

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN TORK
KONTROLÜNE YÖNELİK YENİ BİR HİBRİT YÖNTEMİN
GELİŞTİRİLMESİ**

OĞUZ ATSIZ

KOCAELİ 2021

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN TORK
KONTROLÜNE YÖNELİK YENİ BİR HİBRİT YÖNTEMİN
GELİŞTİRİLMESİ**

OĞUZ ATSIZ

Doç. Dr. Selçuk KİZİR

Danışman, Kocaeli Üniversitesi

Doç. Dr. Metin AYDIN

Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Yusuf YAŞA

Jüri Üyesi, Bursa Teknik Üniversitesi

.....
.....
.....
.....

Tezin Savunulduğu Tarih : 21.06.2021

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarım ve lisansüstü eğitimim süresince kıymetli desteklerini ve tecrübelerini esirgemeyen danışmanım Sayın Doç. Dr. Selçuk Kızır'e,

Ayrıca tez çalışmalarım boyunca desteklerini sunan Arçelik AŞ. Merkez ARGE çalışanı arkadaşlarım Safder Kayalı, Mert Şahin, Enes Çatlıoğlu başta olmak üzere tüm çalışma arkadaşlarım ve yöneticilerime ve Aselsan AŞ. Çalışanı Ömer Faruk Payza'ya,

Hayatım boyunca desteklerini ve yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen annem, babam ve kardeşime sonsuz minnet ve teşekkürlerimi sunarım.

Haziran - 2021

Oğuz ATSIZ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	ix
ÖZET	x
ABSTRACT.....	xi
GİRİŞ	1
1. GENEL BİLGİLER.....	2
1.1. Tezin Kapsamı ve Metot	2
1.2. Literatür Araştırması	3
2. GÖMÜLÜ MIKNATISLI MOTORLAR.....	10
2.1. Gömülü Miknatıslı Senkron Motorlar	11
2.2. GSM 3 Faz Modeli	15
2.3. Clarke Dönüşümü.....	21
2.4. Park Dönüşümü	22
2.5. Dönüşümlerin Motor Modeline Uygulanması	23
2.6. Tork Hesaplama	28
2.7. Durum Uzayı Modeli	30
2.8. Akım Kontrolörü Tasarımı.....	32
2.9. Akım Kontrolcüsü	38
2.9.1. Pozisyon sensörü.....	39
2.9.2. Akım sensörü.....	47
2.9.3. Akım örnekleme senkronizasyonu	49
2.9.4. Akım kontrolcüsünün işlemcide uygulanma yaklaşımı	50
2.9.5. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu	51
2.10. Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	52
2.11. Hız Hesaplama.....	53
2.11.1. Filtrenin uygulamada testi	59
3. GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ	61
3.1. Amper Başına Maksimum Tork.....	61
3.1.1. Sabit tork bölgesinde ABMM açısı etkisi	67
3.1.2. ABMM optimum tork noktalarının incelenmesi.....	69
3.1.3. ABMM ölçümleri ile endüktans farkı hesaplanması	71
3.2. Alan Zayıflatma	73
3.2.1. Alan zayıflatma bara gerilimi etkisi	77
3.2.2. Alan zayıflatma yük etkisi	79
3.3. Benzetim Çalışmaları	83
3.4. Parametre Ölçümü.....	85
3.4.1. Özyinelemeli en küçük kareler yöntemi.....	86
3.4.2. Elektriksel yaklaşım ile hesaplanması.....	88
3.4.3. Birim basamak gerilimi ile hesaplama	91
3.4.4. LCR metre ile parametrelerin ölçümü.....	91
4. TORK KONTROLÜ	92

4.1. Test Sistemi	93
4.2. Yöntem 1	95
4.2.1. Yöntem 1 incelenmesi	96
4.2.2. Yöntem 1 testi ve değerlendirilmesi	97
4.3. Yöntem 2	104
4.3.1. Yöntem 2 incelenmesi	106
4.3.2. Yöntem 2 testi ve değerlendirilmesi	106
4.4. Yöntem 3	109
4.4.1. Yöntem 3 tasarımı	109
4.4.2. Yöntem 3 testi ve değerlendirilmesi	110
4.5. Yöntem 4	113
4.5.1. Yöntem 4 testi ve değerlendirilmesi	114
4.6. Önerilen Yöntem	117
4.6.1. Önerilen yöntemin tasarımı	117
4.6.2. Önerilen yöntemin modellenmesi	118
4.6.3. Önerilen yöntemin testi ve değerlendirilmesi	126
4.6.4. Önerilen yöntemin gerilim değişimleri etkisi	132
4.7. Çevresel Birimler	135
4.8. Sürülebilirlik ve Sürüş Dinamikleri	136
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	138
KAYNAKLAR	142
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	146
ÖZGEÇMİŞ	147

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Motor tasarımı alt dalları	11
Şekil 2.2. GSM yapısı.....	12
Şekil 2.3. Yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı senkron motor.....	13
Şekil 2.4. GSM örnek relüktans modeli ve bileşenleri.....	13
Şekil 2.5. Pozisyona bağlı olarak empedans değişimi	14
Şekil 2.6. Farklı GSM rotor tipleri ve d eksenleri	14
Şekil 2.7. GSM rotor tipleri.....	15
Şekil 2.8. Mıknatıs ve a fazı hizalanması.....	16
Şekil 2.9. Clarke dönüşümü	21
Şekil 2.10. D-q eksenli eşdeğer devresi	27
Şekil 2.11. Elektromanyetik tork üretim prensibi	29
Şekil 2.12. GSM hızın kutup saçınımına etkisi	32
Şekil 2.13. Sargının birim basamak cevabı.....	33
Şekil 2.14. Motor parametrelerinin saçınımının incelendiği model.....	38
Şekil 2.15. Parametre saçınımının karşılaştırmalı sonuçları.....	38
Şekil 2.16. Pozisyon sensörü tipleri	39
Şekil 2.17. Sin-cos enkoder.....	40
Şekil 2.18. Elektriksel – mekanik açı.....	40
Şekil 2.19. Ofset değişimi incelemede d-q akım grafiği.....	41
Şekil 2.20. Ofset değişimi incelemede hız grafiği	42
Şekil 2.21. Tork hesabı 1 ofset değişimi etkisi	42
Şekil 2.22. Tork Hesabı 2 ofset değişimi etkisi	43
Şekil 2.23. Ofset değişimi kaynak akımına etkisi	43
Şekil 2.24. Sin-cos enkoder pozisyon üretme yöntemleri ve etkileri.....	44
Şekil 2.25. Kötü bir sin cos enkoder sinyali	45
Şekil 2.26. Kötü sin-cos enkoder histogramı	45
Şekil 2.27. Sin-cos enkoder bozunumları	46
Şekil 2.28. Açı takip gözleyicisi	47
Şekil 2.29. Akım okuma mimarisi	48
Şekil 2.30. Akım sensörü tipleri.....	48
Şekil 2.31. Akım örnekleme yöntemi	49
Şekil 2.32. Infineon firması önbellek etkisi	51
Şekil 2.33. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi şeması.....	52
Şekil 2.34. Gerçek mekanik pozisyon ve sensör çıktısı.....	57
Şekil 2.35. Tasarlanan hız hesaplama modeli	58
Şekil 2.36. Hız hesaplama modeli, hız hesabı kısmı.....	58
Şekil 2.37. Düşük hızda alçak geçiren filtre etkisi.....	59
Şekil 2.38. Yüksek hızda alçak geçiren filtre etkisi	59
Şekil 2.39. Hız hesaplama 32Hz, 160Hz, 800Hz köşe kesim frekansı	60
Şekil 2.40. Hız hesaplama testinde uygulanan d-q akımları	60
Şekil 3.1. Mıknatıs, relüktans ve toplam momentlerin grafiği	63
Şekil 3.2. ABMM açısı – stator tepe akımı.....	66
Şekil 3.3. ABMM yöntemine göre d-q eksenli akımları.....	67

Şekil 3.4. Akım adımlarında torkun açı ile değişimi	70
Şekil 3.5. Motor Ld-Lq endüktanslarının karşılıklı doyumları	72
Şekil 3.6. Alan zayıflatma faz diyagramı	76
Şekil 3.7. Alan zayıflatma kontrolcüsü	77
Şekil 3.8. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde hız grafiği (42V).....	77
Şekil 3.9. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde d-q eksenı akımları(42V)	77
Şekil 3.10. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde alan zayıflatma akımı(42V).....	78
Şekil 3.11. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde hız grafiği (56V).....	78
Şekil 3.12. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde alan zayıflatma akımı(56V).....	78
Şekil 3.13. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde tork grafiği (56V)	79
Şekil 3.14. Yük etkisi hız grafiği (%100)	79
Şekil 3.15. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%100)	80
Şekil 3.16. Yük etkisi d-q eksenı akım grafiği (%50).....	80
Şekil 3.17. Yük etkisi hız grafiği (%50)	81
Şekil 3.18. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%50)	81
Şekil 3.19. Yük etkisi d-q eksenı akım grafiği (%50).....	82
Şekil 3.20. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%25)	82
Şekil 3.21. Yük etkisi hız grafiği (%25)	82
Şekil 3.22. Yük etkisi d-q eksenı akım grafiği (%25).....	83
Şekil 3.23. Simscape blokları ile oluşturulan model.....	84
Şekil 3.24. Temel simulink blokları ile oluşturulan model.....	85
Şekil 3.25. 25A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü.....	87
Şekil 3.26. 100A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü.....	87
Şekil 3.27. 25A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü.....	88
Şekil 3.28. Direnç hesaplamada adım-adım uygulanan d-q akımları	88
Şekil 3.29. Direnç hesaplamada adım-adım uygulanan d-q gerilimleri.....	89
Şekil 3.30. Endüktans hesaplamada uygulanan 400 Hz sinyal	89
Şekil 3.31. LCR metre ile parametre ölçümü.....	91
Şekil 4.1. Tasarlanan test sistemi şeması	94
Şekil 4.2. Kullanılan Test sistemi	94
Şekil 4.3. Tork sensörü	95
Şekil 4.4. Yöntem 1 şeması.....	96
Şekil 4.5. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi hız grafiği.....	97
Şekil 4.6. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi tork grafiği	98
Şekil 4.7. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi d-q akım grafiği	98
Şekil 4.8. Yöntem 1 sabit güç bölgesi hız grafiği	101
Şekil 4.9. Yöntem 1 sabit güç bölgesi testi d-q akım grafiği	102
Şekil 4.10. Yöntem 1 sabit güç bölgesi testi tork grafiği.....	102
Şekil 4.11. Yöntem 2 şeması.....	105
Şekil 4.12. Yöntem 2 şeması.....	105
Şekil 4.13. Yöntem 3 şeması.....	110
Şekil 4.14. Yöntem 4 şeması.....	114
Şekil 4.15. Önerilen yöntemin şeması.....	118
Şekil 4.16. Önerilen yöntemin tam modeli	119
Şekil 4.17. Önerilen yöntem modeli test edilen motor kısmı.....	120
Şekil 4.18. Önerilen yöntem tork kontrolörü modeli	120
Şekil 4.19. Ayrık akım kontrolörü	121
Şekil 4.20. Önerilen yöntem modeli yük sistemi	121
Şekil 4.21. Endüktans doyumları ile tork modeli.....	122

Şekil 4.22. 4, 8, 16Nm model üzerinde test	123
Şekil 4.23. Tork kontrolör 2Nm birim basamak cevabı.....	124
Şekil 4.24. DC bara gerilim düşümü model cevabı	124
Şekil 4.25. DC bara gerilim artması model cevabı	125
Şekil 4.26. Farklı akım kontrolörlerinin torka etkisi.....	125
Şekil 4.27. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi hız grafiği.....	128
Şekil 4.28. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi tork grafiği	128
Şekil 4.29. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi d-q akım grafiği	128
Şekil 4.30. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksen akımları (48V).....	132
Şekil 4.31. D-q eksen akım haritaları (48V)	133
Şekil 4.32. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksen akımları (42V).....	133
Şekil 4.33. D-q eksen akım haritaları (42V)	134
Şekil 4.34. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksen akımları (56V).....	134
Şekil 4.35. D-q eksen akım haritaları (56V)	134
Şekil 4.36. Batarya yönetim sistemi limitlerine uyum.....	135
Şekil 4.37. 51V altında hesaplanan sistem verimi	136
Şekil 4.38. Hız – tork referansı grafiği.....	136
Şekil 4.39. Tork kontrol uygulama katmanı.....	137

TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Motor parametrelerinin ABMM açısı hesabına etkisi	65
Tablo 3.2. ABMM açısına bağlı olarak aksel akım dağılımları	66
Tablo 3.3. ABMM açısına bağlı olarak tork değişimi	68
Tablo 3.4. ABMM açısına bağlı olarak kaynak akımı değişimi	68
Tablo 3.5. Sabit tork bölgesi mıknatıs torku	69
Tablo 3.6. ABMM torka bağlı optimum açı	70
Tablo 3.7. Sabit tork bölgesi stator akımı – tork ilişkisi	71
Tablo 3.8. Relüktans ve mıknatıs torku dağılımları	71
Tablo 3.9. D-q eksen akımlarına bağlı olarak elde edilen tork değerleri	72
Tablo 3.10. D-q akımlarına bağlı hesaplanan endüktans farkları	72
Tablo 3.11. Motor parametreleri	75
Tablo 3.12. Torka göre alan zayıflatmaya giriş hızı	75
Tablo 3.13. D eksen endüktans ölçümü akım efektif değerleri	90
Tablo 3.14. D eksen endüktans değerleri	90
Tablo 3.15. Q eksen endüktans ölçümü akım efektif değerleri	90
Tablo 3.16. Q eksen hesaplanan endüktans değerleri	91
Tablo 4.1. Yöntem 1(48V – 1005RPM) test verileri	99
Tablo 4.2. Yöntem 1(56V – 1005RPM) test verileri	99
Tablo 4.3. Yöntem 1(42V – 1005RPM) test verileri	99
Tablo 4.4. Yöntem 1(48V – 3011RPM) test verileri	100
Tablo 4.5. Yöntem 1(56V – 3011RPM) test verileri	100
Tablo 4.6. Yöntem 1(42V – 3011RPM) test verileri	101
Tablo 4.7. Yöntem 1(48V – 4520RPM) test verileri	103
Tablo 4.8. Yöntem 1(56V – 4520RPM) test verileri	103
Tablo 4.9. Yöntem 1(42V – 4520RPM) test verileri	103
Tablo 4.10. Yöntem 2(48V – 1005RPM) test verileri	106
Tablo 4.11. Yöntem 2(56V – 1005RPM) test verileri	107
Tablo 4.12. Yöntem 2(42V – 1005RPM) test verileri	107
Tablo 4.13. Yöntem 2(48V – 4530RPM) test verileri	107
Tablo 4.14. Yöntem 2(56V – 4530RPM) test verileri	108
Tablo 4.15. Yöntem 2(42V – 4530RPM) test verileri	108
Tablo 4.16. Yöntem 3(42V – 900RPM) test verileri	110
Tablo 4.17. Yöntem 3(56V – 900RPM) test verileri	111
Tablo 4.18. Yöntem 3(52V – 900RPM) test verileri	111
Tablo 4.19. Yöntem 3(48V – 4423RPM) test verileri	111
Tablo 4.20. Yöntem 3(56V – 4423RPM) test verileri	112
Tablo 4.21. Yöntem 3(428V – 4423RPM) test verileri	112
Tablo 4.22. Yöntem 3(52V – 4423RPM) test verileri	112
Tablo 4.23. Yöntem 3(42V – 4423RPM) test verileri	113
Tablo 4.24. Yöntem 4(48V – 1011RPM) test verileri	114
Tablo 4.25. Yöntem 4(56V – 1011RPM) test verileri	114
Tablo 4.26. Yöntem 4(42V – 1011RPM) test verileri	115
Tablo 4.27. Yöntem 4(48V – 3504RPM) test verileri	115

Tablo 4.28. Yöntem 4(56V – 3504RPM) test verileri	116
Tablo 4.29. Yöntem 4(42V – 3504RPM) test verileri	116
Tablo 4.30. Önerilen yöntemin (48V – 1000RPM) test verileri	126
Tablo 4.31. Önerilen yöntemin (56V – 1000RPM) test verileri	126
Tablo 4.32. Önerilen yöntemin (42V – 1000RPM) test verileri	127
Tablo 4.33. Önerilen yöntemin gerilim değişiminin kaynak güce etkisi	127
Tablo 4.34. Önerilen yöntemin (48V – 3039RPM) test verileri	129
Tablo 4.35. Önerilen yöntemin (56V – 3039RPM) test verileri	129
Tablo 4.36. Önerilen yöntemin (42V – 3039RPM) test verileri	129
Tablo 4.37. Önerilen yöntemin (48V – 4520RPM) test verileri	130
Tablo 4.38. Önerilen yöntemin (56V – 4520RPM) test verileri	130
Tablo 4.39. Önerilen yöntemin (42V – 4520RPM) test verileri	131
Tablo 4.40. Önerilen yöntemin gerilim etkisi ölçüm alınan test noktaları.....	132
Tablo 5.1. Yöntemlerin karşılaştırma tablosu	140



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

R	: Direnç, (Ohm)
L	: Endüktans, (Henry)
I	: Akım, (Amper)
V	: Gerilim, (Volt)
ψ_m	: Mıknatıs Akısı, (Weber)
ω_e	: Elektriksel Açısal Hız, (rad/s)
ω_m	: Mekanik Açısal Hız, (rad/s)
T_s	: Örnekleme Periyodu, (s)
f_s	: Örnekleme Frekansı, (Hz)
θ_e	: Elektriksel Pozisyon, ($^{\circ}$)
τ_e	: Elektriksel Tork, (Nm)

Kısaltmalar

ABMM	: Amper Başına Maksimum Tork
GMSM	: Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor
ÖEK	: Özyinelemeli En Küçük Kareler

GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN TORK KONTROLÜNE YÖNELİK YENİ BİR HİBRİT YÖNTEMİN GELİŞTİRİLMESİ

ÖZET

Bu çalışmada yüksek güç yoğunluğuna ve verime sahip gömülü mıknatıslı senkron motorların tork kontrolü konusu ele alınmıştır. Bakım gerektirmeyen ve mekanik açıdan sağlam yapıya sahip bu tip motorlar yüksek hız gereksinimi olan uygulamalarda tercih edilmektedirler. Bu motorlarda tork kontrolü konusu, elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla önemli bir çalışma konusunu oluşturmaktadır.

Bu kapsamda GSM dinamiklerini ifade eden gerilim ve tork denklemleri, farklı eksen takımlarındaki varyasyonları ve kullanılan dönüşüm yönetimleri ele alınmıştır. Tork, motor sargılarında oluşturulan akım ile elde edildiğinden akım kontrolörü tasarımı ve akıma etki eden alt sistemlerin tasarımı ve etkileri incelenmiştir. Pozisyon hesaplama, akım okuma, hız hesaplama, kontrol performansını etkileyen işletim süresi ve gömülü sistem yazılım mimarisi tasarımları ele alınmıştır. Bu motorların optimum noktalarda sürülmesi için geliştirilen ABMM yaklaşımının ve yüksek hızlara çıkmak için gerekli olan alan zayıflatma kontrolünün deneysel olarak tasarımı ve doğrulanması yapılmıştır.

Literatürde yer alan tork kontrol yöntemleri ele alınmış ve yapılan deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Literatürdeki tork kontrol yöntemlerinin ayarlanması deneysel iteratif çalışmalar gerektirmektedir. Bu konuya çözüm olarak tüm hız aralığında yüksek tork doğruluğu sağlayan, kontrol parametreleri kolay ayarlanabilir, çevresel parametrelerden etkilenmeyen bir motor parametrelerine bağlı tork kontrol yöntemi önerilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Alan Yönlendirmeli Kontrol, Alan Zayıflatma, Amper Başına Maksimum Moment, Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor, Tork Kontrol.

DEVELOPMENT OF A NEW HYBRID METHOD FOR TORQUE CONTROL OF INTERIOR MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

ABSTRACT

In this study, torque control in the interior magnet synchronous motors which have high power density and efficiency is discussed. This type of motors, which do not require maintenance and have a mechanically robust structure, are preferred in high speed applications. The subject of torque control in these motors is an important study with the widespread use of electric vehicles.

In this context, voltage and torque equations expressing dynamics of IPMSM, variations in different axes and conversion methods used are discussed. Since torque is obtained by the current generated in the motor windings, the design of the current controller and the design of the subsystems affecting the current are discussed. Position calculation, current calculation, speed calculation, operating time affecting control performance and embedded system software architecture designs are discussed. Experimental design and verification of the MTPA approach developed to drive these motors at optimum points and the field weakening control required to reach high speeds have been made.

Torque control methods in the literature are discussed and the results obtained in the experimental studies are presented. Tuning of the torque control methods widely used in the literature requires experimental iterative studies. As a solution to this issue, a control method is proposed which depends on motor parameters, provides high torque accuracy in the entire speed range, control parameters can be easily adjusted, is not affected by environmental parameters.

Keywords: Field Oriented Control, Field Weakening, Maximum Torque Per Ampere, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Torque Control.

GİRİŞ

Son zamanlarda gömülü mıknatıslı senkron motorların günlük ihtiyaçlarımızı çözmekte kullandığımız ürünlerde kullanımı artarak devam ediyor. Yüksek güç yoğunluğuna sahip olması, yüksek verimliliğe sahip olması, basit mekanik yapısı, yüksek hızlara çıkabilme yeteneği ve bakım gerektirmiyor olması bu motorları pek çok uygulama için tercih edilir hale getiriyor ve bu motorlara olan ilginin artmasına sebep oluyor. Bu tip motorların kullanım alanları göz önüne alındığında çamaşır makinesi, kurutma makinesi, buzdolabı gibi ev uygulamalarında; kamera yönlendirme uygulaması gibi gimbal uygulamalarında, kule stabilizasyon ve kontrol sistemleri, kara araçları çekiş sistemi gibi savunma uygulamalarında; direksiyon yönlendirilmesi, kompresör tahriği, elektrikli otomobil çekiş sistemleri gibi otomotiv uygulamalarında; üretim hatlarının sürülmesi, hassas üretim tezgahlarında eksenlerin kontrolünde, endüstriyel robotların eksenlerinin kontrolü gibi uygulamalarda üretimde kullanılmaktadır.

Gömülü mıknatıslı motorların tork kontrol uygulamaları göz önüne alındığında ise öne çıkan başlık elektrikli araçlardaki çekiş uygulamaları olmaktadır. Elektrikli araçlarda elektrik motorlarının kullanımı düşüncesinin geçmişi 100 yıl gerilere gitse de batarya teknolojisinin gelişmemiş olmasının getirdiği batarya kapasiteleri, şarj için uygun altyapıların her yerde bulunmaması gibi konular günlük araçlarda elektrik motorlarının kullanımını engellemiştir. Maden içerisinde kullanılacak araçlar gibi içten yanmalı araçların uygun olmadığı uygulamalarda kullanım alanı bulan elektrikli araçlar batarya teknolojisindeki gelişme ile öncelikle hibrit araçlarda kullanılarak yakıt tüketimini azaltma, gaz emisyonunu azaltma, içten yanmalı motorun verimsiz çalıştığı bölgede çalışarak ve rejeneratif frenleme ile kazanılan enerjiden toplam sistem verimini artırmak için kullanılmıştır. Günümüzde bu teknolojinin geldiği noktada elektrikli araçlarda ana çekiş kontrol sistemi olarak kullanıldığı görülmektedir. Bunun arkasında bir diğer sebep batarya teknolojisinin gelişmesinin paralelinde çevreye zarar vermeyen, temiz ve sürdürülebilir bir enerji kullanımı ihtiyacının doğmasıdır. Fosil yakıtların kullanımı yarattıkları gaz salınımı nedeniyle atmosferik kirliliğe ve

dolayısıyla küresel ısınmaya neden olmaktadır. Ayrıca kısıtlı bir kaynağa sahip fosil yakıtlarının ömrünün azalması bu teknolojiye geçişi tetikleyen bir diğer unsur olmuştur. Bu durum karşısında hükümetler enerji politikalarını ve otomobil üreticileri teknolojilerini bu yönde geliştirmeye başlamıştır.

Özellikle yüksek dinamik performansa sahip, hacim kısıtlarının olduğu, yüksek güç yoğunluğu gerektiren ve yüksek hız gereksinimi bulunan uygulamalarda problem diğer motor alternatiflerinin eleyip gömülü mıknatıslı senkron motorları adreslemektedir. Bu çalışmada gömülü mıknatıslı senkron motorların tork kontrolü konusu ele alınmıştır. Gömülü mıknatıslı senkron motorların moment karakteristiği doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Motor akımlarına göre doyan endüktans değerleri farklı akım seviyelerinde motor milinde farklı moment değerlerinin elde edilmesine neden olmaktadır. Diğer yandan farklı besleme gerilim seviyelerinde yüksek hızlara çıkabilmek için uygulanması gereken eksenel akım dağılımlarının farklılığı ve farklı yük seviyelerinde yüksek hızlara çıkabilmek için eksenel akım dağılımlarının farklılığı karmaşık bir problemin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Doğrusal olmayan karaktere sahip olmasındaki bir diğer etkende motorun sıcaklık gibi çevresel faktörlerden üretilen momentin etkileniyor olmasından kaynaklanmaktadır.

Bu tez kapsamında gömülü mıknatıslı motorlardaki tork kontrol problemi konusunda geniş tarih aralığı boyunca yapılan çalışmalar araştırılmış, motorun doğası gereği oluşan karakteristiğinin kök nedenleri incelenmiş ve deneysel olarak doğrulanmıştır. Öncelikle tork kontrolü için gerekli alt birimlerin konusundaki yapılan çalışmalar taranmış ve analizinin ardından, seçilen alt sistemlerin tasarımları ve testleri yapılmıştır. Tork kontrolü için olan yaklaşımlar ayrıca ele alınmış ve tasarımları yapılarak motor test sistemi üzerinde test edilerek değerlendirilmiştir. Tüm bu araştırma ve analizlerin sonunda, yüksek tork doğruluğuna sahip, bara gerilim seviyelerinin farklılığından etkilenmeyecek, farklı tork seviyelerinin yarattığı etkilerden arındırılmış, çevresel etkilere karşı çözüm sunulabilecek bir tork kontrol yöntemi önerilmiştir. Tüm yöntemler kıyaslanarak değerlendirilmiştir. Ayrıca elektrikli araçlardaki sistem mimarisinde göz önünde bulundurularak tork kontrolün bu konudaki etkileri ele alınmıştır. Bu kapsamda kaynak akımı limitlerine uyum örnek olarak alınmıştır. Tork kontrolü konusunun araç dinamiklerine olan etkisi irdelenmiş ve bu konudaki bir tasarım örneğine yer verilmiştir.

Bölüm 1’de ele alınan konu hakkında genel bilgiler, tezdeki yaklaşım ve literatürde bu konularda yapılan çalışmaları içeren bir literatür araştırmasına yer verilmiştir.

Bölüm 2’de gömülü mıknatıslı senkron motorların matematiksel modeli detaylıca ele alınmıştır. Elde edilen model üzerinden dönüşümler ile bu çalışmada kullanılan alan yönlendirmeli kontrol yöntemine temel oluşturan matematiksel modeller elde edilmiştir. Bu modeller üzerinde akım kontrolü analizi ve tasarımı, tork konusunun temelleri ve hesaplanma yaklaşımları, pozisyon bilgisinin etkisi analizi, gecikme etkisi ve analizi, hız bilgisinin etkisi ve hesaplanması, akım hesaplama, akım kontrolöründeki gecikme etkisi, kısaca kullanılan modülasyon teknikleri ve bu tasarımda tercih edilen modülasyon tekniği gibi parametrelerin gibi konulara yer verilmiştir.

Bölüm 3’te gömülü mıknatıslı senkron motorlardan optimum torku elde edebilmek için ele alınan ABMM yaklaşımının analizi yapılmıştır. Yapılan analizin ardından test sistemi üzerinde motorla yapılan çalışmalarda analizler doğrulanmış ve ihtiyaç duyulan motor parametleri ölçülmüştür. Ayrıca motoru daha yüksek hızlara çıkarabilmek uygulanan yaklaşımlar ve tork kontrol üzerine etkisi incelenmiştir. Bu kısımda ele alınan bir diğer konu gerçeğe yakın değerler almak için kullanılacak benzetim ortamlarının değerlendirilmesi ve benzetim sonuçları olmuştur.

Bölüm 4’te tork kontrolü için kullanılan yaklaşımlar incelenmiş ve yapılan deneysel çalışmaların sonuçlarına yer verilmiştir. Son olarak önerilen tork kontrol yönteminin detayları paylaşılmış ve yapılan deneysel sonuçlara yer verilmiştir.

Bölüm 5’te motordan elde edilecek momenti doğrudan etkileyen ve tezde incelenen başlıklarda yapılan çalışmaları değerlendirilmiştir. Ayrıca çalışmanın ana konusu olan tork kontrolü konusu literatürde karşılaşılan yöntemlerde alınan sonuçlar ve önerilen yöntemin sonuçları genel olarak değerlendirilmiş ve ileride yapılabilecek çalışmalar değerlendirilmiştir.

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Tezin Kapsamı ve Metot

Bu tez çalışmasında gömülü mıknatıslı senkron motorlardaki tork kontrol konusunu kapsamlıca inceleyip, çevresel etkilere karşı az duyarlı, yüksek doğruluğa sahip tork kontrol yöntemi tasarımı yapabilmek amaçlanmıştır. Bu kapsamda yapılan çalışmaların ilk sırasında literatürde bu konuda yapılmış olan çalışmaların araştırılması yer almıştır. Literatüre araştırmasında bu konunun kapsamlı ve geniş bir taraması yapılmıştır. Elektromanyetik bir sistem olan gömülü mıknatıslı senkron motorların manyetik tasarımı, manyetik tasarımın getirdiği ve motor modelini etkileyen parametreler literatürde bir çalışma konusuyken, gömülü mıknatıslı motorların kontrolü ayrı bir başlığı, kullanılan sensörlerdeki etkiler ayrı bir konu başlığını, modülasyon tekniği konusu bir başka başlığı oluşturmuştur. Bu yönüyle çok disiplinli bir problem olmasına sebep olmuştur. Bu sebeple konu bütünlüğü ve konular arasındaki ilişkinin bütün tutulması adına, tork kontrolü konusu birçok yönüyle ele alınmıştır.

Bu kapsamda motor dinamiklerini ifade eden denklemler incelenerek motorun matematiksel ifadeleri daha iyi anlaşılmasına çalışılmıştır. Ardından alan yönlendirmeli kontrol yönteminde kullanılan dönüşümlere, farklı eksen takımlarındaki motor modelleri tork denklemleri ile ele alınmıştır. Tork kontrolü sargılarda oluşturulan akımlar ile yapıldığından ve en içteki döngüyü oluşturduğundan akım kontrolü konusu detaylıca beraberinde kullanıldığı alt sistemlerin analizi ve tasarımları ile değerlendirilmiştir. Akım kontrolü konusundaki bütünlüğü sağlamak adına bu konuda kullanılan parametlerin gecikmeleri ve bozunumlarının performansa olan etkisine ayrıca yer verilmiştir.

Sonrasında ele alınan başlık ise gömülü mıknatıslı senkron motorların verimli sürülmesi için kullanılan ABMM yaklaşımın analizi yapılmış ve deneysel olarak doğrulanıp pratikte uygulanabilecek yaklaşımlar değerlendirilmiştir. Gömülü mıknatıslı senkron motorlar mıknatısların rotor içerisinde gömülü olmasından dolayı

mekanik olarak yüksek hızlara çıkabilme kabiliyetine sahiptir. Öte yandan mıknatısların rotor içerisine gömülü olması durumu manyetik olarak yüksek hızlara çıkabilme kabiliyetini sağlamaktadır. Ayrıca bu konuda yapılan alan zayıflatma yaklaşımları irdelenmiş ve analiz edilmiştir.

Tork kontrolü konusunun temellerini oluşturan bu başlıklar ile tork kontrolü konusunda kullanılabilecek olan yaklaşımlar değerlendirilmiştir. Önerilen tork kontrol yönteminin farklı koşullarda testlerinin ardından bu konuların uygulanacağı elektrikli araçlardaki araç dinamiklerine etkisi beraberinde kullanılacak diğer alt sistemler ile ilişkisi konusuna yer verilmiştir.

Tüm bu analiz ve çalışmalar 48V nominal bara geriliminde çalışmak üzere tasarlanmış olan gömülü mıknatıslı senkron motor parameterleri baz alınarak yapılmıştır. Ayrıca yapılan bu çalışmalar hazırlanan test sistemi üzerinde incelenmiş ve paylaşılmıştır.

Son olarak konu bütünlüğü sağlamak ve yorumlamak adına yapılan tüm çalışmalar ve analizler değerlendirilmiştir. Bu çalışma ile sağlanan fayda ve gelecekte yapılacak çalışmalarda yer verilmiştir.

1.2. Literatür Araştırması

Gömülü mıknatıslı senkron motorların literatürdeki çalışmaları incelendiğinde çalışmaların bir kısmını motor tasarımını etkileyen başlıklar göze çarpmaktadır. Sargı tipleri, oluk tasarımları, farklı akı bariyerleriyle veya mıknatıs yerleşimleri ile elde edilmiş rotor tipleri ve bunların bakır kayıplarına, demir kayıplarına etkisiyle güç yoğunluğunu, verimliliği artırmak gibi çalışmalar bu sınıf içerisinde yer alan çalışmalar olmaktadır. Bir diğer çalışmada ise motor dinamiklerini ideal şekilde veya gerçeğe en yakın biçimde ifade edecek motor matematiksel modelinin elde edilmesi özelindedir. Elde edilen matematiksel modellere göre tasarlanan motor kontrol yöntemleri ise literatürde çalışılan bir başlıktır. Bu çalışma kapsamında kullanılan alan yönlendirmeli kontrol yöntemini ele aldığımızda yöntem pozisyon bilgisi temeline dayandığından pozisyon sensörleri, pozisyon sensörlerinden alınan verilerden pozisyon bilgisinin elde edilmesi için geliştirilen yapılar ve etkileri literatürde önemli bir başlıktır. Bu konudaki bir diğer çalışma alanı ise sensörsüz yöntemler ve bu yöntemlerin farklı çalışma koşullarındaki davranışlarının incelenmesidir. Ayrıca akım

kontrolörü tasarımı, akım kontrolünü etkileyecek gecikmeler, parametrik değişimlerin etkisi gibi konular çalışılmaktadır. Motor parametreleri kontrolcü tasarımlarını etkilediğinden motor parametrelerinin ölçümü konusunda birçok çalışmada incelenmiştir. Tork kontrolü konusundaki çalışmaların büyük kısmını doğrusal olmayan karakteristiğe sahip olan gömülü mıknatıslı motorların farklı etkiler altında aynı performansta tork elde edilmesi konusu oluşturmaktadır. Bu konudaki diğer çalışmalar incelendiğinde ise farklı eksen takımlarındaki tork denklemleri ile kontrol yöntemlerinin uygulanmasını içermektedir. Ayrıca tork kontrolünün iç döngüsü olan akım sensörünü etkileri, pozisyon sensörünün etkileri tork kontrolü başlığı altında incelenmiştir.

Huang ve arkadaşları gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda tork doğruluğu konusu incelenmiş ve yeni bir yöntem önerilmiştir. Yaklaşımlarının temelinde referans güç ve anlık olarak çekilen güç üzerinden endüktans parametrelerinin farkı elde edilmiş, elde edilen fark bilgisini ABMM denkleminde kullanarak doğru tork değerini elde etmeye çalışmışlardır. Benzetim ve deneysel çalışmalarını paylaşarak, yöntemin gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda düşük hız ve düşük yük bölgelerinde iyi performans verirken yüksek hız ve yüksek güç bölgesinde iyi sonuçlar verdiğini görmüşlerdir [1].

Morimoto ve arkadaşları alan zayıflatma bölgesinde manyetik satürasyon sebebiyle değişen motor parametrelerinin performansa etkisi üzerinde durmuştur. Yaptıkları çalışmayı hız kontrollü olarak çalıştırdıkları test düzeneğinde ABMM ve alan zayıflatma algoritmalarını kullanıp test ederek, satürasyon gözardı edildiğinde sistemin gittiği kararsız noktaları ve satürasyon hesaba katıldığında elde ettikleri sonuçları paylaşmışlardır. L_q endüktansının doyumunu, i_q endüktansın fonksiyonu olarak tanımladıkları bu çalışmada endüktans parametresini PI kontrolör sonrasındaki ileri beslemeli ayırma kontrol sisteminde ve d eksenini akım referansı belirlemede kullanmışlardır. Özellikle doyumun hesaba katılmadığı durumda geçici hal davranışlarda kararsızlığa sebep olan durumlar ve satürasyon etkisiyle elde ettikleri deneysel sonuçları paylaşmıştır [2].

Sneyers ve arkadaşlarının ayrıntı olarak ele alınan d - q modelinin gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorları doğru modellemede yetersiz kaldığını söylemektedir.

Eksenler arasındaki karşılıklı etkileşimin hesaba katıldığı modelin gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların dinamiklerini daha doğru ifade edeceğini ve sabit güç bölgesinde yani alan zayıflatma bölgesini açıklamada ve kullanmada kullanılabileceğini öne sürmüştür. Fazör diyagramları ile gösterdiği yeni düzenlenen motor modelinin motor tasarımında doyumlarda baz alınarak kullanılabileceğini sunmuş ve yaptıkları deneysel çalışmaları sunmuştur [3].

Jahns gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların sabit güç bölgesinde hava aralığındaki akının sabit tutularak, ayırık uyarımlı doğru akım motorundaki gibi alan zayıflatma bölgesinde önerdiği yöntem ile daha yumuşak geçişler ile sürüleceğini ileri sürmüştür. Daha önceki çalışmalarda tasarlanan klasik kontrol sistemlerinin dinamik performansının kötü olduğu üzerinde duran Jahns, d ekseni akım kontrolöründe akım hatası üzerindeki doyum izleyerek alan zayıflatma bölgesine girmeye karar vermeyi önermiştir. Motor d-q ekseni modelini kullanarak ileri beslemeli bir yapı öneren kontrol sisteminde daha iyi dinamik performanslar elde etmiştir, d ekseni akımını bahsedilen yaklaşımla belirlerken stator akımının maksimum değerinde kısıtlayıp q ekseni akımını belirlemektedir [4].

Bose sabit tork bölgesinde stator akısına bağlı olarak çalışan, sabit güç bölgesinde ise ileri beslemeli olarak yük açısını değiştirdiği yöntemle iki bölge arasında yumuşak geçişler elde ettiği yöntemi ve deneysel sonuçlarını paylaşmıştır. Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların d-q ekseni eşdeğer devrelerini paylaştığı çalışmada modeldeki karşılıklı etkileşimi göz önünde bulundurmuş ve önerdiği yöntemi mikrokontrolör ile uygulamıştır [5].

Leonard çeşitli inverter tipleri ile asenkron motorun servo uygulamalarında mikro işlemci ile kullanımını deneysel olarak uygulamış ve sonuçlarını sunmuştur. Zamanının geniş bir literatür taramasını yapan Leonard 7720 mikro işlemci ile yaptığı çalışmalarda asenkron motoru pozisyon, hız ve tork modunda kontrolünün sonuçlarını paylaşmıştır [6].

Hasse asenkron motoru endirekt akı kontrol olarak adlandırdığı bugünkü ismiyle vektör kontrol diğer ismiyle bu çalışmada baz alınan alan yönlendirmeli kontrol ile kontrol etmiştir. Rotor hareketinden kaynaklı indüklenen gerilimlerin karşılıklı etkileşimle kontrol sistemini bozucu olarak etkilediğini söylediği çalışmasında, akım

kontrolünde ayırıştırmanın faydalı olduğunu söylemiştir. Deneysel çalışmalarında paylaştığı sonuçlarına q akımının torqu ayarlayan bileşen olduğunu ve önemli olduğunu söylemiş ve bode diyagramını sistemin frekans cevabına göre elde etmiştir. Ayrıca akım kontrolörlerinin dinamik davranışlarının ayırıştırma ile iyileştğini göstermiştir [7].

Morimoto ve arkadaşlarının sabit güç bölgesi için odaklandığı bu çalışmada mıknatıs akısını direk kontrol edilemeyeceği söylenmektedir. Ancak d ekseni akısının, d ekseni akımı aracılığı ile yaratılan ters manyetik alan ile zayıflatılabileceği ancak yüksek akımlar uygulanması durumunda mıknatısın demagnetize olabileceği vurgulanmıştır. Bu sebeple inverter akım ve gerilim kapasiteleri göz önüne alınarak maksimum torqu üretebilecek yaklaşım sunulmuştur. Motor parametrelerinin etkisi benzetimler ile sunulurken ve q ekseni endüktasının d ekseni endüktasından büyük olması durumunda relüktans torqu ile beraber daha fazla torqu elde edilebileceği vurgulanmış ve akım limitleri içerisinde motor parametrelerine bağılı olarak akım başına elde edilebilecek maksimum torqu için d-q eksen akımlarının dağılımı formülize edilmiştir [8].

Schiferl ve Lipo motor kayıplarını gözardı ederek, gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motor eşdeğer modelinden yola çıkarak motordan milinden alınabilecek maksimum mekanik güç konusu ele almıştır. Çeşitli akım açılarıyla elde edilebilecek maksimum gücün elde edilebileceği vurgulanmıştır. Sonucunda hız aralığının eşdeğer devre parametrelerine bağılı olduğu ve tepe çıkış torquunun motorun çıkıklık parametresi artırılarak artırılabilceği vurgulanmıştır. Çıkıklılığın artırılması aynı zamanda ulaşılabilcek maksimum hızda artırmaktadır. Ancak aynı zamanda bu bir optimizasyon problemini oluşturmaktadır. Çıkıklıkla artırılan hız kapasitesi, sabit torqu bölgesinin azalmasına neden olmaktadır. Bu optimizasyon probleminin analizi yapılmış ve tasarım kuralı önerilmiştir [9].

MacMinn ve Jahns gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların yüksek hızlara çıkabilmesi konusunda kontrol yöntemleri üzerinde durmuşlardır. İlk üzerinde durdukları yöntem ileri beslemeli kompanzasyon olarak adlandırdıkları, endüklenen gerilimin kompanzasyonu temeline dayanmaktadır. İkinci üzerinde durdukları yöntem ise akı zayıflatma yöntemidir. Her iki yöntemde ileri beslemeli yaklaşımlar olduğundan ve sistemin anlık gerilim, akım değerleri kullanıldığından, diğer

yaklaşımlara göre motor parametrelerinin değişimine duyarsız yöntemlerdir. İleri beslemeli kompanzasyon yöntemindeki motor parametrelerinin değişimide akım kontrolörü tarafından kompanze edilmektedir. İleri beslemeli kontrol ve akı zayıflatma yapılarıyla ve bu yapılar olmadan elde edilen deneysel sonuçlar sunulmuştur [10].

Blaschke motor sürmede aracılığıyla yaratılacak alan yönlendirme konusunu ele almıştır ve yeni kapalı çevrim döner manyetik alan metodu önermiştir. Önerdiği bu yöntemi ayrıntılı doğru akım motoru ile anlatmış ve asenkron motor içinde vektör diyagramlarını sunarak anlatmıştır. Önerdiği yöntem için akım ve gerilim kontrollü alan yönlendirme konularını sunmuştur [11].

Bech ve arkadaşlarının gömülü mıknatıslı senkron motorlarda alan zayıflatma bölgesinde belli doğruluğa sahip bir tork kontrolü önerilmesi konusunda olmuştur. MTPA algoritmasının dışına çıkılan bu noktada doğruluğun vurgulandığı bir tork kontrolü yapabilmek için yeni bir alan zayıflatma metodu önerilmiştir. Sonlu elemanlar analizinden alınan datalarla ortaya çıkarılan akım referansı üretici tasarlanmış ve bu yöntemle tüm hız aralığında %1-2 aralığında tork doğruluğu ile sonuçlar elde edilmiş ve yapılan deneysel çalışmalar sunulmuştur [12].

Lopez ve arkadaşlarının tüm hız aralığı arasında ABMM algoritmasının aktif olarak çalışması konusuna odaklanmıştır. Önerilen yöntemde q eksen akımı, istenen tork ve alan zayıflatmada ihtiyaç olan d eksen akımının kullanılmasıyla hesaplanmaktadır. Bu sayede tüm hız aralığında aktif olarak ABMM çalışarak verimli noktada sürülmesi hedeflenmektedir. D eksen akımı ABMM tablosuna göre veya alan zayıflatma algoritmasına göre hesaplanmaktadır. Tork referansı ve d eksen akımı kullanılarak tablodan hesaplanan q eksen akım referansı q eksen akım referansı tablosundan alınıp akım kontrolü yapılmaktadır. Önerilen yöntem dinamometre üzerindeki performansı sunulmuştur [13].

Cheng ve Tesch gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlar için bir tork kontrol metodu önermiştir. Çalışma noktasına göre doğrusal olmayan ve dramatik şekilde değişen parametrelerle yüksek dinamikler ve yüksek doğruluk elde edecek optimum noktanın bulunmasının zor olduğu sunulmuştur. Bunu için ileri beslemeli kontrol yöntemi olacak tablolar önerilmiştir. Sonlu elemanlar analizi ile elde edilen d ve q eksen akımlarına bağlı olarak endüktansların doyumu ve akı parametresindeki değişimler

sunulmuştur. İleri beslemeli tork kontrolü için önerilen akı ve tork isteğine göre d ve q eksenini akım referansı üreten tabloların tasarımı ve kullanımı paylaşılmıştır. Tablodaki akı parametresi anlık hız ve dc bara gerilim bilgisi kullanılarak hesaplanmaktadır. Sonlu elemanlar analizi ile elde edilen endüktans ve akı doyum haritalarından tahmin edilen tork bir tork kontrolör ile satürasyon kontrolüde yapılarak tork referansı üretilmiştir. Üretilen bu tork referansı değeri, hesaplanan akı parametresi ile birlikte d ve q eksenini referansı üreten tablolarda kullanılmaktadır. Tüm hız aralığında %5 tork doğruluğunun sağlandığı bu çalışmada yüksek dinamik cevaplar elde edilmiştir [14].

Stumberger ve arkadaşları gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda d ve q eksenini akımlarına bağlı olarak oluşan karşılıklı doyum ve karşılıklı mıknatıslanma etkilerini incelemiştir. Yaptıkları deneysel çalışmalarda d-q eksen modelinin motorun karakteristiklerini ne kadar modellediğini ele alınmıştır. Yüksek akımlardaki doyumların karşılıklı olarak endüktans parametrelerini büyük oranda etkilediği deneysel olarak gösterilmiş ve anizotropi ve doyumdan kaynaklı etkileri matematiksel olarak içeren değiştirilmiş d-q modeli sunulmuştur [15].

Rang ve arkadaşları gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda çok kullanılan ve sıcaklıkla akı yoğunluğu değişen Nd-Fe-B tipi mıknatısların, sıcaklıkla değişim karakteristiğini ele alarak MTPA yöntemi önermişlerdir. Bu konuya odaklanmalarındaki sebep sıcaklıkla akı yoğunluğu değişen mıknatısların çıkış torku etkilemesinden kaynaklanmaktadır. Çalışmalarında akım parametrelerini kullanarak hesapladıkları tork ile kapalı çevrim bir yapı önerilmiştir. Sıcaklık hesaba katılarak istenen torka karşılık gelecek akım haritadan alınmaktadır. Alınan akım değeri ileri beslemeli bir yapı gibi görülmüşse de bu kontrol yapısının paralelinde, hesaplanan tork ve referans tork arasındaki farkı kompanze eden bir PI kontrolör önerilmiştir. Yapılan benzetim ve dinamometre üzerinde yapılan çalışmalar sunulmuştur [16].

Amornwongpeeti ve arkadaşları tork kontrol konusuna adaptif bir kontrol yapısı önermişlerdir. Çalışmalarındaki odak nokta motor parametrelerinin değişiminin motordan elde edilen torkun kalıcı durum hatalarına çözüm önerilmesidir. Kapalı çevrim bir yapı sunulan bu çalışmada model referans adaptif bir kontrol sistemi kullanılmıştır. Referans model olarak birinci dereceden bir sistem ele alınmıştır. Tork

hesaplama içinse motor parametrelerinden bağımsız olması için alfa beta eksen takımı motor modeli kullanılmıştır. Alfa beta eksen takımında sadece direnç parametresi ele alınarak hesaplanan tork değeri alçak geçiren filtreden geçirilip model referans adaptif kontrolöre geri besleme olarak verilmektedir. Model referans adaptif kontrolörden hesaplanarak elde edilen tork değeri MTPA ve maksimum enerji tabanlı çalışan, bulunan koşullara en optimum akımları hesaplayan bloğa gönderilmektedir. Bu şekilde motor parametleri değişimine karşı önerilen bu kapalı çevrimde yöntemde alınan sonuçlar ve açık çevrim tork kontrol yöntemiyle alınan sonuçlar karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur. Sunulan yöntemde kalıcı durum hataları giderilse de doğruluk konusu ele alınmadığından bu yöntem üzerinde ileride yapılacak çalışmalarda tork doğruluğu üzerine yapılabileceği ifade edilmiştir [17].

Hoang ve Hawa'nın motor parametresindeki değişimleri ve inverter nonlineer davranışlarını ele alarak çevrimiçi olarak uygun akım değerlerinin hesaplandığı bir tork kontrol yapısı önerilmiştir. Önerdikleri yöntemde inverter nonlineeritesi kompanzasyonu ve alan zayıflatma bölgesi için geri beslemeli bir yapı ele alınmıştır. Önerdikleri yöntemle aynı tork değerlerini geleneksel yöntemle kıyasla daha az akımla elde etmişlerdir. Ayrıca önerilen yapı ile inverter limitleri içerisinde elde edilecek maksimum torkunda arttığı gösterilmiştir [18].

2. GÖMÜLÜ MİKNATISLI MOTORLAR

Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlar pek çok farklı yönü ile faydalı bir çözüm olduğundan ve mıknatısların ucuzlaşmasının paralelinde işlemci teknolojisinin gelişmesiyle evde kullanılan beyaz eşyalarda, otomotivde çekiş uygulamalarında ve otomotiv alt sistem uygulamalarında, uzay ve savunma sanayindeki hızlı dinamik ve performansın beklendiği uygulamalarda, üretim hatlarında ve hassas üretim prosesi gibi pek çok farklı alanda kullanım imkanı bulmuştur.

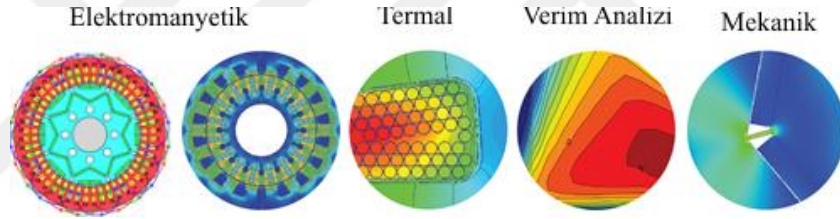
Bakım gerektirmeyen yapısının yanında sağladığı güç yoğunluğu sebebiyle hacim kısıtının olduğu yerlerde doğru akım motorları ve asenkron motorlarını geride bırakmaktadır. Manyetik olarak sahip olduğu mekanik yapı nedeniyle bakım gereksinimi olan bir parça bulundurmaz ve mıknatıslarının rotora gömülü olması mekanik olarak mıknatısların rotordan çıkması gibi durumların önüne geçerek yüksek hızlara çıkabilme kabiliyetini desteklemektedir. Manyetik olarak d ekseni akısının zayıflatılabilmesi nedeniyle yüksek hızlara çıkabilme kabiliyeti olan bu motorlar çok geniş bir hız aralığında kontrol edilebilmektedir. Ayrık uyarımlı doğru akım makinesindeki rotordaki sargılardaki kayıp ve fırça bilezik yapısının olmaması aynı zaman fırça ve bilezikte sürtünmeden yaşanan kaybı ortadan kaldırmaktadır ve verimlilik olarakta bu motorları ileri taşımaktadır. Ayrık uyarımlı doğru akım motorları ele alındığında fırça bilezik yapısının getirdiği mekanik karmaşıklık ve bakım gereksinimin yanı sıra, ayrık uyarımlı doğru akım motorunun kullanılacağı alanda hacim olarakta büyük bir yer ihtiyacı ortaya çıkarır. Diğer önemli nokta ise ayrık uyarımlı doğru akım motorlarındaki fırça bilezik yapısının desteklediği çıkılabilecek maksimum hız kısıtlı olmaktadır.

Gelişen güç elektroniği, kontrol ve mikroişlemci teknolojisi ile bu tip motorların kullanımı artarak devam etmektedir. Literatürde gömülü mıknatıslı senkron motorların tasarımları, matematiksel olarak ifadesi, hassas kontrolü ve farklı uygulamalar için ele alındığı zengin bir kaynak havuzu araştırma konusu bulunmaktadır. Ucuzlayan ve yaygınlaşan mıknatısın destekleyicisi olduğu bu motorlarda, mikroişlemci

teknolojisinin gelişimi ve ucuzlaşması paralel şekilde olması bu gelişim sürecinde destekleyici olmuştur. Benzer süreç içerisinde gelişen ve yaygınlaşan güç elektroniği elemanları sayesinde hemen her yerde karşımıza çıkan bu motorların modellenmesi ve kontrolü konusunda pek çok farklı yönüyle ele alınmıştır.

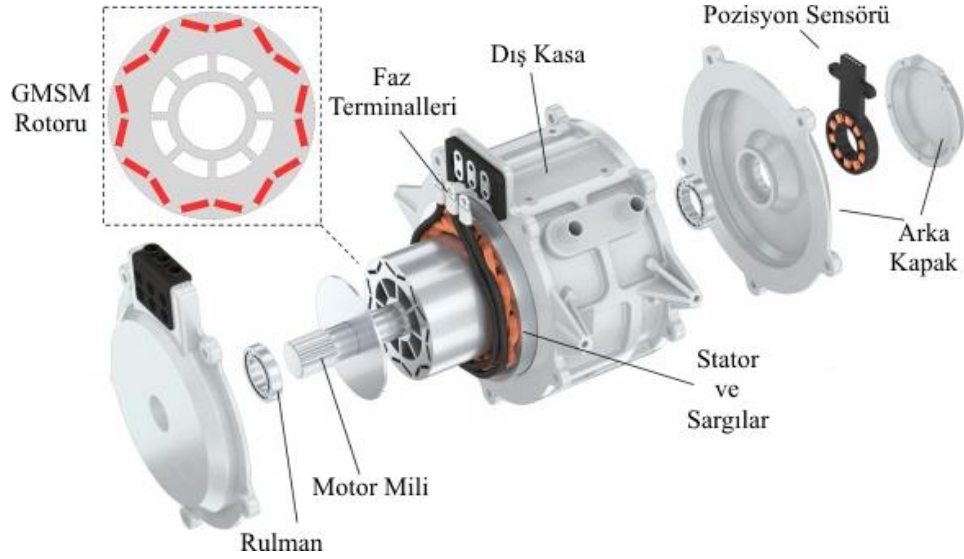
2.1. Gömülü Mıknatıslı Senkron Motorlar

Kalıcı mıknatıslı motorlar kendi başına ele alındığında elektromanyetik sistem olarak açıklanabilir. Ele alınan bu elektromanyetik sistemin sürücü aracılığıyla sargılarında yaratılan akım ile akı elde edilir. Yaratılan bu akı ile oluşturulan moment mekanik bir tasarım ile motora bağlı olan sisteme aktarılır. Sürüş esnasında sargılardaki akımdan kaynaklı, mekanik sürtünmelerden kaynaklı, elektromanyetik sistemden kaynaklı kayıpların yarattığı ısının atımı da termal bir tasarım ihtiyacını ortaya çıkarmaktadır. Bu yönleriyle motor ve sürüşü konusu çok disiplinli bir konu olmaktadır.



Şekil 2.1. Motor tasarımı alt dalları

Mekanik olarak incelendiğinde stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşan gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlar oldukça sağlam ve uzun ömürlü bir yapıya sahiptir. Stator sabit ve malzeme olarak manyetik olarak iletken karakteristiğe sahip olan sargıların bulunduğu kısımken, rotor mıknatısların bulunduğu ve statora benzer şekilde istenen manyetik özelliklere sahip saclardan oluşan hareketli parçayı oluşturmaktadır. Rotor merkezine yerleştirilmiş mil ile üretilen dönme kuvveti bağlanan mekanik sisteme aktarımı sağlanır. Bu aktarım rulmanlar ile yataklanmış mekanik bir yapı ile sağlanmaktadır. Tüm bu parçalar birer mekanik tasarım parametresini oluştururken, yüksek hızlara çıkılmasından dolayı oluşacak veya motorun kullanılacağı yere bağlı olarak ivmeli hareketlerin oluşturduğu durumlar, motor miline binen yükün oluşturduğu durumlar mekanik analiz başlıklarına eklenir. Motordaki mekanik parçaların sürtünmesinden açığa çıkan mekanik kayıplar, elektromanyetik sistemdeki kayıplar, sargılarında oluşan elektriksel kayıplar ayrıca termal olarak konunun incelenmesini ve analizini gerektirir.



Şekil 2.2. GSM yapısı[24]

Elektromanyetik olarak incelendiğinde ise motor istenen manyetik karakteristik kazandırılması için çeşitli ısıl işlem proseslerinden geçirilerek üretilmiş saclar ve mıknatıs, sargılar ve hava aralığından oluşan bir sistem olarak ortaya çıkar. Saclar, mıknatıs ve hava aralığı ile oluşturulan manyetik devrenin temelini manyetik direnç olarak bilinen relüktans oluşturur. Relüktans, kullanılan malzemenin özelliği(μ), akının akacağı uzunluk(l), akının aktığı patikanın yüzey alanı(A) gibi formülüne edilir ve akıya gösterilen direnç olarak denklem 2.1 ile ifade edilir. Elektriksel sistemlere benzerlik kurularak modellenen manyetik sistemlerde yaratılan akının aktığı yolun uzaması relüktansı artırırken, geniş bir yüzeye sahip olması manyetik direncin azalmasına ve havanın manyetik geçirgenliğine (permeabilite) bağlı olarak ifade edilen geçirgenlik parametresine bağlı olarak değişen bir parametre olarak ifade edilir.

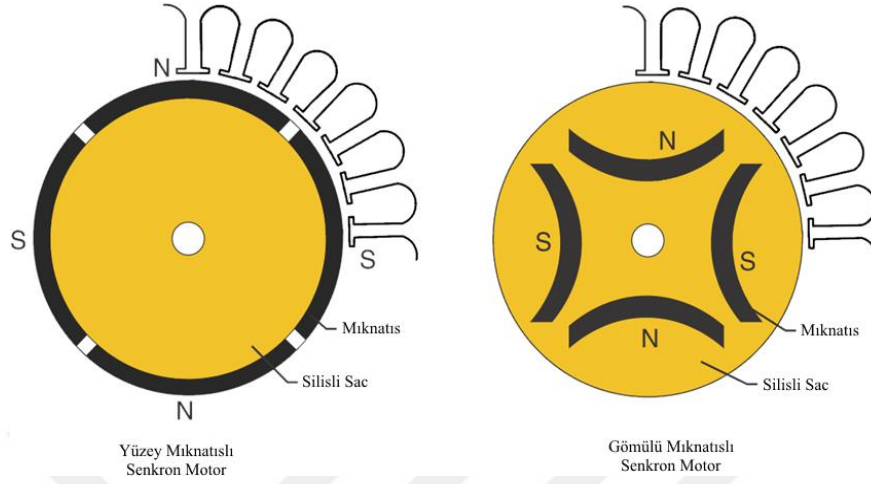
$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.1)$$

Relüktans parametresi motor tasarımında çok kullanılırken, daha çok kullanılan endüktans parametresini denklem 2.2'deki gibi etkilemektedir.

$$L = \frac{\mu N^2 A}{l} \quad (2.2)$$

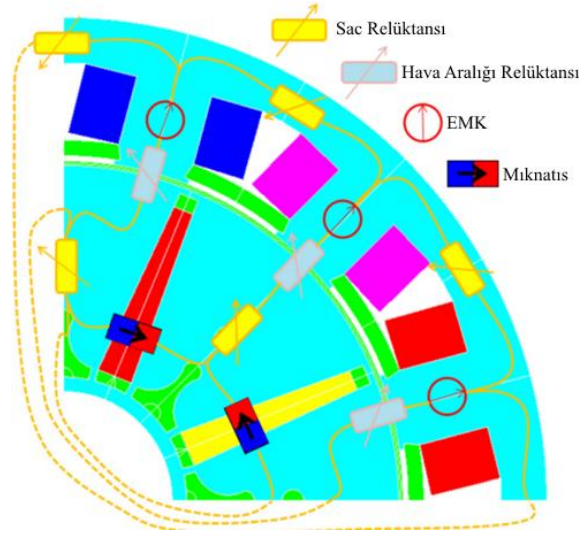
Kalıcı mıknatıslı motorlar temelde iki alt türde incelenmektedir. Rotorda bulunan mıknatısların yüzeye homojen şekilde yerleştirilmesiyle elde edilen motorlar yüzey

mıknatıslı ismiyle adlandırılırken, mıknatısların rotorun içerisine yerleştirildiği motorlar gömülü mıknatıslı senkron motorlar olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 2.3. Yüzeysel mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı senkron motor[23]

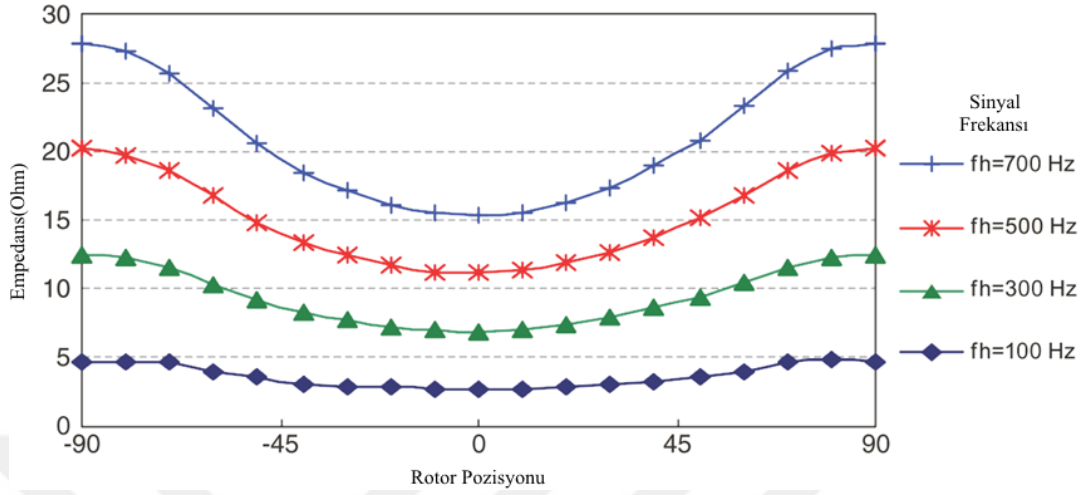
Mıknatısların yüzeysel olması veya motora gömülü olması motorun elektromanyetik karakteristiğini değiştirmektedir. Mıknatıslar incelendiğinde hava ile benzer bir relüktansa sahip olduğu görülmektedir. Mıknatısların yüzeysel mıknatıslı motorlardaki gibi yüzeysel olması homojen bir relüktansa yani sebep olurken, rotor içerisindeki mıknatıslar elektromanyetik devrenin homojen olmamasına sebep olur.



Şekil 2.4. GSM örnek relüktans modeli ve bileşenleri[25]

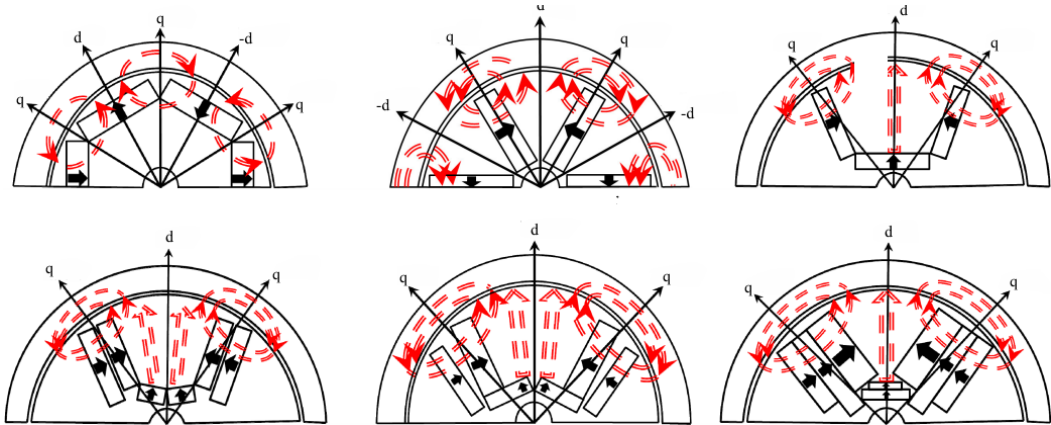
Homojen şekilde elde edilemeyen relüktans parametresi, motor pozisyonuna bağlı olarak değişen bir endüktans parametresinin elde edilmesine sebep olur. Bu durum

motor milinden elde edilen momentin bozunumuna ve homojen olmayan bir moment eldesine sebep olmaktadır.



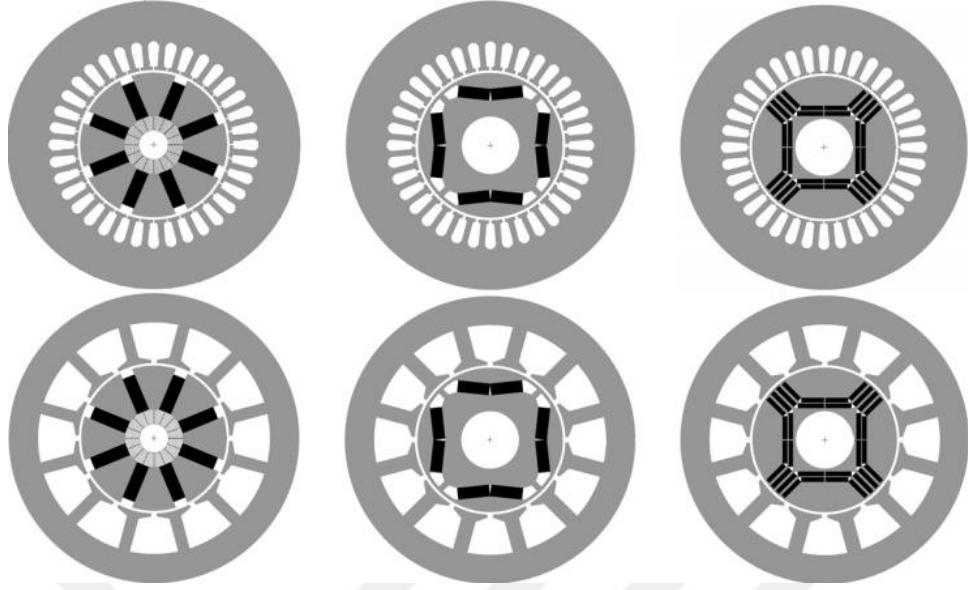
Şekil 2.5. Pozisyona bağlı olarak empedans değişimi[23]

Tarihi çok eskilere dayanan motor tasarımı ve kontrol yöntemi için referans oluşturması açısından literatürde d eksenini ve q eksenini tanımları oluşmuştur. Yüzeysel mıknatıslı motorlarda anlaşılması ve gösterimi kolay olan d eksenini mıknatısın olduğu doğrultu olarak isimlendirilmektedir. Direkt isminden gelen d ifadesi mıknatıs akısından gelirkeni, q ifadesi d eksenine 90 derece dik olan doğrultuyu ifade etmektedir.



Şekil 2.6. Farklı GSM rotor tipleri ve d eksenleri[21]

Gömülü mıknatıslı motorlar eksenleri ele alındığında ise d eksenini referansını mıknatısların doğrultusu direkt oluşturmamaktadır. Gömülü mıknatıslı senkron motordalarda d eksenini, farklı oryantasyonlarda da olsalar mıknatısların oluşturduğu akının maksimum olduğu akı patikası olmaktadır.



Şekil 2.7. GMSM rotor tipleri[22]

Farklı rotor tipleri kullanılarak yapılan motor tasarımlarında daha fazla moment elde etmek için birden fazla kutup çifti kullanılmaktadır. Bu durum elektriksel açının mekanik açıdan farklı olmasına sebep olmaktadır ve elektriksel frekans ile mekanik hız arasında kutup çiftine bağlı bir oran oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca farklı oluk tasarımlarıyla ve oluk-kutup kombinasyonlarıyla yapılan motor tasarım çalışmaları yapılmaktadır.

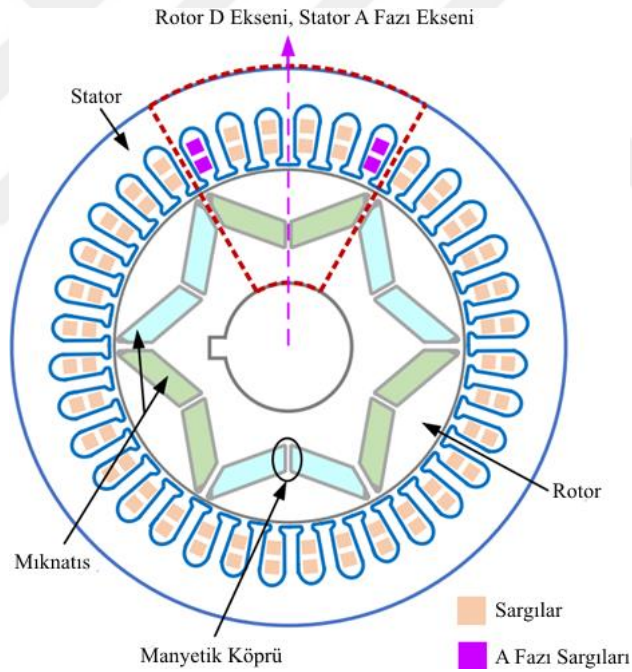
Bu çalışmada ele alınan gömülü mıknatıslı motorlar ele alındığında mıknatısların rotor içerisine yerleştirilmesi ivmeli hareketlerde ve yüksek hızlarda yüzey mıknatıslı motorlarda yaşanan mıknatısın çıkması probleminin önüne geçmektedir. Manyetik devrenin relüktansını bozan mıknatıslar aynı zamanda yüksek hızlara çıkabilmek için manyetik bir sistem oluşumuna alt yapı sağlamaktadır. Relüktans farkı ayrıca kontrol yönteminde yapılan değişiklik ile moment sağlamaktadır. Bu tip motorların tasarımında yaratılan relüktans farkı yüksek hızlara çıkabilme kapasitesi olarak bilinen sabit güç hız aralığı (Constant Power Speed Range - CPSR) özelliğini artırırken, sabit tork bölgesini azaltmaktadır. Bu oran bu tip motorların tasarımında uygulamada düşünülerek göz önüne alınacak bir tasarım parametresini oluşturur.

2.2. GMSM 3 Faz Modeli

Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorun modelinin daha iyi anlaşılması açısından öncelikle yüzey mıknatıslı motor ele alınacak sonrasında bu temelin üzerine gömülü

kalıcı mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeline geçilecektir. Üç fazlı yüzey mıknatıslı senkron motor modelinin eldesinden sonra, bu çalışmada baz alındığı için alan yönlendirmeli kontrolde veya diğer ismiyle vektör kontrolde kullanılan eksenel dönüşüm yöntemleri incelenecektir.

Motorun rotor kısmı mıknatıs ve saclardan oluşturulmuş üzerine herhangi sargı bulunmayan dönen kısmını oluşturmaktadır. Asıl motorda istenen torku oluşturmak için akımın kontrol edilebileceği kısım ise stator sargılardan oluşmaktadır. Bu çalışmada ele alınan 3 fazlı motorun fazları u, v, w fazları olarak adlandırılmıştır. Motor modelini çıkarırken farklı yaklaşımlar olsa da kolay anlaşılması açısından d ekseni olarak kabul ettiğimiz rotordaki mıknatısın akısı, stator A fazına hizalandığını kabulüyle bir referans noktası oluşturulur. Bu referans kabulü ile motor modeli elde edilecektir.



Şekil 2.8. Mıknatıs ve a fazı hizalanması[20]

Her sistemde olduğu gibi bu motor modeli oluşturulurken belli kabuller alınarak modellendiğinde parametrik olarak daha anlaşılır ve kullanışlı bir matematiksel ifade elde edilir. İdealde sinüsoidal sargılı bir motorda sargıların ideal dağıtılması durumunda 120 derece faz farkına sahip bir motor elde edilir. Bu sebeple motorun sargılarının sinüs olduğu ve dengeli dağıtıldığı, parametrik değişimlerin ve saturasyonların göz ardı edildiği bir model ele alınacaktır. Dengeli 3 fazlı bir sistemde

vektörel olan gerilim ifadeleri toplamı her zaman sıfır çıkmalıdır bu durum faz gerilimleri toplamı sıfır olan denklem 2.3 ile ifade edilebilir.

$$v_u + v_v + v_w = 0 \quad (2.3)$$

Her fazdaki gerilim denklemleri yazıldığında faza uygulanan gerilim iki bileşen içerir. Bunlardan birincisi faz direncindeki gerilim düşümü iken, diğer bileşen ise vektörel olarak sistem ele alındığında sistemdeki endüktif bileşen olmaktadır. Endüktif bileşen en genel anlamıyla ilgili fazdaki akının değişimi olarak sisteme eklenebilir. Akı değişiminin fiziği ele alındığında modellenmek istenen dinamik, manyetik karakteristiğe sahip malzemelerin işlenerek oluşturulan manyetik sistemdir. Bu parametrelerle model aşağıdaki parametrelerle ifade edilir.

- Faz-nötr gerilimleri v_u, v_v, v_w
- Faz-nötr akımları i_u, i_v, i_w
- Akı değişimleri $\frac{d\psi_u}{dt}, \frac{d\psi_v}{dt}, \frac{d\psi_w}{dt}$

$$v_u = i_u R + \frac{d\psi_u}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_v = i_v R + \frac{d\psi_v}{dt} \quad (2.5)$$

$$v_w = i_w R + \frac{d\psi_w}{dt} \quad (2.6)$$

Akı parametresinin bileşenleri ele alınmak istenirse, mıknatısın akısından kaynaklanan akı bileşeni vektörel olarak ele alındığında eksenlere farklı izdüşümü olan kısım ve sargılardaki akımlardan dolayı yaratılan akı bağı (flux linkage) olarak iki kısım içerdiği görülür. Mıknatıs akısının u, v, w eksenlerine dağılımını homojen şekilde 120 derece faz farkını matematiksel olarak ifade edecek şekilde denklem 2.7, denklem 2.8 ve denklem 2.9'daki $\psi_{um}, \psi_{vm}, \psi_{wm}$ ile ifade edebiliriz. Bu denklemlerdeki θ_e elektriksel açıyı ifade etmektedir.

$$\psi_{um} = \psi_m \cos(\theta_e) \quad (2.7)$$

$$\psi_{vm} = \psi_m \cos(\theta_e - 120) \quad (2.8)$$

$$\psi_{wm} = \psi_m \cos(\theta_e + 120) \quad (2.9)$$

Mıknatıs akıları ile beraber her eksenindeki akı denklemleri gibi denklem 2.10, denklem 2.11 ve denklem 2.12 ile ifade edilir.

$$\psi_u = L_{uu}i_u + L_{uv}i_v + L_{uw}i_w + \psi_{um} \quad (2.10)$$

$$\psi_v = L_{vu}i_u + L_{vv}i_v + L_{vw}i_w + \psi_{vm} \quad (2.11)$$

$$\psi_w = L_{wu}i_u + L_{wv}i_v + L_{ww}i_w + \psi_{wm} \quad (2.12)$$

Gerilim denklemi elde edilen akı ifadeleri kullanılmak üzere matris formunda denklem 2.13 gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_w \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Akı denklemlerini matris şeklinde düzenlediğimiz denklemde yerine yazarsak denklem 2.14 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{um} \\ \psi_{vm} \\ \psi_{wm} \end{bmatrix} \right] \quad (2.14)$$

Mıknatıstan kaynaklı akı ifadelerini eksenlerden bağımsız mıknatıs akısı elektriksel pozisyona bağlı olarak daha sade şekilde denklem 2.15 ile ifade edebiliriz.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta_e) \\ \psi_m \cos(\theta_e - 120) \\ \psi_m \cos(\theta_e + 120) \end{bmatrix} \right] \quad (2.15)$$

Denklemdaki en sağdaki akıları düzelenmek için türev ifadesini içeri dağıtıp, elektriksel açıyı ifade eden denklem 2.16'daki θ_e parametresinin zamana bağlı kısmi türevini alınır.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta_e) \\ \psi_m \cos(\theta_e - 120) \\ \psi_m \cos(\theta_e + 120) \end{bmatrix} \frac{\partial \theta_e}{\partial t}$$

Elde edilen $\frac{\partial \theta_e}{\partial t}$ ifadesi elektriksel konumun zamana bağlı değişimi yani elektriksel hızı ifade eder. Elektriksel hızı ω_e olarak ifade edip mıknatıs akılarına taşıyan trigonometrik ifadelerin türevini de alırsak denklem 2.17 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$- \omega_e \begin{bmatrix} \psi_m \sin(\theta_e) \\ \psi_m \sin(\theta_e - 120) \\ \psi_m \sin(\theta_e + 120) \end{bmatrix}$$

Denklemdaki endüktans matrisindeki ifadelerdeki köşegen parametreler L_{uu} , L_{vv} , L_{ww} öz indüktansı ifade ederken, diğer parametreler eksenlerin birbiri arasındaki karşılıklı endüktansı ifade etmektedir ve L_{uv} , L_{uw} , L_{vu} , L_{vw} , L_{wu} , L_{wu} ile ifade edilir.

Denklemin fazlar arasındaki karşılıklı endüktansları ihmal ederek sıfır ve self endüktans değerlerini L_{uu} , için L_u ; L_{vv} , için L_v ; L_{ww} , için L_w olarak ifade ederek ve akı değişiminden kaynaklanan parametreleri back emf olarak modellersek denklem 2.18'deki basit forma dönüştürürüz.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

3 faz motor modelinde elektriksel tork hesaplamak istersek, faz akımının genliğini I ve elektriksel açısal hızı ω_e ile göstererek faz akımlarının zamana bağlı ifadesini denklem 2.19'daki gibi gösterebiliriz. Bu sayede motor akımını sadeleştirmek için akımın genliği anlaşılabilir bir ifade olmaktadır. Akımdaki sinüsoidal terimlerin açısal hız cinsinden elde edilmesi, elde edilecek tork denkleminde sadeleşme sağlar.

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin(\omega_e t) \\ I \sin(\omega_e t - 120) \\ I \sin(\omega_e t + 120) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Endüklenen gerilim ifadelerini motorun üç fazlı modelinde ifade etmek istersek, ψ_m mıknatıs akısının genliği ve ω_e elektriksel açısal hızını ifade edecek şekilde denklem 2.20 gibi ifade ederiz.

$$\begin{bmatrix} e_u(t) \\ e_v(t) \\ e_w(t) \end{bmatrix} = -\omega_e \begin{bmatrix} \psi_m \sin(\theta_e) \\ \psi_m \sin(\theta_e - 120) \\ \psi_m \sin(\theta_e + 120) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Dönme kuvveti yani momenti oluşturan akı ve akım matematiksel ifadelerle zamana bağlı şekilde denklem 2.21 ile ifade edilebilir.

$$\tau_e = (i_u(t)e_u(t) + i_v(t)e_v(t) + i_w(t)e_w(t))/\omega_e \quad (2.21)$$

Sadece motorun üç faz modelini daha kolay analiz etmek için motoru yüzey mıknatıslı olarak ele aldığımızda motor endüktansının pozisyona bağlı olarak değişmediğini sabit bir değer olduğunu kabul edebiliriz. Akı ve akım denklemlerini yerine yazarsak, ω_e parametresi denkleme katılmaz çünkü tork endüklenen gerilim ifadeleriyle değil akı parametresi ile hesaplanır. Bunun arka planındaki teoride ise motor sargılarındaki akım ile manyetik olarak iletken olan stator dişlerinde yaratılan akının, rotorda bulunan mıknatısların yarattığı akı arasındaki kuvvet etkisiyle dönme hareketi yaratmasından kaynaklanmaktadır.

$$\tau_e = I\psi_m(\sin(\theta_e)^2 + \sin(\theta_e - 120)^2 + \sin(\theta_e + 120)^2) \quad (2.22)$$

Denklemdaki trigonometrik ifadenin değeri 3/2'dir.

$$\sin(\theta_e)^2 + \sin(\theta_e - 120)^2 + \sin(\theta_e + 120)^2 = \frac{3}{2} \quad (2.23)$$

Bu şekilde motorun 3 fazlı modelini baz alarak elde edilen tork ifadesi denklem 2.24'teki gibi elde edilir. Elde edilen denklemde motor geriliminden bağımsız, motor akımını içeren ve motorun yalnızca mıknatıs akısı parametresine bağlı bir ifade elde edilir. Buradan yola çıkarak tork ifadesini homojen bir endüktansa sahip kabul ettiğimiz motorda mıknatıs akısı ve akım ile ifade edebiliriz.

$$\tau_e = \frac{3}{2} I \psi_m \quad (2.24)$$

Üretilen bu tork denklemi bir kutup çiftli bir motor için elde edilmiştir. Bu sebeple çok kutuplu motorlarda kutup çifti sayısı kadar tork artar ve denklem denklem 2.25 haline dönüşür. N kutup çifti sayısıdır.

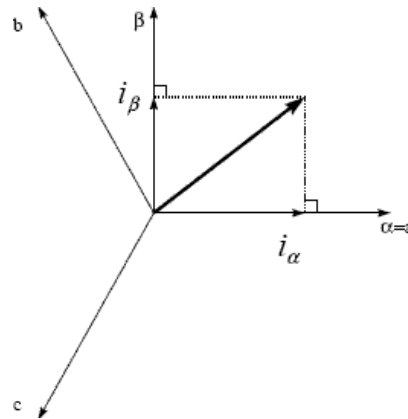
$$\tau_e = \frac{3}{2} I \psi_m N \quad (2.25)$$

Mekanik taraf modellenmek istenirse, τ_e elektriksel moment, τ_y yük momenti, J mekanik sistem ataleti, B sürtünme katsayısı ve ω_r motor açısal hızını gösterecek şekilde aşağıdaki diferansiyel denklem 2.26 elde edilir.

$$\tau_e - \tau_y = \frac{3}{2} I \psi_m N \quad (2.26)$$

2.3. Clarke Dönüşümü

Üç fazlı bu sistem matematiksel olarak daha kolay analiz edilmesi ve işlem yapılması açısından iki fazlı bir sisteme çevrilebilir. Clarke dönüşümü ile yapılan bu işlemde geçilen düzlem alfa – beta düzlemi veya sabit düzlem olarak adlandırılır. Alfa-beta düzleminde elde edilen denklemdeki ifadeler hala rotor elektriksel pozisyonuna bağlı olarak değişir. Bu yönüyle bu eksenlerdeki ifadeler görselleştirilirken, u fazına hizalanmış olan dönen bir eksen takımı olarak ifade edilir.



Şekil 2.9. Clarke dönüşümü

Bu yaklaşımın temeli, döner manyetik alan elde edebilmek için gerekli olan minimum faz sayısının iki olmasından gelmektedir. Bu yaklaşımın matematiksel olarak ifadesi

ise clarke dönüşümü ile u, v, w eksen takımından alfa beta eksenine dönüştürülerek yapılmaktadır. Dönüşüm denklemi denklem 2.27 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Uygulama açısından daha basit bir ifade etmek için matris üzerinde bir sadeleştirme yapılabilir. Dengeli 3 faz sistemde faz akımları toplamı sıfır olacağından ve dönüşüm matrisindeki son satırdaki değerlerin hepsi aynı olduğundan bu satır silenerek işlemci ile uygulanmasında denklem 2.28'deki gibi daha basit bir yapı elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Clarke dönüşümü motor kontrol uygulamasında akımların dönüşümünde geri besleme sinyalinin eldesi için kullanılırken, ters clarke dönüşümünde ihtiyaca göre sabit alfa-beta düzlemindeki gerilim ifadesin üç faza dönüştürülmesinde kullanılmaktadır. Ters Clarke dönüşüm matrisi ve denklemleri denklem 2.29'daki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Clarke dönüşümü güç değişmeyen (power-invariant) bir dönüşüm değildir. Dönüşüm öncesi ve sonrası güç ifadeleri hesaplanırsa farklı olduğu görülür. Güç değişmeyen dönüşüm için Concordia dönüşümü kullanılmaktadır.

2.4. Park Dönüşümü

Alfa-beta eksen takımında değişkenler sinüsoidal ifadeler içermektedir. Park dönüşümü ile rotor ile beraber motor modeli dönen d-q eksen takımına indirgenir. D-

q eksen takımında mıknatıs akısının oluşturduğu doğrultu d eksenini olarak adlandırılırken, elektriksel olarak 90 derece olan nokta q eksenini olarak adlandırılmaktadır. D eksenini ismiyle adlandırılmasının sebebi İngilizce “direct” yani akımın olduğu doğruyu ifade ederken, q eksenini “quadrature” kelimesinden gelmekte ve d eksenine elektriksel olarak 90 derece dik olan eksenini ifade etmektedir. Bu eksen takımına dönüşüm için elektriksel pozisyona bağlı dönüşüm matrisi ve denklemleri denklem 2.30 ile yapılmaktadır.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Bu dönüşümde alfa-beta ekseninden d-q eksenine dönüşüm yapılmıştır. İşlem sayısını indirmek adına alfa-beta eksenini akımlarına ihtiyaç olmadığı durumda 3 faz modelinden d-q eksenine direk dönüşüm matematiksel olarak yapılabilmektedir. Bu dönüşüm motor kontrol uygulamasında akım kontrolcüsünden elde edilen d-q eksen takımındaki gerilimler ters dönüşüm ile alfa-beta eksenine dönüştürülmektedir. Ters park dönüşümü denklem 2.31 ile ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

2.5. Dönüşümlerin Motor Modeline Uygulanması

Yüzey mıknatıslı senkron motor baz alınarak elde edilen 3 fazlı motor modeli ve GMSM 3 faz modeli aynı denklemler ile ifade edilmektedir. 3 faz denklemleri düzenlenerek akı değişimi ve akı denklem 2.32, denklem 2.33 ile ifade edilebilir.

$$\frac{d\psi_{uvw}}{dt} = Li_{uvw} + \psi_{m,uvw} \quad (2.32)$$

$$\psi_{m,uvw} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta_e) \\ \psi_m \cos(\theta_e - 120) \\ \psi_m \cos(\theta_e + 120) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Düzenlenmiş olan bu ifadeler ile 3 faz modelinin gerilim denklemleri yukarıda düzenlenmiş olan mıknatıs akısı matrisi katılarak, eksenlerde homojen yapıya sahip olduğundan sabit olarak ifade edilen direnç ve endüktans matrisi ile denklem 2.34 ile ifade edilebilir.

$$v_{uvw} = Ri_{uvw} + \frac{d}{dt}(Li_{uvw} + \psi_{m,uvw}) \quad (2.34)$$

Gömülü mıknatıslı senkron motorlarda rotorda mıknatısların gömülü olması nedeniyle homojen bir relüktans yapısı oluşmaz. Homojen olmayan bu relüktans dolayısıyla endüktans parametrelerinde de farklılığa sebep olur. Bu çalışmada 3 fazlı olarak ele alınan motordaki bu farklılık sargılar tarafından görülen öz endüktans ve karşılıklı endüktans değerlerinin farklılığına aynı zamanda dönüşümle elde edilen, alfa-beta düzleminde ve d-q düzlemindeki endüktanslarındaki farklılıklara sebep olur. Farklı çalışmalarda motor tasarım ve dönüşüm gözüyle ele alınan endüktans parametrelerinden oluşturulan endüktans matrisi iki kısım ile ifade edilebilir. L_m stator sargılarının öz ve karşılıklı endüktansları ifade ederken, L_r rotor pozisyona bağlı olarak değişen endüktans parametresini ifade etmektedir.

$$L = L_m + L_r \quad (2.35)$$

L_{uu}, L_{vv}, L_{ww} stator öz endüktansları olarak $L_{uv}, L_{uw}, L_{vu}, L_{vw}, L_{wu}, L_{wu}$ karşılıklı endüktans olarak ifade edilir.

$$L_m = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

L_r matrisi detaylı olarak incelendiğinde rotor elektriksel pozisyonuna bağlı olarak denklem 2.37'deki gibi ifade edilir.

$$L_r = L_{rotor} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) & \cos(2\theta_e - 120) & \cos(2\theta_e + 120) \\ \cos(2\theta_e - 120) & \cos(2\theta_e + 120) & \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e + 120) & \cos(2\theta_e) & \cos(2\theta_e - 120) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Clarke dönüşüm matrisi $K_{\alpha\beta}$ ile ifade edilip endüktans matrisine uygulanırsa alfa-beta eksenindeki endüktans ifadeleri elde edilebilir.

$$K_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Alfa-beta eksenindeki endüktans hesabı denklem 2.39 ile elde edilir.

$$L_{\alpha\beta} = K_{\alpha\beta} L K_{\alpha\beta}^{-1} \quad (2.39)$$

Alfa-beta endüktans matrisi alfa-beta eksenindeki akı, akım ve gerilim parametreleri endüktans matrisi ve akımın kısmi türevleri ile denklem 2.40 ile ifade edilir.

$$v_{\alpha\beta} = R i_{\alpha\beta} + \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt} i_{\alpha\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\psi_{m,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.40)$$

Sabit düzlemdeki gerilim denklemleri kısmi türevleri alınarak yazılırsa, denklem 2.41, 2.42 elde edilir. Elde edilen bu denklemlerdeki en sağdaki elektriksel hızla çarpılan ifadeler bu eksenindeki akıları modellemektedir.

$$v_{\alpha} = R i_{\alpha} + L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} - \omega_e \psi_m \sin \theta_e \quad (2.41)$$

$$v_{\beta} = R i_{\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} + L_{\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega_e \psi_m \cos \theta_e \quad (2.42)$$

Alfa-beta eksen takımında tork ifadesi elde edebilmek için döndürme kuvveti üretimi prensibine uyacak şekilde birbirine dik olan ve aynı yönde dönme kuvveti oluşturacak akıların ve akımların çarpılması gerekmektedir. Bu çarpım işlemi yapıp denklem düzenlendikten sonra sabit alfa-beta düzleminde denklem 2.43 elde edilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N \psi_m (-i_{\alpha} \sin \theta_e + i_{\beta} \cos \theta_e) \quad (2.43)$$

Bu denklem açılıp matris formunda gösterildiğinde gerilim denklemleri, akımın pozisyona bağlı değişimi ve endüktans parametrelerini L_A, L_B olarak düzenlenmesiyle denklem 2.44, 2.45 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} (L_A + L_B \cos(2\theta_e)) & \frac{d}{dt} (L_B \sin(2\theta_e)) \\ \frac{d}{dt} (L_B \sin(2\theta_e)) & R + \frac{d}{dt} (L_A + L_B \cos(2\theta_e)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$+ \omega_e \psi_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

$$L_A = \frac{L_d + L_q}{2}, L_B = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (2.45)$$

Kdq ile ifade edilen park dönüşüm matrisi ile sabit alfa-beta düzleminden, dönen d-q düzlemine geçiş yapılır.

$$K_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Bu dönüşüm ile elde edilen d-q eksenli gerilim denklemi, dirençteki gerilim düşümü akı değişimin yarattığı gerilim ve endüklenen gerilim ile denklem 2.47'deki gibi düzenlenir. Alfa-beta eksenli gerilim denklemlerindeki en sağdaki trigonometrik ifadenin park dönüşümünden en sağdaki 2x2'lik matris ifadesi elde edilir.

$$v_{dq} = R i_{dq} + \frac{d\psi_{dq}}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \omega_e \psi_{dq} \quad (2.47)$$

D-q düzlemindeki akı L_d ve L_q endüktansları ve mıknatıs akısı cinsinden denklem 2.48'deki gibi ifade edilir. Denklemler incelendiğinde d eksenli akısı, d eksenli endüktansı ve akımının çarpımını ve mıknatıs akısını içerdiği görülürken, q eksenli akısı ifadesinde yalnızca q eksenli endüktansı ve q eksenli akımının çarpımını içerdiği görülür.

$$\psi_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Akı ifadesi gerilim denkleminde yerine yazıldığında zamanla değişen parametre olarak yalnızca akımlar olduğu için, akı değişimindeki ifadeden akımın zamana bağlı türevine bağlı ifade gelir. Akı denkleminde ise park dönüşümü ile elde edilen matris ve akı matrislerinin çarpımından ifadeler gelir. Tüm bu işlemler yapıldığında d-q eksenindeki gerilim denklemleri denklem 2.49, 2.50 gibi düzenlenir.

$$v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.49)$$

$$v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m \quad (2.50)$$

Dq döner düzlemdeki gerilim denklemleri matris formunda düzenlendiğinde denklem 2.51 elde edilir. Gerilim denklemi ele alındığı için bu ifade de gerilim denklemindeki etkiyen parametreler ve ilişkileri görülür.

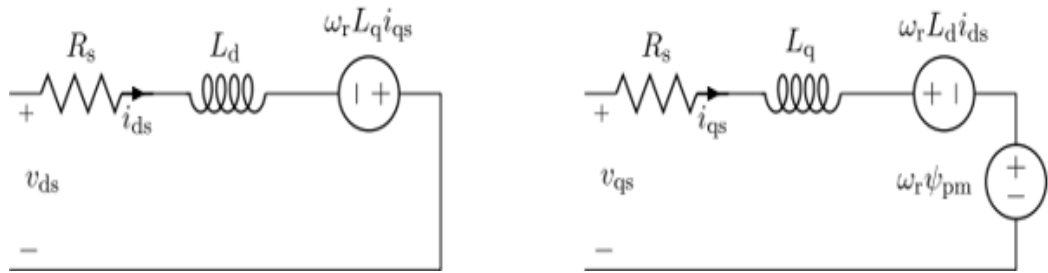
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_m \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

D q düzlemindeki denklemler ile artık pozisyonla değişmeyen ifadeler elde edilmiş olur. Elde edilen gerilim denklemleri incelendiğinde eksenlerdeki direnç üzerindeki gerilim düşümü, endüktansın akım değişimine yarattığı davranış ve eksen akılarının elektriksel hızla çarpılmasıyla elde edilen gerilim görülür.

$$v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.52)$$

$$v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_m) \quad (2.53)$$

Bu şekilde d-q eksen takımında elde edilen sabit mıknatıslı motorların motor modeli sistemin analizi ve kontrol açısından çok kullanışlı hale gelmektedir. Bu haliyle karmaşık yapıya sahip bu motor ayrık uyarımlı doğru akım motoruna benzemektedir. Ayrık uyarımlı doğru akım makinelerinde akı ve tork parametresi birbirinden bağımsız şekilde yapılabilmektedir. Bu dönüşüm ile elde edilen motor modelinde d eksen akı, q eksen ile tork kontrol edilebilir. Bu durumda elde edilen motor modelinin elektriksel eş değer devresi şekil 2.10 gibi olmaktadır.



Şekil 2.10. D-q eksen eşdeğer devresi

D-q eksenindeki gerilim ifadeleri motorun elektriksel davranışını ve dinamiklerini ifade etmektedir. Motorun ürettiği tork d eksen akısının q eksen akımı ile çarpımı ve q eksen akısının aynı yönde tork üretimi için d eksen akımının negatifi ile çarpılarak elde edilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_q (L_d i_d + \psi_m) - i_d L_q i_q) \quad (2.54)$$

Tork denklemindeki i_d ve i_q akımları ayrı şekilde gruplanırsa, q eksen akımı ile mıknatıs akısının çarpım halinde olduğu elde edilir. Mıknatıs akısının bu karakteristiği mıknatıstan elde edilen torku ifade ettiği için mıknatıs torku olarak adlandırılır. Denklem kalanında ise endüktans farkının, d ve q eksen akımları ile çarpımı görülmektedir. Bu kısımdaki endüktans farkı ise rotor tasarımında yaratılan relüktans farkından kaynaklandığından bu kısımdan elde edilen tork relüktans torku olarak adlandırılmıştır.

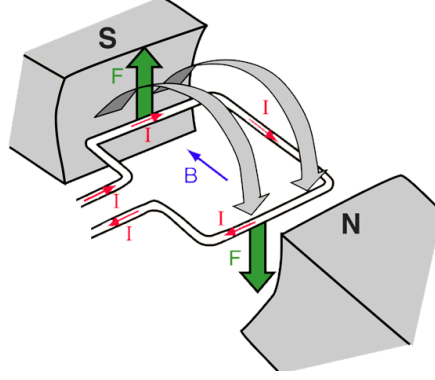
$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_q \psi_m + i_q i_d (L_d - L_q)) \quad (2.55)$$

Vektörel olarak düşünüldüğünde aynı yönde tork üretebilmek için q eksen akımının pozitif kabul edildiği durumda d eksen akımının negatif olması gerekmektedir. Tork denklemin gözüyle incelendiğinde ise d eksen akımının negatif olması, endüktans farkında negatif olması gerekliliğini ortaya çıkarmaktadır. Bu durumda tasarlanan motorun L_q endüktansının L_d endüktansından büyük olacak şekilde tasarlanması gerekmektedir.

2.6. Tork Hesaplama

Gömülü mıknatıslı senkron motorlarda tork hesaplama için birden fazla yöntem tercih edilebilir. Tork konusunun temellerine inildiğinde, tork kelimesinin anlamına bakmakla başlanabilir. Tork dönme kuvveti olarak tarif edilir. Gömülü mıknatıslı senkron motorlarda tork ise elektromanyetik sistemlerde oluşturulan döndürme kuvveti olarak ele alınabilir. Bu döndürme kuvvetini oluşumu birbirini destekleyen birkaç farklı şekilde açıklanmaktadır.

Elektromanyetik sistemlerdeki bu kuvvet ise temeli Ampere yasası ve Lenz yasasına dayanan Lorentz kuvveti ile açıklanabilir. Lorentz kuvveti şekil 2.11 gibi manyetik alan altında akım taşıyan tel üzerinde oluşan kuvveti açıklamaktadır. Oluşan kuvvetin şiddeti ve yönü sağ el kuralına göre belirlenmektedir. Bu durum birbirini dik kesen akı ve akım koşulunu getirmektedir. Bu temeldeki akı ve akım arasındaki ilişkiden tork elde edebilme prensibi tasarlanan motorlarda da baz alınarak kullanılmaktadır. Aynı zamanda bu prensip tasarlanan motorların, tasarım sürecini etkilediği kadar geliştirilen bazı kontrol yöntemlerinde temelini oluşturur.



Şekil 2.11. Elektromanyetik tork üretim prensibi

Motor üzerinde düşünüldüğünde ise kalıcı mıknatıslarla oluşan sürekli alan altında, stator sargılarında akımın uygulanması ile aralarında sağ el kuralı prensibi ile açıklanan dik yönde bir kuvvet oluşmaktadır. Oluşan bu kuvvet sargılar stator ve motor gövdesiyle bir yüzeye bağlı ve sabit olduğundan rotorda dönme etkisi oluşturmaktadır.

Bu durum d-q eksen takımı akımları ve akıları (denklem 2.56, 2.57) arasındaki ilişki ile açıklanmak istendiğinde denklem 2.56 ve denklem 2.57 ile akı denklemlerinin ve akı ifadelerine dik akımların çarpımı ile elde edilir.

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (2.56)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.57)$$

D eksen akısı ile q eksen akımının çarpımı durumunda saatin tersi yönünde bir dönme kuvveti olduğundan, q eksen akısından faydalanılarak aynı yönde kuvvet oluşturmak için negatif d eksen akımı ile çarpılmalıdır. Endüktansların akıma bağlı doyumları göz önüne alındığında ve mıknatıs akısının sıcaklık etkisi ile değiştiği göz önüne alındığında denklem 2.58 ile oluşan moment hesaplanabilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_q (L_d(i_d) i_d + \psi_m(T(^{\circ}C)))) - i_d L_q (i_q) i_q \quad (2.58)$$

Bu formül daha geliştirilerek, d ve q eksen endüktansı değerlerinin eksenler arasındaki karşılıklı etkileşimi göz önünde bulundurularak, karşılıklı etkileşimden kaynaklı doyumlar hesaba katılabilir. D-q eksenindeki bir diğer yaklaşım analiz sonucuyla elde edilmiş ve doğrulanmış olan akı değerlerini kullanmak olacaktır. Akı değerleri d-q eksen akımlarına bağlı olarak değişmektedir. Bu durum gözönünde bulundurulup

önceden hazırlanmış olan akı haritaları ile uygulanan akıma bağlı olarak akı değerleri bulunup anlık olarak tork değeri hesaplanabilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_q \psi_a(i_d, i_q) - i_d \psi_q(i_d, i_q)) \quad (2.59)$$

Alfa beta eksenindeki denklemleri kullanarak tork hesaplama diğer bir yaklaşım olmaktadır. Direk tork kontrol yönteminin temellerine dayanan bu yaklaşımda motor parametrelerine bağlılıkta az olmaktadır. Yaklaşımın temelinde alfa-beta eksen akımı, gerilimleri ve motor direnci kullanılarak alfa beta eksenindeki akı parametresi hesaplanmaktadır. Ardından alfa-beta eksen akısı ve akımları arasındaki ilişkiden de tork hesaplanmaktadır. Bunun için öncelikle denklem 2.60 ve denklem 2.61 ile akı ifadeleri hesaplanır.

$$\psi_a = \int (v_a - i_a R_s) dt \quad (2.60)$$

$$\psi_b = \int (v_b - i_b R_s) dt \quad (2.61)$$

Hesaplanan akı ifadeleri ve akımlar ile tork denklem 2.62 ile hesaplanmaktadır.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_b \psi_a - i_a \psi_b) \quad (2.62)$$

Sadece motor parametrelerine bağlı şekilde elde edilen bu ifade doğruluk azalmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda gerilim ifadesinin içerisinde demir ve bakır kayıplarını çıkararak ideal denklemdeki gerilim ifadesi elde edilecek çalışmalar görülmüştür.

2.7. Durum Uzayı Modeli

Frekans uzayında analizde tasarımı ve analizi mümkün olmayan karakteristikler olabilmektedir. Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorunda durum uzay modeli bu kısımda ele alınarak incelenmiştir. D-q eksen düzleminde ayırık uyarımlı doğru akım motoruna benzetilen motorun modelinin analizi ve anlaşılabilirliği artmıştır. Durum uzay modelinde de d-q eksen modeli baz alınarak yapılan çalışmada frekans uzayında görülemeyen hız etkisini sistem davranışına etkisi gözlemlenmek istenmiştir. Bu

kapsamda motora uygulanan giriş parametreleri d ve q eksenli gerilimleri, durumlar ise d ve q eksenli akımları olmaktadır. Eksenlerdeki diferansiyel denklemler düzenlendiğinde ve durum uzay formunda yazıldığında denklem 2.63 elde edilir. Denklemler incelendiğinde durum uzay modellerinde modellenmesi kolay olan çok giriş ve çok çıkışlı bir sistem ile çalışılacağı görülür.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Frekans uzayındaki analizde karşılıklı etkileşimli ifadeler içerdiğinden gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorun tam matematiksel modeli elde edilememektedir. Diğer yandan çok giriş çok çıkışlı bir sistem olduğu için frekans uzayındaki analiz belli kısıtlara takılı kalmaktadır. Durum uzayı modeli ile bu etkiler giderildiğinden yapılan analiz zaman uzayında yapılacağı için daha anlaşılır sonuçlarda alınır. Durum uzayında sistemdeki elektriksel hız parametresinin modele etkisi gözlemlenebilir hale gelmiştir. Ayrıca ele alınan durum uzay modeli incelenirse, sistemin sadece elektriksel modeli ele alındığı görülür. Bu modele mekanik sistem ve parametrelerde eklenebilir.

Ayrıca herhangi bir gözlemleyici veya durum uzayında kontrolör tasarlanmak istendiğinde A ve B matrisleri üzerindeki denklem 2.64 ve denklem 2.65'teki dönüşüm ifadeleriyle gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorun ayrık modeli kullanılabilir.

$$A_d = I + AT_s \quad (2.64)$$

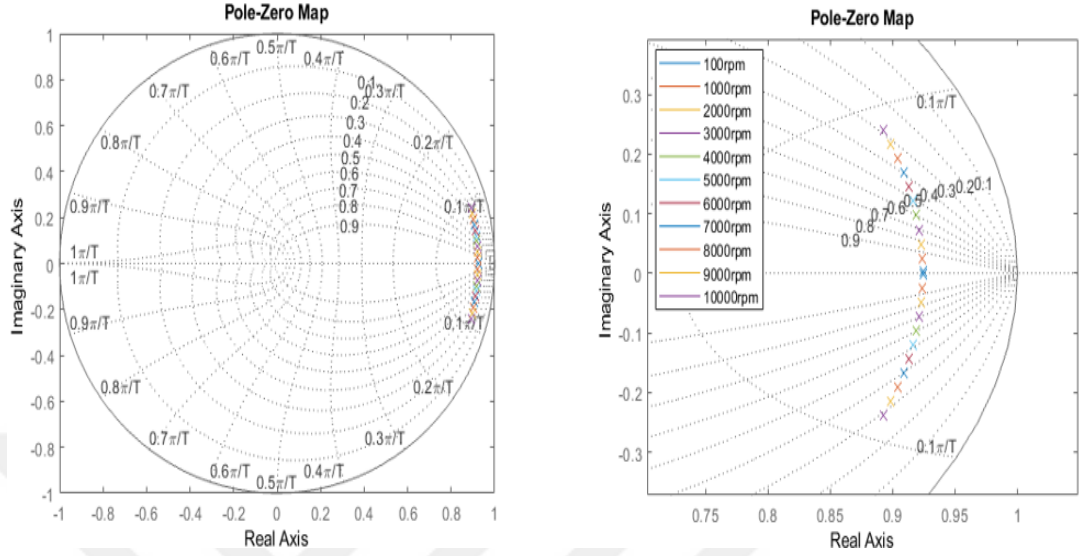
$$B_d = BT_s \quad (2.65)$$

Ayrıklaştırma için sunulan matrisler durum uzay modeline uygulandığında denklem 2.66 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T_s & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & 1 - \frac{R}{L_q} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} T_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Elektriksel hızın motor modeline etkisini görmek için ayrık model üzerinde mekanik hızın değişiminin kutup saçınımına etkisinin şekil 2.12'deki gibi olduğu görülmüştür.

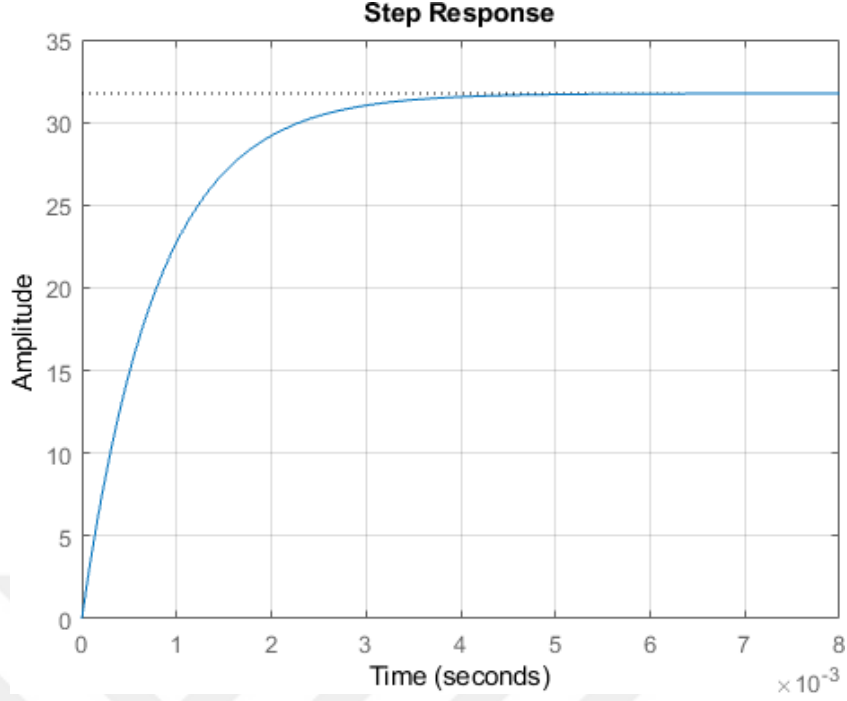
100 rpm ile 10000rpm arasında incelenen davranıştaki karakteristik daha yakından şekil 2.12'deki yakın görsel ile görülebilir.



Şekil 2.12. GSM hızın kutup saçınımına etkisi

2.8. Akım Kontrolörü Tasarımı

Akım kontrolörü tasarımında literatürde farklı yaklaşımlara yer verilmiştir. Hesaplama gecikmelerinin, sensör gecikmelerinin kontrol katsayılarını hesaplamada kullanıldığı modellerden [35], daha basit sadece motor elektriksel parametreleriyle kontrol katsayılarının hesaplandığı yöntemler bulunmaktadır. Motor modelindeki en dinamik karakteristiği yaratan parametre direnç ve endüktanstan kaynaklı oluşan kutuptan kaynaklanmaktadır. Bu karakteristik ayrıık olarak direnç değeri 31.5 mOhm, d eksenı endüktansı değeri 25uH olarak ele alınıp sistemin birim basamak cevabı incelendiğinde şekil 2.13'deki gibi 4ms'de oturduğu gözlemlenmektedir. Bu sebeple örnekleme zamanının minimumu bu cevabın 10 katı yani 400us olarak belirlenir bu değerin frekans karşılığı olarak 2.5kHz minimum anahtarlarma frekansı tercih edilmesi gerekmektedir. Bu uygulamada akım kontrolü için 16khz örnekleme frekansı olarak seçilmiştir. Bu yaklaşım akım kontrolörü tasarımının kontrolör tasarım bakış açısı ile teorik olarak seçimini içerir. Diğer seçimi etkileyen limitler göz önüne alındığında kullanılan mikroişlemcinin kabiliyetleri öne çıkmaktadır. Yapabileceği işlem sayısının miktarı, içerdiği çevresel birimlerin istenen yaklaşıma uyumu ve kabiliyeti gibi konuların değerlendirilmesi gerekmektedir. Çok yüksek frekansta örnekleme ele alınacak çözümün maliyetini artırır.



Şekil 2.13. Sargının birim basamak cevabı

Sistemin durum uzayı modeli üzerinden hız parametresinin etkisini incelediğimizde hız ile parametrelerin saçınıminin aşağıdaki gibi olduğu görülmektedir. Bu model üzerinde direnç endüktans parametrelerinin etkileri de incelenmiştir ancak en büyük etkiyi hız parametresinin yarattığı görülmüştür.

Döner d-q düzlemine indirgenen model ayırık uyarımlı doğru akım motoruna benzemektedir. Bu eksenle dönüşümlerle elde edilen doğru akım bileşenleri üzerinde yapılan akım kontrolü ile statorda istenen formda akı yaratılmaktadır. İsminden de anlaşılacağı üzere alan yönlendirmeli kontrolde akının kontrolü, manyetik malzeme ve sargılardan oluşan stator üzerindeki akımın kontrolüyle sağlanmaktadır. Bu gözle incelendiğinde akım kontrolünün dinamikleri sistemden elde edilebilecek performansları doğrudan etkilemektedir. D q eksenli gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motor modeli incelendiğinde eksenlerin karşılıklı etkileşimde olduğu bir karakteristiğe sahip olduğu görülür. Bu durum motora doğrusal olmayan bir karakteristik katmaktadır. Literatürde bu konu için özellikle ayırıklaştırma ve bu ayırıklaştırmanın ileri beslemeli olarak sisteme eklenmesi gibi yaklaşımlar önerilmiştir [32]. Karşılıklı etkileşime sebep olan akı parametreleri çıkarıldığında sistemde yalnızca direnç ve endüktans karakteristiği gözlemlenmektedir ve bu parametreler kullanılarak kontrolör tasarımı çok kolay olmaktadır.

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.67)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_m) \quad (2.68)$$

Ayrıklaştırılıp yalnızca direnç ve endüktans etkisi ele alındığında frekans uzayında sistem birinci dereceden sistem olarak denklem 2.69 ile modellenir. Model incelendiğinde son değer teoremi uygulandığında uygulanan gerilim ile kalıcı durumda direnç etkisiyle uygulanan gerilim ve dirençle ilişkili bir noktaya oturmaktadır. Endüktans ve direnç ile belirlenen kutupta sistemin dinamik davranışını belirlemektedir.

$$\frac{i_{dq}(s)}{v_{dq}(s)} = \frac{1}{sL_{dq} + R} \quad (2.69)$$

En yaygın olarak akım kontrolünde klasik PI kontrolör kullanılmaktadır. Tasarımı, uygulaması ve ayarlanması çok kolay olan bu kontrolörde istenen dinamik elde edilebilmekte ve kalıcı durum hatasıda integratör etkisi ile sıfırlanabilmektedir.

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.70)$$

PI kontrolörün frekans uzayındaki modeli sıfır-kutup-kazanç şeklinde düzenlendiğinde denklem 2.71 elde edilir. PI kontrolör bu gözle incelendiğinde sisteme K_p kazancı katıyorken, y eksenini üzerinde 0 noktasında bir kutbu ve birde K_p ve K_i parametrelerine bağlı sıfırı bulunmaktadır.

$$G_{pi}(s) = \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s} \quad (2.71)$$

Birinci dereceden sisteme indirgenen dq eksenlerinin modelide sıfır-kutup-kazanç formunda düzenlenirse denklem 2.72 edilir.

$$\frac{i_{dq}(s)}{v_{dq}(s)} = \frac{1}{L_{dq}(s + \frac{R}{L_{dq}})} \quad (2.72)$$

PI kontrolörün sahip olduğu sıfırı ile birinci dereceden sisteme indirgenmiş olan modelin kutbu sadeleştirilerek sistemdeki kutbun etkisi ortadan kaldırılabilir. PI kontrolörün parametlerinin ayarlama için kullanılacak parametreler olduğu düşünüldüğünde, istenen dinamiği yaratacak bir karakteristik kapalı çevrim sistemde elde edilebilir.

$$G_{pi}(s)G_{LR}(s) = \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s} \frac{1}{L_{dq}(s + \frac{R}{L_{dq}})} \quad (2.73)$$

Kutup-sıfır sadeleşmesi yapılması için PI kontrolörün sıfırı ve sistemin kutbu birbirlerine eşitlenirse denklem 2.74'deki eşitlik ifadesi elde edilir. Böylece kontrolör katsayılarını belirlemede ilk kısıt elde edilir.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R}{L_{dq}} \quad (2.74)$$

Kutup-sıfır sadeleşmesinin ardından, sistem ileri yol modeli artık PI kontrolörden gelen kutup ve kazanç içermektedir.

$$G_{pi}(s)G_{LR}(s) = \frac{K_p}{L_{dq}s} \quad (2.75)$$

Sistem kapalı çevrim modeli G ileri yol modeli ve H geri besleme sisteminin modeli olarak ele alındığında denklem 2.76 elde edilir.

$$\frac{GH}{1 + GH} \quad (2.76)$$

Geri besleme hattındaki sisteme karmaşa katmamak adına 1 olarak kabul edilirse basit bir yapı elde edilir. Bu literatürde birim geribesleme olarak geçen yaklaşımdır. Bu yaklaşım ile G sistem ileri yol modeli ve geri besleme modeli denklem 2.77 elde edilir.

$$G = G_{pi}(s)G_{LR}(s), \quad H = 1 \quad (2.77)$$

Bu ifadeler kullanılıp kapalı çevrim modeli elde edildiğinde birinci dereceden denklem 2.78'deki gibi bir sistem modeli elde edilir. Kapalı çevrim model incelendiğinde sistemin motor elektriksel parametrelerine ve K_p katsayısına bağlı olduğu görülür.

$$G_{CL}(s) = \frac{\frac{K_p}{L_{dq}s}}{1 + \frac{K_p}{L_{dq}s}} = \frac{\frac{K_p}{L_{dq}s}}{\frac{L_{dq}s + K_p}{L_{dq}s}} \quad (2.78)$$

Elde edilen birinci dereceden sistemin kapalı çevrim modeli düzenlenirse daha sade ve anlaşılır olan denklem 2.79'daki gibi bir ifade elde edilir.

$$G_{CL}(s) = \frac{K_p}{L_{dq}s + K_p} = \frac{\frac{K_p}{L_{dq}}}{s + \frac{K_p}{L_{dq}}} \quad (2.79)$$

Elde edilen bu sade ifade birinci dereceden kutbunun nereye atandığı bir modele benzetilirse, PI kontrolör katsayıları tasarımının ikinci kısıtı elde edilmiş olur.

$$G_{CL}(s) = \frac{\omega}{s + \omega} \quad (2.80)$$

Elde edilen kapalı çevrim modeli ve yukarıdaki birinci dereceden sistem modeli karşılıklı olarak eşitlendiğinde, kutbu nedeniyle dinamikleri bilinen ve elde edilen kapalı çevrim sistemin kutbunun parametlerine bağlı denklem 2.81'deki gibi bir eşitlik elde edilir.

$$\omega = \frac{K_p}{L_{dq}} \quad (2.81)$$

Böylece 2 bilinmeyenli 2 denklem ve motor parametleri, dinamiği bilinen bir kutup içeren iki ifadeden kontrolör katsayıları tasarımı yapılabilir. Bu eşitlikler kullanılarak PI kontrolör K_p katsayısı, frekans uzayında atanmak istenen kutup ve endüktanslar cinsinden denklem 2.82 elde edilir.

$$K_p = \omega L_{dq} \quad (2.82)$$

Elde edilen K_p katsayısı sıfır kutup sadeleşmesinde elde edilen denklem 2.74'te yerine yazılırsa, tek bilinmeyen parametrenin K_i olduğu, denklem 2.83'teki gibi bir ifade elde edilir. Bu analizde yapılmak istenen kontrolör katsayılarını belirlemek olduğundan, kontrolöre ait olan ve bilinmeyen K_i katsayısı yalnız bırakıldığında kontrolör katsayılarından biri daha elde edilir.

$$\frac{K_i}{\omega L_{dq}} = \frac{R}{L_{dq}} \quad (2.83)$$

Bu şekilde ki parametresi motor direncine ve kutup noktasına göre denklem 2.84 elde edilir.

$$K_i = \omega R \quad (2.84)$$

Atanan kutup noktasının biriminin rad/s cinsinden olması tasarımın anlaşılabilirliğini güçlendirmektedir. Genellikle sistem bantgenişliği olarak ifade edilen ve frekans birimiyle ifade edilen parametre daha anlaşılır ve tercih edilir olmaktadır. Tercih sebebi ise bilinen bir dinamiği ifade ettiğinden herkesin anlayabileceği ortak bir ifade olmasından kaynaklanmaktadır. Bu sebeple denklem 2.85 ile frekans cinsinden kutup ifade edilir.

$$\omega = 2\pi f \quad (2.85)$$

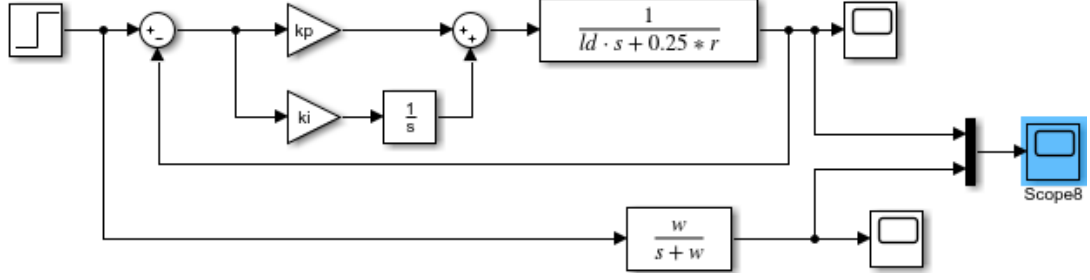
Frekansa bağlı olarak ifade edilen kutup noktasına göre kontrolör katsayıları düzenlenirse, durum uzayında denklem 2.86 elde edilir [34].

$$K_p = 2\pi f L_{dq}, \quad K_i = 2\pi f R \quad (2.86)$$

Akım kontrolü ayırık olarak mikroişlemci ile yapıldığından frekans uzayında yapılan tasarımda elde edilen katsayılar direk olarak fark denklemlerinde kullanılabilir olmamaktadır. Bu sebeple bu durum göz önüne alınarak yapılan tasarımda ayırık kontrolör katsayıları denklem 2.87 elde edilebilir.

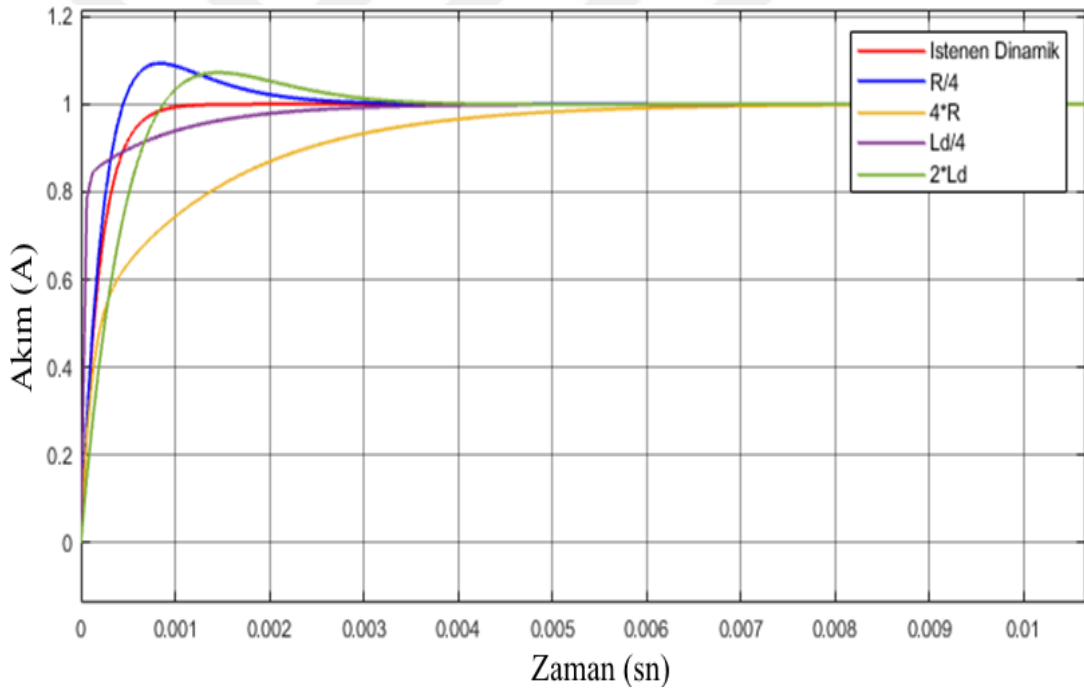
$$K_{p,dijital} = 2\pi f L_{dq}, \quad K_{i,dijital} = 2\pi f R T_s \quad (2.87)$$

Buraya kadar yapılan tasarımda sistem parametlerinin zamanla değişmediği düşünülerek tasarım yapılmıştı. Ancak sıcaklık gibi çevresel etkilerle direnç, motor saclarının manyetik olarak doyumundan kaynaklı endüktans parametlerinde doyum gözlenmektedir. Bu durum altında tasarlanan kontrolörün davranışını incelemek için şekil 2.14'deki model kurulmuştur. Kurulan modelde birbirine paralel iki sisteme aynı giriş verilmektedir. Bir model kontrolör ile istenen dinamikleri veren modelken, diğer modelde kontrolör ve motor elektriksel sistemi modeli ayrı ayrı parametrik şekilde kurulmuştur. Bu sayede parametrelerin etkisi değiştirilerek görülmüştür.



Şekil 2.14. Motor parametlerinin saçınımasının incelendiği model

Frekans uzayında 1 ms’de oturacak dinamik karakteristiğe sahip bir akım kontrol döngüsü tasarlanmak istenmiştir. Bu sebeple kazancı 1 olan ve w ’da kutba sahip sistem şekildeki gibi paralelde çalışmaktadır. Bunun yanında direnç değişimleri ve endüktans doyumları altındaki tasarlanan kapalı çevrim sistemin davranışı incelenmiştir. En dramatik davranışın direnç değişimi ile olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 2.15. Parametre saçınımlarının karşılaştırmalı sonuçları

2.9. Akım Kontrolcüsü

Akım kontrolü konusunda bu tip motorların kontrolünde en içerdeki döngü olup elde edilecek maksimum dinamikleri belirlemektedir. Zamanla değişmeyen ifadelerle indirgemek için yapılan dönüşüm işlemleri ile d-q eksenlerine indirgenen ve ters dönüşümlerle istenen kontrol sinyallerinin elde edilmesi ve uygulanması konuları literatürde incelenen ayrı bir başlık olarak ortaya çıkmaktadır.

2.9.1. Pozisyon sensörü

Literatürde akademik çalışmalar incelendiğinde ve uygulamadaki örnekleri incelendiğinde pek çok farklı sensör tipinin geliştirildiği görülmektedir. Pozisyon elde etme yöntemleri ile farklılaşan sensörlerde optik tabanlı, manyetik tabanlı çözümler görülmektedir. Kullanılacak motor tipi, bağlanacağı yüzey ve uygulamanın çalışması istendiği ortam şartlarına bağlı olarak farklı maliyetlerde sensör çözümleri bulunmaktadır. En çok karşılaşılan sensör tipleri incelendiğinde farklı çıkışlı artımsal enkoderler, farklı protokollere sahip mutlak enkoderler, resolverler, sin/cos enkoderler göze çarpmaktadır. Farklı çözünürlükler elde edilsede tüm bu sensör tiplerinin kullanımında temel amaç rotorun anlık olarak pozisyonunun eldesidir. Anlık olarak elde edilen pozisyon bilgisi alan yönlendirmeli kontrol yönteminde dönüşümlerde kullanılmaktadır.



Sin Cos Enkoder



Resolver

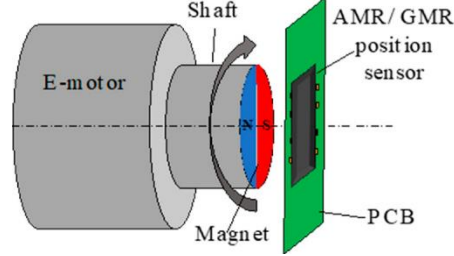


Artımsal Enkoder

Şekil 2.16. Pozisyon sensörü tipleri

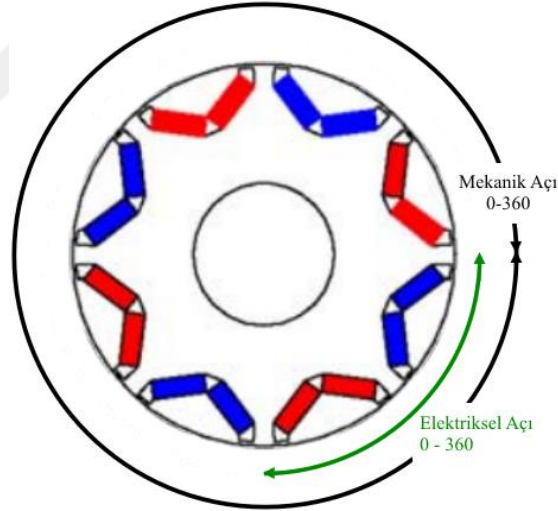
Sensörlerin mekanik yapıları değişse de temelde motorun hareketsiz olan stator kısmına bağlı ve hareketli rotor kısmına bağlı iki parçadan oluşmaktadır. Bu uygulamada manyetik tabanlı sin cos enkoder kullanılmıştır. Bu tip enkoderler, enkoderin kutup çifti sayısına göre sınıflandırılabilir. Bazı enkoder tipleri bir mekanik turda çok fazla sayıda sinüs ve kosinüs sinyali üretirken, mutlak pozisyonu vermemektedir. Bu uygulamada kullanılan enkoderden 1 mekanik turda 1 periyot sinüs ve kosinüs sinyali görülür. Bu sayede bir mekanik pozisyonun yalnızca bir sinüs ve kosinüs karşılığı oluşur ve mutlak pozisyon her zaman elde edilir. Bu sensörün kullandığı fizik manyetik temellere dayanmaktadır. Literatürde GMR, AMR (Anisotropic Magneto Resistive) isimleriyle bilinen bu yöntemler isminden de anlaşılacağı üzere bir manyetik komponent ihtiyacı doğurmaktadır ve manyetik özellikler kullanılarak pozisyon elde edilmesini sağlamaktadır. Bu teknoloji ilk

kullandığında yüksek hızlarda yüksek doğruluklar elde edilemesede geliştirilen entegreler ile motor sürüş işlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Pozisyon bilgisi rotora yerleştirilen bir sensör ve statorda hareketsiz duran ve pozisyon bilgisini üreten entegreden oluşmaktadır.



Şekil 2.17. Sin-cos enkoder

Pozisyon sensörlerinden mekanik pozisyon bilgisi elde edilir. Ancak çok kutup çiftli motorlarda mekanik ve elektriksel pozisyon bilgisi aynı değildir ve kutup çifti ile oranlı bir ilişki bulundurulur.



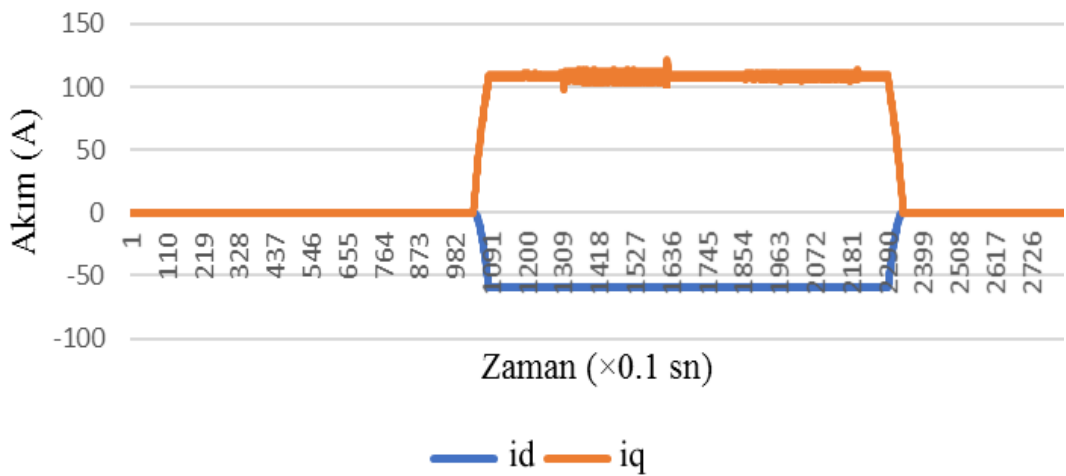
Şekil 2.18. Elektriksel – mekanik açı

Elektriksel pozisyon konusu ele alındığında ise alan yönlendirmeli kontrolün temelinde kullanılan kabullerin sağlanması beklenir. Rotorda d eksenine akısının referans alındığı bu yöntemde, d eksenine akısının a fazı ile hizalandığı kabulü yaklaşımı kabul edilerek elde edilen dönüşümler kullanılmıştır. Bu durumda stator sargılarında yaratılan d eksenine akısı ile rotordaki d ekseninin hizalanması problemi ortaya çıkmaktadır. Aksi durumda stator sargılarında yaratılan akı rotorda d eksenine üzerine izdüşümü istenenden farklı olacaktır. Bu durum statorda d eksenini ifade eden nokta

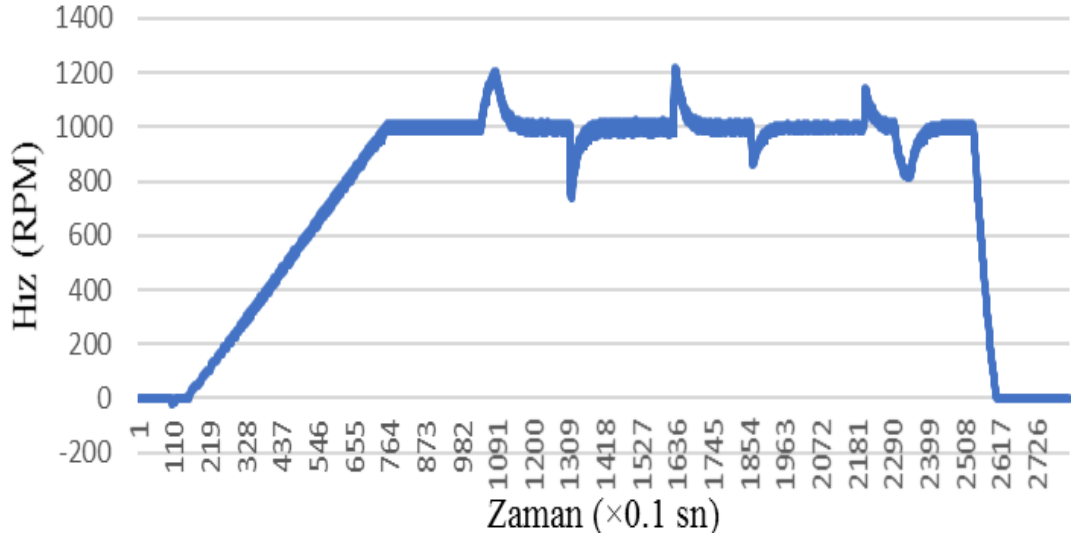
ile rotorda d ekseninin hizalanması gerekliliğini doğurur. Bu problem pratik olarak düşünüldüğünde sensörden alınan rotor pozisyon bilgisinin doğru olması için doğru yorumlanmasını gerektirir. Rotordaki pozisyon bilgisinin d eksenini doğru ifade etmesi için mekanik bir çözüm ile hizalanma sağlanabileceken, bir diğer yöntem rotor pozisyon bilgisi ile rotorun gerçek d eksenini arasındaki pozisyon farkını bulup matematiksel olarak doğru pozisyonun elde edilmesi olacaktır. Bu çalışmada matematiksel yaklaşım ele alınarak offset bilgisi hesaplanmaktadır.

Pozisyon ofsetini hesaplamak için farklı yaklaşımlar bulunmaktadır. Motor mili dışarıdan başka bir motorla tahrik edilirken, a fazında endüklenen gerilim ile sensörden alınan elektriksel sinyal arasındaki farkı ölçerek ofset hesaplama gibi belli bir düzeneğe ihtiyaç duyulan yaklaşımlar bulunmaktadır. Bu çalışmada ekstra bir düzeneğe ihtiyaç duyulmadan ofsetin hesaplandığı bir yaklaşım bulunmaktadır. Stator sargılarında 0 pozisyonda, d eksenini akımı ile yaratılan d eksenini akısı rotor d ekseninin hizalanmasına sebep olmaktadır. Sonrasında belli hızda döndürülen statordaki akı, rotor d ekseninin kendini takip etmesine neden olmaktadır. Pozisyon ofseti bu sırada statorda döndürülen pozisyon bilgisi ile pozisyon sensöründen elde edilen pozisyon bilgisinden hesaplanmaktadır.

Ofset bilgisinin yanlış olması durumunda alan yönlendirmeli kontrolün başlangıcında temel aldığımız kabullerin yanlış olmasına dolayısıyla yanlış bir kontrole ve verimsiz bir sürüşe sebep olmaktadır. Şekil 2.19'da pozisyon ofsetinin yanlış olması durumunda elde edilecek yanlış akım değerleri ve torka etkisi gösterilmiştir.

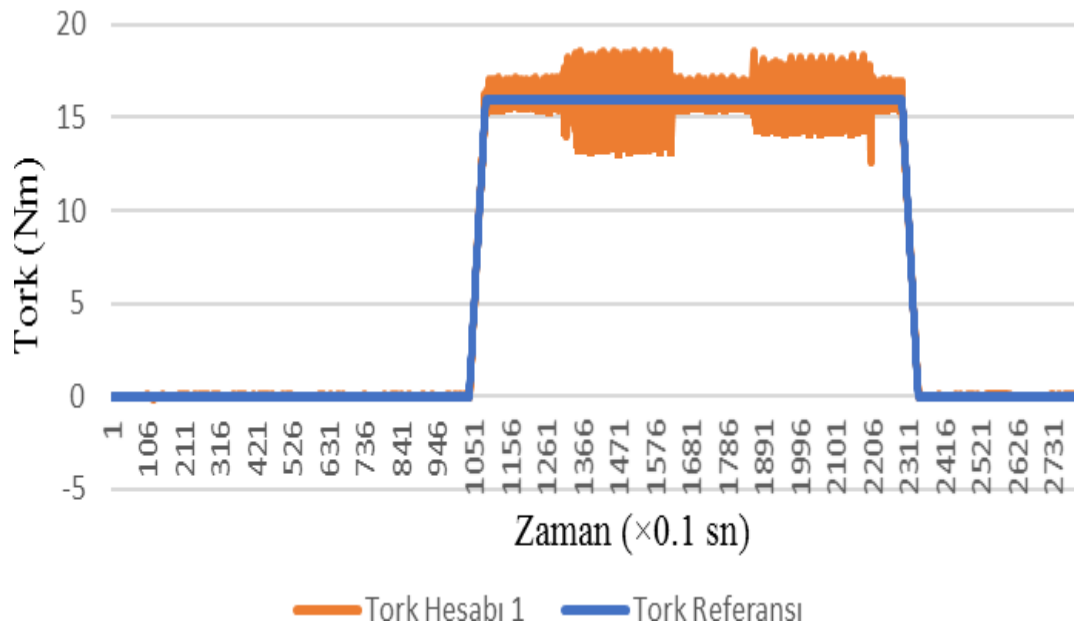


Şekil 2.19. Ofset değişimi incelemeye d-q akım grafiği

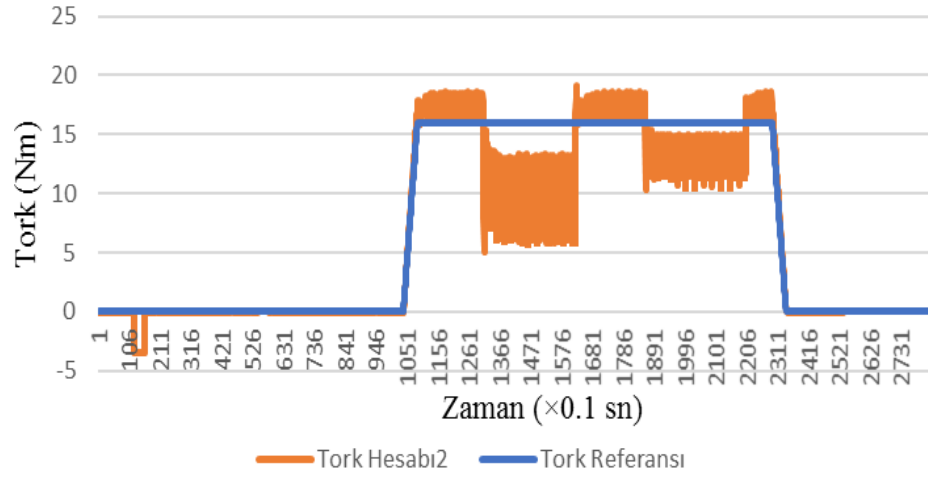


Şekil 2.20. Ofset değişimi incelemede hız grafiği

İleri beslemeli bir tork yaklaşımı kullanıldığında yani yalnızca akım ve motor parametreleri kullanılarak tork hesaplandığında ofset yanlış olması durumunda tork bilgisine yansımamaktadır. Ancak alfa-beta eksen takımında veya d-q eksen takımında gerilim ve akım ifadeleri kullanılarak tork bilgisi hesaplandığında torkun bozunumu hesaplanan tork bilgisinde görülmektedir. 93 derece ofsete sahip olan motorda ofset bilgisi %15 artırıp azaltılarak incelenmiştir bunun için öncelikle ofset 107 derece ardından 79 derece indirilerek incelenmiştir. 93 derecede 14,88Nm yüklü olan motor, 107 derece 5,44Nm, 79 derece ofsette 9,6Nm yüklenmektedir.

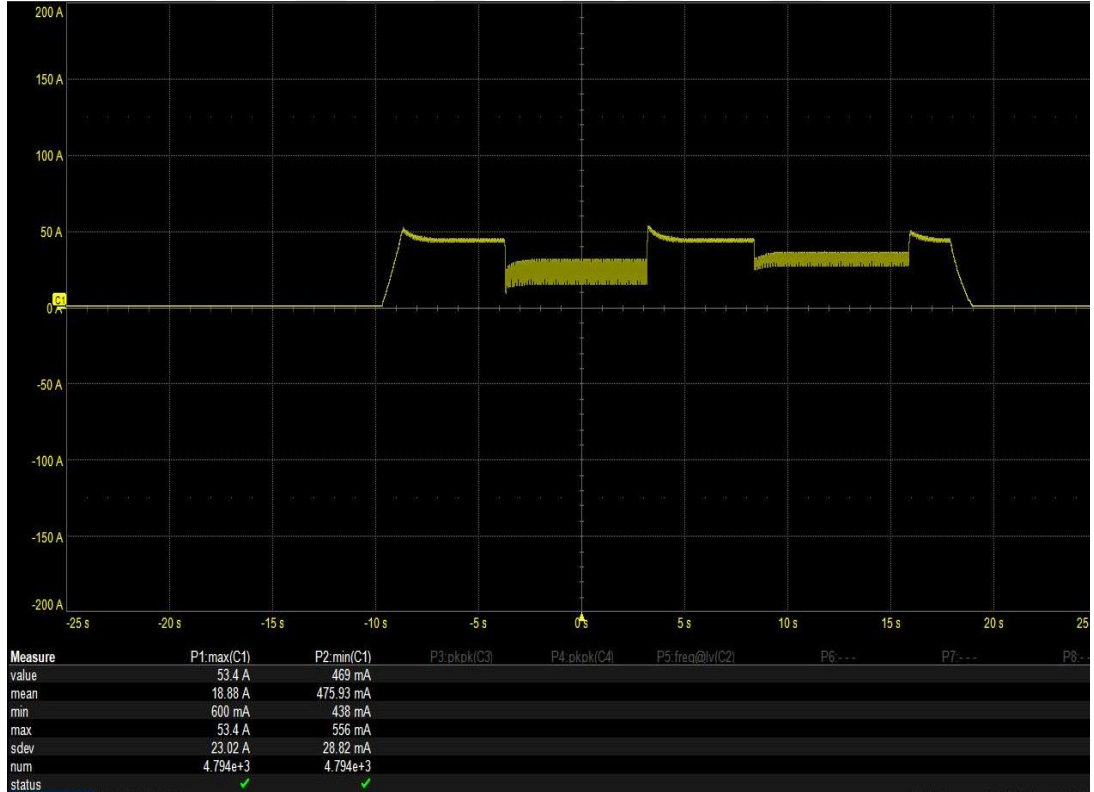


Şekil 2.21. Tork hesabı 1 ofset değişimi etkisi



Şekil 2.22. Tork Hesabı 2 ofset değişimi etkisi

Offset değişiminin kaynak akımına etkisi aşağıdaki gibi osiloskoptan alınan ekran görüntüsü şekil 2.23'te gösterilmiştir. Gerilim tabanlı tork hesaplama ve kaynak akımı arasında benzer bir grafik görülmektedir. Bu yönüyle tork hesaplamada gerilim-akım tabanlı yöntem kullanılabilir.



Şekil 2.23. Ofset değişimi kaynak akımına etkisi

Pozisyon sensörlerinin ürettiği bilginin bir diğer yanı bu bilginin sensör tarafından doğru üretilmesinin etkisi olacaktır. Etkisi kontrol performansına direk olarak

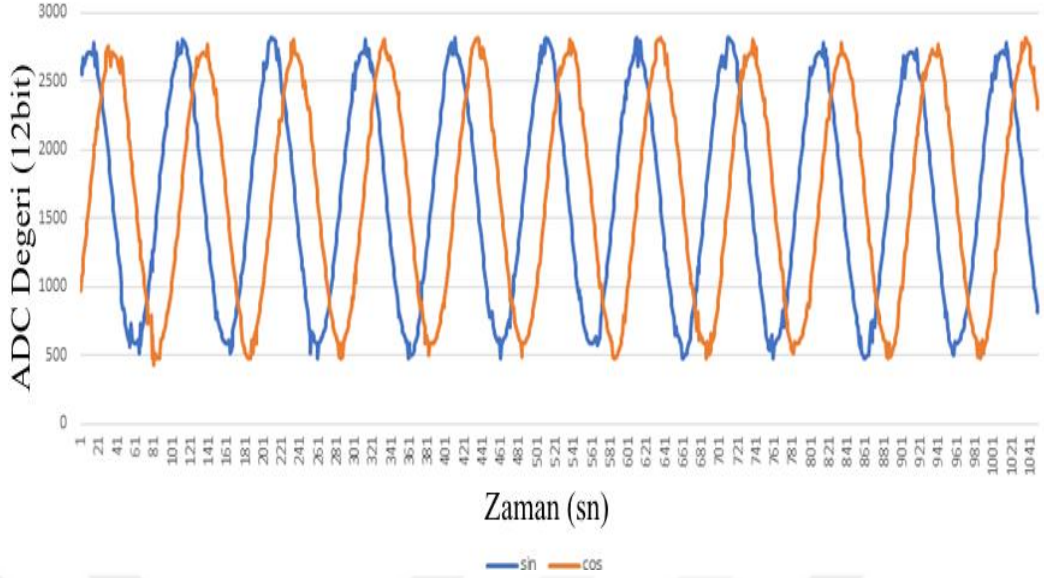
yansıyan bu bilgiyi motor döndüğü için zamanla değişmektedir. Düşük hızlarda çok etkisi görülmesi de yüksek hızlarda çok küçük bir zaman diliminde bile büyük pozisyon değişimleri olmaktadır. Kullanılan sensördeki entegre manyetik temellere dayalı bir pozisyon çıkarımı yapılmaktadır. Ancak bu pozisyon bilgisinin eldesinde entegre içerisinde bir süreye karşılık gelmektedir. Bu süre içerisinde dönen motor hesaplanmaların başladığı noktada farklı bir pozisyonda bulunur. Hızın artmasıyla etkisi artan bu gecikmenin doğru bir kontrol elde edilmeksini için kompanze edilmesi gerekmektedir.

Conversion Principle	Vector-Tracking SDC	S&H SAR SDC	$\Delta\Sigma$ ADC + DSP
Sampling Time	13-50 ns [20-70 MHz]	2 μ s [500 kHz]	4 μ s [250 kHz]
Resolution	11-13 bits	13 bit	16 bit
Accuracy	10-11 bits	12 bit	≥ 12 bit
Latency	< 250 ns	2 μ s	24 μ s
Typical Error (per input cycle)	0.13-0.35°	0.1°	$\leq 0.1^\circ$ el.

Şekil 2.24. Sin-cos enkoder pozisyon üretme yöntemleri ve etkileri

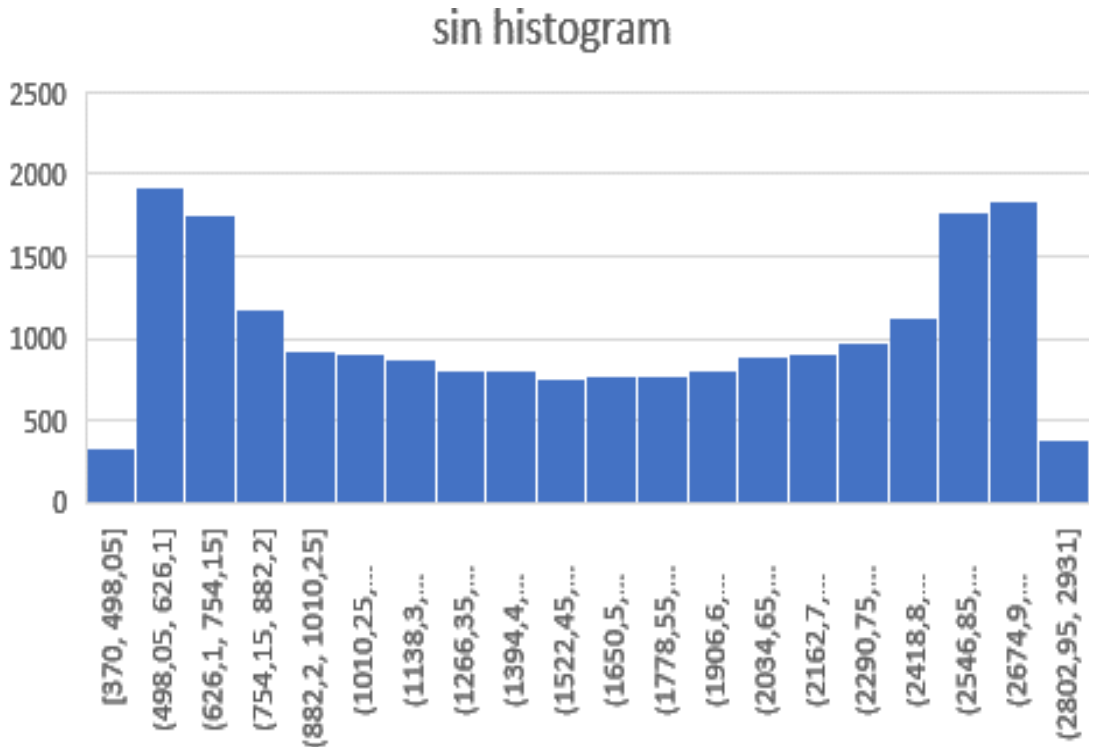
Bu gecikme süreleri bu entegreleri üreticilerin geliştirmesiyle çok kısa sürelerle indirgenmiştir. Ancak gecikme süreleri incelendiğinde maliyetine ve kullanım alanına göre değişecek olan 1us ile 20us arasında gecikmeye sahip entegreler bulunmaktadır.

Alan etkili çalışan bu sensörler hesapladıkları pozisyonu haberleşme protokolleriyle analog olarak veya artımsal enkoder gibi davranarak vermektedir. Bu çalışmada kullanılan entegrenin arayüzü analogtur. Analog olarak sinüs ve cosinüs sinyali alınıp mutlak pozisyon hesaplanmaktadır. Alınan bu analog sinyalden pozisyon hesaplanması literatürde ayrı bir araştırma konusu olmuştur. Pozisyon çıkarımı için en direkt yol alınan sinüs ve kosinüs sinyallerinin bölümünün arktanjanantını almaktır. Bu yol ile direk pozisyon bilgisi elde edilir. Ancak entegrenin pozisyonu saçınık elde etmesi veya analog arayüzde gürültülü sinyaller yanlış pozisyonların çıkarımına sebep olmaktadır. Şekil 2.25'te okunan sin cos sinyalleri bozuk bir sin cos enkoder verilmiştir.



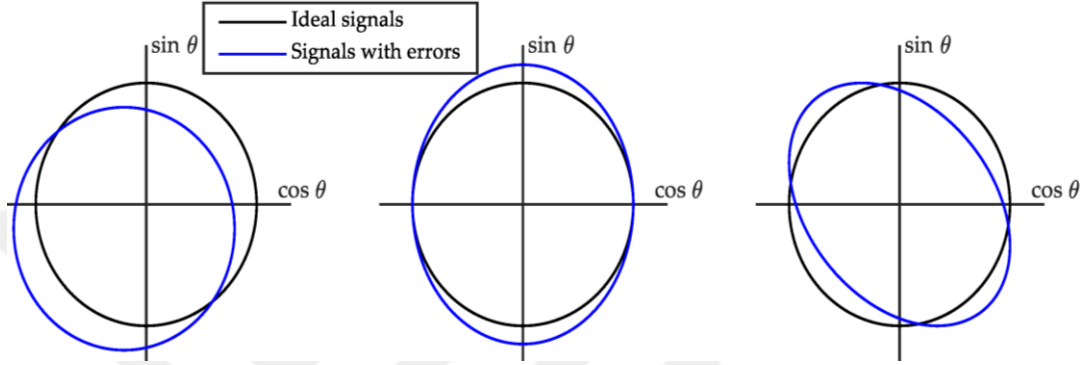
Şekil 2.25. Kötü bir sin cos enkoder sinyali

Ancak sin cos enkoderde tek sorun sinyallerdeki saçınıklık veya bozunum değildir. Pozisyon bilgisinin doğru olması için okunan sinyallerde ideal sinüs ve kosinüs sinyallerinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu durum alınan sinyallerin ideal sinüs histogramı ile karşılaştırılarak değerlendirilebilir. Yukarıdaki sinyalin histogramı incelendiğinde şekil 2.26'daki gibi bozuk bir histograma sahip olduğu görülmektedir.



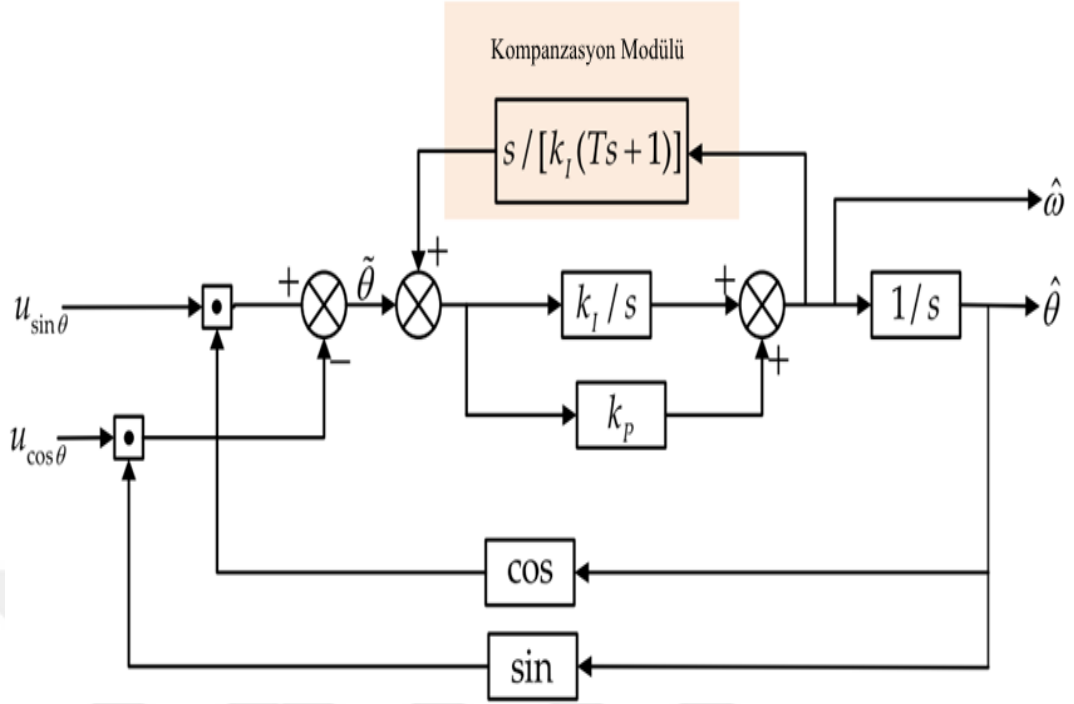
Şekil 2.26. Kötü sin-cos enkoder histogramı

Doğru çıkışı alınabilen sin cos enkoderde sin ve cos sinyallerinin histogramı alındığında homojen bir dağılıma sahip olduğu görülmektedir. İdeal bir sinüs sinyalinin elde edilmemesinde sensör yerleşiminden kaynaklı salınım, mıknatıs ve entegre arasında homojen bir hava aralığının olmaması, mıknatıs formundaki bozukluklar, sin cos sinyallerinin genliğinin değişmesi, sin cos sinyallerinin negatif ve pozitif alternanslarında dengesizlik gibi problemler yatmaktadır.



Şekil 2.27. Sin-cos enkoder bozunumları

Literatürde bu problemler için açı takip eden gözleyici (ATO – Angle Tracking Observer) tasarımları önerilmiştir. Bu yapılar ile pozisyon bilgisindeki hatalar ile elimine edilerek daha doğru pozisyon bilgisi elde edilir. Kullanılan yapılar incelendiğinde PI tabanlı veya faz kitlemeli döngüye (PLL – Phase Locked Loop) sahip yüksek dereceli sistemler olduğu görülür. İkinci dereceden sistemler ile ivmelenme durumundaki hatalar bastırılmasa da işlem yükü göz önüne alınarak üçüncü dereceden sistemler ile ivmelenme durumundaki hatalar elimine edilir. Daha iyi çözümler için dördüncü dereceden tasarımlarda yer verilmektedir. Bu tasarımlardaki optimizasyon problemi getirdiği işlem yükü ve sinyallerdeki bozunumdan kaynaklanmaktadır. Ayrıca tasarlanan açı takip gözleyicisinin bantgenişliği gürültü bağışıklığı ve hata bastırma parametleri göz önüne alınarak tasarlanabilmektedir. Ayarlanan bant genişliğindeki diğer bir tasarım kısıtı mekanik pozisyon bilgisinin frekansının bu tasarımda göz önünde bulundurulması gerektiği olmaktadır. Sensörden elde edilecek anlamlı frekanslar bastırılmamalıdır. Bu sebeple maksimum elde edilecek frekans göz önüne alınarak tasarım yapılır. Şekil 2.28’de ivmelenme durumlarında kompanse edecek bir yapı düşünülerek tasarlanmış üçüncü dereceden açı takip gözleyicisi verilmiştir. İvmelenme durumlarının gözönüne alınmaması yüksek ivmeli hareketlerde yanlış pozisyon eldesine sebep olmaktadır.

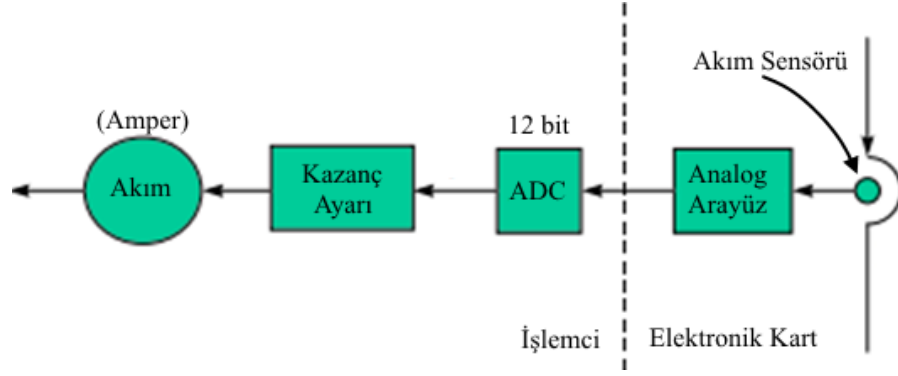


Şekil 2.28. Açık takip gözleyicisi[19]

Bu çalışma sırasında sensörde yapılan iyileştirmeler ile açı takip gözleyicisine olan ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır. Sensörde yapılan değişikliklerle genlikleri birbirinden farklı olsa da homojen bir sin cos sinyali elde edilmiştir. Ofset noktaları birbirinden farklı olan bu sinyallerin ofsetleri motor ve sürücü çifti eşlenirken sürücüdeki EEPROM'a kaydedilmektedir ve sürücü her enerjilendiğinde oradaki değerleri okuyarak sin cos sinyallerinin maksimum ve minimum noktalarından ofset değerini hesaplayıp çalışmaktadır.

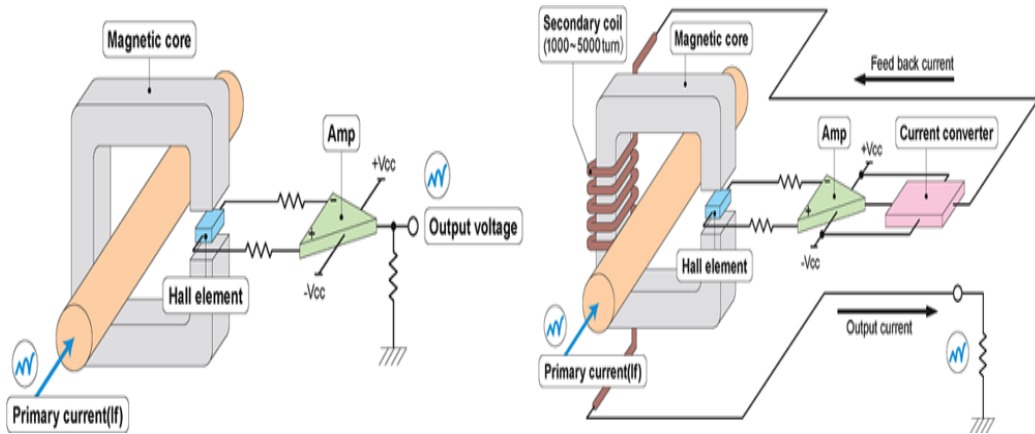
2.9.2. Akım sensörü

Temelleri akım kontrolüne dayanan alan yönlendirmeli kontrolde ölçülen diğer önemli bilgi akımdır. Akım sensörlerinden beklenti yüksek frekanslarda akım kontrolü yapıldığı için yüksek dinamik karakteristiğe sahip olacak şekilde istenen hız seviyelerinde akım bilgisini vermesidir. Düşük gerilim sebebiyle yüksek akımların olduğu bu tip uygulamalarda akım sensörleri manyetik temellere dayalı alan etkili sensörler kullanılmaktadır. İçerisinden geçen akımı alan etkisi ile ölçen bu sensörler analog bir çıkış vermektedir. Filtrelerden geçirilip, gerilim seviyesi işlemci analog kanalı okuma seviyesine indirgenerek şartlandırılan sensör bilgisi yazılımsal hesaplamalar ile akıma dönüştürülmektedir.



Şekil 2.29. Akım okuma mimarisi

Alan etkili sensörler açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere iki tipte bulunmaktadır. Kapalı çevrim sensörler akım çıkışlı olduğu için çevresel etkiler ve gürültüye daha duyarlıyken, maliyeti nedeniyle bu uygulamada tercih edilmemiştir. Bu uygulamada kullanılan açık çevrim sensörler ise maliyet olarak avantajlı ve gerilim çıkışlıdır. Alternatif olarak bu sensörler yerine şönt dirençler veya akım trafoları tercih edilmektedir. Akımlar yüksek seviyelerde olduğu için çok küçük değerlikli şönt direncine ihtiyaç duyulduğundan çok tercih edilmemektedir. Ayrıca yüksek doğrulukla düşük dirençlerin elde edilmesi zor olduğundan, şönt direnç maliyetli olmaktadır ve düşük akımlardaki performansları ele alındığında tercih edilmemektedir.



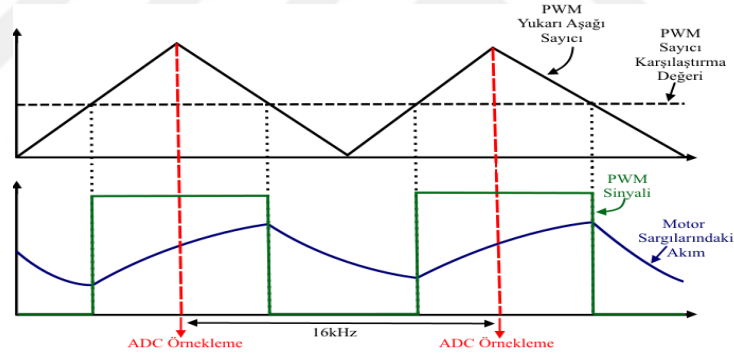
Şekil 2.30. Akım sensörü tipleri

Literatürde akım sensörleri farklı yönleriyle ele alınmıştır. En çok göze çarpan konu ise sıcaklık ile sensör çıkışlarında görülen kaymanın tolere edilmesi olmaktadır. Bu çalışmada kullanılan sensör kendi ofset bilgisini çıkış olarak vermektedir. Analog kanallardan ofset bilgisi ile akım bilgisinin okunduğu ofset değeri güncellenmektedir.

Sıcaklık gibi çevresel etkilerle değişen ofset bilgisinin değişim hızı yavaş olduğu için kullanılan algoritma düşük frekanslarda çalışmaktadır.

2.9.3. Akım örnekleme senkronizasyonu

Ayrık kapalı çevrim kontrol sistemlerinde geri besleme sinyali ve kontrol sinyali arasındaki ilişki bir tasarım parametresi olarak ortaya çıkmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol gibi akım kontrolünün olduğu güç elektroniği uygulamalarındaki kapalı çevrim sistemlerde ise akım örnekleme PWM sinyalinin tam orta noktasında yapılmaktadır. Kullanılan sargılar ve manyetik devresiyle endüktif karaktere sahip olan motora uygulanan sinyali anahtar ilk açıldığı anda parazitik etkiler nedeniyle salınımlı bir akıma sebep olabilmektedir. Aynı zamanda yükselen karakteristiğe sahip olan bu akım değerinin orta noktasını okumak ortalama bir değer vereceğinden, uygulanan PWM sinyalinin doluluğunun tam orta noktasında örnek alınması tercih edilmiştir.



Şekil 2.31. Akım örnekleme yöntemi

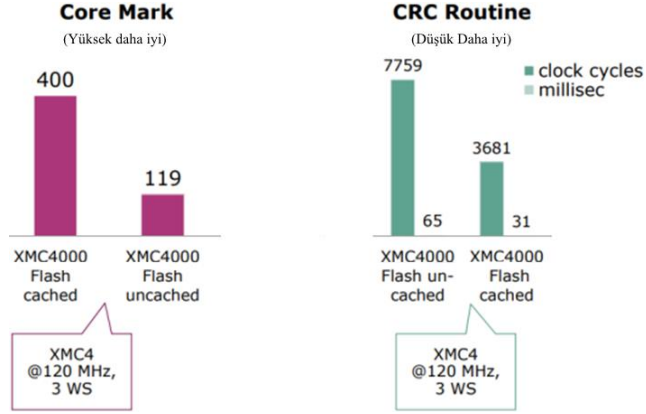
İşlemcilerin analog birimleri birden fazla kanala sahip ancak analogtan dijital dönüşümün bir alt birimde olduğu bir mimariye sahiptir. Bu sebeple analog okumalar sıralı olarak yapılmaktadır. Çok fazla dönüşüm yapan birimi işlemci maliyetini artırdığından, harcadığı enerji ve yarı iletken olarak kapladığı alan nedeniyle işlemcilerde görülmemektedir. Akım bilgileri kritik olduğu için yapılan uygulamada akım bilgileri analog modülden en başta elde edilecek şekilde kurgulanmıştır ve işlemcinin içindeki analog modüller tercih edilmiştir. Bazı uygulamalarda analog bilginin SPI modülü gibi birimlerle elde edildiği harici analog entegreleri kullanılmaktadır. Bu tip yaklaşımlarda kullanılan analog dijital dönüştürücüler SAR veya delta-sigma olarak tasarıma göre seçilebilme olanağını sunmaktadır.

Anahtarlama frekansını artırmak daha yüksek bantgenişlikli akım kontrolü tasarımına olanak sağlasa da anahtarlar üzerinde yaratacağı kaybı artırdığından tercih edilmemektedir. Diğer yandan işlemcideki diğer hesaplama ve modüllerin hızlarının kısıtları göz önüne alındığından yüksek frekanslarda kullanımlar görülmemektedir. Geniş bant aralıklı yarı iletkenler (WBG – Wide band-gap semiconductor) ile bu konular çalışma alanı olarak literatürde görülebilir. Duyulabilir frekanslar incelendiğinde 20Hz ve 20kHz frekansları insanlar için duyulabilir bant olarak bilinmektedir ancak insanların çok büyük çoğunluğu 12kHz üzeri sesleri duymamaktadır. Bu sebeplerle bu uygulamada 16 kHz anahtarlama frekansı tercih edilmiştir.

2.9.4. Akım kontrolcüsünün işlemcide uygulanma yaklaşımı

Ayrık kontrolün performansını belirleyen bir başka önemli parametre ise hesaplamaların yarattığı gecikmedir. İşlemci çekirdeğinde ardışıl şekilde yapılan matematiksel işlemler, işlem sayısına ve işleme bağlı olarak kontrol sinyalinin hesaplanmasında bir gecikmeye sebep olmaktadır. İşlemci üreticileri tasarladıkları farklı işlemci mimarisine bağlı olarak farklı yapılar ile bu problem çözümler sunmaktadır. Özellikle matematiksel işlem yoğunluğu olan problemler için içerisinde trigonometrik birimlerin bulunduğu veya işlemci çekirdeğinde matematiksel-lojik birim ile beraber çalışan kayar nokta aritmetiği olan tasarımlar sunulmaktadır. Seçilen işlemcide matematiksel yoğunluk fazla olduğundan kayar nokta aritmetik birimi ve trigonometrik ifadeleri barındıran tablolar bulunmaktadır.

Diğer bir konu ise kullanılacak işlemcideki hafıza mimarisidir. Geliştirilen yazılım işlemcide kalıcı hafıza olarak bilinen flash'ta depolanır. Flash'tan okunan yazılım işlemci çekirdeğinde ardışıl olarak çalışır. Ancak bu okumada kullanılan mimari kodun çalışma hızında bir diğer kısıtı oluşturmaktadır. Çalışma hızı dolayısı ile kontrol sinyalinin oluşturulması hızında gecikmelere sebep olmaktadır. Bu problem için işlemci firmaları bu gecikmeyi önlemek adına farklı mimariler sunmaktadır. Sıfır bekleme durumlu hafızalar (Zero wait-state flash) veya önbellekli yapılar bu konuda göze çarpan yapılar olmaktadır. Örnek olarak Infineon firmasının bu temelde kendi işlemcilerini karşılaştırdığı ve kendisi hazırladığı raporundan ilgili kısım örnek olarak verilmiştir.



Şekil 2.32. Infineon firması önbellek etkisi [37]

Bu çalışmada kullanılan işlemcinin bu tür alt yapısı bulunmamaktadır. Ancak hesaplamaların yarattığı gecikmelerin önüne geçmek için zaman kritik kodlar RAM'e taşınmıştır. Bu durum çarpma toplama gibi matematiksel işlemleri içeren bir test fonksiyonunu flash ve RAM'de çalıştırılarak test edilmiştir ve RAM'de çalışan yazılım ile çok daha hızlı sonuçlar elde edildiği görülmüştür. Bu analizin ardından akım kontrolü RAM'de geliştirilmiş ve çalıştırılmıştır.

2.9.5. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu

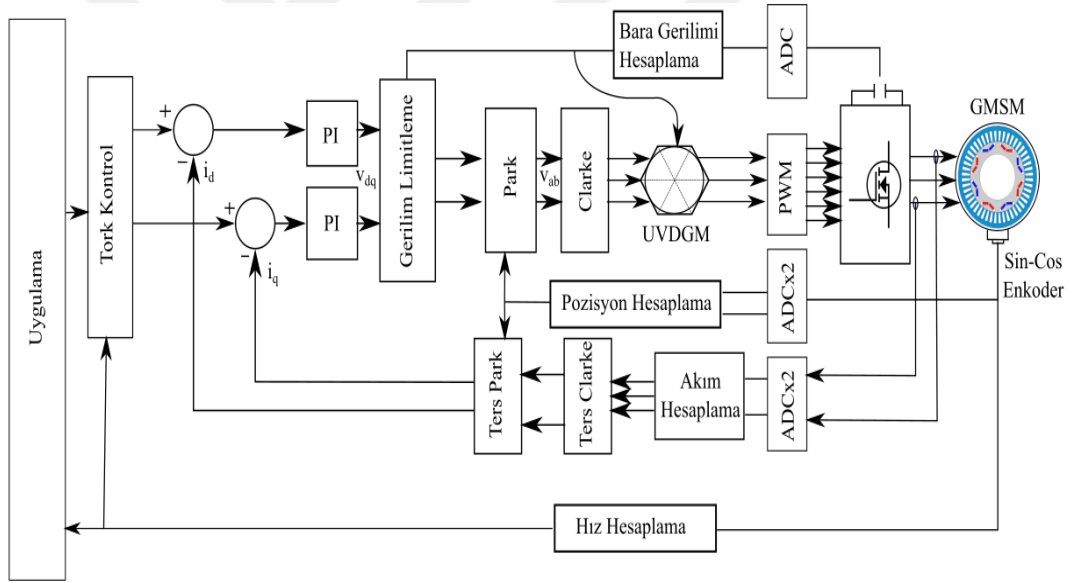
Akım kontrolörünün d-q eksen takımında hesaplandığı zamanla değişmeyen gerilim değerleri pozisyon bilgisine bağlı olarak motor faz sayısına bağlı olarak zamanla değişen çok fazlı ifadeler haline dönüştürülür ve bir modülasyon tekniği seçilen inverter ile istenen kontrol sinyali motor sargılarına uygulanır. Bu çalışmada ele alınan motor 3 fazlıdır ve iki seviyeli (two level) inverter kullanılmıştır. Modülasyon konusu motor dışındaki yükler içinde literatürde incelenmiştir.

Modülasyon yöntemlerindeki beklentiler incelendiğinde yaratılan çıkışta elde edilen alt harmonik bileşenlerin az olması, daha verimli bir anahtarlamamanın sağlanması, kullanılan kaynak geriliminden daha fazla fayda faydalınabilmesi gibi konular göze çarpmaktadır. Literatürde uygulanan yöntemler incelendiğinde ise işlem yükü ve uygulaması basit olan sinüsoidal darbe genişlik modülasyonunun ve işlem yükü daha fazla olan ancak kaynak geriliminden sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu ile kıyaslandığında %15,5 daha fazla yararlanmayı sağlayan uzak vektör darbe genişlik modülasyonu göze çarpmaktadır. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin uygulanmasında dc bara gerilimi ve alfa-beta veya d-q eksen gerilimleri

kullanılmaktadır. Bu çalışma kapsamında d-q eksenli gerilimleri kullanılarak uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi kullanılmıştır. Uzay darbe genişlik modülasyonu konusunda yapılan bir diğer çalışma süresiz darbe genişlik modülasyonu yönteminde belli periyotlarda bazı anahtarlar sürekli iletimde tutularak, anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. Bu yöntem kayıpların azaltılması istenen noktalarda tercih edilebilecek bir yöntem olarak tercih edilebilmektedir.

2.10. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde alan yönlendirmeli kontrol yönteminin gömülü mıknatıslı senkron motor çalışmalarında çok kullanıldığı görülmektedir. Bu çalışmada pozisyon sensörü, bara gerilimi ve 2 fazın akımları okunarak alan yönlendirmeli kontrol yöntemi uygulanmıştır.



Şekil 2.33. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi şeması

Bu yöntemde kullanılan dönüşümler ile d-q eksenine indirgenen motor modeli akının ve torkun ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Tork üretiminin temeli olan akım ve akı arasındaki ilişkinin doğru yönetilmesinde motorun istenildiği gibi sürülmesi anlamına gelmektedir. Akının ve akımın doğru yönetilmesi d-q eksenli akımları ile yapılır. Akıların yani akımların eksenlere dağılımı ise bir başka çalışma konusu olmaktadır ve motordan motora farklılıklar taşır. En verimli ve istenen formda sürüşü sağlamak için d-q eksenli akımlarının dağılımları doğru olarak yapıldığında ve kontrol edildiğinde bir sonraki katmanda ise uygulamanın getirdiği yapıları içerir.

2.11. Hız Hesaplama

Hız hesabı kullanılan kontrol algoritmaları, kullanıcı bilgilendirme gibi pek çok amaçla hesaplanması gerekmektedir. Kullanıcının bilgilendirilmesi gereken kullanımlarda doğruluk gereksede çok yüksek hızlarda hız bilgisine ihtiyaç duyulmamaktadır. Ancak kontrol algoritmalarında kullanımı gibi bazı uygulamalar için kullanılan yaklaşımın hızı önemli olmaktadır. Hız bilgisi pozisyonun türevi olduğundan anlamlı hale getirilmiş pozisyon bilgisinin türevi alınmakta ve filtreden geçirilerek kullanılabilir hale getirilmektedir.

Filtre tasarımında ileri yol kazancı bir olacak şekilde tasarımı kolay bir filtre yapısı tercih edilmiştir. Bu yüzden denklem 2.88'deki transfer fonksiyonu seçilmiştir. Bu tasarımda seçilen 1. Dereceden sistemin ileri yol kazancı son değer teoreminde 1 olmaktadır. Bu sayede sisteme herhangi bir kazanç katmamaktadır. Sistemin kutbu aracılığı ile filtrenin köşe kesim frekansı istenen frekans değerine atanabilir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\alpha}{s + \alpha} \quad (2.88)$$

Dönüşümde forward dönüşüm matematiksel olarak işlemcide uygulaması çok yük olmayacak basit bir ifade elde etmek için tercih edilmiştir.

$$\frac{1}{s} \rightarrow \frac{T_s}{z - 1} \quad s \rightarrow \frac{z - 1}{T_s} \quad (2.89)$$

Ifadede örnekleme periyodu yerine örnekleme frekansının kullanılması tasarım açısından işleri daha anlaşılır hale getireceğinden periyot ifadesi frekansa dönüştürülür.

$$s \rightarrow f_s(z - 1) \quad (2.90)$$

Bu durumda seçilen transfer fonksiyonu denklem 2.91'deki formuna dönüşür.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\alpha}{f_s(z - 1) + \alpha} \quad (2.91)$$

Yukarıdaki denklemde içler dışlar çarpımı yapıp denklem düzenlenirse denklem 2.92 elde edilir.

$$X(z)\alpha = Y(z)f_s(z - 1) + Y(z)\alpha \quad (2.92)$$

Sistemin kutbunu içeren parametreler aynı tarafa alınıp tekrar denklem düzenlenirse denklem 2.93 elde edilir.

$$\alpha(X(z) - Y(z)) = Y(z)f_s(z - 1) \quad (2.93)$$

Çıkışı ifade eden Y ifadesi denklem 2.94 gibi düzenlenirse fark denklemini elde etmek daha kolay hale gelir.

$$\frac{\alpha}{f_s}(X(z) - Y(z)) + Y(z) = zY(z) \quad (2.94)$$

Denklemin her iki tarafı z^{-1} ile çarpıldığında çıkış ifadesi yalnız bırakılmış olur.

$$\frac{\alpha}{f_s}(z^{-1}X(z) - z^{-1}Y(z)) + z^{-1}Y(z) = Y(z) \quad (2.95)$$

Bu ifade fark denklemlerine dönüştürülürse işlemcide uygulanacak fark denklemini denklem 2.96'daki gibi elde edilir.

$$\frac{\alpha}{f_s}(x(k - 1) - y(k - 1)) + y(k - 1) = y(k) \quad (2.96)$$

Tasarlanmak istenen filtre başta amaçlandığı gibi seçilen filtrenin kutbu ve örnekleme frekansına bağlı halde elde edilmiş oldu. İşlemcide uygulama açısından bu filtrenin değeri başlangıçta bir kez seçilip hesaplanarak sabit bir katsayı ile fark denklemlerinde kullanılması işlemleri kolaylaştırır. Bahsedilen bu katsayının hesaplanmasında tasarlanacak filtrenin gereksiniminde köşe kesim frekansı baz alındığından frekans cinsinden bir tasarım ifadesi elde etmek gerekir. Frekans uzayında kutuplar rad/s cinsinden ifade edildiğinden, frekans ve rad/s birimleri arasındaki dönüşümde denklem 2.97 kullanılır.

$$\alpha \left(\frac{rad}{s} \right) = 2\pi f (hz) \quad (2.97)$$

Fark denklemlerindeki ifadeden frekans tasarlanan filtrenin frekanslı ifadesi yazılırsa, denklem 2.98'deki gibi fark denkleminde kullanılacak katsayı bulunur ve fark denklemini denklem 2.99 ile ifade edilir.

$$\beta = \frac{\alpha}{f_s} = \frac{2\pi f}{f_s} \quad (2.98)$$

$$Y(k) = \beta(X(k-1) - Y(k-1)) + Y(k-1) \quad (2.99)$$

Hızı yüksek doğrulukta ve çok hızlı hesaplayabilmek özellikle hız ve pozisyon kontrol uygulamalarında çok kritiktir. Hesaplanan hız değeri yüksek doğrulukta hesaplıyor olmak yapılmak istenen işlerin çıktısına doğrudan yüksek hassasiyetler elde edilmesini sağlarken, günümüzde pek çok işlemde yüksek doğruluğun yanında hız beklentisinde olduğundan çok yüksek kontrol dinamiklerine sahip sistemlerin tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple hız bilgisini işlemcide veya bilgisayar, fpga gibi kontrolcü ortamda da oldukça hızlı hesaplamak gerekmektedir. Hız bilgisinin direk etki ettiği durumlar aşağıda örneklenmiştir.

- Akım kontrolü: sürekli mıknatıslı motorların matematiksel modellerinde elektriksel açısal hız bir parametre olarak yada durum değişkeni olarak girmektedir. Kontrol algoritmalarının tasarımında özellikle de çok hızlı çalışması beklenen akım kontrol algoritmalarında, kontrolün istenilen şekilde yapılması açısından hız bilgisi çok kısa sürelerde yüksek doğruluklarda hesaplanmalıdır. Karşılıklı etkileşimli (cross – coupled) bir matematiksel modele olan sürekli mıknatıslarda kullanılan ileri beslemeli ayrıştırma (decoupling) yöntemindeki hız bilgisi konuda ele alınabilir. D-q eksen takımına indirgenen motor modelinde, direnç ve endüktans devresinin PI kontrolcüsü istenilen şekilde tasarlanmasının ardından, ileri beslemeli olarak uygulanan decoupling algoritmasındaki hız bilgisinin yavaş hesaplanması akım kontrolünde kullanılan en yavaş parametre olacaktır. Bu sebeple buradaki dinamiği etkilememek adına en az PI kontrolcü ile dinamiği sağlayacak bir kontrolör tasarlanmalıdır.
- Hız kontrolü: Hız kontrolü uygulamalarında geri besleme sinyali olduğu için döngü dinamiği açısından hesaplanma yaklaşımı önemli bir tasarım parametredir.
- Pozisyon kontrolü: Pozisyon kontrolcüsü iç döngüsünde hız döngüsünü içerdiğinden hız bilgisi bu parametreyide etkilemektedir.
- Gecikme kompanzasyonu: Akım döngüsünde oluşan gecikmelerde hız bilgisi önemlidir. Akım döngüsünde pozisyon bilgisi en önemli parametrelerden biri olduğundan, gecikmeleri kompanze ederken gecikme süresi ve hız bilgisi

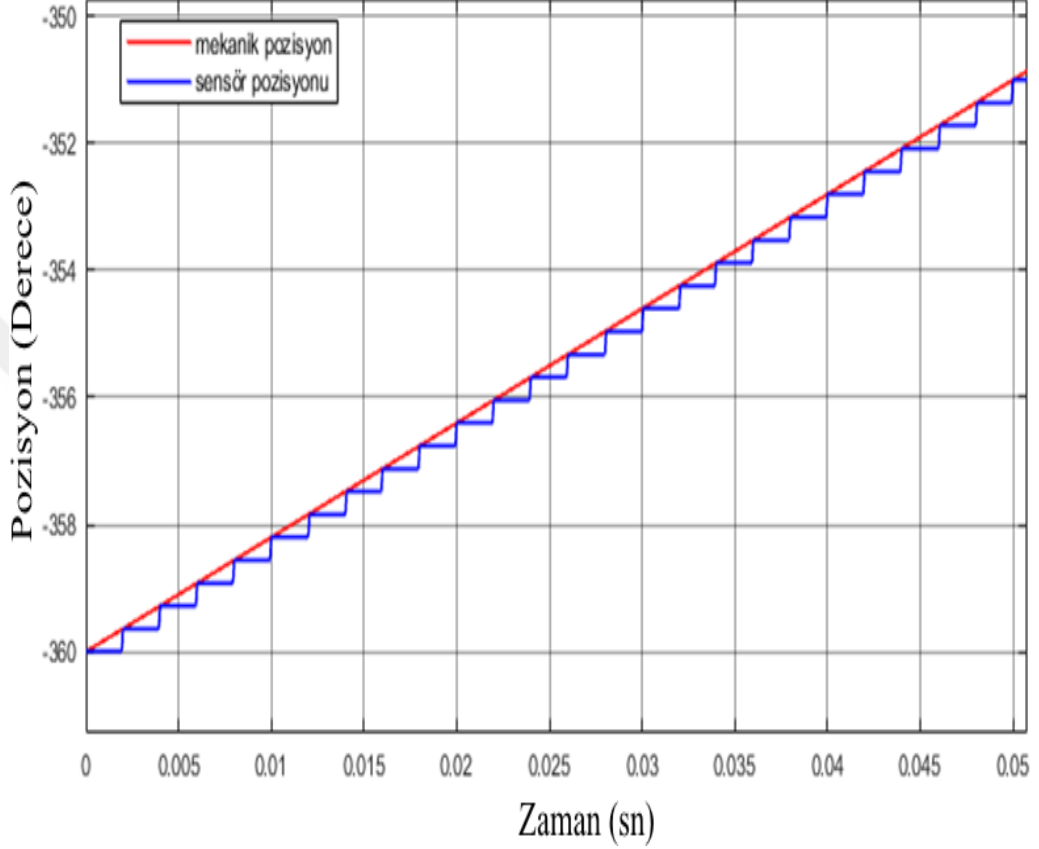
kullanılarak bir yaklaşım içermesi gerektiğinden hız bilgisinin doğru ve yüksek dinamiklerde hesaplanması önem kazanmaktadır.

- Koruma algoritmaları: Koruma algoritmalarında hız bilgisinden faydalanılmaktadır. Özellikle hızlı algılanması gereken korumalarda hız bilgisinin hesaplanmasının tasarımı önem kazanmaktadır.

Pozisyon bilgisini üreten sensörün tipini ve üretim şeklini ihmal ederek tasarlanmış olan aşağıdaki modelde, sensör çözünürlüğü ve çalışılan hız parametresi konfigüre edilip filtre etkileri test edilmiştir.

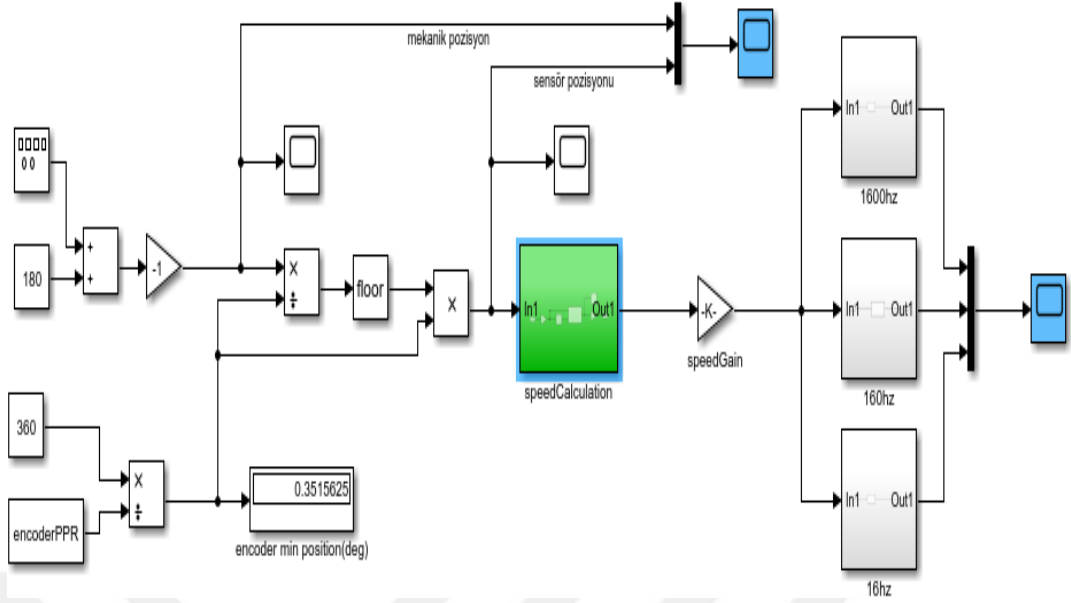
- Sensör çözünürlüğü: 0 – 360 derece aralığında üretilecek pozisyon bilgisinin minimum adımı ifade etmektedir. 360 dereceyi mekanik pozisyonun tamamı olarak düşünürsek, düşük çözünürlüklü sensörler mekanik açı bilgisini çözünürlüğü kadar dilimlere ayıracaktır. Aynı zamanda buradan türetilen elektriksel pozisyon bilgisi akım kontrolünde kullanılmak üzere kutup çifti sayısına göre ayrıca bir ölçeklendirme işlemine uğrayacaktır. Akım kontrolünde kullanılacak bilginin çözünürlüğünün düşmesi, motor milinde homojen bir tork yaratmasına sebep olacaktır. Homojen olarak üretilmeyen tork kullanıcı tarafından istenmeyen vuruntulu bir davranışa sebep olacaktır. Bunun hız bilgisine yansması iki farklı şekilde olur. İlk yansması homojen olmayan tork üretimi doğal olarak hız bilgisine yansır. Diğer yandan hız bilgisinin hesaplandığı süre içerisinde konum bilgisinin değişmiyor olması motorun durduğu yani sıfır hızda olduğu olarak hesaplanmasına yol açar. Ancak sensör çözünürlüğü kullanılan sensör tipine, pozisyon hesaplama yöntemine göre değişiklikler gösterir. Özellikle servo kontrol uygulamalarında yüksek çözünürlüklerle karşılaşılrken, daha basit uygulamalarda sensör çözünürlükleri düşük olmaktadır. Sensör çözünürlüğünün getirdiği en büyük zorluk düşük hızlarda olmaktadır. Düşük hızlarda konum bilgisi değişimi çok küçük olduğundan hız hesaplamak zorlaşmaktadır. Yüksek hassasiyetli konumlama gerektiren uygulamalarda çok düşük hızlarda motorun istenen performansta sürülmesi direkt hassasiyetin çözünürlüğünü belirler. Bu sebeple yüksek çözünürlük gibi çözümlere gidilmektedir.
- Hız bilgisi: modelde farklı hızlardaki etkileri incelemek adına hız bilgisi konfigüre edilebilir şekilde düzenlenmiştir. Pozisyon bilgisi üretmek için +/-180 derece arasında değişen testere dişi sinyal üzerine, 180 derecelik offset bilgisi eklenerek pozisyon bilgisi 0 – 360 arasına taşınmıştır. Sonrasında önceden konfigüre edilen

sensor çözünürlüğüne göre sensor bilgisi adimsal olarak verilmektedir. Şekil 2.34'teki örnekte 30 rpm mekanik hızda 1024 olarak konfigüre edilmiş örnek verilmiştir. Görüldüğü gibi örnekleme frekansı çok yüksek olan bir hız hesaplama yöntemi için pozisyon bilgisi uzunca süre değişmemektedir.



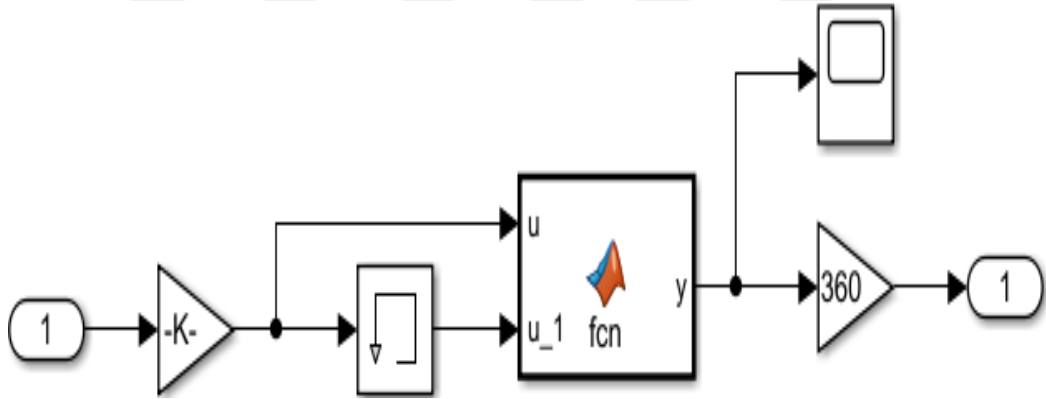
Şekil 2.34. Gerçek mekanik pozisyon ve sensör çıktısı

- Örnekleme frekansı: Uygulanacak algoritmanın çalışma frekansı özellikle uygulanacak olan dijital filtrelerin tasarımına etkidiğinden bu bilgi de parametrik olarak eklenmiştir. Böylelikle mikroişlemci, FPGA, ASIC gibi yapılar ile elde edilebilecek karakteristikler incelenmiştir.
- Kullanılan filtre: Filtre bloğunda sistemin en sonunda bulunan yapı olarak görülür. Farklı köşe kesim frekanslarının etkileri bu yapı sayesinde test edilip etkileri gözlemlenmiştir. Öncesinde eklenen bloklarla çeşitli kombinasyonlar incelenebilir. Tasarlanacak kontrol sisteminde kazanç ayarlama gibi yapıların tasarımının kolaylık sağlaması açısından farklı kazançlar için farklı hız filtreleri tasarlanabilir. Ayrıca filtre tipleri zaman domaininde veya dijital olarak tasarlanıp gecikme etkileri hız hesabına etkileri gözlemlenmiştir.



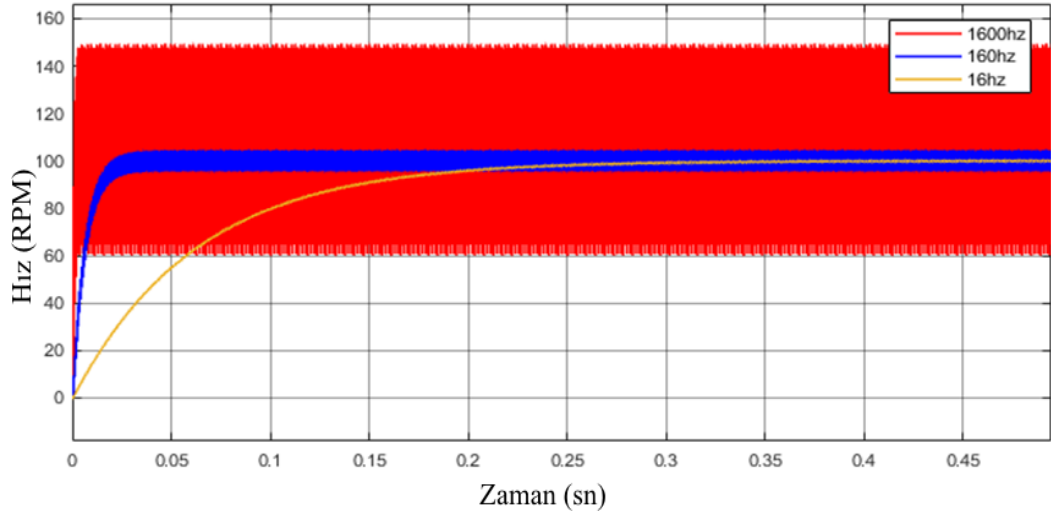
Şekil 2.35. Tasarlanan hız hesaplama modeli

Hız hesabında kullanılan algoritmik yaklaşım simulink m-file kullanılarak tasarlanmıştır.



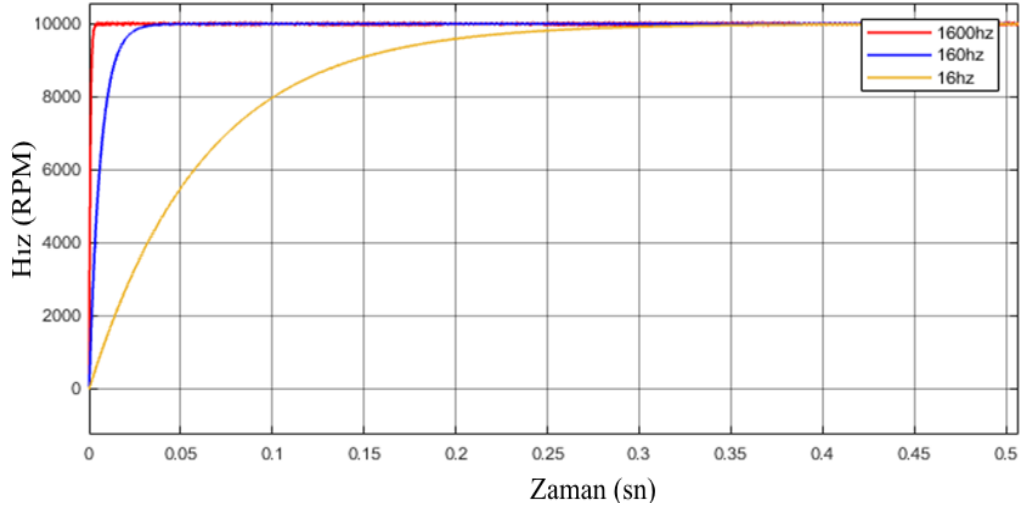
Şekil 2.36. Hız hesaplama modeli, hız hesabı kısmı

Tüm bu tasarımda 2500ppr'lık enkoder gibi davranması için ayarlanan blok ile 16, 160, 1600 hz frekanslardaki filtrelerin cevapları şekil 2.37'deki gibi olmaktadır. 16 hz olarak kullanılan filtre ile hız hesabı salınımsızken, 1600 hz köşe kesim frekansında yapılan hız hesabında elde edilen salınımlı olmaktadır. Ancak yüksek köşe kesim frekansı ile çok yüksek hızda oturmaktadır. Hız hesaplama akım kontrolcüsünün çalıştığı 16 kHz periyotta hesaplandığında düşük hızlarda birkaç döngü boyunca motor döndüğü halde pozisyonun değişmediği işlemcide görülmektedir. Sonrasında pozisyonun anlık değişimi düşük köşe kesim frekanslı filtre kullanımı gerekmektedir.



Şekil 2.37. Düşük hızda alçak geçiren filtre etkisi

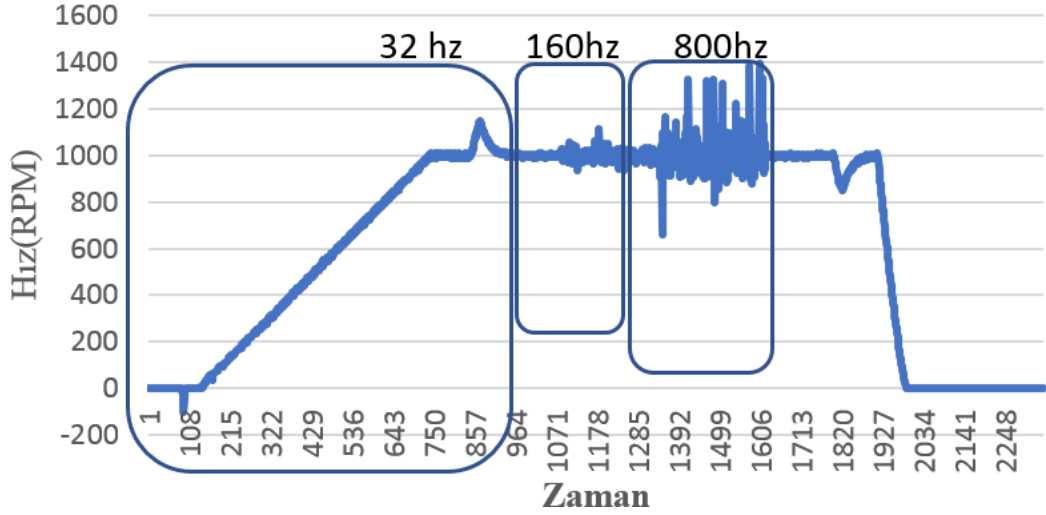
Yüksek hızlardaki performansları incelemek adına 10000 RPM hızda yapılan testte benzer bir karşılaştırma olması açısından 16, 160, 1600 hz köşe kesim frekansı ile test edilmiştir. Burada döngüye her girildiğinde pozisyon değişimi olduğundan salınımlı sonuçlar elde edilmemektedir. 16hz frekansta 0.4 saniye hızda istenen hız bilgisine oturmuş bir davranış elde edilirken, 1600hz ile çok hızlı yanıt alınabilmektedir.



Şekil 2.38. Yüksek hızda alçak geçiren filtre etkisi

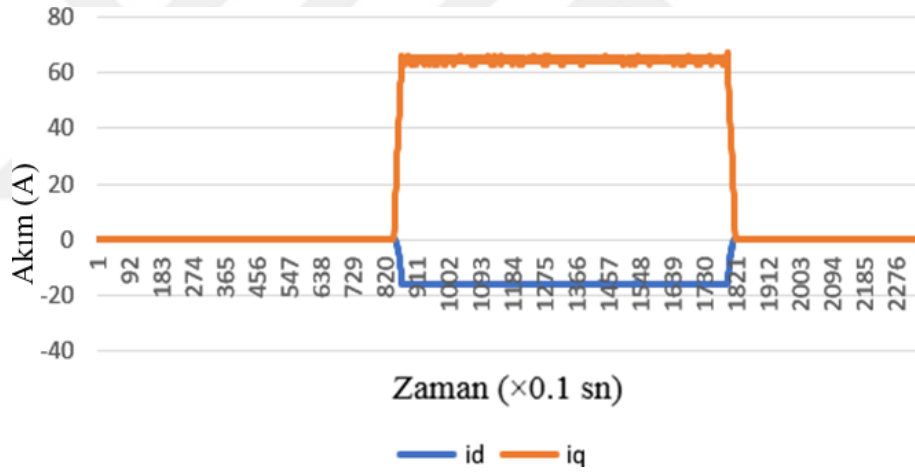
2.11.1. Filtrenin uygulamada testi

İşlemci üzerinde pratik olarak yapılan testte 1000 RPM hız tercih edilmiştir. Köşe kesim frekansı 32, 160 ve 800 hz olarak seçilip etkisi yük altında incelenmiştir. Yük motoru hız modunda, bu testin yapıldığı motor tork modunda sürülmüştür. Bu sebeple şekil 2.39'da grafikte alınan veriler kontrolde kullanılmamaktadır.



Şekil 2.39. Hız hesaplama 32Hz, 160Hz, 800Hz köşe kesim frekansı

Aynı zaman çizelgesi içinde yük motorunun yüklendiği an şekil 2.40'ta gösterilen akım verileri ile anlaşılabilir olmaktadır.



Şekil 2.40. Hız hesaplama testinde uygulanan d-q akımları

Bu çalışma kapsamında ölçülen sin-cos enkoder sinyali işlemci analog kanalından 1.5V tepeden tepeye aralıkta okunacak şekilde tasarlanmıştır. 12 bit çözünürlüğe sahip olan ADC birimi 3V maksimum gerilim okuyabilmektedir. Bu durum analog kanaldan maksimum 2048 bit çözünürlükte analog verinini okunmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple düşük hızlarda hız hesaplama için daha düşük köşe kesim frekanslı bir filtre kullanımı gerekmektedir. Ancak hız veya pozisyon kontrolü olmadığından ve yüksek hızlarda daha dinamik cevaplar elde edebilmek için bu uygulamada 800hz köşe kesim frekanslı filtre kullanılmıştır.

3. GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ

Her mühendislik probleminde olduğu gibi gömülü mıknatısların motorların kontrolündeki, kontrol tasarımında birinci beklenti en optimum çözümü elde edebilmektedir. Bu motorlardaki kontrol problemi birkaç başlık altında incelenebilir. Bu başlıklar kısaca ele alınmak istenirse, birinci başlık sabit tork bölgesinde en verimli sürüşü elde etmek adına ele alınması gereken yaklaşım ABMM(Amper Başına Maksimum Moment) algoritması olacaktır. İkinci başlık ise sabit güç bölgesi olarak adlandırılan artık motordan alacağımız torkun, inverter ve motor tasarım limitleri nedeniyle azaldığı bölgede yüksek hızlara çıkabilmek için gereksinim duyulan alan zayıflatma algoritması olur. Bu iki kontrol problemi incelendiğinde genel bir kontrol probleminde daha çok motora özel kontrol sorunlarına getirilmiş çözümler olduğu görülür. Bu sebeple bu kısımda bu problemlerin kök sebepleri motor özellikleri ele alınarak detaylıca incelenmiştir.

3.1. Amper Başına Maksimum Tork

Bu algoritmanın ismi aslında çözüm sunduğu problemi tarif etmektedir. Motor sargılarındaki bakır kaybını ele aldığımızda sargılara uygulanan akımla ilişkili fiziki olduğunu görürüz. Bakır kayıplarının matematiksel ifadelerini incelediğimizde stator sargılarına uygulanan akımın karesi ile bir kayıp ifadesi olduğu görülür. Diğer yandan gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlar ele alındığında bu tip motorlarda elde edilebilecek moment ifadesinde mıknatıs torkunun yanında relüktans torkunda olduğu görülür. Mıknatıs torkunun yanında relüktans torkundan optimum şekilde fayda sağlamak için uygulanacak akımı elde etmek bir optimizasyon problemi olarak ortaya çıkmaktadır. Çünkü uygulanacak akımların bakır kaybına etkiside göz önüne alınmalıdır. Bu sebeple geliştirilen kontrol algoritması akım başına maksimum tork ismiyle adlandırılmıştır.

Tork denklemindeki terimlerden elde edilecek relüktans ve mıknatıs momenti incelenirse, denklem 3.1'de görüleceği üzere mıknatıs momentini mıknatıs akısı ve q eksenli akımı oluşturmaktadır. Relüktans momentini ise L_d ve L_q endüktansları ve i_d

ve i_q akımları oluşturmaktadır. D eksen relüktansının mıknatıs içermesinden dolayı yüksekliği, d eksen endüktansının düşük olmasına neden olmaktadır. Bu sebeple endüktans farklarını içeren terimden negatif bir değer elde edilir. Pozitif q eksen akımı ile pozitif bir mıknatıs momenti elde edildiğinde, mıknatıs momentini destekleyici yönde relüktans momenti elde etmek için endüktans farkları negatif olduğundan d eksen akımının negatif olması gerekir. Benzer şekilde mıknatıs momentinden negatif bir moment elde edilmek istenirse, relüktans momentinden destekleyici yönde bir moment elde etmek için d eksen akımının negatif olması gerekmektedir. Her koşulda d eksen akımının negatif olması gerektiği görülmektedir.

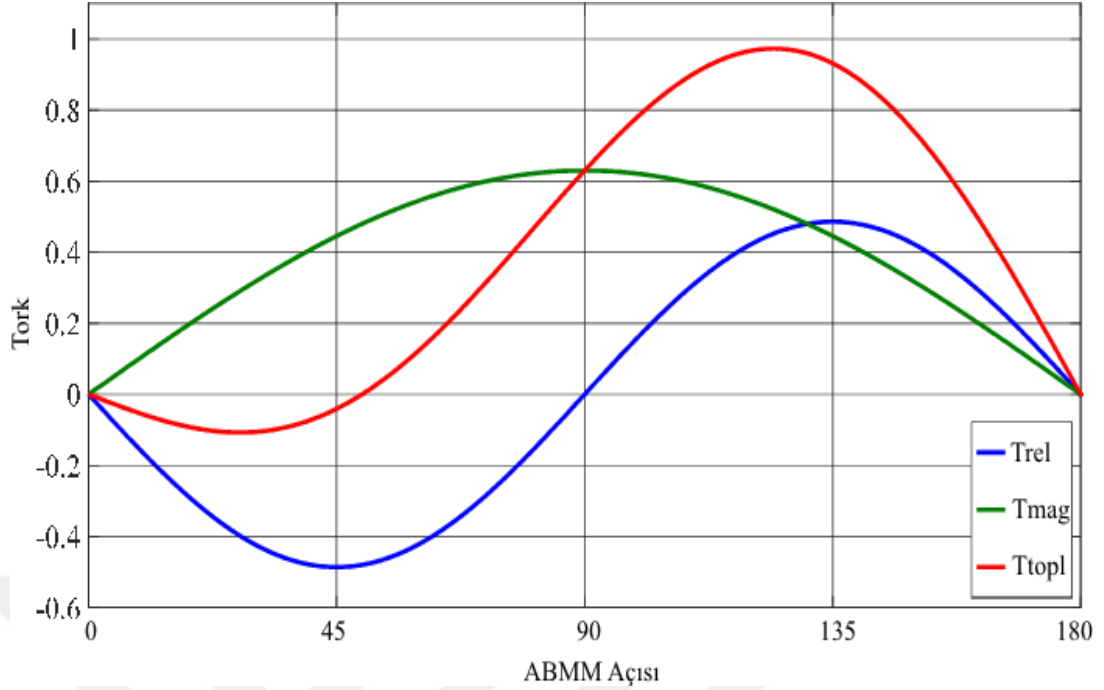
$$\tau_e = \frac{3}{2} N (i_q \psi_m + i_q i_d (L_d - L_q)) \quad (3.1)$$

D ve q eksen akımlarını stator akımları cinsinden ifade etmek istersek, d eksen akımı stator akımının x eksenine iz düşümü yani kosinüs bileşeni denklem 3.2 ile ifade edilirken, q eksen akımı y eksenine iz düşümü denklem 3.2 ile ifade edilir.

$$I_d = I_m \cos \beta \quad (3.2)$$

$$I_q = I_m \sin \beta \quad (3.3)$$

D-q eksen takımı kartezyen koordinat sistemi üzerinde ifade edilmektedir. Mıknatısların yarattığı akı d eksen akısı olarak tanımlandığından stator akımı olarak bakıldığında d eksen 0 derece, q eksen 90 dereceyi ifade etmektedir. Q eksen akımının pozitif d eksen akımının negatif olduğu bölge kartezyen koordinat sisteminde ikinci açının 90 dereceden büyük olduğu ikinci bölgeye karşılık gelmektedir. Sabit stator akımı altında ABMM açısını tarayıp mıknatıs momenti ve relüktans momenti ifadeleri incelenirse, beklendiği gibi açının 90 dereceden büyük olduğu noktalarda relüktans momenti mıknatıs momentini destekleyici yönde olur ve şekil 3.1'de görsel olarak daha anlaşılır şekilde gösterilebilir. Grafik detaylı incelendiğinde toplam maksimum momentin elde edildiği noktanın 90 derece ile 180 derece arasında bir yerde olacağı görülür. Bu uygulanmak istenen tork değerine ve motor parametlerine bağlı olarak 90 ve 180 derece arasında herhangi bir nokta olabilir. 90 ve 180 derecede herhangi bir yerde olması doğru bir ifade olmamaktadır. İkinci bölgede olacaktır şeklinde bir ifade daha doğru olacaktır.



Şekil 3.1. Mıknatıs, relüktans ve toplam momentlerin grafiği [31]

Problemin özüne indiğimizde bakır kayıplarını minimum tutacak şekilde yani minimum akım ile mıknatıs ve relüktans torkundan maksimum şekilde faydalanarak, maksimum torku elde etmek gerekmektedir. Bunun için tork denklemindeki akım terimleri tek bir akım ifadesine indirgenir. Tork denkleminde d-q akımları stator akımı cinsinden düzenlenirse denklem 3.4 elde edilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N(\psi_m I_m \sin \beta + (L_d - L_q) * I_m \sin \beta I_m \cos \beta) \quad (3.4)$$

Elde edilen tork denklemindeki trigonometrik ifadeler düzelenirse denklem 3.5 elde edilir.

$$\tau_e = \frac{3}{2} N(\psi_m I_m \sin \beta + (L_d - L_q) * I_m^2 \frac{\sin 2\beta}{2}) \quad (3.5)$$

Denkleminde türevin sıfır olduğu nokta ile yerel maksimum ve minimum noktaları elde edileceğinden, bu ifadenin türevi alınıp sıfıra eşitlenirse denklem 3.6'daki eşitlik elde edilir.

$$\tau'_e = \frac{3}{2} N(\psi_m I_m \cos \beta + (L_d - L_q) * I_m^2 \cos 2\beta) = 0 \quad (3.6)$$

Denklemdaki ifadeler incelendiğinde kutup çifti, mıknatıs akısı, endüktanslar bilinen parametreler olmaktadır. Aynı zamanda bilinen parametrelerin yanı sıra stator akımı uygulanmak istenen torka bağlı olarak belli değerde olacaktır. Bu gözle denklem incelendiğinde denklemde elde edilmek istenen d-q eksen akım referanslarının dağılımını belirleyecek olan β açısı olacaktır. Bu denklemin çözümünden denklem 3.7'deki matematiksel ifade elde edilir [33].

$$\cos \beta = \frac{-\psi_m + \sqrt{\psi_m^2 + 8((L_d - L_q)^2 I_m^2)}}{4(L_d - L_q)I_m} \quad (3.7)$$

Bu şekilde elde edilen ifadeden herhangi bir trigonometrik işlem yapılmadan, d eksenini ve q eksenini akımları direk olarak denklem 3.8 ve 3.9'daki gibi elde edilir.

$$i_{d,ref} = I_m \cos \beta \quad (3.8)$$

$$i_{q,ref} = I_m \sqrt{1 - \cos^2 \beta} \quad (3.9)$$

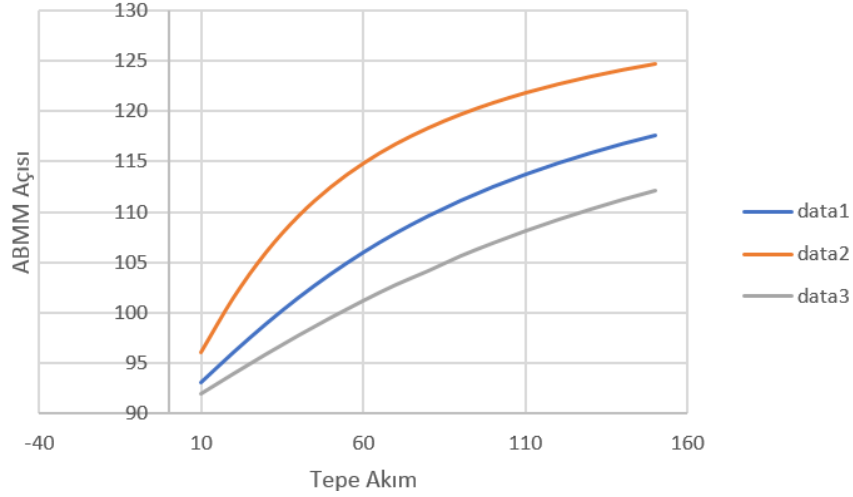
Optimum açıyı elde edeceğimiz ABMM açısı formülünü analiz etmek için parametrelerin etkisi incelenirse formülün tutarlılığı ve optimum açı elde etme konusu anlaşılır. Bu sebeple sabit akım değerinde üç farklı data seti ile denklemdeki stator akımı ifade eden maksimum akım değeri 10'ar amper adımlarla 150A değerine kadar tarandığında tablo 3.1'deki değerler elde edilir.

Tabloda üç farklı veri seti ile çalışılmıştır. Bu çalışmanın amacı elde edilen ABMM denkleminin doğruluğunu gözden geçirmek olduğundan üç farklı veri seti seçilmiştir. Data 1'deki parametreler bu çalışmada ele alınmış olan motorun endüktans ve akı parametrelerine yakın parametreler olarak belirlenmiştir. Bu parametrelerle bu çalışmada kullanılacak ABMM tablolarına yakın değerler elde edilecektir. İkinci veri seti olan data 2'de d eksenini endüktansı L_d parametresi azaltılarak, elde edilecek ABMM açısında data 1'e göre daha büyük değerler elde edilmesi beklenmektedir. Çünkü endüktans farkının artması en verimli sürüşün elde edilmesi için relüktans momentinden daha fazla faydalanılmasını gerektirir. Üçüncü veri setinde ise mıknatıs akısı değeri artırılmıştır. Bu değerler ile beklenti ise ABMM denkleminde elde edilecek açının birinci veri setindeki değerlere kıyasla daha küçük olmasıdır. Benzer şekilde mıknatıs akısının artması, sürüşün efektif olması açısından mıknatıs momentinden daha fazla faydalanmak adına açının küçülmesi ile sağlanır. Tüm bu durumlar aynı akım değerleri için 3 veri seti ile hesaplanmış ve sunulmuştur.

Tablo 3.1. Motor parametrelerinin ABMM açısı hesabına etkisi

Data 1		Data 2		Data 3	
$\psi_m = 0,0185Wb$ $L_d = 200uH$ $L_q = 300uH$		$\psi_m = 0,0185Wb$ $L_d = 100uH$ $L_q = 300uH$		$\psi_m = 0,0285Wb$ $L_d = 200uH$ $L_q = 300uH$	
Akım	Açı	Akım	Açı	Akım	Açı
10	93.08	10	96.06	10	92
20	96.06	20	101.48	20	93.98
30	98.88	30	105.97	30	95.91
40	101.48	40	109.58	40	97.77
50	103.84	50	112.48	50	99.54
60	105.97	60	114.82	60	101.22
70	107.88	70	116.75	70	102.79
80	109.58	80	118.34	80	104.17
90	111.11	90	119.69	90	105.65
100	112.48	100	120.84	100	106.93
110	113.71	110	121.83	110	108.13
120	114.82	120	122.69	120	109.24
130	115.83	130	123.45	130	110.27
140	116.75	140	124.12	140	111.24
150	117.58	150	124.71	150	112.13

Tabloda elde edilen değerler grafik üzerinde incelenirse sonuçlar görsel olarak daha anlaşılır hale gelmektedir. Yapılan analizde data 1 referans alınarak, data 2 ile endüktans ve data 3 ile mıknatıs akısının etkisi incelenmiştir. Data 2’de azaltılan L_d endüktansı değeri optimum ABMM açısının artmasına sebep olurken, data 3’te endüktans değerleri aynı tutulurken artırılan mıknatıs akısı değeri optimum ABMM açısının azalmasına sebep olmuştur. Bu yönüyle incelendiğinde formül beklendiği gibi bir çıkışa sahiptir. Çünkü düşük akı olması durumunda açığı yüksek tutarak relüktans momentinden daha fazla fayda sağlamak ve yüksek mıknatıs akısı olması durumunda da mıknatıs momentinden daha fazla faydalanmak adına referans duruma kıyasla düşük açı değerleri elde edilmektedir.



Şekil 3.2. ABMM açısı – stator tepe akımı

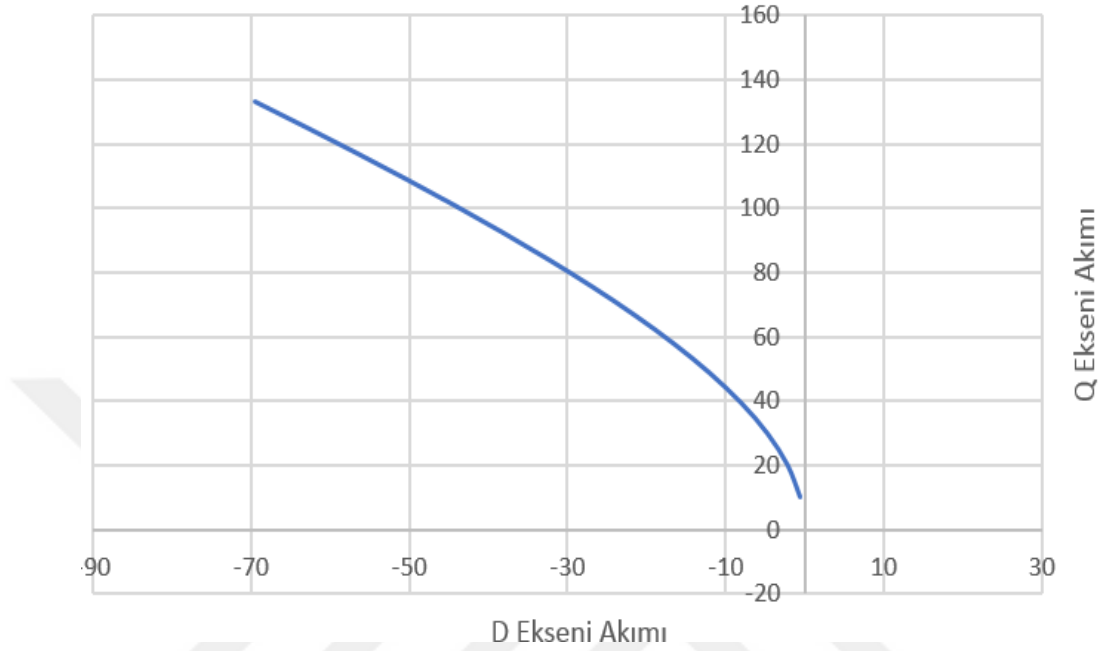
Bu analiz yapılırken endüktans değerlerinin doyumu hesaba katılmamıştır. Ancak bu haliyle de akım ve optimum ABMM açısı arasında doğrusal bir ilişki olmadığı görülmektedir. Doyumunda hesaba katıldığı analizde daha doğrusal olmayan bir yapı elde edilecektir.

Optimum açıların eksen akımlarına dağılımı incelenirse, stator akımı ve d-q eksen akımları arasında veya akımların kendi içersindeki ilişki görülebilir. Bunun için data seti 1 ile d-q eksen akımları ele alınırsa tablo 3.2'deki dağılım elde edilir.

Tablo 3.2. ABMM açısına bağlı olarak eksenel akım dağılımları

Akım	Açı	id	iq
10	93.08066	-0.53742	9.985549
20	96.06708	-2.11386	19.88798
30	98.88361	-4.63283	29.64012
40	101.483	-7.96312	39.19935
50	103.846	-11.9657	48.54712
60	105.9739	-16.512	57.68323
70	107.8808	-21.4926	66.61882
80	109.5869	-26.8189	75.37073
90	111.1143	-32.4206	83.95776
100	112.4843	-38.243	92.39846
110	113.7166	-44.2434	100.7101
120	114.8287	-50.3888	108.9081
130	115.8358	-56.6532	117.0061
140	116.751	-63.016	125.0159
150	117.5857	-69.4611	132.9479

Tabloda elde edilen veriler incelendiğinde 90 dereceden büyük olan açılar ikinci bölgede olup d eksenini akımının negatif olarak hesaplandığı görülmektedir. Dataların birbiri ile ilişkisini görsel olarak şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3. ABMM yöntemine göre d-q eksenini akımları

Grafikte de görüldüğü gibi d ve q eksenini akımları arasında da lineer bir ilişki bulunmamaktadır.

3.1.1. Sabit tork bölgesinde ABMM açısı etkisi

Bu analiz çalışmasında sabit akımlar altında ABMM açısı ile elde edilen tork değerleri incelenmiştir. Bu sayede motor tork denklemindeki mıknatıs momenti ve mıknatıs akısına relüktans momentinin katkısı incelenmiştir.

Yapılan çalışmada belirlenen akım referanslarında ABMM koordinat sisteminde ikinci bölgede olduğundan 90 derece ile 150 derece arasındaki açılar taranarak elde edilen moment değerleri incelenmiştir. Akım referansları faz akımının tepe değerine karşılık gelmektedir. 48V nominal gerilimde yapılan çalışmada yük motoru hız kontrol modunda 1000 rpm hızda sürmektedir, test edilen gömülü kalıcı mıknatıslı motor ise tork modunda yük motorunu yüklemektedir. Yüklendiğinde generatör modda çalışmaya başlayan yük motorunun ürettiği enerji yük üzerinde yakılmaktadır. Yapılan çalışmada alınan sonuçlar tablo 3.3'te paylaşılmıştır.

Tablo 3.3. ABMM açısına bağlı olarak tork değişimi

Açı	Stator Akımı Referansı (A)							
	12.78	27.27	40.90	54.54	68.18	81.81	95.45	109.09
90	1.504	3.024	4.528	6	7.6	9.088	10.48	11.92
95	1.504	3.072	4.624	6.224	7.824	9.456	11.024	12.512
100	1.504	3.088	4.704	6.352	8.08	9.808	11.488	13.152
105	1.456	3.056	4.672	6.368	8.144	9.936	11.76	13.52
110	1.472	3.056	4.704	6.544	8.224	10.16	12	13.856
115	1.408	2.96	4.624	6.32	8.16	10.08	12.048	14
120	1.376	2.864	4.512	6.224	8.032	9.968	11.968	14.016
125	1.296	2.752	4.352	6.032	7.808	9.68	11.664	13.744
130	1.216	2.64	4.128	5.776	7.52	9.376	11.328	13.312
135	1.136	2.416	3.824	5.424	7.088	8.88	10.752	12.64
140	1.04	2.24	3.6	5.04	6.592	8.256	10.08	11.968
145	0.928	2.016	3.232	4.544	5.968	7.488	9.2	10.88

Alınan tork ölçüm sonuçları yukarıdaki tabloda görülürken, bu sırada kaynaktan çekilen akımlarda tablo 3.4'te verilmiştir.

Tablo 3.4. ABMM açısına bağlı olarak kaynak akımı değişimi

Açı	Stator Akımı(A)							
	12.78	27.27	40.90	54.54	68.18	81.81	95.45	109.09
90	3.6	7.3	11.3	15.4	19.6	23.9	28	32.5
95	3.6	7.5	11.5	17	20	25	29.8	34.7
100	3.7	7.5	11.5	15.9	20.6	25.6	30.7	35.7
105	3.6	7.5	11.6	16	20.7	26	31.3	36.8
110	3.6	7.4	11.6	16	20.9	26.1	31.8	37
115	3.5	7.2	11.4	15.8	20.8	26	31.7	37.5
120	3.3	7	11.2	15.6	20.4	25.7	31.6	37.4
125	3.2	6.7	10.6	15.2	30.9	25.3	30.7	36.7
130	3	6.4	10.1	14.6	19.5	24.2	30.2	35.5
135	2.8	5.9	9.7	13.9	18.2	23.4	28.5	34
140	2.6	5.6	9	13	17.3	22.4	27	32.2
145	2.3	4.9	8.3	11.9	16	20.2	25	30.8

ABMM açısının 90 derece olduğu durumda relüktans torkundan bir katkı sağlanmamaktadır. Bu sebeple bu açı değerinde yalnızca mıknatıs momentinin nasıl davrandığı gözlenir. Bu sebeple yukarıdaki tablodan 90 derecedeki değerler akım değerleri ve tork değerleri alınıp incelenmiştir. Ölçümdeki saçınıklıkta göz önüne alındığında uygulanan akım ile elde edilen tork arasında lineer bir ilişki olduğu

görülmektedir. Buradan yapılacak çıkarım mıknatıs akısının akım ile bir değişiminin olmadığı olacaktır.

Tablo 3.5. Sabit tork bölgesi mıknatıs torku

Tork(Nm)	Tepe Akım	Akım/Tork
1.504	13.63636	9.066731
3.024	27.27273	9.018759
4.528	40.90909	9.034693
6	54.54545	9.090909
7.6	68.18182	8.971292
9.088	81.81818	9.002881
10.48	95.45455	9.108258
11.92	109.0909	9.151922
Ortalama		9.050712

Ölçüm belirsizlikleri göz önüne alındığında akımın tepe değeri ile tork arasında ortalaması 9,05 olan bir oran elde edilir. Bu orandan tork kontrolünde kullanılacak mıknatıs değeri hesaplanabilir. 4 kutup çiftli olarak tasarlanan motorda relüktans momentinden bir şey gelmeyeceğinden sadece tork denkleminde tek bilinmeyen ifade mıknatıs akısı kalmaktadır. Bu bilgi ile mıknatıs akısı denklem 3.10'daki formül ile hesaplanabilir.

$$\psi_m = \frac{\tau_e}{\frac{3}{2}Ni_q} \quad (3.10)$$

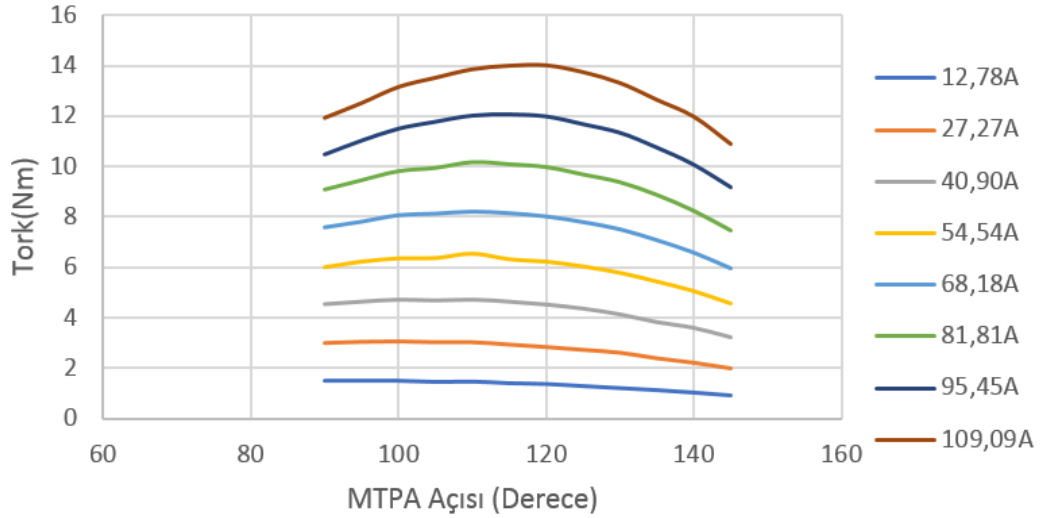
3.1.2. ABMM optimum tork noktalarının incelenmesi

Elde edilen verilerden maksimum momentin elde edildiği açılar incelendiğinde beklendiği gibi ABMM açısının düşük tork değerlerinde düşük olduğu ve yüksek tork değerlerinde yüksek olduğu görülmektedir. Relüktans momenti ifadesinin d ve q eksenli akımları çarpımından gelmesinden dolayı, yüksek tork değerlerinde q akımı arttığından optimum açı değeri yüksek açı değerlerinde olmaktadır. Tablo 3.6'da elde edilen maksimum tork değerleri ve tork karşılıkları verilmiştir.

Tablo 3.6. ABMM torca bağı optimum açı

Açı	Tork(Nm)
95	1.504
100	3.088
105	4.672
110	6.544
110	8.224
110	10.16
115	12.048
120	14.016

Yukarıdaki tablodaki sabit akım altında açılar taranarak yapılan çalışmada elde edilen tork değerleri görsel olarak ifade edilirse şekil 3.4 elde edilir. Yukarıdaki tabloda paylaşılan değerler bu görseldeki tepe değerleri oluşturmaktadır ve aynı akım referansı için maksimum momentin elde edildiği noktaları yani en verimli şekilde sürülen noktayı gösterir.



Şekil 3.4. Akım adımlarında torkun açı ile değişimi

Optimum noktadaki akım ile elde edilen tork ilişkisi incelendiğinde uygulanacak tork kontrol yöntemi için bir referans oluşturur. Bunun için yapılan çalışmada maksimum torkun olduğu noktalardaki moment değerleri ve akım referansları alınarak aralarındaki oran incelendiğinde doğrusal olmayan bir davranış olduğu görülür. Tablodaki değerler incelendiğinde yüksek akım seviyelerinde optimum noktalarda birim akım başına daha fazla tork elde edildiği görülür. Buradan yapılacak çıkarımla yüksek tork bölgelerinin daha verimli noktalar olduğu söylenebilir.

Tablo 3.7. Sabit tork bölgesi stator akımı – tork ilişkisi

Tork	Akım	Tork/Akım
1.504	12.78409	0.117646
3.088	27.27273	0.113227
4.672	40.90909	0.114204
6.544	54.54545	0.119973
8.224	68.18182	0.120619
10.16	81.81818	0.124178
12.048	95.45455	0.126217
14.016	109.0909	0.12848

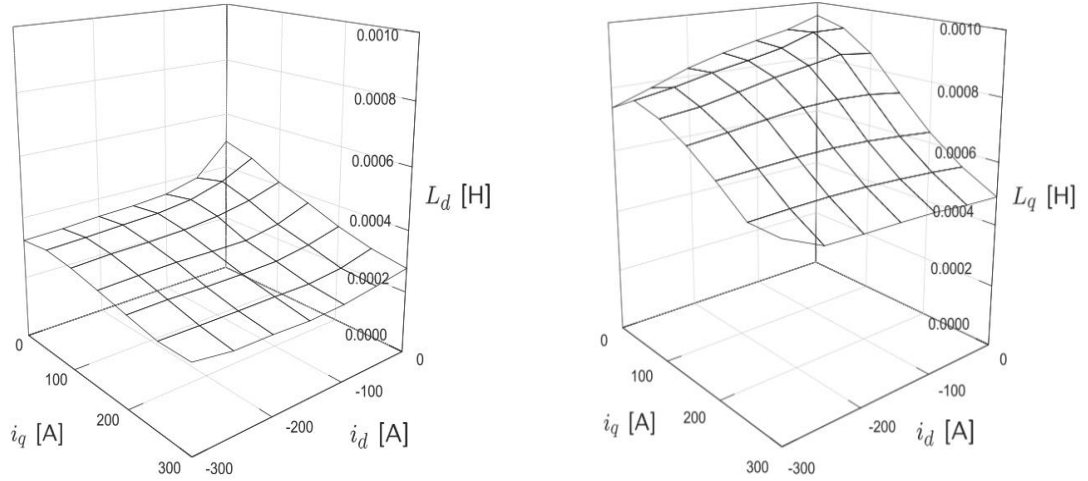
Akıma bağlı olarak elde edilen moment dağılımı incelenecek olursa, 90 derecedeki moment değerleri ve maksimum momentin elde edildiği noktalar referans alınabilir. Yapılan bu analizde alınan değerler incelenirse, düşük tork değerlerinde relüktans momentinin toplam momente etkisinin düşük kaldığını ancak yüksek tork seviyelerinde ciddi bir katkıda bulunduğu görülür.

Tablo 3.8. Relüktans ve mıknatıs torku dağılımları

Akım	Tork	Tork(90°)	Relüktans	Rel(%)
12.78409	1.504	1.504	0	0
27.27273	3.088	3.024	0.064	2.072539
40.90909	4.672	4.528	0.144	3.082192
54.54545	6.544	6	0.544	8.312958
68.18182	8.224	7.6	0.624	7.587549
81.81818	10.16	9.088	1.072	10.55118
95.45455	12.048	10.48	1.568	13.01461
109.0909	14.016	11.92	2.096	14.95434

3.1.3. ABMM ölçümleri ile endüktans farkı hesaplanması

Motor moment denklemindeki akı parametreleri akıma göre değişmektedir. Bu değişimin sebebi kullanılan malzemenin doyum karakteristiğinden kaynaklanmaktadır. Moment denklemindeki endüktans içeren relüktans momenti ifadesi d ve q eksenli endüktansları farkından gelmektedir. Doyumun bu farkı sabit tutması istenen bir davranışa sebep olur ancak doyum doğrusal değildir. Bu sebeple bu fark motorun bulunduğu duruma göre değişmektedir. Ayrıca yapılan çalışmalarda endüktans doyumlarının karşılıklı akımlarlarda olduğu görülmüştür. Şekil 3.5'te literatürden örnek olarak alınmış doyum grafiği görülebilir.



Şekil 3.5. Motor L_d - L_q endüktanslarının karşılıklı doyumları

Endüktans farklarının akımlara bağlı olduğu durumu incelemek için yapılan bu çalışmada d ve q eksen akımları adım adım artırılarak elde edilen moment değerleri kaydedilmiştir. Bilinen mıknatıs momenti değeri uygulanan akımdan hesaplanarak, ölçülerek elde edilen tork değerlerinden çıkarılmıştır. Elde edilen relüktans torkundan akımlar kullanılarak endüktans farkı ifadeleri elde edilmiştir.

Tablo 3.9. D-q eksen akımlarına bağlı olarak elde edilen tork değerleri

$i_d(A)$ \ $i_q(A)$	-0	-25	-50	-75	-100
25	2.8302	3.339	3.7683	4.1181	4.5633
50	5.6445	6.5508	7.3935	8.2362	9.1425
75	8.4111	9.7149	10.9869	12.2907	13.4037
100	11.0505	12.7359	14.3895	15.9795	17.4105

Elde edilen tablo 3.9'daki moment değerlerinden endüktans farkları tablo 3.10'daki gibi elde edilir.

Tablo 3.10. D-q akımlarına bağlı hesaplanan endüktans farkları

$i_d(A)$ \ $i_q(A)$	-25	-50	-75	-100
25	0.000136	0.000125	0.000114	0.000116
50	0.000121	0.000117	0.000115	0.000117
75	0.000116	0.000114	0.000115	0.000111
100	0.000112	0.000111	0.000111	0.000106

Tablodaki değerler incelendiğinde her iki eksen akımının artmasının endüktans farkının azalmasına sebep olduğu görölmektedir. Ancak aynı q eksenini referansı için d eksenini akımının artmasının ele alınan bu motor için karşılıklı doyumu çok etkilemediği görölmektedir.

3.2. Alan Zayıflatma

Araç çekiş uygulamaları, çamaşır makinesi, kule kontrol sistemleri gibi uygulamaların pek çoğunda düşük hızlarda yüksek torklara ihtiyaç varken yüksek hız seviyelerinde ise düşük tork ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple bu tür uygulamalarda motor ve sürücü setinde optimum bir tasarım yapılmaktadır. Motorun bağlı olduğu sürücünün gerilim seviyesi bataryayla beslenen sistemler gibi sistemlerde bir tasarım parametresi olurken, şebeke ile beslenen sistemlerde uyulması gereken bir kısıtlama olarak ortaya çıkmaktadır. Bataryalı sistemlerde batarya gerilim seviyesinde göz önüne alınarak bir tüm tasarımda optimizasyon yapılabilir olsa da motor hızı için belirlenen gerilim seviyesi bir limit olacaktır. Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motor gerilim denklemleri ele alındığında ilk iki terimin sargının karakteristiğini modellediği görülür. Sargının direnci ve endüktansından gelen ifadede hız ile bir ilişki bulunmamaktadır. Ancak zıt emk ifadelerinin elektriksel açılma hız ile ilişkisi olduğu denklem 3.11 ve denklem 3.12’de görölmektedir.

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (3.11)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_m) \quad (3.12)$$

Sargı karakteristiğini ifade eden ilk iki terim kalıcı halde zıt emk terimlerine kıyasla düşük olmaktadır. Kalıcı halde akımdaki değişimin olmadığını kabul edersek ikinci terimlerden herhangi bir gerilim ifadesi gelemeyecektir. İlk terimde direnç olduğundan tasarıma göre optimum bir değerde olur. Yüksek bir direnç değeri akım kontrolü dinamiklerini yavaşlatırken, diğer yandan bakır kaybı oluşturacağı için istenen bir durumu oluşturmaz. Bu sebeple gerilim ifadesinde zıt emk değerine kıyasla çok düşük değerde olur. Direnç ve endüktansından gelen gerilim ifadeleri ihmal edilirse, zıt emk değerleri ile gerilim denklemleri denklem 3.13 ve denklem 3.14’teki gibi ifade edilebilir.

$$v_d = -\omega_e L_q i_q \quad (3.13)$$

$$v_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_m) \quad (3.14)$$

Sürücü besleme gerilimi yani sürücünün DC bara gerilimi bataryalı sistemlerde, bataryanın şarj seviyesine göre veya çekilen güce göre batarya seri direnci parametresi etkisiyle belli aralıkta değişir veya şebekeden beslenen sistemlerde de belli seviyededir. Bu sebeplerle DC bara gerilim seviyesi sabit kabul edilebilir. Bu kabuller altında incelendiğinde motorda istenen tork veya hız kontrolü yapmak için motora uygulanacak gerilim, DC bara geriliminden faydalanılarak oluşturulmaktadır. Yıldız bağlı motorda sürücü ile motor sargılarına uygulanan gerilim, motorun faz-faz gerilimlerine karşılık gelir. Bu ifade kullanılan dönüşüm yöntemlerine ve motor bağlantı tipine göre değişir ve bu ifadeyi v_{maks} ile ifade edersek ele alınan motor bağlantı tipi ve dönüşüm yöntemleri için DC bara gerilimi cinsinden denklem 3.15'teki gibi ifade elde edilir. DC bara gerilimi cinsinden Elde edilen bu limit değeri, motor stator gerilimini denklem 3.15 ile sınırlandırır.

$$v_{maks} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} > v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.15)$$

Motor gerilim denklemlerindeki elektriksel açısal hız değeri ile doğrual ilişkiye sahip zıt emk değerleri DC bara gerilim seviyesi ile sınırlandırılmaktadır. Yani elektriksel açısal hız değeri daha anlaşılır ifadeyle motor hızı DC bara gerilim seviyesi ile limitlenir. Gerilim limitleri içerisinde motoru sürebilmek için motor elektriksel açısal hızı, motor parametreleri ve DC bara gerilimi cinsinden denklem 3.16'daki gibi ifade edilir.

$$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} > v_s = \sqrt{(-\omega_e L_q i_q)^2 + (\omega_e (L_d i_d + \psi_m))^2} \quad (3.16)$$

Teorik olarak sınır değerine kadar DC bara geriliminden faydalandığı kabul edilirse, motor hız limiti, DC bara gerilimi ve motor parametleri cinsinden elde edilebilir. Denklem açıldığında ortak ifade olarak elektriksel açısal hızın karesi ortaya çıkmaktadır. Elektriksel hızın karesi karekök dışına çıkarıldığında denklem 3.17 elde edilir. Elde edilen hız motor tasarımlarında söz edilen dirsek noktası olarak ifade edilmektedir.

$$\pm \omega_e = \frac{v_{maks}}{\sqrt{(-L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_m)^2}} \quad (3.17)$$

Elde edilen denklem incelendiğinde elektriksel hız değerinin, d-q endüktansları ve mıknatıs akısı gibi motor tasarımına bağlı parametrelerin yanı sıra d-q eksen akımlarında bağlı olduğu görülmektedir. Uygulanan torka göre değişen d-q eksen akımları farklı tork seviyelerinde DC bara geriliminin yanı sıra ayrı bir kısıt olduğunu göstermektedir. Bunun için ABMM analizinde kullanılan aşağıdaki bu çalışmada kullanılan motorun parametreleri kullanılırsa ve 30, 60, 120A akım seviyelerinde 48V DC bara geriliminde çıkılabilecek maksimum hızlar hesaplanırsa tablo 3.12'deki değerler elde edilir.

Tablo 3.11. Motor parametreleri

DC bara	48V
Motor gücü	4 kW
Kutup çifti	4
ψ_m	0,0185Wb
L_d	219uH
L_q	353uH
Tork	16Nm
Maksimum Akım(RMS)	74.3Arms
Maksimum Hız	5000rpm

Farklı akım seviyelerinde optimum ABMM noktası değiştiğinden tabloda kullanılan açı ve karşılık gelen id ve iq akımları tablo 3.12'de verilmiştir.

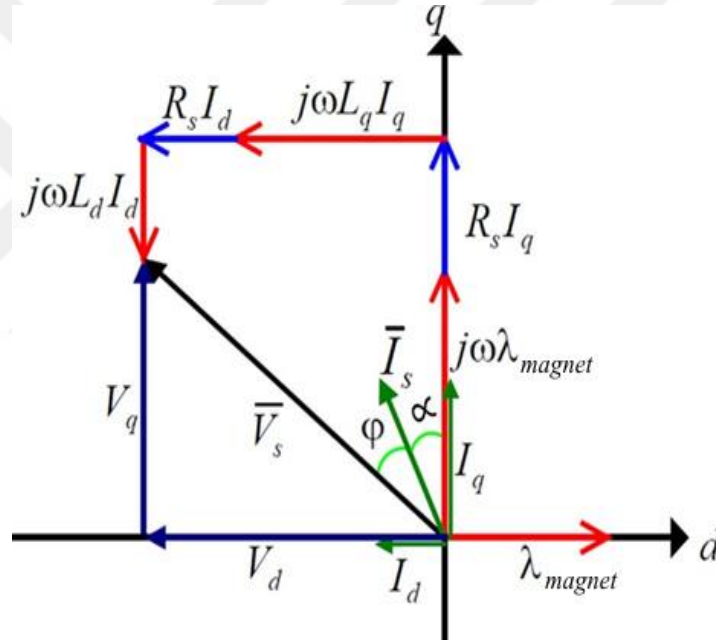
Tablo 3.12. Torka göre alan zayıflatmaya giriş hızı

Akım(A)	Açı(Derece)	id	iq	ω_e (rad/s)	ω_m (rpm)
30	98.88361	-4.63283	29.64012	1470	3315
60	105.9739	-16.512	57.68323	1203	2835
120	114.8287	-50.3888	108.9081	821	1935

Hesaplanan değerler incelendiğinde akım seviyesi arttığında bir başka deyişle uygulanan tork değeri arttığında dirsek noktasının yani hız sınırının azaldığı görülmektedir.

Alan zayıflatma olarak bilinen yaklaşımda daha yüksek hız seviyelerine çıkabilmek için d eksenini akısı zayıflatılmaktadır. Bu yaklaşımda rotora gömülü olan mıknatısların yarattığı d eksenini akısı azaltılmaktadır. Yani mıknatıs akısında bir azalma olmaz. Stator sargılarında uygulanan negatif d eksenini akımı ile mıknatısların yarattığı d eksenini akısına ters bir akı yaratılır böylece net akı değeri azalır ve azalan akı değerinin yarattığı zıt emk değeri azaldığından daha yüksek hız değerlerine çıkılmasına izin verir.

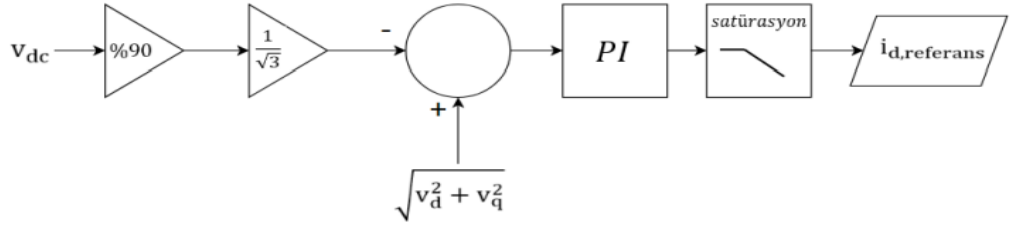
Bu problem fazör diyagramı üzerinde incelenirse, gerilim denklemlerinde negatif d eksenini akımı ile q eksenini geriliminin azaltıldığı görülür. D ve q eksenlerinin bileşkesinden oluşan stator gerilimi ifadesinin azalmasıyla daha yüksek hızlara çıkılır.



Şekil 3.6. Alan zayıflatma faz diyagramı

Alan zayıflatma için uygulanması gereken negatif d eksenini akımının belirlenmesinde ileri beslemeli ve geri beslemeli farklı yaklaşımlar bulunmaktadır. Alan zayıflatmanın başlayacağı nokta o anki DC bara gerilimi seviyesi ve uygulanan torka göre değiştiğinden gerekli negatif d eksenini akımını belirlemek karmaşık bir problem olmaktadır. Bu çalışmada geri beslemeli bir yapı tercih edilmiştir.

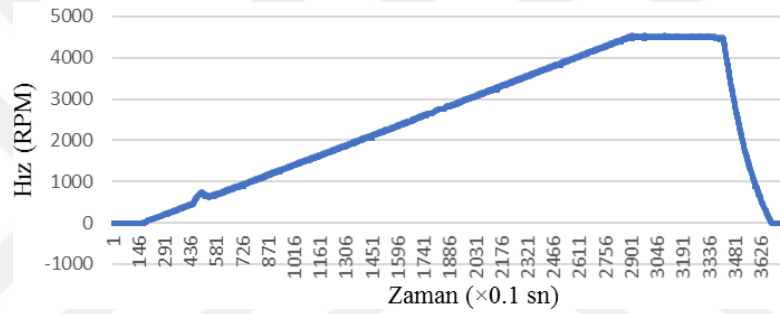
Kullanılan yapıda kontrolör DC bara gerilimi ve stator gerilimi arasındaki hatayı sıfırlayacak şekilde negatif d eksenini akımı üretmektedir. Bu sayede istenen seviyede tutulacak şekilde d eksenini akımı referansı üretilmektedir.



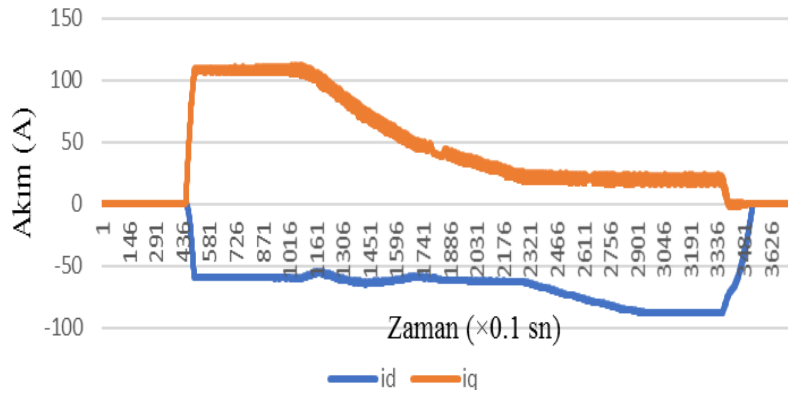
Şekil 3.7. Alan zayıflatma kontrolcüsü

3.2.1. Alan zayıflatma bara gerilimi etkisi

Alan zayıflatma kontrolcüsünde bara gerilimi bilgisi kullanıldığından bara geriliminin etkisi incelenmiştir. Limit gerilim olduğu için ilk olarak 42V gerilim seçilmiştir. Hız olarak maksimum hız ve yük olarak %100 yük altında test edilmiştir.

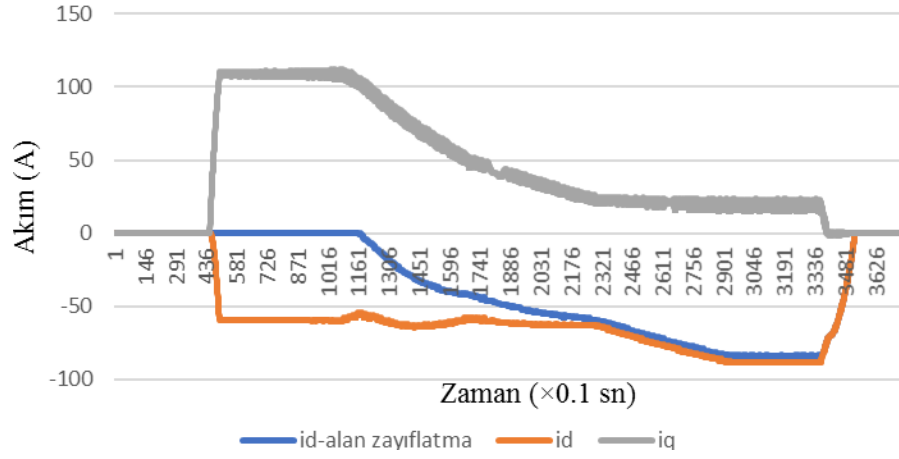


Şekil 3.8. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde hız grafiği (42V)



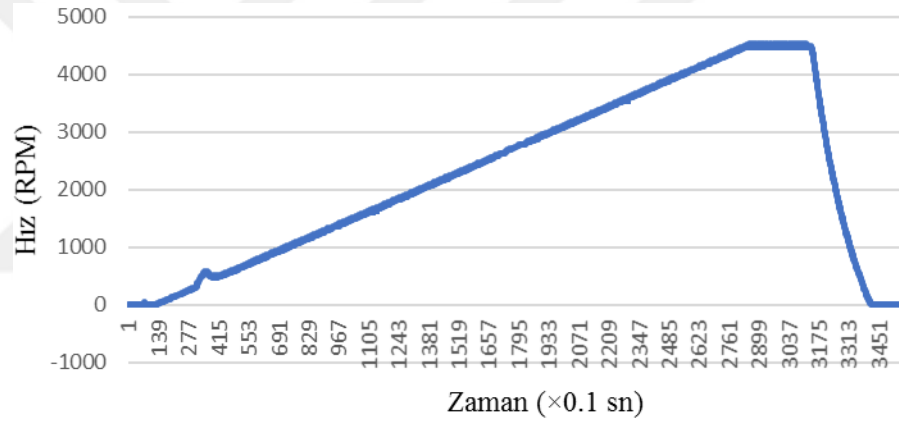
Şekil 3.9. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde d-q eksenli akımları(42V)

Akımlara etkisi incelendiğinde d eksenli akımının alan zayıflatma -84A mertebesine ulaştığı görülmüştür. Alan zayıflatma kontrolcüsünün ayrı olarak ele alındığı yapılarda alan zayıflatma algoritmasının hesapladığı ve toplam d eksenli akımları ayrı ayrı şekil 3.9'da gösterilmiştir. Toplam d eksenli akımına bakıldığında ise -88A olduğu görülmektedir.

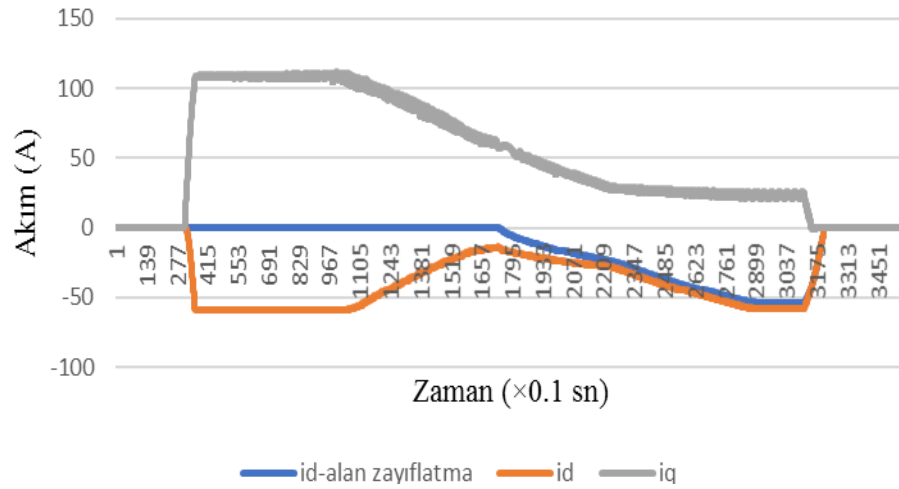


Şekil 3.10. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde alan zayıflatma akımı(42V)

56V gerilim altında yapılan testte alınan hız ve akım grafiği şekil 3.11’de verilmiştir.

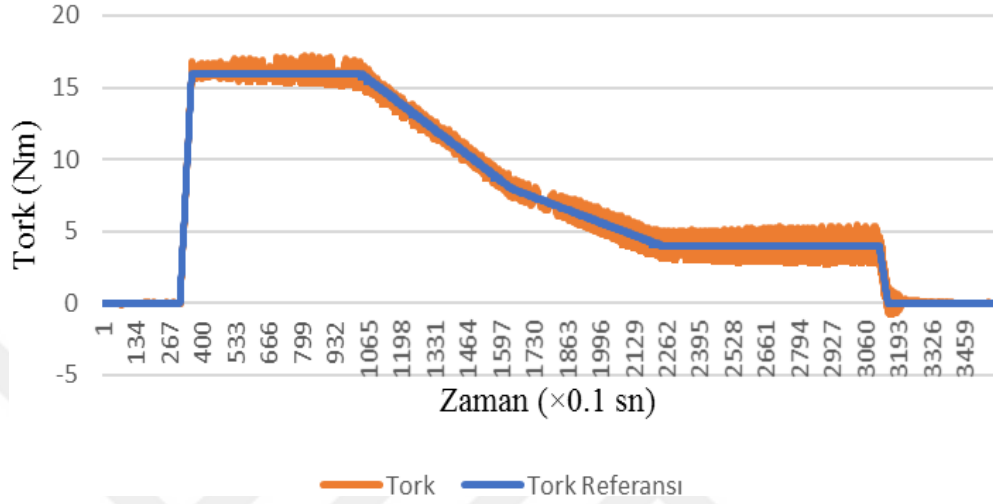


Şekil 3.11. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde hız grafiği (56V)



Şekil 3.12. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde alan zayıflatma akımı(56V)

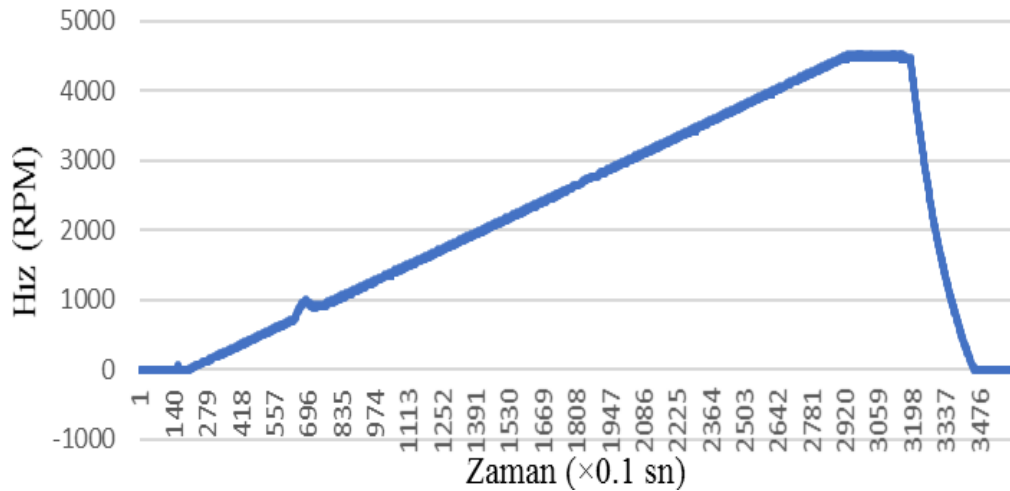
Karşılaştırmalı bir test olması açısından 4500 RPM %100 yük ile yapılan testte alan zayıflatma kontrolücüsünün çıkışı -54A iken, toplam d eksenini akımı -58A olduğu görülmüştür. Bu durumun torka etkisi incelendiğinde şekil 3.13'teki gibi bir davranış elde edilmektedir.



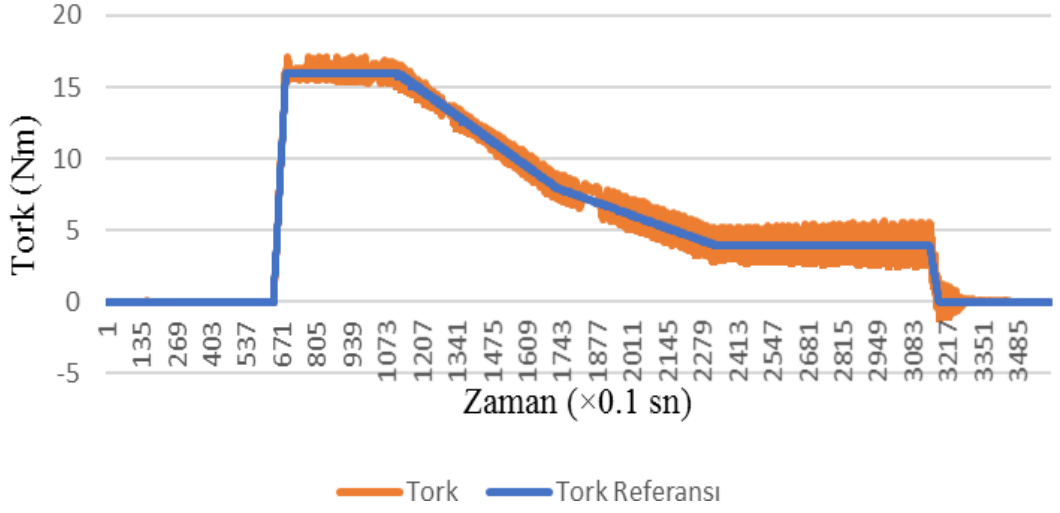
Şekil 3.13. Bara gerilimi etkisi incelenmesinde tork grafiği (56V)

3.2.2. Alan zayıflatma yük etkisi

Alan zayıflatma akımının belirlenmesinde bir diğer parametre yük etkisi olmaktadır. Farklı yük seviyelerinde farklı d eksenini akımlarının görülmesi beklendiğinden %100, %50, %25 yükler altında testler yapılmıştır. 48V dinamometrede yapılan deneysel çalışmada tüm hız aralığını taramak adına 4500 RPM hıza kadar çıkılmıştır. Elde edilen tork ve hız verileri şekil 3.14 ve şekil 3.15'te verilmiştir.

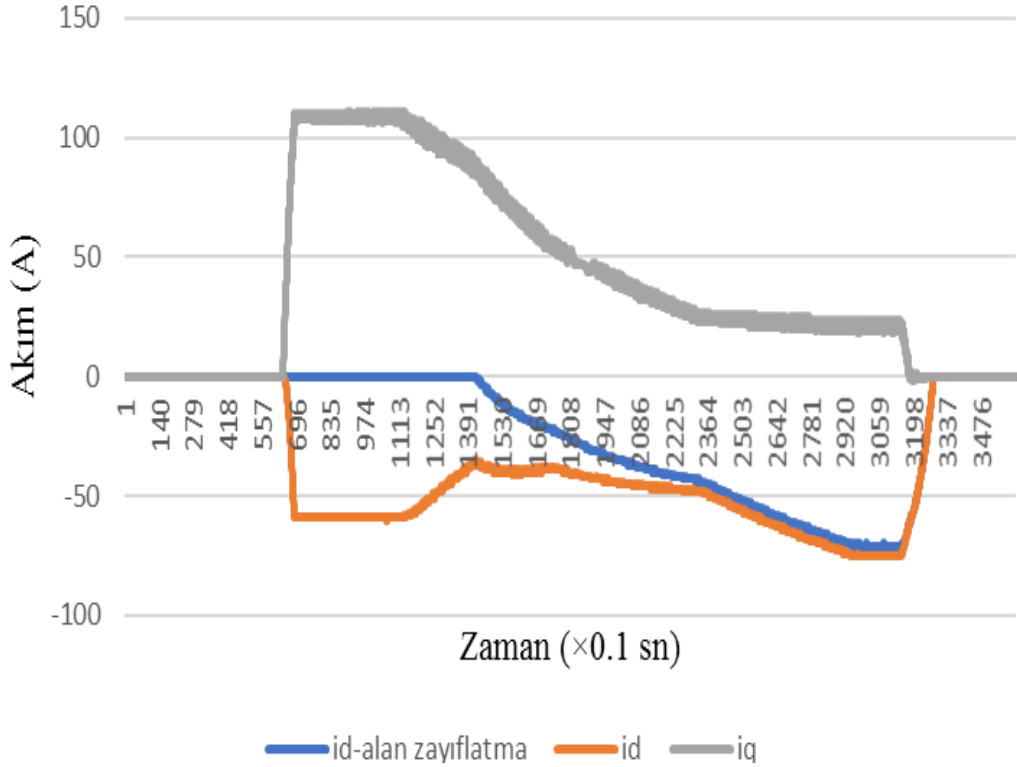


Şekil 3.14. Yük etkisi hız grafiği (%100)



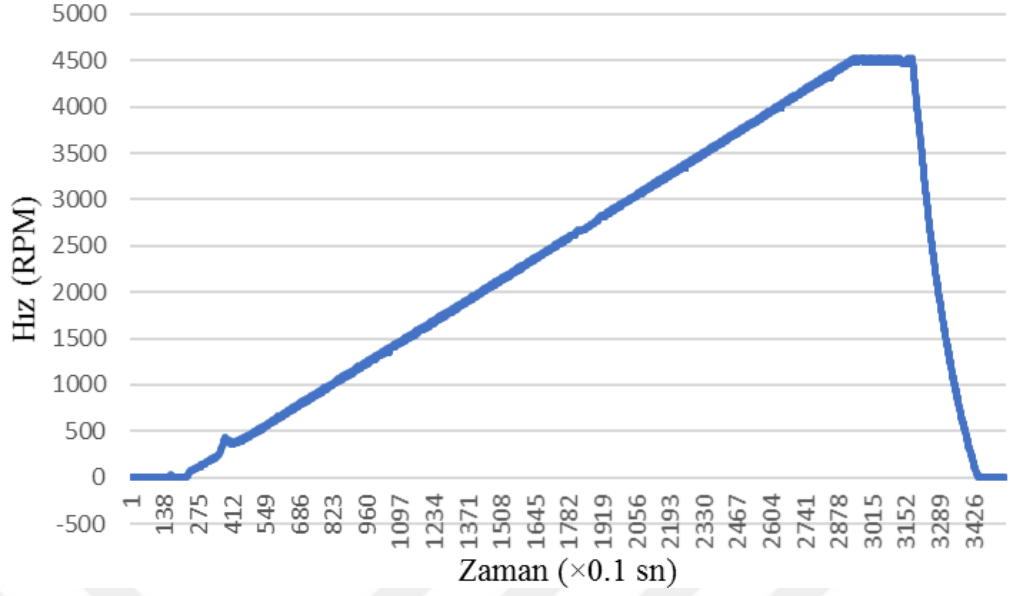
Şekil 3.15. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%100)

Elde edilen akım verileri grafik üzerinde gösterildiğinde % 100 yük altında 4500 RPM hızda d eksen akımı referansı -75A olmaktadır. Alan zayıflatma kontrolcüsünün akım üretimine 2000 RPM’de başladığı görülmektedir.

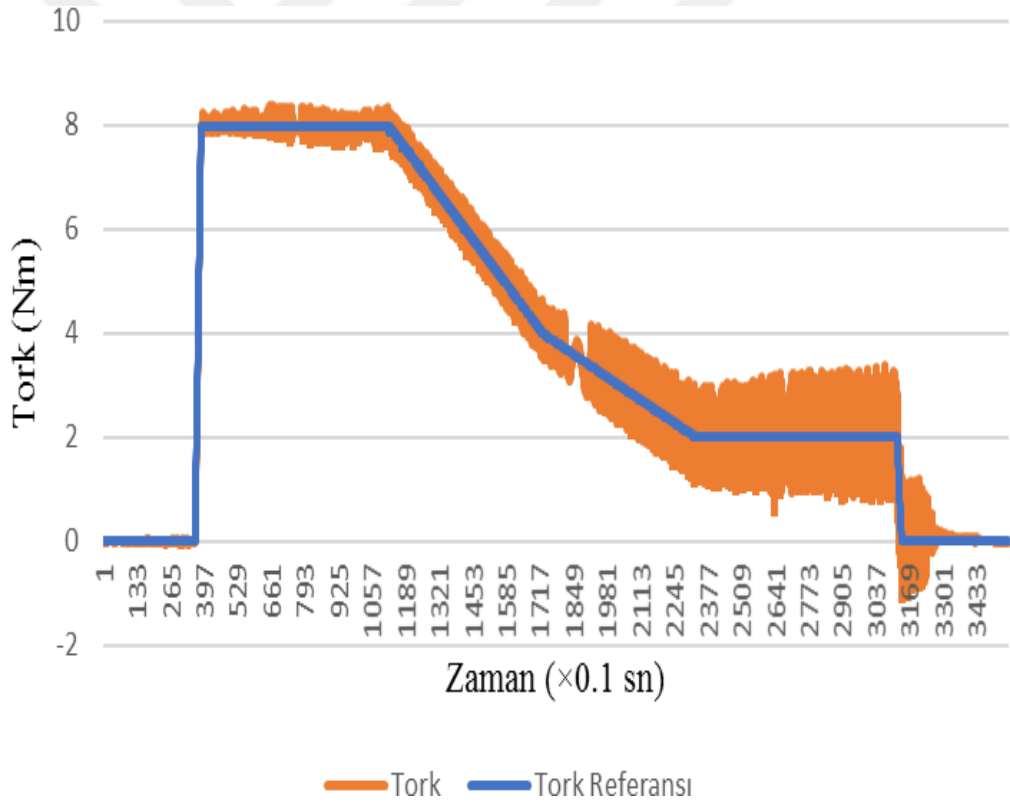


Şekil 3.16. Yük etkisi d-q eksen akım grafiği (%50)

Karşılaştırmalı sonuç elde etmek adına 4500 rpm hıza kadar %50 yükte yapılan testte elde edilen hız ve tork grafikleri şekil 3.17 ve şekil 3.18’de verilmiştir.

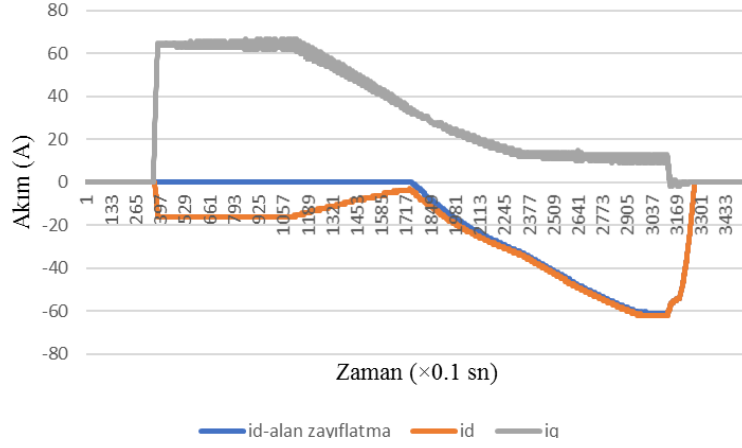


Şekil 3.17. Yük etkisi hız grafiği (%50)



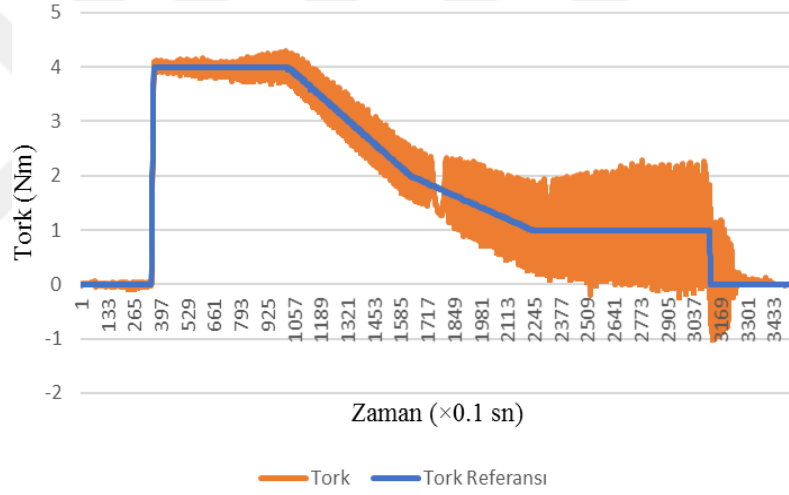
Şekil 3.18. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%50)

Bu testin akımlara yansımaları incelendiğinde 4500 RPM %50 yük koşulunda -62A d eksenine akımına ihtiyaç duyulduğu görülmektedir. Hız olarak alan zayıflatma kontrolcüsünün akım üretmeye başladığı noktaya bakılırsa 2700 RPM mertebelerinde akım ürettiği görülmektedir.

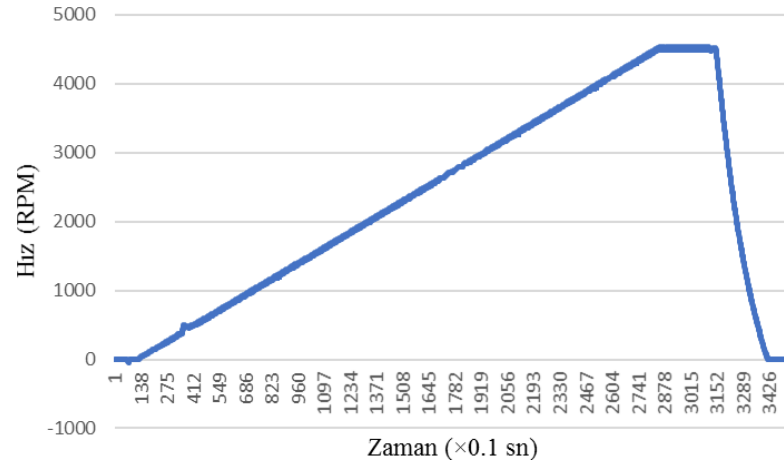


Şekil 3.19. Yük etkisi d-q eksenli akım grafiği (%50)

Benzer bir testi yük etkisini daha fazla görmek için %25 yük ile 4500 hıza kadar yapıldığında elde edilen hız ve tork grafikleri şekil 3.20 ve şekil 3.21’de verilmiştir.

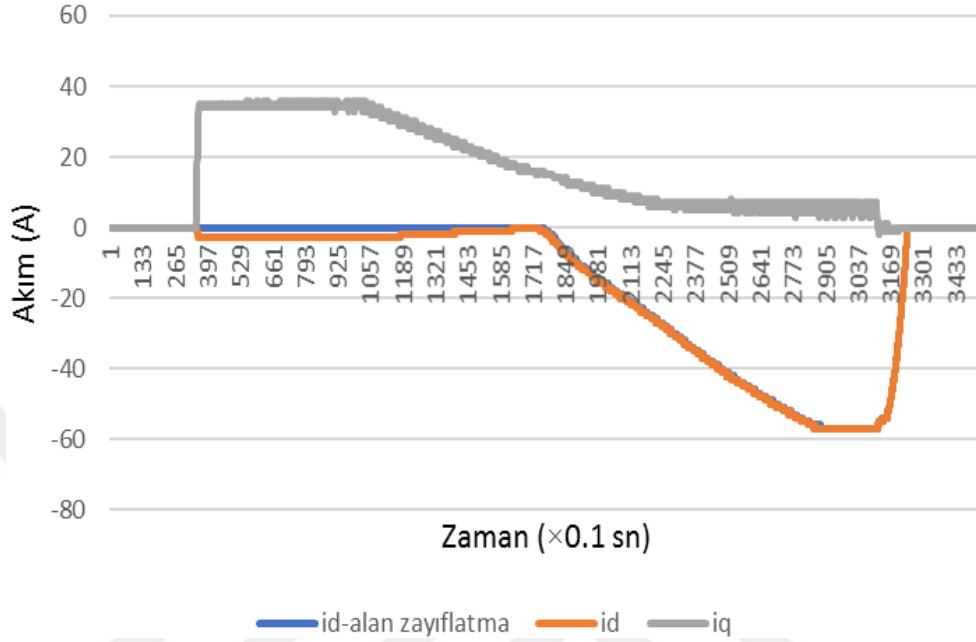


Şekil 3.20. Yük etkisi tork-referans tork grafiği (%25)



Şekil 3.21. Yük etkisi hız grafiği (%25)

Bu testte kullanılan akımlar incelendiğinde d eksenı akımı %25 yükte 4500 RPM hızda -57A seviyeye ulaştığı ve alan zayıflatma kontrolcüsünün 2900 RPM hız ile çalışmaya başladığı görülmüştür.



Şekil 3.22. Yük etkisi d-q eksenı akım grafiğı (%25)

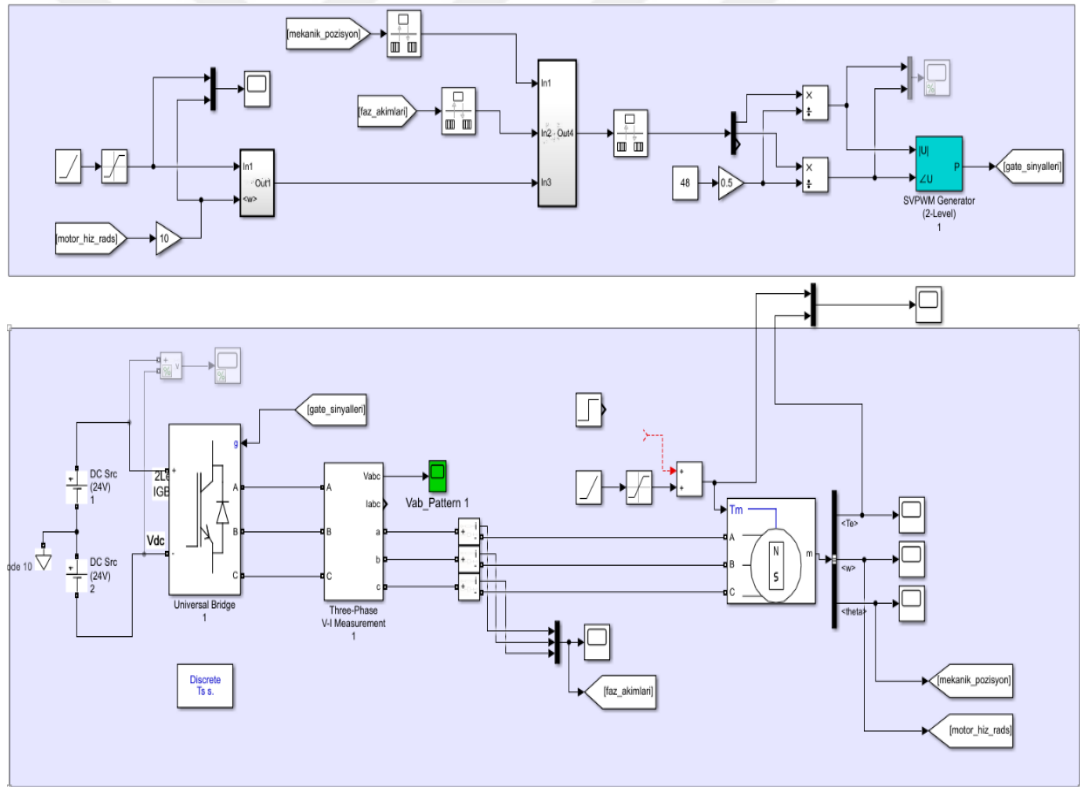
Genel olarak toplarlandığında %100 yükte alan zayıflatma kontrolcüsünün 2000 RPM hızda çalışmaya başlarken, %25 yükte 2900 RPM'de alan zayıflatma kontrolcüsü çalışmaya başlamaktadır. Maksimum akım referansları incelendiğinde ise %100 yükte 4500 RPM'de -88A d eksenı akımına ihtiyaç duyulurken, %25 yükte -57A akım uygulanması alan zayıflatma akımına yükün etkisinin doğrusal olmayan bu koşulada bağılı olarak değıştığını göstermektedir.

3.3. Benzetim Çalışmaları

Çevresel etkilerle ve çalışma anındaki sistem değerlerine bağılı olarak karakteristiğı değişen gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorun davranışını modelleyecek doğru bir yapı belirlemek gerekmektedir. Literatürdeki benzetim yaklaşımları incelendiğinde yapılan çalışmalarda, genellikle tüm modelin Simulink modelleri veya blokları kullanılarak oluşturulduğı görülmektedir. Simulink Simscape veya diğer hazır gömülü mıknatıslı motor modellerinin kullanılması istenen davranışların alınamamasına sebep olmaktadır. Gerçeğe çok yakın bir model elde edebilmek için genellikle ortak benzetim yöntemleri kullanılmaktadır. Bunun için elektromanyetik analizin yapıldığı ANSYS,

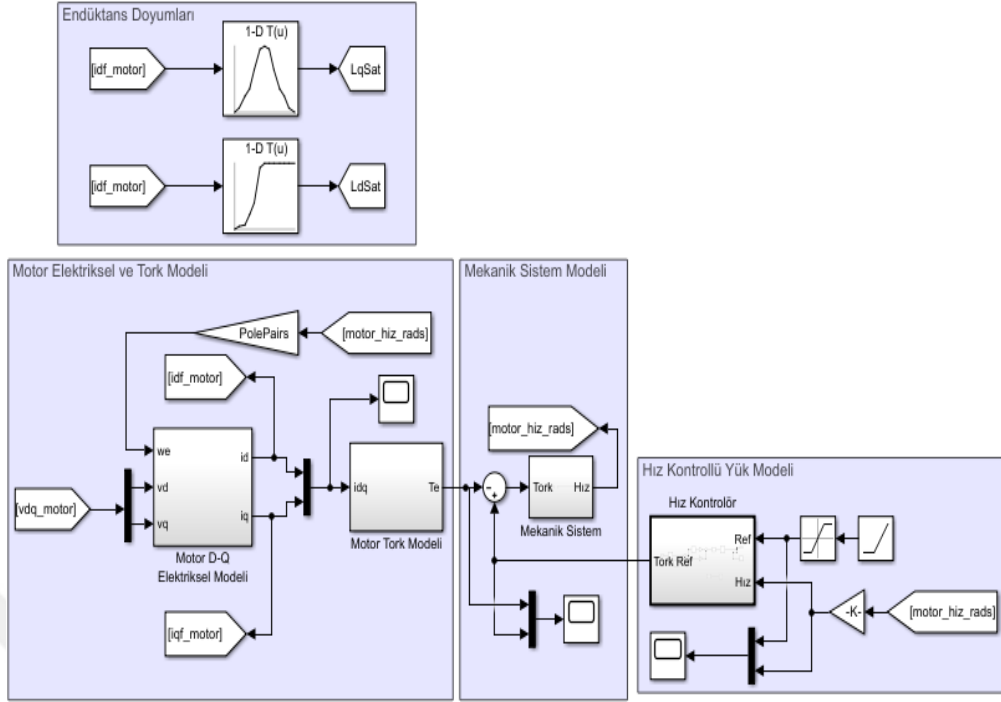
Flux gibi programlar ile simülink paralel olarak ortak benzetim yapmaktadır. Bu durum benzetim sürelerinin çok uzun sürmesine sebep olmaktadır.

Bu çalışmada bu problem göz önüne alınarak iki model baz alınmıştır. Birinci modelde amaç inverter, motor, batarya gibi tüm parçaların davranışını görebilmek adına Simulink Simscape modelleri kullanılmıştır. Bu yöntemde kullanılan Simulink Simscape gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motor modeline endüktansların akıma bağlı olarak doyumu modellenememektedir. Bu durum simulink çalışma mantığından kaynaklanır. Modelde kullanılan bloklar model çalıştırılmadan önce derlendiği için, çalışma esnasında model içerisine girilen parametreler değiştirilememektedir. Ancak Simulink Simscape parçaları ile modelleme yapmak batarya inverter gibi parçalarında modele dahil edilmesine olanak sağlamaktadır.



Şekil 3.23. Simscape blokları ile oluşturulan model

İkinci yaklaşımda ise motor modelinde temel simulink blokları kullanılarak oluşturulmuştur. Numara sırasıyla ABMM ve alan zayıflatma, akım kontrolcüsü, GSM elektrikselsel modeli ve tork denklemi, bozucu yükler, mekanik sistem modellenmiştir. Bu model ile çok daha hızlı çalışabilen benzetim modelleri elde edilmiştir ve yapılan çalışmalarda hızlı sonuçlar kazanımı sağlamıştır.



Şekil 3.24. Temel simulink blokları ile oluşturulan model

Literatürdeki yöntemler incelendiğinde eş zamanlı simülasyonlar ile farklı analiz programlarının beraber çalıştığı gerçeğe yakın ancak benzetim süreleri çok uzun süren yöntemler göze çarpmaktadır.

3.4. Parametre Ölçümü

Özellikle tork kontrolünde motor parametreleri ve motor parametrelerinin değişiminin doğru şekilde ölçülmesi gerekmektedir. Literatürde motor parametreleri ölçümü konusu bir diğer çalışma başlığı olarak ortaya çıkmaktadır. Genel olarak yaklaşımlar incelendiğinde motor modeli tabanlı yöntemler, motorun elektriksel özelliklerinden yola çıkılarak hesaplanabilen yöntemler öne çıkmaktadır. Çalışmalarının alt başlığı ise ölçümlerin ayrı olarak yapılması, motor sürülürken motor parametrelerin ölçümü gibi konular göze çarpmaktadır. Ayrıca çalışmalardaki bir diğer başlık ise parametrelerin çevresel etkilerle değişiminin hesaplanması, parametrelerin anlık çalışma akımlarına bağlı olarak değişimi veya tek bir noktada parametrelerin hesaplanması gibi başlıklar içermektedir.

Bu çalışmada motor modeli tabanlı yaklaşım için öz yinelemeli en küçük kareler yöntemi, elektriksel özelliklerinden yola çıkılarak yapılan hesaplama ve sisteme adım-adım gerilim uygulanarak hesaplanması ele alınmıştır.

3.4.1. Özyinelemeli en küçük kareler yöntemi

Özyinelemeli en küçük kareler yöntemi motor modeli baz alınarak yapılan parametrelerin iteratif şekilde hesaplandığı bir yaklaşımı içermektedir. Motor dönmediği durumda motor modelindeki hız etkileri kalkmaktadır. Hız parametrelerinin kalkması durumunda motor sargılarından kaynaklı direnç ve endüktansın yarattığı etkiler görülmektedir.

Motor sargılarının yarattığı birinci dereceden sistem modeli, denklem 3.18'deki gibi motor direnci ve endüktansı parametreleri cinsinden ifade edilmektedir. Birinci dereceden tutucu ile ayrıklaştırılan model kutup-sıfır-kazanç formunda düzenlendiğinde denklem 3.18 elde edilmektedir.

$$G(z) = \frac{1}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{RT}{L}}}{z - e^{-\frac{RT}{L}}} \right) \quad (3.18)$$

Bu karmaşık ifadeyi basite indirgeyerek sabit katsayılarla ifade ettiğimizde özyinelemeli kontrol yönteminden elde edeceğimiz parametrelerin motorun elektriksel parametreleri ile ilişkisi bulunur.

$$a = \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\frac{RT}{L}} \right), \quad b = e^{-\frac{RT}{L}}, \quad G(z) = \left(\frac{a}{z - b} \right) \quad (3.19)$$

Elektriksel parametrelerin tahmin edilen parametreler cinsinden hesaplanması denklem 3.20'deki ifadelerle yapılabilir.

$$R = \left(\frac{1 - b}{a} \right), \quad L = -\ln(b) \frac{R}{T} \quad (3.20)$$

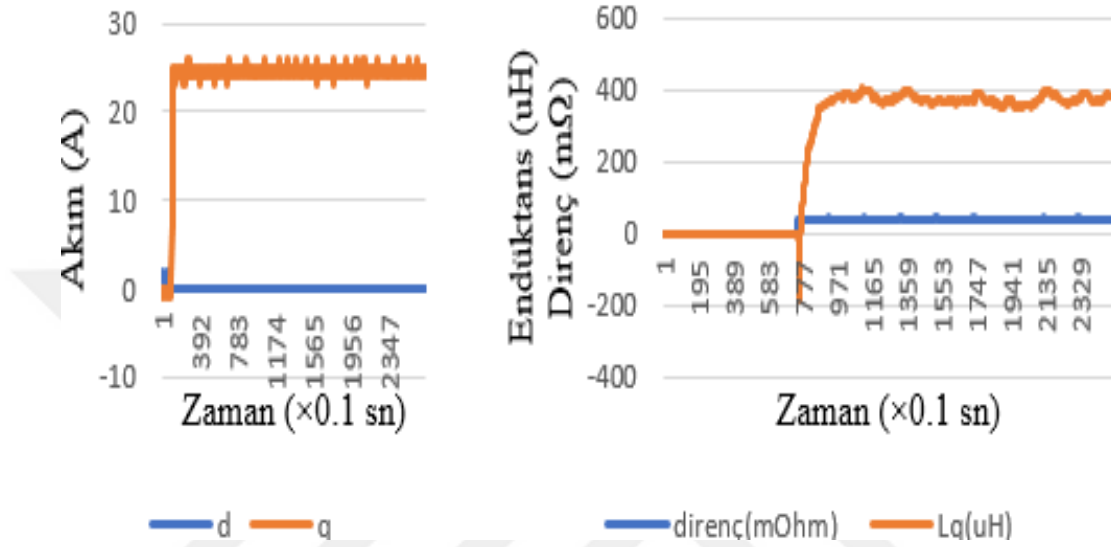
Özyinelemeli en küçük kareler yöntemi için aşağıdaki denklem 3.21, 3.22, 3.23 kullanılmıştır.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (3.21)$$

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(\lambda I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (3.22)$$

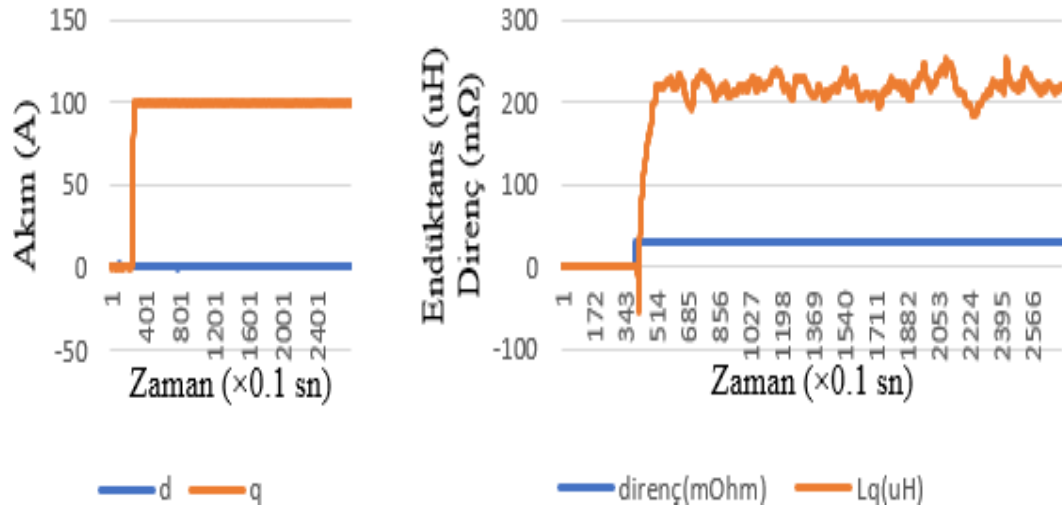
$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t))P(t-1)/\lambda \quad (3.23)$$

Bu yaklaşımın kullanılabilmesi için gerilim denkleminde olmayan sürücünün doğrusal olmayan davranışından kaynaklanan gerilimler özyinelemeli en küçük kareler yöntemine verilen giriş parametresinden çıkarılmalıdır. Bu değer çıkarılmadığında bu etkiler motor modeline katılacağından yanlış parametrelerin kestirimine sebep olacaktır. 25A’de yapılan ölçümde yapılan hesaplamalar şekil 3.25’te verilmiştir.



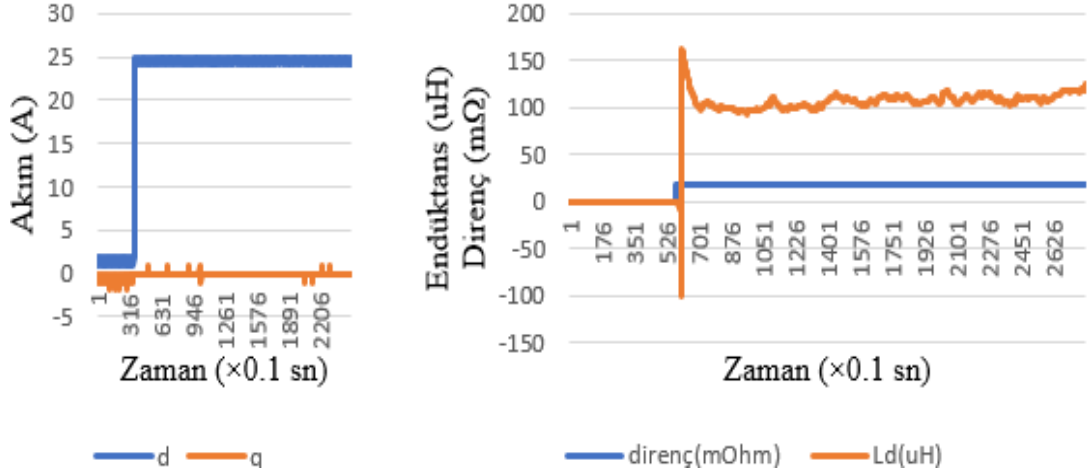
Şekil 3.25. 25A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü

100A’de yapılan ölçümde şekil 3.26 elde edilmiştir.



Şekil 3.26. 100A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü

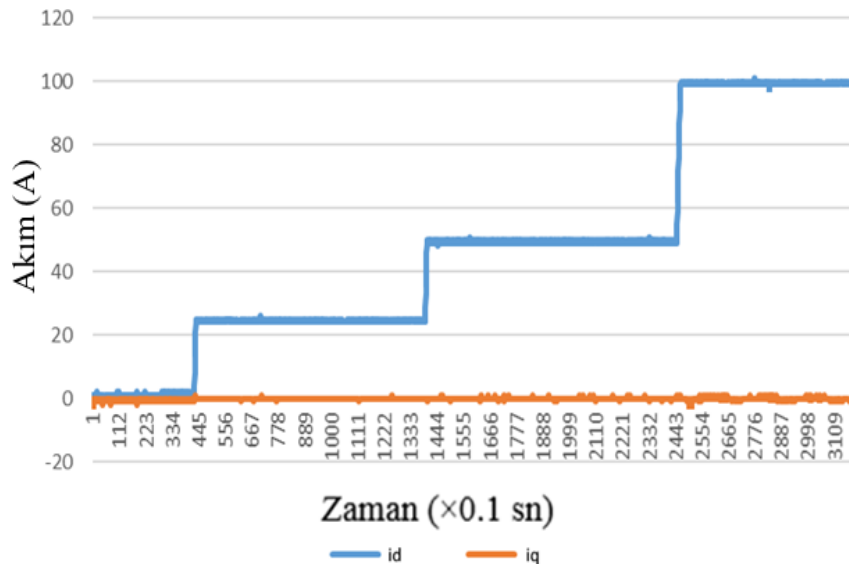
D eksenini akımı uygulanarak d eksenini endüktansı ve direnci tahmin edilmiştir. 25A ile yapılan çalışmada elde edilen değerler şekil 3.27’de paylaşılmıştır.



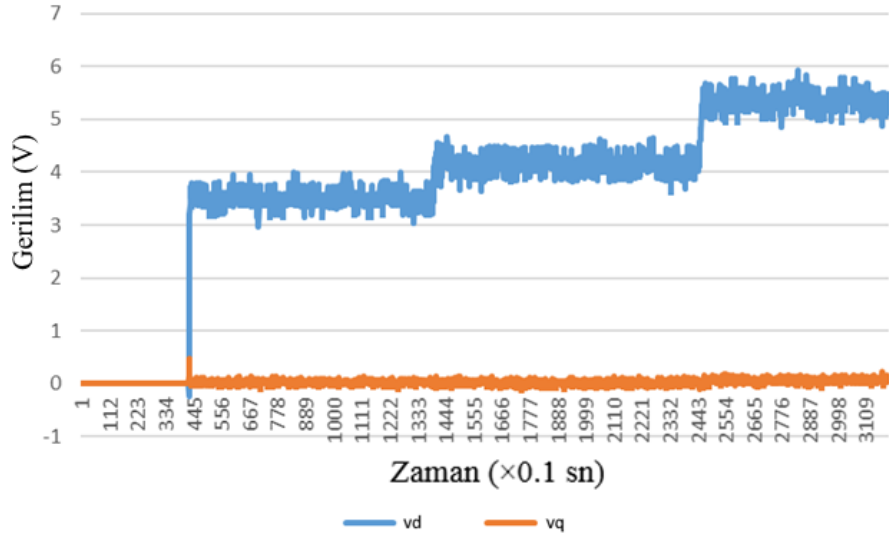
Şekil 3.27. 25A ÖEK yöntemi ile motor direnç endüktans ölçümü

3.4.2. Elektriksel yaklaşım ile hesaplanması

Elektriksel olarak direnç ve endüktans hesaplanması gerekmektedir. Direnç hesaplamak için uygulanan gerilim ve akım arasındaki ilişkiye bakmak yanlış sonuçlar elde edilmesine neden olmaktadır. İnverter'dan gelen etkileri elimine etmek adına uygulanan iki gerilim ve ölçülen akımlara bakıldığında doğru direnç değeri hesaplanabilmektedir. Uygulanan iki gerilimin akımda yarattığı değişimin tek kaynağı direnç etkisinden kaynaklandığından bu iki seviyedeki akım ve gerilim kullanılarak direnç hesaplanmaktadır. 25A ve 50A arasında 0.6V bir gerilim farkı oluşmaktadır. Bu durumda 0.024Ω direnci olduğu hesaplanabilmektedir.

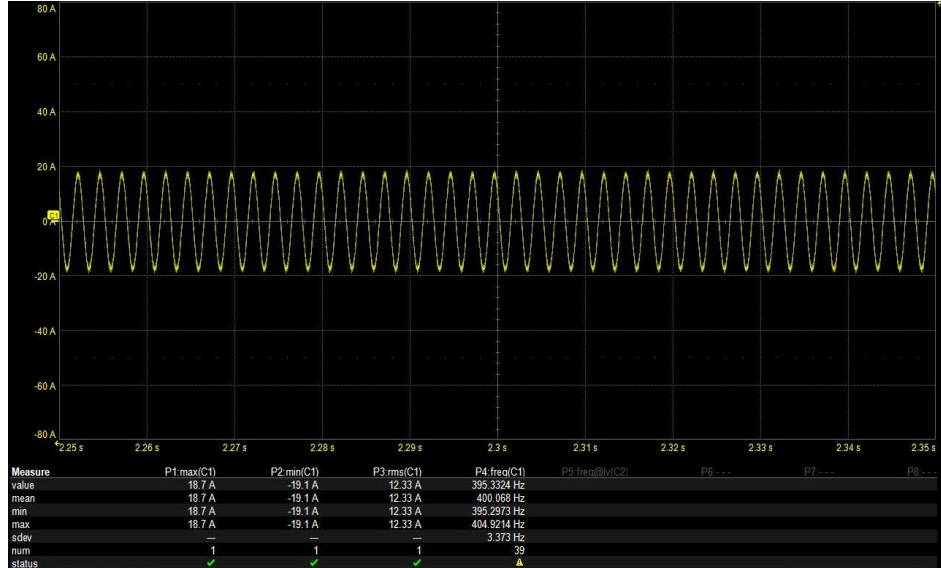


Şekil 3.28. Direnç hesaplamada adım-adım uygulanan d-q akımları



Şekil 3.29. Direnç hesaplamada adım-adım uygulanan d-q gerilimleri

Endüktans parametresinin hesaplanabilmesi için 400hz, 800hz, 1600hz frekansta gerilimler uygulanıp akımın efektif değeri hesaplanmıştır. Hesaplanan efektif değer üzerinden endüktansın yarattığı empedans direnç bilgisi kullanılarak hesaplanmaktadır. Ardından uygulanan frekans bilindiğinden endüktans bilgisi hesaplanabilmektedir. Şekil 3.30'da 400hz'te uygulanan sinyalin osiloskop görüntüsü verilmiştir.



Şekil 3.30. Endüktans hesaplamada uygulanan 400 Hz sinyal

D ve q endüktanslarının hesabının ayrı ayrı yapılabilmesi için motorun sırası ile d ve q eksenlerine hizalanması ve uygulanan gerilimlerin vd ve vq gerilimleri üzerinden yapılması gerekmektedir.

D eksenine hizalanan rotora uygulanan sol sütündeki genlikteki gerilimler ve hesaplanan efektif değerler aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 3.13. D eksenini endüktans ölçümü akım efektif değerleri

F vd	400hz	800hz	1600hz
11,55	25,2	12,84	6,69
14,43	32	16,2	8,43
17,32	38,9	19,56	10,25
20,21	45,8	22,88	12,11
23,09	52,7	26,22	14,05

Bu durumda hesaplanan endüktans değerleri tablo 3.14'te verilmiştir.

Tablo 3.14. D eksenini endüktans değerleri

F vd	400hz	800hz	1600hz
11,55	0,000215	0,000181	0,000133
14,43	0,000211	0,000182	0,000133
17,32	0,000208	0,000183	0,000132
20,21	0,000206	0,000185	0,000131
23,09	0,000205	0,000185	0,000129

Q eksenine hizalanıp akımların efektif değerleri ölçüldüğünde tablo 3.15'teki sonuçlar elde edilmiştir.

Tablo 3.15. Q eksenini endüktans ölçümü akım efektif değerleri

f vq	400hz	800hz	1600hz
11,55	12,3	6,41	3,54
14,43	15,4	8,06	4,42
17,32	18,6	9,7	5,28
20,21	21,86	11,36	6,13
23,09	25,09	13	7

Benzer şekilde q eksenindeki akım gerilim, frekans ve direnç bilgisi kullanılarak endüktans parametreleri hesaplanırsa tablo 3.16 elde edilmektedir.

Tablo 3.16. Q eksenini hesaplanan endüktans değerleri

f vq	400hz	800hz	1600hz
11,55	0,000448	0,000265	0,000125
14,43	0,000448	0,000264	0,000126
17,32	0,000445	0,000265	0,000127
20,21	0,000441	0,000266	0,000128
23,09	0,000439	0,000267	0,000128

3.4.3. Birim basamak gerilimi ile hesaplama

Direnç değeri benzer şekilde iki seviyeli gerilim uygulanması veya akım kontrolü ile yapılabilmektedir. Endüktans doyum parametreleri ise uygulanan gerilimlere alınan cevaptan sistemin zaman sabiti kullanılarak hesaplanabilmektedir. Bunun için d ve q eksenine ayrı ayrı hizalanması gerekmektedir. D ve q eksenlerine hizalanıp gerilim uygulandığında osiloskop ile zaman ölçümü yapıldığında, buldukları pozisyona göre relüktansı değişen rotorun yarattığı endüktans değeri hesaplanabilmektedir.

3.4.4. LCR metre ile parametrelerin ölçümü

Endüktans değerleri ve direnç değeri LCR metre kullanılarak ölçülebilmektedir. Endüktans değeri pozisyona bağlı olarak değiştiğinden motor mili elle döndürülerek en yüksek ve en düşük endüktansın olduğu değerler bulunabilir.



Şekil 3.31. LCR metre ile parametre ölçümü

4. TORK KONTROLÜ

Kontrol perspektifi ile bir problem incelendiğinde birinci beklenti kontrol edilecek parametrenin kalıcı durum hatasının olmaması gelirken, sonrasındaki beklentiler uygulamaya ve ihtiyaca bağlı olarak belli dinamiğe sahip olması gelmektedir. Bir diğer kontrol problemi ise tasarlanan kontrol yönteminin parametrik değişimlere ve değişen durumlardan etkilenmemesi olacaktır. Uygulama gözüyle bakıldığında ise günümüzde kullanılan sistemlerin artık yalın bir şekilde kullanılmadığı için beraberinde çalıştığı sistemlerle uyumu ve çalışılan sistemlerin sınırları içerisinde kalınması gibi başlıklar ortaya çıkmaktadır. Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların kullanım alanları ele alındığında ise bu motorların bir sürücü ile kontrol edildiği ve batarya beslemeli ve ya şebeke beslemeli uygulamalarda kullanıldığı görülmektedir. Bu çalışmada ele alınan bataryalı sistemlerde motor modda veya generatör modda çalışırken bataryanın ömrü açısından batarya sarj/deşarj limitlerinin, güvenlik için kullanılan ve normal çalışmada devreyi açmaması gereken sigorta limitlerinin ve ya kullanılıyorsa batarya yönetim sisteminin batarya gerilim seviyesi hücre sıcaklıkları gibi pek çok parametreye bakarak hesapladığı sarj/deşarj limitlerine uyumu beklenmektedir. Bu konuda direk olarak uygulanan tork kontrolü ve tork doğruluğu konularıyla doğrudan ilişkili olmaktadır.

Bu kısımda gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlardaki tork ve tork kontrol konusu ele alınmıştır. Gömülü mıknatıslı senkron motorlar ile üretilen döndürme kuvveti yani moment, motor mili aracılığıyla bir mekanik sisteme aktarılmakta ve istenen dönme hareketi sağlanmaktadır. Bu şekilde sistem bakış açısıyla incelendiğinde gömülü mıknatıslı senkron motorların kullanıldığı yapılar motor miline bağlı bir mekanik sistem ve torkun üretildiği elektromanyetik bir sistem olarak iki kısımda incelenebilir. Kontrol yaklaşımıyla konu ele alındığında tork bilgisinin mekanik sistem üzerinden hesaplanması, mekanik parametlerin zamanla ve yük koşullarına bağlı olarak değişiyor olması nedeniyle karmaşık bir hal almaktadır. Ancak problem elektromanyetik kısımdan yani gömülü mıknatıslı motor ele alınarak incelendiğinde belli limitler içerisinde çalışan bir sistem ortaya çıkmaktadır. Tork sensörü ise pek çok

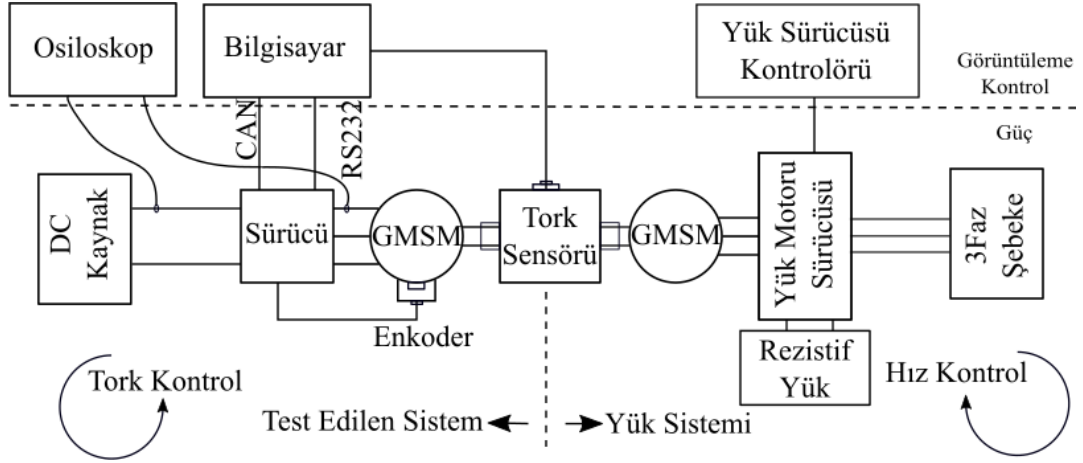
uygulamada maliyeti nedeniyle kullanılmıyorken, maliyet kısıtı olmayan problemlerde de hacim kısıtı nedeniyle tercih edilmemektedir.

Tork kontrolörü tasarımı konusunda performans kriterleri çıkarıldığında beklentiler yüksek dinamiklere sahip, parametrik değişimlere karşı duyarsız, sistem durumlarındaki değişimlere karşı duyarsız ve yüksek tork doğruluğunun sağlanması gibi maddeler ortaya çıkmaktadır.

4.1. Test Sistemi

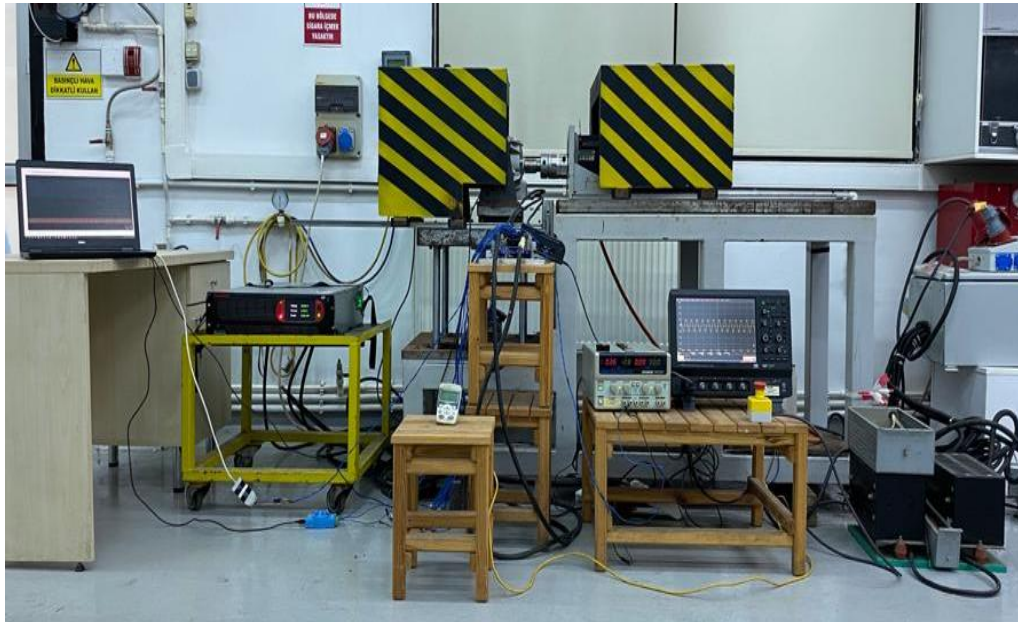
Motor test sistemleri özelinde yapılan çalışmalar incelendiğinde veya gömülü kalıcı mıknatıslı motorlarla çalışmaların yapıldığı test sistemleri incelendiğinde temelde iki tip düzenek göze çarpmaktadır. Bu ayrım ise yük sistemlerinin farkından kaynaklanmaktadır. Farklı yapılara sahip bu sistemlerde karşıt yük test edilen motor gibi motor sürücü ikilisinden veya mekanik veya manyetik olarak frenleme ile yük etkisi yaratacak sistemler görülür. Türkçe ismiyle bu sistemler dinamometre veya dinamofren olarak adlandırılmaktadır.

Bu çalışmada amaç gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorun tork kontrolünü yapmak olduğu için üzerinde çalışılan ve testlerin yapıldığı motor tork modda sürülmektedir. Bu sırada ise yük motoru hız modunda sürülür. Her iki sisteminde tork modda sürülmesi durumunda net tork değeri doğru noktaya getirilemeyeceğinden hızı regüle etmek mümkün olmayacaktır. Bu sebeple yük motoru hız modunda iken üzerinde çalışılan motor tork modda kontrol edilmektedir. Bu durumda test edilen motor yük motorunu generatör bölgesinde sürmeye başladığından, yük sürücüsünde oluşan enerji harcanmalıdır. Bu amaçla kullanılan sürücüde fren direnci bağlantısı üreticisi tarafından tasarlanmıştır. Generatör modda bara geriliminin yükselmesi durumunda sürücü otomatik olarak fren direnci üzerinde enerjiyi yakarak bara geriliminin tehlikeli noktalara yükselmesini engellemektedir. Fren dirençleri kullanılan sürücünün kullanım klavuzunda belirtilen önerilere göre seçilmiştir. Sürücünün klavuzundaki değerlere göre seçim yapmak fren direnci için kullanılan yarı iletken anahtarın limitleri içerisinde kalmak ve sürücüye zarar vermemeyi sağlar. Dirençlerin seçiminde kullanılacak dirençlerin güç limitlerine dikkat edilmelidir. Karşıt yük sürücüsü hız modunda test edilen sistem tork modunda kullanıldığından, yük sürücüsünün hız referansı sürücü ile beraber gelen panel aracılığıyla verilmiştir.



Şekil 4.1. Tasarlanan test sistemi şeması

Bu çalışmada kullanılan test sistemdeki yük sistemi motor ve sürücü ikilisinden oluşmaktadır. Test edilen gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motor 48V nominal gerilimde çalışan sürücü ile çalışmaktadır. Sürücü ise 0-60V, 0-250A çıkış kapasitesine sahip doğru akım kaynağı ile beslenmektedir. Yük motoru Emerson marka şebeke gerilimine uygun sürücüler ile çalışabilecek ve test edilmek istenen motorun tork aralığında tork yaratabilecek şekilde seçilmiştir. Sürücü olarak ABB firmasına ait ACS850 serisi sürücü kullanılmıştır.



Şekil 4.2. Kullanılan Test sistemi

Tork sensörü olarak 20000rpm hız mertebelerine kadar çıkabilme ve 500Nm tork ölçebilme yeteneğine sahip Kistler marka sensör kullanılmıştır.



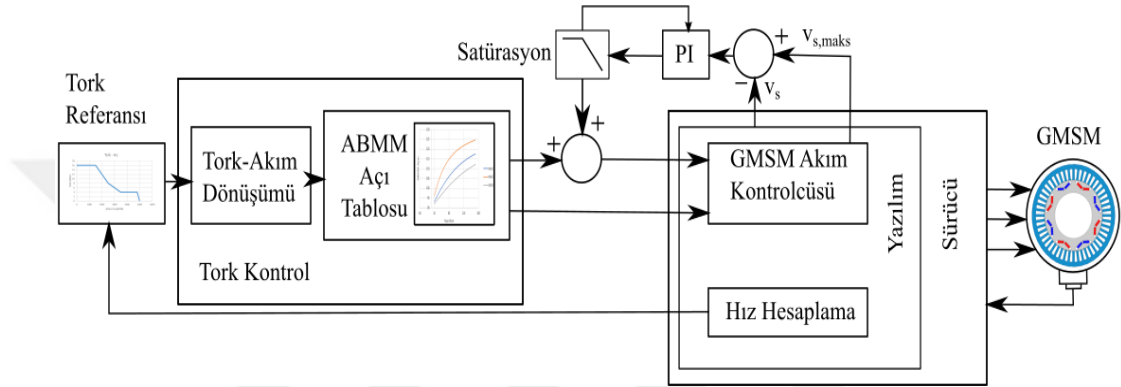
Şekil 4.3. Tork sensörü

4.2. Yöntem 1

Bu yöntemde gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların temel kontrol yaklaşımlarını kullanarak bir tasarımı içermektedir. Sabit tork bölgesinde ABMM algoritması ile tork kontrolü yapılırken, sabit güç bölgesinde alan zayıflatma işlemi için algoritmik bir yaklaşım uygulanmıştır.

Önerilen bu yöntemde tork referansı ve stator akımı arasında lineer bir ilişki kurulmaktadır. Sabit tork bölgesinde tork referansı ile hesaplanan stator akım referansı, tork değerine bağlı olarak ABMM tablosundan elde edilen açı ile d-q eksenli akım referansları oluşturmada kullanılır. ABMM optimum açısının elde edileceği formül incelendiğinde işlemci için ağır bir matematiksel bir yük oluşturduğu görülmektedir. Aynı zamanda içerdiği parametreler arasında endüktans, akı, motor akısı gibi parametreleri içermesi bu parametrelerinde doğru hesaplanmasını gerektirir. Özellikle endüktans parametrelerinin doyumu düşünüldüğünde getirdiği matematiksel yükün yanında hafıza ihtiyacı ve tablodan veri çıkarım fonksiyonu ihtiyacı oluşturur. Bu sebeple ABMM açısı için tablo kullanılırken, stator akımı tork arasında lineer bir ilişki kurulmuştur.

Buradaki diğer problem geçiş noktalarında oluşmaktadır. Sabit güç ve sabit tork bölgelerinde her iki yönde geçişte akım referanslarındaki değişim belirgin ve tork üzerinde hissedilir bir etki olarak ortaya çıkmaktadır. Bu problemin temelini inildiğinde ise d eksenli akımı referansının sabit güç bölgesinde alanı zayıflatmaya yetecek seviyede olmasından kaynaklanmaktadır. Yani bir diğer deyişle sabit güç bölgesinde d eksenli akımı artık ABMM ile değil alan zayıflatma kontrolörünün veya yaklaşımının belirlediği değerde olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.4. Yöntem 1 şeması

Uygulanan bu yaklaşımda yumuşak bir geçiş sağlamak adına ABMM ile belirlenen d eksenli akımı üzerine alan zayıflatma kontrolöründen hesaplanan d eksenli akımı referansı eklenmektedir. Bu sayede yöntemler arasında herhangi bir geçişe ihtiyaç olmadan her iki yönlü geçişte yumuşak bir geçiş yapısı elde edilmiş olur.

4.2.1. Yöntem 1 incelenmesi

Yöntemin parametrik bağımlılığı incelendiğinde ABMM için kullanılan açık tablosunun tamamen kullanılan motor parametrelerine bağlı bir yapıda olduğu görülmektedir.

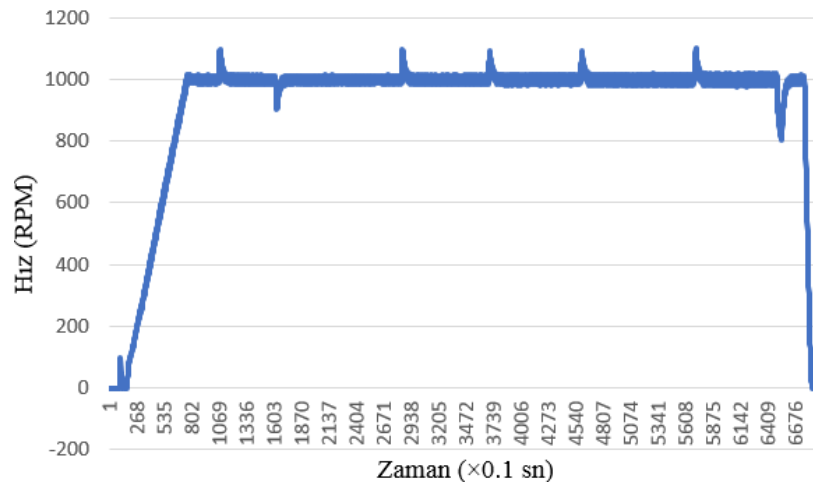
Yöntemin dinamik cevabı incelendiğinde ABMM tablosundan herhangi bir filtre, hesaplama bulunmadan direkt olarak çekildiğinden sabit tork bölgesinde ABMM tablosunun çalıştığı tablonun bulunduğu frekansta bir cevap elde edilir. Ancak sabit güç bölgesinde alan zayıflatma kullanılan algoritma sabit güç bölgesinde alınacak dinamikleri belirler. Kullanılacak filtre ya da kontrol dinamikleriyle sabit güç bölgesinde de yüksek dinamikler elde edilir veya tasarıma göre daha yavaş dinamiklere sahip bir tasarım yapılabilir.

Tork doğruluğu bakış açısı ile incelendiğinde sabit tork bölgesinde ABMM tablosu motor parametrelerine bağlı olarak deneysel şekilde elde edilmiş veya motor tasarımından elde edilen analiz raporundaki tablolar baz alınarak kullanıldığından belli bir doğruluk sağlamaktadır. Ancak sabit güç bölgesinde d eksenini alan zayıflatma kontrolörü tarafından belirlendiğinden relüktans momentinden elde edilecek tork değeri tork doğruluğunu etkilemektedir.

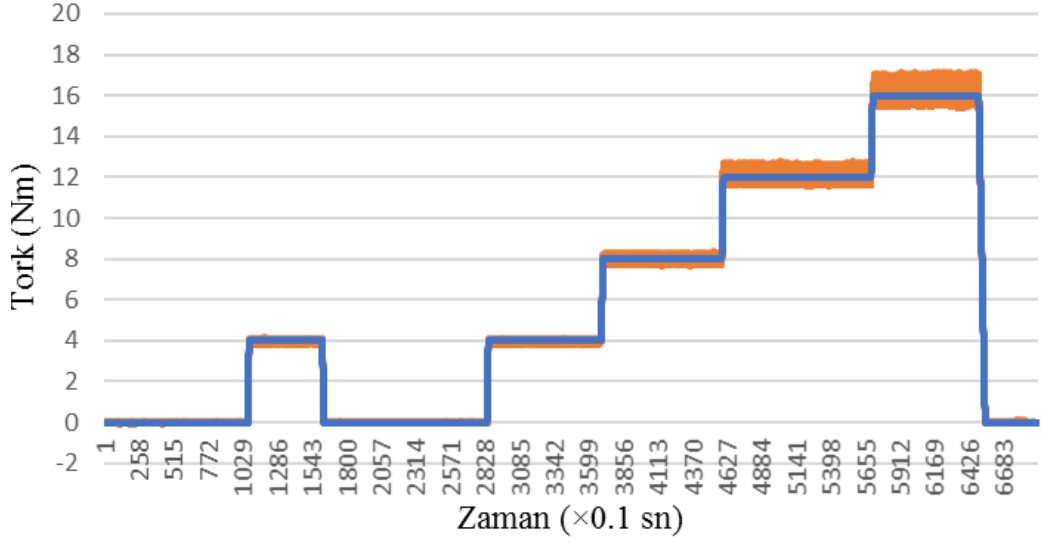
Sistem durumlarındaki değişimlere karşı bu yöntemin davranışı incelendiğinde sabit tork bölgesinde ABMM açısı tablosu kullandığından ve DC bara gerilimi ile bir bağlantısı olmadığından, DC bara gerilimi değişiminden etkilenmez. Ancak sıcaklığın artması mıknatıs akısını azaltacağından kullanılan ABMM açısı tablosundaki relüktans ve mıknatıs momenti dağılımlarını etkiler. Azalan mıknatıs akısını kompanse edecek herhangi bir yapı bulunmaması nedeniyle uygulanmak istenen tork ve elde edilen tork değeri arasında fark oluşur. Sabit güç bölgesinde ise d eksenini akımı referansı dc bara gerilim seviyesine göre değişir dolayısıyla relüktans momentinin değişmesine sebep olacağından kalıcı hal hatasına sebep olur ve farklı DC bara gerilimlerinde aynı tork referanslarına karşın farklı tork değerleri elde edilir.

4.2.2. Yöntem 1 testi ve değerlendirilmesi

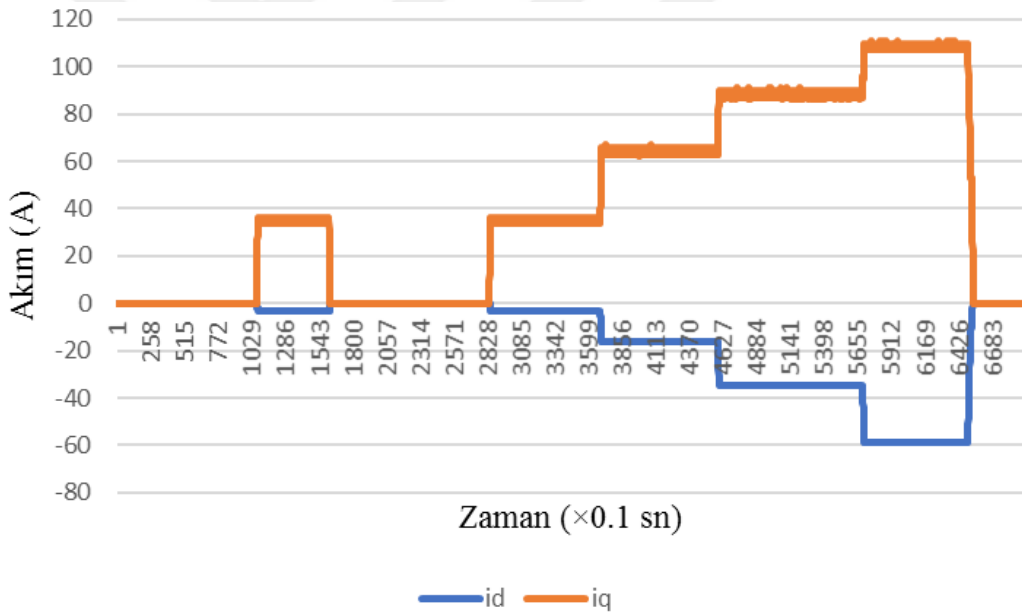
Yöntemin düşük hızdaki performansını görmek adına öncelikle sabit tork bölgesinde 1000rpm hızda farklı yüklerdeki alınan tork değerleri incelenmiştir. Şekil 4.5'te yük giriş çıkışlarındaki hızın bozunumu görülmektedir.



Şekil 4.5. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi hız grafiği



Şekil 4.6. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi tork grafiği



Şekil 4.7. Yöntem 1 sabit tork bölgesi testi d-q akım grafiği

Sabit tork bölgesinde 16Nm tork yüklemenin %100'üne karşılık gelecek şekilde %25'lik adımlarla test edilen gömülü mıknatıslı motor tork modda sürülmüştür. Tablo 4.1'de görüldüğü gibi her adımda kalıcı durum hatası oluşmaktadır. Ayrıca artımlar arasındaki tork değerleri incelendiğinde doğrusal bir artışın elde edilmediği görülmektedir. Sabit tork bölgesinde özellikle nominal gerilim ile beslendiğinde beklenti istenen tork referasının motor milinde elde edilmesidir. Ancak bu yöntemde nominal şartlar altında istenen değerler elde edilememektedir.

Tablo 4.1. Yöntem 1(48V – 1005RPM) test verileri

48V, 1005rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.456	0.544	3.456	-3	29	8.1
8	7.136	0.864	3.68	-16	57	17.7
12	11.296	0.704	4.16	-35	82	26.8
16	15.536	0.464	4.24	-59	103	41.2

Bu yöntemin farklı bara gerilimi seviyelerindeki davranışı incelendiğinde bir etkisi olmadığı görülmüştür. Alan zayıflatma kontrolcüsünün bu bölgede çalışmıyor olması bara geriliminin değişimininden etkilenmemesine sebep olmuştur.

Tablo 4.2. Yöntem 1(56V – 1005RPM) test verileri

56V, 1005rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.424	0.576	3.424	-3	29	7
8	7.168	0.832	3.744	-16	57	15.3
12	11.264	0.736	4.096	-35	82	25
16	15.536	0.464	4.272	-59	103	35.5

42V gerilim altında 1005 rpm hızda alınan veriler tablo 4.3'te verilmiştir.

Tablo 4.3. Yöntem 1(42V – 1005RPM) test verileri

42V, 1005rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.392	0.608	3.392	-3	29	9.2
8	7.136	0.864	3.744	-16	57	20.3
12	11.232	0.768	4.096	-35	82	32.9
16	15.472	0.528	4.24	-59	103	46.8

Ara hız değeri olarak 3011 rpm'de yapılan testte uygulanacak maksimum tork 6Nm olarak belirlenmiştir. 6Nm testin %100 yükü olarak belirlenip %25'er adımlarla yapılan yüklenme testlerinde nominal gerilim olan 48V bara geriliminde tablo 4.4'teki tork değerleri alınmıştır. %25 yük altında alınan tork değeri referans torkun altında kabul edilebilir bir aralıkta kalmıştır. Ancak yük arttığında istenen torktan daha fazla

tork edilmiştir. %100 yük seviyesinde en yüksek farkın elde edildiği görülmektedir. Buradan yola çıkarak maksimum tork seviyesi artırıldığında referans tork ve elde edilen tork arasında daha fazla fark olabileceği yorumu yapılabilir. %100 yük seviyesinde elde edilen torkun referans torktan %4,4 daha fazla olduğu görülmüştür.

Tablo 4.4. Yöntem 1(48V – 3011RPM) test verileri

48V, 3011rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-6	0	0
1.5	1.472	0.028	1.472	-18	11	9.6
3	3.04	-0.04	1.568	-27	22	20.4
4.5	4.752	-0.252	1.712	-41	33	32.6
6	6.704	-0.704	1.952	-59	43	47.5

Yöntemin farklı gerilimler altında davranışı incelendiğinde ise bara gerilim seviyesi yüksek iken, referans tork değerinin altında kaldığı görülmüştür. Bara gerilimi seviyesi düşükkende referans tork değerinden daha fazla tork elde edildiği görülmektedir. Bunun temelindeki sebep ise d eksenli akımının, düşük gerilimde alan zayıflatma akımının yüksek olmasından kaynaklanmaktadır. Değer olarak incelendiğinde 56V gerilim seviyesinde -27A d akımı uygulanırken, 42V gerilim seviyesinde -87A olduğu görülmektedir. Bu akım seviyelerinde eğrinin %100 referansında tork referansı, maksimum torkun %37.5'i olmaktadır. Bu referansta 56V gerilimde %1.3 referansın altında kalırken, 42V gerilimde %9.7 üzerinde kalmaktadır.

Tablo 4.5. Yöntem 1(56V – 3011RPM) test verileri

56V, 3011rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
1.5	1.28	0.22	1.28	0	11	7.4
3	2.64	0.36	1.36	-3	22	15
4.5	4.112	0.388	1.472	-13	33	24
6	5.792	0.208	1.68	-27	43	34.3

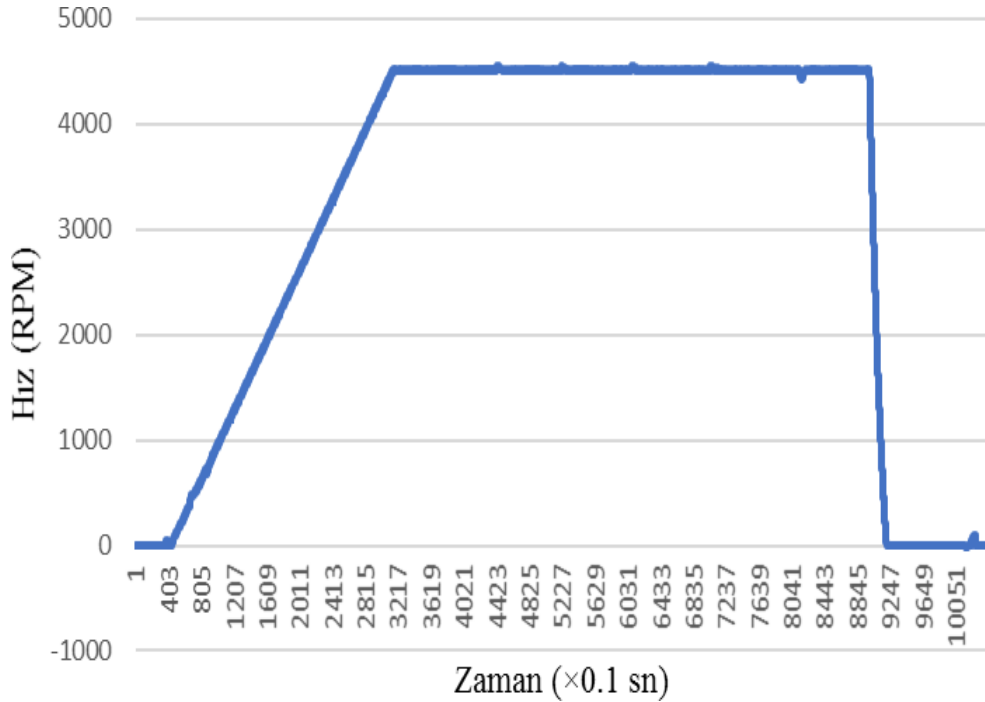
42V gerilim altında 1005 rpm hızda alınan veriler tablo 4.6'te verilmiştir. 56V gerilimde istenen tork referansı değerinin altında değerler elde edilirken, 42V gerilimde daha fazla tork elde edilmesi istenenin aksine bir durum oluşturmaktadır. Batarya ile beslenen bir sistem incelendiğinde gerilimin düşük olduğu durumlar

bataryadan sağlıklı olarak çekilebilecek akımın düşük olduğu noktalar olmaktadır. Bu sebeple uygulanabilir, istenen bir durumu oluşturmamaktadır.

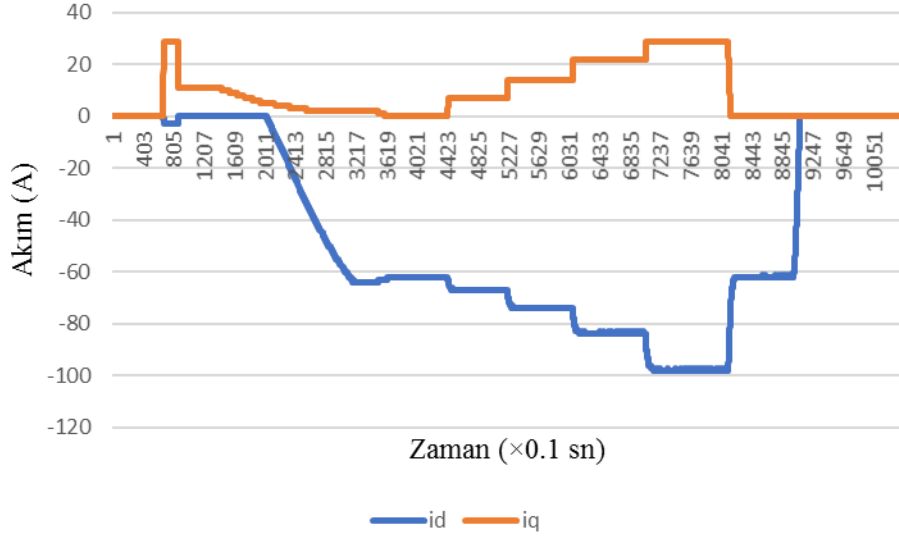
Tablo 4.6. Yöntem 1(42V – 3011RPM) test verileri

42V, 3011rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	İkaynak
0	0	0	0	-27	0	0.1
1.5	1.568	-0.068	1.568	-35	11	12.4
3	3.392	-0.392	1.824	-47	22	26.3
4.5	5.344	-0.844	1.952	-63	33	42.7
6	7.552	-1.552	2.208	-87	43	62.9

Son olarak belirlenen maksimum hız olan 4500rpm mertebelerinde yükleme testi yapılmıştır. 4520 rpm hızda yapılan bu testte maksimum tork 4Nm olarak belirlenmiştir ve benzer şekilde %25'er adımlar ile test edilmiştir. 48V bara geriliminde elde edilen hız değişimi şekil 4.8 ve d-q akımları değişimleri şekil 4.9 ile verilmiştir.

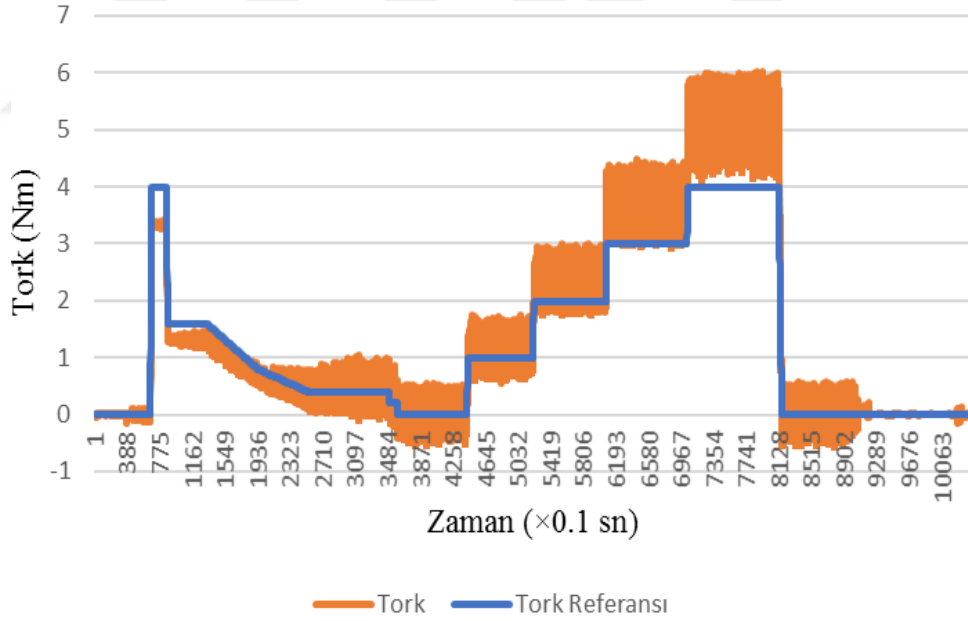


Şekil 4.8. Yöntem 1 sabit güç bölgesi hız grafiği



Şekil 4.9. Yöntem 1 sabit güç bölgesi testi d-q akım grafiği

Sistemde hesaplanan tork değeri ve referans tork değerleri incelendiğinde şekil 4.10'daki gibi yüksek tork referanslarında kalıcı durum hatasının arttığı gözlemlenmektedir.



Şekil 4.10. Yöntem 1 sabit güç bölgesi testi tork grafiği

48V gerilim altında 4520 rpm hızda alınan veriler tablo 4.7'te verilmiştir. Benzer şekilde nominal gerilimde istenen tork değerlerinin elde edilmesi beklenmektedir. Ancak bu yaklaşımda istenen karakteristik elde edilmemektedir. Kaynak akımlarında incelendiğinde ise motorun verimli bir noktada sürüldüğü ancak istenen karakteristiğin elde edilemediği yorumu yapılabilir.

Tablo 4.7. Yöntem 1(48V – 4520RPM) test verileri

48V, 4520rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-62	0	1
1	1.296	-0.296	1.296	-67	7	13.8
2	2.64	-0.64	1.344	-74	14	27.5
3	4.112	-1.112	1.472	-84	22	42.5
4	5.76	-1.76	1.648	-98	29	59.7

Son olarak 56V ve 42V bara gerilimlerinde yapılan testlerde yöntemin doğruluğu incelendiğinde 3011 RPM hızdaki karakteristiğe farklı bir karakteristik olduğu görülür. 56V gerilimde %25 tork referansında %8 daha fazla tork elde edilirken, 42V gerilimde %9.7 daha fazla tork elde edildiği görülmüştür. 3011 RPM hızda 56V gerilimde referansın altında kalmaktayken, 4520 RPM hızda 56V gerilimde elde edilen tork referansın üzerinde kalmaktadır.

56V gerilim altında 4520 rpm hızda alınan veriler tablo 4.8’te verilmiştir.

Tablo 4.8. Yöntem 1(56V – 4520RPM) test verileri

56V, 4520rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-44	0	0.3
1	1.2	-0.2	1.2	-48	7	10.2
2	2.432	-0.432	1.232	-54	14	20.9
3	3.728	-0.728	1.296	-63	22	32.5
4	5.28	-1.28	1.552	-74	29	45.2

42V gerilim altında 4520 rpm hızda alınan veriler tablo 4.9’te verilmiştir.

Tablo 4.9. Yöntem 1(42V – 4520RPM) test verileri

42V, 4520rpm, Yöntem1						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-73	0	1.8
1	1.36	-0.36	1.36	-78	7	16.9
2	2.688	-0.688	1.328	-85	14	33.1
3	4.144	-1.144	1.456	-97	22	51.6
4	5.872	-1.872	1.728	-115	29	73.1

Yöntemin genel değerlendirilmesi yapıldığında

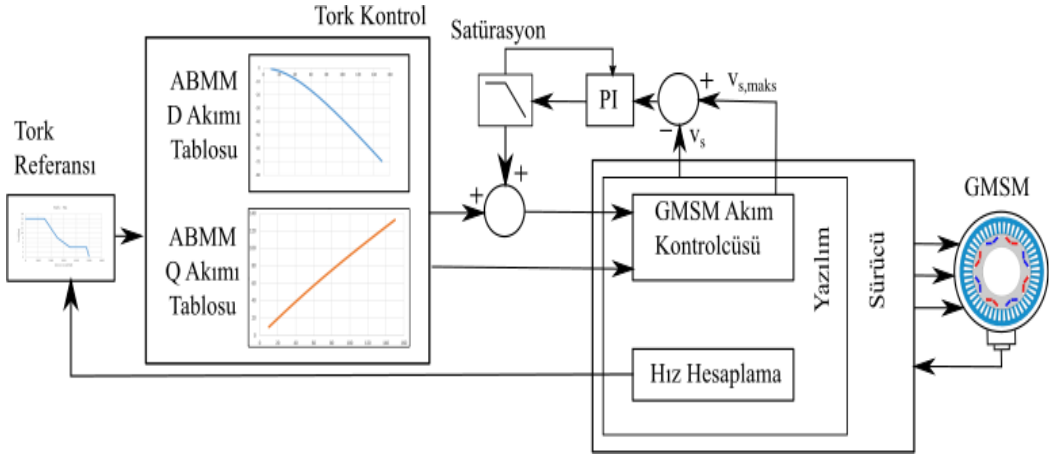
- Basit bir kontrol yaklaşımı ve dolayısıyla az matematiksel yük içermektedir.
- ABMM için deneysel bir çalışma veya analiz çıktısı ABMM açılı değerleri gerekmektedir.
- Sabit tork bölgesinde doğrusal olmayan ve kalıcı durum hatasına sahip bir karakteristik elde edilmektedir.
- Sabit tork bölgesinde bara gerilimi ile değişen bir tork karakteristiğine sahiptir.
- Sabit güç bölgesinde yüksek kalıcı durum hatası oluşmaktadır. Ayrıca bara geriliminin değişimi elde edilen tork değerlerini değiştirmektedir.

4.3. Yöntem 2

Stator akımı ve tork arasındaki ilişkinin doğrusal olmaması nedeniyle tork kontrolünün performansı olarak değerlendirilebilecek, sistem çıkışında yani motor milinde istenen tork referansı ile elde edilen tork referansı arasında daha yüksek doğruluk elde edebilmek için doğrusal olmayan bu karakteristik kontrol yönteminde kullanılmalıdır. Bu yöntem istenen torka karşılık gelecek d-q akımlarının kullanıldığı bir yaklaşımı içermektedir.

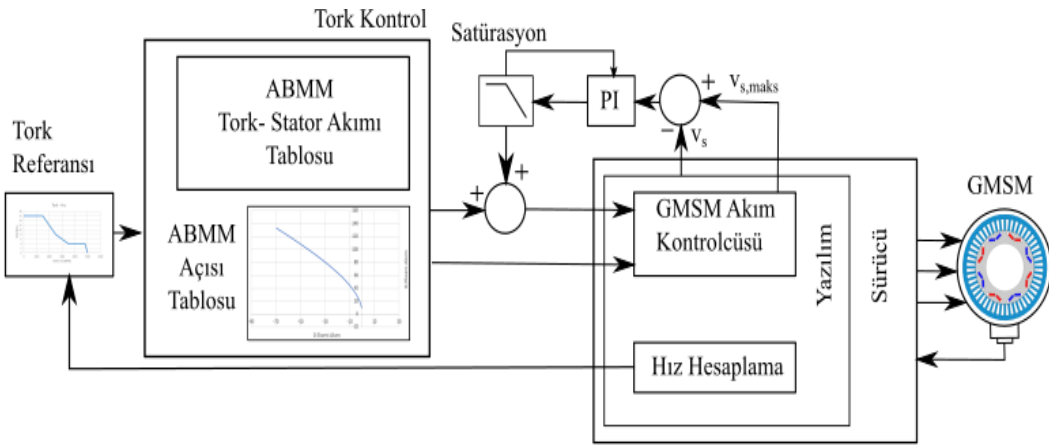
Yöntem 1’de uygulaması basit olan stator akım referansı ve istenen tork arasındaki lineer ilişki ile tork doğruluğu sorunu ortaya çıkarmaktadır. Bu yöntemde açılı tablosu yerine ABMM yaklaşımında torka bağlı olarak d-q akım referansları oluşturulmaktadır. Torka bağlı olarak d-q akım referansları iki farklı tablo kullanılarak hızdan bağımsız şekilde tork-d akımı ve tork-q akımı olacak şekilde 2 boyutlu oluşturulabilir. Tablo içerisindeki değerler arasında doğrusal interpolasyon yapılarak istenen torka karşılık gelen d ve q eksenli akımları az işlem ve hafıza yükü ile çözüm elde edilir.

Bu yaklaşım ile yöntem 1’de düşük hızlarda istenen tork referansı ve elde edilen cevaplar ile elde edilemeyen lineer ilişki elde edilmesi beklenmektedir. ABMM açılı değeri ve stator akım referansının tork ile lineer olmayan ilişkisi buradaki yaklaşımlar ile kontrol sistemi içerisine yerleştirilir. Kontrol yönteminde kullanılacak yaklaşım istenildiği gibi kurgulanabilir. Bu yaklaşımın seçiminde oluşturacağı işlem yükü göz önünde bulundurulabilir.



Şekil 4.11. Yöntem 2 şeması

Tork ile d ve q eksenli akımları arasında ilişki kurmakta bir diğer yaklaşım ise torka karşılık gelen stator akımı ve torka karşılık gelen ABMM açısının tablosunu kullanmaktır. Bu yaklaşımda tork-stator akımı tablosundan alınan değer ve tork-abmm açısından alınan değerler kullanılarak d-q eksenli akım referanslarına dağılım yapılır. D-q eksenli akımları hesaplanması ekstra bir işlem oluşturur. Ancak sistemin anlık olarak stator akım referansı ve uygulanan ABMM açısının gözlemlenebilir. Yöntem 2’de tork-stator akımı, tork-ABMM açısı tabloları kullanılmıştır.



Şekil 4.12. Yöntem 2 şeması

Bu yöntemde bara gerilim değişimleri ve tork değişimindeki alan zayıflatmada ihtiyaç olan d eksenli akımından etkilenmemek için alan zayıflatmada algoritmik bir yaklaşım kullanılmıştır. Yumuşak bir geçiş elde etmek adına yöntem 1’e benzer şekilde ABMM’nin çıkışındaki d eksenli akım referansına sabit güç bölgesinde alan zayıflatma kontrolcüsünden gelen d eksenli akım referansı eklenmektedir.

4.3.1. Yöntem 2 incelenmesi

Bu yöntemde tork ile eksen akımları arasında direk olarak bir ilişkinin bulunması nedeniyle sabit tork bölgesinde daha yüksek tork doğruluklarının elde edilmesi beklenmektedir. Ayrıca bu sayede motor hep en verimli noktasında sürülecektir. Ancak sabit güç bölgesinde d eksen akımını alan zayıflatma algoritması belirlediğinden bu bölgede bir tork doğruluğu sağlanamayacaktır.

Yöntemin parametrik bağıllığı incelendiğinde ise torca bağlı olarak ABMM açısının yanı sıra torca bağlı olarak gerekli stator akımında bilinmesi gerekmektedir. Bu durum parametrik bağıllık olarak yorumlanmasa da motor analiz sonuçlarına veya deneysel yolla motoru karakterize eden değerlerin incelenmesini gerektirir.

Sistemin dinamikleri yönüyle bakıldığında sistemdeki en yavaş yapı alan zayıflatma kontrolörü olacaktır. Bu yapıda kullanılan filtreler veya kontrolör katsayıları sistemin hızını belirleyecektir.

4.3.2. Yöntem 2 testi ve değerlendirilmesi

Nominal gerilim olan 48V gerilimde yapılan bu çalışmada yöntemin sabit tork bölgesinde davranışı incelenmiştir. Uygulanacak maksimum tork 16Nm olarak belirlenip 1005RPM hızda yapılan testlerde, torca bağlı olarak ABMM açısının yanında stator akımının genliğide değiştirildiğinden referans değerleri çok yakından takip eden, doğrusal değerler elde edilmiştir.

Tablo 4.10. Yöntem 2(48V – 1005RPM) test verileri

48V, 1005rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.84	0.16	3.84	-4	33	9.3
8	7.824	0.176	3.984	-17	63	19.7
12	12	0	4.176	-38	87	31.2
16	15.968	0.032	3.968	-61	106	43

Farklı gerilimler altında yapılan testlerde yöntemin performansını etkilememiştir.

Tablo 4.11. Yöntem 2(56V – 1005RPM) test verileri

56V, 1005rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.872	0.128	3.872	-4	33	8
8	7.872	0.128	4	-17	63	16.9
12	12.016	-0.016	4.144	-38	87	26.7
16	15.968	0.032	3.952	-61	106	36.5

42V gerilim altında 1005 rpm hızda alınan veriler tablo 4.12’te verilmiştir.

Tablo 4.12. Yöntem 2(42V – 1005RPM) test verileri

42V, 1005rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.856	0.144	3.856	-4	33	10.5
8	7.872	0.128	4.016	-17	63	22.5
12	12.016	-0.016	4.144	-38	87	35.6
16	15.984	0.016	3.968	-61	106	49.3

Sabit güç bölgesinde 4530RPM’de yapılan deneysel çalışmalarda ise maksimum tork 4Nm olarak belirlenmiştir. İlk olarak 48V gerilimde yapılan testlerde her test adımında referanstan fazla tork elde edilmiştir.

Tablo 4.13. Yöntem 2(48V – 4530RPM) test verileri

48V, 4530rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-57	0	0.5
1	1.392	-0.392	1.392	-62	8	14.6
2	2.848	-0.848	1.456	-71	17	29.6
3	4.384	-1.384	1.536	-83	25	46.4
4	6.224	-2.224	1.84	-101	33	66.2

Farklı gerilimler altında test edildiğinde 56V gerilimde %100 tork referanstan %10.6 daha fazla tork elde edildiği görülmektedir. 42V gerilimde ise aynı tork referasında %14.6 daha fazla olduğu görülür. Sabit güç bölgesinde yöntem 1’e benzer bir karakteristik elde edilmiştir. Nominal gerilimin altında olan değerlerde istenenden daha fazla tork elde edilirken, yüksek gerilimlerde daha az tork elde edilmektedir.

Tablo 4.14. Yöntem 2(56V – 4530RPM) test verileri

56V, 4530rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-40	0	0.08
1	1.328	-0.328	1.328	-45	8	11.2
2	2.656	-0.656	1.328	-53	17	23
3	4.096	-1.096	1.44	-64	25	36
4	5.696	-1.696	1.6	-77	33	50

42V gerilim altında 4530 rpm hızda alınan veriler tablo 4.15'te verilmiştir.

Tablo 4.15. Yöntem 2(42V – 4530RPM) test verileri

42V, 4530rpm, Yöntem2						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-69	0	1.3
1	1.456	-0.456	1.456	-75	8	18
2	2.976	-0.976	1.52	-84	17	36.5
3	4.56	-1.56	1.584	-100	25	57
4	6.336	-2.336	1.776	-121	33	80

Yöntemin genel değerlendirilmesinde

- Basit bir kontrol yaklaşımı içermektedir. Ancak stator akımı referansı ve tork arasındaki ilişki nedeniyle eklenen tablo işlem yükünü yöntem 1'e göre artırmaktadır.
- Tork-ABMM açısı ve tork-stator akımı arasındaki ilişki için deneysel veya analizden elde edilmesi gerekmektedir.
- Sabit tork bölgesinde doğrusal ve referansı istenen aralıkta takip eden sonuçlar elde edilmiştir.
- Sabit tork bölgesinde bara geriliminin değişimi tork davranışını değiştirmemektedir.
- Sabit güç bölgesinde kalıcı durum hatası oluşmaktadır. Bara gerilimi ile değişimi incelendiğinde yöntem 1'e benzer bir karakteristiğe sahip olmadığı ve gerilim değişimi ile elde edilen torkun değiştiği görülmektedir.

4.4. Yöntem 3

Çevresel etkiler, zamanla değişen parametreler nedeniyle doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahip olan gömülü mıknatıslı senkron motorların torkunun kontrolünde en kolay ve en yüksek dinamiklere sahip olacak yaklaşım istenen davranışı karakterize edecek haritalar kullanmaktan geçmektedir. Bu tip motorların tork kontrolündeki en temel problem içinde bulunulan tüm durumların tümünü göz önünde bulundurarak, gerekli ve optimum akım referanslarını türetebilmekten geçmektedir.

4.4.1. Yöntem 3 tasarımı

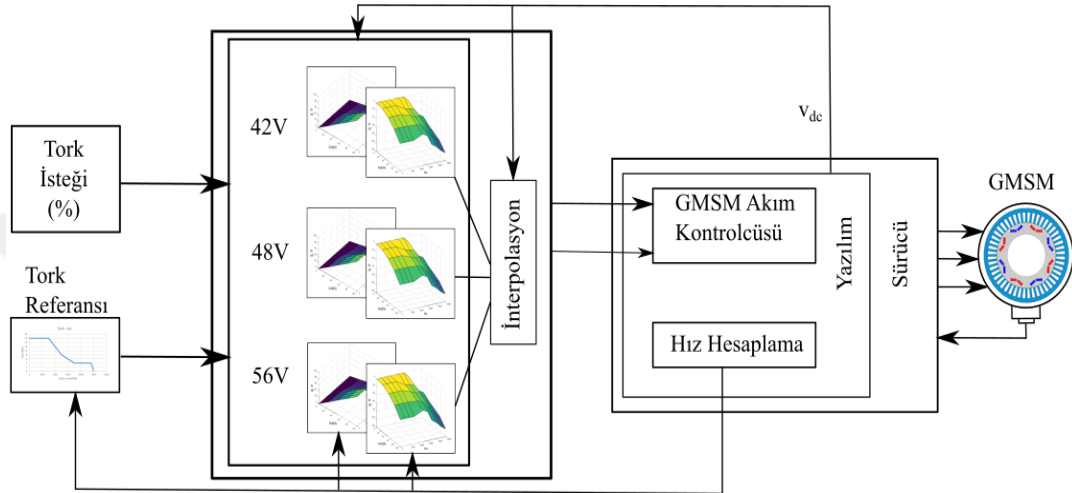
ABMM tabloları yaklaşımı ile belli bir düzeyde doğruluk elde edilse de sabit güç bölgesindeki dinamikler ve kararlılık alan zayıflatma yaklaşımına bağlı kalmaktadır. Ayrıca DC bara geriliminin değişimi ile daha farklı sonuçlar elde edilmesine neden olmaktadır. Tüm bu problemleri çözmek adına çalışılacak nominal gerilim, maksimum gerilim ve minimum gerilimde oluşturulan istenilen torka karşılık gelecek akım tabloları kullanılmıştır. Ara gerilim seviyelerinde tablolar arasında doğrusal interpolasyon yapılarak akım referansları oluşturulmaktadır.

Bu yaklaşımda oluşturulan haritalar motor üzerinde alınan ölçümlerle oluşturulmaktadır. Böylelikle özellikle sabit güç bölgesinde alan zayıflatma yaklaşımının tork doğruluğu üzerinde oluşturduğu belirsizlik ortadan kalkmaktadır. Ayrıca farklı gerilim seviyeleri için oluşturulan tablolar gerilim değişimlerinin yaratacağı sorununda önüne geçer.

Sabit tork ve sabit güç bölgesinin tamamında tablolar kullanıldığı için tüm çalışma bölgesinde yüksek ve aynı dinamiğe sahip cevaplar elde edilir. Bu yaklaşımda kullanılan haritaların çözünürlüğü tabloları büyüteceği için uygun boyutlarda tablolar oluşturulmalıdır. 3 farklı gerilim seviyesi ve her biri için d-q eksenli akım referansları olmak üzere 3 boyutlu 6 tane tabloya ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple tasarım hafıza limitleri düşünülerek yapılmalıdır.

Otomotiv firmalarının çok kullandığı bu yaklaşım motor haritaları olarakta isimlendirilmektedir. Motor haritası ele alındığında akım referansı bilgisi bulunan hız ve istenen tork referansına göre bir akım referansı elde edilmesi beklenmektedir. Yani

bir eksenli tork bir eksenli hız olan bir haritaya ihtiyaç duyulur. Ancak sabit tork bölgesi ve sabit güç bölgesindeki tork eksenli düşünülduğünde, yüksek hızlarda haritanın çok küçük bir kısmından faydalandığı görülür. Bu sebeple tork eksenli yerine talep edilen döndürme kuvveti yüzdesi yani tork yüzdesi kullanımı haritanın daha efektif kullanımını sağlar. Bu durum hıza bağlı referans bir tork eğrisi ihtiyacını doğurur. Bu çalışmada şekil 4.13'teki gibi tork referansı eğrisi kullanılmıştır.



Şekil 4.13. Yöntem 3 şeması

4.4.2. Yöntem 3 testi ve değerlendirilmesi

Sabit tork bölgesinde değerlendirilmek üzere 900 RPM hızda yapılan test limit gerilimi olan 42V ve 48V gerilim seviyelerinde yapılmıştır. Her iki gerilimde de tork istenen şekilde doğrusal olarak takip edilmektedir. 42V gerilimdeki referans ve elde edilen tork yüzdesi arasındaki farklar incelendiğinde maksimum %1.6'lık fark olduğu görülmektedir. 56V gerilim seviyesinde ise %1'lik bir fark gözle çarpmaktadır.

Tablo 4.16. Yöntem 3(42V – 900RPM) test verileri

42V, 900rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.952	0.048	3.952	-2	34	9.8
8	8.08	-0.08	4.128	-15	65	21
12	11.984	0.016	3.904	-34	88	32.3
16	15.744	0.256	3.76	-58	106	44

56V gerilim altında 900 rpm hızda alınan veriler tablo 4.17'de verilmiştir.

Tablo 4.17. Yöntem 3(56V – 900RPM) test verileri

56V, 900rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.936	0.064	3.936	-2	34	7.5
8	7.904	0.096	3.968	-15	64	15.5
12	11.84	0.16	3.936	-34	87	24
16	15.952	0.048	4.112	-58	108	33

Sabit tork bölgesinde limitler haricinde ara bir gerilim değerinde test etmek için 52V gerilimde yapılan çalışmada referansın yine benzer performansta takip edildiği görülmüştür.

Tablo 4.18. Yöntem 3(52V – 900RPM) test verileri

52V, 900rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.904	0.096	3.904	-2	34	8
8	7.92	0.08	4.016	-15	64	16.6
12	11.76	0.24	3.84	-34	87	25.8
16	15.952	0.048	4.192	-58	108	36.3

Sabit güç bölgesinde yöntemin performansı kıyaslanmak istendiğinde 4423 RPM hızda yapılan çalışmada maksimum tork 4Nm'dir. 48V bara geriliminde alınan sonuçlar incelendiğinde torku istenen aralıkta takip etmediği görülmüştür. %25'lik tork referansında %3.6'lık bir fark gözlemlenmiştir. Analizden elde edilen ve deneysel olarak doğrulanan datalardan yola çıkılarak ele alınan bu sonuçlar yapılan deneysel doğrulama çalışmalarının iterasyonlu olması gerektiğini göstermektedir.

Tablo 4.19. Yöntem 3(48V – 4423RPM) test verileri

48V, 4423rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-51	0	0.7
1	0.976	0.024	0.976	-58	5	10
2	1.92	0.08	0.944	-64	11	19.5
3	2.576	0.424	0.656	-70	15	26.2
4	3.424	0.576	0.848	-77	19	35

Limit gerilimlerde yapılan testlerde alınan ölçümlerde de benzer sonuçlar elde edilmiştir.

Tablo 4.20. Yöntem 3(56V – 4423RPM) test verileri

56V, 4423rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-34	0	0.1
1	0.864	0.136	0.864	-38	6	7.4
2	1.664	0.336	0.8	-43	11	14
3	2.88	0.12	1.216	-49	19	24.7
4	3.392	0.608	0.512	-56	21	29.4

42V gerilim altında 4423 rpm hızda alınan veriler tablo 4.21’te verilmiştir.

Tablo 4.21. Yöntem 3(428V – 4423RPM) test verileri

42V, 4423rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-66	0	2.8
1	0.704	0.296	0.704	-69	4	10.5
2	1.6	0.4	0.896	-74	10	20.8
3	2.176	0.824	0.576	-80	13	27.6
4	3.44	0.56	1.264	-88	20	43.5

52V gerilim altında 4423 rpm hızda alınan veriler tablo 4.3’te verilmiştir.

Tablo 4.22. Yöntem 3(52V – 4423RPM) test verileri

52V, 4423rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-43	0	0.2
1	0.928	0.072	0.928	-46	6	8.6
2	1.824	0.176	0.896	-51	11	16.7
3	2.8	0.2	0.976	-58	17	25.8
4	3.408	0.592	0.608	-65	20	31.4

45V gerilim altında 4423 rpm hızda alınan veriler tablo 4.23’te verilmiştir. Ölçümlere dayalı bir yöntem olduğundan ara bir gerilim seviyesi olan 45V gerilimde yapılan bu çalışmada diğer gerilim seviyelerine benzer bir durum elde edilmiştir. Bu durum farklı gerilimdede yöntemin ölçümlerin doğruluğuna dayalı olduğunu ortaya çıkarmaktadır.

Tablo 4.23. Yöntem 3(42V – 4423RPM) test verileri

45V, 4423rpm, Yöntem3						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-61	0	1.7
1	0.768	0.232	0.768	-63	5	10
2	1.664	0.336	0.896	-69	10	19.8
3	2.256	0.744	0.592	-75	14	26.6
4	3.36	0.64	1.104	-82	20	38.5

4.5. Yöntem 4

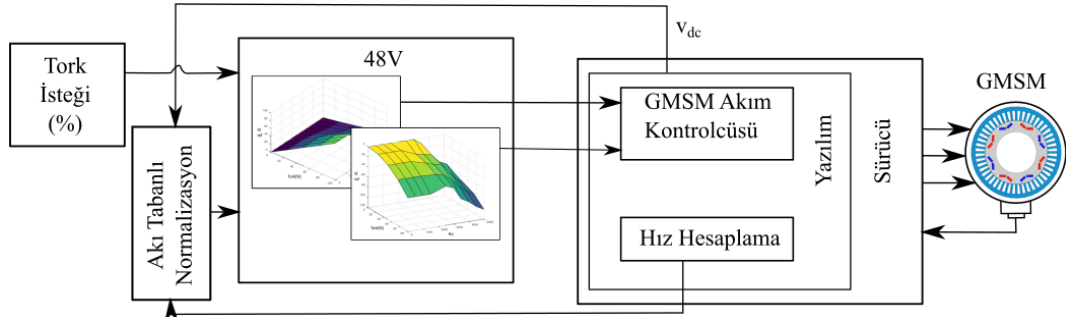
Bu yaklaşımda yöntem 3'te ki çok fazla haritanın yarattığı karmaşıklık tek bir harita ile normalize edilerek çözülmeye çalışılmıştır. Yöntemde normalizasyon işleminin temelinde motor hız bilgisi yerine akı bilgisi kullanılmıştır. Denklem 4.1'de görüldüğü gibi akı parametresi hız bilgisi ve bara gerilimi bilgisini ortadan kaldırmaktadır. Bu şekilde DC bara gerilimi değişimine karşı duyarsız istenen şekilde bir kontrol yöntemi elde edilir.

$$\lambda_{s,max} = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} \frac{V_s}{\omega_{elektriksel}} = \frac{V_{dc}/\sqrt{3}}{2\pi f_{elektriksel}} \quad (4.1)$$

Yöntem 3'e benzer şekilde motor haritalarından daha efektif faydalanmak için tork eksenini yerine referans bir tork eğrisi kullanılmıştır. Hız eksenini parametreleri denklem 4.2 ile akı eksenine çevrilerek kullanılabilir. Ancak bunun yerine bir normalizasyon işlemi uygulanmıştır. Nominal gerilimde tork ve hıza elde edilen d-q eksenini akım haritası bu yaklaşımın merkezinde bulunmaktadır. Çalışma durumuna göre uygulanan dc bara gerilimi seviyesi ve hız bilgisinden, nominal gerilimdeki hız karşılığı denklem 4.2 ile bulunmaktadır.

$$\omega_{normalize_edilmiş} = \omega_{anlık} \frac{48}{V_{DC_bara}} \quad (4.2)$$

Hız bilgisi normalize edildikten sonra, tork yüzdesi değerine göre motor haritalarından akım referansları elde edilir ve akım kontrolörü çalışır.



Şekil 4.14. Yöntem 4 şeması

4.5.1. Yöntem 4 testi ve değerlendirilmesi

Bu yöntemde benzer kıyaslama yapmak adına düşük ve yüksek hızda farklı tork kademelerinde test edilmiştir. 1011 RPM’de yapılan testte maksimum tork 16Nm olmaktadır. 48 V gerilimde 1011 RPM testinde %1 farkla takip ettiği ve doğrusal bir ilişki kurulduğu görülmektedir.

Tablo 4.24. Yöntem 4(48V – 1011RPM) test verileri

48V, 1011rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.968	0.032	3.968	-2	34	9.6
8	7.84	0.16	3.872	-15	64	19.7
12	11.84	0.16	4	34	88	31
16	16	0	4.16	-58	109	43.2

Sabit tork bölgesinde farklı gerilimler altında yapılan deneyde ise referans ile farkın maksimum %1 olduğu görülmüştür bu yönüyle istenen aralıkta bir davranış elde edilmektedir. Tork referanslarının adımları incelendiğinde ise doğrusal bir ilişkiye sahip olduğu görülür.

Tablo 4.25. Yöntem 4(56V – 1011RPM) test verileri

56V, 1011rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.968	0.032	3.968	-2	34	8.3
8	7.84	0.16	3.872	-15	63	17
12	11.856	0.144	4.016	-34	87	26.4
16	16.032	-0.032	4.176	58	108	37

42V gerilim altında 1011 rpm hızda alınan veriler tablo 4.26’da verilmiştir.

Tablo 4.26. Yöntem 4(42V – 1011RPM) test verileri

42V, 1011rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.1
4	3.936	0.064	3.936	-2	34	10.9
8	7.872	0.128	3.936	-15	64	22.6
12	11.872	0.128	4	-34	88	35.6
16	15.968	0.032	4.096	-58	109	50

Bu yöntemde kullanılan tabloda hız eksenini yerine akı eksenini kullanıldığı için nominal gerilimde oluşturulan tablonun hız aralığının daha geniş tutulması gerekir. Bu sebeple 48V gerilimde 4000 RPM hıza karşılık gelecek şekilde 3500 RPM hız değeri seçilmiştir. Bu yöntemde tablodan daha fazla faydalanmak adına tork yüzdesi eksenini, referans yüzdesi ile değiştirildiğinden 48V gerilimde oluşturulan değere karşılık gelir. 48V 4000RPM’de tork değeri 4Nm belirlenmiştir. Yöntemde elde edilen torklar incelendiğinde önceden deneysel ve analizden elde edilen veriler kullanıldığından referans değerlere yakın torklar elde edilmektedir.

Tablo 4.27. Yöntem 4(48V – 3504RPM) test verileri

48V, 3504rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-3	0	0
1	0.848	0.152	0.848	-32	6	6.5
2	1.824	0.176	0.976	-38	12	14.5
3	2.928	0.072	1.104	-44	19	23
4	3.472	0.528	0.544	-51	22	27.7

Farklı gerilim seviyeleri altındaki davranış incelendiğinde yöntem 1 ve yöntem 2’ye kıyasla çok daha farklı bir sonuç elde edilmektedir. 56V gerilimde hesaplanan akı değeri daha yüksek olduğundan bu gerilimde uygulanacak referans tork değeri artmaktadır. 3504 rpm değeri 56V gerilim için 3003 rpm değerine karşılık gelmektedir. 48V 3000 RPM hızda referans maksimum tork değeri 6Nm olarak belirlenmiştir. Bu durumda elde edilen tork değerleri incelendiğinde yüksek gerilim seviyelerinde daha fazla tork elde edildiği, düşük gerilim seviyelerinde daha düşük tork elde edildiği

görülmektedir. %100 referans değer için 56V %33.8, 42V gerilimde ise %22.1 elde edildiği görülür.

Tablo 4.28. Yöntem 4(56V – 3504RPM) test verileri

56V, 3504rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0
1	1.376	-0.376	1.376	-18	10	9.2
2	2.608	-0.608	1.232	-27	19	17.8
3	4.112	-1.112	1.504	-37	29	28.2
4	5.408	-1.408	1.296	-49	36	37

42V gerilim altında 3504 rpm hızda alınan veriler tablo 4.29’da verilmiştir.

Tablo 4.29. Yöntem 4(42V – 3504RPM) test verileri

42V, 3504rpm, Yöntem4						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-43	0	0.3
1	1.056	-0.056	1.056	-47	6	9.7
2	1.984	0.016	0.928	-52	12	18.2
3	2.56	0.44	0.576	-58	15	23.3
4	3.536	0.464	0.976	-64	21	32.5

Yöntemin genel değerlendirilmesinde

- İleri beslemeli bir kontrol yaklaşımı içermektedir. Daha doğru bir karakteristik elde etmek için 3 boyutlu bir harita kullanılmaktadır. 3 boyutlu haritadan veri elde etmek için bilineer interpolasyon kullanılmaktadır. Ancak alan zayıflatma için ekstra bir kontrolcünün olmaması işlem yükü olarak benzer noktalarda olduğu söylenebilir.
- Nominal gerilim altında tablo boyutuna göre farklı yüklerde analiz sonuçlarının kullanılması için testlerin yapılması doğrulanması gerekmektedir.
- Sabit tork bölgesinde referans tork ve elde edilen tork incelendiğinde aradaki farkın istenen aralıkta olduğu söylenir. Sabit tork bölgesinde bara geriliminin değişimi tork davranışını değiştirmemektedir.

- Sabit güç bölgesinde ise aynı referansta yüksek bara gerilimi seviyesinde, düşük bara gerilimi seviyesine göre daha fazla tork elde edilir. Bu durumda aynı tork referansında farklı gerilimlerde farklı torklar elde edilmektedir.

4.6. Önerilen Yöntem

Önerilen bu yöntemde hibrit bir kontrol yaklaşımı içermektedir. Yaklaşımın temelinde d ekseni akımının yarattığı karmaşıklık durumu temel alınarak kapalı çevrim bir çözüm önerilmiştir. Bu sayede tüm çalışma bölgesinde yani sabit güç ve sabit tork bölgesinde bara gerilim değişimlerinden ve çevresel etkilerden etkilenmeyen yüksek doğruluklu tork kontrolü elde edilmesi amaçlanmıştır.

4.6.1. Önerilen yöntemin tasarımı

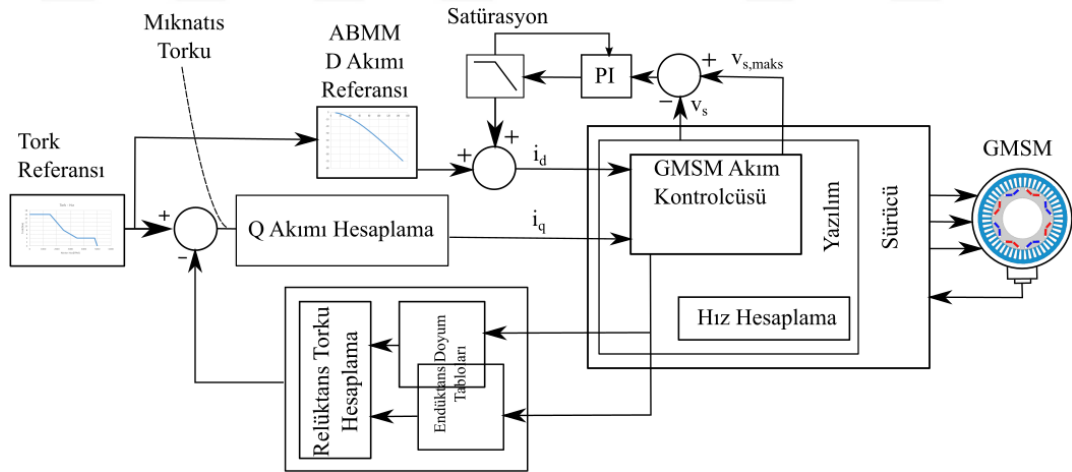
Önerilen yöntemde d ekseni akımı her zaman tork isteğine göre ABMM tablosu üzerinden belirlenmekte ve sabit güç bölgesinde alan zayıflatma algoritması çalışmaktadır. Ayrıca yaklaşımda endüktans doyum tabloları geri besleme olarak hesaplanan d-q eksen akımlarına göre hesaplanmaktadır. ABMM kısmında deneysel olarak doğrulanan mıknatıs akısından gelen tork katsayısıda hesaplamalarda kullanılmıştır. Deneysel çalışmalar ve analiz raporu ile elde edilip doğrulanan tork katsayısı ve akımlara göre anlık olarak elde edilen endüktans parametleri ile anlık olarak relüktans momenti hesaplanmaktadır. İstenen tork değerinden çıkarılan relüktans momenti, uygulanması gereken mıknatıs momentini ortaya çıkarmaktadır. Uygulanması gereken mıknatıs momenti, mıknatıs akısı bilgisi kullanılarak q ekseni akımı referansı üretiminde kullanılır. Q ekseni akımının artmasıyla artan relüktans momenti kapalı çevrim bir yaklaşım olduğundan, uygulanan q ekseni akımını regüle ettiğinden aşırı bir tork kontrol yapısı elde edilir.

Uygulanan yöntemde d ekseni akımı hesaplama yaklaşımı sürekli çalıştığından ve yöntemler arasında geçiş yaklaşımı olmadığından çalışma esnasında herhangi bir geçişin yarattığı bozunum durumu oluşmamaktadır. Bu sebeple tüm çalışma bölgesinde torka yansiyacak herhangi bir bozunum olmamaktadır.

Yöntemin parametrik bağımlılığı incelendiğinde motor akısı ve endüktans doyum haritalarına ihtiyaç duyulmaktadır. ABMM tablosu oluşturulurken bu bilgilere ihtiyaç

duyulduğundan ekstra bir parametre ihtiyacı duyulmamaktadır. Bu yönüyle diğer yöntemlerden bir fark oluşturmaz.

Motor endüktans değerleri oluşan manyetik devreden kaynaklandığından manyetik devrenin yapısı incelendiğinde, motor çalışma aralığında motor saclarının sıcaklığa bağlı olarak değişimi görülmemektedir. Bu sebeple relüktansı değişmeyen manyetik devre endüktansın değişmemesine neden olur. Bu durum altında her koşulda relüktans momenti doğru hesaplanacaktır. Mıknatıs akısı ise sıcaklığa bağlı bir parametredir ancak önerilen yöntemde sisteme kolaylıkla adapte edilebilir olur. Bu yönüyle sıcaklığa bağlı duyarlı bir yöntem elde edilir. Mıknatıs akısının değişimi ABMM tablolarını etkilediğinde önerilen yöntemle optimum noktadan uzaklaşılsa da tork yüksek tork doğruluklu bir yaklaşım elde edilir ve akının değişimi nominal değerinden çok uzaklaşmayacağı için optimum noktadan kabul edilebilir bir bozunum elde edilir. DC bara gerilim seviyesinden ise etkilenen bir yöntem değildir. Sabit güç bölgesinde alan zayıflatma kontrolcüsü ile belirlenen d eksenli akımı relüktans momentliği değiştirirse de kapalı çevrim yapı sayesinde mıknatıs momenti istenen tork değerine göre artırılıp azaltılarak yüksek tork doğruluğu elde edilmektedir.

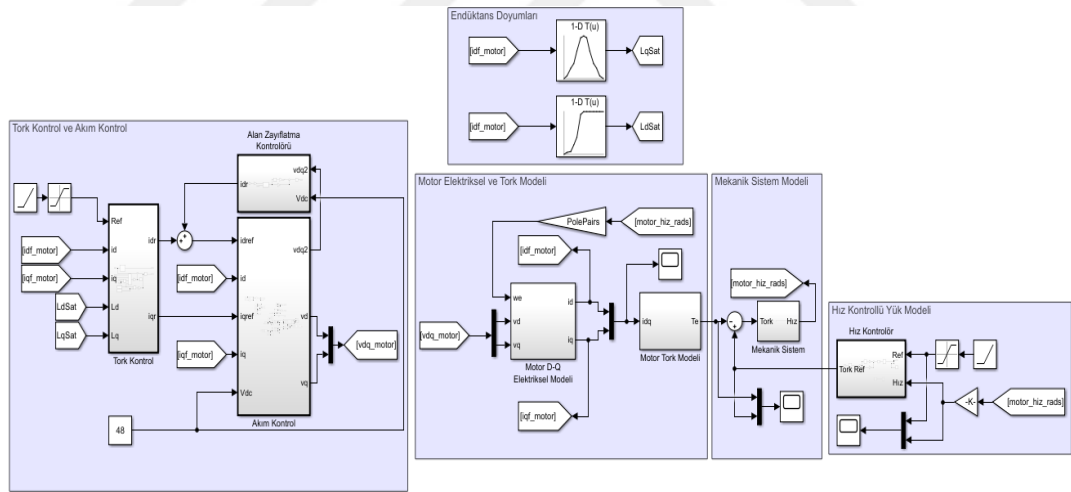


Şekil 4.15. Önerilen yöntemin şeması

4.6.2. Önerilen yöntemin modellenmesi

Yöntemin benzetim ortamında değerlendirilmesi için Simulink ortamı kullanılmıştır. Simulink ortamında farklı komponentler kullanılarak modellenmesi mümkün olan sistemde görülmek istenen ve yöntemin doğrulanmasında önemli olan endüktans doyumları modellenmesi için sistemin tüm alt bileşenleri ve test edilecek yük

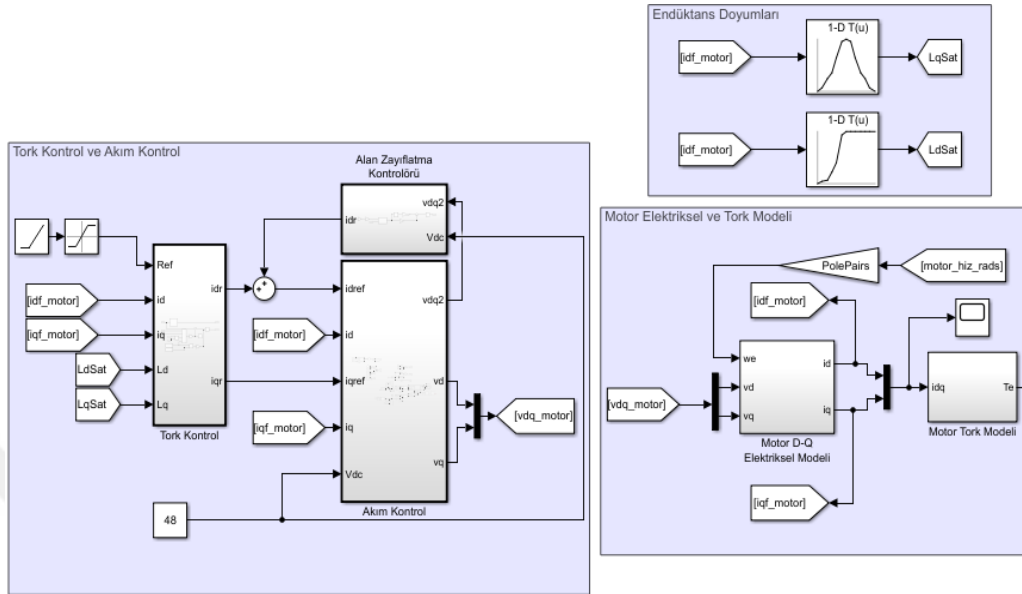
modeli temel simulink blokları kullanarak modellenmiştir. Bu sayede sadece Simulink ortamında geliştirilmiş başka programlarla ortak çalışmadan modellerin temel denklemleri kullanılarak tasarlanmış hızlı bir simülasyon elde edilmiştir. Simulink Simcape gibi kütüphanelerde istenilen endüktans doyumu gibi karakteristikler modellenemediği içinde bu yöntemle istenen motor davranışları elde edilmiştir. Ayrıca bu modelde motorun tork kontrolüne odaklanıldığı için inverter modeli, pozisyon sensörü modeli, akım sensörü modeli göz önüne alınmamıştır. D-q eksenli ifadeleri kullanılarak geliştirilen modelde işlemcide uygulanan benzer sonuçlar elde etmek adına sistemler atomik olarak modellenmiştir. Bu sayede döngülerin çalışma frekansları da model içerisine katılmıştır. Tork kontrolü uygulamalarının test edildiği dinamometrelerde test edilen sürücü-motor seti ve yük sürücüsü-motoru birbirine ters şekilde çalışmaktadır. Yani bir sistem tork modunda kullanılırken, diğer sistem hız modunda kullanılır. Bu çalışmada tork kontrolü ele alındığından test edilen sistem tork kontrol modundayken, yük motoru ve sürücüsü hız kontrol modunda olacak şekilde bir tasarım yapılmıştır.



Şekil 4.16. Önerilen yöntemin tam modeli

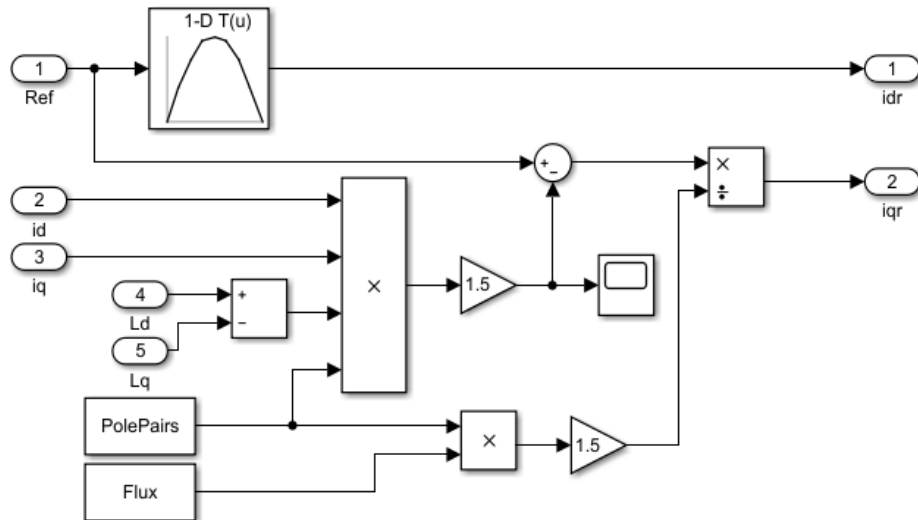
Tork kontrol ve akım kontrolü bloğu içerisinde önerilen yöntemde kullanılan tork, akım ve alan zayıflatma yaklaşımlar modellenmiştir. Tork kontrolü için 1kHz örnekleme ve kontrol frekansı olarak seçilirken, akım kontrolü ve alan zayıflatma için 16kHz seçilmiştir. Tork kontrol içerisinde istenen tork referansına göre d-q eksenli akımları üretilmektedir. Sabit tork bölgesinde alan zayıflatma kontrolörü çalışmadığından, sabit tork bölgesi boyunca d-q eksenli akımları tork kontrolörü tarafından belirlenmektedir. Ancak sabit güç bölgesinde alan zayıflatma

kontrolöründen gelen d eksenli akımı sabit güç ve sabit tork bölgesi arasında yumuşak bir geçiş için tork kontrolünden gelen d eksenli akımı referansına eklenmiştir.



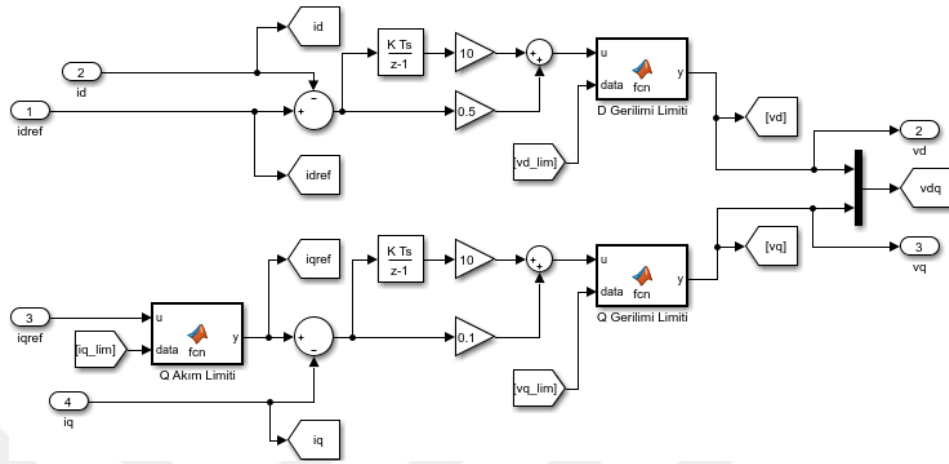
Şekil 4.17. Önerilen yöntem modeli test edilen motor kısmı

Tork kontrolörü kısmında doyumlarda ve motor sargılarından okunarak elde edilen d-q eksenli akımları ve akımlara bağlı endüktans doyumları ile hesaplanan relüktans momenti, referans momentten çıkarılarak geriye kalan mıknatıs momenti ile motor milinden alınacak moment miktarı hesaplanmaktadır. Hesaplanan gerekli mıknatıs momenti akı ve kutup çifti sayısı kullanılarak q eksenli akımı referansı oluşturulmaktadır.



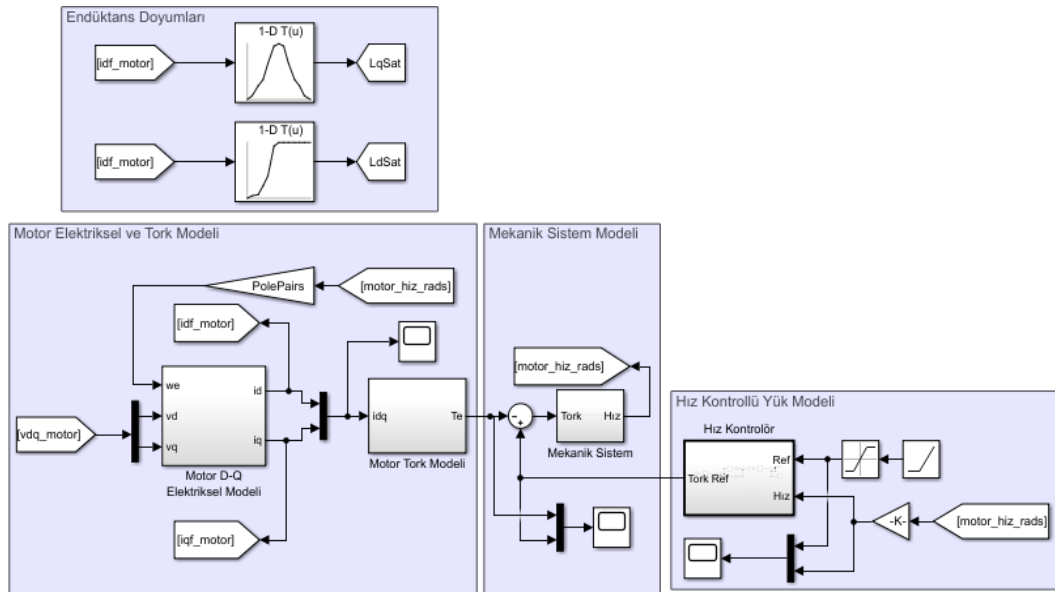
Şekil 4.18. Önerilen yöntem tork kontrolörü modeli

Akım kontrolü bloğu içerisinde d-q eksenini akımlarını kontrol eden iki ayrı PI kontrolör, uygulanabilecek maksimum akıma göre akım ve DC bara gerilimine göre gerilim limitlerini hesaplayıp uygulayan kısımlar bulunmaktadır.



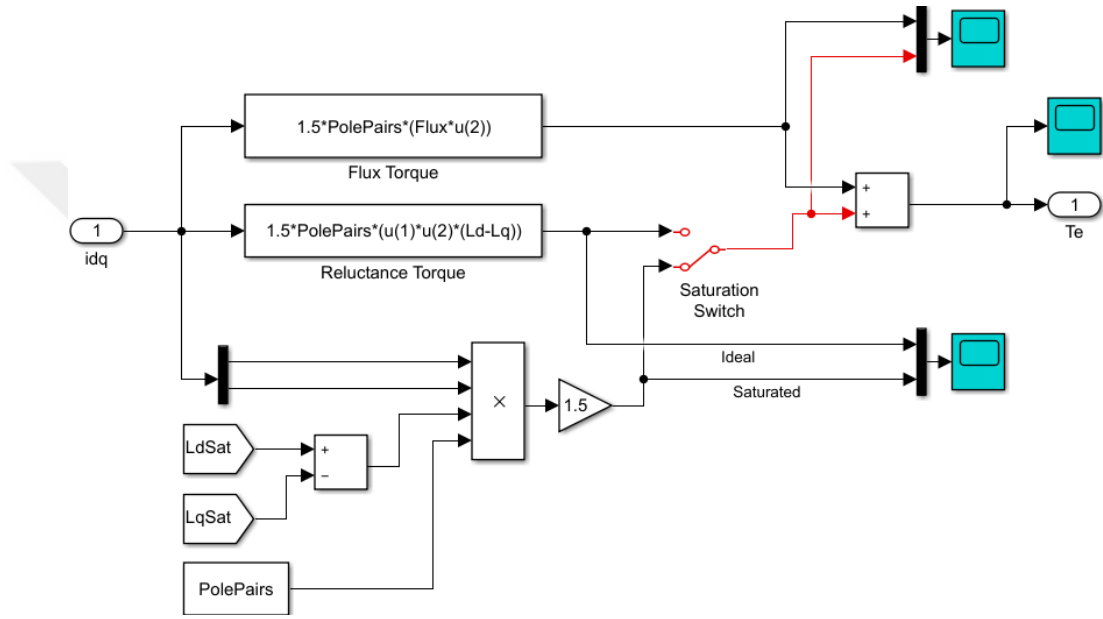
Şekil 4.19. Ayrık akım kontrolörü

Yük sistemi ve testte kullanılan motor birbirlerine mekanik olarak bağlı olduğundan bu iki sistemin modeldeki bağlantısıda mekanik sistem üzerinden yapılmaktadır. Mekanik sistemlerin modellenmesinde sistemler motor miline indirildiğinden bu çalışmada motor milindeki hız ve moment bilgileri üzerinden çalışılmıştır. Yük sistemi hız kontrollü bir yapıda olduğundan yük tarafı için atomik yapıda tasarlanmış 1kHz kontrol frekansında çalışan hız kontrolcüsü ve mekanik model kullanılmıştır.



Şekil 4.20. Önerilen yöntem modeli yük sistemi

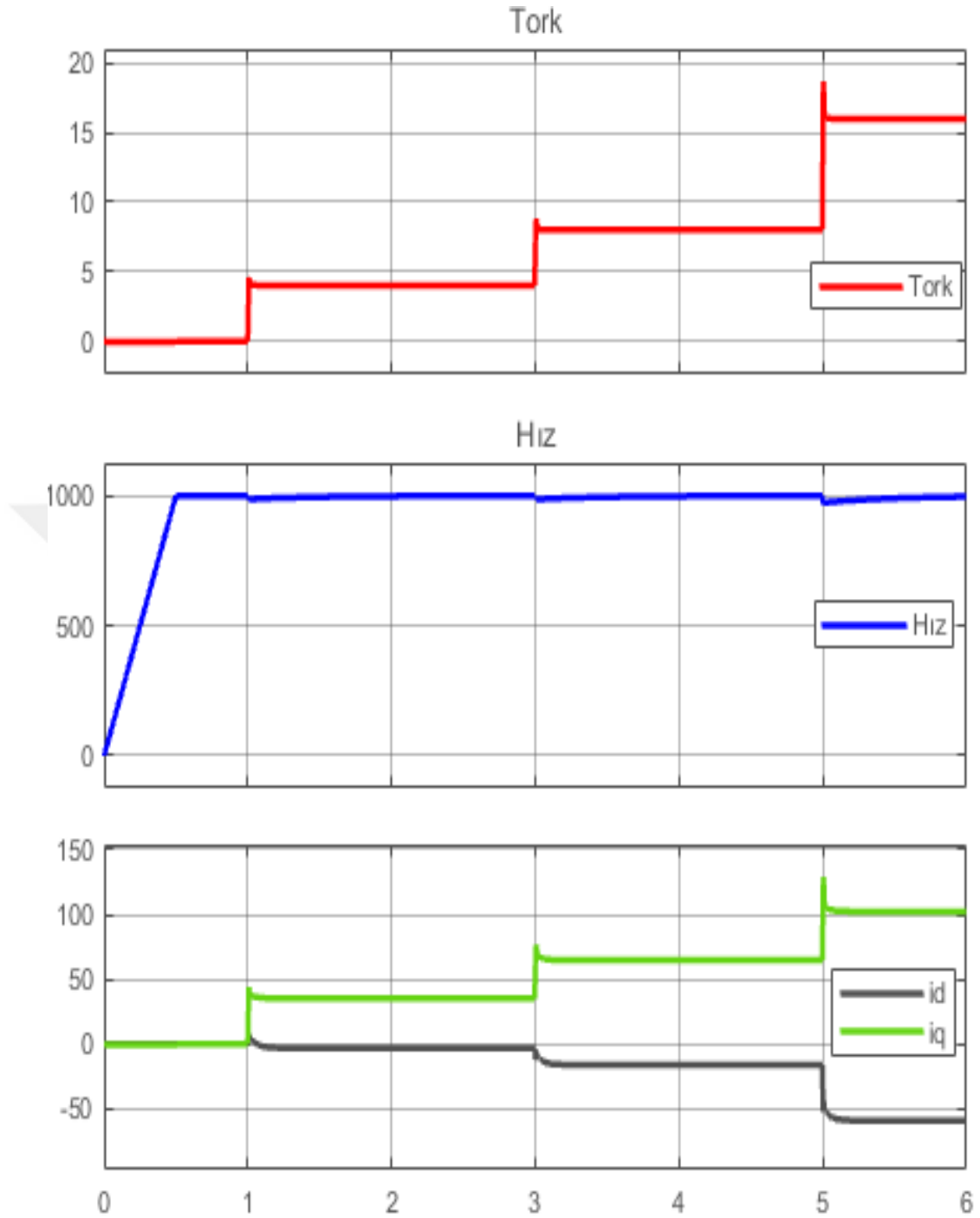
Motor modelinde d-q eksen takımındaki motor modeli seçilerek endüktans doyumları d-q eksen akımlarına bağlı olarak model içerisine katılmıştır. Benzer şekilde motor milindeki torkuda etkilediğinden d-q motor tork modeli içerisine de endüktans doyumları katılmıştır. Endüktans doyumlarının karşılıklı doyum etkisi göz ardı edilerek direk test edilen motor üzerinden ölçülen kendi eksenindeki doyum etkileri tablo ile modele katılmıştır. Karşılıklı doyum etkilerinin çok yüksek olmaması yöntemden elde edilecek sonuçların çok sapmamasına sebep olmaktadır.



Şekil 4.21. Endüktans doyumları ile tork modeli

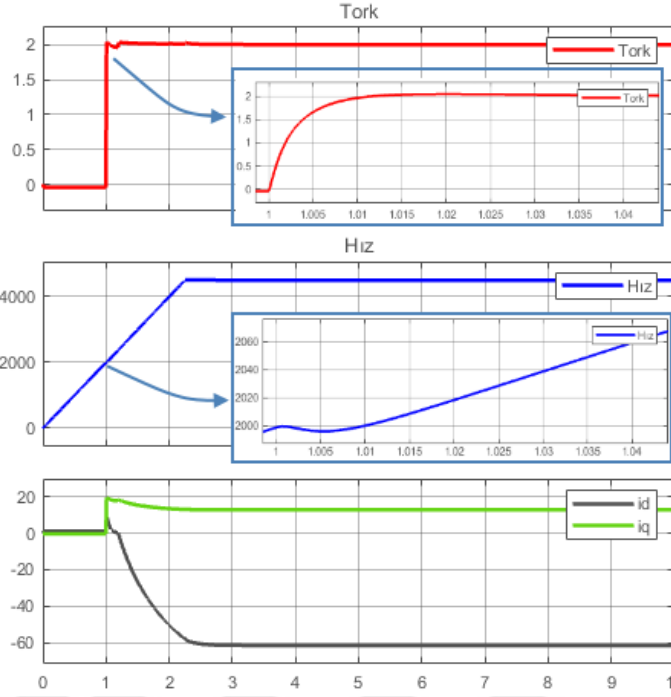
Tasarlanan modeli doğrulamak için 1000 rpm hızda 4Nm, 8Nm ve 12Nm yüklerde motor davranışı görmek istersek simülasyon ortamında şekil 4.22'deki gibi deneysel olarak elde edilen sonuçlara yakın değerler elde edilmiştir.

Test edilen motor parametreleri kullanıldığı için simülasyonda, dinamometre üzerinde yapılan değerlere yakın sonuçlar elde edilmiştir. Benzetim çalışması ile kullanılacak sistemden elde edilecek dinamik cevaplarda görülmüştür. Birim basamak şeklinde verilen tork referansına elde edilen tork değerlerinin aşımli olduğu görülmektedir. Bu durum tasarlanan tork kontrolcüsünün dinamikleri ile düzenlenebilir bir parametre olmaktadır. Bu tasarımda ele alınmamış ancak ileriki çalışmalarda kullanılabilir model referans adaptif bir kontrol yöntemi ile veya q eksen akımını belirlemede kullanılacak bir filtre ile aşımli dinamik cevaplar elde edilebilir.



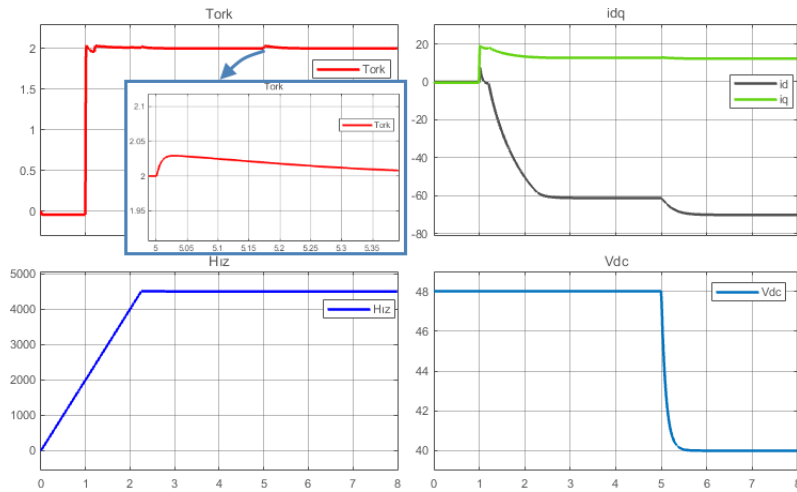
Şekil 4.22. 4, 8, 16Nm model üzerinde test

Önerilen yöntemi test etmek için ilk olarak yük sistemi 4500 rpm hıza çıkarken 1. saniyesinde test edilen motor tarafından 2Nm yüklenmiştir. Şekil 4.23'te verildiği gibi yük sistemi istenen tork değerine hızlıca yüklenmiştir. Süre olarak bakıldığında kullanılan kontrol katsayıları ile sistemin 40ms'de istenen değere ulaştığı görülür. Hız grafiği yakından incelendiğinde ise yük sisteminin bozunumuda görülmektedir.



Şekil 4.23. Tork kontrolör 2Nm birim basamak cevabı

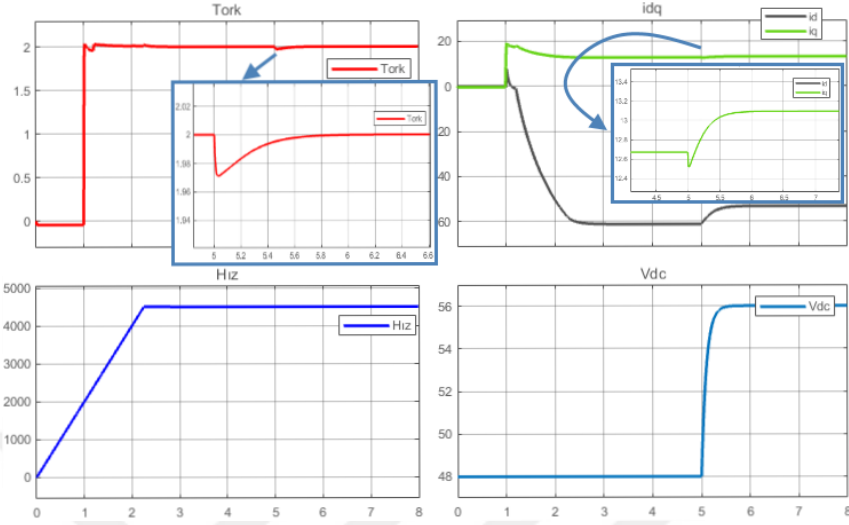
DC bara gerilimi değişimlerinin etkisini gözlemlemek için yapılan testte 48V nominal değerinde olan DC bara gerilimi 40V seyisine indirilerek tork kontrolcüsünün davranışı gözlemlenmiştir. Alan zayıflatma kontrolcüsünün d eksenı akımı artırmasıyla torkun çok kısa bir süre arttığı gözlemlenmektedir. Tork kontrolörü çalışarak artımı sönümlenmektedir.



Şekil 4.24. DC bara gerilim düşümü model cevabı

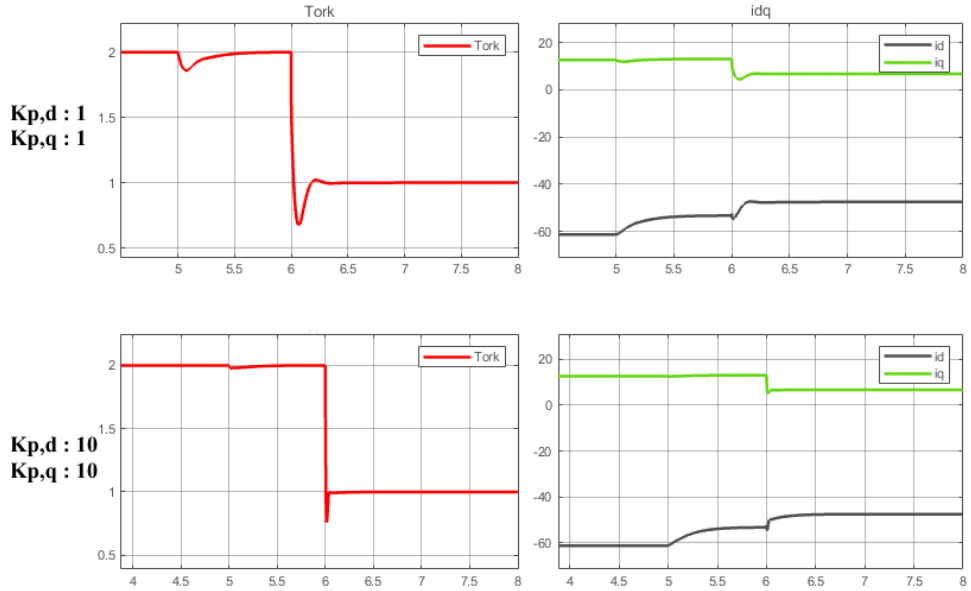
Gerilimin artması durumundaki davranışı incelemek için 4500RPM 2Nm koşulunda DC bara gerilimi 48V gerilimden 56V gerilime çıkarıldığında beklenildiği gibi d

ekseni akımı azalmaktadır. D eksen akımı azaldığından azalan relüktans momenti simülasyon ortamında da görülmektedir.



Şekil 4.25. DC bara gerilim artması model cevabı

Tork kontrolü akım kontrolünün öncesinde çalıştığı için kaskat bir kontrol yapısı bulunmaktadır. Kaskat kontrolörlerde iç içe geçmiş olan döngülerin dinamikleri elde edilen çıktılarını etkilemektedir. Bu sebeple şekil 4.26’de yapılan denemede akım kontrolörü katsayısı 10 katına çıkarıldığında davranışları gözlemlenmiştir.



Şekil 4.26. Farklı akım kontrolörlerinin torka etkisi

Kullanılan filtre ve kontrolörlerin dinamiklerine bağlı olarak istenilen karakteristikler bu yöntem ile tasarlanabilmektedir. Daha iyi sonuçlar elde etmek adına endüktansların

karşılıklı doyumlari, mıknatıs akısının sıcaklıkla değişimi, tork kontrolü için farklı kontrol yaklaşımlarının çalışılması ileriki çalışmalarda incelenebilir bir başlık olarak çıkmaktadır.

4.6.3. Önerilen yöntemin testi ve değerlendirilmesi

İlk olarak önerilen bu yöntemin sabit tork bölgesinde davranışı incelenmiştir. Bunun için yük motoru 1000rpm hız referansına çıkarılmıştır. 1000 rpm hız seviyesinde maksimum referans tork 16Nm olmaktadır. Bara geriliminin değişiminin etkisini görmek için testler benzer şekilde çalışma aralığının sınırları olan 48V, 42V ve 56V gerilimde yapılmıştır. 48V nominal gerilimde yapılan çalışmada tork referansları ve alınan tork değerleri incelendiğinde maksimum farkın %0.7 olduğu görülmüştür.

Tablo 4.30. Önerilen yöntemin (48V – 1000RPM) test verileri

48V,1000rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.193
4	4.048	-0.048	4.048	-3	35	9.9
8	7.92	0.08	3.872	-16	64	20
12	11.952	0.048	4.032	-35	88	31.1
16	16.064	-0.064	4.112	-59	109	43.4

Farklı gerilimler altındaki davranışı incelendiğinde maksimum farkın %0.8 olduğu görülmektedir. Bu yönüyle gerilim değişiminin torku etkilemediği yorumu yapılabilir.

Tablo 4.31. Önerilen yöntemin (56V – 1000RPM) test verileri

56V,1000rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.2
4	4.032	-0.032	4.032	-3	35	8.3
8	7.92	0.08	3.888	-16	65	17.2
12	11.984	0.016	4.064	-35	88	26.8
16	16.112	-0.112	4.128	-59	109	37.5

Nominal gerilimin altında bir değerde test etmek üzere diğer yöntemlerle de karşılaştırılmak için 42V gerilim altında 1000 rpm hızda alınan veriler tablo 4.32’de verilmiştir.

Tablo 4.32. Önerilen yöntemin (42V – 1000RPM) test verileri

42V,1000rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0.181
4	4.048	-0.048	4.048	-3	35	11.1
8	7.936	0.064	3.888	-16	66	22.7
12	11.952	0.048	4.016	-35	89	35.5
16	16.048	-0.048	4.096	-59	107	49.4

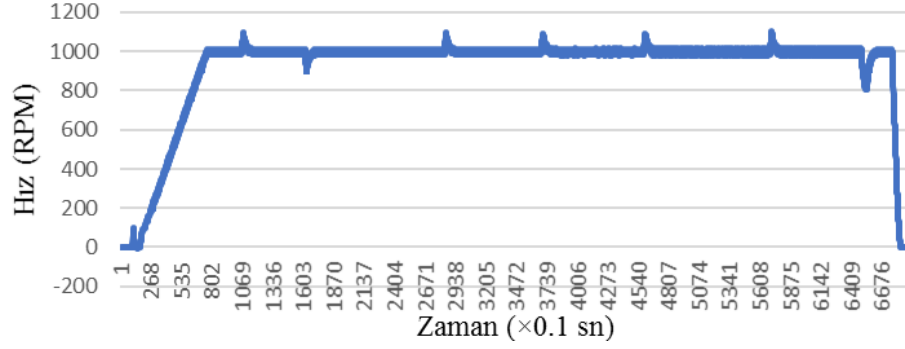
1000rpm hızda alınan sonuçlar incelendiğinde referans tork ve elde edilen tork arasında maksimum %0,5'lik bir fark olduğu görülür. Bu anlamda yüksek doğruluklu bir sonuç elde edildiği görülmektedir. Tork referansları %25'er artırılmıştır ve tork artımında %25 civarında olduğu gözlemlenmiştir. Bu anlamda doğrusal olarak verilen referanslara test edilen tüm tork aralığında doğrusal bir cevap verildiği ve tüm aralıkta referansın takip edildiği söylenebilir.

Alan zayıflatma kontrolörü çalışmadığından d-q eksenli akımları bütün ölçümlerde yakın olmaktadır. Kaynaktan çekilen akımlar incelendiğinde 42V gerilim çekilen akımın daha yüksek olduğu görülür. Çekilen mekanik güç değişmediğinden girişten çekilen elektriksel güçte yaklaşık aynı kalmaktadır. Ancak düşük gerilimlerde daha fazla güç çekildiği görülmektedir. Tablo 4.33'te çekilen güçler verilmiştir. Yüksek gerilimde kaynaktan çekilen akımın, düşük gerilimlerle kıyaslandığında azaldığı görülürken güç arttığı görülmektedir.

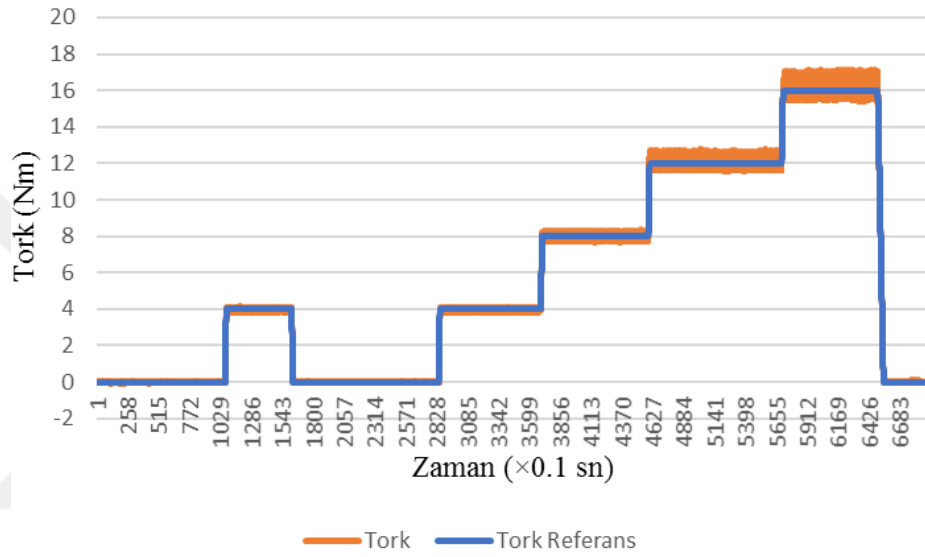
Tablo 4.33. Önerilen yöntemin gerilim değişiminin kaynak güce etkisi

Gerilim(V)	i_{dc} (A)	Güç(W)
48	43.4	2083.2
42	49.4	2074.8
56	37.5	2100

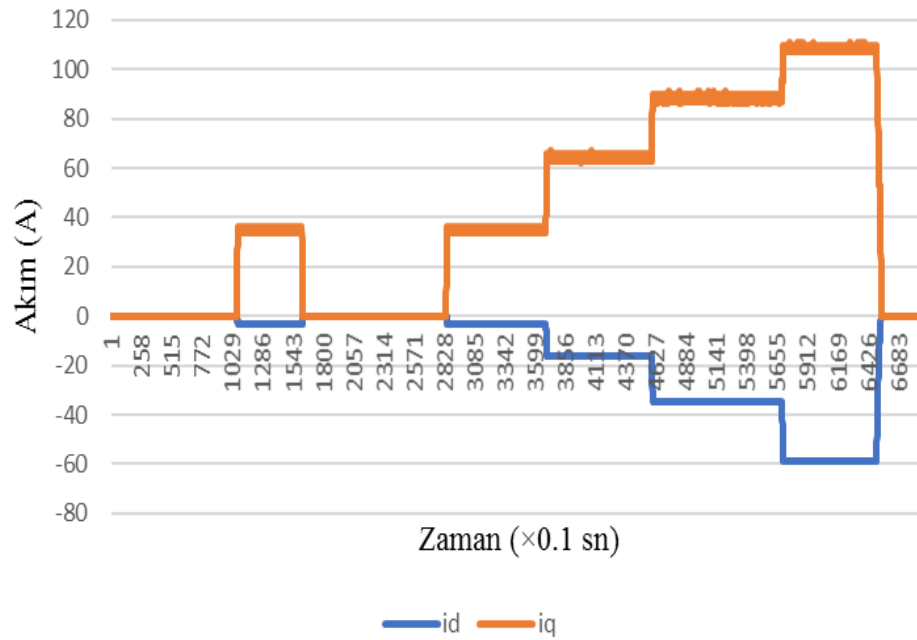
Ölçüm esnasında alınan hız, tork ve akım grafik üzerinde şekil 4.27, şekil 4.28 ve şekil 4.29 ile verilmiştir.



Şekil 4.27. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi hız grafiği



Şekil 4.28. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi tork grafiği



Şekil 4.29. Önerilen yöntemin sabit tork bölgesi testi d-q akım grafiği

Hız grafiğinde görülen salınım yük giriş çıkışlarında yük sürücüsünün kontrol performansından kaynaklanmaktadır. 1000rpm 16Nm için yapılan çalışmada %25er artımla ölçümler alındığında 4,8,12 ve 16Nm sonuçları verilmiştir.

Bir diğer test ara değer olarak belirlenmiş 3039 rpm hız referansında yapılmıştır. Bu hız referansında maksimum tork referansı eğrisi göz önüne alındığında 6Nm olmaktadır.

Tablo 4.34. Önerilen yöntemin (48V – 3039RPM) test verileri

48V,3039rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0
1.5	1.504	-0.004	1.504	-18	11	9.7
3	2.864	0.136	1.36	-27	20	19.6
4.5	4.256	0.244	1.392	-37	30	29.3
6	5.696	0.304	1.44	-49	37	39.3

56V gerilim altında 3039 rpm hızda alınan veriler tablo 4.35'te verilmiştir.

Tablo 4.35. Önerilen yöntemin (56V – 3039RPM) test verileri

56V,3039rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0
1.5	1.536	-0.036	1.536	0	12	8.7
3	3.024	-0.024	1.488	-6	24	17.3
4.5	4.416	0.084	1.392	-16	33	25.7
6	5.84	0.16	1.424	-27	42	34

42V gerilim altında 3039 rpm hızda alınan veriler tablo 4.36'da verilmiştir.

Tablo 4.36. Önerilen yöntemin (42V – 3039RPM) test verileri

42V,3039rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	0	0	0
1.5	1.44	0.06	1.44	-34	9	11.1
3	2.864	0.136	1.424	-43	20	22.4
4.5	4.32	0.18	1.456	-54	27	33.6
6	5.552	0.448	1.232	-66	31	45.2

3039 rpm hız seviyelerinde alan zayıflatma algoritması çalışmaya başlamaktadır. Bu noktada tork referansları ve tork arasındaki farklar incelendiğinde referans değerleri maksimum %2 fark ile takip edilmektedir. Gerilim seviyesinin değişiminde tork kontrolünü etkilemediği görülmektedir. Ayrıca tork artımları incelendiğinde lineer bir artım olduğu referansı takip ettiği görülür. 56V ve 42V gerilimdeki %100 tork referansındaki d eksen akımları sırasıyla -27A ve -66A olmaktadır. Bu durumda önerilen yapı relüktans torkunu hesaplayıp uygulanması gereken q eksen akımı belirlemektedir. Bu durumlarda 56V gerilimde 42A q akımı uygulanıp aynı tork elde edilmişken, 42V gerilimde 31A q akımı ile aynı tork değeri elde edilmiştir.

Aynı test 4500rpm hız seviyesinde tekrarlanmıştır. Bu hız seviyesinde uygulanacak maksimum tork referansı 4Nm olarak belirlenmiştir.

Tablo 4.37. Önerilen yöntemin (48V – 4520RPM) test verileri

48V,4520rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-54	0	0.6
1	0.976	0.024	0.976	-57	6	10.1
2	1.904	0.096	0.928	-62	12	29.6
3	2.832	0.168	0.928	-68	16	29.4
4	3.776	0.224	0.944	-75	19	38.9

56V gerilim altında 4520 rpm hızda alınan veriler tablo 4.38’de verilmiştir.

Tablo 4.38. Önerilen yöntemin (56V – 4520RPM) test verileri

56V,4520rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-37	0	0.1
1	0.944	0.056	0.944	-40	6	8
2	1.904	0.096	0.96	-45	11	16.3
3	2.816	0.184	0.912	-51	19	24.5
4	3.728	0.272	0.912	-58	21	32.7

42V gerilim altında 4520 rpm hızda alınan veriler tablo 4.39’da verilmiştir. En önemli test koşulu nominal gerilimin altında sabit güç bölgesi oluşturmaktadır. Bu noktada istenen tork değerinden fazla tork elde edilmesi bataryanın sağlıksız akım çekilmesine sebep olduğundan daha az tork elde edilmesi tercih edilir olmaktadır.

Tablo 4.39. Önerilen yöntemin (42V – 4520RPM) test verileri

42V,4520rpm						
Referans(Nm)	Tork(Nm)	Fark(Nm)	Artım(Nm)	i_d	i_q	i_{kaynak}
0	0	0	0	-68	2	1.9
1	0.96	0.04	0.96	-71	5	12.7
2	1.872	0.128	0.912	-46	10	23.7
3	2.752	0.248	0.88	-82	13	34.5
4	3.696	0.304	0.944	-89	20	45.6

Bu testte alınan sonuçlarda maksimum tork farkının %1.9 ile 42V bara geriliminde olduğu görülmüştür. Tork artımları incelendiğinde doğrusal bir artım olduğu görülmüştür. Bu hız noktasında yine alan zayıflatma algoritması çalışmaktadır ve hız yüksek olduğundan d eksen akımı çok yüksek olmaktadır. Önerilen tork kontrolcüsü maksimum tork seviyesinde 42V'ta 20A q akımı referansı belirlerken, 56V'ta 21A referansı belirlemiştir. Bu durumda relüktans momentinden daha fazla faydalandığı yorumu yapılabilir.

Bu yöntemin genel değerlendirilmesi yapıldığında

- Hibrit bir kontrol yöntemi olarak değerlendirilebilir. Relüktans momentinin hesaplanıp, mıknatıs torkuna karşılık gelecek akımın belirlenmesi kapalı çevrim yapıyı oluştururken, d eksen akımının ABMM tablosundan belirlenmesi kontrol sistemi bakış açısıyla sistemi hibrit bir yöntem yapmaktadır. İşlem yükü olarak incelendiğinde diğer yöntemlere kıyasla az bir işlem içerdiği görülmektedir.
- Mıknatıs akısı ve endüktans doyum değerlerinin analizden veya yapılan ölçümlerle elde edilmesi gerekmektedir. D eksen akım referansı mıknatıs akısı, endüktans değerleri tabloları ile elde edilebilir, bir diğer yöntem analizden elde edilen torka bağlı açı değerlerinin kullanımı veya sabit tork bölgesinde tablonun test oluşturulmasını gerektirir.
- Sabit tork bölgesinde referans tork ve elde edilen tork incelendiğinde aradaki farkın istenen aralıkta olduğu söylenir. Sabit tork bölgesinde bara geriliminin değişimi tork davranışını değiştirmemektedir.
- Sabit güç bölgesinde ise referans takibinin yine istenen aralıkta olduğu görülmektedir.

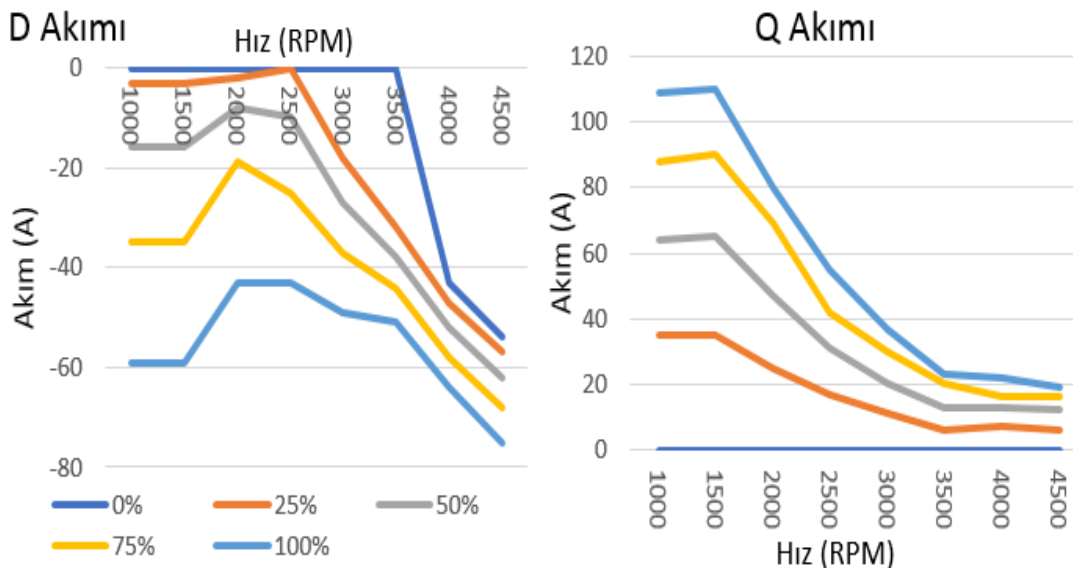
4.6.4. Önerilen yöntemin gerilim değişimleri etkisi

Bu yöntem farklı yöntemlerin kalibrasyonu içinde kullanılabilir. Bu kullanıma örnek olacak bir durum aşağıda ele alınmıştır. Bunun için minimum 42V gerilimde sürülecek motorda 1000 rpm ve altı hız mertebeleri sabit tork bölgesinde olacaktır. Bu sebeple 1000-4500 RPM arasında 8 test noktası tablo 4.40'taki gibi ele alınmıştır.

Tablo 4.40. Önerilen yöntemin gerilim etkisi ölçüm alınan test noktaları

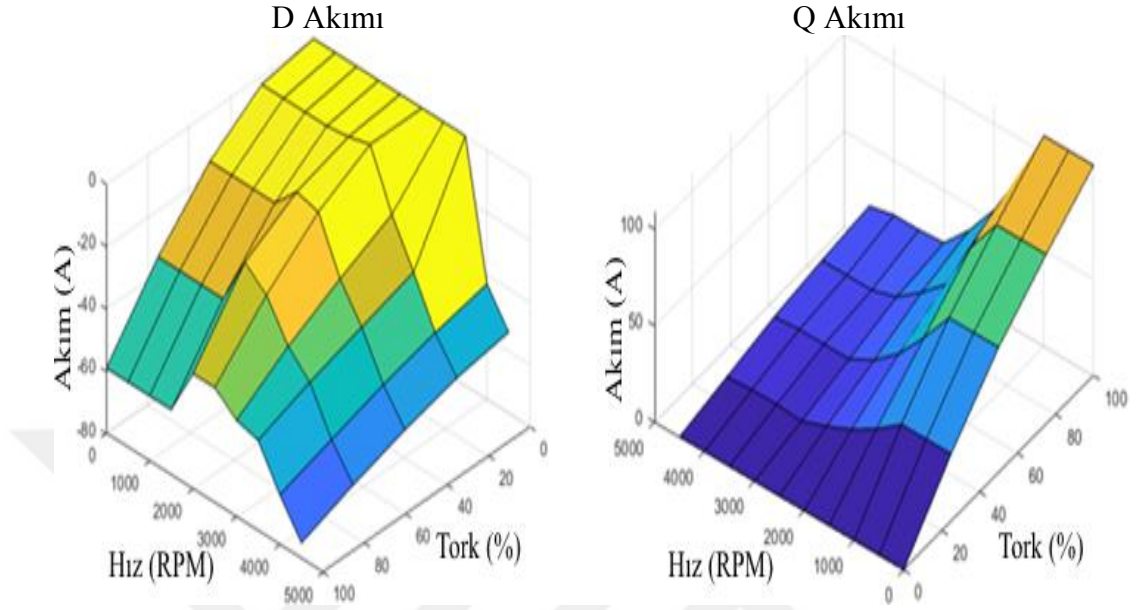
Test Noktası	Hız(RPM)
1	1000
2	1500
3	2000
4	2500
5	3000
6	3500
7	4000
8	4500

48V gerilimde d ve q eksenli akımları şekil 4.30'da verilmiştir. D eksenli akımı incelendiğinde herhangi bir doğrusal davranış görülmemektedir. Q eksenli akımı incelendiğinde ise tork referansları arasındaki farklar incelendiğinde farkların doğrusal olmadığı grafik üzerinden görülebilmektedir.



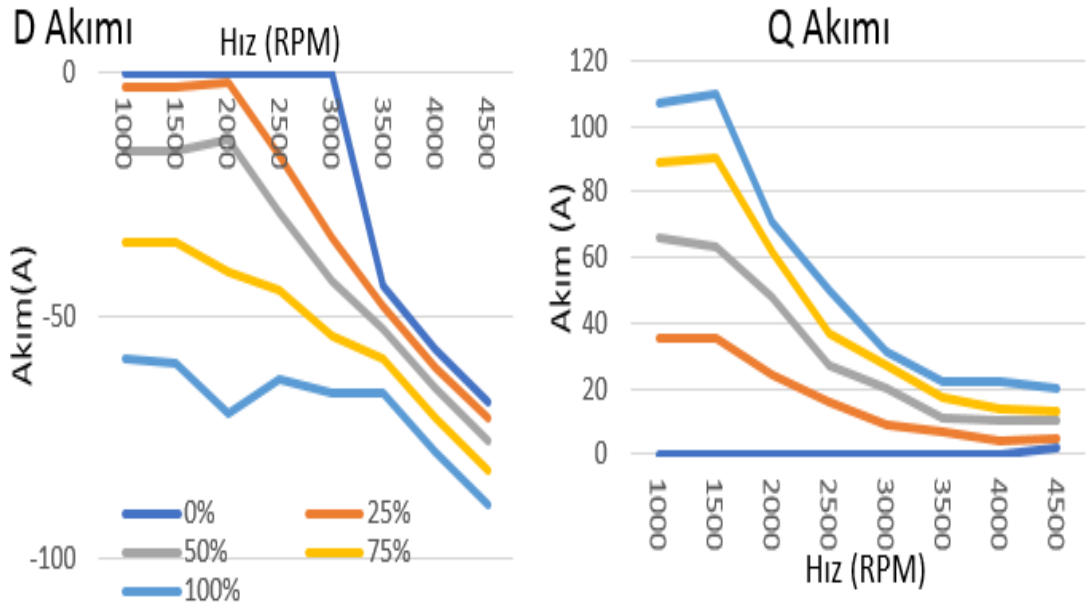
Şekil 4.30. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksenli akımları (48V)

Bu grafikler üç boyutlu haritalar ile gösterildiğinde şekil 4.31'deki d-q eksenli akım referansları haritaları oluşturulur.



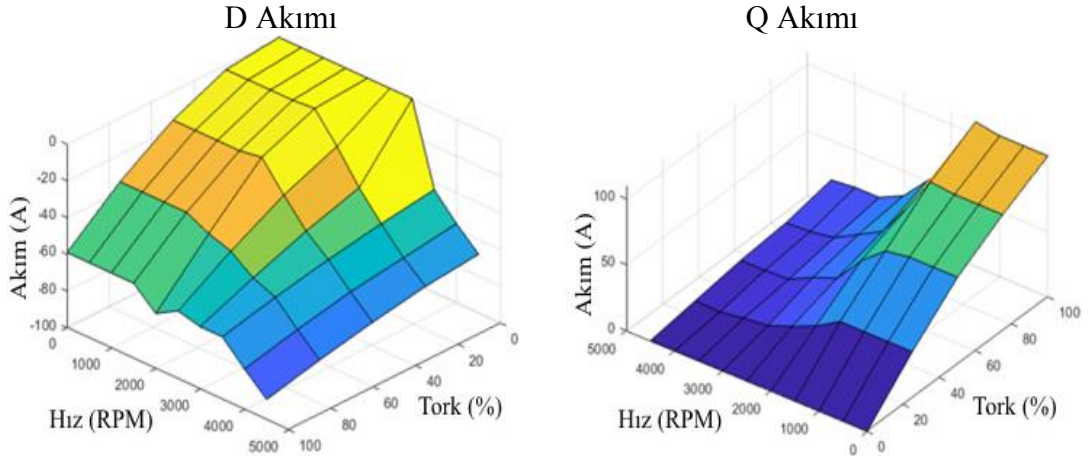
Şekil 4.31. D-q eksenli akım haritaları (48V)

42 V gerilim seviyesinde benzer testler yapıldığında ise d eksenli akımı için 48V gerilimine göre farklı olduğu görülmektedir. Ancak q eksenli akımının formunun benzer olduğu görülmüştür.



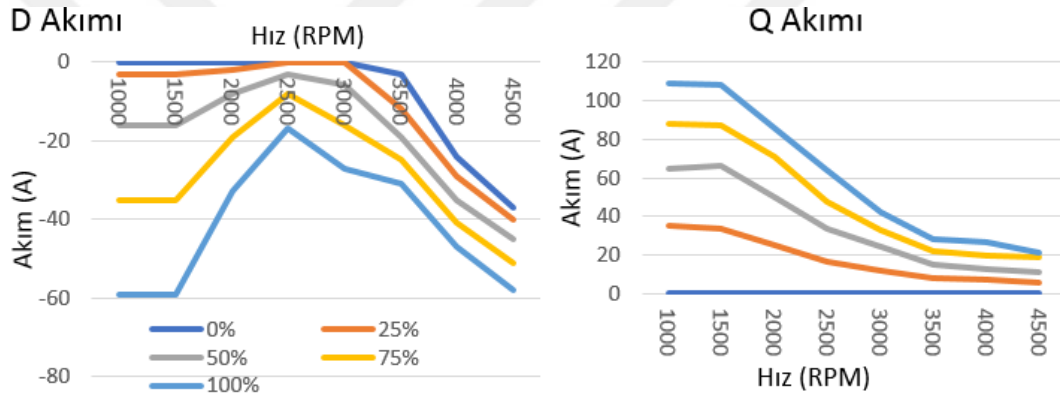
Şekil 4.32. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksenli akımları (42V)

42V gerilimdeki akım haritaları şekil 4.33'te verilmiştir.



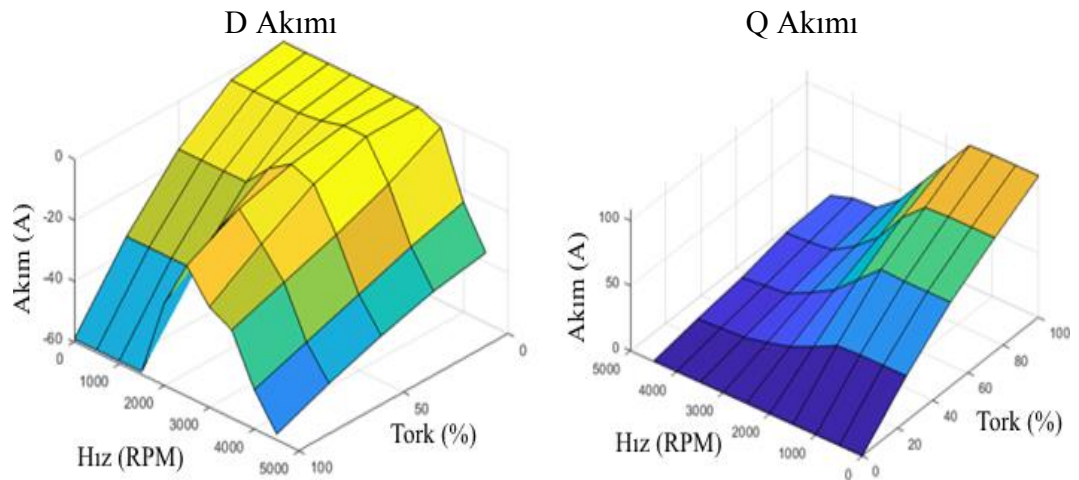
Şekil 4.33. D-q eksenli akım haritaları (42V)

56V gerilim seviyesinde de şekil 4.34'teki d ve q eksenli akımları elde edilmiştir.



Şekil 4.34. Farklı yükler altında elde edilen d-q eksenli akımları (56V)

56V'teki akım haritaları ise şekil 4.35'te verilmiştir.

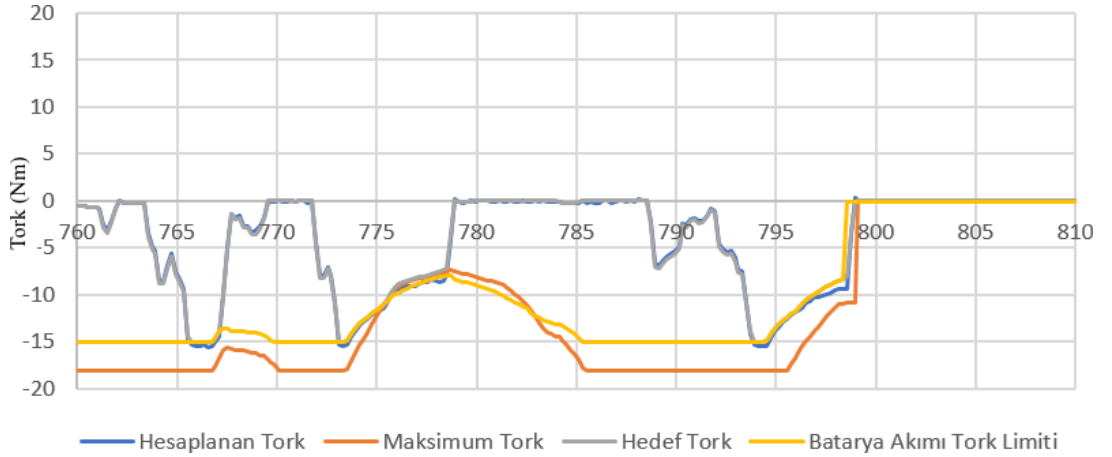


Şekil 4.35. D-q eksenli akım haritaları (56V)

4.7. Çevresel Birimler

Gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların güç yoğunluğu tork kontrolünün en çok karşılaşılan örneği olan araç çekiş sistemleri uygulamalarında kullanım alanı bulmasına neden olmuştur. Araçlarda kullanılan çekiş sistemi mimarilerine bakıldığında ise motor, sürücü ve beraberinde çalıştıkları batarya-batarya yönetim sistemleri görülmektedir. En uzun menzilin elde edilmesi, bataryaların ömrünün hızlıca harcanmaması için batarya yönetim sistemleri anlık olarak sıcaklık, hücre gerilimi seviyeleri gibi parametrelere bağlı olarak sürücünün çekebileceği şarj ve deşarj akımı limitleri oluşturmaktadır.

Batarya yönetim sisteminin verdiği limitler anlık olarak bataryadan çekilebilecek gücü ifade ederken bu elektriksel güç motordan alınabilecek mekanik gücü limitlemektedir. Limitlenen güç motor milinden alınacak torkunda limitlenmesine sebep olmaktadır. Bu kısıtlar altında sürücü tarafından doğru tork değerlerinin üretilmesi batarya yönetim sisteminin getirdiği limitlere uyulması gerekmektedir. Aksi halde batarya yönetim sistemi bu tür uyumsuzluk durumlarında çıkışını kapatarak gücün tamamen kesilmesine ve tehlikeli durumlara sebep olabilir.



Şekil 4.36. Batarya yönetim sistemi limitlerine uyum

Batarya limitleri şarj ve deşarj akımları olduğundan bu terimlerin sürücü tarafından anlamlı limitler haline dönüştürülmesi gerekmektedir. Sürücü tarafında anlamlı limit ifadesi tork olacaktır. Ancak şarj ve deşarj akımları ile tork arasında doğrusal bir ilişki bulunmadığından elektriksel güç ile mekanik güç arasında motor ve sürücüde kaybedilen gücü içeren motor ve generatör verim haritaları kullanılmıştır. Kullanılan

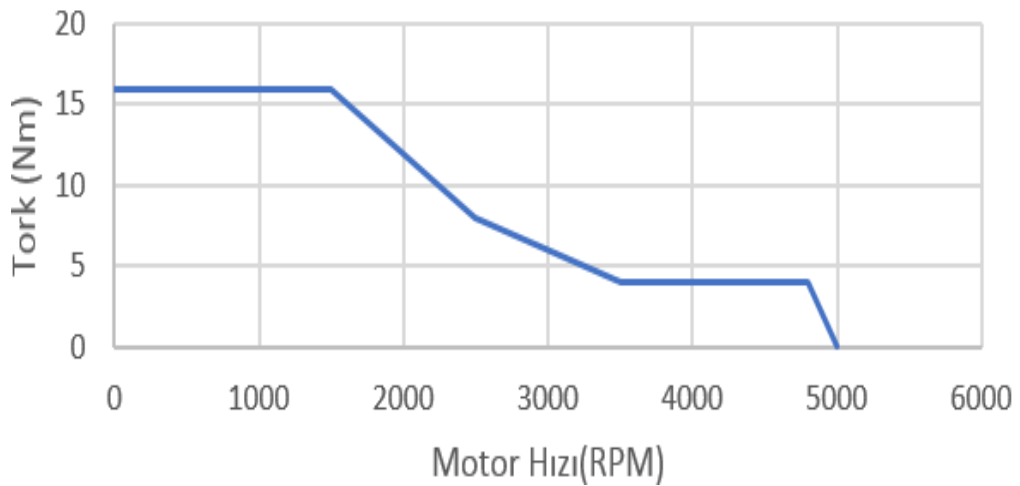
bu verim haritaları test sistemi üzerinde ölçümler yapılarak hız ve torka bağlı olarak oluşturulmuştur.

51VDC inverter besleme gerilimi													
verim	Motor Hızı												
	0	100	500	1000	1500	1800	2000	2500	3000	3500	4000	4500	5000
Tork	25	0,203462	0,538651	0,713351	0,786974								
	23	0,225196	0,572719	0,741231	0,815475	0,786232							
	20	0,260772	0,616	0,775926	0,84195	0,848764	0,8						
	18	0,307317	0,707463	0,82	0,851205	0,871665	0,862201	0,851449					
	16	0,335341	0,732517	0,831361	0,873837	0,892857	0,886631	0,831512	0,85368				
	14	0,366337	0,752567	0,846991	0,883638	0,901746	0,90169	0,872922	0,849855				
	12	0,388199	0,77127	0,85473	0,892272	0,906504	0,91027	0,890178	0,854072	0,857813			
	10	0,419608	0,78806	0,867635	0,898921	0,913503	0,900862	0,901205	0,885915	0,847575	0,851626		
	8	0,445026	0,802286	0,874607	0,90321	0,916617	0,907751	0,91087	0,901434	0,877429	0,850254	0,834254	0,858316
	6	0,477273	0,813299	0,877266	0,903298	0,913779	0,912017	0,914485	0,907996	0,888889	0,870242	0,857273	0,838667
	4	0,506024	0,810811	0,863918	0,893454	0,902251	0,905983	0,907359	0,901722	0,88101	0,863918	0,853327	0,841365
	2	0,484091	0,765957	0,838	0,848649	0,863014	0,86214	0,85342	0,848649	0,827314	0,807322	0,794266	0,780669
	1	0,407407	0,659036	0,741135	0,75942	0,769388	0,756458	0,756069	0,747619	0,719057	0,781095	0,701449	0,657895
	0												

Şekil 4.37. 51V altında hesaplanan sistem verimi

4.8. Sürülebilirlik ve Sürüş Dinamikleri

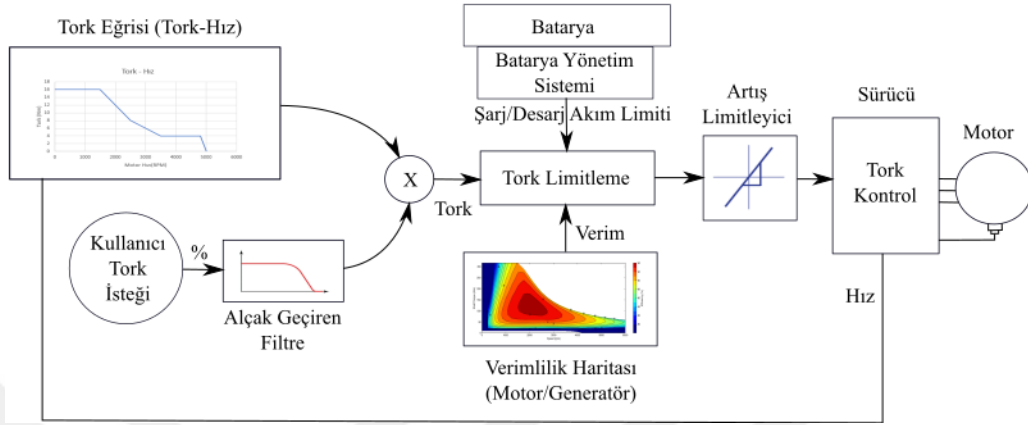
Çekiş uygulamalarında kullanıcının hissettiği ve aracın karakteristiğini belirleyen en önemli faktör sürüş dinamikleridir. Sürülebilirlik ve sürüş dinamikleri olarak adlandırılan bu konudaki temel, kullanıcının istediği tork isteklerinin doğru yorumlanması ve uygulamaya bağlı performansta bu isteklere cevap verilmesi olmaktadır. Uygulamada kullanıcı isteğini bir gaz kolu/pedalı aracılığıyla yapmaktadır. Ancak yüksek hızlara çıktıkça sabit güç bölgesinde uygulanan tork azaldığından bu istek normalize edilmiştir ve yüzdesel değere dönüştürülmüştür.



Şekil 4.38. Hız – tork referansı grafiği

Kullanıcıdan alınan normalize edilmiş değer ve önceden belirlenmiş tork eğrisi ile tork referansı üretilip motor ile oluşturulmaktadır. Buradaki dinamikleri belirlemek adına

kullanıcı tork isteği bir alçak geçiren filtre ve artış limitleyici ile limitlenmektedir. Ayrıca batarya yönetim sistemi limitleri içerisinde kalmak için kullanıcı isteği bataryadan alınan akım limitlere göre torka çevrilerek limitlenmektedir.



Şekil 4.39. Tork kontrol uygulama katmanı

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında gömülü mıknatıslı senkron motorlarda tork kontrolü konusu tasarlanan alt sistemleri, motor dinamikleri, literatürdeki yaklaşımlar, kontrol sistemi tasarımını etkileyen ve literatürde yer bulmuş problemler ile ele alınmıştır. Bunun için öncelikle gömülü mıknatıslı senkron makinenin yapısı ve tipleri incelenmiştir. Gömülü mıknatısın manyetik olarak yarattığı etki ve mekanik anlamda sağladığı avantajlara yer verilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol metodu kullanılarak sürülen gömülü mıknatıslı senkron motor için motor modelinin çıkarılmış ve elde edilen motor modelindeki parametrelerin etkileri incelenmiştir. Elde edilen alfa-beta ve d-q eksen takımındaki modeller ileride yapılacak çalışmalar için sunulmuştur. Çok giriş-çok çıkışlı olan gömülü mıknatıs senkron motor modelinin durum uzay modeli hız parametresinin motor modeline etkisini incelemek ve klasik kontrol tekniklerinin yanında modern kontrol tekniklerinde kullanımını için ele alınmıştır. Tork kontrolü ele alındığı için literatürde kullanılan farklı eksen takımlarındaki tork denklemleri ve elektromanyetik sistemlerden tork elde edilme bilgisi bütüncül bir şekilde paylaşılmıştır.

Tork kontrol performansını direkt olarak etkileyen akım kontrolörü tasarımı konusu frekans domaininde, bantgenişliği parametresi cinsinden parametrik bir şekilde tasarlanacak şekilde ele alınmıştır. Bu çalışmada kullanılan sin cos enkoder maliyeti sebebiyle pek çok uygulamada tercih edilmektedir. Ancak yapısı nedeniyle oluşan ve literatürde yer alan problemler akım kontrolünü dolayısıyla tork kontrolünü etkilediği için ele alınmıştır. Ayrıca pozisyon bilgisindeki pozisyon sensörü ofset etkileri ve ofset hesaplama konusu incelenmiştir. Ayrıca akım kontrolündeki en önemli parametre akım olduğundan akım sensörleri ele alınmıştır. Tercih edilen akım örnekleme yaklaşımına tercih sebepleri ile birlikte yer verilmiştir. Akım kontrolörünün işlemcide çalışma hızının kontrol sistem tasarımına etkisi bilindiğinden işlemcide kurgulanacak yazılım mimarisinde akım kontrolörü RAM'de çalışacak şekilde tercih edilmiştir. Bu sayede tork kontrolü için çok önemli olan akım kontrolü konusu detaylı bir şekilde

incelenmiştir. Farklı amaçlarla kullanılan hız hesaplanması konusu kullanılan birinci dereceden filtre ve fark denklemleri ile verilmiştir.

Gömülü mıknatıslı motorun doğasından kaynaklı olarak verimli şekilde sürülmesi için gerekli ABMM yaklaşımı ve alan zayıflatma konusu kök sebepleri incelenmiştir. Ele alınan başlıkların etkileri deneysel olarak doğrulanmıştır ve paylaşılmıştır. Bu sayede çalıştığı koşullardan etkilenen ve doğrusal olmayan bir dinamik yapıya sahip olduğu görülmüştür.

Tork kontrolü için literatürde sıklıkla kullanılan ileri beslemeli yöntemler ilk dört yöntem içerisinde incelenmiştir. Basit olan yöntemden karmaşık olan yönteme doğru ele alınan yapılarda elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir. Son olarak bara gerilimi değişiminden etkilenmeyecek, sıcaklık gibi çevresel etkilerin denetim sistemine entegre edilebileceği, tasarımı ve kontrol parametrelerinin ayarlanması kolay olan istenen tork doğruluğuna sahip bir kontrol yöntemi ele alınmış ve değerlendirilmiştir. Çok basit bir yapıya sahip olan birinci kontrol yönteminde sabit güç ve sabit tork bölgesinde tork doğruluğu sağlanamamaktadır. Ancak motor verimli bir şekilde sürülebilmektedir. Ele alınan ikinci yöntemde tork ve stator akımı arasındaki ilişki referans alındığından sabit tork bölgesinde istenen doğruluk sağlansa da sabit güç bölgesinde istenen tork doğruluğu elde edilememektedir ve dc bara gerilimine göre değişen bir tork kontrolü elde edilmektedir. Üçüncü yöntemde motor haritaları içerdiği için kullanılan haritanın boyutuna göre bir hafıza ihtiyacı doğurmaktadır. Öte yandan haritayı efektif kullanmak adına tork eksenini, tork referansı şeklinde normalize edilmesi gerekmektedir. Bu yöntemde motor haritalarını çıkarmak için motorun analiz raporuna ve analizin bir test sistemi üzerinde doğrulanması gerekmektedir. Doğrulanması için gerekli olan sistem üzerinde yapılan çalışmaların iterasyonlu olması gerektiğinden vakit alacak testler olmaktadır. Dördüncü yöntemde ise hız ve bara geriliminden bağımsız akı tabanlı bir yöntem incelenmiştir. Ancak bu yöntem tasarımından dolayı bara gerilimi seviyesinin değişimi uygulanacak tork referansı değişimine neden olmaktadır. Dördüncü yöntemin geliştirilmesi için tablo daha büyük hale getirilip tork eksenini çözünürlüğü artırılarak, gerilime göre değişken torklar alınmasının önüne geçilebilir. Yöntemlerin tümü tek bir tabloda karşılaştırıldığında tümünde motor her zaman verimli noktalarında sürülmektedir. Ancak istenen tork doğruluğu ve dinamiklerin değiştiği, yöntem için gerekli çalışmaların ve alt yapı

İhtiyaçlarının arttığı ve uygulama maliyetleri öne çıkmaktadır. Tüm bu parametreler tek tabloda ele alındığında yüksek dinamik ve doğruluğun en çok kullanılan yöntem 3 ve yöntem 4'te ortaya çıktığı görülürken, önerilen yöntemde de istenen doğruluk ve dinamik seviyeleri elde edilebilmektedir. Yöntem 3 ve yöntem 4'ün içerdiği 3 boyutlu haritalardan istenen parametrelerin eldesi çok fazla matematiksel işlem içermektedir ve bu haritaların oluşturulmasında dinamometre üzerinde farklı koşullar altında uzunca vakitler alan testlere ihtiyaç duyulmaktadır. Yöntem 1 ve yöntem 2 tercih edilmemesinin arkasında özellikle yüksek hız bölgesinde doğruluğun çok bozulması yatmaktadır. Yöntem 3 ve 4'te ara bir işlem gerekmeden önceden elde edilen veriler ile akım referansları hesaplandığından çok yüksek dinamiklere ulaşılabilir. Yöntem 1, 2 ve önerilen yöntemde kontrolcü bulunması, kontrolör tasarımına bağlı bir dinamiğin elde edilmesine sebep olur.

Tablo 5.1. Yöntemlerin karşılaştırma tablosu

	Hafıza	İşlem Yüğü	Ayarlama	Dinamik	Doğruluk
Yöntem 1	x	x	xx	x	x
Yöntem 2	xx	xx	xx	x	xx
Yöntem 3	xxxxx	xxx	xxxxx	xxx	xxxxx
Yöntem 4	xxx	xx	xxxx	xxx	xx
Önerilen Yöntem	xx	xx	xx	xx	xxxxx

Önerilen yöntem olan beşinci yaklaşım ise relüktans momentinin hesaplanması ve ona göre mıknatıs momentinin belirlenmesi temeline dayanmaktadır. Relüktans momentinin hesaplanması için gerekli olan endüktans değerleri karmaşık bir test sistemine ihtiyaç duyulmadan sağlanabilmektedir. Ayrıca benzer durum mıknatıs akısı parametresinin hesabı için söylenebilir. Ayrıca sıcaklık ile etkilenen mıknatıs akısı parametresine stator sıcaklığı ölçülüp rotor sıcaklığı tahmin edilerek kontrol yönteminde kullanılabilir. Bu sayede sıcaklık değişimlerine karşıda etkili bir yöntem elde edilir. Önerilen yöntemde direk olarak tork değeri olarak verilen referansta bara gerilimlerinin değişiminden etkilenmeyen ve kontrol parametreleri tasarımı kolay bir yapı elde edilmiştir. Elde edilen yapının ayarlanması için çok fazla teste ve büyük bir test sistemine ihtiyaç duyulmaz. Motor endüktans değerleri akı değerleri yalnızca kullanılan sürücü kullanılarak elde edilebilir. Yapılacak ölçümlerde iterasyon içermediğinden kısa sürede ölçülüp, basit parametre tabloları ile gömülü mıknatıslı senkron motorlarda tork kontrolü sağlanır. İlerideki çalışmalarda bu yöntem ile

uygulanacak pozisyon sensörsüz tork kontrolü konuları, tork hesaplamada kullanılan yöntemlerin iyileştirilmesi, motor parametre ölçümlerinin iyileştirilmesi, gerçeğe daha yakınsayan hızlı benzetim modellerinin oluşturulması, tork kontrolünde farklı kontrol yöntemlerinin iyileştirilmesi, tork kontrol yönteminin dinamik performansı ve bozucu yanıtlarının incelenmesi, motorun geometrisinden kaynaklı torktaki salınımın giderilmesi gibi konular çalışılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] Huang W., Sun G., Zhang Y., Zhang X., Accurate Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2014, **29**(1), 29–37.
- [2] Morimoto S., Sanada M., Takeda Y., Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, **30**(6), 1632.
- [3] Sneyers B., Novotny D. W., Lipo T. A., Field-weakening in buried permanent magnet ac motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1980, **21**(2), 398-407.
- [4] Jahns T. M., Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1987, **23**(4), 681-689.
- [5] Bose B.K., A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, **24**(6), 987–997.
- [6] Leonhard W., Control of AC-Machines with The Help of Microelectronics, *Proceedings IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, 1983, **16**(16), 769-792.
- [7] Hasse K., Control of Cycloconverters for Feeding of Asynchronous Machines, *Proceedings IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, 1977, **10**(10), 537-546.
- [8] Morimoto S., Takeda Y., Hirasa T., Taniguchi K., Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1990, **26**(5), 866–871.
- [9] Schiferl R., Lipo T.A., Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications, *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, ABD, Kasim 1988.
- [10] MacMinn S.R., Jahns T.M., Control Techniques for Improved High-Speed Performance of Interior PM Synchronous Motor Drives, *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, ABD, Kasim 1988.

- [11] Blaschke F., The Principle of Field Orientation as Applied to The New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines, *Siemens Review*, 1972, **34**(3), 217-220.
- [12] Bech M.M., Frederiksen T.S., Sandholdt P., Accurate Torque Control of Saturated Interior Permanent Magnet Synchronous Motors in The Field-Weakening Region, *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, Hong Kong, Çin, Kasım 2016.
- [13] Lopez G.G., Gunawan F.S., Walters J.E., Optimum torque control of permanent magnet AC Machines in the field-weakened region, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, **41**(4), 1020-1028.
- [14] Cheng B., Tesch T. R., Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, **57**(3), 969–974.
- [15] Stumberger B., Stumberger G., Dolinar D., Hamler A., ve Trlep M., Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2003, **39**(5), 1264–1271.
- [16] Rang G., Lim J., Nam K., Ihm H., Kim H., A MTPA Control Scheme for an IPM Synchronous Motor Considering Magnet Flux Variation Caused by Temperature, *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC04)*, Anaheim, ABD, Şubat 2004.
- [17] Amornwongpeeti S., Kiselychnyk O., Wang J., Shatti N., Shah N., Soumelidis M., Adaptive torque control of IPMSM motor drives for electric vehicles, 2017 *IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Edinburgh, Birleşik Krallık, Haziran 2017.
- [18] Hoang K. D., Hawa K. A. A., Online Control of IPMSM Drives for Traction Applications Considering Machine Parameter and Inverter Nonlinearities, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2015, **1**(4), 312-325.
- [19] Qin H., Wu Z., Angle Tracking Observer with Improved Accuracy for Resolver-to-Digital Conversion, *Symmetry in Engineering Sciences II*, 2019, **11**(11), 1347.
- [20] Gong C., Hu Y., Gan C., Chen G., Alkahtani M., Modeling, Analysis, and Attenuation of Uncontrolled Generation for IPMSM-Based Electric Vehicles in Emergency, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, **67**(6), 4453–4462.
- [21] Rahman M.M., Kim K.T., Hur J., Design And Analysis Of Neodymium Free SPOKE-Type Motor With Segmented Wing Shape Permanent-Magnet For Concentrating Flux Density, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Colarado, ABD, Ekim 2013.

- [22] Bojoi R., Pastorelli M., Bottomley J., Giangrande P., Gerada C., Sensorless control of PM motor drives — A technology status review, *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Paris, Fransa, Mart 2013.
- [23] Jun K., *Sensorless Control of Permanent Magnet Motors*, Nisan 2010.
- [24] Nordelöf A., Grunditzb E., Lundmark S., Tillman A.M., Alatalob M., Thiringerb T., Life Cycle Assessment Of Permanent Magnet Electric Traction Motors, 2019, **67**, 263-274.
- [25] Dogan H., Garbuio L., Xuan H.N, Delinchant B, Foggia A., and Wurtz F., Multistatic Reluctance Network Modeling for the Design of Permanent-Magnet Synchronous Machines, 2013, **49**(5), 234 –2350.
- [26] Yang S.M., Lin K.W., Automatic Control Loop Tuning for Permanent-Magnet AC Servo Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, **63**(3), 1499–1506.
- [27] Tadokoro D., Morimoto S., Inoue Y., Sanada M., Method for Auto-tuning of Current and Speed Controller in IPMSM Drive System Based on Parameter Identification, *2014 International Power Electronics Conference (IPEC 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshime, Japonya, Mayıs 2014.
- [28] Meyer M., Böcker J., Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range, *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Portoroz, Slovenya, Ekim 2006.
- [29] Peters W., Wallscheid O., Böcker J., Optimum Efficiency Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors in Drive Trains of Electric and Hybrid Vehicles, *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Warsaw, Polonya, Eylül 2015.
- [30] Amornwongpeeti S., Kiselychnyk O., Wang J., Antaloae C., Soumelidis M., Shah N., Combined MTPA and Maximum Efficiency Control Strategy for IPMSM Motor Drive Systems, *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Toulouse, Fransa, Kasım 2016.
- [31] Odhano S. A., Bojoi R., Armando E., Homrich G., Filho A.F.F, Popescu M., Dorrell D. G., Parameter Extraction for Three Phase IPM machines through Simple Torque Tests, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, Kanada, Ekim 2015.
- [32] Morimoto S., Sanada M., Takeda Y., Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, **30**(4), 920–926.

- [33] Morimoto S., Hatanaka K., Tong Y., Takeda Y., and Hirasaka T., Servo Drive System And Control Characteristics Of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1993, **29**(2), 338–343.
- [34] Yang S.M., Lin K.W., Automatic Control Loop Tuning for Permanent-Magnet AC Servo Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, **63**(3), 1499–1506.
- [35] Bocker J., Beineke S., Bahr A., On The Control Bandwidth of Servo Drives, *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, España, Ekim 2009.
- [36] Tadokoro D., Morimoto S., Inoue Y., Sanada M., Method for Auto-tuning of Current and Speed Controller in IPMSM Drive System Based on Parameter Identification, *The 2014 International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japonya, Ağustos 2014.
- [37] XMC4000 System XMC™ microcontrollers, Ekim 2016.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

Atsız O., Kizir S., Investigation of Torque Control in Wide Speed Range of IPMSM Motors under DC Bus Voltages Variations, *International Congress of Engineering and Natural Sciences (ICENSS 2021)*, Ankara, 07-09 Mayıs 2021.



ÖZGEÇMİŞ

İlköğretim, lise öğrenimini Kocaeli’de tamamladı. 2012 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nden 2016 yılında mezun oldu. 2013 yılında başladığı Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümünü 2016 yılında tamamladı. 2016 yılından beri ARÇELİK AŞ, Merkez Ar-Ge Direktörlüğü, Güç Elektronikü Grup Yöneticiliğinde Uzman Araştırma Geliştirme Mühendisi olarak görev yapmaktadır.

