

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

**ASENKRON MOTORUN İŞLETME KAYIPLARININ
SÜRÜCÜ VE KONTROL TABANLI
AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Barış CEVHER

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Bilim Dalı

OCAK 2024

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

**ASENKRON MOTORUN İŞLETME KAYIPLARININ
SÜRÜCÜ VE KONTROL TABANLI
AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Barış CEVHER

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Bilim Dalı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Mustafa TURAN

OCAK 2024

Barış CEVHER tarafından hazırlanan “Asenkron Motorun İşletme Kayıplarının Sürücü ve Kontrol Tabanlı Azaltılması” adlı tez çalışması 26.01.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

- Jüri Başkanı :** **Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR**
- Sakarya Üniversitesi
- Jüri Üyesi :** **Dr. Öğr. Üyesi Mustafa TURAN**
- Sakarya Üniversitesi
- Jüri Üyesi :** **Dr. Öğr. Üyesi Ali GÜLBAĞ**
- Sakarya Üniversitesi
- Jüri Üyesi :** **Doç. Dr. Asım Gökhan YETGİN**
- Burdur Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi
- Jüri Üyesi :** **Dr. Öğr. Üyesi Erdal BÜYÜKBIÇAKÇI**
- Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğine ve Yükseköğretim Kurumları Bilimsel Araştırma ve Yayın Etiği Yönergesine uygun olarak hazırlamış olduğum “ASENKRON MOTORUN İŞLETME KAYIPLARININ SÜRÜCÜ VE KONTROL TABANLI AZALTILMASI” başlıklı tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın tüm aşamalarında yukarıda belirtilen yönetmelik ve yönergeye uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, bu tezi başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve 20.04.2016 tarihli Resmi Gazete ’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince Sakarya Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Enstitü tarafından belirlenmiş ölçütlere uygun rapor alındığını, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun ortaya çıkması halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi beyan ederim.

(26/01/2024).

Barış CEVHER

Sevgili Kızıma ve Aileme

TEŞEKKÜR

Öncelikle hayat boyu bana her konuda destek olan Rahmetli Babama, Anneme ve sevgili kardeşlerime teşekkür ederim.

Tez çalışması sürecinde bana en büyük katkıyı sağlayan danışman hocam Sayın Dr. Öğretim Üyesi Mustafa TURAN'a, çalışmanın izlenme sürecinde verdikleri destek ile tezin tamamlanmasına katkıda bulunan değerli hocam Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR ve Dr. Öğretim Üyesi Ali GÜLBAĞ hocama, yardımlarını ve katkısını esirgemeyen Prof. Dr. İrfan YAZICI hocama teşekkürlerimi sunarım. Bu süreçte huzurlu bir çalışma ortamı sağlayarak destek olan SAÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümü öğretim üyelerine, tez çalışması süreci boyunca bizlere gösterdikleri sabır ve destekleri içinde SAÜ Fen Bilimleri Enstitüsü ve çalışanlarına teşekkürü bir borç bilirim.

Barış CEVHER

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ	v
TEŞEKKÜR	ix
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR	xv
SİMGELER	xvii
TABLO LİSTESİ	xix
ŞEKİL LİSTESİ	xxi
ÖZET	xxix
SUMMARY	xxxiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Kapsamı.....	3
1.2. Tezin Amacı	3
1.3. Literatür Araştırması	3
2. ASENKRON MOTORUN SENKRON REFERANS ÇERÇEVE DİNAMİK EŞDEĞER DEVRE MODELLERİ	9
2.1. En Basit Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 0.....	9
2.2. Basitleştirilmiş Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 1	12
2.3. Yaklaşık Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 2	15
3. OPTİMİZASYONDA KULLANILAN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMLERİ VE PWM ANAHTARLAMA YAKLAŞIMLARI	21
3.1. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol	21
3.1.1. Çekirdek kayıpsız model için dolaylı vektör kontrolün tasarımı.....	22
3.1.2. Çekirdek kayıplı basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli için dolaylı vektör kontrolün tasarımı	24
3.1.3. Çekirdek kayıpların temsil edildiği yaklaşık eşdeğer devre modeli için dolaylı vektör kontrolün tasarımı	25
3.2. PWM Anahtarlama Teknikleri	26
3.2.1. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon anahtarlama tekniği.....	27
3.2.2. Histerezis band akım kontrolü	30
4. KAYIP FONKSİYONLARININ TÜRETİLMESİ VE ÖNERİLEN OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI	33
4.1. Asenkron Motorda Kayıplar.....	33
4.2. Asenkron Motorda Kayıpların Analitik Olarak Hesaplanması	36
4.2.1. Asenkron motorda T tipi eşdeğer devre modeli üzerinden kayıpların hesaplanması	37
4.2.2. Asenkron motorda dinamik eşdeğer devre modeli üzerinden kayıpların hesaplanması	38
4.3. Optimizasyon Algoritması	43
4.3.1. Girdap arama algoritması (GAA).....	43
4.3.2. İnsan grubu optimizasyon algoritması (İGO).....	46
4.4. Arama Kontrol Algoritması	63

5. ÖNERİLEN KONTROL YÖNTEMİNİN MODELİ VE SİMÜLASYONLARI

.....	69
5.1. Rotor Akısına Dayalı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolü	69
5.1.1. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, sabit rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü	71
5.1.1.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	74
5.1.2. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu	75
5.1.2.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	78
5.1.3. 1250 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu	79
5.1.3.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	82
5.1.4. 750 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu	83
5.1.4.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	86
5.1.5. 1430 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu	88
5.1.5.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	91
5.1.6. 1250 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu	92
5.1.6.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	95
5.1.7. 750 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu	96
5.1.7.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	99
5.1.8. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu	100
5.1.8.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	103
5.1.9. 1250 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu	104
5.1.9.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	107
5.1.10. 750 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü kullanarak sürülen aseenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu	108
5.1.10.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	111
5.2. Rotor Akısına Dayalı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Optimal Vektör Kontrolü	112
5.2.1. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli optimal hız kontrolü ...	112
5.2.2. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi	115
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	117
KAYNAKLAR	119
EKLER	127

ÖZGEÇMİŞ.....	133
----------------------	------------

KISALTMALAR

AI	: Artificial Intelligence
AK	: Arama Kontrol
ANN	: Artificial Neural Network
AOA	: Arayıcı Optimizasyon Algoritması
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
BM	: Bulanık Mantık
DAYK	: Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol
DEA	: Diferansiyel Evrim Algoritması
DEA	: Doğa Esinlenmeli Algoritma
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü
DTC	: Direct Torque Control
FL	: Fuzzy Logic
FOC	: Field Oriented Control
GA	: Genetik Algoritma
GAA	: Girdap Arama Algoritması
HCC	: Hysteresis Current Control
HGO	: Human Group Optimization
IFOC	: Indirect Field Oriented Control
İGO	: İnsan Grup Optimizasyon
KMK	: Kayıp Model Kontrol
LMC	: Loss Model Control
NIA	: Nature Inspired Algorithm
PSO	: Particle Swarm Optimization
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
PWM	: Pulse Width Modulation
SC	: Search Control
SHAK	: Sinüzoidal-Band Histerisiz Akım Kontrolü
SOA	: Seeker Optimization Algorithm
SPWM	: Sinüzoidal PWM
SVPWM	: Uzay vektör PWM

THD : Toplam Harmonik Distorsiyon
VSA : Vortex Search Algorithm
YSA : Yapay Sinir Ağı
YZ : Yapay Zekâ

SİMGELER

B	: Viskoz sürtünme katsayısı
E_m	: Rotor sargılarında indüklenen emk [V]
f_s	: Stator frekansı [Hz]
i_{dm}, i_{qm}	: Mıknatıslanma akımı d-q bileşenleri [A]
i_{dr}, i_{qr}	: İndirgenmiş rotor akımı d-q bileşenleri [A]
i_{ds}, i_{qs}	: Stator akımı d-q eksenli bileşenleri [A]
i_s, i_r	: Stator ve rotor faz akımı [A]
J	: Motor atalet momenti
k_e	: Fuko katsayısı
k_h	: Histerezis katsayısı
k_{vent}	: Fan sabiti
L_{ls}, L_{lr}	: Stator ve indirgenmiş rotor kaçak akı indüktansları [H]
L_m	: Mıknatıslanma indüktansı [H]
L_s, L_r	: Stator ve indirgenmiş rotor sargı indüktansları [H]
P	: Kutup sayısı
P_c	: Demir kayıpları [W]
P_{cs}, P_{cr}	: Stator ve rotor bakır kayıpları [W]
P_e	: Fuko akımı kayıpları [W]
P_h	: Histerezis kayıpları [W]
P_{stv}	: Mekanik kayıplar [W]
P_T	: Demir ve bakır kaybı toplamı [W]
P_{elk}	: Aktif güç [W]
R_c	: Demir direnci [ohm]
R_s, R_r	: Stator ve indirgenmiş rotor dirençleri [ohm]
Q_{elk}	: Reaktif güç [VAr]
S	: Görünür güç [VA]
s	: Kayma
T_{em}	: Elektromekanik moment [Nm]
T_L	: Yük momenti
v	: Magnetik malzemeye bağlı katsayı

v_{ds}, v_{dr}	: d eksenli stator ve rotor gerilimi [V]
v_{qs}, v_{qr}	: q eksenli stator ve rotor gerilimi [V]
V_s	: Faz Gerilimi [V]
$\lambda_{dm}, \lambda_{qm}$: Mıknatıslanma akısı d-q bileşenleri [Wb]
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: Rotor akısı d-q bileşenleri [Wb]
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$: Rotor akısı d-q bileşenleri [Wb]
τ_{dry}	: Kuru sürtünme momenti [Nm]
τ_{fric}	: Sürtünme momenti [Nm]
τ_r	: Rotor zaman sabiti
τ_{vent}	: Fan momenti [Nm]
ψ, ψ_m	: Kavrama akısı, hava aralığı akısı [Wb]
ω_e	: Senkron açısal hız [rad/s]
ω_e	: Stator açısal frekansı [rad/s]
Ω_r	: Rotor hızı [rad/s (mek.)]
ω_r	: Rotor hızı [rad/s (elk.)]
ω_{sl}	: Kaymanın açısal frekansı [rad/s]
$p = d/dt$: Türev operatörü

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 3.1. 6 Bölge için anahtarlama sinyalleri.....	29
Tablo 4.1. Nominal gerilim ve frekans ile sürülen 4 kW'lık asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi...	52
Tablo 4.2. Frekans sabit iken nominal sabit hızda sürülen 4 kW'lık Asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi...	52
Tablo 4.3. Nominal sabit hızda sürülen 4 kW'lık Asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi (frekans, gerilim ve akı optimal).	53
Tablo 4.4. 4kW'lık 1430 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).	55
Tablo 4.5. 4kW'lık 1250 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).	57
Tablo 4.6. 4kW'lık 1000 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).	59
Tablo 4.7. 4kW'lık 750 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).	61

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. Çekirdek kayıplarının dikkate alınmadığı senkron referans çerçeve en basit d-q eşdeğer devre modeli	10
Şekil 2.2. Çekirdek kayıplarının dikkate alındığı senkron referans çerçeve basitleştirilmiş d-q eşdeğer devre modeli.....	13
Şekil 2.3. Çekirdek kayıpları ve mıknatıslanma kolu akı değişiminin dikkate alındığı senkron referans çerçeve yaklaşık d-q eşdeğer devre modeli	16
Şekil 2.4. Asenkron motorun stator ve rotor akımlarına dayalı d-q eksenli senkron referans çerçeve dinamik modeli.....	20
Şekil 3.1. Dolaylı alan yönlendirmeli motor kontrolü	22
Şekil 3.2. SVPWM Anahtarlama tekniği ile motor kontrolü.....	27
Şekil 3.3. Uzay vektör diyagramı.	28
Şekil 3.4. Bölge 1 için referans vektör konumu	28
Şekil 3.5. Uzay vektör PWM anahtarlama sinyalleri MATLAB simulink bloğu yapısı	29
Şekil 3.6. Uzay vektör PWM (SVPWM) bloğu.....	30
Şekil 3.7. Histerezis band akım kontrolü anahtarlama genel prensip şeması [76]. ...	31
Şekil 3.8. Histerezis band akım kontrolü MATLAB simulink blokları şeması.....	31
Şekil 4.1. Asenkron motorda kayıpların değişimine örnek tipik bir diyagram.....	36
Şekil 4.2. Asenkron motor statora indirgenmiş bir faz T tipi (Tam) eşdeğer devresi	37
Şekil 4.3. GAA'nın sözde kodu	44
Şekil 4.4. GAA'da arama sürecinde akışın temsili gösterimi [79].	46
Şekil 4.5. İGO algoritmasının sözde kodu.....	47
Şekil 4.6. KMK ve AK algoritması temelli hibrit optimal kontrol genel akış şeması	65
Şekil 4.7. Önerilen hibrit optimizasyon algoritması ve histerezis akım anahtarlama dolaylı alan yönlendirmeli optimal kontrol bloğu.....	66
Şekil 4.8. Önerilen hibrit optimizasyon algoritması ve uzay vektör PWM anahtarlama dolaylı alan yönlendirmeli optimal kontrol bloğu.	67
Şekil 5.1. Asenkron motorun uzay vektör PWM anahtarlama ile rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü MATLAB simulink blok diyagramı.	70
Şekil 5.2. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.....	71
Şekil 5.3. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi.....	71
Şekil 5.4. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.....	72

- Şekil 5.5.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi. 72
- Şekil 5.6.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 72
- Şekil 5.7.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 73
- Şekil 5.8.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 73
- Şekil 5.9.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 73
- Şekil 5.10.** Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 74
- Şekil 5.11.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi..... 75
- Şekil 5.12.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi. 75
- Şekil 5.13.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 76
- Şekil 5.14.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi. 76
- Şekil 5.15.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 76
- Şekil 5.16.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 77
- Şekil 5.17.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 77
- Şekil 5.18.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 77
- Şekil 5.19.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi..... 78
- Şekil 5.20.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de

- yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı– zaman değişimi..... 78
- Şekil 5.21.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi..... 79
- Şekil 5.22.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi..... 79
- Şekil 5.23.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 80
- Şekil 5.24.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 80
- Şekil 5.25.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 80
- Şekil 5.26.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 81
- Şekil 5.27.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi..... 81
- Şekil 5.28.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi..... 81
- Şekil 5.29.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi..... 82
- Şekil 5.30.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.. 82
- Şekil 5.31.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi..... 83
- Şekil 5.32.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi..... 83
- Şekil 5.33.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 84
- Şekil 5.34.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 84
- Şekil 5.35.** Sabit 750rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 84
- Şekil 5.36.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 85

- Şekil 5.37.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 85
- Şekil 5.38.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 85
- Şekil 5.39.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 86
- Şekil 5.40.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı– zaman değişimi. ... 86
- Şekil 5.41.** Asenkron motorun histerisiz band akım kontrolü ile rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü MATLAB simulink blok diyagramı..... 87
- Şekil 5.42.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi. 88
- Şekil 5.43.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi. 88
- Şekil 5.44.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 89
- Şekil 5.45.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 89
- Şekil 5.46.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 89
- Şekil 5.47.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 90
- Şekil 5.48.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 90
- Şekil 5.49.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 90
- Şekil 5.50.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. 91
- Şekil 5.51.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi. 92
- Şekil 5.52.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi. 92

- Şekil 5.53.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 93
- Şekil 5.54.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 93
- Şekil 5.55.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 93
- Şekil 5.56.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 94
- Şekil 5.57.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 94
- Şekil 5.58.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi..... 94
- Şekil 5.59.** Nominal 1250 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. 95
- Şekil 5.60.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi. 96
- Şekil 5.61.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi. 96
- Şekil 5.62.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 97
- Şekil 5.63.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 97
- Şekil 5.64.** Sabit 750rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 97
- Şekil 5.65.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 98
- Şekil 5.66.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 98
- Şekil 5.67.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi..... 98
- Şekil 5.68.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. .. 99

- Şekil 5.69.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi..... 100
- Şekil 5.70.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi..... 100
- Şekil 5.71.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 101
- Şekil 5.72.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi..... 101
- Şekil 5.73.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 101
- Şekil 5.74.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 102
- Şekil 5.75.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi..... 102
- Şekil 5.76.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi..... 102
- Şekil 5.77.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi..... 103
- Şekil 5.78.** Nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi..... 103
- Şekil 5.79.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi..... 104
- Şekil 5.80.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi. . 104
- Şekil 5.81.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 105
- Şekil 5.82.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi..... 105
- Şekil 5.83.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 105

- Şekil 5.84.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 106
- Şekil 5.85.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 106
- Şekil 5.86.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 106
- Şekil 5.87.** Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 107
- Şekil 5.88.** Sabit 1250rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. 107
- Şekil 5.89.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi. 108
- Şekil 5.90.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi. 108
- Şekil 5.91.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 109
- Şekil 5.92.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi. 109
- Şekil 5.93.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 109
- Şekil 5.94.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 110
- Şekil 5.95.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 110
- Şekil 5.96.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 110
- Şekil 5.97.** Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. 111
- Şekil 5.98.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi. 112
- Şekil 5.99.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi. 112

- Şekil 5.100.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi..... 113
- Şekil 5.101.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 113
- Şekil 5.102.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi..... 113
- Şekil 5.103.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi. 114
- Şekil 5.104.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi. 114
- Şekil 5.105.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi. 114
- Şekil 5.106.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi. 115
- Şekil 5.107.** Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması değişen optimal ve küresel optimal referans rotor akısı – zaman değişimi. 115

ASENKRON MOTORUN İŞLETME KAYIPLARININ SÜRÜCÜ VE KONTROL TABANLI AZALTILMASI

ÖZET

Bu tez çalışmasında, üç fazlı asenkron motorların farklı yüklenme koşullarında işletme durumunda, motor kayıplarının azaltılması için kayıp model yaklaşımı ve arama kontrol yaklaşımı kullanan hibrit bir optimal kontrol yöntemi önerilmektedir. Çalışma, bu alanda yapılan araştırmaları, matematiksel modelleri, kontrol yöntemlerini, önerilen optimal kontrol yönteminde kullanılan yaklaşımları, bu amaçla uyarlanmış ve çevrimiçi kullanılan iki yeni optimizasyon algoritmasını öneren, analitik hesapları ve simülasyonlarındaki tutarlılığı ile başarılı bitirilen çalışmanın sonuçlarını kapsar.

Bu tez çalışmasında, endüstride yaygın olarak kullanılan asenkron motorların sürekli hal çalışma durumunda zamanla az değişen sabit yüklerde, özellikle motorun düşük yüklenme koşullarında işletilmesi durumunda, motor kayıplarının azaltılarak verim optimizasyonu sağlayan optimal kontrol yöntemine odaklanılmıştır. Bu amaçla kayıp modeli yaklaşımı ve arama kontrol yaklaşımı içeren, motor kayıplarının azaltılması için optimal rotor akısını bulan, iki yeni sezgisel algoritmanın gerçek zamanlı çalışacak şekilde uyarlandığı, vektörel kontrol tabanlı kontrol yöntemi önerilmiştir. Ayrıca önerilen arama algoritması ile motor girişinden minimum gücü tarayan ve küresel optimal rotor akısını belirleyen bir optimizasyon tekniği geliştirilerek, bu çalışma alanındaki araştırmacılara optimal kontrol yaklaşımı ile yeni iki optimizasyon algoritması sunulmuştur.

Çalışmanın giriş bölümünde konunun önemini anlatıldığı, tezin kapsam ve amacını açıklayan, çalışma alanındaki benzer araştırmaların anlatıldığı literatür özetine yer verilmiştir. Özetle, asenkron motorda yapısal tasarım optimizasyonu ile her çalışma noktası için motor verimliliğini optimize etmek mümkün değildir. Bu nedenle motorun optimal olarak kontrol edilmesi gerekmektedir. Motorda verimin optimize edilebilmesi ise motor kayıplarının en aza indirilmesi ile mümkün olduğundan, asenkron motorun kayıplarının temsil edildiği eşdeğer devre modelinin elde edilmesi gerekir. Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde, kontrol edilecek olan asenkron motorun d-q eksen sistemindeki durum uzayı matematiksel modelleri elde edilmiştir. Kayıpların daha iyi temsil edilmesi nedeniyle senkron referans çerçeve sistemi seçilmiş ve motorda çekirdek kaybının farklı özellikteki parametreleri göz önüne alınarak düzenlenmiştir.

Sabit hızlı asenkron motor işletmesinin olduğu birçok uygulamada, örneğin; maden yükleme vinçleri, matkaplar, presler ve talaşlı ağaç işleme gibi uygulamalarda, motor düşük yük altında uzun süre işletilmektedir. Bu uygulamalarda, asenkron motorlar yükleme durumuna göre uygun akıda çalıştırılırsa demir ve bakır kayıpları arasında bir dengeye varılır ki sonuçta motor verimi artar. Bu nedenle asenkron motorun yüksek performanslı işletilmesi gerekir. Bölüm 3'te, motor sürücülerinin tasarımında, alan yönlendirmeli kontrol olarak bilinen vektör kontrolü için gerekli olan rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi sunulmuştur. Asenkron motorun senkron referans çerçevede farklı eşdeğer devre parametreleri için türetilen d-q eşdeğer

devre modellerinde hız kontrolü yapabilmek için kontrol yönteminin durum denklemleri elde edilmiştir ve buna göre kontrolör yeniden düzenlenmiştir.

Asenkron motorun optimal tasarımı, çok boyutlu bir problem iken optimal kontrolü ise bir ya da iki boyutlu bir problemdir. Ayrıca küresel optimum için asenkron motor kontrolündeki optimizasyon tekniklerinin rolü, tasarımından daha önemlidir. Asenkron motorlar tasarım geleneği nedeniyle anma moment ve hız değerine yakın çalıştırıldığında çok verimli olmalarına rağmen düşük yüklerde, bakır ve demir kayıplarındaki dengesizlik nedeniyle verimliliği ciddi şekilde düşmektedir. Bu da ancak uygun kontrol teknikleri ve optimizasyon algoritmaları kullanılan, kayıp model kontrol - KMK (Loss Model Control - LMC) ve arama kontrol - AK (Search Control - SC) olarak isimlendirilen yaklaşımları içeren optimal kontrol yöntemleri ile başarılabilir. Optimal kontrol yönteminde KMK ve AK yapılarının birlikte kullanılması her iki yaklaşımın dezavantajlarının giderilmesi açısından önem arz etmektedir. KMK yaklaşımında asenkron motorun kayıp modellerinden elde edilen kayıp (maliyet) fonksiyonlarının kullanılması nedeniyle Bölüm 4'te, asenkron motorlardaki kayıplar tanıtıldıktan sonra, Bölüm 2'de elde edilen d-q eşdeğer devre modellerinin her biri için kayıp fonksiyonları türetilmiştir. Optimizasyon probleminde maliyet fonksiyonunu ki bu çalışmada asenkron motorun kayıp fonksiyonu olarak isimlendirilmektedir, minimum yapacak optimal değere bulmak için matematiksel ve sezgisel yöntemler kullanılmaktadır. Fonksiyonun derecesi ve bilinmeyen sayısı arttıkça işlemci çekirdeğindeki işlem miktarı ve süresi artacağından, sezgisel algoritmaların çözümde yani optimal değere ulaşmak için kullanılması daha uygun bir yaklaşım olmaktadır. Bu nedenle dördüncü bölümde; asenkron motorun d-q eşdeğer devre modellerinden kayıp fonksiyonları türetilmiştir. Kayıp fonksiyonları; kontrol yöntemi ve eşdeğer devre modelindeki stator, rotor ve mıknatıslanma kolu akımları dikkate alınarak elde edilmiştir. Ayrıca kayıp fonksiyonunu minimize eden optimal değerlerin bulunması için iki yeni optimizasyon algoritması önerilmiştir. Motorun çeşitli yüklenme koşullarında kayıplarını minimize eden optimal değerlerin çevrimiçi eşzamanlı bulunabilmesi, motor girişinde minimum giriş gücünün temin edilebilmesi için önerilen algoritmalar gerçek zamanlı çalışacak şekilde uyarlanmıştır. Ayrıca bu bölümde kayıp fonksiyonlarını, önerilen algoritmaların çalışmasını ve simülasyon sonuçlarının analitik olarak doğrulanması için asenkron motorun T-tipi eşdeğer devresinden hareketle elde edilen sürekli haldeki kayıpların analitik ifadesi de verilmiştir.

Nihayetinde, Bölüm 5'te önerilen optimal kontrol yönteminin ve türetilen eşdeğer devre modellerinin başarılı ile gerçekleştiği kontrol sistemi, simülasyonları ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Dolaylı Rotor akısı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan motorun çeşitli hız ve yüklerde yapılan analizlerinde iki farklı anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Simülasyonlarda kayıpların optimizasyonun sağlanması amacı ile kayıpları ifade eden amaç fonksiyonundan referans rotor akısını eş zamanlı bulunması için önerilen Girdap Arama Algoritması, İnsan Grup Optimizasyon Algoritması ve Parçacık Sürü Optimizasyon algoritmaları eş zamanlı çalışacak şekilde sisteme uyarlanmıştır. Anahtarlama yönteminin getirdiği farklar ortaya konmuştur. Önerilen algoritmaların kayıp model yaklaşımı ile optimal rotor akısının bulunmasında son derece başarılı oldukları tespit edilmiştir. Kayıpların analitik hesap değerleri ile motor girişinden ölçülen kayıp değerlerinin anahtarlama kaynaklı harmonik ve güç faktöründeki az miktardaki bozulma kaynaklı hatalar göz ardı edildiğinde tutarlı olduğu ve gerçekleştirilen kontrol yaklaşımının tatmin edici düzeyde başarılı olduğu gösterilmiştir.

Son bölümde ise yapılan çalışmadan çıkan sonuçlara yer verilmiştir. Elde edilen bazı önemli sonuçlara değinilecek olunursa; rotor akısı yönlendirmeli alan kontrolü yöntemi ile hız kontrolü sağlanan asenkron motorda yükün bir fonksiyonu olarak akı seviyesinin azaltılması ile kaybın en aza indirilmesi amaçlanan bu tez çalışmasında, arama kontrol ve kayıp model kontrol yaklaşımli hibrit yapılı optimal kontrol yöntemi başarı ile uygulanmıştır. Kayıp model yaklaşımında asenkron motorda parametre değişimlerinin motor kayıplarının üzerinde etkilerinin gösterildiği ve senkron referans çerçeve sistemine göre türetilen d-q eşdeğer devre modeli olan yaklaşık eşdeğer devre modelinin amaca uygun bir model olduğu, kayıpların daha doğru bir şekilde ifade edildiği gösterilmiştir. Kayıp model yaklaşımından optimal rotor akısını çevrimiçi eş zamanlı bulmak için önerilen iki yeni sezgisel algoritma, GAA ve İGO algoritması başarılı bir şekilde ilk kez bu çalışmada verimin optimizasyonu sağlamak için uyarlanmıştır. Algoritmalar ile kayıp model yaklaşımından motorun her yüklenme durumu için verimin maksimize edilmesi sağlanmıştır. Özellikle düşük hızlarda ve yarı yükten az yüklenme durumlarında motor verimi maksimize edilirken, motor performansının bozulmaya uğramadan tatmin edici düzeyde olması sağlanmıştır. Motor akısının yüke göre ayarlanması; özellikle düşük hızlarda ve yarı yükten az yüklenme durumlarında elektromagnetik momentteki salınımların belirgin şekilde azalması sağlanmıştır.

Kayıp model yaklaşımından optimizasyon algoritması ile çözüm uzayında küresel optimal değere ulaşabilmek için gerekli en yakın optimal rotor akısının eşzamanlı ve hızlı hesaplanabilmesi, arama algoritmasının küresel optimal akı değerini bulma süresini kısaltmıştır. Giriş gücünün azaltılması için küresel optimal akı değerini tarayan ve bu amaç için uyarlanmış Girdap Arama Algoritması başarılı bir şekilde ve tatmin edici bir sürede küresel optimal noktaya ulaşmıştır. Böylelikle, arama algoritması ile kayıp model yaklaşımının getirdiği motor eşdeğer devre parametrelerine bağımlı olma dezavantajı ortadan kaldırılmıştır.

Klasik bir evirici, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve histerezis akım kontrollü iki farklı anahtarlama metodu kullanılarak motorun kayıplarının en aza indirilmesi başarılı bir şekilde sağlanmıştır. Geleneksel uzay vektör PWM yönteminin; karmaşık yapılı ve sektör seçiminin yapılması gibi zorluklar içermesine karşın, daha az harmonikli akım üretmesi, anahtarlama frekansının kolay ayarlanabilmesi, kayıpların azaltılması yaklaşımında bu yönleri ile avantajlı olduğu, ancak güç faktörünün düşük yüklerdeki bozulmasının önüne geçemediği tespit edilmiştir. Histerezis akım kontrolünün daha basit yapılı olmasına frekansın sabit olması nedeniyle daha fazla harmonikli akım oluşturduğu ve bu nedenle bir miktar daha fazla motorda kayba neden olduğu tespit edilmiştir.

Anahtarlama tekniklerinin kendi tipik özellikleri kaynaklı farklılıkların, önerilen optimal kontrol yaklaşımında kullanılan optimizasyon algoritmaları ve arama algoritmasının yapısal olarak performansından bağımsız olmasına karşın, asenkron motordaki kayıpların anahtarlama tekniği kaynaklı değiştiğinin gösterilmesi açısından önem arz ettiği böylelikle vurgulanmıştır.

Bu tez çalışmasında önerilen kayıp model ve arama kontrol yaklaşımı temelli optimal kontrol yönteminden elde edilen sonuçlar, motordaki kayıpların başarılı bir şekilde azaldığını; önerilen kontrol sisteminin çalışma süresi boyunca motorda tatmin edici bir dinamik davranışı koruduğunu ve motorda verimin en üst seviyede gerçekleştiğini göstermektedir.

DRIVE AND CONTROL BASED REDUCTION OF OPERATIONAL LOSS IN INDUCTION MOTOR

SUMMARY

In this thesis, a hybrid optimal control method using loss model approach and search control approach is proposed to reduce motor losses in three-phase induction motors operating under different loading conditions. The study encompasses research in this field, mathematical models, control methods, approaches used in the proposed optimal control method, two newly adapted and online-used optimization algorithms, analytical calculations, and simulations concluded with successful outcomes.

The focus of this thesis is on the optimization of efficiency by reducing motor losses, especially under low loading conditions, during steady-state operation of induction motors commonly used in industry. For this purpose, a vector control-based control method incorporating loss model approach and search control approach, aiming to reduce motor losses and determine optimal rotor flux, is proposed, adapted for real-time operation using two new heuristic algorithms. In addition, with the proposed search algorithm, an optimization technique that scans the minimum power at the motor input and determines the global optimal rotor flux has been developed, and two new optimization algorithms with an optimal control approach have been presented to researchers in this field.

The introductory chapter of the study outlines the significance of the subject, elucidates the scope and purpose of the thesis, and presents a summary of similar research studies in the field. In short, it is not possible to optimize motor efficiency for every operating point with structural design optimization in an induction motor. Therefore, optimal control of the motor becomes imperative. As the efficiency of the motor can only be optimized by minimizing motor losses, it is necessary to obtain the equivalent circuit model representing the losses of the induction motor. In the second chapter of this thesis, the state space mathematical models of the d-q axis system of the induction motor to be controlled were obtained. The synchronous reference frame system was chosen since it represents the losses better, and it was arranged by taking into account the different parameters of the core loss of the motor.

In many applications where constant speed induction motor operation is used, such as mine loading cranes, drills, presses and wood processing machines, the motor is operated for a long time under low load. In these applications, when induction motors are operated at an appropriate flux according to the loading condition, a balance between iron and copper losses is achieved, leading to increased motor efficiency. Therefore, high-performance operation of induction motors is crucial. In Chapter 3, the indirect field-directed control method based on the rotor flux required for vector control, known as field-directed control, in the design of motor drives is presented. In order to control the speed of the asynchronous motor in the d-q equivalent circuit models derived for different equivalent circuit parameters in the synchronous reference frame, the state equations of the control method were obtained, and the controller was rearranged accordingly.

While the optimal design of an induction motor poses a multidimensional problem, optimal control is a one- or two-dimensional problem. Moreover, the role of optimization techniques in induction motor control for achieving global optimum is more crucial than its design. Despite induction motors being highly efficient when operated near the rated torque and speed due to their design tradition, efficiency significantly drops under low loads due to the imbalance between copper and iron losses. This can only be achieved by utilizing appropriate control techniques and optimization algorithms, termed as Loss Model Control (LMC) and Search Control (SC) approaches, which include the loss model approach and search control approach. In the optimal control method, the integration of LMC and SC structures is significant in overcoming the disadvantages of both approaches. In the LMC approach, considering the use of loss (cost) functions derived from the loss models of induction motors, in Chapter 4, after introducing losses in induction motors, loss functions for each d-q equivalent circuit model obtained in Chapter 2 are derived. Mathematical and heuristic methods are employed to minimize the cost function, which is named as the loss function of the induction motor in this study, to find the optimal value. As the degree and number of unknowns in the function increase, the computational load and time on the processor core increase. Therefore, using heuristic algorithms to reach the optimal value is a more suitable approach. Hence, in the fourth chapter, loss functions are derived from d-q equivalent circuit models of induction motors. The loss functions, taking into account the control method and the stator, rotor, and magnetization armature currents in the equivalent circuit model, are obtained. Additionally, two new optimization algorithms have been proposed to find the optimal values that minimize the loss function. These algorithms are adapted to operate in real-time to concurrently determine the optimal losses of the motor under various loading conditions and ensure minimum input power at the motor input. Furthermore, in this chapter, an analytical expression of the steady-state losses obtained from the T-type equivalent circuit of the induction motor is provided to validate the operation of the proposed algorithms and simulation results analytically.

After that, in Chapter 5, the successfully implemented control system derived from the proposed optimal control method and derived equivalent circuit models, along with simulations and simulation results, are presented. Analyses of a motor with indirectly controlled rotor flux-oriented speed control under various speeds and loads using two different switching methods have been performed. The Vortex Search Algorithm (VSA), Human Group Optimization (HGO) Algorithm, and Particle Swarm Optimization (PSO) algorithms have been adapted to the system to simultaneously determine the reference rotor flux from the objective function representing the losses, aiming to optimize losses in simulations. Differences brought by the switching method are highlighted. It has been observed that the proposed algorithms are highly successful in determining the optimal rotor flux through the loss model approach. Consistency between analytically calculated loss values and measured loss values at the motor input, ignoring small disturbances caused by switching-related harmonics and slight deterioration in power factor, has been demonstrated, validating the applied control approach is satisfactorily successful.

In the final chapter, the results obtained from the study are presented. It can be highlighted that in this thesis study aiming to minimize losses by reducing the flux level as a function of load in an induction motor controlled through rotor flux-oriented field control, a hybrid optimal control method incorporating search control and loss model control approaches has been successfully applied.

The loss model approach demonstrates the effects of parameter variations in induction motor losses, showing that the approximate equivalent circuit model derived in the synchronous reference frame system is an appropriate model, leading to a more accurate representation of losses.

The two new heuristic algorithms proposed for simultaneous online determination of the optimal rotor flux from the loss model approach, VSA and HGO algorithms, have been successfully adapted for the first time in this study to optimize efficiency. With these algorithms, the efficiency of the motor has been maximized for every loading condition, particularly maximizing motor efficiency at low speeds and loads below half load while maintaining satisfactory performance without deterioration.

Adjusting the motor flux according to the load has significantly reduced oscillations in electromagnetic torque, especially at low speeds and loads below half load. Simultaneous and rapid calculation of the nearest optimal rotor flux in the solution space for achieving global optimal value using optimization algorithms with the loss model approach has reduced the time required by the search algorithm to find the global optimal flux. The Vortex Search Algorithm adapted for reducing input power has successfully reached the global optimal point within a satisfactory timeframe. Consequently, the disadvantage of induction motor dependency on equivalent circuit parameters brought by the search algorithm and loss model approach has been eliminated.

By using two different switching methods, a classical inverter, Space Vector Pulse Width Modulation and hysteresis current control, the losses of the motor have been successfully minimized.

It has been identified that despite the conventional Space Vector Pulse Width Modulation method being complex and involving difficulties such as sector selection, it produces less harmonic current, offers easier adjustment of switching frequency, and is advantageous in reducing losses, albeit unable to prevent the deterioration of power factor at low loads. Hysteresis current control, being simpler in structure and having a fixed frequency, generates more harmonic current and hence leads to slightly higher losses in the motor.

It is thus emphasized that although the differences arising from the typical characteristics of the switching techniques are structurally independent of the performance of the optimization algorithms and search algorithm used in the proposed optimal control approach, they are also important to show that the losses in the asynchronous motor vary due to the switching technique.

The results obtained from the proposed loss model and search control-based optimal control method in this thesis study demonstrate a successful reduction in motor losses, maintenance of satisfactory dynamic behavior throughout the operation of the proposed control system, and the achievement of maximum efficiency in the motor.

1. GİRİŞ

Endüstride elektrik enerjisinin %70'inden fazlasını tüketen asenkron motorlar, sağlamlık, güvenilirlik, düşük fiyat ve fazla bakım gerektirmemesi nedeniyle endüstriyel uygulamaların çoğunda kullanılır. Endüstride yaygın olarak bu motorlar enerji tüketiminin yoğun olduğu sanayilerde enerji toplam gider maliyetlerine önemli etkide bulunduğu ve son 20 yılda dünyada oldukça artan enerji fiyatlarının etkisiyle de endüstride yaygın bir şekilde kullanılan bu motorların veriminin artması sağlanarak enerji tasarrufu sağlanması önem arz etmektedir. Verimin yükseltilebilmesi için ise motorun ya işletimin ya da motor tasarımının iyileştirilmesi gerekmektedir. Verimin yükseltilebilmesi için ise motor kayıplarının azaltılması gerekmektedir. Verimin iyileştirilmesi sadece elektrik sistemleri için değil aynı zamanda para ve küresel ısınmanın azaltılması açısından fayda getiren tüm sistemler için çok önemlidir [1].

Asenkron motorlar, üretici firmalar tarafından nominal gerilim ve frekansta tam yükte en az kayıpla çalışacak şekilde tasarlanırlar. Endüstride kullanılırken de genelde karşılayacakları en büyük yüke göre seçilirler. Ancak çalışma periyodunun büyük bir bölümünde ise çok düşük yüklerde çalıştırıldıklarından büyük bir enerji tüketimine sebep olmaktadır. Örneğin, moment-hız karakteristiğinin karesel olarak değiştiği ısıtma, havalandırma ve iklimlendirme uygulamaları ile moment-hız karakteristiğinin sabit olduğu asansör, vinç, çekici, bant sistemi gibi uygulamalarda çalışma periyotların önemli bir bölümünde düşük yüklerde daha az verimli olarak çalıştırılan asenkron motorlar, büyük bir enerji kaybına sebep olurken, güç katsayılarının da çok düşük olması nedeniyle şebekede, hatlarda ilave kayıplara ve besleme trafosunun etkin kapasitesinin azalmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle, bu tip uygulamalar için enerji optimizasyonu çok önem kazanmaktadır [2].

Asenkron motorun optimal tasarımı, doğrusal olmayan çok boyutlu bir problem iken optimal kontrolü ise bir ya da iki boyutlu bir problemdir. Ayrıca motorun sürekli küresel optimal çalışmada işletilmesi için asenkron motor kontrolündeki optimizasyon tekniklerinin rolü tasarımından daha önemlidir [3].

Bu bağlamda, asenkron motorun yapısal tasarım optimizasyonu ile her çalışma noktası için motor verimliliğini optimize etmek mümkün değildir. Bu nedenle asenkron motorun optimal olarak kontrol edilmesi gerekir. Asenkron motorun sabit hızda sürüldüğü birçok uygulamada, örneğin; tekstil endüstrisinde iplik eğirme [4], maden yükleme vinci, matkap presler ve ağaç talaşı gibi uygulamalarda, motor düşük yük altında uzun süre işletilmektedir. Bu uygulamalarda, asenkron motorlar yükleme durumuna göre uygun gerilim-frekans değerinde veya uygun uyarma akısında çalıştırılırsa bu, demir ve bakır kayıpları arasında bir denge sağlayarak verimi arttırır.

Asenkron motorlar, anma moment ve hız değerine yakın çalıştırıldığında çok verimli olmalarına rağmen düşük yüklerde, bakır ve demir kayıplarındaki dengesizlik nedeniyle verimi ciddi şekilde düşmektedir. Düşük yüklerde, güç faktörü, motor akımı veya motor akısı ayarlanarak ve hız ile uygun yapılarak motor verimi artırılabilir. Bu hedefte, ancak kontrol tekniklerini ve optimizasyon algoritmalarını kullanarak optimal kontrol sağlanabilir. Optimal kontrol, Kayıp Model Kontrol (KMK) ve Arama Kontrol (AK) olarak isimlendirilen geniş yaklaşımları birlikte kapsar.

KMK'da, motor kayıp modeli sayesinde optimal stator, rotor ya da hava aralığı akısı belirlenmektedir. AK durumunda, motor ya da sürücünün giriş gücü ölçülür ve optimal akı veya uyarma akımı-gerilimi araştırılır. Motorun kayıp modeli yaklaşımı ile optimal stator, rotor ya da hava aralığı akısını belirlemek için motorun hızını ve stator akımını ölçme, kayıp model kontrolörü ile gerçekleştirilir. Bu yaklaşımda demir kayıpları ve akı doygunluğu nedeniyle nüve ve sargı parametrelerinin direnç ve endüktans gibi değerlerini içeren, motorun makine parametrelerinin bilinmesi gereklidir. Tasarlanan kontrolörde ise minimum zaman ile optimal akı seviyesini bulmak için Yapay Sinir Ağı - YSA (Artificial Neural Network - ANN), Bulanık Mantık - BM (Fuzzy Logic - FL), Parçacık sürü optimizasyonu - PSO (Particle Swarm Optimizasyon - PSO), Genetik algoritma - GA (Genetic Algorithm - GA) gibi algoritmalar kullanılmaktadır. Kontrolör algoritması içinde kullanılan kontrol yöntemi ise skaler [5–25] veya vektörel [25–45] olabilmektedir. Skaler kontrol tekniğinde, vektör kontroldekinin aksine değişkenlerin sadece genliği kontrol edilir, vektör kontrol de ise değişkenlerin genliği ile fazı da kontrol edilir. Kompleks bir yapıya sahip olan asenkron motor, vektör kontrol yaklaşımında basit bir dönüşüm yapılarak Doğru Akım (DC) motor olarak modellenebilmektedir.

Kayıp model kontrolörünün, optimal akı ve sürücü performanslarının hesaplanmasında

gecikme olmaması bir avantajdır, fakat AK esnasında arama nedeniyle gecikme zamanı meydana gelir. Bu problemin aşılması amacıyla kayıp modeli kontrol yaklaşımı ve arama kontrol yaklaşımı birlikte kullanılmaktadır.

1.1. Tezin Kapsamı

Bu çalışma üç fazlı asenkron motorların farklı yüklenme koşullarında motor kayıplarının azaltılması için önerilen optimal kontrol yöntemi üzerine araştırmaları, matematiksel modelleri, kontrol yöntemlerini, önerilen kontrol yöntemi yaklaşımdan elde edilen simülasyonları ve başarı ile bitirilen çalışmanın sonuçlarını kapsar.

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında endüstride yaygın olarak kullanılan ve endüstrideki elektrik enerji tüketiminin büyük bir kısmını kullanan asenkron motorlarda sürekli hal çalışma durumunda zamanla az değişen sabit yüklerin özellikle düşük yüklenme koşullarında motor kayıplarının azaltılarak verim optimizasyonu için kayıp modeli ve arama kontrol yaklaşımı kullanan vektörel kontrol tabanlı bir optimal kontrol yöntemi sunmayı amaçlamaktadır. Kayıpların en aza indirilmesi için kayıp model yaklaşımında elde edilen kayıp fonksiyonunu yeni bir akıllı algoritma ile çevrim içi optimize eden ve optimizasyon parametresini referans değer olarak kullanan motor girişinden arama algoritması ile küresel optimal akıyı belirleyen hibrit bir optimizasyon tekniği geliştirilerek, bu çalışma alanındaki araştırmacılara, asenkron motorda verimliliği iyileştiren yeni bir optimal kontrol yöntemi ve yaklaşımı sunmayı amaçlamaktadır.

1.3. Literatür Araştırması

Bu kısımda, üç fazlı asenkron motorlarda kayıpların en aza indirilmesi ile verim optimizasyonunun sağlanmasını amaçlayan çalışmaların, bu alanındaki gelişmelerin ve optimal kontrol tekniklerinin bir özeti sunulmaktadır.

Optimal kontrolde düşük yüklerde, asenkron motor verimini artırmak için [4-45]'de Kayıp Model Kontrolü (KMK), [45-60]'de minimum güç girişi için Arama Kontrolü (AK) olarak isimlendirilen iki ana yaklaşımı sunan çalışmaları kapsamaktadır. [61-63]'de KMK ve AK'nın birlikte kullanıldığı hibrit yaklaşımlar sunulurken, [64-68]'de asenkron motorun verim optimizasyonu için diğer kontrolörler anlatılmaktadır.

Asenkron motorda kontrol yoluyla kayıp optimizasyonunun sağlandığı, [26, 27, 43, 46,57-60]'de Yapay Zekâ (AI: Artificial Intelligence) temelli kontrolör türleri verilmektedir. Hızlı yakınsama sağlamak için bu çalışmalardaki bazı kontrolörlerde, [26, 27, 43] Yapay sinir ağı (Artificial Neural Network - ANN) ve [46, 57-60]'da Bulanık Mantık - BM (Fuzzy Logic-FL) temelli yaklaşımlar kullanılmaktadır.

Son yıllarda bu çalışmalara eklenenler içinde; doğa ve insan nesnelere yardımcı süreçlere kendini organize etmeye dayalı stokastik arama tekniklerine dayandırılmış ve sürekli değişen ortama uyum yetenekleri nedeniyle Doğa Esinlemeli Algoritmalar - DEA (NIA: Nature Inspired Algorithms) nispeten en yenileridir. [28-31]'de Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), [40-42]'de Genetik Algoritma (GA) ise bu alanda yapılan çalışmalarda kullanılan algoritmalar içinde popüler optimizasyon teknikleridir. Son yıllarda bunlara [78]'de Girdap Arama Algoritması (GAA) (Vortex Search Algorithm - VSA), [79-80]'de İnsan Grup Optimizasyonu (İGO) (Human Group Optimization - HGO), [81]'de Arayıcı Optimizasyon algoritması (AOA) (Seeker Optimization Algorithm - SOA) vb. algoritma daha katılmıştır.

Birçok araştırmacı, asenkron motorun kayıplarını en aza indirmek için kayma hızı [4, 9, 10], rotor akısı [35,36], uyarma akımı [32], uyarma gerilimi [31] gibi farklı değişkenlerin optimizasyon parametresi olarak seçildiği algoritmalar kullanan çalışmalar sunmuşlardır. Bu optimizasyon algoritmaları skaler kontrolör tabanlı tasarım yaklaşımlarının [5–25] ve vektörel kontrolör [25–45] tabanlı tasarım yaklaşımlarının sunulduğu araştırmaları kapsamaktadır.

[4]'de asenkron motorda KMK yaklaşımı ile optimal kayma yaklaşımı ve Diferansiyel Evrim - DE (Differential Evolution - DE) algoritması kullanan araştırmacılar, skaler kontrol tabanlı kontrolör ile sürülen orta büyüklükte asenkron motorların kullanıldığı tekstil endüstrisinde enerji tasarrufu sağlanabileceğini göstermektedirler.

[5]'de Alternatif Akım (AC) ve Doğru Akım (DC) sürücülerde, sürücü kayıpları ve motor kayıplarını azaltılması amaçlı KMK yaklaşımli skaler kontrolör tasımı sunulmuştur.

[6]'de KMK ve AK yöntemi ile optimal hava aralığı akısı belirlenmesi ile tasarlanan skaler kontrolör tabanlı bir yaklaşım sunulmuştur.

[7]'de, asenkron motor kayıpları en aza indirirken düşük akı nedeniyle daha fazla motor akımının oluşmasını ve daha fazla kayıp nedeniyle moment bozulumunu

engellemek için hava aralığı akısının her zaman KMK'dan bağımsız olarak 0,3pu daha fazla tutulmasını öneren skaler kontrollü bir kayıp model kontrolör sunulmaktadır.

[8]'de asenkron motor verimliliği optimizasyonu üzerine yapılan çalışmada araştırmacılar, bu amaçla tasarlanan skaler kontrolde geçici hal (yol alma) sırasında meydana gelen dinamiklerin iyi sürdürmesi için anma akısı ile motorun işletilmesinin daha iyi olduğunu gösteren çalışmayı sunmuşlardır.

[9]'da optimal kaymanın deneme yanılma yoluyla ve kayıp model yardımı ile araştırıldığı, sonuçların bir mikroişlemci belleğine tablolamasıyla optimal kaymanın basit izlenmesinin sağlandığı ve motorun optimum verimlilikte işletildiği bir optimal kayma kontrol yaklaşımı sunulmuştur.

[10]'da santrifüj pompa için tasarlanan bir ayarlanabilir hız sürücüsü ile frekans ayarı yapılan asenkron motorda kayıpların optimizasyonunun başarıyla yapıldığı bir çalışma sunulmuştur.

[11]'de araştırmacılar, 0.4pu yükte 2hp gücündeki asenkron motorda verimliliği % 10 - % 15 iyileştiren, kayıpları en aza indirmek için motor nüvesinde doymayı, kaynak harmoniklerini ve deri etkilerini de hesaba katan bir algoritma ile optimal giriş gerilimi ve frekansını (V, f) bulan bir skaler kontrol yaklaşımı sunmaktadır.

[12]'de araştırmacılar, motordan maksimum verim almak için akı seviyesinin, 10kW'tan küçük sürücülerde invertör kayıpları dikkate alınmadan ayarlanabileceğini, fakat 10-100kW arası orta büyüklükteki sürücülerde invertör kayıplarının etkilerinin önemli olduğunu belirten bir araştırma sunmuşlardır.

[19]'deki çalışmada sürücüdeki moment ve hız dalgalanmalarını azaltmak ve PID kontrolör kazançlarını ayarlamak için PSO temelli akıllı bir yaklaşım kullanılmaktadır.

[13-23] ise asenkron motor parametre değişiminin etkilerinin tartışıldığı, ancak bu etkilerin göz ardı edildiği, skaler kontrol tabanlı kontrolör tasarımı sunan çalışmalardır.

[24]'de gelişen dünya ve teknolojinin getirdiği değişim ile optimizasyon problemlerinde küresel çözüm arayan sayısal tekniklerin kullanıldığı modifiye edilmiş bir PSO sunulmaktadır.

[25]'de kayıp modelindeki hatayı önlemek ve motor parametre aramak için motor parametre değişimlerinin etkisine odaklanan bir GA kullanarak optimal gerilim ve

frekans değerleri bulunmuş ve tablolama yöntemi ile çalışan bir kontrolör tasarımı sunulmuştur.

[26]'da İleri beslemeli Yapay Sinir Ağı temelli kayıp model kontrolörü ile optimum rotor akısı bulunarak asenkron motorda toplam kayıpları en aza indirmek için bir yaklaşım sunulmuştur.

[27]'deki araştırmacılar, İleri beslemeli Yapay Sinir Ağı ile çevrimdışı optimum gerilimin kısa bir sürede bulunduğu, yk ne olursa olsun istenilen hız ve momente yerleşmek için gerilimin değiştirilerek, asenkron motorun işletildiği ve verimin iyileştirildiği bir yaklaşım kullanmaktadırlar.

[28, 29]'da Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) kullanan araştırmacılar kayma hızını optimizasyon parametresi olarak belirlerken, [30,31]'de kayıpları en aza indirmek için Doğrudan Moment Kontrolünde- DMK (Direct Torque Control - DTC), akı ve histerisiz band değerleri optimizasyon parametresi olarak seçilmiştir.

[32]'deki çekirdekte doyma etkilerini içeren, genelleştirilmiş d - q kayıp (vektör) modeline dayanan AC ve DC vektör kontrollü sürücülerde uyarma akımının (i_{ds}) optimize edildiği yaklaşımda, d -ekseni güç kayıplarının q -ekseni g kayıplarına eşit olduğu noktada minimum güç kayıplarına ulaşıldığı sonucuna varılmaktadır. [33]'te de asenkron motorun, d - q koordinatlarında stator ve rotor çekirdek direnci kayıplarını içeren eşdeğer devre modeli kullanıldığı ve kayıpların en aza indirildiği motor sürücüsü sunulmaktadır. [34]'te demir kayıplarını içeren asenkron motor kayıp modeli ve kayıpların minimizasyonu sırasında parametre değişimlerinin etkileri dikkate alındığı optimal akının yaklaşımı sunulmaktadır.

[35]'de asenkron motorda en iyi moment kontrolünün ve en az enerji kullanımın sağlandığı, çeşitli yükler için optimal akımların ve akıların sürekli halde değerlerinin işleyen geri beslemeli kontrolör tasarımı verilmektedir.

[36]'da optimal akı seviyesi araştırılırken Kayıp Minimizasyonu Algoritmasında (KMA) akım ve gerilim sınırları dikkate alındığı, bağımlı bir kaynak ve kayıp direnci ile basitleştirilmiş, gerçek kayıptan daha fazla bir kayıp veren kaçak reaktansız bir model önerilmiştir.

[37]'de asenkron motorun d - q koordinatlarda ilave yük kayıplarının, stator ve rotor kaçak akıları ile birleştirildiği ve sinüzoidal olmayan uyarma altında lamine edilmiş demir çekirdekte harmonik demir kayıpları gösteren modifiye edilmiş eşdeğer devre

modelinin kullanıldığı ve invertör anahtarlama kayıplarının dikkate alınmadığı bir çalışma sunulmaktadır.

[38]'de Alan Yönlendirmeli Kontrol - AYK (Field Oriented Control - FOC) yaklaşımı ile sürülen bir asenkron motorda en kısa zaman ve en az kayıpla hız kontrolü için bir kontrol algoritması önerilmektedir.

[39]'de, düşük yükteki bir motorda ani yük momenti artışı olduğunda, hızda büyük düşme ve yavaş ivmelenme olarak bilinen iki sorunun üstesinden gelmek için optimal dinamik stator akımı kontrol yaklaşımı yapan bir algoritma önerilmiştir.

[40]'da moment kontrolü ve kayıp minimizasyonu için asenkron motorun GA-PSO tabanlı vektör kontrolünü yapan hibrit (melez) bir teknik sunulmaktadır. [41]'de asenkron motorun kayıplarının minimizasyonu için optimal akının bulunmasında kullanılan Genetik algorithmada, GA'nın öğrenme verimliliği gelişmesi için GA'nın mutasyon sürecinde PSO kullanılmaktadır.

[42]'de, motor ve kontrolü yapılan stator akımları arasındaki hatadan rotor zaman sabitinin belirlenmesi için GA kullanılarak kayma açısız hızının çevrimiçi ayarlanması yapılmaktadır. [43, 44]'de akı ve frekans nedeniyle demir kaybı direncindeki değişimin dikkate alındığı YSA kullanılarak optimal akı üreten akım ile verimliliğin artışına odaklanan vektör kontrolü yaklaşım sunulmuştur.

[45-59]'da yapılan çalışmalarda asenkron motorda arama kontrol (AK) algoritması kullanılarak verim optimizasyonu yapılmıştır. [51]'de asenkron motorun verim optimizasyonda AK'nın avantajları sunulurken, [52] de, optimizasyonda kontrol değişkeni olarak stator akımının yerine giriş gücü seçildiği zaman belirlenen problemler ortaya konulmaktadır. [53]'de ise her iki kontrol değişkeni düşünülerek sürücüdeki kayıpların azaltılması için invertör giriş frekansı ayarlanarak sürücüye minimum güç girişi sağlanmış böylelikle V/f kontrol ile önemli bir verimlilik iyileştirmesi sunulmuştur.

[54]'de, minimum giriş gücü için kayıplara göre gerilim ayarı yapılırken gerilim düşmesi nedeniyle oluşan rotor hızını düzeltmek için frekans artırılırken, yük ve hız değişimi nedeni ile kaymadaki değişimini dengeleyecek bir başlangıç frekansı üretmeye dayalı Gerilim arama kontrol optimizasyonunu sunulmuştur. [55]'de ise ölçülen giriş gücü minimuma ulaşınca kadar rotor akısı ayarlanmaktadır.

[56]'da asenkron motorun sürekli halde moment ve verimlilik optimizasyonu için, stator akısı alan yönlendirmeli, rotor akısı alan yönlendirmeli ve hava aralığı akısı alan

yönlendirmeli üç dolaylı vektör kontrol yöntemi karşılaştırılmış ve rotor akısı alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrol yönteminin en iyi optimal verimi sağladığı tespiti sunulmuştur.

[57-60]'de asenkron motor verimlilik optimizasyonu için Arama Kontrol - AK (Search Control - SC) temelli Bulanık Mantık (Fuzzy Logic - FL) yaklaşımları önerilmiştir. [57]'de, Bulanık Mantık kullanarak akı seviyesinin ayarlanması ile geçici durumda kayıp minimizasyonu önerilmektedir. [58]'de, bir kontrol değişkeni olarak gerilim seçilmiştir. [59]'da hem sürekli hal durumu ve hem de geçici hal durumu için motor verimliliğini optimize etmek için Bulanık Mantık kullanılmıştır. [60]'de, Bulanık mantık sürücüler minimum giriş gücüne yerleşinceye kadar akıyı azaltmak için kullanılmıştır.

[61-63]'de KMK ve AK birlikte, asenkron motor verimlilik optimizasyon analizi için kullanılmıştır. [61]'de, KMK ve AK'nin başlıca dezavantajlarını gideren KMK ve AK'nin birlikte iyi özelliklerini tutmayı sağlayan kontrolör geliştirilirken, kayıp fonksiyon parametreleri ve optimize akı değerini çevrimiçi belirlemek için giriş gücü kullanılmıştır. [62]'de invertör girişi DC baradan güç ölümüne dayanan verim optimizasyonu için KMK ve AK'den oluşan melez bir yapı kontrolör sunulmuştur. [63]'de, KMK ve AK ile karşılaştırılmış ve KMK'de optimal akının kısa bir zamanda üretilmesine karşın AK'de sürekli olarak akı değişimi kaynaklı momentte daha çok salınım olması nedeniyle AYK'da KMK'nin daha uygun olduğu sonucuna varılmıştır.

[64]'de çekirdek kayıpları ve doymaya bağlı endüktans değişiminin dikkate alındığı asenkron motorun sabit referans çerçeve d-q modeli kullanılmış ve doğrusal olmayan geometrik kontrol yaklaşımı ile kayıp optimizasyon yaklaşımı sunulmuştur.

[65, 66]'da asenkron motorun maksimum moment ile akım kontrolünün yapıldığı uygulamada, bu amaçla optimal kayma kontrolü kullanılmıştır. Bu tekniğin özelliği, V/f kontrole sahip olan sürücülerde de uygulanabilmesidir.

[67]'de kendinden ve harici bir havalandırma ile asenkron motorda sargı sıcaklığının azaltılmasına yardımcı olduğunda, motorda enerji tasarruflu bir işletme sağlanarak verimin artırıldığı anlatılmaktadır.

[68]'de terminal empedansı kontrolü gibi pratik bir yaklaşım ile asenkron motorda % 35 yüklenmeye kadar tüketilen toplam enerjinin % 10'u kadar enerji tasarrufu sağlayan bir kontrolör tasarımı sunulmaktadır.

2. ASENKRON MOTORUN SENKRON REFERANS ÇERÇEVE DİNAMİK EŞDEĞER DEVRE MODELLERİ

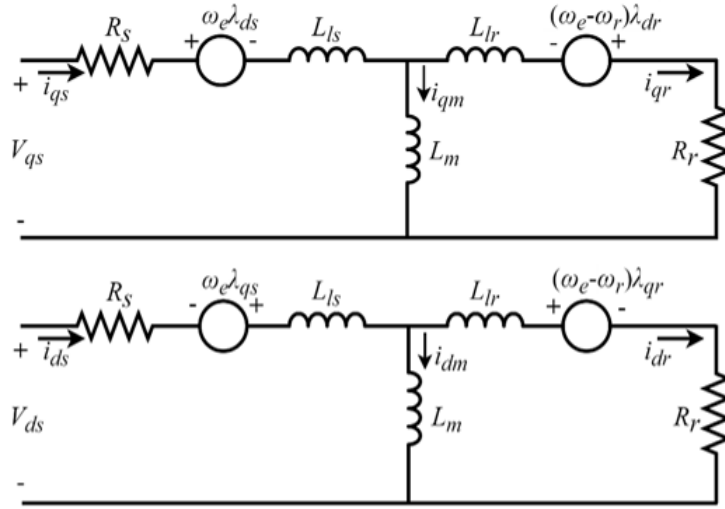
Hız kontrolü yapılan asenkron motorların hız-moment performansının yüksek olması istenilen uygulamalarında d-q eksen sistemindeki modellerden faydalanılmaktadır. Asenkron motorun a-b-c eksen sistemindeki modellere kıyasla d-q eksen sisteminde modellerin daha az denklem kullanılarak gerçekleştirilmesi nedeniyle d-q eksen sisteminde modelleme önemli bir avantaj sağlamaktadır.

Bu bölümde asenkron motorun yüksek performansta sürülebilmesi ve asenkron motorda kayıpların en aza indirilmesi yaklaşımında kayıp fonksiyonun türetilmesi için ve ayrıca optimizasyonda seçilen algoritmalarda motorun durum değişkelerinin kullanılması nedeniyle d-q eksen sistemindeki dinamik modelleri sunulmuştur. Sunulan bu d-q eksen sistemi modellerinin yardımı ile asenkron motorda kayıpların en aza indirmesi için optimize edilecek amaç fonksiyonu türetilmiştir. Tez çalışmasında minimize edilecek amaç fonksiyonu, kayıp fonksiyonu olarak ifade edilmiştir. Bu amaçla stator ve rotor akımlarına dayalı modelleme kullanılarak asenkron motorun senkron referans çerçeve dinamik eşdeğer devre modelleri elde edilmiştir.

Eşdeğer devre modellerinde göz ardı edilen motor parametre değişimi kaynaklı etkilerinin incelenebilmesi ve sahada işletilen gerçekte motorun modellenemeyen parametre etkilerine bağımlılığını ortadan kaldıran optimal kontrol yöntemin geliştirilmesi amacıyla farklı dinamik eşdeğer devre modelleri elde edilmiştir. Bu şekilde, sürekli deneysel ölçüm verisine bağımlı çalışma ortadan kaldırılmış ve parametre değişimi kaynaklı etkilerinden bağımsız çalışan optimal kontrol yöntemi farklı modeller yardımıyla simülasyon ortamında geliştirmiştir.

2.1. En Basit Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 0

Bu kısımda çekirdek kayıplarının göz ardı edildiği ve literatürde yaygın olarak kullanılan asenkron motorun d-q eksen sistemindeki senkron referans çerçeve modeline [69] göre stator ve rotor akımlarına dayalı en basit haldeki eşdeğer devre modeli (2.1.a – 2.9.b) eşitlikleri ile türetilacaktır.



Şekil 2.1. Çekirdek kayıplarının dikkate alınmadığı senkron referans çerçeve en basit d-q eşdeğer devre modeli.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.1.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.1.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p \lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (2.1.c)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p \lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.1.d)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m i_{qm} \quad (2.2.a)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m i_{dm} \quad (2.2.b)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m i_{qm} \quad (2.2.c)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m i_{dm} \quad (2.2.d)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.3.a)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (2.3.b)$$

(2.2) eşitliklerinde mıknatıslanma kolu akımı stator ve rotor akımları cinsinden ifade edilir ve (2.3) eşitlikleri ile düzenlenirse akı ifadeleri;

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.4.a)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.4.b)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.4.c)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.4.d)$$

(2.4) akı eşitlikleri (2.1) eşitliklerindeki gerilim denklemlerinde yerine yazılırsa (2.5) eşitlikleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p(L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.5.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p(L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) - \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.5.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p(L_r i_{qr} + L_m i_{ds}) + (\omega_e - \omega_r) (L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) \quad (2.5.c)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p(L_r i_{dr} + L_m i_{qs}) - (\omega_e - \omega_r) (L_r i_{qr} + L_m i_{qs}) \quad (2.5.d)$$

(2.5) eşitliklerinde, stator ve indirgenmiş rotor akım bileşenlerinin türevleri sol tarafta olacak şekilde çekilip (2.4) akı eşitlikleri yerine yazılıp düzenlenirse;

$$p i_{qs} = \frac{-1}{L_{ls}} [R_s i_{qs} + p i_{qr} + \omega_e (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) - v_{qs}] \quad (2.6.a)$$

$$p i_{ds} = \frac{-1}{L_{ls}} [R_s i_{ds} + p i_{dr} - \omega_e (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) - v_{ds}] \quad (2.6.b)$$

$$p i_{qr} = \frac{-1}{L_{lr}} [R_r i_{qr} + p i_{qs} + (\omega_e - \omega_r) (L_r i_{dr} + L_m i_{ds})] \quad (2.6.c)$$

$$pi_{dr} = \frac{-1}{L_{lr}} [R_r i_{dr} + pi_{ds} - (\omega_e - \omega_r)(L_r i_{qr} + L_m i_{qs})] \quad (2.6.d)$$

(2.6.a-b) eşitlikleri (2.6.c-d) eşitliklerindeki türevli ifadeler yerine, aynı şekilde (2.6.c-d) eşitlikleri de (2.6.a-b)'deki türevli ifadelerin yerine yazılır ve (2.7)'deki kısaltmalar yapılarak eşitlikler düzenlenirse (2.8) eşitlikleri ile temsil edilen stator ve rotor akımına dayalı d-q eşdeğer devre modelinin durum denklemleri elde edilir.

$$a = L_m^2 - L_s L_r; \quad (2.7.a)$$

$$k_1 = \frac{L_r R_s}{a}; k_2 = \frac{L_r L_s}{a}; k_3 = \frac{L_m^2}{a}; k_4 = \frac{L_r}{a}; k_5 = \frac{L_m R_r}{a}; k_6 = \frac{L_m L_r}{a} \quad (2.7.b)$$

$$k_7 = \frac{L_s R_r}{a}; k_8 = \frac{L_r L_s}{a}; k_9 = \frac{L_m^2}{a}; k_{10} = \frac{L_m}{a}; k_{11} = \frac{L_m R_s}{a}; k_{12} = \frac{L_s L_m}{a} \quad (2.7.c)$$

$$pi_{qs} = [k_1 i_{qs} + (\omega_e k_2 - (\omega_e - \omega_r) k_3) i_{ds} + \omega_r k_6 i_{dr} - k_5 i_{qr} - k_4 v_{qs}] \quad (2.8.a)$$

$$pi_{ds} = [k_1 i_{ds} - (\omega_e k_2 + (\omega_e - \omega_r) k_3) i_{qs} - \omega_r k_6 i_{qr} - k_5 i_{dr} - k_4 v_{ds}] \quad (2.8.b)$$

$$pi_{qr} = [k_7 i_{qr} - (\omega_e k_9 - (\omega_e - \omega_r) k_8) i_{dr} - \omega_r k_{12} i_{ds} - k_{11} i_{qs} + k_{10} v_{qs}] \quad (2.8.c)$$

$$pi_{dr} = [k_7 i_{dr} + (\omega_e k_9 - (\omega_e - \omega_r) k_8) i_{qr} + \omega_r k_{12} i_{ds} - k_{11} i_{qs} + k_{10} v_{qs}] \quad (2.8.d)$$

(2.1) - (2.8) eşitlikleri ve ani güç teorisinden hareketle elektromagnetik moment ise aşağıdaki gibi elde edilir [69].

$$T_e = \frac{3P}{2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) [\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}] \quad (2.9.a)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) [(L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) i_{qs} - (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) i_{ds}] \quad (2.9.b)$$

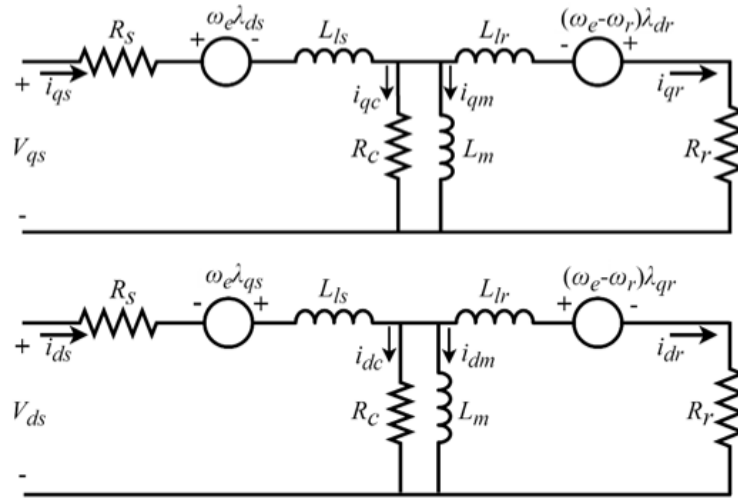
2.2. Basitleştirilmiş Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 1

Çekirdek kayıplarının etkilerinin sincap kafesli asenkron motorunun dinamik modeline dahil edilmesi iki yaklaşım ile gerçekleştirilebilir. Bunlardan ilki çekirdek

kayıplarının etkileri bir eşdeğer moment ile temsil ederek mekanik denklemi etkileyen yaklaşım oluşturarak, ikincisi ise çekirdek kayıplarını temsil eden bir eşdeğer direnç kullanarak doğrudan asenkron motor eşdeğer devresi üzerinde gösterme yaklaşımı kullanılmaktadır. İkinci yaklaşımın daha doğru sonuçlar verdiği kanıtlandığı için [70] eşdeğer devre modelinin kullanıldığı verim optimizasyonda eşdeğer direnç yaklaşım yöntemi ve bu yöntemin geliştirildiği yaklaşımlar tercih edilmektedir.

Senkron referans çerçeve modeli, kayıpların en iyi şekilde temsil edilmesi ve daha doğru sonuçlar vermesi nedeniyle literatürde bu yönde yapılan çalışmalarda [45, 71] daha çok tercih edilmektedir. Sabit referans çerçeve modeli de kayıp optimizasyonu çalışmalarında [64]'de basit olması yönüyle tercih edilmiştir.

Bu kısımda, Bölüm 2.1'deki eşdeğer devreden farklı olarak çekirdek kayıplarının sabit olarak dikkate alındığı en basit anlamda kayıpların sabit bir direnç R_c değeri ile temsil edildiği asenkron motorun d-q eksen sistemindeki senkron referans çerçeve modelinin stator ve rotor akımlarına göre basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli (2.10.a – 2.15.b) eşitlikleri ile türetilmektedir [33].



Şekil 2.2. Çekirdek kayıplarının dikkate alındığı senkron referans çerçeve basitleştirilmiş d-q eşdeğer devre modeli.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.10.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.10.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p \lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (2.10.c)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p \lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.10.d)$$

Eşdeğer devreye eklenen R_c parametresi nedeniyle bölüm (2.1)'deki (2.1) eşitliklerinde herhangi bir değişiklik gerekmez ve (2.10) eşitlikleri yazılırken (2.2)'deki akı eşitliklerinde mıknatıslanma kolu akımı, diğer akımlar cinsinde yazılır ve mıknatıslanma kolu gerilimi (2.12. a-b) eşitliğindeki gibi ifade edilirse;

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m i_{qm} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr} - i_{qc}) \quad (2.11.a)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m i_{dm} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr} - i_{dc}) \quad (2.11.b)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m i_{qm} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr} - i_{qc}) \quad (2.11.c)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m i_{dm} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr} - i_{dc}) \quad (2.11.d)$$

$$R_c i_{qc} = L_m p i_{dm} \quad (2.12.a)$$

$$R_c i_{dc} = L_m p i_{qm} \quad (2.12.b)$$

ve (2.12.a-b) eşitliklerinde çekirdek akımları diğer kol akımları şeklinde ifade edilerek türevli mıknatıslanma akımları çekilirse (2.12.c-d) eşitlikleri elde edilir.

$$p i_{qm} = \frac{1}{L_m} [R_c (i_{qs} - i_{qm} + i_{qr})] \quad (2.12.c)$$

$$p i_{dm} = \frac{1}{L_m} [R_c (i_{ds} - i_{dm} + i_{dr})] \quad (2.12.d)$$

(2.11) eşitlikleri (2.10) eşitliklerinde yerine yazılarak, stator ve rotor akımlarının türevli bileşenleri sol tarafta kalacak şekilde düzenlenirse ve (2.12.c-d) eşitlikleri de sağ taraftaki türevli mıknatıslanma akımı ifadeleri de yerine yazılırsa;

$$pi_{qs} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c)i_{qs} - R_c i_{qm} + R_c i_{qr} + \omega_e \lambda_{ds} - v_{qs}] \quad (2.13.a)$$

$$pi_{ds} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c)i_{ds} - R_c i_{dm} + R_c i_{dr} - \omega_e \lambda_{qs} - v_{ds}] \quad (2.13.b)$$

$$pi_{qr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c)i_{qr} - R_c i_{qm} + R_c i_{qs} + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}] \quad (2.13.c)$$

$$pi_{dr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c)i_{dr} - R_c i_{qm} + R_c i_{ds} - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr}] \quad (2.13.d)$$

elde edilir. Son olarak (2.13) eşitliklerinde (2.11)'deki stator ve rotor akısı ifadeleri yerine yazılarak düzenlenirse, (2.12.a-b) ve (2.14) eşitlikleri ile çekirdek kayıplarını temsil edilen stator ve rotor akımına dayalı basitleştirilmiş d-q eşdeğer devre modelinin durum denklemleri elde edilir.

$$pi_{qs} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c)i_{qs} - R_c i_{qm} + R_c i_{qr} + \omega_e(L_{ls}i_{ds} + L_m i_{dm}) - v_{qs}] \quad (2.14.a)$$

$$pi_{ds} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c)i_{ds} - R_c i_{dm} + R_c i_{dr} - \omega_e(L_{ls}i_{qs} + L_m i_{qm}) - v_{ds}] \quad (2.14.b)$$

$$pi_{qr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c)i_{qr} - R_c i_{qm} + R_c i_{qs} + (\omega_e - \omega_r)(L_{lr}i_{dr} + L_m i_{dm})] \quad (2.14.c)$$

$$pi_{dr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c)i_{dr} - R_c i_{qm} + R_c i_{ds} - (\omega_e - \omega_r)(L_{lr}i_{qr} + L_m i_{qm})] \quad (2.14.d)$$

(2.11) - (2.15) eşitlikleri ve ani güç teorisinden hareketle elektromagnetik moment ise aşağıdaki gibi elde edilir [33].

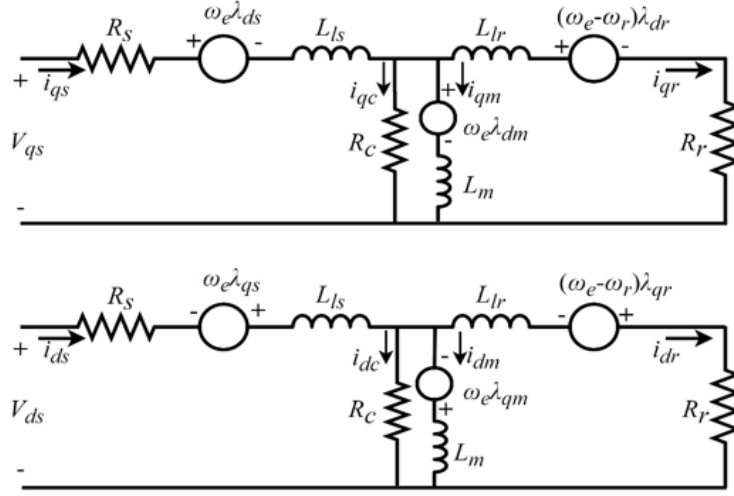
$$T_e = \frac{3P}{2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) [\lambda_{dr}(i_{qm} - i_{qr}) - \lambda_{qr}(i_{dm} - i_{dr})] \quad (2.15.a)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) [(L_{lr}i_{dr} + L_m i_{dm})(i_{qm} - i_{qr}) - (L_{lr}i_{qr} + L_m i_{qm})(i_{dm} - i_{dr})] \quad (2.15.b)$$

2.3. Yaklaşık Dinamik Eşdeğer Devre Modeli – Model 2

Bu kısımda asenkron motorda çekirdek kayıplarını temsil edilmekle birlikte mıknatıslanma endüktansı kolunda doyma ve rotor akısı tepkisinin de temsil edildiği

senkron referans çerçeve d-q modelinin stator ve rotor akımlarına göre yaklaşık eşdeğer devre modeli (2.16.a – 2.20.b) eşitlikleri ile elde edilmektedir [70].



Şekil 2.3. Çekirdek kayıpları ve mıknatıslanma kolu akı değişiminin dikkate alındığı senkron referans çerçeve yaklaşık d-q eşdeğer devre modeli.

(2.10) stator ve rotor gerilim eşitliklerinde (2.17) akı eşitlikleri yazılır ve elde edilen ifade (2.18) eşitlikleri ile düzenlenirse (2.16) eşitlikleri elde edilirse;

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p(L_{ls} i_{qs}) + R_c i_{qc} + \omega_e L_{ls} i_{ds} \quad (2.16.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p(L_{ls} i_{ds}) + R_c i_{dc} - \omega_e L_{ls} i_{qs} \quad (2.16.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \omega_e L_{lr} i_{qr} + L_{lr} p i_{qr} + L_m p i_{qm} - \omega_e L_m i_{dm} - \omega_r \lambda_{dr} \quad (2.16.c)$$

$$0 = R_r i_{dr} - \omega_e L_{lr} i_{dr} + L_{lr} p i_{dr} + L_m p i_{dm} - \omega_e L_m i_{qm} - \omega_r \lambda_{qr} \quad (2.16.d)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m i_{qm} \quad (2.17.a)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m i_{dm} \quad (2.17.b)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m i_{qm} \quad (2.17.d)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m i_{dm} \quad (2.17.d)$$

(2.12.a-b) eşitlikleri eşdeğer devredeki yeni duruma göre düzenlenirse;

$$R_c i_{qc} = L_m p i_{qm} + \omega_e \lambda_{dm} \quad (2.18.a)$$

$$R_c i_{dc} = L_m p i_{dm} - \omega_e \lambda_{qm} \quad (2.18.b)$$

(2.18) eşitliklerinde çekirdek akımları diğer kol akımları cinsinde ifade edilir ve türevli ifadeler sol tarafa çekilirse elde edilen denklemlerde mıknatıslama akıları, akımları cinsinden elde edilip denklem düzenlenirse;

$$p i_{qm} = \frac{1}{L_m} [R_c (i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_e L_m i_{dm}] \quad (2.18.c)$$

$$p i_{dm} = \frac{1}{L_m} [R_c (i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_e L_m i_{qm}] \quad (2.18.d)$$

(2.16) eşitliklerinde türevli stator ve rotor akımları sol tarafta kalacak şekilde düzenlenir ve sağ taraftaki demir akım bileşenleri diğer kol akımları şeklinde yazılırsa, (2.18.c-d) ve (2.19) eşitlikleri ile stator ve rotor akımına dayalı basitleştirilmiş d-q eşdeğer devre modelinin durum denklemleri elde edilir.

$$p i_{qs} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c) i_{qs} + R_c i_{qr} - R_c i_{qm} + \omega_e L_{ls} i_{ds} - v_{qs}] \quad (2.19.a)$$

$$p i_{ds} = \frac{-1}{L_{ls}} [(R_s + R_c) i_{ds} + R_c i_{dr} - R_c i_{dm} - \omega_e L_{ls} i_{qs} - v_{ds}] \quad (2.19.b)$$

$$p i_{qr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c) i_{qr} + R_c i_{qs} - R_c i_{qm} + (\omega_e - \omega_r) L_{lr} i_{dr} - \omega_r L_m i_{dm}] \quad (2.19.c)$$

$$p i_{dr} = \frac{-1}{L_{lr}} [(R_r + R_c) i_{dr} + R_c i_{ds} - R_c i_{dm} - (\omega_e - \omega_r) L_{lr} i_{qr} + \omega_r L_m i_{qm}] \quad (2.19.d)$$

Elektromagnetik moment ise aşağıdaki gibi elde edilir [70].

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} [\lambda_{dr}(i_{qm} - i_{qr}) - \lambda_{qr}(i_{dm} - i_{dr})] \quad (2.20.a)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} [(L_{lr}i_{dr} + L_m i_{dm})(i_{qm} - i_{qr}) - (L_{lr}i_{qr} + L_m i_{qm})(i_{dm} - i_{dr})] \quad (2.20.b)$$

Hız kontrolü yapılan asenkron motorda mekanik hız denklemi;

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_L - T_e) + \frac{1}{J}B\Omega_r \quad (2.21)$$

olarak yazılır. J : Atalet momenti, B : viskoz sürtünme sabiti, T_L : Yük momenti ve Ω_r : motorun mekaniksel açısal hızı (rad/s(mek))'dır

Motorlar iş makinesi tahrikinde kullanılırlar. Bu nedenle moment üretirler ve şebekeden güç çekerler. Motor işletme durumunda, sabit güçte veya sabit moment değerinde çalışır. Motorda, P_{mek} : Çıkış gücü ise;

$$P_{mek} = T_L \Omega_r \quad (2.22)$$

olarak ifade edilir.

Motorun şebekeden çektiği aktif ve reaktif güç ise, d-q referans sisteminde ani güç teorisi kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır;

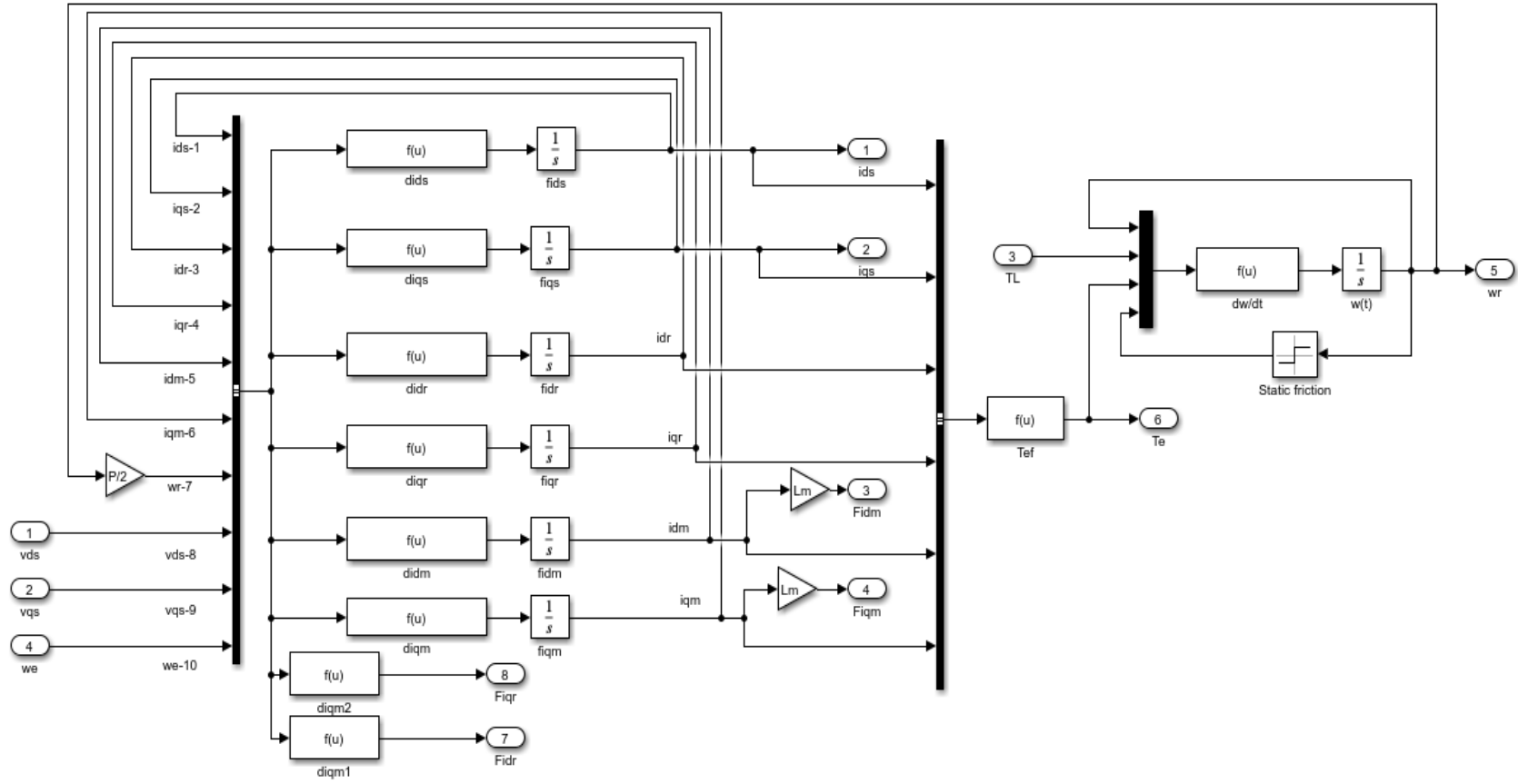
$$P_{elk} = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} + 2V_{0s}i_{0s}) \quad (2.23)$$

$$Q_{elk} = \frac{3}{2}(V_{qs}i_{ds} - V_{ds}i_{qs}) \quad (2.24)$$

Yukarıda verilen (2.22) eşitliği, motorda her iki işletme durumu; sabit moment ve sabit güç bölgesinde çalışmayı açıklamaya yeterlidir. Sabit moment bölgesinde çalışmada, devir sayısının artması, motorun üretmesi gereken gücünün artmasına ve dolayısıyla şebekeden çekilin gücün büyümesine, sabit güç bölgesinde çalışmada ise momentin artması, devir sayısının düşmesine veya momentin küçülmesi devir sayısının büyümesine neden olur. Bu açıklamadan anlaşılmaktadır ki, motorun sabit güçte veya sabit momentte çalışması birbirine zıt iki durum meydana getirir [72].

Motorun, bu işletme bölgelerinde çalıştırılırken dinamik performansının yüksek olması ve verimli çalışması ise ancak şekil 2.3.'te dinamik modeli verilen motorun uygun bir kontrol yaklaşımı kullanılarak sürülmesi ile mümkün olmaktadır.

Türetilen üç modele ait stator ve rotor akımlarına dayalı durum denklemleri, Şekil 2.4'te verilen asenkron motorun d-q modelinde ilgili fonksiyon bloğunun içine yazılarak MATLAB simulink dinamik modelleri elde edilir. Elde edilen üç modelin literatürde kullanılan farklı yaklaşımlar ile elde edilmiş dört model ile karşılaştırması ve doğrulması yapılmış, 4 kW'lık motor parametreleri için elde edilen simülasyon sonuçları Ek A'da verilmiştir. Ek B'de ise 4 kW'lık asenkron motorun nominal gerilim ve frekans altında farklı yüklenme koşulları için elde edilen simülasyon sonuçları verilmiştir.



Şekil 2.4. Asenkron motorun stator ve rotor akımlarına dayalı d-q eksenli senkron referans çerçeve dinamik modeli.

3. OPTİMİZASYONDA KULLANILAN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMLERİ VE PWM ANAHTARLAMA YAKLAŞIMLARI

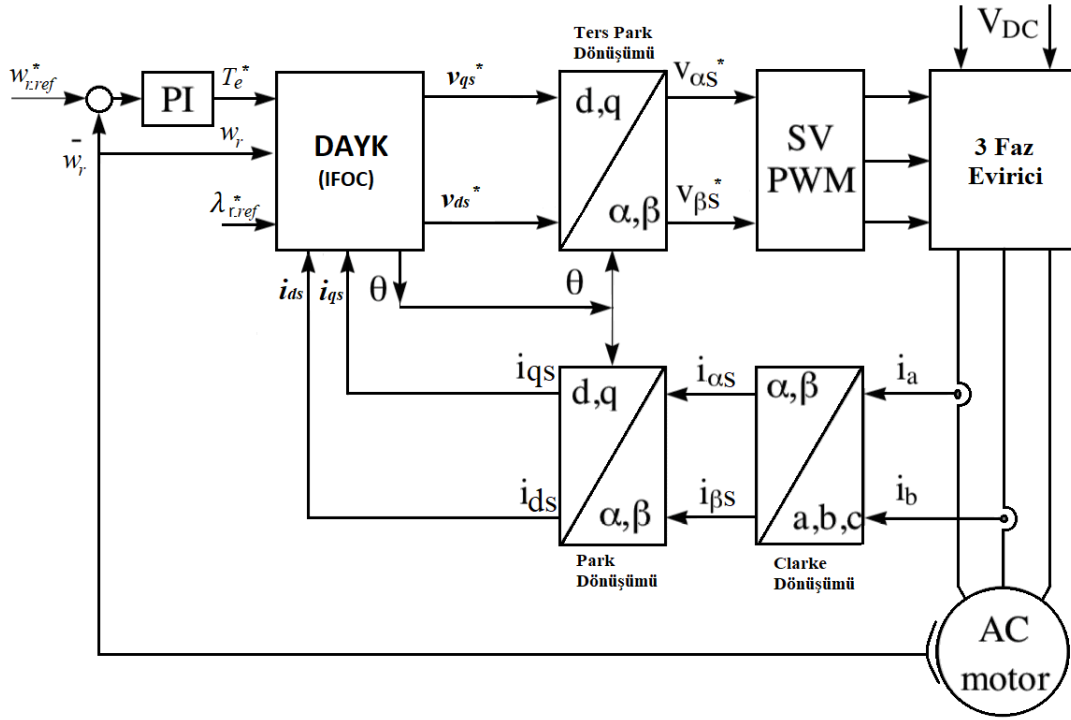
Asenkron motorlar, diğer motor türlerine kıyasla sağlamlık, güvenilirlik, daha düşük fiyat ve daha yüksek verimlilik nedeniyle birçok endüstriyel uygulamada tercih edilen motor olmasına rağmen, karmaşık matematiksel modeli, elektriksel parametre değişimine yol açan sıcaklığa bağlı yapısı ve doyma sırasındaki doğrusal olmayan davranışı nedeniyle kontrolü zordur. Bu nedenle asenkron motorun kontrolünde, “vektör kontrolü” gibi yüksek performanslı bir kontrol yaklaşımı tercih edilir.

Bu bölümde kayıp optimizasyonu gerçekleştirilen asenkron motorun hız kontrolünde kullanılan vektör kontrol yaklaşımları ve motor süren invertörün anahtarlanmasında kullanılan PWM anahtarlama yaklaşımları verilmektedir.

3.1. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (Direct Field Oriented Control - DFOC), makine parametrelerinin değişmesine göre oldukça sağlam yapılabilmesine rağmen, tipik olarak hava aralığı akısının hall-effect algılayıcılar kullanılarak belirlenmesinden dolayı pratikte uygulanması biraz problemlidir ve aynı zamanda maliyetlidir. Bu nedenle motor parametrelerinin bilgisine daha duyarlı olan, ancak rotor akısının doğrudan algılanmasını gerektirmeyen dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (DAYK) yöntemlerine büyük ilgi duyulmasına neden olmuştur [73]. Asenkron motorda kayıpların en aza indirilmesi çalışmalarında DAYK yaklaşımları arasında rotor akısı alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrol yönteminin en iyi optimal verimi sağladığı bilinmektedir [56].

Bu kısımda Bölüm 2’de dinamik eşdeğer devre modelleri türetilen asenkron motorun hız kontrolünde kullanılan rotor akısı alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolün tasarım eşitlikleri türetilecektir.



Şekil 3.1. Dolaylı alan yönlendirmeli motor kontrolü.

3.1.1. Çekirdek kayıpsız model için dolaylı vektör kontrolün tasarımı

Bu kısımda literatürde en çok kullanılan ancak çekirdek (demir) kayıplarını içermeyen asenkron motorun klasik eşdeğer devre modeline (Model 0'a) ait rotor akısında dayalı dolaylı alan yönlendirmeli kontrolün eşitlikleri sunulmaktadır [73].

Dolaylı vektör kontrolde rotor akısının doğrudan ölçüm bilgisine ihtiyaç duyulmadan geliştiren kontrol yaklaşımında kullanılan elektriksel frekansın türetilmesi için (2.1.c) eşitliğindeki q-ekseni gerilim ifadesi dikkate alınır;

$$0 = R_r i_{qr} + p \lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.1.a)$$

q-ekseni rotor gerilim denkleminde en iyi kavrama akısını sağlamak için $\lambda_{qr} = 0$ ve $i_{dr} = 0$ yapılması durumunda ve $\lambda_{dr} = \lambda_r$ kabulü ile

$$\omega_e = \omega_r - \frac{R_r i_{qr}}{\lambda_r} \quad (3.1.b)$$

(2.2.b) rotor akısı eşitliğinde mıknatıslanma akımı bileşeni akımı diğer kol akımları cinsinden ifade edilirse $i_{dr} = 0$ ve $\lambda_{qr} = 0$ olduğundan;

$$\lambda_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) = L_m i_{ds}$$

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m} \quad (3.2.a)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}$$

$$i_{qs}^* = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr} \quad (3.2.b)$$

$\lambda_{dr} = L_m \cdot i_{ds}$ ve $i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$ denklemleri ω_e eşitliğinde yerine konursa;

$$\omega_e = \omega_r + \frac{R_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} \quad (3.3.a)$$

$\omega_r = \frac{P}{2} \cdot \Omega_r$ [rad/s (elk.)] olduğu hatırlanırsa ve rotor zaman sabiti $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ olduğundan kaymanın açısal frekansı;

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \lambda_r} \quad (3.3.b)$$

elde edilir. Elektromagnetik moment ise;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_{lr}} \lambda_r i_{qm} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{qs} = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_r i_{qr} \quad (3.4)$$

q- eksen rotor akımı (3.3.b) eşitliğinden çekilerek (3.2.b) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{\lambda_r} \quad (3.5)$$

elde edilir. Böylelikle kontrol değişkenleri i_{ds}^* , i_{qs}^* ve ω_e bilgisine ulaşılmış olur. Koordinat sistemi dönüşümü için gerekli olan elektriksel açı ise;

$$\theta_e = \int \omega_e = \int \omega_{sl} + \omega_r \quad (3.6)$$

elde edilir. Klasik dolaylı alan yönlendirmeli vektör yaklaşımında referans elektromagnetik moment T_e^* hız bilgisinden elde edilirken, referans d-ekseni rotor akısı λ_r^* ise sabit bir referans değer olarak nominal yük momentini karşılayacak şekilde alınır. Kayıp model kontrol yaklaşımında ise kayıpları en aza indirmek için eşdeğer devre modelinden elde edilen kayıp fonksiyonunu minimize eden optimal rotor akısı bulunur.

3.1.2. Çekirdek kayıplı basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli için dolaylı vektör kontrolün tasarımı

Bu kısımda çekirdek (demir) kayıplarını içeren asenkron motorun basitleştirilmiş eşdeğer devre modeline (Model 1'a) ait rotor akısında dayalı dolaylı alan yönlendirmeli kontrolün eşitlikleri türetilmiştir.

Rotor akısı bileşenlerini temsil eden (2.11.c-d) eşitliklerinde en iyi kavrama akısı sağlamak için $\lambda_{qr}=0$, $i_{dr} = 0$ yapılması durumunda ve $\lambda_{dr} = \lambda_r$

$$\begin{aligned}\lambda_{dr} &= L_m i_{dm} \\ i_{dm}^* &= \frac{\lambda_r^*}{L_m}\end{aligned}\quad (3.7.a)$$

$$\begin{aligned}0 &= L_{lr} i_{qr} + L_m i_{qm} \\ i_{qm}^* &= -\frac{L_{lr}}{L_m} i_{qr}\end{aligned}\quad (3.7.b)$$

olarak elde edilir. (2.15.a) eşitliğinde i_{qr} , i_{qm}^* cinsinden yerine yazılır ve indüklenen moment ifadesinden i_{qm}^* çekilerek düzenlenirse;

$$i_{qm}^* = \frac{2}{3} \frac{L_{lr}}{P L_m} \frac{T_e}{\lambda_r} \quad (3.7.c)$$

elde edilir. $i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + i_{dc}$ eşitliğinde $i_{dr} = 0$ olduğundan ve (2.12) eşitliğinden i_{dc} ve (3.7.a) eşitliğinden i_{dm} yerine yazılırsa, q-ekseni rotor gerilim eşitliğinden $0 = p\lambda_{dr}$ olduğundan,

$$\begin{aligned}i_{ds} &= \frac{\lambda_{dr}}{L_m} + \frac{L_m}{R_c} p i_{dm} = \frac{\lambda_{dr}}{L_m} + \frac{L_m p \lambda_{dr}}{R_c L_m} \\ i_{ds}^* &= \frac{\lambda_r^*}{L_m} = i_{dm}^*\end{aligned}\quad (3.8.a)$$

elde edilir. $i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + i_{qc}$ eşitliğinde i_{qs} çekilirse ve elde edilen eşitlikte, (3.7.b) eşitliği yerine yazılırsa, $0 = p\lambda_{dr}$ olduğundan olduğundan,

$$\begin{aligned}i_{qs} &= i_{qm} + i_{qc} + \frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm} \\ i_{qs}^* &= i_{qm} + \frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm} + \frac{L_m}{R_c} p i_{qm} = \frac{L_r}{L_{lr}} i_{qm}\end{aligned}\quad (3.8.b)$$

elde edilen eşitlikte (2.12.a) eşitliğindeki $p i_{qm} = 0$ olduğundan, eşitlik sadeleştirilirse ve ayrıca eşitlik elektromagnetik moment cinsinden ifade edilirse;

$$i_{qs}^* = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr} \quad (3.8.c)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{P L_m} \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (3.8.d)$$

(3.8) eşitliklerinin (3.2) eşitlikleri ile aynı olduğuna dikkat edilirse kayma açısıl frekansının da değişmediği görülmektedir.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \lambda_r} \quad (3.19b)$$

Model 1 için tasarlanan kontrolörde değişiklik yapılmasına gerek olmadığı ispatlanmış olmaktadır.

3.1.3. Çekirdek kayıpların temsil edildiği yaklaşık eşdeğer devre modeli için dolaylı vektör kontrolün tasarımı

Bu kısımda çekirdek (demir) kayıpları içeren ve rotor akısı tepkisinin zayıflatıcı etkisini mıknatıslanma kolunda temsil edildiği asenkron motorun basitleştirilmiş eşdeğer devre modeline (Model 2'ye) ait rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli kontrolün eşitlikleri türetilmiştir.

(3.7) eşitliklerinde değişiklik olmadığından burada da aynı eşitlikler geçerli iken, en iyi kavrama akısı sağlamak için yine $\lambda_{qr}=0$, $i_{dr} = 0$ olması koşulunda ve $\lambda_{dr} = \lambda_r$ yapılırsa; $i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + i_{dc}$ eşitliğinde $i_{dr} = 0$ ve (2.18.a) denkleminde i_{dc} çekilirse yerine konursa ve $p\lambda_{dr} = 0$ olduğundan;

$$i_{ds} = i_{dm} + \left(\frac{L_m p \lambda_{dr}}{R_c L_m} - \omega_e \frac{\lambda_{qm}}{R_c} \right)$$

$$i_{ds} = i_{dm} - \omega_e \frac{\lambda_{qm}}{R_c} \quad (3.101ab)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m} - \omega_e \frac{L_m}{R_c} i_{qm}^*$$

$i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + i_{qc}$ eşitliğinde i_{qs} çekilirse ve (2.18.a) denkleminde i_{qc} çekilip yerine konursa, $p\lambda_{dr} = 0$ olduğundan;

$$i_{qs} = i_{qm} + \left(\frac{L_m p i_{qm}}{R_c L_m} + \omega_e \frac{\lambda_{dm}}{R_c} \right) - i_{qr} \quad (3.101bb)$$

$$\begin{aligned}
i_{qs} &= i_{qm} + \frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm} + \omega_e \frac{L_m i_{dm}}{R_c} \\
i_{qs}^* &= \frac{L_r}{L_{lr}} i_{qm}^* + \frac{\omega_e}{R_c} \lambda_r^* \\
\omega_{sl} &= \frac{L_m}{L_{lr}} R_r \frac{i_{qm}^*}{\lambda_r^*} = \frac{2}{3} \frac{2}{P} R_r \frac{T_e^*}{\lambda_r^{*2}} \quad (3.11b)
\end{aligned}$$

kaymanın açısal frekansının elde edilmesi Model 2'ye ait bulunan kontrol sistemi demir kayıplarının kompanzasyonu için tasarlanan dolaylı rotor akısı yönlendirmeli kontrole uyarlanarak kontrolör yeniden düzenlenir [74].

3.2. PWM Anahtarlama Teknikleri

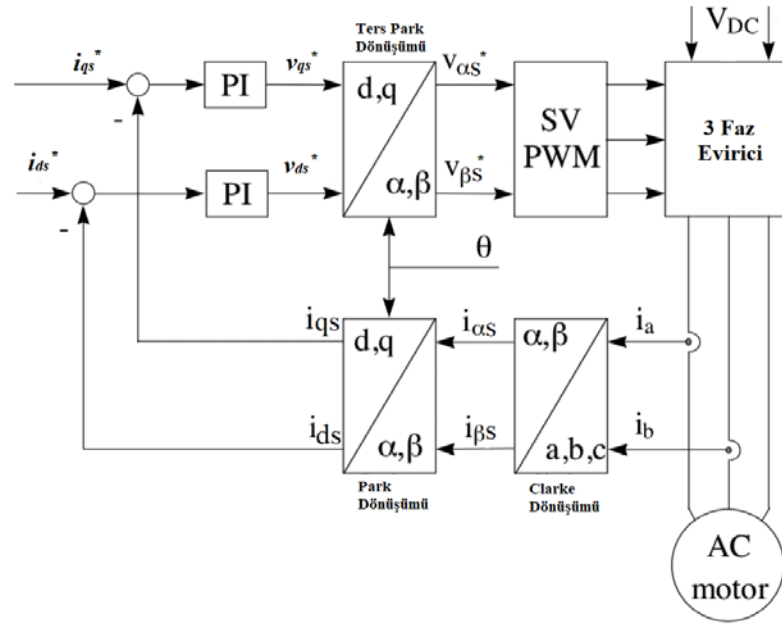
Darbe genişliği modülasyonu (Pulse Width Modulation - PWM), referans voltaj dalga formu ile taşıyıcı dalga formu arasındaki keşişim noktalarında, anahtarların açılış ve kapanış sürelerinin belirlendiği, çalışma oranının (duty cycle) taşıyıcı giriş dalga formu tarafından kontrol edildiği bir tekniktir.

PWM eviriciler anahtarlama frekansı, harmonik içerik ve DC bara gerilimi kullanımı gibi üç ana gereksinim ve sınırlamaya sahiptir. Düşük harmonik içeriğe sahip sürücü daha iyidir. Bunun için yüksek anahtarlama frekansı motor akımının kalitesini dolayısıyla motor performansını artırır. Ancak yüksek anahtarlama frekansı daha fazla anahtarlama kaybına yol açar. Ayrıca yüksek anahtarlama frekansı, anahtarlama özelliği ve anahtarların ölü zamanı ile sınırlıdır [75].

Bu kısımda, motor kayıplarının en az indirilmesi amacıyla tasarlanan kontrolörün, hız kontrolü yapılan asenkron motoru süren PWM eviriciyi uygun şekilde anahtarlamasını temin için kullanılan Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) ve Histerezis Akım Kontrolü (HCC) anahtarlama yöntemleri sunulmuştur.

Ayrıca tez çalışmasında kullanılan PWM anahtarlama modüllerinin MATLAB simulink ortamında oluşturulan blokları ve içyapıları verilmiştir.

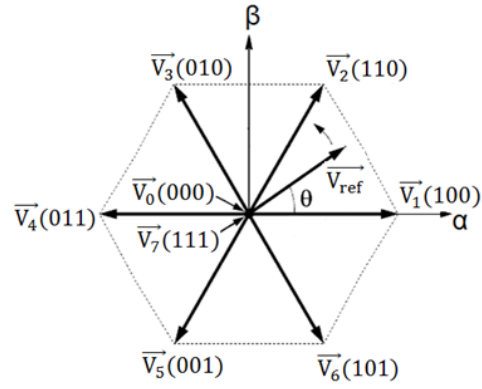
3.2.1. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon anahtarlama tekniği



Şekil 3.2. SVPWM anahtarlama tekniği ile motor hız kontrolü.

Uzay vektör PWM (SVPWM) anahtarlama yaklaşımı klasik Sinüzoidal PWM (SPWM) tekniğini ve Histerezis-bant Akım Kontrol (HCC) yaklaşımı ile kıyaslandığında, çalışma oranının (duty cycles) karşılaştırma yöntemi yerine hesaplanması, sabit bir anahtarlama frekansı ve anahtarlama frekansının kolayca ayarlanabilmesine olanak sağlaması, uygun anahtarlama paterni seçimi ile motora uygulanan çıkış voltajında ve akımında daha az harmonik bozulma üretmesi ve besleme gerilimini daha verimli bir şekilde kullanılması nedeniyle avantajlıdır [75]. SVPWM tekniği, anahtarlama kayıplarını en aza indirmek ve minimum Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) ile istenen çıkış akımı veya voltajı elde etmeyi amaçlar [76].

SVPWM yaklaşımında temel olarak üç fazlı eviricide sekiz anahtarlama durumu vardır ve her anahtarlama durumu ayrı alan vektörleri olarak tanımlanır. Şekil 3.3'te referans vektörün dönüş yönünde her anahtarlama durumu ve uzay vektörü gösterilmiştir. Burada anahtarlama durumlarına göre, altı aktif vektör ve iki sıfır vektör gösterilmektedir.

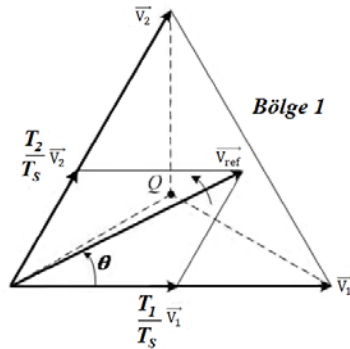


Şekil 3.3. Uzay vektör diyagramı.

Şekil 3.3.'te verilen uzay vektör diyagramından hareketle referans vektör şu şekilde tanımlanır;

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (3.12.a)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}, \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \quad (3.13.b)$$



Şekil 3.4. Bölge 1 için referans vektör konumu.

Şekil 3.4. 1. Bölgedeki referans vektörün pozisyonu yardımı ile 6 bölge için anahtarlama süresi ve Modülasyon katsayısı a ise şu şekilde bulunur;

$$T_1 = aT_s \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta\right)}{\sin\frac{\pi}{3}} \quad (3.13.a)$$

$$T_2 = aT_s \frac{\sin\left(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3}\right)}{\sin\frac{\pi}{3}} \quad (3.13.b)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.13.c)$$

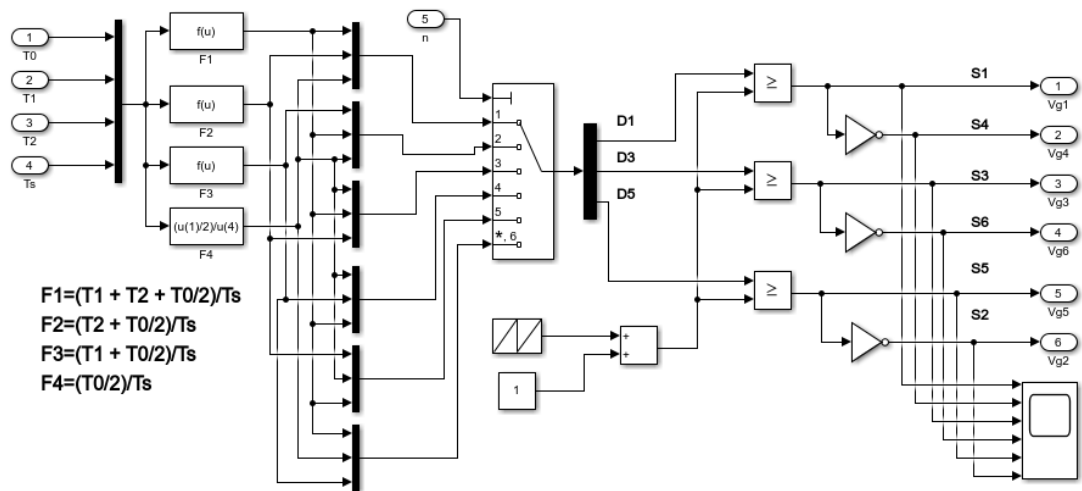
$$a = \frac{3 V_{ref}}{2 V_{dc}} \quad (3.14)$$

Burada T_s örnekleme zamanı olup, $n=1, 2, \dots, 6$ bölgeleri göstermek üzere, 1. bölgede $0 \leq \theta \leq 60^\circ$, 2. bölgede $60^\circ < \theta \leq 120^\circ$, 3. bölgede $120^\circ < \theta \leq 180^\circ$, 4. bölgede $180^\circ < \theta \leq 240^\circ$, 5. bölgede $240^\circ < \theta \leq 300^\circ$ ve 6. bölgede $300^\circ < \theta \leq 360^\circ$ olarak değişir. Anahtarlama sinyalleri ise Tablo 3.1.'deki gibi elde edilir.

Tablo 3.1. 6 Bölge için anahtarlama sinyalleri

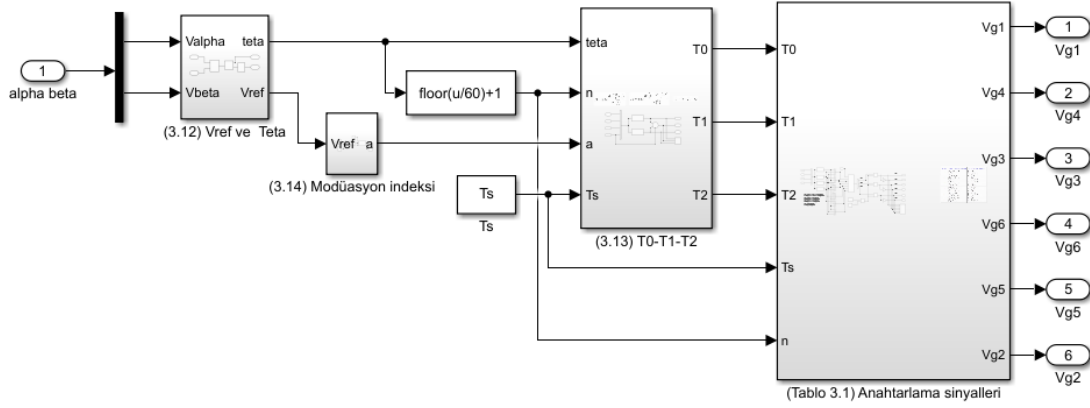
Bölge	Üst Anahtarlama	Alt Anahtarlama	Bölge	Üst Anahtarlama	Alt Anahtarlama
1	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$	$S_4= T_0/2$	4	$S_1= T_0/2$	$S_4= T_1+T_2+T_0/2$
	$S_3=T_2+T_0/2$	$S_6=T_2+T_0/2$		$S_3=T_1+T_0/2$	$S_6=T_2+T_0/2$
	$S_5= T_0/2$	$S_2=T_1+T_2+T_0/2$		$S_5= T_1+T_2+T_0/2$	$S_2= T_0/2$
2	$S_1=T_1+T_0/2$	$S_4= T_2+T_0/2$	5	$S_1=T_2+T_0/2$	$S_4= T_1+T_0/2$
	$S_3= T_1+T_2+T_0/2$	$S_6= T_0/2$		$S_3= T_0/2$	$S_6= T_1+T_2+T_0/2$
	$S_5= T_0/2$	$S_2=T_1+T_2+T_0/2$		$S_5= T_1+T_2+T_0/2$	$S_2= T_0/2$
3	$S_1= T_0/2$	$S_4= T_1+T_2+T_0/2$	6	$S_1= T_1+T_2+T_0/2$	$S_4= T_0/2$
	$S_3= T_1+T_2+T_0/2$	$S_6= T_0/2$		$S_3= T_0/2$	$S_6= T_1+T_2+T_0/2$
	$S_5= T_2+T_0/2$	$S_2=T_1+ T_0/2$		$S_5= T_1+T_0/2$	$S_2=T_2+ T_0/2$

Bu tez çalışmasında eviricinin anahtarlama sinyalleri, MATLAB simulink ortamında aşağıdaki şekilde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.5. Uzay vektör PWM anahtarlama sinyalleri MATLAB simulink bloğu yapısı.

Şekil 3.2. de Asenkron motor kontrol şemasında gösterilen SVPWM bloğunun içyapısı ise Tablo 3.1 ve (3.12), (3.13) ve (3.14) eşitlikleri ile oluşturulan SVPWM bloğu ise MATLAB simulink ortamında aşağıdaki şekilde gerçekleştirilmiştir.



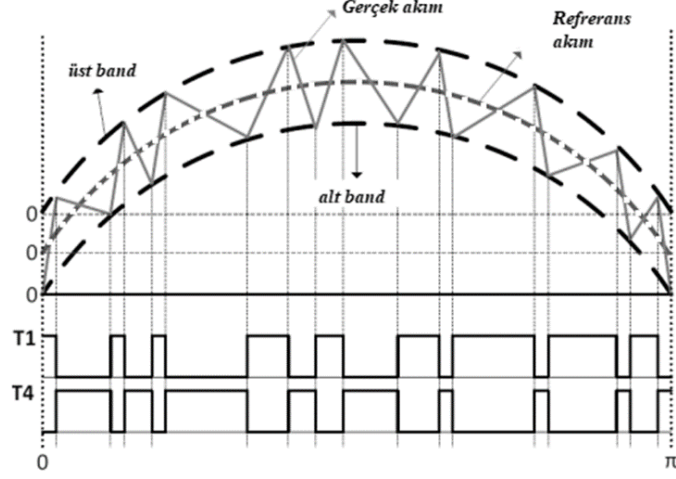
Şekil 3.6. Uzay vektör PWM bloğu.

3.2.2. Histerezis band akım kontrolü

Bu kontrolün amacı, ölçülen yük akımlarını referans akımları ile histerezis karşılaştırıcılar yardımıyla karşılaştırarak belirlenen bir histerezis bandı içinde yük akımlarını kalmaya zorlanacak şekilde, karşılık gelen evirici fazının anahtarlama durumunu belirlemektir. Referans sabit ise sabit histerezis band akım kontrolü, sinüzoidal ise sinüzoidal histerezis band akım kontrolü olarak iki tür histerezis band akım kontrol (Hysteresis-Band Current Control - HCC) yöntemi vardır. Tez çalışmasında ölçülen akımların sinüzoidal karakterde olması nedeniyle sinüzoidal band histerezis akım kontrolü yapılmıştır. Histerezis-bant akım kontrolü uygulanması kolaydır, geçici durum yanıtı hızlıdır. Akımının tepe değerinin doğrudan sınırlandırılması ve başka bir ek akım denetleyicisine ihtiyacı ortadan kaldırılması nedeniyle makine parametrelerine duyarsızlık gibi avantajlara sahiptir. Ancak PWM frekansının sabit olmaması nedeniyle motor akımında harmonik dalgalanma oluşması istenmeyen bir durum olarak ortaya çıkmaktadır [77].

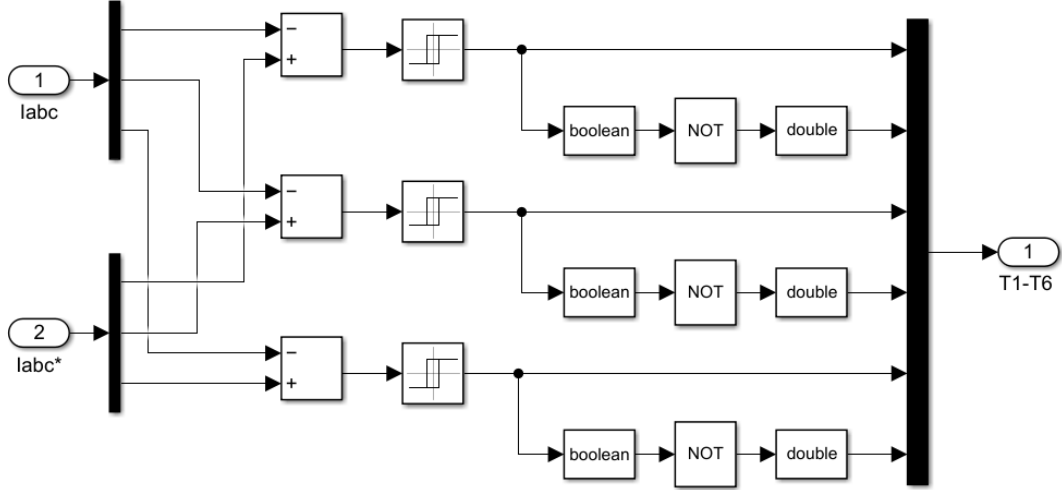
Şekil 3.7’de Sinüzoidal band Histerezis Akım Kontrolü (SHAK) bir fazına ait kontrol sinyalinin prensip şeması verilmiştir. Kontrol şemasından anlaşılacağı üzere akım dalgalanması ve anahtarlama frekansı, histerezis bandının genişliği ile ilgilidir. Histerezis bandının genişliği arttıkça, akım dalgalanmaları artarken, anahtarlama frekansı ve anahtarlama kayıpları azalır. Histerezis bandının genişliği azaldığında, akım dalga formu daha düşük dereceli harmonik içeriklere sahip olur, ancak bu

durumda anahtarlama frekansı ve sonuç olarak anahtarlama kayıpları artar. Bu nedenle, harmonik dalgalanmalar ve evirici anahtarlama kayıpları arasındaki dengeyi optimize etmek için histerezis bandının genişliğinin seçimi yapılmalıdır [77].



Şekil 3.7. Histerezis band akım kontrolü anahtarlama genel prensip şeması [76].

Bu tez çalışmasında kullanılan histerezis band akım kontrolünün MATLAB simulink bloğu üç faz şeması Şekil 3.8’te verilmiştir.



Şekil 3.8. Histerezis band akım kontrolü MATLAB simulink blokları şeması.

4. KAYIP FONKSİYONLARININ TÜRETİLMESİ VE ÖNERİLEN OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI

Bu bölümde, asenkron motorun T tipi eşdeğer devresinden gerilim, frekans ve eşdeğer devre parametrelerine bağlı kayıp fonksiyonu ile Bölüm 2’de elde edilen dinamik modellerden eşdeğer devre parametreleri ve rotor akısına bağlı bir ifade olarak kayıp fonksiyonları türetilecektir. Ayrıca, minimize edilecek kayıp fonksiyonu amaç fonksiyonu olup, değerini en aza indiren optimal gerilim, frekans veya rotor akısını bulan iki yeni sezgisel optimizasyon algoritması sunulacaktır.

4.1. Asenkron Motorda Kayıplar

Asenkron motorlar da kayıplar, tasarım ve imalat aşamasındaki süreçlerden etkilendiği gibi motorun işletilme karakteristiğinden de etkilenmektedir. Örneğin tasarım esnasında stator ve rotor arasındaki hava aralığının ne kadar olması gerektiği göz önüne alınmalıdır. Bununla beraber motorun yüklenme oranı ile kayıpların değişimi de dikkate alınarak uygun işletilmelidir. Uygulanan gerilim ve hız sabit kalarak enerji verildiğinde meydana gelen motor kayıpları sabit olarak sınıflandırılabilirken yükün değişimine göre de değişken olarak da sınıflandırılabilir [78]. Asenkron motordaki kayıplar temel olarak beş gruba ayrılabilir ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

Stator bakır kayıpları: Stator akımının sargılarında meydana getirdiği kayıplar olarak tanımlanabilir. Burada; $P_{cu,s}$: Stator bakır kayıpları, R_s : Stator direnci, I_s : Stator akımı ile gösterilirse;

$$P_{cu,s} = 3R_s I_s^2 \quad (4.1)$$

Rotor bakır kayıpları: Rotor akımının sargılarında meydana getirdiği kayıplar olarak tanımlanabilir. Burada; $P_{cu,r}$: Rotor bakır kayıpları, R_r : Rotor direnci, I_r : Rotor akımı ile gösterilirse;

$$P_{cu,r} = 3R_r I_r^2 \quad (4.2)$$

Demir kayıpları: Stator ve rotorda meydana gelen demir kayıpları, fuko akımı nedeniyle meydana gelen fuko kayıpları ve histerezis etkisi nedeniyle oluşan histerezis kayıplarından oluşur. P_e : fuko akımı kayıpları, P_h : histerezis kayıpları, v : magnetik malzemeye bağlı katsayı k_e : fuko katsayısı, k_h : histerezis katsayısı, $\psi - \psi_m$: kavrama – hava aralığı akısı, f_s : temel frekans, s : kayma, $P_{c,s} - P_{c,r}$: stator - rotor demir kayıpları ile gösterilirse demir kayıplar en genel şekli ile ;

$$\begin{aligned} P_e &= k_e \psi^2 f_s^2 \\ P_h &= k_h \psi^v f_s \end{aligned} \quad (4.3)$$

olarak ifade edilebilir. Stator ve rotor demir kayıpları ise;

$$\begin{aligned} P_{c,s} &= k_{h,s} \psi_m^v f_s + k_{e,s} \psi_m^2 f_s^2 \\ P_{c,r} &= \frac{m_r}{m_s} (k_{h,s} \psi_m^v (s f_s) + k_{e,s} \psi_m^2 (s f_s)^2) \end{aligned} \quad (4.4.a)$$

olarak ifade edilirse, asenkron motorda toplam demir kayıpları;

$$P_c = \left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \psi_m^v f_s + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{e,s} \psi_m^2 f_s^2 \quad (4.4.b)$$

Stator sargılarında indüklenen emk;

$$E_m = 4,44 k_w \psi_m f_s N_s \quad (4.5)$$

hava aralığı akısı (4.5) eşitliğinden çekilirse;

$$\psi_m = \frac{E_m}{4,44 k_w f_s N_s} \quad (4.6)$$

(4.5) eşitliği (4.4.b) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$P_c = \left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \left(\frac{E_m}{4,44 k_w f_s N_s}\right)^v f_s + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{e,s} \left(\frac{E_m}{4,44 k_w f_s N_s}\right)^2 f_s^2 \quad (4.7.a)$$

$v=2$ alınarak yaklaşıklık yapılırsa;

$$P_c = \left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \left(\frac{E_m}{4,44 k_w N_s}\right)^2 \frac{1}{f_s} + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{e,s} \left(\frac{E_m}{4,44 k_w N_s}\right)^2 \quad (4.7.a)$$

$4,44 k_w N_s$ katsayısı, sarım sayısı ve sargı faktörüne bağlı sabit bir C kat sayı olup P_c denklemini E_m^2 parantezine alınır;

$$P_c = \left[\left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \left(\frac{1}{C}\right)^2 \frac{1}{f_s} + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{e,s} \left(\frac{1}{C}\right)^2 \right] E_m^2 \quad (4.7.a)$$

dolayısıyla demir direnci;

$$R_c = \frac{1}{\left[\left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \left(\frac{1}{C}\right)^2 \frac{1}{f_s} + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{e,s} \left(\frac{1}{C}\right)^2 \right]} \quad (4.8)$$

elde edilir. Burada R_c 'nin sadece stator frekansına bağlı olduğu görülmektedir. Bu nedenle araştırmacılar eşdeğer devre modelleri geliştirirken bu durumu dikkate alan yaklaşımlar sunmaktadır [77].

Mekanik kayıplar: Sürtünme ve ventilasyon kayıpları olarak tanımlanabilir. τ_{fric} : sürtünme momenti, τ_{dry} : kuru sürtünme momenti, B : viskoz sürtünme katsayısı, Ω_r : mekanik hız (rad/s), τ_{vent} : fan momenti, k_{vent} : fan sabiti P_{mek} : Mekanik kayıplar ile gösterilirse, sürtünme ve ventilasyon momentleri sırasıyla;

$$\begin{aligned} \tau_{fric} &= \tau_{dry} + B\Omega_r \\ \tau_{vent} &= k_{vent}\Omega_r^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

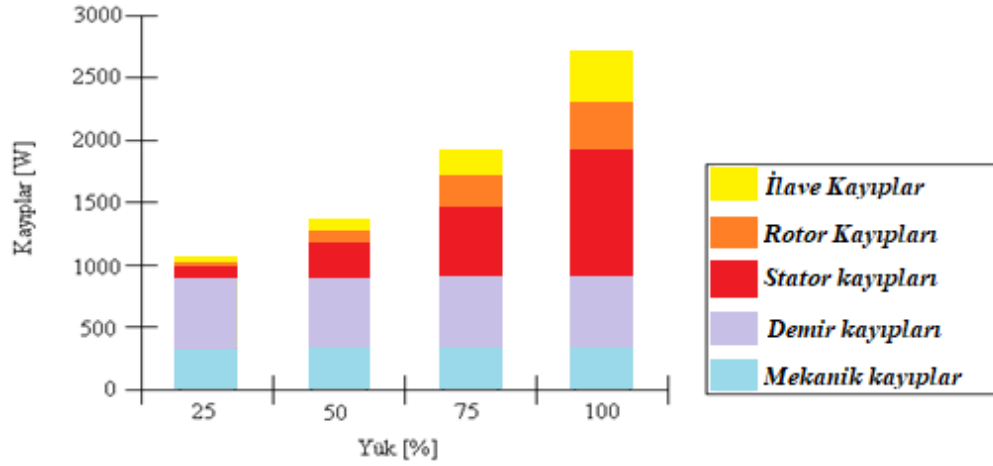
ifade edilir ve mekanik kayıplar;

$$P_{mek} = \tau_{dry}\Omega_r + B\Omega_r^2 + k_{vent}\Omega_r^3 \quad (4.10)$$

şeklinde tanımlanır.

İlave kayıplar: Asenkron motorda yükte ilave gelen elektriksel ve manyetik kayıplar olarak tanımlanır.

Asenkron motor tanımlanan bu kayıplar; motor yükü, devir sayısı, frekans, gerilim vb. parametrelere bağlı olarak değişmektedir ve yük artırıldıkça sürtünme-ventilasyon ve nüve kayıpları değişmezken, bakır kayıplarında ve ilave kayıplarında artma olmaktadır [78]. Asenkron motorda şekil 4.1' de kayıpların tipik değişimini veren bir diyagram verilmiştir.



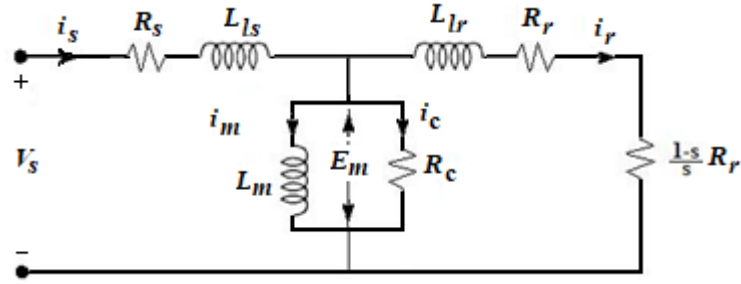
Şekil 4.1. Asenkron motorda kayıpların değişimine örnek tipik bir diyagram.

Yukarıdaki grafik incelendiğinde yük artırıldıkça sürtünme-vantilasyon ve nüve kayıplarının değişmediği, bakır kayıplarında ve ilave kayıplarda artma olduğu görülmektedir.

4.2. Asenkron Motorda Kayıpların Analitik Olarak Hesaplanması

Bu kısımda asenkron motorun T tipi eşdeğer devre modeli ve d-q eksen sistemindeki eşdeğer devre modelleri yardımıyla kayıpların hesabı için gerekli olan kayıp fonksiyonu ifadeleri türetilecektir. T tipi eşdeğer devre modeli yardımı ile elde edilen kayıp fonksiyonu ifadesi, d-q eşdeğer devre modellerinden türetilecek kayıp fonksiyonlarını ve kayıpların optimizasyonu doğrulamak amacı ile kullanılmaktadır. T tipi eşdeğer devre modelinde kayıp ifadesi şebeke gerilimi ve frekansına bağlı bir maliyet fonksiyonunu ifade ederken, d-q eksen sisteminde elde edilen eşdeğer devre modellerinde ise akı, elektromagnetik moment ve açısal frekansın bir fonksiyonu olarak ifade edilmektedir. Asenkron motorun sabit hızda çeşitli yük durumlarında verimli işletilmesi için kayıpların en aza indirilmesinde kayıp model kontrol yöntemi kullanıldığında, T tipi eşdeğer devre modelinden klasik skaler kontrol yaklaşımları, d-q eşdeğer devre modelinden ise vektör kontrol yaklaşımları geliştirilir.

4.2.1. Asenkron motorda T tipi eşdeğer devre modeli üzerinden kayıpların hesaplanması



Şekil 4.2. Asenkron motor statora indirgenmiş bir faz T tipi (Tam) eşdeğer devresi.

Şekilde T tipi eşdeğer devre modeli verilen asenkron motorda toplam kayıp yazılırsa;

$$P_T = P_{cs} + P_{cr} + P_c \quad (4.11.a)$$

olarak ifade edilirse, bir faz eşdeğer devre akım ve gerilimlerinden;

$$P_T = |i_s|^2 R_s + |i_r|^2 R_r + \frac{|E_m|^2}{R_c} \quad (4.11.b)$$

elde edilir. Empedanslar ise;

$$\begin{aligned} z_1 &= R_s + j2\pi f_s L_{ls} \\ z_2 &= \frac{R_r}{s} + j2\pi f_s L_{lr} \\ z_m &= \frac{R_c j2\pi f_s L_m}{R_c + j2\pi f_s L_m} \\ z_T &= \frac{z_1 z_2 + z_1 z_m + z_2 z_m}{z_2 + z_m} = \frac{z_{T1}}{z_{T2}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

olarak ifade edilirse ve motorun kayması ise;

$$s = 1 - \frac{n_r}{n_s} \quad (4.13)$$

şeklinde gösterilirse ve toplam kayıp ifadesi şebeke gerilimi ve empedanslar cinsinden elde edilirse;

$$P_T = 3V_s^2 \left[\left| \frac{z_2 + z_m}{Z_{T1}} \right|^2 R_s + \left| \frac{z_m}{Z_{T1}} \right|^2 R_r + \frac{\left| \frac{z_2 z_m}{Z_{T1}} \right|^2}{R_c} \right] \quad (4.14)$$

bulunur. (4.14) ifadesi indüklenen moment, kayma ve açısal frekans cinsinden ise;

$$P_T = \frac{T_e \omega_e S}{p R_r} \left[\left| \frac{z_2 + z_m}{z_m} \right|^2 R_s + R_r + \frac{|z_2|^2}{R_c} \right] \quad (4.15)$$

ifade edilir.

(4.14) ve (4.15) elde edilen kayıp fonksiyonu ifadesinin gerilim, açısal frekans, kayma ve elektromagnetik moment gibi parametrelere bağlı değişim göstermektedir. Bu fonksiyonların optimizasyonunda belirlenen kontrol değişkenine göre fonksiyonun minimizasyonu sağlanır. Örneğin gerilim ve frekans kontrolü ile hız ayarı yapılacak bir motorda, amaç fonksiyonu bu iki parametre kontrol değişkeni seçilerek optimizasyon süreci sürdürülür. Kayıp fonksiyonu ifadelerinde kontrol değişkeni olarak motorun kayması, stator akımı veya güç faktörü gibi parametreler de seçilerek optimal kayma, optimal akım ve optimal güç faktörü gibi farklı kontrol yaklaşımları geliştirilir.

4.2.2. Asenkron motorda dinamik eşdeğer devre modeli üzerinden kayıpların hesaplanması

Elektrik enerjisinin büyük bir kısmını tüketen asenkron motorların işletilmesinde küçük bir iyileştirme yapılarak kayıplarının azaltılması ile motor veriminin yükselmesi ve enerji tasarrufu sağlanabilir. Bu kısımda, kayıpların analizlerini, farklılıkları ve sonuçları yorumlamakta yardımcı olacak d-q eksen sistemine indirgenmiş eşdeğer devre parametreleri ve etiket değerleri bilinen bir asenkron motorun kayıplarını gösteren ifadesi türetilecektir.

(4.11) eşitliğinden hareketle toplam mekanik kayıplar ve ilave kayıplar ihmal edildiğinde asenkron motordaki kayıplar d-q eksen sisteminde:

$$P_{cs} = 3R_s I_s^2 = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (4.16)$$

$$P_{cr} = 3R_r I_r^2 = \frac{3}{2} R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2)$$

$$P_c = 3R_c I_c^2 = \frac{3}{2} R_c \left(\left(\frac{L_m \cdot \omega_e}{R_c} \right)^2 (I_{dm}^2 + I_{qm}^2) \right)$$

ifade edilir. Elde edilen d-q eksenli kayıp bileşenleri (4.11.a) eşitliğinde yerine yazılırsa, (2.17.b) eşitliğindeki senkron referans çerçeve d-q eksenli rotor akısı:

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m i_{dm}$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m i_{qm}$$

eşitliklerinde en iyi kavrama akısı sağlamak için $\lambda_{qr} = 0$ ve $i_{dr} = 0$ koşulları sağlandığında, stator akısı $\lambda_{dr} = \lambda_r$ konulursa, q-eksenli rotor akımı (3.7.a) eşitliği;

$$i_{dr} = 0$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm}$$

(4.11.a) eşitliğinde yerine yazılırsa kayıplar;

$$P_T = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_{lr}} \right)^2 i_{qm}^2 + \frac{3}{2} R_c \left(\frac{L_m \omega_e}{R_c} \right)^2 (I_{dm}^2 + I_{qm}^2) \quad (4.17)$$

elde edilir. (3.10) eşitlikleri ile ifade edilen d-q eksenli stator akım ifadeleri;

$$i_{ds} = \frac{1}{L_m} \lambda_r - \frac{L_m \omega_e}{R_c} i_{qm}$$

$$i_{qs} = \frac{\omega_e}{R_c} \lambda_r + \frac{L_r}{L_{lr}} i_{qm}$$

(4.17) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$P_T = \frac{3}{2} \left(R_s \left(\frac{1}{L_m} \lambda_r - \frac{L_m \omega_e}{R_c} i_{qm} \right)^2 + R_r \left(\frac{\omega_e}{R_c} \lambda_r + \frac{L_r}{L_{lr}} i_{qm} \right)^2 \right) + \frac{3}{2} R_c \left(\frac{L_m}{L_{lr}} \right)^2 i_{qm}^2 + \frac{3}{2} R_c \left(\frac{L_m \omega_e}{R_c} \right)^2 \left(\frac{1}{L_m^2} \lambda_r^2 + i_{qm}^2 \right) \quad (4.18)$$

elde edilir. (4.18) eşitliği düzenlenirse;

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_c) \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right) \lambda_r^2 + \frac{3}{2} \left(\frac{2R_s L_r \omega_e}{L_{lr} R_c} - \frac{2R_s \omega_e}{R_c} \right) \lambda_r i_{qm} + \frac{3}{2} \left(R_s \frac{L_m^2 \omega_e^2}{R_c^2} + R_s \frac{L_r^2}{L_{lr}^2} + R_r \frac{L_m^2}{L_{lr}^2} + \frac{L_m^2 \omega_e^2}{R_c} \right) i_{qm}^2 \quad (4.19)$$

elde edilir. (3.7.a) eşitliklerinin (2.20) eşitliğinde yerine yazılması ile elde edilen (3.4) eşitliğindeki elektromagnetik moment ifadesinden;

$$T_{em} = \frac{3 P L_m}{2 \cdot 2 L_r} \lambda_r i_{qs} = -\frac{3 P}{2 \cdot 2} \lambda_r i_{qr} = \frac{3 P L_m}{2 \cdot 2 L_{lr}} \lambda_r i_{qm}$$

i_{qm} çekilerek (4.18) eşitliğinde yerine yazılırsa toplam kayıp ifadesi;

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_c) \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right) \lambda_r^2 + \left(\frac{2R_s L_r \omega_e}{(P/2) L_m R_c} - \frac{2R_s L_{lr} \omega_e}{(P/2) L_m R_c} \right) T_{em} + \frac{2}{3} \left(R_s \frac{L_{lr}^2 \omega_e^2}{(P/2)^2 R_c^2} + \frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} + R_c \frac{L_{lr}^2 \omega_e^2}{(P/2)^2 R_c^2} \right) \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.20)$$

(4.20) eşitliği düzenlenirse;

$$\sum P_T = a_{(\omega_e)} \lambda_r^2 + b_{(\omega_e)} T_{em} + c_{(\omega_e)} \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.21)$$

Model 2 için kayıp fonksiyonu elde edilir. Burada;

$$a_{(\omega_e)} = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_c) \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right)$$

$$b_{(\omega_e)} = \left(\frac{2R_s L_r \omega_e}{(P/2) L_m R_c} - \frac{2R_s L_{lr} \omega_e}{(P/2) L_m R_c} \right) \quad (4.22)$$

$$c_{(\omega_e)} = \frac{2}{3} \left(\frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} + (R_s + R_c) \frac{L_{lr}^2 \omega_e^2}{(P/2)^2 R_c^2} \right)$$

(4.21) eşitliğinde kayıpları minimize etmek için hedef değişken açısından kısmi türev, hedef değişkeni yani rotor akısını hesaplamayı sağlar. Bu nedenle, kayıp ifadesinin kısmi türevinin çözümünden elde edilen akı değeri:

$$\frac{\partial(\sum P_T)}{\partial \lambda_r} = 0 \Rightarrow 2a_{(\omega_e)} \lambda_r - 2c_{(\omega_e)} T_{em}^2 \frac{1}{\lambda_r^3}$$

$$\lambda_r = \sqrt[3]{|T_{em}|} \quad (4.23)$$

bulunabilir. Burada $\lambda = \sqrt[4]{\frac{c(\omega_e)}{a(\omega_e)}}$, dir. (4.23) eşitliğinde bulunan optimal akı değeri, nominal değerinden $\lambda_r \leq \lambda_{rn}$ olacağından kayıplar azaltılarak verimin iyileştirilmesi sağlanır.

Böylelikle çekirdek kayıpları ve rotor tepkisinin temsil edildiği senkron referans çerçeve sistemine göre türetilen d-q eşdeğer devre Model -2 için kayıp fonksiyonu elde edilir.

Aynı şekilde Model -1 içinde kayıp fonksiyonunun elde edilebilmesi için gerekli düzenlemeler yapılır. (3.8) eşitliğinden elde edilen d-q eksenli stator akımları, $i_{ds} = \frac{1}{L_m} \lambda_r$ ve $i_{qs} = -\frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm}$, (4.17) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$P_T = \frac{3}{2} R_s \left(\left(\frac{1}{L_m} \lambda_r \right)^2 + \left(\frac{-L_r}{L_{lr}} i_{qm} \right)^2 \right) + \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_{lr}} \right)^2 i_{qm}^2 + \frac{3}{2} R_c \left(\frac{L_m \cdot \omega_e}{R_c} \right)^2 \left(\frac{1}{L_m} \lambda_r^2 + i_{qm}^2 \right) \quad (4.24)$$

(4.24) eşitliği düzenlenirse;

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\left(\frac{R_s}{L_m^2} + R_c \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right) \lambda_r^2 + \left(R_s \frac{L_r^2}{L_{lr}^2} + R_r \frac{L_m^2}{L_{lr}^2} + \frac{L_m^2 \omega_e^2}{R_c} \right) i_{qm}^2 \right) \quad (4.25)$$

i_{qm} , elektromagnetik moment ifadesinden çekilerek (4.24) eşitliğinde yerine konursa toplam kayıp ifadesi:

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_c) \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right) \lambda_r^2 + \frac{3}{2} \left(\frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} + R_c \frac{L_{lr}^2 \omega_e^2}{(P/2)^2 R_c^2} \right) \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.26)$$

(4.26) eşitliği düzenlenirse;

$$\sum P_T = a_{(\omega_e)} \lambda_r^2 + c_{(\omega_e)} \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.27)$$

Model-1 için kayıp fonksiyonun genel ifadesi elde edilir. Burada;

$$a_{(\omega_e)} = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_c) \frac{\omega_e^2}{R_c^2} \right) \quad (4.28)$$

$$c_{(\omega_e)} = \frac{2}{3} \left(\frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} + R_c \frac{L_{lr}^2 \omega_e^2}{(P/2)^2 R_c^2} \right)$$

(4.27) eşitliğinde, kayıpları minimize etmek için hedef değişken açısından kısmi türev, hedef değişkeni yani rotor akısını hesaplamayı sağlar. Bu nedenle, kayıp ifadesinin kısmi türevinin çözümünden elde edilen akı değeri:

$$\frac{\partial(\sum P_T)}{\partial \lambda_r} = 0 \Rightarrow 2a_{(\omega_e)}\lambda_r - 2 \cdot c_{(\omega_e)} T_{em}^2 \cdot \frac{1}{\lambda_r^3} \quad (4.29)$$

$$\lambda_r = \lambda \sqrt{|T_{em}|}$$

Böylelikle çekirdek kayıplarının sabit çekirdek direnci R_c ile temsil edildiği senkron referans çerçeve sistemine göre türetilen d-q eşdeğer devre Model -1 için kayıp fonksiyonu elde edilir.

Model -0 içinde aynı şekilde gerekli düzenlemeler yapılır. Ancak burada çekirdek kayıpları temsil edilmediğinden bu eşdeğer devre modelinde sadece stator ve rotor bakır kayıpları olacağından kayıp fonksiyonu;

$$P_T = P_{cs} + P_{cr}$$

$$P_T = \frac{3}{2} \left(R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_{lr}} \right)^2 i_{qm}^2 \right) \quad (4.30)$$

olarak ifade edilir. d-q eksenli stator ve rotor akımları $i_{ds} = \frac{1}{L_m} \lambda_r$, $i_{qs} = -\frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm}$,

$i_{dr} = 0$, $i_{qr} = -\frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm}$ (4.30) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} \lambda_r^2 + \left(R_s \frac{L_r^2}{L_{lr}^2} + R_r \frac{L_m^2}{L_{lr}^2} \right) i_{qm}^2 \right) \quad (4.31)$$

eşitliği düzenlenir ve i_{qm} elektromagnetik moment ifadesinden çekilerek (4.31) eşitliğinde yerine konulursa, toplam kayıp ifadesi:

$$P_T = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} \right) \lambda_r^2 + \frac{2}{3} \left(\frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} \right) \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.32)$$

olur. (4.32) eşitliği düzenlenirse;

$$\sum P_T = a_{(\omega_e)} \lambda_r^2 + c_{(\omega_e)} \left(\frac{T_{em}}{\lambda_r} \right)^2 \quad (4.33)$$

Model-0 için kayıp fonksiyonunun genel ifadesi elde edilir. Burada;

$$a_{(\omega_e)} = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{L_m^2} \right)$$

$$c_{(\omega_e)} = \frac{2}{3} \left(\frac{R_s L_r^2}{(P/2)^2 L_m^2} + \frac{R_r}{(P/2)^2} \right)$$
(4.34)

olarak ifade edilir. (4.33) eşitliğinde, kayıpları minimize etmek için hedef değişken açısından kısmi türev, hedef değişkeni yani rotor akısını hesaplamayı sağlar. Bu nedenle, kayıp ifadesinin kısmi türevinin çözümünden elde edilen akı değeri:

$$\frac{\partial(\sum P_T)}{\partial \lambda_r} = 0 \Rightarrow 2a_{(\omega_e)} \lambda_r - 2c_{(\omega_e)} T_{em}^2 \frac{1}{\lambda_r^3}$$

$$\lambda_r = \lambda \sqrt{|T_{em}|}$$
(4.35)

olur. Böylelikle çekirdek kayıplarının temsil edilmediği senkron referans çerçeve sistemine göre türetilen d-q eşdeğer devre Model -0 için kayıp fonksiyonu elde edilir.

4.3. Optimizasyon Algoritması

Optimizasyonda amaç, doğrusal olmayan eşitsizlik kısıtlarına ve sınırlarına tabi bir amaç fonksiyonunun maksimuma ya da minimuma nasıl getirileceği sorununu aşmaktır. Bu amaçla sezgisel algoritmalar kullanılır.

Bu kısımda kayıp fonksiyonu olarak ifade edilen amaç fonksiyonlarının nasıl en aza indirileceği problemini aşmak için literatürde kullanılan Girdap Arama Algoritması (Vortex Search Algorithm- VSA) ve İnsan Grup Optimizasyon (Human Group Optimization - HGO) algoritmalarının yapısı verilmiştir. Bu tez çalışmasında asenkron motorda kayıpların en aza indirilmesi probleminin çözümü için, algoritmalar türetilen amaç fonksiyonuna uygun olarak düzenlenmiştir. Ayrıca önerilen algoritmalarda gerekli düzenlemeler yapılarak algoritmaların tasarlanan sistemde çevrimiçi yani eş zamanlı çalışacak şekilde uyarlanmış ve sisteme adaptasyonu sağlanmıştır.

4.3.1. Girdap arama algoritması (GAA)

Tek çözüm odaklı meta-sezgisel yöntemler, mevcut çözümden aday çözümler üreterek ve bu çözümleri sırasıyla değiştirerek çalışır. Başarılı bir şekilde çalışabilmek için ise

aday çözümlerin oluşturulması esnasında yerellik önemlidir. Yerellik, küçük değişikliklerin güçlü bir etkiye sahip olduğu durumu ifade eder. Algoritma başlangıçta zayıf bir yerellik ile etkili bir keşif yapar, ancak optimal çözüme yaklaştıkça güçlü bir yerellik seviyesine geçer. Bu denge, girdap benzeri bir arama yöntemi kullanılarak sağlanabilir [79].

Literatürde Girdap Arama Algoritması (GAA) olarak bilinen optimizasyon algoritması asenkron motorun kayıplarının en aza indirilmesi amacı için önerilen optimal kontrol yönteminde çevrimiçi ve çevrimdışı çalışacak şekilde ilk kez uyarlanmıştır. GAA algoritmasının sözde kodu şekil 4.3.'te verilmiştir.

<p>Inputs:</p> <p><i>(4.36) eşitliğinden başlangıç merkezini μ_0 hesapla.</i> <i>(4.37) eşitliğinden r_0 başlangıç yarıçapını (standart sapma σ_0) hesapla.</i> <i>Şu ana kadar bulunan en iyi çözümün uygunluk değeri $f(S_{best})=inf$</i></p> <p>t=0</p> <p>Repeat</p> <p><i>μ_t merkezi etrafında Gauss dağılımı yardımıyla standart sapma (yarıçap) r_t ile aday çözümleri $C_t(s)$ rastgele üret.</i> <i>$C_t(s)$ değerleri aşılsa, (4.38) eşitliğindeki sınırların içine kaydır.</i> <i>Mevcut merkezi μ_t değiştirmek için $C_t(s)$ değerlerinden en iyi çözüm $s' = C_t(s)$ seç.</i></p> <p>If $f(s') < f(S_{best})$ $S_{best} = s'$ $f(S_{best}) = f(s')$</p> <p>else <i>şu ana kadar bulunan en iyi çözümü koru S_{best}</i></p> <p>end <i>Merkezi her zaman mevcut ana kadar bulunan en iyi çözüme $\mu_{t+1} = S_{best}$ kaydır.</i> <i>Sonraki iterasyon için standart sapma (yarıçap) $r_{t+1} = (r_t)$ azalt.</i> $t = t + 1$</p> <p>Until <i>Maksimum iterasyon sayısına ulaşına kadar ($t=MaxItr$) tekrarla.</i></p> <p>Output: <i>S_{best}, şu ana kadar bulunan en iyi çözüm.</i></p>
--

Şekil 4.3. GAA'nın sözde kodu

Sözde kodu şekil 4.3.'te verilen GAA'nın genel yapısı ve çalışması aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\mu_0 = \frac{u_b + l_b}{2} \quad (4.36)$$

Girdap arama algoritması (4.36) eşitliğinde hesaplanan μ_0 merkez nokta etrafında, problemin amaç fonksiyonunda tanımlanan alt sınır l_b ve üst sınır u_b değerleri arasında, gama fonksiyonu yardımı ile (4.39.a) eşitliğindeki r_0 başlangıç yarıçapının hesaplanması ve Gauss dağılımı yardımıyla rastgele n adet komşu çözümlerin üretilmesi ile başlar.

$$\sigma_0 = \frac{\max(u_b) + \min(l_b)}{2} \quad (4.37)$$

Burada σ_0 , iki boyutlu bir optimizasyon problemi için dış dairenin başlangıç yarıçapı (r_0) olarak da düşünüldüğünde, ilk aşamalarda zayıf bir yerel gerekli olduğundan, r_0 büyük bir değer olarak seçilir. Böylece, ilk adımda arama alanının dış daire tarafından tam olarak kapsaması sağlanır. Optimal çözüm elde edilinceye kadar (4.39.b) eşitliği yardımıyla girdap modeli yarıçapı azaltılır.

$$s_k^i = \begin{cases} rand \cdot (u_b^i - l_b^i) + l_b^i, & s_k^i < l_b^i \\ rand \cdot (u_b^i - l_b^i) + l_b^i, & s_k^i > u_b^i \end{cases}, l_b^i \leq s_k^i \leq u_b^i \quad (4.38)$$

Sınırı aşan çözümler (4.38) eşitliği ile belirtilen sınırlar içine kaydırılır. Burada $k=1,2,\dots,n$ ve $i=1,2,\dots,dim$ göstermek üzere, dim problemin boyutunu, $rand$ ise tekdüze dağıtılmış rastgele bir sayı olmak üzere, s_k^i , üretilen k . çözümün i . boyutunu ifade etmektedir.

Optimizasyon algoritmasının başarısı yani optimal çözümün bulunması her iterasyonda girdap çemberinin yarı çapının hesaplanmasında ve iterasyon boyunca yarı çapın azaltılmasını sağlamak için kullanılan (4.39.b) eşitliğindeki gama fonksiyonunda yer alan şekil faktörünün $a \in [0,1]$, (4.40) eşitliğindeki gibi ayarlanması ile sağlanır.

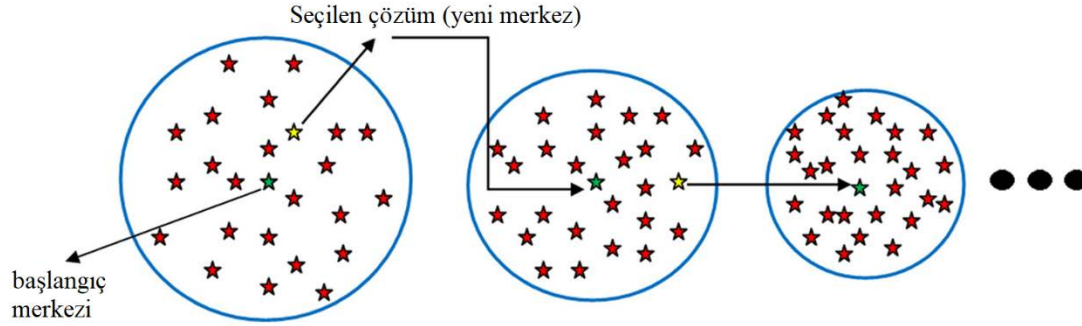
$$r_0 = \sigma_0 - \left(\frac{1}{x}\right) \cdot \text{gammainciv}(x, a_0) \quad (4.39.a)$$

$$r_t = \sigma_0 - \left(\frac{1}{x}\right) \cdot \text{gammainciv}(x, a_t) \quad (4.39.b)$$

$$a_t = a_0 - \frac{t}{MaxItr} \quad (4.40)$$

Burada $\alpha_0 = 1$ seçilerek arama uzayının tümünün kapsanması sağlanır. $MaxItr$ ise iterasyonun maksimum değerini ifade eder.

μ_0 merkez nokta etrafında, alt sınır l_b ve üst sınır u_b değerleri arasında, r_0 başlangıç yarıçapının hesaplanması ve n adet ilk komşu çözümlerin üretilmesi ile başlayan optimizasyon algoritmasında, s' en iyi çözümü hafızaya alınır ve ikinci çemberin merkezi olarak atanır. Yarıçap boyutu azaltılır ve iterasyona devam edilir. Sonraki her iterasyonda yeni elde edilen merkez etrafında yeni çözüm kümesi üretilir. Her iterasyonda bulunan en iyi çözüm bir önceki iterasyondaki en iyi çözümden daha iyi ise yeni çözüm hafızaya alınır ve sonraki iterasyonun merkezi olarak şimdiye kadar belirlenen en iyi çözüm olarak hafızaya alınmış olur. Bu şekilde sonlandırma koşuluna kadar iterasyon tekrar eder ve koşul yerine geldiğinde, en uygun merkez nokta sonuç olarak verilir ve böylece algorithmda optimal çözüme ulaşılır. Şekil 4.4.'te GAA da arama sürecindeki akışı açıklayıcı bir görsel verilmektedir.



Şekil 4.4. GAA da arama sürecinde akışın temsili gösterimi [79].

Bu tez çalışmasında kontrolü yapılan 4kW'lık bir asenkron motorun farklı yüklenme koşullarında hızı sabit kalacak şekilde sürüldüğünde, meydana gelen kayıpların en aza indirilmesi için optimal değerlerin belirlenmesi probleminin çözümü için hem çevrimiçi hem de çevrimdışı çalışacak şekilde uyarlanan GAA'dan elde edilen sonuçlar Tablo 4.2. ve Tablo 4.3' de verilmiştir. Tablo 4.1'de ise analitik olarak hesaplanan optimizasyon yapılmadan önceki gerçek kayıpları göstermektedir.

4.3.2. İnsan grubu optimizasyonu algoritması (İGO)

Gerçek-parametre optimizasyonu için önerilen Arayıcı Optimizasyon Algoritması (Seeker Optimization Algorithm - SOA) adlı heuristik arama algoritması, insanların akıllı arama eylemini, hafızaları, deneyimleri ve belirsizlik akıl yürütmesiyle simüle

etme kavramına dayanmaktadır. Bu nedenle algoritma İnsan grubu optimizasyonu (İGO) algoritması olarak yeniden isimlendirilmiştir [80, 81].

İGO algoritması arama popülasyonu adı verilen bir dizi çözüm üzerinde çalışır ve nüfustaki her bir birey "arayıcı" veya "araştırmacı" olarak adlandırılır. Algoritma, başlangıç noktası, arama yönü, arama yarıçapı ve güven derecesi gibi parametrelerle belirlenen koşullara dayanarak her bir arayıcının sosyal öğrenme, bilişsel öğrenme ve belirsizlik çıkarımına dayanarak yeni bir konuma hareket etmesini içerir. Bu süreçte güncelleme formülü, Y-koşullu bulut üretici gibi çalışır [82].

Bu amaçla asenkron motorun kayıplarının en aza indirilmesi çalışması için önerilen Optimal kontrol yönteminde uyarlanan İGO algoritmasının sözde kodu şekil 4.5.'te verilmiştir.

<p>begin $t \leftarrow 0$ Inputs: <i>Parametrik uzayda S konumlarının başlangıç değerlerinin rastgele ve eşit olarak üretilmesi</i> Repeat 1. Her bir arayıcının değerlendirilmesi ve uygunluğu hesaplanır. 2. Arama stratejisi, merkez konum vektörü, arama yönü, adım uzunluğu ve üyelik derecesi dahil arama parametreleri hesaplanır. 3. Her bir arayanın yeni konumu basitçe (4.42) ile hesaplanarak güncellenir. $t \leftarrow t + 1$ Eğer $t < T_{max}$ ise 1.'git. Until <i>Sonlandırma kriteri $t = T_{max}$ tatmin edilene kadar tekrar et.</i> Output: <i>En iyi arayıcı gbest, optimal çözüm değeri bulunur.</i> end.</p>
--

Şekil 4.5. İGO algoritmasının sözde kodu.

Sözde kodu şekil 4.5.'te verilen İGO algoritmasının genel yapısı ve çalışması şu şekildedir;

$$x_i(t) = x_{i1}, x_{i2}, \dots \dots x_{iD} \quad (4.41)$$

İGO algoritmasında her bir arayıcı (popülasyondaki her bir birey) (4.41) eşitliğindeki gibi tanımlanır. Burada i arayıcı indisidir ve $i = 1, 2, \dots, n$ şeklinde bütün bireyler tanımlanabilir. Buradan anlaşılacağı üzere İGO algoritması, n adet D boyutlu pozisyon vektöründen oluşan bir arayıcıya sahiptir ve arayıcılar rastgele seçilerek eşit sayıda alt

gruplara ayrılır. Ayrıca her bir arayıcıya sosyal bilgi paylaşımı sağlamak için bir komşuluk tanımlanmıştır.

İGO algoritmasında, her bir arayıcı için arama yönü d_{ij} vektörü ve adım uzunluğu r_{ij} vektörü hesaplanır. Her bir t adımında, bu parametreleri seçmek için arama karar verme süreçleri yapılır ve arayıcı yeni bir $x_{ij}(t+1)$ konumuna geçer. Başlangıç konumundan, konumun güncellenmesi ise bir belirsizlik kavrama sürecidir ve aşağıdaki gibi belirlenir:

$$x_{ij}(t + 1) = x_{ij}(t) + d_{ij}(t)r_{ij}(t) \quad (4.42)$$

burada “ i ” arayıcıların ve “ j ” değişkenlerin boyut indisidir.

(4.42) eşitliğindeki mevcut konum vektörü $x_{ij}(t)$ 'de, arama yönü d_{ij} ve adım uzunluğu r_{ij} vektörleri olarak ifade edilir. Bu parametrelere ve üyelik derecesi μ_{ij} vektörüne nasıl karar verileceği ise şu şekilde belirlenir.

Her arayıcı (4.43) eşitlikleri ile hesaplanan arama yönüne (d) sahiptir. İGO, ampirik gradiyent büyüklüğünü içermediğinden ampirik arama yönü $d_{i,ampirik}$ sadece daha iyi bir konumun, daha kötü bir konumun $sign$ fonksiyonu olarak belirlenir. (4.43.a) eşitliğindeki ampirik arama yönü genel ifadesinden türetilen, bencil yön $d_{i,bncl}$, fedakâr yön $d_{i,fdkr1}$ ve $d_{i,fdkr2}$, proaktif yön $d_{i,prktf}$ olarak dört ampirik yön belirlenir.

$$d_{i,ampirik} = \begin{cases} sign(x_i'(t) - x_i(t)) & \text{eğer } f_a(x_i'(t)) < f_a(x_i(t)) \text{ ise} \\ sign(x_i(t) - x_i'(t)) & \text{değise} \end{cases} \quad (4.43.a)$$

(4.43.a) eşitliği ile ifade edilen insan rasyonel yargısına göre i . arayıcının gerçek arama yönü aşağıdaki dört ampirik yön arasında uzlaşmaya dayanır. Doğada popülasyonlar içindeki bireylerin arasında karşılıklı bir iş birliği söz konusudur. Bu iş birliği içinde biri tamamen bireyin benliği yanlısı bencil davranış ve diğeri tamamen grup yanlısı fedakâr davranış olarak ifade edilir. Bu nedenle İGO algoritmasında her bir arayıcı kendi geçmişindeki $p_{i,eniyyi}(t)$ en iyi konuma gitmek isteyen bencil bir bireydir.

$$d_{i,bncl} = sign(p_{i,eniyyi}(t) - x_i(t)) \quad (4.43.b)$$

Burada t zamanında i . arayıcı için $x_i(t)$ konumundan $\varphi_{i,eniye}(t)$ konumuna doğru bir deneysel gradyan söz konusu olduğundan herhangi bir arayıcı i bencil yönü olarak tanımlanan (4.43.b) eşitliğindeki gibi $d_{i,bncl}$ belirlenir.

Öte yandan arayıcılar hedefe ulaşabilmek için aynı komşuluk grubu içindeki diğer arayıcılar ile fedakâr davranış sergileyen belirgin bir iş birliğine sahiptirler. Her bir arayıcı, komşu arayıcının kendi geçmişindeki en iyi $\varphi_{i,eniye}(t)$ konumu ve mevcut konumu $\ell_{i,eniye}(t)$ kullanır ve her bir arayıcı için fedakâr yönü (4.43.c) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$d_{i,fdkr1} = \begin{cases} \text{sign}(\varphi_{i,eniye}(t) - x_i(t)) & \text{eğer } \varphi_{i,eniye} x'_i \text{ den iyi ise} \\ \text{sign}(x_i(t) - \varphi_{i,eniye}(t)) & \text{değilse} \end{cases} \quad (4.43.c)$$

$$d_{i,fdkr2} = \begin{cases} \text{sign}(\ell_{i,eniye}(t) - x_i(t)) & \text{eğer } \ell_{i,eniye} x'_i \text{ den iyi ise} \\ \text{sign}(x_i(t) - \ell_{i,eniye}(t)) & \text{değilse} \end{cases}$$

Arayıcıların çevrelerindeki durumlara yanıt olarak basit bir davranış sergilemezler, gelecekteki davranışları, geçmiş davranışlarla tahmin edebilir ve yönlendirebilirler. Bu nedenle arayıcıların hedefe yönelik arama yönünü değiştirmesi ve geçmiş davranışına verilen cevaba göre hedefe yönelik davranış sergilemesi proaktiflik olarak tanımlanır ve aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir;

$$d_{i,prktf} = \text{sign}(x_i(t_1) - x_i(t_2)) \quad (4.43.d)$$

Burada $t_1, t_2 \in \{t, t-1, t-2\}$ ifade eder. Ayrıca $x_i(t_1)$ 'in pozisyonu $x_i(t_2)$ 'den iyidir.

İGO algoritmasında i . arayıcının gerçek arama yönü $d_i(t)$ bu dört ampirik yönün uzlaşmasına bağlı olarak arama yönü belirlenir. Burada $d_i(t)$ vektörünün j . elemanı aşağıdaki kural ile seçilir.

$$d_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } r_j \leq p_j^{(0)} \\ +1 & \text{eğer } p_j^{(0)} < r_j \leq p_j^{(0)} + p_j^{(+1)} \\ -1 & \text{eğer } p_j^{(0)} + p_j^{(+1)} < r_j \leq 1 \end{cases} \quad (4.43.e)$$

Burada r_j , $[0,1]$ aralığında tekdüze ve rastgele olarak seçilen gerçek bir sayıdır. $p_j^{(m)}$ ise, $(m \in \{0,+1,-1\})$ gösterilmek üzere $\{d_{ij,bncl}, d_{ij,fdkr1}, d_{ij,fdkr2}, d_{ij,prktf}\}$ ile tanımlanan arama yönlerinin (4.44.e) eşitliğindeki koşullara göre;

$$p_j^{(m)} = \frac{m \text{ sayısı}}{4} \quad (4.43.f)$$

j boyutunda (4.44.f) eşitliğindeki değeridir.

Arama yönü kadar adım uzunluğunun da rasyonel olarak nasıl belirleneceği de önemlidir. Problemin boyutuna göre adım uzunluğunun duyarlılığı değişmektedir. Farklı problemlerin çözümü için adım uzunluğunun farklı yaklaşımlarla belirlenebilir. İGO algoritmasında, arama uzayında hedeflenen minimuma yakın komşuluklar daha iyi değere sahip olduğundan keşfedilen komşuluk etrafında daha yoğun bir aramaya odaklanılır. Hedef maliyet fonksiyonun değeri *büyük* ise optimum noktadan *uzak* olduğu, *küçük* ise optimum noktaya *yakın* olduğu düşünülür. Bu nedenle İGO algoritmasında arayıcıların elde ettiği maliyet fonksiyonunun değeri azalan şekilde sıralanır ve bulanık mantık yürütme girdileri 1'den s 'ye sayı dizisine dönüşür. Doğrusal üyelik fonksiyonu, arama uzayının bir dizi kümesinin örneğin 1, 2, ..., n şeklinde olduğu bir durumda, koşullu kısımda kullanılır. Üyelik fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\mu_i = \mu_{max} - \frac{n - SN_i}{n - 1} (\mu_{max} - \mu_{min}) \quad (4.44.a)$$

$$\mu_{ij} = rand(\mu_i, 1) \quad (4.44.b)$$

burada μ_{max} en büyük üyelik derecesi değeri ve μ_{min} ise en küçük üyelik derecesi değeridir. $x_i(t)$ 'nin maliyet değerine göre sıralandıktan sonra, sıra numarası SN_i olarak gösterilmiştir. Eğer üyelik fonksiyonu $\mu(x) = e^{-x^2/2\delta^2}$ gibi bir çan fonksiyonu seçilirse μ_{min} 'nin üyelik derecesi değeri $[-3\delta, 3\delta]$ aralığında 0.0111 olarak belirlenmiş olur. Çan üyelik fonksiyonunda δ parametresi aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\delta = \varepsilon |(x_{eniyi} - x_{rast})| \quad (4.45)$$

Burada ε parametresi arama hassasiyetini kademeli olarak artırmak için adım uzunluğunu artan zaman adımında azaltmak için kullanılır. x_{eniyi} en iyi ve x_{rast}

rastgele seçilmiş birbirinden farklı bir arayıcıyı temsil etmektedir. (4.45) eşitliğinin (4.46) eşitliğinde yerine yazılırsa adım uzunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$r_{ij} = \delta_j \sqrt{-\ln(\mu_{ij})} \quad (4.46)$$

Burada μ_{ij} her adımda yerel arama yeteneğini geliştirmek için (4.44.a) eşitliğinin $[\mu_i, 1]$ aralığında rastgele dağılımı bir vektör olarak (4.44.b) eşitliği ile ifade edilir.

Bu tez çalışmasında PSO algoritması, GAA'nın ve İGO'nun sonuçlarının tutarlılığının kontrolü amacıyla çevrimiçi ve çevrimdışı çalışacak şekilde uyarlanmıştır. GAA ve İGO algoritması bu tez çalışmasının amacına yönelik bu sahada yapılan bir uygulama için ilk kez hem çevrimiçi hem de çevrimdışı çalışacak şekilde uyarlanmıştır.

PSO algoritması literatürde birçok alanda kullanılması [29-31] ve çok bilinen bir algoritma olması nedeniyle algoritma yapısı ve çalışma şekline yer verilmemiştir.

Asenkron motorun eşdeğer devre modellerinden elde edilen kayıp eşitlikleri minimize edilen amaç fonksiyonu olup, optimizasyon probleminin çözümünde kullanılan maliyet fonksiyonu ifade eder. Maliyet fonksiyonunu minimize eden değer ise optimal noktaya karşılık gelir. Aşağıda Tablo 4.2 ve Tablo 4.3 ile 4kW'lık bir motor için çeşitli yüklenme durumlarında GAA algoritması ile kayıpların optimizasyonu yapılarak, devre modellerine göre elde edilen motorun bakır ve demir kayıpları toplam değerleri verilmiştir.

Tablo 4.1.'de 50Hz, 400V yıldız bağlı 4kW'lık motorun şebeke gerilim ve frekansı altında çalışırken yük azalmasına bağlı motorda meydana gelen hız değişimi durumunda motorda meydana gelen demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi verilmiştir. Tabloda d-q eşdeğer devre modeli Model -2'nin T-Tipi eşdeğer devre modeli ile en yakın sonuçları verdiği görülmektedir. Hız değişimi olduğunda sabit gerilim ve frekans ile işletilen motorda hıza bağlı sürtünme-vantilasyon kaybı da değişecektir. Sürtünme-vantilasyon kaybı değişiminin etkisi toplam kayıp verim üzerinde etkilidir. Ancak optimizasyon parametrelerine göre demir ve bakır kayıplardaki değişim nedeniyle aşağıdaki tablolarda demir ve bakır kayıpları toplamı verilmiştir.

Tablo 4.1. Nominal gerilim ve frekans ile sürülen 4 kW’lık asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi.

4kW, 50Hz, 400V, 8A, 1430 rpm, 26.72 Nm, Y bağlı, $R_s=1.470$, $R_r=1.470$, $R_c=790$, $L_{ls}=0.006$, $L_{lr}=0.006$, $L_m=0.192$, $B=0.004$ $J=0.026$					
Hız (rpm)	Yük	Model-2 (W)	Model-1 (W)	Model-0 (W)	T-tipi (W)
1430	1	655,859	639,889	325,691	655.850
1448	3/4	474,401	462,331	284,785	474,381
1466	1/2	349,293	341,124	160,097	349,436
1483	1/4	275,661	271,393	86,29	275,408
1492	1/10	254,513	252,586	65,20	254,484

Tablo 4.2. Frekans sabit iken nominal sabit hızda sürülen 4 kW’lık Asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi.

4kW, 50Hz, 400V, 8A, 1430 rpm, 26.72 Nm, Y bağlı, $R_s=1.470$, $R_r=1.470$, $R_c=790$, $L_{ls}=0.006$, $L_{lr}=0.006$, $L_m=0.192$, $B=0.004$ $J=0.026$					
Gerilim (V)	Yüklenme	Model-2 (W)	Model-1 (W)	Model-0 (W)	T-tipi (W)
230,94	1	655,859	639,889	325,691	655.850
200,30	3/4	495,492	483,426	246,052	495,485
164,73	1/2	335,131	326,970	166,408	335,116
118,95	1/4	174,756	170,493	86,779	174,748
79,74	1/10	78,560	76,637	38,981	78,527

Tablo 4.2.’de sabit hızda sürülen motorda, hızı 1430rpm sabit tutmak için gerilim ayarı yapılmıştır. Nominal hızda şebeke frekansı sabit iken gerilim ayarı yapılan motorda kayıpların nominal hızda, kayıpların azaldığı görülmektedir. Ancak gerilim ve frekans optimizasyonu yapılan Tablo 4.3’teki değerler kadar olmadığı görülmektedir.

Tablo 4.3. Nominal sabit hızda sürülen 4 kW’lık Asenkron motorda yüklenmeye bağlı olarak demir ve bakır kayıpları toplamının değişimi (frekans, gerilim ve akı optimal).

4kW, 50Hz, 400V, 8A, 1430 rpm, 26.72 Nm, Y bağlı, $R_s=1.470$, $R_r=1.470$, $R_c=790$, $L_{ls}=0.006$, $L_{lr}=0.006$, $L_m=0.192$, $B=0.004$ $J=0.026$				
Yüklenme	Model-2 (W)	Model-1 (W)	Model-0 (W)	T-tipi (W)
1	621,223	605.046	325,691	621,444
3/4	469,322	457,101	228,811	469,489
1/2	317,422	309,156	153,632	317,532
1/4	165,521	161.211	80,054	165,580
1/10	74,38	72,443	35.974	74,40

Tablo 4.3.’de 4kW’lık motorda eşdeğer devre modelleri üzerinden kayıplarının optimizasyonu verilmiştir. T-tipi eşdeğer devrede (V, f) optimal değerlerinde oluşan demir ve bakır kayıpları toplamı, d-q eşdeğer devre Model -2 ve Model -1’de ise optimal rotor aksında oluşan demir ve bakır kayıpları toplamı verilmiştir. Model -0’da çekirdek kayıpları temsil edilmediğinden sadece bakır kayıplarının mevcut değerini göstermektedir.

Tablo 4.1, Tablo 4.2 ve Tablo 4.3’te kayıpların değişimi incelendiğinde Model -2 ve model -1 çekirdek kayıplarının temsil edilmesi nedeniyle T-tipi eşdeğer devre kayıp değerlerine yakın çıkmaktadır. Model -2’nin gerçekte asenkron motoru daha iyi temsil ettiği görülmektedir. Diğer taraftan Model -0’da beklenildiği gibi çekirdek kayıpları ihmal edildiğinden kayıp değerleri diğer modellerden yaklaşık 2 kat farklı çıkmıştır. Eşdeğer devre modeli Model -0’da kayıpların optimizasyonunda, kayıp fonksiyonundan hareketle optimal akının hesabının yapılması amacı ile kullanıldığında, yarı yükten tam yüklenmeye kadar her zaman optimal akı değerini nominal akı değerinde tutması nedeniyle gerçek dünyada motorda kayıpların en aza indirilmesi için minimum giriş gücünü tarayan araştırma algoritması (AA) kullanılması ile mümkün olacaktır.

Tablo 4.4, Tablo 4.5, Tablo 4.6 ve Tablo 4.7’de sırasıyla 1430, 1250, 1000 ve 750rpm hızları için 4kW’lık motorun farklı yüklenme koşullarında kayıplarının GAA algoritması kullanılarak T-tipi eşdeğer devre ve d-q yaklaşık eşdeğer devre modeline göre kayıplarını en aza indiren optimal değerleri ve motor performansını gösteren parametreler verilmiştir.

Tablo 4.4. 4kW'lık 1430 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal Değerler	Optimizasyon Algoritması (GAA) Gerilim ve Frekans Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	4001,3	4001,3	3001	2000,6	1000,3	400,12
T_{mek} [Nm]	26,72	26,72	20,04	13,36	6,68	3,672
n_r [rpm]	1430	1430	1430	1430	1430	1430
s	0,0467	0,0337	0,0337	0,0337	0,0337	0,0337
f_s [Hz]	50	49,3281531	49,3281561	49,3281561	49,3281561	49,3281561
V_s [V]	230,940	265,463	230,736	189,757	137,027	91,857
I_s [A]	8,02	7,4465	6,472	5,3229	3,8438	2,5767
GF	0,8558	0,7946	0,7946	0,7946	0,7946	0,7946
S [VA]	5546,9	5930,4	4480,3	3030,2	1580,1	710,062
P_e [W]	4746,9	4712,4	3560,2	2407,9	1255,6	564,237
Q_e [VAr]	2869,8	3600,3	2700,0	1839,6	959,277	431,0751
P_c+P_{cu} [W]	655,852	621,443	469,489	317,534	165,580	74,4076
P_c [W]	171,719	234,306	177,014	119,722	62,429	28,0544
P_{cu} [W]	484,133	387,137	292,475	197,812	103,150	46,3533
P_{stv} [W]	89,6994	89,6994	89,6994	89,6994	89,6994	89,6994
verim	0,8429	0,8491	0,8429	0,8309	0,7967	0,7092

Tablo 4.4. (Devamı) 4kW'lık 1430 rpm sabit hızda sürülen motorun, d-q eşdeğer devre modeli-2 yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; rotor akısı optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal değerler	Optimizasyon Algoritması (GAA) Rotor akısı Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	4001,3	4001,3	3000,1	2000,6	1000,3	400,13
T_{mek} [Nm]	26,72	26,72	20,040	13,36	6,68	2,672
T_{em} [Nm]	27,319	27,319	20,639	13,959	7,279	2,731
n_r [rpm]	1430	1430	1430	1430	1430	1430
f_{sopt} [Hz]	50	49,328156	49,328156	49,328156	49,328156	49,328156
ϕ_{ropt} [wb]	1,29295829	1,1171994	0,9710523	0,79859288	0,57667894	0,38657912
P_c+P_{cu} [W]	655,8598	621,223	469,322	317,422	165,521	74,3812
verim _{dq}	0,8429	0,8491	0,84297	0,8309	0,7967	0,7092

Tablo 4.5. 4kW'lık 1250 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal Değerler	Optimizasyon Algoritması (GAA) Gerilim ve Frekans Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	3497,6	3497,6	2623,22	1748,82	874,41	349,76
T_{mek} [Nm]	26,720	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
n_r [rpm]	1250	1250	1250	1250	1250	1250
s	0,0391	0,0391	0,034965	0,034965	0,034965	0,034965
f_s [Hz]	43,360398	43,360398	43,176357	43,176357	43,176357	43,176357
V_s [V]	231,9682	231,9682	211,6229	173,8858	125,2529	83,4236
I_s [A]	7,4282	7,4282	6,3517	5,2190	3,7594	2,5039
GF	0,7993	0,7993	0,7727	0,7727	0,7727	0,7727
S [VA]	5169,336	5169,336	4032,474	2722,541	1412,609	626,649
P_e [W]	4131,5986	4131,5986	3115,8739	2103,695	1091,516	484,2092
Q_e [VAr]	3106,7562	3106,7562	2559,722	1728,207	896,6919	397,7828
P_c+P_{cu} [W]	565,419	565,419	424,1052	286,3364	148,5676	65,9063
P_c [W]	177,119	177,119	148,6599	100,3683	52,0768	42,8044
P_{cu} [W]	388,300	388,300	275,4453	185,9681	96,4908	23,1019
P_{stv} [W]	68,538	68,538	68,538	68,538	68,538	68,538
verim	0,8466	0,8466	0,8419	0,8313	0,8011	0,7223

Tablo 4.5. (Devamı) 4kW'lık 1250 rpm sabit hızda sürülen motorun, d-q eşdeğer devre modeli-2 yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; rotor akısı optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal değerler	Optimizasyon Algoritması (VSA)				
		Rotor akısı Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	3497,6	3497,6	2623,22	1748,82	874,41	349,76
T_{mek} [Nm]	26,720	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
T_{em} [Nm]	27,2436	27,2436	20,5636	18,8836	7,2036	3,1956
n_r [rpm]	1250	1250	1250	1250	1250	1250
f_{sopt} [Hz]	43,360398	43,360398	43,176357	43,176357	43,176357	43,176357
ϕ_{ropt} [wb]	1,120	1,120	1,017314	0,835904	0,602116	0,401034
P_c+P_{cu} [W]	565,419	565,419	423,9648	286,2415	148,5183	65,8844
verim _{dq}	0,8465	0,8465	0,8419	0,8313	0,8011	0,7223

Tablo 4.6. 4kW'lık 1000 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal Değerler	Optimizasyon Algoritması (VSA) Gerilim ve Frekans Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	2798,11	2798,11	2098,58	1399,05	699,52	279,8112
T_{mek} [Nm]	26,720	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
n_r [rpm]	1000	1000	1000	1000	1000	1000
s	0,0482	0,0482	0,0378	0,0378	0,0378	0,0378
f_s [Hz]	35,020554	35,020554	34,643838	34,643838	34,643838	34,643838
V_s [V]	188,92	188,92	182,1674	149,4984	107,3061	70,8061
I_s [A]	7,73670	7,73670	6,2250	5,1086	3,6669	2,4196
GF	0,8001	0,8001	0,7370	0,7370	0,7370	0,7370
S [VA]	4175,3178	4175,3178	3401,978	2291,203	1180,428	513,9629
P_e [W]	3340,7049	3340,7049	2098,583	1688,593	869,9637	378,7855
Q_e [VAr]	2504,5898	2504,5898	2299,409	1548,636	797,8556	347,3894
P_c+P_{cu} [W]	498,7281	498,7281	364,7755	245,6732	126,5708	55,1094
P_c [W]	115,5363	115,5363	109,6543	73,8513	38,0482	16,5663
P_{cu} [W]	383,1918	383,1918	255,1212	171,8219	88,5226	38,5431
P_{stv} [W]	43,8649	43,8649	43,8649	43,8649	43,8649	43,8649
verim	0,8376	0,8376	0,8370	0,8285	0,8041	0,7387

Tablo 4.6. (Devamı) 4kW'lık 1000 rpm sabit hızda sürülen motorun, d-q eşdeğer devre modeli-2 yardımıyla GAA optimizasyon algoritması ile kayıpları en aza indiren optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; rotor akısı optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal değerler	Optimizasyon Algoritması (VSA) Rotor akısı Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	2798,11	2798,11	2098,58	1399,05	699,52	279,8112
T_{mek} [Nm]	26,720	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
T_{em} [Nm]	27,1389	27,1389	20,4589	13,7789	7,0989	3,0909
n_r [rpm]	1000	1000	1000	1000	1000	1000
f_{sopt} [Hz]	35,020554	35,020554	34,643838	34,643838	34,643838	34,643838
ϕ_{ropt} [wb]	1,12	1,12	1,090121	0,894625	0,642138	0,423716
P_c+P_{cu} [W]	498,7281	498,7281	364,6711	245,6029	126,5346	55,0936
verim _{dq}	0,8376	0,8376	0,8370	0,8285	0,8041	0,7387

Tablo 4.7. 4kW'lık 750 rpm sabit hızda sürülen motorun, T-tipi eşdeğer devre modeli yardımıyla kayıpları en aza indiren GAA optimizasyon algoritması ile optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; gerilim - frekans optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal Değerler	Optimizasyon Algoritması (VSA) Gerilim ve Frekans Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	2098,5838	2098,5838	1573,9379	1049,2919	524,64597	
T_{mek} [Nm]	26,72	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
n_r [rpm]	750	750	750	750	750	750
s	0,062993	0,062993	0,048178	0,0432985	0,0432985	0,0432985
f_s [Hz]	26,680710	26,680710	26,2654160	26,131454	26,131454	26,131454
V_s [V]	145,8902	145,8902	141,5394	121,4819	86,8818	56,7698
I_s [A]	7,3060	7,3060	6,1621	5,0470	3,6095	2,3585
GF	0,8032	0,8032	0,7307	0,6976	0,6976	0,6976
S [VA]	3197,606	3197,606	2616,546	1839,365	940,8123	401,6802
P_e [W]	2568,4539	2568,4539	1911,9194	1283,1884	656,3346	280,2223
Q_e [VAr]	1904,6604	1904,6604	1786,303	1317,8367	674,0568	287,7888
P_c+P_{cu} [W]	445,1960	445,1960	313,3075	209,2225	107,0146	45,6899
P_c [W]	67,0596	67,0596	64,9360	48,2833	24,6963	10,5440
P_{cu} [W]	378,1364	378,1364	248,3715	160,9392	82,3183	35,1459
P_{stv} [W]	24,6740	24,6740	24,6740	24,6740	24,6740	24,6740
verim	0,8171	0,8171	0,8232	0,8177	0,7993	0,7489

Tablo 4.7. (Devamı) 4kW'lık 750 rpm sabit hızda sürülen motorun, d-q eşdeğer devre modeli-2 yardımıyla GAA optimizasyon algoritması ile kayıpları en aza indiren optimal değerlerin hesaplanması (Kontrol değişkeni; rotor akısı optimal değerlerinin bulunması).

Parametre	Nominal değerler	Optimizasyon Algoritması (VSA) Rotor akısı Optimizasyonu				
		Tam yük	¾ yük	½ yük	¼ yük	1/10 yük
P_{mek} [W]	2098,5838	2098,5838	1573,9379	1049,2919	524,64597	209,8583
T_{mek} [Nm]	26,72	26,720	20,040	13,360	6,680	2,672
T_{em} [Nm]	27,0342	27,0342	20,3542	13,6742	6,9942	2,9862
n_r [rpm]	750	750	750	750	750	750
f_{sopt} [Hz]	26,680710	26,680710	26,2654160	26,131454	26,131454	26,131454
ϕ_{ropt} [wb]	1,12	1,12	1,12	0,96053119	0,686955	0,448866
P_c+P_{cu} [W]	445,1960	445,1960	313,307	209,175	106,990	45,67977
verim _{dq}	0,8170	0,8170	0,8232	0,8177	0,7993	0,7489

4.4. Arama Kontrol Algoritması

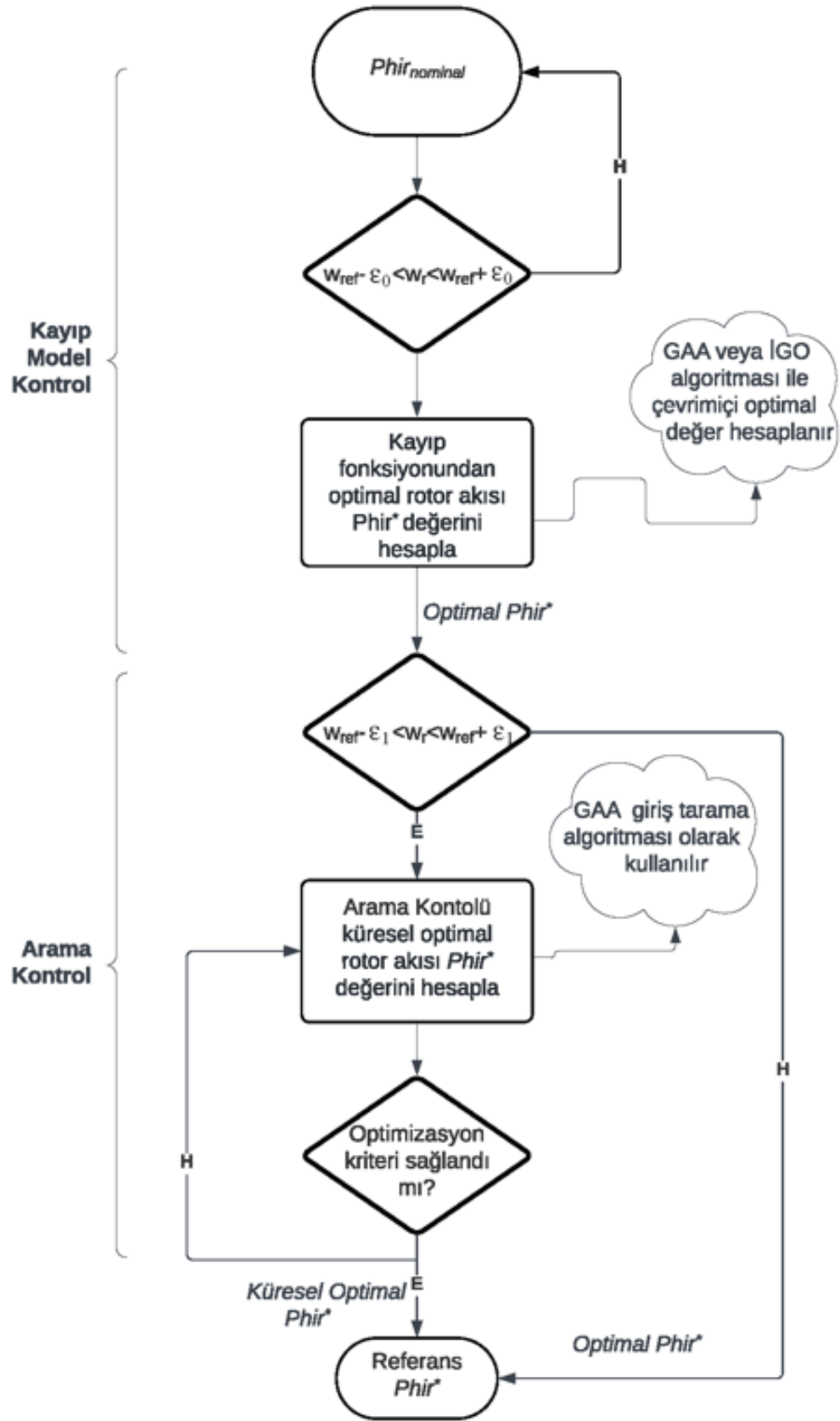
Kayıpların en aza indirilmesi ile verim optimizasyonunda kullanılan algoritmaları basit durum kontrolü (BDK), arama kontrolü (AK) ve kayıp modeli kontrolü (KMK) olarak üç yöntem ile sınıflandırılabilir [71]. BDK yönteminde kontrol değişkeni olarak güç faktörü, kayma frekansı vb. parametreler seçilir. Motor çalışırken, BDK seçilen kontrol değişkenini her zaman sabit tutması nedeniyle çalışma noktası küresel optimal değildir. Ayrıca BDK'nın sistemi kararsız hale getirmesi ise en istenmeyen durumdur.

AK yönteminin amacı, motorun giriş gücünün en aza indirilmesini sağlamak ve küresel optimal çözüme ulaşmaktır. Arama prosedürü sırasında motorun çıkış gücünün sabit kalması koşuluyla ölçülen giriş gücüne göre, AK çevrimiçi olarak en küçük giriş gücünü, başka bir deyişle en yüksek verimli çalışma noktasını arayacaktır. Bu yöntem motorun parametrelerine bağlı olmaması nedeniyle basittir ve küresel optimal çalışma noktasını bulma açısından etkilidir. Ancak AK'de yakınsama problemi olduğundan, akı değişimi ile meydana gelen titreşimler nedeniyle momentte dalgalanmalar ortaya çıkar. Bununla birlikte, bu yöntemin diğer dezavantajları, arama hızının yavaş olması ve en yüksek verimli çalışma noktasının motorun sabit durumda çalışması sırasında aranması gerektiğidir. Bu nedenle, AK'nın uygulaması sınırlıdır. Örneğin, [83]'de sunulan bir gradyan AK yönteminde vektör kontrolünde stator akımı, enerji tasarrufu için aranır, ancak AK algoritması, motorun dinamik durumu değiştiğinde algoritma kapatılmakta, sabit durum tespit edildiğinde ise açılmaktadır.

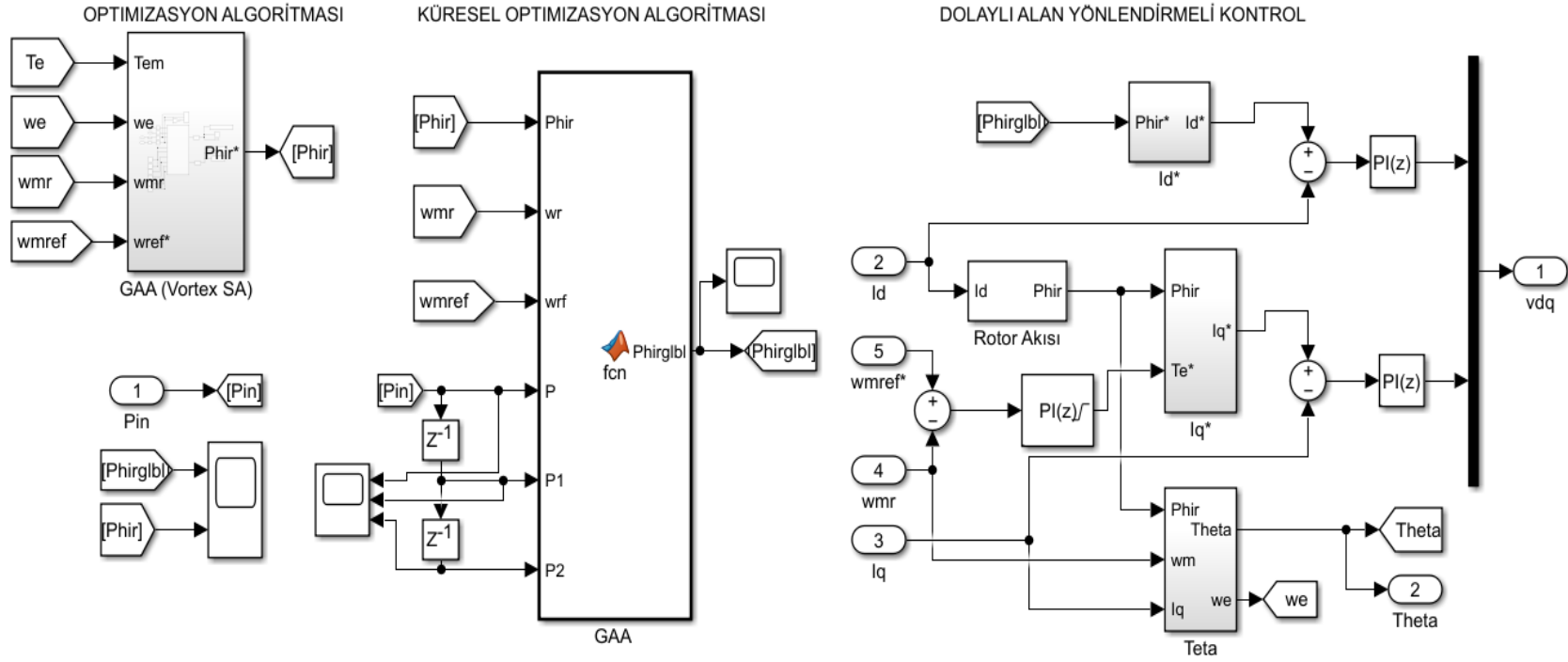
Son yıllarda, KMK yöntemi araştırmaların odak noktası haline gelmiştir [84-87]. Vektör kontrol sistemleri için bir verimlilik optimizasyonunda KMK algoritması yöntemin çeşitli yüklenme ve özellikle hafif yüklenme koşullarında bariz enerji tasarrufu etkisine sahip olduğunu göstermektedir. Optimal rotor akısının bulunması için türetilen motor kayıpları ifade denkleminin maksimum ölçüde basitleştirilerek en az miktarda hesaplama yoluyla rotor akısını bulunması, asenkron motorun vektör kontrollü sürücülerinin çevrimiçi verimlilik optimizasyonunu gerçekleştiren mikroşlemci çekirdeği tabanlı sürücülerde çevrimiçi hızını arttıracığından önem arz etmektedir. Bu yöntemde rotor akısı, çevrimiçi olarak hesaplanan optimal değere göre sürekli olarak ayarlanırken hız takibi vektör kontrolü ile yapılmaktadır. Bu tez çalışmasında, KMK ile küresel optimal değere, parametre değişimlerine duyarlı olması ve eşdeğer devre parametrelerine bağlı olması nedeniyle ulaşmak mümkün

olmadığından, AK kullanılarak her iki yaklaşımda mevcut olan dezavantajlar ortadan kaldırılmış ve problemlerin üstesinden gelinerek optimal kontrol yaklaşımı geliştirilmiştir. Önerilen GAA algoritması burada AK algoritması olarak minimum giriş gücünün bulunmasında girişten minimum gücü arama amaçlı uyarlanmıştır. Simülasyon sonuçları, önerilen algoritmanın dolaylı alan yönlendirmeli asenkron motor hız kontrolünde kabul edilebilir bozucu hız performansı ile motorun verimini maksimize edebileceğini göstermektedir. Önerilen hibrit algoritmanın en anlamlı avantajı, literatürde üstünlüğü kabul görmüş iki yeni optimizasyon algoritmasının çevrimiçi çalışacak şekilde uyarlanmış olması ve GAA algoritmanın aynı zamanda AK için kullanılmanın kazandırılmasıdır. Ayrıca önerilen optimal kontrol yönteminde algoritmanın açılıp kapatılmasına gerek olmaması ve çevrimiçi motorun sürekli hal çalışma koşullarında optimal çalışabilmesidir.

Sabit hızda sürülen asenkron motorunda kayıpların en aza indirilme ve verimin optimize edilmesi için geliştirilen optimal kontrol yöntemi için önerilen hibrit optimizasyon algoritması Şekil 4.6'da verilmiştir. Rotor akısının küresel optimal değerinin bulunduğu hibrit optimizasyon algoritmalarının yer aldığı ve uzay vektör PWM ve histerezis akım anahtarlama yöntemlerinin kullanıldığı dolaylı alan yönlendirme kontrolün uyguladığı MATLAB simulink blokları Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'deki gibi gerçekleştirilir.



Şekil 4.6. KMK ve AK algoritması temelli hibrit optimal kontrol genel akış şeması.



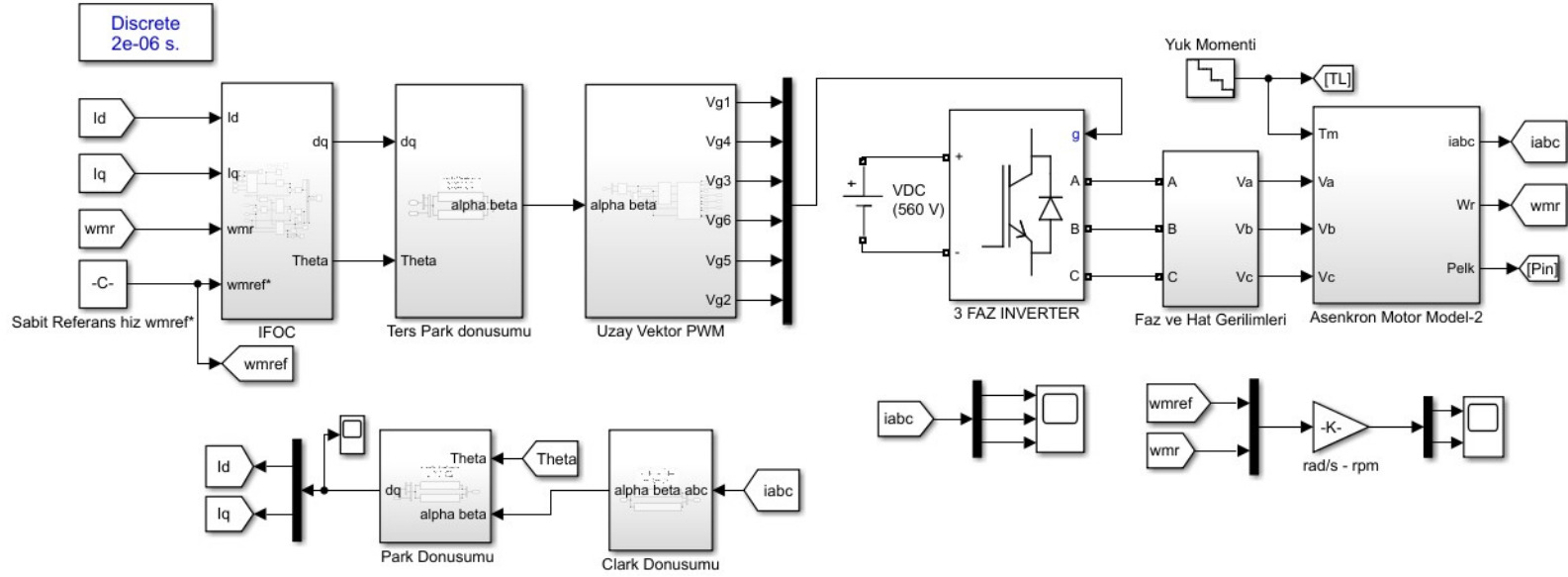
Şekil 4.8. Önerilen hibrit optimizasyon algoritması ve uzay vektör PWM anahtarlama dolaylı alan yönlendirme optimal kontrol bloğu.

5. ÖNERİLEN KONTROL YÖNTEMİNİN MODELİ VE SİMÜLASYONLARI

Bu bölümde, matematiksel modelleri, vektör kontrol yöntemi ve kayıp optimizasyon algoritmaları verilen asenkron motorun MATLAB simulink ortamında gerçekleştirilen hız kontrolüne ait simülasyonlar verilmektedir. Farklı hızlarda sabit hızda sürülen asenkron motorun farklı yüklenme koşullarında sürekli halde kayıplarının başarılı bir şekilde en aza indirilmesi ve verimin maksimum olmasını sağlayan kontrol sistemi blok şeması ve önerilen optimizasyon algoritmalarına göre farklı anahtarlama teknikleri kullanımına ait simülasyonlar ve sonuçları sunulmaktadır. Simülasyonlar, MATLAB simulink genel yapısı Şekil 5.1.'de blok diyagramı verilen rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli motor hız kontrolü kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

5.1. Rotor Akısına Dayalı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolü

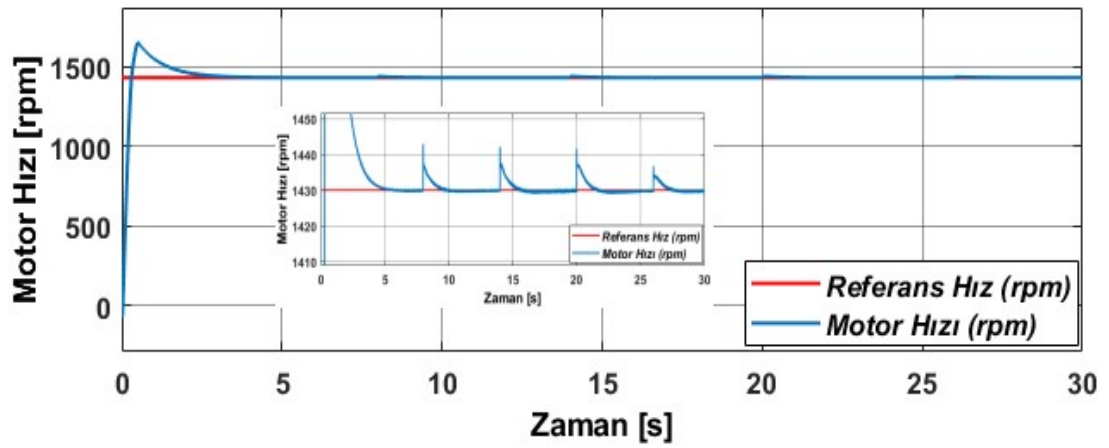
Bu kısımda öncelikle, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi kullanılarak geleneksel yaklaşımla asenkron motorun sabit hızda kontrolü yapılmaktadır. Nominal akı değerinde sabit referans rotor akısı ile 1430 rpm'de hızı sabit kalacak şekilde sürülen asenkron motorun farklı yüklenme koşulları için simülasyon sonuçları verilmektedir. Burada, geleneksel kontrol yaklaşımında kayıpların optimizasyonu yapılmadığından, sonrasında rotor akısının zayıflatılması yaklaşımına dayalı kayıp model kontrol yöntemi kullanılarak kayıp optimizasyonu gerçekleştirilen asenkron motorun hız kontrolü ve simülasyon sonuçları sunulmaktadır. Böylelikle, motorun dinamik performansının tatmin edici düzeyde tutulduğu ve alan zayıflatma ile verim optimizasyonunun başarılı bir şekilde yapıldığı gösterilmektedir. Farklı referans hızlarda yüklenme koşulları değiştirilerek sabit hızda kontrolü yapılan asenkron motorun, farklı hız ve yüklenme koşullarında dinamik performansı, kayıplarının değişimi ve verim optimizasyonu gösterilmiştir. Bu amaçla kayıpların en aza indirilmesi için optimal referans rotor akısı değerini bulan GAA, İGO ve PSO algoritmaları ve PWM anahtarlama tekniklerine göre gerçekleştirilen simülasyon modelleri ve simülasyonları sunulmuştur.



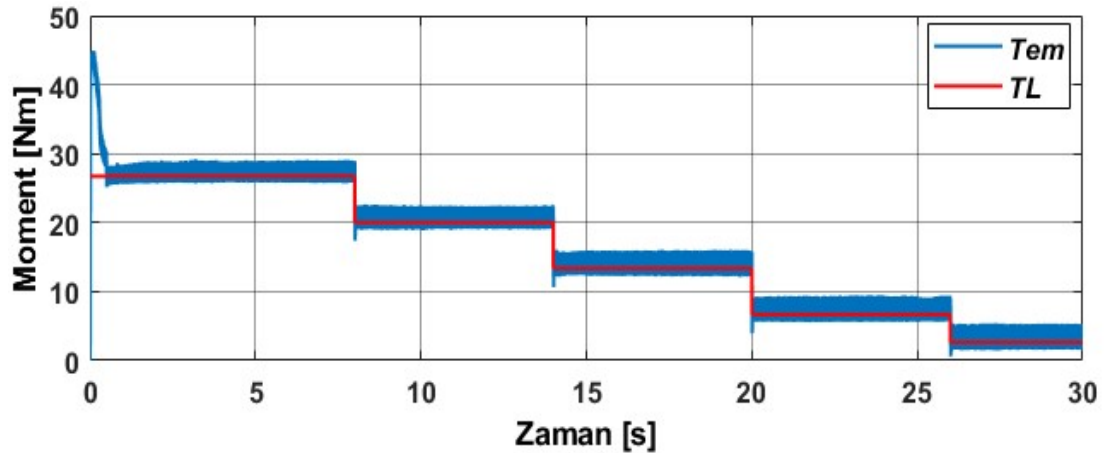
Şekil 5.1. Asenkron motorun uzay vektör PWM anahtarlama ile rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü MATLAB simulink blok diyagramı.

5.1.1. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, sabit rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü

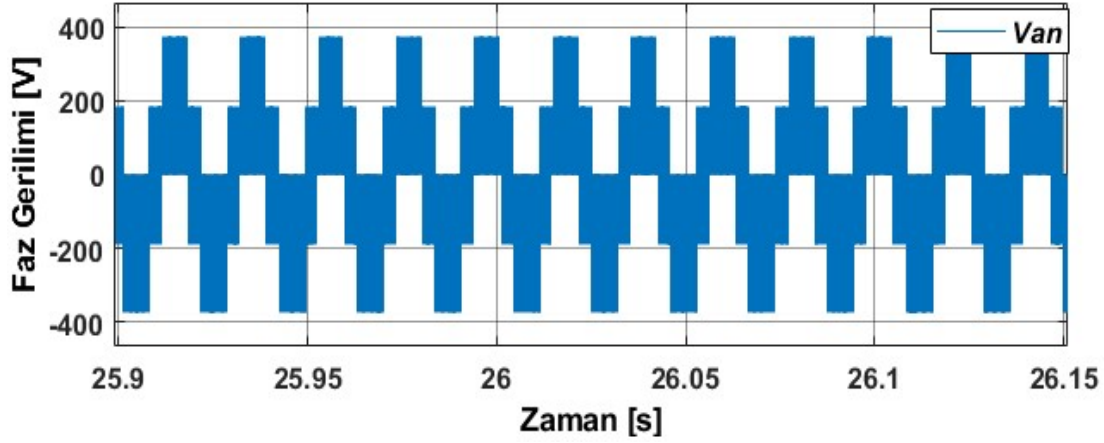
Bu kısımda, 1430 rpm sabit hızda sürülen asenkron motorun, sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında simülasyonu verilmektedir. Sabit referans rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü yapılan asenkron motorda, motoru süren evirici için uzay vektör PWM anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Bu geleneksel kontrol yaklaşımında motor kayıplarının optimizasyonu yapılmamaktadır. Motorun kayıpları ve dinamik performansını gösteren simülasyonlar aşağıda verilmiştir.



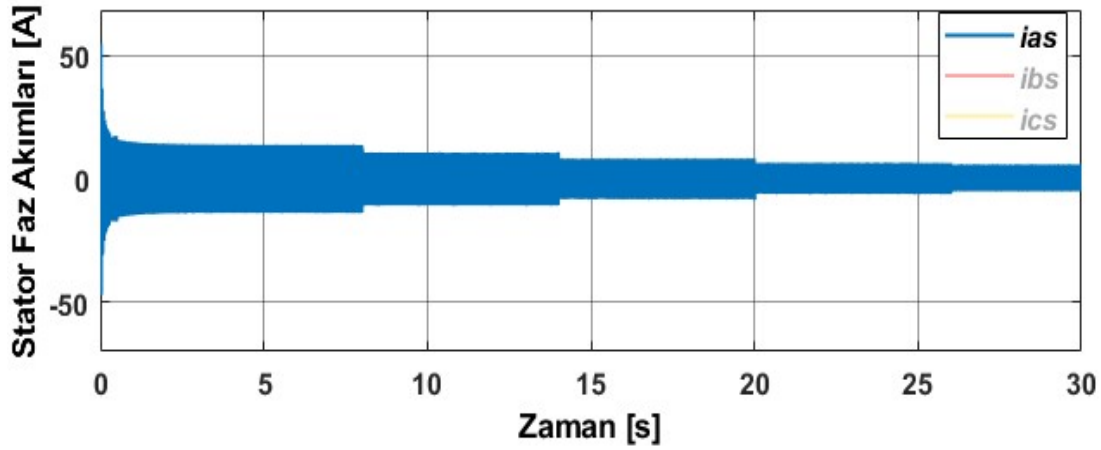
Şekil 5.2. Sabit referans rotor akısı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.



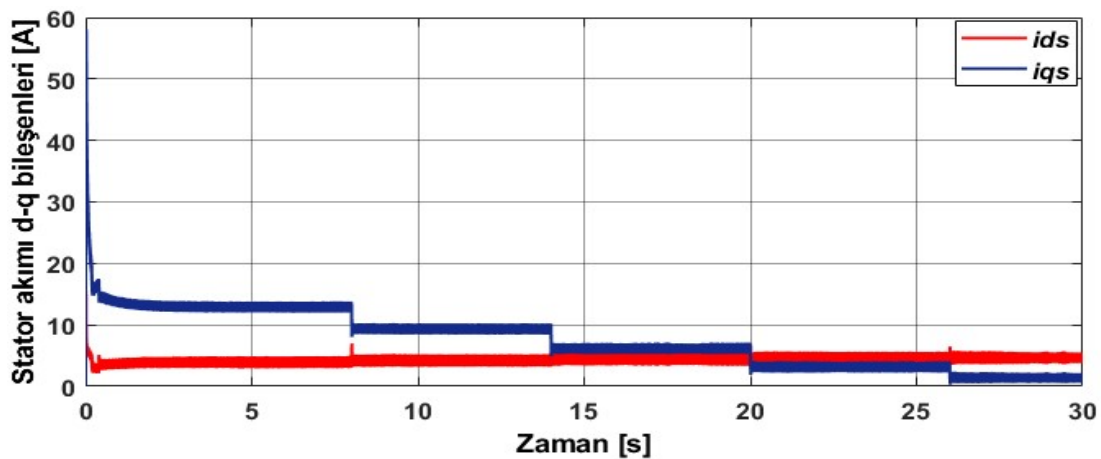
Şekil 5.3. Sabit referans rotor akısı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi.



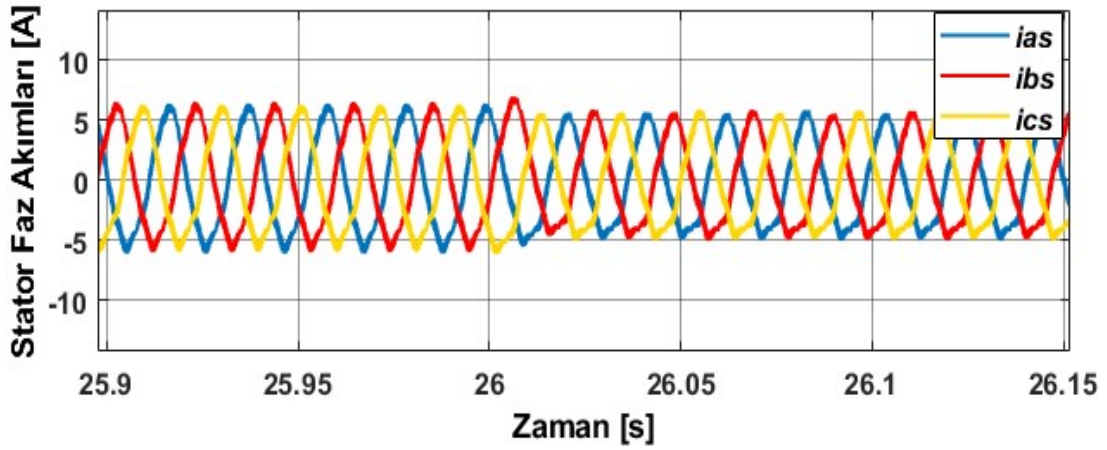
Şekil 5.4. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



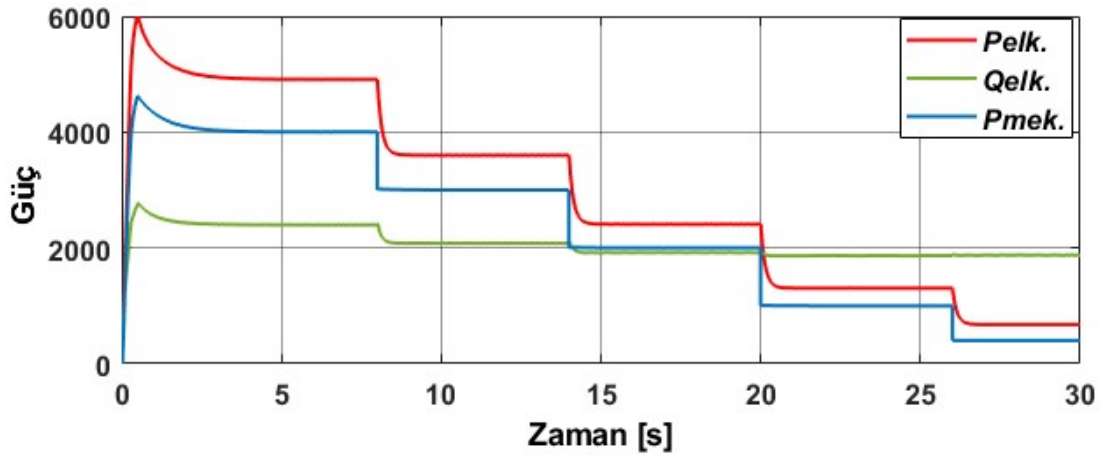
Şekil 5.5. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi.



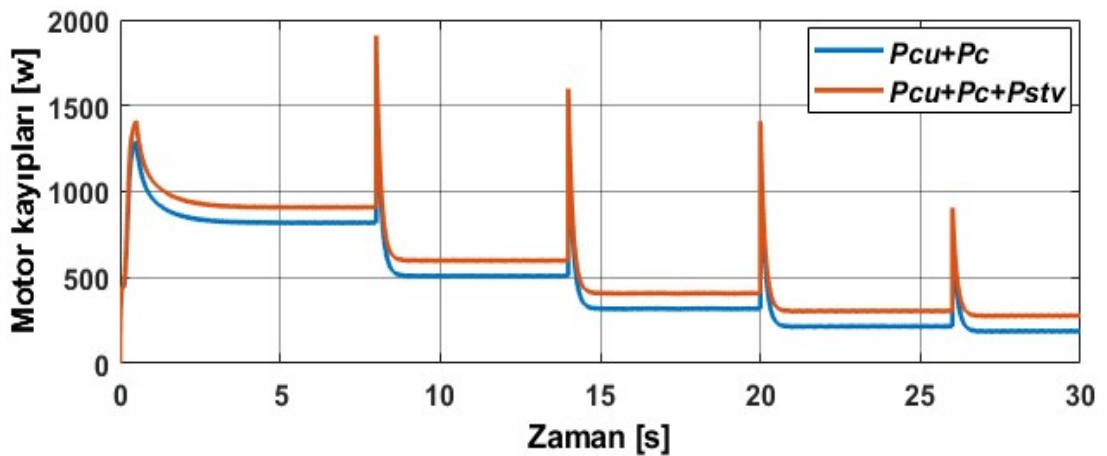
Şekil 5.6. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



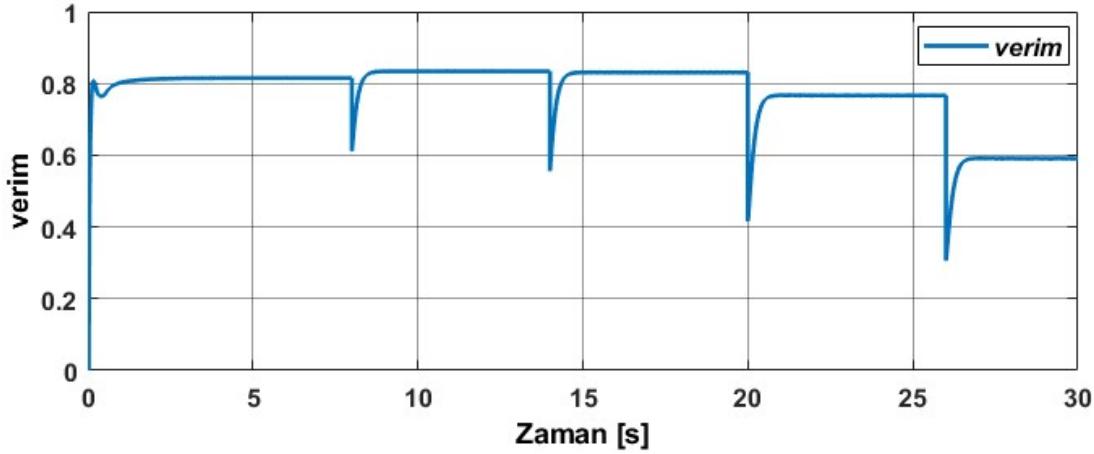
Şekil 5.7. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



Şekil 5.8. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.9. Sabit referans rotor aksı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.10. Sabit referans rotor akısı ile nominal 1430 rpm sabit referans hızda sürülen asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.

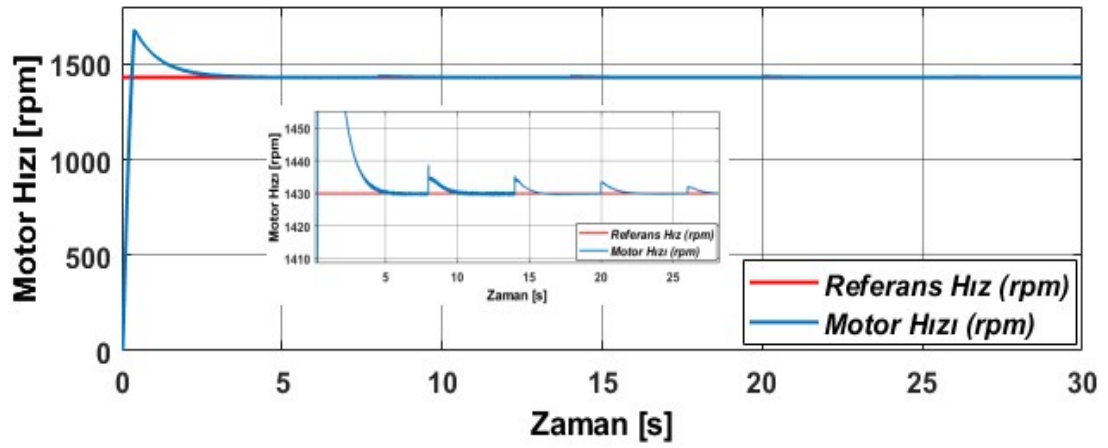
5.1.1.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

Sabit nominal rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 1430 rpm nominal hızında verilen şekil 5.3.'teki moment-zaman değişimi incelediğinde, elektromagnetik momentteki salınımların, alan zayıflatmalı kayıp optimizasyonun yapıldığında elektromagnetik momentteki oluşan salınımlardan daha fazla olduğu görülmektedir. Kayıp optimizasyonu ile momentin salınımları özellikle düşük yüklerde azaltıldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Şekil 5.8.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, çıkış gücü değişimi ile giriş gücünün orantılı olarak azaldığı, reaktif gücün ise az miktarda değiştiği, bu nedenle güç faktörünün bozulmasına bağlı olarak verimin özellikle düşük yüklerde daha fazla azalmasına sebep olduğu görülmektedir.

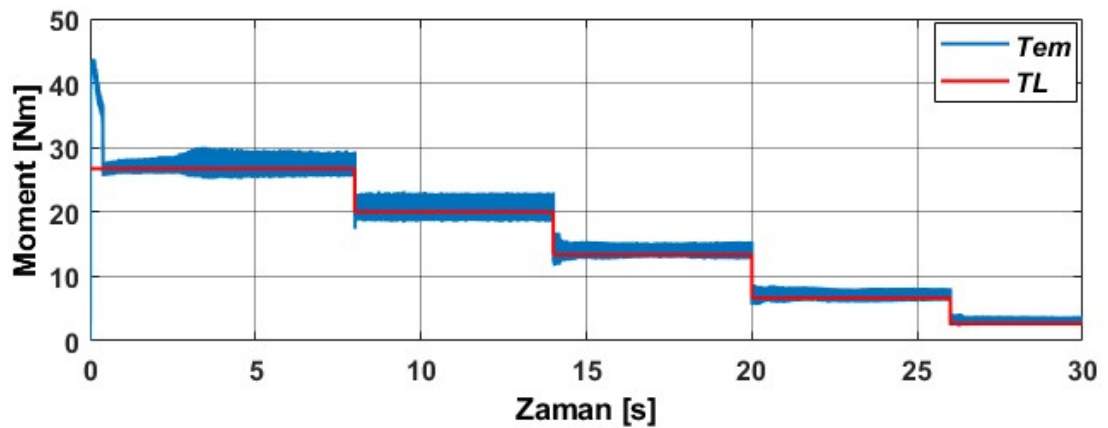
Öte yandan kullanılan uzay vektör PWM anahtarlama yönteminde 20khz gibi belirli bir anahtarlama frekansında düşük modülasyon indeksinde yapılması durumunda harmoniklerin, histerezis akım kontrolünde band genişliğinin dar olması nedeniyle daha fazla olduğu ve reaktif gücün yeterinde azaltılamaması kaynaklı kayıpların Tablo 4'teki analitik değerleri tam olarak vermediği görülmektedir. Uzay vektör PWM yönteminde, modülasyon indeksi büyütüldüğünde ise tüm değerler tatmin edici düzeyde iyileşmekte ve analitik değerleri harmonik kayıplar göz ardı edildiğinde karşılamaktadır. Bu nedenle aşağıdaki simülasyonlarda modülasyon indeksi büyütülmüştür. Anahtarlama frekansının büyütülmesi ise anahtarlama kayıplarını arttıracığından çok büyük seçilmemelidir, simülasyonlarda 20 kHz alınmıştır.

5.1.2. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu

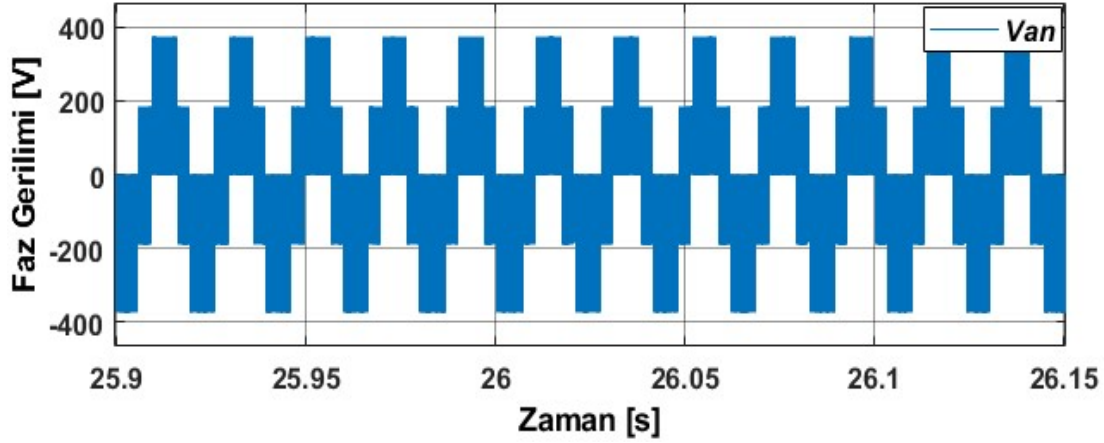
Bu kısımda sabit 1430 rpm hızda, sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü yapılan asenkron motorun rotor akısı zayıflatılarak kayıplarının en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi amaçlanmaktadır. Bu yöntem ile geleneksel kontrol yaklaşımdan farklı olarak motor kayıplarının en aza indirilmesi sağlanmaktadır. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan GAA algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren eviricide ise uzay vektör PWM anahtarlama ile yöntemi kullanılarak sürülmektedir.



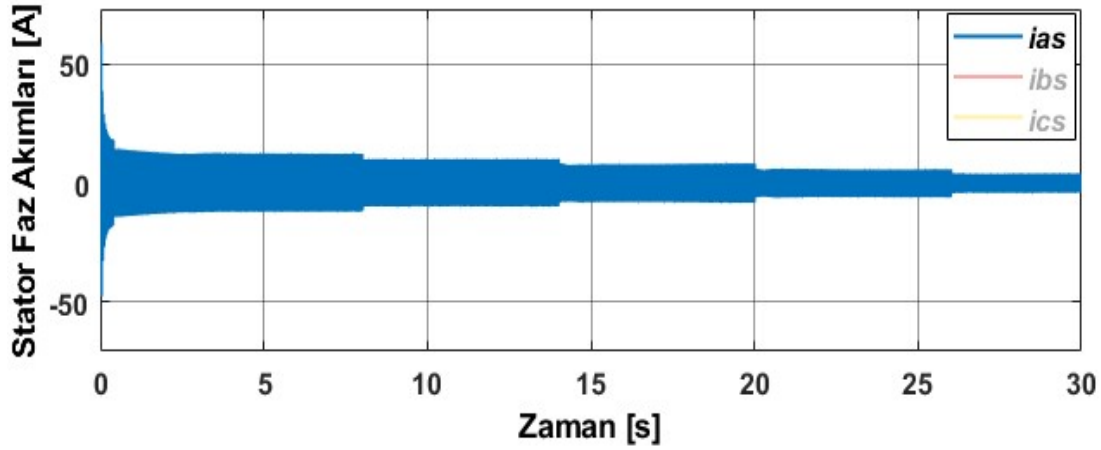
Şekil 5.11. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.



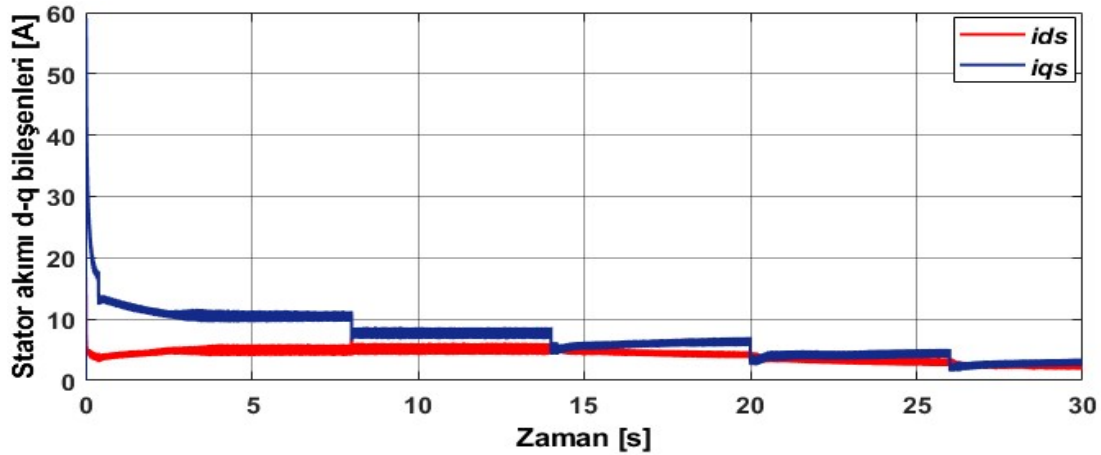
Şekil 5.12. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi.



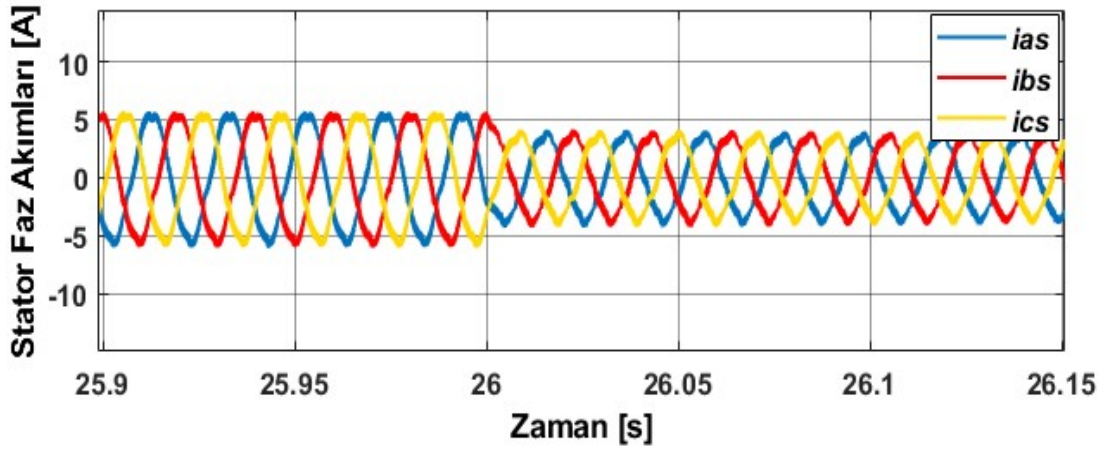
Şekil 5.13. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



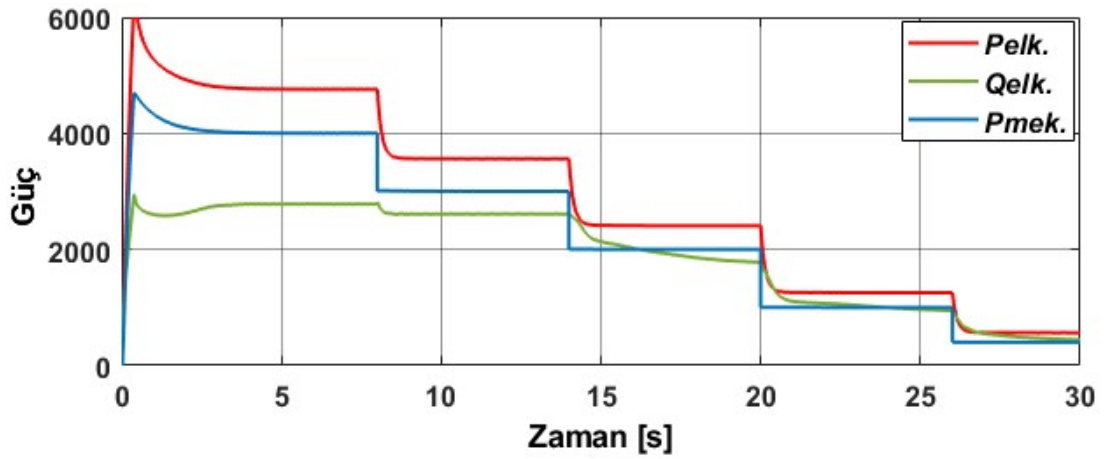
Şekil 5.14. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi.



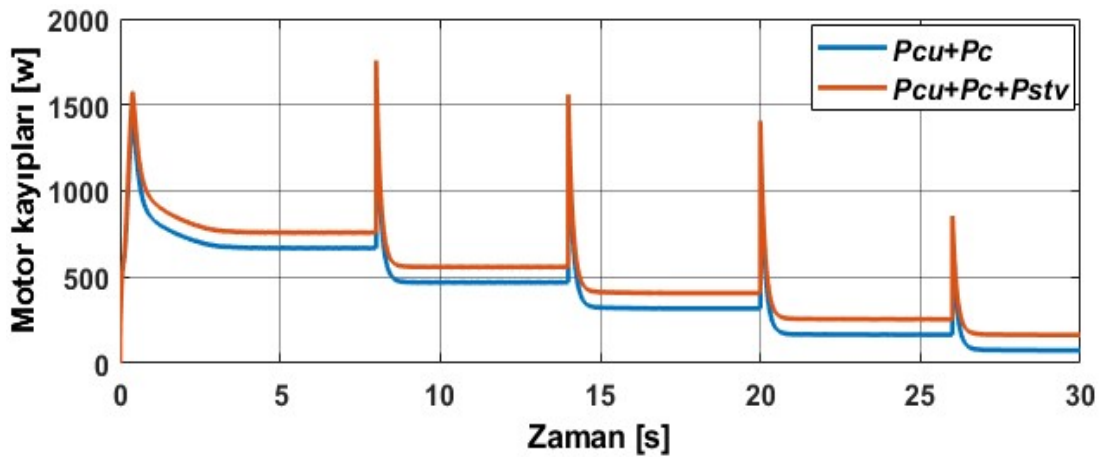
Şekil 5.15. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



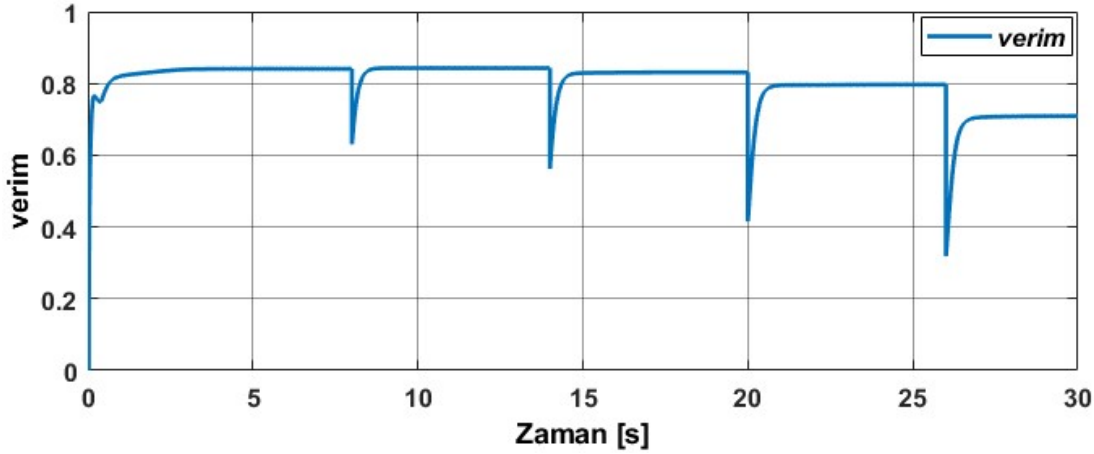
Şekil 5.16. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



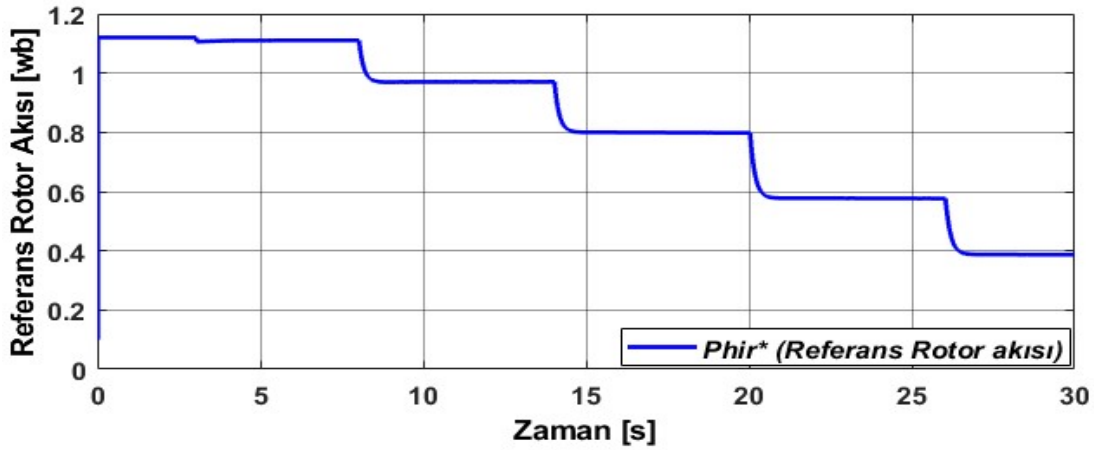
Şekil 5.17. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.18. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.19. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



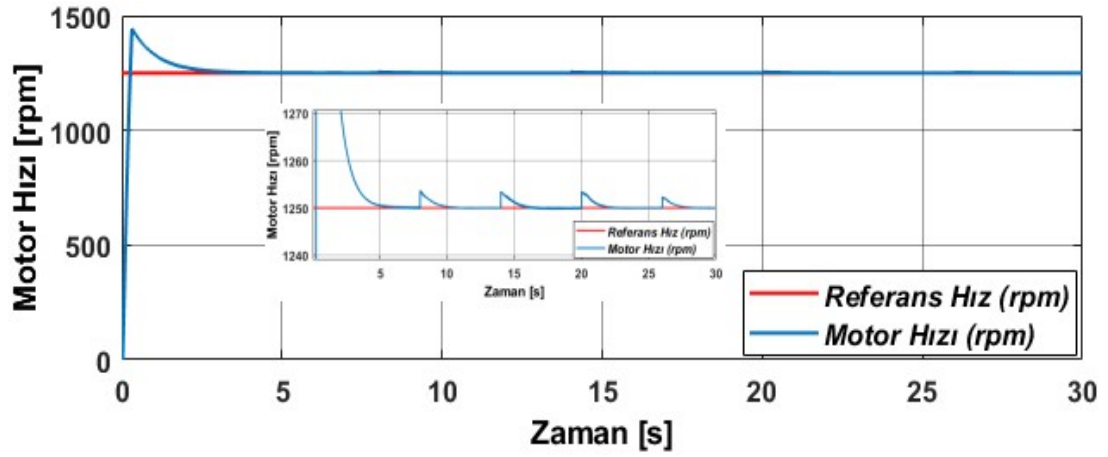
Şekil 5.20. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı– zaman değişimi.

5.1.2.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

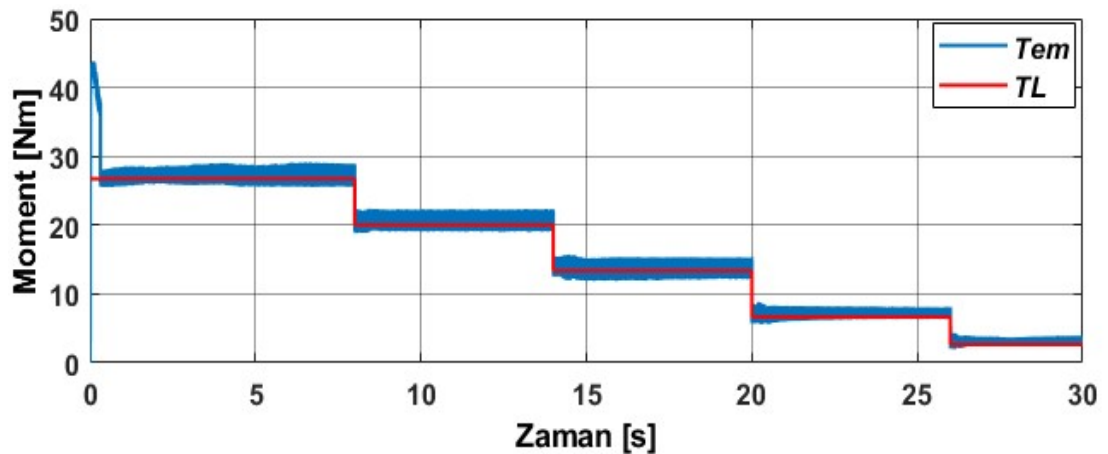
Alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 1430 rpm nominal hızında şekil 5.12.'deki moment-zaman değişimi incelediğinde, elektromagnetik momentteki oluşan salınımlardan özellikle düşük yüklerde fark edilir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Şekil 5.8.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, çıkış gücü değişimi ile giriş gücünün orantılı olarak azaldığı, reaktif gücün ise uygun modülasyon indeksinde orantılı değiştiği görülmektedir. Uzay vektör PWM yönteminde, modülasyon indeksi büyütüldüğünde ise tüm değerler tatmin edici düzeyde iyileşmekte ve analitik değerleri, harmonik kayıplar göz ardı edildiğinde karşılamaktadır.

5.1.3. 1250 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu

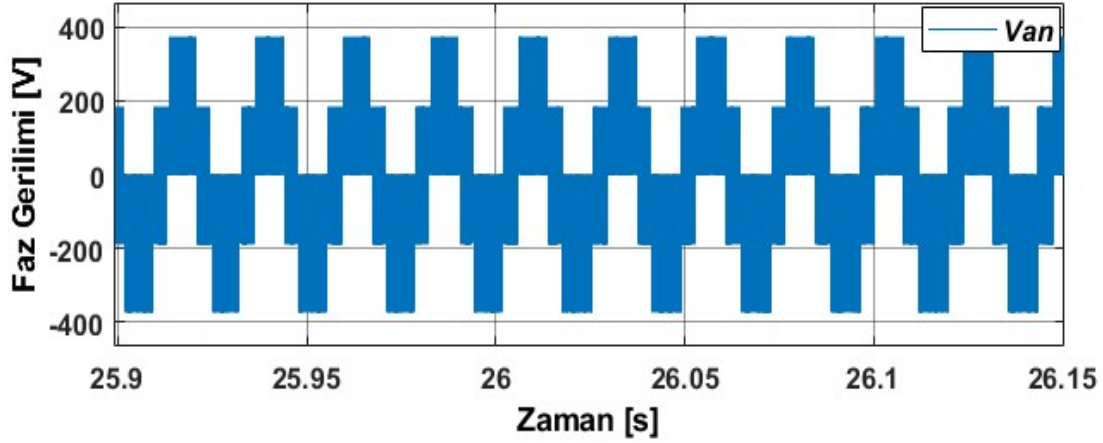
Bu kısımda, farklı hızlarda motor kayıplarındaki ve performansındaki değişimler gösterilmek amaçlanmaktadır. Bu nedenle 1250 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında, asenkron motorun rotor akısı zayıflatılarak rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü ile kayıplarının en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi sağlanmaktadır. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan GAA algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren eviricide ise uzay vektör PWM anahtarlama ile yöntemi kullanılarak sürülmektedir.



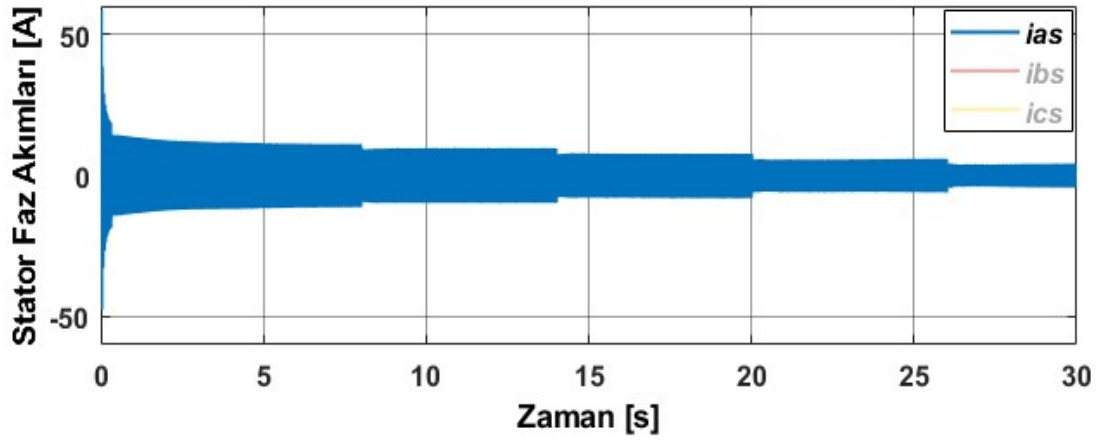
Şekil 5.21. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.



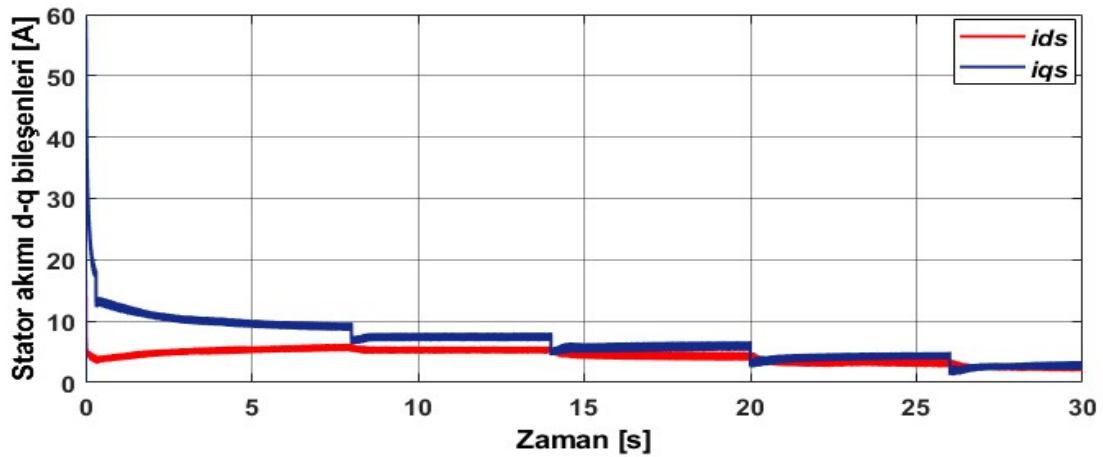
Şekil 5.22. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi.



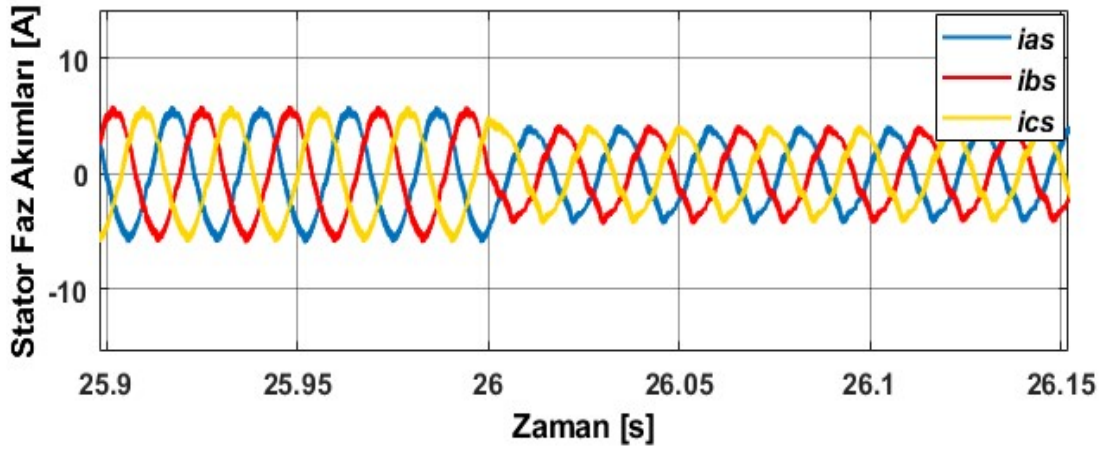
Şekil 5.23. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



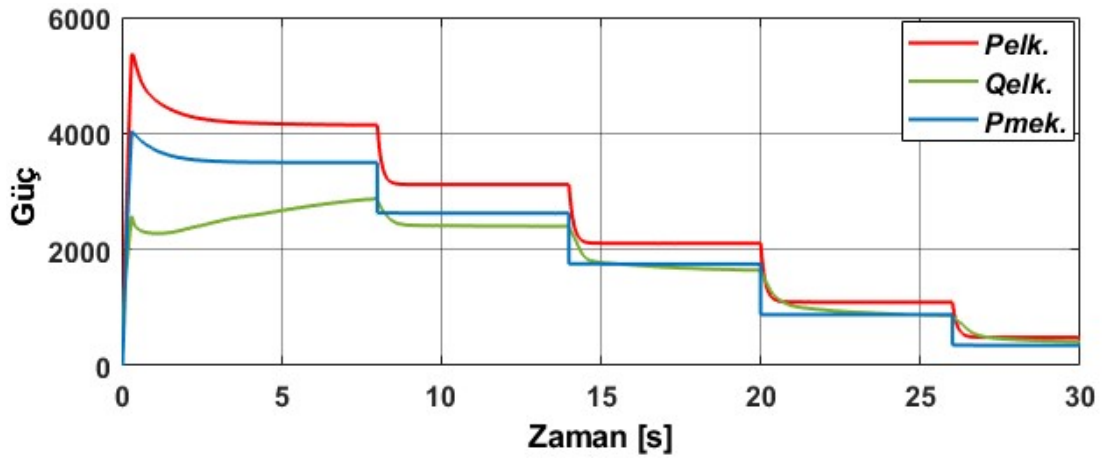
Şekil 5.24. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



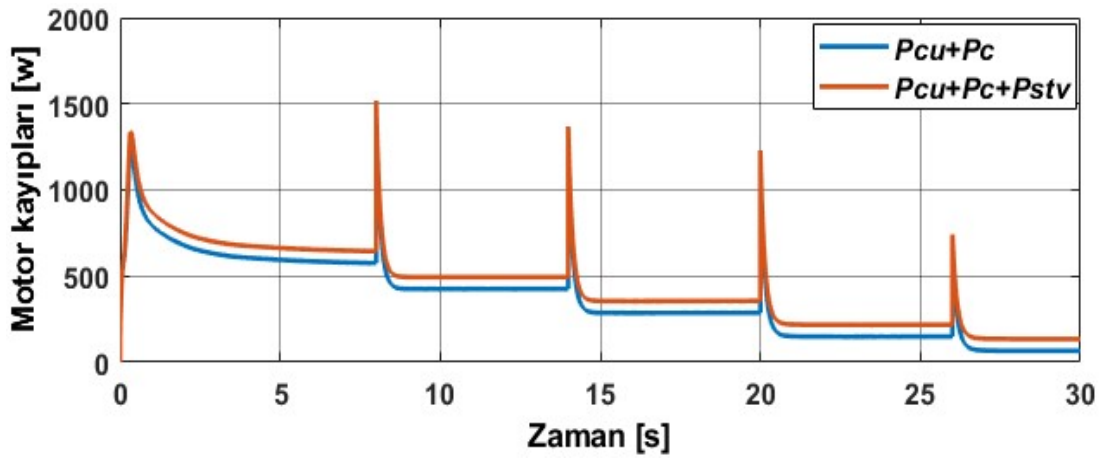
Şekil 5.25. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



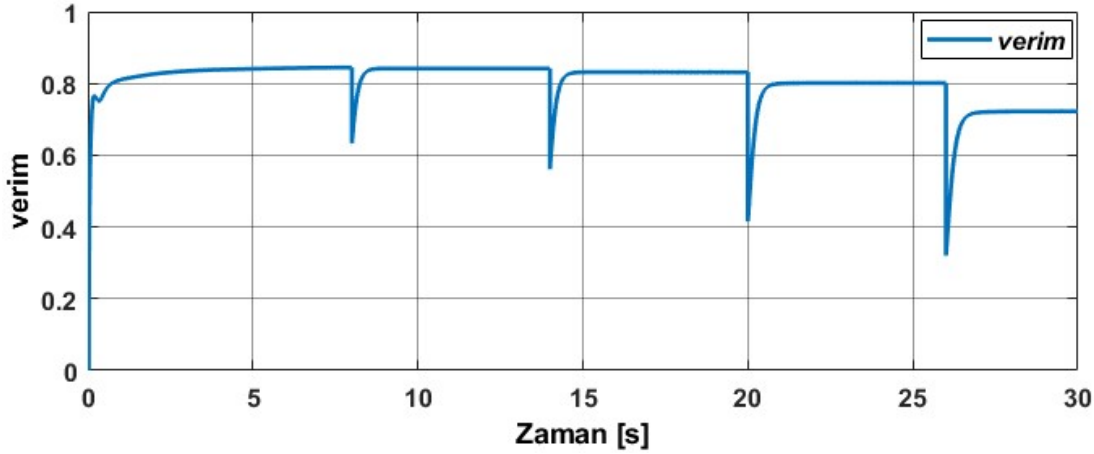
Şekil 5.26. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



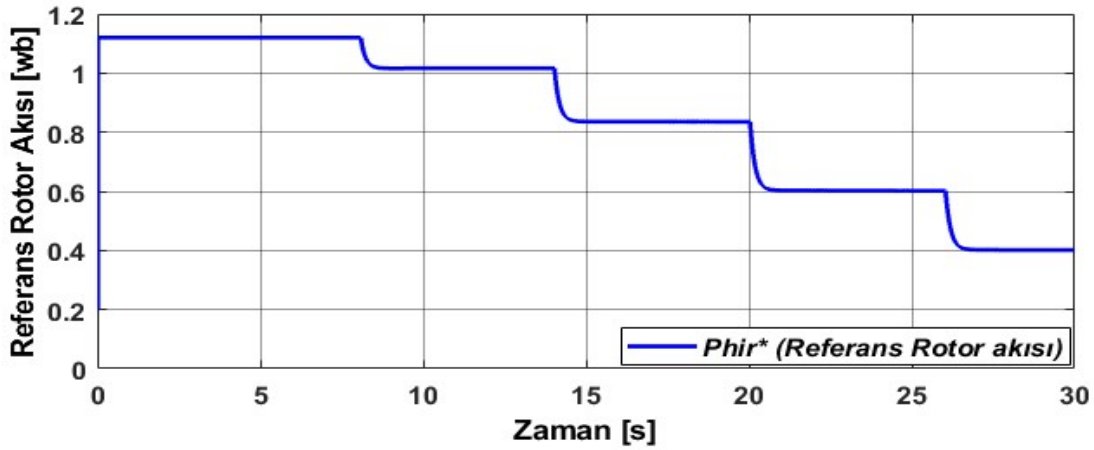
Şekil 5.27. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.28. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.29. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



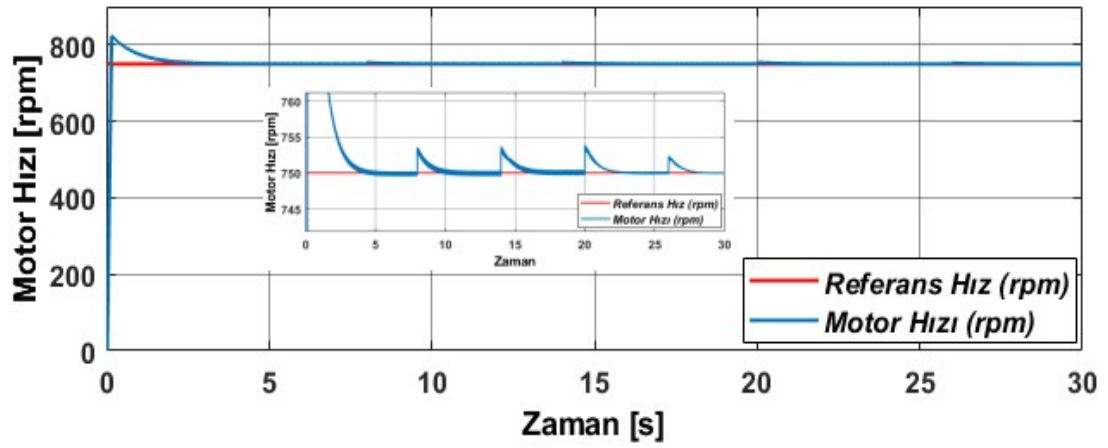
Şekil 5.30. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.3.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

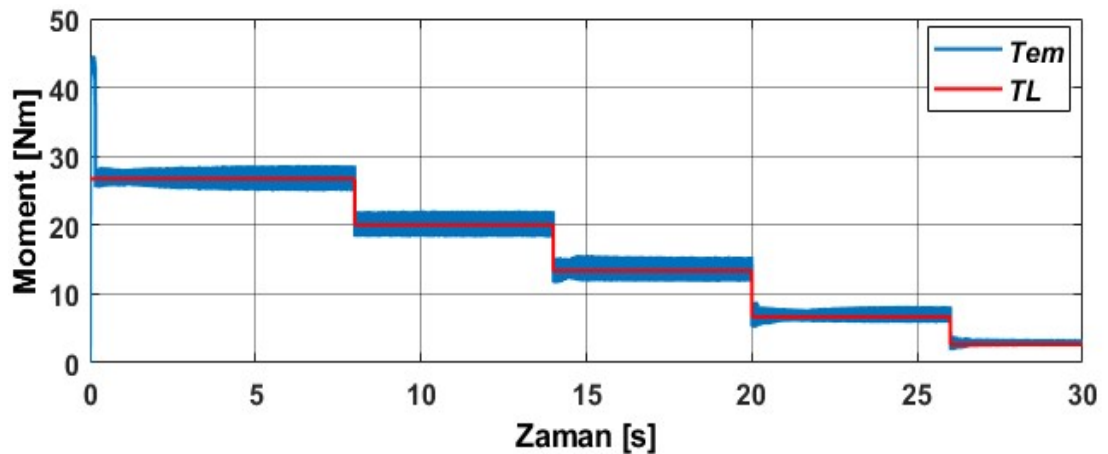
Alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 1250 rpm nominal hızında elektromagnetik momentteki oluşan salınımlardan nominal yüklenme koşullarında da fark edilir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Bu hız değerinde, Şekil 5.27.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, çıkış gücünün değişimi ile giriş gücünün orantılı olarak azaldığı, reaktif gücün ise optimal referans akının sağlanabilmesi için özellikle düşük hızlarda nominal yüklenmede arttığı en dikkate değer durumdur. Ayrıca simülasyonlar değerlerinin harmonik kayıplar göz ardı edildiğinde tatmin edici düzeyde analitik değerleri karşılamaktadır.

5.1.4. 750 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve GAA ile kayıplarının optimizasyonu

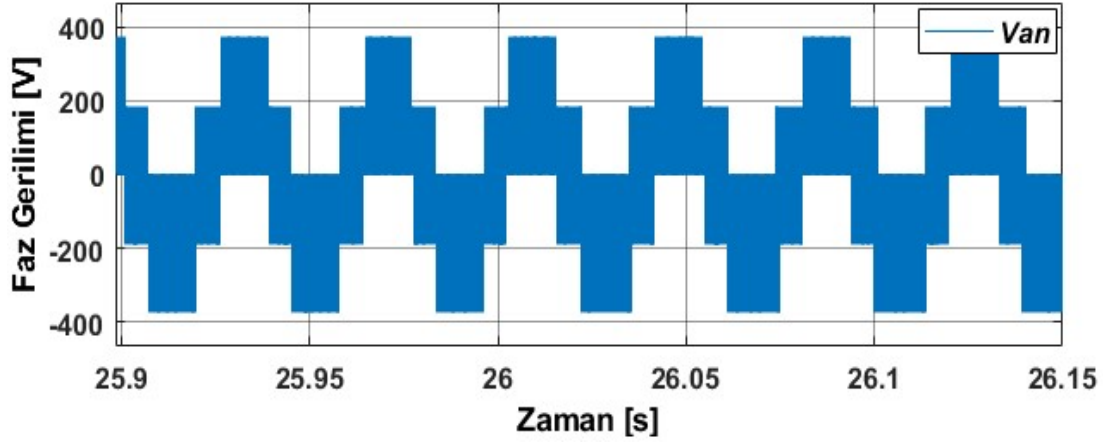
Bu kısımda, özellikle daha düşük hızlarda motor kayıplarındaki ve performansındaki değişimler gösterilmek amaçlanmaktadır. Bu nedenle 750 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında, asenkron motorun rotor akısı zayıflatılarak rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü ile kayıplarının en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi sağlanmaktadır. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan GAA algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren eviricide ise uzay vektör PWM anahtarlama ile yöntemi kullanılarak sürülmektedir.



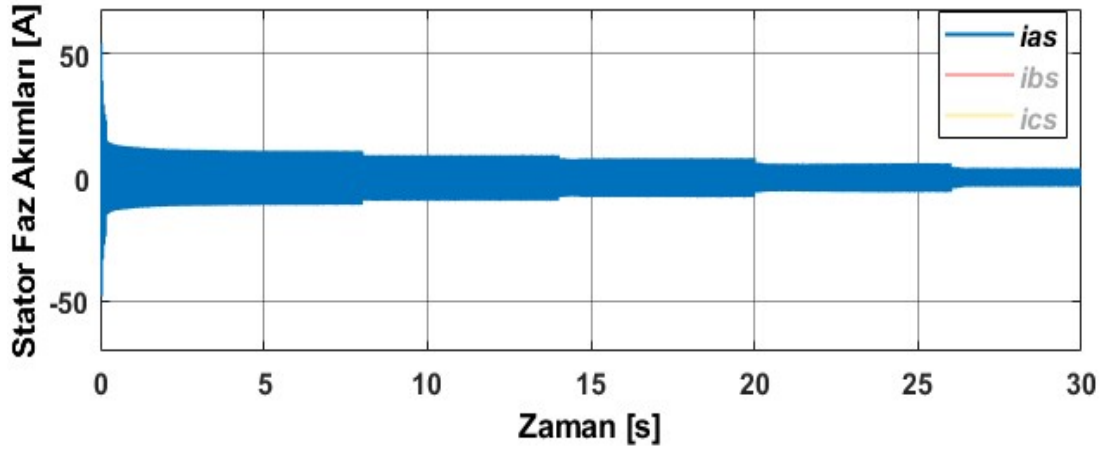
Şekil 5.31. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi.



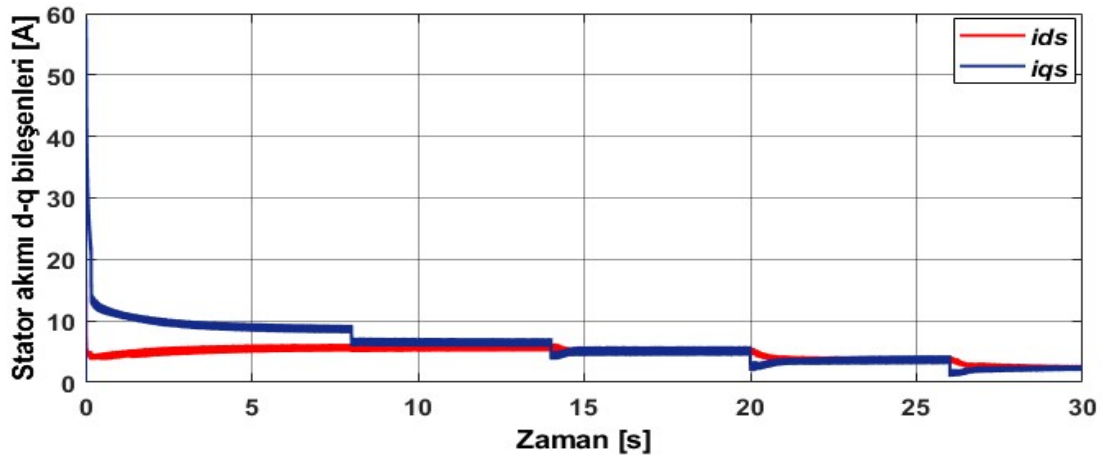
Şekil 5.32. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük-elektromagnetik moment – zaman değişimi.



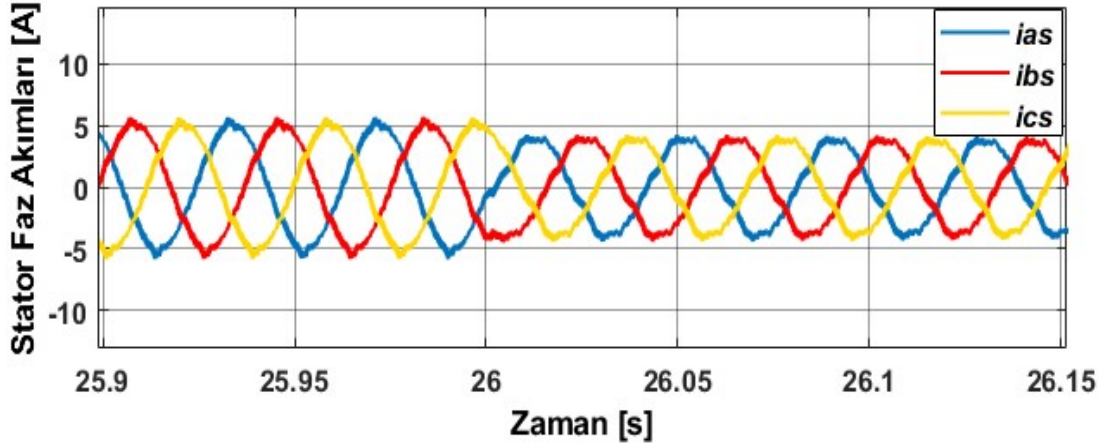
Şekil 5.33. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



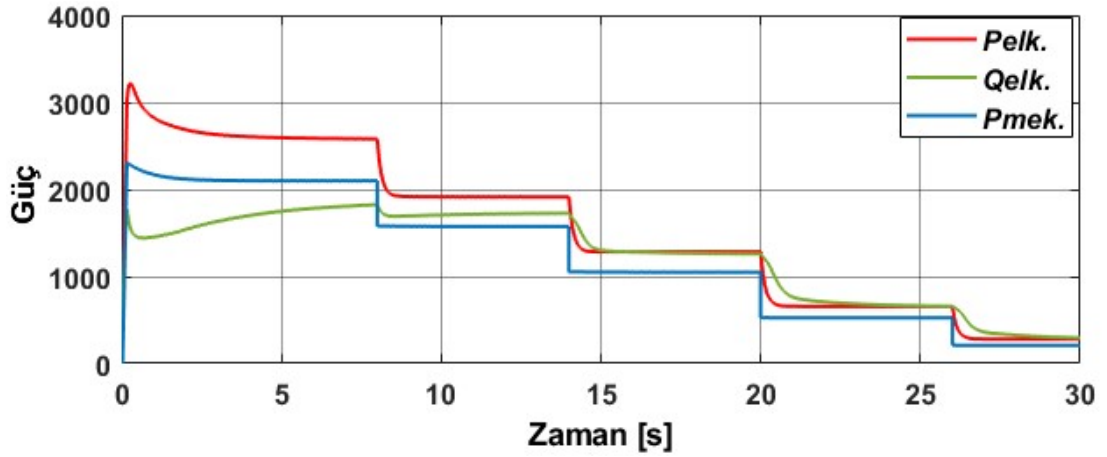
Şekil 5.34. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



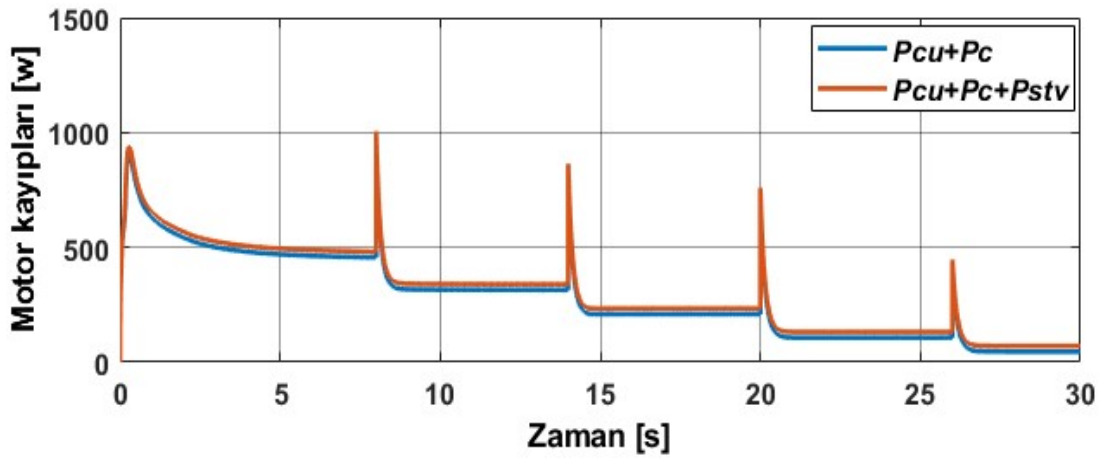
Şekil 5.35. Sabit 750rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



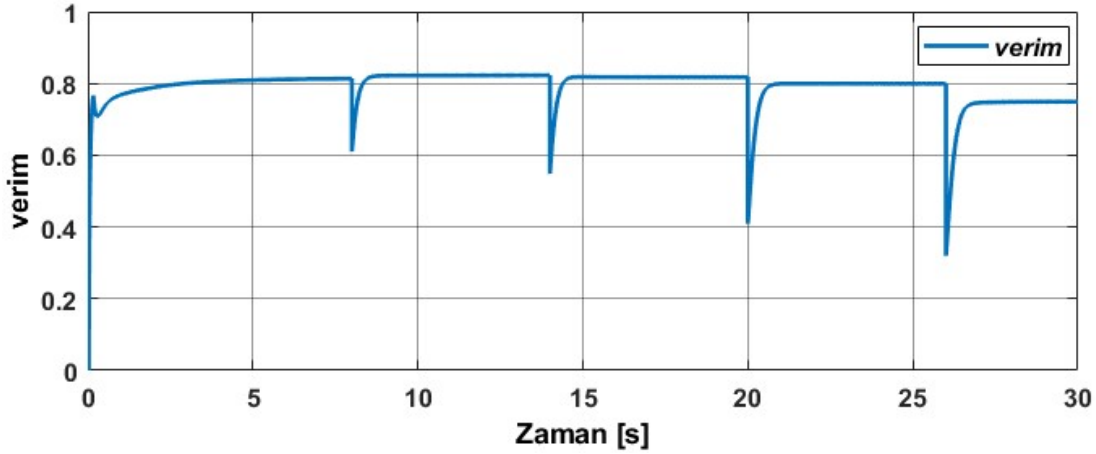
Şekil 5.36. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



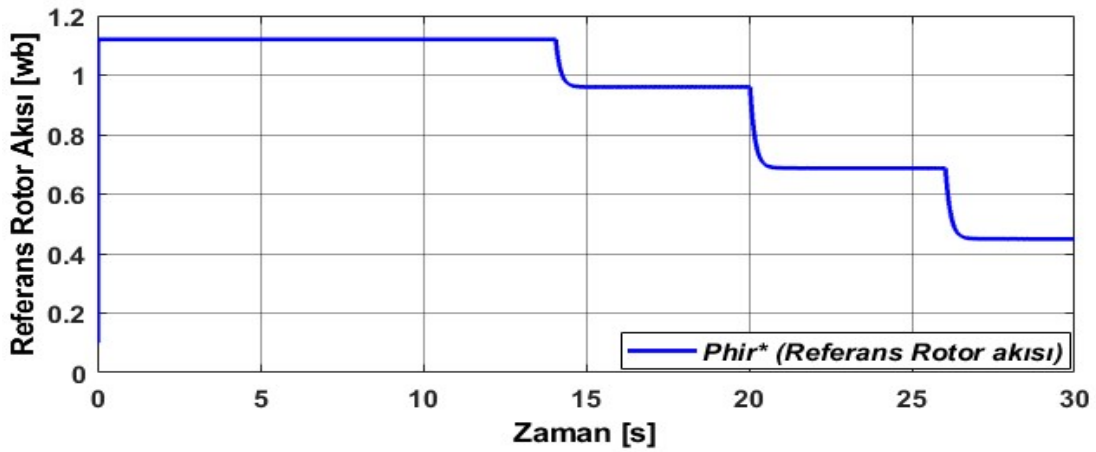
Şekil 5.37. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.38. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



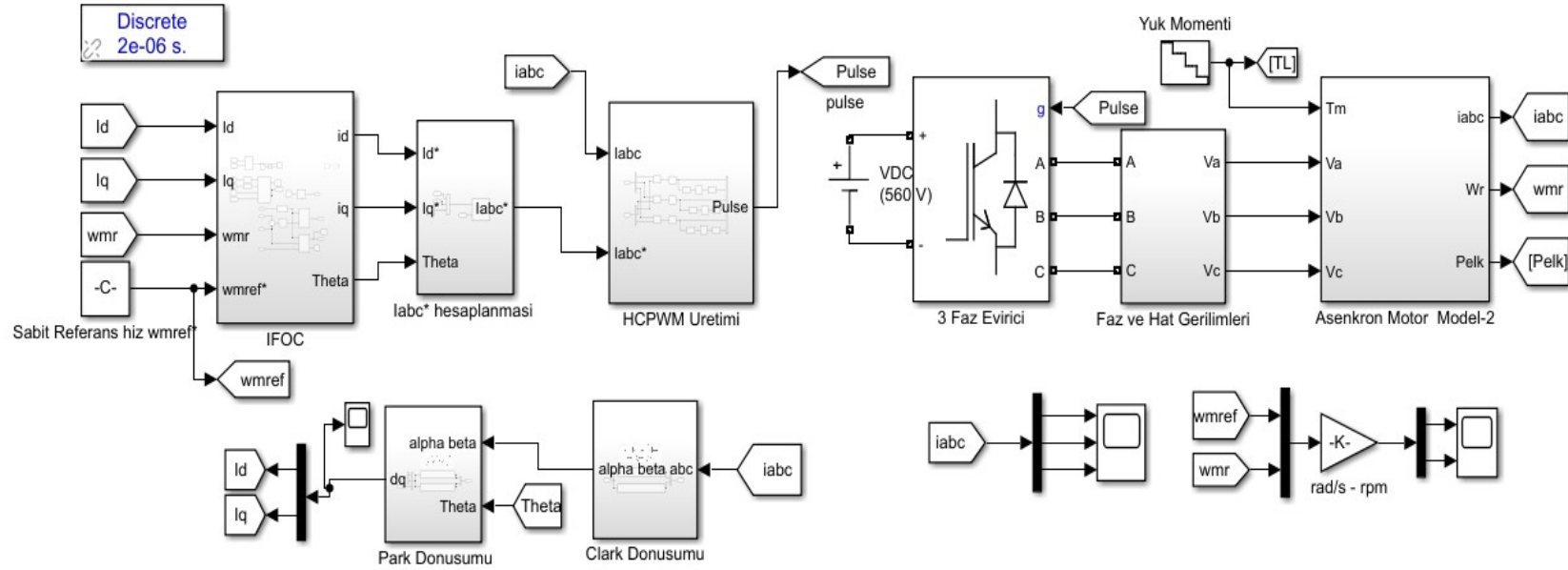
Şekil 5.39. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.40. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı– zaman değişimi.

5.1.4.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

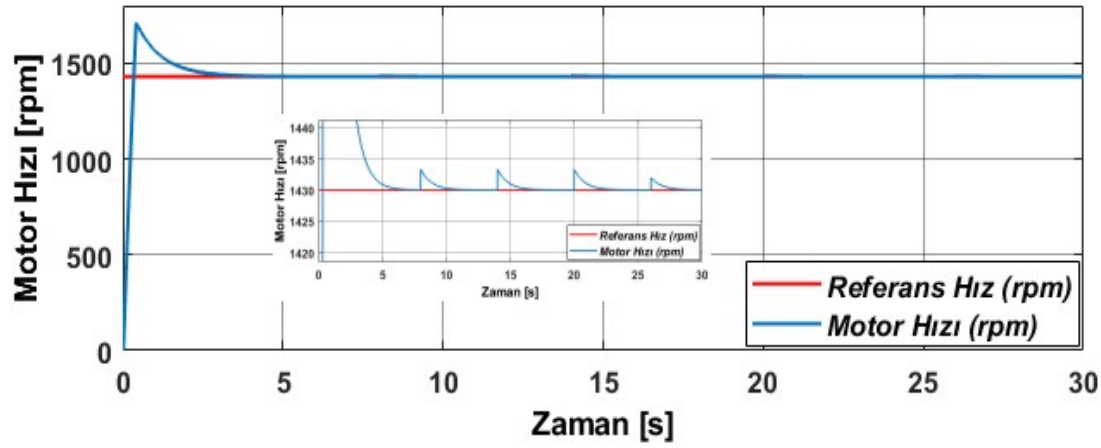
Alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 750 rpm nominal hızında elektromagnetik momentteki oluşan salınımlardan fark edilir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Bu hız değerinde, Şekil 5.37.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, reaktif gücün ise optimal referans akının sağlanabilmesi için özellikle düşük hızlarda nominal yüklenmede arttığı en dikkate değer durumdur. Ayrıca simülasyonlar değerlerinin harmonik kayıplar göz ardı edildiğinde, tatmin edici düzeyde analitik değerleri karşılamaktadır. Genel olarak bakıldığında hız düştükçe aynı yüklenme koşulları için verimin azaldığı görülmektedir.



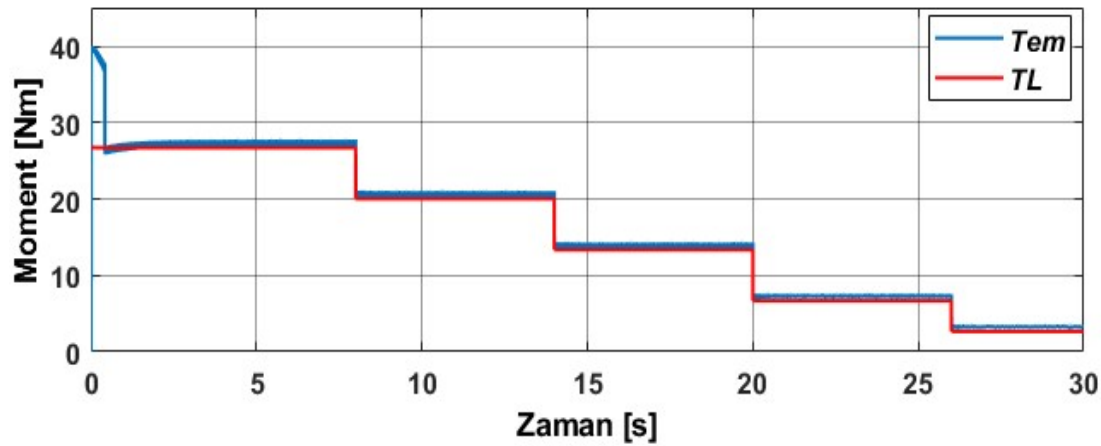
Şekil 5.41. Asenkron motorun histerezis band akım kontrolü ile rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü MATLAB simulink blok diyagramı.

5.1.5. 1430 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu

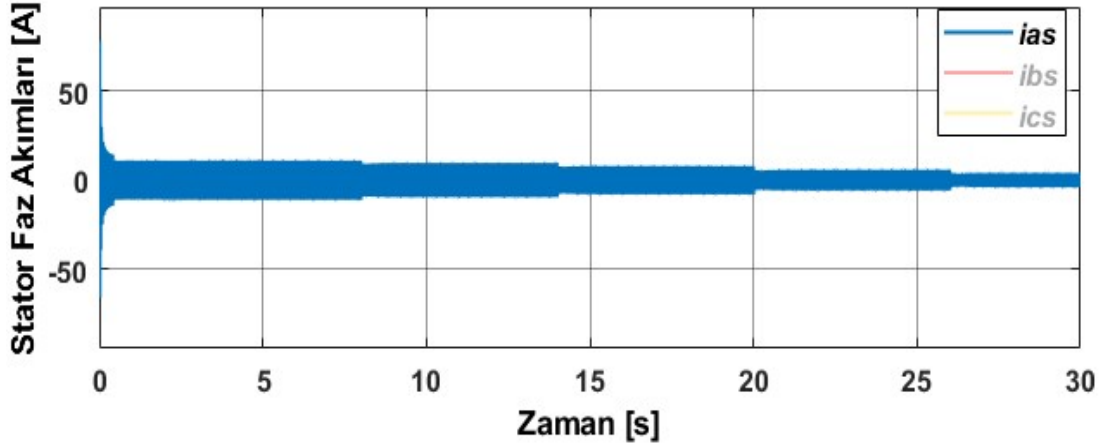
Bu kısımda 1430 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında, vektör kontrol yöntemi değiştirilmeden farklı bir optimizasyon algoritması ve anahtarlama yöntemi kullanarak, asenkron motorun kayıplarının en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi amaçlanmaktadır. Bu amaçla çevrimiçi çalıştırılan İGO algoritması kullanılmaktadır. Eviricide sinüzoidal band histerezis akım kontrol yöntemi ile anahtarlama yapılmaktadır. Bu yaklaşımda band genişliğinin çok küçük tutulması mümkün olması nedeniyle akımdaki harmonik etkiler ortadan kaldırılarak, motor kayıplarının ve simülasyon değerlerinin analitik değerler ile doğrulandığı gösterilmektedir ve performanstaki farklılıklar ortaya konulmaktadır.



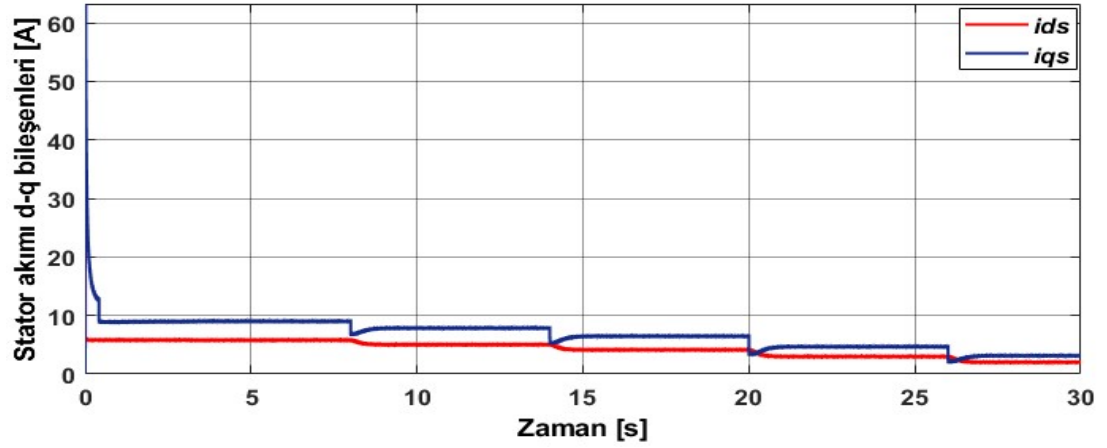
Şekil 5.42. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi.



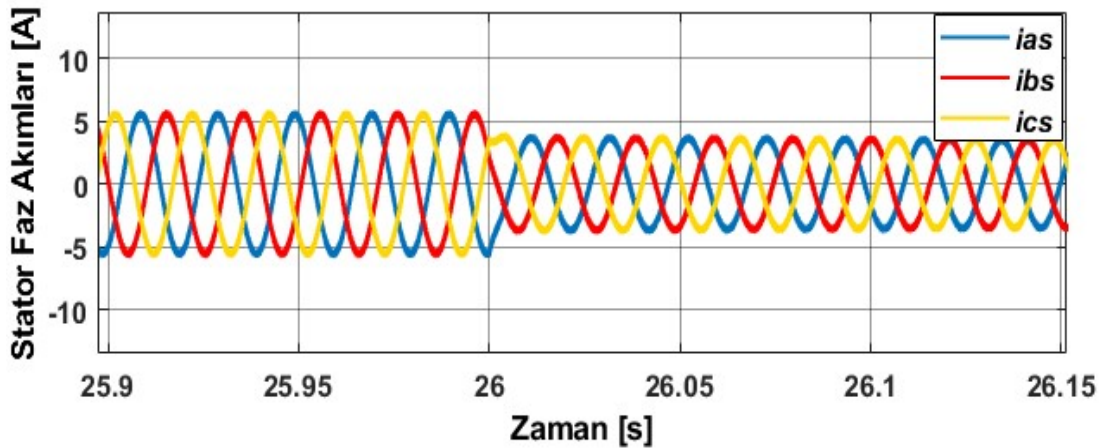
Şekil 5.43. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi.



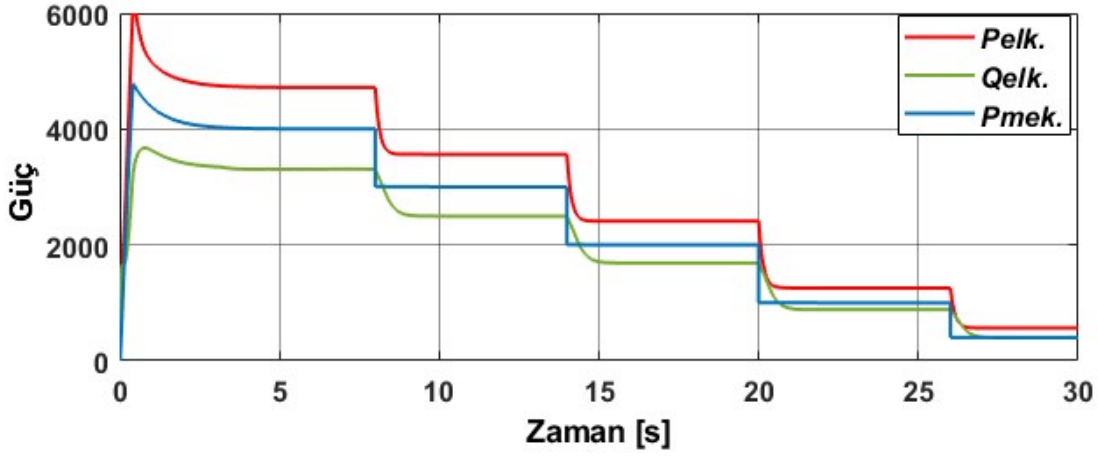
Şekil 5.44. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



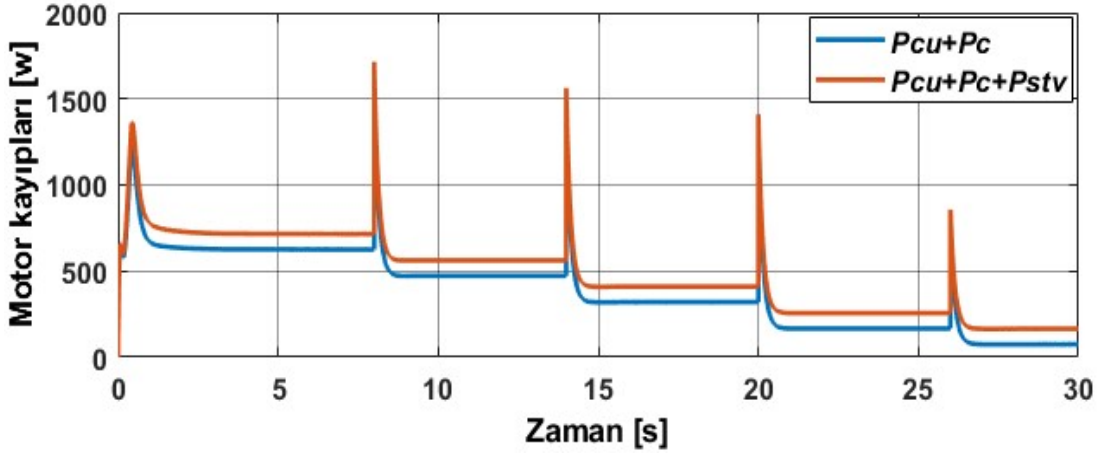
Şekil 5.45. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



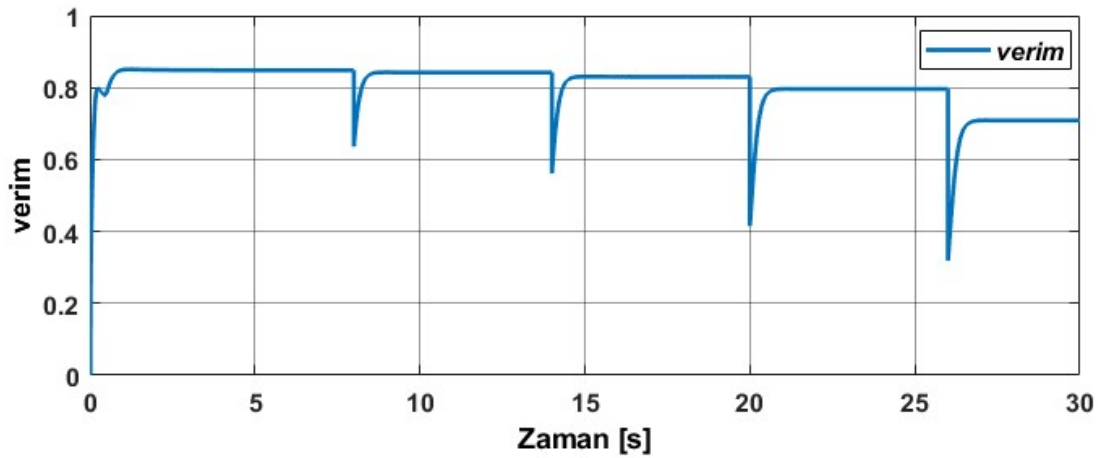
Şekil 5.46. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



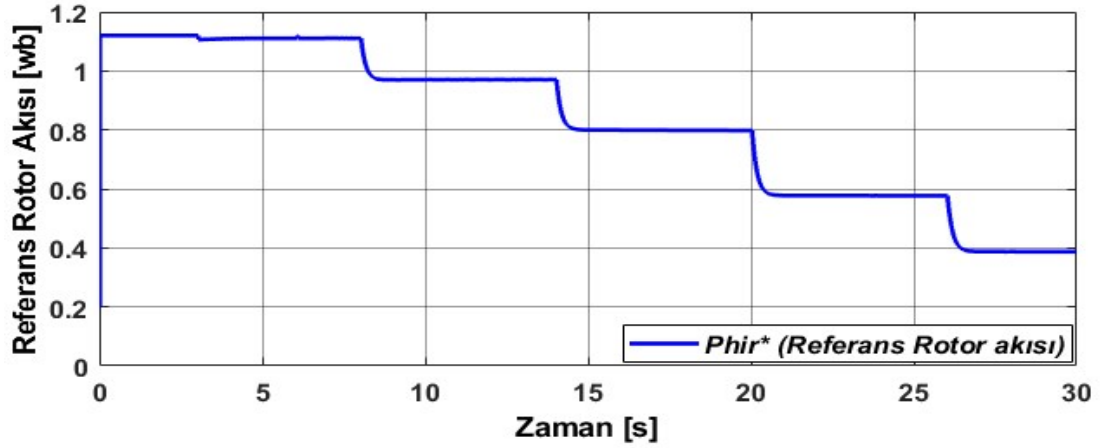
Şekil 5.47. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.48. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.49. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.50. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.5.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

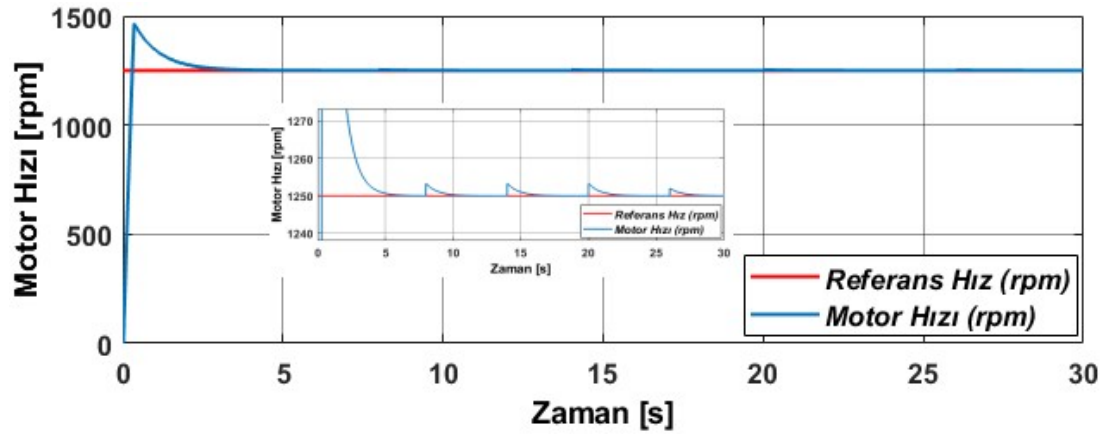
Alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 1430 rpm nominal hızında Şekil 5.12. ve Şekil 5.43'deki moment-zaman değişimi incelediğinde, elektromagnetik momentteki oluşan salınımların histerezis akım kontrolünde band genişliğinin küçük seçilmesi nedeniyle bariz bir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Ancak saha uygulamalarında band genişliğinin bu kadar küçük yapılması anahtarlama frekansının çok büyük seçilmesi ile mümkündür. Bu ise anahtarlama kayıplarının artmasına neden olacaktır. Bu kısımda, Band genişliği çok küçük seçilerek, akımdaki harmonik etkiler ortadan kaldırılmış, bu sayede motor kayıplarının, simülasyon değerleri ile analitik değerlerin doğrulanmaktadır. Ayrıca anahtarlama frekansının, motor kayıpları ve motor performansındaki etkileri ortaya konulmaktadır.

Şekil 5.16. ve Şekil 5.47.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, reaktif güç değişiminin histerezis akım kontrolünde harmonik etkilerden arındırılması nedeniyle daha orantılı olduğu görülmektedir. Histerezis band akım kontrol yönteminde, akımdaki harmonik etkiler ortandan kaldırılması ile güç faktöründeki düzelmenin sağlanması, simülasyon değerlerinin analitik değerleri ile örtüşmesini sağlamıştır.

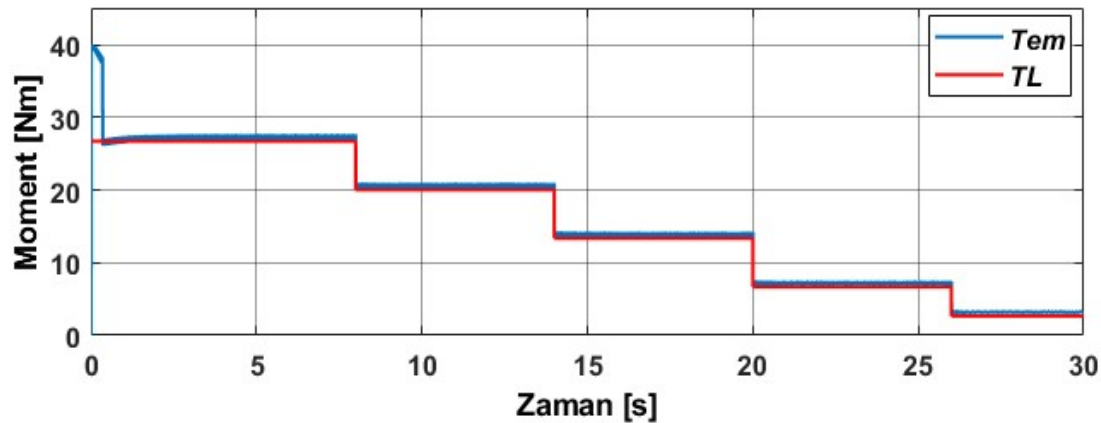
Motor kayıpları üzerindeki anahtarlama ve güç faktörü kaynaklı etkiler, Şekil 5.15 ve Şekil 5.45'ten stator akımı d-q eksenli bileşenlerindeki meydana gelen azalma ile de görülmektedir.

5.1.6. 1250 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu

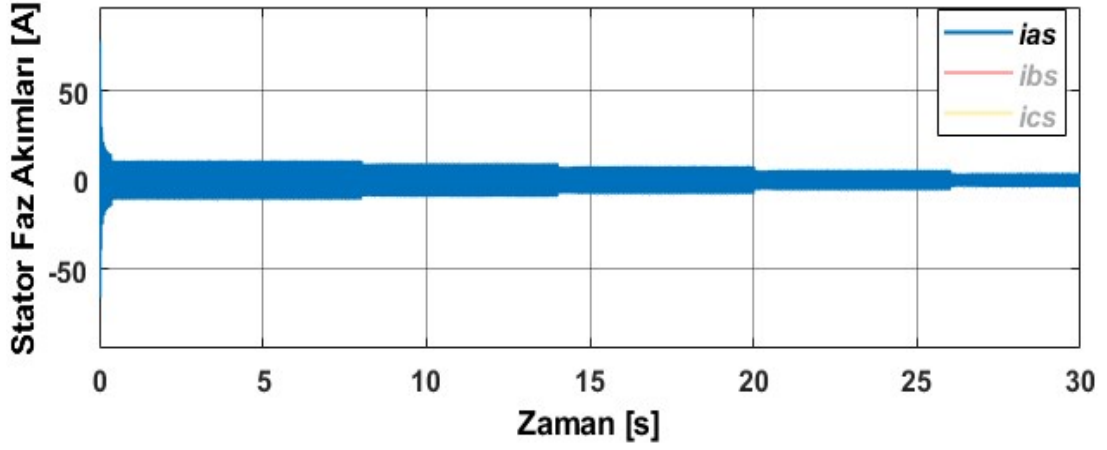
Bu kısımda, Anahtarlama yönteminin farklı seçilmesi nedeniyle düşük hızlarda, motor kayıpları ve performansı üzerinde etkiler gösterilmek amaçlanmaktadır. Bu nedenle 1250 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında, asenkron motorun rotor akısı zayıflatılarak rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü ile kayıplarının en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi sağlanmaktadır. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan İGO algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren evirici ise sinüzoidal band histerezis akım kontrolü kullanılarak anahtarlama yapılmaktadır.



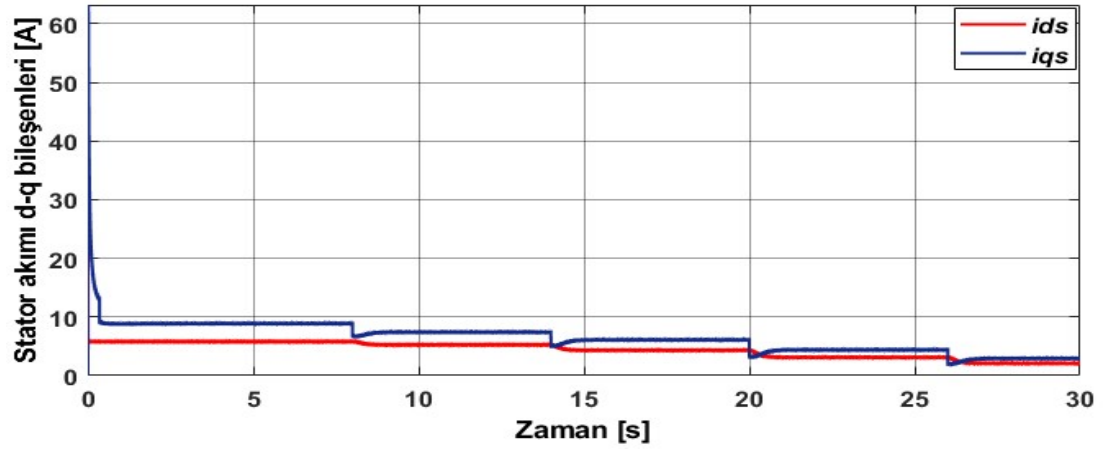
Şekil 5.51. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi.



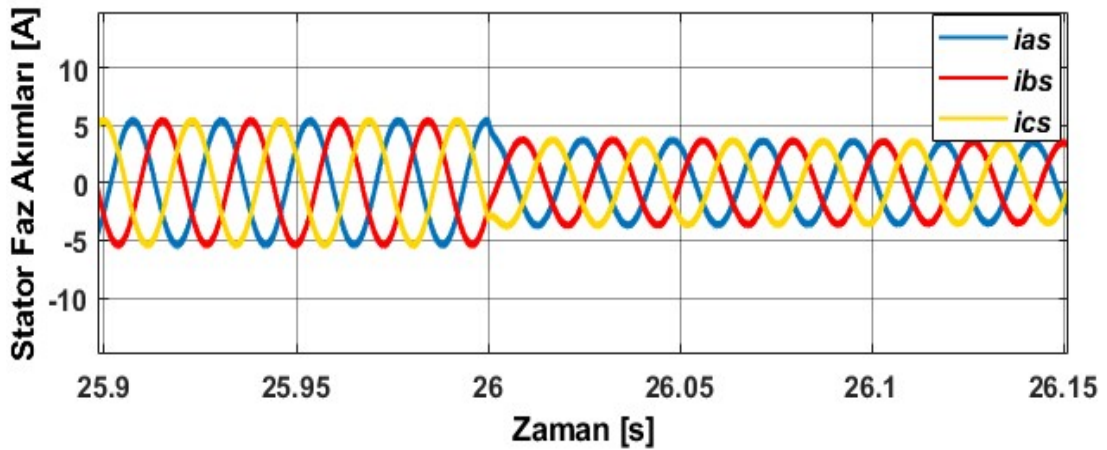
Şekil 5.52. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi.



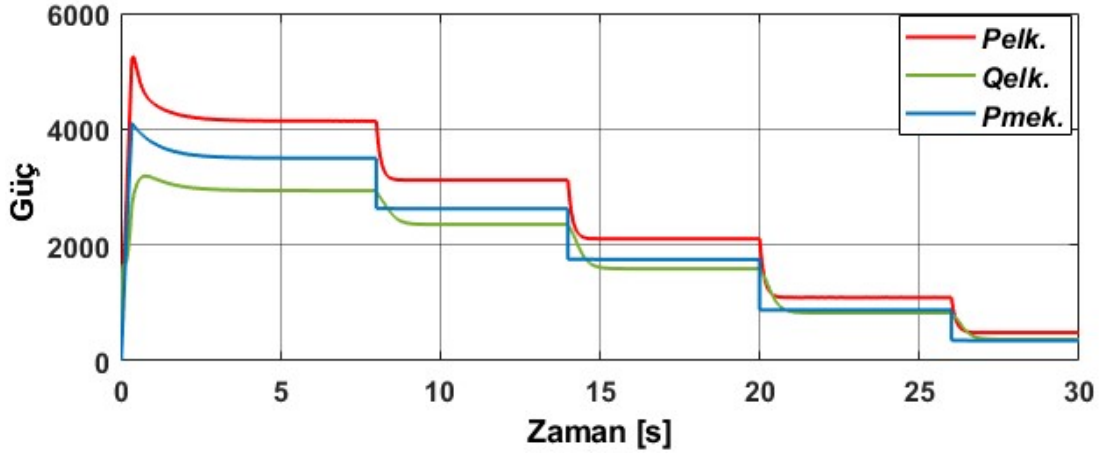
Şekil 5.53. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



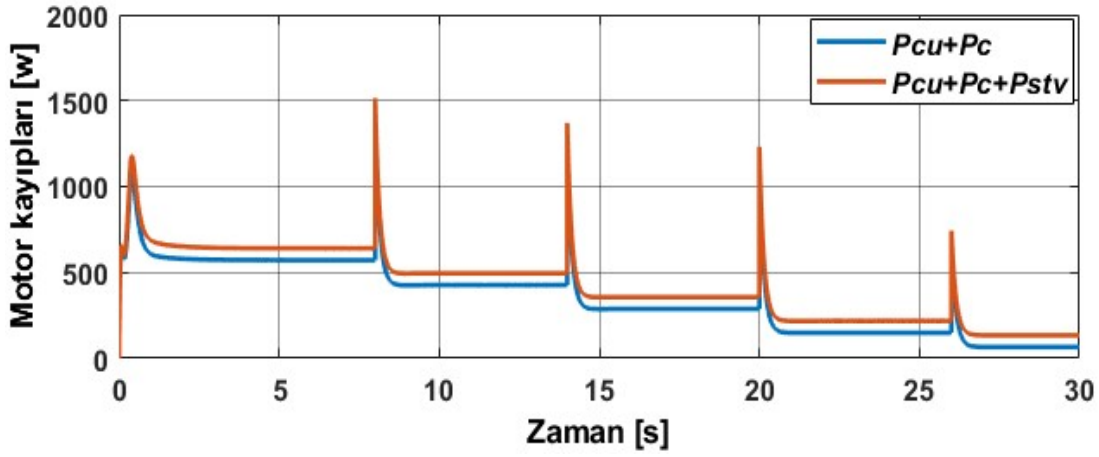
Şekil 5.54. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



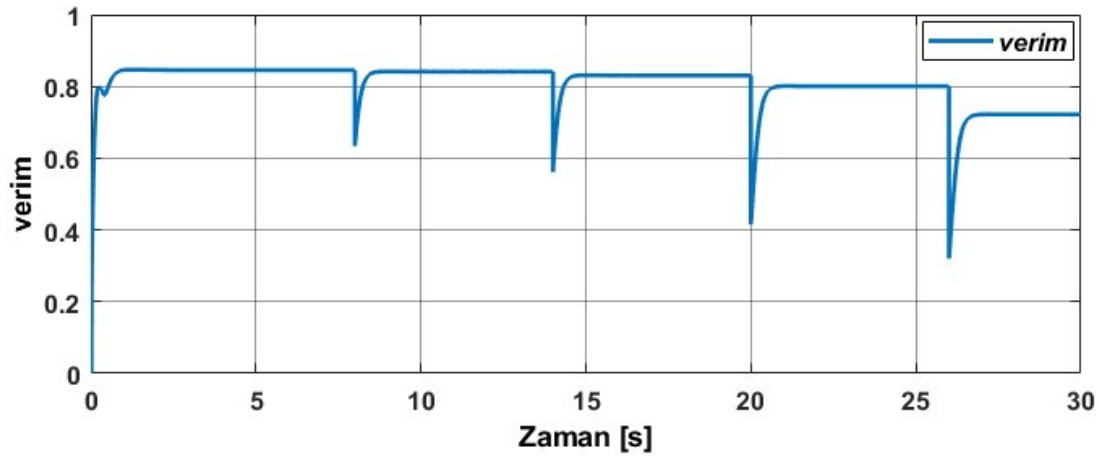
Şekil 5.55. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



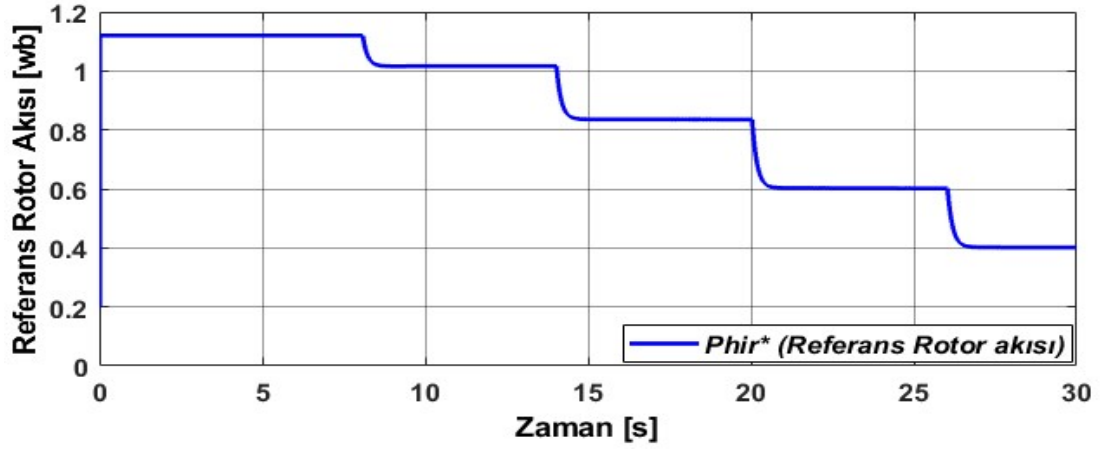
Şekil 5.56. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.57. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.58. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.59. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.6.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

Alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, 1250rpm nominal hızında elektromagnetik momentteki oluşan salınımların fark edilir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir.

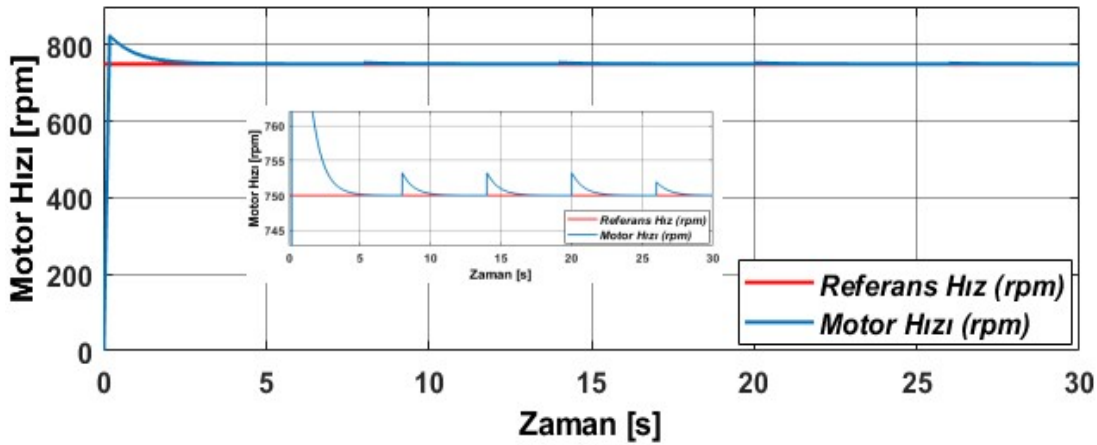
Bu hız değerinde de simülasyon değerleri ile Tablo 4.5'deki analitik değerlerin örtüştüğü doğrulanmaktadır. Band genişliğinin küçük seçilmesi ile anahtarlama frekansı büyütüldüğünden, motor kayıpları ve motor performansındaki etkileri ortadan kaldırılmıştır.

Şekil 5.27. ve şekil 5.56.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, reaktif güç değişiminin histerezis akım kontrolünde harmonik etkilerden arındırılması nedeniyle daha orantılı olduğu görülmektedir. 1250 rpm hızında da histerezis band akım kontrol yöntemi ile dar band seçimi ile akımdaki harmonik etkiler kaldırıldığından, güç faktöründeki düzelme ile simülasyon değerlerinin, analitik değerler ile örtüşmesi sağlamıştır. 1250rpm hızda da motor kayıpları en aza indirilerek verim maksimize edilmiştir.

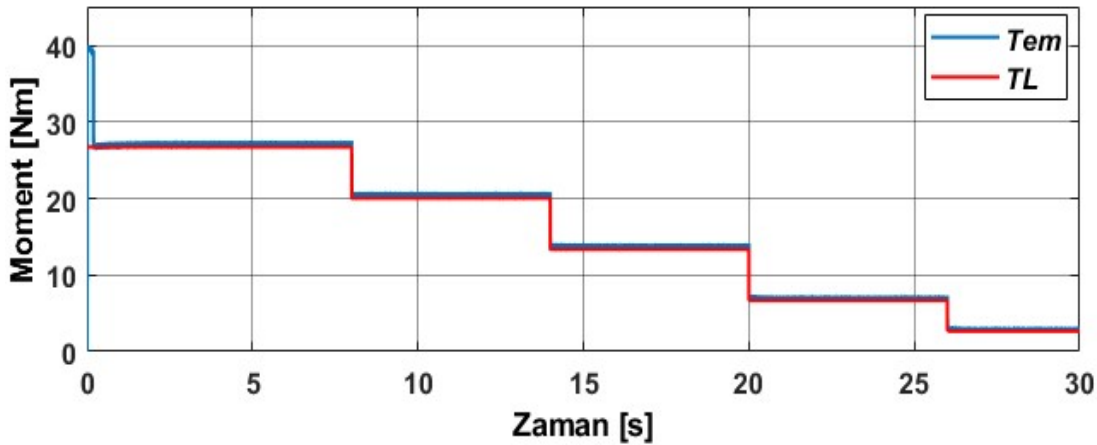
Motor kayıpları üzerindeki anahtarlama ve güç faktörü kaynaklı etkiler, Şekil 5.25 ve Şekil 5.54'ten stator akımı d-q eksenli bileşenlerindeki meydana gelen azalma ile de görülmektedir.

5.1.7. 750 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve İGOA ile kayıplarının optimizasyonu

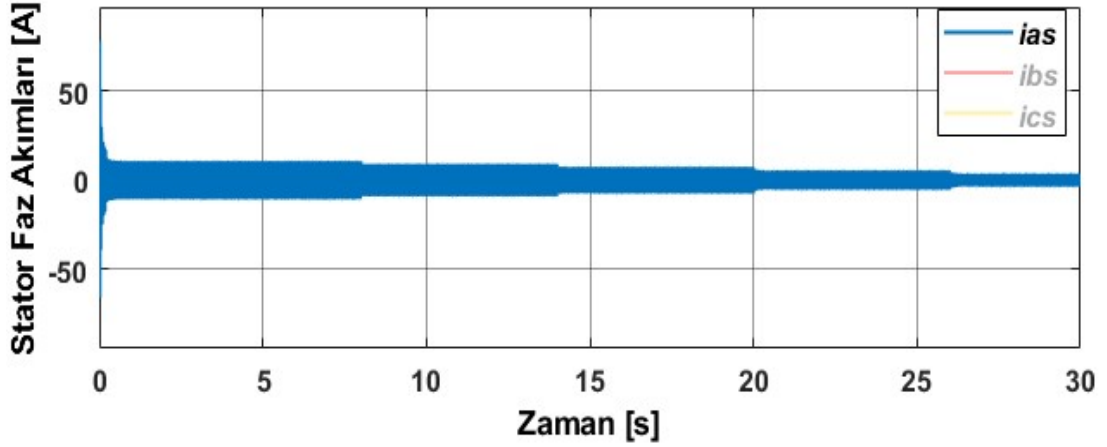
Bu kısımda 750 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında motorun kayıplarının en aza indirilmesi simülasyon sonuçları verilmektedir. Ancak bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan İGO algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motorun evirici ise sinüzoidal band histerezis akım kontrolü kullanılarak sürülmektedir.



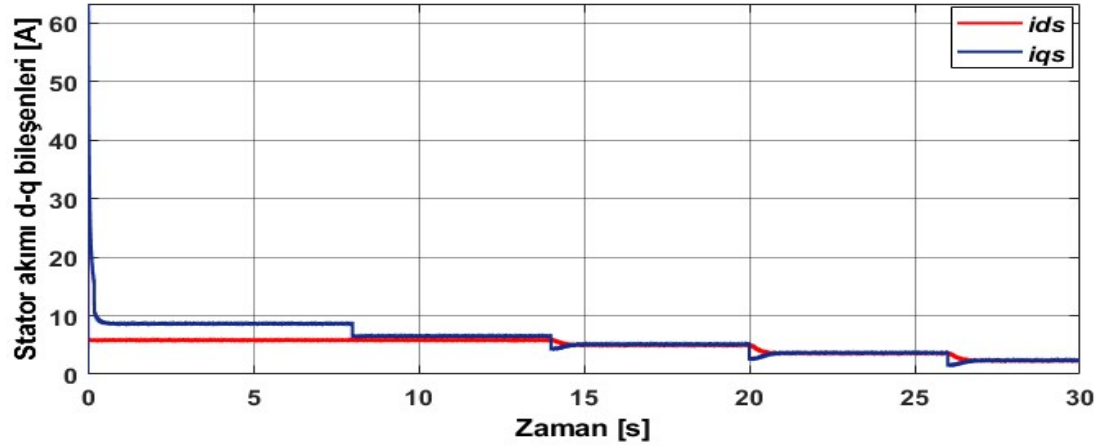
Şekil 5.60. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi.



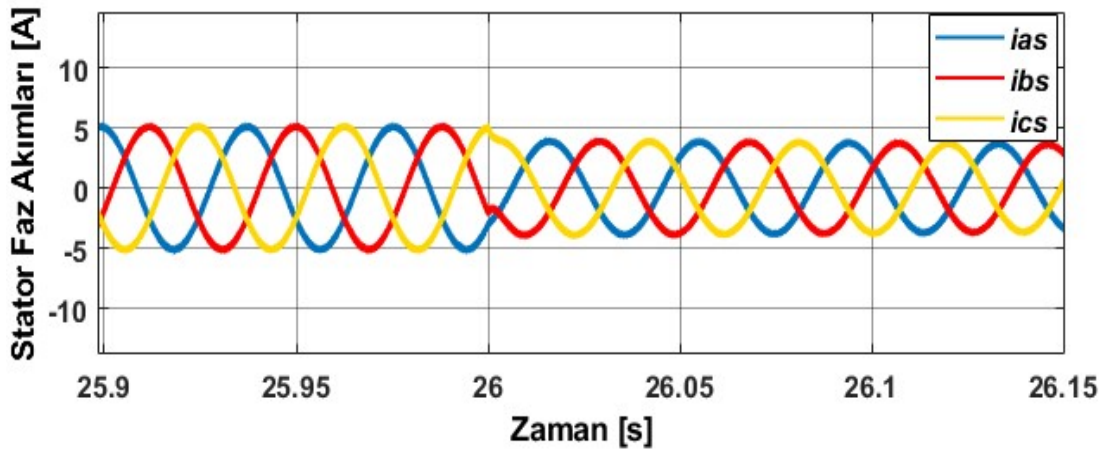
Şekil 5.61. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan, yük ve elektromagnetik moment – zaman değişimi.



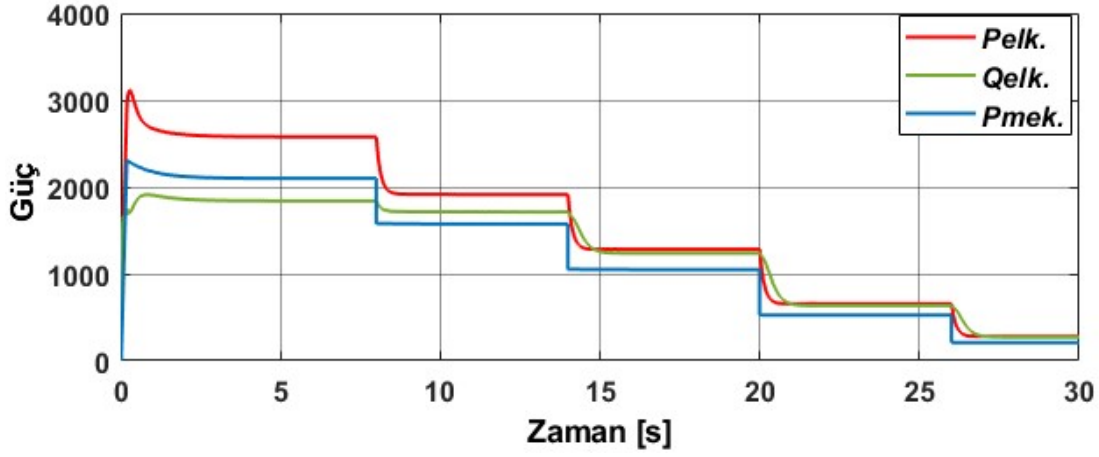
Şekil 5.62. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



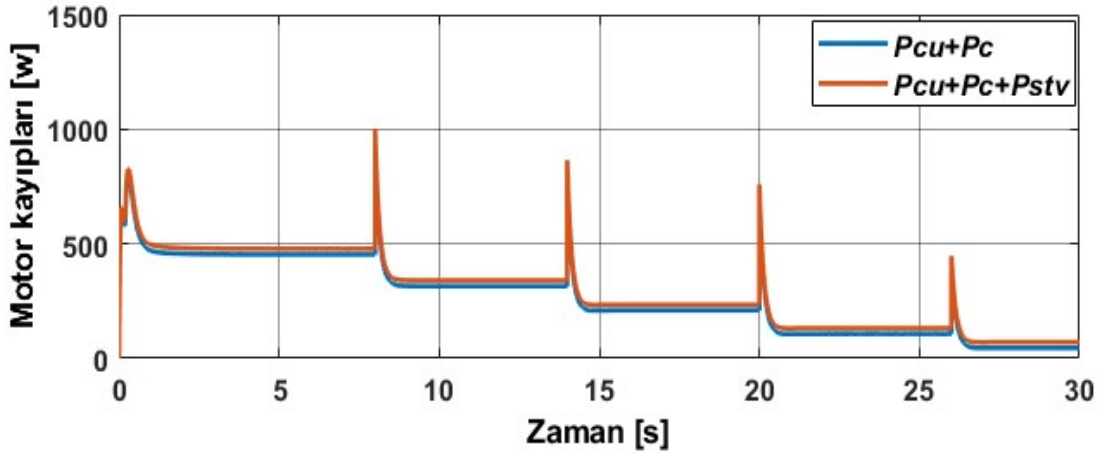
Şekil 5.63. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



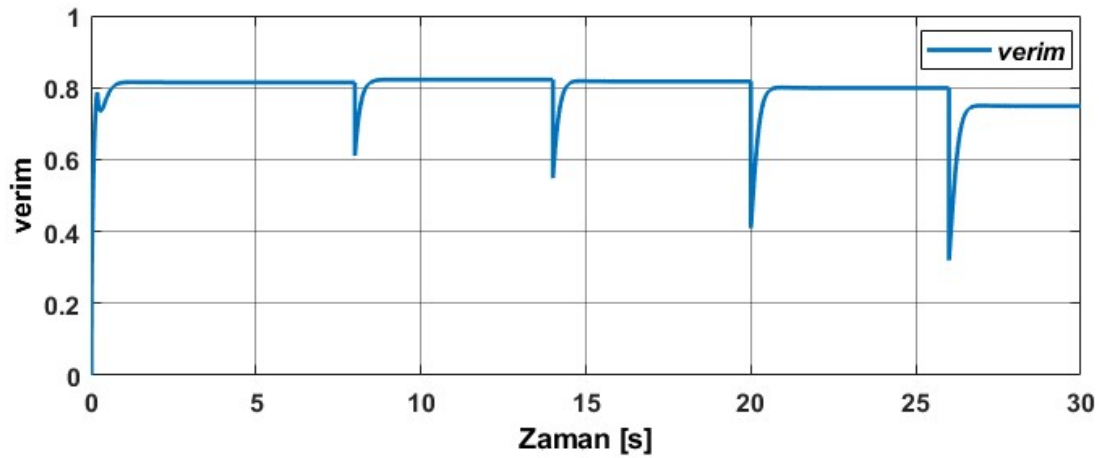
Şekil 5.64. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi



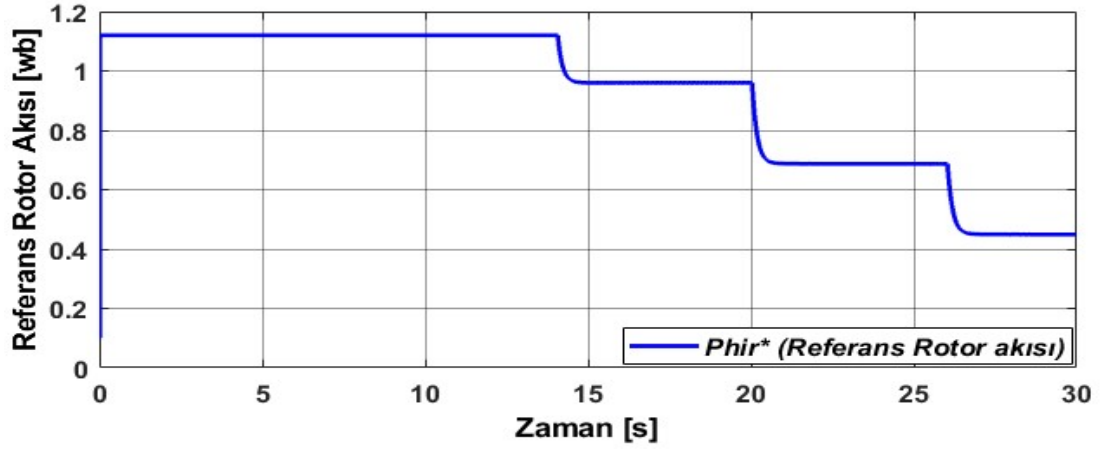
Şekil 5.65. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.66. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.67. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.68. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.7.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

750 rpm sabit hızda, alan zayıflatmalı rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü yapılan asenkron motorda, elektromagnetik momentteki oluşan salınımların fark edilir biçimde azaldığı ve dinamik performansın daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 5.37. ve şekil 5.65.'deki güç-zaman değişimi incelendiğinde, reaktif güç değişiminin histerezis akım kontrolünde harmonik etkilerden arındırılması nedeniyle daha orantılı olduğu görülmektedir.

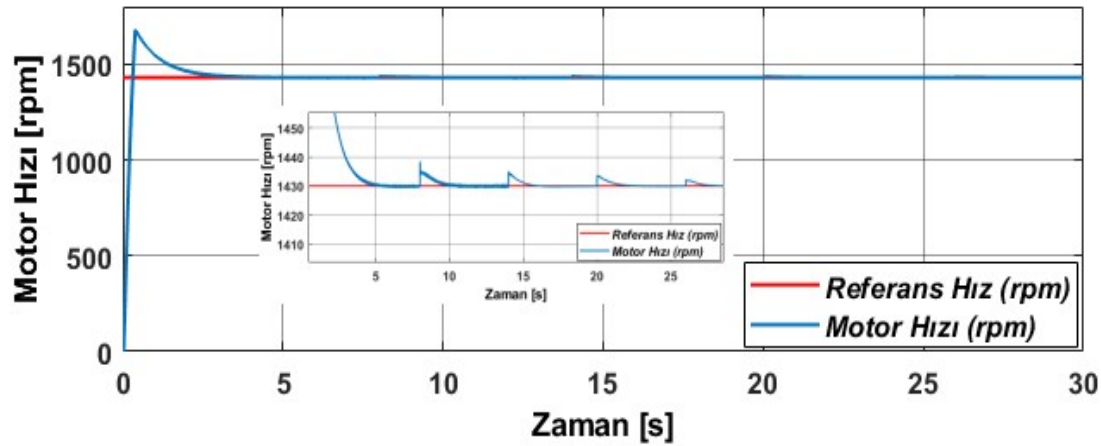
750 rpm hızında da histerezis band akım kontrol yöntemi ile akımdaki harmonik etkiler oldukça azaltıldığından, güç faktöründeki düzelme ile simülasyon değerlerinin, analitik değerler ile örtüşmesi sağlamıştır. 750 rpm hızda da motor kayıpları en aza indirilerek verim maksimize edilmiştir.

Bu hız değeri için simülasyon değerleri ile Tablo 4.6'daki analitik değerler doğrulanmıştır. Band genişliğinin küçük seçilmesinin motor kayıpları ve motor performansındaki anahtarlama frekansı etkilerini ortadan kaldırdığı gösterilmiştir.

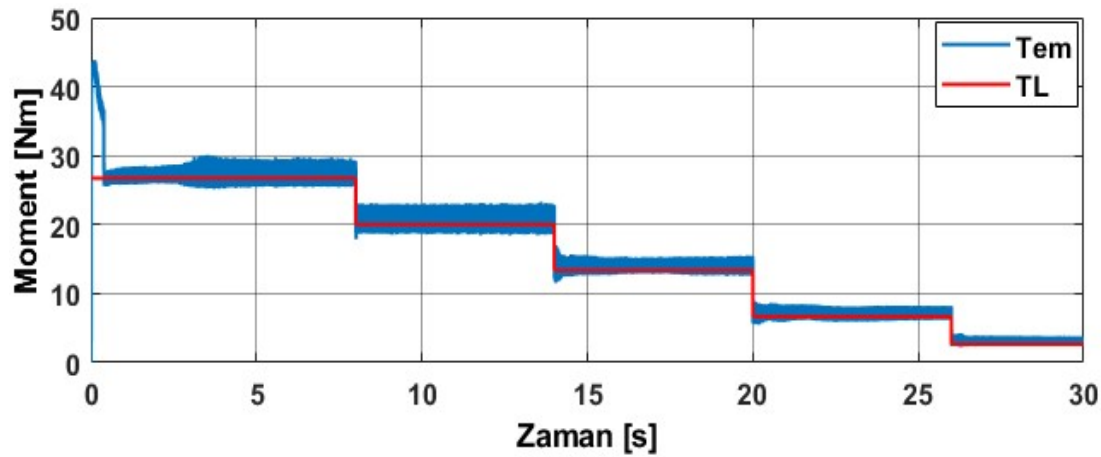
Motor kayıpları üzerindeki anahtarlama ve güç faktörü kaynaklı etkiler, Şekil 5.35 ve Şekil 5.63'ten stator akımı d-q eksenli bileşenlerindeki meydana gelen azalma ile de görülmektedir.

5.1.8. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu

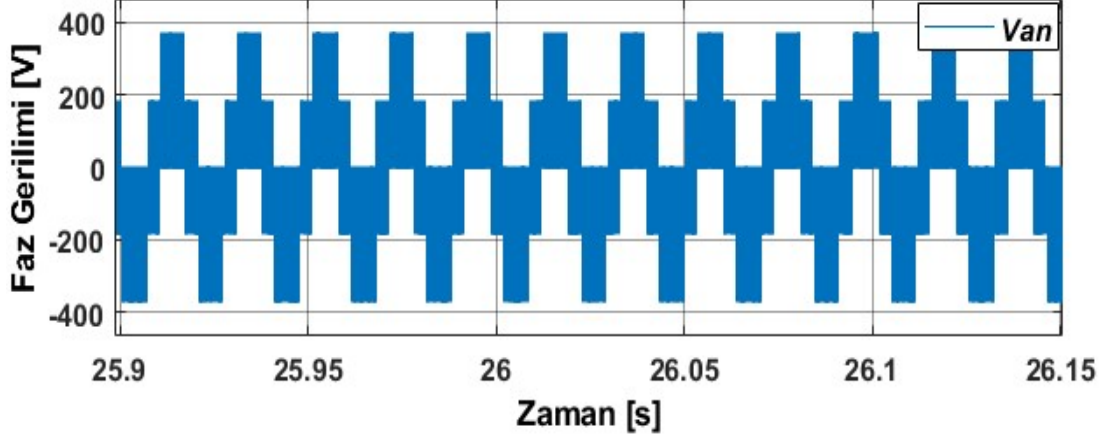
Bu kısımda, sabit 1430 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında motorun kayıplarının en aza indirilmesi simülasyonları verilmektedir. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren evirici ise uzay vektör PWM anahtarlama kullanılarak sürülmektedir. PSO algoritması yeni önerilen GAA'nın simülasyon sonuçlarını doğrulamak amaçlı verilmiştir.



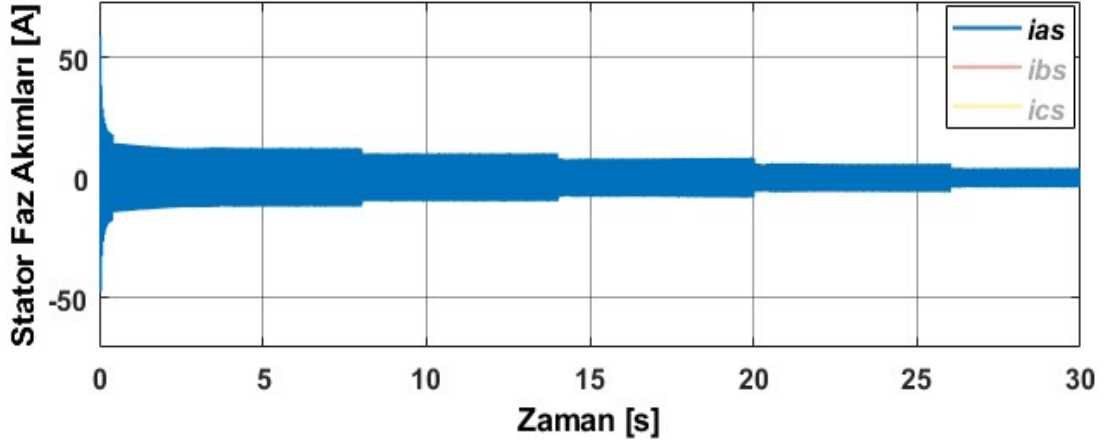
Şekil 5.69. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.



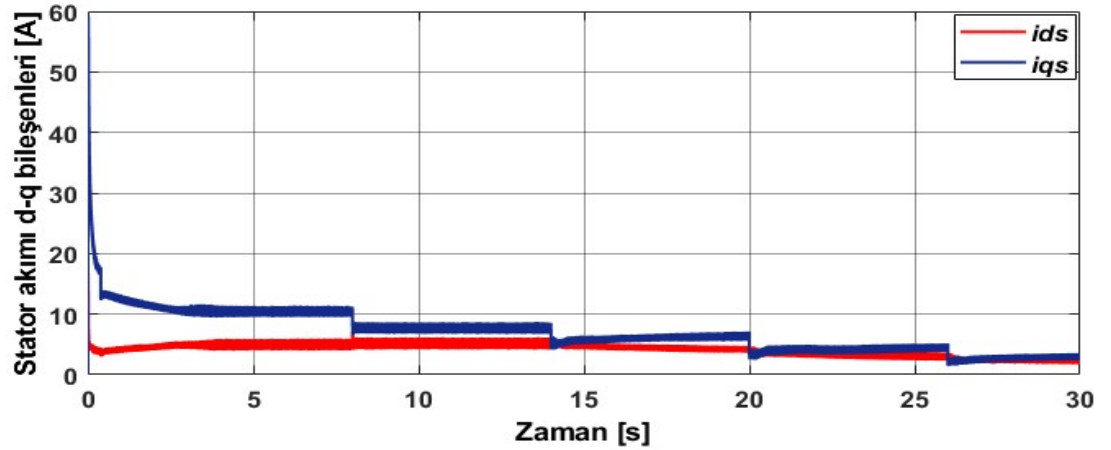
Şekil 5.70. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi.



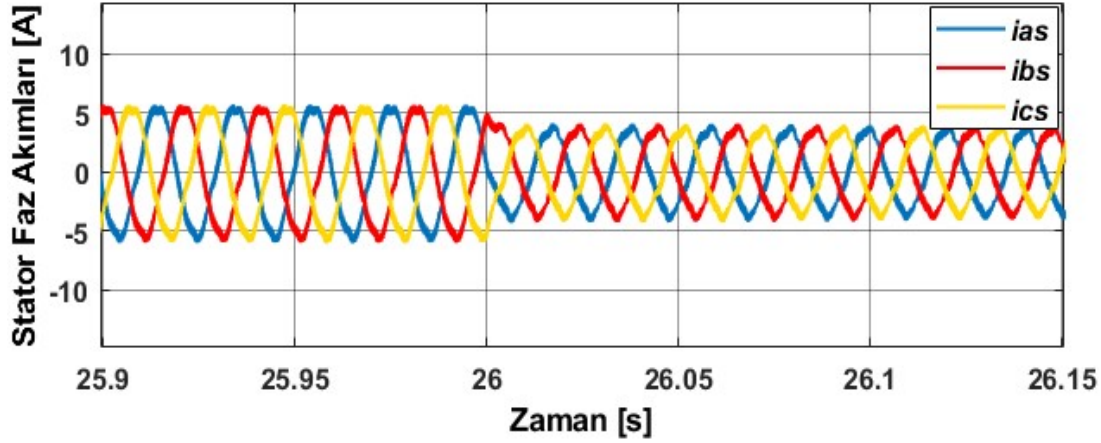
Şekil 5.71. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



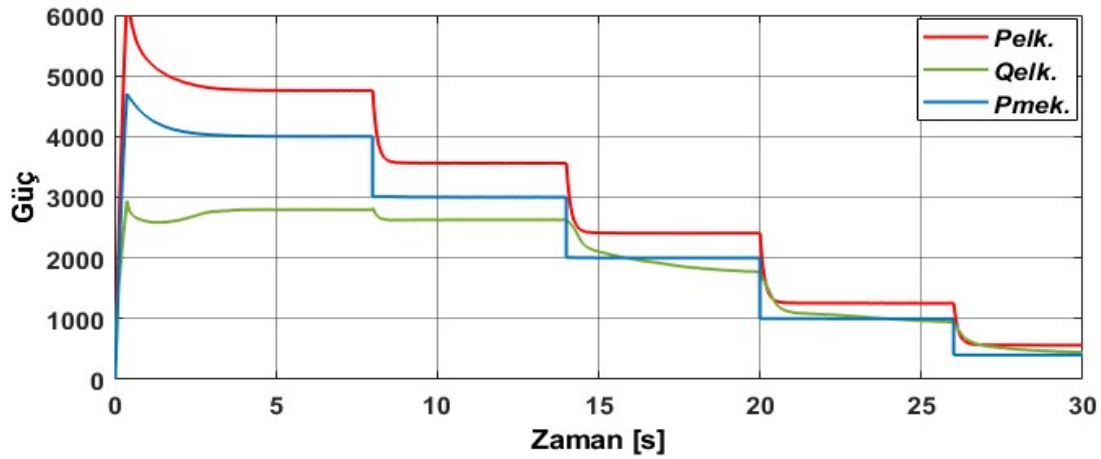
Şekil 5.72. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz akımları – zaman değişimi.



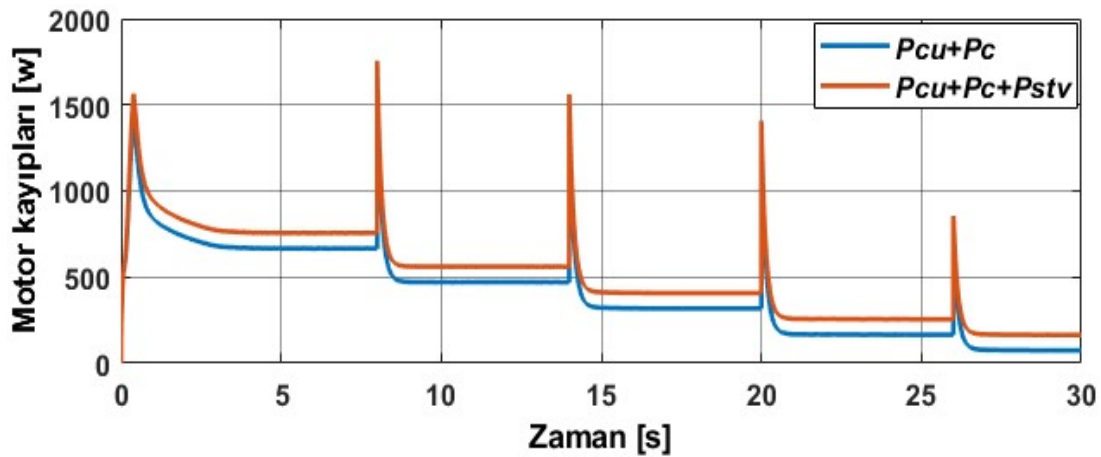
Şekil 5.73. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



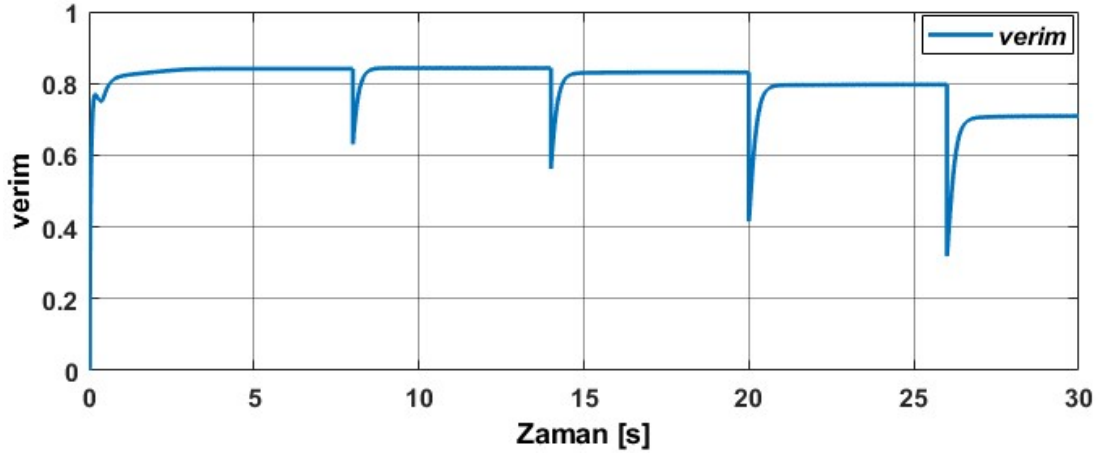
Şekil 5.74. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



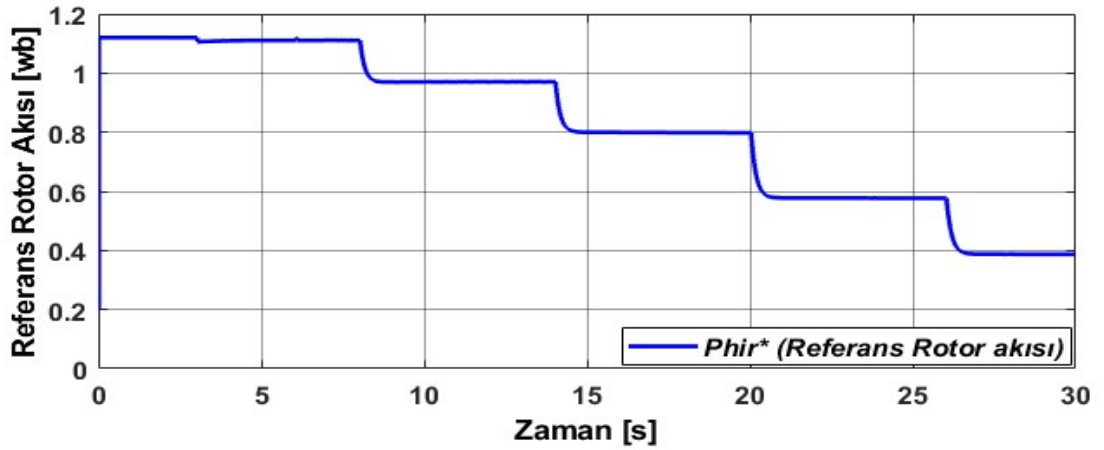
Şekil 5.75. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.76. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.77. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



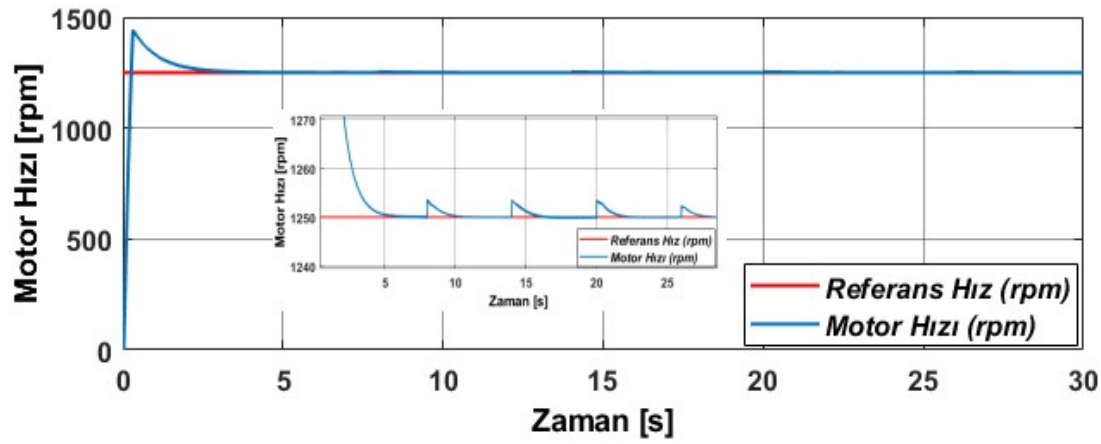
Şekil 5.78. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.8.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

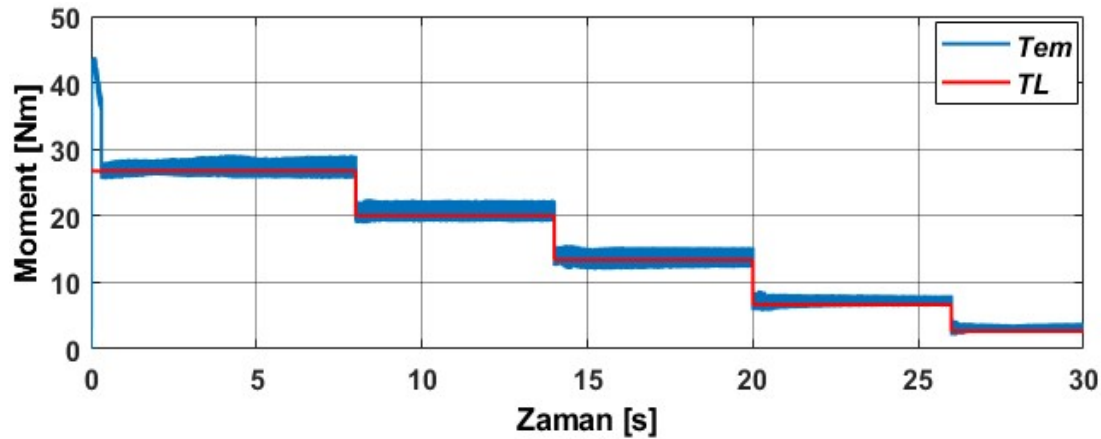
Bu kısımda, sabit 1430 rpm nominal hızında, uzay vektör PWM anahtarlama kullanılarak sürülen motorun, yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritmasının kullanıldığı kontrol sisteminde, kayıpların en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi başarılı bir şekilde sağlanmıştır. Simülasyonlar, PSO algoritması ile elde edilen kayıp değerlerinin ve motor performans sonuçlarının, yeni önerilen GAA'nın simülasyon sonuçları ile aynı değerleri verdiği tespit edilmiştir. Bu şekilde optimizasyon algoritmalarının çalışması doğrulanmıştır.

5.1.9. 1250 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu

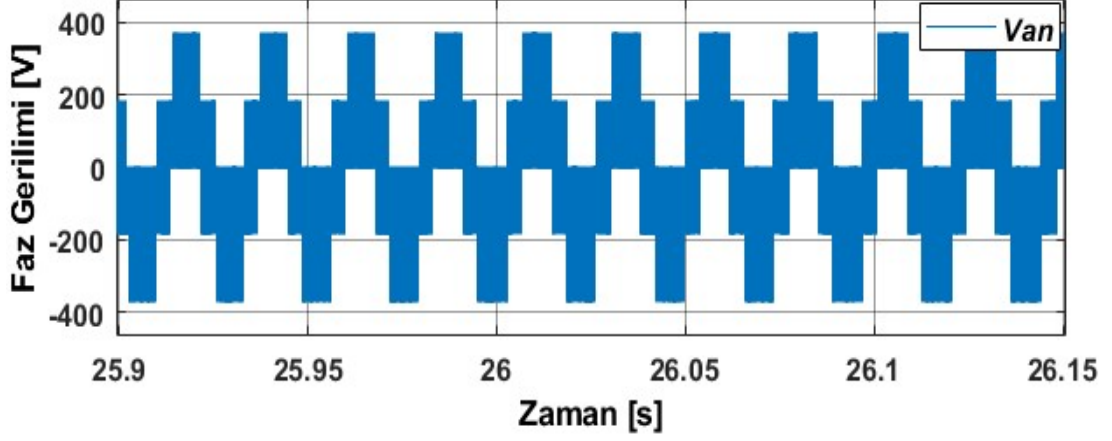
Bu kısımda, 1250 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında motorun kayıplarının en aza indirilmesi simülasyonları verilmektedir. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren eviricide anahtarlama yöntemi olarak uzay vektör PWM anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Bu şekilde PSO algoritmasının, yeni önerilen GAA'nın simülasyon sonuçlarını doğrulanması amaçlanmaktadır.



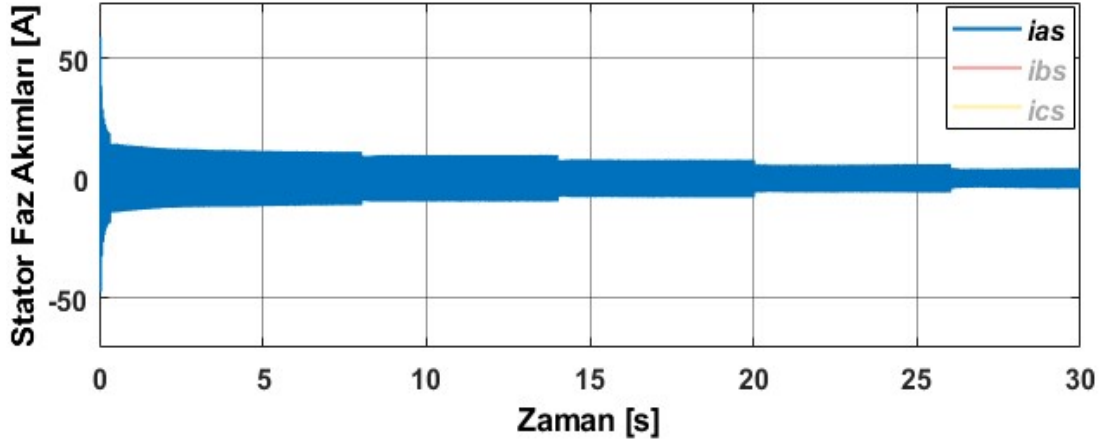
Şekil 5.79. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor hız – zaman değişimi.



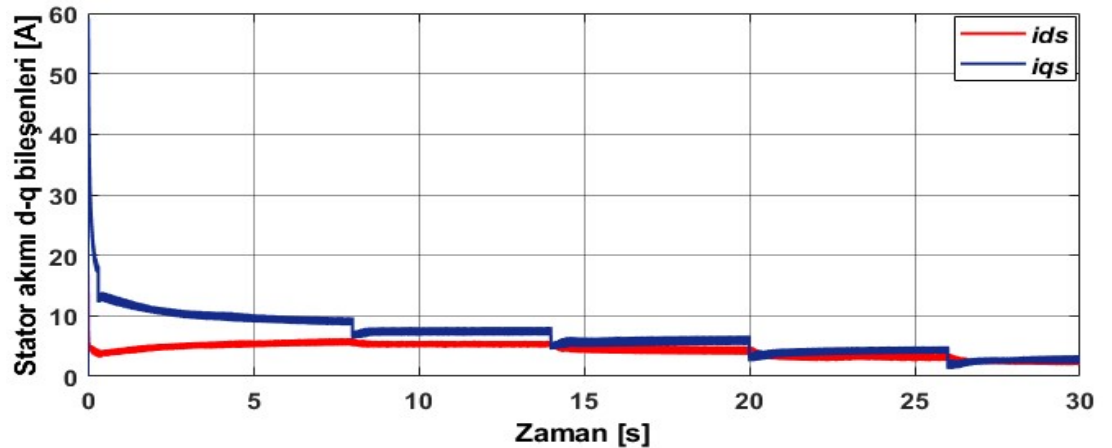
Şekil 5.80. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi.



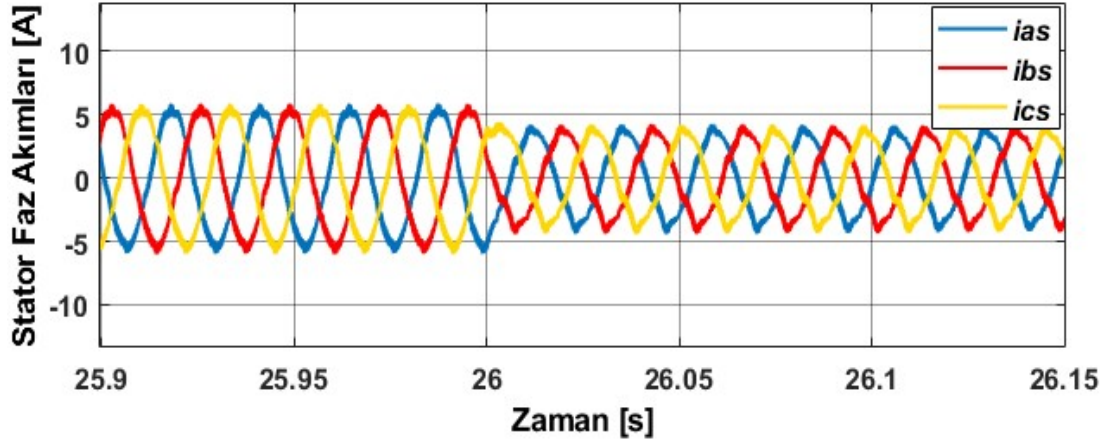
Şekil 5.81. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



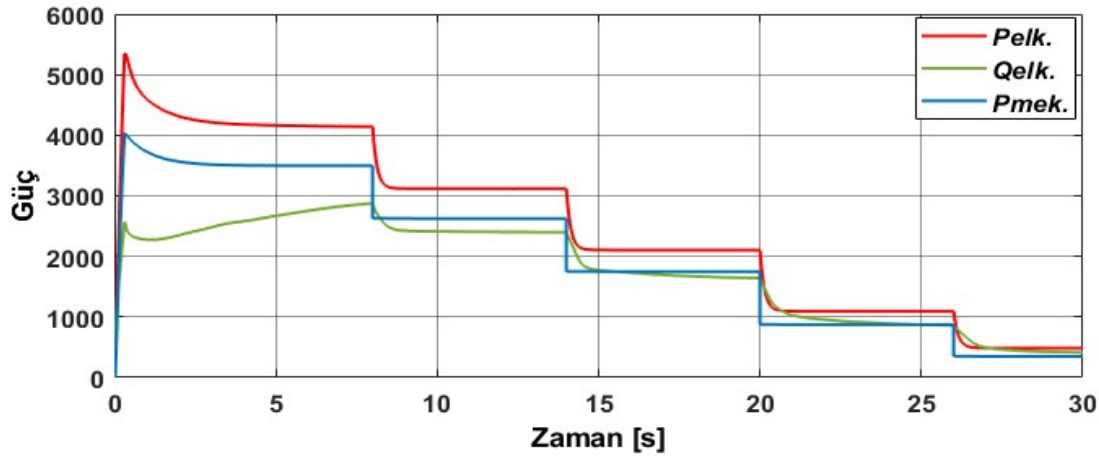
Şekil 5.82. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



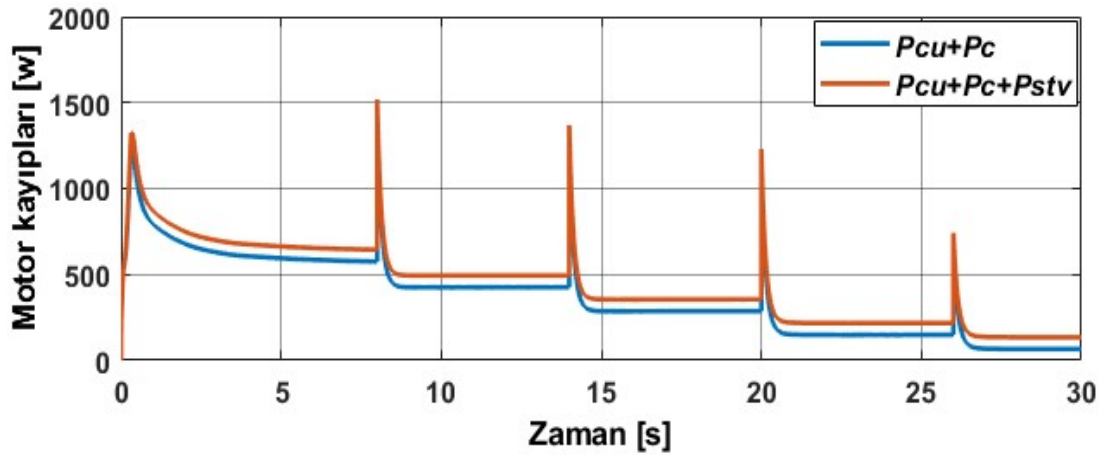
Şekil 5.83. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi.



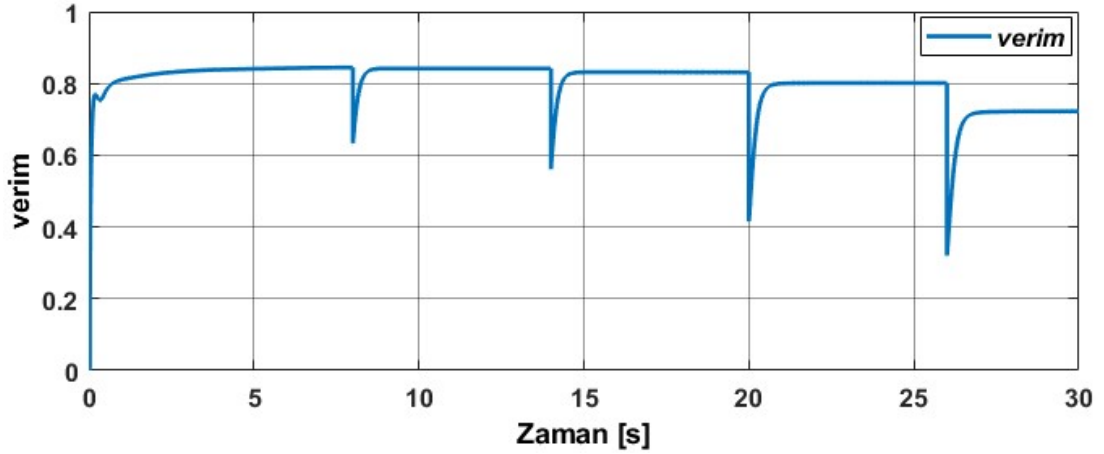
Şekil 5.84. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



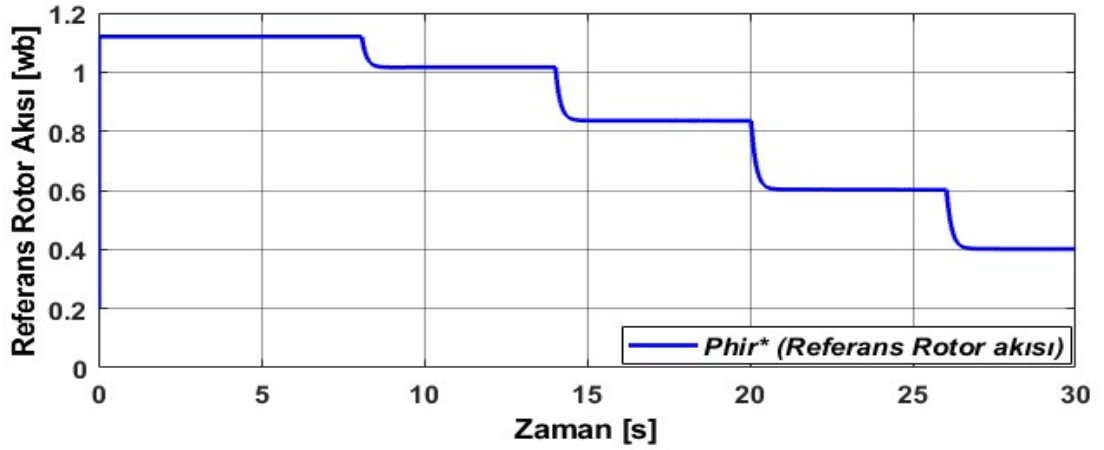
Şekil 5.85. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.86. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.87. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



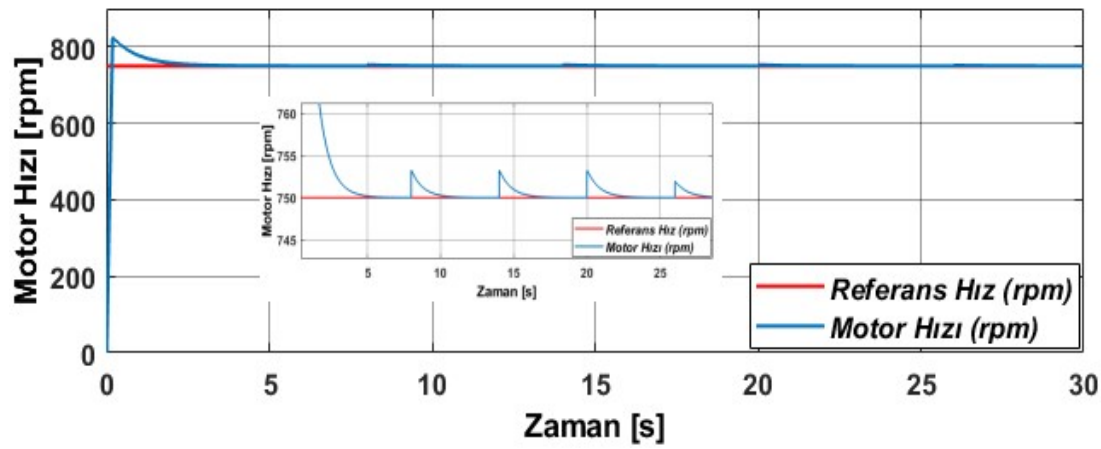
Şekil 5.88. Sabit 1250 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi

5.1.9.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

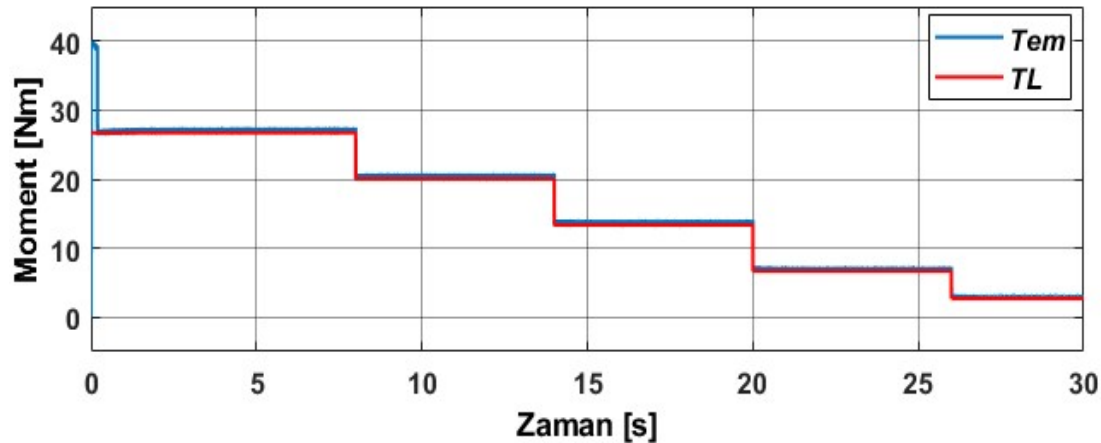
Bu kısımda, sabit 1250 rpm hızda, uzay vektör PWM anahtarlama kullanılarak sürülen motorun, yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritmasının kullanıldığı kontrol sisteminde, kayıpların en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi başarılı bir şekilde sağlanmıştır. Simülasyonlar, PSO algoritması ile elde edilen kayıp değerlerinin ve motor performans sonuçlarının, yeni önerilen GAA'nın simülasyon sonuçları ile aynı değerleri verdiği tespit edilmiştir. Böylece optimizasyon algoritmalarının çalışması 1250 rpm hızda da doğrulanmıştır.

5.1.10. 750 rpm sabit hızda histerezis band akım kontrolü kullanarak sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolü ve PSO ile kayıplarının optimizasyonu

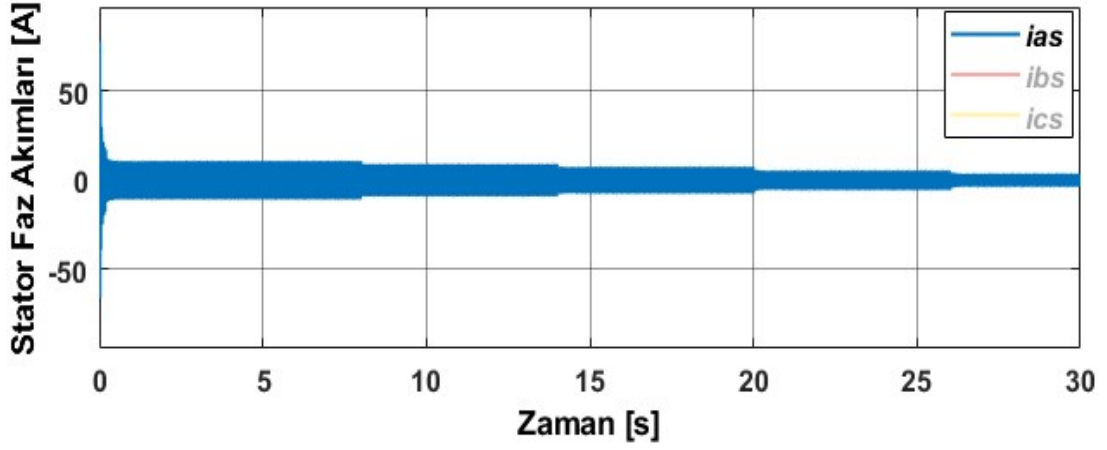
Bu kısımda 750 rpm hızda sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında motorun kayıplarının en aza indirilmesi simülasyonları verilmektedir. Bu amaçla yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritması kullanılmaktadır. Ayrıca motoru süren eviricide histerezis band akım kontrolü yöntemi kullanılarak anahtarlama yapılmaktadır. Bu şekilde PSO algoritması ile yeni önerilen İGO algoritmasının simülasyon sonuçlarının doğrulaması amaçlanmaktadır.



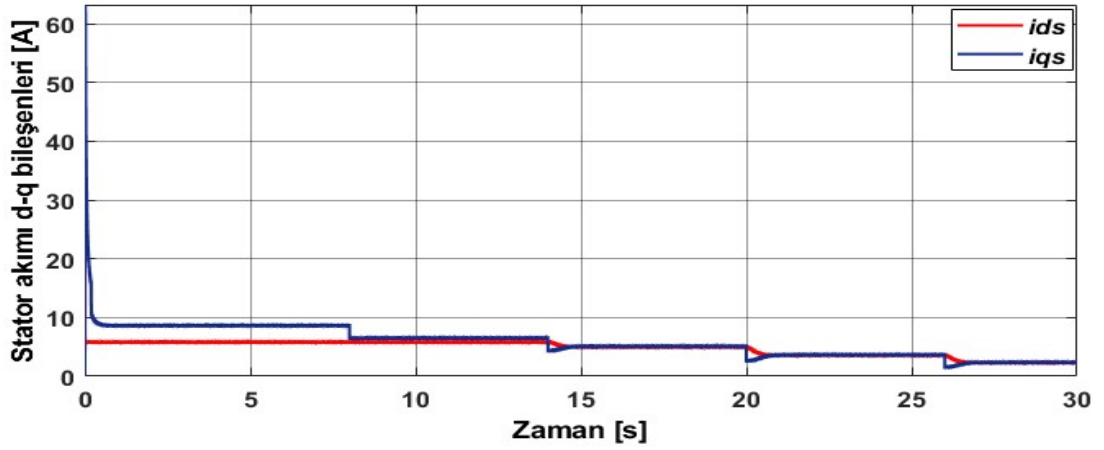
Şekil 5.89. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız - zaman değişimi.



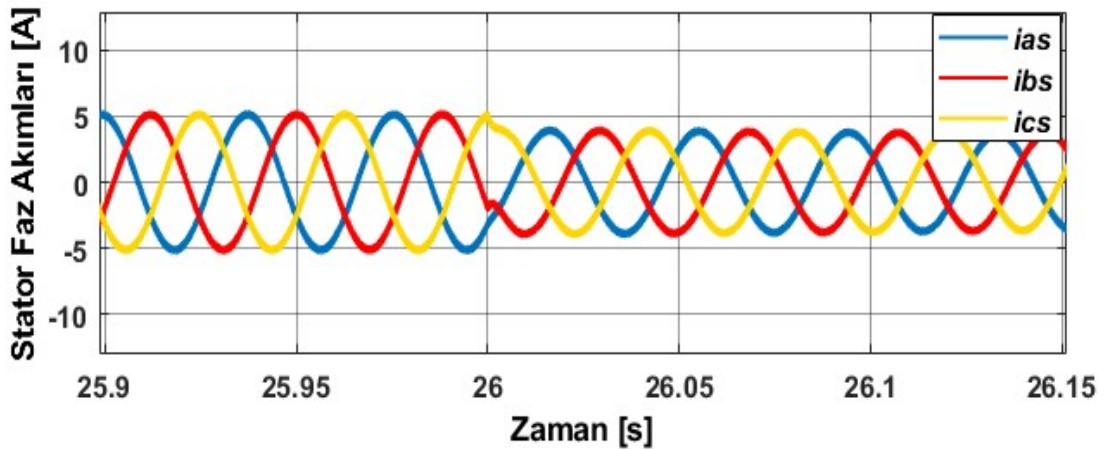
Şekil 5.90. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük - elektromagnetik moment - zaman değişimi.



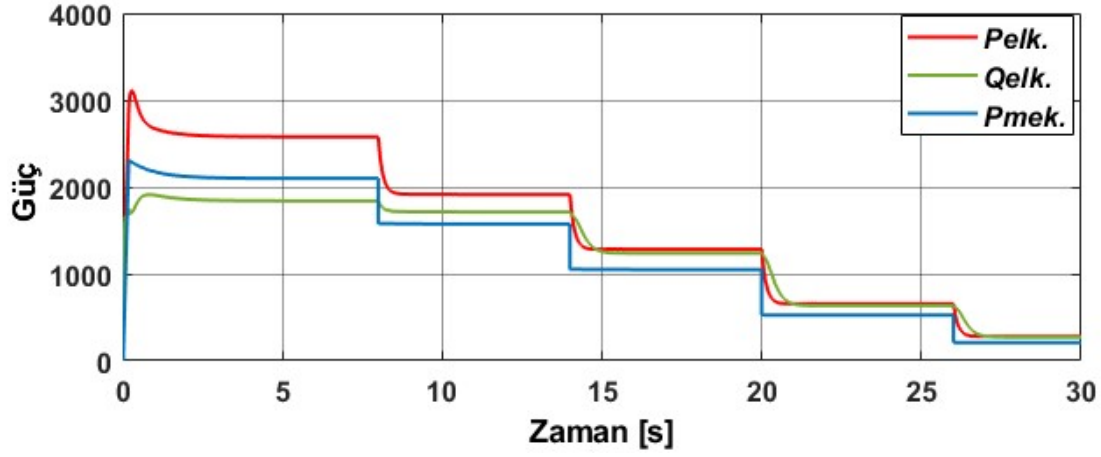
Şekil 5.91. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



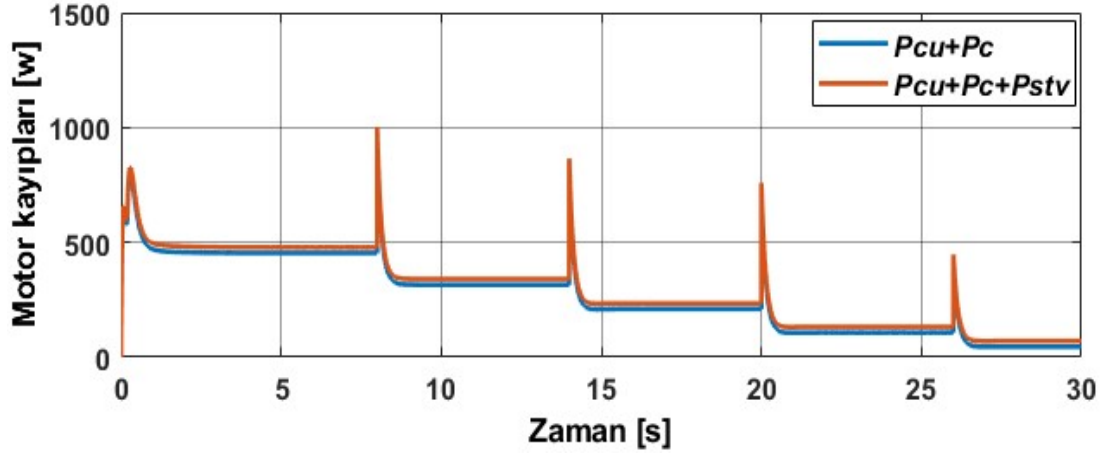
Şekil 5.92. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi



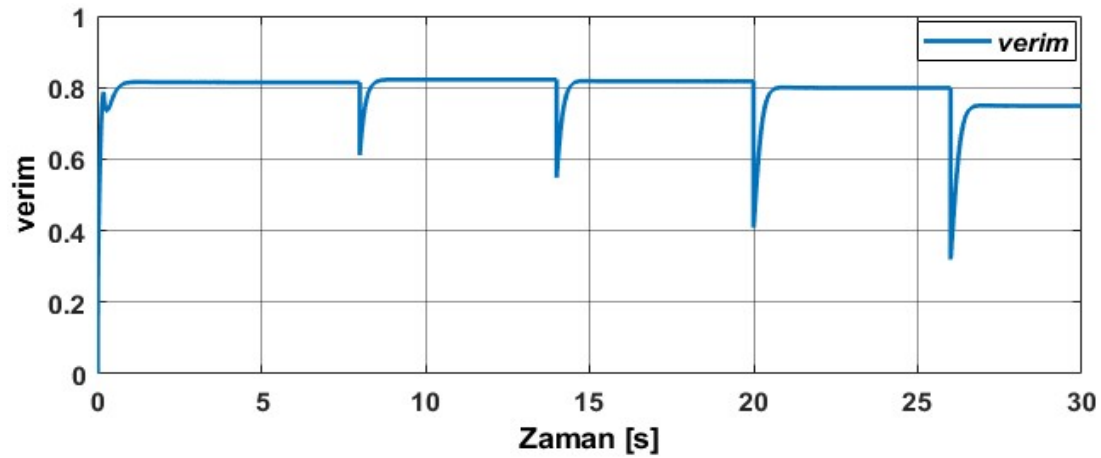
Şekil 5.93. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



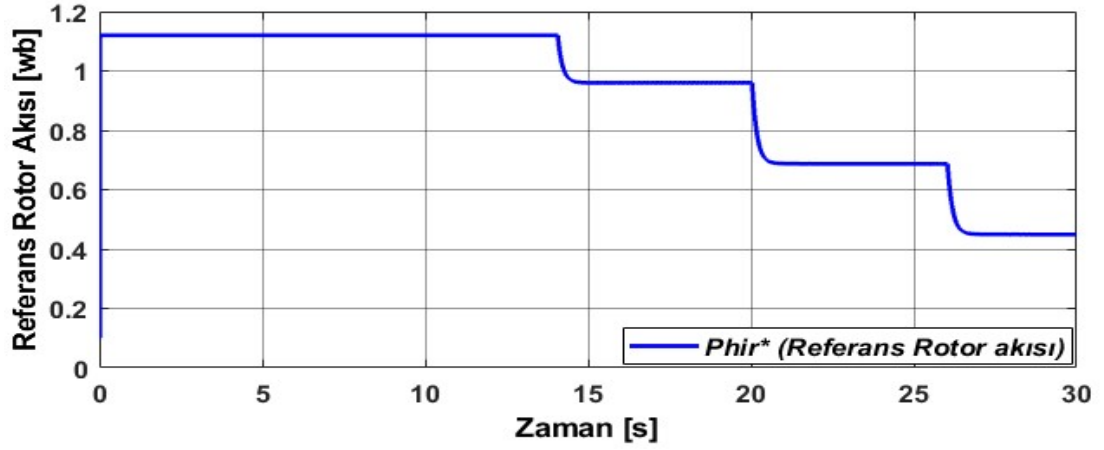
Şekil 5.94. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.95. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.96. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.97. Sabit 750 rpm referans hızda sürülen ve kayıp optimizasyonu yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile zayıflatılan optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.1.10.1. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

Bu kısımda, histerezis band akım kontrolü kullanılarak sürülen motorun, 750 rpm hızda yüklenme koşullarına göre optimal referans rotor akısını çevrimiçi bulan PSO algoritmasının kullanıldığı kontrol sisteminde, kayıpların en aza indirilmesi ve verimin maksimize edilmesi başarılı bir şekilde sağlanmıştır. Simülasyonlar, PSO algoritması ile elde edilen kayıp değerlerinin ve motor performans sonuçlarının, yeni önerilen İGO algoritmasının simülasyon sonuçları ile aynı değerleri verdiği tespit edilmiştir. Böylece optimizasyon algoritmalarının çalışması bu hızda da doğrulanmıştır.

Nihayetinde, elde edilen tüm sonuçlar, motordaki kayıpların azalmasını, dolayısıyla tatmin edici bir dinamik davranışı korurken, motor performansını iyileştirdiğini, motorda verimliliğin arttığını ve verimin en üst seviyede gerçekleştiğini göstermektedir.

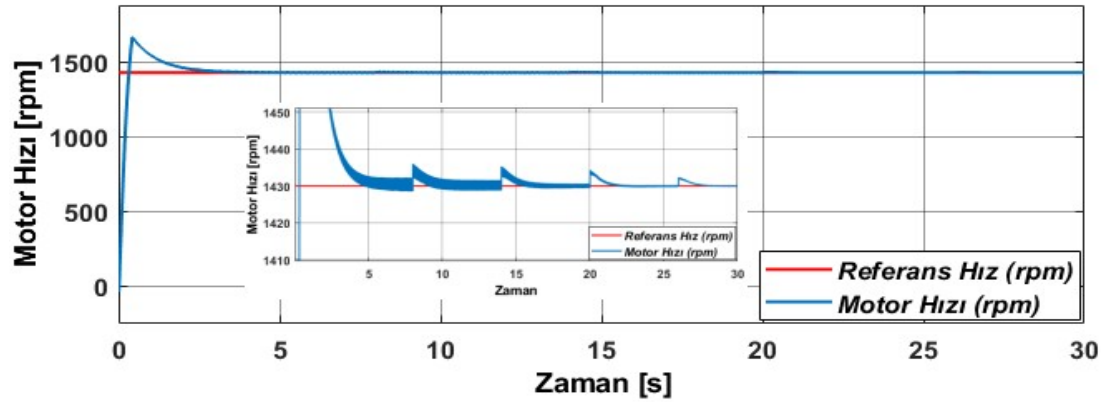
Sonuç olarak; rotor akısına dayalı alan yönlendirmeli vektörel kontrol yöntemi kullanılarak hız kontrolü yapılan asenkron motorda, farklı hızlarda yüklenme koşulları değişikçe sürekli halde kayıpların optimizasyonu başarılı bir şekilde yapılmıştır. Tez çalışmasında, bu amaçla önerilen GAA, İGO ve PSO kontrol algoritmalarının eş zamanlı uygulanabileceği başarılı bir şekilde gösterilmiştir. Kayıp model kontrol yaklaşımı ile optimal rotor akısı bulunarak kayıpların en aza indirildiği kontrol sistemi ve simülasyonları başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

5.2. Rotor Akısına Dayalı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Optimal Vektör Kontrolü

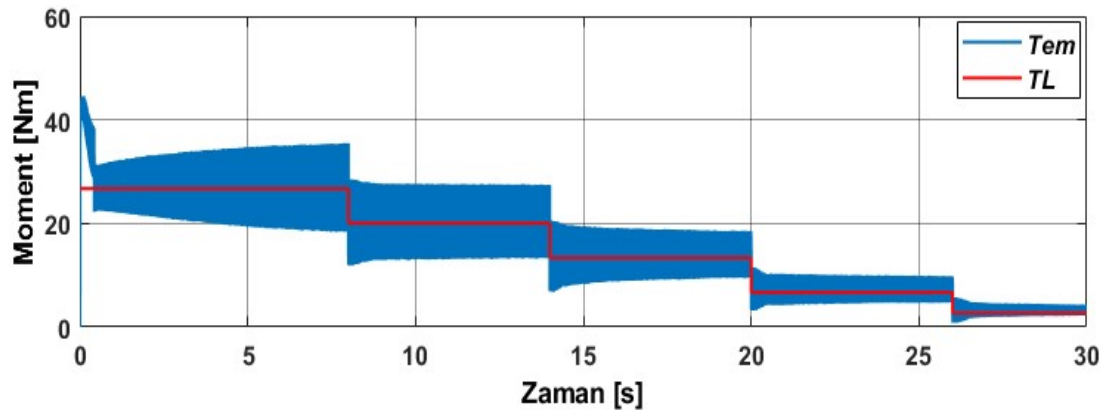
Bu kısımda, kayıp model kontrol yaklaşımı ile parametre değişim etkilerinden kaynaklanan ve hesaba katılmayan kayıpların, giriş gücü arama algoritması ile küresel optimal rotor akısını bulan ve sabit çıkış gücü için giriş gücünün azaltıldığı simülasyonlar sonuçları verilmektedir. Rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü yapılan asenkron motorda, motoru süren evirici uzay vektör PWM yöntemi ile anahtarlanmaktadır. Motorun kayıplarını ve dinamik performansını gösteren simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir.

5.2.1. 1430 rpm sabit hızda SVPWM anahtarlama ile sürülen asenkron motorun, rotor akısına dayalı dolaylı alan yönlendirmeli optimal hız kontrolü

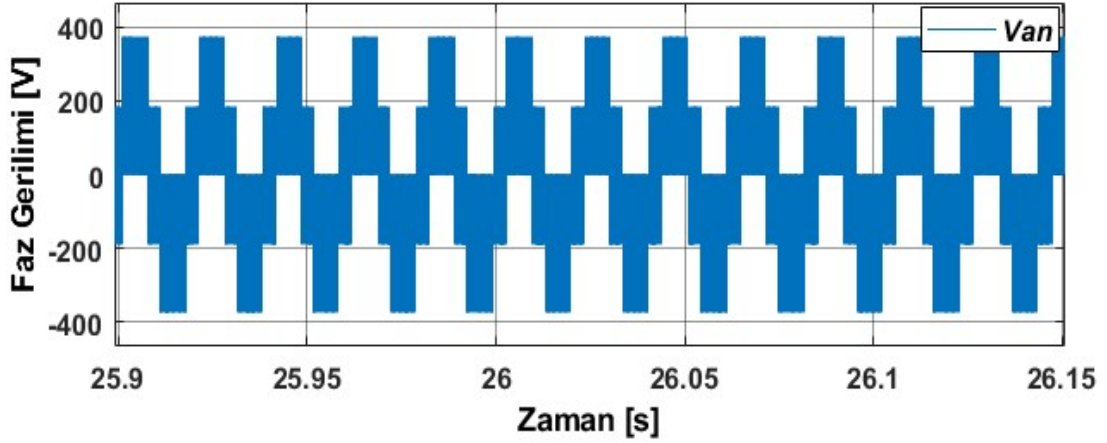
Burada 1430 rpm sabit hızda sürülen asenkron motorun için sırasıyla tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve $\frac{1}{10}$ yük koşullarında, küresel optimal rotor akısı bulan arama algoritmasının kullanıldığı optimal kontrol ün simülasyon sonuçları verilmektedir.



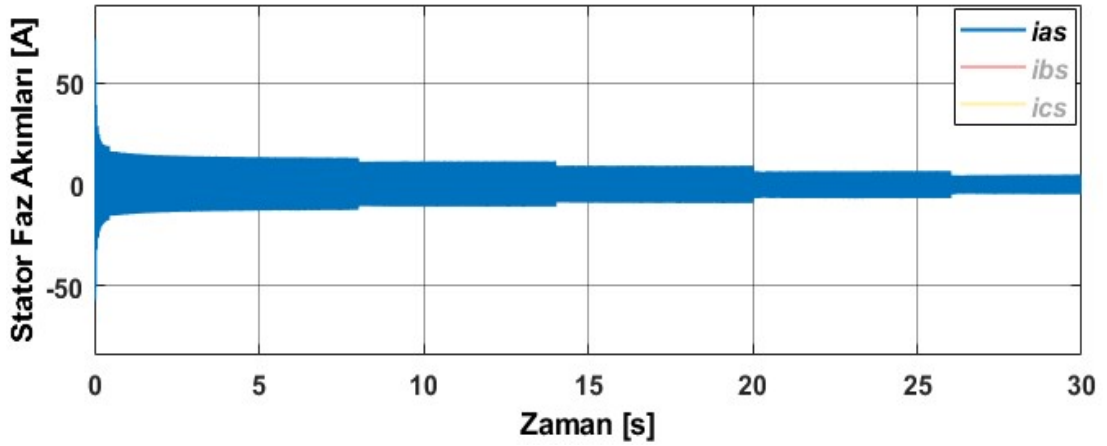
Şekil 5.98. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan hız – zaman değişimi.



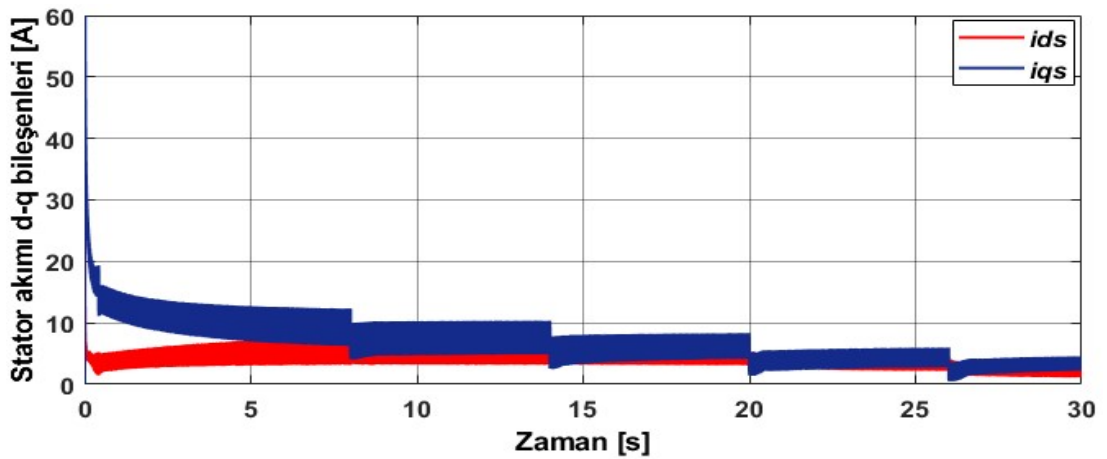
Şekil 5.99. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan yük – elektromagnetik moment – zaman değişimi.



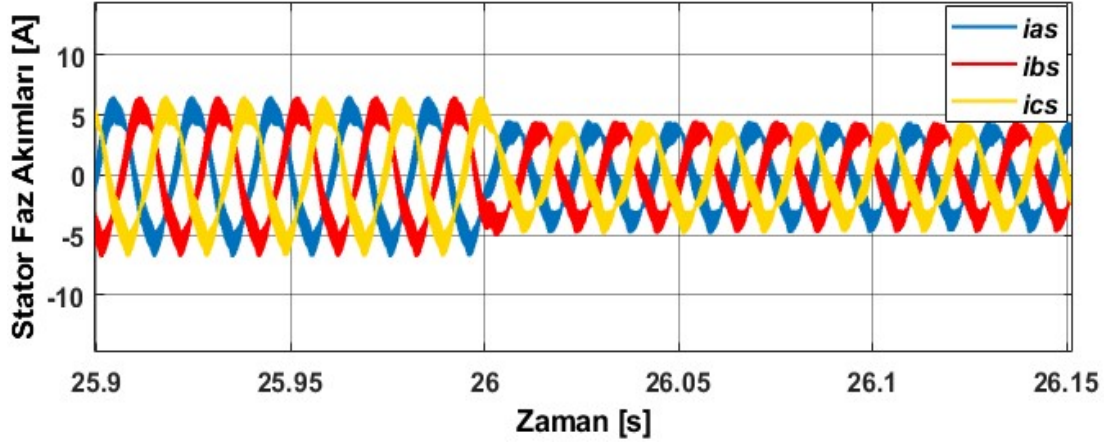
Şekil 5.100. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan faz gerilimi – zaman değişimi.



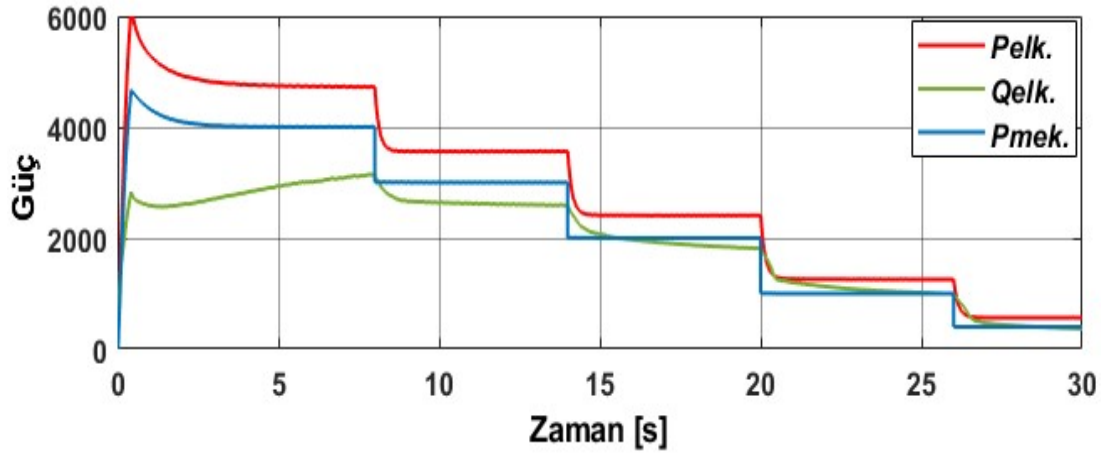
Şekil 5.101. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



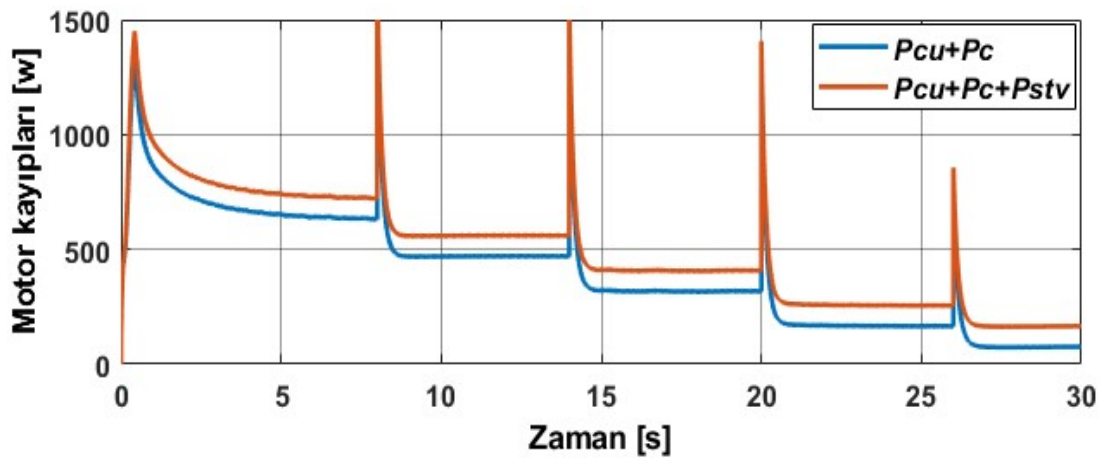
Şekil 5.102. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator d-q akımları – zaman değişimi



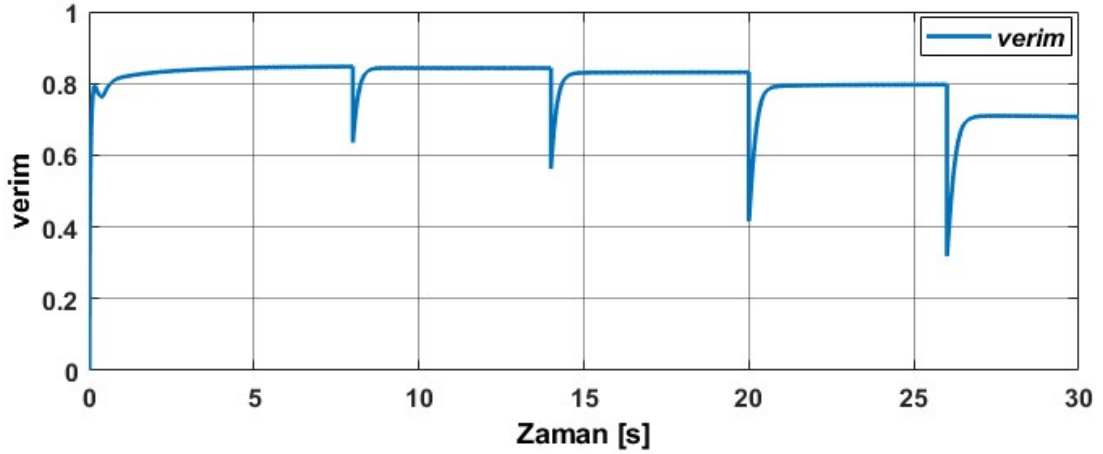
Şekil 5.103. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan stator faz akımları – zaman değişimi.



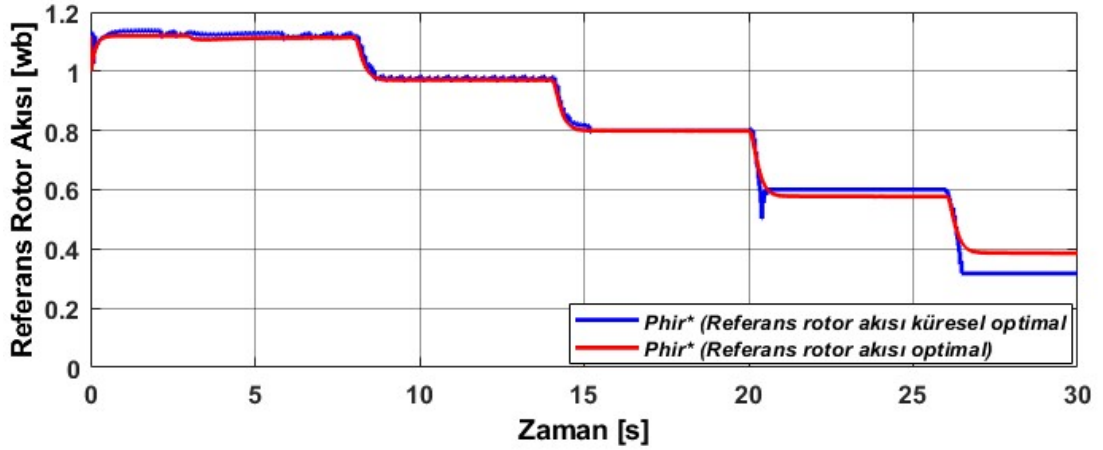
Şekil 5.104. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan aktif, reaktif ve mekanik güç – zaman değişimi.



Şekil 5.105. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan motor kayıpları – zaman değişimi.



Şekil 5.106. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması ile oluşan verim – zaman değişimi.



Şekil 5.107. Sabit 1430 rpm referans hızda sürülen ve küresel optimal kontrolü yapılan asenkron motorun tam yüklü iken sırasıyla 8., 14., 20. ve 26s.'de yükün azalması değişen optimal ve küresel optimal referans rotor akısı – zaman değişimi.

5.2.2. Simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi

Simülasyonlar sonuçları incelendiğinde, elektromagnetik momentte, stator akımının d-q bileşenlerinde ve dolayısıyla faz akımlarında arama kontrolü kaynaklı salınımların özellikle yarı yükten daha fazla yüklenme durumunda beklenildiği gibi arttığı, düşük yüklerde ise verimin maksimize edilmeye çalışıldığı göz önüne alındığında, bu salınımların kabul edilebilir düzeyde düşük olduğu görülmüştür. Burada, asenkron motorun d-q eşdeğer devresi Model -1'den elde edilen amaç fonksiyonu kullanılarak optimal rotor akısı GAA ile eş zamanlı bulunmuş, kayıpların en aza indirilmesi için simülasyonda kullanılan Model -2 için giriş gücü arama kontrol algoritması yardımıyla amaç fonksiyonunda parametre değişim etkisi kaynaklı hesaba katılmayan kayıplar için küresel optimal rotor akısı bulunarak, verim maksimize edilmiş ve optimal kontrol

başarılı bir şekilde sağlanmıştır. Böylelikle arama kontrol yaklaşımı ile minimum giriş gücünü tarayarak küresel optimal rotor akısının bulunmasında GAA'nın başarılı bir şekilde uyarlandığı gösterilmiştir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, rotor akısı yönlendirmeli alan kontrolü yöntemi ile hız kontrolü sağlanan asenkron motorda, arama kontrol ve kayıp model kontrol yaklaşımını hibrit yapıyla optimal kontrol yöntemi kullanılarak yükün bir fonksiyonu olarak akı seviyesinin azaltılmasıyla kaybın en aza indirilmesi başarı bir şekilde sağlanmıştır.

KMK yaklaşımında asenkron motorda parametre değişimlerinin motor kayıplarının üzerinde etkilerinin gösterilebilmesi ve kayıp fonksiyonunda hesaba katılabilmesi için konvansiyonel üç farklı eşdeğer devre modeli, senkron referans çerçeve sistemine göre türetilmiştir. KMK yaklaşımında, optimal rotor akısının bulunabilmesi için Model-2 olarak ifade edilen yaklaşık eşdeğer devre modelinin uygun bir model olduğu, kayıpların daha doğru bir şekilde ifade ettiği gösterilmiştir.

KMK yaklaşımından optimal rotor akısını çevrimiçi eş zamanlı bulmak için önerilen iki yeni sezgisel algoritma, GAA ve İGO algoritması başarılı bir şekilde ilk kez bu çalışmada verim optimizasyonunu sağlamak için uyarlanmıştır. Böylelikle kayıp model kontrol yaklaşımı ile motorun her yüklenme durumu için verim maksimize edilmiştir. Özellikle düşük hızlarda ve yarı yükten az yüklenme durumlarında verimin maksimize edilmesi sağlanmış, motor performansı da iyileştirilmiştir.

KMK yaklaşımından optimizasyon algoritması ile çözüm uzayında küresel optimal değere ulaşabilmek için gerekli en yakın optimal rotor akısının eşzamanlı ve hızlı hesaplanabilmesi, Arama Kontrol Algoritmasının küresel optimal akı değerini bulma süresini azaltmayı sağlamıştır. Giriş gücünün azaltılması için küresel optimal akı değerini tarayan bir AK algoritması olarak GAA önerilmiş ve başarılı bir şekilde bu amaç için uyarlanmıştır.

Giriş gücü AK Algoritması ile KMK yaklaşımı kaynaklı motor eşdeğer devre parametrelerine bağımlı olma dezavantajı ortadan kaldırılmıştır. Minimum giriş gücünün aranması kaynaklı elektromagnetik moment ve akımda oluşan ilave salınımların motorun düşük yüklenme durumlarında önem arz etmeyecek kadar küçük olduğu gösterilmiştir.

Eviricinin anahtarlanması amacı ile kullanılan iki farklı anahtarlama metodu, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve histerezis akım kontrollü ile motorun kayıplarının başarılı bir şekilde en aza indirilmesi sağlanmıştır.

Uzay vektör PWM yönteminin karmaşık yapılı ve sektör seçiminin yapılması gibi zorluklar içermesine karşın uygun frekans seçildiğinde, az harmonikli akım üretmesi nedeniyle kayıpların azaltılması yaklaşımında avantajlı olduğu tespit edilmiştir. Öte yandan histerezis band akım kontrolünün daha basit yapılı olmasına karşın yeterince band genişliği kısılmadığında, akımda daha fazla harmonik oluşturduğu ve bu nedenle motorda harmonik kayıpların artmasına neden olduğu tespit edilmiştir.

Kendi tipik özellikleri kaynaklı farklarının yanında anahtarlama tekniklerinin, önerilen optimal kontrol yaklaşımında kullanılan optimizasyon algoritmaları ve AK algoritmasının performansından yapısal olarak bağımsız olmasına karşın, asenkron motordaki kayıpların anahtarlama tekniği kaynaklı değiştiğinin gösterilmesi açısından bu çalışma önem arz etmektedir.

Sonuçların, yapılan simülasyonlar ve analitik hesaplar ile doğrulanmasıyla, KMK ve AK'nın hibrit kullanımıyla geliştirilen optimal kontrol yönteminin başarılı bir şekilde asenkron motor kayıplarını en aza indirdiği ve verimi maksimize ettiği gösterilmiştir. Ayrıca önerilen yeni optimizasyon algoritmalarının eş zamanlı çalışacak şekilde uyarlanması ile gerçek zamanlı çalışmalarda kullanılabileceği kanıtlanmıştır.

Düşük hızlarda özellikle düşük yüklenmelerde motor performansında rotor akısı zayıflatılarak performansın iyileştiği ve elektromagnetik momentteki salınımların azalttığı gösterilmiştir.

Uzay vektör modülasyonunda uygun sektör seçimi ve anahtarlama yaklaşımı ile akım harmoniklerinin azaltılması mümkün olduğundan, asenkron motorda harmonikleri dikkate alan eşdeğer devre modeli yaklaşımıyla, motorda harmoniklerin ve harmonik kayıpların azalması için optimal anahtarlamanın bulunmasına yönelik bir yöntem üzerine çalışma yapmak, bu sahada yeni bir çalışma olarak değerlendirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] High Efficiency Motors (HEMS), Chapter 2, ss.13-18
- [2] Abrahamsen, F. (2000). *Energy Optimal Control Induction Motor Driver*, [Ph. D. Thesis], Institute of Energy Technology, Aalborg University,
- [3] Han, G. J. and Shapiro, S. S., (1967). *Statistical models in engineering*, John Wiley and Sons.
- [4] Thanga Raj, C., Srivastava, S. P., and Agarwal, P., (2008). Differential evolution based optimal control of induction motor serving to textile industry. *Int. J. of Computer Science*, vol. 35, no. 2, 1-8.
- [5] Kusko, A. and Galler, D. (1983). Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 1A-19, no. 4, 1983, pp. 561-570. <https://doi.org/10.1109/TIA.1983.4504256>
- [6] Kioskesidis, I., and Margaritis, N. (1996). Loss minimization in scalar controlled induction motor drives with search controller. *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 2, 213-220. <https://doi.org/10.1109/63.486168>
- [7] Kioskesidis, I., and Margaritis, N., (1996). Loss minimization in induction motor adjustable speed drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 1, 226-231. <https://doi.org/10.1109/41.481429>
- [8] Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Lipo, T. A., (1987). Optimal efficiency control of induction motor drive. *IEEE Transactions on Energy Con.* vol. EC-2, no. 1, 70-76. <https://doi.org/10.1109/TEC.1987.4765806>
- [9] Sul, S. K., and Park, M. H. (1988). A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*. vol. 3, no. 2, 192-199. <https://doi.org/10.1109/63.4349>
- [10] Pottebaum, J. R., (1984). Optimal characteristics of a variable frequency centrifugal pump motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no.1, 23-31. <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504371>
- [11] Sen, S. and Yeh, S. N., (1992). Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source. *IEEE. Trans. Energy Conversion*, vol. 7, no. 3, 537-543. <https://doi.org/10.1109/60.148576>
- [12] Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K., and Thogersen, P., (2001). Efficiency-optimized control of medium size induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, 1761-1767. <https://doi.org/10.1109/28.968189>
- [13] Xu, D., Zhu, D., and Wu, B., (2001). High performance induction motor drive with optimized excitation current control, *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conf. 36th IAS Annual Meeting* (Cat. No.01CH37248), Chicago, USA, 1673-1678. <https://doi.org/10.1109/IAS.2001.955758>

- [14] Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K., Grabowski P. Z., and Thogersen, P., (1998). On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 822-831. <https://doi.org/10.1109/28.703985>
- [15] Kirschen, D., Novotny, D. W. and Suwanhisoot, W., (1984). Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.1A-20, no. 5, 1984, pp.1244-1250. <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504590>
- [16] Park, M. H., and Sul, S. K., (1984). Microprocessor based optimal efficiency drive of an induction motor”, *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. IE-31, no. 1, 69-73. <https://doi.org/10.1109/TIE.1984.350023>
- [17] Seleme, S. I., Mendes, E., Canudas de Wit, C., and Razek, A., (1993). Experimental validation of the minimum energy approach for induction motor control”, *Proc. IEEE Conf. Systems, Man and Cybernetics*, vol. 5, 78-83. <https://doi.org/10.1109/ICSMC.1993.390828>
- [18] Jian, T. W., Schmitz N. L., and Novotny, D. W. (1983). Characteristic induction motor slip values for variable voltage part load performance optimization. *IEEE Trans. on Power Apparatus and System*, vol. PAS-102, no. 1, 38-46. <https://doi.org/10.1109/TPAS.1983.317995>
- [19] Buck, F. G. G., Gistelinck, P., and Backer, D., (1984). A simple but reliable loss model for inverter supplied induction motors. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. IA 20, no. 1, 190-201. <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504393>
- [20] Nabae, A., Otsuka, K., Uchino, H., and Kurosawa, R., (1980). An approach to flux control of induction motors operated with variable frequency power supply. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no-3, 342-349. <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503795>
- [21] Geng, Y., Hua, G., Huangang, W., and Pengyi, G., (2004). A novel control strategy of induction motors for the optimization of both efficiency and torque response. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004, Korea*, vol. 2, 1405-1410. <https://doi.org/10.1109/IECON.2004.1431784>
- [22] Thanga Raj, C., (2006). Improving energy efficiency in partial loaded induction motor-using power electronic controllers. *J. Engineering and Technology*, Vol. 1, No. 2, 2006, pp. 13-17. <https://doi.org/10.26634/jfet.1.2.941>
- [23] A. Abbondanti, *Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies*. Adjustable speed ac drives, IEEE press, B. K. Bose, ed.
- [24] Wang, F., and Qiu, Y., (2005). A modified particle swarm optimizer with Roulette selection operator. *2005 International Conference on Natural Language Processing and Knowledge Engineering*, Wuhan, China, 765-768. <https://doi.org/10.1109/NLPKE.2005.1598839>

- [25] Sujitjorn, S., and Areerak, K. L., (2004). Numerical approach to loss minimization in an induction motor. *Applied Energy*, vol. 79, no.1, 87-96. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2003.11.001>
- [26] Pryymak, B., Moreno-Eguilaz, J. M., and Peracaula, J., (2006). Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives. *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 71, no. 4-6, 290-298. <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2006.02.015>
- [27] Sundareswaran, K., and Palani, S., (1998). Artificial neural network based voltage controller for energy efficient induction motor drives. *Proceedings of IEEE TENCON '98. IEEE Region 10 International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control* (Cat. No.98CH36229), New Delhi, India, vol. 2, 410-413. <https://doi.org/10.1109/TENCON.1998.798199>
- [28] Hamid, R. H. A., Amin A. M. A., Ahmed, R. S., and El-Gammal, A. A., (2006). New technique for maximum efficiency of induction motors based on PSO. *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, QC, Canada, 2176-2181. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2006.295910>
- [29] Hamid, R. H. A., Amin A. M. A., Ahmed, R. S., and El-Gammal, A. A., (2006). Optimal operation of induction motors using artificial neural network based on Particle Swarm Optimization (PSO). *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2408-2413. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2006.372595>
- [30] El - Laben, O. S., Abdel Fattah, H. A., Emara, H. M., and Sakr, A. F., (2006), Particle Swarm Optimized direct torque control of Induction Motor. *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, France, 1586-1591. <https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347342>
- [31] Cao, C., Zhou, B., Li, M., and Du, J., (2006). Digital implementation of DTC based on PSO for induction Motors. *2006 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Dalian, 6349-6352. <https://doi.org/10.1109/WCICA.2006.1714306>
- [32] Fernandez-Bernal, F., Garcia-Cerrada, A., and Faure, R., (2000). Model-based minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no.3, 755-763. <https://doi.org/10.1109/28.845050>
- [33] Vaez-Zadeh, S., and Hendi, F. (2005). A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives", *Energy Con. and Management*, vol. 46, no. 5, 701-713. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2004.05.006>
- [34] Garcia, G. O., Luis, J. C., Stephan M. R. M., and Watanabe E. H., (1994). An efficient controller Fortran adjustable speed induction motor drive", *IEEE Trans. Ind. Elect.* vol. 41, no.5, 533-539. <https://doi.org/10.1109/41.315272>
- [35] De wit, C. C., and Seleme, S. I., (1997). Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach. *Automatica*, vol. 33, no.1, pp.63-79. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(96\)00142-2](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(96)00142-2)
- [36] Lim, S., and Nam., K., (2004). Loss minimization control scheme for induction motors. *IEE proc. Electr. Power Application*, vol. 151, no. 4, 385-397. <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040384>

- [37] Tsouvalas, N., Xydis, I., Tsakirakis, I., and Papazacharopoulos, Z., (2006). Asynchronous motor drive loss optimization. *Journal of Materials Pro. Tec.*, vol. 181, is. 1-3, 301-306. <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2006.03.062>
- [38] Chang, J. H., and Kim, B. K., (1997). Minimum-time and minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control. *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 44, no. 6, 809-815. <https://doi.org/10.1109/41.649942>
- [39] Vulosavic, S. N., and Levi, E., (2003). A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Con.*, vol. 18, no. 4, 484-493. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.816599>
- [40] Kim, D. H., (2006). GA-PSO based vector control of indirect three phase induction motor. *Applied Soft Computing*, vol.7., is. 2., 601-611. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2006.04.001>
- [41] Poirier, E., Ghribi, M., and Kaddouri, A. (2001). Loss minimization control of induction motor drives based on genetic algorithm. *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, Cambridge, MA, USA, 475-478. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2001.939348>
- [42] Valdenebro, L.R., and Bim, E., (1999). A Genetic algorithm approach for adaptive field-oriented control of induction motor drives. *IEEE Conf. Proc., Electrical machines and drives, IEMDC'99*, WA, USA, 643-645. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=769201>
- [43] Abdin, E. S., Ghoneem, G: A., Diab, H. M. M., and Deraz, S. A., (2003). Efficiency optimization of a vector-controlled induction motor drive using an artificial neural network. *Proc. of IEEE conf. IECON*, 2543-2548, <https://doi.org/10.1109/IECON.2003.1280646>
- [44] Perron, M., and Huy, H. L., (2006). Full load range neural network efficiency optimization of an induction motor with vector control using discontinuous PWM. *Proc. IEEE Symp. Ind. Electron.*, vol.1, 2006, pp. 166-170. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2006.295586>
- [45] Li, J., Xu, L., and Zhang, Z. (2005). A new efficiency optimization method on vector control of induction motor. *Proc. IEEE Conf. Electrical Machines and Drives*, San Antonio, 1995-2001. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2005.195993>
- [46] Bose, B. K., Patel, N. R., and Rajashekhra, K., (1997). A neuro-fuzzy base on-line efficiency optimization control of a stator flux oriented direct vector-controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, is.2, 270-273. <https://doi.org/10.1109/41.564168>
- [47] Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Lipo, T. A., (1987). Optimal efficiency control of an induction motor drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-2, no. 1, 70-76. <https://doi.org/10.1109/TEC.1987.4765806>
- [48] Marino, J. C., Lipo, T.A., and Blasco, V. B., (1991). Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, 940-946. <https://doi.org/10.1109/28.90351>

- [49] Galler, D. (1980). Energy efficient control of ac induction motor driven vehicles. *Conf. Record of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 301-308.
- [50] Murphy J. M. D., and Honsinger, V. B., (1982). Efficiency Optimization of Inverter-Fed Induction Motor Drives. *1982 Annual Meeting Industry Applications Society*, San Francisco, CA, USA, 544-552.
- [51] Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Lipo, T. A., (1985). On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, 610-616. <https://doi.org/10.1109/TIA.1985.349717>
- [52] Famouri P., and Cathey, J. J., (1991). Loss minimization control of an induction motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, 32-37. <https://doi.org/10.1109/28.67529>
- [53] Kioskeridis, I., and Margaris, N., (1996). Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, 213-220. <https://doi.org/10.1109/63.486168>
- [54] Cleland, J. G., McCormick V. E., and Turner, M. W. (1995). Design of an optimization controller for inverter fed AC induction motors. *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 1, 16-21. <https://doi.org/10.1109/IAS.1995.530278>
- [55] Kim, G.S. Ha In-J., and Ko, M.S., (1992) "Control of induction motors for both high dynamic performance and high-power efficiency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 4, 323-333. <https://doi.org/10.1109/41.149750>
- [56] Ojo, O., Bhat, I., and Sugita, G., (1993). Steady-state optimization of induction motor drives operating in the field weakening region. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, vol. 2, 979-985. <https://doi.org/10.1109/PESC.1993.472039>
- [57] Moreno-Eguilaz, J., Cipolla, M., Peracaula, J., and Branco, P. d. C., (1997). Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using fuzzy logic-based supervisor. *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, 1302-1308. <https://doi.org/10.1109/pesc.1997.616937>
- [58] Sundareswaran, K., and Palani, S., (1999). Fuzzy logic approach for energy efficient voltage-controlled induction motor drive. *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475)*, vol. 1, 552-554. <https://doi.org/10.1109/PEDS.1999.794624>
- [59] Sousa, G. C. D., Bose, B. K., and Cleland, J. G., (1995). Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 42, no. 2, 192-198. <https://doi.org/10.1109/41.370386>

- [60] Moreno, J., Cipolla, M., Peracaula, J., and Da Costa Branco, P. J., (1997). Fuzzy logic-based improvements in efficiency optimization of induction motor drives. *Proc. of IEEE Fuzzy Systems*, vol. 1, 219-224. <https://doi.org/10.1109/FUZZY.1997.616371>
- [61] Vulosavic, S. N., and Levi, E., (2003). Robust DSP-Based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol.50, no. 3, 560-570. <https://doi.org/10.1109/TIE.2003.812468>
- [62] Chakraborty, C., Ta, M. C., Uchida T. and Hori, Y., (2002). Fast search controllers for efficiency maximization of induction motor drives based on DC link power measurement. *Proc. IEEE conf. PCC-Osaka*, vol.2, 402-408. <https://doi.org/10.1109/PCC.2002.997552>
- [63] Ghozzi, S., Jelassi, K., and Roboam, X., (2004). Energy optimization of induction motor drives. *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT '04.*, vol. 2, 602-610. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2004.1490143>
- [64] Dong, G., and Ojo, O., (2006) "Efficiency optimizing control of induction motor using natural variables", *EEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, 1791-1798. <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.885117>
- [65] Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G., Seelba, G., and Testa, A. (2006). Efficiency optimization technique via constant optimal slip control of induction motor drive. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006., Taormina, Italy*, pp. 33-38. <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2006.1649740>
- [66] Geng, Y., Hua, G., Huangang, W., and Pengyi, G., (2004). A novel control strategy of induction motors for the optimization of both efficiency and torque response. *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Society*, 2, 1405-1410. <https://doi.org/10.1109/IECON.2004.1431784>
- [67] Gnacinski, P. (2007). Energy saving work of frequency-controlled induction cage machine. *Energy Conversion and Management*, 48, 919-926. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2006.08.002>
- [68] Ahmed, F. I., Zaki, A.M., and Ali, E.E., (1994). Terminal-impedance control for energy-saving in induction motors at no and partial loads using microprocessor. *Proc. IEE Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives*, 339, 336-341. <https://doi.org/10.1049/cp:19940987>
- [69] ONG, C.-M., (1998). *Dynamics Simulation of Electric machinery using MATLAB SIMULINK*, Prentice Hall PTR, sec.6.5, 180-183.
- [70] KHOURY, M. G. (2018). *Energy efficiency improvement of a squirrel-cage induction motor through the control strategy*, [Doctorate Thesis] National Polytechnic Institute of Toulouse (INP Toulouse).
- [71] Li, J., Xiao, F. F., Zhang, S.Q. (2017). Simplified loss model control efficiency optimization algorithm for vector control induction motor drives. *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China*, 5178-5183, <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216895>
- [72] Mergen, A. F. ve Zorlu, S., (2005). *Elektrik Makineleri - II Asenkron Makineler*. Birsen Yayınevi.

- [73] Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press Power Engineering series second edition.
- [74] Levi, E., (1994). Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines. *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Denver, USA, vol.1, 74-80. <https://doi.org/10.1109/IAS.1994.345496>
- [75] Sawant, C. T., Patil, D. R., (2016). Analysis, Simulation and Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation for Speed Control of Induction Motor. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol.03, no.04, 2163-2172.
- [76] Ting, N. S., and Sahin, Y., (2018). Effects to System Performance of Different PWM Techniques in Field Oriented Speed Control with back-to-back Converter of PMSG. *Academic Platform Journal of Engineering and Science* 6-2, 34-44. <https://doi.org/10.1016/j.ejcon.2019.02.004>
- [77] Hendawi, E., Khater, F., and Shaltout, A. (2010). Analysis, simulation and implementation of space vector pulse width modulation inverter. *Proceedings of the 9th WSEAS Int. Conf. on App. of Electrical Engineering*, 124–131.
- [78] Gilbert A. McCoy, Todd Litman, John G. Douglass (1990). *Energy-Efficient Electric Motor Selection Handbook*. The Bonneville Power USA., Chap. 1, 7-11.
- [79] Doğan, B. and Ölmez, T., (2015). A new metaheuristic for numerical function optimization: Vortex Search algorithm. *Elsevier Information Sciences* 293, 125–145. <http://doi.org/10.1016/j.ins.2014.08.053>
- [80] Dai, C., Chen, W., Ma, L., et al., (2014). Human group optimizer for global numerical optimization. *Int. J. Bio-Inspired Computation*, 6, 5, 333-349. <http://dx.doi.org/10.1504/IJBIC.2014.065586>
- [81] Dai, C., Chen, W., Lili Ran, Zhang, Y. and Du, Y., (2011). Human Group Optimizer with Local Search. *International Conference in Swarm Intelligence, ICSI 2011*, Part I, LNCS 6728, 310–320. https://doi.org/10.1007/978-3-642-21515-5_37
- [82] Dai C., Chen, W. and Zhu, Y., (2006). Seeker Optimization Algorithm. *2006 International Conference on Computational Intelligence and Security*, 225-229, 3-6 November. https://doi.org/10.1007/978-3-540-74377-4_18
- [83] Plathottam, S. J. and Salehfar, H., (2015). Transient loss minimization in induction machine drives using optimal control theory. *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 1774-1780. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2015.7409304>
- [84] Sreejeth, M., Singh, M., and Kumar, P., (2012), Efficiency optimization of vector controlled induction motor drive," *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada, 1758-1763. <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388935>
- [85] Miao, J., Li H. and Chen, S., (2008). Study on efficiency optimization control of induction motor drive system. *2008 Chinese Control and Decision Conference*, Yantai, China, 3244-3247. <https://doi.org/10.1109/CCDC.2008.4597928>

- [86] Mannan, M. A., Islam, A., Uddin, M. N., Hassan, M. K., Murata T., and Tamura J., (2021). Fuzzy-Logic Based Speed Control of Induction Motor Considering Core Loss into Account. *Intelligent Control and Automation*, 3, 229-235. <http://dx.doi.org/10.4236/ica.2012.33026>
- [87] Abdelati, R., and Mimouni, M. F., (2019). Optimal control strategy of an induction motor for loss minimization using Pontryaguin principle. *European Journal of Control*, 49, 94-106. <https://doi.org/10.1016/j.ejcon.2019.02.004>

EKLER

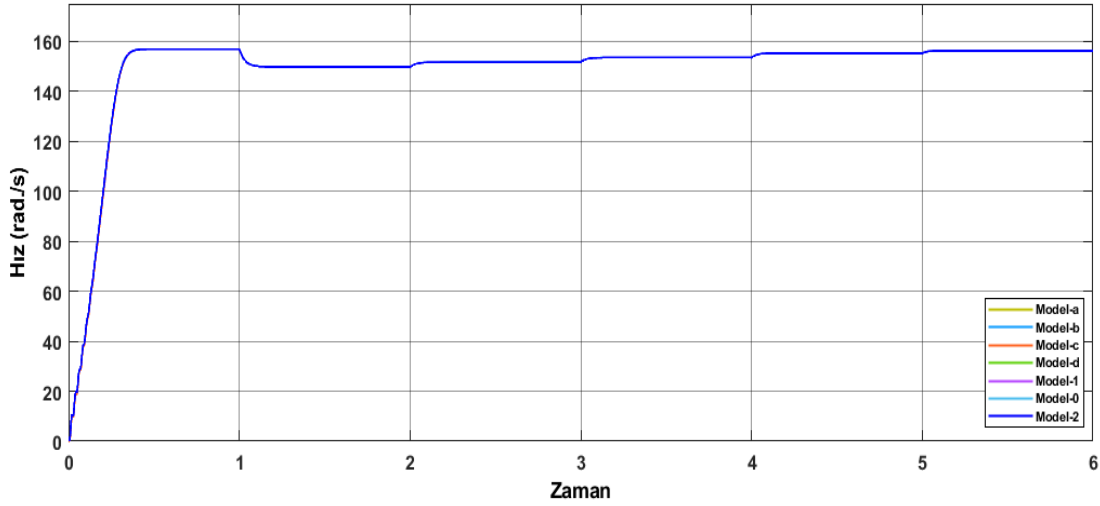
EK A. Asenkron motorun d-q ekseninde elde edilen Eşdeğer devre modellerinin 4 kW'lık örnek motor için MATLAB simulink ortamında gerçekleştirilmesi ve doğrulanması

EK B. 4 kW'lık motorun nominal gerilim ve frekans altında farklı yüklenme koşullarında işletilmesi durumuna ait çeşitli grafikler

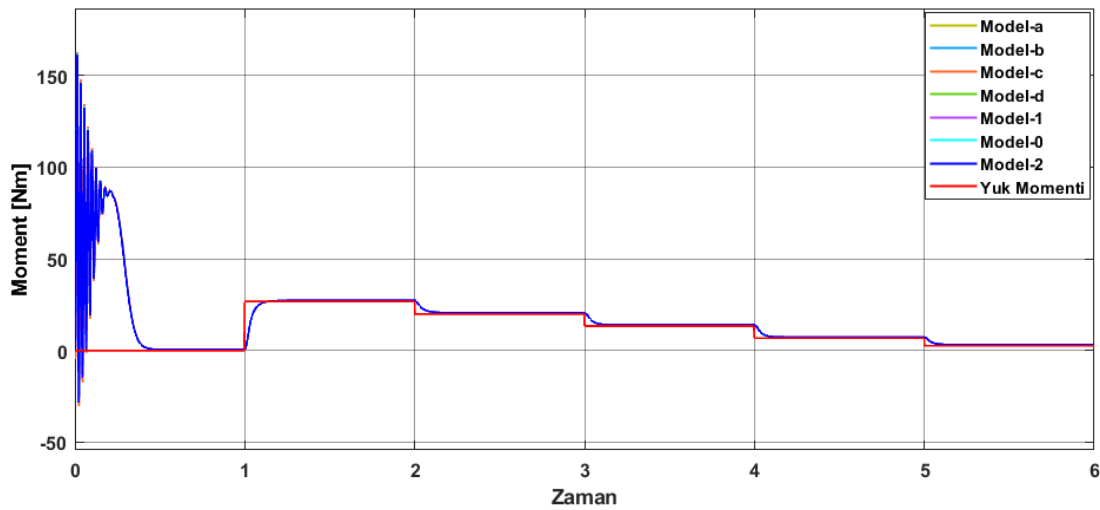
EK A

Bu bölümde; Bölüm 2’de türetilmiş olan modelleri (Model-0, Model-1, Model-2) doğrulamak amacı ile sabit referans çerçeve sisteminde, stator akımına (Model-a), stator akısına (Model-b), hava aralığı akısına (Model-c) göre modellenmiş çekirdek kaybını içeren üç model ve senkron referans çerçeveye göre çekirdek kayıplarını içermeyen, stator akımı ve rotor akısına (Model-d) göre modellenmiş farklı bir model ile karşılaştırılarak doğrulaması yapılmış ve eşdeğer devre parametreleri aşağıda verilen asenkron motora ait moment-zaman, moment hız ve stator akımı d-q bileşenlerinin zamanla değişimi verilmiştir.

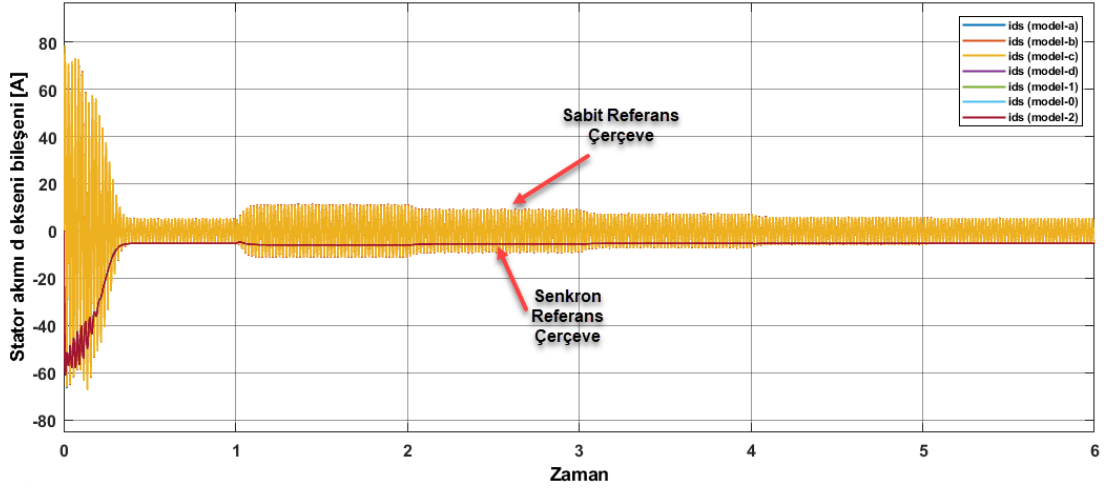
4kW, 50Hz, 400V, 8A, 1430 rpm, 26.72 Nm, Y bağlı, $R_s=1.470$, $R_r=1.470$, $R_c=790$, $L_{ls}=0.006$, $L_{lr}=0.006$, $L_m=0.192$, $B=0.004$ $J=0.026$



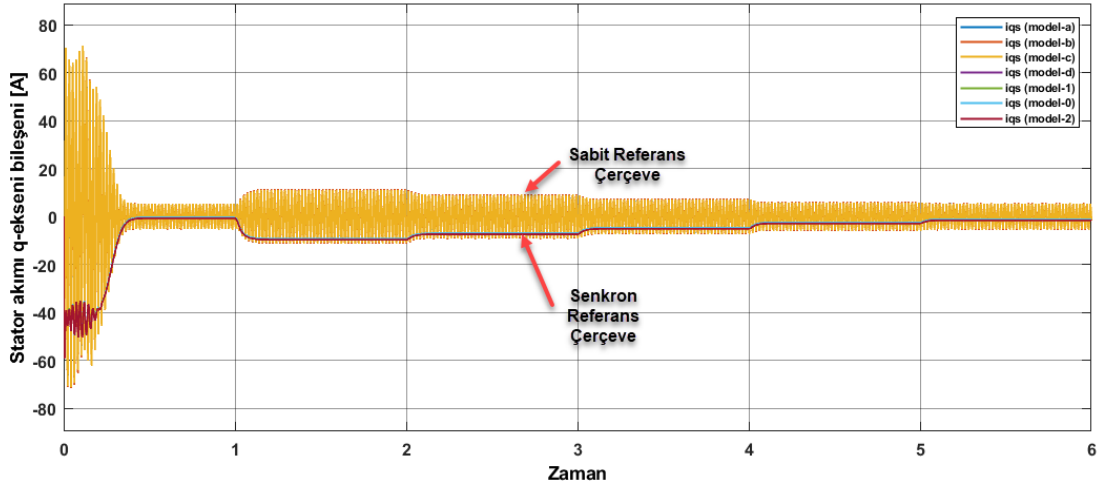
Şekil A.1. Hız [rad/s] - zaman değişimi [s]



Şekil A.2. Moment [Nm] - zaman değişimi [s]



Şekil A.3. Stator akımı d-ekseni bileşeni (i_{ds}) [A] - zaman değişimi [s]

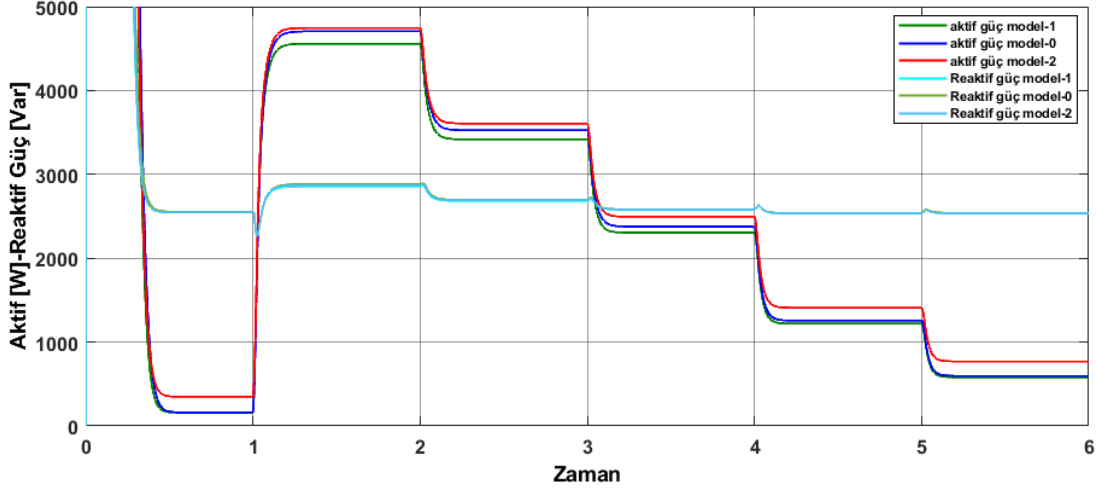


Şekil A.4. Stator akımı q-ekseni bileşeni (i_{qs}) [A] - zaman değişimi [s]

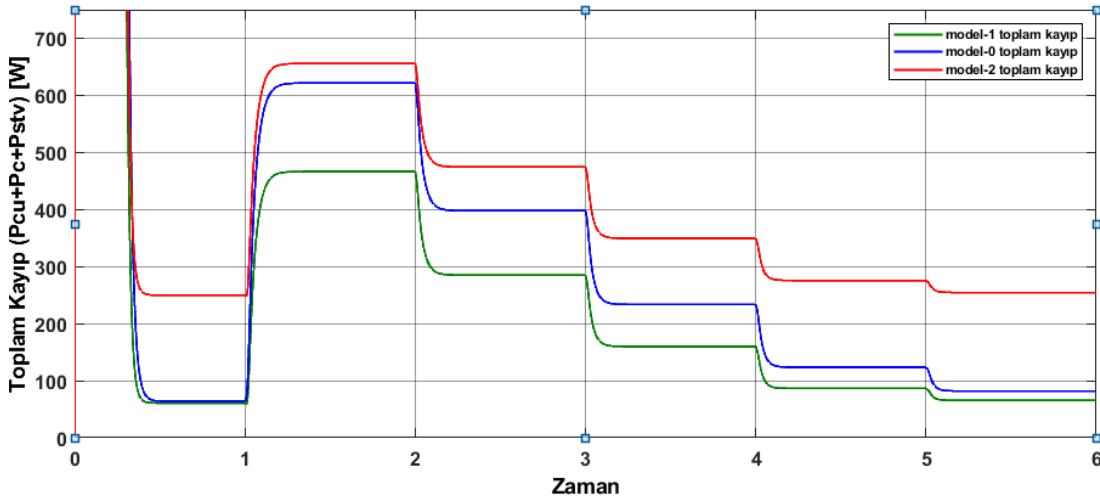
Senkron referans çerçeve sistemine göre oluşturulan ve bu tez çalışmasında kullanılan her üç modelde, farklı referans sisteminde ve farklı yaklaşımlar ile literatürde yer almış dört model ile moment ve hız performansı açısından tatmin edici düzeyde benzer olduğu Şekil A.1 ve Şekil A-2'de gösterilmiştir. Asenkron motorun d-q koordinat sisteminde modellenmesi yaklaşımlarındaki farkları gereği geçici rejimde ve sürekli halde çalışma durumunda küçük farklılıklar oluşmaktadır. Kullanılan kontrol yöntemi ve çalışmanın amacına göre model seçimi yapılmaktadır. Kayıpların gerçek motor parametrelerine en yakın temsil edildiği model -2 bu amaçla seçilmiştir. Şekil A.3 ve Şekil A.4'te referans çerçeve sistemi farklı olduğunda, motor stator d-q akımları arasındaki değişimi göstermektedir.

EK B

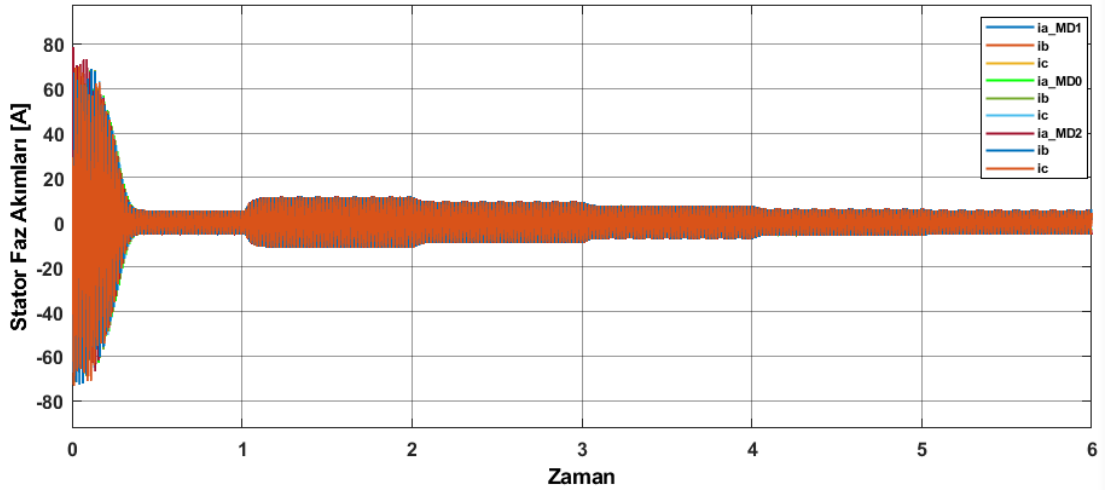
Bu bölümde; 4 kW'lık motorun sabit nominal gerilim ve frekans altında işletilirken [0-6] saniye aralığında sırasıyla boşta, tam yük, $\frac{3}{4}$ yük, yarı yük, $\frac{1}{4}$ yük ve 1/10 yüklenme duruma ait işletme değerlerinin değişimini gösterir bazı şekiller aşağıda verilmiştir.



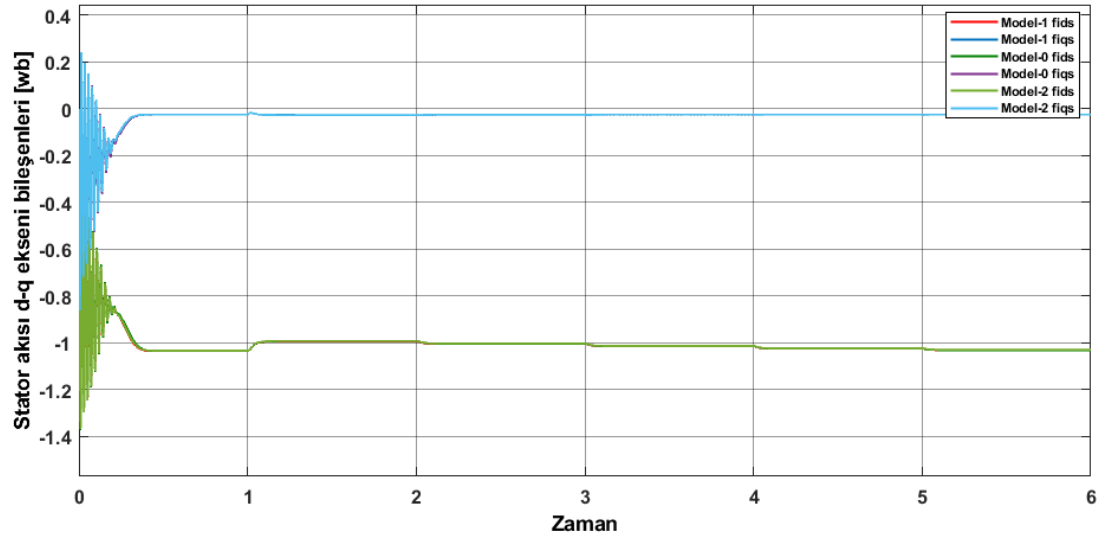
Şekil B.1. Aktif güç [W], reaktif güç [VAr] - zaman değişimi [s]



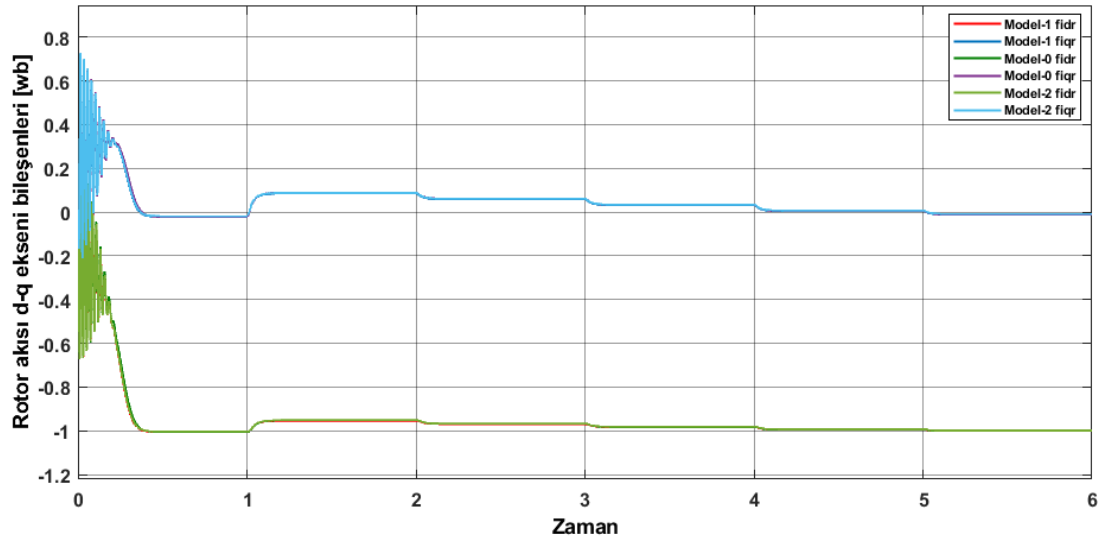
Şekil B.2. Toplam kayıp güç [W] - zaman değişimi [s]



Şekil B.3. Stator faz akımları [A] - zaman değişimi [s]



Şekil B.4. Stator akısı d-q eksenli bileşenleri [Wb] - zaman değişimi [s]



Şekil B.5. Rrotor akısı d-q eksenli bileşenleri [Wb] - zaman değişimi [s]

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Barış CEVHER

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2000, Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2004, Sakarya Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elektrik

ULUSLARARASI İNDEKSLİ DEĞİLERDEKİ ESERLERİ:

- Cevher, B., Gümüş, T., E., Turan, M., Yalçın, M. A., and Emiroğlu, S. 2022, A Single State Sliding Mode Controller Design Using Intelligent Optimization Algorithms for the Chaotic WINDMI System. *Tehnički vjesnik*, 29(2),504-510.
- Kocamaz, U. E., Cevher B., and Uyaroğlu Y. 2017. Control and synchronization of chaos with sliding mode control based on cubic reaching rule. *Chaos, Solitons & Fractals*, 105, 92-98.
- Uyaroğlu, Y. and Cevher, B. 2013. Chaos control of single time-scale brushless DC motor with sliding mode control method. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 21(3), 649-655.
- Hassan, S.Z., Li, H., Kamal, T., Trujillo, M. J. E. and Cevher, B. 2018. Load Sharing and Arrangement through an Effective Utilization of SOFC/Super-capacitor/Battery in a Hybrid Power System. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*. 43, 383-396.
- Yazıcı, İ., Yaylacı, E. K., Cevher, B. Yalçın, F., and Yüzkollar C., 2021. A new MPPT method based on a modified Fibonacci search algorithm for wind energy conversion systems. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*. 13(1), 1-11.

DİĞER ESERLER:

- Tezcan, M. M., Yetgin, A. G., Canakoglu, A. I., Cevher, B., Turan, M., and Ayaz, M. 2017. Investigation of the effects of the equivalent circuit parameters on induction motor torque using three different equivalent circuit models. *MMS 2017 MATEC Web of Conferences*, 157(01019), 1-10.
- Yetgin, A.G., Turan, M., Cevher, B., Çanakoğlu, A. İ., and Gün, A. 2019. Squirrel Cage Induction Motor Design and the Effect of Specific Magnetic and Electrical Loading Coefficient. *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers*, 7(1),1-8.
- Yetgin, A. G., Çanakoğlu, A. İ., Gün, A., Turan, M., and Cevher, B. 2018. Effect of the Induction Motor Stator Outer/Inner Diameter Ratio on the Motor Performance. *7th International Conference on Advanced Technologies (ICAT'18)*, 241-245.
- Tezcan, M. M., Yetgin, A. G., Çanakoglu, A. İ., Cevher, B., and Turan M. 2017. Induction Motor Torque Analysis using Three Different Equivalent Circuit Models. *XXII. Slovak–Polish Scientific Conference on Machine Modelling and Simulations (MMS 2017)*, 157,1-11.
- Tezcan, M. M., Çanakoglu, A.I., Yetgin, A. G., Cevher, B., Turan, M., and Gün, A. 2017. Analysis of One Phase Special Electrical Machines using Finite Element Method. *2017 International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN)*, 113-118.
- Yetgin, A. G., Turan, M., Cevher, B., Çanakoglu, A.I., and Gün, A., 2018. Induction Motor Design Process and the Effect of Output Coefficient. *ICAT'18 7th International Conference on Advanced Technologies*. 1(7), 152-159.
- Canakoglu, A. I., Tezcan, M. M., Yetgin, A. G., Cevher, B., and Turan M. 2017. Locus Diagrams of Net Magnetic Field Vector of Dual Winding Induction Motor. *11th International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMAN)*,108-112.
- Kamal, T. Nadarajah, M., Hassan, S. Z., Li, H., Mehmood, F., Hussain, I., and Cevher, B. 2016. Optimal scheduling of PHEVs in a PV based charging station. *2016 International Conference on Emerging Technologies (ICET2016)*,1-6.
- Çanakoğlu, A. İ., Tezcan, M. M., Yetgin, A. G., Cevher, B., and Turan M. 2017. Electric Field Calculation of Line Charge Distributions using Cubic Spline Interpolation *International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2017)*, 26-31.
- Cevher, B., Turan, M., and Uyaroğlu, Y., 2013. Control of chaos in the smooth-air-gap permanent magnet synchronous motor with sliding mode control *1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES)*, 463-472.
- Cevher, B. Gümüş, T.E., Emiroğlu, S. and Şahin. E. 2013. PSO based Determination of SVC Control Parameters for Power System Transient Stability Improvement. *1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES)*, 655-671.

- Uyaroğlu, Y., Kocamaz, U.E., Cevher, B. 2015. Synchronization of chaotic three-time scales brushless DC motor system by means of one state passive controller. *Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES 2015)*, 9.
- Cevher, B., Uyaroğlu, Y., and Emiroğlu, S. 2013. Chaos Control of the Chaotic Symmetric Gyroscope System. *1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES)*, 481-488.
- Cevher, B., Uyaroğlu, Y., and GÜMÜŞ, T. E., 2013. The control of the chaotic single-machine-infinite bus (SMIB) power system using two different methods. *1st International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES)*, 473-480.
- Yetgin, A.G., Turan, M., Cevher, B., Tabak, B., and Çanakoğlu A. İ., 2005. Asenkron Motor Stator Oluk Geometrisinin Eşdeğer Devre Parametrelerine Etkisinin Sonlu Elemanlar Yöntemi Kullanılarak İncelenmesi. *Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği 11.Ulusal Kongresi*, 442-449.
- Cevher, B., Turan, M., ve Tabak, B. 2005. Harmoniklerin Endüksiyon Esaslı Aktif Enerji Sayaçlarında Neden Olduğu Hatalar, *1. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu (EVK'2005)*, 168-171.
- Özdemir, A. Cevher, B., ve Güzey M. C., 2004. Enerji Sistem Harmoniklerinin Reaktif Güç Kontrol Rölelerine Etkileri. *Sakarya University Journal of Science*.184-187.
- Yazıcı, İ., Yalçın, F., Yüzkollar, C., Yaylacı, E. K., ve Cevher B. 2002. Küçük Güçlü Rüzgâr Enerji Sistemleri İçin Yeni Bir Maksimum Güç Noktası Takibi Yapısının Geliştirilmesi, *TÜBİTAK, EEEAG*, 119E284, 80.