

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

ASİMETRİK SARGI YAPILI DOKUZ FAZLI SÜREKLİ
MIKNATISLI BİR SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ
VE KONTROLÜ

ERSİN YOLAÇAN

KOCAELİ 2020

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

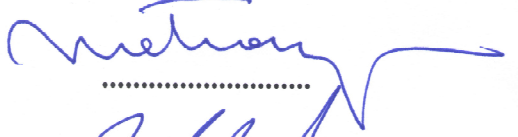
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

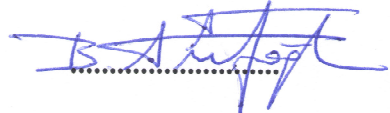
DOKTORA TEZİ

ASİMETRİK SARGI YAPILI DOKUZ FAZLI SÜREKLİ
MIKNATISLI BİR SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ
VE KONTROLÜ

ERSİN YOLAÇAN

Doç. Dr. Metin AYDIN
Danışman, Kocaeli Üniversitesi
Prof. Dr. Zafer BİNGÜL
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi Birol ARİFOĞLU
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR
Jüri Üyesi, Gazi Üniversitesi
Doç. Dr. Murat FAHRİOĞLU
Jüri Üyesi, ODTÜ KKK


.....

.....

.....

.....

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 10.01.2020

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarım boyunca desteklerini her zaman yakından hissettiğim, değerli bilgi ve tecrübeleri ile çalışmama yapmış olduğu katkılardan ve akademik yaşantımızda açtığı ufuklardan dolayı danışmanım ve hocam Sn. Doç. Dr. Metin AYDIN' a teşekkür ederim. Ayrıca, kıymetli bilgi ve fikirlerini paylaşarak çalışmalarına destek veren tez izleme komitesinin değerli üyeleri Sn. Prof. Dr. Zafer BİNGÜL ve Sn. Dr. Öğr. Üyesi Birol ARİFOĞLU' na teşekkürlerimi sunarım. Motorun sonlu elemanlar analizi çalışmalarına yapmış olduğu katkılardan dolayı Mekatronik Yüksek Mühendisi Yücel DEMİR' e ve bu süreçte moral ve motivasyon açısından bana desteğini esirgemeyen değerli arkadaşım Dr. Mehmet GÜLEÇ' e ayrıca teşekkür ederim.

Motorun prototip üretimi ve gerçek zamanlı kontrol algoritmalarının çalıştırılabilmesi için gereken makine-teçhizat alımında 2016/077 ve 2017/086 no'lu projelere destek sağladığı için Kocaeli Üniversitesi Rektörlüğü Bilimsel Araştırmalar Proje Birimi'ne ve Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'ne teşekkürü borç bilirim.

Özel olarak, tez çalışmam boyunca çok değerli bilgilerini, tecrübelerini, tavsiyelerini, vaktini ve sabrını benden esirgemeyen kendisine çok şey borçlu olduğum çok değerli hocam Sn. Dr. Mustafa Kamil GÜVEN' e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak, eğitim-öğretim hayatımın ilk aşamasından bugüne kadar her anlamda benden desteklerini hiç esirgemeyen, her zaman yanımda olan ve bu zorlu süreçte benden sabırlarını eksik etmeyen sevgili Anneme, Babama ve biricik Kardeşime sonsuz minnet ve teşekkürlerimi sunarım.

Babaannem'e...

Ocak – 2020

Ersin YOLAÇAN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	viii
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
GİRİŞ	1
1. GENEL BİLGİLER.....	5
1.1. Çalışmanın Amacı	7
1.2. Çalışmanın Yöntemi.....	8
1.3. Önceki Çalışmalar	9
1.4. Çalışmanın Literatüre Katkısı	29
1.5. Özet	31
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	32
3. 9 FAZLI ASİMETRİK SARGILI SM MOTOR.....	37
3.1. Sargı Yapısı	38
3.2. Sonlu Elemanlar Analizi	42
3.3. Motor Prototip Üretimi.....	47
3.4. Özet	49
4. MATEMATİKSEL MODELLEME VE SIMULINK BENZETİMİ.....	50
4.1. Elektriksel Denklemler.....	50
4.2. Matlab-Simulink Benzetimi	62
4.3. Özet	70
5. 9-FAZLI AS-SMS MOTOR KONTROLÜ	71
5.1. Elektrik Motorlarının Kontrolü	71
5.2. Vektör Kontrol Teorisi	75
5.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)	79
5.4. Kontrolcü Tasarımı	84
5.4.1. Akım kontrolcü tasarımı	86
5.4.2. Hız kontrolcü tasarımı.....	94
5.5. Özet	98
6. 9-FAZLI MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI	100
6.1. Elektronik Sistem Grubu.....	100
6.2. Motor Test Sistemi	107
6.3. Özet	107
7. DENEYSEL SONUÇLAR VE KARŞILAŞTIRMALAR.....	108
7.1. 9-Fazlı AS-SMSM Yüksüz Durum Testleri.....	108
7.2. 9-Fazlı AS-SMSM Yüklü Durum Testleri	113
7.3. 9-Fazlı AS-SMSM Akı Zayıflatma Performansı	119
7.4. Karşılaştırmalar	127
7.5. Özet	128
8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	130

KAYNAKLAR	133
EKLER.....	149
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	152
ÖZGEÇMİŞ	155



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Elektrik motorlarının genel sınıflandırılması.....	6
Şekil 1.2.	İki fazlı motor (a) sargı yapısı, (b) yüksüz durum akı çizgileri	11
Şekil 1.3.	5-fazlı BLDC motor, (a) yapısı ve sargı dağılımı, (b) yüksüz durum akı çizgileri	15
Şekil 1.4.	Motor sargı şeması ve prototip motorun test düzeneği.....	15
Şekil 1.5.	6-fazlı SMDM, (a) yapısı, (b) iki adet üç fazlı evirici yapısı.....	17
Şekil 1.6.	A-segmentli elektrikli araç için, (a) moment-hız karakteristiği, (b) 6-fazlı 18-oluk ve (c) 48-oluk 8-kutuplu motor konfigürasyonları	17
Şekil 1.7.	Üç ve altı fazlı evirici yapıları	18
Şekil 1.8.	İncelenen evirici yapılarının özellikleri	19
Şekil 1.9.	Altı fazlı motor için, (a) önerilen evirici devresi, (b) statorun bir segmenti ve sargı yapısı	19
Şekil 1.10.	Altı fazlı YMSM, (a) iki tane 3-fazlı motor yapısı, (b) önerilen motor sürücü sistemi, (c) motor test düzeneği.....	20
Şekil 1.11.	18 oluk 14 kutuplu motor için 3, 6 ve 9 faz sargı konfigürasyonları.....	22
Şekil 1.12.	Dokuz fazlı motor (a) moment-güç-hız eğrisi, (b) motor yapısı.....	22
Şekil 1.13.	Önerilen basitleştirilmiş model ve 9-fazlı sürücü yapısı.....	23
Şekil 1.14.	Geliştirilen sürücü sisteminin gösterimi	23
Şekil 1.15.	Dokuz fazlı SMSM, (a) üretilen motor, (b) asansör test kulesi	24
Şekil 2.1.	SMSM rotor yapıları, (a) yüzey, (b-c) gömülü mıknatıslı	33
Şekil 2.2.	Temel gömülü mıknatıslı motor tipleri	34
Şekil 2.3.	SMSM moment hız grafiği	35
Şekil 2.4.	Besleme şekilleri (a) sinusoidal, (b) trapezoidal.....	35
Şekil 2.5.	SMSM d-q eksenlerin yerleşimi, (a-c) GMSM, (b) YMSM.....	36
Şekil 3.1.	9-Fazlı prototip AS-SMSM motor	37
Şekil 3.2.	Stator manyetik eksen yerleşimleri (a) genel gösterim, (b) prototip motor	39
Şekil 3.3.	Stator yapısı (a) oluk yapısı, (b) sargı setlerinin yerleşimi, (c) A1 fazı sargı dağılımı	40
Şekil 3.4.	Sargı seti-2 sargı dağılımları (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3	40
Şekil 3.5.	Dokuz faz toplam MMK dağılımları, (a) sargı seti-1, (b) sargı seti-2.....	41
Şekil 3.6.	A1 fazı sargı fonksiyonu, (a) tahmin edilen veri, (b) harmonik bileşenler	42
Şekil 3.7.	SEA modeli, akı yoğunluğu, akı çizgileri ve ağ yapısı.....	43
Şekil 3.8.	Vuruntu momenti değişimi	44
Şekil 3.9.	Zıt-EMK faz ve hat dalga şekilleri, (a) set-1, (b) set-2, (c) set-1, (a) set-2.....	44
Şekil 3.10.	SEA zıt-EMK ve FFT sonuçları, (a) set-1, (b) set-2.....	45
Şekil 3.11.	Çıkış momenti dalga şekilleri	45
Şekil 3.12.	SEA sonuçları, (a) çıkış momenti, (b) dalgalanma miktarları	46

Şekil 3.13. SEA verileri, (a) çıkış momenti, (b) moment dalgalanması	46
Şekil 3.14. N28UH NdFeB mıknatıs malzemesi BH eğrisi	47
Şekil 3.15. Dokuz fazlı motor stator yapısı ve faz sargıları	48
Şekil 3.16. Dokuz fazlı motor rotor yapısı ve mıknatıs yerleşimi	49
Şekil 3.17. Prototipi üretilen dokuz fazlı SMS motorun genel görünümü.....	49
Şekil 4.1. Genel makine gösterimi	51
Şekil 4.2. Dokuz fazlı motor stator eşdeğer devresi.....	62
Şekil 4.3. Dokuz fazlı motor qd0 eksen eşdeğer devresi	62
Şekil 4.4. 9-Fazlı AS-SMS motor Matlab-Simulink modeli.....	63
Şekil 4.5. Sargı seti-1 stator faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3	64
Şekil 4.6. Sargı seti-1 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3	65
Şekil 4.7. Sargı seti-2 stator faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3	65
Şekil 4.8. Sargı seti-2 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3	66
Şekil 4.9. Çıkış momenti değişimleri, (a) sargı seti-1, (b) sargı seti-2	66
Şekil 4.10. Sargı seti-2 çıkış momenti-kontrol açısı ilişkisi	67
Şekil 4.11. Matematiksel modele çıkış momenti değişimleri, (a) set-1, (b) set-2	67
Şekil 4.12. Farklı dengesizlik miktarları için çıkış momenti değişimleri	69
Şekil 5.1. V/f kontrol çalışma eğrisi	71
Şekil 5.2. Doğrudan moment kontrolü temel blok şeması	72
Şekil 5.3. Temel n fazlı evirici gösterimi	74
Şekil 5.4. Dokuz fazlı motor genel kontrolcü yapısı.....	74
Şekil 5.5. Üç faz fonksiyon gösterimi.....	75
Şekil 5.6. Vektör kontrol yöntemine ait temel blok gösterim	76
Şekil 5.7. Stator akımları uzay vektör gösterimi.....	77
Şekil 5.8. Vektör kontrol parametre dönüşüm sırası.....	77
Şekil 5.9. α - β ekseninde stator akımı bileşenleri	78
Şekil 5.10. abc, d-q ve α - β eksen yerleşimleri	79
Şekil 5.11. (1- 0- 0) anahtarlama durumu için evirici gösterimi.....	80
Şekil 5.12. Yarı iletken anahtarların sektörlere göre iletim durumu.....	81
Şekil 5.13. Sektör 1 içinde V_{ref} gerilim vektörünün yerleşimi.....	81
Şekil 5.14. Birinci sektörde üç faza ait PWM durumları	83
Şekil 5.15. PI denetleyici gösterimi, (a) transfer fonksiyonu, (b) blok şeması.....	84
Şekil 5.16. Konum, hız ve akım kontrol döngüleri	86
Şekil 5.17. Akım kontrol döngüleri, (a) set-1, (b) set-2 , (c) set-3.....	87
Şekil 5.18. q-eksen akım kontrol çevrimi	88
Şekil 5.19. Basitleştirilmiş q-eksen akım kontrol çevrimi	88
Şekil 5.20. q akım eksen kök-yer eğrisi	89
Şekil 5.21. q akım eksen frekans cevabı, (a) Bode, (b) Nyquist diyagramları	91
Şekil 5.22. q-eksen akım çevrimi birim basamak cevabı.....	92
Şekil 5.23. q-eksen akım çevrimi gerçek zaman basamak cevabı	93
Şekil 5.24. d-eksen akım çevrimi gerçek zaman basamak cevabı	93
Şekil 5.25. Üç fazlı setler için q-eksen basamak cevabı, $K_p = 0, 1/K_i = 500$	94
Şekil 5.26. Hız kontrol çevrimi	95
Şekil 5.27. Hız kontrol döngüsü kök-yer eğrisi	96
Şekil 5.28. Hız kontrol çevrimi, $\omega_e = 0$	97
Şekil 5.29. Hız kontrolü birim basamak cevabı	98

Şekil 5.30. Hız kontrolü basamak cevabı.....	98
Şekil 6.1. Elektronik sistem grubu	100
Şekil 6.2. Dokuz faz I/O kartı, (a) Altium Designer tasarım aşaması, (b) prototip kart,(c) üretimi tamamlanan I/O kart	102
Şekil 6.3. Mitsubishi PM300CL1A060 IPM IGBT modül	103
Şekil 6.4. Motor ve güç elektroniği çeviricileri bağlantı şeması.....	103
Şekil 6.5. dSPACE Micro AutoBox II kontrol kartı	104
Şekil 6.6. 9-Faz AS-SMS motor Control Desk 6.0 motor kontrol paneli	105
Şekil 6.7. Gerçek zaman motor kontrol algoritması	106
Şekil 6.8. Sürekli mıknatıslı AA motor test sistemi.....	107
Şekil 7.1. Vuruntu momenti değişimi	109
Şekil 7.2. Sargı seti-1, faz zıt-EMK dalga şekilleri.....	109
Şekil 7.3. Sargı seti-1, faz zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları	110
Şekil 7.4. Sargı seti-1, hat zıt-EMK dalga şekilleri	110
Şekil 7.5. Sargı seti-1, hat zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları	111
Şekil 7.6. Sargı seti-2, faz zıt-EMK dalga şekilleri.....	111
Şekil 7.7. Sargı seti-2, faz zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları	112
Şekil 7.8. Sargı seti-2, hat zıt-EMK dalga şekilleri	112
Şekil 7.9. Sargı seti-2, hat zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları	113
Şekil 7.10. Giriş akımı – çıkış momenti grafiği	114
Şekil 7.11. Çıkış momenti-kontrol açısı ilişkisi	114
Şekil 7.12. Sargı seti-1 faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3.....	115
Şekil 7.13. Sargı seti-1 alfa-beta eksen akımları, (a) α_1 - β_1 , (b) α_2 - β_2 , (c) α_3 - β_3	116
Şekil 7.14. Sargı seti-1 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3	116
Şekil 7.15. Sargı seti-1 çıkış momenti değişimi.....	117
Şekil 7.16. Sargı seti-2 faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3.....	117
Şekil 7.17. Sargı seti-2 alfa-beta eksen akımları, (a) α_1 - β_1 , (b) α_2 - β_2 , (c) α_3 - β_3	118
Şekil 7.18. Sargı seti-2 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3	118
Şekil 7.19. Sargı seti-2 çıkış momenti değişimi.....	119
Şekil 7.20. İki seviyeli evirici için UVDGM çıkış gerilim vektörleri.....	120
Şekil 7.21. V1 anahtarlama konumunda stator fazları bağlantı şekli.....	120
Şekil 7.22. Akım-gerilim sınır daireleri	122
Şekil 7.23. Akı zayıflatma işlemi akış şeması.....	123
Şekil 7.24. Referans akım vektörünün değişimi	124
Şekil 7.25. Akım referansı yörüngesi.....	124
Şekil 7.26. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 moment hız eğrileri, (SEA)	125
Şekil 7.27. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 moment hız eğrileri, (deneysel).....	125
Şekil 7.28. Stator akımları birinci üç faz set FFT analizi, (a) set-1, (b) set-2.....	128
Şekil A.1. Eşik değerine göre qd eksen endüktans değerlerinin değişimi	150

TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 temel motor parametreleri	38
Tablo 4.1. SEA ve matematiksel model anma moment verileri karşılaştırması	68
Tablo 4.2. Farklı durumlar için moment verileri karşılaştırması	68
Tablo 4.3. Farklı durumlar için moment verileri karşılaştırması	70
Tablo 5.1. Anahtar konumlarına göre faz gerilimleri	84
Tablo 5.2. PI katsayılarının sistem cevabına etkisi	85
Tablo 5.3. d ve q-eksen akım kontrolcöleri PI katsayıları (sargı seti-2)	94
Tablo 7.1. Birinci üç fazlı set faz zıt-EMK %THD değeri (set-1)	110
Tablo 7.2. Birinci üç fazlı set hat zıt-EMK %THD değeri (set-1)	111
Tablo 7.3. Birinci üç fazlı set faz zıt-EMK gerilimleri %THD (set-2)	112
Tablo 7.4. Birinci üç fazlı set hat zıt-EMK gerilimleri %THD (set-2)	113
Tablo 7.5. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 akı zayıflatma sonuçları	126
Tablo 7.6. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 akı zayıflatma kapasiteleri	127
Tablo 7.7. Stator akımları %THD değeri (set-1 ve set-2)	128
Tablo 7.8. Moment karşılaştırması	128
Tablo A.1. Sargı seti-2 dq eksen endüktans değeri	150

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

B	: Viskos sürtünme katsayısı
g_{ha}	: Hava aralığı fonksiyonu
i_a	: A fazı stator akımı, (A)
i_b	: B fazı stator akımı, (A)
i_c	: C fazı stator akımı, (A)
i_d	: d eksen akımı, (A)
i_q	: q eksen akımı, (A)
i_0	: 0 eksen akımı, (A)
J	: Atalet momenti, (Kgm^2)
L	: Endüktans, (H)
l	: Stator paket boyu, (mm)
L_{aa}	: A fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
L_{bb}	: B fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
L_{cc}	: C fazı ve sargıların toplam endüktansı, (H)
L_d	: d eksen endüktans, (H)
L_q	: q eksen endüktans, (H)
L_0	: 0 eksen endüktans, (H)
M_{ab}	: A ve B fazı arasındaki endüktans, (H)
M_{bc}	: B ve C fazı arasındaki endüktans, (H)
M_{ca}	: C ve A fazı arasındaki endüktans, (H)
M_{qd0}	: q, d ve 0 eksenler arası endüktans, (H)
p	: Kutup çifti sayısı
r	: Yarı çap, (mm)
r_s	: Direnç, (Ω)
T_e	: Elektriksel moment, (Nm)
T_y	: Yük momenti, (Nm)
V_a	: A fazı stator gerilimi, (V)
V_b	: B fazı stator gerilimi, (V)
V_c	: C fazı stator gerilimi, (V)
V_d	: d eksen gerilimi, (V)
V_q	: q eksen gerilimi, (V)
V_0	: 0 eksen gerilim, (V)
w_a	: A fazı sargı fonksiyonu
w_b	: B fazı sargı fonksiyonu
w_c	: Elektriksel enerji, (J)
W_f	: Sistemin co-enerjisi, (J)
W_m	: Mekanik enerji, (J)
x	: Üç fazlı sargı seti sayısı
α	: A-B fazları arası açı, (Derece)
β	: A-C fazları arası açı, (Derece)
δ_d	: Mıknatıs akısı d eksen bileşeni, (Wb)
δ_q	: Mıknatıs akısı q eksen bileşeni, (Wb)
δ_0	: Mıknatıs akısı 0 eksen bileşeni, (Wb)

θ_e	: Elektriksel konum, (rad)
θ_m	: Mekanik konum, (rad)
λ_a	: A fazı manyetik akısı, (Wb)
λ_b	: B fazı manyetik akısı, (Wb)
λ_c	: C fazı manyetik akısı, (Wb)
λ_d	: d eksen manyetik akı, (Wb)
λ_q	: q eksen manyetik akı, (Wb)
λ_0	: 0 eksen manyetik akı, (Wb)
λ_m	: Mıknatıs manyetik akısı, (Wb)
μ_0	: Havanın geçirgenlik sabiti
ρ	: Zamana bağlı değişim
φ	: Stator çevresi konumu, (Derece)
ω_e	: Elektriksel hız, (rad/s)
ω_m	: Mekanik hız, (rad/s)

Kısaltmalar

AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
AS-SMSM	: Asimetrik Sargılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
BJT	: Bipolar Junction Transistor (Çift Kutuplu Transistör)
BLAC	: Brushless Alternating Current (Fırçasız Alternatif Akım)
BLDC	: Brushless Direct Current (Fırçasız Doğru Akım)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
EMK	: Elektro Motor Kuvvet
FFT	: Fast Fourier Transformation (Hızlı Fourier Dönüşümü)
GMSM	: Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor
GTO	: Gate Turn off Thyristor (Kapıdan Tıkanan Tristör)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistör)
IPM	: Intelligent Power Module (Akıllı Güç Modülü)
MMK	: Magneto Motor Kuvvet
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör)
MTPA	: Maximum Torque per Ampere (Amper Başına Maksimum Moment)
PI	: Proportional-Integral (Oransal-İntegral)
PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RPM	: Revolute Per Minute (Dakikadaki Dönüş Sayısı)
SCR	: Silicon Controlled Rectifier (Silikon Kontrollü Doğrultucu)
SEA	: Sonlu Elemanlar Analizi
SMC	: Soft Magnetic Material (Yumuşak Manyetik Malzeme)
SM	: Sürekli Mıknatıslı
SMDM	: Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Motor
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SVPWM	: Space Vector PWM (Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu)
THD	: Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Bozunum)
YMSM	: Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor

ASİMETRİK SARGI YAPILI DOKUZ FAZLI SÜREKLİ MİKNATISLI BİR SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

ÖZET

Yüksek güç-moment yoğunluğu, yüksek moment-akım oranı, yüksek verim ve son derece sessiz çalışması gibi önemli avantajları nedeniyle özellikle hassas konumlama ve düşük moment dalgalanması gerektiren uygulamalarda sürekli mıknatıslı senkron motorların kullanım oranı diğer fırçalı veya fırçasız motor türlerine göre hızla artmaktadır. Diğer yandan, aynı boyuttaki üç fazlı motorlara göre sağladığı daha yüksek güç-moment yoğunluğu, yedekleme, güvenilirlik ve hata toleransı gibi avantajlarından dolayı özellikle savunma sanayi ve elektrikli taşıt uygulamalarında çok fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorların kullanımı yaygın hale gelmeye başlamıştır. Bu tez çalışması kapsamında, asimetrik sargı yapısına sahip dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor iki farklı sargı seçeneği ile sonlu elemanlar analizi, matematiksel modelleme, benzetim ve deneysel çalışmalar açısından detaylıca incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre asimetri açısının artırılması ortalama çıkış momentinde azalmaya, moment dalgalanmasında artışa, zıt elektro-motor kuvvet harmonik bozunumda artışa neden olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca asimetri açısının artırılması motorun alan zayıflatma performansında az da olsa azalışa neden olmuştur. Çalışma sonunda önerilen asimetrik sargı yapılı 9-fazlı motorun özellikle savunma sanayi ve elektrikli taşıt uygulamaları için potansiyeli detaylıca incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: AA Servo Motor, Çok Fazlı Elektrik Makineleri, Dokuz Fazlı SM Motorlar, Sonlu Elemanlar Analizi, Vektör Kontrol.

MODELLING AND CONTROL OF A NINE PHASE ASYMMETRIC WINDING PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

Due to its important advantages such as high power-torque density, high torque-current ratio, high efficiency and extremely silent operation, the rate of use of permanent magnet synchronous motors increases rapidly compared to other brushed or brushless motor types, especially in applications requiring precise positioning and low torque ripple. On the other hand, the use of multi-phase permanent magnet synchronous motors has become popular in defense industry and electric vehicle applications due to the advantages such as higher power-torque density, redundancy, reliability and fault tolerance compared to three-phase motors of the same size. Within the scope of this thesis, a nine-phase permanent magnet synchronous motor with an asymmetric winding structure has been examined and compared in detail in terms of finite element analysis, mathematical modeling, simulation and experimental studies with two different winding options. According to the obtained results, it was observed that increasing the angle of asymmetry caused a decrease on the average torque output, an increase on torque ripple and an increase on the total harmonic distortion of the back electro-motor force. In addition, increasing the asymmetry angle caused a slight decrease in the field weakening performance of the motor. At the end of this study, the potential of the asymmetric winding 9-phase motor, especially for the defense industry and electric vehicle applications, has been examined in detail.

Keywords: AC Servo Motor, Multi-Phase Electric Machines, Nine-Phase PM Motors, Finite Elements Analysis, Vector Control.

GİRİŞ

Bilinen tarihin başlangıç yıllarında insanoğlu yaşamını devam ettirebilmek için çeşitli el aletleri icat etmiş ve bunları temel ihtiyaçlarını karşılayabilmek için kullanmıştır. Yaşamın doğal akışı, edinilen bilgi birikimi ve geçen zamanla birlikte kullanılan teçhizatlar da zamana ayak uydurmuş; daha pratik ve kullanılabilir hale gelmişlerdir. 18. yüzyıl sonu ve 19. yüzyıl başlarında ise endüstri devrimi ile insan hayatında yepyeni bir çağ başlamış ve buna bağlı olarak günlük yaşamdan üretime birçok alanda makineleşme sürecine girilmiştir. Bu sürecin karşı konulamaz sonucu olarak insan gücü ile yapılan birçok iş yavaş yavaş makineler tarafından yapılmaya başlanmıştır. Endüstri devrimi ile başlayan sanayi ve makineleşme süreci ise son otuz yılda yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak yerini elektrik-elektronik bileşenlerin daha baskın olduğu otomasyona dayalı üretime bırakmaya başlamıştır. Teknolojik gelişimin başlarında neredeyse tamamı sadece mekanik altyapıya dayalı makine-teçhizatlar artık yerini kapalı döngü kontrol sistemlerine sahip, birbirleri ile haberleşebilen, gelişmiş mikro denetleyiciler sayesinde çok yüksek hızlı işlem kapasitesine sahip otonom sistemlere bırakmaya başlamıştır.

Günümüzde ise yukarıda bahsedilen özelliklere sahip gelişmiş teknoloji ile çalışan ürünlerin büyük çoğunluğunda tahrik unsuru olarak elektrik motorları kullanılmaktadır. Teknolojik gelişimin başlangıcında endüstriyel ihtiyaçları karşılamak amacıyla daha çok asenkron ve doğru akım (DA, Direct Current-DC) motorlar kullanılırken; kendilerine özgü yapıları, diğer motor tipleri ile kıyaslandığında küçük boyutlarına rağmen ulaştıkları yüksek güç-moment değerleri ve sessiz çalışması gibi avantajlarından dolayı son zamanlarda sürekli mıknatıslı senkron motorlara (SMSM) olan ilgi artmış ve yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Diğer motor tiplerine oranla sağladığı yüksek verim, daha yüksek güç ve moment yoğunluklarının elde edilebilmesi, güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisi ile mıknatıslı malzemeleri alanlarındaki gelişmelere paralel olarak günümüzde elektrikli taşıtlar, savunma sanayi, otomotiv sanayi, endüstriyel robotlar ve beyaz eşya gibi çok sayıda sektörde sürekli mıknatıslı senkron BLDC (Fırçasız DA, Brushless Direct

Current) ya da BLAC (Fırçasız AA, Brushless Alternative Current) motorlar sıklıkla kullanılmaktadır.

Diğer alternatif akım (AA) ve doğru akım motorları ile karşılaştırıldığında SM motorlar; yüksek verim, düşük kayıplar, yüksek güç ve moment yoğunluğu, yüksek moment/ağırlık oranı ve düşük ısınma gibi çok sayıda avantaja sahiptir. Bu avantajlar nedeniyle, küçük, orta ve büyük güçlü taşıt uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanıp üretilmektedir. Elektrikli taşıt uygulamalarında ise çoğunlukla üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar kullanılmaktadır. Ancak yüksek güç ihtiyacı olan savunma sanayi ve taşıt uygulamalarında güvenilirlik, yedekleme, üç fazlı sargı setlerinin bağımsız sürülebilmesi, üç özdeş sürücü ile sürülebilmesi gibi avantajlar nedeniyle çok fazlı motorlara doğru bir yönelim söz konusudur. Bu avantajlardan dolayı her ne kadar bu motorların kullanımı yaygınlaşmaya başlasa da çok fazlı motorlar ve bunların kontrolü ile ilgili konu literatür açısından çok sınırlı kalmıştır.

Yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalardaki kritik noktalar hiç şüphesiz motor parametreleri ve performansdır. Bu yüzden kaliteli bir moment çıkışı elde edebilmek için vuruğu momenti ve moment dalgalanması olmayan sinüzoidal bir zıt elektromotor kuvvetine (EMK) sahip motorun tasarlanıp üretilmesi gerekmektedir. Üç fazlı motorlara göre aynı hacimde daha yüksek moment-güç yoğunluğunun elde edilebilmesi, yedekleme ve güvenilirlik gibi avantajlarından dolayı çok fazlı motorlara olan ilgi gün geçtikçe artmaktadır. Özellikle elektrikli taşıt ve savunma sanayi uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaya başlanan çok fazlı sürekli mıknatıslı motorlar sunduğu avantajlardan dolayı popülerliğini giderek artırmaktadır.

Dengesiz ve asimetrik sargılı motorlar ise geleneksel simetrik sargı yapısına sahip motorlara göre daha düzgün moment çıkışı sağlaması, zıt-EMK gerilimlerinde daha az harmonik bileşeni olması ve üretim kolaylığı gibi avantajları ile ön plana çıkmaktadır. Burada bahsedilen avantajların rotor veya statorunda herhangi bir kaykılı yapıya sahip olmayan simetrik sargı yapıları motorlara göre elde edileceği belirtilmelidir. Ayrıca bu tip standart dışı sargı yapısına sahip motorlar, düşük hız ve hassas konumlama gerektiren uygulamalarında sorun olabilecek vuruğu momenti bileşenini neredeyse tamamen yok edebilme özelliğine de sahiptir.

Hassas konum, hız ve moment kontrolü gerektiren çok düşük hızdaki uygulamalarda istenilen performans çıktılarının elde edilmesi için motorun ne statorunda ne de rotorunda yapısal olarak bir önlem alınmasına gerek kalmadan asimetrik sargı yapılı bir motor ile yüksek kaliteli bir moment çıkışı elde etmek mümkün olacaktır. Bu gibi önemli avantajlar ve ülkemizde henüz çok fazla bir motorun kontrolü ile ilgili bir çalışmanın olmaması bu çalışma için gerekli motivasyonu sağlamıştır.

Bu tez kapsamında, özel uygulamalar için tasarlanıp üretilen asimetrik sargı yapısına sahip dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motorun sargı yapısına göre detaylı matematiksel modelinin çıkarılması, elde edilen modele göre benzetim çalışmalarının yapılması, motorun gerçek zamanlı çalıştırılabilmesi için gerekli elektronik devrelerin tasarlanıp üretilmesi, motorun gerçek zamanlı kontrolü ve elde edilen sonuçların sonlu elemanlar analizi verileri ile karşılaştırılması gibi çalışmalar yapılmıştır. Yukarıda belirtilen çalışmalardan elde edilen verilerin birbirleri ile uyum içinde olduğu gösterilmiştir. Bunlara ek olarak dengesiz sargı yapısına sahip bir motorda dengesizlik miktarının çıkış momentine olan etkileri de incelenmiş ve elde edilen benzetim sonuçları paylaşılmıştır.

Yukarıda genel bilgileri verilen bu tez çalışması aşağıda verilen bölümler şeklinde ele alınmıştır;

Bölüm 1’de elektrik makineleri ve özellikle de sürekli mıknatıslı senkron makineler hakkında genel bilgilere yer verilmiş; bu çalışmanın amacı, yöntemi, önceki çalışmalar ve literatüre sunulan katkılardan bahsedilmiştir.

Bölüm 2’de sürekli mıknatıslı motorların yapısal sınıflandırılmaları, motor üretiminde kullanılan malzemeler, bazı rotor yapıları ile çok fazlı senkron motorlar hakkında genel bilgilere yer verilmiştir.

Bölüm 3’te tez kapsamında incelenen dokuz fazlı asimetrik sargılı motorun sargı yapısı, sonlu elemanlar analizi sonuçları ve prototip üretimi ile bilgiler sunulmuştur.

Bölüm 4’te geleneksel olmayan bir sargı yapısına sahip dokuz fazlı motor için sargı yapısı ve endüktans matrisinin göz önünde bulundurulduğu elektriksel denklemleri

Çıkarılmış, bu denklemlere göre Matlab-Simulink benzetimi yapılmıştır. Ayrıca dengesizlik miktarının çıkış momentine olan etkisi bu bölümde incelenmiştir.

Bölüm 5’te sürekli mıknatıslı motorların kontrolü konusu ele alınmış ve özellikle bu tez kapsamında incelenen motor için kontrolü tasarımı yapılmıştır. Ayrıca motor kontrolünde kullanılan Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) yöntemi de detaylıca incelenmiştir

Bölüm 6’da gerçek zamanlı kontrol çalışmalarının yapılabilmesi için gereken elektronik devrelerin tasarımı, üretimi ve sistem entegrasyonu ile motor test sistemi hakkında bilgiler sunulmuştur.

Bölüm 7’de gerçek zamanlı motor kontrol çalışmaları yüklü ve yüksüz durum olmak üzere iki aştamada incelenmiş ve her iki durumdan elde edilen sonuçlara bu bölümde yer verilmiştir. Ayrıca motorun akı zayıflatma performans sonuçları da bu bölümde incelenmiştir.

Bölüm 8’ de ise tüm bu tez kapsamında yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar özetlenmiş, değerlendirilmiş ve bundan sonra yapılabilecek çalışmalara değinilmiştir.

1. GENEL BİLGİLER

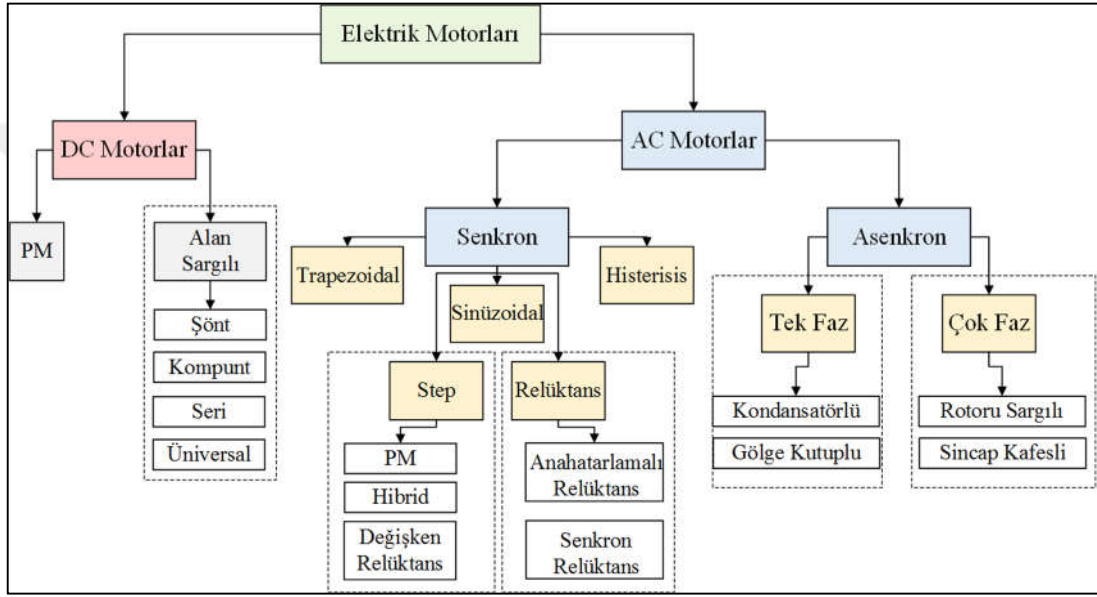
Endüstriyel uygulamalarda tahrik elemanı olarak yaygın bir şekilde elektrik motorları kullanılmaktadır. Uygulamanın gücü, hassasiyeti, bakım maliyetleri gibi parametreler göz önüne alındığında genel olarak asenkron, doğru akım ve senkron motorlar tercih edilmektedir. Basit yapısı, tasarım ve üretim kolaylığı, maliyetleri ve hız kontrollerinin kolaylıkla yapılabilmesi gibi avantajları nedeniyle pek çok endüstriyel uygulamada DA motorları kullanılmaktadır. Bu avantajlarına rağmen DA motorlarının periyodik bakım gereksinimi ve maliyetleri, kolektör-fırça yapısı ile bu yapılarda meydana gelen aşınma ve eskime gibi faktörler, endüstriyel ortamdaki çevresel faktörler (nem, toz, yanıcı-yakıcı maddeler, vb.) bu tip motorlardaki en temel dezavantajlar arasında gösterilebilir [1].

Endüstriyel uygulamalardaki kullanım oranı en fazla olan elektrik makineleri ise asenkron motorlardır. Bakım gereksinimi ile maliyetlerinin az olması, çevresel faktörlerin olumsuz etkilerine karşı yüksek toleranslı olmaları ve çoğu uygulamada kolay kontrol edilebilir olmaları gibi sunduğu pek çok avantaja rağmen; motordaki kayma ve bununla beraber verimdeki değişkenlik, konum kontrollerinin çok hassas uygulamalar için yetersiz olması, yük ile beraber rotor hızının değişmesi, yüksek performans gerektiren uygulamalarda istenen performansı göstermemesi ve reaktif akıma ihtiyaç duyması gibi dezavantajlara da sahiptir. Bu gibi dezavantajlardan dolayı yüksek performans gerektiren savunma sanayi, elektrikli taşıtlar ve robotik uygulamaları için yeni tip motor topolojileri geliştirilmiştir [2].

Asenkron motorlardan farklı olarak rotor sargılarına uygulanan doğru akım sayesinde oluşan kutupların ve manyetik alanın stator manyetik alanına kilitlenmesi nedeniyle elektriksel ve mekanik hızın aynı olduğu elektrik motorları senkron motor olarak adlandırılmaktadır. Bu motorlar asenkron motorların aksine kutup sayısı ve kaynak frekansının bir fonksiyonu olan kayma olmaksızın bütün koşullarda senkron hızda dönen makinelerdir. Bu tip motorlarda rotor akısını oluşturmanın iki yolu mevcuttur. Bunlardan birincisi rotor sargıları, diğeri ise rotor üzerine yerleştirilecek sürekli

mıknatıs malzemeleridir. Akı oluşumunun rotor sargıları yerine sürekli mıknatıs malzemeleri ile sağlandığı senkron motorlar literatürde sürekli mıknatıslı senkron motor veya servo motor olarak adlandırılmakta ve günümüzde yaygın biçimde kullanılmaktadır [3].

Yukarıda genel bilgileri verilen elektrik motorları, yapı ve çalışma prensiplerine göre literatürde çeşitli şekillerde sınıflandırılabilirler. Bu sınıflandırmayla ilgili bir örnek gösterim ise Şekil 1.1’de verilmiştir.



Şekil 1.1. Elektrik motorlarının genel sınıflandırılması [4]

Bu tez çalışmasında incelenen motor, AA motorlar ailesinin bir üyesi olan mıknatıslı bir senkron motordur ve bu motorların tarihsel gelişimi aşağıdaki gibi özetlenebilir;

Sürekli mıknatıslı (SM) motorların ilk üretim tarihleri yaklaşık 1930’lu yıllara dayanmaktadır. Bu tarihlerde Alüminyum-Nikel-Kobalt (AlNiCo) alaşımlı mıknatısların keşfedilmesi, elektrik motorlarında yeni bir topolojinin başlangıcı olan mıknatıslı motorların üretilmesine imkân sağlamıştır. 1950’li yıllara gelindiğinde Demir-Oksit, Baryum ve Stronsiyum Karbonat bileşiminden oluşan Seramik (Ferrit) mıknatısların bulunması bu tip mıknatısların elektrik motorlarında kullanımını sağlamıştır [5]. Tarihler 1953 yılını gösterdiğinde F. W. Merril, standart bir asenkron motorun rotoruna AlNiCo mıknatıslarını yerleştirmiş ve bu sayede rotor manyetik alanı sürekli mıknatıslar tarafından sağlanan bir senkron motor geliştirilmiştir. W. Volfkrodt, bir asenkron motoru referans alarak 1962 yılında Ferrit mıknatıslardan

oluşan bir senkron motor geliştirmiştir. 1980' li yılların başlarında ise nadir toprak elementleri Neodimyum-Demir-Bor (NdFeB) ve Samaryum-Kobalt (SmCo) mıknatısların bulunması sürekli mıknatıslı motorlara olan ilgiyi artırmış ve bu motorların endüstriyel uygulamalarda yerini almasına neden olmuştur. Sürekli mıknatıslı motor topolojisinin gelişimindeki bu hızlanma ve araştırmacıların bu tip motorlara olan ilgisinin artması, bu mıknatıs malzemelerinin sahip olduğu yüksek verim, yüksek akı yoğunluğu ve düşük kayıp gibi avantajlarından kaynaklanmaktadır. Mıknatıs malzemelerindeki bu gelişmelere paralel olarak yarı iletken güç elektroniği ve mikroişlemci mimarisi alanlarında yaşanan gelişmeler de sürekli mıknatıslı senkron motorların tasarımı, üretimi ve kontrolü gibi çalışmaları giderek popüler hale getirmiştir [6].

Son zamanlarda endüstriyel uygulamaların birçoğunda hassas konum, hız ve moment kontrolü gerektiren işlemler yapılmakta, bu da tahrik elemanı olarak kullanılan elektrik motorlarının kontrolünü daha karmaşık hale getirmektedir. Bu karmaşık ve yüksek performans gerektiren kontrol yöntemlerinin düzgün bir şekilde yapılması şüphesiz gelişen kontrol kartları ile mümkün olmaktadır. 1960'lı yılların sonlarında ortaya atılan, asenkron ve senkron motorların daha dinamik bir şekilde kontrol edilebilmesine imkan sağlayan vektör kontrol tekniğinin uygulama çalışmaları da yukarıda bahsedilen gelişmelere örnek teşkil etmektedir [7]. Vektör kontrol tekniği ilk olarak 1969 yılında Hasse K. ve 1972 yılında Blashke tarafından ortaya konmuş ve geliştirilmiştir. Geliştirdikleri yöntem ile bir asenkron motorun serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi daha basit bir şekilde kontrol edilebileceğini göstermişlerdir. Bundan sonraki süreçte gelişen teknoloji ile beraber bu yöntem son derece popüler hale gelmeye başlamıştır [8].

1.1. Çalışmanın Amacı

Elektrik motorlarının sargı yapıları oluk-kutup kombinasyonlarına göre belirlenmektedir. Her ne kadar bazı kombinasyonlarda iyi bir motor performansı elde etmek mümkün olsa da, sargı yapısını belirlemek başlıca zorluklar arasında yer almakta ve seçilen oluk-kutup kombinasyonuna göre asimetrik bir sargı yapısının kullanılması kaçınılmaz olabilmektedir. Asimetrik sargı yapısına sahip bir motor, rotor veya statorunda herhangi bir kaykık veya yapısal değişikliği gerek olmaksızın minimum

vuruntu momenti ve sinüzoidal bir zıt-EMK geriliminin elde edilmesi ile moment dalgalanmalarını azaltması gibi avantajlara sahiptir. Bu gibi avantajlara sahip asimetrik sargılı bir motorun sonlu elemanlar analizleri ile tasarlanması, prototip üretiminin yapılması, sargı yapısına göre elektriksel denklemlerinin elde edilmesi ve gerçek zaman test verileri ile tüm bunların doğrulanması bu tezin temel amaç ve hedefleri arasında yer almaktadır. Ayrıca asimetrik sargı yapısına sahip senkron motor için tasarlanacak kontrolcü ile motorun çalıştırılması ve yüklenmesi gibi performans testlerinde bu tip motorların tüm avantajlarını yakalayabilmek temel hedefler arasındadır.

Yapılan literatür çalışmalarına göre araştırmacıların 5 ve 7-fazlı SM motorlara odaklandığı, 9-fazlı motor kontrol çalışmalarının çok sınırlı sayıda olduğu açıkça görülmektedir. Bu tez kapsamında kontrol çalışması yapılan olan 9-fazlı asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı senkron motor ile ilgili henüz bir çalışma yapılmamış olması da literatürdeki bu eksikliğin giderilmesi açısından oldukça önemli bir rol oynayacak ve bundan sonra yapılacak olan çalışmalara ışık tutacaktır. Sonuç olarak bu çalışmanın amaçları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

9-fazlı asimetrik sargı yapılı yeni bir sürekli mıknatıslı motorun detaylı analizi ile matematiksel denklemlerinin elde edilmesi ve bu denklemlere göre modelleme çalışmasının yapılması, motorun gerçek zamanda kontrolü için sargı yapısına göre bir kontrolcü tasarlanması, tasarlanan kontrolcü ile gerçek zaman performans testlerinin yapılması ve üretilen motorun doğrulanmasıdır. Ayrıca bu tip çok fazlı AA motorların ülkemizde tanınmasına, kullanılmasına, ülkemiz bilimsel literatürüne katkıda bulunmasını sağlamak ta amaçlar arasındadır.

1.2. Çalışmanın Yöntemi

Bu tezde sunulan çalışma yöntemi temel olarak beş faz ve bunların alt aşamalarından oluşmaktadır.

Faz-1: Asimetrik sargı yapısına göre motorun matematiksel denklemlerinin elde edilmesi ve bu denklemlere göre benzetim çalışmalarının yapılması.

Faz-2: Önceden tasarımı ve sonlu elemanlar analizi yapılan motorun prototip üretimi.

Faz-3: Dokuz fazlı motor sürücü devrelerinin oluşturulması.

- a. Akım, gerilim ve konum gibi motor parametrelerinin sensörler yardımı ile ölçüleceği, ölçülen verilerin elektronik olarak filtreleneceği ve güç elektroniği devresi ile kontrol kartı arasında elektronik olarak yalıtımın sağlanacağı yardımcı bir elektronik devrenin tasarlanıp, üretilmesi.
- b. Üretilen yardımcı elektronik devre ile IPM (Intelligent Power Module) modüllerinin bulunduğu güç elektroniği devresinin entegrasyonu.

Faz-4: Dokuz fazlı sürekli mıknatıslı motor kontrol kodlarının oluşturulması.

Faz-5: Oluşturulan kontrol kodları ile motorun gerçek zamanlı kontrolünün yapılması ve elde edilen verilerin analiz ve benzetim sonuçları ile karşılaştırılması.

1.3. Önceki Çalışmalar

80’li yılların ortalarından itibaren mıknatıs ve güç elektroniği alanlarındaki önemli gelişmeler sayesinde sürekli mıknatıslı elektrik motorlarına olan ilgi artmıştır. Motorlarda kullanılan mıknatısların uyartım sargılarını ve rotor bileziklerini ortadan kaldırması, manyetik ve duyulabilir gürültüyü azaltması, güç ve moment yoğunluğunu artırması gibi birçok avantajı bulunmaktadır [9]. Bunlar SM motorların fırçalı DA, asenkron ve relüktans motorlarına göre sağladığı en önemli avantajlardır.

Elektrik motorları güç elektroniği dönüştürücüleri sayesinde beslenmektedir ve bu nedenle bu alanda yapılan gelişmeler yeni araştırmalara yardımcı olmaktadır. Aynı şekilde yeni motor yapılarının ortaya çıkarılması güç elektroniği alanında çalışanları da yeni araştırmalara yönlendirmektedir. Hem motor hem de sürücü ürünlerinin çok kolay bir şekilde satın alınabilmesi sayesinde günümüzde birçok uygulamada üç fazlı elektrik motorları kullanılmaktadır. Bu yüzden, çok fazlı motor ve sürücüler ancak üç fazlı bir sistem ile uygulama ihtiyacının karşılanamadığı özel uygulamalar için kullanılmaktadır.

Çok fazlı elektrik motorları alanında ilk yapılan çalışmalar 1920’li yılların sonlarına denk gelmektedir. Alger ve diğ. [10] tarafından yapılan çalışmada, büyük senkron generatörlerden elde edilen gücü artırmak için makinede 6-fazlı bir sargı yapısı kullanılmıştır. Günümüze kadar yapılan çalışmalarda ise 4, 5, 6, 7, 9, 12, 15-fazlı gibi yapılar araştırmacılar tarafından incelenmiştir. Bu çalışmalarda, araştırmacıların yaygın olarak 5, 6, 7 ve 9-fazlı motor yapıları ile çalıştıkları görülmektedir.

3-Fazlı sürücü sistemleri ile ilgili çalışmalar uzun yıllardır sürdürülmektedir. Özel uygulamalarda ihtiyaç duyulan yeni çok fazlı motorlar ise çok fazlı sürücülere ihtiyacı ortaya koymuştur. Ancak faz sayısının 5, 7, 11 gibi tek sayı olması durumların sürücü tasarımı ve kontrolü daha maliyetli ve özel bir hal almıştır. Bir kaç adet 3-fazlı sürücülerle çok fazlı motorların sürülmesi konusu ise 6, 9, 12 gibi üçün katı olan çok fazlı motorları daha da ön plana çıkarmıştır. Bu literatür taramasında çok fazlı sürücülere değinilmiş, özellikle üçün katı olan sürücülere odaklanılmıştır.

Shakouhi S.M. ve diğ. [11], 4-fazlı fırçasız DA motor hakkında yaptıkları çalışmada motorun ideal olmayan bir zıt EMK' ya sahip olması durumunda çıkış momentinde meydana gelebilecek moment dalgalanması problemini incelemişler ve ortaya koydukları denetleyici yapısı ile çıkış momentindeki dalgalanmayı azaltmaya çalışmışlardır. Tüm bu işlemlerin deneysel olarak ta doğrulaması yapılmış ve çalışma desteklenmiştir.

Ede ve diğ. [12] yaptıkları çalışmada motorda kullanılan mıknatısların eksenel yönde kırılması durumunda girdap akımlarında meydana gelecek farklılıklar ve bunların etkilerini 4 ve 5-fazlı iki SMSM için incelemişlerdir. Yaptıkları çalışmada, anma momenti ve anma hızı değerleri aynı olan ve Samaryum-Kobalt mıknatıs malzemesine sahip motorları kullanmışlardır.

Bir başka çalışmada ise Ming Cheng ve diğ. [13] 8-oluk ve 6-kutba sahip; 2 ve 4-fazlı SMSM' ler için PI denetleyici yapısına sahip bir kontrolcü ve sürücü sistemi geliştirmişler ve elde ettikleri deneysel veriler ile çalışmalarını desteklemişlerdir.

Dupleks iki fazlı ve üç fazlı sürekli mıknatıslı motorlar için performans karşılaştırması ile sargılarda meydana gelecek hata tespiti Jie C. ve diğ. [14] tarafından yapılan çalışmada incelenmiştir. Bu çalışmada ayrıca olası oluk-kutup kombinasyonları ve bunların avantajları üzerinde durulmuştur. Sonlu elemanlar analizi sonuçları ve test verileri ile desteklenen çalışmada her iki durumdan elde edilen sonuçların karşılaştırmasına da yer verilmiştir.

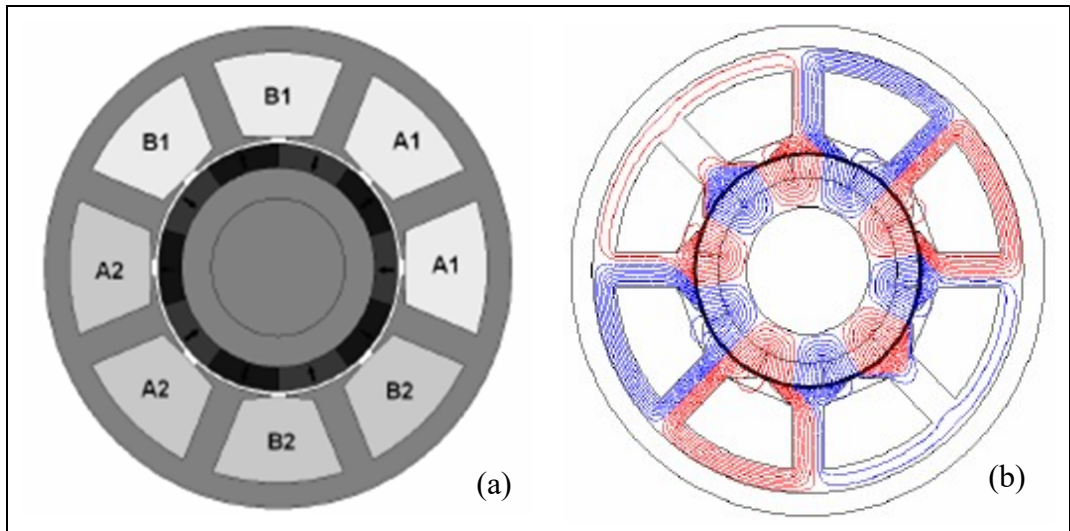
Bir uçağın yakıt pompası için 4-fazlı bir elektrik motorunun tasarımı Mecrow ve diğ. [15] tarafından gerçekleştirilmiştir. Ortaya konulan tasarım ile motor fazlarında meydana gelebilecek herhangi bir hata durumunun tolere edilebilmesine ve sistemin

alışmasına devam edebilmesine olanak sağlanmaktadır. Tüm bu tasarım çalışmaları üretilen motor prototipi ile deneysel olarak ayrıca doğrulanmıştır.

Ede ve diğ. [16], motor sargılarında açık veya kısa devre şeklinde oluşabilecek hata durumlarında çıkış momenti dalgalanmasını azaltmaya yönelik bir çalışma yapılmış ve bunlar 4, 5 ve 6-fazlı üç farklı motor için incelenmiştir. Moment dalgalanmasını azaltmak amacıyla bir kontrol yapılmış ve hata durumlarında dolayı meydana gelebilecek stator bakır kayıpları da azaltılmıştır.

ıkık kutuplu bir SMS motorun kontrol ile ilgili bir çalışma ise Ming Cheng ve diğ. [17] tarafından gerçekleştirilmiştir. Kontrol alışmaları sadece teori ve benzetim ile kalmayıp deneysel olarak da doğrulanmıştır. Yapılan analiz, karşılaştırma ve doğrulama çalışmaları ile daha geniş sabit güç bölgesine sahip, yüksek verimli ve oldukça dinamik cevaba sahip bir sr performansının elde edildiği görülmüştür.

Wenxiang Zhao ve diğ. [18] yaptıkları çalışma ile yüksek hata toleransına sahip çıkık kutuplu bir SMSM yapısını incelenmişler ve motorun sunduğu yüksek verim ve güç yoğunluğu nedeniyle birçok uygulamada tercih edilebileceğini ifade etmişlerdir. Yapılan çalışmada motorda veya sr sisteminde meydana gelebilecek hataları en aza indirmek hedeflenmiş; elde edilen veriler deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.



şekil 1.2. İki fazlı motor (a) sargı yapısı, (b) yüksüz durum akı çizgileri [14]

Üçden fazla sayıda faza sahip motorlar içerisinde en yaygın olanlardan biri 5-fazlı motorlardır. Yapılan çalışmalar incelendiğinde 5-fazlı SMSM'lar literatürde yaygın bir şekilde incelenmiş ve araştırmacıların ilgisini çektiği görülmektedir. Bianchini ve diğ. [19] motor veya sürücü sisteminde meydana gelebilecek hata durumları için yüksek hata toleransına sahip 5-fazlı sürekli mıknatıslı bir motor tasarımı gerçekleştirilmiştir. Yaptıkları tasarım ile kısa devre durumunda çekilen akımı sınırlandıracak bir yapı ortaya koymuşlardır.

Jinyun Gan ve diğ. [20] tarafında yapılan çalışmada hem seri uyartımlı fırçalı bir DA; hem de SMSM bir motorun kontrolünde kullanılabilecek bir kontrolcü yapısını 5-fazlı gömülü mıknatıs yapısına sahip bir motor kontrolü için incelenmişlerdir. Sonlu elemanlar analizi ve kontrole ait sonuçların da verildiği çalışmada tasarlanan motorun taşıt uygulamalarında kullanılabilme avantajından bahsedilmiştir.

Parsa ve Toliyat [21], elektrikli taşıt uygulamaları için 5-fazlı bir SMSM tasarımını gerçekleştirmiş ve motorun matematiksel modeli ile beraber sunmuşlardır. Tasarlanan motor yapısı sayesinde motor fazlarından bir veya ikisinin hata durumuna düşmesi durumunda bile motor çalışmasına devam edecek şekilde olduğu belirtilmiştir. Ayrıca deneysel olarak ölçülen akım-gerilim gibi bazı motor parametreleri sonlu elemanlar analizi (SEA) sonuçları ile de karşılaştırılmıştır.

Bianchi ve Fornasiero [22], 5-fazlı bir motorun uzay vektör harmoniklerini simetrik ve asimetrik durumlarını göz önüne alarak incelemişlerdir. Motor sargılarından herhangi birinde oluşabilecek bir hata nedeniyle meydana gelebilecek asimetrik durum için uzay vektör yapısı harmonik içerikler açısından detaylıca incelenmiştir. Ayrıca bu durumdaki harmonikli uzay vektörleri simetrik yapı ile de karşılaştırılmıştır.

Marco Villani ve diğ. [23] tarafından yapılan çalışmada hem kara hem de hava uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilecek yüksek güvenilirlik, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu değerlerine sahip bir SMS motorun tasarımı ve deneysel olarak doğrulanması gerçekleştirilmiştir. Parsa ve Toliyat [24], 5-fazlı SMSM bir motorun tasarımı, matematiksel olarak modellenmesi ve kontrolcü yapılarının anlatıldığı bir çalışma sunmuşlar ve tüm bunları deneysel olarak doğrulamışlardır. Tüm bu çalışmalar ile tasarlanan motorun çok dinamik bir moment cevabının olduğu ve detaylı bir denetleyici yapısı ile kontrol edildiği vurgulanmıştır.

Hyung-Min Ryu ve diğ. [25], motor sargılarındaki bir fazın açık devre olması durumu ve bu hata durumundaki çalışma için önerilen kontrolcü yapısı 5-fazlı bir SMSM için gerçekleştirdikleri çalışma ile ortaya koymuşlardır. Detaylı bir şekilde matematiksel modellemenin de yapıldığı çalışma, deneysel olarak elde edilen akım ve çıkış momenti verileri ile desteklenmiştir.

Parsa ve diğ. [26] tarafından gerçekleştirilen çalışmada, kesir oluk yapısına sahip 5-fazlı gömülü mıknatıslı bir senkron motorun tasarımı ve prototip üretimi çalışmaları yapılmıştır. Motorun sonlu elemanlar analizi verileri ile elde edilen deneysel sonuçlar ayrıca karşılaştırılmış ve doğrulanmıştır. Bianch ve diğ. [27] tarafından SM bir motorun sargılarında meydana gelebilecek hata durumunda motorun güvenli bir şekilde çalışmasına devam edebileceği bir kontrolcü yapısı gerçekleştirilmiştir. Deneysel olarak elde edilen verilerle desteklenen makalede hata durumunda çekilen akımın harmonikleri üzerinde durulmuş ve 5-fazlı bir H-köprü devresi kullanılmıştır.

Xiaoyan Huang ve diğ. [28] sundukları çalışmada 5-fazlı bir SMSM tasarımının yapıldığını ve tasarlanan motorun prototip üretiminin gerçekleştirildiğini belirtmişlerdir. Motorun tasarımı aşamasında kullanılan optimizasyonlar ayrıca belirtilmiş, analiz verileri ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Pinheiro ve Suemitsu [29] tarafından sunulan çalışmada 5-fazlı GMSM tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Deniz uygulamaları için tasarlanıp üretilen 3 kW gücündeki bu motorun matematiksel modellenmesi detaylı bir şekilde verilmiş; motor kontrolünün yapıldığı belirtilmiştir. Taşıt uygulamaları için 5-fazlı sürekli mıknatıslı bir motorun tasarımı Ping Zheng ve diğ. [30] tarafından gerçekleştirilmiştir. Uygulanan optimizasyon çalışması ile 40 oluk ve 42 kutup sayısına sahip bir motor tasarımına gidilmiştir. Motorun hata durumundaki çalışması da incelenerek farklı hata durumlarında motorun yüksek toleransa sahip olduğu belirtilmiştir.

Qian Chen ve diğ. [31] tarafından yapılan çalışmada, iki farklı mıknatıs yapısına sahip (“Spoke” ve “V-Shape”) yüksek hata toleranslı bir SMS motor tasarımı sunulmuştur. Her iki motor yapısı da yüklü durum testleri ile incelenmiş ve hata durumlarında ortaya çıkabilecek değişimler gözlemlenmiştir. Tüm bu işlemler üretilen prototip motor ile deneysel olarak ta doğrulanmıştır.

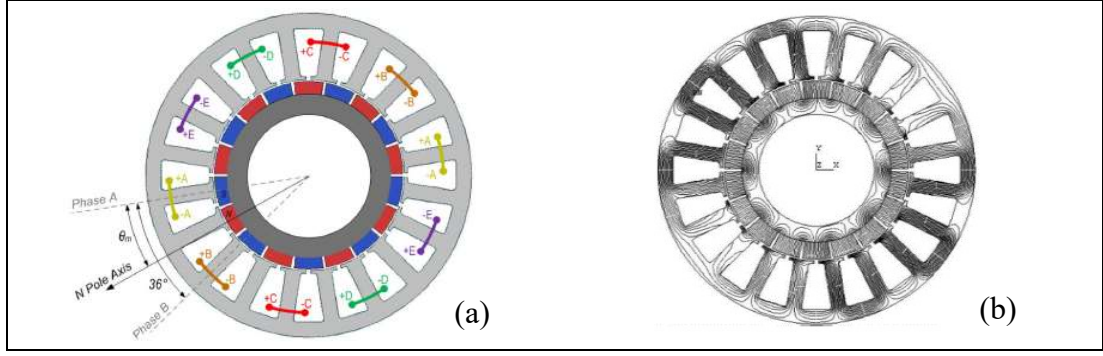
Scuiller ve diğ. [32] tarafından yapılan çalışmada PWM tekniği ile kontrol edilen çok fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor incelenmiş ve moment yoğunluğunun artırılması üzerine yoğunlaştırılmıştır. 60 kutba sahip üç fazlı motor, boyutları ve geometrisi değiştirilmeden 58 kutuplu beş fazlı bir yapıya dönüştürülmüştür. Böylece çıkış momenti değerinde %15'lik bir artış; vuru moment değeri ise yaklaşık %70'lik bir azalma elde edilmiştir.

Yüksek hata toleransına sahip bir kontrolcü yapısının kullanıldığı, motor sargılarının beşgen, yıldız veya beş köşeli olması durumlarının incelendiği hata durumları ise Ali ve diğ. [33] tarafından yapılan çalışmada sunulmuştur. Belirtilen sargı bağlantı yapılarında oluşabilecek kısa devre veya açık devre hata durumları deneysel olarak ta incelenmiş ve yapılan çalışma desteklenmiştir.

Suman Dwari ve Leila Parsa [34], hata toleransı yüksek, 5-fazlı bir SMSM' nin kontrolü üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Bu çalışmada trapezoidal bir zıt-EMK' ya sahip olan motorun açık devre hata durumuna ilişkin çalışmalar yapılmıştır. Hata durumunda oluşan üçüncü harmoniği bastıracak bir kontrolcünün kullanıldığı çalışma deneysel veriler ile desteklenmiştir.

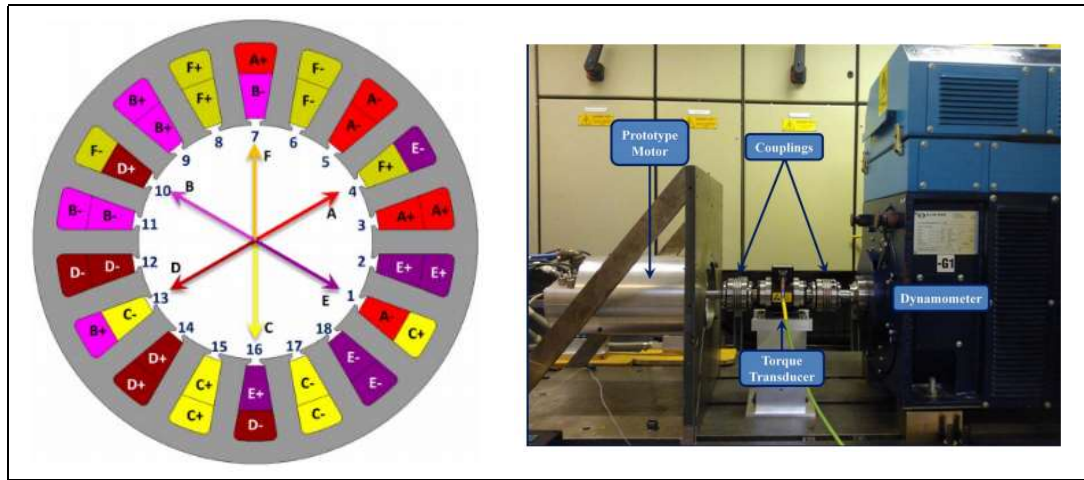
C. Yu ve K. T. Chau [35] yaptıkları çalışmada, yüksek hata dayanımına sahip, yeni bir akı hafızalı bir SMSM sürücü yapısını incelenmişlerdir. Hem AA hem de DA çalışma durumları için deneysel veriler ayrıca sunulmuştur. Ramin Salahi ve diğ. [36] yaptıkları çalışma ile sürekli mıknatıslı bir senkron motorun farklı hata durumları için çıkış gücünü iyileştirme amacıyla bir yöntem geliştirmişlerdir. Farklı hata durumları farklı sargı optimizasyonları için incelenmiş ve üçüncü harmonik bileşeni ele alınmıştır.

Yukarıda verilen çalışmalara ek olarak farklı hata durumlarının oluşması durumunda sürücü ve kontrolcüye performansına bağlı olarak motor çıkış parametrelerinin incelendiği üç adet [37-39] makale daha bulunmaktadır. Belirtilen bu üç makale de incelendiğinde genellikle motor davranışını etkileyen parametrelerin sürücü performansı ve bir kontrol yöntemiyle yok edilmesi amaçlanarak elde edilen deneysel verilerle de desteklendiği görülmüştür.



Şekil 1.3. 5-fazlı BLDC motor, (a) yapısı ve sargı dağılımı, (b) yüksüz durum akı çizgileri [23]

Bu çalışmalara ek olarak 6-fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar literatürde çok yaygın bir şekilde incelenmiş, araştırmacılar için ilgi odağı olmuştur. Elektrikli taşıt uygulamaları için 6-fazlı bir SMSM, 18 oluk ve 8 kutup yapısı için Patel ve diğ. [40] tarafından incelenmiştir. Yapılan çalışmada, stator manyetomotor kuvvetinde (MMK) meydana gelen istenmeyen harmonik bileşenlerin etkisini yok edecek yeni bir sargı yapısı önerilmiştir. Önerilen yapı ile motorun moment/güç yoğunluğu ve verimi artırılmıştır. Geleneksel 6-fazlı motorların aksine fazlar arasında 30 elektriksel derece bulunan 6-fazlı sargı yapısı, iki ayrı 3-fazlı sargı setinden meydana gelmektedir. Önerilen bu yapı ile herhangi bir hata durumunda motor çalışmaya devam edebilmektedir. Prototip üretimi de yapılan motorun gerçek zaman testleri de yapılmış ve çalışma deneysel veriler ile desteklenmiştir. Motor sargı yapısı ile test düzeneği ise Şekil 1.4’te gösterilmiştir.



Şekil 1.4. Motor sargı şeması ve prototip motorun test düzeneği [40]

El-Refaie ve diğ. [41], çok fazlı sargı yapıları için optimum sargı yapısının elde edileceği bir çalışma sunmuşlardır. Belirtilen oluk-kutup kombinasyonları 4, 5 ve 6 fazlı motor tasarımları için vuru moment frekansları, sargı faktörleri ve net radyal yönlü kuvvetlerini içerecek şekilde verilmiştir.

Hava araçları uygulamaları için hem motor hem de generatör olarak kullanılabilen 6-fazlı bir motor tasarımı Bojoi ve diğ. [42] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur. Üretilen prototip motor ile çıkış momenti ve faz akımları gibi motor parametreleri deneysel olarak elde edilmiştir. Ayrıca yüksek sıcaklık değerlerinin motorun çalışma performansına etkileri de değerlendirilmiş ve elde edilen sonuçlar yapılan çalışmada sunulmuştur.

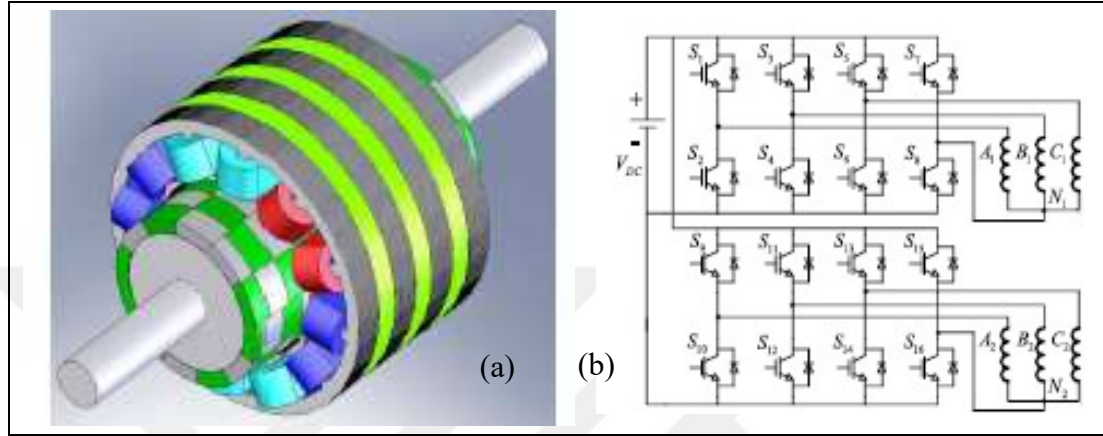
Barcaro ve diğ. [43] yaptıkları çalışma ile 12-oluk ve 10-kutuplu sürekli mıknatıslı bir motor tasarımı gerçekleştirmişlerdir. İki bağımsız 3-fazlı sargı setinden meydana gelen bu motoru iki farklı evirici üzerinden besleme prensibi ile çalıştırmışlardır.

Stumberger ve diğ. [44] tarafından yapılan çalışmada, 6-fazlı bir SMSM'nin akı zayıflatma durumu sonlu elemanlar analizleri ile gerçekleştirilmiştir. Üçüncü harmonik bileşen içeren akım dalga şeklinin verildiği motorda çıkış gücünün iyileştirilmesi sağlanmıştır.

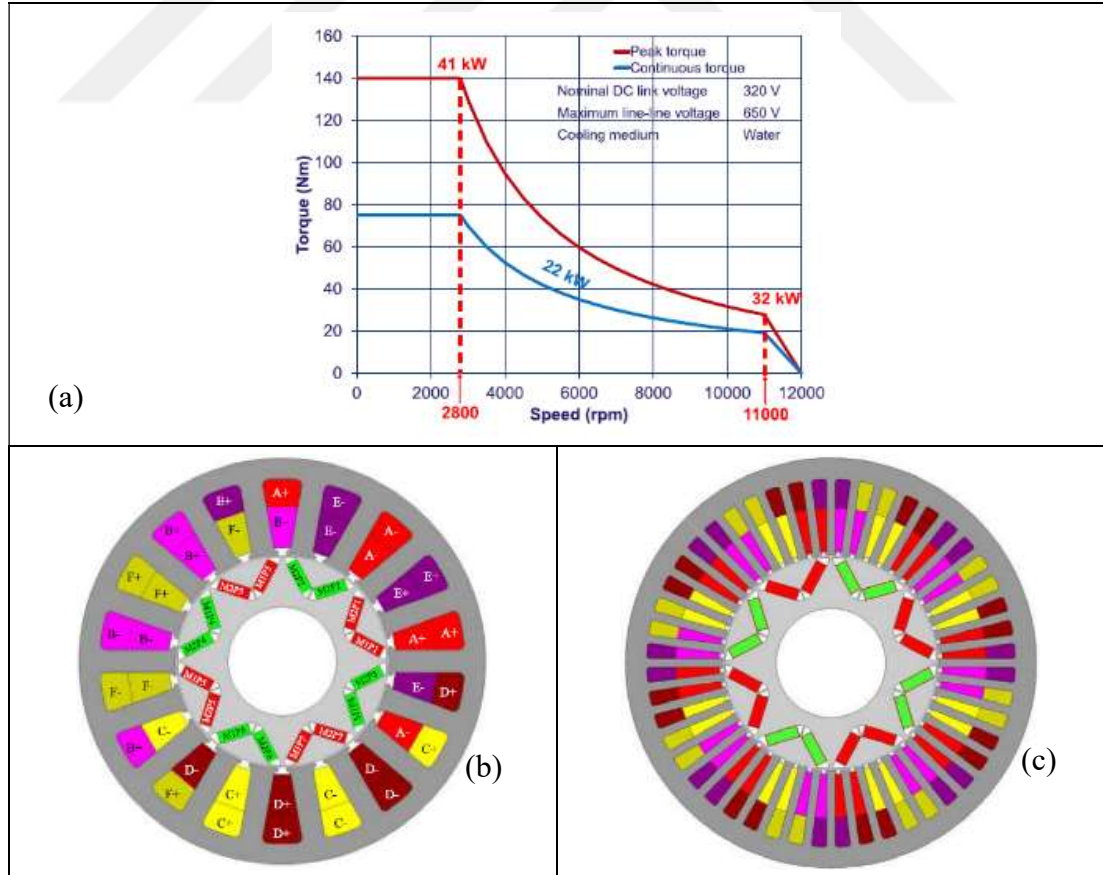
Barcaro ve diğ. [45] tarafından yapılan diğer bir çalışmada, üç fazlı iki adet sargı setinden oluşan (toplamda 6-fazlı) 12-oluk ve 10-kutup sayısına sahip SMSM' da herhangi bir sargı setinde meydana gelebilecek hata durumlarının motor performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Motorun farklı çalışma koşulları altında çalışması durumunda ölçülen sıcaklık değerleri de ayrıca incelenmiş, tüm bunlar sağlıklı yapı ile karşılaştırılmıştır.

Yongxiang ve diğ. [46], 6-fazlı sürekli mıknatıslı bir doğrusal motor (SMDM) için hata toleransı yüksek bir kontrol yöntemi önermişlerdir (Şekil 1.5). İncelenen motorun temel çalışma prensibi matematiksel denklemler ile anlatılmıştır. Vektör kontrol yönteminin esas alındığı çalışmada tek fazın açık devre olması durumu için kontrol stratejisi uygulanmıştır. Yapılan çalışmada hem sonlu elemanlar analizi sonuçları hem de Matlab/Simulink ile benzetim sonuçları ayrıca verilmiştir.

Patel ve diğ. [47], A-segment bir elektrikli araç için 6-faza sahip kesir oluklu iki farklı GMSM tasarımı yapmışlardır. Yapılan iki farklı tasarımda 18-oluk 8-kutup ve 48-oluk 8-kutup yapıları incelenmiştir (Şekil 1.6). Ayrıca farklı hata durumlarının meydana getirebileceği mıknatıs demagnetizasyonu iki boyutlu sonlu elemanlar analizleri ile incelenmiştir.



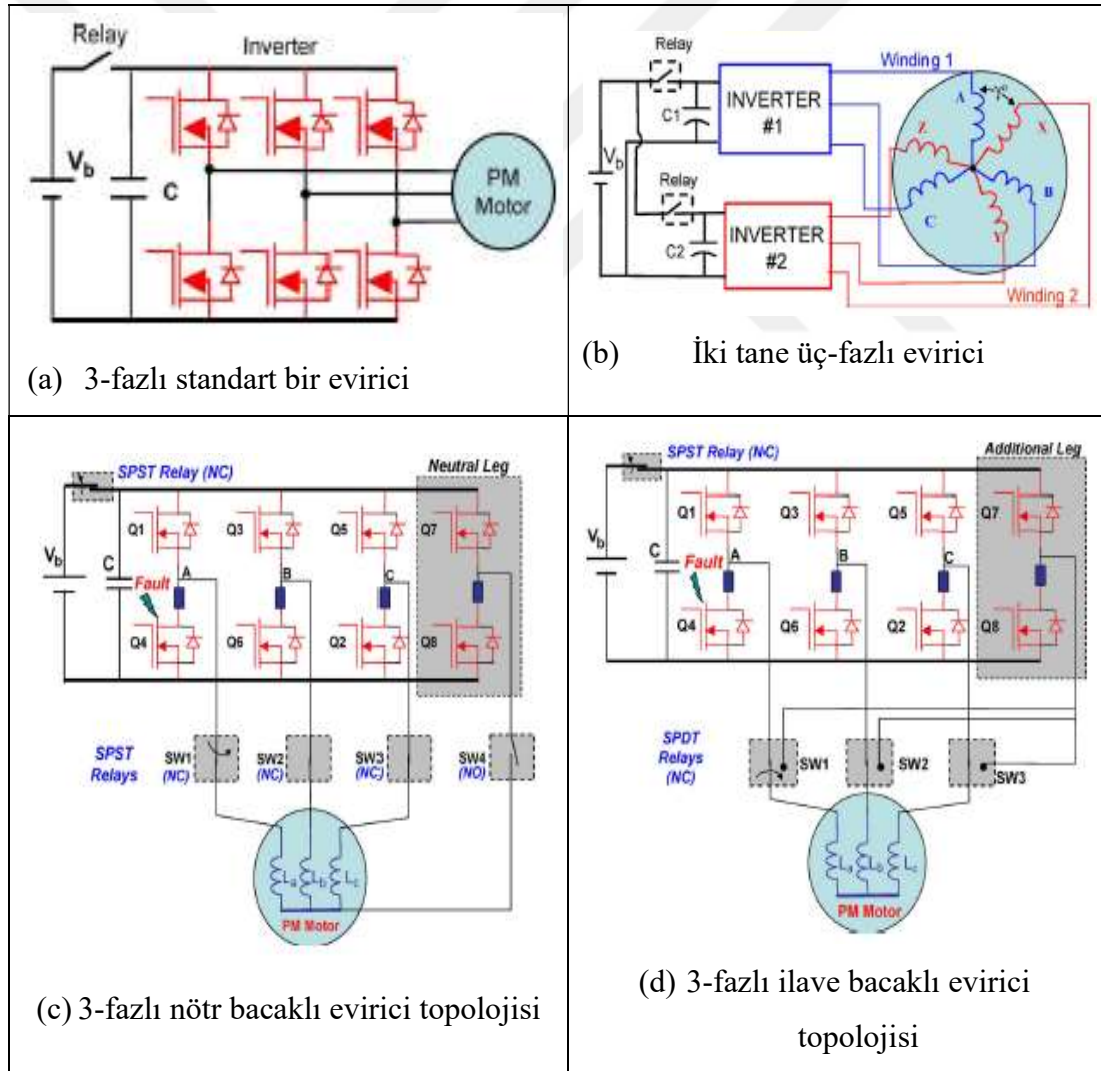
Şekil 1.5. 6-fazlı SMDM, (a) yapısı, (b) iki adet üç fazlı evirici yapısı [46]



Şekil 1.6. A-segmentli elektrikli araç için, (a) moment-hız karakteristiği, (b) 6-fazlı 18-oluk ve (c) 48-oluk 8-kutuplu motor konfigürasyonları [47]

Elektrikli taşıt uygulamaları için hata dayanımı yüksek, üç farklı evirici yapısı ve analizleri Naidu ve diğ. [48] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur (Şekil 1.7). Bu evirici ve sürücü yapılarının geliştirilmesi aşamasında hem maliyetleri hem de hata dayanım performansları dikkate alınmıştır (Şekil 1.8).

Swamy ve diğ. [49] tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise sürekli mıknatıslı senkron ve asenkron motorların çalışma hız aralıklarını artırabilmek amacıyla IGBT yarı iletken elemanları içeren iki tane 3-fazlı diyot köprüsü, anahtarlama tekniği ve stator sargı yapısı ile beraber sunulmuştur (Şekil 1.9). Deneysel veriler ile desteklenen çalışma hataya dayanıklı 6-fazlı motor ve sürücü yapıları ile ilgili farklı çalışmalar için gerçekleştirilmiştir [50]-[54].

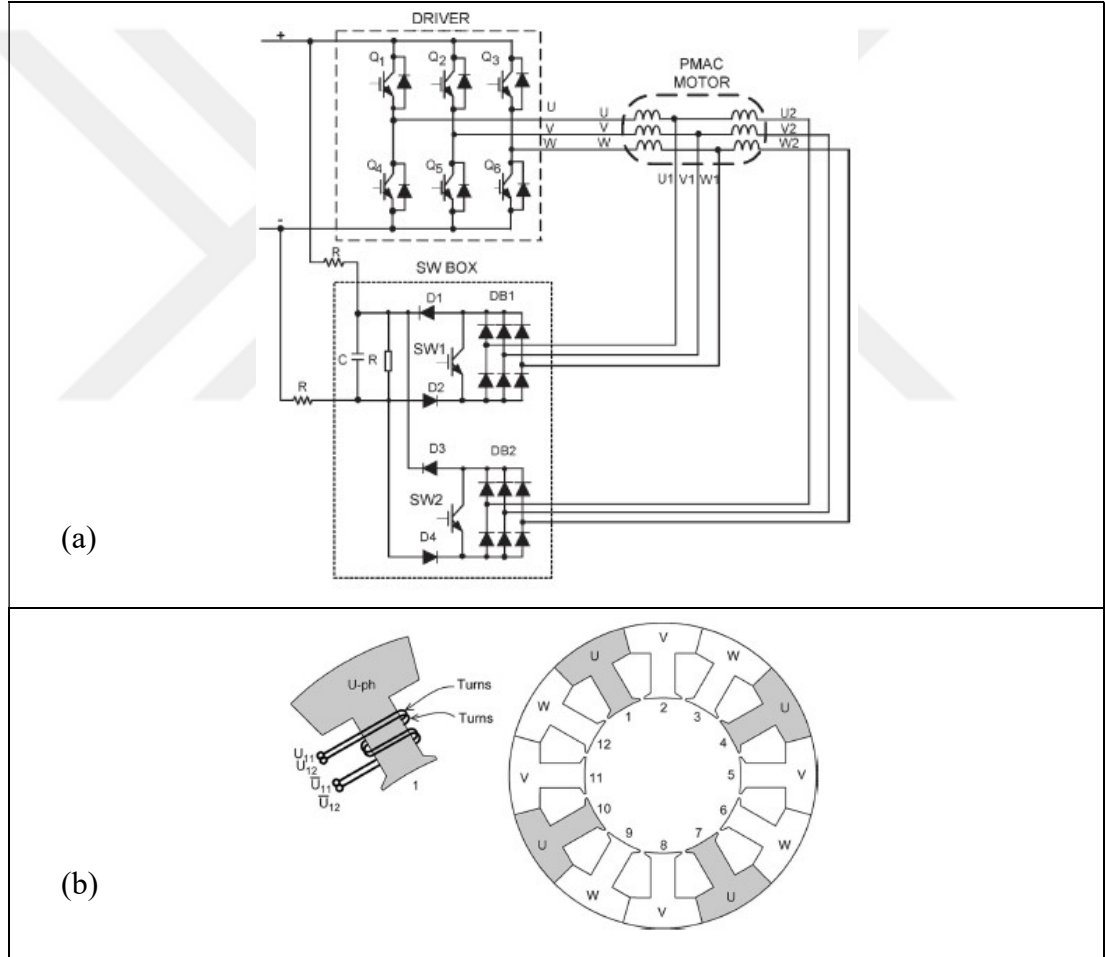


Şekil 1.7. Üç ve altı fazlı evirici yapıları [48]

Inverter Topology	Fuses	Relays SPST/SPDT	Filter Capacitors	External Power Connections	Power MOSFETs	Post-fault Performance Factor (PFPF)	Cost Factor (CF)	Figure of Merit (FM)	Fault Tolerant
Standard (Fig.1)	0	1/0	1	5	6	0	1	0.00	No
Dual winding, dual inverter (Fig. 2)	0	2/0	2	10	12	0.5 (1)*	1.59 (2.0)*	0.31 (0.5)*	Yes**
Neutral leg (Fig. 3)	4	5/0	1	6	8	0.67 (1)*	1.84 (2.26)*	0.46 (0.44)*	Yes**
Additional phase leg (Fig. 4)	4	1/3	1	5	8	1	1.74	0.57	Yes**

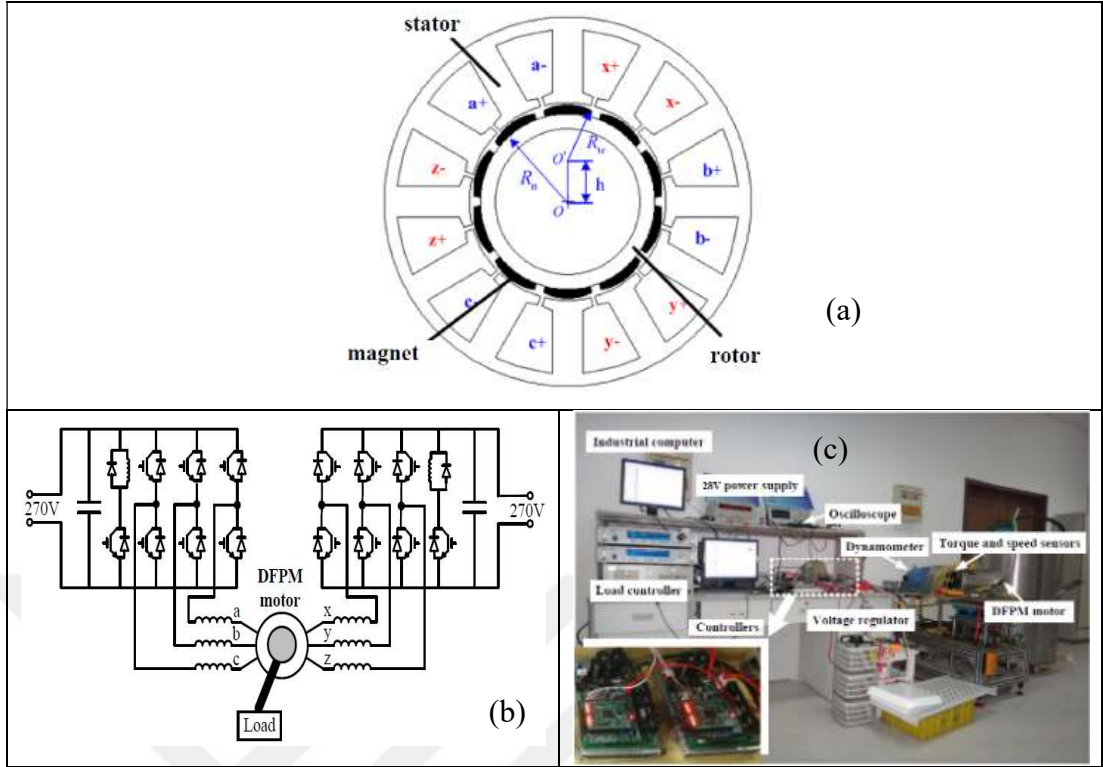
(*) With over rating of power devices to deliver rated post-fault power.
 ** Fault tolerant to: 1) switch short in a phase leg, 2) switch open in a phase leg 3) phase leg open

Şekil 1.8. İncelenen evirici yapılarının özellikleri [48]



Şekil 1.9. Altı fazlı motor için, (a) önerilen evirici devresi, (b) statorun bir segmenti ve sargı yapısı [49]

Uzay uygulamaları için iki adet üç fazlı sargı setine sahip, 12-oluk ve 10-kutuplu yüzeyden mıknatıslı 6-fazlı bir motor için sürücü sistemi geliştirilmesi çalışması Jiang ve diğ. [55] tarafından yapılmıştır.



Şekil 1.10. Altı fazlı YMSM, (a) iki tane 3-fazlı motor yapısı, (b) önerilen motor sürücü sistemi, (c) motor test düzeneği [55]

Bu çalışmaya ek olarak, iki bağımsız 3-fazlı sargı setine sahip hem yüzey mıknatıslı hem de gömülü mıknatıslı motor için tasarım çalışmaları [56]-[58] arasında, termal analiz çalışmaları [62] ile ve motor denetim çalışmaları ise [59]-[61] arasında sunulmuştur.

Yukarıda verilen çalışmalardan görüldüğü gibi bu çalışmaların tamamı 6-fazlı sürekli mıknatıslı motorların tasarımı, hata durumu ve kontrolü ile ilgili çalışmalardır. Bunlardan farklı olarak araştırmacılar 6-fazlı asenkron motorlar için de çok sayıda çalışma yapmışlardır [63]-[72]. Tez kapsamında incelenen motorun sürekli mıknatıslı olmasından dolayı diğer çalışmaların detayları bu tez kapsamında verilmemiştir.

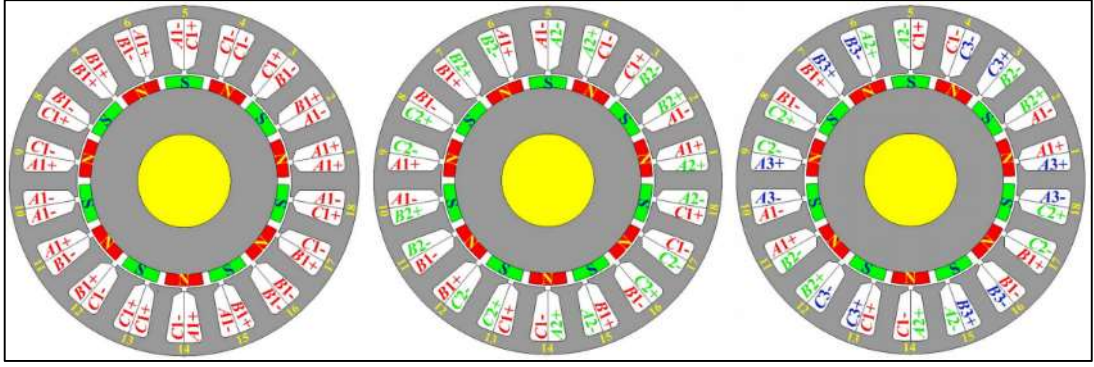
Yedi fazlı SMSM çalışmaları da sürücü kaynaklı dezavantajlar nedeniyle az sayıda araştırmacı tarafından literatürde incelenmiştir. Çok fazlı motorların tasarımı hakkında genel bir yöntemin sunulduğu ve elektrikli bir araçta kullanılan 3-fazlı motorun 7-fazlı kesir oluklu bir yapıya dönüştürülmesini inceleyen çalışma Scuiller ve diğ. [73] tarafından yapılan gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu yeni tasarım ile moment yoğunluğu ve moment dalgalanması parametrelerinde ciddi bir iyileşme sağlanmıştır.

Aslan ve diğ. [74], konsantre sargı yapısına sahip sürekli mıknatıslı motorlardaki girdap akımlarını etkileri incelenmişler; MMK harmonikleri ve bu harmonik bileşenlerin mıknatıs kayıplarına olan etkilerini gözlemlemişlerdir. Ayrıca yaptıkları çalışmada mıknatıs kutup boyutları ile MMK harmoniklerinin dalga boyları arasındaki etkileşimi inceleyerek mıknatıs kayıplarını hesaplayabilen analitik bir model geliştirilmişlerdir. Geliştirilen bu yöntem ile farklı oluk-kutup kombinasyonlarına sahip 3, 5 ve 7-fazlı motorlara uygulanmış ve analiz sonuçlarından elde edilen mıknatıs kayıp seviyeleri karşılaştırılmıştır.

Aynı stator yapısına sahip olmasına rağmen, 3, 5 ve 7 gibi farklı faz sayılarına sahip motorların karşılaştırılması Fornasiero ve diğ. [75] tarafından gerçekleştirilen çalışma ile sunulmuştur. Farklı sargı konfigürasyonlarının incelendiği bu çalışmada oluk sayısı her defasında aynı tutulmuş buna rağmen kutup sayısı değiştirilmiştir. Hava aralığı MMK değişimi ile harmonikleri her bir durum için incelenmiş ve birbirleri ile karşılaştırılmıştır.

J. R. Figueroa ve diğ. [76] ise yaptıkları çalışma ile farklı hata durumlarını farklı faz sayılarına sahip sürekli mıknatıslı motorlar için moment-hız karakteristikleri cinsinden incelenmişlerdir. Faz sayılarına göre oluşan kombinasyonlar, farklı kontrol yöntemlerinden elde edilen sonuçlara göre incelenmiş ve hata değerleri karşılaştırılmıştır.

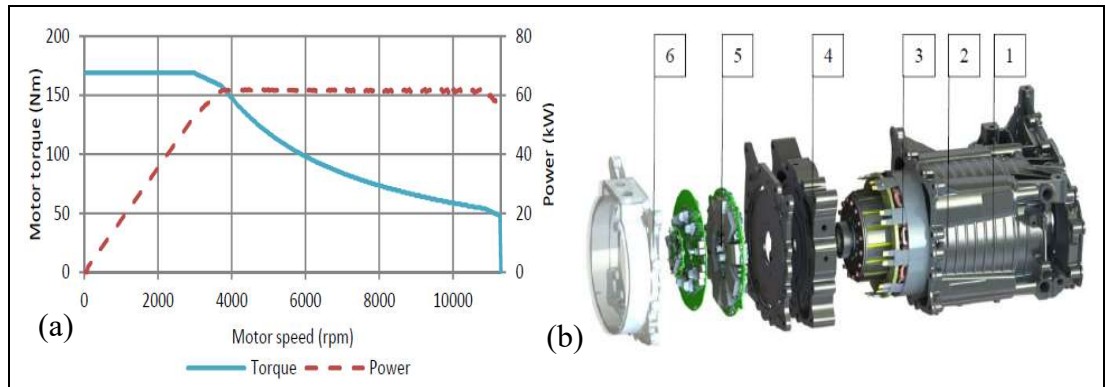
Dokuz fazlı motorlar ise literatürde çok az sayıda araştırmacı tarafından incelenmiştir. Üç tane üç faza sahip konsantre sargı yapıları sürekli mıknatıslı motorlarda MMK harmoniklerinin azaltılmasına yönelik bir çalışma Xiao Chen ve diğ. [77] tarafından sunulmuştur. Matematiksel denklemlerin de verildiği çalışma SEA sonuçları ile doğrulanmıştır. Önerilen yaklaşıma dayanarak tüm alt harmoniklerin yok edildiği 18 oluk ve 14 kutba sahip 9-fazlı bir motor tasarımı yapılmıştır. Oluk sayısının kutup sayısının 1,5 katına eşit olan yapılar haricinde önerilen yaklaşım ile konsantre sargılı diğer oluk-kutup kombinasyonlarına sahip motorlara da uygulanabileceği belirtilmiştir. Tasarlanan motorun 3, 6 ve 9 fazlı olması durumundaki ortaya çıkacak sargı seçenekleri ise Şekil 1.11'de gösterilmiştir. Gautam ve diğ. [78] yaptıkları çalışma ile 36 oluk ve 4 kutuplu 9-fazlı bir GSM motor tasarımı gerçekleştirilmiştir.



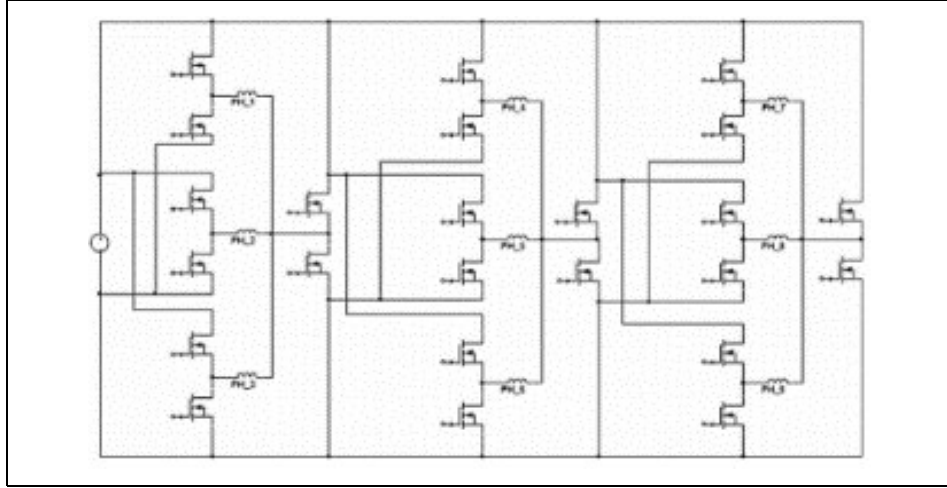
Şekil 1.11. 18 oluk 14 kutuplu motor için 3, 6 ve 9 faz sargı konfigürasyonları [77]

Dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir motorun gerçek zamanlı çalıştırılabilmesi için gereken 9-fazlı bir sürücü sisteminin geliştirilmesi Ruba ve Fodorean [79] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur (Şekil 1.13). Üç adet 3-fazlı sargı setlerinin oluşturduğu 9-fazlı motor ile meydana gelebilecek herhangi bir hata durumu için tolerans seviyesi artırılmıştır. Oluşturulan sürücü sistemi incelendiğinde, birbirinden bağımsız üç adet 3-fazlı evirici yapısının kullanıldığı görülmektedir. Böylece ortaya çıkabilecek hata durumunda diğer üç fazlı setler ve eviriciler sayesinde hata dayanımı yüksek bir sistem elde edilebilmektedir. Bunlara ek olarak her bir üç fazlı evirici yapısında eklenecek ilave bir kol ile evirici hata toleransı da artırılmaktadır.

Elektrikli araç uygulamaları için “Spoke” tip mıknatıs rotor yapısına sahip 9-fazlı bir SMSM tasarımı ise Burkhardt ve diğ. [80] tarafından yapılan çalışmada sunulmuştur (Şekil 1.12). Ayrıca, bu motorun gerçek zamanda çalıştırılması ve önerilen eviricisi yapısı ile ilgili yapılan çalışmalar [81] de verilmiştir.

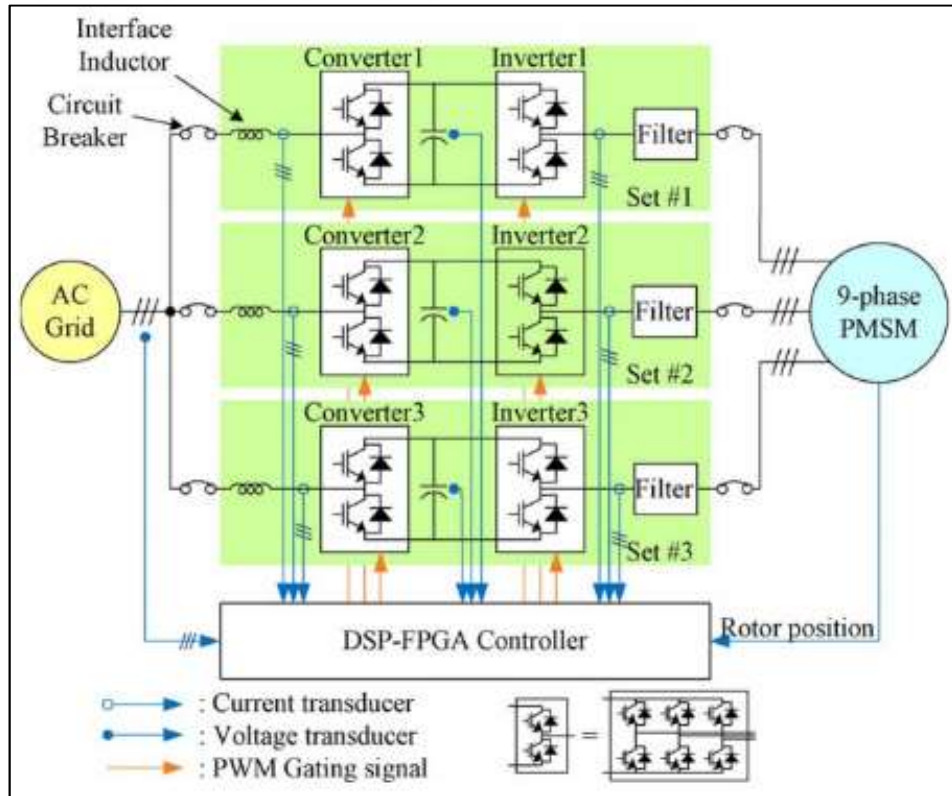


Şekil 1.12. Dokuz fazlı motor (a) moment-güç-hız eğrisi, (b) motor yapısı [80]

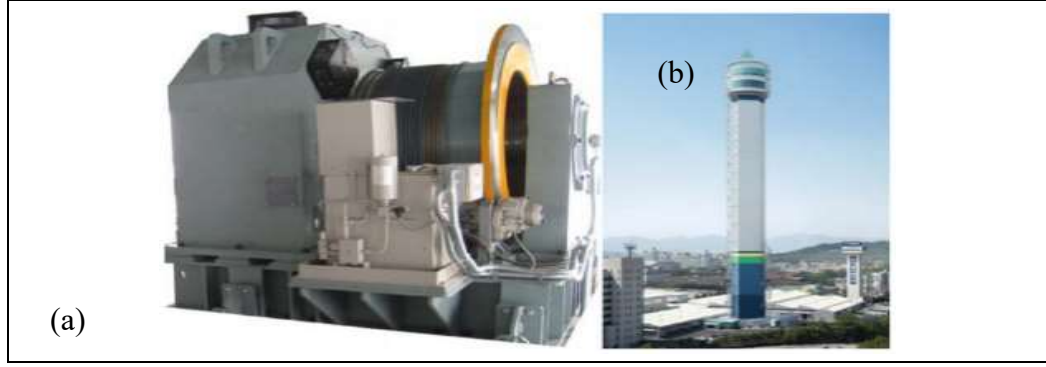


Şekil 1.13. Önerilen basitleştirilmiş model ve 9-fazlı sürücü yapısı [79]

Bir asansör kulesinde kullanılan asansörün tahrik mekanizmasında kullanılan çok yüksek devir sayısına sahip 9-fazlı bir motorun sürücü tasarımı Jung ve diğ. [82] tarafından gerçekleştirilmiştir. Motorun basite indirgenmiş matematiksel modeli simetrik sargı setleri yardımı ile verilmiştir. Verilen model ile 9-fazlı SMSM geleneksel üç fazlı kontrol algoritması ile kontrol edilmiştir. Geliştirilen sürücü sistemi Şekil 1.14’te; asansör kulesi ve kullanılan motor ise Şekil 1.15’te gösterilmiştir.



Şekil 1.14. Geliştirilen sürücü sisteminin gösterimi [82]



Şekil 1.15. Dokuz fazlı SMSM, (a) üretilen motor, (b) asansör test kulesi [82]

Vektör tabanlı bir kontrolcü ile asenkron motorun sürülebilmesi için gerekli 9-fazlı AA-DA çevirici yapısı Singh ve diğ. [83] yaptığı çalışma sunulmuştur. Tasarlanan bu evirici yapısı ile 17. harmoniğe kadar olan tüm harmoniklerin ortadan kaldırılabilmesi ve daha yüksek güç faktörü elde edilebilmesi mümkün olmuştur. Bir rüzgar türbini için 6 MW güce sahip 9-fazlı SM bir senkron generatörün vektör tabanlı kontrol çalışması Sauter J. ve diğ. [84] tarafından gerçekleştirilmiştir. 9-fazlı sürekli mıknatıslı motorların gerçek zamanlı kontrolü için gereken sürücüler için yapılan çalışmalar [85]-[90] arasında verilmiştir. Bunlara ek olarak, 9-fazlı asenkron motorlar için yapılan tasarım ve sürücü çalışmaları da mevcuttur. 12 kutuplu üç fazlı ve 4 kutuplu dokuz fazlı bir asenkron motor tasarımı Kelly ve diğ. [91] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur. Bu çalışma ile anlatılan kutup-faz modülasyonu tekniği kutup-faz oranını ayarlayan bir tekniktir. Gautam ve diğ. [92] ise kutup-faz modülasyonu tekniğini kullanarak 3-faz 12 kutuplu yapının 9-faz 4 kutuplu bir yapıya dönüştürülmesi işlemini gerçekleştirilmiştir. Ayrıca yapılan dönüşümün eşdeğer devre yapısı yine bu çalışmada kapsamında incelenmiştir. 5, 7 ve 9-fazlı asenkron motorlarda aktif ve reaktif güçlerinin hesaplanması için gereken yöntemler Karugaba ve diğ. [93] yaptıkları çalışma ile belirtilmiştir. PWM frekansının değiştirilmesi prensibine dayanan 9-fazlı bir motorun değişken hızlı sürücü sistemleri için oluşturulan kontrolcü yapısı Pan ve diğ. [94] tarafından gerçekleştirilen çalışmada sunulmuştur. 160 kW güce sahip 9-fazlı motor prototip üretiminin de yapıldığı çalışmada rotor kayıpları ile çıkış momenti dalgalanma miktarının da azaltıldığı belirtilmiştir. Gautam ve diğ. [95] yaptığı bir başka çalışmada ise kutup faz modülasyonu prensibiyle çalışan çok fazlı asenkron motorların farklı hızlarda çalıştırılmasıyla moment-hız verilerinin karşılaştırılması yapılmıştır. Stator sargılarının 36 oluğa sarıldığı ve kutup değişimine sahip sargı yapısının kullanıldığı çalışma ise Baoming ve diğ. [96] tarafından gerçekleştirilmiştir.

Yapılan çalışmada geleneksel sarımlı, halka şekilli sarımlı ve çift rotor halka şekilli sarımlı motorlar verim ve sargı yapılarındaki karmaşıklık bakımından da karşılaştırılmıştır. Yapılan analizler sonuçlarına göre 3-faz 12 kutup ve 9-faz 4 kutuplu yapılarında karar kılınmış ve prototipleri üretilmiştir. Liu ve diğ. [97] tarafından sunulan çalışmada, çok fazlı asenkron motorların rotor direnci, rotor kaçak endüktansı ve stator kaçak endüktansı gibi motor parametrelerini hesaplayabilmek bir yöntem geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntem 2 kW güce sahip 9-fazlı bir asenkron motor ile test edilmiştir. 9-fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun, yıldız bağlantı tekniği ve dört farklı üçgen bağlantı tekniği ile oluşturulması durumunda elde edilecek motor performans verilerinin karşılaştırılması ise Momoh [98] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur. Umesh ve diğ. [99] tarafından yapılan çalışmada, 9-fazlı bir asenkron motora ait sargı şeması detaylı bir şekilde verilmiştir. Yapılan çalışmada iki seviyeli 9-fazlı bir evirici yapısı kullanılmıştır. Bastos ve diğ. [100] tarafından yapılan çalışmada akımlarda meydana gelen üçüncü harmonik bileşeninin yok edilmesi ile moment yoğunluğunun artırılması işlemleri yapılmıştır. Elektrikli araç uygulamalarında kullanılan çok fazlı motorlar ve bunların güç elektroniği evirici devrelerini besleyen piller ve yapıları ile ilgili bir çalışma Subotic ve diğ. [101] tarafından sunulmuştur.

Son olarak literatürde sınırlı sayıda çalışmanın olduğu yapılardan birisi de on fazlı motorlardır. 10-fazlı bir SMSM'un tasarımı ve kontrolü Bostancı ve diğ. [102] tarafından yapılan çalışma ile sunulmuştur. Yaptıkları çalışmada fazlar arasında meydana gelen manyetik kuplaj etkisini incelenmişler; üretilen prototip motor ile gerçek zamanlı çalışmalar yapmışlardır. Ayrıca deneysel sonuçlar ile SEA verileri karşılaştırılmıştır.

On iki fazlı SMSM çalışmaları da araştırmacılar tarafından az ilgi gören motorlar grubunda yer almaktadır. 12-fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor ve generatör için yapılan tasarım çalışmaları [103]-[107] arasında; motorların sürücü sistemleri için gerçekleştirilen farklı çalışmalar ise [108]-[113] arasında verilmiştir. Bununla birlikte, 12-fazlı asenkron motor kontrolü [114] ve akı anahtarlama prensibine sahip generatör [115] ile ilgili de çalışmalar yapılmıştır.

Literatürde az sayıda görünen çalışma konularından bir diğeri de on beş fazlı SMSM çalışmalarıdır. 15-fazlı SMSM motorların kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar [116]-[118] arasında verilmiştir. Ayrıca, 15-fazlı asenkron motor ve sürücü tasarımı ile ilgili gerçekleştirilen çalışmalar [119]-[122] arasında verilmiştir.

Yapılan literatür çalışması sonucu elde edilen çok fazlı SMSM sürücü ve kontrol çalışmaları ise aşağıdaki gibi özetlenmiştir:

Üç Fazlı sürücü sistemleri ile ilgili çalışmalar uzun yıllardır sürdürülmektedir. Özel uygulamalarda ihtiyaç duyulan yeni çok fazlı motorlar çok fazlı sürücülere ihtiyacı ortaya koymuştur. Ancak faz sayısının 5, 7, 11 vs gibi tek sayı olması durumların sürücü tasarımı ve kontrolü daha maliyetli ve özel bir hal almıştır. Bir kaç adet 3-fazlı sürücülerle çok fazlı motorların sürülmesi konusu ise 6, 9, 12 gibi 3'ün katı olan çok fazlı motorları daha da ön plana çıkarmıştır. Bu literatür taramasında çok fazlı sürücülere değinilmiş, özellikle üçün katı olan sürücülere odaklanılmıştır.

Casadei ve diğ. [123] yedi fazlı motor sürücü sistemleri için gerilim kaynaklı evirici üzerinde çalışmışlardır. Bu çalışma kapsamında bir eviricideki modülasyon problemi için geleneksel taşıyıcı temelli PWM yöntemi ile çoklu uzay vektör denetimi yöntemlerini birleştirmişlerdir. Jia Su ve diğ. [124] ise otomotiv uygulamaları için klima kompresör sürücü sistemlerinde kullanılmak üzere iki adet sürekli mıknatıslı senkron motor için sayısal kontrol yapısı önermişlerdir. Yaptıkları çalışmada üç fazlı senkron motoru ve iki fazlı kompresörü aynı sürücü yapısında birleştirmişler ve beş kollu bir evirici sisteminde uygulamaya geçirmişlerdir.

E. Levi [125] değişken hızlı uygulamalar için çok fazlı motorların gerekliliğini ve kullanılabileceğini belirtmiştir. Yaptığı çalışmada gerilim kontrollü eviriciler için PWM hesaplama yöntemlerinden, modelleme ve kontrol gibi konulara değinmiştir. S. Dwari ve L. Parsa [126] ise beş fazlı sürekli mıknatıslı motor için en uygun açık devre hata tolerans stratejisi önermişlerdir. Yu, Zhang ve diğ. [127] on iki fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun uzay vektör PWM ile denetimi ile yaptıkları benzetim çalışmasında basitleştirilmiş ama verimli bir kontrol şeması sunduklarını belirtmişlerdir. Ryu ve diğ. [128] çok fazlı bir senkron motor için senkron referans düzlemde çoklu d-q uzaylarına tabanlı bir akım kontrolcüsü önermişler ve yaptıkları

deneysel çalışmada bunları doğrulamak için 11 kW 5 fazlı gömülü mıknatıslı bir senkron motor kullanmışlardır.

Kestelyn ve diğ. [129] çok fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motorun direkt moment kontrolü üzerine yaptıkları çalışmayı beş fazlı bir motor kullanarak test etmişlerdir. Bu çalışmada çoklu dönüştürücü konseptinin daha basit hale gelebileceğini de göstermişlerdir. H. Jiang ve diğ. [130] beş fazlı sürekli mıknatıslı yataksız bir motorun temelleri ve gerçekleştirilmesi ile ilgili bir çalışma sunmuşlardır. Yaptıkları çalışmada, yüksek hızlı uygulamalar için yataksız motor kullanmanın önemine değinmişler ve geçek zamanda bu çalışmayı başarı ile tamamlamışlardır.

E. Jung, H. Yoo ve diğ. [131] çok hızlı asansörlerin sürücü sistemleri için dokuz fazlı sürekli mıknatıslı motor kullanmışlardır. Yaptıkları çalışmada motorun basitleştirilmiş matematiksel modelini vermişler, sundukları yapı ile motorun kontrolü gerçekleştirerek deneysel sonuçları sunmuşlardır. C. Bae, Y. Kim ve diğ. [132] çok fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor için vektör kontrol ile harmonikleri azaltma konusunda çalışma sunmuşlardır. F. Mekri, X. Kestelyn ve diğ. [133] deniz araçlarında dış etkenlerin faktörleri ile başa çıkmak üzere beş fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun açık devre edilmiş fazdaki hata koşulları için yüksek mertebeden kayma kipli akım denetimi yöntemi uygulamışlardır.

F. Baudart, B. Dehez ve diğ. [134] çok fazlı yüzey mıknatıslı bir senkron motorun fazlarından birisi kısa devre olması durumunda moment kontrolü üzerine bir çalışma yapmışlardır. Yaptıkları çalışmada hata konumuna geçildiğinde kontrol yapısında minimum değişikliğe giderek moment kontrolünü yapılmasını sağlamışlar, sonuçları hem simülasyon hem de deneysel olarak özetlemiştir.

M. Barcaro, N. Bianchi ve diğ. [135] ikili üç fazlı kesir oluklu gömülü mıknatıslı bir motor için sensörsüz rotor konum belirleme üzerine çalışmalar yapmışlar ve sonuçları deneysel olarak sunmuşlardır. M. Ruba ve D. Fodorean [136] dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron makine için çok fazlı güç dönüştürücüsündeki hata toleranslarının analizi ile ilgili bir çalışma sunmuşlardır. Önerdikleri yöntemin ise çok sayıda hata durumunda (yaklaşık %78) sonuca ulaştığını belirtmişlerdir. M. Salehifar ve diğ. [137] beş fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor sürücü sistemlerinde hata tespiti için adaptif bir model ile yaklaşımda bulunmuşlardır. Yöntemin temelleri motor

faz akımlarının saptanması ve gözlenmesine dayanmaktadır. Yaptıkları çalışmayı benzetim ve deneysel sonuçları ile beraber sunmuşlardır.

Y. Zu, Z. Q. Zhu ve K. Liu [138] iki adet üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrolünü akımdaki dengesizlik ve harmoniklerin belirlenmesi yöntemi ile kontrol etmişlerdir. Akımdaki dengesizlik ve harmonikler için PI ve rezonans kontrolör yapısı kullanmışlardır. Yaptıkları çalışmayı deneysel verilerle sunan araştırmacılar, kararlı durumda beş ve yedinci harmonikler olmadan tam dengeli bir akımların oluştuğunu göstermişlerdir. V. I. Patel, X. Chen ve diğ. [139] elektrik taşıt uygulamaları için altı fazlı kesir oluklu sürekli mıknatıslı bir senkron motordaki harmonikler için bir çalışma sunmuşlardır. Yaptıkları çalışmada harmonik seviyesindeki iyileştirme için motorda ne gibi yapısal değişiklikler yaptıklarını belirtmişlerdir.

M. Sanada, K. Hiramoto ve diğ. [140] asimetrik akı yolları kullanarak senkron relüktans motorda moment dalgalanmasını azaltma yönünde bir çalışma yapmışlar ve sundukları yapı ile moment dalgalanmasının ciddi şekilde düştüğünü belirtmişlerdir. S. Xue ve X. Wen [141] ise çok fazlı uzay vektör PWM (SVPWM) yöntemi için yeni bir analiz sunmuşlar ve bunu benzetim çalışmasında göstermişlerdir. Çalışmanın sonunda sundukları yöntemi ise beş fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motora uygulamışlardır. C. Du, X. Zhang ve F. Yu [142] çok fazlı senkron motor sürücü sistemlerini doğrudan moment kontrolü için modelleme, simülasyon ve deneysel verileri içeren bir çalışma sunmuşlardır. Yaptıkları çalışmada, üç seviyeli bir evirici devresi ve on iki fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor kullanmışlardır.

L. Hua ve diğ. [143] çok fazlı senkron motor sürücü sistemleri için vektör kontrol yapısı hakkında çalışma yapmışlar ve deneysel sonuçların önerilen yöntem ile çok iyi sonuç verdiğini belirtmişlerdir. J. Li, Z. Yang ve W. Wang [144] çok fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar için adaptif doğrusal olmayan bir kontrol yapısı sunmuşlardır. Motorun elektrik ve mekanik modeline dayalı bu yapıda hız kontrolü için geri adımlamalı ve bulanık yapay sinir ağları yöntemlerini kullanmışlardır. Yaptıkları çalışmayı geleneksel PI kontrolör ile karşılaştırmışlar ve diğer yöntemin daha gürbüz sonuç verdiğini belirtmişlerdir.

S. Xuelei ve diğ. [145] çok fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar için alan zayıflatma kontrol yöntemini uygulamışlardır. Yaptıkları çalışmada beş fazlı bir motor

kullanmışlar, öncelikle sınırlı referans vektör gerilimi uygulanmış daha sonra ise alan zayıflatma yöntemi kullanılarak sonuçları benzetim çalışmasında vermişlerdir. H. Chen ve diğ. [146] ise beş fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motorun konum algılayıcısız hız kontrolü üzerine bir çalışma yapmışlar ve deneysel verilerin istenilen sonuçlarda olduğunu bildirmişlerdir.

A.Rockhill ve T.A.Lipo [147] tarafından yapılan çalışmada dokuz fazlı senkron motorun modellenmesinde ilk 7 harmonik bileşeni içeren vektör uzay ayrışımı yöntemi sunulmuş ve dokuz fazlı motor dq eksen bileşenleri ile ifade edilmiştir. N.Bodo ve diğ. [148] yaptıkları çalışmada entegre pil şarj ünitesinde dokuz fazlı bir mıknatıslı motor kullanmışlardır. Ayrıca çalışmada interleaving stratejisi uygulanmış ve harmonik analiz yapılmıştır. Y. Aschalew ve M. Mamo [149] harmonik kaynaklı elektriksel güç kayıplarının dokuz fazlı çıkık kutuplu bir senkron makine için gerçekleştirmişlerdir. Yaptıkları analitik model ve analiz sonucunda dokuz fazlı makinede güç kaybı verimlilik sonuçları karşılaştırılmıştır. F. Yu ve diğ. [150] dokuz fazlı akı anahtarlama mıknatıslı senkron motorlar için hata tespiti ve bu durumun kontrolü ile ilgili yaptıkları modelleme çalışması yapmış ve sonuçları karşılaştırmışlardır. O. Ojo ve diğ. [151] dokuz fazlı konsantre sargılı mıknatıslı motor için stator sargılarına yüksek frekanslı harmonik enjekte etmişler ve motorun konum algılayıcısız kontrolünü yapmışlar, benzetim ve gerçek zaman sonuçlarını karşılaştırmışlardır. M. Cheng ve diğ. [152] dokuz fazlı akı anahtarlama mıknatıslı motorun model öngörülü bir kontrolcü ile dinamik performans analizlerini sunmuşlardır. F. Yu ve diğ. [153] dokuz fazlı akı anahtarlama mıknatıslı motorda sargıların açık devre hatası ile ilgili çalışmada bu durumun kontrol edilebilirliği ile ilgili çalışmalara yer vermişlerdir. B. Kou ve diğ. [154] yaptıkları çalışmada dokuz fazlı mıknatıslı bir maglev planar motoru için akım temelli bir kontrol stratejisi sunmuşlardır.

1.4. Çalışmanın Literatüre Katkısı

Bu tez kapsamında asimetrik sargı yapısına sahip dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir motorun matematiksel denklemlerinin detaylı olarak çıkarılması, elde edilen denklemlere göre motorun Matlab-Simulink ortamında modellenmesi ve gerçek zamanlı olarak kontrol edilmesi gibi çalışmalar yapılmıştır. Literatürde yapılan

alışmalara bakıldığında geleneksel sargı yapılı dokuz fazlı motorların kontrolüne ait birkaç adet çalışma mevcut olmasına rağmen, stator sargı yapısının bu tezde onerildiği gibi standart dışı ve asimetrik olması durumunda yapılmış herhangi bir çalışma bulunmamaktadır. Bu nedenle dokuz fazlı asimetrik sargılı motorun kontrolü ile ilgili yapılan bu tez çalışması ulusal ve uluslararası kapsamda ilk olma  özelliği taşımaktadır.

3-Fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar elektrikli taşıt uygulamalarında yüzey ya da gömülü mıknatıslı motor olarak sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak, yüksek güç ihtiyacı olan taşıt uygulamalarında çok fazlı motorlara doğru bir yönelim söz konusudur. Bunun iki temel nedeni ise elektrikli taşıt uygulamalarında güvenilirlik ve yedekleme ihtiyacının ortaya çıkmasıdır. Konu ile ilgili çok az sayıda, detaya inmeyen çok fazlı motor çalışmaları literatürde mevcuttur. Özellikle de 9-fazlı senkron motorlar, yüksek moment yoğunlukları, yedekleme ve güvenilirlik sebebiyle son zamanlarda büyük ilgi görmektedir.

Bu tez kapsamında uluslararası bilime sağlanacak zgün katkılar aşağıda maddeler halinde açıklanmıştır:

- 9-Fazlı asimetrik sargı yapılı senkron motor matematiksel denklemleri bu çalışmada verilmiştir.
- 9-Fazlı yeni bir asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrolü literatürde ilk kez bu çalışma ile yapılmıştır.
- Bu çalışmada ilk kez 9-fazlı asimetrik sargılı bir AA senkron motor için sargı yapısı göz önünde bulundurularak kontrolü stratejisinin belirlenmesi ve deneysel olarak doğrulanması yapılmıştır. Bu konuda şimdiye kadar yapılmış bir çalışmanın olmaması özgünlük açısından çok önemli bir parametredir.

Ulusal literatüre sağlanacak zgün katkılar ise aşağıda maddeler halinde verilmiştir:

- Ülkemizde şimdiye kadar yapılan araştırmalarda (Yüksek Lisans ve Doktora seviyesinde) ok fazlı senkron motor kontrolü konusunda herhangi bir çalışma yapılmamıştır. Yüksek Öğretim Kurulu Ulusal Tez Merkezi veri tabanında yapılan arama sonucunda 5, 6, 7, 9, 10, 12, 14, 15 ve daha yüksek fazlı senkron motor kontrolü ile ilgili bir çalışmaya rastlanmamıştır. Bu kapsamda bu tez Türkiye’de yapılan ilk zgün 9-fazlı senkron motor gerçeklemesi çalışması olacaktır.

- Ülkemizde çok fazlı motor kontrolü konusunda teorik ve pratikte çok büyük bir boşluk bulunmaktadır. Bu konularda sınırlı sayıda mühendis ya da öğretim üyesi/araştırmacı olduğu için bu konuya olan ilgi artırılmış olacak ve genç araştırmacılara ışık tutacak nitelikte bir tez çalışması olacaktır.

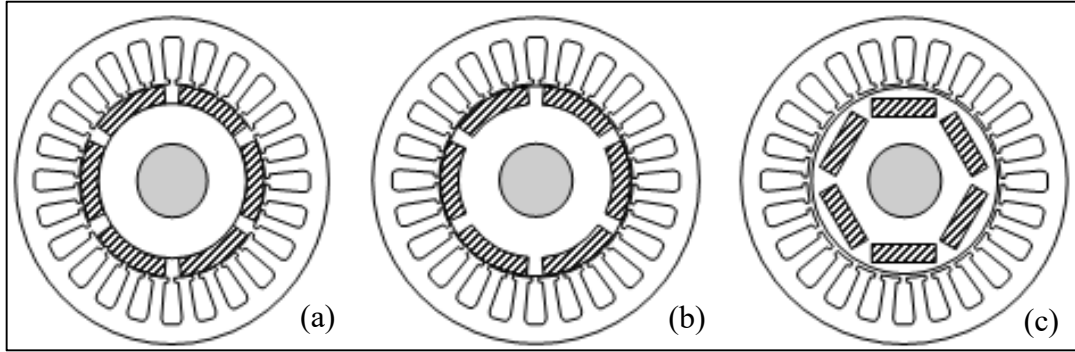
1.5. Özet

Bu bölümde, yaygın olarak kullanılan endüstriyel tahrik elemanlarından elektrik motorları ile ilgili genel bilgilere yer verilmiş, motorların literatürdeki sınıflandırması anlatılmış ve özel olarak mıknatıslı motorların tarihçesine kısaca değinilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasının amacı, yöntemi, daha önce yapılan çalışmalar ve bu tezin literatüre olan katkıları yine bu bölümde incelenmiştir.

2. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Farklı tür elektrik motorları günümüzde endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Bu motorlar içerisinde en sık kullanılan tür yaklaşık %70'lik kullanım oranına sahip asenkron motorlardır. Asenkron motorlar basit yapısı, düşük maliyetleri, güvenilir olması gibi avantajlarına rağmen verimlerinin düşük olması, yüksek hızda çalışma kapasitelerinin sınırlı olması, boyut olarak büyük olmaları, moment dalgalanma seviyeleri ile ses ve titreşim gibi çok sayıda dezavantaja da sahiptir. Bu gibi dezavantajlar asenkron motorların hassas moment, hız ve konum kontrolü gerektiren birçok uygulamada kullanımını engellemektedir. Ayrıca, asenkron motorları yüksek hızlarda çalıştırabilmek için, başka bir değişle $\omega_{\max}/\omega_R$ oranını yukarıya çekebilmek için motorun gücünün artırılması gerekir. Bu da gereksiz boyut ve güç artırma anlamına gelir. Rotor ve statoru sargılı geleneksel elektrik makinelerinin aksine fırça-kolektör gibi yapıları bulunmayan, rotor akısının sürekli mıknatıslar kullanılarak oluşturulduğu motorlar sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) olarak bilinmektedir [155]. 80'li yılların başında yüksek enerjili NdFeB (Neodymium Iron Boron) ve Sm-Co (Samarium Cobalt) mıknatısların bulunuşunun ardından SM motorlar birçok uygulamada asenkron, DA ve senkron motorlara alternatif oluşturmuştur. Özellikle günümüz endüstrisinde birçok uygulamada sıkça kullanılmaya başlanmıştır. Bunun yaygın kullanımın temel nedenleri arasında bu tip motorların moment ve güç yoğunluklarının asenkron ve DA motorlara göre daha fazla olması, verimlerinin yüksek olması, hacimlerinin ve ağırlıklarının az olması ilk sıralarda yer almaktadır. Bunlara ek olarak, bu motorların fırçasız oluşu rotor yapısının daha da basit olmasını sağlar. NdFeB tip mıknatısların diğer düşük enerjili mıknatıslara göre akı değerlerinin oldukça fazla olması, motor manyetik devresinin en iyi biçimde kullanılmasına imkân verir. Bu da elektrik motorunun aynı çıkış gücü için boyutlarının küçülmesi, moment ve güç yoğunluğunun artması, kayıpların azalması ve veriminin yükselmesi anlamına gelmektedir.

Tüm bu nedenler sürekli mıknatıslı motorların birçok uygulamada potansiyel motor olarak kullanılmasına imkân sağlar. Şekil 2.1’de uygulamalarda sıkça yer bulan farklı rotor yapılarına sahip radyal akıllı SM motorlar gösterilmiştir.



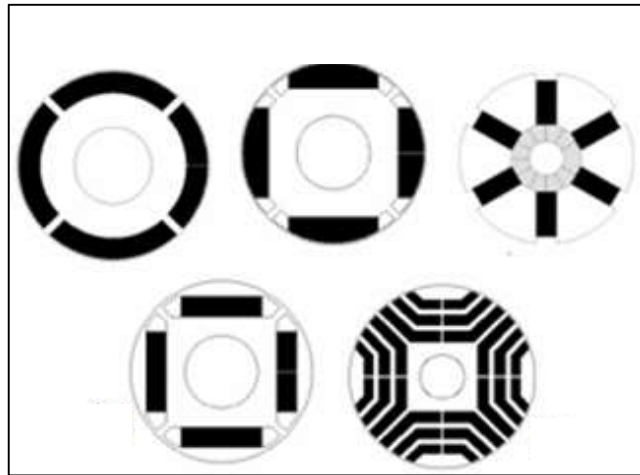
Şekil 2.1. SMSM rotor yapıları, (a) yüzey, (b-c) gömülü mıknatıslı [156]

Bu motorlar çok farklı endüstriyel ve servo uygulamalarda yer bulmaktadır. Ayrıca sürekli mıknatıslı motorun rotor yapısını belirleyici unsur uygulamanın gereksinimleridir. Örnek olarak, çok yüksek hızlı uygulamalarda mıknatısların rotor içine gömülü olduğu gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GMSM) tercih edilir. Bu sayede yüksek hızlardaki merkezkaç kuvvet etkisi ile mıknatısların rotor yüzeyinden ayrılması engellenmiş olur. Benzer şekilde d-eksen akım ihtiyacının fazla olduğu uygulamalarda mıknatısların demagnetize edilme riski fazla olacağından yüzeyden mıknatıslı senkron motorlar (YMSM) tercih edilmez. Motor boyutlarını büyütmeden sabit güç bölgesini artırmak için (ω_{max}/ω_R oranını büyütme için) yine gömülü mıknatıslı motorlar tercih edilebilir. Üretim maliyetleri ve nispeten daha kolay kontrolcü yapısı önemli bir unsur ise yüzeyden mıknatıslı motorların tercihi daha uygun olacaktır. Bu motorların kontrolündeki zorluklara rağmen yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu ve moment kalitesi gibi özellikler sürekli mıknatıslı motorlara olan ilgiyi artırmıştır [157]. Sürekli mıknatıslı (BLAC veya BLDC) motorların özellikle klasik DA ve AA asenkron motora göre birçok avantajları mevcuttur. Bunlar aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

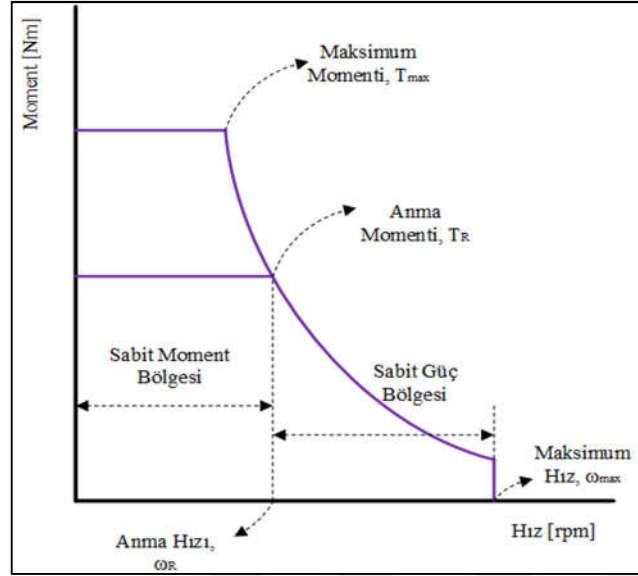
- Alan sargı kayıplarının olmaması nedeniyle verimleri yüksektir.
- Asenkron ve klasik DA motora göre verimleri yüksektir.
- Güç yoğunluğu (W/cm^3), moment yoğunluğu (Nm/cm^3) ve moment-ağırlık oranı diğer motorlara göre yüksektir.

- Yüksek enerjili mıknatıslar nedeniyle makinenin fiziksel boyutları ve ağırlığı düşüktür. Bu da hacim ve ağırlık olarak ciddi bir avantaj getirir.
- Yüksek enerjili mıknatısların kullanıldığı SM motorlar diğer tip mıknatıslı motorlara göre çok daha zor demagnetize olurlar.
- Klasik DA ve asenkron motorlara göre çok yüksek hızlara çıkmak mümkündür. (1,000,000 rpm e kadar çıkabilen motorlar literatürde mevcuttur.)
- Çok düşük eylemsizlik momentine sahip olacak şekilde tasarlanabilirler.
- Çalışma güvenilirliği (özellikle DA motorlara göre) yüksektir.
- Bakım gerektirmez.

Aynı güç seviyeleri için klasik DA ve asenkron motorlara göre SM motor sürücülere çok daha küçüktür. Bu da anma akımının küçük olması ve sürücüde kullanılan tüm elemanlarının boyut olarak küçük olması anlamına gelir. Yüzey mıknatıslı standart sürekli mıknatıslı motorlar yüksek enerjili NdFeB mıknatıslar sayesinde birçok uygulamada sıkça kullanılan bir motor türü haline almıştır. Bu motorlar birçok avantajı bünyesinde barındırmaktadır. Özellikle fırçalı DA ve AA asenkron motorlara göre çok daha küçük, yüksek moment yoğunluklu motorlar olmaları, üretiminin farklı sürekli mıknatıslı motorlar içerisinde çok daha olgun olması büyük bir avantajdır. Yüzey mıknatıslı senkron motorların yanında gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GMSM) da günümüzde bir çok uygulamalarda artarak yer almaya başlamıştır. Şekil 2.2 ve Şekil 2.3'te sırasıyla temel GMSM için farklı rotor yapıları ile SMSM tipik moment hız karakteristiği gösterilmiştir. Farklı kontrol teknikleri, motor yapısı ve akı zayıflatma gibi işlemler ile motorun sabit güç bölgesi artırılabilir.

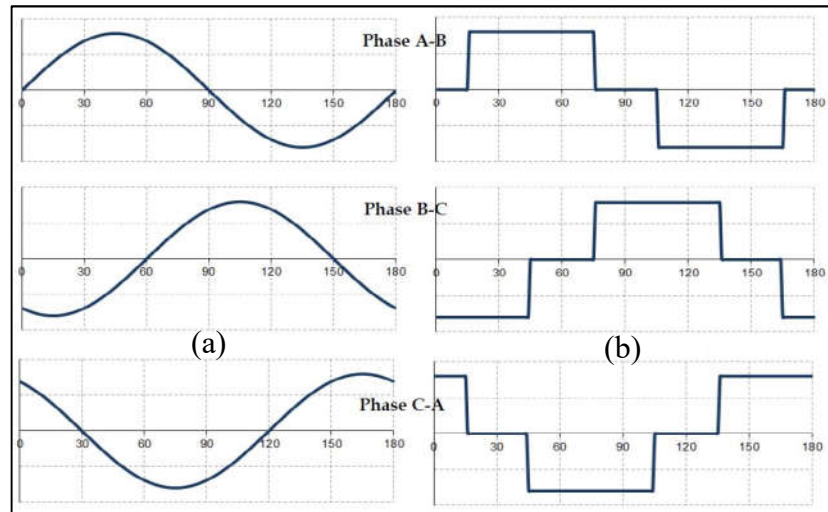


Şekil 2.2. Temel gömülü mıknatıslı motor tipleri

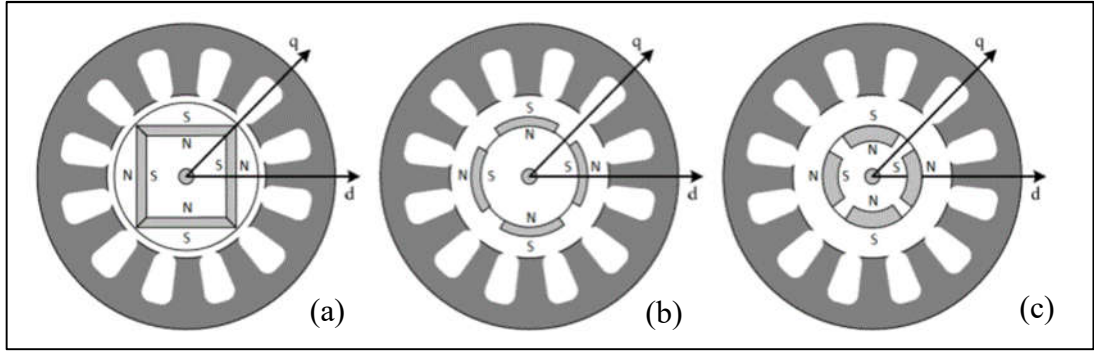


Şekil 2.3. SMSM moment hız grafiği [4]

Gömülü mıknatıslı senkron motorların en sık görüldüğü uygulamalar elektrikli taşıtlardır. Toyoya Prious, Ford, Honda Civic-Accord, Mitsubishi, GM, BMW, Mercedes dâhil birçok motor üreticisi GMSM'yi taşıt uygulamaları için incelemiş ve çoğu bu tip motorları sundukları avantajlar nedeniyle ürünlerine taşımışlardır. Bu motorların tamamının üç fazlı SM motorlar olduğu unutulmamalıdır. Yüksek güçlü taşıt uygulamalarında ise güvenilirlik, yedekleme ve hata toleransı gibi avantajlarından dolayı çok fazlı motorlar tercih edilmektedir. Sürekli mıknatıslı motorlar endüklenen gerilim dalga şekline göre sinüzoidal (BLAC) veya trapezoidal (BLDC) olarak iki ana kategoride sınıflandırılırlar. Şekil 2.4'de her iki tip besleme için gerilim dalga şekillerine yer verilmiştir.



Şekil 2.4. Besleme şekilleri (a) sinüsoidal, (b) trapezoidal [4]



Şekil 2.5. SMSM d-q eksenlerin yerleşimi, (a-c) GSM, (b) YSM [158]

Şekil 2.5'te ise sürekli mıknatıslı senkron motorda mıknatıslar ile d-q eksen yerleşimi hem gömülü hem de yüzey mıknatıslı yapı için ayrı ayrı gösterilmiştir. Mıknatısların rotor içine konumlanmasından dolayı GSM'lerde d-q eksen endüktansları birbirinden farklıdır. Bu tip motorlarda genellikle q eksen endüktansı d eksen endüktansından daha büyüktür ve bu farklılıktan dolayı pozitif bir relüktans momenti elde etmek için YSM'den farklı olarak negatif i_d akımı referans olarak verilmektedir. [159].

3. 9 FAZLI ASİMETRİK SARGILI SM MOTOR

Bu bölümde, tez kapsamında incelenen dokuz fazlı asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı senkron motorun (AS-SMSM) sargı yapısına, iki boyutlu sonlu elemanlar analizi (2B-SEA) sonuçlarına, üretilen prototip motor ile bazı motor parametrelerine yer verilmiştir. Sargılar arasındaki asimetri açısının motor performansına olan etkilerinin incelenmesi amacıyla farklı faz açısına sahip ikinci bir dokuz fazlı sargı seti için de yukarıda bahsedilen işlemler yapılmış ve her iki motor için elde edilen veriler karşılaştırılmıştır. Belirlenen tasarım kriterleri ve analiz sonuçlarına göre üretilen 9 fazlı AS-SMSM Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. 9-Fazlı prototip AS-SMSM motor

Matematiksel model, sonlu elemanlar analizi ve deneysel çalışmalardan elde edilen stator faz akımları, dq eksen akımları, ortalama çıkış momenti ve moment dalgalanması gibi temel motor performans verilerinin karşılaştırıldığı her iki sargı yapısı da Şekil 3.1’ de gösterilen motor gövdesi içine yerleştirilmiştir. Her iki sargı yapısının stator gövdesi, paket boyu, faz/oluk sayısı, rotor yapısı ve mıknatıs sayısı/kalınlığı/ağırlığı gibi temel parametreleri aynı tutulmuş; sadece iki motorun fazları arasındaki açılar değiştirilerek ve bu açıların motor performansına olan etkileri detaylıca incelenmiştir. Burada bahsedilen sargı yapıları “Sargı seti-1” ve “Sargı seti-2” olarak adlandırılmış ve her iki dokuz fazlı sete ait temel motor parametreleri Tablo 3.1’de verilmiştir.

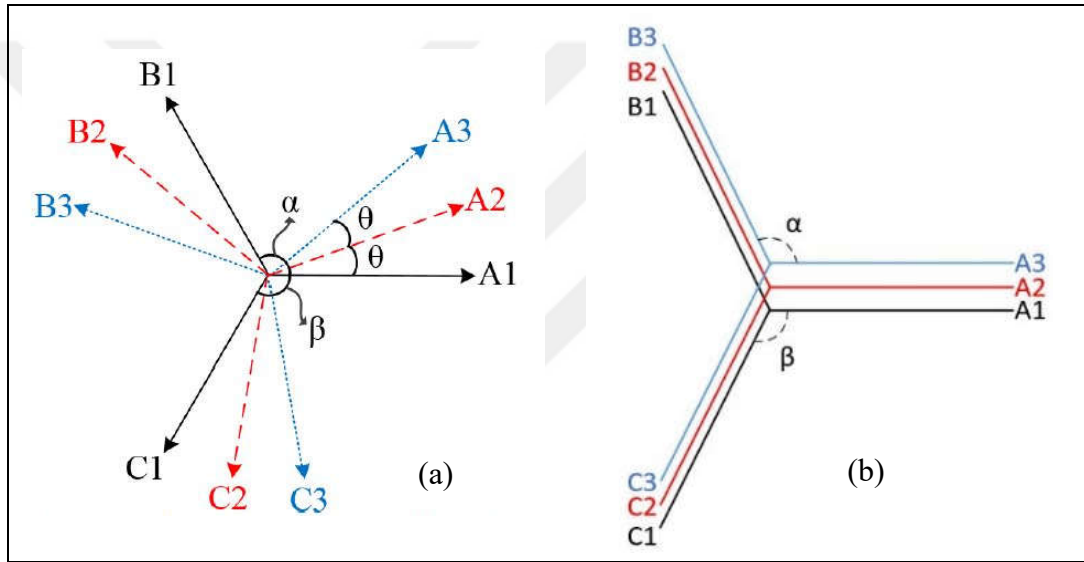
Tablo 3.1. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 temel motor parametreleri

Sembol	Parametre	Sargı seti-1	Sargı seti-2
I_s	Faz Akımı (A)	32	
V_s	DC Bara Gerilimi (V)	32	
N	Sarım Sayısı	5	
-	Oluk Doluluk Faktörü	40,4%	
T	Anma Momenti (Nm)	109,72	107,24
ω_r	Anma Hızı (rpm)	150	157
-	Mıknatıs Ağırlığı (kg)	1,43	
R	Faz Direnci (mOhm)	263	259
m	Faz Sayısı	9	
-	Stator OD (mm)	370	
L	Aktif Motor Uzunluğu (mm)	45	
P	Kutup Sayısı	36	
Q_s	Oluk Sayısı	117	

3.1. Sargı Yapısı

Üç veya daha fazla faz sayısına sahip herhangi bir elektrik motoru oluk-kutup kombinasyonu, rotor veya statora kaykı verme, mıknatıs sayısı/kalınlığı/yerleşimi, sargıların dağıtılmış veya gruplanmış olması ya da stator manyetik eksen vektörlerinin yerleşimine göre farklı şekillerde tasarlanıp üretilebilir. Bu tasarım parametrelerinden her birinin motor performansına etki eden faktörler olduğu açıktır. Dokuz fazlı bir elektrik motoru için ise stator manyetik eksen vektörlerinin yerleşimine örnek olabilecek iki farklı yapı Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Burada ABC_{123} ile dokuz fazlı motorun her bir üç fazlı sargı setine ait fazlar ifade edilmektedir. Şekil 3.2 (a)’da her bir üç fazlı sargı setinin fazları arasında α ve β açıları olduğu (sırasıyla A1-B1/A1-C1, A2-B2/A2C2 ve A3-B3/A3C3 arası) üç fazlı setlerin A fazları arasında ise θ derecelik bir faz farkı olduğu görülmektedir. Burada verilen θ , α ve β açıları motor tasarımına göre farklı değerlere sahip olabilir. Şekil 3.2 (b)’de ise üç fazlı sargı setlerinin aynı fazları arasında (A1-A2-A3 ve diğerleri gibi) herhangi bir faz farkı olmadığı halde her bir sargı setinin kendi fazları arasında (A1-B1 ve A1-C1) α ve β derecelik elektriksel açı bulunmaktadır. Manyetik eksen vektörleri arasındaki açıları gösteren α ve β açıları da bir önceki örnekte olduğu gibi motorun tasarımına göre farklı değerlere sahip olabilmektedir. Bu tez kapsamında prototip üretimi yapılan dokuz fazlı sürekli

mıknatıslı senkron motorun stator sargıları manyetik eksen vektörlerinin yerleşimi ise Şekil 3.2 (b)' de verildiği gibi tasarlanmıştır. Geleneksel simetrik sargılı motorlarda her bir fazın manyetik eksen vektörü birbirine göre 120° faz farkına sahip olacak şekilde konumlandırılmaktadır. Tez kapsamında incelenen ve karşılaştırma amacı ile üretilen dokuz fazlı motorlarda ise standart yapıdan farklı olarak bu açı değerleri sırasıyla $\alpha_1=116,04^\circ/\beta_1=-116,74^\circ$ ve $\alpha_2=119,36^\circ/\beta_2=-120,32^\circ$ olacak şekilde üretilmiştir. Verilen açı değerlerinden görüldüğü gibi her iki sargı yapısı da asimetrik ve dengesiz olmasına rağmen tez kapsamında incelenen motor (Sargı Seti-2) daha fazla asimetri açısına sahiptir.

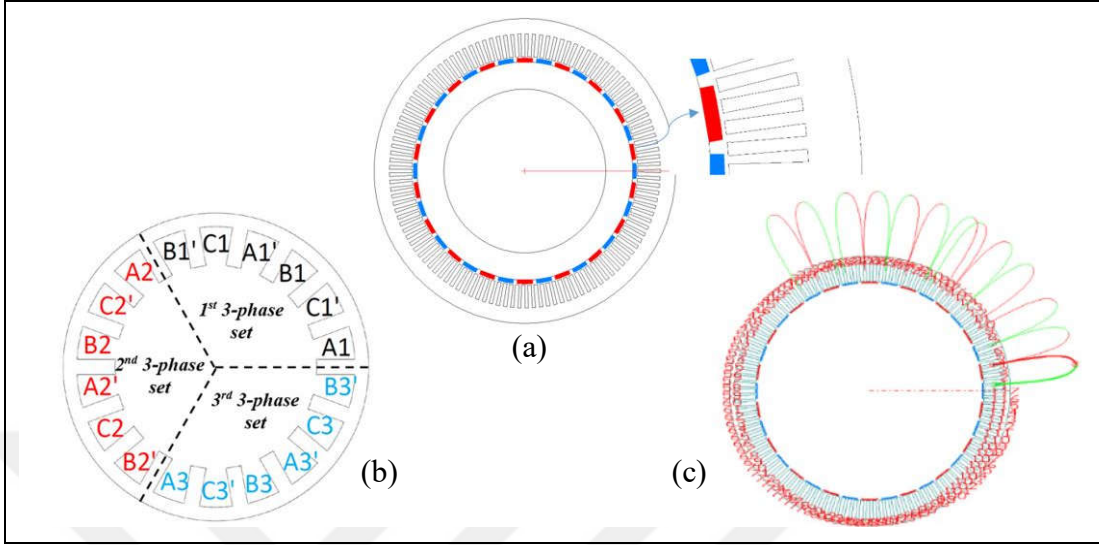


Şekil 3.2. Stator manyetik eksen yerleşimleri (a) genel gösterim, (b) prototip motor

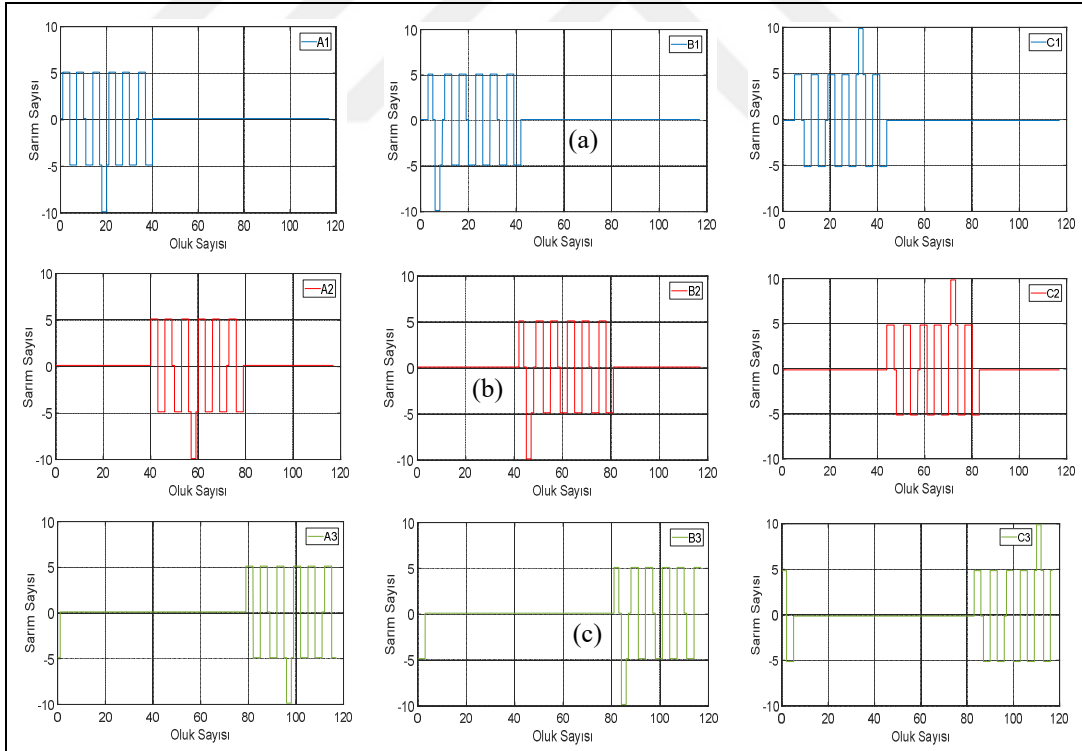
Manyetik eksen vektörleri arasındaki açıları Şekil 3.2 (b)' de verildiği gibi üretilen dokuz fazlı motorun stator yapısı ise Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Şekil 3.3 (a) da stator gövdesindeki 117 oluk ve mıknatıslar, Şekil 3.3 (b) de gruplandırılmış üç fazlı sargı setlerinin yerleşimi ve Şekil 3.3 (c) de ise birinci üç fazlı sargı setine ait A1 fazının sargı dağılımı gösterilmiştir.

Stator sargı yapısı ve manyetik eksen vektörlerinin yerleşimi yukarıda verilen prototip motorun Sargı Seti-2 için her bir üç fazlı seti dağılımları Şekil 3.4'te verilmiştir. Şekil 3.5'te ise her iki sargı seti için toplam sargı dağılımları ayrı ayrı gösterilmiştir. Farklı fazlara ait sargılar aynı stator oluklarının başlarına ortak yerleştirildiğinden bu sargı setleri arasında “karşılıklı endüktans” değerlerinin oluşacağı açıktır. Ayrıca sargı

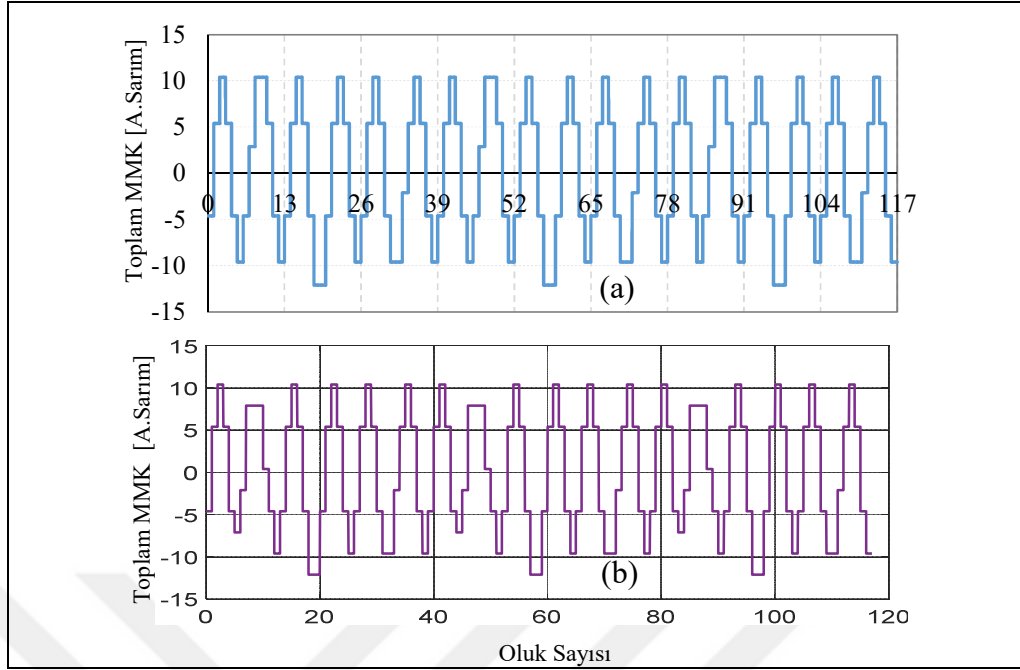
fonksiyonları detaylı bir şekilde incelendiğinde simetrik olmayan standart dışı bir yapıya sahip olduğu da görülmektedir.



Şekil 3.3. Stator yapısı (a) oluk yapısı, (b) sargı setlerinin yerleşimi, (c) A1 fazı sargı dağılımı



Şekil 3.4. Sargı seti-2 sargı dağılımları (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3



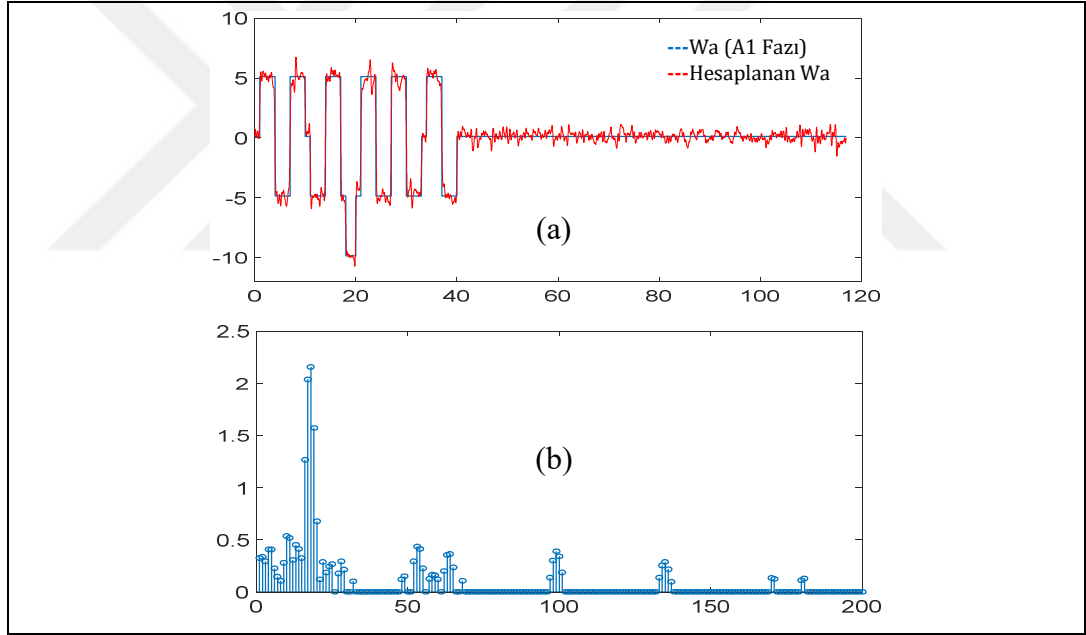
Şekil 3.5. Dokuz faz toplam MMK dağılımları, (a) sargı seti-1, (b) sargı seti-2

Herhangi bir elektrik makinesinin sargı fonksiyonu ayrık veya sürekli zamanlı olarak ifade edilebilir. Fourier Serileri yaklaşımı kullanılarak bir elektrik makinesinin sargı fonksiyonu eşitlik (3.1) ile tanımlanabilir;

$$w(\phi) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\phi) + b_n \sin(n\phi) \quad (3.1)$$

Yukarıdaki eşitlikte a_n ve b_n Fourier Serilerinin katsayılarını, a_0 ortalama değerini, n harmonik sayısını ve ϕ stator çevresinin konumunu ifade etmektedir. Fourier Serileri analizinden bilindiği üzere seri açılımında hesaba katılan harmonik sayısı arttıkça istenen fonksiyon daha doğru bir şekilde hesaplanabilmektedir. Fourier Serileri analizi yapılırken kaç tane harmonik bileşenin hesaba katılması gerektiğini etkileyen bir diğer nota ise seri açılımı yapılacak fonksiyonun bir periyod boyunca nasıl değişim gösterdiğidir. Ele alınan motorun sargı fonksiyonunun simetrik olmaması ve geleneksel sargı yapılarından farklı olması gibi özelliklerinden dolayı, doğru MMK fonksiyonu elde edebilmek için hesaba katılan harmonik sayısını artırmak gerekmektedir. Fourier Serileri şeklinde ifade edilmiş bir fonksiyonu sürekli zamanda ifade etmek için mümkün olan en fazla sayıda harmonik bileşeni hesaba katmak gerekmektedir. Bu sayede istenilen fonksiyona en yakın ifade elde edilebilir. Teoride her ne kadar sonsuz sayıda harmonik bileşeni hesaba katmak en iyi sonucu verse de

pratikte ve hesaplamada bu işlem yükünü gerçekleştirmek mümkün olmamaktadır. Bu yüzden bu tez çalışmasında sargı fonksiyonları hesaplanırken a_n ve b_n katsayıları için bir eşik değeri belirlenmiştir. Genliği 0,1'den küçük olan harmonik bileşenler hesaba katılmamıştır. Tüm sargı setleri ve fazlar için aynı eşik değeri kullanılmıştır. Ayrıca tüm hesaplamaları aynı koşullar altında yapabilmek için harmonik sayısı da 200 ile sınırlandırılmıştır. Farklı harmonik sayıları ve eşik değeri kullanılması ile elde edilen endüktans değerleri ise ekler kısmında verilmiştir. Yukarıda verilen eşik değeri ve harmonik sayısına göre hesaplanan birinci üç fazlı sargı setinin A1 fazına ait sargı fonksiyonu Şekil 3.6 (a)'da, elde edilen fonksiyonun hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) analizi ise Şekil 3.6 (b)'de gösterilmiştir. FFT analiz sonucundan da görüldüğü gibi 9-fazlı motorun sargı fonksiyonu farklı frekans gruplarında çok sayıda harmonik bileşenden meydana gelmektedir.

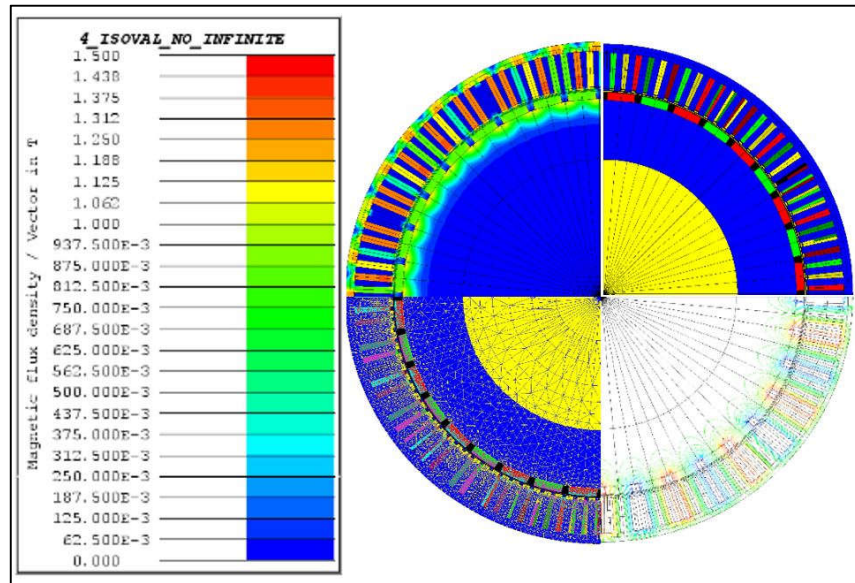


Şekil 3.6. A1 fazı sargı fonksiyonu, (a) tahmin edilen veri, (b) harmonik bileşenler

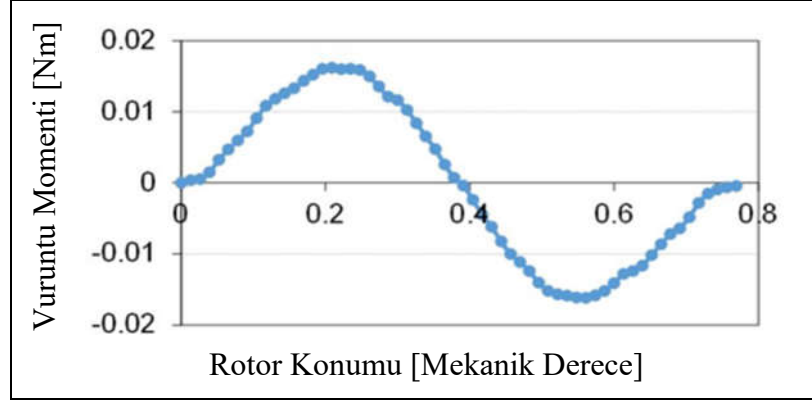
3.2. Sonlu Elemanlar Analizi

9-Fazlı AS-SMS motorun (Sargı seti-1 ve sargı seti-2) yüksüz ve yüklü durum çalışma koşulları için sonlu elemanlar analizleri (SEA) yapılmış ve elde edilen sonuçlar bu bölümde verilmiştir. Prototip üretimi yapılan 9-fazlı, 117 oluk ve 36 kutuplu motorun sonlu elemanlar analizi ağ yapısı, yüksüz durum akı yoğunluğu ve akı çizgileri Şekil 3.7'de gösterilmiştir. SEA sonuçlarından elde edilen vuruntu momenti değişimi ise Şekil 3.8'da gösterilmiştir. Burada motorun vuruntu momenti değişimi ortalama

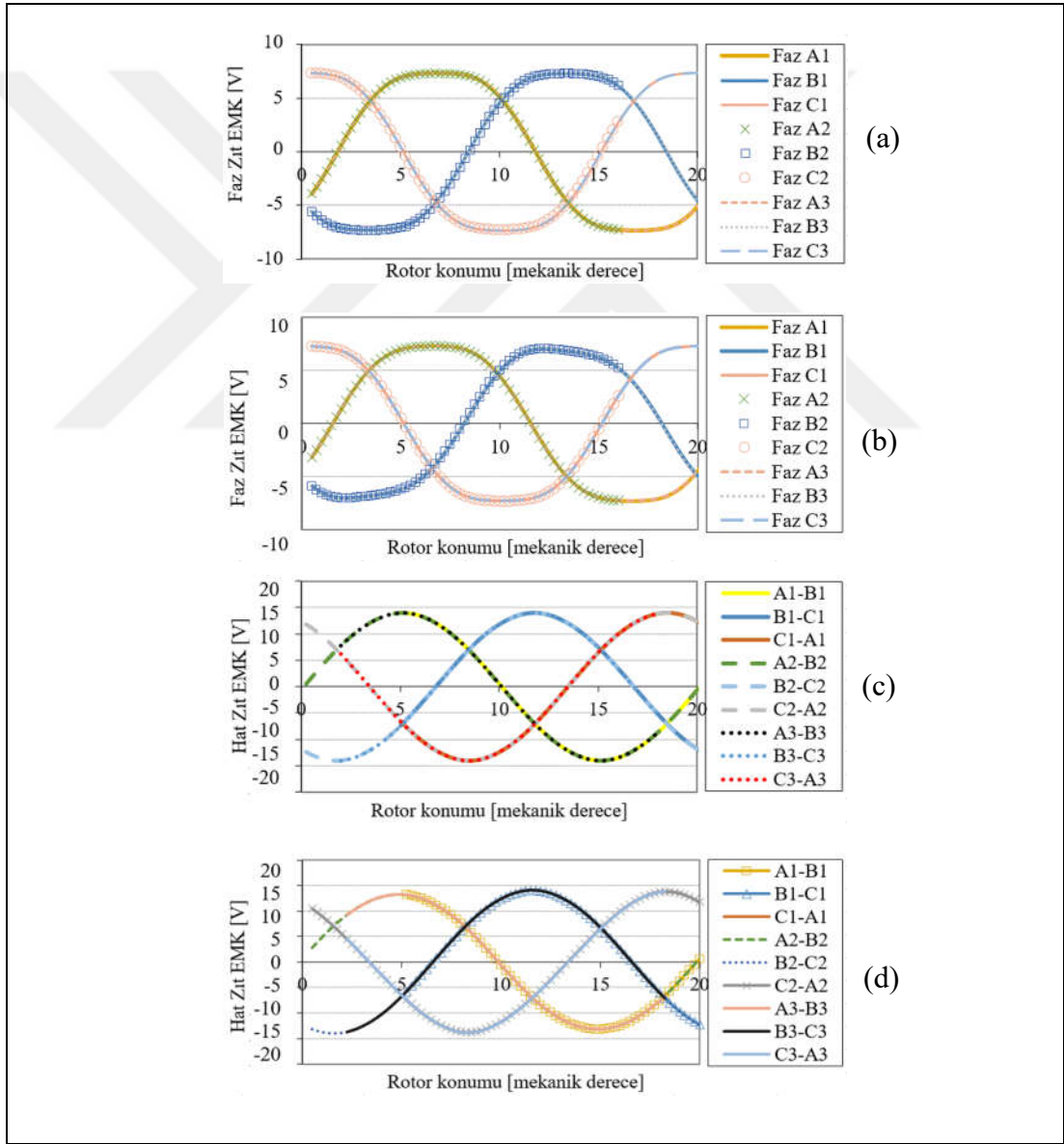
momentinin sadece % 0,02 si kadar elde edilmiştir. AS-SMS motorun en önemli avantajlarından birisi de vuruğu momenti değışiminin bu kadar düşük seviyelerde olmasıdır. Şekilden de görüldüğü gibi maksimum akı yoğunluğu stator dişlerinde oluşmakta ve yaklaşık ~1,32 T değerindedir. Bu değerin birçok uygulama için kabul edilebilir seviyede olduğu söylenebilir. Şekil 3.9’de ise 100 rpm hızda her iki sargı seti için elde edilen faz ve hat zıt-EMK gerilimi dalga şekillerine yer verilmiştir. Analiz sonuçlarından görüldüğü gibi her bir üç fazlı sargı setine ait zıt-EMK dalga şekilleri (hem faz hem de hat için) olması gerektiği gibi üst üste elde edilmiştir. Yüksüz durum çalışmada her iki sargı seti için faz ve hat zıt-EMK dalga şekillerinin karşılaştırması ve bunların FFT analiz sonuçları ise sırası ile Şekil 3.10 (a) ve Şekil 3.10 (b)’ de verilmiştir. Sargı seti-1 için hat ve faz gerilimleri zıt-EMK dalga şekillerinin harmonik bozunumları sırasıyla %0,153 ve %9,35; sargı seti-2 için ise sırasıyla %1,33 ve %8,615 olarak hesaplanmıştır. Her ne kadar asimetrik sargı yapısından dolayı faz zıt-EMK harmonik bozunumu yüksek gibi görünse de bu değerin birçok uygulama için kabul edilebilir seviyede olduğu rahatlıkla söylenebilir. Üretilen motorun tasarım aşamasında, gerilim harmoniklerini ve moment dalgalanmasını minimuma indirmek için sonlu elemanlar temelli geometrik optimizasyon yapılmıştır. Yukarıda belirtilen değeri elde edebilmek için mıknatıs yapısında herhangi bir kaykık tekniğı kullanılmamış ve rotor tasarımında ekstra bir değışikliğe gidilmemiştir. Böylece çok hassas konumlama ve düşük hızda kontrol gerektiren uygulamalarda önerilen motorun rahatlıkla kullanılabilmesi sağlanmıştır.



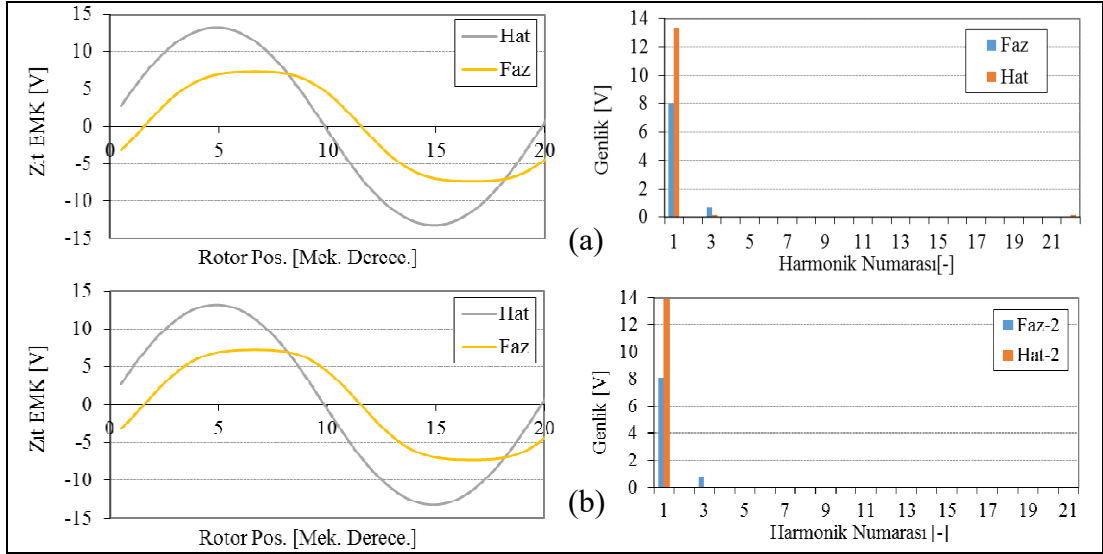
Şekil 3.7. SEA modeli, akı yoğunluğu, akı çizgileri ve ağ yapısı



Şekil 3.8. Vuruntu momenti değişimi

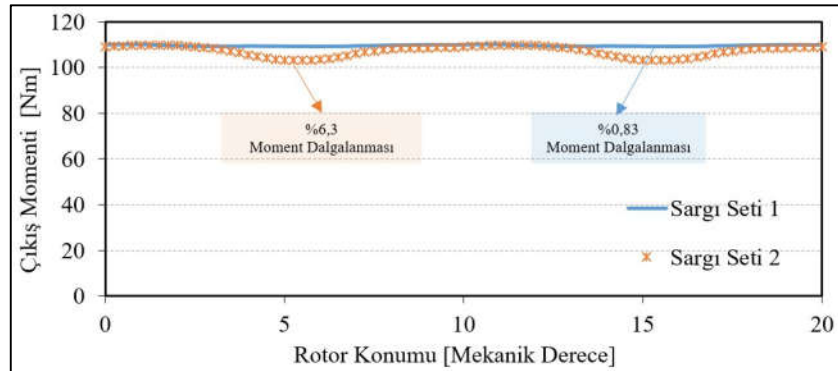


Şekil 3.9. Zıt-EMK faz ve hat dalga şekilleri, (a) set-1, (b) set-2, (c) set-1, (a) set-2

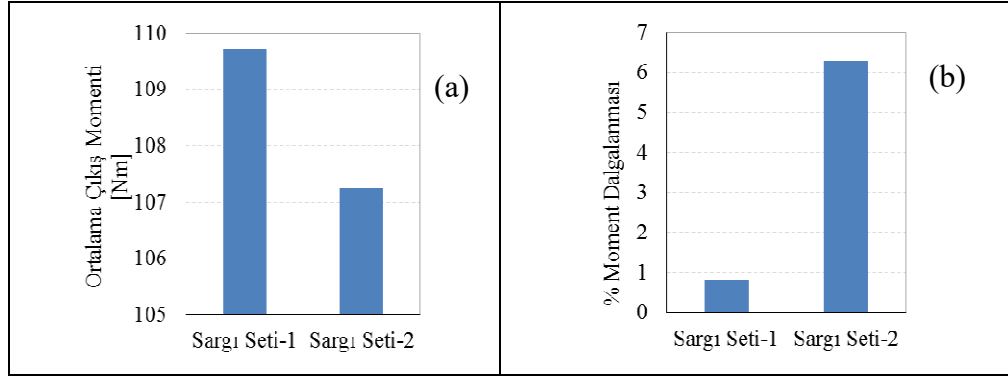


Şekil 3.10. SEA zıt-EMK ve FFT sonuçları, (a) set-1, (b) set-2

Yukarıda sonuçları verilen yüksüz durum analizlerine ek olarak 9-fazlı AS-SMS motorlar yüklü durum sonlu elemanlar analizleri de yapılmıştır. Her iki sargı setinin de tepe değeri 32A olan sinüzoidal bir akım kaynağı ile beslenmesi durumuna Sargı Seti-1 için 109,72 Nm; Sargı Seti-2 için ise 107,2 Nm ortalama çıkış momenti değerleri elde edilmiştir. Her iki sargı yapısı için çıkış momenti dalga şekilleri Şekil 3.11’de; elde edilen ortalama moment ve dalgalanma miktarını gösteren grafikler ise Şekil 3.12’de gösterilmiştir. Burada her iki sargı opsiyonu için çıkış momentindeki dalgalanma miktarları ise sırasıyla %0,83 ve %6,3 olarak hesaplanmıştır. Analiz sonuçlarından da açıkça görüldüğü gibi fazlar arasındaki asimetri açısı değerinin artırılması (asimetri açısı) ortalama çıkış momentinde azalmaya, dalgalanma miktarında ise artmaya neden olmaktadır. Ayrıca prototip üretimi yapılan motor, kısa süreliğine de olsa 64 A akım seviyesinde 209,9 Nm çıkış momenti verme kapasitesine sahiptir.

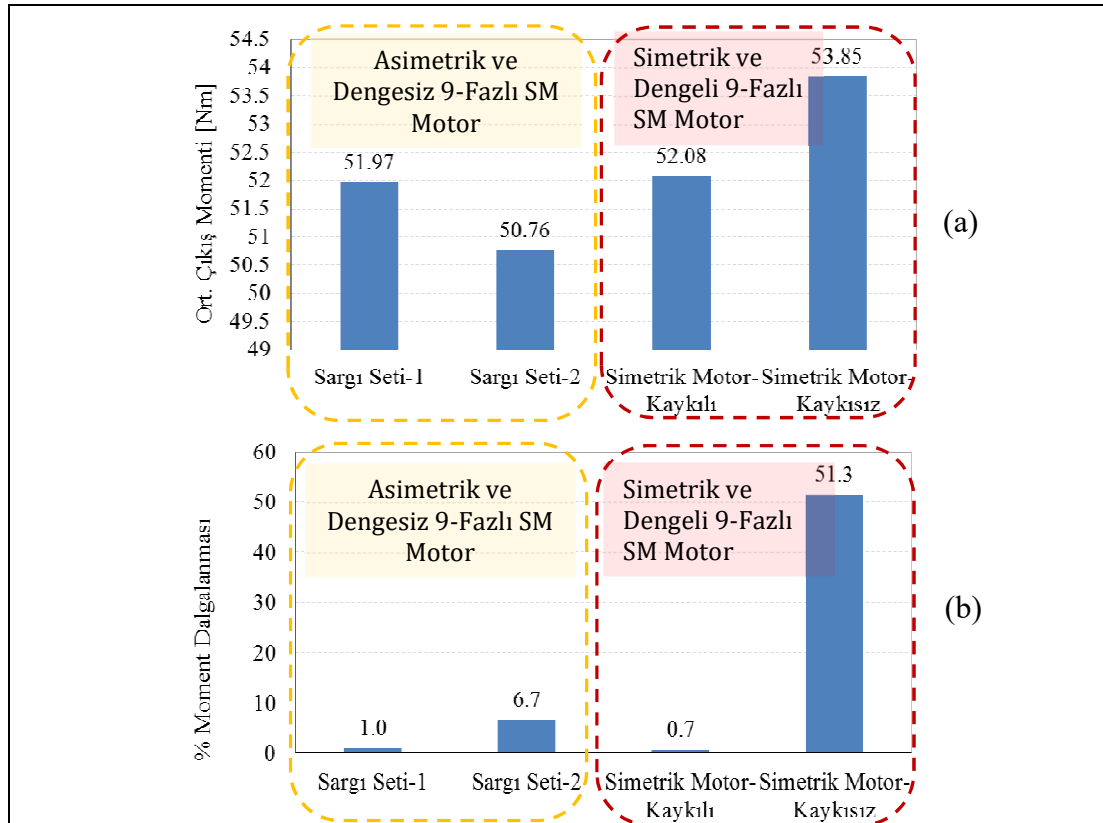


Şekil 3.11. Çıkış momenti dalga şekilleri



Şekil 3.12. SEA sonuçları, (a) çıkış momenti, (b) dalgalanma miktarları

Yukarıda verilen çalışmalara ek olarak, asimetrik sargı yapısına sahip dokuz fazlı motorun simetrik sargı yapıya motora göre sunduğu avantaj ve dezavantajları görmek amacıyla tez kapsamında incelenen dokuz fazlı motor 108/36 oluk kutup kombinasyonuna sahip başka bir dokuz fazlı motorla karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.13’te verilmiştir. Karşılaştırmanın yapıldığı 108/36’lık motor ise hem kaykılı hem de kaykısız olacak şekilde incelenmiş, bu sayede simetrik sargı yapısına sahip bir motorun kaykılı/kaykısız olması durumunda elde edilen ortalama çıkış momenti ve moment dalgalanması parametreleri incelenmiştir.

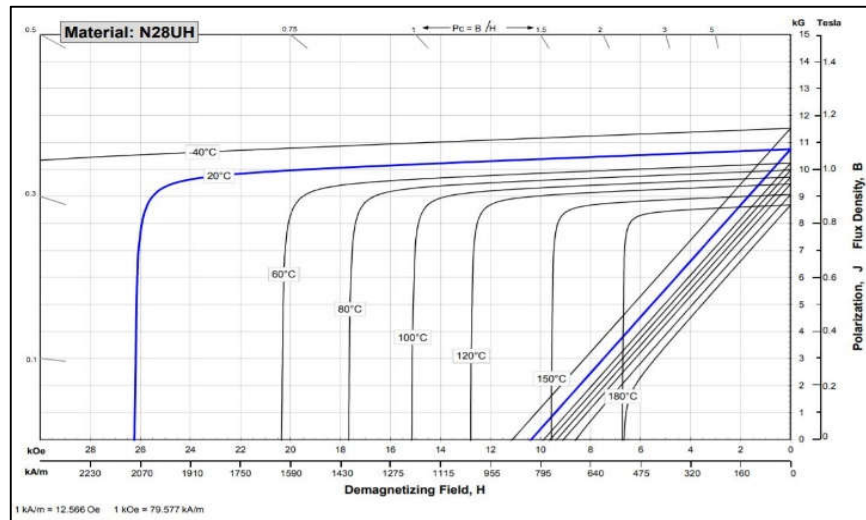


Şekil 3.13. SEA verileri, (a) çıkış momenti, (b) moment dalgalanması

Şekil 3.13'ten de görüldüğü gibi en yüksek ortalama çıkış momenti stator srgı yapısının simetrik olması durumunda elde edilmiştir. Sargı yapısında asimetri kullanılması durumunda ise ortalama çıkış momenti değerleri düşme eğilimi göstermektedir. Her ne kadar ortalama çıkış momenti en yüksek kaykısız simetrik yapıli modelde elde edilse de; moment dalgalanması miktarının en yüksek olduğu durum yine bu seçenekte ortaya çıkmaktadır (%51,3). Simetrik sargılı motorda kaykık tekniğı kullanılması durumunda ise moment dalgalanması ciddi bir düşüş göstermektedir (%0,7). Burada motorda her hangi bir kaykık tekniğı kullanılmadan sadece yapısal asimetri ile çıkış momenti dalgalanma miktarının çok ciddi bir şekilde düşürülebileceğı görülmektedir. Simetrik sargı yapısına sahip kaykısız bir motorda %51,3 olarak elde edilen moment dalgalanması asimetrik yapı sayesinde %1 seviyesine düşürülebilmektedir. Herhangi bir motorda kaykık tekniğı kullanılması durumunda motorun üretimi aşamasında karşılaşılan üretim problemleri göze alındığında asimetrik sargı yapısının buna iyi bir alternatif olabileceğı yukarıda verilen analiz sonuçlarından rahatlıkla çıkarılabilir.

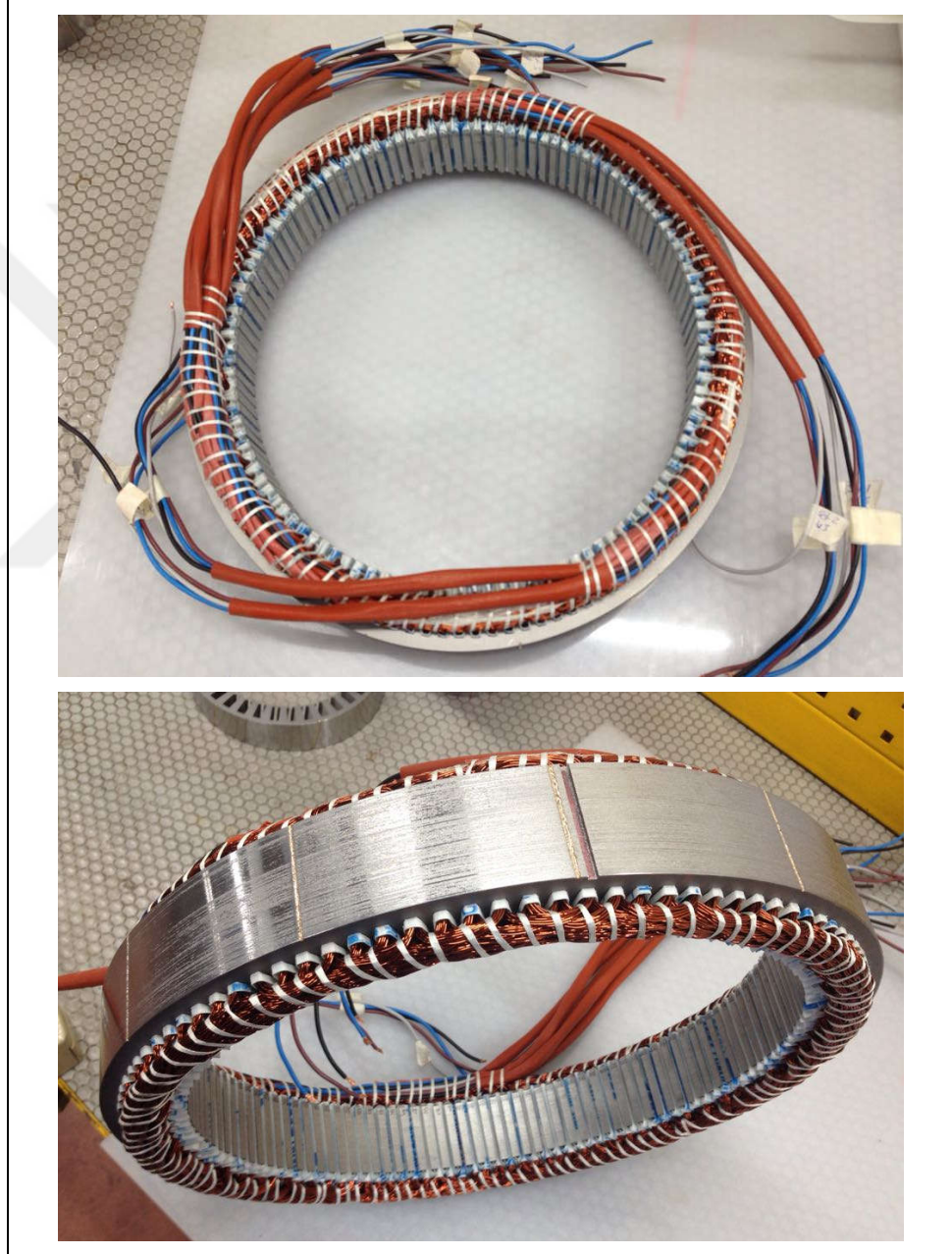
3.3. Motor Prototip Üretimi

Bu tez çalışması kapsamında 9-fazlı, 117 oluk ve 36 kutuplu asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı bir senkron motorun prototip üretimi de yapılmıştır. Motorun stator yapısında M270-35A manyetik sac malzemesi kullanılmıştır. Rotordaki gerekli akının sağlanması için ise N28UH NdFeB sürekli mıknatıs malzemesi tercih edilmiştir. Kullanılan mıknatıs malzemesinin BH eğrisi Şekil 3.14'te sunulmuştur.

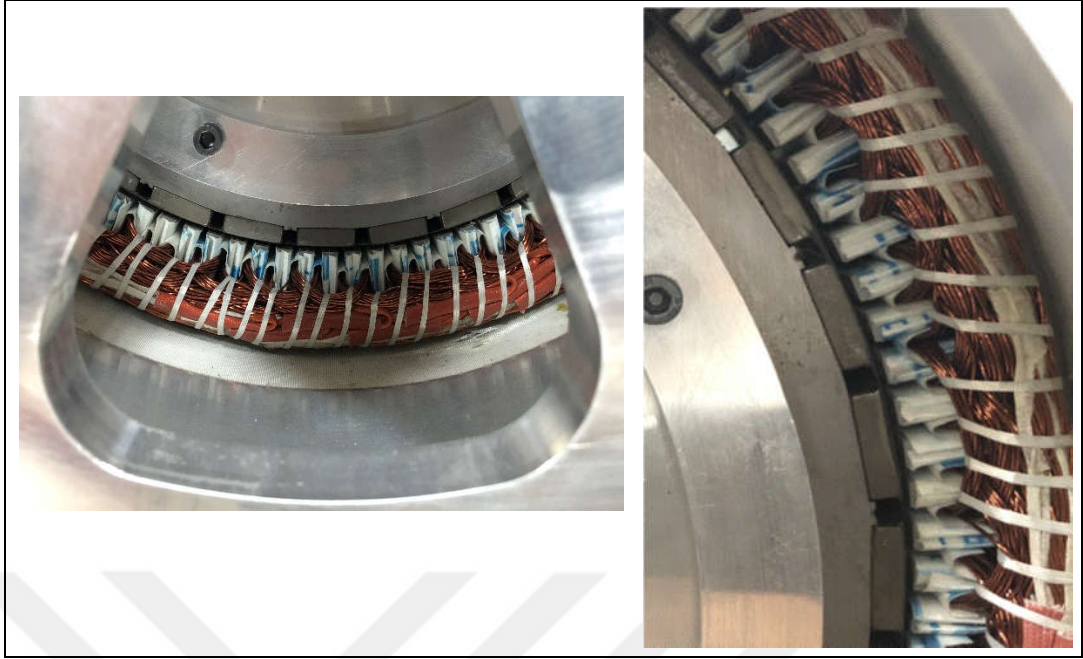


Şekil 3.14. N28UH NdFeB mıknatıs malzemesi BH eğrisi [160]

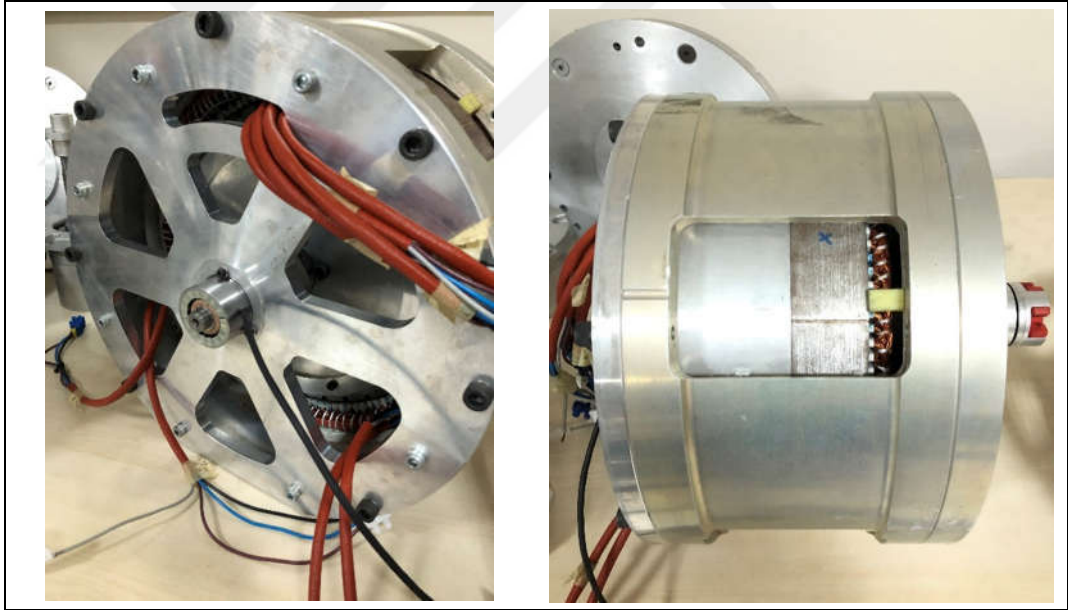
Her bir stator oluğunda %40,4'lük doluluk oranı ile beş sarım bulunan dokuz fazlı motorun stator gövdesi, sargıları ve sargıların yerleştirildiği oluklar ise Şekil 3.15'te verilmiştir. Burada aktif stator gövdesi 45 mm'lik bir paket boyuna sahiptir. Toplam mıknatıs ağırlığının 1,43 kg olduğu prototip motorun rotor ve mıknatısların yerleşimini gösteren bir kesit ise Şekil 3.16'da verilmiştir. Tüm montaj işlemlerinden sonra ortaya çıkan prototip motor görünümü ise Şekil 3.17' de verilmiştir.



Şekil 3.15. Dokuz fazlı motor stator yapısı ve faz sargıları



Şekil 3.16. Dokuz fazlı motor rotor yapısı ve mıknatıs yerleşimi



Şekil 3.17. Prototipi üretilen dokuz fazlı SMS motorun genel görünümü

3.4. Özet

Bu bölümde, asimetri açısına sahip dokuz fazlı asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı senkron motor için sargı yapısı ile yüklü-yüksüz durum sonlu elemanlar analizi sonuçlarına yer verilmiştir. Ayrıca motorun prototip üretimi, kullanılan sac ve mıknatıs malzemeleri ile ilgili bilgiler sunulmuştur.

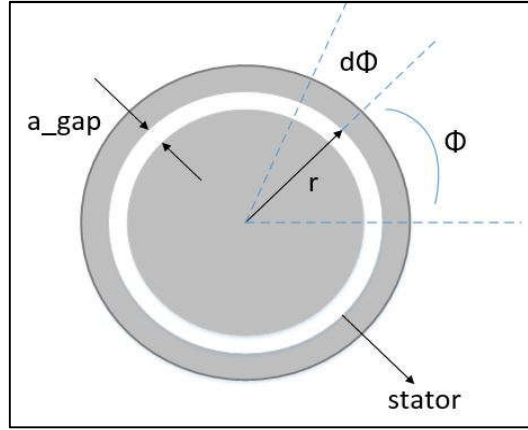
4. MATEMATİKSEL MODELLEME VE SIMULINK BENZETİMİ

Bu bölümde, asimetrik sargı yapısına sahip 9-fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor için detaylı bir matematiksel modelleme yapılmış, elde edilen elektriksel ve mekanik denklemlere göre Matlab-Simulink benzetimi oluşturulmuştur. Simulink benzetimi sonuçları hem sonlu elemanlar analizi hem de deneysel veriler ile karşılaştırılmış (Bölüm 7.4) ve oluşturulan matematiksel modelin doğruluğu gösterilmiştir. Motorun elektriksel denklemlerinin elde edilmesi aşamasında öncelikle endüktans ve akı bağı ifadelerinin elde edilmesi işlemleri yapılmış, daha sonra gerilim ve moment eşitliklerinin çıkarılması ile bu standart dışı 9-fazlı motor için matematiksel modelleme işlemi tamamlanmıştır.

Her hangi bir elektrik makinesinin davranışını tanımlayan matematiksel denklemleri oluştururken işleme başlanması gereken ilk nokta motorun sargı fonksiyonlarının belirlenmesi ve bu sargı fonksiyonuna göre bir endüktans matrisinin hesaplanmasıdır. Bu çalışma kapsamında sonlu elemanlar analizinden elde edilen 9-fazlı senkron motorun sargı fonksiyonları Fourier Serileri yaklaşımı ile hesaplanmıştır. Daha sonra bu sargı fonksiyonu ile her bir sargı seti ve her bir faz için “öz ve karşılıklı endüktans” değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen endüktans matrisi ile motorun elektriksel denklemleri oluşturulmuş ve durağan stator ekseninde tanımlanan bu denklemler $qd0$ senkron rotor düzlemine aktarılmıştır. Ayrıca motorun çıkış momenti denklemi de hesaplanarak elde edilen bu matematiksel eşitlikler kullanılarak Simulink benzetimi gerçekleştirilmiştir.

4.1. Elektriksel Denklemler

Motorun stator sargıları kaynaklı endüktans değerlerini hesaplayabilmek için bir önceki bölümde değinilen sargı fonksiyonlarına ek olarak rotor ile stator arasındaki hava aralığı ifadesinin de bilinmesi gerekmektedir. Yüzeyden mıknatıslı her hangi bir elektrik makinesi için stator, rotor ve hava aralığı gibi fiziksel özellikleri gösteren kesit görünüm Şekil 4.1 ile verilmiştir.



Şekil 4.1. Genel makine gösterimi [161]

Ele alınan 9-fazlı motor yüzey mıknatıslı olduğu için rotor ile stator arasındaki hava aralığı ideal şartlar altında stator çevresi boyunca sabit kabul edilmektedir (bkz. Şekil 4.1). Bu özellikten faydalanarak motorun hava aralığı fonksiyonu eşitlik (4.1) yardımı ile tanımlanabilir;

$$g(\phi) = g_{ha} \quad (4.1)$$

Burada ϕ stator çevresi boyunca konumu, g_{ha} ise sabit hava aralığı değerini ifade etmektedir. Stator b fazı kaynaklı hava aralığı akı yoğunluğu, a ve b fazları arasındaki akı bağı ve karşılıklı endüktans değerleri (4.2)-(4.4) arasında verilen eşitliklerle hesaplanabilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, eğer aşağıdaki eşitliklerde $a = b$ alınır ise sadece ilgili faza ait öz endüktans değeri elde edileceğidir [162];

$$B_b(\phi) = \frac{\mu_0}{g(\phi)} w_b(\phi) i_b \quad (4.2)$$

$$\lambda_{ab} = \left(\mu_0 r l \int_0^{2\pi} \frac{w_a(\phi) w_b(\phi)}{g(\phi)} d\phi \right) i_b \quad (4.3)$$

$$L_{ab} = \frac{\lambda_{ab}}{i_b} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \frac{w_a(\phi) w_b(\phi)}{g(\phi)} d\phi \quad (4.4)$$

Yukarıdaki eşitliklerde w_a , w_b sargı fonksiyonlarını, μ_0 , r ve l sırasıyla havanın geçirgenliği, stator iç yarıçapını ve paket boyunu ifade etmektedir. Bir önceki bölümde sargı yapısı verilen dokuz fazlı sürekli mıknatıslı motorun elektriksel denklemleri,

geleneksel üç fazlı mıknatıslı senkron motor denklemlerinden türetilebilir. O halde, dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor için durağan stator eksen takımındaki gerilim ifadesi (4.5) ve (4.6) eşitlikleri yardımı ile tanımlanabilir;

$$V_{abc-x} = r_s i_{abc-x} + \rho \lambda_{abc-x} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \\ V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \\ V_{a3} \\ V_{b3} \\ V_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & & & & & & & & \\ & r_s & & & & & & & \\ & & r_s & & & & & & \\ & & & r_s & & & & & \\ & & & & r_s & & & & \\ & & & & & r_s & & & \\ & & & & & & r_s & & \\ & & & & & & & r_s & \\ & & & & & & & & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_{a3} \\ i_{b3} \\ i_{c3} \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \\ \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \\ \lambda_{a3} \\ \lambda_{b3} \\ \lambda_{c3} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Burada abc stator fazlarını, ρ türev operatörünü, x ise stator sargı seti sayısını ifade etmektedir. Ayrıca V_{abc-x} , r_s , i_{abc-x} , λ_{abc-x} terimleri sırasıyla faz gerilimlerini, faz direncini, faz akımlarını ve stator akı bağı ifadelerini temsil etmektedir. Yukarıda verilen gerilim eşitliklerinden görüldüğü gibi, sargılardan geçen akımlar ve akı bağı ifadesinin zamana bağlı değişimi bir elektrik motorundaki gerilim düşümünün temel bileşenleridir. Ele alınan sistem manyetik olarak doğrusal kabul edildiğinde, dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor için durağan stator eksenindeki akı bağı ifadesi her bir faz ve sargı seti için (4.7) eşitliği ile verilebilir;

$$\lambda_{abc-x} = L_{abc-x} i_{abc-x} + \lambda_{m-abc-x} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.7)'de L_{abc} ve λ_{m-abc} parametreleri stator sargıları endüktans matrisi ile mıknatıs akı bağı matrisini ifade etmektedir. Yukarıda verilen akı bağı ifadesi dokuz fazlı bir motor için matris formunda eşitlik (4.8) yardımı ile tanımlanabilir. Bir elektrik makinesinin modellenmesi aşamasında durağan stator eksen takımında tanımlanmış herhangi bir motor parametresi senkron rotor düzleminde (qd0) ifade edilebilir. Verilen bir parametrenin farklı eksen takımlarında ifade edilebilmesi amacıyla dönüşüm matrisleri kullanılmaktadır.

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \\ \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \\ \lambda_{a3} \\ \lambda_{b3} \\ \lambda_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & L_{a1b1} & L_{a1c1} & L_{a1a2} & L_{a1b2} & L_{a1c2} & L_{a1a3} & L_{a1b3} & L_{a1c3} \\ L_{b1a1} & L_{b1b1} & L_{b1c1} & L_{b1a2} & L_{b1b2} & L_{b1c2} & L_{b1a3} & L_{b1b3} & L_{b1c3} \\ L_{c1a1} & L_{c1b1} & L_{c1c1} & L_{c1a2} & L_{c1b2} & L_{c1c2} & L_{c1a3} & L_{c1b3} & L_{c1c3} \\ L_{a2a1} & L_{a2b1} & L_{a2c1} & L_{a2a2} & L_{a2b2} & L_{a2c2} & L_{a2a3} & L_{a2b3} & L_{a2c3} \\ L_{b2a1} & L_{b2b1} & L_{b2c1} & L_{b2a2} & L_{b2b2} & L_{b2c2} & L_{b2a3} & L_{b2b3} & L_{b2c3} \\ L_{c2a1} & L_{c2b1} & L_{c2c1} & L_{c2a2} & L_{c2b2} & L_{c2c2} & L_{c2a3} & L_{c2b3} & L_{c2c3} \\ L_{a3a1} & L_{a3b1} & L_{a3c1} & L_{a3a2} & L_{a3b2} & L_{a3c2} & L_{a3a3} & L_{a3b3} & L_{a3c3} \\ L_{b3a1} & L_{b3b1} & L_{b3c1} & L_{b3a2} & L_{b3b2} & L_{b3c2} & L_{b3a3} & L_{b3b3} & L_{b3c3} \\ L_{c3a1} & L_{c3b1} & L_{c3c1} & L_{c3a2} & L_{c3b2} & L_{c3c2} & L_{c3a3} & L_{c3b3} & L_{c3c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_{a3} \\ i_{b3} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \\
& \dots + \begin{bmatrix} \lambda_{m-a1} \\ \lambda_{m-b1} \\ \lambda_{m-c1} \\ \lambda_{m-a2} \\ \lambda_{m-b2} \\ \lambda_{m-c2} \\ \lambda_{m-a3} \\ \lambda_{m-b3} \\ \lambda_{m-c3} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Ele alınan dokuz fazlı motor yapısal olarak asimetrik olduğu için her bir üç fazlı setin stator fazları manyetik eksen vektörleri arasındaki açıları elektriksel olarak 120° den ve birbirinden farklıdır (bkz. Şekil 3.2). Bu yüzden durağan abc ile qd0 eksenleri arasındaki dönüşüm için kullanılan matrisin bu açılara göre güncellenmesi gerekmektedir. Bu matrisin güncellenmiş hali eşitlik (4.9) ile ifade edilebilir;

$$A(\theta, \alpha, \beta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta + \beta) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \alpha) & \sin(\theta + \beta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Eşitlik (4.9)'da θ elektriksel rotor konumunu, α ve β ise manyetik eksen vektörler arasındaki açıları ifade etmektedir. Yukarıda verilen dönüşüm matrisinin üç fazlı sargı seti için verildiği unutulmamalıdır. Burada hem incelenen motorun dokuz fazlı olması hem de her bir üç fazlı sargı setinin manyetik eksen vektörlerinin birbirleri ile aynı ekseninde olmasından dolayı durağan eksen takımındaki motor parametreleri eşitlik (4.10) ile senkron rotor düzlemine aktarılabilir [163];

$$T_{9-faz}^*(\theta) = \begin{bmatrix} A & A & A \\ A & A & A \\ A & A & A \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Durağan stator eksen takımı ile rotor eksen takımı arasındaki ilişki, yukarıda verilen dönüşüm matrisleri ile beraber aşağıda verilen (4.11) eşitliği ile ifade edilebilir;

$$f_{qd0,123} = T(\theta)f_{abc,123} \quad (4.11)$$

Burada f , bir elektrik makinesinin akım, gerilim, akı bağı veya başka bir değişkenini temsil edebilir. Yukarıda verilen dönüşüm matrisi ve eşitlikler yardımı ile $qd0$ eksenindeki akı bağı ifadeleri ise eşitlik (4.12) ile verilebilir;

$$\lambda_{qd0-x} = T^*(\theta)L_{abc-x}T^*(\theta)^{-1}i_{qd0-x} + T^*(\theta)\lambda_{m-abc-x} \quad (4.12)$$

Eşitlik (4.12)'de x sargı seti sayısını, λ_{qd0} ve i_{qd0} senkron rotor düzlemindeki akı bağı ve eksen akımlarını, L_{abc} stator endüktans matrisini, $T^*(\theta)$ dönüşüm matrisini ve λ_m ise mıknatıs akı bağı ifadelerini temsil etmektedir. Analizin bundan sonraki kısmına devam edebilmek için (4.8) numaralı eşitlik ile verilen akı bağı ifadesindeki stator endüktans matrisinin hesaplanması gerekmektedir. Herhangi bir dokuz fazlı elektrik motoru için her bir faz ve sargı setine ait öz ve karşılıklı endüktans değerlerini içeren stator endüktans matrisi eşitlik (4.13) ile verilebilir;

$$L_{abc-x} = \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a3} & M_{a1b3} & M_{a1c3} \\ M_{b1a1} & L_{b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a3} & M_{b1b3} & M_{b1c3} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a3} & M_{c1b3} & M_{c1c3} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a3} & M_{a2b3} & M_{a2c3} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2} & M_{b2c2} & M_{b2a3} & M_{b2b3} & M_{b2c3} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2} & M_{c2a3} & M_{c2b3} & M_{c2c3} \\ M_{a3a1} & M_{a3b1} & M_{a3c1} & M_{a3a2} & M_{a3b2} & M_{a3c2} & L_{a3} & M_{a3b3} & M_{a3c3} \\ M_{b3a1} & M_{b3b1} & M_{b3c1} & M_{b3a2} & M_{b3b2} & M_{b3c2} & M_{b3a3} & L_{b3} & M_{b3c3} \\ M_{c3a1} & M_{c3b1} & M_{c3c1} & M_{c3a2} & M_{c3b2} & M_{c3c2} & M_{c3a3} & M_{c3b3} & L_{c3} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} LM_{11} & LM_{12} & LM_{13} \\ LM_{21} & LM_{22} & LM_{23} \\ LM_{31} & LM_{32} & LM_{33} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Eşitlik (4.13) ile verilen matriste x ($x = 1, 2, 3$) üç fazlı sargı setlerinin sayısını, abc ise her bir sargı setinin stator fazlarını ifade etmektedir. Verilen stator endüktans matrisindeki her bir endüktans değeri bir önceki bölümde anlatıldığı şekilde matematiksel olarak hesaplanmış ve ekler kısmında sunulmuştur.

Hem sonlu elemanlar analizi hem de matematiksel hesaplama sonucu elde edilen endüktans matrisleri incelendiğinde, her bir sargı setindeki karşılıklı ve öz endüktans değerlerinin birbirinden farklı olduğu görülmektedir ($L_{ab-xy} \neq L_{ac-xy}$). Bu farklılık, motorun asimetrik bir sargı yapısına sahip olmasından kaynaklanmaktadır. Öz ve karşılıklı endüktans değerlerinin her bir faz ve sargı seti için farklı olması aynı zamanda stator akımlarının tepe değerlerinde de bir farklılığa neden olmaktadır. Stator akımlarındaki bu dengesizliğin motorun çıkış momentini de olumsuz bir şekilde etkileyeceği açıktır. Yapısal asimetriden kaynaklı endüktans değerlerindeki bu farklılığın motorun çıkış parametrelerine etkisi bir sonraki bölümde detaylı olarak incelenmiştir. Diğer yandan rotordaki kalıcı mıknatıslar nedeniyle oluşan mıknatıs akı bağı ifadesi dokuz faz için durağan stator ekseninde eşitlik (4.14) ile verilebilir [162];

$$\lambda_{m-abc-x} = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \alpha^\circ) \\ \sin(\theta + \beta^\circ) \\ \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \alpha^\circ) \\ \sin(\theta + \beta^\circ) \\ \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \alpha^\circ) \\ \sin(\theta + \beta^\circ) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Burada λ_m mıknatıs akı bağı vektörünün genliğini α ve β her bir fazın manyetik eksen vektörleri arasındaki açıları, θ ise elektriksel rotor konumunu temsil etmektedir. Durağan stator eksen takımında verilen mıknatıs akı bağı ifadesi (4.11) numaralı eşitlik yardımı ile senkron qd0 eksen takımında ifade edilebilir. Her iki eksen takımındaki dönüşüm için gerekli matematiksel işlemler yapıldığında mıknatıs akı bağı eşitliğinin qd0 eksen takımındaki ifadesi eşitlik (4.15)'te verildiği gibi elde edilmiştir;

$$\lambda_{m-qd0-x} = \lambda_m \begin{bmatrix} \delta_{q1} & \delta_{d1} & \delta_{01} & \delta_{q2} & \delta_{d2} & \delta_{02} & \delta_{q3} & \delta_{d3} & \delta_{03} \end{bmatrix}^T \quad (4.15)$$

Eşitlik (4.15)'te $\delta_{qd0-123}$ terimleri elektriksel olarak rotor konumunun bir fonksiyonudur ve mıknatıs akı bağı vektörünün qd0 eksenlerdeki bileşenlerini ifade etmektedir. Matematiksel olarak hesaplanan $\delta_{qd0-123}$ terimlerinin fonksiyonları eşitlik (4.16)-(4.18) arasında verildiği gibi elde edilmiştir;

$$\delta_{q123} = \frac{\cos(2\theta + 37.92^\circ)}{3} + \frac{\sin(2\theta)}{3} - \frac{\sin(2\theta + \beta + \alpha - 180^\circ)}{3} \quad (4.16)$$

$$\delta_{d123} = \frac{2\cos(\theta + \beta - 90^\circ)^2}{3} + \frac{2\sin(\theta)^2}{3} + \frac{2\sin(\theta - \alpha + 180^\circ)^2}{3} \quad (4.17)$$

$$\delta_{0123} = \frac{\cos(\theta + \beta - 90^\circ)}{3} + \frac{\sin(\theta)}{3} + \frac{\sin(\theta - \alpha + 180^\circ)}{3} \quad (4.18)$$

Burada α , β stator manyetik eksen vektörleri arasındaki açıları, θ ise elektriksel rotor konumunu ifade etmektedir. Elde edilen eşitliklerde dikkat çeken nokta; geleneksel simetrik sargı yapısına sahip motorlardaki mıknatıs akı bağı vektörü sadece d ekseninde bileşene sahipken incelenen sargı yapısında d eksene ilave olarak q0 eksenlerde de bileşenler oluşmaktadır.

İncelenen dokuz fazlı motorda her bir stator sargı setinin manyetik eksen vektörleri üst üste olduğu için durağan stator eksenindeki endüktans değerleri eşitlik (4.13) ile verilen endüktans matrisinin her bir 3x3 satır sütun değişkenlerine eşitlik (4.19) ile verilen dönüşüm matrisi uygulanması ile senkron qd0 eksen takımında elde edilebilir. Stator sargısı endüktans matrisine (4.11) ile verilen dönüşüm işleminin uygulanması ile dokuz fazlı sürekli mıknatıslı motorun qd0 eksen takımındaki endüktans matrisi elde edilmiş olur. Bu dönüşüme göre hesaplanan endüktans matrisini de içeren qd0 eksen akı bağı ifadesi ise eşitlik (4.20) ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} T^*(\theta)LM_{11}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)M_{12}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)M_{13}T^*(\theta)^{-1} \\ T^*(\theta)M_{21}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)LM_{22}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)M_{23}T^*(\theta)^{-1} \\ T^*(\theta)M_{31}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)M_{32}T^*(\theta)^{-1} & T^*(\theta)LM_{33}T^*(\theta)^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{qd0-xy} = & \begin{bmatrix} L_{q1} & M_{q1d1} & 0 & M_{q1q2} & \mathbf{M_{q1d2}} & 0 & M_{q1q3} & M_{q1d3} & 0 \\ \mathbf{M_{d1q1}} & L_{d1} & 0 & M_{d1q2} & M_{d1d2} & 0 & \mathbf{M_{d1q3}} & M_{d1d3} & 0 \\ 0 & 0 & L_{01} & 0 & 0 & M_{0102} & 0 & 0 & M_{0103} \\ M_{q2q1} & M_{q2d1} & 0 & L_{q2} & M_{q2d2} & 0 & M_{q2q3} & \mathbf{M_{q2d3}} & 0 \\ \mathbf{M_{d2q1}} & M_{d2d1} & 0 & \mathbf{M_{d2q2}} & L_{d2} & 0 & M_{d2q3} & M_{d2d3} & 0 \\ 0 & 0 & M_{0201} & 0 & 0 & L_{02} & 0 & 0 & M_{0203} \\ M_{q3q1} & \mathbf{M_{q3d1}} & 0 & M_{q3q2} & M_{q3d2} & 0 & L_{q3} & M_{q3d3} & 0 \\ M_{d3q1} & M_{d3d1} & 0 & \mathbf{M_{d3q2}} & M_{d3d2} & 0 & \mathbf{M_{d3q3}} & L_{d3} & 0 \\ 0 & 0 & M_{0301} & 0 & 0 & M_{0302} & 0 & 0 & L_{03} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1} \\ i_{d1} \\ i_{01} \\ i_{q2} \\ i_{d2} \\ i_{02} \\ i_{q3} \\ i_{d3} \\ i_{03} \end{bmatrix} \\
& + \lambda_m \begin{bmatrix} \delta_{q1} \\ \delta_{d1} \\ \delta_{01} \\ \delta_{q2} \\ \delta_{d2} \\ \delta_{02} \\ \delta_{q3} \\ \delta_{d3} \\ \delta_{03} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Eşitlik (4.20)'de, L_{qd0-x} ve M_{qd0-xy} ($x, y=1, 2, 3$) değişkenleri dokuz fazlı motorun qd0 eksen takımındaki öz ve karşılıklı endüktans değerlerini ifade etmektedir. Elde edilen endüktans matrisinden görüldüğü gibi q_{xy} ve d_{xy} eksenleri arasında karşılıklı bir endüktans değeri oluşmasına rağmen q_{dxy} ve 0_{xy} eksenleri arasında herhangi bir endüktans meydana gelmemiştir. Ayrıca incelenen motorun asimetrik sargı yapısına sahip olmasından dolayı bazı karşılıklı endüktans değerleri negatif olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan bu negatif değerli endüktans değerleri yukarıda verilen matriste kırmızı renk ile gösterilmiştir.

Ele alınan motorun bir önceki bölümde verilen sargı fonksiyonları ve yukarıdaki verilen rotor düzlemindeki akı bağı matrisi incelendiğinde, her bir üç fazlı sargı setinin akı bağı ifadelerinin birbirlerine karşılıklı endüktans değerleri ile bağlı olduğu sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu durum aşağıda (4.21 – 4.29) arasında verilen eşitliklerde daha açık bir şekilde görülmektedir. Rotor referans düzlemi için matematiksel olarak hesaplanan endüktans matrisi ekler bölümünde ayrıca verilmiştir.

$$\lambda_{q1} = L_{q1}i_{q1} + M_{q1d1}i_{d1} + M_{q1q2}i_{q2} + M_{q1d2}i_{d2} + M_{q1q3}i_{q3} + M_{q1d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{q1} \quad (4.21)$$

$$\lambda_{d1} = M_{d1q1}i_{q1} + L_{d1}i_{d1} + M_{d1q2}i_{q2} + M_{d1d2}i_{d2} + M_{d1q3}i_{q3} + M_{d1d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{d1} \quad (4.22)$$

$$\lambda_{01} = L_{01}i_{01} + M_{0102}i_{02} + M_{0103}i_{03} + \lambda_m \delta_{01} \quad (4.23)$$

$$\lambda_{q2} = M_{q2q1}i_{q1} + M_{q2d1}i_{d1} + L_{q2}i_{q2} + M_{q2d2}i_{d2} + M_{q2q3}i_{q3} + M_{q2d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{q2} \quad (4.24)$$

$$\lambda_{d2} = M_{d2q1}i_{q1} + M_{d2d1}i_{d1} + M_{d2q2}i_{q2} + L_{d2}i_{d2} + M_{d2q3}i_{q3} + M_{d2d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{d2} \quad (4.25)$$

$$\lambda_{02} = M_{0201}i_{01} + L_{02}i_{02} + M_{0203}i_{03} + \lambda_m \delta_{02} \quad (4.26)$$

$$\lambda_{q3} = M_{q3q1}i_{q1} + M_{q3d1}i_{d1} + M_{q3q2}i_{q2} + M_{q3d2}i_{d2} + L_{q3}i_{q3} + M_{q3d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{q3} \quad (4.27)$$

$$\lambda_{d3} = M_{d3q1}i_{q1} + M_{d3d1}i_{d1} + M_{d3q2}i_{q2} + M_{d3d2}i_{d2} + M_{d3q3}i_{q3} + L_{d3}i_{d3} + \lambda_m \delta_{d3} \quad (4.28)$$

$$\lambda_{03} = M_{0301}i_{01} + M_{0302}i_{02} + L_{03}i_{03} + \lambda_m \delta_{03} \quad (4.29)$$

Burada λ_{qd0-x} , L_{qd0-x} ve M_{qd0-x} ($x = 1, 2, 3$) ifadeleri sırasıyla her bir üç fazlı sargı seti için rotor düzleminde tanımlı akı bağı ile senkron ve karşılıklı endüktans değerlerini tanımlamaktadır. Eğer $T^*(\theta)$ ve bunun tersi $T^*(\theta)^{-1}$ matrisleri stator düzleminde tanımlı gerilim eşitliklerine uygulanırsa senkron referans düzlemdeki qd0 eksen gerilimleri eşitlik (4.30-4.33) arasında verildiği gibi ifade edilebilir. Her bir üç fazlı sargı setine ait akı bağı ve gerilim ifadeleri incelendiğinde, simetrik sargı yapısına sahip motorların aksine prototip motorun qd0 eksenindeki gerilim ifadeleri birbirlerine karşılıklı endüktans terimleri ile karşılıklı bağımlı olduğu açıkça görülmektedir.

$$V_{qd0-x} = T^*(\theta)r_s T^*(\theta)^{-1} i_{qd0-x} + T^*(\theta)\rho \left[T^*(\theta)^{-1} \lambda_{qd0-x} \right] \quad (4.30)$$

$$V_{qx} = r_s i_{qx} + \omega \lambda_{dx} + \rho \lambda_{qx} \quad (4.31)$$

$$V_{dx} = r_s i_{dx} - \omega \lambda_{qx} + \rho \lambda_{dx} \quad (4.32)$$

$$V_{0x} = r_s i_{0x} + \rho \lambda_{0x} \quad (4.33)$$

Herhangi bir elektrik makinesinde üretilen veya depolanan enerji temel olarak elektriksel, mekanik ve bu ikisi arasındaki bağlantıdan oluşmaktadır. Elektriksel kaynaklı enerji ile sistemin ko-enerji ifadesi sırası ile (4.34) ve (4.35) numaralı eşitlikler ile verilmiştir [162];

$$W_f = \int \sum_{j=1}^J i_j d\lambda \quad (4.34)$$

$$W_c = \int \sum_{j=1}^J \lambda_j di \quad (4.35)$$

Burada W_f elektriksel olarak sağlanan enerjiyi, W_c sistemin ko-enerjisini, i akımı, λ akı bağı, j ise sistem girişlerini ifade etmektedir. Ele alınan sistemin manyetik olarak doğrusal olması durumunda ise $W_f = W_c$ olacağı açıktır [162]. Yukarıda verilen her iki enerjinin makinede üretilecek momente katkısı ise (4.36) ve (4.37) eşitlikleri ile ayrı ayrı verilmiştir;

$$T_{ek}(i_j, \theta_k) = \frac{\partial W_c(i_j, \theta_k)}{\partial \theta_k} \quad (4.36)$$

$$T_{ek}(\lambda_j, \theta_k) = \frac{\partial W_f(\lambda_j, \theta_k)}{\partial \theta_k} \quad (4.37)$$

Dönel bir sistemde mekanik enerjinin rotor konumuna bağlı değişim ifadesi ise (4.38) eşitliği ile tanımlanabilir;

$$dW_m = T_e d\theta_m \quad (4.38)$$

Burada T_e elektromanyetik momenti, θ_m ise mekanik olarak dönel parçanın (rotor) konumunu ifade etmektedir. Sistemin mekanik konumu ile elektriksel konum arasındaki ilişki ile mekanik enerjinin elektriksel konuma göre değişim ifadeleri ise sırasıyla eşitlik (4.39) ve eşitlik (4.40) ile verilmiştir;

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad (4.39)$$

$$dW_m = \frac{2}{P} T_e d\theta_e \quad (4.40)$$

Yukarıda verilen eşitlik ve dönüşümler yardımı ile bir elektrik makinesinde üretilen moment ifadesi elektromanyetik enerji dönüşümü yardımı ile hesaplanabilmektedir. Makinede üretilen çıkış momenti giriş akımı, dönel parçanın konumu, kutup sayısı ve depolanan enerjilerin bir fonksiyonu olarak eşitlik (4.41) ile aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e(i_j, \theta_e) = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{\partial W_e(i_j, \theta_e)}{\partial \theta_e} \quad (4.41)$$

Tez kapsamında incelenen 9 fazlı motor ayrı ayrı üç fazlı sargı setlerinden oluştuğu için motorun toplam elektromanyetik çıkış momenti, bu üç fazlı sargı setlerinden ayrı ayrı elde edilecek çıkış momentlerinin toplamına eşittir ve (4.42) numaralı eşitlik ile ifade edilebilir. Makinenin senkron rotor düzlemindeki toplam çıkış momenti (4.43) ile; her bir üç fazlı sargı setinin ise tek başına ürettiği çıkış momenti değerleri sırasıyla (4.44) ve (4.46) numaralı eşitlikler ile verilmiştir;

$$T_{e_toplam} = T_{e1} + T_{e2} + T_{e3} \quad (4.42)$$

$$T_{e-9phase} = \sum_{j=1}^3 \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{dj} i_{qj} - \lambda_{qj} i_{dj}) \quad (4.43)$$

$$\begin{aligned} T_{e1} = & \left\{ (L_{d1} i_{d1} + \lambda_m \delta_{d1}) i_{q1} - L_{q1} i_{q1} i_{d1} \right\} + \dots \\ & \dots (M_{d1q1} i_{q1} + M_{d1q2} i_{q2} + M_{d1d2} i_{d2} + M_{d1q3} i_{q3} + M_{d1d3} i_{d3}) i_{q1} - \dots \\ & \dots (M_{q1d1} i_{d1} + M_{q1q2} i_{q2} + M_{q1d2} i_{d2} + M_{q1q3} i_{q3} + M_{q1d3} i_{d3} + \lambda_m \delta_{q1}) i_{d1} \end{aligned} \quad (4.44)$$

$$\begin{aligned} T_{e2} = & \left\{ (L_{d2} i_{d2} + \lambda_m \delta_{d2}) i_{q2} - L_{q2} i_{q2} i_{d2} \right\} + \dots \\ & \dots (M_{d2q1} i_{q1} + M_{d2d1} i_{d1} + M_{d2q2} i_{q2} + M_{d2q3} i_{q3} + M_{d2d3} i_{d3}) i_{q2} - \dots \\ & \dots (M_{q2q1} i_{q1} + M_{q2d1} i_{d1} + M_{q2d2} i_{d2} + M_{q2q3} i_{q3} + M_{q2d3} i_{d3} + \lambda_m \delta_{q2}) i_{d2} \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} T_{e3} = & \left\{ (L_{d3} i_{d3} + \lambda_m \delta_{d3}) i_{q3} - L_{q3} i_{q3} i_{d3} \right\} + \dots \\ & \dots (M_{d3q1} i_{q1} + M_{d3d1} i_{d1} + M_{d3q2} i_{q2} + M_{d3d2} i_{d2} + M_{d3q3} i_{q3}) i_{q3} - \dots \\ & \dots (M_{q3q1} i_{q1} + M_{q3d1} i_{d1} + M_{q3q2} i_{q2} + M_{q3d2} i_{d2} + M_{q3d3} i_{d3} + \lambda_m \delta_{q3}) i_{d3} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Eşitlik (4.44 - 4.46) arasında verilen çıkış momenti denklemlerinde kesikli çizgiler ile belirtilen bölge geleneksel çıkış momenti ifadesini, diğerleri ise asimetrik yapıdan kaynaklanan artık terimleri ifade etmektedir. Herhangi bir elektrik makinesi fiziksel olarak elektromekanik bir sistemi meydana getirdiği için modelleme yaparken makineyi sadece elektriksel veya manyetik olarak ele almak yeterli değildir. Elektrik makinesinin motor olarak çalıştırılması durumunda terminallere verilen elektrik enerjisi, rotor çıkışında mekanik enerjiye dönüşmektedir. O halde sistemin girişi elektrik enerjisi ile çıkışı mekanik enerji arasında bir bağlantı kurulması gerekmektedir. Herhangi bir elektrik makinesinde konum algılayıcıdan ölçülen mekanik konum, kutup sayısının bir fonksiyonu olan elektriksel konum ve birim zamanda konumdaki değişimin ifadesini olan hız parametreleri eşitlik (4.47) ve eşitlik (4.48) ile ifade edilebilir;

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (4.47)$$

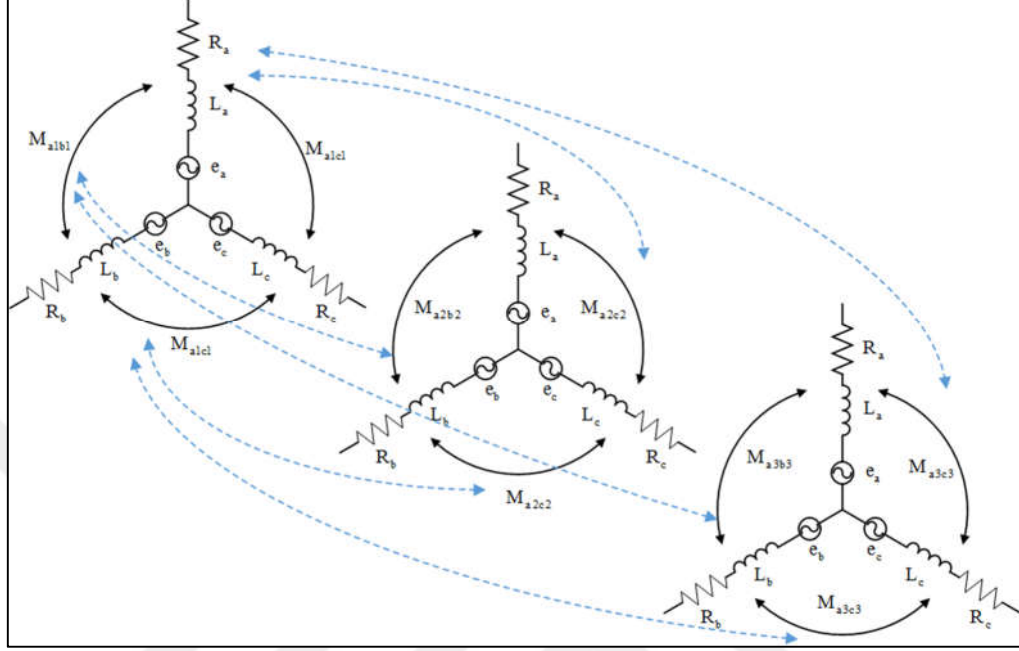
$$\omega_e = \omega_m p \quad (4.48)$$

Yukarıdaki eşitliklerde θ_m , θ_e , ω_m ve ω_e parametreleri sırasıyla mekanik ve elektriksel olarak rotor konumu ve hızını, p ise motorun kutup çifti sayısını ifade etmektedir. Ayrıca elektromekanik sistemlerde hareketli parçanın hızı ve hareket esnasında oluşan kuvvet/moment gibi parametreler ile hareketli parçaların ataleti, sürtünme katsayısı ve sisteme giriş olarak verilebilecek kuvvet/moment büyüklüğü arasındaki ilişki eşitlik (4.49) yardımı ile ifade edilebilir;

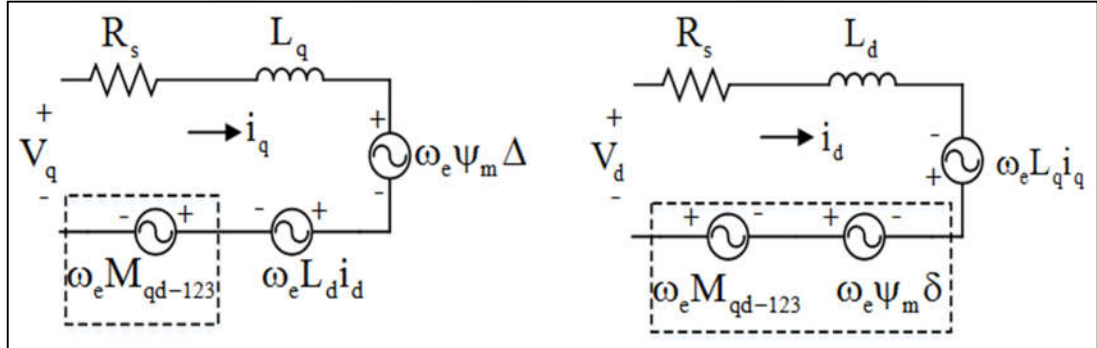
$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (4.49)$$

Eşitlik (4.49)'da T_e elektriksel olarak üretilen momentini, T_y yük momentini, J atalet momentini, B sürtünme katsayısını ve ω_m ise mekanik hızı ifade etmektedir. Yukarıda durağan abc ve senkron rotor düzleminde elektriksel denklemleri elde edilen dokuz fazlı asimetrik sargılı motorun belirtilen eksen takımlarındaki elektriksel eşdeğer devreleri ise Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te sırasıyla verilmiştir. Şekil 4.2'de mavi renkli ok ile her bir sargı seti arasındaki karşılıklı endüktans bağları gösterilmiştir. Şekil 4.3'te

ise kesikli çizgiler ile belirtilen alanlar asimetrik sargı yapısından kaynaklanan karşılıklı endüktans terimlerini ifade etmektedir.



Şekil 4.2. Dokuz fazlı motor stator eşdeğer devresi

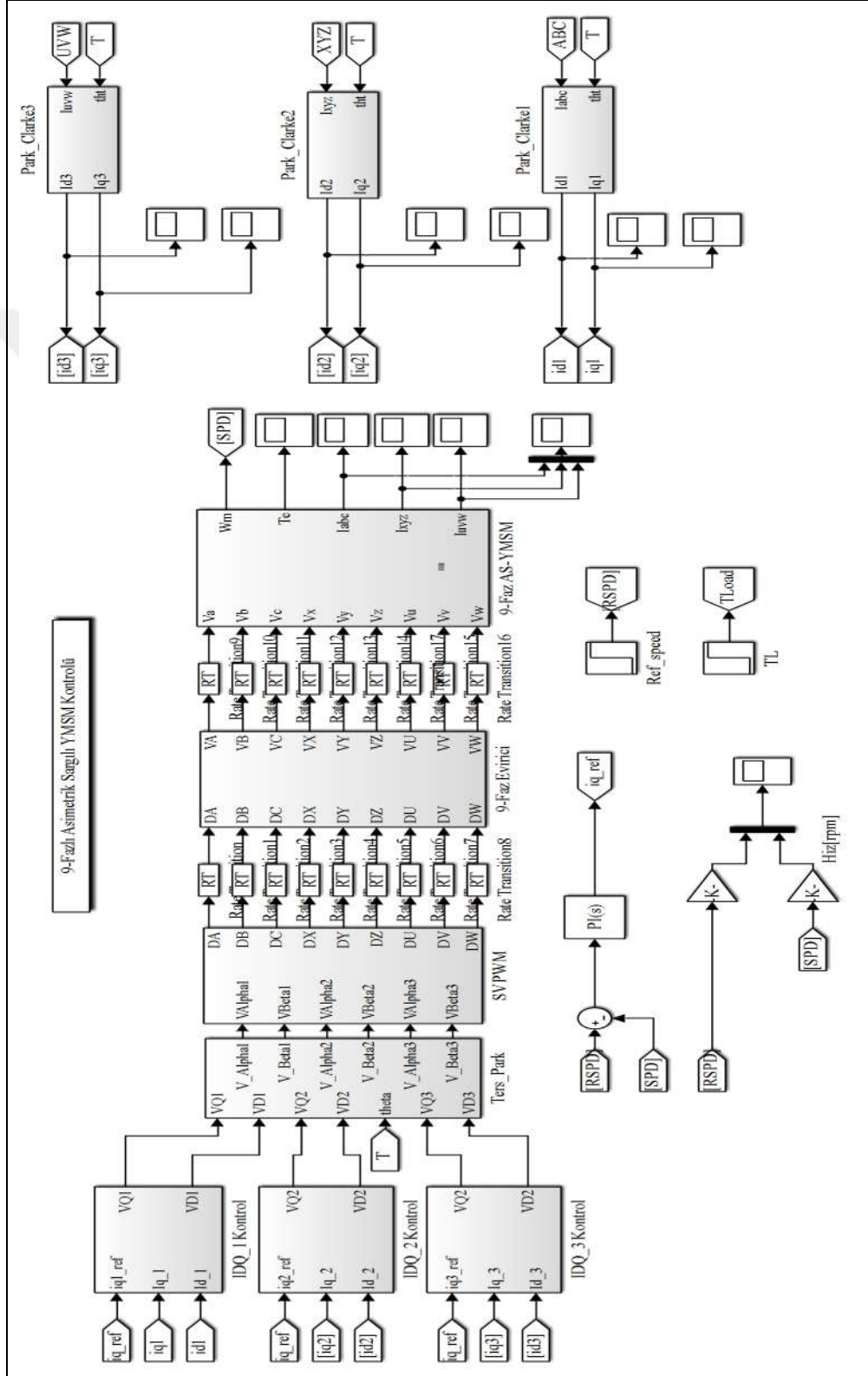


Şekil 4.3. Dokuz fazlı motor qd0 eksen eşdeğer devresi

4.2. Matlab-Simulink Benzetimi

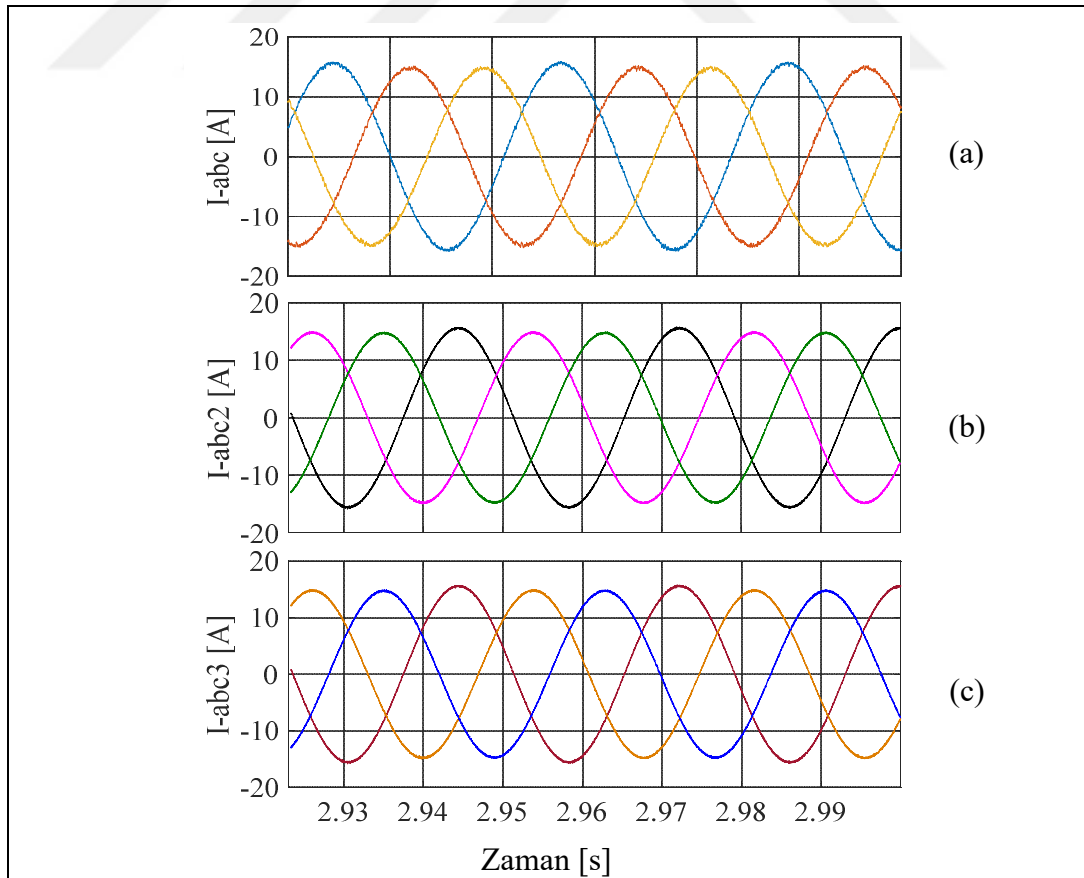
Bu bölümde, asimetrik sargı yapısına göre elektriksel denklemleri elde edilen 9-fazlı motor için matematiksel çıkarımların doğruluğunu görebilmek amacıyla Matlab-Simulink ortamında sürekli zamanlı benzetim çalışmaları yapılmıştır. Tez kapsamında yapılan benzetim çalışmaları temel olarak iki gruba ayrılmıştır. İlk olarak her iki sargı seti için yüklü durum benzetim sonuçları verilmiş, daha sonra dengesiz sargı yapısının çıkış momentine olan etkileri incelenmiştir. Yüklü durum benzetim çalışmaları ise hem motorun anma akım değeri için hem de deneysel çalışmalardaki akım değerleri

için ayrı ayrı yapılmıştır. Ayrıca simulink benzetiminden elde edilen sonuçlar sonlu elemanlar analizi verileri ile karşılaştırılmıştır. Şekil 4.4' te ise simulink modeli gösterilmiştir.

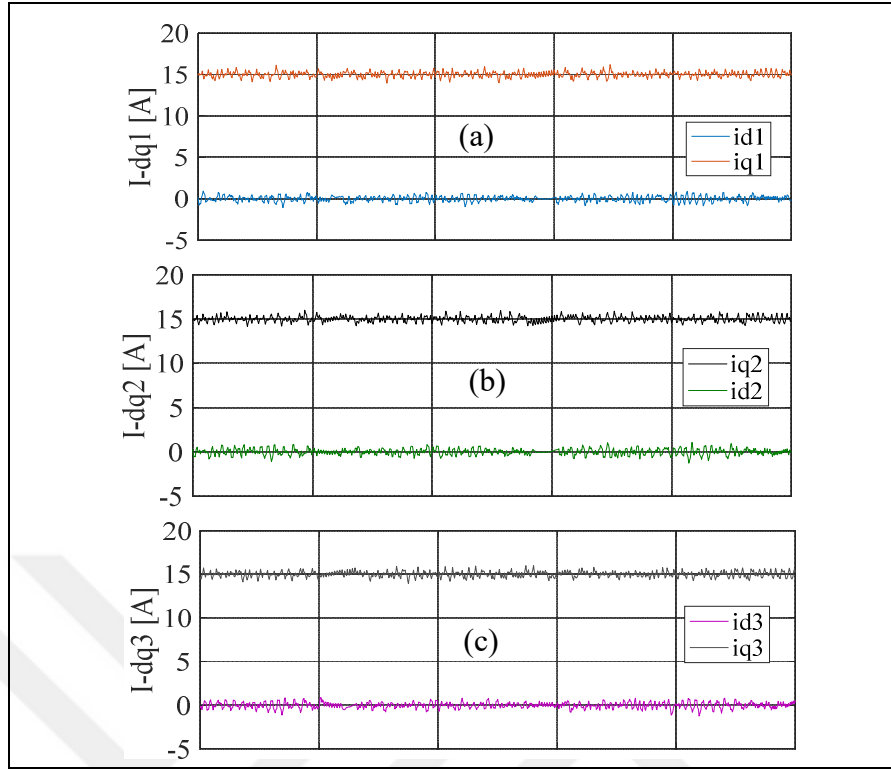


Şekil 4.4. 9-Fazlı AS-SMS motor Matlab-Simulink modeli

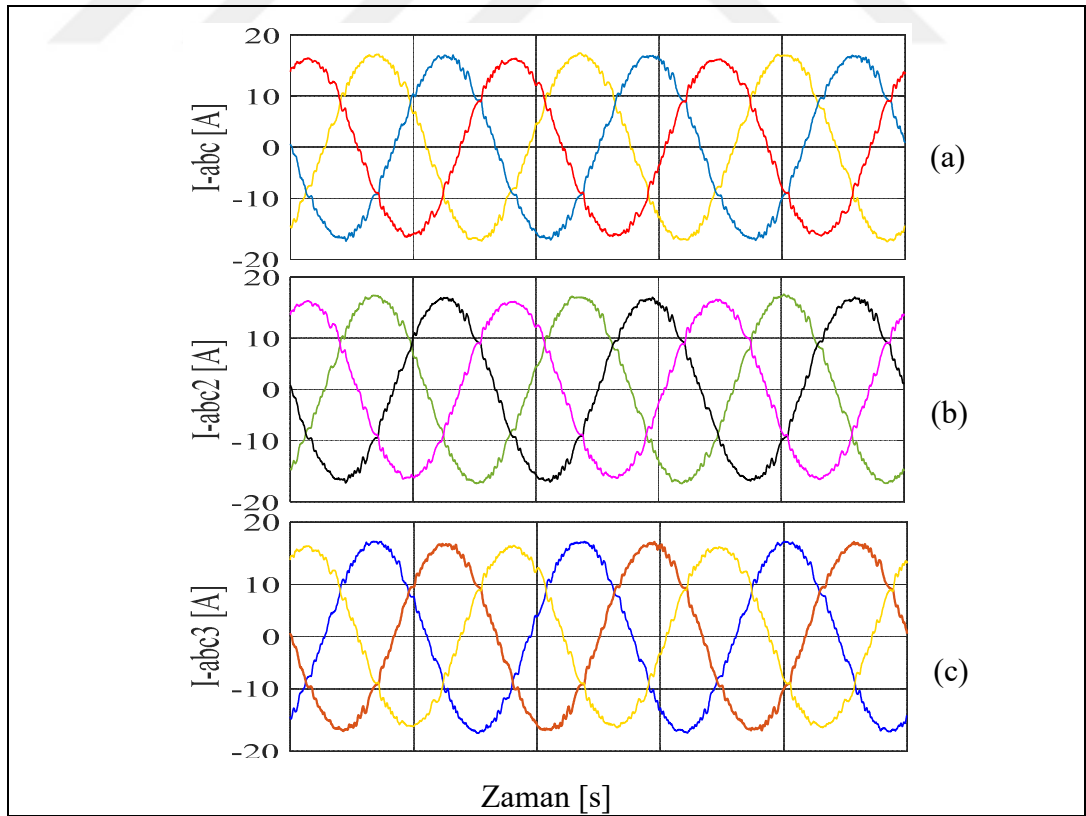
9-Fazlı motorun her iki sargı seti yüklü durum benzetim çalışmalarında öncelikle 15A tepe değerlikli akım sinyali referans işaret olarak uygulanmış ve elde edilen stator akımları, qd eksen akımları, çıkış moment ifadesi ve kontrol açısı-çıkış momentindeki ilişkiyi gösteren grafikler sırasıyla Şekil 4.5 ile Şekil 4.10 arasında gösterilmiştir. Her bir sargı setine ait stator akımları incelendiğinde faz akımlarının tepe değerlerinin birbirlerinden az da olsa farklı olduğu görülmektedir. Bu fark, stator sargılarındaki asimetri kaynaklı endüktans farkından kaynaklanmaktadır. Şekil 4.6 ve Şekil 4.8’den görüldüğü üzere qd eksen akımlar referans işareti her iki dokuz fazlı sargı seti için istenen şekilde takip etmektedir. Ayrıca kontrolcüye 15 A referans akım sinyali verildiğinde motor milinden birinci sargı seti için ortalama 47,73 Nm çıkış momenti %6,28 moment dalgalanması ile ikinci sargı seti için ise 48,73Nm çıkış momenti %1,85 moment dalgalanması ile elde edilmiştir. Ayrıca ikinci sargı setinde kontrol açısı ile çıkış moment ifadesi incelendiğinde maksimum moment 88° kontrol açısında elde edilmiştir (Şekil 4.10). Bu açının 90° den farklı olmasının asimetrik yapıdan kaynaklandığı açıkça ifade edilebilir.



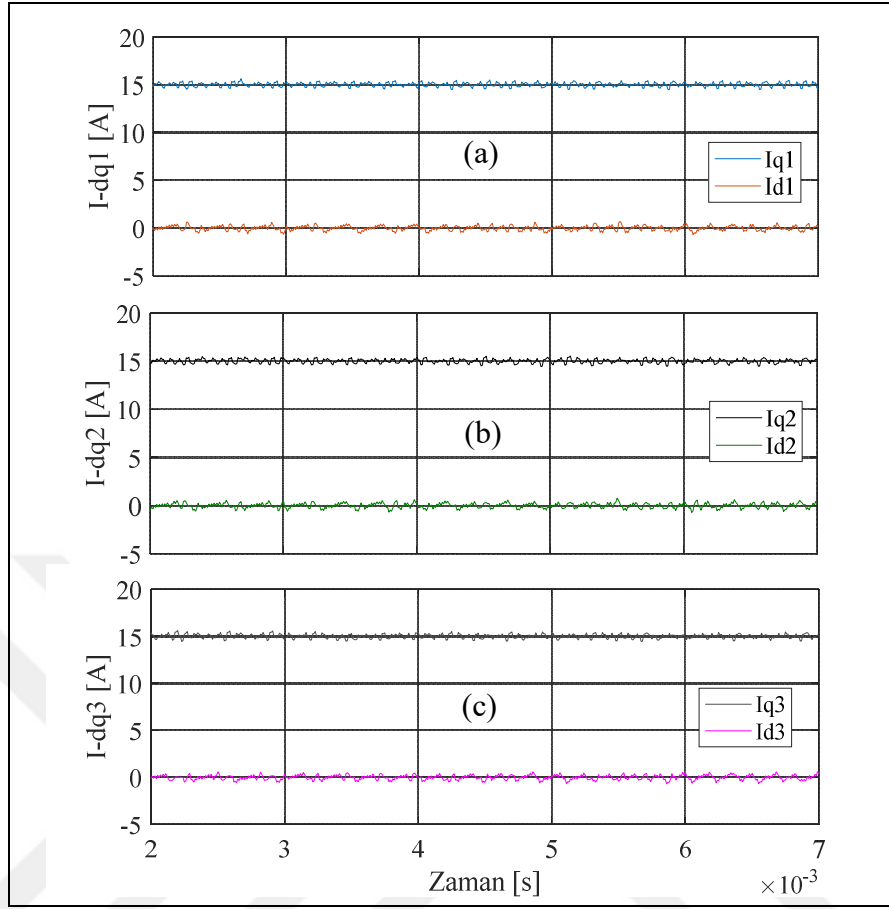
Şekil 4.5. Sargı seti-1 stator faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3



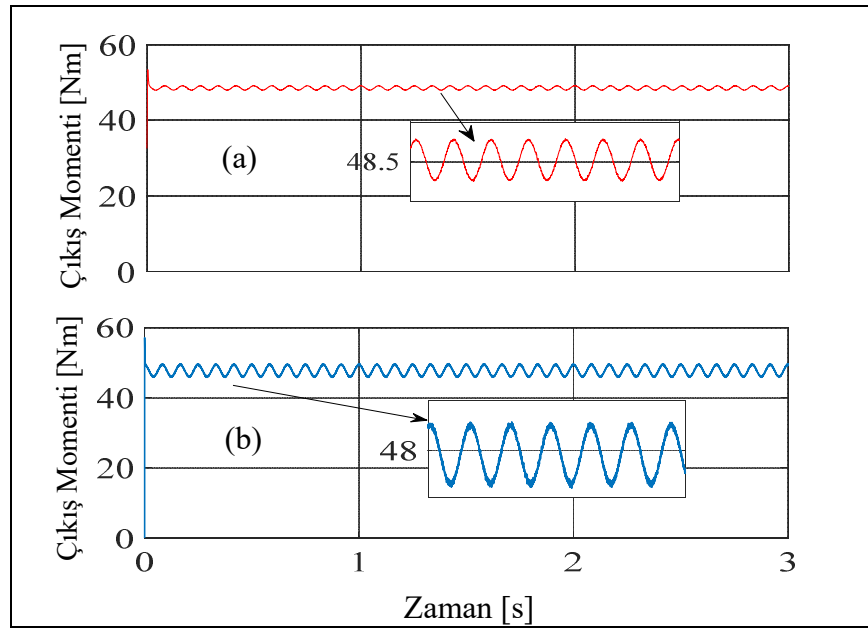
Şekil 4.6. Sargı seti-1 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3



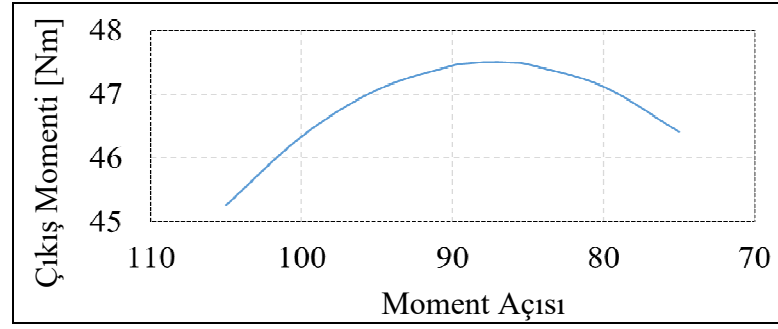
Şekil 4.7. Sargı seti-2 stator faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3



Şekil 4.8. Sargı seti-2 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3

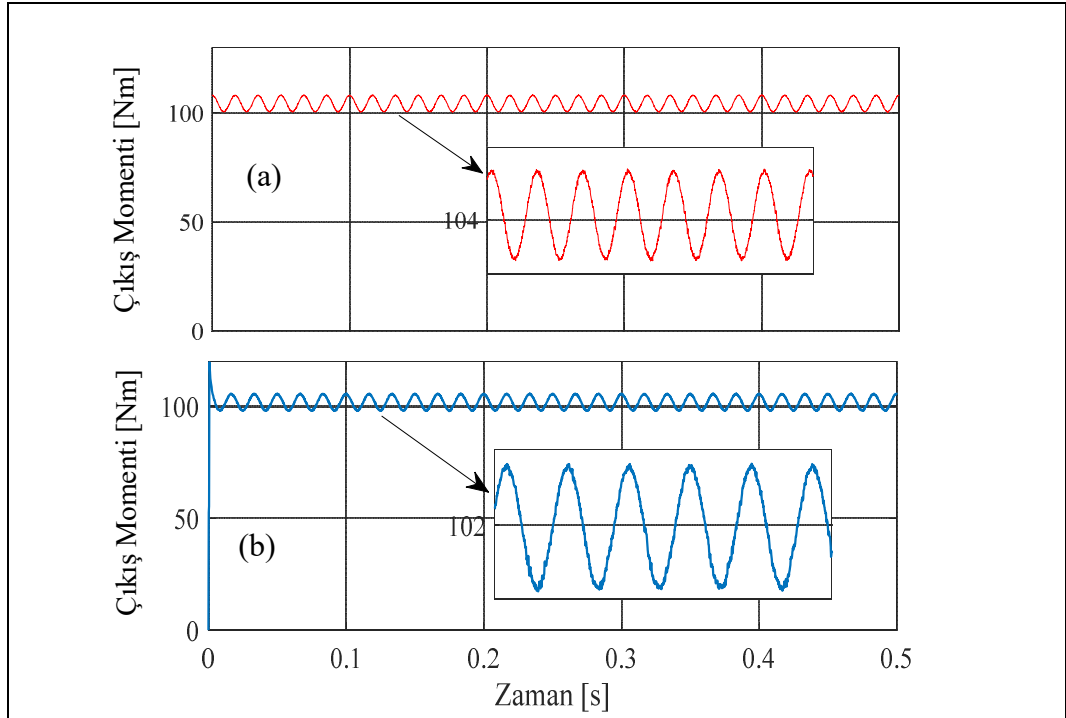


Şekil 4.9. Çıkış momenti değişimleri, (a) sargı seti-1, (b) sargı seti-2



Şekil 4.10. Sargı seti-2 çıkış momenti-kontrol açısı ilişkisi

Yüklü durum benzetim çalışmalarının ikinci aşamasında ise matematiksel modelin doğruluğunu görebilmek amacı ile her iki sargı seti için 32 A tepe değerine sahip akım sinyali referans işaret olarak verilmiş ve elde edilen sonuçlar sonlu elemanlar analizi verileri ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmaları sonucunda birinci sargı seti için ortalama çıkış momenti 104,2 Nm, moment dalgalanması %2,35 elde edilmiştir. Sargı seti-2 için ise aynı referans akımda 101,9 Nm ortalama çıkış momenti %7,51 moment dalgalanması ile elde edilmiştir. Sargı seti-2 için elde edilen çıkış momenti değişimi ise Şekil 4.11’ de gösterilmiştir. Modelleme çalışmaları ile SEA verileri karşılaştırması ise Tablo 4.1’ de verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan matematiksel modelin SEA ile uyum içinde olduğu söylenebilir.



Şekil 4.11. Matematiksel modele çıkış momenti değişimleri, (a) set-1, (b) set-2

Tablo 4.1. SEA ve matematiksel model anma moment verileri karşılaştırması

	Sargı Seti-1		Sargı Seti-2	
	Ortalama Çıkış Momenti	Moment Dalgalanması	Ortalama Çıkış Momenti	Moment Dalgalanması
2D-SEA	109,7 Nm	%0,83	107,2 Nm	%6,3
Matematiksel Model	104,2 Nm	%2,35	101,9 Nm	%7,51
%Hata	%5	--	%4,73	--

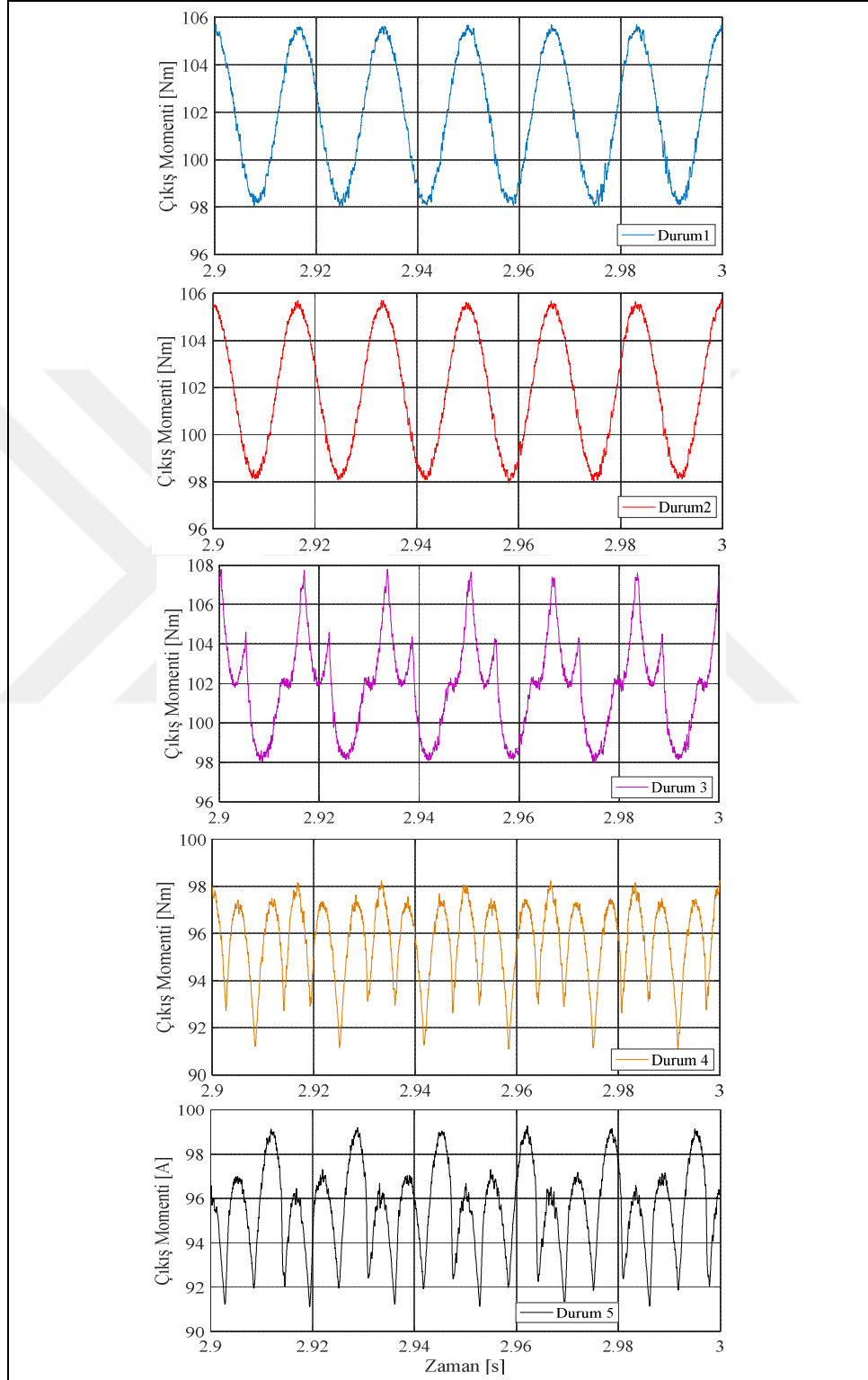
Asimetrik sargı yapısına sahip bir motorda dengesizlik miktarının çıkış momentine olan etkilerini gözlemleyebilmek için farklı dengesizlik durumları incelenmiştir. İlk durumda ikinci sargı seti direnç ve faz açısı değerleri değiştirilmemiştir. İkinci durumda sadece direnç değerleri $\pm\%10$ değiştirilmiş, üçüncü durumda direnç değerleri $\pm\%10$ değiştirildikten sonra dört katına çıkarılmıştır. Dördüncü durumda ise direnç değerlerinin $\pm\%50$ değiştirilmesi ve dört katına çıkarılması ele alınmış ve son olarak beşinci durumdaki direnç değerlerine ek olarak faz açılarının değiştirilmesi durumları incelenmiştir. Her bir durum için elde edilen çıkış moment verileri ise Tablo 4.3' te sunulmuştur.

Tablo 4.2. Farklı durumlar için moment verileri karşılaştırması

	Direnç			Faz açıları	
	R1	R2	R3	α	β
Durum 1	0,259	0,259	0,259	116,04	116,74
Durum 2	0,259	0,2849	0,2331	116,04	116,74
Durum 3	1,036	1,1396	0,9324	116,04	116,74
Durum 4	1,036	1,554	0,518	116,04	116,74
Durum 5	1,036	1,554	0,518	116,04	110,74

Yukarıda verilen direnç ve açı farklarından kaynaklanan dengesizliğin çıkış momentine olan etkileri sayısal olarak Tablo 4.3'te verilmiştir. İkinci ve üçüncü durum incelendiğinde sadece sargı dirençlerinin artması ortalama çıkış moment değeri biraz artmaya neden olsa da (durum 3) moment dalgalanmasında da artışa neden olmuştur. Son iki durumda ise ortalama çıkış moment değeri ilk duruma göre ciddi bir şekilde azalmış, moment dalgalanması ise artmıştır. Tüm durumlar için elde edilen çıkış moment değeri değişimleri ise Şekil 4.12' de gösterilmiştir. Elde edilen şekiller

incelendiğinde direnç ve faz açılarının değişimi aynı zamanda moment dalga şeklinde de değişikliğe neden olmaktadır.



Şekil 4.12. Farklı dengesizlik miktarları için çıkış momenti değişimleri

Tablo 4.3. Farklı durumlar için moment verileri karşılaştırması

	Maksimum Moment [Nm]	Minimum Moment [Nm]	Ortalama Çıkış Momenti [Nm]	%Moment Dalgalanması
Durum 1	105,7	98,04	101,87	%7,51
Durum 2	105,7	97,96	101,83	%7,6
Durum 3	107,8	96,97	102,385	%10,57
Durum 4	98,24	91,02	94,63	%7,62
Durum 5	99,2	91,1	95,15	%8,51

4.3. Özet

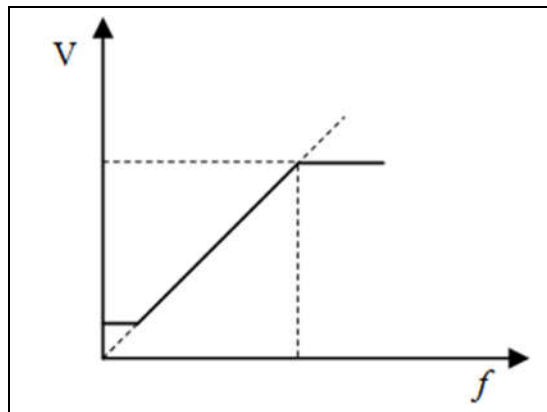
Bu bölümde 9-Fazlı AS-SMS motor için endüktans matrisi, akı bağı, gerilim ve çıkış momentini ifade eden elektriksel denklemlerin çıkarımı yapılmıştır. Elektriksel denklemlerin çıkarılmasında motorun sargı yapısı ve manyetik eksen vektörleri arasındaki açılar da göz önünde bulundurulmuş ve böylece incelenen motora özgü dinamik denklemlerin çıkarımı tamamlanmıştır. Elde edilen denklemlere göre Matlab-Simulink benzetimi yapılmış ve her iki sargı yapısı için motor performansları gözlemlenmiştir. Ayrıca motordaki dengesizliğin çıkış momentine olan etkileri hem faz dirençlerinin değişimi hem de asimetri açısının değişimi ile benzetim ortamında incelenmiştir. Asimetri açısının artması ortalama çıkış momentinde azalmaya; moment dalgalanmasında ise artışa neden olmuştur. Benzetim sonuçları ile SEA verilerinin uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir.

5. 9-FAZLI AS-SMS MOTOR KONTROLÜ

Teknolojide yaşanan gelişmeler her alanda olduğu gibi günümüz kontrol sistemlerini de etkilemiş ve farklı kontrol yöntemlerinin bu sistemlere uygulanabilmesine imkân sağlamıştır. Özellikle 90'lı yıllarından başında güç elektroniği alanındaki gelişmelerle birlikte son derece hızlı anahtarlama yapabilen, çok düşük iletim ve anahtarlama kayıplarına sahip, akım-gerilim dayanımları daha yüksek yarı iletken elemanlar üretilmeye başlanmıştır. Tüm bunlara paralel olarak çok daha hızlı işlem yapabilme kapasitesine sahip mikro denetleyicilerin kullanıma sunulması ile son derece karmaşık ve zaman alıcı işlemler daha kısa sürede ve etkin bir şekilde yapılabilmektedir. Belirtilen bu gelişmeler sayesinde elektrik makineleri günümüzde farklı kontrol yöntemleri ile daha hassas bir şekilde kontrol edilebilir hale gelmiştir.

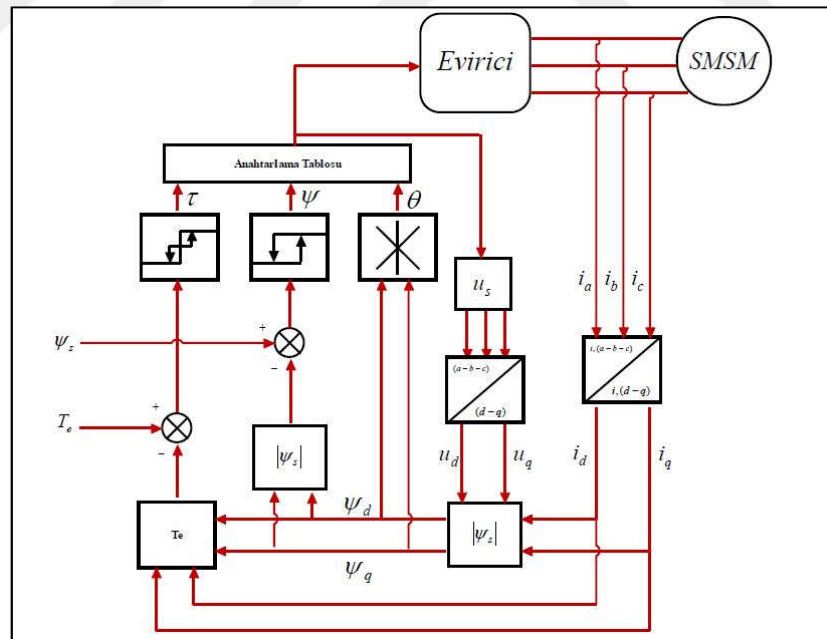
5.1. Elektrik Motorlarının Kontrolü

Elektrik makinelerinin kontrolü literatürde temel olarak üç farklı yöntem ile yapılmaktadır. Bunlar: Skaler Kontrol (V/f Kontrol), Doğrudan Moment Kontrolü ve Vektör Kontrol yöntemleridir. Skaler kontrol yöntemi kolay tasarlanabilir ve uygulanabilir olması gibi özelliklerinden dolayı asenkron motorların kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu yöntem temel olarak V/f oranının sabit tutulması prensibine dayanmaktadır [1]. Skaler kontrole ait temel çalışma eğrisi Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1. V/f kontrol çalışma eğrisi [1]

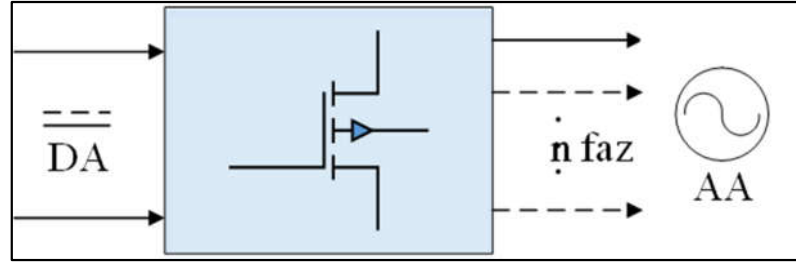
Stator akımları yerine akı ile momentin direkt olarak kontrol edilmesi prensibine dayanan “Doğrudan Moment Kontrolü” ise Blashke, Takahashi ve Depenbrock tarafından geliştirilmiş [164]-[167] ve özellikle 90’lı yıllardan itibaren firçasız sürekli mıknatıslı motorların kontrolünde kullanılmaya başlanmıştır [168]-[169]. Sistemdeki parametre değişimlerine karşı çok hassas olmayan bu kontrolcü yapısı referans akı ve moment ile bunların hesaplanan değerleri arasındaki farka göre uygun anahtarlama dizisinin oluşturulması ve buna göre güç elektroniği yarı iletken elemanların anahtarlama prensibine dayanmaktadır. Şekil 5.2’de doğrudan moment kontrolüne ait temel blok şeması gösterilmiştir. Ayrıca bu yöntem ile moment ve akıda oluşacak hataların değişimi hızlı bir şekilde kontrol edilebilmekte ve böylece dinamik bir sistem cevabı elde edilmektedir.



dan son 30 yıldaki teknolojik gelişmelerle birlikte yüksek enerjili mıknatıs
lerin yaşantımıza girmesi; beraberinde elektrik makinelerinde yeni bir
n oluşmasına neden olmuş ve endüstriyel uygulamalarda sürekli mıknatısa

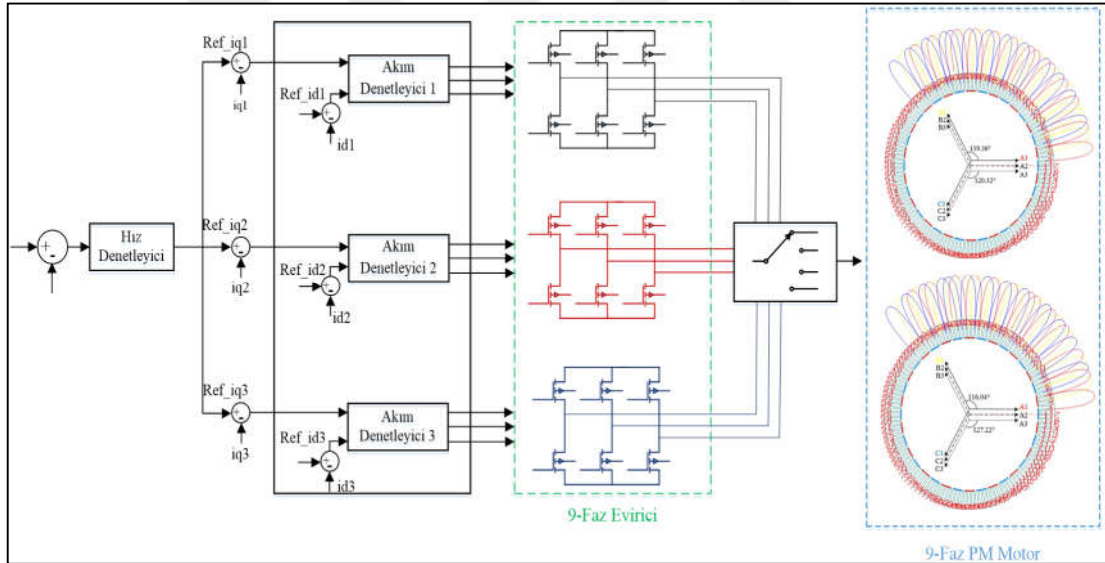
sahip motorların kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu tip motorların kontrolünde ise dinamik yapısı ve sunduğu diğer pek çok avantajdan dolayı vektör kontrol yöntemi sıklıkla tercih edilmektedir. Bölüm 5.1’de vektör kontrol teorisi detaylı bir şekilde incelenmiştir.

Bir elektrik motorunun gerçek zamanda kontrol edilebilmesi için temel olarak iki ayrı birime ihtiyaç vardır. Bunlardan birincisi kontrol algoritmalarının çalıştığı mikro denetleyici/bilgisayar grubu; diğeri ise istenen akım-gerilim değerin sağlandığı yarı iletken elemanlardan oluşan güç elektroniği grubudur. Günümüz endüstriyel uygulamalarında herhangi bir elektrik motorunu istenen şekilde kontrol edebilmek için yukarıda bahsedilen her iki birimin de mümkün olduğu kadar hızlı ve kayıpları az olan elemanlardan oluşması beklenmektedir. Elektrikli taşıt ve savunma sanayi uygulamaları başta olmak üzere günümüz endüstriyel uygulamalarının birçoğu servo sistemlerden oluşmakta ve bu sistemlerin son derece hassas ve verimli bir şekilde kontrol edilmesi istenmektedir. Bahsedilen uygulamaların çok büyük bir kısmında ise tahrik elemanı olarak elektrik motorları kullanıldığından burada yapılmak istenen şey aslında sistem içindeki elektrik motorlarının kontrolüdür. Elektrik motorlarının gerçek zamanlı kontrolünde her ne kadar kontrol yöntemi ve seçilen mikro denetleyici yapısı son derece önemli ise de bir elektrik motoruna hareket verebilecek şey elektrik enerjisidir. Gerçek zamanlı ölçüm ve matematiksel hesaplamalar sonucu kontrolcü çıkışında elde edilen sinyaller uygun şekle dönüştürülerek güç elektroniği devreleri yardımı ile motor terminallerine gerilim olarak uygulanır ve bu şekilde motorun hareket etmesi sağlanır. Girişlerine verilen DA işareti yarı iletken anahtarlama elemanları yardımıyla AA işarete çeviren güç elektroniği çeviricileri özel olarak “Evirici” olarak adlandırılır ve ihtiyaç duyulan gücün büyüklüğüne göre tek ya da çok fazlı olarak tasarlanıp üretilebilirler. Güç elektroniği çeviricilerinde kullanılan yarı iletken elemanlar anahtarlama hızı, ihtiyaç duyulan güç ve sistem verimi gibi temel bazı parametrelere göre seçilmektedir. Bu anahtarlama elemanları genellikle IGBT, MOSFET, BJT, TRİSTÖR veya GTO gibi yarı iletkenlerden seçilmektedir [170]-[171]. Yüksek anahtarlama hızı ve düşük kayıp gibi avantajlarından dolayı elektrik makinelerinin kontrolünde genellikle IGBT veya MOSFET yarı iletken elemanları tercih edilmektedir. Geleneksel n fazlı bir evirici devresi Şekil 5.3’ te gösterilmiştir.



Şekil 5.3. Temel n fazlı evirici gösterimi

Yukarıda temel özellikleri verilen gerilim kaynaklı evirici devreleri AA motorların kontrolü, anahtarlamalı güç kaynakları, AA sürücüler, kesintisiz güç kaynakları, aktif güç filtreleri ve statik frekans dönüştürücü gibi çok sayıda uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır [172]. Tez kapsamında incelenen dokuz fazlı motorun gerçek zamanlı kontrolü için üç adet özdeş üç fazlı gerilim kaynaklı evirici kullanılmıştır. Şekil 5.4'te iki farklı sargı setine sahip dokuz fazlı motorun kontrolcü yapısına ilişkin temel gösterim verilmiştir.



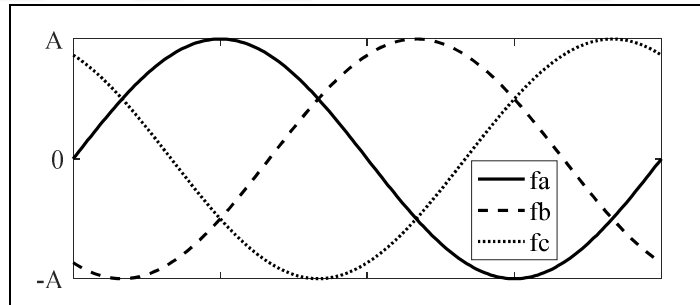
Şekil 5.4. Dokuz fazlı motor genel kontrolcü yapısı [173]

Elektrik motorlarının kapalı çevrime sahip bir denetleyici ile kontrol edilmesi durumunda motor terminallerine uygulanacak gerilimlerin genlik ve frekans değerlerinin geri besleme sinyaline göre sürekli değiştirilmesi gerekmektedir. Bu şekilde gerilimin genliğini ve frekansını değiştirmek için genellikle darbe genişlik modülasyonu (DGM, Pulse Width Modulation, PWM) teknikleri kullanılır. Bu amaçla günümüzde yaygın olarak Sinüzoidal PWM (SPWM), Uzak vektör modülasyonlu PWM (SVPWM), Harmonik eliminasyon PWM ve Akım kontrollü PWM teknikleri

sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada kullanılan UVDGM tekniği Bölüm 5.3'te detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

5.2. Vektör Kontrol Teorisi

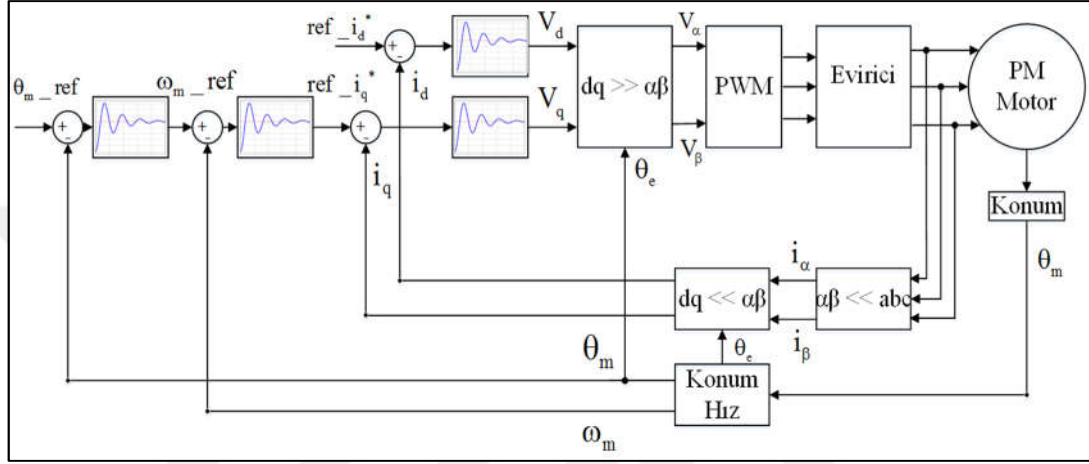
Geleneksel üç fazlı bir elektrik makinesinde akım, gerilim veya akı gibi parametrelerin dalga şekillerindeki değişime örnek olabilecek bir gösterim Şekil 5.5'te verilmiştir. Burada verildiği gibi genliği, frekansı ve fazı bilinen herhangi bir sinüzoidal işaret fazör olarak kolaylıkla tanımlanabilir ve bir eksen takımında ifade edilebilir. Herhangi bir AA elektrik makinesinin üç fazlı stator akımları vektörel olarak bir eksen takımında tanımlanabilir ve bu eksen takımı ise çeşitli dönüşümler yardımı ile farklı eksen takımlarına dönüştürülebilir. Vektör kontrol teorisi genel olarak yukarıda verilen temele dayanmaktadır ve stator durağan eksen takımında tanımlanmış faz akım vektörlerinin aşağıda verilen dönüşümler yardımı ile senkron döner qd eksen takımı bileşenlerine dönüştürülmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu sayede her bir faz akımının genliğini ve frekansını ayrı ayrı kontrol etmek yerine makinenin karmaşık yapısını basite indirgeyerek tek bir DA bileşeni kontrol etme işlemi gerçekleştirilmiş olmaktadır.



Şekil 5.5. Üç faz fonksiyon gösterimi

Vektör kontrolcü yapısına ait temel gösterim Şekil 5.6'da verilmiştir. Vektör kontrol temel olarak iç içe geçmiş kontrol döngülerinden oluşmaktadır. Bu döngüler en dıştan içe doğru sırası ile konum, hız ve akım kontrol çevrimleridir. En dış çevrimdeki konum kontrolünde makineye bağlı bir konum algılayıcıdan ölçülen konum bilgisi referans değer ile karşılaştırılarak aradaki hata bir kontrolcüden geçirilir ve elde edilen çıkış sinyali hız kontrol çevrimine referans olarak verilir. Hız kontrol döngüsünde aynı işlem yapıldıktan sonra buradan elde edilen çıkış işareti akım kontrol çevrimine referans olarak verilir. Makine terminallerinden ölçülen stator akımları çeşitli dönüşümler ile sırası ile α - β ve d-q eksen takımlarında dönüştürülerek elde edilen DA

büyüklikler (i_d ve i_q akımları) referans değerler ile karşılaştırılır. Referans değer ile hesaplanan değer arasındaki hata başka bir kontrolcünden geçirilerek istenen PWM sinyalleri hesaplanır. Vektör kontrol, hem akı hem de moment için ayrı ayrı kapalı döngülü kontrole izin vermektedir. Ayrıca vektör kontrol, sabit V/f kontrolün hemen hemen tüm dezavantajlarını yok etmesinin yanında, skaler kontrolün aksine kontrol değişkenlerinin faz ve genliği ile oynama imkânı da vermektedir [155].



Şekil 5.6. Vektör kontrol yöntemine ait temel blok gösterim

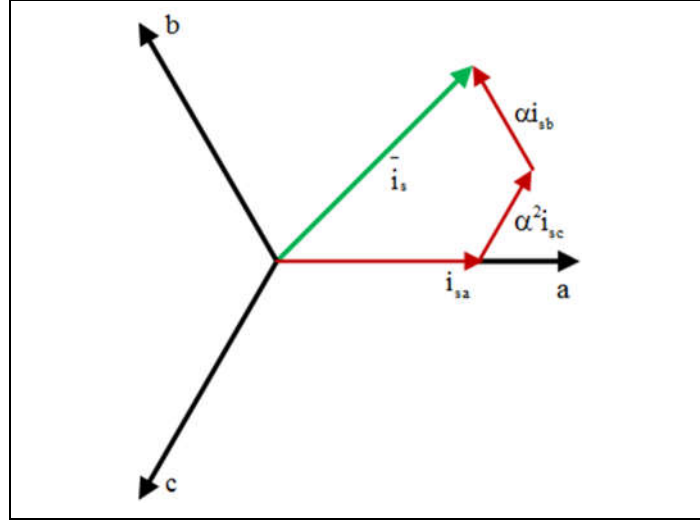
Manyetik eksen vektörleri arasında 120° elektriksel açı bulunan dengeli üç fazlı bir elektrik motorunda akım, gerilim veya akı gibi parametreler kompleks uzay vektörleri yardımı ile analiz edilebilirler. Dengeli bir elektrik motorunda anlık stator faz akımları i_{sa} , i_{sb} , ve i_{sc} ile tanımlandığında bu akımların vektörel toplamı sıfırdır ve aşağıda verilen (5.1) eşitliği ile edilebilir;

$$\bar{i}_{sa} + \bar{i}_{sb} + \bar{i}_{sc} = 0 \quad (5.1)$$

Anlık üç fazlı stator faz akımları ile kompleks stator akım vektörü $\bar{i}_s$ arasındaki ilişki ise (5.2) eşitliği ile tanımlanabilir;

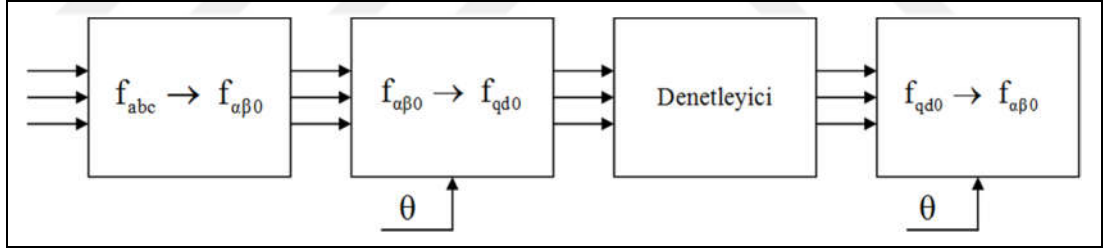
$$\bar{i}_s = \bar{i}_{sa} + \alpha \bar{i}_{sb} + \alpha^2 \bar{i}_{sc} \quad (5.2)$$

Eşitlik (5.2)'de $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ve α^2 uzay operatörleridir. Durağan stator eksen takımında tanımlanmış faz akım vektörleri ile kompleks stator akımı vektörü ise Şekil 5.7'de gösterilmiştir.



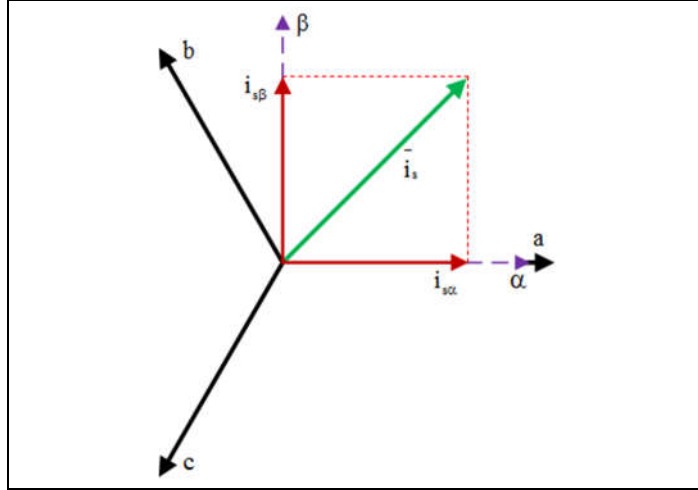
Şekil 5.7. Stator akımları uzay vektör gösterimi

Vektör kontrol yönteminde bir algılayıcı yardımı ile ölçülen herhangi bir motor parametresi öncelikle abc stator eksen takımından α - β eksen takımına, daha sonra da qd0 eksen takımına indirgenmektedir. Genellikle stator faz akımlarının ölçüldüğü ve kontrol edildiği bu yöntemde eksen takımları için dönüşüm sırası Şekil 5.8’ de gösterilmiştir.



Şekil 5.8. Vektör kontrol parametre dönüşüm sırası

Durağan abc ve α - β eksen takımlarının yerleşimi ile bu eksenlerdeki akım bileşenleri ve kompleks stator akım vektörü Şekil 5.9’da verilmiştir. Herhangi bir motor parametresi, eşitlik (5.3) ve eşitlik (5.4) yardımı ile abc ve α - β eksen takımlarında ifade edilebilirler. Bu eşitlikler literatürde Clarke Eşitlikleri olarak ta adlandırılmaktadır.



Şekil 5.9. α - β ekseninde stator akımı bileşenleri

$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3} [i_{sa} - i_{sb} \cos(60^\circ) - i_{sc} \cos(60^\circ)] \quad (5.3)$$

$$i_{s\beta} = \frac{2}{3} [i_{sb} \sin(60^\circ) - i_{sc} \sin(60^\circ)] \quad (5.4)$$

Yapılan bu dönüşüm ile zamana ve hıza bağımlı α - β eksen akımları elde edilmiştir. Durağan α - β eksen takımında tanımlanan stator akımlarını senkron hızda hareket eden qd eksen takımında ifade etmek için ise sırasıyla (5.5) ve (5.6) eşitlikleri kullanılmaktadır (Park Eşitlikleri).

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \quad (5.5)$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \quad (5.6)$$

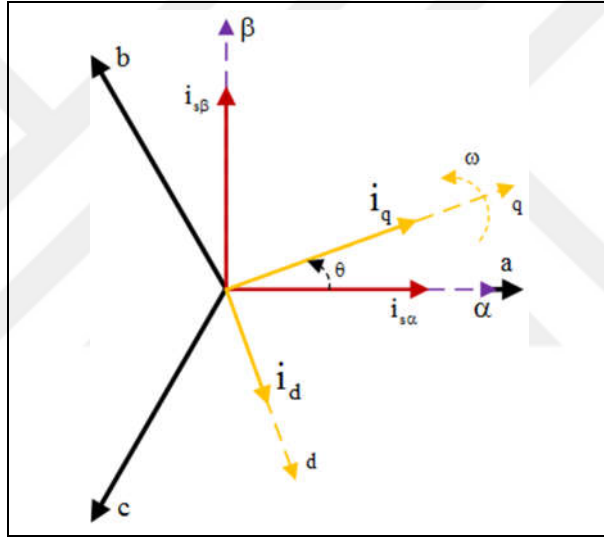
Burada θ elektriksel olarak rotor pozisyonudur ve bu dönüşüm ile üç faz stator akımları hız ve zamanın bir fonksiyonu olmaktan çıkmış; senkron hızda hareket eden qd eksen takımında ifade edilmiştir. Bu işlem basamakları arasında rotor pozisyonunun doğru ve hassas bir şekilde ölçülmesi, kontrolcünün düzgün çalışabilmesi için kritik bir öneme sahiptir. Tüm bu dönüşüm işlemlerinden sonra sinüsoidal üç faz stator akımlarından DA büyüklük ifade eden qd eksen akımları elde edilmelidir. Referans qd eksen akımları ile elde edilen qd eksen akımların arasındaki hata değeri denetleyiciden geçirildikten sonra qd eksenler için referans gerilim değerleri elde edilmektedir. Bu noktadan sonra makine terminallerine uygulanacak gerilim için

uygun PWM sinyallerinin hesaplanması gerekmektedir. PWM hesabı için gereken referans α - β eksen gerilimleri eşitlik (5.7) ve eşitlik (5.8) ile hesaplanmakta ve bunlar literatürde ters Park dönüşümü olarak geçmektedir.

$$V_{S\alpha ref} = V_{Sdref} \cos \theta - V_{Sqref} \sin \theta \quad (5.7)$$

$$V_{S\beta ref} = V_{Sdref} \sin \theta + V_{Sqref} \cos \theta \quad (5.8)$$

Burada bahsedilen durağan abc ve α - β eksenleri ile senkron hızda dönen qd eksen takımlarının yerleşimi ve bu eksenlerdeki akım bileşenleri ise Şekil 5.10'da gösterilmiştir.



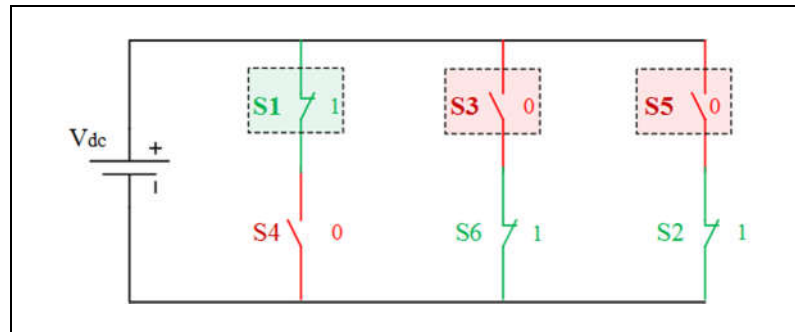
Şekil 5.10. abc, d-q ve α - β eksen yerleşimleri

5.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)

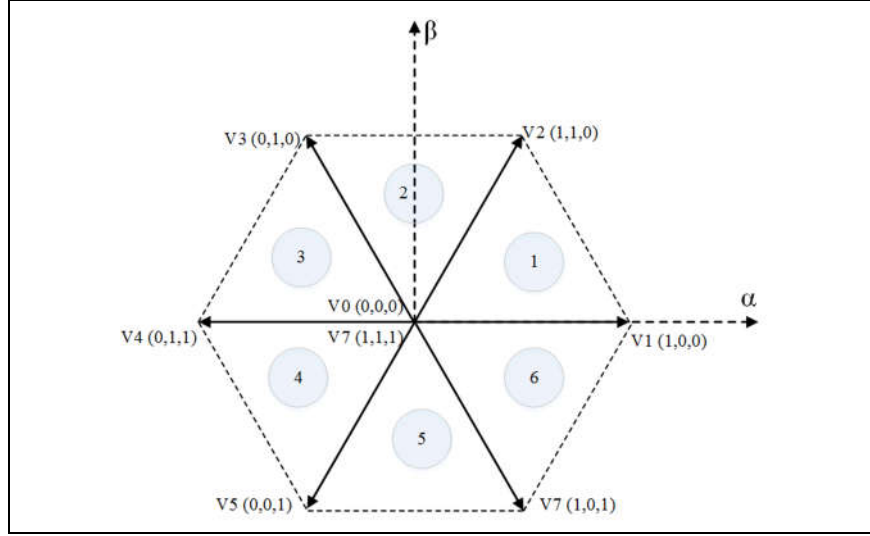
Elektrik makinelerinin kapalı çevrim kontrollerinin yapılabilmesi için denetleyici çıkışına göre hesaplanan gerilimlerin makine terminallerine uygulanması gerekmektedir. Makine fazlarına uygulanacak gerilimler ise yarı iletken güç elektroniği elemanlarının iletim ve kesim durumlarının belirli hesaplamalar sonucu belirlenmesi prensibi ile elde edilmektedir. Bu amaçla günümüzde elektrik makinelerinin kapalı çevrim kontrollerinde Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) teknikleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu tez kapsamında dokuz fazlı motoru gerçek zamanda kontrol edebilmek için Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu – Space Vector Pulse Width Modulation (UVDGM - SVPWM) yöntemi kullanılmıştır.

Bu yöntem, çıkış gerilim ve akım sinyallerinde diğer yöntemlere göre daha düşük harmonik bozunum ve daha yüksek verim sağlaması gibi avantajlarından dolayı asenkron ve senkron motorların kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [174]-[175]. Belirtilen avantajlarına rağmen uygun sinyallerin karmaşık hesaplama sonucu elde edilebilmesi ise bu yöntemin dezavantajları arasında gösterilebilir.

Üç fazlı iki seviyeli bir eviricide UVDGM tekniği kullanılması halinde, yarı iletken elemanlar için sekiz farklı anahtarlama durumu elde edilir. Altı adet yarı iletken elemanın her birisi için iletim ve kesim durumları sırası ile 1 ve 0 ile ifade edilmektedir. Örnek olarak anahtarlama elemanlarının 1, 0, 0 konumu için evirici gösterimi ise Şekil 5.11’de verilmiştir. UVDGM yönteminde yarı iletken güç elektroniği anahtarlarının bir anahtarlama konumundan diğerine geçiş noktaları altı adet sektör ile birbirinden ayrılmıştır. Her bir sektör ve bu sektörlerin sınır noktalarında anahtarlama elemanlarının iletim kesim durumunu da ifade eden gerilim vektörleri Şekil 5.12’ de gösterilmiştir. Bu yöntemde anahtarlama elemanlarının alabileceği sekiz adet konumdan iki tanesi (V_0 , V_8) pasif (sıfır) gerilim vektörlerini; diğer altı tanesi ise (V_1 - V_6) ise aktif gerilim vektörlerini ifade etmektedir. UVDGM yönteminde makine terminallerine uygulanacak gerilim V_{ref} gerilim vektörünün hangi sektör içinde ne kadar süre ile kaldığına göre hesaplanmaktadır. V_{ref} gerilim vektörü ise elektriksel rotor hızının bir fonksiyonu olarak altı sektör içinde (bkz. Şekil 5.12) motor hareket ettiği süre boyunca sürekli dönme hareketi yapmaktadır. Burada yapılmak istenen V_{ref} gerilim vektörünün hangi sektör içinde ne kadar süre ile kaldığı ve bu vektörün genliğinin ne olduğunun hesaplanması işlemidir.

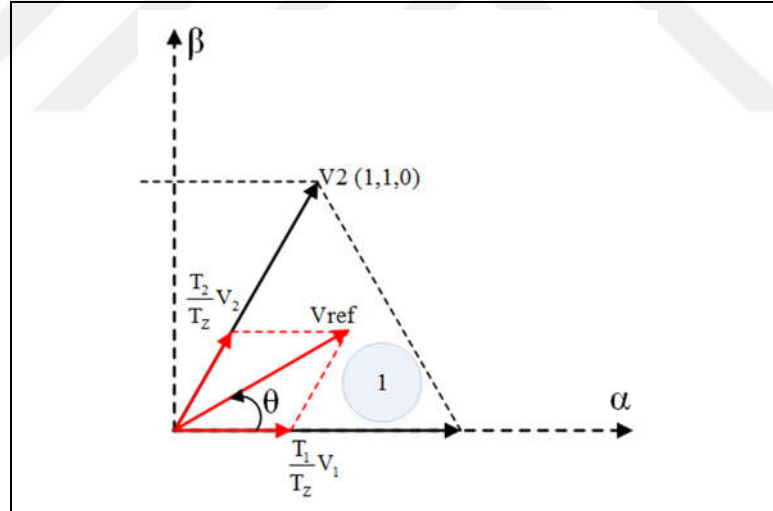


Şekil 5.11. (1- 0- 0) anahtarlama durumu için evirici gösterimi



Şekil 5.12. Yarı iletken anahtarların sektörlere göre iletim durumu

Çıkış gerilim vektörü V_{ref} ' in birinci sektör için de alabileceği anlık bir konum ise Şekil 5.13' te gösterilmiştir. Burada T_1 , T_2 ve T_Z sırasıyla V_{ref} vektörünün sektör içindeki bileşenlerini ve bir tam periyod süresini ifade etmektedir.



Şekil 5.13. Sektör 1 içinde V_{ref} gerilim vektörünün yerleşimi

α - β eksen takımıda tanımlı V_{ref} gerilim vektörü, aşağıda verilen (5.9) eşitliği ile ifade edilmektedir;

$$\bar{V}_{ref} = \bar{V}_\alpha + j\bar{V}_\beta = \frac{2}{3} \left(V_{a0} + V_{b0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (5.9)$$

Yukarıda belirtildiği gibi referans gerilim vektörü rotor konumu ve hızının bir fonksiyonu olarak altı sektör içinde sürekli dönme hareketi yapmaktadır. Referans

gerilim vektörünün bu dönme hareketi içinde her bir sektörün sınır bölgesinde alabileceği maksimum değer eşitlik (5.10) ile verilmiştir. Burada k ile sektör numarası ifade edilmektedir.

$$V_k = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k = 1, \dots, 6) \quad (5.10)$$

Bir tam periyod T_z ile ifade edildiğinde, UVDGM tekniği için referans gerilim vektörünün bir sektör içinde alabileceği değer eşitlik (5.11) ile hesaplanabilir. Bir tam periyodun yarısı süresinde referans gerilim vektörünün komşu iki sektördeki zaman bileşenleri eşitlik (5.12); iki adet sıfır gerilim vektörünün toplamı ise eşitlik (5.13) ile ifade edilebilir.

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \bar{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \bar{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \bar{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_z}{2}} \bar{V}_7 dt \quad (5.11)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (5.12)$$

$$\bar{V}_0 + \bar{V}_7 = 0 \quad (5.13)$$

Eşitlik (5.12) ve eşitlik (5.13) ifadeleri (5.11) eşitliğinde yerine yazılması durumunda referans gerilim vektörünün bir sektör içindeki ifadesi eşitlik (5.14) yardımı ile hesaplanabilir;

$$\bar{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (5.14)$$

Eşitlik (5.14)'te V_k yerine eşitlik (5.10)'da tanımlanan ifade yazılırsa $\bar{V}_{ref}$ gerilim vektörü (5.15) eşitliği ile kolaylıkla tanımlanabilir;

$$\bar{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \frac{T_k}{T_s / 2} + \frac{2}{3} V_{DC} e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s / 2} \quad (5.15)$$

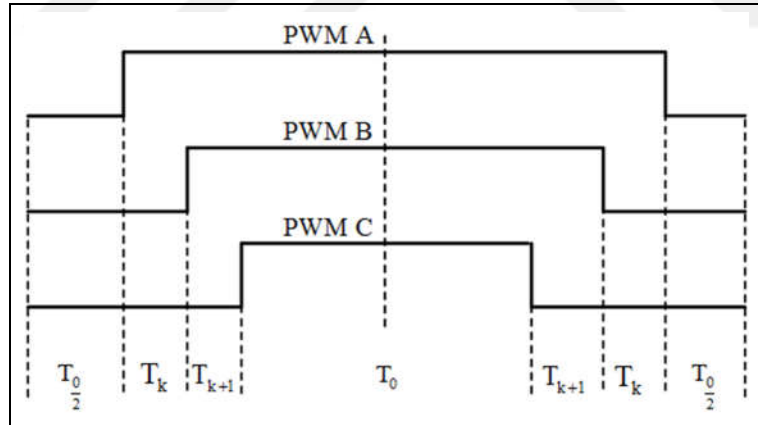
Şekil 5.13'ten de görüldüğü gibi senkron hızda hareket eden referans gerilim vektörü bileşenleri α - β eksen takımında ifade edilmektedir. Referans gerilim vektörünün α - β eksenindeki bileşenleri trigonometrik dönüşümler yardımı ile eşitlik (5.16)'da verildiği

gibi ifade edilebilir. Burada T_k ve T_{k+1} referans gerilim vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenlerinin çalışma sürelerini ifade etmektedir. Bu süreler ise eşitlik (5.16)'da verilen matris eşitliğinin tersinin alınması ile kolaylıkla hesaplanabilir hale gelmekte ve eşitlik (5.17) ile ifade edilmektedir;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos(\frac{(k-1)\pi}{3}) & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin(\frac{(k-1)\pi}{3}) & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin(\frac{(k-1)\pi}{3}) & \cos(\frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Yukarıda verilen eşitlikler yardımı ile üç fazlı ve iki seviyeli bir eviricide yarı iletken elemanların bir tam periyod boyunca birinci sektör içinde oluşturabileceği çıkış gerilimi ifadesi ise Şekil 5.14'te gösterilmiştir.



Şekil 5.14. Birinci sektörde üç faza ait PWM durumları

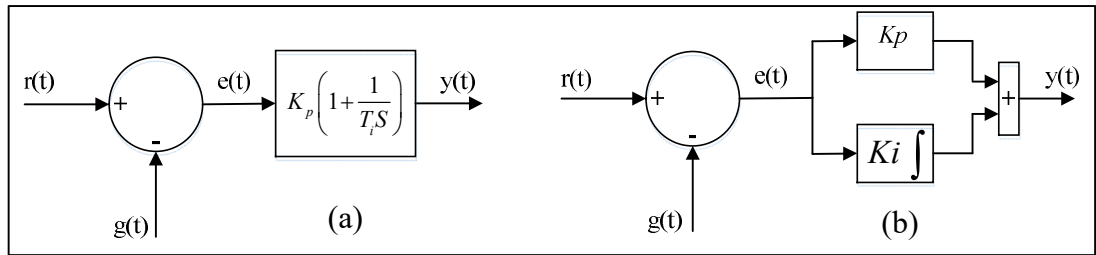
Bir elektrik makinesinin kapalı çevrim kontrolünde uzay vektör PWM tekniği kullanılması halinde yukarıda verilen eşitliklerin kullanılması ve böylece motor terminallerine uygulanacak doğru gerilimin hesaplanması gerekir. Burada yarı iletken elemanların her bir sektör sınırındaki konumlarına göre α - β , faz ve hat gerilimlerinin alabileceği gerimler kolayca DA bara gerilimi cinsinden ifade edilebilir. Tablo 5.1'de her bir anahtarın alabileceği duruma göre elde edilecek faz gerilimleri özetlenmiştir.

Tablo 5.1. Anahtar konumlarına göre faz gerilimleri

Durum	Anahtarlar			Faz Gerilimleri			Vektörler
	S1	S3	S5	V _a	V _b	V _c	
000	OFF	OFF	OFF	0	0	0	V ₀
001	OFF	OFF	ON	-V _{DC} /3	-V _{DC} /3	2V _{DC} /3	V ₁
010	OFF	ON	OFF	-V _{DC} /3	2V _{DC} /3	-V _{DC} /3	V ₂
011	OFF	ON	ON	-2V _{DC} /3	V _{DC} /3	V _{DC} /3	V ₃
100	ON	OFF	OFF	2V _{DC} /3	-V _{DC} /3	-V _{DC} /3	V ₄
101	ON	OFF	ON	V _{DC} /3	-2V _{DC} /3	V _{DC} /3	V ₅
110	ON	ON	OFF	V _{DC} /3	V _{DC} /3	-2V _{DC} /3	V ₆
111	ON	ON	ON	0	0	0	V ₇

5.4. Kontrolcü Tasarımı

Tez kapsamında incelenen dokuz fazlı motorun hız ve akım döngülerinin kontrolü için geleneksel PI (Proportional + Integral) denetleyici kullanılmıştır. Şekil 5.15’ te sürekli zaman transfer fonksiyonu ve blok şeması verilen PI denetleyici, basit yapısı, kolay uygulanabilir olması ve çoğu sistemde kararlı çalışması gibi avantajlarından dolayı gerçek zamanlı endüstriyel uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir [177]. Referans işaret ile ölçülen geri besleme sinyali arasındaki farkın hata olarak kabul edildiği bu yöntemde, her bir çevrim sonucu hesaplanan hata değerinin kendisinin oransal katsayı K_p ; integralinin ise K_i katsayısı ile çarpımlarının toplamı kontrolör çıkışı olarak sisteme verilmektedir. Eşitlik (5.18) veeşitlik (5.19) da ise PI denetleyici için sırasıyla hata sinyali ve kontrolör çıkışını ifade eden zamana bağlı eşitliklere yer verilmiştir.



Şekil 5.15. PI denetleyici gösterimi, (a) transfer fonksiyonu, (b) blok şeması.

$$e(t) = r(t) - g(t) \quad (5.18)$$

$$y(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (5.19)$$

Burada $e(t)$, referans ile ölçülen geri besleme sinyali $g(t)$ arasındaki fark olan hata sinyalini, $y(t)$ kontrolör çıkışını, K_p ve K_i ise sırasıyla oransal ve integratör katsayılarını ifade etmektedir. Diğer kontrol yöntemlerinde olduğu gibi burada da amaç hata değerini sıfıra yakınsayarak sistem cevabını belirlenen kriterler dâhilinde istenen referans değerine ulaştırmaktır. Herhangi bir sistem kontrol problemi olarak ele alındığında bu sistemin davranışı için yükselme zamanı, en büyük aşım, oturma zamanı ve kalıcı durum hatası gibi parametreler tanımlanmakta ve bu parametreler kullanılan kontrolcü ile istenen seviyeye getirilmektedir. Geleneksel PI denetleyici için kontrolör katsayıları K_p ve K_i 'nin sistem cevabına olan etkileri aşağıdaki tabloda özetlenmiştir.

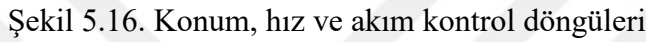
Tablo 5.2. PI katsayılarının sistem cevabına etkisi

	Yükselme Zamanı	En Büyük Aşım	Oturma Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_p	Azalır	Artar	Az değişim	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Yok eder

Yukarıda çalışma prensibi ve sistem cevabına etkileri verilen PI katsayılarının hesaplanabilmesi için genel olarak paket programlar, deneme-yanılma, Ziegler-Nichols, Cohen-Coon yöntemleri kullanılmaktadır. Bu tez kapsamında tasarlanan PI denetleyici için uygun katsayıların hesabında akım döngüleri için Optimal Modulus kriterleri [178]-[183], hız döngüsü için ise Symmetry Optimum kriterleri [178]-[179] kullanılmıştır. Standart üç fazlı bir SM motor kontrolü yapılmak istendiğinde konum, hız ve akım döngülerinin her biri için ayrı ayrı denetleyici kullanılması gerekmektedir. Şekil 5.16' da klasik bir vektör denetleyici için konum, hız ve dq eksen akım kontrol döngülerinin yerleşimi gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı gibi belirtilen kontrol döngüleri iç içe geçmiş ve birbirlerine bağımlı bir şekilde çalışmaktadır. Burada verildiği gibi birden fazla sayıda döngüye sahip sistemlerde, bir kontrol döngüsü için çıkış olan işaret diğeri için referans giriş sinyali olabilmektedir. Bu sebeple iç içe geçmiş döngülü kontrol yapılarında içeride kalan döngünün dıştaki döngüyü ve dolayısı ile sistemin tüm cevabını olumsuz yönde etkilememesi için en içte olan döngünün çalışma hızı veya bant genişliğinin kendisine göre dışta kalan döngüden daha yüksek olması gerekir. Şekil 5.16' da verilen yapıda en hızlı çalışma frekansına sahip olması gereken kontrol döngüsü kırımızı ile gösterilen akım kontrolcüsüdür.

5.4.1. Akım kontrolcü tasarımı

Dokuz fazlı motorun her bir üç fazlı seti için akım kontrol döngüsü alınmış (bkz. Şekil 5.17) ve PI katsayıları buna göre hesaplanmıştır. set için akım kontrolcü katsayıları ayarlandıktan sonra motorun hız için ayrıca katsayı hesabı yapılmıştır.



Dokuz fazlı motorun her bir üç fazlı seti için akım kontrol döngüleri ayrı ayrı ele alınmış (bkz. Şekil 5.17) ve PI katsayıları buna göre hesaplanmıştır. Her bir üç fazlı set için akım kontrolcü katsayıları ayarlandıktan sonra motorun hız kontrol döngüsü için ayrıca katsayı hesabı yapılmıştır.

$$\mathbf{V}_{\text{dl}} = \mathbf{r}_{\text{sdl}} - \omega \lambda_{\text{q1}} + \rho \lambda_{\text{dl}} \quad (5.20)$$

$$\mathbf{V}_{q1} = \mathbf{r}_{s_{q1}} \mathbf{i}_{q1} + \omega \lambda_{d1} + \rho \lambda_{q1} \quad (5.21)$$

$$\lambda_{d1} = M_{d1q1} \mathbf{i}_{q1} + L_{d1} \mathbf{i}_{d1} + M_{d1q2} \mathbf{i}_{q2} + M_{d1d2} \mathbf{i}_{d2} + M_{d1q3} \mathbf{i}_{q3} + M_{d1d3} \mathbf{i}_{d3} + \lambda_m \delta_{d1} \quad (5.22)$$

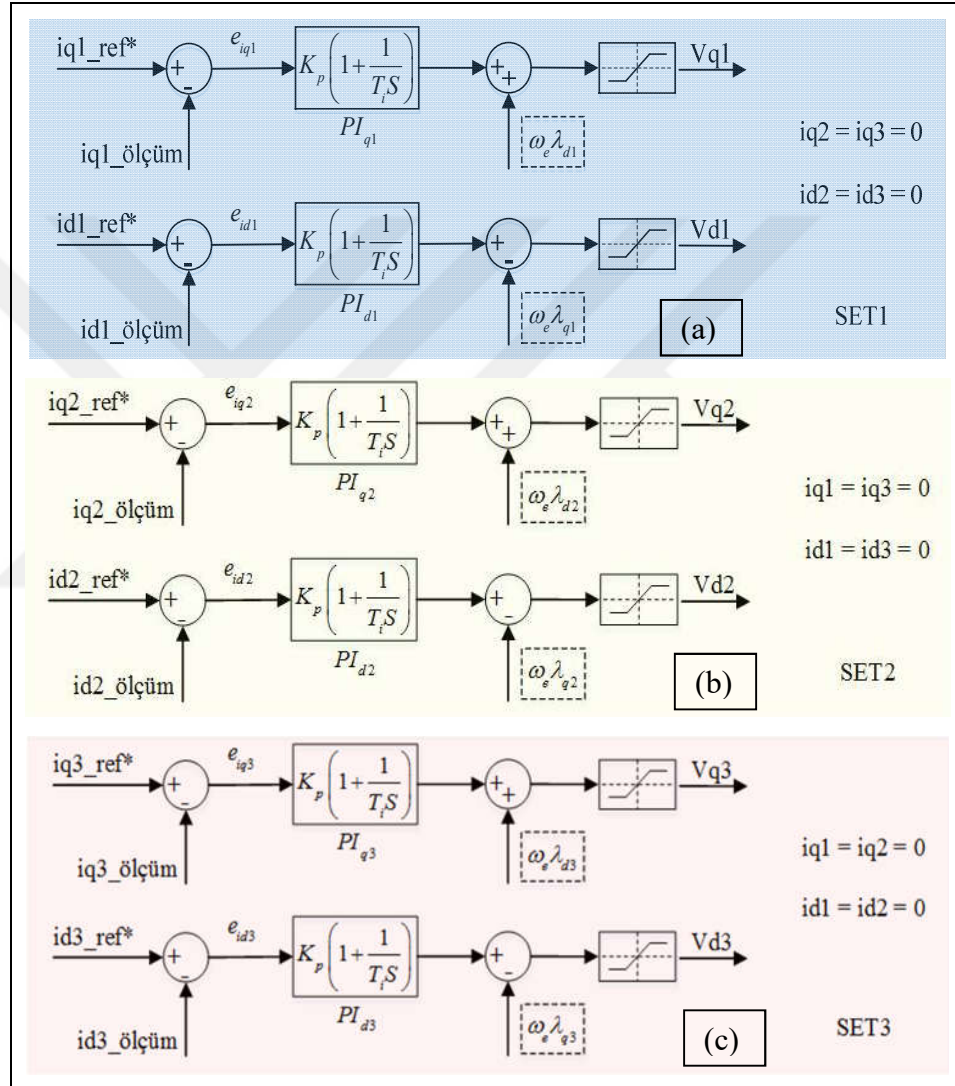
$$\lambda_{q1} = L_{q1} \mathbf{i}_{q1} + M_{q1d1} \mathbf{i}_{d1} + M_{q1q2} \mathbf{i}_{q2} + M_{q1d2} \mathbf{i}_{d2} + M_{q1q3} \mathbf{i}_{q3} + M_{q1d3} \mathbf{i}_{d3} + \lambda_m \delta_{q1} \quad (5.23)$$

86

birinci sargı setinin gerilim eşitlikleri S düzleminde aşağıda verilen (5.24) ve (5.25) eşitlikleri ile ifade edilebilir;

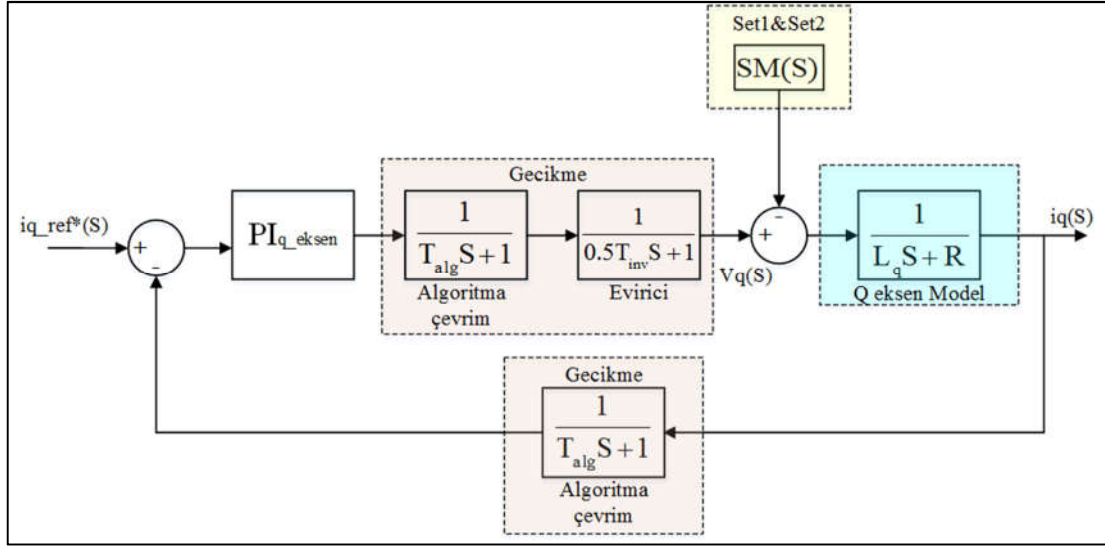
$$V_{d1}(s) = r_s i_{d1}(s) + sL_{d1} i_{d1}(s) + s[MI_{qd}(s)] \quad (5.24)$$

$$V_{q1}(s) = r_s i_{q1}(s) + sL_{q1} i_{q1}(s) + s[MI_{qd}(s)] \quad (5.25)$$



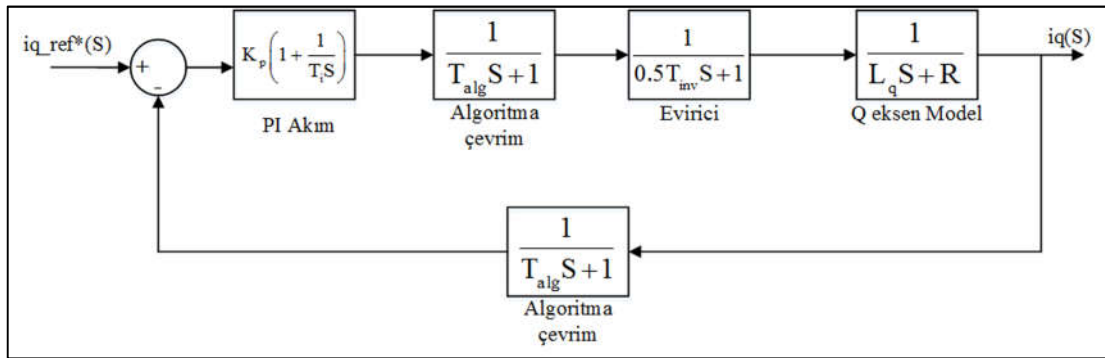
Şekil 5.17. Akım kontrol döngüleri, (a) set-1, (b) set-2, (c) set-3

Yukarıda verilen denklemlere göre herhangi bir üç fazlı setin q eksenini için akım kontrol çevrimi Şekil 5.18'deki gibi verilebilir. Burada kontrol algoritması çevrim süresi ve eviriciden kaynaklı gecikmeler de sisteme dâhil edilerek gerçek zamana en yakın durum modellenmeye çalışılmıştır [178].



Şekil 5.18. q-eksen akım kontrol çevrimi

Üretilen prototip motorda karşılıklı endüktans değerleri çok küçük olduğu için (birkaç μH mertebesinde) Şekil 5.18'te sarı ile gösterilen karşılıklı endüktans terimlerinin ($sM(s)$) sisteme etkisi ihmal edilebilir seviyeye gelmektedir (eşitlik (5.24) ve eşitlik (5.25) de diğer terimlere göre 40 kat daha küçük). İşlem kolaylığı açısından buradaki bozucu etki ihmal edildiğinde q eksen için kapalı çevrim kontrol döngüsü Şekil 5.19'da gösterildiği gibi verilebilir. Verilen blok diyagramı için açık çevrim transfer fonksiyonu ise (5.26) numaralı eşitlik ile ifade edilebilir.



Şekil 5.19. Basitleştirilmiş q-eksen akım kontrol çevrimi [178]

$$G_{a_çevrim}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1}{T_{alg} s + 1} \right) \left(\frac{1}{0.5 T_{inv} s + 1} \right) \left(\frac{1}{L_q s + R} \right) \left(\frac{1}{T_{alg} s + 1} \right) \quad (5.26)$$

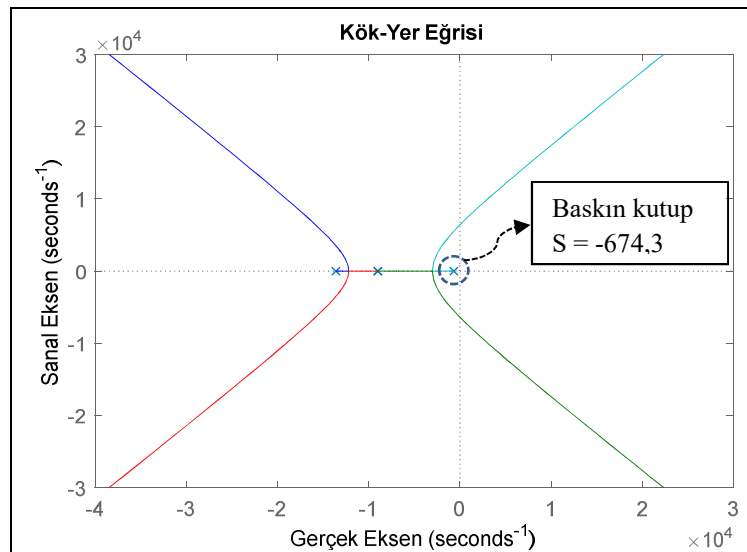
(5.26) eşitliği ile verilen açık çevrim transfer fonksiyonunda K_p ve T_i sırasıyla kontrolcünün oransal katsayısını ve zaman sabitini, T_{alg} ve T_{inv} algoritma örnekleme zamanı ile evirici anahtarlama periyodunu, L_q ve R ise q eksen senkron endüktans ile

faz direncini ifade etmektedir. Bu çalışma kapsamında $T_{alg} = 9000$ Hz, $T_{inv} = 6800$ Hz olarak hesaplanmış ve kullanılmıştır. Burada PI kontrolcü transfer fonksiyonu ile q eksen motor modeli transfer fonksiyonları sırası ile (5.27) ve (5.28) eşitlikleri ile de ifade edilebilir;

$$K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = \frac{K_p (1 + T_i s)}{T_i s} \quad (5.27)$$

$$\left(\frac{1}{L_q s + R} \right) = \frac{1}{R(s T_q + 1)} \quad (5.28)$$

(5.26) eşitliği ile verilen açık çevrim transfer fonksiyonundan q eksen akım döngüsü kök-yer eğrisi ise Şekil 5.20'deki gibi elde edilmiştir. Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu incelendiğinde toplam dört adet kök olduğu ve bunların iki tanesinin algoritmanın çevrim süresinden kaynaklandığı (iki kök çakışık) kolaylıkla görülmektedir. Diğer iki kök ise evirici transfer fonksiyonu ve motor modelinden gelmektedir. Elde edilen kök-yer eğrisi incelendiğinde en yavaş ve dolayısı ile en baskın kutbun motorun q eksen transfer fonksiyonundan kaynaklandığı görülmektedir. Bu kutbun değeri ve dolayısı ile kök-yer eğrisindeki yeri (5.29) eşitliği ile verilen denklemin çözümü ile kolaylıkla bulunabilir. PI kontrolcü ile aşağıdaki baskın kutbun etkisini yok edecek bir sıfırın sisteme eklenmesi istenen kontrolün gerçekleşmesini sağlayacaktır.



Şekil 5.20. q akım ekseni kök-yer eğrisi

$$L_q s + R = 0 \text{ ise } s = \frac{-R}{L_q} = \frac{-0,259}{3,841 \cdot 10^{-4}} = -674,3 \quad (5.29)$$

(5.28) eşitliğinde verilen T_q ifadesi motorun q eksen modelinin zaman sabitini tanımlamaktadır ve aşağıdaki eşitlik yardımı ile hesaplanabilir. Bu zaman sabiti sistemde baskın olduğu için PI kontrolcünün zaman sabitinin minimum bu değeri karşılaması gerekmektedir. Bu yüzden kontrolcü zaman sabiti T_i değeri T_q değerine eşitlenmiştir.

$$T_q = \frac{L_q}{R} = 0,0015 = T_i \quad (5.30)$$

(5.26) eşitliği ile verilen açık çevrim transfer fonksiyonu PI kontrolcü ve diğer sistem bileşenlerinin eşdeğeri cinsinden kolaylıkla ifade edilebilir. Bunun için transfer fonksiyonundaki tüm zaman sabitlerinin toplamı eşdeğer bir zaman sabiti olarak kabul edilebilir. Sistemin eşdeğer zaman sabiti ile kontrolcü sıfır kutbunun olmadığı eşdeğer açık çevrim transfer fonksiyonu sırası ile (5.31) ve (5.32) eşitlikleri ile tanımlanabilir;

$$T_{eş} = T_{alg} + T_{alg} + 0,5T_{inv} = 0,259\text{ms} \quad (5.31)$$

$$G_{a_çevrim}(s) = \left(\frac{K_p}{T_i s} \right) \left(\frac{1}{R(T_{eş}s + 1)} \right) \quad (5.32)$$

Bu çalışmada PI kontrolcü katsayılarının hesabı için *Optimal Modulus (OM)* tasarım kriteri kullanılmıştır. Bu tasarım kriterine göre sistemin sönüm oranı ζ , 0,707 olarak seçilmektedir. OM kriteri göz önünde bulundurulduğunda ikinci dereceden bir sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu eşitlik (5.33) ile yazılabilir [178];

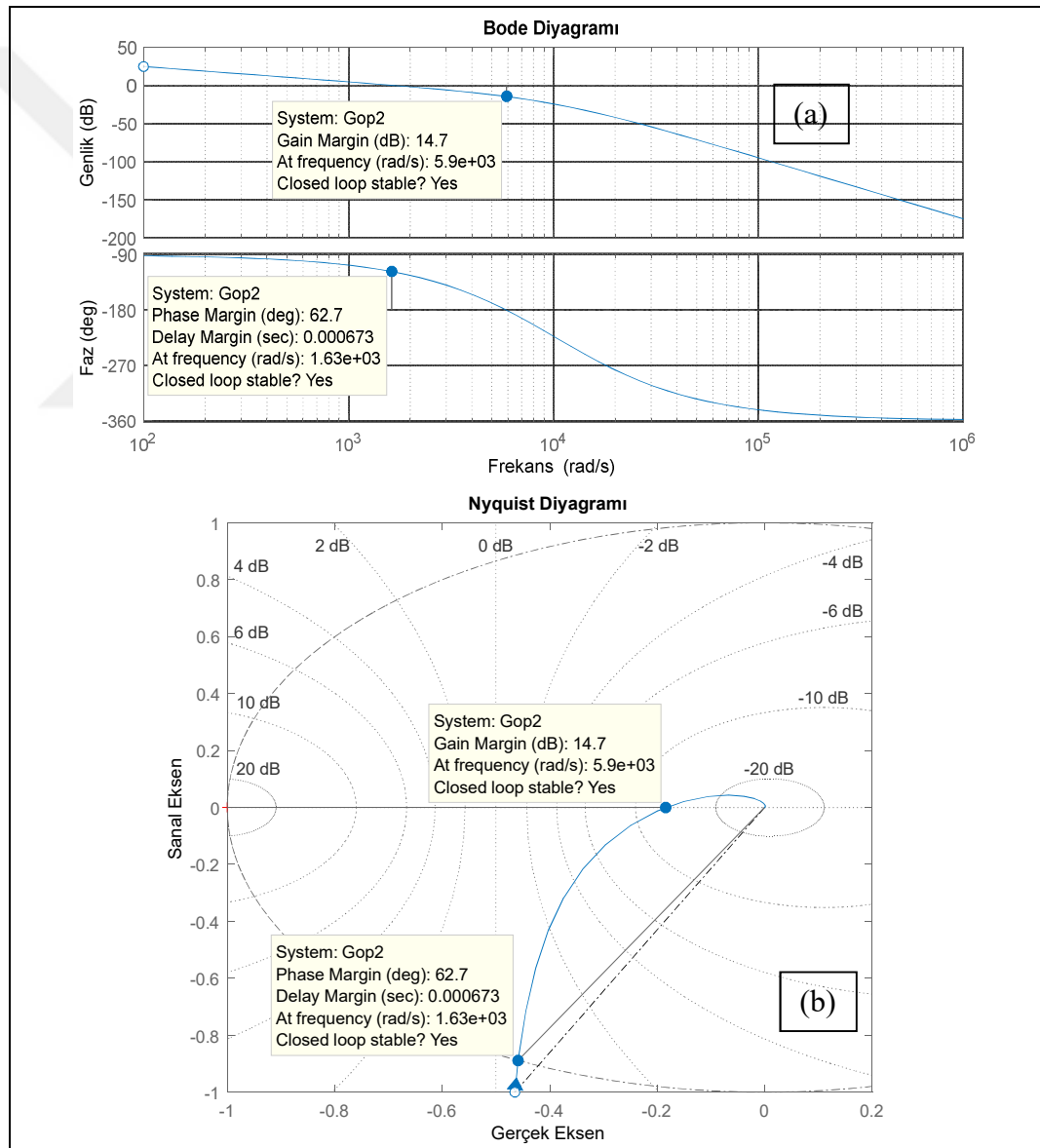
$$G(s) = \frac{1}{2\zeta s(1 + \zeta s)} \quad (5.33)$$

PI katsayılarının elde edilmesi için (5.32) ve (5.33) ile verilen eşitliklerin birbirine eşitlenmesi yeterli olacaktır. Bu durumda q eksen akım kontrolcüsü için K_p ve K_i katsayıları sırasıyla (5.34) ve (5.35) eşitlikleri ile elde edilebilir;

$$\frac{K_p}{RT_i} = \frac{1}{2T_{eş}}, K_p = 0,6494 \quad (5.34)$$

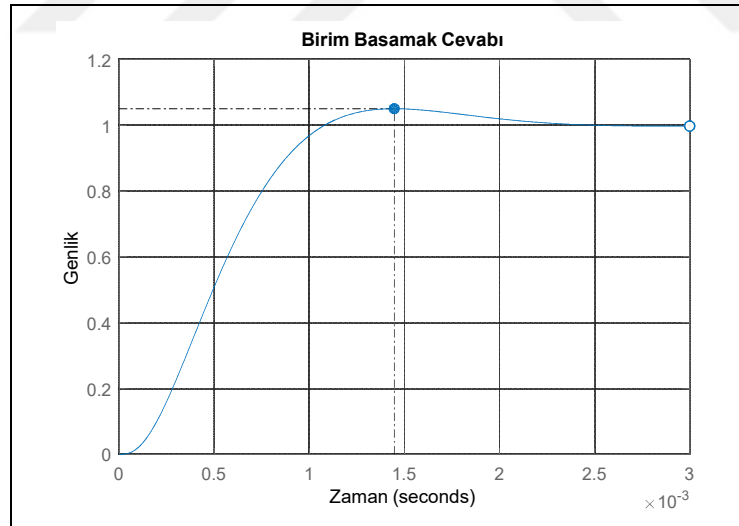
$$K_i = \frac{K_p}{T_i}, K_i = 437,86 \quad (5.35)$$

Yukarıda verilen akım kontrol çevrimi için açık çevrim Bode ve Nyquist diyagramları Şekil 5.21’ de verilmiştir. Bode diyagramında genlik eğrisinin 0dB eksenini kestiği yer kazanç geçiş noktası, bu noktaya karşılık gelen frekans ise kazanç geçiş frekansı (ω_g : $1,63 \cdot 10^3$ [rad/s]) olarak adlandırılır.



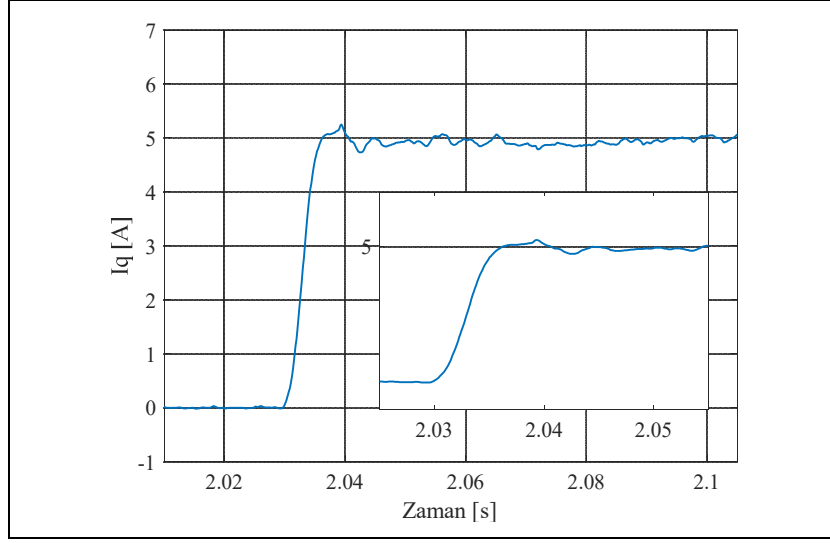
Şekil 5.21. q akım eksen frekans cevabı, (a) Bode, (b) Nyquist diyagramları

Sistemin faz payı, kazanç geçiş noktasından ölçülür ve bu noktadaki frekans değerinde faz eğrisinin -180° eksenini ile aradaki açıdır (Faz payı, FP: $62,7^\circ$). Faz payı -180° nin üstünde olması sistemin kararlı olduğunu belirtmektedir. Faz eğrisinin -180° eksenini kestiği yer faz geçiş noktasını bu noktadaki frekans ise faz geçiş frekansını (ω_p : $5,9 \cdot 10^3$ [rad/s]) vermektedir. Sistemin kazanç payı ise faz eğrisinin -180° yi kestiği noktada genlik eğrisine bakılarak elde edilir. Bu noktada genlik eğrisi ile 0dB eksenindeki fark kazanç payını (KP: 14,7 dB) ifade etmektedir. Belirtilen noktada kazanç payı 0dB nin altında olması halinde (o halde kazanç payı pozitifdir) sistem kararlıdır. Hem genlik hem de faz eğrileri incelendiğinde kazanç payı ile faz payı değerleri (hesaplanan K_p katsayısı ile) q eksen akım çevriminin kararlı olduğunu göstermektedir. Aşağıda Bode diyagramı ile ilgili hesaplanan değerlere yer verilmiştir. Şekil 5.19’da verilen q eksen akım çevrimi için (5.34) ve (5.35) eşitlikleri ile hesaplanan K_p ve K_i katsayıları kullanıldığında elde edilen basamak cevabı Şekil 5.22 ile gösterilmiştir. Basamak cevabında yükselme zamanı 0,678 ms, oturma zamanı 0,002 s ve aşım % 5,03 olarak elde edilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi sistem bu katsayılar için istenen referans değere oturmaktadır.



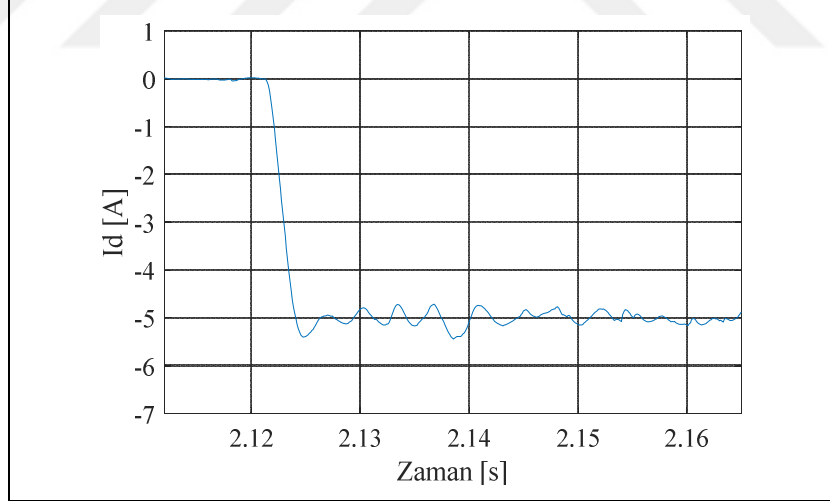
Şekil 5.22. q -eksen akım çevrimi birim basamak cevabı

Dokuz fazlı motorun gerçek zamanlı kontrolünde ise sargı seti-2’nin birinci üç fazlı seti için yukarıda hesaplanan PI katsayıları kullanıldığında elde edilen sistem cevabı Şekil 5.23 ile gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi q eksen akımı verilen 5A referans akımı istenen şekilde takip etmektedir.



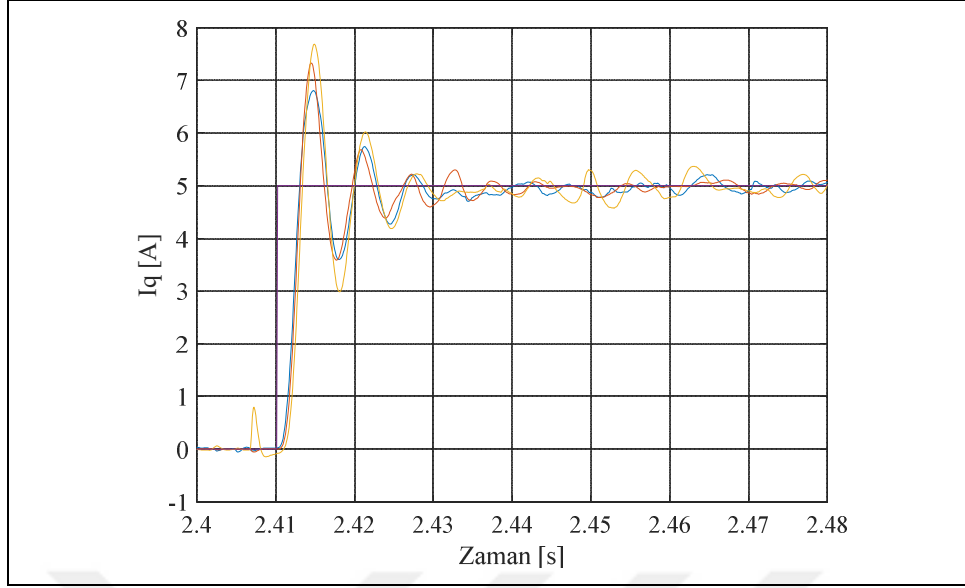
Şekil 5.23. q-eksen akım çevrimi gerçek zaman basamak cevabı

Motorun d eksen akım kontrolcü katsayılarının hesaplanabilmesi için yukarıda verilen işlem takip edilmesi yeterlidir. Burada d eksen akım için -5A referans değeri verilmiş ve kontrolcünün verilen referansı takip ettiği görülmüştür. Gerçek zamanlı d eksen akım kontrolü için elde edilen cevap Şekil 5.24’de gösterilmiştir.



Şekil 5.24. d-eksen akım çevrimi gerçek zaman basamak cevabı

Şekil 5.25’ te ise üç fazlı setlerin her birisi için aynı K_p ve K_i değerleri kullanılması halinde elde edilen q eksen basamak cevabı verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi her bir üç fazlı set birbiri ile özdeş olmadığından farklı yükselme zamanı ve aşım değerleri elde edilmiştir. Burada verildiği gibi her bir üç fazlı set için aynı kontrolcü katsayıları kullanıldığında anma çalışma değerleri için bazı setlerin doğrusal çalışma bölgesinden çıktığı ve faz akımı dalga şekillerinde bozulmalar olduğu da gözlemlenmiştir.



Şekil 5.25. Üç fazlı setler için q-eksen basamak cevabı, $K_p = 0,1/K_i = 500$

Sonuç olarak, asimetrik sargı yapısından dolayı dokuz fazlı motorun her bir sargı setinin endüktans değerleri birbirinden farklı olduğu için her bir üç fazlı setin akım kontrolcü katsayıları ayrı ayrı hesaplanmış ve aşağıdaki tabloda özetlenmiştir.

Tablo 5.3. d ve q-eksen akım kontrolcülerinin PI katsayıları (sargı seti-2)

	d-eksen			q-eksen		
	ABC	XYZ	UVW	ABC	XYZ	UVW
K_p	0,434	0,579	0,713	0,649	0,663	0,566
K_i	437,86	437,86	437,86	437,86	437,86	437,86

5.4.2. Hız kontrolcü tasarımı

Dokuz fazlı motorun hız kontrolü için gerekli PI katsayılarının hesabı bir önceki bölümde anlatıldığı gibi yapılmıştır. Kontrol edilecek parametre olan rotor hızının çıkış momenti, atalet momenti, sürtünme ve yük momenti gibi sistem parametreleri ile olan ilişkisi (5.36) eşitliği ile verilmiştir;

$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (5.36)$$

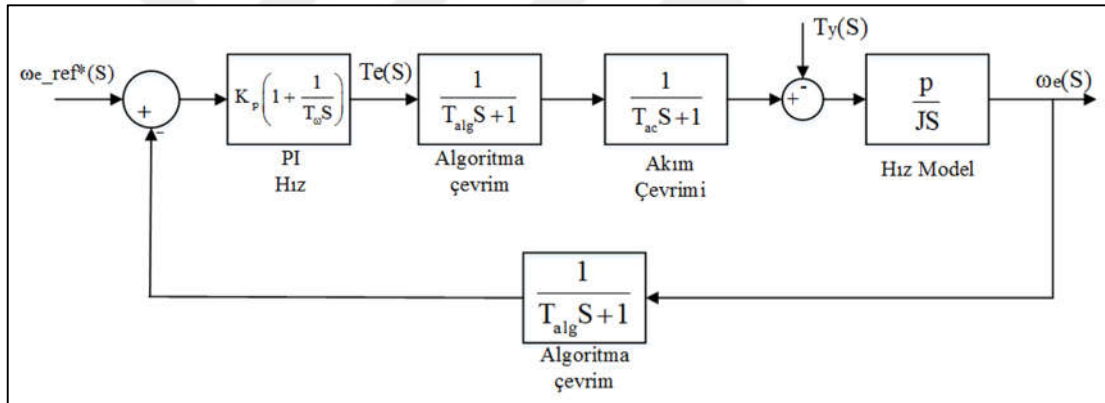
Burada T_e ve T_y sırası ile elektriksel çıkış momenti ile yük momentini, J atalet momentini, ω_m mekanik rotor hızını ve B ise viskoz sürtünme katsayısını ifade

etmektedir. Ele alınan sistemde viskoz sürtünme ihmal edilebilir seviyededir. O halde viskoz sürtünme katsayısı B ihmal edildiğinde (5.36) eşitliği ile verilen mekanik hız denklemi S düzleminde aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$T_e(s) - T_y(s) = J \frac{\omega_e(s)}{p} s \quad (5.37)$$

(5.37) eşitliğinde ω_e elektriksel rotor hızını, p ise kutup çifti sayısını ifade etmektedir. Yukarıda verilen eşitlik yardımı ile ele alınacak sistemin transfer fonksiyonu (5.38) eşitliği ile tanımlanabilir. Ayrıca hız kontrolü kapalı çevrim blok diyagramı ise Şekil 5.26 ile verilmiştir.

$$\frac{\omega_e(s)}{T_e(s) - T_y(s)} = \frac{p}{Js} \quad (5.38)$$



Şekil 5.26. Hız kontrol çevrimi [178]

Akım kontrol çevrimine benzer olarak burada da algoritmanın çevrim süresi, akım kontrolü çevrim süresi gibi parametreler sisteme dâhil edilerek gerçek zamana daha benzer durum elde edilmeye çalışılmıştır. Burada T_ω hız kontrolcüsü için PI zaman sabitini, T_{alg} bir önceki bölümde verilen algoritma örnekleme zamanını, T_{ac} akım çevrimi için hesaplanan eşdeğer zaman sabitini ifade etmektedir. Şekil 5.26'te verilen sisteme hız referansı ve yük momenti olmak üzere iki adet giriş olduğu kolaylıkla görülmektedir. Buradaki gibi birden fazla girişe sahip sistemlerin çözümü için süper pozisyon yöntemi kullanılabilir. Bunun için ilk önce sistem girişi sadece referans hız alınıp yük momenti sıfır kabul edilecek, daha sonra ise hız referansı sıfır alınıp sistem

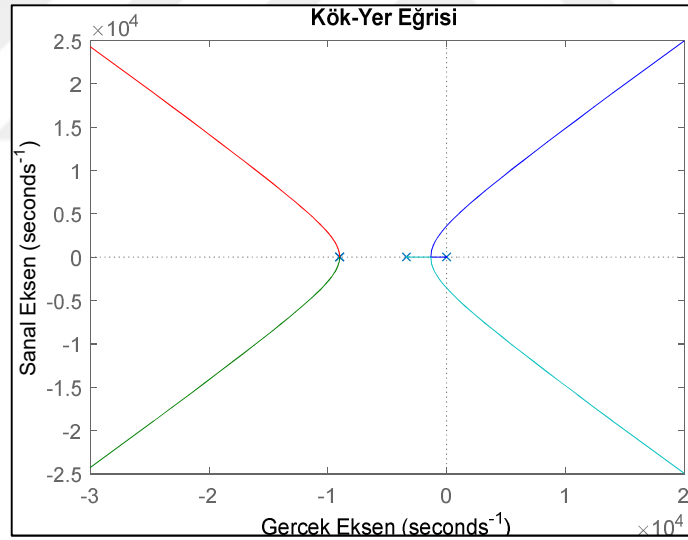
giriş yük momenti kabul edilecektir. İlk durum için sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu (5.39) ile ifade edilebilir;

$$G_{a_çevrim}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{\omega}s} \right) \left(\frac{1}{T_{alg}s + 1} \right) \left(\frac{1}{T_{aç}s + 1} \right) \left(\frac{p}{Js} \right) \left(\frac{1}{T_{alg}s + 1} \right) \quad (5.39)$$

(5.39) ile verilen açık çevrim transfer fonksiyonunda T_{ac} ifadesi akım çevrimlerinin toplam zaman sabitini tanımlamaktadır ve (5.40) eşitliği ile hesaplanabilir. Ayrıca verilen açık çevrim transfer fonksiyonu için eşdeğer zaman sabiti ise (5.41) eşitliği ile tanımlanmıştır. (5.39) ile verilen açık çevrim transfer fonksiyonu kök-yer eğrisi ise Şekil 5.27 ile gösterilmiştir.

$$T_{aç} = 2T_{eş} - 0,5T_{alg} = 0,535ms \quad (5.40)$$

$$T_{eş_hız} = T_{alg} + T_{aç} + T_{alg} = 0,758ms \quad (5.41)$$



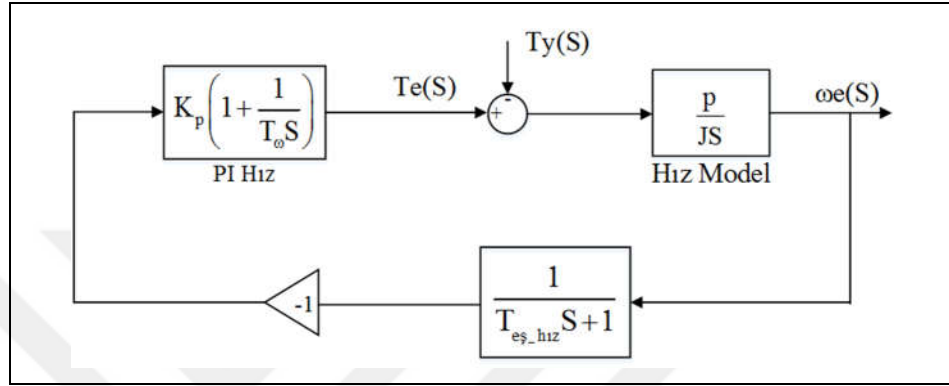
Şekil 5.27. Hız kontrol döngüsü kök-yer eğrisi

Hız kontrol çevriminde K_p katsayısının hesabı için OM kriteri kullanıldığından (5.33) eşitliği ile (5.42) eşitliği birbirine eşitlenirse K_p katsayısı (5.43) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$G_{a_çevrim}(s) = K_p \left(\frac{1}{T_{eş_hız}s + 1} \right) \left(\frac{p}{Js} \right) \quad (5.42)$$

$$K_p = \frac{J}{2pT_{eş_hız}} = 0,033 \quad (5.43)$$

Hız kontrol çevriminde K_i katsayısının hesabı için sistem girişi için bu sefer T_y yük momenti kullanılacaktır. Hız girişinin sıfır olduğu durum için sistemin blok diyagram gösterimi Şekil 5.28 ile verilmiştir.



Şekil 5.28. Hız kontrol çevrimi, $\omega_e = 0$.

Şekil 5.28’de verilen sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu ise (5.44) numaralı eşitlik ile verilmiştir. Burada hız kontrolcüsü için tanımlanan zaman sabiti T_ω ’nin hesabı için Simetrik Optimum (SO) metodu kullanılmıştır ve (5.45) denklemi ile kolaylıkla hesaplanabilir [183]-[184].

$$\frac{T_y(s)}{\omega_e(s)} = \frac{\frac{-p}{Js}}{1 + \left(\frac{-p}{Js}\right) K_p \left(\frac{1 + T_\omega s}{T_\omega s}\right) \left(\frac{1}{T_{eş_hız} s + 1}\right)} \quad (5.44)$$

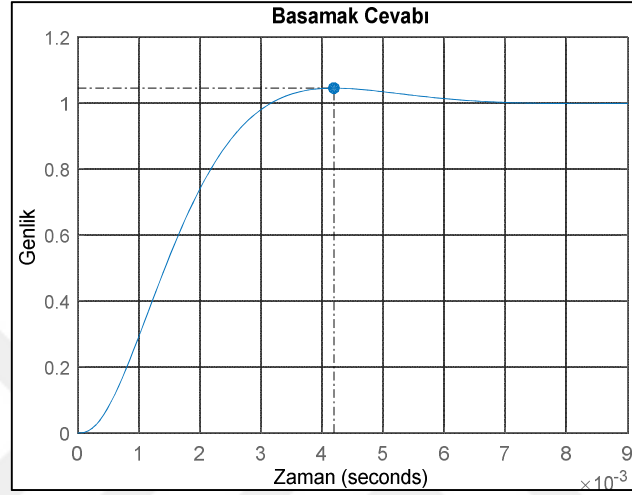
$$T_\omega^2 - 4T_\omega T_{eş_hız} = 0 \quad (5.45)$$

$$T_\omega = 4T_{eş_hız} = 0,003$$

Yukarıda hesaplanan PI kontrolcü zaman sabiti ile kontrolcünün K_i katsayısı ise eşitlik (5.46)’da verildiği gibi elde edilmiştir;

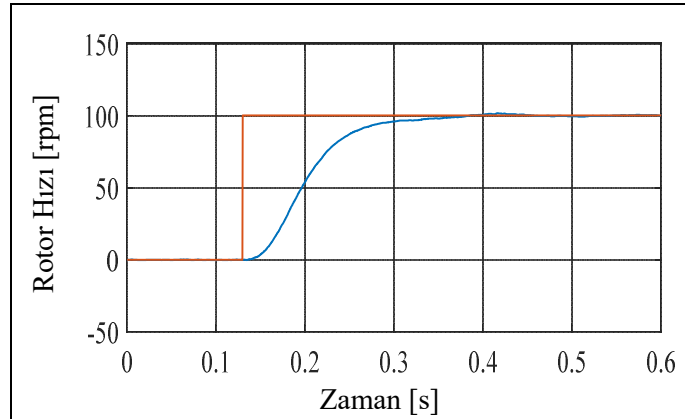
$$K_i = \frac{K_p}{T_\omega} = 11 \quad (5.46)$$

Hesaplanan PI katsayılarına göre hız kontrolü kapalı çevrim transfer fonksiyonu birim basamak cevabı Şekil 5.29’ da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi hesaplanan PI katsayıları ile sistem çıkışı istenen referans değere oturmaktadır. Birim basamak cevabına ilişkin sistem parametreleri ise yükselme zamanı 0,002 s, oturma zamanı 0,0056 s ve aşım %4,48 olacak şekilde elde edilmiştir.



Şekil 5.29. Hız kontrolü birim basamak cevabı

Motorun gerçek zamanlı hız kontrolünde ise yukarıda hesaplanan PI katsayıları kullanıldığında elde edilen sistem cevabı Şekil 5.30 ile gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi rotor hızı 100 rpm referans değeri istenen şekilde takip etmektedir.



Şekil 5.30. Hız kontrolü basamak cevabı

5.5. Özet

Bu bölümde elektrik motorlarının kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemleri özetlenmiş, tez kapsamında kullanılan vektör kontrol tekniği ise detaylıca

verilmiştir. Ayrıca motorun gerçek zaman kontrolü için gerekli uygun PWM sinyallerinin nasıl ve hangi yöntem ile elde edildiği yine detaylıca anlatılmıştır. Tez kapsamında incelenen dokuz fazlı motorun hem akım hem de hız kontrolü için oluşturulan denetleyici yapıları ise ayrıca verilmiş; kontrolcü katsayılarının hesabı, elde edilen katsayılara göre hem benzetim hem de gerçek zaman basamak cevapları bu bölümde sunulmuştur.

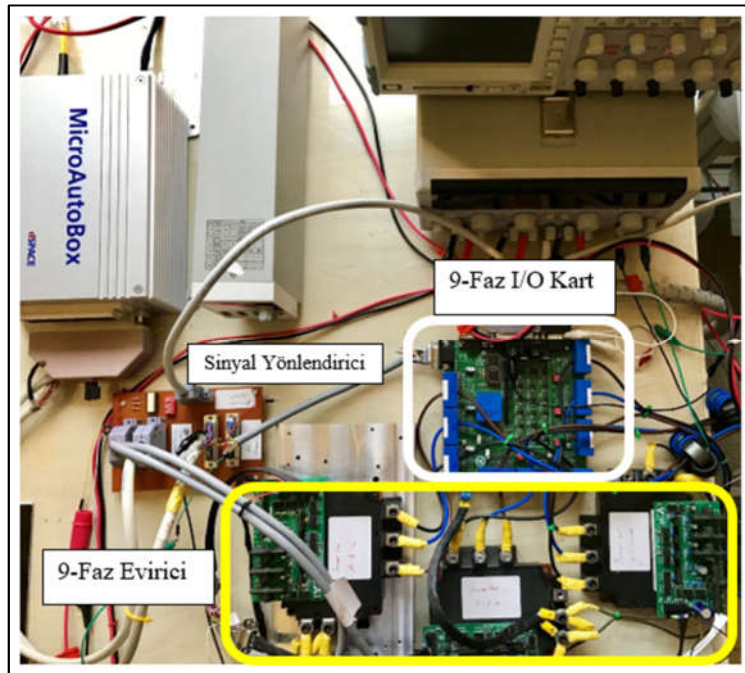


6. 9-FAZLI MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI

Modelleme çalışmalarından farklı olarak, herhangi bir elektrik makinesinin gerçek zamanda kontrolü yapılmak istendiğinde elektriksel ve mekanik birimlerden oluşan bir motor test sisteminin oluşturulması kaçınılmaz hale gelmektedir. Gerçek zamanda kontrol yapılırken motora ait bazı verilerin ölçülmesi, bu verilerin kontrol kartından motora ve motordan kontrol kartına iletilmesi, bazı veri tiplerinin sinyal seviyelerinin değiştirilmesi ve filtreleme gibi işlemlerin yapılması zorunludur. Tüm bu işlemlerin düzgün bir şekilde yapılabilmesi motorun kontrol edilebilirliği açısından son derece önemlidir. Bu bölümde dokuz fazlı SM motorun gerçek zamanda kontrol edilebilmesi için oluşturulan deneysel sisteme ait parçalar ve bunlara ilişkin bilgilere yer verilmiştir.

6.1. Elektronik Sistem Grubu

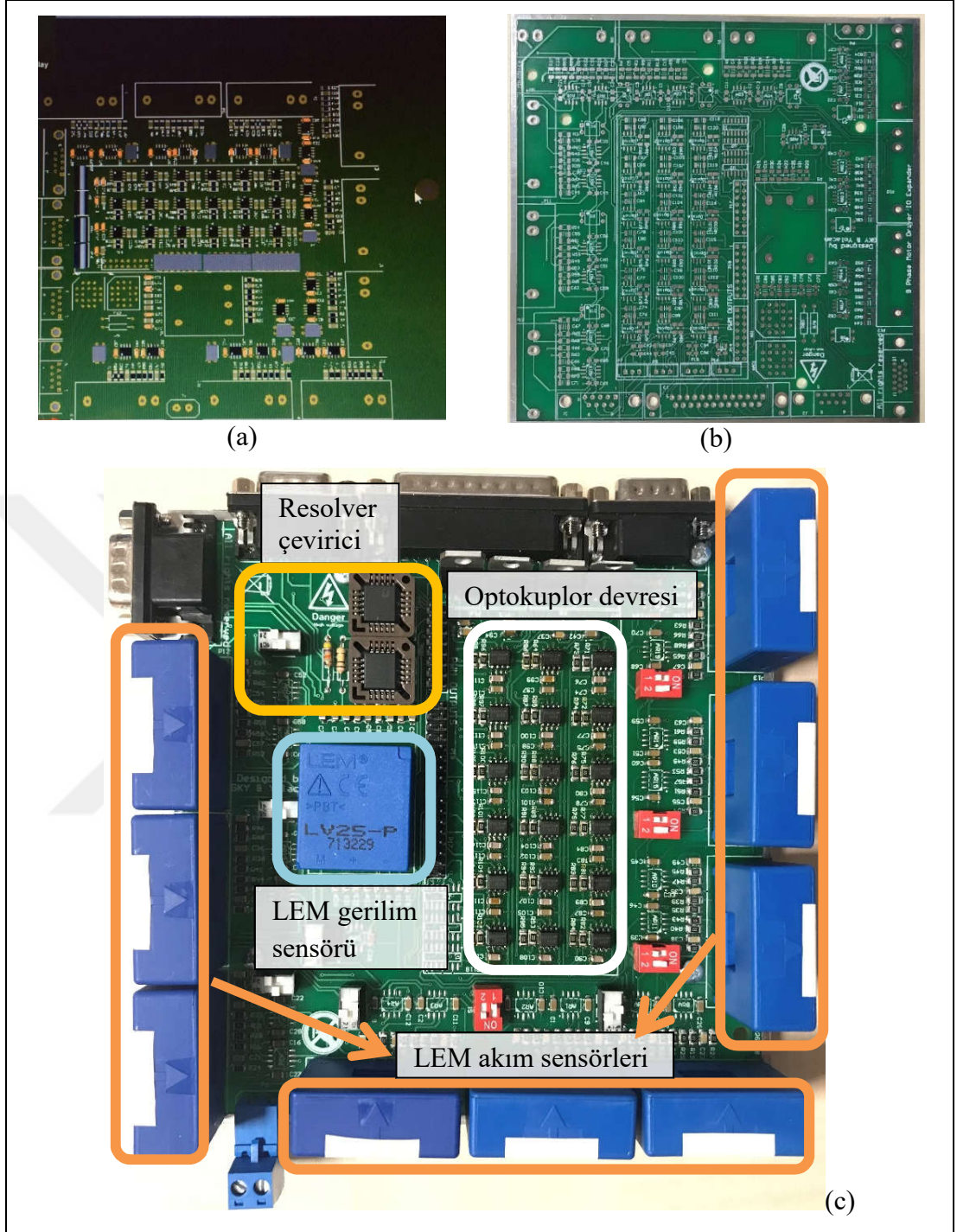
Dokuz fazlı motorun gerçek zamanlı kontrolü için oluşturulan elektronik sistem grubu Şekil 6.1’de gösterilen elemanlardan oluşmaktadır ve bu elemanlara ait bilgiler aşağıdaki listede başlıklar halinde verilmiştir.



Şekil 6.1. Elektronik sistem grubu

- 1 x 9 Faz I/O Kart
- 3 x IGBT IPM Modül
- 1 x Sinyal Yönlendirici Kart
- 1 x dSPACE Micro AutoBox II Kontrol Ünitesi
- 1 x 45V/75A Yüksek Güçlü DA Güç Kaynağı

Sürekli mıknatıslı motor kontrolünde bazı motor parametrelerinin anlık olarak ölçülmesi ve ölçülen bu bilgilerin denetleyiciye geri besleme olarak iletilmesi gerekmektedir. Motor faz akımları, evirici çıkış gerilimi ve rotor hızı gibi motora ait bazı gerçek zamanlı verilerin ölçümü ile bu verilerin filtrelenmesi gibi işlemlerinin düzgün bir şekilde yapılabilmesi amacıyla elektronik bir kart tasarlanmış, üretilmiş ve sisteme entegre hale getirilmiştir (bkz. Şekil 6.2). Ayrıca motordan alınan analog resolver konum bilgisinin artımlı sayısal enkoder veri tipine dönüştürülmesi, hesaplanan PWM sinyallerinin optokuplor devresi üzerinden kontrol kartına iletilmesi ve tüm verilerin motor ile kontrol kartı arasında dağıtımı ve iletimi gibi işlemler de yine bu kart ile gerçekleştirilmektedir. Bu kart ile analog olarak ölçümü yapılan tüm sinyaller kesim frekansı ve derecesi değiştirilebilen alçak geçiren bir filtre ile filtrelenebilmektedir. Ayrıca gerek görülmesi halinde kart üzerindeki anahtarlar yardımı ile bu filtreler devre dışı bırakılabilmektedir. Bahsedilen bu işlemlerin devre üzerinde nerede gerçekleştirildiği de Şekil 6.2 (c)' de ayrıca belirtilmiştir. Burada faz akımlarının ölçümü için LEM LA100-P, DA bara gerilimi ölçümü için ise LEM LV25-P hall etkili akım ve gerilim sensörleri kullanılmıştır. Analog resolver bilgisinin artımlı enkoder veri tipine dönüştürülebilmesi için Analog Devices AD2S90 ve AD2S99 entegreleri kullanılmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi bu kart ile ölçülen tüm analog veriler donanımsal olarak ikinci derece alçak geçiren bir filtre ile filtrelenmektedir. Filtre devresinde ise LM741 opamp entegreleri kullanılmıştır. Ayrıca kontrol ünitesi ile güç elektroniği çeviricisi arasında elektronik yalıtım sağlama amacıyla yüksek hızlı 6315 optokuplor entegreleri kullanılmıştır. Devre üzerindeki elemanlar için gerekli gerilim değerleri ise L7805, L7905, L7815 ve L7915 entegreleri ile istenen seviyeye getirilmiştir.



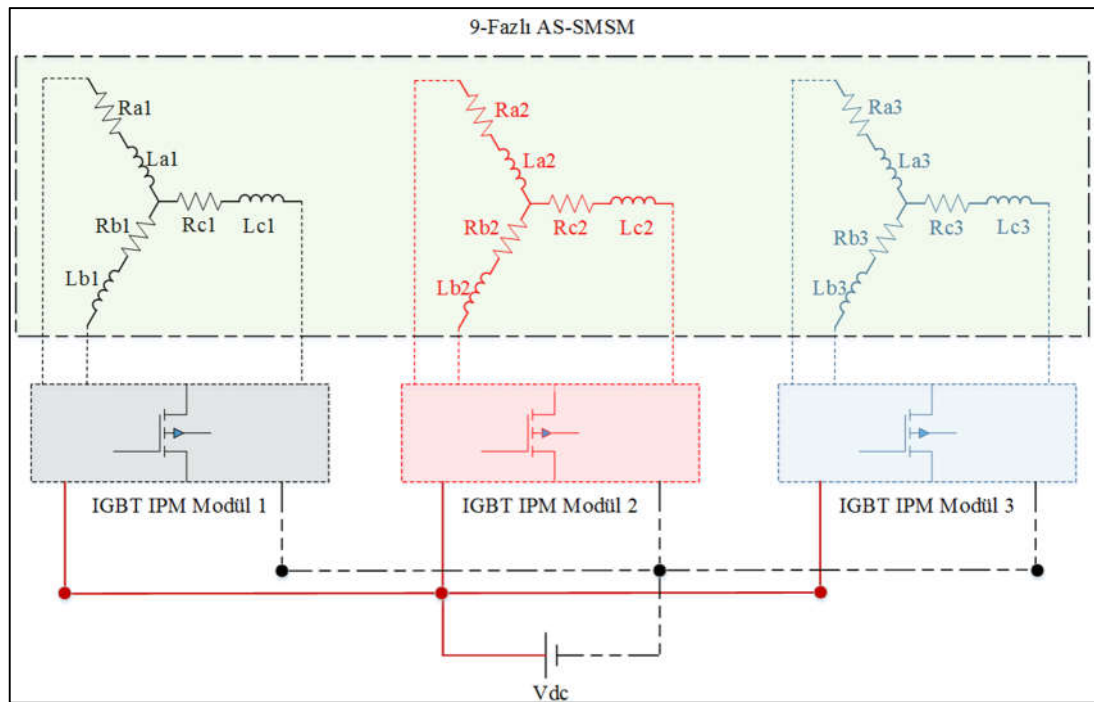
Şekil 6.2. Dokuz faz I/O kartı, (a) Altium Designer tasarım aşaması, (b) prototip kart, (c) üretimi tamamlanan I/O kart

Elektronik sistem grubunun diğer bir parçası ise Mitsubishi PM300CL1A60 IPM (Intelligent Power Module) IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) modül ve Mitsubishi EVBL1S1 sinyal koşullandırıcı karttan oluşan güç elektroniği ünitesidir. Kullanılan IGBT modül hem kısa devre korumasına hem de aşırı sıcaklık artışına karşı koruma entegrelerine sahiptir. Bu koruma devreleri ile gerçek zamanlı kontrol

çalışmalarında ortaya çıkabilecek istenmeyen durumlara karşı önlem alınabilmektedir. Tez çalışmalarında kullanılan IGBT modül Şekil 6.3' te gösterilmiştir. Mitsubishi PM300CL1A60 IPM modül, sürekli çalışmada 300 A ve 600 V akım gerilim değerleri verebilmektedir. Kullanılan IGBT modül sadece üç fazlı bir motorun sürülmesine imkan sağladığından dokuz fazlı motor için üç adet IGBT modül birbirine paralel bağlanarak dokuz fazlı yapı elde edilmiştir. Her bir evirici modülünün motor sargılarına nasıl bağlandığını gösteren şema ise Şekil 6.4' te verilmiştir. Burada her bir üç fazlı IPM modül ortak DA bara gerilimine sahiptir. Bu şekilde oluşturulan bağlantı şeması sayesinde çalışma anında fazlarda oluşabilecek herhangi bir hata durumunda ilgili setin iptal edilebilmesi mümkün olmaktadır. Bu sayede motor üç veya altı fazlı şekilde de çalıştırılabilecektir.



Şekil 6.3. Mitsubishi PM300CL1A060 IPM IGBT modül



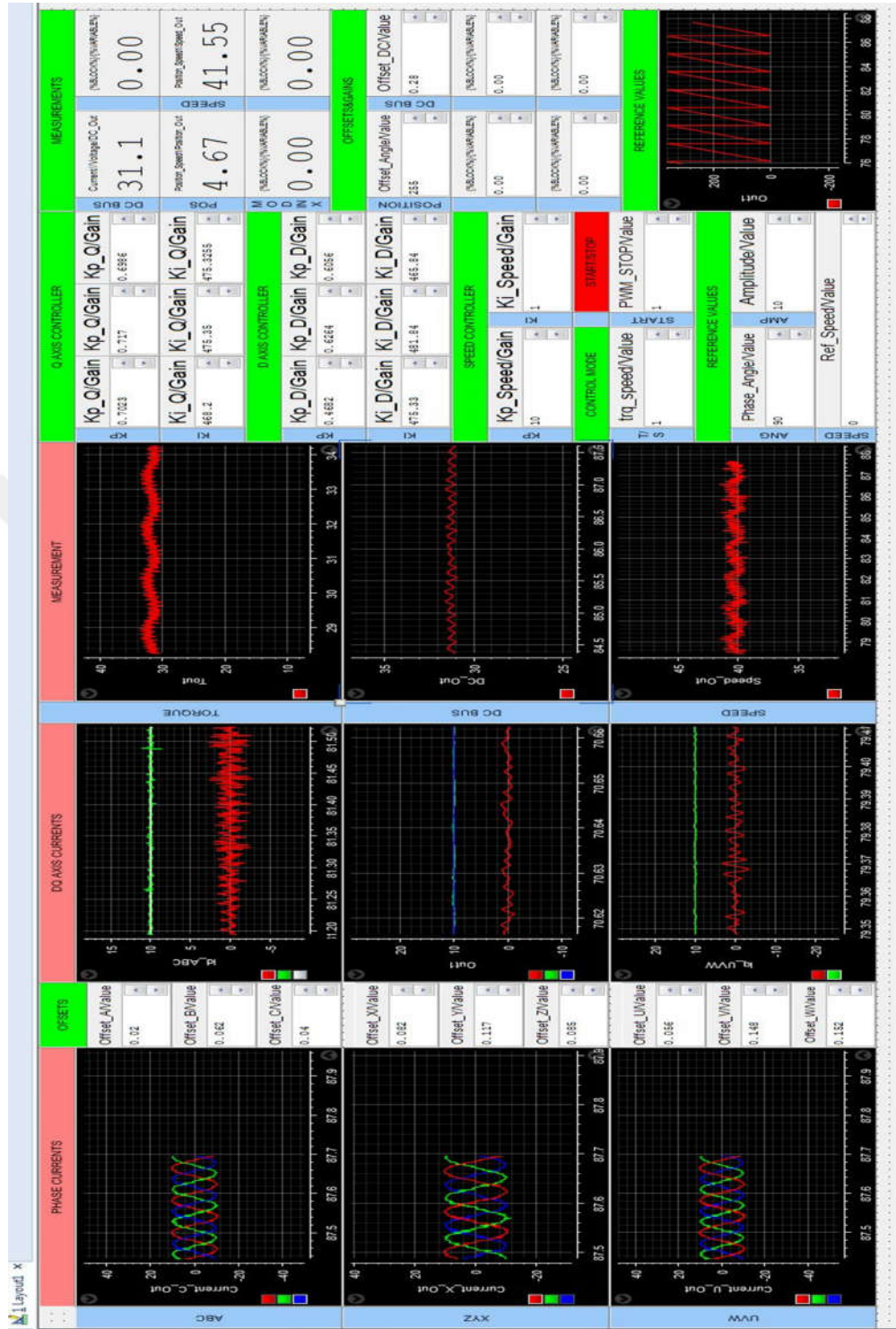
Şekil 6.4. Motor ve güç elektroniği çeviricileri bağlantı şeması

Gerçek zamanlı kontrol işlemlerinin yapılabilmesi için gerekli en kritik parçalardan birisi de hiç şüphesiz oluşturulan algoritmanın koşturulacağı kontrol kartıdır. Bu tez kapsamında incelenen dokuz fazlı asimetrik sargılı sürekli mıknatıslı motorun gerçek zamanlı kontrol için dSPACE MicroAutobox II kontrol ve I/O ünitesi kullanılmıştır ve Şekil 6.5’ te gösterilmiştir.

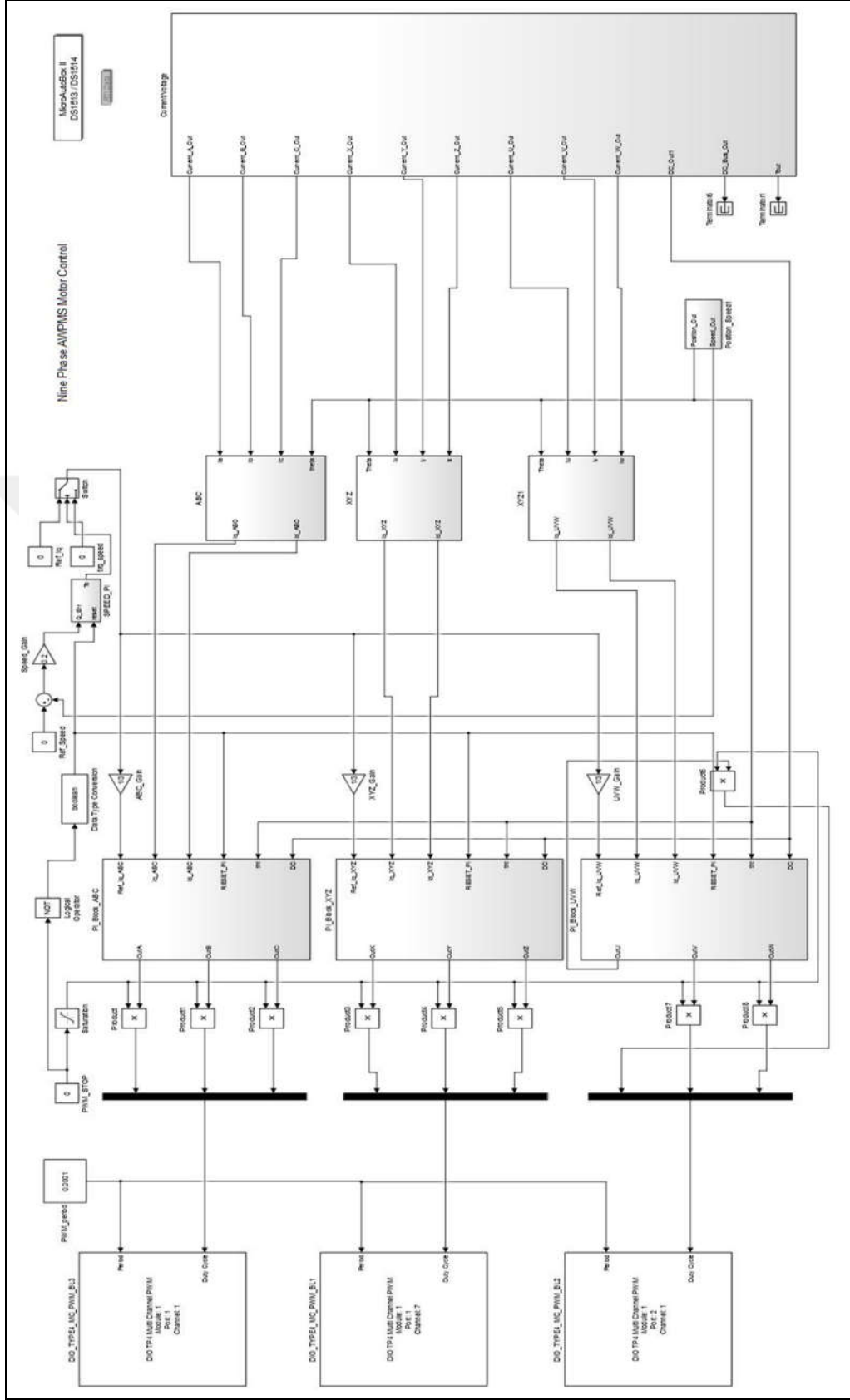


Şekil 6.5. dSPACE Micro AutoBox II kontrol kartı

Motorun çalıştırılması aşamasında gerekli parametrelerin ölçülmesi, gözlemlenmesi, kontrolcü katsayıları ile diğer ayar katsayılarının anlık değiştirilmesi, referans işarete motorun verdiği tepkinin görüntülenmesi ve istenilen verilerin kayıt edilebilmesi gibi işlemler için ise Control Desk 6.0® programı kullanılmıştır. 9-Faz motorun gerçek zamanda kontrol edilebilmesi için oluşturulan kullanıcı ara yüzü Şekil 6.6’ te verildiği gibi tasarlanmıştır. Burada tüm sargı setlerinin faz akımları, çıkış momenti, evirici DA bara gerilimi, motor konumu ve hızı, alfa-beta eksen ile qd0 eksen akımlarının görüntülenmesi ve kontrolcü katsayılarına anlık müdahale işlemleri kolaylıkla yapılabilmektedir. Bunlara ek olarak oluşturulan kontrol algoritması ve kullanıcı ara yüzü ile 9-fazlı motorun moment/hız modlarında çalıştırabilme ve alan zayıflatma tekniğinin uygulanması da mümkün hale getirilmiştir. 9-Faz motorun kontrolü için oluşturulan Matlab-Simulink algoritması ise Şekil 6.7’ te verilmiştir. Gerçek zamanlı kontrol algoritması 9 kHz örnekleme frekansında ode3 çözücü kullanarak çalıştırılmıştır. Motor terminallerine uygulanan PWM işaretleri için 6,8 kHz anahtarlama frekansı uygulanmıştır.



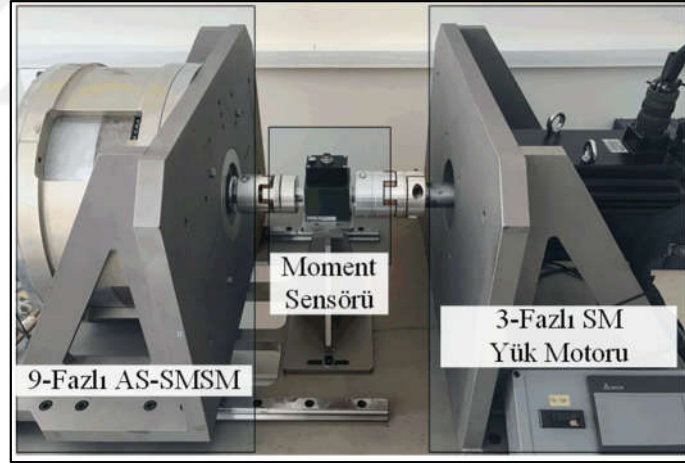
Şekil 6.6. 9-Faz AS-SMS motor Control Desk 6.0 motor kontrol paneli



Şekil 6.7. Gerçek zaman motor kontrol algoritması

6.2. Motor Test Sistemi

Motor performans ve yükleme testleri için kullanılan sistem Şekil 6.8’ de gösterilmiştir. Oluşturulan sistem sayesinde tasarımı ve prototip üretimi yapılan herhangi bir elektrik motorunun yüklü/yüksüz durum tüm performans testleri yapılabilmektedir. Test verileri elde edilmek istenen motorun gerek zıt-EMK verilerinin alınması gerekse de yüklü durumda çalıştırılabilmesi için yük motoru olarak üç fazlı Delta servo motor ve sürücü sistemi kullanılmıştır. Bu sistem ile dinamometre tarafı için limit olan maksimum 47 Nm moment değerine kadar yükleme testleri yapılabilmekte; ayrıca 1 rpm - 2400 rpm arası hızlara çıkılabilmektedir. Her iki motor bir adet moment sensörü ile birbirine bağlanarak eş zamanlı olarak çalışmaları sağlanmıştır. Her iki motor mili arasındaki moment değerini ölçebilmek amacıyla 100 Nm ölçüm kapasitesine sahip Burster moment sensörü kullanılmıştır. Ölçülen moment verisi bir önceki bölümde anlatılan dokuz fazlı giriş/çıkış kartı vasıtası ile kontrol ünitesine iletilmekte ve kullanıcı ara yüzü vasıtası ile görüntülenebilmektedir.



Şekil 6.8. Sürekli mıknatıslı AA motor test sistemi

6.3. Özet

Bu bölümde, motorun gerçek zamanlı kontrolü ve performans testlerinin gerçekleştirilebilmesi için tasarlanıp sisteme entegre hale getirilen elektronik devreler grubu ve motor test sistemi ile ilgili bilgilere yer verilmiştir. Motora ait tüm gerçek zaman verilerinin ölçümü, filtrelenmesi ve iletimi için üretilen I/O kart ile güç elektroniği çevirici devreleri bu bölümde detaylıca anlatılmıştır.

7. DENEYSEL SONUÇLAR VE KARŞILAŞTIRMALAR

Herhangi bir elektrik makinesi üretilmeden önce, belirlenen tasarım kriterlerini sağlayıp sağlamadığını görmek amacıyla mekanik, termal, manyetik ve elektriksel gibi çok sayıda sonlu elemanlar analizlerine tabi tutulmaktadır. Tüm bu tasarım ve analiz süreçlerinden sonra üretilen prototip motorun gerçek zaman testlerinin yapılması ve elde edilen sonuçların analiz verileri ile karşılaştırılarak üretilen motorun doğrulanması gerekir. Bu bölümde iki farklı asimetrik sargı yapısına sahip (sargı seti-1 ve sargı seti-2) dokuz fazlı SM motor konfigürasyonu için gerçek zaman testleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar sonlu elemanlar analizi ve matematiksel modelleme verileri ile karşılaştırılmıştır. Gerçek zaman testleri aşağıda detaylı bir şekilde anlatılan yüksüz durum, yüklü durum ve akı zayıflatma başlıkları altında incelenmiştir.

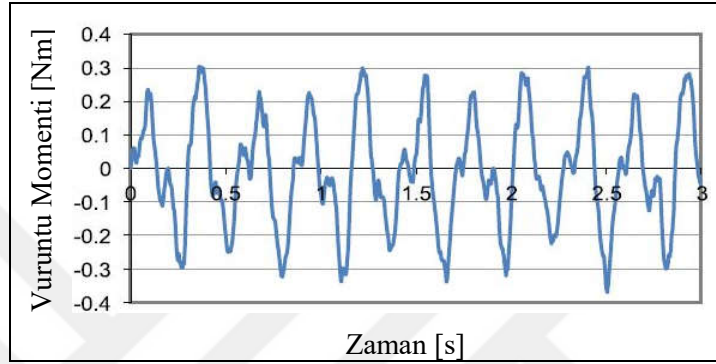
7.1. 9-Fazlı AS-SMSM Yüksüz Durum Testleri

Yüksüz durum testleri kapsamında motorun vuruntu momenti değeri ile her bir sargı seti için faz ve hat zıt-EMK gerilimi dalga şekilleri ölçülmüştür. Şekil 7.1’ de dokuz fazlı motorun (her iki sargı seti için ortak) 1 rpm hızda ölçülen vuruntu momenti değişimi gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi vuruntu momentinin tepeden tepeye değişimi (0,6 Nm) ölçülmüş ve bu değer birinci sargı seti anma momenti değerinin yaklaşık %0,55’ine ikinci sargı seti için ise anma momenti değerinin yaklaşık %0,56’sına denk gelmektedir. Her iki sargı setinin anma momenti değerleri ile karşılaştırıldığında bu değer kabul edilebilir seviyede olduğu kolaylıkla söylenebilir. Üstelik bu yüzey mıknatıslı motorda kayk v. yöntemler kullanılmadan bu düşük vuruntu momenti değeri deneysel olarak elde edilmiştir.

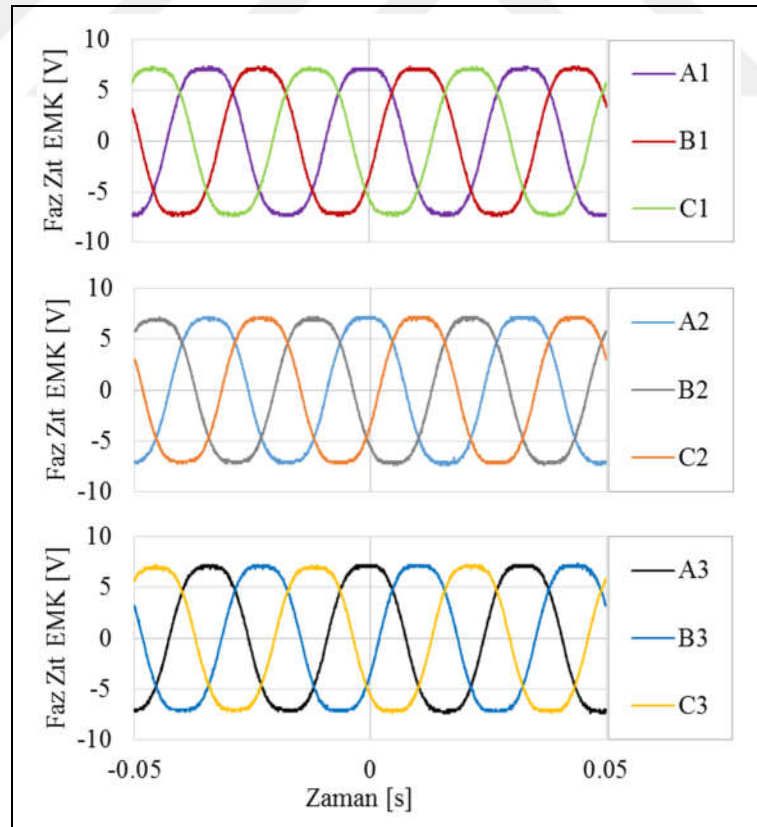
Birinci sargı seti için 100 rpm hızda ölçülen dokuz faza ait faz zıt-EMK gerilimleri Şekil 7.2’de, bu sargı setinin birinci üç fazlı seti (A1-B1-C1) için zıt-EMK gerilimlerinin harmonik analiz sonuçları Şekil 7.3’te, analiz sonuçlarından hesaplanan toplam harmonik bozunum (Total Harmonic Distortion, THD) değerleri ise Tablo 7.1 de verilmiştir. Analiz sonuçlarından görüldüğü gibi faz zıt-EMK gerilimleri temel harmonik bileşene ek olarak üçüncü harmonik bileşen değerine de sahiptir. Aşağıda

eşitlik (7.1) ile verilen formül ile her bir dalga şeklinin toplam harmonik bozunumları hesaplanmış ve faz gerilimleri için ortalama %10,67'lik bir THD bozunumu tespit edilmiştir.

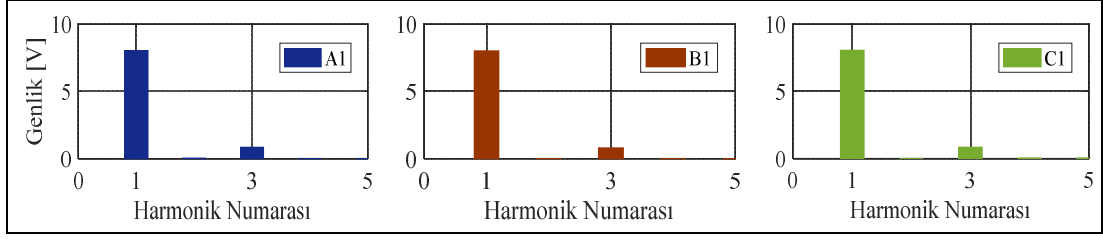
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (7.1)$$



Şekil 7.1. Vuruntu momenti değişimi



Şekil 7.2. Sargı seti-1, faz zıt-EMK dalga şekilleri

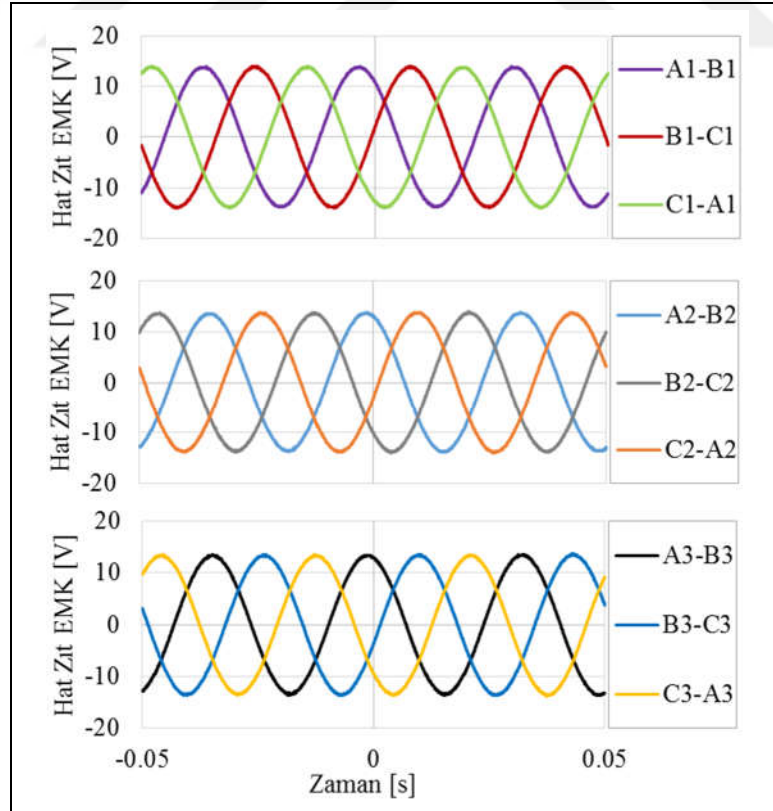


Şekil 7.3. Sargı seti-1, faz zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları

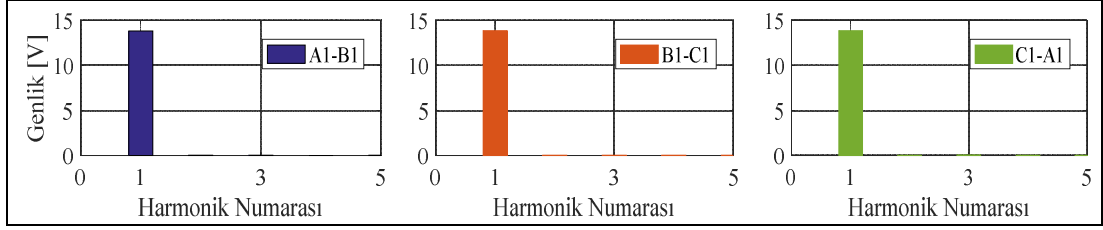
Tablo 7.1. Birinci üç fazlı set faz zıt-EMK %THD değerleri (set-1)

	A1	B1	C1
%THD	10,59	10,98	10,45

Sargı seti-1 için 100 rpm hızda ölçülen dokuz faza ait hat zıt-EMK gerilim dalga şekilleri ise Şekil 7.4’te gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi sargı seti-1 için hat zıt-EMK değerleri saf sinüzoidal işarete oldukça yakın elde edilmiştir. Hat zıt-EMK gerilimlerinin harmonik analiz sonucu ve THD bozunumları sırası ile Şekil 7.5 ve Tablo 7.2’ de verilmiştir. Hat gerilimi zıt-EMK dalga şeklinde ortalama %0,468 harmonik bozunum elde edilmiştir.



Şekil 7.4. Sargı seti-1, hat zıt-EMK dalga şekilleri

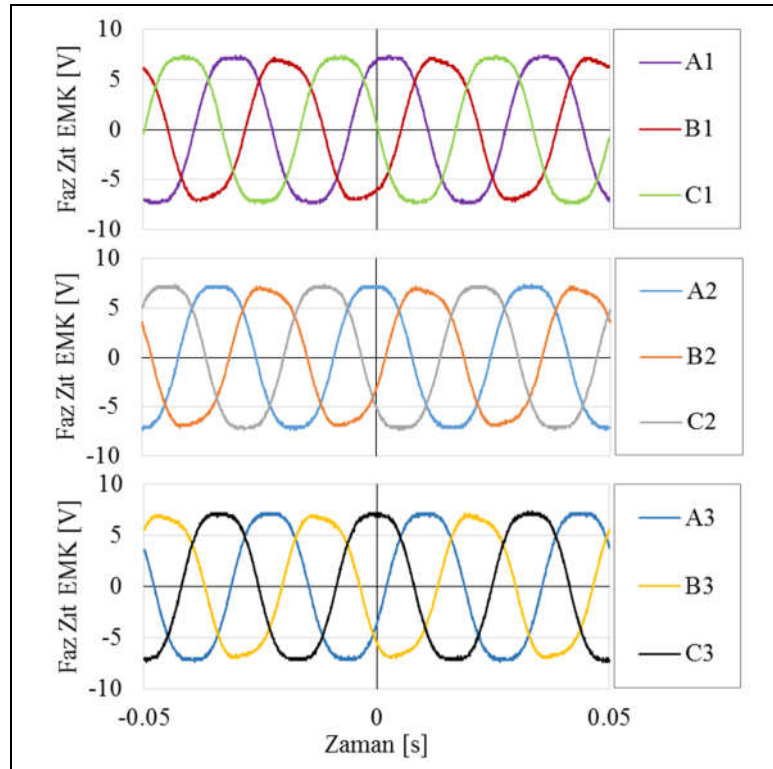


Şekil 7.5. Sargı seti-1, hat zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları

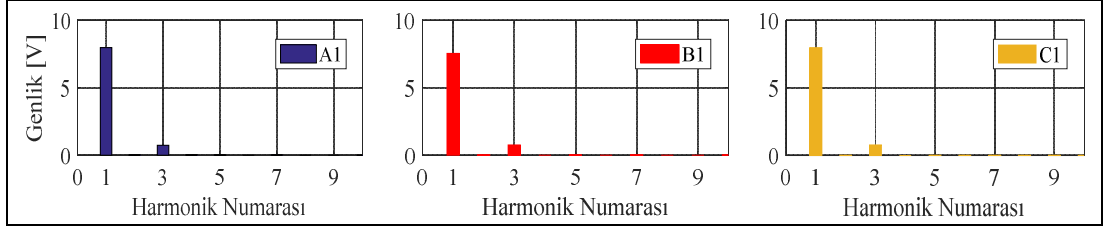
Tablo 7.2. Birinci üç fazlı set hat zıt-EMK %THD değerleri (set-1)

	A1-B1	B1-C1	C1-A1
%THD	0,434	0,4704	0,5017

Asimetri açısının daha fazla olduğu sargı seti-2 için 100 rpm sabit hızda ölçülen dokuz faza ait faz zıt-EMK gerilimi dalga şekilleri ise Şekil 7.6’ da gösterilmiştir. Motor sargılarının yapısal olarak asimetrik yerleşimi sonucu ortaya çıkan öz ve karşılıklı endüktans değerlerindeki farklılık nedeniyle faz zıt-EMK dalga şekillerindeki bozulma açıkça görülmektedir. Sargı seti-2’nin birinci üç fazlı setine ait zıt-EMK dalga şekillerinin harmonik analizi sonuçları ile bu sonuçlardan hesaplanan toplam harmonik bozunum değerleri ise sırasıyla Şekil 7.7 ve Tablo 7.3’te verilmiştir. Sargı seti-2 için faz zıt-EMK gerilimlerinde %10,1 harmonik bozunum elde edilmiştir.



Şekil 7.6. Sargı seti-2, faz zıt-EMK dalga şekilleri

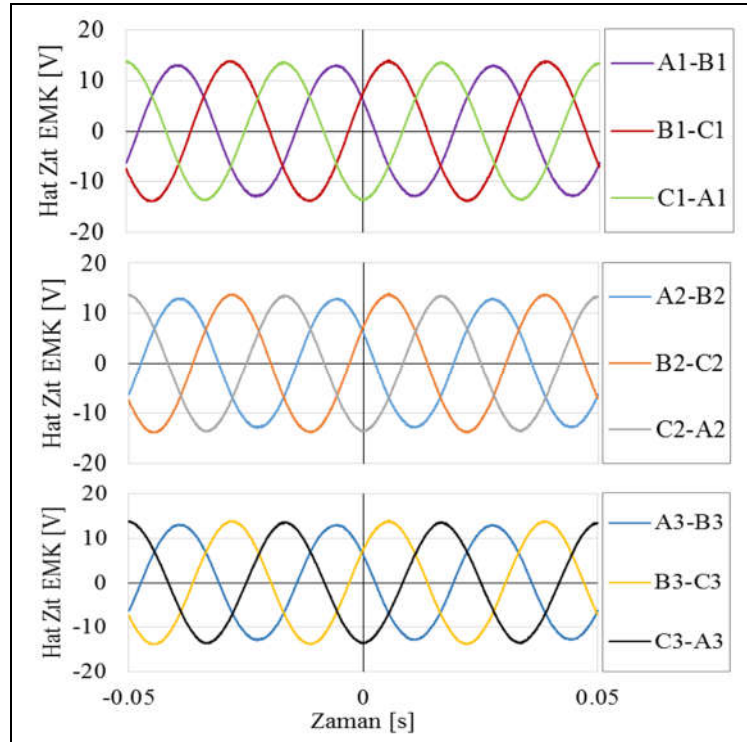


Şekil 7.7. Sargı seti-2, faz zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları

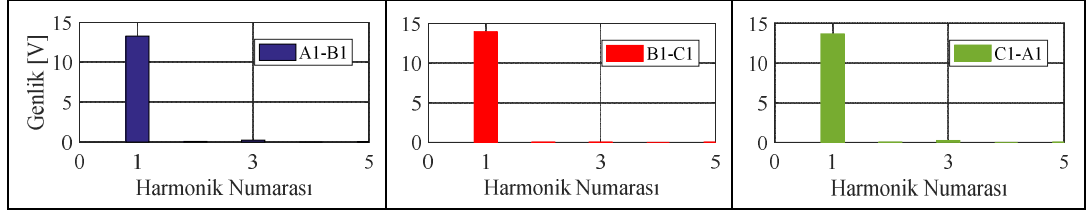
Tablo 7.3. Birinci üç fazlı set faz zıt-EMK gerilimleri %THD (set-2)

	A1	B1	C1
%THD	9,86	10,24	10,2

İkinci sargı seti hat zıt-EMK dalga şekilleri ise Şekil 7.8’de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Burada her ne kadar gerilim dalga şekillerinin sinüzoidal yapıda olduğu görülse de her bir sargı setinin hat zıt-EMK gerilimlerinin tepe değerlerinde küçük te olsa farklılıklar meydana gelmiştir. Faz dirençlerinin aynı olduğu göz önüne alındığında bu farklılığın nedenin asimetrik sargı yapısından kaynaklanan endüktans değerleri olduğu kolaylıkla söylenebilir. Birinci üç fazlı set için yapılan harmonik analizi ile toplam harmonik bozunum değerleri sırasıyla Şekil 7.9 ve Tablo 7.4’ te verilmiştir. Görüldüğü gibi asimetri açısının artması Sargı seti-1’ e göre daha yüksek harmonik bozunuma sahip zıt-EMK gerilim dalga şekline neden olmuştur.



Şekil 7.8. Sargı seti-2, hat zıt-EMK dalga şekilleri



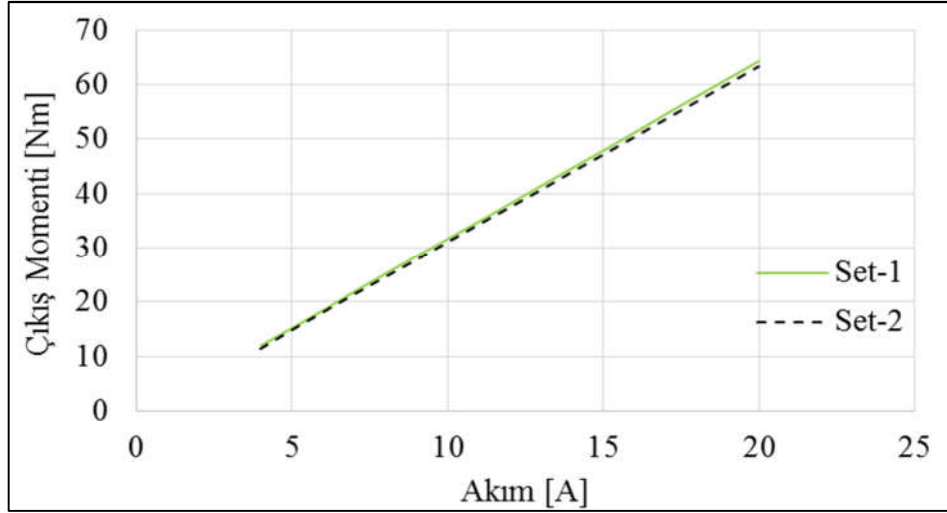
Şekil 7.9. Sargı seti-2, hat zıt-EMK dalga şekilleri FFT analiz sonuçları

Tablo 7.4. Birinci üç fazlı set hat zıt-EMK gerilimleri %THD (set-2)

	A1-B1	B1-C1	C1-A1
%THD	1,921	1,781	1,804

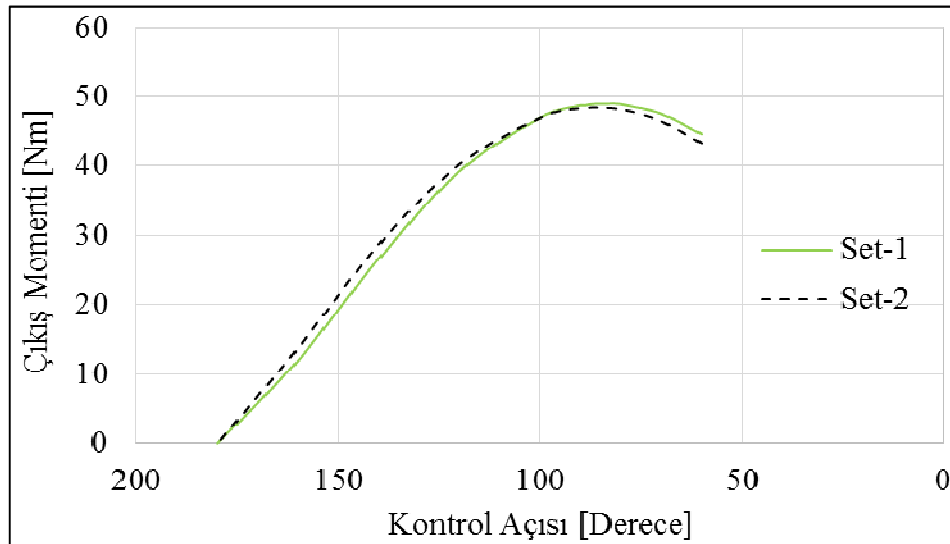
7.2. 9-Fazlı AS-SMSM Yüklü Durum Testleri

Yüklü durum testleri her iki sargı seti için (Set-1 ve Set-2) ayrı ayrı gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar bu bölümde sırasıyla incelenmiştir. Performans testlerinde yük motoru olarak Delta ECMA-L11875P3 AA servo motor kullanılmıştır. Kullanılan yük motoru 47,74 Nm anma moment değerine sahip olduğu için dokuz fazlı prototip motorda bu moment değerini sağlayan 15 A akım değeri kontrolcüye referans olarak verilmiş ve gerçek zaman testleri bu değerler için yapılmıştır. Yüklü durum testleri kapsamında her iki sargı seti için öncelikle giriş akımı ile çıkış momenti arasındaki ilişki incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 7.10’da verilmiştir. Bu test, sabit hızda her bir farklı referans akımı için çıkış momenti değerlerinin ölçümü ile yapılmıştır. Her iki sargı seti için 0-20 A arasında farklı akım değerleri kontrolcü girişine referans olarak verilmiş (maksimum referans akımda, 20 A, Delta motor %120 yük altında) ve böylece daha geniş bir aralıkta moment-akım ilişkisi elde edilebilmiştir. Bu test sonucunda sargı seti-1 için maksimum 65,2 Nm; sargı seti-2 için ise 63,31 Nm ortalama çıkış momenti değerleri elde edilmiştir. Performans testleri boyunca incelenen bir diğer durum ise çıkış momenti ile kontrol açısı arasındaki ilişkinin elde edilmesidir. Dokuz fazlı motorun her iki sargı seti için kontrol açısı ile çıkış momenti arasındaki ilişki Şekil 7.11’de verilmiştir. Sabit hızda gerçekleştirilen bu testte kontrol açısı 60° ile 180° arasında değiştirilmiş ve ortalama çıkış momenti verileri elde edilmiştir. Sargı seti-1 için maksimum moment değeri 89,7°; sargı seti-2 için ise 88° kontrol açısında elde edilmiştir. Görüldüğü üzere, maksimum çıkış momenti her iki sargı seti için farklı kontrol açı değerlerinde elde edilmiştir. Burada kontrol açılarının 90° den de farklı olduğu ayrıca belirtilmelidir.



Şekil 7.10. Giriş akımı – çıkış momenti grafiği

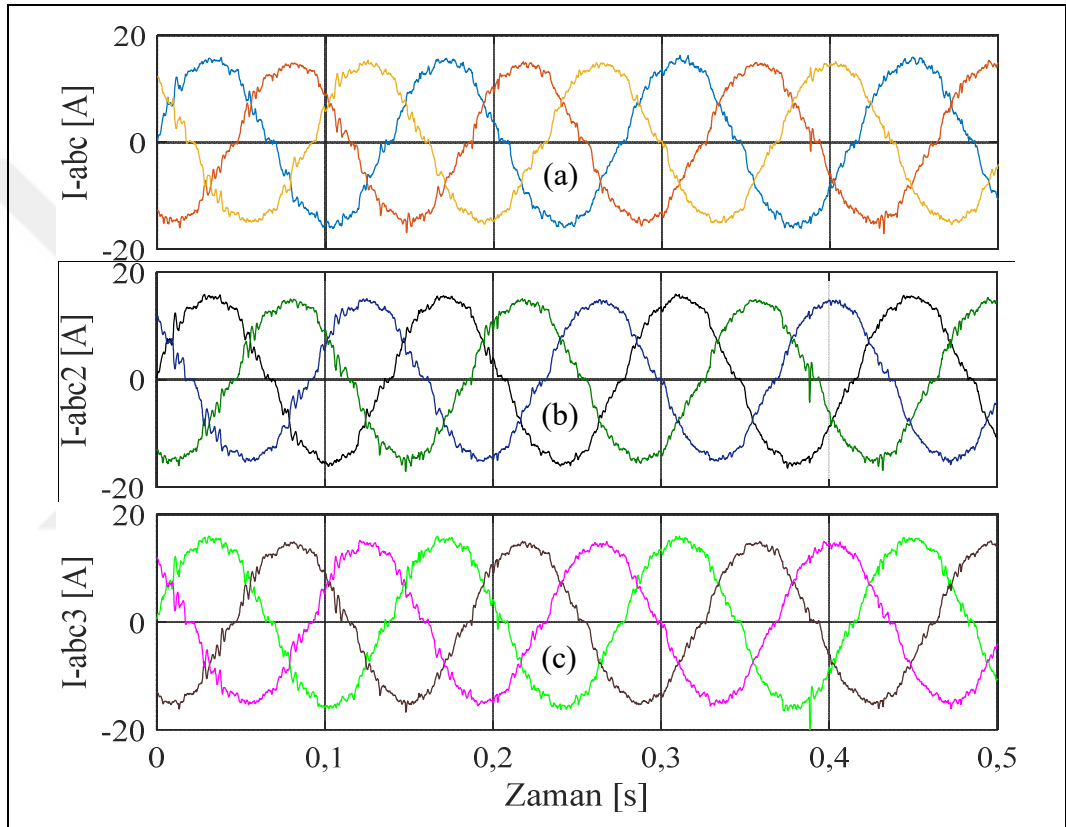
Prototip motorun matematiksel modelinden elde edilen elektriksel denklemler incelendiğinde her bir üç fazlı setin birbirine karşılıklı endüktans ve dq eksen akımları ile bağımlı olduğu görülmektedir. Her bir üç fazlı setten ayrı ayrı elde edilecek momentin diğer setlere bu şekilde bağımlı olmasından dolayı kontrolcüye verilen pozitif i_d akım değeri çıkış momentlerinde küçük de olsa artışa neden olmaktadır. Maksimum moment veran kontrol açısı değerinin qd eksen senkron endüktans değerlerinin farkına göre değiştiği de ayrıca belirtilmelidir.



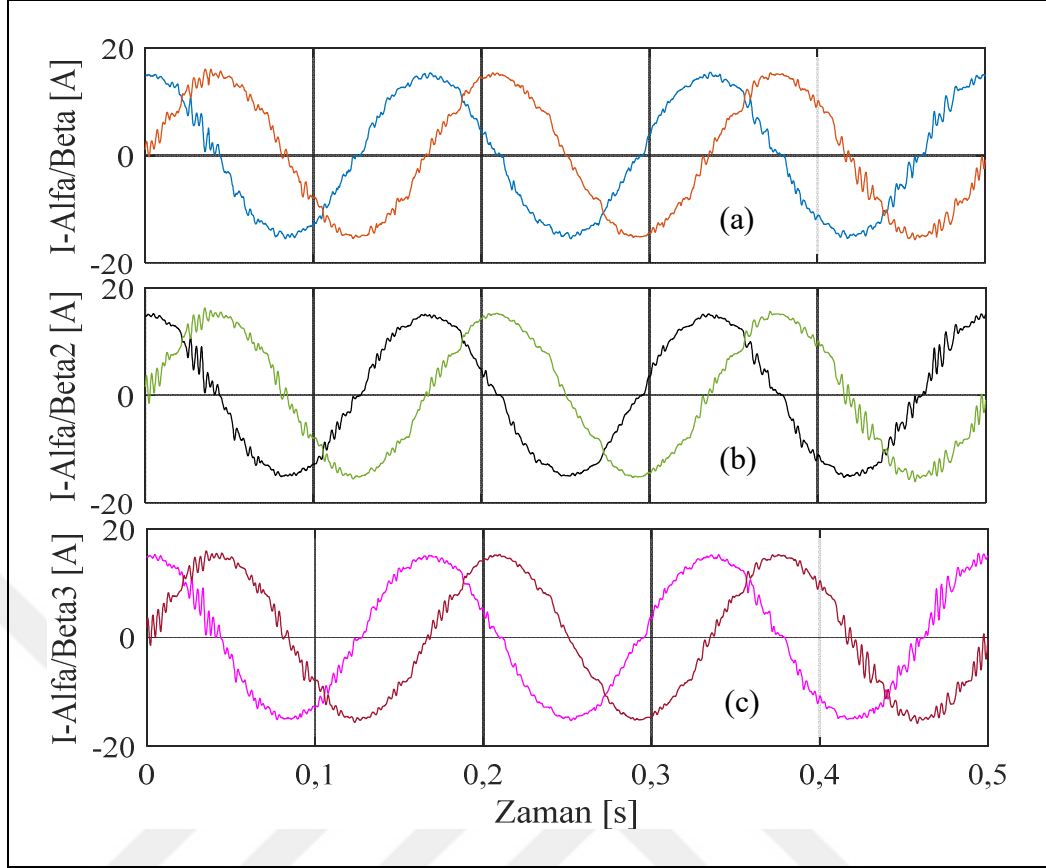
Şekil 7.11. Çıkış momenti-kontrol açısı ilişkisi

Sargı seti-1'in her bir üç fazlı seti (A1B1C1 – A2B2C2 – A3B3C3) için ölçülen stator faz akımları Şekil 7.12'de gösterilmiştir. Bölüm 3'te de bahsedildiği gibi her iki sargı

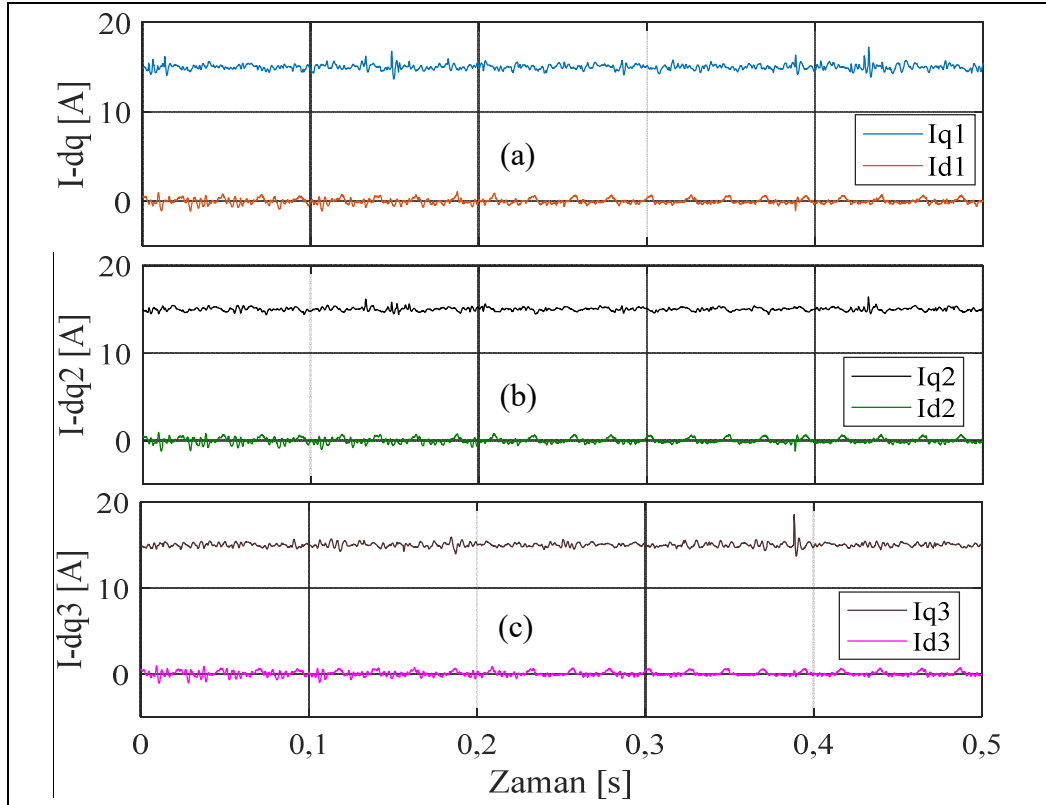
setine ait üç fazlı stator sargılarının manyetik eksen vektörleri aynı eksen üzerinde konumlandırılmıştır (bkz. Şekil 3.2). Bundan dolayı her bir üç fazlı sete ait stator akımları olması gerektiği gibi aynı eksen üzerinde elde edilmiştir. Ayrıca her bir üç fazlı set için elde edilen alfa-beta eksen ile dq eksen akımları sırasıyla Şekil 7.13 ve Şekil 7.14’te verilmiştir. Şekillerden de açıkça görüldüğü gibi dokuz fazlı motor için oluşturulan denetleyici sayesinde dq eksen akımları verilen referans akımı ($i_d = 0$ A, $i_q = 15$ A) istenilen şekilde takip etmektedir.



Şekil 7.12. Sargı seti-1 faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3

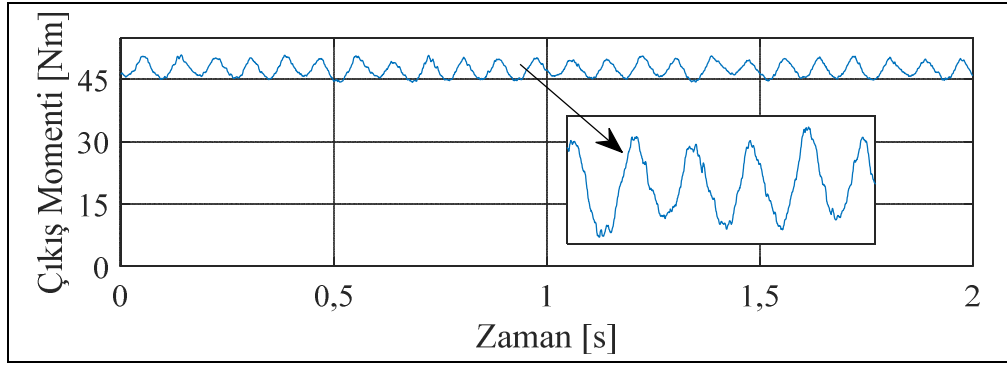


Şekil 7.13. Sargı seti-1 alfa-beta eksen akımları, (a) α_1 - β_1 , (b) α_2 - β_2 , (c) α_3 - β_3



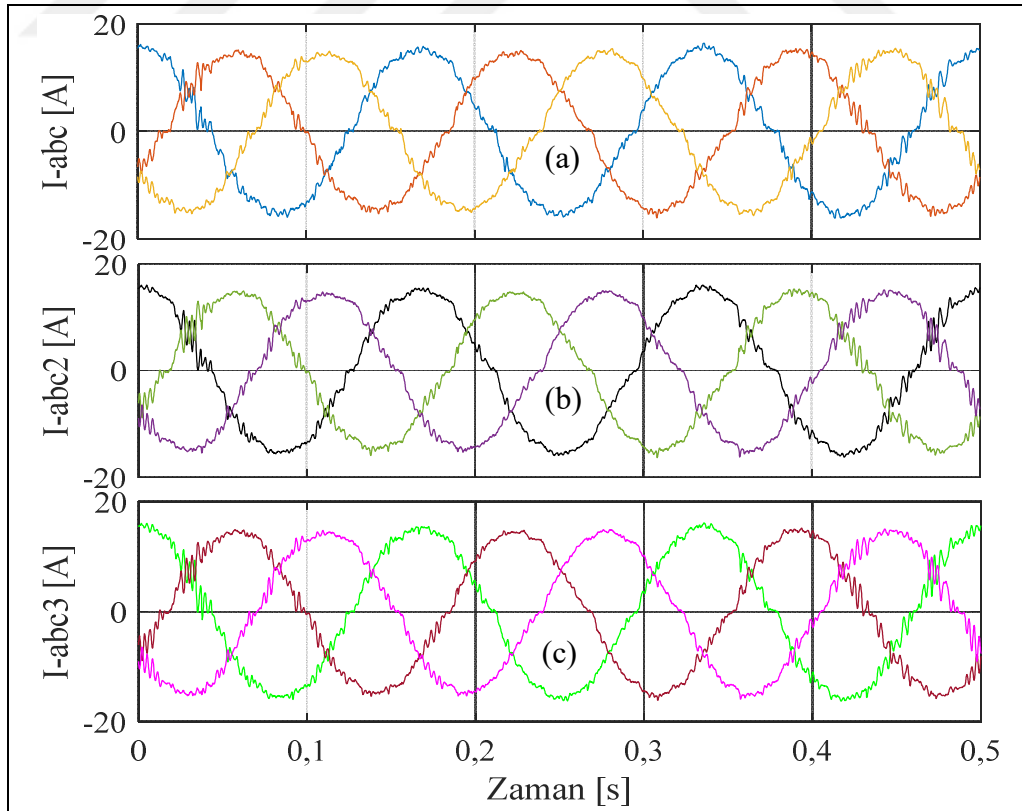
Şekil 7.14. Sargı seti-1 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3

15 A referans iq akımı için elde edilen çıkış momentinin değişimi ise Şekil 7.15'te gösterilmiştir. Sargı seti-1 için 48,93 Nm ortalama çıkış momenti yaklaşık %9' luk bir moment dalgalanması ile elde edilmiştir.

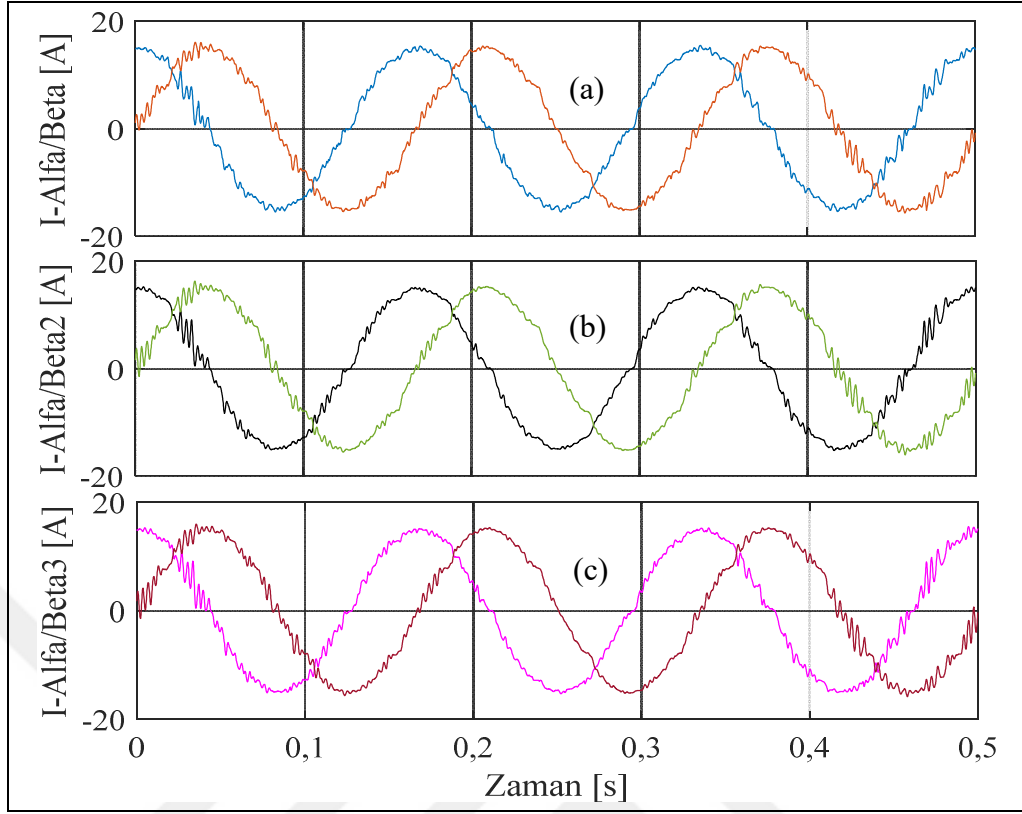


Şekil 7.15. Sargı seti-1 çıkış momenti değişimi

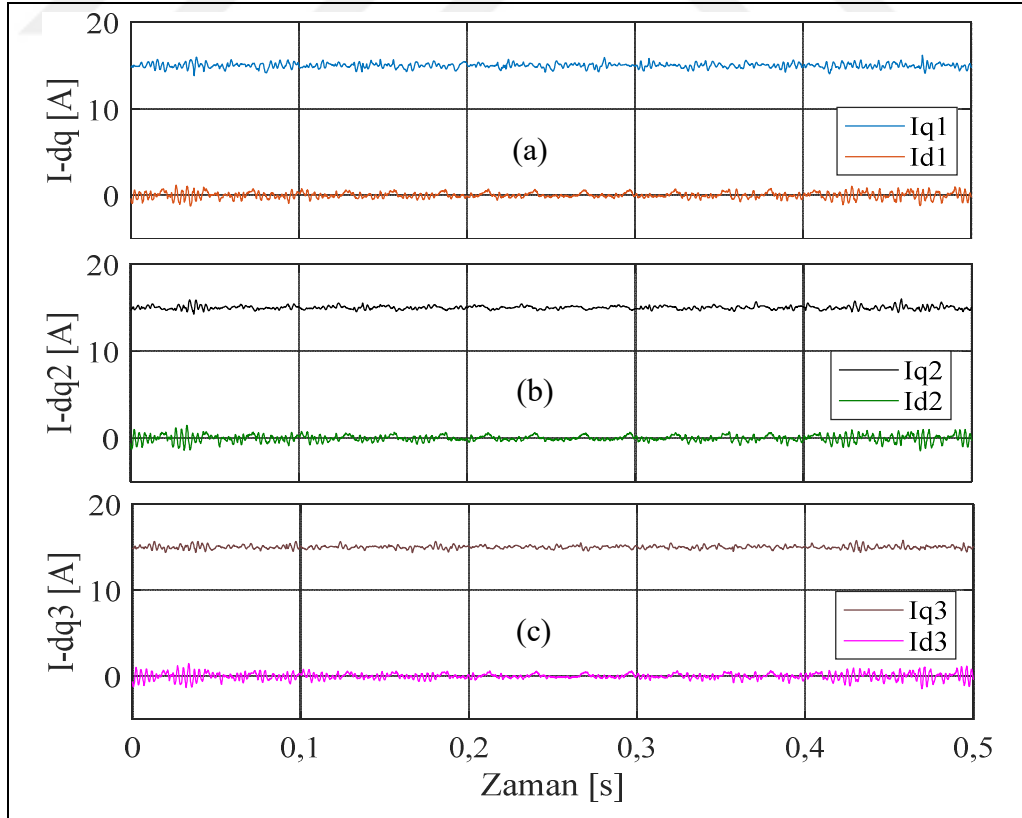
Sargı seti-2 için 15 A referans akım değerinde elde edilen stator faz akımları, alfa-beta eksen akımlar ve dq eksen akımları ise sırasıyla Şekil 7.16 ile Şekil 7.18 arasında verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan görüldüğü gibi oluşturulan denetleyici ile bu sargı seti için de referans akım istenilen şekilde takip edilmektedir.



Şekil 7.16. Sargı seti-2 faz akımları, (a) A1B1C1, (b) A2B2C2, (c) A3B3C3

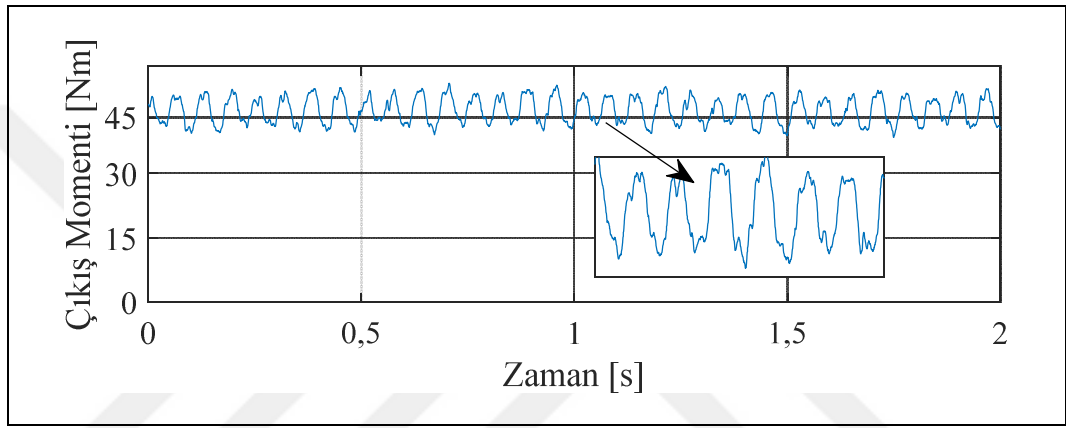


Şekil 7.17. Sargı seti-2 alfa-beta eksen akımları, (a) α_1 - β_1 , (b) α_2 - β_2 , (c) α_3 - β_3



Şekil 7.18. Sargı seti-2 dq eksen akımları, (a) dq1, (b) dq2, (c) dq3

Asimetri açısının daha fazla olduğu ikinci dokuz fazlı sargı seti için 15A referans iq akım değerinde elde edilen çıkış momentinin değişimi ise Şekil 7.19’ te sunulmuştur. Sargı seti-2 için belirtilen referans akımda ortalama çıkış momentini 47,60 Nm olarak ölçülmüştür. Ayrıca bu set için çıkış momentindeki dalgalanma %12 olarak hesaplanmıştır. Her iki sargı setine ait çıkış momentini dalga şekilleri incelendiğinde ikinci sargı seti çıkış momentinde daha fazla harmonik bileşen olduğu kolaylıkla görülmektedir. Matematiksel hesaplamalara dayalı karşılaştırma tablosu ise bir sonraki bölümde verilmiştir.



Şekil 7.19. Sargı seti-2 çıkış momentini değişimi

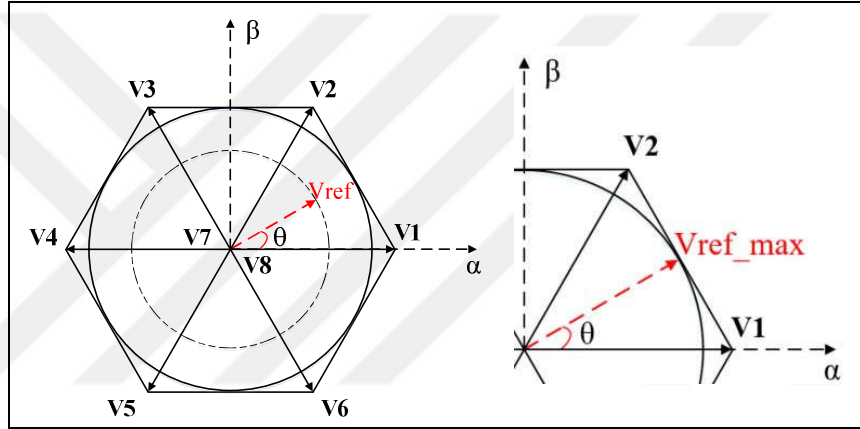
7.3. 9-Fazlı AS-SMSM Akı Zayıflatma Performansı

Elektrik makinelerinin gerçek zamanlı kontrolünde makinenin elektriksel, mekanik ve termal limitleri ile güç elektroniği çeviricilerinin sağlayabileceği maksimum akım-gerilim kapasitesi, çıkış momentini ve rotor hızında sınırlamaya neden olmaktadır. Birçok uygulamada maksimum DA bara gerilimi sabit tutulduğundan (aksi halde güç elektroniği çeviricilerinin KVA oranı ve fiziksel büyüklükleri artırılmalıdır) makineye uygulanan gerilimin genliği negatif bir i_d akımı verilerek düşürülebilir. Böylece herhangi bir elektrik makinesi DA bara gerilimi artırılmadan daha yüksek hızlarda çalıştırılabilir. SM makineleri genel olarak dq eksen akımları ile kontrol edildiğinden, makineye uygulanabilecek maksimum akım-gerilim değerleri ile güç elektroniği çeviricisinin sağlayabileceği maksimum değerler eşitlik (7.2) ve eşitlik (7.3)’ te verildiği gibi aşağıdaki şekilde ilişkilendirilebilir [185];

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{s_max} \quad (7.2)$$

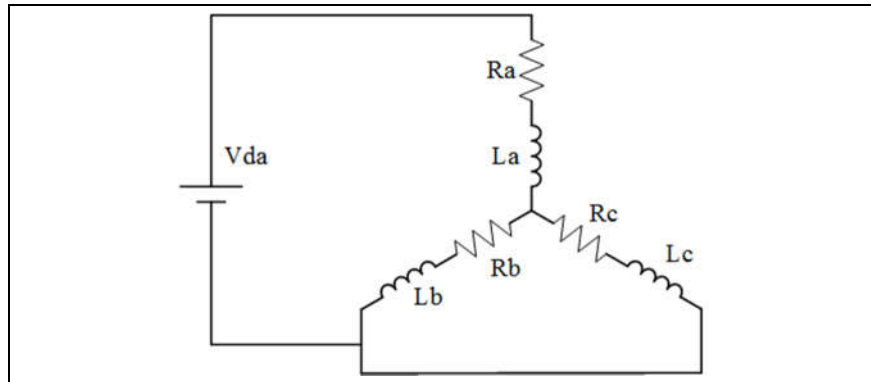
$$v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{s_max} \quad (7.3)$$

Burada i_s ve v_s stator fazlarına ait akım ve gerilimi, I_{s_max} ve V_{s_max} ise güç elektroniği çevirisinin sağlayabileceği maksimum akım ve gerilim değerlerini ifade etmektedir. Motor terminallerine uygulanacak uygun PWM sinyallerinin elde edilmesinde bölüm 5'te teorisi anlatılan uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılmıştır. İki seviyeli bir evirici için bu teknik kullanıldığında elde edilebilecek çıkış gerilim vektörleri ise Şekil 7.20'de gösterilmiştir.



Şekil 7.20. İki seviyeli evirici için UVDGM çıkış gerilim vektörleri

Burada θ rotor konumunu, V1-V8 yarıiletken elemanların anahtarlama konumlarını, V_{ref} ise senkron hızda dönen referans gerilim vektörünü ifade etmektedir. Şekil 7.21'de ise anahtarlama vektörünün V1(100) ile gösterilen konumda olması durumunda üç fazlı stator seti ile güç elektroniği çevirisi arasında oluşan bağlantı şeması gösterilmiştir.



Şekil 7.21. V1 anahtarlama konumunda stator fazları bağlantı şekli

Standart gerilim bölücü yöntemi uygulandığında ideal şartlar altında her bir stator fazının ulaşabileceği maksimum gerilim değerleri eşitlik (7.4) ile verilmiştir;

$$V_a = \frac{2V_{da}}{3}, V_b = \frac{-V_{da}}{3}, V_c = \frac{-V_{da}}{3} \quad (7.4)$$

Gerçek zamanlı motor kontrol sistemlerinde ise makinenin faz ya da hat gerilimlerinin ulaşabileceği maksimum değerler bazı sınırlamalardan dolayı yukarıda verilenden daha düşük elde edilir. Şekil 7.20’den görüldüğü gibi referans gerilim vektörünün ulaşabileceği maksimum genlik değeri, her bir sektör bölgesini de içinde barındıran altıgenin kenarlarına teğet olan bir daire ile sınırlandırılmıştır. Sınır dairesinin içinde kalan bölge doğrusal modülasyon bölgesi olarak adlandırılmakta ve bu bölgede referans gerilim vektörünün alabileceği maksimum değer eşitlik (7.5) ile ifade edilir;

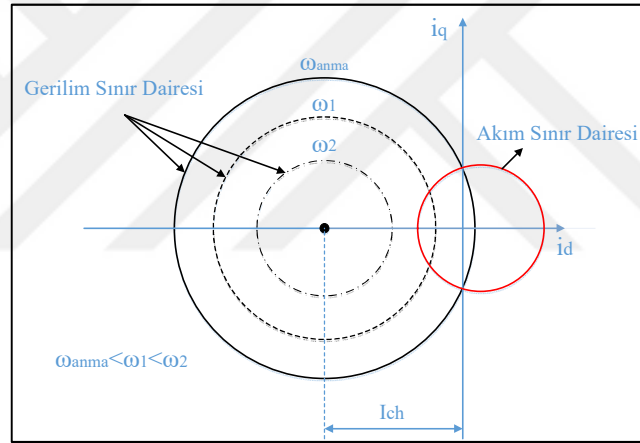
$$V_{max} = V_{ref_max} \cos(\theta) = \frac{2V_{da}}{3} \cos(\theta) = \frac{V_{da}}{\sqrt{3}} \quad (7.5)$$

Yukarıda verilen denklemde V_{max} , makinenin herhangi bir fazının ulaşabileceği maksimum faz gerilimini, V_{da} ise DA bara gerilimini ifade etmektedir. SM makinelerin kontrolü genellikle doğrusal modülasyon bölgesi içinde yapılır ve çalışma noktasının bu bölge içinde kalıp kalmadığı sürekli olarak kontrol edilir. Kontrol işlemi yapılırken makine faz geriliminin gerilim kaynağından talep ettiği değer ile kaynağın verebileceği maksimum değer karşılaştırılır ve denetleyici tasarımı doğrusal modülasyon bölgesi içinde kalacak şekilde yapılır. Burada karşılaştırma işlemi için literatürde modülasyon indeksi terimi tanımlanmıştır ve makine gerilimi ile kaynak gerilimi arasındaki ilişkiyi veren indeks ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir [186]. Eşitlik (7.4) ile tanımlanan güç elektroniği çevirisinin verebileceği maksimum faz gerilimi değeri eşitlik (7.5)’te yerine yazıldığında modülasyon indeksinin maksimum değerinin 1 olacağı kolaylıkla görülmektedir.

$$M = \frac{\sqrt{3} \sqrt{V_d^2 + V_q^2}}{V_{da}} \quad (7.6)$$

Akı zayıflatma teorisinin gerçek zamanda doğru bir şekilde uygulanabilmesi için kullanılan makinenin elektriksel denklemlerine göre akım-gerilim sınır daireleri elde

edilmelidir. Akım sınır dairesinin maksimum değeri güç elektroniği çevircisinin sağlayabildiği maksimum akım değeri - aynı zamanda motor fazlarının anma noktasında çektiği akım değeri - ile ilişkilendirilmiştir ve sabit olduğu kabul edilmektedir. Gerilim sınır dairesi ise - kullanılan motorun rotor yapısına bağlı olarak geometrisi değişkenlik göstermektedir. Yüzey mıknatıslı makineler için daire, gömülü mıknatıslı makineler için ise elips şeklini almaktadır - rotor hızı ile ters orantılı bir şekilde değişmektedir. Çekilen akım ve rotor hızına göre makinenin hangi çalışma noktasında olduğu bu sınır dairelerine bakılarak belirlenebilir. Ölçüm ve hesaplama ile elde edilen tüm bu bilgiler ışığında akı zayıflatma fonksiyonunu da içeren bir denetleyici tasarımı yapılabilir. Tez kapsamında kullanılan dokuz fazlı motor için akım-gerilim sınır daireleri Şekil 7.22’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi rotor hızı arttıkça gerilim sınır dairelerinin çapı küçülmektedir.



Şekil 7.22. Akım-gerilim sınır daireleri

Yukarıdaki şekilde değinilmesi gereken diğer bir nokta ise gerilim sınır dairelerinin merkez noktasıdır. Bu noktanın konumu motor parametrelerine göre değişmekle beraber literatürde sonsuz hız noktası olarak ta adlandırılmaktadır. Bu noktaya denk gelen hızda çekilen motor akımı ise karakteristik akım olarak adlandırılmakta ve eşitlik (7.7) yardımı ile hesaplanabilmektedir [187];

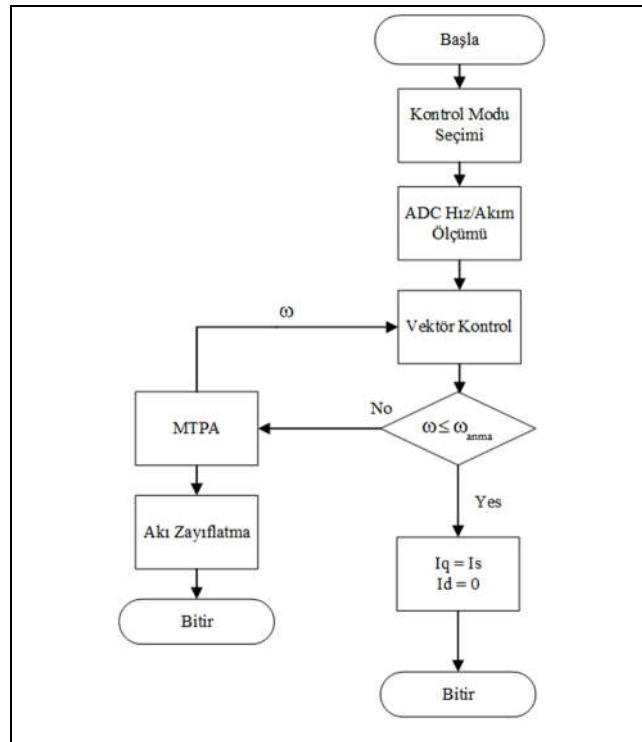
$$I_{ch} = \frac{-\lambda_m}{L_d} \quad (7.7)$$

Burada I_{ch} karakteristik akımı, λ_m ve L_d ise sırasıyla mıknatıs akı bağı ile d eksen senkron endüktans değerlerini ifade etmektedir. Şekil 7.22’den görüldüğü gibi sonsuz

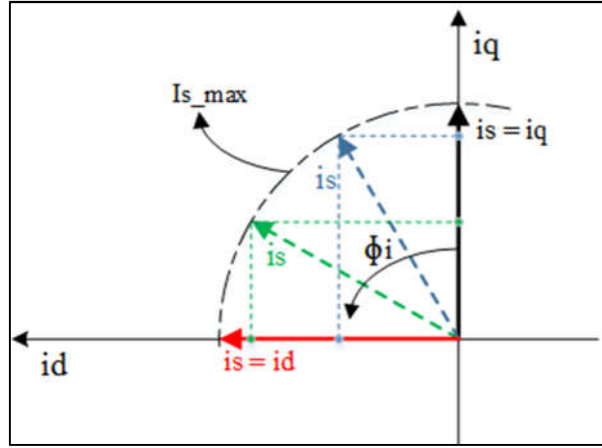
hız noktası ya da gerilim dairesinin merkezi akım sınır dairesinin dışındadır. Yani bu noktaya denk gelen hıza ulaşmak için gerekli akım değeri güç elektroniği çevircisinin sağlayabileceği maksimum değerden daha fazladır. Bu durum önerilen dokuz fazlı motorun bu hız değerine -sonsuz hız noktası- ulaşamayacağını açıkça göstermektedir. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 için ortalama karakteristik akım değerleri eşitlik (7.8)'de verildiği gibi hesaplanmıştır. Bu değerlerin anma akımının çok üzerinde olması yüzey mıknatıslı motorların en tipik özelliklerinden biridir.

$$I_{ch1} = \frac{-\lambda_m}{L_{d1}} = \frac{0,0392}{422,33} = -92,81A \quad I_{ch2} = \frac{-\lambda_m}{L_{d2}} = \frac{0,0392}{313,55} = -125,01A \quad (7.8)$$

Akı zayıflatma çalışmaları gerçek zamanlı uygulanırken kontrol algoritması sürekli olarak rotor hızını ölçmekte ve bu hız değerine göre zayıflatma işleminin yapılıp yapılmayacağına karar vermektedir. Tez kapsamında dokuz fazlı motor kontrol için oluşturulan kontrol algoritmasının akış şeması Şekil 7.23'te gösterilmiştir. Akı zayıflatma işlemi yapılırken başlangıçta 90° olan kontrol açısı, o anki hız ve moment değerine bağlı olarak bu değerden 180° ye kadar artırılır. Kontrol açısının 90° olması durumunda $i_s = i_q$; 180° olması durumunda ise $i_s = -i_d$ eşitlikleri geçerlidir. Şekil 7.24'te stator akım vektörü i_s nin kontrol açısına göre değişimi gösterilmiştir.

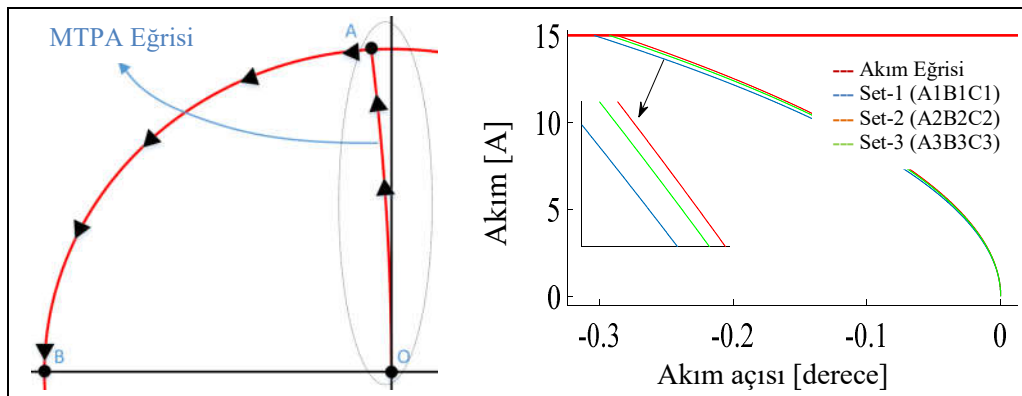


Şekil 7.23. Akı zayıflatma işlemi akış şeması



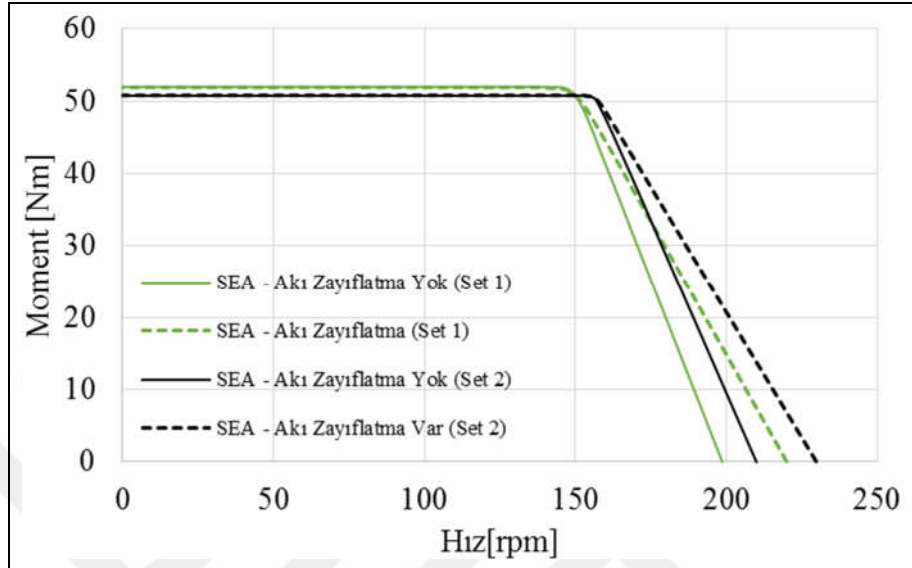
Şekil 7.24. Referans akım vektörünün değişimi

Bu çalışmadaki akı zayıflatma işlemi, yukarıda verilen akış şemasında da belirtildiği gibi rotor hızının anlık değerine göre iki aşamada gerçekleştirilmiştir. Rotor hızının anma hız değerinin altında kaldığı bölgede Şekil 7.25'te gösterilen OA eğrisi her bir üç fazlı sargı setinin akım girişlerine referans yörünge olarak verilmiştir. Bu yörünge literatürde her bir akım değerinde maksimum momenti veren eğri (*Maximum Torque Per Ampere, MTPA*) olarak geçmektedir. Anma hızının üstündeki hızlarda ise aynı zamanda akım limit dairesinin de sınırları olan AB eğrisi her bir üç fazlı sete referans akım yörüngesi olarak verilmiştir. Şekil 7.25'te verilen akım yörüngesinin sabit moment ve güç bölgesinde tanımlı olduğu unutulmamalıdır. Burada değinilmesi gereken bir başka nokta ise ikinci dokuz fazlı sargı setindeki asimetrik sargı yerleşiminin referans akım yörüngesine olan etkisidir. Yapısal asimetri kaynaklı her bir üç fazlı sette ortaya çıkan öz ve karşılıklı endüktans değerlerindeki farklılık hesaplanan OA eğrisinde de farklılığa nede olmaktadır. Her bir üç fazlı sete akım referansı olarak verilen OA eğrisindeki bu farklılık Şekil 7.25'te gösterilmiştir.

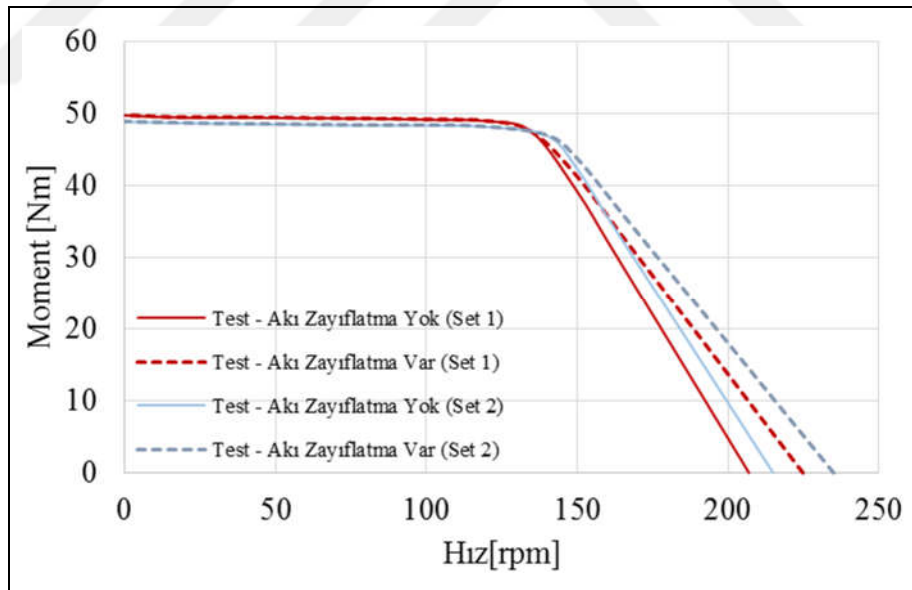


Şekil 7.25. Akım referansı yörüngesi

Yukarıda verilen teorik bilgiler ışığında akı zayıflatma işlemi her iki sargı seti için hem SEA yöntemi ile hem de gerçek zamanlı olarak ayrı ayrı yapılmış ve elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekil 7.26 ve Şekil 7.27’de verilmiştir.



Şekil 7.26. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 moment hız eğrileri, (SEA)



Şekil 7.27. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 moment hız eğrileri, (deneysel)

Sargı yapısındaki farklılıklardan dolayı anma hızı, anma momenti ve maksimum hız gibi bazı motor parametreleri az da olsa değişiklik göstermektedir. Sargı yapısındaki bu farklılıktan dolayı SEA ve gerçek zamanlı test verilerinde birinci sargı setinin anma momenti değeri ikinci sargı setinden daha fazla; anma hızı ve maksimum hız değerleri ise daha az elde edilmiştir. Ayrıca SEA ve test verileri arasında anma hızı ve

maksimum hız parametreleri cinsinden sargı seti-1 için sırasıyla %10, %4,54 ve %2,72 fark; sargı seti-2 için ise sırasıyla %10,8, %3,86 ve %2,17 fark elde edilmiştir. Diğer yandan SEA ve test verileri arasında anma hızı ve maksimum hız değerlerinde ortaya çıkan bu farklılığın bakır kayıpları ve güç elektroniği çevirisindeki gerilim düşümleri göz önüne alındığında kabul edilebilir seviyede olduğu da ayrıca belirtilmelidir. Tablo 7.5'te ise hem sonlu elemanlar analizinden hem de gerçek zamanlı testlerden elde edilen veriler karşılaştırmalı olarak özetlenmiştir.

Tablo 7.5. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 akı zayıflatma sonuçları

	Sargı Seti-1				
	Anma Hızı, ω_r	Maksimum Hız Akı Zayıflatma Yok, ω_{max1}	Maksimum Hız Akı Zayıflatma Var, ω_{max2}	ω_{max1}/ω_r	ω_{max2}/ω_r CPSR
SEA	150 rpm	198 rpm	220 rpm	1,32	1,46
Test	135 rpm	207 rpm	225 rpm	1,53	1,66
Hata %	10%	4,54%	2,72%	--	--
	Sargı Seti-2				
	Anma Hızı, ω_r	Maksimum Hız Akı Zayıflatma Yok, ω_{max1}	Maksimum Hız Akı Zayıflatma Var, ω_{max2}	ω_{max1}/ω_r	ω_{max2}/ω_r CPSR
SEA	157 rpm	207 rpm	230 rpm	1,31	1,46
Test	140 rpm	215 rpm	235 rpm	1,53	1,67
Hata %	10,8%	3,86%	2,17%	--	--

Yukarıda her iki sargı seti için ayrı ayrı gerçekleştirilen akı zayıflatma işleminden elde edilen sonuçlar verilmiş ve birbirleri ile karşılaştırılmıştır. Burada değinilmesi gereken nokta ise farklı sargı yapılarının makinenin akı zayıflatma kapasitesine etki edip etmediği konusudur. Bu amaçla her iki sargı seti için akı zayıflatma kapasiteleri iki farklı yöntem ile incelenmiş ve elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir. SM makinelerde (hem YMSM hem de GMSM) optimum akı zayıflatma makine karakteristik akımı I_{ch} ' nin anma akımına eşit olması durumunda elde edilmektedir. Bundan dolayı literatürde genel olarak akı zayıflatma kapasitesi eşitlik (7.9)'da verilen katsayı ile tanımlanmaktadır;

$$k_{fw} = \frac{L_d I_s}{\lambda_m} = \frac{I_s}{I_{ch}} \quad (7.9)$$

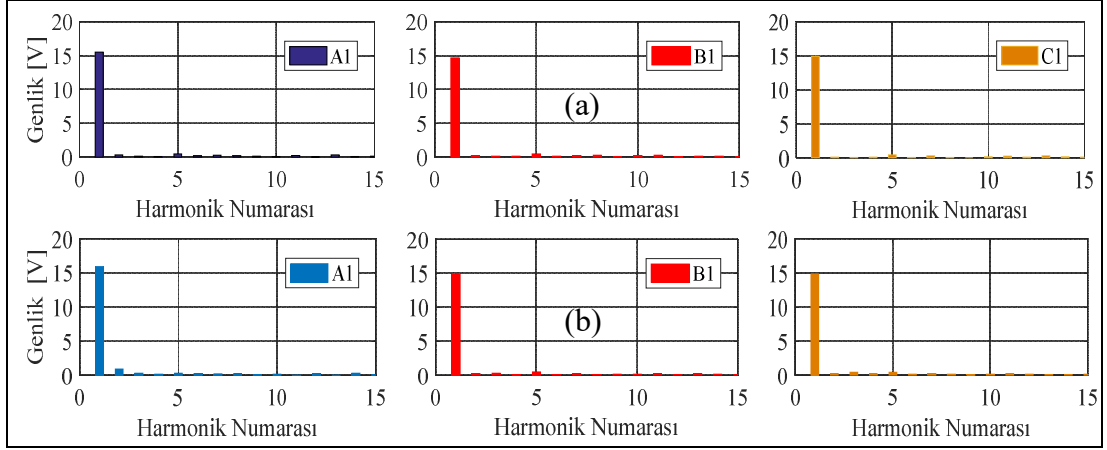
Burada k_{fw} akı zayıflatma kapasite katsayısını, I_s ise makinenin anma akımını ifade etmektedir. Yukarıda verilen denklem kullanılarak her iki sargı set için akı zayıflatma kapasitesine ilişkin katsayılar (k_{fw1} ve k_{fw2}), $L_{d1} = 418\mu H$, $L_{d2} = 340\mu H$, $I_s = 15 A$ ve $\lambda_m = 0,0392 Wb$ değerleri için hesaplandığında $k_{fw1} = 0,1599$ ve $k_{fw2} = 0,1301$ olarak elde edilmiştir. Diğer yandan toplam akı bağı ifadeleri üç farklı hız ve akım değeri için ($@\omega_r, I_q=I_s, I_d=0$ - $@\omega_{maks1}, I_q=0, I_d=0$, $@\omega_{maks2}, I_q=0, I_d=-I_s$) ayrıca hesaplanmış ve bu noktalarda elde edilen akı bağı değerleri Tablo 7.6’da özetlenmiştir. Tablodan görüldüğü gibi, her iki sargı yapısına ait üç fazlı setlerin toplam akı bağı ifadeleri anma hızında ve akı zayıflatmanın yapılmadığı maksimum hızda yaklaşık olarak aynı değere sahiptir. Buna rağmen akı zayıflatmanın yapıldığı maksimum hız değerinde toplam akı bağı ifadeleri farklı değerler almıştır. Makinenin anma hızındaki toplam akı bağı değeri ile akı zayıflatmanın yapıldığı maksimum hızdaki toplam akı bağı ifadeleri karşılaştırıldığında birinci sargı seti için maksimum %16,32; ikinci sargı seti için ise %13,52 oranında akı zayıflatma işlemi gerçekleşmiştir. Her iki yöntemden elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi aynı rotor yapısına sahip iki farklı sargı seti için asimetri açısının artırılması akı zayıflatma kapasitesinde azalışa neden olmaktadır.

Tablo 7.6. Sargı seti-1 ve sargı seti-2 akı zayıflatma kapasiteleri

	Sargı Seti-1			Sargı Seti-2		
	λ_{s_abc}	λ_{s_xyz}	λ_{s_uvw}	λ_{s_abc}	λ_{s_xyz}	λ_{s_uvw}
Anma Hızı	0,0399	0,0399	0,0399	0,0397	0,0397	0,0396
Maks. Hızda (Akı Zayıflatma Yok)	0,0392	0,0392	0,0392	0,0392	0,0392	0,0392
Maks. Hızda (Akı Zayıflatma Var)	0,0329	0,0328	0,0328	0,0341	0,0339	0,0341
Maks. Akı Zayıflatma Oranı	16,07%	16,32%	16,32%	13,01%	13,52%	13,01%

7.4. Karşılaştırmalar

Sargı seti-1 ve sargı seti-2’nin birinci üç fazlı setlerine ait stator akımları FFT analiz sonuçları Şekil 7.28’de, bunlarla ilgili THD değerleri ise Tablo 7.7’de verilmiştir. Her iki sonuçtan da görüldüğü gibi ikinci sargı seti stator akımlarındaki bozulma miktarı birinci sargı setinden daha fazla elde edilmiştir. Bu sonuç ikinci sargı setindeki asimetri açısının fazla olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 7.28. Stator akımları birinci üç faz set FFT analizi, (a) set-1, (b) set-2

Tablo 7.7. Stator akımları %THD değerleri (set-1 ve set-2)

%THD	Sargı Seti-1			Sargı Seti-2		
	A1	B1	C1	A1	B1	C1
DeneySEL	%5,31	%5,04	%4,97	%6,32	%6,01	%6,0256

Her iki sargı seti için sonlu elemanlar analizi, matematiksel modelleme ve deneysel çalışmalardan elde edilen moment çıkışlarına ait karşılaştırma bilgileri ise Tablo 7.8’de sunulmuştur. Asimetri açısındaki artış ortalama çıkış momenti değerinde azalmaya, moment dalgalanmasında ise artışa neden olmaktadır. Her üç yöntem ile elde edilen sonuçların birbirleri ile uyumlu olduğu görülmektedir.

Tablo 7.8. Moment karşılaştırması

	Sargı Seti-1		Sargı Seti-2	
	Ort. Çıkış Momenti	%Moment Dalgalanması	Ort. Çıkış Momenti	%Moment Dalgalanması
2B-SEA	51,97 Nm	%1,05	50,76 Nm	%6,6
Mat. Model	48,73 Nm	%1,85	47,73 Nm	%6,28
DeneySEL	48,93 Nm	%9,4	47,6 Nm	%12

7.5. Özet

Bu bölümde, 9-fazlı AS-SMS motorun gerçek zamanlı performans testleri ile kontrolüne ilişkin sonuçlara yer verilmiştir. Deneysel çalışmalar temel olarak yüksüz ve yüklü durum testleri olarak iki kısma ayrılmıştır. Yüksüz durum testlerinde her iki sargı seti için hat ve faz zıt-EMK gerilimleri ile vurutu momenti değerleri ölçülmüştür. Yüklü durum testlerinde ise bu motor için tasarlanan denetleyici yapısı ile motor

gerçek zamanlı olarak akı zayıflatma işlemini de içerecek şekilde kontrol edilmiştir. Her iki durum için elde edilen sonuçlar hem SEA hem de matematiksel modelden elde edilen veriler ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçların uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir.



8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, standart üç fazlı motorlara göre aynı hacimde daha yüksek güç yoğunluğu sunabilme, yedekleme ve güvenilirlik gibi sunduğu bazı avantajlardan dolayı son yıllarda özellikle elektrikli taşıt ve savunma sanayi uygulamalarında popüler olmaya başlayan dokuz fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor detaylı bir şekilde incelenmiştir. Ele alınan motor literatürde incelenen geleneksel simetrik sargılı motorlardan farklı olarak asimetrik sargı yapısına sahip olacak şekilde tasarlanmış ve bu asimetrinin getirdiği avantaj/dezavantajlar ortaya konmuştur. Önerilen motorun en önemli avantajı özel bir yöntem kullanmadan çok düşük vuruş momentine sahip olmasıdır. Bu çalışma kapsamında motor fazları arasındaki açı değerinin performans verilerine etkilerini daha iyi gözlemleyebilmek için farklı asimetri açı değerlerine sahip iki adet dokuz fazlı sargı seti (sargı seti-1 ve sargı seti-2) aynı motor gövdesi içine yerleştirilmiş ve böylece sadece faz açılarının motor performansına olan etkileri incelenebilmiştir. Her iki sargı seti de asimetrik olmasına rağmen ikinci sargı setindeki asimetri miktarı birincisine göre daha da artırılmış ve bunun etkileri tez kapsamında incelenmiştir.

Bu çalışma kapsamında asimetrik sargı yapısına sahip dokuz fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun her iki sargı seti için sonlu elemanlar analizleri yapılmış ve elde edilen analiz sonuçlarına göre motorun prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Üretilen prototip motorun performans testleri gerçek zamanlı olarak ayrıca yapılmış ve elde edilen veriler sonlu elemanlar analizi sonuçları ile karşılaştırılarak motorun doğrulanması işlemi tamamlanmıştır. Tüm bu işlemlere ek olarak asimetrik sargılı dokuz fazlı motorun akı, gerilim ve moment ifadelerini veren elektriksel denklemleri sargı yapısı ve manyetik eksen vektörlerinin yerleşimi gönz önünde bulundurularak özel olarak elde edilmiş ve bu denklemlere göre Matlab-Simulink benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Elde edilen bu denklemler ile sargı yapısı asimetrik olduğunda akı, akı bağı, endüktans ve gerilim ifadelerinin birbirlerine karşılıklı bağımlı hale geldiği gösterilmiştir.

Matematiksel modelden elde edilen benzetim sonuçları hem sonlu elemanlar analizi ile hem de deneysel veriler ile karşılaştırılmış; böylece modelin doğruluğu gösterilmiştir. Faz dirençleri arasındaki fark ve asimetri açısının artırılması ile değiştirilen dengesizliğin çıkış momentine olan etkileri yine benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Motorun gerçek zamanlı denetimi için Matlab-Simulink ortamında vektör kontrol tabanlı bir algoritma hazırlanmış ve bu algoritmalar dSPACE MicroAutobox II kontrol kartı ile gerçek zamana aktarılmıştır. Ayrıca gerçek zamanlı kontrol çalışmaları için elektronik devreler grubu tasarlanmış ve üretilmiştir. Motorun akım, gerilim ve konum gibi parametrelerinin ölçümü, filtrelenmesi, bazı sinyal tiplerinin değiştirilmesi ve güç elektroniği devreleri ile kontrol kartı arasında yalıtım sağlaması amacıyla dokuz fazlı bir I/O kart üretilmiştir. Ayrıca kontrolcü çıkışında hesaplanan uygun PWM sinyallerini motor terminallerine iletecek üç adet özdeş üç fazlı evirici devresi de sisteme entegre hale getirilmiştir.

Motor faz sargılarının stator oluklarına asimetrik şekilde yerleştirilmesi halinde stator ve rotorda ilave herhangi bir önleme ve mıknatıslarda herhangi bir kaykırıya gerek kalmaksızın vuruş momenti bileşeni neredeyse yok denecek seviyeye getirilmektedir. Ayrıca çıkış momenti dalgalanma miktarı da stator ve/veya rotorunda herhangi bir kaykırı bulunmayan simetrik sargılı bir motora göre oldukça düşük hale getirilebilmektedir.

Hem analiz hem de deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlara göre asimetri açısının optimum değerden daha fazla olması zıt-EMK ve faz akımlarında bozulmalara neden olmaktadır. Bu duruma sargı fonksiyonundaki ilave harmonik bileşenler ile endüktanslardaki dengesizliklerin neden olduğu söylenebilir. Ayrıca asimetri açısının artması ortalama çıkış momentinde bir miktar azalmaya neden olmuştur. Çıkış momentindeki dalgalanma miktarı da asimetri açısının artırılması ile biraz da olsa artmıştır. Bunlara rağmen hem sonlu elemanlar analizi hem de deneysel çalışmalarda ikinci sargı setinin (asimetri açısının fazla olduğu) anma ve maksimum hız değerleri daha yüksek elde edilmiştir. Yukarıda bahsedilen çalışmalara ek olarak her iki sargı seti için akı zayıflatma işlemi gerçekleştirilmiştir ve akı zayıflatma kapasiteleri

incelenmiştir. Bu işlem sonucuna göre asimetri açısının daha az olduğu sargı seti akı zayıflatma kapasitesi bakımından diğer setten daha iyi bir performans göstermiştir.

Tez kapsamında incelenen motorun her bir dokuz fazı kendi içinde özdeş üç faz setlerden oluşmaktadır. Üç fazlı setlerden bir veya ikisinde herhangi bir problem olması durumunda diğer üç faz set motoru çalışır halde tutabilecektir. Yukarıda yapılan çalışmalara ek olarak, bu motorun fazlarının kısa devre veya açık devre olması durumu sonraki çalışma olarak gösterilebilir.



KAYNAKLAR

- [1] Sarıoğlu M. K., Gökaşan M., Boğosyan S., *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2003.
- [2] Pillay P. and Krishan R., Modeling, Simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. App.*, 1989, **25**(2), 274-279.
- [3] Vas P., *Vector Vontrol of AC Machines*, Oxford University Press, New York, 1992.
- [4] Aydın M., Brushless Permanent Magnet Servomotors, Editör: Küçük S., *Serial and Parallel Robot Manipulators: Kinematic Dynamics Control and Optimization*, First Edition, InTech, Rijeka, 275-294, 2012.
- [5] Cascella G. L. and Cupertino F., PMSM Rotor Double-Alignment by PI and Sliding-Mode Controllers, *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, Madison, ABD, 1-4 Haziran 2003.
- [6] Colby R. S., Classification of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, ABD, 2-7 Ekim 1988.
- [7] Bose B., Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters, *IEEE Transaction and Ind. App.*, 1992, **28**(2), 403-413.
- [8] Trzynadlawski A. M., *Control of induction motor*, Academic Press, San Diego, California, 2001.
- [9] Hendershot J. R. and Miller T. J., *Design of Brushless Permanent Magnet Motors*, Magna Physics Publications and Clarendon Press Oxford, 1994.
- [10] Alger P. L., Freiburghouse E. H. and Chase D. D., Double Windings for Turbine Alternators, *AIEE Trans.*, 1930, **49**(1), 226 -244.
- [11] Shakouhi S. M., Mohamadian M. and Afjei E., Torque Ripple Minimisation Control Method for a Four-Phase Brushless DC Motor with Non-Ideal Back-Electromotive Force, *IET Electric Power Applications*, 2013, **7**(5), 360-368.
- [12] Ede J. D., Atallah K., Jewell G.W., Wang J. B. and Howe D., Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2007, **43**(5), 1207-1213.

- [13] Cheng M., Chau K. T., Chan C. C and Sun Q., Control and Operation of a New 8/6 Pole Doubly Salient Permanent-Magnet Motor Drive, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2003, **39**(5), 1363-1371.
- [14] Jie C., Wang J., Atallah K. and Howe D., Performance Comparison and Winding Fault Detection of Duplex 2-Phase and 3-Phase Fault-Tolerant Permanent Magnet Brushless Machines, *42nd IAS Annual Meeting in Industry Appl. Conference*, New Orleans, ABD, 23-27 Eylül 2007.
- [15] Mecrow B. C., Jack A. G., Atkinson D. J., Green S. R., Atkinson G. J., King A. and Green B., Design and Testing of a Four-Phase Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machine for an Engine Fuel Pump, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 2004, **19**(4), 671-678.
- [16] Ede J. D., Atallah K., Wang J. and Howe D., Effect of Optimal Torque Control on Rotor Loss of Fault-Tolerant Permanent-Magnet Brushless Machines, *IEEE Trans. on Magnetics*, 2002, **38**(5), 3291-3293.
- [17] Cheng M., Chau K. T. and Chan C. C., New Split-Winding Doubly Salient Permanent Magnet Motor Drive, *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, **39**(1), 202-210.
- [18] Zhao W., Cheng M., Zhu X., Hua W. and Kong X., Analysis of Fault-Tolerant Performance of a Doubly Salient Permanent-Magnet Motor Drive Using Transient Cosimulation Method, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2008, **55**(4), 1739-1748.
- [19] Bianchini C., Fornasiero E., Matzen T. N., Bianchi N. and Bellini A., Fault Detection of a Five-Phase Permanent-Magnet Machine, *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, ABD, 10-13 Kasım 2008.
- [20] Gan J., Chau K. T., Chan C. C. and Jiang J. Z., A New Surface-Inset, Permanent-Magnet, Brushless DC Motor Drive for Electric Vehicles, *IEEE Transaction on Magnetics*, 2000, **36**(5), 3810-3818.
- [21] Parsa L. and Toliyat H. A., Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007, **56**(4), 1546-1552.
- [22] Bianchi N. and Fornasiero E., Space Vector Harmonic Analysis of a Five-Phase PM Motor Including Asymmetries, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Florida, ABD, 3-6 Mayıs 2009.
- [23] Villani M., Tursini M., Fabri G. and Castellini L., High Reliability Permanent Magnet Brushless Motor Drive for Aircraft Application, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2012, **59**(5), 2073-2081.
- [24] Parsa L. and Toliyat H. A., Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2007, **43**(4), 952-959.

- [25] Hyung-Min R., Kim J. W. and Sul S. K., Synchronous-Frame Current Control of Multiphase Synchronous Motor under Asymmetric Fault Condition due to Open Phases, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2006, **42**(4), 1062-1070.
- [26] Parsa L., Toliyat H. A. and Goodarzi A., Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motors With Low Torque Pulsation, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2007, **43**(1), 40-46.
- [27] Bianchi N., Bolognani S. and Pr   M. D., Impact of Stator Winding of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor on Postfault Operations, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2008, **55**(5), 1978-1987.
- [28] Huang X., Goodman A., Gerada C., Fang Y. and Lu Q., Design of a Five-Phase Brushless DC Motor for a Safety Critical Aerospace Application, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2012, **59**(9), 3532-3541.
- [29] Pinheiro M. L. and Suemitsu W. I., Permanent Magnet Synchronous Motor Drive in Vessels with Electric Propulsion System, *Power Electronics Conference (COBEP)*, Gramado, Brazil, 27-31 Ekim 2013.
- [30] Zheng P., Sui Y., Zhao J., Tong C., Lipo T. A. and Wang A., Investigation of a Novel Five-Phase Modular Permanent-Magnet In-Wheel Motor, *IEEE Trans. on Magnetics*, **47**(10), 4084-4087.
- [31] Chen Q., Liu G., Zhao W., Sun L., Shao M. and Liu Z., Design and Comparison of Two Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2014, **61**(12), 6615-6623.
- [32] Scuiller F., Semail E., Charpentier J. F. and Letellier P., Multi-Criteria-Based Design Approach of Multi-Phase Permanent Magnet Low-Speed Synchronous machines, *IET Electric Power Applications*, 2009, **3**(2), 102-110.
- [33] Mohammadpour A., Sadeghi S. and Parsa L., A Generalized Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase PM Motor Drives Considering Star, Pentagon, and Pentacle Connections of Stator Windings, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2014, **61**(1), 63-75.
- [34] Dwari S. and Parsa L., Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2011, **58**(2), 476-485.
- [35] Yu C. and Chau K. T., New Fault-Tolerant Flux-Mnemonic Doubly-Salient Permanent-Magnet Motor Drive, *IET Electric Power Applications*, 2011, **5**(5), 393-403.
- [36] Arashloo R. S., Martinez J. L. R., Salehifar M. and Moreno-Eguilaz M., Genetic Algorithm-Based Output Power Optimisation of Fault Tolerant Five-Phase Brushless Direct Current Drives Applicable for Electrical and Hybrid electrical vehicles, *IET Electric Power Applications*, 2014, **8**(7), 267-277.

- [37] Immovilli F., Bianchini C., Lorenzani E., Bellini A. and Fornasiero E., Evaluation of Combined Reference Frame Transformation for Interturn Fault Detection in Permanent-Magnet Multiphase Machines, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2015, **62**(3), 1912-1920.
- [38] Salehifar M., Arashloo M. S., Moreno-Equilaz J. M., Sala V. and Romeral L., Fault Detection and Fault Tolerant Operation of a Five Phase PM Motor Drive Using Adaptive Model Identification Approach, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, **2**(2), 212-223.
- [39] Salehifar M., Arashloo R. S., Moreno-Eguilaz M., Sala V. and Romeral L., Observer-Based Open Transistor Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent Magnet Motor Drive for Application in Electric Vehicles, *IET Power Electronics*, 2015, **8**(1), 76-87.
- [40] Patel V. I., Wang J., Wang W. and Chen X., Six-Phase Fractional-Slot-per-Pole-per-Phase Permanent-Magnet Machines With Low Space Harmonics for Electric Vehicle Application, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2014, **50**(4), 2554-2563.
- [41] El-Refaie A. M., Shah M. R., Ronghai Q. and Kern J. M., Effect of Number of Phases on Losses in Conducting Sleeves of Surface PM Machine Rotors Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2008, **44**(5), 1522-1532.
- [42] Bojoi R., Cavagnino A., Tenconi A. and Vaschetto S., Multiphase PM Machine for More Electric Aircraft Applications: Prototype for Design Validation, *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, Canada, 25-28 Ekim 2012.
- [43] Barcaro M., Bianchi N. and Magnussen F., Six-Phase Supply Feasibility Using a PM Fractional-Slot Dual Winding Machine, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2011, **47**(5), 2042-2050.
- [44] Stumberger B., Stumberger G., Hamler A., Trlep M., Jesenik M. and Gorican V., Increasing of Output Power Capability in a Six-Phase Flux-Weakened Permanent Magnet Synchronous Motor with a Third Harmonic Current Injection, *IEEE Trans. on Magnetics*, 2003, **39**(5), 3343-3345.
- [45] Barcaro M., Bianchi N. and Magnussen F., Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, **58**(9), 3825-3832.
- [46] Yongxiang X., Hao Y. and Jibin Z., A Fault-Tolerant Control Strategy for Six-Phase Transverse Flux Tubular PMLM Based on Synthetic Vector Method, *IEEE Trans. on Plasma Science*, 2015, **43**(5), 1332-1338.
- [47] Patel V. I., Wang J. and Nair S. S., Demagnetization Assessment of Fractional-Slot and Distributed Wound 6-Phase Permanent Magnet Machines, *IEEE Trans. on Magnetics*, 2015, **51**(6), 1-11.

- [48] Naidu M., Gopalakrishnan S. and Nehl T. W., Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2010, **46**(2), 841-848.
- [49] Swamy M. M., Kume T., Maemura A. and Morimoto S., Extended High-Speed Operation via Electronic Winding-Change Method for AC Motors, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2006, **42**(3), 742-752.
- [50] Haylock J. A., Mecrow B. C., Jack A. G. and Atkinson D. J., Operation of a Fault Tolerant PM Drive for an Aerospace Fuel Pump Application, *IEE Proc. in Electric Power Appl.*, 1998, **145**(5), 441-448.
- [51] Green S., Atkinson D. J., Jack A. G., Mecrow B. C. and King A., Sensorless Operation of a Fault Tolerant PM Drive, *IEE Proc. in Electric Power Appl.*, 2003, **150**(2), 117-125.
- [52] Haylock J. A., Fault Tolerant Drives for Safety Critical Applications, Doktora Tezi, University of Newcastle upon Tyne, Newcastle, 1998.
- [53] Mecrow B. C., Jack A. G., Haylock J. A. and Coles J., Fault Tolerant Permanent Magnet Machine Drives, *IEE Proceedings in Electric Power Appl.*, 1996, **143**(6), 437-442.
- [54] Haylock J. A., Mecrow B. C., Jack A. G. and Atkinson D. J., Operation of Fault Tolerant Machines with Winding Failures, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 1999, **14**(4), 1490-1495.
- [55] Jiang X., Huang W., Cao R., Hao Z. and Jiang W., Electric Drive System of Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor for Aerospace Applications, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2015, **62**(12), 7322-7330.
- [56] Barcaro M., Bianchi N. and Magnussen F., Analysis and Tests of a Dual Three-Phase 12-Slot 10-Pole Permanent-Magnet Motor, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2010, **46**(6), 2355-2362.
- [57] Qi G., Shi L., Duan S., Zhou L. and Ma D., Analysis of Flux-Weakening Performances of Dual Three-Phase PM Brushless AC Motors with Alternate Winding Connections, *Sixth Int. Conf. on Electromagnetic Field Problems and Appl. (ICEF)*, Dailan, Çin, 19-21 Haziran 2012.
- [58] Barcaro M., Faggion A., Bianchi N. and Bolognani S., Sensorless Rotor Position Detection Capability of a Dual Three-Phase Fractional-Slot IPM Machine, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2012, **48**(6), 2068-2078.
- [59] Karttunen J., Kallio S., Peltoniemi P., Silventoinen P. and Pyrhonen O., Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2014, **61**(5), 2185-2196.

- [60] Hu Y., Zhu Z. Q. and Liu K., Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, **2**(2), 272-284.
- [61] Hoang K. D., Zhu Z. Q. and Foster M., Optimum Look-up Table for Reduction of Current Harmonics in Direct Torque Controlled Dual Three-Phase Permanent Magnet Brushless AC Machine Drives, *6th IET Int. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives*, Bristol, İngiltere, 27-29 Mart 2012.
- [62] Barcaro M., Alberti L. and Bianchi N., Thermal Analysis of Dual Three-Phase Machines under Faulty Operations, *IEEE Int. Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives*, Bologna, İtalya, 5-8 Eylül 2011.
- [63] Che H. S., Duran M. J., Levi E., Jones M., Hew W. P. and Rahim N. A., Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2014, **29**(10), 5406-5416.
- [64] Salmon J. C. and Williams B. W., A Split-Wound Induction Motor Design to Improve the Reliability of PWM Inverter Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1990, **26**(1), 143-150.
- [65] Wu Z. and Ojo O., Coupled-Circuit-Model Simulation and Airgap-Field Calculation of a Dual-Stator-Winding Induction Machine, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2006, **153**(3), 387-400.
- [66] Alberti L. and Bianchi N., Experimental Tests of Dual Three-Phase Induction Motor Under Faulty Operating Condition, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2012, **59**(5), 2041-2048.
- [67] Che. H. S., Levi E., Jones M., Duran M. J., Hew W. P. and Rahim N. A., Operation of a Six-Phase Induction Machine Using Series-Connected Machine-Side Converters, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2014, **61**(1), 164-176.
- [68] Gopakumar K., Ranganathan V. T. and Bhat. S. R., Split-Phase Induction Motor Operation from PWM Voltage Source Inverter, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1993, **29**(5), 927-932.
- [69] Nelson R. H., Krause P. C., Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets, *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 1974, **93**(3), 841-848.
- [70] Munoz A. R. and Lipo T. A., Dual Stator Winding Induction Machine Drive, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2000, **36**(5), 1369-1379.
- [71] Guerrero J. M. and Ojo O., Total Airgap Flux Minimization in Dual Stator Winding Induction Machines, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2009, **24**(3), 787-795.

- [72] Zhao Y. and Lipo T. A., Modeling and Control of a Multiphase Induction Machine with Structural Unbalance, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 1996, **11**(3), 570-585.
- [73] Scuiller F., Charpentier J. F., Semail E. and Clenet S., A Global Design Strategy for Multiphase Machine Applied to the Design of a 7-Phase Fractional Slot Concentrated Winding PM Machine, *Proc. Int. Conf. Electrical Machines*, Muni, Almanya, 8-10 Eylül 1986.
- [74] Aslan B., Semail E. and Legranger J., General Analytical Model of Magnet Average Eddy-Current Volume Losses for Comparison of Multiphase PM Machines With Concentrated Winding, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 2014, **29**(1), 72-83.
- [75] Fornasiero E., Bianchi N. and Bolognani S., Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2012, **59**(6), 2557-2564.
- [76] Figueroa J. R., Cros J. and Viarouge P., Torque Speed Characteristic of Polyphase Permanent Magnet Motors with one Phase Fault, *2014 Int. Conference on Electrical Machines*, Berlin, Almanya, 2-5 Eylül 2014.
- [77] Chen X., Wang J. and Patel V. I., A Generic Approach to Reduction of Magnetomotive Force Harmonics in Permanent-Magnet Machines With Concentrated Multiple Three-Phase Windings, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, **50**(11), 1-4.
- [78] Gautam A., Karugaba S. and Ojo J., Modeling of Nine-Phase Interior Permanent Magnet Machines (IPM) Including Harmonic Effects, *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Niagara Falls, Kanada, 15-18 Mayıs 2011.
- [79] Ruba M. and Fodorean D., Analysis of Fault-Tolerant Multiphase Power Converter for a Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2012, **48**(6), 2092-2101.
- [80] Burkhardt Y., Spagnolo A., Lucas P., Zavesky M. and Brockerhoff P., Design and Analysis of a Highly Integrated 9-Phase Drivetrain for EV Applications, *Int. Conf. on Electrical Machines*, Berlin, Almanya, 2-5 Eylül 2014.
- [81] Brockerhoff P., Burkhardt Y., Ehlgen T. and P. Lucas P., Electrical Drivetrain without Rare Earth Magnets and Integrated Inverter with Inherent Redundancy, *3rd Int. Electric Drives Production Conf.*, Nuremberg, Almanya, 29-30 Ekim 2013.
- [82] Eunsoo J., Yoo H., Sul S. K., Choi H. S. and Choi Y. Y., A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2012, **48**(3), 987-995.

- [83] Singh B., Bhuvaneswari G. and Garg V., Nine-Phase AC-DC Converter for Vector Controlled Induction Motor Drives, *Annual IEEE in INDICON*, Chennai, Hindistan, 11-13 Aralık 2005.
- [84] Sauter J. and Mirzaian A., Encoderless Control of a 6MW Permanent Magnet Synchronous Generator, *15th European Conf. on Power Electronics and Appl.*, Lille, Fransa, 2-6 Eylül 2013.
- [85] Renukadevi G. and Rajambal K., Novel PWM Technique for nth Harmonic Injection for N-Phase VSIs, *Int. Conf. on Computation of Power, Energy, Information and Communication*, Chennai, Hindistan, 17-18 Nisan 2013.
- [86] Rockhill A. A. and Lipo T. A., A Simplified Model of a Nine Phase Synchronous Machine using Vector Space Decomposition, *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Appl.*, Lincoln, ABD, 24-26 Haziran 2009.
- [87] Ahmed S. M., Iqbal A., Abu-Rub H., Rodriguez J., Rojas C. A. and Saleh M., Simple Carrier-Based PWM Technique for a Three-to-Nine-Phase Direct AC-AC Converter, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2011, **58**(11), 5014-5023.
- [88] Ramezani M. and Ojo O., A New Sensor-less Position Estimation Method for a Nine-Phase Interior Permanent Magnet Machine Using a High Frequency injection in a non-torque generating circuit, *IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition*, Charlotte, NC, ABD, 15-19 Mart 2015.
- [89] Bennett J. W., Mecrow B. C., Atkinson D. J. and Atkinson G. J., Safety-Critical Design of Electromechanical Actuation Systems in Commercial Aircraft, *IET Electric Power Appl.*, 2011, **5**(1), 37-47.
- [90] Danilevich Y. B., Drozdowski P., Mazgaj W., Sobczyk T. J. and Szular Z., The Influence of Failures of a Multiphase p.m. Synchronous Generator and a Static Voltage Converter System on the Generator Electromagnetic Torque, *IEEE Russia on Power Tech.*, St. Petersburg, Rusya, 27-30 Haziran 2005.
- [91] Kelly J. W., Strangas E. G. and Miller J. M., Control of a Continuously Operated Pole-Changing Induction Machine, *IEEE International in Electric Machines and Drives Conference*, Wisconsin, ABD, 1-4 Haziran 2003.
- [92] Gautam A., Ojo O., Ramezani M. and Momoh O., Computation of Equivalent Circuit Parameters of Nine-Phase Induction Motor in Different Operating Modes, *IEEE in Energy Conversion Congress and Exposition*, Raleigh, ABD, 15-20 Eylül 2012.
- [93] Karugaba S. and Ojo O., Determination of Active and Reactive Powers in Multiphase Machines, *IEEE in Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, ABD, 20-24 Eylül 2009.
- [94] Pan Z. and Ikaheimo J., Nine-Phase Variable Speed Drive System with Reduced Switching PWM, *2014 International Conference in Electrical Machines*, Berlin, Almanya, 2-5 Eylül 2014.

- [95] Gautam A. and Ojo O., Variable Speed Multiphase Induction Machine Using Pole Phase Modulation Principle, *IEEE Industrial Electronics Society in IECON 2012 - 38th Annual Conference*, Montreal, Kanada, 25-28 Ekim. 2012.
- [96] Baoming G., Dongsen S., Weiliang W. and Fang Zheng P., Winding Design, Modeling, and Control for Pole-Phase Modulation Induction Motors, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, **49**(2), 898-911.
- [97] Zicheng L., Zedong Z., Yongdong L. and Ling P., Parameter Identification of Nine-Phase Induction Machines with Concentrated Windings, *17th International Conference in Electrical Machines and Systems*, Hangzhou, Çin, 22-25 Ekim 2014.
- [98] Momoh O., Performance Evaluation of Delta Connected 9-Phase Induction Machine for Electric Propulsion Application, *IEEE in Electric Ship Technologies Symposium*, Virginia, ABD, 21-24 Haziran 2015.
- [99] Umesh B. S., Kumar N. K. and Sivakumar K., Performance Improvement of a Nine Phase Pole Phase Modulated Induction Motor Drive, *IEEE International Conference in Industrial Technology*, Sevilla, İspanya, 17-19 Mart 2015.
- [100] Bastos R. R., Valle R. M., Nau S. L. and Filho B. J. C., Modelling and Analysis of a Nine-Phase Induction Motor with Third Harmonic Current Injection, *9th International Conference in Power Electronics and ECCE Asia*, Seul, Güney Kore, 1-5 Haziran 2015.
- [101] Subotic I., Bodo N., Levi E. and Jones M., Onboard Integrated Battery Charger for EVs Using an Asymmetrical Nine-Phase Machine, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2015, **62**(5), 3285-3295.
- [102] Bostanci E., Neuschl Z. and Plikat R., Influence of Phase Magnetic Couplings on Phase Current Characteristics of Multiphase BLDC Machines With Overlapping Phase Windings, *IEEE Trans. on Magnetics*, 2015, **51**(9), 1-13.
- [103] Damiano A., Marongiu I., Monni A. and Porru M., Design of a 10 MW Multi-Phase PM Synchronous Generator for Direct-Drive Wind Turbines, *39th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, Viyana, Avusturya, 10-13 Kasım 2013.
- [104] Monni A., Marongiu I., Serpi A. and Damiano A., Design of a Fractional Slot Multi-Phase PMSG for a Direct-Drive Wind Turbine, *Int. Conf. on Electrical Machines*, Berlin, Almanya, 2-5 Eylül 2014.
- [105] Gerrits T., Duarte J. L., Wijnands C. G. E., Lomonova E. A., Paulides J. J. H. and Encica L., Twelve-Phase Open-Winding SPMSM Development for Speed Dependent Reconfigurable Traction Drive, *Tenth Int. Conf. on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, Monte-Carlo, Monako, 31 Mart – 2 Nisan 2015.

- [106] Zhang Z., Yan Y., Yang S. and Bo Z., Development of a New Permanent-Magnet BLDC Generator Using 12-Phase Half-Wave Rectifier, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2009, **56**(6), 2023-2029.
- [107] Wei K., Wang D., Yu X., Su Z. and Cheng S., Research on AC Output Characteristic of a Multiphase Permanent Magnet Generator with Rectified Load, *IEEE Conf. and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific*, Pekin, Çin, 31 Ağustos-3 Eylül 2014.
- [108] Huang Z., Sun Y., Wang S. and Yu X., Analysis and Diagnosis on Open-Circuit Fault of Diode Rectifier in 12-Phase Synchronous Generator System, *16th European Conf. on Power Electronics and Appl.*, Lappeenranta, Finlandiya, 26-28 Ağustos 2014.
- [109] Dejia Z., Zhengming Z., Shanming W. and Jianyun C., Vector Control for a Twelve-Phase Synchronous Motor, *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, Seol, Güney Kore, 8-11 Ekim 2007.
- [110] Yi X., Wang D., Guo Y. and Zhang X., Transient Voltage Regulation Performance Simulation of a Twelve-Phase Synchronous Generator-Rectifier System, *IEEE Conf. and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific*, Pekin, Çin, 31 Ağustos-3 Eylül 2014.
- [111] Damiano A., Gatto G., Marongiu I. and Serpi A., A Multi-Phase PM Synchronous Generator Torque Control for Direct-Drive Wind Turbines, *Int. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Sorento, İtalya, 20-22 Haziran 2012.
- [112] Tessarolo A., Castellan S. and Menis R., Feasibility and Performance Analysis of a High Power Drive Based on Four Synchro-Converters Supplying a Twelve-Phase Synchronous Motor, *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Rodos, Yunanistan, 15-19 Haziran 2008.
- [113] Pan Z. and Bkayrat R. A., Modular Motor/Converter System Topology with Redundancy for High-Speed, High-Power Motor Applications, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2010, **25**(2), 408-416.
- [114] Singh B., Bhuvaneswari G. and Garg V., A Twelve-Phase AC-DC Converter for Power Quality Improvement in Direct Torque Controlled Induction Motor Drives, *1st IEEE Conf. on Industrial Electronics and Appl.*, Singapore, Singapur, 24-26 Mayıs 2006.
- [115] Shao L., Hua W., Dai N., Tong M. and Cheng M., Mathematical Modeling of a Twelve-Phase Flux-Switching Permanent Magnet Machine for Wind Power Generation, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2015, **63**(1), 504-516.
- [116] Xue S., Xu H., Fang C. and Huang Q., Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor PWM Technology, *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, Busan, Güney Kore, 26-29 Ekim 2013.

- [117] Moinoddin S., Abu-Rub H., Iqbal A. and Alammari R., Modelling and Implementation of SVPWM Technique for a Fifteen-Phase Voltage Source Inverter for Sinusoidal Output Waveform, *IEEE Int. Conf. on Industrial Technology*, Sevilla, İspanya, 17-19 Mart 2015.
- [118] Jianchun L., Qiang W. and Yongping L., The Mathematical Model and Field-Oriented Control for 15-Phase Brushless Direct Current Motor with an opened Phase, *Proc. of the Fifth Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, Shenyang, Çin, 18-20 Ağustos 2001.
- [119] Hou L., Su Y. and Chen L., DSP-Based Indirect Rotor Field Oriented Control for Multiphase Induction Machines, *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf.*, Wisconsin, ABD, 1-4 Haziran 2003.
- [120] Liu Z., Peng L., Li Y., Zheng Z. and Wang K., Modeling and Control of 15-Phase Induction Machine under One Phase Open Circuit Fault, *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, Busan, Güney Kore, 26-29 Ekim 2013.
- [121] Wang D., Wu X., Chen J., Guo Y. and Cheng S., A Distributed Magnetic Circuit Approach to Analysis of Multiphase Induction Machines With Nonsinusoidal Supply, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 2015, **30**(2), 522-532.
- [122] Wang Y., Xuhui W. and Xue S., Space Vector PWM Control of Multi-Phase Induction Motor Drives Based on Orthogonal Vector Spaces Concept, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Florida, ABD, 17-21 Haziran 2007.
- [123] Casadei D., Dujic D., Levi E., Serra G., Tani A. and Zarri L., General Modulation Strategy for Seven-Phase Inverters With Independent Control of Multiple Voltage Space Vectors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(1), 1921-1932.
- [124] Su G. J., Tang L. and Huang X., Control of Two Permanent Magnet Machines Using a Five-Leg Inverter for Automotive Applications, *IEEE Industry Applications Conference*, Tampa, FL, ABD, 8-12 Ekim 2006.
- [125] Levi E., Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(5), 1893-1908.
- [126] Dwari S. and Parsa L., Open-Circuit Fault Tolerant Control of Five-Phase Permanent Magnet Motors with Third-Harmonic Back-EMF, *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, ABD, 10-13 Kasım 2008.
- [127] Yu F., Zhang X., Li H. and Ye Z., The Space Vector PWM Control Research of A Multi-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Propulsion, *Proceedings of the 8th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Nanjing, Çin, 27-29 Eylül 2005.

- [128] Ryu H. M., Kim J. W. and Sul S. K., Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor. Part I. Modeling and Current Control Based on Multiple d-q Spaces Concept under Balanced Condition, *IEEE Industry Applications Conference 39th Annual Meeting*, Seattle, ABD, 3-7 Ekim 2004.
- [129] Kestelyn X., Semail E. and Loroil D., Direct Torque Control of Multi-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive: Application to a Five-Phase, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, San Antonio, ABD, 15-15 Mayıs 2005.
- [130] Jiang H., Huang J. and Kang M., Principle and Realization of a 5-Phase PM Bearingless Motor Drive, *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, Çin, 17-20 Mayıs 2009.
- [131] Jung E., Yoo H., Sul S. K., Choi H. S. and Yun-Young C., Nine-Phase Permanent Magnet Motor Drive System for Ultra-High-Speed Elevator, *IEEE Conference on Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, ABD, 20-24 Eylül 2009.
- [132] Bae C. B., Kim Y. G., Kim J. M. and Hyun-Cheol K., Vector Control and Harmonic Ripple Reduction with Independent Multi-Phase PMSM, *IEEE International Power Electronics Conference*, Sapporo, Japonya, 14-24 Haziran 2010.
- [133] Mekri F., Charpentier J. F., Benelghali S. and Kestelyn X., High Order Sliding Mode Optimal Current Control of Five Phase Permanent Magnet Motor under Open Circuited Phase Fault Conditions, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, Fransa, 1-3 Eylül 2010.
- [134] Baudart F., Dehez B., Matagne E., Telteu-Nedelcu D., Alexandre P. and Labrique F., Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(6), 2632-2644.
- [135] Barcaro M., Faggion A., Bianchi N. and Bolognani S., Sensorless Rotor Position Detection Capability of a Dual Three-Phase Fractional-Slot IPM Machine, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, **48**(6), 2068-2078.
- [136] Ruba M. and Fodorean D., Analysis of Fault-Tolerant Multiphase Power Converter for a Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, **48**(6), 2092-2101.
- [137] Salehifar M., Arashloo R. S., Moreno-Equilaz J. M., Sala V. and Romeral L., Fault Detection and Fault Tolerant Operation of a Five Phase PM Motor Drive Using Adaptive Model Identification Approach, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, **2**(2), 212-223.

- [138] Yashan H., Zi-Qiang Z. and Kan L., Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, **2**(2), 272-284.
- [139] Patel V. I., Wang J., Weiya W. and Xiao C., Six-Phase Fractional-Slot-per-Pole-per-Phase Permanent-Magnet Machines With Low Space Harmonics for Electric Vehicle Application, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, **50**(4), 2554-2563.
- [140] Sanada M., Hiramoto K., Morimoto S. and Takeda Y., Torque Ripple Improvement for Synchronous Reluctance Motor Using an Asymmetric Flux barrier arrangement, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, **40**(4), 1076-1082.
- [141] Shan X. and Xuhui W., Simulation Analysis of a Novel Multiphase SVPWM Strategy, *IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Hong Kong, Çin, 14-17 Aralık 2005.
- [142] Chengdong D., Xiaofeng Z. and Fei Y., Modelling, Simulation and Test of Direct Torque-Controlled Multi-Phase Synchronous Propulsion Motor Drives, *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Taormina, İtalya, 23-26 Mayıs 2006.
- [143] Hua L., Yunping Z. and Bi H., The Vector Control Strategies for Multiphase Synchronous Motor Drive Systems, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Kanada, 9-13 Temmuz 2006.
- [144] Jun L., Zhou Y. and Weizu W., Adaptive Nonlinear Control for Multiphase PM Synchronous Motor Drive System, *International Conference on Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring*, Changsha, Çin, 19-20 Şubat 2011.
- [145] Song X., Wen X. and Cong W., Research on Field-Weakening Control of Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Pekin, Çin, 20-23 Ağustos 2011.
- [146] Chen H. C., Hsu C. C. and Chang D. K., Position Sensorless Control for Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motors, *IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, Besacon, Fransa, 8-11 Temmuz 2014.
- [147] Rockhill A. and Lipo T. A., A Simplified Model of a Nine Phase Synchronous Machine Using Vector Space Decomposition, *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, Lincoln, NE, ABD, 24-26 Haziran 2009.
- [148] Bodo N., Levi E., Subotic I., Jones M., Espina J., Emprigham L. and Johnson M., An Integrated On-Board Battery Charger with a Nine-Phase PM Machine, *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Floransa, İtalya, 23-26 Ekim 2016.

- [149] Aschalew Y. and Mamo M., Analysis of Higher Harmonics Loss in Nine-Phase Salient Pole Synchronous Machine, *AFRICON 2015*, Addis Ababa, Etiyopya, 14-17 Eylül 2015.
- [150] Yu F., Cheng M., Li F., Chau K. T., Huang J. and Hua W., Fault Tolerant Control of Harmonic Injected Nine-Phase Flux Switching Permanent Magnet Motor Drive System, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Hangzhou, Çin, 22-25 Ekim 2014.
- [151] Ojo O., Ramezani M. and Gautam A., Sensor-less Vector Control of the Nine-Phase Concentrated Wound Interior Permanent Magnet Motor Drive Using a Unique Third Sequence High Frequency Injection into the Stator Windings, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Montreal, Kanada, 20-24 Eylül 2015.
- [152] Cheng M., Yu F., Chau K. T. and Hua W., Dynamic Performance Evaluation of a Nine-Phase Flux-Switching Permanent-Magnet Motor Drive With Model Predictive Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, **63**(7), 4539-4549.
- [153] Yu F., Cheng M. and Chau K. T., Controllability and Performance of a Nine-Phase FSPM Motor under Severe Five Open-Phase Fault Conditions, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016, **31**(1), 323-332.
- [154] Kou B., Xing F., Zhang C., Zhang L. and Wang T., Control Strategy for Nine Phase Maglev Permanent Magnet Synchronous Planar Motors Driven by Composite Current, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Hangzhou, Çin, 22-25 Ekim 2014.
- [155] TI, Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor Application Note, *Texas Instruments*, BPRA044, 1997.
- [156] Aydin M., Axial Flux Surface Mounted Permanent Magnet Disc Motors For Smooth Torque Traction Drive Applications, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison, 2004.
- [157] Bizot C., Brottes J., Lungeanu M., Poulsen B., Sera D. and Sorensen M. B., Sensorless Control for PMSM, *Power Electronics and Drives, Institue of Energy Technology*, 2003, Aalborg University.
- [158] <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6236-D.PDF>, (Ziyaret tarihi: 10 Eylül 2019).
- [159] Kajabadi H. M. and Ahrabian G., Simulation and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor as Brushless AC-Drive, *Simulation Practice and Theory*, 2000, **7**(7), 691-707.
- [160] <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N28UH-151021.pdf>, (Ziyaret tarihi: 10 Aralık 2019).

- [161] Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D. and Pekarek S., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, IEEE Press, Piscataway, Third Edition, 2013.
- [162] Krause P. C., Wasynczuk O. and Sudhoff S. D., *Analysis of Electric Machinery*, IEEE Press, Piscataway, 1994.
- [163] Miller T. J. E. and Mc-Gilp M. I., Analysis of Multi-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machines, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Tokyo, Japonya, 15-18 Kasım 2009.
- [164] Takahashi I. and Noguchi T., A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, **22**(5), 820-827.
- [165] Takahashi I. and Ohmori Y., High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, **25**(2), 257-264.
- [166] Depenbrock M., Direct Self-Control of Flux and Rotary Moment of Rotary Field Machine, 1987, U.S. Patent No 4 678 248., *U.S Patent and Trademark Office*.
- [167] Depenbrock M., Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, **3**(4), 420-429.
- [168] French C. and Acarnley P., Direct Torque Control of Permanent Magnet Drives, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 1996, **32**(5), 1080-1088.
- [169] Zhong L., Rahman M. F., Hu W. Y. and Lim K. W., Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, **12**(3), 528-536.
- [170] Van Wyk J. D., Power Electronic Converter for Motion Control, *Proceeding of the IEEE*, 1994, **82**(8), 1164-1193.
- [171] Bose B. K., Energy, Environment and Advances in Power Electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, **15**(4), 688-701.
- [172] Bodur H., *Güç Elektroniği*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- [173] Demir Y., Yolacan E., El-Refaie A. M. and Aydin M., Investigation of Different Winding Configurations and Displacements of a Nine-Phase Permanent-Magnet-Synchronous Motor With Unbalanced AC Winding Structure, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, **55**(4), 3660-3670.
- [174] Rashid M. H., *Power Electronics Handbook*, Academic Press, San Diego, California, 2001.

- [175] Zhou K. and Wang D., Relationship between Space Vector Modulation and Three Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, *IEEE Transactions on Industrial. Electronics*, 2002, **49**(1), 186-196.
- [176] TI, Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240, *Texas Instruments*, SPRA588, 1999.
- [177] Kuo B. J., *Otomatik kontrol sistemleri*, 5. Basım, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2005.
- [178] https://projekter.aau.dk/projekter/files/17643253/PED4_1038C.pdf, (Ziyaret tarihi: 4 Ekim 2019).
- [179] <https://projekter.aau.dk/projekter/files/17642223/WPS4.pdf>, (Ziyaret tarihi: 4 Ekim 2019).
- [180] Mitchell J. C., The Control of Back-to-Back Power Converters for Small-Scale Reluctance Synchronous Generators in Grid-Connected Wind Turbine Systems, Yüksek Lisans Tezi, Stellenbosch University, Stellenbosch, 2016.
- [181] Botha C. D., Variable Speed and Torque Control of a Wind Turbine System with Assisted Reluctance Synchronous Generator Technology, Yüksek Lisans Tezi, Stellenbosch University, Stellenbosch, 2018.
- [182] Rumniak P., Ufnalski B. and Grzesiak L. M., Tuning of PI Regulators in Distributed Control System for an Electric Vehicle, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2015, **91**(9), 290-294.
- [183] Bajracharya C., Molinas M., Suul J. A. and Undeland T. M., Understanding of Tuning Techniques of Converter Controllers for VSC-HVDC, *IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, Espoo, Finlandiya, 9-11 Haziran, 2008.
- [184] Mizera R., Modification of Symmetric Optimum Model, *ASR 2005 Seminar, Instruments and Control*, Ostrava, Çek Cumhuriyeti, 29 Nisan, 2005.
- [185] Bae B. H., Patel N. and Schulz S. K., New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Magnet Motor, *IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, Salt Lake, ABD, 12-16 Ekim 2003.
- [186] Wu B., *High-Power Converters and AC Drives*, 2nd ed., Wiley-IEEE Press, Piscataway, 2006.
- [187] Soong W. L. and Miller T. J. E, Field-Weakening Performance of Brushless Synchronous AC Motor Drives, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 1994, **141**(6), 331-340.



EKLER

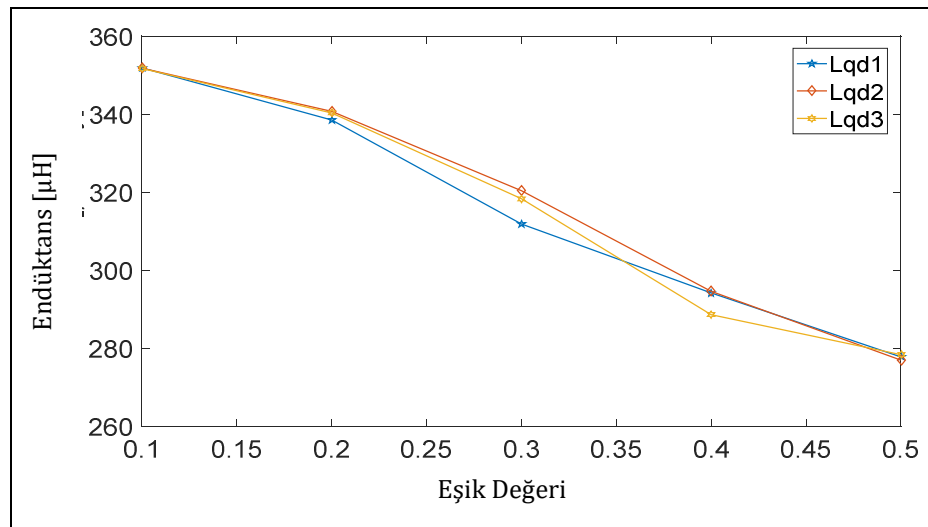
Ek-A

Bu bölümde, ikinci sargı seti mıknatıs akı bağı ifadeleri ile matematiksel modele göre hesaplanan endüktans matrisini yer verilmiştir. Ele alınan motorda, mıknatıs akısı bağlantısının katsayıları, geleneksel simetrik sargılı motorlarının aksine sinüzoidal değiştirmektedir. Bu, mıknatıs akısının d eksenine ek olarak hem q hem de 0 ekseninde bileşenlere sahip olduğunu gösterir.

Senkron dq eksenlerin matematiksel hesaplama, sonlu elemanlar analizi ve deneysel sonuçlar açısından karşılaştırılması Tablo A.1’de verilmiştir. Ayrıca hesaplanan dq eksen endüktans değerlerinin eşik değerine göre değişimi ise Şekil A.1’de gösterilmiştir. Burada eşik değerinin artması FFT analizinde hesaba katılan harmonik sayısında azalmaya neden olduğu belirtilmelidir. Şekilden de görüldüğü gibi FFT analizinde hesaba katılan harmonik sayısı arttıkça hesaplama doğruluğu artmaktadır. Son olarak hesaplanan stator endüktans matrisi eşitlik (A.1) ile gösterilmiştir.

Tablo A.1. Sargı seti-2 dq eksen endüktans değerleri

	2D-SEA		Matematiksel		Deneysel	
	L_d	L_q	L_d	L_q	L_d	L_q
A1B1C1	331 μ H	349 μ H	381 μ H	381 μ H	331 μ H	380 μ H
A2B2C2	331 μ H	349 μ H	385 μ H	385 μ H	340 μ H	390 μ H
A3B3C3	331 μ H	349 μ H	385 μ H	385 μ H	330 μ H	381 μ H



Şekil A.1. Eşik değerine göre qd eksen endüktans değerlerinin değişim

$$L_{abc-x} = \begin{bmatrix} 305,94 & -44,482 & -49,716 & 0,391 & -0,229 & 1,175 & 1,44 & -8,58 & 0,53 \\ -44,482 & 290,65 & -57,638 & -7,67 & 2,686 & 0,884 & 1,41 & -0,49 & -6,57 \\ -49,716 & -57,638 & 305,55 & 1,315 & -6,421 & -0,537 & 0,47 & -0,15 & 0,30 \\ 0,391 & -7,67 & 1,315 & 305,43 & -45,342 & -48,953 & -1,35 & 0,092 & -0,58 \\ -0,229 & 2,686 & -6,421 & -45,342 & 290,29 & -59,747 & -8,73 & -1,042 & 0,348 \\ 1,175 & 0,884 & -0,537 & -48,953 & -59,747 & 306,68 & 1,218 & -6,69 & 2,03 \\ 1,44 & 1,41 & 0,47 & -1,35 & -8,73 & 1,218 & 305,65 & -43,906 & -50,512 \\ -8,58 & -0,49 & -0,15 & 0,092 & -1,042 & -6,69 & -43,906 & 291,11 & -58,639 \\ 0,53 & -6,57 & 0,30 & -0,58 & 0,348 & 2,03 & -50,512 & -58,639 & 305,02 \end{bmatrix} (\mu H) \quad (A.1)$$

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Yolacan E.**, Demir Y., Aydın M. and El-Refaie A. M., Investigation of Flux Weakening Capability of an Unconventional 9-Phase PM Motor with Different Winding Configurations, *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lizbon, Portekiz, 14-17 Ekim 2019.
- [2] Demir Y., **Yolacan E.**, Aydın M. and El-Refaie A. M., Investigation of Different Winding Configurations and Displacements of a Nine-Phase Permanent-Magnet-Synchronous Motor With Unbalanced AC Winding Structure, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, **55**(4), 3660-3670.
- [3] Boduroglu A., Gulec M., Demir Y., **Yolacan E.** and Aydın M., A New Asymmetric Planar V-Shaped Magnet Arrangement for A Linear PM Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, **55**(7), 1-5.
- [4] Onsal M., Cumhuri B., Demir Y., **Yolacan E.** and Aydın M., Rotor Design Optimization of a New Flux-Assisted Consequent Pole Spoke-Type Permanent Magnet Torque Motor for Low-Speed Applications, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, **54**(11), 1-5.
- [5] **Yolacan E.**, Demir Y. and Aydın M., Design, FEA and Dynamic Simulation of a New Unconventional 9-Phase PMSM with Asymmetric Winding, *XIII International Conference on Electrical Machines*, Dedeğaç, Yunanistan, 3-6 Eylül 2018.
- [6] Demir Y., **Yolacan E.** and Aydın M., Investigation of Different Winding Configurations and Displacements of a 9- Phase Permanent Magnet Synchronous Motor with Unbalanced AC Winding Structure, *XIII International Conference on Electrical Machines*, Dedeğaç, Yunanistan, 3-6 Eylül 2018.
- [7] Gulec M., **Yolacan E.** and Aydın M., Design and Comparison of Radial Flux Magnetic Levitation Systems Based on Conventional and Buried Permanent Magnet Types Rotors, *XIII International Conference on Electrical Machines*, Dedeğaç, Yunanistan, 3-6 Eylül 2018.
- [8] **Yolacan E.**, Guven M. K. and Aydın M., A Novel Torque Quality Improvement of an Asymmetric Windings Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, **53**(11), 1-6.
- [9] Gulec M., **Yolacan E.** and Aydın M., Design, Analysis and Real time Dynamic Torque Control of Single-Rotor–Single-Stator Axial Flux Eddy Current Brake, *IET Electric Power Applications*, 2016, **10**(9), 869-876.

- [10] Gulec M., **Yolacan E.**, Demir Y., Ocak O. and Aydin M., Modeling Based on 3D Finite Element Analysis and Experimental Study of a 24-Slot 8-Pole Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Motor for no Cogging Torque and Sinusoidal Back-EMF, *Turkish Journal of Electrical Engineering Computer Sciences*, 2016, **24**(1), 262-275.
- [11] **Yolacan E.**, Guven M. K. and Aydin M., A Novel Torque Quality Improvement of an Asymmetric Windings Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)*, Dublin, İrlanda, 24-28 Nisan 2017.
- [12] Aydin M., Gulec M., Demir Y., Akyuz B. and **Yolacan E.**, Design and Validation of a 24-Pole Coreless Axial Flux Permanent Magnet Motor for a Solar Powered Vehicle, *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lozan, İsviçre, 4-7 Eylül 2016.
- [13] Gulec M., **Yolacan E.** and Aydin M., Design and Control of an 8-Slot Radial Flux Magnetic Bearing, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, İtalya, 18-20 Haziran 2014.
- [14] **Yolaçan E.**, Aydın S. ve Ertunç H. M., F28335 DSP ile Doğru Akım Motorunun Durum Geri Beslemeli Hız ve Konum Denetimi, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Malatya, Türkiye, 26-28 Eylül 2013.
- [15] Güleç M., **Yolaçan E.** ve Aydın M., Radyal Bir Aktif Manyetik Yatak Tasarımı, Modellenmesi ve Bulanık Mantık ile Konum Denetimi, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Malatya, Türkiye, 26-28 Eylül 2013.
- [16] **Yolaçan E.** ve Aydın M., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Temelli Bulanık Mantık ile Hız Denetimi, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Niğde, Türkiye, 11-13 Ekim 2012.
- [17] Güleç M., **Yolaçan E.** ve Aydın M., Sürekli Mıknatıslı Disk Motorların Tasarımı ve Üretimi, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Niğde, Türkiye, 11-13 Ekim 2012.
- [18] **Yolacan E.** and Aydin M., Vector Based Speed Control of Permanent Magnet AC Servomotor with FEA and Experimental Verification, *9th France-Japan 7th Europe-Asia Congress on Mechatronics/ 13th Int'xxl Workshop on Research and Education in Mechatronics*, Paris, Fransa, 21-23 Kasım 2012.
- [19] **Yolacan E.**, Aydin S. and Ertunc H. M., Real Time DSP Based PID and State Feedback Control of a Brushed DC Motor, *2011 XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies*, Sarayev, Bosna Hersek, 27-29 Ekim 2011.
- [20] Akyuz I. H., **Yolacan E.**, Ertunc H. M. and Bingul Z., PID and State Feedback Control of a Single-Link Flexible Joint robot Manipulator, *IEEE International Conference on Mechatronics*, İstanbul, Türkiye, 13-15 Nisan 2011.

- [21] **Yolacan E.**, Ozyurt E. and Aydin M., Magnet Shape Optimization of A Slotted Surface-Mounted Axial Gap PM Motor for Reducing Cogging Torque, *The XIX International Conference on Electrical Machines*, Roma, İtalya, 6-8 Eylül 2010.



ÖZGEÇMİŞ

Ersin Yolaçan, Eylül 1986 Erbaa/TOKAT doğumludur. İlk, orta ve lise öğrenimini Erbaa’da tamamlamıştır. 2005 yılında kazandığı Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nden 2009 yılında Mekatronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2009-2012 yılları arasında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans öğrenimini tamamladı. 2010 yılından beri Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya devam etmektedir.

