşın, temel bir hız özelliğine sahiptir. Temel hızda motor oranlanmış bir moment ve bunun yanısıra oranlanmış bir çıkış gücü göstermektedir. l_b motor saç paketinin uzunluğu;

$$l_b = k \cdot d_d \quad (5.12)$$

Servo olamayan uygulamalarda k 0.25 ile 0.70 arasında seğıilirken servo uygulamalar için ise k yaklaşı 1 ile 3 arasında seğıilmektedir.



6. SONLU ELEMANLAR METODUNUN TEMELLERİ VE ELEKTROMAGNETİK ALAN PROBLEMLERİNE UYGULANIŞI

6.1 Giriş

Sonlu Elemanlar Metodunun (SEM) kullanımı son yıllarda bilgisayar alanındaki ilerlemeyle paralel olarak hızlı bir şekilde artmaktadır. Özellikle elektrik makinelerinin tasarım ve üretim aşamasında deneysel çalışmaların fazlalığı, yeni prototiplerin üretim maliyeti ve zaman kaybı önemli bir sıkıntı olarak karşımıza çıkmaktadır. SEM ile gerçekleştirilen motor modelleri üzerinde analizler gerçekleştirilerek motorun davranış karakteristikleri elde edilebilmektedir. Ayrıca bu modelden hareketle belirli performans karakteristiklerini iyileştirmek üzere motorun sonlu elemanlar modelindeki parametreler üzerinde değişiklikler yaparak sonuca ulaşmak kolay olmaktadır. Dolayısıyla prototip seçenekleri büyük ölçüde azaltılmış olacaktır, çünkü bilgisayar ortamında modelin değişik seçenekleri ve şekilleri denenmiş olup en uygun olanları anca küretime sevkedilecektir. Bu ise üretimin düşük maliyetli olarak ve hızlı olacağı anlamına gelmektedir.

ARM 'nin üzerinde yapılan çalışmalar özellikle 1970'li yılların sonundan başlayarak yoğunluk kazanmıştır. Bu yıllarda sonlu elemanlar metodu da aynı şekilde mühendislikte geniş bir uygulama alanı bulmuştur. 1980'li yıllarda artık sonlu elemanlar metodunu kullanarak ARM üzerinde çalışmaların yapıldığını görmekteyiz. Bunlardan bazılarında ARM'nun değişen rotor konumlarında akının değişimini, 2- boyutlu sonlu elemanlar metodu kullanarak gösterilmiştir. Bu sonuçlar deneylerden elde edilen moment karakteristikleri ile karşılaştırılmıştır. Sonuçta motorun doymalı yapısından dolayı dinamik modellenmesinin zor olduğuna işaret edilmekle birlikte, SEM'nun ARM'nun performans ve magnetik tasarım için çok önemli bir araç olduğu sonucuna varılmıştır.

6.2 Elektromagnetik Alanın Temelleri

6.2.1 Statik magnetik analiz

Magnetik alan problemlerinin çözümü, çoğunlukla potansiyel fonksiyonlar kullanılarak sağlanır. İki çeşit potansiyel fonksiyon vardır; magnetik vektör potansiyel ve hem iki boyutlu

hem de üç boyutlu alan problemlerinde kullanılan indirgenmiş skaler magnetik potansiyel. Maxwell denklemleri, elektromagnetik alanların genel bir tanımını oluşturur.

Elektromagnetik alanlar için dört maxwell denklemi vardır:

$$\nabla \times (H) = \left[(J) + \left[\frac{\partial D}{\partial t} \right] \right] = \left[(J_s) + (J_e) + (J_v) + \left(\frac{\partial D}{\partial t} \right) \right] \quad (6.1)$$

$$\nabla \times (E) = - \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right) \quad (6.2)$$

$$\nabla \cdot (B) = 0 \quad (6.3)$$

$$\nabla \cdot (D) = \rho \quad (6.4)$$

$\nabla \times$ = Rotasyonel operatörü

$\nabla \cdot$ = Diverjans operatörü

(H) = Magnetik alan şiddeti vektörü

(J) = Akım yoğunluğu vektörü

(J_s) = Sabit kaynak yoğunluğu vektörü

(J_e) = Endüklenen girdap akımı yoğunluğu vektörü

(J_v) = Hız akımı yoğunluğu vektörü

(D) = Elektrik akı yoğunluğu vektörü

(E) = Elektrik alan şiddeti vektörü

(B) = Magnetik akı yoğunluğu vektörü

ρ = Elektrik yük yoğunluğu

t = Zaman

Statik analiz için şu kabulleri yapmak mümkündür;

- Statik magnetik alanlar dikkate alınmıştır. (zamana göre değişim ve elektrik alanları ihmal edilmiştir.
- Magnetik malzeme özellikleri doymalı olabilir.

Birinci kabul, denklemlerdeki (J_e) , (J_v) ve $\left(\frac{\partial D}{\partial t}\right)$ vektörlerini yok eder. Ayrıca (6.2) ve (6.4) ihmal edilir. Böylece maxwell denklemleri şu hali alır.

$$\nabla \times (H) = (J_s) \quad (6.5)$$

$$\nabla \cdot (B) = 0 \quad (6.6)$$

Esas olarak potansiyel alan denklemlerinin türetilmesi (6.5) ve (6.6 maxwell denklemlerinden çıkartılmıştır. Klacık mıknatıslar olmaksızın doymalı malzemeler göz önne alınacak şekilde magnetostatik problemler için esas bağıntı;

$$(B) = [\mu](H) \quad (6.7)$$

$[\mu]$ = Magnetik geçirgenlik matrisi, genelde H'nin bir fonksiyonudur.

Magnetik geçirgenlik matrisi $[\mu]$, sıcaklığın veya alanın bir fonksiyonu olarak tanımlanabilir.

$$[\mu] = \mu_0 [\mu_r] \quad (6.8)$$

Kalıcı mıknatıslar dikkate alındığında (6.7) bağıntısı şu şekilde yazılabilir.

$$(B) = [\mu](H) \mu_0 + M_0 \quad (6.9)$$

M_0 = Artık mıknatıslanma vektörü

Diğer ana denklemler ise

$$(H) = [\mu](B) - \frac{1}{\nu_0} [\nu](M_0) \quad (6.10)$$

$[\nu]$ = Magnetik relüktans matrisi $= [\mu]^{-1}$

ν_0 = Boşluğun relüktansı $= \frac{1}{\mu_0}$

Elektrik alanına ait ana denklemler;

$$(J) = [\sigma]((E) + (\mathcal{G}) \times (B)) \quad (6.11)$$

$$(D) = [\varepsilon](E) \quad (6.12)$$

$[\sigma]$ = Elektriksel iletkenlik matrisi

$[\varepsilon]$ = Dielektrik geçirgenlik (dielektrik sabiti) matrisi

(9) = Hız vektörü

Magnetik alan problemlerinin çözümü potansiyel fonksiyonları kullanmakla mümkün olur. İki çeşit potansiyel fonksiyon vardır. Bunlar çözülecek problemin çeşidine göre kullanılan magnetik vektör ve skaler potansiyeldir. Potansiyel seçmede kullanılan faktörler, alan dinamikleri alan eksen cinsleri kaynak akım yapısı, model büyüklüğü ve elemanlara ayırma işlemidir.

6.2.2 Magnetik vektör potansiyel

Magnetik vektör potansiyel 2-boyutlu ve 3- boyutlu elektromagnetik alanlarda çeşitli elemanlar ile tanımlanmaktadır. Statik ve dinamik alanları dikkate alarak ve deplasman akımlarını ihmal ederek maxwell denklemleri aşağıdaki şekli almaktadır.

$$\nabla \times \{H\} = \{J\} \quad (6.13)$$

$$\nabla \times (E) = -\left(\frac{\partial B}{\partial t}\right) \quad (6.14)$$

$$\nabla \cdot (B) = 0 \quad (6.15)$$

Bir çözüm gerçekleştirildiğinde vektör potansiyel ifadesi ile elektrik alan ve magnetik alan aşağıdaki ifadelerle elde edilebilir.

$$\{B\} = \nabla \times \{A\} \quad (6.16)$$

$$\{E\} = -\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} - \nabla V \quad (6.17)$$

$\{A\}$ = Magnetik vektör potansiyel

V = Elektrik skaler potansiyel

$$\nabla \times [\mathcal{G}] \nabla \times \{A\} - \nabla \nu_e \nabla \{A\} + [\sigma] \left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} + [\sigma] \left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} + [\sigma] \nabla V - \{g\} \times [\sigma] \nabla \times \{A\} = \{0\} \quad (6.18)$$

$$\nabla \left(-[\sigma] \left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} - [\sigma] \nabla V + \{g\} \times [\sigma] \nabla \times \{A\} \right) = \{0\} \quad (6.19)$$

$$\nabla \times [\mathcal{G}] \nabla \times \{A\} - \nabla \mathcal{G}_e \nabla \{A\} = \{J_s\} + \nabla \times \frac{1}{\nu_0} [\nu] \{M_0\} = \{0\} \quad (6.20)$$

Yukardaki üç denklemden (6.18) ve (6.19) iletken bölgeler için geçerli olan denklemlerdir. Denklem (6.20) ise boşluk bölgeleri ve iletken olmayıp magnetik geçirgen olan bölgeler içindir.

6.2.3 Magnetik vektör potansiyelinin matrisinin elde edilmesi

Sonlu Elemanlar matris denklemleri varyasyonel prensibine göre oluşturulurlar. Bu denklemler doğrusal ve doğrusal olmayan malzeme davranışı için statik ve geçici cevapları verecek şekildedir. Doğrusal ve doğrusal olmayan malzemenin durumu dikkate alınarak Newton-Raphson metodu kullanılır. Problemin doğrusal olmamasından dolayı, Newton-Raphson metodu belirli (yakınsak) çözümü elde etmede kullanılır. Doyma durumu Balan değeri ile bağıntılı olarak değişir. Magnetik vektör potansiyel ifadeleri hem statik hem de dinamik alanlarda doğrusal olmayan geçirgenlik şartında geçerlidir. Serbestlik deeceleri, eleman matrisleri ve yük vektörleri aşağıda incelendiği gibidir.

$$[C]\{u\} + [K]\{u\} = \{J_i\} \quad (6.21)$$

Serbestlik dereceleri

$$\{u\} = \begin{Bmatrix} \{A_e\} \\ \{v_e\} \end{Bmatrix} \quad (6.22)$$

$\{A_e\}$ = Magnetik vektör potansiyel

$\{v_e\}$ = Zaman bütünleşik elektrik skaler potansiyel

Katsayılar matrisi ;

$$[K] = \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [0] \\ [K^{VA}] & [0] \end{bmatrix}$$

$$[K^{AA}] = [K^L] + [K^N] + [K^G] \quad (6.23)$$

$[K]$ = Eleman katsayılar matrisi

$[K^L]$ = Eleman katsayılar matrisinin doğrusal kısmı

$[K^N]$ = Eleman katsayılar matrisinin doğrusal olmayan kısmı

$[K^{AA}]$ = Vektör potansiyel katsayılar matrisi

$[K^{VA}]$ = Akım-gerilim birleşik katsayılar matrisi

$$[C] = \begin{bmatrix} [C^{AA}] & [C^{AV}] \\ [C^{VA}] & [C^{VV}] \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

$[C^{AA}]$ = Potansiyel sönümlleme matrisi

$[C^{VA}]$ = Gerilim-potansiyel sönümlleme matrisi

$[C^{VV}]$ = Elektrik sönümlleme matrisi

Uygulanan yükler;

$$\{J_i\} = \begin{Bmatrix} \{J^A\} \\ \{J^V\} \end{Bmatrix} \quad (6.25)$$

$$\{J^A\} = \{J^S\} + \{J^{pm}\} \quad (6.26)$$

$$\{J^S\} = \int_V \{J_s\} [N_A]^T dV \quad (6.27)$$

$$\{J^{pm}\} = \int_V (\nabla \times [N_A]^T)^T \{H_c\} dV \quad (6.28)$$

$$\{J^V\} = \int_V \{J_i\} [N_A]^T dV \quad (6.29)$$

$[N_A]$ = $\{A\}$ 'nın eleman şekil fonksiyon matrisi

$\{J^S\}$ = Kaynak akım yoğunluğu vektörü

$\{J_i\}$ = Toplam akım yoğunluğu vektörü

$\{H_c\}$ = Koersif kuvvet vektörü

Malzeme özellikleri B değrine karşı H değeri gelecek şekilde girilir. Yukardaki eleman ve yük matrisleri bir vektör magnetik potansiyel analizinin en genel durumunu göstermektedir. Problemin yapısına göre bu ifadelerde birçok basitleştirme yapmak mümkündür. 3- boyutlu problemlerde vektör potansiyelin üç bileşeni kullanılırken (AX, AY, AZ), 2- boyutlu problemlerde sadece bir bileşeni kullanılır.

Yukardaki bazı denklemler basitleştirilirse, varyasyonel denge denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\{A_e\}^T \left([K^{AA}] \{A_e\} + [K^{AV}] \{v_e\} + [C^{AA}] \frac{d}{dt} \{A_e\} + [C^{AV}] \frac{d}{dt} \{v_e\} - \{J^A\} \right) = 0 \quad (6.30)$$

$$\{v_e\}^T \left([K^{VA}] \{A_e\} + [K^{VV}] \{v_e\} + [C^{VA}] \frac{d}{dt} \{A_e\} + [C^{VV}] \frac{d}{dt} \{v_e\} - \{I^V\} \right) = 0 \quad (6.31)$$

Statik analizler sadece magnetik vektör potansiyel serbestlik derecesine ve K katsayılar matrisine gerek duyar. Eğer malzeme özelliği doğrusal olmayan yapıda ise Newton-Raphson çözüm metodunun kullanılması gerekir.

6.2.4 Magnetik vektör potansiyel sonuçları

Temel elektromagnetik alan sonuçları magnetik alan şiddeti, magnetik akı yoğunluğu, magnetik kuvvetler ve akım yoğunluğu değerlerini içerir.

Magnetik akı yoğunluğu ilk elde edilen sonuçtur ve magnetik vektör potansiyelin rotasyoneli olarak tanımlanır. Eleman şekil fonksiyonlarının ifadeleri toplanır ve elemanlar seviyesinde magnetik kuvvetleri hesaplamada üç değişik metot kullanılır. “Lorenz kuvvetler” metodu ile akım taşıyan iletkenlerdeki magnetik kuvvetler hesaplanır.

$$\{F^{\#}\} = \int_V \{N\}^T (\{J\} \times \{B\}) dV \quad (6.32)$$

“Maxwell stress tensörü metodu ile ferromagnetik bölgelerdeki kuvvetleri belirlemede kullanılır. Bu kuvvetin hesabı sıfırdan farklı bir yüzey yükü ile tanımlanmış hava eleman yüzeyleri üzerinde oluşturulur. 2- boyutlu uygulamalar için, bu metot şu yüzeysel integral ifadesi ile belirtilir;

$$\{F^m\} = \frac{1}{\mu_0} \int_S \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{Bmatrix} dS \quad (6.33)$$

“Virtual work” kuvvet metodu ile, hareketli bölümlerin enjilerin yer değiştirmeye göre türevi alınarak magnetik kuvvet hesaplanır. Bu hesaplama hareketli bir bölümün etrafındaki hava elemanlarından oluşan bir tabaka için geçerlidir. Gövdeye etkiyen toplam kuvveti bulmak için hareketli bölümün etrafındaki hava elemanına gelen kuvvetlerin toplamı alınır. Hava malzeme elemanın kuvveti için bu temel denklem şu şekilde ifade edilir.

$$F_s = \int \{B\}^T \left\{ \frac{\partial H}{\partial s} \right\} dV + \int_V \left(\int \{B\}^T \{dH\} \right) \frac{\partial}{\partial s} dV \quad (6.34)$$

Bu aşamada statik analiz denklemleri ile ilgili bazı noktaları belirtmek gerekir. Bütün serbestlik derecelerinin geçerli olduğu statik analizde, eylemsizlik ve sönümleme etkileri ihmal edilmektedir. Doğrusal yapısal sistemler için elde edilen ifadeler diğer sistemler için geçerlidir. Statik analiz ifadeleri aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$[K]\{u\} = \{F\} \quad (6.35)$$

$$[K]\{u\} = \{F^a\} + \{F^r\} \quad (6.36)$$

$$\{F^a\} = \{F^{nd}\} + \{F^{ac}\} + \sum_{m=1}^n (\{F_e^{th}\} + \{F_e^{ac}\}) \quad (6.37)$$

6.2.5 Elektro magnetik analizde önemli bazı büyüklüklerin bulunması

Tanımlanan kapalı bir eğrinin oluşturduğu yüzeyden geçen akıyı hesaplamak için magnetik vektör potansiyel kullanılır. S yüzeyinden geçen akı şu şekilde hesaplanabilir.

$$\lambda = \int_S \{B\} \cdot \{n\} dS \quad (6.38)$$

Yukardaki denklem A vektör potansiyel cinsinden yazılırsa ;

$$\lambda = \int (\nabla \times \{A\}) \cdot \{n\} dS \quad (6.39)$$

Stoke teoremi uygulayarak, yüzey integrali kapalı çevre boyunca A'nın çizgi integraline dönüştürülür.

$$\lambda = \int_l \{A\} \cdot \{t\} dl \quad (6.40)$$

$\{t\}$ = Birim teğet vektörü

l = Çevrenin uzunluğu

Bir yol boyunca meydana gelen magnetomotor kuvvet düşümü Amper teoremine göre şu şekilde hesaplanabilir;

$$F_{mmf} = \int_l \{H\} \cdot \{t\} dl \quad (6.41)$$

Sargının sağladığı enerji ise şu şekilde hesaplanabilir.

$$W = \frac{1}{2} \int_V \{A\} \cdot \{J_s\} dV \quad (6.42)$$

W = Sargıdan enerji girişi

$\{J_s\}$ = DA kaynak akım yoğunluğu

Sargı endüktansı ise şu şekilde hesaplanabilir.

$$L = \frac{2W}{i^2} \quad (6.43)$$

Bir sargıda hesaplanan toplam akı, sargı endüktansı ve sargı akımından şu şekilde hesaplanabilir.

$$\lambda = Li \quad (6.44)$$

2-Boyutlu bir analizde bir gövdenin maxwell stress tensörü kullanılarak şu şekilde hesaplanabilir;

$$T = \frac{1}{\mu_s} \int_S \left[(\{B\} \cdot \{n\})(\{R\} \times \{B\}) - \frac{|B|^2}{2} (\{R\} \times \{n\}) \right] dS \quad (6.45)$$

7. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN SONLU ELEMANLAR METODU İLE KARAKTERİSTİKLERİNİN ÇIKARTILMASI

7.1 Giriş

Anahtarlı relüktans motoru hakkında yapılan çalışmalar 1960 yıllarda elektronik anahtarlama elemanları ve dijital kontrol sistemlerinin ucuz, hızlı ve yüksek performanslı olmaya başlamasından sonra ilerlemiştir. Bu ilerleme ile birlikte ARM'nin temel tasarım parametreleri, verimi ve kontrolü ile ilgili birçok çalışmalar yapılmıştır.[6] ARM'nin performansı ile ilgili yapılan ilk analizlerde makinanın manyetik yapısı lineer veya idealize edilmiş nonlinear modeller ile incelenmiştir. Bu incelemelerden idealize edilmiş nonlinear magnetik model makinanın sürücü devresinin performansını belirlemede, tasarım parametreleri ve sürücü devre güç değerini belirlemede başarılı olsada, anahtarlama açısı optimizasyonu ve manyetik devresinin tasarım açısından bazı eksiklikleri bulunmaktadır.

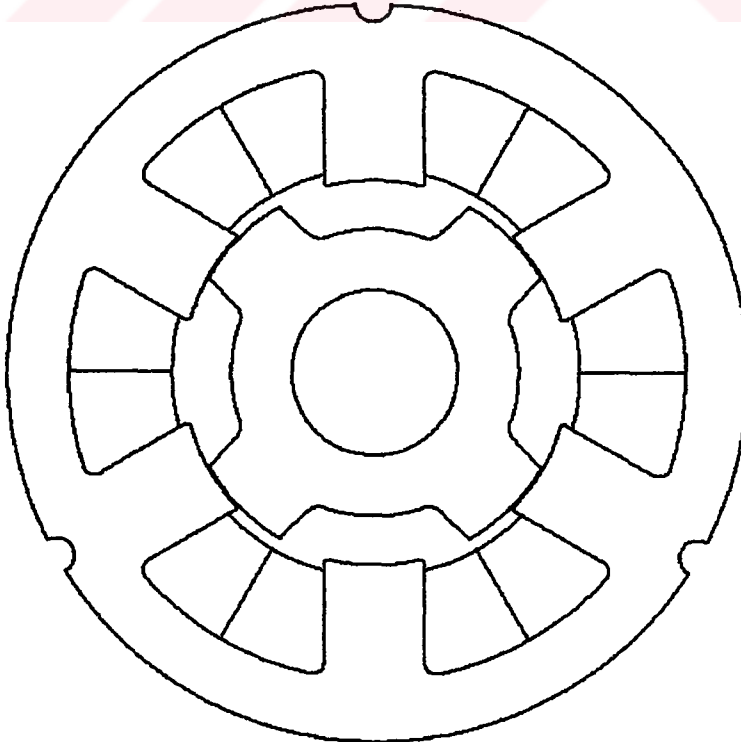
Anahtarlı relüktans motorunun sürekli hal performansını belirlemeyle ilgili çalışmalarda motor manyetik devresinin nonlinear yapısından dolayı belirli bazı zorluklar getirmektedir. Makinanın performans parametreleri birçok bağımsız değişkene bağlıdır. Bu açıdan makinanın performansını ve karakteristiklerini doğru bir şekilde belirleyebilmek için SEM 'dan faydalanılması gerekmektedir.

ARM'nin kolay olan konstrüktif yapısı sonlu elemanlar yöntemi ile modellenmesinde karşımıza bir dezavantaj olarak çıkmaktadır. Çünkü makinanın verimli bir enerji dönüşümü yapabilmesi için hava aralığının dar olması gerekmektedir. Bu dar hava aralığı yüksek derecede doyumludur. Bununla birlikte motor parametreleri anahtarlama stratejisi ile yakın bir ilişki içersindedir. Makinanın statik karakteristiklerinden moment, akı ve endüktans rotor pozisyonun ve akımın birer fonksiyonudurlar. Sabit bir gerilim kaynağı için makinanın moment ve akımı, ateşleme açısından etkilenir. Ayrıca akımın dalga şekli bu ateşleme açısına bağlıdır.

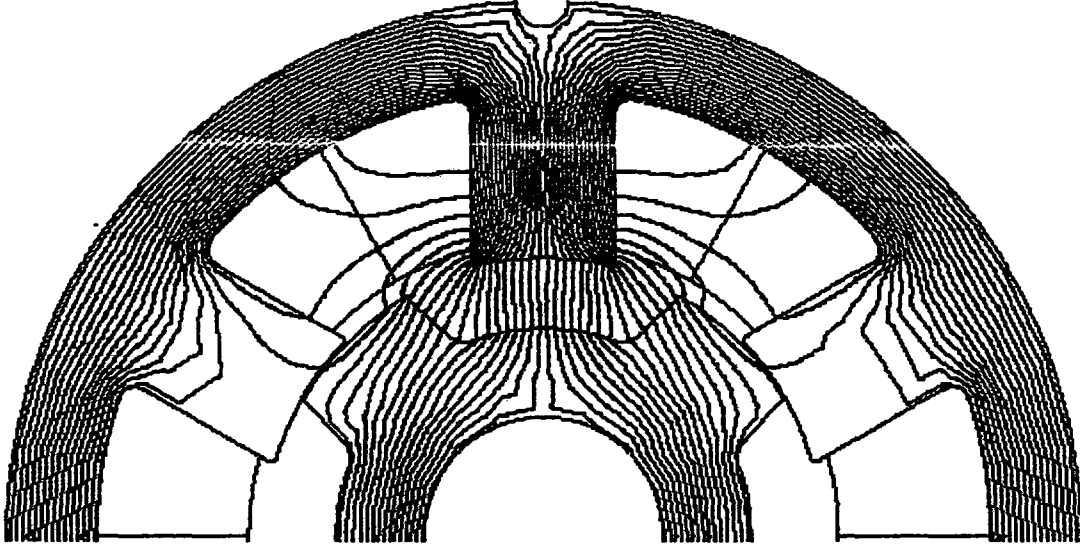
7.2 Anahtarlı Relüktans Motorunun SEM ile Manyetik Analizi

Çalışmanın bu kısmında flux2 paket programından yararlanılarak anahtarlı relüktans motorun sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik analizi yapılmıştır. Yapılan bu analizler sonucunda makinanın akı-akım eğrisi değişik rotor pozisyonları için çıkartılmıştır.. Yapılan manyetik analiz sonuçları bir veri dosyası haline getirilmiştir ve MATLAB programı altında saklanmıştır. Bu veriler ile makinanın çeşitli statik karakteristiklerini elde etmek mümkündür. Bunun yanı sıra bu veri dosyası ilerde simülasyon aşamasında anahtarlı relüktans motorunun SIMULINK modelini oluşturmak için kullanılacaktır.. Ayrıca ikinci bir analizde yeni bir tasarıma sahip ARM için yapılmıştır. Bu yeni tasarımlı ARM manyetik analizi için aynı zamanda ÖRSTED programından da faydalanılmıştır. Tasarım aşamasında olan bu prototipin sadece manyetik analizi statik karakteristiklerini elde etmek için kullanılmıştır.

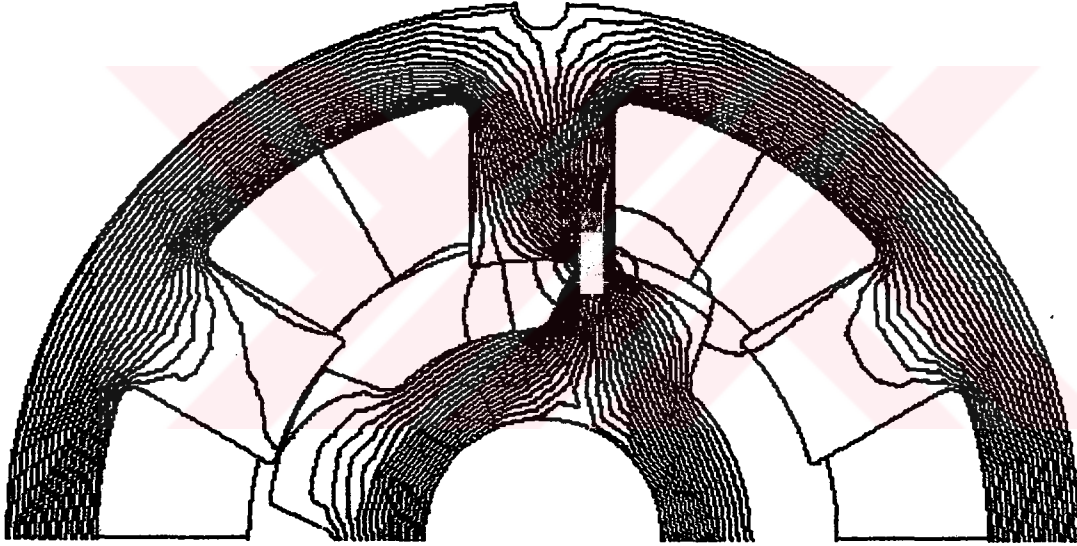
ARM'nin manyetik analizinin bilgisayar ortamında yapılabilmesi için çeşitli aşamalardan geçmesi gerekmektedir. İlk başta makina geometrisinin ölçülere uygun olarak bilgisayar ortamında çizilmesi gerekmektedir. Yapılan bu modelleme herhangi bir çizim programı ile gerçekleştirilebilir. Fakat bu çizim manyetik analiz programının formatına uygun hale getirilmelidir.. Motoru oluşturan malzemelere ait özellikler bir veri dosyası halinde bilgisayara aktarılmalıdır. Bu malzeme bölgeleri, hava aralığı, akım geçen bölgeler tanımlanarak program analize uygun hale getirilir.



Şekil 7.1 6/4 ARM boyutları

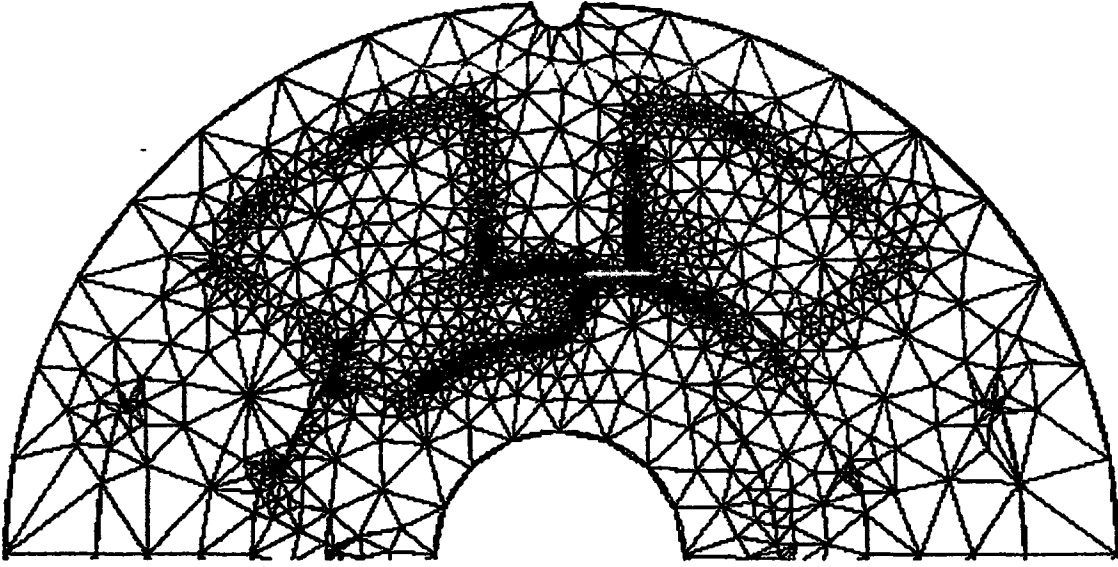


Şekil 7.2 Manyetik Analiz



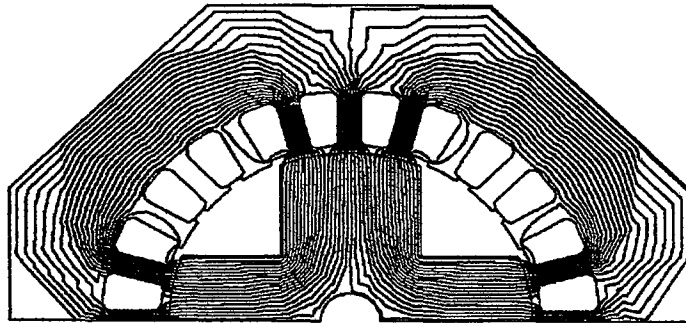
Şekil 7.3 Manyetik Analiz II

Yukardaki bölümlerde bahsettiğimiz gibi ARM'nin nonlineer yapısı manyetik analizde de temel bir sorun olmaktadır. Bu problemi giderebilmek için akının doymaya gittiği bölgelerde üçgen sayısını artırmak gerekmektedir. Bu işlem sırasında optimum üçgen sayısının belirlenmesi program içersinde yapılan algoritma ile düzenlenmektedir. Aşağıdaki şekillerde çeşitli durumlar için makinanın üçgenlere bölünmüş şekli gösterilmektedir. Şekilden anlaşılacağı üzere kritik noktalardaki üçgen sayısı artırılarak doyum etkileri vektör potansiyel veya sonuçta elde edilecek olan akı eğrisinde hesaba katılmıştır. Literatürde yapılan çalışmalarda üçgen sayısı tüm hava aralığı boyunca artırılmıştır. Fakat bu şekilde yapılan uygulamalar bilgisayar hafıza alanında fazla yer kaplamakta ve problemin çözüm süresi uzamaktadır.

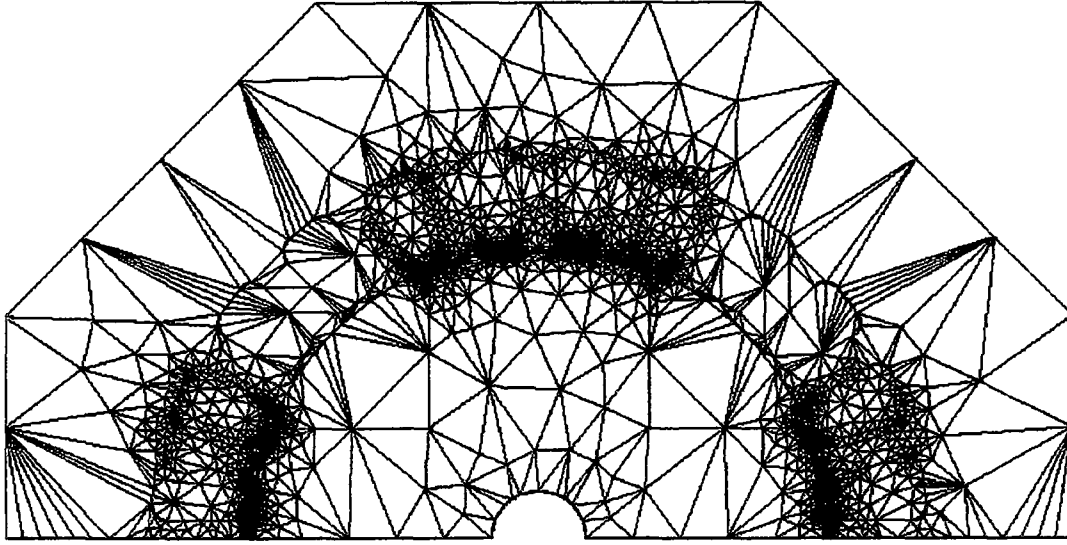


Şekil 7.4 Motorun Üçgenlere Ayrılmış Şekli

İkinci bir manyetik analizde yeni olarak tasarlanmaya çalışılan bir anahtarlı relüktans motoru için yapılmıştır. Makina henüz tasarım aşamasında olduğundan sadece manyetik analizle ilgili şekiller verilmiştir. Yeni olan bu tasarımda amaç anahtarlı relüktans motorunun moment dalgalılığını en aza indirmektir. Yapısal olarak klasik anahtarlı relüktans motorundan farklılık göstermektedir. Statoru klasik asenkron motor statoruna benzemektedir. 1 fazlı 24 oluklu yaklaşık 1kW 'lık asenkron motor statoru üzerine dağılmış bir biçimde sargı düzeni oluşturarak klasik anahtarlı relüktans motorunun kutup şekli oluşturulmaya çalışılmıştır. Rotoru ise klasik ARM rotoru gibi silisli saçlardan yapılmıştır. Çalışmadaki temel düşüncemiz çift çıkıklı olan ARM'nin statorunda çıkık kutup etkisini gidererek makinadaki moment dalgalılığını azaltmaktır. Bu çalışma aynı zamanda Leicester Üniversitesi ile işbirliği çerçevesinde ilerlemektedir. Aşağıdaki şekillerde makinanın akı dağılımı ve üçgenlere ayrılmış şekli görülmektedir.



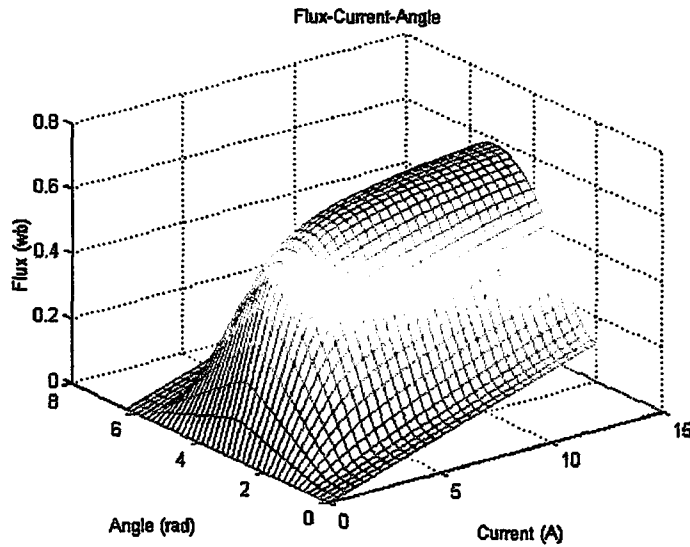
Şekil 7.5 Yeni tasarım Manyetik Analiz



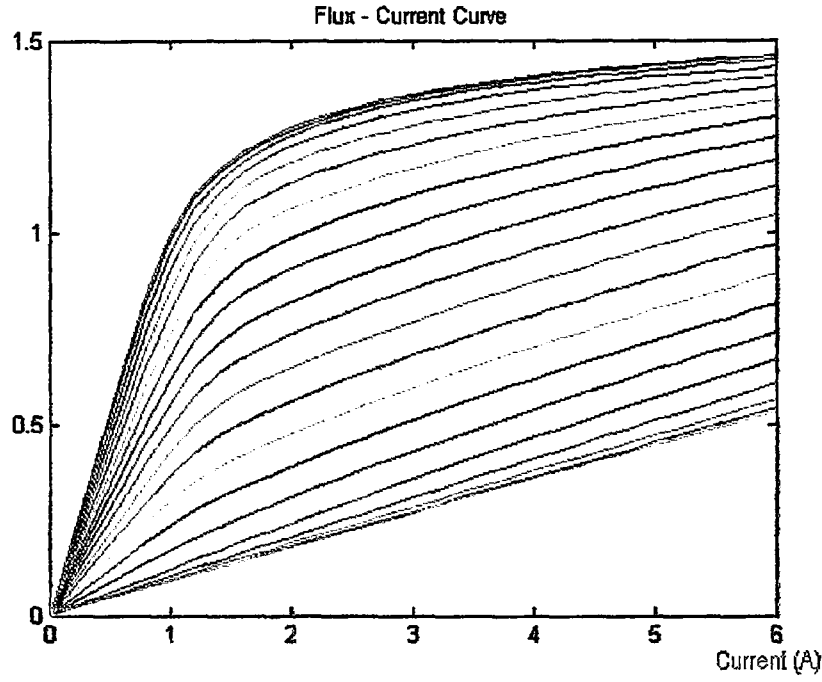
Şekil 7.6 Yeni Tasarım Üçgen Dağılımı

7.3 Manyetik Analiz Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Uygulanan manyetik analiz sonucunda klasik 6/4 makinanın karakteristik eğrileri elde edilmiştir. Programdan elde edilen veriler MATLAB altında bir veri dosyası halinde saklanmıştır. Aşağıdaki şekilde veri dosyasından elde edilen sonuç gösterilmektedir.

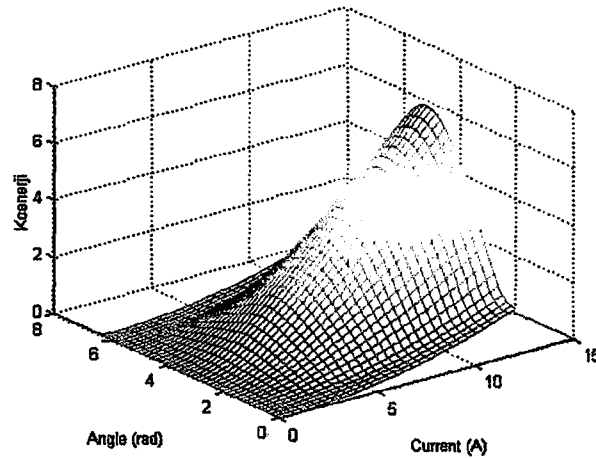


Şekil 7.7 6/4 ARM Akı-Akım-Açı Eğrisi



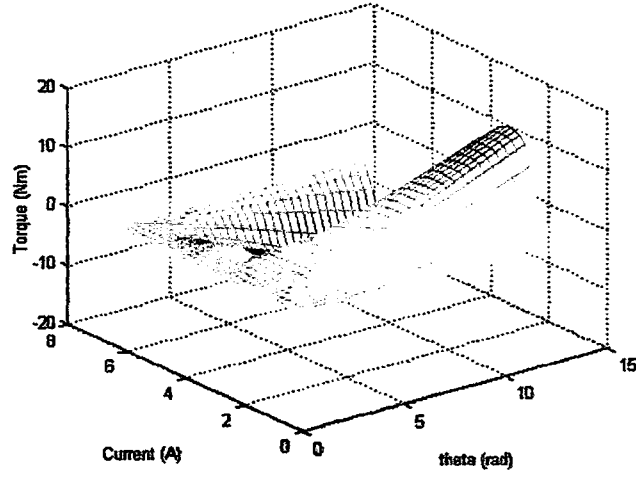
Şekil 7.8 6/4 ARM Akı-Akım Eğrisi

Yukardaki akı-akım eğrisinden anlaşılacağı üzere yapılan manyetik analiz ile makinanın nonlineer yapısı ortaya konmuştur. Yukardaki anahtarlı relüktans motoru 3 amperden sonra doyuma gitmektedir. ARM'nin verimli bir şekilde enerji dönüşümü yapabilmesi için çalışma bölgesi doyumlu kısımda olmalıdır. Çünkü ARM'nin moment formülü $T = \frac{\partial W'}{\partial \theta}$. Burada W' koenerjiyi ifade etmektedir. Yukardaki şekil anlaşılacağı üzere koenerjinin fazla olabilmesi momentinde artacağı anlamına gelmektedir. Makinadaki koenerji ise aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 7/9 6/4 ARM koenerji

Koenerjisi elde edilen ARM 'nin momenti ise aşağıdaki gibi olmaktadır.



şekil 7.10 6/4 ARM Moment

8. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNDA SÜRÜCÜ DEVRELERİ

8.1 Giriş

Değişken hızlı sistemlerde anahtarlı relüktans motorunun kullanımı güç elektroniği elemanlarının performanslarının ve kalitelerinin artırılmasıyla hızlanmıştır. Anahtarlı relüktans motoru çalışma prensibinden dolayı rotor pozisyonuna bağlı olarak uygun stator fazları ateşlenmek zorundadır. Bu yüzden mutlaka bir hız geri beslemesi almak zorundadır. Buradan da anlaşılacağı üzere sürücü devresi sürekli ve kapalı çevrim çalışma için tasarlanmaktadır. Bu bölümde ARM'nun sürücü devresinin özelliklerinden ve değişik sürücü devrelerinden bahsedilecektir.

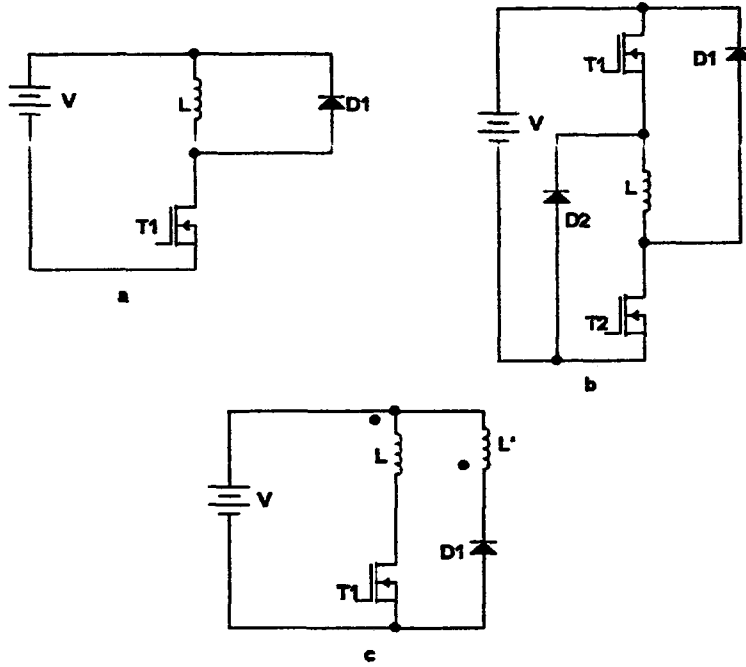
Anahtarlı relüktans motorunun sürücü devrelerinde genellikle GTO, MOSFET, IGBT kullanılmaktadır. Bu anahtarlama elemanlarından kısaca bahsetmek gerekirse; GTO kapısından kesime ve iletme sokulabilen bir tristördür. Klasik tristörleri iletme sokabilmek için anot geriliminin katot gerilimden belirli değer ölçüsünde büyük olması gerekmektedir. Bu durumda kapısına uygulanan gerekli sinyal ile tritörü iletme alabiliriz. Tristörün kesime gidebilmesi için, akımın tristörün tutma akımının altında olması gerekmektedir. Bu açıdan tristörü kesime götürebilmek için özellikle DC devrelerde tristör komutasyon devreleri kurulmak zorundadır. Bu da ek bir maliyet getirmektedir. GTO 'lar ise kapısından iletme girebildiği gibi kesime de sokulabilen tristörlerdir. Son yıllarda GTO'ların güç değerleri oldukça ve hızları yükselmiştir. MOSFET ise metal oksit alan etkili transistördür. MOSFET'ler küçük güçlü, yüksek frekanslı çalışmalarda tercih edilen iletken güç elemanlarıdır. Diğer kontrollü elemanlarda olduğu MOSFET'de üç uçlu elemandır. MOSFET'lerde gate devresinin empedansı çok büyüktür. Bu özellikler MOSFET'lerin TTL veya CMOS lojik devreler ile doğrudan doğruya sürülmesine olanak verir. MOSFET'i iletme geçirebilmek için gate ile drain arasına sinyal uygulanmak gerekmektedir. Kesim için ise sinyalin kesilmesi yetmez. Gate kısmının toprağa yada sifıra çekilmesi gerekir, aksi takdirde MOSFET kesime gitmeyip sürekli iletimde kalacaktır. MOSFET'i sürebilmek için özel olarak tasarlanmış devrelerden yararlanılmaktadır. MOSFET'lerin iletim kayıpları yüksektir. IGBT'ler bipolar güç transistörlerinin ve MOSFET'lerin avantajlı yanlarının toplandığı bir güç elektroniği elemanıdır. IGBT 'ler bu açıdan giriş empedansı yüksek, iletim kayıpları ise düşüktür. Yüksek güçlü devrelerde genellikle IGBT tercih edilmektedir.

Sürücü devresi genel olarak iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım kontrol katı, ikinci kısım ise güç katıdır. Kontrol katınının alınan pozisyon geribeslemesinden hangi stator fazının ateşleneceğine karar verir. Bunun yanı sıra akım veya gerilim geribeslemesinde alarak motorun moment kontrolü yapılabilir. Anlaşılabileceği üzere kontrol kısmında güç katının anahtarlama elemanlarına uygun frekansta ve doğru sırada rotorla senkronlanmış kapı sinyalleri üretilir. Kontrol katında üretilen bu sinyaller direkt olarak güç katının anahtarlama elemanlarına bağlanamaz. Bu yüzden kontrol katı ile güç katı birbirinden bir optokupler üzerinden veya kullanılan güç elektroniği elemanı için tasarlanmış özel sürücü devreleri ile izole edilirler.

Günümüzde karmaşık yapıya sahip olmayan ve maliyet açısından ucuz sürücü devreleri üzerinde araştırmalar devam etmektedir. Kullanılan eleman sayısı indirilmeye çalışılırken her türlü çalışma modunda (yüksek hızlarda, düşük hızlarda) kontrol edilebilecek devrelere öncelik verilmektedir. Bunların yanısıra alınan pozisyon geribeslemesi ek olarak bir maliyet getirmektedir. Bunun için dijital sinyal işleme tabanlı kontrol sistemelerinden yararlanılarak sensörsüz kontrol düzenekleri tasarlanmaktadır.

Anahtarlı relüktans motorunda moment bölümünde de açıklandığı üzere moment akım yönünden bağımsızdır. Momentin pozitif veya negatif oluşunu endüktansın rotor pozisyonuna bağlı değişimi tayin etmektedir. Akım sürücü devresinde tek yönlü oluşu sürücü devresinin AC ve DC sürücülerden en önemli farkıdır. Bunun getirdiği avantaj ise sürücü devresinde kullanılan eleman sayısı yarıya inmektedir. Rotorun konumunun izlenmesi sadece stator fazlarından uygun olanın ateşlenmesi için değil, aynı zamanda stator fazının kesim anı içinde önemlidir. Sürücü devresi akım geri beslemesinde alarak, akımın değrini ve dalga şeklini belirlemek zorundadır. Bu sayede motorda moment ve hız kontrolü sağlanarak, güvenli bölge içersinde çalışması sağlanacaktır. Şekil 8.1 'de bir tek fazın uyarılması için stator bobinlerinde kullanılan basit anahtarlama devreleri görülmektedir.

Şekildeki devrelerde görüldüğü gibi faz akımı tek yönlüdür. A devresinde anahtarlama T1 elemanı iletime girdiğinde V kaynak gerilimi sargıdan faz akımının akmasını sağlar. Anahtar T1 kesime gittiğinde ise sargı üzerinde biriktirilen enerji tekrardan devreye geri kazandırılır veya a devresindeki gibi D1 diyodu üzerinden harcanmaktadır.. Akım sönüme gitmeden diğer fazı ateşlemek frenleyici moment etkisi göstermektedir. Şekil 8.1a'daki devre yüksek hızlarda kullanılamaz, çünkü akım hızlı bir şekilde sönüme gitmemektedir. Fakat bu devrenin avantajı, anahtarlama eleman sayısı düşüktür. Bu açıdan devre yüksek hızlar gerektirmeyen maliyet açısından da ekonomik olması istenen uygulamalara yöneliktir.



Şekil 8.1 ARM'nun en temel sürücü devreleri

Şekil 8.1b'deki devre ise klasik bir ARM sürücüsüdür. Anahtarlardan T2 stator fazının ateşleme sinyali geldiğinde ilettime girer ve kesim işareti gelene kadar devrede kalmaktadır. T1 ise akım kontrolü için kullanılmaktadır. Bir karşılaştırmacı üzerinden darbe genişlik modülasyonu yapmaktadır. Bu çalışma modu düşük hızlarda geçerli olmaktadır. T1 ve T2 iletimde iken V gerilimi sargı üzerinden faz akımını akıtır. Akım belirli sınırın üzerine çıktığında T1 kesime gider ve endüktans üzerinde biriken enerjiyi D1 ve D2 üzerinden devreye geri kazandırır. Akım gerekli sınırın altına indiğinde T1 tekrardan devreye girerek faz akımının belirli sınırlar içerisinde kalması sağlanır. Devre yüksek hızlarda çalışmak içinde uygundur. Çünkü sargı üzerinde biriken enerji kaynak üzerinden hızlı bir şekilde harcanmaktadır. Bu çalışma durumunda T1 ve T2 aynı anda devreye girer ve çıkar, çünkü akım çok hızlı bir şekilde yükselir ve bu yükseliş sırasında rotorun hızında yüksek olmasından dolayı devrede bir akım kontrolüne gerek kalmadan iletim gerçekleşmektedir. Yüksek hızlı çalışma durumunda akım endüktansın artım bölgesinden daha önce ateşlenir ve geç kesime götürülür bu sayede frenlemeye sebep olabilecek negatif moment etkileri indirgenir. Şekil 8.1c'deki devre de bifilar sargı olarak adlandırılan stator kutbu üzerinde ana sargıya ters sarımlı ikinci bir sargı bulunmaktadır. Bu yardımcı sargının görevi biriken enerjiyi daha hızlı bir şekilde sönmeye götürmektir. Bu sayede motorun çalışma aralığı artırılmış olunur ve minimum sayıda anahtarlama elemanı kullanılır.

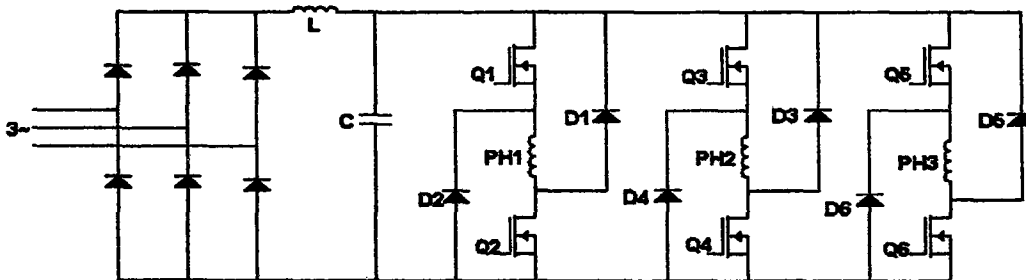
8.2 Sürücü Devreler ve Güç Değerleri

Bu kısımda yukarıda temel olarak bahsedilen sürücü devrelerinin ayrıntılı ve literatürde kabul görmüş devre yapılarından bahsedilecektir. Bunun yanında bu sürücü devrelerinin anahtarlama elemanlarının güç değerleri ve seçim kriterleri açıklanacaktır.

Tasarlanan sürücü devresinin bazı temel noktaları yerine getirmesi gerekmektedir. Bu noktalar özet olarak şu şekilde sıralanabilir;

- Düşük hızlarda sargı akımını sınırlamak sargıya uygulanan gerilim darbe genişlik modülasyonu yardımıyla kontrol edilmelidir.[]
- Her çalışma noktası için sürücü devresi motora yeteri derecede gerilimi hızlı bir şekilde uygulamalıdır. Özellikle yüksek hızlar için bu çok önemlidir. Çünkü fazın devrede kaldığı süre çok kısadır.
- Demagnetizasyon anında akımı hızlı sönmeye götürebilmelidir. Bu sayede fren momenti etkisi en aza indirilir.
- Faz akımlarını birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol etmelidir. Özellikle akım çakışması yaşanan durumlarda (yüksek hız), diğer fazdan geri alınan enerji iletme girmesi gereken faza aktarılabilir.
- Demagnetizasyon bölgesinde verimli bir enerji dönüşümü yapabilmelidir. Bu bölge içerisinde motor ile sürücü devre arasında enerji transferi yüksek değerlerdedir.

8.2.1 Klasik sürücü devresi

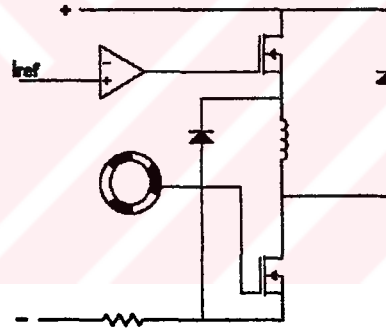


Şekil 8.2 Klasik sürücü devresi

Yukarıda üç fazlı klasik bir anahtarlı relüktans motorunun sürücü devresi görülmektedir. Devrede her faz için iki anahtarlama elemanına ihtiyaç vardır. Her fazın üç durumu bulunmaktadır. Birinci fazı dikkate alırsak bu durumlar ;

- Mıknatıslanma : Q1 ve Q2 nahtarlarının ikisinde devredir.
- Serbest geçiş : Sargı Q1 veya Q2 üzerinden kısa devre edilmiştir. Anahtarlardan birisi sürekli DGM yaparken diğeri fazın iletim ve kesimi ile ilgilenir. Demagnetizasyon bu durumda zayıftır.
- Zorlanmış demagnetizasyon : Her iki anahtarlama elemanında kesime gider ve sargı üzerindeki akım C kondansatörü üzerinden deşarj olur.

Motorun hızının düşük olduğu çalışma durumunda uygulanan gerilim motorun hızdan dolayı endüklediği zıt elektromotor kuvvetini aşar. Bu nedenle bir darbe genişlik modülasyonu veya histersiz akım kontrolü yardımıyla motorun akımı sınırlandırılır. Buna ait ayrıntılı devre şeması şekil 8.3 'de verilmiştir.



Şekil 8.3 Histeresiz akım kontrolü

Anahtarlama elemanlarının akım değerini genellikle motorun kalkış akımı belirlemektedir. Faz akımlarının üst üste gelmesi anahatar elemanın akım değerini etkilemez, çünkü her faz birbirinden bağımsızdır. Diyot akımının değerini frenleme ve demagnetizasyon akım değeri belirler.

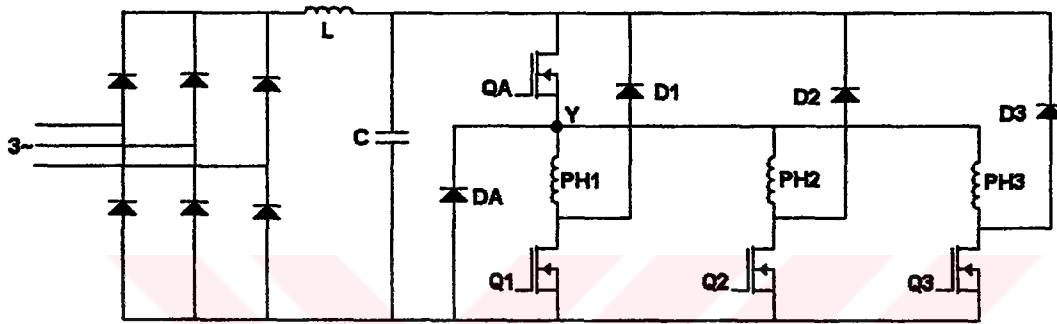
Tüm elemanların gerilim değeri: $V\sqrt{2}(1 + DV)$

Tüm elemanların akım değeri : I_{pw}

I_{pw} : Faz akımının maksimum değeri

Akımın rms veya tepe değeri motorun tasarım parametrelerine ve ateşleme açılarına bağlı olarak belirlenir. Bu devrenin en önemli avantajı her motor fazı birbirinden bağımsız şekilde kontrol edilir. Aynı zamanda devrede kullanılan elemanların değerleri düşüktür. Dezavantajlar ise anahtarlama elemanın sayısının fazla olması ve yüksek hızlarda düşük demagnetizasyon gerilimi olmaktadır.

8.2.2 Miller sürücü devresi



Şekil 8.4 Miller sürücü devresi

Bu devre Miller tarafından tanıtılmıştır. Devre klasik sürücü devresinin Q1, Q3 ve Q5 anahtarları ile D2, D4 ve D6 diyotlarının çıkarılmasıyla oluşturulmuştur. Bu sayede devrede kullanılan eleman sayısı indirgenmiştir. Bu devrenin üç çalışma durumu vardır (ilk faz dikkate alınırsa) ;

- Mıknatıslanma: QA ve Q1 anahtarları iletimde
- Serbest geçiş : Q1 iletimde QA ise kesimdedir. Bu yüzden akım Q1 ve DA üzerinden kendisini söndürür. Akı motorun hızına bağlı olarak yavaş bir şekilde değişmektedir.
- Zorlanmış demagnetizasyon : QA ve Q1 kesimde D1 ve DA iletimde manyetik enerji kondansatöre aktarılır. Dcbara üzerinden demagnetizasyon hızlı olmaktadır.

Devrenin temel dezavantajı QA iletimde iken herhangi bir fazın zorlanmış demagnetizasyonu zordur. İlk çalışma durumunu düşük hızlar için ele alırsak yine bir darbe genişlik modülasyonu gerekmektedir. Devre üzerinde Y ile gösterilen düğüm noktasının

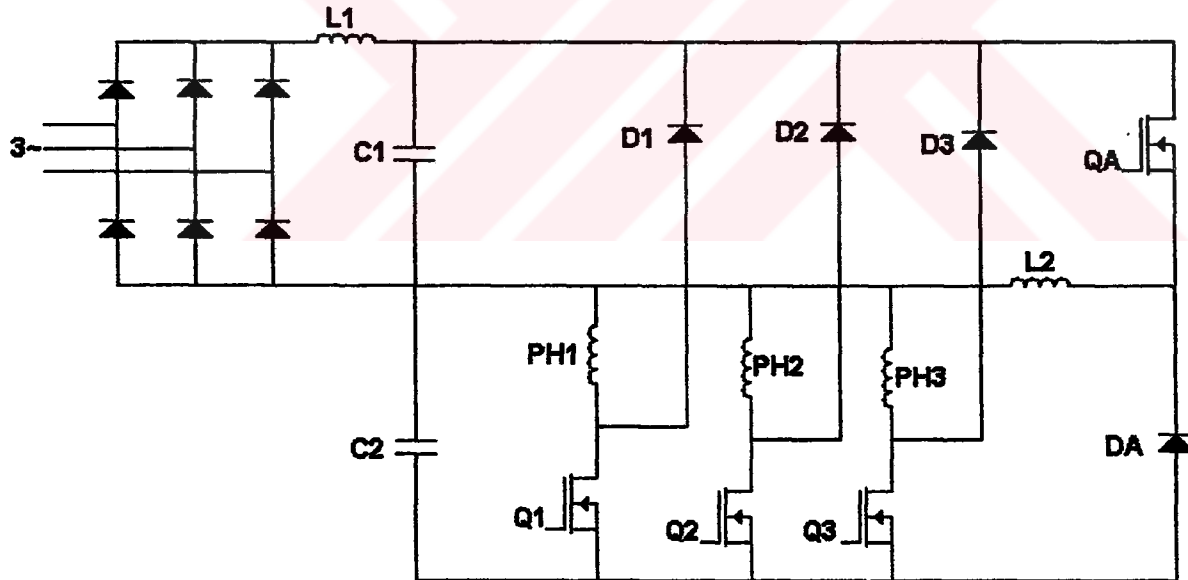
gerilimi fazın demagnetizasyonu için önemlidir. İletimde olan fazın ortalama gerilim bu noktanın potansiyelini belirler. Akımı söndürüme götürülmeye çalışan fazın demagnetizasyon gerilimi $V_{dc}-V_y$ olur. Bu sebepten devrenin çalışma hızı önemlidir. Tasarım aşamasında motorun maksimum hızı belirlenerek bu potansiyel farkın motorun faz akımını sönmü için yeterli olup olmadığı hesaplanmak zorundadır. Aksi takdirde motor üzerinde istenmeyen fren momentleri oluşur. Yapılan incelemelerde yüksek hızlarda çalışan ARM'lerinin kutup başına endüktansları düşük olmaktadır ve $V_y= V_{dc} *0.5$ olmaktadır. Anahtarlama elemanlarının değerleri belirlenirken klasik sürücülerden farklı olarak QA ve DA en üzerindeki akım değeri iki kat mertebededir.

Tüm elemanların gerilim değeri : $V\sqrt{2}(1 + DV)$

D1...DN faz diyotlarının ve Q1..QN faz anahatarlarının akım değeri : I_{pw}

QA ve DA'nın akım değeri : $2 * I_{pw}$

8.2.3 Buck boost sürücü devresi



Şekil 8.5 Buck Boost Sürücü Devresi

Yukardaki sürücü devresi üzerinde yapılan araştırmalar pek yaygın değildir. Bu sürücü devresi mıknatıslanma gerilimi V_{c1} ile demagnetizasyon gerilimi V_{c2} birbirinden ayırdığı için

motor kontrolünde esnek bir yapı kazandırmaktadır. Birinci fazı düşünerek devrenin çalışması 4 ana bölüm içersinde incelenebilir.

- Mıknatıslanma: Q1 iletimde ve V_{c2} gerilimi faz sargısı üzerine uygulanır.
- Zorlanmış demagnetizasyon: Q1 kesimde D1 iletimde sargının depoladığı manyetik enerjiyi C1 kondansatörü üzerine aktarır.
- C1 deşarjı : QA iletimdedir. C1 deşarj edilirken L2 üzerinde akım akarak bir enerji biriktirilir. Akımın oluşmasına AC hatta yardımcı olmaktadır.
- C2 şarj : QA kesimde. DA iletime girerek, L2 üzerinde biriktirilen enerjiyi C2 üzerine aktarır. QA üzerindeki gerilim $V_{c1}+V_{c2}$ dir.

Bu devre ile faz akımları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. C2 gerilimi istenen seviyede ayarlanırsa Q1 ve Q3 anahtarları için darbe genişlik modülasyonu yapmaya gerek yoktur. Fakat bu seferde motorun kalkış akımı QA üzerinden sağlanmak zorundadır. Çünkü C2 küçük tutulur ve kalkış anında C2 şarj edip kalkış akımını burdan sağlamak pratik değildir. Bu nedenlerden dolayı QA'nın değeri büyük tutulur. İstenildiğinde C2 gerilimini ac hattın doğrultulmuş değerinin üzerine çıkarıp motorun maksimum hızını arttırmak mümkündür.

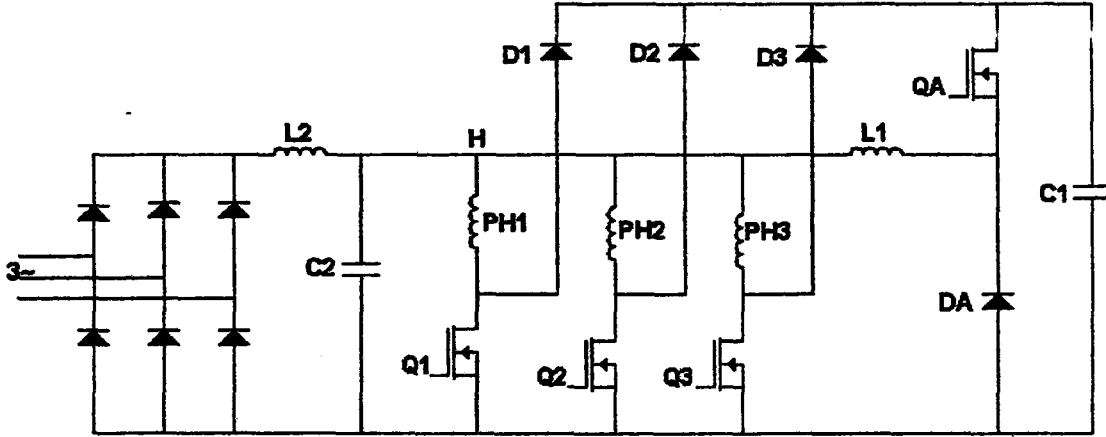
Devrenin en önemli avantajı motor kontrolündeki esnekliktir. Çünkü C2 gerilimi istenilen seviyede ayarlanarak nahatarlıma elemanlarının DGM yapmasına gerek kalmaz. Dezavantajları ise kullanılan elemanların gerilim seviyeleri ikiye katlanmıştır, motorun giriş gücü kıyıcı üzerinden sağlanıyor ve pasif eleman sayısı fazladır.

Tüm elemanların gerilim değerleri : $2V\sqrt{2}(1+DV)$

D1...DN faz diyotlarının ve Q1..QN faz anahatarlarının akım değeri : I_{pw}

QA ve DA'nın akım değeri : $2.16* I_{pw}$

8.2.4 C-dump sürücü devresi



Şekil 8.6 C-Dump Sürücü Devresi

Bu devre ilk olarak M.Ehsani tarafından tanıtılmıştır. Devre görüldüğü üzere buck-boost sürücü devresinin dönüştürülmüş halidir. Motor fazları doğrultmuş gerilimi depolayan C2 üzerinden beslenmektedir. C1 üzerinde depolanan enerji manyetik enerji kıyıcı üzerinden C2'ye aktarılmaktadır. Kıyıcı QA, L1 ve DA'dan oluşmaktadır. C- Dump devrenin yeni bir modelide şeklide H olarak gösterilen düğüm noktası ile QA arasına C1 kondansatörünü bağlayarak gerçekleştirilir. Bu sayede demagnetizasyon için gerekli olan gerilim $V_{c1}-V_{c2}$ yerine V_{c1} olur. Burada sadece orjinal devreden bahsedilecektir. Birinci faza göre devrenin çalışma şekilleri ise ;

- **Mıknatıslanma :** Q1 iletimde ve faz sargısı için gerekli mıknatıslanma akımını sağlar.
- **Zorlanmış demagnetizasyon :** Q1 kesimde demagnetizasyon akımı D1, C1, C2 üzerinden sönmeye gider
- **C1'in deşarjı :** QA iletimde akım L1, C1, C2 üzerinden kendini tamamlar. C2 gerilimi L1 üzerinde akım depolandıkça artar.
- **C2'nin şarjının tamamlanması:** QA kesimde ve akım kendisinin L1, C1, DA üzerinden tamamlar.

C-dump devresi buck-boost'a benzemektedir aralarındaki temel farklar :

- C2 kontrolsüz doğrulucu üzerinde beslenmektedir. Bu yüzden Q1...QN faz anahtarları düşük hızlarda DGM yapmak zorundadır. Sonuç olarak, enerjinin büyük bir kısmı C1'e aktarılır ve oranda tekrar C2'ye kırıyıcı üzerinden transfer edilir.
- Ortalama C1 gerilimi C2'nin yaklaşık iki katı olmalıdır ki mıknatıslanma ve demagnetizasyon gerilimleri birbirine eşit olsun.
- Teorik olarak Q1 ve QA aynı anda açma kapama yaparak motorun gerilimini artırmak mümkündür. Böylece motor hızında arttırmış oluruz. Bu tip çalışmaya senkron kırıyıcı çalışma denilmektedir.

Tüm elemanların gerilim değerleri : $2V\sqrt{2}(1 + DV)$

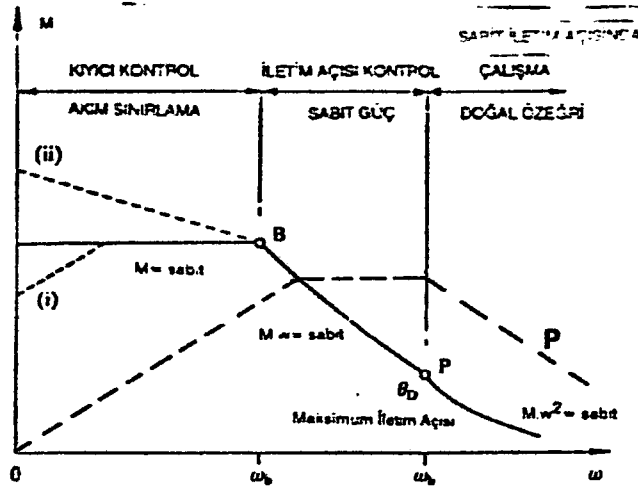
D1...DN faz diyotlarının ve Q1..QN faz anahatarlarının akım değeri : I_{pw}

QA ve DA'nın akım değeri : $2.1 * I_{pw}$

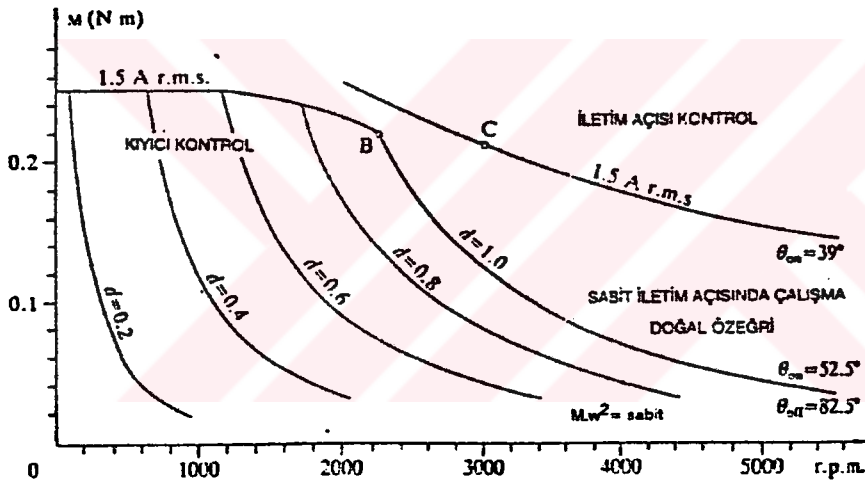
8.3 Arm'nin Tahrik Özellikleri

Şekil 8.7'de anahtarlı relüktans motorunun moment hız karakteristiği görülmektedir. Şekilde 8.7a'de B noktasının solunda kalan bölge sabit moment bölgesidir. İstenilen çalışma noktası ; motorun moment hız grafiği ile yükün moment hız grafiğinin kesim noktasıdır. Moment hız eğrilerinin faz akımlarının kıyılma oranı d katsayısı ile nasıl değişmekte olduğu şekil8.7 b üzerinde gösterilmiştir. Çalışma noktasının belirlenmesinde ; kısaca verimin maksimum, moment salınımlarının minimum yapılmasına çalışılır. Motorun çalışma hızları hep B noktasındaki hız değerlerinden küçük olsa, motor tasarımı yapılırken bir tasarım optimizasyonuna gidilmesi yararlı olacaktır.

Şekil 8.7 a'daki B noktası, anma geriliminde sabit tetikleme açıları için maksimum akımın uygulanabildiği en büyük hız değerini göstermektedir. Hızın daha büyük değerlerinde motor momentini w açısal hızın karesiyle orantılı olarak küçülecektir. Bunun başlıca nedeni artan hızlarda endüklenen gerilimin (e.m.k) büyümesi ve bunun sonucunda da faz akımlarının küçülmesidir. Bu azalmayı kompanze etmek üzere tetikleme anı bir miktar erkene alınarak moment-hız karakteristiğinin sabit güç değerini vermesi sağlanır. Hızın daha da artırılmasıyla şekil 8.7 a'daki P noktasına ulaşılır. Bu noktada en erken tetikleme konumuna karşılık düşmekte, bundan sonraki büyük hızlarda ise iletim aralığını daha da genişletmek mümkün olmaktadır. Bu nedenle P noktasının sağında kalan bölgede moment hız ile karesel olarak değişecektir.



(a)



(b)

Şekil 8.7 a) Moment –hız

b) Moment- iletim açısı

9. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORUNUN SİMULİNK®’DE SİMULASYONU

9.1 Giriş

Bu bölümde anahatarlı relüktans motorunun manyetik analizi sonuçlarından elde edilen veriler değerlendirilerek, ARM’nin matlab-simulink ‘te simülasyonu ve bunun sonuçları verilecektir. Elektrik makinalarının simülasyonu için matematiksel modellerinin elde edilmesi gerekmektedir. Elektrik makinalarının matematiksel modelleri sistemi tanımlayan minimum sayıdaki differansiyel denklemler dizisidir. Matematiksel modeller elektrik makinalarının dinamik çalışma yapılarını tanımladıklarından dolayı makina parametreleride bu denklemler içersinde yer almaktadır. Matematiksel denklemler dizisi sadece makinanın elektrik yapısına ait değil mekaniksel kısımlarına ait denklemlerde içermektedir. Bu denklemler nümerik integrasyon ve nümerik matematiksel hesaplamalarla, belirli döngüler altında çözümleri elde etmede kullanılır.

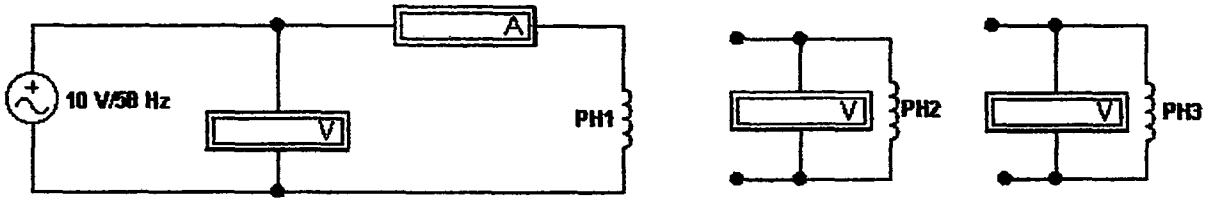
ARM’nin simülasyonu klasik elektrik makinalarının simülasyonlarından belirli açıdan farklıdır. ARM’nin belirli sabit bir endüktans değeri bulunmamaktadır. Çünkü makinanın yapısı çift çıkıklıdır, yani hem statorunda hemde rotorunda çıkık kutuplar bulunmaktadır. Makinanın her açısal hareketinde endüktans değeri değişmektedir. Bu değişen endüktans ile hızıda bağlı olarak, akımın dalga şekli , ve makinanın ürettiği moment de değişmektedir.

ARM’nin simülasyonu için çeşitli methodlar kullanılmaktadır. Uygulanan yöntemlerdeki temel amaç makinanın rotor pozisyonuna bağlı endüktans eğrisini veya yine aynı anlama gelen rotor pozisyonuna bağlı olarak akı- akım eğrisi deneysel veya teorik methodlar ile elde edilmeye çalışılır. Tezde yapılan çalışmada manyetik analiz programı ile motorun çeşitli pozisyonlardaki akı-akım eğrileri çıkartılmıştır. Bu sonuçlardan gidilerek simülasyon gerçekleştirilmiştir.

Deneysel olarak yapılan çalışmalarda makinanın endüktans eğrisi için ölçüm düzenekleri hazırlanmaktadır. Yapılan tez ve literatür çalışmalarında genel olarak iki yol tavsiye edilmektedir.

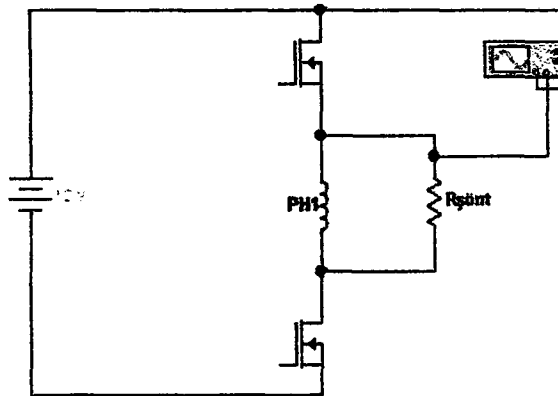
9.2 Endüktans Eğrilerinin Deneysel Yöntemle Elde Edilmesi

Bu çalışmalardan ilkinde rotor kilitlenerek her pozisyon için bir faz sargısına gerilim ve frekans değeri bilinen sinusoidal gerilim uygulanır. Bununla birlikte faz akımı ve faz gerilimi ölçülür. Faz arası ortak endüktansı ölçmek için ise aynı durumda diğer fazların gerilimlerinde ölçülmektedir. Her rotor pozisyonu için alınan değerler bir veri dosyası haline getirilir. Oluşan ölçümler bir eğri fonksiyonu haline getirilerek, herhangi bir pozisyondaki öz endüktans ve ortak endüktans değerleri hesaplanmış olunur. Bu deney şeması aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 9.1 Endüktans Ölçüm Düzeneği

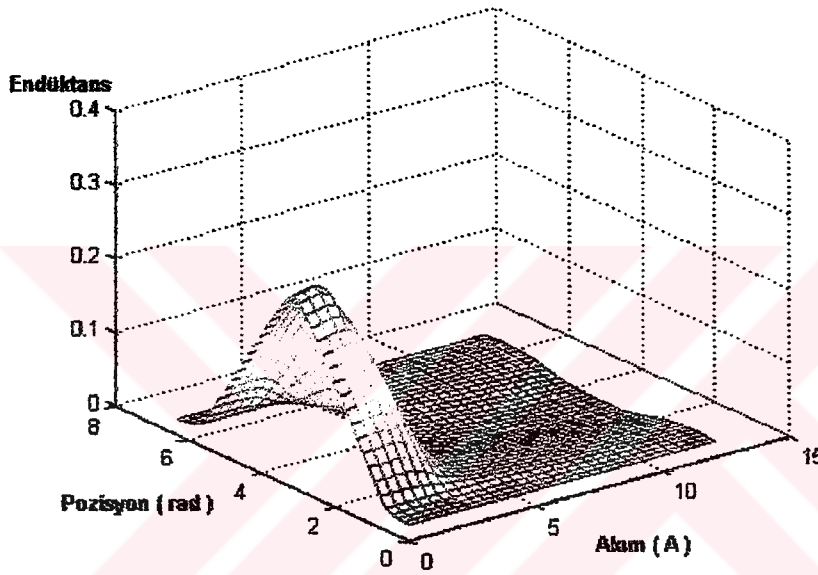
Yapılan diğer deneysel çalışmada makinanın akı değeri değişik rotor pozisyonları için hesaplanmaya çalışılmıştır. Bu durumda güç devresinin bir fazı için anahtarlama elemanları kullanılarak deneysel bir method izlenmiştir. Her rotor pozisyonu için bir faz sargısına darbeli DC gerilim uygulanır. Şönt direç üzerinden devreden geçen akımın değeri ve değişimi osiloskop üzerinden bilgisayara kaydedilerek $\psi = \int (V - Ri) dt$ hesaplanır. Bu sayede endüktans ve moment değişimleri kolayca her rotor durumu için çözümlenmiş olunur. Bu deneysel çalışmaya düzenek şekil 9.2’de gösterilmiştir.



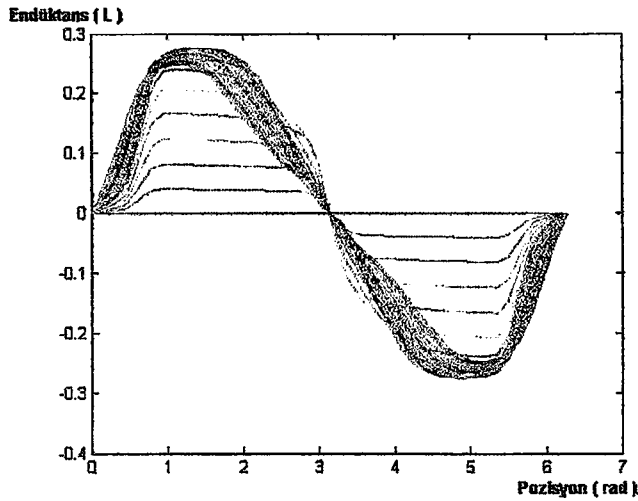
Şekil 9.2 Akı-Akım Ölçüm Düzeneği

9.3 Manyetik Analiz Sonuçları ile ARM 'nin Simulink Modelinin Oluşturulması

Flux 2-d paket programı ile 6/4 anahtarlı relüktans motorunun yaklaşık yirmi veya yirmibeş rotor konumu için makinanın manyetik analizi yapılmıştır. Manyetik analiz sonuçları akı, akım ve açı olarak bir matlab dosyasında psiitheta olarak saklanmıştır. Bunun sonuçların değerleri Ek A'da verilmiştir. Bu sonuçlar daha sonra matlab üzerinden ekrana grafiksel olarak çizdirilmiştir. Makinanın akı eğrisinin akıma ve açığa göre türevi alınmıştır bunun sonucunda endüktans ve gerekli artımsal endüktans matrisleri elde edilmiştir.

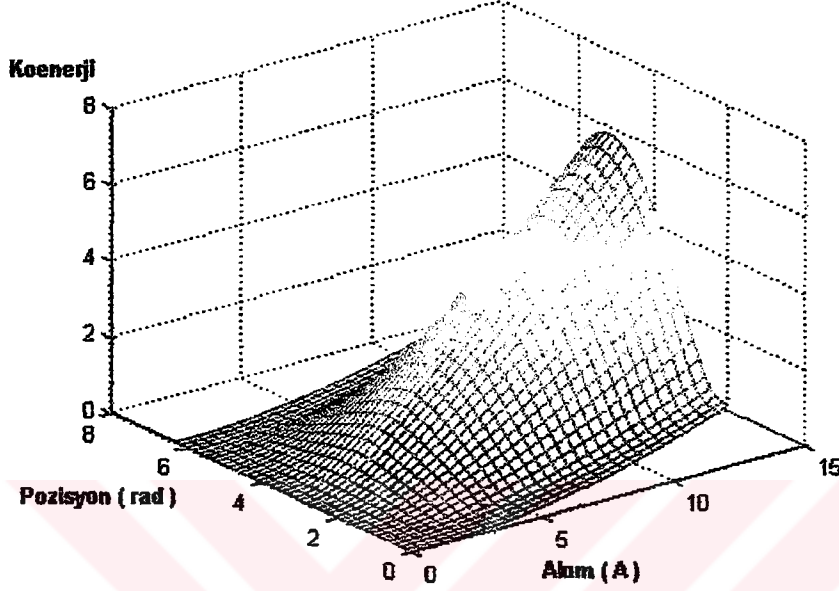


Şekil 9.3 Endüktans Değişimi



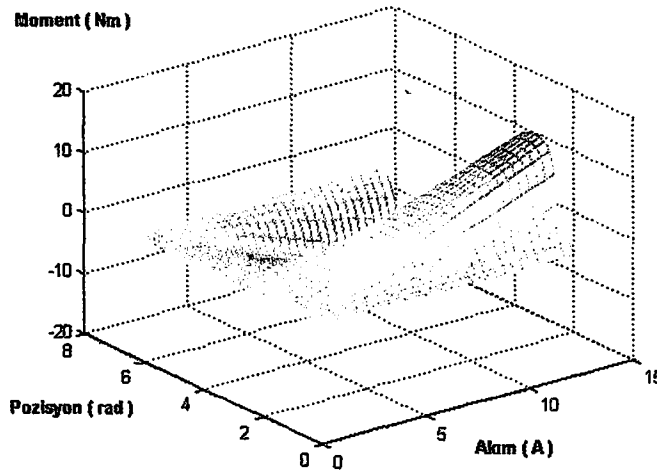
Şekil 9.4 Akının Açığa Göre Türevi

Burada makinanın momentini elde etmek için ilk olarak koenerji eğrisinin elde edilmesi gerekmektedir. Bunun için akı- akım eğrisinin altında kalan alanın hesaplanması, bir nevi akı-akım eğrisinin integralinin alınması anlamına gelmektedir.



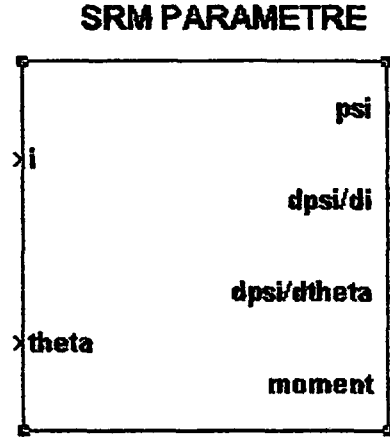
Şekil 9.5 Koenerji Eğrisi

Koenerji denklemini elde edildikten sonra geriye makinanın moment denklemi kalmaktadır . Genel olarak tüm elektrik makinalarının moment denklemlerinin elde edilmesinde belirtildiği gibi moment koenerjinin açığa göre türevinden elde edilmektedir.



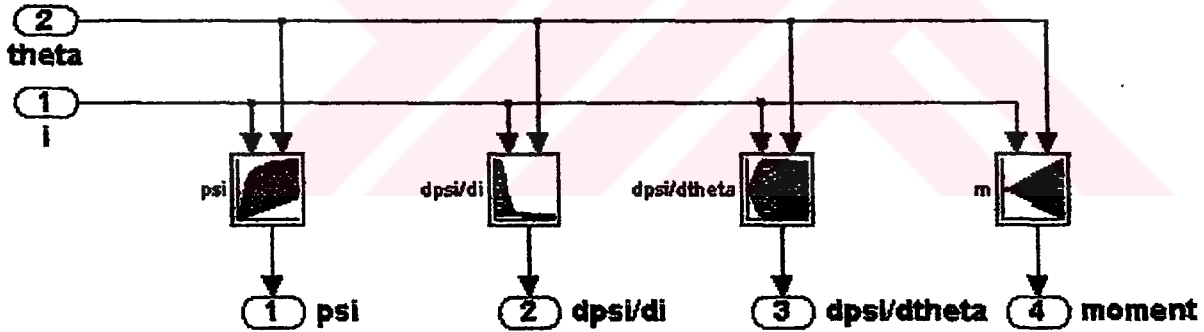
Şekil 9.6 Moment Eğrisi

Makinanın bu özgeçirileri elde edildikten sonra gerekli olan ARM modeli elde edilmiş olunur. Bu model aşağıda şekil 9.7’de gösterilmiştir.



Şekil 9.7 ARM model

Şekil 9.7’de görüldüğü ARM ‘nin matematiksel denkleminde gerekli olan tüm parametreler ve değişimler elde edilmiştir. SRM parametrenin iç yapısı aşağıdaki gibidir.



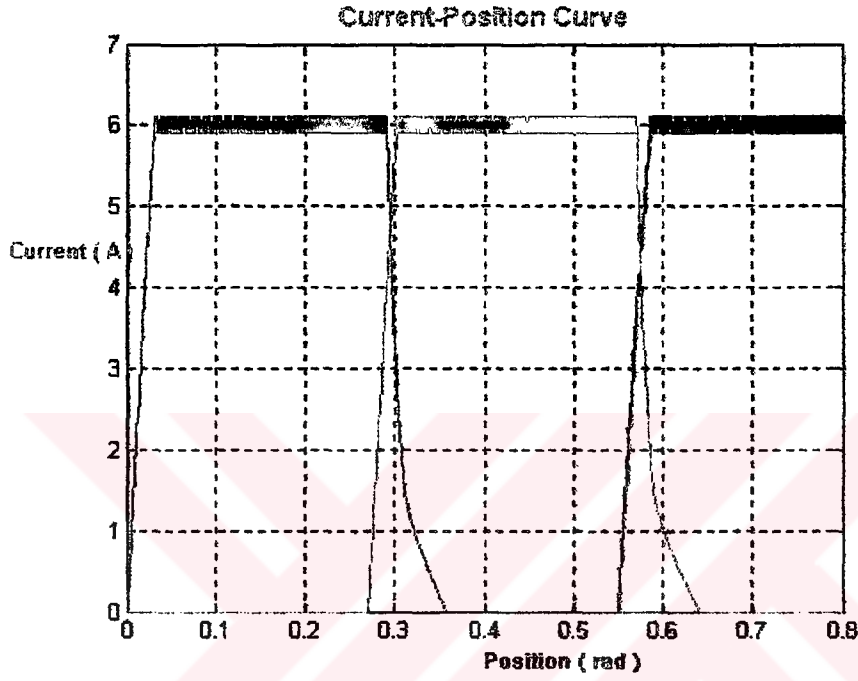
Şekil 9.8 ARM model iç yapısı

Şekil 9.8 ‘den anlaşılacağı üzere makinanın akım ve açı geri beslemesi sonucunda çıkış olarak ARM’nin matematiksel denklemlerinde kullanılabilecek tüm eğriler elde edilmiş olunur. Yukarıda eğrilerini vermiş olduğumuz bu değerler bir matris şeklinde saklanmaktadır. Bu sayede makinanın akı-açı girişine göre bir look-up table oluşturulur.

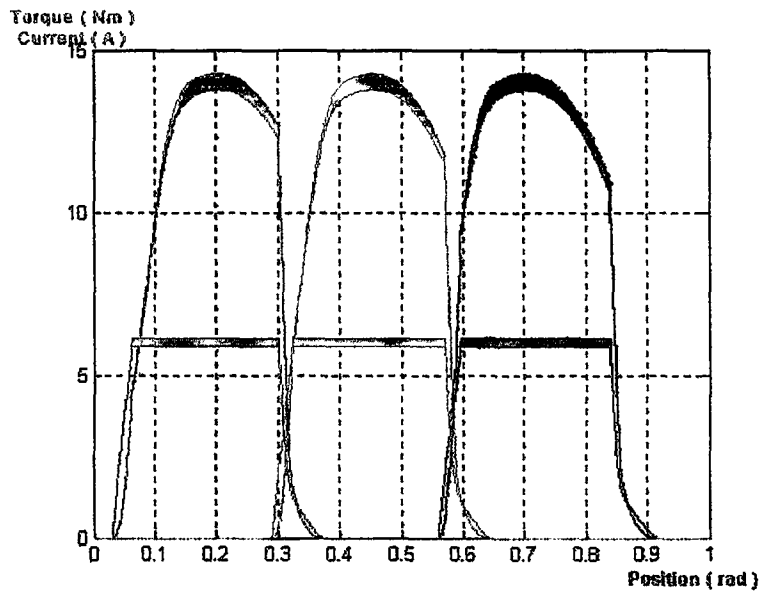
Bu modelden sonra elde edilmesi gereken sürücü devresinin matematiksel modelidir. ARM kontrol devresi için klasik sürücü devresinden yararlanılmıştır. Sürücü devresine devrenin iletme girme kesime gitme açıları çalışma parametreleri cinsinden girilmiştir. Bunu yanında sürücü devresi akım kontrollü olduğundan bir akım referansı ve akım geri beslemeside

sisteme girilecektir. Buna bağlı olarak ARM 'nin akım kontrollü bir simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

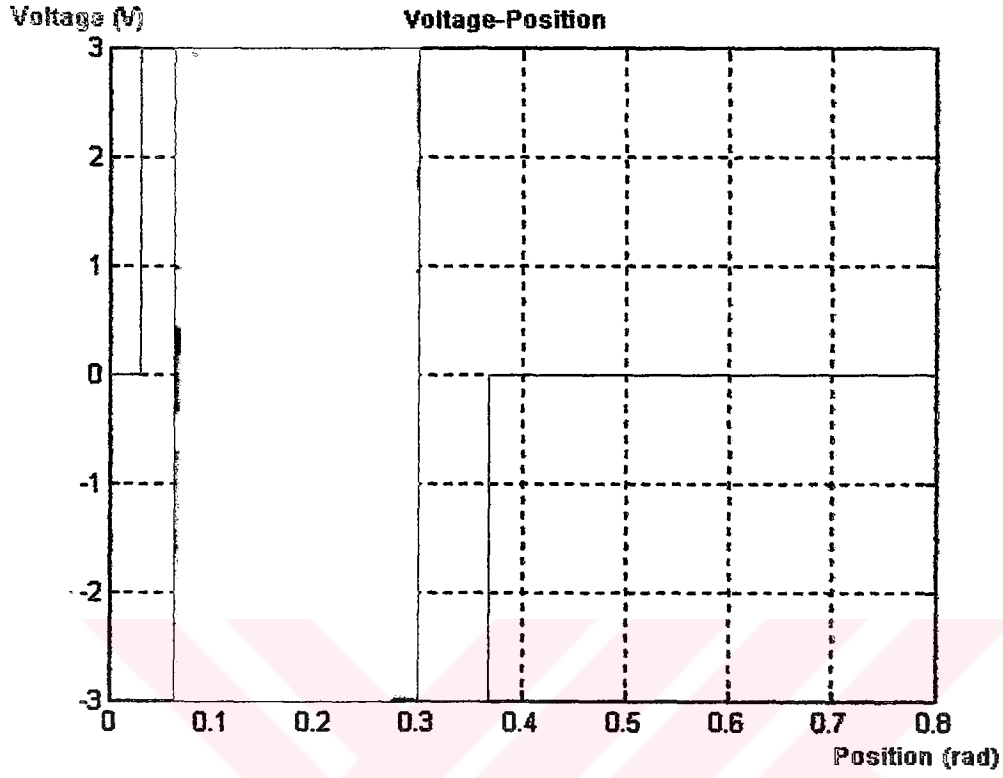
Simülasyon 6 A $n=600\text{dev/dak}$ için akım moment ve gerilim çıktıları aşağıda verilmiştir.



Şekil 9.10 600 dev/dak Akım-açı eğrisi

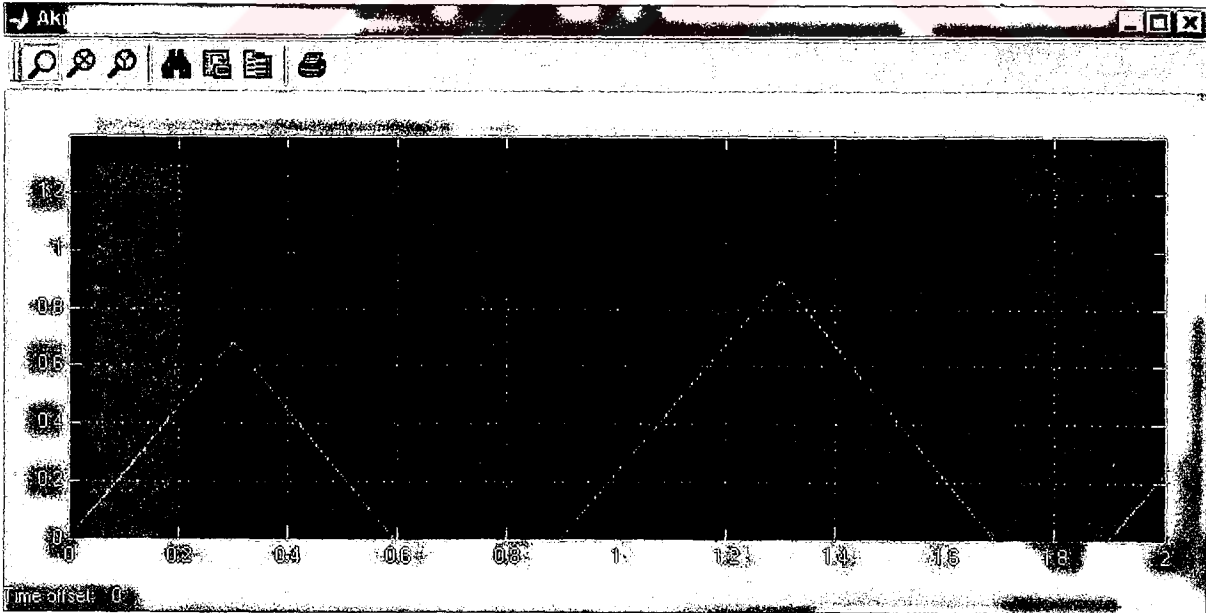


Şekil 9.11 600 dev/dak Moment- Aç ı Eğrisi

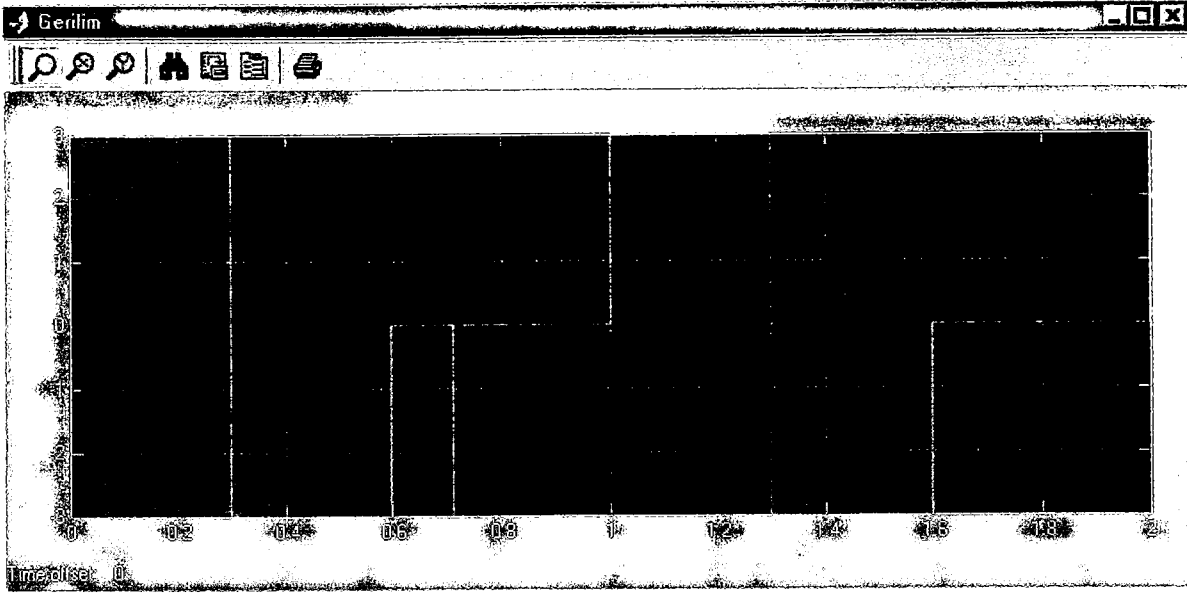


Şekil 9.12 Eviricinin 1.faza uyguladığı gerilim

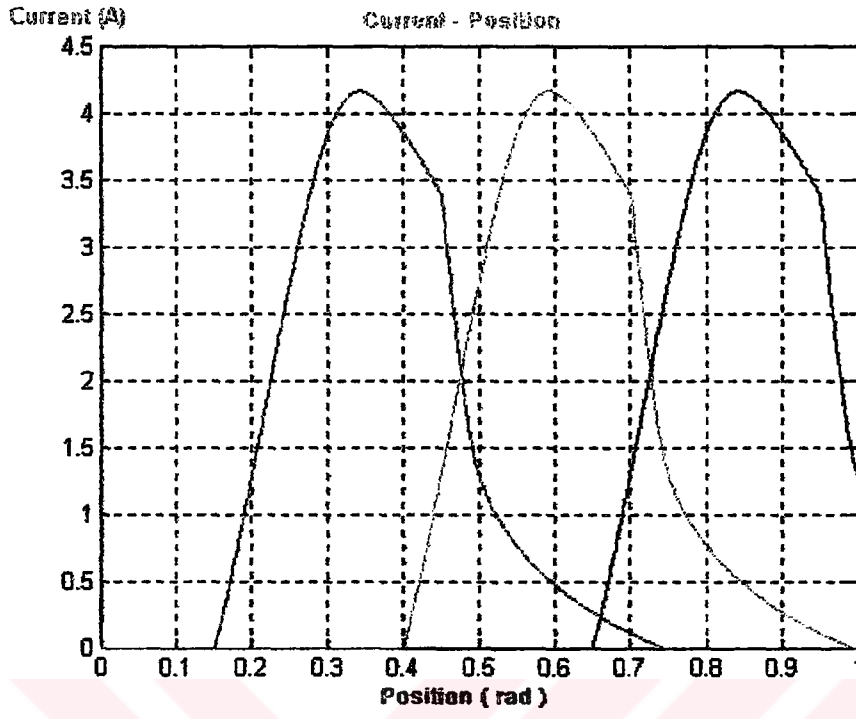
5000 dev/dak için akım, akı, moment çıktıları aşağıda verilmiştir



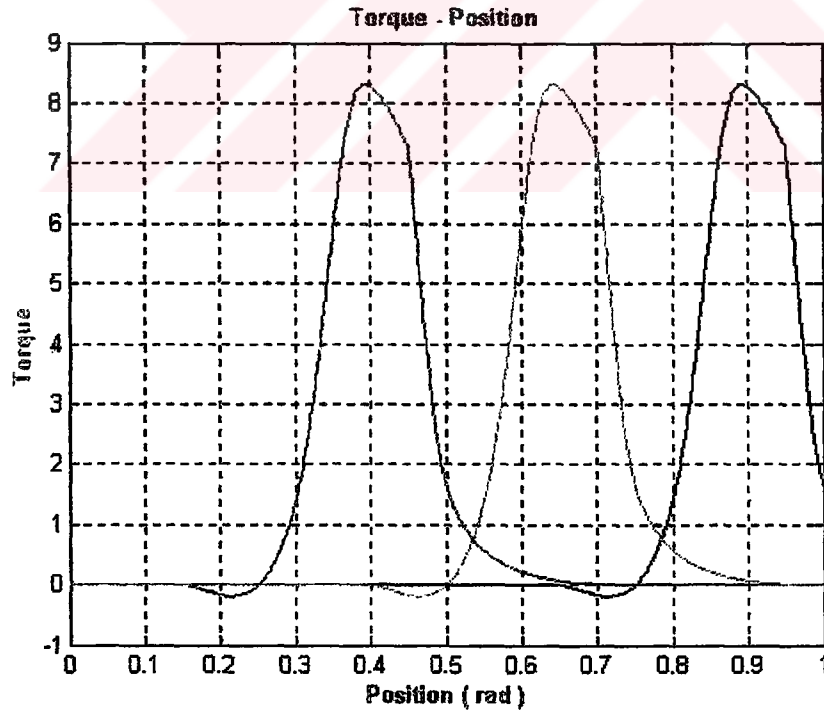
Şekil 9.13 Akı-zaman eğrisi



Şekil 9.16 5000 dev/dak gerilim



Şekil 9.14 5000dev/dak için Akım



Şekil 9.15 5000dev/dak için moment

SONUÇLAR

Yapılan tez çalışmasında anahtarlı relüktans motorunun genel karakteristikleri ortaya çıkarılmaya ve bu sonuçların ARM'nin simülasyonu için kullanılması ele alınmıştır. Anahtarlı relüktans motoru yapı ve sürücü devresi bakımından birçok avantajı olmasına rağmen yüksek hızlarda oluşan moment çukurlukları, yüksek ses ve vibrasyon temel dezavantajları olarak göze çarpmaktadır. Yapılan çalışmalarda bu dezavantajlar kontrol veya optimum tasarım yöntemleri ile azaltılmaktadır. Tasarım açısından bakıldığında anahtarlı relüktans motorunun hava aralığından kaynaklanan nonlinear bir yapısı bulunmaktadır. Hava aralığı, rotorunda ve statorundaki çıkık kutuplardan dolayı oldukça değişkendir. ARM hakkında yapılan ilk çalışmalarda makinanın akı-akım eğrisi lineer veya idealize edilmiş nonlinear modellerden yararlanılmakta idi. Bu çalışmalar belirli açılardan motor çalışmasının analizi için yeterli olsa da tasarım ve ileri kontrol teknikleri (advanced firing angle) açısından yetersiz kalmaktadır. Bunun yanı sıra ARM'de doyum önemli bir etkidir. ARM, klasik elektrik makinalarının aksine doyum bölgesinde çalıştırılır. Doyum bölgesinde çalıştırılması, makinaya sürücü ve moment üretimi açısından verim kazandırmaktadır.

Tez çalışmasında ARM'nin manyetik analizi flux 2 paket programı ile yapılmıştır. Bu analizi ile ARM'nin karakteristik eğrileri elde edilmiştir. Bölüm 7 ve bölüm 9'da sonuçlar verilmiştir. Elimizde bulunan program ile makina belirli derecelerde hareket ettirilerek artan akım değerleri için akı verileri kaydedilmiştir. Bu veriler, bir veri dosyası olarak Matlab'de m uzantı dosyası olarak saklanmıştır. Bu veri dosyasından akı-akım-açı karakteristiği ortaya konmuştur. Akı-akım eğrisinin altında kalan alandan doyumun makina üzerindeki etkisi gözlenmektedir. Ayrıca bu eğriden koenerji ve dolayısıyla moment açı eğrileri elde edilmiştir. Bu sayede makinanın herhangi bir noktadan diğerine hareket etmesi halinde üreteceği moment tahmin edilmektedir. Elde edilen sonuçlar literatürdeki örnekleri ile uyum içerisindedir. 7. bölümde, yeni bir ARM'nin tasarımında manyetik analiz kullanılmıştır. Bu yeni tasarımda stator klasik ARM'den farklı olarak 24 oluklu 1 fazlı asenkron motor statoru ile yer değiştirilmiştir. Burada sadece analize ait akı dağılımı verilmiştir. Makinadaki hava aralığı 0.5 mm olduğundan 6 veya 7 amperde doyuma gitmesi gereken makina 20 amperde doyuma gitmektedir. İleriki çalışmalarda optimum tasarım ile makina üzerinde analizler sürdürülecektir. Çalışmadan beklenen sonuçlar; stator çıkıklığı belli derece de giderildiğinden moment çukurluklarının azalmasıdır. İleride yapılacak harmonik analiz ile bu etkinin giderilmesi için gerekli olan optimum sonuçlar da elde edilecektir.

8. bölümde ARM'nin sürücü devreleri hakkında bilgi verilmiştir. Sürücü devrelerinde kullanılacak anahtarlama elemanlarının gerilim ve akım değerleri verilmiştir. Yapılan pratik çalışma devam etmektedir. Sürücü devresinde SG 3524 kullanılarak pwm elde edilmiştir.

Pozisyon geri beslemesi olarak hall-effect sensörler kullanılmıştır. Kontrol katı güç katında 4N25 optocoupler ile yalıtılmıştır. Optocoupler çıkışı totem-pole devreye bağlanarak MOSFET IRFP 250 ateşlenmiştir. Mosfet ateşlendikten sonra kesime gitmesi için kapı sinyalinin kesilmesi mosfeti kesime götürmez. Kesime gitmesi için kapısının toprağa çekilerek kapı-kaynak arasında yapısal olarak bulunan kondansatörün hızlı bir şekilde deşarj edilmesi gerekmektedir. Bu yüzden totem-pole devre kullanılmıştır.

Son bölümde ARM'nin Matlab-simulink'de simülasyonu yapılmıştır. Klasik elektrik makinalarının simülasyonu için matematiksel modellerinden yararlanılmaktadır. Matematiksel model içersinde makinanın direnç ve endüktans değerleri bulunmaktadır. Bu parametreler parametre deneyleri ile elde edilmektedir. ARM 'nin simülasyonunda yine yapısının kaynaklanan bazı zorluklar bulunmaktadır. ARM'nin endüktansı rotor pozisyonuna bağlı olduğundan her pozisyon için farklı değer almaktadır. Bu farklı değerler tez çalışmasında manyetik analiz ile elde edilmiştir.

9. bölümde bu değerlerin deneysel yolla nasıl elde edileceği açıklanmıştır. Ayrıca manyetik analiz ile ARM'nin matematiksel modeli elde edilmiştir. Simulink ile yapılan simülasyonda klasik evirici devresinde kullanılmıştır. Çeşitli çalışma noktaları için akım, moment ve evrici çıkışları gözlenmiştir. Ayrıca yüksek hızlar için ateşlemeler değiştirilerek pratikte uygulanan advanced aç kontrolü için çıktılar gözlenmiş ve avantajları incelenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Bausch, H., and Rieke, B., (B), 1978. Performance of Thyristor-fed Electric Car Reluctance Machines, *Proc. of the Int. Conf on Electrical Machines*, Brussels, pp E4/2-I-th E4/2-1 0 .
- [2] Corda, J., (A), 1979. Switched Reluctance Machine as a Variable-Speed Drive, *PhD. Thesis*, University of Leeds.
- [3] Corda, J., and Stephenson, J. M., 1979. An Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Doubly-Salient Motor , *Proc. of the Int. Conf on Stepping Motors and Systems Leeds*, England, pp 50-59.
- [4] Stephenson, J.M., and Corda, J., 1979. Computation of Torque and Current in Doubly-Salient Reluctance Motors from Non-linear Magnetization Data, *Proc. IEEE*, Vol. 126, No. 5, pp 393-396
- [5] Ray, W.F., and Davis, R.M., 1979. Inverter Drive for Doubly-Salient Reluctance Motor, *IEE Journal of Elec. Power Appls.*, Vol. 2, No. 6, pp 185- 193.
- [6] Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinsop, P. T., Corda, J., and Fulton, N.N., 1980. Variable Speed Switched Reluctance Motor, *Proc. IEE, EI.Power Appls.*, Vol. 127, No. 4, pp 253-265.
- [7] Davis, R.M., Ray, W.F., Blake, R.J., 1981. Inverter Drive for Switched Reluctance Motor: Circuits and Components, *Proc. IEE, Elec. Power Appl.*, Vol. 128, No. 2, pp 126-136.
- [8] Lawrenson, P.J., (B), 1983. Switched Reluctance Motor Drives, *Proc. IEE*, Electronics and Power, pp 144-147, September
- [9] Acarnley, P.P., Hill, R.J., and Hooper, C.W., 1985. Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms, *IEEE Trans. on Ind Elec.*, Vol. 32, No. 3, pp 215-221.
- [10] Bass, J.T., Miller, T.J.E., and Steigerwald, R.L., 1985. Development of a Unipolar Converter For Variable Reluctance Motor Drives, *IEEE*, pp 1062- 1068
- [11] Miller, T.J.E.,(A), 1985. Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Tran.s.. on Ind App.*, Vol. 21, No. 5, pp 1136- 1144.

- [12] Arumugam, R., Lowhter, D.A., Krishnan, R., and Lindsay, J.F., 1985. Magnetic Field Analysis of a Switched Reluctance Motor Using a Two Dimensional Finite Element Model, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. Mag-21, pp 1883-1885
- [13] Ray, W.F., Davis, R.M., and Blake, R.J. 1986. The Control of SR Motors, *CAMC'86 Conference*, pp-51-59.
- [14] Harris, M.R., Finch, J.W., Mallick, J.A., and Miller, T.J.E., 1986. A Review of the Integral-Horsepower Switched Reluctance Drive, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. IA-22, No. 4, pp 716-721.
- [15] Ray, W.F., Lawrenson, P.J., Davis, R.M., Stephenson, J.M., Fulton, N.N., and Blake, R.J., 1986. High-perfomance Switched Reluctance Brushless Drives, *IEEE Trans. On Ind App.*, Vol. IA-22, No. 4, pp 722-729.
- [16] Dawson, G.E., Eastham, A.R., and Mizia, J., 1987. Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element Method and Test Results, *Conf Rec. of the J986 IEEE-IAS Annual Meeting*, Part 1, 86 CH 2272-3, pp 864-869.
- [17] Ilić-Spong, M., Miller, T.J.E., Macminn, S.R., and Thorp, J.S., 1987. Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives , *IEEE Trans. on Power Eng.*, Vol. PE-2, No. 2, pp 55-61.
- [18] Ehsani, M., Bass, J.T., MiUer, T.J.E., and Steigerwald, R.L., 1987. Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives , *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. IA-23, No. 3, pp 545-553.
- [19] Davis, R.M., 1988. A Comparison of Switched Reluctance Rotor Structures, *IEEE Trans. On Ind Elec.*, Vol. 35, No. 4, pp 524-529.
- [20] Krishnan, R., Arumugam, R. and Lindsay, 1988. Design Procedure for Switched Reluctance Motors, *IEEE Tram.. on Ind App.*, Vol. 24, No. 3, pp 454-460.
- [21] Ertan, H.B., Tohumcu, M., 1988. A method for optimum design of Switched Reluctance Motors, *Int. Conf on Electrical Machines*,, vol.1, pp 551-556.
- [22] Tohumcu, M., Ertan, H.B., 1988. Prediction of Perfomance of Switched Reluctance Motor for Design Purposes, *Int. Conf on Electrical Machines*,, Vol, pp 557-562.
- [23] Stephenson, J.M., and El-Khazendar, M.A., 1989. Saturation in Doubly-Salient Reluctance Motors , *Proc. IEE*, Vol. 136, Pt B, No. 1, pp 50-58, .

- [24] **Krishnan, R., Materu, P .,** 1989 .Analysis and Design of a new converter topology for Switched Reluctance Motor Drives, *IEEE Proc. IAS. Conf.*, pp 1181-1185.
- [25] **Manzer, D.G., Varghese, M., and Thorp, J.S.,** 1989. Variable Reluctance Motor Characterization, *IEEE Trans. on Ind Elec.*, Vol. 36, No. 1, pp -.
- [26] **Cameron, D.E.,** 1989. The Origin of Acoustic Noise in Variable Reluctance Motors , *Proc. IAS Conf'* San Diego, October , pp 1 08- 1 15 .
- [27] **Corda, J.,(B),** 1989. Computation of Torque Pulsations of Switched Reluctance Drive, *Proc. of IEE, Int. Conf on Electrical Machines and Drives.*, London, pp 308-311.
- [28] **Osheba, S.M., and Abdel-Kader, F.M.,** 1990. Dynamic Performance Analysis of Reluctance Motors Using Damping and Synchronizing Torques, *IEE Proc.*, Vol. 137, Pt B, No. 4, pp 231-238.
- [29] **Miller, T.J.E.,(B),** 1990. Nonlinear Theory of the SRM for Rapid Computer- Aided Design, *IEE Proc.*, Vol. 137, pt B, No. 6, pp.337-347.
- [30] **Davis, R.M., and Al-Bahadly, I.,** 1990. Experimental Evaluation of Mutual Inductances in a Switched Reluctance Motor , *4-th Int. Conf on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE*, No. 324, pp 243-248.
- [31] **Corda, J .,** 1990 .Effects of the Forms of Magnetic Circuits on Torque Pulsations of Switched Reluctance Motors, *Proc. of ICEM'90*, Cambridge-Massachusetts, Pt 1, pp 88-93.
- [32] **Xu, L., Lipo, T.A. and Rao, S.C.,** 1990. Analysis of a New Variable .Speed Singly Salient Reluctance Motor Utilizing only two transistor switches, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 26, No. 2, pp 229-236.
- [33] **Ertan, H.B., Yağın, O.F., Diriker, A.,** 1990. Optimum Parameters for Doubly Salient Motors Driven by a Voltage Source Drive, *ICEM Int. Conf on Electrical Machines*, Boston, USA, pp 806-811.
- [34] **Matsuï, N., Akao, N., Wakino, T,** 1991. High-Precision Torque Control of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 5, pp 902-907.
- [35] **Moghbelli, H., Adams, G.E., and Hoft., R.G.,** 1991. Performance of a 10-Hp Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors, *IEEE Trans. On Ind App.*, Vol. 27, No. 3, pp 531-538.

- [36] Preston, M.A., Lyons, J.A., 1991. A Switched-Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 27, No. 6, pp 5423-5425
- [37] Miles, A.R., 1991. Design of a 5 MW, 9000V Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 6, No.3, pp 484-491.
- [38] Moallern, M., and Ong, C.M., 1991. Predicting the Steady-State Performance of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 6, pp 1087-1097.
- [39] Franceschin, G., Pirani, S., Rinaldi, M., and Tassoni, C., 1991. Spice-Assisted Simulation Application to SR Drives, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 27, No. 6, pp 1103-1110.
- [40] PuUe, D .W .J ., 1991. New Data Base for Switched Reluctance Drive Simulation, *IEE Proc.*, Vol. 135, No. 6, pp 331-337
- [41] WaUace, R.S., and Taylor, D.G. 1992. A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple, *IEEE Transaction.s. of Power Electronics*, Vol. 7, No. 4, pp 617-626.
- [42] Moreira, J.C. 1992. Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors via Bi-Cubic Spline Interpolation, *PE.S'C'92 Conference*, pp 851-856.
- [43] Schramm, D.S., Williams, B.W., Green, T.C., 1992. Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling, *PESC '92 Conference*, pp 857-860.
- [44] Ehsani, M., Hussain, I., 1992. Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages, *Proc. of IAS'92 Conference*, pp 422-428.
- [45] Moallem, M., Ong, C.M., and Unnewehr, L.E., 1992. Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 28, No. 2, pp 364-369.
- [46] Mac-Minn. S.R., Rzesos, W.J., Szczesny, P.M., and Jahns, T.M., 1992. Application of Sensor Integration Techniques to Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Trans. On Ind App.*, Vol. 28, No. 6, pp 1339-1344.
- [47] Cameron, D.E., Lang, J.H, Umans, S.D., 1992. The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient-Variable Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 28, No. 6.

- [48] Davis, R.M., 1992. Variable Reluctance Rotor Structures-Their Influence on Torque Production, *IEEE Trans. On Ind E/ect.*, Vol. 39, No. 2, pp 168-174.
- [49] Orthmann, R., Schoner, H.P., 1993, Turn-off Angle Control of Switched Reluctance Motors for Optimum Torque Output, EPE'93 Conference, pp 20- 25.
- [50] Buja, G.S., Menis, R., Valla, M.I., 1993. Variable Structure Control of a SRM Drive, *IEEE Trans. on Ind E/ec.*, Vol. 40, No. 1, pp 56-63.
- [51] Corda, J., Masic, S., Stephenson, J.M., 1993. Computation and Experimental Determination of Running Torque Waveforms in Switched Reluctance Motors, *IEE Proceeding s-B*, Vol. 140, No. 6.
- [52] Krishnan, R., Materu, P., 1993. Analysis and Design of a Low-Cost Converter for Switched Reluctance Motor Drives, *IEEE Transactions on Ind App.* Vol. 29, No. 2.
- [53] Laurent, P., Gabsi, M., and Multon, B., 1993. A New Indirect Rotor Position Sensing With Resonant Method for Switched Reluctance Motor , *Proc. of PCIM'93 Intelligent Motion Conf.*, pp 324-330.
- [54] Becerra, R.C., Ehsani, M., and Miller, T.J.E., 1993. Commutation of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 8, No:3, pp 257-263.
- [55] Bolognani, S., Ognibeni, E., and Ziegliotto, M., 1993. Sliding Mode Control of the Energy Recovery Chopper in a C-Dump Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Transactions on Ind App.*, Vol. 29, No:1, pp 181-186.
- [56] Panda, S.K., and Amaratunga, G.A.J., 1993. Waveform Detection Technique for Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives, Part 2: Experimental Results , *IEE Proc. B*, Vol. 140, No. 1. pp 89-96
- [57] Flicori, F., Bianco, C.G.L, Tonielli, A, 1993. Modeling and Control Strategies for a Variable Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind Elec.*, Vol. 40, No. 1.
- [58] Arkadan, A.A, Kielgas, B.W, 1993. Effects of Force Fitting on the Inductance Profile of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 2.
- [59] Rochford, C., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D., 1993. Development of Smooth Torque in Switched Reluctance Motors Using Self- Learning Techniques, *European Power Electronics.* , pp 14-19 .

- [61] O'donovan, J.G., Roche, P .J., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D., 1994. Neural Network Based Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor, *IECON'94 Conf* pp 1126-1231.
- [62] Le Chenadec, J. Y, Geoffroy, M., Multon, B., and Mouchoux, L.C, 1994. Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors by Optimization of Current Waveforms and of Tooth Shape With Copper Losses and "V.A. Silicon" Constraints, *ICEM'94 Con!*, Paris, pp 559-564.
- [63] Goldenberg, A., Laniado, I., Kuzan, P. and Zhou, C., 1994. Control of Switched Reluctance Motor Torque for Force Control Application. *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, Vol. 41, No. 4, pp.461-466.
- [64] Hussain, , Ehsani, M., 1994. Error Analysis in Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. On Ind Elec.* Vol. 4, No. 3, pp 301-307.
- [65] Arkadan, A.A., Kielgas, B.W, 1994. Switched Reluctance Motor Drive Systems Dynamic Predominance Prediction and Experimental Verification, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 9, No. 1, pp.36-44
- [66] Arkadan.. A.A... Kielgas.. B.W.. 1994. Switched Reluctance Motor Drive System Dynamic Performance Prediction Under Internal and External Fault Conditions, *IEEE Trans. On Energy Conv...* Vol. 9, No. 1.. pp.45-51
- [67] Ehsani, M., Hussain, I., Mahajan., S. Raman, K.R., 1994. New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 30, No. 1, pp -.
- [68] Bilgic, M., Ozbulur, V., O... Sabanovic.. A., 1995. Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor, *IEEE-APEC 95 Conf*, Yokohama., JAPAN, pp.567-550
- [69] Oh. S.G., Ahn, J.W., Seong. S.J, Hwang, Y.M, 1995. A Novel Control Scheme for Low Cost SRM Drive, *IEEE, ISIE Conf*
- [70] Torey, D.A., Niu, X.M., Unkauf. E.J, 1995. Analytical Modeling of Variable Reluctance Machine Magnetization Characteristics, *IEE, Proc. Pt. B*, Vol. 142, No. 1.
- [71] Ozbulur, V., Bilgic, M., O., Sabanovic, A., 1995. Torque Ripple Reduction of a Switched Reluctance Motor, *IEEE-IPEC 95 Conf*, Yohohama, JAPAN, pp.567-550
- [72] Miller, T.J.E.,(A), 1995. Fault and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 31, No. 2, pp 319-325.

- [73] Radun, A. V., 1995. Design Considerations for the Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. On Ind App.*, Vol. 31, No. 5, pp 1079-1087.
- [74] Xu, L., Ruckstadter, E., 1995. Direct Modeling of Switched Reluctance Machine by Coupled Field -Circuit Method, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 10, No. 3, pp 446-454.
- [75] Suriano, J.R, and Ong, C.M., 1996. Variable Reluctance Motor Structures for Low-Speed Operation, *IEEE Trans. on Ind App.*, Vol. 32, No. 2, pp 345-353.
- [76] Tang, Y.T, and Kline Ong, J.A., 1996. Modeling and Optimization Switched Reluctance Machine by Boundary Element Analysis and Simulation, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 11, No. 4, pp 673-680.
- [77] Heidrich. P , Hanitsch, R., 1996. Simulation of a Completely Controlled Switched Reluctance Drive with Eccentric Rotor Using a Time-Stepping Technique Realized Outside Numerical Field Calculation Programs, *IEEE Trans. onMagnetics.*, Vol. 32, No. 3, pp 1765-1768.
- [78] Pelikant, A., Wiak, S., 1996. The Influence of the Rotor Pole Shape on the Static and Dynamics Characteristics of Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 32, No. 3, pp 1529-1532.
- [79] Sadowski, N., Lefre, Y., Neves, C.G.C., Carlson, R., 1996. Finite Element Coupled Electrical Equations In The Simulation Of Switched Reluctance Drive: Attention to Mechanical Behavior, *IEEE Trans on Magnetics.*, Vol 32, No. 3 pp 1086-1089
- [80] Kim, K.B., 1997. Field Analysis of Low Acoustic Noise Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. On Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2026-2029.
- [81] Ohdachi, Y., Kawase, Y., Miura, Y., Hayashi, Y., 1997. Optimum Design of Switched Reluctance Motors using Finite Element Analysis, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2033-2036.
- [82] Lai, H.C., Leonard, P.J., Rodger, D., and A]Jen, N., 1997. 3D Finite Element Dynamics Simulation of Electrical Machines Coupled to External Circuit, *IEEE Trans. On Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2010-2013.
- [83] Koibuchi, K., Ohno, T., and Sawa, K., 1997. A Basic Study for Optimum Design of Switched Reluctance Motor by Finite Element Method, *IEEE Trans. On Mag.*, Vol. 33, No:2, pp 2077-2080.

- [84] Miller, T. J. E., 1993. Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford University Press, Oxford.
- [85] Miller, T. J. E., 1993. Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford University Press, Oxford.



EK A

```

x(1)=0.00000e+00 ;
x(2)=2.00000e-01 ;
x(3)=4.00000e-01 ;
x(4)=6.00000e-01 ;
x(5)=8.00000e-01 ;
x(6)=1.00000e+00 ;
x(7)=1.20000e+00 ;
x(8)=1.40000e+00 ;
x(9)=1.60000e+00 ;
x(10)=1.80000e+00 ;
x(11)=2.00000e+00 ;
x(12)=2.20000e+00 ;
x(13)=2.40000e+00 ;
x(14)=2.60000e+00 ;
x(15)=2.80000e+00 ;
x(16)=3.00000e+00 ;
x(17)=3.20000e+00 ;
x(18)=3.40000e+00 ;
x(19)=3.60000e+00 ;
x(20)=3.80000e+00 ;
x(21)=4.00000e+00 ;
x(22)=4.20000e+00 ;
x(23)=4.40000e+00 ;
x(24)=4.60000e+00 ;
x(25)=4.80000e+00 ;
x(26)=5.00000e+00 ;
x(27)=5.20000e+00 ;
x(28)=5.40000e+00 ;
x(29)=5.60000e+00 ;
x(30)=5.80000e+00 ;
x(31)=6.00000e+00 ;
y(1)=0.00000e+00 ;
y(2)=2.50000e-02 ;
y(3)=5.00000e-02 ;
y(4)=7.50000e-02 ;
y(5)=1.00000e-01 ;
y(6)=1.25000e-01 ;
y(7)=1.50000e-01 ;
y(8)=1.75000e-01 ;
y(9)=2.00000e-01 ;
y(10)=2.25000e-01 ;
y(11)=2.50000e-01 ;
y(12)=2.75000e-01 ;
y(13)=3.00000e-01 ;
y(14)=3.25000e-01 ;
y(15)=3.50000e-01 ;
y(16)=3.75000e-01 ;
y(17)=4.00000e-01 ;
y(18)=4.25000e-01 ;
y(19)=4.50000e-01 ;
y(20)=4.75000e-01 ;
y(21)=5.00000e-01 ;
y(22)=5.25000e-01 ;
y(23)=5.50000e-01 ;
y(24)=5.75000e-01 ;
y(25)=6.00000e-01 ;
y(26)=6.25000e-01 ;
y(27)=6.50000e-01 ;
y(28)=6.75000e-01 ;
y(29)=7.00000e-01 ;
y(30)=7.25000e-01 ;
y(31)=7.50000e-01 ;
y(32)=7.75000e-01 ;
y(33)=8.00000e-01 ;
y(34)=8.25000e-01 ;
y(35)=8.50000e-01 ;
y(36)=8.75000e-01 ;
y(37)=9.00000e-01 ;
y(38)=9.25000e-01 ;
y(39)=9.50000e-01 ;
y(40)=9.75000e-01 ;
y(41)=1.00000e+00 ;
z(1,1)=0.00000e+00 ;
z(1,2)=1.76760e-02 ;
z(1,3)=3.53850e-02 ;
z(1,4)=5.31410e-02 ;
z(1,5)=7.09410e-02 ;
z(1,6)=8.87660e-02 ;
z(1,7)=1.06602e-01 ;
z(1,8)=1.24449e-01 ;
z(1,9)=1.42307e-01 ;
z(1,10)=1.60167e-01 ;
z(1,11)=1.78019e-01 ;
z(1,12)=1.95869e-01 ;
z(1,13)=2.13737e-01 ;
z(1,14)=2.31605e-01 ;
z(1,15)=2.49472e-01 ;
z(1,16)=2.67350e-01 ;
z(1,17)=2.85220e-01 ;
z(1,18)=3.03071e-01 ;
z(1,19)=3.20920e-01 ;
z(1,20)=3.38780e-01 ;
z(1,21)=3.56642e-01 ;
z(1,22)=3.74475e-01 ;
z(1,23)=3.92311e-01 ;
z(1,24)=4.10140e-01 ;
z(1,25)=4.27950e-01 ;
z(1,26)=4.45740e-01 ;

```

$z(1,27)=4.63505e-01$;	$z(3,20)=3.58756e-01$;
$z(1,28)=4.81304e-01$;	$z(3,21)=3.77601e-01$;
$z(1,29)=4.99084e-01$;	$z(3,22)=3.96428e-01$;
$z(1,30)=5.16824e-01$;	$z(3,23)=4.15223e-01$;
$z(1,31)=5.34570e-01$;	$z(3,24)=4.33991e-01$;
$z(2,1)=0.00000e+00$;	$z(3,25)=4.52727e-01$;
$z(2,2)=1.79190e-02$;	$z(3,26)=4.71423e-01$;
$z(2,3)=3.58750e-02$;	$z(3,27)=4.90110e-01$;
$z(2,4)=5.38840e-02$;	$z(3,28)=5.08709e-01$;
$z(2,5)=7.19340e-02$;	$z(3,29)=5.27264e-01$;
$z(2,6)=9.00040e-02$;	$z(3,30)=5.45803e-01$;
$z(2,7)=1.08092e-01$;	$z(3,31)=5.64298e-01$;
$z(2,8)=1.26190e-01$;	$z(4,1)=0.00000e+00$;
$z(2,9)=1.44290e-01$;	$z(4,2)=2.03640e-02$;
$z(2,10)=1.62395e-01$;	$z(4,3)=4.07830e-02$;
$z(2,11)=1.80512e-01$;	$z(4,4)=6.12790e-02$;
$z(2,12)=1.98631e-01$;	$z(4,5)=8.18310e-02$;
$z(2,13)=2.16755e-01$;	$z(4,6)=1.02398e-01$;
$z(2,14)=2.34868e-01$;	$z(4,7)=1.22975e-01$;
$z(2,15)=2.52973e-01$;	$z(4,8)=1.43559e-01$;
$z(2,16)=2.71083e-01$;	$z(4,9)=1.64154e-01$;
$z(2,17)=2.89188e-01$;	$z(4,10)=1.84752e-01$;
$z(2,18)=3.07285e-01$;	$z(4,11)=2.05339e-01$;
$z(2,19)=3.25381e-01$;	$z(4,12)=2.25906e-01$;
$z(2,20)=3.43473e-01$;	$z(4,13)=2.46460e-01$;
$z(2,21)=3.61554e-01$;	$z(4,14)=2.66995e-01$;
$z(2,22)=3.79632e-01$;	$z(4,15)=2.87502e-01$;
$z(2,23)=3.97689e-01$;	$z(4,16)=3.07971e-01$;
$z(2,24)=4.15753e-01$;	$z(4,17)=3.28402e-01$;
$z(2,25)=4.33816e-01$;	$z(4,18)=3.48753e-01$;
$z(2,26)=4.51840e-01$;	$z(4,19)=3.69063e-01$;
$z(2,27)=4.69839e-01$;	$z(4,20)=3.89329e-01$;
$z(2,28)=4.87803e-01$;	$z(4,21)=4.09504e-01$;
$z(2,29)=5.05772e-01$;	$z(4,22)=4.29599e-01$;
$z(2,30)=5.23743e-01$;	$z(4,23)=4.49613e-01$;
$z(2,31)=5.41653e-01$;	$z(4,24)=4.69521e-01$;
$z(3,1)=0.00000e+00$;	$z(4,25)=4.89335e-01$;
$z(3,2)=1.87190e-02$;	$z(4,26)=5.09087e-01$;
$z(3,3)=3.74800e-02$;	$z(4,27)=5.28718e-01$;
$z(3,4)=5.63000e-02$;	$z(4,28)=5.48234e-01$;
$z(3,5)=7.51700e-02$;	$z(4,29)=5.67678e-01$;
$z(3,6)=9.40600e-02$;	$z(4,30)=5.87030e-01$;
$z(3,7)=1.12961e-01$;	$z(4,31)=6.06200e-01$;
$z(3,8)=1.31876e-01$;	$z(5,1)=0.00000e+00$;
$z(3,9)=1.50798e-01$;	$z(5,2)=2.39620e-02$;
$z(3,10)=1.69724e-01$;	$z(5,3)=4.80150e-02$;
$z(3,11)=1.88657e-01$;	$z(5,4)=7.21810e-02$;
$z(3,12)=2.07573e-01$;	$z(5,5)=9.64200e-02$;
$z(3,13)=2.26497e-01$;	$z(5,6)=1.20658e-01$;
$z(3,14)=2.45418e-01$;	$z(5,7)=1.44876e-01$;
$z(3,15)=2.64331e-01$;	$z(5,8)=1.69022e-01$;
$z(3,16)=2.83243e-01$;	$z(5,9)=1.93058e-01$;
$z(3,17)=3.02147e-01$;	$z(5,10)=2.16951e-01$;
$z(3,18)=3.21041e-01$;	$z(5,11)=2.40674e-01$;
$z(3,19)=3.39909e-01$;	$z(5,12)=2.64215e-01$;

$z(5,13)=2.87550e-01$;	$z(7,6)=2.34457e-01$;
$z(5,14)=3.10629e-01$;	$z(7,7)=2.73816e-01$;
$z(5,15)=3.33442e-01$;	$z(7,8)=3.07124e-01$;
$z(5,16)=3.56016e-01$;	$z(7,9)=3.36508e-01$;
$z(5,17)=3.78321e-01$;	$z(7,10)=3.63938e-01$;
$z(5,18)=4.00381e-01$;	$z(7,11)=3.90141e-01$;
$z(5,19)=4.22201e-01$;	$z(7,12)=4.15429e-01$;
$z(5,20)=4.43793e-01$;	$z(7,13)=4.39945e-01$;
$z(5,21)=4.65166e-01$;	$z(7,14)=4.63829e-01$;
$z(5,22)=4.86241e-01$;	$z(7,15)=4.87186e-01$;
$z(5,23)=5.07143e-01$;	$z(7,16)=5.10072e-01$;
$z(5,24)=5.27852e-01$;	$z(7,17)=5.32484e-01$;
$z(5,25)=5.48321e-01$;	$z(7,18)=5.54467e-01$;
$z(5,26)=5.68544e-01$;	$z(7,19)=5.76093e-01$;
$z(5,27)=5.88597e-01$;	$z(7,20)=5.97402e-01$;
$z(5,28)=6.08461e-01$;	$z(7,21)=6.18390e-01$;
$z(5,29)=6.28138e-01$;	$z(7,22)=6.39082e-01$;
$z(5,30)=6.47626e-01$;	$z(7,23)=6.59437e-01$;
$z(5,31)=6.66910e-01$;	$z(7,24)=6.79519e-01$;
$z(6,1)=0.00000e+00$;	$z(7,25)=6.99351e-01$;
$z(6,2)=3.41690e-02$;	$z(7,26)=7.18904e-01$;
$z(6,3)=6.85090e-02$;	$z(7,27)=7.38219e-01$;
$z(6,4)=1.03017e-01$;	$z(7,28)=7.57310e-01$;
$z(6,5)=1.37065e-01$;	$z(7,29)=7.76174e-01$;
$z(6,6)=1.69647e-01$;	$z(7,30)=7.94813e-01$;
$z(6,7)=2.00137e-01$;	$z(7,31)=8.13238e-01$;
$z(6,8)=2.28934e-01$;	$z(8,1)=0.00000e+00$;
$z(6,9)=2.56451e-01$;	$z(8,2)=5.96930e-02$;
$z(6,10)=2.82983e-01$;	$z(8,3)=1.20062e-01$;
$z(6,11)=3.08684e-01$;	$z(8,4)=1.81130e-01$;
$z(6,12)=3.33735e-01$;	$z(8,5)=2.41801e-01$;
$z(6,13)=3.58207e-01$;	$z(8,6)=2.99448e-01$;
$z(6,14)=3.82146e-01$;	$z(8,7)=3.49235e-01$;
$z(6,15)=4.05617e-01$;	$z(8,8)=3.88259e-01$;
$z(6,16)=4.28688e-01$;	$z(8,9)=4.19987e-01$;
$z(6,17)=4.51353e-01$;	$z(8,10)=4.48301e-01$;
$z(6,18)=4.73642e-01$;	$z(8,11)=4.74903e-01$;
$z(6,19)=4.95590e-01$;	$z(8,12)=5.00335e-01$;
$z(6,20)=5.17226e-01$;	$z(8,13)=5.24815e-01$;
$z(6,21)=5.38563e-01$;	$z(8,14)=5.48603e-01$;
$z(6,22)=5.59590e-01$;	$z(8,15)=5.71783e-01$;
$z(6,23)=5.80325e-01$;	$z(8,16)=5.94335e-01$;
$z(6,24)=6.00829e-01$;	$z(8,17)=6.16500e-01$;
$z(6,25)=6.21090e-01$;	$z(8,18)=6.38167e-01$;
$z(6,26)=6.41055e-01$;	$z(8,19)=6.59407e-01$;
$z(6,27)=6.60827e-01$;	$z(8,20)=6.80341e-01$;
$z(6,28)=6.80381e-01$;	$z(8,21)=7.01014e-01$;
$z(6,29)=6.99752e-01$;	$z(8,22)=7.21251e-01$;
$z(6,30)=7.18936e-01$;	$z(8,23)=7.41141e-01$;
$z(6,31)=7.37883e-01$;	$z(8,24)=7.60752e-01$;
$z(7,1)=0.00000e+00$;	$z(8,25)=7.80111e-01$;
$z(7,2)=4.69610e-02$;	$z(8,26)=7.99211e-01$;
$z(7,3)=9.43320e-02$;	$z(8,27)=8.18058e-01$;
$z(7,4)=1.42143e-01$;	$z(8,28)=8.36665e-01$;
$z(7,5)=1.89507e-01$;	$z(8,29)=8.54995e-01$;

$z(8,30)=8.73079e-01$;	$z(10,23)=9.07149e-01$;
$z(8,31)=8.91025e-01$;	$z(10,24)=9.25800e-01$;
$z(9,1)=0.00000e+00$;	$z(10,25)=9.44098e-01$;
$z(9,2)=7.23140e-02$;	$z(10,26)=9.62049e-01$;
$z(9,3)=1.45591e-01$;	$z(10,27)=9.79621e-01$;
$z(9,4)=2.19833e-01$;	$z(10,28)=9.96795e-01$;
$z(9,5)=2.93784e-01$;	$z(10,29)=1.01366e+00$;
$z(9,6)=3.64242e-01$;	$z(10,30)=1.03019e+00$;
$z(9,7)=4.24689e-01$;	$z(10,31)=1.04623e+00$;
$z(9,8)=4.69855e-01$;	
$z(9,9)=5.04269e-01$;	
$z(9,10)=5.33611e-01$;	
$z(9,11)=5.60684e-01$;	
$z(9,12)=5.86266e-01$;	
$z(9,13)=6.10931e-01$;	
$z(9,14)=6.34642e-01$;	
$z(9,15)=6.57502e-01$;	
$z(9,16)=6.79854e-01$;	
$z(9,17)=7.01712e-01$;	
$z(9,18)=7.22997e-01$;	
$z(9,19)=7.43903e-01$;	
$z(9,20)=7.64492e-01$;	
$z(9,21)=7.84672e-01$;	
$z(9,22)=8.04570e-01$;	
$z(9,23)=8.24037e-01$;	
$z(9,24)=8.43207e-01$;	
$z(9,25)=8.62124e-01$;	
$z(9,26)=8.80699e-01$;	
$z(9,27)=8.98998e-01$;	
$z(9,28)=9.17008e-01$;	
$z(9,29)=9.34700e-01$;	
$z(9,30)=9.52092e-01$;	
$z(9,31)=9.69253e-01$;	
$z(10,1)=0.00000e+00$;	
$z(10,2)=8.48770e-02$;	
$z(10,3)=1.71008e-01$;	
$z(10,4)=2.58401e-01$;	
$z(10,5)=3.45504e-01$;	
$z(10,6)=4.28423e-01$;	
$z(10,7)=4.99399e-01$;	
$z(10,8)=5.51273e-01$;	
$z(10,9)=5.88832e-01$;	
$z(10,10)=6.19327e-01$;	
$z(10,11)=6.47156e-01$;	
$z(10,12)=6.72898e-01$;	
$z(10,13)=6.97425e-01$;	
$z(10,14)=7.21049e-01$;	
$z(10,15)=7.43837e-01$;	
$z(10,16)=7.65859e-01$;	
$z(10,17)=7.87352e-01$;	
$z(10,18)=8.08449e-01$;	
$z(10,19)=8.29040e-01$;	
$z(10,20)=8.49144e-01$;	
$z(10,21)=8.68904e-01$;	
$z(10,22)=8.88177e-01$;	

ÖZGEÇMİŞ

Ediz Gizlier 1976 yılında İstanbul'da doğdu. İlk öğrenimini Bağlar ilkokulunda, orta ve lise öğrenimini Özel Ortadadoğu Lisesinde tamamladı. 1994 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünü kazandı. 1998 yılında aynı bölümden mezun oldu. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde Elektrik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans yapmaya hak kazandı. 1998 yılında İTÜ Elektrik Mühendisliği Elektrik Makinaları Anabilim dalında öğrenci asistan, 1999 yılında da araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2000 yılında olarak British Council bursu ile Leicester Üniversitesinde misafir araştırma görevlisi olarak çalışmıştır. Halen aynı anabilim dalında araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

