

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

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Hüseyin ERDOĞAN

(102113206)

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 23 Ağustos 2016

Eylül-2016

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Hüseyin ERDOĞAN

(102113206)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23 Ağustos 2016

Tezin Savunulduğu Tarih : 23 Eylül 2016

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü)

Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü)

Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR (G.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ (D.Ü)

EYLÜL-2016

ÖNSÖZ

Doktora çalışmam süresince bana her zaman destek olan, değerli fikir, bilgi ve yönlendirmeleriyle her zaman yardımcı olan, danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR'e ve yine çalışmanın başlamasında kıymetli fikir ve öneriler sunan ve devam eden çalışma süresince yardım ve desteklerini esirgemeyen Sayın Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR'e teşekkürlerimi sunarım.

Hüseyin ERDOĞAN
ELAZIĞ – 2016

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET	IV
SUMMARY	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VI
TABLolar LİSTESİ	X
KISALTMALAR.....	XI
SEMBOLLER LİSTESİ	XII
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Bakış	1
1.2. Tezin Amacı	4
1.3. Tezin Yapısı	5
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	6
2.1. Giriş	6
2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımları ve Sınıflandırılmaları	6
2.3. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi.....	7
2.4. Sürekli Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi	7
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ.....	9
3.1. SMSM'un Dinamik Modeli.....	9
3.1.1. SMSM'da Oluşan Kayıplar.....	9
3.1.1.1. Bakır Kayıpları	9
3.1.1.2. Demir Kayıpları.....	10
3.1.1.2.1. Histerezis Kayıpları	10
3.1.1.2.2. Eddy Akımı Kayıpları	10
3.1.2. Referans Düzlem Dönüşümleri	11

3.1.2.1. Clarke Dönüşümü $(abc) \rightarrow (\alpha\beta 0)$	12
3.1.2.2. Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha\beta 0) \rightarrow (abc)$	12
3.1.2.3. Park Dönüşümü $(abc) \rightarrow (dq0)$	12
3.1.2.4. Ters Park Dönüşümü $(dq0) \rightarrow (abc)$	13
3.1.3. Demir Kayıplarının İhmal Edildiği SMSM'un Dinamik Modeli.....	13
3.1.4. SMSM'un Sonlu Elemanlar Modeli.....	19
3.1.5. Uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi ile demir çekirdek direnci tahmini	24
3.1.6. Uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi temel yapısı.....	25
3.1.7. Demir çekirdek direncinin tahmini için uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi kullanılması.....	26
3.1.8. Demir Kayıplarının İhmal Edilmediği SMSM'un Dinamik Modeli.....	28
3.1.8.1. Demir Çekirdek Direncinin Sabit ve Dinamik Olarak Kullanılması	33
4. SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ	39
4.1. Amper Başına Maksimum Moment Yöntemi ile Minimum Kayıp Kontrolü	40
4.2. Alan Zayıflatma Yöntemi ile Minimum Kayıp Kontrolü.....	42
4.3. Amper Başına Maksimum Moment ve Alan Zayıflatma Kontrol Yöntemlerinin Birleştirilmesi.....	43
5. SİNİRSEL-BULANIK DENETLEYİCİ İLE SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ	52
6. SİNİR AĞI DENETLEYİCİ İLE SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ	60
7. BULGULAR VE DEĞERLENDİRME	68
8. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER	74
8.1. Sonuçlar.....	74
8.2. Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler.....	75
KAYNAKLAR.....	76
ÖZGEÇMİŞ	84

ÖZET

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Minimum Kayıp Kontrolü

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)'da oluşan elektrik kayıplarının minimum düzeye indirilmesi temelinde yapılan bu çalışmada, öncelikle SMSM'da oluşan elektriksel kayıpların tespiti, analizi ve azaltma yöntemleri üzerine araştırmalar yapılmıştır. Yapılan araştırmalarda, kayıp kontrolü ve analizi için en önemli bileşen olan ve rotor hızı ve dolayısıyla frekans ile dinamik olarak değişen demir çekirdek direncinin tespit edilmesindeki büyük güçlükler belirlenmiş ve bu zorlukları aşabilmek için yeni ve uygulanabilir bir yöntem önerilmiştir. Bu bağlamda SMSM'da kayıp kontrol algoritmaları oluşturmanın temel taşı olan demir çekirdek direnci, Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ve akıllı sistemlerin birlikte kullanılmasıyla oldukça başarılı bir şekilde hesaplanmıştır.

Elde edilen dinamik demir çekirdek direncinin etkisini araştırmak amacıyla demir çekirdek direncinin ihmal edildiği kayıpsız model ile demir çekirdek direncinin dinamik olarak alındığı model arasında karşılaştırma yapılmıştır. Ardından demir çekirdek direncinin sabit alınması durumunda oluşabilecek hatayı belirlemek için dinamik ve sabit demir çekirdek dirençlerinin etkisi karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalar ışığında demir çekirdek direncinin dinamik olarak alınmaması durumunda yanıltıcı sonuçlar elde edildiği gösterilmiştir.

Kayıp azaltma uygulamalarındaki dinamik direncin öneminin belirlenmesinin ardından dinamik direncin eklenmesi ile oluşturulan SMSM kayıp modeli üzerinde detaylı kayıp azaltma algoritmaları uygulanmıştır. Bu bağlamda ilk aşamada, elde edilen modele Amper Başına Maksimum Moment (Maksimum Tork Per Ampere (MTPA)) ve Alan Zayıflatma (Field Weakening (FW)) kontrol yöntemlerinin birleşimi olan analitik kayıp azaltma yöntemi uygulanmıştır. Analitik yöntemin sunduğu başarının tespit edilmesinin ardından tasarlanan Sinirsel-Bulanık (Neuro-Fuzzy) ve Sinir Ağı (Neural Network) temelli akıllı kayıp azaltma yöntemleri analitik yöntemlere alternatif olarak motor modeline uygulanmış ve elde edilen tüm sonuçlar irdelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Enerji Verimliliği, Sinir Ağı, Sinirsel-Bulanık, Kayıp Modeli

SUMMARY

Minimum Loss Control at Permanent Magnet Synchronous Motors

In this study, which is on the basis of the minimizing methods of the electrical losses of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), primarily a research ran through detection, analysis and minimizing methods about electrical losses at PMSM. As a result to this research, the major problems on determination iron core resistance, which is the most important component for the analysis at loss control procedures, are identified, so a new and practical method to overcome these difficulties have been proposed. and proposed new methods of these processes. In this context, the iron core resistance, which is the basis for creating lost control algorithms in PMSM, calculated quite successfully using the combination of the Finite Element Method (FEM) and intelligent systems.

To investigate the effect of the dynamic iron core resistance, a comparison made between the lossless PMSM model, in which the core resistance neglected, and the model with dynamic core resistance. Then, to determine the errors that may occur when taking iron core resistance fixed, models with dynamic and fixed iron core resistance were compared. As a result of this comparisons, it has shown that misleading results will be obtained if the variation of the dynamic iron core resistance is ignored.

After establishing the importance of the dynamic core resistance in loss minimization applications, detailed loss minimization algorithms have been applied to created SMSM loss model which contains the dynamic core resistance. In this context, at first an analytical loss minimization method, which is a combination of Maximum Torque Per Ampere (MTPA) and Field Weakening (FW) control methods, was applied to the PMSM loss model. Finally, intelligent loss control algorithms that designed based on Neuro-Fuzzy and Neural Network systems applied to the PMSM loss model as two alternative loss minimization methods. So all the obtained results were examined.

Key Words: Permanent Magnet Synchronous Motor, Energy Efficiency, Neural Network, Neuro-Fuzzy, Loss Model

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 3.1. abc, $\alpha\beta$ ve dq referans düzlemleri	11
Şekil 3.2. SMSM faz modelleri	13
Şekil 3.3. SMSM d eksen eşdeğer devresi	14
Şekil 3.4. SMSM q eksen eşdeğer devresi	14
Şekil 3.5. Demir çekirdek kaybı ihmal edilen bir SMSM'un dq modeli.....	15
Şekil 3.6. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un rotor hızı değişimi	16
Şekil 3.7. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un moment değişimi.....	16
Şekil 3.8. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un id akımı değişimi.....	17
Şekil 3.9. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un güç değişimi.....	17
Şekil 3.10. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un toplam kayıp gücü değişimi	18
Şekil 3.11. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un verim değişimi	18
Şekil 3.12. SEY ile bir motorun modellenmesi ve analizinin aşamaları.....	19
Şekil 3.13. SEY ile incelenen motorun tam kesiti.....	20
Şekil 3.14. SEY ile incelenen motorun 1/8 oranında yakınlaştırılmış kesiti.....	20
Şekil 3.15. SEY ile incelenen motorun sonlu elemanlar ağ yapısı.....	21
Şekil 3.16. SEY ile incelenen motorda oluşan manyetik akı yoğunluğu dağılımı.....	21
Şekil 3.17. SEY ile incelenen motorda oluşan vektör manyetik potansiyelleri dağılımı....	22
Şekil 3.18. SEY ile incelenen motorun sonlu elemanlar eşdeğer elektriksel devresi	22
Şekil 3.19. SMSM'da oluşan demir kayıpları	23
Şekil 3.20. Demir çekirdek direncinin hıza bağlı değişimi	24
Şekil 3.21. İki girişli Sugeno tipi ANFIS sistemi katmanları.....	25
Şekil 3.22. Demir çekirdek direnci tahminine ait üyelik fonksiyonları	27

Şekil 3.23. Tahmin yoluyla elde edilen demir çekirdek direnci değerlerinin SEY sonuçları ile karşılaştırılması	27
Şekil 3.24. Kayıpların ihmal edilmediği bir SMSM'un d- ekseni eşdeğer devresi.....	28
Şekil 3.25. Kayıpların ihmal edilmediği bir SMSM'un q- ekseni eşdeğer devresi.....	28
Şekil 3.26. Demir çekirdek direncinin eklenmiş olduğu SMSM benzetim modeli.....	29
Şekil 3.27. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen rotor hızı değişimleri. .	30
Şekil 3.28. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen moment değişimleri....	30
Şekil 3.29. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen i_d akımı değişimleri. ...	31
Şekil 3.30. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen toplam kayıp güç değişimleri.....	31
Şekil 3.31. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen motor gücü değişimleri.	32
Şekil 3.32. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen verim değişimleri.	32
Şekil 3.33. Dinamik ve sabit demir çekirdek dirençlerinin değişimi	34
Şekil 3.34. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında rotor hızları değişimi.....	34
Şekil 3.35. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında moment değişimleri.....	35
Şekil 3.36. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında i_d değişimleri	35
Şekil 3.37. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında i_q değişimleri	36
Şekil 3.38. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında demir kaybı gücü değişimleri.....	36
Şekil 3.39. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında bakır kaybı gücü değişimleri.....	37

Şekil 3.40. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında toplam kayıp güç değişimleri.....	37
Şekil 3.41. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında motor verimi değişimleri.....	38
Şekil 4.1. Genel bir SMSM'un hız-moment karakteristiği	40
Şekil 4.2. Genel bir SMSM için q_d0 eksenine göre akım, gerilim ve moment değişimleri	41
Şekil 4.3. SMSM Minimum Kayıp Kontrolü Benzetim Modeli	43
Şekil 4.4. MTPA & FW karar bloğunun iç yapısı.....	44
Şekil 4.5. MTPA&FW kontrol yöntemine ait akış diyagramı	45
Şekil 4.6. Mevcut modelde seçilen kaynaktaki parametrelerin kullanılmasıyla elde edilen ve [14] ile verilen çalışmadan alınan motor hızı – verim ve toplam kayıp güç değişimleri.....	46
Şekil 4.7. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri	47
Şekil 4.8. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri	47
Şekil 4.9. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri.....	48
Şekil 4.10. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri.....	48
Şekil 4.11. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri	49
Şekil 4.12. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri	49
Şekil 4.13. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri	50
Şekil 4.14. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri.....	50
Şekil 4.15. MTPA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor verimi değişimleri	51
Şekil 5.1. ANFIS araç kutusu arayüzünde giriş ve çıkışların tanımlanması	53
Şekil 5.2. ANFIS araç kutusu arayüzünde giriş üyelik fonksiyonlarının tanımlanması	53
Şekil 5.3. i_q^* referans akımı girişine ait üyelik fonksiyonları	53
Şekil 5.4. Rotor hızı ω_r girişine ait üyelik fonksiyonları	54
Şekil 5.5. Sinirsel-Bulanık denetleyicinin giriş-çıkış parametreleri arasındaki ilişki	54
Şekil 5.6. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri	55
Şekil 5.7. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri	55
Şekil 5.8. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri.....	56
Şekil 5.9. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri.....	56
Şekil 5.10. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri	57
Şekil 5.11. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri	57
Şekil 5.12. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri	58

Şekil 5.13. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri.....	58
Şekil 5.14. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde verim değişimleri.....	59
Şekil 6.1. Tasarlanan Sinir Ağı minimum kayıp denetleyicisi.....	61
Şekil 6.2. Sinir Ağı eğitim sonuçları	62
Şekil 6.3. Sinir Ağı denetleyici ile yapılan SMSM Minimum Kayıp Kontrolü Benzetim Modeli	62
Şekil 6.4. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri.....	63
Şekil 6.5. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri	63
Şekil 6.6. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri	64
Şekil 6.7. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri	64
Şekil 6.8. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri.....	65
Şekil 6.9. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri.....	65
Şekil 6.10. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri.....	66
Şekil 6.11. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri	66
Şekil 6.12. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor verimi değişimleri.....	67
Şekil 7.1. Tüm kontrol yöntemlerinin rotor hızı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması	68
Şekil 7.2. Tüm kontrol yöntemlerinin moment değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması.	68
Şekil 7.3. Tüm kontrol yöntemlerinin i_d akımı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması .	69
Şekil 7.4. Tüm kontrol yöntemlerinin i_q akımı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması .	70
Şekil 7.5. Tüm kontrol yöntemlerinin demir kaybı gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması	70
Şekil 7.6. Tüm kontrol yöntemlerinin bakır kaybı gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması	71
Şekil 7.7. Tüm kontrol yöntemlerinin toplam kayıp güç değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması	71
Şekil 7.8. Tüm kontrol yöntemlerinin motor gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması	72
Şekil 7.9. Tüm kontrol yöntemlerinin verim değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması.....	72

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1. SEY ile incelenen motorun parametreleri.....	23
Tablo 4.1. [14] ile verilen çalışmadaki motor parametreleri.....	46
Tablo 5.1. Sinirsel-Bulanık denetleyici ile SMSM minimum kayıp kontrolüne ait kural tablosu.....	54
Tablo 6.1. SMSM minimum kayıp kontrolü Sinir Ağı eğitim kodları.....	61

KISALTMALAR

SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
MTPA	: Maximum Torque Per Ampere (Amper Başına Maksimum Moment)
FW	: Field Weakening (Alan Zayıflatma)
ANFIS	: Adaptive Neuro-Fuzzy Interference System (Uyarlamalı Öğrenme Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi)
YSA	: Yapay Sinir Ağları
BM	: Bulanık Mantık
BMS	: Bulanık Mantık Sistem
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi

SEMBOLLER LİSTESİ

B	: Manyetik akı yoğunluğu
d	: Sac kalınlığı
f	: Frekans
i_d , i_q	: d ve q eksenli akım bileşenleri
i_d[*] , i_q[*]	: Referans d ve q eksenli akım bileşenleri
i_{d0} , i_{q0}	: Demir çekirdek direncine paralel koldan akan d ve q eksenli akım bileşenleri
i_s	: Stator faz akımı
I_{u,v,w}	: u, v, w faz akımları
J	: Atalet momenti
K_h	: Malzemeye bağlı histerezis kaybı sabiti
L_d , L_q	: d ve q eksenli endüktans bileşenleri
M_{wu}	: SMSM w ve u fazları arası ortak endüktans
M_{vw}	: SMSM v ve w fazları arası ortak endüktans
M_{uv}	: SMSM u ve v fazları arası ortak endüktans
n	: Değeri 1,5 ile 2,5 arasında değişen Steinmetz kuvveti
p	: Kutup çifti sayısı
R_a	: Armatür direnci
R_c	: Demir çekirdek direnci
σ	: Malzemenin iletkenliği
T_e	: Elektromanyetik moment
T_m	: Mekanik moment
T_y	: Yük momenti
Ψ_m	: Manyetik akı
u_d , u_q	: d ve q eksenli gerilim bileşenleri
u_{d0} , u_{q0}	: Demir çekirdek direnci üzerindeki d ve q eksenli gerilim bileşenleri
U_s	: Stator faz gerilimi
U_{sm}	: Stator maksimum faz gerilimi
V_{u,v,w}	: u, v, w faz gerilimleri
P_e	: Klasik eddy kaybı
P_{cu}	: Bakır kaybı
P_e	: Eddy kaybı
ω_e	: Elektriksel açısal hız
P_{exc}	: Ek eddy kayıpları
P_{fe}	: Demir çekirdek kaybı
P_h	: Histerezis kaybı
ω_r	: Rotor açısal hızı
ω_{rA}	: Pozitif sabit moment limitindeki azami hız
ω_{rC}	: Kritik açısal hız

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) sahip oldukları yüksek verim, fırça ve kolektör bulunmadığından daha az bakıma ihtiyaç duyması ve göreceli olarak moment kontrolünün daha kolay olması nedeniyle gün geçtikçe daha fazla uygulama alanı bulmaktadır. Bu uygulamaların başında ise kısıtlı enerji kaynağı nedeniyle, enerji kayıplarının büyük önem taşıdığı, tamamen elektrikle çalışan veya yakıt hücresi, içten yanmalı motor gibi bileşenlerle hibrit olarak üretilen, elektrikli araçlar gelmektedir.

Elektrikli araçlar gibi kısıtlı güç kaynağına sahip uygulamalarda, kayıp güç oldukça büyük bir öneme sahiptir. Bu nedenle kayıpların mümkün olduğunca yok edilmesi, araçların enerji kaynaklarının korunması bakımından çok önemlidir.

Literatür taraması yapıldığında birçok çalışmada SMSM'un kayıpları üzerinde araştırmalar yapıldığı görülmüştür. [1] ve [2] numaralı çalışmada, yazarlar sadece bakır kayıpları üzerine araştırmalar yapmıştır. Sadece bakır kayıplarını dikkate alarak çekirdek kaybı olarak bilinen kayıpların ihmal edilmesi sonuçların eksik olmasına neden olacaktır. Bu eksikliği ortadan kaldırmak için bazı yazarlar bakır kayıpları ile birlikte demir kayıplarını da araştırmalarına katmışlardır. [3–8] numaralı çalışmalarda demir kayıpları ve eşdeğeri olarak alınan, demir çekirdek dirençleri rotor hızının sabit olduğu durumlar için incelenmiştir. Sabit hızlı uygulamalarda çalışma frekansı da sabit kalmakta böylece frekansa bağlı olan ve kısmi diferansiyel ifadeler içeren hesaplamalarda, büyük kolaylık sağlanmaktadır. Ama açıkça görülmektedir ki bu yaklaşım oldukça kısıtlı bir kullanım alanına hitap etmektedir. Öte yandan hız değişimini de dikkate alan bazı çalışmalar da mevcuttur. [9–16]'da yazarlar farklı hız değerleri üzerine, yine sabit çekirdek direnci kullanarak çalışmalarını yapmışlardır. Böylece frekansa bağlı olan demir direncinin değişimini, yine hesaplamalarda kolaylık sağlaması amacıyla ihmal etmişlerdir. Bu yaklaşımda da değişen çalışma frekansının etkileri tam olarak araştırılmadığı için sonuçların eksik olduğu söylenebilir. Öte yandan [17–20] ile verilen referansların yazarları farklı hızlar için çekirdek direncini analiz etmiş ama belli hızlarla çalışmışlardır. Bu çalışmalarda da seçilen noktalar arasındaki hız değerleri ihmal edilmiştir. Son olarak [21–24] ile verilen

çalışmalarda değişken hızlarda çekirdek direnci değişimleri incelenmiştir. Bu çalışmalarda yapılan hesaplamaların yoğun ve karmaşık olduğu görölmektedir.

Literatür taraması ardından çekirdek direncini değişken hızlarda dinamik olarak hesaplayabilecek bir akıllı sistemin gerekliliği göze çarpmıştır. Bu eksiklik bu çalışmada oluşturulan Sinirsel-Bulanık tahmin algoritmasıyla ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır.

Elektrikli araç uygulamalarında genellikle motorun geniş bir hız aralığında çalışması gerekmektedir. Ayrıca aracın bataryasının uçlarındaki gerilimin genliği de farklı yükler altında değişim göstermeye meyillidir. Düşük gerilim aralığında, rotor hızı yeterli olmamasına rağmen, istenilen işletme hızını elde etmek için kontrol yönteminin alan zayıflatma bölgesine girebilmesi için zorlama gereksinimi ortaya çıkar. Bu nedenle alan zayıflatmalı (FW) kontrol, elektrikli araçlar için çok önemlidir. İşletme hızını geniş bir aralığa yayabilmek amacıyla birçok çalışmada alan zayıflatma uygulaması yapılmıştır.

Literatür araştırması yapıldığında [25]'deki çalışmanın yazarları önceki alan zayıflatma uygulamalarını inceleyerek alan zayıflatma üzerine yeni bir analitik yöntem ileri sürmüş ve sonuçları eski yöntemlerle karşılaştırma yoluna gitmişlerdir. Bu çalışmada oldukça karmaşık analitik hesaplamalarla sadece alan zayıflatma bölgesinde çalışma göz önünde bulundurulmuştur. Öte yandan [26–28]'deki referanslarda yazarların motor kayıplarını azaltmak için amper başına maksimum moment (MTPA) yöntemini kullandıkları görölmektedir. Bu alışmalar da önceki çalışma gibi yoğun analitik işlemler içeren tek bir yöntem üzerine oturtulmuştur. Sadece tek yöntemin kullanıldığı [25–28]'deki çalışmalara ek olarak birçok çalışmada [1,5,12,29–32] alan zayıflatma ve amper başına maksimum moment stratejisi birlikte kullanılmıştır. Bu çalışmalarda iki yöntemin bir arada kullanılmasının getirdiği performans artışı göz önüne serilmiştir. Ortaya çıkan başarının yanında [1,12,29–32] ile verilen referanslarda yapılan çalışmalar yoğun ve karmaşık analitik işlemler üzerine kurulmuştur. Bu karmaşadan sıyrılabilmek amacıyla [5]'in yazarları işlemleri mümkün olduğu kadar minimum düzeyde tutabilmek amacıyla look-up tabloları kullanmıştır. Ama tabloların oluşturulması da yine araştırmacılar için büyük bir zaman kaybı oluşturmaktadır.

Sürekli olarak gelişen bilgisayarların işlem güçleri araştırmacıları hesaplama zorluklarından önemli ölçüde kurtarabilmekte, hatta günümüzde her alanda kendini kabul ettiren akıllı sistemler, çalışmaları karmaşık hesaplamalardan tamamen kurtarabilmektedir. [33,34]'ün yazarları SMSM'un minimum kayıp kontrolünü bulanık mantık denetleyici (Fuzzy Logic Controller) temeli üzerine oturtmuştur. Eleftheria S. Sergaki ve arkadaşları

[33] alan zayıflatma metodunu tasarladıkları bulanık mantık denetleyici ile gerçeklerken, Casey B. Butt ve arkadaşları da [34] motora MTPA yöntemini uygulamak için bir bulanık mantık denetleyici tasarlamışlardır. Bulanık mantık denetleyici ile yapılan çalışmalar her ne kadar araştırmacıları karmaşık hesaplamalardan kurtarıyor görünse de denetleyicinin üyelik fonksiyonlarının ve kural tablolarının oluşturulmasının tamamen tecrübeye dayalı olması başlı başına bir zorluk meydana getirmektedir. WU Zhihong ve arkadaşları [3] ise seçimlerini, tecrübeden değil de bilgisayarların öğrenme yetisinden faydalanmaktan yana kullanarak, MPTA yöntemini motora uygulamak amacıyla bir Yapay Sinir Ağı tabanlı (Neural Network) denetleyici tasarlamışlardır.

Yapılan araştırmalarda minimum kayıp kontrolünün SMSM dışında, endüstriyel elektrik yükünün yaklaşık yüzde altmışını oluşturan [35] asenkron motorlarda da önemle yapıldığı görülmüştür. Asenkron motorlarda yapılan ve [36] da detaylı olarak tartışılan kayıp kontrol tekniklerini, genel anlamda, tasarıma yönelik yapısal analizlerin yapıldığı çevrimdışı teknik ve motora verilen komutların, motor parametreleri ile geri beslemelerin kullanılarak belirlendiği, çevrimiçi teknik olmak üzere iki kategoriye ayırmak mümkündür. Ayrıca çevrimiçi kayıp kontrol tekniği motor parametrelerine ve kayıp modellerine bağlı olan model tabanlı çevrimiçi teknik, geri beslemeler ile minimum kayıp çalışma noktasını arayan fiziksel yapı tabanlı çevrimiçi teknik ve hem motor parametrelerini hem de geri beslemeleri kullanan karma teknik olmak üzere üç gruba ayrılabilir [37].

Çevrimdışı kayıp kontrol tekniğinde kayıp güçlerin analizi büyük bir öneme sahiptir. [38] numaralı kaynakta araştırmacılar, sonlu elemanlar analizi ile bu güçleri bulma yoluna gitmişlerdir. [39] numaralı kaynağın yazarları ise motor geometrisini kullanarak temel ve harmonik güçlerin analizini yapmışlardır. Benzer şekilde [40,41] numaralı çalışmalarda da harmonik güç analizleri sonlu elemanlar yöntemi ile yapılmıştır. Kayıp güçlerin hesaplama yoluyla elde edildiği çalışmaların yanında, [42,43]'de verilen çalışmalarda kayıplar deneysel ölçümlerle elde edilmektedir. Öte yandan [44,45] numaralı çalışmalar tasarım üzerine yapılmış ve en uygun tasarım elde edilmeye çalışılmıştır.

Model tabanlı çevrim içi asenkron motor kayıp kontrol yöntemi üzerine yapılan [35,46–52] ile verilen çalışmalarda, motor parametrelerine bağlı kontrol yapılırken parametrelerin çalışma şartlarına bağlı olan değişimleri ihmal edilmiş ve parametrelerin sabit alındığı görülmüştür. Öte yandan [53] numaralı çalışmanın yazarları bakma tablolarından faydalanmış ayrıca [54–56] numaralı çalışmalarda da parametrelerin çevrim içi tahmin yoluyla elde edilmesiyle minimum kaybın elde edilmesi amaçlanmıştır. Yine model tabanlı

yöntem de kullanılan kontrol teknikleri üzerine araştırma yapıldığında [46] numaralı kaynakta demir ve bakır kayıplarının hesaba katılarak mıknatıslanma akımının vektör kontrol sürücüsü ile kontrol edildiği görülmüştür. [51] ile verilen kaynakta demir ve bakır kayıplarının da bulunduğu modele kayma frekansını kontrol etmek üzere alan yönlendirmeli kontrol uygulanmıştır. Seleme ve arkadaşları [52] ile verilen çalışmada yine kayma frekansını kontrol değişkeni olarak kullanmış fakat analizleri sürekli hal modeli ile yapmışlardır. [57,58] ile verilen çalışmalarda giriş gücü ve rotor akısı ilişkilendirilmiş ve kayıp kontrolü bu temelde yapılmıştır.

Fiziksel yapı tabanlı çevrim içi asenkron motor kayıp kontrol yönteminde genel olarak karıştırıp tespit etme yöntemi kullanılmaktadır. Örneğin [59] numaralı çalışmada minimum kayıp gücü elde edilene kadar V/f oranının karıştırılması söz konusudur. Benzer teknik girişin mıknatıslanma akısı olarak alındığı [60–63] numaralı çalışmalarda da mevcuttur. Öte yandan [64,65] numaralı çalışmalarda kayıp kontrol çalışmaları bulanık mantık temellerine oturtulmuştur.

Son olarak karma çevrim içi asenkron motor kayıp kontrol yöntemi yine birçok çalışmada kullanılmıştır. [36] numaralı çalışmada dalgacık ilişki kontrolü [58,66,67] kullanılarak motora karma kayıp kontrol yöntemi uygulanmıştır. Öte yandan [68] numaralı kaynakta görüldüğü gibi karma yöntemde de akıllı yöntemlerin kullanıldığı görülmektedir.

Yapılan araştırmalar sonucunda asenkron motorlarda da kayıp kontrol tekniklerinin uygulanabildiği ve başarılı sonuçlar alınabildiği görülmüştür. Ancak, bu çalışmada üzerinde durulan akıllı demir direnci tahmin modelinin asenkron motorlarda da henüz uygulanmadığı literatürdeki bir eksiklik olarak görülmüştür.

1.2. Tezin Amacı

Bu çalışmada, temel olarak, SMSM’da oluşan elektriksel kayıpların tespiti, analizi ve azaltma yöntemleri üzerine araştırmalar yapılmış ve bu işlemlere dair yeni yöntemler önerilmiştir.

Bu bağlamda öncelikle SMSM’da kayıp kontrol algoritmaları oluşturmanın temel taşı olan demir çekirdek direncinin SEY ve akıllı sistemler yardımıyla hesaplanabilirliğinin araştırılması, böylece literatürdeki önemli bir eksikliğin kapatılması amaçlanmıştır. Elde edilen dinamik çekirdek direncinin sonuçlar üzerindeki etkisinin belirlenebilmesi amacıyla kayıpsız, sabit dirençli ve dinamik dirençli modeller arasında karşılaştırmalar yapılmıştır.

Ayrıca kayıp azaltma yönündeki akıllı sistemlerin kullanılmış olduğu çalışmalar incelendiğinde yapılan çalışmalarda sadece FW veya MTPA olacak şekilde bir tek kayıp azaltma yönteminin, sadece sabit çekirdek direnci alınarak uygulandığı görülmüştür. Literatürde görülen bu boşluktan hareketle bu çalışmadaki diğer bir amaç, her iki yöntemin birleştirilerek dinamik dirence sahip bir modele uygulanması ve böylece her iki yöntemin avantajlarının bir arada kullanıldığı bir denetleyicinin gerçeğe yakın dinamik davranışının tespit edebilmesidir.

Tezdeki amaçlardan biri de kayıp kontrol çalışmalarında analitik yöntemlerin yerini alabilecek akıllı bir denetleyicinin analizi şeklinde ifade edilebilir. Bu bağlamda, biri Yapay Sinir Ağı diğeri Sinirsel-Bulanık olan iki farklı akıllı sistemin kayıp azaltma uygulamalarındaki kullanılabilirliği ve birbirine göre üstünlükleri araştırılmıştır.

1.3. Tezin Yapısı

SMSM'daki kayıplarının minimum düzeye indirgenmesini amaçlayan bu çalışmanın ilk bölümünde SMSM'larda yapılan kayıp azaltma ve demir kaybı hesabına ilişkin literatür taraması verilmiştir.

İkinci bölümde SMSM'lara ilişkin bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde SMSM'ların dinamik modelleri oluşturulmuştur. Bu bölümde öncelikle demir kaybının ihmal edildiği model oluşturulup analizler yapılmıştır. Akabinde demir kayıplarının hesaplanması için sonlu elemanlar modelinden elde edilen sonuçlar ile Sinirsel-Bulanık tahmin algoritması yardımıyla dinamik demir çekirdek direnci elde edilmiştir. Son olarak elde edilen dinamik direncin kullanıldığı SMSM modeli oluşturulmuş ve gerekli analizler yapılarak, kayıpsız model ve demir çekirdek direncinin sabit olarak uygulandığı model ile karşılaştırılmıştır.

Tezin dördüncü bölümünde SMSM'larda kullanılan analitik kayıp kontrol yöntemleri irdelenmiştir.

Tezin beşinci ve altıncı bölümlerinde SMSM'larda kullanılan analitik kayıp kontrol yöntemlerinin yerini alabilecek akıllı sistemler önerilmiştir.

Tezin yedinci bölümünde yapılan çalışmaların tümü birlikte incelenerek elde edilen bulgular değerlendirilmiştir.

Tezin son bölümünde ise elde edilen tüm sonuçlar irdelenerek ulaşılan sonuçlar tartışılmış ve sonraki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

2. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

Senkron makinalardaki alan sargılarında oluşan uyarma sabit mıknatıslar ile elde edilebilir. Senkron makinanın rotorunda bulunan doğru akım uyartım sargısı sürekli mıknatısla yer değiştirilerek rotorda meydana gelen manyetik akı sürekli mıknatıs tarafından sağlanırsa sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) elde edilmiş olur. Elektriksel uyartım yerine sabit mıknatıs kullanımında göze çarpan en büyük değişim rotordaki bakır kayıplarının yok edilmesi ve rotor için ayrı bir gerilim kaynağına ihtiyaç duyulmamasıdır. Sabit mıknatıslar ile oluşturulan makinalar diğerlerine göre daha basit yapıdadırlar, aynı işlem için kullanılan diğer motorlardan daha hafif ve küçüktürler. Ayrıca kayıpları daha küçük ve verimleri daha yüksektir. Dezavantajları bu makinalarda kullanılan sabit mıknatıs malzemelerinin pahalı olması ve yine bu malzemelerin manyetik karakteristiklerinin zamanla değişiyor olmasıdır. Bir motorda sürekli mıknatıs veya rotor sargılarının kullanımının seçimi motor performansı, ağırlık, boyut, verim ve üretimdeki ekonomik etkenlerin değerlendirilmesi ile yapılır. Sürekli mıknatısları oluşturan manyetik malzemelerin işlenebilirlik ve tolerans gibi özellikleri de üretim maliyetini etkilemektedir [69].

2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımları ve Sınıflandırılmaları

Mıknatıslı senkron motorlar uygulama alanlarına göre değişik şekillerde tasarlanabilmektedirler. Sürekli mıknatıslı A.A. makinaları genel olarak çalışma şekillerine göre;

- Trapezoidal çalışma şekli (Fırçasız D.A. makinaları),
- Sinüzoidal çalışma şekli (SMSM' leri),

olmak üzere iki şekilde sınıflandırılabilirler. Bu çalışma şekillerinde stator sargısının bağlantı şekline bağlı olarak, rotorun hareketi ile statorda indüklenen zıt elektromotor kuvvetinin şekli de farklı olmaktadır [69].

Trapezoidal çalışma şeklinde indüklenen zıt emk trapez şeklinde olup, bu makinalar literatürde “Fırçasız Doğru Akım Makinası” olarak adlandırılmaktadır. Bu motorlarda faz sargıları, konum algılayıcılarının verdiği işaret ile kontrollü olarak statik anahtarlama

elemanı üzerinden her defasında değişik sargılar beslenerek rotorun dönüşü denetlenebilmektedir. Sinüzoidal çalışma şeklinde ise, indüklenen zıt emk sinüzoidal formundadır. Burada, statorun üç fazına alternatif gerilim uygulanır. SMSM'un enerji dönüşümü yapabilmesi için rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlenmesi gerekir.

SMSM'lar rotor şekilleri açısından incelendiğinde farklı tasarımlara rastlanır [69]. SMSM'lar genellikle mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre sınıflandırılmaktadırlar. Rotor yapıları arasında en çok kullanılan ve diğer tasarımlara da temel oluşturan iki farklı tasarım mevcut olup, bunlar;

- Sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirilmesi (surface mounted)
 - Sürekli mıknatısın rotor içine yerleştirilmesi (interior)
- şeklindedir.

2.3. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi

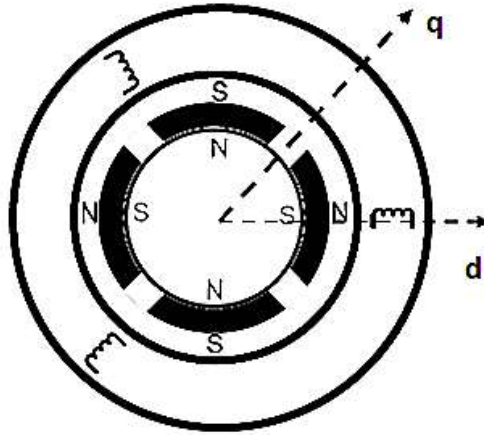
Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler ya da yay şeklinde rotor yüzeyine yapıştırılır. Motor yuvarlak rotorlu olup hava aralığı hemen hemen sabittir. Oldukça basit olması nedeniyle en yaygın kullanılan rotor tasarımlarından biri olan bu rotor şeklinin en büyük sakıncası, stator dişlerinden dolayı çalışma noktalarında yüksek frekanslı titreşimler oluşmasıdır. Bu nedenle yüksek elektriksel iletkenliğe sahip NdFeB mıknatısların bu tasarımda tek parça halinde kullanılması sakıncalar doğurur. Bu yüzden mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca mıknatısların savrulma kuvvetine karşı mukavemetlerinin düşük olması nedeniyle, mıknatısların yerinden kopmaması için bu tip motorlar yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler.

Ayrıca mıknatıslar radyal yönde hava aralığına dik olacak şekilde kutuplanmıştır. Bu şekilde, hava aralığında mıknatısların çalışma noktasındaki indüksiyonuna eşit bir manyetik indüksiyon oluştuğundan, rotor manyetik alanı simetrik olur. Bundan dolayı herhangi bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. Şekil 2.1-a'da mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesine ilişkin rotor yapısı gösterilmiştir [69].

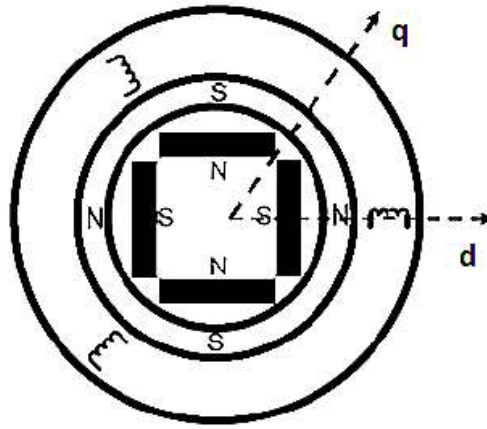
2.4. Sürekli Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi

Mıknatısın rotora gömülü olduğu motorlarda, mıknatısın konumlandırılmasında değişik geometrik tasarımlarla karşılaşmak mümkündür. Bu motorlardaki mıknatısların rotora gömülme derinliği, mil çapı ve rotor dış çapı tarafından sınırlanmaktadır. Derinliği

arttırarak rotora daha uzun mıknatıs yerleştirebilmek amacıyla, mıknatıslar radyal doğrultudan farklı açılarda, eğimli olarak yerleştirilebilir. Böylelikle hava aralığındaki akı yoğunluğu artırılabilir. Böylelikle bir kutup altındaki akının, mıknatıs yüzeyindeki akıdan daha büyük olduğu makina yapıları ortaya çıkar. Mıknatısların rotor içine yerleştirildiği motorlara örnek olarak Şekil 2.1-b'deki rotor yapıları verilebilir [69].



a) Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmesi



b) Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi

Şekil 2.1. SMSM'larda mıknatıs yerleşimleri

Mıknatıslar rotora gömülü olduğundan, savrulma kuvvetine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle, bu tip motorlar özellikle yüksek hızlı sistemlerde tercih edilirler. Bu tasarımda statordan bakıldığında rotor manyetik alanı simetrik değildir. Dolayısıyla, farklı relüktansların söz konusu olması, bu şekilde tasarlanmış makinaların çalışma ve denetim özelliklerini önemli ölçüde etkiler [70].

3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ

Elektrik makinalarının analizinde yapılan modellemenin önemi oldukça büyüktür. Motora uygulanan kontrolden alınan cevaplar veya motorun çalışması üzerine yapılan incelemeler modelin içerdiği parametrelerin sayısı ile doğru orantılı olarak gerçeğe yaklaşır.

3.1. SMSM'un Dinamik Modeli

Gerilim, akım, frekans ve yük gibi motorun uç değişkenlerinde herhangi bir değişimin olmadığı sürekli durumun yanı sıra, uygulanan denetim sisteminin sonucu olarak veya çalışma şartlarında meydana gelen değişikliklere verilen ani cevapların da gözlenip hesaplanabilmesi, yani motorun dinamik tepkisinin benzetiminin yapılabilmesi ancak ilgili motorun dinamik modelinin oluşturulması ile mümkündür.

Dinamik model kontrol edilmek istenen değişkene göre önemli olan parametrelerin hesaba katılması ve diğer bazı parametrelerin ihmal edilmesi şeklinde oluşturulabilir. Temel hedeften uzaklaşmadan uygun bir basitliğe indirgenmiş modelle çalışmak araştırmacıya büyük bir kolaylık sağlar.

Bu çalışmada temel hedef elektriksel kayıpları azaltmak olduğundan kayıp kontrolü yapılmayan diğer çalışmaların aksine demir çekirdek kaybının ihmal edilmediği modeller üzerinde analizler yapmak gerekmektedir. Bu bağlamda takip eden bölümlerde önce SMSM'un demir çekirdek direncinin ihmal edildiği model oluşturulmuş, sonra modele ilgili kayıplar eklenerek aradaki fark ortaya konulmuştur.

3.1.1. SMSM'da Oluşan Kayıplar

SMSM kayıp modeli oluşturmada önce modele eklenmesi gereken önemli kayıpların bilinmesi gerekmektedir. Bu bölümde SMSM üzerinde oluşan kayıplar hakkında bilgiler verilecek ve göz önünde bulundurulması gerekenler vurgulanacaktır.

3.1.1.1. Bakır Kayıpları

Bakır kayıpları motorun stator sargılarında oluşan direnç etkisi nedeniyle ortaya çıkan ve Joule kaybı olarak da adlandırılan ısı kayıplardır. Bu kayıplar sargı akımlarının karesi ile sargı direncinin çarpımı şeklinde ifade edilir.

$$P_{cu} = I_s^2 R_a \quad (3.1)$$

Bununla birlikte elektriksel direnç ısı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Bu değişim Denklem 3.2’de verilen Bloch–Grüneisen formülünde verildiği gibi hesaplanabilir.

$$\rho(T) = \rho(0) + A \left(\frac{T}{\Theta_R} \right)^n \int_0^{\frac{\Theta_R}{T}} \frac{x^n}{(e^x - 1)(1 - e^{-x})} dx \quad (3.2)$$

Burada verilen $\rho(0)$ kalıcı direnci, A elektronlarının hızına ve yoğunluğuna bağlı sabiti, T sıcaklığı, $\rho(T)$ sıcaklığa bağlı direnci, Θ_R bir kristal yapıdaki en yüksek titreşim miktarını temsil eden Debye sıcaklığını temsil etmektedir.

3.1.1.2. Demir Kayıpları

Genel anlamda ferromanyetik malzemelerdeki demir kaybı P_{fe} , histerezis kayıp bileşeni P_h ve dinamik veya eddy kayıp bileşeni P_e olarak ikiye ayrılır [71].

$$P_{fe} = P_h + P_e \quad (3.3)$$

Öte yandan eddy kayıp bileşeni de kendi içinde klasik eddy kaybı P_c ve ek kayıplar P_{exc} olarak ikiye ayrılır [6].

$$P_e = P_c + P_{exc} \quad (3.4)$$

3.1.1.2.1. Histerezis Kayıpları

Histerezis kayıpları çekirdekteki akı yoğunluğunun zamanla değişmesinin sonucu olarak ortaya çıkan ve Denklem 3.5’teki gibi ifade edilebilen, yine ısı şeklinde ortaya çıkan kayıplardır.

$$P_h = k_h \left[1 + c(r - 1) \right] B^n f \quad (3.5)$$

Burada $c = B_{\min} / B_{\max}$ ile tanımlanan akı dağılım oranını, P_h histerezis kayıplarını, k_h malzemeye bağlı histerezis kaybı sabitini ve n değeri kullanılan ferromanyetik malzemeye bağlı olarak 1,5 ile 2,5 arasında değişen Steinmetz kuvvetini temsil etmektedir. Kullanılan modelde seçilmiş olan malzemelerin sonucunda n sabiti 2 değerinde alınmıştır.

3.1.1.2.2. Eddy Akımı Kayıpları

Eddy ya da foucault kayıpları olarak da adlandırılan girdap akımı kayıpları, alternatif akımın söz konusu olduğu stator çekirdeğinde ortaya çıkan ve Denklem 3.4’teki gibi ifade edilebilen ısı kayıplardır.

Denklem 3.4’teki P_c klasik eddy akımı kayıpları bileşeni homojen akı dağılımı olduğu varsayımında Denklem 3.6’daki gibi ve manyetik yolun duvarlarından indüklenen eddy

akımlarının oluşturduğu P_{exc} ek kayıplar bileşeni de Denklem 3.7'deki gibi tanımlanabilir [71].

$$P_c = k_{ec} \sum_{n=1}^{\infty} B_n^2 (nf)^2 \quad (3.6)$$

Burada $k_{ec} = \frac{\pi^2 d^2}{6 \rho_e \rho}$, ile tanımlanan malzeme sabitini, ρ malzemenin iletkenliğini, d sac kalınlığını, B manyetik akı yoğunluğunu ve f frekansı temsil etmektedir.

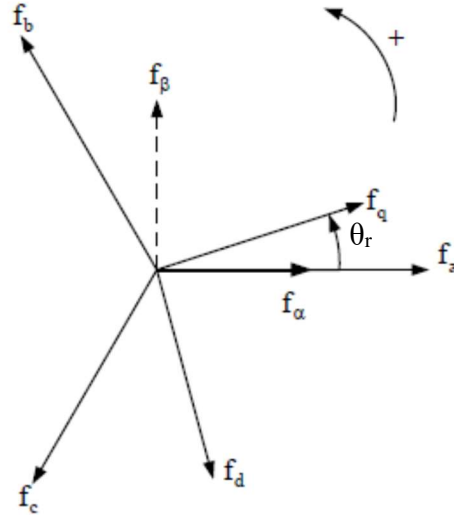
$$P_{exc} = k_{ex} \sum_{n=1}^{\infty} B_n^{1.5} (nf)^{1.5} \quad (3.7)$$

Burada k_{ex} yine ferromanyetik malzemeye bağlı sabiti temsil etmektedir.

3.1.2. Referans Düzlem Dönüşümleri

SMSM' un dinamik modellenmesi üç referans düzleme göre yapılmaktadır. Bunlar; stator referans düzlemi (3-faz model), sabit 2-fazlı referans düzlemi (2- faz α - β model) ve rotor referans düzlemi (2-faz dq model) olarak ifade edilir [69].

Güç sistemlerindeki çalışmalarda değişkenleri ayrıştırmak, zaman değişkenine bağlı zor denklemleri çözmek veya tüm değişkenleri ortak bir referans düzlemde ifade etmek için sıklıkla matematiksel dönüşümler uygulanır. Şekil 3.1'de referans düzlemler koordinat ekseninde gösterilmiştir.



Şekil 3.1. abc, $\alpha\beta$ ve dq referans düzlemleri

Burada f_a, f_b, f_c , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi, f_α, f_β , birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve f_d, f_q 'da birbirinden 90° faz farklı

2-faz rotor referans düzlemini ifade etmektedir. Şekil 3.1’de θ_r açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir [69].

3.1.2.1. Clarke Dönüşümü $(abc) \rightarrow (\alpha\beta 0)$

Clarke dönüşümünün sabit 2-faz değişkenleri α ve β olarak gösterilir. Şekil 2.8’te gösterildiği gibi α -ekseni, a fazının ekseni ile çakışık durumdadır. β -ekseni ise $\pi/2$ kadar α -ekseninin gerisindedir. Dönüşüm iki taraflı olduğundan sıfır-etki olarak adlandırılan üçüncü bir değişken eklenmiştir[69].

Clarke dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

şeklindedir.

3.1.2.2. Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha\beta 0) \rightarrow (abc)$

Ters Clarke dönüşümü 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme geçiş için kullanılır. Ters Clarke dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ifadesi ile tanımlanır.

3.1.2.3. Park Dönüşümü $(abc) \rightarrow (dq0)$

Park dönüşümü senkron makina analizlerinde en çok bilinen 3-fazdan 2-faza dönüştürme yöntemidir. Park dönüşümü senkron makinanın stator bileşenlerini rotora bağlı, pozitif d-ekseni alan sargısının manyetik ekseni ile aynı hizaya getirilmesi suretiyle kontrolünde büyük bir kolaylık sağlayabilen, dq referans düzlemine dönüştürmek için kullanılır. Pozitif q-ekseni pozitif d-ekseninden $\pi/2$ kadar ilerdedir [12]. Aşağıda $(abc) \rightarrow (dq0)$ dönüşümü verilmiştir[69].

Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ile tanımlanır.

3.1.2.4. Ters Park Dönüşümü (dq0) → (abc)

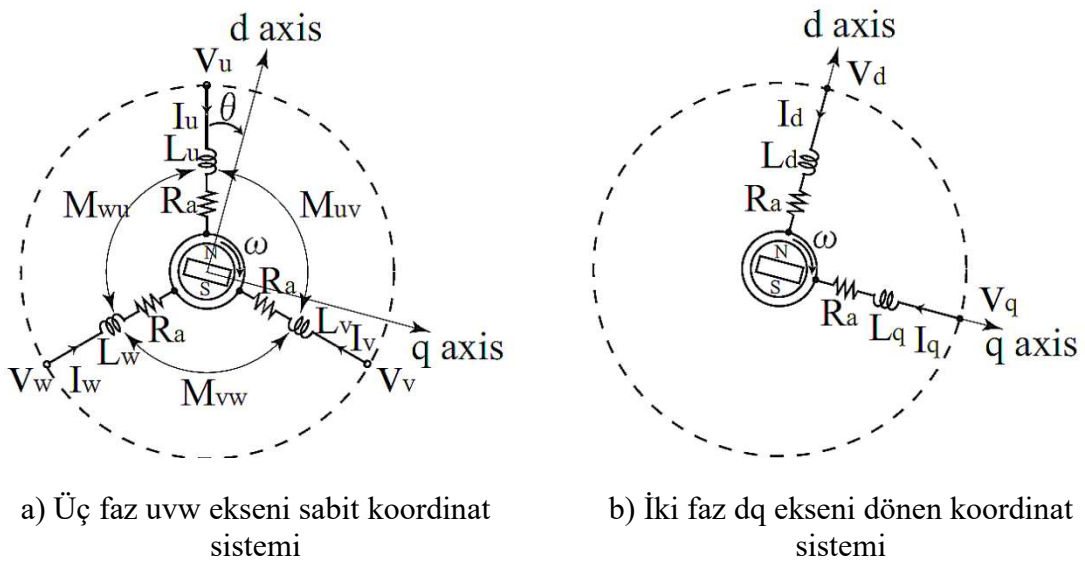
Ters Park dönüşümü 2-faz rotor düzleminde 3-faz stator düzlemine geçiş için kullanılır ve genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

şeklinde tanımlanır[69].

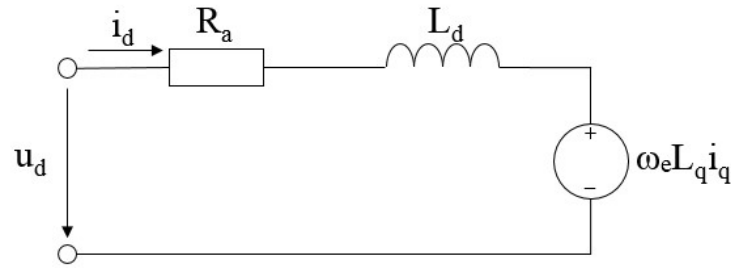
3.1.3. Demir Kayıplarının İhmal Edildiği SMSM'un Dinamik Modeli

Bu çalışmada SMSM kayıp kontrolü yöntemlerinin uygulanabilmesi için motorun Şekil 3.2. a) da verilen üç faz modeli yerine Şekil 3.2. b)'de verilen iki faz dq eksen takımındaki dinamik modeli kullanılmıştır.

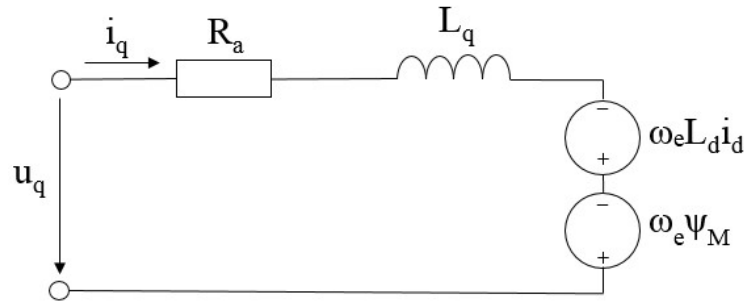


Şekil 3.2. SMSM faz modelleri [16].

Yapılacak analiz için sürekli mıknatıslı motorun rotorunda bulunan sürekli mıknatısların etkisi, sabit bir akım kaynağından uyarılan sargıda oluşacak etki gibi düşünülmüştür. Ayrıca; doyma etkisi ihmal edilmiştir, açık devre stator faz gerilimlerinin yaklaşık sinüzoidal olacak şekilde tasarlandığı düşünülmüştür ve stator akımlarının etkisi ile sabit mıknatısların mıknatısiyetlerini kaybetmeyecekleri kabul edilmiştir. Demir çekirdek kaybı ihmal edilen bir SMSM'a ait d ve q eksen eşdeğer devreleri sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.3. SMSM d eksen eşdeğer devresi



Şekil 3.4. SMSM q eksen eşdeğer devresi

Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'den hareketle demir çekirdek kaybı ihmal edilen bir SMSM'un dq eksen dinamik gerilim ifadeleri Denklem 3.12 ve Denklem 3.13'de verildiği gibi elde edilir.

$$u_d = R_a i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (3.12)$$

$$u_q = R_a i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_M \quad (3.13)$$

Ayrıca kayıpsız bir SMSM'a ait dinamik moment ve hız ifadeleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$T_e = T_m + T_y \quad (3.14)$$

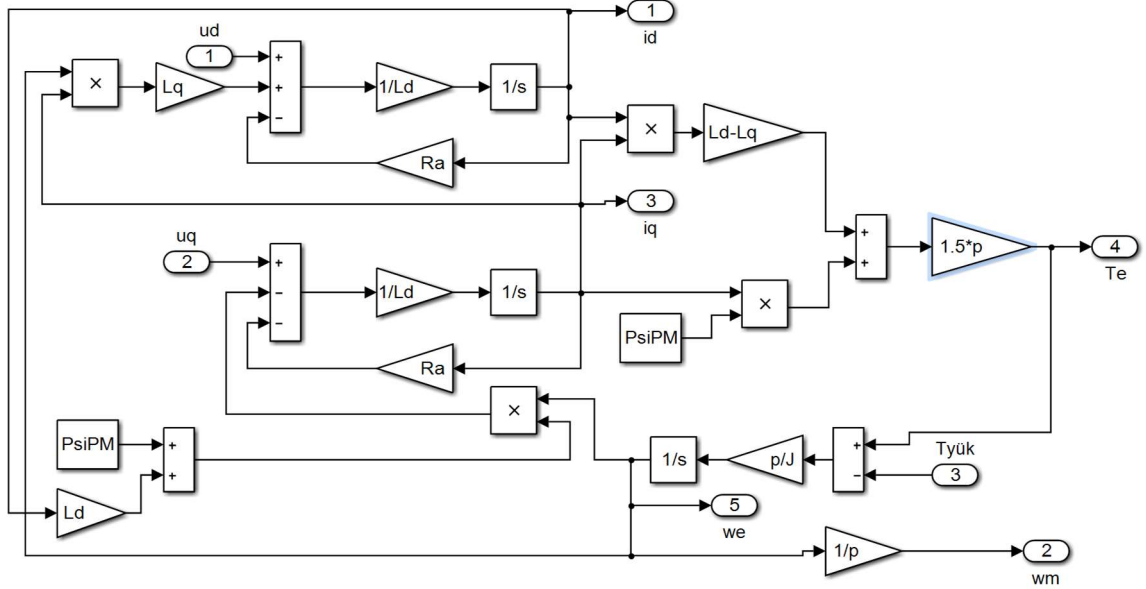
$$T_e = T_y + J \frac{d\omega_m}{dt} + B(\omega_m) \quad (3.15)$$

Bu çalışmada oluşturulan modelde sürtünme ihmal edilmiştir. Böylece dinamik denklem aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J} p(T_e - T_y) \quad (3.16)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \{ \psi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (3.17)$$

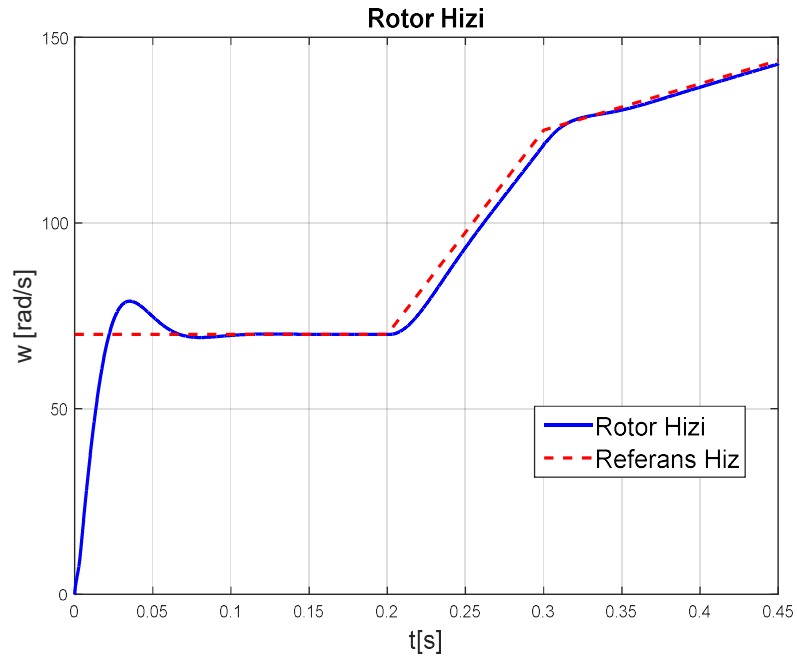
Dinamik denklemlerin elde edilmesinin ardından demir çekirdek kaybının ihmal edildiği SMSM'un benzetim modeli Matlab Simulink ile Şekil 3.5'teki gibi oluşturulmuştur.



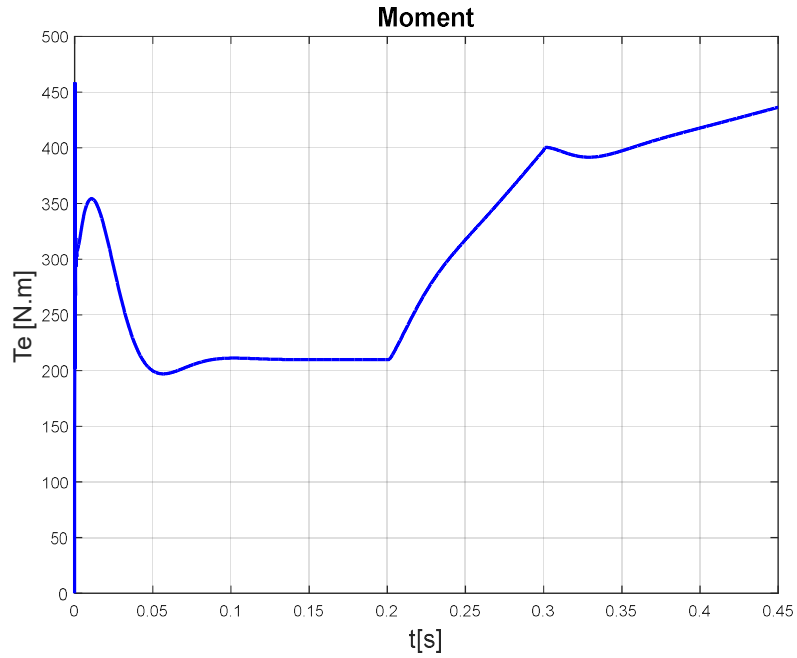
Şekil 3.5. Demir çekirdek kaybı ihmal edilen bir SMSM'un dq modeli

Oluşturulan benzetim modeline $I_d=0$ vektör kontrol yöntemi uygulanmıştır. Vektör kontrol, akı ve moment bileşenlerinin bağımsız olarak kontrol edilebildiği, AA motorların serbest uyarımlı DA motorlar gibi kullanılmasını sağlayan bir tekniktir [72]. Benzetimin ilk 0.2 s'si boyunca motor nominal hızının altında (nominal hız değeri 94.28 rad/s'dir) 70 rad/s'lik sabit hız değerinde çalıştırılmıştır. Ardından hız değişimlerine verilen cevabın incelenmesi için motorun hızı 0.2s-0.3s arasında 550 rad/s² lik bir eğimle, 0.3s-0.45s aralığında ise 125 rad/s² lik bir eğimle arttırılmıştır. Ek olarak motorun dinamik yük cevabının incelenebilmesi için başlangıç anından itibaren motora $T_L = 3\omega_m$ ifadesi ile

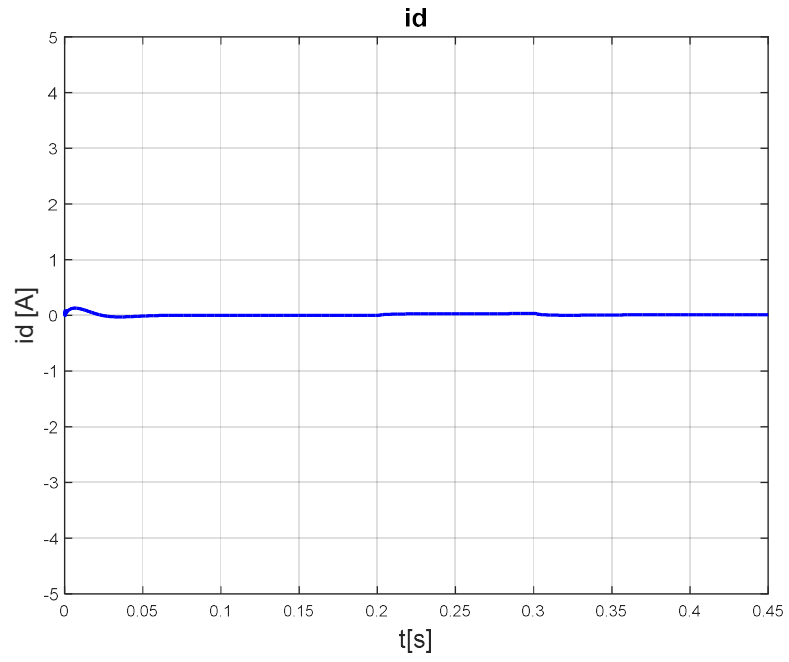
tanımlanan bir yük momenti uygulanmıştır. Sonuçta elde edilen rotor hızı, moment, i_d , güç, toplam kayıp ve verim değişimleri Şekil 3.6 – Şekil 3.11’de verilmiştir.



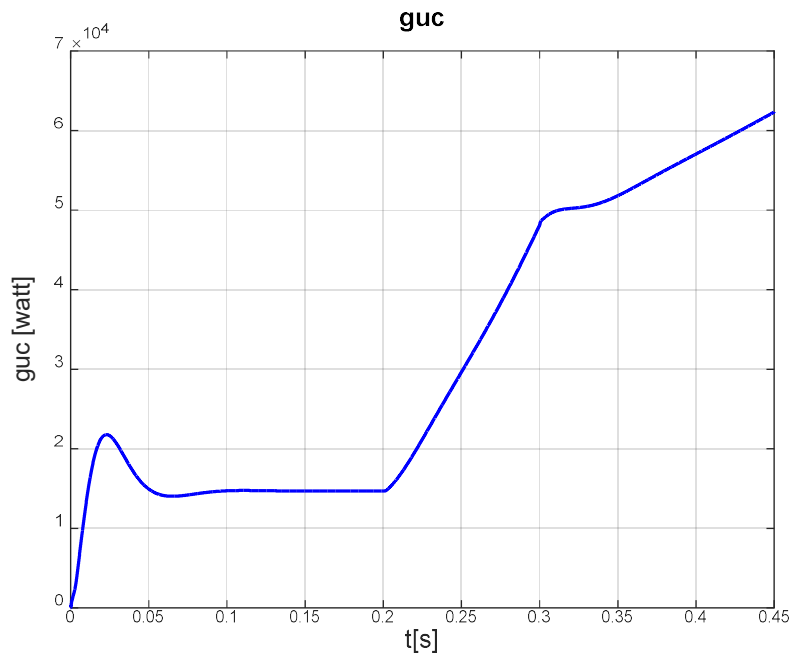
Şekil 3.6. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un rotor hızı değişimi



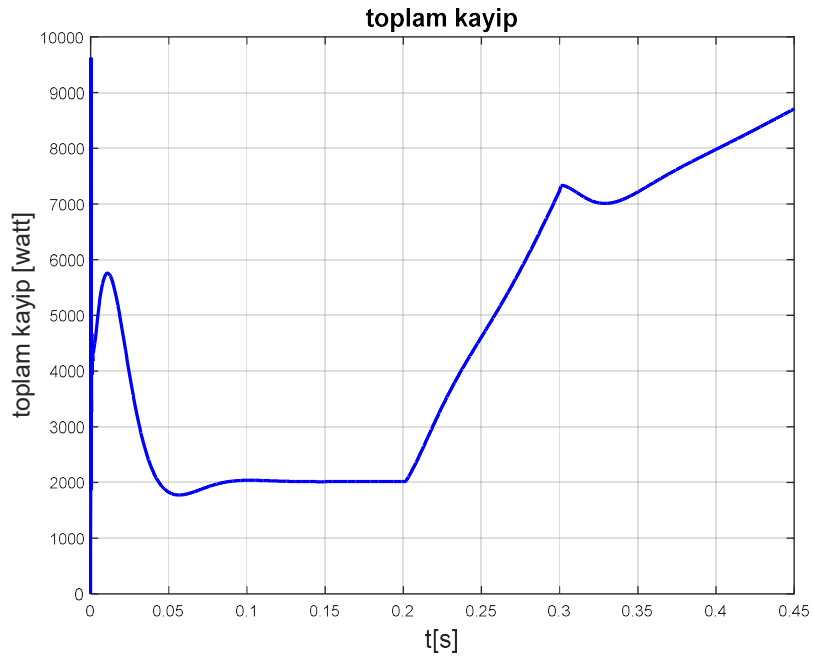
Şekil 3.7. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un moment değişimi



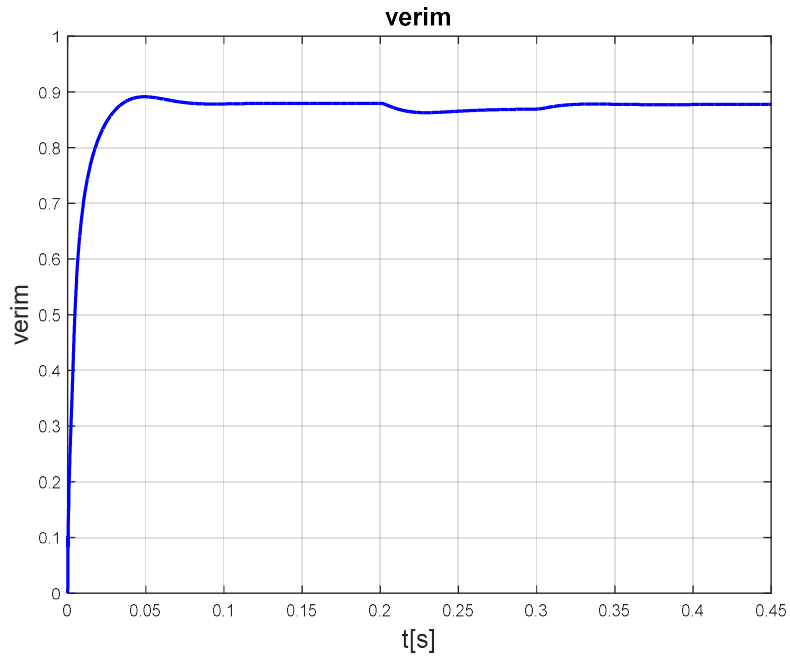
Şekil 3.8. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un i_d akımı değişimi



Şekil 3.9. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un güç değişimi



Şekil 3.10. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un toplam kayıp gücü değişimi



Şekil 3.11. $I_d=0$ yöntemi ile kontrol edilen demir çekirdek direnci ihmal edilen SMSM'un verim değişimi

Şekil 3.6. incelendiğinde motorun verilen referans hız eğrisini yüksek bir başarı ile yakaladığı görülmektedir. Ayrıca Şekil 3.7’den motorun yine gerekli olan yük momentini karşılayabilen bir moment karakteristiğine sahip olduğu görülmektedir. Şekil 3.8’de verilen I_d akımı değişiminden uygulanan $I_d=0$ kontrol yönteminin başarılı bir şekilde yük ve hız değişimlerinden etkilenmeden motorun I_d akımını sıfır değerinde tuttuğu görülmektedir. Şekil 3.11’de verilen verim grafiği incelendiğinde motor veriminin yaklaşık olarak 0.87 seviyelerinde olduğu görülmektedir.

3.1.4. SMSM’un Sonlu Elemanlar Modeli

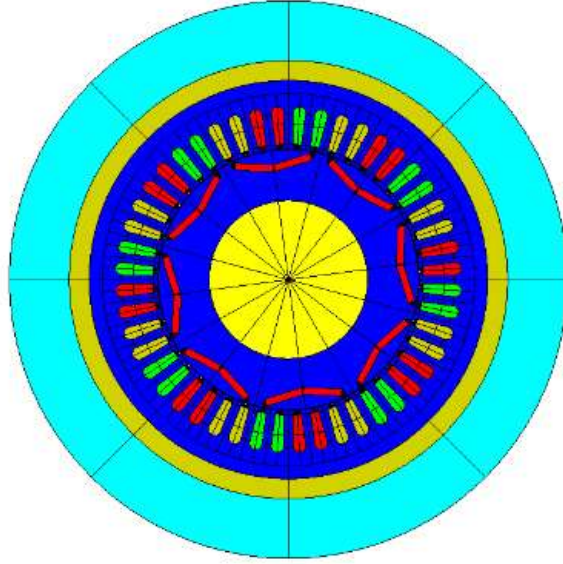
SMSM’un kayıp kontrolü üzerine yapılan çalışmalarda en önemli sorun, kayıp azaltma işleminde büyük büyük bir öneme sahip olan demir kayıplarının tespit edilebilmesidir. Bu kayıpları tespit etmek için analitik yöntemlerin kullanılması, kayıp bileşenlerinin içerdiği kısmi diferansiyel denklemler nedeniyle oldukça zordur [5–7,19–24,73,74]. Bu bağlamda, [4,7,8,13,17,20,22,75] numaralı kaynakların incelenmesi ile demir kayıplarının sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile belirlenmesi en uygun çözüm olarak belirlenmiştir.

SEY, Laplace ve Poisson tipindeki kısmi diferansiyel denklemlerin çözümü için kullanılan bir yöntemdir. SEY kullanarak, motordaki akılar, motorun ürettiği moment ve motorun demir kayıpları, motorun fiziksel boyutları ve diğer parametreleri yardımıyla detaylı olarak hesaplanabilir. SEY ile bir motorun modellenmesi ve analizinin aşamaları Şekil 3.12’de verilen akış diyagramında özetlenmiştir.

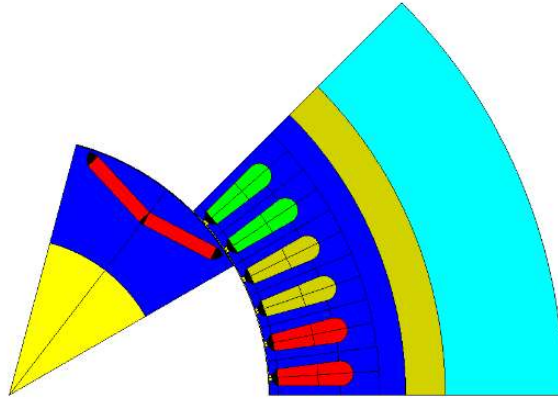


Şekil 3.12. SEY ile bir motorun modellenmesi ve analizinin aşamaları

Bu çalışmada yapılan SEY analizleri Cedrat firması tarafından oluşturulan ve eğitim amaçlı Flux 2D yazılımına gömülü olarak sunulan SMSM modeli üzerinde yapılmıştır. (SEY modelinin detayları için lütfen Cedrat web sitesini ziyaret ediniz) Analizler kayıtlı geçici lisans ile elde edilmiştir. Şekil 3.13'te kullanılmış olan SMSM SEY modelinin tam kesiti ve Şekil 3.14'te 1/8'lik yakınlaştırılmış kesiti görülmektedir.

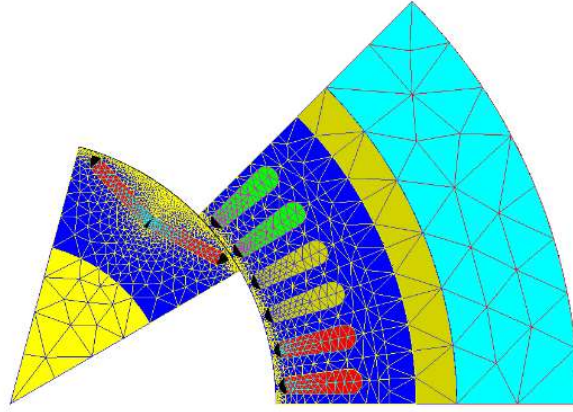


Şekil 3.13. SEY ile incelenen motorun tam kesiti



Şekil 3.14. SEY ile incelenen motorun 1/8 oranında yakınlaştırılmış kesiti

SEY analizlerinde en önemli nokta kullanılan malzemeleri en doğru şekilde temsil edebilecek ağ yapısını oluşturmaktır. Şekil 3.15'te analizi yapılan motorun sonlu elemanlar ağ yapısı görülmektedir.

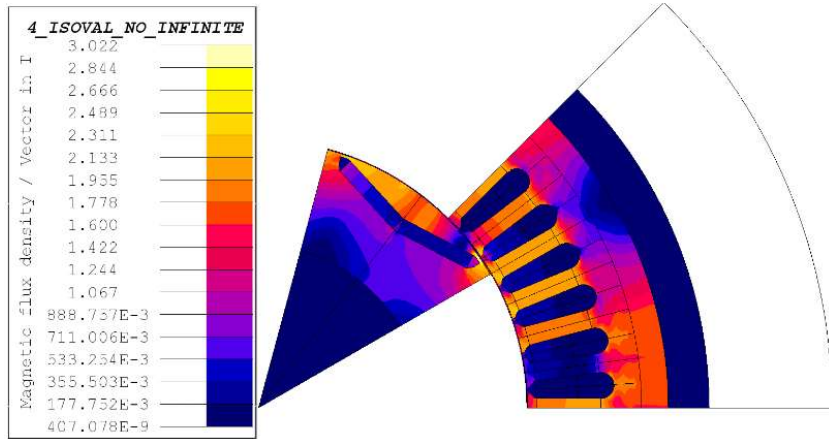


Şekil 3.15. SEY ile incelenen motorun sonlu elemanlar ağ yapısı

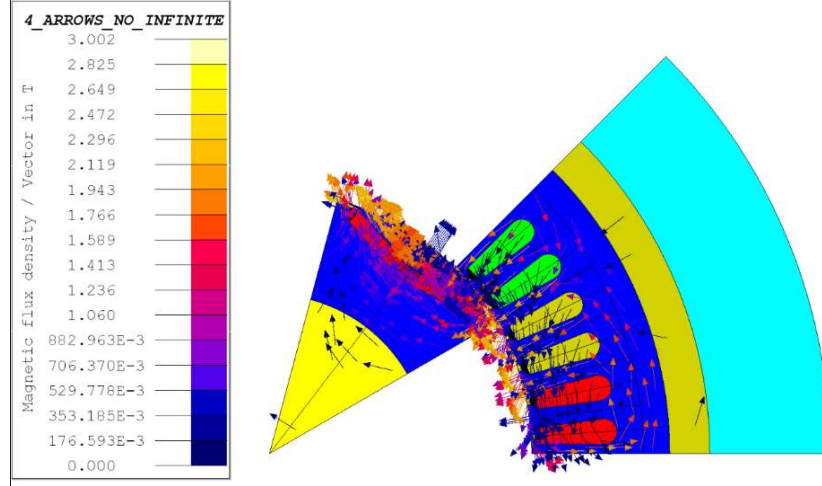
Flux 2D yazılımı ile farklı sabit hızlarda analizler yapılabilmektedir. Şekil 3.16 ve Şekil 3.17’de 1200 d/d sabit hızında yapılmış olan analizin sonucunda Denklem 3.18’de [76] verilen ifadeye göre hesaplanan akı yoğunluğu ve vektör manyetik potansiyelleri gösterilmiştir.

$$\nabla \times [\bar{v} \cdot (\nabla \times \bar{A})] = J_s + J_m \quad (3.18)$$

Bu ifadede verilen $\bar{A}$ vektör manyetik potansiyeli, J_s sargılardaki akı yoğunluğunu ve J_m mıknatıslardaki akı yoğunluğunu temsil etmektedir.

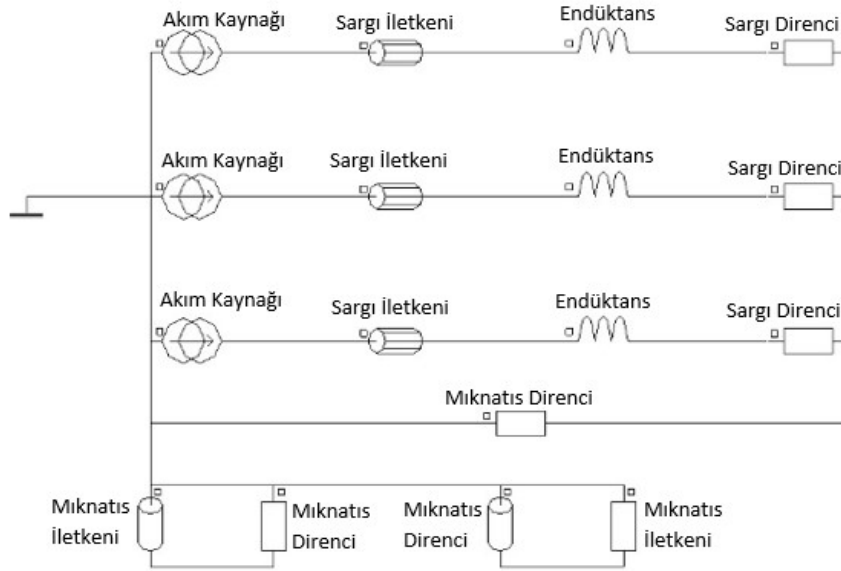


Şekil 3.16. SEY ile incelenen motorda oluşan manyetik akı yoğunluğu dağılımı



Şekil 3.17. SEY ile incelenen motorda oluşan vektör manyetik potansiyelleri dağılımı

Yine SEY analizlerinde elektriksel eşdeğer devrenin sonlu elemanlar ile modellenmesi gerekmektedir. Şekil 3.18’de kullanılan SEY modeline ait eşdeğer elektriksel devre verilmiştir. Ayrıca SEY ile incelenen motorun elektriksel ve fiziksel parametreleri Tablo 3.1’de verilmiştir.

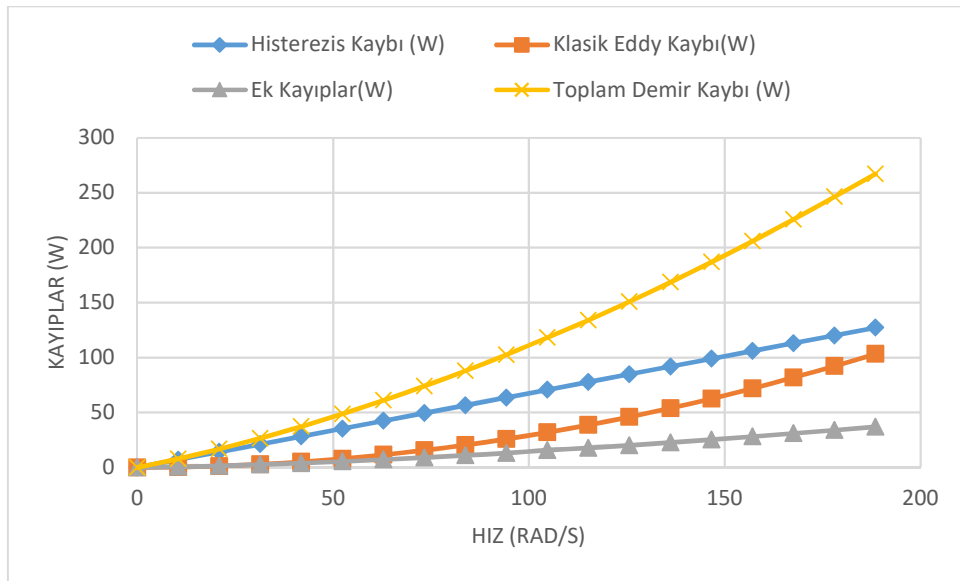


Şekil 3.18. SEY ile incelenen motorun sonlu elemanlar eşdeğer elektriksel devresi

Tablo 3.1. SEY ile incelenen motorun parametreleri

Stator Oluk Sayısı	48	R_a (Ω)	0.42
Faz Sayısı ve Bağlantı Şekli	3 Faz Yıldız Bağlı	Ψ_M (Wb)	0.5052
Dış Yarıçapı (mm)	242	J (kgm ²)	0.0637
Sürekli Mıknatıs Tipi	NdFeB	L_d (mH)	2.11e-3
Sac Tipi	M270-35 A	L_q (mH)	8.98e-3
p_p (-)	4		

Sonuç olarak, toplam demir kaybının (P_{fe}) üç temel bileşeni olan ve Denklem 3.5, Denklem 3.6 ve Denklem 3.7’de tanımlanan histerezis güç kaybı (P_h) ve eddy kayıpları, (P_c , P_{exc}) farklı sabit hız değerleri için SEY ile hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.19’daki grafikte verildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.19. SMSM’da oluşan demir kayıpları

Şekil 3.19’da görüleceği üzere elde edilen klasik eddy kaybı bileşeni Denklem 3.6’daki frekans bileşenine uygun olarak karesel formda değişmekte, histerezis kaybı da Denklem 3.5’te verilen ifadeye uygun olarak lineer formda değişmektedir.

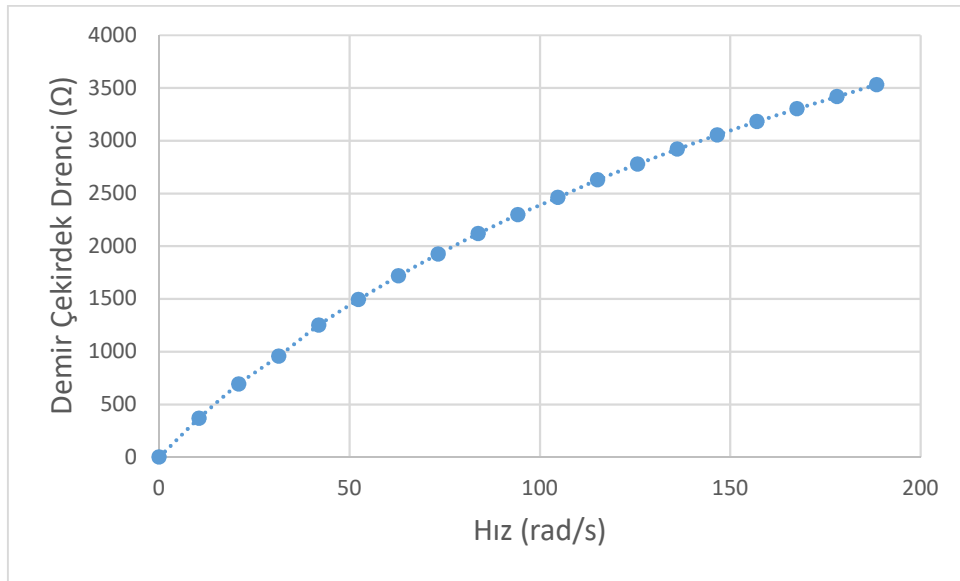
Şekil 3.19’da verilen güç değerlerinin yardımıyla demir çekirdek direnci R_c nin hesaplanması mümkündür. Bu çalışmada demir direncinin hesaplanabilmesi için öncelikle kayıpsız model Şekil 3.19’da verilen hızların her biri için ayrı ayrı $I_d = 0$ kontrol yöntemi ile

çalıştırılmıştır. Her bir çalışma hızı için, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilen eşdeğer devrelerden türetilmiş olan Denklem 3.18'de verilen u_o gerilimleri hesaplanmış ve FEM analizinden elde edilen demir kaybı gücü, W_{fe} değerleri ile birlikte, Ohm kanunundan faydalanılarak oluşturulan Denklem 3.21'de kullanılmıştır. Böylece seçilen her hız değerine karşılık gelen demir çekirdek dirençleri hesaplanmıştır. Sonuçta elde edilen direnç değerleri Şekil 3.20'de gösterilmiştir.

$$u_0^2 = u_{d0}^2 + u_{q0}^2 \quad (3.19)$$

$$u_0^2 = \omega_e^2 (\rho L_q i_{q0})^2 + \omega_e^2 (L_d i_{d0} + \psi_M)^2 \quad (3.20)$$

$$W_{fe} = W_h + W_e = \frac{\omega_e^2 (\rho L_q i_{q0})^2}{R_c} + \frac{\omega_e^2 (L_d i_{d0} + \psi_M)^2}{R_c} = \frac{u_0^2}{R_c} \quad (3.21)$$



Şekil 3.20. Demir çekirdek direncinin hıza bağlı değişimi

3.1.5. Uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi ile demir çekirdek direnci tahmini

Değişken hızlı sürüş sistemlerinde eksiksiz kayıp analizi yapabilmek için tüm hızlara karşılık gelen direnç değerlerinin bilinmesi gerekmektedir. Demir kaybı güçlerinin SEY analizi ile elde edildiği ve bu hıza karşılık gelen direnç değerinin hesaplanabildiği önceki bölümde gösterilmiştir. Ancak SEY yönteminin dinamik sistemlere uygulanamaması sonucu elde edilen değerler arasındaki belirsiz boşluklar nedeniyle SEY tek başına dinamik kontrol

için yetersizdir. Bu sorunun çözümü için en uygun yöntem akıllı sistemler ile tüm direnç değerlerinin tahmin yoluyla elde edilmesi olacaktır.

Bu çalışmada olduğu gibi eğitim datasının kısıtlı olması durumlarında Yapay Sinir Ağları (YSA) kullanımı tek başına tatminkar sonuçlar vermeyebilir. Bu gibi durumlarda Bulanık Mantık (BM) YSA sonuçlarını geliştirmek için yardımcı olarak kullanılabilir [77].

SEY analizleri sonucunda elde edilen sabit hız değerlerine karşılık gelen direnç değerleri, Sinirsel-Bulanık akıllı tahmin sisteminde eğitim datası olarak kullanılabilir, böylece tüm hız değerlerine karşılık gelen direnç değerleri elde edilebilir.

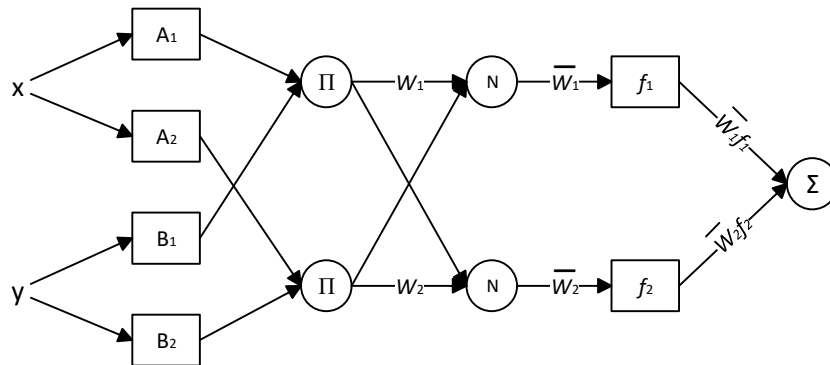
3.1.6. Uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi temel yapısı

Çok geniş bir kullanım alanına sahip bir tahmin sistemi olan Uyarlamalı Öğrenme Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (Adaptive Neuro-Fuzzy Interference System (ANFIS)) [78,79] numaralı kaynaklarda detaylı olarak tanımlanmıştır. Jang [78] numaralı kaynaktan muhtemel uygulama alanları olarak lineer olmayan çok değişkenli fonksiyonların modellenmesi, dinamik sistemlerin kontrolünde lineer olmayan bileşenlerin elde edilmesi ve düzensiz zaman serilerinin tanımlanması örneklerini vermiştir

Genel anlamda ANFIS, eğitim datası yardımıyla Sugeno tipindeki bulanık mantık üyelik fonksiyonlarını otomatik olarak ayarlar. Çıkışlar ağırlık ortalama durulama algoritmasından elde edilen lineer fonksiyonlar veya sabit değerler olabilir.

ANFIS giriş ve çıkış parametrelerini kullanarak bir Bulanık Mantık Sistem (BMS) oluşturur. Üyelik fonksiyonlarının parametreleri tek başına hataların geri yayılımı (backpropagation) öğrenme algoritmasıyla veya en küçük kareler (least squares) algoritması ile birleşimi şeklinde olan karma öğrenme algoritması ile hesaplanabilir.

İki giriş ve bir çıkışa sahip Sugeno tipi bir ANFIS sistemi, Şekil 3.21’de gösterildiği gibi 5 adet katmandan oluşur. Bu katmanlar aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [80].



Şekil 3.21. İki girişli Sugeno tipi ANFIS sistemi katmanları

1. katman: Bulanıklaştırma katmanı olarak adlandırılan bu katman giriş değerlerini bulanık kümelerle ayırır. Bu katmandaki her bir i düğümünün çıkışı Denklem 3.22’de verilen üyelik fonksiyonudur.

$$\begin{aligned} O_{1,i} &= \mu A_i(x), i = 1, 2 \\ O_{1,i-2} &= \mu B_i(y), i = 3, 4 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Burada O_1 , birinci katmanın çıkışını, x ve y düğümlerin giriş değişkenlerini, A_i ve B_i düğümlerin temsil ettiği bulanık kümeleri, $\mu A_i(x)$ ve $\mu B_i(y)$ 0 ve 1 arasında değişen üyelik fonksiyonlarını temsil etmektedir.

2. katman: Kural katmanı olarak adlandırılan bu katman, bir kuralın ateşleme seviyesinin, Denklem 3.23’de verildiği gibi çarpım şeklinde hesaplandığı katmandır.

$$O_{2,i} = w_i = \mu A_i(x) \mu B_i(y), i = 1, 2 \quad (3.23)$$

3. katman: Normalizasyon katmanı olarak adlandırılan bu katman, Denklem 3.24’teki ifadeye göre, i düğümünün ateşleme seviyesinin normalize edildiği katmandır.

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, i = 1, 2 \quad (3.24)$$

4. katman: Berraklaştırma katmanı olarak adlandırılan bu katman düğümlerin her birindeki kuralın sonucunun Denklem 3.25’e göre hesaplandığı katmandır.

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad (3.25)$$

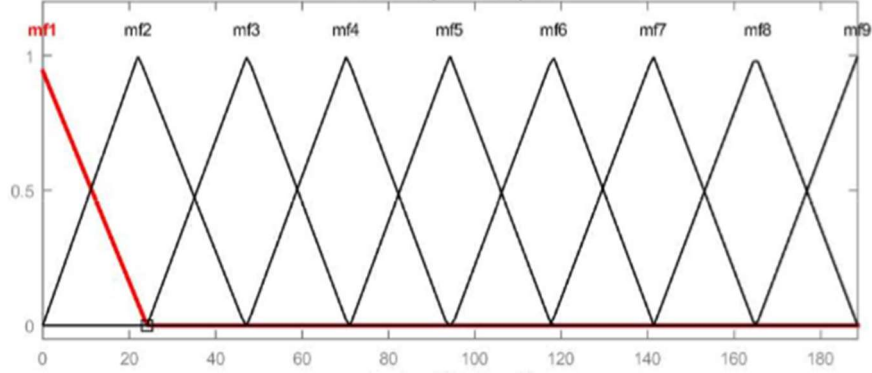
5. katman: Toplam katmanı olarak adlandırılır ve Denklem 3.26’da verildiği gibi tüm çıkışların toplam sonucunu üretir.

$$O_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_i w_i f_i}{\sum_i w_i} \quad (3.26)$$

3.1.7. Demir çekirdek direncinin tahmini için uyarlamalı öğrenme tabanlı bulanık çıkarım sistemi kullanılması

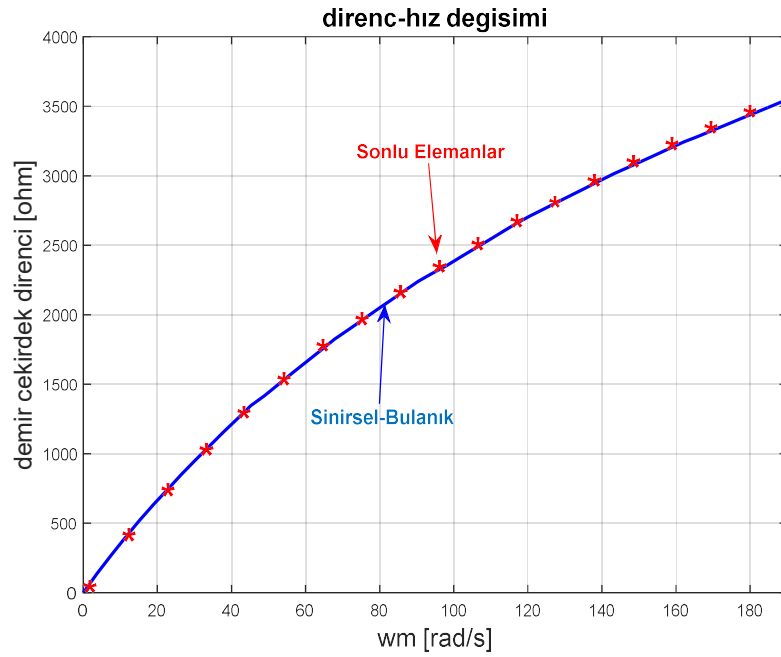
Mevcut problem için Sinirsel-Bulanık denetleyici tasarlanırken sabit rotor hızı değerleri giriş ve bu hızlara karşılık gelen demir çekirdek direnci değerleri de çıkış olarak

alınmıştır. Tasarım Matlab'daki ANFIS aracıyla yapılmıştır. Bu tasarımda üçgen (trimf) üyelik fonksiyonu tipi kullanılmış ve üyelik fonksiyonu sayısı 9 olarak seçilmiştir. Böylece giriş üyelik fonksiyonları Şekil 3.22'de verildiği gibi oluşturulmuştur.



Şekil 3.22. Demir çekirdek direnci tahminine ait üyelik fonksiyonları

Sinirsel-Bulanık tahmin sistemi ile elde edilen sonuçlar Şekil 3.23'te gösterilmiştir.

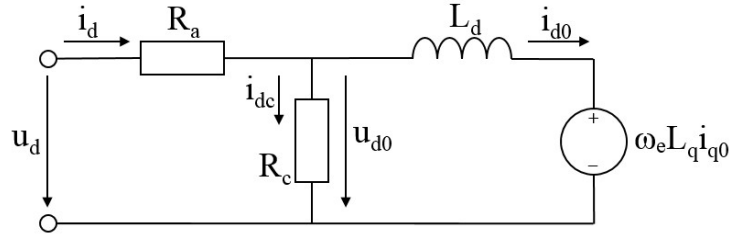


Şekil 3.23. Tahmin yoluyla elde edilen demir çekirdek direnci değerlerinin SEY sonuçları ile karşılaştırılması

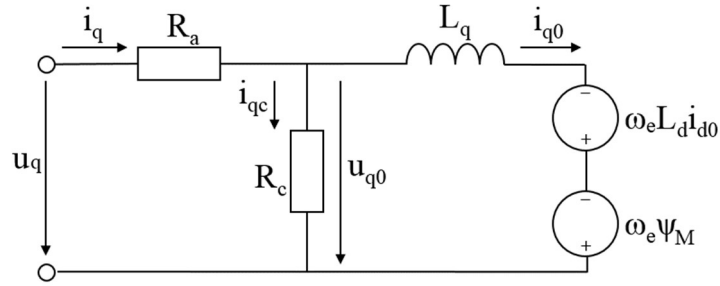
Şekil 3.23'ten de görüleceği gibi Sinirsel-Bulanık tahmin sistemi demir çekirdek direnci değerlerini mükemmel bir doğrulukla tahmin etmiştir. Böylece oluşturulan sistemin değişken hızlı uygulamalarda yüksek doğruluk ile kullanılabileceği anlaşılmaktadır.

3.1.8. Demir Kayıplarının İhmal Edilmediği SMSM'un Dinamik Modeli

Demir çekirdek direncinin tüm hızlar için elde edilmesinin ardından kayıp kontrol yönteminin uygulanacağı demir kayıplarının da eklenmiş olduğu SMSM dq eşdeğer devreleri Şekil 3.24 ve Şekil 3.25'teki gibi elde edilir.



Şekil 3.24. Kayıpların ihmal edilmediği bir SMSM'un d-ekseni eşdeğer devresi



Şekil 3.25. Kayıpların ihmal edilmediği bir SMSM'un q-ekseni eşdeğer devresi

Elde edilen eşdeğer devrelerden gerilim, akım ve moment dinamik ifadeleri Denklem 3.27 – Denklem 3.33' te verildiği gibi türetilebilir.

$$\begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_M \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_a}{R_c}\right) \begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \left\{ \psi_M i_{q0} + (L_d - L_q) i_{d0} i_{q0} \right\} \quad (3.29)$$

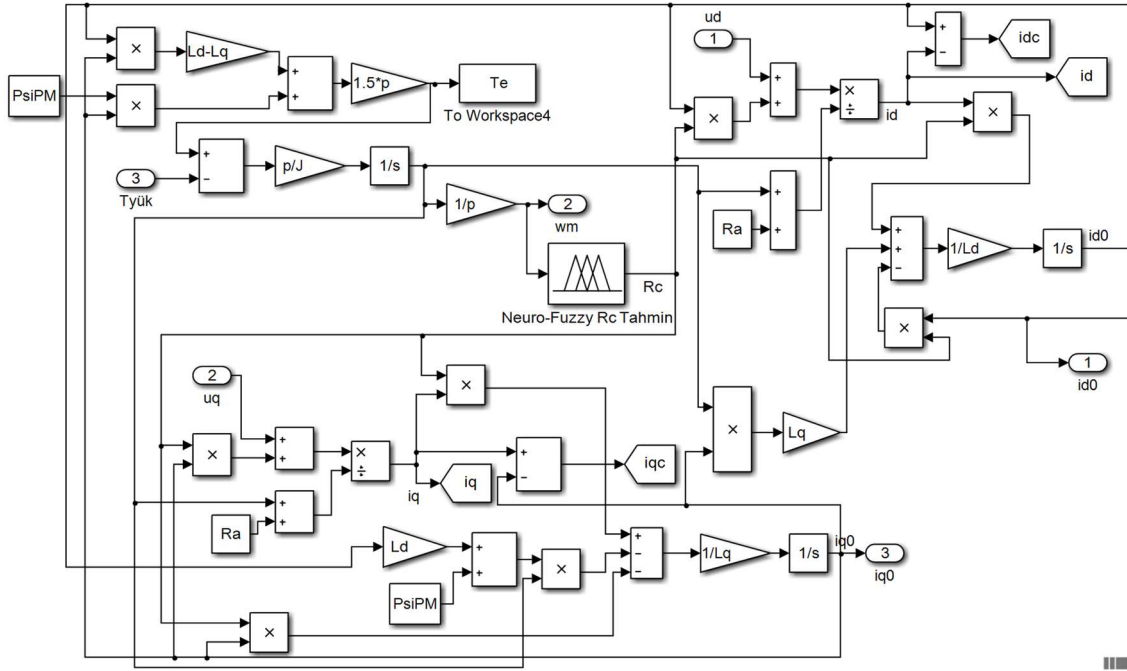
$$i_{d0} = i_d - i_{dc} \quad (3.30)$$

$$i_{dc} = \frac{-\omega_e L_q i_{q0} + L_d i_{d0}}{R_c} \quad (3.31)$$

$$i_{q0} = i_q - i_{qc} \quad (3.32)$$

$$i_{qc} = \frac{\omega_e (\psi_M + L_d i_{d0}) + L_q i_{q0}}{R_c} \quad (3.33)$$

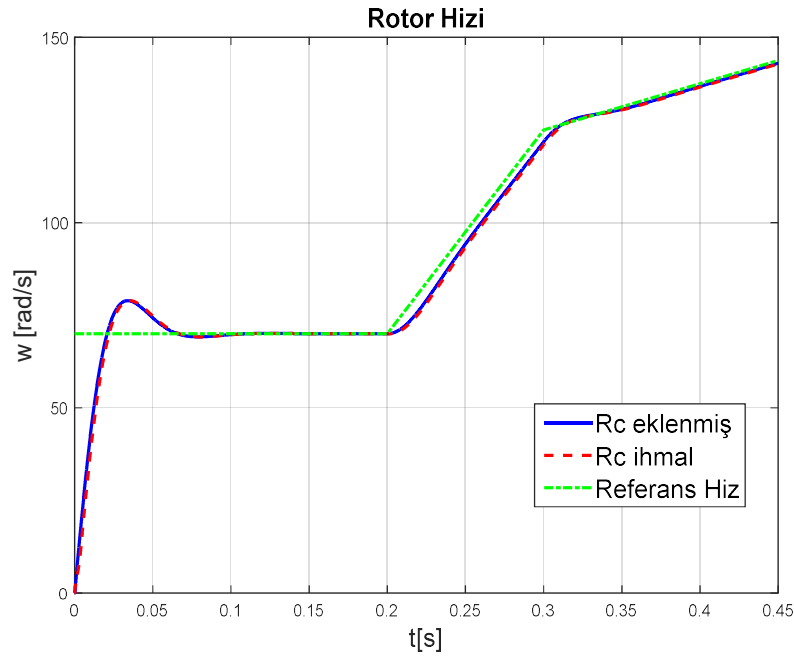
Motorun dinamik eşitliklerinin türetilmesiyle dinamik benzetim modeli Matlab / Simulink ortamında Şekil 3.26'daki gibi oluşturulmuştur.



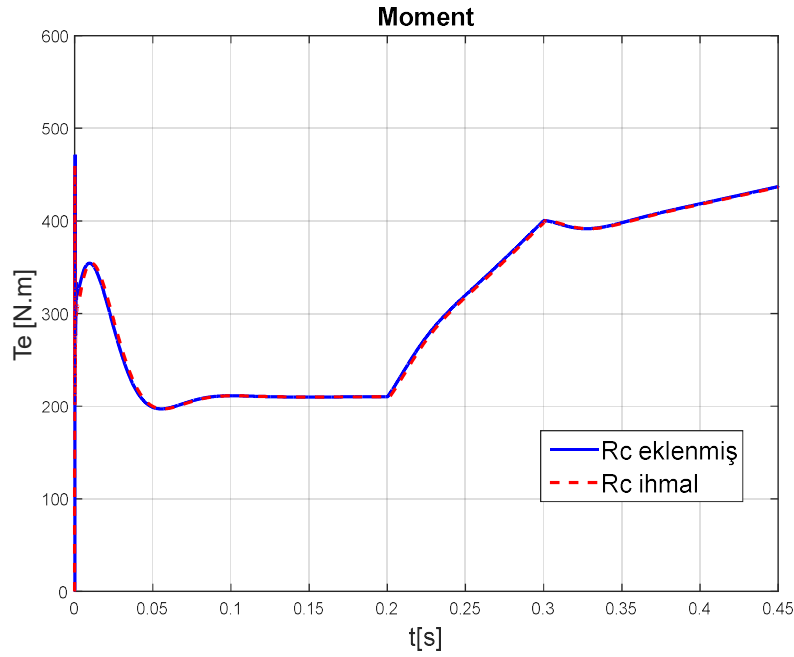
Şekil 3.26. Demir çekirdek direncinin eklenmiş olduğu SMSM benzetim modeli

Kayıp kontrolünde demir çekirdek direncinin belirlenmesinin büyük bir öneme sahip olmasına karşın kayıp kontrolü yapılmayan uygulamaların hemen hemen hepsinde demir çekirdek direnci ihmal edilmektedir. Çalışmanın bu aşamasında kayıp kontrolü yapılmadığında demir direncinin motor dinamiğine etkisi incelenmiştir. Bu bağlamda dinamik demir çekirdek direncinin eklenmiş olduğu model $I_d=0$ kontrol ile çalıştırılmış ve sonuçta elde edilen rotor hızı, moment, i_d , güç, toplam kayıp ve verim değişimleri bir önceki

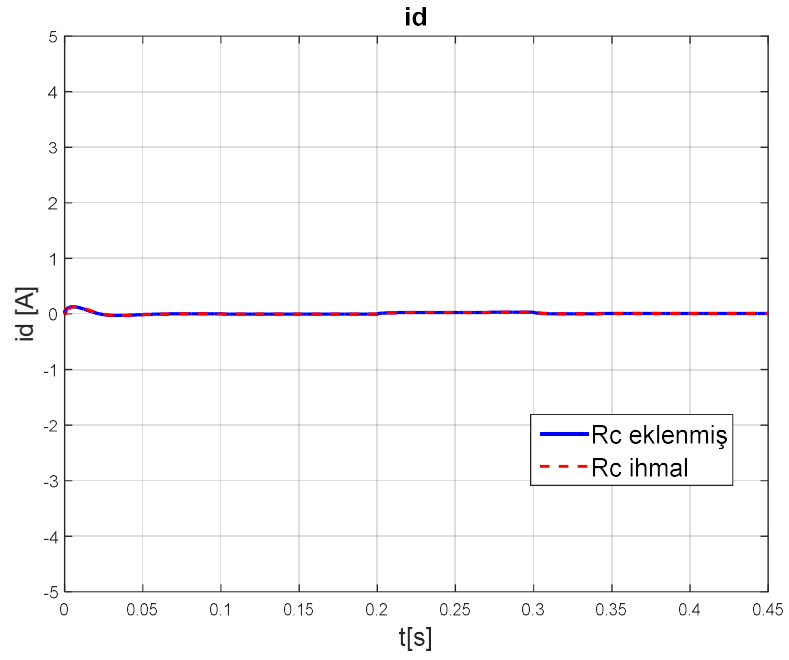
bölümde elde edilen kayıpsız model sonuçları ile karşılaştırmış ve sonuçlar Şekil 3.27 – Şekil 3.32’de verilmiştir.



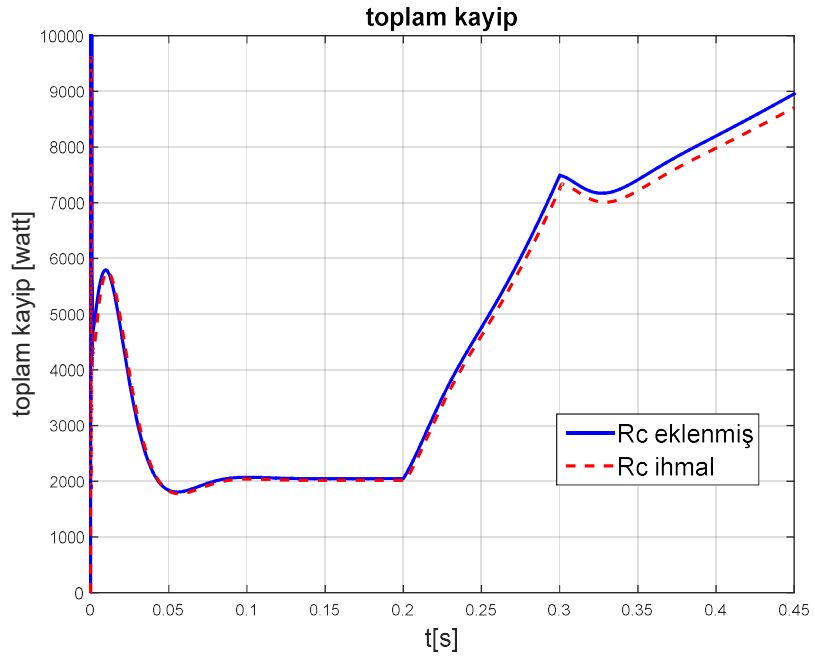
Şekil 3.27. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen rotor hızı değişimleri.



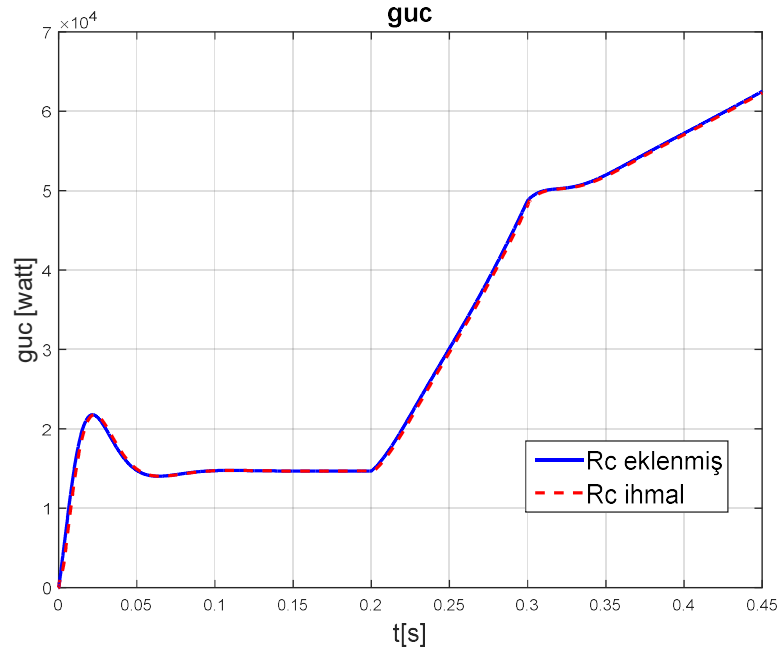
Şekil 3.28. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen moment değişimleri



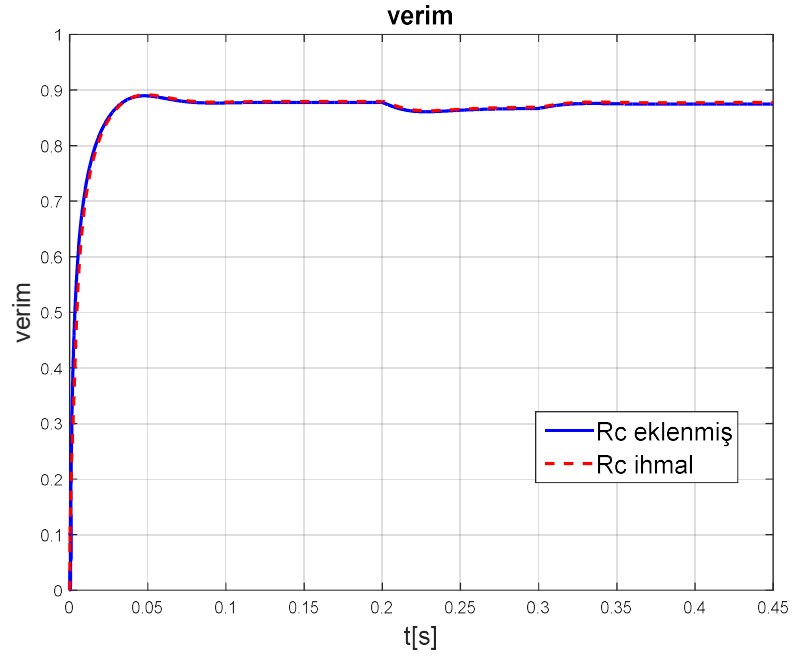
Şekil 3.29. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen i_d akımı değişimleri.



Şekil 3.30. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen toplam kayıp güç değişimleri.



Şekil 3.31. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen motor gücü değişimleri.



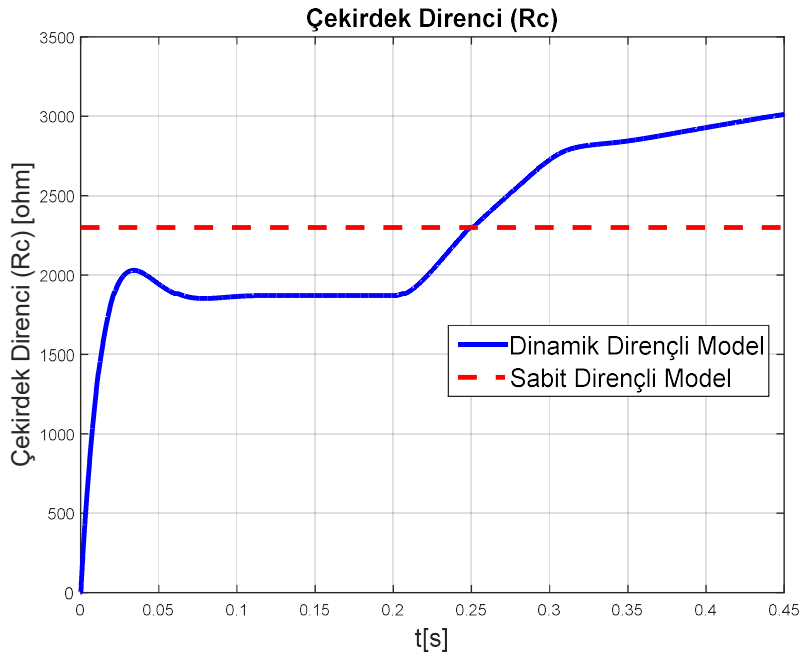
Şekil 3.32. Demir çekirdek direncinin eklenmiş ve ihmal edilmiş olduğu SMSM modellerine uygulanan $I_d=0$ kontrol yöntemi sonucunda elde edilen verim değişimleri.

Demir çekirdek direncinin eklenmiş olduğu kayıplı model ile yapılan benzetimin sonucunda, motorun kayıpsız modelde olduğu gibi verilen refans hız eğrisini yüksek bir başarı ile yakaladığı, gerekli olan yük momentini karşılayabilen bir moment karakteristiğine sahip olduğu, uygulanan $I_d=0$ kontrol yönteminin başarılı bir şekilde yük ve hız değişimlerinden etkilenmeden motorun I_d akımını sıfır değerinde tuttuğu görülmektedir. Demir çekirdek direncinin motor performansı üzerindeki etkileri de grafiklerden okunabilmektedir. Şekil 3.32’de verilen verim grafiği incelendiğinde motor veriminin her iki durumda da yaklaşık olarak 0.87 seviyelerinde olduğu görülmektedir. Kayıp kontrolü yapılmayan çalışmalarda demir kaybı direncinin ihmal edilmesi bu sonuçlarda ortaya konulan görece farkın nispeten küçük olmasındandır.

3.1.8.1. Demir Çekirdek Direncinin Sabit ve Dinamik Olarak Kullanılması

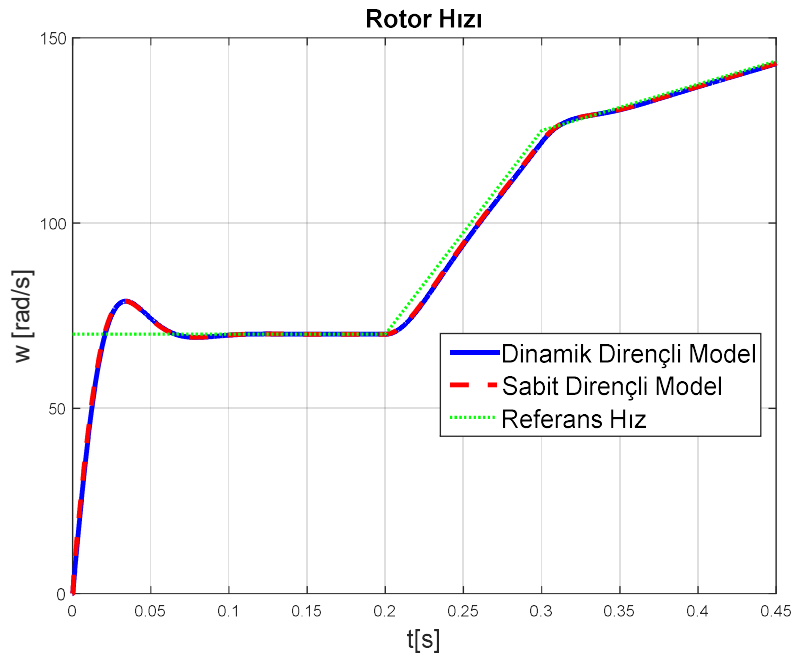
Demir çekirdek direncinin dinamik olarak belirlenmesinde karşılaşılan zorluk nedeniyle [9–16]’da verilen çalışmalarda olduğu gibi bazı araştırmacılar demir çekirdek direncinin hıza ve dolayısıyla frekansa olan bağımlılığını ihmal ederek sabit dirençlerle çalışmalarını yapmışlardır. Demir çekirdek direncinin sabit alınması her ne kadar kontrolde büyük kolaylık sağlasa da hıza ve frekansa bağımlılığın ihmal edilmesi nedeniyle motorun hız değişimlerinde verdiği cevapların gerçek değerlerden farklı olmasına neden olabilmektedir. Bu bölümde çalışmalarda kullanılan demir çekirdek direncinin sabit veya dinamik olarak alınması durumunda meydana gelen farklılıklar ortaya konulmuştur.

Dinamik ve sabit demir çekirdek direncinin etkisini görebilmek amacıyla oluşturulan benzetim modeline ilk olarak motorun nominal hızında elde edilen demir çekirdek direnci Şekil 3.33’te gösterildiği gibi sabit olarak uygulanmış ardından bir önceki bölümden yine Şekil 3.33’te gösterildiği gibi elde edilen dinamik direnç modele eklenerek benzetim modeli aynı şartlarda tekrar çalıştırılarak motorun akım, güç, kayıplar ve verim gibi karakteristikleri incelenmiştir. Oluşturulan benzetim modellerine $I_d=0$ vektör kontrol yöntemi uygulanmıştır.

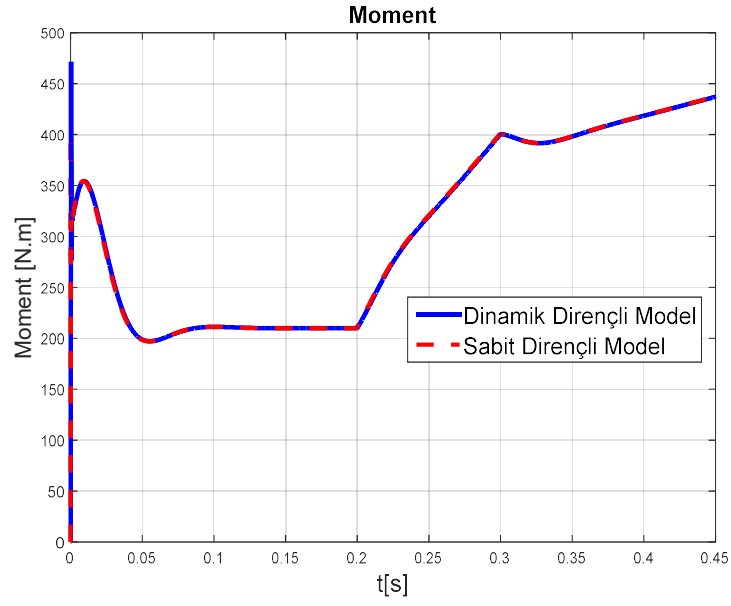


Şekil 3.33. Dinamik ve sabit demir çekirdek dirençlerinin değişimi

Demir çekirdek direncinin sabit veya dinamik olarak alınması durumlarının her ikisinde de Şekil 3.34 ve Şekil 3.35'te görüleceği gibi motorun hız ve moment cevabının birbirine çok yakın ve istenen değerleri başarılı bir şekilde karşılayabildiği görülmektedir.

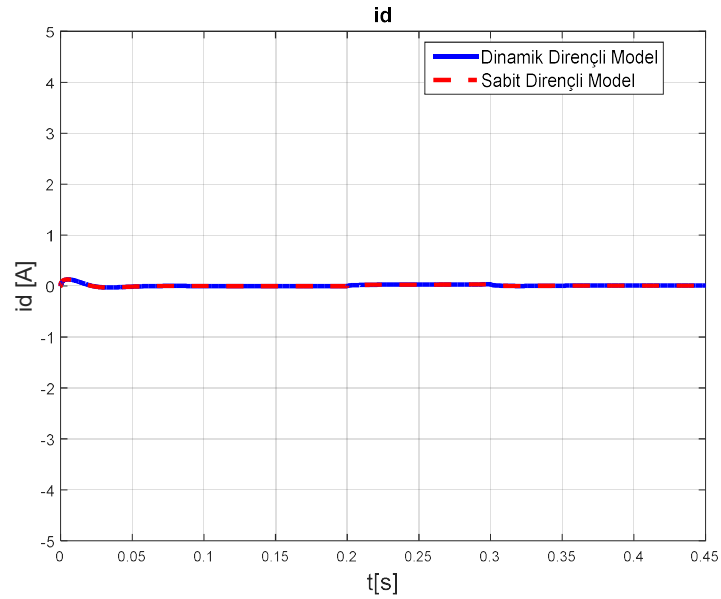


Şekil 3.34. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında rotor hızları değişimi

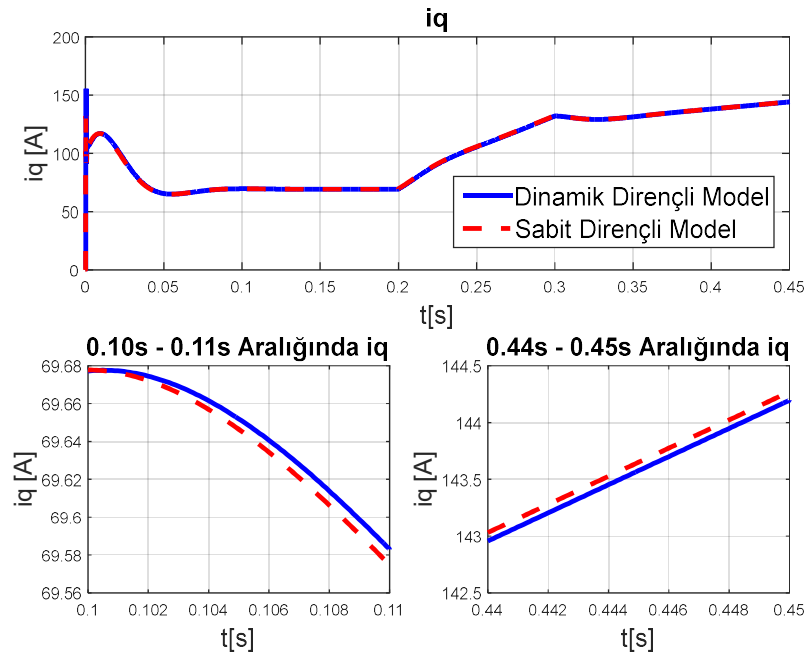


Şekil 3.35. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında moment değişimleri

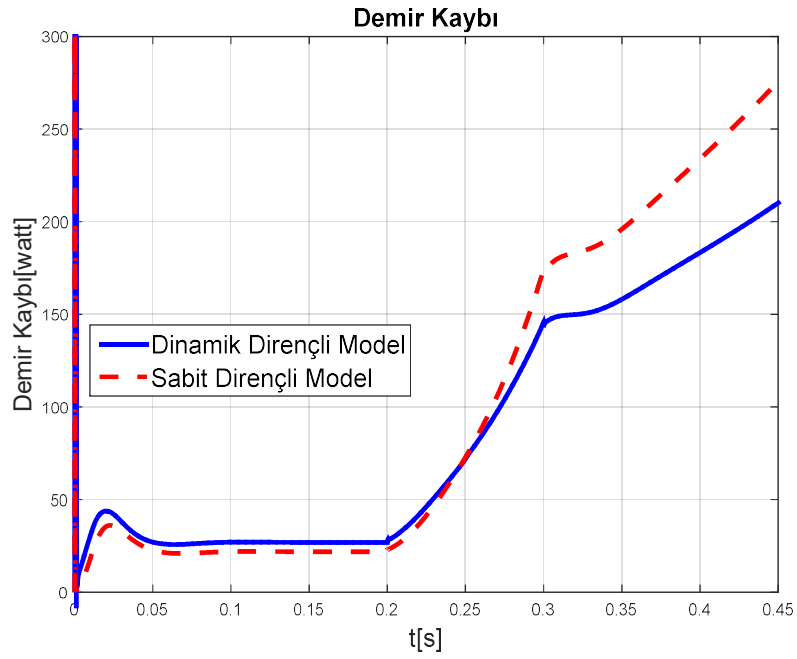
Direncin farklı kullanımından dolayı özellikle demir çekirdek direncinden doğrudan etkilenen kayıp güçler ve dolayısıyla verim gibi parametrelerin değişiminde farklılıklar ortaya çıkmaktadır. Bu parametreler sabit demir çekirdek direncinin nominal hızdaki direnç değeri olan 2300Ω olarak alınmasından dolayı nominal hızın altındaki ve üstündeki hızlarda büyük farklılık göstermektedir. Bu durum Şekil 3.36 – 3.41'de gösterilmiştir.



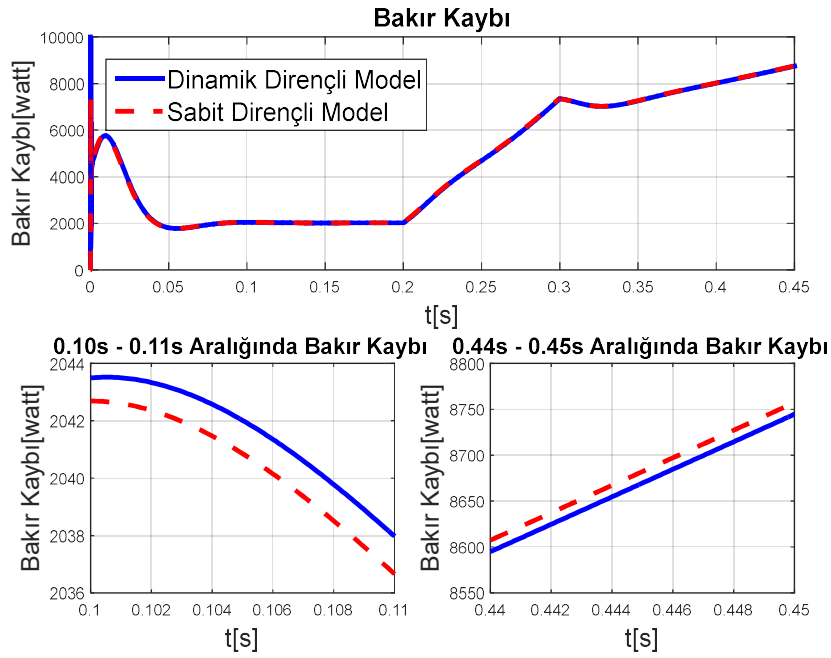
Şekil 3.36. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında i_d değişimleri



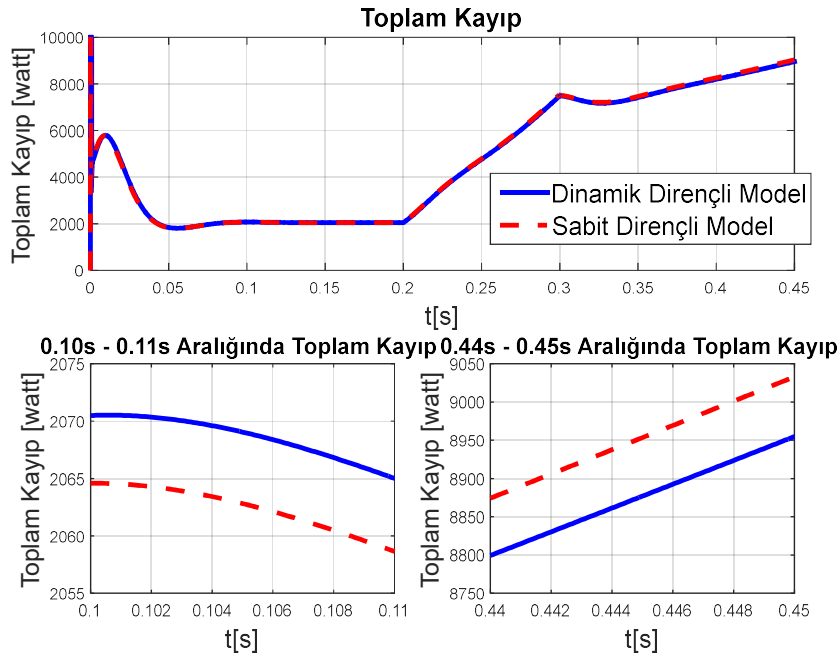
Şekil 3.37. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında i_q değişimleri



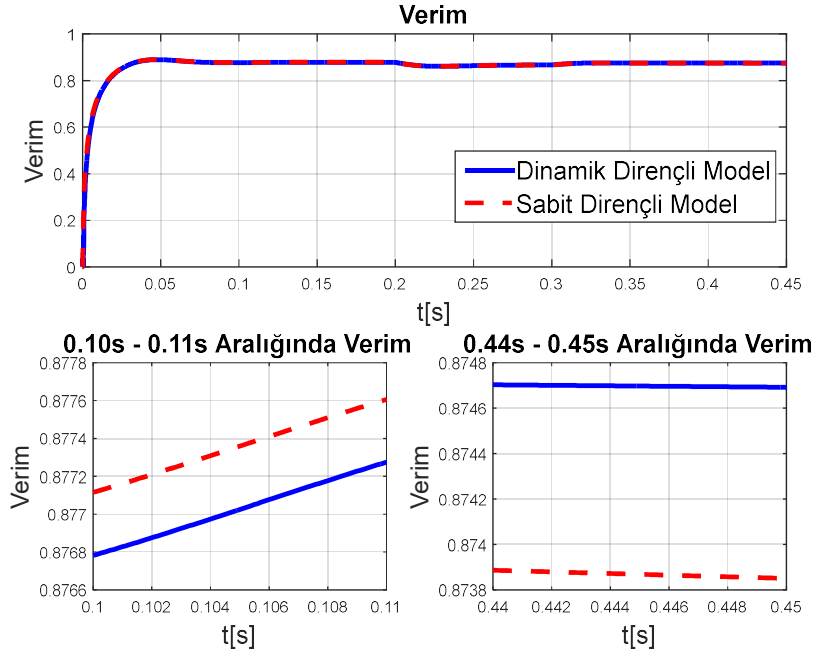
Şekil 3.38. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında demir kaybı gücü değişimleri



Şekil 3.39. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında bakır kaybı gücü değişimleri



Şekil 3.40. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında toplam kayıp gücü değişimleri



Şekil 3.41. Demir çekirdek direncinin dinamik ve sabit alınması durumlarında motor verimi değişimleri

Demir çekirdek direncinin sabit olarak alınması, demir çekirdek direncini belirleyen dinamik denklemlerin ihmal edilmesi ile modellemede ve dolayısı ile oluşturulan algoritmaları da basite indirgeyerek kontrolde de büyük kolaylık sağlamaktadır. Fakat özellikle Şekil 3.38’de açıkça görüldüğü üzere direnci sabit almak, hız değişiminin dolayısıyla frekansın etkisinin ihmal edilmesi nedeniyle demir kaybı gücünün oldukça hatalı bir şekilde hesaplanmasına neden olmaktadır. Ayrıca Şekil 3.41’de görüldüğü gibi motor verimi de direncin artıp azalma durumunun göz ardı edilmesi nedeniyle hatalı olarak elde edilmektedir.

Elde edilen sonuçlardan hareketle SMSM’da kayıp kontrolü yapılırken sabit direnç kullanılmasının, direncin hıza bağlı olarak sürekli değiştiği pratik uygulamalarda ortaya çıkacak gerçek değerlerden çok uzak sonuçlar verdiği, direncin pratik uygulamalarda olduğu gibi hız ve dolayısıyla frekansla değişimini ihmal etmeden, dinamik direnç ile modellemenin analizlerin ve sonuçların doğruluğu bakımından büyük bir önem arz ettiği ortadadır.

4. SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

SMSM sürücülerde yüksek performans elde etmek için, motorun nominal hızın altında çalıştığı durumlarda, minimum genlikte akım elde edebilmek için d-ekseni akımı genellikle sıfır değerinde tutulur. Ama $I_d=0$ kontrol yöntemiyle motorun hızını arttırmak için gerilimin artırılması ihtiyacı ortaya çıkar. Ama nominal gerilimin üzerinde çalışmanın mümkün olmamasından dolayı motor nominal hızın üzerinde çalıştırılmaz. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalarda $i_d < 0$ olmasını sağlayan alan zayıflatma yöntemi kullanılır.

Vektör kontrollü motor sürücülerinde işletme limitleri genellikle motor ve evirici değerlerinin göz önünde bulundurulduğu, motora uygulanabilecek azami değerlerin bileşenleri olan d ve q eksen akımlarının sınırları ve d ve q eksen gerilimleri sınırları ile ifade edilir. Bu sınırlar aşağıdaki gibi tanımlanır [1].

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{sm}^2 \quad (4.1)$$

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_{sm}^2 \quad (4.2)$$

Ayrıca Denklem 4.2'deki u_d ve u_q ifadeleri geniş halde yazılarak gerilim sınır elipsiyle sınırlanmış olan gerilim limit bölgesi de aşağıdaki gibi tanımlanır.

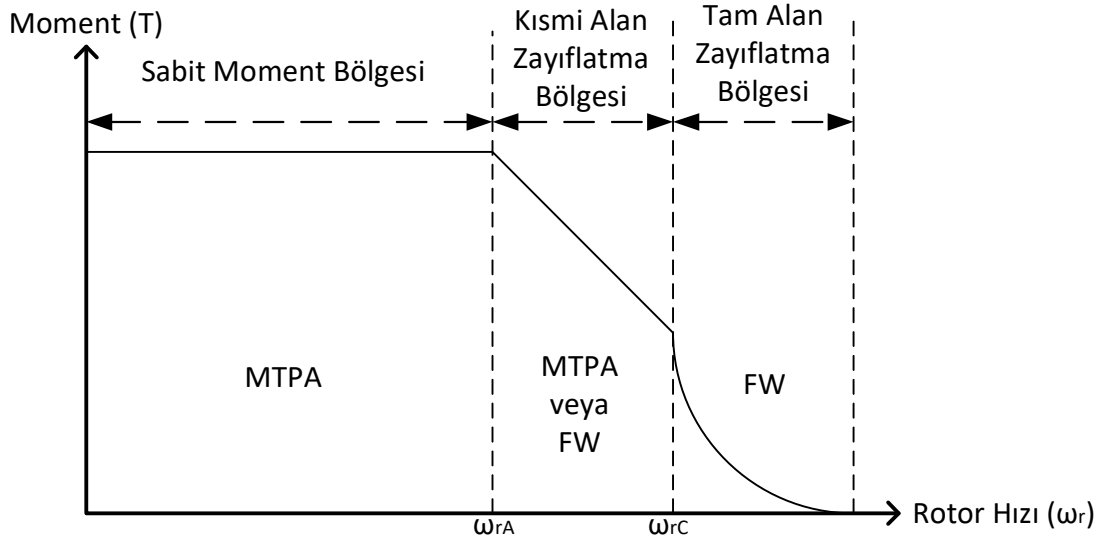
$$\left(R_a i_d - \omega_e L_q i_{q0} \right)^2 + \left(R_a i_q + \omega_e \left(L_d i_{d0} + \Psi_M \right) \right)^2 = U_{sm}^2 \quad (4.3)$$

(9) denkleminde akım bileşenleri 0 (sıfır) alınarak gerilim limitleri dahilinde çıkılabilecek en yüksek hız olan kritik açısal frekans ω_{rC} elde edilir.

$$\omega_{rC} = \frac{U_{sm}}{\Psi_M} \quad (4.4)$$

Bir SMSM'un hız-moment karakteristiğini bölgelere ayırmak mümkündür. Şekil 4.1'de gösterilen ω_{rA} pozitif sabit moment limitindeki azami hız olan anma hız değeri olmak üzere, $0 < \omega_r < \omega_{rA}$ olduğu bölgeye sabit moment bölgesi diye adlandırılır. Bu bölgede yüksek performans elde etmek için Amper Başına Azami Moment (Maximum Tork Per Ampere (MTPA)) kontrol stratejisi uygulanabilir. $\omega_{rA} < \omega_r < \omega_{rC}$ olduğu bölgeye kısmi alan zayıflatma

bölgesi denir. Bu bölgede yük durumuna göre MTPA veya alan zayıflatma (Field Weakening (FW)) kontrol stratejileri uygulanabilir. Son olarak $\omega_{rC} < \omega_r$ olduğu bölge ise alan zayıflatma kontrol stratejisinin uygulanması gereken tam alan zayıflatma bölgesidir.



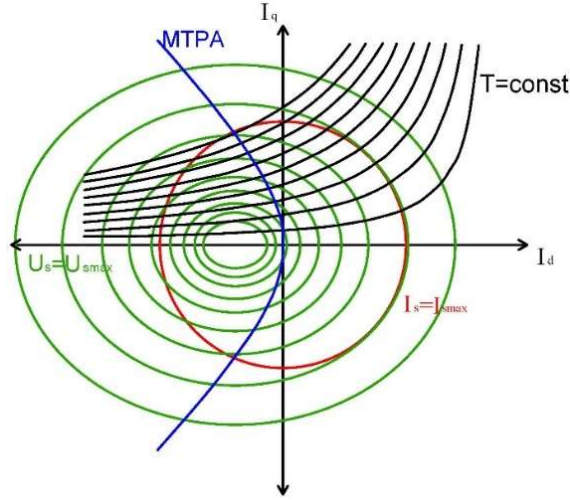
Şekil 4.1. Genel bir SMSM'un hız-moment karakteristiği

Özet olarak motora uygulanacak olan yöntemin belirlenmesi bazı şartların oluşumuna bağlıdır. Eğer motor kritik açısal hızın altında çalışıyorsa veya kritik açısal hızı aşmış ama motor uçlarındaki gerilim maksimum gerilim değerinin altında ise motora doğrudan moment eğrisinin akım eğrisiyle birleştiği noktadaki akım, MTPA yöntemi ile uygulanabilir. Öte yandan motorun hızı kritik açısal hızı aşmış veya istenen şartlardaki çalışmayı karşılayabilmek amacıyla motora maksimum gerilimin üzerinde bir gerilim gerekiyorsa, motora uygulanacak olan akımın moment eğrisine mümkün oldukça yakın bir noktaya getirilmesi amacıyla motora FW yöntemiyle üretilen akım uygulanabilir.

4.1. Amper Başına Maksimum Moment Yöntemi ile Minimum Kayıp Kontrolü

Sabit moment bölgesinde MTPA kontrol stratejisi kayıpları azaltmak için kullanılabilir. Stator akımı i_s 'nin genliği doğrudan moment üretimine bağlıdır.

Aşağıdaki grafikte mavi eğri MTPA eksenini, siyah renkle çizilmiş olan hiperboller sabit moment değerlerini, yeşil renkte çizilen elipsler stator gerilim sınır değerlerini ve kırmızı renkle çizilen çember de stator akım sınır değerlerini temsil etmektedir [32].



Şekil 4.2. Genel bir SMSM için qd0 eksenine göre akım, gerilim ve moment değişimleri

İşletmede ihtiyaç duyulan momenti en az genlikte akımla yani en az kayıpla elde edebilmek, Şekil 4.2’de gösterilen MTPA eğrisini takip etmek ile mümkündür.

Denklem 3.26 ile verilen moment ifadesi Denklem 4.5’teki gibi yeniden yazılabilir [81].

$$T_e = \frac{3}{2} p \left\{ \psi_{Mq0} i_d + (L_d - L_q) i_{d0} i_{q0} \right\} = \frac{3}{2} p \left\{ \psi_{Ms} \cos \theta_r + \frac{1}{2} (L_q - L_d) i_s^2 \sin 2\theta_r \right\} \quad (4.5)$$

Burada; $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$, $i_d = -i_s \sin \theta_r$, $i_q = i_s \cos \theta_r$ ile ifade edilmektedir. Belirli bir i_s akımı için MTPA yönteminin verimli biçimde uygulanabilmesi için 4.6’daki durumların sağlanması gerekmektedir [81].

$$\frac{dT_e}{d\theta_r} = 0, \frac{d^2 T_e}{d\theta_r^2} < 0 \quad (4.6)$$

Bu bağlamda Denklem 4.5 ve 4.6’dan hareketle MTPA için d ve q eksen akım vektörleri aşağıdaki gibi türetilir [1,81,82].

$$i_d \left(i_d - \frac{\Psi_M}{L_d - L_q} \right)^3 = \left[\frac{T_e}{\frac{3}{2} p (L_d - L_q)} \right]^2 \quad (4.7)$$

Böylece motor kontrolünde kullanılacak olan referans akımlar Denklem 4.8 ve Denklem 4.9’da verildiği gibi elde edilir.

$$i_d^* = \frac{\Psi_M}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_M^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (4.8)$$

$$i_q^* = \text{sign}(i_s) \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \quad (4.9)$$

Bu bölgedeki kontrol 4.1 numaralı denklem ile tanımlanan akım sınırları içerisinde yapılır.

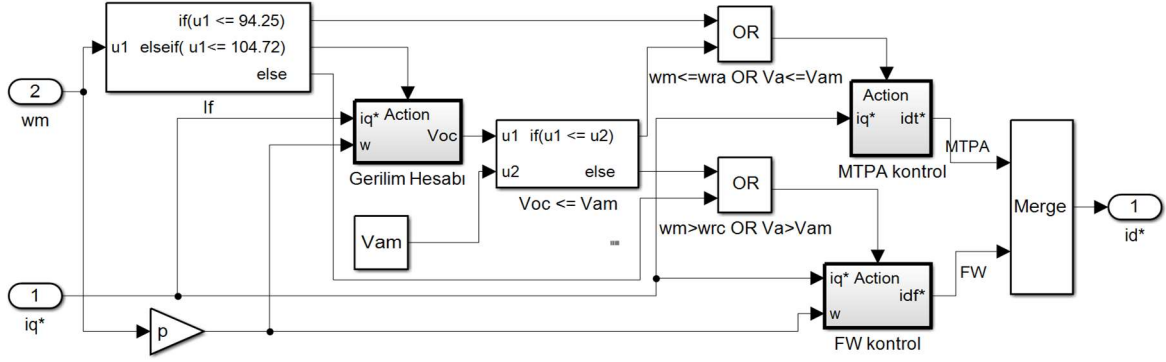
4.2. Alan Zayıflatma Yöntemi ile Minimum Kayıp Kontrolü

MTPA kontrolü uygulanırken motor hızı artmaya başladığında rotor çekirdeği doyuma girmeye başlar. Doyum bölgesinde momentin artışı akımın artmasına karşın daha düşük oranda olur veya moment tamamen doğrusallaşarak sabit kalır. Değişken hızlı sürüş sistemlerinde maksimum moment elde edebilmek için, sabit moment bölgesinde bulunma durumunda bile alan zayıflatma kontrolü gereksinimi ortaya çıkar. Kararlı bir sürüş göz önünde bulundurulduğunda istenen hız ve moment değerine göre belirlenecek olan akım vektörü 4.1 ve 4.2 denklemleri ile çevrelenen bölgeler içerisinde olmalıdır. Burada akım vektörünün tanımlanan bölgeler arasında olduğu ama talep edilen moment eğrisi ile gerilim sınır eğrisinin kesiştiği bölgede olmadığı durumlarda akım vektörünü gerilim limit eğrisine yaklaştırmak suretiyle alan zayıflatmaya dayalı minimum kayıp kontrolü yapılabilir. Bu durum, Denklem 4.2’den hareketle d ekseni akımının aşağıdaki gibi tanımlanmasıyla elde edilebilir [83,84].

$$i_d^* = -\frac{\Psi_M}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{U_{sm}^2}{\omega_e^2} - \left(L_q i_{q0} \right)^2} \quad (4.10)$$

Alan zayıflatma amacıyla kullanılan bu yöntem ile SMSM parametreleri ve yük durumundan bağımsız olan ve DA bara gerilimin ani değişimlerinde oluşan geçici

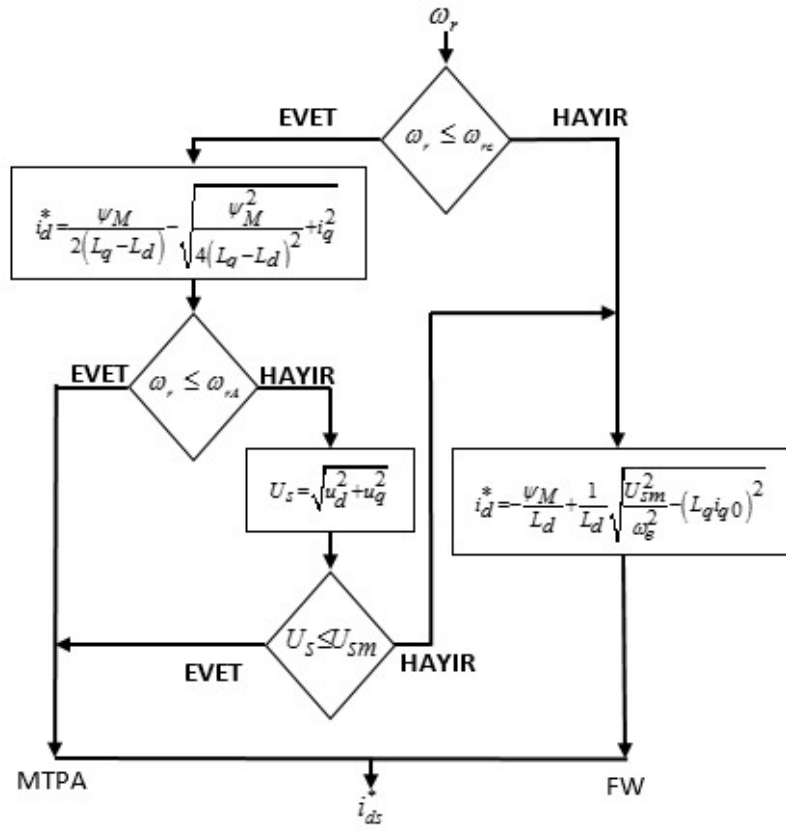
veya motor hızının belirlenen kritik açısal hızdan büyük olduğu durumda Denklem 4.10 ile verilen referans akımını üreten bloğu temsil etmektedir.



Şekil 4.4. MTPA & FW karar bloğunun iç yapısı

Modeldeki MTPA&FW karar bloğunun çalışması şu şekilde özetlenebilir: öncelikle ölçülen rotor hızı ω_r , kritik açısal frekans ω_{rC} ile karşılaştırılır. ω_r 'nin ω_{rC} 'den büyük olması durumunda motora alan zayıflatma kontrol stratejisi uygulanır ve Denklem 4.10'da verilen referans akımı üretilir. ω_r 'nin ω_{rC} 'den küçük veya eşit olması durumunda ω_r bu kez pozitif sabit moment limitindeki maksimum hız olan ω_{rA} ile karşılaştırılır. Eğer ω_r , ω_{rA} 'dan küçük veya eşit ise motora amper başına maksimum güç kontrol stratejisi uygulanır ve Denklem 4.8'te verilen referans akımı üretilir. Aksi durumda, yani ω_r 'nin ω_{rA} 'dan büyük olması durumunda stator gerilimi U_s ile statorun maksimum faz gerilimi U_{sm} karşılaştırılır. Eğer U_s değeri U_{sm} 'den küçük veya eşit ise Denklem 4.8'de verilen, büyük ise Denklem 4.10'da verilen referans akımı üretilir. Bu durum Şekil 4.5'teki akış diyagramında özetlenmektedir.

Değerlendirme yapabilmek amacıyla elde edilen sonuçlar daha önceden yapılmış olan, demir çekirdek direncinin ihmal edilmemiş olduğu ve kayıp kontrolünün olmadığı $I_d=0$ kontrol yöntemi ile yapılan benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.6-4.14'te verilmiştir.

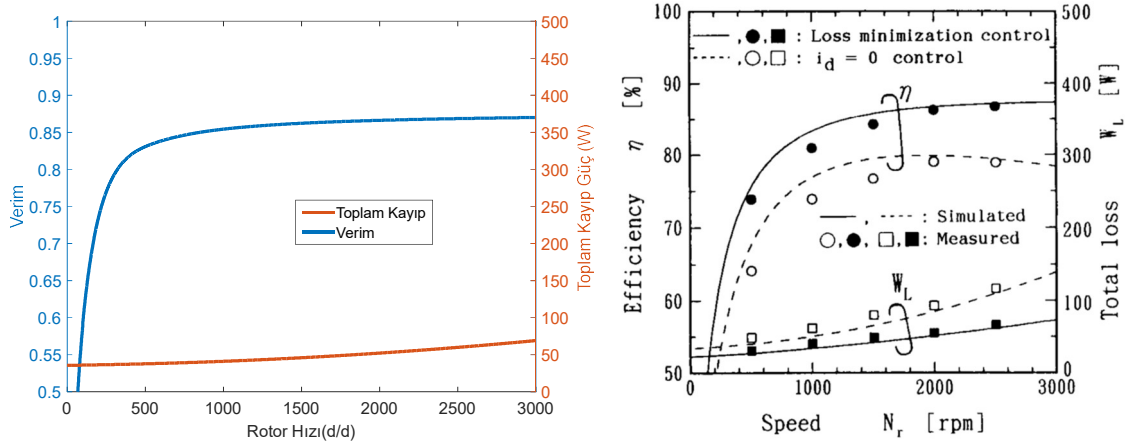


Şekil 4.5. MTPA&FW kontrol yöntemine ait akış diyagramı

Oluşturulan modelin doğruluğunun araştırılması amacıyla, kayıp kontrol yöntemi [14] ile verilen çalışmadaki parametreler (Tablo 4.1) kullanılarak, çalışmada belirtildiği üzere nominal moment ile yüklenerek farklı hızlar için çalıştırılmış ve motorun kayıp kontrolü sonucu elde edilen verim değişimi incelenmiştir. Bahsedilen yayındaki parametreler kullanılarak elde edilen verim ve demir ile bakır kaybı güçlerinin toplamı olan, toplam elektriksel kayıp güç değişimi Şekil 4.6 - a'da verilmiştir. Elde edilen değişim Şekil 4.6 - b'de verilmiş olan [14] numaralı kaynaktaki 9-(a) grafiği ile karşılaştırıldığında, bu çalışmada oluşturulmuş olan kayıp kontrolü modelinin verilen yayındaki sonuçlara oldukça yakın değerlerde olduğu görülmektedir. Yapılan bu inceleme ile oluşturulan kayıp kontrol modelinin doğrulama işlemi yapılmış olup bu modelin farklı motorlara yine başarılı bir şekilde uygulanabileceği görülmüştür.

Tablo 4.1. [14] ile verilen çalışmadaki motor parametreleri

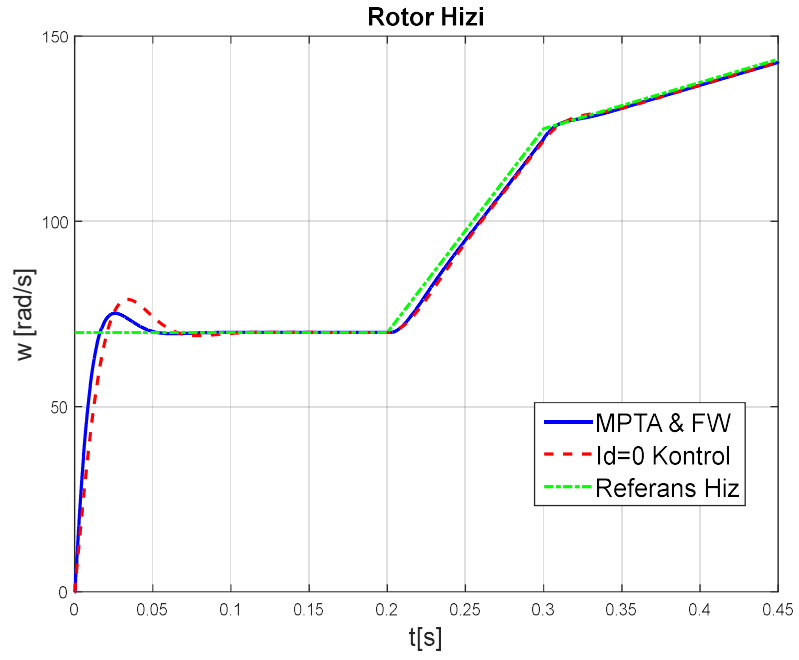
Nominal Hız (d/d)	2000
Nominal Akım (A)	5.0
Nominal Moment (Nm)	1.67
Kutup Sayısı	4
R_a (Ω)	0.57
R_c (Ω)	240
L_d (mH)	8.72
L_q (mH)	22.78
Ψ (Wb)	0.1077



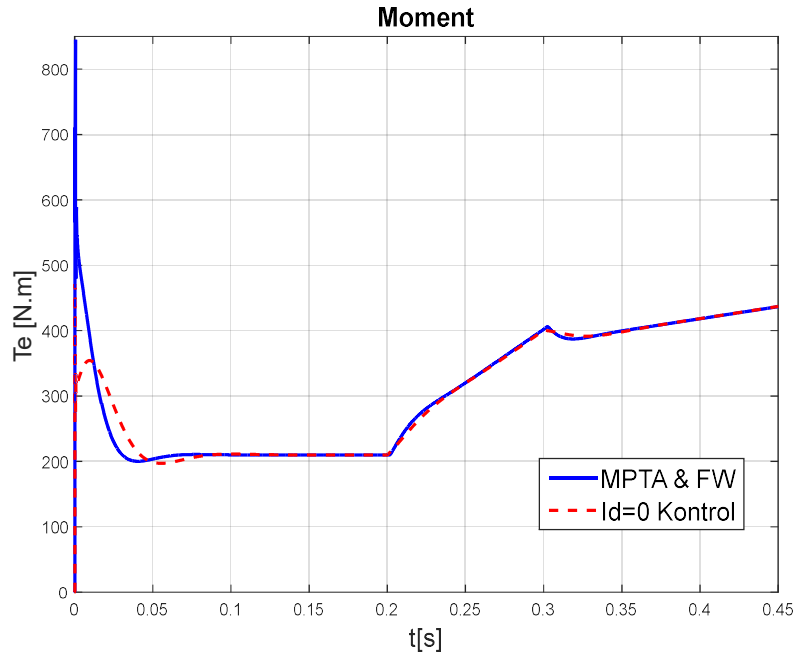
a) Seçilen yayının parametreleri ile yapılan analiz sonucu b) Seçilen yayından alınan analiz sonucu

Şekil 4.6. Mevcut modelde seçilen kaynaktaki parametrelerin kullanılmasıyla elde edilen ve [14] ile verilen çalışmadan alınan motor hızı – verim ve toplam kayıp güç değişimleri

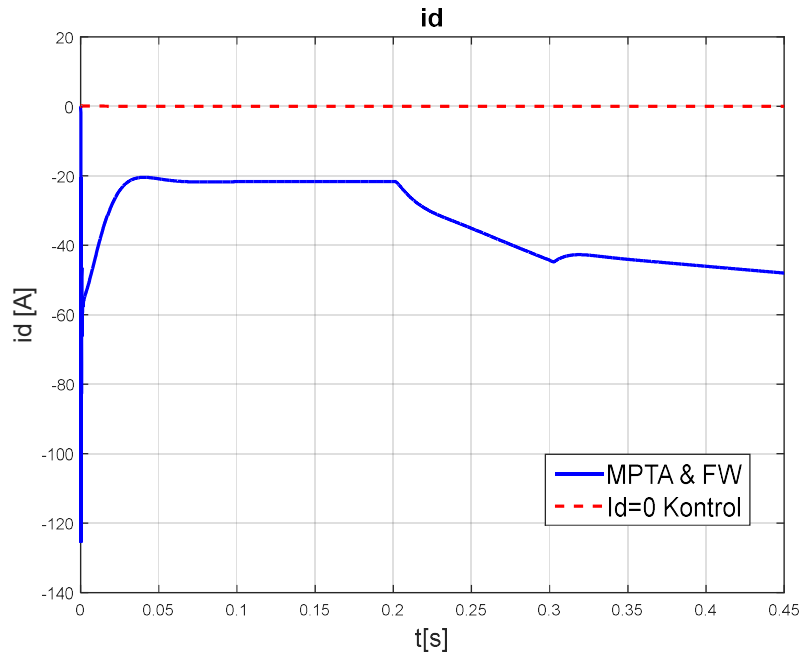
Şekil 4.7’de motorun uygulanan referans hız değerine verdiği hız cevabı, 4.8’de uygulanan yük momentine verdiği cevap görülmektedir. Oluşturulan kontrol algoritmasının ürettiği i_d ve i_q akımlarının değişimleri Şekil 4.8 ve 4.10’da verilmiştir. Dinamik demir çekirdek direncinin denetleyici tarafından üretilen dinamik akımla etkileşimi sonucu ortaya çıkan demir kaybı gücü Şekil 4.11’de, sargılardan kaynaklı oluşan bakır kaybı gücü Şekil 4.12’de, demir ve bakır kaybı güçlerinin toplamı olan toplam elektriksel kayıp gücünün değişimi de Şekil 4.13’te verilmiştir. Motorun çıkış gücü ve verimi de Şekil 4.14 ve Şekil 4.15’te verilmiştir.



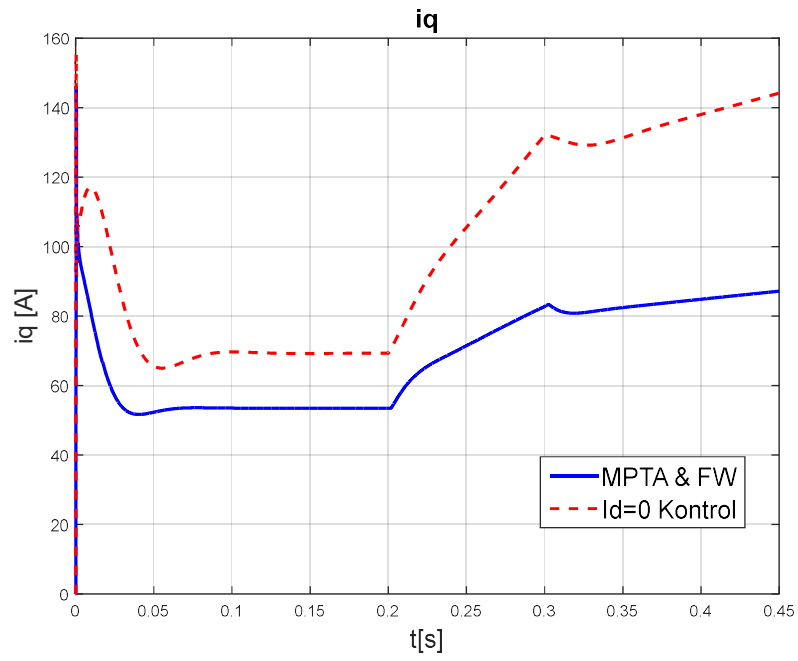
Şekil 4.7. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri



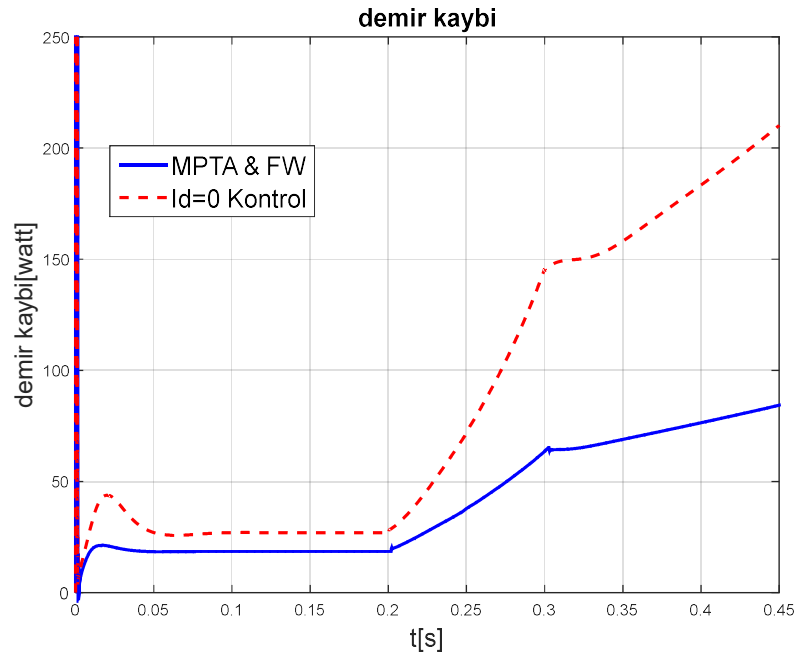
Şekil 4.8. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri



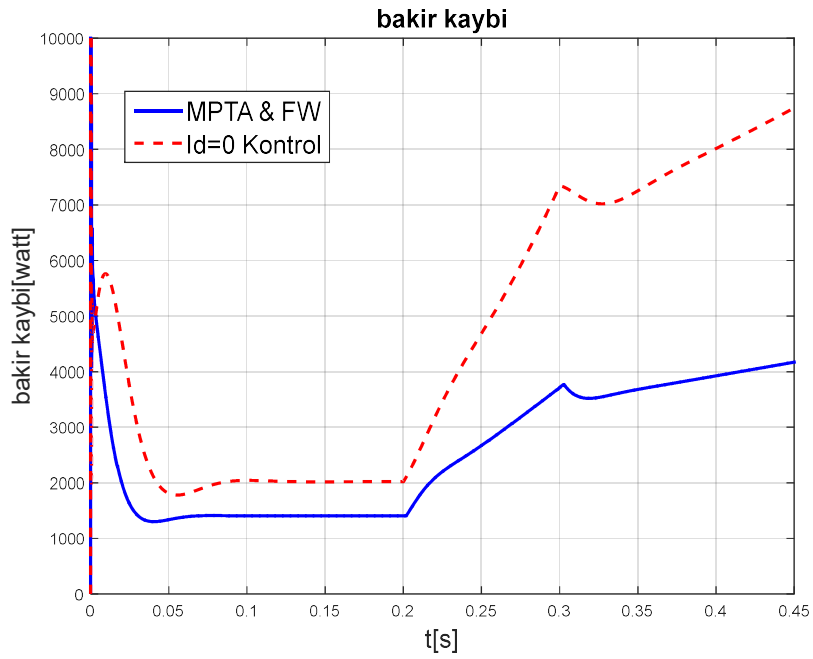
Şekil 4.9. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri



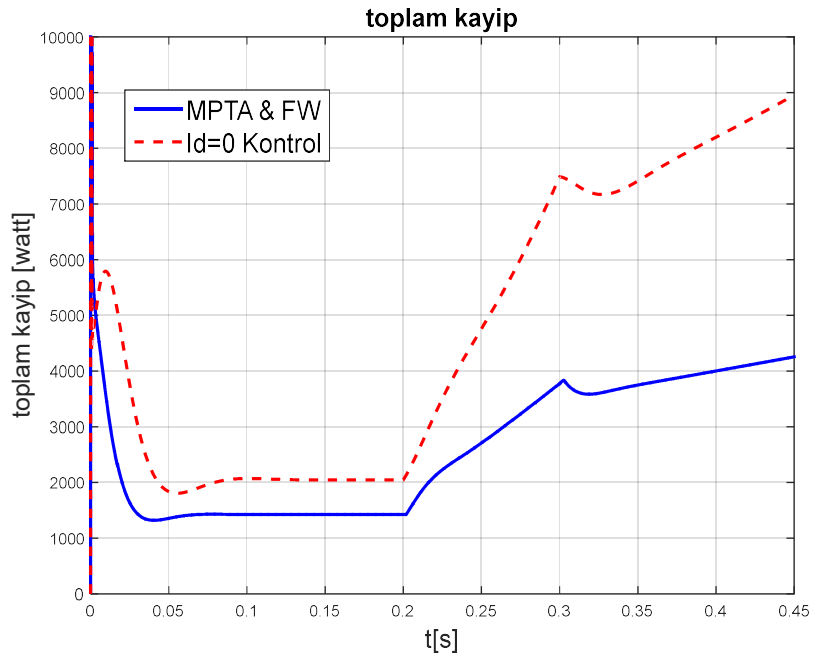
Şekil 4.10. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri



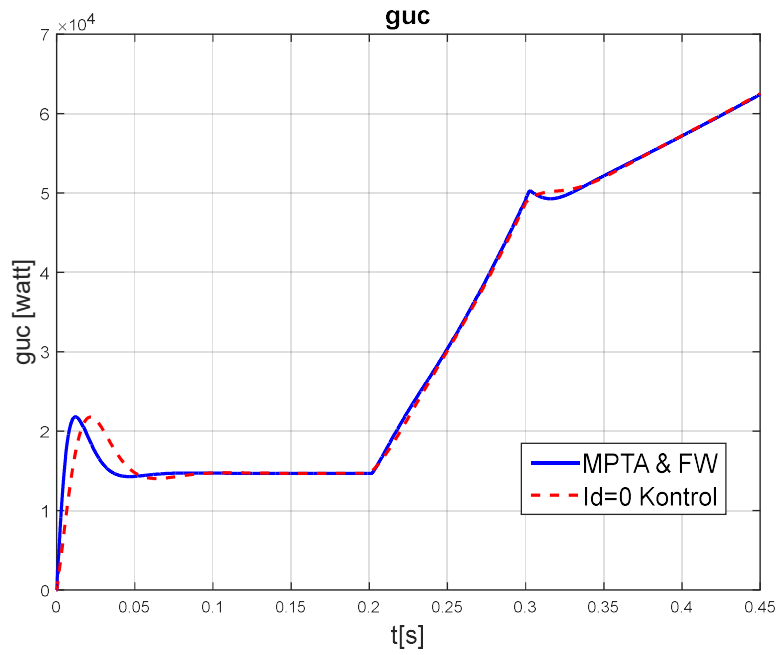
Şekil 4.11. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri



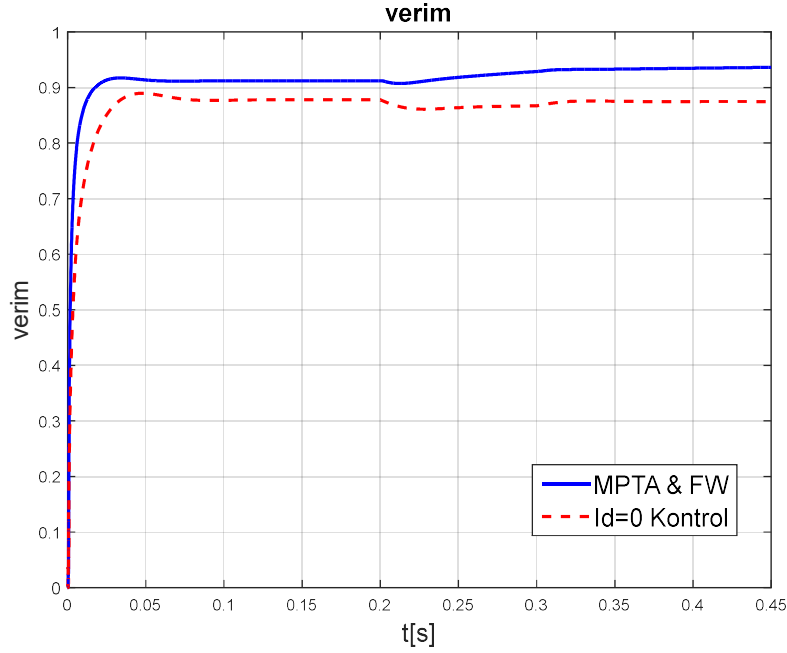
Şekil 4.12. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri



Şekil 4.13. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri



Şekil 4.14. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri



Şekil 4.15. MPTA&FW ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor verimi değişimleri

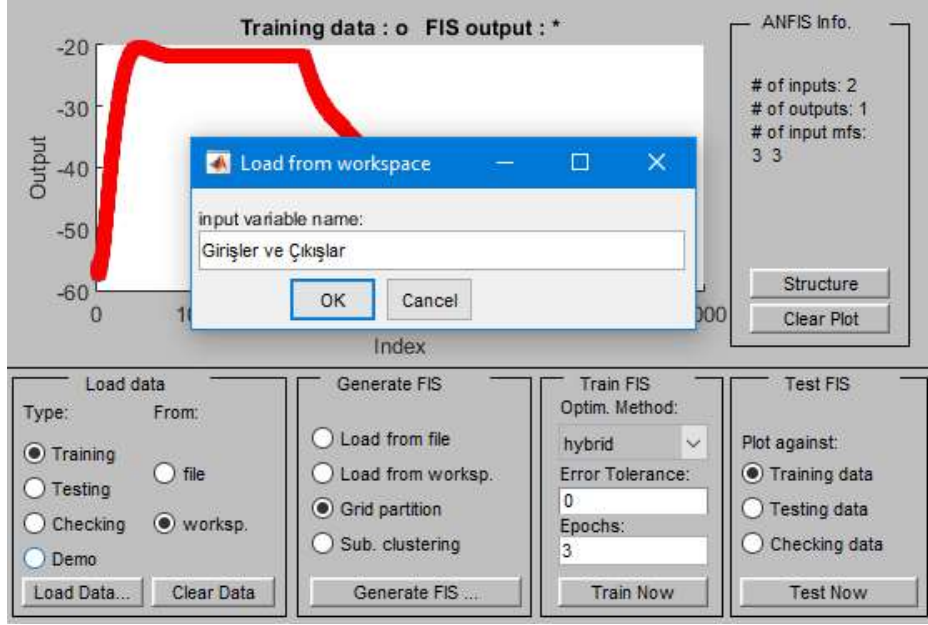
Elde edilen Şekil 4.7'deki rotor hızı ve Şekil 4.8'deki moment sonuçları incelendiğinde motora uygulanan MPTA&FW kontrol yönteminin motor hızını başarı ile referans hız eğrisi üzerinde tuttuğu ve istenen yük momentini karşılayabilen moment ürettiği görülmektedir. Şekil 4.9'daki I_d akımı değişiminden görüleceği gibi MPTA&FW denetleyici motorda pozitif relüktans momenti bileşeni oluşturabilmek için negatif değerde I_d akımını başarıyla üretmiştir. Şekil 4.10'daki I_q akımı değişiminden görüleceği üzere negatif değerde uygulanan I_d akımı ile üretilen relüktans momentinin etkisi ile, aynı yük momentinin $I_d=0$ kontrol yöntemine göre daha küçük I_q akımı değeriyle elde edildiği görülmektedir. Motorun demir, bakır, ve toplam kayıp değişimlerinin verildiği Şekil 4.11-4.13'ten görüleceği üzere uygulanan kontrol yöntemi kayıp güçlerin azaltılması yönünde, özellikle yüksek hızlı çalışmalarda oldukça başarılı sonuçlar vermektedir. Şekil 4.14'te verilen motorun mil gücünün kontrol yönteminden etkilenmeyerek $I_d=0$ kontrol yöntemi ile aynı değerlerde olduğu görülmektedir. Uygulanan kayıp azaltma yönteminin sonucunda Şekil 4.15'ten görüleceği üzere motor verimi yaklaşık olarak %6 oranında artarak 0.87 civarındaki değerden 0.93 civarına yükselmiştir.

5. SİNİRSEL-BULANIK DENETLEYİCİ İLE SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

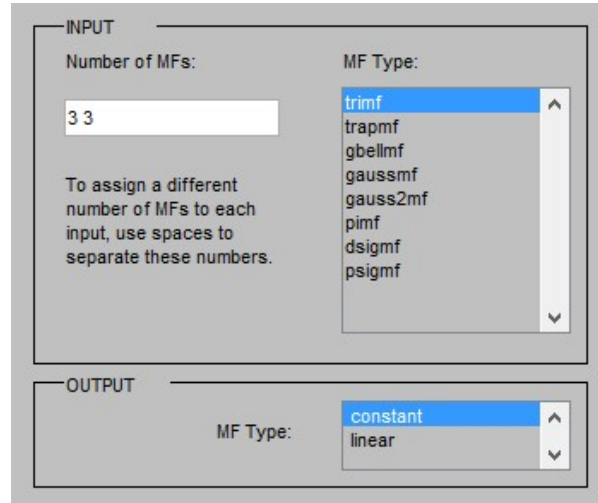
Teknolojik gelişmeler ve yapay zekâ uygulamalarındaki ilerlemeler, analitik çözümlerin yerini daha modern analiz yöntemlerine bırakmasına neden olmuştur. Yapılan çalışmalar sonucunda elektrik makinalarının analizinde modern yöntemlerin, en az klasik yöntemler kadar başarı sağlayabildiğini göstermiş, bunun sonucunda çok fazla işlem yapılması gereken tekrarlı uygulamalar yerini eğitilmiş sistemlere bırakmıştır. Elektrik makinalarının analizinde kullanılan en yaygın yapay zekâ uygulamalarına bulanık mantık, yapay sinir ağları ve ikisinin birleşimi olan ve Bölüm 3'te detaylı olarak tanıtılan Sinirsel-Bulanık örnek olarak verilebilir.

Önceki bölümde yapılan kontrol işleminde pek çok parametrenin tekrar tekrar karşılaştırılıp yine oldukça fazla parametrenin kullanımı ile referans akımlarının üretilmesi gerekmektedir. Oysa tasarlanacak olan Sinirsel-Bulanık denetleyici ile çok az sayıda parametrenin kullanımı ile hesap karmaşasına girmeden istenen referans akımların üretilmesi mümkündür. Bu bağlamda bulanık denetleyicide kullanılacak olan üyelik fonksiyonları ile kural tablosunun, Bölüm 3'te detaylı olarak anlatılan temeller ile kurulan bir yapay sinir ağları tarafından belirlendiği Sinirsel-Bulanık denetleyici tasarlanarak sonuçlar tekrar incelenmiştir.

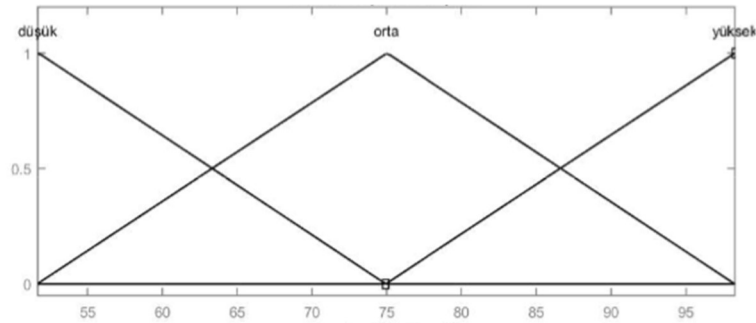
Mevcut problem için Sinirsel-Bulanık denetleyici tasarlarken giriş olarak hız denetleyici tarafından üretilen referans i_q^* akımı ve ölçülen rotor hızı ω_r alınmıştır. Tasarım Matlab'da bulunan Adaptive Neuro Fuzzy Interference System (ANFIS) arayüzü ile yapılmıştır. Bu tasarımda arayüz dahilindeki tüm üyelik fonksiyonları denenmiştir. Denenen üyelik fonksiyonlarından üçgen (trimf (triangular shaped membership function)) fonksiyonu seçilmiştir. Bu seçim diğerlerine göre daha doru sonuçlar vermesinin yanı sıra Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processor (DSP)) benzeri işlemcilerde yapılan uygulamalar için basitlik sağlayacaktır. Arayüz üzerinde yapılan ayarlamalar Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'de verilmiştir. Böylece giriş üyelik fonksiyonları Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'teki gibi oluşturulmuştur.



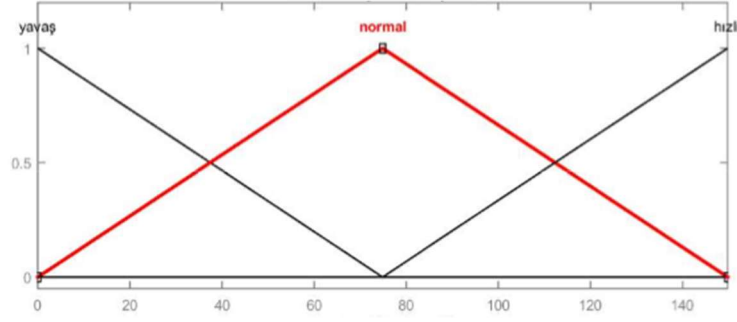
Şekil 5.1. ANFIS araç kutusu arayüzünde giriş ve çıkışların tanımlanması



Şekil 5.2. ANFIS araç kutusu arayüzünde giriş üyelik fonksiyonlarının tanımlanması

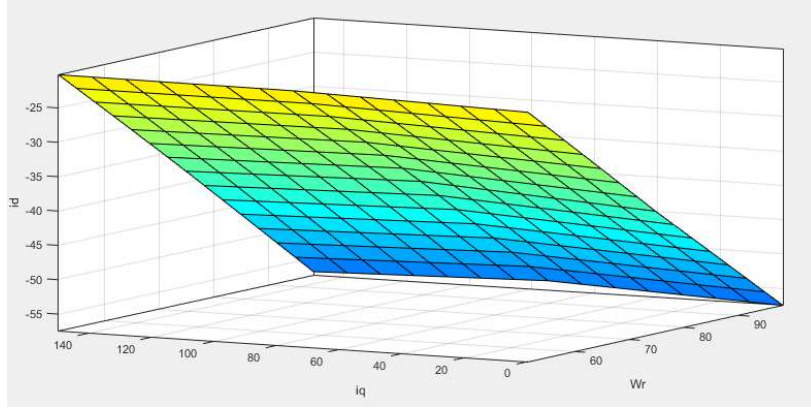


Şekil 5.3. i_q^* referans akımı girişine ait üyelik fonksiyonları



Şekil 5.4. Rotor hızı ω_r girişine ait üyelik fonksiyonları

Oluşturulan giriş üyelik fonksiyonlarına karşılık üretilen çıkışları gösteren yüzey grafiği Şekil 5.5'teki gibi elde edilmiştir.



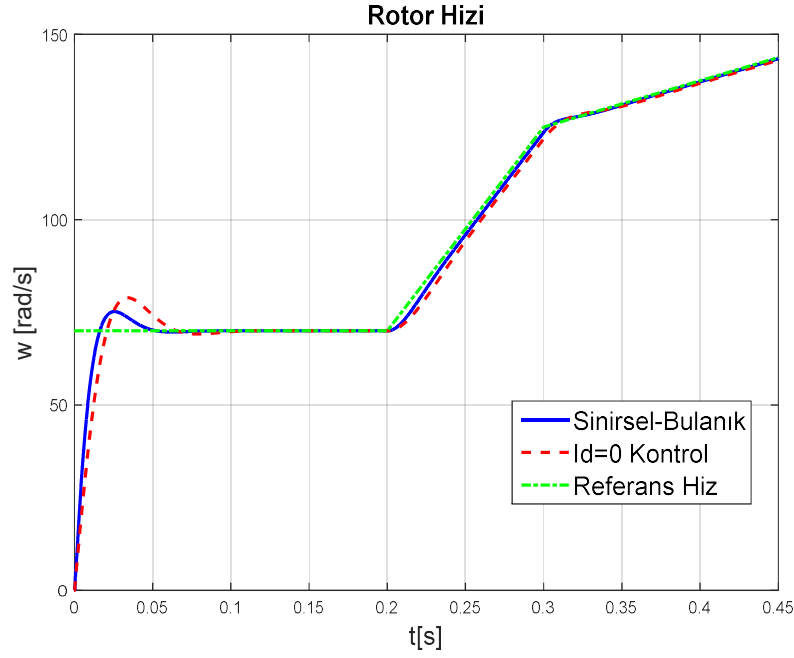
Şekil 5.5. Sinirsel-Bulanık denetleyicinin giriş-çıkış parametreleri arasındaki ilişki Sugeno tipinde oluşturulan bulanık denetleyicinin çıkışta i_d^* referans akımını verecek olan kural tablosu Tablo 5.1'de verildiği gibi elde edilmiştir.

Tablo 5.1. Sinirsel-Bulanık denetleyici ile SMSM minimum kayıp kontrolüne ait kural tablosu

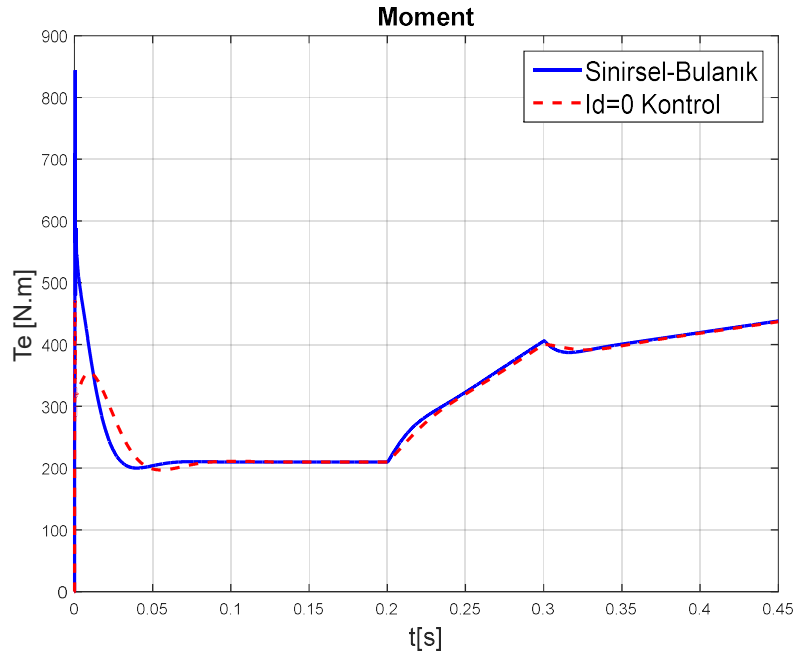
		ω_m		
		yavaş	normal	hızlı
i_q^*	düşük	-21.16	-20.25	-20.13
	orta	-39.65	-37.52	-38.26
	yüksek	-57.47	-56.1	-56.99

Oluşturulan Sinirsel-Bulanık denetleyici önceki aşamada oluşturulmuş olan MTPA&FW denetleyicinin yerine yerleştirilmiş ve benzetim aynı şartlarda tekrar çalıştırılmıştır. Yine değerlendirme yapabilmek amacıyla elde edilen sonuçlar daha önceden

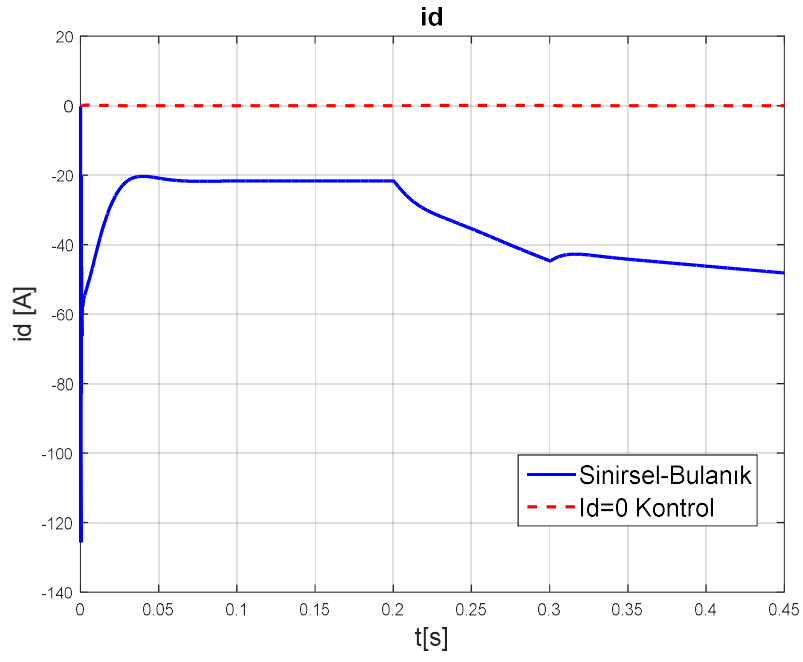
yapılmış olan, kayıp kontrolünün olmadığı $I_d=0$ kontrol yönteminin sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.6-5.14’te verilmiştir.



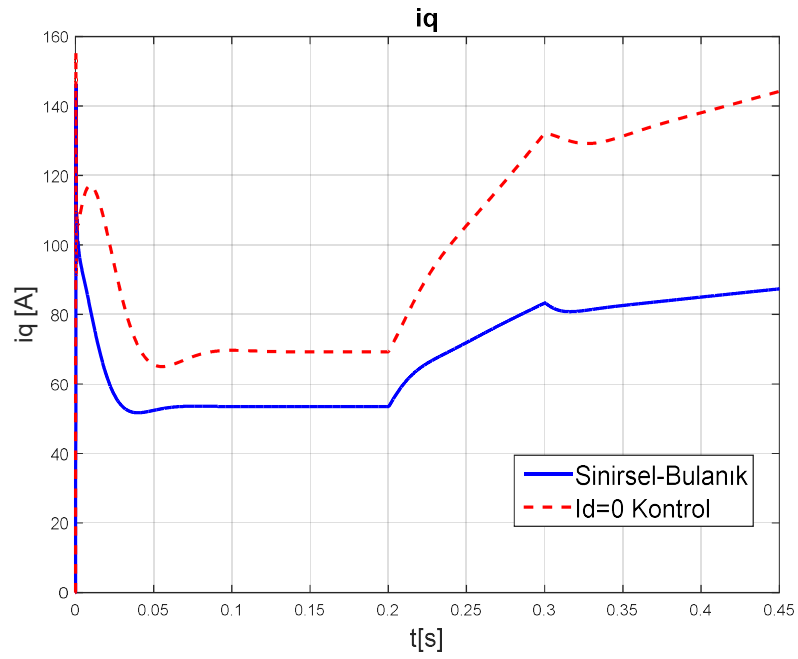
Şekil 5.6. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri



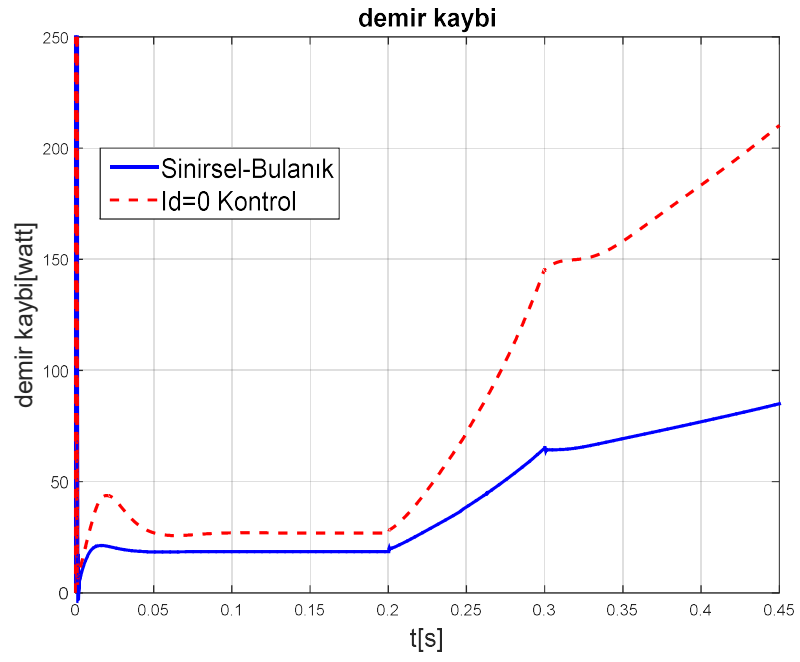
Şekil 5.7. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri



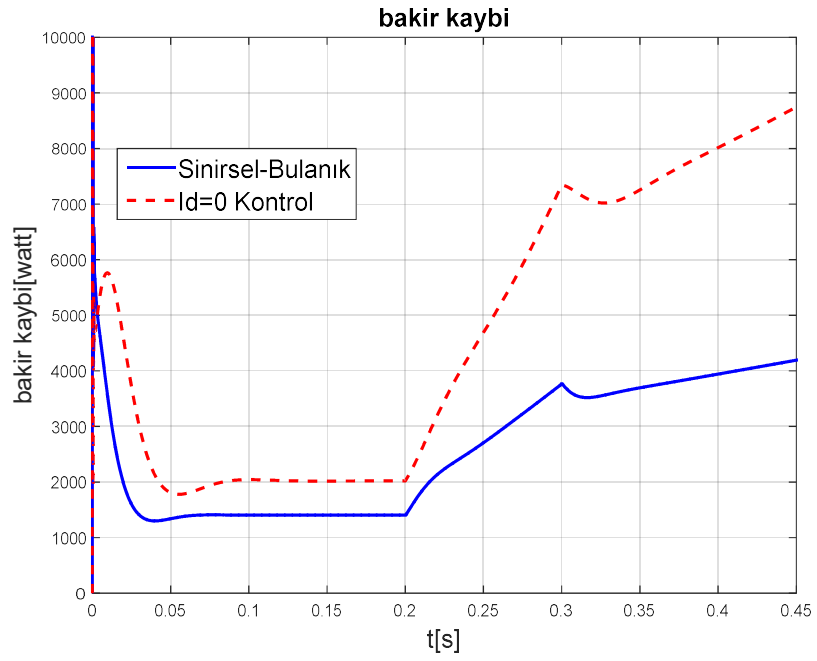
Şekil 5.8. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri



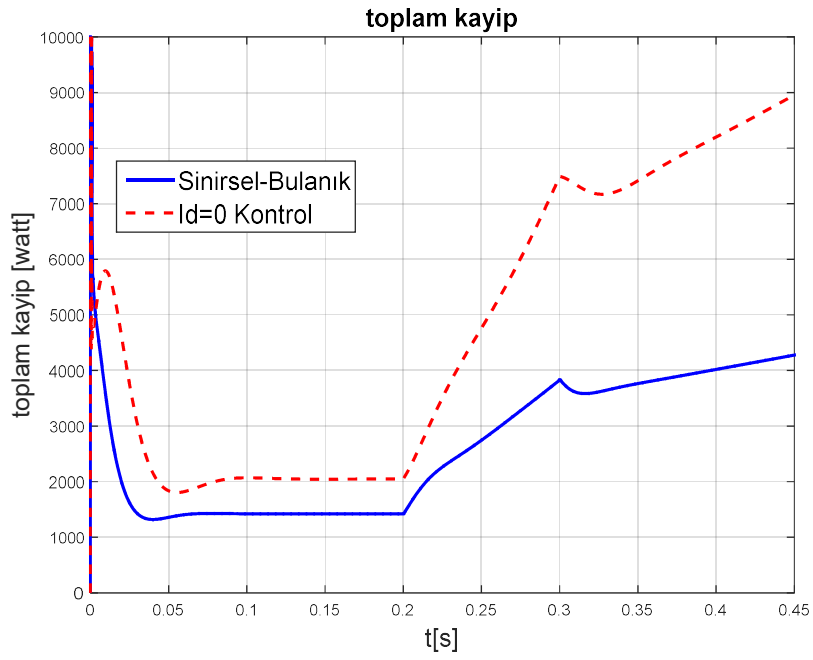
Şekil 5.9. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri



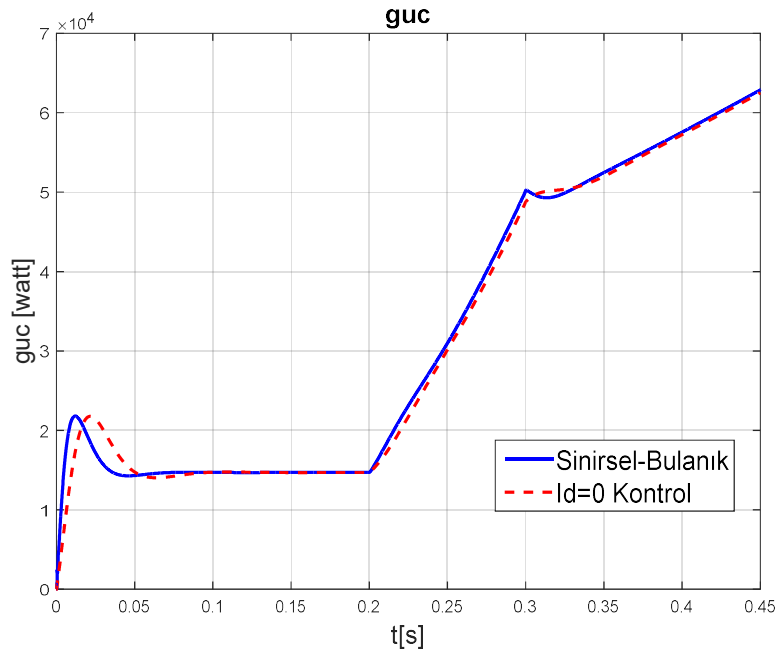
Şekil 5.10. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri



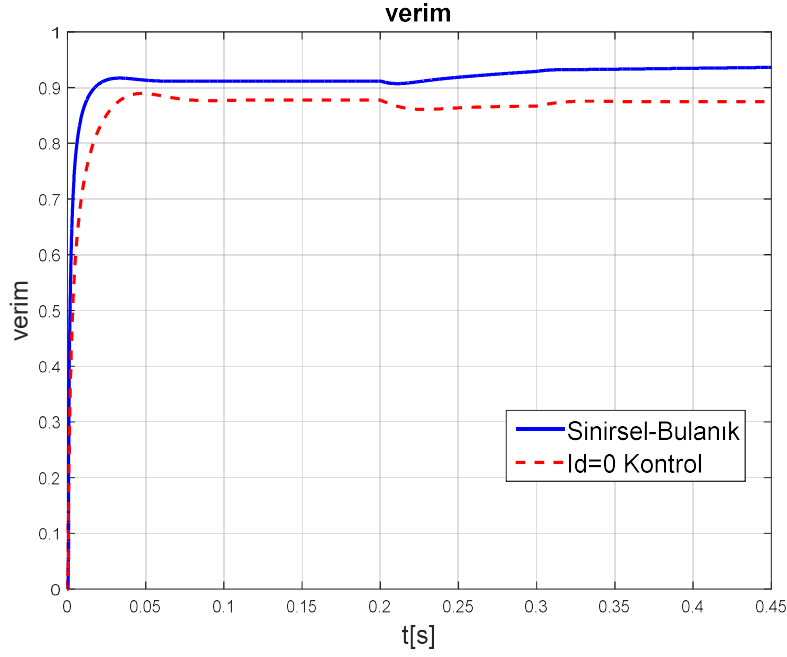
Şekil 5.11. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri



Şekil 5.12. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri



Şekil 5.13. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri



Şekil 5.14. Sinirsel-Bulanık ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde verim değişimleri

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde Sinirsel-Bulanık ile akıllı tahmin yöntemiyle yapılan kayıp kontrolünün bir önceki bölümde yapılan MPTA&FW analitik kontrol yöntemine çok yakın ve başarılı sonuçlar ürettiği görülmektedir. Şöyle ki, Sinirsel-Bulanık denetleyicinin motor hızını başarı ile referans hız eğrisi üzerinde tuttuğu ve istenen yük momentini karşılayabilen moment ürettiği, başarı ile negatif değerde I_d akımını ürettiği, I_q akımını gerektiği gibi $I_d=0$ yöntemine göre daha küçük değerlere çekebildiği görülmektedir. Ayrıca motorun demir, bakır ve toplam kayıp güçlerin azaltılması yönünde, özellikle yüksek hızlı çalışmalarda oldukça başarılı sonuçlar vermektedir. Uygulanan kayıp azaltma yönteminin sonucunda Şekil 5.14'ten görüleceği üzere motor verimi analitik yöntemde elde edilen sonuç gibi yaklaşık olarak %6 oranında artım ve 0.87 civarındaki değerden 0.93 civarına yükselmiştir.

Bu sonuçlardan hareket ile SMSM'da minimum kayıp kontrolü yapılırken Sinirsel-Bulanık denetleyicinin, içerdiği yoğun matematiksel hesaplamalar, geri beslemeler, karşılaştırmalar nedeniyle oldukça hantal olan bir analitik sistemin yerine başarılı bir şekilde kullanılabilir olduğu söylenebilir.

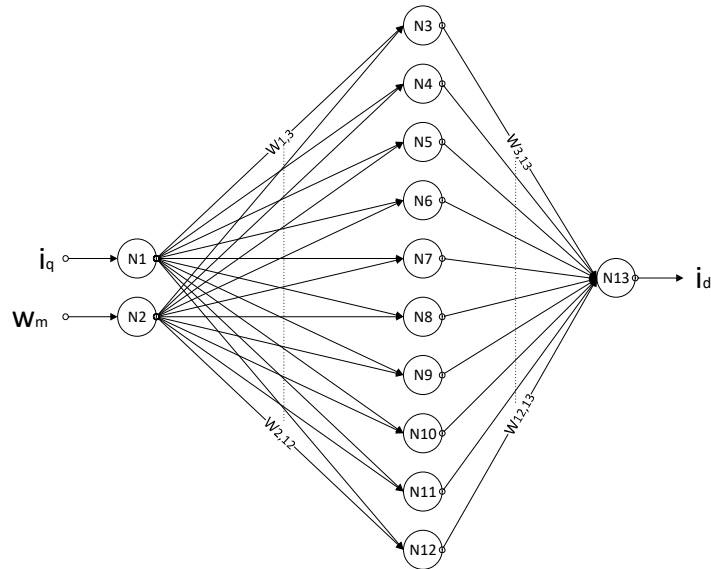
6. SİNİR AĞI DENETLEYİCİ İLE SMSM MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

Teknolojik gelişmeler ve yapay zekâ uygulamalarındaki ilerlemeler, analitik çözümlerin yerini daha modern, öğrenme tabanlı, akıllı, analiz yöntemlerine bırakmasına neden olmuştur. Yapılan çalışmalar sonucunda elektrik makinalarının analizinde modern yöntemlerin, en az klasik yöntemler kadar başarı sağlayabildiği gösterilmiş, bunun sonucunda çok fazla işlem yapılması gereken tekrarlı iteratif uygulamalar yerini eğitilmiş sistemlere bırakmıştır.

Analitik hesaplara dayalı olarak yapılan kontrol işleminde pek çok parametrenin tekrar tekrar karşılaştırılıp yine oldukça fazla parametrenin kullanımı ile referans akımlarının üretilmesi gerekmektedir. Bu işlemde bilgisayar tarafından yapılacak olan her bir karşılaştırma ve hesaplama bir miktar zaman alacağından akımın üretilip motora uygulanması bir miktar gecikme ile olacaktır. Bu gecikmenin anlık cevapların hayati öneme sahip olduğu uygulama ve araçlarda çok düşük bir seviyeye getirilmesi gerekmektedir. Oysa tasarlanacak olan Sinir Ağı denetleyici ile çok az sayıda parametrenin kullanımı ile hesap karmaşasına girmeden istenen referans akımların daha kısa bir sürede üretilmesi mümkündür. Bu bağlamda, bu çalışmadaki problem için Sinir Ağı denetleyici tasarlarken öncelikle MTPA ve FW yöntemlerinin birleşimi şeklinde olan analitik model modelden aynı girişlere karşılık elde edilen çıkışlar eğitim verisi olarak kaydedilmiştir. Bu verilerden, hız kontrol algoritması tarafından üretilen referans i_q^* akımı ve ölçülen rotor hızı Sinir Ağı denetleyicinin girişi olarak alınmış ve nn_input ismiyle iki sütundan oluşan bir matris olarak kaydedilmiştir. Çıkış olarak da analitik yöntem tarafından üretilen i_d^* referans akımı alınmıştır ve nn_output ismiyle tek sütun matris halinde kaydedilmiştir. Giriş ve çıkışların her birinden 5083 örnek alınarak bunların 3559 adeti (%75) eğitim, 762 adeti (%15) doğrulama ve 762 adeti (%15) de test için kullanılmıştır. Şekil 6.1’de görüleceği gibi tasarım iki katmanlı olarak yapılmış ve gizli katmanda 10 adet nöron olacak şekilde düzenlenmiştir. Yapılan eğitime ait Matlab kodları Tablo 6.1 de verilmiştir.

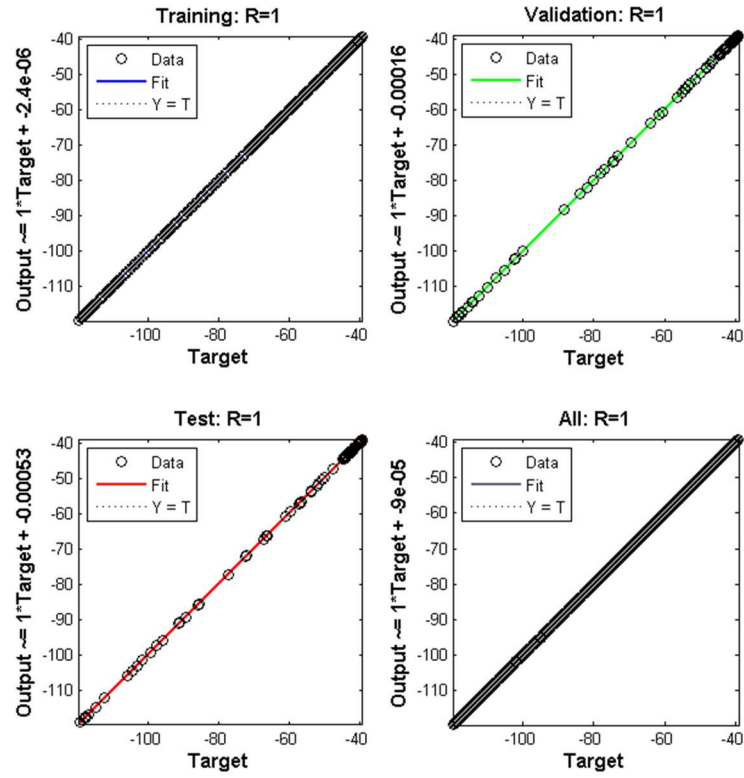
Tablo 6.1 SMSM minimum kayıp kontrolü Sinir Ağı eğitim kodları

Matlab Kodları	Açıklamalar
<code>x = nn_input';</code>	% nn_input - giriş verileri.
<code>t = nn_output';</code>	% nn_output - çıkış verileri.
<code>trainFcn = 'trainlm';</code>	% Levenberg-Marquardt backpropagation.
<code>hiddenLayerSize = 10;</code> <code>net = fitnet(hiddenLayerSize,trainFcn);</code>	% Fitting Network Oluştur
<code>net.divideParam.trainRatio = 70/100;</code> <code>net.divideParam.valRatio = 15/100;</code> <code>net.divideParam.testRatio = 15/100;</code>	% Eğitim, Doğrulama ve Test için veri oranlarını ayarla
<code>[net,tr] = train(net,x,t);</code>	% Ağı Eğit
<code>y = net(x);</code> <code>e = gsubtract(t,y);</code> <code>performance = perform(net,t,y)</code>	% Ağı Test Et



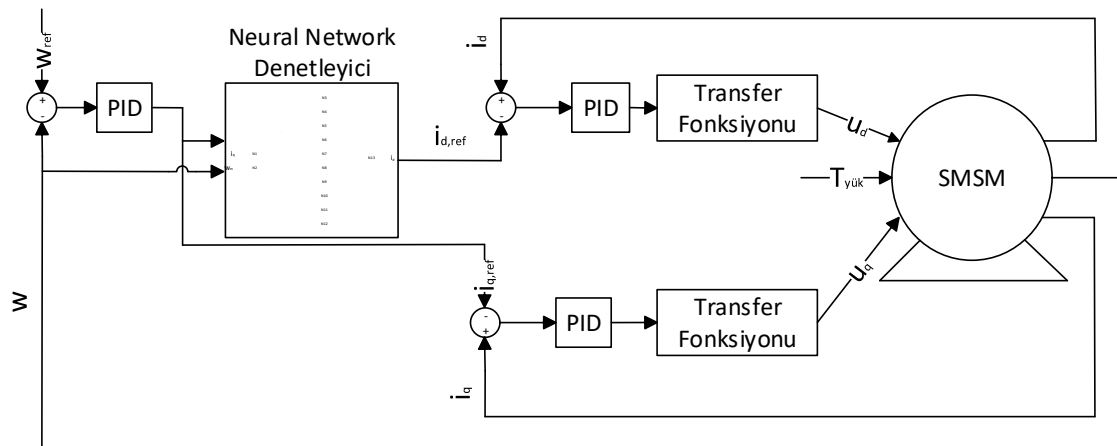
Şekil 6.1. Tasarlanan Sinir Ağı minimum kayıp denetleyicisi

Eğitim Levenberg-Marquardt backpropagation yöntemiyle yapılmıştır. Eğitim sonucunda elde edilen çıktılar Şekil 6.2’de gösterilmiştir.

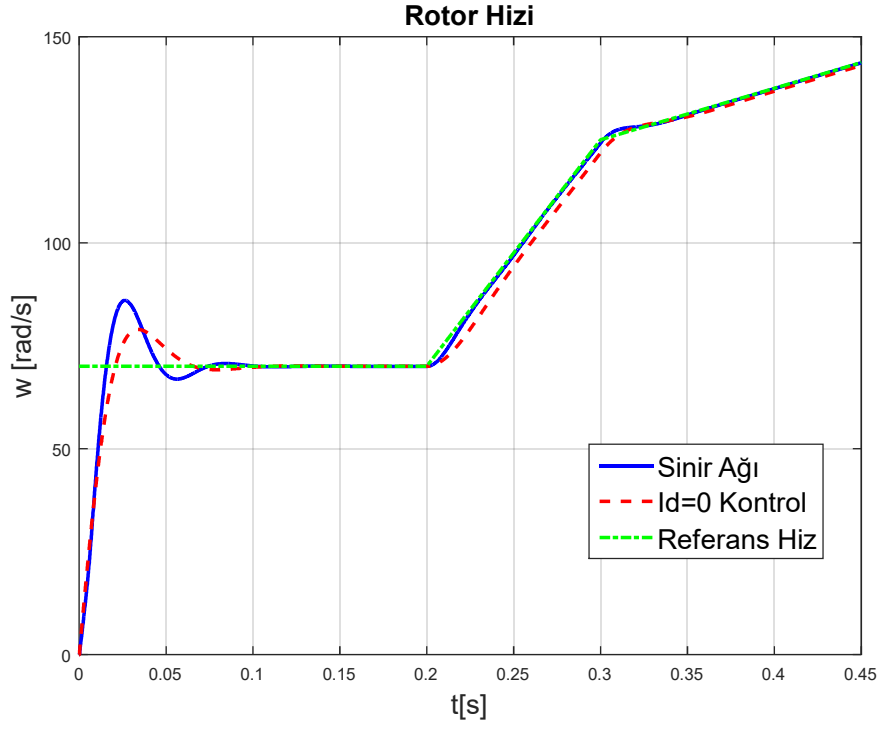


Şekil 6.2. Sinir Ağı eğitim sonuçları

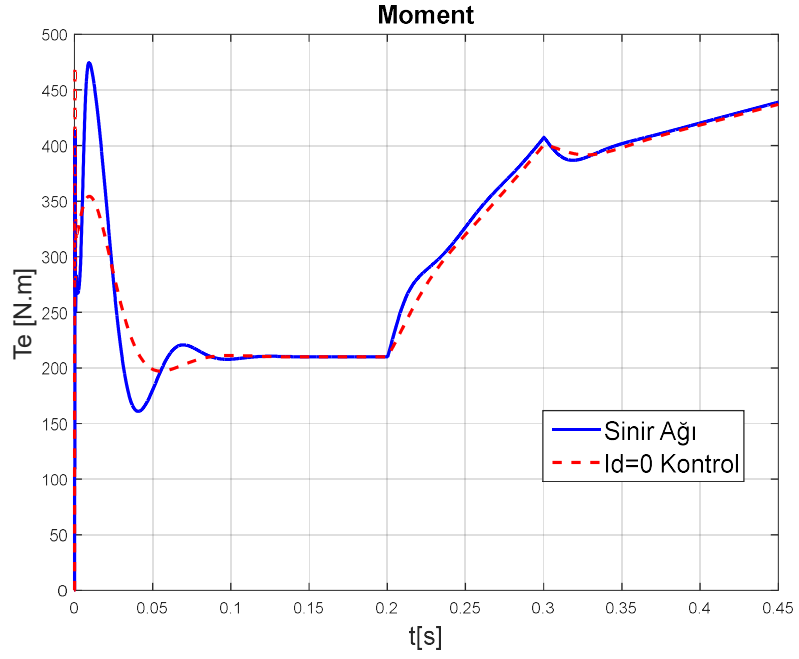
Tasarlanan Sinir Ağı denetleyicinin de bulunduğu benzetim modeli Şekil 6.3'teki gibi oluşturulmuştur. Değerlendirme yapabilmek amacıyla elde edilen sonuçlar daha önceden yapılmış olan, kayıp kontrolünün olmadığı $I_d=0$ kontrol yönteminin sonuçları ile karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 6.4-6.12'de verilmiştir.



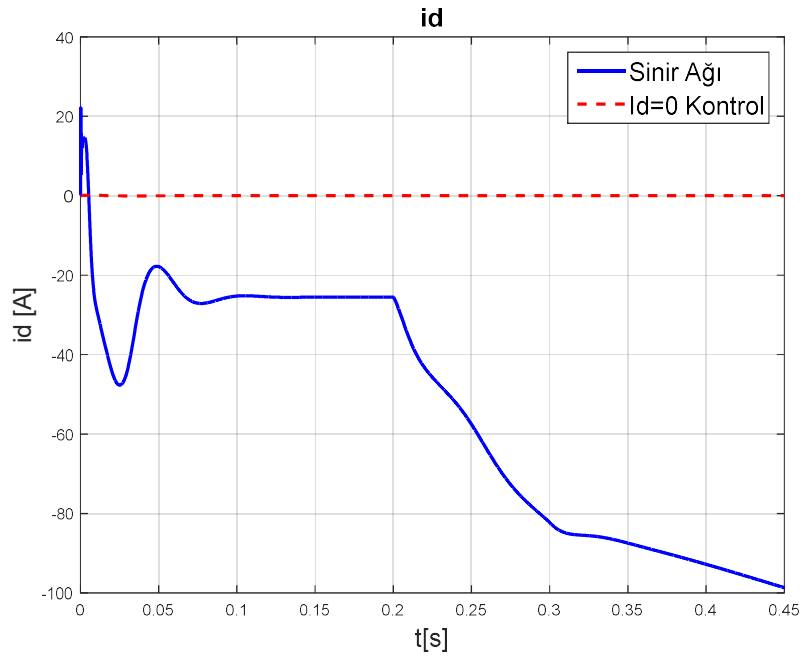
Şekil 6.3. Sinir Ağı denetleyici ile yapılan SMSM Minimum Kayıp Kontrolü Benzetim Modeli



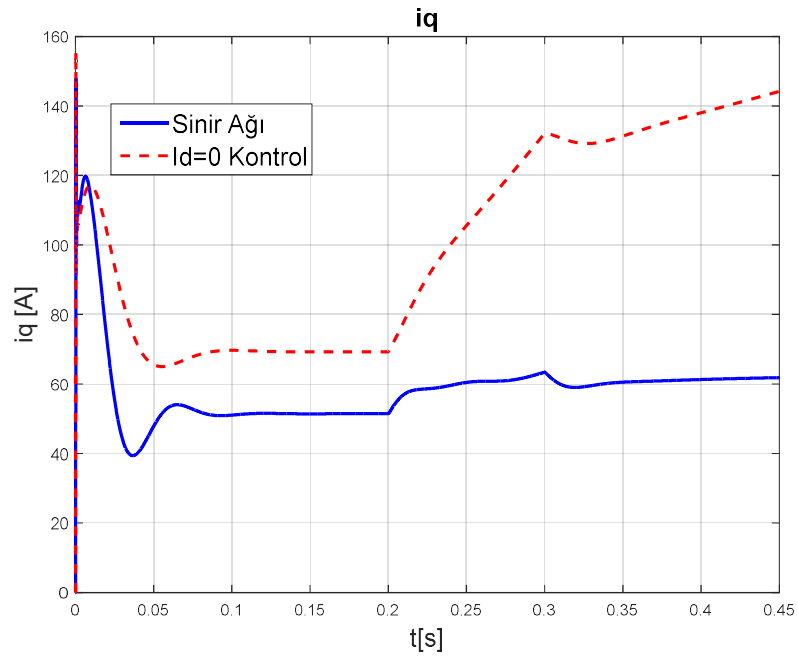
Şekil 6.4. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde rotor hızı değişimleri



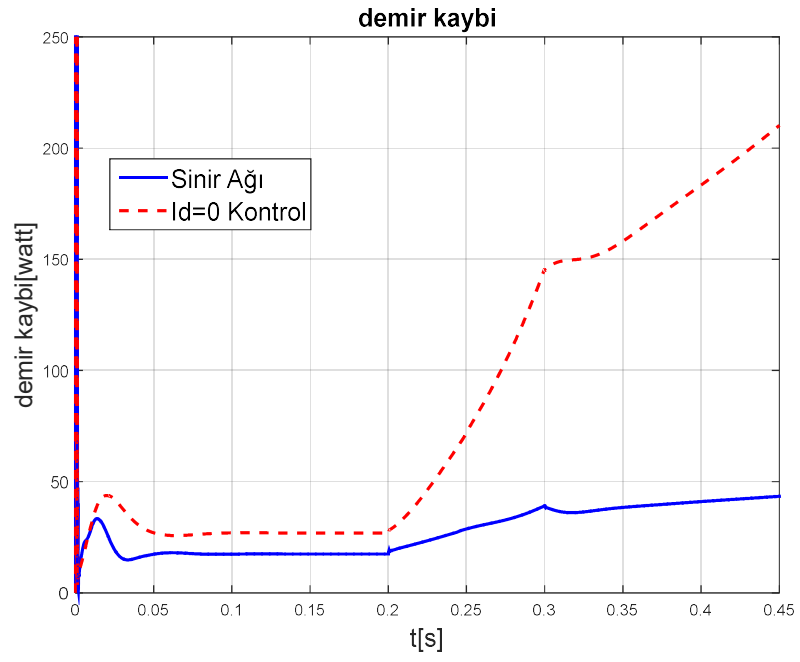
Şekil 6.5. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde moment değişimleri



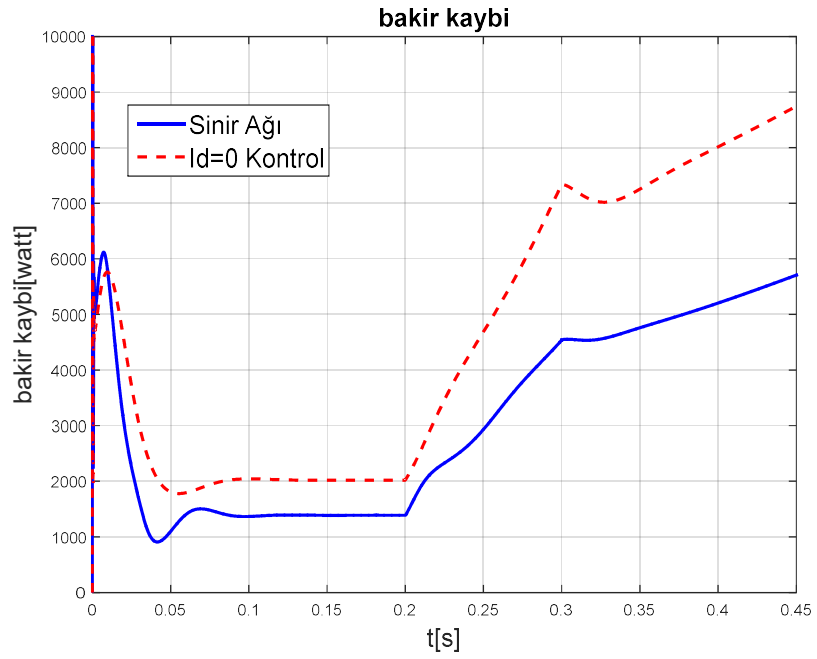
Şekil 6.6. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_d akımı değişimleri



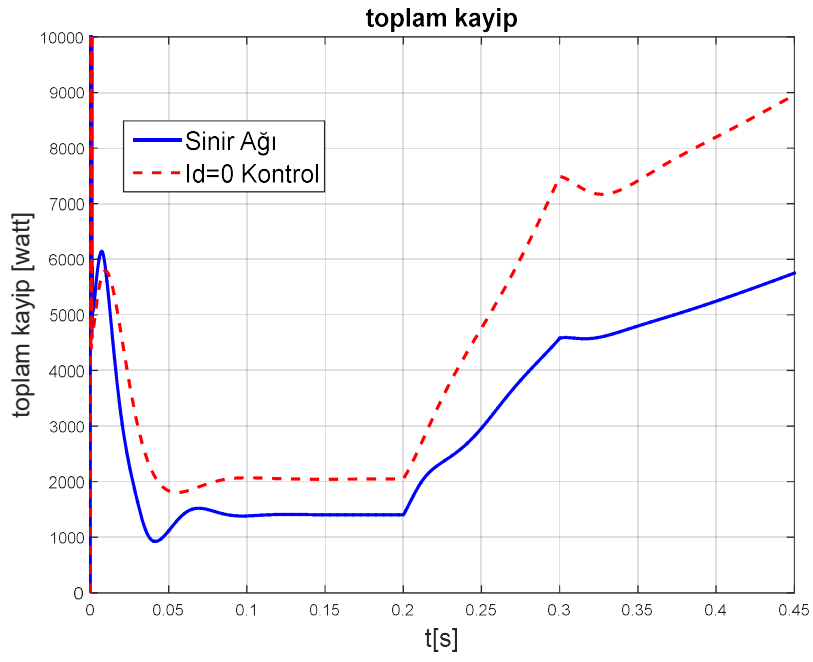
Şekil 6.7. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde i_q akımı değişimleri



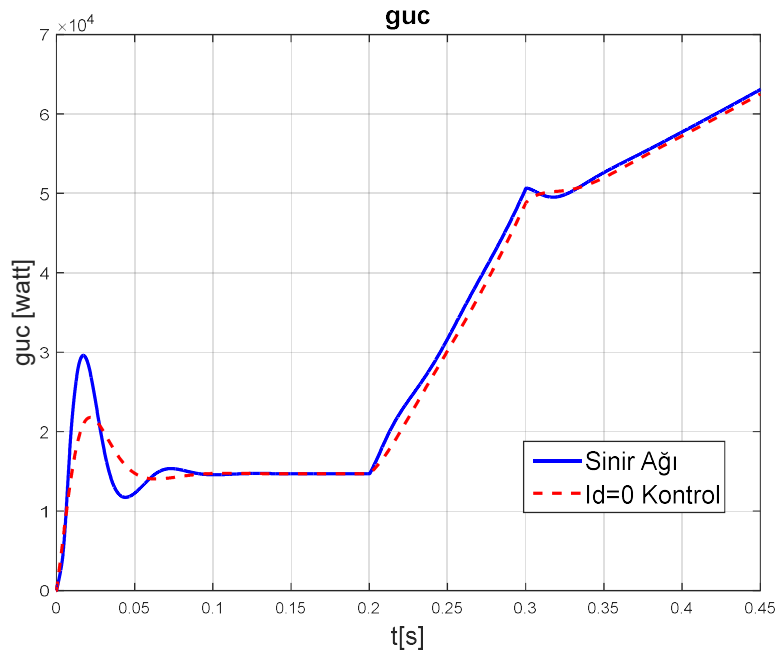
Şekil 6.8. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde demir kaybı gücü değişimleri



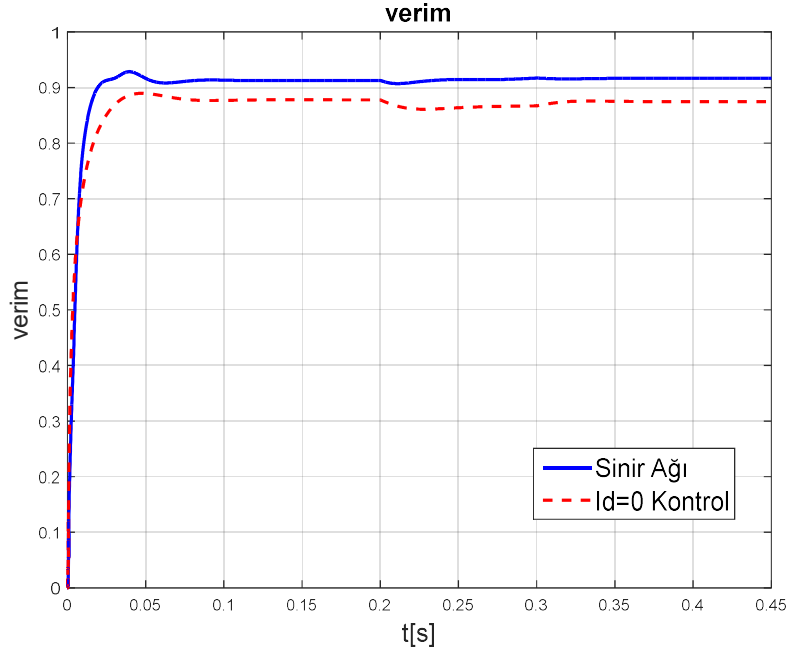
Şekil 6.9. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde bakır kaybı gücü değişimleri



Şekil 6.10. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde toplam kayıp güç değişimleri



Şekil 6.11. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor gücü değişimleri



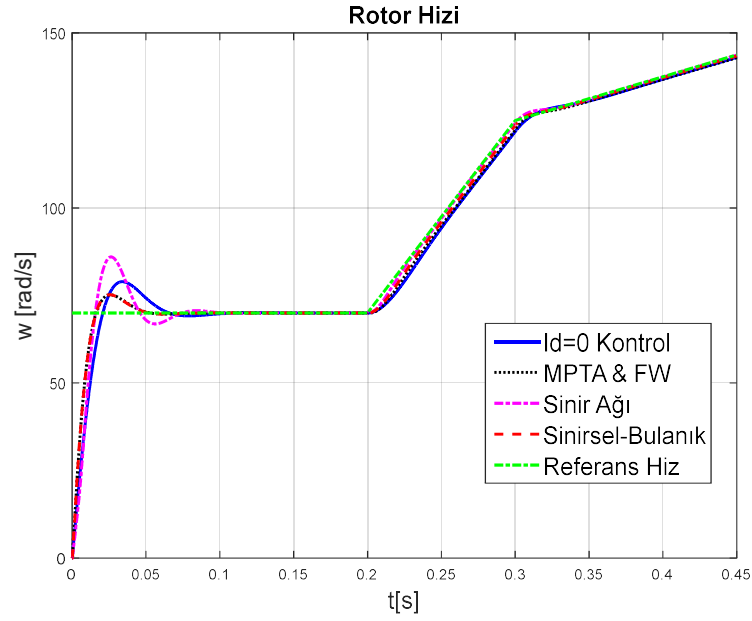
Şekil 6.12. Sinir Ağı ve $I_d=0$ kontrol yöntemlerinde motor verimi değişimleri

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde eğitilmiş bir akıllı sistem olan Sinir Ağı ile yapılan kayıp kontrolünün, istenen yük momentini karşılayabilen moment ürettiği ve motor hızını başarı ile referans hız eğrisi üzerinde tuttuğu görülmektedir. Öte yandan Şekil 6.6 ve Şekil 6.7’de görüldüğü gibi kayıp kontrolünün gereği olan negatif I_d akımını başarılı şekilde ürettiği görülmekte ve buna bağlı olarak I_q akım bileşeni değerini pozitif değerde olması gerektiği gibi düşürdüğü gözlemlenmektedir. Ayrıca motorun demir, bakır ve toplam kayıp güçlerin azaltılması yönünde, özellikle demir kaybı üzerinde oldukça başarılı sonuçlar vermektedir. Uygulanan kayıp azaltma yönteminin sonucunda Şekil 6.12’den görüleceği üzere motor verimi analitik yöntemde elde edilen sonuç gibi yaklaşık olarak %5 oranında artım ve 0.87 civarındaki değerden 0.92 civarına yükselmiştir.

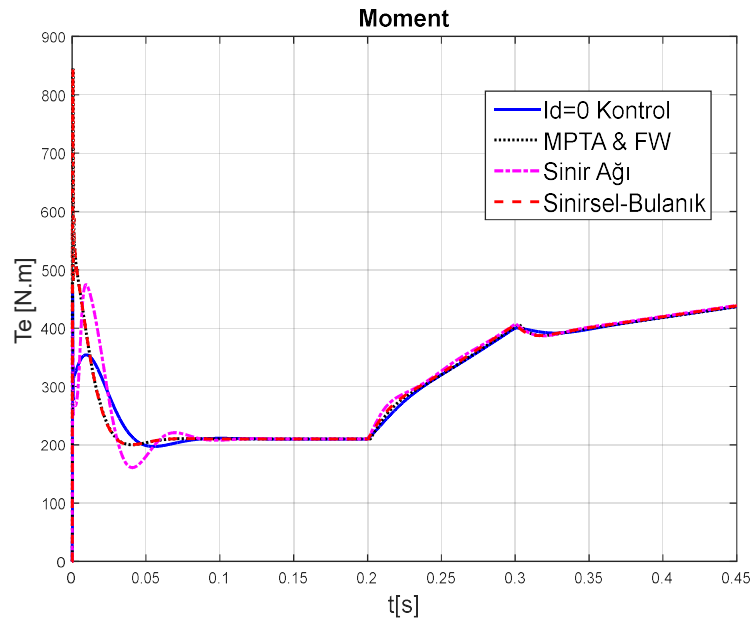
Bu sonuçlardan hareket ile SMSM’da minimum kayıp kontrolü yapılırken Sinir Ağı denetleyicinin, özellikle demir kaybı gücünün azaltılması istenen uygulamalarda büyük bir başarı ile kullanılabilir olduğu söylenebilir.

7. BULGULAR VE DEĞERLENDİRME

Elde edilen tüm sonuçların bir arada incelenebilmesi için sonuçlar Şekil 7.1-Şekil 7.9'daki gibi bir araya getirilip yeniden çizdirilmiştir.



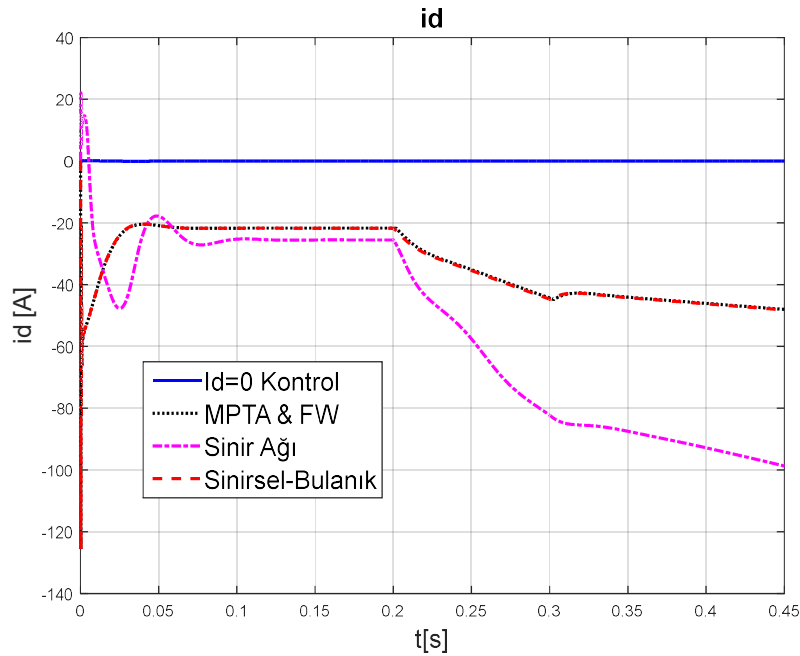
Şekil 7.1. Tüm kontrol yöntemlerinin rotor hızı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



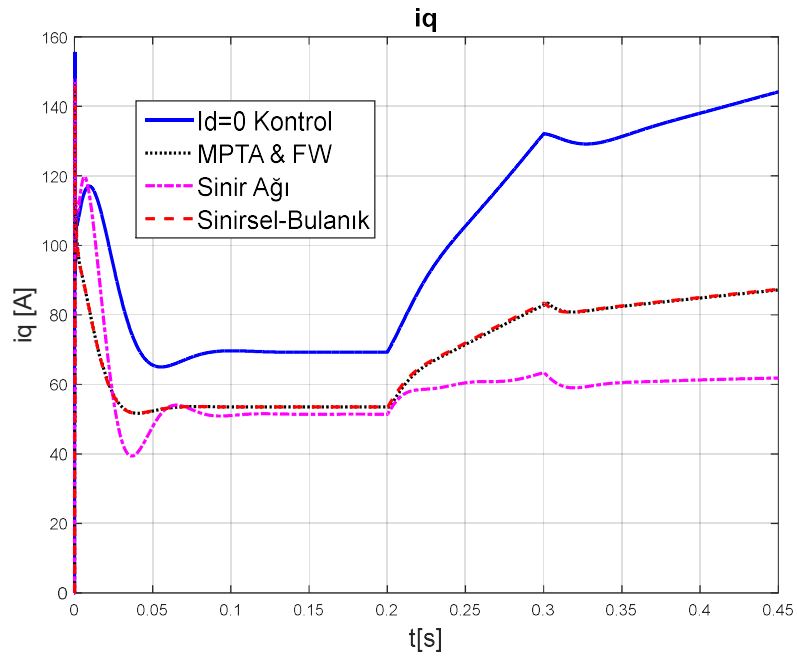
Şekil 7.2. Tüm kontrol yöntemlerinin moment değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 7.1’de verilen hız ve Şekil 7.2’de verilen moment değişimlerinden görüleceği üzere uygulanan tüm kontrol yöntemleri istenen hız ve yük momenti cevabını verebilmişlerdir.

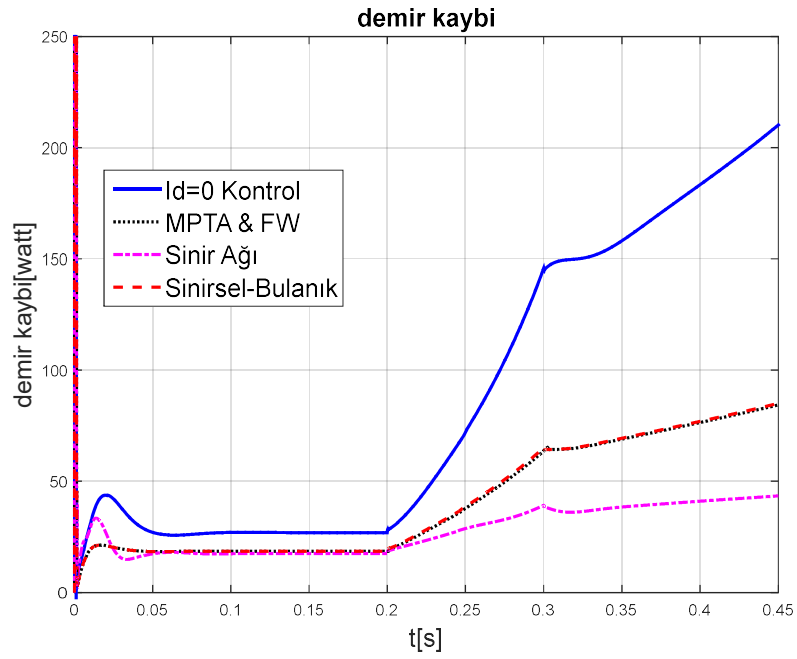
$I_d=0$ kontrol yönteminde d eksen stator akımı i_d daima 0 değerinde tutulur. Öte yandan kayıp azaltma uygulamalarında i_d akımının hızdaki artışa bağlı olarak negatif yönde büyütülmesi gerekir. $p > 1$ ve $L_d < L_q$ olan sürekli mıknatıslı senkron motorlarda i_d akımının eksi değerlere çekilmesi pozitif relüktans momenti oluşturur bunun sonucu olarak da stator akımı i_s ve bakır sargı kaybı P_{cu} , $I_d=0$ kontrolde elde edilenden daha küçük olur. Öte yandan negatif i_d akımı d ekseninde meydana gelen armatür reaksiyonundan dolayı akı yoğunluğunu da artırır. Bunun sonucu olarak da stator gerilimi U_s ve demir kaybı P_{fe} de $I_d=0$ kontrole göre küçülür. Sabit moment bölgesinde P_{fe} ’nin hızın artışı ile doğru orantılı şekilde artmasından dolayı P_{fe} ’nin azaltılmasının etkileri yüksek hız bölgesinde daha iyi sonuçlar alınmasını sağlar. Bu durum Şekil 7.3’te verilen I_d akımı değişimi, Şekil 7.4’te verilen I_q akımı değişimi, Şekil 7.5’te verilen demir kaybı değişimi, Şekil 7.6’da verilen bakır kaybı değişimi ve Şekil 7.7’de verilen toplam kayıp değişimi grafiklerinden açıkça okunabilmektedir.



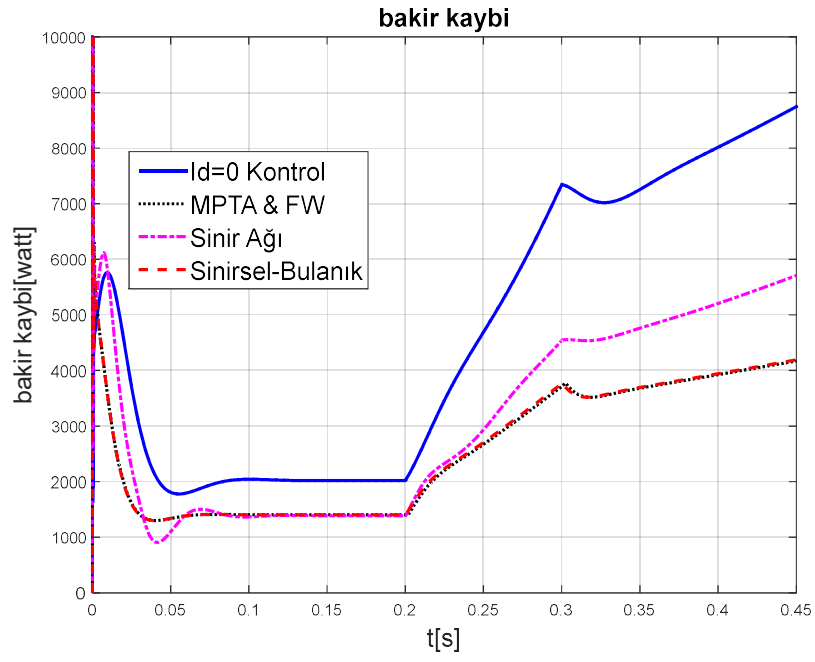
Şekil 7.3. Tüm kontrol yöntemlerinin i_d akımı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



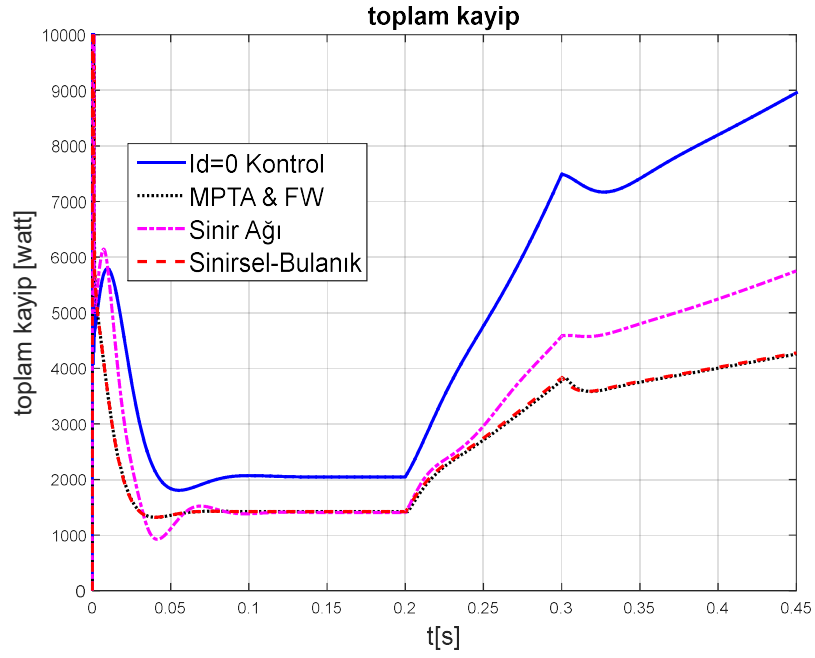
Şekil 7.4. Tüm kontrol yöntemlerinin i_q akımı değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



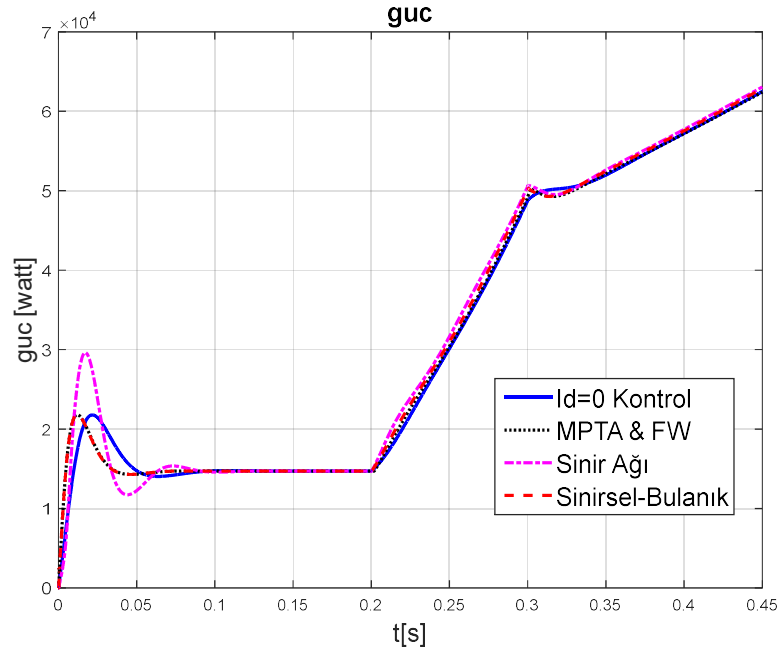
Şekil 7.5. Tüm kontrol yöntemlerinin demir kaybı gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



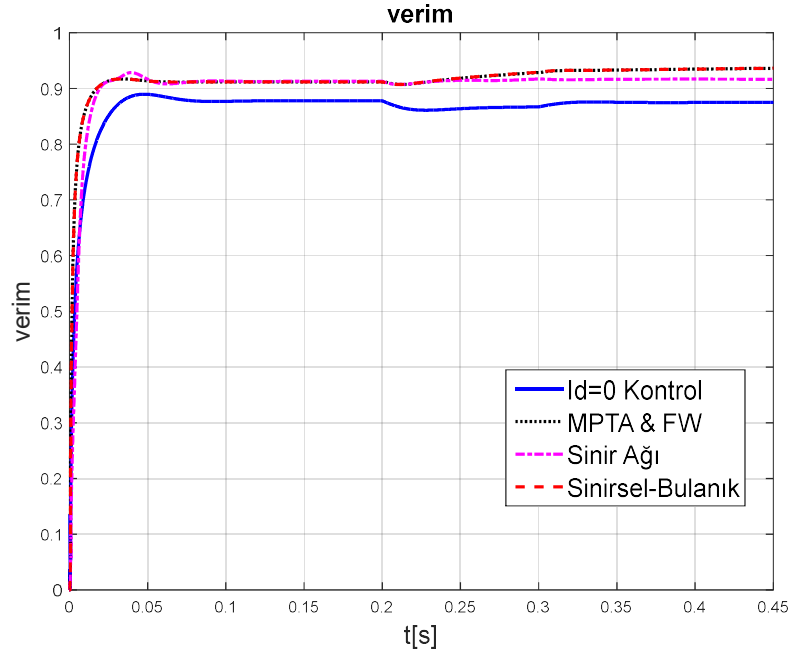
Şekil 7.6. Tüm kontrol yöntemlerinin bakır kaybı gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 7.7. Tüm kontrol yöntemlerinin toplam kayıp gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 7.8. Tüm kontrol yöntemlerinin motor gücü değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 7.9. Tüm kontrol yöntemlerinin verim değişimleri sonuçlarının karşılaştırılması

Son olarak Şekil 7.9’da verilen motor verimi değişimi incelendiğinde kayıp kontrol yöntemlerinin tümünün motorun verimini arttığı görülmektedir. Bu yöntemlerden MTPA&FW ile yapılan analitik kontrol yöntemi ile Sinirsel-Bulanık ile yapılan akıllı kontrol yönteminin sonuçları birbirine oldukça yakın değerlerde olmaktadır. Bu sonuçtan hareketle bu iki yöntemin birbirinin yerine büyük bir başarı ile kullanılabileceği görülmektedir. Sinir Ağı ile yapılan akıllı kontrolün sonucunda motor veriminin Sinirsel-Bulanık ve MTPA&FW yöntemlerinden %1 kadar gerisinde olduğu görülmektedir. Bu sonuç Şekil 7.5’te verilen demir kaybı değişimleri ve Şekil 7.6’da verilen bakır kaybı değişimleri sonuçları ile birlikte değerlendirildiğinde uygulamaya göre demir kaybının daha az olması istendiğinde Sinir Ağı kontrolün, bakır kaybının daha az olması istendiğinde ise Sinirsel-Bulanık kontrolün başarı ile uygulanabileceği söylenebilir.

8. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER

8.1. Sonuçlar

Bu çalışmada SMSM’da işletme anında ortaya çıkan elektriksel kayıplar belirlenerek bu kayıpların, oluşturulan kontrol stratejileri ile minimum düzeye indirilmesi amaçlanmıştır. Bu bağlamda öncelikle teorik olarak belirlenmesi oldukça güç olan dinamik demir çekirdek direncini elde edebilecek akıllı bir yöntem önerilmiştir. Dinamik direncin elde edilmesinin ardından tasarlanan analitik ve akıllı kontrol yöntemleriyle motor kayıplarının minimum düzeye indirilmesi için çalışmalar yapılmıştır.

Yapılan araştırma ve çalışmalar ışığında minimum kayıp kontrolü çalışmalarında kritik öneme sahip olan, hız ve dolayısıyla frekansa bağlı olarak değişen dinamik demir çekirdek direncinin tek başına analitik yöntemlerle veya sonlu elemanlar analizi ile elde edilemeyeceği görülmüştür. Literatürde karşılaşılan bu yöndeki boşluğu kapatabilecek bir çözüm olarak, SEY ile elde edilen sabit değerdeki direnç değerlerini referans olarak alan ve dinamik direnci tahmin yoluyla üreten bir Sinirsel-Bulanık akıllı tahmin algoritması önerilmiştir. Önerilen çözüm ile doğru sonuçlar elde edildiği ortaya konmuştur.

Dinamik demir çekirdek direncinin başarılı bir şekilde elde edilmesinin ardından, demir çekirdek direncinin ihmal edilmesi ve sabit alınması durumlarıyla dinamik direncin kullanılmış olduğu durumlar karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalar sonucunda kayıp kontrolü yapılan çalışmalarda sağlıklı sonuçların elde edilebilmesi bakımından mutlaka dinamik direncin kullanılmasının gerekliliği ortaya konmuştur.

Ayrıca bu çalışmada, kayıpların ihmal edilmediği motor modeli ve kayıp azaltmaya yönelik analitik yöntemleri üzerine çalışmalar yapılmıştır. Yapılan araştırmaların sonucunda genel olarak kullanılan iki analitik yöntem olan MTPA ve FW yöntemlerinin birleştirilip uygulanması yoluna gidilmiş ve sonuçlar alınmıştır. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde motordaki akımların başarılı bir şekilde ayarlandığı ve elektriksel kayıpların azaltılarak motor veriminin %6 civarında artırıldığı görülmüştür.

Analitik yöntemlerin başarılı sonuçlar ürettiğinin görülmesinin ardından yapılan literatür taramasında, dinamik dirence sahip bir SMSM’da akıllı kontrol yöntemleri ile kayıp azaltmanın yapılması yönündeki boşluk belirlenmiş ve çalışmalar bu yönde ilerletilmiştir. Bu bağlamda tasarlanan Sinirsel-Bulanık denetleyici SMSM’da minimum kayıp kontrolü

yapmak için önerilmiştir. Oluşturulan denetleyicinin kayıpların ihmal edilmediği motor modeline uygulanmasıyla alınan sonuçlar incelenmiştir. Elde edilen sonuçlardan Sinirsel-Bulanık denetleyicinin bir MTPA ve FW yöntemlerinin birleştirilmesiyle oluşturulan analitik yöntem kadar başarılı olduğu ve motor veriminin yine %6 civarında arttırıldığı görülmüştür. Sinirsel-Bulanık denetleyicinin, kullanıcıyı analitik yöntemlerdeki yoğun matematik işlemlerinden kurtarması ve belirsiz şartlara bulanık yaklaşım sonucu sorunsuz bir şekilde uyum gösterebilmesi bakımından avantajlı bir yöntem olduğu gözler önüne serilmiştir.

SMSM'da minimum kayıp kontrolü yapmak amacıyla diğer bir akıllı sistem olarak tasarlanan Sinir Ağı denetleyici önerilmiştir. Bu denetleyici de kayıpların ihmal edilmediği SMSM modeline uygulanmış ve sonuçlar alınmıştır. Sinir Ağı denetleyici ile yapılan çalışmada motorun demir kaybının diğer yöntemlere göre belirgin bir düzeyde azaltıldığı ve motor veriminin %5 civarında arttırıldığı görülmüştür SMSM'da kayıp kontrolünün akıllı sistemler ile başarılı bir şekilde yapılabileceği tasarlanan Sinir Ağı denetleyiciden alınan başarılı sonuçlarla tekrar gözler önüne serilmiştir.

SMSM'larda demir çekirdek direncinin akıllı yöntemler ile tahmin yoluyla belirlenmesi ilk kez bu çalışmada yapılmış ve başarılı sonuçlar elde edilebileceği ortaya konmuştur. Ayrıca dinamik demir çekirdek direncine sahip bir SMSM'a yine ilk kez akıllı yöntemler ile oluşturulan kayıp azaltma algoritmaları başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Bu bağlamda tez literatüre katkı sunmaktadır.

8.2. Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler

Bu çalışmada ihmal edilen direncin sıcaklık ile değişimi ve sürtünme kayıpları ileriki çalışmalarda mevcut modele dahil edilerek daha gerçekçi sonuçlar elde edilebilir. Yine bu çalışmada önerilen yöntemler ile tasarım parametrelerinin detaylı bir şekilde bilindiği veya baştan tasarlanan bir SMSM'da deneysel kayıp azaltma uygulamaları yapılabilir ve yapılacak olan uygulamanın sonuçları bu tezde verilen benzetim sonuçları ile karşılaştırılabilir. Ayrıca bu çalışmada SMSM için önerilen yöntemlerin Asenkron Motorlara uygulanabilirliği de araştırılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Asaei, B., Rahrovi, B.**, 2010. Minimum-copper-loss control over full speed range of an IPMSM drive for hybrid electric vehicle application, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC, 2010*, Lille, p. 1–6.
- [2] **Jeong, Y.S., Sul, S.K., Hiti, S., Rahman, K.M.**, 2006. Online minimum-copper-loss control of an interior permanent-magnet synchronous machine for automotive applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **42**, 1222–9.
- [3] **Wu, Z., Li, G., Zhu, Y.**, 2011. Efficient Optimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Artificial Neural Network. *International Journal On Advances in Information Sciences and Service Sciences*, **3**, 260–7.
- [4] **Almandoz, G., Ugalde, G., Poza, J., Escalada, A.J.**, 2012. Matlab-Simulink Coupling to Finite Element Software for Design and Analysis of Electrical Machines, in *Katsikis VN, editor. MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*, CC BY 3.0 license.
- [5] **Aorith, H., Wang, J., Lazari, P.**, 2013. A new Loss Minimization Algorithm for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine drives, *2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Chicago, IL, p. 526–533.
- [6] **Gracia, M.H., Lange, E., Hameyer, K.**, 2007. Numerical Calculation of Iron Losses in Electrical Machines with a Modified Post-Processing Formula, *Proceedings of the 16th International Symposium on Electromagnetic Fields COMPUMAG*, Aachen, p. 1–2.
- [7] **Han, S-H., Soong, W.L., Jahns, T.M.**, 2007. An Analytical Design Approach for Reducing Stator Iron Losses in Interior PM Synchronous Machines During Flux-Weakening Operation, *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, p. 103–110.
- [8] **Ugalde, G., Almandoz, G., Poza, J., Gonzalez, A.**, 2009. Computation of iron losses in permanent magnet machines by multi-domain simulations, *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, p. 1–10.
- [9] **Bernal, F.F., Garefa-Cerrada, A., Faure, R.**, 1998. Loss-minimization control of synchronous machines with constant excitation. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference* , **1**, 132–138.

- [10] **Cavallaro, C., DiTommaso, A.O., Miceli, R., Raciti, A., Galluzzo, G.R., Trapanese, M.**, 2003, Analysis a DSP implementation and experimental validation of a loss minimization algorithm applied to permanent magnet synchronous motor drives, *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, p. 312–317.
- [11] **Cavallaro, C., DiTommaso A.O., Miceli, R., Raciti, A., Galluzzo, G.R., Trapanese, M.**, 2005. Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **52**,1153–1160.
- [12] **Erdoğan, H., Gümüş, B., Özdemir, M.**, 2014. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Minimum Kayıp Kontrolü, *Elektrik, Elektronik, Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu ve Sergisi*, Bursa, s. 152–155.
- [13] **Küttler, S., Benkara, K.E.K., Friedrich, G., Vangraefschèpe, F., Abdelli, A.**, 2014, Impact of the Flux weakening on the Iron Losses in an Internal Permanent Magnet Synchronous Machine, *Energy Conversion Congress and Exposition*, Pittsburgh, p. 4188–4195.
- [14] **Morimoto, S., Tong, Y., Takeda, Y., Hirasa, T.**, 1994. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **41**, 511–517.
- [15] **Uddin, M.N., Member, S., Zou, H., Azevedo, F.**, 2014. Online Loss Minimization Based Adaptive Flux Observer for Direct Torque and Flux Control of PMSM Drive, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vancouver, BC, p. 1–7.
- [16] **Watanabe, Y., Kim, T-W., Mushi, A., Kawamura, A.**, 2012. Research on overall efficiency improvement of electric vehicles by MTHDPAM control method, *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, p. LS5c.2–1 – LS5c.2–6.
- [17] **Krings, A., Nategh, S., Wallmark, O., Soulard, J.**, 2012. Local Iron Loss Identification by Thermal Measurements on an Outer-Rotor Permanent Magnet Synchronous Machine, *15th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Sapporo, p. 1–5.
- [18] **Dutta, R., Chong, L., Rahman, F.M.**, 2013. Analysis And Experimental Verification of Losses in a Concentrated Wound Interior Permanent Magnet Machine, *Progress In Electromagnetics Research B* , **48**, 221–248.

- [19] Shchur, I., Rusek, A., Makarchuk, O., Mandzyuk, M., 2014. Definition of Parameters of Mathematical Model of Pmsm For Electric Vehicles on The Basis of Computer And Experimental Research, *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, **1(101)**, 147–152.
- [20] Soulard, J., 2003. Modeling of iron losses in permanent magnet synchronous motors with field-weakening capability for electric vehicles, *International Journal of Automotive Technology*, **4**, 87–94.
- [21] Ji-Young Lee, Sang-Ho Lee, Geun-Ho Lee, Jung-Pyo Hong, Jin Hur., 2006, Determination of parameters considering magnetic nonlinearity in an interior permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, **42**, 1303–1306.
- [22] Lee, B.H., Kwon, S.O., Sun, T., Hong, J.P., Lee, G.H., Hur, J., 2011. Modeling of core loss resistance for d-q equivalent circuit analysis of IPMSM considering harmonic linkage flux, *IEEE Transactions on Magnetics*, **47**, 1066–1069.
- [23] Vaez, S., John, V.I., 1995. Minimum loss operation of PM motor drives, *Proceedings 1995 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. Montreal, p. 284–287.
- [24] Zarei, A.H., Abbaszadeh, K., Safari, K., 2012. The Analytical Analysis of the Rotor Losses in the PMSM Motors, *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, San Francisco: 2012.
- [25] Chen, J.J., Chin, K.P., 2003. Minimum copper loss flux-weakening control of surface mounted permanent magnet synchronous motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**, 929–36.
- [26] Solomon, O., Famouri, P., 2009. Control and efficiency optimization strategy for permanent magnet brushless AC motors. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, p. 505–512.
- [27] Sue, S.M., Hung, T.W., Liaw, J.H., Li, Y.F., Sun, C.Y., 2011. A new MTPA control strategy for sensorless V/f controlled PMSM drives, *Proceedings of the 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2011*, p. 1840–1844.
- [28] Wang, W., Fahimi, B., Kiani, M., 2012. Maximum torque per ampere control of Permanent Magnet Synchronous Machines, *XXth International Conference on Electrical Machines*, p. 1013–1020.
- [29] Liaw, J.H., Liao, Y.H., Tung, C.W., Sue, S.M., Huang, Y.S., 2010. A robust field-weakening control strategy for IPMSM drives, *International Power Electronics*

Conference - ECCE Asia, IPEC 2010, **20**, 605–611.

- [30] **Bolognani, S., Calligaro, S., Petrella, R., Pogni, F.**, 2011. Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design, *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 1–11.
- [31] **Pan, C.-T., Liaw J.-H.**, 2005. A Robust Field-Weakening Control Strategy for Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **20**, 701–709.
- [32] **Toosi, S., Mehrjou, M.R., Karami, M., Zare, M.R.**, 2013. Increase Performance of IPMSM by Combination of Maximum Torque per Ampere and Flux-Weakening Methods, *ISRN Power Engineering*, **2013**, 1–11.
- [33] **Sergaki, E.S., Georgilakis, P.S., Kladas, A.G., Stavrakakis, G.S.**, 2008. Fuzzy logic based online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives, *18th International Conference on Electrical Machines*, p. 1–7.
- [34] **Butt, C.B., Hoque, M.A., Rahman, M.A.**, 2004. Simplified fuzzy-logic-based MTPA speed control of IPMSM drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **40**, 1529–1535.
- [35] **Kioskeridis, I., Margaris, N.**, 1996. Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **43**, 226–231.
- [36] **Bazzi, A.M., Krein, P.T.**, 2009. A survey of real-time power-loss minimizers for induction motors, *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS 2009*, p. 98–106.
- [37] **Bazzi, A.M., Krein, P.T.**, 2010. Review of methods for real-time loss minimization in induction machines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **46**, 2319–2328.
- [38] **Knight, A., Malliband, P.**, 2005. Power losses in small inverter-fed induction motors, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, p. 601–607.
- [39] **Hildebrand, E.N., Roehrdanz, H.**, 2001. Losses in three-phase induction machines fed by PWM converter, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **16**, 228–33.
- [40] **Green, T.C., Hernandez-Aramburo, C.A., Smith, A.C.**, 2003. Losses in grid and inverter supplied induction machine drives, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **150**, 712.
- [41] **Hernandez-Aramburo, C.A.**, 2000. Integrated simulation of an inverter driven induction motor, *8th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, p. 560–565.

- [42] **Casada, D.A., Kueck, J.D., Staunton, R.H., Webb, M.C.**, 2000. Efficiency testing of motors powered from pulse-width modulated adjustable speed drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **15**, 240–244.
- [43] **Thammarat, C., Tadsuan, S., Suechoey, B., Bunjongjit S.**, 2005. The result analysis of the power loss 3-phase induction motor with PWM inverter supply, *The 7th International Power Engineering Conference, IPEC 2005*, **2**, 836–841.
- [44] **Fei, R., Fuchs, E.F., Huang, H.**, 1989. Comparison of two optimization techniques as applied to three-phase induction motor design, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **4**, 651–660.
- [45] **Dordea, T., Madescu, G., Torac, I., Mot, M.**, 1900. On The Calculus Of Converter FED Induction Machines, *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, p. AD – 1 – AD – 6.
- [46] **Uddin, M.N., Nam, S.W.**, 2008. New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**, 926–933.
- [47] **Garcia, G.O., Mendes Luís, J.C., Stephan, R.M., Watanabe, E.H.**, 1994. An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **41**, 533–9.
- [48] **Kawecki, L., Niewlerowicz, T.**, 1994. Bi-criterial optimization in induction motors speed control taking into consideration the electromagnetic transients, *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, p. 935–939.
- [49] **Liu, J., Lin, F., Sun, H., Zheng, T.Q.**, 2007. Optimal Efficiency Control of Linear Induction Motor for Linear Metro, *2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, p. 673–677.
- [50] **Mademlis, C., Kioskeridis, I., Theodoulidis, T.**, 2005. Optimization of single-phase induction motors - Part I: Maximum energy efficiency control, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **20**, 187–195.
- [51] **Mannan, A., Murata, T., Tamura, J., Tsuchiya, T.**, 2002. Efficiency optimized speed control of field oriented induction motor including core loss, *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002, PCC-Osaka 2002*, **3**, 1316–1321.
- [52] **Seleme, S.I.J., Do Prado, A.J., Marques, L.C.S.**, 2002. Sensorless speed control of induction motors with minimum loss, *Proceedings of the International Conference on Control Applications*, p. 114–149.
- [53] **Park, M.H., Sul, S.K.**, 1984. Microprocessor-Based Optimal-Efficiency Drive of an

- Induction Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **IE-31**, 69–73.
- [54] **Mino-aguilar, G., Moreno-eguilaz, J.M., Pryymak, B., Peracaula, J.**, 2008. A Self-Tuning Loss-Model Based Efficiency Controller for an Induction Motor Drive, *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2008*, p. 1119–1125.
- [55] **Stefanski, T., Karys, S.**, 1996. Loss Minimisation Control of Induction Motor Drive for Electrical Vehicle, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, **2**, 952–957.
- [56] **Sujitjorn, S.**, 2004. Applied Numerical approach to loss minimization in an induction motor, *Applied Energy*, **79**, 87–96.
- [57] **Poirier, E., Ghribi, M., Kaddouri, A.**, 2001. Loss Minimization Control of Induction Motor Drives Based on Genetic Algorithms, *IEMDC 2001, IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, p. 475–478.
- [58] **Bazzi, A.M., Krein, P.T.**, 2008. Input power minimization of an induction motor operating from an electronic drive under ripple correlation control, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, p. 4675–4681.
- [59] **Cleland, J.G., McCormick, V.E., Turner, M.W.**, 1995. Design of an efficiency optimization controller for inverter-fed AC induction motors, *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, **1**, 16–21.
- [60] **Kirschen, D.S., Novotny, D.W., Lipo, T.**, 1985. On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **IA-21**, 610–616.
- [61] **Kioskeridis, I., Margaritis, N.**, 1996. Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **11**, 213–220.
- [62] **Famouri, P., Cathey, J.J.**, 1991. Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27**, 32–37.
- [63] **Ohnishi, T., Miyazaki, H., Okitsu, H.**, 1988. High Efficiency Drive of an Induction Motor by Means of V/F Ratio Control, *14 Annual Conference of Industrial Electronics Society*, p. 780–785.
- [64] **Ramesh, L., Chowdhury, S.P., Chowdhury, S., Saha, A.K., Song, Y.H.**, 2012. Efficiency Optimization of Induction Motor Using a Fuzzy Logic Based Optimum Flux Search Controller, *Students Conference on Engineering and Systems*, p. 1-6

- [65] **Yatim, A.H.B.M., Utomo, W.M.,** 2005. Neuro-Fuzzy On-Line Optimal Energy Control For Variable Speed Compressor Motor Drive System, *IEEE PEDS*, p. 776–780.
- [66] **Logue, D.L., Krein, P.T.,** 2001. Machine Efficiency Optimization Using Ripple Correlation Control, *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2001*, p. 642–648.
- [67] **Wells, J.R., Chapman, P.L., Krein, P.T.,** 2003. Ripple Correlation Control of Electric Machinery, *IEEE International Machines and Drives Conference*, **3**, 1498–1503.
- [68] **Yang, S., Lin, F.,** 2003. Loss-Minimization Control of Vector-Controlled Induction Motor Drives, *IEEE International Conference on Power Electronic and Drive Systems*, p. 37–45.
- [69] **Erdoğan, H.,** 2010. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi ve Sürücü Düzeneğinin Gerçeklenmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Diyarbakır.
- [70] **Ünal, S.,** 2009. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [71] **Atallah, K., Zhu, Z.Q.,** Howe, D., 1992. An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet DC drives, *IEEE Transactions on Magnetics*, **28**, 2997–2999.
- [72] **Sunter, S.,** 1995. A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive, *Phd Thesis*, University of Nottingham, England
- [73] **Ducar, I., Marinescu, C.,** 2014. The PMSM Efficiency at Variable Speed for Pumping Applications, *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering*, p. 16–8.
- [74] **Fernandez-Bernal, F., Garcia-Cerrada, A., Faure, R.,** 2000. Determination of parameters in interior permanent magnetsynchronous motors with iron losses without torque measurement, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, **1**:1265–1272.
- [75] **Finken, T., Hameyer, K.,** 2009. Computation of iron and eddy-current losses in IPM motors depending on the field weakening angle and current waveform, *XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*, Arras, p. 123–128.

- [76] **Chen, S., Binns, K.J., Liu, Z., Shimmin, D.W.**, 1992. Finite element analysis of the magnetic field in rare-earth permanent magnet systems, with consideration of temperature dependence, *IEEE Transactions on Magnetics*, **28**, 1303–1306.
- [77] **Blair, J.C.**, 1980. Book reviews. *Bulletin of the Medical Library Association*, **68**, 250.
- [78] **Jang, J.S.R.**, 1993. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, **23**, 665–685.
- [79] **Valčić, M., AntoniĆ, R., Tomas, V.**, 2011. ANFIS Based Model for Ship Speed Prediction, *Brodogradnja*, **62**, 373–382.
- [80] **Yildiz, B.**, 1999. Fundamental analysis with neuro-fuzzy technology: An experiment in Istanbul stock exchange, *Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Sosyal Bilimler Dergisi*, **8**, 25–42.
- [81] **Yu, H., Hou, J., Zou, Z.**, 2008. Position control of PMSM based on energy-shaping and MTPA principle, *Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA) 2008*, **2**, 6532–6536.
- [82] **Adeeb, A.**, 2013. Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control For Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System, *MSc Thesis*, The Graduate Faculty of The University of Akron, Ohio.
- [83] **Bech, M.M., Frederiksen, T.S., Sandholdt, P.**, 2005. Accurate torque control of saturated interior permanent magnet synchronous motors in the field-weakening region, *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, **4**, 2526–2532.
- [84] **Ilioudis, V.C., Margaritis, N.I.**, Flux weakening method for sensorless PMSM control using torque decoupling technique, *2010 1st Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, SLED 2010*, p. 32–39.

ÖZGEÇMİŞ

1983 yılında Diyarbakır’da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Diyarbakır’da tamamladı ve 2007 yılında Dicle Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünden Lisans derecesiyle, 2010 yılında Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalından Yüksek Lisans derecesi ile mezun oldu.

2007 yılından itibaren Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesinde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.