

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI BİR SENKRON MAKİNEİN
ZAMAN DOMENİ RELÜKTANS DEVRE MODELİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. Barış KEMENÇE**

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

HAZİRAN 2005

**SÜREKLİ MIKNATISLI BİR SENKRON MAKİNEİN
ZAMAN DOMENİ RELÜKTANS DEVRE MODELİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. Barış KEMENÇE
504021034**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 9 Mayıs 2005
Tezin Savunulduğu Tarih : 2 Haziran 2005**

**Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Levent OVACIK
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. İbrahim AKDUMAN (İ.T.Ü.)
Yrd.Doç.Dr. Özgür ÜSTÜN (İ.T.Ü.)**

HAZİRAN 2005

ÖNSÖZ

Günümüzde elektrik makineleri endüstride birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Güç elektroniği ve kontrol tekniklerindeki gelişmeler, kontrol kolaylığı ve yüksek verimli motorlara duyulan ihtiyaç sonucu sürekli mıknatıslı motorların kullanım alanı özellikle düşük hız gerektiren ortamlarda gittikçe genişlemektedir.

Elektrik makineleri için gerek tasarım aşamasında gerekse üretim kısmında bilgisayar destekli simülasyonlar önemli bir yer tutmaktadır. Simülasyon yöntemlerinin geliştirilmesi hem ekonomik hem de zaman tasarrufu açısından büyük faydalar sağlamaktadır. Bu tezde sürekli mıknatıslı senkron makinelerin zaman domenli davranışlarını kapsayan bir model geliştirilmeye çalışılmıştır. Bu model ile elektrik makinelerinin simetrik ve asimetrik çalışma koşullarındaki analizinin yapılması mümkün olacaktır.

Bana bu çalışmayı yapma olanağı veren, çalışmanın hazırlanmasında büyük destek ve katkılarını gördüğüm tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Levent Ovacık'a, sabır ve desteklerinden ötürü aileme, dostum Kaan Gömüç'e ve arkadaşlarıma içten teşekkürlerimi sunarım.

Haziran, 2005

Barış KEMENÇE

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖZET	x
SUMMARY	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Genel Bakış	1
1.2. Bu Teze Temel Oluşturan Daha Önce Yapılmış Olan Çalışmalar	1
1.3. Çalışmanın Amacı	2
1.4. Çalışmanın Kapsamı	2
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE MOMENT DENKLEMİNİN ELDE EDİLMESİ	4
2.1. Giriş	4
2.2. Maxwell Gerilme Tensörü Yöntemi ile Moment Denkleminin Elde Edilmesi	4
2.2.1. Kuvvet Denklemlerinin Oluşturulması	5
2.2.2. Hava Aralığında Manyetik Akı Dağılımının İfadesi	8
2.2.3. Moment Denkleminin Elde Edilmesi	9
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNEİNİN ZAMAN DOMENİ MODELİNİN KURULMASI	12
3.1. Giriş	12
3.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinenin Eşdeğer Devre Modeli	12
3.3. Manyetik Eşdeğer Devrenin Zaman Domeni Modeli	14
3.3.1. Manyetik İletkenlik Matrisinin Elde Edilmesi	16
3.3.2. Endüklenen EMK değerinin elde edilmesi	18
3.4. Denklem Takımının Kurulması	25
4. SONUÇLAR, GENEL DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER	28
4.1. Giriş	28
4.2. Denenecek Model ve SMSM hakkında Genel Bilgiler	28
4.3. Oluşturulan Modelden Elde Edilen Sonuçların Değerlendirilmesi	31
4.3.1. Motorun Boşta Çalıştırılması	31
4.3.2. Motor Boşta Çalışırken Belli Bir Süre Sonra Yüklenmesi	34
4.3.3. Motorun Yük Altında Kalkışı	36
4.3.4. Boşta Çalışmada Referans Hızın Yarıya Düşürülmesi	38
4.3.5. Makinenin Bir Faz Bobininin Kısa Devresi Olması	40
4.3.6. Referans Hız Olarak Sinüzoidal Dalga Verilmesi	44
4.4. Genel Değerlendirme ve Öneriler	47

KAYNAKLAR	48
EK-A PMSM PROGRAMI VERİ DOSYASININ DÖKÜMÜ	50
EK-B PMSM PROGRAMININ DÖKÜMÜ	55
ÖZGEÇMİŞ	65

KISALTMALAR

emk	: Elektro motor kuvvet
MED	: Manyetik eşdeğer devre
NB	: Her bir stator sargısı için bobin sayısı
NDS	: Stator düğüm sayısı
NDR	: Rotor düğüm sayısı
ND	: Statordaki diş sayısı
NH	: Fourier serisinde kullanılan en yüksek harmonik derecesi
NO	: Statordaki oluk sayısı
RYDS	: Rotor yüzeyine bakan düğüm sayısı
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SYDS	: Stator yüzeyine bakan düğüm sayısı

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1. Sürekli mıknatıslı motorun geometrik parametreleri.....	29

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Motor Geometrisi.....	6
Şekil 2.2 : Analitik hesaplama için seçilen integrasyon bölgesi	8
Şekil 3.1 : Norton Eşdeğeri.....	12
Şekil 3.2 : Hava aralığına analitik yaklaşımlı manyetik eşdeğer devre modeli	13
Şekil 3.3 : Manyetik Eşdeğer Devre.....	19
Şekil 3.4 : Stator dişlerindeki amper-sarım dağılımları.....	20
Şekil 3.5 : Sargı şeması.....	22
Şekil 3.6 : Faz sargısı sarım biçimi.....	24
Şekil 3.7 : Devre sistem şeması.....	25
Şekil 4.1 : Test edilen SMSM'un geometrisi.....	31
Şekil 4.2 : Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol devre şeması.....	32
Şekil 4.3 : Boşta çalışmada (a) Faz akımlarının (b) Evirici çıkışı faz gerilimlerinin zamana göre değişimi.....	33
Şekil 4.4 : Boşta çalışmada (a) Endüklenen moment (T_{em}) (b) Rotor açısal hızının (ω_r) (c) Yük açısının zamana (δ) göre değişimi.....	34
Şekil 4.5 : Boşta kalkan motorun 0.03 sn. sonra yüklenmesi sonucunda (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin değişimi.....	35
Şekil 4.6 : Boşta kalkan motorun 0.03 sn sonra yüklenmesiyle (a)Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızı (c) Yük açısının zamanla değişimi.....	36
Şekil 4.7 : Yük altında gözlenen (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin zamana göre değişimi.....	37
Şekil 4.8 : Yük altında (a) Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızı (c) Yük açısının zamana göre değişimi.....	38
Şekil 4.9 : Referans hızın düşürülmesi sonucu (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin zamana göre değişimi.....	39
Şekil 4.10 : Referans hızın düşürülmesi sonucu (a) Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızı (c) Yük açısının zamana göre değişimi.....	40
Şekil 4.11 : $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki faz akımlarının zamana göre değişimi.....	41
Şekil 4.12 : $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki evirici faz gerilimlerinin zamanla değişimi..	42
Şekil 4.13 : $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki endüklenen momentlerin zamanla değişimi....	43
Şekil 4.14 : $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki rotor hızlarının zamanla değişimi.....	44
Şekil 4.15 : $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki yük açılarının zamanla değişimi.....	45
Şekil 4.16 : Değişken Referans Hızındaki (a) Faz akımları (b) İnverter faz gerilimlerinin zamanla değişimi.....	46
Şekil 4.17 : Değişken Referans Hızındaki (a) Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızı (c) Referans hızın zamanla değişimi.....	47

SEMBOL LİSTESİ

A	: Manyetik Vektör Potansiyeli, Akının geçtiği alan, İndirgenmiş manyetik iletkenlik matrisi
a_n, b_n, c_n, d_n	: Fourier serisi sabitleri
B	: Manyetik akı yoğunluğu (T)
B_r	: Hava aralığı yüzeyindeki akı yoğunluğunun normal bileşeni
B_θ	: Hava aralığı yüzeyindeki akı yoğunluğunun teğetsel bileşeni
B_v	: Viskozite Sürtünme katsayısı
C	: Fourier serisi katsayılarının oluşturduğu matris
C_1	: Faz bobinlerinde endüklenen emk değerinin eldesi için kullanılan katsayı matrisi
C_2	: Stator dişlerindeki amper-sarım düşümü ifadesi için katsayı matrisi
C_f	: Faz bobinleri emk değerlerinden faz sargısı emk değerlerine geçiş için katsayı matrisi
D	: Elektriksel akı yoğunluğu (C/m^2)
D_1	: emk eşitliğinde akımın türevi ifadesinin katsayı matrisi
D_2	: emk eşitliğinde akım ifadesinin katsayı matrisi
E	: Elektrik alan şiddeti (V/m)
e	: elektro motor kuvvet (emk)
e_f	: Fazlardaki elektro motor kuvvet
f	: Kuvvet yoğunluğu (N/m^3), Frekans
F	: Kuvvet (N), Amper-sarım
F_r	: Kuvvet ifadesi normal bileşeni
F_θ	: Kuvvet ifadesi teğetsel bileşeni
F_i	: i. düğüme karşılık gelen amper-sarım
F^S	: Stator düğümleri amper-sarımlarının oluşturduğu matris
F^R	: Rotor düğümleri amper-sarımlarının oluşturduğu matris
H	: Manyetik alan şiddeti (A/m)
i	: Akım
J	: Akım yoğunluğu (A/m^2), Toplam Eylemsizlik momenti
K	: Akı ifadesi katsayı matrisi
λ	: Motorun aksiyel uzunluğu
M_{SS}, M_{RR}	: Stator ve rotor yüzey düğümlerinden çıkan akılara karşılık gelen Fourier serisi katsayılarının çarpanlarının oluşturduğu matris
N	: Bobinlerin sarım sayılarının oluşturduğu matris
n_s	: Senkron devir sayısı
p	: Çift kutup sayısı
P	: Manyetik iletkenlik (Permeance)
P_d	: Diş manyetik iletkenliklerinin oluşturduğu matris
P_{SS}	: Stator manyetik iletkenlik matrisi
P_{RR}	: Rotor manyetik iletkenlik matrisi
Q, R	: Stator ve rotor yüzey düğümleri amper-sarımlarına karşılık gelen Fourier serisi katsayılarının çarpanlarının oluşturduğu matris
r	: İntegrasyon yüzeyi yarıçapı

r_1	: Rotor yarıçapı
r_2	: Stator yüzeyi yarıçapı
R	: Manyetik direnç (Relüktans)
R_d	: Stator dışı manyetik direnci
R_m	: Mıknatıs manyetik direnci
R_{rb}	: Rotor sırtı manyetik direnci
R_{r-en}	: Rotor mıknatısı enine manyetik direnci
$R_{r\sigma}$	: Rotor nüvesi kaçak manyetik direnci
R_s	: Sargı direnci
$R_{s\sigma}$	: Stator dişleri kaçak manyetik direnci
R_{sb}	: Stator sırtı manyetik direnci
T	: Tensör matrisi, Fourier serisi katsayılarının çarpanlarının oluşturduğu matris
T_{em}	: Endüklenen moment (Nm)
T_L	: Yük momenti
v_s	: Kaynak gerilimi
v_{in}^R, u_{in}^R	: Rotor trigonometrik değişkenleri
v_{in}^S, u_{in}^S	: Stator trigonometrik değişkenleri
Φ	: Manyetik akı matrisi
Φ_S^K	: Stator sargılarını ürettiği akıların oluşturduğu matris
Φ_R^K	: Rotor manyetik devresindeki akıların oluşturduğu matris
Φ_S^Y	: Stator manyetik devresindeki yüzey düğümlerinden çıkan akıların oluşturduğu matris
Φ_R^Y	: Rotor manyetik devresindeki yüzey düğümlerinden çıkan akıların oluşturduğu matris
ϕ	: Manyetik akı
ϕ_{is}^Y	: Stator manyetik devresindeki i. yüzey düğümünden çıkan akı
ϕ_{ir}^Y	: Rotor manyetik devresindeki i. yüzey düğümünden çıkan akı
ϕ_d	: Stator dış akısı
θ_i	: Stator veya rotor yüzeyinde belirlenmiş iki düğüm arasındaki açı
θ_r	: Rotorun konum açısı
δ	: Yük açısı
ξ^n	: Rotor yarıçapının stator yüzeyi yarıçapına oranı
μ	: Manyetik bağıl iletkenlik
μ_0	: Havanın manyetik bağıl iletkenliği ($4\pi 10^{-7}$ (H/m))
ε	: Manyetik geçirgenlik (F/m)
ε_0	: Hava manyetik geçirgenliği ($8.84 \cdot 10^{-12}$ (F/m))
σ	: Elektriksel iletkenlik (1/ Ω m)
ω_r	: Rotor açısal hızı
ω_s	: Senkron açısal hızı
ω_e	: Elektriksel açısal hız

SÜREKLİ MİKNATISLI BİR SENKRON MAKİNEİN ZAMAN DOMENİ RELÜKTANS DEVRE MODELİ

ÖZET

Günümüzde elektrik makinelerinin gelişen bilgisayar yazılımları ve analiz yöntemleri ile modellenmesi yaygın olarak, özellikle de statik durum analizi ve manyetik alan modellenmesi ağırlıklı olarak Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile yapılabilmektedir.

Fakat dinamik simülasyonda bu konudaki yaygın olan iki yöntemden gerek SEY, gerek de Manyetik Eşdeğer Devre (MED) metodu ile zaman domenii analizlerinde, sürekli olarak değişen rotor pozisyonunun her yeni durumu için yeniden hesaplama gereksinimi ciddi bir sorun olarak karşımıza çıkmaktadır. SEY için senkron makinenin dinamik davranışını gösteren durum değişkenleri rotor pozisyonunun değişimine bağlı olduğundan, rotorun her yeni pozisyonu için yeni bir sonlu elemanlar ağı kurulmalıdır. MED metodunda ise rotor pozisyonunun her adım aralığında, stator ve rotor eşdeğer devrelerini bağlayan hava aralığı relüktans elemanları yeniden hesaplanmalıdır. S. Alkan'ın daha önceki yapmış olduğu çalışmada [1], rotor ve stator relüktans elemanlarının analitik çözümü için Fourier serisine açılımı ile ilgili yeni bir yöntem önerilmişti. Verilen herhangi bir rotor pozisyonu için bu elemanlar hesaplanabilmektedir.

Bu tez çalışmasında, daha önce kurulmuş olan bu modelin geliştirilerek sürekli mıknatıslı senkron makinelerin dinamik simülasyonunun elde edilmesi açıklanmaktadır. Öncelikle hava aralığı manyetik vektör potansiyelinin Fourier serisine açılmış formülasyonu kullanılarak Maxwell Gerilme Tensörü yöntemi ile endüklenen moment elde edilmiştir. Ardından stator devresinde endüklenen elektromotor kuvvet (emk), makine manyetik eşdeğer devresinden hesaplanan akı kullanılarak açıklanmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron makinelerin mekanik ve elektromanyetik davranışını gösteren denklem takımları bağlanarak, bu makinenin elektriksel ve mekanik parametreleri için zaman domenii çözümü geliştirilmiştir.

Tüm bu denklemler, 24 oluklu, 4 kutuplu rotorunda NdFeB tipi sürekli mıknatıslar olan bir sürekli mıknatıslı senkron motor için MATLAB yazılım dilinde programlanarak, farklı yük durumları için motorun zaman domenii dinamik simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Ek olarak stator sargısı iç sargılarındaki hata durumları için motorun dinamik davranışı modellenmiştir.

TIME-DOMAIN RELUCTANCE NETWORK MODEL OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

SUMMARY

Today, modeling of electric machines has been a widespread application area with the advance of computer software and analysis methods. Especially modeling of a magnetic field and analyzing a stationary electric machine could be calculated by using the Finite Element Method (FEM).

There are two important techniques in time domain analysis of electric machines; one is the FEM and the other is the Magnetic Equivalent Circuit (MEC) method. Both have some problems in the dynamic simulation of an electric machine. Since the rotor position changes during iterative solution for the state variables of the differential equations which represent the dynamic behavior of the synchronous machine, a new FE mesh model must be recalculated for a new position of the rotor. It is also problem for the MEC, as the rotor starts to move, however, the air-gap reluctance elements coupling the rotor and stator reluctance circuits have to be recalculated after each step change of the rotor position. The previous study Alkan [1] suggested a new approach based on Fourier series to analytically express reluctance elements coupling the rotor and stator magnetic circuits. Therefore, for a given position of the rotor, these mutual elements can easily be calculated during iterative solution.

The work presented in this thesis is concerned with development of a dynamic model for permanent magnet synchronous machines (PMSM), as an extension to the steady-state magnetic circuit model previously developed by Alkan [1]. The magnetic vector potential expressed by Fourier's series is used to calculate the electromagnetic torque by means of Maxwell Stress Tensor (MST). The electro-motor force (emf) induced in the stator's electrical circuit is expressed by using the magnetic flux calculated from the magnetic equivalent circuit model of the machine. A set of differential equations representing the electromagnetic behavior and mechanical behavior of the PMSM are linked together and iteratively solved to obtain a time-domain solution for the mechanical and electrical parameters of the PMSM.

Time-domain simulation of permanent magnet synchronous motors has been implemented using the MATLAB program. A 4-pole, 24-slot, Nd-Fe-B permanent magnet synchronous motor is tested for different loading conditions. In addition, a internal turn-to-turn faults in the stator phase coils are simulated and dynamic behavior of the machine is presented.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

1.1 Genel Bakış

Güç elektroniği ve kontrol tekniklerinde devam eden ilerlemeler elektrik makinelerinden geçmişe oranla daha fazla yararlanılabilmesini, ayrıca sorunlara daha farklı ve çeşitli çözümler önerilebilmesini sağlamaktadır [17]. Ayrıca bilgisayar simülasyonları da tasarım aşamasında büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Hedef olarak bu simülasyonlardan beklenen, ekstra zaman kaybından ve maliyetten kurtararak tasarım için avantaj sağlamasıdır [17]. Elektrik makinelerinin dinamik simülasyonunun önemi uzun yıllardır bilinmesine karşın özellikle bilgisayar teknolojisindeki ilerlemelere paralel olarak günümüzde daha önemli bir konuma gelmiştir.

Elektrik makinelerinin dinamik simülasyonunda yaygın olarak kullanılan yöntemler Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ve de Manyetik Eşdeğer Devre (MED) yöntemidir. Ancak dinamik simülasyonda rotor pozisyon açısı sürekli değiştiği için, rotorun her pozisyonu için SEY ile yeni bir ağ kurmak gerekmektedir. Bu da istenen sonucun alınmasını oldukça geciktiren zahmetli bir iştir. Benzer şekilde MED yöntemi ile dinamik simülasyonda relüktans elemanları, rotor pozisyon açısına bağlı olduğundan rotorun her adımında tekrar hesaplanmalıdır. Bu da zaman alan ve programlanması zor olan bir koşuldur.

Bu tez çalışmasında sürekli mıknatıslı senkron makineler için zaman domeni analizinin yapılabileceği bir model önerilmektedir. Bunun için öncelikle bu alanda daha önce yapılmış olan çalışmaları incelemek gerekecektir.

1.2 Bu Teze Temel Oluşturan Daha Önce Yapılmış Olan Çalışmalar

Bu tez çalışmasında önerilen yöntem için S.Alkan'ın yapmış olduğu çalışma [1] temel alınmıştır. Bu çalışmada [1], hava aralığı manyetik alanının modellenmesi ile sürekli mıknatıslı senkron makineler için statik durum modeli kurulmuştur.

Hava aralığı manyetik vektör potansiyeli Laplace denklemi ile ifade edilerek, ardından da bileşenlerine ayırma yöntemi yardımıyla çözülerek Fourier serisi açılımı biçiminde elde edilmiştir.

Ardından stator ve rotor birbirinden bağımsız birer devre olarak modellenerek, aralarındaki bağlantı hava aralığı manyetik alan çözümünden elde edilen bağıntılar yardımıyla kurulmuştur. Hava aralığı stator ve rotor sınırlarında üretilen akı, manyetik vektör potansiyeli cinsinden ifade edildiğinde elde edilen akı denklemleri Fourier serisi katsayılarına bağlı birer ifade olarak elde edilmiştir. Bilinmeyen amper-sarım dağılımı ise, rotor ve stator üzerinde birden fazla düğüm noktası alınarak ve her iki düğüm arasında oluşan yay parçaları üzerindeki amper-sarım değişiminden yararlanılarak edilerek elde edilmiştir.

Son olarak stator ve rotor manyetik eşdeğer devreleri çözülerek sürekli mıknatıslı senkron makineler için statik durum modeli elde edilmiştir ve bu model zaman domenini analizi için de bir temel oluşturmaktadır.

1.3 Çalışmanın Amacı

Bu tez çalışmasının amacı sürekli mıknatıslı senkron makinelerin, elektriksel ve geometrik açıdan simetrik ve simetrik olmayan çalışma koşulları altında zaman domenindeki davranışını elde etmek üzere bir model geliştirmektir.

Böylece simetrik olmayan koşullarda çalışan elektrik makinelerinin modellenmesi mümkün olacaktır. Rotor eksenindeki kaçıklık veya sargılarda meydana gelen kısa devre gibi asimetrik durumların analizi yapılabilecektir.

Bu yöntem hem tasarım aşamasında hem de üretim koşullarında makinede zamanla oluşabilecek sorunların tespit edilebilmesi için de önemli avantajlar sağlayacaktır. Böylece ekonomik olarak ve zaman kaybının önlenmesi açısından da faydalı olacaktır.

1.4 Çalışmanın Kapsamı

Bu tez çalışması dört bölümden oluşmaktadır. BÖLÜM 1’de konuya genel bir giriş ve çalışmanın amacı ve kapsamı hakkında bilgi verilecektir.

BÖLÜM 2; sürekli mıknatıslı bir senkron makinede, çözülen hava aralığı manyetik alan denklemlerinden yararlanarak, Maxwell Gerilme Tensörü yöntemi ile endüklenen moment denkleminin elde edilmesini kapsamaktadır.

BÖLÜM 3'te makinenin manyetik eşdeğer devresinin kurulup çözülmesiyle alan denklemleri elde edilecektir. Ardından makinede endüklenen emk hesaplanarak devre denklemleri elde edilecektir. Mekanik denklemlerin de hesaba katılmasıyla bilinmeyen parametrelerin hesaplanabileceği denklem takımı oluşturulacaktır. Bu denklem takımının çözülmesiyle rotor pozisyon açısı, faz akımları ve rotor açısal hızı gibi gerekli parametreler hesaplanabilecektir.

BÖLÜM 4'te oluşturulan tüm denklem takımları MATLAB yazılım dilinde programlanarak kurulan modelin simülasyon sonuçları, bunların değerlendirilmesi ve de ileride yapılacak çalışmalar için öneriler yer almaktadır.

BÖLÜM 2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE MOMENT DENKLEMİNİN ELDE EDİLMESİ

2. 1 Giriş

Elektromanyetik cihazların tasarımında kuvvet ve moment hesabı, performans tahmini ve öngörüsü açısından büyük öneme sahiptir. Ayrıca elektromanyetik alandaki kuvvetin doğru ve kesin olarak hesaplanmasının elektrik makine tasarımındaki önemi de bilinmektedir [2,9]. Elektromanyetik kuvvet ve moment hesabı için kullanılan en yaygın yöntemler Maxwell Gerilme Tensörü (Maxwell Stress Tensor) ve Virtuel iş (Virtual work) yöntemleridir [19]. Bu iki yöntemden Maxwell Gerilme Tensörü yöntemi, özellikle simetrik olmayan koşullarda moment denkleminin elde edilmesinde yaygın bir kullanım alanına sahiptir.

Maxwell Gerilme Tensörü yönteminde kuvvet ifadesinin normal ve teğetsel bileşenleri elde edilir ve simetrik çalışma koşullarında normal bileşen sıfır olur [7]. Ayrıca bu yöntem ile moment hesabı için akı yoğunluğu dağılımının bilinmesi yeterlidir ki bu çalışmada hava aralığı manyetik akı yoğunluğu ifadesi bilinmektedir. Tüm bunlar göz önüne alınarak bu tez çalışmasında moment denkleminin elde edilmesi için Maxwell Gerilme Tensörü yöntemi kullanılacaktır.

2.2 Maxwell Gerilme Tensörü Yöntemi ile Moment Denkleminin Elde Edilmesi

Bu yöntemin başlıca özelliği kapalı bir yüzey üzerinde seçilen noktalardaki kuvvetsel basınçların hesaplanması — bu basınçlar birim alandaki kuvvet tanımından kuvvet yoğunluğu olarak da tanımlanabilirler — ve bu basınçların toplanmasıyla, yani kuvvet yoğunluğunun kapalı bir yüzey üzerinden integrasyonu ile toplam kuvvetin elde edilmesidir. Bu yöntemde kuvvet ve moment hesabı enerjiye değil, manyetik alan terimlerine bağlıdır. Bu yöntem için hava aralığında seçilen alandaki manyetik akı yoğunluğu dağılımının bilinmesi yeterlidir [3,5,16,18].

2.2.1 Kuvvet Denklemlerinin Oluşturulması

Maxwell Gerilme Tensörü ile $\vec{f}$ kuvvet yoğunluğu vektörü, $\vec{B}$ akı yoğunluğu ve $\vec{J}$ akım yoğunluğu ifadelerine bağlı olarak türetilir.

$$\vec{f} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (2.1)$$

Bu ifade Lorentz kuvvet formülünün manyetik kısmını gösteren iki hareketli yükün arasındaki kuvvet ilişkisine dayanır. Buradaki $\vec{J}$ akım yoğunluğu, Maxwell denklemlerinden $\vec{B}$ akı yoğunluğu cinsinden elde edilebilir [8].

$$\vec{J} = \nabla \times \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (2.2)$$

Burada μ integrasyon bölgesinin manyetik iletkenliğidir. Böylece (2.1) denklemindeki $\vec{f}$ kuvvet yoğunluğu ifadesi aşağıdaki biçimde olur.

$$\vec{f} = \frac{1}{\mu} \vec{B} \times (\nabla \times \vec{B}) \quad (2.3)$$

Toplam kuvvet, buradaki $\vec{f}$ kuvvet yoğunluğunun hacimsel integrasyonu sonucunda bulunabilir.

$$\vec{F} = \int_V \vec{f} \cdot d\vec{V} \quad (2.4)$$

$\vec{f}$ kuvvet yoğunluğu, bir $\mathbf{T}$ tensör matrisinin diverjansı biçiminde yazılarak, diverjans teoremi yardımıyla (2.4)'teki kuvvet denklemi, yüzey integrali mertebesine indirgenmiş olur.

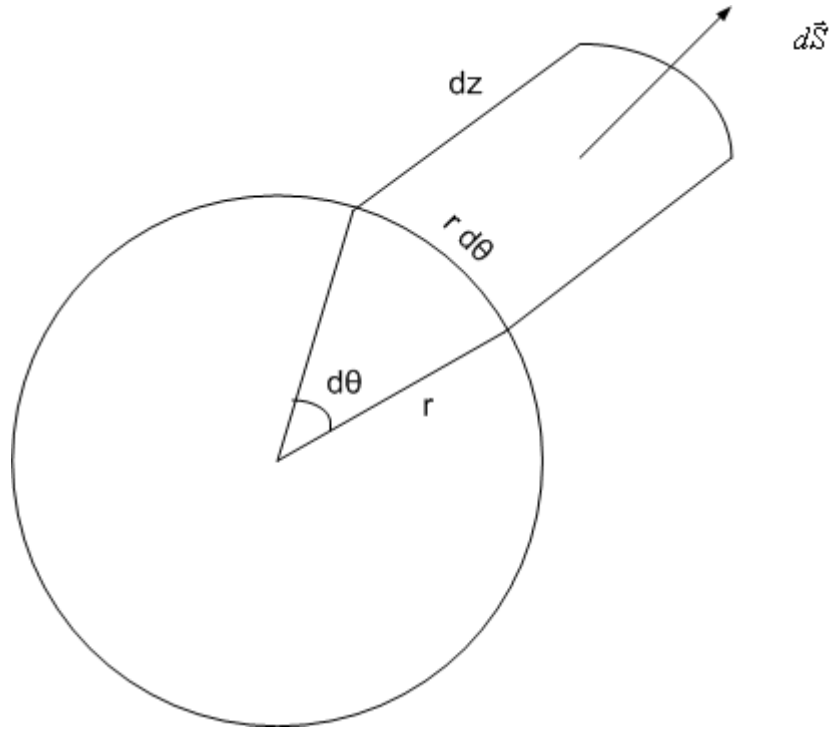
$$\vec{F} = \frac{1}{\mu} \int_V \text{div} \mathbf{T} \cdot d\vec{V} \quad (2.5)$$

$$\vec{F} = \frac{1}{\mu} \oint_S \mathbf{T} \cdot d\vec{S} \quad (2.6)$$

Silindriyel koordinatlarda (2.3) eşitliğindeki ifade çözüldüğünde, $\mathbf{T}$ tensör matrisi (2.7)'deki gibi elde edilir.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} B_r^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_r B_\theta & B_r B_z \\ B_\theta B_r & B_\theta^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_\theta B_z \\ B_z B_r & B_z B_\theta & B_z^2 - \frac{1}{2}|B|^2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

(2.7)'de B_r , B_θ ve B_z silindrsel koordinatlar için manyetik akı yoğunluğu bileşenleridir. $|B|^2$ ise bu ifadelerin kareleri toplamıdır.



Şekil 2.1: Motor Geometrisi

(2.6) eşitliğinin daha açık bir biçimde gösterimi (2.8)'deki gibidir.

$$\begin{pmatrix} F_r \\ F_\theta \\ F_z \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu_s} \oint \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dS_r \\ dS_\theta \\ dS_z \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Şekil 2.1'den de görüldüğü gibi, uygulamamızdaki silindrsel motor geometrisinden dolayı sadece normal bileşen yönünde yüzey vektörü oluşur, dolayısıyla (2.8) eşitliğindeki bileşenlerden $dS_\theta = 0$ ve $dS_z = 0$ olur. Ayrıca $d\vec{S}$ vektörünün sadece r yönünde bileşeni olup, (2.9)'daki gibi ifade edilebilir.

$$d\vec{S} = \begin{bmatrix} (r \, d\theta \, dz) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.9)$$

İki boyutlu denklemlerde $\partial B / \partial z$ bileşeni de sıfır olacağından problem 2-boyutlu hale dönüşür. Böylece (2.7) eşitliğindeki tensör matrisi (2.10)'daki şekilde yazılabilir.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{B_r^2 - B_\theta^2}{2} & B_r B_\theta \\ B_\theta B_r & \frac{B_\theta^2 - B_r^2}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(2.8) eşitliğini iki boyutlu problemler için düzenlersek, aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$\begin{pmatrix} F_r \\ F_\theta \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dS_r \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Bu ifadeden $\vec{F}$ bileşenlerini çektiğimizde kuvvet ifadesinin normal bileşeni,

$$F_r = \frac{1}{\mu_0} \oint_S T_{11} dS_r = \frac{1}{\mu_0} \int_0^l \int_0^{2\pi} \frac{B_r^2 - B_\theta^2}{2} r \, d\theta \, dz \quad (2.12)$$

(2.12)'deki gibidir. Bu işlem çözüldüğünde normal bileşen yönündeki kuvvet ifadesi elde edilir.

$$F_r = \frac{\lambda r}{\mu_0} \left[\int_0^{2\pi} \frac{B_r^2 - B_\theta^2}{2} d\theta \right] \quad (2.13)$$

Bu eşitlikte λ motorun aksiyel uzunluğu, μ_0 havanın manyetik bağıl iletkenliği ve r yarıçaptır. Ayrıca teğetsel kuvvet bileşeni,

$$F_\theta = \frac{1}{\mu_0} \oint_S T_{21} dS_r = \frac{1}{\mu_0} \int_0^l \int_0^{2\pi} B_\theta B_r r \, d\theta \, dz \quad (2.14)$$

şeklindedir. Bu ifadeyi düzenlersek kuvvetin teğetsel bileşeni de aşağıdaki gibi elde edilir.

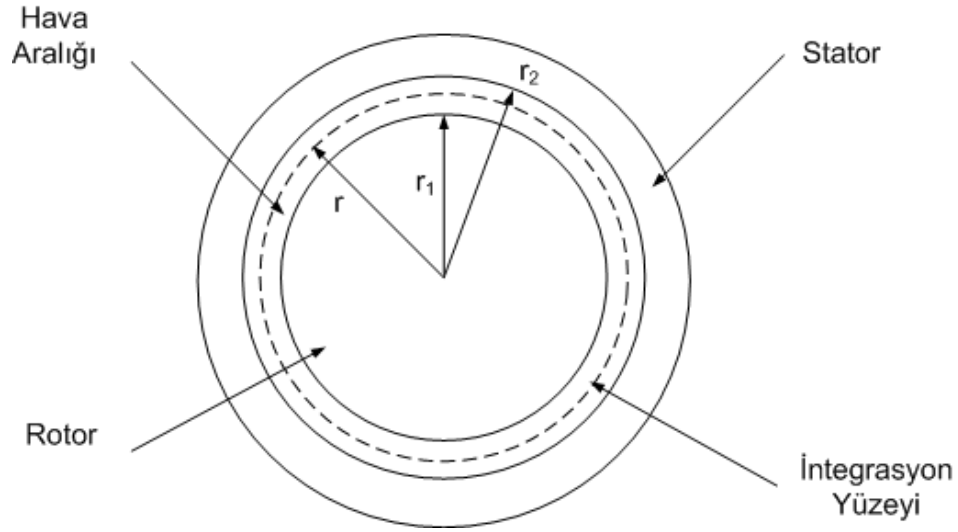
$$F_\theta = \frac{\lambda r}{\mu_0} \left[\int_0^{2\pi} B_\theta B_r d\theta \right] \quad (2.15)$$

2.2.2 Hava Aralığında Manyetik Akı Dağılımının İfadesi

Hava aralığı akı yoğunluğu bileşenleri, manyetik vektör potansiyeli denkleminde elde edilebilir. Hava aralığı manyetik vektör potansiyeli $A(r,\theta)$ ise, makine daire şeklinde kapalı bir yüzey olduğundan silindirik koordinatlarda ifade edilmiş Laplace denkleminin stator ve rotor yüzeyindeki belirlenen sınır koşullarını sağlayacak şekilde çözümünden elde edilir. Böylece, yuvarlak rotorlu bir makinede iki boyutlu problemler için hava aralığı manyetik vektör potansiyeli Fourier Serisi biçiminde elde edilebilir [13].

$$A(r,\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_2} \right)^n (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) + \left(\frac{r_1}{r} \right)^n (c_n \cos n\theta + d_n \sin n\theta) \right] \quad (2.16)$$

Bu denklemden, Şekil 2.2'den de görüleceği gibi r_1 rotor yarıçapı, r_2 stator yarıçapıdır. r ise hava aralığında integrasyon için seçilen yüzeyin yarıçapıdır.



Şekil 2.2: Analitik hesaplama için seçilen integrasyon bölgesi

Hava aralığı manyetik akı yoğunluğu normal (B_r) ve teğetsel (B_θ) bileşenleri ise aşağıdaki ifadelerden elde edilir.

$$B_r(r,\theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r,\theta)}{\partial \theta} \quad (2.17)$$

$$B_\theta(r,\theta) = -\frac{\partial A(r,\theta)}{\partial r} \quad (2.18)$$

Bu ifadeler (2.16) eşitliğinden düzenlenirse, NH seçilen nominal harmonik derecesini göstermek suretiyle hava aralığı manyetik akı yoğunluğu normal bileşeni (2.19)'daki gibidir.

$$B_r(r,\theta) = \frac{1}{r} \sum_{n=1}^{NH} n \left[\left(\frac{r}{r_2} \right)^n (-a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) + \left(\frac{r_1}{r} \right)^n (-c_n \sin n\theta + d_n \cos n\theta) \right] \quad (2.19)$$

Hava aralığı manyetik akı yoğunluğu teğetsel bileşeni ise (2.20) biçimindedir.

$$B_\theta(r,\theta) = -\frac{1}{r} \sum_{n=1}^{NH} n \left[\left(\frac{r}{r_2} \right)^n (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) - \left(\frac{r_1}{r} \right)^n (c_n \cos n\theta + d_n \sin n\theta) \right] \quad (2.20)$$

Hesaplamalarda kolaylık olması açısından, rotor yüzeyindeki akı yoğunluğu ifadelerini yazarsak, burada yarıçap değeri olarak rotor yüzeyi yarıçapı alınarak ($r = r_1$) ve de rotor yüzeyi yarıçapının stator yüzeyi yarıçapına oranı $\xi = \frac{r_1}{r_2}$ olmak üzere, rotor yüzeyindeki manyetik akı yoğunluğu ifadeleri bulunabilir.

$$B_r(r_1,\theta) = \frac{1}{r_1} \sum_{n=1}^{NH} n \left[\xi^n (-a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) + (-c_n \sin n\theta + d_n \cos n\theta) \right] \quad (2.21)$$

$$B_\theta(r_1,\theta) = -\frac{1}{r_1} \sum_{n=1}^{NH} n \left[\xi^n (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) - (c_n \cos n\theta + d_n \sin n\theta) \right] \quad (2.22)$$

2.2.3 Moment denkleminin Elde Edilmesi

Moment denkleminin çıkarılması için önce bulunan manyetik akı yoğunluğu eşitlikleri kullanılarak kuvvet denklemleri çözülmelidir. Bunun için aşağıdaki trigonometrik eşitliklerden yararlanılacaktır.

$$\int_0^{2\pi} \cos n\theta \cos n\theta d\theta = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (1 + \cos 2n\theta) d\theta = \frac{1}{2} \left(\theta + \frac{1}{2n} \sin 2n\theta \right) \Big|_0^{2\pi} = \pi \quad (2.23)$$

$$\int_0^{2\pi} \sin n\theta \cos n\theta d\theta = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (\sin 2n\theta) d\theta = \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{2n} \cos 2n\theta \right) \Big|_0^{2\pi} = 0 \quad (2.24)$$

$$\int_0^{2\pi} \sin n\theta \sin n\theta d\theta = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (1 - \cos 2n\theta) d\theta = \frac{1}{2} \left(\theta - \frac{1}{2n} \sin 2n\theta \right) \Big|_0^{2\pi} = \pi \quad (2.25)$$

Kuvvet denkleminin teğetsel bileşeninin hesaplanabilmesi için, önce (2.15)'ten de görüleceği gibi manyetik akı yoğunluğunun normal ve teğetsel bileşenlerinin çarpımı

bulunmalıdır. (2.21) ve (2.22) eşitliklerinin birisi k , diğeri λ değişkenine bağlı olarak yazılıp, çarpılırsa (2.26) bulunur.

$$B_r(r_1, \theta) B_\theta(r_1, \theta) = -\frac{1}{r_1^2} \sum_{k=1}^{NH} \sum_{l=1}^{NH} k l \begin{bmatrix} \zeta^k \zeta^l (-a_k \sin k\theta + b_k \cos k\theta)(a_l \cos l\theta + b_l \sin l\theta) - \\ \zeta^k (-a_k \sin k\theta + b_k \cos k\theta)(c_l \cos l\theta + d_l \sin l\theta) + \\ \zeta^l (-c_k \sin k\theta + d_k \cos k\theta)(a_l \cos l\theta + b_l \sin l\theta) - \\ (-c_k \sin k\theta + d_k \cos k\theta)(c_l \cos l\theta + d_l \sin l\theta) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

(2.15) eşitliğindeki teğetsel kuvvet bileşeninin hesaplanabilmesi için (2.26) ifadesi $0-2\pi$ aralığında θ değişkenine göre integre edilmelidir. Bu durumda (2.23), (2.24) ve (2.25) bağıntıları yardımıyla bu integral çözülürse, (2.24)'ten de görüleceği gibi sinüs ile kosinüs terimlerinin çarpımlarının bulunduğu terimler sıfır olur. Diğer terimler ise $k \neq \lambda$ durumunda sıfıra, $k = \lambda = n$ durumunda ise (2.23) ve (2.25)'te belirtildiği gibi π değerine eşit olur. Buna göre manyetik akı yoğunluğu normal ve teğetsel bileşenlerinin çarpımının integrali,

$$\int_0^{2\pi} B_r(r_1, \theta) B_\theta(r_1, \theta) d\theta = -\frac{2\pi}{r_1^2} \sum_{n=1}^{NH} n^2 \zeta^n (a_n d_n - b_n c_n) \quad (2.27)$$

(2.27)'deki gibi olur. Yine normal kuvvet bileşeni için aynı işlemler yapıldığında $B_r^2 - B_\theta^2$ farkının, $(0-2\pi)$ aralığında integralinin alınması sonucu (2.28) bulunur.

$$\int_0^{2\pi} [B_r^2(r_1, \theta) - B_\theta^2(r_1, \theta)] d\theta = \frac{4\pi}{r_1^2} \sum_{n=1}^{NH} n^2 [\zeta^n (a_n c_n + b_n d_n)] \quad (2.28)$$

Hatırlanacağı gibi elde edilen kuvvet denklemleri (2.13) ve (2.15)'te belirtilmişti. Buradaki (2.27) ve (2.28) ifadeleri, (2.13) ve (2.15)'te yerine konularak gerekli düzenlemeler yapılırsa, kuvvet denklemlerinin normal ve teğetsel bileşenleri Fourier katsayılarına bağlı bir ifade biçiminde elde edilmiş olur.

$$F_r = -\frac{2\lambda\pi}{\mu_0 r_1} \left[\sum_{n=1}^{NH} \{n^2 \zeta^n (a_n c_n + b_n d_n)\} \right] \quad (2.29)$$

$$F_\theta = -\frac{2\lambda\pi}{\mu_0 r_1} \left[\sum_{n=1}^{NH} \{n^2 \zeta^n (a_n d_n - b_n c_n)\} \right] \quad (2.30)$$

Elektriksel ve geometrik parametrelere göre simetrik çalışma durumunda kuvvet denklemini normal bileşeni sıfırdır. Bu durumda moment denkleminde sadece teğetsel bileşenin etkisi görülecektir. Böylece endüklenen moment formülü yazılabilir.

$$T_{em} = F_{\theta} r \quad (2.31)$$

Kuvvet denklemi yerine konduğunda moment denklemi bulunmuş olur.

$$T_{em} = -\frac{2\lambda\pi}{\mu_0} \left[\sum_{n=1}^{NH} \left(n^2 \zeta^n (a_n d_n - b_n c_n) \right) \right] \quad (2.32)$$

(2.32) denkleminde de görüldüğü gibi endüklenen moment ifadesi Fourier serisi katsayılarına bağlı bir ifadedir.

BÖLÜM 3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNEİN ZAMAN DOMENİ MODELİNİN KURULMASI

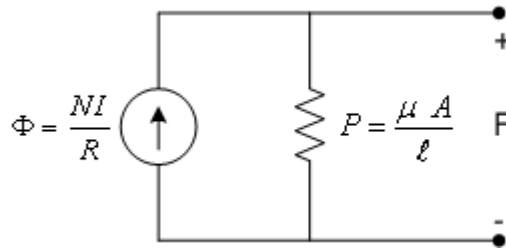
3.1 Giriş

Bu bölümde sürekli mıknatıslı senkron makinelerin zaman domenî analizi için gerekli modelin kurulması açıklanacaktır. Bunun için öncelikle stator ve rotor manyetik eşdeğer devreleri kurularak, hava aralığı manyetik alan analizi Maxwell denklemleri ile çözüldükten sonra elektriksel ve mekanik denklemlerin kurulmasının ardından modelleme için gerekli denklem takımları oluşturulacaktır.

3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinenin Eşdeğer Devre Modeli

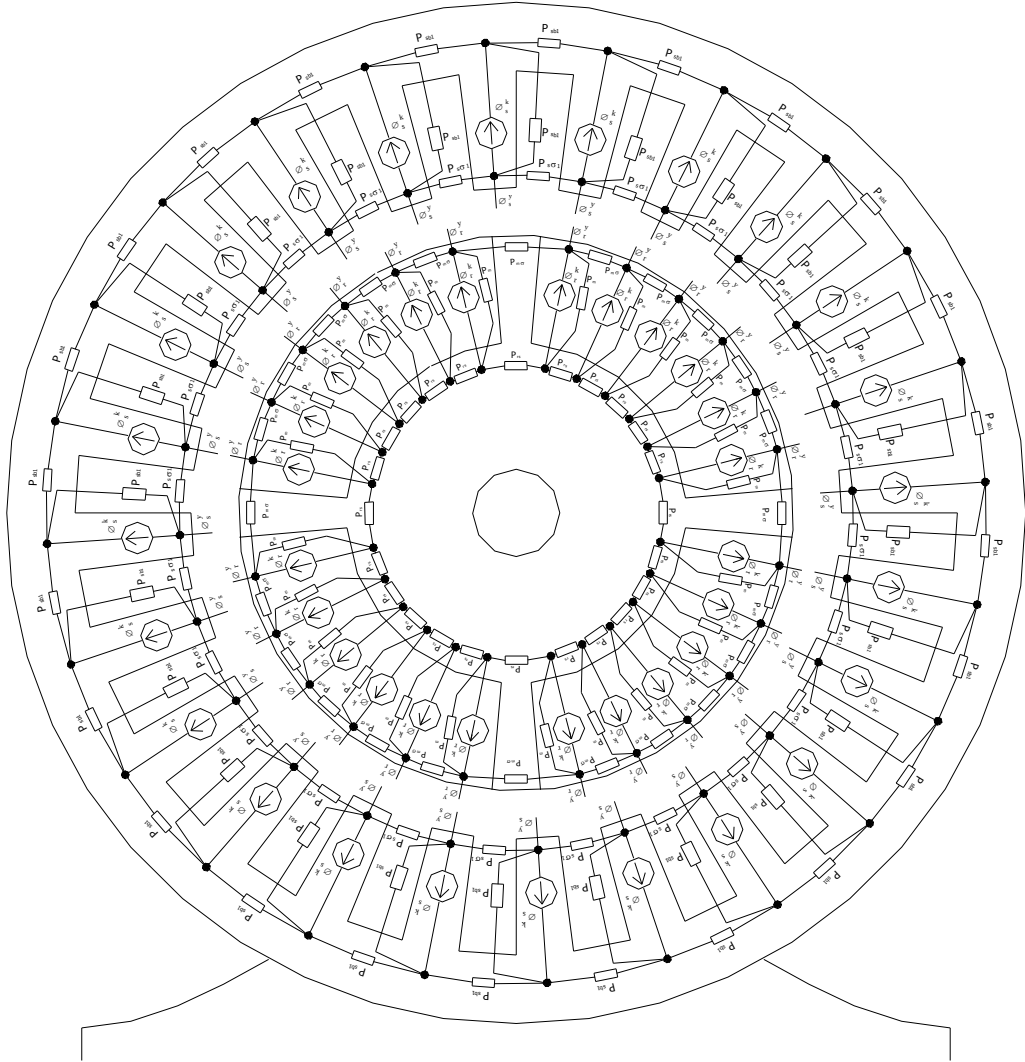
Elektrik makinelerinde kullanılan modelleme yöntemlerinden bir tanesi de manyetik eşdeğer devre modelidir. Bu tip makinelerde eşdeğer devrenin belirlenmesi oldukça önemlidir [15]. Manyetik devre, MED modeli ile elektrik devrelerine benzer şekilde çözülür.

Manyetik devre ile elektrik devreleri arasındaki benzerlik dolayısıyla, elektrik devresindeki gerilim değeri manyetik devredeki amper-sarım, elektrik devresindeki akım manyetik devredeki akı ve elektrik devresindeki direnç ise manyetik devredeki manyetik direnç ile özdeşleştirilebilir. Şekil 3.1’de manyetik eşdeğer devre modelindeki kaynaklar için kullanılan Norton eşdeğer devresi gösterilmiştir [6]. Bu şekildeki ifadelerde NI amper-sarım değeri, R manyetik direnç, P manyetik iletkenlik μ manyetik bağıl iletkenlik ve A kesit alanını sembolize eder.



Şekil 3.1: Norton Eşdeğeri

Uygulamamız için 4 kutuplu ve 24 oluklu sürekli mıknatıslı bir senkron motorun manyetik eşdeğer devre modeli Şekil 3.2’de verilmiştir. Bu model daha önce de belirtildiği gibi elektrik devresi benzeşimi yapılarak çözülebilir. Stator ve rotor manyetik devrelerinde kaynak türüne göre Thevenin veya Norton eşdeğer devresi biçiminde modellenebilir. Her iki durumda da sonuç aynı olacaktır. Bu çalışmada Şekil 3.2’den de görüldüğü gibi stator ve rotor için MED modeli, Norton eşdeğer devresi kullanılarak kurulmuştur. Rotorda, modelleme kolaylığı açısından kutup ve oluk sayısı ile orantılı olarak, mıknatıs 4 parça ve düğüm sayısı 48 olacak şekilde modellenmiştir. Sonuçta stator ve rotor denklemleri hava aralığı üzerinden analitik olarak birbirine bağlanarak model oluşturulacaktır [1].



Şekil 3.2: Hava aralığına analitik yaklaşımli manyetik eşdeğer devre modeli

3.3 Manyetik Eşdeğer Devrenin Zaman Domeni Modeli

Bu bölümde öncelikle Maxwell denklemleri yardımıyla manyetik alanın zaman domeni çözümü yapılarak akı denklemleri, ardından da bu denklemler kullanılarak Faraday yasası yardımıyla stator sargılarında endüklenen elektro-motor kuvvet (emk) ifadesi elde edilecektir.

Ampere yasasından, $\vec{H}$ manyetik alan şiddetinin kapalı bir yüzey için çizgisel integralinin, kapalı yüzey akımına eşit olduğu görülür. İletken ve yer değiştirme akımlarının her ikisinin de bulunması ile bu akım ifadesi toplam akıma eşit olur [11].

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.1)$$

(3.1) eşitliğinin integral formu (3.2)'deki gibi yazılabilir [11].

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S (\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{S} \quad (3.2)$$

Burada $\vec{J}$ akım yoğunluğu (A/m²), $\vec{H}$ manyetik alan şiddeti (A/m) ve $\partial \vec{D} / \partial t$ ise deplasman vektörüdür. $\vec{J}$ akım yoğunluğu ve $\vec{D}$ elektriksel akı yoğunluğu ifadelerinin $\vec{E}$ elektrik alan şiddetine (V/m) bağlı ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.3)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.4)$$

Burada (3.4)'ten $\vec{E}$ 'yi çekip (3.3)'te yerine koyarsak, $\vec{D}$ ifadesi, $\vec{J}$ akım yoğunluğu cinsinden ifade edilebilir.

$$\vec{J} = \frac{\epsilon}{\sigma} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.5)$$

Bu denklemde ϵ geçirgenlik (F/m) ve σ elektriksel iletkenlik (1/Ωm) değerleridir. Böylece bu ifade, (3.2)'de yerine yazılarak (3.6) elde edilir.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \frac{\epsilon}{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (3.6)$$

Buradaki integraller çözüldüğünde, akım yoğunluğunun yüzey integrali $\mathbf{F}$ amper-sarım değerine eşit olacağından, (3.7) bulunur.

$$\frac{\partial}{\partial t} \lambda = \mathbf{F} + \frac{\varepsilon}{\sigma} \frac{d\mathbf{F}}{dt} \quad (3.7)$$

(3.8)'de verilen manyetik alan şiddetinin manyetik akı yoğunluğu cinsinden genel denklemi,

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (3.8)$$

(3.7)'de yerine yazılarak, her iki taraf A kesit alanı ile çarpılırsa (3.9) ifadesine ulaşılır.

$$\frac{\partial}{\partial t} \lambda A = \frac{\mu A}{\lambda} \mathbf{F} + \frac{\varepsilon}{\sigma} \frac{\mu A}{\lambda} \frac{d\mathbf{F}}{dt} \quad (3.9)$$

Bilindiği gibi manyetik direnç formülü (3.10)'daki gibidir [12].

$$R = \frac{\lambda}{\mu A} \quad (3.10)$$

Manyetik iletkenlik, direncin tersidir. Böylece manyetik iletkenlik formülü (3.11)'deki gibi olur.

$$P = \frac{\mu A}{\lambda} \quad (3.11)$$

Denklem (3.9) düzenlenirse, akının manyetik iletkenlik ve amper-sarım değerlerine bağlı eşitliği bulunmuş olur.

$$\Phi = \mathbf{P} \mathbf{F} + \mathbf{P} \frac{\varepsilon}{\sigma} \frac{d\mathbf{F}}{dt} \quad (3.12)$$

Uygulamamızdaki ε ve σ değerlerine bakılırsa, hava aralığı manyetik geçirgenliğinin $\varepsilon_0 = 8,84.10^{-12} F/m$ ve bakırın elektriksel iletkenliğinin ise $\sigma = 5,95.10^7 1/\Omega m$ olduğu görülür. Dolayısıyla (3.12) denklemindeki ε/σ oranı çok küçük bir değer ($\approx 10^{-19}$) alır. Böylece uygulamamız için bu oran ihmal edilebilir seviyededir. Bu da göz önüne alınarak (3.12)'deki akı bağıntısı yeniden yazılabilir.

$$\Phi = \mathbf{P} \mathbf{F} \quad (3.13)$$

Bu denklemde Φ akı matrisi, $\mathbf{P}$ manyetik iletkenlik matrisi ve $\mathbf{F}$ ise amper-sarım matrisidir.

3.3.1 Manyetik İletkenlik Matrisinin Elde Edilmesi

(3.13) denkleminde yer alan $\mathbf{P}$ manyetik iletkenlik matrisinin açık gösterimi (3.14)'teki gibidir [1]. Bu matris sürekli mıknatıslı bir senkron makinedeki stator ve rotor devrelerinin akı ifadelerini temsil eden manyetik eşdeğer devrenin kurulması sırasında elde edilen sistemin manyetik iletkenlik matrisidir.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{SS} & \mathbf{0} & \frac{1}{2} \mathbf{M}_{SS} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{RR} & \frac{1}{2} \mathbf{M}_{RR} \\ \mathbf{Q} & \mathbf{R} & \mathbf{T} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Bu matriste yer alan $\mathbf{P}_{SS}$ stator elemanlarının, $\mathbf{P}_{RR}$ ise rotor elemanlarının oluşturduğu manyetik iletkenlik matrisleridir ve $\mathbf{P}_{SS}$ matrisi ($\text{NDS} \times \text{NDS}$), $\mathbf{P}_{RR}$ matrisi ise ($\text{NDR} \times \text{NDR}$) boyutundadır. Burada NDS stator düğüm sayısı, NDR ise rotor düğüm sayısıdır. $\mathbf{M}_{SS}$ ve $\mathbf{M}_{RR}$ ise stator ve rotor yüzeyinden hava aralığına geçen akı ifadelerindeki Fourier katsayılarının (a_n , b_n , c_n , d_n) çarpanlarının oluşturduğu katsayı matrisleridir. Yine ileride açıklanacak olan $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ ve $\mathbf{T}$ matrisleri de benzer şekilde katsayı matrisleridir [1].

$\mathbf{M}_{SS}$ ve $\mathbf{M}_{RR}$ için, Fourier katsayılarının düzenlenmesi ile elde edilen denklemlere bakıldığında, önce rotor ve stator yüzeyinden hava aralığına akan akı denklemleri yazılmalıdır [1].

$$\phi_{is}^Y = \lambda \sum_{i=1}^{SYDS} \left[(a_n v_{in}^S + b_n u_{in}^S) + \zeta^n (c_n v_{in}^S + d_n u_{in}^S) \right] \quad (3.15)$$

$$\phi_{ir}^Y = \lambda \sum_{i=1}^{RYDS} \left[\zeta^n (a_n v_{in}^R + b_n u_{in}^R) + (c_n v_{in}^R + d_n u_{in}^R) \right] \quad (3.16)$$

Bu denklemler, $\mathbf{C}$ Fourier katsayılarının oluşturduğu matris ve bu matrisin çarpanları da $\mathbf{M}_{SS}$ ve $\mathbf{M}_{RR}$ olmak üzere aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\Phi_S^Y = \mathbf{M}_{SS} \mathbf{C} \quad (3.17)$$

$$\Phi_R^Y = \mathbf{M}_{RR} \mathbf{C} \quad (3.18)$$

Buradaki akı ifadelerinde yer alan Y , yüzeyi sembolize etmektedir. Dolayısıyla buradaki akılar stator ve rotor yüzeyindeki akı ifadeleridir. (3.15) ve (3.16) denklemlerindeki u_{in}^S , v_{in}^S , u_{in}^R ve v_{in}^R ; ifadelerin basit gösterimi için kullanılan bazı kısaltmalardır [13]. Bilinmeyen amper-sarım dağılımının bulunabilmesi için stator ve

rotor üzerinde birden çok düğüm alınarak iki düğüm arasında oluşan yay parçasının açısı değeri i notasyonu ile ifade edilerek, θ_i ile gösterilir [1].

$$v_{in}^S = \sum_{n=1}^{NH} \frac{1}{n} \left[\frac{\sin n\theta_{i+1} - \sin n\theta_i}{\theta_{i+1} - \theta_i} - \frac{\sin n\theta_i - \sin n\theta_{i-1}}{\theta_i - \theta_{i-1}} \right] \quad (3.19)$$

$$u_{in}^S = \sum_{n=1}^{NH} \frac{1}{n} \left[\frac{\cos n\theta_i - \cos n\theta_{i-1}}{\theta_i - \theta_{i-1}} - \frac{\cos n\theta_{i+1} - \cos n\theta_i}{\theta_{i+1} - \theta_i} \right] \quad (3.20)$$

$$v_{in}^R = \sum_{n=1}^{NH} \frac{1}{n} \left[\frac{\sin n(\theta_i + \theta_r) - \sin n(\theta_{i-1} + \theta_r)}{\theta_i - \theta_{i-1}} - \frac{\sin n(\theta_{i+1} + \theta_r) - \sin n(\theta_i + \theta_r)}{\theta_{i+1} - \theta_i} \right] \quad (3.21)$$

$$u_{in}^R = \sum_{n=1}^{NH} \frac{1}{n} \left[\frac{\cos n(\theta_{i+1} + \theta_r) - \cos n(\theta_i + \theta_r)}{\theta_{i+1} - \theta_i} - \frac{\cos n(\theta_i + \theta_r) - \cos n(\theta_{i-1} + \theta_r)}{\theta_i - \theta_{i-1}} \right] \quad (3.22)$$

Bunların sonucunda bu matrislerin boyutlarına bakıldığında, $\mathbf{M}_{SS}$ (NDSx4NH), $\mathbf{M}_{RR}$ (NDRx4NH) ve $\mathbf{C}$ (4NHx1) boyutundadır [1].

Manyetik iletkenlik matrisimizin diğer elemanları $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ ve $\mathbf{T}$ katsayı matrisleri içinse amper-sarım farklarının Fourier katsayıları cinsinden ifade edildiği formüllere bakılmalıdır [1].

$$-\frac{\mu_0}{\pi} \sum_{i=1}^{SYDS} F_i^S v_{in}^S - \frac{\mu_0}{\pi} \zeta^n \sum_{i=1}^{RYDS} F_i^R v_{in}^R + n[1 - \zeta^{2n}] a_n = 0 \quad (3.23)$$

$$-\frac{\mu_0}{\pi} \sum_{i=1}^{SYDS} F_i^S u_{in}^S - \frac{\mu_0}{\pi} \zeta^n \sum_{i=1}^{RYDS} F_i^R u_{in}^R + n[1 - \zeta^{2n}] b_n = 0 \quad (3.24)$$

$$-\frac{\mu_0}{\pi} \zeta^n \sum_{i=1}^{SYDS} F_i^S v_{in}^S - \frac{\mu_0}{\pi} \sum_{i=1}^{RYDS} F_i^R v_{in}^R + n[1 - \zeta^{2n}] c_n = 0 \quad (3.25)$$

$$-\frac{\mu_0}{\pi} \zeta^n \sum_{i=1}^{SYDS} F_i^S u_{in}^S - \frac{\mu_0}{\pi} \sum_{i=1}^{RYDS} F_i^R u_{in}^R + n[1 - \zeta^{2n}] d_n = 0 \quad (3.26)$$

Bu ifadelerin basit gösterimi için, stator amper-sarım ifadelerinin katsayıları $\mathbf{Q}$ (NDSx4NH), rotor amper-sarım ifadelerinin katsayıları $\mathbf{R}$ (NDRx4NH), Fourier katsayılarının çarpanlarının oluşturduğu matris $\mathbf{T}$ (4NHx4NH) ve Fourier katsayılarının oluşturduğu matris ise $\mathbf{C}$ matrisi olarak adlandırılmıştır.

$$\mathbf{Q} \mathbf{F}^S + \mathbf{R} \mathbf{F}^R + \mathbf{T} \mathbf{C} = \mathbf{0} \quad (3.27)$$

Böylece (3.13)'deki akı denkleminde yer alan manyetik iletkenlik matrisinin elemanları elde edilmiş oldu. Bunların sonucunda akı denklemini daha açık bir şekilde gösterirsek (3.28)'deki gibi olur [1].

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_{ss} & \mathbf{0} & \frac{1}{2}\mathbf{M}_{ss} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{rr} & \frac{1}{2}\mathbf{M}_{rr} \\ \mathbf{Q} & \mathbf{R} & \mathbf{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^s \\ \mathbf{F}^r \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Phi_s^k \\ \Phi_r^k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

(3.27) eşitliğinden $\mathbf{C}$ çekilip, (3.28) denkleminde elde edilen eşitliklerde yerine yazılarak $\mathbf{P}$ matrisi, $\mathbf{A}$ manyetik iletkenlik matrisi boyutuna indirgenir.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^s \\ \mathbf{F}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Burada,

$$\mathbf{A}_{11} = \mathbf{P}_{ss} - \frac{1}{2}\mathbf{M}_{ss} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{Q} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{A}_{12} = -\frac{1}{2}\mathbf{M}_{ss} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{R} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{A}_{21} = -\frac{1}{2}\mathbf{M}_{rr} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{Q} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{A}_{22} = \mathbf{P}_{rr} - \frac{1}{2}\mathbf{M}_{rr} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{R} \quad (3.33)$$

biçimindedir. Artık amper-sarım ifadeleri $\mathbf{AF} = \Phi$ denkleminin çözümünden bulunabilir [1].

3.3.2 Endüklenen EMK Değerinin Elde Edilmesi

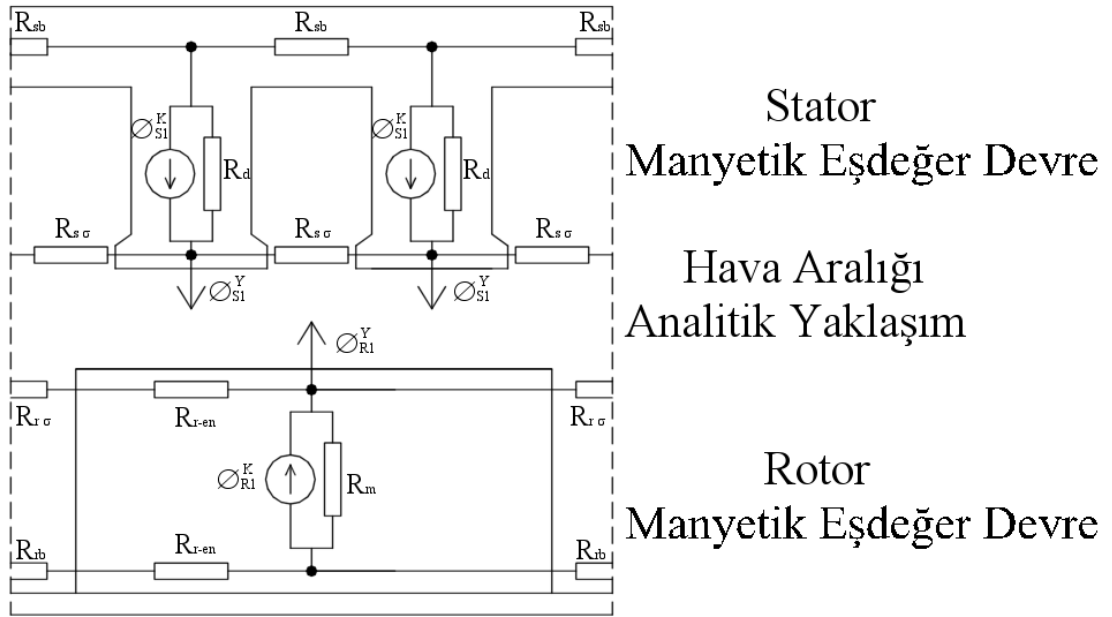
Akının zamanla değişimi sargılarda bir gerilim oluşturur. Endüklenen bu $\mathbf{e}$ emk ifadesinin hesaplanması için Faraday yasası uygulanır [14].

$$\mathbf{e} = \mathbf{N} \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.34)$$

Denklem (3.29) daha basit bir şekilde (3.35)'teki gibi gösterilebilir.

$$\mathbf{A} \mathbf{F} = \Phi \quad (3.35)$$

Manyetik eşdeğer devre modelinin bir kesitini gösteren Şekil 3.3'ten de görüleceği gibi dişlerdeki akı ifadesi, o diş üzerindeki amper-sarım düşümünün, dişin manyetik relüktansına bölünmesi ile hesaplanır.



Şekil 3.3: Manyetik eşdeğer devre

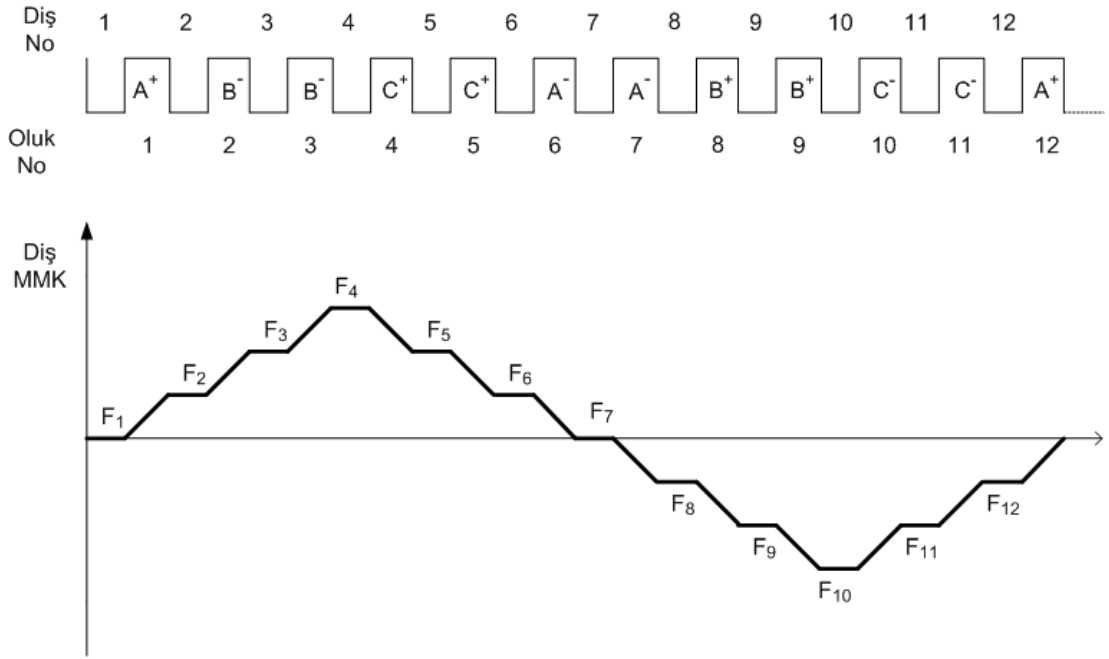
Böylece i . dişin manyetik akısı, i . ve $(i-1)$. olukların amper-sarımlarının farkının dış manyetik direnç değerine oranı ile hesaplanır.

$$\phi_{di} = \frac{F_i - F_{i-1}}{R_{di}} \quad (3.36)$$

Amper-sarım dağılımı ise her oluğun amper-sarımlarının birbirleriyle toplanması sonucu bulunur. Böylece her oluğun amper-sarım değeri, bir önceki oluktaki amper-sarım değeriyle polariteye göre toplanır veya çıkarılır. Buradaki dağılıma o anki akım değerlerinin polariteleri de etkiyecektir. Şekil 3.4'te gösterilen stator dişlerindeki amper-sarım dağılım grafiği bu 3 fazlı uygulamada, A fazı akımının polaritesinin pozitif, B ve C fazları akımlarının polaritesinin ise negatif olduğu durumdaki amper-sarım dağılımını göstermektedir. Dikkat edilirse 12. dişte grafik periyodunu tamamlamış durumdadır. 13. ve 24. dişler arasında da grafik Şekil 3.4'teki ile aynı olacaktır.

(3.34)'teki emk ifadesi için gerekli olan akının zamana göre türevi için, (3.36) denkleminde yararlanılarak (3.37) elde edilir. Akının zaman türevi için amper-sarımın zamana göre türevi hesaplanmalıdır. Bu denklem ise yine akı cinsinden bir ifade olur.

$$\frac{d\phi_{di}}{dt} = \frac{1}{R_{di}} \left(\frac{dF_i}{dt} - \frac{dF_{i-1}}{dt} \right) \quad (3.37)$$



Şekil 3.4: Stator dişlerindeki amper-sarım dağılımı

Amper-sarım ifadesine baktığımızda, stator oluklarındaki faz sargıları ile, faz akımlarının çarpımı biçimindedir. Dolayısıyla, amper-sarım ifadesi akıma bağlı bir değerdir. Yani Φ akısı da akımın bir fonksiyonudur. Buna göre (3.36) ifadesini, bir $\mathbf{K}$ katsayı matrisi ile akımın çarpımı şeklinde ifade edebiliriz.

$$\Phi = \mathbf{K} \mathbf{i} \quad (3.38)$$

Denklem (3.37)'deki amper-sarımların zamana göre türevi için, (3.35) denklemindeki manyetik akının amper-sarım ve manyetik iletkenlik parametrelerine bağlı olarak ifade edildiği eşitlikten yararlanılabilir.

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d(\mathbf{A} \mathbf{F})}{dt} \quad (3.39)$$

Burada akı akıma, $\mathbf{A}$ manyetik iletkenlik matrisi ise θ_r rotor açısına bağlı ifadelerdir. Bunları göz önüne alarak (3.39) denklemini bu ifadelerin kısmi türevleri biçiminde yeniden yazılırsa, (3.40)'taki gibi olacaktır.

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{i}} \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{A} \frac{d\mathbf{F}}{dt} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \mathbf{F} \quad (3.40)$$

(3.40) denkleminde $\mathbf{F}$ amper-sarımının zamana göre türevini çekerek ve akının akıma göre türevi (3.38)'den düzenlenerek,

$$\frac{d\mathbf{F}}{dt} = \mathbf{A}^{-1} \left[\mathbf{K} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \mathbf{F} \right] \quad (3.41)$$

(3.41) elde edilir. θ_r rotor pozisyon açısının zamana göre türevi bilindiği gibi ω_r rotor açısal hızına eşittir. $\mathbf{F}$ yerine ise (3.35)'ten amper-sarım ifadesini çekerek akı ve manyetik iletkenlik matrisine bağlı olarak elde edilen bağıntıyı koyarsak (3.41),

$$\frac{d\mathbf{F}}{dt} = \mathbf{A}^{-1} \left[\mathbf{K} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{K} \mathbf{i} \right] \quad (3.42)$$

(3.42) şekline dönüşür. Böylece akının zaman türevi için gerekli olan amper-sarımın zaman türevi elde edilmiş oldu.

(3.42) ifadesindeki $\mathbf{A}$ matrisinin türevi için, bu terimlerin θ_r rotor açısına göre türevinin alınması gerekmektedir. $\mathbf{A}$ manyetik iletkenlik matrisini oluşturan ifadelerin (3.30), (3.31), (3.32) ve (3.33) eşitliklerindeki gibi olduğu görülür. Bu terimlerin içeriklerine bakıldığında, rotor yüzeyinden hava aralığına akan akı denklemindeki katsayı matrisi $\mathbf{M}_{RR}$ ve amper-sarım farklarının gösterildiği eşitlikte rotor amper-sarımlarının katsayı matrisi olan $\mathbf{R}$ matrislerini oluşturan u_{in}^R ve v_{in}^R denklemlerinde θ_r teriminin bulunduğu görülecektir. $\mathbf{A}$ matrisini oluşturan terimlerdeki diğer ifadeler rotor pozisyonundan bağımsızdır. Böylece $\mathbf{P}_{SS}$, $\mathbf{P}_{RR}$, $\mathbf{M}_{SS}$, $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{T}$ matrislerinin θ_r rotor açısına göre türevi sıfırdır.

$\mathbf{R}$ ve $\mathbf{M}_{RR}$ matrislerinin türevi içinse, öncelikle (3.21) ve (3.22) denklemlerinde gösterilen u_{in}^R ve v_{in}^R eşitliklerinin türevi alınmalıdır.

$$\frac{dv_{in}^R}{d\theta_r} = \sum_{n=1}^{NH} \left[\frac{\cos n(\theta_i + \theta_r) - \cos n(\theta_{i-1} + \theta_r)}{\theta_i - \theta_{i-1}} - \frac{\cos n(\theta_{i+1} + \theta_r) - \cos n(\theta_i + \theta_r)}{\theta_{i+1} - \theta_i} \right] \quad (3.43)$$

$$\frac{du_{in}^R}{d\theta_r} = \sum_{n=1}^{NH} \left[\frac{\sin n(\theta_i + \theta_r) - \sin n(\theta_{i+1} + \theta_r)}{\theta_{i+1} - \theta_i} - \frac{\sin n(\theta_{i-1} + \theta_r) - \sin n(\theta_i + \theta_r)}{\theta_i - \theta_{i-1}} \right] \quad (3.44)$$

(3.43) ve (3.44) bağıntıları ile $\mathbf{M}_{RR}$ ve $\mathbf{R}$ matrisinin türev ifadeleri elde edilebilir. Sonuç olarak, $\mathbf{A}$ matrisinin θ_r rotor açısına göre türevi artık yazılabilir.

$$\frac{d\mathbf{A}_{11}}{d\theta_r} = 0 \quad (3.45)$$

$$\frac{d\mathbf{A}_{12}}{d\theta_r} = -\frac{1}{2} \mathbf{M}_{ss} \mathbf{T}^{-1} \frac{d\mathbf{R}}{d\theta_r} \quad (3.46)$$

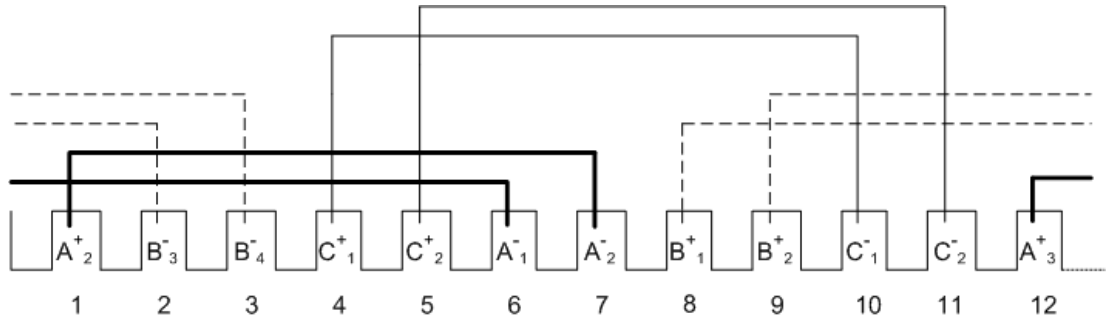
$$\frac{d\mathbf{A}_{21}}{d\theta_r} = -\frac{1}{2} \frac{d\mathbf{M}_{RR}}{d\theta_r} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Q} \quad (3.47)$$

$$\frac{d\mathbf{A}_{22}}{d\theta_r} = -\frac{1}{2} \left(\frac{d\mathbf{M}_{RR}}{d\theta_r} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R} + \mathbf{M}_{RR} \mathbf{T}^{-1} \frac{d\mathbf{R}}{d\theta_r} \right) \quad (3.48)$$

Faraday kuralı yardımıyla yazılan emk denklemi (3.34)'te belirtilmişti ve bu terimden de görüldüğü gibi emk değerinin hesaplanabilmesi için akının zamana göre değişiminin elde edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla (3.42) eşitliğinde bulunan amper-sarımın zamana göre değişiminden, (3.37) kullanılarak akıya geçilir.

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{\mathbf{R}_d} \mathbf{C}_2 \mathbf{A}^{-1} \left[\mathbf{K} \frac{di}{dt} - \omega_r \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{K} \mathbf{i} \right] \quad (3.49)$$

Bu ifade bize dış manyetik akısının zamana göre değişimini verir. Burada $\mathbf{C}_2$, (3.37) denklemindeki oluk amper-sarımlarının farkının alınması için kullanılan (NDx(NDS+NDR)) boyutunda; dış numaraları satır, düğüm numaraları sütunu gösteren ve her diş için o dişe bağlı düğümlerde yönüne göre 1 ve -1 elemanlarından oluşan bir katsayı matrisidir. Örneğin 1 numaralı diş için $C_2(1,1)=1$ ve $C_2(1,25)=-1$ olacaktır. Fakat burada bize stator oluklarındaki amper-sarımlar gerektiği ve de manyetik akı ifadesi stator dişlerindeki akı değerini ifade ettiğinden $\mathbf{C}_2$ matrisinin rotor kısmına karşılık gelen (NDS+1) ile NDR sütunları arasındaki ifadelerin tamamı sıfırdır.



Şekil 3.5: Sargı Şeması

Şekil 3.5'te verilen sargı şeması dikkate alındığında, her faz sargısı bobinleri giriş ve çıkış uçları arasında kalan dış akılarının, bu sargılarda endüklenen emk değeri üzerinde etkisi olduğunu görürüz. Yani, giriş ucu 1. olukta olan A faz sargısı 2. bobin bağlantısı incelenirse, bu bobinin çıkış ucunun 7. olukta olduğu görülecektir. Bu oluklar arasında kalan dışlardaki akıların zamana göre türevleri toplamı dikkate alınarak, ve bu toplam akı değerinin sarım sayısı ile çarpımı sonucu bu bobinde endüklenen emk değerini hesaplayabiliriz. Bu toplama işlemi sağlamak için C_1 katsayı matrisi kullanılacaktır. Bu matris her üç faz sargısındaki bobin sayısı satır, oluk sayısı sütunu gösteren $(3NB \times NO)$ boyutunda bir matristir. Bu matrisin ilk NB kadar satırı A fazına, daha sonraki NB kadar satırı B fazına ve son NB kadar satır da C fazına aittir. Bu ayrım (3.50)'de matris içinde de gösterilmiştir.

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

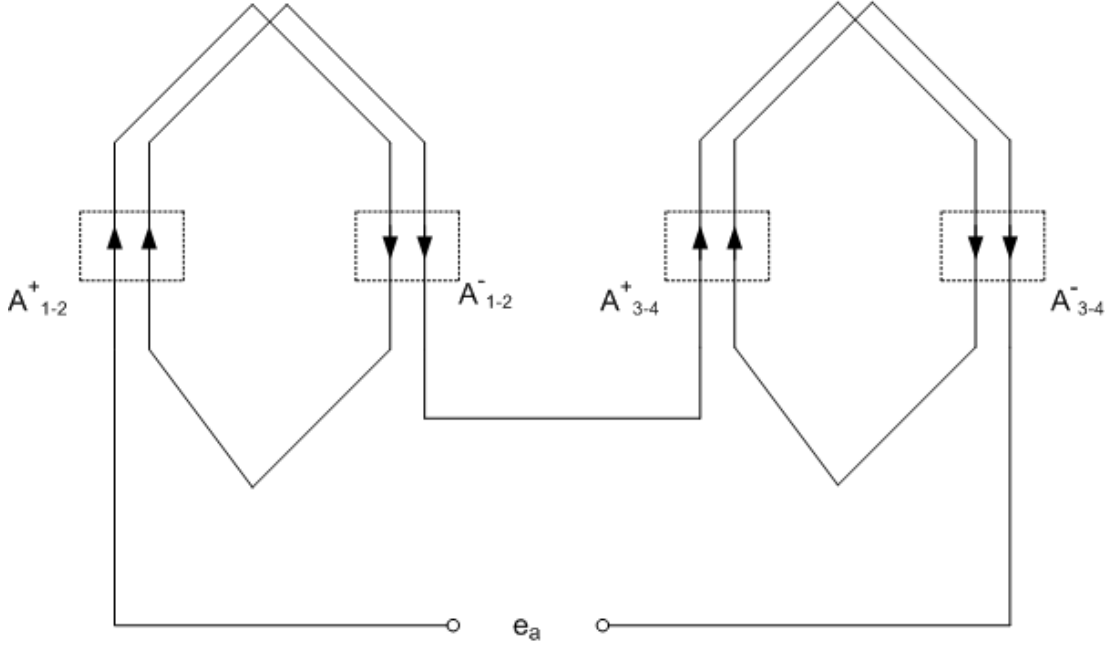
Böylece bobin emk değerleri, (3.49) eşitliğinin C_1 ve (3.34)'ten görüleceği gibi sarım sayısı ile çarpılması sonucu hesaplanabilir.

$$\mathbf{e} = C_1 \mathbf{N} \mathbf{P}_d C_2 \mathbf{A}^{-1} \left[\mathbf{K} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{K} \mathbf{i} \right] \quad (3.51)$$

Elde edilen $\mathbf{e}$ emk ifadesi faz sargısı bobinlerinde endüklenen emk değerlerini göstermektedir ve boyutu $(3NB \times 1)$ 'dir. Burada $\mathbf{N}$, sarım sayılarından oluşan $(NO \times NO)$ boyutunda bir diyagonal matristir. $\mathbf{P}_d$ ise dışlardaki $(ND \times ND)$ boyutundaki diyagonal manyetik iletkenlik matrisidir.

(3.51)'de elde edilen her bobinde endüklenen emk ifadelerinden, faz sargılarında endüklenen emk değerlerine geçmek gerekmektedir. A fazı için sarım biçimini gösteren Şekil 3.6'dan da görüldüğü gibi faz bobinleri birbirleri ile seri bağlıdır. Bu kural diğer iki faz için de geçerlidir. Dolayısı ile faz emk değerlerinin bulunması için

o faza ait bobinlerdeki emk değerleri toplanmalıdır. Bunun için her olukta yer alan faz sargısına göre 1 ve 0 elemanlarından oluşan C_f matrisi kullanılacaktır. C_f matrisinin her satırı bir fazı, sütunu ise o faza ait bobin numarasını gösterir ve boyutu $(3 \times 3NB)$ kadardır.



Şekil 3.6: Faz sargısı sarım biçimi

$$C_f = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Böylece her faz sargısında indüklenen emk değerleri bulunmuş olur.

$$\mathbf{e}_f = C_f C_1 N P_d C_2 A^{-1} \left[\mathbf{K} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} A^{-1} \mathbf{K} \mathbf{i} \right] \quad (3.53)$$

Burada $\mathbf{e}_f$ faz sargısında endüklenen emk değeridir. (3.53) düzenlenerek,

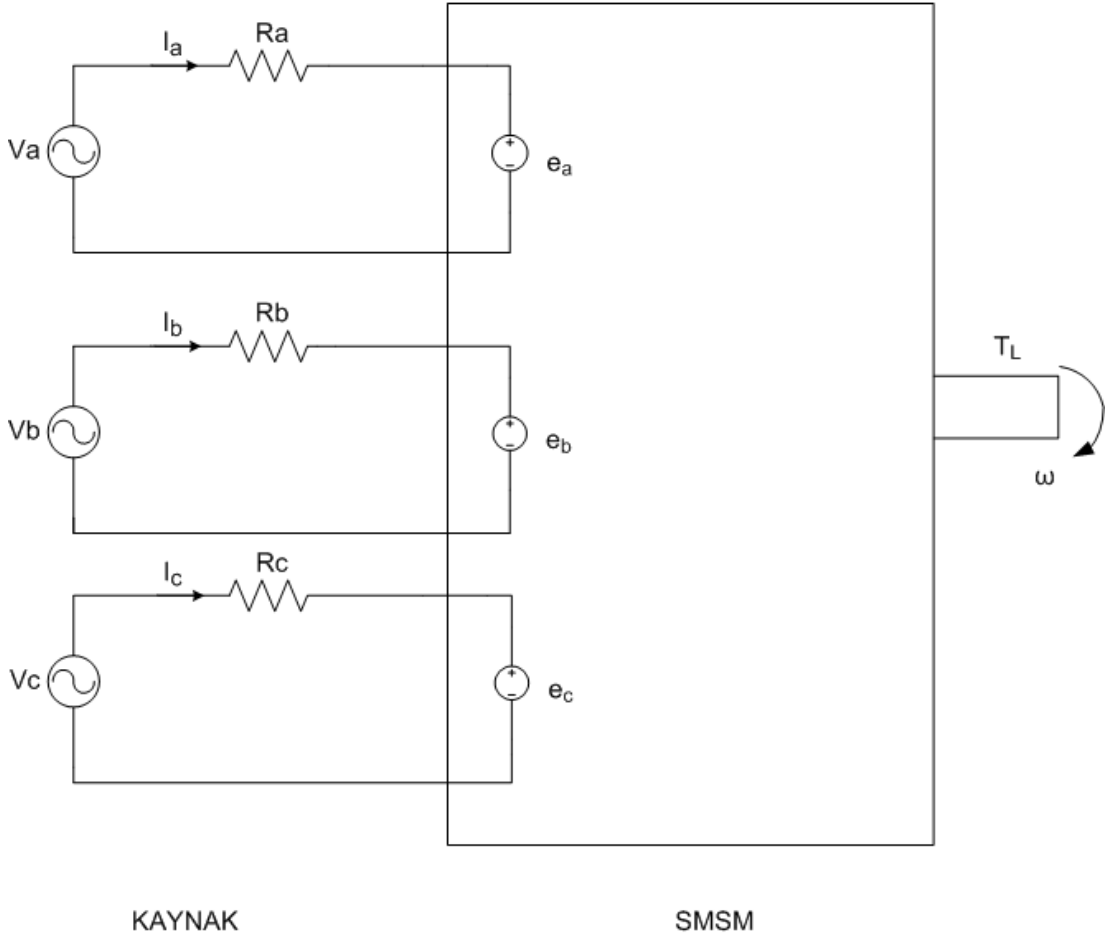
$$\mathbf{e}_f = C_f C_1 N P_d C_2 A^{-1} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r C_f C_1 N P_d C_2 A^{-1} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_r} A^{-1} \mathbf{K} \mathbf{i} \quad (3.54)$$

(3.54) şekline getirilir ve buradaki katsayı matrisleri $\mathbf{D}_1$ ve $\mathbf{D}_2$ olarak isimlendirilirse (3.55) elde edilir. $\mathbf{e}_f$ (3x1), $\mathbf{D}_1$ (3x3) ve $\mathbf{D}_2$ (3x3) boyutundadır.

$$\mathbf{e}_f = \mathbf{D}_1 \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r \mathbf{D}_2 \mathbf{i} \quad (3.55)$$

3.4 Denklem Takımının Kurulması

Makine içindeki tüm denklemler elde edilerek her faz için endüklenen emk değerleri hesaplanmış olduğundan, makineye bağlı kaynaklar ve makine içi denklemlerinden oluşan devre denklemleri, Şekil 3.7’den de görüleceği gibi genel hali ile yazılabilir.



Şekil 3.7: Devre Sistem Şeması

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i} + \mathbf{e}_f \quad (3.56)$$

Bu denklemi, matrisleri açık şekilde yazarak gösterirsek aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

(3.55) denklemi (3.56)’da yerine yazılarak, (3.58) elde edilir.

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i} + \mathbf{D}_1 \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \omega_r \mathbf{D}_2 \mathbf{i} \quad (3.58)$$

(3.58) denklemine bakıldığında, $\mathbf{v}_s$ kaynak gerilimleri matrisi (3x1), $\mathbf{R}_s$ sargı direnç değerleri matrisi (3x3) ve $\mathbf{e}_f$ eşitliğinden gelen $\mathbf{D}_1$ (3x3) ve $\mathbf{D}_2$ (3x3) katsayı matrisleri bilinmektedir. Akımlarının başlangıç değerleri de sıfır kabul edilerek, bu denklemde bilinmeyen olarak sadece $\frac{d\mathbf{i}}{dt}$ ifadesi bırakılır. Buna göre, (3.58) yeniden düzenlenerek, $\frac{d\mathbf{i}}{dt}$ çekilirse,

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{D}_1^{-1} (\mathbf{v}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i} + \omega_r \mathbf{D}_2 \mathbf{i}) \quad (3.59)$$

(3.59) biçiminde elde edilir. Böylece durum değişkenlerimizden i_1 , i_2 ve i_3 faz akımlarının zamana göre değişim denklemi bulunmuş olur.

Hesaplanması gereken bir diğer ifade ise rotor pozisyonunun zamanla nasıl değiştiğidir. Böylece diğer durum değişkenimiz θ_r rotor açısının zamana göre değişimini veren $\frac{d\theta_r}{dt}$ ifadesi olur ve

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.60)$$

bu ifade (3.60)'ta gösterilen şekildedir. ω_r rotor açısal hızıdır (rad /sn).

Makinemiz senkron makine olduğundan rotor hızı ve döner alan hızı birbirine eşittir, yani rotor senkron hızda döner. Döner alanın açısal hızı ise (3.61)'de gösterildiği gibidir [4].

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (3.61)$$

Burada n_s senkron devir sayısıdır (devir /dk) ve onun da gösterimi, f frekans (Hz) ve p kutup çifti sayısı olmak üzere aşağıdaki gibi olur [4].

$$n_s = \frac{60 f}{p} \quad (3.62)$$

Son durum değişkenimiz ise açısal hızın zamana göre değişimini veren $\frac{d\omega_r}{dt}$ 'dir. Bu ifadenin bulunması için önce makinenin mekanik denklemini yazmak gerekir. Mekanik denklem,

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em}(\omega_r) - T_L(\omega_r) - B_v \omega_r \quad (3.63)$$

şeklindedir. J rotor ve yükün toplam eylemsizlik momenti, T_{em} endüklenen moment, T_L yük momenti ve B_v ise viskozite sürtünme katsayısıdır. Böylelikle son durum değişkeni de, (3.64)'teki gibidir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(T_{em}(\omega_r) - T_L(\omega_r) - B_v \omega_r \right) \quad (3.64)$$

Son olarak yük açısından bahsetmek gerekirse onun da gösterimi (3.65)'deki gibi olur.

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_s \quad (3.65)$$

Burada ω_r rotor açısal hızı ve de ω_s döner alanın açısal hızıdır. Oluşturulan tüm bu denklem takımlarına genel olarak bakıldığında (3.59), (3.60) ve (3.64) eşitliklerinde sırasıyla akımın, rotor pozisyon açısının ve rotor açısal hızının zamana göre değişimi elde edilmiştir. Bu denklemler çözülerek zaman domenini analizi için gerekli denklem takımlarının oluşturulduğu görülmektedir.

Ayrıca bu denklemlerde kullanılan rotor pozisyon açısı θ_r ve ω_r rotor açısal hızı mekanik değerlerdir. Bu ifadelerin elektriksel şekle dönüştürülmesi aşağıdaki bağıntılar yardımıyla olur [10].

$$\omega_e = \omega_r p \quad (3.66)$$

$$\theta_e = \theta_r p \quad (3.67)$$

Sonuç olarak bilinmeyenlerimiz olan tüm parametreler elde edilerek, dinamik simülasyon için gerekli denklemler oluşturulmuştur. Simülasyon için MATLAB yazılım dili kullanılarak, programa θ_r rotorun ilk açısı, ω_r rotor açısal hızı, J rotora ve yüke ait toplam eylemsizlik momenti, T_L yük momenti, B_v viskozite sürtünme katsayısı ve akımların başlangıç değerleri girilerek SMSM için zaman domenini analizi yapılabilecek model kurulmuştur.

BÖLÜM 4. SONUÇLAR, GENEL DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER

4.1 Giriş

Bu bölümde, 3-fazlı, 4-kutuplu, 24-oluklu, sürekli mıknatıslı bir senkron motorun zaman domenini analizi yapılarak rotor hızı, üretilen moment, yük açısı ve faz akımlarının farklı çalışma koşulları için zamanla değişim sonuçları verilecektir. Ardından bu sonuçlar yorumlanarak bölüm sonunda genel değerlendirme yapılacak ve ilerideki çalışmalar için öneriler sunulacaktır.

4.2 Denenecek Model ve SMSM Hakkında Genel Bilgiler

Modellenecek SMSM için Tablo 4.1’de bu modelde kullanılan geometrik parametreler verilmiştir. Şekil 4.1’de de bu parametrelerle oluşturulan model şekli verilmiştir.

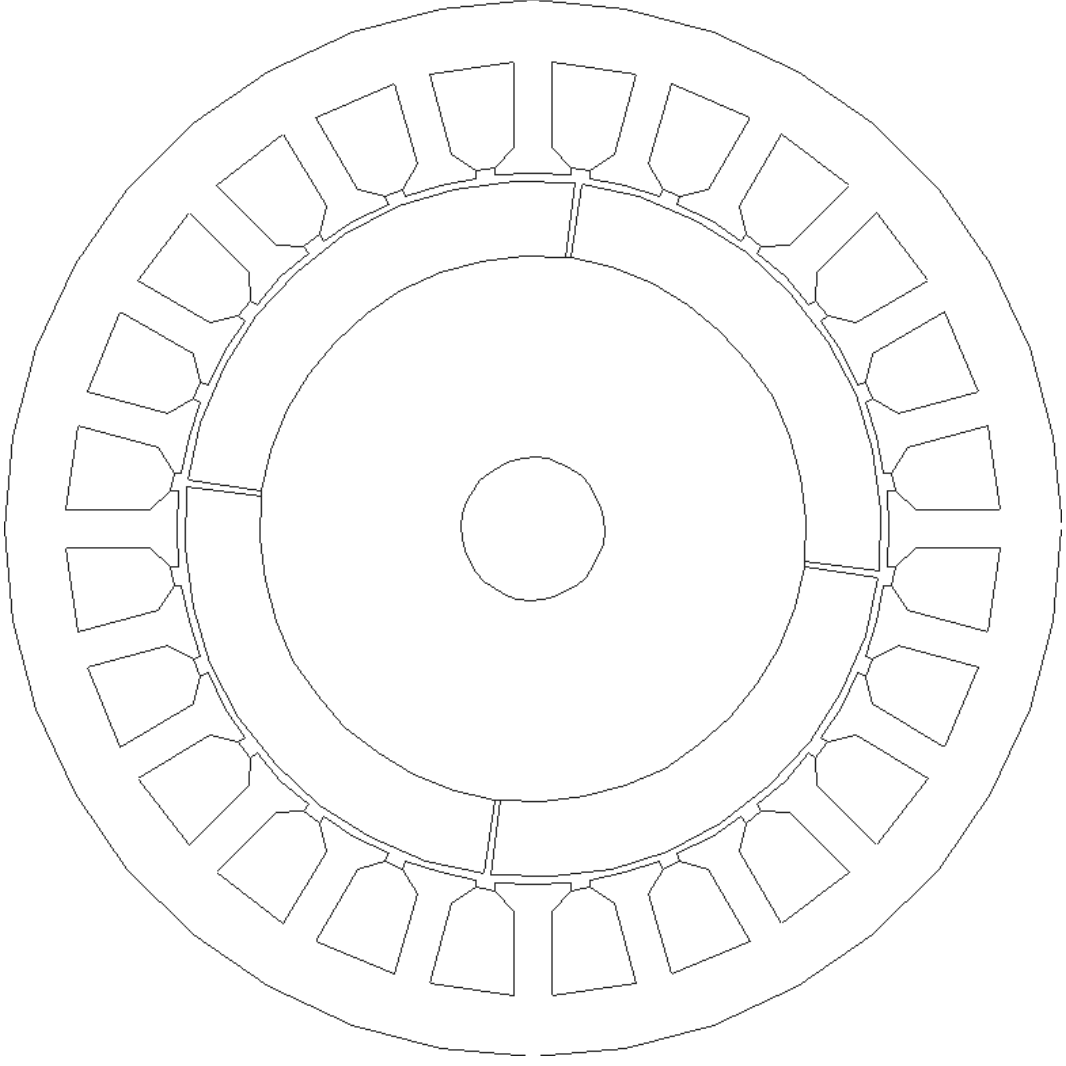
Programın çalışmasında, öncelikle program için gerekli parametreler, Ek A’da sunulan veri dosyasından okutulmaktadır. Modelleme için Şekil 3.2’de verilen eşdeğer devre kullanılmıştır. Programda ilk olarak manyetik iletkenlik matrisi oluşturulup, stator ve rotor akı kaynaklarının değerleri hesaplanarak bilinmeyen amper-sarım değerleri, (3.13) eşitliği kullanılarak hesaplanmıştır. Daha sonra Fourier katsayılarına bağlı olarak motorda endüklenen moment hesaplanmıştır.

Ardından zaman domenini analizi için gereken akının zamana göre türevi ve de endüklenen emk denklemi katsayı matrisleri bulunarak, Bölüm 3’te elde edilen durum değişkenlerimiz hesaplanmıştır.

Son olarak seçilen SMSM, MATLAB programı Simulink kısmında kontrol devresi kurularak modellenmiş ve bu model ile farklı çalışma koşulları için sonuç alınabilecek forma getirilmiştir. Böylece motorun boşa, çeşitli yük ve arıza durumundaki analizleri yapılmıştır.

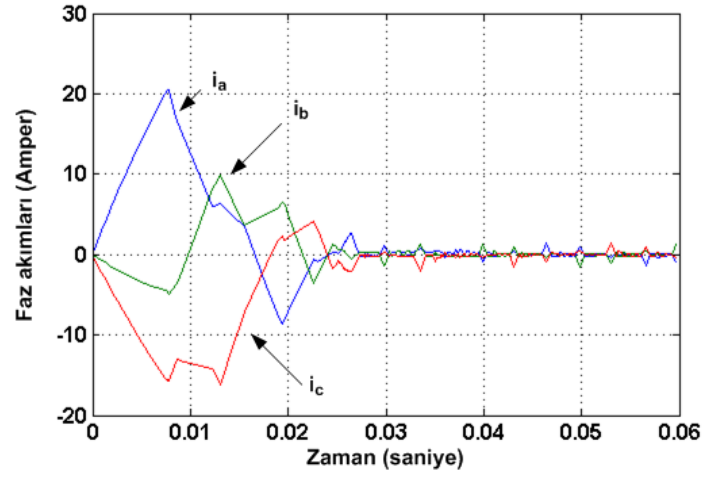
Tablo 4.1: Sürekli mıknatıslı motorun geometrik parametreleri

	Parametre	Açıklama	Birim	Değer
1	τ_s	Stator kutup adımı uzunluğu	mm	9.8
2	ω_s	Stator oluk yüzey uzunluğu	mm	1.96
3	ω_t	Diş adımı uzunluğu	mm	7.84
4	ω_{sb}	Oluk taban uzunluğu	mm	9.05
5	ω_{tb}	Diş taban uzunluğu	mm	3.8
6	ω_{bi}	Stator nüvesi sırt uzunluğu	mm	6.6
7	d_1	Diş uzunluğu	mm	0.84
8	d_2	Diş uzunluğu	mm	1.95
9	d_3	Diş uzunluğu	mm	8.82
10	d_s	Toplam diş uzunluğu	mm	11.61
11	l_g	Hava aralığı uzunluğu	mm	1
12	λ	Motorun uzunluğu	mm	100
13	τ_p	Mıknatısın açısı	derece	89
14	r_1	Rotor yarıçapı	mm	37.48
15	r_b	Rotor sırtı yarıçapı	mm	28.75
16	r_{sh}	Rotor şaftı yarıçapı	mm	7.52
17	$2p$	Mıknatıs sayısı (Kutup sayısı)	Adet	4
18	S	Oluk sayısı	Adet	24
19	F	Oluk amper-sarımı	A	150
20	m	Faz sayısı	Adet	3
21	μ_r	Mıknatısın manyetik geçirgenliği	-	1.045
22	B_r	Artık mıknatıslık (NdFeB-32MGOe)	Tesla	1,16

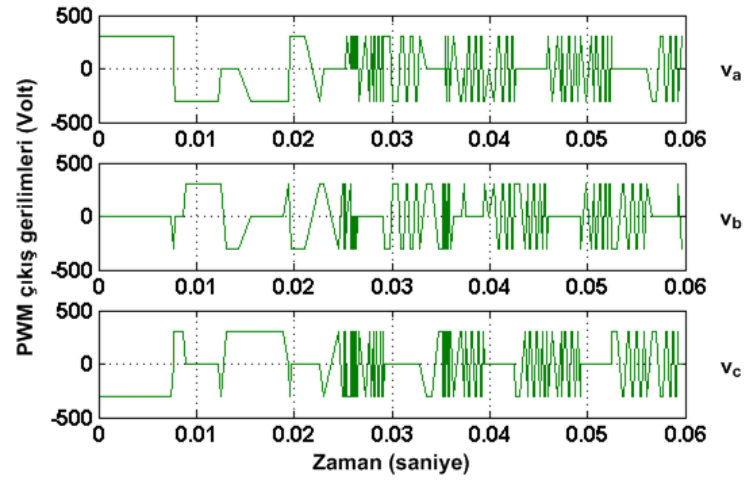


Şekil 4.1: Test Edilen SMSM'un geometrisi (Tablo 4.1)

Şekil 4.2'de gösterilen bu modele bakıldığında hız ve rotor pozisyonu için geri beslemesi olan bir kontrol devresinin kurulduğu görülecektir. Yalnız motor çıkışında alınan değerler mekanik değerler olduğu için kutup çifti sayısı ile çarpılarak elektriksel değerlere dönüştürülmüştür. Rotor pozisyonu ve hızının geri besleme ile kontrol edilmesi özelliği ile motorun çalışırken, yüklenmesi veya herhangi bir sebepten dolayı hızda bir değişiklik olduğunda, çıkış rotor hızı PID kontrolörün girişine verilen referans senkron hız ile karşılaştırılarak sisteme ona göre hızı arttırıcı veya azaltıcı şekilde müdahale edilmesi sağlanır. Böylece sistemimiz senkron hızda çalışmaya devam eder. Ayrıca çıkışta alınan faz akımları eviriciye (PWM) girilip, referans akım değerleri karşılaştırılarak SMSM için uygun gerilim verilmektedir.

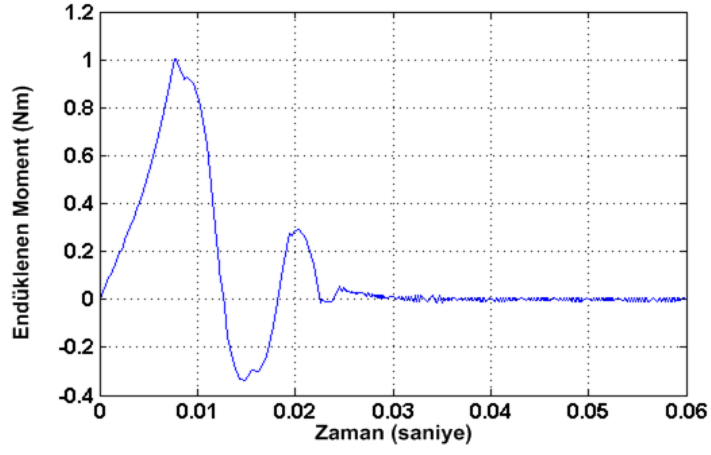


(a)

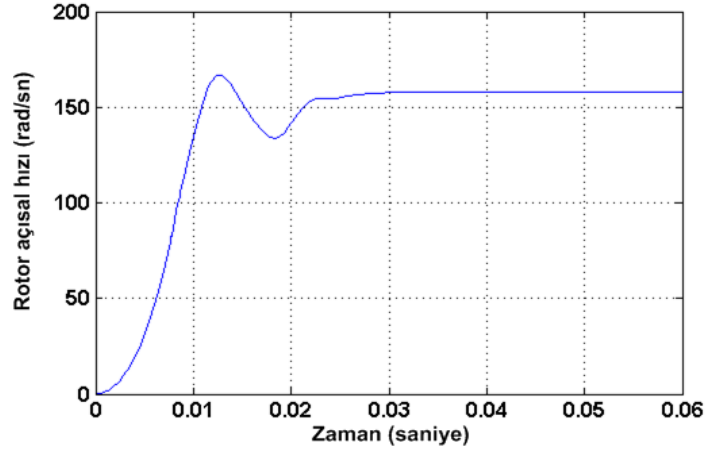


(b)

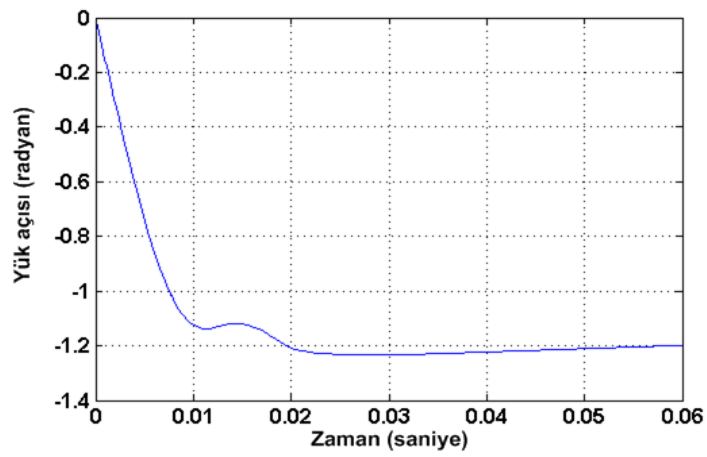
Şekil 4.3: Boşta çalışmada (a) Faz akımlarının (b) Evirici çıkışı faz gerilimlerinin zamana göre değişimi



(a)



(b)

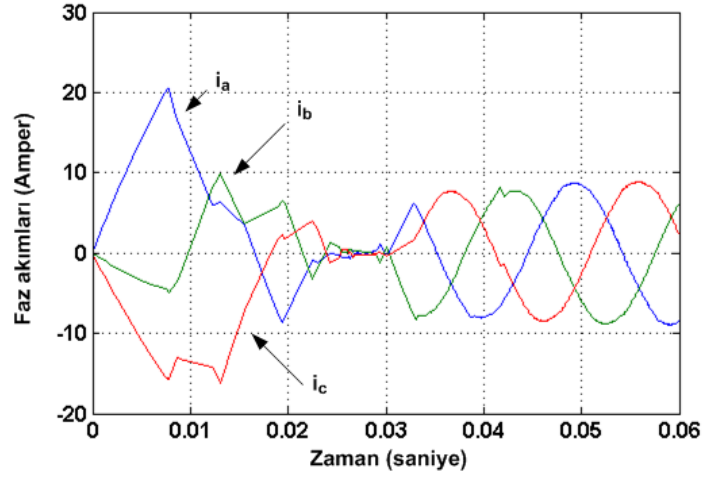


(c)

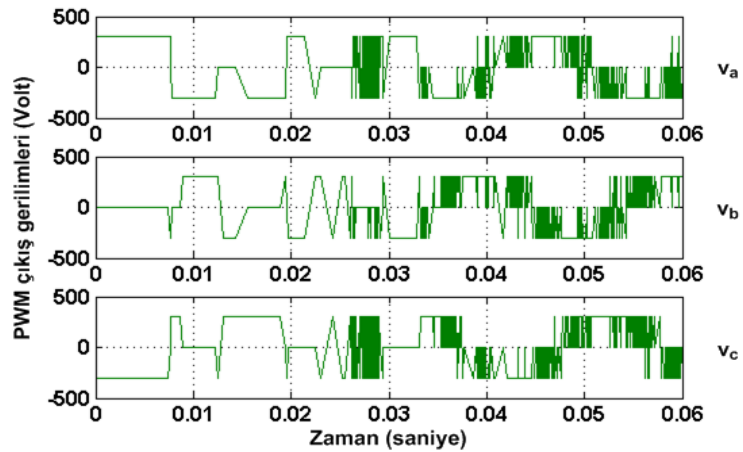
Şekil 4.4: Boşta çalışmada (a) Endüklenen moment (T_{em}) (b) Rotor açısal hızının (ω_r) (c) Yük açısının zamana (δ) göre değişimi

4.3.2 Motor Boşta Çalışırken Belli Bir Süre Sonra Yüklenmesi

Bu çalışmada ise öncelikle motor 4.3.1’de anlatıldığı gibi boşta kaldırılarak tam olarak kararlı duruma geçtiği 0.03. saniyede $T_L = 0.3$ Nm değerinde bir yük momenti uygulanmıştır. Yük momenti uygulandığı ilk anda hızda yaklaşık 150 rad/sn. değerine kadar bir azalma gözlenmiştir. Ardından motor tekrar yüksek akım çekerek bu yük momentini karşılayacak bir moment üretmeye başlamış, böylece endüklenen moment değerinde de yükselme gözlenmiştir. Böylece rotor açısal hızı da artarak yaklaşık 0.045. saniyede tekrar senkron hıza oturmuştur. Motora uygulanan 0.3 Nm’lik bir yük momenti olduğundan endüklenen moment de bu değere oturmuştur.

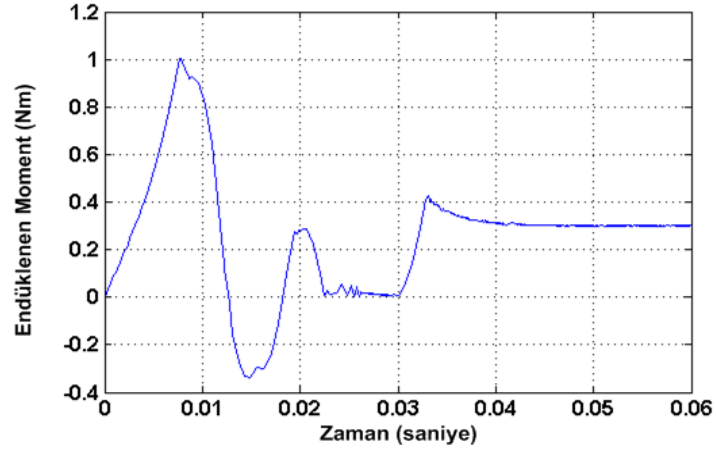


(a)

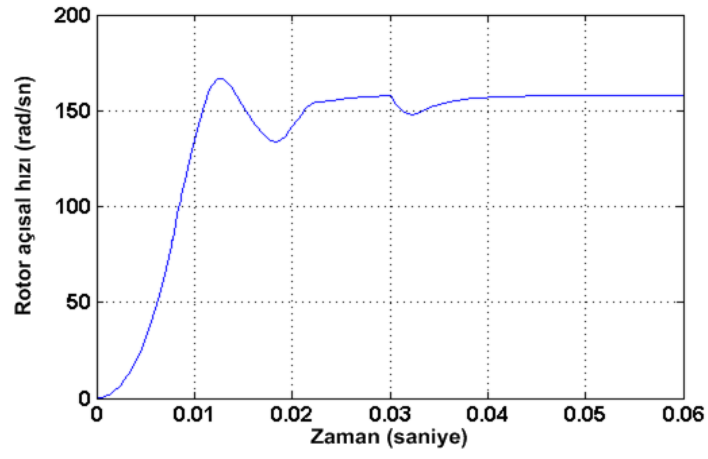


(b)

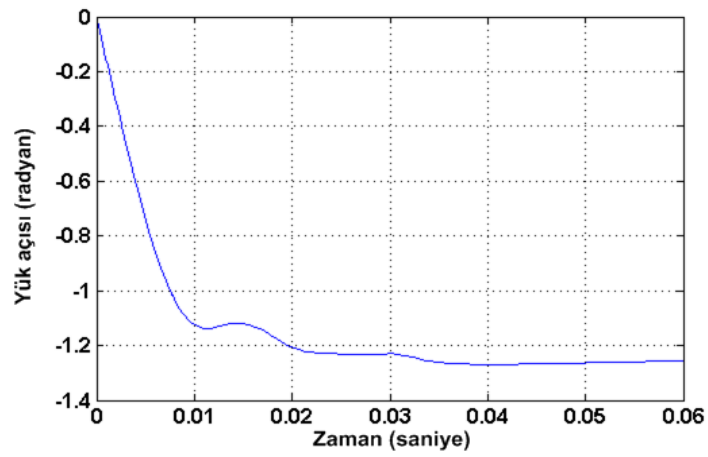
Şekil 4.5: Boşta kalkan motorun 0.03 sn. sonra yüklenmesi sonucunda (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin değişimi



(a)



(b)

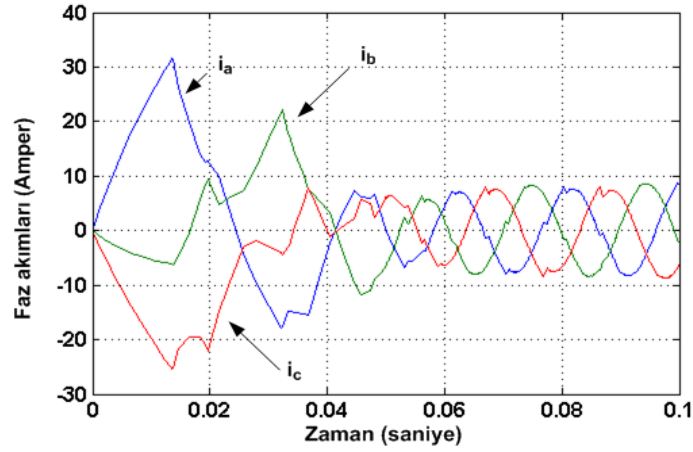


(c)

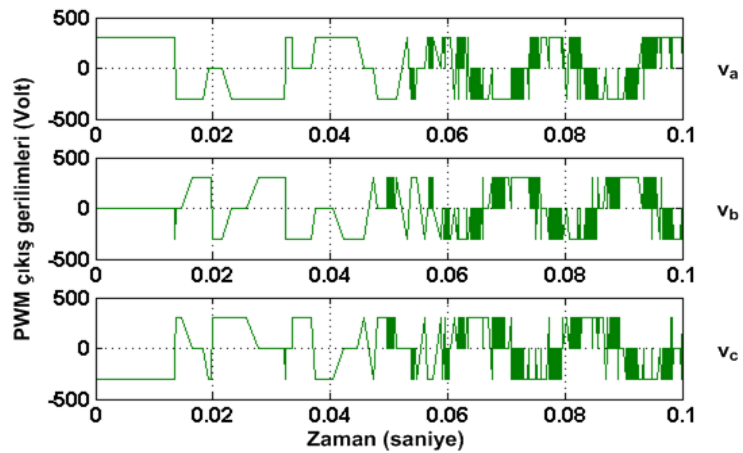
Şekil 4.6: Boşta kalkan motorun 0.03 sn. sonra yüklenmesiyle (a) Endüklenen moment (b) Rotor açışal hızı (c) Yök açışının zamanla değışimi

4.3.3 Motorun Yük Altında Kalkışı

Bu testte motora ilk andan itibaren sabit $T_L=0.3$ Nm değerinde yük momenti uygulanarak 0.1 saniye çalıştırılmıştır. Dolayısıyla ilk anda çekilen akım değeri boşta çalışmaya göre daha yüksektir. Motorun yük altında çalıştırılmasında ilk anda endüklenen bir moment olmadığından hızda kısa bir süre negatif değer görülmüştür. Ardından çekilen yüksek akımlarla yüksek moment üretilerek 0.065 saniyede rotor senkron hıza oturmuştur. Şekil 4.8'den de görüldüğü gibi moment salınımları oldukça belirgindir. Dolayısıyla rotor hızında da kararlı duruma gelene kadar daha fazla salınım gözlenmiştir.

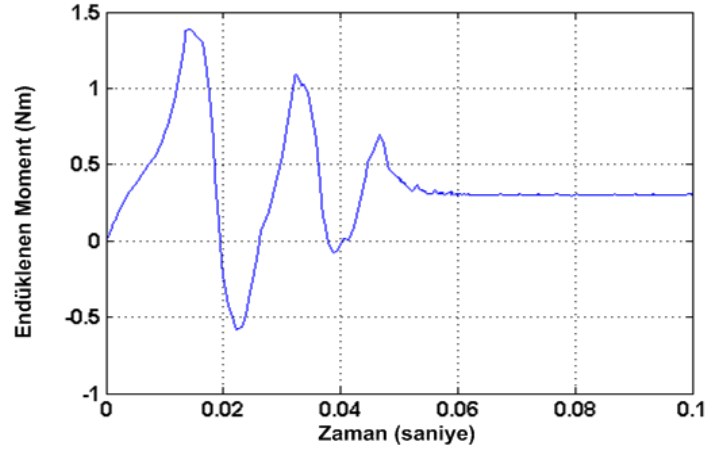


(a)

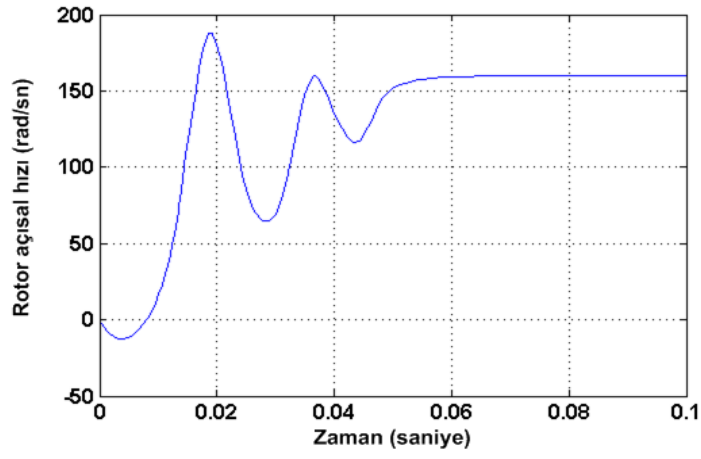


(b)

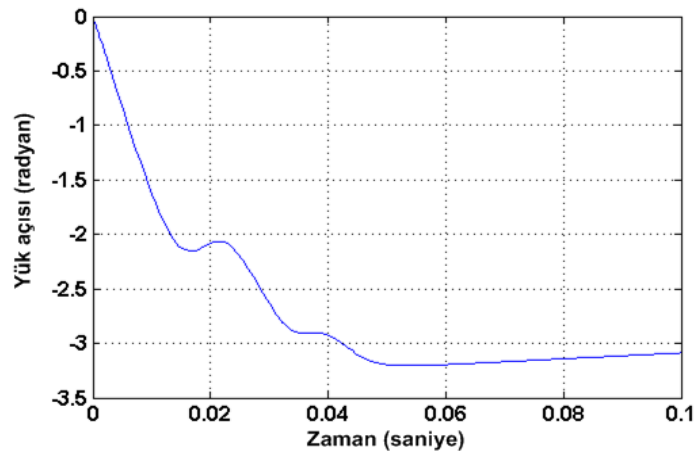
Şekil 4.7: Yük altında gözlenen (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin zamana göre değişimi



(a)



(b)

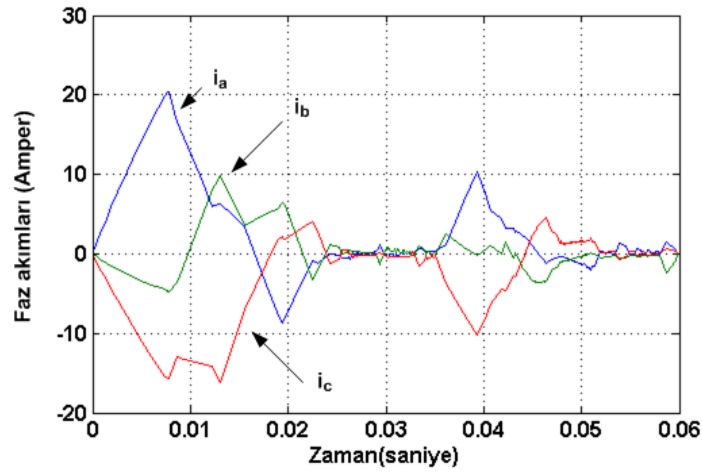


(c)

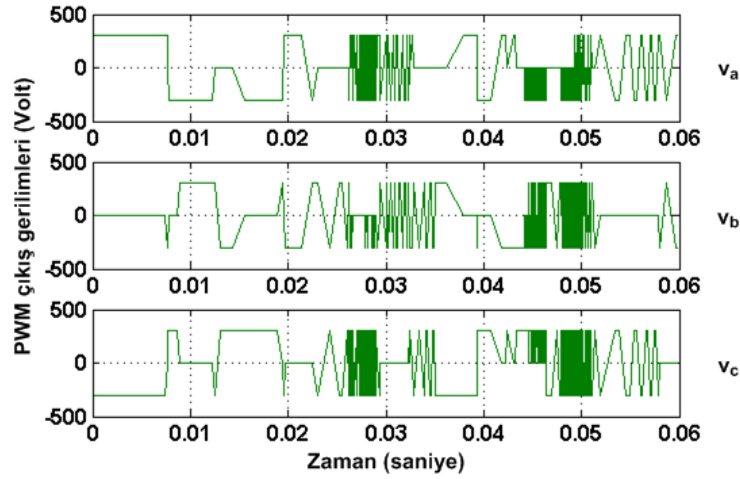
Şekil 4.8: Yük altında (a) Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızı (c) Yük açısının zamana göre değişimi

4.3.4 Boşta Çalışmada Referans Hızın Yarıya Düşürülmesi

Bu testte motor boşta çalıştırılarak 0.035. saniyede kontrol devresinde görülen hız geri beslemesi için referans hız değeri yarıya düşürülmüştür. Bu anda rotor hızı referans hızın 2 katı olduğundan motorda ters yönde moment endüklenerek hızla motoru yavaşlatmaya başlamıştır. Yaklaşık olarak 0.015 saniye içinde rotor hızı yeni referans değerini yakalayarak sabit bir değere oturmuştur.

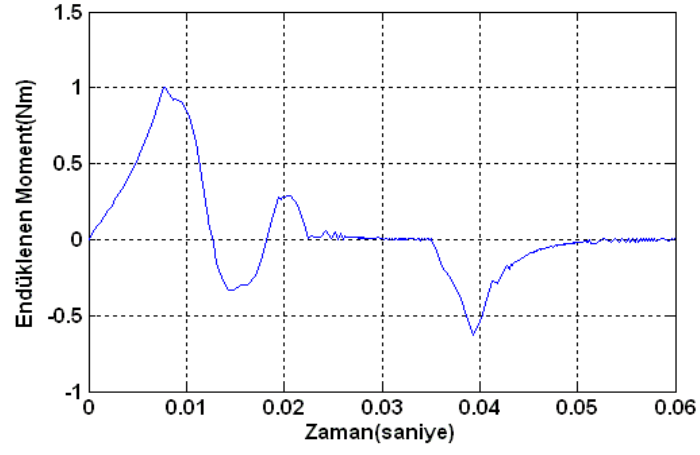


(a)

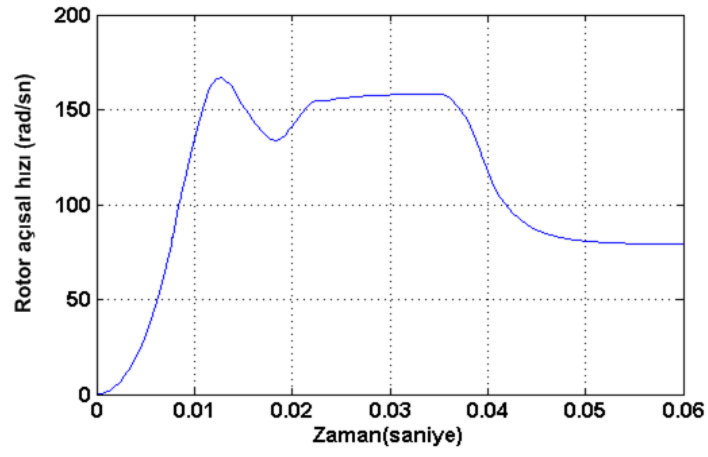


(b)

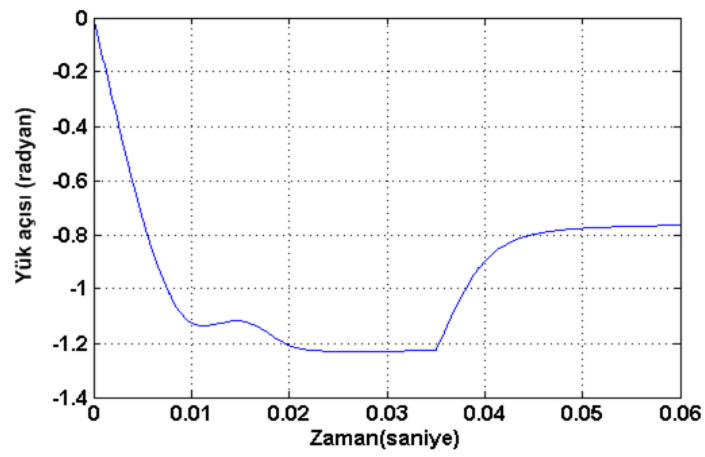
Şekil 4.9: Referans hızın düşürülmesi sonucu (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin zamana göre değişimi



(a)



(b)

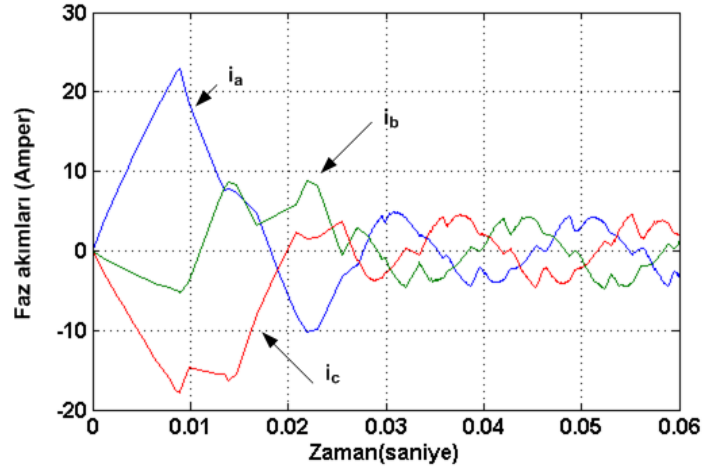


(c)

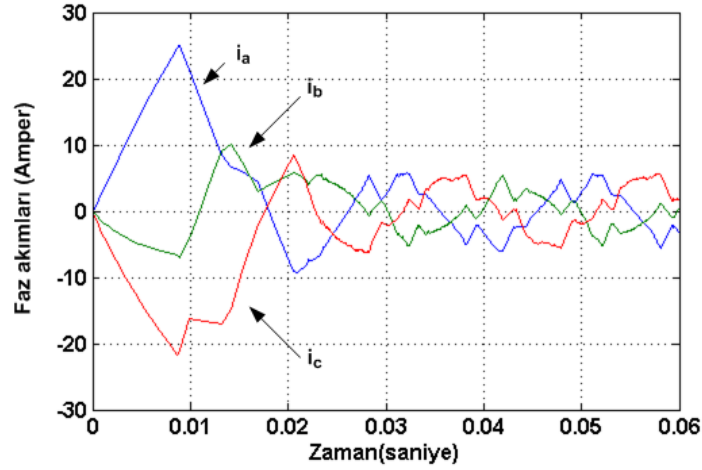
Şekil 4.10: Referans hızın düşürülmesi sonucu (a) Endüklenen moment (b) Rotor açışal hızı (c) Yük açışısının zamana göre değişimi

4.3.5 Makinenin Bir Faz Bobininin Kısa Devresi Olması

Bu kısımda motorun $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında normal durumdaki ve A fazının 1. bobinin kısa devre edilmesi durumunda 0.06 saniyelik çalışması sonucu elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Faz kısa devre durumunda ilk anda çekilen akım değerlerinde yükselme ve akım şeklinde bozulma gözlenmiş, özellikle B fazı akım değeri normal çalışma değerinin sürekli üzerinde yer almıştır.

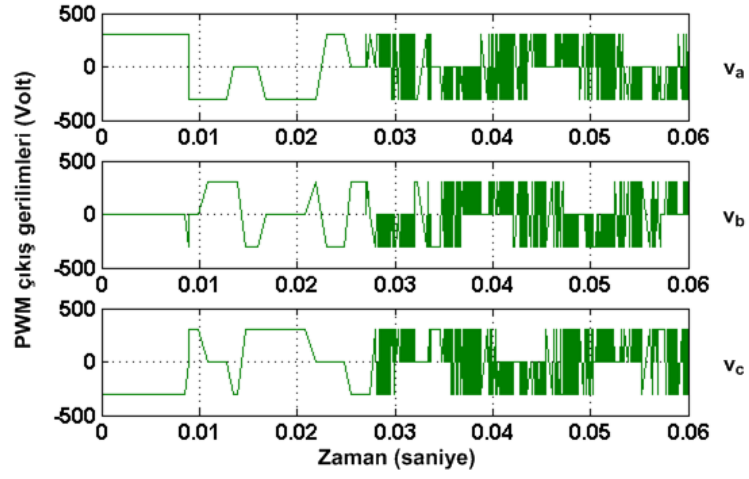


(a)

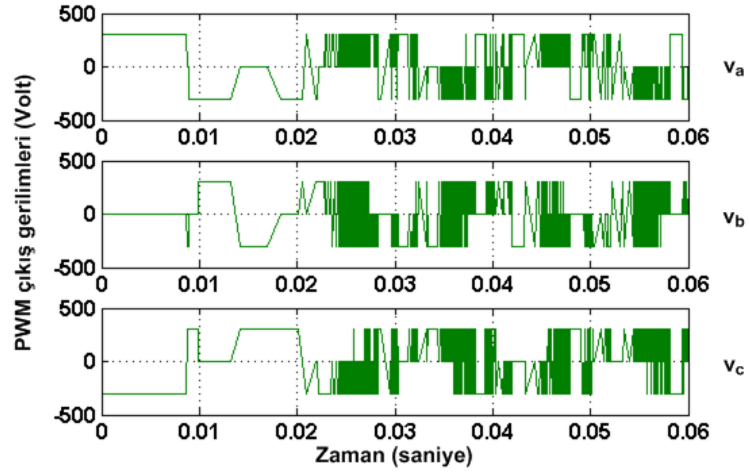


(b)

Şekil 4.11: $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki faz akımlarının zamana göre değişimi

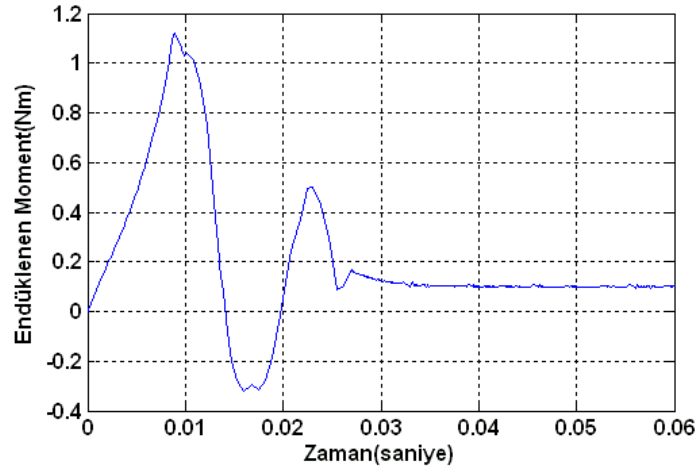


(a)

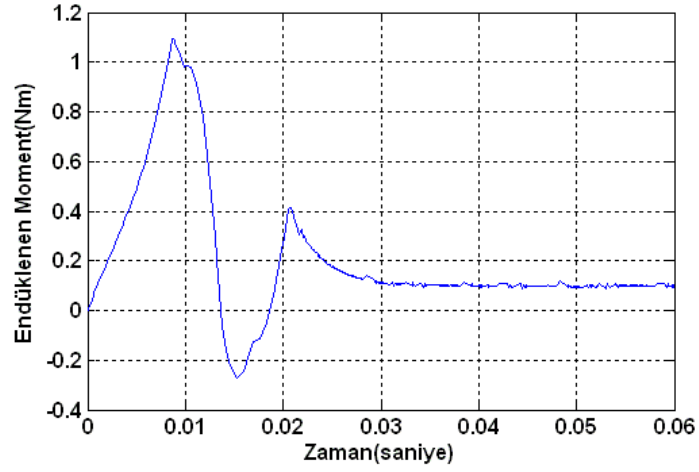


(b)

Şekil 4.12: $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki evirici faz gerilimlerinin zamanla değişimi



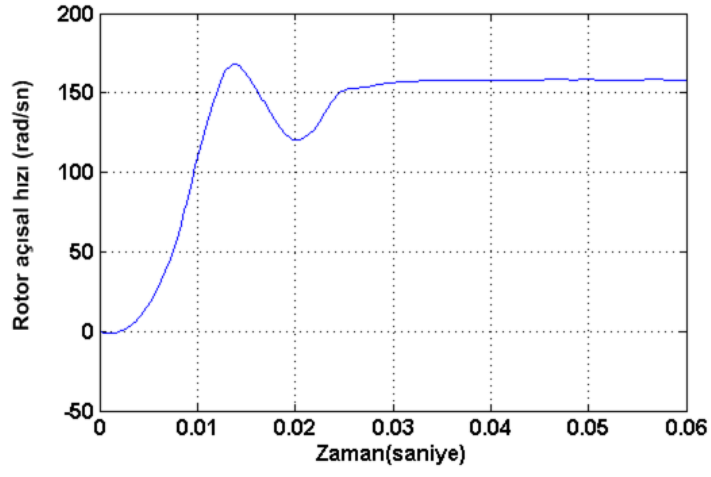
(a)



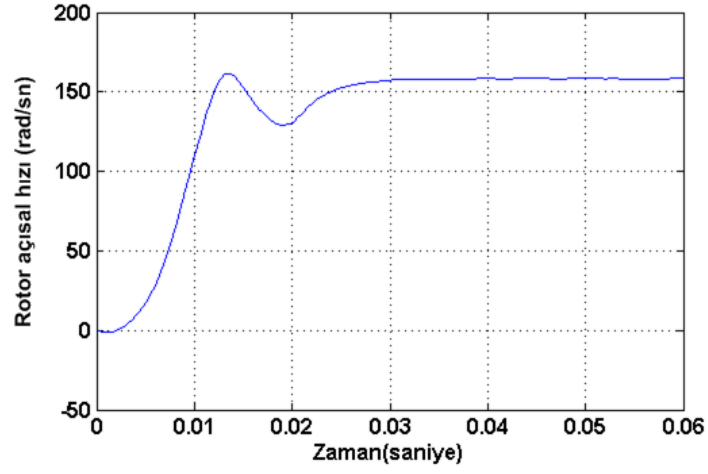
(b)

Şekil 4.13: $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki endüklenen momentlerin zamanla değişimi

Endüklenen moment ifadesinin değişimi ise Şekil 4.13'te gösterildiği gibidir. Buradan da görüldüğü gibi faz bobininin kısa devre edilmesi durumunda endüklenen moment değerinde, yük moment değeri oturduktan sonra çok küçükte olsa dalgalanmalar gözlenmiştir.

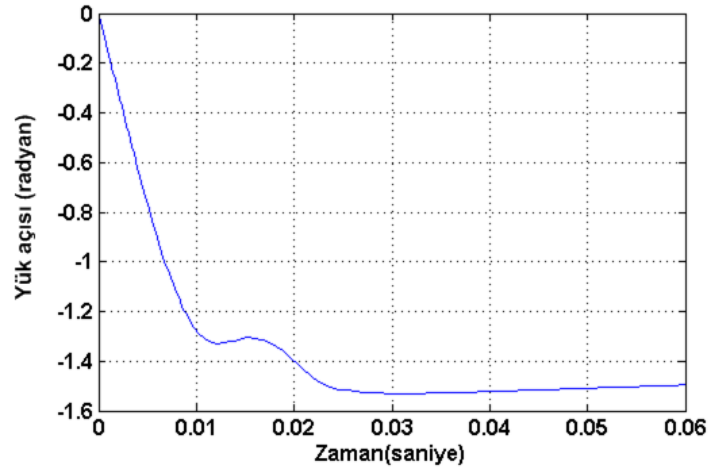


(a)

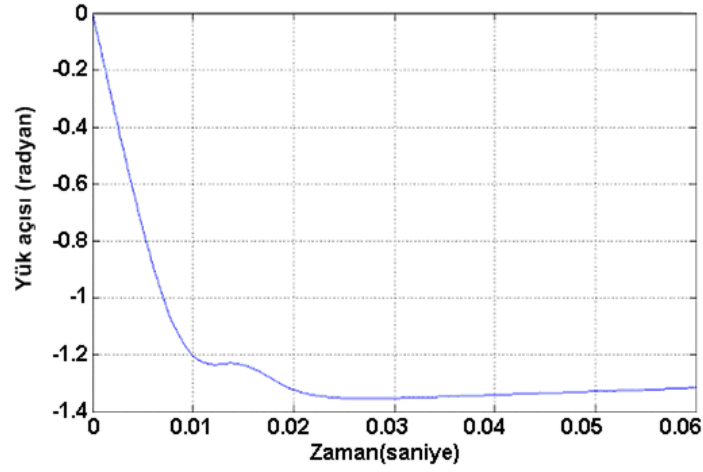


(b)

Şekil 4.14: $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki rotor hızlarının zamanla değişimi



(a)



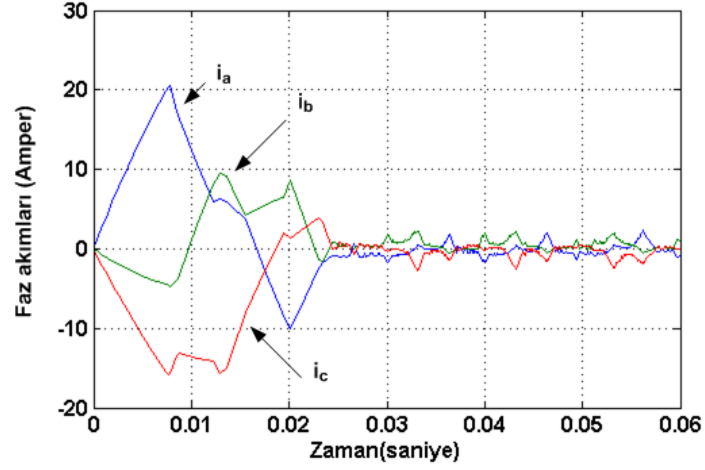
(b)

Şekil 4.15: $T_L=0.1$ Nm sabit yük altında (a) Normal koşuldaki (b) Faz kısa devresi sonucundaki yük açılarının zamanla değişimi

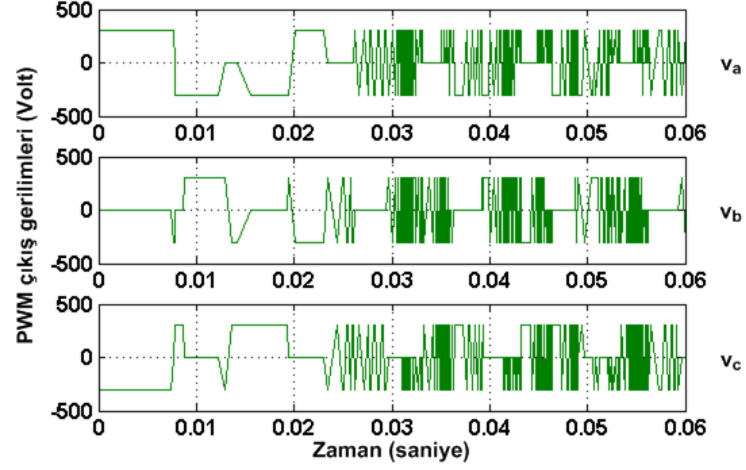
4.3.6 Referans Hız Olarak Sinüzoidal Dalga Verilmesi

Bu kısımda, boşa çalışmada referans hızın sinüzoidal dalga biçiminde verilmesi ile elde edilen 0.06 saniyelik simülasyon sonuçları verilmiştir. Elektriksel hız olarak 308 rad/sn ile 320 rad/sn arasında sinüzoidal değişen referans hızın mekanik değerlerinin değişimi Şekil 4.17 (c)'de gösterilmiştir. Mekanik değere geçmek için referans hız, kutup çifti sayısı olan 2 ile bölünmüştür. Şekil 4.17 (b)'den de görüldüğü gibi rotor açısal hızı sabit bir hıza oturmamakta, referans hızı takip ederek 157 rad/sn hız civarında sinüzoidal olarak değişmektedir. Yine endüklenen moment grafiği de sıfır

değeri civarında yine sinüs formunda değişmektedir. Şekil 4.16 (a)'dan da görüldüğü gibi akım değerlerinin de tam olarak sıfıra oturmadan küçük dalgalanmalar yaptığı gözlenmektedir.

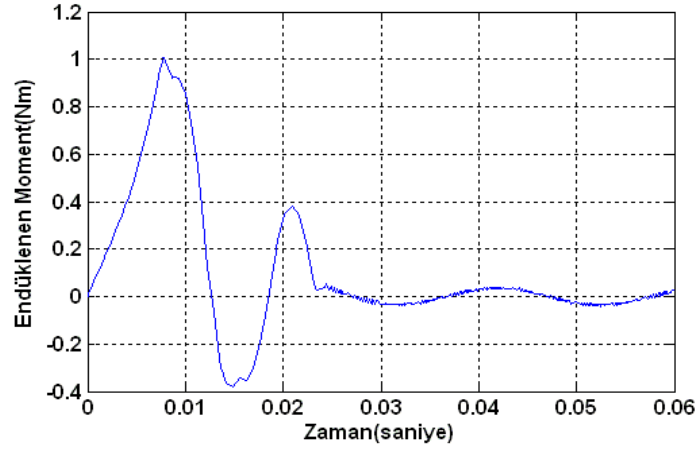


(a)

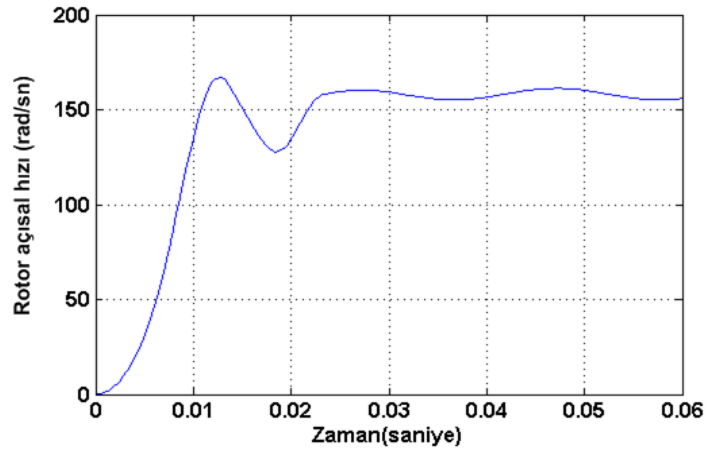


(b)

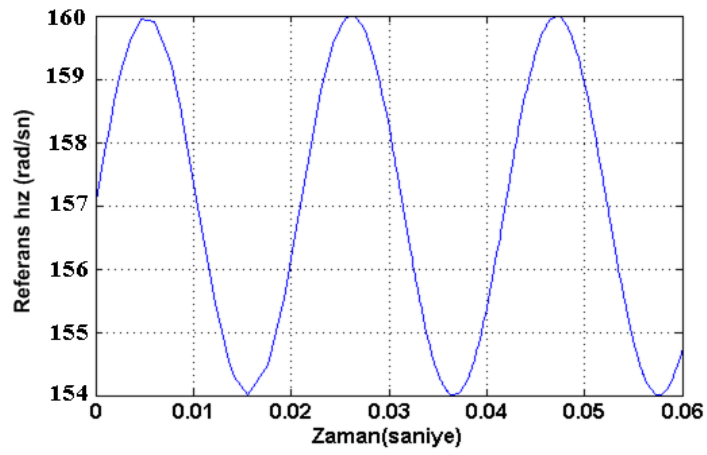
Şekil 4.16: Değişken Referans Hızındaki (a) Faz akımları (b) Evirici faz gerilimlerinin zamanla değişimi



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.17: Değişken Referans Hızındaki (a) Endüklenen moment (b) Rotor açısal hızının (c) Referans hızın zamanla değişimi

4.4 Genel Değerlendirme ve Öneriler

Bu tez çalışması sırasında, sürekli mıknatıslı senkron makinelerin statik durumu için bir model oluşturulmuş olan S.Alkan'ın çalışması [1] geliştirilerek zaman domeni analizinin yapılabilirdiği bir model geliştirilmiştir. Bu model ile sürekli mıknatıslı senkron makineler elektriksel ve geometrik olarak simetrik koşullarda modellenebildiği gibi, asıl amaç olan simetrik olmayan çalışma koşulları altında da modellenebilmektedirler. Şu an için makine içi faz sargısında kısa devre olması durumu için modelleme yapılabilmektedir ve mevcut model rotordaki eksenel kaçıklıkların modellenebilmesi için de temel oluşturmaktadır.

Bu çalışmada MATLAB-Simulink programından alınarak kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor kontrol devresi, çalışma amacına ve modele uygun şekilde daha da geliştirilerek elde edilen sonuçların daha düzgün bir şekilde elde edilmesi sağlanabilir. Ayrıca mevcut modelin çalışması yeteri kadar hızlı değildir. Özellikle hesaplanan matrislerin boyutlarının büyüklüğü hızı yavaşlatmaktadır. Bunun için ileride yapılacak düzenlemeler ile programın çalışma hızının arttırılabilmesi de mümkündür.

Bu yorumların ışığı altında, bu çalışmanın devamını teşkil edecek ileriye yönelik araştırmalarda, sırasıyla şu hususların göz önünde bulundurulması yararlı olacaktır:

- Rotorda oluşabilecek eksenel kaçıklıklardan dolayı hava aralığının düzgün olmaması nedeniyle hava aralığı analizinin yenilenmesi gerekmektedir. Buna göre denklem (2.16)'da verilen hava aralığı manyetik vektör potansiyeli ifadesi, bu durum göz önünde bulundurularak yeniden düzenlenmelidir. Burada alınan rotor yarıçap değeri artık değişken olacağından farklı bir biçimde ifade edilecektir.
- Ayrıca bu durumda artık radyal yöndeki kuvvetlerin de etkisi görüleceğinden, rotor kütlesi dikkate alınarak mekanik denklem takımları yeniden oluşturulmalıdır. Kütleye bağlı x ve y eksenleri doğrultusunda kuvvetler oluşacaktır. Bu ifadelerin modele ilave edilmesiyle rotorda oluşabilecek eksenel kaçıklıklar modellenebilecektir.

KAYNAKLAR

- [1] **Alkan, S.**, 2004. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinelerin Simülasyonu için Fourier Serisi ve Relüktans Devresi Yaklaşımıyla Bir Karma Modelin Gerçekleştirilmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [2] **Gair, S. and Yang, S.J.**, 1990. Transient Force Calculations on a Permanent Magnet Powder Metallurgical Cored Machine, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 26, No: 2, March 1988, pp 1054.
- [3] **Gieras, J.F. and Wing, M.**, 1997. Permanent-magnet Motor Technology: Design and Applications, Marcel Decker, New York.
- [4] **Gure, B.S. and Hızıroğlu, H.R.**, 1995. Electric Machinery and Transformers, Oxford University Press, New York.
- [5] **Hameyer, K. and Belmans, R.**, 1999. Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices, Wit Press, Southampton.
- [6] **Hanselman, C.D.**, 1994. Brushless Permanent-Magnet Motor Design, Mc-Graw-Hill Inc, New York.
- [7] **Harada, K. and Ebe, K. and Ishihara, Y. and Tokada, T.**, 1998. Effects on Eccentricity on Characteristics of Brushless DC Motor, *ICEM98 Proceedings International Conference on Electrical Machines*, Vol. 2/3, İstanbul, Turkey, September 2-4.
- [8] **Hoole, S.R.H.**, 1995. Finite Elements, Electromagnetics and Design, Elsevier, Amsterdam.
- [9] **Kabashima, T. and Kawahara, A. and Goto, T.**, 1988. Force Calculations Using Magnetizing Currents, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 24, No: 1, January 1988, pp 451.
- [10] **Kirtley, J.L. and Beaty, H.W.**, 1998. Electric Motor Handbook, Mc Graw-Hill Inc, New York.
- [11] **Kraus, J.D.**, 1984. Electromagnetics, Mc Graw-Hill Book Company, Singapore.
- [12] **Krause, P.C. and Wasynczuk, O. and Sudhoff, S.D.**, 2002. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Inc., U.S.A.
- [13] **Lee, K. and De Bortoli, M.J. and Lee, M.J. and Salon, S.J.**, 1991. Coupling Finite Elements and Analytical Solution in the Airgap of Electric Machines, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 27, No: 5, September 1991, pp 3955.
- [14] **Ostovic, V.**, 1994. Computer-aided Analysis of Electric Machines, Prentice Hall International, Cambridge.

- [15] **Rahman, M.A.**, 1996. Analytical Models For Exterior-Type Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. Mag-23, No: 5, September 1987, pp 3625-3627.
- [16] **Rizk, J. and Nagrial, M.**, 1998. Computation of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines, *ICEM98 Proceedings International Conference on Electrical Machines*, Vol. 2/3, İstanbul, Turkey, September 2-4, pp 1123.
- [17] **Sewell, P. and Bradley, K.J. and Clare, J.C. and Wheeler, P.W. and Ferah, A. And Magill, R. And Sunter, S.**, 1998. Dynamic Reluctance Mesh Modelling of Induction Machines, *ICEM98 Proceedings International Conference on Electrical Machines*, Vol. 2/3, İstanbul, Turkey, September 2-4.
- [18] **Silvester, P.P. and Lowther, D.A.**, 1986. Computer-aided Design in Magnetics, Springer-Verlag, New York.
- [19] **Tärnhuvud, T. and Reichert, K.**, 1988. Accuracy problems of Force and Torque Calculation in FE-systems, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 24, No: 1, January 1988, pp 443.

Ek-A PMSM PROGRAMI VERİ DOSYASININ DÖKÜMÜ

%%%%%%%%%%%%%%VERİ DOSYASI%%%%%%%%%%%%%%

Stator_Oluk_Sayisi:

24

Stator_Devresi_Dugum_Sayisi:

48

Rotor_Devresi_Dugum_Sayisi:

48

Cift_Kutup_Sayisi:

2

Stator_Yuzeyinde_Hava_Araligina_Bakan_Dugum_Sayisi:

24

Rotor_Yuzeyinde_Hava_Araligina_Bakan_Dugum_Sayisi:

24

Hava_Araligindaki_Fourier_Serisi_Mertebesi:

9

Stator_Oluklari_Kaçak_Reluktans_Elemanlarinin_Sayisi:

24

Stator_Disleri_Reluktans_Elemanlarinin_Sayisi:

24

Stator_Boyundurugundaki_Reluktans_Elemanlarinin_Sayisi:

24

Stator_Reluktans_Degerleri:	Dugum-1:	Dugum-2:
-----------------------------	----------	----------

4000000	1	2
---------	---	---

4000000	2	3
---------	---	---

4000000	3	4
---------	---	---

4000000	4	5
---------	---	---

4000000	5	6
---------	---	---

4000000	6	7
---------	---	---

4000000	7	8
---------	---	---

4000000	8	9
---------	---	---

4000000	9	10
---------	---	----

4000000	10	11
---------	----	----

4000000	11	12
---------	----	----

4000000	12	13
---------	----	----

4000000	13	14
---------	----	----

4000000	14	15
---------	----	----

4000000	15	16
---------	----	----

4000000	16	17
---------	----	----

4000000	17	18
---------	----	----

4000000	18	19
---------	----	----

4000000	19	20
---------	----	----

4000000	20	21
---------	----	----

4000000	21	22
---------	----	----

4000000	22	23
---------	----	----

4000000	23	24
---------	----	----

4000000	1	24
---------	---	----

3134.520	1	25
----------	---	----

3134.520	2	26
----------	---	----

3134.520	3	27
----------	---	----

3134.520	4	28
----------	---	----

3134.520	5	29
3134.520	6	30
3134.520	7	31
3134.520	8	32
3134.520	9	33
3134.520	10	34
3134.520	11	35
3134.520	12	36
3134.520	13	37
3134.520	14	38
3134.520	15	39
3134.520	16	40
3134.520	17	41
3134.520	18	42
3134.520	19	43
3134.520	20	44
3134.520	21	45
3134.520	22	46
3134.520	23	47
3134.520	24	48
2353.900	25	26
2353.900	26	27
2353.900	27	28
2353.900	28	29
2353.900	29	30
2353.900	30	31
2353.900	31	32
2353.900	32	33
2353.900	33	34
2353.900	34	35
2353.900	35	36
2353.900	36	37
2353.900	37	38
2353.900	38	39
2353.900	39	40
2353.900	40	41
2353.900	41	42
2353.900	42	43
2353.900	43	44
2353.900	44	45
2353.900	45	46
2353.900	46	47
2353.900	47	48
2353.900	25	48

Stator_MMF_Kaynaklari:

Dugum-1: Dugum-2:

1	25
2	26
3	27
4	28
5	29
6	30
7	31
8	32
9	33
10	34
11	35
12	36
13	37
14	38

15	39
16	40
17	41
18	42
19	43
20	44
21	45
22	46
23	47
24	48

Stator_Oluklari:

Oluk_Sarim_Sayisi:	Faz_Numarasi:	Faz_Polaritesi:	Bobin_Numarasi:
5	1	1	2
5	2	-1	3
5	2	-1	4
5	3	1	1
5	3	1	2
5	1	-1	1
5	1	-1	2
5	2	1	1
5	2	1	2
5	3	-1	1
5	3	-1	2
5	1	1	3
5	1	1	4
5	2	-1	1
5	2	-1	2
5	3	1	3
5	3	1	4
5	1	-1	3
5	1	-1	4
5	2	1	3
5	2	1	4
5	3	-1	3
5	3	-1	4
5	1	1	1

Rotor_Miknatisslarinin_Reluktans_Eleman_Sayisi:

24

Rotor_Sirtindaki_Reluktans_Elemanlarinin_Sayisi:

24

Rotor_Kacak_Reluktans_Elemanlari_Sayisi:

24

Rotor_Elemanlari_Reluktans_Degeri: Dugum-1: Dugum-2:

8022193.0	49	50
8022193.0	50	51
8022193.0	51	52
8022193.0	52	53
8022193.0	53	54
8147729.0	54	55
8022193.0	55	56
8022193.0	56	57
8022193.0	57	58
8022193.0	58	59
8022193.0	59	60
8147729.0	60	61
8022193.0	61	62
8022193.0	62	63
8022193.0	63	64
8022193.0	64	65
8022193.0	65	66

8147729.0	66	67
8022193.0	67	68
8022193.0	68	69
8022193.0	69	70
8022193.0	70	71
8022193.0	71	72
8147729.0	49	72
7638618.940	49	73
7638618.940	50	74
7638618.940	51	75
7638618.940	52	76
7638618.940	53	77
7638618.940	54	78
7638618.940	55	79
7638618.940	56	80
7638618.940	57	81
7638618.940	58	82
7638618.940	59	83
7638618.940	60	84
7638618.940	61	85
7638618.940	62	86
7638618.940	63	87
7638618.940	64	88
7638618.940	65	89
7638618.940	66	90
7638618.940	67	91
7638618.940	68	92
7638618.940	69	93
7638618.940	70	94
7638618.940	71	95
7638618.940	72	96
251.316	73	74
251.316	74	75
251.316	75	76
251.316	76	77
251.316	77	78
251.316	78	79
251.316	79	80
251.316	80	81
251.316	81	82
251.316	82	83
251.316	83	84
251.316	84	85
251.316	85	86
251.316	86	87
251.316	87	88
251.316	88	89
251.316	89	90
251.316	90	91
251.316	91	92
251.316	92	93
251.316	93	94
251.316	94	95
251.316	95	96
251.316	73	96
Rotor_Aki_Degeri:	Dugum-1:	Dugum-2:
0.000137	49	73
0.000418	50	74
0.000639	51	75

0.000639	52	76
0.000418	53	77
0.000137	54	78
-0.000137	55	79
-0.000418	56	80
-0.000639	57	81
-0.000639	58	82
-0.000418	59	83
-0.000137	60	84
0.000137	61	85
0.000418	62	86
0.000639	63	87
0.000639	64	88
0.000418	65	89
0.000139	66	90
-0.000139	67	91
-0.000418	68	92
-0.000639	69	93
-0.000639	70	94
-0.000418	71	95
-0.000139	72	96
Rotor_dis_capi:		
0.03668		
Stator_ic_capi:		
0.03748		
Stator_ve_Rotor_Uzunlugu:		
0.1		

Ek-B PMSM PROGRAMININ DÖKÜMÜ (OLUŞTURULAN MODELİN MATLAB PROGRAMINDAKİ DÖKÜMÜ)

%%PMSM PROGRAMI%%
Not: Main programı ana programdır.Odefun, timedomain ve prginpt alt programlardır.

Main

```
clear all;  
(prginpt alt programının çağırılması)  
prginpt;  
y(1)=0;  
y(2)=0;  
y(3)=0;  
y(4)=1.0*2*pi*1500/60;  
y(5)=0.00;  
[t,y] = ode45(@odefun,[0 0.5],y);  
nmax=size(y);  
figure(1)  
plot(t,y(1:nmax,1),t,y(1:nmax,2),t,y(1:nmax,3))  
figure(2)  
plot(t,y(1:nmax,4))  
figure(3)  
plot(t,y(1:nmax,5))
```

prginpt

(Veri Dosyasının Okutulması, Ek A)

```
global N NDS NDR p SYDS RYDS NH NL ND NB NRELM Stator_Rel Stator_Rel_Dugum SMMK;  
global Oluk_Sarim Oluk_Faz Oluk_Polarite Bobin_No Bobin_Oluk NRRE Nmo Nrr Nrl Rotor_Rel  
Rotor_Rel_Dugum;  
global Miknatis_Aki Miknatis_Dugum r1 r2 uzunluk ksi;  
fid01=fopen('N24_B_bak.txt','r');  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
N=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
NDS=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
NDR=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
p=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
SYDS=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
RYDS=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
NH=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
NH=28;  
NL=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
ND=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);  
NB=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);  
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,3]);  
NRELM=NL+ND+NB;  
for idum=1:NRELM;
```

```

RS=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
DS=fscanf(fid01,'%d',[1,2]);
Stator_Rel(idum,1)=RS;
Stator_Rel_Dugum(idum,1)=DS(1,1);
Stator_Rel_Dugum(idum,2)=DS(1,2);
end
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,2]);
for idum=1:N;
DS=fscanf(fid01,'%d',[1,2]);
SMMK(idum,1)=DS(1,1);
SMMK(idum,2)=DS(1,2);
end
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,4]);
for idum=1:N;
DS=fscanf(fid01,'%d',[1,4]);
Oluk_Sarim(idum,1)=DS(1);
Oluk_Faz(idum,1)=DS(2);
Oluk_Polarite(idum,1)=DS(3);
Bobin_No(idum,1)=DS(4);
end
Bobin_Oluk(1:4,1:3,1:2)=0;
for idum=1:N;
of=Oluk_Faz(idum,1);
op=Oluk_Polarite(idum,1);
bn=Bobin_No(idum,1);
if op==1
Bobin_Oluk(bn,of,1)=idum;
elseif op==-1
Bobin_Oluk(bn,of,2)=idum;
end
end
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
Nmo=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
Nrr=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);
% Rotor_Kacak_Reluktans_Elemanlari_Sayisi:
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
Nrl=fscanf(fid01,'%d',[1,1]);
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,2]);
NRRE=Nmo+Nrr+Nrl;
for idum=1:NRRE
RR=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
DS=fscanf(fid01,'%d',[1,2]);
Rotor_Rel(idum,1)=RR;
Rotor_Rel_Dugum(idum,1)=DS(1,1);
Rotor_Rel_Dugum(idum,2)=DS(1,2);
end
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,2]);
for idum=1:Nmo
Phi=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
RDS=fscanf(fid01,'%d',[1,2]);
Miknatis_Aki(idum,1)=Phi;
Miknatis_Dugum(idum,1)=RDS(1,1);
Miknatis_Dugum(idum,2)=RDS(1,2);
end
dummy_char = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);

```

```

r1=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
r2=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
dummy_line = fscanf(fid01,'%s',[1,1]);
uzunluk=fscanf(fid01,'%f',[1,1]);
ksi=(r1/r2);
Odefun
function out = odefun(t,y1,y2,y3,y4,y5,v1,v2,v3,TL)
global N NDS NDR p SYDS RYDS NH NL ND NB NRELM Stator_Rel Stator_Rel_Dugum SMMK;
global Oluk_Sarim Oluk_Faz Oluk_Polarite Bobin_No Bobin_Oluk NRRE Nmo Nrr Nrl Rotor_Rel
Rotor_Rel_Dugum;
global Miknatis_Aki Miknatis_Dugum r1 r2 uzunluk ksi;
Vs(1,1)=v1;
Vs(2,1)=v2;
Vs(3,1)=v3;
y(1)=y1;
y(2)=y2;
y(3)=y3;
y(4)=y4;
y(5)=y5;
if t==0.0
prginput;
end
Rs=5.2;
f=50;
w=2*pi*f;
JJ=0.00004;
muzero=4*pi*1.0e-7;
I_Faz(1)= y(1);
I_Faz(2)= y(2);
I_Faz(3)= y(3);
omega=y(4);
theta_r=y(5);
theta_r=theta_r-2*pi*floor(theta_r/2/pi);
t;
% Genel Denklem Sisteminin Kurulmasi
% Pss Matrisinin Kurulmasi
dim=NDS+NDR+4*NH;
CC(1:dim,1:dim)=0.0;
PHI(1:dim)=0.0;
ielm_min=1;
ielm_max=NRELM;
for ielm=ielm_min:ielm_max
PIJ=1/Stator_Rel(ielm);
SATIR=Stator_Rel_Dugum(ielm,1);
SUTUN=Stator_Rel_Dugum(ielm,2);
CC(SATIR,SUTUN)=CC(SATIR,SUTUN)-PIJ;
CC(SATIR,SATIR)=CC(SATIR,SATIR)+PIJ;
CC(SUTUN,SUTUN)=CC(SUTUN,SUTUN)+PIJ;
end
% Prr Matrisinin Kurulmasi
ielm_min=1;
ielm_max=NRRE;
for ielm=ielm_min:ielm_max
PIJ=1/Rotor_Rel(ielm);
SATIR=Rotor_Rel_Dugum(ielm,1);
SUTUN=Rotor_Rel_Dugum(ielm,2);
CC(SATIR,SUTUN)=CC(SATIR,SUTUN)-PIJ;
CC(SATIR,SATIR)=CC(SATIR,SATIR)+PIJ;
CC(SUTUN,SUTUN)=CC(SUTUN,SUTUN)+PIJ;

```

```

end
% Ust Diagonali Alt diagonale Kopyala
dim=NDS+NDR+4*NH;
for i=1:dim
for j=1:dim
CC(j,i)=CC(i,j);
end
end
% T Matrisinin Kurulmasi
i_min=1;
i_max=NH;
for i=i_min:i_max
n=i;
ii=NDS+NDR+(i-1)*4;
CC(ii+1,ii+1)= (1-ksi^(2*n))*n;
CC(ii+2,ii+2)= (1-ksi^(2*n))*n;
CC(ii+3,ii+3)= (1-ksi^(2*n))*n;
CC(ii+4,ii+4)= (1-ksi^(2*n))*n;
end
% Oluk Dislerinin Adimlarini Hesapla
tau_dis=2*pi/SYDS;
for idum=1:SYDS
theta_dis(idum)=(idum-1)*tau_dis;
end
% Rotordaki Kutupların Adimlarini Hesapla
tau_kutup=2*pi/RYDS;
for idum=1:RYDS
theta_kutup(idum)=(idum-1)*tau_kutup;
end
% Mss Matrisinin Kurulmasi
i_min=1;
i_max=SYDS;
j_min=1;
j_max=NH;
for i=i_min:i_max
i_lokal=i;
for j=j_min:j_max
n=j;
if (i_lokal==1)
theta0=theta_dis(SYDS)-2*pi;
theta1=theta_dis(1);
theta2=theta_dis(2);
elseif (i_lokal==SYDS)
theta0=theta_dis(SYDS-1);
theta1=theta_dis(SYDS);
theta2=theta_dis(1);
theta2=2*pi;
else
theta0=theta_dis(i_lokal-1);
theta1=theta_dis(i_lokal);
theta2=theta_dis(i_lokal+1);
end
del_theta0=theta0-theta1;
del_theta1=theta1-theta2;
tc1= (cos(n*theta1)-cos(n*theta0))/del_theta0;
tc2= (cos(n*theta2)-cos(n*theta1))/del_theta1;
ts1= (sin(n*theta1)-sin(n*theta0))/del_theta0;
ts2= (sin(n*theta2)-sin(n*theta1))/del_theta1;
uij=(tc1-tc2)/n;
vij=(ts1-ts2)/n;

```

```

j_index=NDS+NDR+(j-1)*4;
CC(i,j_index+1)= vij;
CC(i,j_index+2)= uij;
CC(i,j_index+3)= (ksi^n)*vij;
CC(i,j_index+4)= (ksi^n)*uij;
end
end
% Mrr Matrisinin Kurulmasi
i_min=NDS+1;
i_max=NDS+RYDS;
j_min=1;
j_max=NH;
for i=i_min:i_max
for j=j_min:j_max
i_lokal=i-NDS;
n=j;
if (i_lokal==1)
theta0=theta_kutup(RYDS)-2*pi;
theta1=theta_kutup(1);
theta2=theta_kutup(2);
elseif (i_lokal==RYDS)
theta0=theta_kutup(RYDS-1);
theta1=theta_kutup(RYDS);
theta2=theta_kutup(1);
theta2=2*pi;
else
theta0=theta_kutup(i_lokal-1);
theta1=theta_kutup(i_lokal);
theta2=theta_kutup(i_lokal+1);
end
del_theta0=theta0-theta1;
del_theta1=theta1-theta2;
tc1= (cos(n*(theta1+theta_r))-cos(n*(theta0+theta_r)))/del_theta0;
tc2= (cos(n*(theta2+theta_r))-cos(n*(theta1+theta_r)))/del_theta1;
ts1= (sin(n*(theta1+theta_r))-sin(n*(theta0+theta_r)))/del_theta0;
ts2= (sin(n*(theta2+theta_r))-sin(n*(theta1+theta_r)))/del_theta1;
uij=-(tc1-tc2)/n;
vij=-(ts1-ts2)/n;
j_index=NDS+NDR+(j-1)*4;
CC(i,j_index+1)= (ksi^n)*vij;
CC(i,j_index+2)= (ksi^n)*uij;
CC(i,j_index+3)= vij;
CC(i,j_index+4)= uij;
end
end
% Stator MMK Kaynaklarının Denklem Sistemine Uygulanmasi
FDIS(1:N)=0.0;
for ii=1:N
of=Oluk_Faz(ii);
os=Oluk_Sarim(ii);
op=Oluk_Polarite(ii);
FDIS(ii)=I_Faz(of)*os*op;
end
FDIS=cumsum(FDIS);
mm=mean(FDIS);
FDIS=FDIS-mm;
for idum=1:N;
DISAKI=FDIS(idum)/Stator_Rel(NL+idum);
D1=SMMK(idum,1);
D2=SMMK(idum,2);

```

```

PHI(D1)= DISAKI;
PHI(D2)= -DISAKI;
end
% Rotor Aki Kaynaklarının Denklem Sistemine Uygulanması
i_min=1;
i_max=RYDS;
for idum=i_min:i_max
MAKI=Miknatis_Aki(idum);
MDUGUM1=Miknatis_Dugum(idum,1);
MDUGUM2=Miknatis_Dugum(idum,2);
PHI(MDUGUM1)= MAKI;
PHI(MDUGUM2)=-MAKI;
end
% Olusturulan Sistemin Cözülmesi
BB(1:NDS+NDR,1)=0.0;
PSS=CC(1:NDS,1:NDS);
PRR=CC(NDS+1:NDS+NDR,NDS+1:NDS+NDR);
MSS=CC(1:NDS,NDS+NDR+1:NDS+NDR+4*NH);
MRR=CC(NDS+1:NDS+NDR,NDS+NDR+1:NDS+NDR+4*NH);
TT=CC(NDS+NDR+1:NDS+NDR+4*NH,NDS+NDR+1:NDS+NDR+4*NH);
PHIS=(PHI(1:NDS))';
PHIR=(PHI(NDS+1:NDS+NDR))';
k1=0.5*uzunluk;
k2=-muzero/pi;
kk=k1*k2;
TTINV=inv(TT);
AA(1:NDS+NDR,1:NDS+NDR)=0.0;
A11=PSS-kk*MSS*TTINV*MSS';
A22=PRR-kk*MRR*TTINV*MRR';
A12=-kk*MSS*TTINV*MRR';
A21=-kk*MRR*TTINV*MSS';
AA(1:NDS,1:NDS)=A11;
AA(NDS+1:NDS+NDR,NDS+1:NDS+NDR)=A22;
AA(1:NDS,NDS+1:NDS+NDR)=A12;
AA(NDS+1:NDS+NDR,1:NDS)=A21;
BB(1:NDS)=0.5*PHIS;
BB(NDS+1:NDS+NDR)=0.5*PHIR;
IGS=48;
IGR=96;
AA(1:(NDS+NDR),IGS)=0.0;
AA(IGS,1:(NDS+NDR))=0.0;
AA(IGS,IGS)=1.0;
BB(IGS)=0.0;
AA(1:(NDS+NDR),IGR)=0.0;
AA(IGR,1:(NDS+NDR))=0.0;
AA(IGR,IGR)=1.0;
BB(IGR)=0.0;
INVA=inv(AA);
XX=INVA*BB;
FS=XX(1:NDS);
FR=XX(NDS+1:NDS+NDR);
FC=-k2*TTINV*(MSS'*FS+MRR'*FR);
an=FC(1:4:4*NH);
bn=FC(2:4:4*NH);
cn=FC(3:4:4*NH);
dn=FC(4:4:4*NH);
% Moment hesabi
sum=0.0;
const= uzunluk*pi/muzero;
for ii=1:NH

```

```

term1 = 2*ii^2*ksi^ii*(an(ii)*dn(ii)-bn(ii)*cn(ii));
sum=sum + term1;
end
Tem=sum*const;
( timedomain alt programının çağırılması)
timedomain;
out(1:3)=dIdt(1:3);
out(4)=(Tem-TL+(157.079-omega)*0.0)/JJ;
out(5)=omega;
out(6)=Tem;
out=out';
timedomain
% PHI ifadesinin I(1) akimina göre türevi
dPHI(1:(NDS+NDR),1:3)=0.0;
dI_Faz(1)=1;
dI_Faz(2)=0;
dI_Faz(3)=0;
for idum=1:N;
OLUKFAZ=Oluk_Faz(idum);
OLUKMMK=Oluk_Sarim(idum)*dI_Faz(OLUKFAZ)*Oluk_Polarite(idum);
dOO(idum)=OLUKMMK;
end
dOO=cumsum(dOO);
mm=mean(dOO);
dOO=dOO-mm;
for idum=1:N;
DISAKI=dOO(idum)/Stator_Rel(NL+idum);
D1=SMMK(idum,1);
D2=SMMK(idum,2);
dPHI(D1,1)= DISAKI;
dPHI(D2,1)= -DISAKI;
end
% PHI ifadesinin I_FAZ(2) akimina göre türevi
dI_Faz(1)=0;
dI_Faz(2)=1;
dI_Faz(3)=0;
for idum=1:N;
OLUKFAZ=Oluk_Faz(idum);
OLUKMMK=Oluk_Sarim(idum)*dI_Faz(OLUKFAZ)*Oluk_Polarite(idum);
dOO(idum)=OLUKMMK;
end
dOO=cumsum(dOO);
mm=mean(dOO);
dOO=dOO-mm;
for idum=1:N;
DISAKI=dOO(idum)/Stator_Rel(NL+idum);
D1=SMMK(idum,1);
D2=SMMK(idum,2);
dPHI(D1,2)= DISAKI;
dPHI(D2,2)= -DISAKI;
end
% PHI ifadesinin I(3) akimina göre türevi
dI_Faz(1)=0;
dI_Faz(2)=0;
dI_Faz(3)=1;
for idum=1:N;
OLUKFAZ=Oluk_Faz(idum);
OLUKMMK=Oluk_Sarim(idum)*dI_Faz(OLUKFAZ)*Oluk_Polarite(idum);
dOO(idum)=OLUKMMK;
end

```

```

dOO=cumsum(dOO);
mm=mean(dOO);
dOO=dOO-mm;
for idum=1:N;
DISAKI=dOO(idum)/Stator_Rel(NL+idum);
D1=SMMK(idum,1);
D2=SMMK(idum,2);
dPHI(D1,3)= DISAKI;
dPHI(D2,3)= -DISAKI;
end
% Rotor kısmi aki ifadesinin türevi
i_min=1;
i_max=RYDS;
for idum=i_min:i_max
MDUGUM1=Miknatis_Dugum(idum,1);
MDUGUM2=Miknatis_Dugum(idum,2);
dPHI(MDUGUM1,:)= 0;
dPHI(MDUGUM2,:)= 0;
end
% A manyetik iletkenlik matrisinin theta cinsinden türevi
% Mrr matrisinin Theta cinsinden türevi
di_min=1;
di_max=RYDS;
dj_min=1;
dj_max=NH;
for i=di_min:di_max
for j=dj_min:dj_max
i_lokal=i;
n=j;
if (i_lokal==1)
theta0=theta_kutup(RYDS)-2*pi;
theta1=theta_kutup(1);
theta2=theta_kutup(2);
elseif (i_lokal==RYDS)
theta0=theta_kutup(RYDS-1);
theta1=theta_kutup(RYDS);
theta2=theta_kutup(1);
theta2=2*pi;
else
theta0=theta_kutup(i_lokal-1);
theta1=theta_kutup(i_lokal);
theta2=theta_kutup(i_lokal+1);
end
del_theta0=theta0-theta1;
del_theta1=theta1-theta2;
dte1= (sin(n*(theta0+theta_r))-sin(n*(theta1+theta_r)))/del_theta0;
dte2= (sin(n*(theta1+theta_r))-sin(n*(theta2+theta_r)))/del_theta1;
dts1= (cos(n*(theta1+theta_r))-cos(n*(theta0+theta_r)))/del_theta0;
dts2= (cos(n*(theta2+theta_r))-cos(n*(theta1+theta_r)))/del_theta1;
duij=-(dte1-dte2);
dvij=-(dts1-dts2);
j_index=(j-1)*4;
dMRR(i,j_index+1)= (ksi^n)*dvij;
dMRR(i,j_index+2)= (ksi^n)*duij;
dMRR(i,j_index+3)= dvij;
dMRR(i,j_index+4)= duij;
end
end
for idum=di_max+1:2*N
dMRR(idum,:)=0;

```

```

end
% dAA Matrisi
dA11=0;
dA22=-kk*dMRR*TTINV*MRR'-kk*MRR*TTINV*dMRR';
dA12=-kk*MSS*TTINV*dMRR';
dA21=-kk*dMRR*TTINV*MSS';
dAA(1:NDS,1:NDS)=dA11;
dAA(NDS+1:NDS+NDR,NDS+1:NDS+NDR)=dA22;
dAA(1:NDS,NDS+1:NDS+NDR)=dA12;
dAA(NDS+1:NDS+NDR,1:NDS)=dA21;
IGS=48;
IGR=96;
dAA(1:(NDS+NDR),IGS)=0.0;
dAA(IGS,1:(NDS+NDR))=0.0;
dPHI(IGS)=0.0;
dAA(1:(NDS+NDR),IGR)=0.0;
dAA(IGR,1:(NDS+NDR))=0.0;
dPHI(IGR)=0.0;
% C1 Katsayi matrisinin olusturulmasi
C1(1:12,1:N)=0;
for faz=1:3
for bob=1:4
sat=(faz-1)*4+bob;
k1=Bobin_Oluk(bob,faz,1);
k2=Bobin_Oluk(bob,faz,2);
kk=k1;
while kk~=k2+1
sut=mod(kk-1,N)+1;
C1(sat,sut)=1;
kk=kk+1;
kk=mod(kk-1,N)+1;
end
end
end
% C2 Katsayi matrisinin olusturulmasi
C2(1:N,1:NDS+NDR)=0;
for idum=1:N;
D1=SMMK(idum,1);
D2=SMMK(idum,2);
C2(idum,D1)=1;
C2(idum,D2)=-1;
end
% N sarim sayisi katsayi matrisinin olusturulmasi
for idum=1:N
NN(idum,idum)=Oluk_Sarim(idum);
end
% dPHI/dt için Pd matrisi
for idum=1:N
Per(idum,idum)=1/Stator_Rel(NL+idum);
end
%Faz emk degerlerini için katsayi matrisi
Cf(1:3,1:12)=0;
for sat=1:3
jmin=(sat-1)*4+1;
jmax=jmin+3;
Cf(sat,jmin:jmax)=1;
end
% e için D1 ve D2 matrisleri
dPHI=0.5*dPHI;
D1=Cf*C1*NN*Per*C2*INVA*dPHI;

```

```

D2=Cf*C1*NN*Per*C2*INVA*dAA*INVA*BB;
% Rs sargı direnci matrisi
for idum=1:3
R(idum,idum)=Rs;
end
% di/dt ifadesi
dIdt=inv(D1)*(Vs+omega*D2-R*I_Faz');

```

ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında İstanbul'da doğdu. 1997 yılında Suadiye Lisesi'nden mezun oldu. Lisans eğitimini 1997-2002 yılları arasında, Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde tamamladı. 2002 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı.