T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERİN MODEL TABANLI AKIM REFERANSI KONTROLÜ İLE MOMENT DALGALANMALARININ AZALTILMASI

ABDÜLKERİM GÜNDOĞAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK TESİSLERİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. AHMET FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2018

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERİN MODEL TABANLI AKIM REFERANSI KONTROLÜ İLE MOMENT DALGALANMALARININ AZALTILMASI

Abdülkerim GÜNDOĞAN tarafından hazırlanan tez çalışması 31.05.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üyesi Hakan AKÇA

Gelişim Üniversitesi _____

ÖNSÖZ

Lisansüstü tez çalışmamda özellikle iyi bir tasarıma sahip olmayan Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerin ileri düzey analiz teknikleri ile modellenerek, makinede meydana gelen moment dalgalanmasının bastırılması incelenmiştir. Tez çalışmamın bu konuda yapılacak diğer çalışmalar için faydalı bir referans olmasını dilerim.

Bu tezin hazırlanmasında büyük bir özveri ile beni yönlendiren ve değerli desteklerini esirgemeyen tez danışmanım ve hocam Sayın Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Akademik kariyerimde bilgi ve birikimleri ile bize yol gösteren, destekleyen ve teşvik eden çok değerli hocamız Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR'a ve Güç Elektroniği ailesindeki değerli diğer hocalarım ve çalışma arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Son olarak hayatımın her alanında maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, her zaman yanımda olarak beni teşvik eden çok değerli aileme tüm sevgimle ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs, 2018

Abdülkerim GÜNDOĞAN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vii

KISALTMA LİSTESİ ix

ŞEKİL LİSTESİ x

ÇİZELGE LİSTESİ xiii

ÖZET xiv

ABSTRACT xvi

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 3
1.2 Tezin Amacı 5
1.3 Orijinal Katkı 6

BÖLÜM 2

SENKRON MAKİNELERDE SABİT MIKNATIS YAPISI 8

2.1 Sabit Mıknatıs ile İlgili Kavramlar 9
2.2 Mıknatıs Türleri ve Özellikleri 10
2.3 Al-Ni-Co Mıknatıslar 10
2.4 Ferrit Tabanlı Mıknatıslar 10
2.5 Yapısında Nadir Toprak Elementi Bulunduran Mıknatıslar 11

BÖLÜM 3

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER 13

3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Makine Tipleri 13
3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerin Özellikleri 15
3.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Makine Tasarım Şekilleri 16

3.4 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makineler 17
3.5 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler 18
3.5.1 Radyal Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler 19
3.5.2 Dairesel Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler 20
3.6 PMSM'lerde Rotorda Sincap Kafesli Kısa Devre Çubuklarının Kullanılması 20

BÖLÜM 4

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN MATEMATİKSEL MODELİ 22

4.1 Uzay Vektör 22
4.2 Sabit ve Döner Referans Ekseni Dönüşüm İfadeleri 23
4.2.1 3 Faz Sabit Ekseninden 2 Faz Sabit Referans Eksenine Dönüşüm (Clarke) 23
4.2.2 3 Faz Sabit Ekseninden 2 Faz Döner Referans Eksenine Dönüşüm (Park) 25
4.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin Matematiksel Modeli 26

BÖLÜM 5

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE KULLANILAN MOMENT TAHMİN YÖNTEMLERİ 31

5.1 Geleneksel Moment Tahmin Yöntemi 31
5.2 Hassas Moment Tahmin Yöntemi 32

BÖLÜM 6

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE ANALİZİ VE HASSAS MOMENT TAHMİNİ 37

6.1 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi 38
6.2 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin Hassas Moment Tahmini 43
6.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi 47
6.4 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin Hassas Moment Tahmini 50

BÖLÜM 7

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN MOMENT KONTROLÜ VE EŞ-ZAMANLI SİMÜLASYON SONUÇLARI 53

7.1 PMSM Moment Dalgalanmalarını Azaltabilecek Akım Referanslarının Elde Edilmesi 54
7.2 Eş-zamanlı Simülasyon Analizi 56
7.3 Eş-zamanlı Simülasyon Modelinde Başarılı İleri Analiz için Önerilen Çözümler ve Moment Kontrolü için Simülasyon Sonuçları 57

BÖLÜM 8

SONUÇ VE ÖNERİLER 67

KAYNAKLAR 69

ÖZGEÇMİŞ 74

SİMGE LİSTESİ

a	Uzay vektör operatörü
B_{sat}	Akı yoğunluğunun doyum değeri
BH_{max}	Enerji yoğunluğunun maksimum değeri
d-q	Rotor iki faz eksen takımı
H_{CB}	Koersif kuvvet
i_d	d ekseni stator akımı
i_{dref}	Referans d ekseni stator akımı
i_q	q ekseni stator akımı
i_{qref}	Referans q ekseni stator akımı
L_{aa}	a fazı öz endüktansı
L_{bb}	b fazı öz endüktansı
L_{cc}	c fazı öz endüktansı
L_{ab}	a ve b fazı arasındaki karşıt endüktans
L_{ac}	a ve c fazı arasındaki karşıt endüktans
L_{bc}	b ve c fazı arasındaki karşıt endüktans
L_d	d ekseni endüktansı
L_{ka}	a fazı kaçak endüktansı
L_{kb}	b fazı kaçak endüktansı
L_{kc}	c fazı kaçak endüktansı
L_{ort}	Ortalama kaçak endüktans
L_q	Ortalama kaçak endüktans
L_{θ_r}	Rotor pozisyonuna bağlı endüktans
l_d	d ekseni endüktansının ani değeri
l_{Ha}	a fazı endüktansı harmonik bileşeninin ani değeri
l_{Hb}	b fazı endüktansı harmonik bileşeninin ani değeri
l_{Hc}	c fazı endüktansı harmonik bileşeninin ani değeri
l_{Ta}	a fazı endüktansı temel bileşeninin ani değeri
l_{Tb}	b fazı endüktansı temel bileşeninin ani değeri
l_{Tc}	c fazı endüktansı temel bileşeninin ani değeri
l_q	q ekseni endüktansının ani değeri
R	Stator direnci
R_a	a fazı stator direnci
R_b	b fazı stator direnci

R_c	c fazı stator direnci
P	Çift kutup sayısı
t	Zaman
T_c	Curie Sıcaklığı
T_e	Elektromanyetik moment
T_e^*	Referans elektromanyetik moment
u_a	a fazı gerilimi
u_b	b fazı gerilimi
u_c	c fazı gerilimi
u_d	d ekseni gerilimi
u_q	q ekseni gerilimi
W_f'	Manyetik ko-enerji
W_{fl}'	Stator sargıları tarafından depolanan manyetik ko-enerji
W_{flM}'	Stator sargılarındaki karşılıklı endüktanslar ve rotordaki sabit mıknatısların etkileşimi ile depolanan manyetik ko-enerji
W_{fM}'	Rotordaki sabit mıknatıslar tarafından depolanan manyetik ko-enerji
ω_e	Elektriksel hız
λ_a	a fazındaki halkalanan toplam akı
λ_b	b fazındaki halkalanan toplam akı
λ_c	c fazındaki halkalanan toplam akı
λ_d	d eksenindeki halkalanan toplam akı
λ_q	q eksenindeki halkalanan toplam akı
Ψ_M	Sabit mıknatısların ortalama akısı
Ψ_{Ma}	Sabit mıknatısların a fazında oluşturduğu karşıt akı
Ψ_{Mb}	Sabit mıknatısların b fazında oluşturduğu karşıt akı
Ψ_{Mc}	Sabit mıknatısların c fazında oluşturduğu karşıt akı
Ψ_{Md}	Sabit mıknatısların d ekseninde oluşturduğu akı
Ψ_{MHa}	Sabit mıknatısların a fazında oluşturduğu akının harmonik bileşeni
Ψ_{MHb}	Sabit mıknatısların b fazında oluşturduğu akının harmonik bileşeni
Ψ_{MHc}	Sabit mıknatısların c fazında oluşturduğu akının harmonik bileşeni
Ψ_{MHa}	Sabit mıknatısların a fazında oluşturduğu akının temel bileşeni
Ψ_{MHb}	Sabit mıknatısların b fazında oluşturduğu akının temel bileşeni
Ψ_{MHc}	Sabit mıknatısların c fazında oluşturduğu akının temel bileşeni
Ψ_{Mq}	Sabit mıknatısların q ekseninde oluşturduğu akı
α, β	Stator iki faz eksen takımı
∂	Türev operatörü
θ_r	Rotor açısı
θ_e	Elektriksel rotor açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
BEMF	Ters elektromotor kuvvet
BLDC	Fırçasız doğru akım motoru
DTC	Doğrudan moment kontrolü
FE	Sonlu elemanlar
FEA	Sonlu elemanlar yöntemi analizi
ILC	Yinelemeli öğrenme kontrolü
MMF	Manyeto motor kuvvet
MPC	Model öngörülü kontrol
PM	Sabit mıknatıslar
PMSM	Sabit mıknatıslı senkron makine
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SVM	Uzay vektör modülasyonu
TPC	Moment öngörülü kontrol
2D	2 boyut
3D	3 boyut

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1 Sinüsoidal akım dalga şekilleri 14
Şekil 3.2 Trapezoidal akım dalga şekilleri 15
Şekil 3.3 Sabit mıknatıslı makine modeleri (a) Yüzey mıknatıslı (b) Gömülü mıknatıslı 17
Şekil 3.4 Yüzey mıknatıslı makinenin d-q ekseni endüktansları 19
Şekil 3.5 Gömülü mıknatıslı makinenin d-q ekseni endüktansları 19
Şekil 3.6 Sabit mıknatıslı makine yapıları 21
Şekil 4.1 Stator akımı uzay vektör bileşenleri 23
Şekil 4.2 Clarke Dönüşümü ile stator akımının 2 faz sabit referans eksenindeki uzay vektör bileşenleri 24
Şekil 4.3 Park Dönüşümü ile stator akımının 2 faz döner referans eksenindeki uzay vektör bileşenleri 25
Şekil 4.4 a-b-c ve d-q eksen takımlarındaki PMSM modeli 27
Şekil 4.5 3 faz stator sargıları eşdeğer devresi 27
Şekil 6.1 Yüzey mıknatıslı PMSM modeli 38
Şekil 6.2 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM d-q eksen takımı endüktans parametrelerinin değişimi analizi 40
Şekil 6.3 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM vuruntu momenti değişimi analizi 40
Şekil 6.4 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi 40
Şekil 6.5 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM 3 faz sinüsoidal giriş akımları 41
Şekil 6.6 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da yüzey mıknatıslı PMSM tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi 41
Şekil 6.7 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile PMSM'in 1500 d/d sabit hızı 41
Şekil 6.8 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM d-q eksen takımı endüktans parametrelerinin değişimi analizi 42
Şekil 6.9 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM vuruntu momenti değişimi analizi 42
Şekil 6.10 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi 42
Şekil 6.11 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM 3 faz sinüsoidal giriş akımları 43

Şekil 6.12 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da yüzey mıknatıslı PMSM tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi 43
Şekil 6.13 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile PMSM'in 100 d/d sabit hızı 43
Şekil 6.14 1500 d/d'da geleneksel moment tahmin yöntemi 45
Şekil 6.15 1500 d/d'da sadece elektriksel parametrelerin değişimleri hesaba katılarak yapılan moment tahmin yöntemi 45
Şekil 6.16 1500 d/d'da sunulan hassas moment tahmin yöntemi 45
Şekil 6.17 100 d/d'da sunulan hassas moment tahmin yöntemi 46
Şekil 6.18 Gömülü mıknatıslı makine modeli 47
Şekil 6.19 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da d-q eksen takımı endüktanslarının değişiminin analizi 49
Şekil 6.20 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da vuruntu momenti değişimi 49
Şekil 6.21 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi 49
Şekil 6.22 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da makine tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi 50
Şekil 6.23 3600 d/d'da i_q = 2.4A için klasik yöntem ile moment tahmin sonuçları 51
Şekil 6.24 3600 d/d'da i_q = 2.4A için sadece elektriksel parametreler ile tahmin sonuçları 51
Şekil 6.25 3600 d/d'da i_q = 2.4A için sunulan hassas tahmin modeli ile tahmin sonuçları 51
Şekil 6.26 3600 d/d'da i_q = 1.2A için sunulan hassas tahmin modeli ile tahmin sonuçları 52
Şekil 7.1 PMSM'in moment dalgalanmalarının bastırılması 53
Şekil 7.3 MATLAB'deki ileri matematiksel model tarafından üretilen elektromanyetik moment 55
Şekil 7.4 MATLAB'deki ileri matematiksel modele referans i_q akımının uygulanması 55
Şekil 7.5 MATLAB'deki ileri matematiksel model tarafından üretilen elektromanyetik moment 56
Şekil 7.6 Önerilen moment kontrolü eş-zamanlı simülasyon modelinin blok diyagramı 57
Şekil 7.7 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda MATLAB/Simulink'ten gönderilen kontrol sinyali ile ANSYS Simplorer'dan okunan kontrol sinyali arasındaki zaman gecikmesi 58
Şekil 7.8 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda meydana gelen sinyal gecikmesiden dolayı i_q referans akımı ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi 58
Şekil 7.9 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda 200 µs kompanze edilen i_q referans akımı ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi 58
Şekil 7.10 10µs örnekleme süresinde 20µs geciken i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi 60
Şekil 7.11 20µs kompanze edilen i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi 60

Şekil 7.12 1µs örnekleme süresinde 2µs kompanze edilen i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi 60
Şekil 7.13 Sabit i_q akımı ile oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası 62
Şekil 7.14 100µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası 62
Şekil 7.15 10µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası 62
Şekil 7.16 1µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası 63
Şekil 7.17 PMSM'e enjekte edilen 3 faz referans akımlar 63
Şekil 7.18 d-q ekseninden endüktansların değişimi 64
Şekil 7.19 d-q ekseninde sabit mıknatıs akılarının değişimi 64
Şekil 7.20 a-b-c ekseninde halkalanan akının değişimi 64
Şekil 7.21 Mekanik çıkış gücü 65
Şekil 7.22 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile öneriline moment kontrolünün ve diğer tahmin yöntemleri kullanılarak yapılan moment kontrollerinin karşılaştırılması 65
Şekil 7.23 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile önerilen moment kontrol yönteminin farklı yük koşulları altındaki performansı 66

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 Mıknatıslara ait temel büyüklükler 12
Çizelge 6.1 Yüzey mıknatıslı makine parametreleri 39
Çizelge 6.2 Gömülü mıknatıslı makine parametreleri 48

ÖZET

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERİN MODEL TABANLI AKIM REFERANSI KONTROLÜ İLE MOMENT DALGALANMALARININ AZALTILMASI

Abdülkerim GÜNDOĞAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Birçok uygulamada avantajları nedeniyle sabit mıknatıslı senkron makineler (PMSM) tercih edilmektedir. Ancak, özellikle hassas servo uygulamalarında PMSM'in moment dalgalanması kritik bir konu olmuştur. Başarılı bir moment, hız veya konum kontrolü elde etmek için moment dalgalanmalarını tahmin etmek çok önemlidir.

Endüstride, moment tahmini genellikle yaklaşık bir şekilde uygulanır ve momentin ortalama değerinin kontrol edilmesi amaçlanır. Ortalama moment tahmini kullanıldığında moment dalgalanmalarından dolayı hassas moment kontrolü yapılamaz.

PMSM'ler için momentin doğru modellemesi ve dalgalanmanın en aza indirgenmesi, lineer olmayan endüktans, akı ve vuruntu momenti değişimi hakkında bilgi gerektirir. Bu çalışmada, PMSM moment dalgalanmalarının en aza indirilmesi için analitik bir tahmin modeli önerilmektedir. Önerilen moment tahmini, makine parametrelerinin değişimini hesaba katmaktadır. Bu metotta kullanılan PMSM'nin makine parametre değişimleri, sonlu elemanlar yöntemi tabanlı bir analiz programı ile 2 boyutlu (2D) olarak analiz edilmiştir. Mıknatıs akısı, *d*-*q* ekseni endüktansı ve vuruntu momentinin rotor açısına bağlı değişimlerini kullanarak moment dalgalanmalarını tahmin etmek için analitik denklemler kullanılmıştır. Önerilen tahmin metodu başarılı sonuçlar vermiştir.

Ayrıca bu çalışmada başarılı tahmin modeli sayesinde, moment dalgalanmasını giderebilecek referans stator akımlarını hesaplayan analitik bir hesaplama yöntemi önerilmiştir. Önerilen yaklaşım hesaplama yükünü azaltır ve etkileyici sonuçlar verir. Gelişmiş motor modeli kullanılarak, moment dalgalanmalarını azaltan referans akımlar, PMSM'in moment kontrolü için hesaplanır.

Önerilen hassas moment kontrolü için gelişmiş bir analiz yöntemi sunulmaktadır. Önerilen gelişmiş eş-zamanlı simülasyon modeli, birlikte çalışan çok sayıda profesyonel analiz programı ile gerçekleştirilmektedir. Uygun analiz metodu kullanılmazsa, analiz programları arasındaki veri gecikmesi nedeniyle kontrol yönteminde hatalar meydana gelmektedir. Bu nedenle, bu çalışma aynı zamanda, çeşitli örnekleme zamanlarındaki analizler ile önerilen eş-zamanlı simülasyon modelinin performansını karşılaştırmakta, oluşan simülasyon hatalarının çözümlerini sunmakta ve en doğru analiz modelini önererek literatüre katkıda bulunmaktadır. Moment kontrol sisteminin doğruluğu, sonlu eleman yöntemi modellemesi, analitik hesaplamalar ve gelişmiş eş-zamanlı simülasyon analizi ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron makine (PMSM), moment dalgalanmalarının modellenmesi ve bastırılması, sonlu elemanlar yöntemi analizi, makine parametre değişimi, eş-zamanlı simülasyon

ABSTRACT

TORQUE RIPLLE REDUCTION OF PERMANENT MAGNET MACHINE WITH MODEL BASED CURRENT REFERENCE CONTROL

Abdülkerim GÜNDOĞAN

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Permanent magnet synchronous machines (PMSM) is preferred in many applications due to its advantages. However, torque ripple of PMSM has been a critical issue especially in precise servo applications. It is very important to estimate torque ripples to achieve robust torque, speed or position control. In industry, torque estimation is generally implemented in an approximate manner and it is aimed to control the average value of the torque. The average torque estimation method is not suitable for precise torque control. Torque ripple modeling and minimization for PMSMs require accurate information of the inductances, flux linkages and cogging torque which vary nonlinearly. This paper proposes an analytical estimation model for PMSM torque ripple minimization. The proposed torque estimation takes into account the variation of the machine parameters. Machine parameter variations of the PMSM to used in the proposed method are analyzed in 2D with the finite element program. Analytical equations are utilized to estimate the resultant torque ripples due to the variations of magnet flux, d-q axis inductances, and the cogging torque and the proposed estimation method occurs successful results. Thanks to the successful estimation model, reference currents are determined with a novel calculation method for suppress torque fluctuation. The proposed approach reduces computational burden and gives impressive results. By using the advanced motor model, reference currents which reduce the torque ripples are calculated for torque control of PMSM. This paper presents an advanced analysis method for the proposed precision torque control. The

proposed advanced coupled simulation model occurs multiple professional analysis programs working together. If the suitable analysis method is not used, errors occur in the control method due to the data delay between the analysis programs. Therefore, this paper compares the performance of the proposed co-simulation model at various sampling times, it presents the solutions of simulation errors and it is contributed to literature by proposing the most accurate analysis model. Accuracy of the torque control system has been validated by finite-element modeling, analytical calculations, and advanced coupled simulation analysis.

Keywords: Permanent magnet synchronous machines (PMSMs), torque ripple modeling and minimization, finite element analysis, machine parameter variation, coupled simulation

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Günümüz endüstrisinde yüksek verimli, dayanıklı, bakım masrafları az olan elektrik makinelerine talep gün geçtikçe artmaktadır. Bu nedenle, sabit mıknatıslı senkron makineler (PMSM) güç yoğunluğu, yüksek verim karakteristiği ve güvenirlilik gibi birçok avantajlarından dolayı uygulamalarda tercih edilmektedir. Mıknatısların oluşturduğu sabit manyetik alan makinedeki kayıpların azalmasını ve veriminin yüksek olmasını sağlar. Bu sayede, diğer makine tipleri ile karşılaştırıldığında PMSM ile daha küçük hacimlerde yüksek güçler elde edilebilir. Kullanımı gün geçtikçe yaygınlaşan bu makinelerin verimlerini ve servo performanslarını arttırmaya yönelik birçok çalışma yapılmaktadır.

Endüstriyel uygulamalarda PMSM'lerden istenilen yüksek servo performansın elde edilebilmesi için özel makine sürücülerine ihtiyaç vardır. Yarı iletken ve işlemci teknolojisindeki gelişmeler ile sürücülerin çalışma frekansları artmakta ve böylece sürücü devrelerinin boyutları da gün geçtikçe küçülmektedir. Ayrıca anahtarlama elemanlarındaki ve kontrolcülerdeki bu gelişme yüksek frekansa ihtiyaç duyan karmaşık kontrol tekniklerinin uygulanmasına da olanak sağlamaktadır. Böylece sürücülerin servo performansları iyileşmekte ve PMSM'ler daha hassas kontrol edilebilmektedir. Bu gelişmeler özellikle robotik uygulamalar, savunma sanayi, uzay ve havacılık teknolojileri ve tıp alanındaki uygulamalarda büyük önem arz etmektedir.

Uygulamalarda PMSM'lerin moment veya hız büyüklüklerinin kontrolü üzerine çalışmalar yoğunlaşmaktadır. Bu makinelerde sabit mıknatısların da etkisi ile makine yapısından kaynaklanan moment dalgalanmaları meydana gelmektedir. Bu dalgalanmalar özellikle yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda önemli bir konudur.

Makinenin kontrol hassasiyetini arttırabilmek için bu dalgalanmaların makine tasarımındaki iyileştirmeler ve/veya özel makine kontrol teknikleri ile bastırılması gerekmektedir.

Genel olarak moment dalgalanmaları, akı harmonikleri, vuruntu momenti, akım ölçümündeki hatalar, anahtarlama nedeniyle oluşan akım harmonikleri ve faz dengesizliği gibi problemlerden kaynaklanmaktadır. Moment dalgalanmaları sistemi olumsuz yönde etkiler ve servo uygulamaların performansını düşürür. Düşük hızlarda istenmeyen mekanik titreşimler, yüksek hızlarda ise akustik gürültü meydana getirir.

Sürücü tarafından makineye enjekte edilen akımlar, PMSM momenti üzerinde etkilidir. Doğru akım referanslarının enjekte edilmesi ile makine yapısından kaynaklanan moment dalgalanmaları giderilebilir. Bu akımlar sürücülerde yer alan kontrol algoritmasına ve makinenin üretmesi istenen referans değerlere göre belirlenir. Bu kontrol algoritmaları makine modeline göre oluşturulmaktadır. Makine parametreleri üretim toleransları gibi nedenlerden dolayı birbirinden farklı olabilir. Bu nedenle, momentin başarılı bir şekilde kontrol edilebilmesi için makine modelinin doğru oluşturulması ve üretilen momentin analitik olarak tahmin edilebilmesi gerekir.

Ortalama veya ideal parametrelerle oluşturulan modellerde moment dalgalanmaları tam olarak temsil edilemez. Çünkü pratikte moment dalgalanmalarına neden olan vuruntu momenti, endüktans ve akı değerleri gibi makine parametreleri dönüş açısına bağlı olarak değişkenlik gösterir. İdeal modeller ile moment ortalama olarak kontrol edebilir. Fakat bu bazı endüstriyel uygulamalar için yeterli olsa da, savunma sanayi uygulamaları gibi duyarlılığın çok yüksek olduğu yerlerde yeterli değildir. PMSM'lerin hassas kontrol edilmesi, bu alanlarda geliştirilen ürünlerin kalitesi üzerinde oldukça etkilidir. Bundan dolayı son yıllarda model tabanlı akım kontrol teknikleri üzerinde yoğunlaşılmış, ileri düzey analizler ile kapsamlı makine modelleri oluşturulmaya çalışılmıştır.

Bu gelişmeler ışığında bu tezde ileri düzey analiz programları ile detaylı bir makine modeli oluşturulmaya çalışılmış ve moment dalgalanmalarının bastırılması için akım referanslarının hesaplanmasında etkin bir analitik yöntem geliştirilmesi amaçlanmıştır. Kontrol yönteminde kullanılmak üzere momenti hassas bir şekilde tahmin edebilen bir

analitik model sunulmuştur. Geliştirilen kontrol sistemi için ileri düzey analizler yapabilen, sonlu elemanlar yöntemi (FEA) tabanlı simülasyon programında makine detaylı olarak modellenmiştir. Kontrol katı ise MATLAB/SIMULINK'te modellenmiş ve bu iki modelin birlikte çalışabileceği eş-zamanlı simülasyon modeli oluşturulmuştur. Önerilen yöntemin moment dalgalanması üzerindeki etkinliği oluşturulan eş-zamanlı simülasyon modeli ile doğrulanmıştır.

1.1 Literatür Özeti

Hassas uygulamalarda, moment dalgalanmaları makinenin dinamik ve kararlı hal çalışma performansını olumsuz yönde etkiler [1]. PMSM'lerde parazitik moment dalgalanmaları hava aralığı etrafındaki sinüzoidal olmayan akı dağılımı, akım ölçümündeki hatalar [2], vuruntu momenti, anahtarlama işlemi sırasında oluşan akım harmonikleri, fazlar arasındaki dengesizlik ve stator oluklarından dolayı hava aralığında oluşan değişken manyetik relüktans nedeniyle oluşur. Bu moment salınımları rotor açısına bağlı olarak periyodik olup PMSM'in sürme performansını olumsuz etkileyen hız dalgalanmalarına neden olur [3]. Bu dalgalanmalar düşük hızlarda mekanik titreşimlere, yüksek hızlarda akustik gürültülere neden olur.

Literatürde moment salınımlarını minimize etmek için kontrol yönteminde veya makine tasarımında iyileştirme yapılan çok sayıda çalışma yer almaktadır [4].

Makine parametreleri elektromanyetik momenti etkiler. Bu nedenle iyi tasarlanmayan bir PMSM'de moment dalgalanmaları oldukça fazla olabilir. İleri tasarım teknikleri ile makine tasarımı iyileştirilebilir [1], [5]-[11]. Makine tasarımında, ters elektromotor kuvvet (BEMF) harmoniklerinin azaltılması ve vuruntu momentinin en aza indirilmesi moment dalgalanmalarının minimize edilmesine yardımcı olabilir ancak bu salınımları tamamıyla elimine edemez [10], [12]. Özel uygulamalar için yapılan iyi makine tasarımlarında ise üretim zorlukları bulunur. Üretim toleransları nedeniyle, seri üretimleri de oldukça zordur. Bu nedenlerden dolayı, tasarım teknikleri ile optimum sonuç elde edilemeyebilir. Makine yapısı karmaşık hale gelebilir ve maliyeti de artabilir.

Moment salınımlarını azaltmada, makine tasarımına nazaran makine kontrol teknikleri daha cazip hale gelmektedir. Makine kontrol literatürüne bakıldığında; adaptif kontrol tabanlı algoritmalar [13]-[18], yinelemeli öğrenme kontrolü (ILC) [18]-[24], rezonans

kontrolcüler [3], [25, 26], bulanık mantık [27, 28], genetik algoritma [29], akım optimizasyonu [30]-[33], öngörülü kontrol [34]-[44], tekrarlayıcı kontrol [45, 46] ve yapay sinir ağları [19], [47] gibi farklı yöntemler kullanılmıştır. Bu metotlar moment ve hız hatasındaki dalgalanmaların büyüklüklerini azaltmada etkilidir. Ek olarak bu yöntemler, asimetrik stator faz dirençleri [48], hava aralığı etrafında oluşan sinüzoidal olmayan akı yoğunluğu dağılımı, sabit manyetik alan ve stator olukları arasındaki etkileşim, mükemmel olmayan akım duyarlılığı ve darbe genişlik modülasyonundan kaynaklanan problemlerin çözümleri için geliştirilmiştir. [18]-[24] ve [43]' deki çalışmalar deneysel olarak ispatlanmıştır, fakat yüksek hızlardaki gerçek zamanlı uygulanmalarda zorluklar ortaya çıkar ve kontrol stratejileri karmaşık hale gelir [15]. [18]-[24]'te dalgalanmaların minimize edilmesi için yinelemeli öğrenme kontrolü geliştirilmiştir. Fakat bu metot düşük hız ve periyodiklik gibi bazı özel durumlara bağlıdır. Periyodik dağılımdan dolayı, tekrarlayan kontrol düşük ve yüksek frekanslı harmoniklerin azaltılmasında kısıtlanmaktadır [45]. Diğer yandan, moment kontrolü için asimetrik motor parametreleri tahmin tekniği kullanılarak yapılan kompanzasyon yöntemi de [48]'de bildirilmektedir. [48]'de moment dalgalanmalarının azaltılması için adapte edilebilen bir lineer model önerilmiştir. Fakat moment dalgalanmaları makine parametrelerinin periyodik değişimine bağlıdır. Lineer modeller ile periyodik parametre değişimleri öngörülemez.

Son zamanlarda, PMSM'ler için moment kontrolünde yüksek performans elde etmek üzere moment öngörülü kontrol (TPC) ve model öngörülü kontrol (MPC) gibi yöntemler geliştirilmiştir. TPC metodu, PMSM'nin matematiksel modeline göre istenen moment ve akı değeri için referans stator gerilimini tahmin yöntemi ile hesaplar [34]-[44]. Moment dalgalanmaları, referans stator geriliminin doluluk oranı ayarlanarak TPC yöntemi ile en aza indirilebilir. Doluluk oranı, bir örnekleme periyodunda ortalama moment hatası sıfıra eşit olacak şekilde hesaplanabilir. Fakat, TPC, stator akımının sınırlandırılması ve belirli bir seviyede moment dalgalanmaları gibi makine kısıtlamalarının dikkate alınmasında uygulama açısından sakınca oluşturabilir.

Moment kontrolünde kullanılan diğer yöntemlerinden biri de [37]'de bildirilmiştir. Moment uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi veya doluluk oranlarının ayarlanması ile kontrol edilir. Çalışmalar, uzay vektör modülasyonu (SVM) tabanlı doğrudan moment

kontrolü (DTC) için uygun gerilim vektörlerinin seçimine odaklanmıştır [34]-[44]. Fakat, öngörülü kontrol için algoritmaların karmaşıklığı ve hesaplama yükü bu yöntemde artmaktadır. Bu durumlar nedeniyle, DTC'nin uygulanması karmaşıktır. Bu nedenle, DTC, moment dalgalanmalarının en aza indirilmesi için daha basit ve etkili bir kontrol algoritmasına sahip olmalıdır.

Literatürde, birkaç makale geri beslemeli kontrol yaklaşımına odaklanmaktadır. Geri besleme akım kontrolü ile moment salınımları azaltılır. Bu yaklaşım doğru moment tahminine dayanır. [37]'deki moment dalgalanmalarını en aza indirgemek için moment öngörülü bir kontrol önerilmiştir.

Düşük hızda sinüzoidal olmayan akı dağılımlarının neden olduğu moment ve hız dalgalanmalarını en aza indirmek için birkaç çalışma yayınlanmıştır [23], [50, 51]. Önerilen yöntem sonlu elemanlar analizi (FEA) sonuçları, akı harmonikleri, çevrimdışı ölçümler ve çevrimiçi tahmin algoritmalarına dayanmaktadır. Manyetik doyum genellikle yüzey montajlı PMSM'de olmaz. Bundan dolayı, çalışmaların çoğunda doyum dikkate alınmamıştır.

Moment dalgalanmalarını azaltmak için [38] ve [52]'de hız hatası kullanılır. Mevcut kontrol için yinelemeli öğrenme kontrolü (ILC) şeması önerilmiştir ve [24]'de de hız kontrolü uygulanmaktadır. [38]'de MPC yönteminin mevcut yöntemlerden daha hızlı dinamik yanıt sağladığını bildirmişlerdir. Fakat optimal kontrol kazancını belirlemek için sistematik bir yöntem yoktur. Kontrol kazancı deneme-yanılma yöntemiyle elde edilir. MPC yönteminin dezavantajı değişken anahtarlama frekansıdır.

1.2 Tezin Amacı

Savunma sanayi, uzay ve havacılık teknolojileri gibi uygulamalarda yüksek hassasiyet için moment dalgalanması düşük olan makineler talep edilir. Bu alanlarda servo performansı, güç yoğunluğu ve verimi yüksek olan PMSM'ler geniş yer tutmaktadır. Bundan dolayı son yıllardaki çalışmalar bu makinelerin kontrolü üzerinde yoğunlaşmıştır.

PMSM'lerin moment kontrolü ile moment dalgalanmalarını minimize etmek mümkündür. Ancak bu makinelerde bulunan sabit manyetik alan nedeniyle rotor akısını kontrol etmek kolay değildir. Bundan dolayı çeşitli kontrol metotları geliştirilmiştir.

PMSM’in moment dalgalanmalarını tamamıyla ortadan kaldırabilmek için momentin gerçek değerine yakın şekilde bilinmesi gerekir. Bu bilgi moment sensörlerinden elde edilebilir. Ancak bu pahalı bir yöntemdir ve ideal olmayan yük karakteristiği nedeniyle oluşabilecek mekanik rezonanslara karşı savunmasızdır. İdeal modellere göre yapılan tahminler momentin ancak ortalama değerini verir. Dolayısıyla moment dalgalanmaları hakkında bir bilgi vermediği için dalgalanmaları giderecek akım referansları da bu modellere göre üretilemez. Bu nedenle, bu çalışmada makinenin elektriksel parametrelerinin değişimi ve vuruntu momentinden kaynaklanan moment dalgalanmalarının kapsamlı bir şekilde analiz edilmesi ve bastırılması amaçlanmıştır. Makine karakteristiğinden kaynaklanan dalgalanmaların bastırılması için çözüm arandığından inverterin oluşturduğu harmonikler dikkate alınmamıştır. Amaçlanan moment kontrolü için literatürdeki diğer çalışmalara nazaran elektromanyetik moment daha ayrıntılı analiz edilmeye çalışılmış ve basit bir yöntem ile moment dalgalanmalarının kaldırılması amaçlanmıştır. Çalışmada, dalgalanmaları elimine etmek için üretilen akım referansları makineye doğru bir şekilde aktarılabilirse, elektromanyetik moment dalgalanmalarının tamamına yakınının ortadan kaldırılabildiği gösterilmektedir.

1.3 Orijinal Katkı

Bu çalışma, moment dalgalanması açısından sorunlu, yüzey montajlı PMSM'lerin moment dalgalanmalarını azaltmak için basit ve etkili bir yöntem önermektedir. Önerilen yöntem, diğer moment kontrol yöntemleriyle karşılaştırıldığında oldukça basittir. PMSM’ler iyi tasarlanmamış ise, hava boşluğundaki akı yoğunluğu sinüzoidal dağılmamıştır, makine parametreleri değişkendir ve bundan dolayı moment dalgalanması makine sinüzoidal akımla beslense bile bastırılamaz. Bu çalışmada, hassas makine modeline dayanarak hesaplanan akım referansları kullanılarak moment dalgalanmalarının bastırılması amaçlanmıştır. Moment dalgalanmalarını ortadan kaldıran yeni bir referans akım hesaplama yöntemi önerilmiştir. Stator akım referansları önce MATLAB analitik modelinden elde edilir ve daha sonra 2D-FEA modeline enjekte edilir. Önerilen yöntemin doğruluğu, gelişmiş eş-zamanlı simülasyon analizi ile doğrulanmıştır. Ayrıca, analizler 100µs, 10µs ve 1µs örnekleme süresinde gerçekleştirilir. Farklı örnekleme sürelerindeki simülasyon performansları karşılaştırılarak, örnekleme

süresinden kaynaklanan analiz hataları da sunulmaktadır. Eş-zamanlı simülasyonda analiz programları arasındaki veri iletişiminde bir gecikme vardır. Bu makale aynı zamanda bu gecikmelerin moment kontrolü üzerindeki etkilerini de ortaya koymakta ve en doğru simülasyon analizi için bu hatalara çözümler sunmaktadır.

BÖLÜM 2

SENKRON MAKİNELERDE SABİT MIKNATIS YAPISI

Sabit mıknatıs; üzerinde uyartım olmadan manyetik alan üretebilen malzemelerdir. Uyartım uygulandığı sürece mıknatıs özelliği gösteren malzemelere yumuşak malzemeler, uyartım uygulanmadığında da mıknatıslık özelliği gösteren malzemelere sert malzemeler denir. Sabit mıknatıslar genel olarak kobalt, nikel ve demir gibi elementlerin alaşımlarından meydana gelir. *B-H* eğrileri geniş bir yelpazeye sahiptir. Akı yoğunlukları (B_r) ve mıknatısiyeti giderici zorlayıcı (koersif) kuvvetleri (H_{cB}) yüksektir.

Son yıllardaki gelişmeler ile birlikte çeşitli tipte mıknatıslar geliştirilmiştir. Makinelerde sabit manyetik alan için ilk olarak Al-Ni-Co alaşımlı sabit mıknatıslar kullanılmaya başlanmıştır. Baryum, Stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatıslar geliştirilmiş ve daha sonra da Samaryum-Kobalt (SaCo) ve Neodium-Demir-Bor (Nd-Fe-B) mıknatısların geliştirilmesi ile elektrik makinelerinde, mıknatısların sabit manyetik alan üretmek için kullanılması yaygınlaşmıştır. Böylece uyarma sargısından akım geçirilmeden manyetik alan elde edilebildiği için kayıplar azaltılmıştır. Sargılı tiplere göre daha yüksek verimlerde ve daha küçük hacimlerde elektrik makineleri tasarlanabilmektedir.

İdeal bir sabit mıknatıs malzemenin, kalıcı akı yoğunluğunun ve koersif kuvvetinin yüksek olması beklenir. Bu nedenle, *B-H* çevrimi, şekil olarak dikdörtgene benzeyen geniş bir histerezis eğrisine sahip olmalıdır.

Makinenin moment kapasitesini arttırmak için yüksek enerjili mıknatıslar seçilebilir. Bu aynı zamanda aynı güçteki başka bir makineye göre makine hacminin daha küçük

olmasını sağlar. Böylece makinenin ağırlığı azalmakta ve atalet momenti de düşmektedir.

2.1 Sabit Mıknatıs ile İlgili Kavramlar

- **Akı Yoğunluğu (Artık Mıknatısiyet) (B_r):** PMSM'in momentini ve performansını doğrudan etkileyen büyüklüktür. Sıcaklık arttıkça akı yoğunluğu azalmaktadır.
- **Çalışma Sıcaklığı:** Aşırı sıcaklık artışı mıknatısların geçirgenliğinin ve koersif kuvvetlerinin azalmasına neden olur. Bu yüzden mıknatıslı makineler için sıcaklık önemli bir konudur.
- **Kritik Sıcaklık (T_c):** Mıknatıs yapısının bozulduğu sıcaklık değeridir.
- **Maksimum Enerji Çarpımı (BH_{max}):** Sabit mıknatıs akı üretme yeteneğidir. B ve H çarpımı ile bulunur. Birimi Joule/m^3'dür. Mıknatısın maksimum enerji değeri, histerezis çevriminin ikinci çeyreğinde B ve H çarpımının en büyük olduğu noktadır.
- **Maliyet:** Mıknatıs alaşımında bulunan nadir element oranı arttıkça maliyet artmaktadır.
- **Mıknatıs Özelliği:** Yüksek hızlı uygulamalarda mıknatıslar nedeni ile oluşan eddy akımları makinenin ısınmasına yol açar. Bu nedenle bu kayıpların önüne geçebilmek için mıknatıs tasarımında yalıtımı iyileştirici teknikler uygulanır.
- **Yüksek Mıknatıslanmayı Giderici Zorlayıcı (Koersif) Kuvvet (H_{cB}):** Mıknatısa ters yönde uygulanan harici manyetik alan nedeni ile mıknatısın demanyetize olduğu değerdir. Birimi A/m'dir. İyi bir sabit mıknatısın koersif kuvvetinin yüksek olması beklenir. Böylece mıknatısiyet özelliği dış etkilere karşı dayanıklı olur.

Sabit mıknatıslardan beklenen özellikler, yüksek koersif kuvvet (H_{cB}), yüksek doyma manyetizasyonu (B_{sat}), yüksek akı yoğunluğu (B_r), yüksek enerji yoğunluğu (BH_{max}) ve B-H karakteristiği 2. çeyreğinin lineer olmasıdır.

2.2 Mıknatıs Türleri ve Özellikleri

Mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmaya başlanması üzerine özelikle enerji seviyesi yüksek olan mıknatıslar geliştirilmeye başlanmıştır. Al-Ni-Co mıknatıslar, Ferrit mıknatıslar vb. en çok kullanılan mıknatıs türleridir. Cunife, Vicalloy, Pt-Co, Fe-Cr-Co ve Mn-Al-C gibi mıknatıslar ise az kullanılan mıknatıs türleridir. Sabit mıknatıslar yapıldıkları malzemelere göre metal sabit mıknatıslar, seramik sabit mıknatıslar ve nadir toprak elementi mıknatısları olarak sınıflandırılabilir.

2.3 Al-Ni-Co Mıknatıslar

Alüminyum (Al), Nikel (Ni) ve Kobalt (Co)'ın bileşiminden elde edilen mıknatıslardır. Elektrik makinelerinde kullanılan ilk mıknatıs türüdür. Sert ve kırılgan bir yapıya sahiptir. Akı yoğunluğu ve ısıl kararlılığı yüksektir. Al-Ni-Co-5 bu sınıftaki en büyük sabit mıknatıslık değerine sahiptir (B_r > 1,35 T). Yapısında Titanyum (Ti) bulunan Al-Ni-Co-8 tipi mıknatısta ise H_{cB} değeri 150 kA/m'nin üzerindedir. Ancak B_r ve BH_{max} değerleri Al-Ni-Co-5'den daha küçüktür. Bu mıknatıs tipinin H_{cB} değeri ve koersif kuvvet değerinin diğer mıknatıs tiplerine göre düşük olması yüksek performanslı uygulamalarda tercih edilmezler. Al-Ni-Co mıknatısların öne çıkan avantajlarından biri çok yüksek Curie (kritik) sıcaklığına (700-900°C) sahip olmalarıdır. Ayrıca, yüksek sıcaklıklarda ısıl kararlılığı oldukça iyidir. Fakat yapısında az bulunan elementlerden olan kobalt bulundurması nedeni ile maliyetleri yüksektir.

2.4 Ferrit Tabanlı Mıknatıslar

Ferrit tabanlı mıknatıslar seramik mıknatıs sınıfına dahil edilebilir. Demir-Oksit, Baryum (Ba), Stronsiyumu (Sr) malzemelerinden meydana gelirler. Bazı türlerinde Kurşun (Pb), Alüminyum (Al) veya Kükürt (S)'de kullanılabilir. Yapısındaki malzemeler kolay bulundukları için maliyetleri düşüktür ve Al-Ni-Co mıknatıslara göre yumuşaktırlar. Bundan dolayı endüstriyel uygulamalarda tercih sebebidir. İçerisinde metal alaşım bulundurmadıkları için elektriksel açıdan yalıtkandır. Yapısında soy metal bulundurduğu için işlenmesi daha kolaydır. Doyma mıknatısiyeti ve kritik sıcaklık değeri oldukça düşüktür. Curie sıcaklık değerinin (T_c) küçük olmasından dolayı yüksek sıcaklıklarda mıknatıslık değerlerinde azalma olur. Ancak sert ve kırılgan yapıya sahip olmalarına

rağmen, yüksek sıcaklıklarda bile aşınma sorunu ortaya çıkmaz. Koersif kuvvetleri Al-Ni-Co mıknatıslara göre yüksektir.

Ferrit mıknatısların demanyetizasyon eğrisi lineerdir. Bu durum, elektrik makinelerindeki kullanımları açısından bir avantajdır. Fakat kalıcı akı yoğunluğu düşük olduğu için makinede daha büyük ölçeklerde ferrit mıknatıs kullanılması gerekebilir. Ayrıca ferrit mıknatıslarda fuko kayıpları oluşmaz.

2.5 Yapısında Nadir Toprak Elementi Bulunduran Mıknatıslar

Fe, Co gibi güçlü manyetik özelliklere sahip maddeler ile Seryum (Ce), Paraseodium (Pr), Neodium (Nd), Samaryum (Sm) ve nadir bulunan toprak elementleri kullanılarak oluşturulan alaşımlardır. Nd-Fe-B ve SmCo gibi bu tür mıknatıslar, daha yüksek enerjili mıknatıs arayıcı amacıyla geliştirilmiştir. Ancak yapısındaki malzemelerin az bulunması ve üretim zorluğu nedeni ile maliyetleri yüksektir. SmCo alaşımlı mıknatıslar birçok uygulamada elektromıknatısların yerini almasına rağmen, ekonomik açıdan daha pahalıdır.

Nd-Fe-B tipi sabit mıknatıslar daha ucuz mıknatıs çeşidi olduğu için en tercih edilen mıknatıstır. Ayrıca enerji yoğunluğu, kalıcı akı yoğunluğu ve koersif kuvveti yüksektir. Kullanılan üretim yöntemlerine göre üstün manyetik özelliklere sahip olabilen bu mıknatıslar, yüksek enerji verimliliğine ve iyi maliyet/performans oranına sahiptir. Fakat aşırı yüksek sıcaklıklarda manyetik özelliklerini kaybedebilirler. Bu mıknatıslarının maksimum çalışma sıcaklığı düşüktür (150°C). Ferrit mıknatıslara göre daha pahalıdırlar. Fakat enerji yoğunluğu daha yüksek olduğu için makine hacmi ve ağırlığı düşer.

Çizelge 2.1'de yukarıda bahsedilen temel mıknatıs tiplerine ait temel büyüklükler özetlenmiştir. Bu mıknatıs tiplerinin haricinde üzerinde çalışılan ve son zamanlarda üretilen yeni mıknatıs tipleri de bulunmaktadır.

Çizelge 2.1 Mıknatıslara ait temel büyüklükler

Mıknatıs Tipi	BH_{max} (kJ/m^3)	B_r $(Tesla)$	H_{cB} (kA/m)
Al-Ni-Co	44	1.2	50
Ferit	30	0.4	250
Nd-Fe-B	250	1.2	900
SmCo	150	0.9	650

BÖLÜM 3

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER

Senkron motorlar, stator ve rotor olarak iki yapıdan oluşur ve bu iyi yapıdan akan akı ile çalışırlar. Statorda uyarma sargıları, rotorunda ise sabit mıknatıslar vardır. Bu mıknatıslar rotordaki sargıların oluşturacağı manyetik alana eşdeğer bir manyetik alan üretebilirler. Hızın yükten bağımsız olarak sabit kalması istenen uygulamalarda kullanılır. Asenkron makinelere göre güç yoğunluğu ve verimleri yüksektir. Doğru akım makinelerinden farkı ise düşük atalet momenti ve daha düşük hacme sahip olmalarıdır.

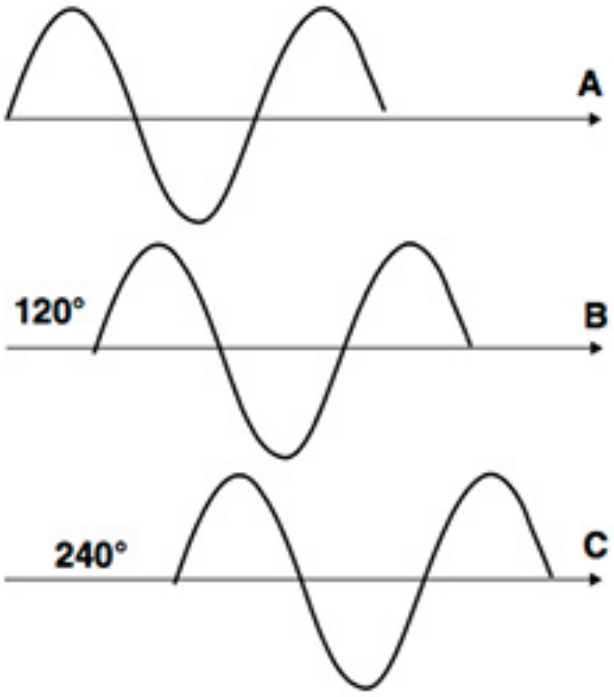
Çeşitli tasarımlar yapılarak farklı tipte senkron makineler üretilebilir. Rotorda sargıların yerine sabit mıknatısların olması makinenin kayıplarını azaltarak termal sıcaklığını düşürür. Makinenin mekanik dayanımı, güç yoğunluğu ve dinamik cevabı artar. Böylece daha geniş hız yelpazesine sahip makineler tasarlanabilir. Ayrıca fırça ve kollektör yapılarının olmaması da bakım masrafları açısından önemlidir.

3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Makine Tipleri

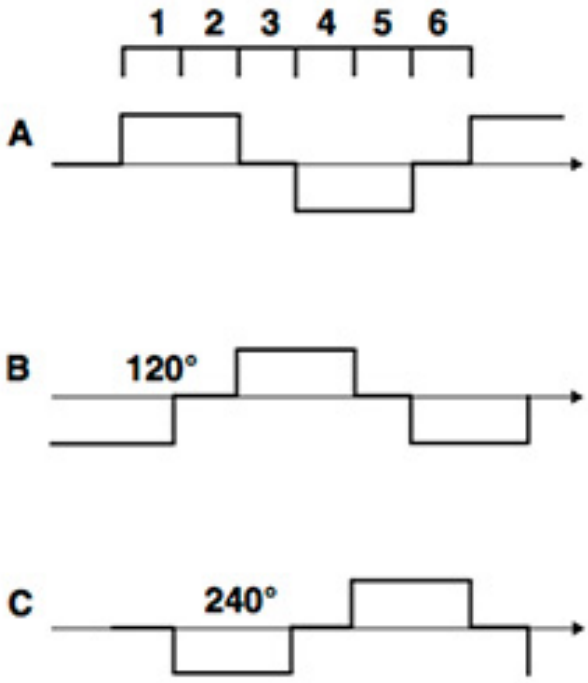
Sabit mıknatıslı makineler fırçasız doğru akım motorları (BLDC) ile benzerdir. Farkları sabit mıknatıslı makinelerde rotorda sargı yerine sabit mıknatıs bulunur. Ayrıca BLDC makinelerde stator sargıları yamuk şeklinde dağıtılmıştır. Bu nedenle trapezoidal hava aralığı alan şiddetine sahiptir. PMSM'lerde ise stator sargıları sinüzoidal olarak dağıtılmıştır. Bu nedenle sinüzoidal hava aralığı alan şiddetine sahiptir. BLDC makineler trapezoidal akımlarla sürülürken, PMSM'ler sinüzoidal akımlarla sürülürler. Akımların frekansı rotorun hızına bağlıdır. İki makine tipine de uygulanacak gerilim için rotorun

konum bilgisi gereklidir. Şekil 3.1'de sinüzoidal ve Şekil 3.2'de trapezoidal akım şekilleri gösterilmiştir.

Yamuk şeklinde dağıtılmış stator sargıları nedeniyle BLDC'nin çalışmasında akımlar yamuk şeklinde olduğundan ve komütasyon sırasında pikler veya darbeler oluşur ve momentte dalgalanma olur. Momentteki bu dalgalanma, hızda salınımlara neden olur ve bu da duyulabilir bir gürültüye yol açar. PMSM'lerde ise, akımlar sinüzoidal şeklinde olduğundan momentte dalgalanma düşer, hızdaki salınımlar azalır ve dolayısıyla duyulabilir gürültü de en aza iner.



Şekil 3.1 Sinüzoidal akım dalga şekilleri [53]



Şekil 3.2 Trapezoidal akım dalga şekilleri [53]

3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerin Özellikleri

Yarı iletken teknolojisinin ilerlemesi ile birlikte gelişmiş güç elektroniği sürücülerinin tasarlanabilmesi, makine tasarımındaki gelişmeler ve kaliteli malzemelerin üretilmesi gibi avantajlar sayesinde PMSM'ler oldukça kullanışlı hale gelmiştir. Sağlamlık, güvenirlilik, yüksek verim ve yüksek hassasiyet gibi üstün özelliklere sahiptir.

Diğer makine tiplerine göre rotorunda sargı bulundurmadığı için uyarma akımına gerek duymaz ve kayıplar daha az olur. Makinenin soğutulması kolaylaşır, sargı olmadığı için ağırlığı azalacağından atalet momenti düşer ve yüksek dinamik performansta çalışabilirler. Bu durumlar PMSM'lerin veriminin artmasını sağlar. Ayrıca asenkron makinelere göre daha yüksek güç faktörü ile çalışırlar. Bu da makineyi sürmede kullanılan inverter açısından oldukça yararlı bir durumdur. Kullanılan mıknatıslardan dolayı hava aralığı etkisi arttığı için stator sargıları azaltılabilir ve dolayısıyla makinenin hacmi de küçültülebilir. Böylece PMSM'lerden diğer makine tipleri ile aynı hacimde daha fazla güç elde etmek mümkündür. DC makinelerde kullanılan kolektör, fırça yapılarına ihtiyaç duyulmaz. Bu sayede bakım masrafları da azalır. Bu durum kayıpları azaltan diğer bir etken olduğu için verimin artmasına da ayrıca katkı sağlar.

Bu tür makinelerin istenilen performansta kullanılabilmeleri için gelişmiş kontrol sistemlerine ihtiyaç vardır. Bu da kontrol algoritmalarını karmaşık hale getirir. Ayrıca mıknatısların demanyetize olma durumu makinenin ısınma ve dış ortam sıcaklıklarına dikkat edilmesini gerektirmektedir. Mıknatısiyet özelliklerinin kaybolması sistem kararlılığını bozmaktadır. Sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik alan ile stator sargılarından geçen akımın oluşturduğu manyetik alan arasında senkronizasyon olması gerekir. Bu nedenle PMSM'lerin rotor konumlarının bilinmesi gerekmektedir. Bu amaçla pozisyon sensörleri kullanılabilir. Bu da maliyet açısından bir külfet getirmektedir. Ayrıca pozisyon bilgisinin doğruluğu da garanti edilmelidir. Sensörsüz kontrol algoritmaları da literatürde mevcuttur. Ancak bu algoritmalar da karmaşıklığı arttırmaktadır. Diğer yandan düşük hızlarda makinede meydana gelen belirsizlikler sensörsüz algoritmaların uygulanması açısından zorluklar oluşturmaktadır.

PMSM'ler generatör olarak kullanılacaksa rotorda sargı olmadığı için uyarma akımı kullanılarak gerilim ayarı yapılamaz. Bu nedenle generatörün istenilen çıkış gerilimi seviyesine göre tasarlanması gerekir. Kaliteli mıknatıs malzemelerin pahalı olması PMSM'lerin maliyetini arttıran diğer bir etkendir. Yüzey mıknatıslı PMSM'ler de ise rotor yüzeyine yapıştırılan mıknatısların merkez kaç kuvvetinin etkisi ile kopma riski olduğu için bu tip PMSM'ler yüksek hızlarda kullanılamamaktadır.

PMSM'lerin özelliklerine bakıldığında, yüksek moment, hassasiyet, yüksek verim ve güvenirlilik istenilen özel birçok uygulamada tercih edildiği görülmektedir. Bunlar; savunma sanayii, uzay ve havacılık teknolojileri, robotik uygulamalar, elektrikli araçlar, enerji üretimi, çamaşır makinesi vb. ev aletleri gibi uygulama alanlarıdır.

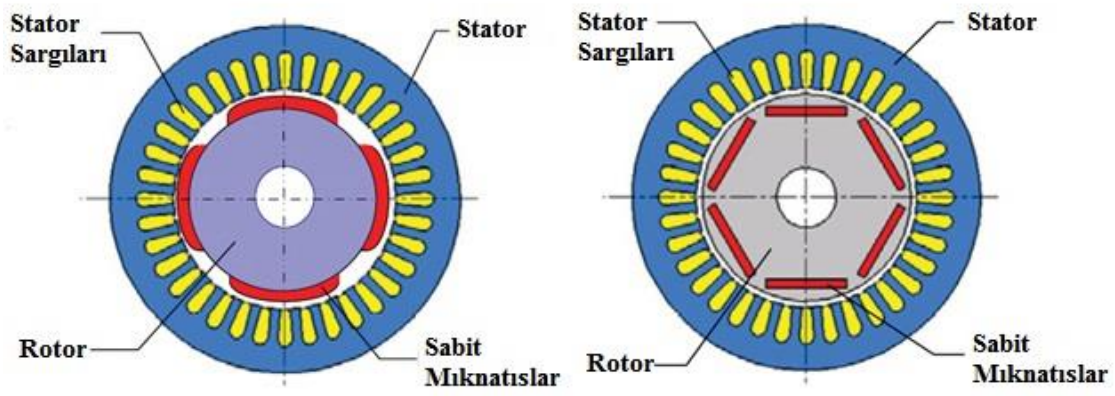
3.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Makine Tasarım Şekilleri

Asenkron makineye benzer olarak, sinüzoidal akım ve gerilimler ile çalışabilmesi için yapılan makine tasarımlarında stator oluklarına üç fazlı sargılar yerleştirilir. İki tabakalı, dağıtılmış ve kirişlenmiş gibi sargı teknikleri ile sargılarda oluşan mmf ve hareket gerilimleri sinüzoidal forma benzetilmektedir. Böylece PMSM'e sabit frekanslı sinüzoidal akım uygulandığında çalışma şekli, geleneksel senkron makineye benzer karakterdedir. Avantaj olarak rotorunda sargı bulunmadığı için PMSM'in soğuması daha hızlıdır.

Rotorda kullanılan mıknatıs tipi ve mıknatısın rotora yerleştirilme şekli makinede oluşan manyetik alan dağılımını etkilediği için makinenin çalışma performansını da etkiler. Bundan dolayı makine performansını arttırmak için çeşitli tasarımlar yapılmaktadır.

Makinede kullanılacak sabit mıknatısların boyut ve konumları belirlenirken, hava aralığındaki akı yoğunluğu değeri önemlidir. Bu değer makine yapısında kullanılan demir ve bakırdan optimum fayda sağlayacak şekilde belirlenir ve sabit mıknatıslar ise stator sargılarında oluşan manyetik alandan etkilenmeyecek ve demanyetize olmayacak şekilde rotora yerleştirilir.

Rotordaki sabit mıknatıslar rotor yüzeyine veya rotor içine gömülü olacak şekilde yerleştirilen iki temel tasarım şekli vardır. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesinde ise radyal veya dairesel gömülü mıknatıs yapısı kullanılır. Şekil 3.3'de yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı makine tasarımlarına ait modeller gösterilmiştir.



(a) (b)

Şekil 3.3 Sabit mıknatıslı makine modelleri (a) Yüzey mıknatıslı (b) Gömülü mıknatıslı [54]

3.4 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makineler

Bu tasarımda hava aralığı akı yoğunluğu en yüksektir. Mıknatıslar rotor yüzeyine iç yüzeyden veya dış yüzeyden kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılır. Mıknatıslar yarıçap ekseninde mıknatıslanırlar. Maliyeti ucuz bir montaj şeklidir. Ek işçilik gerektirmez. Bu tip senkron makine tasarımları BLDC makinelerde de yaygın olarak kullanılmaktadır. Mıknatısların manyetik geçirgenliği havanınkine yakın olduğu için makinedeki hava aralığı etkisi fazla olmaktadır. Bu nedenle, d ve q eksenleri manyetik akıları birbirine eşit,

d ve q endüktansları arasındaki fark %10'dan küçük olduğu için bu değerler rotor konumuna göre sabit ve eşit kabul edilir. Ayrıca endüvi reaksiyonu da zayıftır. Fakat makine ileri düzey analizlerle incelendiğinde bu parametrelerin rotor konumuna göre değişkenlik gösterdiği gözlenmektedir. Hava boşluğu fazla olduğu için, stator endüktansı değeri düşer. Düşük stator endüktansı nedeniyle kontrolcü ile alan zayıflatılması zorlaşır.

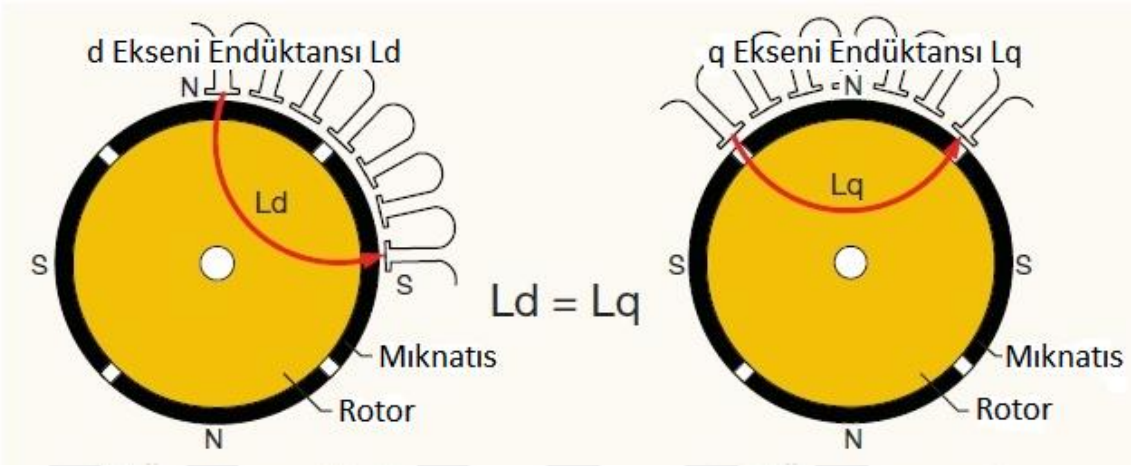
Rotor yapısındaki manyetik bileşenler simetrik olduğu için, bu tip bir makinede ortalama endüktans değerlerinin yaklaşık olarak birbirine eşit olması nedeniyle relüktans momenti oluşmaz. Karakteristikleri yuvarlak kutuplu makinelere benzer.

Yüzey mıknatıslı makinelerde mıknatısların merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetlerinin zayıf olması önemli bir sorundur. Bu nedenle yüksek hızlardaki kullanımı kısıtlıdır. 3000 d/d'dan daha yüksek hızlarda tercih edilmezler. Ek olarak, statorda bulunan dişler yüksek frekanslı salınımlara neden olur. İçerisinde demir ve türevleri bulunduran mıknatıs yapıları elektriksel olarak iletken gibi davranacakları için makinede yekpare yapıda bulunmamaları gerekir. Bu nedenle mıknatıslar yalıtılarak parçalar halinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Mıknatısların sağlamlığını artırmak için rotor yüzeyi manyetik olmayan ince bir malzeme ile kaplanabilir.

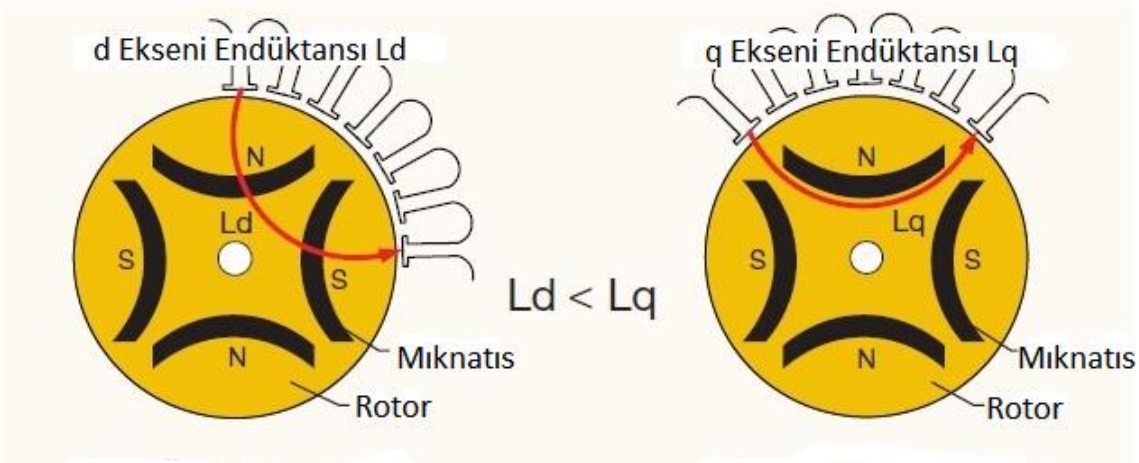
3.5 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler

Bu tasarımda, mıknatıslar rotorun içinde açılan oyuklara yerleştirilir. Mıknatısların rotor içerisine yerleştirilmesinde farklı tasarımlar yapılabilir. Mıknatısların rotora gömülme alanı, mil çapı ve rotor dış çapı arasında kalan alan ile sınırlıdır. Derinliği arttırarak rotora daha uzun mıknatıs yerleştirebilmek amacıyla, mıknatıslar radyal doğrultudan farklı açılarda, eğimli olarak yerleştirilebilir Böylece hava aralığındaki akı yoğunluğu arttırılabilir. Bu makineler özel üretim gerektirdiğinden maliyeti yüksektir. Mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğu için d ve q ekseni endüktansı değerleri farklıdır. Bu nedenle relüktans momenti oluşur. Aralarındaki fark 3 kata kadardır. Çalışma karakteristiği olarak çıkık kutuplu senkron makine karakteristiği gösterir. Mıknatıslar rotora gömülü olduğu için mekanik olarak yüzey mıknatıslı makineye göre daha dayanıklıdır. Bundan dolayı yüksek hızlı uygulamalar için oldukça elverişlidir. Ayrıca diğer mıknatıslı makine tiplerine göre verimi daha yüksektir. Stator akımı bileşeninde mıknatıslanma akımı bileşeni olmadığı için aynı hacimde daha yüksek

güçlere çıkılabilir. Şekil 3.4'te yüzey mıknatıslı, Şekil 3.5'te gömülü mıknatıslı makinelere ait *d – q* ekseni endüktansları gösterilmiştir. Gömülü mıknatıslı makinelerin radyal ve dairesel gömülü mıknatıslı makineler olarak iki çeşidi mevcuttur.



Şekil 3.4 Yüzey mıknatıslı makinenin d-q ekseni endüktansları [55]



Şekil 3.5 Gömülü mıknatıslı makinenin d-q ekseni endüktansları [55]

3.5.1 Radyal Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler

Mıknatıslar rotorun içerisinde radyal gömülü olarak bulunur. Mıknatıslar rotora gömülü olduğu için birbirleri ile manyetik olarak kısa devre halindedir. Bu sorunun önüne geçmek için mıknatıslar manyetik geçirgenliği olmayan bir malzeme ile kaplanmalıdır. Bu işlem maliyeti de arttırmaktadır.

Bu tip makinede q ekseni endüktans değeri, d ekseni endüktans değerinden büyüktür. Bundan dolayı bu makinede relüktans momenti de oluşmaktadır. d ekseni akımı sıfırdan farklı uygun bir değere ayarlanarak makineden maksimum moment elde edilebilir. Hava

aralığında oluşan akı yoğunluğu, mıknatısların ürettiği akı yoğunluğundan daha fazla olabilmektedir. Bu sayede Ferrit mıknatıslar gibi daha düşük enerjili mıknatıslar seçilebilir. Ayrıca mıknatıslar rotora gömülü olduğu için hava aralığı mesafesi ve endüvi reaksiyonu etkisi de azdır.

Yüksek hızlara gereksinim duyulduğunda akı zayıflatma ile makine yapısı gereği sabit güç bölgesinde çalıştırılabilir. Çıkık kutuplu makine karakteristiği gösteren bu makine mıknatısların rotorda gömülü olması sayesinde yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmektedir.

3.5.2 Dairesel Gömülü Mıknatıslı Senkron Makineler

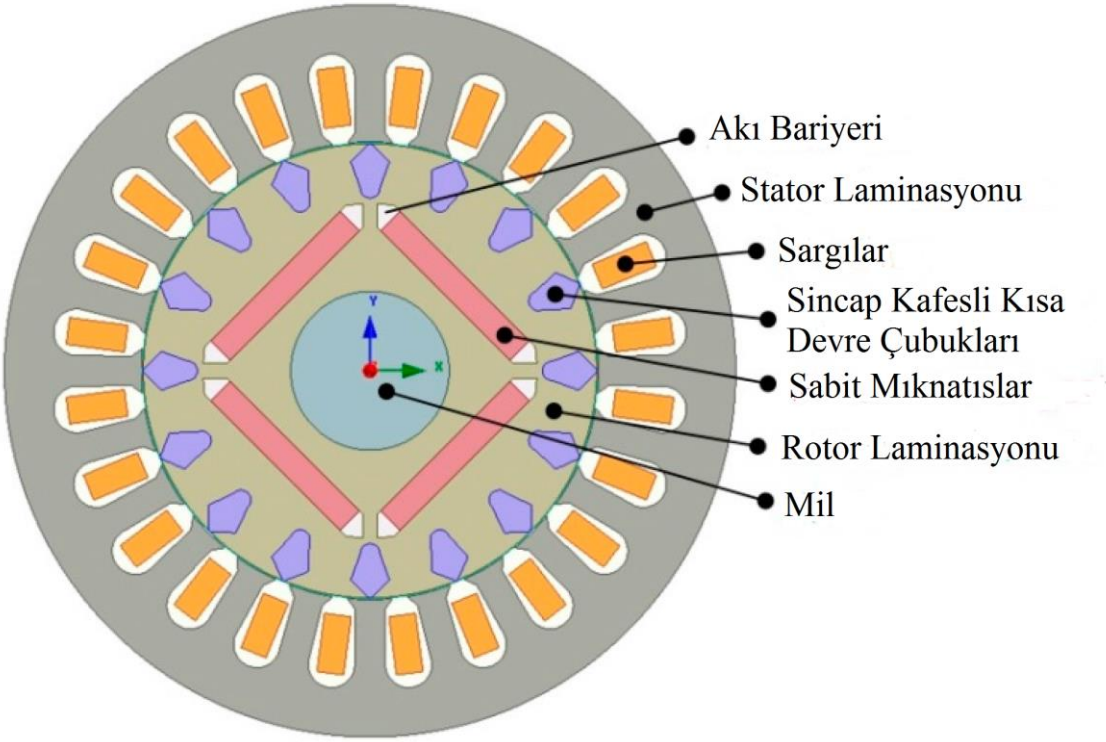
Sabit mıknatıslar, yine rotor içine yarıçap doğrultusunda gömülerek yerleştirilir. Mıknatısların rotor yüzeyine veya rotor içerisine yerleştirilme biçimleri, makine özelliklerine göre farklılaşabilir. Mıknatıs boyları ayarlanarak kutuplardaki manyetik indüksiyon mıknatısların çalışma noktasından bağımsız olarak oluşturulabilir. Böylece bu tip makinelerde hava aralığı indüksiyon dağılımı 180°'ye daha da yaklaştırılabilmektedir.

Yine bu makine tipinde de mıknatıslar rotora gömülü olduğu için yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilirler ve yine mıknatıslar manyetik geçirgenliği olmayan bir malzeme ile kaplanmalıdır. Bu makinede mıknatısların havaya yakın manyetik geçirgenliğe sahip olması nedeni ile hava aralığı diğer tasarımlara oranla daha büyük olmaktadır. Bu nedenle d ekseni endüktansı, q ekseni endüktansından büyük değer alır. Bu nedenle bu tip makineler çıkık kutuplu senkron makinelerin tersi bir çalışma karakteristiği gösterir.

3.6 PMSM'lerde Rotorda Sincap Kafesli Kısa Devre Çubuklarının Kullanılması

Senkron makineler doğrudan şebekeden yol alamadıkları için rotora, kalkış için kısa devre çubukları eklenir. Bu kısa devre çubukları kalkışta makine senkron hızına ulaşıncaya kadar makineyi asenkron motor gibi çalıştırarak kalkış momentini üretirler. Ek olarak bir başka faydası ise makine senkron hızda çalışırken ani yük değişikliklerinde makinenin hız değerinin değişimini önleyerek akım dalgalanmalarını engeller. Makine için ek maliyet ve kayıplara yol açabilir.

Şekil 3.6'te kısa devre çubuklu bir senkron motorun kesiti gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Sabit mıknatıslı makine yapıları [56]

BÖLÜM 4

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN MATEMATİKSEL MODELİ

Sabit mıknatıslı senkron makinenin moment kontrolü için a-b-c ekseni ve d-q ekseni matematiksel modeli oluşturulmalıdır. Makinenin matematiksel modeli uzay vektörler kullanılarak tanımlanabilir.

4.1 Uzay Vektör

ia, ib ve ic'nin anlık dengeli üç faz stator akımları olduğunu kabul edilerek denklem (4.1) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\overline{i_a}+\overline{i_b}+\overline{i_c} = 0 \tag{4.1}$$

(4.1)'e bağlı olarak stator akımı vektörel olarak (4.2)'deki gibidir. Burada (4.3)'te ifade edilen *a,* uzay vektör operatörüdür. Gerilim ve manyetik akı için de benzer ifadeler sırasıyla (4.4) ve (4.5)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\overline{i_s} = \frac{2}{3}(\overline{i_a} + a\overline{i_b} + a^2\,\overline{i_c}) \tag{4.2}$$

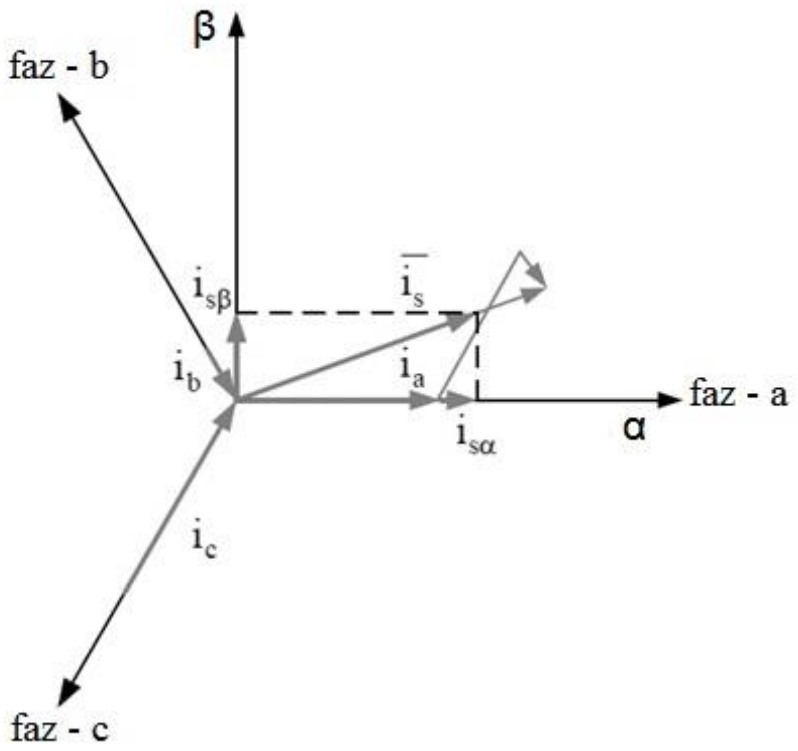
$$a = e^{i2\pi/3} \tag{4.3}$$

$$\overline{u_s} = \frac{2}{3}(\overline{u_a} + a\overline{u_b} + a^2\overline{u_c}) \tag{4.4}$$

$$\overline{\Psi_s} = \frac{2}{3}(\overline{\Psi_a} + a\overline{\Psi_b} + a^2\overline{\Psi_c}) \tag{4.5}$$

4.2 Sabit ve Döner Referans Ekseni Dönüşüm İfadeleri

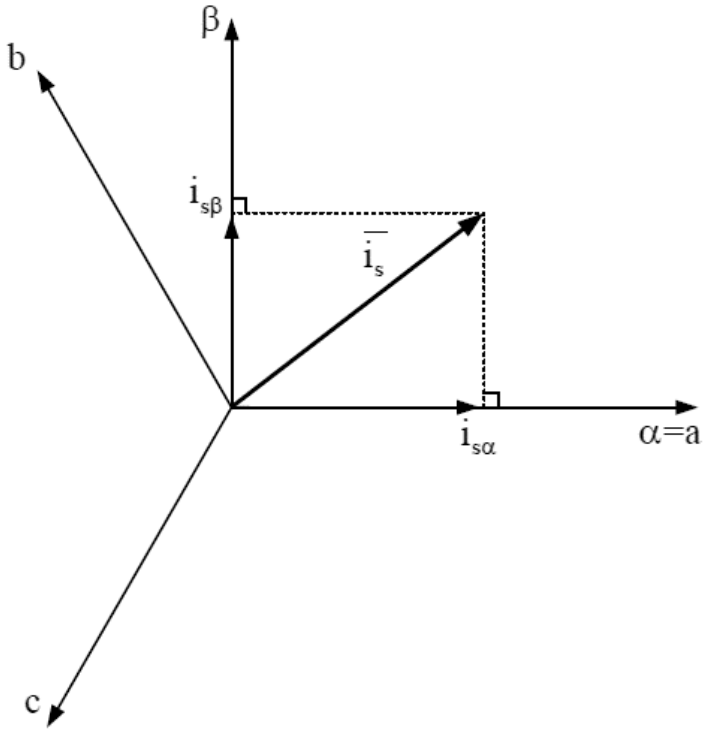
Alternatif akım makinelerinde makine dinamik modelindeki eşitliklerde değişkenlerin sayısını azaltmak için matematiksel olarak referans eksen dönüşümleri yapılır. Böylece matematiksel ifadelerin çözümü daha hızlı yapılabilir ve sürücülerin performansı da artmış olur. Referans eksen dönüşümleri 3 faz sabit ekseninden 2 faz sabit eksenine (Clarke) veya 3 faz sabit ekseninden 2 faz rotor eksenine (Park) dönüşüm şeklinde olmaktadır. 2 faz ekseninden tekrar 3 faz eksenine geçmek için ise kullanılan ilgili dönüşümün ters matrisi kullanılır. Şekil 4.1'de stator akımının sabit ve dönen referans ekseni üzerindeki uzay vektör bileşenleri gösterilmiştir. Burada 3 faz a-b-c sabit referans eksenini, α-β 2 faz sabit referans eksenini ve d-q ise 2 faz döner referans eksenini ifade eder.



Şekil 4.1 Stator akımı uzay vektör bileşenleri [57]

4.2.1 3 Faz Sabit Ekseninden 2 Faz Sabit Referans Eksenine Dönüşüm (Clarke)

2 faz sabit referans ekseni dönüşümü ile 3 faz uzay vektörler farklı şekilde ifade edilebilir. Şekil 4.2'de Clarke dönüşümü gösterilmiştir. Burada a fazı α eksenine çakışıktır.



Şekil 4.2 Clarke Dönüşümü ile stator akımının 2 faz sabit referans eksenindeki uzay vektör bileşenleri [58]

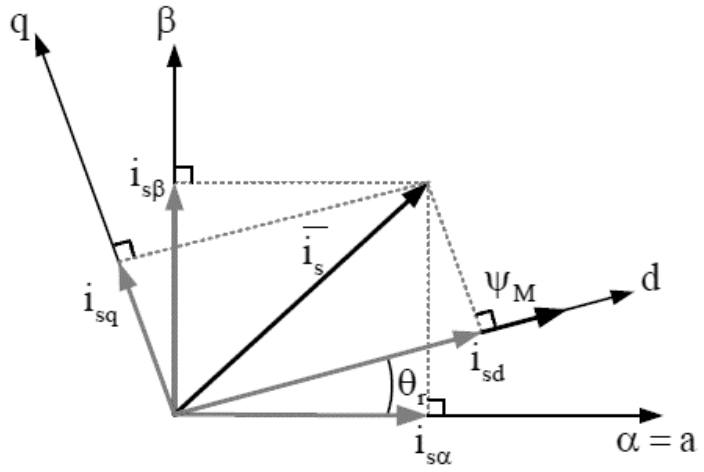
Dönüşüm matris formunda yazılırsa Clarke dönüşümü ve ters Clarke dönüşümü sırasıyla (4.6) ve (4.7)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

4.2.2 3 Faz Sabit Ekseninden 2 Faz Döner Referans Eksenine Dönüşüm (Park)

Doğru rotor pozisyonu bilindiğinde Park dönüşümü sayesinde d ve q ekseni bileşenleri sabit olmaktadır. Yani 3 faz eksen takımı DC bileşenlere dönüştürülmektedir. Bu sayede AC makineler DC makinelere benzetilmiş olur. Bu durum hesaplama yükünü azalttığından makinenin kontrolü oldukça kolaylaşmaktadır. d ve q eksen takımına geçiş için önce 2 faz sabit referans dönüşüm kullanılır. Sonra 2 faz döner referans dönüşümü uygulanarak d ve q eksenine geçilmiş olur. Stator akımının d ve q eksen bileşenleri fazörel olarak (4.8)'deki gibi ifade edilir. Burada θ_e ise elektirksel olarak rotor pozisyonudur/açısıdır. Şekil 4.3'de Park dönüşümü gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Park Dönüşümü ile stator akımının 2 faz döner referans eksenindeki uzay vektör bileşenleri [58]

$$\bar{i}_s = i_s e^{-i\theta_e} = i_{sd} + i.i_{sq} \tag{4.8}$$

Burada i_s, α ve β ekseninde (4.9)'daki gibi ifade edilirse denklem (4.8)'de yerine yazıldığında d ve q dönüşümümün genel ifadesi elde edilmiş olur. Denklemler düzenlenerek (4.10)'daki gibi yazılabilir.

$$i_s = i_{s\alpha} + i.i_{s\beta} \tag{4.9}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

Park dönüşümünde d bileşeni akımın akı bileşenini, q bileşeni ise akımın moment bileşenini ifade eder. Denklemlerden de görüldüğü gibi dönüşümlerin doğru yapılabilmesi için rotor açısının doğru bilgisine ihtiyaç vardır.

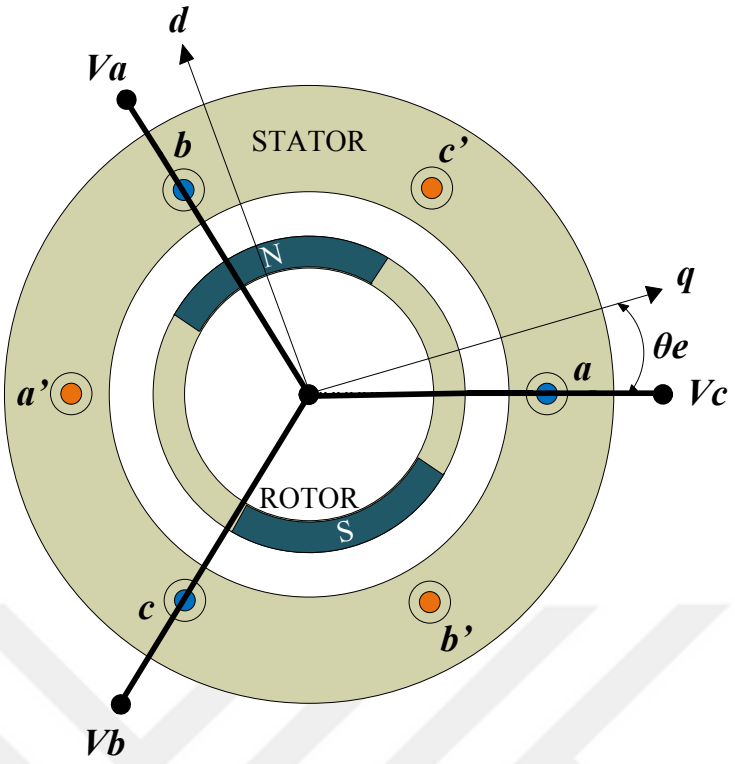
Park ve ters Park dönüşümlerinin düzenlenmiş ifadeleri sırasıyla (4.11) ve (4.12)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

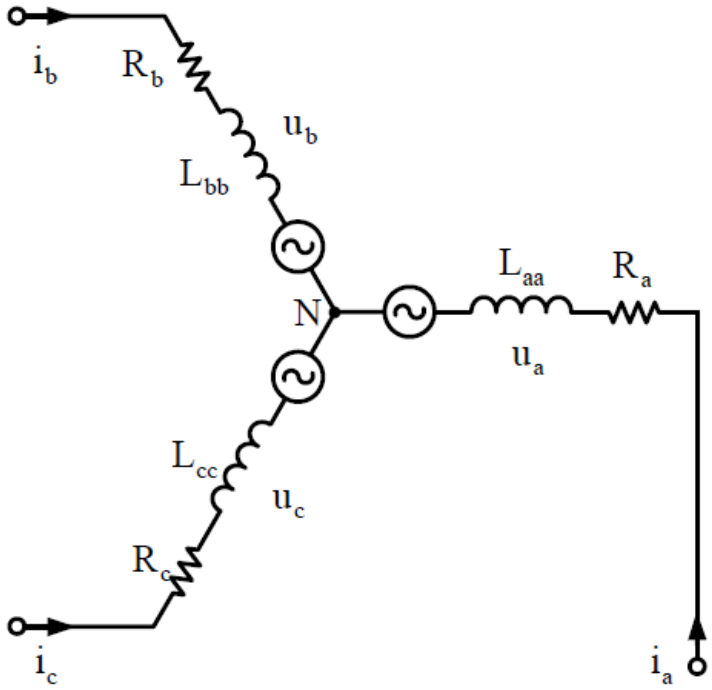
$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

4.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin Matematiksel Modeli

PMSM'in 3 faz eksen takımındaki ve d-q eksen takımındaki modeli Şekil 4.4'te, Şekil 4.5'te ise 3 faz stator sargıları eşdeğer devresi gösterilmiştir. Makinenin 3 fazlı stator sargılarının yıldız bağlı, 120° faz farklı ve sinüzoidal dağıldığı, sargıların sarım sayısı ve direnç değerleri eşit kabul edilerek gerilim ve halkalanan akı denklemleri (4.13)-(4.18)'deki gibi ifade edilebilir. Yüzey mıknatıslı makinelerde hava aralığı etkisinden dolayı makinenin doyum durumu çok nadir gerçekleştiği için bu modelde doyuma gitme dikkate alınmamıştır.



Şekil 4.4 a-b-c ve d-q eksen takımlarındaki PMSM modeli



Şekil 4.5 3 faz stator sargıları eşdeğer devresi [59]

$$u_a = R_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (4.13)$$

$$u_b = R_b i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (4.14)$$

$$u_c = R_c i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (4.15)$$

$$\lambda_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + \Psi_{Ma} \quad (4.16)$$

$$\lambda_b = L_{ba} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c + \Psi_{Mb} \quad (4.17)$$

$$\lambda_c = L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c + \Psi_{Mc} \quad (4.18)$$

Burada $u_{a,b,c}$ stator gerilimleri, $\lambda_{a,b,c}$ halkalanan akı, $R_{a,b,c}$ stator dirençleri, $L_{aa,bb,cc}$ ve $L_{ab,ac,bc}$ sırasıyla öz ve karşıt endüktanslar, $\Psi_{Ma,b,c}$ sabit mıknatıs akıları ve $i_{a,b,c}$ ise stator akımlarıdır.

PMSM'de endüktansların ve akıların anlık değerlerinin değişimi rotor açısına bağlıdır. Sabit mıknatıs akılarının değişimleri (4.19)-(4.21)'de gösterilmiştir.

$$\Psi_{Ma}(\theta_e) = \Psi_M \sin \theta_e \quad (4.19)$$

$$\Psi_{Mb}(\theta_e) = \Psi_M \sin (\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.20)$$

$$\Psi_{Mc}(\theta_e) = \Psi_M \sin (\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.21)$$

Öz ve karşıt endüktansların değişimleri de aynı şekilde rotor açısına bağlı olarak ifade edilebilir. Eşitlikler (4.22)-(4.27)'de gösterilmiştir. $L_{la,b,c}$, L_{avr}, L_{θ_e} burada sırasıyla 3 faza ait kaçak endüktans, ortalama olarak endüktans değerleri ve θ_e' ye bağlı endüktans katsayısını ifade eder.

$$L_{aa}(\theta_e) = L_{la} + L_{avr} - L_{\theta_e} \cos (2\theta_e) \quad (4.22)$$

$$L_{bb}(\theta_e) = L_{lb} + L_{avr} - L_{\theta_e} \cos (2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.23)$$

$$L_{cc}(\theta_e) = L_{lc} + L_{avr} - L_{\theta_e} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.24)$$

$$L_{ab}(\theta_e) = -\frac{L_{avr}}{2} - L_{\theta_e} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.25)$$

$$L_{bc}(\theta_e) = -\frac{L_{avr}}{2} - L_{\theta_e} \cos\left(2\theta_e\right) \quad (4.26)$$

$$L_{ca}(\theta_e) = -\frac{L_{avr}}{2} - L_{\theta_e} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.27)$$

3 faz eksen takımındaki genel moment ifadesi (4.28)'de verildiği gibidir. Genel ifadeden görüldüğü gibi endüktans ve akının rotor konumuna bağlı değişimi moment üzerinde etkilidir. Burada i_{abc} 3 faz stator akımı matrisini, L_{abc} 3 faz stator endüktansı matrisini Ψ_{abc} ise 3 faz sabit mıknatıs akısını ve P ise çift kutup sayısını ifade eder.

$$T_e = P\left[\frac{1}{2}[i_{abc}]^T \frac{\partial[L_{abc}]}{\partial\theta_e}[i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial[\Psi_{abc}]}{\partial\theta_e}\right] \quad (4.28)$$

Moment ile rotor hızı arasındaki ilişki yük momentine bağlıdır. Bu ifade (4.29)'daki gibi verilebilir. Burada J yükün kgm^2 cinsinden atalet momentini ve B_m ise makinenin $\frac{Nms}{rad}$ sönüm katsayısını ifade eder. Küçük güçlü makinelerde bu değer ihmal edilebilir. ω_e ise makinenin elektriksel olarak açısal hızıdır. θ_e ve ω_e'nin rotor mekaniksel açısı θ_r'ye bağlı değişimi sırasıyla (4.30) ve (4.31)'de gösterilmiştir.

$$T_e - T_L = J\frac{1}{P}\frac{\partial\omega_e}{\partial t} + B_m\frac{1}{P}\omega_e \quad (4.29)$$

$$\omega_e = \frac{\partial\theta_e}{\partial t} \quad (4.30)$$

$$\theta_r = \frac{1}{P}\theta_e \quad (4.31)$$

Yukarıda verilen ifadelerde de görüldüğü makine parametreleri rotor konumuna bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu denklemler döner referans sisteminde ifade edildiğinde de parametrelerdeki bu değişimler ortadan kalkmaz. Yüzey mıknatıslı

makinelerde özellikle d ve q eksen endüktansları birbirine eşit ve sabit kabul edilir ancak durum gerçekte böyle değildir.

BÖLÜM 5

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE KULLANILAN MOMENT TAHMİN YÖNTEMLERİ

PMSM'lerde momenti kontrol etme yöntemlerinden biri de makinenin üreteceği momenti makine modeline bağlı olarak tahmin edip, bu tahmin sayesinde momentte meydana gelen dalgalanmaları bastırabilecek akım referanslarını üretmektir. Literatürde moment tahminleri geleneksel/ideal yöntemlerle yapıldığı gibi ileri analizlerle hassas bir şekilde de yapılabilmektedir.

5.1 Geleneksel Moment Tahmin Yöntemi

Geleneksel tahmin yöntemlerinde makine parametrelerinde meydana gelen parametre değişimleri hesaba katılmadan moment ortalama olarak tahmin edilir. Bazı geleneksel tahmin yöntemleri elektriksel parametrelerin değişimlerini hesaba katsa da vuruntu momenti bileşenini ihmal ettiği için moment üzerinde dalgalanmalar oluşmaya devam eder. Endüstride momentteki salınımın önemli olmadığı uygulamalarda bu tahmin yöntemine dayalı kontrolcüler kullanılabilir.

Önceki kısımlarda açıklandığı gibi yüzey mıknatıslı makinede doyum durumu nadiren gerçekleşir. Bundan dolayı stator gerilim ifadeleri ve akı ifadeleri d-q eksen takımında ifade edilirken de doyum durumu ve ayrıca girdap akımları, histerezis kayıpları da ihmal edilmiştir. Burada 3 faz eksen takımındaki ifadeler Park dönüşümü uygulanarak (5.1)-(5.4)'deki gibi d-q ekseninde ifade edilebilir. $u_{d,q}$ stator gerilimlerini, $\lambda_{d,q}$ halkalanan akıları, R stator direncini, $L_{d,q}$ endüktans değerlerini, $\Psi_{Md,q}$ sabit mıknatıs akılarını ve $i_{d,q}$ stator akımlarını ifade eder. Burada verilen ifadeler geleneksel PMSM modelini

oluşturur. Endüktans ve akılarda rotor konumuna bağlı olarak meydana gelen değişimler bu ifadelerde hesaba katılmamıştır. d ve q eksen endüktansları birbirine eşit ve sabit kabul edilmektedir.

$$u_d = Ri_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e\lambda_q \tag{5.1}$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e\lambda_d \tag{5.2}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \Psi_{Md} \tag{5.3}$$

$$\lambda_q = L_q i_q + \Psi_{Mq} \tag{5.4}$$

Yukarıda verilen ideal makine modeline göre elektromanyetik moment ifadesi (5.5)'deki gibi ifade edilir. Alan yönlendirmeli kontrol ile yüzey mıknatıslı makineden maksimum moment elde etmek için d ekseni akımı sıfıra eşitlenirse elektromanyetik moment ifadesi (5.6)'e eşit olmaktadır.

$$T_e = \frac{3}{2}P(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{5.5}$$

$$T_e = \frac{3}{2}P(L_d i_d + \Psi_{Md})i_q \tag{5.6}$$

Verilen ifadelerden de görüldüğü gibi geleneksel moment tahmin yöntemleri makinede var olan endüktans, akı değişimleri ve vuruntu momentine bağlı bileşenleri içermemektedir. Bu yüzden moment hassas bir şekilde tahmin edilemediği için moment üzerinde oluşan dalgalanmalarda tamamı ile giderilemez. Moment dalgalanmaları özellikle hassasiyetin önemli olduğu uygulamalarda kritik bir konu olduğu için bu yöntem hassas uygulamalar için uygun değildir.

5.2 Hassas Moment Tahmin Yöntemi

Elektromanyetik momentin hassas bir şekilde tahmin edilebilmesi için moment dalgalanmalarının oluşmasında etkili olan bileşenler iyi analiz edilmelidir. Moment dalgalanmalarının temel nedenleri sabit mıknatıslı makinelerin yapısından kaynaklanan vuruntu momentleri, akı harmonikleri, akım ölçümündeki hatalar, faz dengesizlikleri,

anahtarlama işlemi sırasında oluşan harmoniklerdir. Vuruntu momenti manyetik akı ve stator olukları arasındaki etkileşimden meydana gelir [45]. Stator olukları ve çift kutup sayısına bağlı olarak, rotor açısının periyodik bir fonksiyonu şeklinde modellenebilir.

Moment dalgalanmalarının bir diğer sebebi ise akı harmonikleridir. 3 faz ekseninde stator akımları ve sabit mıknatısların manyetik alanın oluşturduğu halkalanan akı hava aralığındaki sinüzoidal olmayan akı yoğunluğu nedeni ile 3, 5, 7, 11, gibi harmonik bileşenler içerir. Bu harmoniklerin, d-q eksen dönüşümü yapıldığında bu referans ekseninde 6 ve 6'nın katları şeklinde oluştuğu görülmektedir. Buna bağlı olarak λ_d ifadesi (5.7)'deki gibi tanımlanabilir.

$$\lambda_d(\theta_e) = \lambda_0 + \lambda_{d6}\cos(6\theta_e) + \lambda_{d12}\cos(12\theta_e) + \ldots \quad (5.7)$$

$\lambda_0 = \Psi_M$ yani halkalanan akının temel bileşeni rotor üzerindeki sabit mıknatısların ortalama manyetik akı değerine eşittir. $\lambda_{d6}, \lambda_{d12}$, ... ise mıknatıs akısına bağlı katsayılardır. Bu ifadeye göre (5.6) ve (5.7) kullanılarak elektromanyetik moment ifadesi (5.8)'deki gibi ifade edilebilir. T_0 burada elektromanyetik momentin temel bileşenidir ve T_6, T_{12}, ... ise oluşan harmoniklerin katsayılarıdır.

$$T_e = T_0 + T_6\cos(6\theta_e) + T_{12}\cos(12\theta_e) + \ldots \quad (5.8)$$

Bazı anahtarlama frekanslarında akım ofsetleri ve kazanç hataları moment dalgalanmalarına sebep olurlar. Akım ölçümündeki DC ofsetler temel frekansta moment dalgalanmasına ve kazanç hataları ise temel frekansın 2 katında moment dalgalanmalarına sebep olur. Elektromanyetik moment, DC bileşenine ek olarak 1, 2, 6, 12 ... dereceden harmonikler içerebilir [19], [24].

Moment dalgalanmaları üzerinde etkili olan bileşenleri analiz etmek adına bir elektrik makinesi tarafından üretilen elektromanyetik moment bileşeni, manyetik ko-enerjinin elektriksel açıya bağlı türevi olarak ifade edilebilir [4].

Manyetik enerji ve manyetik ko-enerji makinenin hava aralığında dalgalanır. Manyetik akı yoğunluğu da bu enerjiye bağlıdır. Bundan dolayı elektromanyetik moment ifadesi de manyetik ko-enerji W_f' üzerinden (5.9)'daki gibi tanımlanabilir.

$$T_e = P\frac{\partial W_f'}{\partial \theta_e} \tag{5.9}$$

Sabit mıknatıslı senkron makinede W_f' ifadesi (5.10)'daki bileşenlerden oluşur.

$$W_f' = W_{fl}' + W_{flM}' + W_{fM}' \tag{5.10}$$

(5.10)'da I, IM ve M indisleri sırasıyla stator akımını, stator akımı tarafından üretilen manyetik akılar ile sabit mıknatıslar arasındaki etkileşimi ve mıknatıs akısını ifade eder. (5.9) ve (5.10) kullanılarak (5.11) elde edilir.

$$T_e = P\left[\frac{\partial W_{fl}'}{\partial \theta_e} + \frac{\partial W_{flM}'}{\partial \theta_e} + \frac{\partial W_{fM}'}{\partial \theta_e}\right] \tag{5.11}$$

Burada $\frac{\partial W_{fl}'}{\partial \theta_e}$ ifadesi stator sargıları tarafından depolanan manyetik ko-enerjiden elde edilen elektromanyetik moment ifadesini verir. W_{fl}' ifadesi ise (5.12)'deki gibi tanımlanır.

$$W_{fl}' = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}\begin{bmatrix} l_{aa}(\theta_e) & l_{ab}(\theta_e) & l_{ac}(\theta_e) \\ l_{ab}(\theta_e) & l_{bb}(\theta_e) & l_{bc}(\theta_e) \\ l_{ca}(\theta_e) & l_{bc}(\theta_e) & l_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{5.12}$$

(5.12)'den de görüldüğü gibi stator sargılarında depolanan manyetik ko-enerji ifadesi öz ve karşıt endüktansların ani değerlerinin elektriksel açıya bağlı olarak değişimi ve stator sargılarından akan akıma bağlıdır.

(5.11)'deki ikinci terim $\frac{\partial W_{flM}'}{\partial \theta_e}$ ise rotor üzerindeki sabit mıknatıslar ve stator sargılarında oluşan manyetik alan arasındaki etkileşim ile depolanan manyetik ko-enerji tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesini verir. W_{flM}' ise (5.13)'de tanımlanmıştır.

$$W_{flM}' = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Psi_{Ma} \\ \Psi_{Mb} \\ \Psi_{Mc} \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

(5.13)' incelendiğinde stator akımları ve sabit mıknatıslar arasındaki etkileşimin manyetik bir enerji açığa çıkardığı görülmektedir.

(5.11)'deki son terim $\frac{\partial W_{fM}'}{\partial \theta_e}$ ise mıknatısların etkisi ile depolanan manyetik ko-enerjiden kaynaklı moment ifadesini verir. Bu moment ifadesi sabit mıknatıslı makinelerde meydana gelen vuruntu momenti ifadesine eşittir (T_{cog}). (5.12), (5.13) ve (5.14), (5.11)'de yerine yazılırsa sabit mıknatıslı makinenin elektromanyetik moment ifadesi olan (5.15) elde edilir.

$$\frac{\partial W_{fM}'}{\partial \theta_e} = T_{cog} \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned} T_e = P\frac{1}{2}[i_a \quad i_b \quad i_c]\frac{\partial[l_{Habc}]}{\partial \theta_e}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ + P\frac{1}{2}[i_a \quad i_b \quad i_c]\frac{\partial[l_{Fabc}]}{\partial \theta_e}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ + P\,[i_a \quad i_b \quad i_c]\frac{\partial[\phi_{MHabc}]}{\partial \theta_e} \\ + P\,[i_a \quad i_b \quad i_c]\frac{\partial[\phi_{MFabc}]}{\partial \theta_e} + T_{cog} \end{aligned} \tag{5.15}$$

Moment dalgalanmasına yol açan bir diğer etken de endüktanslardaki ve sabit mıknatıs akılarındaki değişimlerden kaynaklanan harmoniklerdir. Endüktans matrisi $[L_T]$ harmonik ve temel bileşenleri ile mıknatısların statorda oluşturduğu akının $[\Psi_{Mabc}]$ harmonik ve temel bileşenleri (5.15)'te verilmiştir. Burada $l_{Ha,b,c}$ ve $l_{Fa,b,c}$ sırasıyla endüktansların a-b-c eksenindeki harmonik ve temel bileşenlerini, $\Psi_{MHa,b,c}$ ve $\Psi_{MFa,b,c}$ ise sırasıyla sabit mıknatısların oluşturduğu akının yine a-b-c eksenindeki harmonik ve temel bileşenlerini verir.

(5.15)'deki temel bileşenlerin toplamı toplam akı $\Psi_{MFa,b,c}$ ve stator akımları $i_{a,b,c}$'nin vektörel çarpımına eşittir. (5.15) düzenlenerek (5.16) elde edilir.

$$T_e = P\frac{1}{2}\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}\frac{\partial[I_{Habc}]}{\partial\theta_e}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + P\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}\frac{\partial[\Psi_{MHabc}]}{\partial\theta_e} + P\begin{bmatrix} \Psi_{MFa} \\ \Psi_{MFb} \\ \Psi_{MFc} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} + T_{cog} \quad (5.16)$$

Üç faz ekseninde ifade edilen (5.16), (5.17) ve (5.18)'deki eşitlikler göz önüne alınarak d-q eksenine dönüştürülürse (5.19) elde edilir.

$$\frac{\partial[I_{Habc}]}{d\theta_e} = \frac{\partial[I_{dq}]}{d\theta_e} \quad (5.17)$$

$$\frac{\partial[\Psi_{MHabc}]}{\partial\theta_e} = \frac{\partial[\Psi_{Mdq}]}{\partial\theta_e} \quad (5.18)$$

$$T_e = P\frac{1}{2}\begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}\frac{\partial\begin{bmatrix} I_q & 0 \\ 0 & I_q \end{bmatrix}}{\partial\theta_e}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P\begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}\frac{\partial\begin{bmatrix} \Psi_{Md} \\ \Psi_{Mq} \end{bmatrix}}{\partial\theta_e} + P\begin{bmatrix} \Psi_{Md} \\ \Psi_{Mq} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} + T_{cog} \quad (5.19)$$

Burada $\frac{\partial[I_{Habc}]}{\partial\theta_e} = \frac{\partial[I_{dq}]}{\partial\theta_e}$ ve $\frac{\partial[\Psi_{MHabc}]}{\partial\theta_e} = \frac{\partial[\Psi_{Mdq}]}{\partial\theta_e}$ olarak tanımlanır. $[I_{dq}]$ ve $[\Psi_{Mdq}]$'nun temel bileşenleri ise sabittir. Çünkü temel bileşenler θ_e açısı ile senkronizedir. $\Psi_{Mq} = 0$ ve $\Psi_{Md} = \Psi_M$ yani sabit mıknatıs akısına eşittir.

BÖLÜM 6

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE ANALİZİ VE HASSAS MOMENT TAHMİNİ

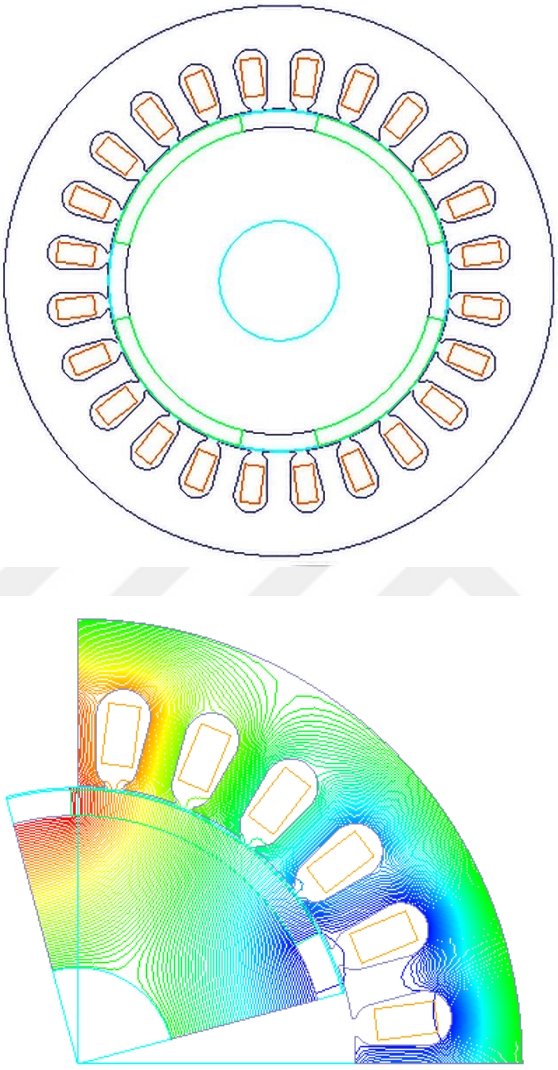
Elektromanyetik momentin hassas bir şekilde tahmin edilebilmesi için makine parametrelerinin elektriksel açıya bağlı olarak değişim bilgileri gerekmektedir. Makinenin ürettiği elektromanyetik moment tam olarak tahmin edilebiliyorsa, moment dalgaları kontrol teknikleriyle ortadan kaldırılabilir. Bu nedenle, makine momentinin doğru tahmin edilmesi için makine parametrelerinin değişimi analiz edilmelidir. Bu parametreler önceki bölümde açıklanan tahmin modelinden de görüleceği üzere d-q referans eksenindeki endüktans ve sabit mıknatıs akı değişimleri ile vuruntu momenti bilgileridir. Bu verileri elde etmenin etkili yolu makinenin sonlu elemanlar tabanlı profesyonel bir programda ileri seviyede analiz edilmesidir. Bu çalışmada analiz programı olarak ANSYS Maxwell kullanılmıştır.

Sonlu elemanlar tabanlı tasarım programları makinenin dinamik analizleri iyi bir şekilde yapabilir ve gerçek değerlere çok yakın sonuçlar elde edilebilir. Bu sonuçlar sayesinde tasarımcılar makinenin üretilmesinden önce uygulamada karşılaşacakları sonuçları önceden görebilir. Böylece hem zaman hem de maliyet açısından mühendisler büyük avantaj sağlamış olur. Birçok makine tasarım çalışması bu programlarla yapılmış ve literatüre sunulmuştur.

Bu çalışmada tahmin yönteminin etkinliğini göstermek adına yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı senkron makine modelleri kullanılmıştır. PMSM'lerin manyeto statik analizi ANSYS Maxwell 2D ile gerçekleştirilir. Analizde, PMSM'lerin manyetik doygunluğu ihmal edilir.

6.1 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi

Şekil 6.1 ve Çizelge 6.1, sırasıyla yüzey mıknatıslı makine modelini ve makinenin parametre değerlerini göstermektedir.



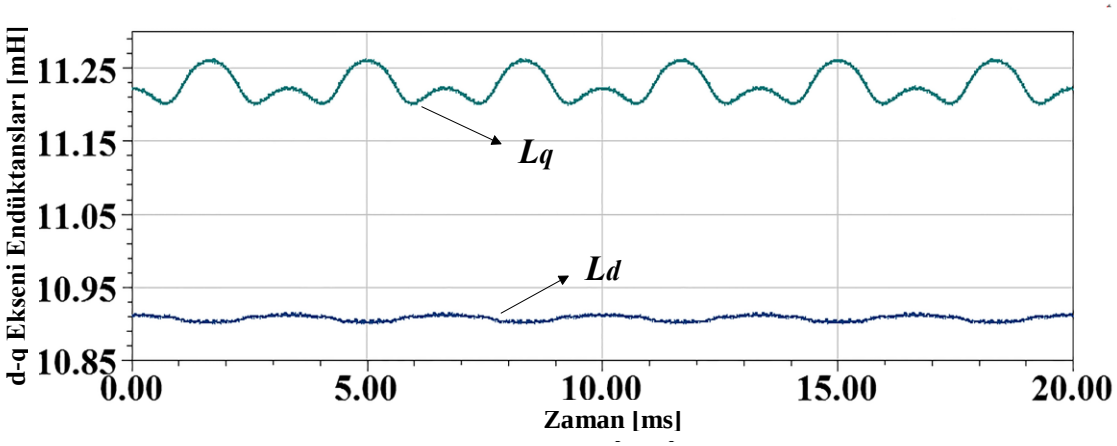
Şekil 6.1 Yüzey mıknatıslı PMSM modeli

Çizelge 6.1 Yüzey mıknatıslı makine parametreleri

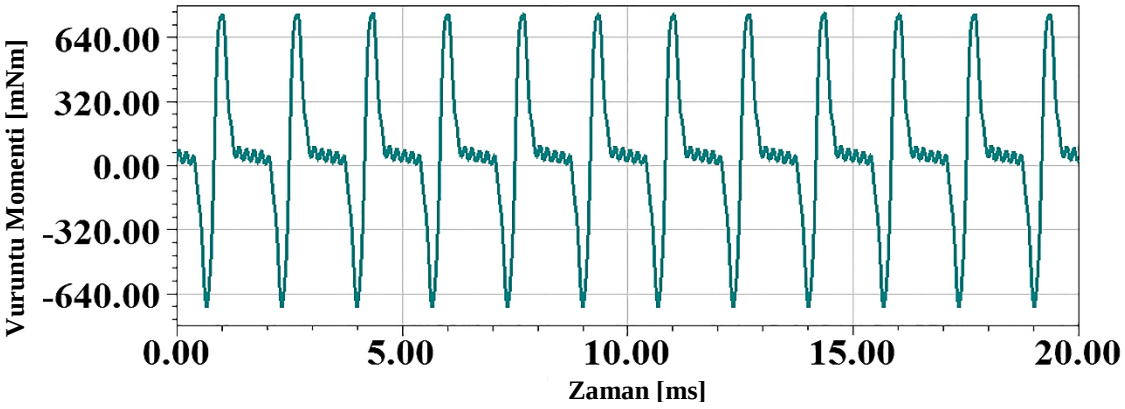
Makine Parametreleri			
Sembol	**Tanımlar**	**Değerler**	**Birim**
P_{nom}	Nominal Güç	0.55	kW
n_{nom}	Nominal hız	1500	d/d
T_{enom}	Nominal moment	3.50	Nm
L_d	d ekseni endüktansı	11.6	mH
L_q	q ekseni endüktansı	11.6	mH
P	Kutup sayısı	4	
Ψ_M	Mıknatıs akısı	0.48	Wb
R	Stator direnci	1.65	ohm

Makineler çeşitli akım değerlerinde analiz edilmiştir. Şekil 6.2-Şekil 6.7, yüzey mıknatıslı makinenin sonlu elemanlar metodu analizinin sonuçlarını 1500 d/d'da göstermektedir. Şekil 6.3, 100 d/d'da analiz sonuçlarını vermektedir. Bu sayede önerilen yöntemin düşük ve yüksek hızlarda doğruluğu araştırılmaktadır. Makinenin kararlı hal değişimlerini gözlemlemek için analizler sabit hızlarda yapılmaktadır.

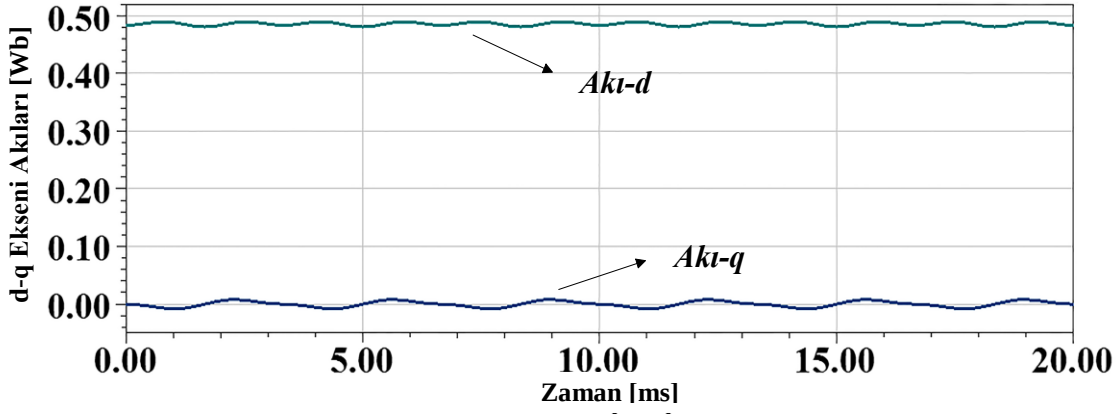
Şekil 6.2 ve Şekil 6.8'de, L_d ve L_q endüktans değişimleri verilmiştir. Vuruntu momenti Şekil 6.3 ve Şekil 6.9'da gösterilmiştir ve sabit mıknatıs akı değişimleri Şekil 6.4 ve Şekil 6.10'da verilmiştir. Şekil 6.5 ve Şekil 6.11'de gösterildiği gibi, makine parametreleri değişimlerinin elektromanyetik moment üzerindeki etkisini açıkça göstermek için düzgün sinüzoidal giriş akımları PMSM'e enjekte edilir. Giriş akımları 1500 d/d'da 2.86 A ve 100 d/d'da 1.43 A'dır. Şekil 6.6 ve Şekil 6.12, PMSM tarafından üretilen elektromanyetik momenti göstermektedir. Şekil 6.7 ve Şekil 6.13 PMSM'lerin sürüldüğü sabit hızları göstermektedir. Ayrıca, makine parametre değişimlerinin periyodik olduğu ve salınım sıklığının da oluk-kutup sayılarıyla ilişkili olduğu görülmektedir.



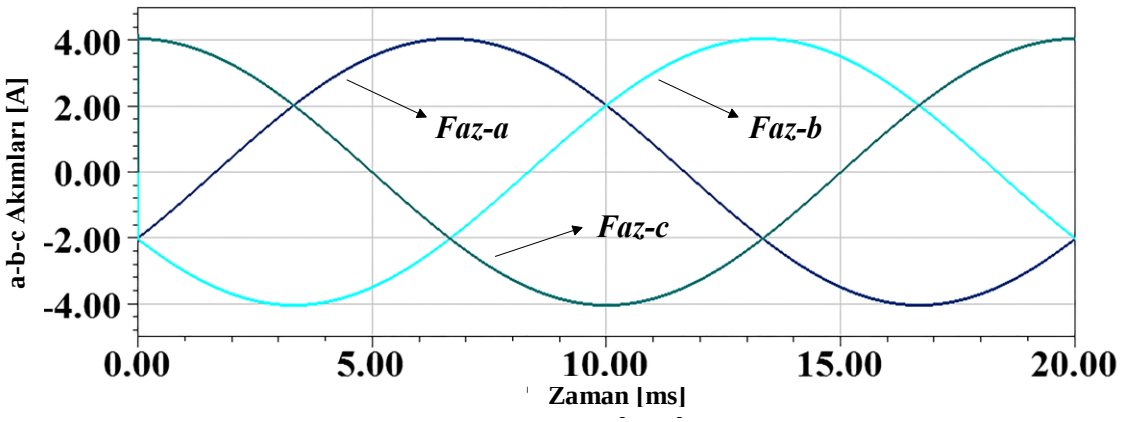
Şekil 6.2 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM d-q eksen takımı endüktans parametrelerinin değişimi analizi



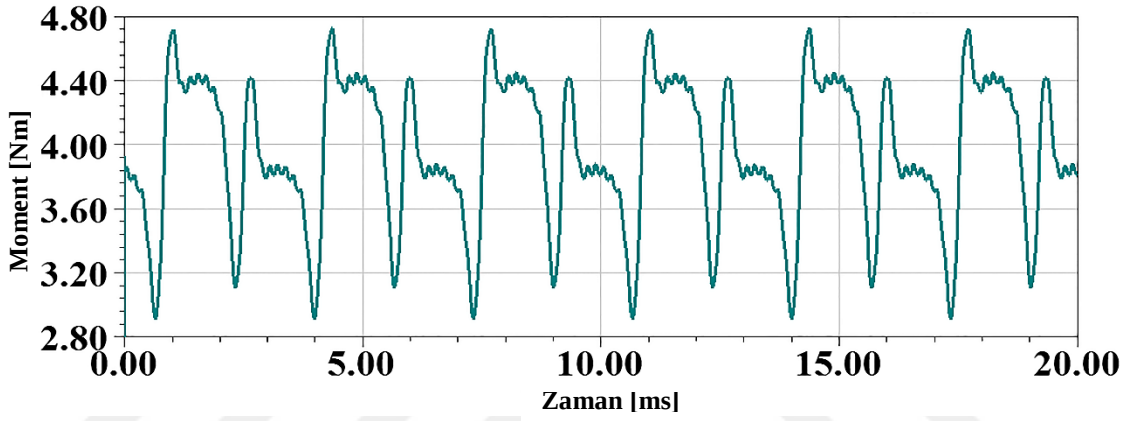
Şekil 6.3 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM vuruntu momenti değişimi analizi



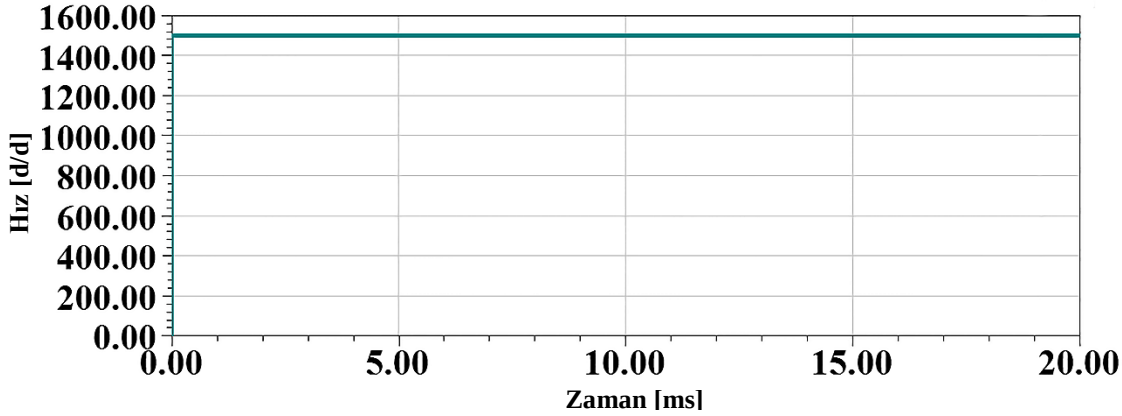
Şekil 6.4 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi



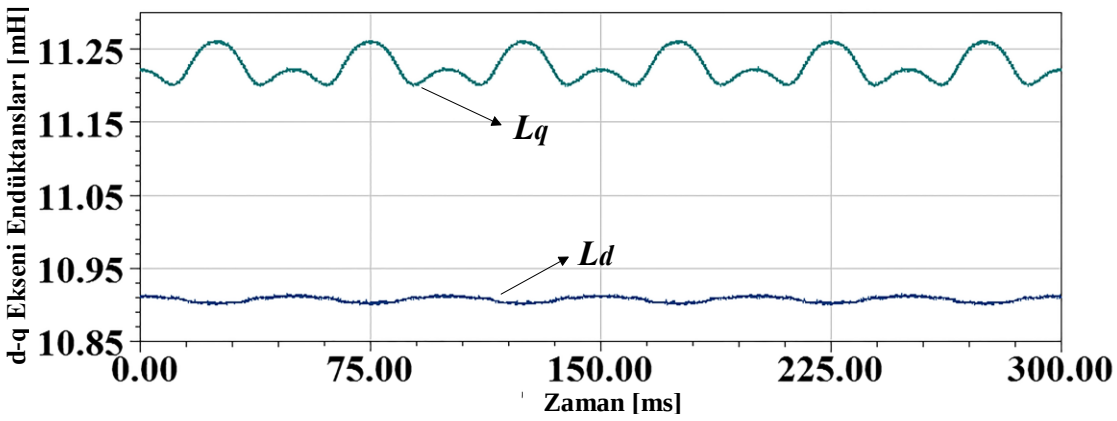
Şekil 6.5 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da PMSM 3 faz sinüzoidal giriş akımları



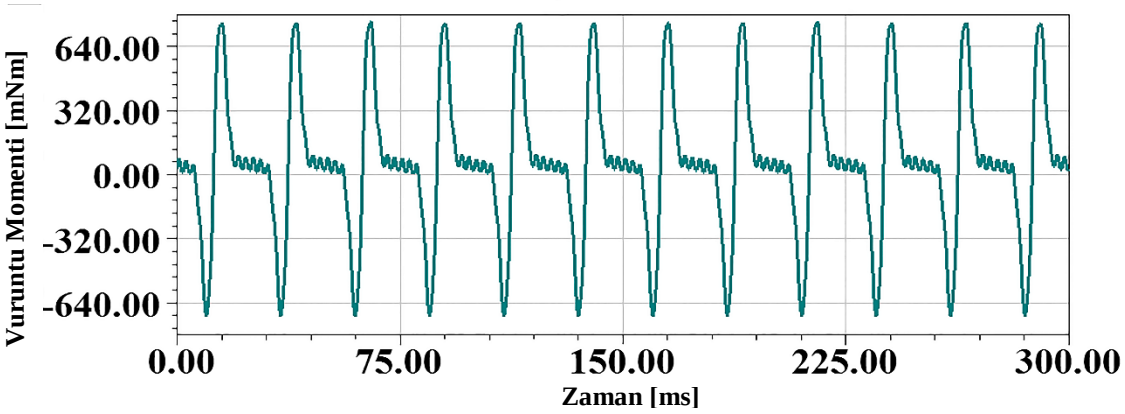
Şekil 6.6 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 1500 d/d'da yüzey mıknatıslı PMSM tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi



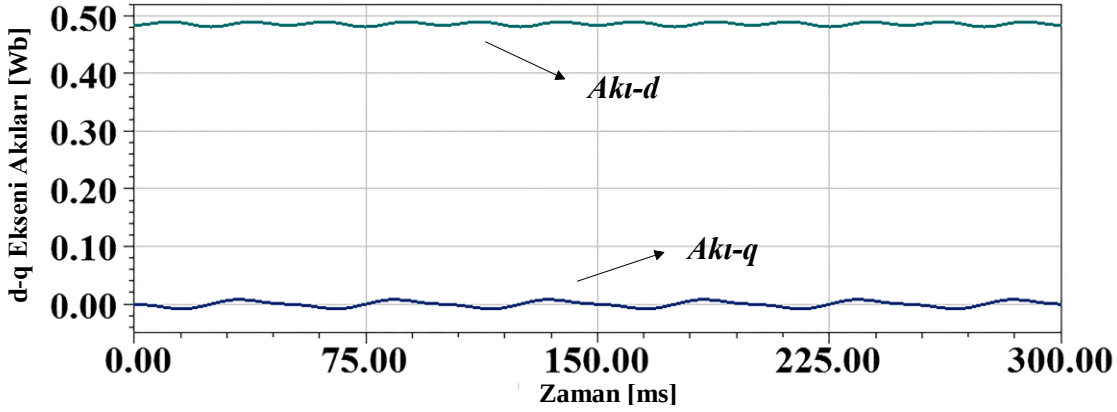
Şekil 6.7 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile PMSM'in 1500 d/d sabit hızı



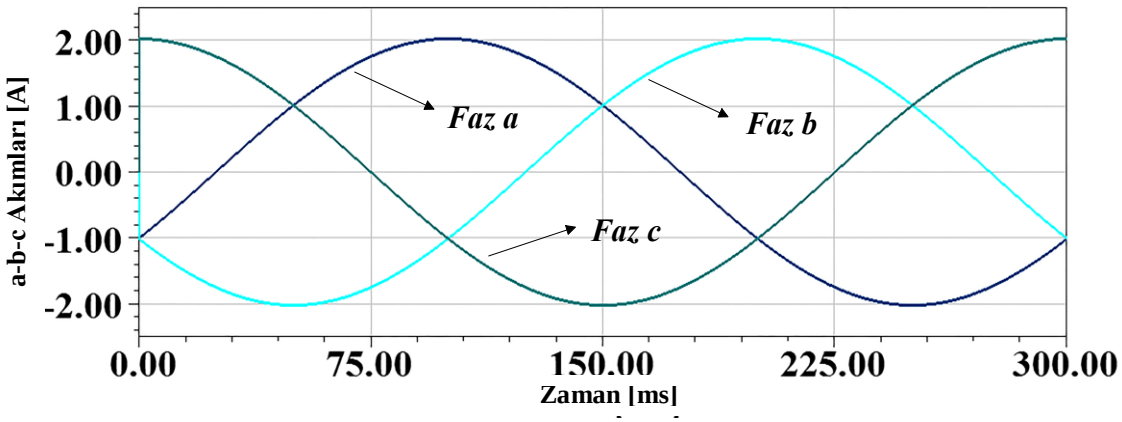
Şekil 6.8 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM d-q eksen takımı endüktans parametrelerinin değişimi analizi



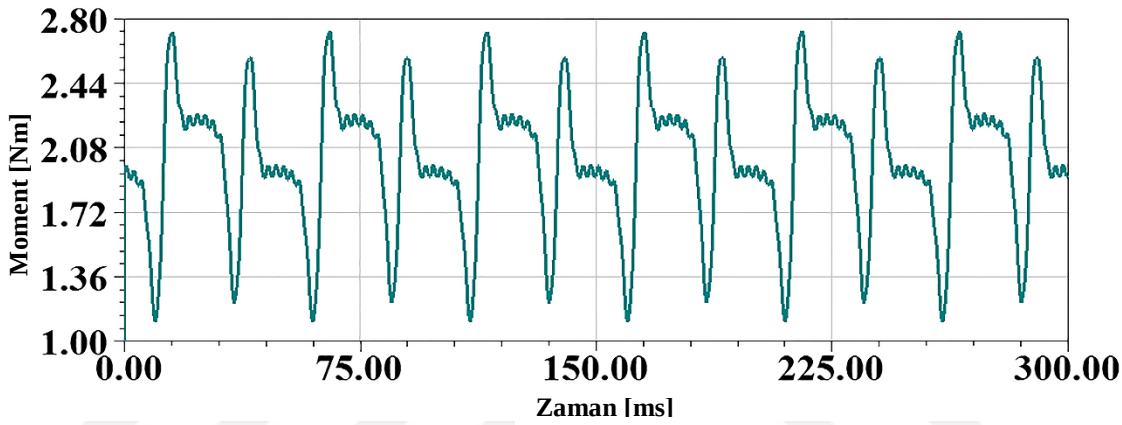
Şekil 6.9 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM vuruntu momenti değişimi analizi



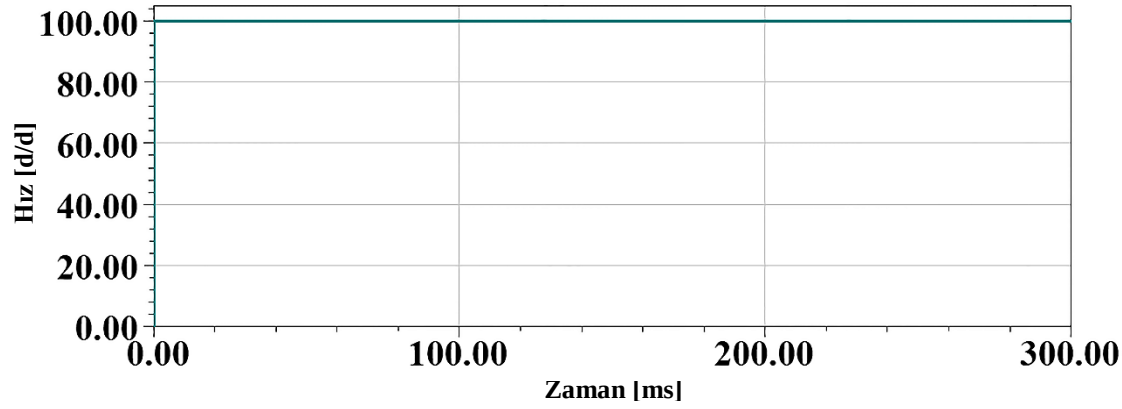
Şekil 6.10 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi



Şekil 6.11 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da PMSM 3 faz sinüzoidal giriş akımları



Şekil 6.12 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile 100 d/d'da yüzey mıknatıslı PMSM tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi



Şekil 6.13 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile PMSM'in 100 d/d sabit hızı

6.2 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin Hassas Moment Tahmini

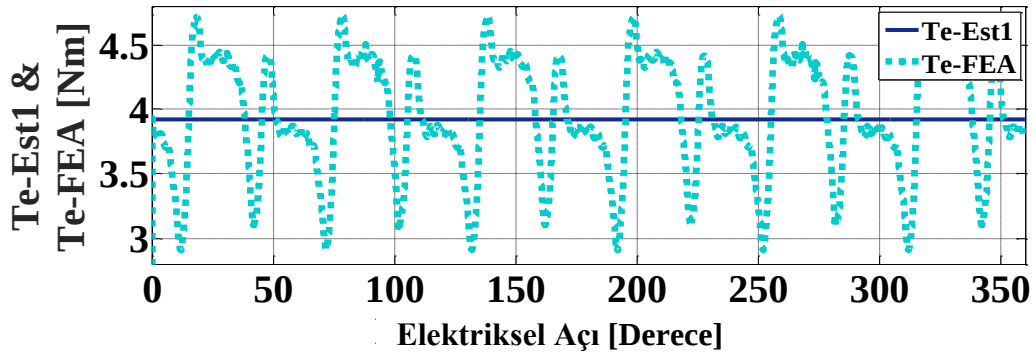
Gelişmiş manyeto statik analiz sonuçları PMSM'nin parametre değişimlerini göstermektedir. Dalgalanmalar büyük ölçüde bu değişimlerden dolayı meydana

geldiğinden, elektromanyetik moment periyodik olarak salınır. Makinenin L_d, L_q değerleri, akı değişiklikleri ve vuruntu momenti bilindiğinde, (5.19)'da ifade edilen analitik model çok doğru sonuçlar verir. Modelin doğruluğu MATLAB simülasyonları ile gösterilmektedir. Sonlu elemanlar metodu ile elde edilen parametre verileri, analitik modelde kullanılmak üzere MATLAB ortamına aktarılır.

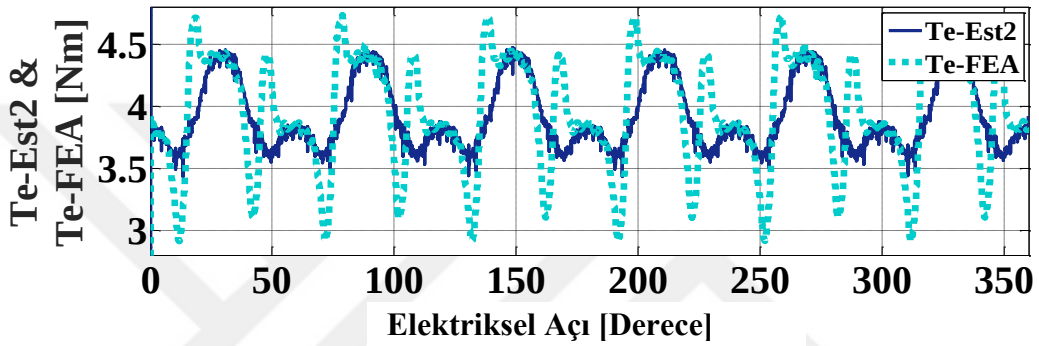
Şekil 6.4'te MATLAB'te moment tahmin yöntemleri karşılaştırılmıştır. 1500 d/d ve 100 d/d'de, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak elde edilen makinenin moment eğrileri, Te-FEA ile gösterilmiştir. Şekil 6.14'de, (5.6)'daki klasik moment tahmini kullanarak elde edilen sonuç Te-Est1 tarafından gösterilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görülebileceği gibi, geleneksel yöntem momentin ortalama değerini bulur, ancak moment dalgalanması hakkında bilgi vermez. Geleneksel yöntemler, parametre değişikliklerini göz ardı ederek momenti ortalama olarak tahmin eder.

Bu değişimler de hesaba dâhil edilerek bu çalışmada ileri bir tahmin modeli sunulmuştur. Bu elemanların makine tipine bağlı olarak moment dalgalanması üzerindeki etkileri, bu çalışmadaki analiz sonuçlarında açıkça görülmektedir. Şekil 6.15, vuruntu momenti terimini ihmal eden tahmin yöntemini Te-Est2 ile gösterir. Bu tahmin yönteminde sadece endüktans ve akı değişimleri düşünülmektedir. Bu modelde elektromanyetik momentin yaklaşık olarak tahmin edildiği görülmektedir.

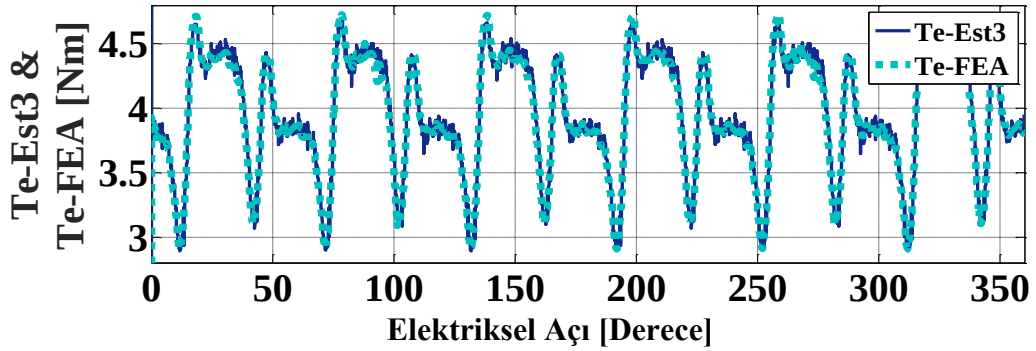
Şekil 6.16'daki moment tahmini için (5.19) kullanılır. Bu denklem, elektriksel parametre değişimlerini ve vuruntu momentini de dikkate alır. 1500 d/d'da elde edilen sonuç Te-Est3 ile gösterilmiştir. Önerilen moment kestiriminin klasik moment tahminlerinden daha etkili olduğu gözlenmiştir. Şekil 6.17'de, moment tahmin sonucu 100 d/d'da verilmektedir. Moment değeri düşük hızda da doğru olarak tahmin edilmiştir.



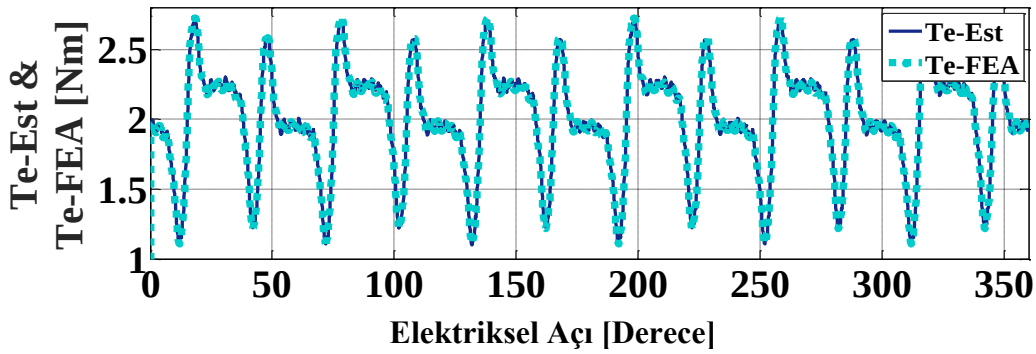
Şekil 6.14 1500 d/d'da geleneksel moment tahmin yöntemi



Şekil 6.15 1500 d/d'da sadece elektriksel parametrelerin değişimleri hesaba katılarak yapılan moment tahmin yöntemi



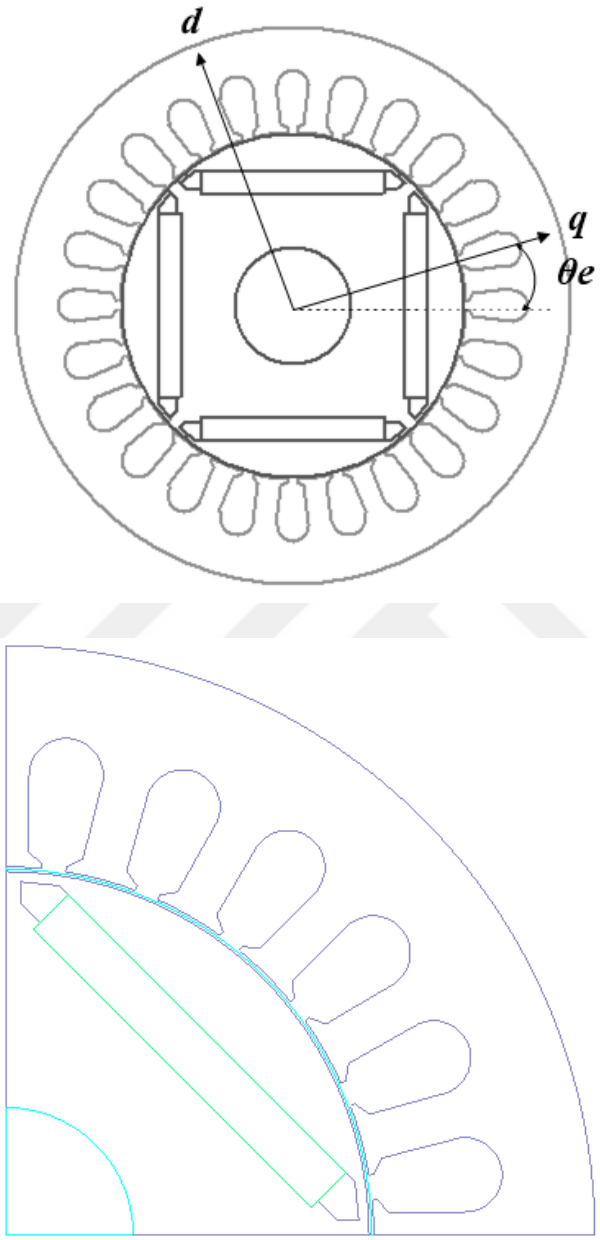
Şekil 6.16 1500 d/d'da sunulan hassas moment tahmin yöntemi



Şekil 6.17 100 d/d'da sunulan hassas moment tahmin yöntemi

6.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi

Şekil 6.18 ve Çizelge 6.2 sırasıyla gömülü mıknatıslı makine modelini ve makinenin parametre değerlerini göstermektedir.



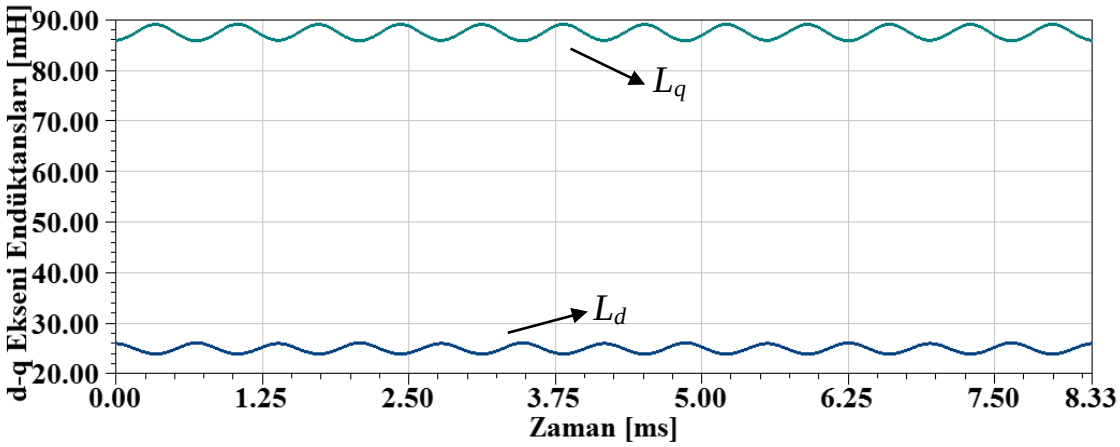
Şekil 6.18 Gömülü mıknatıslı makine modeli

Çizelge 6.2 Gömülü mıknatıslı makine parametreleri

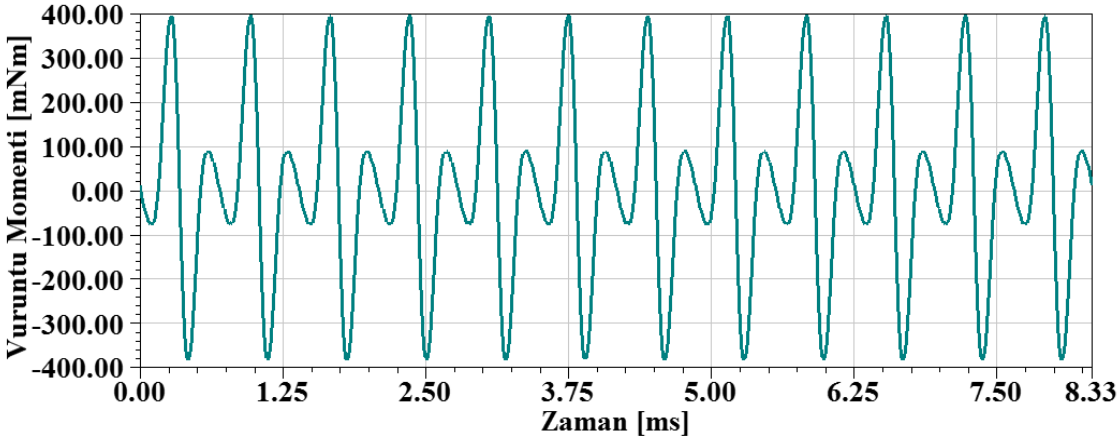
Makine Parametreleri			
Sembol	**Tanımlar**	**Değerler**	**Birim**
P_{nom}	Nominal Güç	0.55	kW
n_{nom}	Nominal Hız	3600	d/d
T_{enom}	Nominal Moment	2.60	Nm
L_d	d Ekseni Endüktansı	25	mH
L_q	q Ekseni Endüktansı	87.4	mH
P	Kutup Sayısı	4	
Ψ_M	Mıknatıs Akısı	0.54	Wb
R	Stator Direnci	2	ohm

Şekil 6.19 – Şekil 6.22, gömülü mıknatıslı makinenin sonlu elemanlar metodu analizinin sonuçlarını 3600 d/d'da göstermektedir. Bu sayede önerilen yöntemin gömülü mıknatıslı makinelerde de doğruluğu araştırılmaktadır. Makinenin kararlı hal değişimlerini gözlemlemek için analizler sabit hızda yapılmaktadır.

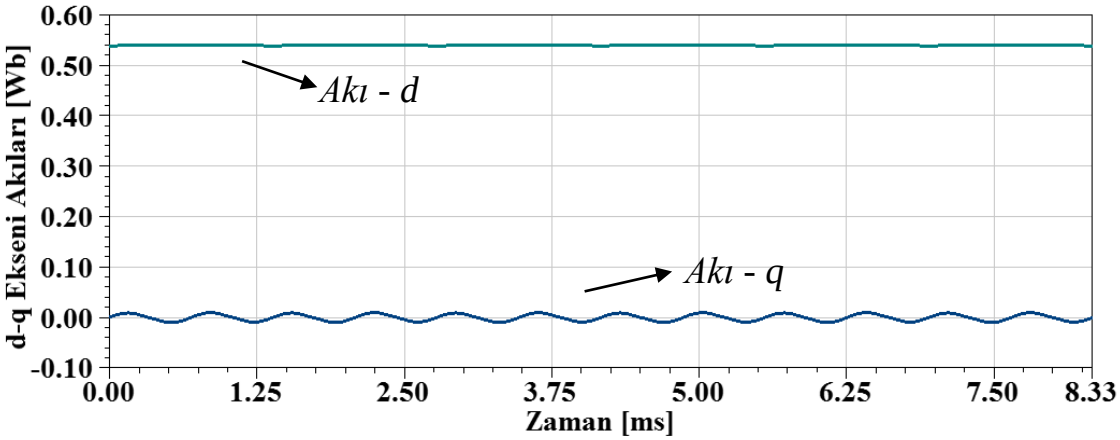
Şekil 6.19'da, L_d ve L_q endüktans değişimleri verilmiştir. Vuruntu momenti Şekil 6.20'de gösterilmiştir ve sabit mıknatıs akı değişimleri Şekil 6.21'de verilmiştir. Şekil 6.22'de PMSM tarafından üretilen elektromanyetik momenti göstermektedir. Ayrıca, makine parametrelerinin değişimlerinin periyodik olduğu ve salınım sıklığının da oluk-kutup sayılarıyla ilişkili olduğu görülmektedir. Giriş akımları 3600 d/d'da i_q = 2.4 A'dir.



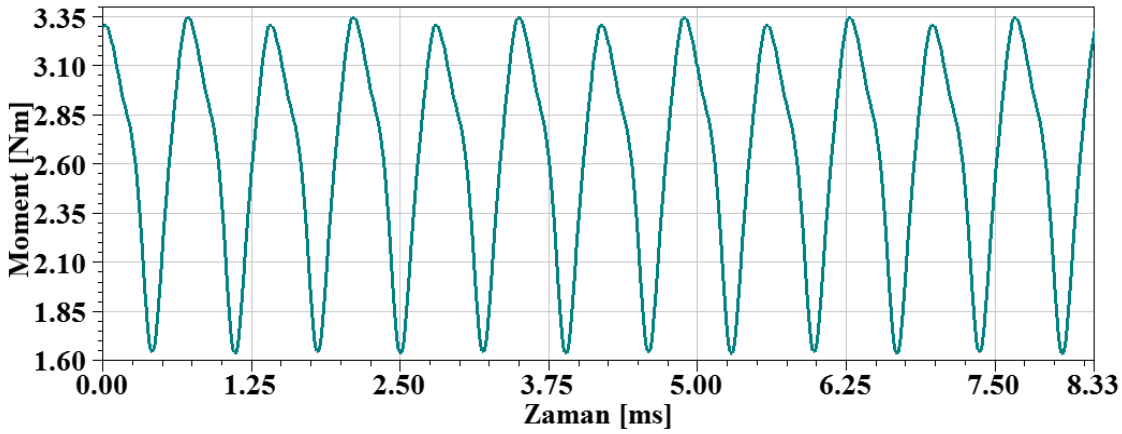
Şekil 6.19 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da d-q eksen takımı endüktanslarının değişimi



Şekil 6.20 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da vuruntu momenti değişimi



Şekil 6.21 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da d-q eksen takımı sabit mıknatıs akılarının değişimi



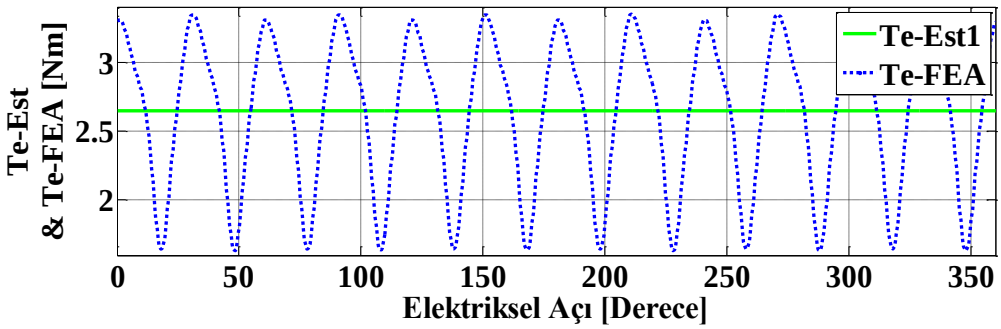
Şekil 6.22 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile IPMSM için 3600 d/d'da makine tarafından üretilen elektromanyetik moment ifadesi

6.4 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin Hassas Moment Tahmini

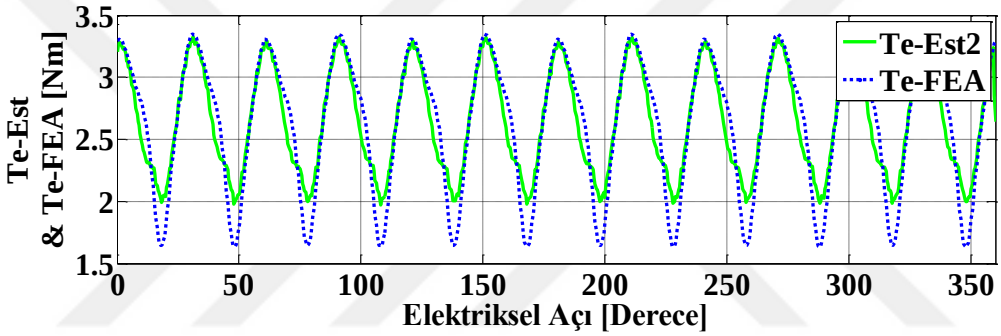
Analiz sonuçları incelendiğinde, IPMSM'in parametrelerinde meydana gelen değişimlerin periyodik olduğu görülmektedir. Dalgalanmalar da büyük ölçüde bu değişimlere bağlı olduğu için elektromanyetik moment dalgalanması da periyodik olarak oluşmaktadır. Makinenin akılarındaki değişim, vuruntu momenti değişimi ve L_d ve L_q değişimleri bilindiğinde yukarıda ifade edilen analitik model etkin sonuçlar vermektedir. Modelin doğruluğu MATLAB'te yapılan simülasyonlarla incelenmiştir. Şekil 6.23 – Şekil 6.26'da 3600 d/d'da i_q = 2.4A ve i_q = 1.2A yüklenme durumu için makinenin, sonlu elemanlar yöntemi sonucu ürettiği moment eğrileri mavi (Te-FEA) ile gösterilmiştir.

Şekil 6.23'de 3600 d/d hızda 2.4A iq akımı için ideal moment denklemi kullanılarak yapılan tahmin sonucu yeşil (Te-Est1) ile, Şekil 6.24'de sadece endüktans ve akı değişimlerinin dikkate alındığı ancak vuruntu momentinin ihmal edildiği model kullanılarak yapılan tahmin yeşil (Te-Est2) ile, Şekil 6.25'de parametre değişimlerinin ve vuruntu momentinin dikkate alınması sonucunda (5.19) ile 2.4A i_q akımı için yapılan tahmin yeşil (Te-Est3) ile ve Şekil 6.26'da 1.2A i_q akımı için yapılan tahmin sonucu yeşil (Te-Est) ile gösterilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görüldüğü gibi klasik yöntem momentin ortalama değerini doğru olarak hesaplamakta fakat dalgalanma konusunda bir bilgi verememektedir.

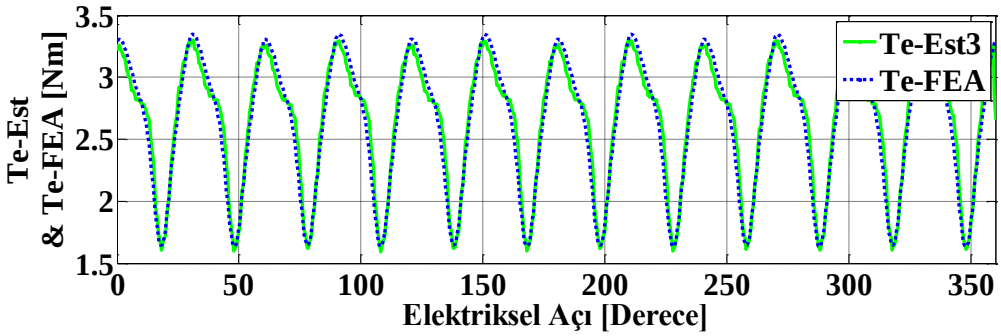
Makine momenti, ayrıntılı bir makine modeli kullanılarak sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen moment ile uyumlu olarak MATLAB ortamında doğru bir şekilde tahmin edilebilmektedir.



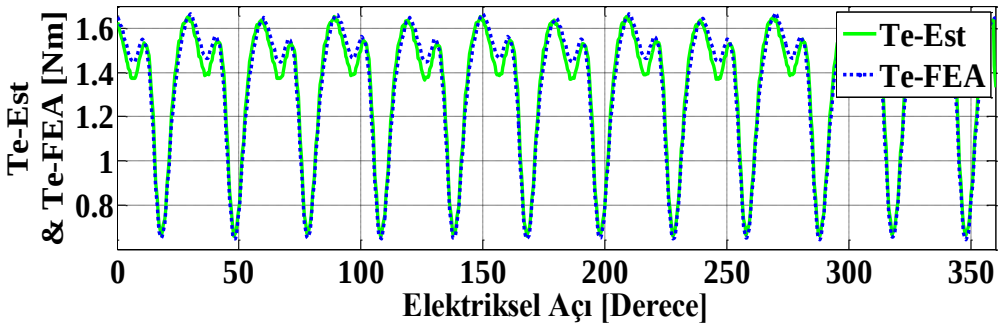
Şekil 6.23 3600 d/d'da i_q = 2.4A için klasik yöntem ile moment tahmin sonuçları



Şekil 6.24 3600 d/d'da i_q = 2.4A için sadece elektriksel parametreler ile tahmin sonuçları



Şekil 6.25 3600 d/d'da i_q = 2.4A için sunulan hassas tahmin modeli ile tahmin sonuçları

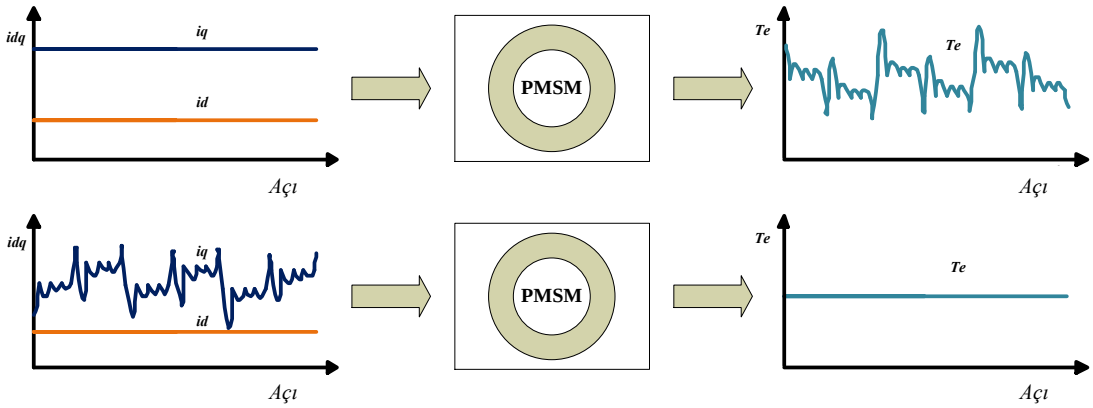


Şekil 6.26 3600 d/d'da i_q = 1.2A için sunulan hassas tahmin modeli ile tahmin sonuçları

BÖLÜM 7

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNENİN MOMENT KONTROLÜ VE EŞ-ZAMANLI SİMÜLASYON SONUÇLARI

Momentin hassas bir şeklide tahmin edilebilmesi moment dalgalanmalarını meydana getiren bileşenlerin başarılı bir şekilde bilindiği anlamına gelir. Bu bileşenlerin moment üzerindeki etkileri biliniyorsa o zaman bu bileşenlerin etkisini ortadan kaldırabilecek referans akım değerleri de bulunabilir. Şekil 7.1'de gösterildiği gibi makineye sabit i_q akımı enjekte edildiğinde makine parametreleri ideal olmadığı için moment üzerinde salınımlar oluşmaktadır. O halde teorik olarak makineye, makine modeline bağlı ideal olmayan i_q akımı enjekte edilmesi durumunda da moment dalgalanmalarının bastırılması gerekir.



Şekil 7.1 PMSM'in moment dalgalanmalarının bastırılması

7.1 PMSM Moment Dalgalanmalarını Azaltabilecek Akım Referanslarının Elde Edilmesi

Bu çalışmada PMSM'deki moment dalgalanmalarını modellemek için kullanılan tahmin yönteminden hareketle bu dalgalanmaları giderebilecek akım referanslarının hesaplanmasında yeni bir yöntem araştırılmaktadır.

Hassas moment ifadesine bakıldığında yüzey montajlı PMSM'den maksimum momentin elde edilebilmesi için *d* ekseni akımının sıfıra eşitlenmesi gerekir. Bu durumda *d* ekseni akımı sıfır kabul edilirse moment ifadesi (7.1)'deki gibi olur.

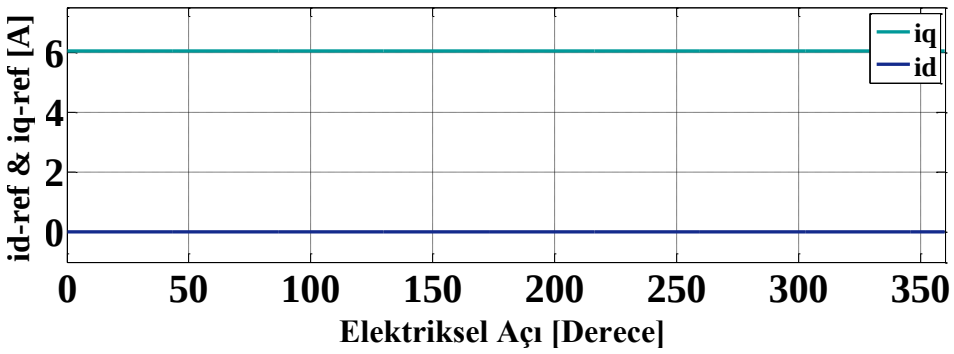
$$T_e = P\left[\frac{1}{2}\frac{\partial l_q}{\partial \theta_e} i_q{}^2 + i_q \frac{\partial \Psi_{Mq}}{\partial \theta_e} + \Psi_M i_q\right] + T_{cog} \tag{7.1}$$

Sabit moment elde etmek için i_q referansı (7.1)'den çözülebilir. İkinci mertebeden denklemin çözümünden, i_q referans akımının kök değerleri (7.2) ve (7.3)'de görüldüğü gibi elde edilebilir.

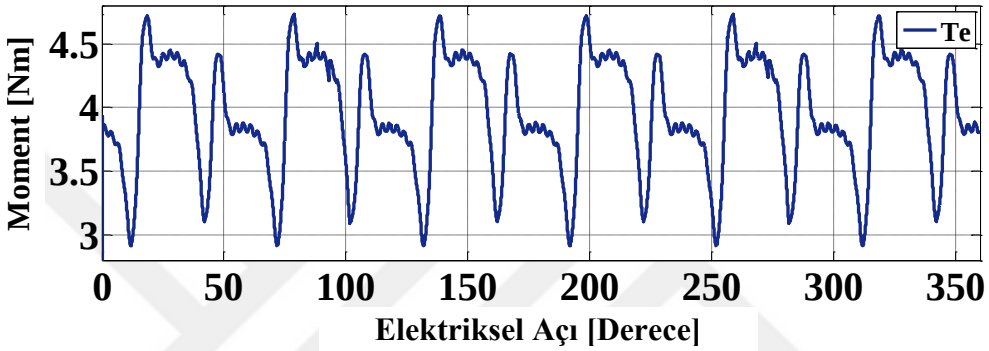
$$\Delta = \left[\frac{\partial \Psi_{Mq}}{\partial \theta_e} P + \Psi_M P\right]^2 - 4\left[\frac{1}{2}\frac{\partial l_q}{\partial \theta_e} P\right]\left[T_{cog} - T_e\right] \tag{7.2}$$

$$i_{qref\,1,2} = \left[-\left[\frac{\partial \Psi_{Mq}}{\partial \theta_e} P + \Psi_M P\right] \pm \sqrt{\Delta}\right] / \left[\frac{\partial l_q}{\partial \theta_e} P\right] \tag{7.3}$$

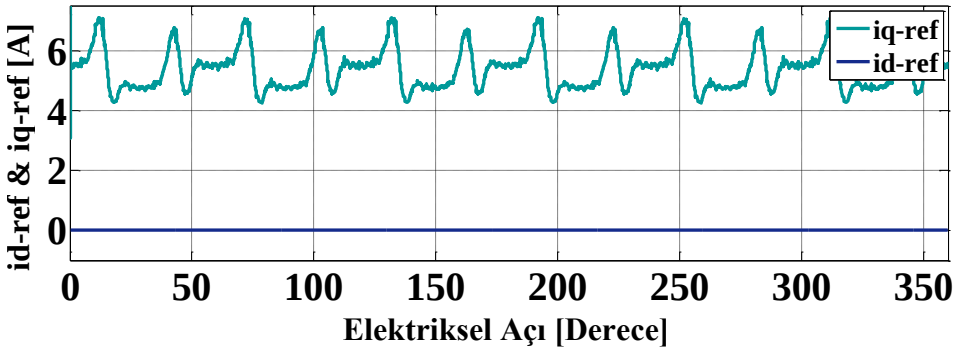
Teorik olarak yöntemin ispatlanması için MATLAB'de PMSM'in ileri matematiksel modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modele Şekil 7.2'de görüldüğü gibi önce sabit i_q akımı uygulanmıştır. Şekil 7.3'de sabit i_q akımı altında moment dalgalanmalarının oldukça fazla olduğu göze çarpmaktadır. Aynı modele Şekil 7.4'te gösterilen (5.22)'den elde edilmiş akım referansları uygulandığında oldukça etkileyici bir sonuç elde edilmiştir. Önerilen yöntem ile PMSM'in ileri matematiksel modelindeki moment dalgalanmaları teorik olarak tamamen ortadan kaldırılmıştır. Elde edilen elektromanyetik moment Şekil 7.5'de gösterilmektedir. Doğru akım referansları uygulanarak moment 3,5 Nm nominal değerinde kontrol edilmektedir.



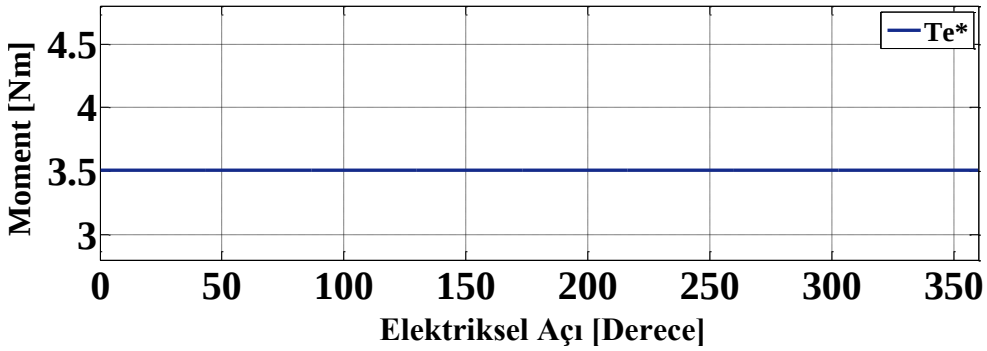
Şekil 7.2 MATLAB'deki ileri matematiksel modele sabit i_q akımının uygulanması



Şekil 7.3 MATLAB'deki ileri matematiksel model tarafından üretilen elektromanyetik moment



Şekil 7.4 MATLAB'deki ileri matematiksel modele referans i_q akımının uygulanması



Şekil 7.5 MATLAB'deki ileri matematiksel model tarafından üretilen elektromanyetik moment

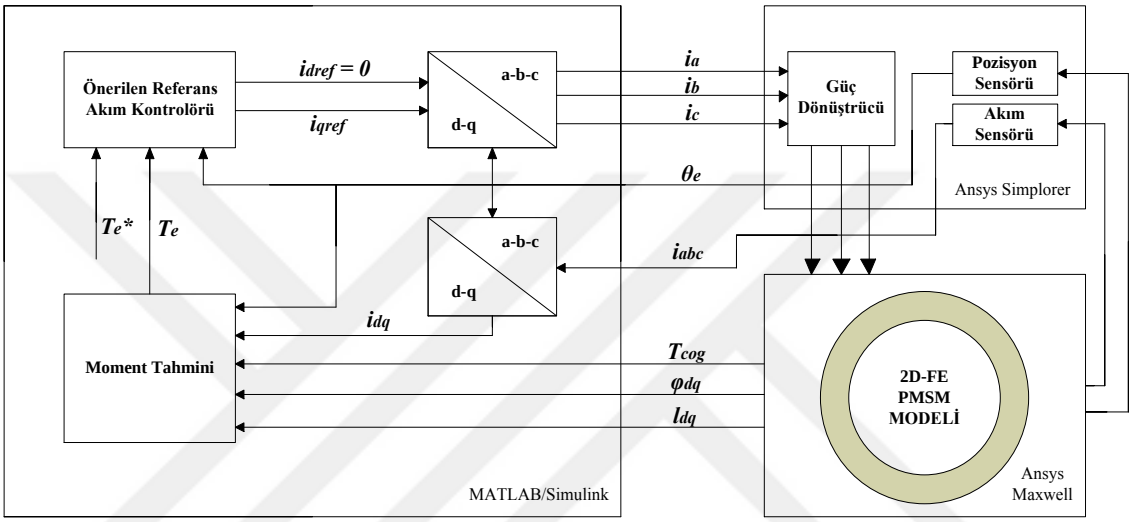
7.2 Eş-zamanlı Simülasyon Analizi

Önerilen moment kontrol yöntemi teorik olarak doğrulanmıştır. Üretilen referans stator akımları sayesinde moment dalgalanmaları bastırılmıştır. Ancak önerilen yöntemin doğruluğunu gerçeğe yakın bir makine modeline uygulayarak da doğrulamak gerekir. Çeşitli simülasyon programlarındaki ideal modeller önerilen yöntemin etkinliğini gösteremezler. Bu nedenle yöntemin etkinliğini göstermek için bu çalışmada ANSYS Maxwell ortamında gerçeğe yakın bir makine modeli kullanılmaktadır. Bu ileri analiz programı sonlu elemanlar yöntemine göre çalıştığı için makinenin gerçeğe en yakın sonuçlarını verebilir ve dinamik analizleri doğru bir şekilde yapabilir.

Makinenin ayrıntılı modeli, makinenin radyal simetrisi nedeniyle 2D-FEA yöntemi ile analiz edilmesi yeterlidir. Radyal simetri olmayan makinelerde ise analizlerin 3D-FEA yöntemi ile yapılması daha doğru sonuçlar verir. Önerilen moment kontrol yönteminin ileri makine modeline uygulanabilmesi için en uygun yöntem eş-zamanlı simülasyon analizi gerçekleştirmektir. Momentin kontrolü için üretilen referans akımlar detaylı bir analitik modelden üretileceği için bu analitik modelin çözümü MATLAB/Simulink gibi ileri bir simülasyon programında yapılması gerekir. Şekil 7.6'da oluşturulan eş-zamanlı simülasyon modeli gösterilmektedir. Burada analitik model ve kontrol sistemi MATLAB/Simulink'te ve ileri makine modeli ise ANSYS Maxwell 2D programındadır. Bütün bu programlar ANSYS Simplorer platformunda birbirine bağlanır. Simülasyon sistemi diğer simülasyon sistemlerinden çok daha gerçekçi sonuçlar verir. Böylece, gerçek bir makine üzerinde yapılan moment kontrolüne eşdeğer bir uygulama gerçekleştirilmiş olur.

2D-FEA modelinden simülasyon esnasında, rotor konumu ve stator akımı bilgileri sensörler yardımı ile okunarak bilgiler moment kontrolü için MATLAB/Simulink'e gönderilir.

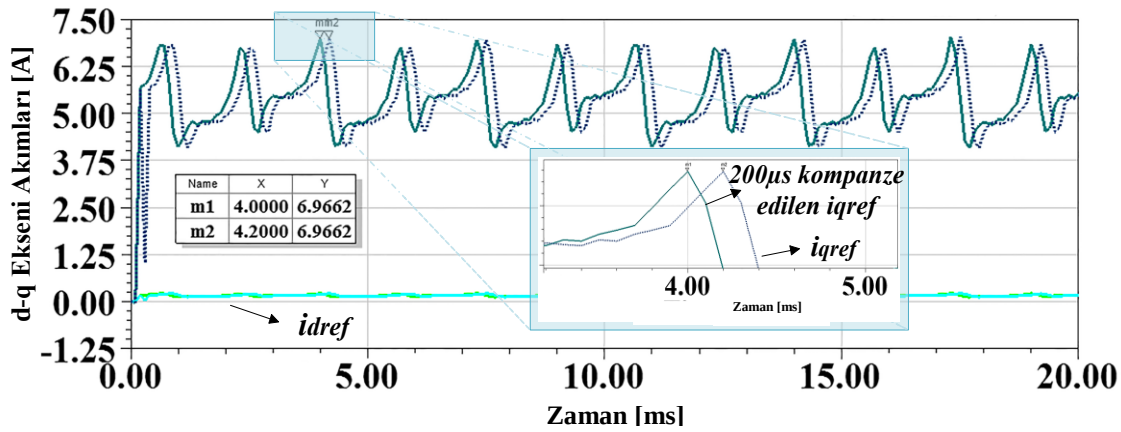
Moment dalgalanmalarını giderebilecek akım referansları için yapılan analitik işlemler MATLAB/Simulink'te tamamlandıktan sonra istenen moment referansı için üretilen akım bilgisi ANSYS Simplorer üzerinden ANSYS Maxwell'deki makine modeline enjekte edilir. Böylece, 2D makine modelinin moment kontrolü gerçekleştirilmiş olur.



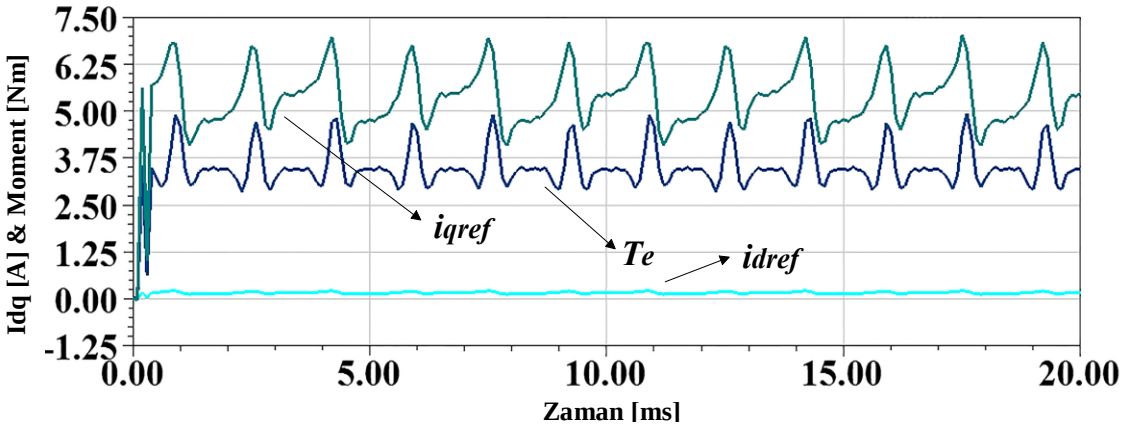
Şekil 7.6 Önerilen moment kontrolü eş-zamanlı simülasyon modelinin blok diyagramı

7.3 Eş-zamanlı Simülasyon Modelinde Başarılı İleri Analiz için Önerilen Çözümler ve Moment Kontrolü için Simülasyon Sonuçları

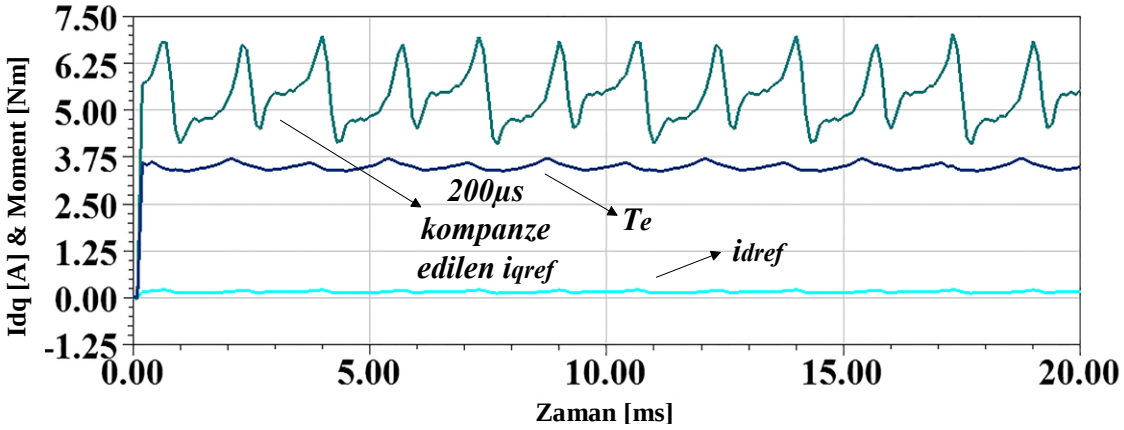
Şekil 7.7-Şekil 7.9, ANSYS Maxwell Simplorer ve MATLAB/Simulink arasındaki haberleşmeyi göstermektedir. Şekillerde gösterildiği gibi, MATLAB'deki ileri matematiksel model ile elde edilen başarılı moment kontrolü, eş-zamanlı simülasyonda elde edilememektedir. Sonuçlar incelendiğinde, MATLAB/Simulink'ten gönderilen mevcut referans bilgileri ile ANSYS Simplorer'da işlenen mevcut referans bilgileri arasında bir gecikme süresi olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 7.7, eş-zamanlı simülasyon sırasında oluşan referans i_q akım sinyalinin 100µs örnekleme zamanında gecikmesini göstermektedir. Gecikmenin moment üzerindeki etkisi Şekil 7.8'de görüldüğü gibidir.



Şekil 7.7 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda MATLAB/Simulink'ten gönderilen kontrol sinyali ile ANSYS Simplorer'dan okunan kontrol sinyali arasındaki zaman gecikmesi



Şekil 7.8 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda meydana gelen sinyal gecikmesinden dolayı i_q referans akımı ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi

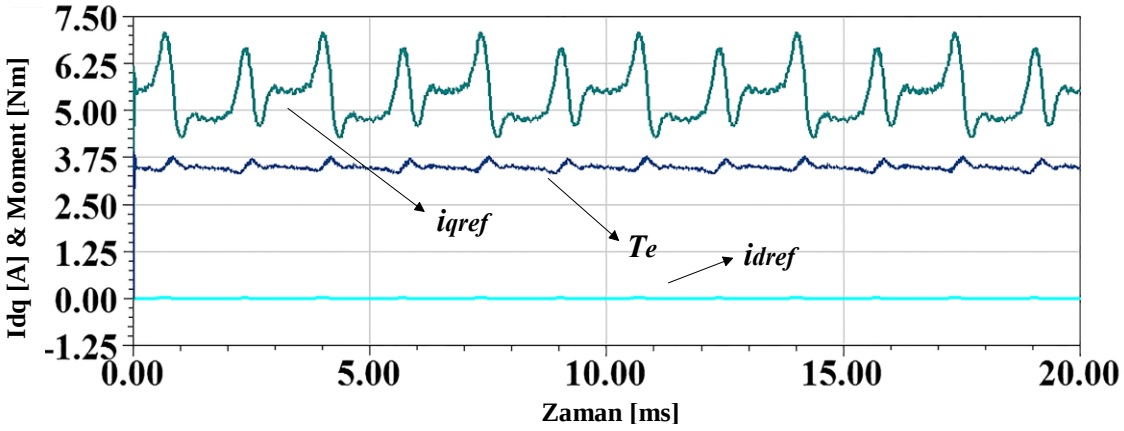


Şekil 7.9 100µs örnekleme süresinde eş-zamanlı simülasyonda 200 µs kompanze edilen i_q referans akımı ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi

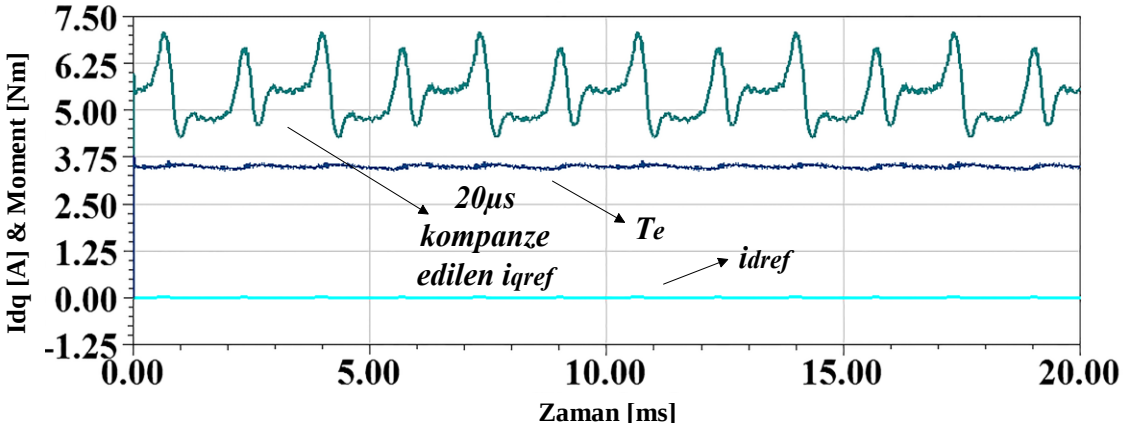
Bu problem, eş-zamanlı simülasyon sistemlerinin çalışma yapısından kaynaklanmaktadır. Bir simülasyon, normal koşullar altında tek bir platformda gerçekleştirildiğinde, simülasyon programı oluşturulan sistemi bir bütün olarak çözer, kontrol işlemlerini bir örnekleme süresi içinde tamamlar ve daha sonra sistem yanıtını alır. Ancak bu çalışmada, çeşitli simülasyon programları birbiriyle haberleşme içerisindedir. Bu nedenle işlemler öncelik sırasına göre gerçekleştirilir. İlk olarak, MATLAB/Simulink, ANSYS Simplorer'dan gerekli bilgileri alır. MATLAB/Simulink gerekli işlemleri tamamladıktan sonra kontrol sinyalini ANSYS Simplorer'a gönderir ve ANSYS Simplorer bu adımdan sonra ancak kontrol sinyalini işleyebilir. Sonuç olarak, işlemlerin tamamlanması için toplamda iki örnekleme zamanı süre geçmiş olur. Bu nedenle, 100µs örnekleme süresinde yapılan analizde, Şekil 7.7'de gösterildiği gibi mevcut referans akımda 200µs'lik gecikme süresi oluşur. Bu durum doğru rotor açısında doğru akım referansının makineye enjekte edilememesi anlamına gelir. Bu da doğal olarak moment kontrolünü bozucu etki yapar. Yani bu durum Şekil 7.8'de görüldüğü gibi makinede moment kontrolü için uygun akım referansı kullanılmasına rağmen, kontrolde meydana gelebilecek gecikmelerin moment üzerindeki olumsuz etkilerini de göstermektedir.

Bu problem, mevcut referansta 200µs gecikme süresi kompanze edilerek çözülebilir. Şekil 7.9, 200µs kompanze edilmiş kontrol sinyalinin makineye uygulayarak elde edilen moment kontrolünü göstermektedir. Görüldüğü gibi, gecikme süresi telafi edildiğinde moment dalgalanmaları bastırılabilmiştir.

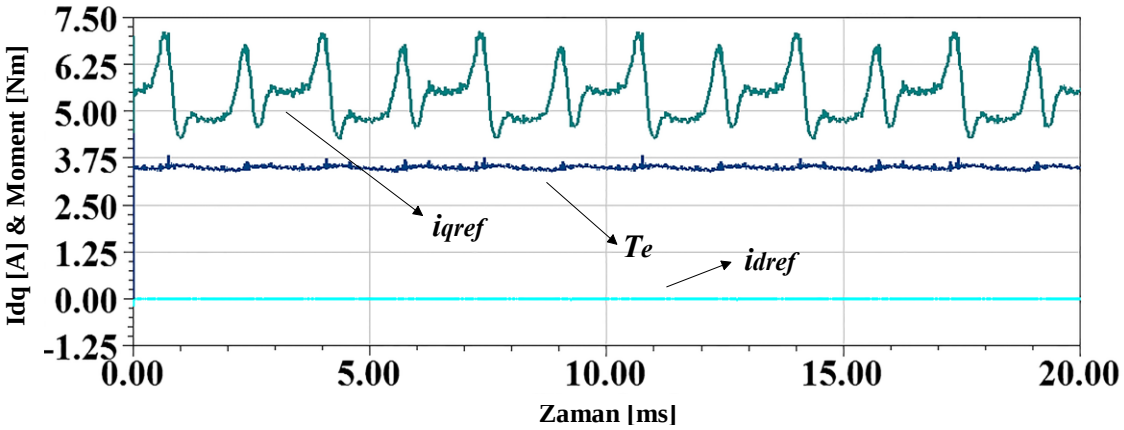
Bununla birlikte, büyük örnekleme zamanı kalibre edilen referans akımda sapmaya neden olur. Bu nedenle aynı analizler, 10µs ve 1µs örnekleme süreleri içinde gerçekleştirilir ve sonuçlar, Şekil 7.10-Şekil 7.12'de gösterilmektedir.



Şekil 7.10 10µs örnekleme süresinde 20µs geciken i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi



Şekil 7.11 20µs kompanze edilen i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi

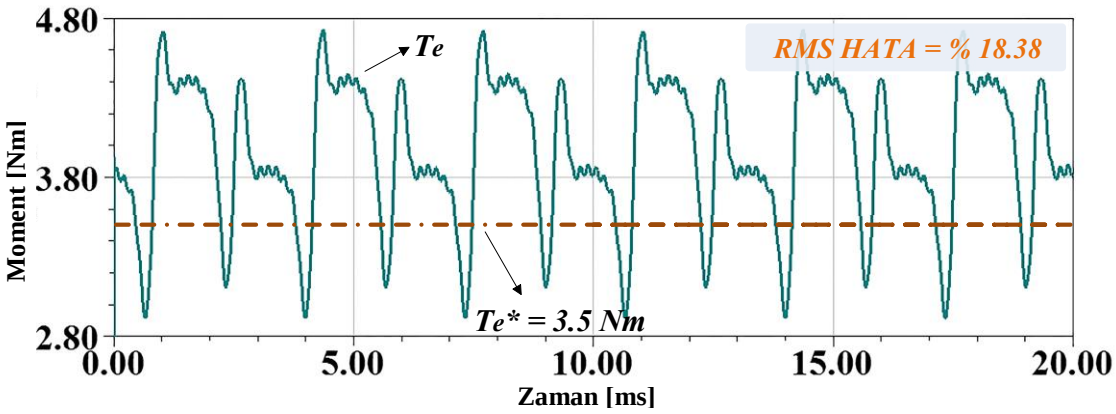


Şekil 7.12 1µs örnekleme süresinde 2µs kompanze edilen i_q referans akımları ile elde edilen elektromanyetik moment ifadesi

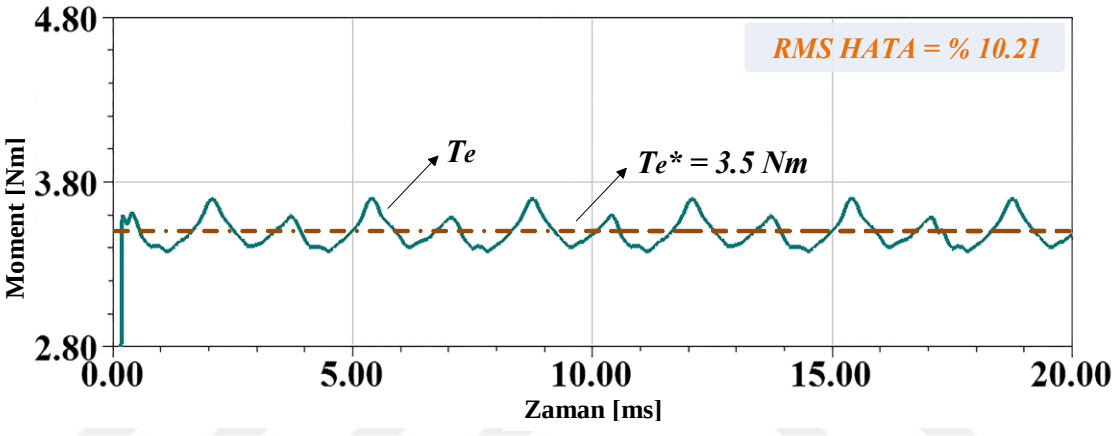
Şekil 7.10'da gösterildiği gibi, 10µs örnekleme zamanı ile moment kontrolünde bir iyileşme vardır. Bu durumda da bir önceki duruma göre nispeten daha az olsa da, iki örnekleme zamanı kadar gecikme nedeniyle oluşan moment dalgalanmaları yine mevcuttur. 20µs örnekleme süresi kompanze edilirse, momentteki salınımlar Şekil 7.11'de gösterildiği gibidir.

Şekil 7.12'de görülebileceği gibi, 1 µs örnekleme zamanı ile analizdeki gecikmeler, küçük örnekleme zamanından dolayı momentte önemli bir dalgalanma oluşturmaz. Bu nedenle küçük örnekleme zamanı ile üretilen referans akımlar hem dalgalanmaların büyük oranda giderilmesi hem de moment kontrolünü kararlı hale getirebilmesi açısından önemlidir.

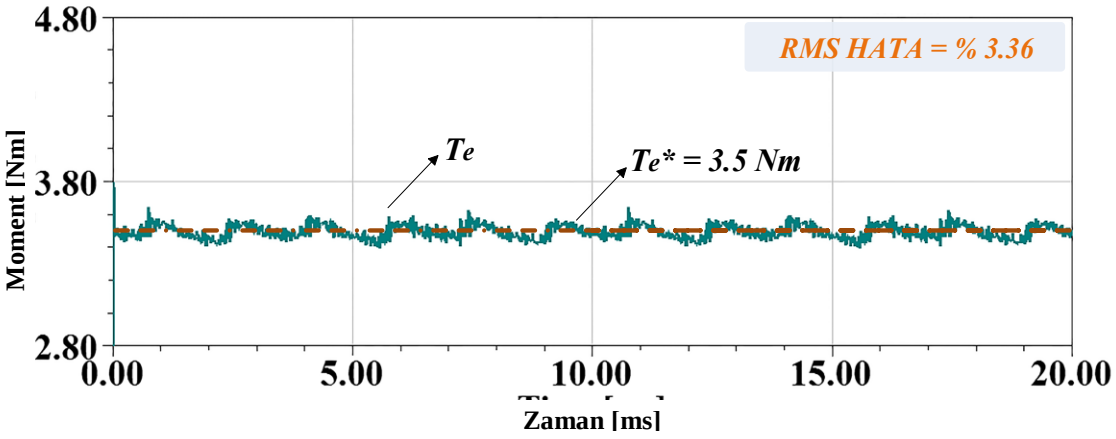
Şekil 7.13-Şekil 7.16'da, kompanze edilen moment kontrollerine bağlı olarak örnekleme sürelerinden kaynaklanan ve sabit referans akım ile yapılan moment kontrolünden kaynaklanan RMS hataları hesaplanmıştır. Şekil 7.13 sabit i_q akımı ile PMSM'in elektromanyetik momentini göstermektedir. Bu durumda, PMSM'nin moment dalgalanması referans momentten oldukça yüksektir. RMS hatası %18.38'dir. Şekil 7.14'te, PMSM'nin moment kontrolü 100µs örnekleme zamanında gösterilmektedir. Moment dalgalanması azaltılmış olsa da, en aza indirgenmemiştir. RMS hatası %10.21'dir. Şekil 7.15'de 10µs örnekleme zamanında moment dalgalanması daha azdır. RMS hatası %3.36'dır. Şekil 7.16'da ise PMSM'nin moment dalgalanması, 1µs örnekleme zamanında yapılan moment kontrolü ile önemli ölçüde minimize edilmiştir. Bu durumda RMS hatası %1.31'dir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi PMSM'nin elektromanyetik momentinin hassas bir şekilde kontrol edilebildiği ispatlanmıştır.



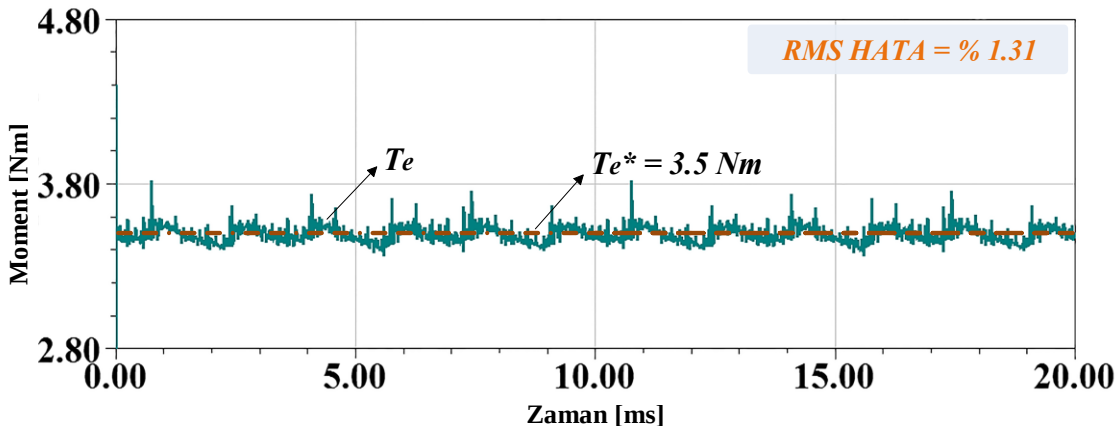
Şekil 7.13 Sabit i_q akımı ile oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası



Şekil 7.14 100µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası

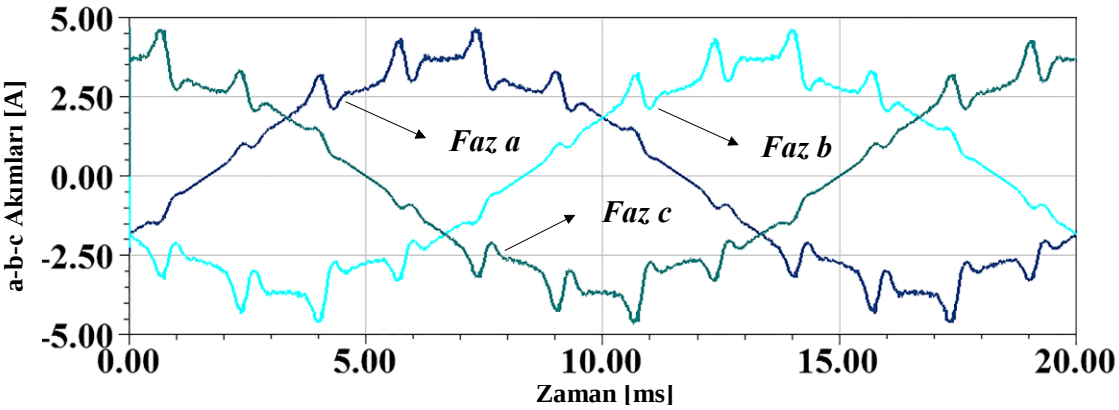


Şekil 7.15 10µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası

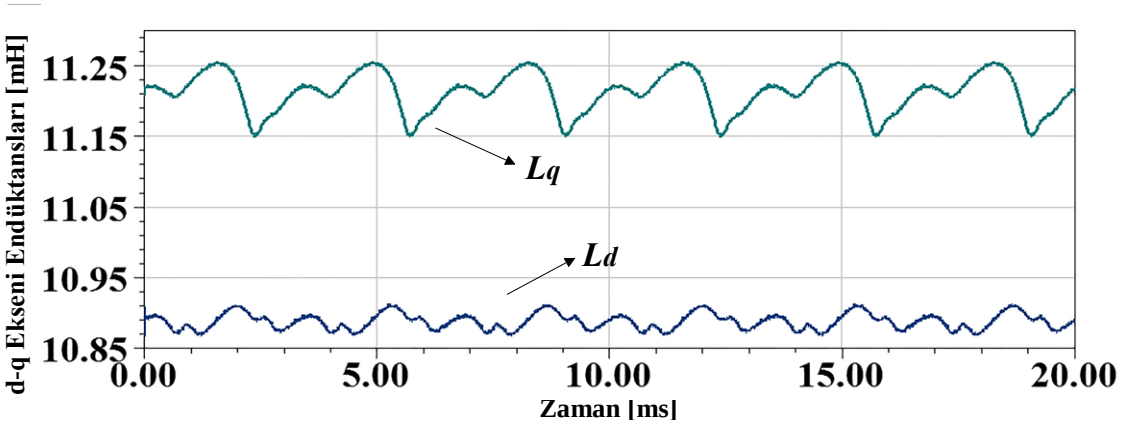


Şekil 7.16 1µs örnekleme süresinde i_q referans akımı ile yapılan moment kontrolünde oluşan moment dalgalanması ve RMS hatası

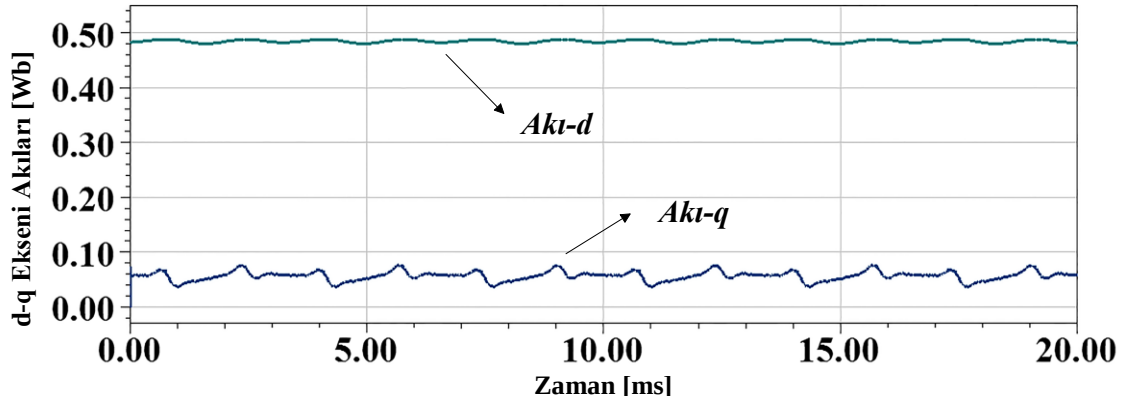
1µs örnekleme süresi ile moment dalgalanmaları bastırılan makinenin 2D-FEA sonuçları Şekil 7.17-Şekil 7.21'de 1500 d/d için gösterilmiştir. Şekil 7.17'de, moment dalgalanmalarını ortadan kaldırmak için makineye enjekte edilen 3 faz referans akımlar gösterilmiştir. Şekil 7.18, enjekte edilen harmonik referans akımlarına bağlı olarak makinede meydana gelen endüktansların değişimlerini içerir. Şekil 7.19 d-q ekseni PM akılarının değişimlerini ve Şekil 7.20 a-b-c ekseninde halkalanan akının değişimini göstermektedir. Şekil 7.21'de moment dalgalanmaları üzerindeki iyileştirmenin makinenin mekanik gücü üzerindeki etkisi gösterilmektedir. Mekanik güçte de moment dalgalanmalarından meydana gelen salınımlar elimine edilmiştir.



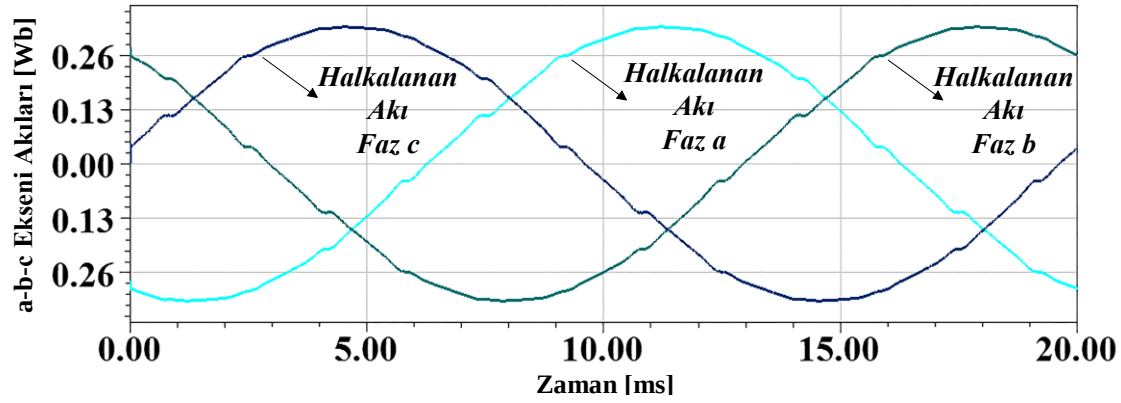
Şekil 7.17 PMSM'e enjekte edilen 3 faz referans akımlar



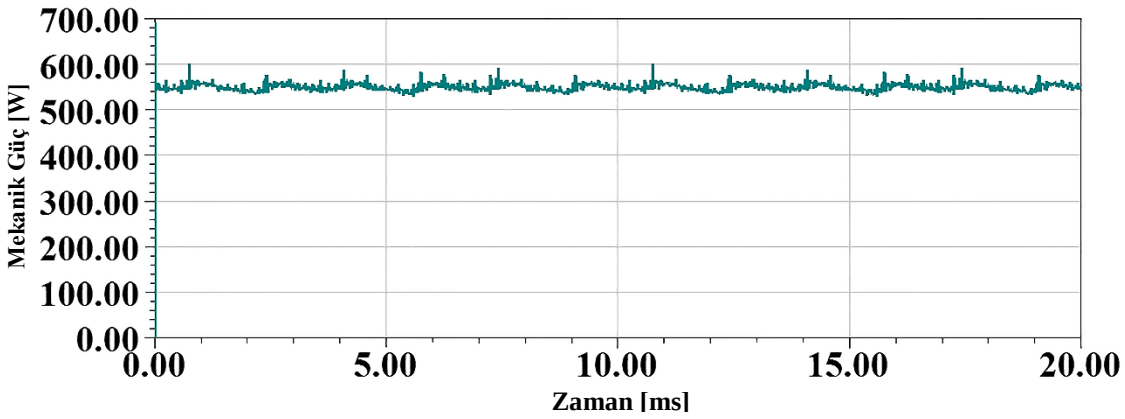
Şekil 7.18 d-q ekseninden endüktansların değişimi



Şekil 7.19 d-q ekseninde sabit mıknatıs akılarının değişimi

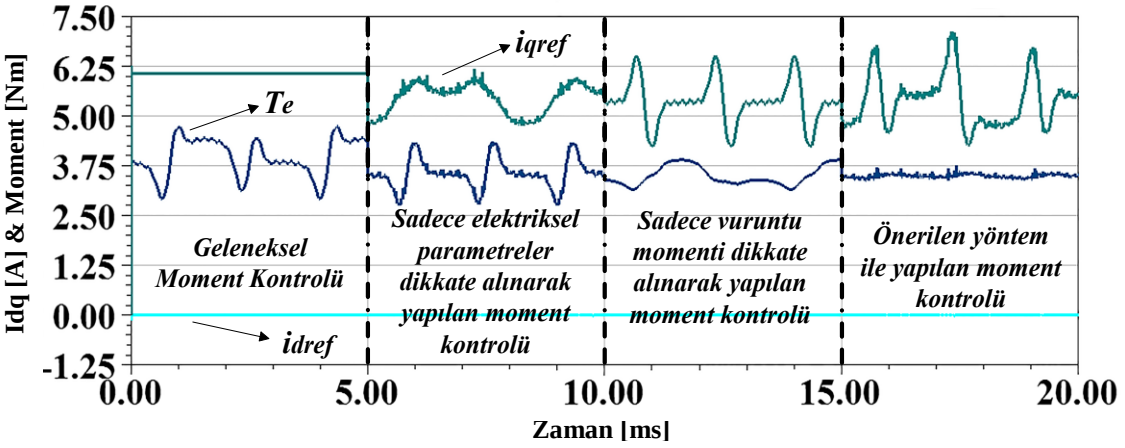


Şekil 7.20 a-b-c ekseninde halkalanan akının değişimi



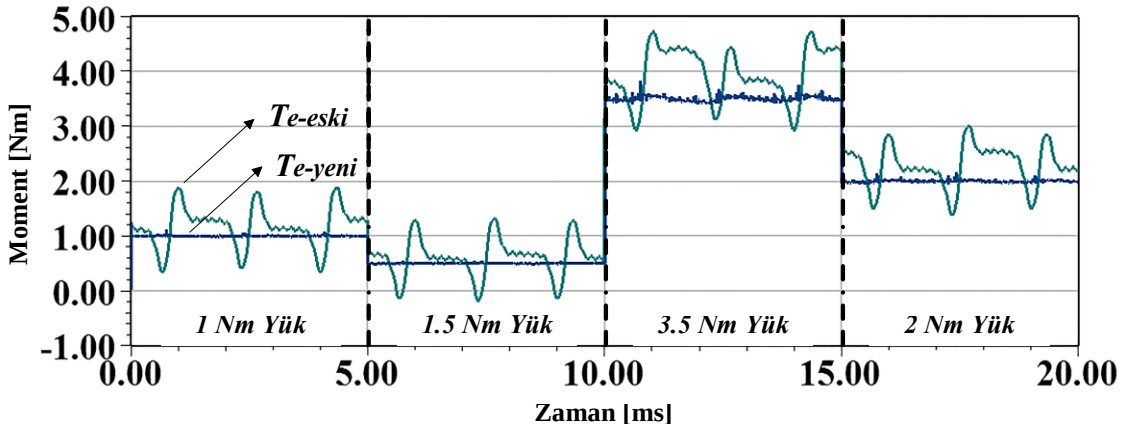
Şekil 7.21 Mekanik çıkış gücü

Önerilen moment kontrol yöntemi, Şekil 7.22'de, 1500 d/d'de geleneksel moment kontrol yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. Şekilde de görülebileceği gibi, geleneksel moment kontrol yöntemleri, makinenin moment dalgalanmalarını gideremektedir.



Şekil 7.22 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile öneriline moment kontrolünün ve diğer tahmin yöntemleri kullanılarak yapılan moment kontrollerinin karşılaştırılması

Ayrıca önerilen moment kontrol metodu farklı yük koşulları altında da test edilmiştir. Önerilen yöntem, Şekil 7.23'te gösterildiği gibi çeşitli yüklerde de moment dalgalanmasını başarılı bir şekilde en aza indirir. Özellikle düşük yüklenme durumlarında çok daha iyi sonuçlar elde edildiği görülmektedir. Bu durum düşük yüklü hassas uygulamalar için bir avantaj oluşturmaktadır.



Şekil 7.23 ANSYS Maxwell 2D-FEA ile önerilen moment kontrol yönteminin farklı yük koşulları altındaki performansı

Analizler, küçük örnekleme süresiyle yapılan moment kontrolünde daha doğru sonuçlar verir. Mevcut sinyalin gecikme süresi kompanze edilirse, gelişmiş eş-zamanlı simülasyon analizindeki hata minimumdur. Küçük örnekleme zamanı, zaman gecikmesi nedeniyle oluşabilecek kontrol hatalarının üstesinden gelebilir ve hassas bir moment kontrolü sağlayabilir. 1µs örnek zamanında meydana gelebilecek 2µs'lik gecikme, sistem performansını önemli ölçüde etkilemez. Bu soruna başka bir açıdan bakıldığında dezavantaj olarak görülen bu gerçek, aslında simülasyon sistemini pratik sonuçlara daha da yaklaştırmaktadır.

BÖLÜM 8

SONUÇ VE ÖNERİLER

Savunma sanayi, uzay ve havacılık teknolojileri ve tıbbi cihazların üretilmesi gibi alanlarda başarılı ve kaliteli ürünlerin ortaya konması için servo sistemlerin önemi gün geçtikçe artmaktadır. Ürünlerden beklenen kalite arttıkça, ürünün çalışmasından beklenen hassasiyette o oranda artmaktadır. Bu nedenle servo sistemlerde önemli bir yer tutan PMSM'lerin tasarımı ve moment ya da hız kontrolü adına literatürde ve endüstride yoğun çalışmalar yürütülmektedir. PMSM'lerin tasarımı gün geçtikçe daha da iyileşse de elektriksel ve mekaniksel yapıların ideal olmamasından dolayı moment dalgalanmalarının ortadan kaldırılmasında tasarımlar yetersiz kalmaktadır. Bu gelişmeler neticesinde moment dalgalanmalarını ortadan kaldırabilecek kontrol yöntemleri üzerine yoğunlaşılmış ve momentin iyi bir şekilde analizi ile dalgalanmaları büyük oranda ortadan kaldırabilecek bir moment kontrol yöntemi literatüre sunulmuştur.

Hassas bir moment tahmini gerçek değerlere yakın, makinenin parametre değişimlerini hesaba katan bir makine modeli gerektirir. Hassas moment kontrolü için elektriksel parametrelerin ve vuruntu momentinin değişimi bu çalışmada sonlu elemanlar yöntemine göre çalışan ileri seviye bir simülasyon programında analiz edilmiştir. Bu analizden elde edilen sonuçlar moment dalgalanmalarını hesaplamak için hassas moment tahmin yönteminde kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen moment sonuçlarından da görüldüğü gibi hassas tahmin yöntemi başarılı bir şekilde çalışmaktadır. Geleneksel moment tahmin yöntemleri ile karşılaştırıldığında hassas moment tahmin yönteminin parametre değişimlerini hesaba katarak oldukça başarılı

sonuçlar verdiği görülmektedir. Elektrik makineleri dinamik sistemler olduğu için bu parametre değişimleri ihmal edilirse doğru bir dinamik analiz yapılmamış olur.

Moment dalgalanmalarının tahmini sayesinde yeni bir hesaplama yöntemi ile bu dalgalanmaları giderebilecek akım referansları üretilmiştir ve makinenin servo kontrol performansı daha da iyileştirilmiştir. Bu hassas kontrol yöntemi için ileri düzey analiz programlarının birlikte çalışabildiği eş-zamanlı simülasyon sistemi oluşturulmuştur. Elde edilen yeni akım referansları moment salınımlarını etkileyici bir şekilde bastırmıştır. Ayrıca kurulan sistemde analizler 100µs, 10µs, 1µs örnekleme sürelerinde koşturularak önerilen yöntemin ve eş-zamanlı simülasyon sisteminin performansı karşılaştırılmıştır. Eş-zamanlı simülasyon sisteminin çalışma yapısı gereği kontrol sinyallerinde oluşan zaman gecikmeleri gösterilmiş ve en doğru analiz için çözümler sunulmuştur. Moment dalgalanmaları i_q referans akımlarının kompanze edilmesi ile en aza indirilmiş ve moment kontrol yönteminin doğruluğu eş-zamanlı simülasyon ile ispatlanmıştır. Analiz sonuçlarından görüldüğü üzere kontrol yöntemi ve eş-zamanlı simülasyon sistemi küçük örnekleme sürelerinde daha doğru sonuçlar vermektedir.

KAYNAKLAR

[1] Kim, M., vd., (2013). "Torque density elevation in concentrated winding interior PM synchronous motor with minimized magnet volume", IEEE Transactions on Magnetics, 7 (49): 3334–3337.

[2] Heins, G., Thiele, M., ve Brown, T., (2011). "Accurate torque ripple measurement for PMSM", IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, 60 (12): 3868–3874.

[3] Xia, C., Ji, B., ve Yan, Y., (2015). "Smooth speed control for low speed high torque permanent magnet synchronous motor using proportional integral resonant controller", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62 (4): 2123–2134.

[4] Nakao, N. ve Akatsu, K., (2014). "Suppressing pulsating torques: Torque ripple control for synchronous motors", IEEE Industry Applications Magazine, 20 (6): 33–44.

[5] Yokoi, Y. ve Higuchi, T., (2015). "Stator Design of Alternate Slot Winding for Reducing Torque Pulsation with Magnet Designs in Surface-Mounted Permanent Magnet Motors", IEEE Transactions on Magnetics, 51 (6): 1-11.

[6] Sarikhani, A. ve Mohammed, O. A., (2011). "Multi-objective design optimization of coupled PM synchronous motor-drive using physics-based modeling approach", IEEE Transactions on Magnetics, 47 (5): 1266–1269.

[7] Islam, R., Husain, I., Fardoun, A., ve McLaughlin, K., (2009). "Permanent magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction", IEEE Transactions on Industry Applications, 45 (1): 152–160.

[8] Islam, M. S., Islam, R., ve Sebastian, T., (2011). "Experimental verification of design techniques of permanent-magnet synchronous motors for low-torque-ripple applications", IEEE Transactions on Industry Applications, 47 (1): 88–95.

[9] Khan, M. A., Husain, I., Islam, M. R., ve Klass, J. T., (2014). "Design of experiments to address manufacturing tolerances and process variations influencing cogging torque and back EMF in the mass production of the PMSMs", IEEE Transactions on Industry Applications, 50 (1): 346–355.

[10] Wang, D., Wang, X., ve Jung, S. Y., (2013). “Cogging torque minimization and torque ripple suppression in surface-mounted permanent magnet synchronous machines using different magnet widths”, IEEE Transactions on Magnetics, 49 (5): 2295–2298.

[11] Gebregergis, A., Chowdhury, M., Islam, M., ve Sebastian, T., (2015). “Modeling of permanent-magnet synchronous machine including torque ripple effects”, IEEE Transactions on Industry Applications, 51 (1): 232–239.

[12] Bianchi, N. ve Bolognani, S., (2002). “Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, 38 (5): 1259 1265.

[13] Mohamed, Y. A. R. I. ve El-Saadany, E. F., (2008). “A current control scheme with an adaptive internal model for torque ripple minimization and robust current regulation in PMSM-drive systems”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 23 (1): 92–100.

[14] Erken, F., Oksuztepe, E., Kurum H., (2016). “Online adaptive decision fusion-based torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor”, IET Electric Power Applications, 10 (3): 189-196.

[15] Uddin, M., (2011). “An adaptive-filter-based torque-ripple minimization of a fuzzy-logic controller for speed control of IPM motor drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, 47 (1):350–358.

[16] Petrovic, V., Ortega, R., Stankovic, A. M., ve Tadmor, G., (2000). “Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors”, IEEE Transactions on Power Electronics, 15 (5): 871–880.

[17] Sencer B. ve Shamoto, E., (2014). “Effective torque ripple compensation in feed drive systems based on the adaptive sliding-mode controller”, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 19 (6): 1764–1772.

[18] Liu, J., Li, H. ve Deng, Y., (2018). “Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control”, IEEE Transactions on Power Electronics, 33 (4): 3655-3671.

[19] Qian, W., Panda, S., ve Xu, J.-X., (2004). “Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control”, IEEE Transactions on Power Electronics, 19 (2): 272–279.

[20] Panda, S. K., Xu, J.-X., ve Qian, W., (2008). “Review of torque ripple minimization in PM synchronous motor drives”, IEEE Power and Energy Society General Meeting, 20-24 Temmuz 2008, Pıttsburgh.

[21] Yun, J. P., Lee, C., Choi, S., ve Kim, S. W., (2006). “Torque ripple minimization in PMSM using variable step-size normalized iterative learning control”, IEEE International Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, 7-9 Haziran 2006, Bangkok.

[22] Ahn, H.-S., Chen, Y. Q., ve Moore, K. L., (2007). “Iterative learning control: Brief survey and categorization”, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. Part C, Applications and Reviews, 37 (6): 1099–1121.

[23] Xu, J., Panda, S. K., Pan, Y. J., Lee, T. H., ve Lam, B. H., (2004). “A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51 (3): 526–536.

[24] Qian, W., Panda, S., ve Xu, J., (2005). “Speed ripple minimization in pm synchronous motor using iterative learning control”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 20 (1): 53–61.

[25] Yepes, A. G., Malvar, J., Vidal, A., Lopez, O., ve Doval-Gandoy, J., (2015). “Current harmonics compensation based on multiresonant control in synchronous frames for symmetrical n-phase machines”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62 (5): 2708–2720.

[26] Gao, J., Wu, X., Huang, S., Zhang, W., ve Xiao, L., (2017). “Torque ripple minimisation of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant controller”, IET Power Electronics, 10 (2): 208–214.

[27] Feng, G., Lai, C., ve Kar, N., (2017). “A closed-loop fuzzy logic based current controller for PMSM torque ripple minimization using the magnitude of speed harmonic as the feedback control signal”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64 (4):2642–2653.

[28] Bozorgi, A. M., Farasat, M., ve Jafarishiadeh, S., (2017). “Model Predictive Current Control of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor with Low Torque and Current Ripple”, IET Power Electronics, 10: 1120-1128.

[29] Lai, C., Feng, G., Iyer, K. L. V., Mukherjee, K., ve Kar, N. C., (2017). “Genetic Algorithm-Based Current Optimization for Torque Ripple Reduction of Interior PMSMs”, IEEE Transactions on Industry Applications, 53 (5): 4493-4503.

[30] Lai, C., Feng, G., Mukherjee, K., ve Kar, N. C., (2017). “Investigations of the Influence of PMSM Parameter Variations in Optimal Stator Current Design for Torque Ripple Minimization”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 32 (3): 1052-1062.

[31] Feng, G., Lai, C., ve Kar, N. C., (2017). “An Analytical Solution to Optimal Stator Current Design for PMSM Torque Ripple Minimization with Minimal Machine Losses”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64 (10): 7655-7665.

[32] Chapman, P. L., Sudhoff, S. D., ve Withcomb, C. A., (1999). “Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 14 (4): 1043–1050.

[33] Xiao, X. ve Chen, C., (2010). “Reduction of torque ripple due to demagnetization in pmsm using current compensation”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 20 (3): 1068–1071.

[34] Siami, M., Khaburi, D. A., ve Rodr´ıguez, J., (2017). “Torque ripple reduction of predictive torque control for PMSM drives with parameter mismatch”, IEEE Transactions on Power Electronics, 32 (9): 7160–7168.

[35] Zhou, Z., Xia, C., Yan, Y., Wang Z., ve Shi, T., (2017). “Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64 (9): 6930-6939.

[36] Zhu, H., Xiao, X., ve Li, Y., (2012). “Torque ripple reduction of the torque predictive control scheme for permanent-magnet synchronous motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59 (2): 871–877.

[37] Cho, Y., Lee, K. B., Song, J. H., ve Lee, Y. I., (2015). “Torque-ripple minimization and fast dynamic scheme for torque predictive control of permanent-magnet synchronous motors”, IEEE Transactions on Power Electronics, 30 (4): 2182–2190.

[38] Chai, S., Wang, L., ve Rogers, E., “A cascade MPC control structure for a PMSM with speed ripple minimization”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60 (8): 2978–2987.

[39] Abbaszadeh, A., Khaburi, D. A., ve Rodríguez, J., (2017). “Predictive control of permanent magnet synchronous motor with non-sinusoidal flux distribution for torque ripple minimisation using the recursive least square identification method”, IET Electric Power Applications, 11: 847-856.

[40] Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., ve Rodríguez, J., (2008). “Predictive control in power electronics and drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (12): 4312–4324.

[41] Bolognani, S., Peretti, L., ve Zigliotto, M., (2009). “Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56 (6): 1925–1936.

[42] Zhong, Z., Jiang, S., Zhou, Y., Zhou, S., (2017). “Active torque ripple reduction based on an analytical model of torque”, IET Electric Power Applications, 11: 331-341.

[43] Lai, C., Feng, G., Mukherjee, K., Loukanov, V., ve Kar, N. C., (2017). “Torque Ripple Minimization for Interior PMSM with Consideration of Magnetic Saturation Incorporating Online Parameter Identification”, IEEE Transactions on Magnetics, 53 (6): 1-4.

[44] Lai, C., Feng, G., Mukherjee, K., Loukanov, V., ve Kar, N. C., (2018). “Torque Ripple Modeling and Minimization for Interior PMSM Considering Magnetic Saturation”, IEEE Transactions on Power Electronics, 33 (3): 2417-2429.

[45] Mattavelli, P., Tubiana, L., ve Zigliotto, M., (2005). “Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control”, IEEE Transactions on Power Electronics, 20 (6): 1423–1431.

[46] Tang, M., Formentini, A., Odhano, S., ve Zanchetta, P., (2017). “A Fractional Delay Variable Frequency Repetitive Control for Torque Ripple Reduction in PMSMs”, IEEE Transactions on Industry Applications, 53 (6): 5553-5562.

[47] Flieller, D., Nguyen, N. K., Wira, P., Sturtzer, G., Abdeslam, D., ve Merckle, J., (2014). “A self-learning solution for torque ripple reduction for nonsinusoidal permanent-magnet motor drives based on artificial neural networks”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61 (2): 655–666.

[48] Xu, Y., Parspour, N., ve Vollmer, U., (2014). “Torque ripple minimization using online estimation of the stator resistances with consideration of magnetic saturation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61 (9): 5105–5114.

[49] Chen, S., Namuduri, C., ve Mir, S., (2002). “Controller-induced parasitic torque ripples in a PM synchronous motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, 38 (5): 1273–1281.

[50] Houari, A. vd., (2018). “An Effective Compensation Technique for Speed Smoothness at Low-Speed Operation of PMSM Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, 54 (1): 647-655.

[51] Feng, G., Lai, C., ve Kar, N. C., (2017). “Particle-Filter-Based Magnet Flux Linkage Estimation for PMSM Magnet Condition Monitoring Using Harmonics in Machine Speed”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 13 (3): 1280-1290.

[52] Feng, G., Lai, C., Mukherjee, K., ve Kar, N. C., (2017). “Online PMSM Magnet Flux-Linkage Estimation for Rotor Magnet Condition Monitoring Using Measured Speed Harmonics”, IEEE Transactions on Industry Applications, 53 (3): 2786-2794.

[53] Motion Control Tips, Sürme Akımı Dalga Şekilleri, https://www.motioncontroltips.com/faq-whats-the-difference-between-bldc-and-synchronous-ac-motors/, Mayıs 2018.

[54] Control Design, PMSM Çeşitleri, https://www.controldesign.com, Mayıs 2018.

[55] Control Leng, PMSM d-q Endüktansları, https://www.controleng.com/single-article/sensorless-control-of-permanent-magnet-motors, Mayıs 2018.

[56] MDPI, PMSM Yapısı, http://www.mdpi.com/2076-3417/7/8?view=abstract&listby=pubdate_published+DESC%2Cfirstpage+DESC%2Cnumber+DESC&page_no=1, Mayıs 2018.

[57] Balazovic, P., (2003), “3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control”, Motorola, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.

[58] Texas Instruments, (1998), “Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors”, Texas Instruments Application Note Literature Number: 073.

[59] Ong, C.M., (1998), “Dynamic Simulation of Electric Machinery”, Prentice Hall, USA.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Abdülkerim GÜNDOĞAN

Doğum Tarihi ve Yeri : 01.06.1993 , Gaziantep

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : kerimg@yildiz.edu.tr, gundogankerim@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2018
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2016
Lise	Bilişim Teknolojileri	Atatürk Anadolu Teknik Lisesi	2011

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2017 - Halen	Yıldız Teknik Üniversitesi – Elektrik Müh.	Araştırma Görevlisi
08.2015-09.2015	TÜBİTAK UME - Yüksek Gerilim Lab.	Stajyer Mühendis
07.2014-09.2014	Anadolu Cam Sanayii - ŞİŞECAM	Stajyer Mühendis

YAYINLARI

Bildiriler

1. Gündoğan, A., Bakan, A.F., (2018). "Gömülü Mıknatıslı Senkron Makine İçin Hassas Moment Tahmininin Gerçekleştirilmesi - Precise Torque Prediction for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine", 26. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, 2-5 Mayıs 2018, Çeşme – İzmir – Türkiye.

2. Bakan, A.F., Gündoğan, A., (2017). "Sabit Mıknatıslı Senkron Makine İçin Hassas Moment Tahmininin Gerçekleştirilmesi - Precise Torque Prediction for Permanent Magnet Synchronous Machine", Elektrik Elektronik Mühendisliği Kongresi, 16-18 Kasım 2017, İstanbul – Türkiye.