

135097

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MAKİNASININ ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.Müh. Ersoy BEŞER

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Danışman: Yrd. Doç. Dr. H. Tarık DURU

MAYIS 2004

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MAKİNASININ ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Ersoy BEŞER

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 03 Haziran 2004

Tezin Savunulduğu Tarih : 15 Temmuz 2004

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. H.Tarık DURU

(.....)

Üye

Prof. Dr. Nejat TUNÇAY

(.....)

Üye

Yrd. Doç. Dr. Sabri CAMUR

(.....)

Haziran 2004

SENKRON RELÜKTANS MAKİNASININ ANALİZİ

Ersoy BEŞER

Anahtar Kelimeler : Senkron Relüktans Makinalar, İndüktans Ölçümü, Modelleme ve Simulasyon.

Özet : Bu tezde, öncelikle senkron relüktans makinası (SRM) hakkında günümüze kadar yapılan çalışmalar incelenmiştir. Senkron relüktans makinasının indüktans parametreleri sonlu elemanlar analizi ile rotor konumuna, sargı akımına ve kutup tekerleği yayı (β)' ya bağlı olarak belirlenmiştir. Belirlenen sonuçlar ışığında iki farklı tip rotor tasarımı imal edilmiş (R1 ve R2) ve bu tasarımların rotor konumuna ve sargı akımına bağlı indüktans değişimleri ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları yardımıyla indüktans parametrelerinin üç boyutlu yüzey modelleri çıkarılmıştır. Ölçülen indüktans parametreleri Fourier Dönüşümü ile periyodik fonksiyonlar haline dönüştürülmüştür. İndüktans parametrelerinin değişimleri kullanılarak da a,b,c faz sisteminde makineye ait matematiksel model oluşturulup, modelin simulasyonu yapılmıştır. Yapılanlara ek olarak R1 ve R2 rotor tasarımları için faz-nötr gerilimi V_{an} ve sargı akımı i_a deneysel olarak ölçülmüş ve simulasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

ANALYSIS OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE

Ersoy BEŞER

Keywords : Synchronous Reluctance Machine, Measurement of Inductances, Modelling and Simulation.

Abstract : In this thesis, studies about Synchronous Reluctance Machines (SyncRel) are reviewed. Inductance parameters of SyncRel are determined as a function of rotor position, phase current and pole arc angle(β) by using Finite Element Analysis (F.E.A). According to the results, two different rotor types are manufactured and inductance parameters depend on rotor position and phase current are measured. Using the measurement results surface models of inductance parameters versus rotor position and phase current are formed. Measured inductance parameters are converted into the periodical functions by using Fourier Transform. They are used for building the mathematical model of the machine in the a,b,c phase frame and the model is simulated. In addition phase-neutral voltage(V_{an}) and phase current (i_a) are measured for R1 and R2 and they are compared with simulation results.

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Günümüzde elektrik makinaları üzerine her geçen gün yeni araştırmalar yapılmaktadır. Bilim adamları klasik doğru akım makinalarına, asenkron makinalara ve senkron makinalara alternatif olacak yeni makinalar üzerine araştırmalar yapmaktadırlar. Bu alternatif makinalar arasında senkron relüktans makinaları da yer almaktadır. Bu gelişmelere paralel olarak yeni yeni modelleme ve analiz yöntemleri de geliştirilmektedir. Aynı zamanda gelişen bilgisayar teknolojisi ile birlikte geliştirilen modelleme ve analiz yöntemlerinin uygulanabilirliği kolaylaşmıştır.

Senkron relüktans makinasının indüktans parametrelerinin modellendiği ve senkron relüktans makinasının matematiksel modelinin yapıldığı bu tezde, ileride yapılacak olan çalışmalar için alt yapı oluşturulması amaçlanmıştır.

Bu tez çalışmalarım süresince her türlü desteğini esirgemeyen tez danışmanım Yrd.Doç.Dr.H.Tarık DURU' ya, değerli hocalarım Yrd.Doç.Dr.Sabri ÇAMUR Yrd.Doç.Dr.Birol ARİFOĞLU ve Yrd.Doç.Dr.Ali Bekir YILDIZ' a, özveri ve sabrından dolayı değerli arkadaşım Arş.Gör.Esra KANDEMİR' e, mesai arkadaşlarım Arş.Gör.Mehlika ŞENGÜL, Arş.Gör.M.Aytaç ÇINAR ve Arş.Gör.Abdülvehhab KAZDALOĞLU' na, sabır ve desteklerinden dolayı annem, halam ve ablama teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	ii
ABSTRACT	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ ve KISALTMALAR	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
TABLolar DİZİNİ.....	xii
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
1.1. Senkron Relüktans Makinalar (SRM)	2
BÖLÜM 2. SENKRON RELÜKTANS MAKİNALAR.....	10
2.1. Giriş	10
2.2. Senkron Relüktans Makinalar	10
2.2.1. SRM' nin yapısı.....	10
2.2.1.1. Klasik (Çıkık Kutuplu) rotor tasarım	11
2.2.1.2. Parçalı rotor tasarımı	12
2.2.1.3. Tek ve çift akı bariyerli rotor tasarımı.....	13
2.2.1.4. Eksenel lamine edilmiş rotor tasarımı	14
2.3. Senkron Relüktans Makinasının Sürekli Hal Modeli	15
2.4. Senkron Relüktans Makinasının a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli	20
2.5. Senkron Relüktans Makinasının d,q,0 Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli ...	23
2.6. Tasarlanan Rotor Tipleri.....	25

BÖLÜM 3. SONLU ELEMANLAR ANALİZİ	30
3.1. Giriş	30
3.2. Senkron Relüktans Makinasının İndüktans Parametrelerinin Sonlu Elemanlar Analizi ile Belirlenmesi	30
BÖLÜM 4. İNDÜKTANS PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜMÜ	45
4.1. Giriş	45
4.2. SRM' nin İndüktans Parametrelerinin Ölçümü	45
4.2.1. SRM'yi asenkron hızda çalıştırarak indüktans parametrelerinin ölçümü	45
4.2.2. 50 Hz alternatif akımda rotor parametrelerinin ölçümü	51
4.2.3. Periyodik darbe gerilimi uygulayarak indüktans ölçümü	56
BÖLÜM 5. SRM' NİN SİMULASYONU VE DENEY SONUÇLARI	61
5.1. Giriş	61
5.2. SRM' nin a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli, Simulasyon Sonuçları ile Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması	61
5.3. Sinüsoidal Çalışma için Deney Sonuçları	69
BÖLÜM 6. SONUÇLAR	73
KAYNAKLAR	76
ÖZGEÇMİŞ	81

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

S.E.A.	: Sonlu Elemanlar Analizi
V_a, V_b, V_c	: Faz gerilimleri (V)
V_{qs}, V_{ds}, V_{0s}	: d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin gerilimleri
R_a, R_b, R_c	: Stator sargı direnci (ohm)
I_a, I_b, I_c	: Faz akımları (A)
I_{qs}, I_{ds}, I_{0s}	: d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin akımları
I_q, I_d	: I akımının enine ve boyuna bileşenleri
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$	: Faz sargılarının toplam akıları (Wb)
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}, \lambda_{0s}$	: d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin toplam akıları (Wb)
Φ	: Manyetik akı (Wb)
L_{ii}	: i faz sargısının öz indüktansı (H)
L_{ij}	: i ve j sargıları arasındaki karşılıklı indüktans (H)
L_d	: d eksen indüktansı (H)
L_q	: q eksen indüktansı (H)
L_σ	: Kaçak indüktans (H)
L_a	: Bir faz sargısının faydalı öz indüktansı (H)
L_b	: SRM' nin özelliğine ilişkin bir faz öz indüktansı (H)
M	: Stator faz sargıları arasındaki karşıt indüktansı (H)
X_q, X_d	: Senkron reaktansın enine ve boyuna bileşenleri (ohm)
p	: Kutup çifti sayısı
T_e	: Elektromanyetik moment (Nm)
T_y	: Yük momenti (Nm)
J	: Makinanın miline indirgenmiş eylemsizlik momenti (kgm^2)
ω_r	: Rotor açısal hızı (rad/s)
θ_r	: Rotor konumu (rad)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Klasik rotor tasarımları.....	11
Şekil 2.2. Parçalı rotor tasarımları.....	12
Şekil 2.3. Tek ve Çift akı bariyerli rotor tasarımları	13
Şekil 2.4. Eksenel lamine edilmiş rotor tasarımları.....	14
Şekil 2.5. Yapılan diğer rotor tasarımları	14
Şekil 2.6. SRM' nin fazör diyagramı.....	16
Şekil 2.7. SRM' nin sürekli hal eşdeğer devresi	18
Şekil 2.8. SRM' de momentin δ yük açısına bağlı değişimi.	20
Şekil 2.9. Rotor tasarımlarının prensip şeması. a)R1 b)R2	26
Şekil 2.10. A1010 çeliğine ait B-H eğrisi.....	26
Şekil 2.11. SRM' ye ait stator ve rotorların fotoğrafları. a)Stator b)R1 Rotoru c)R2 Rotoru	27
Şekil 2.12. R1 ve R2 rotor tasarımının ön görünüş çizimleri. a)R1 b)R2	28
Şekil 2.13. R1 Rotor tasarımının gerçek ölçüleri ile verilmiş izometrik görünüşü.	28
Şekil 2.14. R2 Rotor tasarımının gerçek ölçüleri ile verilmiş izometrik görünüşü.	29
Şekil 3.1. 24 Oluklu Senkron Relüktans Makinasının iki boyutlu görünüşü	30
Şekil 3.2. R1 Rotor tasarımı için rotor konumuna bağlı S.E. analizi	35
Şekil 3.3. R2 Rotor tasarımı için rotor konumuna bağlı S.E. analizi	37
Şekil 3.4. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b, a-c fazları arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi (1A).	38
Şekil 3.5. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b, a-c fazları arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi (1A).	39
Şekil 3.6. R1 rotor tasarımını için a fazı öz indüktansının akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.	40
Şekil 3.7. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.	40

Şekil 3.8. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi	41
Şekil 3.9. R2 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.	41
Şekil 3.10. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.....	41
Şekil 3.11. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi	42
Şekil 3.12. R1 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.	42
Şekil 3.13. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.....	43
Şekil 3.14. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.....	43
Şekil 3.15. R2 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.	43
Şekil 3.16. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.....	44
Şekil 3.17. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.....	44
Şekil 4.1. Asenkron hızda indüktans parametreleri için kurulan deney düzeneği.....	46
Şekil 4.2. Asenkron hızda a fazı akımının değişimi.	47
Şekil 4.3. R1 ve R2 rotoru için yapılan asenkron çalışma deneyinin osiloskop görüntüleri ($V_{an,eff}=50V$, $n=1415$ d/dk).	49
Şekil 4.4. R1 rotoru için indüktans matrislerinin rotor konumuna bağlı değişimi.	50
Şekil 4.5. R2 rotoru için indüktans matrislerinin rotor konumuna bağlı değişimi.	50
Şekil 4.6. 50 Hz A.A' da indüktans ölçümü için kurulan deney düzeneği.....	51
Şekil 4.7. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.	54
Şekil 4.8. R1 rotor tasarımı için a ve b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.	54

Şekil 4.9. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.	54
Şekil 4.10. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.	55
Şekil 4.11. R2 rotor tasarımı için a ve b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.	55
Şekil 4.12. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.	55
Şekil 4.13. Periyodik darbe gerilimi uygulayarak indüktans ölçümü için kurulan deney düzeneği.....	56
Şekil 4.14. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.	58
Şekil 4.15. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.	59
Şekil 4.16. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.	59
Şekil 4.17. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü..	60
Şekil 5.1. İncelenen üç fazlı sistem.	61
Şekil 5.2. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , V_{bn} , V_{cn} gerilimlerinin zamana bağlı değişimi.	63
Şekil 5.3. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken I_a , I_b , I_c akımlarının zamana bağlı değişimi.	63
Şekil 5.4. R1 rotor tasarımı için T_e elektriksel momentin zamana bağlı değişimi.	64
Şekil 5.5. R1 rotor tasarımı için ω_r açısal hızın zamana bağlı değişimi.	64
Şekil 5.6. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişimi.	65
Şekil 5.7. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (100V/kare, 2A/kare).	65
Şekil 5.8. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , V_{bn} , V_{cn} gerilimlerinin zamana bağlı değişimi.	66

Şekil 5.9. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken I_a , I_b , I_c akımlarının zamana bağlı değişimi.	66
Şekil 5.10. R2 rotor tasarımı için T_e elektriksel momentin zamana bağlı değişimi.	67
Şekil 5.11. R2 rotor tasarımı için ω_r açısal hızın zamana bağlı değişimi.	67
Şekil 5.12. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişimi.	68
Şekil 5.13. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (100V/kare, 2A/kare).	68
Şekil 5.14. Sinüsoidal çalışma durumu için deney şeması	69
Şekil 5.15. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile sargı akımının değişimi.	70
Şekil 5.16. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile sargı akımının değişimi.	70
Şekil 5.17. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile verimin değişimi.	71
Şekil 5.18. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti verimin değişimi.	71
Şekil 5.19. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile güç faktörünün değişimi.	72
Şekil 5.20. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile güç faktörünün değişimi.	72

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 3.1. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve karşılıklı indüktansların rotor konumuna bağlı değerleri.....	37
Tablo 3.2. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve karşılıklı indüktansların rotor konumuna bağlı değerleri.....	38



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Bilim ve teknolojinin ilerlemesi ile birlikte elektrikle tahrik alanında son yıllarda çok önemli gelişmeler meydana gelmiştir. Bunlar kısaca, klasik olarak birden fazla döner elektrik makinası kullanılarak gerçekleştirilen, düşük verimli, büyük hacimli sistemlerin yerini, yüksek verimli ve küçük hacimli güç elektroniği devrelerinden beslenen sistemlerin alması; klasik olarak sadece doğru akım motorlarının, özellikle serbest uyarmalı doğru akım makinasının kullanıldığı değişken hızlı, yüksek dinamikli sistemlerin yerine alternatif olarak asenkron motorlar ve senkron motorların kullanılabilmesine olanak sağlayan denetim yöntemlerinin ve uygulamaların gerçekleşmesi ve yaygınlaşması olarak sıralanabilir[1,2].

Klasik olarak doğru akım motorları, asenkron ve senkron motorlardan oluşan tahrik motorları arasına son yıllarda, adım motorları, anahtarlamalı relüktans motorları, mıknatıs uyarmalı doğru akım ve senkron motorlar, fırçasız doğru akım motorları ve senkron relüktans motorları gibi yeni alternatif makinalar eklenmiştir[2,3]. Tüm çalışmalarda amaç daha yüksek verim, daha düşük hacim, daha yüksek çalışma güvenliği ve genel olarak daha üstün nitelikli tahrik motorları geliştirmek olmuştur.

Güç elektroniği anahtarlama elemanlarının gelişmesi ve kullanımının yaygınlaşması, tahrik sistemlerinde daha üstün nitelikli denetim yöntemlerinin uygulanmasına imkan sağlamıştır. Kayıplarının az ve kontrolünün basit olması sebebiyle yüksek verim istenen sistemlerde bu elemanların kullanımı adeta zorunluluk haline gelmiştir[1].

Mikroişlemci ve mikrokontrolörlerin gelişmesi, kontrol teorisindeki adaptif kontrol, optimal kontrol gibi kuramsal gelişmelerin pratik olarak uygulanmasına ve bu yöntemlere ek olarak Bulanık Mantık, Yapay Sinir Ağları, Genetik Algoritmalar gibi yeni kontrol yöntemlerinin gelişmesine olanak sağlamıştır. Güç elektroniği anahtarlama elemanlarının mikrokontrolörler ile kolay kontrol edilebilmesi

sayesinde bu elemanlara olan ilgi artmıştır. Son yıllarda mikrokontrolör ve güç elektroniği anahtarlama elemanlarının kullanımı o kadar yaygınlaşmıştır ki artık içinde yarı iletken eleman ve mikrokontrolör bulunmayan sürücülere az rastlanmaktadır.

Günümüzde fırçasız servomotorlar basit olarak, asenkron motorlar(ASM), mıknatıslı senkron motorlar(MSM), fırçasız doğru akım motorları(FDAM), anahtarlama relüktans motorları(ARM) ve senkron relüktans motorları (SRM) olarak sınıflandırılabilir[4].

Asenkron motorların, mıknatıslı senkron motorlara göre ucuz olmasına karşın kayıpları fazladır ve servo motor olarak kontrolünde, MSM' ye göre daha karmaşık kontrol birimlerine gereksinim duyar. Diğer yandan MSM' lerin verimlerinin çok yüksek ve kontrol yöntemlerinin basit olmasıyla beraber demagnetizasyon problemleri bulunmakta ve rotor sıcaklıkları 100-150 °C ile sınırlı kalmak zorundadır. Ayrıca motoru geniş bir hız aralığında kontrol etmek amacıyla alan zayıflatma yönteminin kullanılması ile birlikte stator kayıpları çok artmaktadır. ARM' de rotor kısmında sargı olmadığından dolayı bakır kayıpları azdır, fakat titreşimli ve yüksek sesli çalışma, yüksek hızlarda moment salınımlarının çok olması gibi problemler ortaya çıkmaktadır. Klasik çıkık kutuplu SRM' nin rotorunun sargı içermemesi , sağlam ve kolay imal edilen rotor yapısının bulunması, soğuk rotorlu makina olması gibi avantajlarının yanında, veriminin ve güç faktörünün düşük olması gibi dezavantajları mevcuttur. Fakat teknolojinin ilerlemesi ve yeni rotor tiplerinin geliştirilmesi ile birlikte bu dezavantajlar giderilmiştir[4].

1.1. Senkron Relüktans Makinalar (SRM)

Senkron relüktans makinalar sürekli mıknatıslı doğru akım, sürekli mıknatıslı senkron ve asenkron makinaları da içine alan fırçasız alternatif akım makina ailesi içinde yer almaktadır.

1960 ve 1970' li yıllara bakıldığında, SRM, kendinden yol almalı tek hızlı uygulamalarda kullanılmıştır. Ucuz, sağlam ve imalatının kolay olması nedeniyle

tercih edilmesine rağmen, veriminin ve güç faktörünün düşük olması gibi sebeplerden dolayı bu makina üzerine olan çalışmalar azalmış ve 1980' lere kadar ertelenmiştir.

1980' lerden sonra, güç elektroniği teknolojisi ve vektör kontrol yöntemlerinin gelişmesi ile birlikte SRM üzerine olan ilgi tekrar artmıştır. Ayrıca geliştirilen yeni tasarımlar sayesinde L_d/L_q oranı yükseltilmiştir. Bu sayede, güç katsayısı ve verim parametrelerinin de iyileşmesi sağlanmıştır. Bu nedenlerden ötürü SRM, servo uygulamalarda diğer makinalara alternatif bir makina olmaya başlamıştır. SRM' ler birkaç yüz watt gücünden mega watt güçlerine kadar değişken hızlı uygulamalarda çok yüksek rekabet gücüne sahiptir ve bilgisayar teknolojisinden robot uygulamalarına, hatta elektrikli cer sistemlerine kadar uygulama alanı bulmuştur.

SRM' nin avantajları;

- Yapısı basit ve imalatı kolaydır.
- Çıkık kutuplu yapısı çok sağlamdır. Sağlam olması nedeniyle yüksek hızlı uygulamalarda kullanılmaya elverişlidir.
- Soğuk rotorlu makinadır. Bu yüzden ısınma problemi yoktur.
- Asenkron makinanın aksine, üretilen elektriksel moment rotor sıcaklığından bağımsızdır.
- Rotorunda mıknatıs olmadığından dolayı demagnetizasyon problemi yoktur. Bu yüzden yüksek ısıli uygulamalar için sürekli mıknatıslı motorlara göre daha avantajlıdır.
- Mıknatıslı makinalara göre daha ucuzdur.

Rotor tiplerinin gelişimi basit çıkık kutuplu klasik tasarımdan başlamıştır. 1940 ve 1960 yılları arasındaki çoğu yayın klasik tasarım üzerine yapılmıştır. Çıkık kutuplu dizayn diğer rotor tipleri içinde en basit görünmesine rağmen en eski tasarım değildir. 1923' ten önce Kostko, q eksen bariyerli, parçalı rotor tasarımı geliştirmiş fakat bu tasarımı o yıllarda pratik olarak gerçekleştirememiştir. Bu tasarıma göre enine indüktansı (L_q) azaltıp, boyuna indüktansı (L_d) da sabit tutarak daha yüksek L_d/L_q oranı elde etmiştir. Kostko' nun çalışmaları günümüzün modern bariyerli eksenel lamine edilmiş tasarımların temelini oluşturmaktadır[5].

Kostko' nun bu tasarımı, sonraki yıllarda Lawrenson ve Agu tarafından pratik olarak gerçekleştirilmiştir. 1963 yıllarına kadar Lawrenson çeşitli parçalı rotor tasarımları üzerine çalışmalar yapmıştır. 1967 yılında , q eksenine kanal açarak yeni bir parçalı rotor tasarlamış ve daha büyük L_d/L_q oranı elde etmiştir. Bu yeni tasarım, klasik makina tasarımlarına göre daha iyi bir performansa sahiptir. Fakat tasarımın karmaşıklığı ve maliyetini yüksek olması tasarımın temel dezavantajlarıdır[6,7].

1970' lerde Hossinger, çift bariyerli, radyal lamine edilmiş yeni bir rotor tasarlamıştır. Bu yeni rotorda kutup başına çift bariyer bulunmaktadır ve kendi kendine yol alabilmesi için rotora sincap kafesi monte edilmiştir[8]. Sonraki yıllarda Klingshirn, Wung ve Kamper bu tasarım üzerine çalışmalar yapmışlardır[9]. Kamper, yaptığı çalışmalarda bu rotordaki sincap kafesini çıkarmış ve makinayı vektör kontrolü ile kontrol etmiştir.

Tek bariyerli rotor geometrisi kafessiz son tasarımlardan biridir. Bu rotor konstrüksiyonu 1986' da iç mıknatıslı makinalar için geliştirilmiştir ve rotora mıknatıs yerine manyetik olmayan metal yerleştirildiğinde makina SRM haline gelmektedir. 1990' lı yıllarda Miller ve Staton' un bu yeni rotor üzerine geniş çalışmaları vardır[10].

Bahsedilen bu son tasarım ile birlikte SRM' nin performansı asenkron makina ile mukayese edilebilecek düzeye gelmiştir. Bununla birlikte en son geliştirilen eksenel lamine edilmiş rotor tasarımı, vektör kontrolü ile birlikte SRM performansını asenkron makinadan daha iyi duruma getirmiştir.

Aşağıda senkron relüktans makinaların gelişimine yönelik önemli noktalara yer verilmiştir;

1923' te Kostko, parçalı ve çok bariyerli rotor geometrisinin temellerini oluşturmuştur[5].

1923-1963 yılları arasında klasik senkron makina teorisi kullanılarak, tek hızlı uygulamalar için kendinden yol almalı, klasik ve parçalı makinaların tasarımları

üzerine teorik çalışmalar yapılmıştır. Bu periyot süresince tek pratik deneme olarak 1950' lerde bazı patent çalışmaları vardır.

1963-1964' te Lawrenson ve Agu İngiltere' de düşük ataletli parçalı makinayı geliştirmişlerdir[6].

1966' da Cruickshank ve Menzies, İskoçya' da ilk eksenel lamine edilmiş makinayı gündeme getirmişlerdir[11].

1967' de Lawrenson ve Gupta parçalı makina geliştirmiş ve kanallı prototip yapmışlardır[7].

1970-1972' de Fong 28.1kW' lık temel (essential) bariyerli makina konstrüksiyonu tasarlamıştır[12]. İngiltere' de Chalmers ve Mulki, oyuklu çıkık kutuplu ,tek bariyerli tabakalı tip birçok rotor yapmışlardır[13]. Amerika' da, doyabilen köprülü veya oyuklu çift bariyerli makinalar Honsinger tarafından geliştirilmiştir[8].

1972-1986 yılları arasında kendinden yol almalı makinalara önem azalmıştır.

1986' da iç mıknatıslı makinalar geliştirilmiş ve bu makinaların mıknatıssız hali tek bariyerli SRM olarak kullanılmıştır.

1989-1996 yılları arasında kafessiz, eksenel lamine edilmiş rotorlu SRM' ye vektör kontrolü uygulanabilmesi ile birlikte en yüksek performans değerlerine ulaşılmıştır.

1991' de Longya, demir kayıpları ve doyma etkisini de içine alan klasik çıkık kutuplu SRM modeline vektör kontrolü uygulamış ve bu çalışma yapılan deneyler ile desteklenmiştir. Optimum Moment/Amper ve optimum verimli çalışma durumları ile ilgili deneysel sonuçlar ve uygulanan model sonuçları verilmiştir[14].

1992' de Peter, SRM devre parametrelerinin çalışma noktası üzerine olan etkisini araştırmıştır. Bu çalışmada Fock ve Hart test yöntemleri ile farklı gerilim ve frekans giriş değerlerine göre X_d , X_q , R motor parametrelerinin değişimi incelenmiş, elde

edilen veriler yardımı ile 3 boyutlu yüzey oluşturulmuş ve yüzeyin matematiksel modeli yapılmıştır[15].

1992’ de Platt, SRM için yeni bir rotor tasarımı geliştirmiştir (Strong Anisotropy). Bu yeni tasarıma göre L_q indüktansı daha önce yapılan çalışmalara göre daha da küçültülerek, L_d/L_q oranı önceki tasarımlardan daha yüksek değerlere yükseltilmiştir ($L_d/L_q \sim 25$). Yapılan çalışmanın deneysel sonuçları verilmiştir[16].

1993’ te Betz, evirici beslemeli SRM’ nin kontrolüne ilişkin ayrıntılı bir yaklaşım geliştirmiştir. Makina modeli klasik yaklaşım kullanılarak, doyma ve demir kayıplarının etkisi ihmal edilerek simulasyon yolu ile ve deneysel olarak incelenmiş, sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir[17].

1994’ te Arefeen, Senkron relüktans motorunda rotor pozisyon algılayıcısı olmadan rotor konumunu algılamaya ilişkin yeni bir teknik geliştirmiş ve bu yeniliği “Dolaylı konum algılama şeması” adı altında tanımlamıştır[18].

1994’ te Matsuo, SRM için rotor optimizasyonu yapmıştır. Yapılan çalışmada maksimum moment üretimi ve yüksek güç faktörü için optimum L_d/L_q oranı incelenmiştir[19].

1994’ te Lagerquist, DSP96002 kullanarak SRM’ nin hız algılamasız kapalı çevrim hız kontrolünü yapmıştır. Daha sonra aynı uygulamanın hız algılamalı modeli oluşturulmuş ve sonuçlar hız algılamasız olarak yapılan çalışma durumu ile karşılaştırılmıştır. Uygulamada normal çalışma durumu için tespit edilen hız aralığı 400-1500 d/dk iken, alan zayıflatma ile hızın maksimum değeri 2750 d/dk olarak gözlemlenmiştir[20].

1994’ te Katsumi, SRM’ nin stator demir kayıplarını içeren d,q,0 modelini ve vektör kontrolünü yapmıştır[21].

1998’ de Jovanovic, evirici beslemeli SRM’ nin hız algılamasız, yüksek performanslı maksimum Moment/Amper denetimli vektör kontrolünü gerçekleştirmiştir.

Geliştirilen yöntemde pozisyon tahmini klasik kapalı çevrim gözlemleyici mantığına dayanmaktadır. Yapılan çalışmada düşük ve yüksek hızlar için gerçekleştirilen uygulamanın deneysel sonuçları verilmiştir[22].

1998' de Chalmers, eksenel lamine edilmiş relüktans motoru geliştirmiştir. Tasarlanan 7.5kW' lık motorda yüksek güç faktörü, yüksek moment kapasitesi ve yüksek verim gözlenmiş ve doymamış haldeki L_d/L_q oranı 12.5 olarak tespit edilmiştir. Ayrıca alan zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesinde senkron hızın 2.25 katına kadar çıkılmıştır[23].

1999' da Jovanovic, evirici üzerinden beslenen SRM' nin, demir kayıplarını ihmal ederek d,q,0 modelini oluşturmuş, bu modele uzay vektör kontrolü uygulamış ve çalışmaya ait simulasyon sonuçları ile deney sonuçlarını vermiştir[24,25,26].

1999' da Jovanovic, motor parametrelerinin deneysel olarak bulunması üzerine yeni bir yöntem geliştirmiştir. Yeni yöntemle göre düşük frekanslı alternatif akım testinin, standart 50Hz testine göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür[27].

2000' de Capecechi, enine lamine edilmiş Senkron relüktans motorun hız algılamasız vektör kontrolünü yapmıştır. Tasarlanan motora alan zayıflatma uygulayarak hız aralığını genişletmiş, bu çalışmaya ek olarak hız algılamalı uygulamasını da yaparak, hız algılamasız çalışma durumu ile karşılaştırmıştır[28].

2000' de Hofmann, yüksek hızlı uygulamalarda kullanılmak üzere rotor eddy akımları minimize edilmiş yeni bir rotor geliştirmiştir. Deneysel sonuçlara göre 10 kW' lık motorda , verim %91, çalışma devri 10000 d/dk, rotor kayıpları giriş gücünün % 0.5' inden az çıkmıştır[29].

2001' de Zaim, rotorunda eksenel delikler bulunan yeni bir motor tasarımı geliştirmiştir. Bu çalışmada, deliklerin sayısının ve boyutlarının motor momentine etkisi analiz edilmiş ve eşdeğer relüktans tanımlanarak, L_d ve L_q parametreleri sonlu elemanlar analizi ile hesaplanmıştır[30].

Kilthau, doyma etkisini ihmal etmeden SRM' nin optimum kontrolünü gerçekleştirmiştir. Yapılan uygulamada indüktans parametrelerinin ölçümü için bir yöntem geliştirilmiş ve elde edilen parametreler optimum çalışma bölgesinin ve alan zayıflatma durumu için çalışma bölgesinin belirlenmesinde kullanılmıştır[31].

Yapılan literatür incelemesinde yer alan araştırmalara bakıldığında, yeni tasarımlar geliştirmeye yönelik çalışmalar, varolan sistemlerin niteliklerini arttırmaya yönelik çalışmalar, denetim yöntemlerini geliştirmeye yönelik çalışmalar ve modellemeye yönelik çalışmalar göze çarpmaktadır. Pek çok çalışmada, senkron relüktans makinasının, klasik makina analizinde de çok kullanılan d,q,0 eksen modeli kullanılmıştır. Ancak bu modellerde, klasik makina kuramına uymayan bazı özellikler ya tümüyle göz ardı edilmiş, ya da klasik modeller bazı küçük değişikliklerle yeni sistemlere adapte edilmiştir.

Günümüzde gelişen bilgisayar teknolojisi ve nümerik yöntemlerden faydalanılarak artık çok karmaşık matematiksel modellerin bile çok kısa zamanda çözümlenmesi mümkün olmaktadır. Bu bilgilerin ışığında artık matematiksel işlemleri kolaylaştırmak amacı ile geliştirilmiş klasik makina modellerini kullanmaya gerek yoktur. Makina modellerinde kullanılan parametreler gerçeğe ne kadar yakın olursa modelin sonuçları da gerçeğe o kadar yakın olacaktır. Bu amaçla, bu çalışmada oluşturulan modellerde makinanın gerçek parametreleri kullanılmıştır.

Bu tezde, pratik olarak birbirinden farklı iki rotor geometrisi imal edilmiş, rotor ve stator geometrilerinin ölçüleri baz alınarak, tasarlanan motora sonlu elemanlar analizi uygulanmıştır. Sonlu elemanlar analizi sonucu elde edilen değerler kullanılarak bu iki rotor geometrisinin indüktans parametreleri hesaplanmıştır. Daha sonra varolan iki tip rotor için indüktans parametreleri ölçülmüştür. Son olarak ölçülmüş parametrelerden yararlanarak her iki rotor için matematiksel model oluşturulmuştur.

Bu amaçla, tezin birinci bölümünde konu ile ilgili literatürde yer alan çalışmalar incelenmiş, tezin amacına yer verilmiş, ve tez çalışmasının genel bir tanıtımı yapılmıştır.

İkinci bölümde, Senkron Relüktans Makinaları incelenerek, literatürde günümüze kadar geliştirilen rotor tipleri ve bu çalışma için özel olarak tasarlanan rotor tipleri tanıtılmıştır. Ayrıca sürekli hal ve dinamik matematiksel modeller hakkında bilgi verilmiştir.

Üçüncü bölümde, matematiksel model için gerekli olan indüktans parametrelerinin sonlu elemanlar analizi (S.E.A.) ile hesaplanması anlatılmıştır. Ayrıca hesaplanan parametrelerin iki ve üç boyutlu grafiklerine de yer verilmiştir.

Dördüncü bölümde, matematiksel modelin yapı taşları olan indüktans parametrelerinin ölçülmesi anlatılmıştır.

Beşinci bölümde, elde edilen a,b,c modelinin sayısal yöntemlerle çözümlemeleri yapılmış, değişik çalışma durumları için iki farklı rotora ait modelin ürettiği sonuçlara yer verilmiş, bu sonuçlar gerçek değerlerle karşılaştırılmıştır.

Altıncı bölümde bu tezde elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır.

BÖLÜM 2. SENKRON RELÜKTANS MAKİNALAR

2.1. Giriş

Bu bölümde Senkron Relüktans Makinalarının genel yapıları ve günümüze kadar geliştirilen rotor tipleri anlatılacaktır. Bir Senkron Relüktans Makinasının nasıl çalıştığı basit olarak açıklanacak ve Senkron Relüktans makinasının sürekli hal modeli, a,b,c faz sistemindeki dinamik modeli ve d,q,0 referans sistemindeki dinamik modelinden bahsedilecektir. Son olarak pratik olarak gerçekleştirilen rotor tasarımları tanıtılacak, rotor tasarımlarının yapısından bahsedilecektir. Rotor tasarımlarının prensip şemaları, resimleri ve gerçek ölçüleri baz alınarak AutoCad paket programında çizilmiş görünüşleri verilecektir.

2.2. Senkron Relüktans Makinalar

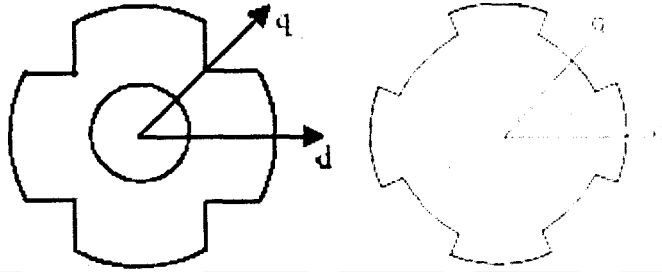
2.2.1. SRM' nin yapısı

SRM, standart üç fazlı asenkron makina statoruna sahiptir. Genellikle klasik asenkron makinanın rotorunun çıkarılıp, yerine d ve q eksenlerindeki indüktansları farklı olan bir rotor yerleştirilmesi sonucu elde edilmektedir. Farklı rotor tiplerine göre SRM' ye farklı isimler verilmektedir. En basit rotor yapısı klasik çıkık kutuplu rotor tasarımı olarak adlandırılmakta ve çıkık kutuplu senkron makinanın uyarma sargısız haline benzemektedir. Bu rotor tasarımı, mıknatıslanma akımını şebekeden çektiği için çıkık kutuplu senkron makinaya göre daha düşük güç faktörü ile çalışmaktadır. Elektromanyetik momentin üretimi, rotorun relüktansın minimum olduğu konuma hareket etmesi prensibine dayanmaktadır. SRM için maksimum indüktans ile minimum indüktans oranı (L_d/L_q) çok önemli bir parametredir. Bu oran makina performansını doğrudan etkilemektedir.

SRM rotor tasarımları bakımından dörde ayrılmaktadır;

- Klasik (Çıkık kutuplu) rotor tasarımı,
- Parçalı rotor tasarımı,
- Tek ve Çift bariyerli rotor tasarımı,
- Eksenel lamine edilmiş rotor tasarımı.

2.2.1.1. Klasik (Çıkık Kutuplu) rotor tasarım



Şekil 2.1. Klasik rotor tasarımları.

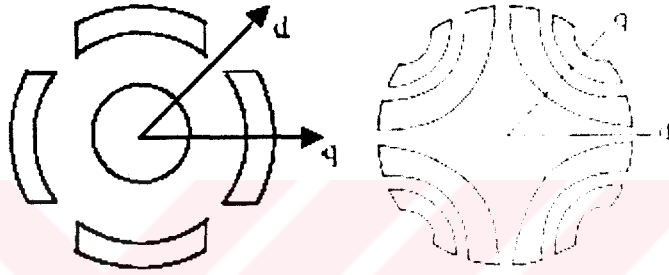
En basit rotor tipi literatürde klasik tasarım olarak bilinen çıkık kutuplu konstrüksiyondur. Yekpare lamine edilmemiş çelikten veya radyal lamine edilmiş olarak iki tipte imal edilirler. Lamine edilmiş konstrüksiyon genellikle asenkron motorun rotoru kullanılarak yapılır. Yekpare rotor ise yumuşak çelik malzemeden freze ile oyuklar açılarak imal edilir. Bu tip tasarımın demir kayıpları yüksektir. Kutup sayısı arttıkça imalatı karmaşıklaşmakta ve maliyeti artmaktadır. Bu tip makinalarda L_d/L_q oranı çok düşüktür. En yüksek L_d/L_q oranı Cruickshank' ın klasik rotor konstrüksiyonunda görülmüştür[11]. Fakat tam yükte, doymadan dolayı bu oran düşmektedir.

Yapısının sağlam olması sebebiyle 2 kutuplu makinalar yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmektedir. 1970' ten önceki yıllarda 300W, 100Hz klasik rotor tasarımına sahip SRM' ler tekstil endüstrisinde yaygın olarak kullanılmıştır. Bu tip rotor tasarımlarının L_d/L_q oranının düşük olmasından dolayı güç katsayıları (0.42-0.58), kayıplarının yüksek olmasından dolayı da verimleri düşüktür (% 49-76) [13,32].

Bazı yazarlar, son zamanlarda, 5 fazlı inverter beslemeli[33] veya 3 fazlı çift beslemeli klasik makina [34,35] ile iyi performans elde ettiklerini söylesele bile bu tasarımın performansı asenkron benzerine göre hala çok düşüktür[35].

Ek olarak bu tip tasarımlarda maksimum moment / nominal moment oranı 1.14-1.52 arasında değişmektedir. Ayrıca şebeke yol almalı tasarımlarda, etiket değerindeki nominal gücün %27.32' si ile % 67' si arasında güç üretilebilmektedir.

2.2.1.2. Parçalı rotor tasarımı

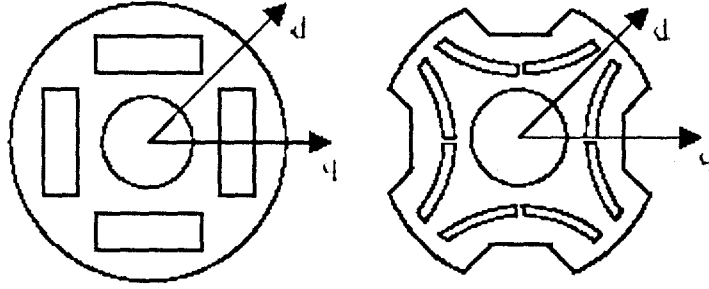


Şekil 2.2. Parçalı rotor tasarımları.

Bu rotor konstrüksiyonunda, rotora mil boyunca manyetik olmayan malzeme yerleştirilmiştir. Bu yeni rotor konstrüksiyonu 1960' larda Lawrenson ve Agu tarafından geliştirilmiştir[6,36]. Bu rotor tasarımının manyetik yapısı d-q eksenlerinin yer değiştirmesinden dolayı klasik tasarımdan farklıdır. Bu tasarım ile L_q indüktansı azalmakta, L_d indüktansı ise sabit kalmaktadır. Dolayısıyla L_d/L_q oranı yükselmektedir. Klasik rotorlu makina ile karşılaştırıldığında bu tasarımın güç katsayısı ve verimi daha iyidir. Ayrıca daha yüksek moment üretmektedir. Parçalı rotor konstrüksiyonu ise daha karmaşık ve sağlam değildir. Manyetik olmayan parçaların rotor miline monte edilmesi zordur. Bu yüzden maliyeti yüksektir.

Yapılan tüm deneylerden alınan değerlere göre bu tasarımda maksimum moment / nominal moment oranı 1.3-1.4 arasında değişmektedir. Bu oran klasik tasarımdaki oranla neredeyse aynıdır.

2.2.1.3. Tek ve çift akı bariyerli rotor tasarımı



Şekil 2.3. Tek ve Çift akı bariyerli rotor tasarımları.

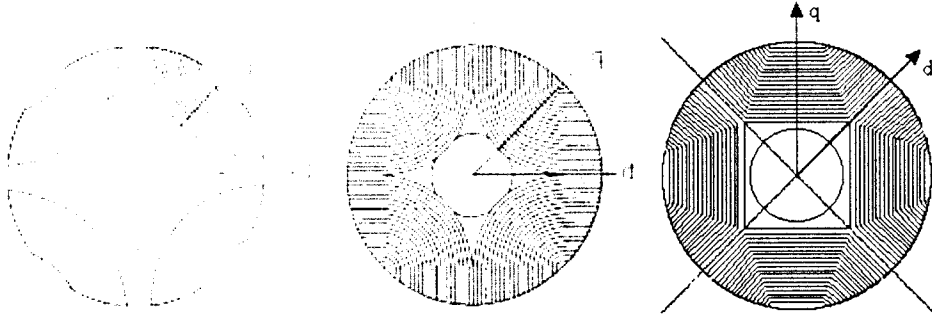
L_d' yi sabit tutarak L_q' yu azaltmak için en gerçekçi ve gelişmiş yol rotor çekirdeğinde q eksenini boyunca hava kanalları açmaktır (akı bariyerleri). Bu tip makineler kutup başındaki bariyer sayısına göre tek bariyerli[13,32], çift bariyerli[8,37], temel bariyerli(kutup çift başına bir bariyer)[12,32]...vs. olarak sınıflandırılmıştır. Parçalı rotor tasarımları da tek bariyerli sınıfın içinde olmakla beraber, bariyer boyutları daha büyüktür. Lamine edilmiş tek ve çift bariyerli rotor tasarımları genellikle asenkron motorun saçlarına oyuk açılarak yapılmaktadır. Daha iyi performans ve daha kararlı çalışma elde etmek için doyabilen köprülü çift bariyerli ve mıknatıs yerleştirilebilen tek bariyerli özel tasarımlar da bulunmaktadır. Bazı rotor tasarımlarında manyetik olmayan malzeme olarak bakır veya alüminyum kullanılmaktadır. Bu tip rotor konstrüksiyonlarının güç katsayıları 0.66-0.71 arasında, verimleri ise %70-83 arasında değişmektedir. Fong, 37.5kW'lık asenkron motorun statorunu kullanarak bariyerli tasarımda 28.1kW çıkış gücü almayı başarmıştır (Güç katsayısı 0.72, verimi %90.3)[12].

Bu tip tasarımın en büyük sorunu doymadan dolayı L_d/L_q oranının düşmesidir. Fong'un tasarımında doymamış durumda L_d/L_q oranı 10.7 iken tam yükte 2.58-5.75 arasındadır. Bu tip makineler hava aralığında yüksek harmonikli akı içermektedirler. Bu yüzden kayıplar artmaktadır. Ayrıca moment salınımları bulunmakta ve normal çalışma durumunda, daha önce bahsedilen rotor tasarımlarına göre daha gürültülü çalışmaktadırlar.

Akı bariyerli tasarımlardaki maksimum moment / nominal moment oranı 1.5-1.78 arasında değişmektedir. Bu oran daha önceki tasarımlara göre daha iyidir. Fakat bu

tip rotor tasarımlarına sahip makinalar, aynı kategorideki asenkron makinanın %70-81' i kadar güç üretebilmektedir.

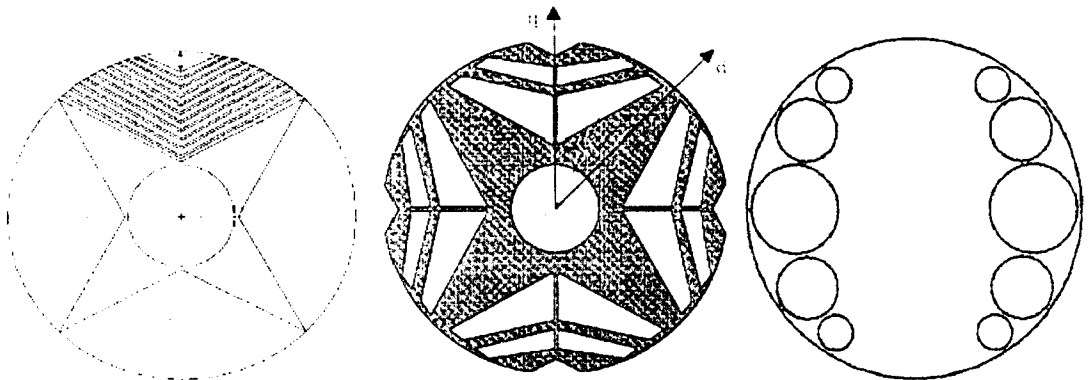
2.2.1.4. Eksenel lamine edilmiş rotor tasarımı



Şekil 2.4. Eksenel lamine edilmiş rotor tasarımları.

Bu tip konstrüksiyonda rotor kutupları üst üste yarım daire yada trapez biçimli , tek tarafı yalıtılmış ve yönlendirilmiş çelik parçalarından meydana gelmektedir. İki kutuplu makinalarda daha kalın saç paketleri kullanılarak bu tasarım elde edilmektedir. Çok bariyerli tasarımlar imalat bakımından pek pratik değildir.

En yüksek L_d/L_q oranı, eksenel lamine edilmiş rotor yapısında elde edilmiştir. q eksenine dik çok sayıda akı bariyerleri oluşturmakla L_q indüktansı daha da azalmaktadır. d eksen boyunca eksenel yerleştirilmiş ve yönlendirilmiş saç paketleri akının geçişine kolaylık sağlamakta ve bu sayede d eksenindeki L_d indüktansı artmaktadır. Benzeri tasarımın 1923' ten önce bilinmesine rağmen ilk prototip 1966' da yapılmıştır[5,11]. Saç paketlerinin birbirinden yalıtılmış olması eddy kayıplarını azaltmaktadır[38]. Bu durum da verimin artmasına katkı sağlamaktadır.



Şekil 2.5. Yapılan diğer rotor tasarımları.

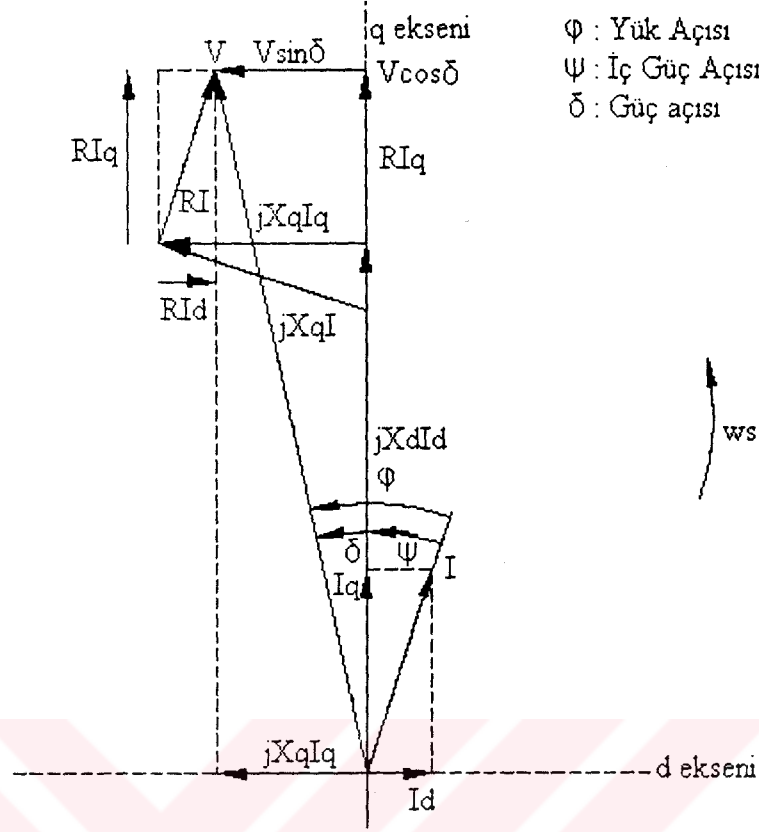
50W ile 23.6kW arasındaki 4 kutuplu makinalarda doymamış durumda L_d/L_q oranı 6.7-11.5 arasında değişmekte iken tam yüklü durumda bu oran 5.8-9.6 arasına düşmektedir[39,40]. Bu tip tasarımda güç faktörü 0.7 ile 0.83, verim ise %66.5-85.5 arasında değişmektedir. En yaygın tasarım 4 kutuplu tasarım olmasına rağmen L_d/L_q oranı ve performansı en yüksek olan makinalar küçük güçlü (0.55-2.25kW), 2 kutuplu makinalardır[41,42,43]. Bu makinalarda en yüksek L_d/L_q oranı, doymamış durumda 21.1, tam yükte 19.1 olarak gözlenmiştir. Ayrıca güç faktörü 0.82-0.91, verim %84-92 arasında değişmektedir. 6 kutuplu makina tasarımlarında, 2 ve 4 kutuplu makina tasarımlarının aksine çok düşük L_d/L_q oranı ve düşük performans elde edilmiştir[44].

2.3. Senkron Relüktans Makinasının Sürekli Hal Modeli

Senkron Relüktans Makinasının fazör denklemi klasik çıkık kutuplu senkron makinanın fazör denklemine çok benzemektedir. SRM' nin rotorunda sargı veya mıknatıs olmadığı için fazör denkleminin klasik çıkık kutuplu senkron makinanın fazör denkleminde tek farkı kutup tekerleği geriliminin olmamasıdır[45,46,47]. Buna göre SRM' nin fazör denklemini,

$$V = RI + jX_q I_q + jX_d I_d \quad (2.1)$$

şeklinde olur. Fazör denkleminde yararlanarak SRM' nin fazör diyagramı Şekil 2.6.' daki gibi çizilebilir.



Şekil 2.6. SRM' nin fazör diyagramı.

Fazör diyagramından ve fazör denkleminde yararlanarak eşdeğer devre parametreleri bulunabilir. Buna göre V geriliminin d ve q eksenlerindeki gerilim izdüşümleri yazılacak olursa,

$$V \sin \delta = X_q I_q - R I_d \quad (2.2)$$

$$V \cos \delta = X_d I_d + R I_q \quad (2.3)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada,

V : Faz-Nötr gerilimi,

I_q, I_d : I akımının enine ve boyuna bileşenleri,

X_q, X_d : Senkron reaktansın enine ve boyuna bileşenleri,

R : Stator sargı direncidir.

Buna göre stator sargı iç direnci ($R = 0$) ihmal edilirse gerilim eşitliği,

$$V \sin \delta = X_q I_q \quad (2.4)$$

$$V \cos \delta = X_d I_d \quad (2.5)$$

haline gelir. (2.4) ve (2.5) denklemlerinden I_q ve I_d akımları çekilecek olursa,

$$I_q = \frac{V \sin \delta}{X_q} \quad (2.6)$$

$$I_d = \frac{V \cos \delta}{X_d} \quad (2.7)$$

olarak bulunur. Buna göre devreden geçecek olan akım I_q ve I_d akımlarının vektörel toplamına eşit olacaktır.

$$\vec{I} = \vec{I}_q + \vec{I}_d \quad (2.8)$$

(2.6) ve (2.7) eşitlikleri yardımıyla (2.8) denklemi,

$$I = \frac{V \cos \delta \angle \delta}{jX_d} + \frac{V \sin \delta \angle (\delta - \pi/2)}{jX_q} = V \left[\frac{\cos^2 \delta + j \cos \delta \sin \delta}{jX_d} + \frac{\sin^2 \delta - j \cos \delta \sin \delta}{jX_q} \right] \quad (2.9)$$

haline gelir. (2.9) denkleminde paydalar eşitlenip, paydadan kompleks terim yok edilirse, I akımı,

$$I = V \left[\frac{-jX_q \cos^2 \delta + X_q \cos \delta \sin \delta - jX_d \sin^2 \delta - X_d \cos \delta \sin \delta}{X_d X_q} \right] \quad (2.10)$$

olarak bulunur. Denklem payına $jX_q \sin^2 \delta$ terimi eklenip çıkartılırsa ve denklem tekrar düzenlenirse (2.10) denklemi,

$$I = V \left[\frac{1}{jX_d} + \frac{(X_d - X_q)}{X_d X_q} (-j \sin^2 \delta - \cos \delta \sin \delta) \right] \quad (2.11)$$

halini alacaktır. Son olarak (2.11) denklemi tekrar düzenlenirse,

$$I = V \left[\frac{1}{jX_d} + \frac{(X_d - X_q)}{X_d X_q} \frac{1}{(-\cot \delta + j)} \right] \quad (2.12)$$

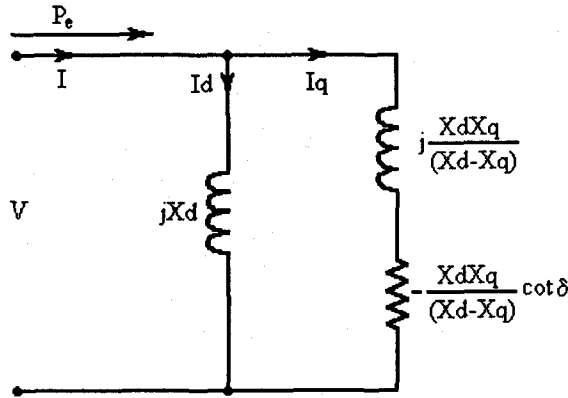
olur. Bu durumda eşdeğer devrenin, paralel bağlı,

$$Z_1 = jX_d \quad (2.13)$$

ve

$$Z_2 = \frac{X_d X_q}{X_d - X_q} (-\cot \delta + j) = -\frac{X_d X_q}{X_d - X_q} \cot \delta + j \frac{X_d X_q}{X_d - X_q} \quad (2.14)$$

empedanslarından oluştuğu görülür.



Şekil 2.7. SRM' nin sürekli hal eşdeğer devresi.

SRM' nin sürekli sinüsoidal çalışmada, bağlı olduğu kaynaktan aldığı ortalama güç

$$P_e = 3VI \cos \varphi = 3VI \cos(\psi + \delta) \quad (2.15)$$

olarak ifade edilebilir. Vektör diyagramında,

$$\varphi = \psi + \delta \quad (2.16)$$

olduğundan, (2.15) denklemi (2.17) denklemi halini alır ve

$$P_e = 3VI(\cos \psi \cos \delta - \sin \psi \sin \delta) = 3VI \cos \psi \cos \delta - 3VI \sin \psi \sin \delta \quad (2.17)$$

halini alır.

$$I_q = I \cos \psi \quad (2.18)$$

$$I_d = I \sin \psi \quad (2.19)$$

olduğu bilindiğine göre, (2.18) ve (2.19) tanımları yardımıyla (2.17) denklemi,

$$P_e = 3VI_q \cos \delta - 3VI_d \sin \delta = 3V \frac{V \sin \delta}{X_q} \cos \delta - 3V \frac{V \cos \delta}{X_d} \sin \delta \quad (2.20)$$

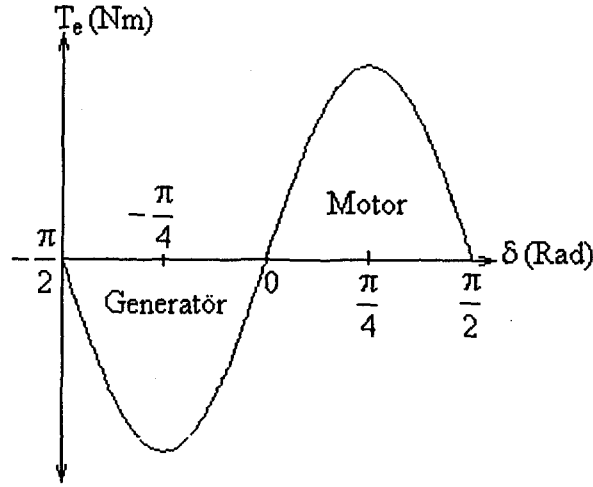
şeklinde elde edilmiş olur. Bu ifade düzenlendiğinde ise ortalama güç,

$$P_e = 3V^2 \sin \delta \cos \delta \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) = \frac{3}{2} V^2 \frac{(X_d - X_q)}{X_d X_q} \sin 2\delta \quad (2.21)$$

ve ortalama moment,

$$T_e = \frac{p}{2} \frac{P_e}{\omega_s} = \frac{p}{2} \frac{3}{2} \frac{V^2 (X_d - X_q)}{\omega_s X_d X_q} \sin 2\delta \quad (2.22)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda elektriksel momentin δ yük açısına göre değişimi Şekil 2.8.' de görüldüğü gibi çizilebilir.



Şekil 2.8. SRM' de momentin δ yük açısına bağlı değişimi.

2.4. Senkron Relüktans Makinasının a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli

SRM' nin a,b,c, faz sistemindeki matematiksel modelinin temelini oluşturacak denklemler aşağıdaki şekilde elde edilir. Buna göre a,b,c gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$V_a = R_a I_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (2.23)$$

$$V_b = R_b I_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (2.24)$$

$$V_c = R_c I_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (2.25)$$

Burada ;

V_a, V_b, V_c : Faz gerilimleri,

- I_a, I_b, I_c : Sargı akımları,
 $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$: Faz sargılarının toplam akıları,
 R_a, R_b, R_c : Stator sargı direncidir.

Sargılara ait toplam akılar açık olarak,

$$\lambda_a = L_{aa}I_a + L_{ab}I_b + L_{ac}I_c \quad (2.26)$$

$$\lambda_b = L_{ba}I_a + L_{bb}I_b + L_{bc}I_c \quad (2.27)$$

$$\lambda_c = L_{ca}I_a + L_{cb}I_b + L_{cc}I_c \quad (2.28)$$

şeklinde yazılabilir. Burada,

L_{ii} : i faz sargısının öz indüktansı,

L_{ij} : i ve j sargıları arasındaki karşılıklı indüktansdır.

(2.23), (2.24), (2.25)' deki ifadeler matris notasyonu ile yerlerine yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right\} \quad (2.29)$$

elde edilir. (2.29)' deki türev işlemi parantez içine yansıtılırsa,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.30)$$

denklemini elde edilir.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.31)$$

(2.31) tanımı yardımıyla (2.30) denklemi,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.32)$$

şeklini alır. (2.32) denklemi makinanın elektriksel yanına ilişkin modelini oluşturur. Makinanın mekanik yanına ilişkin denklemleri de aşağıda verilmiştir. Buna göre elektromekanik moment,

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{aa}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{ac}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ba}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{bc}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{ca}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cb}}{\partial \theta_r} & \frac{\partial L_{cc}}{\partial \theta_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right\} \quad (2.33)$$

olarak tanımlanır. Ayrıca mekanik hız,

$$T_e - T_y = \frac{d\omega_r}{dt} \frac{J}{p} \quad (2.34)$$

eşitliğinden elde edilebilir. Burada,

ω_r : Rotor açısal hızı (rad/s),

p : Kutup çifti sayısı,

J : Makinanın miline indirgenmiş eylemsizlik momenti,

T_y : Yük momentidir.

Bu şekilde Senkron Relüktans Makinasının matematiksel modeli elde edilmiş olur. Ancak (2.32) ve (2.33) denklemlerindeki,

$$\frac{\partial L_{ii}}{\partial \theta_r}, \frac{\partial L_{ij}}{\partial \theta_r}, L_{ii}, L_{ij}$$

terimleri her makina göre farklılık gösteren terimlerdir. Bundan sonra modeli tam olarak oluşturabilmek için yukarıdaki terimlerin deneysel, analitik yada nümerik yöntemlerle bulunması gerekir. Buna göre yukarıda sözü edilen terimler yapılan model için daha sonraki bölümlerde nümerik olarak hesaplanmış ve deneysel olarak bulunmuştur.

2.5. Senkron Relüktans Makinasının d,q,0 Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli

Klasik makina analizinde, genellikle a,b,c faz sistemi yerine Park dönüşümü yardımıyla elde edilen, eşdeğer d,q,0 referans sistemine dönüştürülmüş model kullanılır. Bu modelin en önemli üstünlüğü, indüktans matrisindeki rotor konumuna bağlı terimlerin sabit sayıya dönüşmesi (rotor konumundan bağımsız hale gelmesi) ve denklem sayısının azalmasıdır.

Klasik makina analizinde, sinüsoidal olarak dağıtılmış sargıları olan ve indüktans matrisi elemanları düzgün cosinüs fonksiyonları şeklinde değişen motorlar için d,q,0 modeli oldukça elverişlidir. Bu tezde incelenen motorlar için bu durum söz konusu değildir. Bunun başlıca sebebi indüktans matrisi elemanlarının $\cos 2\theta_r$ li terimlerinin yanında $\cos 4\theta_r$, $\cos 6\theta_r$ li terimler içermesi ve buna bağlı olarak indüktans matrisi elemanlarının rotor konumuna bağlı değişiminin ideal cosinüs fonksiyonu şeklinde değişmemesidir. Bunun sonucu olarak da Park dönüşümü sonucunda, indüktans matrisi terimleri rotor konumundan bağımsız büyüklükler haline gelmemektedir.

Aşağıdaki tüm denklemler, rotor hızı ile dönen d,q,0 eksen sistemi için verilmiş dönüşüm ve ters dönüşümlerdir.

a,b,c faz değişkenlerinden d,q,0 değişkenlerine geçmek için,

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

d,q,0 değişkenlerinde a,b,c faz değişkenlerine geçmek için ise,

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

dönüşümleri kullanılır. SRM için d,q,0 eksen sisteminde gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (2.37)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (2.38)$$

$$V_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \quad (2.39)$$

Burada,

- V_{qs}, V_{ds}, V_{0s} : d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin gerilimleri,
- $\lambda_{qs}, \lambda_{ds}, \lambda_{0s}$: d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin toplam akıları,
- I_{qs}, I_{ds}, I_{0s} : d,q,0 eksenleri için dönüştürülmüş sistemin akımları,
- R_s : Stator sargı direncidir.

Sargılara ait toplam akılar açık olarak,

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_{mq})I_{qs} = L_q I_{qs} \quad (2.40)$$

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_{md})I_{ds} = L_d I_{ds} \quad (2.41)$$

şeklinde yazılabilir.

Makinanın mekanik yanına ilişkin denklemleri de aşağıda verilmiştir. Buna göre elektromekanik moment,

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{ds} I_{qs} - \lambda_{qs} I_{ds}) = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_{qs} I_{ds} \quad (2.42)$$

olarak tanımlanır. Ayrıca mekanik hız,

$$T_e - T_y = \frac{d\omega_r}{dt} \frac{J}{p} \quad (2.43)$$

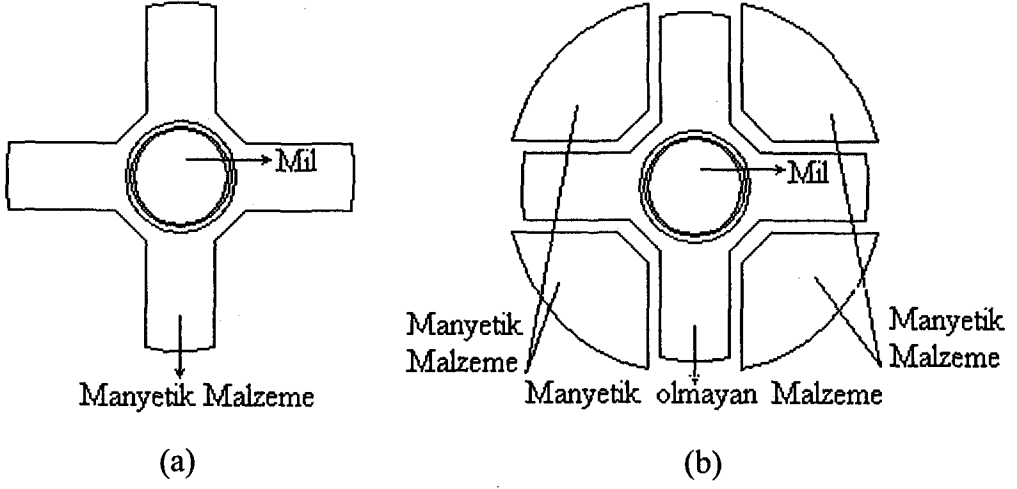
rotor konum açısı ise,

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.44)$$

olarak yazılabilir.

2.6. Tasarlanan Rotor Tipleri

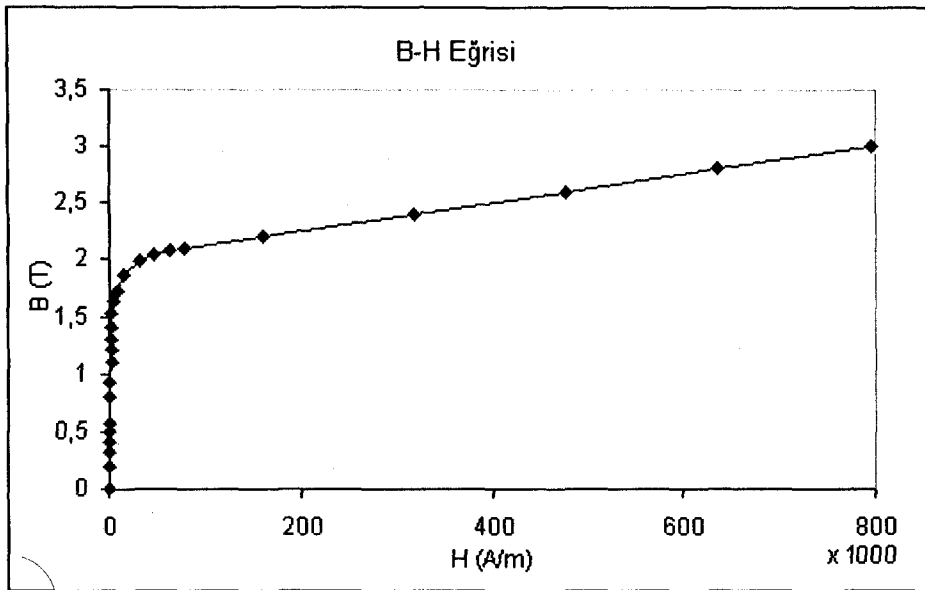
Senkron relüktans makinası yapısal olarak, stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Tasarlanan SRM' de stator, bilinen 24 oluklu, 4 kutuplu 550W' lık standart asenkron motorun statorudur. Rotor kısmı ise en basit anlamda, çelikten yapılmış istavroz şeklindedir. Bu çalışmada yapısal olarak birbirinin zıttı olan iki rotor tasarımı incelenmiştir. Şekil 2.9.' da rotor tasarımlarının prensip şemaları verilmiştir.



Şekil 2.9. Rotor tasarımlarının prensip şeması. a) R1 b) R2

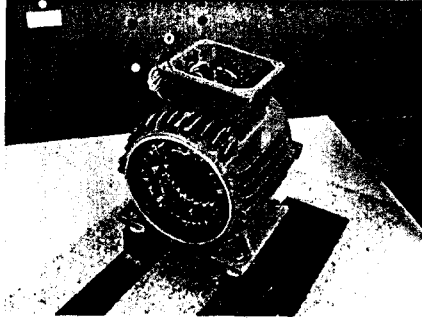
Şekil 2.9.a)' da görüldüğü üzere R1 rotor tasarımı bilinen çıkık kutuplu senkron makinanın uyarma sargısız haline benzemektedir. R1 rotor tasarımında rotor mili ve çıkık kutuplar manyetik geçirgenliği olan A1010 çeliğinden yapılmıştır.

Şekil 2.9.b)' de R2 rotor tasarımı görülmektedir. R2 rotor tasarımı, R1 rotor tasarımının yapısal bakımdan tersi olarak düşünülebilir. Burada çıkık kutuplar ve rotor mili manyetik olmayan bir malzeme olan kromdan yapılmıştır. Rotor dairesinin çıkık kutuplar dışında kalan kısımları ise manyetik bir malzeme olan A1010 çeliğinden yapılmıştır.

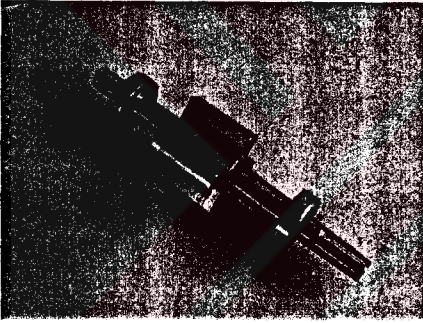


Şekil 2.10. A1010 çeliğine ait B-H eğrisi.

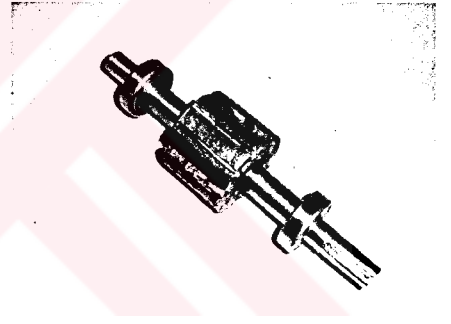
A1010 çeliği piyasada çok bulunan, B-H eğrisi çok kötü olmayan ve işlenmesi kolay olan bir malzemedir. A1010 çeliğinin B-H eğrisi Şekil 2.10.' da verilmiştir. Tasarlanan iki rotor, Körfez Küçük Sanayi Sitesindeki bir torna atölyesinde özel olarak yaptırılmıştır. Şekil 2.11.' de çalışmalarda kullanılan makinanın statoru, R1 rotor tasarımı ve R2 rotor tasarımına ait resimler görülmektedir.



(a)



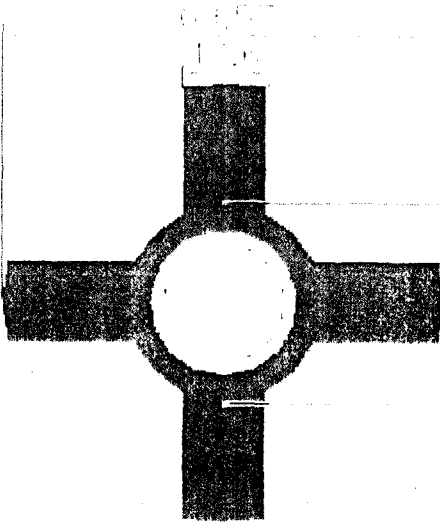
(b)



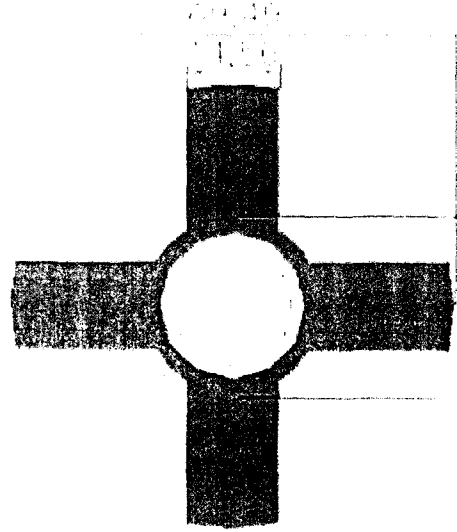
(c)

Şekil 2.11. SRM' ye ait stator ve rotorların fotoğrafları. a)Stator b)R1 Rotoru c)R2 Rotoru

Şekil 2.12., Şekil 2.13. ve Şekil 2.14.' te tasarlanan R1 ve R2 rotorlarının AutoCad'de gerçek ölçüleri baz alınarak çizilmiş değişik yönlerden görünüşleri verilmiştir.

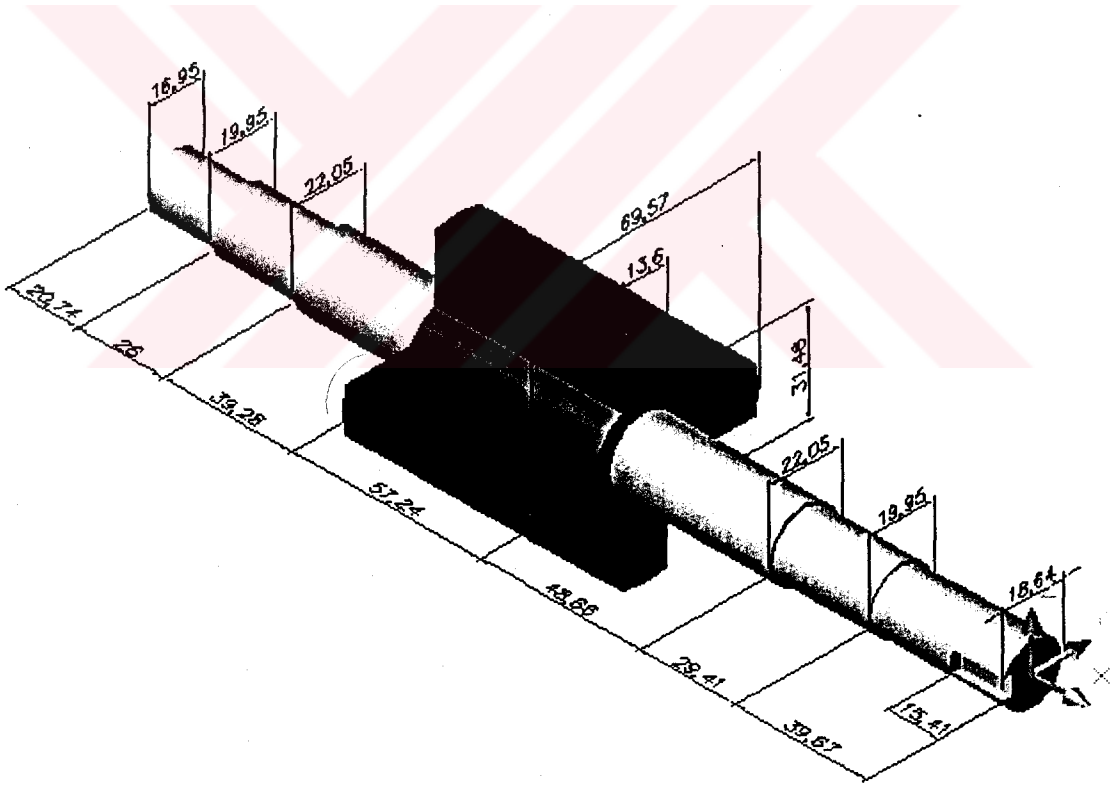


(a)

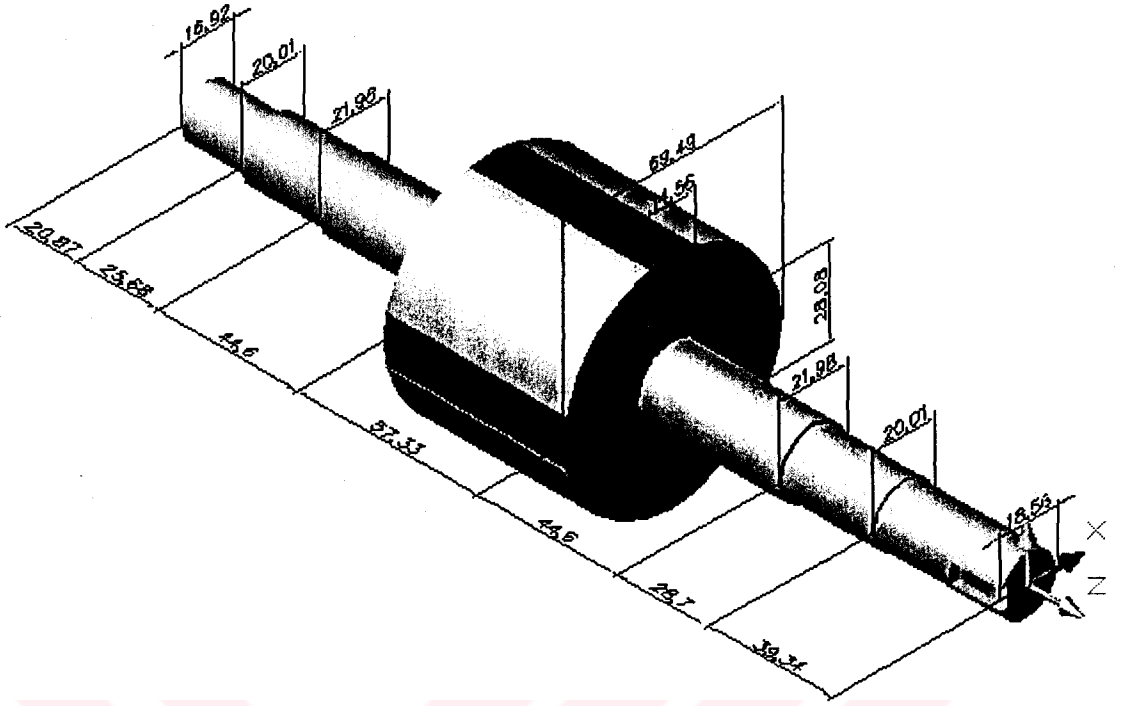


(b)

Şekil 2.12. R1 ve R2 rotor tasarımının ön görünüş çizimleri. a)R1 b)R2



Şekil 2.13. R1 Rotor tasarımının gerçek ölçüleri ile verilmiş izometrik görünüşü.



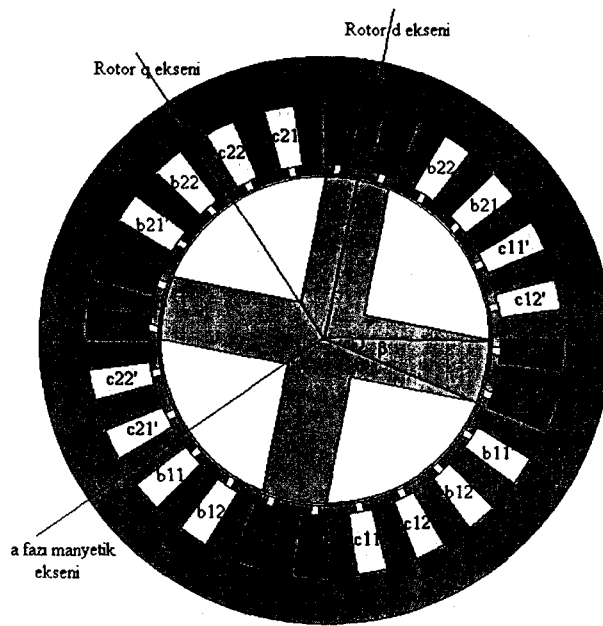
Şekil 2.14. R2 Rotor tasarımının gerçek ölçüleri ile verilmiş izometrik görünüşü.

BÖLÜM 3. SONLU ELEMANLAR ANALİZİ

3.1. Giriş

Bu bölümde, önceki bölümde anlatılan R1 ve R2 rotor tasarımlarının indüktans parametrelerinin Sonlu Elemanlar Analizi (S.E.A.) ile hesaplanması anlatılmıştır. Sonlu elemanlar analizi ile her iki rotor tasarımı için öz ve karşılıklı indüktanslar bulunmuştur. Doyma etkisinin gözlemlenmesi amacıyla her iki rotor tasarımı için 5 farklı akım değerindeki [1A, 2A, 3A, 4A, 5A] öz ve karşılıklı indüktanslar ayrı ayrı hesaplanmış ve bunların rotor konumuna bağlı değişimleri 2 boyutlu ve 3 boyutlu grafikler halinde verilmiştir. Ayrıca her iki rotor tasarımı için kutup tekerleği yayının (β) üç farklı değeri [22.5°, 37.5°, 52.5°] için öz ve karşılıklı indüktanslar ayrı ayrı hesaplanarak farklı yay açıları için öz ve karşılıklı indüktansların değişimi verilmiştir.

3.2. Senkron Relüktans Makinasının İndüktans Parametrelerinin Sonlu Elemanlar Analizi ile Belirlenmesi



Şekil 3.1. 24 Oluklu Senkron Relüktans Makinasının iki boyutlu görünüşü.

Öz ve karşılıklı indüktansların S.E.A. ile anlatılması amacıyla Şekil 3.1.' de senkron relüktans makinasının iki boyutlu görünüşü verilmiştir.

Analizini yaptığımız senkron relüktans makinasında stator olarak 24 oluklu, 4 kutuplu asenkron makinanın statoru kullanılmıştır. Şekil 3.1.' de görüldüğü üzere analizde kullanılan makinanın stator sargıları, stator üzerine homojen dağıtılmış olarak sarılmıştır. Buna göre her faz sargısı, 180 derece faz farkı olan ve birbirine seri bağlı iki bobin grubundan oluşmakta , her bobin grubu ise birbirine seri bağlı iki bobinden meydana gelmektedir. Buna göre a fazının sargısı birbirine seri bağlı $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))+((a_{21}-a_{21}')+(a_{22}-a_{22}'))$ bobinlerinden oluşmaktadır. Başka bir deyişle a fazının sargısı $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubu ve $((a_{21}-a_{21}')+(a_{22}-a_{22}'))$ bobin grubunun birbirine seri bağlanmasından meydana gelmektedir. Buna göre herhangi bir konum için a fazına ait herhangi bir bobin grubunun indüktansı bulunursa, bu bobin grubunun indüktansının iki ile çarpımı bize a fazının öz indüktansını verecektir[48,50,51,52].

Şekil 3.1.'de görülen konum için $(\theta_r=0^\circ)$ $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubunun öz indüktansının hesaplanması amacıyla $(a_{11}-a_{11}')$ sargısının I akımı ile uyarıldığını düşünelim. Bu durumda $(a_{11}-a_{11}')$ ile $(a_{12}-a_{12}')$ bobini birbirine seri bağlı olduğu için $(a_{12}-a_{12}')$ bobini de I akımı ile uyarılmış olmaktadır. $(a_{11}-a_{11}')$ ' nün sarım sayısı N_1 , $(a_{12}-a_{12}')$ bobininin sarım sayısı N_2 ile gösterilirse, bu konum için sonlu elemanlar analizinde manyetik devreyi uyaran amper sarım,

$$F=N_1.I+N_2.I=I.(N_1+N_2) \quad (3.1)$$

olarak yazılabilir. Buna göre $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ ile gösterilen bobin grubunun öz indüktansı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir. İncelenen durum için $(a_{11}-a_{11}')$ bobininin manyetik ekseninden geçen akı,

$$\Phi_{(a_{11}-a_{11}')} = \int_{0.125\pi}^{0.5\pi} B_\alpha \ell r_g d\alpha \quad (3.2)$$

olur.

Burada,

ℓ : Makinanın aksenal boyu,

r_g : İntegrasyonun yapıldığı yayın yarıçapıdır.

$(a_{12}-a_{12}')$ bobinin manyetik ekseninden geçen akı ise,

$$\Phi_{(a_{12}-a_{12}')} = \int_{0.041\pi}^{0.583\pi} B_{\alpha} \ell r_g d\alpha \quad (3.3)$$

olur. O halde $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubunu halkalayan toplam akı,

$$\lambda_{((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))} = N_1 \cdot \Phi_{(a_{11}-a_{11}')} + N_2 \cdot \Phi_{(a_{12}-a_{12}')} \quad (3.4)$$

olacaktır. Buna göre $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin çiftinin toplam indüktansı,

$$L_{((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))} = \lambda_{((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))} / I \quad (3.5)$$

şeklinde hesaplanır.

Dikkat edilecek olursa, yukarıdaki analizde sadece hava aralığından geçen akı hesaplanmıştır. O halde, burada bulunan indüktans a fazı sargılarının faydalı indüktansı olacaktır. Zaten yapılan sonlu elemanlar analizi iki boyutlu bir analiz olduğundan, sargı sonu kaçak akılarını içermemektedir. Fakat oluk kaçak akıları istenirse bulunabilir. Yukarıdaki analiz stator oluklarını kesen bir yay için de yapılırsa, burada bulunan indüktans ile faydalı indüktansın farkı bize oluklardaki kaçak akıdan dolayı meydana gelen oluk kaçak indüktansını verecektir.

Karşılıklı indüktansların hesabı da yukarıda anlatıldığı gibi yapılmıştır. $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubunun oluşturduğu indüksiyonun $((b_{11}-b_{11}')+(b_{12}-b_{12}'))$ bobin grubu üzerinde oluşturacağı akıyı hesaplayabilmek için hava aralığından geçen yay boyunca integrasyon,

$$\Phi_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} = \Phi_{(b11-b11)(a11-a11)} + \Phi_{(b11-b11)(a12-a12)} + \Phi_{(b12-b12)(a11-a11)} + \Phi_{(b12-b12)(a12-a12)} \quad (3.6)$$

$$\Phi_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} = \int_{0.458\pi}^{0.833\pi} B_{\alpha} \ell r_g d\alpha + \int_{0.375\pi}^{0.916\pi} B_{\alpha} \ell r_g d\alpha \quad (3.7)$$

sınırları altında yapılır. Buna göre $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubunun uyarılması sonucu $((b_{11}-b_{11}')+(b_{12}-b_{12}'))$ bobin grubunda oluşan toplam akı,

$$\lambda_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} = N \cdot \Phi_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} \quad (3.8)$$

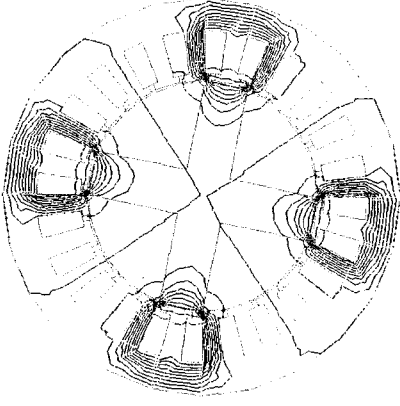
olur. Ve $((a_{11}-a_{11}')+(a_{12}-a_{12}'))$ bobin grubu ile $((b_{11}-b_{11}')+(b_{12}-b_{12}'))$ bobin grubu arasındaki toplam indüktans,

$$L_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} = \lambda_{((b11-b11)+(b12-b12))((a11-a11)+(a12-a12))} / I \quad (3.9)$$

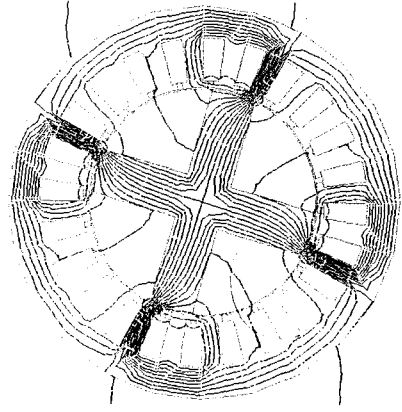
şeklinde elde edilir.

Yukarıda açıklanan işlem küçük adımlarla devam ettirilirse, bir faza ait öz ve karşılıklı indüktans rotor konumuna bağlı olarak elde edilmiş olur. Bu büyüklükler yardımıyla model için gerekli olan diğer büyüklükler periyodik değişimlerden yararlanılarak belirlenir. Örneğin $L_{aa}(\theta_r)$ belirlendiğinde $L_{bb}(\theta_r)$ ve $L_{cc}(\theta_r)$ büyüklükleri, $L_{ab}(\theta_r)$ belirlendiğinde ise $L_{bc}(\theta_r)$ ve $L_{ca}(\theta_r)$ büyüklükleri belirlenebilir.

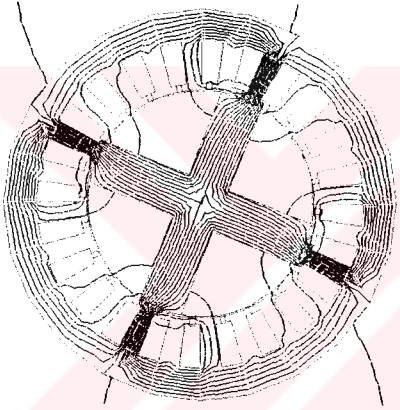
Şekil 3.2.' de R1 rotor tasarımı için sadece a faz sargısının uyarılması durumunda S.E.A. sonucunda elde edilen manyetik akı dağılımları, Şekil 3.3.' te ise R2 rotor tasarımı için sadece a fazının uyarılması sonucunda elde edilen manyetik akı dağılımları verilmiştir. Hesaplamalarda adım açısı olarak 10° 'lik elektriksel açı seçilmiştir. Bu sayede indüktansların periyodik değişimlerini tanımlamak için rotorun 90° ' lik dönüşü yeterli olacaktır.



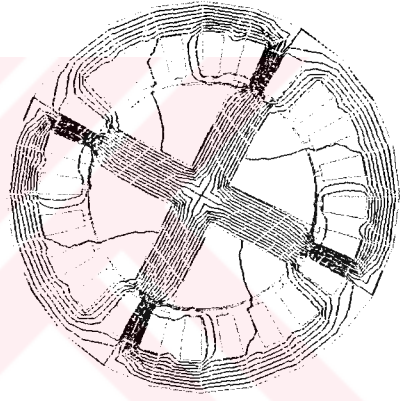
a) Rotor konumu $\theta_r = 0^\circ$



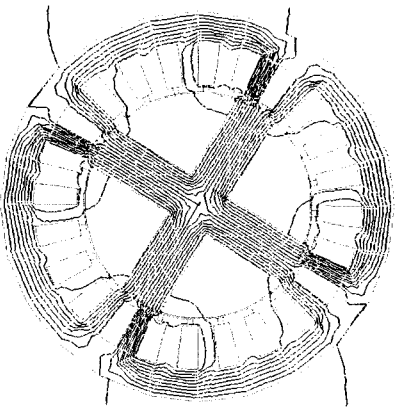
b) Rotor konumu $\theta_r = 10^\circ$



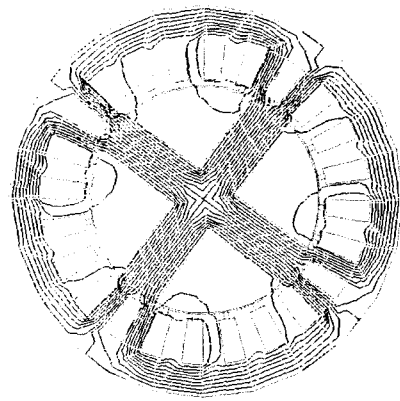
c) Rotor konumu $\theta_r = 20^\circ$



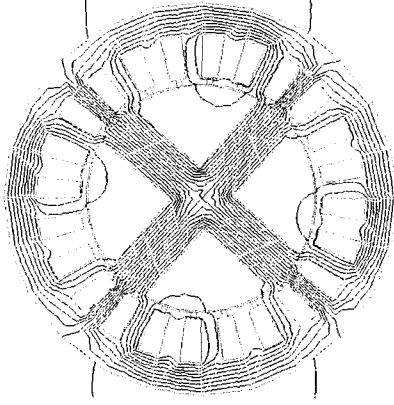
d) Rotor konumu $\theta_r = 30^\circ$



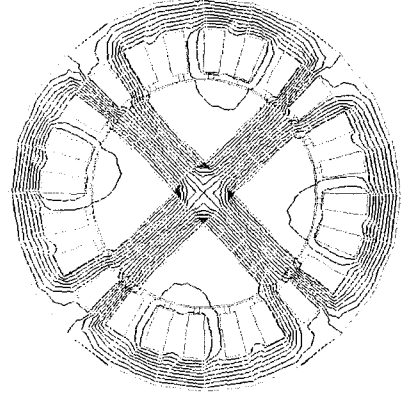
e) Rotor konumu $\theta_r = 40^\circ$



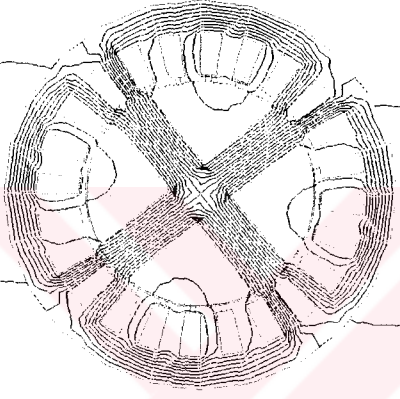
f) Rotor konumu $\theta_r = 50^\circ$



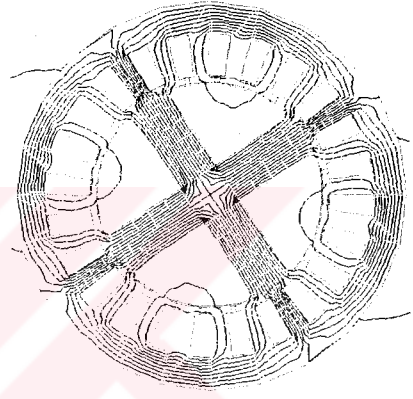
g) Rotor konumu $\theta_r = 60^\circ$



h) Rotor konumu $\theta_r = 70^\circ$

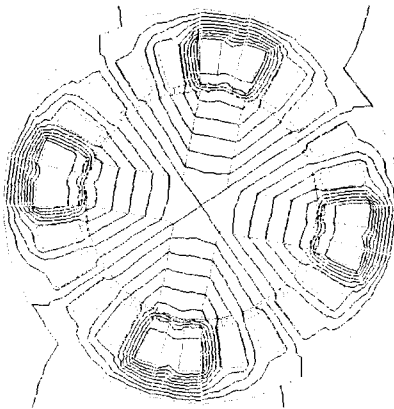


ı) Rotor konumu $\theta_r = 80^\circ$

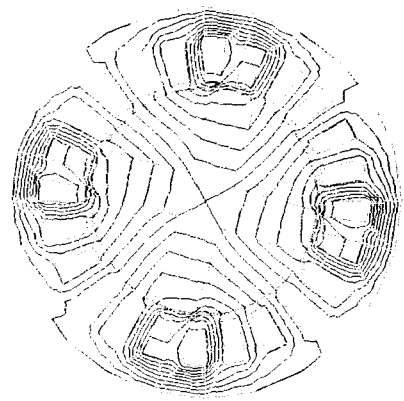


i) Rotor konumu $\theta_r = 90^\circ$

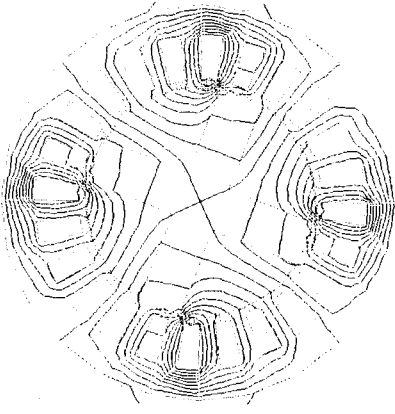
Şekil 3.2. R1 Rotor tasarımı için rotor konumuna bağlı S.E. analizi.



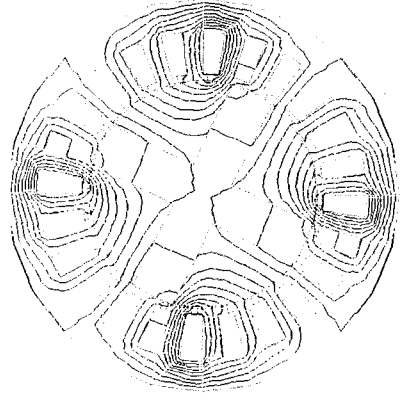
a) Rotor konumu $\theta_r = 0^\circ$



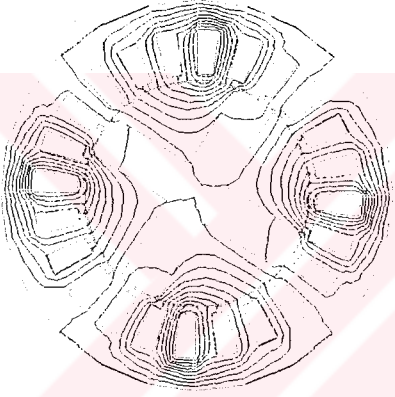
b) Rotor konumu $\theta_r = 10^\circ$



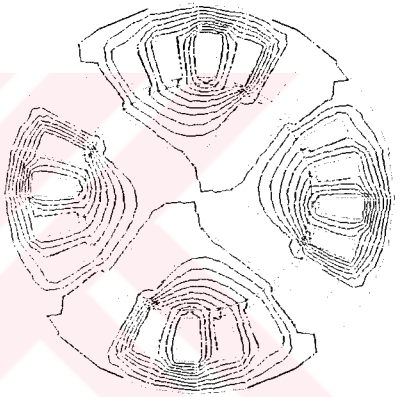
c)Rotor konumu $\theta_r=20^\circ$



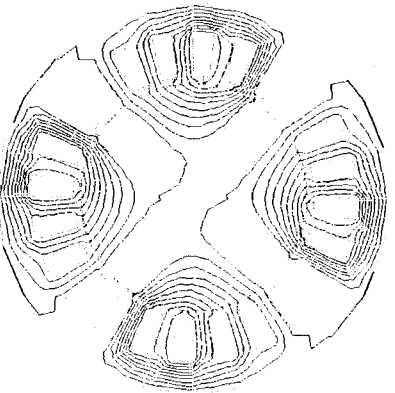
d)Rotor konumu $\theta_r=30^\circ$



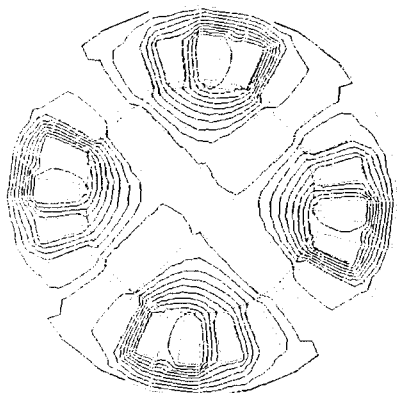
e)Rotor konumu $\theta_r=40^\circ$



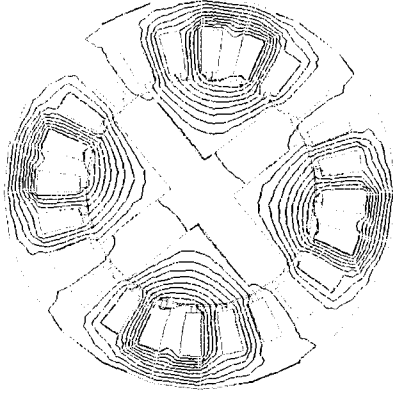
f)Rotor konumu $\theta_r=50^\circ$



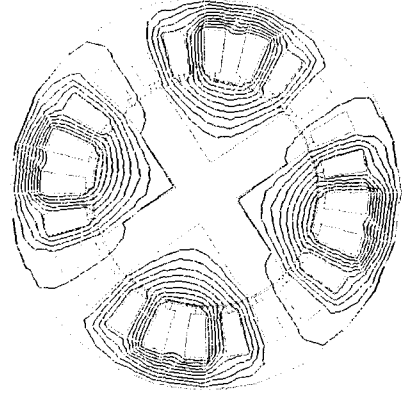
g)Rotor konumu $\theta_r=60^\circ$



h)Rotor konumu $\theta_r=70^\circ$



1) Rotor konumu $\theta_r = 80^\circ$



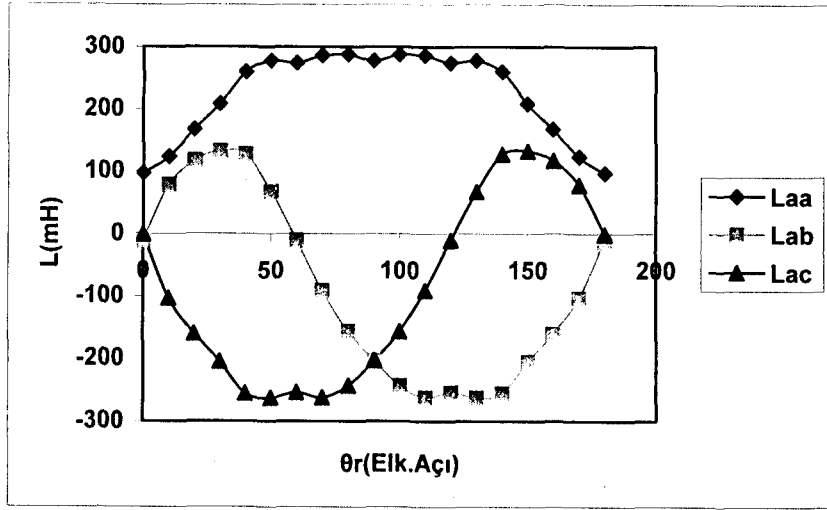
2) Rotor konumu $\theta_r = 90^\circ$

Şekil 3.3. R2 Rotor tasarımı için rotor konumuna bağlı S.E. analizi.

Yukarıda elde edilen manyetik akı dağılımlarının yardımıyla sayısal olarak elde edilen R1 ve R2 rotoruna ait öz ve karşılıklı indüktansların değerleri ile toplam akı değerleri Tablo 3.1. ve Tablo 3.2.' de verilmiştir.

Tablo 3.1. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve karşılıklı indüktansların rotor konumuna bağlı değerleri.

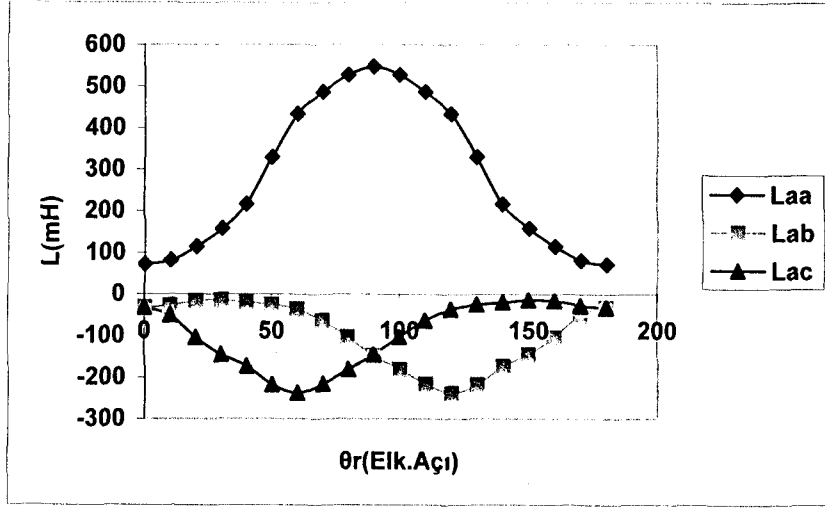
$\theta_r(\text{Elk.})$	$\Phi_{aa}(\text{wb/m})$	$\Phi_{ab}(\text{wb/m})$	$\Phi_{ac}(\text{wb/m})$	$L_{aa}(\text{mH})$	$L_{ab}(\text{mH})$	$L_{ac}(\text{mH})$
0	3,1980E-03	-3,8085E-04	-3,9774E-05	96,45	-11,49	-1,20
10	4,0686E-03	2,5705E-03	-3,4382E-03	122,71	77,53	-103,70
20	5,5327E-03	3,8723E-03	-5,3310E-03	166,86	116,79	-160,78
30	6,8949E-03	4,3758E-03	-6,8007E-03	207,95	131,97	-205,11
40	8,6022E-03	4,1978E-03	-8,4669E-03	259,44	126,60	-255,36
50	9,1967E-03	2,2062E-03	-8,7044E-03	277,37	66,54	-262,52
60	9,0759E-03	-3,5678E-04	-8,4177E-03	273,73	-10,76	-253,88
70	9,4813E-03	-3,0297E-03	-8,6837E-03	285,96	-91,38	-261,90
80	9,5294E-03	-5,2069E-03	-8,0630E-03	287,41	-157,04	-243,18
90	9,1943E-03	-6,7496E-03	-6,7427E-03	277,30	-203,57	-203,36
100	9,5294E-03	-8,0630E-03	-5,2069E-03	287,41	-243,18	-157,04
110	9,4813E-03	-8,6837E-03	-3,0297E-03	285,96	-261,90	-91,38
120	9,0759E-03	-8,4177E-03	-3,5678E-04	273,73	-253,88	-10,76
130	9,1967E-03	-8,7044E-03	2,2062E-03	277,37	-262,52	66,54
140	8,6022E-03	-8,4669E-03	4,1978E-03	259,44	-255,36	126,60
150	6,8949E-03	-6,8007E-03	4,3758E-03	207,95	-205,11	131,97
160	5,5327E-03	-5,3310E-03	3,8723E-03	166,86	-160,78	116,79
170	4,0686E-03	-3,4382E-03	2,5705E-03	122,71	-103,70	77,53
180	3,1980E-03	-3,8085E-04	-3,9774E-05	96,45	-11,49	-1,20



Şekil 3.4. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b, a-c fazları arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi (1A).

Tablo 3.2. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve karşılıklı indüktansların rotor konumuna bağlı değerleri.

$\theta_r(\text{Elk.})$	$\Phi_{aa}(\text{wb/m})$	$\Phi_{ab}(\text{wb/m})$	$\Phi_{ac}(\text{wb/m})$	$L_{aa}(\text{mH})$	$L_{ab}(\text{mH})$	$L_{ac}(\text{mH})$
0	2,3897E-03	-1,0686E-03	-1,0724E-03	72,07	-32,23	-32,34
10	2,6963E-03	-9,0204E-04	-1,6924E-03	81,32	-27,21	-51,04
20	3,8138E-03	-5,2471E-04	-3,4481E-03	115,02	-15,83	-103,99
30	5,2306E-03	-4,7250E-04	-4,8205E-03	157,75	-14,25	-145,39
40	7,1542E-03	-6,6387E-04	-5,7462E-03	215,77	-20,02	-173,31
50	1,0911E-02	-8,3279E-04	-7,2028E-03	329,07	-25,12	-217,24
60	1,4367E-02	-1,2043E-03	-7,8612E-03	433,30	-36,32	-237,09
70	1,6132E-02	-2,1001E-03	-7,1270E-03	486,55	-63,34	-214,95
80	1,7484E-02	-3,4258E-03	-5,9935E-03	527,32	-103,32	-180,76
90	1,8133E-02	-4,8932E-03	-4,8284E-03	546,89	-147,58	-145,63
100	1,7484E-02	-5,9935E-03	-3,4258E-03	527,32	-180,76	-103,32
110	1,6132E-02	-7,1270E-03	-2,1001E-03	486,55	-214,95	-63,34
120	1,4367E-02	-7,8612E-03	-1,2043E-03	433,30	-237,09	-36,32
130	1,0911E-02	-7,2028E-03	-8,3279E-04	329,07	-217,24	-25,12
140	7,1542E-03	-5,7462E-03	-6,6387E-04	215,77	-173,31	-20,02
150	5,2306E-03	-4,8205E-03	-4,7250E-04	157,75	-145,39	-14,25
160	3,8138E-03	-3,4481E-03	-5,2471E-04	115,02	-103,99	-15,83
170	2,6963E-03	-1,6924E-03	-9,0204E-04	81,32	-51,04	-27,21
180	2,3897E-03	-1,0686E-03	-1,0724E-03	72,07	-32,23	-32,34



Şekil 3.5. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b, a-c fazları arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna bağlı değişimi (1A).

İndüktans parametreleri diziler halinde belirlendikten sonra, bu parametreleri periyodik fonksiyonlar halinde düzenlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla elde edilen dizilerin rotor konumuna göre kolaylıkla türetilebileceği bir dönüşüm kullanılması uygun olur. İncelenen diziler rotor pozisyonunun periyodik fonksiyonu olduklarından, bu amaca en uygun dönüşüm olan Fourier Dönüşümü kullanılarak bunları periyodik fonksiyonlar haline getirmek mümkündür. Bu belirleme sonucunda sonlu elemanlar analizi ve sayısal işlemler sonucunda elde edilmiş olan ve diziler şeklinde bulunan indüktans matrislerinin elemanları nümerik Fourier serilerine dönüştürülmüştür.

(3.10) ve (3.11) denklemlerinde R1 rotor tasarımına ait öz ve karşılıklı indüktans değişimlerinin Fourier Dönüşümleri, (3.12) ve (3.13) denklemlerinde ise R2 rotor tasarımına ait öz ve karşılıklı indüktans değişimlerinin Fourier Dönüşümleri verilmiştir.

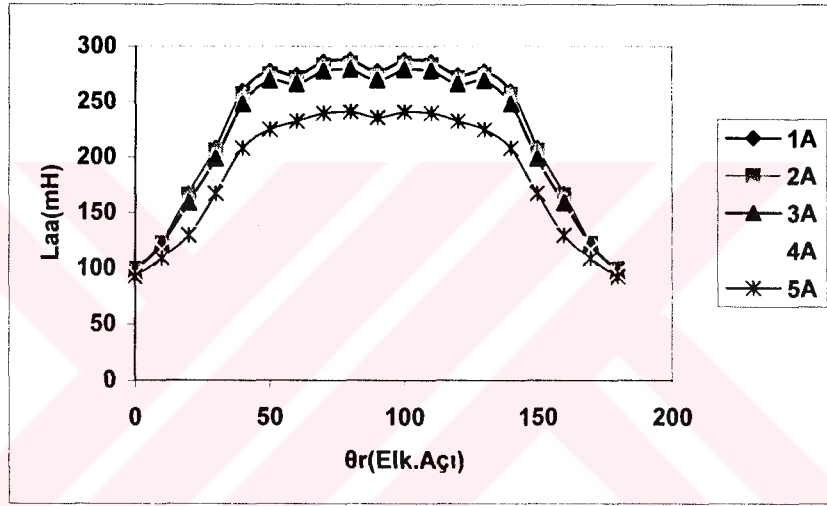
$$L_{a,a}(\theta_r) = 232.37 - 83.68 \cos(2\theta_r) - 37.21 \cos(4\theta_r) - 8.64 \cos(6\theta_r) + 0.66 \cos(8\theta_r) \text{ mH} \quad (3.10)$$

$$L_{a,b}(\theta_r) = -93.6 + 97.7 \cos(2\theta_r) + 174.11 \sin(2\theta_r) - 15.03 \cos(4\theta_r) + 29.27 \sin(4\theta_r) - 0.07 \cos(6\theta_r) + 0.042 \sin(6\theta_r) + 0.47 \cos(8\theta_r) + 1.63 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (3.11)$$

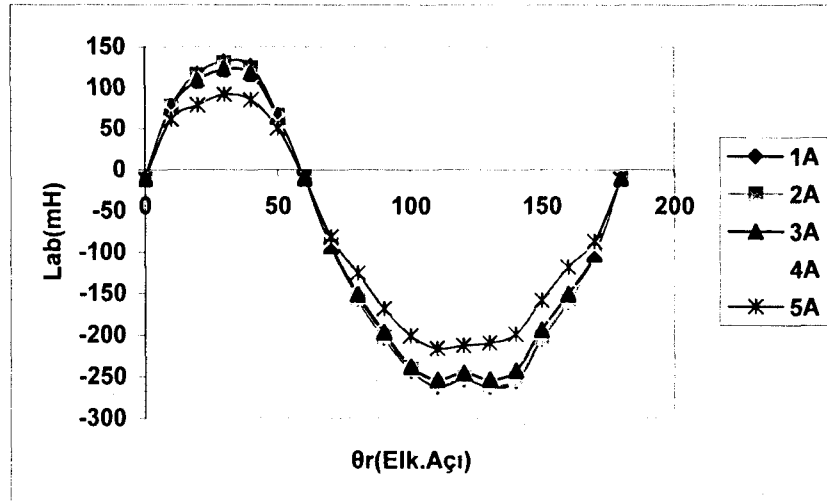
$$L_{a,a}(\theta_r) = 303.97 - 248.8 \cos(2\theta_r) - 11.06 \sin(2\theta_r) + 5.77 \cos(4\theta_r) + 3.84 \sin(4\theta_r) + 18.55 \cos(6\theta_r) + 9.73 \sin(6\theta_r) + 2.25 \cos(8\theta_r) - 7.22 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (3.12)$$

$$L_{a,b}(\theta_r) = -103.8 + 56.86 \cos(2\theta_r) + 93.67 \sin(2\theta_r) + 11.4 \cos(4\theta_r) - 19.56 \sin(4\theta_r) + 0.08 \cos(6\theta_r) - 0.43 \sin(6\theta_r) + 1.62 \cos(8\theta_r) + 1.23 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (3.13)$$

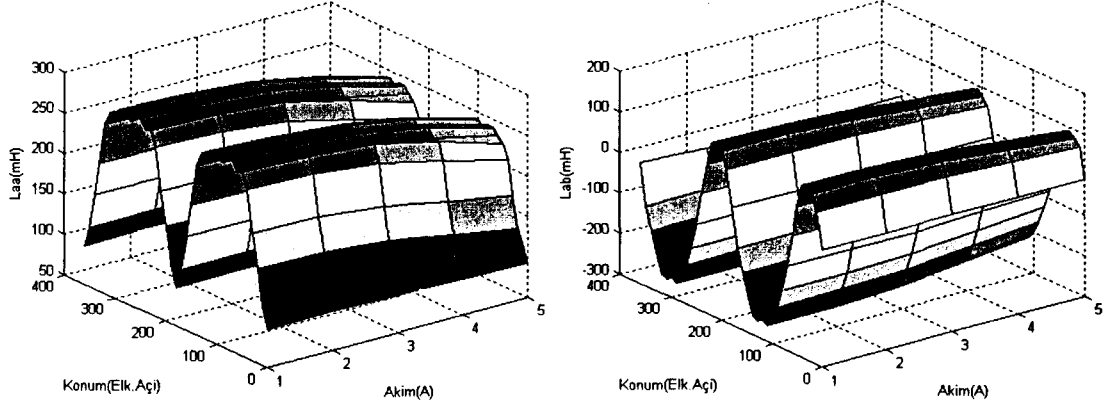
Bu çalışmada, akımın indüktans değişimlerini nasıl etkilediğini görmek amacıyla, her iki rotor tasarımına (R1,R2) 5 farklı akım değeri [1A, 2A, 3A, 4A, 5A] için sonlu elemanlar analizi yapılmıştır ($\beta=22.5^\circ$). Sonuçta elde edilen indüktansların rotor konumuna bağlı değişimleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



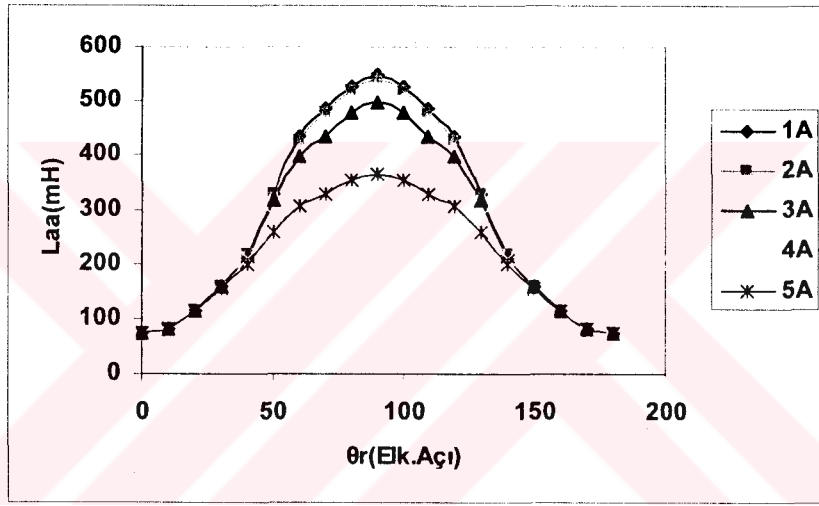
Şekil 3.6. R1 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.



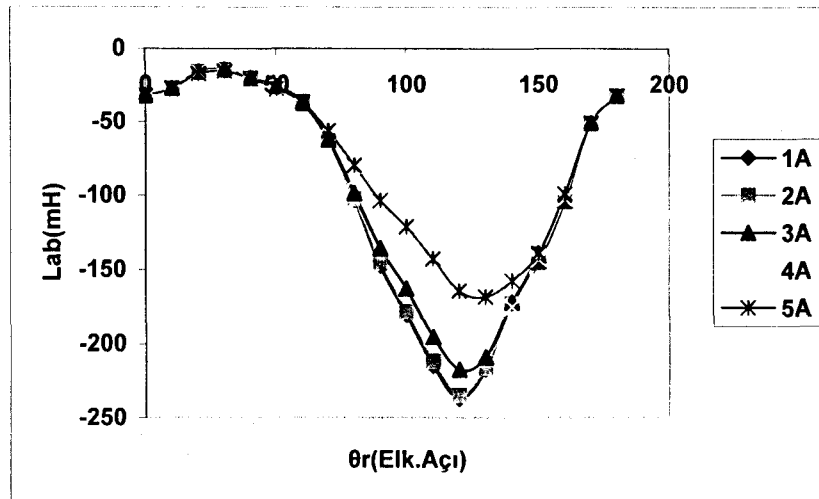
Şekil 3.7. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.



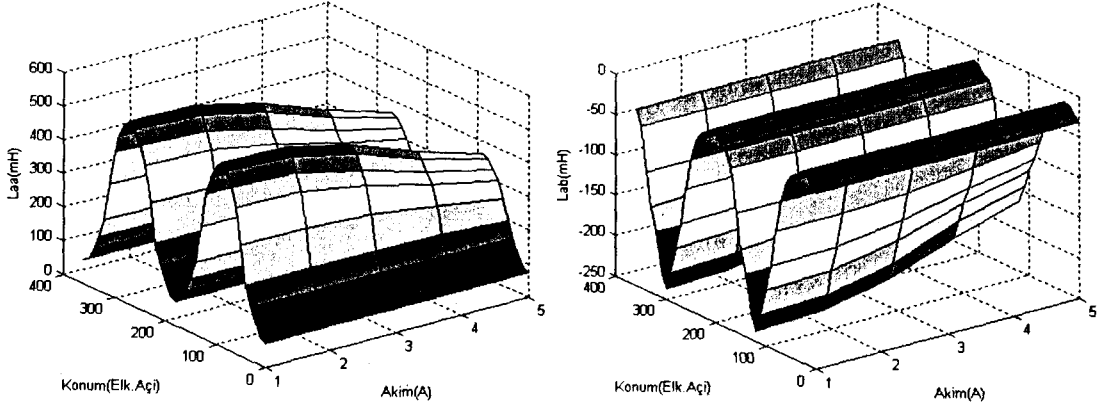
Şekil 3.8. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.



Şekil 3.9. R2 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.

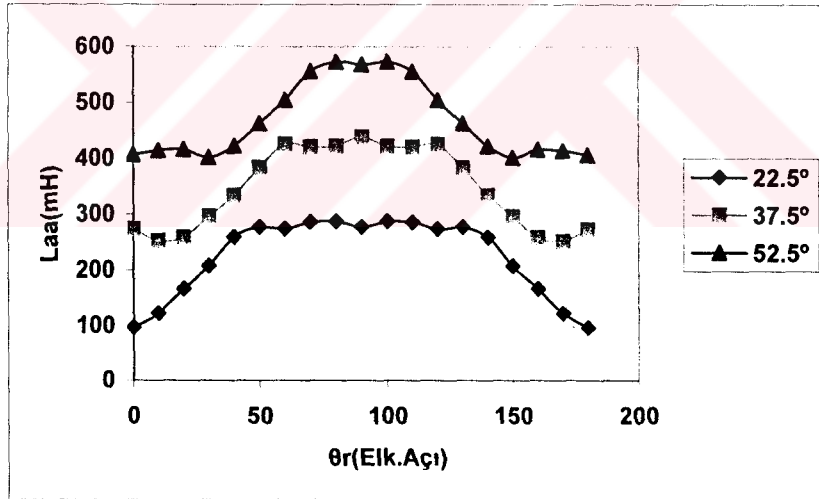


Şekil 3.10. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.

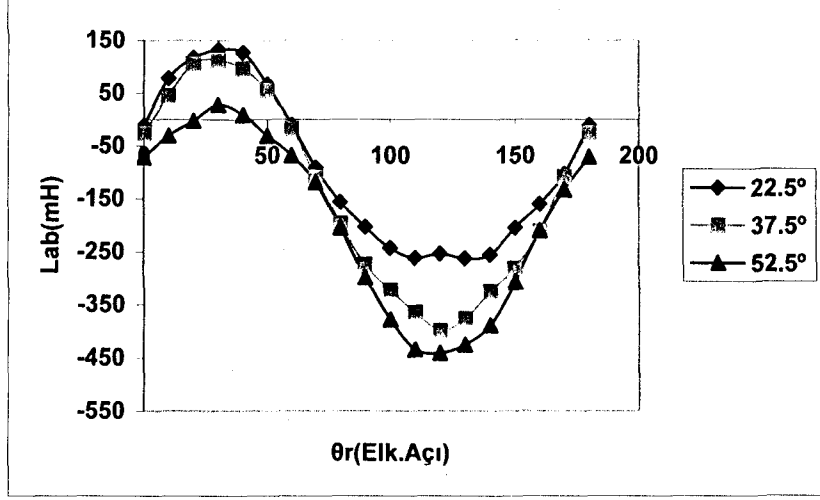


Şekil 3.11. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akıma ve rotor konumuna bağlı değişimi.

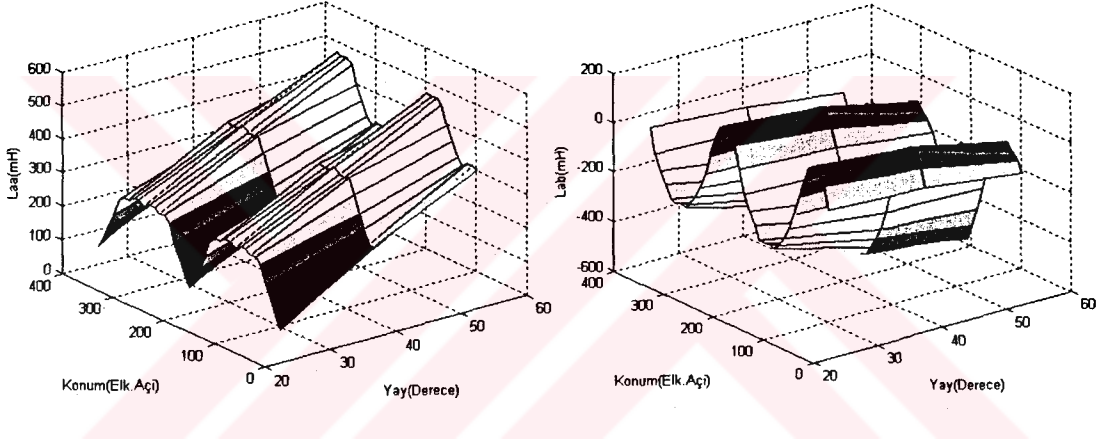
Son olarak her iki rotor tasarımı (R1, R2) için a fazının 1A ile uyarılması durumunda üç farklı kutup tekerleği açısı [$\beta=22.5^\circ, 37.5^\circ, 52.5^\circ$] için sonlu elemanlar analizi yapılmıştır. Bu çalışma ile ilgili indüktansların rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



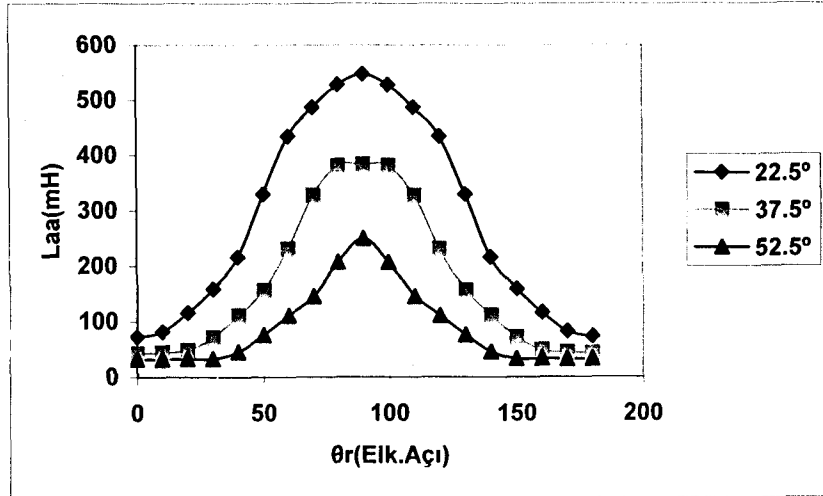
Şekil 3.12. R1 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.



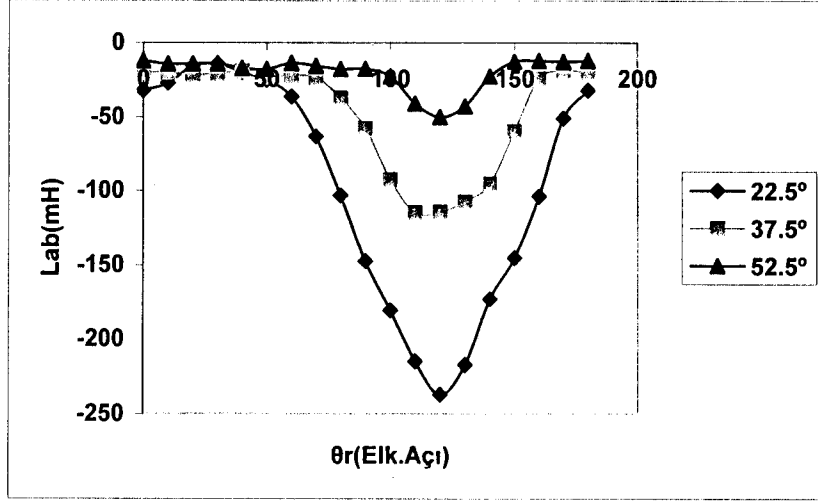
Şekil 3.13. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.



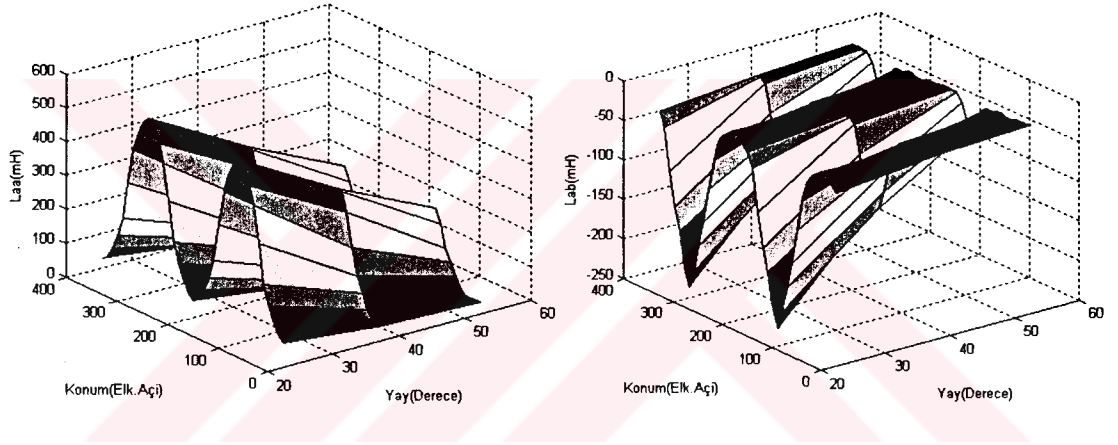
Şekil 3.14. R1 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.



Şekil 3.15. R2 rotor tasarımı için a fazı öz indüktansının rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.



Şekil 3.16. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.



Şekil 3.17. R2 rotor tasarımı için a fazı öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın rotor konumuna ve β' ya bağlı değişimi.

BÖLÜM 4. İNDÜKTANS PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜMÜ

4.1. Giriş

Önceki bölümlerde SRM' nin matematiksel modeli oluşturulmuş ve indüktans parametrelerinin Sonlu Elemanlar Analizi yapılmıştır. SRM' nin moment denkleminde de bilindiği üzere indüktans parametreleri SRM için kilit parametrelerdir. Bu parametreler gerçeğe ne kadar yakın olursa oluşturulan modelin sonuçları gerçeğe o kadar yakın olacaktır. Bu amaçla bu bölümde R1 ve R2 rotor tasarımlarının indüktans parametrelerinin deneysel olarak ölçümü anlatılmıştır.

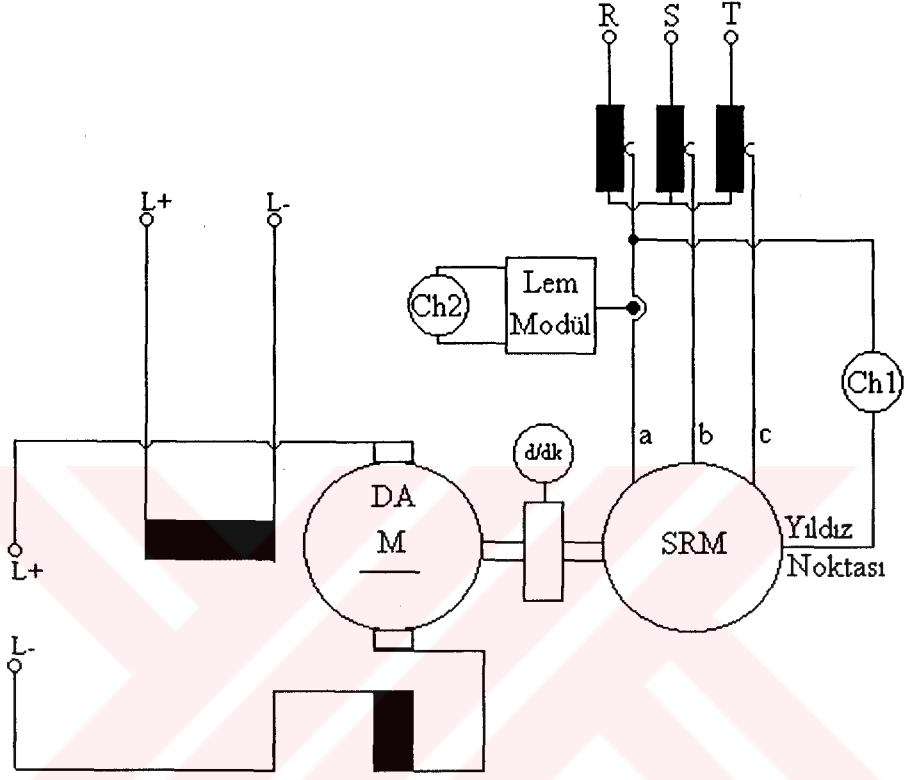
4.2. SRM' nin İndüktans Parametrelerinin Ölçümü

Bilindiği üzere indüktans ölçümü için şimdiye kadar geliştirilen pek çok yöntem bulunmaktadır. Bu bölümde bunlardan, “SRM' nin asenkron hızda çalıştırılarak indüktans parametrelerinin ölçümü”, “50Hz alternatif akımda indüktans parametrelerinin ölçümü” ve “SRM' nin bir faz sargısına periyodik darbe gerilimleri uygulayarak indüktans parametrelerinin ölçümü” olarak tanımlanan üç farklı yöntem açıklanacaktır.

4.2.1. SRM' yi asenkron hızda çalıştırarak indüktans parametrelerinin ölçümü

SRM' nin L_q ve L_d indüktans parametrelerini bulmak amacıyla Şekil 4.1.' deki montaj düzeneği kurulmuştur. Deney düzeneğinden görüldüğü üzere, asenkron hızda çalıştığı durumda SRM' nin faz sargılarından büyük akımlar geçmesini önlemek amacıyla, motor üç fazlı ototrafo üzerinden beslenmiştir. Ayrıca makinayı asenkron hızda döndürebilmek amacıyla SRM' ye serbest uyarmalı doğru akım motoru akupile edilmiştir. Faz-nötr geriliminin ölçülmesi için a fazı ile yıldız noktası arasına

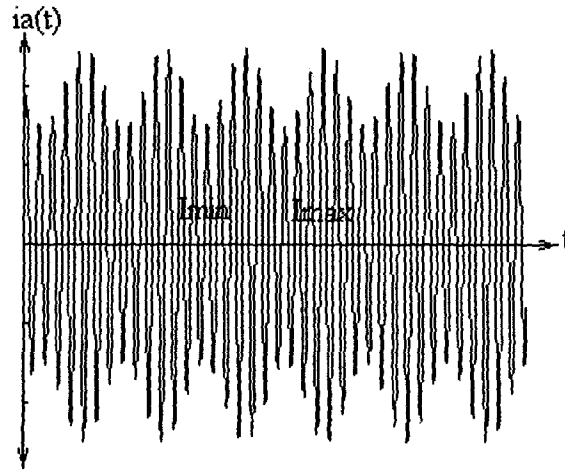
osiloskobun birinci kanalı, faz akımı değişiminin gözlemlenmesi amacıyla a fazı sargısına osiloskobun ikinci kanalı bağlanmıştır. Deney düzeneği kurulduktan sonra SRM uygun değerde bir gerilimle (yaklaşık $20V_{an}$) beslenir ve tahrik makinası yardımıyla senkron hızda döndürülür.



Şekil 4.1. Asenkron hızda indüktans parametreleri için kurulan deney düzeneği.

Bu durumda stator faz sargılarından, genlikleri sabit ve birbirine eşit I_a , I_b , I_c akımları geçer. SRM' nin rotoru çıkık kutuplu olduğundan yani hava aralığının stator çevresi boyunca homojen olmamasından dolayı, d eksenı boyunca tanımlanan manyetik yolun direnci (relüktansı) küçük, q eksenı boyunca tanımlanan manyetik devrenin direnci (relüktansı) ise büyüktür.

Daha sonra tahrik makinasının açısal hızı azaltılarak SRM asenkron hızda döndürülür. Bu durumda döner alan hızı, rotor hızından farklı olduğu için, döner alan ile rotor arasında bağıl bir $\Delta\omega$ açısal hızı oluşur. Deneyde stator sargılarına bağlı bulunan osiloskop yardımıyla, stator akımının bir maksimum bir de minimum band aralığında salındığı görülür (Şekil 4.2.). Akım genliğinin maksimum ve minimumdan geçmesi, faz empedanslarının rotorun dönmesi ile değiştiğini gösterir.



Şekil 4.2. Asenkron hızda a fazı akımının değişimi.

Rotorun d ekseninin, a fazı eksenini ile üst üste geldiği durumda hava aralığı küçük ve manyetik devrenin geçirgenliği en büyüktür. Bu durumda SRM' nin a fazı için fazör denklemi,

$$V_{an} = R_a I_a + jX(\theta_r) I_a \quad (4.1)$$

şeklinde olur. Bu durumda a faz sargısının akımı,

$$I_a = \frac{V_{an}}{\sqrt{R_a^2 + jX(\theta_r)}} \quad (4.2)$$

olur. Stator sargısının direnci ihmal edilirse ($R=0$),

$$I_a = \frac{V_{an}}{jX(\theta_r)} \quad (4.3)$$

elde edilir. Kutup eksenini ya da d eksenini a fazı eksenini ile üst üste geldiğinden dolayı $X(\theta_r = 0) = X_{max} = X_d$ ve $I_a = I_{min}$ olmuştur. Statorda bulunan b ve c fazlarından da akım geçtiğinden, bu fazların a fazı üzerinde karşılıklı indüktans etkisi vardır ve bu etki X_{max} ' ın içindedir.

Diğer bir t anında, q eksenini a fazı eksenine ile çakıştığı durumda, hava aralığı en büyük, manyetik geçirgenlik ise küçük olur. Bu konumda $X(\theta_r = \pi/2) = X_{\min}$ olduğundan makina şebekeden maksimum akım çeker ve $I_a = I_{\max}$ olur. Yine bu durumda b ve c fazlarının a fazına olan karşılıklı indüktans etkisi vardır ve bu etki $X_{\min}$ içinde bulunur.

Yukarıdaki açıklamalardan, SRM' nin reaktansının iki bileşeni olduğu anlaşılır. Bu bileşenlerden birincisi, makinanın d eksenini doğrultusundaki manyetik devreye ilişkin boyuna senkron reaktans X_d ve diğeri q eksenini doğrultusundaki manyetik devreye ilişkin enine senkron reaktans X_q ' dur. Buna göre X_d ve X_q reaktansları,

$$X_d = \frac{V_{an}}{I_{\min}} = \frac{V_{an}}{I_d} \quad (4.4)$$

$$X_q = \frac{V_{an}}{I_{\max}} = \frac{V_{an}}{I_q} \quad (4.5)$$

olarak tanımlanır. Buradan L_d ve L_q indüktansları, $L_d = X_d / \omega_s$ ve $L_q = X_q / \omega_s$ şeklinde elde edilir.

L_d ve L_q bilindiğine göre SRM' nin dinamik modeli için gerekli parametreler yaklaşık olarak aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$L_b = \frac{L_d - L_q}{3} \quad (4.6)$$

$$L_\sigma + L_a = \frac{L_d + L_q}{3} \quad (4.7)$$

$$M = -\frac{L_d + L_q}{6} \quad (4.8)$$

Burada,

L_σ : Kaçak indüktans,

L_a : Bir faz sargısının faydalı öz indüktansı,

L_b : SRM' nin özelliğine ilişkin bir faz öz indüktansı,
 M : Stator faz sargıları arasındaki karşıt indüktanstır.

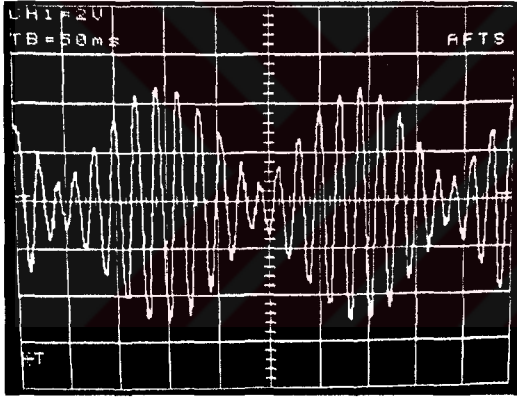
Yapılan asenkron çalışma deneyinde R1 rotoru için,

$$L_\sigma + L_a = 174 \text{ mH}, L_b = 93 \text{ mH}, M = -87 \text{ mH},$$

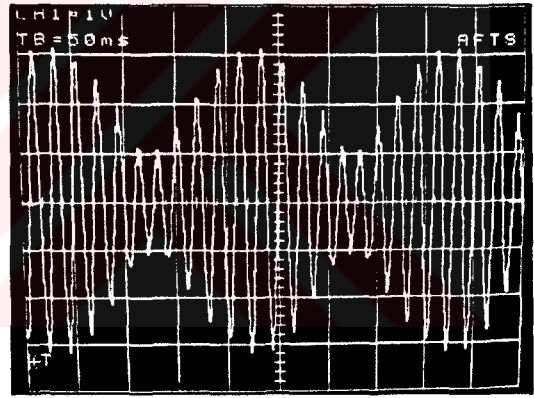
R2 rotoru için,

$$L_\sigma + L_a = 237 \text{ mH}, L_b = 119 \text{ mH}, M = -118 \text{ mH},$$

olarak bulunmuştur. R1 ve R2 rotor tasarımları için yapılan asenkron çalışma deneyinin osiloskop görüntüleri Şekil 4.3.' te verilmiştir.



a)R1 rotoru



b)R2 rotoru

Şekil 4.3. R1 ve R2 rotoru için yapılan asenkron çalışma deneyinin osiloskop görüntüleri ($V_{an,eff}=50V$, $n=1415 \text{ d/dk}$).

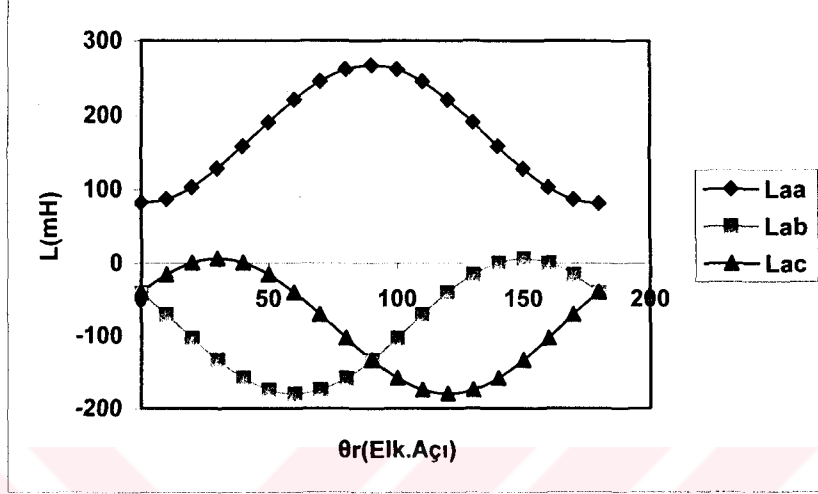
(4.6), (4.7) ve (4.8) eşitlikleri yardımıyla indüktans matrisinin elemanları,

$$L_{a,a} = L_\sigma + L_a + L_b \cos 2\theta_r \quad (4.9)$$

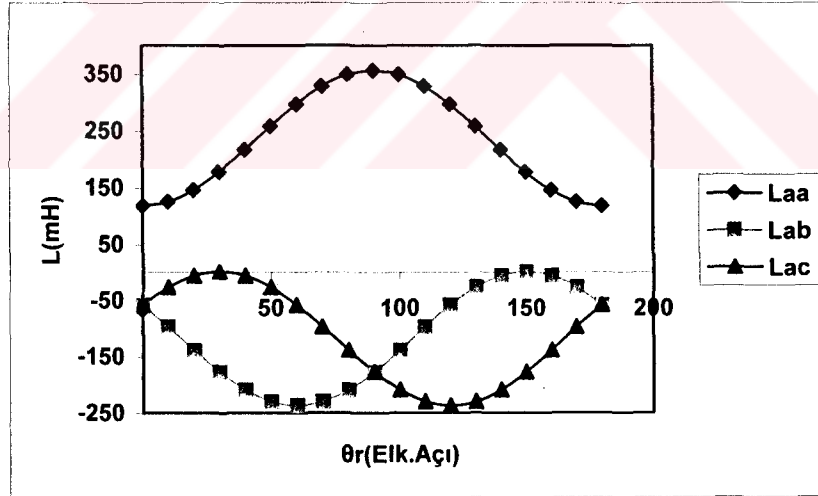
$$L_{a,b} = M + L_b \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.10)$$

$$L_{a,c} = M + L_b \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.11)$$

elde edilir. $L_{a,a}$, $L_{a,b}$ ve $L_{a,c}$ 120° kaydırılarak matrisin diğer elemanları da bulunabilir. Böylece dinamik model için gerekli olan indüktans matrisi bulunmuş olur. R1 ve R2 rotor tasarımları için yapılan deney sonuçlarını kullanarak $L_{a,a}$, $L_{a,b}$ ve $L_{a,c}$ indüktanslarının değişimleri Şekil 4.4. ve Şekil 4.5.' te verilmiştir.

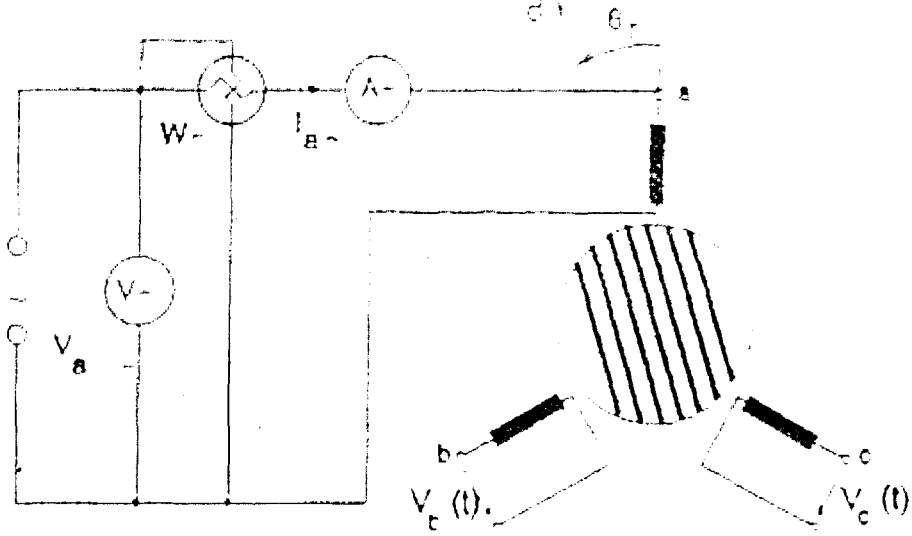


Şekil 4.4. R1 rotoru için indüktans matrislerinin rotor konumuna bağlı değişimi.



Şekil 4.5. R2 rotoru için indüktans matrislerinin rotor konumuna bağlı değişimi.

4.2.2. 50 Hz alternatif akımda rotor parametrelerinin ölçümü



Şekil 4.6. 50 Hz A.A’ da indüktans ölçümü için kurulan deney düzeneği.

Alternatif akımda öz ve karşılıklı indüktansların ölçülmesi amacıyla Şekil 4.3.’ teki deney düzeneği kurulur[50,51,52]. Bu yöntem uygulanırken, SRM’ nin bir faz sargısı, bir ototrafo üzerinden beslenmiş ve rotor konumunun uygun değerde değişimini sağlamak için SRM’ nin rotoruna bir açı ölçer bağlanmıştır.

Sisteme gerilim verilmeden önce SRM’ nin bir faz sargısının direnci ohmmetre yardımıyla ölçülür. Daha sonra X_σ ‘yu bulmak amacıyla SRM’ nin rotoru sökülerek uygun gerilimle beslenir ve V , I , büyüklükleri ölçülür. Rotor çıkarılmış durumda devrenin empedansı,

$$Z_s = \frac{V_{an}}{I_a} = \sqrt{R_s^2 + X_\sigma^2} \quad (4.12)$$

olduğuna göre, kaçak indüktans,

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

değerine eşittir.

Daha sonra rotor yerine monte edilir ve $\theta_r=0^\circ$ ' de kilitlenir. Bir faz sargısına uygun alternatif gerilim uygulanarak gerilim, akım, aktif güç ve güç katsayısı ölçülür. Devreden geçen akım bilindiğine göre kaçak reaktansın gücü,

$$Q_\sigma = I_a^2 X_\sigma \quad (4.14)$$

ve sistemin toplam reaktif gücü,

$$Q_T = P_T \tan \varphi \quad (4.15)$$

olduğuna göre buradan mıknatıslanma reaktansının gücü,

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

formülü ile bulunabilir. Mıknatıslanma reaktansı üzerine düşen gerilim,

$$E = V_{an} - I_a Z_s \quad (4.17)$$

tanımı yardımıyla elde edilebilir. Buradan mıknatıslanma reaktansı,

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

ile hesaplanır. Buna göre a fazının öz indüktansı,

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

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

tanımları yardımıyla elde edilir. (4.17) ve (4.18) tanımları yardımıyla, mıknatıslanma akımı,

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

olarak hesaplanır. (4.21) tanımı ve b fazı gerilimi yardımıyla a fazı sargısının b fazı sargısı üzerindeki karşılıklı indüktansı,

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

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

olarak bulunur.

Aynı işlem mekanik 5° 'lık adımlarla 180° 'ye kadar döndürülerek tekrarlanırsa SRM' nin öz ve karşılıklı indüktans parametreleri bulunmuş olur. Ayrıca bu işlem değişik akım değerleri için tekrarlandığı takdirde doyma etkilerini ihmal etmeden indüktans parametrelerinin hem akım hem de rotor konumuna göre değişimi elde edilir (Şekil 4.7. , Şekil 4.8. , Şekil 4.9. , Şekil 4.10. , Şekil 4.11. , Şekil 4.12.).

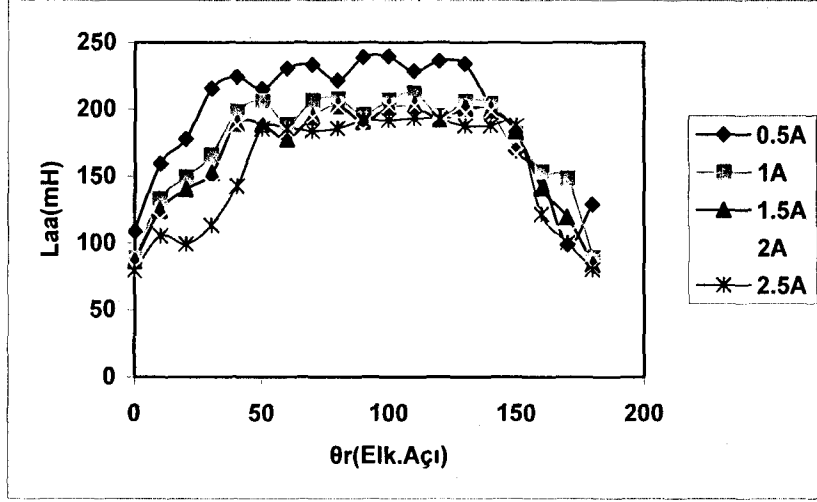
(4.24) ve (4.25) denklemlerinde R1 rotor tasarımına ait öz ve karşılıklı indüktans değişimlerinin Fourier Dönüşümleri, (4.26) ve (4.27) denklemlerinde ise R2 rotor tasarımına ait öz ve karşılıklı indüktans değişimlerinin Fourier Dönüşümleri verilmiştir.

$$L_{a,a}(\theta_r) = 186.25 - 39.17 \cos(2\theta_r) - 4.13 \sin(2\theta_r) - 21.52 \cos(4\theta_r) - 2.18 \sin(4\theta_r) - 8.57 \cos(6\theta_r) - 1.81 \sin(6\theta_r) - 1.60 \cos(8\theta_r) - 0.29 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (4.24)$$

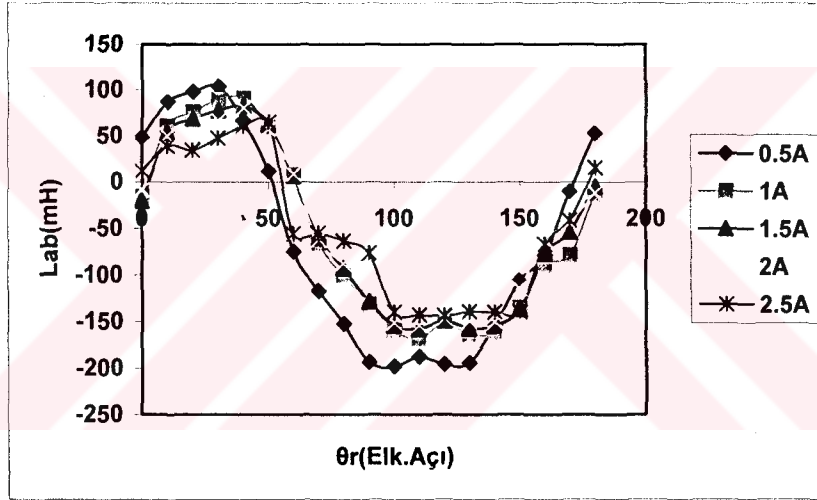
$$L_{a,b}(\theta_r) = -64.56 + 69.4 \cos(2\theta_r) + 131.5 \sin(2\theta_r) - 18.09 \cos(4\theta_r) + 25.43 \sin(4\theta_r) + 1.10 \cos(6\theta_r) + 1.77 \sin(6\theta_r) - 1.56 \cos(8\theta_r) + 4.55 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (4.25)$$

$$L_{a,a}(\theta_r) = 209.47 - 158.12 \cos(2\theta_r) - 16.27 \sin(2\theta_r) + 0.24 \cos(4\theta_r) - 3.13 \sin(4\theta_r) + 23.6 \cos(6\theta_r) + 11.4 \sin(6\theta_r) - 13.24 \cos(8\theta_r) - 10.55 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (4.26)$$

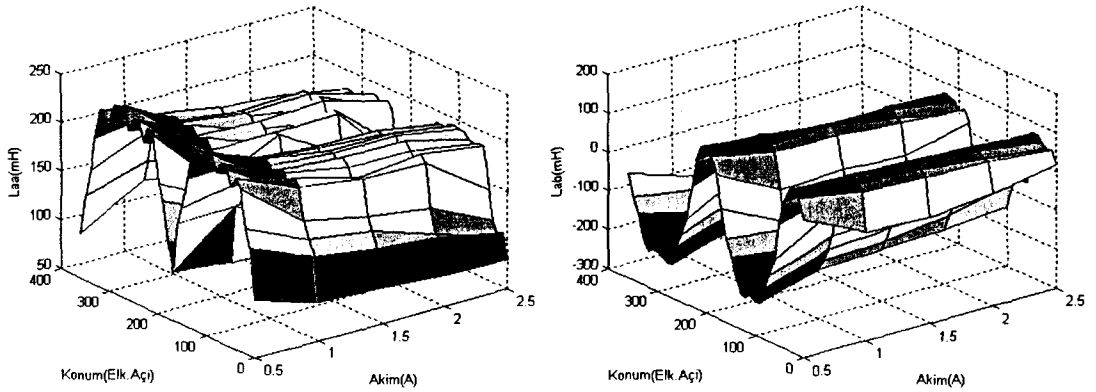
$$L_{a,b}(\theta_r) = -66.23 + 20.9 \cos(2\theta_r) + 57.88 \sin(2\theta_r) + 10.42 \cos(4\theta_r) - 10.87 \sin(4\theta_r) + 2.45 \cos(6\theta_r) + 2.08 \sin(6\theta_r) + 0.03 \cos(8\theta_r) + 0.07 \sin(8\theta_r) \text{ mH} \quad (4.27)$$



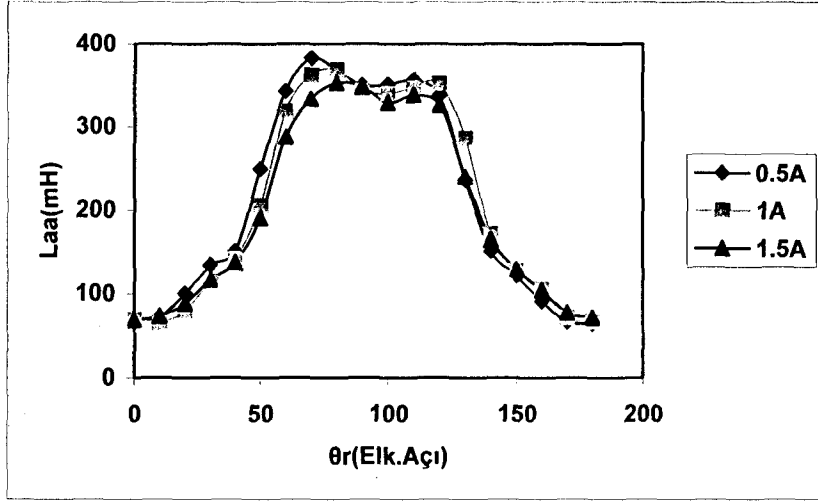
Şekil 4.7. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.



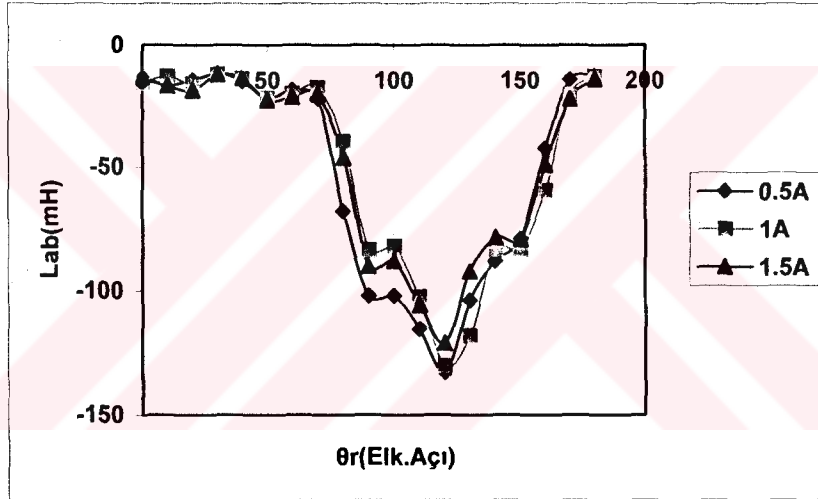
Şekil 4.8. R1 rotor tasarımı için a ve b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.



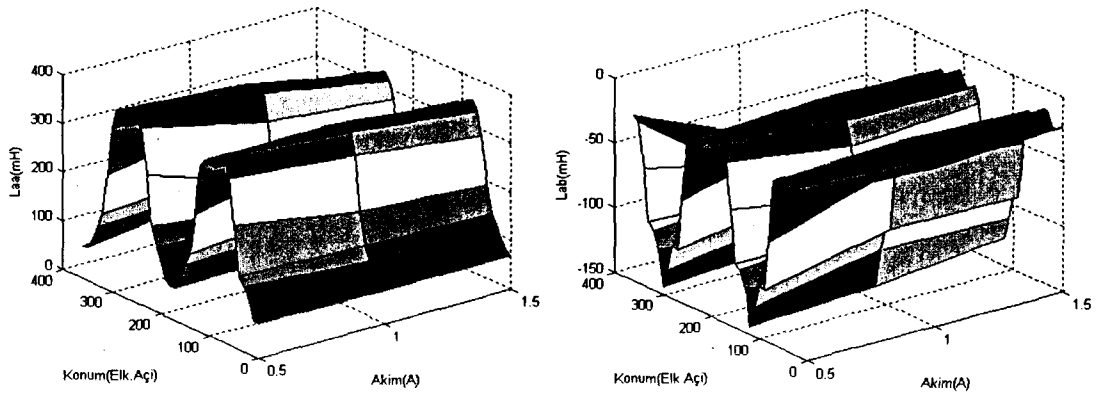
Şekil 4.9. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.



Şekil 4.10. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.

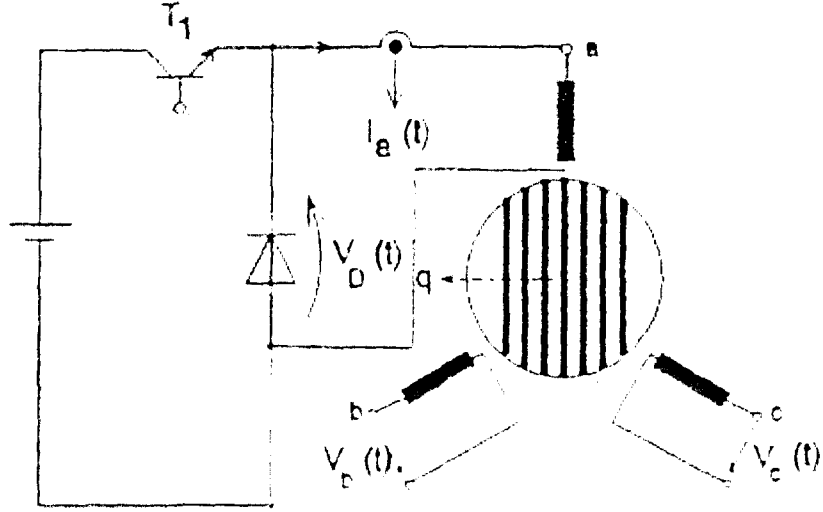


Şekil 4.11. R2 rotor tasarımı için a ve b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişimi.



Şekil 4.12. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.

4.2.3. Periyodik darbe gerilimi uygulayarak indüktans ölçümü



Şekil 4.13. Periyodik darbe gerilimi uygulayarak indüktans ölçümü için kurulan deney düzeneği.

Bu deneyde bir faz sargısına darbe gerilimi uygulanarak bu sargıdan geçen akım ve sargı gerilimi ölçülür. Ayrıca karşılıklı indüktansın bulunması amacıyla, gerilim uygulanmayan sargılar üzerindeki gerilimler de osiloskop yardımıyla ölçülür[49].

Buna göre,

$$V_a(t) = Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \quad (4.28)$$

formülünde bilinmeyen durumunda olan sargı direnci de ohmmetre ile ölçülerek, bilinenler yardımıyla toplam akı, (4.29) ve (4.30) kullanılarak bulunabilir.

$$\frac{d\lambda_a(t)}{dt} = V_a(t) - Ri_a(t) \quad (4.29)$$

denkleminde integral işlemi yapılırsa,

$$\lambda(t)|_{\theta=sbt} = \int (V_a(t) - Ri_a(t))dt \quad (4.30)$$

elde edilir. Buna göre toplam akının zamana göre değişimi $\lambda(t)$ ve akımın zamana göre değişimi $i(t)$ bulunmuş olur. $\lambda(t)$ ve $i(t)$ yardımıyla toplam akının akıma göre değişimini $\lambda(i)$, aynı zaman değerine karşılık gelen toplam akı ve akım değerlerini eşleştirerek bulabiliriz. Buna göre toplam akı,

$$\lambda|_{\theta=sbt} = L.i \quad (4.31)$$

olduğuna göre

$$L_{a,a}|_{\theta=sbt} = \frac{\lambda_a}{i_a} \quad (4.32)$$

ile elde edilmiş olur. Diğer fazlarda indüklenen gerilimler bilindiğine göre, karşılıklı indüktanslar da bulunabilir. Diğer fazda indüklenen gerilim,

$$V_{a,b} = \frac{d\lambda_{a,b}}{dt} \quad (4.33)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\lambda_{a,b}$ 'yi bulmak amacıyla integral alınırsa,

$$\lambda_{a,b}|_{\theta=sbt} = \int V_{a,b} dt \quad (4.34)$$

elde edilir ve buna göre karşılıklı indüktans,

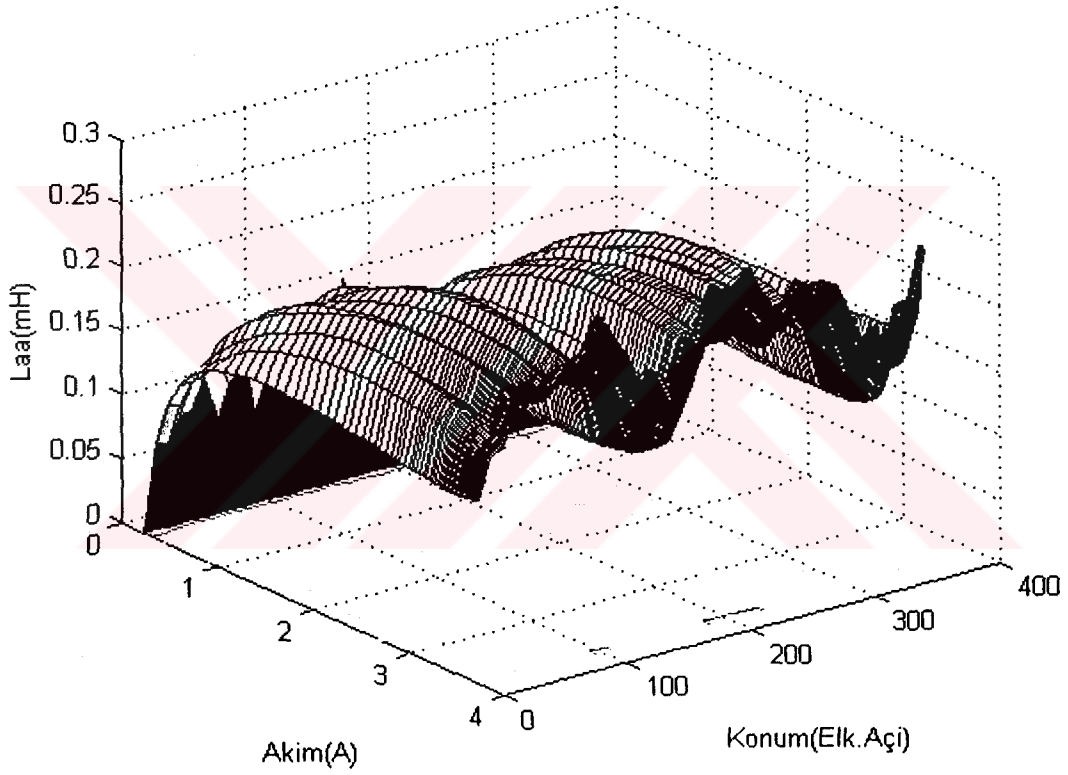
$$L_{a,b}|_{\theta=sbt} = \frac{\lambda_{a,b}}{i_a} \quad (4.35)$$

olarak bulunur. Bundan sonra bu işlemler rotor konumu küçük adımlarla değiştirilerek yapılırsa indüktansların hem akıma hem de konuma bağlı değişimleri (4.36), (4.37) elde edilmiş olur.

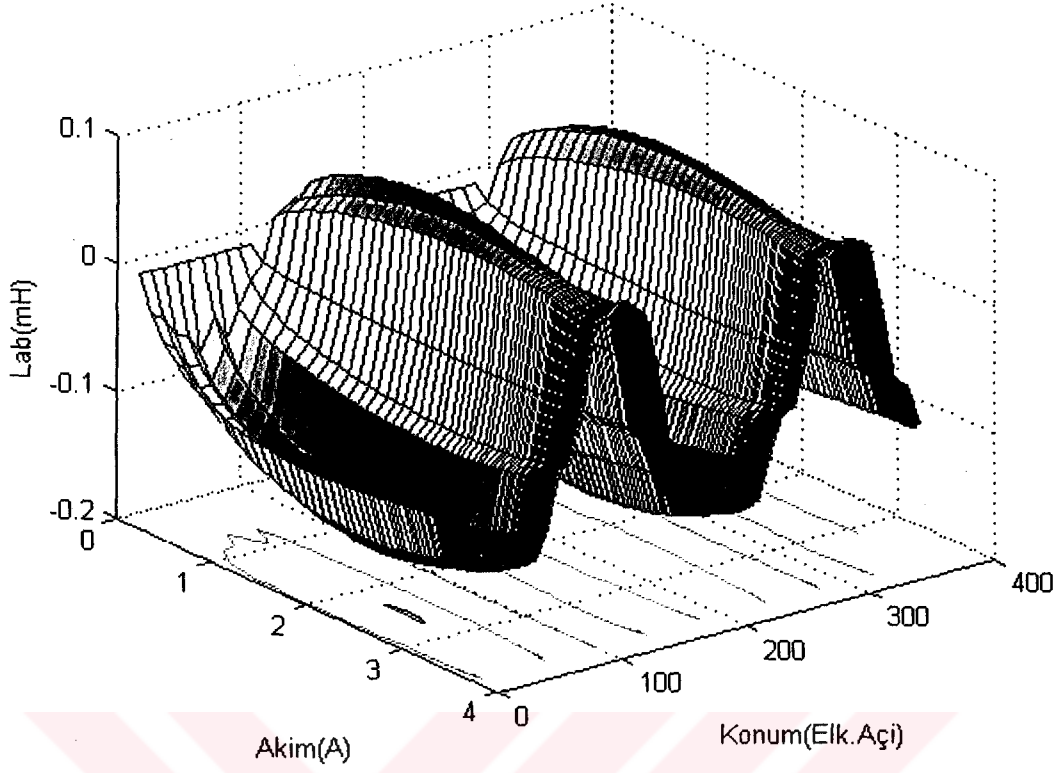
$$L_{a,a}(i, \theta_r) = L_{aa0}(i) + L_{aa1}(i) \cos(\theta_r) + L_{aa2}(i) \cos(2\theta_r) \quad (4.36)$$

$$L_{a,b}(i, \theta_r) = L_{ab0}(i) + L_{ab1}(i) \cos(\theta_r) + L_{ab2}(i) \cos(2\theta_r) \quad (4.37)$$

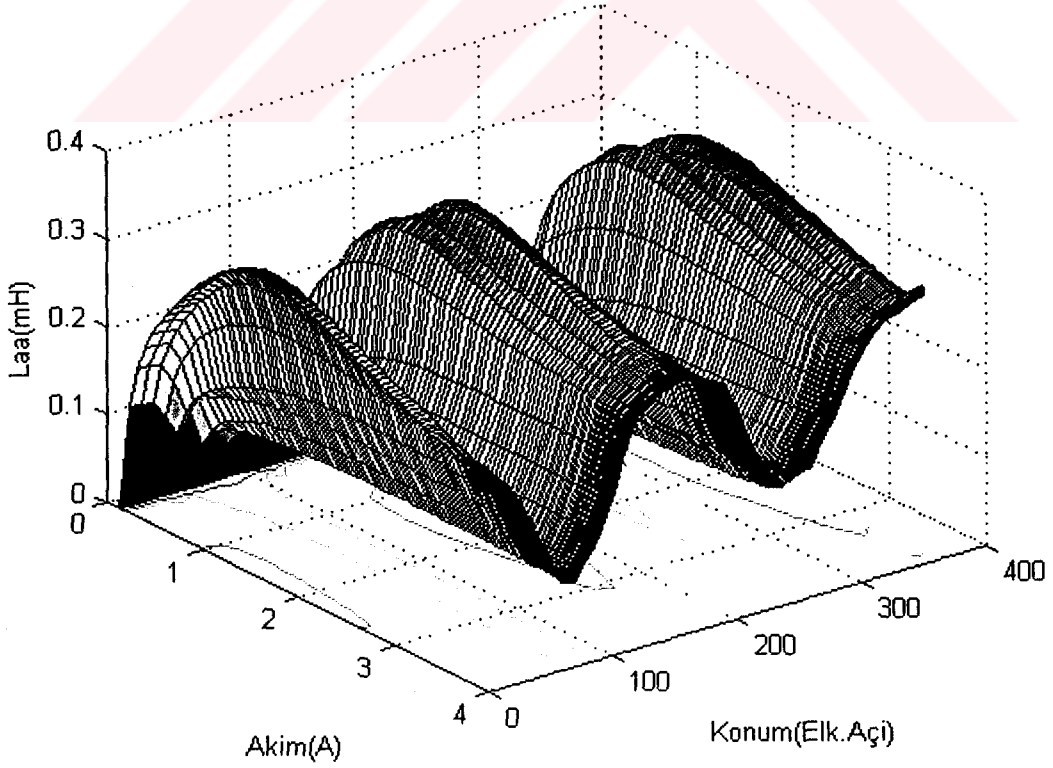
Şekil 4.14. ve Şekil 4.15.' te R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve a-b fazı arasındaki indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü, Şekil 4.16. ve Şekil 17.' de R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz ve a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü verilmiştir.



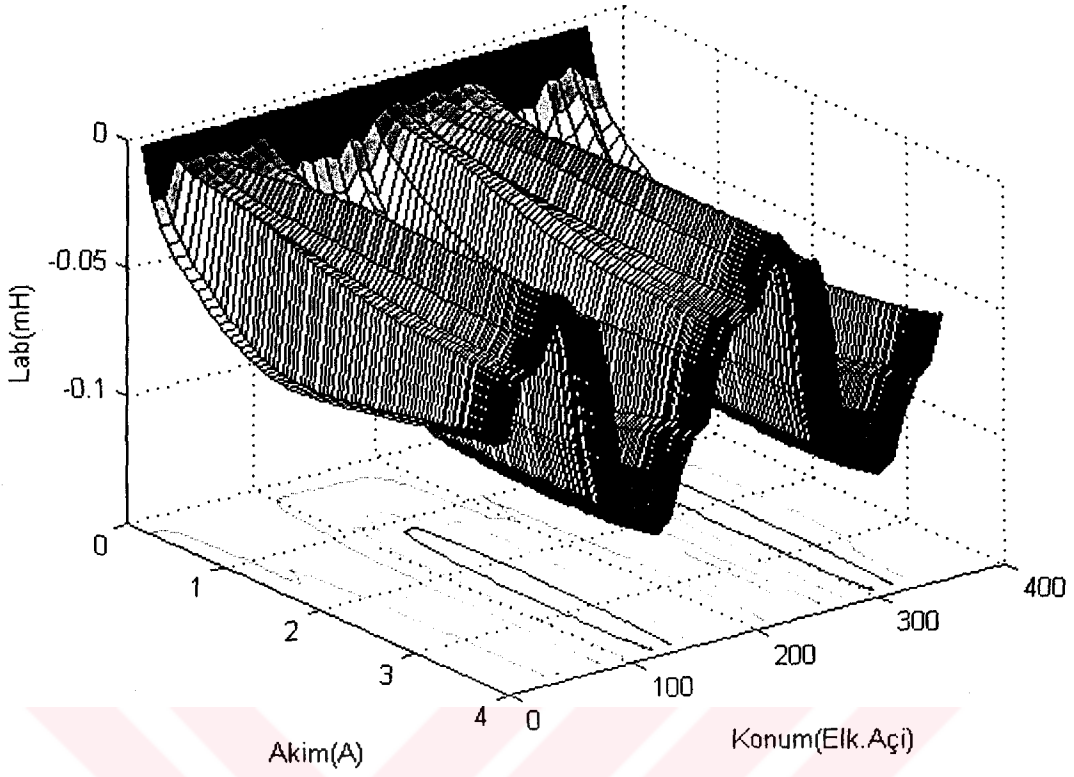
Şekil 4.14. R1 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.



Şekil 4.15. R1 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.



Şekil 4.16. R2 rotor tasarımı için a fazına ait öz indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.



Şekil 4.17. R2 rotor tasarımı için a-b fazı arasındaki karşılıklı indüktansın akım ve konuma bağlı değişiminin üç boyutlu görünüşü.

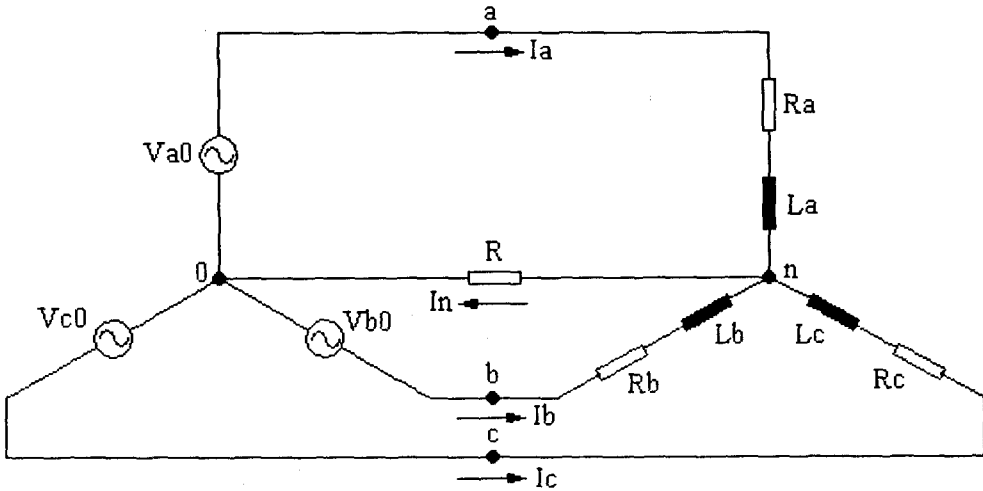
BÖLÜM 5. SRM' NİN SİMULASYONU VE DENEY SONUÇLARI

5.1. Giriş

Bu bölümde, bir önceki bölümde parametreleri ölçülerek bulunan ve a,b,c eksen takımında matematiksel modeli oluşturulan senkron relüktans makinasının değişik yüklerdeki çalışma durumlarına ait simülasyonları yapılacaktır. Ayrıca değişik yüklerdeki çalışma durumlarına ait osiloskop görüntülerine de yer verilerek simülasyon sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

5.2. SRM' nin a,b,c Faz Sistemindeki Matematiksel Modeli, Simülasyon Sonuçları ile Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

Senkron relüktans makinasının a,b,c faz sistemindeki matematiksel modelinde giriş büyüklükleri faz-nötr gerilimleri ve yük momentidir. Bu giriş büyüklükleri ile makinanın elektriksel ve mekanik parametreleri tanımlandığında, çıkış büyüklükleri olan elektriksel moment, sargı akımları ve rotor açısal hızı nümerik olarak bulunmaktadır[48].



Şekil 5.1. İncelenen üç fazlı sistem.

Yapılan deneysel çalışmada SRM yıldız bağlı olarak $V_{a0eff}=200V$ sinüsoidal şebeke gerilimi ile beslenmiştir. Çalışma sırasında yıldız noktası şebeke ile yalıtılmış durumdadır. Şekil 5.1.' de incelenen sistemin eşdeğer devresi görülmektedir. Eşdeğer devrede yıldız noktası ile nötr hattının yalıtılmış olması için sargı akımlarının toplamının sıfır olması gerekmektedir. Böyle bir sistem için motor sargılarına uygulanan faz nötr gerilimleri,

$$V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \quad (5.1)$$

$$V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \quad (5.2)$$

$$V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \quad (5.3)$$

şeklinde yazılabilir. Makinanın indüktans matrisindeki ideal olmayan terimlerinden dolayı sistem dengesizlik göstermekte ve sargı akımlarının toplamı sıfıra eşit olmamaktadır. İdeal durumda nötr hattı akımının sıfır olması gerektiğinden dolayı V_{n0} gerilimi bu koşulu sağlayacak şekilde düzeltilmiştir. Buna göre V_{n0} gerilimi,

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) + R(I_a + I_b + I_c) \quad (5.4)$$

olarak tanımlanabilir. Buna göre R değeri, $(I_a+I_b+I_c)$ toplamını minimize eden değer olacak şekilde belirlenir. Bu şekilde nötr hattı akımı sıfıra çok yakın bir değere getirilmiştir[48].

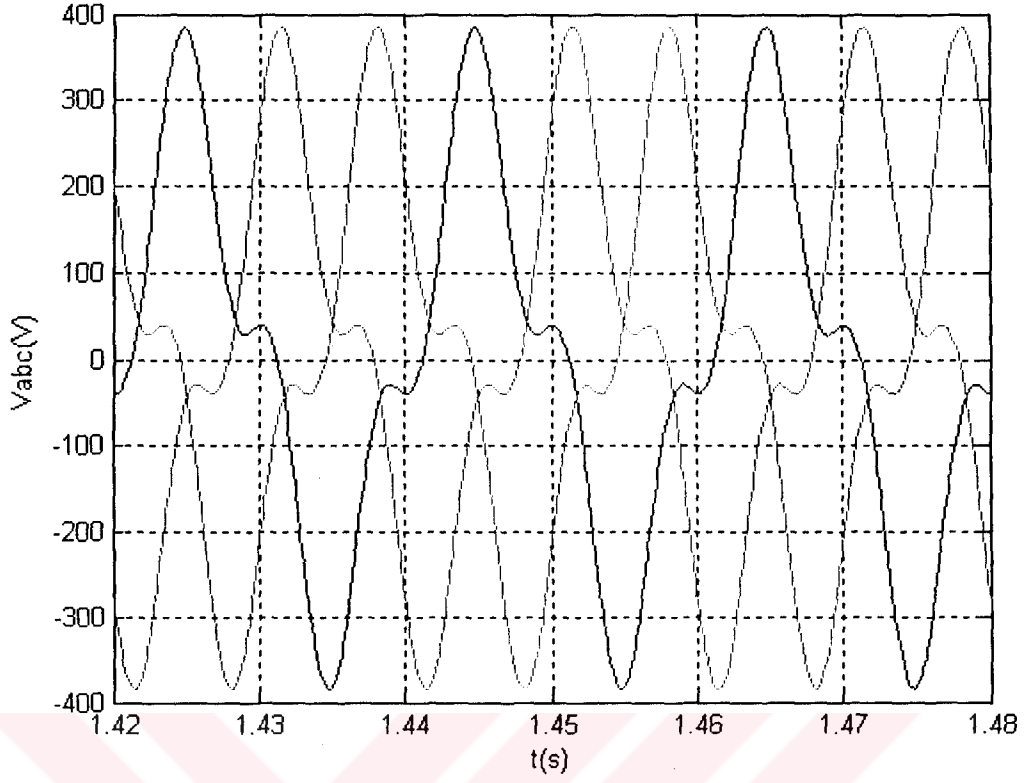
Faz nötr gerilimleri,

$$V_{a0} = V_M \sin(2\pi 50t) \quad (5.5)$$

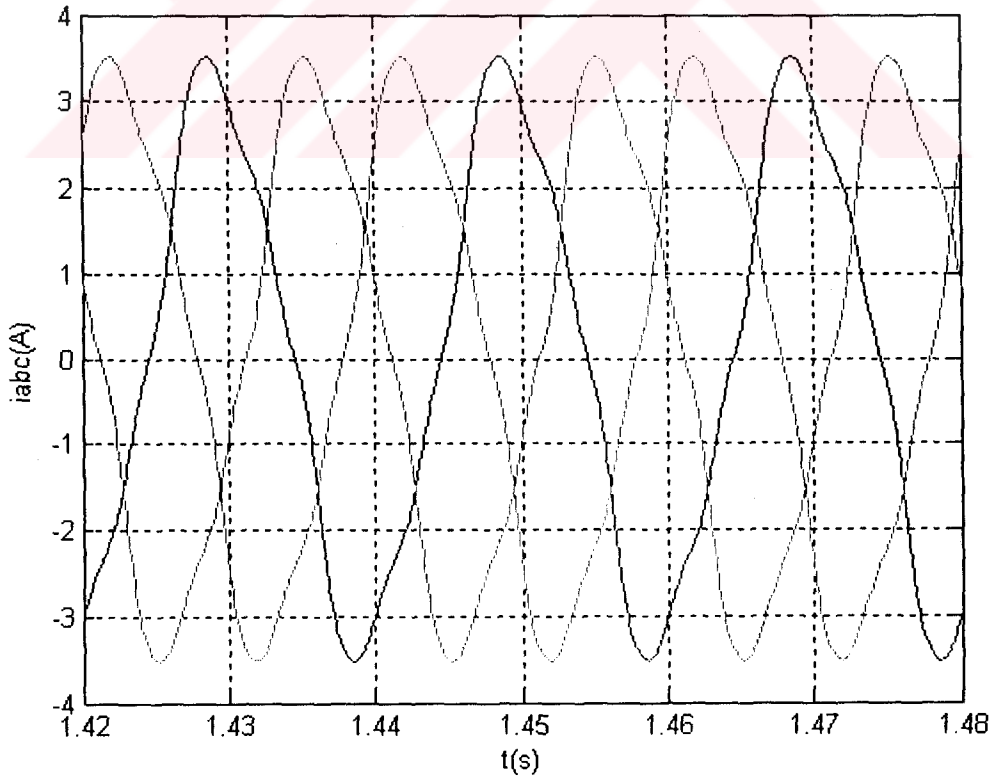
$$V_{b0} = V_M \sin(2\pi 50t - 2\pi/3) \quad (5.6)$$

$$V_{c0} = V_M \sin(2\pi 50t + 2\pi/3) \quad (5.7)$$

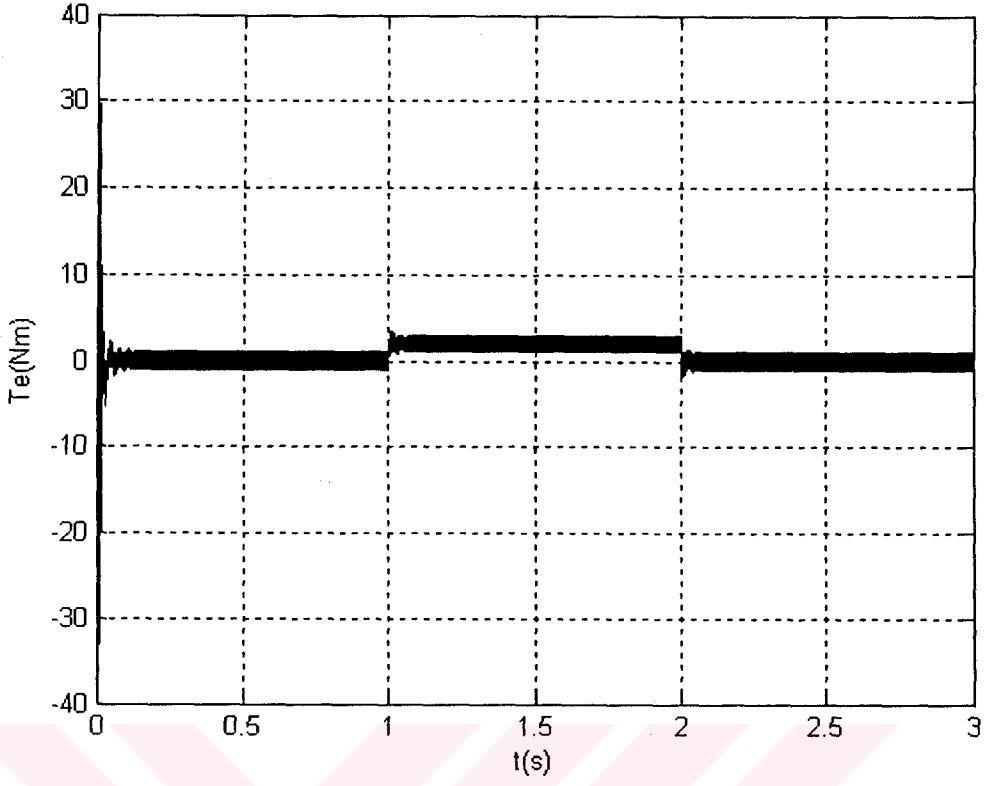
şeklinde verilen sistemin R1 ve R2 rotor tasarımları için simulasyon sonuçları aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Ayrıca sistemin sinüsoidal çalışma durumu için V_{an} gerilimi ve i_a sargı akımlarının osiloskop görüntüleri de kaydedilmiş ve simulasyondaki sonuçlarla karşılaştırmak amacıyla arka arkaya verilmiştir.



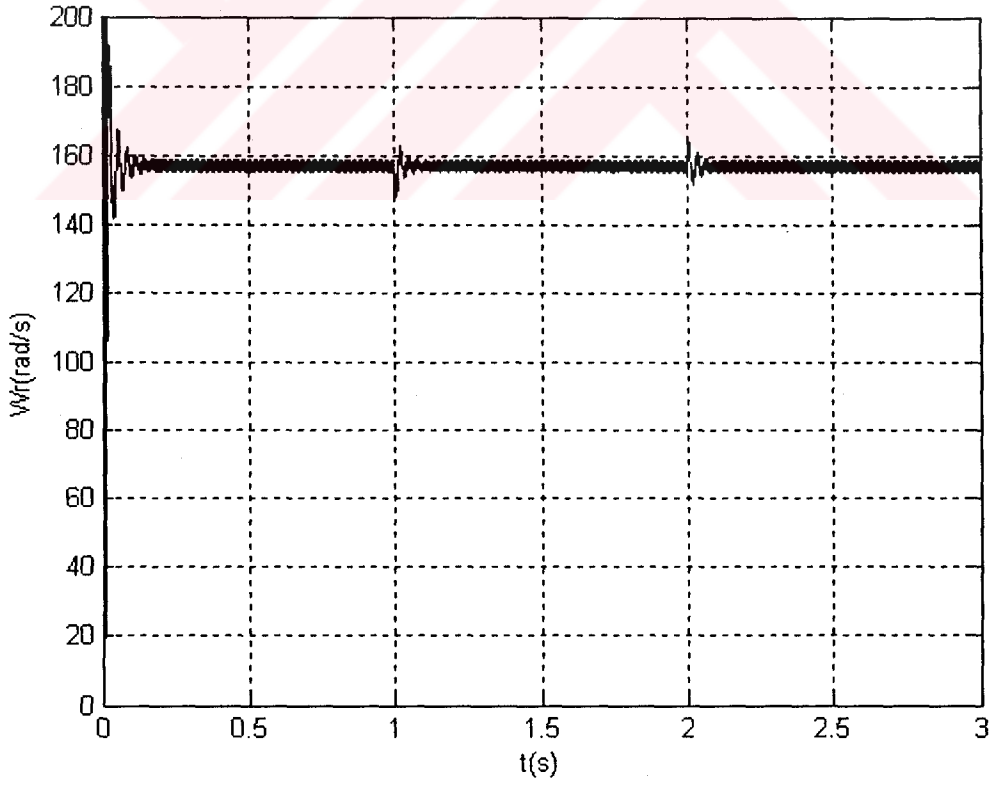
Şekil 5.2. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , V_{bn} , V_{cn} gerilimlerinin zamana bağlı değişimi.



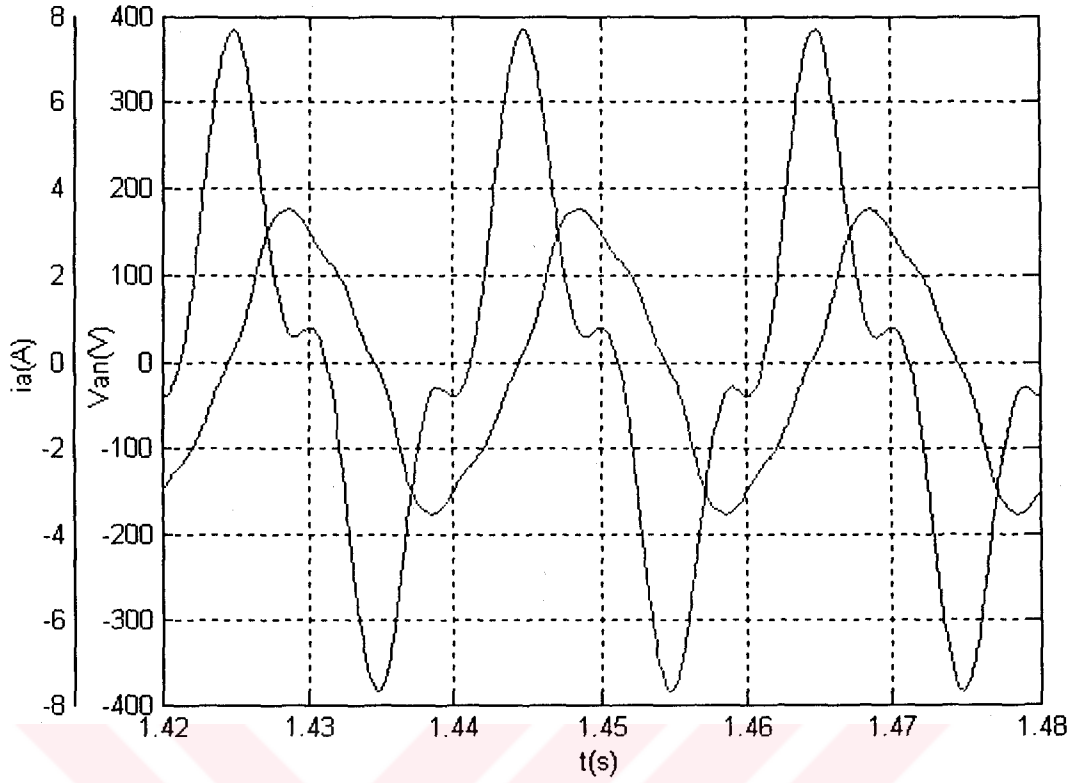
Şekil 5.3. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken I_a , I_b , I_c akımlarının zamana bağlı değişimi.



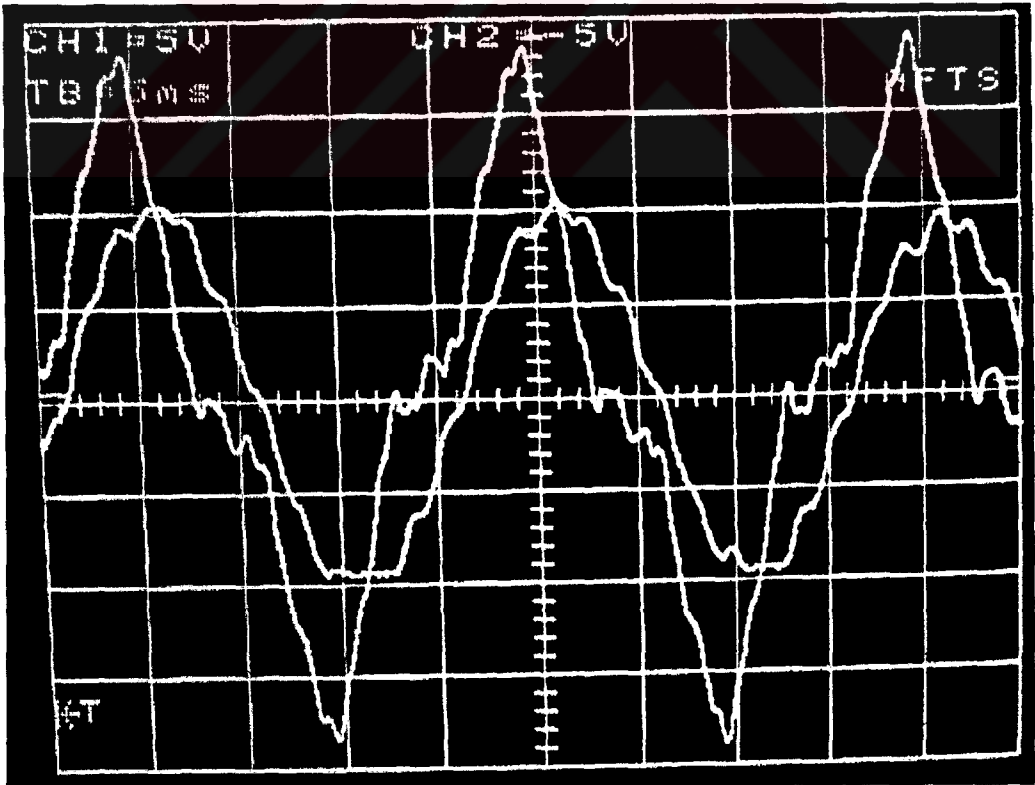
Şekil 5.4. R1 rotor tasarımı için T_e elektriksel momentin zamana bağlı değişimi.



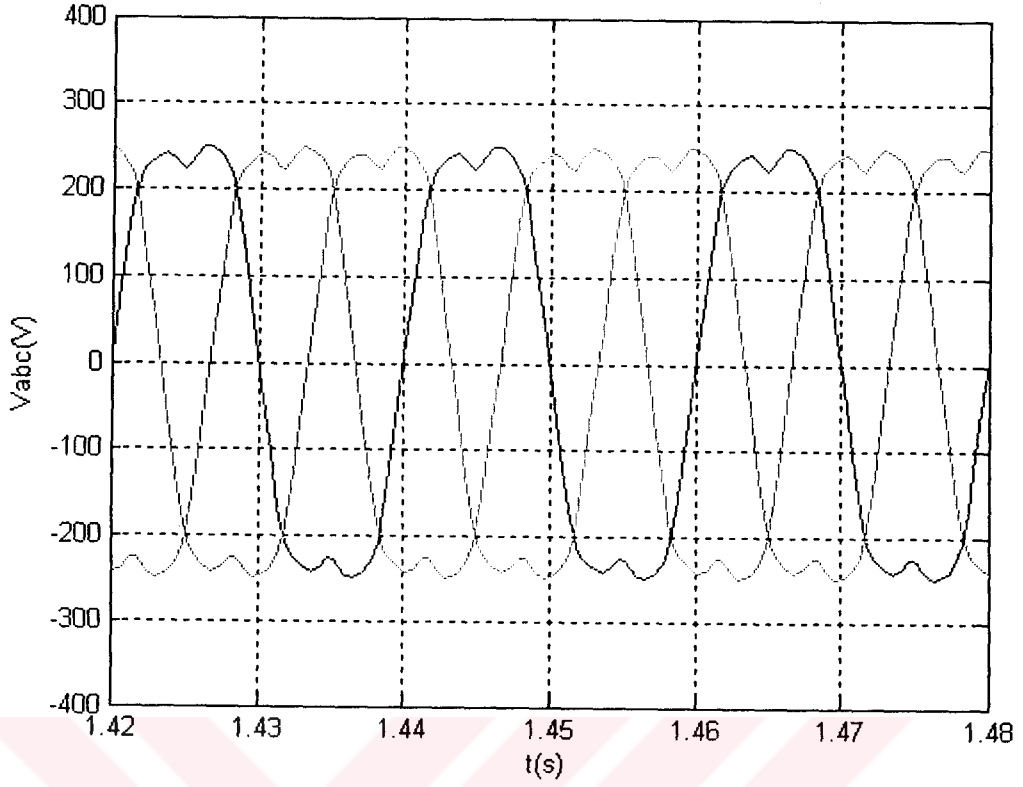
Şekil 5.5. R1 rotor tasarımı için ω_r açısal hızın zamana bağlı değişimi.



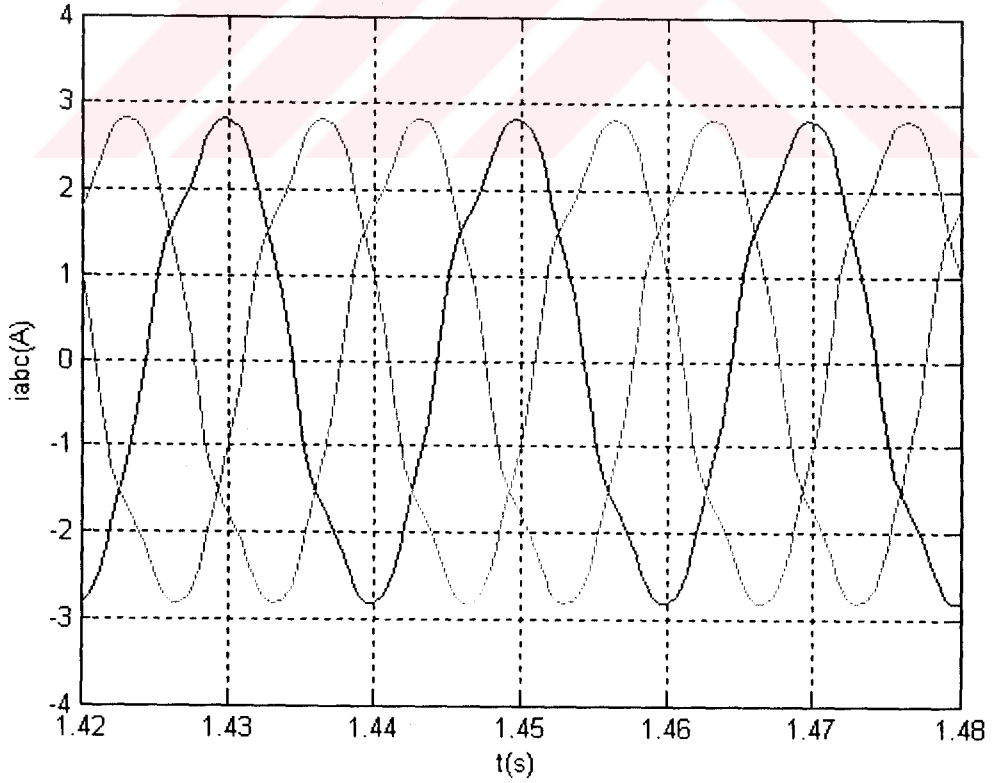
Şekil 5.6. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişimi.



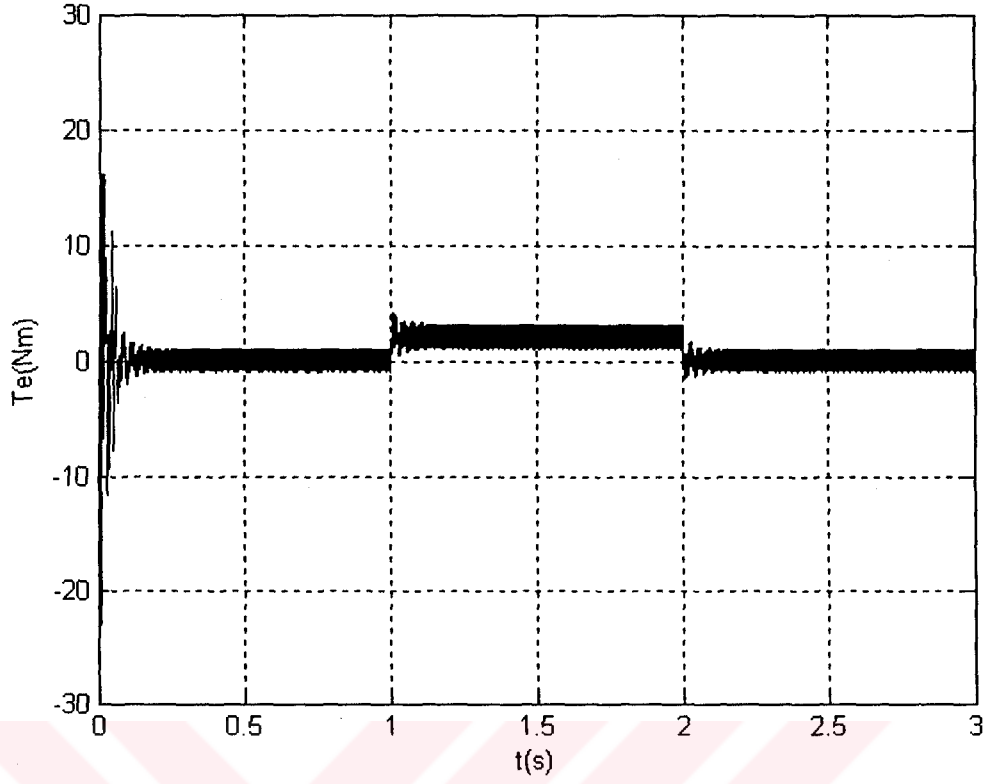
Şekil 5.7. R1 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (100V/kare, 2A/kare).



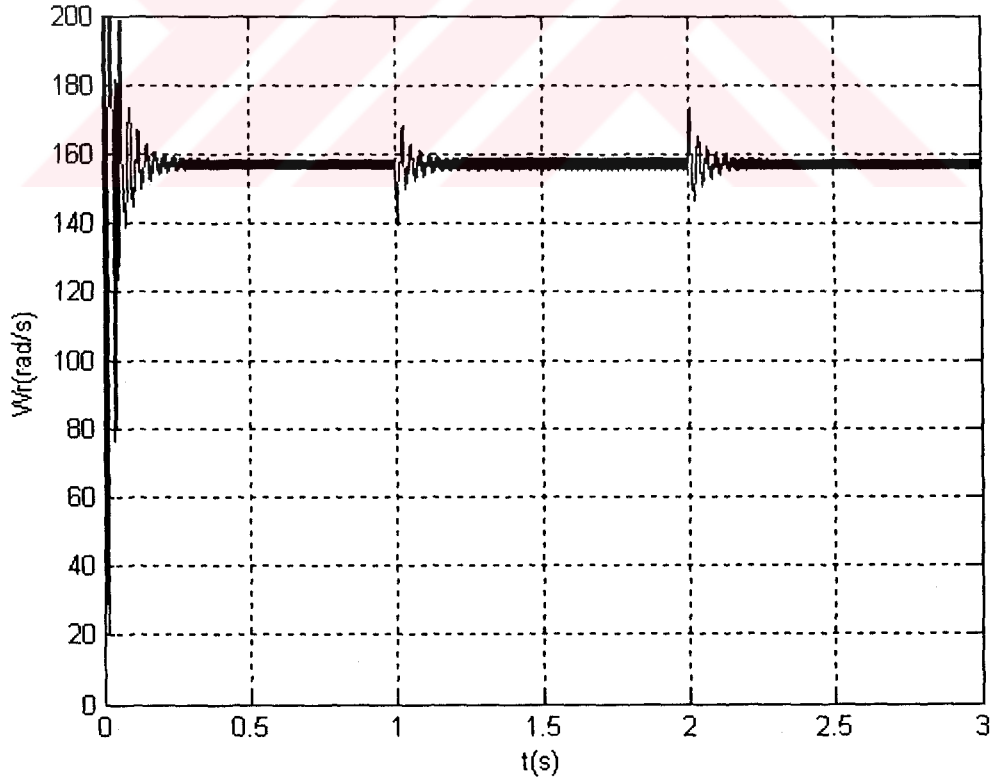
Şekil 5.8. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , V_{bn} , V_{cn} gerilimlerinin zamana bağlı değişimi.



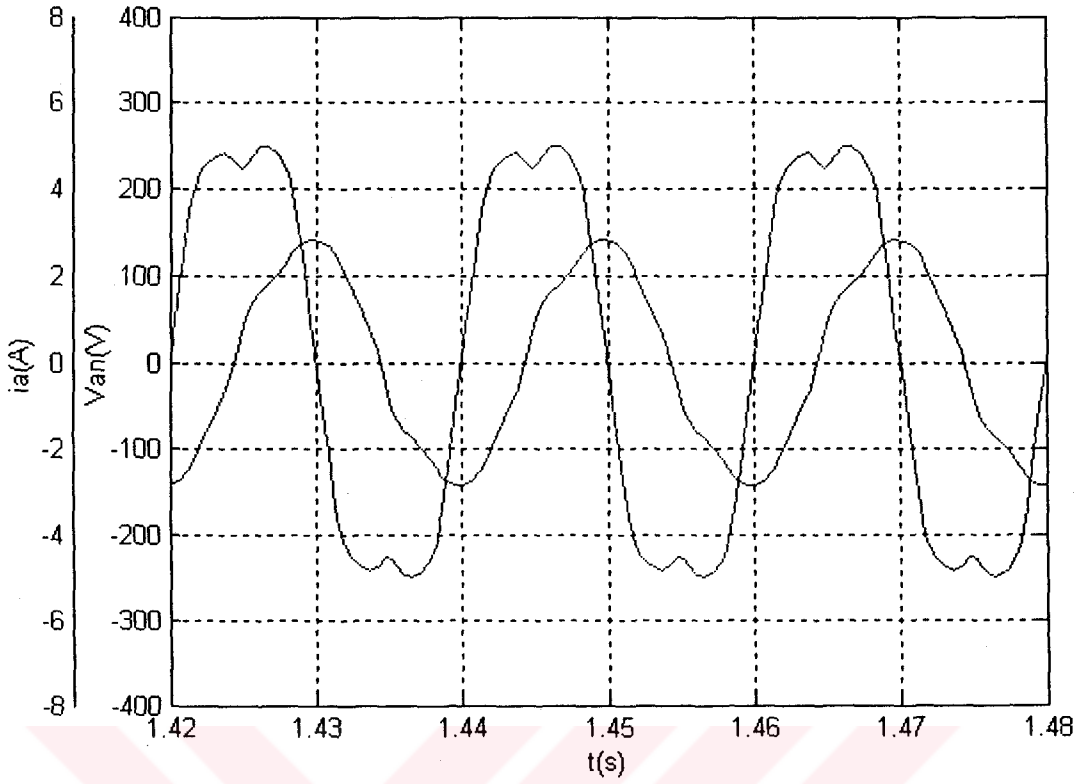
Şekil 5.9. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken I_a , I_b , I_c akımlarının zamana bağlı değişimi.



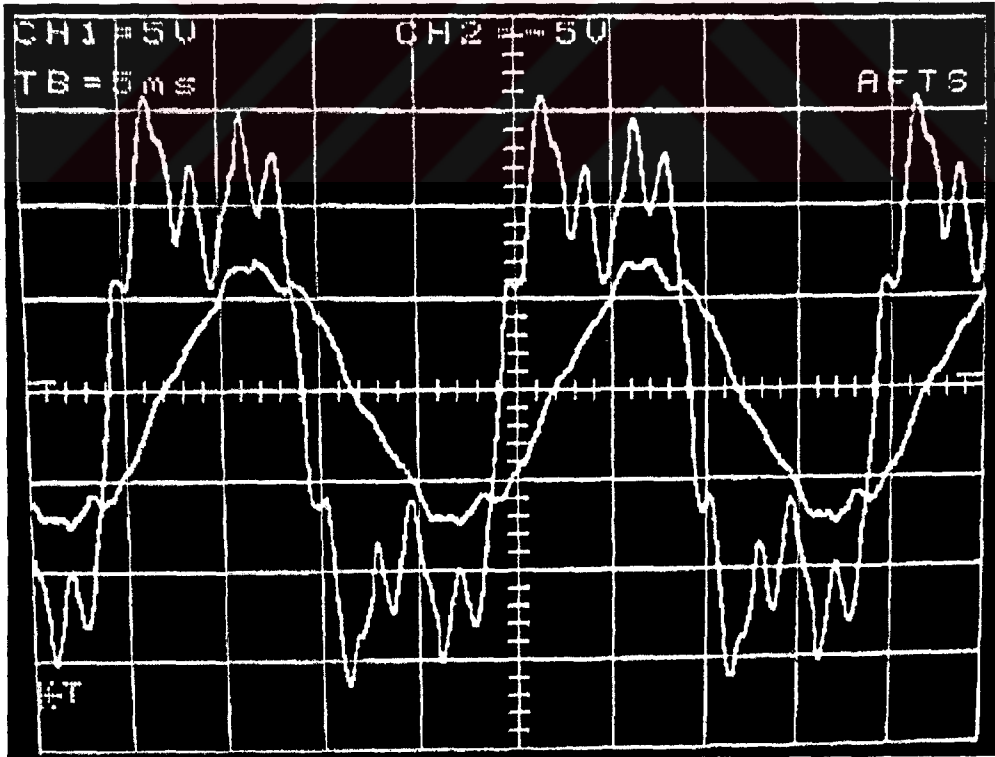
Şekil 5.10. R2 rotor tasarımı için T_e elektriksel momentin zamana bağlı değişimi.



Şekil 5.11. R2 rotor tasarımı için ω_r açısal hızın zamana bağlı değişimi.



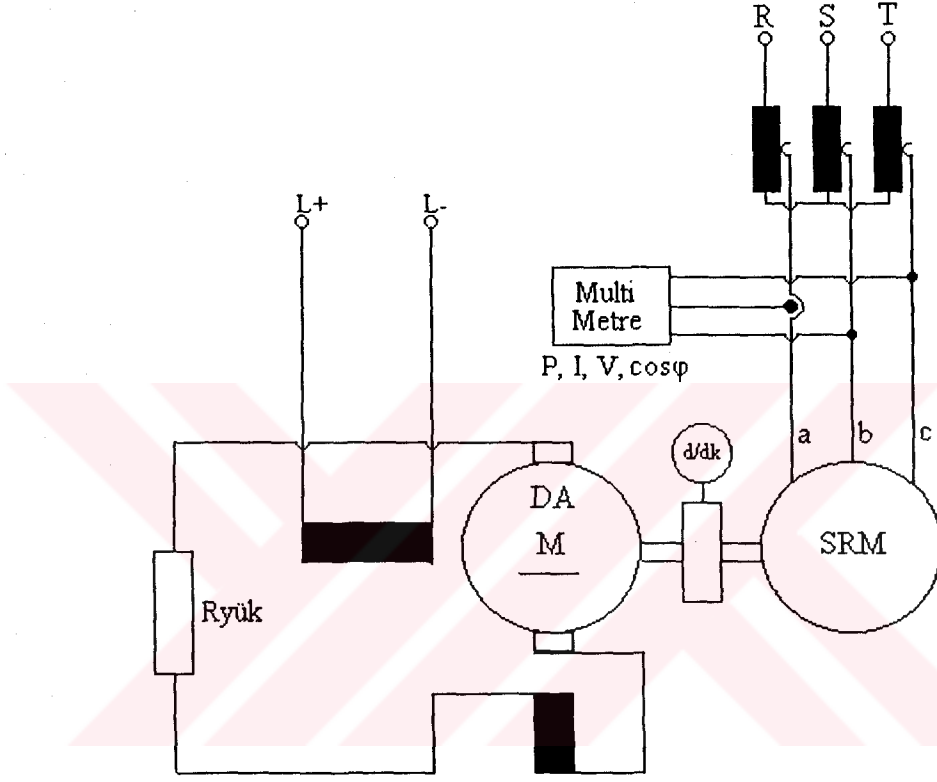
Şekil 5.12. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişimi.



Şekil 5.13. R2 rotor tasarımı için 2Nm yükte iken V_{an} , gerilimi ve I_a akımının zamana bağlı değişiminin osiloskop görüntüsü (100V/kare, 2A/kare).

5.3. Sinüsoidal Çalışma için Deney Sonuçları

Bu çalışmada SRM' nin miline Şekil 5.14.' te görüldüğü gibi doğru akım genenatörü bağlanarak dengeli sinüsoidal gerilimle besleme durumu için yükleme deneyi yapılmıştır.

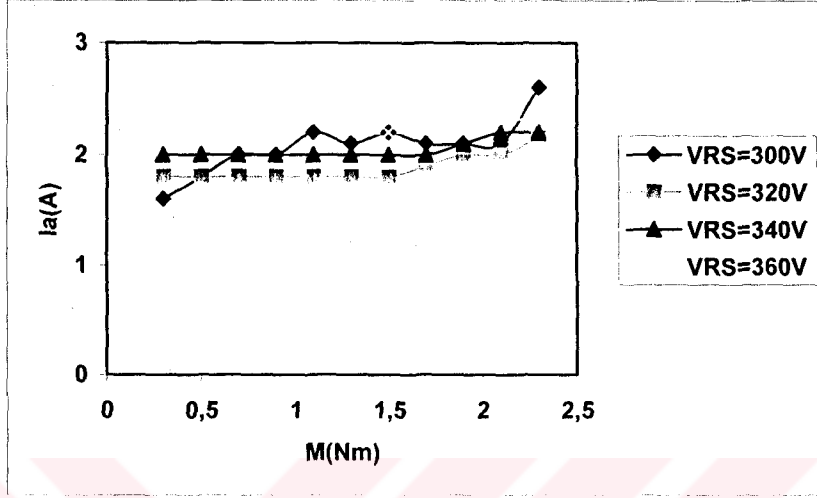


Şekil 5.14. Sinüsoidal çalışma durumu için deney şeması.

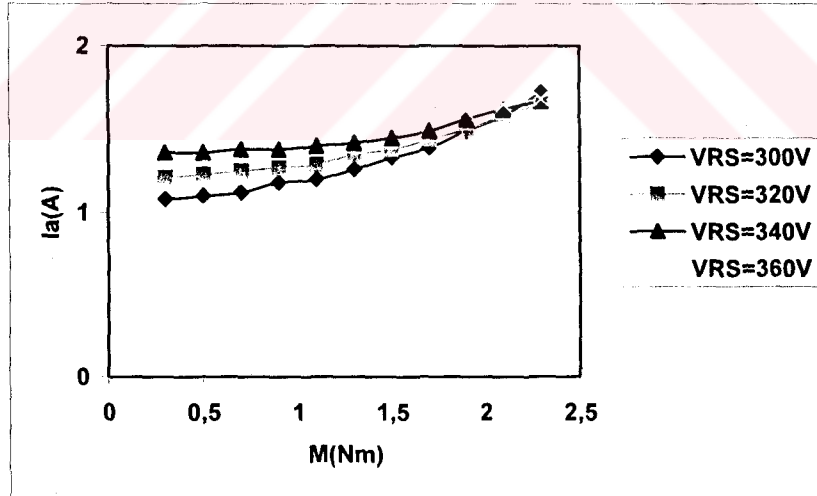
Deney esnasında R1 rotor tasarımında, $V_{\text{faz-faz}}=360\text{V}$, $I_{\text{sargı}}=2.65\text{A}$, $n=1500\text{d/dk}$ için en yüksek moment 4.3Nm olarak ölçülmüştür. Aynı rotor için en yüksek verim %50, en yüksek güç faktörü 0.83 olarak elde edilmiştir.

R2 rotor tasarımında ise, $V_{\text{faz-faz}}=360\text{V}$, $I_{\text{sargı}}=2.35\text{A}$, $n=1500\text{d/dk}$ için en yüksek moment 3.7Nm olarak ölçülmüş ve aynı rotor için en yüksek verim %60, en yüksek güç faktörü 0.7 olarak elde edilmiştir.

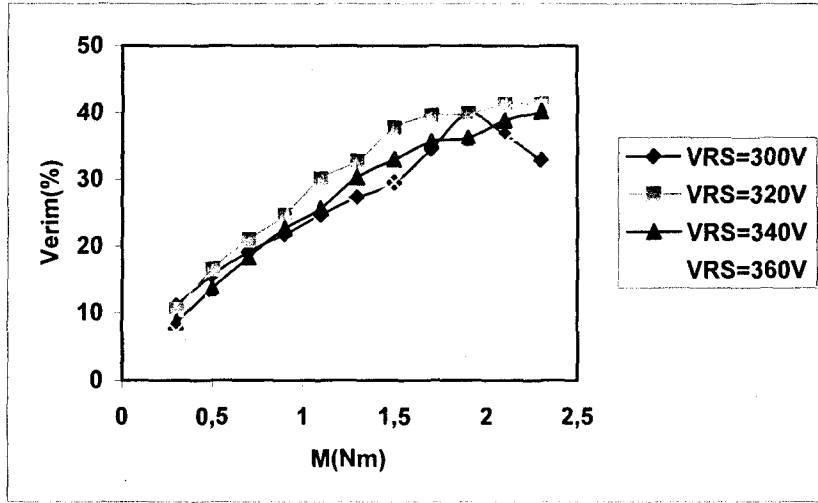
Her iki rotor tasarımı için yapılan deneylerde, $V_{\text{faz-faz}}$ 300V, 320V, 340V, 360V gerilim değerlerinde motorun 2.3Nm' ye kadar yüklenmesiyle elde edilen verim, akım ve $\cos\phi$ grafikleri aşağıda verilmiştir. (Şekil 5.15. , Şekil 5.16. , Şekil 5.17. , Şekil 5.18. , Şekil 5.19. , Şekil 5.20.)



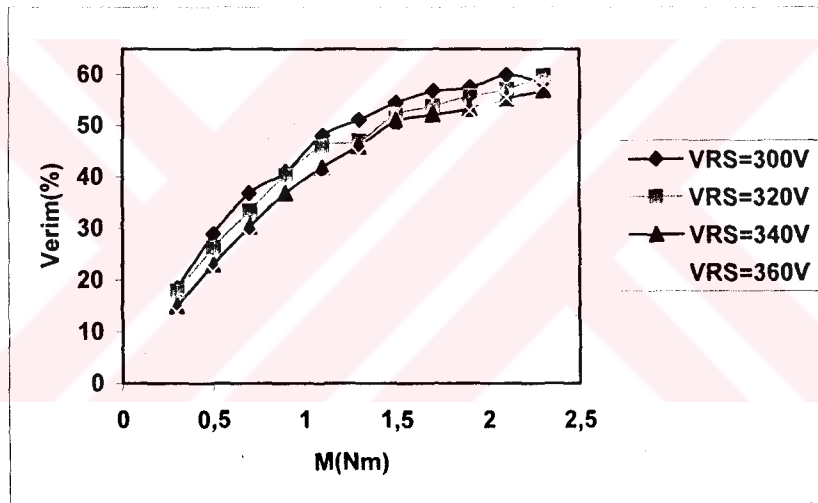
Şekil 5.15. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile sargı akımının değişimi.



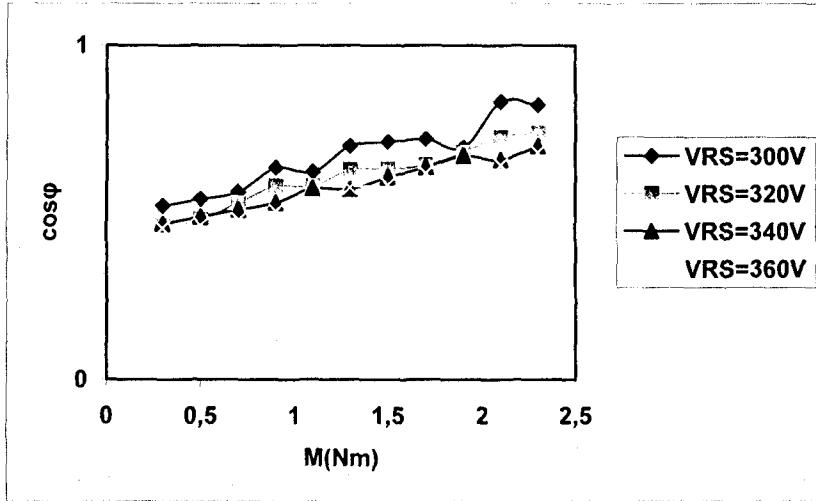
Şekil 5.16. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile sargı akımının değişimi.



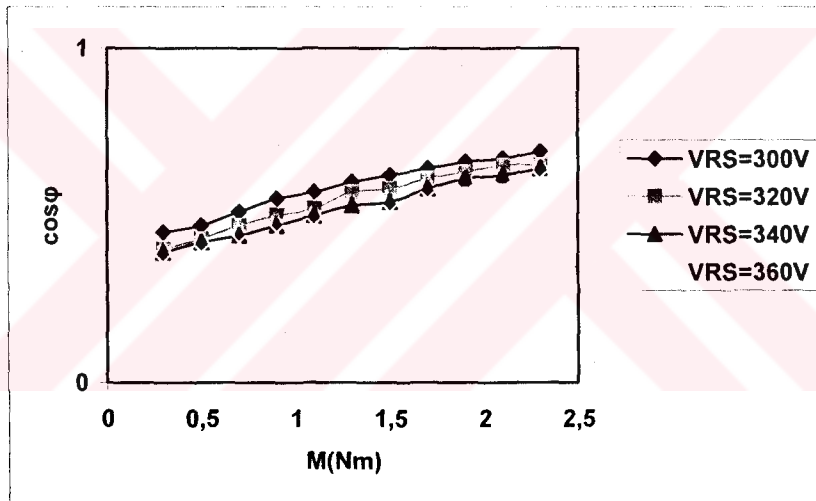
Şekil 5.17. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile verimin değişimi.



Şekil 5.18. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti verimin değişimi.



Şekil 5.19. R1 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile güç faktörünün değişimi.



Şekil 5.20. R2 rotor tasarımı için farklı stator gerilimlerinde, yük momenti ile güç faktörünün değişimi.

BÖLÜM 6. SONUÇLAR

Elektromekanik enerji dönüşümünün temelleri ve geliştirilmiş makina kuramının temelleri 1920' li yıllara dayanmaktadır. Geliştirilmiş klasik kuramda yapılan modellerin doğruluğu, fiziksel sistemin, klasik kuramın temel varsayımlarına ne kadar uyduğu ile orantılıdır. Bilindiği üzere geliştirilmiş klasik makina kuramı bazı temel varsayımlar üzerine dayanmaktadır. Bu varsayımlar,

- 1) Rotor d ekseninin, a fazı sargısının manyetik eksenile çakışık olduğu konum referans alınarak, a fazı sargısının öz indüktansının değişimi sabit bir terim ve düşük genlikli cosinüs fonksiyonunun toplamı şeklindedir.
- 2) Sargılar ideal olarak dağıtılmıştır.
- 3) a faz sargısının öz indüktansının değişken kısmı ile a-b faz sargıları arasındaki karşılıklı indüktansın değişken kısmı eşittir.
- 4) a-b faz sargıları arasındaki karşılıklı indüktansın sabit teriminin mutlak değeri, a faz sargısının öz indüktansının sabit teriminin mutlak değerinin yarısına eşittir.
- 5) Doyma etkileri ve termik etkiler ihmal edilmiştir.
- 6) Sargıların ohmik dirençleri dengeli ve sabittir.

Bu varsayımlarla elde edilen modelin doğruluğu, bu varsayımların gerçek fiziksel sistemde ne kadar varolduğuna bağlıdır. Örneğin stator dişlerindeki hava aralığından dolayı indüktans değişimlerinin düzgün cosinüs fonksiyonu şeklinde değişmemesi doğaldır. Bu amaçla, yapılan çalışmada indüktans değişimleri Sonlu Elemanlar Analizi ile nümerik olarak hesaplanmıştır. Hesaplamanın dışında üç farklı yöntemle indüktans değişimleri ölçülmüştür. Parametrelerin konuma bağlı değişiminin yanında, akıma bağlı değişimleri de belirlenmiştir. Daha sonra hesaplanan ve ölçülen

değerler periyodik fonksiyonlar haline dönüştürülmüştür. Bu dönüşüm sonuçlarına göre;

1) Faz sargılarının öz ve karşılıklı indüktansları periyodik değişimler göstermektedir. Ancak bu değişimler, bir sabit terim ve $\cos 2\theta$ lı terimlerin yanında $\cos 4\theta$, $\cos 6\theta$, $\cos 8\theta$ lı terimler içermektedir. Yani öz ve karşılıklı indüktanslar, düzgün cosinüs fonksiyonu şeklinde değişmemektedir.

2) Fazlar arası karşılıklı indüktanslar da harmonikli bileşenler içermektedir. Fakat bu harmonik bileşenlerin katsayıları ile öz indüktanstaki harmonik bileşenlerin katsayıları benzerlik göstermemektedir.

İndüktans parametreleri, senkron relüktans makinasının kilit parametreleridir. Çünkü üretilen elektriksel moment sadece indüktans parametrelerinin değişimlerine bağlıdır. Yukarıda açıklanan bilgiler ışığında senkron relüktans makinasının matematiksel olarak modellenmesi, klasik makina modeli varsayımları kullanılarak yapılırsa, modelin sonuçları fiziksel sistemin sonuçları ile benzer sonuçlar vermeyecektir.

Klasik modeldeki varsayımları içeren fiziksel sistemde a,b,c faz değişkenlerinden d,q,0 faz değişkenlerine dönüşüm yapıldığında, indüktans parametreleri rotor konumundan bağımsız, sabit büyüklükler haline gelmektedir. Ayrıca d,q,0 eksenleri manyetik olarak ayrışık olmaktadır. Yani indüktans parametreleri karşılıklı etkileşmemektedir. Fakat indüktans parametrelerinin harmonikli olduğu sistemlerde d,q,0 faz değişkenlerine dönüşüm yapıldığında indüktans parametreleri rotor konumundan bağımsız hale gelmemekte ve manyetik olarak ayrışık olmamaktadırlar. Bunun sebebi a,b,c modelindeki öz ve karşılıklı indüktans terimlerinin harmonik katsayılarının, varsayımda öngörüldüğü gibi olmamasıdır. O halde işlemleri kolaylaştırmak amacıyla yapılan dönüşümün, işlemleri pek de kolaylaştırmadığı söylenebilir.

Önceki bölümlerde a,b,c faz değişkenleri ile oluşturulan matematiksel modelde gerçek fiziksel sistemin ölçülmüş indüktans parametrelerinin Fourier Dönüşümü ile oluşturulan periyodik fonksiyonları kullanılmış ve sistem üç fazlı dengeli sinüsoidal

kaynak ile beslenerek simulasyonu gerçekleştirilmiştir. Fiziksel sistemin indüktans parametrelerinin dengesiz olmasından dolayı üç faz akımlarının ani değerlerinin toplamının sıfır olmadığı görülmüştür. Bu sonuçtan hareketle nötr hattı yalıtılmış bir sistemde I_n akımının sıfır olması gerektiğinden stator gerilimlerine I_a , I_b , I_c akımlarının toplamıyla orantılı bir düzeltme gerilimi uygulanmıştır. Bu şekilde hem nötr hattının yalıtılmış olduğu bir sistem gerçekçi olarak modellenmiş, hem de motor nötr noktası ile şebeke nötr noktası arasındaki gerilim nümerik olarak belirlenmiştir[48].

Yapılan çalışmalar birbirine zıt yapıda iki farklı rotor ile denenmiştir. Gerek Sonlu Elemanlar Analizi kullanılarak hesaplanan indüktans parametrelerinin değişimi ile ölçülen indüktans parametrelerinin değişiminin birbirine benzerliği, gerekse simulasyon sonuçları ile gerçek fiziksel sistemin sonuçlarının benzerliği yapılan analizin doğruluğunu göstermektedir.

Doyma etkilerinin modele yansıtılması, rotorların lamine edilmiş ve yüksek nitelikli manyetik malzemeden üretilmesi, Sonlu Elemanlar Analizinin daha küçük akımlar için hesaplanması gibi birçok konu, bu çalışmanın devamı için ilginç araştırma konuları olacaktır.

Kısıtlı imkanlara rağmen, tamamı orijinal ve uygulamalı olarak yapılan bu çalışmanın bundan sonraki çalışmalara ışık tutacağı ve bir taban oluşturacağı söylenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] MILLER,T.J.E., 1989, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford University Press, Oxford.
- [2] GUTT,H.J., 1987, "Vergleich von Gleichstrom-Asynchron und dauermagneterregten Synchronmaschinen für Stellantriebe in Industrierobotern", ETZ, Bd. 9, H. 3, pp.55-63.
- [3] FÖRSTER,F. and HANITCH,R., 1990, "Magnetische Werkstoffe", Verlag, Köln.
- [4] BOLDEA,I., 1996, "Reluctance Synchronous Machines and Drives", Clarendon Press, Oxford.
- [5] KOSTKO,J.K., 1923, "Polyphase reaction synchronous motors", J.Amer. Inst. Elec. Eng., Vol.42, pp.1162-1168.
- [6] LAWRENSON,P.J. and AGU,L.A., 1964, "Theory and performance of polyphase reluctance machines", Proc.IEE, Vol.111, No.8, pp.1435-1445.
- [7] LAWRENSON,P.J. and GUPTA,S.K., 1967, "Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance motors", Proc.IEE, Vol.114, No.5, pp.645-653.
- [8] HONSINGER,V.B.H., 1971, "Steady-state performance of reluctance machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-90, No.1, pp.298-304.
- [9] KLINGSHIRN,E.A., 1978, "DC standstill torque used to measure I_q of reluctance and synchronous machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-97, No.5, pp.1862-1869.
- [10] SOONG,W.L., STATON,D.A. and MILLER,T.J.E., March/April 1995, "Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, No.2, pp.358-367.
- [11] CRUICKSHANK,A.J.O., MENZIES,R.W. and ANDERSON,A.F., 1966, "Axially laminated anisotropic rotors for reluctance motors", Proc.IEE, Vol.113, No.12, pp.2058-2060.
- [12] FONG,W. and HTSUI,J.S.C., 1970, "New type of reluctance motor", Proc.IEE, Vol.117, No.3, pp.545-551.

- [13] CHALMERS,B.J. and MULKI,A.S., 1970, "New reluctance motors with unlaminated rotors", Proc.IEE, Vol.117, No.12, pp.2271-2272.
- [14] XU,L., XU,X., LIPO,T.A., NOVOTY,D.W., September/October 1991, "Vector control of synchronous reluctance motor including saturation and iron loss", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.5, pp.977-985.
- [15] PETER,Y.P., Wung, H.B.P., March/April 1992, "Synchronous reluctance motor operating point dependent parameter determination", IEEE Transactions on, Industry Applications, Vol.28, No.2, pp.358-363.
- [16] PLATT,D., May/June 1992, "Reluctance motor with strong anisotropy", IEEE Transactions on Industry Applications", Vol.28, No.3, pp.652-658.
- [17] BETZ,R.E., LAGERQUIST,R., JOVANOVIĆ,M., MILLER,T.J.E., MIDDLETON,R.H., November/December 1993, "Control of Synchronous reluctance machines" ,IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.29, No.6, pp.1110-1121.
- [18] AREFEEN,M.S., EHSANI,M., LIPO,T.A., September/October 1994, "An analysis of the accuracy of indirect shaft sensor for Synchronous reluctance motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.5, pp.1202-1208.
- [19] MATSUO,T., LIPO,T.A., June 1994, "Rotor design optimization of Synchronous reluctance motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No.2, pp.359-365.
- [20] LAGERQUIST,R., BOLDEA,I., MILLER,T.J.E., May/June 1994, "Sensorless control of synchronous reluctance motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.3, pp.673-681.
- [21] UEZATO,K., SENJYU,T., TOMORI,Y., July/August 1994, "Modeling and vector control of Synchronous reluctance motors including stator iron loss", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.4,pp.971-976.
- [22] JOVANOVIĆ,M.G., BETZ,R.E., PLATT,D., March/April 1998, "Sensorless vector controller for a Synchronous reluctance motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.34, No.2, pp.346-354.
- [23] CHALMERS,B.J., MUSABA,L., September/October 1998, "Design and field weakening performance of Synchronous reluctance motor axially laminated rotor", IEEE Transactions on Industry Application, Vol.34, No.5, pp.1035-1041.
- [24] JOVANOVIĆ,M.G., BETZ,R.E., December 1999, "Optimal Torque controller for Synchronous reluctance motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.4, pp.1088-1093.

- [25] JOVANOVIĆ, M.G., BETZ, R.E., October 5-9 1997, "Maximum torque control of a sensorless Synchronous reluctance motor drive", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana.
- [26] JOVANOVIĆ, M., BETZ, R.E., "Effects of saturation and iron loss on the optimal control of Synchronous reluctance machines", Department of Electrical and Computer Engineering, University of Newcastle, Callaghan, NSW 2308.
- [27] JOVANOVIĆ, M.G., BETZ, R.E., September 1999, "Off – line testing of reluctance machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.3, pp.264-269.
- [28] CAPECCHI, E., GUGLIELMI, P., PASTORELLI, M., VAGATI, A., "Position sensorless control of transverse-laminated Synchronous reluctance motors", Dipartimento di Ingegneria Elettrica Industriale – Politecnico di Torino, Corso Duca degli Abruzzi, 24, Torino, 10129 Italy.
- [29] HOFMANN, H., SANDERS, S.R., March/April 2000, "High-speed Synchronous reluctance machine with minimized rotor losses", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, No.2, pp.531-539.
- [30] ZAIM, M.E., 2001, "Design and performance of solid rotor reluctance machines", Electric Power Components and systems, 29:1161 – 1174.
- [31] KILTHAU, A., PACAS, J.M., "Control of Synchronous reluctance machines", Institute of Power Electronics, and Electrical Drives, University of Siegen, Germany.
- [32] CHALMERS, B.J. and MULKI, A.S., 1972, "Design and performance of reluctance motors with unlaminated rotors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-91, pp.1562-1569.
- [33] TOLİYAT, H.A., XU, L. and LIPO, T.A., 1992, "A five phase reluctance motor with high specific torque", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.3, pp.659-667.
- [34] HSU, J.S., LIOU, S.S.P. and WOODSON, H.H., 1990, "Comparison of torque production in reluctance and induction motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.5, No.2, pp.304-309.
- [35] HSU, J.S., LIOU, S.S.P. and WOODSON, H.H., 1990, "Peaked-mmF smooth-torque reluctance motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.5, No.1, pp.104-109.
- [36] LAWRENSON, P.J. and AGU, L.A., 1963, "A new unexcited synchronous machine", Proc.IEE, Vol.110, No.7, pp.1275.
- [37] HONSINGER, V.B., 1971, "The inductances L_d and L_q of reluctance machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-90, No.1, pp.298-304.

- [38] CRUICKSHANK,A.J.O, ANDERSON,A.F. and MENZIES,R.W., 1971, "Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors", Proc. IEE, Vol.118, No.7, pp.887-894.
- [39] STATON,D.A., MILLER,T.J.E. and WOOD,S.E., 1993, "Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor", IEE Proceedings-B, Vol.140, No.4, pp.249-259.
- [40] FRATTA,A., VAGATI,A. and VILLATA,F., 1992, "On the evolution of ac machines for spindle drive applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.5, pp.1081-1086.
- [41] BOLDEA,I., FU,Z.X. and NASAR,S.A., 1993, "High-performance reluctance generator", IEE Proceeding-B, Vol.140, No.2, pp.124-130.
- [42] BOLDEA,I., MUNTEAN,N., DEACONU,S., NASAR,S.A. and FU,Z.X., 1992, "Distributed unisotropy rotor synchronous(darsyn) drives-motor identification and performance", Proc. ICEM, pp.542-546.
- [43] BOLDEA,I., FU,Z.X., and NASAR,S.A., 1994, "Performance evolution of axially-laminated anisotropic (ala) rotor reluctance synchronous motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.4, pp.977-985.
- [44] BOLDEA,I., MUNTEAN,N. and NASAR,S.A., 1994, "Robust low-cost implementation of vector control for reluctance synchronous machines", IEE Proc. Electr. Appl. Vol.141, No.1, pp.1-6.
- [45] SARIOĞLU,M., 1980, "Elektrik makinalarının Temelleri,Senkron Makinalar", Teknik Üniversite Matbaası, S.113-139.
- [46] DEWAN,S.B., SLEMON,G.R., STRAUGHEN,A., 1984, "Power Semiconductor Drives", John Wiley&Sons Inc..
- [47] SLEMON,G.R., STRAUGHEN,A., 1980, "Electric Machines" Addison-Wesley Publishing Company, Inc..
- [48] DURU,H.T., 1997, "Mıknatıslı senkron makinanın magnetik analizi ve modellenmesi", Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Kocaeli.
- [49] ÇAMUR,S., 1998, "Elektronik komitasyonlu doğru akım relüktans motorunun tasarım ve kontrolü", Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Kocaeli.
- [50] DURU,H.T., ÇAMUR,S., ARİFOĞLU,B., BEŞER,E., 2003, "Design and analysis of PM assisted synchronous reluctance machines", International Electrical Machines and Drives Conference IEEE, IEMDC Wisconsin.

[51] DURU,H.T., ÇAMUR,S., ARİFOĞLU,B., BEŞER,E., KANDEMİR,E., 2003, “Mıknatıslı destekli senkron relüktans motor tasarımı ve analizi”, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10.Ulusal kongresi ve Fuarı, İstanbul.

[52] DURU,H.T., ÇAMUR,S., ARİFOĞLU,B., BEŞER,E., KANDEMİR,E., May 2004, “A method for performance prediction of a synchronous reluctance motor based on natural a,b,c model”, ACEMP'04 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, Istanbul/Turkey.



ÖZGEÇMİŞ

Ersoy BEŞER, 1977 yılında İzmit' te doğdu. İlkokul ve orta okulu İzmit' te okudu. 1996 yılında Kocaeli Anadolu Teknik Lisesi' nin Elektrik Bölümü' nden mezun oldu. Aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü' nü kazandı. 2000 yılında lisans öğretimini tamamladı. Yine aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü' nde, Elektrik Mühendisliği yüksek lisans programına başladı. 2000 yılından itibaren Kocaeli Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü' nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.