



**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN
TASARIMI VE DENETİMİ**

Hayatullah NORY

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM
Haziran-2018**

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN TASARIMI VE DENETİMİ

YÜKSEKLİSANS TEZİ

**Hayatullah NORY
(151113113)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih:
Tezin Savunulduğu Tarih:**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)

Dr. Öğr. Üyesi Zeki OMAÇ (M.Ü)

HAZİRAN-2018

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince, değerli fikirleri ile bana yol gösteren, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen kıymetli danışman hocam, sayın Prof. Dr. Hasan KÜRÜM'e katkılarından dolayı teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Yine çalışma süresince, büyük destek gördüğüm ve fikirleriyle çalışmalarına katkıda bulunan Sayın Dr. Öğr. Üyesi Mehmet POLAT'e, Dr. Öğr. Üyesi Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye ve Dr. Öğr. Üyesi Zeki OMAÇ'e hocama teşekkürlerimi borç bilirim.

Tezimin Yazılım kısmında yardımlarını esirgemeyen Sayın Dr. Öğr. Üyesi Mustafa KAYA'ya teşekkür ederim.

Ayrıca çalışmalarımın gerçekleşmesi için maddi destek veren Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırmaları Birimine (FÜBAP) ve ZCM Enerji fabrikasına da çok teşekkür ederim.

Son olarak tez çalışması boyunca desteklerinden dolayı Öznur KILINÇ'a teşekkür ederim.

Hayatullah NORRY
ELAZIĞ-2018

İÇİNDEKİLER

Sayfa no:

ÖNSÖZ.....	II
ÖZET.....	VI
SUMMARY.....	VII
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VIII
TABLolar LİSTESİ.....	X
SEMBOLLER LİSTESİ.....	XI
KISALTMALAR LİSTESİ.....	XIII
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Sabit Mıknatıs.....	4
1.2. Literatür İncelenmesi.....	5
1.3. Motorun Temel Kavramları.....	8
1.3.1. Faraday Yasası.....	8
1.3.2. Ampere Yasası.....	8
2. FDAM MOTORUN PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI.....	11
2.1. Manyetik Devre Parametrelerin Hesabı.....	12
2.1.1. Manyetik Akı ve Relüktans.....	13
2.1.2. Rotor Kaçak Relüktansı.....	14
2.1.3. Hava Aralığı Relüktansı.....	15
2.1.4. Stator Diş ve Arka Çekirdek Relüktansı (R_{ms}).....	16
2.2. Manyetik Devresinin Çözümü.....	17
2.3. Elektriksel Eşdeğer Model Hesaplanması.....	19
2.3.1. Stator Sargı Faz Direnci.....	20
2.3.2. İndüktans Hesaplaması.....	22
2.4. KAYIPLAR.....	28
2.4.1. Bakır kaybı.....	28
2.4.2. Manyetik çekirdek kaybı.....	28

2.4.3. Sürtünme ve Rüzgâr Kayıp.....	30
2.5. Zıt Elektromotor Kuvveti (ZIT EMK).....	30
2.6. Elektromanyetik Moment.....	31
3. GENETİK ALGORİTMA.....	32
3.1. GA'ların Sınırlamaları.....	32
3.2. Temel Terminolojiler.....	32
3.3. GA'nın Basit Yapısı.....	33
3.3.1. Parametrelerin Değerleri Belirlenmesi.....	34
3.3.2. Başlangıç Popülasyonun Genetik Algoritma Kodlama İle Oluşturulması.....	35
3.3.3. Uygun Bireylerin Seçilmesi.....	35
3.3.4. Doğal Seçim Uygula (Natural Selection).....	35
3.3.5. Çaprazlama Operatörü.....	36
3.3.6. Mutasyon Operatörü.....	37
3.3.7. Sonlandırma Ölçütü.....	37
4. SONLU ELEMENLAR YÖNTEMİ.....	38
4.1. Maxwell RMxpert modeli.....	38
5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUN DENETİMİ.....	42
5.1. Giriş.....	42
5.2. Fırçasız Doğru Akım Motorların Çalışma Yöntemi.....	42
5.3. FDAM Motorunun Matematiksel Modeli.....	44
5.4. FDAM Motorunun Alan Yönlendirmeli Kontrolü.....	46
5.5. Simülasyon Benzetimleri.....	49
5.5.1. İnverter Modeli.....	50
5.5.2. Motor Modeli.....	50
5.5.3. Kontrolör Yöntemi.....	51
6. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİ.....	54
6.1. İki Sevyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği.....	55
6.1.1. Sektörlerin belirlenmesi.....	63
7. SİMÜLASYON SONUÇLARI.....	64
7.1. Motorun Genetik Algoritma ile Elde Edilen Optimum Sonuçları.....	64

7.2. Motorun Ansys-Maxwell (RMxpert) ile Elde Edilen Analiz Sonuçları.....	65
7.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyon ile Elde Edilen Sinyali.....	70
7.4. Matlab/Simulink ile Elde Edilen Simülasyon Sonucu.....	73
8. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	72
KAYNAKLAR.....	73
A. EK BÖLÜM.....	76
B. EK BÖLÜM.....	77
C. EK BÖLÜM.....	79
ÖZGEÇMİŞ.....	84

ÖZET

Sabit Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım (FDAM) motoru diğer motorlara göre sanayide yaygın kullanılan motordur. Bu motor genel olarak küçük ve orta güçlerde kullanılır. FDAM motorların birçok alanlarda tercih edilme nedeni; kollektör olmaması, yüksek verime, küçük boyuta sahip olması, daha az bakım gerekmesi ve yüksek hızlarda çalışmasıdır.

Bu çalışmada amaç, dağıtılmış sargı sarımlı, bir prototip FDAM motoru imal etmek ve hız kontrolünü gerçekleştirmektedir. Üstelik kütle başına maksimum güç ve moment yoğunluğu, az mıknatıs malzeme kullanılması ve düşük maliyetli sürücüsünün tasarımı ek amaçlardandır.

Bu çalışmada, FDAM motorların tasarımı için gereken motor boyut, manyetik eşdeğer devre ve elektrik eşdeğer devre parametreler analitik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen parametreleri kullanarak güç kaybı, çıkış güç ve çıkış moment değerleri belirlenmiştir.

Analitik tasarımdan belirlenen motorun boyutlarının optimizasyonu için Genetik Algoritma (GA) kullanılmıştır.

Motorun analizi için sonlu elemanlar yöntemine dayalı, Ansys-2D Maxwell programı kullanılmıştır.

Fırçasız DA motorun (FDAM), alan yönlendirmeli kontrolü, motorun moment kontrolü için yaygın olarak kullanılan yöntemlerden birisidir. Bir FDAM sürücü sistemi, AYK temel alınarak tasarlanmış ve simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

Sistemde kullanılan parçaların, yani FDAM ve sürücüsünün matematiksel modelleri kullanılarak tüm sürücü sistemi Matlab/Simulink ile simülasyonu elde edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Sabit Mıknatıslı Fırçasız DA Motor, Genetik Algoritma, Sonlu elemanlar yöntemi, optimizasyon, Alan yönlendirmeli kontrol, Matlab/Simulink, PWM, Uzak vektör darbe genişlik modülasyon (UVDGM)

SUMMARY

DESIGN AND CONTROL OF BRUSHLESS DC MOTOR

Permanent Magnet Brushless DC (BLDC) motors are the most used machines in the world industry compared to other motors. These motors are generally used for small and medium power. The reasons why BLDC motor are preferred in many areas; is the absence of commutator, has high efficiency, requires less maintenance, has small size, and works at high speed.

Overall the objects of this project are to produce a developed prototype BLDC motor with distributed windings. Moreover, maximum power and torque density per mass, the use of less magnetic materials and lower cost of control card are additional purposes.

In this study, the dimension, magnetic equivalent circuit, and electrical equivalent circuit parameters are analytically calculated. Using the obtained parameters, power loss, output power and output torque values are known.

After finishing the analytical design, Genetic Algorithms (GA) were used as optimization methods to obtain better results.

The Ansys-Maxwell program, based on the finite element method (FEM) for motor analysis, is used, and the prototype evaluated motor has a rated output power of 258w and a nominal speed of 1800rpm.

Brushless DC Motor (BLDC) Field Oriented Control (FOC) is one of the most commonly used methods for motor torque control. A BLDC drive system is designed, simulated and implemented based on FOC.

The entire drive system is simulated in Matlab / Simulink using mathematical models of the devices used in the system, namely BLDC and driver.

The driver's intent is to have speed control over a wide range of speeds. The simulation results show that the speed controller has a good dynamic result.

Key words: Permanent Magnet Brushless DC Motor, Genetic Algorithms, Finite Element Method, optimization, Field Oriented Control (FOC), Matlab/Simulink, PWM, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 1.1. SM motorların elektromekanik yapısına göre sınıflandırılması.....	1
Şekil 1.2. Farklı rotor yapıları. Yüzey mıknatıs, iç yüzey mıknatıs, gömülü mıknatıs.....	2
Şekil 1.3. a) Manyetik yapı, b) Manyetik eşdeğer devresi,	8
Şekil 1.4. a) Manyetik yapı, b) Eşdeğer manyetik devre.....	10
Şekil 2.1. Stator ve mıknatıs çizimi.....	11
Şekil 2.2. Manyetik eşdeğer devre.....	12
Şekil 2.3. Mıknatıs eşdeğer devre modeli.....	13
Şekil 2.4. Hava aralığında kaçak akı.....	16
Şekil 2.5. Sabit mıknatıslı motorların iki elektriksel ekseni eşdeğer devresi (d ve q).....	19
Şekil 2.6. Faz diyagram.....	22
Şekil 2.7. Oluğun kaçak yolları.....	23
Şekil 2.8. Bir oluğun üst ve alt bobinler ve boyutlar gösterimi.....	24
Şekil 2.9. Stator ve sargı son gösterimi.....	25
Şekil 2.10. Motorun d-q eksenleri.....	26
Şekil 3.1. Popülasyon kromozom gen gösterimi.....	33
Şekil 3.2. GA'nın akış diyagramı.....	34
Şekil 3.3. Kromozom yapısı.....	35
Şekil 3.4. Kromozom kod dizisi.....	36
Şekil 3.5. Kromozom kod dizisi.....	36
Şekil 4.1. RMxprt'ten motor model seçimi.....	39
Şekil 4.2. Fırçasız DA motorun Rmxprt modeli.....	39
Şekil 5.1. Transistörlü inverter köprüsü.....	43
Şekil 5.2. Üç fazlı, iki kutuplu FDAM motorun görünüşü	44
Şekil 5.3. FDAM motorların kontrol yöntemleri.....	46
Şekil 5.4. Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) şeması.....	47
Şekil 5.5. İnverterin simulink modeli.....	50

Şekil 5.6. FDAM motorun simulink modeli.....	51
Şekil 5.7. FDAM motor için alan yönlendirmeli kontrol şeması.....	52
Şekil 6.1. 3_Fazlı bir sistem için UVDGM işaretlerinin simulink benzetimi.....	54
Şekil 6.2. 3_Fazlı FDAM motor için inverter yapısı.....	56
Şekil 6.3. Uzay vektör PWM'e ait sekiz çalışma inverter konfigürasyonu.....	56
Şekil 6.4. Üç faz inverterin uzay vektörü.....	57
Şekil 6.5. Durağan dq referans çatısı.....	58
Şekil 6.6. Anahtarlama vertörleri ve sektörleri.....	58
Şekil 6.7. Uzay vektörün dq gerilim bileşenleri.....	60
Şekil 6.8. (θ) Açısının hesaplanması.....	60
Şekil 6.9. (a),(b),(c),(d),(e),(f) iki seviyeli uzay vektör PWM'de altı bölge için anahtarlama durumları.....	61
Şekil 6.10. Uzay vektör PWM'in simulink tasarımı.....	63
Şekil 7.1. Motorun 2D çizimi.....	65
Şekil 7.2. Motorun 3D çizimi.....	65
Şekil 7.3. Ansys-Maxwell'de, analiz için yeterli görünen çizimi.....	66
Şekil 7.4. Mıknatısın akı yolların gösterimi.....	66
Şekil 7.5. Rotor ve Stator üzerinde oluşan akı dağılımı.....	67
Şekil 7.6. Rotor ve stator manyetik alan yoğunluğu.....	67
Şekil 7.7. Zamana göre motorun moment değişimi.....	68
Şekil 7.8. Zamana göre motorun stator sargı akımlarının değişimi	68
Şekil 7.9. Rotor konumuna göre nominal hızdaki indüklenmiş sargı gerilimin değişimi....	69
Şekil 7.10. Rotor konumuna göre yükteki stator sargı akımları	69
Şekil 7.11. Rotor konumuna göre hava aralığının akı yoğunluğu	70
Şekil 7.12 Üretilen büyük, küçük, tek orta ve çift orta PWM sinyallerin gösterimi	70
Şekil 7.13. Motorun maksimum ve nominal moment değeri.....	71

TABLÖLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Uyarma akım ve zıt emk dalga şekillerine göre SM motorların sınıflandırılması...	2
Tablo 1.2. Fırçasız DA motorların Fırçalı DA motorlar ile karşılaştırılması.....	4
Tablo 1.3. Mıknatıs özellikleri.....	5
Tablo 1.4. Eşdeğer manyetik ve elektrik devre benzerlikleri.....	10
Tablo 2.1. Manyetik eşdeğer devre, sembollerin açıklanması.....	13
Tablo 4.1. Motorun GA ile optimum değeri.....	40
Tablo 5.1. Transistörlü inverter köprüsünün anahtarlama sırası.....	43
Tablo 5.2. Kontrol parametreleri.....	53
Tablo 5.3. Motor parametreleri.....	53
Tablo 6.1. Anahtarlama durumları ve vektörleri	57
Tablo 6.2. Sektör değerlerine göre 3-faz PWM'in ayarlanması.....	63
Tablo 7.1. Genetik algoritma ile optimum olmuş parametrelerin aralığı	64
Tablo 7.2. FDAM-motoru modellemek için maxwell-Rmxprt parametre değerleri.....	64
Tablo A.1. Motorun temel geometrik denklemleri.....	76

SEMBOLLER LİSTESİ

A	: Akı geçtiği alan	: metre ²	: m ²
A_c	: Çekirdeğin kesit alanı	: metre ²	: m ²
A_g	: Hava aralığının kesit alanı	: metre ²	: m ²
B	: Akı yoğunluğu	: Tesla	: T
B_c	: Çekirdeğin akı yoğunluğu	: Tesla	: T
B_r	: Mıknatısın kalıcı akı yoğunluğu	: Tesla	: T
D_{kablo}	: Kablo çapı	: metre	: m
E_a, E_b, E_c	: Her bir fazın zıt emk değeri	: Volt	: V
f	: frekans	: Hertz	: Hz
F	: Manyeto motor kuvvet	: Ampere-sarım	: AT
H	: Manyetik alan yoğunluğu	: Ampere/metre	: Am ⁻¹
H_c	: Çekirdeğin manyetik alan yoğunluğu	: Ampere/metre	: Am ⁻¹
h_{mk}	: Mıknatıs uzunluğu	: metre	: m
I	: Akım	: Ampere	: A
I_d, I_q	: d-q- eksen akımı	: Ampere	: A
I_a, I_b, I_c	: Her bir fazdan akan akım	: Ampere	: A
J	: Motorun mil ataleti	:	
k_e	: Girdap kayıp katsayısı		
k_h	: Histerisiz kayıp katsayısı		
k_{st}	: Yığın faktörü		
k_w	: Sargı faktörü		
L_a, L_b, L_c	: Her fazın öz indüktansları	: Henry	: H
$L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$	: Fazların karşılıklı indüktansları	: Henry	: H
l_c	: Çekirdeğin ortalama yol uzunluğu	: metre	: m
L_c	: Tel uzunluğu	: metre	: m
L_d, L_q	: d-q- eksen endüktansı	: Henry	: H
L_g	: Hava aralığının uzunluğu	: metre	: m

m_0	: Çekirdeğin ağırlık yoğunluğu	: Kilogram/metre ³	: kg/m ³
M	: kütle	: Kilogram	: kg
n	: motorun hızı	: devir / dakika	: dv/dk
N	: sarım sayısı		
N_{oluk}	: oluk sayısı		
P	: Kutup sayısı		
q	: oluk sayısı/kutup sayısı/faz sayısı		
R_a, R_b, R_c	: Her bir fazın sargı direnci	: ohm	: Ω
	: Çekirdek relüktansı	: Ampere-sarım/weber: AT/Wb	
R_{mg}	: Hava aralığının Relüktansı	: Ampere-sarım/weber: AT/Wb	
r_s	: Faz direnci	: ohm	: Ω
T_e	: Moment	: Newton. Metre	: Nm
T_L	: Harici yük momentı	: Newton. Metre	: Nm
V_a, V_b, V_c	: Her bir fazın sargı gerilimi	: Volt	: V
W_c	: Koenerji		
μ	: Çekirdeğin manyetik geçirgenliği	: Henry/metre	: Hm ⁻¹
μ_0	: Hava aralığının manyetik geçirgenliği	: Henry/ metre	: Hm ⁻¹
μ_r	:Sabit mıknatısın geçirgenliği	: Henry/ metre	: Hm ⁻¹
ϕ	: Akı	: weber	: wb
ρ	: İletgen direnç özelliği	: ohm.metre	: $\Omega.m$
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	: Her bir fazın akı bağlantısı	: Weber	: Wb
$\Psi_{am}, \Psi_{bm}, \Psi_{cm}$	: SM nedeni ile, fazlar ile akı bağlantısı	: Weber	: Wb
Ψ_m	: Mıknatıs akısı	: Weber	: Wb
θ_{re}	: Rotorun elektriksel pozisyonu	: Radyan	: rad
θ_{rm}	: Rotorun mekaniksel pozisyonu	: Radyan	: rad
ω_e	: Rotorun elektriksel hızı	: radyan/saniye	: rad/s
ω_m	: Rotorun mekaniksel hızı	: radyan/saniye	: rad/s

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
A.M.RMxprt	: Ansys Maxwell-RMxprt
AYK	: Alan yönlendirmeli kontrol
C_{pitch}	: Bir bobinin açılal yayılımının bir kutuba oranı
DA	: Doğru akım
D_{ms}	: Mıknatısın yüzeysel çapı
D_{si}	: Statorun iç çapı
D_{so}	: Statorun dış çapı
Emk	: Zıt elektromotor kuvveti
EMF	: Elektromotor kuvveti
FDAM	: Sabit mıknatıslı fırçasız DA motor
EMI	: Elektromanyetik paraziti
GA	: Genetik Algoritma
h_{bc}	: Arka çekirdeğin uzunluğu
HP	: Beygir gücü
K_{cs}	: Karter katsayısı
k_{fill}	: Oluğun doluluk faktörü
L_{ext}	: Sargı son yüksekliği
MMK	: Manyeto motor kuvveti
NdFeB	: Neodymium-iron-boron
PWM	: Darbe genişlik modülasyon tekniği
SM	: Sabit Mıknatıs
SMDA	: Sabit mıknatıslı DA motor
SMBDA	: Sabit mıknatıslı fırçalı motor
S_{pitch}	: Bir bobinin iki iletken arasındaki oluk sayısı
SMSM	: Sabit mıknatıslı senkron motor
SEA	: Sayısal elemanlar analizi

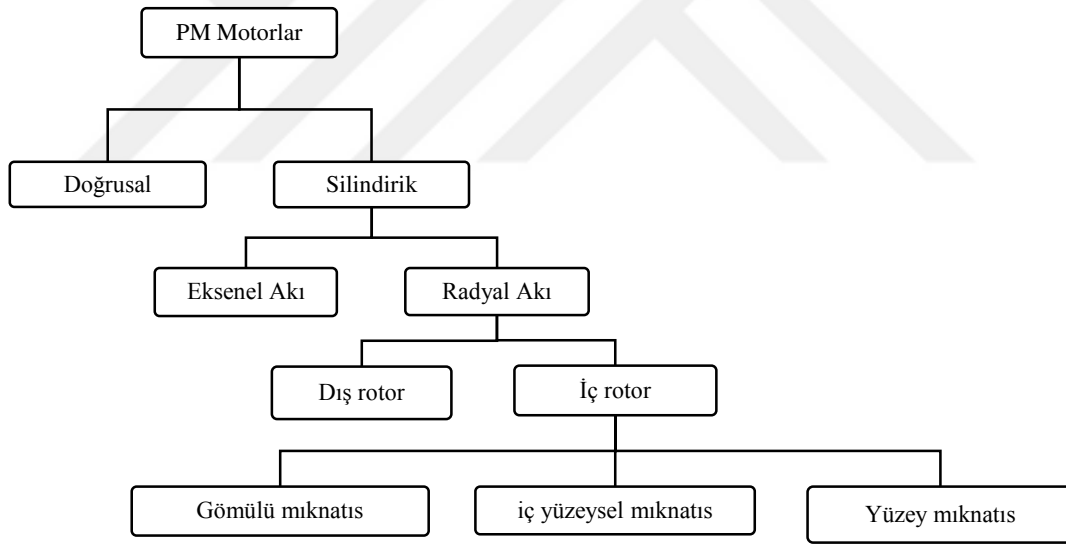
UVDGM	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği
w_0	: Oluğun dış genişliği
w_{c1}	: Sargı son uzunluğu
2D	: İki boyut
3D	: Üç boyut



1. GİRİŞ

Günümüzde, elektrik motorları hemen hemen tüm endüstriyel alanda çeşitli yükleri sürmek amacıyla kullanılmaktadır. Dünyada kullanılan milyarlarca elektrik motorları, çeşitli uygulamalar için farklı güçlerde bulunmaktadır. Büyük güçlü motorlar daha büyük iş makinelerinde ve küçük güçlü motorlar ise ev aletlerinde kullanılmaktadır [1].

Sabit Mıknatıslı (SM) motorlar, yayınlanmış makaleler ve kitaplarda, yazarlar tarafından çeşitli sınıflara ayrılmıştır. Her sınıflandırılmanın kendi temeli vardır. Bu tez çalışmasında, SM motorun elektromekanik yapısına dayalı sınıflara ayrıldığı Şekil 1.1’de görülmektedir [2].



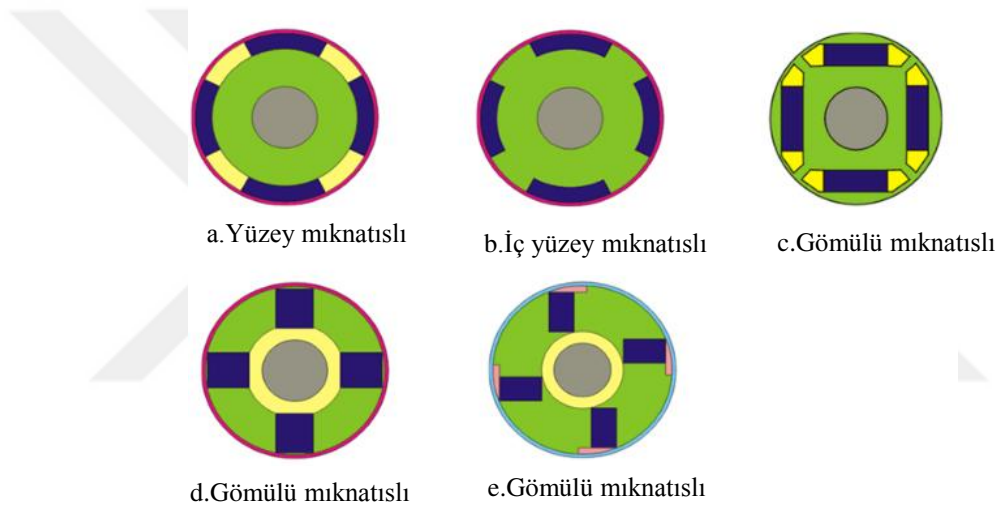
Şekil 1.1. SM motorların elektromekanik yapısına göre sınıflandırılması [2]

Şekilde görüldüğü gibi, SM motorun, elektromekanik çalışmasına göre ilk ayırım yapılır. Silindirik SM motorlar, bir dönen rotor ve bir sabit stator ile normal dönme hareketine sahiptirler. Öte yandan, doğrusal motorlar, rotorun düz yolda kayması ile çalışır.

Bu çalışmanın odak noktası silindirik motor olduğundan, bu tür motorları manyetik devrelerine göre eksen akı ve radyal akı olarak iki sınıfa ayrılmaktadır. Eksen akı motorlarda,

stator ve rotor düz ve birbirinin üzerinde yer alırlar. Hâlbuki radyal akı rotorlarda rotor ve stator birbirini içindedir.

Radyal akı motorlar, rotor ve stator pozisyonlarına göre iç rotor (rotor, stator ile sarılı) ve Dış rotor (stator, rotor ile sarılı) olarak iki sınıfa ayrılırlar. İç rotorlu motorlar mıknatıs yapılarına göre üç gruba (Gömülü mıknatıs, İç yüzey mıknatıs ve Yüzey mıknatıs) ayrılırlar. Her birisini yapısına göre avantajı ve dezavantajı bulunmaktadır [2]. Şekil 1.2 'de iç rotorlu SM motorların, mıknatıs yapılarına göre farkı türleri verilmiştir.



Şekil 1.2. Farklı rotor yapıları. Yüzey mıknatıs, iç yüzey mıknatıs, gömülü mıknatıs

SM motorlar, akı yoğunluk dağılımına ve uyarma akımı şekline göre iki gruba ayrılabilir. Birinci grup sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), sinüzoidal akı yoğunluğuna sahip ve diğer grup (FDAM) dikdörtgen şekilli akı yoğunluğuna sahiptir. Bu tip SM motorların özellikleri Tablo 1.1'de verilmiştir.

Tablo 1.1.Uyarma akım ve zıt emk dalga şekillerine göre SM motorların sınıflandırılması

	SMSM	FDAM
Faz akım uyarma	Sinüzoidal	Kare
Akı yoğunluğu	Sinüzoidal	İkizkenar yamuk şeklinde
Faz zıt emk	Sinüzoidal	Kare
Güç ve moment	Sabit	Sabit

Günümüzde FDAM motorlar sanayide en çok kullanılan motorlardandır [3]. Genel olarak sanayide küçük ve orta gücde kullanılmaktadır. FDAM motor birçok sebepten dolayı diğer elektrik motorlarından üstün tarafları vardır. Bu tür motorlarda komütatör bulunmadığından yüksek verime sahiptirler. Daha az bakım gerekir, boyut olarak küçüktürler ve diğer DA motorlarına göre yüksek hızlarda çalışıyorlar [3]. Bugün içinde bulunduğumuz teknoloji kullanımı ile üreticiler ve araştırmacılar daha çok yüksek verime sahip olan elektrik motor üretimi için, yani motorun kayıp güçlerini azaltmak için çalışmaktadırlar. FDAM motorlar yüksek verim ve küçük boyut açısından diğer motorlara göre üstünlükleri vardır. Şu an FDAM motorlar uçakta ve otomotivde en önemli parçalardan birisi olmuştur [3]. Böylece boyutun küçük olması ayrıca çıkış moment (τ/kg) ve çıkış güç yoğunluğu yüksekliği ile diğer elektrik motorlarına göre avantajları vardır [3].

İşte bu iki parametre bu tür motorların kullanışlı olduğunu temsil etmektedir. Bu nedenlerden dolayı, bu tezde sadece iç yüzey mıknatıslı Fırçasız DA motorların tasarımı ayrıntılı bir şekilde bahis edilecektir.

Tablo 1.2. Fırçasız DA motorların Fırçalı DA motorlar ile karşılaştırılması [4] [5]

No	Özellik	Fırçasız doğru akım motoru	Fırçalı doğru akım motoru
1	Bakım	Düşük Bakım gerektirir	Fırçalar sürekli bakıma ihtiyaç duymaktadır.
2	Hız Sınırı	Mekanik Fırça olmadığından geniş hız aralığına sahiptir.	Mekanik Fırça olduğundan orta hıza sahiptir.
3	Güç yoğunluğu	İyi bir termal karakteristiğe sahip olduğundan güç yoğunluğu çok yüksektir. Motorun sadece statorunda sargılar yer aldığından daha iyi ısı dağılımına sahiptir.	Güç yoğunluğu düşüktür. Armatür akımı hava aralığın sıcaklığını yükselttiğinden çıkış güç sınırlanmaktadır.
4	Rotor Ataleti	Sabit Mıknatıslar normal sargılı rotorlardan daha hafif olduğundan düşüktür.	Bakır sargılı rotorlar Sabit mıknatıslardan daha ağır olduğundan yüksektir.
5	Verim	Rotorda herhangi bir güç kaybı olmadığından daha yüksektir.	Mekanik Fırçalardaki kayıptan dolayı düşüktür.
6	Kullanım Süresi	Çok uzun.	Fırçalardan dolayı az ömüre sahiptir
7	Moment/Hız karakteristiği	Düz	En yüksek hıza ulaşana kadar düzdür.
8	Elektromanyetik Girişim	Düşük.	Fırçalar gürültü üretmektedir.
9	Komütasyon	Elektriksel komütasyona sahiptir.	Mekaniksel komütasyona sahiptir
10	Kontrol	Çalıştırmak için inverter ile dijital kontrol gerektirir.	Basit kontrole sahiptir. Kontrole ihtiyaç duymadan Sabit hızda çalışmaktadır.
11	Üretim Maliyeti	Üretimi kolaydır, ancak sabit mıknatıstan dolayı fiyatı yüksektir.	Fırçadan dolayı üretimi karmaşıktır. Fiyat olarak uygundur.

1.1. Sabit Mıknatıs

Sabit mıknatıslar (SM) farklı çeşitleri ile hayatımızın hemen hemen her yerinde kullanılmaktadır. Çoğunluk ile kullanılan mıknatısların, Alnico, Ferrite (Ceramic), Samarium-Cobalt ve Neodymium-iron-boron (NdFeB) özellikleri Tablo 1.3 verilmiştir.

Ferrite mıknatıslar ucuz oldukları için birçok uygulamada kullanılmaktadır, ama ürettiği manyetik alan yoğunluğu ve performansı düşük olduğundan, NdFeB mıknatıslar yüksek

performansa sahip olduğundan genel kullanım mıknatıs olarak bilinmektedir. NdFeB sabit mıknatıs yüksek performansa sahip olmalarına rağmen Samarium-Cobalt mıknatısına göre ucuzdur [6].

Tablo 1.3. Mıknatıs özellikleri [7]

Özellik	Birim	Alnico 5-7	Ceramic	Sm2Co17	NdFeB
Br	T	1.35	0.405	1.06	1.12
$\mu_0 H_c$	T	0.074	0.37	0.94	1.06
(BH)_{max}	MGOe	7.5	3.84	26.0	30.0
μ_{rec}		1.9	1.1	1.03	1.1
Spesifik yer çekimi		7.31	4.8	8.2	7.4
Özdirenç	$\mu\Omega$ cm	47	$> 10^4$	86	150
Termal genişleme	$10^{-6} / ^\circ C$	11.3	13	9	3.4
Br Sıcaklık katsıyısı	$\% / ^\circ C$	-0.02	-0.2	-0.025	-0.1
Doyma	kOe	3.5	14.0	> 40	> 30

1.2. Literatür İncelemesi

Sabit Mıknatıslı motorlar ile ilgili çalışmalar 1990 yıllarında başlamıştır. Dr. Duane Hanselman 2003 yılında FDAM motorun, manyetik eşdeğer devre ile tasarımını detaylı bir şekilde anlatmış ve onuncu (son) bölümünde, yaklaşık olarak elli tane örnek, farklı oluk ve mıknatıs sayılarda bir önceki bölümlerde yapmış olduğu tasarım denklemleri kullanarak çözmüş, faz ve hatlar arasındaki zıt elektromotor kuvveti (zıt emk), temellere göre faz zıt emk harmonik genlik ve sargı tiplerin şekillerini göstermiş. Bir de bu kitapta üç tane farklı stator karter katsayıları çizimleri ile beraber verilmiştir [6].

Genel olarak FDAM motorlar küçük ve orta güçlerde katllanılmaktadır. Son yıllarda yüksek güçler için de kullanılmaktadır, 2010 yılında İngiltere’de yayınlanmış doktora tezi ve Jacek F. Gieras Mitchell Wing, “Permanent Magnet Motor Technology” isimli kitabında, FDAM

motorların yüksek güçlerde kullanıldığını anlatmıştır. Bu tezde yüksek güçlü FDAM motorun değerlendirilmesi ve tasarımı yapılmıştır. Üstelik bu çalışmada kayıplar ve ısı analizinden de bahsedilmiştir [3] [8].

Motor tasarımında genel olarak dönme kaybı (sürtünme + rüzgâr), diğer kayıplara göre düşük olduğundan ihmal edilebilir, ama en iyi sonuç elde etmek için ihmallerden kaçınmak gerekir. 2002 yılında Jacek F. Gieras Mitchell Wing, dönme kaybını analitik hesaplamıştır. Ve burada sargı son edüktans hesaplamasına da yer verilmiştir [8].

T.J.E. MILLER, 1989 yılında FDAM ve Relüktans motorların tasarımını yapmış ve bu iki motorun sonuçlarını birbiri ile mukayese etmiştir. Sabit Mıknatıs özellikleri ve B-H histerisiz döngüsü de burada detaylı bir şekilde anlatılmıştır [7].

2010 yılında İlker ŞAHİN 'FDAM motorun manyetik ve elektriksel eşdeğer devrelerini kullanarak motor tasarımı yapmıştır. Motor tasarım aşamalarında optimizasyon yöntemlerinden Genetik Algoritma (GA) ve analizi için sonlu elemanlar yöntemine dayalı, bilgisayar programlarından Ansys Maxwell-RMxpert (A.M.RMxpert) programı kullanılmıştır [2].

Stephen J. Chapman, 2005 yılında, makine prensiplerine giriş yaptıktan sonra indüksiyon, senkron, doğru akım (DA), tek fazlı ve özel amaçlı makinelerin temel kavramlarından bahsetmiştir. Ek bölümde DA makine temelleri ve dağıtılmış sargıların anlatımına yer verilmiştir [9].

Gürcistan'da 2010 yılında Yao Duan tarafından hazırlanmış doktora tezinde, SM makine ve indüksiyon makinelerin tasarımını analitik hesapladıktan sonra üç farklı optimizasyon yöntemini (G.A, Vektör optimizasyon algoritması ve parçacık sürüsü optimizasyonu) kullanmıştır. Başka bir bölümde dağıtılmış ve konsantrasyonlu sargıları, yüzey monte edilmiş SM makineler için karşılaştırılmış [10].

2016 yılda, Prathamesh Mukund Dusane 3D ANSYS-Maxwell'i, farklı oluk ve kutup sayılarına sahip olan FDAM motorlar için kullanmış, bunların çizimleri ve sonuçları ayrıntılı bir şekilde verilmiş ve üstelik bu motorların sonuçları birbiri ile karşılaştırılmıştır [11].

SM- motor, çalışmaları 2000 yıllarından sonra geliştirilmiştir. Orta Doğu Teknik niversitesinde yapılan çalışmaların bir kaç rneği, 2004 yılında Cüneyt KARACAN ‘‘Anahtarlanmış Relüktans Motorların Performansının İndüksiyon Motorlar ve SMDA Motorlar ile karşılaştırılması’’ [12], 2009 yılında Kurtuluş YILMAZ ‘‘Eksen ve Radyal akı FDAM motorların karşılaştırılması’’ [13], 2014 yılında Bulgan DENİZ ‘‘SM-AA motorların analizi için bir yazılım’’ [1] ve 2015 yılında Necati ÇAĞAN ‘‘Dış rotorlu FDAM motor tasarımı’’ [14] başlığı altında çalışmalar yapılmıştır.

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun (SMSM), sürücü tasarımı, simülasyonu ve uygulaması İsveç’te Chalmers Teknoloji niversitesinde 2011 yılında DAVID VINDEL MUNOS tarafından yüksek lisans bitirme tezi amacı ile yapılmıştır. Bu alışma süresince, SMSM motorun matamatiksel modeli, alan yönlendirmeli kontrolü yöntemi ve motorun simülasyonu modeli yapılmıştır, ayrıca motor sürücüsü yapılp deneysel sonuçlar da elde edilmiştir [15].

İsveç’te 2013 yılında Chalmers Teknoloji niversitesinde PHILIP LARSSON NICLAS RASMUSSEN tarafından yüksek lisans bitirme tezi amacı ile yapılmış çalışmada FDAM motorun sürücüsü tasarlanmıştır. Bu çalışmada elektirikli araçlar için FDAM motor sürücüsü tasarlanıp prototipi yapılmış bulunmaktadır. Eletronik devre tasarımı için Altium Designer kullanılmıştır [16].

Fırat niversitesinde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde 2008 yılında Eyyüp ÖKSÜZTEPE tarafından yayınlanmış doktora tezinde PWM tetikleme stratijisi ve Alan Yönlendirme Kontrolü kullanılarak SMSM Motorların Algılayıcısız Kontrolü yapılmıştır [17].

1.3. Motorun Temel Kavramları

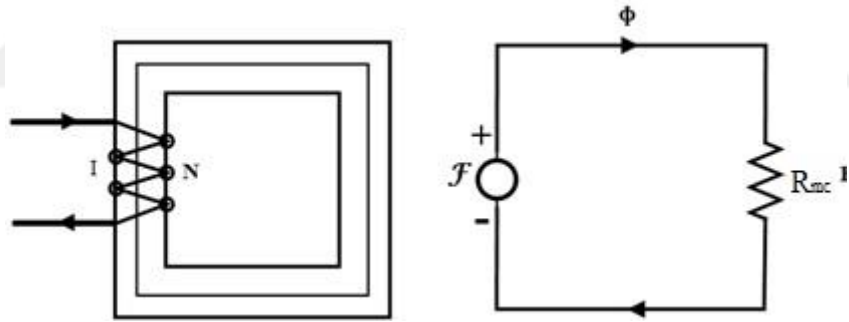
1.3.1. Faraday Yasası

Bir telden geçen akım, tel etrafında, bir manyetik alan oluşturur (Ampere yasası).

Bir bobin etrafında, zaman değişimi ile değişen manyetik alan, bobinde bir gerilim oluşmasına neden olur (Faraday yasası).

1.3.2. Ampere Yasası

Bir Manyetik çekirdeğin çevresindeki N sarımlı bir bobinden I akım akarsa $N \cdot I$ değerinde bir manyeto-motor kuvvet (MMK) oluşur. Bu kuvvet F ile gösterilir, birimi Ampere-sarımdır. Aşağıda Şekil 1.3'te verilen ferromanyetik çekirdeğin, ortalama yolun çevresine ampere yasası uygulanırsa Denklem, 1.1 ve 1.2 elde edilir.



Şekil 1.3. a) Manyetik Yapı, b) Manyetik Eşdeğer Devresi

$$F = I_{net} = \oint H \times dl \quad (1.1)$$

F : Manyeto-motor kuvveti

H : Manyetik alan yoğunluğu

l_c : Çekirdeğin ortalama yol uzunluğu

I_{net} : Akım

Eğer N sarım sayısına uygulanırsa;

Eğer Denklem 1.1 manyetik alan kuvveti $N \cdot I$ (Ampere-Sarım) eşit ise, manyeto-motor kuvveti aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$F = N \cdot I = \oint H \cdot dl_c \quad (1.2)$$

N : sarım sayısı

Akı yoğunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$B = \mu \cdot H \quad (1.3)$$

B : Akı yoğunluğu

μ : Malzemenin manyetik geçirgenliği

Manyetik akı aşağıdaki Denklem 1.4 gibi hesaplanır;

$$\phi = B \cdot A \quad (1.4)$$

A : Kesit alanı

Aşağıdaki Şekil 1.4 üzerinde oluşan manyeto-motor kuvveti aşağıdaki Denklem 1.5 ifade ile hesaplanabilir.

$$F = N \cdot I = H_c \cdot l_c = \frac{B_c}{\mu} \cdot l_c = \frac{\phi}{A_c \cdot \mu} \cdot l_c \lim_{x \rightarrow \infty} \quad (1.5)$$

H_c : Çekirdeğin manyetik alan yoğunluğu

B_c : Çekirdeğin akı yoğunluğu

l_c : Çekirdeğin ortalama yol uzunluğu

A_c : Çekirdeğin kesit alanı

μ : Çekirdeğin manyetik geçirgenliği

N : Sarım sayısı

I : Akım

ϕ : Akı

Çekirdeğin Relüktansı aşağıdaki Denklem 1.6 ile hesaplanır;

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \cdot A_c} \quad (1.6)$$

Böylece

$$F = \phi \cdot R_{mc} \quad (1.7)$$

Eğer manyetik çekirdekte hava aralığı varsa:

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (1.8)$$

l_g : Çekirdeğin hava aralığı uzunluğu

A_g : Çekirdeğin hava aralığı kesit alanı

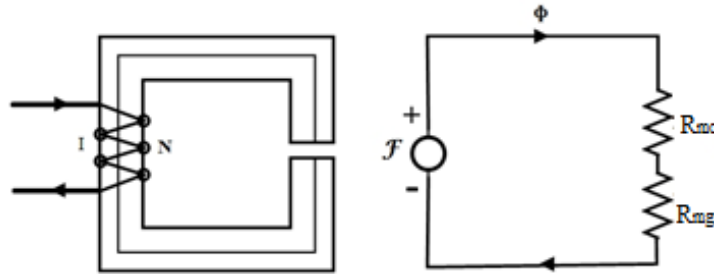
Tablo 1.4. Eşdeğer manyetik ve elektrik devre benzerlikleri

Benzerlikler			
Manyetik devre		Elektriksel devre	
Akım	ϕ	Akım	I
Relüktans	R_m	Direnç	R
MMK	F	Gerilim	E

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \cdot A_c} \quad (1.9)$$

Nihayet, Şekil 1.4 için manyeto-motor kuvveti aşağıdaki Denklem 1.10 ile hesaplanır.

$$F = \phi \cdot (R_{mg} + R_{mc}) \quad (1.10)$$



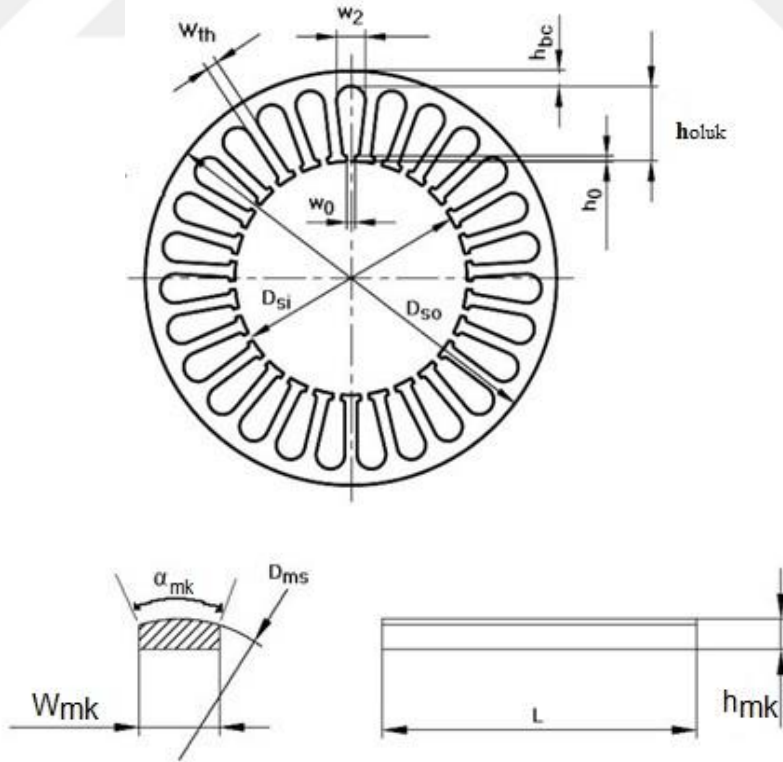
Şekil 1.4. a) Manyetik yapı, b) Eşdeğer manyetik devre

2. FDAM MOTOR PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI

Bu bölümde iç yüzey mıknatıslı, iç rotorlu, radyal akı fırçasız DA motorun tasarımı için matematiksel denklemler çıkarılacaktır. Bu denklemlerin girişleri, motorun boyutları mesela: paket boyutu, hava aralığı, oluk sayısı, kutup sayısı gibi... Ve malzeme özellikleride mıknatısın kalıcı akı yoğunluğu, manyetik sac ağırlık yoğunluğu gibidir.

Bir motorun sonuç olarak çıkarılması gereken çıkışlar, çıkış gücü, moment, verim gibi parametrelerdir.

Bu bölümdeki matematiksel denklemler, eşdeğer manyetik model ve eşdeğer elektriksel modeli kullanılarak çıkarılmıştır ve çıkarılmış denklemler etiket verileri verilmiş bir küçük güçlü FDAM motor için test edilmiştir. Bir sonraki bölümde görüldüğü gibi Ansys-Maxwell programı da kullanılmıştır.



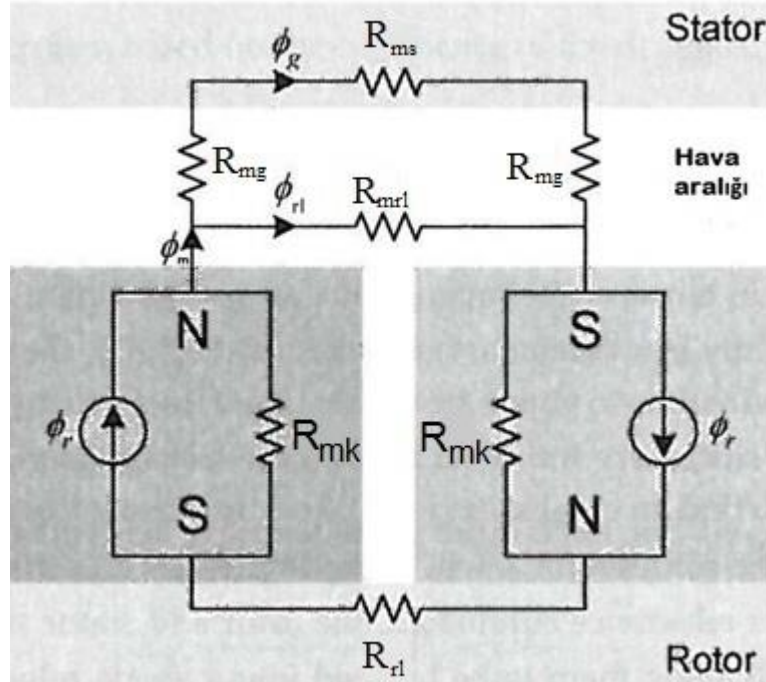
Şekil 2.1. Stator ve mıknatısın çizimi

2.1. Manyetik Devre Parametrelerin Hesabı

Tablo 2.1’de verilmiş parametrelerin her birisi için farklı matematiksel denklem çıkarmak amacı ile mıknatıstan oluşmuş, manyetik çekirdek üzerindeki akı yolunu kullanımı ile bir manyetik eşdeğer devre çıkarılacaktır, bu devrede her mıknatıs bir eşdeğer Norton devresiyle gösterilmiştir.

Manyetik devre parametrelerin hesabı için, verilmiş motorun akı yolu analiz edilmesi gerekir. Herhangi bir kutuptan oluşan akı hava aralığı ve sonra stator dişleri üzerinden geçip manyetik çekirdek üzerinden iki yolu takip ederek tekrar dişler ve sonra komşu mıknatıslar üzerinden geçip rotor tarafa ulaşır ve nihayet orijinal mıknatısın üzerinden geçer [3] [6].

Şekil 2.2’da rotor boyunduruğunun relüktansı R_{mr} , rotor kaçak relüktansı R_{mrl} , mıknatısın iç kaçak relüktansı R_{mk} , stator dişin relüktansı R_{mth} , hava aralığı relüktansı R_{mg} ve stator manyetik çekirdeğin relütansı R_{mbc} ve ϕ_g , ϕ_{rl} , ϕ_m ve ϕ_r hava aralığı akı, rotor arasındaki rotor kaçak akı, mıknatıs akı ve mıknatıs tarafından üretilen akı parametreleri sıra ile verilmiştir.



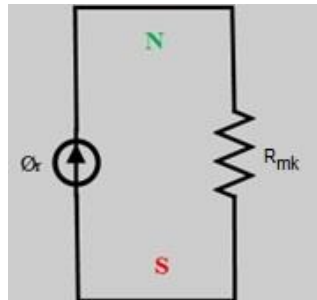
Şekil 2.2. Manyetik eşdeğer devre

Tablo 2.1. Manyetik eşdeğer devre, sembollerin açıklanması

No	Sembol	Açıklama
1	ϕ_g	Hava aralığı akısı
2	ϕ_{rl}	Rotor kutupları arasındaki rotor kaçak akısı
3	ϕ_m	Mıknatıs akı
4	ϕ_r	Mıknatıs tarafından üretilen akısı
5	R_{mbc}	Stator manyetik çekirdeğin relüktansı
6	R_{mth}	Stator dışının relüktansı
7	R_{mg}	Hava aralığı relüktansı
8	R_{mrl}	Rotor kaçak relüktansı
9	R_{mk}	Mıknatısın iç kaçak relüktansı
10	R_{mr}	Rotor boyunduruğunun relüktansı
11	R_{ms}	Stator çekirdeğin relüktansı

2.1.1. Manyetik Akı ve Relüktans

Mıknatıs modellemesi motor tasarımı için en önemli ve başlangıç noktası olarak bilinmektedir. Mıknatıs eşdeğer modelinde, her bir mıknatıs, bir akı kaynağı ve bir mıknatıs iç relüktansı ile gösterilir. Bu akı kaynağı mıknatıs iç relüktansı ile paralel eşdeğer Norton modelinde bağlanmıştır.



Şekil 2.3. Mıknatıs eşdeğer devre modeli

Mıknatısın Norton eşdeğeri aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir.

$$\phi_r = B_r \cdot A_{mk} \quad (2.1)$$

Mıknatısın kesit alanı aşağıdaki Denklem 2.2 gibi hesaplanır.

$$A_{mk} = W_{mk} \cdot L \quad (2.2)$$

B_r : Mıknatıs kalıcı akı yoğunluğu

A_{mk} : Mıknatısın kesit alanı

W_{mk} : Mıknatısın genişliği

L : Paket uzunluğu

Manyetik eşdeğer devre relüktansı Denklem 2.3 ile hesaplanır.

$$R_{mk} = \frac{h_{mk}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{mk}} \quad (2.3)$$

h_{mk} : Mıknatıs uzunluğu

R_{mk} : Mıknatıs relüktansı

μ_0 : Hava aralığının geçirgenliği

μ_r : Mıknatısın geçirgenliği

ϕ_r : Mıknatıs tarafından üretilen akı

2.1.2. Rotor Kaçak Relüktansı

Bu parametre mıknatıstan statora tarafa geçemeyen akı, mıknatıslar arasında oluşturan yolun relüktansını temsil eder. Referans [7] belirtildiği gibi bu parametreyi kanıtlamak zordur, onun için mıknatıs iç relüktansı, cinsinden ifade edilir. Rotor kaçak relüktansı, mıknatıs iç relüktansın yaklaşık on katına eşit alınacaktır.

$$R_{rl} = 10 \cdot R_{mk} \quad (2.4)$$

2.1.3. Hava Aralığı Relüktansı

Hava aralığı relüktansı, eşdeğer manyetik devrenin önemli bir parametresidir. Bu parametre hava aralığı akı ve akı yoğunluğunu hesaplamak için kullanılır. Hava aralığı relüktansı genel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_{mg} = \frac{g'}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (2.5)$$

A_g : Hava aralığı kesit alanı

Olukların boşlukları da R_g , parametreyi etkilediğinden, hesaba katmak için, Karter katsayısı kullanılacaktır [6].

$$g' = g \cdot k_{cs} \quad (2.6)$$

$$k_{cs} = \frac{\frac{\pi \cdot D_{si}}{N_{oluk}}}{\frac{\pi \cdot D_{si}}{N_{oluk}} - \frac{w_0^2}{w_0 + 5 \cdot g}} \quad (2.7)$$

g : Hava aralığı uzunluğu

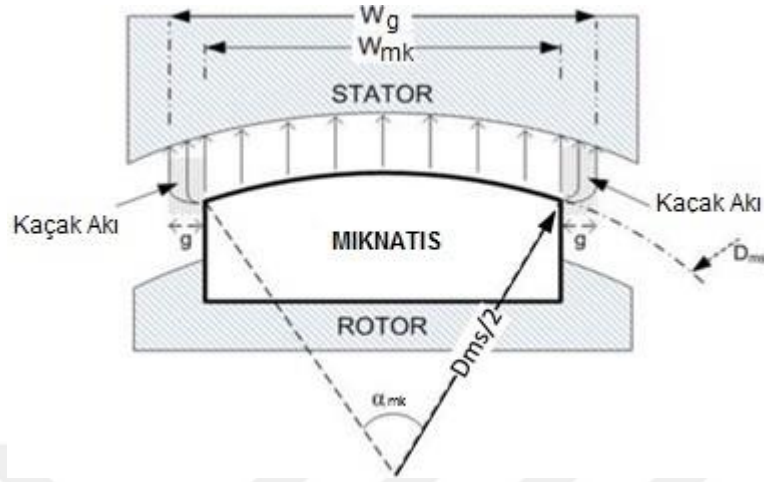
D_{si} : Statorun iç çapı

N_{oluk} : Oluk sayısı

w_0 : Oluğun dış genişliği

Sabit mıknatıs tarafından üretilen akı hava aralığı yolu ile stator tarafa ve stator taraftan rotora doğru sürekli olarak akışta bulunur. Hava aralığı akı yoğunluğunu ve hava aralığı relüktansını hesaplamak için hava aralığının analitik olarak hesaplanması gerekir.

Hava aralığı alanı küp bir mıknatıs için Denklem 2.2 gibi hesaplanabilir. Bu tezde kullanılan mıknatısın dış tarafı dairesel olduğundan hava aralığı alanı, Denklem 2.8'de çıkartılmıştır. Hava aralığı alanını hesaplamak için kaçak akıyı da yolun alanını da işin içine katmak gerekir. Kaçak akı yolunun alanını hesaplamak zor olduğundan, yaklaşık olarak hava aralığı cinsinden tanımlanacaktır. Mıknatısın her tarafındaki kaçak akı aralığı genişliği referans [7] göre, ' g 'ya eşittir. Bu şekilde hava aralığı alanı Denklem 2.8 gibi yazılabilir.



Şekil 2.4. Hava aralığında kaçak akı

$$A_g = \left(\frac{1}{2} \cdot D_{ms} \cdot \alpha_{mk} + 2 \cdot g \right) \cdot L \quad (2.8)$$

A_g : Hava aralığının kesit alanı

D_{ms} : Mıknatısın yüzey çapı

α_{mk} : Mıknatısın yüzey açısı

Mıknatısın yüzey açısı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\alpha_{mk} = 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{W_{mk}}{D_{ms}} \right) \quad (2.9)$$

$$R_{mg} = \frac{g \cdot k_{cs}}{\mu_o \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot D_{ms} \cdot \alpha_{mk} + 2 \cdot g \right) \cdot L} \quad (2.10)$$

2.1.4. Stator Diş ve Arka Çekirdek Relüktansı (R_{ms})

Stator dişleri ve arka çekirdeğin genel olarak sonsuz geçirgenliğinin olduğu kabul edilir, bu yüzden bunların relüktansları ihmal edilir. Ancak, servo uygulamaları gibi yüksek alan yoğunluklu motorlarda, motor hacmini küçültmek için akı yoğunluğu doyum seviyesine getirilir. Bunun gibi durumlarda, stator dişleri ve arka çekirdeğin relüktanslarından dolayı

MMF’te bir düşüş oluyor. Bu nedenden, manyetik alan hesaplamasında, stator diş ve arka çekirdek relüktansları dahil edilmektedir.

$$R_m = \frac{\text{Akı yolu uzunluğu}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot \text{akı yolu kesit alanı}} \quad (2.11)$$

Statorun diş relüktansı aşağıdaki Denklem 2.12 ile hesaplanır.

$$R_{mth} = \frac{h_1 + h_2 + h_3}{\mu \cdot \mu_0 (w_{th} \cdot L)} / S_{pitch} \quad (2.12)$$

h_1, h_2, h_3 : Oluğun yüksekliği

S_{pitch} : Bir bobinin iki iletken arasındaki oluk sayısı

w_{th} : Statorun diş genişliği

$$R_{mbc} = \frac{\pi \cdot (D_{so} - h_{bc}) / p}{\mu \cdot \mu_0 (h_{bc} \cdot L)} \quad (2.13)$$

D_{so} : Statorun dış çapı

h_{bc} : Arka çekirdeğin uzunluğu

P : Kutup sayısı

μ_0 : Hava aralığının geçirgenliği

2.2. Manyetik Devrenin Çözümü

Bir önceki bölümde manyetik eşdeğer devre parametreleri çıkartıldı. Bu bölüm de manyetik akı yoğunluğu çıkarılacaktır.

Manyetik devreler aynen elektrik devreleri gibi çözülmektedir. Mıknatıs tarafından üretilen Manyeto Motor kuvveti (MMK), toplam harcanmış MMK’ye, eşit yasasına dayalı çözülecektir.

Mıknatıs tarafından üretilen MMK, hava aralığı ve sac üzerinde harcanır. Sac üzerinde harcanan MMK’i hava aralığı üzerinde harcama MMK ile mukayese edilemez, çünkü hava aralığı relüktans denkleminde göre diş ve arka çekirdeğin yaklaşık 1000 katına eşit olduğu görünür. Manyetik devre akı yoğunluğu aşağıdaki gibi çözülür.

$$F_m = (\phi_r - \phi_g) \cdot (R_{mk} + R_{mrl}) = \phi_g \cdot R_{mg} \quad (2.14)$$

$$-\phi_g = \frac{\phi_r}{1 + R_{mg} / R_{mk}} \quad (2.15)$$

Mıknatıs Çalışma Akı Yoğunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$B_m = \frac{1 + R_{mg} / R_{rl}}{1 + R_{mg} / R_{mk}} \cdot B_r \quad (2.16)$$

Hava Aralığı Akı Yoğunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$B_g = \frac{A_{mk} / A_g}{1 + R_{mg} / R_{mk}} \cdot B_r \quad (2.17)$$

Hava boşluğu ortalama akı yoğunluğu;

$$\bar{B}_g = \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot D_{ms} \cdot \alpha_{mk} + 2 \cdot g \right)}{\pi \cdot (D_{si} - g) / p} \cdot B_g \quad (2.18)$$

Bütün akıların hava aralığından stator dış tarafına geçtiği sayılarak dış akı yoğunluğu hesaplanacaktır. Her bir oluk yivi sadece bir dişe bağlandığı sayılarak, pik hava aralığı akı yoğunluğu hesaplandıktan, sonra pik dış akı yoğunluğu hesaplanacaktır.

$$\bar{B}_g = \frac{h_{mk}}{h_{mk} + g \cdot \mu_r} \cdot B_r \quad (2.19)$$

h_{mk} : Mıknatıs uzunluğu

Her bir oluk yivi $\bar{B}_g$ sadece bir oluk ile bağlanırsa, o zaman stator dışın akı yoğunluğu da maksimum olacaktır.

$$B_{th} = \frac{h_{mk}}{h_{mk} + g \cdot \mu_m} \cdot \frac{\pi \cdot D_{si} / N_{oluk}}{w_{th}} \cdot B_r \quad (2.20)$$

μ_m : Sabit mıknatıs geçirgenliği

B_r : Sabit mıknatısın kalıcı akı yoğunluğu

Arka çekirdekten hava aralığının akısını yarısı geçtiği kabul edilirse yani;

$$B_{bc} \cdot A_{bc} = \frac{1}{2} \cdot B_g \cdot A_g \quad (2.21)$$

A_{bc} : Arka çekirdeğin kesit alanı
 A_g : Hava aralığının kesit alanı
 B_g : Hava aralığının akı yoğunluğu
 B_{bc} : Arka çekirdeğin akı yoğunluğu

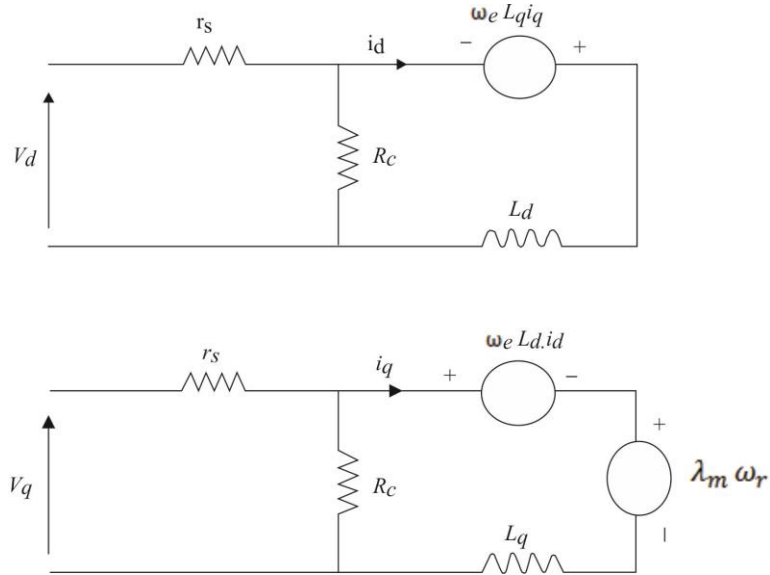
$$B_{bc} = \frac{\frac{1}{2} \cdot B_g \cdot A_g}{h_{bc} \cdot L} \quad (2.22)$$

Bu bölümde eşdeğer manyetik devrenin parametreleri ve akı yoğunlukları çıkartılmıştır. Müteakiben elektriksel parametreler hesaplanacaktır.

2.3. Elektriksel Eşdeğer Model Hesaplanması

Sabit mıknatıslı motorların elektriksel eşdeğer devresi, iki devre (d ve q eksen) ile aşağıdaki gibi ifade edilir.

Faz diyagramında Şekil 2.6 görüldüğü gibi d-eksen üzerinden akım akmıyor ($I_d = 0$), yani sadece q-eksen devresi aktiftir.



Şekil 2.5. Sabit mıknatıslı motorların iki elektriksel ekseni eşdeğer devresi (d ve q)

$$V_d = r_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.23)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_m \quad (2.24)$$

- r_s : Stator sargı faz direnci
 i_d, i_q : (dq- eksen) dirençler üzerinden geçen akım
 L_d, L_q : (dq- eksen) indüktansı
 λ_m : Mıknatıs akısı
 ω_r : Rotorun elektriksel hızı
 i_{0d}, i_{0q} : (dq- eksen) indüktansları üzerinden geçen akım

2.3.1. Stator Sargı Faz Direnci

Faz direnç hesabı çok önemlidir. Faz direnci stator sargılarında akan akımı etkilemekte ve stator sargıların ısınmasına neden olmaktadır. Bu parametrenin hesabı sıcaklığa göre değişir.

Bir iletken direnci aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$R = \rho \frac{L_{kablo}}{A_{kablo}} \quad (2.25)$$

- ρ : Özdirenç
 L_{kablo} : İletken uzunluğu
 A_{kablo} : İletken kesit alanı

Eğer D_{kablo} çapı değerinde bir kablo seçilmişse kablo kesit alanı aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$A_{kablo} = \pi \cdot D_{kablo}^2 / 4 \quad (2.26)$$

- D_{kablo} : Kablo çapı
 Kablo çapı belli olmadığı durumda;

$$A_{\text{kablo}} = \frac{0.5 \cdot A_{\text{oluk}} \cdot k_{\text{fill}}}{N_{\text{sarım}}} \quad (2.27)$$

A_{oluk} : Oluk alanı

k_{fill} : Oluğun doluluk oranı

$N_{\text{sarım}}$: Sarım sayısı

Oluk doluluk oranı (k_{fill}) 0 ile 1 arasında değer alabilir.

$$k_{\text{fill}} = \frac{A_{\text{kablo}}}{A_{\text{oluk}}} \quad (2.28)$$

Her bir bobin için iletken uzunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$L_{\text{kablo}} = 2 \cdot N_{\text{sarım}} \cdot (L + L_{\text{ext}} + (S_{\text{pitch}} / N_{\text{oluk}} (D_{\text{si}} + h_{\text{oluk}}) \cdot \pi)) \quad (2.29)$$

L : Paket uzunluğu

L_{ext} : Sargı son yüksekliği

N_{oluk} : Oluk sayısı

h_{oluk} : Oluğun yüksekliği ($h_{\text{oluk}} = h_0 + h_1 + h_2$)

Aynı fazın bobinlerini birbiri ile iletimde olmasını sağlayan iletken direnci de faz direnci hesabına dâhil edilmelidir. Bu iletken uzunluğu yaklaşık olarak (w_{c1})'e eşit kabul edilmiştir.

Toplam her bir faz için bu iletkenlerin uzunluğu, bobin son iletkeni, sargı sayısı çarpımı ile hesaplanmaktadır.

$$L_{\text{con}} = \frac{N_{\text{bobin}} \cdot S_{\text{pitch}}}{N_{\text{oluk}}} (D_{\text{so}} - h_{\text{oluk}}) \cdot \pi \quad (2.30)$$

N_{bobin} : Bobin sayısı

Bobin sayısını, oluk sayısını faz sayısına bölmek ile elde edilir

$$N_{\text{bobin}} = \frac{N_{\text{oluk}}}{N_{\text{faz}}} \quad (2.31)$$

N_{faz} : Faz sayısı

Stator sargı direnci oda sıcaklığında (25°)'de aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$R = \rho \cdot \frac{(N_{\text{bobin}} \cdot L_{\text{kablo}} + L_{\text{con}})}{A_{\text{kablo}}} \quad (4.26)$$

L_{kablo} : İletken uzunluğu

L_{con} : Faz bobinlerini seri bağlamak için iletken uzunluğu

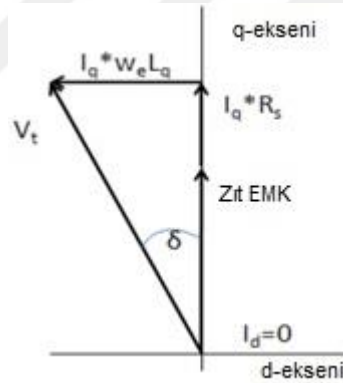
Farklı sıcaklıklarda faz direncini hesaplamak için Denklem 2.27 kullanılır.

$$R' = R \frac{234.5 + T}{234.5 + 25} \Big|_{T=150^\circ} \quad (2.27)$$

R : Oda sıcaklığında hesaplanmış direnç değeri

R' : Farklı sıcaklıklarda hesaplanacak direnç değeri

Faz direnci hesaplamak için oluk alanı, kablo çapı ve kablo uzunluğu, gelecekteki aşamalarda hesaplanacaktır.



Şekil 2.6. Faz diyagram

2.3.2. İndüktans Hesaplaması

Bu bölümde d-q eksen indüktansları (L_d ve L_q) motorun boyut cinsinden hesaplanacaktır. Bu aşamada manyetik doyma ihmal edilecektir.

Toplam sargı indüktansları aşağıdaki gibi elde edilebilir [2].

- Oluk kaçak indüktansı
- Sargı son indüktansı
- Mıknatıslanma indüktansı

Aşağıda bu indüktansların herbiri tek tek hesaplanacaktır.

Oluk kaçak indüktansı, oluk açıklığından geçen ve iletkenleri birbirine bağlayan akı nedeniyle ortaya çıkar. Eğer motor iki katman sargıya sahip ise o zaman bu tür indüktansları aşağıdaki gibi iki bileşenleri vardır.

- Her bobin iletkenlerinin aralarındaki kaçak.
- Bobinler arasındaki kaçak

Bu şekilde oluk kaçak indüktansları Denklem 2.14 ile ifade edebiliriz.

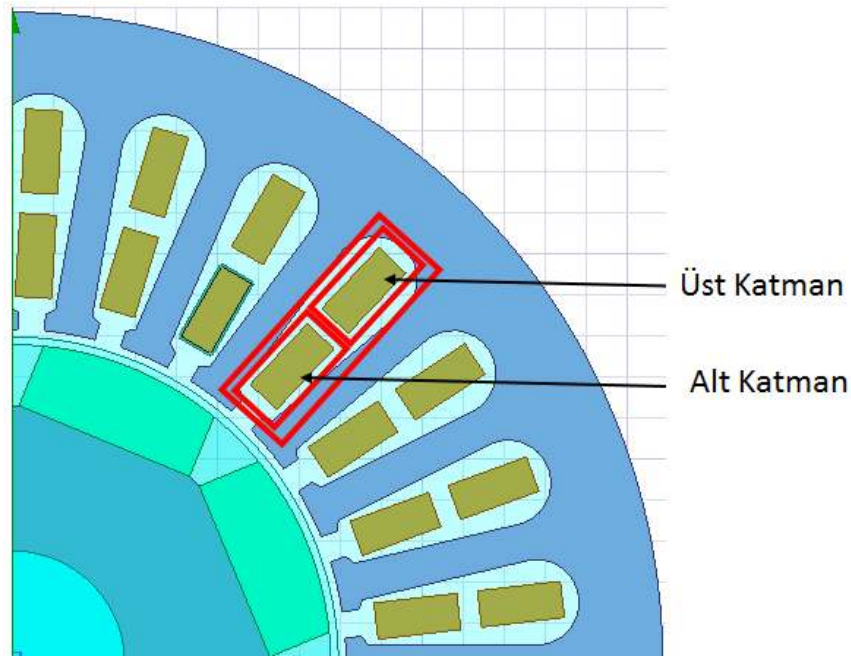
$$L_{oluk} = L_{sls} + L_{slm} \quad (2.14)$$

L_{oluk} : Oluk indüktansı

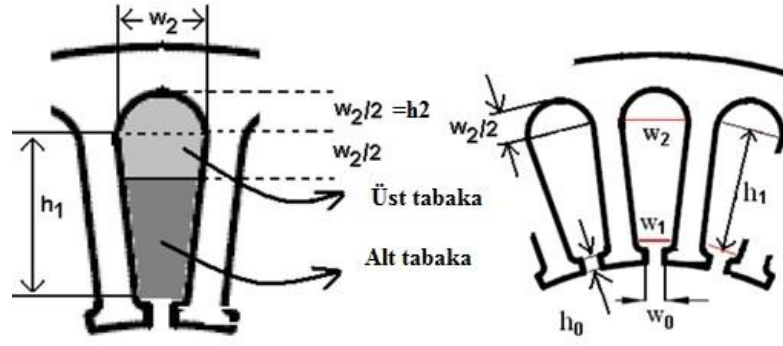
L_{sls} : Bobinin öz indüktansı

L_{slm} : Bobinin karşılıklı indüktansı

Oluk indüktansını belirlemek için akı kaçak yollarını hesaplamak gerekir. İki katmanlı bobine sahip motorlar için, Şekil 2.7’de görüldüğü gibi oluk indüktansları, akının üç farklı yollardan geçmesi ile oluşmaktadır. Üst bobin indüktansı, alt bobin indüktansı ve bu üst ve alt bobin karşılıklı indüktansları olarak tanımlanır.



Şekil 2.7. Oluğun kaçak yolları



Şekil 2.8. Bir oluğun üst ve alt bobinler ve boyutlar gösterimi

Oluğ geçirgenlik katsayıları belirlemek için, oluğun üst tabaka alanı ve alt tabaka alanı Denklem 2.15'deki gibi, birbirine eşit olduğu kabul edilecektir.

$$\text{Üst tabaka alanı} = \text{alt tabak alanı} = \frac{A_{\text{oluk}}}{2} \quad (2.15)$$

Oluğun alanı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$A_{\text{oluk}} = \frac{1}{2} \cdot (w_1 + w_2) \cdot h_1 + \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot h_2 \quad (2.16)$$

w_1, w_2 : Oluğun genişlik boyutları

h_1, h_2 : Oluğun yükseklik boyutları

Oluğun özel kaçak geçirgenlikleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanır.

P_T : Üst bobin için kaçak geçirgenliği

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \left(0.623 + \frac{h_0}{w_0}\right) + \frac{1}{3} \cdot \mu_0 \cdot \frac{w_2/2}{w_2} \quad (2.17)$$

w_0 : Oluğun genişlik boyutu

h_0 : Oluğun yükseklik boyutu

P_B : Alt bobin için kaçak geçirgenliği

$$P_B = \mu_0 \cdot \left[\frac{h_0}{w_0} + 2 \frac{h_1 - \frac{w_2}{2}}{w_1 + w_2}\right] \quad (2.18)$$

P_{TB} : Bobinlerin karşılıklı kaçak geçirgenliği

$$P_{TB} = \mu_0 \cdot \left[\frac{h_0}{w_0} + \frac{h_1 - \frac{w_2}{2}}{w_1 + w_2} \right] \quad (2.19)$$

Nihayet bobin kendi indüktansı ve bobinlerin karşılıklı indüktansları aşağıdaki gibi yazılabilir [2].

$$L_{sls} = \frac{3 \cdot N_{tf}^2 \cdot L}{N_{oluk}} (P_T + P_B + 2 \cdot P_{TB} \cdot (3 \cdot C_{pitch} - 2)) \quad (2.20)$$

N_{tf} : Her bir faz başına toplam sarım sayısı

C_{pitch} : Bir bobinin açısıl yayılımının bir kutuba oranı

$$L_{slm} = \frac{3 \cdot N_{tf}^2 \cdot L}{N_{oluk}} (pTB \cdot 3(1 - C_{pitch})) \quad (2.21)$$

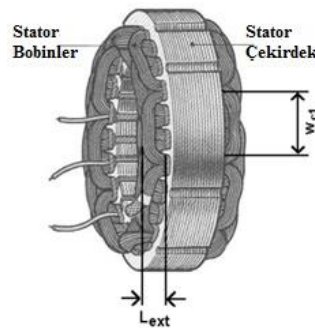
Sargı son indüktansları net hesaplamak için 3D sonlu elemanlar yöntemi kullanılır. Fakat referans [8]'da verildiği gibi, bu indüktansları, iki katmanlı bobinler için aşağıdaki ifade kullanılabilir.

$$L_{end} = 4 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{tf}}{p} \cdot L_{le} \cdot \lambda_{end} \quad (2.22)$$

L_{le} : Toplam sargı son uzunluğu

λ_{end} : Sargı son için kaçak geçirgenliği

Aşağıda Şekil 2.9 bir stator, sargı sonu ile birlikte gösterilmiştir. Bu tez için sargı son uzunluğu 10mm, kabul edilmiştir, yani $L_{ext} = 10mm$.



Şekil 2.9. Stator ve sargı son gösterimi

λ_{end} : sargı son sızıntı geçirgenliği aşağıdaki gibi ifade edilebilir .

$$\lambda_{\text{end}} = 0.34 \cdot q \cdot \left(1 - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{w_{\text{cl}}}{L_{\text{le}}}\right) \quad (2.23)$$

q : Oluk oranı

w_{cl} : Bir bobinin iki kenar aralarındaki mesafesi

$$w_{\text{cl}} = \pi \cdot (D_{\text{so}} - h_{\text{bc}} - h_{\text{oluk}}) \cdot \frac{S_{\text{pitch}}}{N_{\text{oluk}}} \quad (2.24)$$

D_{so} : Statorun dış çapı

h_{bc} : Arka çekirdeğin uzunluğu

h_{oluk} : Oluğun uzunluğu ($h_{\text{oluk}} = h_0 + h_1 + h_2$)

L_{le} : Bir bobin için sargı son uzunluğu

$$L_{\text{le}} = 2 \cdot L_{\text{ext}} \cdot w_{\text{cl}} \quad (2.25)$$

Mıknatıslanma indüktansı aşağıda Denklem 2.26 verildiği gibi çözülür.

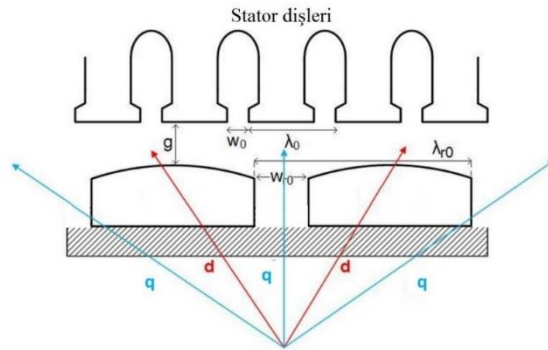
$$L_m = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{p} \cdot (N_{\text{oluk}} \cdot k_w)^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_k}{g'} \quad (2.26)$$

K_w : Sargı faktörü

A_k : Kutubun kesit alanı

g' : Hava aralığı uzuluğu (oluk boşluğu da dahil)

Şekil 2.10'de d ve q eksen indüktansları birbirine eşit olmadığından, her birisi ayrı ayrı hesaplanır.



Şekil 2.10. Motorun d-q eksenleri

d-eksen indüktansı aşağıdaki gibi hesaplanır;

d-ekseni için eşdeğer hava aralığı Denklem 2.27 gibi hesaplanır.

$$g_d' = g \cdot k_{cs} + \frac{h_{mk}}{\mu_r} \quad (2.26)$$

k_{cs} : karter katsayısı

g_d' : d_eksen hava aralığı boşluğu

$$L_{md} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{p} \cdot (N_{oluk} \cdot k_w)^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_k}{g_d'} \quad (2.27)$$

q-ekseni için eşdeğer hava aralığı Denklem 2.28 gibi hesaplanır;

$$g_q' = \left(\frac{D_{si} - D_{mq}}{2} \right) \cdot k_{cs} \quad (2.28)$$

D_{mq} : q-eksen dış çapı

g_q' : q eksen hava aralığı

$$L_{md} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{p} \cdot (N_{oluk} \cdot k_w)^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_k}{g_d'} \quad (2.29)$$

Böylece toplam d ve q- indüktanslar Denklem 2.29 ve 2.30 ile ifade edilir.

d- eksen indüktansı

$$L_d = L_{oluk} + L_{son} + L_{md} \quad (2.30)$$

L_{oluk} : Oluk indüktansı

L_{son} : Sargı son indüktansı

L_{md} : Mıknatıslanma indüktansı (d-eken)

q- eksen indüktansı

$$L_q = L_{oluk} + L_{son} + L_{mq} \quad (2.31)$$

L_{oluk} : Oluk indüktansı

L_{son} : Sargı son indüktansı

L_{md} : Mıknatıslanma indüktansı (q-eken)

2.4. Kayıplar

Elektrik motorlarının tasarımı yapılırken verimi yükseltmek için kayıpları azaltmak en önemli amaçtır. Daha önce de belirtildiği gibi motor tasarımında verim ve moment yoğunluğunu yüksek olması istenir. Bu iki terim birbirine zıttır yani moment yoğunluğu artışı kayıpların artışına neden oluyor, kayıpta yükseliş de verimin düşmesi demektir. Onun için bu iki terimi orta değerde tutmaya çalışılacaktır. SM motorlarda oluşan kayıplar aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

- Bakır kaybı: Statorun bobininde telin direncinden kaynaklanan kayıptır.
- Sac kaybı: Manyetik çekirdekte oluşan kayıp.
- Mekaniksel kayıp: sürtünme ve rüzgâr kaybının toplamıdır.
- Mıknatıs kaybı

2.4.1. Bakır kaybı

Bakır kaybı stator bobinindeki kayıptır, stator bobin direnci ve akan akım çarpımına eşittir. Üç fazlı bir motorun toplam kaybı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{cu} = 3 \times I^2 \times R \quad (2.32)$$

I : Faz akımı (rms değeri)

R : Her bir fazın direnci

Bakır kaybı Denklem 2.27'deki gibi ısıya göre değiştiğini hatırlatmakta fayda var.

2.4.2. Manyetik çekirdek kaybı

En uygun hesaplama sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilir. Ama yaklaşık sonucu elde etmek için aşağıdaki Denklem 3.2 kullanılır. Bu denklem iki bileşenden oluşur, birisi Eddy ve diğeri histerisiz'dir. Toplam kayıp aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{kayıp} = (k_h \cdot f \cdot B^n + k_e \cdot f^2 \cdot B^2) \cdot M \quad (2.33)$$

k_h : Histerisiz kayıp katsayısı

f : Frekans

M : Kütle

Manyetik çekirdek kaybı stator ve rotor sac üzerinde oluşur.

$$P_{\text{kayıp}} = P_{\text{diş}} + P_{\text{bc}} + P_{\text{rotor}} \quad (2.34)$$

$P_{\text{diş}}$: Çekirdeğin dişler üzerindeki güç kaybı

P_{bc} : Arka çekirdeğin üzerindeki güç kaybı

P_{rotor} : Rotordan oluşan güç kaybı

Rotor üzerindeki kayıp ihmal edilir, çünkü mıknatıslar sabit bir manyetik alan oluşturur yani akı yoğunluğunun zamana göre değişimi sıfırdır.

$$P_{\text{rotor}} = 0 \quad (2.35)$$

$$P_{\text{kayıp}} = P_{\text{diş}} + P_{\text{bc}} \quad (2.36)$$

Sürtünme ve rüzgâr kaybı diğer kayıplara göre küçük olduğundan toplam kayıp değerini etkilemez. Onun için ihmal edilebilir.

Dişler ve arka çekirdek kütlesi aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$W_{\text{th}} = N_{\text{oluk}} \cdot h_{\text{oluk}} \cdot w_{\text{th}} \cdot L \cdot m_0 \quad (2.37)$$

$$W_{\text{bc}} = (D_{\text{so}} - h_{\text{bc}}) \cdot \pi \cdot h_{\text{bc}} \cdot L \cdot m_0 \quad (2.38)$$

m_0 : Çekirdeğin ağırlık yoğunluğu

Nihayet manyetik çekirdek kaybı Denklem 2.39 ile hesaplanır.

$$P_{\text{çelik}} = (k_h \cdot f \cdot \hat{B}_{\text{th}} + k_e \cdot f^2 \cdot \hat{B}_{\text{th}}^2) \cdot W_{\text{th}} + (k_h \cdot f \cdot \hat{B}_{\text{bc}} + k_e \cdot f^2 \cdot \hat{B}_{\text{bc}}^2) \cdot W_{\text{bc}} \quad (2.39)$$

$B_{\text{th}}, B_{\text{bc}}$: Çekirdeğin diş ve arka çekirdek zirve akı yoğunlukları

$W_{\text{th}}, W_{\text{bc}}$: Çekirdeğin diş ve arka çekirdek kütleleri

P_{sac} hesaplandıktan sonra çeliğin direncini aşağıdaki verilmiş Denklem 2.40 ile bulunur.

$$R_{\text{çelik}} = \frac{(V_q - I_q \cdot R_s)^2}{P_{\text{çelik}}} \quad (2.40)$$

V_q : q-eksen gerilimi

2.4.3. Sürtünme ve Rüzgâr Kayıp

Bu kayıpların değerleri toplam kayba göre küçük olduğundan ihmal edilir. Referans [8] de belirtildiği gibi aşağıdaki denklemler ile hesaplanabilir.

Küçük makinelerin rulmanlarındaki sürtünme kayıpları Denklem 2.41'daki gibi hesaplanır.

$$P_{fr} = k_{fb} \cdot G_r \cdot n \cdot 10^{-3} \quad (2.41)$$

k_{fb} : Sürtünme katsayısı (1-3 Aralığında)

G_r : Rotorun kütlesi

n : Rotorun hızı (rpm)

Fan bulunmayan küçük makinelerin rüzgâr kayıpları aşağıdaki gibidir;

Eğer motor hızı 6000 rpm'tan fazla değilse;

$$P_{ruzgar} = 2 \cdot D_{ms}^3 \cdot L \cdot n^3 \cdot 10^{-6} \quad (2.42)$$

D_{ms} : Mıknatısın yüzey çapı

Eğer motor hızı 15, 000 rpm'tan fazla ise;

$$P_{ruzgar} = 0.3 \cdot D_{ms}^5 \left(1 + 5 \frac{L}{D_{ms}}\right) \cdot n^3 \cdot 10^{-6} \quad (2.43)$$

2.5. Zıt Elektromotor Kuvveti

SM motoru tanımlamanın en kolay yolu, zıt emk dalga formunu ölçmektir çünkü üretilen zıt emk'yi tanımlayarak test edilmiş motorun birçok özeliğini mesela: emf katsayısı, moment katsayısı, kutup sayısı, hız aralığı, moment-hızı karakteristikleri çıkartılabilir.

Üstelik zıt emk dalga formu besleyici DA gerilimin ve akım hakkında birçok bilgi verebilir.

Bu gerilim aşağıdaki Denklem 2.44 gibi hesaplanabilir;

$$\bar{E}_0 = \frac{P}{2} \omega_m \cdot N_{tf} \cdot \phi_g \cdot k_w \cdot k_{st} \quad (2.44)$$

k_{st} : yığın faktörü

$$\phi_g = \bar{B}_g \cdot A_k \quad (2.45)$$

Denklem 2.44 görüldüğü gibi zıt emk mil hızı ile doğrusal orantılı olduğu açıktır böylece hesaplamayı basitleştiren bir emf gerilim sabiti belirtilebilir.

$$k_e = \sqrt{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot N_{tf} \cdot B_g \cdot A_{kutup} \cdot k_w \cdot k_{st} \quad (2.46)$$

$$\bar{E}_0 = \omega_m \cdot k_e \quad (2.47)$$

2.6. Elektromanyetik Moment

Elektromanyetik moment, elektromanyetik çıkış gücünden hesaplanır.

$$P_{em} = 3 \cdot E_0 \cdot I \quad (2.48)$$

Ayrıca çıkış mil gücü, moment çarpı mil hızına (rad/s) eşittir.

$$T_e = \frac{3 \cdot E_0 \cdot I_q}{\omega_m} \quad (2.49)$$

Üstteki ifade, vektör kontrolü altında geçerlidir, çünkü sadece motor sargıların q-ekseni aktiftir, yani $I_d = 0$.

Eğer üst Denklem 2.49 açık yazılırsa aşağıdaki Denklem 2.50 elde edilir;

$$T_e = 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{P}{2} \cdot N_{tf} \cdot \bar{B}_g \cdot A_k \cdot k_w \cdot k_{st} \cdot I_q \quad (2.50)$$

Üstteki denklemde görüldüğü gibi Moment, I_q 'ya doğrusal orantılıdır, böylece kalan ifadeleri moment sabit olarak adlandırılır.

$$k_t = 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{P}{2} \cdot N_{tf} \cdot \bar{B}_g \cdot A_{kutup} \cdot k_w \cdot k_{st} \quad (2.51)$$

Nihayet elektromanyetik moment aşağıdaki gibi yazılır;

$$T_e = k_t \cdot I_q \quad (2.52)$$

3. GENETİK ALGORİTMA

Genetik Algoritma (GA), Genetik ve Doğal Seçim prensiplerine dayalı çok kullanışlı bir optimizasyon tekniğidir. Zor veya uzun süren soruların en uygun veya uyguna-yakın çözümlerini elde etmek için sıkça kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem araştırma ve motor tasarımında sıkça kullanılmaktadır [18].

GA, John Hollanda, öğrencileri ve üniversitelerindeki meslektaşları tarafından geliştirildi. En önemlisi David E. Goldberg tarafından başarı ile bir çok optimizasyon soruları denendi [18].

GA’larda, verilen soruya bir havuz ya da olası çözümler popülasyonu var. Bu çözümler daha sonra rekombinasyon ve mutasyon geçirir (doğal genetikte olduğu gibi), yeni yavrular üretilir ve bu prosedür birkaç sefer tekrarlanır. Her birey (veya aday çözüm) bir fitness değeri gibi düşünülür (objektif fonksiyon değerine göre) her bir uygun bireysel çözüm, diğer uygun çözümleri oluşturur [18].

3.1. GA’ların Sınırlamaları

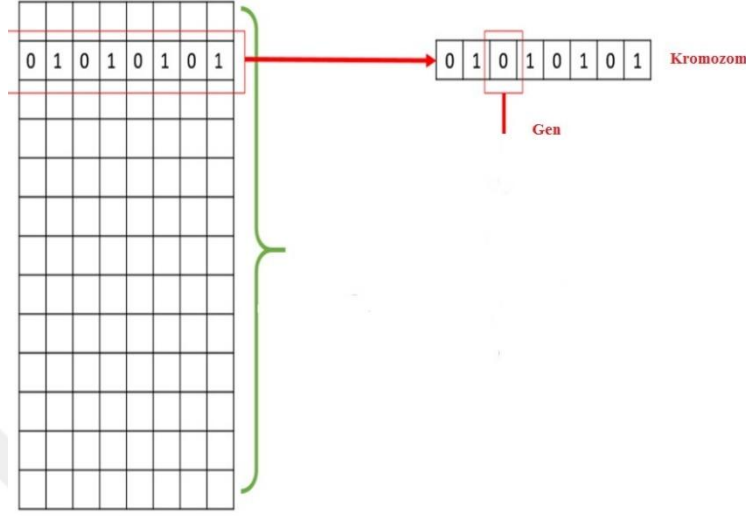
Diğer teknikler gibi GA’larda da birkaç sınırlama vardır. Bunları arasında

- GA’lar, tüm sorunlar için uygun değildir; özellikle basit sorular için.
- Fitnes değeri art arda hesaplanır ve bu hesaplama açısından bazı sorular için pahalı olabilir.
- Doğru uygulanmadığı takdirde, GA en uygun çözüme yaklaşmaz [18].

3.2. Temel Terminolojiler

GA’lar hakkında bahse başlamadan önce, aşağıdaki terimleri kavramak gerekmektedir.

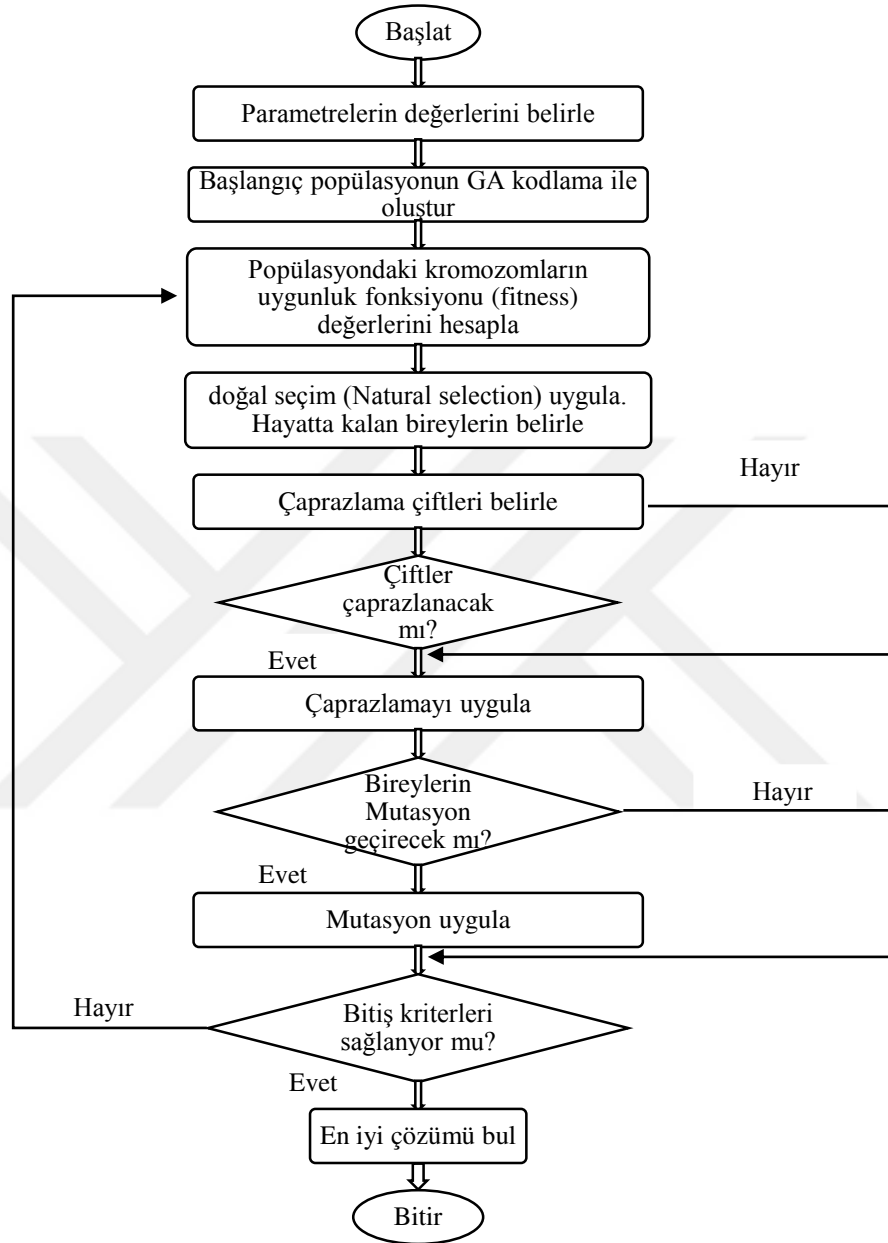
- Popülasyon (Population): Verilen soruya, tüm olası (kodlanmış) çözümlerin bir grubudur.
- Kromozomlar: Her bir kromozom tüm olası çözümlerden, bir çözümüdür.
- Gen (Gene): Bir gen, bir kromozomun bir element pozisyonudur [18].



Şekil 3.1. Popülasyon kromozom gen gösterimi [18]

3.3. GA'nın Basit Yapısı

Bir G.A'nın temel yapısı aşağıdaki Şekil 3.2 gibidir. Bir ilk popülasyonla başlanıp çiftleşmek için bu popülasyondan anne-babalar seçilir. Yeni yavrular oluşturmak için çaprazlama ve mutasyon operatörleri uygulanır. Ve nihayet, bu yavrular popülasyondaki bireylerin yerini alır ve prosedür bu şekilde tekrarlanır [18].



Şekil 3.2. GA'nın akış diyagramı

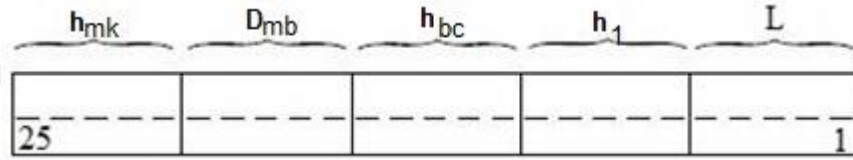
3.3.1. Parametrelerin Değerleri Belirlenmesi

Genetik Algoritma yöntemi ile motorun beş boyut parametresi optimize edilmeye amaçlanmıştır. Parametreler Tablo 7.1'de görüldüğü gibi belirli sınırlar aralığında verilmiştir.

3.3.2. Başlangıç Popülasyonun Genetik Algoritma Kodlama İle Oluşturulması

Her bir birey için 25 bit uzunluğunda bir kromozom yapısı oluşturulmuştur. Optimize edilmesi planlanan parametreler bu gen yapısına Şekil 3.3'te verildiği gibi yerleştirilmiştir.

L , h_1 , h_{bc} , D_{mb} ve h_{mk} parametrelerinin her biri için 5 bitlik kromozom parçası karşılık getirilerek toplam 25 bit uzunluğunda veri yüklü olan bir kromozom oluşturulmuştur.



Şekil 3.3. kromozom yapısı

Sınırlandırıcılar kullanılarak çözüm uzayı daraltılmış ve hesaplama zamanını kısaltılması sağlanmıştır. Tabikî bu sınırlandırıcılar duruma göre değiştirilebilir.

Tablo 7.1'de verilen sınırlandırıcılar dikkate alındığında parametrelerin her birisi için 5 bitlik bir kodun yeterli olacağı görülmüştür. Bu parametrelerin optimize edilmesi için, yüz adet başlangıç birey topluluğu oluşturulmuştur.

3.3.3. Uygun Bireylerin Seçilmesi

Uygunluk fonksiyonunuzda (amaç fonksiyonu) momentin (Tem) 1.5 – 4 Nm ve verimin (eff) 85%- 100% Aralığında olması istenilmiştir.

3.3.4. Doğal Seçim Uygula (Natural Selection)

Bu aşamadan amaç güçlü yani iyi bireylerin hayatta kalması ve kötü çözümlerin öldürülmesidir.

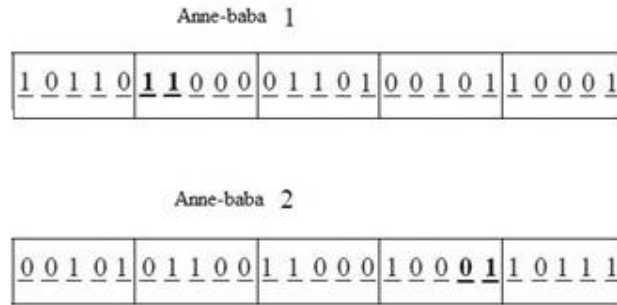
3.3.5. Çaprazlama Operatörü

Çaprazlama operatörü üreme ve biyolojik çaprazlama ile benzerdir. Bu operatör için çiftlerin (iki tane birey) belirlenmesi gerekiyor, çiftlerin belirlenmesi için rastgele sayılar atılması gerekmektedir. Üstelik her bir çift için çaprazlama olasılığı atılacaktır, bu çaprazlama olasılığı çiftlerde çaprazlama olacağı ve olmayacağını göstermektedir. Çiftlerin birleşiminde, ara popülasyondaki bireyler rastgele çiftleşmektedir.

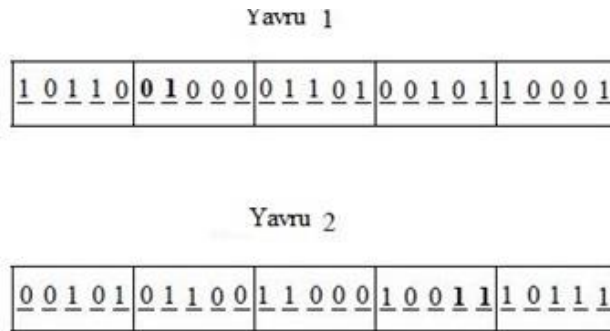
Çiftler çaprazlama geçirdikten sonra, bir sonraki aşama yani mutasyona sokulacaklar, eğer çiftlerde çaprazlama olmayacak ise ebeveynler olduğu gibi kalıp mutasyona gireceklerdir.

Çaprazlama türleri fazladır, burada tek noktalı çaprazlama seçilmiştir. Bu çaprazlamada Rastgele bir çaprazlama noktası seçilir. Çaprazlama noktasından itibaren ebeveynlerin genleri değiştirilir.

Aşağıdaki Şekil 3.4 ve 3.5’de gösterildiği gibi, 25 bit uzunluğundaki kromozom kodunda rastgele 2 bit karşılıklı ebeveynlerde değiştirilerek özelliklerini yeni üretilen bireylere aktarmaları sağlanır.



Şekil 3.4.Kromozom kod dizisi



Şekil 3.5. Kromozom kod dizisi

3.3.6. Mutasyon Operatörü

Mutasyon, GA'nın arama alanının "araştırılması" ile ilgili kısmıdır. Mutasyon GA'nın yakınsaklığı için gerekli olduğu görülmektedir [18].

Bu operatörde bir mutasyon olasılığı var, bu değer genelde binde bir aralığı ile yüzde bir aralığındadır yani ($0.001 < p_m < 0.01$).

Mutasyon gen başına yapılan ve çaprazlama çifler arasında yapılan bir operatördür.

Mutasyonda gen başına rastgele sayı atılır, rastgele sayı mutasyon olasılığından küçük olursa mutasyon var aksi takdirde yok demektir.

Bu aşamadan sonra ortaya çıkan bireyler ara popülasyon değil belki yeni popülasyon olarak adlandırılır.

3.3.7. Sonlandırma Ölçütü

Üretilcek nesil sayısı sınırlandırılarak algoritma sonlandırılmıştır. Yapılan testlerde topluluk içindeki bireylerin benzeşmesi de dikkate alınarak çalıştırma zamanına göre nesiller üretilmiş ve sonuçların tatmin edici olduğu Maxwell ile test edilmiştir.

4. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ

Sonlu elemanlar yöntemi, sayısal elemanlar analizi (SEA) gibi elektrik makinelerin tasarımı için en çok kullanılan bir yöntemdir. SEA doyma hesaplamasında iyi bir doğruluğa sahip, ayrıca performansın hesaplamasında da ayrıntılı olarak iyi bir doğruluğa sahiptir. SEA PMSM'ların bir grup ayrık anizotropik mıknatıs bloklarının veya yayların, optimum şekil ve monetizasyonu belirlemek için kullanılır.

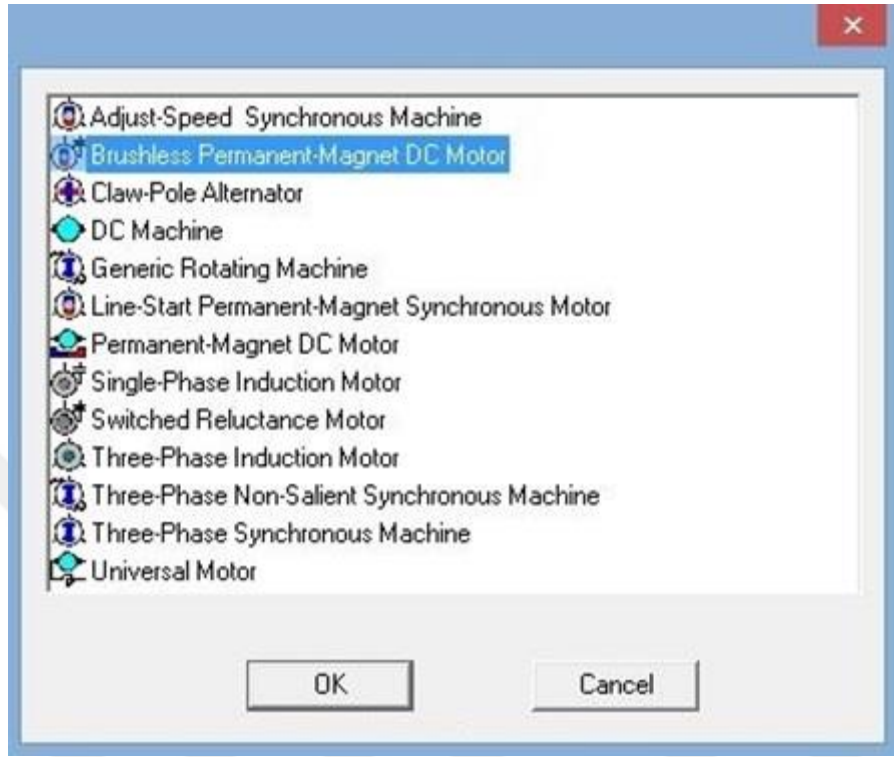
Bu bölümde SEA'i kullanarak, motorun boşta çalıştığı manyetik parametrelerin, mesela: emf ve akı yoğunluğu, değerleri hesaplanacaktır.

Maxwell sonlu elemanlar yöntemine dayalı bir programdır. Motorun elde edilen analitik sonuçları, Maxwell programı ile modelleneyecektir.

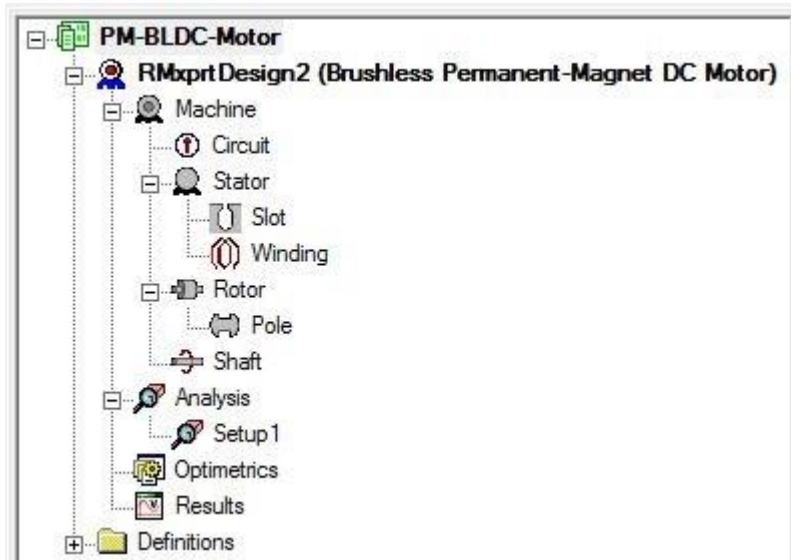
4.1. Maxwell RMXprt modeli

Maxwell programın 'RMXprt' menüsünde; üç ve tek fazlı, genel ve çok kullanımlı hazır motorların modelleri, mesela: üç ve tek fazlı relüktans, üç fazlı senkron ve üç fazlı fırçasız DA motor gibi bulunur.

Bu çalışma analizi için en uygun 'Fırçasız Sabit Mıknatıslı DA Motor'dur. Bu tip motor seçildikten sonra Şekil 4.2 gibi farkı küçük menüler ile bir pencere açılır. Herhangi küçük bir menüyü tıklamak ile farkı bir tablo açılır. Bu tabloların girişleri, aşağıda Tablo 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1. RMxprt'ten motor model seçimi



Şekil 4.2. Fırçasız DA motorun rmxprt modeli

Tablo 4.1. Motorun GA ile optimum değeri

Menüler	Parametreler	Değerler
Genel	Etkin	İşaretli
	İşleme tipi	Motor
	Yük tipi	Sabit güç
	Nominal çıkış güç	258.1215
	Nominal gerilim	21
	Nominal hız	1800
	Çalışma sıcaklığı	100
Motor	Makina tipi	Fırçasız sabit mıknatıslı DA motor
	Kutup sayısı	8
	Rotor pozisyonu	İç rotor
	Sürtünme kaybı	0
	Rüzgar kaybı	0
	Nominal hız	1800
	Kontrol tipi	DA
	Devre tipi	Y3
Devre	Tetik açısı	0
	Tetik darbe genişliği	120
	Diyot kaybı	0
	Transistor kaybı	0
Stator	Dış çapı	63.5
	İç çapı	32.6
	Paket uzunluğu	37.4
	İstif faktörü	0.985
	Sac tipi	Çelik 1008
	Oluk sayısı	27
	Oluk tipi	2
	Eğrilme genişliği	0
Oluk	Otomatik tasarım	İşaretsiz
	Paralel diş	İşaretli
	Diş genişliği	1.82
	Hs0	0.8
	Hs1	0
	Hs2	8.4
	Bs0	1.3
Sargı	Sargı katmanı	8.4
	Sargı tipi	Bütün sargılı
	Paralel dallar	1

Tablo 4.1 'in devamıdır		
Sargı	Oluk başına sarım sayısı	8
	Bobin aralığı	3
	Tel sayısı	1
	Damarlı tel	0
	Tel boyut	(0)-otomatik
Son/İzolasyon	Yarı-sarım uzunluğunu gerin	10
	İç çapı taban	0
	Uç iç çapı	0
	Uç boşluğu	0
	Oluk astarı	0
	Kama kalınlığı	0
	Katman izolasyonu	0
	Doluluk oranı	0.4
Rotor	Dış çapı	31.1
	İç çapı	11
	Paket uzunluğu	37.4
	Sac tipi	Steel 1008
	İstif faktörü	0.985
	Kutup tipi	3
Kutup	Mıknatıs ara uzunluğu	0.748
	Dengeleme	0
	Mıknatıs tipi	NdFe30
	Mıknatıs genişliği	3.8
Mil	Mıknatıs mil	İşaretsiz

5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUN DENETİMİ

5.1. Giriş

Sanayide birçok motorlar farklı amaç için kullanılmaktadır örneğin; vinçler, iplik makineleri, toplu taşıma ve benzeri [15]. AA ve DA motorlar yaygın olarak kullanılmakta ve sürücüleri birçok araştırmacı için çalışma konusu olmuştur [15]. Son zamanlarda, sürücüler araçlardaki geniş kullanım alanlarından, kirlilik ve yakıt fiyatından dolayı önem kazanmıştır [15].

Bu çalışmanın amacı, FDAM motor için normal bir sürücü sistemi tasarlamak ve uygulamaktır.

Tüm simülasyonlar Matlab/Simulinkte yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre, pratik bir sistem tasarlanıp ve uygulanmaktadır ki bu bölüm rapor kısmına eklenmiştir.

Bir sonraki bölümde FDAM motorun matematiksel modeli, Alan yönlendirmeli kontrolü, sürücü tasarımı ve açıklaması ve son olarak sonuç bulunmaktadır.

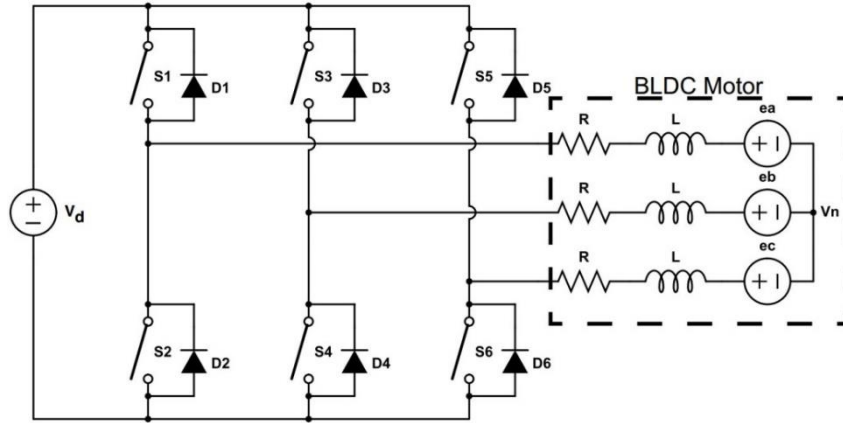
5.2. Fırçasız Doğru Akım Motorların Çalışma Yöntemi

Bir FDAM motor, rotor kısmındaki SM ve stator kısmında, DA gerilimden oluşan manyetik alan etkileşiminin sonucu olarak döner. Rotasyonu korumak için, statorun manyetik alanının sürekli döndürülmesi gerekiyor. Böylece, senkronizasyonu dönen stator manyetik alanı ve komütasyon sırası ile muhafaza etmek için rotorun konumu belirlenmesi gerekiyor.

Rotor konumu, Enkoder, Resolver veya Hal sensörleri gibi konum sensörlerinin kullanımı ile tanımlanabilir. Bu sensörler sayesinde rotor konumu ve dolayısıyla rotor mil konumu belirlenir.

Bu konum belirleyici sensörler sayesinde akım komütasyonu bir fazdan diğer bir faza BEM'in özel durumlarına göre senkronizasyon olur. Hal konum sensörleri için, üç tane sensör BEM ve rotor manyetik alanı belirlemek için kullanılır. Bu Hal konum tanımlayıcı sensörler yüksek bir lojik sinyal üretir.

Şekil 5.1'de geleneksel bir FDAM motor gösterilmiştir. Statordaki manyetik alanı oluşturmak amacı ile bir DA gerilimi, 6- transistörlü inverter köprüsü ve nihayet üç faz intvertör çıkışı motora yönlendirilir [3] [19].



Şekil 5.1. Transistörlü inverter köprüsü

FDAM motoru çalıştırmak için, DA gerilim kaynağı stator üzerinden aynı anda sadece iki faza bağlanır, bu bağlantı bir üst ve bir alt transistörün bağlanmasıyla her bir 60° elektriksel rotasyon için yapılır.

Altı elemanlı köprü için, Tablo 5.1 görüldüğü gibi altı farklı anahtarlama konfigürasyonu olacaktır. Bu da her an iki fazın iletimde olduğu anlamına gelir, akım bir fazdan girip diğerinden çıkar.

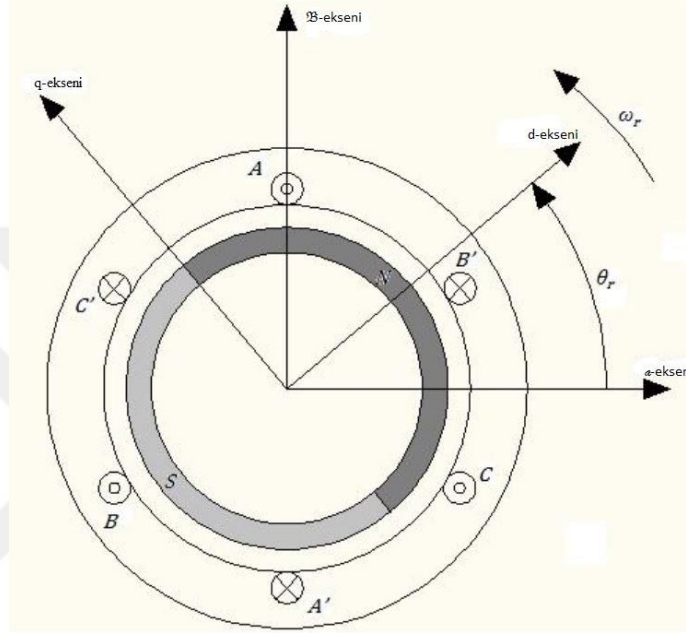
FDAM motor, rotor pozisyon ile senkronizasyonu sağlamak için sürekli 60° elektriksel aralıklar ile altı anahtarlama konfigürasyonu oluşturur, bu da motorun 360° elektriksel dönmesine neden olur. Altı basamağı tamamladıktan sonra sıralama tekrarlanır. Bu yöntem, her bir anahtarlama elemanı 120 elektriksel derece açık kaldığı için, 120 derecelik bir yöntem diyerek adlandırılmıştır [3] [19].

Tablo 5.1. transistörlü inverter köprüsünün anahtarlama sırası [20] [21]

Sıra	Rotor Pozisyonu	Anahtarlama		Faz Akımı		
		PWM	Kapalı			
1	$0 - 60^\circ$	$Q1, \overline{Q2}$	$Q4$	DA+	DA-	Açık
2	$60^\circ - 120^\circ$	$Q1, \overline{Q2}$	$Q6$	DA+	Açık	DA-
3	$120^\circ - 180^\circ$	$Q3, \overline{Q4}$	$Q6$	Açık	DA+	DA-
4	$180^\circ - 240^\circ$	$Q3, \overline{Q4}$	$Q2$	DA-	DA+	Açık
5	$240^\circ - 300^\circ$	$Q5, \overline{Q6}$	$Q2$	DA-	Açık	DA+
6	$300 - 360^\circ$	$Q5, \overline{Q6}$	$Q2$	Açık	DA-	DA+

5.3. FDAM Motorların Matematiksel Modeli

Bu bölümde Şekil 5.2’de gösterildiği gibi yüzey mıknatıslı FDAM motorun matematiksel modeli açıklanmıştır.



Şekil 5.2.Üç fazlı, iki kutuplu FDAM motorun görünüşü [15]

Üç fazlı bir FDAM motorun dq eksenindeki gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilmiştir (Referans düzlem çevrimi Ek bölüm birde açıklanmıştır) [15].

Fazlardaki üç sargının devre denklemleri;

$$U_{dq0} = R_s \cdot I_{dq0} + \frac{d}{dt} \lambda_{dq0} \quad (5.1)$$

Yükarıdaki denklemde verilen d,q ve 0 harfları sırası ile d-ekseni, q-ekseni ve sıfır eksenini ifade etmektedir.

dq düzlemindeki akı bağlantısı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır;

$$\lambda_{dq0} = L_{dq0} \times I_{dq0} + \lambda_{dq0,m} \quad (5.2)$$

İnduktans matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$L_{dq0} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Yüzey mıknatıslı motorlarda dq-eksen indüktansı birbirine eşit olduğundan $L_q = L_d = L_s$, şeklinde ifade edilmiştir.

Magnetizasyon Akı aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\lambda_{dq0m} = [\lambda_{pm} \quad 0 \quad 0]^T \quad (5.4)$$

Eğer stator sargıları yıldız bağlıysa, Denklem 5.1 daha geliştirilmiş şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$V_d = r_s \cdot I_d + L \frac{dI_d}{dt} - \omega_r \cdot L \cdot I_q \quad (5.5)$$

$$V_q = r_s \cdot I_q + L \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L \cdot I_d + \lambda_{pm}) \quad (5.6)$$

Yukarıdaki denklemde r_s stator direnci, L stator indüktansı, ω_r rotorun hızı ve λ_{pm} sabit mıknatısın akısını temsil etmektedir.

dq düzleminde motorun elektromanyetik momentı aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d \cdot I_q - \lambda_q \cdot I_d) \quad (5.7)$$

Denklem 6.2 yukarıda momentin denklemine yazılırsa aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{pm} \cdot I_q - (L_q - L_d) \cdot I_q \cdot I_d) \quad (5.8)$$

Yüzey mıknatıslı motorların dq düzlemindeki indüktanslar birbirine eşit olduğundan Moment denklemini aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \lambda_{pm} \cdot I_q \quad (5.9)$$

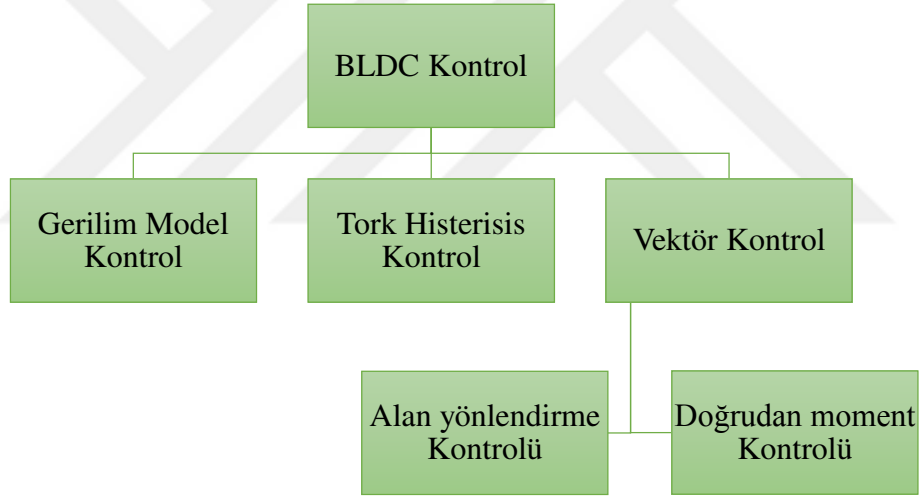
Denklem 5.9'a göre yüzey mıknatıslı motorlarda sadece q-düzlem akımı moment ürettiği görünmektedir.

5.4. FDAM Motorların Alan Yönlendirmeli Kontrolü

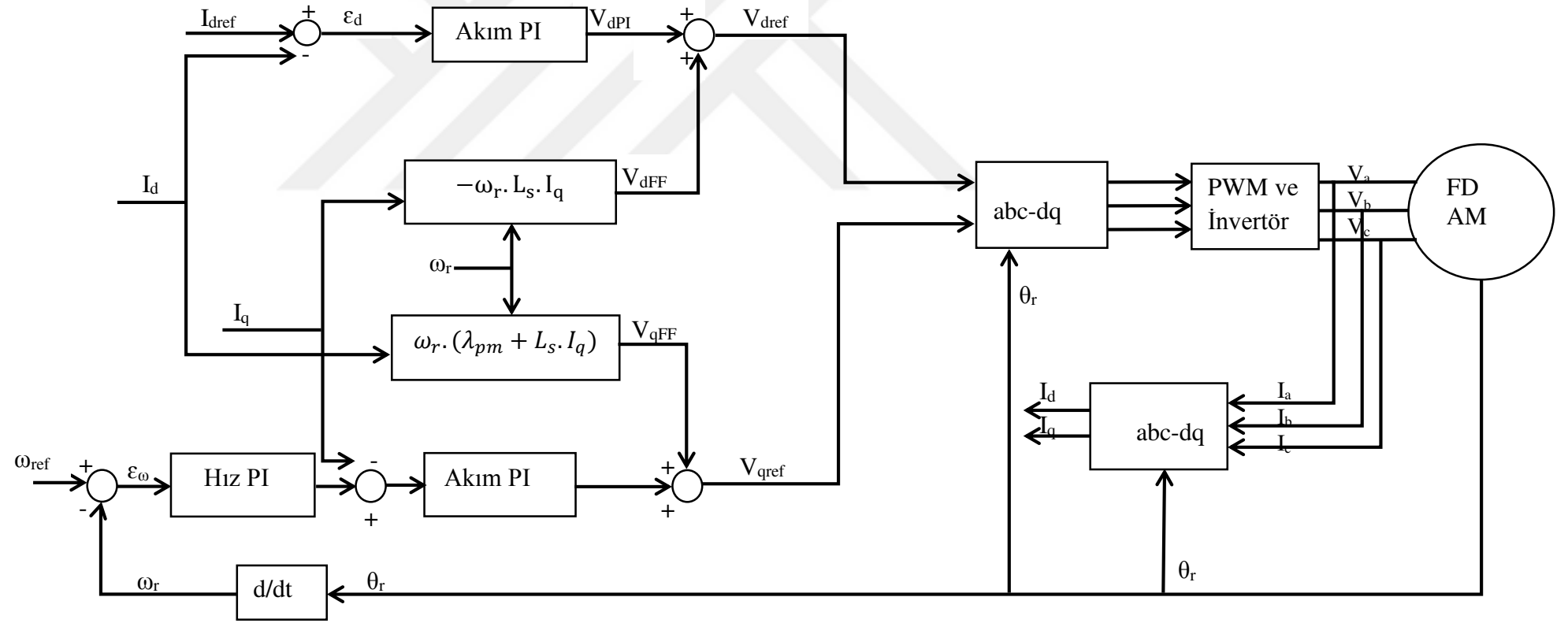
Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi FDAM motorlar için yaygın olarak kullanılan vektör kontrol yöntemlerinden birisidir [22]. Bu kontrol yöntemi ile dq düzlemindeki stator akımlarını kontrol ederek, manyetik alan ve moment kontrolü mümkündür.

Stator akımları ve rotor açısı bilgileri ile alan yönlendirmeli kontrol tekniği motorun moment ve akı değerini en uygun şekilde kontrol etmektedir. Bu tekniğin kullanım amacı hızlı cevap ve küçük moment ripple elde etmektir [23].

Alan yönlendirme kontrol tekniğini uygularken iki tane akım sensörüne, birisi d-düzlem bileşeni ve diğeri de q-düzlem bileşeni için ve bir tane hız algılayıcı kullanılmaktadır. Şekil 5.4 alan yönlendirme kontrol yöntemin blok şemasını göstermektedir.



Şekil 5.3. FDAM motorların kontrol yöntemleri



Şekil 5.4. Alan yönlendirmeli kontrolün (AYK) şıması

Şekil 5.4' kontrol sistemin de üç tane PI algılayıcı bulunmaktadır. Bunlardan birisi mekanik sistem (hız) için ve diğer ikisi elektriksel sistem (dq akım) için yerleştirilmiştir.

İlk başta, referans hızı, ω_{ref} ; ölçülen hız, ω_r ile karşılaştırılır ve hata sinyali, ε_ω , hız PI kontrolüne gönderilir. Bu algılayıcı gerçek ve referans hızı karşılaştırdıktan sonra moment komutu üretir. Moment ve hız ilişkisi Denklem 5.10 ile ifade edilebilir.

$$\left(\frac{d\omega_r}{dt}\right) = \frac{1}{J}(T_e - T_m - B \cdot \omega_r) \quad (5.10)$$

Denklem 5.10 J, motor ataleti; B, sürtünme katsayısı; T_m , mile uygulanan mekaniksel hız (yük) ve T_e ise elektriksel momentin gösterir.

Statorun d-düzlemindeki akımı kontrol etmek için bir PI bulunmaktadır. Bu çalışmada d-düzlem akımı, I_{dref} sıfırdır. Bu böylece d-düzlem akım bileşen hatası, ε_d ; PI'n inputu olarak kabul edilmiştir. Üstelik q-düzlem akım bileşeni için bir tane PI kontrolör bulunmaktadır. Referans ve ölçülen değerler birbiri ile karşılaştırılarak PI'e gönderilir.

PI çıkışları, V_{dref} ve V_{qref} başta Park ve Clark dönüşümünü (B_Ek bölümünü bakın) kullanarak abc-düzlemine dönüştürülür. Sonra, 0-referans gerilimler PWM tarafından kullanılarak inverter sinyalleri oluşturulur.

PI ayarı (P ve I parametrelerin ayarı) aşağıdaki metod ile elde edilmiştir [24].

$$\alpha_{akım} = 2\pi f_s / 10 \quad (5.11)$$

$$\alpha_{hız} = \alpha_{akım} / 10 \quad (5.12)$$

$$K_{pd} = \alpha_{akım} \cdot L_d \quad (5.13)$$

$$K_{id} = \alpha_{akım} \cdot R_s \quad (5.14)$$

$$K_{pq} = \alpha_{akım} \cdot L_q \quad (5.15)$$

$$K_{id} = \alpha_{akım} \cdot R_s \quad (5.16)$$

$$K_{p\omega} = \alpha_{hız} \cdot J \quad (5.17)$$

$$K_{I\omega} = \alpha_{akım} \cdot B \quad (5.18)$$

$\alpha_{akım}$ ve $\alpha_{hız}$ kontrolerin bant genişliği ve f_s inverterin anahtarlama frekansı

Tüm akım ve hız algılayıcılar moment ve gerilimi sınırlamak için uygulanmıştır.

Motorun maksimum moment ve gerilimi sınırını aşmamak için simülasyon şemasında bir tane doyum kutusu kullanılmıştır. Motorun moment ve gerilim değeri o maksimum sınıra ulaştığı

zaman, algılayıcılar o sınırı aşmamak için devreyi kontrol eder. Burada şöyle bir sıkıntı ile yüz yüze gelinir, bütünleştirici sarma tarafından yüksek değerde bir akım oluşturulabilir. Regülatör içerisindeki integral parçalar gerilimin maksimum değerine kardar hataları biriktirir ve akım maksimum değerine ulaşınca integratör bozulur, bu durumda gerilim yüksek değerinde kalır.

Bu tür sıkıntıyı önlemeyi alabilmek için, kontrolörlerde sarma engelleme (anti-windup) kullanılmaktadır. Moment veya gerilimin referans değeri regülatörün integral kısmını günceller.

Simulink blok şemasında görüldüğü gibi, gerilim değeri bunun tepe değerinden düşüktür. Sarma engelleme döngüsü (anti-windup loop) inetegratöre sıfır değerini gönderir. Ama bu değer yükseldiği takdirde, orantılı bir değer entegratöre eklenir, böylece regülatörün sonucu daha hızlı elde edilir [24].

Alan yönlendirmeli kontrolün blok şemasının performansı kısaca aşağıdaki gibi özetlenebilir;

- Stator akımları rotor açısına göre hesaplanmaktadır.
- Clark dönüşümü kullanılarak stator üç faz (abc) akımları iki-eksen ($\alpha\beta$) referans düzlemine dönüştürülmüştür.
- $\alpha\beta$ akımları Park dönüşümünün kullanımı ile rotor referans düzlemine (dq) dönüştürülmüştür. Bu dq değerler steady-state durumunda sabittir.
- q-eksen referans akımı, hız regülatör ile elde edilmektedir. d-eksen referans akımı hava aralığı akısını ve q-eksen referans akımı moment üretimini kontrol etmektedir.
- İnvertörde referans gerilimi üretebilmek için akım hata sinyalleri kontrolörlerde kullanılmaktadır.
- Referans gerilimler tekrardan abc-düzlemine dönüştürülür.
- Bu işlemlerin tamamlanması ile inverteri sürebilmek için PWM sinyalleri istenilir.

5.5. Simülasyon Benzetimleri

Bu çalışmadaki tüm teorik bilgiler gözden geçirilerek, Matlab/Simulink paket programı ile tüm sistem uygulaması yapılmıştır.

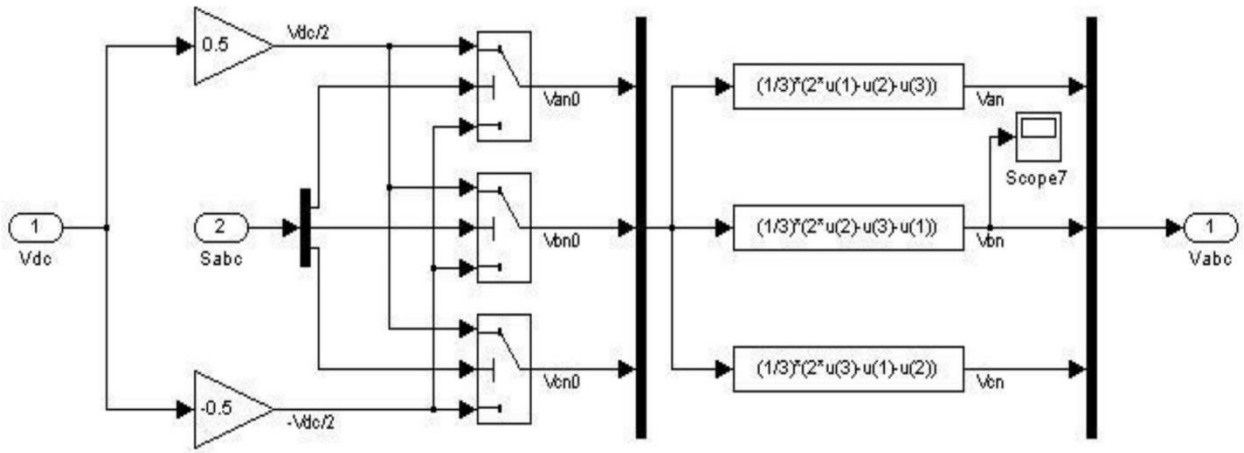
Bu bölümde her bir model için örneğin; motor, inverter, PWM üretimi ve hız kontrolü, temel ve öz denklemleri kullanılarak simülasyon modeli elde edilmiştir. Son olarak, motorun parametreleri ve başka PI'ı veya inverteri çalıştırmak için gerekli parametreler Matlab m-filede oluşturularak simülasyondan önce çalıştırılmıştır.

Tüm sistemin kontrol blok bileşenleri, motor bloğu, inverter bloğu ve referans düzlem dönüşümleri olarak adlandırılabilir. Kontrol parametreleri Tablo 5.1’de ve motor parametreleri Tablo 5.2 verilmiştir.

5.5.1. İnverter Modeli

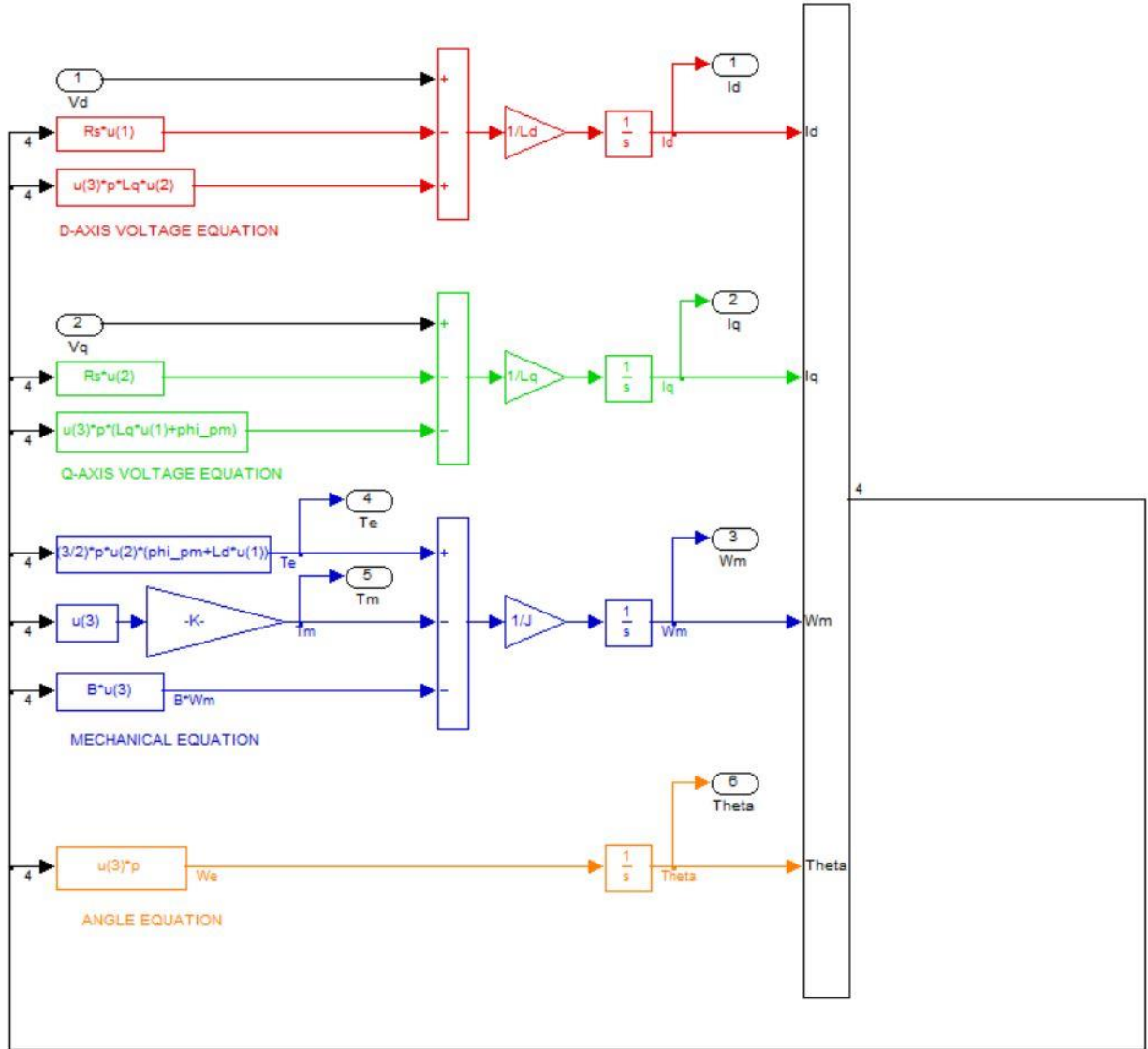
Şekil 5.5 inverterin simulink modelini gösterir. Faz başına herbir anahtar, o fazdaki V_{DA} veya -V_{DA} değerini ayarlar. PWM sinyali herbir anahtar için aktif sinyalleri olarak kullanılır.

Şekil 5.5. İnverterin Simulink Modeli



5.5.2. Motor Modeli

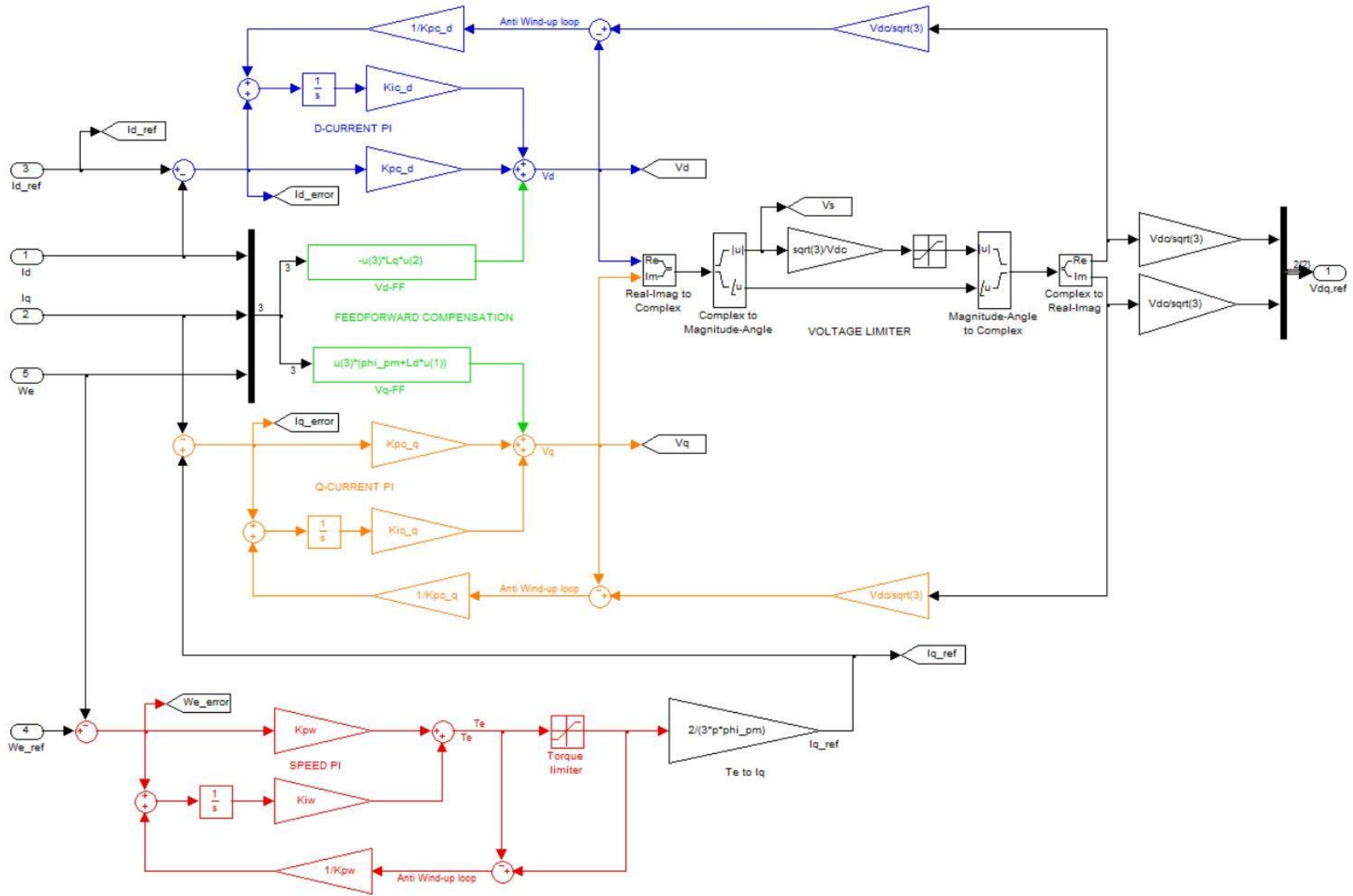
Motor denklemleri bir önceki bölümde açıklanmıştır. Motorun simulink modeli Şekil 5.6 verilmiştir.



Şekil 5.6. FDAM motorun simulink modeli

5.5.3. Kontrolör Yöntemi

Kontrolör sistemin tümü Şekil 5.7 gösterilmiştir. Orantılı, integral ve sarma engelleme (anti-windup) blokları ve moment değerini sınırlamak için doyma blokları şekilde verilmiştir.



Şekil 5.7. FDM motor için alan yönlendirmeli kontrol şeması

Tablo .5.2. Kontrol parametreleri

Parametre	Birim	Değer	Açıklama
F_s	Hz	5	Anahtarlama frekansı
V_{DC}	V	400	DA bus gerilimi
K_{pc_d}	--	--	d-eksen akım regülatörün orantılı katsayısı
K_{ic_d}	--	--	d-eksen akım regülatörün integral katsayısı
K_{pc_q}	--	--	q-eksen akım regülatörün orantılı katsayısı
K_{ic_q}	--	--	q-eksen akım regülatörün integral katsayısı
K_{pw}	--	--	Hız regülatörün orantılı katsayısı
K_{iw}	--	--	Hız regülatörün orantılı katsayısı
I_{d_ref}	A	0	d-eksen akım referansı
1.adım değeri	rad/s	34.906	Birinci adım için hız referansı
1.adım zamanı	S	0	Birinci adımın gerçekleştiği zaman
2.adım değeri	rad/s	17.453	İkinci adımın hız referansı

Tablo. 5.3. Motor parametreleri

Parametre	Birim	Değer	Açıklama
r_s	Ω	7.1	Stator direnci
L_d	H	30e-3	d-eksen indüktansı
L_q	H	30e-3	q-eksen indüktansı
P	--	4	Çift kutup sayısı
ϕ_{sm}	Vs	0.12	Sabit Mıknatıs Akısı
B	Ns/m	0.002	Viskous katsayısı
J	Kgm ²	5.8e-4	Atalet

6. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİ

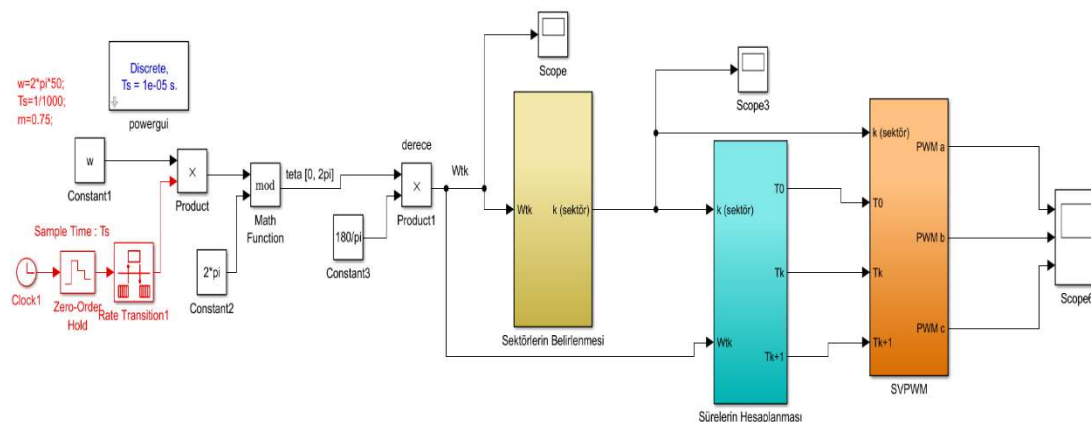
Değişken hızlı DA motor sürücülerinde bir inverter çoğunlukla sabit bir AA ve DA gerilimden DA bir çıkış gerilimi üretmek için kullanılır. Gerilim iki değerle tanımlanır. Bunlar; genlik ve frekanstır. Bu değerlerin her ikisi kontrolün mümkün olmasının temel bir çözümdür.

Uzay vektörle, geleneksel analog tekniklerin dijital olarak gerçekleştirilmesi temel bir dijital modülasyon tekniği oluşturulur.

Küçük uzay vektörlerinin uygun seçimi ve eşit anahtarlama süresi ile anahtarlama sıralarının başlangıç ve bitiş durumları, düşük gerilim dalgalanmalarına ve düşük toplam harmonik distorsiyona sebep olurlar. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği bu tip bir sıra kullanır. Bundan dolayı performansları diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça iyidir. Ayrıca böyle bir düzenleme, düşük DA bara orta nokta gerilim dengesizliği ve düşük orta mod gerilim varyasyonlarıyla sonuçlanır. Böylece uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği lineer modülasyon oranında diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça yüksek performans gösterir [25].

Bu bölümde uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğinin MATLAB/Simulink benzetimi yapılmıştır. Simulink ortamında PWM işaretleri elde edilmiştir. Modülasyon indeksinin değeri 0.75, çıkış frekansı 50 Hz alınmıştır.

3-fazlı bir sistem için UVDGM işaretlerinin MATLAB/Simulink benzetimi Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. 3_ Fazlı bir sistem için UVDGM işaretlerinin simulink benzetimi

6.1. İki Seviyeli Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniğı

Üç fazlı bir matematiksel sistemi bir uzak vektörü ile temsil edilebilir. Örneğın, üç fazlı gerilimlerden oluşan bir set verildiğinde, bir uzak vektörü tarafından şöyle tanımlanabilir,

$$V(t) = \frac{2}{3} [V_a(t)e^{j0} + V_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad [26] \quad (6.1)$$

$V_a(t)$, $V_b(t)$ ve $V_c(t)$, $\pm 120^\circ$ faz kayması ile aynı genliğe ve frekansa sahip üç faz sinüzoidal gerilimdir. Herhangi bir zamanda uzak vektörü büyüklüğü korur. Zaman arttıkça uzak vektörünün açısı artar ve vektörün eşit frekansta, sinüzoidal dalga formunda dönmesine neden olur. Eğer üç fazlı altı kademeli inverterin gerilimleri bir uzak vektöre dönüştürölerek karmaşık düzlemde çizilirse, zaman arttıkça karşılık gelen uzak vektör sadece altı farklı açılardan birine girer. UVDGM'nin merkezi fikri, uygun PWM sinyallerini oluşturmaktır, böylece istenilen herhangi bir açuya sahip bir vektör üretilebilmektedir [26].

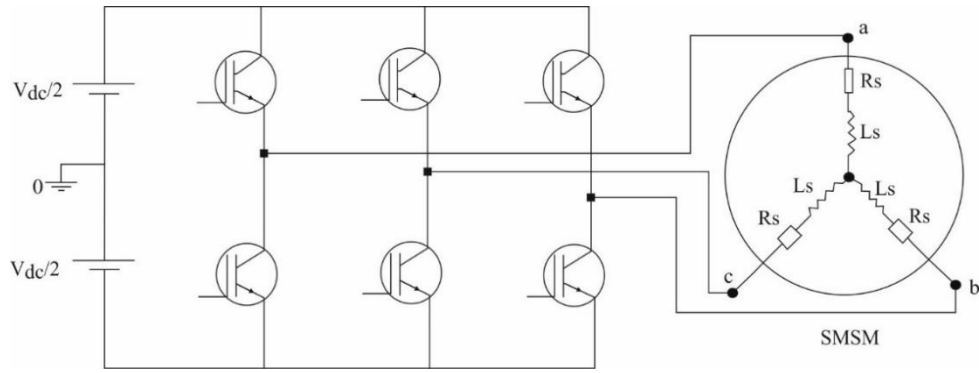
Uzak-vektör modülasyonunda, üç fazlı iki seviyeli inverter, sekiz anahtarlama yani; altı (1-6) aktif ve iki (0 ve 7) sıfır durumu ile sürülebilmektedir [26].

İnverterin yapısı Şekil 6.1'de gösterildiğı gibidir. Üst anahtarlar (1-3-5) iletme geçtiğı zaman alt anahtarlar (2-4-6) kesimde bulunmaktadır. Bu nedenle üst anahtarların iletim ve kesim durumları çıkış gerilimini belirtmektedir [26].

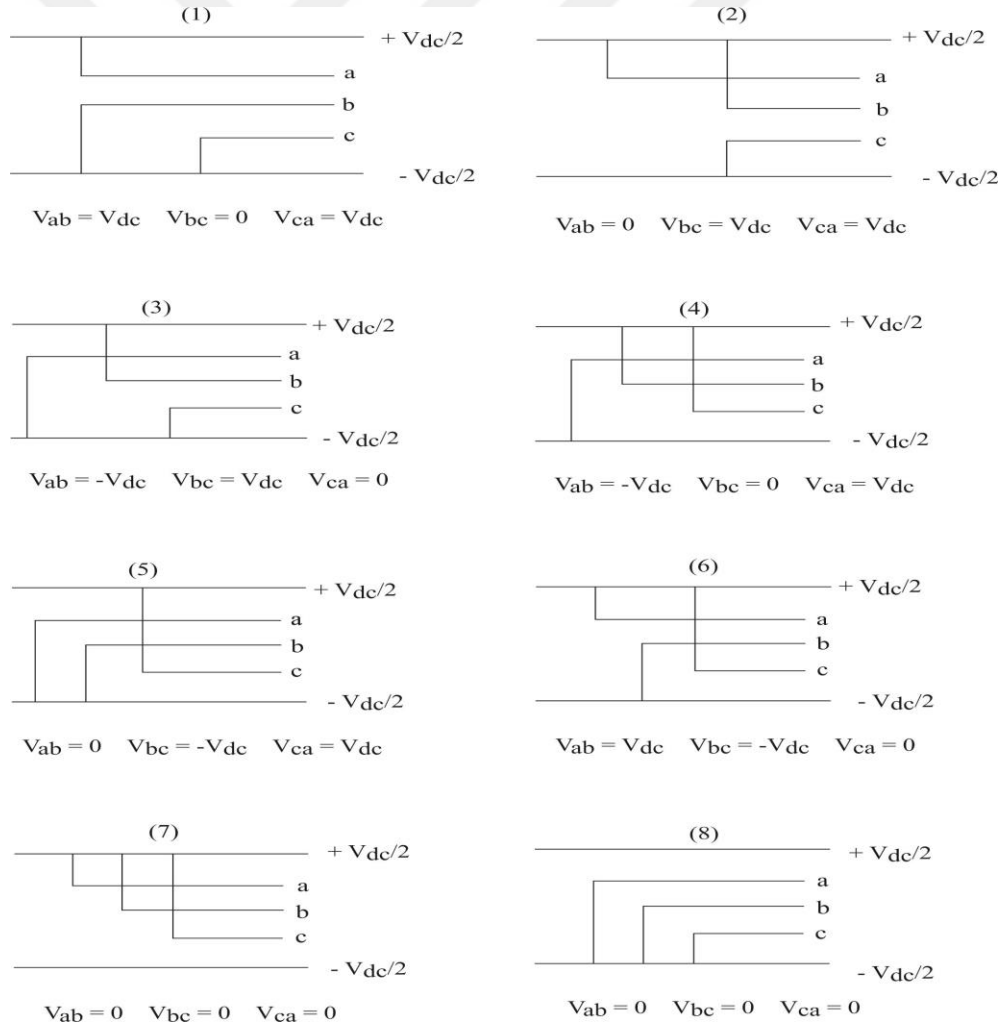
Üç fazlı inverter, altı anahtar ve sekiz inverter konfigürasyon tarafından kontrol edilmektedir [26].

Üç fazlı iki seviyeli uzak vektör PWM inverter için anahtarlama durumları Şekil 6.3'te verilmiştir. Üst anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre toplam sekiz anahtarlama durumu söz konusu olmaktadır. İnverter çıkış gerilimi de bu sekiz anahtarlama durumunun birleşmesinden meydana gelir. (1,2,3,4,5,6) vektörlerinin uzunlukları birim uzunlukta ve (0,7) vektörlerinin uzunlukları sıfırdır. Bu nedenle, gerilim uzak vektörü altı bölgeye ayrılır.

İnvertörün mümkün olan sekiz durumu için evirgeç gerilimleri Şekil 6.3'de gösterilmiştir.



Şekil 6.2. 3 _Fazlı FDAM motor için inverter yapısı



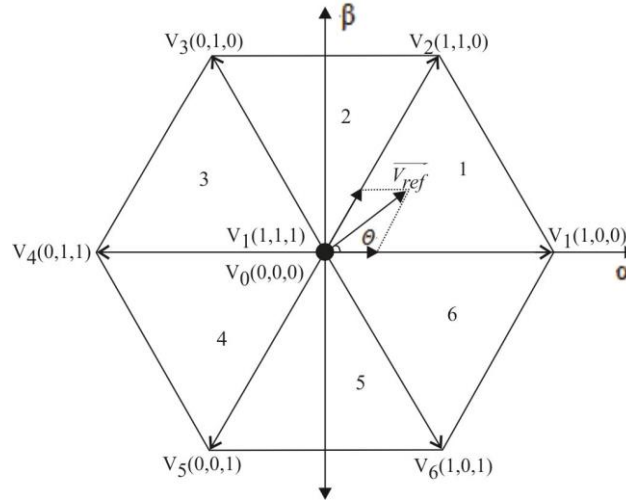
Şekil 6.3. Uzak vektör PWM'e ait sekiz çalışma inverter konfigürasyonu

Şekil 6.3’de her bir bölge için hangi anahtarların iletimde olduğu verilmiştir; örneğin 1. bölgede; üst baradan bir numaralı anahtar, alt baradan da (6 ve 2) numaralı anahtarlar iletimdedir. Buna göre (1,6 ve 2) numaralı anahtarlar üzerindeki gerilimler sırasıyla $+E_d/2, -E_d/2, -E_d/2$ olmaktadır.

Tablo 6.1 Anahtarlama durumları ve vektörleri

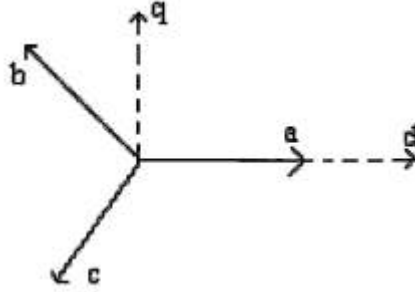
Gerilim Vektörü	Anahtarlama Vektörleri			Faz-Nötr Gerilimleri			Faz-Faz-Gerilimleri		
	A	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ac}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3.V_{da}$	$-1/3.V_{da}$	$-1/3.V_{da}$	V_{da}	0	$-V_{da}$
V_2	1	1	0	$1/3.V_{da}$	$1/3.V_{da}$	$-2/3.V_{da}$	0	V_{da}	$-V_{da}$
V_3	0	1	0	$-1/3.V_{da}$	$2/3.V_{da}$	$-1/3.V_{da}$	$-V_{da}$	V_{da}	0
V_4	0	1	1	$-2/3.V_{da}$	$1/3.V_{da}$	$1/3.V_{da}$	$-V_{da}$	0	V_{da}
V_5	0	0	1	$-1/3.V_{da}$	$-1/3.V_{da}$	$2/3.V_{da}$	0	$-V_{da}$	V_{da}
V_6	1	0	1	$1/3.V_{da}$	$-2/3.V_{da}$	$1/3.V_{da}$	0	$-V_{da}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Şekil 6.4’te görüldüğü gibi V_{ref} gerilim vektörü, 6 bölgenin her biri için, sıfır vektörleri (0 ve 7) ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin (V_k ve V_{k+1}) birleşimi olarak ifade edilebilmektedirler.



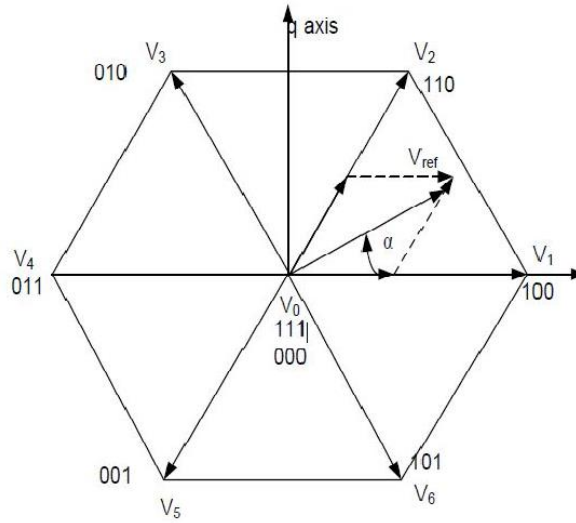
Şekil 6.4. Üç faz inverterin uzay vektörü

Uzay Vektör PWM uygulamalarında abc referans çatısı durağan dq çatısına dönüştürülebilir. Burada Şekil 6.5’den de görülebileceği gibi d, yatay eksen ve q da dikey eksen gösterir.



Şekil 6.5. Durağan dq referans çatısı

Sonuç olarak, altı tane sıfır olmayan gerilim vektörü ve iki tane de sıfır gerilim vektörü oluşur. Şekil 6.6’de altı tane sıfır olmayan vektörün (V_1 - V_6) dq durağan koordinat sisteminin köşelerine, iki tane sıfır vektörün de (V_0 - V_7) merkeze yerleştirildiği görülür. Bu sekiz vektör temel uzay vektörleri olarak adlandırılır ve ($V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$) olarak isimlendirilir. Uzay vektör modülasyon tekniğinin temeli de bu parçalardaki her bir V_{ref} vektörünün bitişik aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir.



Şekil 6.6. anahtarlama vektörleri ve sektörleri

Uzay Vektör PWM uygulamalarında aşağıdaki adımlar takip edilerek gerilim sentezlenir;

Adım 1: V_d , V_q , V_{ref} gerilimleri ve (θ) açısı hesaplanır;

Adım 2: T_0, T_1, T_2 sektör süreleri hesaplanır;

Adım 3: Her transistör için anahtarlama zamanı hesaplanır;

Adım 1:

a,b,c çatısından dq çatısına dönüşüm yapılır;

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60 \quad (6.2)$$

$$V_d = V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \quad (6.3)$$

$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30 \quad (6.4)$$

$$V_q = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \quad (6.5)$$

Matris şeklinde böyle yazılabilir;

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Referans gerilim V_d ve V_q 'nın toplamından elde edilir;

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (6.7)$$

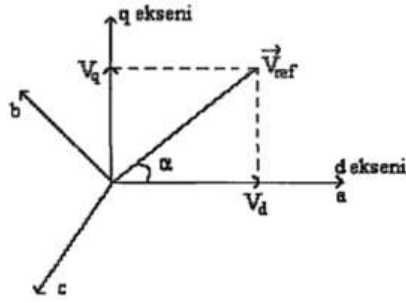
UVDGM'de öncelikle referans vektörün dönme açısına (θ) göre vektörün bulunduğu

Sektör belirlenir. Öncelikle T_s zaman örnekleme, $f = 50 \text{ Hz}$ yani $T = 0.02 \text{ sn}$ periyotlu $[0, 2\pi]$ radyan aralığında (θ) elde edilir. Bu açı, T_k örnekleme süresinin (ω) açısal hızıyla çarpılmasıyla bulunur.

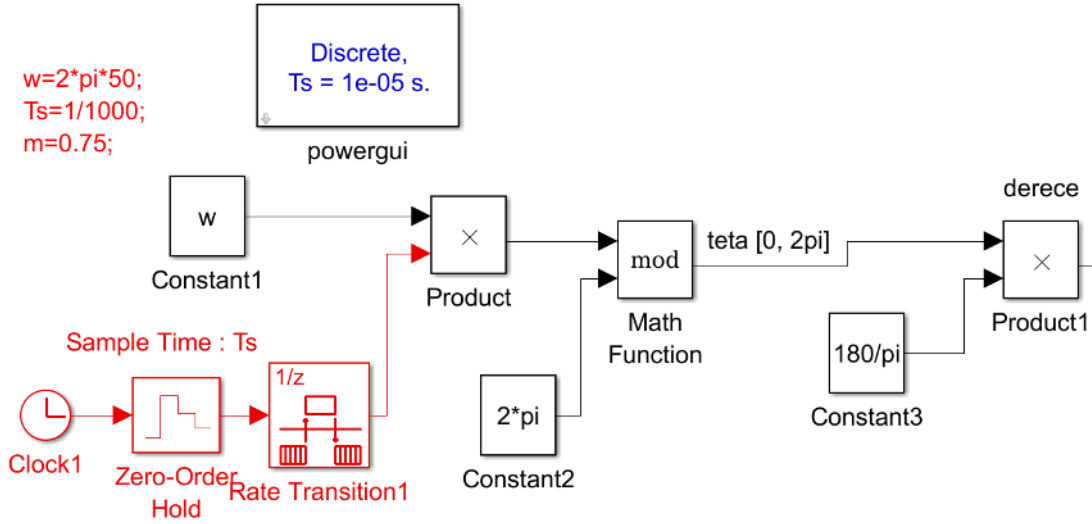
Daha sonra bu açı değeri, $[0, 360]$ derece birimine dönüştürülerek referans vektörün dönme açısının zamanla değişimi sağlanır. Bu işlemlerin MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan Simulink modeli Şekil 6.1'de gösterilmiştir.

θ , açısı aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_d}{V_q} \right) = \omega t = 2\pi f T_k \quad (6.8)$$



Şekil 6.7. Uzay vektörün dq gerilim bileşenleri



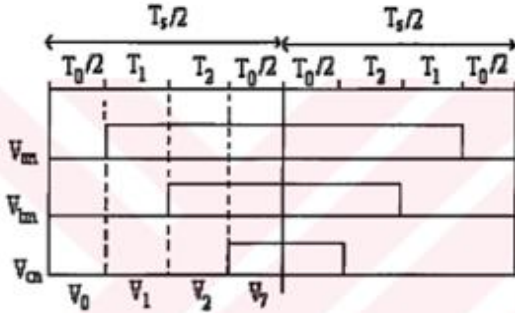
Şekil 6.8. (θ) açısının hesaplanması

Adım 2:

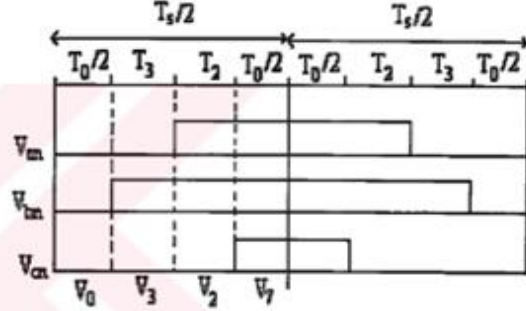
Her bir anahtar için gereken anahtarlama sinyalleri hesaplanır. Her bir bölge için anahtarlama sıralaması yazılırsa;

- I. Bölge; 8 1 2 7 7 2 1 8
- II. Bölge; 8 3 2 7 7 2 3 8
- III. Bölge; 8 3 4 7 7 4 3 8
- IV. Bölge; 8 5 4 7 7 4 5 8
- V. Bölge; 8 5 6 7 7 6 5 8
- VI. Bölge; 8 1 6 7 7 6 1 8

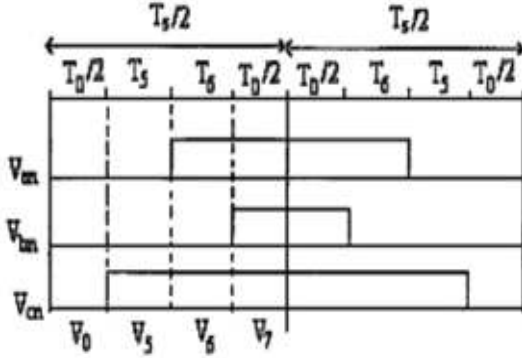
1.Bölgede V_{ref} 'yi elde etmek istediğimizi varsayalım bu durumda (8 1 2 7 7 2 1 8 8 1 2 7) anahtarlamasının çok hızlı yapılması gerekmektedir.



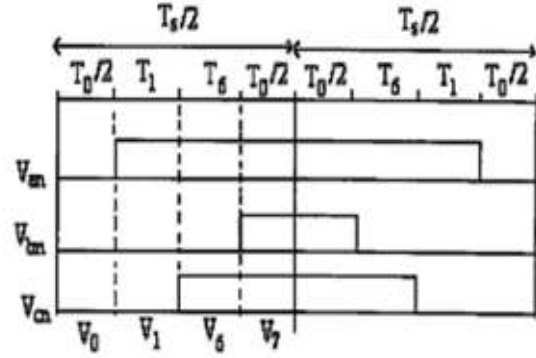
(a) 1. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



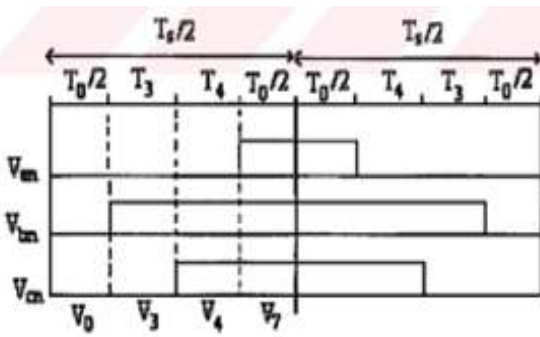
(b) 2. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



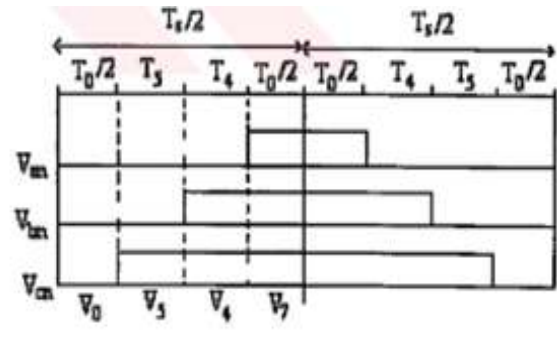
(c) 3. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



(d) 4. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



(e) 5. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



(f) 6. Bölgedeki Anahtarlama Durumları

Şekil 6.9. (a),(b),(c),(d),(e),(f) 2 seviyeli uzay vektör pwm'de altı bölge için anahtarlama durumları

Anahtarlama durumlarına bakarak da Şekil 6.9’de belirtilen yönlerin takip edildiği görülür.

Adım 3: Anahtarlama sürelerinin hesabı;

Sektör 1 için hesaplanırsa;

$$\int_0^{T_s/2} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s/2} \bar{V}_0 dt \quad (6.9)$$

$$\frac{T_s}{2} \cdot \bar{V}_{ref} = T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2 \quad (6.10)$$

$$T_s / 2 \cdot \left| \bar{V}_{ref} \right| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = (T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}) \quad (6.11)$$

Ve

$$0 \leq \theta \leq 60^\circ \quad (6.12)$$

Buradan da T1 ve T2 süreleri çekilirse;

$$T_1 = T_s / 2 \cdot k \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (6.13)$$

$$T_2 = T_s / 2 \cdot k \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (6.14)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_1 - T_2 \quad (6.15)$$

Olarak hesaplanır.

$$k = \frac{\bar{V}_{ref}}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (6.16)$$

Herhangi bir sektördeki anahtarlama süresi de şu şekilde hesaplanır. Z = 1-...-6 arasında herhangi bir sektör numarası;

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s / 2 \cdot \left| \bar{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{z-1}{3} \pi\right) \quad (6.17)$$

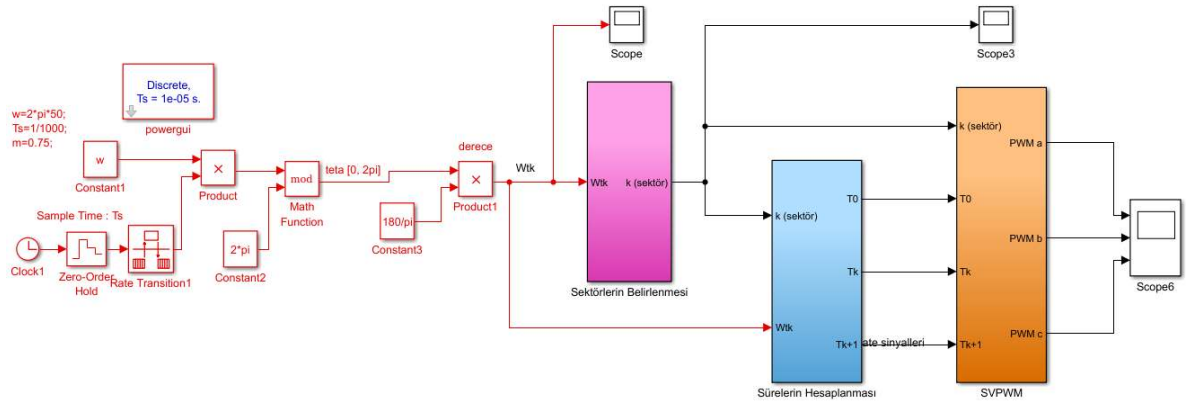
$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s / 2 \cdot \left| \bar{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\theta - \frac{z-1}{3} \pi\right) \quad (6.18)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_1 - T_2 \quad (6.19)$$

$$z = 1 - \dots - 6 \text{ ve } 0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ \text{ 'dir.} \quad (6.20)$$

6.1.1. Sektörlerin belirlenmesi

3 Fazlı sinüs dalganın her 60° de bir faz akımlarının biri yön değiştirir(- ise+veya+ise -)olur. Bu nedenle sıfırlar dahil 8 sektör bulunur. 1 ve 8. Sektör sıfır olduğu için ele alınmaz. Toplam 6 sektör belirlenir.



Şekil 6.10. Uzak vektör PWM'ın simulink tasarımı

Büyük, küçük, tek orta ve çift orta PWM sinyalleri elde edildikten sonra k -sektör değerlerine göre olması istenen PWM değerleri Tablo 6.2' de verilmiştir.

Tablo 6.2. Sektör Değerlerine Göre 3-Faz PWM'in Ayarlanması

k	PWM		
	PWM_a	PWM_b	PWM_c
1	Büyük PWM	Tek Orta PWM	Küçük PWM
2	Çift Orta PWM	Büyük PWM	Küçük PWM
3	Küçük PWM	Büyük PWM	Tek Orta PWM
4	Küçük PWM	Çift Orta PWM	Büyük PWM
5	Tek Orta PWM	Küçük PWM	Büyük PWM
6	Büyük PWM	Küçük PWM	Çift Orta PWM

7. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Radyal akı, iç yüzey sabit mıknatıslı fırçasız DA motorunun Genetik Algoritma, Ansys Maxwell ve denetim simülasyon sonuçları sıra ile verilmiştir.

7.1. Motorun Genetik Algoritma ile Elde Edilen Optimum Sonuçları

Motorun analitik tasarımı sonlandırıldıktan sonra, motoru iyileştirmek yani daha iyi verime ve performansa sahip olmasını sağlamak amacı ile genetik mantığı ile geliştirilmiş, genetik algoritma optimizasyon yöntemi ile optimum sınırlar ve sonuçlar sıra ile Tablo 7.1 ve 7.2’de verilmiştir.

Tablo 7.1. Genetik algoritma ile optimum olmuş parametrelerin aralığı

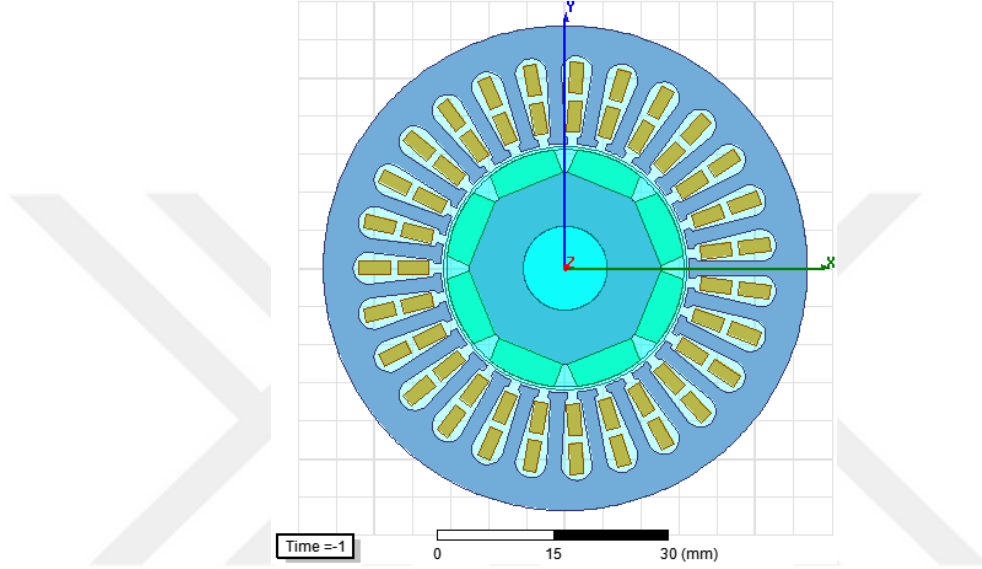
No	Bağımsız değişkenler adı	Kısaltma	Aralık
1	Paket uzunluğu	L	30 mm < L < 50 mm
2	Oluk uzunluğu	h_1	5 mm < h_1 < 12.2 mm
3	Stator arka çekirdek uzunluğu	h_{bc}	2 mm < h_{bc} < 4.5 mm
4	Mıknatıs taban çapı	D_{mb}	20 mm < D_{mb} < 40 mm
5	Mıknatıs uzunluğu	h_{mk}	1 mm < h_{mk} < 5 mm

Tablo 7.2. FDAM-motoru modellemek için maxwell-Rmxprt parametre değerleri

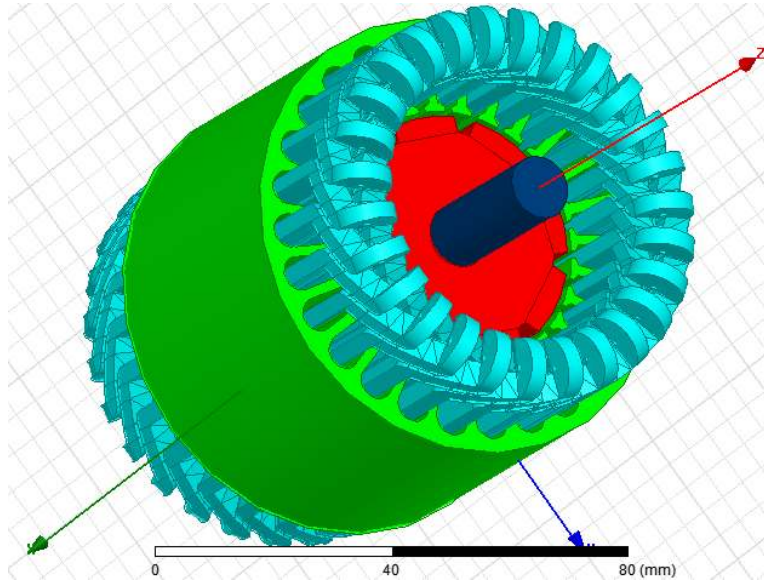
Kısaltma	Optimum değer (mm)				
L	40.3	48.1	46.8	48.1	37.4
h_1	11.6	9.6	10.9	10.3	8.3
h_{bc}	3.9	3.3	3.1	4.2	4.3
D_{mb}	40	35.5	30.3	32.9	23.5
h_{mk}	4.6	3.8	2.5	4.6	3.8
Verim	85 %	76.7 %	84.8 %	76 %	83.3 %

7.2. Motorun Ansys-Maxwell (RMxpert) ile Elde Edilen Analiz Sonuçları

Analizi yapılmış motorun iki boyut ve üç boyut şekilleri aşağıda sıra ile Şekil 7.1 ve 7.2’de gösterilmiştir.

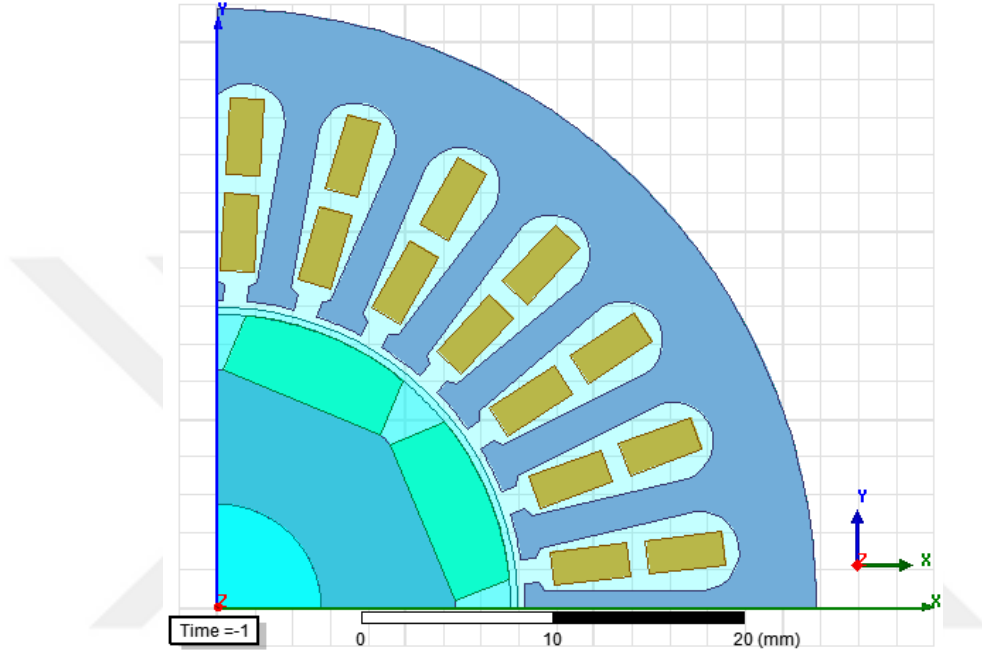


Şekil 7.1. Moturn 2D çizimi

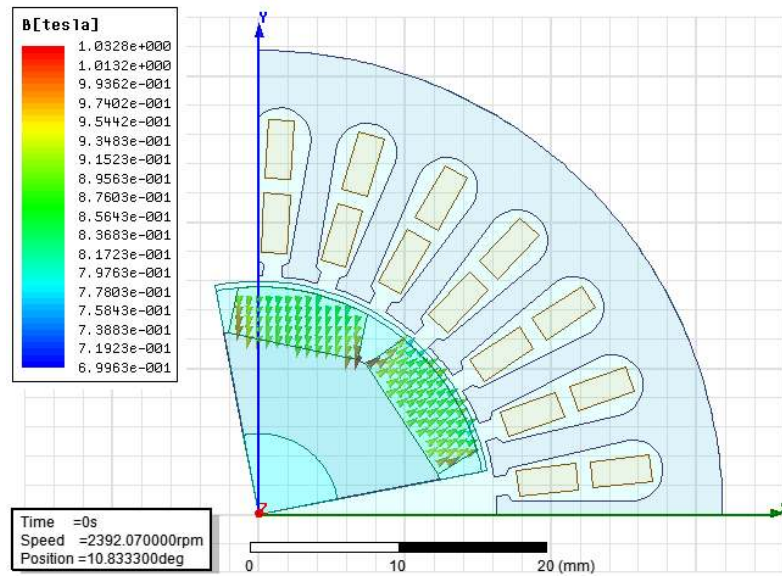


Şekil 7.2. Motorun 3D çizimi

Aşağıda, Ansys Maxwell paket programı ile analiz için yeterli görünen çizimi Şekil 7.3'te ve mıknatıs yönleri Şekil 7.4 üzerinde gösterilmiştir.

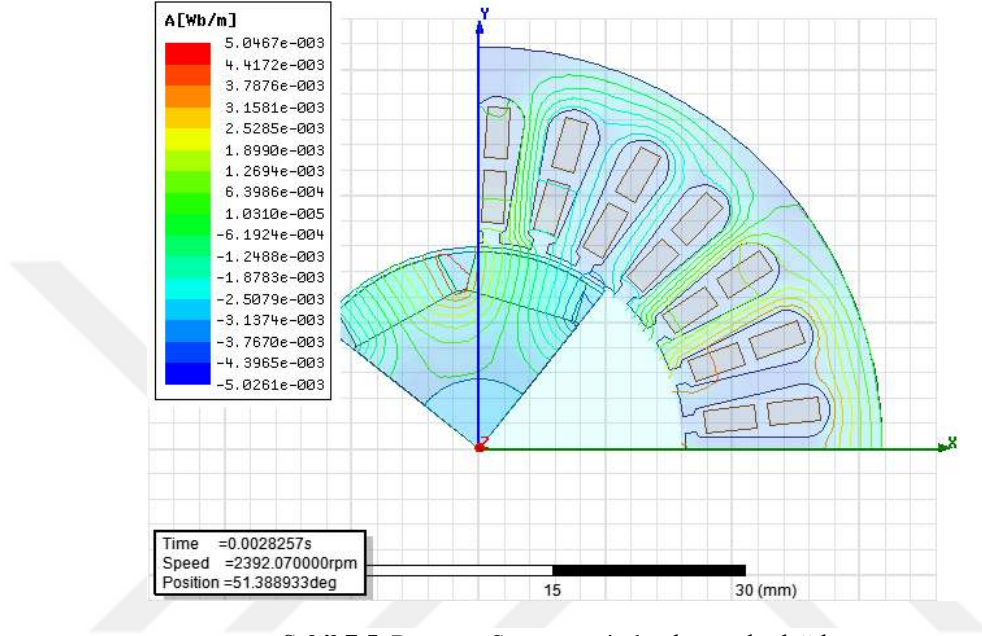


Şekil 7.3. Ansys-Maxwell'de, analiz için yeterli görünen çizimi

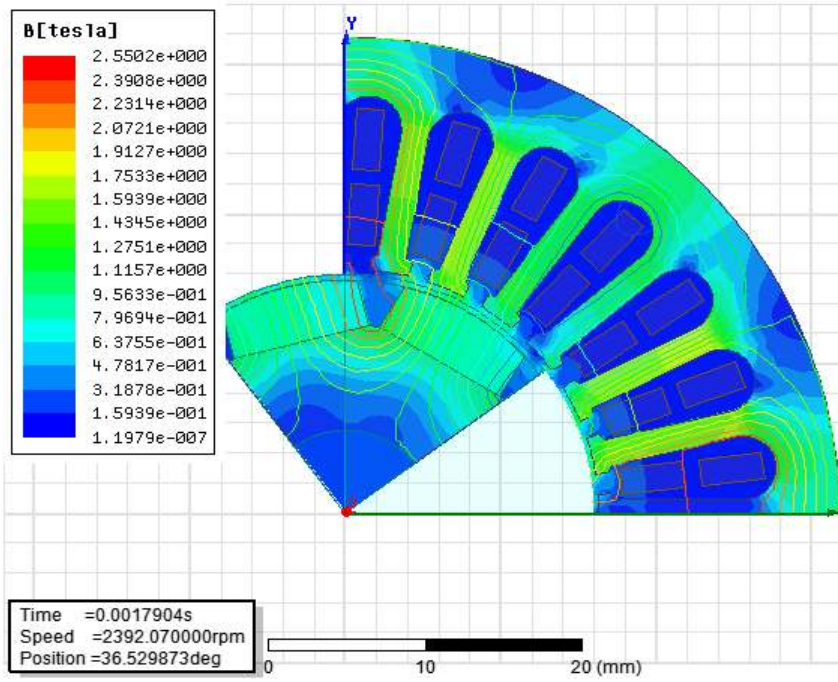


Şekil 7.4. Mıknatısın akı yönlerinin gösterimi

Stator, rotor ve mıknatıs üzerindeki oluşan akı dağılımı ve manyetik akı yoğunluğu sıra ile Şekil 7.5 ve 7.6 üzerinde gösterilmiştir.

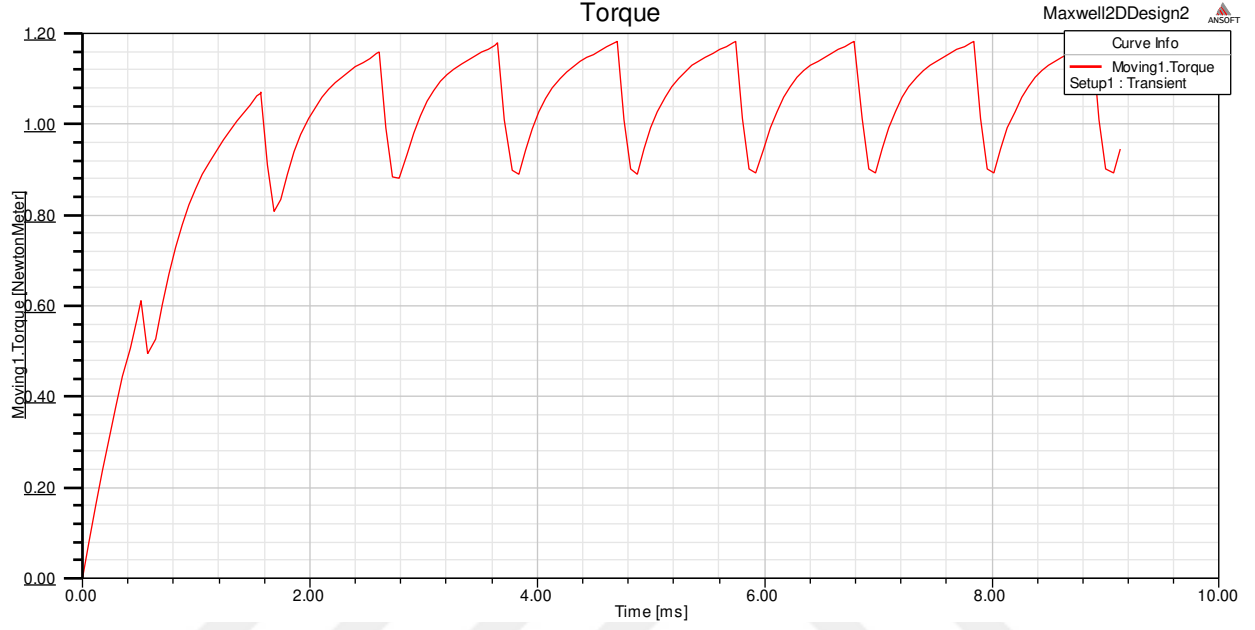


Şekil 7.5. Rotor ve Stator üzerinde oluşan akı dağılımı

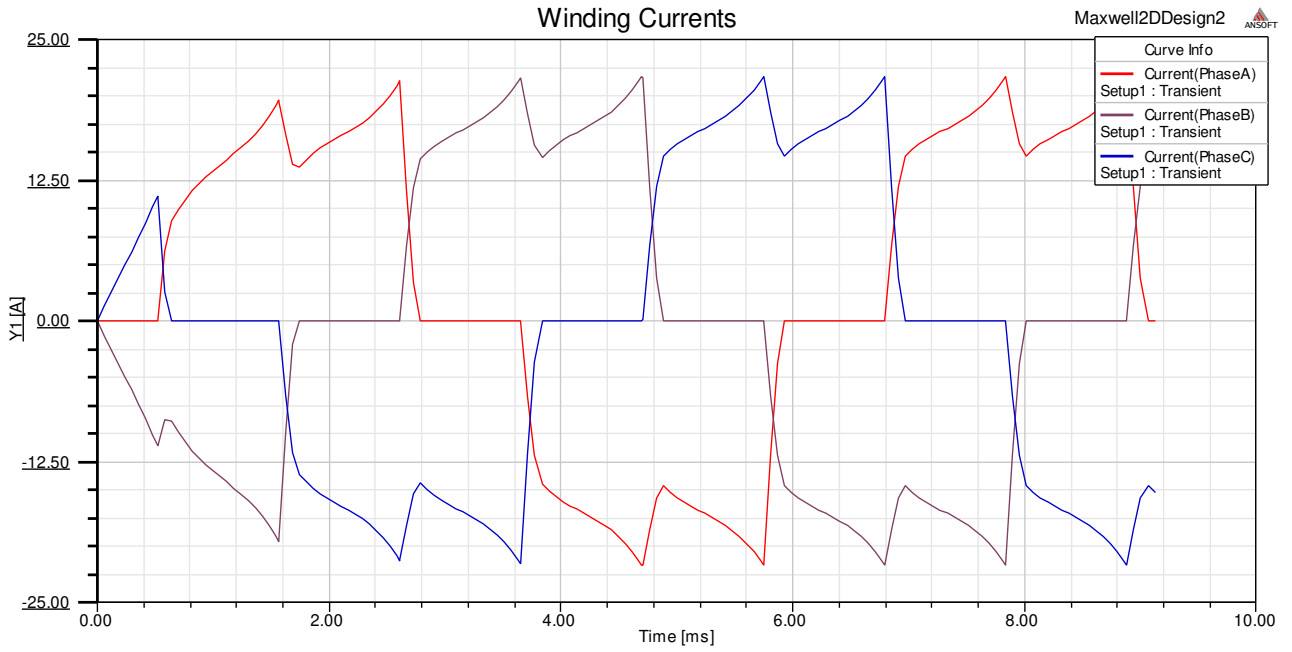


Şekil 7.6. Rotor ve stator manyetik alan yoğunluğu

Motorun analiz sonucunda zamana göre elde edilen moment ve akım grafiğı sıra ile Şekil 7.7 ve 7.8’de verilmiştir, elde edilen değerlerin analitik hesaplamalara yakın olduğı görölmektedir.

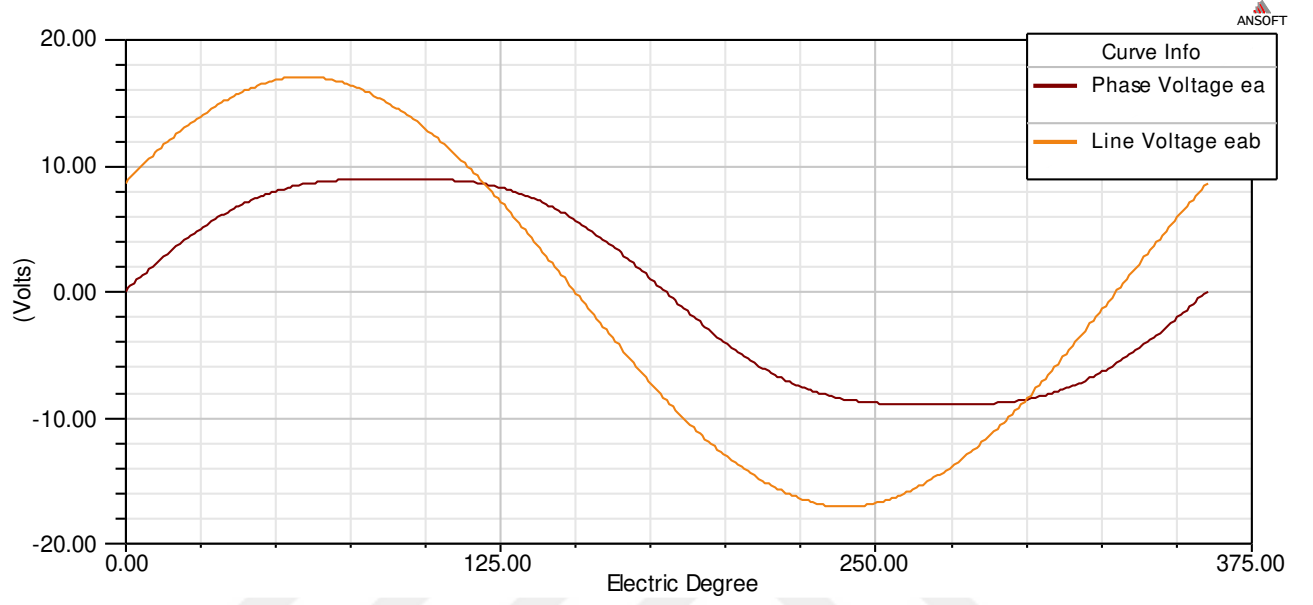


Şekil 7.7. Zamana göre motorun moment değışimi

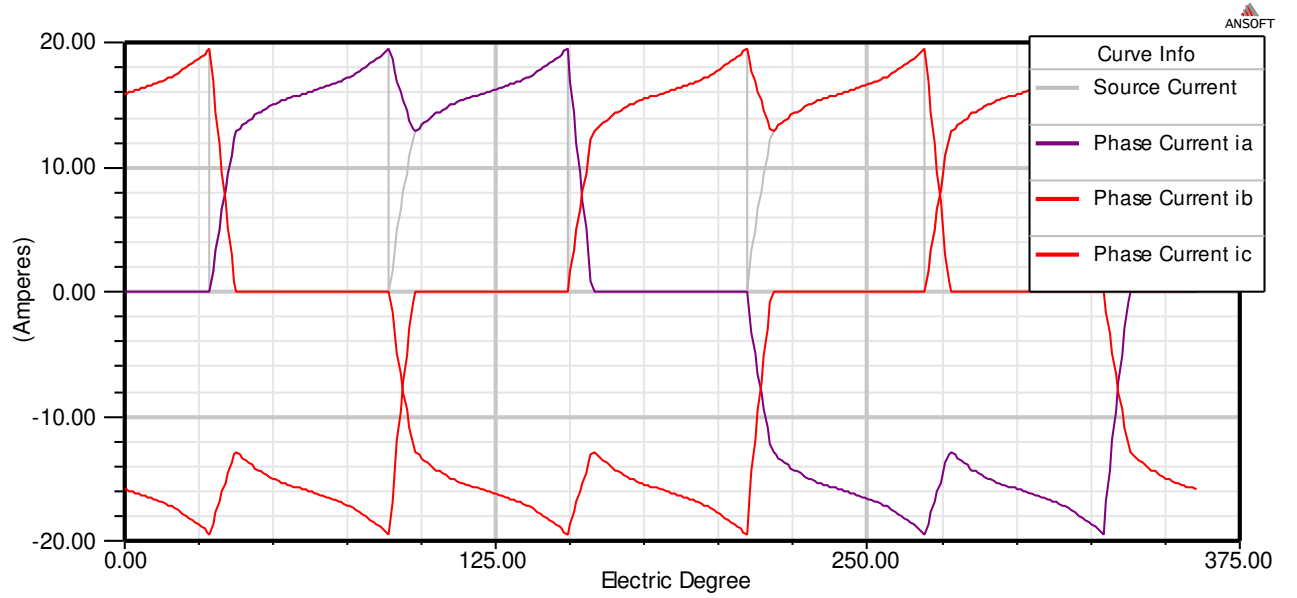


Şekil 7.8. Zamana göre motorun stator sarğı akımlarının değışimi

Motorun, rotor konumuna göre nominal hızdaki indüklenmiş sargı gerilim ve yükteki akım grafiği sıra ile Şekil 7.9 ve 7.10'de verilmiştir.

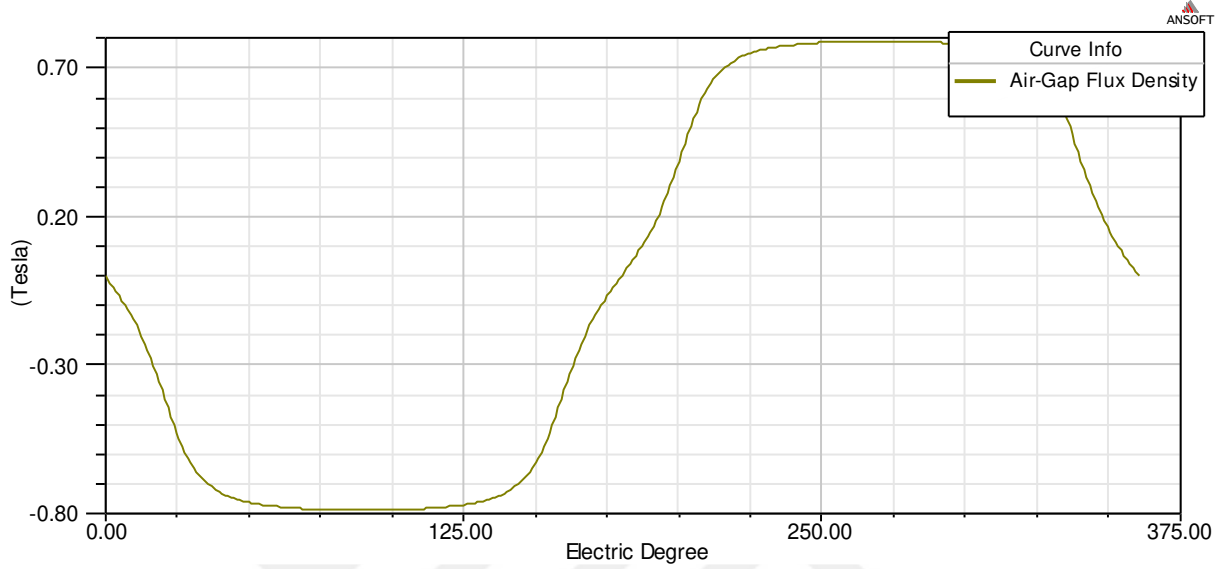


Şekil 7.9. Rotor konumuna göre nominal hızdaki indüklenmiş sargı gerilimin değişimi



Şekil 7.10. Rotor konumuna göre yükteki stator sargı akımları

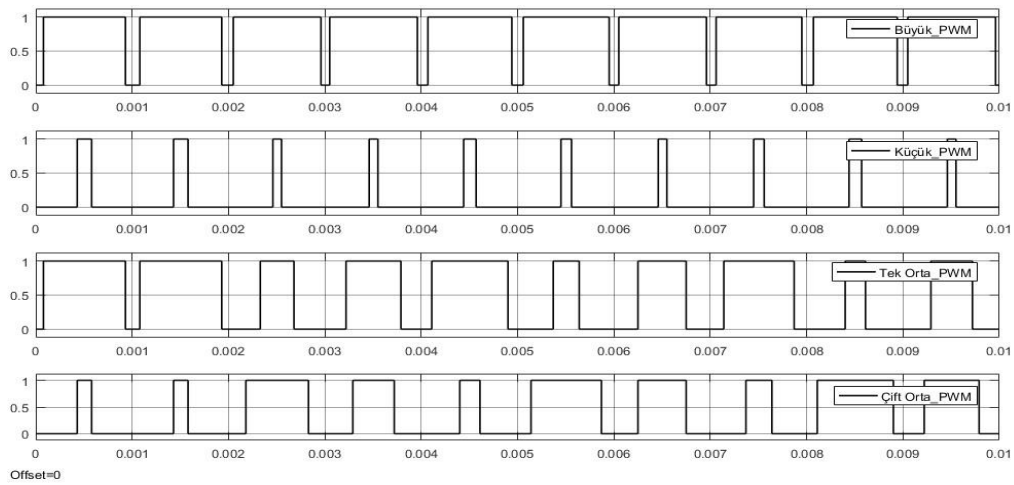
Hava aralığında oluşan manyetik alan yoğunluğunun rotor konumuna göre grafiği aşağıda Şekil 7.11’de verilmiştir.



Şekil 7.11. Rotor konumuna göre hava aralığının akı yoğunluğu

7.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Elde Edilen Sinyali

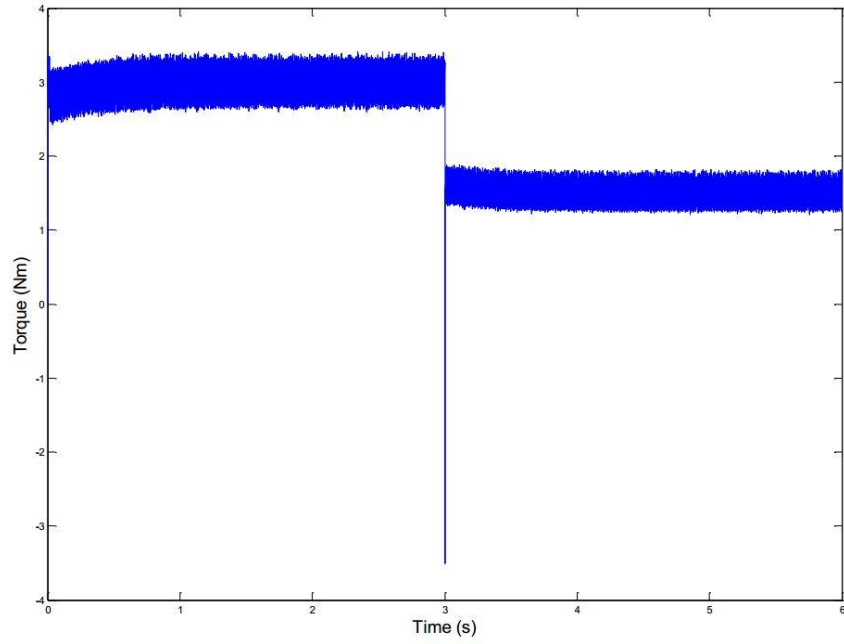
Analizi gerçekleştirilmiş motoru PWM tekniği ile tetiklenmektedir. Matlab/Simulink ile simülasyonu gerçekleştirilmiş PWM statijisinden elde edilen sinyal aşağıda Şekil 7.12’de verilmiştir.



Şekil 7.12. Üretilen büyük, küçük, tek orta ve çift orta PWM sinyallerin gösterimi

7.4. Matlab/Simulink ile Elde Edilen Simülasyon Sonucu

Matlab/Simulink ile simülasyonu gerçekleştirilmiş modelin zamana göre moment grafiği aşağıda Şekil 13’te verilmiştir. Bu grafik motorun pik ve nominal moment değerini göstermektedir.



Şekil 7.13. Motorun maksimum ve nominal moment değeri

8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada düşük güçlü sabit mıknatıslı FDAM tasarımı analitik olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarımı yapılmış motoru iyileştirmek, yani motorun verimini ve güç yoğunluğunu artırmak için genetik mantığı ile geliştirilmiş, genetik algoritma ile belli sınırlar aralığında optimizasyon yapılmıştır. Optimizasyon aşamasında motorun beş boyut parametresi değişken olarak belirlenmiştir, yani paket uzunluğu (L), Oluk uzunluğu (h), stator arka çekirdek uzunluğu (h_{bc}), mıknatıs taban çapı (D_{mb}) ve mıknatıs uzunluğu (h_{mk}) olarak belirlenmiştir. Amaç fonksiyonumuza uygun değerler elde edilmiştir. Elde edilen değerler ile motorun analizi, sonlu elemanlar yöntemine dayanarak çalışan Ansys-Maxwell paket programı ile gerçekleştirilmiştir. Analitik hesaplama, optimizasyon ve analizin amaç fonksiyon sonuçları birbiri ile kıyaslanmış ve bu sonuçların birbirine yakın çıktığı görülmüştür.

Ayrıca analizi gerçekleştirilmiş motorun, Matlab/Simulink ile inverter model, kontrol modeli ve PWM sinyal simülasyonu benzetimi gerçekleştirilmiştir.

FDAM yüksek hızlarda kullanıldığından, rotor üzerindeki sabit mıknatısların belli bir süre sonunda koptuğu görülmüştür. Bu sonuçtan yola çıkılarak yüksek hızdaki FDAM'un dış rotorlu veya gömülü mıknatıslı iç rotorlu olmasına yönelik çalışmalar yapılabilir, ama yüzey mıknatıslı bir FDAM'dan elde edilen performans gömülü mıknatıslı motordan elde edilmemektedir. Ayrıca gömülü mıknatıslı FDAM'un analitik hesaplamaları daha karışık olduğu görülmektedir. Akademik çalışmalarda genelde yüzey mıknatıslı motor üzerinde çalışmalar bulunmaktadır. Üstelik gömülü mıknatıslı motorların üretimi zor olduğundan dolayı yüzey mıknatıslı motorlar üzerinde ağırlık verilmektedir. Yüksek hızda mıknatısın kopmasını engellemek için rotor üzerinde ferromanyetik özelliği olmayan malzeme ile kaplama yapılabilir.

FDAM sanayide genel olarak küçük ve orta güçlerde kullanılmaktadır. Yüksek güçlü SMSM motorun sürücü devre tasarımı daha karışıktır, ama FDAM motorun sürücü devreleri SMSM'a göre daha basittir, bu nedenle yüksek güçlü SMSM motorun kullanıldığı yerlerde tercih edilebilir.

Ayrıca elektrikli araçlar üzerinde yoğun çalışmalar yapılmaktadır. AA gerilimi depolanmamaktadır. DA gerilimi depolama kabiliyetine sahip olduğundan dolayı kullanılan FDAM'de konvertere ihtiyaç duyulmamaktadır, bu şekilde hem aracın hafif olması ve hem de maliyet olarak daha uygun olabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **B. Deniz**, 2014, A Software for Analysis of Permanent Magnet AC Motors, Ankara: MSc. Thesis, Middle East Technical University (METU)
- [2] **İ. Şahin**, 2010, Measurement of Brushless DC Motor Characteristics and Parameters and Brushless DC Motor Design, Ankara: MSc. Thesis, Middle East Technical University,.
- [3] **M. N. B. Othman**, 2010, Design and Evaluation of High Power Density Brushless DC Permanent Magnet Machines, United Kingdom: PHD. Thesis, University of Nottingham.
- [4] **A. Hughes**, 2006, Electric Motors and Drives, Elsevier: Oxford.
- [5] **P. Yedamale**, 2003, AN885, Microchip Technology Inc.
- [6] **D. D. Hanselman**, 2003, Brushless Permanent Magnet Motor Design, Orono: Electrical and Computer Engineering University of Maine.
- [7] **T. MILLER**, 1989, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, New York: OXFORD University Press.
- [8] **J. F. F. M. Wing**, 2002, Permanent Magnet Motor Technology, London: Marcel Dekker, Inc.
- [9] **S. J. Chapman**, 2005, Electric Machinery Fundamentals, 4 dü., New York: Elizabeth A. Jones, p. 746.
- [10] **Y. Duan**, 2010, Method for Design and Optimization of Surface Mount Permanent Magnet Machines and Induction Machines, Georgia: PHD. Thesis, Georgia Institute of Technology.
- [11] **P. M. Dusane**, 2016, Simulation of a Brushless DC Motor in ANSYS - Maxwell 3D, Prague: MSc. Thesis, Czech Technical University in Prague.
- [12] **C. KARACAN**, 2004, Comparison of Performance of Switched Reluctance Motors, Induction Motors and Permanent Magnet DC Motors, Ankara: Middle East Technical University, p. 124.

- [13] **K. YILMAZ**, 2009, Comparison of Axial Flux and Radial Flux BLDC motor Topologies for Control Gyroscope Wheel Applications, Ankara: Middle East Technical University.
- [14] **N. ÇAĞAN**, 2015, Design of an Outer-Rotor BLDC Motor for Control Moment Gyroscope Applications, Ankara: Middle East Technical University.
- [15] **D. V. MUÑOZ**, 2011, Design, Simulation and Implementation of a PMSM Drive System, Chalmers: Chalmers University of Technology.
- [16] **P. L. N. RASMUSSEN**, 2013, Design, Control and Evaluation of a Prototype Three Phase Inverter in a BLDC Drive System for an Ultra-Light Electric Vehicle, Chalmers: Chalmers University of Technology.
- [17] **E. Öksüztepe**, 2008, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Elazığ: Fırat Üniversitesi.
- [18] **Tutorials Point (I) Pvt.Ltd.**, 2016, Genetic Algorithms, Tutorialspoint, Tutorials Point (I) Pvt.Ltd..
- [19] **Jian Zhao/ Yangwei Yu**, 2011, Brushless DC Motor Fundamentals Application Note, www.MonolithicPower.com.
- [20] **N.Mohan, T.M. Undeland and W.P.Robbins**, 2003, Power Electronics-Converters Application and Design, 3 rd dü., J. W. a. S. Inc., Dü.
- [21] **An1083**, 2007, Sensorless BLDC Control with Back-EMF Filtering, Chandler: Microchip Technology Inc.
- [22] **M.S. Merzoug and F.Naceri**, 2008, Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), World Academy of Science, Engineering and Technology.
- [23] **F. Heydari, A. Sheikholeslami, K. G. Firouzjah and S. Lesan**, 2010, Predictive Field Oriented Control of PMSM with Space Vector Modulation Technique, Front Electrical Electron.
- [24] **Lennart Harnefors**, 2002, Control of Variable-Speed Drives Applied signal processing and control, department of electronics, Mälardalen University.

- [25] **E. M. S. S. taner göktaş**, 2011, «dsc tabanlı uzay vektör darbe modülasyon tekniğini kullanan kompakt asenkron motor sürücüsünün geliştirilmesi,» elektrik-elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu, p. 5.
- [26] **P. H. Tran**, 2012, Matlab/Simulink Implementation and Analysis of Three Pulse-Width-Modulation (PWM), Boise : Boise State University.
- [27] **S. Chi**, Position-sensorless control of permanent magnet synchronous machines over wide speed range, Ohio: Ohio State University.
- [28] **S. L. Sanjuan**, Voltage Oriented Control of Three Phase Boost PWM Converters, Mölndal: Chalmers University of Technology.
- [29] **P. M. R. Wrobel**, 2004, «The use of a genetic algorithm in the design optimisation of a brushless DC permanent magnet machine rotor,» %1 içinde Second International Conference on Power Electronics, Machine and Drives, pp. 823-827, Edinburgh UK.
- [30] **Apurva Sanjay Mahajan**, YUgandhara Sanjay Mahajan, Sneha Vijay Wadje, 2014, «Brushless DC Motor,» %1 içinde Proceedings of National Conf. on Recent Innovations in Science Engineering & Technolgy, Pune, India.
- [31] **Pinaki Mukherjee, Mainak Sengupta**, 2014, «Design, Analysis and Fabriacation of a Brush-less DC Motor,» %1 içinde IEEE International Conference on Power Electronics, Drive and Energy Systems (PEDES), Howrah.
- [32] **D. Karaboğa**, , 2014, Yapay zeka optimizasyon algoritmaları, Kayseri.
- [33] **E. öksüztepe**, 2008, sürekli mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız kontrolü, elazığ, elazığ merkez.
- [34] **Chandler**, 2003, Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology,.

A. EK BÖLÜM

Motorun temel geometrik boyut denklemleri aşağıdaki Tablo A.1 verilmiştir.

Tablo A.1. Motorun temel geometrik denklemleri

Bağımlı değişkenler	Kısaltma	Denklem
Mıknatıs yüz çapı uzunluğu	D_{ms}	$D_{ms} = D_{mb} + 2 \cdot h_{mk}$
Stator iç çapı uzunluğu	D_{si}	$D_{si} = D_{ms} + 2 \cdot g$
Oluğun dar kısım genişliği	w_1	$w_1 = (D_{si} + 2(h_0 + 0.5mm)) \cdot \pi / N_{oluk} \cdot w_{th}$
Oluğun geniş kısım, genişliği	w_2	$w_2 = (D_{si} + 2(h_0 + 0.5mm + h_1)) \cdot \pi / N_{oluk} \cdot w_{th}$
Oluğun üst kısım yarıçapı	h_2	$h_2 = w_2 / 2$
Stator dış çapı uzunluğu	D_{so}	$D_{so} = D_{si} + 2(h_0 + 0.5mm + h_1 + h_2)$
Mıknatıs genişliği	W_{mk}	$W_{mk} = D_{ms} \cdot \sin(1/2 \cdot \alpha \cdot 360/P)$

B. EK BÖLÜM

Referans çatısı dönüşümü

Tüm üç faz büyüklükleri (akım veya gerilim her ikisi de olabilir) aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned}x_a &= x_m \cdot \cos(\omega t) \\x_b &= x_m \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\x_c &= x_m \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{B.1}$$

Şimdi bu üç faz sistemi, sadece iki bileşen ile (gerçek ve hayali) olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

Bu ifadeye uzay vektör denir.

$$x(t) = x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{3} \cdot K(x_a(t)e^0 + x_b(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} + x_c(t)e^{j\frac{2\pi}{3}})\tag{B.2}$$

K, ölçekleme katsayısıdır.

Üç faz abc sisteminden, $\alpha\beta$ çatısına dönüşüm;

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = K \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}\tag{B.3}$$

Bu dönüşümün tersi;

$$T_{\alpha\beta \rightarrow abc} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\tag{B.4}$$

K, katsayısının değerleri Tablo (B.1) verilmiştir.

Genlik Sabiti	$K = 1$
RMS-değeri Sabiti	$K = \frac{1}{\sqrt{2}}$
Güç Sabiti	$K = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$

abc referans düzleminden iki dq eksene dönüşüm;

$$T_{abc \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

$\alpha\beta$ ekseninden dq eksenine dönüşüm;

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Ve dönüşümlerin tersi aşağıdaki gibidir.

$$T_{dq \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

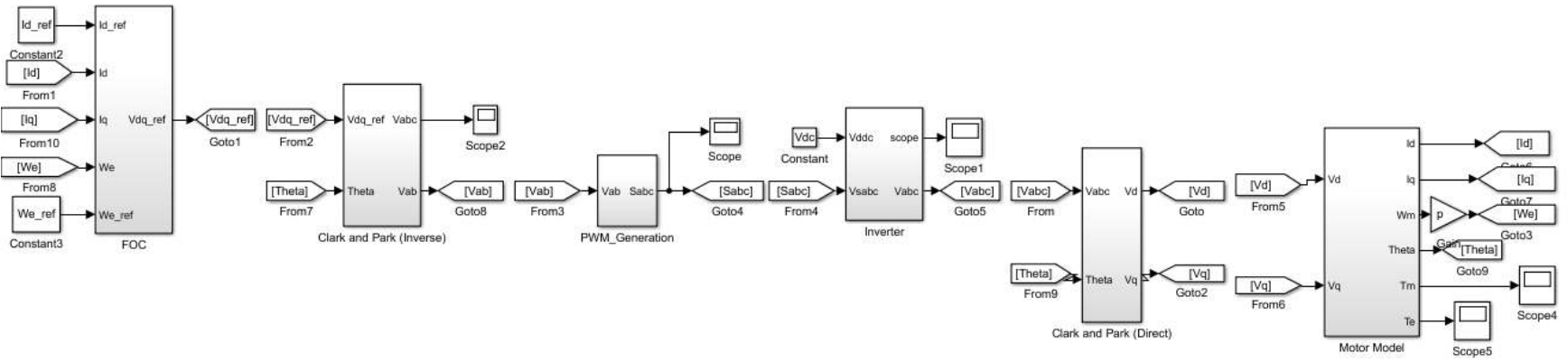
$$T_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad [27] [28] \quad (\text{B.8})$$

C_EK BÖLÜM

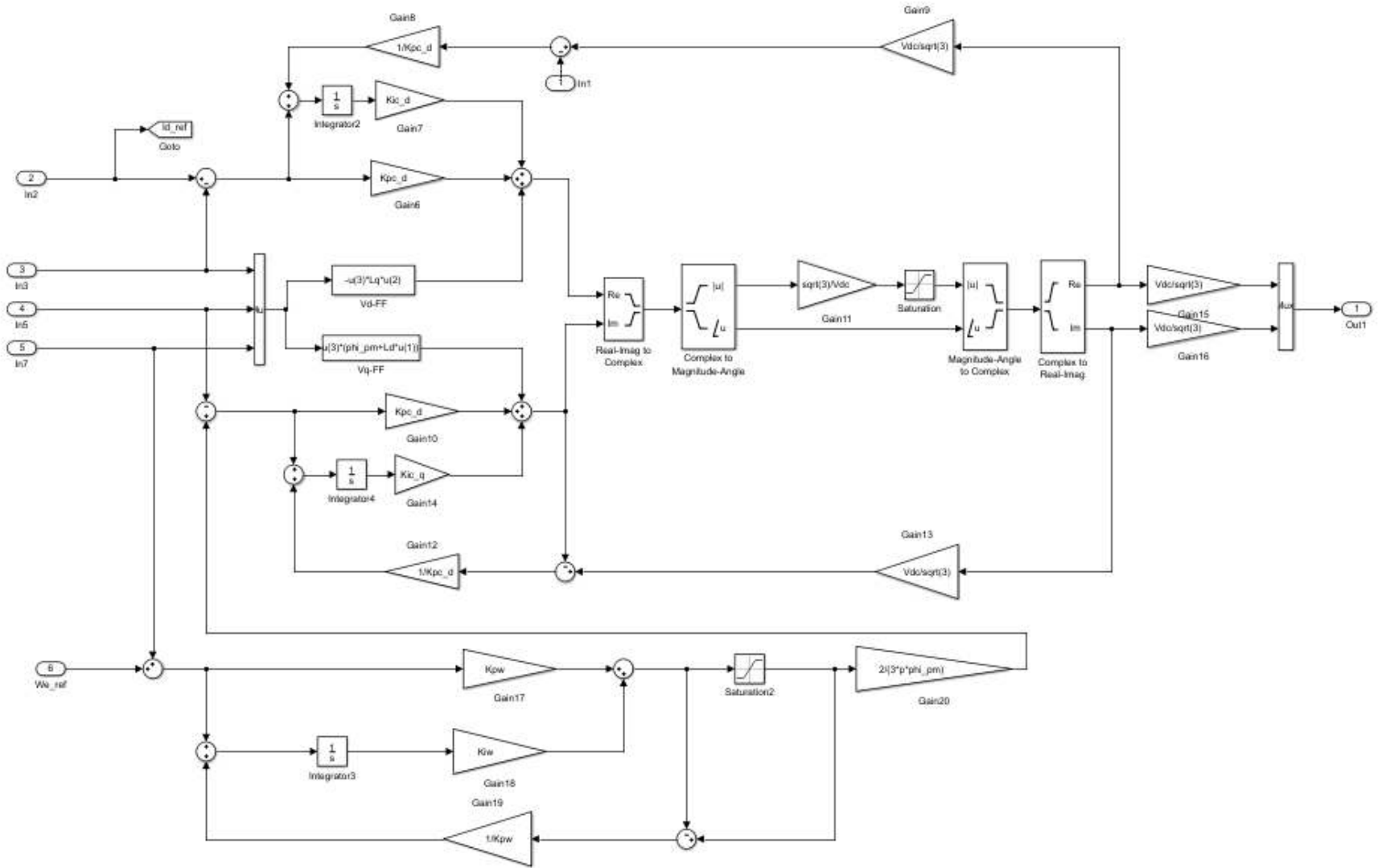
Matlab Kodu ve Simülasyon block Şeması

```
clear all
rs = 7.1; %Stator Direnci
Ld = 30e-3; %d-eksen indüktansı
Lq = 30e-3; %q-eksen indüktansı
phi_sm = 0.12; %Sabit mıknatıs akısı
p = 4; %Çift kutup
J = 5.8e-4; %Atalet
B = 0.002; %Katsayı
Wbase = 1000*pi/30; %Temel hız
Wmax = 5000*pi/30; %Maksimum hız
Prated = 2000; %Nominal güç
Trated = 3; %Nominal Moment
% Kontrol parametreleri %İnvertörün anahtarlama frekansı 10[kHz]
Vda = 400;
% Akım PI parametreleri
Fs = 10e3;
alpha_i = 2*pi*Fs/10; % Kp ve Ki için kullanılan parametreler
Kpc_d = alpha_i*Ld; % d-eksen akım regülatörün katsayısı
Kic_d = alpha_i*Rs; % d-eksen akım regülatörün katsayısı
Kpc_q = alpha_i*Lq; % q-eksen akım regülatörün katsayısı
Kic_q = alpha_i*Rs; % q-eksen akım regülatörün katsayısı
% Hız PI parametreleri % Kp ve Ki için kullanılan parametreler
alpha_w = alpha_i/10;
Kpw = alpha_w*J; Hız regülatörün katsayısı
Kiw = alpha_w*B; Hız regülatörün katsayısı
```

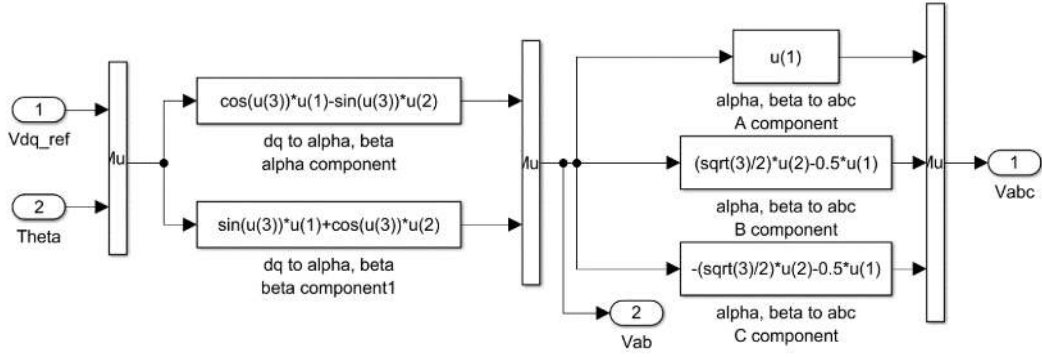
Aşağıda Matlab/simulink ile simülasyon bloğu, Alan yönlendirmeli kontrol bloğu, abc düzlem dönüş bloğu, PWM bloğu, inverter bloğu, dq düzlem dönüş bloğu ve motor modeli sıra ile verilmiştir.



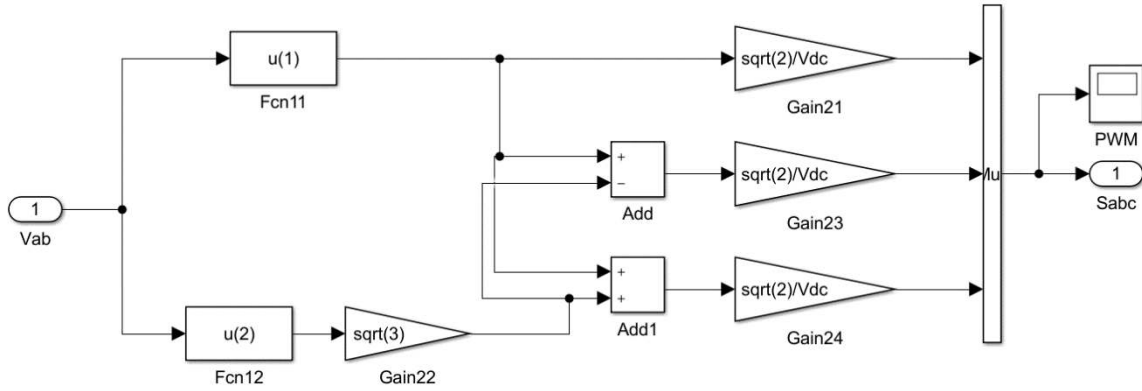
Şekil C.1. Matlab/ simulink ile simülasyon bloğu



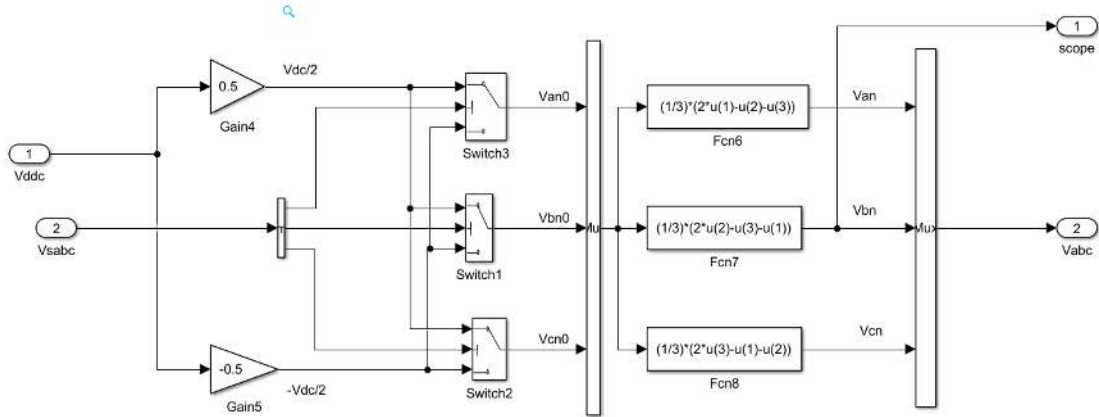
Şekil C.2. Alan yönlendirmeli kontrol blokğu



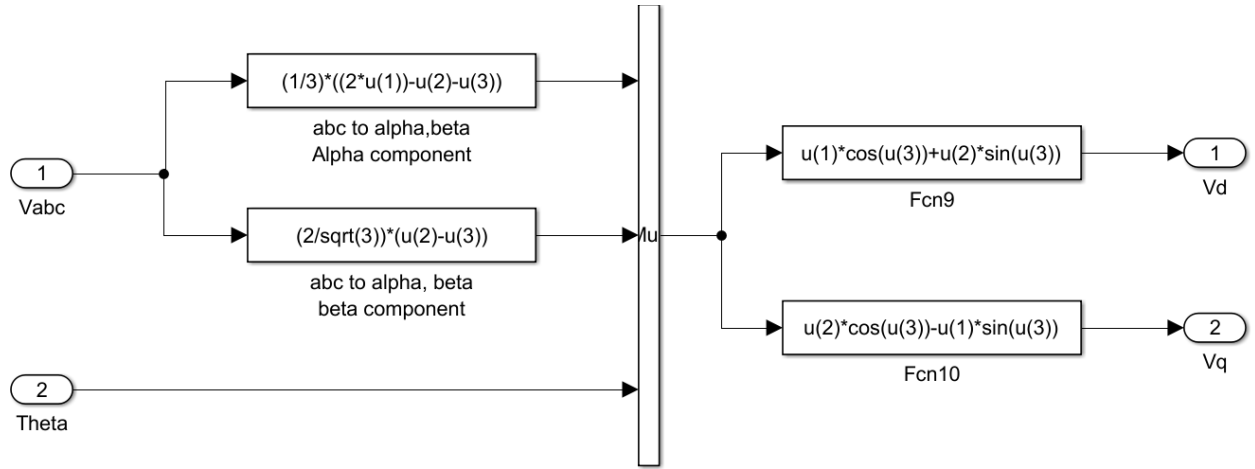
Şekil C.3. dq-eksenden $\rightarrow \alpha\beta \rightarrow abc$ 'ye dönüşüm



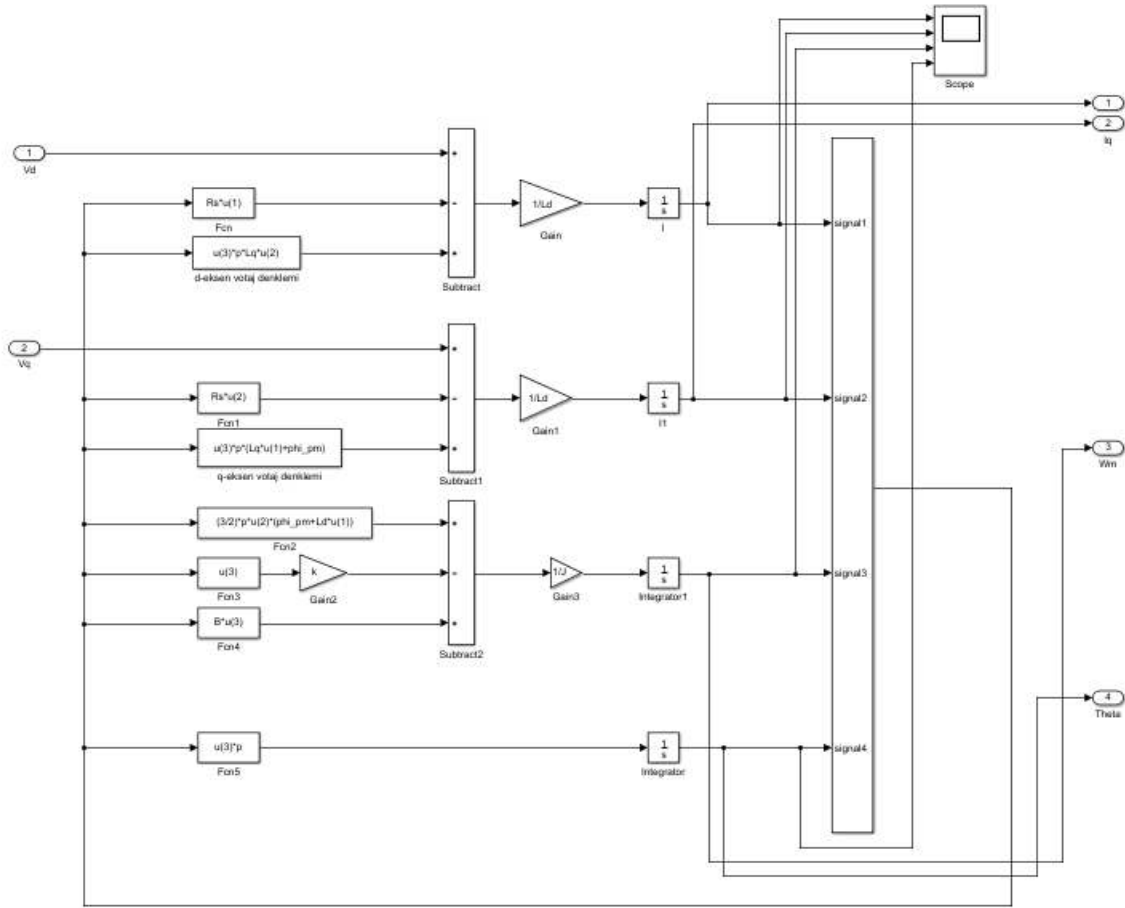
Şekil C.4. PWM üretimi



Şekil C.5. İnverter



Şekil C.5. abc→dq-eksene dönüşüm



Şeki C.6. Motor model

ÖZGEÇMİŞ

Hayatullah NORY

Faryab/Afganistan

hayatullahnory@gmail.com

1991’de Faryab/Afganistan’da doğdu. İlk ve orta eğitimini Faryab’da ve lise eğitimini Şibirgan/Afganistan’da tamamladı. 2011-2014 yıllar arasında Afganistan/Kabil Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik ve Elektronik Bölümünde lisans eğitimi aldı. 2015 yılında Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Mühendislik Fakültesi Elektrik ve Elektronik Bölümünde ‘‘Fırçasız Doğru Akım Motor tasarımı, optimizasyonu, analiz ve denetimi’’ konusunda yüksek Lisansa başladı. 22.09.2016-03.02.2017 tarihler aralığında Erasmus Programı kapsamında, Kaunas/Litvanya’da yüksek Lisansın bir dönem eğitimini tamamladı.

Şu an ‘‘ZCM Enerji’’ Motor fabrikasında, motor tasarım departmanında Ar-Ge mühendisi olarak görev yapmaktadır.