

**KÜTLE ROTORLU ASENKRON MOTORUN
ELEKTROMAGNETİK ALAN DAĞILIMI VE
BAŞARIM ÖZELLİKLERİNİN
İNCELENMESİ**
Elektrik-Elektronik Müh. Özge AKPINAR
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANA BİLİM DALI

T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KÜTLE ROTORLU ASENKRON MOTORUN
ELEKTROMAGNETİK ALAN DAĞILIMI VE BAŞARIM ÖZELLİKLERİNİN
İNCELENMESİ

Elektrik-Elektronik Müh. ÖZGE AKPINAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

DANIŞMAN
Yrd. Doç. Dr. İrfan ŞENLİK

SAMSUN-2011

T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Bu çalışma jürimiz tarafından 16/12/2011 tarihinde yapılan sınav ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN

Üye: Yrd. Doç. Dr. İrfan ŞENLİK

Üye: Doç. Dr. Emin ÖZTEKİN

ONAY:

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

.../.../2011



Prof. Dr. Ümit SERDAR

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEŐEKKÖR

Bu tez oluŐumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen y¶nlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalıŐmasının planlanmasında, araştırılmasında, y¶rüt¶lmesinde ve çalıŐmamı bilimsel temeller ışıkında Őekillendiren Sn. Yrd. Doç.Dr. İrfan ŞENLİK 'e sonsuz teŐekk¶rlerimi sunarım.

ÇalıŐmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen, Ondokuz Mayıs Üniversitesi Meslek Yüksek Okulu ğretim üyesi, Sn. hocam Tahsin ATALAY'a, Bayındırlık ve İskan İl Müdürü Sn. Cengiz VAROL'a, Proje Őb. Müdürü Sn. Osman TAŐDELEN' e teŐekk¶r ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
EKLER LİSTESİ.....	viii
SİMGELER	ix
KISALTMALAR.....	xii
GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Bilgiler.....	2
1.2. Asenkron Makinelerde Kütle Rotor Yapıları.....	6
1.3. Kütle Rotorlu Makinelerdeki Kayıplar	10
2. KÜTLE ROTORLU MOTORUN ELEKTROMAGNETİK ALANLARININ ÇÖZÜMÜ	11
2.1. Rotorun Sabit Geçirgenlikte Elektromagnetik Alan Çözümü	13
2.2. Doymuş Kütle Rotorun Elektromagnetik Alan Çözümü.....	20
2.2.1. Kütle Rotorlu Motorun Çok Katmanlı Kuram ile İncelenmesi	23
2.3. Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Kütle Rotorlu Asenkron Motorların Magnetik Alanlarının Çözümlemesi	26
2.3.1. Düzgün ve Kesikli Kütle Rotorda Alan Dağılımı.....	28
3. ÖRNEK KÜTLE ROTORLU MOTORUN SONLU ELEMANLAR YAZILIMI İLE MODELLENMESİ.....	33
4. BULGULAR.....	35
4.1. Sey Yazılımı ile Elektromagnetik Alan Dağılımı.....	35
4.2. Kütle Çelik Rotorlu Asenkron Motorun Başarım Özellikleri.....	37
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	42
5.1. Değerlendirme	42
5.2. Öneriler	43
6. KAYNAKLAR	44
7. EKLER.....	48
Ek A.....	48

Ek B	52
Ek C	53
ÖZGEÇMİŞ	55

ÖZET

TEZ BAŞLIĞI: KÜTLE ROTORLU ASENKRON MOTORUN ELEKTROMAGNETİK ALAN DAĞILIMI VE BAŞARIM ÖZELLİKLERİNİN İNCELENMESİ

Son on yılda yüksek hızlı motor teknolojisinin büyük ve orta güç aralığında kullanımı artmaktadır. Tek parça kütle çelikten oluşan asenkron rotor üretimi ile yüksek hızlı motor için oldukça sağlam bir rotor elde etmek olasıdır. Mekanik olarak kütle rotor mümkün olan en iyi rotor yapısı olarak düşünülebilir. Bunun yanında, kütle rotorun elektromagnetik özellikleri geleneksel asenkron motorlardaki yapraklı rotorların özelliklerinden daha zayıftır.

Elektrik makinelerinin başarımlarının özelliklerinin incelenmesinde ve parametrelerinin boyutlar, malzeme özellikleri, tasarım büyüklüklerine bağlı olarak elde edilmesinde, makine içindeki elektromagnetik alan değişimlerinin bilinmesi gerekmektedir. Bilgisayar yazılımındaki gelişmelere bağlı olarak sonlu elemanlar, sonlu farklar gibi yazılımlar geliştirilmiştir. Böylece, magnetik alan büyüklüklerinin sayısal çözümlenmesi bilgisayar desteğiyle elde edilebilmektedir. Bu çalışmada, sonlu elemanlar yazılımı (SEY) kullanılarak, kütle çelik rotorlu asenkron motorun elektromagnetik alan dağılımı ve başarımlarının özellikleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılıp, yöntemlerin doğruluğu ve başarımlarının değerlendirilmiştir.

Anahtar sözcükler: Kütle rotorlu asenkron motor, çok katmanlı aktarım matrisi, bilgisayar modeli

ABSTRACT**THESIS TITLE: STUDYING OF ELECTROMAGNETIC FIELD
DISTRIBUTION AND PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF SOLID
ROTOR INDUCTION MOTOR**

Within the latest decade high speed motor technology has been increasingly commonly applied within the range of medium and large power. In manufacturing the induction motor rotor core of one single piece of steel it is possible to achieve an extremely rigid rotor construction for the high speed motor. In a mechanical sense, the solid rotor may be the best possible rotor construction. Unfortunately, the electromagnetic properties of a solid rotor are poorer than the properties of the traditional laminated rotor of an induction motor.

Knowing the electromagnetic field changes in the machines is very important in order to study the performance features of electricity machines and obtaining the parameters depending on the sizes, material features and design dimensions. Depending on the improvements on computer software such as the finite elements software (SEY) and finite difference have developed. So, electromagnetic field changes' numerical solution can be obtained by support of the computer. Results have been compared with the experimental results, and accuracy and performance of the methods have been evaluated.

Key Words: Solid rotor induction motor, multi-layer transfer matrix, computer model

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1. Kütle rotor yapıları: a) düzgün kütle rotor b) kesikli kütle rotor c) uç halkalı kesikli rotor d) kafesli kütle rotor e) kaplı düzgün kütle rotor Gieras (1999)	8
Şekil 2.1. Rotor yüzeyinde koordinat sistemi	14
Şekil 2.2. Rotor dururken yüzeyindeki rotor alanlarının eksensel dağılımı. $z=0$ iken A_z , H_z ve \mathcal{O}_x değerleri belirlenir (Yee, 1971). a) $y=0$ iken magnetik vektör potansiyeli, b) $y=0$ 'da magnetik alan şiddeti, c) birim uzunluk başına magnetik akı	19
Şekil 2.3. Temel iki boyutlu çok katmanlı model	20
Şekil 2.4. k katmanının boyut ve özelliklerin tanımlanması Freeman (1968)	21
Şekil 2.5. Kütle rotorlu motorun çok katmanlı modeli	24
Şekil 2.6. Kütle rotorlu motorun eşdeğer devresi	25
Şekil 2.7. Düzgün ve kesikli kütle rotorlu test motorlarının ağırları	29
Şekil 2.8. a) %1.5 kaymada düzgün kütle rotorlu asenkron motor akı çizgileri b) %1.5 kaymada kesikli kütle rotorlu asenkron motor akı çizgileri	29
Şekil 2.9. a) %1.5 kaymada düzgün kütle rotorlu asenkron motorun akı yoğunluğu dağılımı b) %1.5 kaymada kesikli kütle rotorlu asenkron motorun akı yoğunluğu dağılımı	30
Şekil 2.10. %1.5 kaymada iki farklı kesiklenmiş kütle rotorlu asenkron motorların akı çizgileri	30
Şekil 2.11. %1.5 kaymada a) düzgün kütle rotorlu asenkron motorun akım yoğunluk dağılımı b) kesikli kütle rotorlu asenkron motorun akım yoğunluk dağılımı [A/mm^2] ..	31
Şekil 2.12. a) düzgün kütle rotorlu asenkron motorun b) kesikli kütle rotorlu asenkron motorun %1.5 kaymada bağlı geçirgenlik dağılımları	31
Şekil 3.1. Çözümlemesi yapılan kütle rotorlu motorun $\frac{1}{4}$ modeli ve farklı malzeme bölgeleri	33
Şekil 3.2. Magnetik çözümleme için sonlu elemanlar ağının oluşturulması	34
Şekil 4.1 Rotorun başlangıç durumundaki magnetik akı yoğunluğu	35
Şekil 4.2 Motorun rotoru belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı yoğunluğu ..	35
Şekil 4.3. Motorun rotoru başlangıç durumundayken ($t=0$) magnetik akı çizgileri	36
Şekil 4.4. Motorun rotoru belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı çizgileri ...	36
Şekil 4.5. Magnetik vektör potansiyelinin başlangıç durumundaki ($t=0$) gösterimi	37
Şekil 4.6. Magnetik vektör potansiyelin rotorun belirli bir konumundaki ($t=10$ ms) gösterimi	37
Şekil 4.7. Motorun boşta yol alması sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri	38

Şekil 4.8. Motorun 0.5 Nm yük altında yol alması sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri.....	38
Şekil 4.9. Motorun doğru akım frenleme sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri .	39
Şekil 4.10. Motorun faz sırası değiştirilerek devir yönünün değiştirilmesi sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri	39
Şekil 4.11. Kütle rotorlu motorun akım – hız değişimi	40
Şekil 4.12. Kütle rotorlu motorun moment–hız değişimi	40
Şekil 4.13. Kütle rotorlu motorun güç – hız değişimi	41

EKLER LİSTESİ

Şekil A.1. Deney düzeneği	48
Şekil A.2. Deney düzeneği resimleri	48
Çizelge A.1. Motor stator ve rotor verileri	49
Şekil A.3. Motor stator saclarının B-H eğrisi	51
Şekil A.4. Rotor çeliğinin B-H eğrisi	51

SİMGELER

A	Magnetik vektör potansiyeli
A	Makine boyutlarına bağlı sabit
B	Magnetik akı yoğunluğu
D	Rotor çapı
D	Elektrik akı yoğunluğu
d_p	Etki derinliği
d_k	Katman kalınlığı
E	Stator faz sargılarında endüklenen e.m.k
E	Elektrik alan şiddeti
f_R	Rotor frekansı
f_S	Besleme frekansı
F_r	Kutup başına m.m.k
\underline{G}	Karmaşık sabit
G_k	Üst sınır katmanı
g_1	Alt katman
H	Magnetik alan şiddeti
I	Akım
\underline{I}_s	Stator akım vektörü
\underline{I}'_r	Statora eklenmiş rotor akım vektörü
I_m	Mıknatıslanma akımı
\underline{J}	Yüzey akımı
J	Elektrik akım yoğunluğu
K	$2\pi/\lambda$
k_e	Enine uç etki katsayısı
k_w	Sargı faktörü
L	Rotor boyu
N	Katman sayısı
N	Stator faz başına sargı sayısı
N	İntegral yüzeyi
P_g	Giriş gücü
P_m	Çıkış gücü

$P_{m,k}$	Mekanik güç
R_s	Stator direnci
R_r	Rotor direnci
r	Rotor yarıçapı
s	Kayma
S_n	n.katmanın kalınlığı
S	Polyting vektörü, yüzey vektörü
T	Moment
$[T_n]$	n.katman aktarım matrisi
V_s	Stator gerilimi
W_m	Sistemin magnetik enerjisi
W_e	Sistemin elektrik enerjisi
ω_r	Rotor açısal hızı
ω_s	Stator açısal hız
X_m	Ortak empedans
X_r	Statora indirgenmiş rotor reaktansı
X_s	Stator reaktansı
x^S	Rotor x ekseninde dönerken stator konumu
x^R	Rotor x ekseninde dönerken rotor konumu
Z	Rotor yüzey empedansı
\underline{Z}'_r	Statora indirgenmiş rotor empedansı
θ	Sanal yerdeğiştirme
ρ	Yük yoğunluğu
ρ_k	Katman dirençliliği
μ	Magnetik geçirgenlik
μ_0	Havanın magnetik geçirgenliği
ϵ_k	Dielektrik sabiti
σ	Malzemenin iletkenliği
σ	Maxwell gerilim tensörü
$\underline{\lambda}$	Orta dalga etkisi
γ	Eksensel yönde alan değişimi
δ	Hava aralığı uzunluğu

\emptyset	Magnetik akı
p	Kutup adımı
$\underline{\beta}_k$	Karmaşık işlev

KISALTMALAR

CAD	Bilgisayar çizim yazılımı
ÇKAMY	Çok katmanlı aktarım matrisi yöntemi
e.m.k.	Elektromotor kuvvet
m.m.k.	Magnetomotor kuvvet
SEY	Sonlu elemanlar yazılımı

1.GİRİŞ

Asenkron motorlarda rotordaki girdap akımlarının, güç kayıplarına neden olarak ısınmaya ve verim azalmasına yol açtığı bilinmektedir. Çalışmalarda girdap akımlarının ısınma üzerine etkisi incelenmiş, motorun soğuması için bu ısının nasıl çevreye yayılabileceği araştırılmıştır. Bir yandan bu araştırmalar yapılırken diğer bir yandan da motorda olumsuzluklara neden olan girdap akımlarından yararlanabilmek için, motorda yapılması gereken yapı ve şekil değişiklikleri üzerinde durulmuştur. Tüm bu çalışmalar sonucunda ortaya kütle rotorlu asenkron motorlar çıkmış ve rotor empedansını küçültmek amacıyla nikel, demir, çelik malzemeli rotor yapıları ile biçimsel olarak uç yüzeyli, yarıklı ve oluklu rotorlar imal edilmiştir (Finzi ve Paice, 1968; Chalmers ve Woolley, 1972,1973; Chalmers ve Hamdi, 1982; Chalmers ve Saleh, 1984).

Kütle rotorlu asenkron motorların çalışma ilkeleri kafesli motorlarla aynıdır. Statora uygulanan üç fazlı gerilimler, senkron hızda döner bir magnetik alan oluşturur. Bu alan magnetik ve elektrik iletkenliği oldukça iyi olan çelik rotorda girdap akımları oluşturarak, elektromagnetik moment üretir. Bu moment yükte ve boşta sırasıyla ω_R ve ω_s açısal hızlarıyla dönmeyi sağlar. Rotor momenti T olmak üzere $\omega_s T - \omega_R T$ ile gösterilen güç farkı rotorda ısı olarak harcanır ve kayma gücü adını alır.

Çeliğin iletkenliği bakırdan düşük olduğu için, çelik rotorlu motorda rotor direnci kafesli motorlara göre büyük olup; anma hızında, kayma daha büyük verim daha düşüktür. Buna karşılık rotor direncinin büyük oluşu yol alma momenti ve güç katsayısının büyük, yol alma akımının ise küçük olmasını sağlar (Finzi ve Paice, 1968; Chalmers ve Woolley, 1972).

Kütle rotorlu asenkron motorlar; yalın ve sağlam olmaları, yüksek hızda çalışabilmeleri, yüksek yol alma momenti üretmeleri, yol almada düşük akım çekmeleri ve yapım kolaylığı nedeniyle tercih edilmektedirler. Bu özellikleri ile uygulama alanları çok değişik olan kütle rotorlu asenkron motorlar; yüksek hız uygulamalarında, yol alma momentinin büyük olması gereken yerlerde, büyük frenleme momenti istenen yerlerde fren motoru olarak, ayrıca rotorda yapılacak özel değişikliklerle sürücü motoru olarak ve servomotor olarak kullanılır (Finzi ve Paice, 1968; Chalmers ve Woolley, 1972, 1973).

Sözü edilen üstünlükleri nedeniyle kütle rotorlu asenkron motorun boyut ve malzeme özelliklerine göre tasarım büyüklüklerinin belirlenmesi için değişik çalışma koşullarındaki elektromagnetik alan değişiminin incelenmesi önemlidir.

Asenkron motorun çeşitli katmanlarındaki magnetik akı yoğunluğunu, magnetik ve elektrik alan şiddetlerini hesaplayabilmek için Maxwell eşitliklerinin çözülmesi gerekmektedir. Bu eşitliklerin çözümü malzeme özellikleri ve motor geometrisinden dolayı çok karmaşıktır. Çok katmanlı kuram, asenkron motorda karmaşık alan çözümleme yöntemlerine gerek kalmadan, motor içindeki elektromagnetik alan özelliklerinin belirlenebileceğini gösteren bir yaklaşımdır (Chalmers ve Hamdi, 1982; Chalmers ve Saleh, 1984; Önbilgin ve Şenlik, 1992; Huppunen, 2004). Ayrıca, makine tasarımında, magnetik akı yolu varsayımına veya deneysel katsayılara gereksinim duymayan sonlu elamanlar gibi yeni yöntemler de kullanılmaktadır (Ibtouen ve ark., 2003; Huppunen, 2004; Zdim, 1999; Brauer, 2004; Kanerva 2005; Bumby ve ark., 2006; Yang ve ark., 2008).

1.1. Genel Bilgiler

Nikola Tesla'nın 1888' de dönen magnetik alanlı asenkron motoru bulmasından bu yana, alternatif akım motorları elektromekanik sanayinin gelişmesinde büyük rol oynamıştır. Dönen elektrik motorlarının en temel türlerinden olan kütle rotorlu asenkron motorların rotoru tek parça ferromagnetik malzemeden yapılmış olup, dinamik ve mekanik başarımları iyi ayrıca üretimi kolay ve ucuzdur. Bu motorlar genellikle şebeke frekansının belirlediği hızda kullanılmış ve başarımlarının kafesli asenkron motor düzeyinde olmadığı görülmüştür.

Kütle rotor teknolojisine artan ilgi nedeniyle, 1960'lı yıllarda, kütle rotorlu motorlar üzerine birçok araştırmalar yapılmıştır. Kütle rotorlar üzerine yapılan ilk çalışmaların çoğu sabit geçirgenlikli doymamış rotor varsayımı ile yapılmıştır. Daha sonra rotor malzemesinin magnetik doğrusal olmama durumu ve rotor uç bölge etkileri dikkate alınmıştır. Hesaplamalarda demirdeki magnetik doymanın dikkate alınması Nechleba tarafından 1940'ların sonlarında yapılmış, daha sonra rotorun magnetik akı yoğunluğunun magnetik alan şiddetine göre değişimini gösteren, mıknatıslanma eğrisini (B-H) içeren farklı yaklaşımlar önerilmiştir. Daha sonra, McConnell ve Svedrup (1955) rotorun mıknatıslanma özelliklerine göre eşdeğer devre yöntemini geliştirmiştir. Buna benzer bir yaklaşım da Wood ve Concordia (1960) ve Heller (1968) tarafından ortaya atılmıştır.

Magnetik alan çözümlemesinin ilk gelişmiş yöntemi Wilson (1969) tarafından tanıtılmıştır. Wilson kütle rotorda iki ve üç boyutlu magnetik alan dağılımları üzerine

çalışarak, çok yönlü sayısal bilgisayar destekli program geliştirmiştir. Yöntemde alan bağımlı doğrusal olmayan rotor geçirgenliği dikkate alınmış olup, rotor malzemesi düşük geçirgenlik ve yüksek iletkenliğe sahip olduğunda elektromagnetik momentin arttığı gösterilmiştir. Bu çalışmada rotor malzemesinin doyma akı yoğunluğunun motor başarımına etkisi değerlendirilmemiştir. Araştırmalarda kütle rotor dirençleri için düzeltici uç etki faktörleri önerilmiş olup, Trickey (1936), Yee (1971), O'Kelly (1972) ve Woolley (1973) gibi araştırmacılar tarafından kütle rotor geometrisine bağlı uç etki faktörleri tasarlanmıştır. Daha sonra, Ducreux (1995) sınır integral yönteminin yanı sıra rotor uç bölgelerini dikkate alınarak üç boyutlu alan dağılımlarının belirlenebildiği sonlu elemanlar yöntemini uygulamıştır. Farklı rotor uç etki düzeltme katsayılarını kullanan iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi çözümlerinden elde edilen sonuçların karşılaştırılmasıyla uç etki düzeltme faktörünün frekansa bağımlı olduğu ortaya çıkmıştır. Önerilen uç etki faktörleri rotor moment başarımının belirlenmesine yardımcı olmaktadır.

Sağlam yapıları, düşük ağırlıkları ve yüksek hızları nedeniyle kütle rotorlu asenkron makineler öncelikli olarak askeri ve uzay uygulamalarında kullanılmıştır. Bu motorlar mekanik ve termal olarak güvenilir olmalarına rağmen, özellikle elektriksel başarımların özelliklerinin düşük olması araştırmaların genellikle motorun başarımların özelliklerinin artırılması yönünde olmasına neden olmuştur. Analitik yöntemler aracılığıyla kütle rotor başarımının belirlenmesi için önceden yapılmış çalışmaların çoğu Agarwal (1956), Wood (1960), Angst (1962), Heller (1968), Jamieson (1968), Rajagopalan (1969), Chalmers (1972), Yee ve Wilson (1972), Sarma (1972) ve Riepe (1981) tarafından yapılmıştır. İlk yöntemlerin çoğu kütle rotor malzemesine doğru oluşan akı etkisinin sınırlı doğrusal olmayan veya doğrusal olan yöntemine dayanmaktadır. Özellikle kütle rotorun eşdeğer devre değişkenlerinin belirlenmesindeki yaklaşım ve sonuçlar bu yöntemlerin geçerliliğini göstermektedir.

Çalışmalarda rotor malzemesinin doğrusal olmayan davranışını dikkate alan değişik yöntemlerde önerilmiştir. Örneğin, Pipes (1956) kütle rotor hesaplamalarında üç veya iki boyutlu çok katmanlı aktarım matris yöntemini kullanan bir yaklaşım önermiştir. Bu yaklaşımda her katmanda elektromagnetik özellikler belirlenir ve izleyen bir üst tabakanın çözümü için başlangıç değeri olarak kullanılır. Bu yöntem ile kabul edilebilir bir doğrulukla doğrusal olmayan elektromagnetik alanların çözümü yapılabilir. Pyrhönen (1991) düzgün kütle rotorda elektromagnetik alanların üç boyutlu

davranışlarının belirlenmesinde çok katmanlı aktarım matris yöntemini kullanmıştır. Burada kütle rotor geometrik olarak çapsal yönde küçük katmanlara bölünmüştür. Motor başarımının yüksek doyma akı yoğunluğuna ve yüksek iletkenliğe sahip rotor malzemesi ile arttırılabileceği gösterilmiştir. Hupponen (2004) çok katmanlı aktarım matris yöntemini daha da geliştirerek kütle rotorlu makineler için daha pratik ve doğru çözümlene yöntemi bulmuştur. Hupponen hesaplama yönteminin kesikli kütle rotor yapıları için de kullanılabileceğini ve motor başarımının kütle rotora uç yüzeyinde bakır uç halkaları eklenerek arttırılabileceğini göstermiştir.

Kütle rotor asenkron motor başarımını arttırmak amacıyla kütle rotor geometrisi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Örneğin girdap akım kayıplarını azaltmak için rotor yüzeyinin kesikli yapılması önerilmiştir. Peesel (1958) farklı kesikli kütle rotorlar ile kapsamlı deneysel testler yapmıştır. Dorairaj ve Krishnamurty (1967) eksensel kesik etkileri, kesik sayıları, kesiklerin genişlik ve derinliklerini dikkate alan, rotorun bakır uç halkalı ve uç halkasız olduğu durumları içeren deneysel çalışmalar yapmışlardır. Rajagopalan ve Murty (1969) kuramsal çözümler ve testlere dayanan bir çalışma yapmıştır. Çalışmalarda, Agarwal (1956) tarafından önerilen yalnızca iki olası akı yoğunluğu değerleri $+B_s$ ve $-B_s$ ile idealize edilmiş eğri yerine gerçek B-H eğrisini kullanmışlardır. Sonlu elemanlar yöntemine dayanan bir program ile Laporte (1994) ve Zaim (1999) kesikli kütle rotorlu asenkron motorun birçok çözümlemesini yapmışlardır.

Lähteenmäki (2002) ve Hupponen (2004) kütle rotor tasarımları üzerine kapsamlı çalışmalar yapmışlardır. Bu çalışmalar ağırlıklı olarak deneysel ölçümler ve sonlu elemanlar yöntemine dayanmaktadır. Bumby (2006) düzgün kütle rotorlu asenkron makinelerin kuramsal çözümünün eşdeğer devre yaklaşımına dayanabileceğini belirtmiştir. Bu çalışmada stator parametreleri eşdeğer devrede elde edilen geleneksel analitik eşitlikler ile rotor değişkenleri de alan eşitlikleri ile belirlenmiştir. Kütle rotorun karmaşık eşdeğer devresi nedeniyle çözümler çoğunlukla Russell (1958), Agarwal (1959), Chalmers ve Woolley (1972) ve O'Kelly (1976) tarafından önerilen yaklaşımlara dayanmaktadır.

Uygulamalarda motor hızının kontrolü her zaman önemli olmuştur. Özellikle 1980'nin ortalarından itibaren, güvenilir hız kontrolü için güç elektroniği dönüştürücüleri yüksek güçlü asenkron motorların sürülmesinde kullanılmaya başlanmıştır. Bu sürücülerden, frekans dönüştürücüler daha yaygın, gelişmiş ve verimli olduğundan yüksek hızlı makinelere olan ilgi artmıştır. Motor sürücü teknolojisinin

gelişimi ile yüksek hızlı doğrudan sürücü uygulamaları için kütle rotorlar mekanik sistem gereksinimlerini karşılamayı başarmıştır. Sonuç olarak, kütle rotorlu asenkron motorlar endüstriyel uygulamalarda yüksek hız makinelerinin bir türü olmuştur.

Kütle rotorun, frekans dönüştürücü sürücüsü ile birlikte kullanılması durumunda aşırı girdap akım kayıpları oluşur. Bu motorlarında girdap akım kayıplarını azaltmak için geleneksel kafes motorlarda kullanılan yöntemlerin aynıları uygulanabilir veya değişik rotor çözümleri de önerilebilir. Örneğin, Lindgren ve Väänänen (1997) girdap akımlarını azaltmak için rotor dış tabakasının tabakalı olabileceğini önermişlerdir. Wilson (1969), Sarma (1972) ve Sharma (1996) farklı malzemeli, farklı iletkenliğe ve dirençliğe sahip katmanları içeren çeşitli kütle tabakalarından oluşan karmaşık kütle rotor yapısı üzerine çalışıp, karmaşık rotorlu asenkron makinelerinin kütle rotorlu makinelerden daha iyi özelliklere sahip olacağı sonucuna vardılar. Bunun yanında McConnell (1955) tarafından geliştirilen eşdeğer devrenin karmaşık rotor çözümlerinde oldukça iyi sonuçlar verdiği ortaya koyulmuştur.

Rotoru yüksek iletkenliğe, düşük geçirgenliğe sahip malzeme ile kaplamanın kütle rotor kayıpları üzerine etkisi kapsamlı bir araştırma konusu olmuştur. Rotor kaplama malzemesinin yüksek frekanslı hava boşluğu harmonikleri için bir ayna gibi davrandığı ve kaplama tabakasının yüksek frekanslı harmoniklere izin vermediği düşünülmektedir. Bakır kaplı kütle rotorlar kapsamlı bir şekilde Lähteenmäki (2002) tarafından çözümlendi. Shah (2006) yüksek hızlı senkron makinelerde bakır kaplama kalınlığının seçimi için bir analitik model tanıtmıştır. Rotoru yüksek dirençli ferromagnetik bir malzeme ile kaplamak farklı bir yaklaşımdır. Yüksek dirençli kaplama tabakası yaklaşımına göre kaplama rotor yüzey iç direncini arttırır, harmonik alanlar oldukça iyi iletken olan rotor öz materyaline sızmadan ve aşırı kayıplar yaratmadan önce azalır. Hava aralığı harmonik alanlarının neden olduğu kayıpların yüksek dirençli kaplama malzemesi ile azaltılabileceği açık olmasına rağmen bu konuda yalnızca birkaç makale yayınlanmıştır. Pyrhönen ve Kurronen (1994) bir düzgün kütle rotoru yüksek dirençli alüminyum demir alaşımı ile kaplayarak test etmişlerdir. Malzemenin yüksek dirençliliği nedeniyle yüzey empedansı yükselmiş ve girdap akım kayıpları azalmıştır. Jokinen ve Arkkio (1996) rotor yüzeyinin yüksek direnç ve yüksek geçirgenliğe sahip malzemedan oluşması durumunda motor başarımının daha da artacağını belirtmişlerdir.

Genelde kompresör ve pompalar yüksek hızlarda en uygun çalışma aralıklarını

bulurlar. Bunun yanında, yenilenebilir enerji sektöründe yüksek hızlı generatörler ve yüksek verimli elektrik pompalarına artan ilgi yüksek hızlı makinelerin gelişimine ivme kazandırmıştır. Ayrıca, son on yılda sonlu elemanlar çözümlemesi ile bir elektrik makinesinin sayısal elektromagnetik alan hesabıyla ilgili bilgiler artmıştır. Böylece sayısal alan çözümlemesi ile karmaşık tasarım süreçlerini gerçekleştirmek olasıdır. Bir elektrik makinesi için güvenilir ve tekrarlanabilir ölçümler yapılması oldukça zordur. Ayrıca değişik makine tasarımlarının geçerliliğini test etmek için örnek oluşturmak çok uzun süren pahalı bir süreçtir. Sonlu elemanlar çözümlemesine dayanan tasarımların birçoğu kütle rotor tasarımları için temel alınmaktadır.

Genellikle elektrik makinelerinin çıkış momenti akım, sarım sayısı ve kutup başına magnetik akıyla doğru orantılıdır. Bu büyüklükler motor boyutuna göre sınırlı olduğundan, çıkış gücünü artırmak için en etkili yol makineyi yüksek hızlarda sürmektir. Yüksek hız aralığında motor kullanmanın en önemli özelliği motor büyüklüğünün azalması yanında mekanik dişli kutusu ve mekanik bağlayıcı olmamasıdır. Uygun malzemeler kullanıldığında yüksek hız aralığında güç oranı başına hacim ve güç oranı başına ağırlık dönüş hızı ile yaklaşık ters orantılıdır. Kütle rotorlar mekanik nedenlerden ötürü en güçlü rotor tipi olup, yüksek hızlarda mekanik yataklarıyla bile birlikte kullanılabilirler. Bu rotor yapısı yüksek hızlarda bile dengesini oldukça iyi bir biçimde korur. Yük doğrudan kütle rotor miline bağlı olduğunda ve yüksek hız kullanıldığında kütle rotor yeterli mekanik dayanımı sağladığı gibi yatak sistemine zarar veren denge dalgalanmalarını ve titreşimleri önler.

1.2. Asenkron Makinelerde Kütle Rotor Yapıları

Elektrik makinelerinin yüksek moment veya yüksek hız uygulamalarında yüksek verim elde edebilmek için yapılan çalışmalarla birlikte makine ve sürücü yapısında önemli gelişmeler olmuştur. Son yıllarda yüksek hızlı makineler toplam maliyeti azaltmak ve sistemin toplam verimini arttırmak için ilginç bir çözüm olarak piyasaya sürülmektedir. Özellikle endüstride asenkron motor denetim teknolojisinin artması ile birlikte bu teknoloji yüksek hız uygulamalarında da kullanılmıştır (Rama ve Gieseche, 1997).

Günümüzde yüksek hızlı makinelerin başlıca iki türü vardır. Bunlar, yüksek hızlı asenkron makineler ve sabit mıknatıslı yüksek hızlı senkron makinelerdir. Hız yüksek olduğunda, merkezkaç kuvvetleri ve titreşimleri önemli bir rol oynamaktadır. Bu

nedenle rotorun merkezkaç kuvvetlerine dayanabilecek yeterli mekanik dayanımı olmalıdır. Mekanik yüklenmenin çok olduğu uygulamalarda, kütle rotor yapıları kullanılır. Milin mekanik sertliği izin verirse, ayrıca gömülü mıknatıslar ile sabit mıknatıslı sac paket rotor yapıları da kullanılabilir.

Asenkron motorlarda, elektromagnetik moment T_m ve buna karşılık gelen çıkış gücü P_m 'nin üretilebilmesi için rotor açısal hızı ω_R , stator açısal hızı ω_s 'den farklı olmak zorundadır. Bu hız farkı rotorda indüksiyonu sağlar. ω_R ve ω_s arasındaki fark kadar rotor frekansı f_R ve besleme frekansı f_s arasında fark bulunur. Bu farkların besleme frekansına oranı eşitlik (1.1)'de gösterildiği gibi kayma olarak tanımlanır.

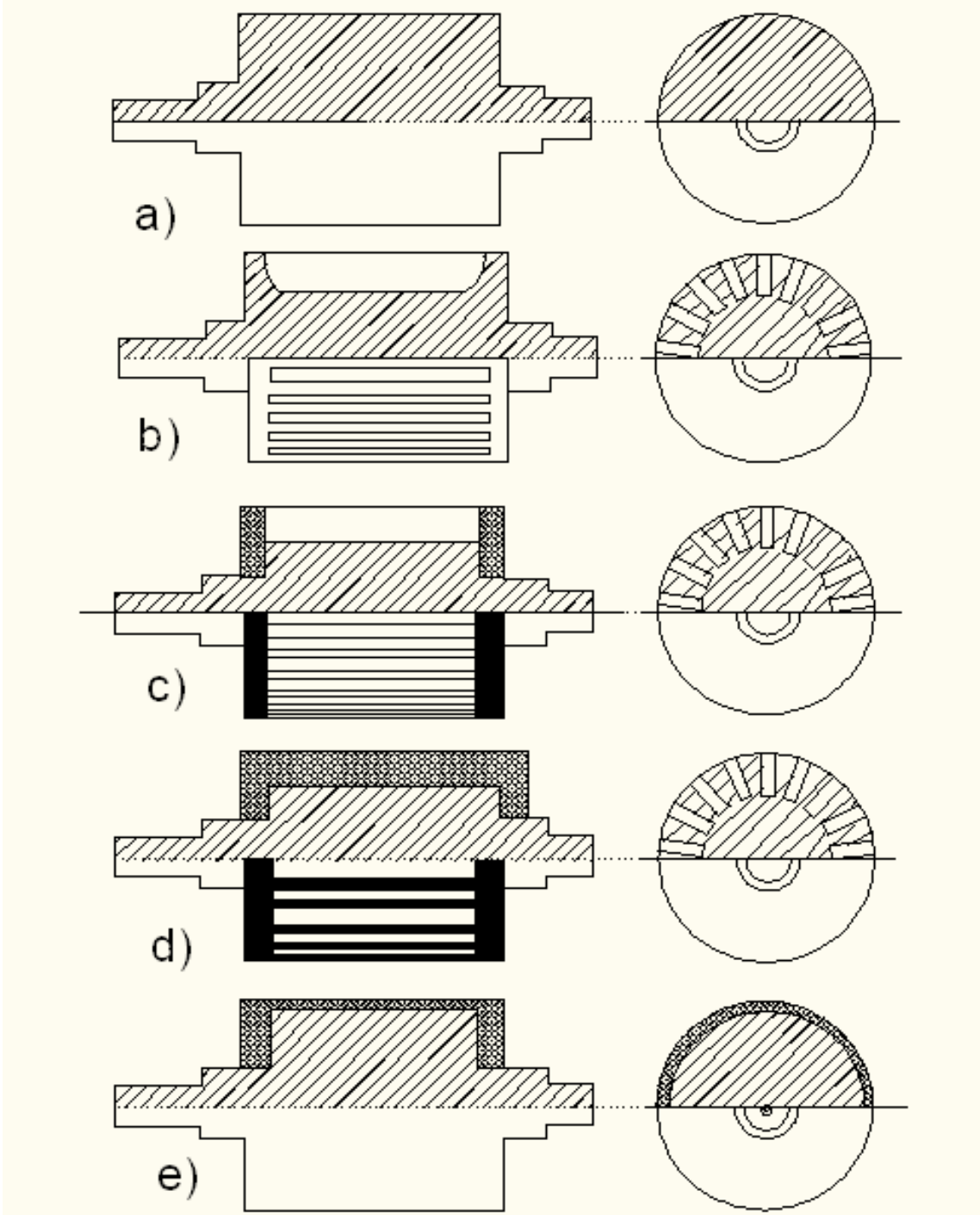
$$s = \frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s} = \frac{\omega_{s1}}{\omega_s} = \frac{f_s - f_R}{f_s} = \frac{f_{s1}}{f_s} \quad (1.1)$$

Burada, ω_{s1} rotorun elektrik açısal kayma hızı ve f_{s1} rotorda elektrik kayma frekansı olarak tanımlanır. Motor durumunda kayma pozitif ve generatör durumunda kayma negatiftir. Asenkron motorlarda, p kutup çifti sayısı olmak üzere çıkış gücü eşitlik (1.2)'deki gibi tanımlanır.

$$P_m = \omega_R T_m = \frac{2\pi \cdot f_R}{p} T_m \quad (1.2)$$

Özellikle, kütle rotor makinelerinde kayma açısal hızı, rotordaki magnetik akının belirlenmesinde önemlidir. Kayma açısal hızı rotorda üretilen momenti belirleyen faktörlerden biridir. Rotordaki I^2R kayıpları, birim başına kaymaya bağlıdır. Yüksek verimli kütle rotor makine tasarımı için tasarım hedeflerinden biri birim başına kaymanın en aza indirilmesi olmalıdır. Kütle rotorlu asenkron motorlar ferromagnetik malzemeyle tek parçadan yapılmış bir rotor çekirdeği ile üretilmiştir. En basit kütle rotor, aslında, bir düzgün çelik silindirdir. Bununla birlikte rotor kayması büyük olma eğilimindedir. Kütle rotor malzemesi, tüm durumlarda elektrik ve magnetik devrelerden oluşur. Kütle rotorun ilk başarımlı gelişimi, rotora daha iyi bir akı girişi sağlayacak şekilde kesikli rotor yapısıyla sağlanmıştır. İkinci geliştirme, iyi iletken magnetik olmayan kısa devre halkaları rotor yüzeyi sonuna kaynak yapılarak gerçekleştirilmiştir. Kütle rotordaki en son geliştirme, rotora uygun kafes eklenerek gerçekleştirilmiştir.

Tüm bu geliştirmelerle, kütle rotor çekirdeğine parçalar eklenerek rotor sağlamlılığı artırılmıştır. Şekil 1.1.'de değişik kütle-rotor yapıları gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Kütle rotor yapıları: a) düzgün kütle rotor b) kesikli kütle rotor c) uç halkalı kesikli rotor d) kafesli kütle rotor e) kaplı düzgün kütle rotor (Gieras, 1999)

Burada düzgün kütle rotor en basit seçenektir, en kolay ve yapım maliyeti en düşük olmaktadır. Bu rotor yapısı aynı zamanda en iyi mekanik ve dinamik özelliklere

sahiptir fakat elektriksel özellikleri zayıftır. Uygulamada düzgün kütle rotor yapımı avantajlı olmayıp, rotora eksensel kesikler eklenerek daha fazla güç, biraz daha iyi güç faktörü ve daha iyi verim sağlanabilir. Rotoru yüksek iletkenliğe düşük geçirgenliğe sahip malzeme ile kaplamak, uç halkaları ve kafes yapıları eklemek yapım işlemlerini ve maliyetlerini arttırmakla birlikte bu yapılar; motor momenti ve özelliklerini de önemli ölçüde arttırır. Örneğin; bakır kaplı ve uç halkalı bir düzgün kütle rotor, uç halkasız aynı rotorun belirli kaymada oluşan momentin iki katı kadar moment üretir. Bakır kafesli kütle rotorlu motor düzgün kütle rotorlu aynı motorun üç-dört katı moment üretir. Bakır kafesli kütle rotorda temel rotor kayıpları düzgün kütle rotorun yalnızca küçük bir kısmı kadardır. Buna ek olarak, bir kafesli rotor yapısı açık bir şekilde düzgün rotordan daha iyi bir güç faktörü verir.

Kütle rotorlu asenkron motor; yüksek mekanik bütünlük ve dayanıklılık, sertlik, yüksek ısı dayanıklılık, yüksek güvenilirlik, basit yapım, kolay ve ucuz üretim, geniş güç ve hız aralığı, düşük gürültü ve titreşim düzeyi özelliklerine sahiptir.

Diğer bir yönden, kütle rotorlu asenkron motor, kütle rotorunun büyük endüktif empedansının yarattığı olumsuzluklardan ötürü aynı boyuttaki kesikli kafes rotorlu asenkron motorundan daha düşük çıkış gücüne, verim ve güç faktörüne sahiptir. Kütle rotor empedansı aşağıdaki yöntemlerden biriyle azaltılabilir:

- 1- Kütle rotor olabildiğince küçük elektrik iletkenliğine karşılık gelen magnetik geçirgenlikli bir ferromagnetik malzemedan yapılır.
- 2- Kütle ferromagnetik rotor malzemesinde magnetik akı etkisini arttırmak için eksensel kesikler kullanılabilir.
- 3-Rotorun çapsal yönde katmanlı yapısına uygun ferromagnetik olan veya olmayan yüksek iletkenlik malzemeleri ile yapılabilir (rotor kaplı).
- 4-Rotorun eksensel yönde katmanlı yapısı ferromagnetik olan veya olmayan yüksek iletkenlik malzemeleri ile yapılmış olabilir (son halka yapısı).
- 5-Kütle ferromagnetik rotor çekirdek malzemesine gömülmüş bir kafes kullanılabilir.
- 6-Yüksek empedans etkileri uygun denetim sistemi kullanılarak yok edilebilir.
- 7-Birim kayma düşük olduğunda yüksek hız uygulamalarında kütle rotor kullanılır. Motor yüksek sıklıklarda çalıştığında rotor empedansı daha az önemli olacaktır.

Kütle rotorlu asenkron motorlar yüksek hızlı motor ve generatör olarak, ağır görevler, kararsız yükler, tersinir işlemler ve benzeri uygulamalarda iki veya üç fazlı motor ve generatör olarak kullanılırlar. Ayrıca kütle rotorlu asenkron motorlar yüksek

sıcaklık, yüksek ivme, aktif kimyasal ve benzeri koşullar altında çalışan yüksek güvenilirlikli motor ve generatör olarak, turbo alternatörleri çalıştırmak için yardımcı motor olarak kullanılırlar.

1.3. Kütle Rotorlu Makinelerdeki Kayıplar

Elektrik motorlarında motor verimliliğini güç kayıpları belirler. Motor sıcaklıklarını belirli bir sınırın altında tutmak için soğutma gereklidir. Rotor boyutları ise motor momentini belirler. Bu nedenle, motor geleneksel makinelerin kullanıldığı hızlardan daha yüksek hızlarda kullanıldığı zaman, aynı çıkış gücünde motorun boyutu oldukça azalır. Motor boyutlarını azaltabilmek için motor verimliliği çok yüksek olmalıdır. Bu gerçek motor soğutma ayar tasarımını gerektirmektedir ve böylece yüksek hızlı makineler genellikle hava aralığı ile havalandırılmaktadır. Yüksek hızlı makinelerde motor soğutma etkinliği ve özellikle makinenin anma gücünde rotor soğutma ana sınırlayıcı faktörleri belirlenir.

Bir elektrik makinesinde güç kayıpları mekanik ve elektrik kayıplar olarak ayrılabilir. Sürtünme ve soğutma kayıpları mekanik kayıplara dahildir. Elektrik kayıpları, temel frekans kayıpları, çekirdek kayıpları, sargı direnç kayıpları ve harmonik kayıplardır. Hava aralığı magnetomotor kuvvette (mmk) harmonikler temel frekanstan daha yüksek frekanslarda mmk dalgalarında sapmalara neden olur. Zamana bağlı harmonikler sinüsoidal olmayan güç kaynakları tarafından oluşturulurlar ve uzaysal harmonikler ise makinenin ayırık mekanik yapısından kaynaklanmaktadır. Hava aralığı mmk dalgasında oluşan harmonikler özellikle motorun kütle çelik parçalarında kayıplara neden olur, çünkü harmonik dalgalar iletken malzemelere etki eder ve çelikte omik kayıplar üreten girdap akımlarını oluşturur. Ek kayıpların bir parçası olan harmonik kayıplar, kesik rotorlu makinelerin toplam kaybının yalnızca % 2-5'ini oluştururken, kütle rotorda harmonik kayıplar toplam kaybın yaklaşık %10' unu oluşturur. Eğer kütle rotorlu makine kusursuz olarak tasarlanmamışsa, harmonik kayıplar toplam kayıpların % 50 'sine kadar ulaşabilir (Huppunen, 2004).

2. KÜTLE ROTORLU MOTORUN ELEKTROMAGNETİK ALANLARININ ÇÖZÜMÜ

Kütle rotorlu makine başarımının, doğrudan elektromagnetik alanların çözümü ile belirlenmesi gerekli olmuştur. Doygunluk, sonlu eksensel uzunluk ve rotor malzemesinin doğrusal olmayan davranışı gibi belirli sorunlar motor başarımını büyük ölçüde etkiler. Bu çalışmada makinenin başarımını ortaya koyacak bilinen yöntemler tanıtılıp, bu yöntemlerden sonlu elemanlar yazılımı (SEY) kullanılarak örnek bir kütle rotorlu motorun sürekli ve geçici durumdaki başarımını gösteren araştırmalar yapılmıştır.

Düzgün kütle rotorun son derece basit bir yapısı olmasına rağmen, rotor malzemesi magnetik olarak doğrusal olmadığından ve elektromagnetik alanlar üç boyutlu olduğundan magnetik ve elektrik alanları hızlı ve doğru çözmek zordur. Geleneksel kafesli rotorlu asenkron motorlarda magnetik ve elektrik devreler statorun yanı sıra rotor içinde birbirinden ayrılmış kabul edilirler. Bu nedenle, ayrı ayrı ele alınabilirler. Ayrıca geleneksel asenkron motorunda magnetik devre sac paketten (yapraklı) oluşur ve kafes içinde uç halkaları içerir. Bu nedenle doğruluğu kaybetmeden, iki boyutta incelemenin yapılması olasıdır ve uç etkileri ayrı ayrı ele alınabilir.

Kütle rotorda çelik malzeme magnetik akı ve elektrik akımı için bir yoldur. Bu nedenle üç boyutlu etkilere ve doğrusal olmama durumuna dikkat edilmelidir. İçinde sadece toplu parametrelerin yer aldığı standart çözümleme yöntemleri geçerli değildir. Rotor alan çözümü üç boyutlu SEY ile yapılabilir. Ancak, dönme hareketinin modellenmesi SEY çözümünü zorlaştırır. Bu nedenle, rotor alanlarının üç boyutlu analitik çözümü bulunmaktadır. Maxwell alan denklemlerini çözmek için yapılan en son basitleştirmede düzgün rotor ve magnetik olarak doğrusal rotor malzemesi varsayımları yapılmıştır. Kütle rotor alan analiziyle ilgili araştırmalar, özellikle 1950, 1960 ve 1970' lerde yapılmıştır. Araştırma, başlangıç momentini arttırmak, başlangıç akımını azaltmak ve ayrıca asenkron makinenin rotor yapımını basitleştirmek için yapılmıştır.

Yapılan bir başka varsayım ise rotor malzemesi magnetik doğrusal ve rotor B-H eğrisini bir dikdörtgen kabul etmektedir. Sonsuz uzunluktaki rotor yaklaşımı iki boyutlu analiz sonucunu getirir. Ancak iyi bir doğruluk elde etmek için uç etkileri dikkate alınmalıdır. Rotor malzemesinin magnetik doğrusal olduğu varsayımında 45° sabit

değeri rotor empedans faz açısı için verilir. Kesikli olmayan çelik rotorların sabit faz açısının 45° 'den çok daha az olduğunu gösteren birçok deneysel sonuçlarda vardır.

Kütle rotorlu asenkron makinelerin bir önemli özelliği rotor yüzeyindeki magnetik alan şiddetinin genellikle rotor çeliğini magnetik doymaya götüreceği yeterlilikte olmasıdır. Kütle rotor malzemeye doğru akı etkisinin sınırlayıcı doğrusal olmayan yaklaşımı akı yoğunluğunun yalnızca doyumluk düzeyinde bir büyüklükte var olabileceğini gösterir. B-H eğrisi için bu dikdörtgen yaklaşım yalnızca çok yüksek magnetizasyon düzeyinde iyidir. Uygulanan mıknatıslayıcı kuvvet sinüsoidal olarak dağıtılmış varsayıldığında bu analiz rotor empedans faz açısı için 26.6° sabit değer vermektedir (MacLean, 1954; Chalmers, 1972; Yee, 1972). Doğrusal yöntem ve sınırlayıcı doğrusal olmayan yöntemin ikisinde de rotor kayması, malzemesi ve akımından bağımsız olan rotor empedansı sabit güç faktörü üretir. Ancak bu durum, deneysel sonuçlara aykırı olup, uygulamada, rotor empedansı faz açısı doğrusal yöntem ve sınırlayıcı doğrusal olmayan yöntem tarafından verilen iki uç arasında olmaktadır. Magnetik doyma, başarımı azaltan olumsuz bir özelliktir. Bununla birlikte kütle rotor çeliğinin doyma etkileri bu özel durum bir yana kütle rotor güç faktörünü arttırdıklarından ötürü yararlıdırlar. Eşdeğer devre yaklaşımı McConnell(1953) tarafından kullanılmıştır. Cullen (1958), Wood (1960), Angst (1962), Dorairaj (1967), Freeman (1968), Sarma (1972), Chalmers (1984), Sharma (1996), dalga empedans kavramını kullanmışlardır.

Kütle rotor empedansını tanımlamak için B-H eğrisinin doğrusal olmayan işlevini kullanmak gerekir. Temel B_1 -H eğrisinin doğrusal olmayan değişimi c ve n'nin sabit olduğu yerde $B_1 = cH^{(1-2/n)}$ eşitliğiyle tümüyle yer değiştirir. Bu magnetizasyon eğrisine iyi uymaktadır. Bu eşitlik Pillai tarafından (1969) kullanıldı. Pillai çalışmasında rotor empedansı faz açısının 35.3° ve 45° arasında değiştiği sonucuna varır. Test sonuçları kayma arttığında empedans gerçel faz açısının Pillai değerine yaklaştığını ve magnetik alan şiddetinin rotor çelik yüzeyini magnetik doymaya götürdüğünü göstermiştir. Çok düşük kaymalarda faz açısı 45° ye yaklaşmakta olup, faz açısı aralığı 35.3° ve 45° arasında sınırlandırılmıştır.

Pipes (1956), değişen magnetik alanının dış etkisiyle oluşan sabit geçirgenliğin iletken metal plaka düzleminde oluşturduğu akım yoğunluğunun, elektrik ve magnetik alan şiddetlerinin belirlenmesinde kullanılan "aktarım matris tekniği" ni tanıtmıştır. Bu yöntem Greig (1967) tarafından daha sonra genelleştirilmiş ve elektrik makinelerinin

elektromagnetik alanları hesaplanmıştır. Burada genel yapı keyfi kalınlıkta, sonsuz uzunluktaki katmanlardan oluşmakta olup, alan iki katman arasındaki akım ile üretilmiştir. Bu akım düzlem boyunca sinüsoidal olarak dağıtılır ve hareket yönünde akar. Aktarım matrisiyle geçerli malzeme sabitleri kullanılarak önceki düzlem değerlerinden sonraki düzlemin elektrik ve magnetik alan şiddetleri hesaplanır. Bu yöntem çok katmanlı aktarım matrisi yöntemi (ÇKAMY) olarak adlandırılır. ÇKAMY rotoru sonsuz boyutlarda çok sayıda parçaya böler. Rotor malzemesinin doğrusal olmaması dikkate alınıp, rotor malzemesinin iletkenliğinin ve geçirgenliğinin ayrı ayrı her bölgede sabit olduğu varsayılır. Teğetsel magnetik alan şiddeti ve magnetik akı yoğunluğu her bölge sınırında hesaplanır. Her bölgede geçirgenlik ve iletkenlik tanımlandıktan sonra; aynı hesaplamalar yüzlerce bölgede yapılarak doğru sonuçlara ulaşmak olasıdır (Pyrhönen, 1991). Bu yöntem daha sonra polar koordinatlar için Freeman (1970) tarafından geliştirilmiş ve bu yaklaşım Riepe (1981) tarafından da kullanılmıştır. Yamada (1970), Chalmers (1982) dik koordinat sisteminde ÇKAMY kullanmışlardır.

2.1. Rotorun Sabit Geçirgenlikte Elektromagnetik Alan Çözümü

Yöntemde, sonsuz uzunlukta düzgün rotoru doğrusallaştırmak için alan çözümü türetilmiştir. Çözüm Fourier serisi şeklinde düşünülmüş ve yöntem ilk Bondi (1957) daha sonra Yee (1971) tarafından geliştirilmiştir. Bu doğrusal yöntem belirli yaklaşımlarla Maxwell eşitliklerinin çözümünü gerektirir. Yöntemde yapılan yaklaşımlar şunlardır:

- Rotor malzemesinin doğrusal olduğu varsayılır. Bu durumda malzeme homojen, yön bağımsız olup geçirgenlik ve iletkenliği sabittir. Histerezis yoktur.
- Rotor yüzeyi pürüzsüzdür.
- Rotor eğriliği yok sayılır, stator ve rotor sonsuz kalınlıkta kabul edilebilir. Denklemler dik koordinat sisteminde yazılmıştır.
- Kesikler yönünde stator magnetik geçirgenliği sonsuzdur.
- Stator sargıları ve akımları stator oyuk yüzeyinde son derece zayıf sinüsoidal akım üretir. Bu akım eksensel değişiklik oluşturmaz.
- Magnetik akı yoğunluğu uç yüzeyine doğru sıfırlanır.

- Hava aralığındaki magnetik akı yoğunluğu çapsal yönde değişmez. Hava aralığı rotor yarıçapına göre çok küçük olduğu durumlarda yapılan hata göz ardı edilebilir düzeydedir.

Şekil 2.1.'de gösterildiği gibi uygulanan yöntemde sabit bir rotor koordinat sistemi kullanılır. Merkez rotor yüzeyindedir ve eksensel olarak orta noktadadır. z-ekseni eksensel yönde alınır. y-ekseni rotor yüzeyine diktir ve x-ekseni çevresel yöne teğet yöndedir. Rotor negatif x ekseni yönünde bir s kaymasında dönerken, statorun koordinatlarındaki konumu aşağıdaki gibi yazılır.

$$x^S = x^R - (1-s)\omega_s t \frac{r}{p} \quad (2.1)$$

Bu eşitlikte;

x^S : rotor x ekseni yönünde dönerken statorun konumu

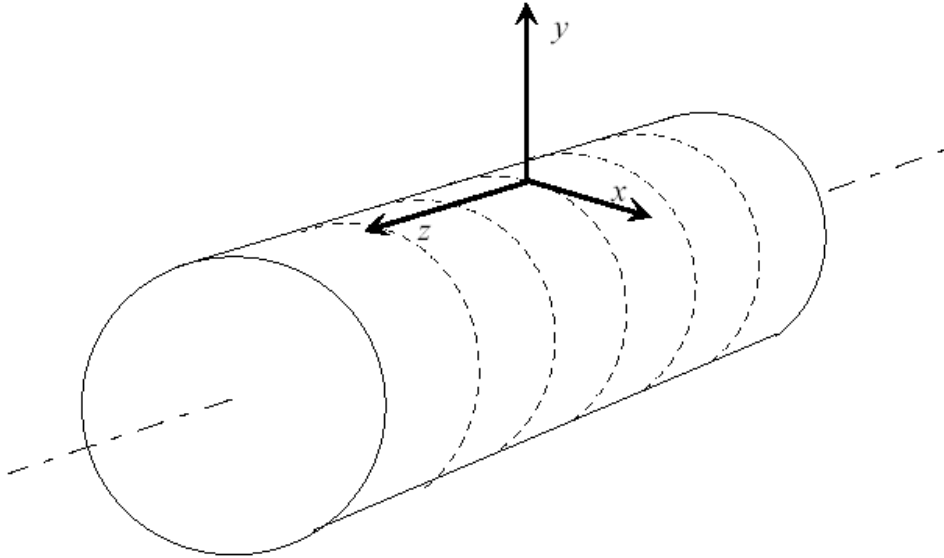
x^R : rotor x ekseni yönünde dönerken rotorun konumu

p:kutup çifti sayısı,

r:rotor yarıçapı,

t:zaman,

ω_s : stator açısal hızı olduğu yerde;



Şekil 2.1. Rotor yüzeyinde koordinat sistemi

α makinenin boyutlarına bağlı sabit olup eşitlik (2.2) gibi verilir.

$$a = \frac{\pi}{\tau_p} \quad (2.2)$$

Bu eşitlikte τ_p kutup adımı olup,

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (2.3)$$

(2.1) eşitliği aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\alpha x^S + \omega st = \alpha x^R + s\omega st \quad (2.4)$$

Eşitlikteki rotorun sabit koordinatlarını gösteren üst indis R göz ardı edilebilir. Burada Maxwell denklemlerinin bir başlangıç noktası olarak kullanılması gerekir. Amper yasasında magnetik alan şiddeti \mathbf{H} , elektrik akım yoğunluğu \mathbf{J} ve elektrik akı yoğunluğu \mathbf{D} dir. Faraday endüksiyon yasası elektrik alan şiddeti \mathbf{E} ve magnetik akı yoğunluğu \mathbf{B} arasındaki bağlantıyı belirler. Gauss denklemleri \mathbf{B} ' nin diverjansının sıfır olduğu ve \mathbf{D} ' nin diverjansının yük yoğunluğu ρ olduğunu ortaya koyar.

$$\nabla_x \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.5)$$

$$\nabla_x \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.8)$$

Bu denklemlerden (2.5) ikinci kısmı Maxwell'in yerdeğiştirme akımının göz ardı edildiğini gösterir. Bunun nedeni, Maxwell yerdeğiştirme akımının kütle rotor malzemesinin çalıştığı frekanslara göre göz ardı edilebilir bir düzeyde olmasıdır (Huppunen 2004). Yapılacak yaklaşımda malzeme denklemlerine de gereksinim vardır.

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.11)$$

Bu eşitliklerde;

ε : malzeme dielektrik sabiti,

μ : malzeme magnetik geçirgenliği,

σ : malzeme iletkenliğidir.

İki boyutlu girdap akım sorunu magnetik vektör potansiyeli \mathbf{A} ile belirlenebilir. \mathbf{A} , diğer alan değişkenlerinden elde edilebilir. Magnetik vektör potansiyelinin rotasyonu magnetik akı yoğunluğu \mathbf{B} 'ye eşittir.

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (2.12)$$

Yukarıda verilen eşitlik (2.12) açıkça magnetik vektör potansiyelini tanımlamaz. Herhangi bir işlevin gradyanı sifıra eşit olduğu için herhangi bir sayısal işlevin gradyanı magnetik vektör potansiyeline eklenebilir. Çalışılan uzayda her yerde belirtilen magnetik vektör potansiyelinin \mathbf{A} diverjansı sifır kabul edilip durağan ve yarı durağan alan problemleri elde edilir.

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (2.13)$$

(2.12) eşitliği (2.6)' da yerine konulduğunda aşağıdaki Faraday kanunu eşitliğini elde edilir.

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.14)$$

Elektrik alan şiddeti aşağıdaki gibi yazabilir:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \phi \quad (2.15)$$

İletkenliği iyi kütle rotor malzemesinde yük yoğunluğu önemsiz varsayılabilir. Bu nedenle elektrik alan şiddetinin diverjansı sifırdır. İki boyutlu girdap akım probleminde indirgenmiş sayısal potansiyel sifıra eşittir. (2.10), (2.11), (2.12) ve (2.15) eşitlikleri kullanarak, geçirgenlik ve iletkenlik değerleri sabit tutulup eşitlik (2.16) elde edilir.

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \sigma \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t} \quad (2.16)$$

Dik koordinat sistemi kullanıldığında, i ' nin x, y veya z olduğu yerde \mathbf{A} 'nın diferansiyel eşitliği elde edilir (Yee, 1971).

$$\frac{\partial^2 A_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_i}{\partial z^2} = \mu \sigma \frac{\partial A_i}{\partial t} \quad (2.17)$$

Asenkron makinede tüm alanların zamana göre sinusoidal değiştiği kabul edilirse analizlerde sürekli durum zaman harmonik çözümü bulunabilir. \mathbf{A} vektör potansiyeli olarak kabul edilir. Karmaşık ve yalnızca konuma bağımlı vektör olan \mathbf{A} 'nın zaman harmoniği eşitlik (2.18)' deki gibi elde edilir.

$$\mathbf{A}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[\underline{\mathbf{A}}(x, y, z) e^{js\omega_s t} \right] \quad (2.18)$$

Asenkron makinenin stator sargıların boşluklu yapısı vektör potansiyeli \underline{A} 'nın x eksenini boyunca x'in bir işlevi olan $e^{j\alpha x}$ ile ve zamanın bir işlevi olan $e^{j\omega_s t}$ ile değişmesine neden olur. Vektör potansiyeli karmaşık bir vektör işlevi şeklinde elde edilir.

$$\underline{A}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[\underline{A}(y, z) e^{j(\alpha x + \omega_s t)} \right] \quad (2.19)$$

$$\underline{\lambda} = \sqrt{j\omega_s s \mu \sigma} = \frac{\sqrt{2j}}{d_p} \quad (2.20)$$

olduğu yerde eşitlik (2.17) karmaşık üs işlevi olarak yazılabilir. d_p etki derinliği ve $\underline{\lambda}$ orta dalga etkisidir.

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_i}{\partial^2 y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_i}{\partial z^2} = \left(a^2 + \underline{\lambda}^2 \right) \underline{A}_i \quad (2.21)$$

(2.17) - (2.21) fazör eşitlikleri analitik bir şekilde yazılabilir. Örneğin, eşitlik (2.5)'in zaman harmonik şekli eşitlik (2.22)'de gösterildiği gibidir.

$$\nabla_x \underline{H} = \underline{J} + j\omega \underline{D} \quad (2.22)$$

$\underline{\gamma}$, eksensel yönde alan değişimini ve δ hava aralığı uzunluğunu kullanarak eşitlik (2.23) elde edilir.

$$\underline{\gamma} = \sqrt{a^2 + \frac{\underline{\lambda}}{\delta \mu_r}} \quad (2.23)$$

Pyrhönen (1991), Yee (1971) tarafından verilen çözüme yakın bir matematiksel işlemi tekrarlamıştır. Rotor alanları için türetilen çözüm gerekli sınır koşullarına uygun çözülür. Bu sınır koşulları:

- 1- Akımın rotor ucunda eksensel bileşeni yoktur.
- 2- Magnetik akı yoğunluğunun rotor ucunda eksensel bileşeni yoktur.
- 3- $y, -\infty$ yaklaştığında tüm alan miktarları kaybolur çünkü akı iletken malzemenin içine girer ve zayıflar.
- 4- Makine xy düzleminde simetriktir.

Bunun yanında ayrıca etki derinliğinin kutup adımından çok daha küçük olduğu varsayılır.

x,y,z yönünde vektör potansiyelinin basitleştirilmiş eşitlikleri (Pyrhönen, 1991):

$$\underline{A}_x = \underline{G} \left[e^{\lambda y} \frac{\sinh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} + (e^{ay} - e^{-\lambda y}) \frac{\sinh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.24)$$

$$\underline{A}_y = j\underline{G} \left[(e^{\lambda y} - e^{ay}) \frac{\sinh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.25)$$

$$\underline{A}_z = j\underline{G} e^{\lambda y} \left[\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \frac{a}{\gamma} \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) - \frac{a}{\gamma} \frac{\cosh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.26)$$

$$\underline{G} = \frac{-j\underline{I_s} K_o \mu_o}{(a^2 \delta + \frac{\lambda}{\mu_r}) \left[\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \frac{a}{\gamma} \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) \right]}, K_o = \frac{m}{\pi p} \xi N a \quad (2.27)$$

olduğu yerde yukardaki eşitlikler elde edilir. Rotordaki magnetik akı yoğunluğu denklemleri:

$$\underline{B}_x = j\underline{G} \lambda \left\{ \left[\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \frac{a}{\gamma} \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) - \frac{a}{\gamma} \frac{\cosh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} \right] + (e^{ay} - e^{-\lambda y}) \frac{\cosh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right\} e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.28)$$

$$\underline{B}_y = a\underline{G} \left\{ \left[\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \frac{a}{\gamma} \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) + \left(\frac{\gamma}{a} - \frac{a}{\gamma}\right) \frac{\cosh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} \right] + \frac{\lambda}{a} (e^{ay} - e^{-\lambda y}) \frac{\cosh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right\} e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.29)$$

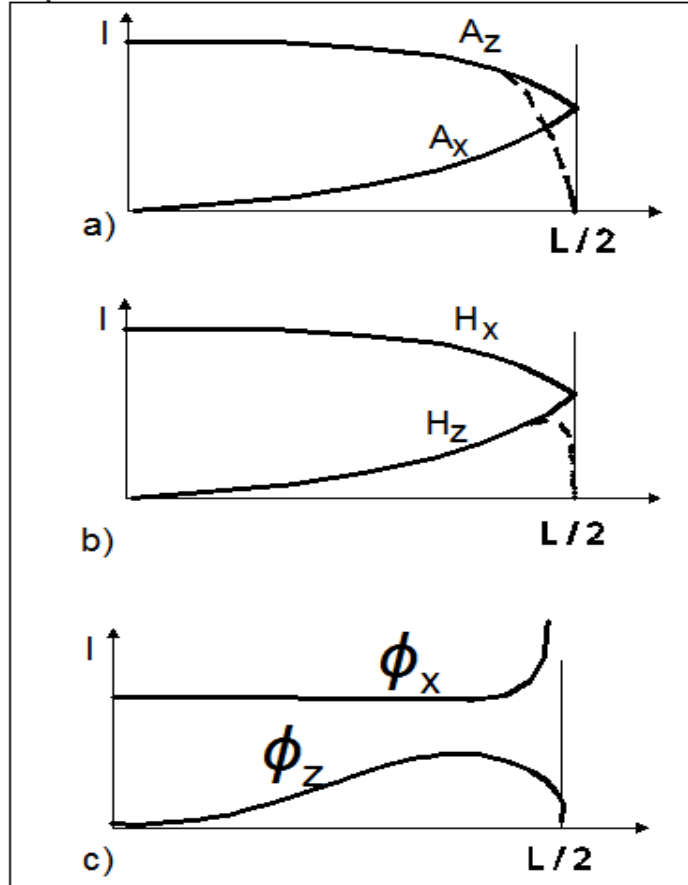
$$\underline{B}_z = \lambda \underline{G} e^{\lambda y} \left[\frac{\sinh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} - \frac{\sinh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+j\omega_s t)} \quad (2.30)$$

Rotor yüzeyinin her birim kalınlığının eksensel ve teğetsel magnetik akı bileşenleri, akı yoğunluklarının sırasıyla integrali alınarak bulunabilir.

$$\underline{\phi}_x = \int_{-\infty}^0 \underline{B}_x dy = -jG \left[\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \frac{a}{\gamma} \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) - \frac{a}{\gamma} \frac{\cosh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} + \left(\frac{\lambda}{a} - 1\right) \frac{\cosh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.31)$$

$$\underline{\phi}_z = \int_{-\infty}^0 \underline{B}_z dy = -G \left[\frac{\sinh(\gamma z)}{\sinh\left(\frac{\gamma L}{2}\right)} - \frac{\sinh(\lambda z)}{\sinh\left(\frac{\lambda L}{2}\right)} \right] e^{j(ax+s\omega_s t)} \quad (2.32)$$

z 'ye göre alan değerleri Şekil 2.2.'de gösterilmiştir. Şekil 2.2.'de gösterildiği gibi sınır koşullarının gerektirdiği üzere \underline{A}_z ve \underline{H}_z rotorun ucunda sıfır değildir. Kesikli çizgi gerçek alan dağılımının şeklini göstermektedir.



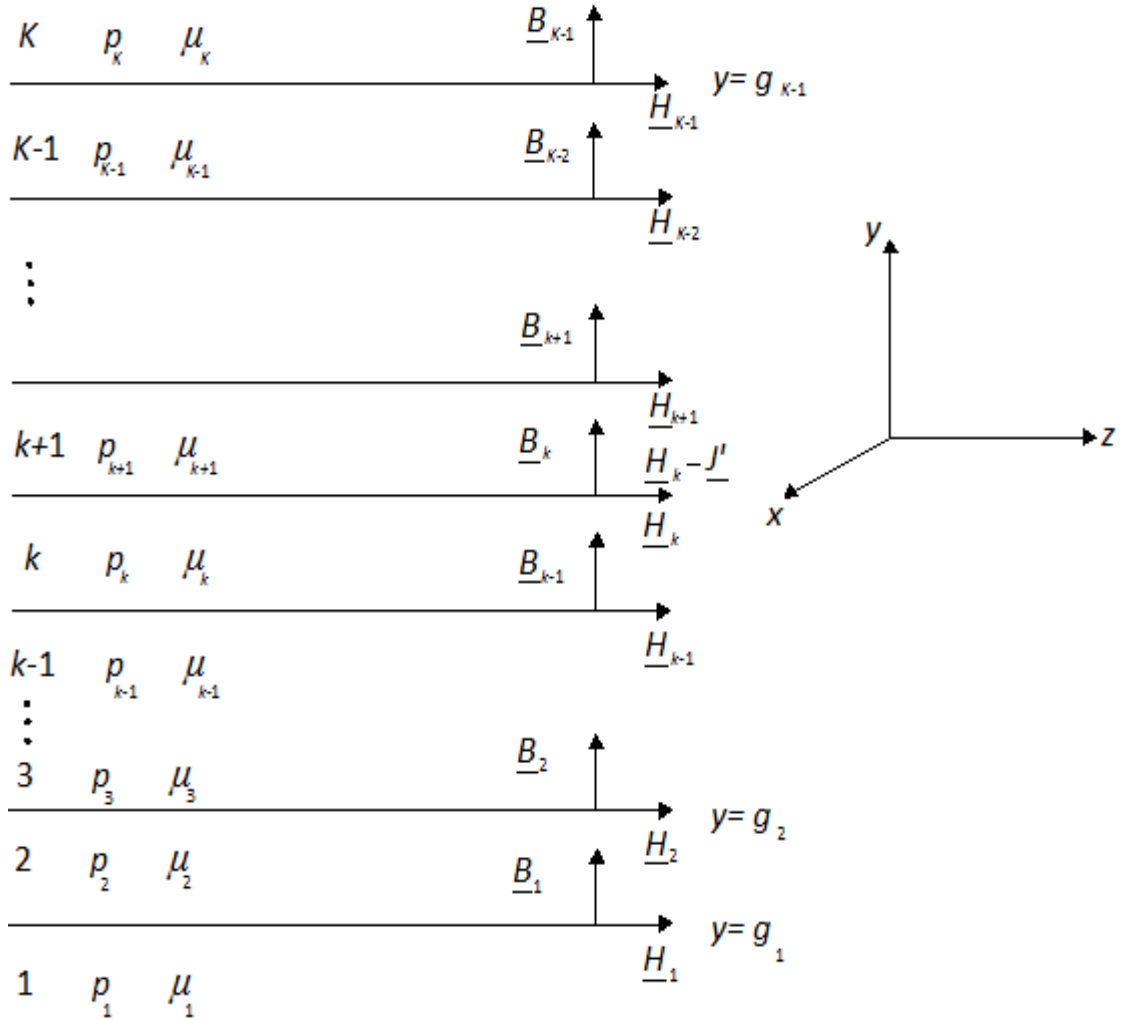
Şekil 2.2. Rotor dururken yüzeyindeki rotor alanlarının eksensel dağılımı. $z=0$ iken A_z , H_x ve ϕ_x değerleri belirlenir (Yee, 1971). a) $y=0$ iken magnetik vektör potansiyeli, b) $y=0$ 'da magnetik alan şiddeti, c) birim uzunluk başına magnetik akı

2.2. Doymuş Kütle Rotorun Elektromagnetik Alan Çözümü

Rotor sonsuz ölçekte katmanlara ayrıldığında doymuş rotor malzemesinin elektromagnetik alanları ÇKAMY ile çözülebilir. Şekil 2.3'deki çok katmanlı kuram ve kullanılan koordinatlar Greig (1967) tarafından tanımlanmıştır. Genelde, yüzey akımı iki katman arasında yer alır ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\underline{J} = \text{Re} \left\{ \underline{J}' \left(e^{j(ax + \omega_s t)} \right) \right\} \quad (2.33)$$

1...K'ya kadar olan katmanların dirençliliği ρ_k ve bağlı geçirgenliği μ_k 'dir. Tüm katmanlardaki alan dağılımı ve eğer gerekiyorsa tüm katmanların güç kayıpları belirlenir.



Şekil 2.3. Temel iki boyutlu çok katmanlı model (Greig 1967)

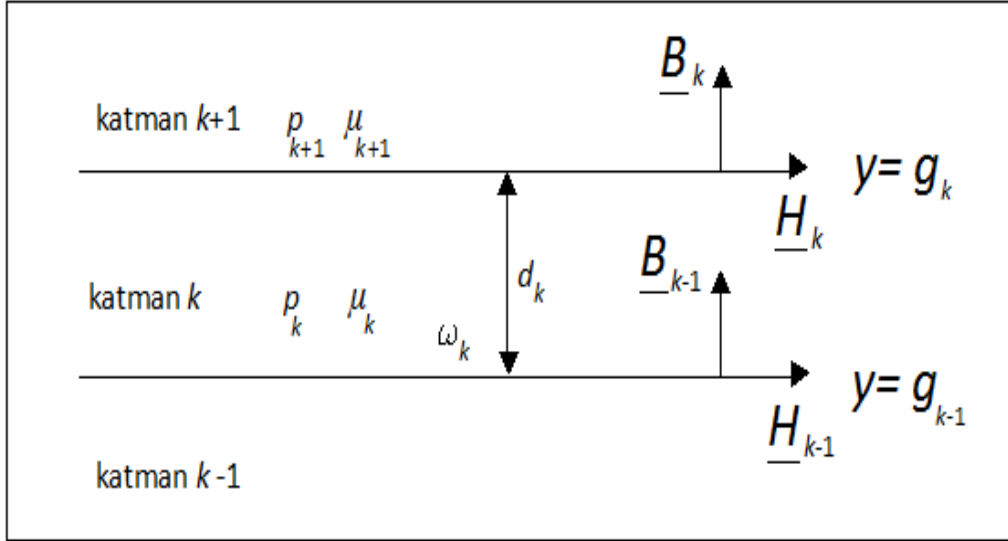
Uyarma alanı ω_s/a sabit hızıyla hareket ettiğinde sabit koordinat düzlemi seçilir. Kayma açısal hızının $\omega_k = s_k \omega_s$ olduğu bir k katmanı, sabit koordinat düzlemine göre $(1-s_k)\omega_s/a$

hızıyla hareket ediyordur (Greig, 1967). Tüm rotor katmanlarında kayma s_k 'nin sabit ve aynı olduğuna dikkat edilmelidir. Stator katmanlarında kayma sıfırdır.

Şekil 2.4 gösterildiği gibi d_k kalınlığında genel bir katman düşünelim. Alt sınırdaki akı yoğunluğunun bileşeni $\underline{B}_{y,k-1}$ ve magnetik alan şiddetinin teğetsel bileşeni $\underline{H}_{x,k-1}$ 'dir. Üst sınıra karşılık gelen değerler ise sırasıyla $\underline{B}_{y,k}$ ve $\underline{H}_{x,k}$ 'dir (Greig, 1967). Magnetik doyma için yapılabildiği gibi bölgelerin düzlemsel olduğu varsayıldığında tüm uç etkiler göz ardı edilebilir; aynı zamanda iletken ortamda yer değiştiren akımların göz ardı edilebileceği kabul edilir.

Yüzey akımı x yönünde ve zamanla değişir; x yönünde sonsuz ölçüdedir ve y yönünde sınırlıdır. Maxwell denklemleri aşağıdaki sınır koşullarına göre çözülebilir (Greig, 1967).

- 1- \underline{B}_y bir sınır boyunca süreklidir.
- 2- Alan bileşenlerinin tümü $y=\pm\infty$ kaybolur.
- 3- Yüzey akımı iki bölge arasında bulunuyorsa, $\underline{H}_k = \underline{H}_{k-1} - \underline{J}$ olur.



Şekil 2.4. k katmanının boyut ve özelliklerin tanımlanması Freeman (1968)

Greig (1967)'ye göre k katmanı için eşitlik 2.34'de gösterildiği gibi bir matris elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \underline{B}_{y,k} \\ \underline{H}_{x,k} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\underline{\gamma}_k d_k) & \frac{1}{\underline{\beta}_k} \sinh(\underline{\gamma}_k d_k) \\ \underline{\beta}_k \sinh(\underline{\gamma}_k d_k) & \cosh(\underline{\gamma}_k d_k) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \underline{B}_{y,k-1} \\ \underline{H}_{x,k-1} \end{bmatrix} = [\underline{T}_k] \begin{bmatrix} \underline{B}_{y,k-1} \\ \underline{H}_{x,k-1} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Burada;

$$\underline{\beta}_k = \frac{\underline{\gamma}_k}{j a \mu_o \mu_k} \quad \text{ve} \quad \underline{\gamma}_k = \sqrt{a^2 + j \omega_s \mu_o \mu_k \sigma_k s_k} \quad (2.35)$$

(2.35) eşitliğindeki değerler (2.34)'te yerine konur. Pipes (1956) k katmanı için aktarım matrisi $[\mathbf{T}_k]$ ' yı bulmuştur. g_K üst sınır katmanında (2.36) eşitliği elde edilir.

$$\underline{H}_{x,K-1} = -\underline{\beta}_k \underline{B}_{y,K-1} \quad (2.36)$$

Üst katman K 'da magnetik akı yoğunluğu ve magnetik alan şiddeti sınır koşulu (2)'ye göre yavaş yavaş sıfırlanmak durumundadır (Greig, 1967).

$$\underline{B}_{y,K} = \underline{B}_{y,K-1} e^{\underline{\gamma}_K (g_{K-1} - y)} \quad (2.37)$$

$$\underline{H}_{x,K} = -\underline{\beta}_K \underline{H}_{x,K-1} e^{\underline{\gamma}_K (g_{K-1} - y)} \quad (2.38)$$

Sınır g_1 alt katman alan eşitliği:

$$\underline{H}_{x,1} = \underline{\beta}_1 \underline{B}_{y,1} \quad (2.39)$$

Katman 1'de magnetik akı yoğunluğu ve magnetik alan şiddeti y azalırken sıfıra yaklaşmak durumundadır (Greig, 1967).

$$\underline{B}_{y,1} = \underline{B}_{y,1} e^{\underline{\gamma}_1 (y - g_1)} \quad (2.40)$$

$$\underline{H}_{x,1} = \underline{H}_{x,1} e^{\underline{\gamma}_1 (y - g_1)} \quad (2.41)$$

Aktarım matrisi, sınır koşulları (1) ve (3) dikkate alınarak, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \underline{B}_{y,k} \\ \underline{H}_{x,k} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_k][\mathbf{T}_{k-1}] \cdots [\mathbf{T}_2] \begin{bmatrix} \underline{B}_{y,1} \\ \underline{H}_{x,1} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{B}_{y,K-1} \\ \underline{H}_{x,K-1} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{K-1}][\mathbf{T}_{K-2}] \cdots [\mathbf{T}_{k+1}] \begin{bmatrix} \underline{B}_{y,k} \\ \underline{H}_{x,k} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Bu çözümleme, tüm sınırlarda elektromagnetik alanlar ve güç akışını hesaplamak için elde edilmiştir. Hesaplamaya, rotor iç sınırındaki teğetsel magnetik alan şiddetinin $\underline{H}_{x,1}$ düşük varsayılmasıyla başlanabilir. Rotor yüzeyine kadar tüm tabakalar arası sınırlarda aktarım matris tekniği kullanılarak $\underline{B}_{y,k}$ ve $\underline{H}_{x,k}$ değerleri hesaplanır. Bu rotor modeli stator ve hava aralığının geleneksel eşdeğer devre gösterimi ile birleştirilebilir. Rotor yüzeyindeki koşullara göre $\underline{H}_{x,1}$ 'in yinelemeli ayarları yapılır. Tüm katmanlar arası sınırlarda $\underline{B}_{y,k}$ ve $\underline{H}_{x,k}$ çözülür, böylece bir bölgeye güç girişini

hesaplamak basitleşir. Karmaşık düzlemde elektromagnetik dalganın ilerleme yönünü tanımlayan Poynting vektörü eşitlik (2.44)' te gösterildiği gibi elde edilir.

$$\underline{S}_k = \underline{E}_{z,k} \underline{H}_{x,k}^* \quad (2.44)$$

Ortalama güç yoğunluğu W/m^2 g_k 'da bir yüzey aşağıya geçerken aşağıdaki eşitlik kullanılarak bulunabilir (Freeman, 1968).

$$k = 1, 2, .. K \text{ olduğu yerde, } P_{g,k} = -0.5Re\left\{ \underline{E}_{z,k} \underline{H}_{x,k}^* \right\} \quad (2.45)$$

Elektrik alan şiddetinin z-yönündeki bileşeni $\underline{E}_{z,k}$ eşitlik (2.46)'daki gibi elde edilir.

$$\underline{E}_{z,k} = -\frac{\omega_k}{a} \underline{B}_{y,k} \quad (2.46)$$

Bir katmandaki güç yoğunluğu, içerdeki ve dışarıdaki güç yoğunluklarının farkına eşittir.

$$P_k = Re\left[\frac{\omega_s}{2a} \left(\underline{B}_{y,k} \underline{H}_{x,k}^* - \underline{B}_{y,k-1} \underline{H}_{x,k-1}^* \right) \right] \quad (2.47)$$

Mekanik güç yoğunluğu kaymanın s_k olduğu durumda eşitlik (2.48)'de gösterildiği gibi hesaplanır (Greig, 1967).

$$P_{m,k} = P_k(1-s_k) \quad (2.48)$$

Omik kaybı I^2R katman gücü kullanılarak elde edilir (Greig, 1967).

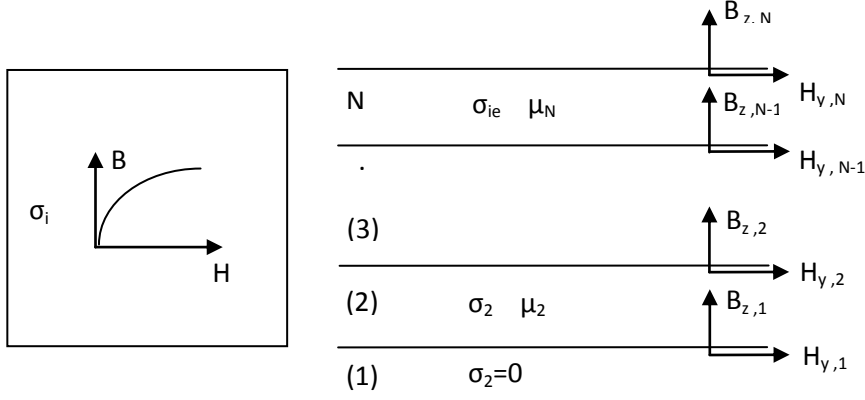
$$P_k - P_{m,k} = s_k P_k \quad (2.49)$$

2.2.1. Kütle Rotorlu Motorun Çok Katmanlı Kuram ile İncelenmesi

Kütle rotorlu asenkron motorun çok katmanlı aktarım matris yöntemiyle yapılan sürekli durum çözümlemesi, belirli bir geriliminde çalışma için; her katmanda teğetsel mıknatıslanma alanına uygun magnetik geçirgenliğin yinelemeli ayarlanması ile yapılır. Yöntem rotora giren akı ve motorun sürekli durum parametrelerinin değişimi ile ilgili bilgi vermektedir (Finzi ve Paice, 1968; Chalmers ve Saleh,1984; Önbilgin ve Şenlik, 1992).

Kuramda Şekil 2.5' de verilen kütle rotorun yerini, N katmanlı modeli alır. Burada her katmanın kalınlığı gerçek rotor kalınlığının $1/N$ 'sidir. İç rotor yüzeyinde teğetsel mıknatıslanma alanının son değerinin $10^{-3}A/m$ 'den daha az olduğu varsayılabilir (Chalmers ve Hamdi, 1982; Chalmers ve Saleh, 1984). Böyle bir mıknatıslanma alan değeri en alt katmanda göz ardı edilebilir bir akı üretir. Bunun temel nedeni kütle rotordaki akı dalma derinliğinin, rotor çapsal kalınlığından daha az

olmasıdır. Kullanılacak kütle çelikteki histerezis etkileri ve doymaya ilişkin harmonikler göz ardı edilebilir.



Şekil 2.5. Kütle rotorlu motorun çok katmanlı modeli

Genel katman kalınlığı S_n , bir katmanın iletkenliği σ_n , bağıl magnetik geçirgenliği μ_n olarak; katmanın alt ve üst sınırlarındaki B_z dik akı yoğunluğu ve teğetsel magnetik alan şiddeti H_y ile ilgili aktarım matrisi $[T_n]$ eşitlik (2.50)'deki gibi tanımlanır (Freeman, 1968).

$$\begin{bmatrix} B_{z,n} \\ H_{y,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_n S_n & (\sinh \gamma_n S_n) / \beta_n \\ \beta_n \sinh \gamma_n S_n & \cosh \gamma_n S_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{z,n-1} \\ H_{y,n-1} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Burada:

$$\gamma_n = (K^2 + j\mu_0\mu_n\sigma_n\omega)^{1/2} \quad (2.51)$$

$$\beta_n = \gamma_n / (j\mu_0\mu_n K) \quad (2.52)$$

$$K = 2\pi/\lambda \quad (2.53)$$

$$\lambda = \pi D/p \quad (2.54)$$

eşitlikleri kullanılır.

Rotorun Şekil 2.5'de verilen N katmanlı modelinde rotor kütlesi ile mil arasındaki rotor iç yüzeyine ilişkin bileşenler $H_{y,1}$, $B_{z,1}$ iken; hava aralığı bölgesine bitişik üst rotor yüzeyinde $H_{y,N}$ ve $B_{z,N}$ bileşenleri vardır. Birinci katman ve onun ikinci katman ile olan sınırında:

$$H_{y,1} = \beta_1 B_{z,1} \quad (2.55)$$

eşitliği yazılır. Bu katman rotor kütlesi ile mil arasında kalan bölge olup burada $\sigma = 0$ ve $\mu_1 = 1$ dir. Bu bölge için (2.51) ve (2.52) eşitliklerinden $\gamma_1 = K$ ve $\beta_1 = 1/j\mu_0$ olduğu bulunur. Buna göre;

$$B_{z,1} = j\mu_0 H_{y,1} \quad (2.56)$$

eşitliği yazılır. Benzer biçimde eşitlik (2.50)'deki aktarım matrisi kullanılarak kütle rotorun tüm katmanlardaki alan dağılımı hesaplanabilir. Rotor yüzeyindeki (N. katman) alan çözümü ile, motorun Şekil 2.6'da gösterilen faz başına eşdeğer devresindeki \underline{E} , \underline{I}'_r ve \underline{Z}'_r parametreleri elde edilebilir. Ayrıca kullanılan yöntemde motorun hava aralığı ve stator dış uçları hesaba katılarak oluşturulacak model ile belli bir yaklaşıklıkla ortak empedans da (X_m) elde edilebilir. Böylece ω_r açısal frekansıyla rotor yüzeyindeki elektriksel alan eşitliği (2.57)'de gösterildiği gibidir.

$$\underline{\varepsilon}_{x,N} = -\frac{\omega_r}{K} \underline{B}_{z,N} \quad (2.57)$$

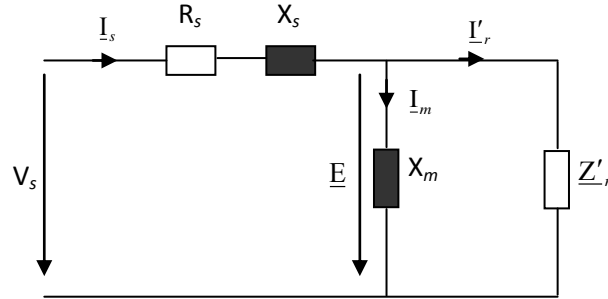
Rotordaki elektromotor kuvvet (emk):

$$\underline{E}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\omega_r}{K} L \underline{B}_{z,N} \quad (2.58)$$

eşitliğiyle tanımlanır.

Burada D rotor çapı olmak üzere, $\omega_r = 2\pi f s$ ve $K=2p/D$ eşitlikleri kullanılırsa (2.59) eşitliği elde edilir.

$$\underline{E}_r = \frac{\pi}{\sqrt{2}} s f \frac{DL}{p} \underline{B}_{z,N} \quad (2.59)$$



Şekil 2.6. Kütle rotorlu motorun eşdeğer devresi

Bu emk'nin bir eşdeğer yarım sarımlı rotor sargısında endüklenen gerilime eşit olduğu varsayılabilir. Böylece N_s sarımlı bir stator faz sargısında endüklenen emk:

$$\underline{E} = \underline{E}_r \left(\frac{1}{s} \right) \frac{N_s k_w}{(1/2)} = \sqrt{2} \pi f \frac{DL}{p} (N_s k_w) \underline{B}_{z,N} \quad (2.60)$$

Kutup başına rotor magnetomotor kuvveti :

$$F_r = \int_{y=0}^{y=\pi D/4p} \underline{H}_{y,N} \sin\left(\frac{2p}{D} y\right) dy = \underline{H}_{y,N} \frac{D}{2p} \quad (2.61)$$

eşitliğiyle verilir. Bu mmk' ye eşdeğer mmk' yi üretecek bir rotor akımı:

$$\underline{I}'_r = \left(\frac{\pi D}{6\sqrt{2} N_s k_w} \right) \underline{H}_{y,N} \quad (2.62)$$

elde edilir. Rotor yüzey empedansı:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{\varepsilon}_{x,N}}{\underline{H}_{y,N}} = \left(-\frac{w_r}{K} \frac{\underline{B}_{z,N}}{\underline{H}_{y,N}} \right) \quad (2.63)$$

bulunur. Faz başına rotor empedansı ise;

$$\underline{Z}'_r = \frac{E}{\underline{I}'_r} = Z'_r \angle \theta_r = \frac{12(N_s k_w)^2 L}{\pi D} \frac{1}{s} \left(\frac{-w_r \underline{B}_{z,N}}{K \underline{H}_{y,N}} \right) \quad (2.64)$$

eşitliği ile bulunur.

Bu denklemlerin çözümü için, motor özellikleri, stator parametreleri, kütle rotorun özgül direnci ile B-H eğrisi ve uç katsayısı verilir. Rotor malzemesinin doğrusal olmama durumu göz önüne alınarak, rotor 100 katmana ayrılmıştır. Her katmanın bağlı magnetik geçirgenliği μ_n , bir önceki katmanın teğetsel mıknatıslanma alanı, $H_{y, n-1}$ 'e uygun olarak, kesirli eğri uydurma yöntemi ile bulunmuştur. Çözüme, çelik rotorun iç yüzeyinden geniş bir aralıktaki $H_{y,1}$ değer çiftleriyle başlanmıştır. Daha sonra $H_{y, 1}$ değeri V_s uç gerilimi elde edilinceye kadar yinelemeli olarak ayarlanmıştır. Diğer katmanlardaki ve rotor yüzeyindeki alan büyüklükleri $H_{y,N}$, $B_{y,N}$ aktarım matrisi yöntemi ile çözümlenip bulunan bu alan büyüklüklerinden motorun sürekli durum parametreleri ve davranışı incelenebilir.

2.3. Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Kütle Rotorlu Asenkron Motorların Magnetik Alanlarının Çözülmesi

Günümüzde makine tasarımında, magnetik akı yolu varsayımına veya deneysel katsayılara gereksinim duymayan sonlu elemanlar gibi yeni yöntemler kullanılmaktadır. Sonlu elemanlar yöntemi karmaşık geometride magnetik alan Maxwell eşitliklerini sayısal olarak çözmeyi olası kılar. Bu yöntem ile karmaşık yapıdaki bir makinenin magnetik doyma, endüvi reaksiyonu etkisi, girdap akımları etkisi vb. göz ardı edilmeden magnetik alan büyüklükleri ve tasarım ölçütleri doğru biçimde belirlenebilmektedir (Hupponen, 2004; Brauer, 2004; Kanerva, 2005; Zdim, 1999; Bumby ve ark., 2006, Yang ve ark., 2008, Ibtouen ve ark., 2003).

Sonlu elemanlar yöntemi, makineye uygulanan giriş enerjisi ile makinede depolanan enerji arasındaki fark enerji işlevi F en küçük olacak biçimde alan büyüklüklerine çözüm getirir.

$$F = \int_V \left(\int_0^B \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} - \int_0^A \mathbf{J} \cdot d\mathbf{A} \right) dV \quad (2.65)$$

F işlevi $\partial F/\partial A=0$ olduğunda en küçük olur. Yöntemde; makine çekirdeğinde magnetik alan iki boyutlu varsayılır. Statorun üç boyutlu uç bölge alanları sargıların devre eşitliklerinde sabit uç sargı empedansları kullanılarak yaklaşık olarak modellenir. Tabakalı stator iletken olmayan magnetik doğrusal olmayan ortam olarak modellenir. Rotor çeliği iletken, magnetik doğrusal olmayan malzeme olarak kabul edilebilir. Histerezis her iki ortamda da göz ardı edilir ve statorda yalnızca işlem sonrasında dikkate alınır. Rotor histerezisi göz ardı edilir. Uç halkaları son derece iletken varsayılır ve uç halkalarının etkileri bir uç etki faktörü tarafından rotor iletkenliği azaltılarak dikkate alınır.

Bir elektrik makinesinde alanların zamanla değişimi uygulamada sinusoidal değildir. Bu durum çeliğin doğrusal olmaması ve rotorun dönme durumundandır. Magnetik alanın tam olarak çözülmesi için zaman adımlama yönteminin kullanılması gerekir. Bu çok zaman harcayan bir işlemdir. Asenkron makinelerin sargılarıyla ilgili oldukça uzun zaman sabitleri kararlı durum işlemlerinin benzetiminde zaman adımlama yönteminin kullanımını zorlaştırır. Başlangıç alanı sıfır olarak kabul edilirse kararlı duruma ulaşmadan anma frekans periyotlarının onlarcası simule edilmek durumundadır. Sinusoidal yaklaşım ve doğru akım alan hesaplamaları kararlı duruma yakın bir başlangıç durumu bulmak için kullanılabilir. Alanın zaman bağımlılığı sinusoidal kabul edilir ise hesaplama zamanı düşebilir. Bu nedenle sinusoidal zaman değişim yaklaşımı genellikle kullanılır. Özellikle kararlı durum değerleri hesaplandığında bu yaklaşım kullanılır (Arkkio, 1987).

Dönen makine hesaplanmasındaki ana problem rotor hareketinin nasıl modellenebileceği sorusudur. Bu soruyu çözümenin doğru yolu zaman adımlama yöntemini kullanmak olacaktır. Ancak, yukarıda açıklandığı gibi, bu yöntem sıradan bir hesaplama için çok fazla zaman harcar. Sinusoidal yaklaşımda rotor devinimini dikkate almak için en kolay yöntem rotoru yarı veya sözde sabit nesne kabul etmektir. Sözde sabit yaklaşımda rotor sabitlenir ve devinim her birim kayma ile rotorun iletkenliği çoğullanarak modellenir (Arkkio,1987).

Flux2D™ yazılımı Cedrat tarafından kullanılmıştır. Bu yazılım magneto dinamik zaman harmonik ve geçici zaman adımlama çözücülerini içerir. Zaman harmonik çözücülerinde kütle rotor iki değişik yolla modellenebilir. Rotor devre modeline eklenerek bir kütle kondaktör olarak modellenebilir. Bu tüm motoru modellemeyi gerektirir, çok daha zaman harcayan bir seçenektir. Diğer yol sabit

yaklaşımı kullanmaktır. Bu durum çok daha hızlı bir çözüm olan tek kutup modellemeyi gerektirir.

Flux2D yazılımı uygulanan magnetik momenti hesaplamak için değişik yöntemler sunar. Verilen yönde uygulanan moment bu yönde nesnenin sanal yerdeğiştirmesi olan θ göre sistemin magnetik enerjisi W 'nin değişiminden elde edilir.

$$\mathbf{T}_m = \frac{\partial W}{\partial \theta} \quad (2.66)$$

Magnetik enerji:

$$W = \int \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} dv \quad (2.67)$$

Bir diğer yöntemde; ferromagnetik bölgeye uygulanan magnetik momentin hesabı aynı zamanda bu bölge ve komşu bölgeler arasındaki sınır üzerine uygulanan magnetik basıncın integrali alınarak elde edilebilir. Bu yöntem Maxwell'in gerilim tensörüne dayanır. Bir yüzey integrali alınarak elektromagnetik moment elde edilir.

$$\mathbf{T}_{em} = \oint_S \mathbf{r} \times \boldsymbol{\sigma} \cdot d\mathbf{S} = \oint_S \mathbf{r} \times \left\{ \frac{1}{\mu} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \mathbf{B} - \frac{1}{2\mu} B^2 \mathbf{n} \right\} dS \quad (2.68)$$

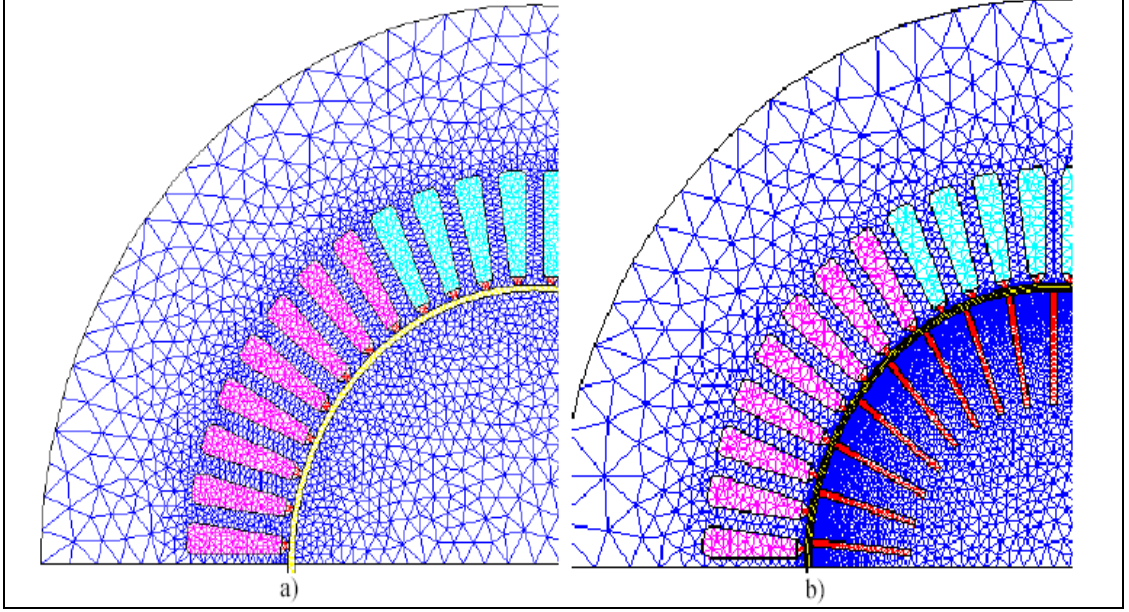
Burada $\boldsymbol{\sigma}$ Maxwell gerilim tensörü, \mathbf{r} rotor yarıçapını gösteren vektör, \mathbf{n} integral yüzeyi S 'nin birim vektörüdür. Maxwell gerilim tensörü sayısal hesaplamalardaki yanlışlığı nedeniyle sıklıkla eleştirilmektedir.

Uygulamada doğrusal olmayan malzemeler olduğunda alan ve magnetik akı yoğunluğu sinusoidal değişmez. Dolayısıyla, doğrusal olmayan malzemelerin dikkate alınmasıyla, bazı yaklaşımlar uygulanmaktadır. Zaman harmonik çözümleri kullanıldığında bazı durumlarda rotor harmonik momentlerinin yanlış hesaplanabileceğini fark etmek önemlidir. Benzer durumlarda doğru moment değeri değişik rotor konumlarındaki moment değerleri hesaplanarak elde edilebilir. Sonuçların daha sonra ortalamasının alınması gerekir.

2.3.1. Düzgün ve Kesikli Kütle Rotorda Alan Dağılımı

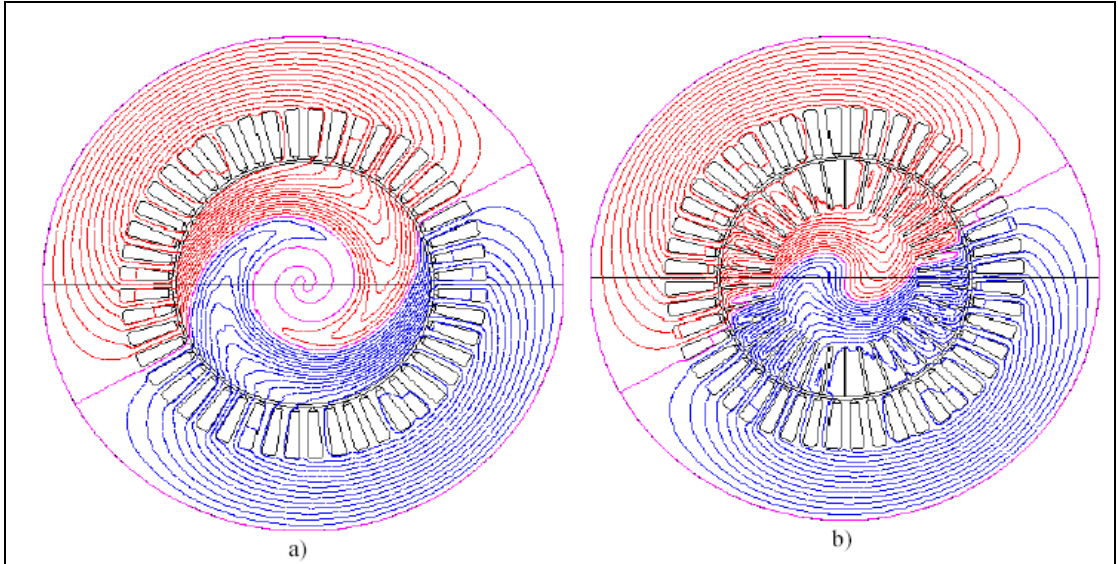
Hupponen (2004) yaptığı çalışmada düzgün ve kesikli kütle rotorlu motorda alan dağılımını incelemiştir. Bu çalışmada kullanılan motor iki kutuplu olduğundan yalnızca yarısı modellenilebilir.

Bu durumda düzgün ve kesikli kütle rotorların ağları Şekil 2.7’ de gösterilmiştir.

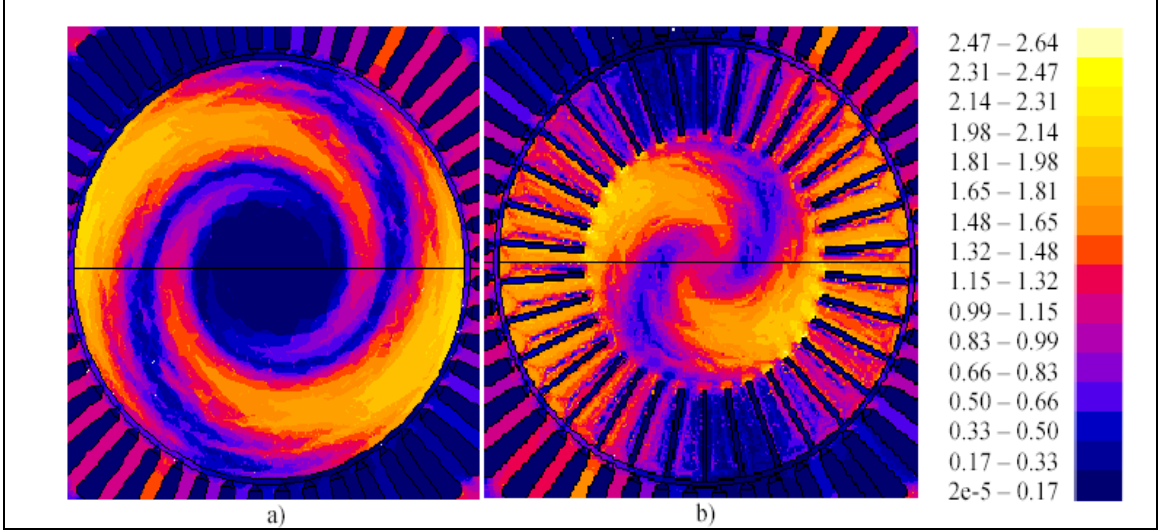


Şekil 2.7. Düzgün ve kesikli kütle rotorlu test motorlarının ağları

Ferromagnetik iletken malzemede etki derinliği düşüktür, böylece akı rotor yüzeyinin yakınında toplanır. Rotor eksensel olarak kesiklere ayrıldığında, kesikler teğetsel akı yolunda relüktansı artırır ve bu durumda akı diğer magnetik kutba doğru daha derine etki etmektedir. Şekil 2.8 ve Şekil 2.9’da %1.5 kaymada akı çizgileri ve akı yoğunluğu dağılımı gösterilmektedir.

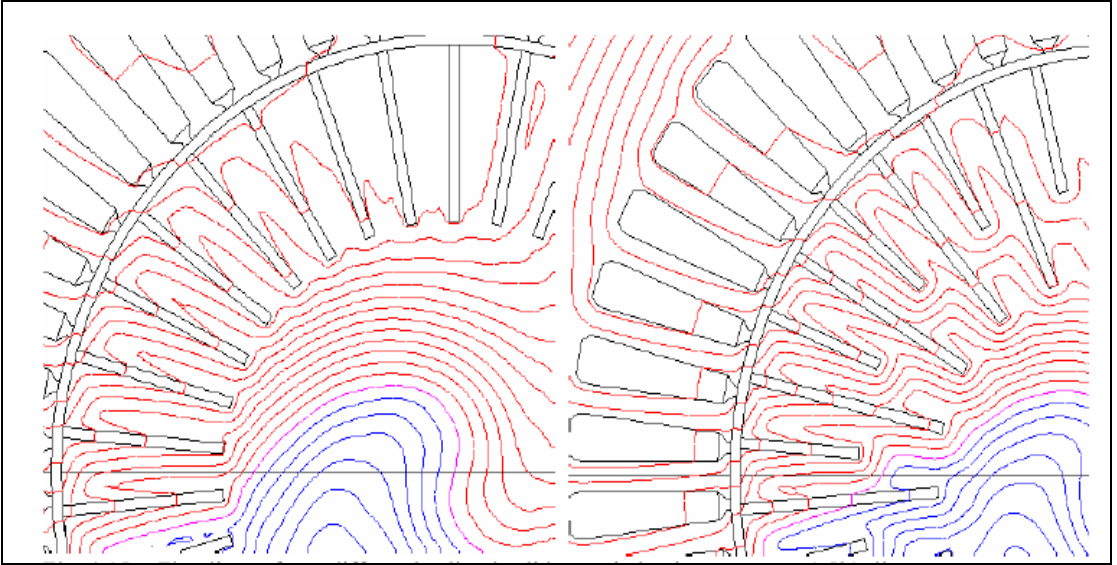


Şekil 2.8. a) %1.5 kaymada düzgün kütle rotorlu asenkron motorun akı çizgileri b) %1.5 kaymada kesikli kütle rotorlu asenkron motorun akı çizgileri



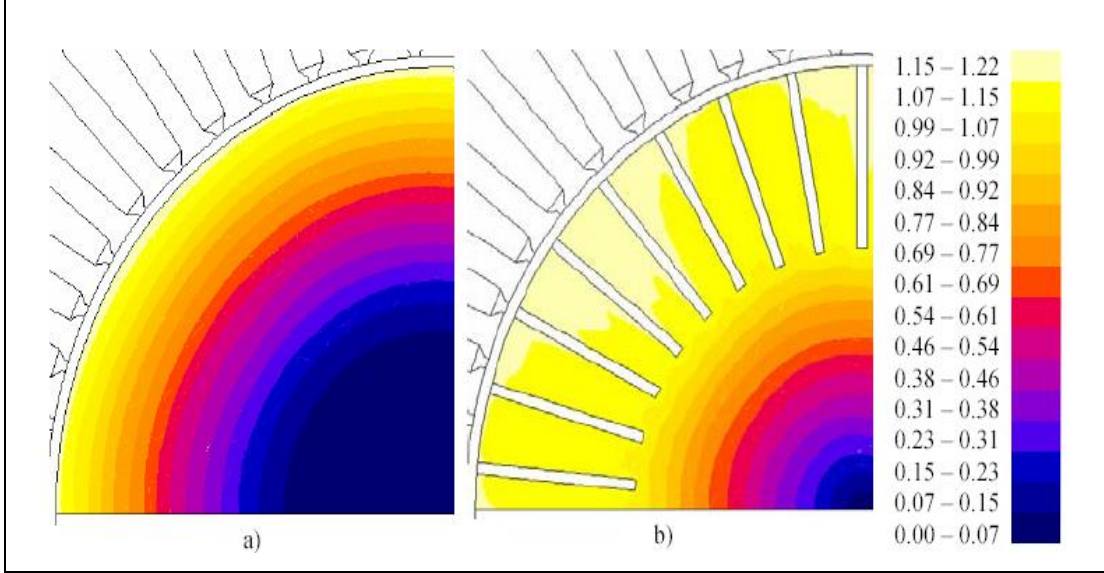
Şekil 2.9. a) %1.5 kaymada düzgün kütle rotorlu asenkron motorun akı yoğunluğu dağılımı b) %1.5 kaymada kesikli kütle rotorlu asenkron motorun akı yoğunluğu dağılımı

Bir kütle rotordaki eksensel kesikler girdap akımlarının bir rotor ucundan kesikler arasındaki diğer uca doğru akması için uygun bir yol oluşturur. Rotor dişleri boyunca geçen akım, Amper yasasına göre, akım yolu etrafında bir magnetik akı oluşturur. Böylelikle stator ve rotor magnetik alanları bir araya gelince kesikli rotorda akı çizgileri rotor dışındaki rotor akım yolunun etrafında magnetik bir kıvrım oluşturur. Rotor saat yönünün tersine doğru olduğunda, dişlilerin içlerindeki akı dişlilerin yalıtkan tarafına itilir ve dişlilerin ön tarafında akı yoğunluğu çok azdır. Bu durum Şekil 2.10.'da gösterilmiştir.



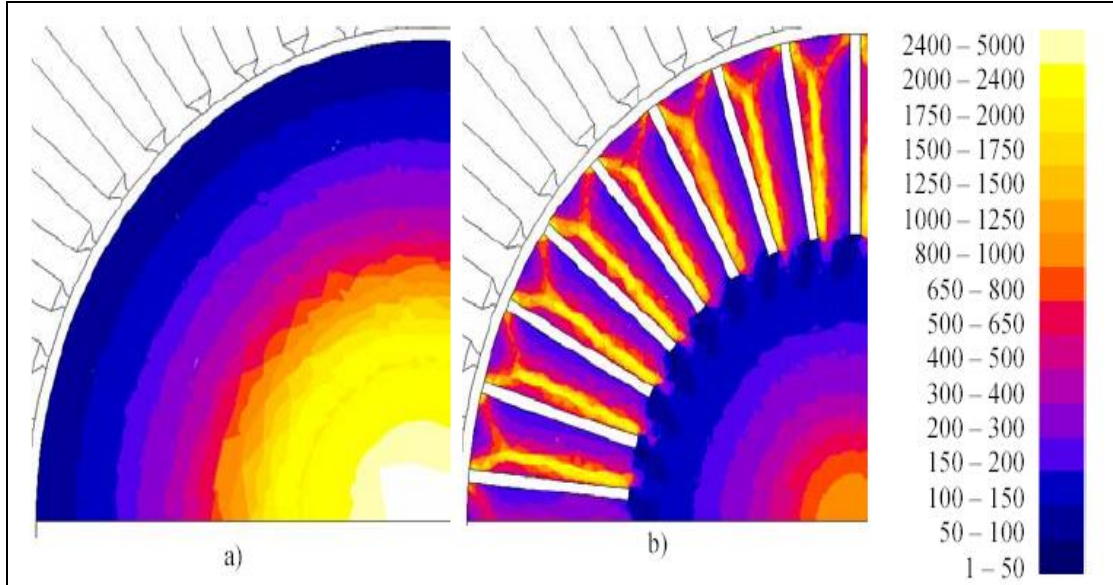
Şekil 2.10. %1.5 kaymada iki farklı kesiklenmiş kütle rotorlu asenkron motorların akı çizgileri

Rotor malzemesine doğru akım etkisi akı etkisine bağlıdır. Şekil 2.11 resimli bir şekilde rotor kesiklerinin yararını açıklar. Düzgün kütle rotorda akım rotor yüzeyine yaklaşırken, kesikli rotorda akım kesikli alana eşit olarak dağılır ve akı kesik derinliklerine doğru etkisini gösterir.



Şekil 2.11. %1.5 kaymada a) düzgün kütle rotorlu asenkron motorun akım yoğunluk dağılımı b) kesikli kütle rotorlu asenkron motorun akım yoğunluk dağılımı [A/mm^2].

Rotor malzemesinin geçirgenlik dağılımı akım yoğunluk dağılımını takip eder. Bu durum Şekil 2.12a'da gösterilmiştir. Ancak, Şekil 2.12b görüldüğü gibi kesikli bir rotorda, dişli alanında akı yoğunluğunun düşük olduğu yerde, geçirgenlik yüksek değerini korur.



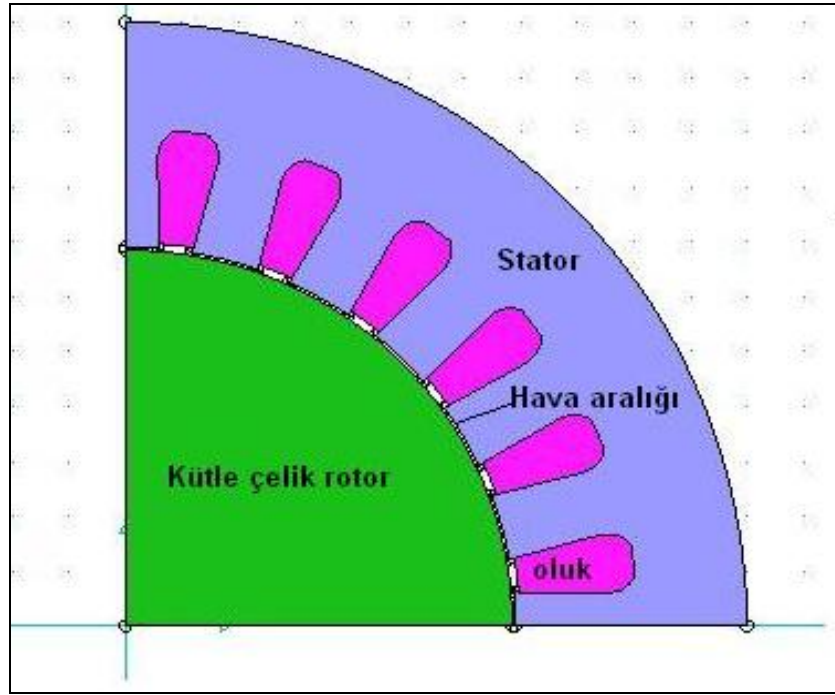
Şekil 2.12. a) düzgün kütle rotorlu asenkron motorun b) kesikli kütle rotorlu asenkron motorun %1.5 kaymada bağlı geçirgenlik dağılımları

Kesikli rotorda akı etkisi düzgün kütle rotordakinden daha iyi olduğu için kütle

rotor eksensel kesikler çıkış momentini düzgün kütle rotorunkine göre iki kat artırır.

3. ÖRNEK KÜTLE ROTORLU MOTORUN SONLU ELEMANLAR YAZILIMI İLE MODELLENMESİ

Çalışmada kullanılan ve özellikleri Ek-1 de verilen kütle çelik rotorlu asenkron motorun modellemesi için JMAG SEY yazılımı kullanılmıştır. JMAG SEY yazılımında motorun modeli kendi çizim penceresinde oluşturulabileceği gibi herhangi bir bilgisayarlı çizim yazılımı (CAD) kullanılarak da çizilebilir. Motor 4 kutuplu olduğundan $\frac{1}{4}$ ' ünün modellenmesi yeterlidir. Şekil 3.1'de çözümlemesi yapılan kütle çelik rotorlu motor modeli ve motora ait farklı malzeme bölgeleri görülmektedir.

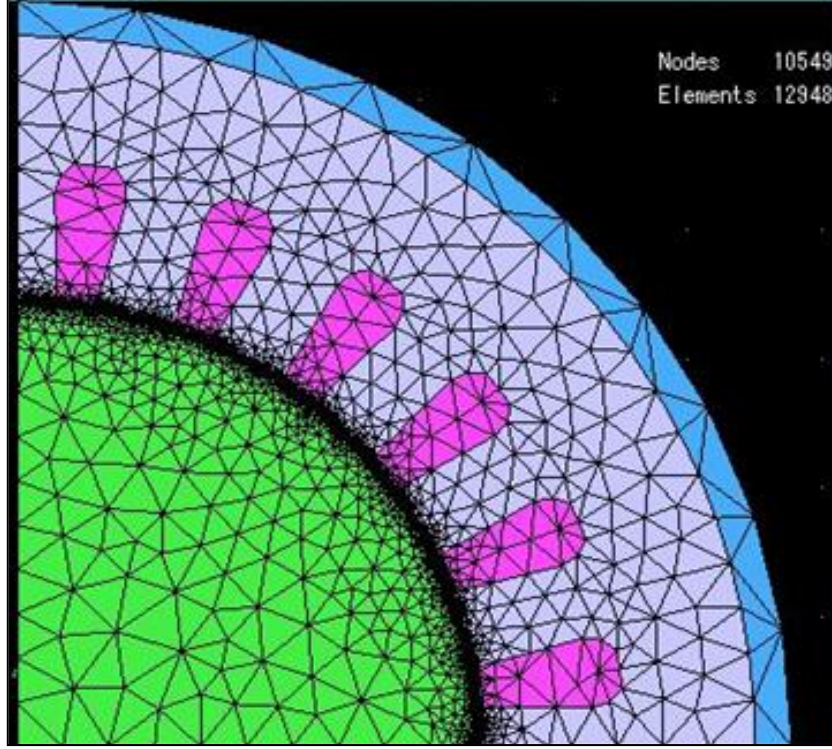


Şekil 3.1. Çözümlemesi yapılan kütle rotorlu motorun $\frac{1}{4}$ modeli ve farklı malzeme bölgeleri

Çözümleme için 2 Boyutlu (2B) çözümleme aracından yararlanılmıştır. Çözümleme türü belirlendikten sonra, farklı malzeme bölgeleri ve bölgelere ilişkin malzeme özellikleri (B-H eğrileri, iletkenlikler, kütle yoğunlukları, vb.) tanımlanır. Daha sonra çözümleme koşulları (çözümleme adımı, periyodik sınır koşulları, hareket yönü ve denklemi, faz sargı yönleri ve sarım biçimleri, sargı dirençleri vb.) tanımlanır. Ardından gerilim kaynağı gibi dış devre bağlantıları tanımlanarak sargılara uygulanacak gerilim ve frekans değerleri tanımlanabilir. Son olarak sonlu elemanlar ağı oluşturularak alan büyüklüklerinin hesaplanması için program çalıştırılır.

Stator ve rotor sonlu elemanlar ağı SEY yazılımı ile manuel ya da otomatik olarak oluşturulabilir. Hava aralığı ve hava aralığı ağı ise yazılım tarafından otomatik

olarak oluşturulur. Bu nedenle malzeme bölgeleri tanımlanırken hava aralığı bölgesi tanımlanmaz. Rotorun hareket ettiği çözümler için rotor hareketinin dikkate alınması amacıyla yazılımda “silindirik kayar ağı” olarak adlandırılan bir özellik kullanılır. Bu durumda stator ve rotor arasında bir kayma kenarı oluşturulur. Şekil 3.2’de motor modelinin sonlu elemanlar çözümü için oluşturulan sonlu elemanlar ağı görülmektedir. Sonlu elemanlar ağında üçgen elemanlar kullanılmıştır.



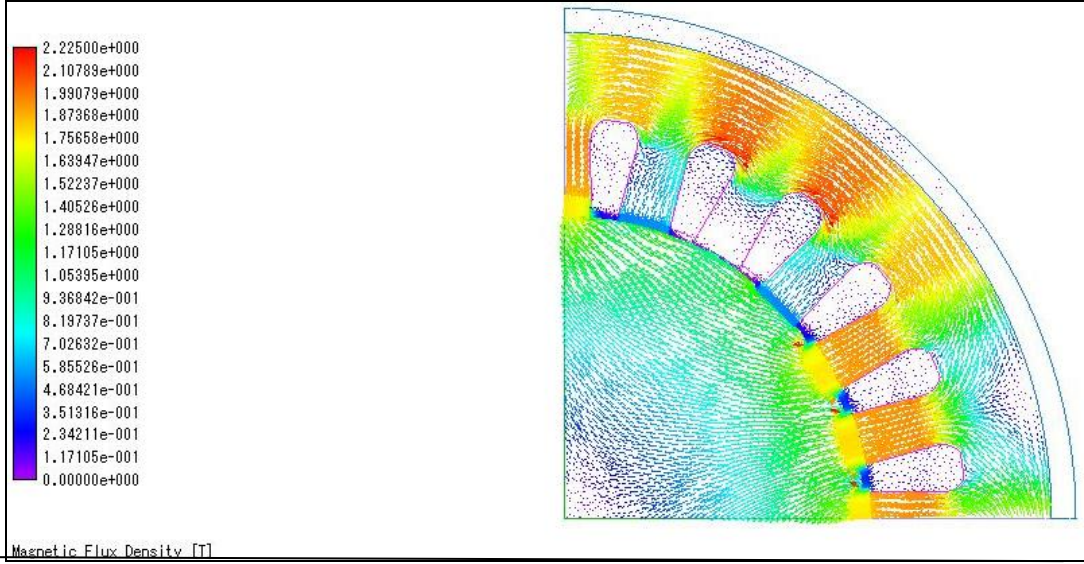
Şekil 3.2. Magnetik çözüm için sonlu elemanlar ağı oluşturulması

4. BULGULAR

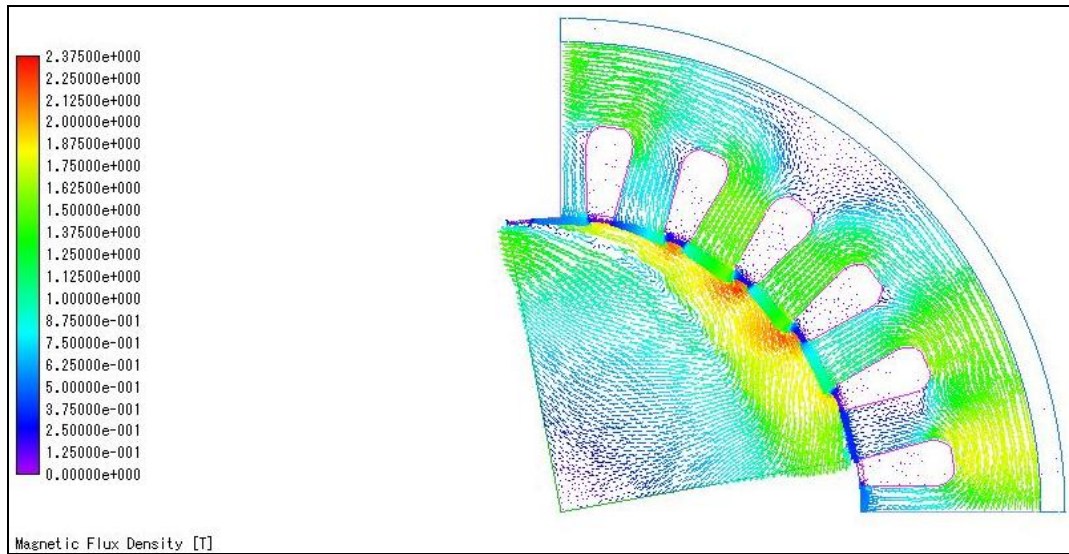
Özellikleri Ek-A da verilen örnek bir kütle çelik rotorlu asenkron motorun JMAG sonlu elemanlar yazılımı ile modellenmesi sonucu motorun elektromagnetik alan dağılımı bulguları verilmiştir. Elde edilen sonuçların başlıca özelliklerinin değerlendirilmesi için sürekli ve geçici durumdaki deneysel bulgular da incelenerek, yöntemlerin doğruluğu sınanmıştır.

4.1. SEY Yazılımı İle Elektromagnetik Alan Dağılımı

SEY yazılımı ile yapılan elektromagnetik alan incelemesinde, motorun başlangıç durumundaki ($t=0$) magnetik akı yoğunluğu Şekil 4.1'de ve rotor belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı yoğunluğu Şekil 4.2'de verilmiştir.

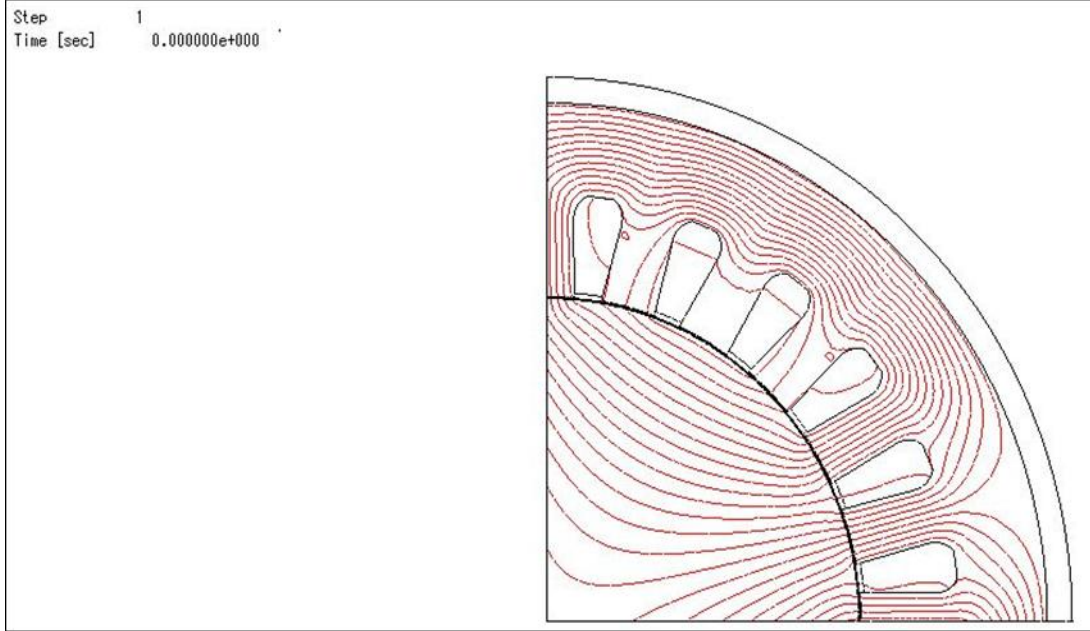


Şekil 4.1. Rotorun başlangıç durumundaki magnetik akı yoğunluğu

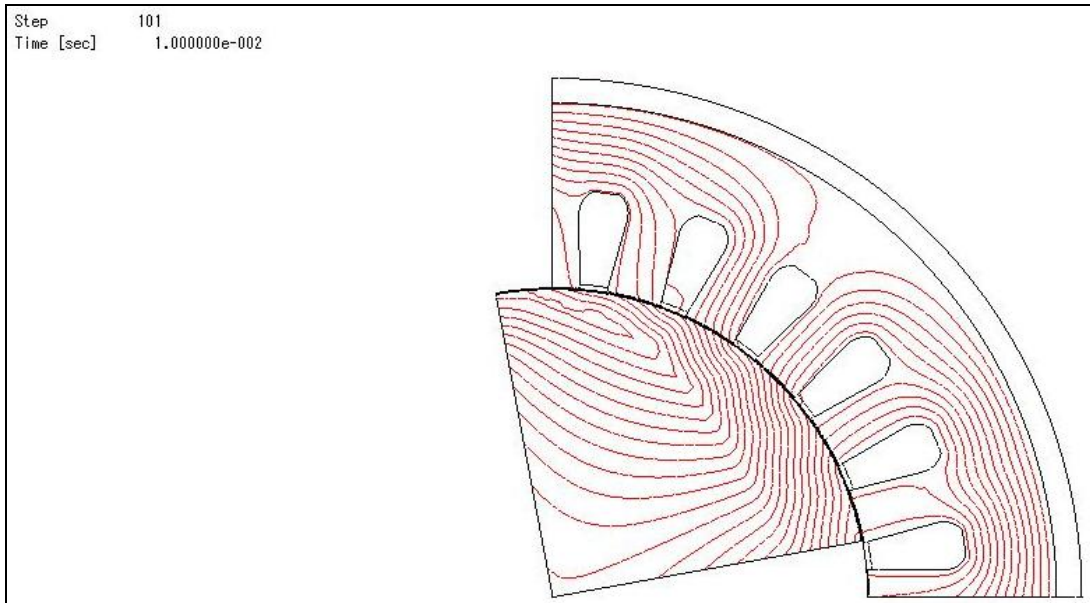


Şekil 4.2. Motorun rotoru belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı yoğunluğu

Motorun başlangıç durumundaki magnetik akı çizgilerinin değişimi Şekil 4.3’de, belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı çizgilerinin değişimi Şekil 4.4’de verilmiştir.



Şekil 4.3. Motorun rotoru başlangıç durumundayken ($t=0$) magnetik akı çizgileri

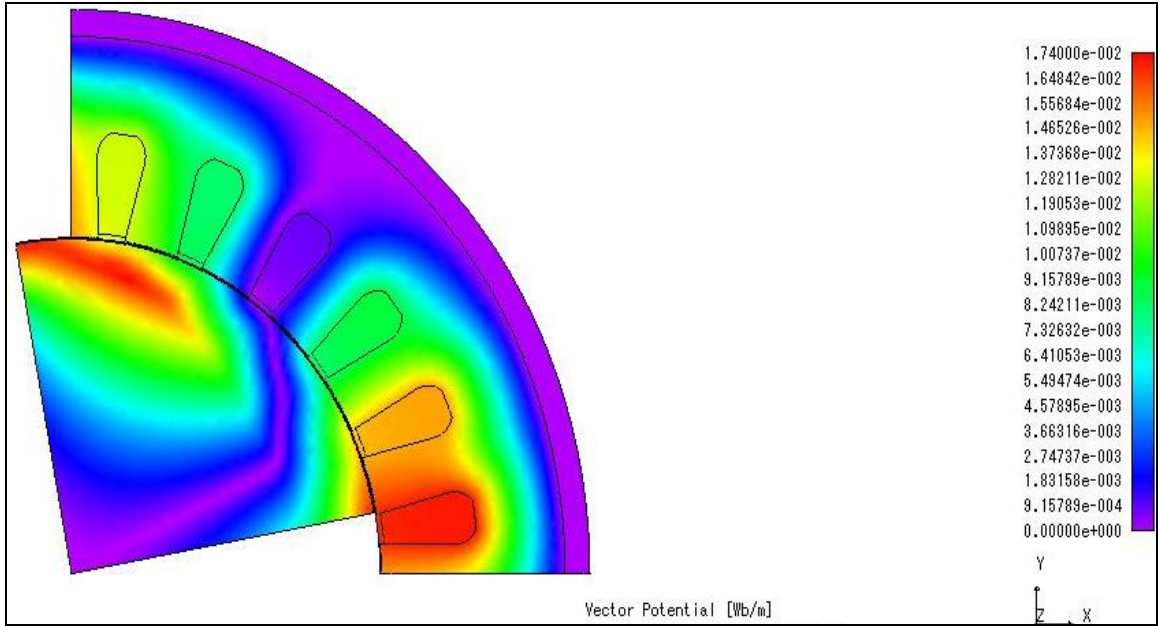


Şekil 4.4. Motorun rotoru belirli bir konumdayken ($t=10$ ms) magnetik akı çizgileri

Motor geometrisindeki magnetik vektör potansiyeli başlangıç durumundaki ($t=0$) vektör potansiyeli Şekil 4.5’de, belirli bir konumundaki ($t=10\text{ms}$) vektör potansiyeli Şekil 4.6’da verilmiştir.



Şekil 4.5. Magnetik vektör potansiyelinin başlangıç durumundaki ($t=0$) gösterimi

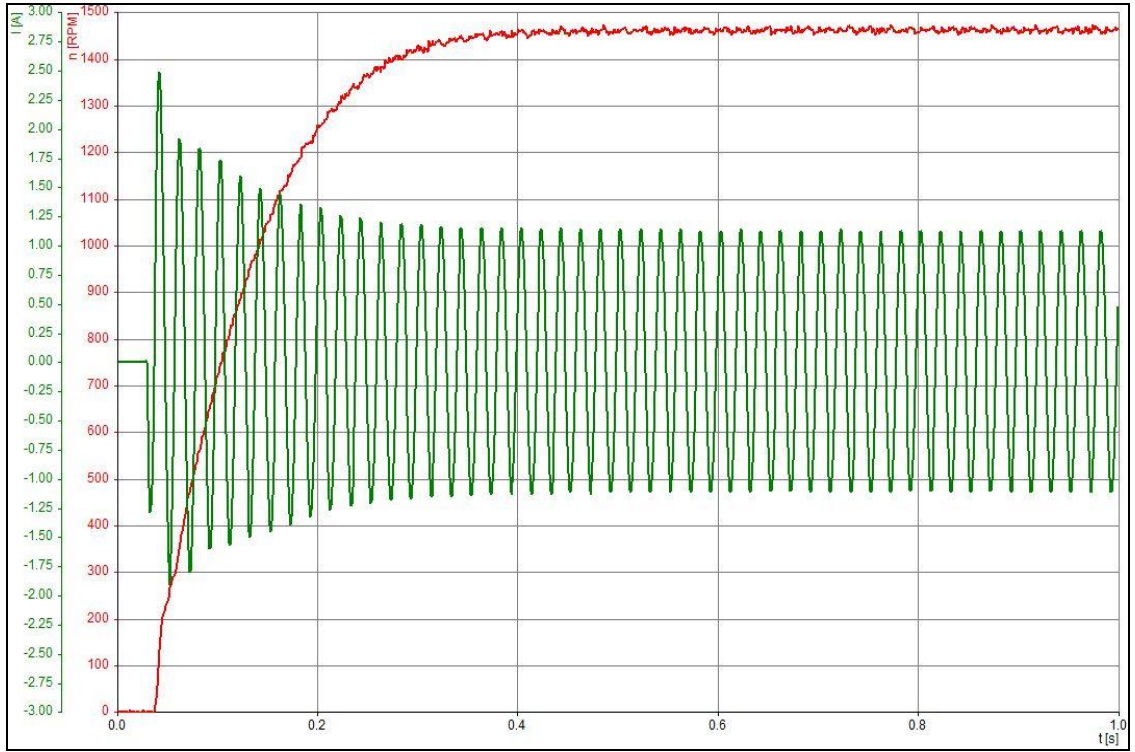


Şekil 4.6. Magnetik vektör potansiyelinin rotorun belirli bir konumundaki ($t=10\text{ms}$) gösterimi

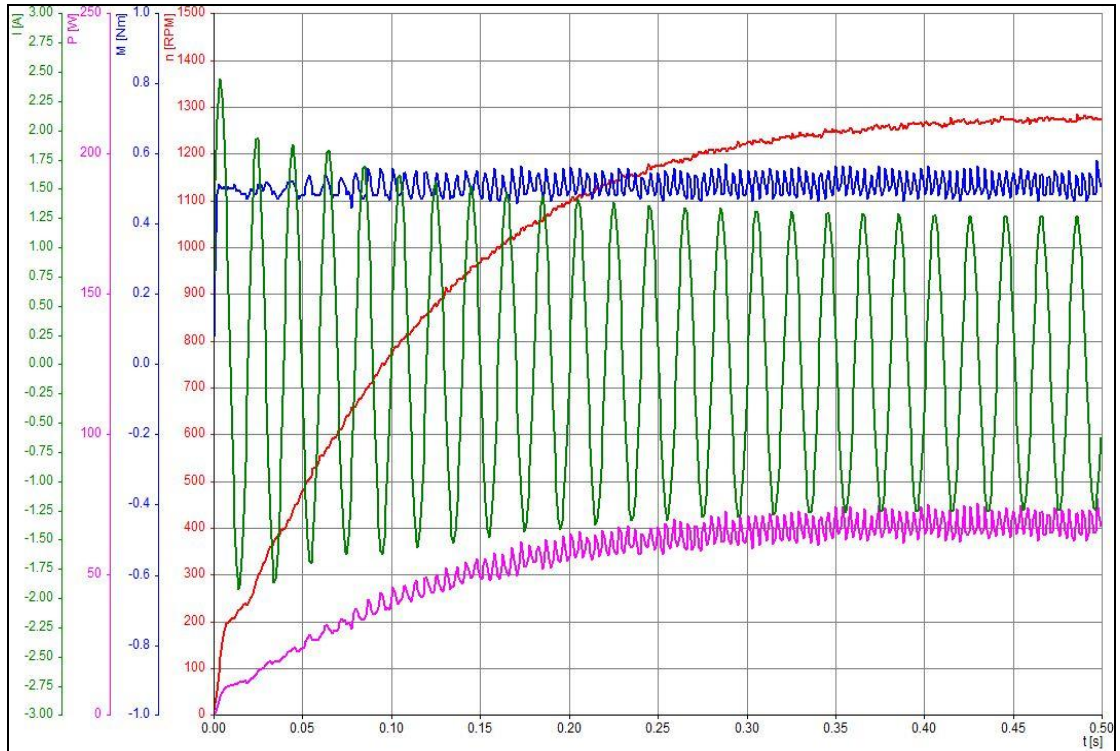
4.2. Kütle Çelik Rotorlu Asenkron Motorun Başarım Özellikleri

Çalışmada sonlu elemanlar yazılımlarıyla incelenen kütle çelik rotorlu asenkron motorun başarım özelliklerinin değerlendirilmesi için deneysel bulgular da incelenerek, yazılımın doğruluğu sınanmıştır.

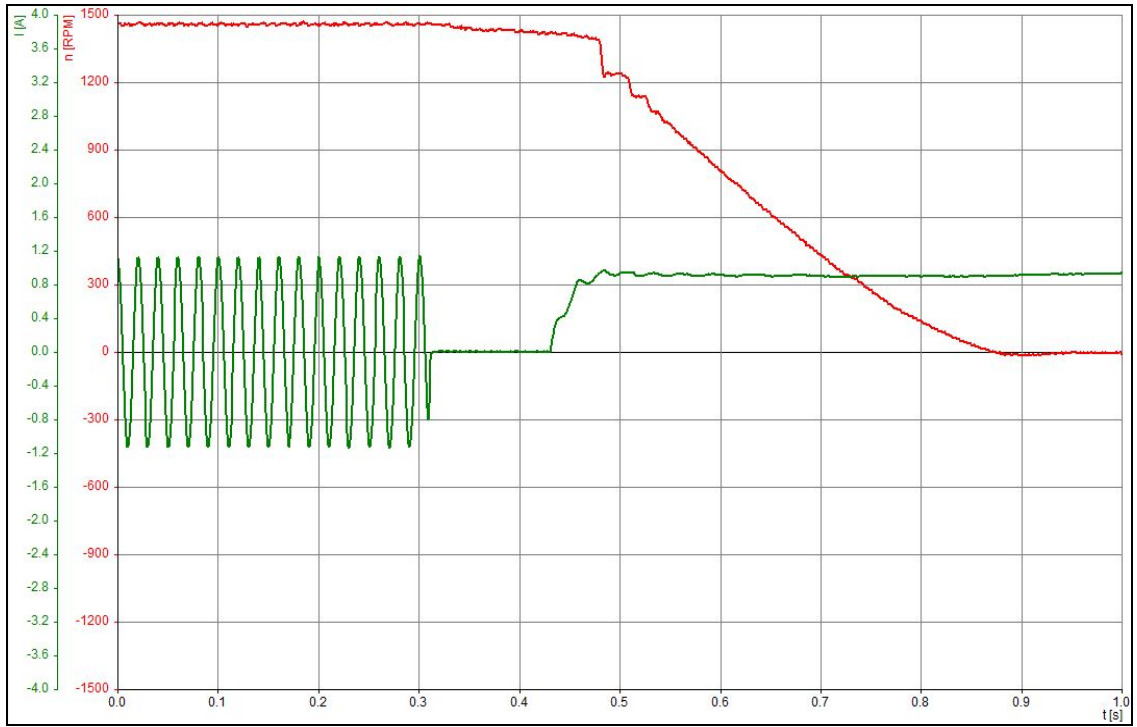
Örnek motorda geçici ve sürekli durumdaki deney sonuçları aşağıda verilmiştir.



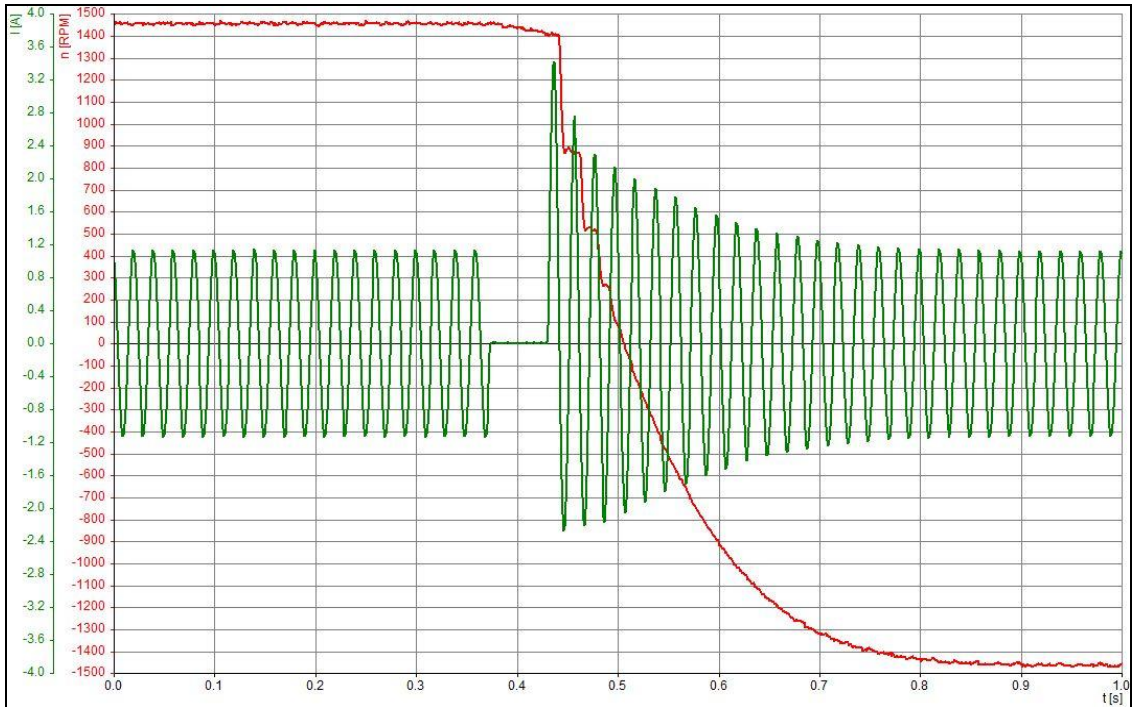
Şekil 4.7. Motorun boşa yol alması sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri



Şekil 4.8. Motorun 0.5 Nm yük altında yol alması sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri



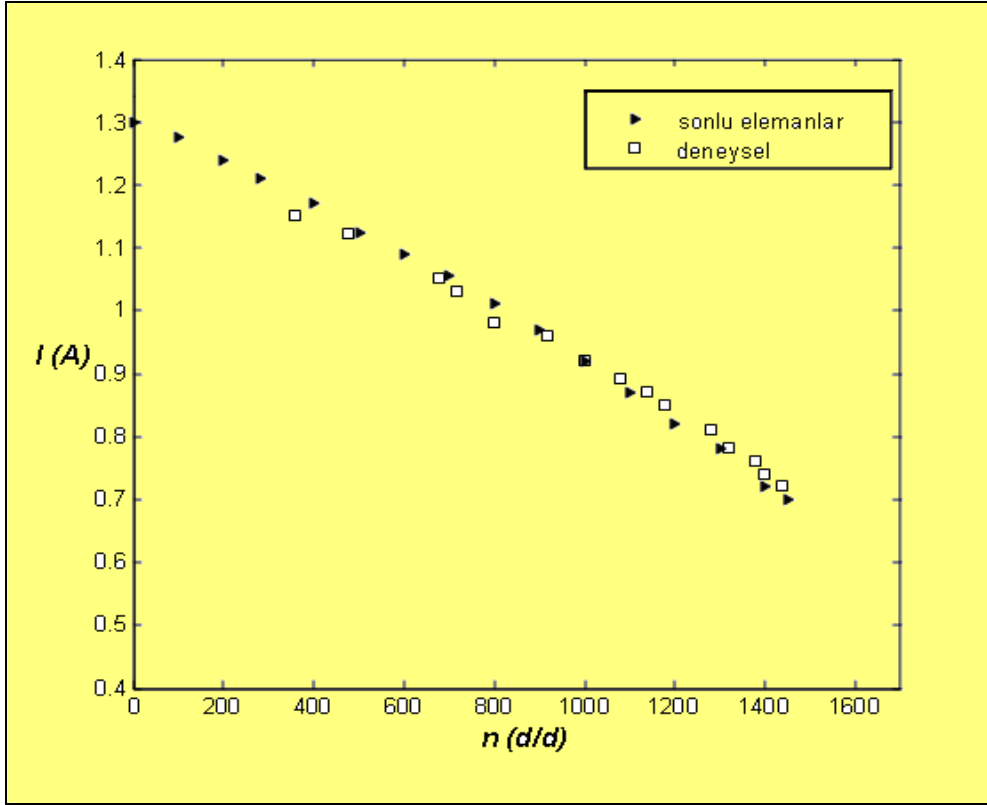
Şekil 4.9. Motorun doğru akım frenleme sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri



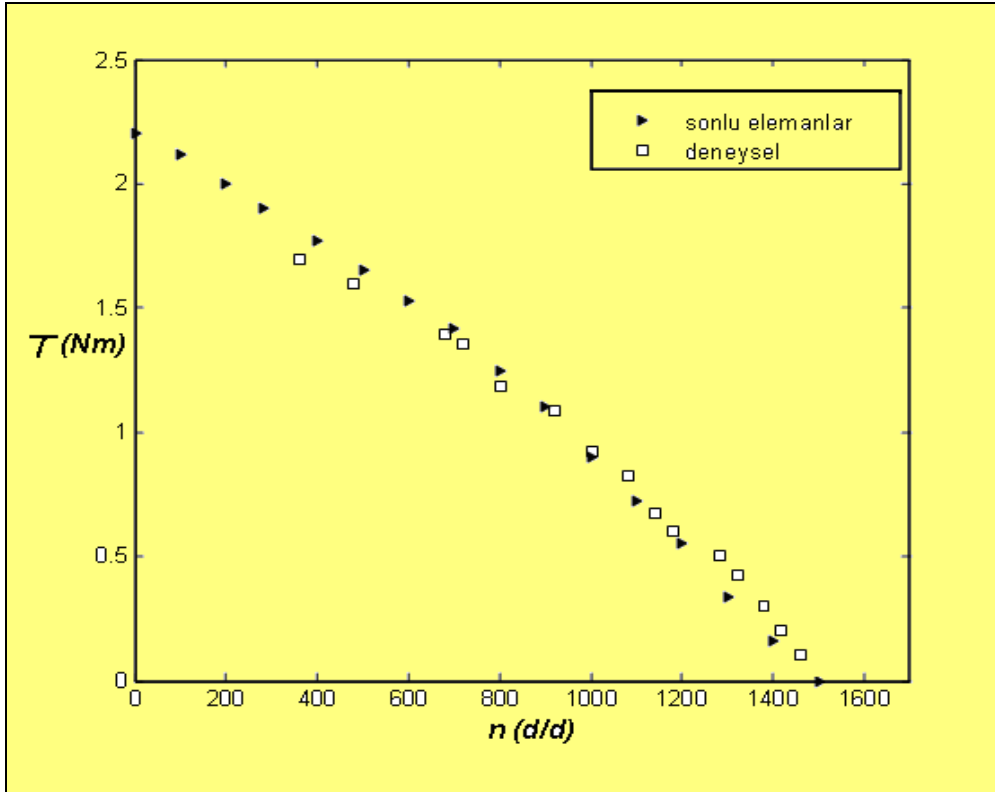
Şekil 4.10. Motorun faz sırası değiştirilerek devir yönünün değiştirilmesi sırasında geçici durumdaki ölçülen eğrileri

Motorun anma gerilimi ile beslenmesi durumunda akım – hız değişimleri Şekil 4.11’de, moment – hız değişimleri Şekil 4.12’ de ve giriş gücü – hız değişimleri Şekil

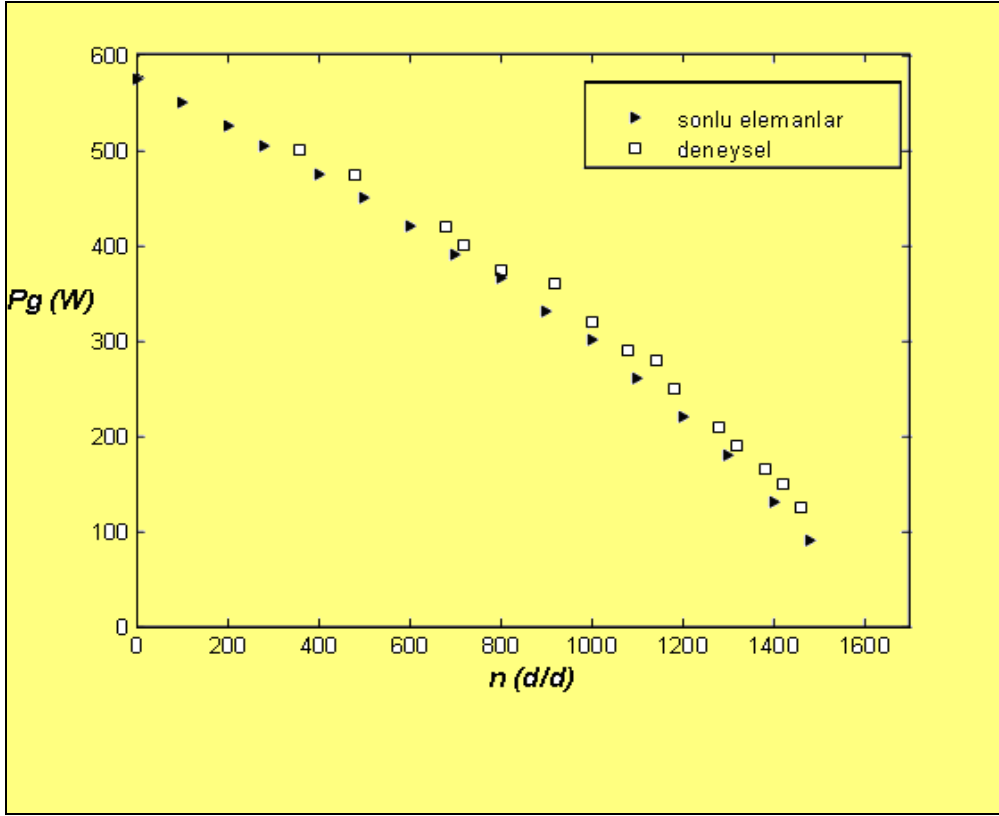
4.13’de, sonlu elemanlar yazılımı (SEY) ve deneysel ölçüm sonuçlarını içerecek biçimde verilmiştir.



Şekil 4.11. Kütle rotorlu motorun akım – hız değişimi



Şekil 4.12. Kütle rotorlu motorun moment–hız değişimi



Şekil 4.13. Kütle rotorlu motorun güç – hız değişimi

Sürekli durum değişimlerinden sonlu elemanlar ile deney sonuçlarının genellikle iyi uyuştukları görülmektedir. Deneyler sırasında artan rotor sıcaklığı nedeniyle ölçülen akımlar, akımın artan değerlerinde hesaplanandan bir miktar daha küçüktür. Buna göre ölçülen momentler, daha yüksek gerilimlerde hesaplanandan daha düşüktür.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, sonlu elemanlar yazılımı kullanılarak örnek kütle çelik rotorlu motorun stator ve rotordaki magnetik akı yoğunluğu, magnetik vektör potansiyeli elde edilerek, sürekli ve geçici çalışma durumunda başarımlar özellikleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılıp, yöntemlerin doğruluğu ve başarımlarını değerlendirilmiştir.

5.1. Değerlendirme

Deneysel olarak elde edilen değişimlerle sonlu elemanlar yazılımı ile elde edilen değişimler genelde olumlu bir uyum göstermektedir. Deneysel sonuçları ile model sonuçları arasındaki farklar motor parametre verilerinin genelde bir yanlılığı içindeki deneysel sonuçlara dayanmasından ve çalışma sırasında artan motor sıcaklığının yeterince dikkate alınmamasından kaynaklanmaktadır.

Çalışmada kullanılan sonlu elemanlar yazılımı ile motor parametrelerinin kolaylıkla belirlenmesi olanaklıdır. Ayrıca sonlu elemanlar yazılımı, elektromagnetik alan büyüklükleri ile devre denklemlerinin birlikte çözümlenmesine de olanak sağlamaktadır. Böylece elektrik motoru ve güç elektroniği devrelerinden oluşan sürücü sistemlerin tasarım ve başarımlar özelliklerinin incelenmesi de gerçekleştirilebilir.

Sürekli ve geçici durumda örnek motorda yapılan hesaplama ve ölçüm değerleri, sonlu elemanlar yazılımının geçerlilik derecesini doğrulamıştır. Bu yöntemle kütle rotorlu asenkron motorun çalışması sırasında gerek besleme gerek yük tarafından gelebilecek bozucu etkiler belirlenebilir. Sonuçlar, motorun sürücü düzeneklerinin tasarımı sırasında, davranış ölçütlerinin denemesi ve denetim yönteminin uygunluğunun araştırılmasında benzetim yöntemlerinin kullanılabilirliğini göstermektedir.

Çok katmanlı kuramının aktarım matris yönteminin kullanılışı, bu çalışmada yer alan sürekli durum için daha uygulanabilir olmaktadır. Çünkü bu yaklaşımla düzenlenen bir benzetim yazılımı, gelişkin ve edinimi belli olanaklara bağlı olan bir SEY yazılımı kadar başarımlar gösterebilmektedir. Bu belirgin sınırlı amaca dayalı benzetimde, araştırmacının kendisi tarafından yazılım geliştirilebilmektedir. Bilgisayarda bellek ve işlem yükü de daha az olmaktadır. Elde edilen sonuçların SEY yaklaşımı ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılması da yöntemin bu açıdan elverişli olduğunu gösterebilir.

5.2. Öneriler

Kütle rotora açılacak kesikler ile akının kesik derinliklerine girmesi güçleşir. Bu nedenle, etkin rotor rezistansı önemli ölçüde azalır. Çalışmalarda olası en yüksek rotor momentini bulmak için en uygun kütle rotor yüzeyi eksensel kesiklenmiş olanıdır. Burada makinenin elektromagnetik özellikleri kadar, kesik derinliğine ve genişliğine de dikkat edilmelidir.

Kütle rotor kesikleme yalnızca momenti artırmak açısından yapılır. Tezdeki bazı çalışmalarda belirtildiği gibi, kütle rotor makinenin mekanik ve termodinamik özellikleri kısmen ele alınmış olmasına rağmen, gelecekteki araştırmalarda bu konunun detaylı değerlendirilmesi oldukça ilgi çekici olabilir.

Günümüzde kullanılan SEY programı aracılığıyla problemlerin çözümü hala oldukça yavaş ve karmaşık bir işlemdir. Bu nedenle yakın gelecekte uygulamada analitik toplu parametre çözümlmelerine gereksinim bulunmaktadır.

6. KAYNAKLAR

- Agarwal, P. D., 1959. Eddy-current losses in solid and laminated iron. *AIEE Trans.* 78, pp. 169–181.
- Aglen, O. and Andersson, A., 2003. Thermal analysis of a high-speed generator. *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 547–554.
- Angst, G., 1962. Polyphase induction motor with solid rotor. Effects of saturation and finite length. *AIEE Trans. P. III* 81, pp. 902–909.
- Arkkio, A., 1987. Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations. *Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical engineering Series no. 59*. Dissertation, Helsinki University of Technology, Espoo, 97 p. ISBN 951-666-250-1.
- Brauer, J.R., 2004. *Handbook of Electric Motors, Principles of Energy Conversion*, Taylor & Francis Group, LLC, pp.15-24.
- Bondi, H., Mukherji, K. C., 1957. An analysis of tooth ripple phenomena in smooth laminated pole-shoes. *Proc. IEE*, Vol. 109a, pp. 349-356.
- Bumby, J.R., Spooner, E. and Jagiela, M., 2006. Equivalent Circuit Analysis of Solid-Rotor Induction Machines with Reference to Turbocharger Accelerator Applications, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 1, pp. 31-39.
- Bumby, J. R., Spooner, E., Jagiela, M., 2006. A Solid Rotor Induction Motor for Turbo-Assist Operation. XVII International Conference on Electrical Machines (ICEM)2006, Chania, Greece.
- Chalmers, B. J., Woolley I., 1972. General Theory of Solid Rotor Induction Machines, *Proc.IEE*, 119, pp.1301-1308.
- Chalmers, B. J., Woolley I., 1973. End Effects in Unlaminated Rotor Induction Machines”, *Proc.IEE*, 120, pp.641-646.
- Chalmers, B. J., Hamdi, E.S., 1982. Multi-layer Analysis of Composite-Rotor Induction Machines, *Electric Machines and Electromechanics*, No.7, pp.331-338.
- Chalmers, B. J., Saleh, A.M., 1984. Induction Machine with Thin Secondary of Unlaminated Steel, *Electric Machines and Power Systems*, No.9, pp.23-31.
- Cullen, A. L., Barton, T. H., 1958. A simplified electromagnetic theory of the induction motor, using the concept of wave impedance. *Proc. IEE*, Vol. 105, No. 8, 1958, pp. 331-336.
- Dorairaj, K. R., Krishnamurthy, M. R., 1967. a). Polyphase Induction Machine with a Slitted Ferromagnetic Rotor: I – Experimental Investigations and a Novel Slipmeter. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-86, no.7, pp. 835–843.
- Dorairaj, K. R., Krishnamurthy, M. R., 1967. b). Polyphase Induction Machine with a Slitted Ferromagnetic Rotor: II – Analysis. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-86, No. 7, pp. 844–855.
- Ducreux J. P. and Nicolas, G., 1995. Finite length effects study in massive iron rotors using 3D electromagnetic field computation. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. 31, No. 3, pp. 2096–2099.
- Finzi, L. A., Paice, D.A., 1968. Analysis of the Solid Iron Rotor Induction Motor for Solid State Speed Controls. *IEEE Trans.*, Vol. PAS-87, pp. 590-596.
- Freeman, E.M., 1968. Travelling Waves in Induction Machines: Input Impedance and Equivalent Circuits. *Proc. IEE*, 115, pp. 1772-1776.
- Freeman, E. M., Smith, B. E., 1970. Surface impedance method applied to multilayer cylindrical induction devices with circumferential exciting currents. *Proc. IEE*, Vol. 117, No. 10, pp. 2012-2013.

- Greig, J., Freeman E. M., 1967. Travelling wave problem in electrical machines. Proc. IEE, Vol. 114, No. 11, pp. 1681-1683.
- Hupponen, J., 2004. High-speed solid-rotor induction machine - Electromagnetic Calculation and design. Acta Universitatis Lappeenrantaensis no. 197, Dissertation, Lappeenranta University of Technology. p.168.
- Ibtiouen, R., Kechroud, R., Touhami, O. and Mekhtoub, S.(2003). Complex Finite Element Analysis of a Solid Rotor Induction Motor”, Electric Machines and Drives Conference, Vol.3, 1-4 .06. pp. 1606 - 1610 .
- Jamieson, R.A., 1968. Eddy-current Effects in Solid, Unslotted Iron Rotors. Proc. IEE. Vol. 115, No. 6. pp. 813–820.
- Jamieson, R.A., 1968. Effects on Slots on Eddy Currents in Solid Iron Rotors. Proc. IEE. Vol. 115, No. 6. pp. 821–827.
- Jokinen, T., Arkkio, A. (1996). High-Speed AC Machines. Proc. of Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction Systems (SPEEDAM) 1996. pp. B5-9–B5-14.
- Kanerva, S., 2005. Simulation of Electrical Machines, Circuits and Control Systems Using Finite Element Method and System Simulator. Helsinki University of Technology Department of Electrical and Communications Engineering Laboratory of Electromechanics.
- Laporte B., Chabane, M., Sargos, F.M., 1994. Application of a Boundary Integral Method to The Optimization of Solid Rotor Machines. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 9, No. 3. pp. 604–612.
- Lindgren, O. and Väänänen, J., 1997. Plate Rotor Construction Used in the Rotor of an Asynchronous Electric Machine (WO/1997/002640). Publication International Application No. PCT/FI1996/000376.
- Lähteenmäki, J., 2002. Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines. Dissertation, Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series no. 108, Dissertation, Helsinki University of Technology.
- McConnel, H., 1953. The polyphase induction machine with solid rotor. AIEE Trans. vol. PAS-72, pp. 103-111.
- McConnell, H. M. and Svedrup, E. F. (1955). The Induction Machine with Solid Iron Rotor. AIEE Transactions, Vol. 74, Part III (Power Apparatus and Systems), pp. 343-349.
- O’Kelly, D., 1972. Theory and Performance of Solid-Rotor Induction and Hysteresis Machines. Proc. IEE, Vol. 119, No. 9, pp. 1301–1308.
- Önbilgin, G., Şenlik, İ., 1992. Computer Simulation for the Dynamic Behaviour of Variable Speed Solid Rotor Induction Machines. Proc. of Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM’92), Vol.2, pp. 657-661.
- Peesel, H., 1958. Über das Verhalten eines Asynchronmotors bei verschiedenen Läufern aus massive Stahl. Dissertation. Technische Hochschule Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig.
- Pillai, K. P., 1969. Fundamental-frequency eddy-current loss due to rotating magnetic field. Part 1 – Eddy current loss in solid rotors. Proc. IEE, Vol. 116, No. 3, pp. 407–410.
- Pipes, L. A., 1956. Matrix theory of skin effect in laminations. J. of the Franklin Inst. 262, pp. 127–138.

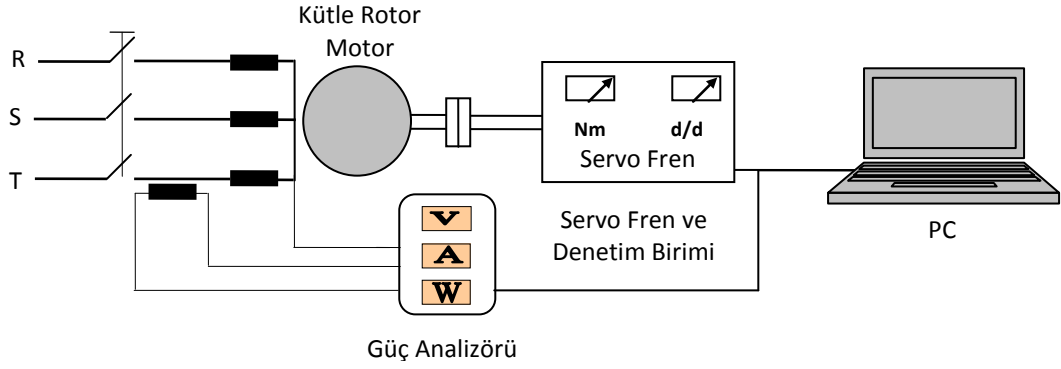
- Pyrhönen, J., 1991. The high speed induction motor: Calculating the effects of solid rotor material on machine characteristics. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series, no. 68, Dissertation, Lappeenranta University of Technology.
- Pyrhönen, J. and, Kurronen, P., 1994. Massiiviroottorisen efficiency of high-speed suurnopeusokosulkumoottorin hyötysuhteen parantaminen, osa 3 [Increasing the solid-rotor induction machine, part 3]. Research Report, EN B-19, Lappeenranta University of Technology.
- Rajagopalan, P. K., Balarama Murty, V., 1969. Effects of axial slits on the performance of induction machines with solid rotors. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. PAS 88, pp. 1695–1709.
- Rama, J. C., Gieseche, A., 1997. High-Speed Electric Drives: Technology and Opportunity. IEEE Industry Applications Magazine. Vol. 3, pp. 48–55.
- Riepe, F., 1981. Zweidimensionaler rechnergestützter Entwurf von Drehstrom-Asynkronmaschinen mit massiven Läufern. EtzArchiv 3 no. 3, pp. 71–75.
- Russell, R. L. and Norsworthy, K. H., 1958. Eddy Current and Wall Losses in Screened Rotor Induction Motors. Proc. IEE, Vol. 105A, No. 20, pp.163–173.
- Sarma M. S., Soni, G. R., 1972. Solid Rotor and Composite Rotor Induction Machines. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 8. No, 2, pp. 147–155.
- Shah, M. R. and Lee, S. B., 2006. Rapid Analytical Optimization of Eddy-Current Shield Thickness for Associated Loss Minimization in Electrical Machines. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 42, no. 3, pp 642- 649.
- Sharma, N. D., 1996. Experimental investigations on high speed solid and composite rotor induction motor. Proc. of the IEEE International Conference on Power, Drives & Energy Systems for Industrial Growth, PEDES, Vol. 2, pp. 913-919.
- Shen, L. C., Kong, J.A. Applied electromagnetism. 3rd ed. PWS Publishing Company, Boston, 1995, 606 p. ISBN 0-534-94722-0.
- Sihvola, A., Lindell, I. Sähkömagneettinen kenttäteoria 2: Dynaamiset kentät. Otatiето Oy, Tampere, 1996, 200 p. ISBN 951-672-225-3.
- Şenlik, İ., Önbilgin, G. and Copcuoğlu, O. (2011). Electromagnetic Field Study And Performance Characteristics Of Solid Steel Rotor Induction Machines. J. Fac. Eng. Arch. Gazi University, Vol. 26, No.2, pp 447- 454
- Wilson, J. C., 1969. Theory of Solid Rotor Induction Machine. Dissertation, University of Colorado. p. 396.
- Wood, A., Concordia, C., 1960. a). An analysis of solid rotor machines: Part I, Operational impedance and equivalent circuits. AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.78, pp. 1657-1665.
- Wood, A., Concordia, C., 1960. b). An analysis of solid rotor machines: Part III, Finite length effects. AIEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 79, pp. 21-26.
- Wood, A., Concordia, C., 1960. c). An analysis of solid rotor machines: Part IV, An approximate nonlinear analysis. AIEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.79, pp. 26-31.
- Woolley, I., Chalmers, B. J., 1973. End-effects in Unlaminated Rotor Induction Machines. IEE Proc., Vol. 120, No. 6. pp. 641–646.
- Yang, T., Zhou, L. and Jiang, W., 2008. “Calculation of Eddy Current Losses in a Solid- Rotor Cage Induction Motor by Finite Element Analysis”, Electric Machines and Systems Conference (ICEMS 2008) , pp. 3656-3659.

- Yamada, H., 1970. Calculation of torque characteristics of solid-rotor induction machines. *Electrical Engineering in Japan*, No. 2, pp. 1–9.
- Yee, H., 1971. Effects of finite length in solid-rotor induction machines. *Proc. IEE* 118 No. 8, pp. 1025-1033.
- Yee, H., Wilson, T., 1972. Saturation and Finite Length Effects in Solid-Rotor Induction Machines. *Proc. IEE*. Vol. 119, No. 7. pp. 877–882.
- Zaim, M. E., 1999. Non-linear Models for the Design of Solid Rotor Induction Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35, No. 3. pp. 1310–1313.

7. EKLER

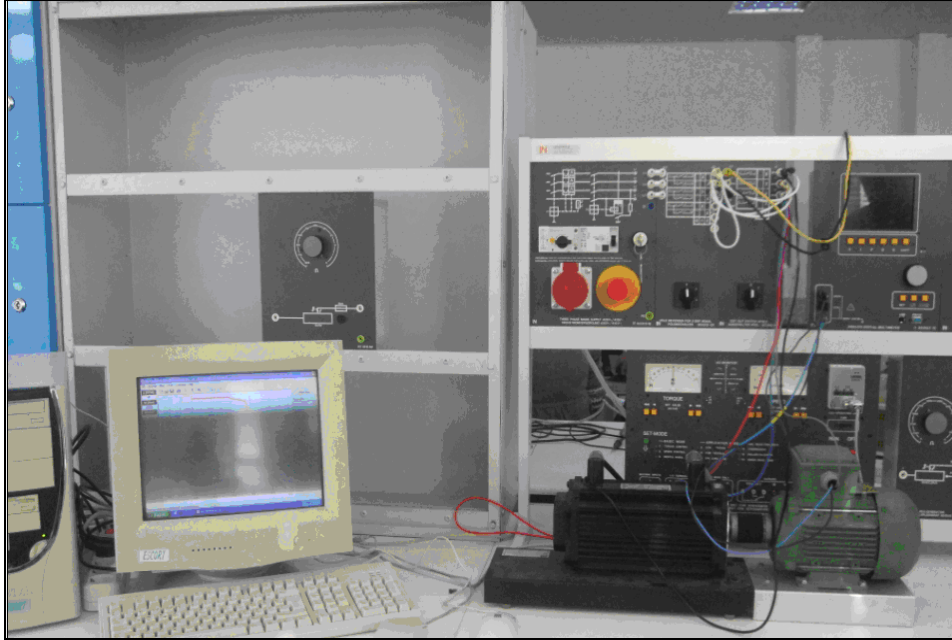
Ek A

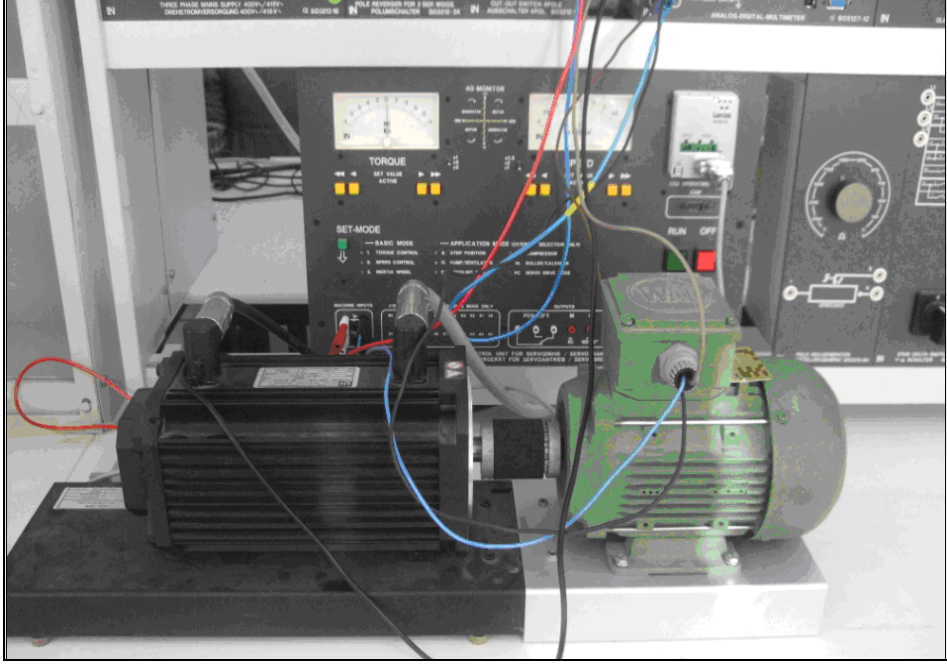
Çalışmada kullanılan örnek kütle çelik rotorlu asenkron motorun değişik durumlarda sürekli veya geçici durum davranışlarını incelemek, değişimlerini izlemek ve başarımlarını incelemek için Şekil A.1’de verilen deney düzeneği kullanılmıştır. Deney setinde kütle çelik rotor, servo-fren, ölçüm birimi denetim birimi temel yapıyı oluşturmaktadır.



Şekil A.1 Deney düzeneği

Çalışmada kullanılan deney düzeneğine ilişkin resimler Şekil A.2 ‘de gösterilmiştir.





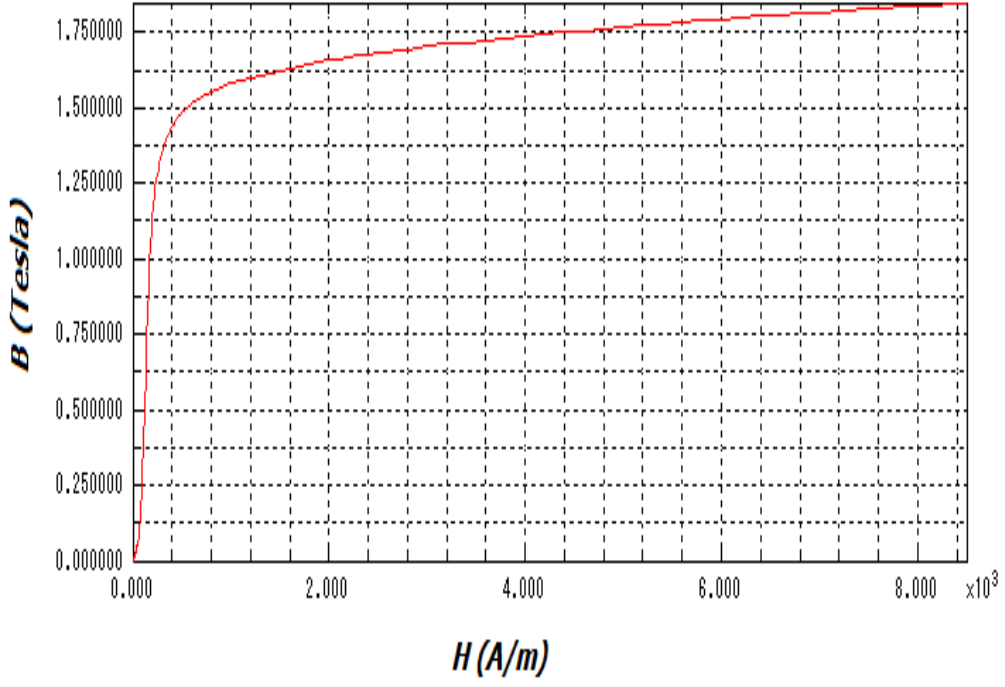
Şekil A.2 Deney düzeneği resimleri

Çizelge A.1. Motor stator ve rotor verileri

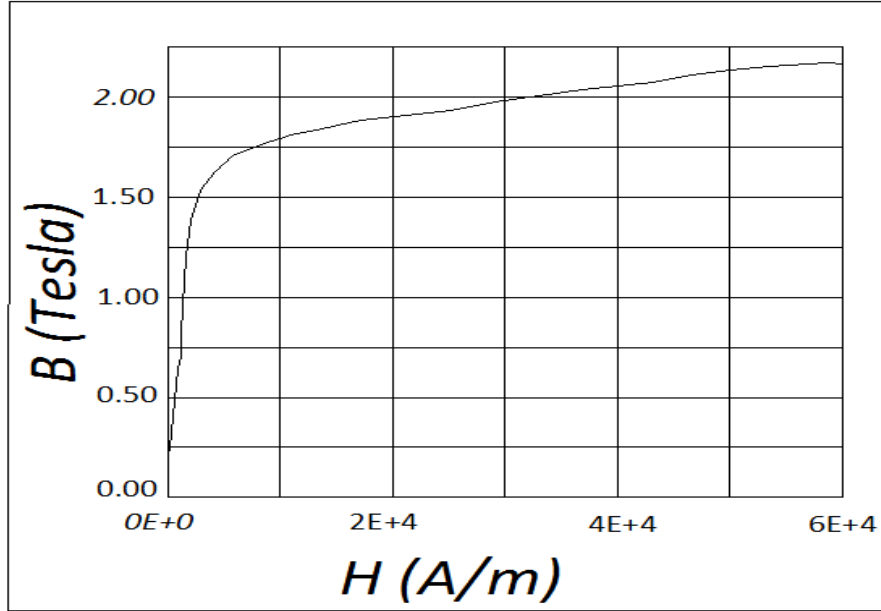
Stator ve rotor boyu (mm)	50
Stator dış çapı (mm)	110
Stator iç çapı (mm)	69
Hava aralığı (mm)	0,25
Stator oluk sayısı	24
Stator adım sayısı	6
Oluktaki (stator) sarım sayısı	172
Tel çapı (mm)	0.355
Sargı faktörü, k_w	0,96
Etkin sarım sayısı, N_{eff}	667
Stator faz sargı direnci, R_s (ohm)	35
Stator faz sargı kaçak reaktansı (ohm)	20
Kütle çelik rotorun direnci, ρ (ohm.m)	2.226
Uç etkisi katsayısı, k_e	0.4
Eylemsizlik momenti, J (Ws^3)	0.00112
Stator ve rotor boyu (mm)	50

Çalışmada 3 faz, 50 Hz, 250W, 380V, 4 kutuplu, statoru yıldız bağlı kütle elik rotorlu bir asenkron motor kullanılmıştır. Motorun stator ve rotor verileri Tablo A.1’de verilmiştir.

Motor stator saclarının B-H eğrisi Şekil A.3’de, rotor çeliğinin B-H eğrisi ise Şekil A.4’de verildiği gibidir.



Şekil A.3 Motor stator saclarının B-H eğrisi



Şekil A.4 Rotor çeliğinin B-H eğrisi

Ek B

Eddy akımları ve yerdeğiştirme akımı

İletken malzemelerde değişken magnetik alanlar zamanla değişen eddy akımlarına neden olurlar. Bu durum yüksek geçirgenlik μ ve yüksek iletkenliğe σ sahip demir çekirdeğe olan ilgiyi arttırmaktadır. Bir iletken malzemedeki dış magnetik akı etkisi kendi magnetik alanını da yaratan bir iç eddy akımı yaratır.

Akım yoğunluğu \mathbf{J} , iletkenliğe σ bağlıdır ve elektrik alan şiddeti \mathbf{E} , $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ olarak gösterilebilir. Bu durumda, indüksiyon yasası (2.6), (B.1) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\nabla \times \mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\sigma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (\text{B.1})$$

Amper yasası (2.5), (B.1) eşitliğinin sol tarafına eklenir.

$$\nabla \times \left(\nabla \times \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) = -\sigma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (\text{B.2})$$

$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{H}) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{H}) - \nabla^2 \mathbf{H}$, $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ eşitliklerinden (B.3) eşitliği elde ederiz.

$$\nabla^2 \mathbf{H} - \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{B.3})$$

Yavaşça değişen olaylar, örneğin metallerde, incelendiğinde eşitlikteki son terim küçüktür ve göz ardı edilebilir. Böylece, Eddy akımları için yayılım denklemi elde edilir. Ancak, malzeme saf yalıtkan ise ortadaki terim sıfır olur ve sonuç olarak dalga eşitliğini elde ederiz. Eşitlik (B.3)'teki zamanla değişen terimlerin hangisinin daha önemli olduğu malzeme parametrelerinin ve olayların açısal sıklığına bağlıdır.

$$\frac{\sigma}{\omega} \gg \epsilon \quad (\text{B.4})$$

olduğu durumlarda alanlar difüzyon eşitliğine göre davranırlar. İletkenliğin olaylar üzerinde çok etkisi yok ise;

$$\frac{\sigma}{\omega} \ll \epsilon \quad (\text{B.5})$$

olur ve dalga eşitliği seçilir.

Kütle rotorlarda iletkenlik büyük ve açısal hız küçüktür ve böylece yayılım eşitliği seçilir.

Bu eşitlik (2.5)'teki yerdeğiştirme teriminin göz ardı edilebileceği anlamına gelir. (Sihvola, 1996)

Ek C

Poynting Teoremi

Bir güç eşitliğine ulaştıracak eşitliğe, (2.6) eşitliğinin \mathbf{H} ile diverjansı alınarak elde edilen sonuçtan (2.6) eşitliğinin \mathbf{E} ile diverjansı alınarak elde edilen sonucu çıkararak varılabilir.

$\mathbf{H} \cdot \nabla \times \mathbf{E} - \mathbf{E} \cdot \nabla \times \mathbf{H} = \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H})$ eşitliğini kullanarak,

$$\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) = -\mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mathbf{E} \cdot \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} - \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} \quad (\text{C.1})$$

elde edilir.

(2.9) ile (2.10) arasındaki ilişkiyi ve $\mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \right)$ kullanarak (C.2)'yi elde ederiz.

$$\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) + \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \right) + \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \varepsilon \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} \right) + \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (\text{C.2})$$

Yukarıdaki eşitliğin her terimi watt/m³'dür. $\mathbf{J} \cdot \mathbf{E}$ terimi omik kayıp P_c olarak kabul edilir. $(1/2) \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}$ terimi birim hacim başına depolanmış magnetik enerji W_m olarak, $(1/2) \varepsilon \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}$ terimi ise birim hacim başına depolanmış elektrik enerjisi W_e olarak tanımlanır. (C.2) eşitliğinin keyfi bir V hacimde integrali alınarak güç elde edilir.

$$\int_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dv = \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_V \left[\left(\frac{1}{2} \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \right) + \left(\frac{1}{2} \varepsilon \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} \right) \right] dv - \int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} dv \quad (\text{C.3})$$

S , V hacmini kapsayan bir yüzeydir. Bu Poynting teoremi olarak bilinir. Bu teorem elektromagnetik alanın bir V hacminin içindeki güç dengesi ile ilgilidir.

Anlık Poynting vektörü $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ olarak tanımlanır. \mathbf{S} , yüzeydeki güç yoğunluğudur (watts/m²). (C.2)'deki ilk terim $\nabla \cdot \mathbf{S}$ 'dir. Vektör diverjansının küçük bir hacim boyunca vektör ıraksamasını gösterdiğini hatırlarsak, $\nabla \cdot \mathbf{S}$ elektromagnetik güç ıraksaması olarak tanımlanır. Eşitlik (C.2) güç birleşiminin bir ifadesidir. Bu hacim dışına doğru elektromagnetik güç akışının toplamını, hacimdeki depolanmış magnetik ve elektrik enerji artışının oranını, belirtmektedir. Güçteki omik ısı kaybı sifıra eşit olmalıdır.

Dielektrik ve geçirgenlik sabit varsayılırsa, zaman harmonik vektörleri için Poynting vektörü:

$$\int_V \nabla \cdot \frac{1}{2} (\underline{E} \times \underline{H}^*) dv = \oint_S \frac{1}{2} (\underline{E} \times \underline{H}^*) ds = -2j\omega \int_V \left[\left(\frac{1}{4} \mu \underline{H} \cdot \underline{H}^* \right) + \left(\frac{1}{4} \varepsilon \underline{E} \cdot \underline{E}^* \right) \right] dv - \int_V \frac{1}{2} \underline{J} \cdot \underline{E}^* dv \quad (C.4)$$

karmaşık Poynting vektörü,

$$\underline{S}' = \frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^* \quad (C.5)$$

Bu durumda karmaşık Poynting vektörü rotordaki gerçek ve reaktif güç akışına karşılık gelen reaktif ve gerçek güç parçalarından oluşur.

Eğer rotorun görünür gücünü $\left[\underline{S}' = \frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^* \right]$ eşitliğinin rotor yüzeyleri üzerinde

integralini alarak hesaplırsak rotor içine görünür güç akışını elde ederiz. Bu görünür güç faz açısı rotor iç empedansının faz açısına karşılık gelir. Anlık Poynting vektörü fazör olarak yazılabilir.

$$\underline{S} = \frac{1}{2} \text{Re}[\underline{E} \times \underline{H}^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[\underline{E} \times \underline{H}^* e^{j2\omega t}] \quad (C.6)$$

Zaman harmonik elektromagnetik alanlar için, zaman ortalama Poynting's vektörü \underline{S}_{ave} $T=2\pi/\omega$ periyodunda zaman etkili Poynting vektörünün $S(x,y,z,t)$ ortalaması olarak tanımlanır. $[\underline{E} \times \underline{H}^* e^{j2\omega t}]$ terimi sıfırlanınca, zaman ortalama Poynting vektörü:

$$\underline{S}_{ave} = \frac{1}{2} \text{Re}[\underline{E} \times \underline{H}^*] \quad (C.7)$$

ile gösterilir. Bu formül zaman ortalama elektromagnetik güç akışının hesaplanmasında kullanışlı bir araçtır (Shen, 1995).

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: Özge Akpınar

Doğum Yeri: Ankara

Medeni Hali: Evli

Bildiği Yabancı Diller: İngilizce

Eğitim Durumu: Ankara Atatürk Anadolu Lisesi-2004

Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği 2008

Çalıştığı Kurum: Gümüşhane Çevre ve Şehircilik İl Müdürlüğü -2011

İletişim Bilgileri: ozgeakpınar86@hotmail.com