

33524

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

RELÜKTANS MOTORLARDA MAGNETİK ALAN  
DAĞILIMININ İNCELENMESİ

Zeki OMAÇ

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK- ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI

Bu Tez, ..... Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından  
Oybirliği / Oyçokluğu ile Başarılı / Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.

(İmza)

(İmza)

(İmza)

\_\_\_\_\_  
Danışman  
Yrd.Doç.Dr.Hasan KÜRÜM

III

ÖZET

**Yüksek Lisans Tezi**

**RELÜKTANS MOTORLARDA MAGNETİK  
ALAN DAĞILIMININ İNCELENMESİ**

**Zeki OMAÇ**

**Fırat Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Anabilim Dalı**

**1994, Sayfa: 92**

Anahtarlı relüktans motorlar (ARM); stator kutupları üzerindeki toplu sargıları, sargısız rotor yapısı, basit ve sağlam olması, az elemanlı basit elektronik kontrol devresi ve yüksek hız uygulamaları gibi üstünlükleri yüzünden son yıllarda endüstri mühendislerinin ve araştırmacıların dikkatlerini üzerine toplamaktadır.

Bu çalışmada, endüstride kullanımı hızlı bir şekilde artmakta olan ARM'nin Sonlu Elemanlar Yöntemi ile analizi yapılarak magnetik alan

#### IV

dağılımı incelendi. Bu çalışmada statorunda 12 kutup ve rotorunda 8 kutup bulunan bir ARM kullanıldı.

Geliştirilen sonlu elemanlar yönteminde ARM'nin stator ve rotor saç paketlerinin B-H arasındaki nonlineerliği uygun şekilde hesaplamalara katıldı. Bir rotor adımı aralığında ARM'nin rotorunun dokuz değişik konumu için tüm çözüm bölgesi uygun şekilde üçgen elemanlara bölünerek çözüm bölgesindeki her bir düğümün vektör potansiyel değerleri bulundu. Bu değerlerden faydalanarak her bir üçgen elemanın magnetik akı yoğunluğu değerleri, enerji, koenerji, akı, moment ve kuvvet hesaplandı. Bilgisayar yardımı ile magnetik alan dağılımı çizdirildi.

Hesaplanan teorik sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırıldı.

**ANAHTAR KELİMELER:** Anahtarlı Relüktans Motor, Sonlu Eleman Metodu, Magnetik Alan Dağılımı

**ABSTRACT****Masters Thesis****INVESTIGATIONS OF MAGNETIC FIELD  
DISTRIBUTION IN RELUCTANCE MOTORS****Zeki OMAÇ****Fırat University****Graduate School of Natural and Applied Sciences****Department of Electrical and Electronics****Engineering****1994, Page: 92**

In recent years, the switched reluctance motors (SRM) undertake attentions of Engineers and Researchers, because they have advantages as concentrated windings on the stator poles, no windings on the rotor construction, and simple rugged construction. Also SRM need a simple electronics control circuit with minimum component to be driven in both low and high speed applications.

In this study, the SRM which its use in industry is getting high, was analyzed by using the finite element method, and its magnetic field

distribution was investigated. A SRM with twelve poles on the stator and eight poles on the rotor was used for the investigation.

In this thesis, developed by using the finite element method, the nonlinearity of the B-H curve of the stator and rotor's iron stacks was taken into account properly in the calculations, for nine different position of the SRM's rotor, the solution zone was divided into convenient triangular elements, and the vector potential values of each node in the solution zone were founded. From these vector potential values energy, coenergy, flux, torque, force, and each triangular element's magnetic flux density values were calculated. The magnetic field distribution was drawn by using a computer.

For evaluating of the thesis, calculated results have been compared with measured reasons.

**KEY WORDS:** Switched Reluctance Motor, Finite Element Method, Magnetic Field Distribution

## TEŞEKKÜR

Tez alıŐması boyunca yardımlarını esirgemeyen DanıŐmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Hasan KÜRÜM'e ve Sayın Prof. Dr. Őevki HOŐAĐASI'na yardım, yönlendirme ve tüm katkılarından dolayı teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	<u>sayfa</u>
ÖZET .....	III
ABSTRACT.....	V
TEŞEKKÜR .....	VII
İÇİNDEKİLER .....	VIII
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	XI
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	XV
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1. Anahtarlı Relüktans Motorun Tarihsel Gelişimi .....	3
1.2. Tezin Amacı .....	7
<b>2. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORLARIN YAPISI VE ÇALIŞMASI.....</b>	<b>8</b>
2.1. Giriş .....	8
2.2. Anahtarlı Relüktans Motorun Çalışması.....	12
2.3. İndüktans Değişimi ve Moment Üretimi.....	14
2.4. ARM'nin step motorla karşılaş tırılması.....	18
2.5. ARM'lere Özgün Üstünlükler.....	19

2.6. ARM'nin Dezavantajları.....	20
2.7. ARM Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Özellikler.....	22
2.7.1. Kutup Sayısı ve Kutup Yayı için Gerekli Koşullar.....	21
2.8. Statik moment Üretimi.....	27
2.9. Enerji Dönüşümü.....	33
2.10. Enerji Dönüşümünde Doyumun Etkileri.....	37
2.11. Dinamik Moment Üretimi.....	42
2.12. Tetikleme Devreleri.....	45
2.13. ARM'nin Kontrolü.....	47
2.14. ARM'nin Moment/Hız Karakteristiği.....	49
<b>3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ.....</b>	<b>51</b>
3.1. Varyasyon Hesabı.....	52
3.2. Fonksiyonelin Extremum Olma Koşulu.....	52
3.3. Sınır Koşulları.....	54
3.4. Ragleigh-Ritz Yöntemi.....	55
3.5. Sonlu Elemanlar ve Ragleigh-Ritz Yöntemi.....	57
3.6. Üçgen Elemanların Birleştirilmesi.....	63
3.7. Bant Formundaki Esas Matrisin Vektör Formunda Elde Edilmesi.....	65
<b>4. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE ANALİZ VE SONUÇLAR.....</b>	<b>66</b>
4.1.1. ARM Modeli.....	68
4.1.2. Motorun Parametreleri.....	69
4.1.3. ARM Sargıları ve Uyarma.....	71



4.2. Magnetik Akı Dağılımı ve Magnetik Akı.....	71
4.3. Akı, İndüktans ve Ortak İndüktans.....	73
4.4. Faz Akımı ve Dalga Şekli.....	76
4.5. Magnetik Enerji ve Koenerji.....	80
4.6. Kuvvet ve Momentin Hesaplanması.....	82
4.6.1. Nonlineer Magnetik Devrelerde Koenerji Metodu Kullanılarak Kuvvet ve Momentin Hesaplanması.....	82
4.6.2. ARM'nin Statik Moment.....	84
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>85</b>

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1	: ARM'nin a) Şeması , b) Basitleştirilmiş kontrol devresi.....	9
Şekil 2.2	: ARM'nin a) Uyarılan bir fazı , b) Uyarma kesildiğinde depolanan enerjinin akış yolu.....	10
Şekil 2.3	: Çakışık konumda uyarılan faz ile ARM'nin davranışı.....	12
Şekil 2.4	: Rotorun saat yönünün tersine hareketi.....	13
Şekil 2.5	: Çift çıkıntılı relüktans motorun elemanları.....	15
Şekil 2.6	: ARM'de rotor konumuna bağlı olarak bir fazın a) Akım ve indüktansının , b) Momentinin değişim grafiği.....	16
Şekil 2.7	: Dört fazlı bir ARM için indüktans konum eğrileri.....	17
Şekil 2.8	: ARM statik Moment eğrileri.....	17
Şekil 2.9	: 4 fazlı bir ARM için moment konum eğrileri.....	18
Şekil 2.10	: Rotor ve stator yaylarının büyüklüklerinin değişimi; a) Üç fazlı 6:4 kutuplu, b) Dört fazlı 8:6 kutuplu ARM.....	23
Şekil 2.11	: a) 6:4 kutuplu üç fazlı ARM'nin şekli, b) 8:6 kutuplu dört fazlı ARM'nin şekli.....	25
Şekil 2.12	: Kutup yaylarının büyüklükleri .....	26
Şekil 2.13	: ARM'de moment üretimi: a) En basit ARM şekli, b)	

## XII

	Magnetik enerji ve koenerjinin değişimi.....	28
şekil 2.14	: Rotor konumuna bağlı olarak indüktansın değişimi; a) Komşu alanların etkilerinin ve doyumun ihmal edildiği idealleştirilmiş indüktansın değişimi, b) Düşük ve orta hızda motor ve generatör durumu için akımın idealleştirilmiş dalga şekli, c) Yüksek hızda akımın ideal dalgaşekli.....	29
şekil 2.15	: Fazların ardışık enerjilenmesi ile sürekli momentin üretilmesi; a) Üç fazın indüktansının değişim şekli, b) Düşük ve orta hızda üç faz akımının ideal dalga şekli, c) Düşük hızda akımın pratik dalga şekli, d) Çok yüksek hızlarda akımın pratik dalga şekli.....	32
şekil 2.16	: Akıma bağlı akımın değişim grafiği.....	34
şekil 2.17	: Giriş elektrik enerjisinin dağılımı.....	41
şekil 2.18	: Bir adım çalışmanın tümü boyunca enerji değişimi ve enerji oranı; a) Lineer durum, b) Tipik pratik durum.....	41
şekil 2.19	: Stephenson ve Corda'nın yöntemiyle elde edilen akımın dalga şekli; a) Düşük ve orta hızlarda, b) Çok yüksek hızlarda, c) Yüksek gerilime bağlı olarak düşük ve orta hızda akımın dalga şekli.....	43
şekil 2.20	: Üç fazlı ARM'nin moment dalga şekli; a) Düşük ve orta hız, b) Yüksek hız, c) Yükselen sürücü gerilimde düşük ve	

### XIII

	orta hızda momentin dalga şekli.....	44
Şekil 2.21	: Üç fazlı ARM için tetikleme devreleri; a) Bir fazında iki tranzistör bulunan devre, b) n fazlı motor için n+1 tranzistör içeren tetikleme devresi, c) İkinci sargılı tetikleme devresi.....	46
Şekil 2.22	: Orta kablolu tetikleme devresi.....	47
Şekil 2.23	: Tek faz için akım regülatörünün şeması; a) Histerize tipi, b) Gerilim - pwm tipi.....	48
Şekil 2.24	: Şekil 2.23'deki regülatörden elde edilen sabit moment karakteristiği.....	49
Şekil 2.25	: ARM'nin genel moment/hız karakteristiği.....	50
Şekil 3.1	: Bir fonksiyonun varyasyonu .....	52
Şekil 3.2	: Bir üçgen eleman.....	58
Şekil 3.3	: İki üçgen eleman.....	63
Şekil 4.1	: Performansı Hesaplanan ARM'nin 1/1 ölçeğinde şekli.....	68
Şekil 4.2	: ARM'nin üçgenlere bölünmüş şekli .....	69
Şekil 4.3	: Hava aralığı, Şekilde görüldüğü gibi küçük üçgenlere bölündü.....	70
Şekil 4.4	: Her bir kutup üzerindeki sargılardan akan akımların yönleri.....	72
Şekil 4.5	: Rotor konumuna göre akının değişim grafiği.....	73
Şekil 4.6	: Sadece A fazı uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta=0$ ).....	74

#### XIV

Şekil 4.7	: Sadece A fazı uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta=12$ )..75
Şekil 4.8	: Sadece A ve D fazı birlikte uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta=0$ ).....76
Şekil 4.9	: Sadece B ve E fazı birlikte uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta=12$ ).....77
Şekil 4.10	: Bir faz sargısına ilişkin rotor konumuna göre koenerjinin değişimi.....81
Şekil 4.11	: ARM'nin değişik rotor konumları için hesaplanmış moment değerleri.....83
Şekil 4.12	: ARM'nin değişik rotor konumları için hesaplanmış kuvvet değerleri.....84

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

A	: Magnetik vektör potansiyeli
B	: Magnetik akı yoğunluğu
e	: Zıt e.m.k.
Fort	: Ortalama kuvvet
g	: Stator ile rotor arasındaki hava aralığının mesafesi
H	: Magnetik alan şiddeti
I	: Faz akımı
J	: Akım yoğunluğu
L	: İndüktans
La	: Çakışık konumun en büyük indüktansı
Lu	: Çakışık olmayan konumun en küçük indüktansı
N	: Stator sargısındaki sarım sayısı
Nr	: Rotor kutup sayısı
Ns	: Stator kutup sayısı
Pe	: Ortalama elektromagnetik güç
Pm	: Mekanik güç
q	: Faz sayısı
R	: Bir fazın direnci
Ta	: Ortalama moment

## XVI

$V$	: Uygulanan gerilim
$V_d$	: Kontrolörün dc çıkış gerilimi
$V_c$	: Kondansatör gerilimi
$\omega$	: Açısal hız
$W'$	: Koenerji
$W_f$	: Depolanan magnetik enerji
$\alpha$	: Adım açısı
$\beta_r$	: Rotor kutup yayı uzunluğu
$\beta_s$	: Stator kutup yayı uzunluğu
$\mu_0$	: Havanın magnetik geçirgenliği
$\gamma$	: Magnetik relüktivite
$\Psi$	: Akı
ARM	: Anahtarlı Relüktans Motor

## 1. GİRİŞ

Lawrenson'un orjinal çalışmasından bu yana Anahtarlı relüktans motor (ARM) üzerine çok araştırma ve geliştirmeler oldu (Moghbelli vd,1991). Bu motor, sargısız rotora ve klasik AC motora göre daha basit stator sargılarına sahiptir.

Sağlam konstrüksiyon, az elemanlı basit elektronik kontrol devresi, yüksek güvenlik, az bakım gerektirmesi ARM sürücülerin önemli üstünlükleridir.

ARM'nin stator ve rotordaki kutup sayıları birbirine eşit değildir. Bunun nedeni, stator kutupları belirli bir sırayla enerjilendiğinde rotorun sürekli dönmesinin sağlanabilmesidir. ARM faz sargıları, karşılıklı iki stator kutbu üzerindeki toplu sargıların seri bağlanması ile oluşturulur (Tohumcu,Ertan, 1987).

ARM'lerin bir fazına ilişkin gerilim denkleminde bakıldığında, magnetik akı, konuma ve faz akımına bağlı olduğu görülür. ARM'lerde çift tarafta çıkıntı kutup olması sebebiyle hava aralığının magnetik direnci sürekli değişmektedir. Rotor ile stator kutuplarının çakışık olmadığı konumda magnetik direnç (relüktans) büyük olup, kutupların çakışık konumunda ise relüktans en küçük değeri alır. Bu motorların bir fazı enerjilendiğinde, rotor ile stator arasındaki relüktansı minimuma indirmek üzere bir moment üretir (Efran, Ural, 1992).

ARM'de sürekli momentin üretilmesi, statordaki kutup sargılarının sırasıyla enerjilenmesi ile, kutup sargılarının sırasıyla enerjilenmesi de rotor konum okuyucusu ile sağlanır. Rotor konum bilgisi genellikle bir



optik okuyucu ile yapılmaktadır. ARM'lerde elde edilen değişik hızlar, kutup sargılarının tetikleme frekansına bağlıdır. Yüksek hızlarda motorun ürettiği momentin dikörtgen dalga şekli bozulmaktadır. Yüksek hızlarda momentteki artan dalgalanma ile gürültü de artmaktadır.

ARM, diğer sürücü tipleri arasında değişken hızlar elde etme üstünlüğüne sahiptir. Ulaşımında kullanılan 50 KW'lık ARM sürücüleri üretimi yapılmış bulunmaktadır.

ARM'ler yüksek doyum şartları altında çalışması ve magnetik nonlineer yapısı sebebiyle performans hesaplarının analitik yollarla yapılması oldukça zordur. Sonlu eleman metodu kullanarak bu motorların performansını belirlemek nisbeten kolaydır (Moallem vd, 1991; Arumugam vd,1985).

19. yy'ın ortalarından beri çalışma prensibi bilinen temel özellikleri yukarıda anlatılan ARM motorlarının gelişmesinin bekleme sebebi, sürekli moment üretimi için rotor konumunu tesbit edecek ve stator kutup sargılarını sırayla enerjilendirecek elemanların bulunmayışı veya çok karmaşık olmasındandır.

1950'lerde yarıiletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak ARM'lere ilgi başladı. Güç elektroniği elemanlarının gelişimi ile bu motorların sürülmesi, optik okuyucularla rotor konumunun okunması, mikroişlemcilerle güç elektroniği elemanlarına kumanda edilmesi kolaylaştı. Gelişen bilgisayarlar yardımıyla Sonlu Eleman Analiz yöntemi kullanımı ile iki ve üç boyutlu alan dağılımlarının elde edilmesi ve böylelikle motorun en iyi dizayn ve performans analizini yapmak mümkün oldu. Malzeme tekniğindeki gelişmelerle de bu motorların teknik özellikleri daha da iyileşti.

### 1.1. Anahtarlı Relüktans Motorun Tarihsel Gelişimi

Çalışma prensibi 1832'den beri bilinen ARM'lerin gelişimi, bilgisayar ve yarıiletken güç anahtarlarının ortaya çıkışına kadar bekledi.

ARM'ler üzerine ayrıntılı çalışmalar 1967'de İngiltere'de Leeds Üniversitesinde başladı. Sonra bu çalışmalara 1973'te Nottingham Üniversitesi de katıldı. Bu iki üniversitede yapılan araştırmalar sonucunda ARM sürücülerde önemli gelişmeler oldu ( Motors Controlgear, 1983).

Sonraları Chloride Technical fizibilite çalışması için bir fon ayırdı. Leeds, Nottingham, Chloride Technical üniversiteleri ve son zamanlarda Lucas Technical EV sistemi arasına alan ve sekiz yıl kadar süren işbirliği araştırma programı başarıyla neticelendi. Bu programla ulaşımda kullanılabilir 50 KW'lık ARM tahrik motoru geliştirildi.

Özel şirketlerin de bu çalışmalara büyük katkıları olmuştur. Bu şirketler arasında 1950'lerin ortalarından beri kurulan Switched Reluctance Drives Ltd., French ve Williams (1967), GE (Bedford 1972, sonraları başka bir çok yazar), Ford (Unnewehr ve Koch 1974), Fransa'daki Jarret Company firması, Inland Kollmorgen (İzlanda) isimleri anılabilir. Ayrıca kişisel olarak, Prof. M. R. Harrisin'in Newcastle Üniversitesindeki ve Prof. J. H. Lang'ın Massachusetts teknoloji Enstitüsünde çalışmaları olmuştur (Miller,1989).

İngiltere'deki Tasc Drives Ltd. ve ABD'deki Computer Plotter Servo ve Hewlett - Packard firmaları ARM'leri ticari olarak ürettiler.

Başlangıçta çok az profesyonel mühendis, değişken hızlı tahriklerde ARM'lerin performans ve fiyat yönüyle diğer tahrik sistemleri ile rekabet ederek ayakta kalabileceğine inanmaktaydı (Lawrenson vd, 1980).

Bugün artık ARM sürücüler, aynı büyüklükteki indüksiyon motorlarla verim yönünde rekabet edecek seviyeye gelmiş bulunmaktadır. ARM'lerin tetikleme devresinin (konvertör) kayıplarıyla beraber verimi, saf sinüs dalga uygulanan indüksiyon motorun veriminden daha yüksektir.

40 ve 50 KW gücündeki ARM sürücülerinin deneysel sonuçları alınmış bulunmaktadır.

200 KW'lık dizayn üzerine yapılan çalışma ARM'lere olan eğilimi göstermektedir.

Günümüze kadar ARM'ler üzerine yapılmış çalışmalar şöyle özetlenebilir:

Unnewehr ve Koch (1974) , Blenkinsop, Byrne ve Lacy, Bausch ve Rieke'nin çalışmaları ARM'ler üzerine yayınlanmış ilk çalışmalardır. 1976'da 2 fazlı tek yığın ARM Blenkinsop (1976) tarafından analiz edildi. Analizler magnetik doyumunun nonlineer etkilerini içermiyordu. Bu çalışmada ARM'nin temel çalışma prensipleri gösterilmiştir. Byrne ve Lacy, 1976'da 5 KW, 2 fazlı ARM'u tanımladılar. 1977'de ARM performansını lineer inceleme teorisini geliştirdi. Bu yaklaşımla negatif momentin etkilerini ve magnetik doyumu ihmal ediyordu, erken kapamanın ihtimalini göz önünde tutmuyordu. 1978'de Bausch ve Rieke ARM'lar için bir sürücü geliştirdiler.

1979'da Corda, 0,75 kw'lık bir ARM'nin dizaynı üzerine bir çalışma sundu. Corda, bu çalışmasında, motorun nonlineer yapısının önemini vurgulamakla beraber deneysel motorların dizaynında lineer analiz sonuçlarını kullandı. Corda, çok sistematik şekilde ARM performans hesabı için lineer analizi formülleştirdi. Corda, geliştirdiği farklı dizayn kriterlerini kullanarak bir kaç tane farklı ARM imal etti. Bu deneysel motorların dizaynı sonunda Corda, stator dış çapı, rotor çapı ve göbek

genişliğini seçti. Böylece O'nun motorları eşdeğer indüksiyon motorun kafes hacmine eşittir.

Corda'nın elde ettiği deneysel sonuçlar önemlidir. Çünkü deneysel sonuçlar bu tip motorun gerçek potansiyelini ispat eder.

ARM'lar üzerine çok derin bir çalışma, 1980'de yayınlanan Lawrenson, Stephenson, Blenkinsop, Corda ve Fulto'nun birlikte yaptığı çalışmadır. Bu çalışma, ARM yapının temel prensiplerini, işleyişini ortaya koymakta ve pratik dizaynlar için bazı genel kurallar sunmaktadır. Bu çalışmada yazarlar, test motorlarında nonlineer dataları kullandılar.

ARM sürücülerindeki son gelişmeler üzerine 1983'de Lawrenson bir makale yayınladı. Bu çalışmada Lawrenson ARM tahriklerinin avantajlarını vurguladı. Değişik tahrik tipleriyle karşılaştırdı ve bir örnekle ARM tahrikin veriminin, inverterle beslenen hem AC motor hem de DC motor tahrikin veriminden yüksek olduğunu açıkladı (Tohumcu, 1985).

1984'de, Chappel, Ray ve Blake ARM sürücü kontrol ünitelerinde kullanılan mikroişlemcilerin uygulamasını tartıştılar. Bu tip kontrollerin temel prensiplerini ortaya koydular.

ARM'nin ilk performans analizleri, magnetik devrenin lineer veya idelleştirilmiş nonlineer modeli üzerine dayanmaktaydı. Nonlineer alanın idelleştirilmiş yaklaşımı, parametre ve devre elemanlarını belirlemede uygun ve yararlı olabilir, fakat tahrikin magnetik dizaynı için yeterli değildi.

1980 ile 1986 yılları arasında ARM sürücülerin özel uygulamaları üzerine çok makale yayımlandı. Miller'in (1985,1986 ) mikroişlemci kontrol stratejisi ve sürücü devreleri üzerine, Finch ve Harris'in kutup çifti yüzeyinde kullanılan dişlerin etkileri üzerine çalışmaları, dikkate değer katkıları içermektedir.

Açısal yer değiştirmenin kontrolü ile çalışan ARM'nin performans simülasyonu önceden incelenmiştir. Stephenson ve Corda, faz gerilimi eşitliklerini kararlı hal için biri akım diğeri akı olmak üzere iki değişik formülle tanımladılar.

Sonlu Eleman Metodu, ARM'deki nonlineer magnetik alanı incelemede ideal bir yöntemdir. Lindsay (1985) de 4/6 kutuplu bir ARM'nin farklı rotor konumları için akının değişiminin saptamak için iki boyutlu sonlu eleman modelini kullandı. Yanlız bu çalışmada yazarlar, motorun dörtte birinde akı dağılımının değişimini göstermişlerdir. Sonraki çalışmalarında stator kutpu üzerinde iki diş bulunan ARM'nin indüktansının değişimine ilişkin hesaplamaları içermektedir.

1987'de Dawson ARM'nun statik moment karakteristiklerini belirlemede Sonlu Eleman Yöntemi ile alan çözümü metodunu kullandı. ARM momentinin hesaplamada koenerji ve Maxwell stress-tensor metodundan yararlandı. 1988'de Moghbelli, Adams ve Hoft Sonlu Eleman Metodunu kullanarak ARM'nin performans analizini (alan dağılımı, indüktans değişimi, kuvvet ve moment hesabını) içeren bir çalışma yayınladılar. Bu çalışmada yazarlar, sargı sarım sayısı, hız, gerilim ve akımın değişik değerleri için momentin değişimini açıkladılar. Sonra yayınladıkları (1991) makalede 10 HP'lik bir ARM'nin performansı ile indüksiyon motorun performansını karşılaştırdılar. ARM'deki kayıpların değişimini bu çalışmada gösterdiler.

1991'de Moallem, bir makale yayınlayarak tam parametre ve statik karakteristikleri kullanarak hem tahrikin kararlı hal simülasyon sonuçlarını hem de modelleme tekniklerini anlattı. Sayılan büyüklükleri sonlu eleman alan çözümünden hesapladı.

## 1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı Sonlu Eleman Metodu ile alan analizinden yararlanarak 12/8 kutuplu bir ARM'nin alan dağılımını göstermek ve performans analizini yapmaktır. ARM'nin anlaşılması için farklı stator uyarma akım değerlerinde değişik rotor konumları için magnetik alan dağılımının ve diğer büyüklüklerin değişiminin ayrıntılı analizi gerekmektedir. ARM relüktansının değişimi bu motorun performansında önemli role sahiptir. Bununla birlikte ARM'nun stator ile rotor arasındaki hava aralığının büyük değişimi ve bu motorun doyum şartları altında çalışması, klasik analitik metodlarla magnetik alan analizini çok zor kılmaktadır.

Bundan dolayı ARM analizi için Sonlu Eleman Metodu ile alan analizi kullanılır. Bu analizle rotor konumuna bağlı olarak her bir fazın uyarılması ile üretilebilecek en iyi moment üretimi ve yüksek verim içeren dizayn amaçları gerçekleştirilmiş olur.

## 2. ANAHTARLI RELÜKTANS MOTORLARIN YAPISI VE ÇALIŞMASI

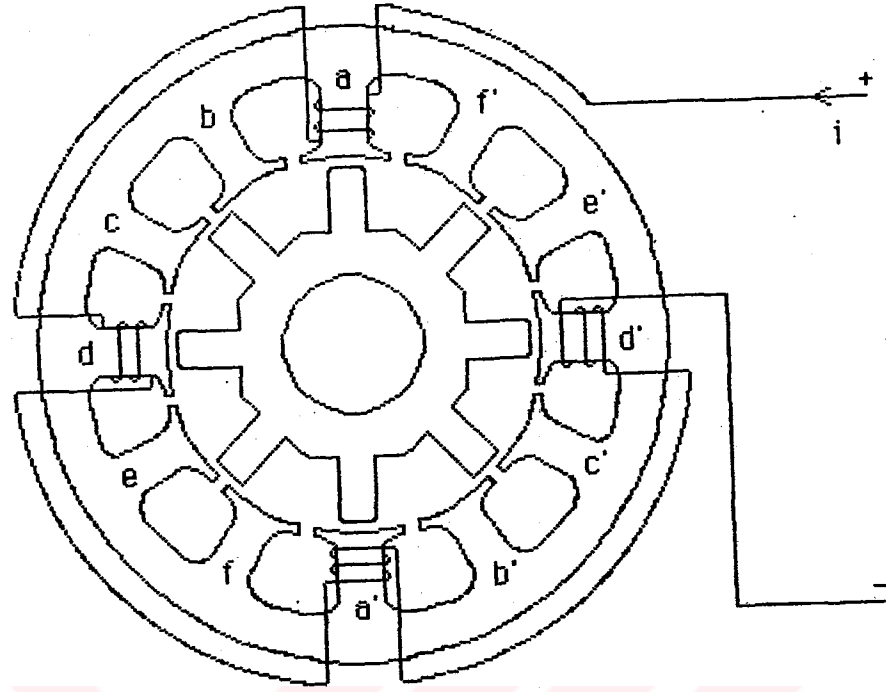
### 2.1. Giriş

Son yıllarda Anahtarlı Relüktans Motor (ARM) tahriklerin dizayn, performans ve kontrolünde ilginç gelişmeler oldu. ARM, basit yapı, stator üzerinde toplanmış sargılar ve sargısız rotor avantajlarına sahiptir (Arumugam, 1985). ARM, değişken relüktanslı adım motoruna benzemektedir.

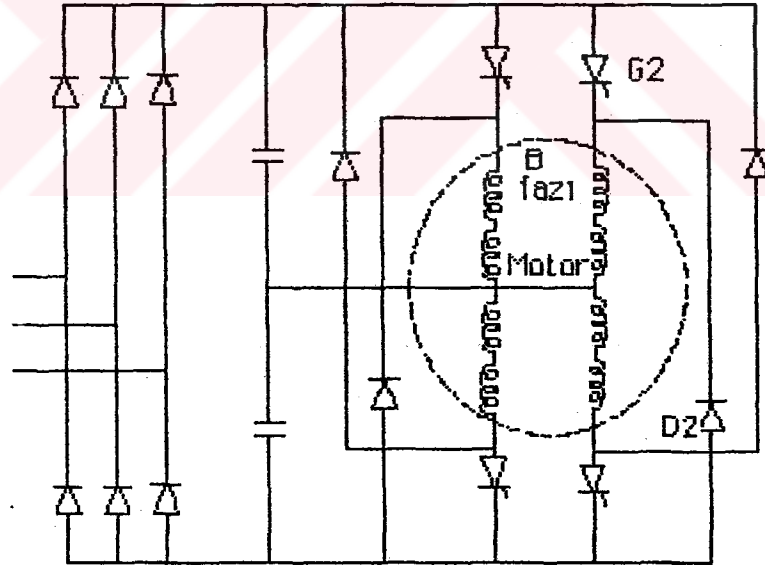
Şimdilik 4 KW'tan 22 KW'a kadar güçlü anahtarlı relüktans motorların değişken hız uygulamaları için ticari tipleri mevcuttur.

Anahtarlı Relüktans motor, hem stator hemde rotor üzerindeki çıkıntılı kutup yapıdan ibaret olan bir basit motordur (Dawson,1987). Motorun şeması ve kontrol devresi şekil 2.1 a)'da görülmektedir. Momentin polaritesi faz akımının polaritesine bağlı değildir (Lawrenson, 1986). Sürekli pozitif moment elde etmek için stator fazları ardışık uyarılır, böylece rotor kutuplarının sargıları uyarılan stator kutuplarıyla çakışık çift oluncaya kadar stator sargı indüktansı artar.

ARM'nun statoru ile rotoru arasındaki hava aralığı çok küçük yapılır, böylece motor doyumda çalışabilmiş olur. Bu sonuçlar, koenerjide yüksek bir değişmedir. Hava aralığı ne kadar küçük olursa moment o kadar büyük olur. Sabit moment elde etmek için faz akımlarının rotor konumunun



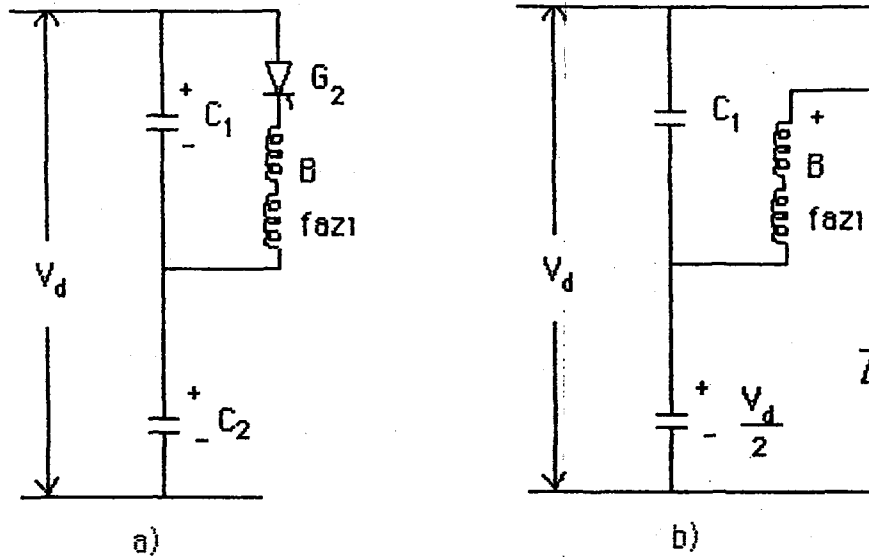
a)



b)

Şekil 2.1 ARM'inin a) Şeması, b) Basitleştirilmiş kontrol devresi





Şekil 2.2 ARM'inin a) Uyarılan bir fazı

b) Uyarma kesildiğinde depolanan enerjinin akış yolu

bir fonksiyonu olarak kontrol edilmelidir. Bu yüzden rotor konumunun doğru tespit edilmesi zorunludur. Kullanılan inverter, stator sargılarındaki tek yönlü akım nedeniyle az sayıda anahtarlama elemanına sahiptir. ARM için değişik inverter devreleri vardır (Ehsani vd, 1987; Ray vd, 1981; Harris vd, 1986). Her bir devre avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Şekil 2.1 b)'deki bir GTO yarıiletkeni (G2) ile şekil 2.2 a)'da görülmektedir.

Şekil 2. b), (G2)'nin enerjisinin kesildiği hemen kapama sonrasıki devreyi gösterir. Şekil 2.2 a)'da (G2) enerjilendiğinde B fazındaki akım B sargısının RL'sinin sınırladığı maksimum değere kadar çıkar. Enerji DC kaynaktan ve  $C_1$  kapasitesinden alınır. Sonra akım, manyetik devreye rotor konumunun değişim zamanına ve G2'nin kesime girme zamanına bağlı olarak azalır. G2'nin kesime girmesinden sonra akım akmaya devam edecek ve enerji şekil 2.2 b) görüldüğü yoldan geri dönecektir. Bu periyot süresince motorda birikmiş manyetik enerji DC kaynağa ve  $C_2$ 'ye geri

dolacaktır. Akım sıfır olduğunda D2 diyotu kesime gidecektir ve tekrar enerjileneene kadar B fazındaki akım sıfır olacaktır.

Girişinde 3 faz, 460 V, 60 Hz olan GTO kontrolörün DC ortalama gerilimi ;

$$V_d = \frac{3 V_{\max}}{\pi} = \frac{3\sqrt{2} V_{L-L}}{\pi} \quad (2.1)$$

olur.

$$V_{L-L} = 460 \quad \text{için}$$

$$V_d = \frac{3\sqrt{2} 460}{\pi} = 620 \text{ Volt}$$

olur. Herbir kondansatörün gerilimi sabittir ve aşağıdaki ifadeye eşittir:

$$V_c = \frac{V_d}{2} = 310 \text{ Volt}$$

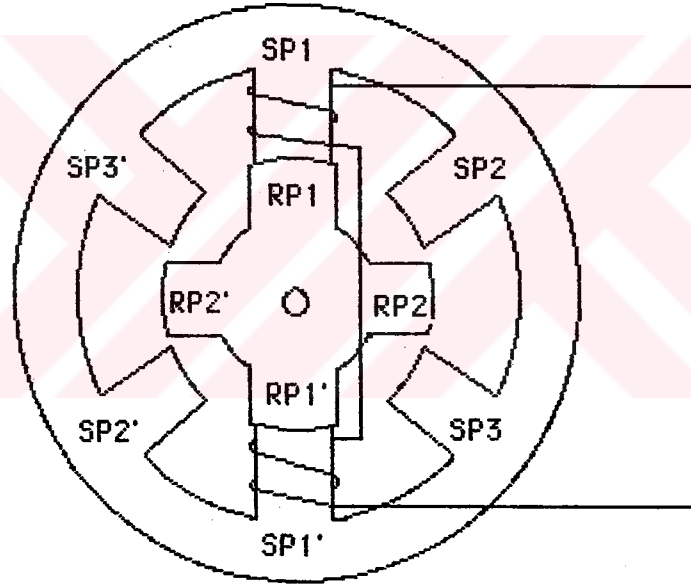
Sürekli ve kontrol edilebilir bir moment üretimi motorun dönmesine göre güç konvertörünün ARM'nun kontrol devreleriyle senkronize anahtarlama ile sağlanır.

Düşük hızlarda moment kontrolü akım darbesinin değişen genişliğiyle yapılır. Bu düşük hız yöntemi " akım kontrol metodu" diye adlandırılır (Moghbelli,1988).

Yüksek hızlarda geribesleme sarğı emk'sı akımı sınırlamak için yeterli gelir bu yöntem "tek darbe" yöntemi diye adlandırılır.

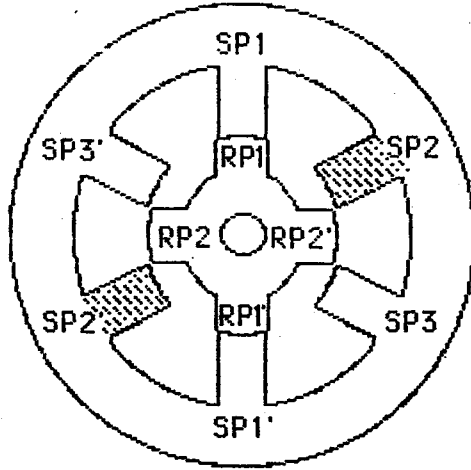
## 2.2. Anahtarlı Relüktans Motorun Çalışması

Anahtarlı Relüktans Motorlarının çalışması bir manyetik devrede hareketli parçanın devrenin relüktansını en aza indirecek bir konum almak üzere, bir kuvvet üretileceği esasına dayanır. Şekil 2.3'deki 3 fazlı ARM motoru incelenirse fazlardan birini oluşturan SP1 ve SP1' kutupları enerjilendiğinde rotorun şekilde gösterilen konumda kalacağı anlaşılır. Buna karşın, 2. fazı oluşturan SP2 ve SP2' kutupları uyarıldığında, rotorun en küçük relüktans konumu almak üzere, saat yönün tersine; 3. fazı

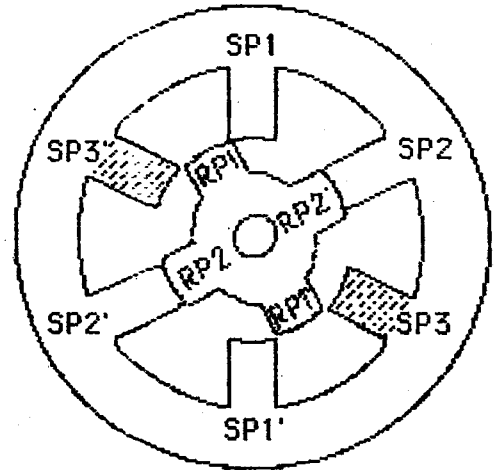


Şekil 2.3 Çakışık konumda uyarılan faz ile ARM'nin davranışı

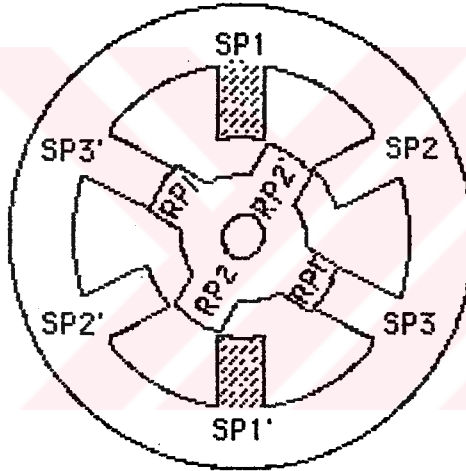
oluşturan SP3 ve SP3' uyarıldığında ise saat yönünde döneceği görülür. Saat yönünün tersine dönüş için 2. fazın uyarıldığını düşünelim (Şekil 2.4 a). Rotor, stator ve rotor adımları arasındaki fark kadar (30 derece) hareket edecektir (Şekil 2.4 b).



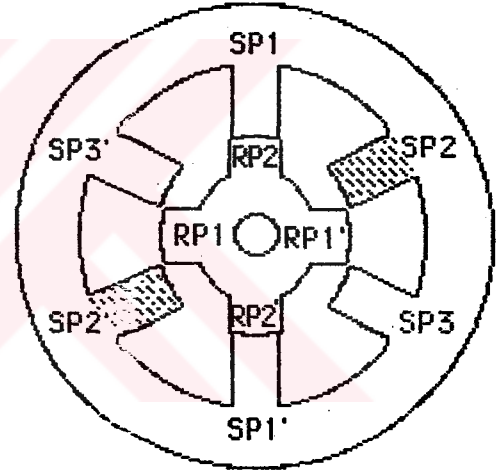
a)



b)



c)



d)

**Şekil 2.4** Rotorun saat yönünün tersine hareketi

Aynı yönde dönüşü sürdürmek için 3. faz uyarıldığında ise saat yönünün tersine 30 derece daha hareket edecektir.(Şekil 2.4 c). Rotorun her yeni fazı uyarıldığında hareket ettiği bu mesafeye adım açısı,  $\alpha$ , denir. 3. faz uyarıldıktan sonra hareketin sürdürülmesi isteniyorsa yeniden 1. faz enerjilenmelidir. Bu durumda 2 numaralı rotor kutup çiftinin altında Şekil 2.4 d 'de görülen konumu alır. Kısaca faz sayısı kadar adım açısı atıldığında rotor adımı kadar bir hareket sağlanmış olur (Tohumcu, Ertan,

1987). Böylece rotor dişi  $N_r$ , faz sayısı  $q$  ve adım açısı  $\alpha$  cinsinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

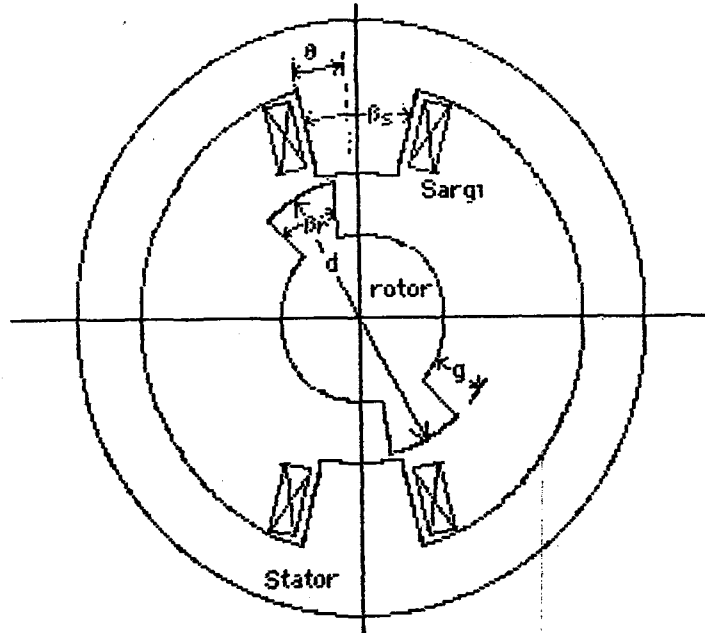
$$\text{Rotor adımı} = \frac{360^\circ}{N_r} = q\alpha$$

$$\text{Adım açısı} = \alpha = \frac{360^\circ}{qN_r} \quad (2.5)$$

Bu eşitliklerin, faz sayısı ne olursa olsun doğru olduğu kolayca ortaya konabilir. Yine benzer bir yaklaşımla şekil 2.1 de görülen 6 fazlı motorun faz uyarım sırasının, saat yönünde hareketi için, (a,b,c,d,e,f a...), saat yönünün tersine hareketi için de (f,e,d,c,b,a,f...) olduğu sonucuna varılabilir. Anahtarlı relüktans motorunun statik ve dinamik davranışının anlaşılabilmesi için indüktans - konum ( $L-\theta$ ) ve moment - konum ( $M-\theta$ ) karakteristiklerinin bilinmesi önem taşır. Ticari relüktans motorları doyumda çalışır ve bu durumdan sözkonusu karakteristik eğriler önemli ölçüde etkilenir. Ancak motorun davranışının anlaşılması ve nasıl denetlenebileceğinin ortaya konulabilmesi bakımından doğrusal bir magnetik devre varsayımıyla bir inceleme yeterlidir. Motor performansının doğru olarak hesaplanabilmesi magnetik devredeki doyumun etkisi mutlaka gözönüne alınmalıdır.

### 2.3. İndüktans Değişimi ve Moment Üretimi

ARM'nun bir fazının indüktansı ( $L$ ) verilen bir konum için motor relüktansının ( $R$ ) bir fonksiyonudur.



Şekil 2.5 Çift çıkıntılı relüktans motorun elemanları

$$L(\theta) = \frac{N^2}{R(\theta)} \quad (2.6)$$

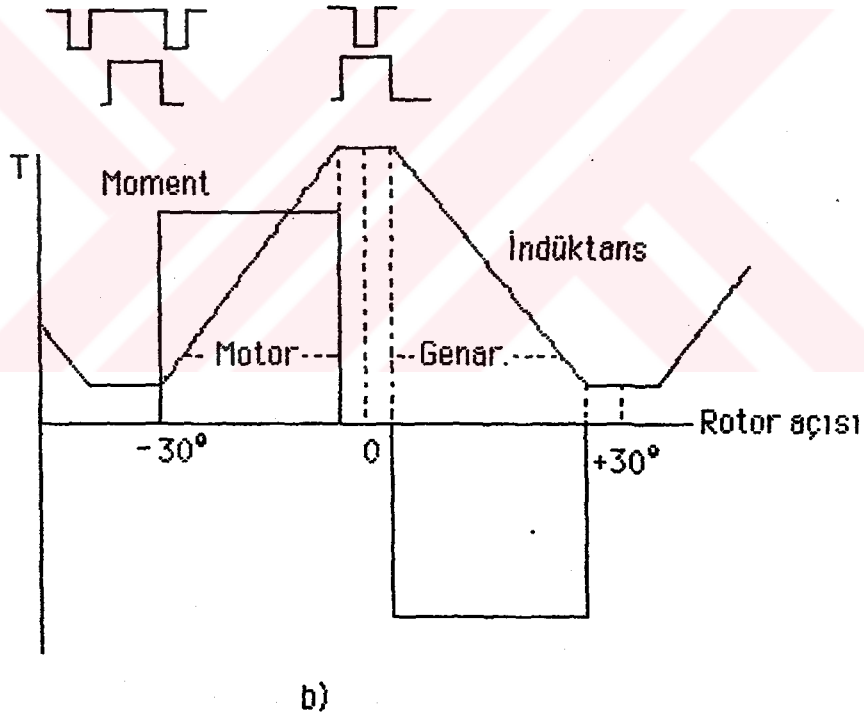
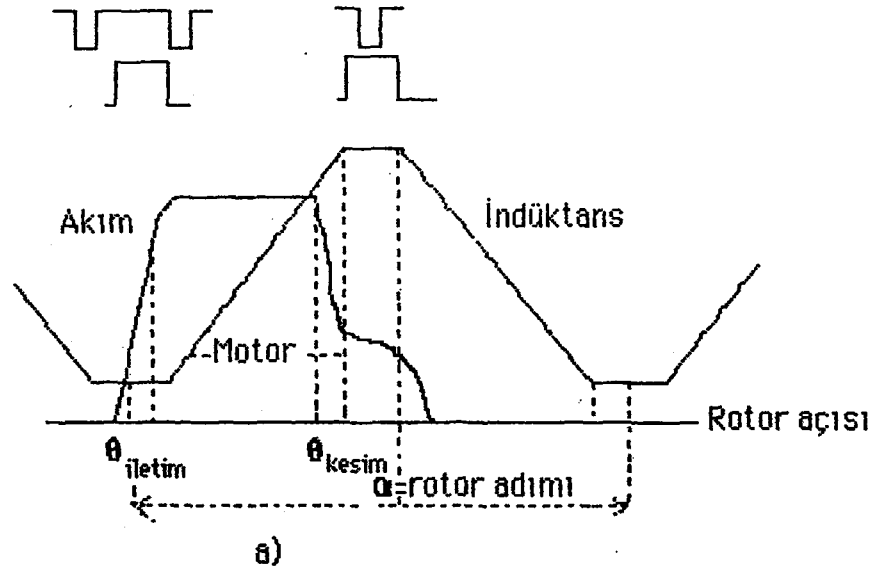
Burada  $N$ , bir fazdaki sarım sayısıdır. Magnetik nonlineeriteden dolayı ARM'nun momenti genellikle koenerjiden hesaplanır.  $W'$ , koenerjiyi ve  $\theta$  konum açısını göstermek üzere moment şöyle tanımlanır:

$$T(\theta, i) = \frac{W'(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.7)$$

Koenerjideki değişim, hem rotorun açısal konumuna hem de akımın ani değerine bağlıdır. Performans analizinde bu iki faktörün uygun ayarlanması gerekir (Tohumcu, Ertan, 1987).

Magnetik nonlineerite ihmal edilerek (2.7) nolu ifade aşağıdaki gibi basitleştirilebilir:

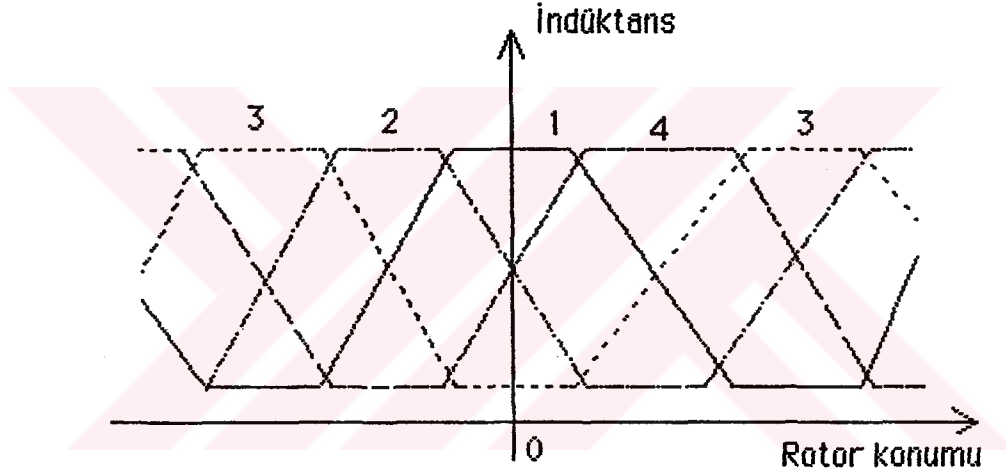
$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2.8)$$



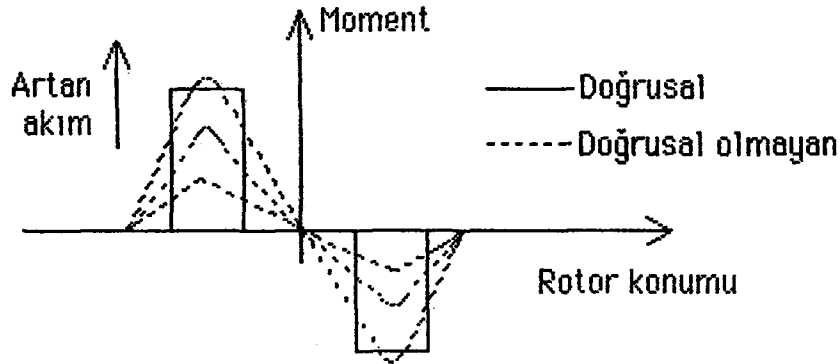
**Şekil 2.6** ARM'de rotor konumuna bağlı olarak bir fazın; a) Akım ve indüktansının, b) Momentinin değişim grafiği.

Burada  $L$ , devrenin farklı  $\theta$  değerlerindeki öz indüktansdır. Şekil-2.6a, şekil 2.1 de gösterilen ARM'nun stator kutuplarının bir çifti için rotor konumuna bağlı olarak indüktansın değişimini göstermektedir. Burada magnetik doyum idealleştirilmiş ve komşu alanların etkisi ihmal edilmiştir.

Şekil 2.7, 4 fazlı bir ARM için indüktans konum eğrilerinin periyodik değişimini göstermektedir. Bunun gibi her bir fazın üreteceği moment ise periyodik olarak birbirini izleyecektir. Pratikte kaçak akı ve



Şekil 2.7 Dört fazlı bir ARM için indüktans konum eğrileri.



Şekil 2.8 ARM Statik moment eğrileri.





motor seviyesinde yüksek hızda güç dönüşümü için tasarlanmıştır. Diğer taraftan step motor genelde sınırlı bir hıza sahip moment motoru olarak planlanmıştır. Bu önemli farklarla birlikte geometri, güç elektroniği, kontrol ve dizayn tekniği bakımından da aralarında farklar mevcuttur.

ARM'nin hızı step motorun hızından yüksektir. Bu motorlar fırçasız PM dc. sistem kadar iyidir, hem de indüksiyon motor sürücülerindeki özelliklere sahiptir. Bu sürücülerin performansları ve düşük üretim maliyetleri, diğer sürücülere karşı güçlü kılmaktadır.

## 2.5. ARM'lere Özgün Üstünlükler

1- Rotor basit olup, benzerine oranla daha az üretim safhası gerektirir, ayrıca rotorunun düşük eylemsizliği vardır.

2- Stator basit sargılıdır, sağlamdır.

3- Statorda meydana gelen kayıpların oluşturduğu ısının soğuması kolaydır.

4- Kalıcı mıknatisiyet olmadığından rotorun müsaade edilen maksimum sıcaklığı PM motorların rotor sıcaklığından daha yüksektir.

5- Moment faz akımının polaritesinden bağımsızdır. Bu da kontrolör devresinde kullanılacak yarı iletken güç anahtarlarını az sayıda tutma imkanını vermektedir.

6- Arıza durumunda, açık devre gerilimi ve kısa devre akımı sıfır veya çok küçük olur.

7- AC ve fırçasız PM dc. sürücülerinden farklı olarak arıza durumunda ARM'ler ile birlikte kullanılan tüm konvertör devreleri bozulmazlar.

8- ARM'lerde örneğin yüksek kaymada indüksiyon motorun büyük yol alma akımı gibi büyük akımlar problem teşkil etmediğinden başlangıç momenti çok yüksek olabilmektedir.

9- Oldukça yüksek hızlarda çalışabilmektedir.

10- Moment/hız karakteristikleri, ihtiyaç duyulan uygulamalar için indüksiyon motor ve PM motorlardan daha kolay ayarlanabilir.

Bu üstünlükler çok az şart gerektirir. Öbür üstünlükleri ticareti ışığında görülebilir. Sabit magnetik akı olmadığından sabit güçte, PM motorlarından olduğu gibi maksimum hız, kontroler gerilimi tarafından sınırlanmaz. Ayrıca, bağımsız PM uyarıcısı olmadığından motorun yükü arttıkça stator sargısı ve kontrolördeki bakır kayıpları artmaktadır. Özellikle küçük motorlarda bu durum verimliliği ve birim amper başına düşen momenti sınırladığı için bir dezavantaj olarak kabul edilir (Miller, 1989).

## 2.6. ARM'nin Dezavantajları

ARM'nin belirgin bazı dezavantajları da vardır. ARM'nin konuma bağlı moment üretimi düzgün olmayıp dalgali olması önemli bir dezavantaj olan gürültüye neden olmaktadır. Düşük hızlarda, ARM momentindeki dalgalanma düşük olup indüksiyon motor ve fırçasız dc. motor momentlerinde meydana gelen dalgalanma seviyesindedir. Hız arttıkça ARM momentindeki dalgalanma da artmaktadır. Fakat küçük makinalar, tüm step motorlar az gürültülüdür. Hafif yüklerde makinenin çıkardığı ses hafif olmaktadır. Ağır yüklerde bu ses "hırıltıya" dönmektedir.

ARM momentindeki dalgalanmayla birlikte dc kaynaktan çekilen akımın dalgalanması artmaktadır. Bu dalgalanmayı azaltmak için filtre

vazifesi görecek büyük kondansatör kapasitesine ihtiyaç duyulur. DC çıkışın elde edildiği AC şebekeden neticede değişik harmonikli akımların çekilmesine neden olur.

ARM'ler AC gerilim kaynağı ile çalışmaya başlayamaz ve bir inverterden bir motordan fazla motor çalıştırmak mümkün değildir. Fazların sırasıyla enerjilendirilmesi için mil konum okuyucusu(sensor) kullanmak zorunludur. Konum okuyucusu olmadan çalıştırmak için bir çok deneme yapılmış ise de bir netice alınamamıştır. (Miller,1989)

ARM'lerin kablo bağlantıları indüksiyon motor tahriklerinden daha karmaşıktır. Üç fazlı bir ARM için sensor kablosuna ek olarak en az dört kablo, genellikle altı kablo gereklidir.

ARM'lerin bu biraz ayrıntılı dezavantajları, bugün bunları seçerken dengeli bir değerlendirme yapmamızı sağlar. Farklı talepler için bu motorların avantaj ve dezavantajları karşılaştırılarak bir değerlendirme yapılabilir.

## **2.7. ARM Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Özellikler**

ARM'de faz sayısı bir veya birden büyük seçilebilir. Faz sayısının stator kutup sayısına oranı sabit değildir. Rotor kutup sayısının, stator kutup sayısına oranı çok çeşitli olarak seçilebilir. Stator kutupları taban tabana zıt çiftler oluşturacak şekilde, rotor kutup sayısı ise çift olmalıdır. Ayrıca tasarımda demir bölgenin geçirgenliği  $\mu_r = \infty$  alınabilir.

### 2.7.1. Kutup Sayısı ve Kutup Yayı İçin Gerekli Koşullar

$B_s$  stator kutup yayı uzunluğunu ve  $B_r$  ise rotor kutup yayı uzunluğunu göstermek üzere  $B_s$  ve  $B_r$ 'nin farklı değerleri için değişik modellerde ARM'ler elde etmek mümkündür.  $B_s$  stator yay uzunluğunu en küçük değerinden en büyük değerine kadar değişimini düşey ekseninde,  $B_r$  rotor kutup yayı uzunluğunu en küçük değerinden en büyük değerine kadar değişimini yatay ekseninde gösterildiğinde  $B_s$  ve  $B_r$ 'nin değişimi bir üçgen meydana getirir. (şekil 2.10.a)

Stator ve rotor kutup sayıları 6:4 ve 8:6 olan ARM'lerin klasik biçimleri şekil 2.11.a,b' de gösterilmiştir. Kutup sayıları 4:2, 6:2, 10:4, 12:8 veya her bir stator kutbunda birden fazla diş bulunan ARM tipleri de olabilmektedir.

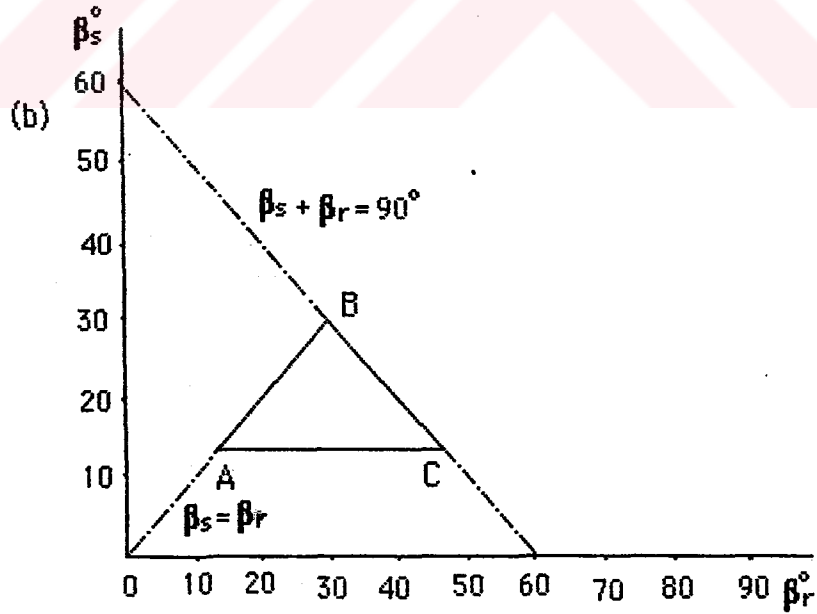
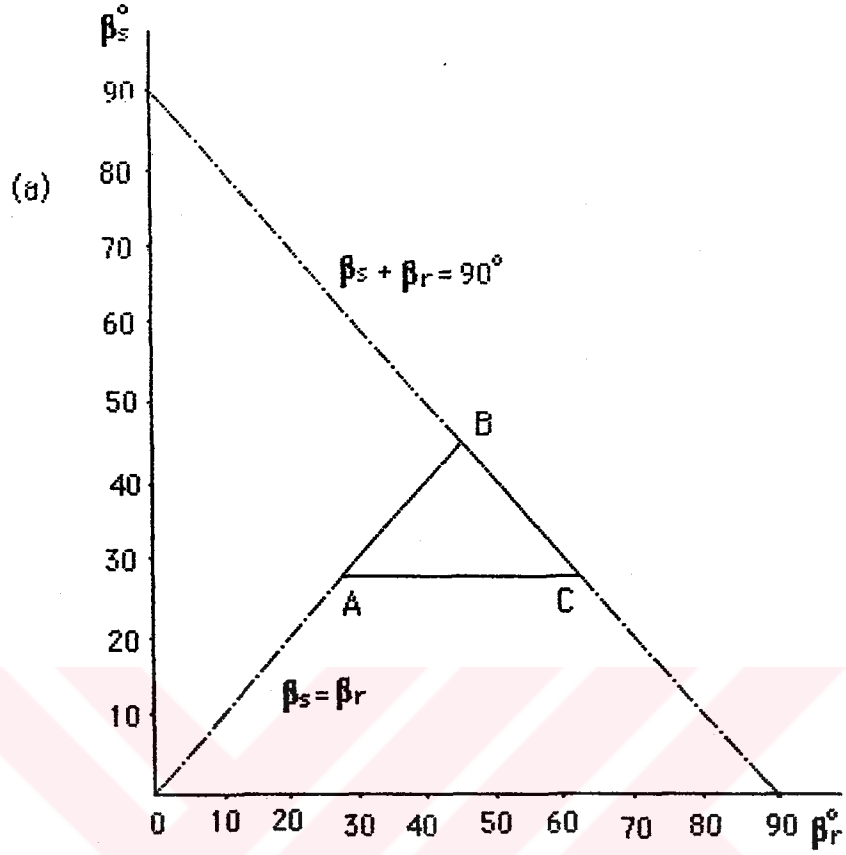
Hız ile anahtarlama frekansı arasındaki temel ilişki şu gerçekten doğmaktadır. Stator iki fazı arasında yer alan rotor kutbu, fazın birinin enerjilenmesiyle oluşan momentle döner. Bir fazın anahtarlama frekansı :

$$N_r \frac{\omega}{2\pi} = n N_r = \frac{\text{rpm}}{60} N_r \quad \text{Hz} \quad (2.9)$$

dir. Burada  $n$  devir/saniye cinsinden hızı,  $N_r$  rotor kutup sayısını ve  $\omega$  açısal hızı (rad/saniye) ifade etmektedir. Eğer  $q$  sayıda faz varsa, birim devirdeki adım sayısı ve 'adım açısı' :

$$\alpha = \frac{2\pi}{q N_r} \quad \text{rad} \quad (2.10)$$

olacaktır.



**Şekil 2.10** Rotor ve stator yaylarının büyüklüklerinin değişimi;  
(a) Üç fazlı 6:4 kutuplu, (b) Dört fazlı 8:6 kutuplu ARM (Lawrenson, 1980).

Kutup yayları, kutupları çakışık konuma çekecek moment üretimi mekanizması tarafından belirlenir. Eğer kenar etkenler ihmal edilirse, rotor kutup çiftleri ile uyarılan stator fazının kutupları arasında bir bindirme durumunda rotor ve stator kutup yaylarının en küçük değeri olan  $\beta$  açısının içinde bir moment üretilebilir. 360 derece içinde hep aynı yönde moment üretimi için  $\beta$  açısının adım açısından küçük olmaması gerekir. Aksi takdirde moment üretimi olmayan bir aralık meydana gelir. Bu durumda

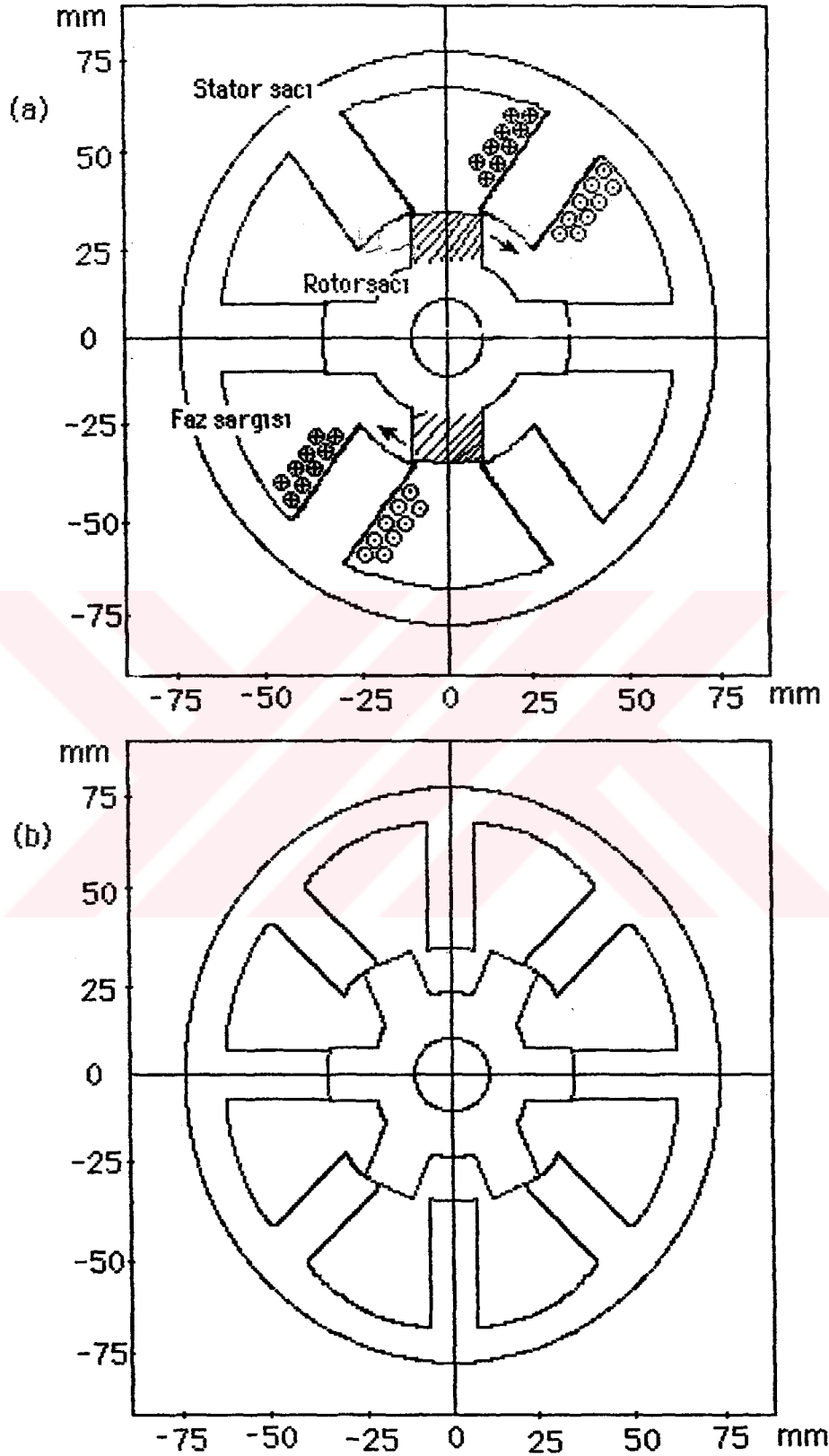
$$\beta > \alpha \quad (2.11)$$

dır. Rotor konumuna bağlı olarak faz indüktansında mümkün olan en büyük değişimi yapmak için rotorun yay uzunluğu, stator kutup yayından büyük olmalıdır. Bu, şu şartı gerektirir:

$$\frac{2\pi}{N_r} - \beta_r > \beta_s \quad (2.12)$$

Rotor, bir fazın stator kutuplarıyla çakışık olmayan konumda iken bindirme olmayacak, böylece çok düşük indüktans oluşacaktır. Çakışık olmayan konum(unaligned), rotor iç eksenini ile fazın stator kutup eksenini kesişirse oluşur. Şekil 2.11b)'de dik eksenindeki faz çakışık olmayan, yatay eksenindeki faz ise çakışık konumdadır. Stator kutup yayının rotor kutup yayından genellikle küçük yapılması, kutup yayları üzerindeki bir diğer sınırlayıcı etkidir. Bu da oyuk alanı, bakır sargı kısmı ve çakışık/çakışık olmayan konum indüktans oranının hafif artmasına izin verir.

Kutup yaylarının değişimi şekil 2.10 a), b)'deki gibi grafiksel olarak açıklanabilir. Mümkün olan üçgen, oluşabilecek birleşmelerin büyüklüğünü göstermektedir. Şekil 2.10 a)'da gösterilen A, B ve C noktalarındaki

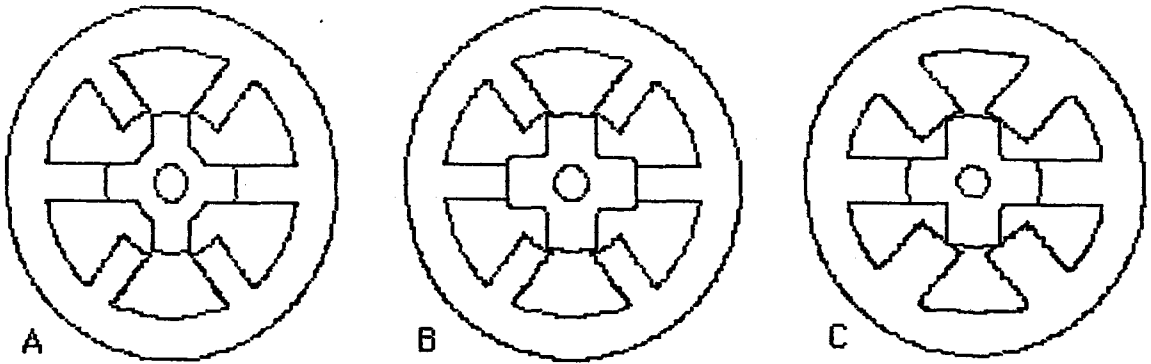


**Şekil 2.11** a) 6:4 kutuplu üç fazlı ARM'nin şekli (Burada bir faz sargısı, kutup çifti üzerinde gösterilmiştir), b) 8:6 kutuplu dört fazlı ARM'nin şekli.



kutup yayı uzunluklarına göre oluşan üç fazlı ARM'nin yan kesitleri şekil 2.12'te görülmektedir. C'deki dizaynda çakışık olmayan konumun indüktansı çok yüksek ve sargı alanı oldukça azdır. B'deki dizaynda bakır alanı çok fazla fakat yan etkiden dolayı çakışık olmayan konumun indüktansı bir hayli yüksektir. A'daki dizaynda sargı alanı çok geniştir ve yüksek indüktans katsayısı vardır. Bu da yüksek verim ve güç yoğunluğunun olmasını sağlar, fakat moment dalgalanması diğerlerinden daha yüksek olur.

Adım motoru dizaynında kullanılan optimum diş genişliği/diş yüksekliği oranı ARM'de yoktur. Kutup yaylarını birleştirerek yüksek indüktans katsayısı ve dolayısıyla birim amperdeki statik momenti çok yüksek elde etmek mümkündür. Fakat gözönüne alınan diğer faktörlerden dolayı genel bir seçim yapmak gerekir. Bunlar arasında moment dalgalanması, başlangıç momenti ve doyum etkileri oluşur. Küçük kutup sayısında ARM'nin moment dalgalanması adım motorunun moment dalgalanmasından daha fazladır. Adım motorlarında olduğu gibi ARM kutupları konik yapıldığında çekirdek kaybı, rotor ve stator çekirdeğinin



Şekil 2.12 Kutup yaylarının büyüklükleri

m.m.k. düşümü azalmaktadır. Stator kutup konikliği rotor kutbunun stator kutbuyla çakışık olmadığı konumdaki indüktansı azaltır ve fakat sargı alanı azalır (Miller, 1989)

## 2.8. Statik Moment Üretimi

Şekil 2.13'deki en basit ARM yapı ile statik moment üretimi kolaylıkla açıklanabilir. Kutup sargısından akım geçmeye başlayınca, rotorun en küçük relüktans konumu almasını sağlayacak bir moment oluşur. Rotoru en küçük relüktans konumuna çekecek momentin ani değeri için genel olarak (sabit akım için)

$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (2.13)$$

kullanılır. Burada  $W'$ , koenerjiyi  $\theta$  ise açısal yer değiştirmeyi göstermektedir. Koenerji;

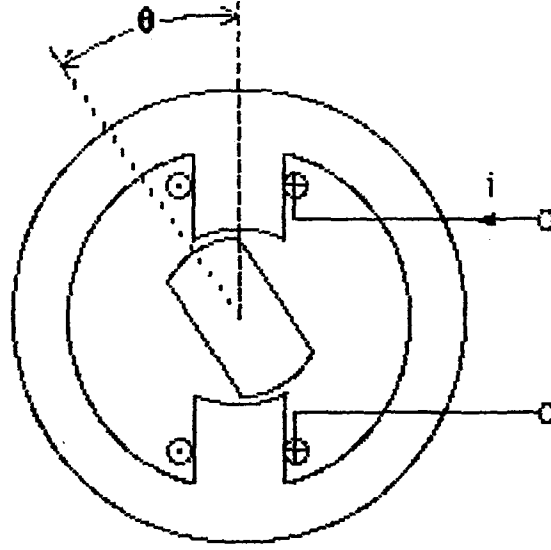
$$W' = \int_0^i \psi di \quad (2.14)$$

şeklinde tanımlanır. (2-22) bağıntısı ( $\psi = \text{sabit}$ );

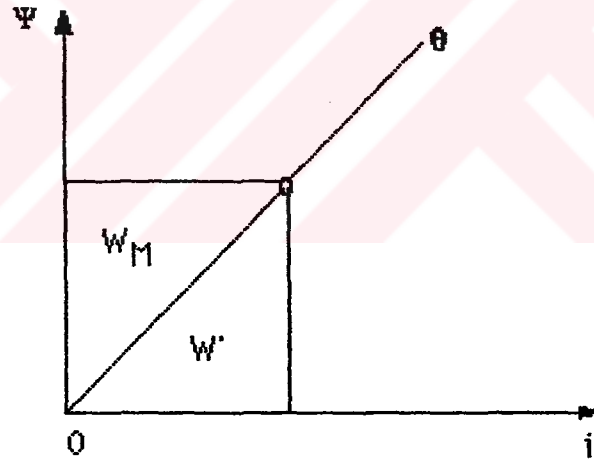
$$T = - \frac{\partial W_M}{\partial \theta} \quad (2.15)$$

olarak da ifade edilebilir. Burada  $W_M$ , depolanan magnetik enerji olup aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$W_M = \int_0^i i d\psi \quad (2.16)$$



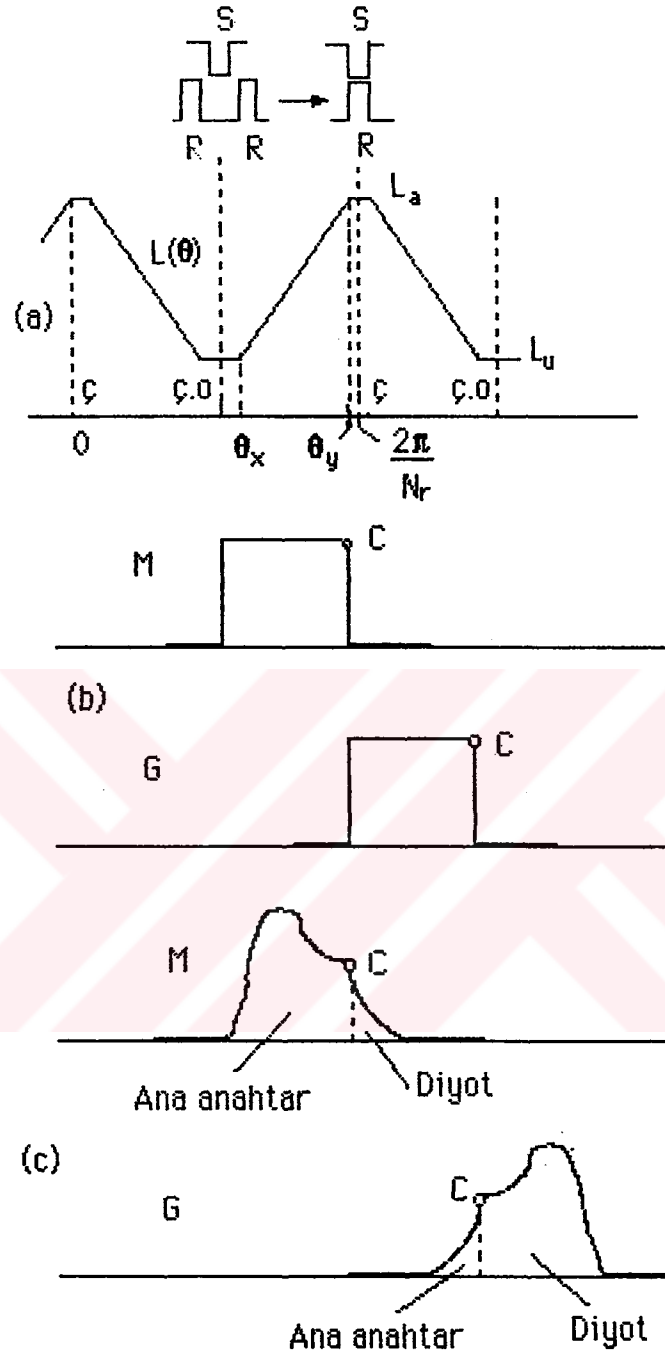
(a)



(b)

**Şekil 2.13** ARM'de moment üretimi: a) En basit ARM şekli  
b) Magnetik enerji ve koenerjinin değişimi

Koenerji ve magnetik enerji, sargı akımına ve  $\theta$  konum açısına bağlı olarak değişir. Magnetik doyum ihmal edildiğinde  $\theta$  konumunda, magnetik akının akıma bağlı değişimi bir doğru olur. Bu doğrunun eğimi ise indüktansı verecektir.



**Şekil 2.14** Rotor konumuna bağlı olarak indüktansın değişimi;

a) Komşu alanların etkilerinin ve doyumun ihmal edildiği idealleştirilmiş indüktansın değişimi,

b) Düşük ve orta hızda motor ve generatör durumu için akımın idealleştirilmiş dalga şekli,

c) Yüksek hızda akımın ideal dalga şekli.

$$\Psi = L i \quad (2.17)$$

ve

$$W' = W_M = \frac{1}{2} L i^2 \quad \text{Joule} \quad (2.18)$$

olur. Magnetik doyum hesaba katıldığında momentin (2.18) ile bulunması geçersiz olur. Bunun yerine moment, koenerji veya magnetik alan enejisinin yer değiştirme açısına göre türevinden hesaplanır. ARM'lerin karakteristik ve performansının belirlenmesinde doyum önemli rol oynar. Bu analizde doyumun etkisi hesaba katıldı, ortak indüktansın etkisi ihmal edildi. Şekil 2.13 a)'daki grafikte tek fazlı ARM'nin magnetik özellikleri lineer olarak gösterilmiştir.

Rotor dönerken L indüktansı iki değer arasında değişmektedir. Rotor ve stator kutbunun çakışık konumunda indüktans  $L_a$  en büyük değerini ve çakışık olmadığı konumda ise  $L_u$  en küçük değerini almaktadır.

Rotor konumunun değişmesine bağlı olarak idealleştirilmiş indüktans ve akımın değişimi şekil 2.14'de görülmektedir. Bu sonuçlarda komşu alanların etkileri ihmal edilmiştir. Eğer rotor ve stator kutup eğrileri farklı ise indüktans, değişim grafiğinde konuma bağlı olarak bir süre en büyük indüktans değerinde sabit kalacaktır. Benzer şekilde eğer rotorun iç kutup eğrisi, stator kutup eğrisinden büyükse bir süre indüktans, en küçük değerinde sabit kalacaktır. Yüksek ve düşük köşeler, rotor ile stator kutup köşeleri kesişim halinde iken oluşur. Bu durumda indüktans çok veya az, lineer olarak, bindirme alanının değişimine göre değişecektir. Çelik sacların sonsuz geçirgenliğe sahip olduğu ve komşu alanların etkilerinin ihmal edildiği farzedilirse, indüktans kaba bir şekilde ;

$$L(\theta) = 2N_p^2 P_g + L_u = 2N_p^2 \frac{\mu_0 r_1 l \alpha}{q} + L_u \quad (2.19)$$

olacaktır. Burada  $\alpha$ , rotor ile stator kutbu arasındaki açıdır. Rotor kutbunun hareketi sırasında bulunduğu herhangi bir konumu  $\theta$  ile gösterilirse, artan indüktans aralığında  $\alpha$  ile  $\theta$  arasındaki ilişki aşağıdaki gibi açıklanabilir:

$$\alpha = \theta - \theta_x ; \quad \theta_x < \theta < \theta_y \quad (2.20)$$

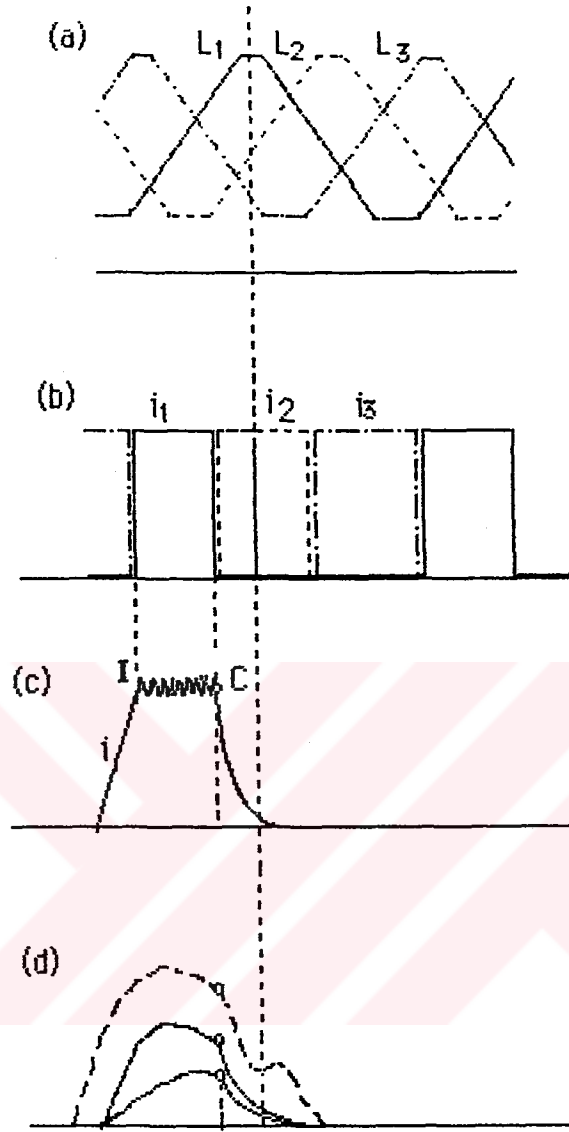
Burada,

$$\theta_x = \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\beta_r + \beta_s}{2} ; \quad \theta_y = \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\beta_r - \beta_s}{2} \quad (2.21)$$

dir. Şekil 2.14'de rotor dönüşüne göre  $\alpha$  açısının değişimi gösterilmiştir.

Moment, akım yönünden tamamen bağımsızdır. Momentin yönü sadece  $dL/d\theta$  'ya bağlıdır. Rotor kutupları çakışık konuma yaklaşınca, akımın yönü önemli olmaksızın pozitif moment (motor hali) üretilir. Rotor kutupları çakışık konumdan ayrılmaya ve çakışık olmayan konuma yaklaşmaya başlayınca, akımın yönü önemli olmaksızın moment negatif (generatör hali) olur. Bundan dolayı motor çalışma akımı ideal dalga şekli indüktansın yükselmesiyle aynı ana denk gelen bir dikdörtgen dalgadır. Aynı şekilde generatör çalışma akımı dalga şekli de düşen indüktansla çakışan bir dikdörtgen dalgadır. Rotor konumuyla senkronize bir şekilde fazlardan akım akıtılmalı ve kesilmelidir.

360 derecelik rotor konumunun tümünde momentin üretilmesi için, şekil 2.16'daki gibi farklı fazlardan yükselen indüktanslar tarafından kaplanmalıdır ve faz akımları, şekilde görüldüğü gibi sırayla parçaları birbirleriyle çakışacak şekilde takip etmelidir (akıtılmalıdır). Ani moment



**Şekil 2.15** Fazların ardışık enerjilenmesi ile sürekli momentin üretilmesi;

- a) Üç fazın indüktansının değişim şekli,
- b) Düşük ve orta hızda üç faz akımının ideal dalga şekli . Bu akım dalga şekli moment üretmektedir,
- c) Düşük hızda akımın pratik dalga şekli,
- d) Çok yüksek hızlarda akımın pratik dalga şekli.

dalga şekli değişiminde dalgalanmayı azaltmak için küçük bir bindirme yeterlidir. Değişim açısının fazla bindirilmesi ise ek moment yükleyebilir. Bunlar ortalama momente eklenince, milde geçici veya titreşimli stres, binme ve yük oluşur. Yüksek hızlarda rotorun eylemsizliği (tahrik edilen yükün eylemsizliğiyle birlikte) momentteki dalgalanmayı aynı seviyede tutabilir. Bir fazın kesim, diğer fazın iletim açısı arasında sıfır hızda binme olursa motor çalışmaz. 6:4 kutuplu motorda en küçük iletim açısı 30 derece ve 8:6 kutuplu motorda ise 15 derecedir.

Kutup geometrisini, geometrik sınırlamalarından dolayı bütün ARM'lerde fazlar arasında aynı derecede bindirme olmaz. Üç fazlı 6:4 kutuplu motorda maksimum iletim açısı 45 derece olup adım açısının 1.5 katıdır. 8:6 kutuplu dört fazlı motorda en büyük iletim açısı 30 derece olup adım açısının 2 katıdır. Dört fazlı motorlarda iletimde fazlar arasında böylece çok bindirme olabilir, bir başka ifade ile, dört fazlı motorun momentindeki dalgalanmayı azaltmak mümkündür.

## 2.9. Enerji Dönüşümü

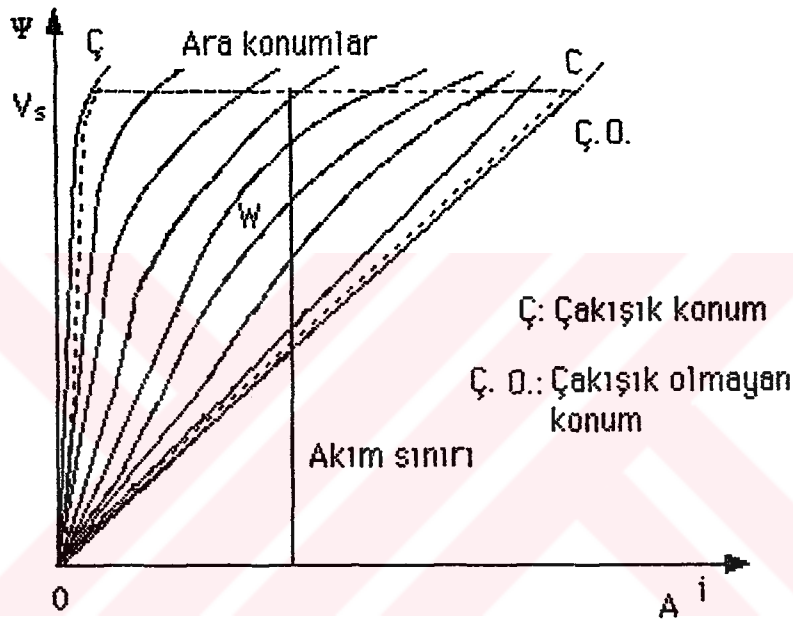
Herbir adım veya çalışma hareketi boyunca koordinatları  $(\theta, \psi)$  olan noktalar tarafından tanımlanan, akı/akım grafiği üzerindeki enerji değişim halkasından ortalama moment elde edilebilir. Bu şekil 2.16 'da görülmektedir. Çakışık konumda, akımın belli bir değerinden sonra mıknatıslanma eğrisinin doyuma gittiği şekil 2.16'de görülmektedir.

Dikdörtgen akım dalga şekli, düşük hızlarda, eğer fazlardan çakışık olmayan konumda akım akıtılır ve çakışık konumda kesilirse elde edilebilir. Ayrıca, akım dalga şeklinin düzgün oluşumunu sağlayan



doğal hız da vardır. Bu hız ve buna uygun akım arasındaki ilişki aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$V - Ri = i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (2.22)$$



**Şekil 2.16** Akıma bağlı akının değişim grafiği. Pratikte akım, dönüştürücü veya sıcaklıkla, yatayda bir çizgiyle gösterildiği gibi sınırlanır. Benzer şekilde maksimum akı demir kayıpları, sürülme akımı dalga şekli tarafından sınırlanır.

Bu eşitlik, yine doyum ihmal edildiğinde doğrudur. Mekanik enerjiye dönüşen elektromagnetik enerji, şekil 2.16'da kesikli çizgilerle gösterilen bölgenin alanı  $W$ 'ya eşittir. Bir devir için her bir faz rotor kutup sayısı kadar iletme girmektedir, böylece her bir devirde  $qN_r$  iletim veya adım olacaktır. Ortalama moment, bu durumda şu formülle bulunabilir (Miller, 1989):

$$\left[ \text{Ortalama moment} \right] = \left[ \text{Herbir adımda yapılan iş} \right] \times \left[ \frac{\text{Herbir devirdeki iletim sayısı}}{2\pi} \right]$$

veya

$$T_a = W \frac{q N_r}{2\pi} \quad \text{Nm} \quad (2.23)$$

Ortalama elektromagnetik güç şu hale dönüşür:

$$P_e = \omega T_a \quad (2.24)$$

Burada  $\omega$ , rad/saniye cinsinden hızı ifade ediyor. Bundan hava sürtünmesi ve rotor demir kayıpları çıkarılmalıdır.

Şekil 2.16'da görülen  $W$  alanı, gösterilen akı sınırlamasına bağlı olarak en büyük enerji değişimini göstermektedir. Açıkça görüleceği üzere eğer çakışık konum eğrisi ile çakışık olmayan konum eğrisi arasındaki alan maksimum olursa birim amper başına moment de artacaktır. İdeal olarak bu, şunu gerektirir:

(1) Doyma ulaşmamış çakışık konum indüktansının mümkün olduğu kadar büyük olması için ARM'nin geniş kutuplar ile küçük hava aralığı içermesi ,

(2) Çakışık olmayan konum indüktansının mümkün merteye küçük olması, bunun için, rotor kutup eğrilerinin büyük olması, hem stator ve hem de rotor oyuklarının derin olması,

(3) Akı yoğunluğunun, mümkün olan en yüksek doyumda olması gerekir.

Birim amperdeki statik momenti maksimum yapan kutup geometrisi (şekil 2.16'dan türetilen) aşağıdaki işlemler sonucunda elde edilmektedir. Problem ARM'ler için çok karmaşıktır. Çünkü stator ile rotor arasındaki hava boşluğu eşit olarak değişmemektedir. Bunun ana nedeni, ARM'nin genelde, geniş bir aralıkta hız değişimine sahip yüksek hızlı makina olarak kullanılması ve bundan dolayı akım dalga şeklinin çoğu kez saf dikdörtgen dalga şeklinde olmamasındandır. Akım dalga şekli, şekil 2.15c)'de görülen düşük hızdan, şekil 2.15 d)'de görülen yüksek hıza kadar değişebilir.

Statik enerji dönüşümü diyagramı, dizaynda başvurulan ilk adımdır. Bunun için sadece çakışık ve çakışık olmayan konum için mıknatıslanma eğrilerinin hesaplanması gerekir. Sonlu eleman analiz yönteminden hesaplanan mıknatıslanma eğrileri motorun en yüksek moment kapasitesini ve buna uygun düşük hızı gösterir. Maksimum akımı gösteren dik çizgi soldan sağa doğru gittikçe, W alanı akımın karesi kadar artar, fakat eğer doyum devreye girerse lineer bir biçim almaya başlar. Bundan dolayı akım arttığı halde birim amper başına moment sabit bir değere yakın kalır.

Birim rotor hacmi başına maksimum moment kazancı, şekil 2.16'da kesikli çizgi ile gösterilen üçgensel alanın türevinden çıkarılabilir. Birim hacimdeki moment aşağıdaki gibi ifade edilebilir: (Harris,1975)

$$\frac{T}{V} = \frac{N_r B_s^2 (\lambda - 1) q \beta g}{2 \pi \mu_0 r_1} \quad \text{Nm/m}^3 \quad (2.25)$$

Burada  $B_s$ , çakışık konumdaki  $\Psi_s$  maksimum akısında stator kutuplarındaki magnetik akı yoğunluğudur;  $\lambda$ , çakışık/çakışık olmayan konum doymamış indüktans oranı;  $\beta$  kutup yayı (stator ve rotor için eşit kabul edilmiştir); ve  $g$  hava aralığıdır.

## 2.10. Enerji Dönüşümünde Doyumun Etkileri

Alanı  $W$ 'ya eşit olan Enerji dönüşümü halkasının şekli, akım değişimi ile rotor açısına bağlı olup; bunlar da motor dizaynındaki kontrol parametrelerine ve hıza bağlıdır. ARM'de diğer motorların tersine akım dalga şekli çalışma boyunca çok değişmektedir. Belli bir hızda hem akımı hem de momenti bulmak için motorun (ve konvertörün) çalışmasının simülasyonu gerekir. Bu, zamanın bir fonksiyonu olarak uç gerilimi denkleminin çözümü anlamına gelir ve bu diferansiyel denklemin çözümü Euler veya Runge-Kutta Metoduyla yapılabilir. Komşu alanların etkisinin ve magnetik doyumun olmadığı ideal makinanın indüktans değişimi şekil 2.14'de görülmektedir. Ray ve Davis'in (1979) ARM sürücülerinin temel özelliklerini açıklayan ve örneklendiren yayınlarındaki gibi analitik çözüm mümkündür. Burada nümerik yöntemlerle yapılan çözümlemenin taslağı çizilmektedir. Bu metodlar, pratikte, doyumun ve komşu alanların etkilerini göstermek için gereklidir.

Bir fazın uç gerilim denklemi;

$$V = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.26)$$

dir. Akı bağıntısını  $\Psi$ , hem  $i$  akımı ve hem de  $\theta$  rotor açısının bir fonksiyonu olarak düşünülürse;

$$\Psi = \Psi(i, \theta) \quad (2.27)$$

Böylece,

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \omega \frac{\partial\Psi}{\partial\theta} = L \frac{di}{dt} + e \quad (2.28)$$

olur. Burada L, artan indüktansı (mıknatıslanma eğrisinin eğimini) ve e geri emk'dir. Bu eşitlik tamamen genel olup, ARM'nin her bir fazındaki direnç, artan indüktans ve geri emk'yi içeren eşdeğer devrenin uç denklemini göstermektedir. Genelde bu, diğer motorlarda aynıdır. Fakat burada geri emk faz akımına ve rotor konumuna bağlıdır ve genelde moment üretimi sağlayan gerilim denkleminin sadece bir kavramı sayılmaz. Öz emk kavramı bunun yerine kullanılacaktır, çünkü bu, enerji dönüşüm bileşenleri ile birlikte enerji birikim bileşenlerini de içerir. Artan indüktans boyunca, e çoğunlukla akıma, bir miktar da rotor konumuna bağlı olarak değişir, fakat L, çoğunlukla rotor konumuna, az miktarda akıma bağlıdır.

Kayıplardan başka, küçük devirlerde, kaynaktan uygulanan elektrik enerjisi, depolanan magnetik enerji ile mekanik iş arasında paylaşılır. İdeal olarak bütün enerji mekanik işe dönüşür, fakat bu, pratikte mümkün değildir. Enerjinin magnetik alan enerjisi ile mekanik iş arasındaki bölünme oranı, rotor konumuna göre mıknatıslanma eğrisinin ( $\Psi,i$ ) şekline bağlı olarak değişir.

Eğer doyum söz konusu değilse, artan indüktans, rotorun özel bir konum açısında toplam indüktans olur, bu ise akının, akıma oranına eşittir. Bu durumda;

$$\frac{d\Psi}{di} = L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial\Psi}{\partial\theta} \quad (2.29)$$

Bu ifadede ilk terim indüklenen gerilim düşümünü, ikinci terim ise akım, hız ve indüktans değişim oranına bağlı olarak üretilen öz emk'yi göstermektedir. (2.37) eşitliğinde akım sabitse ilk terim sıfır olacaktır. Diğer taraftan eğer indüktans sabitse (örneğin çakışık olmayan konum yakınında) öz emk yani ikinci terim sıfır olur ve birinci terim uygulanan gerilime eşit olacaktır. Eğer (2.37) eşitliği  $i$  ile çarpılırsa (öz direnç üzerindeki kayıplar çıkarıldıktan sonra) sol taraf uygulanan elektriksel gücü verecektir. Depolanan magnetik enerjinin değişim oranı ;

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L i^2 \right) = iL \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.30)$$

olur. Elektromekanik enerji dönüşümü;

$$P_m = T\omega = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.31)$$

dir. (2.39) ifadesi lineer ani momenti verir. Uygulanan elektriksel gücün yarısından daha azı mekanik enerjiye dönüşür, geriye kalan ise depolanan magnetik enerjiyi verir. Elektromekanik enerji dönüşümü;

$$iL \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.32)$$

terimleri ile ifade edilir. Şekil 2.17 a)'da küçük  $\Delta\theta$  dönüşü için enerjideki değişim gösterilmiştir. Mekanik enerji dönüşümünü ifade eden  $\Delta W_m$  üçgen alanı, uygulanan elektriksel enerjiyi ifade eden  $\Delta W_e$  dikdörtgen alanın yarısına eşittir. Çünkü küçük  $\Delta\theta$  dönüşü boyunca akı  $\Delta\Psi$  değerinde,  $i$  akımı aynı yükseklikte sabit kalmaktadır.

Motor doyumda ise giriş enerjisinin mekaniksel işe ve depolanan alan enerjisine bölümü düzelmektedir. Bu, Byrne(1972) tarafından tanımlanmıştır. Eğer belli bir rotor konumunda, mıknatıslanma eğrisi şekil 2.17 b) deki gibi doymuş olursa, mekaniksel işi temsil eden alan, kaynak(giriş) dikdörtgensel alanın yarısına eşittir. En yüksek durum, düşük akım seviyesinde çok doyum ve en yüksek indüktans ile şekil 2.17 c)'de görülmektedir. Bu durumda pratik olarak uygulanan enerji mekaniksel işe dönüşür ve çok azı magnetik alanda depolanır. Verim teorik olarak %100 ulaşır. Bu eğrileri pratik olarak elektriki çeliklerden elde etmek imkansızdır ve sıfır hava aralığı gerekmektedir.

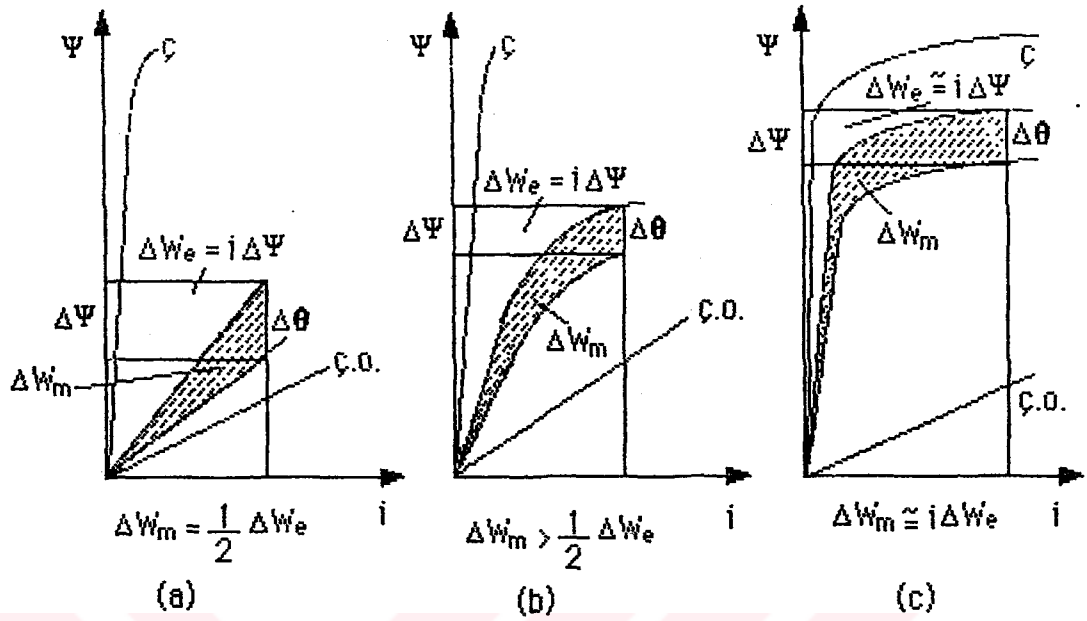
$W$ , bir adım çalışmada elektromekaniksel enerjiye dönüşen toplam enerjiyi;  $R$ , d.c. kaynağa geri dönen enerjiyi göstermek üzere, bir adım boyunca kaynaktan çekilen toplam elektriksel enerji  $W+R$ 'ye eşittir. Bu, diyagram olarak şekil 2.18'da gösterilmiştir. Enerji oranı şöyle tanımlanır:

$$\frac{W}{W + R} \quad (2.33)$$

İndüktans oranı kullanıldığında,

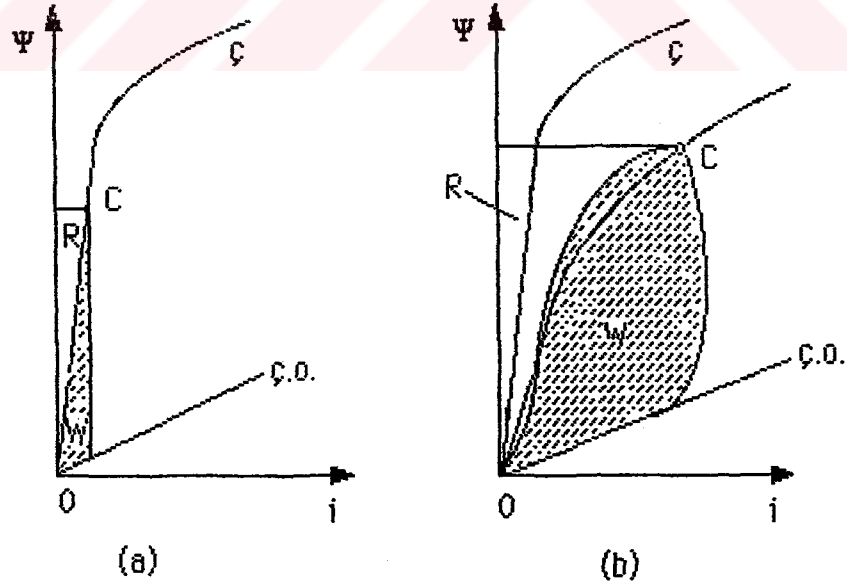
$$\frac{W}{W + R} = \frac{\lambda_u - 1}{2\lambda_u - 1} \quad (2.34)$$

elde edilir. (Miller,1985) Burada  $\lambda_u$ , çakışık konum ile çakışık olmayan konum arasındaki indüktans oranıdır.



Şekil 2.17 Giriş elektrik enerjisinin dağılımı

a) Lineer (doyum yoktur). b) Tipik pratik durum c) En yüksek doyuma göre idealleştirilmiş durum



Şekil 2.18 Bir adım çalışmanın tümü boyunca enerji değişimi ve enerji oranı a) Lineer durum. b) Tipik pratik durum.  $W$  = Mekaniksel enerjiye dönüşen enerjidir.  $R$  = Diyot üzerinden d.c. kaynağa dönen enerjidir.



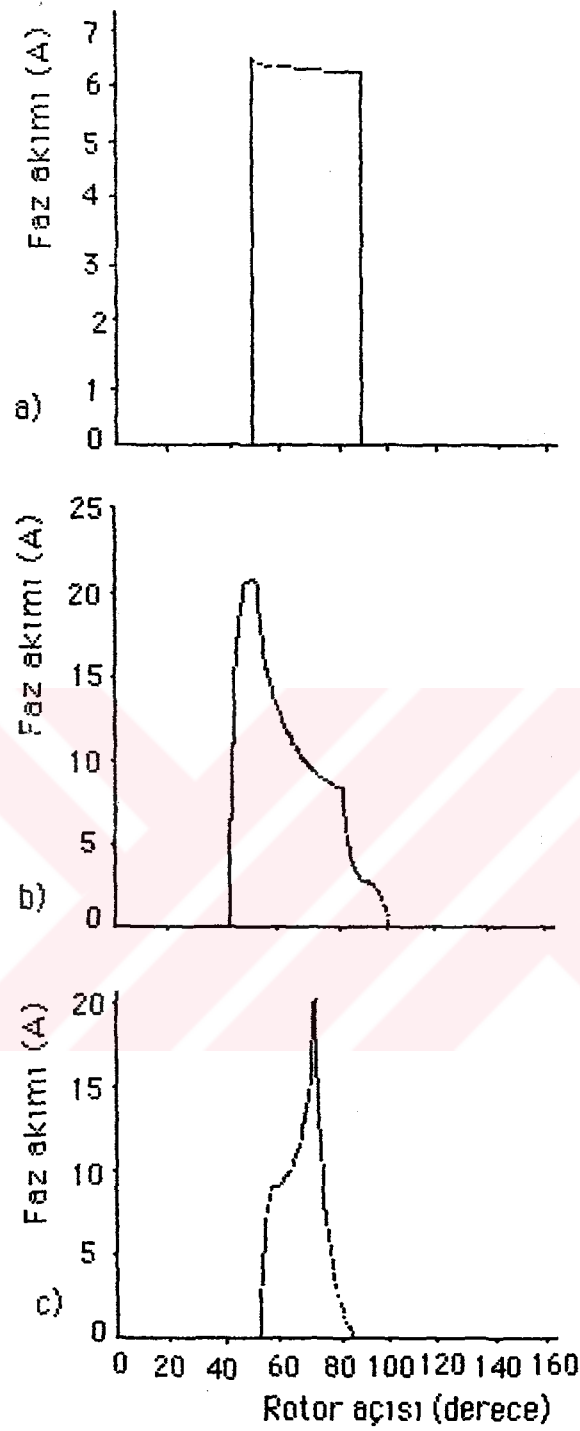
## 2.11. Dinamik Moment Üretimi

Normal işletme koşullarında herhangi bir hızda, hem ani ve hem de toplam enerji değişimi, gerilim eşitliğinin integralinden ve  $\Psi$ 'ı diyagramında geliştirilen dönüşüm halkasıyla bulunabilir.

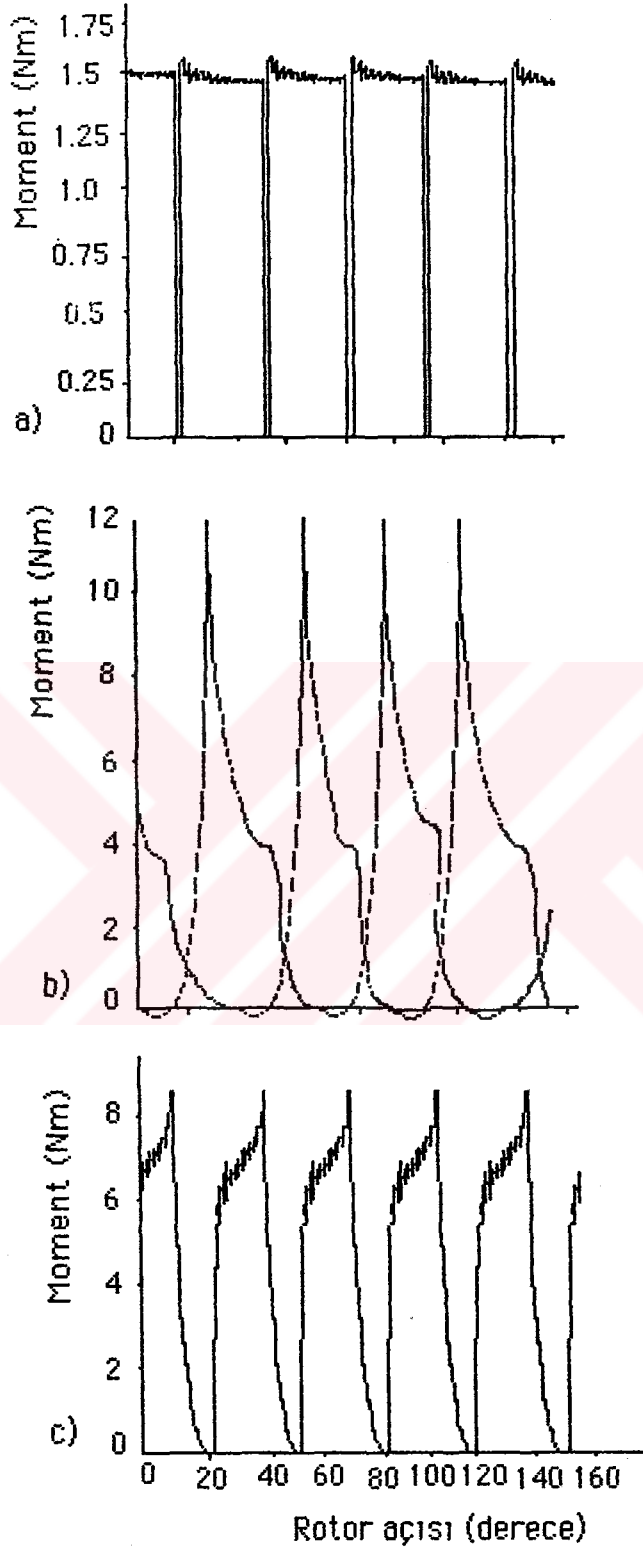
Gerilim eşitliğinin aşağıdaki formda integrali;

$$\Psi = \int (V - Ri) dt \quad (2.35)$$

bir zaman aralığında,  $\Psi$ 'nın yeni bir değerini verecektir. Eğer hızın sabit olduğu kabul edilirse,  $\theta$  rotor açısına göre integral alınır. Başka şekilde rotor açısı, hareketin mekaniksel denklemlerinin simülasyon integraliyle bulunmuş olmalıdır. Sonunda  $\theta$  ve  $\Psi$  ikisi bilindiğinden akım mıknatıslanma eğrisinden bulunabilir. Stephenson ve Corda (1979), bu hesaplamayı minimize etmek için çakışık konum ile çakışık olmayan konum arasındaki açılardaki mıknatıslanma eğrisini temsil edecek bir düzine polinom kullandılar ve belirli rotor konumlarındaki akıdan akımı elde etmek için herbir zaman aralığı için interpolasyon işlemini uyguladılar. Her bir rotor açısı ve farklı akım değerleri için önceden hesaplanan depolanan alan enerjisi değerleri kullanarak ikinci interpolasyonla, sabit akımda koenerjinin kısmi türeviyle ani moment elde edilebilir. Bu metodla ani akım ve moment dalga şekilleri integralden geliştirilebilir. Bir örnek Şekil 2.19 (a-c), şekil 2.20 (a-c)'de görülmektedir. (Miller, 1989)



**Şekil 2.19** Stephenson ve Corda'nın yöntemiyle elde edilen akımın dalga şekli a) Düşük ve orta hızlarda b) Çok yüksek hızlarda c) Artan gerilime bağlı olarak düşük ve orta hızda akımın dalga şekli.



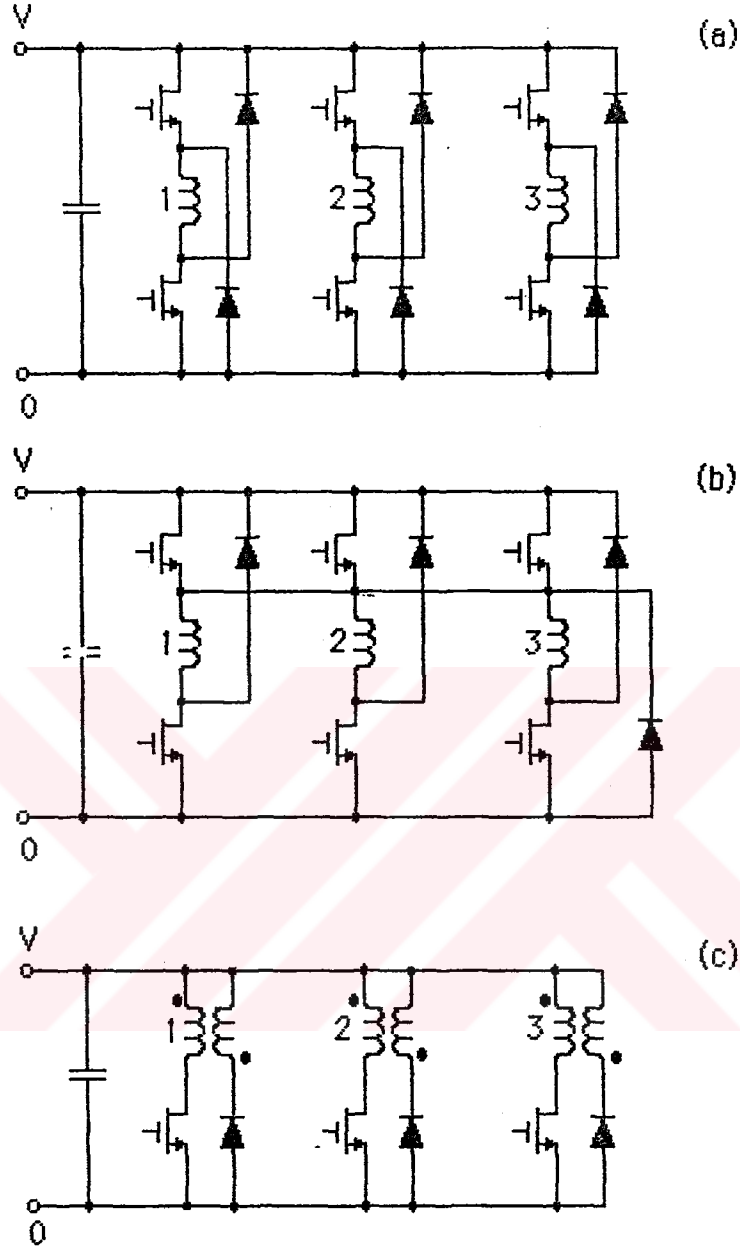
**Şekil 2.20** Üç fazlı ARM'nin moment dalga şekli (şekil 2.20'ye göre) a) Düşük ve orta hız b) Yüksek hız c) Yükselen sürücü geriliminde düşük ve orta hızda momentin dalga şekli.

## 2.12. Tetikleme Devreleri

ARM'de moment, akımın yönünden bağımsızdır. Faz akımı da tek yönlüdür. Bu da tek yönlü akım akıtan tetikleme devrelerini kullanma avantajını sağlamaktadır. Tek yönlü akım kullanılmasından dolayı ARM'lerde histerize kayıpları, a.c. akımdaki histerize kayıplarından daha azdır.

Şekil 2.21 a)'da tranzistör (bipolar veya alan etkili) kullanarak tasarlanmış iyi bir devre görülmektedir. Fazlar birbirinden bağımsızdırlar ve bu bakımdan ARM tetikleme devreleri (kontrolörleri) a.c. inverterinden farklıdır. Bu devrede, motor sargılarının orta noktaları arasına komşu inverterin faz ucu bağlıdır. ARM tetikleme devrelerinde a.c. inverter devrelerindeki gibi kısa devre tehlikesi yoktur. Faz sargısının üstünde ve altında bulunan anahtarlar herbir iletim periyodunun başlangıcında anahtarlanmalıdır. Değiştirme noktasında (bir fazdan diğer faza geçiş sırasında) iki anahtar da kesimde olur. İletim sonunda iki anahtar da kesimde iken mekaniksel işe dönüşmeyen depolanmış magnetik enerji, diyot üzerinden akan akımla kaynağa döner. Sargıdaki akıyı hızlıca sıfırlamak için sargıya diyotlar üzerinden negatif kaynak gerilimi uygulanır.

Şekil 2.21 b)'deki tetikleme devresinde bir tranzistör bütün fazlar için ortak kullanılmaktadır. Bu devre n faz için n+1 tranzistör ve n+1 diyota ihtiyaç duyar. Üç fazlı motor için dört tranzistör ve dört diyot gerekmektedir. Bu devrenin pratik olarak işlev bakımından şekil 2.22 a)'daki  $2n$  tranzistörlü devreden bir eksiği yoktur.



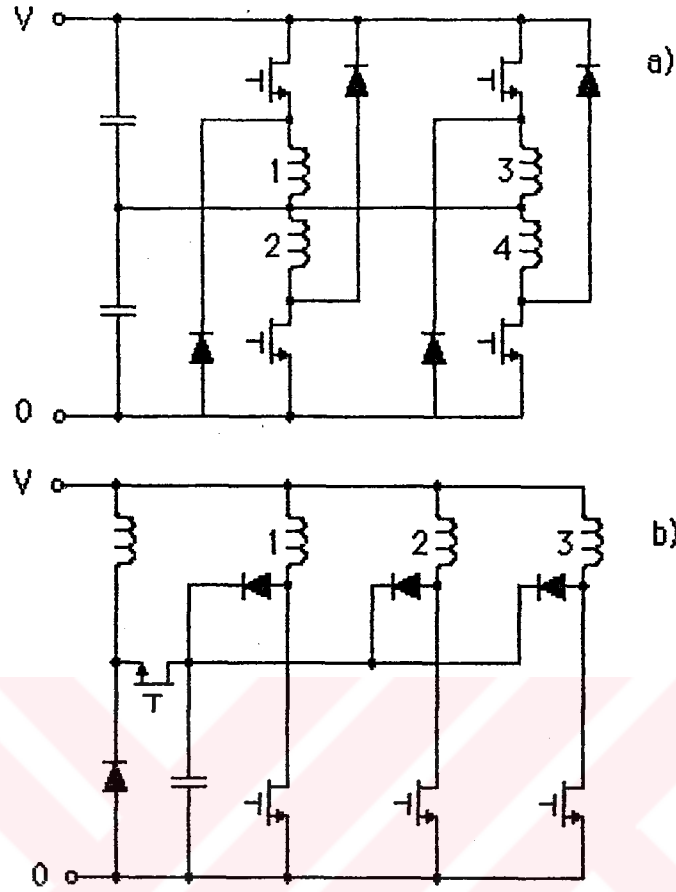
**Şekil 2.21** Üç fazlı ARM için tetikleme devreleri;

a) Bir fazında iki tranzistör bulunan devre,

b) n fazlı motor için n+1 tranzistör içeren tetikleme devresi,

c) ikinci sangılı tetikleme devresi.

Şekil 2.22 a)'deki orta kablo bağlantılı devreyi, Tasc Drives Ltd. şirketi GTO tristörleriyle 4 KW'dan 80 KW gücüne kadar yüksek verimli sürücü devrelerinin üretiminde kullandı (Miller, 1989). Şekil 2.21 c)



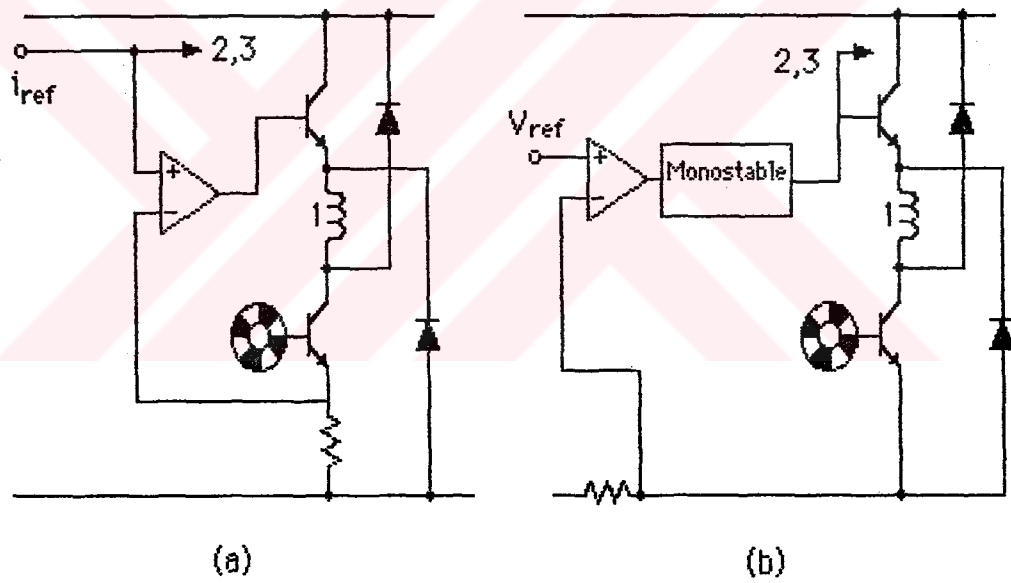
Şekil 2.22 a) Orta kablolu tetikleme devresi, b) C boşaltma devresi.

tetikleme devresinde yarıiletken sayısı azalmış olmakla birlikte ikinci bir sargı kullanımıyla pasif eleman sayısı artmış bulunmaktadır.

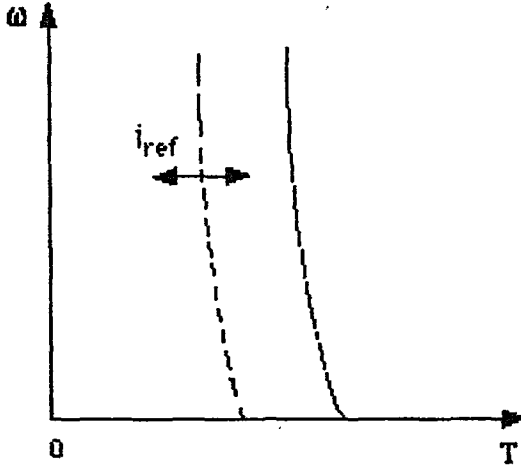
### 2.13. ARM'nin Kontrolü

ARM kontrol metodu şematik olarak Şekil 2.23'de görülmektedir. Referans akımı artarsa moment de artar. Düşük akımlarda moment, akımın karesiyle orantılı olarak değişir, fakat yüksek akımlarda lineere yakın bir orantı ile değişir. Yüksek akımlarda doyumla birlikte birim

amperdeki moment düşer. Bu kontrol tipi şekil 2.24'de gösterilen sabit moment karakteristiklerini üretir. Hızla momenti doğrusal artan fan, üfleyici gibi yüklerde takometre geribeslemesi olmaksızın düzenli bir hız sağlanır, fakat genelde doğru hız kontrolü sağlamak için geri beslemeye ihtiyaç duyulur. Yüksek hızlarda mil konum okuyucusundan alınan darbe(pals), hız geri beslemesinde kullanılır. Düşük hızlarda bir devir süresinde çok sayıda darbe gereklidir, bu da optik kodlayıcılar ile elde edilebilir (Bose, 1986). Sistem, yüksek çözümlü optik kodlayıcıyla sıfır hıza kadar çalışabilir.



**Şekil 2.23** Tek faz için akım regülatörünün şeması;  
a) Histerize tipi, b) Gerilim -pwm tipi.



**Şekil 2.24** şekil 2.23'deki regülatörden elde edilen sabit moment karakteristiği.

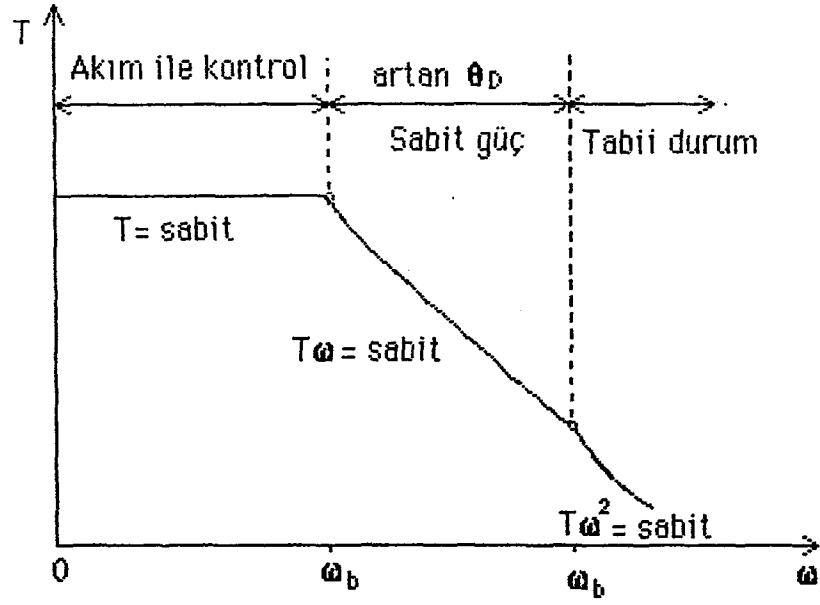
### 2.13. ARM'nin Moment/Hız Karakteristiği

ARM'nin moment/hız karakteristiği şekil 2.25 de görülmektedir.  $\omega_b$ 'nin altındaki hızlarda moment motorun akımıyla kontrol edilir.  $\omega_b$  hızına kadar şekil 2.23'deki regülatör aracıyla, motorda herhangi bir değerden maksimum değere kadar akımlar elde etmek mümkündür.

Herhangi bir çalışma noktasında akım değeri; yük karakteristiklerine, hız, regülatör ve kontrol stratejisine bağlıdır.  $\omega_b$ 'nin altındaki hızlarda ateşleme açıları, verimi optimize edecek ve moment dalgacığını (ripilini) en aza indirecek şekilde seçilebilir. Eğer yük  $\omega_b$  hızının üstündeki yüksek hızlarda çalışmayı gerektirmiyorsa, yüksek hızlardaki verime bakılmaksızın kutup şekli en iyi koşullar yerine getirecek şekilde dizayn etmek mümkündür. Bu da sabit moment elde etmeyi ve kontrol kolaylığını sağlar.

'Köşe noktası' veya temel hız  $\omega_b$ , sabit ateşleme açısında aynı gerilim değerinde maksimum akımın aktığı en yüksek hızdır.





Şekil 2.25 ARM'nin genel moment/hız karakteristiği.

### 3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ

Bilgisayarların mühendislik problemlerinin çözümünde büyük bir kolaylık ve sürat sağlaması, Laplace ve Poisson tipi kısmi türevli differansiyel denklemlerin çözümünde başlıca iki matematiğin gelişmesine neden olmuştur. Bunlardan birincisi sonlu farklar yöntemi, diğeri sonlu elemanlar yöntemidir. Sonlu farklar yöntemi doğrudan doğruya Laplace veya Poisson denklemlerinin çözümü ile ilgilenir. Sonlu elemanlar yöntemi bu denklemlerin çözümü yerine, bu çözümü sağlayan potansiyel fonksiyonun ele alınan sisteme ilişkin enerji fonksiyonelinini minimize edip etmediği ile ilgilenir. Enerji fonksiyonelinini minimize eden potansiyel fonksiyonu aynı zamanda Laplace veya Poisson diferansiyel denklemini de sağlamaktadır. Yakın zamana kadar tüm mühendislik dallarında yaygın olarak kullanılan sonlu farklar yöntemi, yerini sonlu elemanlar yöntemine bırakmaktadır.

Sonlu farklar yönteminde kullanılan kısmi türevli diferansiyel denklemleri, fark denklemler haline getirmek için Taylor serisine açılır. Taylor serisinde üç ve daha yüksek mertebeden türev içeren terimler ihmal edilir. Bu ihmaller kesme hatası denilen bir hataya neden olur.

Sonlu Elemanlar Yöntemi, çözüm bölgesinin bir kısmındaki çözüm noktalarının sayısını istediğimiz şekilde artırma imkanı vermektedir. Eğrisel sınırlara kolayca uydurulabilmesi, karmaşık matematiğine rağmen, sonlu elemanlar yönteminin tercih edilmesinin en önemli sebebidir.

Sonlu elemanlar yönteminde, deneme fonksiyonunu aramada kullanılan dört alt yöntem şunlardır:

1- Rayleigh-Ritz Yöntemi

2- Galerkin yöntemi

3- En küçük kareler yöntemi

4- Ağırlıklı artıklar yöntemi

Bu yöntemlerden en yaygın olarak kullanılanı, Rayleigh-Rith ve Galerkin yöntemidir.

### 3.1. Varyasyon Hesabı:

$$f(x, y(x), y'(x), \dots)$$

Bu fonksiyonlar kümesindeki her bir fonksiyona karşılık gelerek belli bir sayısal değer alan fonksiyona, bu f kümesinin fonksiyoneli denir.  $y(x)$  fonksiyonunda  $x$  de  $\Delta x$  kadar bir değişiklik olursa,  $y$  de

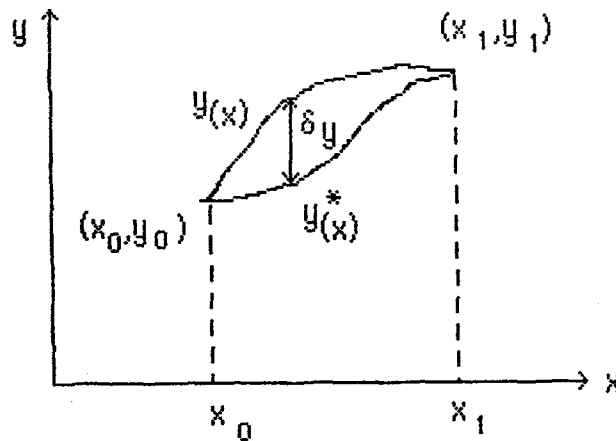
$$\Delta y = y(x+\Delta x) - y(x)$$

kadar bir değişiklik olur. Benzer şekilde  $F(y(x))$  fonksiyoneli

$$\delta y = y(x) - y_1(x)$$

farkına  $y_1(x)$  in **varyasyonu** denir.

### 3.2. Fonksiyonelin Extremum Olma Koşulu:



Şekil 3.1. Bir fonksiyon varyasyonu

$y(x_0) = y_0$  ve  $y(x_1) = y_1$  şartlarını sağlayan birinci ve ikinci dereceden türevlere sahip bir  $y = y(x)$  fonksiyonu arayalım. Bu koşulları sağlayan  $y^*(x)$  eğrisi olsun. Bu durumda  $y(x)$ 'e ilişkin varyasyon

$$\delta y = y(x) - y^*(x)$$

olacaktır. Bu varyasyon şekil 3.1 de gösterilen uç noktalarında sıfır değerindedir.  $\alpha$  herhangi bir sabiti göstermek üzere

$$y(x, \alpha) = y(x) - \alpha \Delta y$$

olsun. Bu ifade  $\alpha=0$  alındığında fonksiyoneli ekstremum yapan

$$y(x) = y(x, \alpha=0)$$

elde edilir.  $\alpha=1$  alındığında komşu eğri

$$y^*(x) = y(x, \alpha=1) = y(x) + \alpha y$$

elde edilir. Yani  $y(x, \alpha)$  fonksiyonu  $y(x)$  ve buna komşu eğri ailesini vermektedir. Fonksiyonel ifadesinde  $y(x)$  yerine  $y(x, \alpha)$  ifadesi yazılırsa

$$f[y(x, \alpha)] = y(\alpha)$$

olur.  $A(\alpha)$ ,  $\alpha=0$  değeri için bir ekstremuma sahiptir. Yani

$$\phi'(\alpha=0) = 0$$

dır. Gerekli matematiksel işlemlerden sonra

$$\frac{\partial f}{\partial y} - \frac{d}{dx} \left( \frac{\partial f}{\partial y'} \right) = 0$$

elde edilir. Elde edilen bu differansiyel denkleme verilen fonksiyonelin **Euler Differansiyel Denklemi** denir. Bir fonksiyonelin ekstremum koşulu Euler Differansiyel Denklemi Sağlamasıdır.

Varyasyonel yöntemlerle herhangi bir problemi çözmek ve ek fonksiyonlar kullanmak için gerekli koşul, o differansiyel denkleme özdeş Euler eşitliği veren bir fonksiyonel elde etmektir.

### 3.3. Sınır Koşulları:

Sınır koşulları üç grupta toplanır:

#### a) Dirichlet Sınır Koşulu:

Bu koşulda potansiyel fonksiyonu  $f(s)$  sınırın belirli bir kısmında veya bütün sınır boyunca belirli bir değerdir. Eğer sınır koşulu sıfır ise, buna homojen Dirichlet sınır koşulu denir.

#### b) Neuman Sınır Koşulu:

Sınıra dik doğrultuda gelen akı yoğunluğu ile ilgili bir sınır koşuludur. Eğer ortam izotropik ise sınıra dik doğrultuda gelen akı genel olarak

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} = h(s)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada  $n$ , sınırın dışına doğru birim vektörü göstermektedir. Bu ifade çözüm bölgesindeki alandan bağımsızdır.  $h(s)=0$  olması haline, homojen Neuman sınır koşulu denir.

#### c) Karışık Sınır Koşulu:

Sınırdaki bulunan iletken bir malzeme sınıra normal doğrultuda gelen akıyı etkiler. Sınırdaki bu değişimler lineer değişimler ise bu sınır koşulu genel olarak

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} = \sigma(s)(\phi_{n(s)} - \phi(s))$$

ile ifade edilir. Burada  $\sigma(s)$  sınırındaki elektriksel iletkenlik fonksiyonunu göstermektedir. Bu sınır koşulu yeniden düzenlenerek

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi(s) = \sigma(s) \phi_0(s)$$

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi(s) = h(s)$$

yazıldığında daha önceki koşulları da içeren bir bağıntı elde edilir.

### 3.4. Ragleigh-Ritz Yöntemi:

$$-\nabla^2 \phi = f$$

$$L = -\nabla^2$$

olmak üzere

$$F = \langle L\phi, \phi \rangle - 2 \langle \phi, f \rangle$$

$$F = \int \int \left[ \left( \frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 - 2\phi f \right] dx dy$$

Bu fonksiyonel  $\phi(x,y)$  deneme fonksiyonu ile yaklaşık olarak ifade edilir.

$$\phi = \sum_{j=1}^n a_j \psi_j$$

Bu ifade  $a_j$  bilinmeyen katsayıları öyle belirlenmeli ki fonksiyonel minimum olsun. Yönteme göre deneme fonksiyonu, Koordinat fonksiyonları denilen fonksiyonların toplamı şeklinde ifade edilecek olursa  $\phi, F$  de yerine konularak, fonksiyonel  $\psi(i)$  ve  $a_j$  ler cinsinden yazılmış olur. Burada kullanılan  $a_j$  bilinmeyen katsayılarıdır bu katsayılar,  $F$  minimum olacak şekilde

$$\frac{\partial \phi}{\partial a_j} = 0$$

ifadesinden belirlenir. Burada görüleceği gibi belirlenecek katsayı sayısı kadar denklem meydana gelir. Bu denklemlerin çözümü ile  $a_j$  ler belirlenerek,  $\phi$  deneme fonksiyonu bulunur. Böylece elde edilen  $\phi$ , fonksiyoneli minimum yaparken ilgili Poisson denklemini gerçekleştirmiş olur.

$$F = \int \int \left[ \left( \sum a_j \frac{\partial \psi_j}{\partial x} \right)^2 + \left( \sum a_j \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

Bu ifade  $a_j$  inci katsayıya göre yeniden düzenlenecek olursa

$$F = a_j^2 \int \int \left[ \left( \frac{\partial \psi_j}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right)^2 - 2 \sum_{j=1}^n a_i a_j \left( \frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} + \frac{\partial \psi_i}{\partial y} \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right) \right] dx dy$$

$$- 2a_j \int \int \psi_j f dx dy + a_i \quad \text{'yi içermeyen terimler bu ifadede}$$

kısaltılarak yazılırsa;

$$F = K_{ij} a_j^2 + 2K_{ij} a_j - 2a_i b_i + a_i \quad \text{'yi içermeyen terimler}$$

F nin minimum olması için

$$\frac{\partial F}{\partial a_j} = 0$$

olmalıdır. Buradan

$$\frac{\partial F}{\partial a_j} = 2A_{jj} a_j + 2A_{ij} - 2b_i = 0$$

$$A_{jj} a_j + A_{ij} = b_i$$

ve genel olarak ifade edilecek olursa

$$\sum_{j=1}^n A_{ij} a_j = b_i \quad i = 1, 2, \dots, n$$

elde edilir. Buradaki katsayılar açık olarak ifade edilirse

$$A_{ij} = \int \int \left( \frac{\partial \Psi_i}{\partial x} \frac{\partial \Psi_j}{\partial x} - \frac{\partial \Psi_i}{\partial y} \frac{\partial \Psi_j}{\partial y} \right) dx dy$$

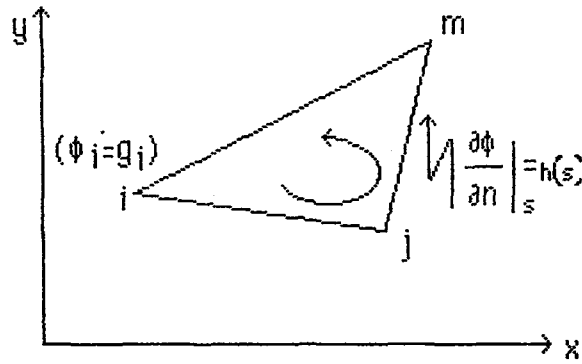
$$b_{ij} = \int \int \Psi_i f dx dy$$

şeklindedir.

### 3.5. Sonlu Elemanlar ve Ragleigh-Ritz Yöntemi

Sonlu Elemanlar Yönteminin esası, karmaşık sınır koşulları nedeniyle tüm çözüm bölgesi için bir potansiyel fonksiyonu bulmanın mümkün olmadığı durumlarda, çözümü sonlu küçük elemanlar içinde aranmasına dayanır. Çözüm için elemanları geometrik yapısı aynı kalmak koşulu ile tüm çözüm bölgesi aynı geometrik elemanlara bölünür. Bu geometrik elemanlar üçgen, dörtgen ve benzeri şekiller olabilir. Düzensiz şekillerde ve gelişigüzel bölümlendirmelerde üçgen elemanlar kolaylık sağlar. Böyle elemanlar sınır yüzeylere kolayca uyum sağlar. Bu üstünlüklerinden dolayı bu çalışmada üçgen elemanlar kullanıldı.





**Şekil 3.2** Bir Üçgen Eleman

Şekil 3.2' deki birtek üçgen eleman için deneme fonksiyonu

$$\phi(x,y) = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 y$$

olarak birinci derecede bir polinomla ifade edilir. Bu deneme fonksiyonunda  $\phi$ ,  $x$  ve  $y$ 'ye göre doğrusal bir şekilde değişmektedir. Eğer üçgenin köşelerinde potansiyeller  $\phi_i$ ,  $\phi_j$ ,  $\phi_m$  ise, deneme fonksiyonu bu köşe noktalarında bu değerleri sağlamak zorundadır. Bu nedenle aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\alpha_0 + \alpha_1 x_i + \alpha_2 y_i = \phi_i$$

$$\alpha_0 + \alpha_1 x_j + \alpha_2 y_j = \phi_j$$

$$\alpha_0 + \alpha_1 x_m + \alpha_2 y_m = \phi_m$$

Şekil 3.2'deki üçgenin alanı, köşe kordinatları cinsinden

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_m & y_m \end{bmatrix}$$

dir. (3.1) ifadelerinden  $a_0$ ,  $a_1$  ve  $a_2$  değerlerini bularak deneme fonksiyonunda yerine yazmak üzere aşağıdaki kısaltmalar yapılarak

$$a_i = x_j y_m - x_m y_j$$

$$a_j = x_m y_i - x_i y_m$$

$$a_m = x_i y_j - x_j y_i$$

$$b_i = y_i - y_m$$

$$b_j = y_m - y_i$$

$$b_m = y_i - y_j$$

$$c_i = x_m - x_i$$

$$c_j = x_i - x_m$$

$$c_m = x_j - x_i$$

$$N_i = (a_i + b_i x + c_i y) / 2\Delta$$

$$N_j = (a_j + b_j x + c_j y) / 2\Delta$$

$$N_m = (a_m + b_m x + c_m y) / 2\Delta$$

elde edilir. Bu yeni tanımlamalar deneme fonksiyonundaki yerlerine yazılacak olursa

$$\Phi_{(x,y)} = N_i(x,y)\Phi_i + N_j(x,y)\Phi_j + N_m(x,y)\Phi_m \quad (3.2)$$

bulunur. Burada kullanılan N fonksiyonlarına **Şekil Fonksiyonları** veya **Enterpolasyon Fonksiyon** denir. Byolce elde edilen  $f(x,y)$  deneme fonksiyonu, üçgenin köşeleri dahil her tarafında geçerlidir. Her köşede o köşeye ait Şekil fonksiyonunun değeri 1, diğer köşelere ait Şekil fonksiyonlarının değeri 0'dır.

Her bir üçgen eleman içinde, potansiyel fonksiyonunun Laplace Diferansiyel denklemini sağladığı varsayıldığından, homojen sınır koşullarında Laplace denklemine karşı düşen fonksiyonel

$$F = \int \int \left[ \left( \frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

dir. potansiyel fonksiyonları yerine 3.2 elde edilen deneme fonksiyonu kullanılırsa

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = \phi_i \frac{\partial N_i}{\partial x} + \phi_j \frac{\partial N_j}{\partial x} + \phi_m \frac{\partial N_m}{\partial x} = (b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m) / 2\Delta$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial y} = \phi_i \frac{\partial N_i}{\partial y} + \phi_j \frac{\partial N_j}{\partial y} + \phi_m \frac{\partial N_m}{\partial y} = (c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m) / 2\Delta$$

$$F = \left[ \frac{(b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m)}{2\Delta} \right]^2 \int \int dx dy + \left[ \frac{(c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m)}{2\Delta} \right]^2 \int \int dx dy$$

bulunur. Buradan

$$\Delta = \int \int dx dy \quad \text{olmak üzere}$$

$$F = \frac{1}{4\Delta} \left[ (b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m)^2 + (c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m)^2 \right]$$

elde edilir.

$F = f(\phi_i, \phi_j, \phi_m)$  de  $F$ 'yi minimum yapan  $\phi_i, \phi_j, \phi_m$  değerlerini bulmak için, değişkenlere göre kısmi türev alınır:

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_i} = 2 \left[ \frac{(b_i^2 + c_i^2)}{4\Delta} \phi_i + \frac{(b_i b_j + c_i c_j)}{4\Delta} \phi_j + \frac{(b_i b_m + c_i c_m)}{4\Delta} \phi_m \right]$$

Burada

$$S_{ii} = \frac{b_i^2 + c_i^2}{4\Delta}$$

$$S_{ij} = \frac{b_i b_j + c_i c_j}{4\Delta}$$

$$S_{im} = \frac{b_i b_m + c_i c_m}{4\Delta}$$

ve benzer şekilde

$$S_{jm} = \frac{b_j b_m + c_j c_m}{4\Delta}$$

$$S_{jj} = \frac{b_j^2 + c_j^2}{4\Delta}$$

$$S_{ji} = S_{ij}$$

$$S_{mi} = S_{im}$$

$$S_{jm} = S_{mj}$$

kısaltmalarıyla

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_i} = 2 (S_{ii} \phi_i + S_{ij} \phi_j + S_{im} \phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_j} = 2 (S_{ji} \phi_i + S_{jj} \phi_j + S_{jm} \phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_m} = 2 (S_{mi} \phi_i + S_{mj} \phi_j + S_{mm} \phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi} = \frac{\partial F}{\partial \phi_i} + \frac{\partial F}{\partial \phi_j} + \frac{\partial F}{\partial \phi_m} = 0$$

$$2 \begin{bmatrix} S_{ii} & S_{ij} & S_{im} \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mi} & S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

elde edilir. Şekilde verildiği haliyle  $\phi_j = g_j$  sınır koşulu matrisin ilk satırına yerleştirilirse

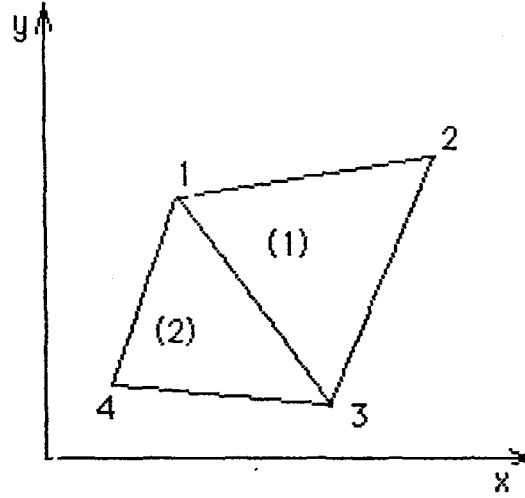
$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mi} & S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ve bu matris düzenlenerek

$$\begin{bmatrix} S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_i S_{ji} \\ -g_i S_{mi} \end{bmatrix}$$

elde edilir.

### 3.6. Üçgen Elemanların Birleştirilmesi:



Şekil 3.3 İki Üçgen eleman

Matematiksel çözümün doğruluğunu artırmak için çözüm bölgesi çok sayıda elemana ayrılır. Bu durumda elemanlar arası ilişkilerin belirlenmesi gerekir. Şekil 3.3 'te iki elemana bölümlenmiş olan çözüm bölgesi görülüyor. Her iki eleman için geçerli olan bir fonksiyonel vardır.

$$F = F^{(1)} + F^{(2)}$$

Bu fonksiyonellerin herbirinin ayrı ayrı minimizasyonu ile elde edilen denklem takımı kısım 3.5 te verildi. Bu denklem takımları

1. Elemanda

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ 1 & 1 & 1 \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ 1 & 1 & 1 \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ve 2. Elemanda

$$\begin{bmatrix} S_{11}^2 & S_{13}^2 & S_{14}^2 \\ S_{31}^2 & S_{33}^2 & S_{34}^2 \\ S_{41}^2 & S_{42}^2 & S_{44}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

şeklindedir. Bu iki eleman arasındaki ilişkiyi veren denklemlerden, gerekli matematiksel işlem sonunda aşağıdaki denklem takımı elde edilir:

$$\begin{bmatrix} S_{11}^1 + S_{11}^2 & S_{12}^1 & S_{13}^2 & S_{14}^1 + S_{14}^2 \\ S_{21}^1 & S_{22}^1 & 0 & S_{24}^1 \\ S_{31}^2 & 0 & S_{33}^2 & S_{34}^2 \\ S_{41}^1 + S_{41}^2 & S_{42}^1 & S_{43}^2 & S_{44}^1 + S_{44}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

S terimlerinin üst indisleri eleman numaralarını, alt indisleri de düğüm numaralarını göstermektedir. Bu esas denklem takımından anlaşılacağı gibi matrisin her bir katsayısı, bir düğüme komşu olan elemanlardan dolayı komşuluk ilişkisi bulunan diğer düğümlerden gelen katsayıların toplamından oluşmaktadır. İki den fazla elemanın ilişkisi de benzer şekilde olur.

İki üçgen elemandan fazla elemandan oluşan çözüm bölgesinden elde edilen denklem takımına dikkat edildiğinde matrisin bant yapıda olduğu görülür. Matrisin bant genişliğini, bir üçgen elemanın iki düğüm numarası arasındaki fark sayısının en büyüğü olan sayı belirler. Bant genişliğini mümkün olduğu kadar küçük tutabilmek için üçgen elemanların düğümleri

numaralandırırken, komşu iki düğüm numarası arasındaki farkın mümkün olduğu kadar küçük tutulması gerekir.

### **3.7. Bant Formundaki Esas Matrisin Vektör Formunda Elde Edilmesi**

Bant yapıdaki esas matris; çözüm bölgesi, çok sayıda üçgen elemanlara bölünmüş problemlerde, bilgisayar hafızasında çok sayıda yer işgal eder. Bilgisayarların hafıza kapasitelerinin sınırlı olması, daha hassas çözümler elde edebilmek için, çözüm bölgesinin çok sayıda üçgen elemanlara bölünmesini engeller. Bu kötü durumu ortadan kaldırmak için bant yapı dışındaki, değerinin sıfır olduğu bilinen katsayılar için bilgisayar hafızasında yer ayırmamak gerekir. Bunun için esas matris elde edilmeden ilk satırdan başlanarak her satır uygun bant genişliğine göre bir vektör içinde depo edilir. Çözüm için kare katsayı matrisi yerine bu vektör kullanılır. (KÜRÜM, 1990)



#### 4. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE ANALİZ VE SONUÇLAR

ARM'nin ani ve kararlı durum performansının belirlenmesi için, rotor konumunun ve uyarma akımı genliğinin bir forksiyonu olarak magnetik akının bilinmesi gerekir. ARM'undaki magnetik doyumun derecesi hemen hemen diğer motor çeşitlerinden daha fazladır.

Sonlu eleman analiz metodu, katsayı fonksiyonları nonlineer olan ve sınırı dikdörtgen olmayan yerlerde genelde tercih edilen yaklaşım kabul edilir. (Moghbelli vd,1988; Lindsay vd,1986)

**A** magnetik vektör potansiyeli şöyle tanımlanır:

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (4.1)$$

Burada **B** magnetik akı yoğunluğu olup **A**'ya diktir.

Elektrik makinalarında magnetik alanları ifade eden Maxwell'in iki elektromagnetik alan eşitliği şöyledir:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (4.3)$$

Burada **H**, magnetik alan şiddeti ve **J** ise akım yoğunluğudur. **B** ile **H** arasındaki ilişki kullanılarak;

$$\mathbf{H} = \gamma \mathbf{B} \quad (4.4)$$

yazılabilir. ARM'undaki magnetik akı, hesaplanan **A** magnetik vektör potansiyeli ile belirlenir (Silvester, Chari,1970). Bunu iki boyutlu kartezyen sistemde nonlineer Poisson denklemi sağlar.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y} \right) = -\mathbf{J} \quad (4.5)$$

Burada  $\gamma$  (hem magnetik akı yoğunluğunun hem de rotor konumun bir fonksiyonu olan) magnetik relüktivitedir ve **J** akım yoğunluğudur.

(4.5)'in nümerik çözümü usûlüne göre yapabilmek için problem nonlineer enerji fonksiyonu  $F(A)$ , bilinen sınır şartlarını sağlayacak şekilde terimlerle açıklanabilir:

$$F(A) = \int_R \int \left[ \int_0^B \gamma B dB - JA \right] dx dy \quad (4.6)$$

Burada  $R$ , gözönüne alınan  $x$ - $y$  düzleminde iki boyutlu alan bölgesidir. İlk integral  $R$ 'de depolanan magnetik enerjiyi verir ve ikinci integral ise  $R$ 'de biriken giriş enerjisini verir. (4.5) denklemi, (4.6)'ya verilen  $F(A)$  enerji fonksiyonunun Euler denklemdir.

$$\frac{\partial F}{\partial A} = \int \left[ \frac{\partial}{\partial A} \int_0^H H dB - J \right] dV = 0 \quad (4.7)$$

Bu değişim yönteminin nümerik uygulanması, iki boyutlu alan bölgesi  $R$ 'nin değişik büyüklükte üçgen elemanlara bölünmesini gerektirir. Bu bölümde her bir üçgen elemandaki  $A$  değişen alanın davranışı kesinlikle belirlenir.

Nümerik çözümler dıştaki sınır noktalarına sıfır magnetik vektör potansiyeli tatbik edilerek elde edilir. İki boyutlu sonlu eleman metodu aşağıdaki kabulleri içermektedir. (Lindsay vd,1985; Moghbelli vd,1988)

1)  $A_x$  ve  $A_y$  bileşenleri sıfır olan  $A$ , yatay doğrultuda bir vektördür, böylece magnetik alan  $B$ ,  $B_x$  ve  $B_y$  olmak üzere iki bileşene sahiptir.

2) Histerize etkileri ihmal edildi.

3) Her bir iletkendeki akım yoğunluğu düzgündür (tek formdadır).

4) Sürülme akımı alçak frekans içerdiğinden ihmal edilmiştir.

5) Yatay yönde girdap akımları için çelik sacların gösterdiği bağlı yüksek direnç sebebiyle demirde endüklenen iletim akımı ihmal edilmiştir.

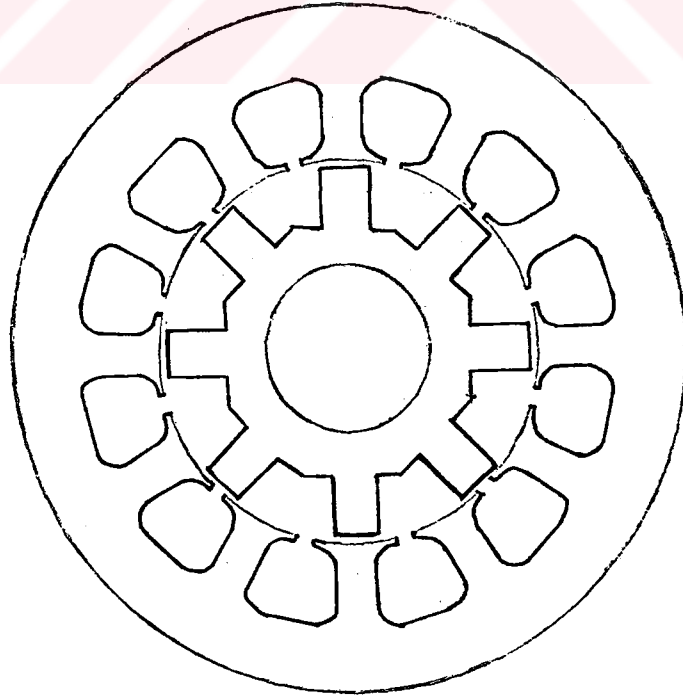
6) Motorun dışındaki alanlar sıfıra eşittir.

7) Çekirdek permabiliteleri yani mıknatıslanma karakteristikleri aynıdır.

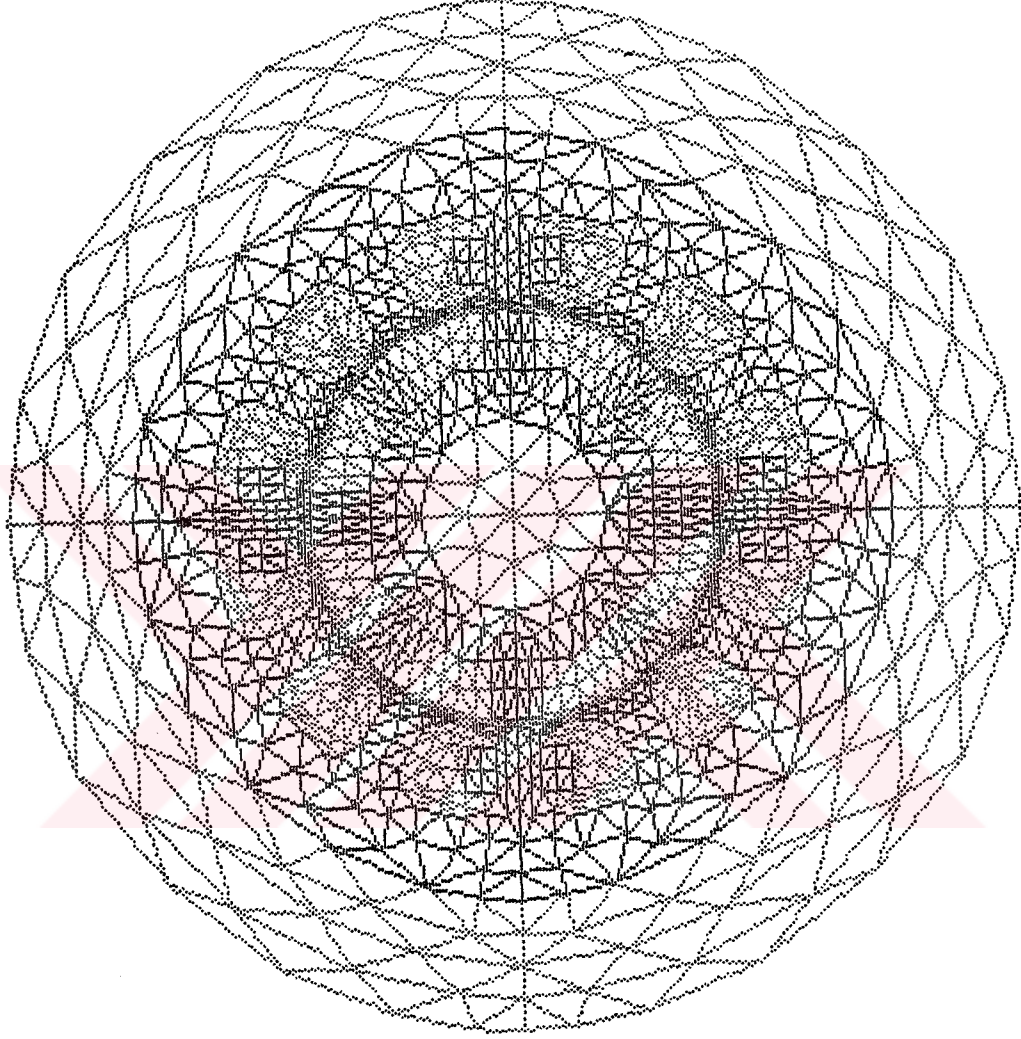
8) Stator dış çizgisi haricindeki dış çizgide magnetik alan sıfıra eşittir.

#### 4.1. ARM Modeli

Bu analiz için kullanılan ARM dış çizgileri ile Şekil 4.1 de görülmektedir. Bu motor statorda 12 kutuba ve rotorda 8 kutuba sahiptir. Stator sargılarının herbir çifti, 6 bağımsız faz sargıları olarak seri bağlanmıştır.



Şekil 4.1 Performansı hesaplanan ARM'in 1/1 ölçeğinde şekli



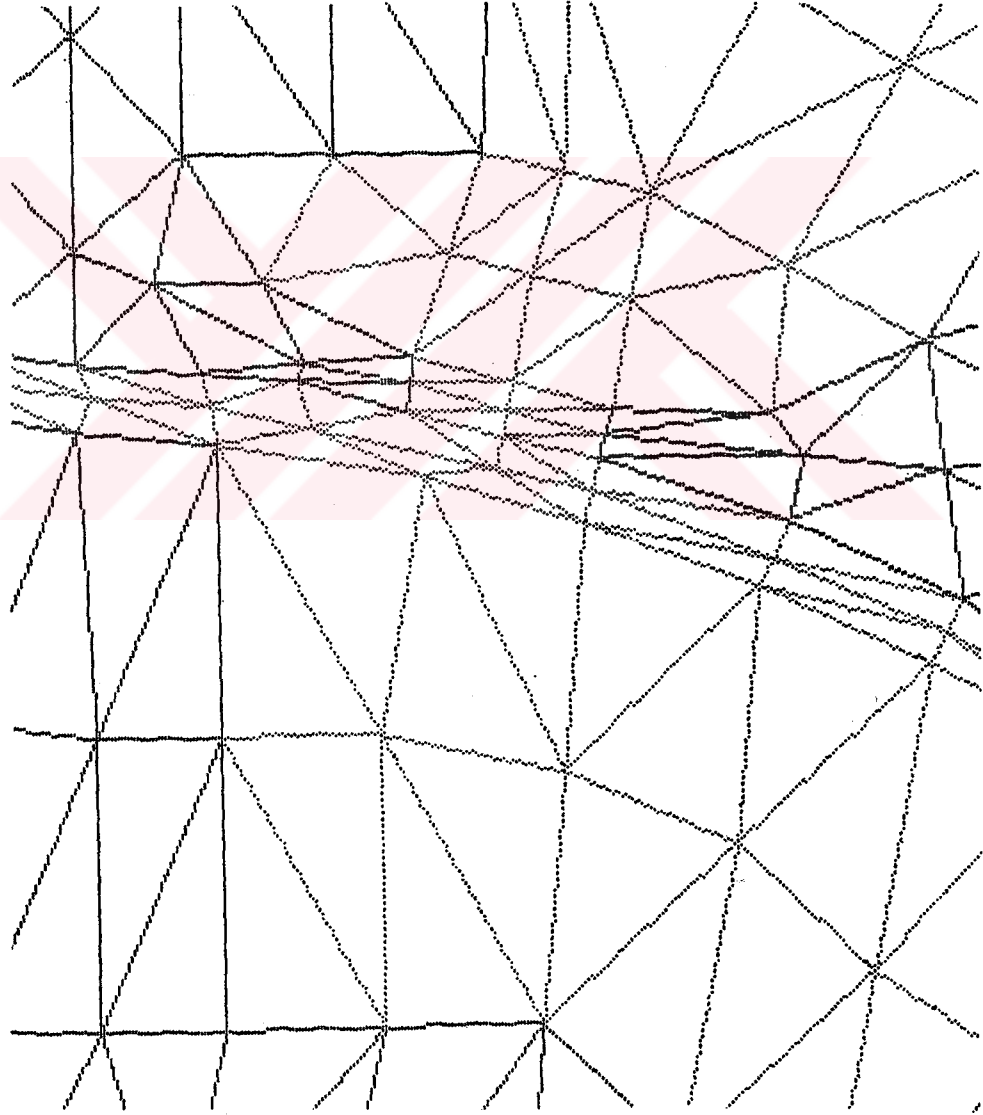
**Şekil 4.2** ARM'nin üçgenlere bölünmüş şekli

#### **4.1.2. Motorun Parametreleri**

Motorun başlıca boyutları	:
Stator göbeğinin dış çapı	: 90 mm
Stator iç çapı	: 50 mm

Demir çekirdeğin uzunluğu	: 95 mm
Hava aralığı mesafesi	: 0,40 mm
Rotor kutubunun yüksekliği	: 7,62 mm
Milin çapı	: 22 mm

Milin döküm çeliğinden yapılmış olduğu kabul edilmiştir. Hava aralığı ile sargı oluklarının permabilitesi  $\mu_r=1$ , milin permabilitesi  $\mu_r=100$  ve stator ile rotor sacının permabilitesi  $\mu_r = 3500$  alınmıştır.



**Şekil 4.3** Hava aralığı, şekilde görüldüğü gibi küçük üçgenlere bölündü.

### 4.1.3. ARM Sargıları ve Uyarma

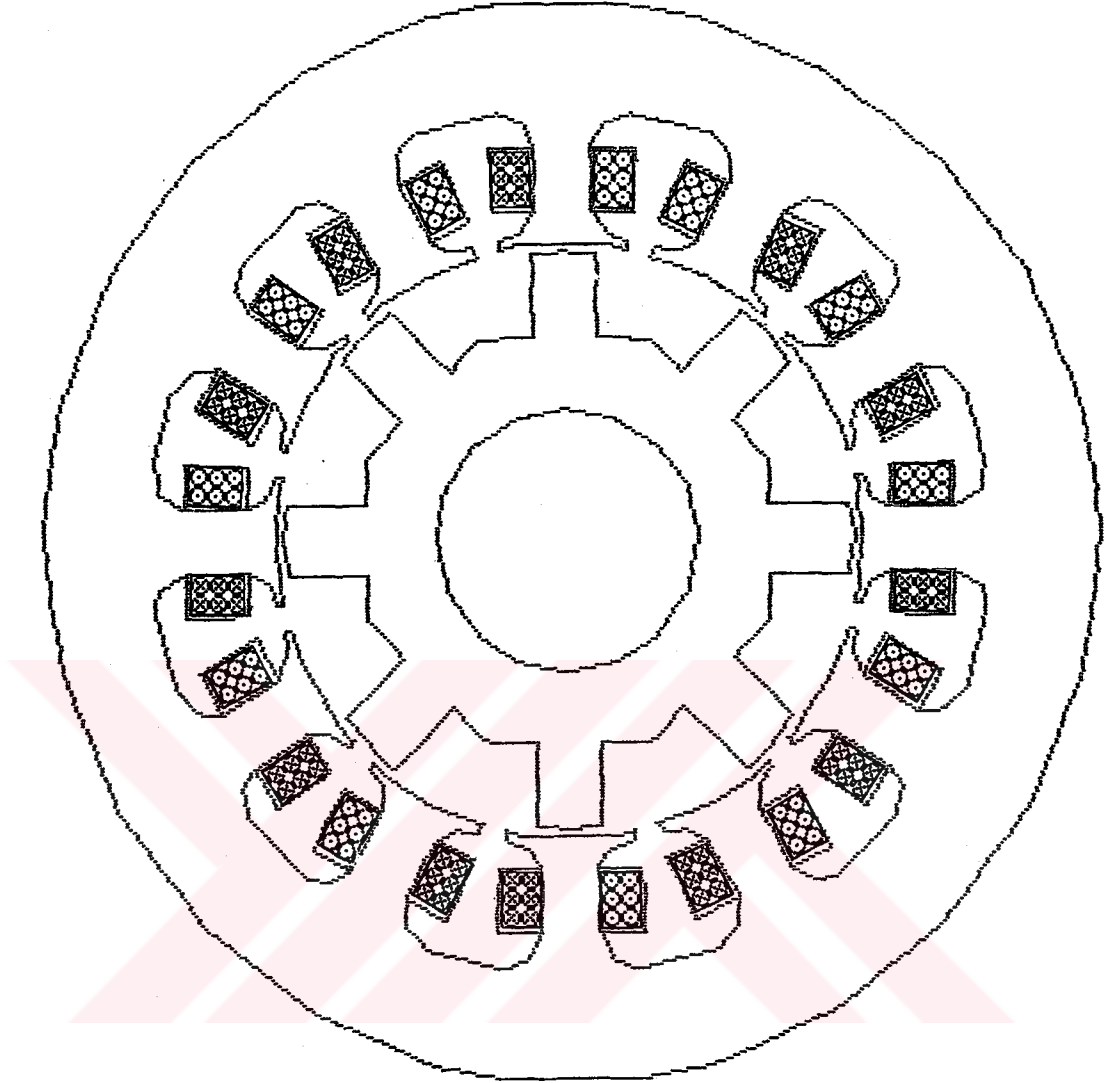
İncelenen ARM'de her bir kutup sargısında akan akımların yönü Şekil 4.3'de gösterilmiştir. Stator sargılarının yalıtımı ihmal edildi. Stator sargılarının uyarılmasında dikdörtgen dalga gerilim kullanılmıştır.

ARM'nin üçgenlere bölünmüş hali Şekil 4.2'de görülmektedir. Değişik konumlardaki koenerjiyi hesaplamak için  $\theta=2^\circ$  artma ile  $0^\circ$  den  $15^\circ$  ye kadar rotorun değişik konumları için ARM modeli üçgenlere bölündü. Şekil 4.2  $\theta=0^\circ$  için tüm bölgenin üçgenlere bölünmüş halini gösterir. Düşey stator ve rotor kutup çiftleri arasındaki hava aralığı (0,40 mm) daha küçük üçgenlere bölündü. Her bir  $\theta$  açısı için ARM'ye ilişkin hesaplamaların yapıldığı kısım 2624 elemana bölündü. Bu bölüm 1329 düğüm içermektedir. Akımın oluk bölgesinde içten dışa düzgünce dağılmış olduğu kabul edildi.

### 4.2. Magnetik Akı Dağılımı ve Magnetik Akı

A, magnetik vektör potansiyel değerlerinden magnetik alan analizini yapmak son derece kolaydır. Akı dağılımı, değişik magnetik devrelerde kaçak akımın faydalı akıya oranı ile makinanın değişik kısımlarında magnetik doyumun derecesi belirlenir. Akı dağılımı çizgileri, tasarımcıya doyumdan kaçmak için çeliğin eklenmesi, çeliğin kaldırılması ile değeri ve yerini koruyan kısmı gösterir.

$I=6.5$  Amper akımla uyarılan A fazı ve  $0^\circ$  rotor konum açısı için ARM'nin akı dağılımı Şekil 4-4'de gösterilmiştir. Fazlardan ikisinin eş zamanlı uyarılmasıyla oluşan akı dağılımı sadece bir fazın uyarılması



**Şekil 4.4** Her bir kutup üzerindeki sargılardan geçen akımların yönleri

sonucundaki akı dağılımına benzememektedir. Örnekler Şekil 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9'da görülmektedir.

Magnetik akı  $\phi$  iki boyutlu düzlemde

$$\phi = \int_R B ds \quad (4.8)$$

den hesaplanmaktadır.

### 4.3. Akı, İndüktans ve Ortak İndüktans

Akı,  $\lambda$

$$\lambda = N \cdot \phi \quad (4.9)$$

ile tanımlanır veya

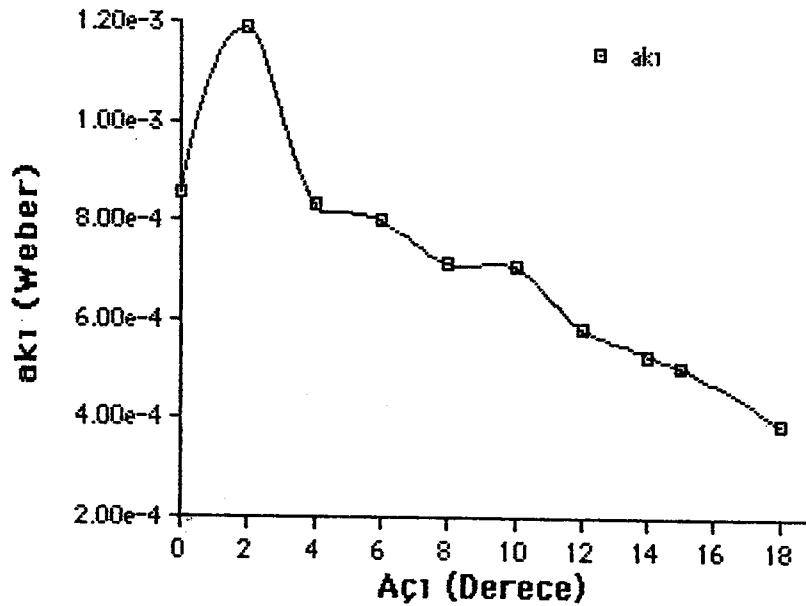
$$\lambda = N \oint A \, dl \quad (4.10)$$

dir. Burada  $N$  stator sargısındaki sarım sayısıdır,  $\phi$  ise her bir stator kutup sargısının magnetik akısıdır.

Akı nonlineer malzeme içeren  $S$  alanlı iki boyutlu bir bölgede sürülme akımı olmaksızın Maxwell'in denkleminde çıkarılabilir.

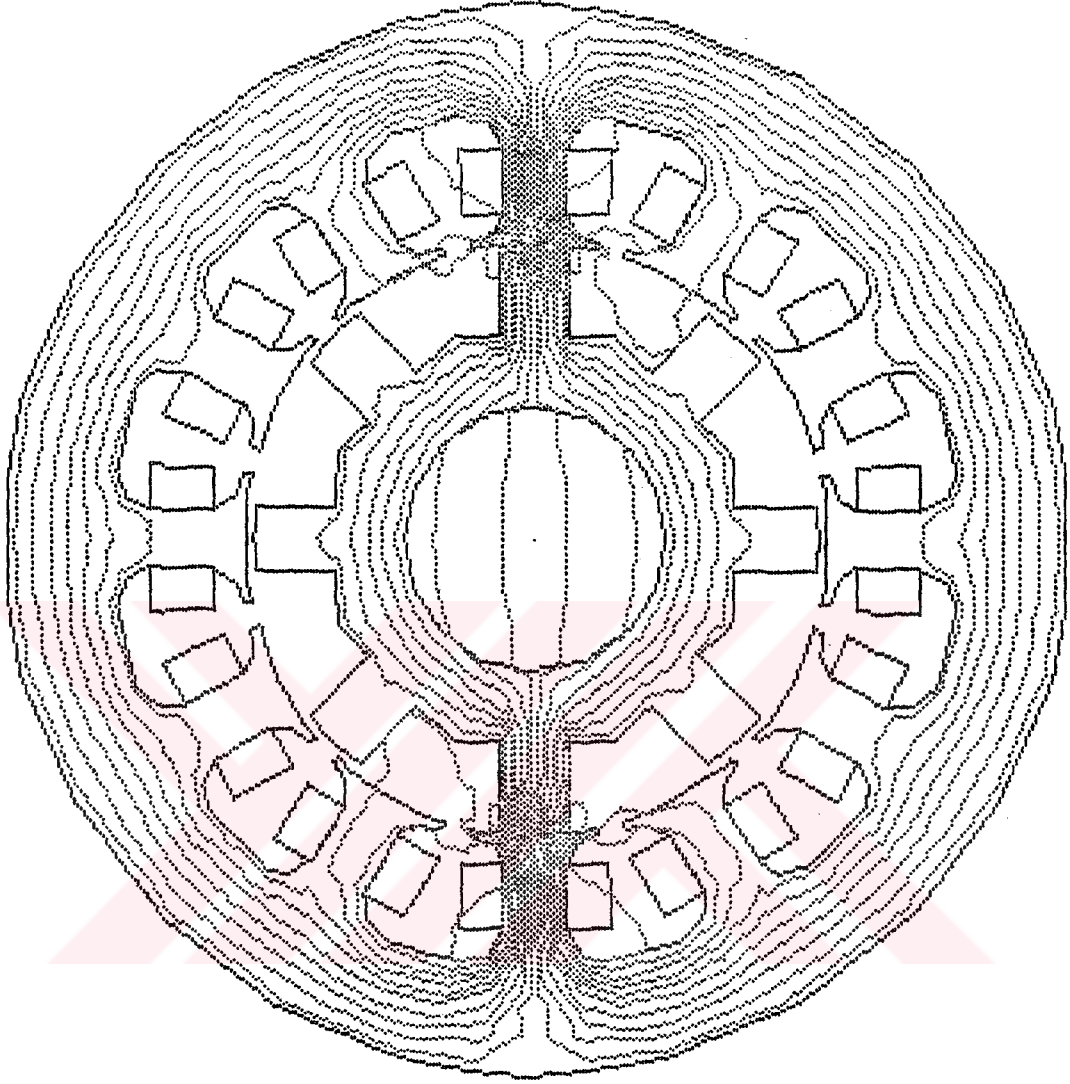
Akı;

$$\lambda = N d \frac{\int A \, J \, ds}{\int J \, ds} \quad (4.11)$$



Şekil 4.5 .Rotor konumuna göre akının değişim grafiği



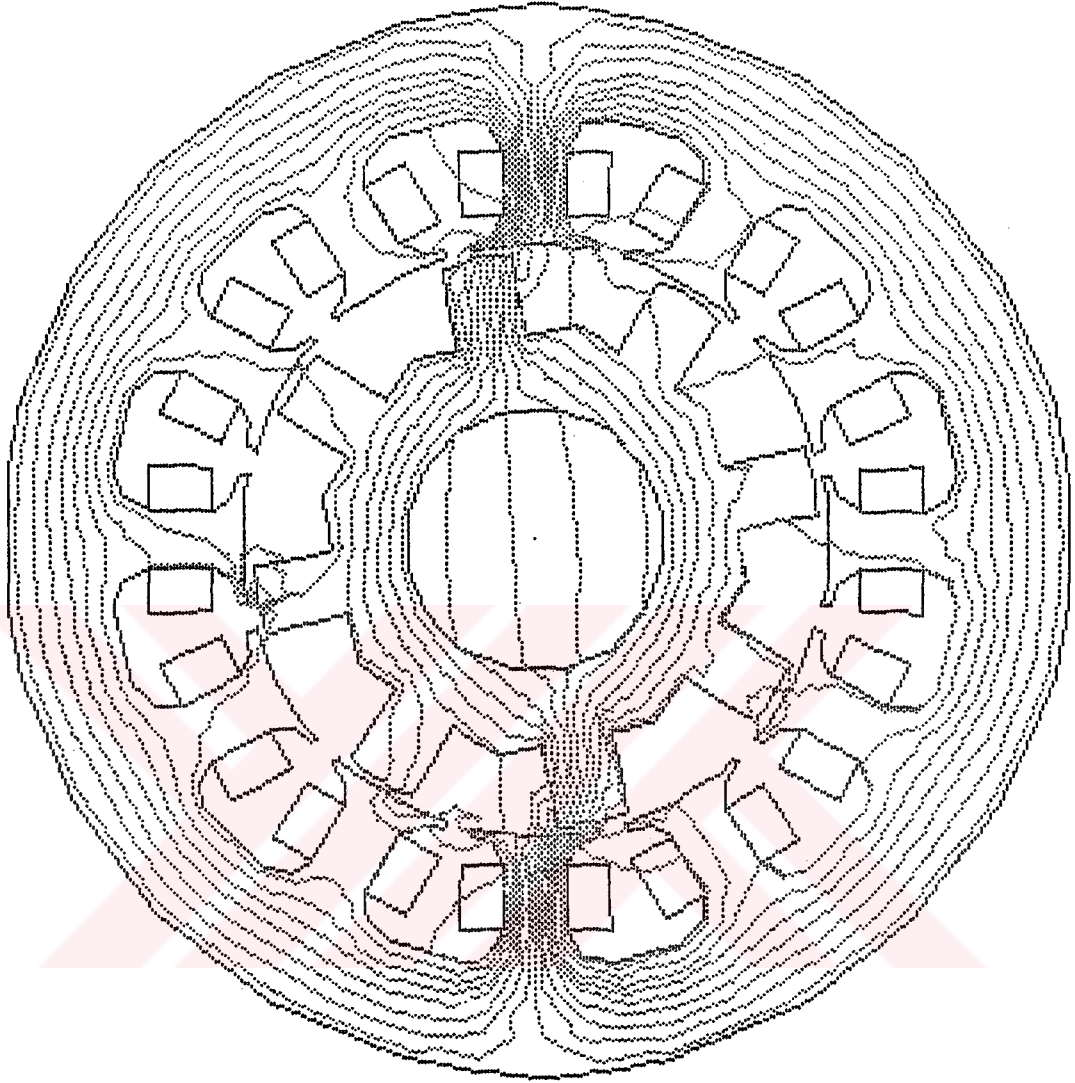


Şekil 4-6 Sadece A fazı uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta = 0^\circ$ )

sabittir. Burada  $\lambda$ , bir oyuktaki akıdır;  $N$ , herbir stator sergisindeki sarım sayısıdır;  $J$ , bir oyuktaki akım yoğunluğu;  $A$ , magnetik vektör potansiyeli;  $S$ , yüzey alanı ve  $d$ , bölgenin derinliğidir. (Mogbelli,1988). Oluğta  $J$ 'nin üniform dağılımını kabul ederek;

$$\lambda = N A_{ort}$$

(4.12)

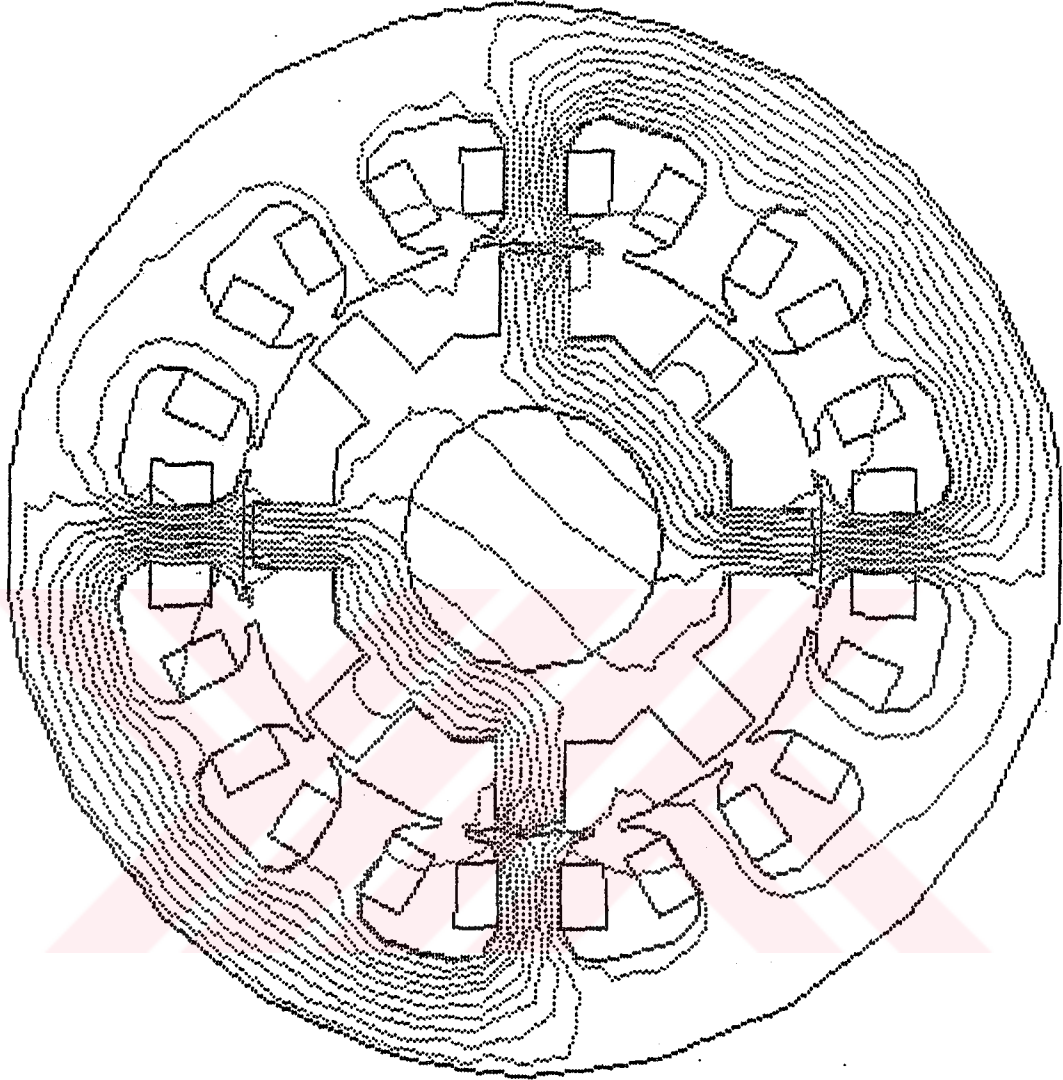


Şekil 4-7 Sadece A uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta = 12^\circ$ )

yazılabilir. Burada Aort, oyuktaki tüm düğümlerin ortalama vektör potansiyel değeridir. L indüktansı, aşağıdaki tanımlaması kullanılarak  $\lambda$ 'dan bulunabilir:

$$L = \frac{\partial \lambda}{\partial I} \quad (4.13)$$

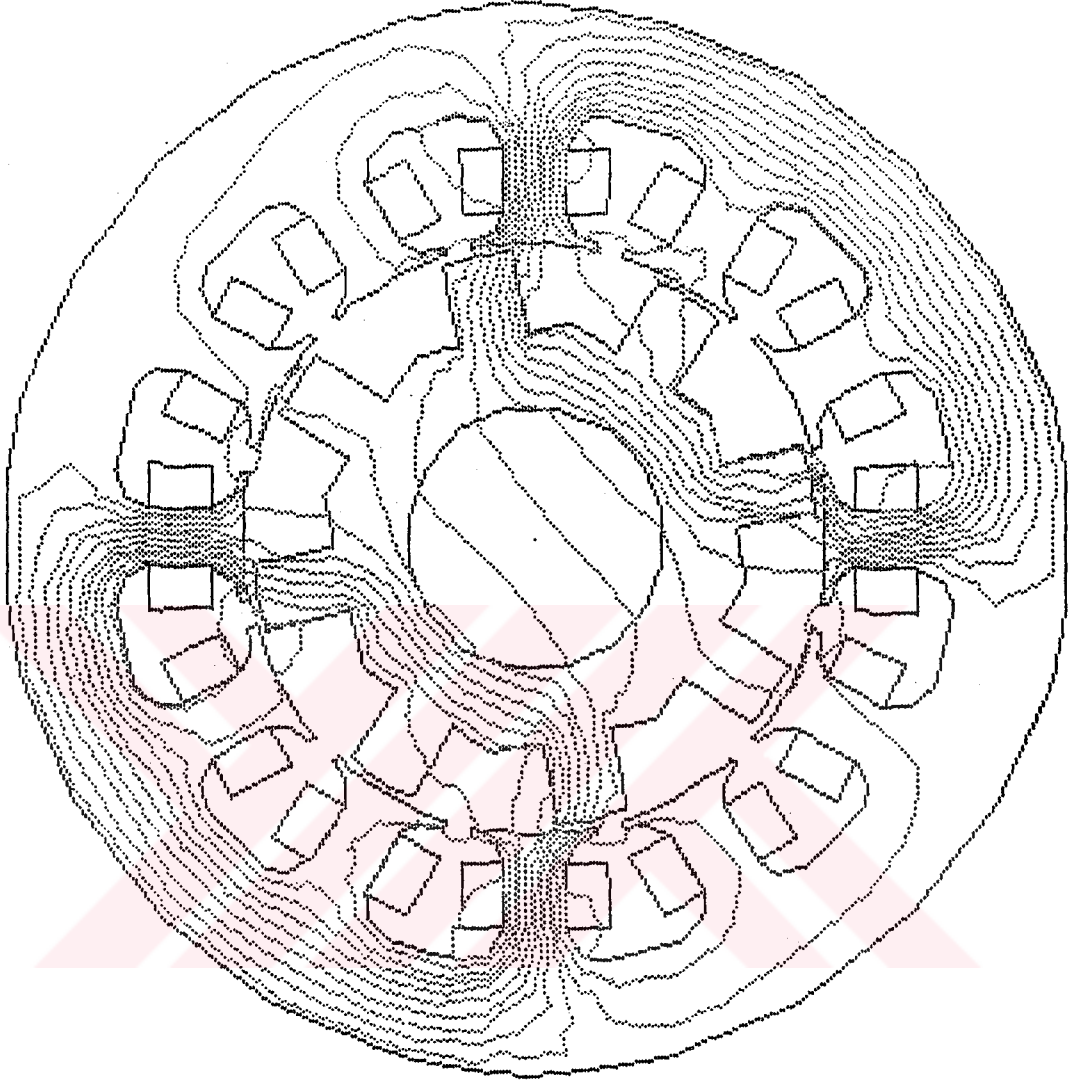
Burada I, bir iletkendeki akımdır.



**Şekil 4-8** Sadece A ve D fazının birlikte uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta = 0^\circ$ )

#### 4.4. Faz Akımı ve Dalga Şekli

Magnetik devre ve mıknatıslanma eğrilerine ek olarak uyarma anahtarlanmasının iletim ve kesim açıları faz akımı dalga şeklini etkileyecektir (Moghbelli vd,1991).



**Şekil 4-9** Sadece B ve E fazının birlikte uyarılmış hali için akı dağılımı ( $\theta = 12^\circ$ )

Genel olarak iletim, rotor kutupları stator kutuplarıyla üst üste gelmeye başlamadan, kesim ise kutuplar tam çakışık konuma gelmeden önce olacaktır. En iyi performans için bu açılar, hem hızın ve hem de momentin bir fonksiyonu olarak ayarlanmalıdır. İlave olarak, akım dalga şekilleri, her çalışma şekli için farklıdır. Yüksek hızda çalışmada uygulanan gerilimin süresi, düşük hızda çalışma süresinden çok kısadır.

ARM'nin bir fazı için gerilim denklemi:

$$\vec{V} = R\vec{i} + \frac{d}{dt}\vec{\lambda} \quad (4.14)$$

Ardışık iki fazın üst üste gelmesinden dolayı (4.14) eşitliği her bir faz için şu şekilde geliştirilebilir:

$$V_a = R i_a + \frac{d}{dt}\lambda(i_a, i_b, \theta) \quad (4.15)$$

$$V_b = R i_b + \frac{d}{dt}\lambda(i_b, i_c, \theta) \quad (4.16)$$

$$V_c = R i_c + \frac{d}{dt}\lambda(i_c, i_d, \theta) \quad (4.17)$$

$$V_d = R i_d + \frac{d}{dt}\lambda(i_d, i_e, \theta) \quad (4.18)$$

$$V_e = R i_e + \frac{d}{dt}\lambda(i_e, i_f, \theta) \quad (4.19)$$

$$V_f = R i_f + \frac{d}{dt}\lambda(i_f, i_a, \theta) \quad (4.20)$$

(4.18) ile (4.20) arasındaki ifadelerde ortak indüktans ihmal edilebilecek değerdedir. Böylece tek faz sargısı için gerilim eşitliği, ortak indüktansın etkisi ihmal edildiğinde şöyle yazılabilir:

$$V = R i + \frac{d}{dt}\lambda(i, \theta) \quad (4.21)$$

Burada  $V$ , faz gerilimidir;  $R$ , herbir fazın omik direncidir;  $\lambda$ , ise tek fazın akısıdır. Sabit hızda akı,  $\lambda$ , hem akımın hem de motor konumunun bir fonksiyonudur. (4.21) ifadesi aşağıdaki sonucu elde etmek için geliştirilebilir:

$$V = R i + \frac{d\lambda(i,\theta)}{dt} \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\lambda(i,\theta)}{dt} \frac{di}{dt} \quad (4.22)$$

Sabit hızda, normal çalışmada  $\omega$ ,  $d\theta/dt$  şöyle yazılabilir:

$$\theta = \omega t \quad (4.23)$$

$$d\theta = \omega dt \text{ veya } d\theta/dt = \omega \quad (4.24)$$

$$\text{ve} \\ \frac{di}{dt} = \omega \cdot \frac{di}{d\theta} \quad (4.25)$$

(4.24) ve (4.25) ifadeleri (4.22)'de yerine konursa;

$$V = R i + \omega \left. \frac{\partial \lambda(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i=\text{sabit}} + \omega \frac{di}{d\theta} \cdot \left. \frac{\partial \lambda(i, \theta)}{\partial i} \right|_{i=\text{sabit}}$$

olur.

(4.22) eşitliği verilen  $V$  ve pratik (küçük)  $R$  için, hız  $\omega = d\theta/dt$  arttığında  $di/dt$  düşecektir. Yüksek hızda bu akım değişimi sınırlanacaktır.

Değişik hızlarda uygulanan gerilim ayar edilerek motordan aynı çıkış gücü alınabilir. Akımın genliği, uygulanan gerilimin değişik genliğiyle de kontrol edilebilir.

Akım dalga biçimi, kabullenen doğru metod (Euler metodu diye adlandırılan) kullanılarak (4.26)'daki eşitliğin nümerik integraliyle elde

edilir. Sabit hız için elde edilen sonuçlar, Şekil 4.6'da görülmektedir. Bu analizde stator faz sargılarına uygulanan gerilimin dikdörtgen dalga şekline sahip olduğu kabul edildi. Belirli stator fazı için GTO tristörünün anahtarı kapatıldığı zaman stator sargısını uyaran gerilim, Şekil (2.1 b) de görülen üç fazlı diyot köprüsünden sağlanan dc besleme gerilimi olur.

$\theta$  açık durumunda gerilim anahtarı açıldıktan sonra, motorun çakışık olmayan konumunda fazın minimum indüktansı, faz akımının tepe değere kadar hızlı yükselmesine izin verir. Ardından yükselen indüktans zıt motor kuvveti, akımın tepe değerinden biraz düşmesine neden olur. Çakışık konumda rotorun oluşturacağı maksimum indüktans ulaşılmadan anahtar açılarak  $\theta$  kapalı durumuna getirilir. Daha sonra devreye verilen negatif gerilimle, akım hızlı bir şekilde düşer ve akım besleme kaynağına doğru akar. Akımın genliği,  $\theta$  iletim açısı ile kontrol edilir ve

$$\theta_{\text{iletim}} = \theta_{\text{kapalı}} - \theta_{\text{açık}} \quad (4.27)$$

Aynı bakır kesiti için, akımın genliğini, herbir sargıdaki sarım sayısı etkiler. Sarım sayısı sargı direncine, indüktansına tesir eder ve böylece akımın genliği de etkilenir.

#### 4.5. Magnetik Enerji ve Koenerji

Nonlinear magnetostatik problemlerin enerjisi;

$$W_M = \int_V \left( \int_0^B H dB \right) dV \quad (4.28)$$

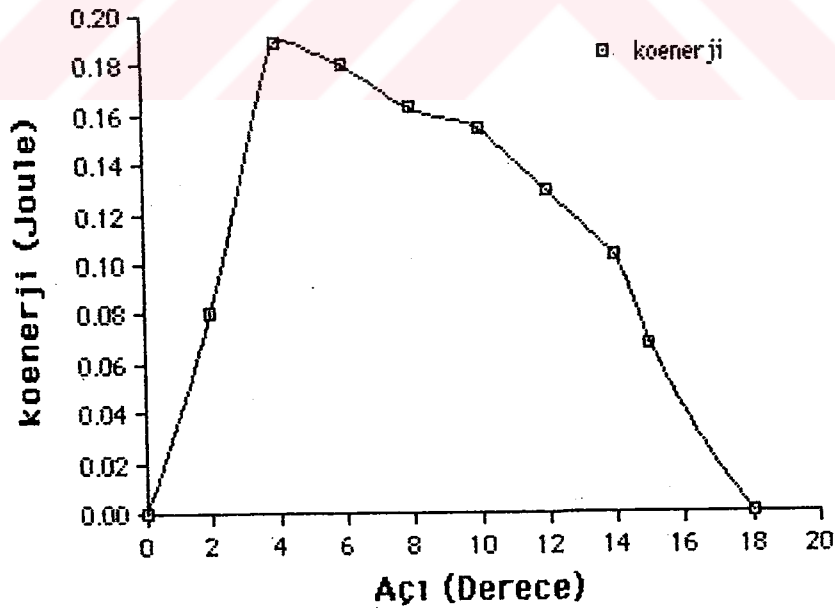
$$W_E = \int_V \left( \int_0^A J dA \right) dV \quad (4.29)$$



formülleri ile hesaplanır (Coulomb, 1984). Burada  $W_m$  depolanan magnetik enerjidir.  $W_E$  ise giriş elektrik enerjisidir. Koenerji;

$$W'(\theta, I) = \int_V \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} dV - \int_V \left[ \int_0^B \frac{B}{\mu(B)} dB \right] dV \quad (4.30)$$

ile tanımlanır (Dawson vd, 1987 ; Wallace vd, 1991). Burada  $\mathbf{A}$ , magnetik vektör potansiyelini;  $\mathbf{J}$ , içinden akım akan iletkenlerin akım yoğunluğunu;  $B$ , magnetik akı yoğunluğunu;  $V$ , motorun hacmini ve  $\mu(B)$ , magnetik akı geçirgenliğini göstermektedir.  $B$ , magnetik akı yoğunluğu  $\nabla \times \mathbf{A}$  dan bulundu.  $\mu(B)$  ise hava bölgesi için  $\mu_0$  ve demir bölgesi için  $\mu_r$  alındı.  $V$  ise herbir üçgen elemanın alanın motor istif genişliği ile çarpımından bulundu.



Şekil 4.10 Bir faz sargısına ilişkin rotor konumu bağı olarak koenerjinin değişim grafiği



$W_M$  ve  $W'$  nonlinear problemlerde tüm sonlu elemanların enerjisi toplanarak elde edilir.

6.5 Amper akım için rotor konumuna bağlı olarak koenerjinin değişim grafiği Şekil 4.10'de görülmektedir.

#### 4.6. Kuvvet ve Momentin Hesaplanması

Bazı elektromagnetik malzemelerin (makinaların) dizaynında, üretilen momentin doğru bilinmesi gerekli olmaktadır. Bu makinaların üretebileceği moment, nümerik hesaplama metodlarıyla elde edilen alan çözümlerinden hesaplanılabilmektedir. Nümerik yolla moment hesaplanmanın birkaç metodu vardır. Bu metodların avantaj ve dezavantajlarını, Coulomb (1984) ve Mizia vd. (1988) makalelerinde ele alıp incelemişlerdir. Burada yapılan hesaplamalarda koenerji metodu kullanılmıştır. Çünkü koenerji metodu diğerlerine göre daha kaba bir bölümlenme kullanma üstünlüğüne sahiptir. Koenerji metodu, rotorun değişik konumları için yeni üçgenlere bölümlendirmeyi gerektirmektedir. Bununla beraber koenerjinin nümerik türevi önemli hatalar içerebilir. Özel teknikler kullanılarak bundan kaçınılabilir. (Dawson vd,1987).

##### 4.6.1. Nonlinear Magnetik Devrelerde Koenerji Metodu Kullanılarak Kuvvet ve Momentin Hesaplanması

Genellikle, elektromagnetik kuvvet koenerjiden hesaplanabilir. Sabit akım için;

$$F_{ort} = \frac{\Delta W'}{\Delta x} \quad (4.31)$$

$\Delta\theta$  dairesel hareket için ortalama moment;

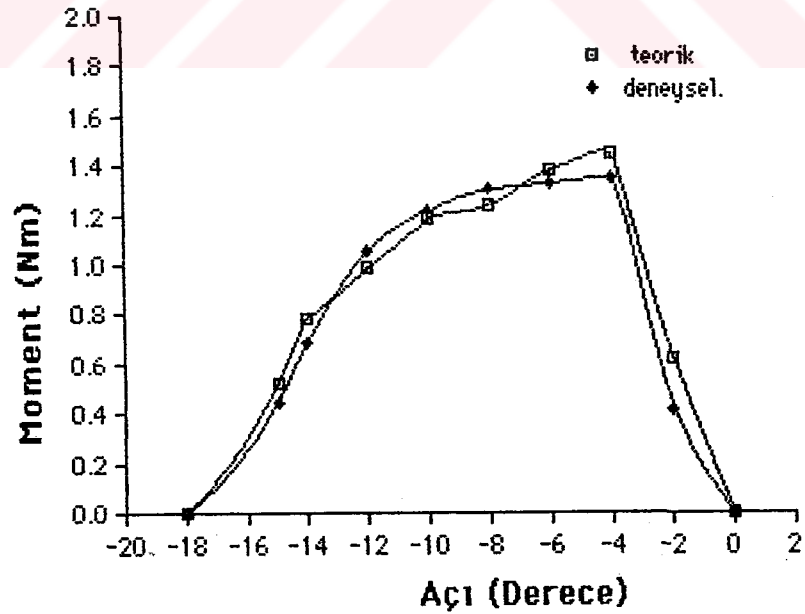
$$T_{ort} = \frac{\Delta W'}{\Delta\theta} \quad (4.32)$$

şeklinde yazılabilir.  $\Delta x$  sıfıra giderken elektromagnetik kuvvet;

$$F_{ort} = \frac{\partial W'(I, \theta)}{\partial x} \quad (4.33)$$

olur. Benzer şekil moment;

$$T_{ort} = \frac{\partial W'(I, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.34)$$



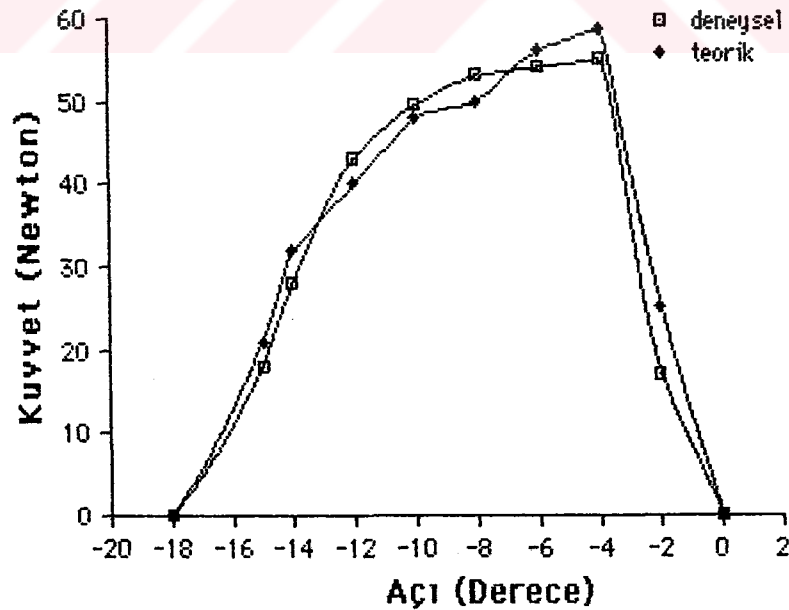
Şekil 4.11 ARM'nin değişik rotor konumları için hesaplanmış moment değerleri.

eşit olur. Gerekli matematiksel işlemlerden sonra (4.34) ifadesi aşağıdaki hali alır (Krishnan vd,1988):

$$T_{ort} = \frac{W'N_s N_r}{4\pi} \quad (4.35)$$

#### 4.6.2. ARM'nin Statik Moment

ARM'nin statik momenti, (4.30) koenerji ve (4.34) moment ifadesi kullanılarak sabit akım için rotor konumuna bağlı olarak hesaplandı.  $I=6.5$  Amper akım için hesaplanmış moment değerleri Şekil 4.12'de görülmektedir.



Şekil 4.12 ARM'nin değişik rotor konumları için hesaplanmış kuvvet değerleri.

**KAYNAKLAR**

- AKBABA, M., FAHARO, S.Q., (1992), Field Distribution and Iron Loss Competition In Reluctance Argument Shaded Pole Motors Using Finite Element Method, **IEEE Trans. On Energy Conversion**, Vol.7, No.2, June, 302, 307
- ARUMUGAM, R., LOWTHER, D.A., KRISHNAN, R., LINDSAY, J.F., (1985), Magnetic Field Analysis of a Switched Reluctance Motor Using a Two Dimensional Finite Element Method, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. MAG-21, No.5, Sept., 1883-1885
- BAGEGNI, A.H., ADAMS, G.E., HOFT, R.G., (1993), Tubular Linear Induction Motor for Hydraulic Capsule Pipeline-PART1: Finite Element Analysis, **IEEE Trans. On Energy Conversion**, Vol.8, No.2, June, 251-256
- BINNS, K., RILEY, C. P., WONG, M., (1985), The Efficient Evaluation of Torque and Field Gradient In Permanent - Magnet Machines With Small Air-Gap, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. MAG-21, No.6, Nov., 2435-2438
- BUJA, G.S., MENIS, R., VALLA, M. I., (1993), Variable Structure Control of An SRM Drive, **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, Vol. 40, No. 1, Feb., 56-63
- CHARI, M.V.K., SILVESTER, P.P., (1981), **Finite Element In Electrical and Magnetic Field Problems**, Jhon Wiley and Sons

COULOMB J.L. MEUNIER, G.,(1984), Finite Element Implementation of Virtual Work Principle for Magnetic or Electric Force and Torque Computation, **IEEE Trans. On. Magnetics**, Vol. MAG-20, 1894-1896

COULOMB, J.L., (1983), A Methodology for The Dermination of Global Electromechanical Quantities From a Finite Element Anaysis and its Application to the Evaluation of Magnetic Forces, Torques and Stiffness, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. MAG-19, No.6, Nov., 2514-2519

DAVIS, R.M., RAY, W.F., BLAKE, R.J., (1981), Inverter Drive Switched Reluctance Motor Circuits and Component Ratings, **IEE PROC.**, Vol. 128, Pt. B, No.2, March, 126-136

DAWSON, G.E., EASTHAM, A.R., MIZIA, J., (1987), Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element. Analysis and Test Results, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. IA-23, No.3, MAY/JUNE, 532-537

DAWSON, G.E., EASTHAM, A.R., MIZIA, J., (1987), Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element. Analysis and Test Results, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. IA-23, No.3, MAY/JUNE, 532-537

EFRAN, F., MERGEN, F., Anahtarlı Relüktans Motorunun Magnetik Alan Akısı Değişiminin Güç Elektroniği Devresi ile Deneysel Olarak Elde

Edilmesi **Elektirik Mühendisliği 5. Ulusal Kongresi**, 1009-1014

EFRAN, F., URAL, A., AR Motorunun Artan Endüktans Değişiminin Deneysel Olarak Belirlenmesi ve Sonuçların Farklı İki Yöntem İle Karşılaştırılması, **Elektrik Mühendisliği 5. Ulusal Kongresi**, 1003-1008

EHSANİ, M., BASS, J.T., MİLLER, T.J.E., STEIGERWALD, R.L., (1987) Development of An Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. IA-23, May/June, 545-553

ERTAN, H.B., HUGHES, A., LAWRENSON, P.J., (1980), Efficient Numerical Method for Predicting the Torque/Displacement Curve of Saturated VR Stepping Motors, **IEE Proc.**, Vol.127, Pt. B, No.4, July, 246-252

ERTAN, H.B., TOHUMCU , M., (1987), Anahtarlı Relüktans Motorlu Tahrik Sistemlerinin Yapıları ve Temel Özellikleri, **Elektirik Mühendisliği II. Ulusal Kongresi**, 735-738

ERTAN, H.B., TOHUMCU, M., (1987), Anahtarlı Relüktans Motorlarının Moment Hız Eğrilerinin Denetimi, **Elektrik Mühendisliği II. Ulusal Kongresi**, 739-742

ERTAN, H.B., TOHUMCU, M., (1987), Anahtarlı Relüktans Motorlarının Performansının Tasarım Amacıyla Hesaplanması, **Elektrik Mühendisliği II. Ulusal Kongresi**, 743-746

FAUCHEZ, M.B., (1988), Magnetic Analysis of A Switched Reluctance Motor Using A Boundary Element-Finite Element Coupling Method, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. 35, No. 4, Nov., 560-571

HARRIS, M.R., FINCH, J.W., MILLER, T.J.E., (1986), A Riew of the Integral Horse Power Switched Reluctance Drive, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, IAS-22, No.4, 716-721

HARRIS, R.M., JHON, W.F., MALLICK, A., MILLER, T.J.E., (1986), A Review of the Integral-Horsepower Switched Reluctance Drive, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol IA-22, No.4, July/august, 716-721

JACK, A.G. FINCH, J.W., WRIGHT, J.P., (1992), Adaptive Mesh Generation Applied to Switched-Reluctance Motor Design, **IEEE Trans. Ind. Appl.** Vol. 28, No. 2, March, 370-375

KRISHNAN, R., BHARADWAJ, A.S., MATTERN, P.N., (1988), Computer-Aided Design of Electrical Machines for Variable Speed Applications, **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, Vol. 35, No.4, Nov., 560-571

KÜRÜM, H.,(1990), **Çift Yanlı Lineer Asenkron Motorların Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi**, F.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Elazığ.

LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M., BLENKINSOP, P.T., CORDA,J., FULTON, N., (1980), Variable Speed Switched Reluctance Motors, **IEE PROC.**, Vol. 127, Pt. B, No.4, July, 253-265

LINDSAY, J.F., ARUMUGAM, R., KRISHNANN, R., (1986), Magnetic Field Analysis of A Switched Reluctance Motor With Multitooth Per Stator Pole, **IEE Proc.**, Vol.133, No.6, Pt.B, Nov., 347-353

LIPO, T.A., (1991), Synchronous Reluctance Machines-A Variable Alternative For AC Drives?, **Electric Machines and Power System**, 659-671

MCFEE,S., LOWTHER, D.A., (1987), Towards Accurate and Consistent Force Calculation in Finite Element Based Computational Magnetostatic, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. MAG-12, No.5, Spet., 3771-3373

MILLER, T.J.E, (1985), Converter Volt-Ampere Requierements of the Switched Reluctance Motor Drive, **IEEE Tran. Ind. Appl.**, Vol. IA-21, No.5, 1135-1144

MILLER, T.J.E, (1989), **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. Oxford Science Publications, New York



MILLER, T.J.E., BOSE, B.K., (1986), Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. IA-22, No.4, July, 708-715

MIZIA, J., ADMIRAK, K., EASTHAM, A.R., DAWSON, G.E., (1988), Finite Element Force Calculation: Comparison of Methods For Electric Machines, **IEEE Trans. On. Magnetics**, Vol.24, No.1, January, 447-450

MOALLEM, M., ONG C.M., (1991), Predicting The Steady- State Performance of A Switched Reluctance Machine, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol 27, No. 6, Nov., 1087-1097

MOGHBELLI, H.H., ADAMS, G.A., HOFT, R.G., (1991), Performance of A 10-Hp Switched Reluctance Motor And Comparison with Induction Motors, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. 27, No. 3, May/June, 531-538

MOGHBELLI, H.H., ADAMS, G.A., HOFT, R.G., (1988), Prediction of the Instantaneous and Steady State Torque of Switched Reluctance Motor Using the Finite Element Method (FEM), **IEE-IAS Annual Meeting**, Oct., 59-70

MOGHBELLI, H.H., ADAMS, G.A., HOFT, R.G., (1991), Prediction of The Instantaneous And Steady-State Torque of The Switched Reluctance Motor Using FEM With Experimental Results Comparison, **Electric Machines And Power Systems**, 287-302

- PENMAN, J., GRIEVE, M.D., (1986), Efficient Calculation of Force in Electromagnetic Devices, **IEE Proc.**, Vol.133, Pt.B, No.4, July, 212-216
- PRESTON, M.A., LYONS, J.P., (1991), A Switched Reluctance Motor Model With Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation, **IEEE Trans. On Magnetics**, Vol. 27, No.6, Nov, 5423-5425
- RAY, W.F., DAVIS, R.M., (1979), Inverter Drive for Doubly Salient Reluctance Motor: Its Fundamental Behavior Linear Analysis and Cost Implications, **Electrical Power Applications**, Vol. 2, No. 6, 185-193
- RAY, W.F., DAVIS, R.M., BLAKE, R.J., (1986), The Control of SR Motors, **CAMC'86 Conference, The University of Minneapolis**, June 10th-12th, Minnesota, 51-59
- RAY, W.F., LAWRENSEN, P.J., DAVIS, R.M., STEPHENSON J.M., FULTON, N.N., BLAKE, R.J., (1986), High Performance Switched Reluctance Brushless Drive, **IEEE Trans. Ind. Appl.** Vol. IA-22, No.4, July/August, 722-729
- SILVESTER, P., CHARİ, M.V.K., (1970), Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems, **IEEE Tran. On Power Apparatus and Systems**, Vol. Pas-89, No.7, Sep/oct., 1642- 1652

SILVESTER, P.P., FERRARI, R.L., (1983), **Finite Element in Electrical Engineering**, Cambridge University Press, New York

STEPHENSON, M., CORDA, J., (1979), Computation of Torque in Doubly Salient Reluctance Motors from Nonlinear Magnetization Data, **IEE Proc.**, Vol.126, No.5, May, 393-396

TOHUMCU, M., (1985), **Optimum Design of Switching Reluctance Motors**, METU Universty, Ph. D. Thesis , July

WALLACE, R.S., TAYLOR, D.G., (1991), Low Turque Ripple Switched Reluctance Motors for Direct-Drive Robotics, **IEEE Trans. On Robotics and Automation**, Vol. 7, No.6, Dec., 733-742

XU, L., RAO, S.C., (1990), Analysis of a New Variable Speed Single Salient Reluctance Motor Utilizing Only Two Transistor Switches, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Vol. 26, No.2, March/April, 229-236

Motors Controlgear, (1983), A Variable-Speed Drive That Took a Century and a Half to Develop, **Electrical Times**.