

154971

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN ALTERNATİF AKIM KIYICISI İLE
ANLIK GÜÇ TEORİSİ TABANLI OPTİMAL ENERJİ DENETİMİ
VE PERFORMANS ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Bilal SARAÇOĞLU

Ana Bilim Dalı: Elektrik Eğitimi

Danışman: Yrd.Doç. Dr. Engin ÖZDEMİR

HAZİRAN 2004

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN ALTERNATİF AKIM KIYICISI İLE
ANLIK GÜÇ TEORİSİ TABANLI OPTİMAL ENERJİ DENETİMİ
VE PERFORMANS ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Bilal SARAÇOĞLU

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05. 05. 2004
Tezin Savunulduğu Tarih : 21. 06. 2004

Üye

Prof. Dr. Asım KASAPOĞLU

(.....
[Signature].....)

Üye

Prof. Dr. Etem KÖKLÜKAYA

(.....
[Signature].....)

Üye

Prof. Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU

(.....
[Signature].....) olumsuz göni
bildirilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Engin ÖZDEMİR

(.....
[Signature].....)

Üye

Yrd. Doç. Dr. Tarık DURU

(.....
[Signature].....)

HAZİRAN 2004

ASENKRON MOTORUN ALTERNATİF AKIM KIYICISI İLE ANLIK GÜÇ TEORİSİ TABANLI OPTİMAL ENERJİ DENETİMİ VE PERFORMANS ANALİZİ

Bilal SARAÇOĞLU

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor, Kayıp Minimizasyonu, Alternatif Akım Kıyıcısı, Optimal Enerji Denetimi, Anlık Güç Teorisi.

Özet: Bu tez çalışmasında, hafif yüklerde çalışan üç fazlı Asenkron Motorun (ASM); Faz Denetimli Alternatif Akım Kıyıcı (FDAAK) ve Darbe Genişlik Ayarlı Alternatif Akım Kıyıcı (DGAAAK) ile yapılan Anlık Güç Teorisi (AGT) tabanlı Optimal Enerji Denetimi (OED) ve performans analizi amaçlanmaktadır. Bu amaca yönelik olarak, üç fazlı 1,1 kW'lık ASM'un, laboratuvar ortamında oto-transformatörü kullanılarak yapılan deneysel çalışma ile değişik yüklerdeki performansı analiz edilmektedir. Daha sonra bilgisayar ortamında Matlab-Simulinkte oluşturulan dinamik modeli üzerinde, FDAAK ve DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışmaları yapılmakta ve elde edilen sonuçlar; verim, Güç Faktörü (GF) ve çekilen akımdaki Toplam Harmonik Bozulmuş (THB_i) açısından karşılaştırılmakta ve gerekli önerilerde bulunmaktadır.

Tez çalışmasında, ASM'un AAK ile OED'de ilk olarak, Akagi ve diğerleri tarafından 1983'de ortaya atılan AGT'nin kullanılması önerilmektedir. AGT kullanılarak yapılan OED'de, ölçülen akım ve gerilimlerin anlık değerleriyle; toplam ve Temel Güç Faktörü (TGF), gerçek ve sanal gücün doğru ve dalgalı bileşenleri sadece dört işlem kullanılarak anlık ve doğru olarak hesaplanabilmektedir. AGT, OED'ni kolay ve anlaşılır hale getirerek harmonik akımların ve momentteki dalgalanmanın Uluslar arası standartlarla belirlenen sınırlar içerisinde tutulmasına imkan sağlamaktadır.

ASM'un %20 yük momentinde verimde elde edilen kazanç, laboratuvar ortamında oto transformatörle yapılan deneysel çalışmada %49,79, bilgisayar ortamında Matlab-Simulink'de yapılan benzetim çalışmalarında; tristörlü FDAAK'da %41,52, DGAAAK'da %44,99 olmaktadır. THB_i değeri, bilgisayar ortamında yapılan OED benzetim çalışmalarında; FDAAK'da %38, DGAAAK'da %4,96; momentteki dalgalanma ise sırasıyla %37 ve %7,5 olarak gerçekleşmektedir. Tomita ve diğerleri tarafından 1988'de yapılan çalışmada %10 yük momentinde elde edilen verim artışı ise %27 olarak verilmektedir.

OPTIMAL ENERGY CONTROL AND PERFORMANCE ANALYSIS OF INDUCTION MOTOR WITH AC CHOPPER BASED ON INSTANTANEOUS POWER THEORY

Bilal Saraçoğlu

Keywords: Induction motor, loss minimization, AC chopper, optimal energy control, instantaneous power theory.

Abstract: In this study, Optimal Energy Control (OEC) and performance analysis of three-phase Induction Motor (IM), that is lightly loaded and driven by phase controlled and Pulse Width Modulated (PWM) AC chopper based on Instantaneous Power Theory (IPT) were aimed. The performance analysis of 1.1 KW three-phase IM was done by using an autotransformer on laboratory test equipment with different loading condition. Then simulation studies of dynamic model of phase controlled and PWM AC chopper driven IPT based OEC of IM in Matlab-Simulink are compared with laboratory test results by using values of efficiency, power factor and current Total Harmonic Distortion (THD_i) level and required proposals are given.

In this thesis IPT, which is first introduced by Akagi and his friends is proposed in OEC of IM via AC chopper. In IPT based OEC, measured instantaneous currents and voltages, total and fundamental power factors, DC and alternating components of real and imaginary powers can be calculated by instantaneous and correct way. IPT are easily understood in application of OEC, and harmonic currents and ripple on the torque are easily kept in levels determined by International standards.

The efficiency saving of IM in 20% loading condition is about 49,79% in laboratory test by using autotransformer, and is 41,52% and 44,99% with phase controlled and PWM AC chopper respectively. In OEC simulation studies in Matlab-Simulink, the current THD level is 38% and 4,96%; the ripple on the torque is 37% and 7,5%, in phase controlled and PWM AC chopper respectively for 20% loading of IM. In studies by Tomita and others in 1988, has a 27% efficiency improvement in 10% loading condition.

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Günümüzde endüstri, ticari ve ev uygulamalarında çok yaygın olarak kullanılan ASM'lar büyük miktarda enerji tüketmektedir. ASM yüklerinin önemli bir bölümünü taşıma bandı, yürüyen merdiven, değirmen, vinç vb. gibi hız denetimi gerektirmeyen sabit moment hız karakterli yükler oluşturmaktadır. Bu yükleri süren ASM'lar, çalışma periyotlarının önemli bir bölümünde, boş ve/veya hafif yüklerde çalıştıklarından verimleri ve GF'leri büyük oranda düşmekte ve sonuçta enerji tüketimi artmaktadır. Enerji tüketimi artışının ekonomik ve çevre boyutu dikkate alındığında, ASM'a uygulanacak enerji tasarrufu amaçlı OED'nin önemi daha iyi anlaşılmaktadır.

Tüketici tarafından her zaman çok fonksiyonlu, denetimi zor ve pahalı olan sürücüler yerine; aynı işi yapan denetimi kolay ve ucuz olan sürücüler tercih edilmektedir. Bu noktadan hareketle tez çalışmasında, yukarıda belirtilen hız ayarı ve denetimi gerektirmeyen sabit moment hız karakteristikli yükler için, eviricili sürücülere göre denetimi kolay ve çok daha ucuz olan AGT tabanlı OED'li AAK'lar önerilmektedir.. Bu amaca yönelik olarak tez çalışmasında, örnek olarak alınan üç fazlı 1,1 kW'lık ASM'un, laboratuvar ortamında oto transformatör ile değişik yük momentlerindeki gerilime bağlı performans değişimi deneysel çalışması, bilgisayar ortamında Matlab-Simulink'te FDAAK ve DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışmalarına ve elde edilen sonuçların motor performansı ve sistem verimliliği açısından analizine yer verilmektedir.

Bu çalışmada, çalışmalarına yön veren ve desteğini esirgemeyen danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Engin ÖZDEMİR'e, yaptığı önemli katkılardan dolayı Yrd. Doç. Dr. Erkan MEŞE'ye, teknik ve deneysel konularda verdiği büyük destekten dolayı hocam Yrd. Doç. Dr. Tarık DURU'ya, tez çalışmasının yürütülmesinde yaptığı katkılardan dolayı Prof. Dr. Etem KÖKLÜKAYA'ya, benzetim ve deneysel çalışmalarda yaptıkları katkılardan dolayı Arş. Gör. Mevlüt KARAÇOR ve Arş. Gör. Murat KALE'ye teşekkür ederim.

3.1.3. Motor kayıpları.....	25
3.2. Enerji Optimizasyonu.....	31
3.2.1. Motor tasarımında yapılan enerji optimizasyonu.....	32
3.2.2. Enerji denetimi ile kayıp minimizasyonu	33
3.3. ASM'un Matematiksel Dinamik Modeli	36
4. OPTİMAL ENERJİ DENETİM YÖNTEMLERİ.....	41
4.1. Giriş.....	41
4.2. Basit Durum Denetimi	42
4.2.1. TGF ($\cos \phi_1$) denetimi	43
4.2.2. Rotor kayma frekanslı denetim	44
4.3. Model Tabanlı Denetim	46
4.3.1. Alan uyumlu vektör denetimli sürücü	46
4.3.2. Skaler sürücüler.....	47
4.4. Arama Denetimi	48
4.5. Yumuşak Başlatma	50
5. AGT TABANLI OED	52
5.1. Geleneksel Güç Hesabı	52
5.1.1. Doğrusal yüklerde güç hesabı.....	52
5.1.2. Doğrusal olmayan yüklerde güç hesabı	53
5.2. Anlık Güç Teorisi	57
5.2.1. Anlık reaktif gücün fiziksel tanımı	61
5.2.2. Üç fazlı doğrusal yüklerde anlık güç hesabı	64
5.2.3. Üç fazlı doğrusal olmayan yükte anlık güç hesabı.....	65
5.3. AGT Tabanlı OED	69
6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	71
6.1. ASM Model Parametrelerinin Belirlenmesine İlişkin Deneysel Çalışmalar	71
6.2. ASM'un Gerilime Bağlı Performans Değişiminin Analizi.....	73
6.2.1. ASM'un %100 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	77

6.2.2. ASM'un %75 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	79
6.2.3. ASM'un %50 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	80
6.2.4. ASM'un %30 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	82
6.2.5. ASM'un %20 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	83
6.2.6. ASM'un %15 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi	85
6.3. Gerilim Denetimli Ve Denetimsiz ASM'da Aktif Güç Analizi.....	86
6.4. Deneysel Analiz Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	88
7. ASM'UN AGT TABANLI OED BENZETİM ÇALIŞMALARI	91
7.1. AAK'lı ASM'un Performans Analizindeki Temel Benzetim Devreleri.	91
7.2. AAK'lı ASM'un Gerilime Bağlı Performans Analizi.	102
7.2.1. DGAAAK'lı ASM'un gerilime bağlı performans analizi.....	102
7.2.2. FDAAK'lı ASM'un gerilime bağlı performans analizi.	112
7.3. Tristörlü FDAAK'lı ASM'un AGT tabanlı OED Benzetim Çalışması.116	
7.3.1. ASM'un FDAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramı.	116
7.3.2. FDAAK karakteristikleri.....	118
7.3.3. Tristörlü FDAAK'da OED sonuçları.....	124
7.3.4. IGBT'li sondan kıymalı FDAAK ile AGT tabanlı OED.	128
7.4. DGAAAK İle Yapılan OED Benzetim Çalışması	131
7.4.1. ASM'un DGAAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramı	131
7.4.2. DGAAAK karakteristikleri	133
7.4.3. DGAAAK'da OED sonuçları	137
7.4.4. Histeresiz akım denetimli DGAAAK	139
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	142
KAYNAKLAR	144
EKLER	157

KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER	166
ÖZGEÇMİŞ	167



SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

B	: Rotor ve yük toplam yapışkanlık sürtünmesi [Nm s/rad]
B_m, B_s, B_r	: Hava aralığı, stator ve rotor akıları [Wb]
$\cos\phi$: Güç faktörü veya toplam güç faktörü
$\cos\phi_t$: Temel güç faktörü veya yer değiştirme faktörü
E_1	: Hava aralığı zıt emk rms değeri [V]
f_m	: Motor hızı frekansı, mekanik frekans [1/s]
f_s	: Stator gerilimi frekansı [1/s]
f_{sl}	: Kayma frekansı [1/s]
I	: Motor hat akımı rms değeri [A]
I_r	: Statora indirgenmiş rotor faz akımı [A]
I_1	: 1. Harmonik akımı bileşeni (temel dalga) rms değeri [A]
I_2, I_3, \dots	: İkinci, üçüncü, ..., harmonik bileşen akımları rms değerleri [A]
I_H	: Sürücü girişinde hattan çekilen akım [A]
I_{HA}	: Toplam harmonik akımı rms değeri [A]
I_m	: Hava aralığı akısı akımı veya mıknatıslanma akımı [A]
i'_{dr}	: Statora indirgenmiş rotor d bileşen akımı [A]
i'_{qr}	: Statora indirgenmiş rotor q bileşen akımı (A)
$i_{a,c,k}$: Kaynağın a ve c fazlarına ait anlık akım değerleri [A]
$i_{a,c,m}$: Motorun a ve c fazlarına ait anlık akım değerleri [A]
$i_{a,rms}$: A fazına ait akımın rms değeri [A]
i_{dm}	: Mıknatıslanma d bileşen akımı [A]
i_{dRFe}	: Demir kaybı d bileşen akımı [A]
i_{ds}	: Stator d bileşen akımı [A]
i_{qm}	: Mıknatıslanma q bileşen akımı [A]
i_{qRFe}	: Demir kaybı q bileşen akımı [A]
i_{qs}	: Stator q bileşen akımı [A]
I_{kr}	: Kilitli rotor devre akımı [A]
$K(f_s)$: Frekansa bağlı doğrusal olmayan kazanç [V/A.s]
$k_{f,s}$: Stator fuko kaybı katsayısı

$k_{h,s}$: Stator histeresiz kaybı katsayısı
L'_{lr}	: Statora indirgenmiş rotor kaçak akı endüktansı [H]
L_{ls}	: Stator kaçak akı endüktansı [H]
L_m	: Miknatıslanma endüktansı [H]
M_e	: Elektromanyetik moment [Nm]
M_{kuru}	: Kuru hal sürtünme momenti [Nm]
M_m	: Motor mil momenti [Nm]
M_{mN}	: Motor nominal mil momenti [Nm]
m_r, m_s	: Rotor, stator kütlesi [kg]
M_{rzg}	: Rüzgar momenti [Nm]
M_{srt}	: Sürtünme momenti [Nm]
M_y	: Yük momenti [Nm]
M_{yN}	: Nominal yük momenti [Nm]
n_m	: Motor (mil) hızı [d/dak]
N_s, N_r	: Stator ve rotor sargısı sarım sayıları
P	: Çift kutup sayısı [W]
P_{ort}, P	: Ortalama güç, aktif güç veya doğru bileşen güç
p_{rms}	: Anlık aktif gücün dalgalı bileşeni veya dalgalı aktif güç [W]
p	: Türev operatörü
P_e	: Elektromanyetik veya mile aktarılan güç [W]
P_g	: Motor giriş aktif gücü [W]
P_{hag}	: Hava aralığı veya statordan rotora aktarılan güç [W]
$P_{k,cu,r}$: Rotor bakır kaybı [W]
$P_{k,cu,s}$: Stator bakır kaybı [W]
$P_{k,f}$: Fuko kaybı [W]
$P_{k,Fe}$: Motor demir kaybı [W]
$P_{k,h}$: Histeresiz kaybı [W]
$P_{k,k}$: Sürtücü akımından dolayı kaynakta oluşan kayıp [W]
$P_{k,mek}$: Mekanik kayıplar [W]
P_{kr}	: Kilitli rotor kayıp gücü [W]
$P_{k,rzg}$: Rüzgar kayıp gücü [W]
$P_{k,sr}$: Sürtünme ve rüzgar kayıpları [W]
$P_{k,srt}$: Sürtünme kayıp gücü [W]

P_m	: Milden alınan güç [W]
P_{mN}	: Nominal çıkış (mil) gücü [W]
\bar{p}	: Gerçek güç doğru bileşeni veya aktif güç [W]
\tilde{p}	: Dalgalı aktif güç anlık değeri [W]
\tilde{P}, P_{rms}	: Dalgalı aktif güç rms değeri [W]
\bar{q}	: Sanal güç doğru bileşeni veya reaktif güç [VAr]
\tilde{q}	: Dalgalı reaktif güç anlık değeri [IVA]
Q	: Reaktif Güç [VAr]
\tilde{Q}, Q_{rms}	: Dalgalı reaktif güç rms değeri [IVA]
R'_r	: Statora indirgenmiş rotor faz direnci [Ω]
R_{Fe}	: Demir kayıpları direnci [Ω]
R_H	: Sürücü girişindeki hat direnci [Ω]
R_s	: Stator faz direnci [Ω]
S	: Zahiri güç [VA]
s	: Yüzde (%) kayma
sqrt, \sqrt	: karekök işlemi
T	: Stator sargı sıcaklığı [$^{\circ}\text{C}$]
v	: Demir kayıpları ile ilgili 1.8 ile 2 arasında olan üstel değer
V/f	: Gerilim frekans oranı [V/Hz]
V'_{dr}	: Statora indirgenmiş rotor d bileşen rms gerilimi [V]
V_0	: Sıfır bileşen rms gerilimi [V]
$V_{a,c,k}$: Kaynağın a ve c fazlarına ait anlık gerilimler [V]
$V_{a,c,m}$: Motorun a ve c fazlarına ait anlık gerilimler [V]
$V_{abc,m}$: Motora ait anlık faz gerilimleri [V]
V_d	: d bileşen gerilimi [V]
V_{ds}	: Stator d bileşen rms gerilimi [V]
V_H	: Sürücü girişinden ölçülen hat rms gerilimi [V]
V_m, E_1	: Hava aralığı gerilimi ve motor rms gerilimi [V]
V_{mN}	: Motor nominal rms gerilimi [V]
V_q	: q bileşen rms gerilimi [V]
V_{qs}	: Stator q bileşen rms gerilimi [V]
V_s	: Stator faz rms gerilimi [V]

V_s	: Stator rms gerilim vektörü [V]
$V_{s,opt}$: Optimal çalışmadaki stator gerilimi [V]
X'_{lr}	: Statora indirgenmiş rotor kaçak akı reaktansı [Ω]
X_{ls}	: Stator kaçak akı reaktansı [Ω]
X_m	: Hava aralığı mıknatıslanma akısı faz reaktansı [Ω]
α	: Tetikleme faz açısı [rad]
α_{cu}	: Stator sargısının direnç sıcaklık katsayısı [$1/^\circ\text{C}$]
Δu	: Gerilimdeki azalma yüzdesi [%]
δ_1, δ_2	: Stator ve rotor moment açıları [$^\circ$]
Σ	: Toplama işlemi
\sim	: Doğru orantılıdır
ϕ_m	: Faz başına hava aralığı veya mıknatıslanma akısı [Wb]
λ_{dm}	: Toplam mıknatıslanma d bileşen akısı [Wb]
λ'_{dr}	: Statora indirgenmiş toplam rotor d bileşen akısı [Wb]
λ_{ds}	: Toplam stator d bileşen akısı [Wb]
λ_{qm}	: Toplam mıknatıslanma q bileşen akısı [Wb]
λ'_{qr}	: Statora indirgenmiş toplam rotor q bileşen akısı [Wb]
λ_{qs}	: Toplam stator q bileşen akısı [Wb]
ω_m	: Motor açısal hızı [rad/s]
ω_{mN}	: Nominal yükteki motor açısal hızı [rad/s]
ω_0	: Motor açısal hızının elektriksel açısal hız değeri [rad/s]
ω_e	: Stator akımı açısal hızı veya açısal frekansı [rad/s]
ω_r	: Kayma açısal hızı [rad/s]
AA	: Alternatif Akım
AAK	: Alternatif Akım Kıyıcı
AGT	: Anlık Güç Teorisi
ASM	: Asenkron Motor
BF	: Bozulmuş faktörü
C	: Kondansatör
D	: Diyot elemanı
DA	: Doğru Akım
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı

DGAAAK	: Darbe Genişlik Ayarlı Alternatif Akım Kısıyıcı
DHS	: Değişken Hızlı Sürücü
OED	: Optimal Enerji Denetimi
FDAAK	: Faz Denetimli Alternatif Akım Kısıyıcı
GF	: Güç Faktörü
GFD	: Güç Faktörü Denetleyici
GTO	: Gate Turn Off Thyristor: Kapıdan Söndürmeli Tristör
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor: İzole Kapılı Bi-polar Transistör
IHI	: Isıtma, Havalandırma ve İklimlendirme
L	: Şok bobini
MOSFET	:Metal Oxide Field Effect Transistor: Metal Oksit Alan Etkili Transistör
PI	: Proportional and Integrated Oransal ve türev denetleyici
SIT	: Static Induction Transistor: Statik İndüksiyonlu Transistör
TGF	: Temel Güç Faktörü
TGFD	: Temel Güç Faktörü Denetimi/Denetleyici
TH	: Tristör
THB _i	: Yüzde Toplam Harmonik Akım Bozulumu (%)
TR	: IGBT ve Transistör

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Değişken moment hız karakteristikli yükte enerji tasarrufu yöntemi.....	14
Şekil 2.2. Sabit moment hız karakteristikli yükte enerji tasarrufu yöntemi.....	15
Şekil 2.3. Eviricili üç fazlı ASM sürücüsü prensip şeması.....	17
Şekil 2.4. Üç fazlı tristörlü FDAAK prensip devre şeması.....	18
Şekil 2.5. Üç fazlı DGAAAK devre şeması.....	20
Şekil 3.1. ASM sürücü enerji akış şeması.....	22
Şekil 3.2. Üç fazlı ASM'un sürekli hal statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresi .	26
Şekil 3.3. Sinüsoidal gerilimle beslenen ASM'da kayıp ve güç akış diyagramı.	27
Şekil 3.4. Üç fazlı ASM fazör diyagramı: a) enerji denetimi uygulanmadan önce b) enerji denetimi uygulandıktan sonra.....	34
Şekil 3.5. ASM'un statora indirgenmiş dinamik d-q eşdeğer devresi.....	37
Şekil 4.1. Eviricili TGFD blok devre şeması.	43
Şekil 4.2. FDAAK'lı TGFD blok devre şeması.	44
Şekil 4.3. Eviricili rotor kayma frekans denetimli OED devresi blok şeması.	45
Şekil 4.4. Model tabanlı alan uyumlu OED'li sürücü blok devre şeması.	47
Şekil 4.5. Model tabanlı OED'li skaler sürücü blok devre şeması.	48
Şekil 4.6. Aramalı rotor akısı uyumlu OED'li sürücü blok şeması.	49
Şekil 4.7. Aramalı OED'li evirici tabanlı skaler sürücü blok şeması.	50
Şekil 5.1. Harmonik akım içeren devrelerde güç dört yüzlüsü.	55
Şekil 5.2. a-b-c / α - β koordinat dönüşümü.	58
Şekil 5.3. Anlık akım ve gerilim uzay vektörleri.	59
Şekil 5.4. Durağan dönüştürücüde anlık güç akışı.....	64
Şekil 5.5. a-) Anlık gerçek güç (p), b) Anlık sanal güç (q).	68
Şekil 5.6. ASM'un AGT tabanlı OED sistem blok şeması.....	69
Şekil 6.1. ASM'un tam yük kayıplarının grafiksel dağılımı.....	72
Şekil 6.2. ASM'un gerilime bağlı performans değişimi analizi deney düzeneği.	74
Şekil 6.3. Tam yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	78
Şekil 6.4. %75 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	80
Şekil 6.5. %50 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	81

Şekil 6.6. %30 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	83
Şekil 6.7. %20 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	84
Şekil 6.8. %15 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.....	86
Şekil 6.9. ASM'un değişen yük durumlarında gerilim denetimine bağlı aktif giriş gücünün değişimi.	87
Şekil 7.1. ASM'un gerilime bağlı performans analizi benzetim devresi blok şeması.	92
Şekil 7.2. ASM benzetim blok diyagramı.	92
Şekil 7.3. ASM iki fazlı d-q eşdeğer devre blok diyagramı.....	93
Şekil 7.4. ASM, a) d eşdeğer b) q eşdeğer benzetim devresi.....	94
Şekil 7.5. ASM a) d bileşen, b) q bileşen akıları hesaplama blok diyagramı.	95
Şekil 7.6. ASM d-q eşdeğer devre hız moment blok diyagramı.	96
Şekil 7.7. Tristörlü FDAAK benzetim devresi.	97
Şekil 7.8. Tristörlü FDAAK'nın bir fazına ait tetikleme benzetim blok devresi.....	97
Şekil 7.9. Sanal DGAAAK benzetim devresi.	98
Şekil 7.10. DGAAAK gerilim ayarı benzetim devresi.	99
Şekil 7.11. Akım, gerilim, toplam harmonik akımı, moment ve hız ölçüm devresi.	100
Şekil 7.12. AGT tabanlı güç bileşenleri hesaplama benzetim devresi.....	100
Şekil 7.13. Anlık güç hesaplama devresi blok diyagramı.....	101
Şekil 7.14. $abc/\alpha\beta$ gerilim dönüşümü benzetim devresi blok diyagramı.	102
Şekil 7.15. Stator geriliminin zamana göre değişimi.	103
Şekil 7.16. Stator akımının gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.	104
Şekil 7.17. Dalgalı reaktif güç bileşeninin gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.	105
Şekil 7.18. Motor aktif giriş gücünün gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.....	106
Şekil 7.19. Motor hızının gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.	107
Şekil 7.20. Motor momentinin gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.	107
Şekil 7.21. THB _i yüzdesinin gerilime bağlı zamanla değişimi.	108
Şekil 7.22. Devre parametrelerinin gerilim düşüm yüzdesine bağlı değişimleri.	109
Şekil 7.23. Dalgalı aktif güç bileşeninin zamanla gerilime bağlı değişimi.....	109
Şekil 7.24. Reaktif gücün (anlık sanal gücün doğru bileşeni) zamanla gerilime bağlı değişimi.	110
Şekil 7.25. FDAAK'da stator akımının gerilime bağlı zamanla değişimi.	112
Şekil 7.26. Motor aktif giriş gücünün gerilime bağlı zamanla değişimi.....	113
Şekil 7.27. ASM dalgalı reaktif gücün gerilime bağlı zamanla değişimi.	114

Şekil 7.28. Akımdaki THB _i 'n gerilime bağlı zamanla değişimi.....	115
Şekil 7.29. FDAAK'lı ASM'un AGT tabanlı OED benzetim devresi blok diyagramı.....	116
Şekil 7.30. FDAAK'nın denetim benzetim devresi blok diyagramı.....	117
Şekil 7.31. FDAAK'da gerilim ve akım dalga şekilleri.....	118
Şekil 7.32. FDAAK'da gerilim ve akımın optimal noktada tutulması.....	119
Şekil 7.33. %30 yük momentindeki OED'de aktif ve reaktif gücün gerilime bağlı zamanla değişimi.....	120
Şekil 7.34. Tristörlü FDAAK'da harmonik akım bileşenleri.....	121
Şekil 7.35. ASM'un OED'de zamana göre moment ve hız değişimleri.....	121
Şekil 7.36. %20 yük momentinde momentteki dalgalanma.....	122
Şekil 7.37. Yük değişiminde OED'nin gerilim ve akım cevabı.....	123
Şekil 7.38. Optimal enerji denetleyicinin moment ve hız cevabı.....	124
Şekil 7.39. %20 yük momentinde sistem performans değerlerinin gerilime bağlı zamanla değişimi.....	125
Şekil 7.40. %30 yük momentinde sistem performans değerlerinin gerilime bağlı zamanla değişimi.....	127
Şekil 7.41. IGBT'li sondan kesmeli FDAAK prensip devre şeması.....	128
Şekil 7.42. IGBT'li sondan kesmeli FDAAK tetikleme blok diyagramı.....	129
Şekil 7.43. Sondan kesmeli FDAAK'nın bir faz tetikleme benzetim devresi blok diyagramı.....	130
Şekil 7.44. Sondan kesmeli IGBT'li FDAAK'da motor akım ve gerilim dalga şekilleri.....	130
Şekil 7.45. Sondan kesmeli IGBT'li FDAAK'da kaynak gerilimi ve akımı dalga şekilleri.....	131
Şekil 7.46. DGAAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramı.....	132
Şekil 7.47. DGAAAK'lı AGT tabanlı DGAAAK'da OED'nin benzetim devresi blok diyagramı.....	132
Şekil 7.48. DGAAAK'da gerilim ve akım dalga şekilleri.....	134
Şekil 7.49. DGAAAK'da harmonik akım bileşenlerinin dağılımı.....	135
Şekil 7.50. DGAAAK'da %20 yük momentinde momentteki dalgalanma.....	135
Şekil 7.51. Yük değişiminde optimal enerji denetleyicinin performansı.....	136
Şekil 7.52. %20 yükteki OED'de devre parametrelerinin gerilime bağlı	

değişimleri.....	138
Şekil 7.53. Bir fazlı histeresiz akım denetimli DGAAAK benzetim devresi blok diyagramı.....	140
Şekil 7.54. Histeresiz akım denetimli DGAAAK'da motor gerilim ve akım dalga şekilleri.....	141



TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Asenkron motor kayıplarını düşürme yöntemleri.....	32
Tablo 6.1. ASM etiket bilgileri	71
Tablo 6.2. Boş çalışma deneyi sonuçları (Üçgen bağlantı için).....	71
Tablo 6.3. Kilitli rotor deneyi sonuçları.....	71
Tablo 6.4. ASM sürekli hal devre parametreleri.....	71
Tablo 6.5. Örnek alınan ASM'da tam yük kayıp dağılımı.....	72
Tablo 6.6. ASM'un tam yük momentindeki performans analizi sonuçları.	77
Tablo 6.7. ASM'un %100 (tam yük) momentindeki yüzde performans değerleri. ...	77
Tablo 6.8. ASM'un %75 yük momentinde performans analizi sonuçları.	79
Tablo 6.9. ASM'un %75 yük momentinde yüzde performans değerleri.	79
Tablo 6.10. ASM'un %50 yük momentinde performans analizi sonuçları.....	80
Tablo 6.11. ASM'un %50 yük momentinde yüzde performans değerleri.	81
Tablo 6.12. ASM'un %30 yük momentinde performans analizi sonuçları.....	82
Tablo 6.13. ASM'un %30 yük momentinde yüzde performans değerleri.	82
Tablo 6.14. ASM'un %20 yük momentinde performans analizi sonuçları.....	83
Tablo 6.15. ASM'un %20 yük momentinde yüzde performans değerleri.	84
Tablo 6.16. ASM'un %15 yük momentinde performans analizi sonuçları.....	85
Tablo 6.17. ASM'un %15 yük momentinde yüzde performans değerleri.	85
Tablo 6.18. ASM'un değişik çıkış güçlerinde Δu 'ya bağlı giriş gücü değişimleri. ...	87
Tablo 7.1. %20 yük momentinde yapılan OED benzetim sonuçları.....	125
Tablo 7.2 . %30 yük momentinde yapılan OED benzetim sonuçları.....	126
Tablo 7.3. %20 yükte AGT tabanlı OED benzetim çalışması sonuçları.....	137
Tablo 7.4. %20 yükte OED benzetim çalışması sonuçlarının normalize değerlere göre yüzde bağıl değerleri.....	138

1. GİRİŞ

ASMLar, yapılarının basit ve sağlam, moment hız karakteristiğinin düzgün, bakım ve kullanımının kolay olması ve doğrudan şebekeden çalışabilmesi gibi özellikleri ile endüstri, ticari, tarım, ulaşım ve ev tipi uygulamalarda çok yaygın olarak kullanılmaktadır. ASM'lar, verimleri sürekli mıknatıslı senkron motorlar ve fırçasız Doğru Akım (DA) motorlarına göre daha düşük olmasına rağmen, yukarıda belirtilen üstünlüklerinden dolayı daha çok tercih edilmektedir. Güç elektroniğinde sağlanan gelişmelerle birlikte, DA motorlarına alternatif olarak geliştirilen vektör denetimli sürücüler ile ASM'ların kullanım alanları sürekli genişlemekte ve büyük olasılıkla önümüzdeki yıllarda da önemli bir elektrik enerji tüketim elemanı olarak gündemde kalacağı anlaşılmaktadır.

Bugün, tüketilen elektrik enerjisinin büyük bir kısmını ASM'ların oluşturduğu bilinmektedir. Tüketilen toplam elektrik enerjisinin yaklaşık %56'sını elektrik motorları, bunun da %96'sını ASM'lar oluşturmaktadır. Buradan, tüm elektrik enerjisinin %53'nün ASM'lar tarafından tüketildiği anlaşılmaktadır (Blaabjerg ve diğerleri 1997). ASM'lar, tüm elektrik makinalarında olduğu gibi, anma değerinin %50'sinin altındaki yüklerde çalıştırıldığında verimleri büyük oranda azalmakta ve bunun sonucu olarak fazladan enerji tüketimine sebep olmaktadır. Enerji tüketiminin artması yeni güç santrallerinin ve yeni ilave tesislerin kurulmasına, mevcut iletim, dağıtım hatlarının yenilenmesine dolayısıyla büyük yatırımların yapılmasına neden olmaktadır. Eğer enerji tüketimindeki artış düşürülebilirse, bu alanda yapılacak yeni yatırımlar ertelenerek halkın refahını artıracak daha önemli alanlarda kullanılmasına fırsat verecektir. Ayrıca aynı işin daha verimli enerji dönüşüm süreçleri kullanılarak daha az enerji ile yapılabilmesi, tüketici açısından kaynak tasarrufuna yol açacağından enerji tüketiminin azaltılması yönünde basit bir teşvik unsuru olarak görülmektedir.

Fazladan enerji tüketiminin önlenmesinin iki yolu vardır: birincisi, yüksek kaliteli malzemeler kullanılarak ve tasarımda yapılan değişikliklerle motor veriminin

artırılmasıdır. Bu yöntem (tez çalışma konusunun dışındadır) ile verim artırma %75 ve daha büyük yükler için mümkün olmakta daha küçük yüklerde ise günümüz teknolojisinde mümkün olmamaktadır. Tez çalışmasının temelini oluşturan ikinci yöntem ise, ASM'a OED uygulanarak enerji kayıplarını azaltmak ve motorun her yükte maksimum verimde çalışmasını sağlamaktır.

ASM'lar üzerinde enerji tasarrufuna yönelik olarak yapılan ilk çalışma, NASA'da Frank J. NOLA tarafından 70'li yılların sonlarında yapılmıştır. Bu çalışmada, değişik yüklerde çalışan bir fazlı ASM'un, besleme geriliminin, stator akımının bir fonksiyonu olarak, triyaklı gerilim denetleyici ile düşürülerek enerji kayıplarının azaltılması ve motor veriminin artırılması deneysel olarak gerçekleştirilmektedir. Başlangıçta bu teknolojinin üç fazlı motorlara uygulanmasında kararlılık ve güvenilirlik açısından zorluklarla karşılaşmıştır. 1980'li yılların başlarında, üç fazlı motorlara uygulanabilecek şekilde bu teknolojiye değişiklikleri kapsayan patent başvuruları yapılmış, fakat istenilen sonuçlar tam olarak alınamamıştır (AuCom Electronics 1997).

Günümüzde İHİ (Isıtma, Havalandırma ve İklimlendirme) ve pompa gibi yükler ile hız denetimi gerektiren diğer yüklerin enerji tasarrufu amaçlı denetiminde evirici tabanlı sürücüler kullanılmaktadır. Bu tür yüklerde, giriş gücü hızın karesi veya küpüne bağlı olarak değiştiğinden, maksimum enerji tasarrufu yapabilmek için evirici tabanlı sürücülerin kullanımı zorunlu olmaktadır.

Hız ayarı ve denetimi gerektirmeyen uygulamalarda ASM'un enerji tasarrufu amaçlı denetiminde DGAAK'ların kullanılması maliyet ve denetim kolaylığı açısından evirici tabanlı sürücülere tercih edilmektedir. Hız denetimi ve ayarı gerektirmeyen yüklerde kullanılan ASM'ların enerji tasarrufu amaçlı denetiminde, yakın zamana kadar FDAAK'ları kullanılmaktaydı. FDAAK'larda, çıkış gerilimi dalga şeklinin kötü olmasından dolayı, kaynaktan çekilen akımda düşük frekanslı yüksek genlikli harmonik bileşen akımları bulunmaktadır. Düşük frekanslı bu harmonik akımları, küçük endüktanslı motor sargıları tarafından filtre edilemediğinden, şebekeye verilerek güç sisteminde ilave kayıplara ve güç kalitesinin düşmesine yol açmaktadır. Aynı zamanda harmonik akımlarının motorda oluşturduğu ilave kayıplar nedeniyle

verimde elde edilen kazanç düşmekte, ayrıca momentte dalgalanmalara ve gürültüye yol açmaktadır. Düşük frekanslı harmonik akımları, ancak büyük güçteki band geçiren filtre devreleri ile etkisiz duruma getirilebildiğinden sistemin maliyeti artmaktadır. DGAAAK'larda ise çıkış gerilimi dalga şekli sinüs formuna çok yakın olduğundan çekilen akımda yüksek frekanslı düşük genlikli harmonik akım bileşenleri bulunmaktadır. Yüksek frekanslı bu harmonik akımların önemli bir kısmı motor sargıları tarafından filtre edilebildiğinden kaynaktan çekilen akım çok az harmonik içermekte ve ideale çok yaklaşmaktadır.

ASM'un enerji tasarrufu amaçlı denetimi konusunda son yıllardaki yayınlarda DGAAAK'ların kullanıldığı görülmektedir. Yapılan bu çalışmalar genel olarak; harmonik akımlarının ve anahtarlama kayıplarının azaltılması, kıyıcı giriş GF'nün yükseltilmesi, gerilim dengesizliğinden kaynaklanan kayıpların ve akustik gürültülerin azaltılması konularını kapsamaktadır.

ASM'un DGAAAK ile enerji tasarrufu amaçlı denetimi konusunda yapılan çalışmalarda, güç ve GF gibi önemli devre parametrelerinin hesaplanması, bilinen geleneksel Fourier analizi yardımıyla oldukça karmaşık ve uzun zaman gerektiren trigonometrik işlemlerle gerçekleştirildiği görülmektedir. Bu hesaplama yöntemi, yüksek işlem kapasiteli hızlı bir işlemciyi gerektirdiğinden sistemin maliyeti artmaktadır. Harmonik akımlar içeren sistemlerde devre gerilimi ve akımı arasındaki faz açısı ile devre gerilimi ve temel dalga akımı arasındaki yer değiştirme açısının ölçülmesi söz konusu olmadığından devrenin GF ve TGF'nün ve bunlara ilaveten doğru ve dalgalı güç bileşenlerinin geleneksel yöntemlerle doğru olarak hesaplanması oldukça zordur. Bununla birlikte, geleneksel OED sistemlerinde şebekeye verilen harmonik akımlar, moment ve hızdaki dalgalanmalar denetlenemediğinden bunların şebekeye ve mekanik sisteme yaptıkları zararların boyutunun bilinmemesi denetim tekniği açısından önemli bir eksiklik oluşturmaktadır.

Tez çalışmasında, ASM'un AAK ile OED'de ilk olarak, Akagi ve diğerleri tarafından 1983'de ortaya atılan AGT'nin kullanılması önerilmektedir. AGT kullanılarak yapılan OED'de, ölçülen akım ve gerilimlerin anlık değerleriyle; toplam

ve temel GF, gerçek ve sanal gücün doğru ve dalgalı bileşenleri sadece dört işlem kullanılarak anlık ve doğru olarak hesaplanabilmektedir. AGT, OED'ni kolay ve anlaşılır hale getirerek harmonik akımların ve momentteki dalgalanmanın standartlarla belirlenen sınırlar içerisinde tutulmasına imkan sağlamaktadır.

Aşağıda, ASM'un enerji tasarrufu amaçlı denetimine yönelik olarak bugüne kadar yapılan çalışmaların zeti verilmektedir.

1.1. Tez Konusunda Yapılan çalışmaların zeti

ASM'larda enerji tasarrufuna yönelik ilk çalışmalar, 1977 yılında Amerikan NASA kuruluşunda alışan Frank NOLA ile başlamıştır. NOLA, GF denetleyici olarak bilinen bir sürücü ile; bir fazlı ASM'un, sabit GF faktörüne dayalı akım geri beslemeli denetim sistemi kullanarak, değişik yüklerdeki verim artışını gerçekleştirmiştir. Kk yüklerde görülen sınırlamalar nedeniyle günümüzde fazla kullanılmamaktadır (George ve diğeri 1983).

Mohan (1980), 1/3 hp'lik bir fazlı ASM'un; Oto transformatör üzerinden sürülen tristörlü FDAAK ile, değişik yük durumlarında minimum akım tekniğine dayalı OED'ni deneysel ortamda gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada, motorun değişik yüklerde verimlilik ve harmonik analiz sonuçları verilmektedir.

Rowan (1983), ASM'un; değişik denetim teknikleri kullanılarak tristörlü FDAAK ile yapılan OED'nin sayısal olarak performans analizlerini yapmış ve bunları grafiklerle desteklemiştir. Ayrıca maksimum verim ve minimum giriş gücünün farklı kaymalarda gerçekleştiğini ve bu durumun OED'de dikkate alınmasını önermektedir.

Kusko (1983), DA ve Alternatif Akım (AA) sürücülerinde açık ve kapalı çevrim kayıp minimize yöntemlerini incelemiş ve kayıpları ifade eden eşitlikleri vermiştir.

Sul (1988), ASM'un akım kaynaklı evirici beslemeli OED'de manyetik akı optimize tekniklerini incelemiştir. Yapılan OED'de harmonik ve doyma etkilerinin dikkate alınmasını önermektedir.

Deleroi (1989), üç fazlı tristörlü FDAAK performansını geliştirme yöntemlerinin analizini yapmış ve laboratuvar ortamında gerilim denetleyicinin çeşitli tetikleme açılarındaki performansını incelemiştir. Yüksek akım ve moment dalgalanmasına neden olmayan, dinamik tetikleme açılı anahtarlama özelliğine sahip, tristörlü gerilim denetleyici modeli verilmektedir.

Umans (1989), ASM'da anma değerleri ve verimi belirleyen faktörleri incelemiş ve kayıp mekanizmalarını açıklamaktadır.

Famouri (1991), eviricili ASM sürücüsünün, hafif yüklerde maksimum verim noktasında çalışmasını sağlayan pratik yöntemler önermekte ve bu amaca yönelik uyarlanabilir (adaptive) denetleyici tasarımını açıklamaktadır.

Bruneli (1992), ASM'un, iki faz akım algılayıcı kullanılarak dengeli ve dengesiz gerilim çıkışlı DGAAAK ile yapılan, denetim analizi benzetim çalışmasının, akım ve gerilimdeki harmonikleri de içeren sayısal sonuçları ve bu sonuçların deneysel sonuçlar ile karşılaştırılmaları verilmektedir.

Casadei (1992), iki faz akım algılayıcı ve dört çift yönlü anahtarlama elemanlı DGAAAK'nın, dengeli ve dengesiz gerilimde performans analizinin harmonik akımları da içeren sayısal sonuçları verilmektedir.

Cleland (1995), hız, gerilim ve hız düzeltme gibi üç ayrı kısımdan oluşan entegre sürücü modeli geliştirmiş ve laboratuvar ortamında başarılı bir şekilde test etmiştir. Değişik yüklerde, giriş gücünde anma değerinin %2'si kadar yapılan bir azaltma ile ASM sürücü veriminde %2' den %16'ya kadar bir iyileşme sağlanabileceği gösterilmektedir.

Blaabjerg (1995), 3, 7.5, ve 22 kW gibi farklı güçlerdeki üç fazlı ASM'lar üzerinde değişik özelliklerdeki yumuşak yol verici performanslarını test etmiştir. Modern yumuşak yol vericilerin düşük ve sabit akımla kalkış ve özellikle düşük yüklerde çalışan motorlarda enerji tasarrufu yapma özelliklerine sahip olduğunu ifade etmiştir. Yapılan testlerden, küçük motorlar için, düşük yüklerde anma gücünün %4'üne

kadar varan enerji tasarrufu yeteneği, buna karşılık uzun geri ödeme (pay-back) süresine sahip oldukları sonucuna varılmaktadır.

Barlak (1996), akım denetimi ve moment dalgalılık minimizasyon stratejisine sahip tristörlü ASM yumuşak yol vericinin tasarımı gerçekleştirmiş; aşırı yük, aşırı ve düşük gerilim, sıcaklık gibi faktörlere karşı performans analizini yapmıştır.

Kioskeridis (1996), minimum stator akımı ve minimum giriş gücü arama teknikli eviricili sürücülerle yapılan OED çalışmalarının analizi yapılmış sonuçlar formül ve grafiklerle desteklenmiştir. Minimum giriş gücü tekniği kullanılarak yapılan OED'de karşılaşılan problemler açıklanarak ideal çözüm olarak minimum stator akımı OED tekniğinin kullanılması önerilmektedir.

Benboized (1996), ASM'ların Güç Faktörü Denetleyici (GFD) ile enerji tüketimi optimizasyonu konusunda kapsamlı bir çalışma yapmıştır. Bu çalışma ile her motor için giriş gücünün minimum, verimin maksimum olduğu hesap edilebilen karakteristik bir optimum GF değerinin bulunduğu sonucuna varılmıştır. Yapılan deneyler sonucunda bu yöntemle bir fazlı kondansatörlü motorlarda önemli miktarlarda enerji tasarrufu potansiyelinin olduğu kanıtlanmaktadır.

Moreno (1997), ASM'da bulanık mantık tabanlı optimum akı arama denetleyici ile yapılan OED deneysel sonuçları verilmiştir. Bu denetleyici ile, motorun dinamik çalışma kipinde bile verim optimizasyonu yapılabileceği gösterilmektedir.

Sastry (1997), sürekli hal çalışmada enerji optimizasyonu yapan, gerilim denetimli yumuşak yol vericili ASM sürücüsünde, minimum akım tekniği yöntemiyle verim optimizasyonu çalışması yapmıştır. Yol verme işleminin sonu, iletimde olmayan tristörün uçlarındaki gerilimin ölçülmesi ile belirlenmiştir. Benzetimler SABER paket programı ile yapılmış, elde edilen sonuçlar deneysel olarak desteklenmektedir.

Blaabjerg (1997), hız ayarı gerektirmeyen fakat değişken yüklere sahip ASM sürücülerinde OED'nin iki temel yaklaşımı üzerinde durmaktadır. Bunlar, yük değişmesi ile birlikte hızın sabit kalması istenen uygulamalarda besleme gerilimi ile

birlikte frekansın da ayarlanabildiği eviricili sürücü yaklaşım, diğeri ise değişen yükte birlikte hız değişiminin önemli olmadığı uygulamalarda ise sabit besleme frekansında motor geriliminin ayarlanabildiği AAK'lı sürücülü yaklaşımdır. Ayrıca, üç farklı güçteki ASM üzerinde yedi ticari yumuşak yol verici kullanılarak yapılan OED deneysel sonuçları verilmektedir.

Abrahamsen (1998), değişken moment hız karakterli IHİ, pompa ve sabit moment hız karakterli diğere uygulamalarda kullanılan standart ve yüksek verimli ASMLarda uygulanmakta olan OED yöntemleri ile sayısal ve vektör denetimli sürücülerin analizlerini yapmıştır. Örnek olarak, belirli bir çalışma periyodu içinde çalışan pompa sisteminin OED analiz sonuçları verilmektedir. Yapılan çalışmada sabit moment uygulamaları için model tabanlı, IHİ sistemler için ise GFD önerilmektedir.

Fuchs (1998), hafif yüklerde çalışan bir ve üç fazlı ASM'ların tristör/triyak ile yapılan OED deneysel sonuçlarının verim, güç ve harmonikler açısından analizi yapılmaktadır.

Johan (1998), elektrik makinelerinde demir nüve kayıplarının sonlu elemanlar yöntemi ile iki aşamalı olarak yüksek doğrulukta tahmin edilmesini sağlayan algoritmayı vermektedir.

Sundareswaran (1999), hafif yüklerde çalışan ASM performansının, stator gerilimi denetimi ile her yük değeri için bir optimal kayma değerin elde edilerek artırılabilceğini açıklamaktadır.

Lukitsch (1999), yumuşak yol vericilerin ve ayarlanabilir hızlı sürücülerin, temel çalışma prensipleri ve motor performansına etkileri açısından seçimini incelemektedir.

Chary (1999), 4 kutuplu 4.1kV'luk bir ASM'un sabit akı altında DGA'lı evirici ile OED ve performans analizi sonuçlarını vermektedir.

Zenginobuz (2000), ASM'un minimum moment dalgalanması ile sabit akımda kaldırmak için gerekli yumuşak yol vericinin tasarımını gerçekleştirmiştir.

Abrahamsen (2000), İHİ sistemlerinde kullanılan ayarlanabilir hızlı sürücülerde bütün yük koşullarında, kayıpların minimize edilmesi yöntemiyle OED konusunda doktora çalışması yapmıştır.

Drevensek (2001), üç fazlı ASM'un evirici tabanlı sürücü kullanılarak, demir kayıpları minimizasyon tekniği ile OED konusunda doktora çalışması yapmıştır.

Wee (2001), ASM'un alan uyumlu denetiminde demir nüve kayıplarının etkisini incelemiştir. Demir nüve kayıpları senkron hızda dönen d-q referans ekseninde, stator gerilimine bağlı olarak, mıknatıslanma direncine paralel olarak modellemiştir.

Mannan (2002), değişken hızlı ASM sürücülerin, demir kayıplarını içeren, akı uyumlu OED yöntemlerinin analiz sonuçları verilmektedir.

Leidhold (2002), kayıpların minimize edilmesi yöntemiyle üç fazlı asenkron generatörün akı uyumlu denetimini gerçekleştirmiştir.

Fuchs (2002), ASM'un tristör ve triyaklı FDAAK'larla yapılan OED'de verimi artırılırken, güç faktörünün (kayıp girişinden yapılan ölçüme göre) artırlamadığını ve dolayısıyla besleme trafosunun gerçek güç kapasitesindeki azalmanın önlenemediğini ve aynı zamanda akımdaki harmonik miktarının IEEE 519 and IEC 555 standartlarında belirtilen değeri aşacağı ifade etmektedir.

Grantham (2003), önerilen yöntemle ASM'un normal çalışma, hızlanma ve kilitli rotor durumlarındaki anlık; akım, gerilim, güç, GF ve hız gibi parametreleri, kullanılan on-line izleme yöntemiyle, birkaç yüz μ S veya bir iki örnekleme periyodu içerisinde belirlenebilmektedir.

1.2. Problemin Tanımı

Endüstri, ticari ve ulaşım sistemlerinde kullanılan iş makinalarının tahrikinde üç fazlı ASMLar çok yaygın olarak kullanılmakta ve bunların önemli bir kısmını da hız denetimi ve ayarı gerektirmeyen uygulamalar oluşturmaktadır. Bu tür yüklerin tahrikinde kullanılan üç fazlı ASM'ların; gerek büyük güçlerde seçilmesi, gerekse günlük çalışma periyotlarının önemli bir bölümünde küçük yüklerde veya boşta çalışmaları gibi nedenlerden dolayı, GF ve verimleri oldukça düşmektedir. Bunun sonucu olarak ASM'lar fazladan enerji tüketimine, iletim ve dağıtım şebekelerinin kullanılabilir kapasitelerin düşmesine ve ekonomik kayıplara yol açmaktadır.

Günümüzde hız ayarı ve denetimi gerektirmeyen sabit moment hız karakterli yüklerin sürülmesinde; tristörlü FDAAK veya enerji denetimli modern yumuşak yol verici ve eviriciler kullanılabilir. Tristörlü FDAAK'lar, çıkışındaki gerilim dalga şeklinin bozuk olmasından dolayı, kaynağa düşük frekanslı büyük değerde harmonik akımları vererek şebekeye ait iletim ve dağıtım hatlarında ilave kayıplara transformatör etkin kapasitelerinin düşmesine; mekanik sistem ve motorda oluşan gürültü ve titreşimler nedeniyle mekanik sistemin zarar görmesine ve gürültü nedeniyle çevre kirliliğine yol açmaktadır.

Son zamanlarda ASM'un, FDAAK ile yapılan OED'de görülen yukarıda belirtilen olumsuz etkilerin minimuma indirilebildiği IGBT'li DGAAAK ile OED konusunda çalışmalar yapılmaktadır.

DGAAAK'da çıkış gerilim dalgası sinüse çok yakın olduğundan, yüksek frekanslı düşük genlikli harmonik akımları üretilmektedir. Yüksek frekanslı harmonik akımlarının büyük miktarı motor sargı endüktansları tarafından kolaylıkla filtre edildiğinden kaynağa, IEEE 519 standartlarda verilen sınırların içinde kalan, ($THB_1 < 5\%$) çok az miktarda harmonik akımları verilmektedir.

ASM'un DGAAAK ile yapılan OED çalışmalarında anlık gerçek ve sanal güçlerin hesaplanması, uzun ve karmaşık trigonometrik işlemler içeren Fourier analiz yöntemiyle yapıldığından, yüksek kapasiteli ve hızlı işlemci gerektirdiğinden

sistemin maliyeti artmaktadır. Geleneksel yöntemle yapılan anlık güç hesaplamalarında her bir harmonik gerilim ve akım bileşeni için faz açılarının ölçülmesi de gerekmektedir. Pratikte bunu gerçekleştirmek çok zor olduğundan sadece temel akım ve gerilim dalgalarının oluşturduğu anlık güçler ve dolayısıyla doğru bileşen aktif ve reaktif güçler hesaplanabilmektedir. Ayrıca, geleneksel yöntemle yapılan aktif ve reaktif güç hesaplamalarında akım ile gerilim arasındaki faz açısının da ölçülmesi gerekmektedir. Harmonik akım içeren devrelerde temel faz açısının filtre kullanılmadan doğru olarak ölçülmesi mümkün olmamaktadır. geleneksel anlık güç hesaplama yöntemleri kullanılarak yapılan OED'lerde şebekeye verilen harmonik akımları ile momentteki dalgalanmalar bilinmediğinden denetlenememektedir.

Tez çalışmasında, AAK'lı ASM sürücülerinde OED için, sürücü kayıpları ile birlikte harmonik akımları ile moment dalgalılığının denetlenebildiği, AGT tabanlı yeni bir OED algoritması önerilmektedir. Önerilen yöntemde, yol verme işleminin bitiminin belirlenmesinde ve yük momentinde meydana gelen değişmelerin algılanmasında akım bilgisi kullanıldığından ayrıca bir hız ve moment algılayıcısına ihtiyaç yoktur.

1.3. Tezin Amacı

ASM'un AAK ile enerji tasarrufu amaçlı OED konusunda yapılan çalışmalarda güç ve GF gibi önemli devre parametrelerinin hesaplanması, karmaşık trigonometrik işlemler içeren Fourier analizi yöntemiyle yapıldığından yüksek işlem kapasiteli hızlı bir işlemciyi gerektirdiğinden sistemin maliyeti artmaktadır. Bununla birlikte, geleneksel OED sistemlerinde şebekeye verilen harmonik akımlar, moment ve hızdaki dalgalanmalar denetlenemediğinden bunların şebekeye ve mekanik sisteme yaptıkları zararların boyutu bilinmemektedir.

Tez çalışmasıyla, ASM'un AAK ile yapılan OED'de AGT yöntemini kullanarak GF ve harmonik güç gibi önemli devre parametrelerinin hesaplanmasını kolaylaştırarak işlemci maliyetini düşürmek, OED algoritmasını basit ve anlaşılır hale getirerek harmonik akımları, moment ve hızdaki dalgalanmaları denetleyerek mümkün olan en küçük seviyeye indirmek amaçlanmaktadır.

Bu amaçla tez çalışmasında, bilgisayar ortamında Matlab-Simulink yazılım programında yapılan; ASM'un değişik yük momentlerinde, tristörlü, IGBT'li sondan kıymalı FDAAK ve DGAAAK ile OED benzetim çalışmaları ve laboratuvar ortamında oto transformatörle yapılan gerilimle performans değişimi deneysel çalışma sonuçları verilmektedir. Bu sonuçlar motor performansı, şebekeye verilen harmonik akımları, güç ve mekanik sisteme olan etkileri açısından karşılaştırmalı olarak analiz edilmektedir.

1.4. İzlenen Yöntem

Tez çalışmasında matematiksel, deneysel ve bilgisayar ortamında yapılan benzetim yöntemleri kullanılmıştır. Yapılan çalışma aşağıdaki aşamalardan oluşmaktadır:

1. ASM statik devre parametrelerinin deneysel yollarla elde edilmesi.
2. Örnek olarak alınan 1,1 kW'lık üç fazlı sincap kafesli ASM'un laboratuvar ortamında oto transformatörü üzerinden elle yapılan gerilim denetimi ile değişik yüklerdeki performanslarının ölçülmesi.
3. ASM'un deneysel yollarla sürekli hal çalışmadaki devre parametrelerinin saptanması, Matlab-Simulinkte demir kayıplarını içeren matematiksel dinamik modelinin oluşturulması.
4. AGT yöntemi ve ASM'un AAK ile OED'de kullanılması.
5. ASM'un, Matlab-Simulinkte oluşturulan dinamik modeli üzerinde tristörlü FDAAK ve IGBT'li sondan kıymalı FDAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışmalarının gerçekleştirilmesi.
6. ASM'un, DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışmalarının gerçekleştirilmesi.
7. Elde edilen sonuçların deneysel ve literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması.
8. Sonuç ve öneriler.

Bu tez çalışmasında ASM'un, tristörlü FDAAK'nın ve kullanılan ölçüm cihazlarının istenilen niteliklerde olmaması sonucu elde edilen verilerin yetersizliği nedeniyle, tristörlü FDAAK ile yapılan OED deneysel çalışmalarına yer verilmemektedir. Bunun yerine değişik yük momentlerinde; laboratuvar ortamında oto transformatör

üzerinden yapılan gerilime bağı performans analizi deneysel çalışmasına ve bilgisayar ortamında 'Matlab-Simulink' programında IGBT'li sondan kesmeli FDAAK, tristörlü FDAAK ve DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED benzetim çalışmalarına yer verilmektedir.

Tez çalışmasının ikinci bölümde yük karakteristikleri ve ASM sürücü seçimi, üçüncü bölümde kayıp minimizasyonu ve ASM dinamik modeli, dördüncü bölümde OED yöntemleri, beşinci bölümde AGT ve AGT tabanlı OED, altıncı bölümde deneysel çalışmalar, yedinci bölümde bilgisayar ortamında MATLAB-Simulink yazılımında FDAAK ve DGAAAK'larla AGT tabanlı OED benzetim çalışmaları, sekizinci bölümde sonuç ve öneriler verilmektedir.



2. YÜK KARAKTERİSTİKLERİ VE ASM SÜRÜCÜ SEÇİMİ

Bu bölümde, iş makinalarına ait yük karakteristikleri, ASM sürücü yapıları incelenmekte ve ASM'un enerji tasarrufu amaçlı OED için, verilen yük karakteristiğine uygun ekonomik ASM sürücüsünün ve denetim tekniğinin/lerinin seçimine yardımcı olacak temel bilgiler verilmektedir.

2.1. Yük Karakteristikleri

Pratikte, ASM tarafından sürülen yükleri, moment hız karakteristiklerine göre değişken ve sabit moment hız karakteristikli yükler olmak üzere ikiye ayırmak mümkün olduğu gibi, sisteme olan etkileri bakımından pasif ve aktif yükler olarak da ikiye ayırmak mümkündür.

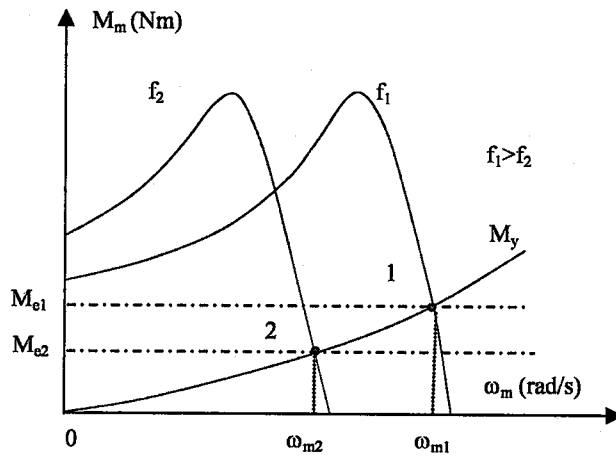
Pasif yüklerde sistemin çalışma noktası doğrudan motora bağlı olup motor momenti sıfır olduğunda yük momenti de sıfır olur. Bunlar, hava veya sıvı sürtünmesine karşı çalışan; klima, pompa, fan v.b. yükler olup değişken moment hız karakteristiğine sahiptirler. Aktif yüklerde sistemin çalışma noktası tamamen yüke bağlı olup motor momenti sıfır yapıldığında yük momenti sıfır olmamaktadır. Asansör, vinç, taşıma bandı, yürüten merdiven vb. sabit moment hız karakterli yükler bu gruba girmektedir. Motor sürücü seçimlerinde bu özellikler dikkate alınmaktadır. Aşağıda, bu yüklerle ait moment hız karakteristikleri, motor sürücüsü seçimi, motor sürücüleri ve bu sürücülerde kullanılan enerji tasarrufu yöntemleri konusunda bilgiler verilmektedir.

2.1.1. Değişken moment hız karakteristikli yük

Bu gruptaki yükleri, genelde İHİ olarak bilinen; vantilatör, pompa, hava kompresörleri ve soğutma cihazları gibi pasif yükler oluşturmaktadır. Bu yüklerde moment hızın karesi ($M \sim \omega^2$), güç hızın küpü ($P \sim \omega^3$) ile orantılı olarak değiştiğinden, motor hızında yapılan küçük bir azaltma çekilen güçte büyük miktarda azalmaya yol

açmaktadır. Bu gruptaki yüklerin ortak özelliği, hava veya sıvı sürtünmesine karşı çalışan yükler olmasıdır. Bu yükleri besleyen ASM sürücülerinde dışarıya verilen hava veya sıvı miktarı motor hızının ayarlanması ile sağlanmaktadır. Dışarıya verilen hava veya sıvı miktarını ayarlayabilmek için önceleri dişli sistemi kullanılmaktaydı. Bu yöntemle yapılan hız ayarında verim oldukça düşük olduğundan günümüzde bu tür yükleri sürmek için eviricili ASM sürücülerini kullanılmaktadır. Bu sürücülerde enerji tasarrufu, dışarıya verilen hava veya sıvı miktarını azaltmak amacıyla hız düşürülerek yapılmaktadır. Bu amaçla hız düşürüldüğünde moment, dolaylı olarak giriş gücü büyük oranda azalmaktadır. Örneğin, motorun hızı %10 düşürüldüğünde motorun çektiği güçte %27.1'lik bir azalma olmaktadır. Bu uygulamaya örnek olarak klimalar verilebilir. Kışın havanın fazla soğuk olmadığı güneşli zamanlarda klimanın ortama verdiği ısının azaltılması için motorun hızı düşürülerek büyük oranda enerji tasarrufu sağlanır.

Eviricili sürücülerle enerji tasarrufu, gerilim/frekans oranı (V/f) sabit tutularak, hız ayarı ile yapılmaktadır. Bu sürücülerde istenildiğinde, hız ile yapılan enerji tasarrufuna ilaveten, hava aralığı manyetik akı değerini yük için uygun olan daha küçük bir değere düşürerek de enerji tasarrufu yapmak mümkündür. Yapılan enerji tasarrufunun en büyük kısmını hız ile yapılan tasarruf oluşturmaktadır. Şekil 2.1'de değişken moment hız karakteristik eğrisi ve bu karakteristik eğriye sahip yüklerde uygulanan enerji tasarrufu yöntemi gösterilmektedir.

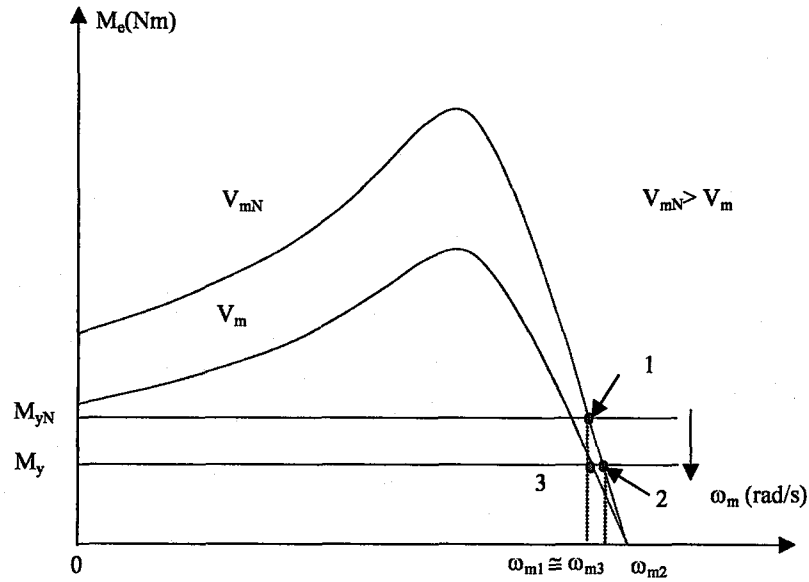


Şekil 2.1. Değişken moment hız karakteristikli yükte enerji tasarrufu yöntemi.

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi motor, ilk olarak f_1 frekansı ile ω_{m1} hızında 1 noktasında çalışmaktadır. Bu çalışma noktasında motor momenti M_{e1} , güç P_{g1} ’dir. Enerji tasarrufu amacıyla frekans f_2 değerine düşürüldüğünde, motor 2 no’lu noktada ω_{m2} hızında fakat aynı kayma değerinde çalışmaktadır. Bu yeni çalışma noktasında moment M_{e2} , çekilen güç P_{g2} değerine düşmektedir. Güç, hızın küpü ile orantılı olduğundan, çekilen güçteki azalma çok daha fazladır. Motor bu noktada çalışırken, frekans sabit tutularak gerilimi düşürmek suretiyle de ilaveten bir miktar daha enerji tasarrufu sağlanabilir.

2.1.2. Sabit moment hız karakteristikli yük

Sabit moment hız karakteristiğe sahip yüklerde, moment hızdan bağımsız olup bütün hızlarda aynı olduğundan hız ayarı ile enerji tasarrufu yapılamaz. Bu yükler daha önce de belirtildiği gibi aktif yük sınıfına girmektedir. Bu yükler; asansör, köprü veya yük kaldırma vinçleri, değirmen, taşıma bantları, hızar, haddeleme, hadde iletme, karıştırıcı örnek olarak verilebilir. Şekil 2.2’de sabit moment hız karakteristik eğrisi ve bu karakteristik eğriye sahip yüklerde uygulanan enerji tasarrufu yöntemi gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Sabit moment hız karakteristikli yükte enerji tasarrufu yöntemi.

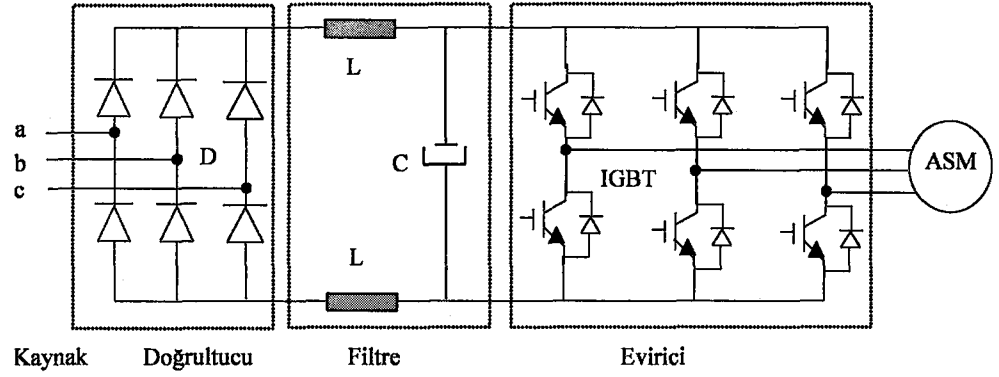
Şekil 2.2'deki grafikte görüldüğü gibi, motor ilk anda V_{mN} nominal gerilimindeki moment hız karakteristiğine sahip olarak 1 noktasında tam yükünde (M_{yN}), nominal hız (ω_{mN}) ve kaymada (s_N) çalışmaktadır. Yük momenti M_y değerine düşürülerek yük azaltıldığında motor, hızlanarak ω_{m1} ' hızındaki 1' nolu noktada çalışmaya geçer. Bu çalışma noktasında kayma (s_1) normal değerinden daha küçük olduğundan motor düşük verim ve GF'ünde aşırı uyarımlı olarak (hava aralığı akısı yük için gerekli olan değerden fazla) çalışmaya başlar. Motor gerilimi, hava aralığı akısı değerini yük için yeterli olan daha küçük bir değere getirecek şekilde düşürülürse daha düşük yol alma ve devrilme moment değerine sahip moment hız karakteristik eğrisi (içteki eğri) elde edilir. Motor, 2 nolu noktada 1 nolu çalışma noktasındaki hız ve kayma değerine yakın hız (ω_{m2}) ve kayma (s_2) değerinde çalışmaya başlar. Bu çalışma noktası etiketinde verilen tam yük kaymasına çok yakın olduğundan motorun verimi artarak normal değerine yaklaşır. Bu yöntemle her yük momenti değeri için tam yükteki değerine yakın bir optimal kayma değeri bulunur.

2.2. ASM Sürücü Karakteristikleri

ASM sürücüleri çıkış gerilim ve frekansı bakımından, değişken gerilim ve frekanslı veya değişken hızlı sürücü (eviricili sürücü), ve değişken gerilim sabit frekanslı sürücüler (AAK) olmak üzere iki gruba ayrılırlar.

2.2.1. Değişken gerilim ve frekanslı sürücü

Çıkış gerilimi ve frekansının birbirinden bağımsız ayarlanabildiği bu sürücülerle hız ayarı, yol verme, frenleme v.b. işlemler çok hassas olarak yapılabilmektedir. Şekil 2.3'de değişken gerilim ve frekanslı sürücünün (Evirici tabanlı sürücü) prensip devre şeması verilmektedir. Bu sürücülerde üç fazlı kaynak gerilimi önce faz denetimli veya denetimsiz doğrultucu ile doğru akıma dönüştürülmekte, elde edilen doğru gerilim ve akım filtre edildikten sonra sabit gerilim altında üç fazlı köprü evirici devresine verilmektedir. Burada DGA yöntemiyle doğru gerilim, istenen genlik ve frekansta üç fazlı alternatif gerilime dönüştürülmektedir.



Şekil 2.3. Eviricili üç fazlı ASM sürücüsü prensip şeması.

Çıkışta fazlar arasında, ortalaması sinüse yakın bir gerilim ve tamamen sinüse yakın bir akım elde edilebilmektedir. Giriş akımı, doğrultucudan dolayı önemli miktarda harmonik içerdiğinden kaynak ile sürücü arasında genelde filtre devresi konulmaktadır.

Eviricili sürücünün yükü endüktif olduğundan çıkış akımındaki yüksek dereceli harmonik akımları motor sargıları tarafından kolayca filtre edilebilmektedir. Evirici tabanlı sürücülerin; iki defa çevrim içermesi (AA/DA ve DA/AA), yapısının karmaşıklığı nedeniyle enerji tasarrufu amaçlı denetimin zor ve maliyetinin yüksek olması gibi dezavantajları vardır. Bu nedenle yüke uygun sürücü seçimi önem kazanmaktadır. Basit bir sürücü ile yapılabilen enerji tasarrufu amaçlı denetim için çok daha karmaşık ve pahalı sürücü kullanmak ekonomik değildir. Bu sürücülerde anahtarlama elemanı olarak daha çok transistör, MOSFET, IGBT, SIT (Static Induction Transistor), veya GTO kullanılmaktadır.

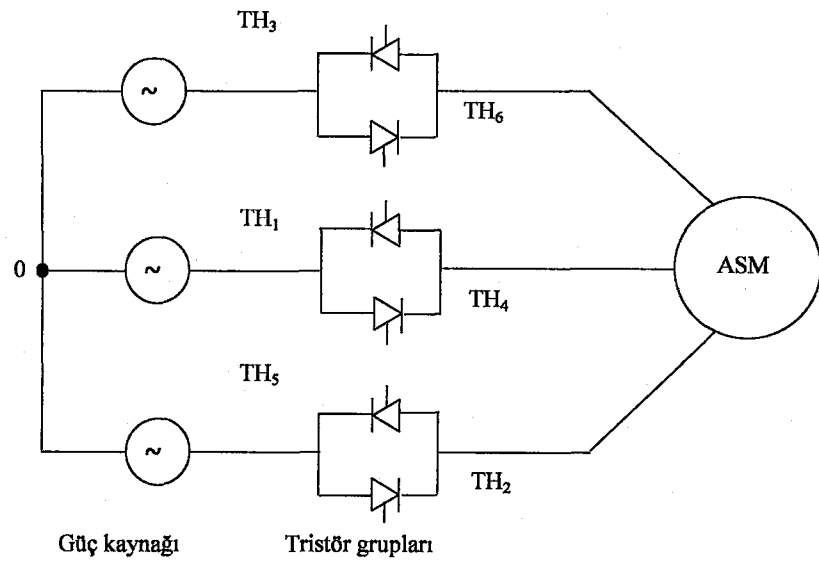
2.2.2. Değişken gerilim sabit frekanslı sürücüler

Girişi kaynağa çıkışı doğrudan motora bağlı olan bu sürücülerde, gerilimin frekansı ve şekli değiştirilmeden, doğrudan faz denetim veya gerilim kıyma tekniği kullanarak, çıkışta istenilen genlikteki değerine dönüştürülür. Çıkışta gerilimin genliğinin değiştiği fakat frekansının kaynak tarafındaki değerinde sabit kaldığı bu sürücülere AAK gerilim denetleyici veya gerilim regülatörü denilmektedir. AAK'lar,

çıkış geriliminin sabit frekans altında sıfır ile tam değer arasında ayarlanması tekniğine göre çalışıklarından aynen trafo gibi görev yaparlar. AAK'lar faz denetimli (FDDAAK) ve darbe genişlik ayarlı (DGAAAK) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

2.2.2.1. Faz denetimli alternatif akım kıyıcı (FDDAAK)

Çıkış geriliminin, uygun anahtarlama elemanının, kaynak gerilimin negatiften pozitifte geçtikten belirli bir süre sonra ilettime geçirilerek ayarlandığı AAK'larıdır. Şekil 2.4'de örnek bir tristörlü FDDAAK prensip şeması verilmektedir. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi bu tür AAK'larında her faz için ters paralel bağlı tristör çiftleri veya triyaklar kullanılır. FDDAAK'da yüke uygulanan gerilim kaynak geriliminin belirli bir bölümünü oluşturmaktadır. Başka bir ifade ile kaynak gerilimi belirli bir süre (en az faz açısı kadar) geciktirildikten sonra yükün uçlarına uygulanmaktadır. Bunun sonucu olarak yüke uygulanan gerilimin dalga şekli sinüsten çok farklı bir formda olduğundan çekilen akımda büyük değerlerde düşük frekanslı harmonik akımları oluşmaktadır. Harmonik akımları ise motor ve hatlarda ilave kayıplara yol açmakta ve OED ile verimden elde edilen kazancın düşmesine sebep olmaktadır. Bununla birlikte bozuk gerilim dalga şeklinden dolayı motor hız ve momentinde büyük oranda dalgalanmalar olmakta ve dolayısıyla mekanik sistem zarar görmektedir.



Şekil 2.4. Üç fazlı tristörlü FDDAAK prensip devre şeması.

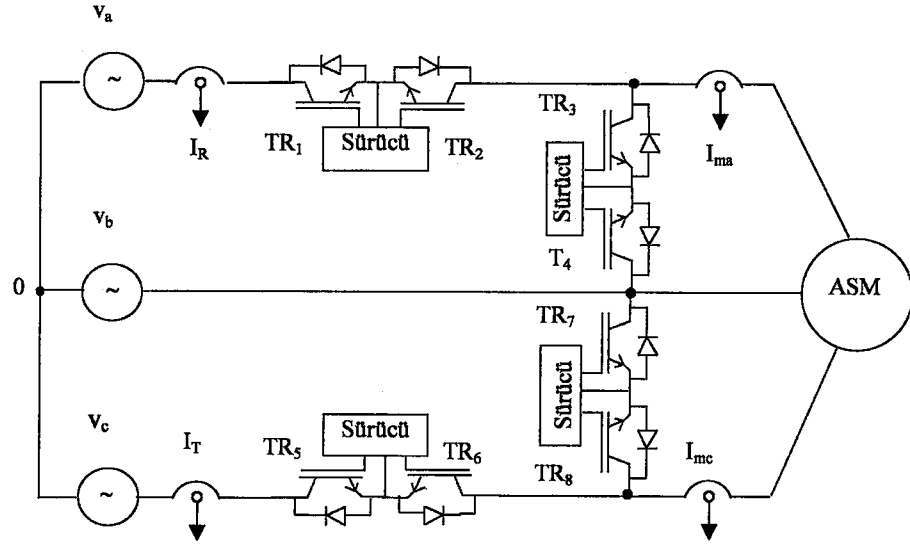
Diğer taraftan bu tür kısıyıcılar, girişlerindeki GF'nin oldukça düşük olmasından dolayı kaynaktan büyük miktarda reaktif enerji çekilmesine neden olmaktadır. Bunun sonucu olarak, tristörlü AAK'ları harmonik akımlarını düşürmek için filtre elemanlarına ve GF'nü yükseltmek için de reaktif güç kompanzasyonuna ihtiyaç gösterir.

FDAAK'lar, yumuşak başlatıcı (soft starter) ve enerji denetleyici (energy optimizer) olarak görev yapabilirler. FDAAK'lar daha çok başlatıcı olarak bilinmekte ve bu amaçla kullanılmaktadır. Bununla birlikte FDAAK'lar fan, pompa gibi yüklerin hız ayarı ile bu ve diğer yüklerin OED'de kullanılabilir. Enerji denetleyiciler, başlangıçta yumuşak başlatma işleminden başka sürekli çalışmada enerji tasarrufu sağlar. %50 yüklerin üzerinde yapılan enerji tasarrufu yok denecek kadar az olduğundan, bazı uygulamalarda AAK kontaktör sistemi ile devre dışı edilmektedir.

2.2.2.2. Darbe genişlik ayarlı alternatif akım kısıyıcı (DGAAAK)

FDAAK'da olduğu gibi DGAAAK, kaynak ile motor arasına seri bir anahtar olarak girmektedir. Bu kısıyıcı kaynak geriliminin, DGA veya başka teknikler kullanılarak, transistör elemanlarının yüksek frekanslarda anahtarlama ile kısıyılarak yük için istenilen değere düşürülmesi esasına göre çalışır. Anahtarlama elemanı olarak daha çok MOSFET, IGBT veya SIT adı verilen yüksek frekanslarda çalışabilen transistörler kullanılmaktadır (Ahmed ve diğerleri 1999).

Anahtarlama AAK'larda, her ne kadar diğer anahtarlama teknikleri kullanılabilse de, yaygın olarak DGA tekniği kullanılmaktadır. DGA anahtarlama tekniği ise; simetrik ve asimetrik olmak üzere iki şekilde uygulanmaktadır. Simetrik anahtarlama AAK'da, geleneksel tristörlü FDAAK'da olduğu gibi, giriş GF küçük olduğundan (çıkışındaki değere eşit) reaktif güç kompanzasyonuna (tristörlü FDAAK'da olduğundan daha az) ihtiyaç vardır (Jang ve diğerleri 1995). Şekil 2.5'de, tez çalışmasında kullanılan DGAAAK prensip devre şeması verilmektedir (Veszpremi 2000).



Şekil 2.5. Üç fazlı DGAAAK devre şeması.

Asimetrik DGA anahtarlama tekniğine dayalı AAK'da, histeresiz akım bandı anahtarlama tekniği kullanıldığından, anahtarlama frekansına bağlı olarak ortaya çıkan kayıplar bir miktar artmasına rağmen, girişteki reaktif güç problemi büyük oranda ortadan kaldırılmaktadır (Amin 1999).

Şekil 2.5'de görüldüğü gibi, sadece A ve C fazlarında ters seri bağlı IGBT-diyot çiftleri bulunmakta, B fazı ortak gidiş ve dönüş fazı olarak doğrudan yüke bağlanmaktadır. A ve C fazlarındaki seri bağlı IGBT elemanlarının açık konuma geçtikleri anda motorda oluşan zıt emk'i yok etmek veya yük akımının sönümünü sağlamak için ortadaki B fazı ile diğer iki faz arasına bağlı ters seri bağlı IGBT-diyot blokları kullanılmaktadır (Veszpremi ve diğerleri 2000). IGBT elemanlarının anahtarlama sinyalleri, anlık olarak ölçülen A ve C fazlarına ait akım ve gerilim yönlerine bağlı olarak üretilmektedir.

DGAAAK çıkışındaki gerilim dalga şekli, FDAAK ve evirici çıkışındaki gerilim dalga şekline çok daha düzgün olduğundan ve daha küçük değerlerde harmonik gerilimleri içerdiğinden, yük akımı eviricide olduğundan daha sinusoidalı yakındır ve daha az miktarda harmonik akımları içerir. Eviricide olduğu gibi girişe ayrıca filtre konulmasına gerek kalmamaktadır.

2.3. Asenkron Motor (ASM) Sürücü Seçimi

Enerji tasarrufu amaçlı sürücü seçiminde, yük moment hız karakteristiği ile hız ayarı veya hız denetiminin gerekli olup olmadığı önemli rol oynamaktadır. Yük için sürücü seçiminde birinci kriter hız ayarı veya hız denetimine gereksinim olup olmadığıdır. Hız denetimi veya hız ayarının gerekli olduğu uygulamalarda kesinlikle eviricili sürücüler kullanılır. Hız ayarı ve denetimi gerektirmeyen uygulamalar için AAK'ları daha ekonomik olmaktadır. Harmonik akım ve gürültü sınırlaması varsa ve ayrıca mekanik sistemin güvenliği ve üretilen ürünün kalitesi açısından DGAAK'lar tercih edilmelidir. Bununla birlikte, harmonik sınırlaması olmayan işletmelerde ve uygulamalarda, GF bir'e çok yakın olduğundan, sondan kesmeli IGBT'li FDAAK, maliyet ve denetim açısından son derece uygundur.

Motor sürücü seçiminde ikinci kriter yük moment hız karakteristiğidir. Sabit moment hız karakterli yüklerde enerji denetimi, her yük durumunda, gerilimin yük momentine uygun olarak ayarlanması ile yapılır. Bu amaçla, ucuz ve denetimi daha kolay olan AAK'lı sürücüler kullanılır. Moment hız karakteristiği değişken karakterli yüklerde (pasif yükler ve İHİ sistemleri) eviricili değişken hızlı sürücüler enerji tasarrufu açısından daha üstün ve ekonomiktir. Bu yüklerde AAK'lar ile yapılan enerji tasarrufu amaçlı denetim sadece kayıpları minimize yöntemiyle sınırlı kalacağından ekonomik olmamaktadır.

3. KAYIP MİNİMİZASYONU

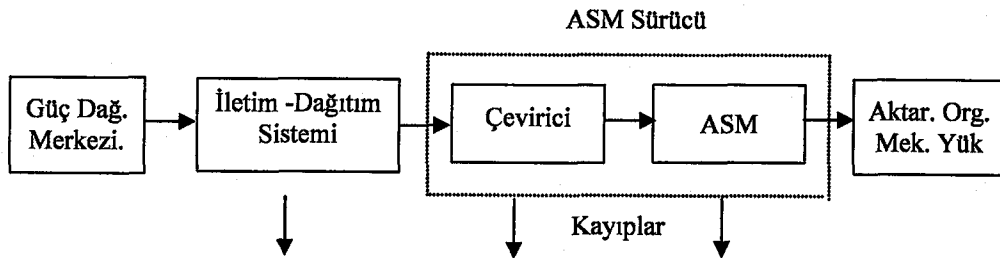
Bu bölümde ASM sürücü kayıpları, kayıp denklemleri, sürekli çalışma faz eşdeğer devresi ve kayıp minimizasyon yöntemleri ve ASM'un matematiksel dinamik modeli verilmektedir.

3.1. ASM Sürücü Kayıpları

Şekil 3.1'de güç merkezinden, sürücü üzerinden, yüke olan güç akışının aşamaları gösterilmektedir. Enerjinin yüke taşınmasında her aşamada kayıplar oluşmaktadır. Bu kayıplar aşağıdaki kısımlardan oluşmaktadır:

- Dağıtım sistemi : İletim hatları, dağıtım transformatörü ve dağıtım hattı.
Çevirici : Motor stator gerilim ve frekansını (AAK'da sadece stator gerilimini) denetleyen güç elektroniği ünitesi
Motor : Üç fazlı sincap kafesli ASM.
Aktarma organları : Mil ve hız dönüştürücü (kayış veya zincir olabilir).
Mekanik yük : ASM'un miline bağlı iş makinası

Aktarma organlarında (aktarma mili, dişli kutusu, kayış-kasnak veya zincir) oluşacak kayıplar dikkate alınmadığından Şekil 3.1'deki şemada gösterilmemiştir. Bu bölümde, üç kısımdan oluşan kayıpların özellikleri ve kullanılan enerji denetim yöntemleri ile minimizasyonu açıklanmaktadır.



Şekil 3.1. ASM sürücü enerji akış şeması.

3.1.1. Çevirici kayıpları

Prensip şeması Şekil 2.3'de verilen diyot doğrultuculu ve DGA'lı gerilim kaynaklı eviriciler ile prensip şeması Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'de verilen AAK'lar, günümüzde yüzlerce kW'a kadar çıkan standart güçlerde kullanılmaktadır. Eğer evirici tabanlı sürücü aktif bir yükü (momenti motor momentine bağlı olmayan yükler) besliyorsa veya hızlı frenleme sağlıyorsa doğru akım hat direncinde oluşan kayıpları yok etmek veya frenleme enerjisinin kaynağa geri verilmesi için tristörlü doğrultucu kullanılması gerekmektedir.

Çeviricideki kayıplar esas olarak yarı-iletken elemanlardaki anahtarlama ve iletim kayıpları, denetimde kullanılan elektronik devrelerde oluşan kayıplar (beslemede harcanan güç) ve şok bobini kayıplarından oluşmaktadır. AAK'lı çeviricide ise sadece iletim kayıpları ile DGAAAK'da anahtarlama kayıpları oluşur.

Anahtarlama kayıpları, anahtarlama hızını (dv/dt) artırarak veya daha düşük anahtarlama frekansı kullanılarak düşürülebilir. Anahtarlama frekansını azaltmak akımdaki harmonikleri artıracığından fazla değiştirilemez. Bazı çeviricilerde motor uçlarındaki yüksek anahtarlama hızı faz başına bir şok bobini ile sınırlanmaktadır. Anahtarlama kayıpları ayrıca evirici ayar stratejisinden de etkilenmektedir. Anahtarlama kayıplarını evirici kollarını 60° elektriksel açıda anahtarlama yapmayacak şekilde düzenleyerek ve ayrıık anahtarlama fonksiyonları kullanarak düşürmek mümkün olmaktadır.

3.1.2. Kaynak (şebeke) kayıpları

Kaynaktan doğrudan beslemeli ASM'da giriş akımı, reaktif bileşeni ile birlikte yaklaşık sinüsoidal, GF ($\cos\phi$) ise yüke bağlıdır. Diyot doğrultucularda GF küçük olup giriş akımı önemli derecede harmonikler içerir. FDKAAK'larda giriş akımındaki harmonik değeri daha büyük olmakla birlikte DGAAAK'da ise yaklaşık eviricili sürücülerde olduğu kadardır. Hattan beslemeli motor tarafından kaynaktan üretilen kayıplar eşitlik (3.1)'de verilmektedir (Abrahamsen 2000).

$$P_{k,t} = 3R_H I_H^2 = 3R_H \left(\frac{P_g}{\sqrt{3}V_H \cos \varphi} \right)^2 = R_H \left(\frac{P_g}{V_H} \right)^2 \frac{1}{\cos^2 \varphi} \quad (3.1)$$

Eşitlik 3.1'den görüldüğü gibi kaynak kayıpları, çekilen aktif gücün karesiyle doğru, hat gerilimi ve GF'nün karesi ile ters ve hattın direnci ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Bu ifadeden, enerji denetimi ile aktif giriş gücü azaltılıp GF'nün artırılması ile kaynak kayıplarının büyük oranda azalacağı görülmektedir.

Toplam Harmonik Akım Bozulumu (THB_i):

Besleme gerilimi dalga şekli sinüsoidal olan doğrusal olmayan yükler (doğrultucu, kıyıcı vb.) ile besleme gerilimi sinüsoidal olmayan doğrusal (R, L, C) yüklerin çektiği akımlar harmonikler içerir. Sinüsoidal olmayan bir akımdaki harmonik akım değeri eşitlik (3.2)'de verilmektedir.

$$I_{HA} = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} = \sqrt{I^2 - I_1^2} \quad (3.2)$$

burada; I_{HA} harmonik akımı, I doğrultucu veya AAK girişindeki akımı, I₁ giriş akımı temel dalga bileşeni; I₂, I₃ ve I_n: 2, 3 ve n. sıralı harmonik bileşen akımlarının RMS değerlerini vermektedir. Doğrultucu veya AAK girişindeki akımındaki harmonik akım miktarı, genellikle yüzde cinsinden Toplam Harmonik Akım Bozulumu (THB_i) olarak, eşitlik (3.3)'deki gibi ifade edilir,

$$THB_i = \frac{I_{HA}}{I_1} 100\% \quad (3.3)$$

Eşitlik (3.3)'den harmonik akımı değeri;

$$I_{HA} = THB_i \cdot I_1 \quad (3.4)$$

olarak bulunur. Eşitlik (3.4)'deki harmonik akım değeri eşitlik (3.2)'de yerine konulursa doğrultucu girişindeki esas akım eşitlik (3.5)'de verildiği gibi olur:

$$I^2 = I_1^2(1 + THB^2) \quad (3.5)$$

Eğer kaynak gerilimi sinüsoidal ise harmonik akımları güç taşımaz sadece kaynakta kayıp üretir. Diyot doğrultucu veya AAK bulunan sistemlerde harmonik akımları tarafından kaynakta üretilen kayıp güç, eşitlik (3.5)'deki hat akım değeri eşitlik (3.1)'de yerine konularak, aşağıdaki gibi yazılır.

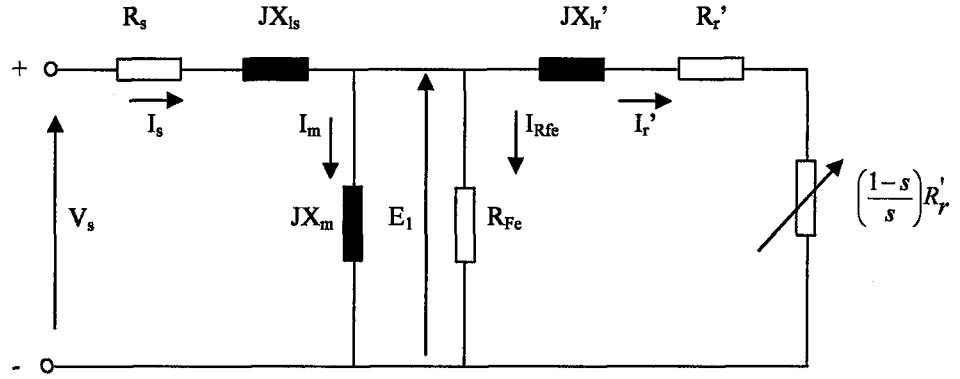
$$P_{k,k} = 3R_H I_H^2 = 3R_H I_{H1}^2 (1 + THB^2) = R_H \left(\frac{P_g}{V_H} \right) (1 + THB^2) \quad (3.6)$$

Çeviricideki THB_i, esas olarak doğru akım hattındaki endüktansın büyüklüğüne ve elektrik kaynağının kalitesine bağlıdır. Eğer filtre endüktansı küçük ise THB_i büyür. Ticari sürücülerde genel olarak normal yükteki THB_i oranı %40 civarındadır. FDAAK'larda dalga şekli çok bozulduğundan THB oranı %40'dan daha büyüktür. Tez çalışmasında ASM'un %20 yük momentinde FDAAK yapılan ile yapılan OED'de THB_i değeri %38, DGAAAK ile yapılan OED'de ise %4.96 olarak gerçekleşmektedir.

Doğrudan kaynaktan beslemeli motorda, yüksek kalkınma akımı ve düşük kalkınma momentinden dolayı verim düşük olmasına rağmen evirici ve AAK beslemeli motorlarda kalkınma problemi olmadığından verim yüksektir. Bazı uygulamalar için, fan ile motor soğutma, verimde iyileştirme sağlamakla birlikte olası standart motorlar için uygun olmayabilir. İyi bir yataklama sistemiyle ek bir iyileştirme de sağlanabilir (Kioskeredis ve diğeri 1996).

3.1.3. Motor kayıpları

Şekil 3.2'de, üç fazlı ASM'un sürekli hal statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresi verilmektedir. Şekil 3.2'deki eşdeğer devrede, rotor değerleri stator sargı gerilimine indirgenmiş değerlerdir.



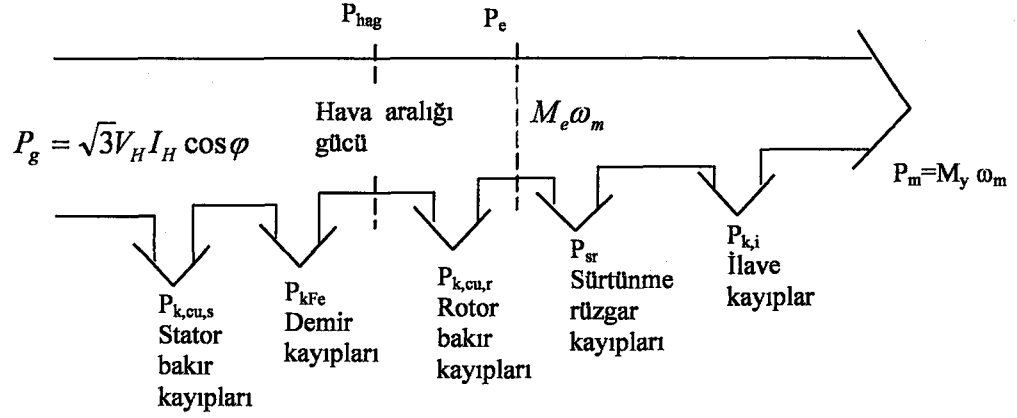
Şekil 3.2. Üç fazlı ASM'un sürekli hal statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresi.

Şekil 3.2'de verilen sürekli hal bir faz eşdeğer devrede demir kayıpları direnci (R_{Fe}), stator ile rotor arasındaki hava aralığında stator mıknatıslanma direncine paralel olarak gösterilmiştir. Şekil 3.2'deki eşdeğer devrede yükün etkisi, rotorun kaymayla değişen direnci ile ifade edilmektedir. Rotor devresindeki direnç, akım ve frekans değerleri stator sargısına indirgenmiş değerlerdir.

Eşdeğer devreden görüldüğü gibi stator akımı kendisini oluşturan yük veya aktif bileşen (I_r) ve hava aralığı akısını oluşturan mıknatıslanma veya reaktif bileşen (I_m) akımlarına ayrılmaktadır. Stator akımının yük bileşeni olan rotor akımı uygulanan gerilim ve yükte değişirken, mıknatıslanma bileşeni yük ve statora uygulanan gerilimle değişirken yükte değişmemektedir.

Mıknatıslanma akımının tam yük stator akımına oranı küçük motorlarda büyük olurken orta ve büyük güçlü motorlarda azalmakta ve genel olarak tam yük akımının %20'i ile %60'ı arasında değişmektedir.

Motordaki demir kayıplarını temsil eden R_{Fe} direnci akımı aynı mıknatıslanma akımı gibi yükte değişmezken sadece statora uygulanan gerilimle değişmektedir. Dolayısıyla demir kayıpları yükte değişmeyip sadece stator gerilimi ve frekansı ile değişmektedir. Sinüsoidal gerilimle beslenen bir ASM'un kayıp ve güç akışı diyagramı Şekil 3.3'de gösterilmektedir (Chapman 1991).



Şekil 3.3. Sinüsoidal gerilimle beslenen ASM’da kayıp ve güç akış diyagramı.

Şekil 3.3’de görüldüğü gibi sinüsoidal gerilimle beslenen bir ASM’da aktif giriş gücü, motor içerisinde birtakım kayıplara uğradıktan sonra azalarak çıkıştan alınabilmektedir. ASM’da kayıp mekanizmaları; stator ve rotor bakır kayıpları, stator demir kaybı (kayma frekansı çok küçük olduğundan rotor demir kayıpları ihmal edilmektedir), sürtünme ve rüzgar kayıplarından oluşan mekanik kayıplar ve doğru olarak ölçülemeyen ilave kayıplardan oluşmaktadır. ASM, AAK’dan beslendiğinde bu kayıplara harmonik akımları tarafından oluşan kayıpları da ilave etmek gerekmektedir. ASM kayıpları aşağıda açıklanmaktadır. Bütün kayıp güçler aktif güç olup etrafına ısı enerjisi yayarlar.

Stator bakır kayıpları ($P_{k,cu,s}$):

Stator bakır kayıpları, stator sargı direncinde motor (stator) akımı tarafından oluşturulan ve yükçe değişen kayıplardır. Stator bakır kayıpları eşitlik (3.7) ile ifade edilmektedir.

$$P_{k,cu,s} = 3 R_s I_s^2 \quad (3.7)$$

Eşitlik (3.7)’ den stator bakır kayıplarının stator (motor) akımının karesiyle ve stator direnciyle değiştiği görülmektedir. İletkendeki deri olayı ihmal edilerek çalışma sıcaklığı dikkate alındığında stator bakır kayıpları, eşitlik (3.8) ile verilen sıcaklığa bağlı stator direnç ifadesi yardımıyla hesaplanır.

$$R_s = R_{20}(1 + \alpha_{20}(T - T_{20})) \quad (3.8)$$

Eşitlik (3.8)'de verilen ifadede R_{20} : 20°C'deki direnci (Ω), α_{20} : 20°C'deki direnç sıcaklık katsayısını ($1/^\circ\text{C}$) ifade etmektedir. Stator bakır kayıpları yükte değişen kayıplardır. Yük azaldıkça yükte orantılı bir şekilde stator bakır kayıpları da azalır.

Rotor bakır kayıpları ($P_{k, \text{cu}, r}$):

Rotor bakır kayıpları, eşitlik (3.9)'da verildiği gibi, motor (stator) akımının yük bileşeni olan rotor akımının karesi ve rotor direnci ile değişmektedir.

$$P_{cu, r} = 3R_r'(I_r')^2 \quad (3.9)$$

Rotor sargı sıcaklığı dikkate alındığında, sıcaklığa bağlı rotor direnci eşitlik (3.10)'da verilmektedir. Gerçek stator ve rotor bakır kayıpları eşitlik (3.8) ve eşitlik (3.10) ile hesaplanır.

$$R_r' = R_{r20} [1 + \alpha_{r20}(T - T_{20})] \quad (3.10)$$

Rotor bakır kayıpları stator bakır kayıplarında olduğu gibi yüke bağlı değişen kayıplardır. Stator ve rotor bakır kayıpları toplam motor bakır kayıplarını verir. Küçük tip ASM'larda rotor çubukları genelde alüminyumdur. Bazı büyük motorlarda bakır da kullanılmaktadır. Kayma küçük olduğundan rotor sargı direnci deri etkisi dikkate alınarak 10 Hz'de hesaplanır.

Demir kayıpları ($P_{k, \text{Fe}}$):

Demir kayıpları, ASM'un stator ve rotor manyetik gövdesini teşkil eden demir nüvede meydana gelen fuko ve histerisiz kayıplarının toplamıdır. ASM demir kayıpları stator ve rotor demir kayıplarından oluşmaktadır. Rotor akımı frekansı çok küçük olduğundan rotor demir kayıpları genelde ihmal edilmektedir. Bu nedenle stator demir kayıpları motor demir kayıpları olarak kabul edilmektedir. Demir

kayıpları Şekil 3.2’de eşdeğer devrede hava aralığına paralel bağlanan R_{Fe} direnci ile temsil edilmektedir. Eşdeğer devreden görüldüğü gibi devreye paralel bağlı olduğundan yükte değişmeyip stator besleme gerilimi ve frekansı ile değişmektedir. Yapılan çalışmada frekans sabit olduğundan demir kayıpları sadece motora uygulanan gerilimle değişmektedir.

Demir kayıplarını modellemenin en yaygın kullanılan yöntemi, sinüsoidal hava aralığı akısı durumunda, fuko ve histerezis kayıplarını veren Steinmetz ifadesidir. Steinmetz ifadesine göre demir kayıplarını oluşturan fuko kayıpları eşitlik (3.11), histerezis kayıpları eşitlik (3.12) ile verilmektedir.

$$P_{k,f} = K_f \phi_m^2 f_e^2 \quad (3.11)$$

Eşitlik (3.11)’de görüldüğü gibi fuko kayıpları hava aralığı akısının ve stator akımı frekansının karesiyle değişmektedir.

$$P_{k,h} = K_h \phi_m^v f_e^2 \quad (3.12)$$

Eşitlik (3.12)’den histerisiz kaybının stator akımının karesi ve manyetik malzemenin cinsine bağlı olarak hava aralığı akısının 1.6 ~2 üzeri ile değişmektedir. ASM demir kayıpları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{k,Fe} = k_{h,s} \phi_m^v f_s + k_{f,s} \phi_m^2 f_s^2 \quad (3.13)$$

Eşitlik (3.13)’de verilen demir kayıpları ifadesinde stator frekansı yerine kayma frekansı ve rotor demir nüve kütlesinin stator demir nüve kütlesine oranı kullanılırsa demir kayıplarının rotor demir kayıplarını da içeren yeni genel ifadesi eşitlik (3.14)’deki gibi olur (Abrahamsen 2000).

$$P_{k,Fe} = P_{Fe,s} + P_{Fe,r} = \left(1 + s \frac{m_r}{m_s}\right) k_{h,s} \phi_m^v f_s + \left(1 + s^2 \frac{m_r}{m_s}\right) k_{f,s} \phi_m^2 f_s^2 \quad (3.14)$$

Faz başına demir kayıplarını ifade eden paralel direncin değeri eşitlik (3.15)'de verilmektedir.

$$R_{Fe} = \frac{3V_m^2}{P_{Fe}} = \frac{3(2\Pi)^2 \phi_m^2 f_s^2}{P_{Fe}(\phi_m, f_s, s)} \quad (3.15)$$

Eşitlik (3.15)'deki ifadeden demir kaybı direncinin hava aralığı akısına, stator frekansına ve kaymaya bağlı olarak değiştiği görülmektedir.

Mekanik kayıplar ($P_{k,mek}$):

Mekanik kayıplar, rotorun dönmesi ile yatak ve hava sürtünme dirençlerinden dolayı oluşan kayıplardır. Sürtünme ve rüzgar kayıpları olarak anılır. Mekanik kayıpları oluşturan sürtünme ve rüzgar momentlerini gösteren ifade eşitlik (3.16)'da verilmektedir.

$$M_{srt} = M_{kuru} + B \left(\frac{\pi}{30} \right) n_m, \quad M_{rzg} = k_{rzg} \left(\frac{\pi}{30} \right)^2 n_m^2 \quad (3.16)$$

Eşitlik (3.16)'daki moment eşitliklerinden görüldüğü gibi sürtünme momenti hızla doğru orantılı iken, rüzgar momenti hızın karesi ile değişmektedir. Mekanik kayıpları veren genel ifade eşitlik (3.17)'de verilmektedir.

$$P_{k,mek} = M_{kuru} \left(\frac{\pi}{30} \right) n_m + B \left(\frac{\pi}{30} \right)^2 n_m^2 + k_{rzg} \left(\frac{\pi}{30} \right)^3 n_m^3 \quad (3.17)$$

Mekanik kayıplar sürtünme ve rüzgar kayıplarının toplamıdır $P_{k,mek} = (P_{k,srt} + P_{k,rzg})$. Yapılan benzetim çalışmalarında mekanik kayıplar dinamik modele dahil edilmediğinden, mekanik kayıplara karşılık olmak üzere 0,1 Nm'lik moment yük momentine ilave edilmiştir.

İlave yük kayıpları (Stray load loss):

Sinüs formunda olmayan hava aralığı akısı ve stator oluk etkisinden dolayı oluşan harmonik akımlarının ilaveten oluşturdukları demir ve bakır kayıpları ile stator iletkenlerindeki deri olayından kaynaklanan kayıplardır. Doğrudan ölçülmesi mümkün olmadığından deneysel olarak bulunan toplam, demir, bakır ve mekanik kayıpları yardımıyla eşitlik (3.18) ile bulunur.

$$P_{k,dgt} = P_k - (P_{k,cu} + P_{k,fe} + P_{k,mek}) \quad (3.18)$$

Kaçak yük kayıpları yük momenti, gerilim ve frekansla değişmektedir. Sabit yük momentinde çalışırken, frekans sabit olduğundan, sadece gerilimle değişir. İlave kayıplar stator sargısı direncine ilave edilerek temsil edilmektedir.

Harmonik kayıpları:

Asenkron motorun AAK ile denetiminde sinüsoidal olmayan gerilim dalga şeklinden dolayı kırıyıcı tarafından üretilen harmonik akımlarının ilaveten oluşturdukları demir ve bakır kayıplarından oluşur. Bu kayıplar, kaçak yük kayıplarında olduğu gibi, stator sargısı direnci içinde temsil edilmektedir.

3.2. Enerji Optimizasyonu

Standart ASM'lar, tam yükünde maksimum verimde çalışacak şekilde tasarlandıklarından %60'dan daha az yüklerde verimleri ve GF büyük oranda düşmektedir. ASM'un hafif yüklerde verim ve GF'nü artırmak ve bütün yüklerde yüksek verimde çalışmasını sağlamak için iki enerji optimizasyon yöntemi uygulanmaktadır:

1. Motor tasarımında özel düzenlemelerle (yüksek verimli ASM) yapılan enerji optimizasyonu (tez konusu kapsamı dışında kalmaktadır).
2. Standart motorlarda optimal enerji denetim yöntemleri ile yapılan enerji optimizasyonu.

3.2.1. Motor tasarımında yapılan enerji optimizasyonu

Tablo 3.1.'de ASM'un, verilen bir nüve hacmi için tasarımında yapılan düzenlemelerle yapılan enerji optimizasyon yöntemleri özetlenmektedir. Bununla birlikte, çeliğin seçiminde düşük kayıp ve iyi bir manyetik geçirgenlik bir arada olmalıdır. Çok düşük demir kayıplı bir çelik düşük geçirgenlikte olabileceğinden, yüksek mıknatıslanma akımından dolayı bakır kayıplarının artmasına sebep olur.

Tablo 3.1. ASM kayıplarını düşürme yöntemleri (Abrahamsen 2000).)

Kayıplar	Olası tasarım değişiklikleri	Kayıplar üzerinde olumlu etkiler	Ters etkiler
Stator bakır kayıpları	<ol style="list-style-type: none"> 1. Oluktaki bakır iletken miktarını artırma. 2. Oyuk genişliğini ve oyuktaki iletken miktarını artırma. 3. Oyuk dışındaki bobin uzunluğuna azaltma 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Stator direncinde azalma. 2. Stator direncinde azalma. 3. Stator direncinde azalma 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Maliyette artış ve yerleştirme zorluğu. 2. Maliyette artış ve yerleştirme zorluğu. 3. Kalkınma akımında artış yerleştirme zorluğu.
Demir kayıpları: fuko ve histerisiz	<ol style="list-style-type: none"> 1. Düşük kayıplı çelik saçları kullanma. 2. Saç kalınlıklarını azaltma 3. Tavlama işlemlerini geliştirme 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Histerisiz kayıplarında azalma 2. Fuko akım kayıplarında azalma 3. Fuko akım kayıplarında azalma. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Maliyette artış ve materyallerin elde edilme zorluğu 2. Maliyette artış ve materyallerin elde edilme zorluğu 3. Enerji tüketiminde artış
Rotor bakır kayıpları	<ol style="list-style-type: none"> 1. Hava aralığındaki akı yoğunluğunda artış. 2. Rotor çubuk büyüklüğünde artış 3. Kısa-devre halkasını büyültme 4. Rotor çubukları ve halkanın iletkenliğinin 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Kaymada ve sonuçta bakır kayıplarında artış. 2. Rotor kayıplarında azalma 3. 2'de olduğu gibi 4. 2'de olduğu gibi 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Ani akımlarda artma 2. Kalkınma momentinde azalma ve ani akımda artma olabilir. 3. 2. maddede olduğu gibi 4. 2. maddede olduğu gibi
Sürtünme ve rüzgar kayıpları	<ol style="list-style-type: none"> 1. Optimize fan tasarımı 2. Optimize yatak seçimi 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Çalışma sıcaklığını düşürür 2. Sürtünme ve rüzgar kayıplarını düşürür 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Gürültü seviyesini azaltır 2. Gürültü seviyesini, hız veya yatak yüklenmesini sınırlar
İlave kayıplar	<ol style="list-style-type: none"> 1. Rotor çubuklarını yalıtma 2. Hava aralığını artırma 3. Rotor eğimini kaldırma 4. Çapraz sarım 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Çubuklardan demir gövdeye akan akımda azalma 2. Yüksek frekans yüzey kayıplarının azalması 3. Rotor bakır kayıplarının azalması 4. Fuko akımlarında azalma 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Maliyette artış 2. GF'de azalma 3. Gürültü seviyesini artırır ve moment hız karakteristiğini etkiler 4. İmalat zorluğu ve yüksek maliyet.

Eğer demir nüve hacmi artırılabilirse manyetik devrenin geçirgenliği artacağından daha kalın bir iletken kesiti için stator sarım sayısı azaltılabilir.

ASM'da meydana gelen elektriksel kayıpların yaklaşık tamamını stator ve rotor bakır kayıpları ile stator demir kayıpları oluşturmaktadır. Rotor gerilim ve frekansı çok küçük olduğundan demir kayıpları çok küçük olmakta, bu nedenle genelde ihmal edilmektedir.

3.2.2. Enerji denetimi ile kayıp minimizasyonu

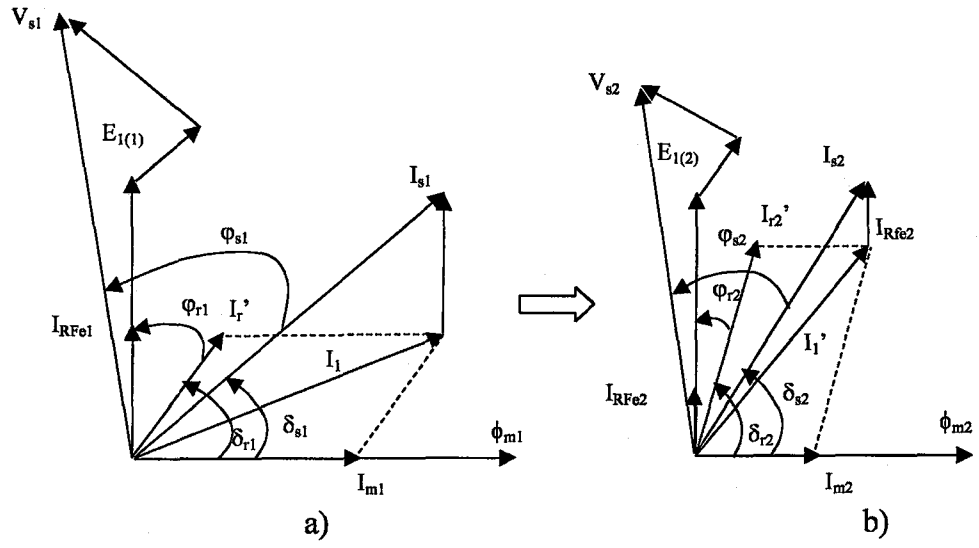
ASM'da faz başına hava aralığı veya stator zıt emk gerilimi (E_1) ve rotor akımı (I_r), sırasıyla eşitlik (3.19) ve (3.20) ile verilmektedir.

$$E_1 = K \cdot \phi_m \omega_e \quad (3.19)$$

$$I_r \cong \frac{E_1 (= V_m)}{X_r + \left(\frac{R_r}{s} \right)} \quad (3.20)$$

Eşitlik (3.19)'den hava aralığı geriliminin, hava aralığı akısı ve stator akımının elektriksel açısal hızı (ω_e) ile; eşitlik 3.20'den rotor akımının, kayma ve hava aralığı gerilimi (E_1) ile doğru orantı olduğu görülmektedir. Diğer bir ifade ile motor yükü arttığında kayma artarak rotor akımını dolayısıyla stator akımını artırmaktadır. Enerji denetimi uygulanmadan öncesi ve sonraki durumuna karşılık gelen ASM'un fazör diyagramları Şekil 3.4'de verilmektedir.

Şekil 3.4 (a) ve (b)'de ASM'un, saat dönüş yönü tersi yönünde senkron açısal hızıyla dönen üç fazlı akı ve mmk (akım) uzay vektörleri gösterilmektedir. I_s , I_r ve I_m akımları sırasıyla stator, rotor ve mıknatıslanma mmk'ni temsil etmektedir.



Şekil 3.4. Üç fazlı ASM fazör diyagramı: a) Enerji denetimi uygulanmadan önce
b) Enerji denetimi uygulandıktan sonra.

Şekil 3.4'den görüldüğü gibi mıknatıslanma akısı (ϕ_m), stator akımının (I_s) mıknatıslanma (I_m) bileşeni tarafından oluşturulmakta ve büyüklüğü mıknatıslanma akımıyla orantılı olmaktadır. φ_s ve φ_r açıları sırasıyla stator ve rotor faz açılarını, δ_s ve δ_r ise stator ve rotor devresine ait moment açılarını göstermektedir. Şekil 3.4. (a)'daki 1 alt indisli büyüklükler enerji denetimi uygulanmadan önceki (normal gerilimdeki) çalışmadaki değerleri, Şekil 3.4. (b)'deki 2 indisli büyüklükler enerji optimizasyonundan sonraki (düşük gerilimdeki) motorun yeni büyüklüklerini göstermektedir. ASM'da üretilen elektromanyetik moment, hava aralığı akısı ile stator veya rotor sargı mmk büyüklükleri ve bu akımların hava aralığı akısı ile arasında kalan açıların sinüsüyle değişmektedir (eşitlik 3.21).

$$M_e = K \phi_m I_r' \sin \delta_r = K \phi_s I_s \sin \delta_s \quad (3.21)$$

Şekil 3.4'deki fazör diyagramında $\delta_r = (\pi/2) - \varphi_r$ ve $\cos \varphi_r = \sin \delta_r$ olduğundan eşitlik (3.21)'de yerine konulursa yeni moment eşitliği aşağıdaki gibi olur (Ong 1998):

$$M_e = K \phi_m I_r' \cos \varphi_r \quad (3.22)$$

Eşitlik (3.22)'den elektromanyetik momentin, hava aralığı akısı (ϕ_m), rotor akımı (I_r) ve rotor GF ($\cos\phi_r$) ile değiştiği görülmektedir. Elektromanyetik moment aynı zamanda eşitlik (3.23)'deki gibi yazılabilir (Chapman 1991):

$$M_e = k \cdot B_s \times B_R = k \cdot B_m \times B_R \quad (3.23)$$

Eşitlik (3.23)'den elektriksel momentin, stator ve rotor akılarının veya hava aralığı net akısı veya mıknatıslanma akılarının vektörel çarpımlarına eşit olduğu görülmektedir. Mıknatıslanma akımı mıknatıslanma akısını, rotor akımı da rotor akısını meydana getirmektedir. Eşitlik (3.23)'de verilen elektromanyetik moment ifadesi kısaca eşitlik (3.24)'de verildiği gibi yazılabilir:

$$M_e = K \cdot I_m \cdot I_r' \quad (3.24)$$

Eşitlik (3.24)'deki ifadeden elektromanyetik momentin, mıknatıslanma akımı (I_m) (stator akımının reaktif bileşeni) ve rotor akımı (I_r') ile doğru orantılı olduğu görülmektedir.

Şekil 3.2'de verilen ASM'un bir faz eşdeğer devresinden görüleceği gibi, yükün azalması durumunda, kayma (s) azalacağından rotor akımı (I_r') yük ile orantılı bir şekilde düşerken, gerilim (V_s) sabit olmasından dolayı, mıknatıslanma akımı (I_m) ve demir kayıpları akımı (I_{RFe}) normal yükteki değerinde sabit kalır. Mıknatıslanma ve demir kayıpları akımlarının aynı yük değerlerinde sabit kalması sonucu stator akımı (I_s), rotor akımı veya yük ile orantılı olarak azalmaz. Rotor bakır kayıpları yük ile orantılı bir şekilde azalırken stator bakır kayıpları aynı oranda azalmaz ve demir kayıpları tam yükündeki değerinde sabit kalır. Yükün azalması ile birlikte toplam kayıpların aynı oranda azalmaması sonucu verim, ve rotor akımı azaldığı halde mıknatıslanma akımının veya akısının sabit kalması sonucu GF küçülür.

Hafif yükte AAK ile sürülen ASM'da enerji denetimi, motor hava aralığı akısının dolayısıyla gerilimin, yük momentini karşılayabilecek minimum değere düşürülmesi ile yapılmaktadır. Yükün azalması durumunda motor stator gerilimi, hava

aralığındaki manyetik akı değeri, yük momentini karşılayabilecek minimum değere getirilinceye kadar düşürülür.

Şekil 3.4 (b)'den görüleceği gibi, belli bir yük momentinde motor stator gerilimi yük ile orantılı olarak optimal çalışma gerilim değerine kadar düşürülmesi ile demir kayıpları akımı (I_{RFe}) ve mıknatıslanma akımı (I_m) azalırken, kaymayla orantılı rotor akımı (I_r) artar (eşitlik 3.19) ve bileşke stator akımı azalır. Rotor akımının artması ve mıknatıslanma akımının azalması ile rotor ve stator devresi GF ve moment açıları artması sonucu moment sabit kalırken giriş GF artar. Rotor akımıyla birlikte rotor bakır kayıpları artarken; demir kayıpları akımı ve mıknatıslanma akımının azalması sonucu bileşke stator akımı ve dolayısıyla stator bakır kayıpları bir miktar azalır. Demir kayıpları ve stator bakır kayıplarındaki azalmadan dolayı toplam kayıplar azaldığından aktif giriş gücü (P_g) azalır ve çıkış gücü yaklaşık sabit olduğundan (devirdeki azalmadan dolayı bir miktar düşme gösterir) verim artar. Motor optimal çalışma noktasında GF maksimum olurken stator akımı ile giriş gücü minimum olmaktadır. Bu şekilde motor her yükte en yüksek verimli noktada çalıştırılmış olur.

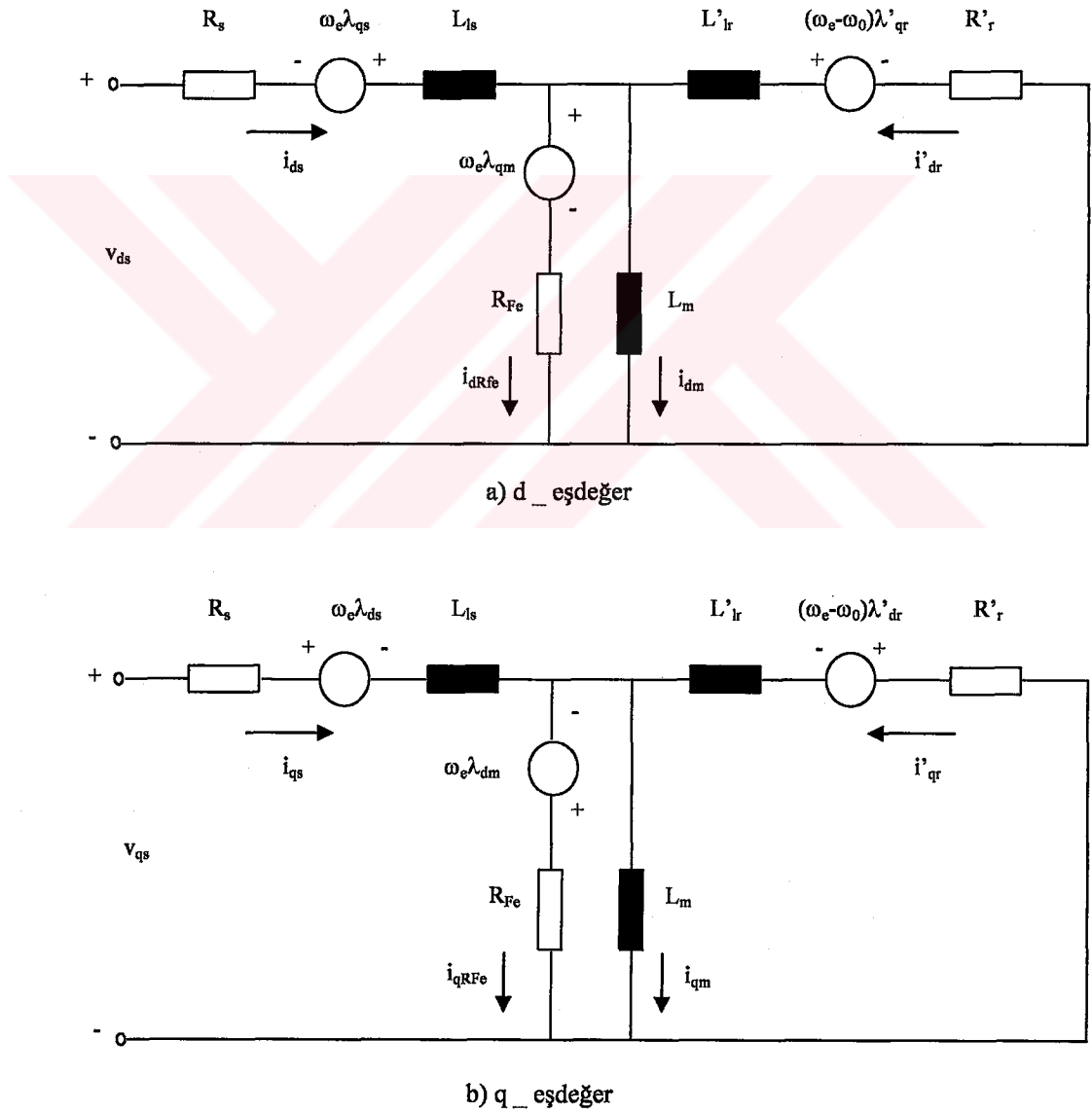
Optimal çalışma noktasının dışındaki bütün çalışma noktalarında, kayıplar fazla olacağından verim düşmektedir. Bu nedenle, motor geriliminin, yük momenti için gerekli akıyı oluşturacak minimum değerinin altına düşürülmemesi gerekir. Aksi halde, üretilen moment gerilimin karesiyle orantılı olduğundan, kayma artacak ve motorun çektiği akım ve aktif giriş gücü tekrar artmaya başlayacak ve eğer gerilim çok fazla düşürülecek olursa motor duracaktır.

Bütün elektrik makinalarının tam yükündeki çalışma noktası optimal çalışma noktasıdır. Enerji optimizasyonun amacı, motor gerilimini ayarlamak suretiyle her yükte hava aralığındaki akıyı, kayıpların en az olduğu optimal değerine getirmektir.

3.3. ASM'un Matematiksel Dinamik Modeli

Tez çalışmasında ASM'un, optimal enerji denetimi ve yumuşak yol verme benzetim çalışmalarının daha gerçekçi bir ortamda yapılmasını sağlamak, gerilim ve yük değişimlerine bağlı olarak; akım, hız, moment değişimleri ile DGAAAK'da

anahtarlama, FDAAK'da tetikleme anlarındaki geçici olayları inceleyebilmek amacıyla (Wee ve diğerleri 2001) tarafından önerilen senkron hızda dönen d-q referans eksen takımındaki matematiksel dinamik modeli kullanılmaktadır. Asenkron motor modelinin oluşturulmasında abc/dq0 dönüşüm matrislerinden yararlanılmıştır (Ong 1998). ASM'un stator ve rotorun özendüktansları ile karşıt endüktanslarının zamana bağımlılıklarını ortadan kaldırarak işlemleri ve denetimi kolaylaştırmak amacıyla senkron hızda dönen stator iki fazlı d-q dinamik modeli kullanılmıştır. Şekil 3.5'de ASM'un d-q eşdeğer devre modeli verilmektedir.



Şekil 3.5. ASM'un statora indirgenmiş dinamik d-q eşdeğer devresi.

dq0-abc Park dönüşüm matrisleri:

v_{abc}/v_{dq0} dönüşümü:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t) & \sin(\omega_e t - 2\pi/3) & \sin(\omega_e t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_e t) & \cos(\omega_e t - 2\pi/3) & \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

v_{dq0}/v_{abc} dönüşümü:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) & 1 \\ \sin(\omega_e t - 2\pi/3) & \cos(\omega_e t - 2\pi/3) & 1 \\ \sin(\omega_e t + 2\pi/3) & \cos(\omega_e t + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

OED yapılan ASM'un Matlab-Simulinkte yapılan modelinde kullanılan denklem ve eşitlikler aşağıda verilmektedir.

Stator ve rotor gerilim denklemleri (Wee 2001):

$$v_{qs} = R_s I_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (3.27)$$

$$v_{ds} = R_s I_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (3.28)$$

$$0 = R_r I'_{qr} + p\lambda'_{qr} + (\omega_e - \omega_o)\lambda'_{dr} \quad (3.29)$$

$$0 = R_r I'_{dr} + p\lambda'_{dr} - (\omega_e - \omega_o)\lambda'_{qr} \quad (3.30)$$

Demir kayıpları gerilim denklemleri:

$$R_{fe} i_{qRfe} = p\lambda_{qm} + \omega_e \lambda_{dm} \quad (3.31)$$

$$R_{fe} i_{dRfe} = p\lambda_{dm} - \omega_e \lambda_{qm} \quad (3.32)$$

Akım denklemleri:

$$i_{ds} + i'_{dr} = i_{dm} + i_{dRfe} \quad (3.33)$$

$$i_{qs} + i'_{qr} = i_{qm} + i_{qRfe} \quad (3.34)$$

Akı denklemleri:

$$\lambda_{ds} = \lambda_{dm} + L_{ls} i_{ds} \quad (3.35)$$

$$\lambda_{qs} = \lambda_{qm} + L_{ls} i_{qs} \quad (3.36)$$

$$\lambda'_{dr} = \lambda_{dm} + L'_{lr} i'_{dr} \quad (3.37)$$

$$\lambda'_{qr} = \lambda_{qm} + L'_{lr} i'_{qr} \quad (3.38)$$

$$\lambda_{dm} = L_m i_{dm} \quad (3.39)$$

$$\lambda_{qm} = L_m i_{qm} \quad (3.40)$$

Elektromanyetik moment:

$$M_e = \left(\frac{3}{4}\right) P \left(\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr} \right) \quad (3.41)$$

Mekanik sisteme ait moment denklemi:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (M_e - B \omega_m - M_y) \quad (3.42)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (3.43)$$

Hız eşitlikleri:

Eşitlik (3.44)'de ASM'un mekanik hızının elektriksel açısal hız karşılığı (ω_0), eşitlik (3.45)'de rotor akımı veya akısı elektriksel açısal hızları (ω_r) verilmektedir.

$$\omega_0 = \omega_m \left(\frac{P}{2}\right) \quad (\text{rad/s}) \quad (3.44)$$

$$\omega_r = \omega_e - \omega_o \quad (\text{rad/s}) \quad (3.45)$$

Burada; ω_o rotorun elektriksel açısai hızını, ω_r kayma elektriksel açısai hızını göstermektedir.



4. OPTİMAL ENERJİ DENETİM YÖNTEMLERİ

ASM'ların OED'nin; aktif yüklerde kayıp minimizasyonu veya akı denetimi, pasif yüklerde ise hız ayarı ile yapıldığı 2. bölümde geniş olarak açıklanmıştır. Bu bölümde, günümüze kadar yapılan çalışmalarda ASM'un enerji tasarrufu amaçlı denetiminde kullanılmakta olan OED yöntemleri özetlenmekte ve ASM sürücülerinin yumuşak başlatma (soft starter) özellikleri kısaca açıklanmaktadır.

4.1. Giriş

ASM'un evirici ve AAK kullanılarak yapılan enerji tasarrufu amaçlı OED'de bugüne kadar yapılan çalışmalarda stator akımı, giriş gücü, TGF, rotor kayma frekansı, giriş empedansı ve toplam kayıp gibi motor parametreleri ve bunlara bağlı denetim algoritmaları kullanılmaktadır. Bu denetim algoritmalarının ortak amacı, ASM'un değişen yük koşullarında minimum kayıpla optimal çalışma noktasında çalışmasını sağlayarak performansını ve verimini artırmak ve enerji tasarrufu sağlamaktır. Kullanılan denetim algoritmalarında genelde denetim değişkeni olarak yukarıda verilen motor parametrelerinden biri kullanılmaktadır. Tez çalışmasında, kullanılan geleneksel denetim algoritmalarına alternatif olarak AGT tabanlı denetim algoritması önerilmektedir. Bu denetim algoritmasında denetim değişkeni olarak stator akımı ile birlikte anlık dalgalı reaktif güç bileşeni (\tilde{q}) de kullanılmaktadır.

Sonuç olarak kullanılan denetim algoritmalarının hepsinde ortak amaç motor hava aralığı akısını yük için yeterli olan minimum seviyeye getirmektir. Bu işlem, motor yükünün değişmesiyle birlikte stator gerilim ve frekansının veya, bu çalışmada olduğu gibi, sadece stator geriliminin uygun değere ayarlanması ile gerçekleştirilir. Gerilim ayarlanarak yapılan OED için, verilen motor parametrelerinden TGF'nün maksimum; giriş gücünün, stator akımının, toplam kayıpların ve rotor kayma frekansının optimal (tam yük değerine en yakın) değerleri hesaplanarak kaydedilir.

OED yöntemleri, kullanılan denetim algoritmalarına bağlı olarak; basit durum denetim (simple state control), model tabanlı denetim (model based control) ve arama denetim (search control) olmak üzere üç ana sınıfa ayrılabilir (Abrahamsen 1998).

4.2. Basit Durum Denetimi

Basit durum denetimi, optimal çalışmadaki önemli motor parametrelerinin kolaylıkla tanımlanabileceği gerçeğine dayanmaktadır. Bilinen en önemli motor parametreleri TGF ($\cos\phi_1$) ve rotor kayma frekansıdır. Optimal çalışmada TGF ve kayma frekansı yaklaşık anma değerlerindedir. Bu parametrelerden TGF motor etiketinden doğrudan, rotor kayma frekansı da deneysel yolla kolaylıkla bulunabilir.

Bu iki bilinen yöntemin dışında diğer basit bir OED yöntemi ise Tomita tarafından (1988)'de önerilen, stator geriliminin stator akımı ve frekansının bir fonksiyonu olarak belirlendiği açık çevrim denetim yöntemidir. Bu, stator akımının momentin bir göstergesi olarak kullanıldığı yüke bağlı V/f elde etmenin basit bir yoludur. Eşitlik 4.1'de bu özellik görülmektedir.

$$\frac{V_s}{f_s} = K(f_s) \cdot I_s \quad (4.1)$$

$K(f_s)$: stator frekansına bağlı doğrusal olmayan kazancı ifade etmektedir. $K(f_s)$ değeri düşük frekanslarda statorda nispeten büyük gerilim düşümlerini kompanse eder (Tomita 1988).

Bunlardan başka motor giriş empedansı bir denetim parametresi olarak kullanılabilir. Motor empedansı, motor etiketindeki anma faz gerilimi ve akımından kolaylıkla hesaplanarak bir gerilim-akım model eğrisi elde edilir ve değişen yük durumlarında motor gerilimi bu model eğriyi takip edecek şekilde ayarlanarak maksimum verim elde edilir.

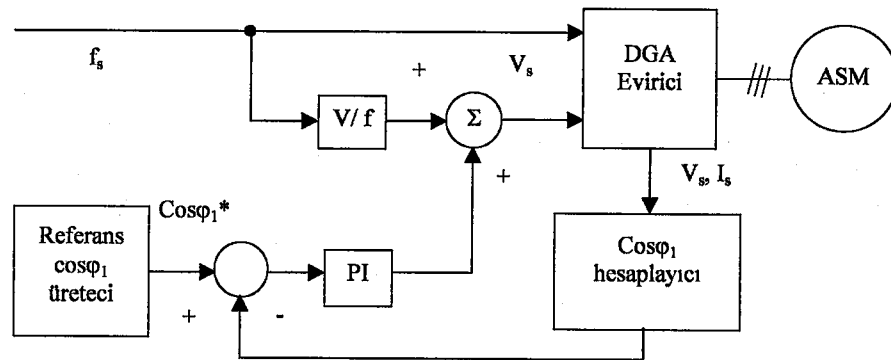
4.2.1. TGF ($\cos \phi_1$) denetimi

TGFD ilk olarak, Frank NOLA tarafından 1977 yılında tristörlü FDAAK ile beslenen bir fazlı ASM'lar için önerilmiştir. TGFD, açık çevrim denetim yöntemi olup denetim değişkeni olarak motor gerilim ve akım bilgisini kullanır. Motorun gerilim ve akım bilgilerinden akım ve gerilimin temel bileşenleri arasındaki açı ve dolayısıyla TGF hesaplanır. Değişen yük durumlarında TGF sürekli nominal değerinde sabit tutulur.

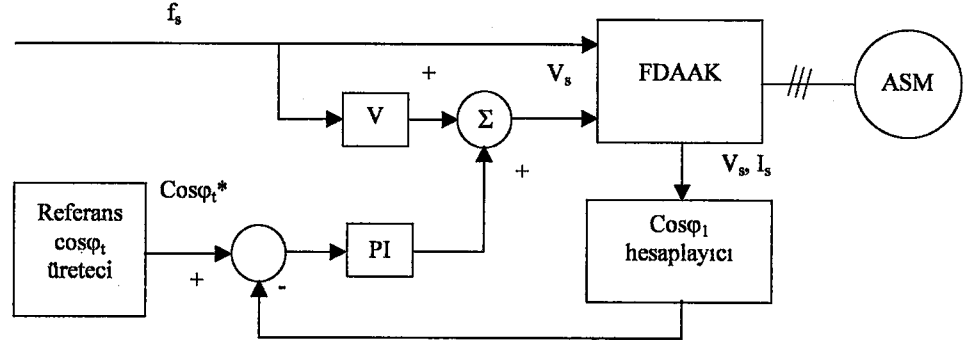
ASM'un TGFD, FDAAK ve evirici tabanlı sürücüler ile yapılmaktadır. Evirici tabanlı TGFD'li sürücü ile beslenen pasif yüklü ASM'larda hız ayarı yapılarak ilaveten enerji tasarrufu sağlanabilir. Şekil 4.1'de evirici tabanlı TGFD'nin blok devre şeması verilmektedir.

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi, evirici çıkışından alınan stator gerilim ve akım değerlerinden TGF hesaplanmakta, hesaplanan bu değer referans $\cos \phi_1$ değeri ile karşılaştırılıp elde edilen fark gerilim PI denetleyiciden geçirildikten sonra nominal stator gerilim değeri ile toplanarak istenilen $\cos \phi_1$ değeri için gerekli yeni stator gerilimi elde edilmektedir.

Burada, yukarıda giriş bölümünde belirtildiği gibi stator gerilimi, stator akımı ve frekansının bir fonksiyonu ve stator akımı momenti gösteren bir parametre olarak kullanılmaktadır. Şekil 4.2'de FDAAK'lı TGFD'nin blok devre şeması verilmektedir.



Şekil 4.1. Eviricili TGFD blok devre şeması.



Şekil 4.2. FFAA'lı TGF blok devre şeması.

Şekil 4.2'de görüldüğü gibi, IGBT'li veya tristörlü FFAA tabanlı $\cos\phi_1$ denetleyici devre; anlık akım ve gerilim ölçme devresi, TGF hesaplayıcı, referans $\cos\phi_1$ üretme devresi ve PI denetleyiciden oluşmaktadır. PI denetleyicinin çıkışından alınan $\cos\phi_1$ orantılı fark gerilim, giriş gerilimi ile cebirsel olarak toplanarak yük için gerekli uygun stator gerilimi (V_s)'yi üretecek tetikleme darbeleri elde edilerek tristör kapı devrelerine gönderilir. Böylece değişen her yükte TGF sabit tutularak, o yük için mümkün olan maksimum verim elde edilmiş olur.

TGF'nin en önemli üstünlüğü hız ve moment algılayıcısına ihtiyaç duymamasıdır. Sakıncası ise; referans $\cos\phi_1$ değerinin sadece bir motor için geçerli olmasıdır. Referans $\cos\phi_1$ değerinin bazı motorlar için bütün yük ve frekanslar için sabit kalması uygun olurken, diğerleri için uygun olmayabilmektedir.

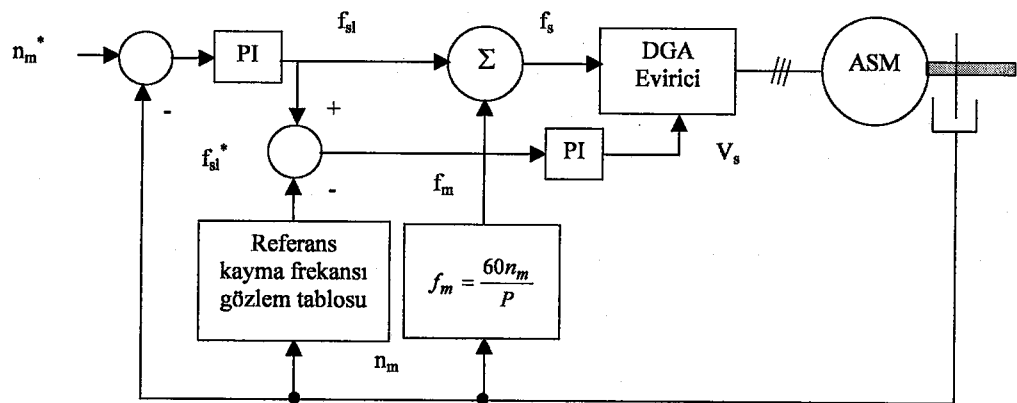
Tristörlü FFAA tabanlı TGF, temel olarak istenilen herhangi bir anda sadece yük momentini beslemek için gerekli olan kadar akım çekilmesine izin verecek şekilde tasarlanır. Bu devrelerde motor akımı her faza seri bağlı bir triyak veya ters paralel bağlı tristörlerden oluşan AAK ile denetlenmektedir. Böylece, bütün yüklerde motor GF devamlı sabit kalacak şekilde çalışmasını sürdürür.

4.2.2. Rotor kayma frekanslı denetim

Bu yöntem ilk olarak Jian ve arkadaşları tarafından 1983 yılında sabit frekanslı sürücülerde (AAK'larda) uygulanmıştır. Ayrıca doymanın referans kayma frekansına etkisini de incelemiştir. Daha sonra Stanton ve arkadaşları 1983 yılında, manyetik

devrenin doğrusal olduğu kabul edilerek, düşük moment (manyetik akı) bölgelerinde sabit bir kayma frekansı referansı önermiştir. Fakat, manyetik devrenin doğrusal olmasına karşın, demir kayıplarının varlığı sabit referans kayma frekanslı denetimi olumsuz yönde etkilediği anlaşılmıştır. Park ve diğerleri 1984'de, değişik yükler için belirlenen optimal kayma değerlerinin bulunduğu gözlem tablolı OED yöntemi önermiştir. Bu yöntemde optimal kayma frekansı değerleri, ASM'un değişen yük durumları için önceden (off-line) ölçülerek gözlem tablosuna kaydedilerek ASM için sadece hıza bağlı değişken haline getirilir. Şekil 4.3'de ASM'un eviricili rotor kayma frekans denetimli OED devresi blok şeması verilmektedir.

Şekil 4.3'de görüldüğü gibi, motor milinden alınan hız değerine göre gözlem tablosundan o yük için gerekli referans kayma frekansı seçilir. Aynı zamanda referans hız ve rotor hızından elde edilen kayma frekansı ile, rotor hızı elektriksel frekansı toplanarak stator frekansı f_s , optimal kayma frekansı toplanarak, fark frekansla orantılı stator gerilimi (V_s) belirlenir. Böylece değişen her yük durumu ve maksimum verimi sağlayan optimal kayma frekansı için uygun bir V/f oranı elde edilir. Bu yöntem, kapalı çevrim denetim olup hız bilgisine gereksinim duyar ve denetim değişkeni olarak rotor hızı kullanılır. Manyetik devredeki doymadan ve demir kayıplarından dolayı optimal kayma frekansı değişebilir. Dolayısıyla motorun değişen yük değerleri için optimal kayma değerleri, hesaplama yöntemi veya deneysel yolla bulunup gözlem tablosuna kaydedilir. Böylece ASM, gözlem tablosuna kaydedilen değişik yük durumları için kayma değerlerine göre stator gerilimi ayarlanarak optimal noktada çalıştırılmış olur.



Şekil 4.3. Eviricili rotor kayma frekans denetimli OED devresi blok şeması.

Evirici tabanlı sürücüler için önerilen bu yöntem AAK'lı denetleyicilerde de rahatlıkla uygulanabilir. İstenilen kaymanın elde edilebilmesi için sadece ASM'un gerilimini (V_s) ayarlamak yeterli olmaktadır.

4.3. Model Tabanlı Denetim

Model tabanlı denetim sistemleri kendi arasında skaler ve vektör denetim olarak ikiye ayrılır. Kapalı çevrim skaler ve vektör denetimli sürücüler için model tabanlı OED, (Kusko 1983) ve (Garcia 1994) tarafından detaylı olarak açıklanmaktadır.

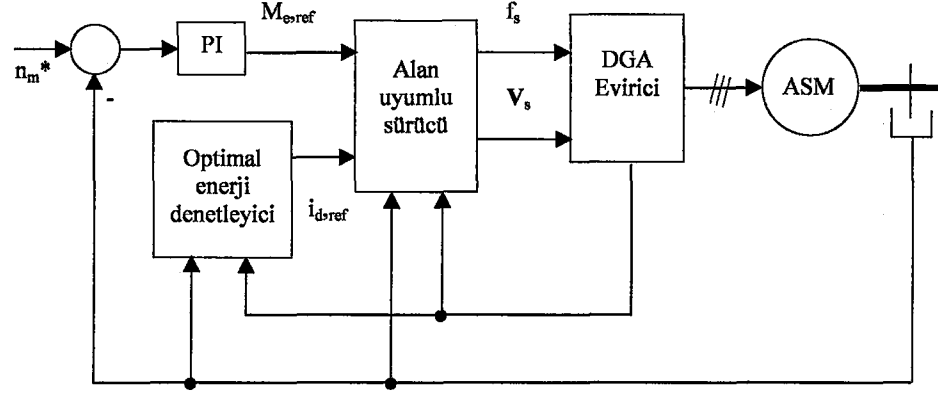
Model tabanlı denetimde, denetleyici ve sürücü kayıplarını modelleyen eşitlikleri kullanarak motorun optimal verimde çalışma noktası hesaplanır. Bu nedenle motor parametrelerinin önceden kesin ve doğru olarak bilinmesi gerekir. Aksi takdirde otomatik parametre tayini yapılması gerekmektedir.

4.3.1. Alan uyumlu vektör denetimli sürücü

Bilindiği gibi doğru akım motorlarında moment karakteristiği alandan bağımsız olarak akımla veya motor gerilimi ile istenildiği gibi denetlenebilmektedir. Son zamanlarda, DA motorunda olduğu gibi bir hız moment karakteristiği elde ve denetimi elde etmek amacıyla, alan uyumlu vektör denetimli ASM sürücüleri kullanılmaktadır.

Bu yöntemde stator, rotor ve hava aralığı akısı uyumlu ve doğrudan veya dolaylı denetim teknikleri uygulanmaktadır. Hız ve moment denetiminde çok iyi sonuçlar verdiği gibi enerji tasarrufu amaçlı olarak da kullanılabilir. Çok karmaşık hesaplamalara ve hız bilgisine gereksinim duymaktadır. Şekil 4.4'de alan uyumlu referans yapıda gerçekleştirilen örnek bir OED'li sürücü blok şeması verilmiştir.

Şekil 4.4'de verilen modelde bazı model parametreleriyle hız bilgileri mevcuttur. İyi bir kayıp minimizasyonu için doğru bir demir kayıpları ve manyetik devre doyum modeli gereklidir.



Şekil 4.4. Model tabanlı alan uyumlu OED'li sürücü blok devre şeması.

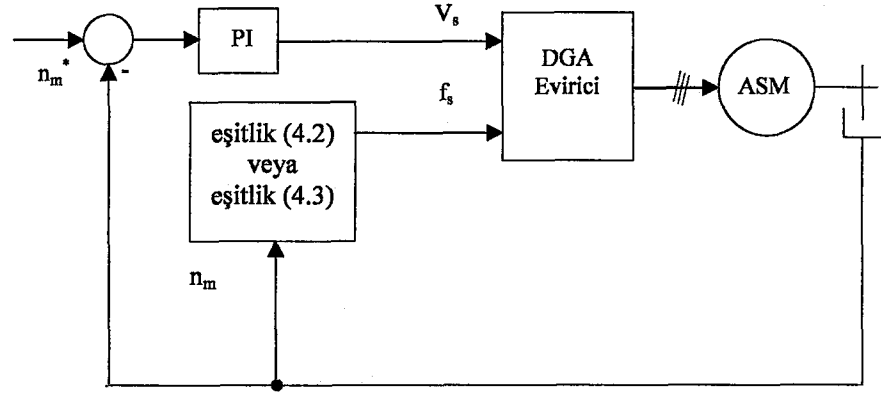
Çoğu alan uyumlu vektör denetimli sürücülerde demir kayıpları ve manyetik devredeki doyma göz önüne alınmaz. Bu tür bir denetleyicinin verimli enerji optimizasyon amaçlı olarak kullanılabilmesi için bu iki faktörün dikkate alınması gereklidir. Bu tür sürücüler pratikte çok hassas hız ve moment denetimini gerektiren sistemlerde tercih edilmektedir.

4.3.2. Skaler sürücüler

Galler (1980), optimal frekansın hesaplandığı ve hızın gerilimle denetlendiği motor modelinin kullanılmasını önermiştir. Hesaplanan optimal stator frekansı demir kayıplarının ihmal edildiği ve manyetik devrenin doğrusal olduğu kabul edilen kararlı durum motor modeline dayanmaktadır. Optimal stator frekansı eşitlik (4.2)'de verildiği gibidir.

$$f_s = \frac{60n_m}{P} + \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_s R_r^2}{R_s (L_m + L_r)^2 + R_r L_m^2}} \quad (4.2)$$

(Kusko ve Galler 1983) tarafından da önerilen bu model Şekil 4.5'de verilmektedir. Önerilen bu modele demir kayıpları dahil edilebilir, fakat bu durumda optimal stator frekansı eşitlik (4.3)'teki ifade ile sayısal olarak hesaplanabilir.



Şekil 4.5. Model tabanlı OED’li skaler sürücü blok devre şeması.

$$f_s = \frac{60n_m}{P} a \cdot n_m + b \quad (4.3)$$

Eşitlik (4.3)’de a ve b katsayıları önceden hesaplanmalıdır. Kusko ve Galler tarafından önerilen ve eşitlik (4.2) ve eşitlik (4.3) ile ifade edilen modeller, manyetik devredeki doymayı dikkate almamasından dolayı sakıncalar içerdiğinden iyi sonuç vermemektedir.

Şekil 4.5’de verilen sürücü devresinde rotor milinden elde edilen kayma frekansıyla eşitlik (4.2) veya eşitlik (4.3) yardımıyla optimal stator frekansı hesaplanır. Aynı zamanda rotordan alınan hız bilgisiyle referans motor hızı karşılaştırılarak PI denetleyici ile her değişen yük değeri için optimal değerde tutulur. Bu modelin sakıncası her motor için ayrı bir eşitliğin gerekliliğidir.

4.4. Arama Denetimi

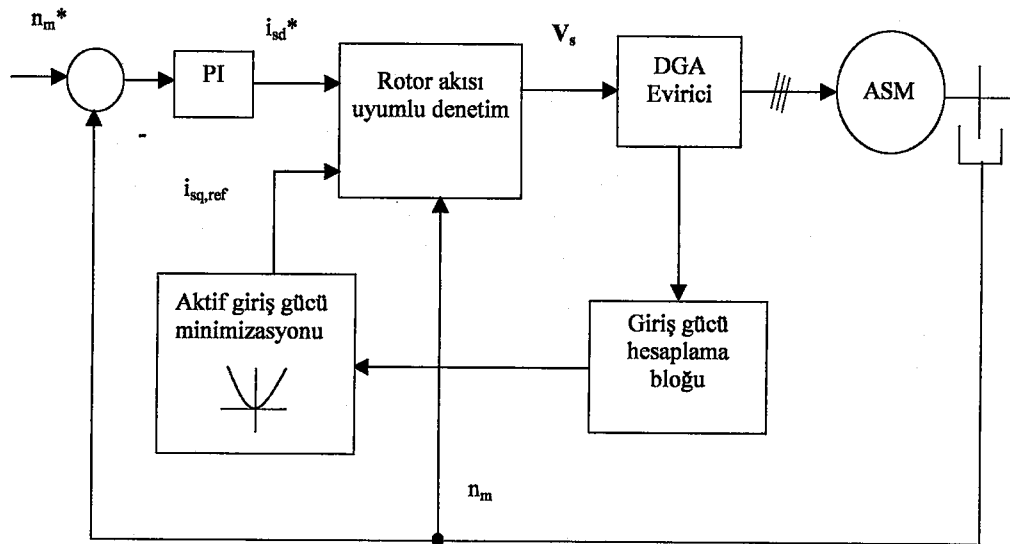
Arama denetim olarak bilinen bu yöntem, literatürde uyarlamalı (adaptive), test denetim (testing control) veya on-line optimizasyon olarak da adlandırılmaktadır. Bu denetim yönteminin temeli önemli motor parametrelerinin deneme yanılma (on-line ölçme) yoluyla maksimize veya minimize edilmesine dayanmaktadır. Bu kriterler; maksimum verim, minimum evirici giriş gücü, minimum DA hat gücü, minimum motor giriş gücü, minimum motor kayıpları, minimum sürücü kayıpları, minimum

stator akımı veya minimum DA hat akımı, motor nominal giriş empedansı olabilir. Belirtilen bu kriterler aynı zamanda denetim değişkeni olarak kullanılmaktadır.

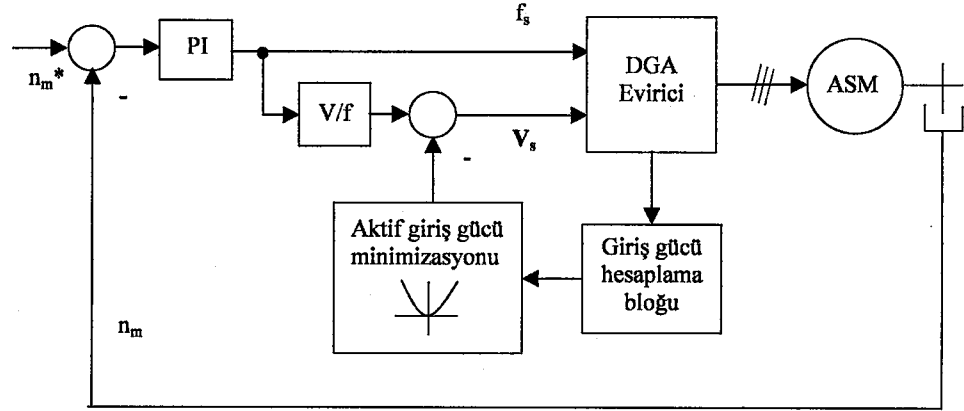
Skaler ve vektör denetimli sürücülerde arama denetim yöntemi OED günümüzde, çok değişik denetim algoritmaları ile birlikte (bulanık mantık, yapay sinir ağı, genetik algoritmalar gibi) kullanılmaktadır.

Bu yöntem ile OED, eviricili alan uyumlu vektör denetimli sürücülerde uygulanabildiği gibi, hız ayarı ve/veya denetimi gerekmeyen AAK'lı sürücülerde de uygulanabilir. Eviricili sürücülerde uygulanan OED tekniği, sürücünün ilk olarak nominal V/f oranı ile çalışmaya başlaması ve sabit moment değerine ulaşıldığında V/f oranının, minimum DA hat akımı elde edinceye kadar düşürülmesi ile gerçekleştirilir. Aramalı rotor akısı uyumlu OED'li evirici tabanlı sürücü devresi blok şeması Şekil 4.6'da verilmektedir (Kusko ve Galler 1983).

Şekil 4.6'da verilen aramalı rotor akısı uyumlu vektör denetimli OED'li arama denetleyicisi, rotor akısı uyumlu devre ile bağlantılı olup (yük karakteristiği sabit kabul edilerek) motor çıkış gücünü hız denetimiyle sabit tutarak sürücü giriş gücü minimize edilmektedir. Şekil 4.7'de aramalı OED'li evirici tabanlı skaler sürücü blok şeması verilmektedir.



Şekil 4.6. Aramalı rotor akısı uyumlu OED'li sürücü blok şeması.



Şekil 4.7. Aramalı OED'li evirici tabanlı skaler sürücü blok şeması.

Şekil 4.7'de verilen devrede, evirici girişinden alınan akım ve gerilim örnekleriyle anlık olarak GF, güç ve bileşenleri çok kolay ve doğru olarak hesaplanabilir. Hesaplanan değişkenin değeri minimizasyon devresine verilerek, her yük için minimum veya maksimum değeri elde edilinceye kadar V/f oranı düşürülür.

AAK'da frekans sabit olup motor normal hız ve moment değerine ulaştığı algılandıktan sonra minimum giriş gücü ve/veya stator akımı elde edilinceye kadar motor stator geriliminin düşürülmesi ile çalışır. Motor hızı çok az miktarda düştüğünden çıkış gücü de bir miktar azalmaktadır. Bu sistem, çıkış gücünün önemli olmadığı ve günün veya çalışma periyodunun önemli bir bölümünü boş veya çok hafif yüklerde geçiren iş uygulamaları için (haddeleme, taşıma bandı, asansör gibi yükler) çok ekonomik olmaktadır.

4.5. Yumuşak Başlatma

Yukarıda özetlenen enerji denetimi yapan ASM sürücüleri aynı zamanda yumuşak başlatma özelliğine de sahiptir. Yumuşak başlatma, yol-alma süresince uygulanan gerilimin ayarlanması ile, akım ve moment karakteristiklerinin istenilen şekilde düzenlenmesidir. Motorun başlatma momenti bilindiği gibi, yaklaşık olarak çekilen akımın ve dolayısıyla motora uygulanan gerilimin karesiyle orantılıdır. Böylece, yol-alma süresince gerilimin ayarlanması ile motor tarafından çekilen akım ile üretilen moment ayarlanabilmektedir. Bu yöntemde, akımı izin verilen maksimum değerinde

denetim altında tutarak motorun yük için gerekli momenti üretebilmesini sağlanmaktadır.

ASM sürücülerinde hızlanma ve durma süreleri verilen rampa ile belirlenmektedir. AAK'lı ASM sürücülerinde hızlanma süresi yüke bağlı olarak değişirken, evirici tabanlı sürücülerde yükten tamamen bağımsızdır (Walter 1999). Bu sebeple evirici tabanlı sürücüler çok ideal başlatma ve frenleme karakteristiğine sahiptir. Motor, çok küçük gerilim fakat yüksek manyetik akı ve momentle (V/f sabit) nominal akımda verilen rampa ile nominal hızına ulaşabilir.

AAK'da ise hızlanma süresi yüke bağlı olarak değişmekte ve aynı zamanda yol-alma akımı yüksek olduğu halde moment düşük olmaktadır. Bu nedenle yük altında kalkışlarda başlangıç gerilimi değeri nominal değerinin %75'inden aşağı olmamalıdır. Aksi halde motor istenilen hıza ulaşamaz. Örneğin, tam gerilim çalışmada, kalkış momenti nominal momentin 1,8 katı olan bir ASM'da %75 gerilim ile başlatmada, kalkış momenti tam yük momentinin 1,1 katı, yol-alma akımı ise tam yük akımının 4 ile 5 katı kadar olmaktadır. Yüksüz %40 nominal gerilimle başlatmada kalkış momenti %29 tam yük momentini, %240 tam yük akımı olmaktadır (Walter 1999).

Tez çalışmasında, AAK'nın yumuşak başlatma özelliği analiz sonuçları benzetim çalışmaları bölümünde verilmektedir.

5. AGT TABANLI OED

Bu bölümde, önerilen ve tez çalışmasına temel teşkil eden AGT ve AGT tabanlı OED açıklanmaktadır. Anlık güçlerin hesaplanmasında kullanılan yeni kavramlardan bahsetmeden önce sürekli durumlarda geçerli olan geleneksel güç hesabı anlatılmaktadır.

5.1. Geleneksel Güç Hesabı

Bu kısımda, ideal (Sinüsoidal) kaynaktan beslenen doğrusal ve doğrusal olmayan yüklerdeki geleneksel güç hesabı açıklanmaktadır (Watanabe ve diğerleri 1992).

5.1.1. Doğrusal yüklerde güç hesabı

Bir fazlı sistemde güç:

Bir fazlı sistemde gerilim kaynağı ve yük akımı tanımları eşitlik (5.1 ve 5.2)'de verilmektedir:

$$v_a(t) = \sqrt{2}V \sin \omega_e t \quad (5.1)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega_e t - \varphi) \quad (5.2)$$

Bir fazlı devrede anlık güç,

$$p_a(t) = v_a i_a = VI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega_e t) - VI \sin \varphi \sin 2\omega_e t \quad (5.3)$$

Anlık güç $VI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega_e t)$ ve $VI \sin \varphi \sin 2\omega_e t$ olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısım $VI \cos \varphi$ 'ye karşılık gelen ortalama değere sahip bir doğru bileşenle, hat frekansının iki katı değerinde salınım yapan dalgalı bileşene sahiptir. Birinci kısım hiçbir zaman eksi değer almamaktadır. İkinci kısım, hat

frekansının iki katı salınım yapan dalgalı bir bileşene sahiptir. Bu bileşenin tepe değeri $V I \sin \varphi$ ve ortalama değeri sıfırdır.

Dolayısıyla ortalama (aktif) güç:

$$P = VI \cos \varphi \quad (5.4)$$

ve geleneksel reaktif güç,

$$Q \equiv VI \sin \varphi \quad (5.5)$$

olarak yazılabilir.

Üç fazlı sistemde anlık aktif güç:

Dengeli üç fazlı sistemlerde, p_a , p_b ve p_c bir faz anlık güçler olmak üzere, üç fazlı anlık aktif güç;

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3P_{1\phi} \equiv P_{3\phi} \quad (5.6)$$

olarak yazılır. Eşitlik (5.6)'dan görüldüğü gibi, üç fazlı anlık aktif güçte dalgalı bileşen bulunmaz. Bu nedenle üç fazın anlık aktif gücü, her fazın ortalama değerlerinin toplamına eşittir. Reaktif güç eşitlik (5.7)'de verildiği gibidir.

$$Q_{3\phi} \equiv 3Q_{1\phi} \quad (5.7)$$

5.1.2. Doğrusal olmayan yüklerde güç hesabı

Gerilim kaynakları ideal olduğundan yine eşitlik (5.1)'de olduğu gibi ifade edilir.

Yük doğrusal olmadığı için akım harmonikler içerir. Bir faza ait yük akımı,

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega_e t - \varphi_n) \quad (5.8)$$

olarak ifade edilir. Bir fazlı anlık güç,

$$P_a(t) = v_a i_a$$
$$= V_1 I_1 \cos \varphi_1 (1 - \cos 2\omega_e t) - V I_1 \sin \varphi_1 \sin 2\omega_e t + \sum_{n=2}^{\infty} 2V I_n \sin \omega_e t \sin(n\omega_e t - \varphi_n)$$
(5.9)

olarak ifade edilir. Aktif güç, anlık güç ifadesinin ortalama değerinden bulunur.

$$P = V I_1 \cos \varphi_1$$
(5.10)

Harmonik içeren akımın RMS değeri eşitlik (5.11)'de verilmiştir. Eşitlikten görüldüğü gibi yük akımı harmonik bileşen akımlarının kareleri toplamının kareköküne eşit olmaktadır.

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = \sqrt{(1/T) \int_0^T i_a^2 dt}$$
(5.11)

Görünür güç eşitlik (5.12)'de verildiği gibidir,

$$S = VI$$
(5.12)

Eşitlik (5.12)'deki akım yerine, eşitlik (5.11)'deki eşitliği konulduğunda görünür güç ifadesi,

$$S = V(\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots})$$
(5.13)

gibi olur. Reaktif güç ise,

$$Q = V I_1 \sin \varphi_1$$
(5.14)

olarak ifade edilir. Son olarak harmonik güç, kaynak gerilimi ile harmonik akımının çarpımına eşit olmak üzere eşitlik (5.15)'de verildiği gibi ifade edilir.

$$H \equiv V \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (5.15)$$

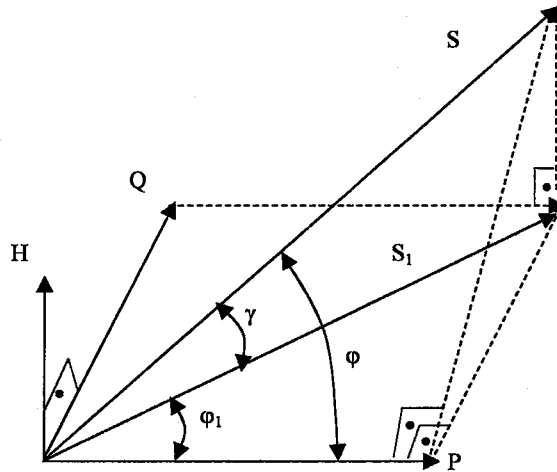
Harmonik akımları içeren bir devrede eşitlik (5.13)'deki görünür güç ifadesi yeniden eşitlik (5.16)'daki gibi yazılabilir.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (5.16)$$

Eşitlik (5.16)'daki görünür güç ifadesi, Şekil 5.1'de görüldüğü gibi, doğrusal yüklerdeki güç üçgeni yerine, güç dörtyüzlüsü ile verilmektedir. Şekil 5.1'deki grafikte; P aktif gücü, Q reaktif gücü ve H Harmonik gücü ifade etmektedir. Harmonik güç, anlık aktif ve reaktif güçlerin dalgalı bileşenlerinin vektörel toplamıdır. Şekil 5.1'deki güç dört yüz lüsü, P ve Q güçlerinden oluşan gerçek güç düzlemi ile H harmonik güç sanal ekseninden oluşmaktadır. TGF ve Bozulum Faktörü (BF) eşitlik 5.17 ve eşitlik 5.18'de verilmektedir.

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1} \quad (5.17)$$

$$\cos \gamma = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{S} = \frac{I_1}{I} \quad (5.18)$$



Şekil 5.1. Harmonik akım içeren devrelerde güç dörtyüzlüsü.

Harmonik akımlar içeren devrelerde GF veya toplam GF eşitlik (5.19)'da verilmektedir.

$$\cos \varphi = P / S = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (5.19)$$

TGF, harmoniksiz sistemlerde GF'ne karşılık gelmektedir. TGF, harmonik akım ve gerilim içeren devrelerde akım ve gerilimin temel bileşenleri arasındaki açığa bağlı olarak değişmektedir. Diğer taraftan GF veya toplam GF, P ortalama gücün devrenin S görünür güce oranı olarak tanımlanır. Şekil 5.1'de görüldüğü gibi, S görünür gücü devredeki bütün güçlerin vektörel toplamıdır. Dengeli üç fazlı sistemde eşitlik (5.10, 5.12, 5.14 ve 5.15)'deki bütün değerler üçle çarpılmalıdır.

Buraya kadar olan güç tanımlamaları sistem sürekli durumdayken geçerlidir. Ayrıca güç hesabının işlemci tarafından yapılması için akım gerilim değerlerinin yanında birde bunlar arasındaki faz farkının da ölçülmesi gerekmektedir. Dolayısıyla aktif, reaktif ve harmonik güçlerin hesaplanmasında çok sayıda trigonometrik ifadeler bulunmaktadır.

v_a, v_b, v_c anlık faz gerilimleri ve i_a, i_b, i_c anlık faz akımları olmak üzere üç fazlı sistemde anlık güç,

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (5.20)$$

olarak ifade edilir. Dengeli üç fazlı sistemde doğrusal olmayan yüklerde aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

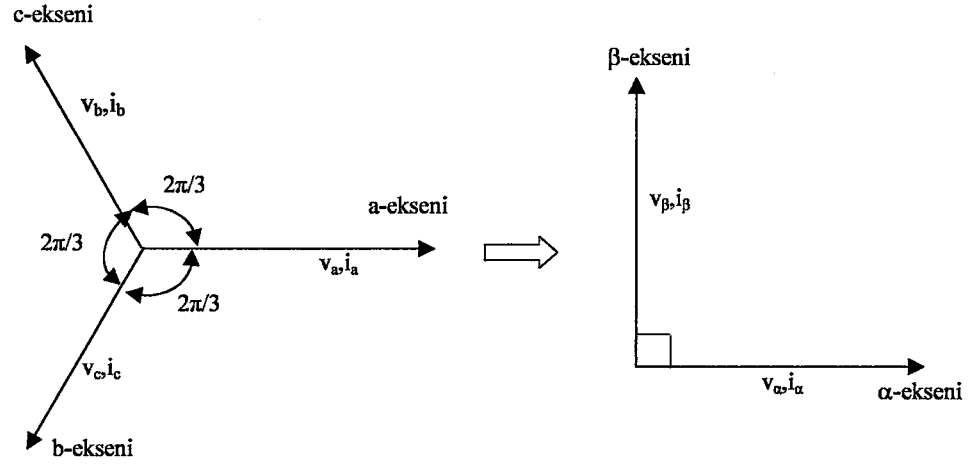
1. P ve Q, yalnız ω_e frekansındaki akımlara bağlı olarak değişir.
2. H, frekansı ω_e 'den farklı frekanslı akımlara (harmoniklere) bağlı olarak değişir.
3. $V \sin \varphi \sin 2\omega_e t$ veya $Q \sin 2\omega_e t$ sıfır ortalama değere sahip olup, paralel bağlı kondansatör ve endüktans kullanılarak geleneksel yollarla kompanze edilerek yok edilebilir. Harmonik güç ise ω_e frekansından farklı frekanslarda akımlar içerdiğinden tek bir L ve C elemanı ile yok edilemez.

4. Eşitlik (5.9)'daki anlık güç ifadesinde, kaynak frekansından farklı frekanslardaki kısımlar, H harmonik gücüne karşılık gelmekte ve sıfır ortalama değere sahiptir. Dolayısıyla tek bir endüktans veya kondansatörle yok edilemez. H harmonik gücü, yük tarafından üretilen harmonik akımlar için kısa devre olarak çalışan filtrelerle yok edilebilir.

Eşitlik (5.20)'deki üç fazlı anlık güç ifadesi, dengeli ve doğrusal yük bulunduran üç fazlı sistemlerde sadece doğru bileşene sahiptir ve $P = 3VI\cos\phi$ değerine eşittir. Eşitlik (5.20)'deki üç fazlı devredeki anlık güç ifadesinden görüldüğü gibi aktif gücü bulmak için sadece akım ve gerilimlerin anlık değerlerini ölçmek yeterlidir. Geleneksel aktif güç ifadesinde ise GF de ölçülmesi gerekmektedir. Eğer gerilim kaynakları dengesiz veya harmonik bileşenlere sahip veya yük doğrusal değilse, eşitlik (5.20)'deki güç ifadesi doğru bileşenin yanında dalgalı bileşene de sahiptir. Eşitlik 5.20'deki geçici ve sürekli durumlarda, doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumlarında, sinüsoidal ve sinüsoidal olmayan kaynak şartlarında geçerli olan anlık aktif güç ifadesi gibi, bu durumlarda geçerli olan ve cebirsel olarak hesaplanabilen anlık reaktif güç ifadesinin de yazılması gerekmektedir. Çünkü yukarıda bahsedilen reaktif güç hesaplama eşitlikleri hem trigonometrik ifadeler içermekte hem de sadece sürekli durumlarda geçerli olmaktadır.

5.2. Anlık Güç Teorisi

Akagi ve arkadaşları tarafından 1983 yılında ileri sürülen, anlık aktif ve reaktif güç teorisi veya p-q teori olarak da anılan anlık reaktif güç teorisi, nötr hattı olan ve olmayan, dengeli ve dengesiz, tüm genel dalga şekillerindeki akım ve gerilime sahip üç fazlı güç sistemlerinde sürekli ve geçici çalışma koşullarındaki anlık değerler üzerine tesis edilmiştir. AGT, 120° faz farklı a-b-c koordinatında bulunan üç fazlı gerilim ve akımların 90° faz farklı α - β durağan referans yapıya çeviren cebirsel dönüşümünü (Clarke transformation) içermektedir (Afonso ve diğerleri 2000). Şekil 5.2'de a-b-c koordinatlarındaki üç fazlı anlık uzay vektörlerinin gösterimi ve α - β durağan referans yapıdaki karşılıkları gösterilmektedir (Akagi ve diğerleri 1984).



Şekil 5.2. a-b-c / α - β koordinat dönüşümü.

Şekil 5.2'de görüldüğü gibi, abc koordinatlarda, a,b ve c eksenleri aynı düzlem üzerinde ve $2\pi/3$ faz açılarıyla yerleştirilmiştir. Anlık uzay vektörleri v_a ve i_a , (a) ekseninde ve genlikleri ve yönü (+, -) zamana bağlı olarak değişmektedir. Aynı şekilde v_b ve i_b (b), v_c ve i_c (c) ekseninde genlik ve yönleri (+, -) zamanla değişmektedir.

AGT'de abc uzay vektörleri, basit bir cebirsel işlemle birbirine dik α - β koordinatlarına dönüştürülebilmektedir. Şekil 5.2'de abc uzay vektörlerinin durağan referans yapıdaki, birbirine dik α - β koordinatlarındaki, anlık uzay vektörlerine dönüşümü gösterilmektedir. α - β akım ve gerilim büyüklükleri genlikleri ve yönü zamana bağlı olarak (+,-) değişmektedir. Üç fazlı abc uzay vektörlerinin α - β koordinatlara dönüşümü eşitlik 5.21 ve eşitlik (5.22)'deki gibi verilmektedir (Akagi ve diğerleri 1984).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

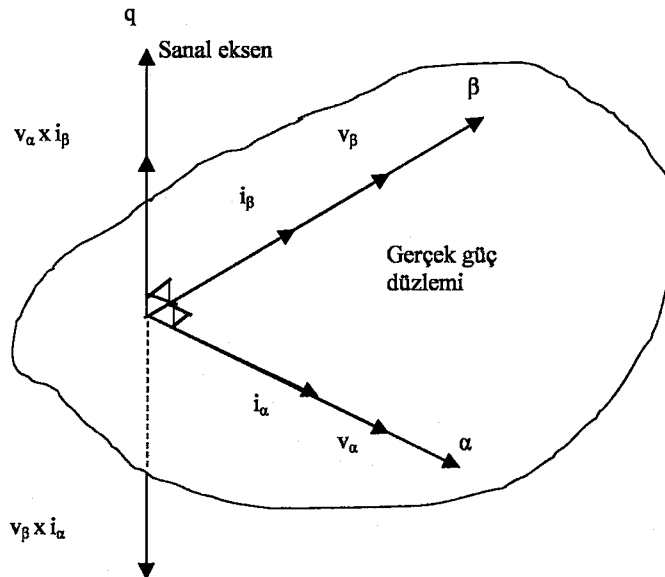
Üç fazlı devrelerde geleneksel anlık aktif güç (5.23)'de verildiği gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} p_{3\phi}(t) &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_a i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_c(t) \\ &= p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_0(t) = p(t) + p_0(t) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Bu çalışmada, $p = p_\alpha + p_\beta$ anlık gerçek gücü ve $p_0 = v_0 i_0$ anlık sıfır bileşen gücü vermektedir. Burada dengeli ve yıldız noktası topraksız (3 hatlı) güç sistemi incelendiğinden sıfır bileşen gerilimi ve dolayısıyla sıfır bileşen akım ve gücü de sıfır olmaktadır. α - β dönüşümünün bir avantajı sistemi sıfır bileşenden yalıtılmaktır. Bu nedenle iki fazlı durağan referans yapısı sadece birbirine dik iki eksenle (α - β) temsil edilmektedir. Şekil 5.3'de α - β koordinatında uzay vektörlerini göstermektedir.

Şekil 5.3'de görüldüğü gibi, α - β koordinatlarından oluşan gerçek güç düzlemine dik olan uzay vektörü anlık sanal reaktif güç (q) vektörüdür. Anlık sanal güç uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$q_{3\phi} = v_\alpha \times i_\beta + v_\beta \times i_\alpha \quad (5.24)$$



Şekil 5.3. Anlık akım ve gerilim uzay vektörleri.

Koordinat sisteminde sağ el kuralı uygulanarak, sanal eksen uzay vektörünün α - β koordinatlarının oluşturduğu gerçek düzleme dik olduğu görülebilir. v_α , i_α 'ya ve v_β , i_β 'ya paralel; v_α , i_β 'ya ve v_β , i_α 'ya diktir. Anlık gerçek güç (sıfır bileşen gücü sıfır olduğundan anlık aktif güce eşittir) p ve anlık sanal güç (q) eşitlik (5.25)'deki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Eşitlik 5.25'de, $v_\alpha \cdot i_\alpha$ ve $v_\beta \cdot i_\beta$, aynı eksenlerdeki anlık gerilim ve akımların çarpımları olan anlık güçlerdir. Üç fazlı devrede bu iki anlık gücün toplamı, birimi [W] olan anlık gerçek (aktif) güce (p) karşılık gelmektedir. Anlık gerçek güç (p) uzay vektörü eşitlik (5.25)'den,

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (5.26)$$

olarak yazılabilir. Diğer taraftan $v_\alpha \cdot i_\beta$ ve $v_\beta \cdot i_\alpha$ farklı eksenlerdeki anlık akım ve gerilimin çarpımıyla tanımlandığı için geleneksel elektriksel bir büyüklük değildir. Anlık sanal gücün (q) birimi Akagi ve arkadaşları tarafından (1984) [IVA] olarak sunulmuştur. Akagi ve arkadaşları tarafından, anlık sanal gücü geleneksel anlık güçten ayırmak için, geleneksel anlık güç (p) anlık gerçek güç olarak adlandırılmıştır. Anlık sanal güç, anlık sanal uzay vektörü olarak yine eşitlik (5.25)'den,

$$q(t) \equiv v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (5.27)$$

olarak tanımlanabilir. Gerçekte anlık sanal güç a-b-c koordinatlarında eşitlik (5.28)'de verildiği gibi ifade edilebilir:

$$q = \frac{-1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] \quad (5.28)$$

Eşitlik (5.28), yalnız temel frekans dikkate alındığında geleneksel üç faz reaktif gücü ifade etmektedir. q değişkeni yeni güç anlayışında akım ve gerilimdeki bütün frekans bileşenlerini dikkate almaktadır. Bu nedenle farklı bir fiziksel anlamı vardır. Akagi ve diğerleri tarafından bu güç anlık sanal güç olarak tanımlanmış ve birimi IVA (Imaginary Volt-Ampere) olarak belirtilmiştir. Eşitlik (5.27)'den q değişkeninin, sistemin α - β bileşenlerine bağlı olduğu, sıfır bileşeninden bağımsız olduğu görülmektedir (Watanabe ve diğerleri 1993).

5.2.1. Anlık reaktif gücün fiziksel tanımı

Eşitlik (5.25)'den ters dönüşüm yapılarak akım eşitlikleri yazılabilir (Akagi ve diğerleri 1984),

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Eşitlik (5.29)'daki α - β koordinatlarındaki i_α ve i_β anlık akımları aşağıdaki gibi iki ayrı akım bileşenine bölünebilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Eşitlik (5.30)'dan anlık gerçek güç (p)'yi oluşturan α - β akımların,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

ve anlık sanal gücü (q) oluşturan α - β akımlarının eşitlik (5.32)'den,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

olduğu görülmektedir. Eşitlik (5.31 ve 5.32)'den aşağıdaki eşitlikler türetilebilir:

α eksenli anlık aktif ve reaktif akımları,

$$i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p; \quad i_{\alpha q} = \frac{-v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (5.33)$$

ve β - eksenli anlık aktif ve reaktif akımları,

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p; \quad i_{\beta q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (5.34)$$

olarak yazılabilir. Anlık aktif ve reaktif akımların fiziksel anlamı ve mantığı aşağıdaki şekilde netleştirilebilir. α ve β eksenindeki anlık güçler sırasıyla p_{α} , ve p_{β} olsun. Bu güçler geleneksel tanımla eşitlik (5.35)'deki gibi ifade edilirler.

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha} \\ v_{\beta} i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha p} \\ v_{\beta} i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha q} \\ v_{\beta} i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Üç fazlı devrelerde anlık gerçek güç (p) eşitlik (5.30 ve 5.35) kullanılarak aşağıdaki gibi verilir:

$$p = p_{\alpha} + p_{\beta} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p + \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p + \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q + \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (5.36)$$

Eşitlik (5.36)'ün sağ tarafındaki 3. ve 4. terimlerin toplamı devamlı sıfırdır. Bu reaktif güçlerin fazlar arasında dolaştığını göstermektedir. Eşitlik (5.35 ve 5.36)'dan eşitlik (5.37 ve 5.38)'deki eşitlikler elde edilir:

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha p} + v_{\beta} i_{\beta p} \equiv p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (5.37)$$

$$0 = v_{\alpha} i_{\alpha q} + v_{\beta} i_{\beta q} \equiv p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (5.38)$$

burada;

$$P_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P \quad (5.39)$$

α ekseni anlık aktif gücü,

$$P_{\alpha q} = \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q \quad (5.40)$$

α ekseni anlık reaktif gücü,

$$P_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P \quad (5.41)$$

β ekseni anlık aktif gücü ve

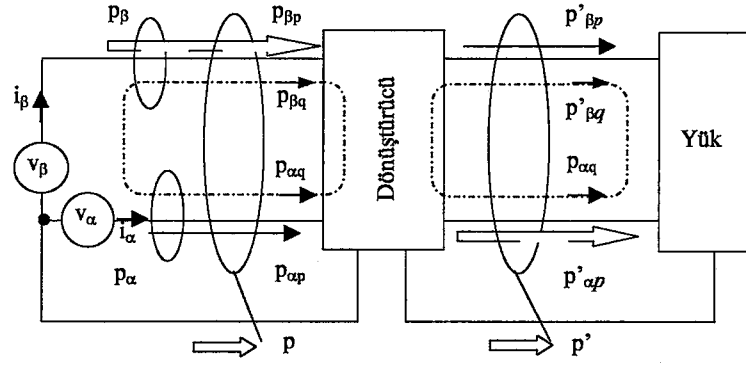
$$P_{\beta q} = \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q \quad (5.42)$$

β ekseni anlık reaktif gücü göstermektedir.

Eşitlik 5.37 ve eşitlik 5.38'den aşağıdaki sonuçlar çıkarılır (Akagi ve diğerleri 1984).

1. $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ anlık güçlerin toplamı üç fazlı devrelerde anlık gerçek güce karşılık gelmektedir. $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ anlık aktif güçler olarak adlandırılır.
2. $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ anlık güçleri birbirlerini yok ettiklerinden kaynaktan yüke olan anlık güç akışına katkıda bulunmazlar. $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ anlık güçleri anlık reaktif güç olarak adlandırılır.

Şekil 5.4'de durağan bir dönüştürücü sisteminde anlık güçlerin akışı gösterilmektedir (Akagi ve diğerleri 1984).



Şekil 5.4. Durağan dönüştürücüde anlık güç akışı.

Şekil 5.4'de v_α ve v_β iki fazlı sisteme dönüştürülmüş hat gerilimlerini, i_α ve i_β ' ise iki fazlı sisteme dönüştürülmüş hat akımlarını göstermektedir. Giriş tarafındaki $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$, anlık reaktif güçleri kaynak ve dönüştürücü arasında ve $p'_{\alpha q}$ ve $p'_{\beta q}$ statik dönüştürücü ile yük arasında dolaşan anlık güçlerdir. Dönüştürücünün giriş ve çıkış tarafındaki anlık reaktif güçler arasında bir ilişki yokken, giriş tarafındaki anlık sanal reaktif güç (q) ile çıkış tarafındaki anlık sanal güç (q') arasında bir bağıntı vardır ($q \neq q'$). Dönüştürücüde bir güç depolanması veya tüketimi olmadığı varsayıldığında $p = p'$ olur (Akagi ve diğerleri 1984).

Dengeli üç fazlı sinüsoidal devrelerde anlık gerçek güç ile anlık sanal gücün sabit olacağı açıktır. Zorunlu olarak anlık gerçek güç, faz başına geleneksel aktif gücün üç katına karşılık gelmektedir. Bununla birlikte anlık sanal reaktif güç, tanımlanma ve fiziksel bakımdan ortalama değer kavramına dayalı geleneksel reaktif güçten oldukça farklıdır. Anlık güç teorisindeki güç bileşenlerini daha iyi anlayabilmek için sinüsoidal kaynakla beslenen doğrusal ve doğrusal olmayan yüklerden oluşan üç fazlı devrelerde anlık güç kavramları ve güç eşitlikleri incelenecektir

5.2.2. Üç fazlı doğrusal yüklerde anlık güç hesabı

Üç fazlı dengeli sistemde kaynak gerilimleri ve doğrusal yükün (harmonik içermeyen R, L, C yükler) çektiği akımlar eşitlik (5.43 ve 5.44)'de verilmektedir (Watanabe ve arkadaşları 1983).

$$\begin{aligned}
v_a &= \sqrt{2}V \sin \omega_e t \\
v_b &= \sqrt{2}V \sin(\omega_e t - 120^\circ) \\
v_c &= \sqrt{2}V \sin(\omega_e t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{5.43}$$

$$\begin{aligned}
i_a &= \sqrt{2}I \sin(\omega_e t - \varphi) \\
i_b &= \sqrt{2}I \sin(\omega_e t - 120^\circ - \varphi) \\
i_c &= \sqrt{2}I \sin(\omega_e t + 120^\circ - \varphi)
\end{aligned} \tag{5.44}$$

Bu akım ve gerilimler α - β referans yapıya çevrildiğinde aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\begin{aligned}
v_\alpha &= \sqrt{3}V \sin \omega_e t \\
v_\beta &= \sqrt{3}V \cos \omega_e t
\end{aligned} \tag{5.45}$$

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= \sqrt{3}I \sin(\omega_e t - \varphi) \\
i_\beta &= \sqrt{3}I \cos(\omega_e t - \varphi)
\end{aligned} \tag{5.46}$$

Yukarıdaki eşitliklerden gerçek ve sanal güçler,

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = 3VI \cos \varphi = P_{3\phi} \tag{5.47}$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = 3VI \sin \varphi = Q_{3\phi} \tag{5.48}$$

olarak yazılır. Yukarıdaki eşitliklerden görüldüğü gibi sinüsoidal kaynakla beslenen doğrusal yük durumunda gerçek güç (p) geleneksel güç kavramı olan aktif güce karşılık gelmektedir ve birimi W'dır. Sanal güç (q) ise geleneksel reaktif güce karşılık gelmektedir ve birimi [VAr]'dir.

5.2.3. Üç fazlı doğrusal olmayan yükte anlık güç hesabı

Üç fazlı sinüsoidal kaynakla beslenen doğrusal olmayan (harmonik içeren yük, doğrultucu) yük durumunda üç fazlı kaynak gerilimleri eşitlik (5.43)'deki gibi ifade edilmektedir. Yükün çektiği akımlar ise aşağıda verildiği gibidir.

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega_e t - \varphi_n) \quad (5.49)$$

$$i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega_e t - 120^\circ) - \varphi_n] \quad (5.50)$$

$$i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega_e t + 120^\circ) - \varphi_n] \quad (5.51)$$

Üç faz akımları α - β referans yapıya aşağıdaki gibi dönüştürülür.

$$i_\alpha = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \sin(n\omega_e t - \varphi_n) [1 - \cos(n120^\circ)] \quad (5.52)$$

$$i_\beta = \sum_{n=1}^{\infty} 2 I_n \cos(n\omega_e t - \varphi_n) \sin(n120^\circ) \quad (5.53)$$

Eşitlik (5.43)'deki gerilim ve eşitlik (5.52 ve 5.53)'deki akımlardan anlık gerçek ve sanal güçler aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = p_{\omega p} + p_{\beta p} = 3VI_1 \cos \varphi_1 - \\ &3VI_2 \cos(3\omega_e t - \varphi_2) + 3VI_4 \cos(3\omega_e t - \varphi_4) - \\ &3VI_5 \cos(6\omega_e t - \varphi_5) + 3VI_7 \cos(6\omega_e t - \varphi_7) - \dots \end{aligned} \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} q &= v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha = 3VI_1 \sin \varphi_1 - \\ &3VI_2 \sin(3\omega_e t - \varphi_2) + 3VI_4 \sin(3\omega_e t - \varphi_4) - \\ &3VI_5 \sin(6\omega_e t - \varphi_5) + 3VI_7 \sin(6\omega_e t - \varphi_7) - \dots \end{aligned} \quad (5.55)$$

Yukarıdaki eşitliklerden de görüldüğü gibi gerçek güç (p) ve sanal güç (q) dalgalı ve doğru bileşenlere sahiptir ve dolayısıyla aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (5.56)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (5.57)$$

$$\bar{p} = P_3 \quad \text{ve} \quad \bar{q} = Q_{3\phi} \quad (5.58)$$

$$H = \sqrt{\tilde{P}^2 + \tilde{Q}^2} \quad (5.59)$$

\tilde{P} ve \tilde{Q} değerleri, \tilde{p} ve \tilde{q} 'in etkin değeridir.

Yukarıdaki eşitlikler anlık güç teorisiyle geleneksel güç teorisi arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Anlık gerçek güç p 'nin doğru bileşeni, \bar{p} aktif (ortalama) güce karşılık gelmektedir ve birimi [W]'tır. p 'nin dalgalı bileşeni \tilde{p} akım harmoniklerinden dolayı oluşmakta ve birim zamanda kaynakla yük arasında alınıp verilen enerjiyi göstermektedir ve ortalama değeri sıfırdır. Sanal güç q 'nun doğru bileşeni \bar{q} geleneksel reaktif güce karşılık gelmektedir ve birimi [Var]'tır. q 'nun alternatif bileşeni \tilde{q} akım harmoniklerinden dolayı oluşmakta ve her fazdaki reaktif gücü göstermektedir, anlık olarak toplandığında ise sıfırdır. Sanal güç ($q = \bar{q} + \tilde{q}$) anlık enerji akışına katkıda bulunmamaktadır. Geleneksel harmonik güç H eşitlik (5.59)'de görüldüğü gibi gerçek ve sanal güçlerin alternatif bileşenlerinden oluşmaktadır.

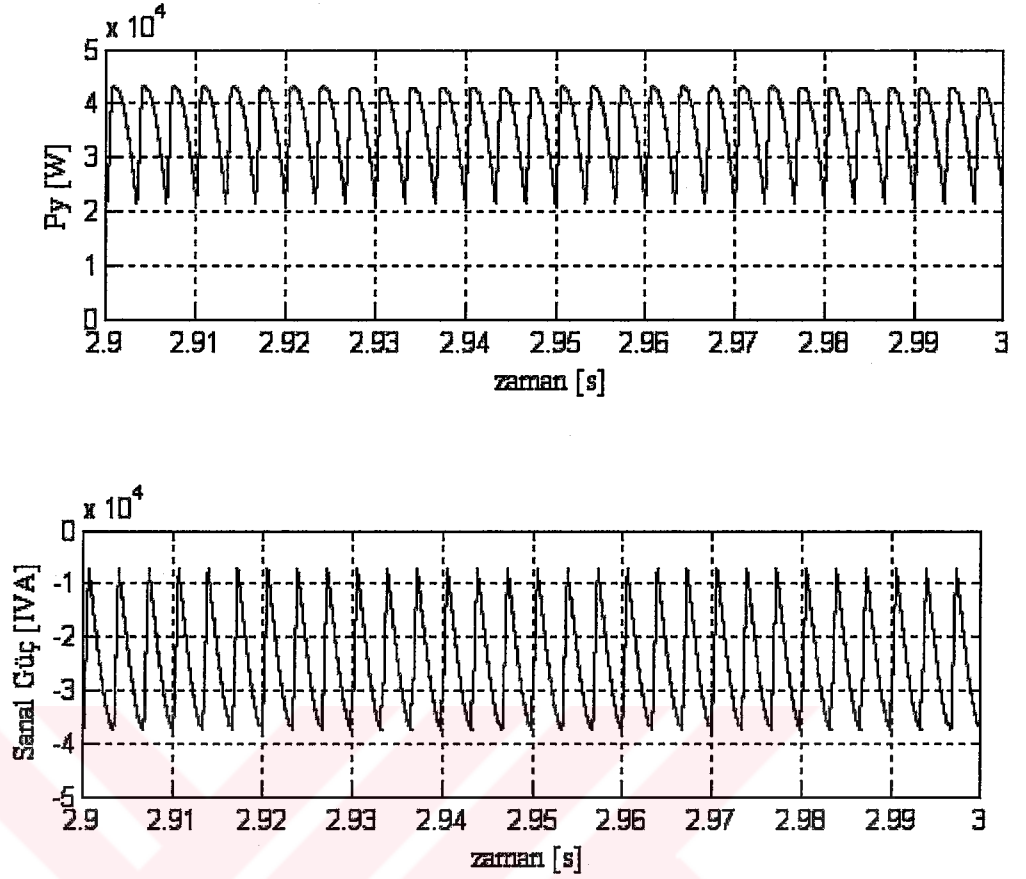
Anlık gerçek ve sanal güçler tekrar düzenlendiğinde eşitlik (5.43) yeniden eşitlik (5.60)'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

Eşitlik (5.29)'daki akım eşitliği, gerçek ve sanal gücün alternatif ve doğru bileşenleri ayrılmış olarak aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Şekil 5.5'de, örnek olarak alınan üç fazlı bir doğrultucunun çektiği anlık gerçek ve sanal güçlerin dalgalı ve doğru bileşenleri ile birlikte zamana göre değişimleri verilmektedir (Watanabe ve diğerleri 1983).



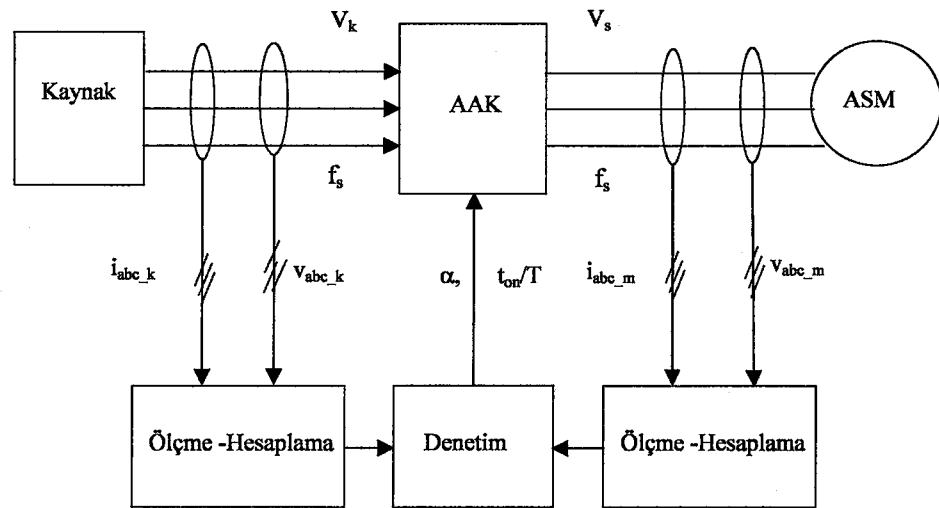
Şekil 5.5. a-) Anlık gerçek güç (p), b) Anlık sanal güç (q).

Şekil 5.5'den görüldüğü gibi anlık gerçek (nötr hattı olmayan üç fazlı sistemlerde aktif güç) ve sanal güçler DA seviyesinde bir doğru bileşene ve bu seviye üzerinde salınım yapan dalgalı bileşene sahiptir. Her iki gücün dalgalı bileşenleri akım ve gerilimdeki harmonikler sonucu oluşmaktadır. Anlık gerçek güç (p) ile motor tarafından üretilen elektromanyetik moment, anlık sanal güç (q) ile hava aralığı akısı denetlenebilmektedir. Bununla birlikte anlık sanal gücün dalgalı bileşeni momentteki dalgalanma, anlık sanal gücün dalgalı bileşeni ise akımdaki harmoniklerle ilişkilidir (Betz ve diğeri 2000). Bu tez çalışmasında, sabit momentli yüklerde ASM'un OED hava-aralığı akısını denetleme yoluyla yapıldığından ve harmonik akımların anlık sanal gücün dalgalı bileşeni ile ilişkisinden dolayı, ASM'un OED'de denetim değişkeni olarak anlık sanal gücün dalgalı bileşenini kullanılmaktadır. Bu denetim yöntemiyle ASM'un değişen yük durumlarında, harmonik standartlarda belirtilen sınırlamalar dahilinde, AAK kullanarak maksimum verimde çalışacak şekilde OED mümkün olmaktadır.

5.3. AGT Tabanlı OED

ASM'un AAK ile gerçekleştirilen AGT tabanlı OED'de kullanılan temel devre blok şeması Şekil 5.6'da verilmektedir. AAK giriş veya çıkışından ölçülen iki faza ait akım ve gerilim anlık değerlerinden gerçek ve sanal güçler ile bunların doğru ve dalgalı bileşenleri ve GF, trigonometrik ve Fourier analizlerine gerek duyulmadan sadece dört işlem kullanılarak basit bir işlemle anlık olarak hesaplanmaktadır. Hesaplanan bu değerlerden OED için gerekli olan denetim sinyali üretilerek kıyıcıdaki anahtarlama elemanlarının kapı devrelerine gönderilerek tristörlerin tetikleme açıları veya IGBT elemanlarının anahtarlama yapılı.

DGAAAK ile yapılan OED'de, denetim değişkeni olarak stator akımı ve dalgalı reaktif güç kullanılırken, FDAAK ile yapılan OED'de denetim değişkeni olarak stator akımı kullanılmaktadır. DGAAAK'da ASM'un optimal çalışma noktası, dalgalı reaktif gücün minimum olduğu gerilim değerine göre, FDAAK'da ise stator akımının ve/veya aktif giriş gücünün minimum olduğu gerilim değerine göre belirlenmektedir. Faz denetimli ve DGA'lı AAK ile çalışan ASM'un gerilim değişimine bağlı analizi ve uygun denetim algoritmasının belirlenmesi bir sonraki kısımda detaylı olarak grafiklerle açıklanmaktadır.



Şekil 5.6. ASM'un AGT tabanlı OED sistem blok şeması.

Şekil 5.6'da verilen sistem yalnız OED amaçlı kullanıldığında sadece kaynak tarafındaki iki fazdan alınan anlık akım ve gerilim değerleri yeterli olmaktadır. Anlık olarak ölçülen akım ve gerilimler yardımıyla hesaplanan güç bileşenlerinden dalgali reaktif güç bileşeni, harmonik akımları; dalgali aktif güç bileşeni, momentteki dalgalanmaları kabul edilebilir sınırlar içerisinde tutmak amacıyla denetim değişkeni olarak kullanılabilir.

FDAAK ve DGAAK'da kullanılacak denetim değişkeninin seçimi, bir sonraki kısımda açıklanan benzetim test çalışmalarının sonucu; harmonik akımdaki sınırlama, moment ve hızdaki dalgalanma ve verim dikkate alınarak seçilmektedir.



6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde, ASM'un; sürekli hal devre parametrelerinin bulunması amacıyla oto transformatör üzerinden laboratuvar ortamında yapılan standart test sonuçları, sürekli hal devre parametreleri ve kayıp dağılım sonuçları ve değişik yüklerde gerilim değişimine bağlı olarak elde edilen performans analiz sonuçları tablo ve grafikler halinde verilmektedir. ASM'un FDAAK ve DGAAK ile OED benzetim çalışmalarına temel teşkil eden dinamik modeline ilişkin motor parametrelerinin hesaplanmasında kullanılan Matlab-M.File'de yazılmış programlar EK-A ve EK-B'de verilmektedir.

6.1. ASM Model Parametrelerinin Belirlenmesine İlişkin Deneysel Çalışmalar

Aşağıda, Tablo 6.1'de testlerde kullanılan ASM etiket bilgileri, Tablo 6.2 ve Tablo 6.3'de sırasıyla boş ve kilitli rotor çalışma deney sonuçları, Tablo 6.4'de ASM'un sürekli hal devre parametreleri verilmektedir:

Tablo 6.1. ASM etiket bilgileri.

1,1 kW	B Class	S: 1	IP: 55	ICL: F	3~ IEC 34-1
4,8/2,8 A	Δ / \wedge	230/400V	50 Hz	Cos φ = 0,76	1390 d/d

Tablo 6.2. Boş çalışma deneyi sonuçları (Üçgen bağlantı için).

U_0 [V]	I_0 [A]	P_0 [W]	Cos φ_0 [-]	n_0 [d/dak]
230	4	207,15	0,13	1500
230	3,97	347,93	0,22	1490

Tablo 6.3. Kilitli rotor deneyi sonuçları.

U_k [V]	I_{kr} [A]	P_{kr} [W]	Cos φ_k [-]	f [Hz]
62	4,8	365,96	0,71	50
41,3	4,73	318	0,94	16,7

Tablo 6.4. ASM sürekli hal devre parametreleri.

$R_s=8 \Omega$	$X_s=J 8,0 \Omega$	$X_m=J 120 \Omega$	$R_{fe}=1800 \Omega$
$R_r=7,2 \Omega$	$X_r=J 8,0 \Omega$	$J=0,0137 \text{ kg m}^2$	-

ASM tam yük kayıplarının dağılımı:

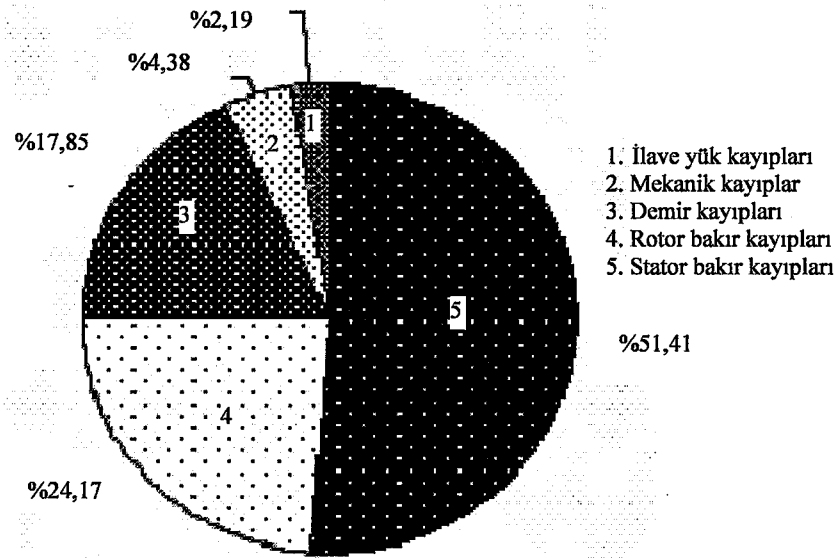
Örnek alınan 1,1kW'lık ASM'un sinüsoidal gerilimle beslemede, boş çalışma ve kilitli rotor deneyleri ile etiket bilgilerinden elde edilen, tam yük kayıplarının dağılımı Tablo 6.5'de verilmektedir.

Tablo 6.5. Örnek alınan ASM'da tam yük kayıp dağılımı.

	$P_{k,dgt}$	$P_{k,mek}$	$P_{k,Fe}$	$P_{k,cu,r}$	$P_{k,cu,s}$	P_{kt}
[W]	8	16	65	88	187	364
%	2,19	4,38	17,85	24,17	51,41	100

Tablo 6.5'den görüldüğü gibi, toplam motor kayıpların en büyük dilimini %75,58 ile bakır kayıpları, bakır kayıplarının da en büyük dilimini %68 ile stator bakır kayıpları oluşturmaktadır. Daha sonra %17,85 ile demir kayıpları oluşturmaktadır. Şekil 6.1'de, Tablo 6.5'de verilen tam yük ASM kayıplarının yüzde dağılımları grafik halinde verilmektedir.

Şekil 6.1'de verilen grafikte görüldüğü gibi, %33,07 olan toplam motor kayıp oranının en büyük dilimini %17 ile stator bakır kayıpları, %8 ile rotor bakır kayıpları, %5,91 ile demir kayıpları ve %2,16 ile diğer (sabit) oluşturmaktadır.



Şekil 6.1. ASM'un tam yük kayıplarının grafiksel dağılımı.

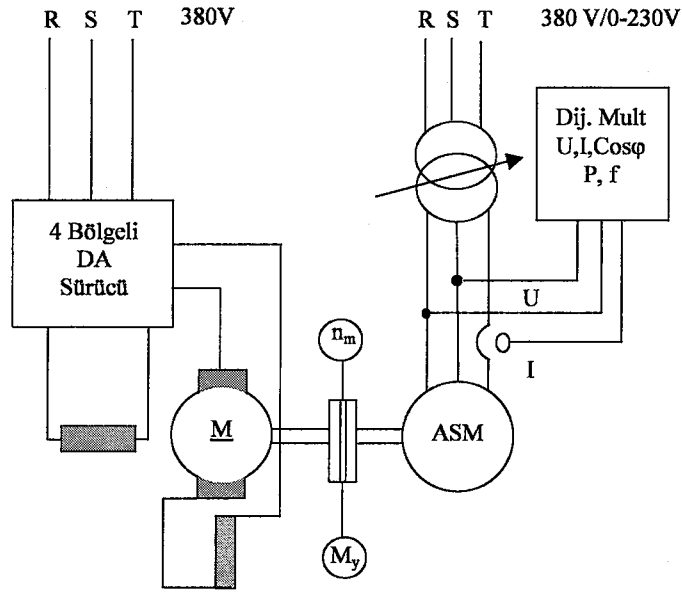
Motor yükünün azalmasıyla bakır kayıpları yükü orantılı bir şekilde azalırken, demir kayıpları tam yükteki en büyük değerinde sabit kalmaktadır. Uygulanan OED ile demir kayıplarındaki yaklaşık %50 oranındaki azalmayla birlikte (%2,8) stator bakır kayıplarındaki azalmayı da dikkate aldığımızda (yaklaşık %3,5) toplam %6-10 arasında bir güç tasarrufu potansiyelinin olduğu görülmektedir. Boş çalışmada bu değer biraz daha büyük olmaktadır. Elde edilecek bu aktif güç tasarrufuna ilaveten, GF'nün artması ile gerekli reaktif güç kompanzasyonu ve şebeke kayıplarındaki azalma da dikkate alındığında uygulanacak OED'nin önemi daha da artmaktadır.

6.2. ASM'un Gerilime Bağlı Performans Değişiminin Analizi

Bu bölümde, laboratuvar ortamında oto transformatör ve DC motor sürücüsü yardımıyla, asenkron motorun değişik yük momentlerinde gerilime bağlı olarak performansındaki değişimler deneysel olarak analiz edilmekte ve elde edilen sonuçlar tablo ve grafiklerle desteklenmektedir.

Deney koşulları:

Deneysel çalışmada, aynı mil üzerine bağlı oto transformatörle beslenen üç fazlı ASM ile dört bölgeli sürücüden beslenen DA motoru, yine aynı mil üzerine monte edilmiş moment ve hız algılayıcılar, analog ve dijital ölçüm cihazlarından oluşan bir deney seti kullanılmıştır. Akım, gerilim, güç ve GF'nü ölçmek için ayrıca özel akım algılayıcı dijital bir multimetre kullanılmıştır. ASM'un yükü aynı yönde dönen DA motorunun faydalı fren bölgesinde çalıştırılması ile sağlanmıştır. ASM yük momenti, DA motorunun uyartım akımı sabit tutup endüvi uçlarına uygulanan gerilimin (U_a) endüvide indüklenen zıt emk'den (E_a) küçük olacak şekilde ($E_a > U_a$) ayarlanması ile elde edilmektedir. U_a gerilimi azaldıkça ASM'un yük momenti artmaktadır. Şekil 6.2'de, ASM'un gerilime bağlı performans değişiminin incelendiği deney düzeneği şeması verilmektedir. Şekil 6.2'de görüldüğü gibi, ASM'un mil momenti, miline bağlı piezo elektrik algılamalı moment ölçüm cihazı, hızı dijital çıkışlı takogeneratör; akım, gerilim, güç ve GF ise özel akım algılamalı (akım transformatörlü) dijital multimetre ile ölçülmektedir.



Şekil 6.2. ASM'un gerilime bağlı performans değişimi analizi deney düzeneği.

Şebeke gerilimindeki %6 kadar harmonik, gerilim ve frekanstaki kararsızlık, motor sıcaklığına bağlı olarak stator sargı direncindeki değişme ve kullanılan ölçü aletlerinin özelliklerinin yetersiz olması gibi nedenlerden dolayı yapılan ölçmelerde bir miktar hata payı olsa da elde edilen sonuçlar; %50 ve daha az yüklerde çalışan ASM'da stator geriliminin yüke uygun olarak ayarlanması ile, enerji denetimi ve dolayısıyla enerji tasarrufu yapılabileceğini net bir şekilde göstermektedir. Örnek olarak alınan 1,1 kW'lık üç fazlı 230V üçgen bağlı ASM, dört bölge sürücünden beslenen DA motoru ile sırasıyla, %100-75-50-40-30-25-20-15 yük momentleri ile yüklenmektedir.

Deneyinin yapılışı:

Her hangi bir yük momentinde yapılan gerilime bağlı performans değişimi deneyinde, ilk önce ASM'a oto transformatörü üzerinden nominal çalışma gerilimi (Δ 230V) uygulanmakta daha sonra uygulanan gerilim belirli kademeler halinde optimal çalışma noktasının altına ininceye kadar düşürülmektedir. Normal gerilim değerinden itibaren bütün gerilim kademelerinde gerekli ölçümler (akım, gerilim, giriş gücü, hız ve moment) alınarak tablolara kaydedilmektedir. Gerilim düştükçe motor akımı ile aktif giriş gücü azalırken GF'nün sürekli arttığı, hızın ise düştüğü

görülmektedir. Motor gerilimindeki azalmaya bağlı olarak, motorun kaynaktan çektiği akım ve aktif gücünün bir noktaya kadar düştükleri ve bu noktadan itibaren gerilim düşürülmeye devam ettirildiğinde akım ve aktif giriş güçlerinin tekrar arttığı görülmektedir. GF'deki artış ile hızdaki düşme sürekli devam etmektedir. Motor akımının ve aynı zamanda giriş gücünün tekrar artmaya başladığı çalışma noktası optimal çalışma noktası, gerilim ise optimal çalışma gerilimidir. Bu noktada motorun verimi o yük için mümkün olan en yüksek değerindedir. Deneye, akım ve giriş gücünün tekrar artmaya başladığını gösterecek değerleri alınca kadar devam edilmiştir.

Tez çalışmasında yapılan deneysel ve benzetim çalışma sonuçlarının değerlendirilmesinde kullanılan temel eşitlikler aşağıda verilmektedir.

Çıkış gücü:

$$P_m = T_m \omega_m \quad (6.1)$$

Verim:

$$\eta = \frac{P_m}{P_g} 100 \quad (6.2)$$

Açısal mekanik hız:

$$\omega_m = \frac{2\pi n_m}{60} \quad (rd/s) \quad (6.3)$$

Temel güç faktörü ($\cos \phi_1$):

$$TGF = \frac{P}{S_1} \quad (6.4)$$

Toplam güç faktörü (cos φ):

$$GF = \frac{P}{S} \quad (6.5)$$

Eşitlik 6.4 ve 6.5'de verilen S_1 harmoniksiz görünür gücü, S harmonikli görünür gücü göstermektedir.

Deney ve benzetim çalışmalarında yapılan GF hesabı ANSI/IEEE Std C37.26.1972, verim hesabı ANSI IEEE Std 995-1987 ve harmonik hesaplama ve değerlendirmeler IEEE Std 519-1992 ve ANSI/IEEE 519-1981 referans alınarak yapılmıştır. Deneysel ve benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçların daha iyi anlaşılması için bazı değerler % bağıl değerlere çevrilmiştir. Kullanılan bağıl değerlerin açıklaması aşağıda verilmektedir.

Normalize güç (%P):

$$\%P = \frac{P}{P_{mN}} 100 = \frac{P}{1100W} 100 \quad (6.6)$$

Normalize akım (%I):

$$\%I = \frac{I}{I_N} 100 = \frac{I}{2,8A} 100 \quad (6.7)$$

Normalize hız (% n_m , % ω_m):

$$\%n_m = \frac{n_m}{n_s} 100 = \frac{n_m}{1500} 100 = \frac{\omega_m}{\omega_{mN}} 100 = \frac{\omega_m}{157rad/s} 100 \quad (6.8)$$

% verim:

$$\%\eta = \eta * 100 = \frac{P_m}{P_g} 100 \quad (6.9)$$

Toplam Güç Faktörü (%cos φ):

$$\%PF = PF * 100 = \frac{P}{S} 100 \quad (6.10)$$

Aşağıda, belirtilen deney koşullarında, sırasıyla %100, %75, %50, %30, %20 ve %15 yüklerde, ASM gerilimindeki yüzde azalmaya (ΔV) bağlı olarak motor performansındaki değişimler tablo ve grafikler yardımıyla analiz edilmektedir.

6.2.1. ASM'un %100 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi

ASM'un tam yük momentinde yapılan gerilime bağlı performans değerleri sayısal ve yüzde olarak sırasıyla Tablo 6.6 ve Tablo 6.7'de, grafiksel olarak ise Şekil 6.3'de verilmektedir.

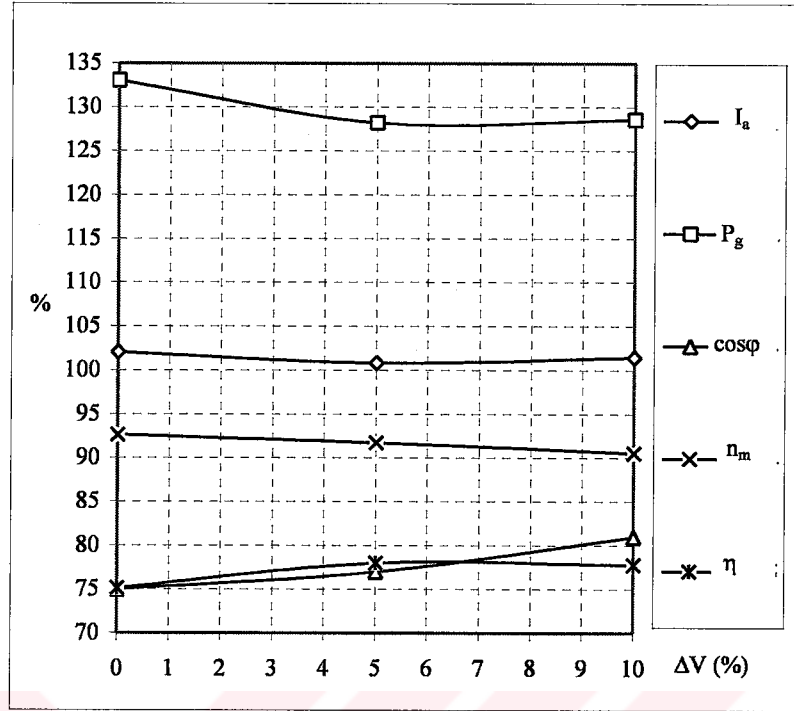
Tablo 6.6. ASM'un tam yük momentindeki performans analizi sonuçları.

V_s [V]	I_a [A]	P_g [W]	Cos φ	n_m [d/dak]	η [-]
230	2,83	1463,97	0,75	1385	0,75
218,5	2,79	1410,38	0,77	1376	0,78
207	2,81	1414,27	0,81	1358	0,77
195,5	2,88	1416,46	0,84	1330	0,77

Tablo 6.6'da görüldüğü gibi, ASM'a uygulanan gerilim 218,5V'a düşürüldüğünde, akım 2,83A'den 2,79A'ye, giriş gücü 1463,97W'dan 1410,38W'a, hız 1385d/dak'dan 1376d/dak'a düşerken; GF 0,75'den 0,77'ye, verim 0,75'den 0,78'e çıkmaktadır. Bu sonuçlardan görüldüğü gibi, ASM'un tam yükündeki akım ve verim değeri etiket değerinden biraz büyük çıkmaktadır.

Tablo 6.7. ASM'un %100 (tam yük) momentindeki yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I_a [%]	P_g [%]	cos φ [%]	n_m [%]	η [%]
0	102,08	133,08	75	92,66	75,17
5	100,83	128,21	77	91,73	78,02
10	101,45	128,57	81	90,53	77,81



Şekil 6.3. Tam yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

Tablo 6.7’de görüldüğü gibi, tam yük momentinde ASM gerilimi %5 düşürüldüğünde, akım %102,08’den %100,83’e ve aktif giriş gücü %133,08’den %128,21’e düşerken, verim %75,17’den %78,02’e GF %75’den %77’e çıkmaktadır.

Şekil 6.3’de verilen grafiklerden görüldüğü gibi, akım ile aktif giriş gücü aynı gerilim değerinde (%5) minimum olmaktadır. Akım ve aktif giriş gücü (P_g) optimal noktadan sonra gerilim düşümüne bağlı olarak artma yönünde değişirken, verim düşmeye başlamaktadır. Gerilim düşümüne bağlı olarak hız devamlı düşerken GF sürekli artmaktadır.

Bu sonuçlara göre tam yük çalışmada %5 gerilim düşürülmesi ile verimde %3,79 artış, güç tüketiminde %4,87’lik bir azalma görülmektedir. Tam yük çalışmada elde edilen %4,87’lik kazanç, oto trafosu veya kıyıcıda kaybolacağından pratikte bir değeri kalmamaktadır.

6.2.2. ASM'un %75 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi

ASM'un, %75 yük momentinde yapılan gerilime bağlı performansındaki değerleri sayısal ve yüzde cinsinden Tablo 6.8 ve Tablo 6.9'da verilmektedir.

Tablo 6.8. ASM'un %75 yük momentinde performans analizi sonuçları.

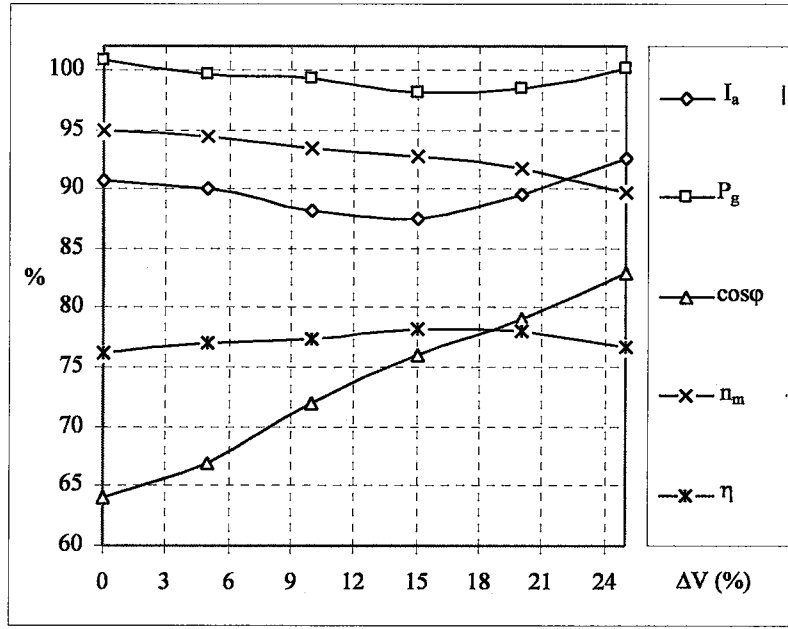
V_s [V]	I_a [A]	P_g [W]	$\cos \varphi$ [-]	n_m [d/d]	η [-]
230	2,51	1109,03	0,64	1423	0,762
218,5	2,49	1095,36	0,67	1415	0,771
207	2,44	1091,92	0,72	1400	0,774
195,5	2,42	1080,83	0,76	1390	0,782
184	2,48	1082,58	0,79	1375	0,780
172,5	2,56	1101,03	0,83	1345	0,767

Tablo 6.8'den görüldüğü gibi, ASM'a uygulanan gerilim normal değerinden 195,5V'a düşürüldüğünde akım 2,51A'den 2,42A'ye, aktif giriş gücü 1109,03W'dan 1080,83W'a düşerken; verim 0,762'den 0,782'ye, GF ise 0,64'den 0,83'e çıkmaktadır. Tablo 6.9'da görüldüğü gibi, ASM'un %75 yük momentinde gerilime bağlı yüzde performans değerleri aşağıdaki gibidir.

Tablo 6.9. ASM'un %75 yük momentinde yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I [%]	P_g [%]	$\cos \varphi$ [%]	n_m [%]	η [%]
0	90,63	100,82	64	94,87	76,2
5	90	99,57	67	94,33	77,1
10	88,13	99,26	72	93,33	77,4
15	87,5	98,18	76	92,67	78,2
20	89,58	98,42	79	91,67	78
25	92,5	100,09	83	89,67	76,7

Tablo 6.9'dan görüldüğü gibi, gerilim %15 düşürüldüğünde, akım %90,63'den %87,5'e, aktif giriş gücü %100,82'den %98,18'e düşerken; verimin %76,2'den %78,2'ye GF'nin %64'den %76'a çıktığı görülmektedir. ASM'un %75 yükte gerilime bağlı performans değerlerinin değişimi grafik olarak Şekil 6.4'de verilmektedir.



Şekil 6.4. %75 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

Şekil 6.4'deki grafikten görüldüğü gibi, motor gerilim değeri %15 düşürüldüğünde akım ve aktif giriş gücü minimum olurken verim maksimum olmaktadır. %75 yük momentindeki çalışmada veriminde %2,6'lık bir artış ile güçte %1,64'lük bir tasarruf sağlanmaktadır. Elde edilen %2,64 değerindeki güç tasarrufunun, trafo veya sürücü kayıpları göz önüne alındığında, yine tam yük momentinde olduğu gibi çok önemli olmadığı anlaşılmaktadır.

6.2.3. ASM'un %50 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi

%50 yük momentinde gerilime bağlı olarak elde edilen ASM'un performans değerleri sayısal ve yüzde olarak sırasıyla Tablo 6.10 ve Tablo 6.11'de verilmektedir.

Tablo 6.10. ASM'un %50 yük momentinde performans analizi sonuçları.

V_s [V]	I_a [A]	P_g [W]	$\cos\phi$ [-]	n_m (d/dak)	η [-]
230	2,38	839,07	0,51	1448	0,68
218,5	2,18	784,70	0,55	1443	0,73
207	2,07	770,11	0,6	1433	0,74
195,5	1,97	752,72	0,65	1420	0,76
184	1,92	732,25	0,69	1406	0,78
172,5	1,89	725,17	0,74	1401	0,79
161	1,93	728,64	0,78	1384	0,78

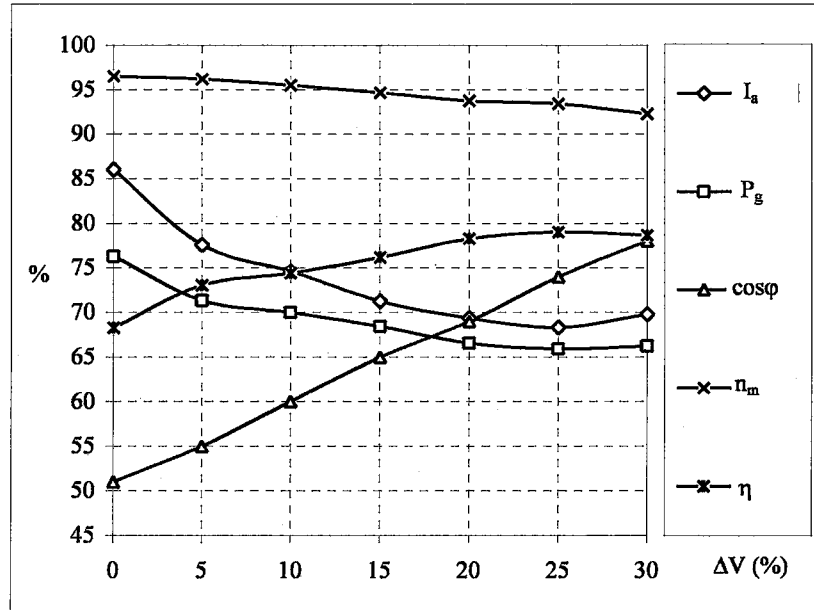
Tablo 6.10'dan görüldüğü gibi, motor gerilimi 172,5V'a düşürüldüğünde, akım 2,38A'den 1,89A'ye, aktif giriş gücü 839,07W'dan 725,17W'a düşerken; verim 0,68'den 0,79'a, GF ise 0,51'den 0,74'e çıkmaktadır.

Tablo 6.11. ASM'un %50 yük momentinde yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I_a [%]	P_g [%]	$\cos \phi$ [%]	n_m [%]	η [%]
0	86,04	76,27	51	96,53	68,31
5	77,57	71,33	55	96,2	73,04
10	74,58	70,01	60	95,53	74,43
15	71,25	68,43	65	94,66	76,15
20	69,37	66,57	69	93,73	78,28
25	68,33	65,92	74	93,4	79,04
30	69,79	66,24	78	92,26	78,67

Tablo 6.11'de görüldüğü gibi, %50 yük momentindeki çalışmada ASM gerilimi %25 düşürüldüğünde, akım %86,04'den %68,33'e, hız %96,53'den %93,4'e, aktif giriş gücü %76,27'den %65,92'e düşerken; verim %68,31'den %79,04'e ve GF %51'den %74'e çıkmaktadır. %50 yük momentinde gerilime motor performans değerlerinin değişimi Şekil 6.5'de grafiksel olarak verilmektedir.

Şekil 6.5'deki grafikten görüldüğü gibi, %50 yük momentinde motora uygulanan gerilim %25 düşürüldüğünde motor optimal çalışma noktasına gelmektedir.



Şekil 6.5. %50 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

Bu sonuçlara göre, %50 yük momentindeki çalışmada verimde %15,70'lük artış, güç tüketiminde ise %10,35'lik bir tasarruf sağlanabilmektedir.

6.2.4. ASM'un %30 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi

%30 yük momentinde gerilime bağlı olarak elde edilen ASM'un performans değerleri sayısal ve yüzde olarak sırasıyla Tablo 6.12 ve Tablo 6.13'de verilmektedir.

Tablo 6.12. ASM'un %30 yük momentinde performans analizi sonuçları.

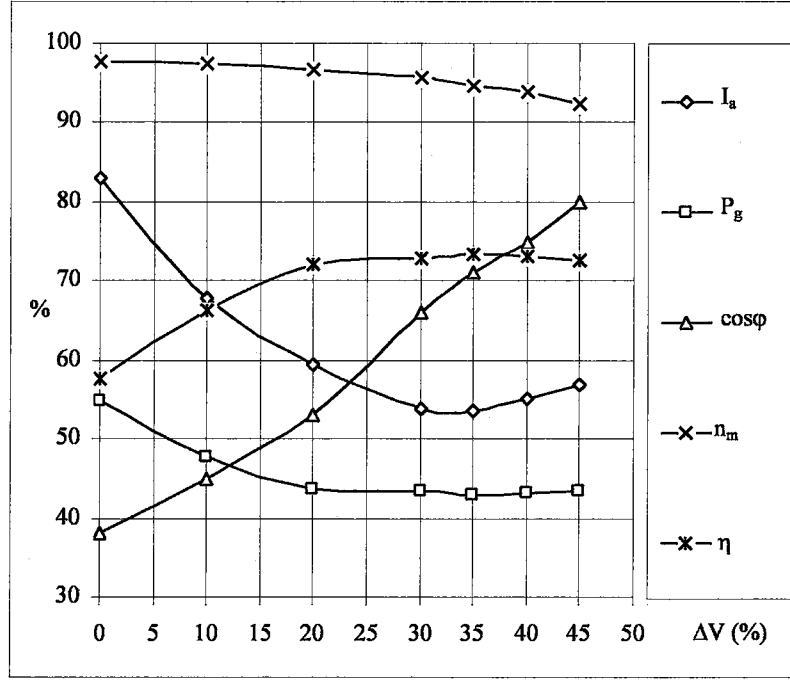
V_s [V]	I_a [A]	P_g [W]	$\cos \varphi$ [-]	n_m (d/dak)	η [-]
230	2,30	602,48	0,38	1466	57,60
207	1,88	524,34	0,45	1461	66,18
184	1,65	481,38	0,53	1449	72,08
161	1,50	476,67	0,66	1436	72,80
149,5	1,48	472,48	0,71	1423	73,44
138	1,53	475,04	0,75	1410	73,05
126,5	1,58	478,51	0,8	1384	72,52

Tablo 6.12'den görüldüğü gibi, motor gerilimi 149,5V'a düşürüldüğünde akım 2,3A'den 1,48A'ye, giriş gücü 602,48W'dan 472,48W'a düşerken; GF 0,38'den 0,71 ve verim 0,576'dan 0,734'e çıkmaktadır. Tablo 6.13'de görüldüğü gibi, ASM'un %30 yük momentinde gerilime bağlı yüzde performans değerleri aşağıdaki gibidir.

Tablo 6.13. ASM'un %30 yük momentinde yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I_a [%]	P_g [%]	$\cos \varphi$ [%]	n_m [%]	η [%]
0	82,92	54,77	38	97,8	57,60
10	67,71	47,66	45	97,4	66,18
20	59,38	43,76	53	96,6	72,08
30	53,96	43,33	66	95,7	72,80
35	53,54	42,95	71	94,8	73,44
40	55,21	43,18	75	94,0	73,05
45	56,88	43,50	80	92,2	72,52

Tablo 6.12'den görüldüğü gibi, gerilim %35 düşürüldüğünde; akım %82,92'den %53,54'e, hız %97,8'den %94,8'e, aktif giriş gücü %54,77'den %42,95'e düşerken; verim %57,6'dan %73,44'e, GF %38'den %71'e çıkmaktadır. %30 yük momentinde, ASM performans değerlerinin gerilime bağlı değişimleri grafiksel olarak Şekil 6.6'da verilmektedir.



Şekil 6.6. %30 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

%30 yükte optimum çalışma noktasına gerilimde %35'lik azaltma ile ulaşılmıştır. Bu şekilde, verimde %27,5'luk artış ve güç tüketiminde %11,82 kadar bir tasarruf sağlanmaktadır.

6.2.5. ASM'un %20 yük momentinde gerilime bağlı performans analizi

%20 yük momentinde gerilime bağlı olarak elde edilen ASM'un performans değerleri sayısal ve yüzde olarak sırasıyla Tablo 6.14 ve Tablo 6.15'de verilmektedir.

Tablo 6.14. ASM'un %20 yük momentinde performans analizi sonuçları.

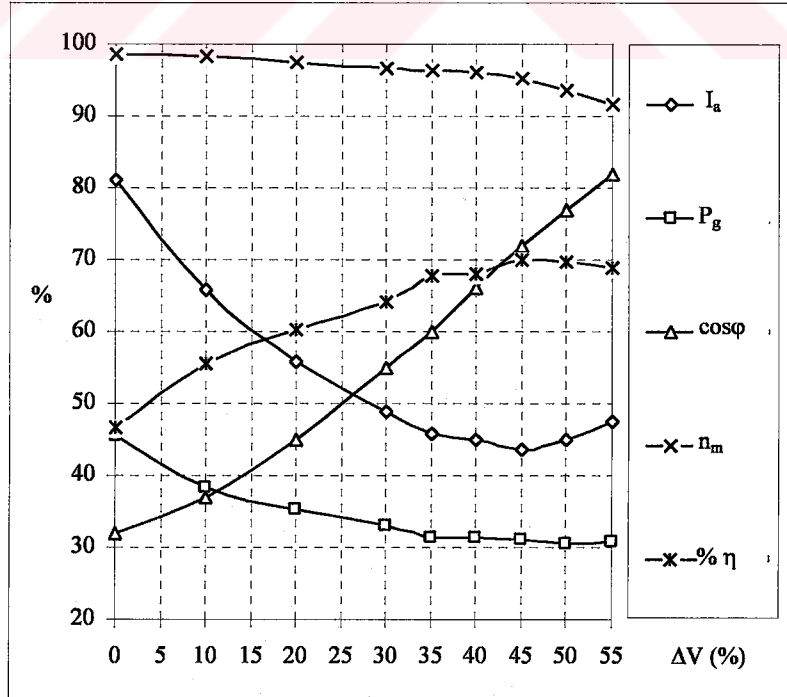
V _s [V]	I _a [A]	P _g [W]	Cos φ [-]	n _m (d/dak)	η [-]
230	2,27	500,98	0,32	1479	0,46
207	1,84	421,84	0,37	1474	0,55
184	1,56	387,21	0,45	1463	0,60
161	1,37	365,02	0,55	1450	0,64
149,5	1,28	344,90	0,6	1445	0,67
138	1,26	343,90	0,66	1440	0,68
126,5	1,22	334,43	0,72	1428	0,69
115	1,26	335,88	0,77	1405	0,69
103,5	1,33	339,56	0,82	1377	0,68

Tablo 6.14'den görüldüğü gibi, motor gerilimi 126,5V'a düşürüldüğünde akım 2,27A'den 1,22A'ye, giriş gücü 500,98W'dan 334,43W'a düşerken; GF 0,32'den 0,72'ye ve verim 0,46'dan 0,69'a çıkmaktadır.

Tablo 6.15. ASM'un %20 yük momentinde yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I_a [%]	P_g [%]	$\cos \varphi$ [%]	n_m [%]	η [%]
0	81,07	45,54	32	98,6	46,69
10	65,71	38,34	37	98,27	55,45
20	55,71	35,20	45	97,53	60,41
30	48,93	33,18	55	96,67	64,08
35	45,71	31,35	60	96,33	67,82
40	45,00	31,26	66	96,00	68,01
45	43,57	31,22	72	95,20	69,94
50	45,00	30,53	77	93,67	69,64
55	47,5	30,86	82	91,80	68,88

Tablo 6.15'de görüldüğü gibi, ASM %20 yük momentinde çalışırken gerilimi %45 düşürüldüğünde; akım %81,07'den %43,57'ye, hız %98,6'dan %95,20'e düşerken; verim %46,69'dan %69,94'e, GF %32'den %72'ye çıkmaktadır. %20 yük momentinde ASM performans değerlerinin gerilime bağlı değişimleri grafiksel olarak Şekil 6.7'de verilmektedir.



Şekil 6.7. %20 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

Şekil 6.7'deki grafikten görüldüğü gibi, %20 yük momentinde aktif giriş gücü ve motor akımı aynı noktada (126,5V) minimum olmaktadır. Gerilimdeki azalmaya bağlı olarak GF sürekli artarken hız düşmektedir. Elde edilen bu sonuçlardan %20 yük momentindeki çalışmada ASM veriminde %49,79'lık bir artış sağlanırken güçten %14,32'lik bir tasarruf sağlanabilmektedir.

6.2.6. ASM'un %15 yük momentinde gerilime bağlı performans değerleri

%20 yük momentinde gerilime bağlı olarak elde edilen ASM'un performans değerleri sayısal ve yüzde olarak sırasıyla Tablo 6.16 ve Tablo 6.17'de verilmektedir.

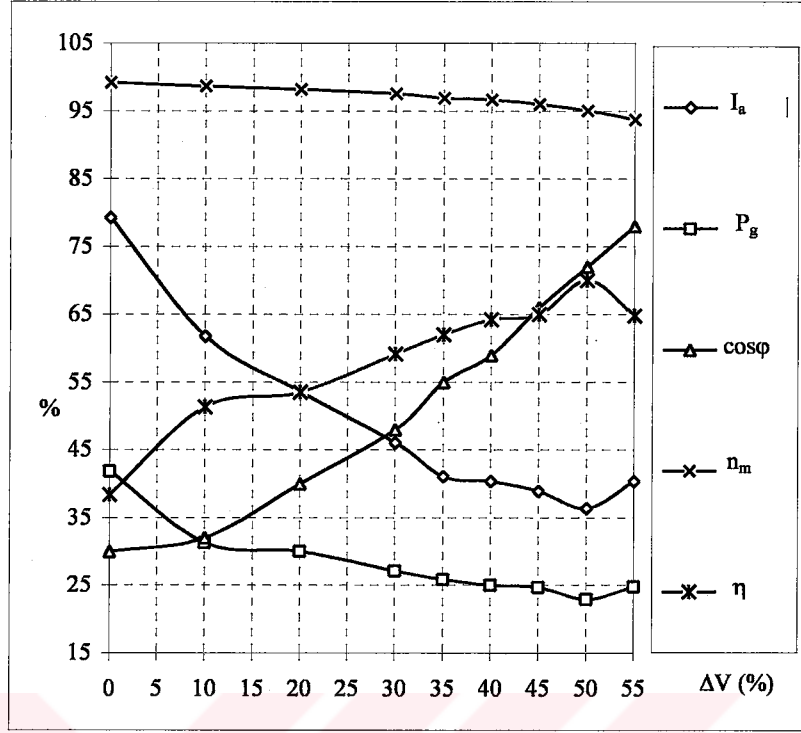
Tablo 6.16. ASM'un %15 yük momentinde performans analizi sonuçları.

V_s [V]	I_a [A]	P_g [w]	$\cos \phi$ [-]	n_m (d/dak)	η [-]
230	2,22	460,11	0,30	1488	0,38
207	1,73	344,18	0,32	1480	0,51
184	1,50	330,16	0,4	1473	0,53
161	1,29	298,48	0,48	1464	0,59
149,5	1,15	284,83	0,55	1454	0,62
138	1,13	274,99	0,59	1450	0,64
126,5	1,09	271,86	0,66	1440	0,65
115	1,02	252,40	0,72	1426	0,70
103,5	1,13	272,66	0,78	1406	0,64

Tablo 6.16'dan görüldüğü gibi, motor gerilimi 115V'a düşürüldüğünde akım 2,22A'den 1,02A'e, giriş gücü 460,11W'dan 252,40W'a düşerken; GF 0,30'dan 0,72'e ve verim 0,38'den 0,70'e çıkmaktadır. %15 yük momentinde ASM performans değerlerinin gerilime bağlı değişimleri grafiksel olarak Şekil 6.8'de verilmektedir.

Tablo 6.17. ASM'un %15 yük momentinde yüzde performans değerleri.

ΔV [%]	I_a [%]	P_g [%]	$\cos \phi$ [%]	n_m [%]	η [%]
0	79,29	41,83	30	99,20	38,40
10	61,79	31,29	32	98,67	51,34
20	53,57	30,01	40	98,20	53,52
30	46,07	27,13	48	97,60	59,20
35	41,07	25,89	55	96,93	62,04
40	40,36	25,00	59	96,67	64,26
45	38,93	24,71	66	96,00	65,00
50	36,43	22,95	72	95,07	70,01
55	40,36	24,79	78	93,73	64,81



Şekil 6.8. %15 yük momentinde ASM performansının gerilime bağlı değişimi.

Tablo 6.17’de görüldüğü gibi, %15 yük momentinde gerilim %50 düşürüldüğünde, akım %79,29’dan %36,43’e, hız %99,20’den %95,07’e düşerken; verim %38,40’dan %70,01’e, GF %30’dan %72’e çıkmaktadır.

Şekil 6.8’deki grafikten görüldüğü gibi, %15 yük momentinde aktif giriş gücü ve akım motora uygulana gerilim %50 düşürüldüğünde minimum olmaktadır. ASM optimal çalışma noktasına getirildiğinde veriminde, %31,6’lık bir artışa karşılık güçte %18,88’lik bir tasarruf sağlanabilmektedir.

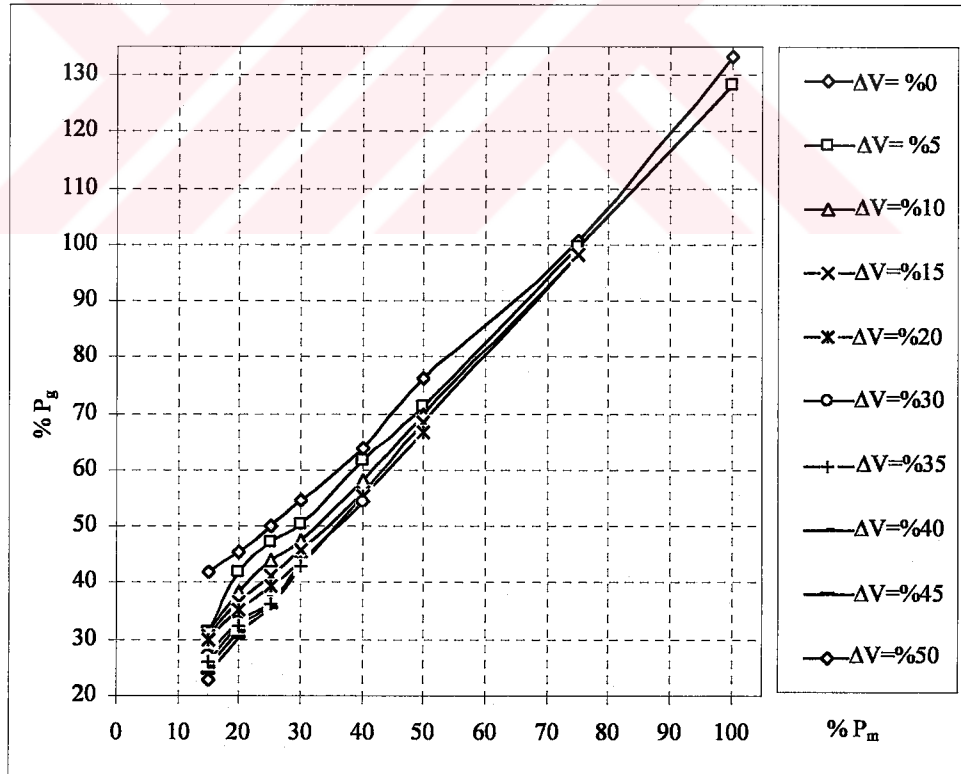
6.3. Gerilim Denetimli Ve Denetimsiz ASM’da Aktif Güç Analizi

ASM’un, değişik yüklerde gerilim denetimli ve denetimsiz çalışmada çektiği aktif giriş gücü değişimleri Tablo 6.18’de verilmektedir. Bilindiği gibi, ASM’un yükü arttıkça giriş gücü artmaktadır. ASM giriş gücündeki bu artışın değeri uygulanan gerilimin denetimli olup olmamasına göre değişmektedir. Tablo 6.8’den görüldüğü gibi motor milindeki yük arttıkça motora uygulanan gerilimdeki yüzde azalma değeri düşmektedir.

Tablo 6.18. ASM'un değişik çıkış güçlerinde ΔV 'ye bağlı giriş gücü değişimleri.

ΔV [%]	0	5	10	15	20	30	35	40	45	50
P_m [%]	P_g [%]	P_g [%]	P_g [%]	30,66	P_g [%]	P_g [%]	P_g [%]	P_g [%]	P_g [%]	P_g [%]
15	41,83	31,38	31,29	36,68	30,01	27,13	26,15	25	24	22,95
20	45,54	41,94	38,34	41,17	35,2	33,18	32,54	31,26	30,4	-
25	50,17	47,12	43,92	45,92	39,44	36,79	36,42	35,44	-	-
30	54,77	50,32	47,66	55,97	43,76	43,33	42,95	-	-	-
40	63,73	61,7	58,38	68,43	55,44	54,42	-	-	-	-
50	76,27	71,33	70	98,25	66,57	-	-	-	-	-
75	100,82	99,58	98,25	-	-	-	-	-	-	-
100	133,08	128,22	-	-	-	-	-	-	-	-

Örneğin, %15 yük momentinde stator gerilimi %50'e kadar azaltılabilirken, %50 yükte bu değer %20 kadardır. Ayrıca yine Tablo 6.8'den, motor milindeki yükün değeri azaldıkça, yapılan enerji optimizasyonu sonucu aktif giriş gücündeki azalma veya giriş gücünden yapılan tasarruf miktarı artmaktadır. Şekil 6.9'da değişik çıkış (mil) güçlerinde, uygulanan enerji denetimi sonucu, ΔV [%] değerleri için aktif giriş gücündeki değişmeler grafik sel olarak verilmektedir.



Şekil 6.9. ASM'un değişen yük durumlarında gerilim denetimine bağlı aktif giriş gücünün değişimi.

Şekil 6.9'da görüldüğü gibi, çeşitli gerilim değerleri için, çıkış gücüne göre giriş gücü değişim eğrileri incelendiğinde, motora uygulanan gerilim düşürüldüğünde, giriş gücü çıkış gücüne oranla normal (gerilimdeki çalışmaya göre) daha az artmaktadır. Örneğin, %40 çıkış gücünde, normal gerilimdeki çalışmada giriş gücü çıkış gücünün %63,73'ü iken %10 gerilim azaltmada %58,38'e, %30 azaltmada %54,42'e düşmektedir.

Hafif yüklerde motora uygulanan gerilim uygun miktarda azaltıldığında motor, aynı yükü daha küçük giriş gücüyle (daha az kayıpla) karşılayabilmektedir. Motor yükü azaldıkça motor gerilimindeki düşme oranı ve dolayısıyla çekilen güçteki azalma miktarı artmaktadır. %50'nin üstündeki yüklerde bu değer büyük oranda düşmekte, yada başka bir ifade ile kayıplardan yapılan tasarruf azalmaktadır. Örneğin %75 yükte gerilimdeki düşme %5, giriş gücündeki azalma %2,57; %15 yükte gerilimdeki düşme %50, giriş gücündeki azalma %18,18 olmaktadır.

Bu çalışmada, sabit moment-hız karakteristiğine sahip yük uygulamaları için kullanılan ve hafif yüklerde çalışan asenkron motorlarda, hava aralığındaki manyetik akı değerinin, motor gerilimini azaltmak suretiyle yük momenti ihtiyacını karşılayabilecek daha küçük bir değere düşürülmesiyle, önemli miktarda enerji tasarrufu sağlanabileceği gösterilmiştir. Buraya kadar verilen verim ve güç kazancı değerlerinin içersinde, deneyde kullanılan oto transformatör kayıpları bulunmadığından, güç ve verimden sağlanan kazancın gerçek değerinden biraz fazla olduğu göz önünde tutulmalıdır.

6.4. Deneysel Analiz Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Yukarıda anlatılan ASM'un çeşitli yük durumlarındaki performans analizinden elde edilen sonuçlar aşağıda sıralanmaktadır.

1. Bütün yüklerdeki tablo ve grafikler incelendiğinde motor mil momenti sabit olduğu halde uygulanan gerilim azaltıldığında, optimum noktaya kadar giriş akımı ve gücü azalırken, GF ve verim artmaktadır. Bu minimum noktadan itibaren gerilim daha fazla düşürüldüğünde kayıplar tekrar arttığından giriş gücü

ve akımı artmaya verim ise düşmeye başlamaktadır. GF ise sürekli yükselmektedir. Diğer taraftan hız çok az miktarda düşmektedir.

2. Bütün yüklerde motor akımı ve giriş gücü aynı gerilim değerinde minimum olmaktadır. Bu özellik bize, OED'nin stator akımı ve/veya giriş gücüne göre yapılabileceğini göstermektedir. Güç ve akım grafiklerine dikkat edilirse gerilim denetimi ya da OED sırasında akımdaki değişimin güçteki değişmeye göre daha fazla olduğu görülmektedir.
3. Elde edilen sonuçlardan yük değeri azaldıkça güç tasarrufu potansiyelinin arttığı görülmektedir. Bununla birlikte, %50'nin üzerindeki yük momentlerinde, örneğin %75 yükte, güç tasarrufu oldukça az olup (%2,57), oto trafosu veya kıyıcıdaki harmonik kayıplar dikkate alındığında önemini yitirmektedir. Hafif yüklerde ise, örneğin %15 yükte, güç tasarrufu %18,18 değerine çıkmaktadır.
4. Değişik yüklerde yapılan enerji denetiminde ASM GF'nün büyük oranda arttığı görülmektedir. Örneğin %20 yükte normal gerilimle çalışmada GF 0,32 iken gerilim denetimi uygulandığında (optimal çalışma noktasında) bu değer 0,72'ye çıkmaktadır. Buradan, uygulanan gerilim denetimi ile reaktif gücün büyük oranda azaltıldığı anlaşılmaktadır. Böylece motor besleme hattı ve şebeke kayıplarında, reaktif güç kompanzasyonu maliyetinde düşme olmaktadır. Diğer taraftan motor reaktif akımının azalmasından dolayı motorun etkin çıkış gücü kapasitesi artmaktadır.
5. ASM yükünün artması durumunda hız bir miktar düştüğünden çıkış gücü bir miktar azalmaktadır. Bu azalma verim hesaplamalarında göz önüne alınmıştır.
6. Bütün yükleme durumlarında kayma değeri ortalama %7 değişmektedir.
7. Elde edilen sonuçlardan ayrıca, yapılan gerilim denetimi ile ASM'un reaktif gücünün azaltılabildiği, böylece kompanzasyon maliyetinin hem de moment akım oranının artırılarak bunun sonucu olarak tam yükte yapılacak gerilim denetimiyle çok az da olsa yükleme kapasitesinin artırılacağı görülmektedir.

Elde edilen bu sonuçlardan ASM, %50'nin altındaki yüklerde, özellikle %30 ve altındaki yüklerde AAK'lı gerilim denetimi yöntemiyle küçümsenmeyecek değerde güç tasarrufunun yapılabileceği ve aynı zamanda reaktif güçte sağlanan azalma ile kompanzasyon maliyetinin düşürülebileceği anlaşılmaktadır.

Diğer taraftan ASM'un gerilim ayarı ile yapılan OED'de denetim değişkeni olarak stator akımının kullanılmasının, herhangi bir hesaplama gerektirmemesi ve denetim esnasında çok belirgin bir şekilde değişme göstermesi nedeniyle daha uygun olacağı öngörülmektedir.



7. ASM'UN AGT TABANLI OED BENZETİM ÇALIŞMALARI

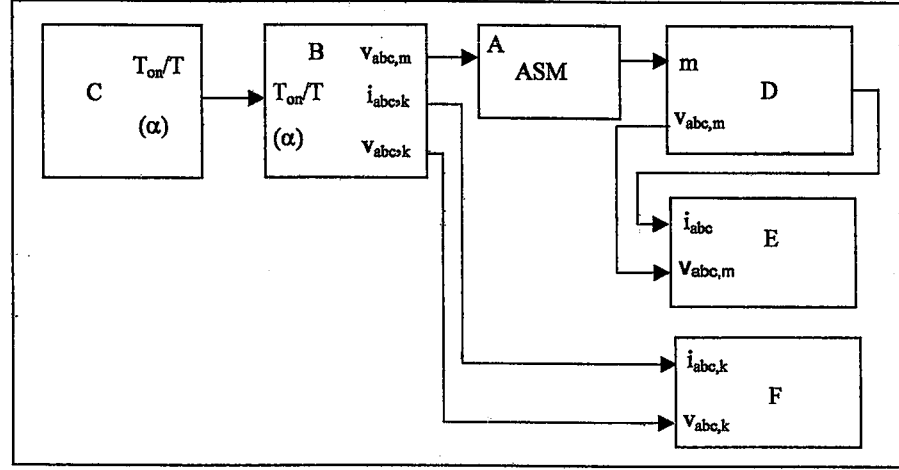
Bu bölümde sırasıyla, FDAAK ve DGAAAK'dan beslenen ASM'un, gerilimle performans değişimlerinin incelenerek uygun OED algoritmalarının belirlenmesine yönelik benzetim çalışmaları ve değişik yüklerdeki AAK'ları ile yapılan AGT tabanlı OED benzetim çalışmalarına ve performans analizine yer verilmektedir. Elde edilen sonuçlar tablo ve grafiklerle desteklenmektedir.

7.1. AAK'lı ASM'un Performans Analizindeki Temel Benzetim Devreleri

ASM'un, FDAAK ve DGAAAK ile OED'de uygun denetim algoritmasının belirlenmesine yönelik kullanılan benzetim devresinin genel blok şeması Şekil 7.1'de verilmektedir.

Şekil 7.1'de, AAK ile beslenen ASM'un gerilime bağlı performans değişimini analiz etmek amacıyla kullanılan benzetim devresi, denetim devresi bloğu dışında, OED'li benzetim blok devreleri ile aynıdır. Kullanılan benzetim devresi OED yapmadığından, denetim bloğuna herhangi bir sinyal girişi yapılmamaktadır. Denetim bloğu motora uygulanan gerilimi istenilen şekilde ayarlamak amacıyla kullanılmaktadır. ASM'a uygulanan gerilim ayar işlemi, FDAAK için belirli zaman aralıklarında artan α tetikleme açısı veya DGAAAK için azalan darbe genişlik oranıdır (t_{on}/T).

Şekil 7.1'de verilen benzetim devre şemasında kullanılan bloklar sırasıyla: A: ASM; B: FDAAK veya DGAAAK; C: denetim; D: akım, gerilim rms, THB_i hesaplama; E: kırıyıcı çıkışındaki güç bileşenleri, GF hesaplama, F: kaynak tarafındaki güç bileşenleri, GF hesaplama fonksiyonlarını yerine getirmektedir.

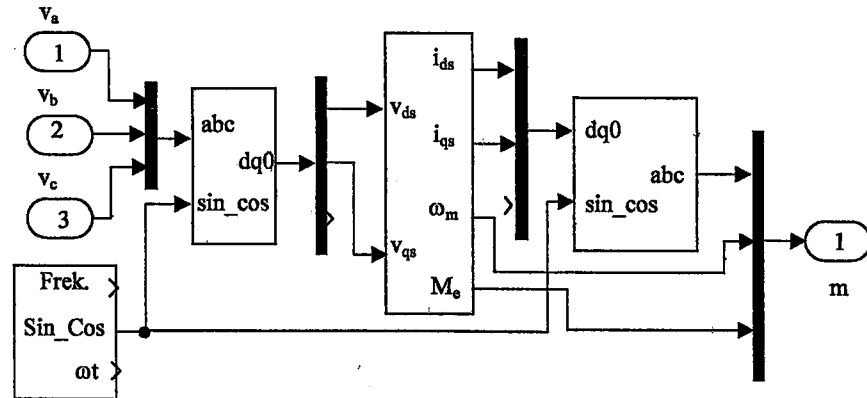


Şekil 7.1. ASM'un gerilime bağlı performans analizi benzetim devresi blok şeması.

Şekil 7.1'de görüldüğü gibi kıyıcının şebeke ve motor tarafındaki akım, gerilim, güç ve GF gibi büyüklükler AGT yöntemi kullanılarak ayrı benzetim blok devreleri ile ölçülmekte ve hesaplanmaktadır. Şekil 7.1'de verilen benzetim devresinde kullanılan blokların yapısı ve çalışması aşağıda anlatılmaktadır.

A - ASM benzetim devresi bloğu

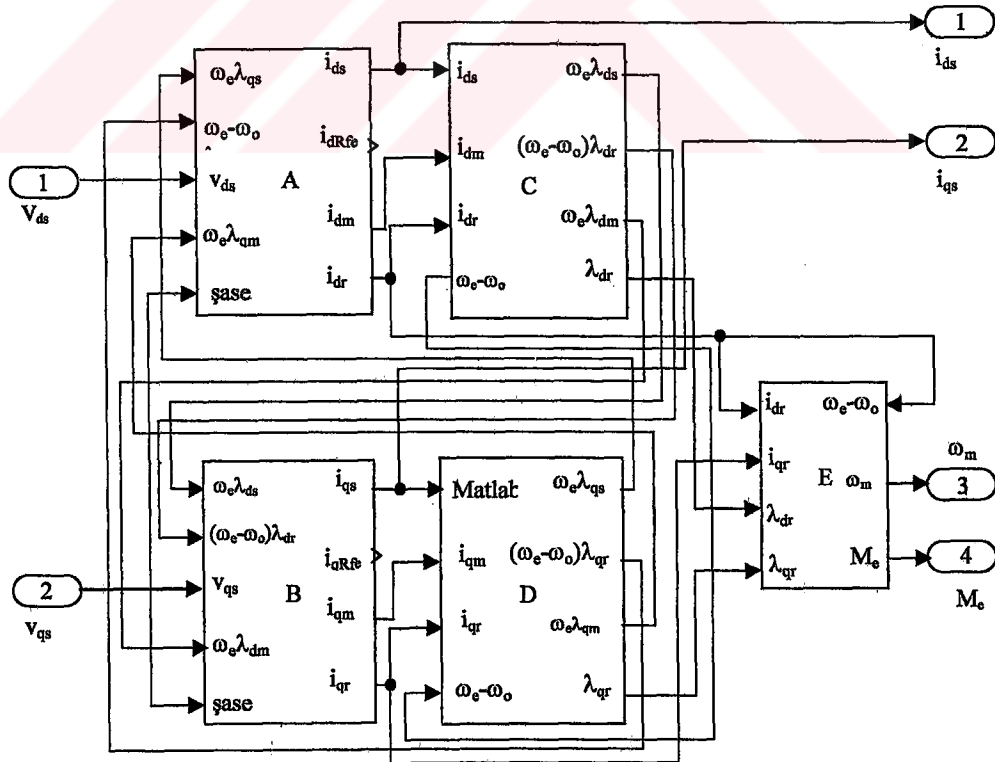
3. bölümde dinamik modeli ve matematiksel denklemleri verilen ASM'un, Matlab-Simulinkte oluşturulan benzetim devresi blok diyagramı ve benzetim devresini oluşturan; iki fazlı d-q eşdeğer devre ve bileşen akıları, moment-hız alt benzetim blok diyagramları verilmektedir. Şekil 7.2'de ASM'un benzetim blok diyagramı, Şekil 7.3'de alt benzetim blok diyagramı verilmektedir. Şekil 7.2'de "m" harfi motor akım, gerilim, hız ve moment çıkışlarını göstermektedir.



Şekil 7.2. ASM benzetim blok diyagramı.

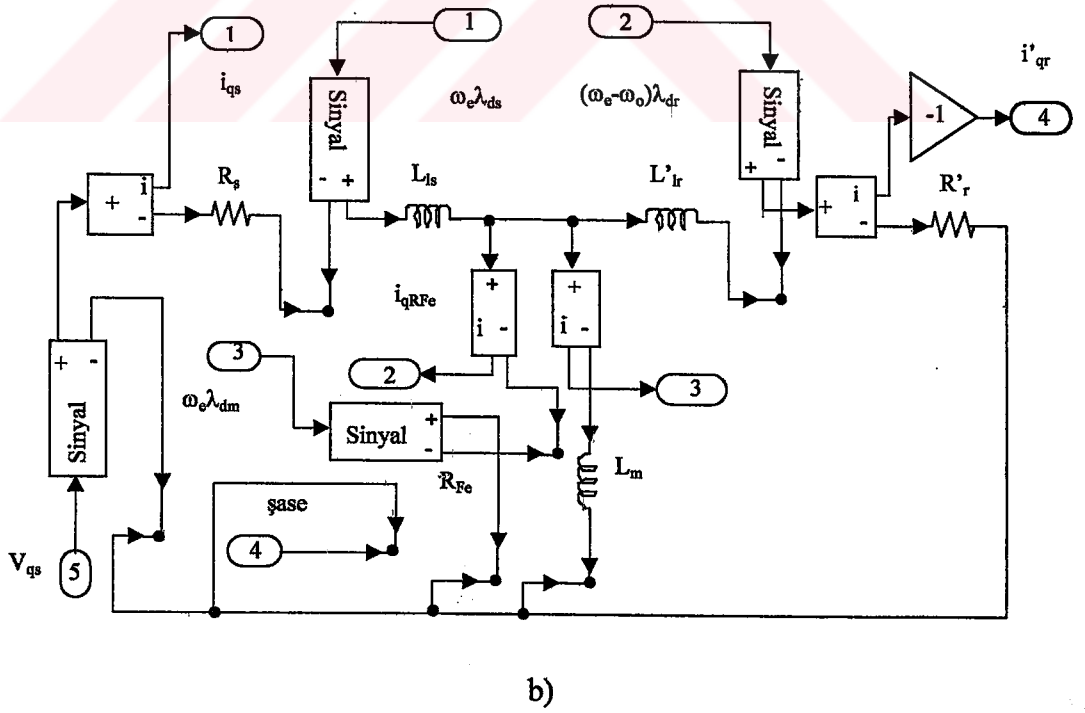
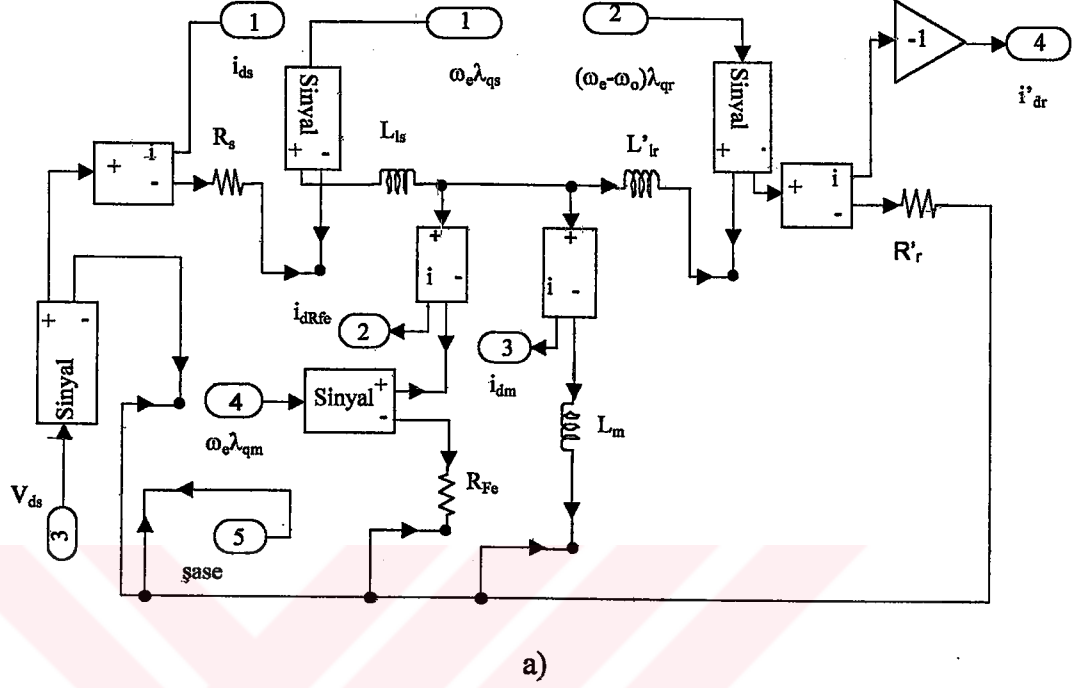
Şekil 7.2’de verilen motor benzetim blok şemasında görüldüğü gibi, AAK çıkışından elde edilen üç fazlı anlık gerilim abc/dq0 dönüşüm bloğuna verilmektedir. abc/ dq0 dönüşüm bloğu çıkışından alınan iki fazlı anlık gerilimler, ASM’un d-q eşdeğer devre modeline uygulanmaktadır. ASM bloğunda iki fazlı olarak ölçülen motor parametreleri dq0/abc dönüşüm bloğuna verilerek tekrar üç fazlı akım ve gerilim büyüklüklerine dönüştürülür. ASM modelinde kullanılan abc/dq0 ve tersi dönüşüm bloklarında kullanılan dönüşüm matrisleri 3. bölümün sonunda verilmektedir. ASM bloğu çıkışından alınan üç fazlı akım, gerilim büyüklükleri ile hız ve moment büyüklükleri bir sonraki akım, gerilim, güç ve GF hesaplama bloklarına gönderilmektedir.

Şekil 7.3’de verilen ASM benzetim devresi blok diyagramı, d-q eşdeğer devre ve d-q bileşen akıları ile moment-hız hesaplama alt benzetim bloklarından oluşmaktadır. ASM’a ait bu alt benzetim blokları sırasıyla; A: d bileşen eşdeğer benzetim devresi, B: q bileşen eşdeğer benzetim devresi, C: d bileşen akısı (λ_d) hesaplama benzetim devresi, D: q bileşen akısı (λ_q) hesaplama benzetim devresi, E: moment, hız

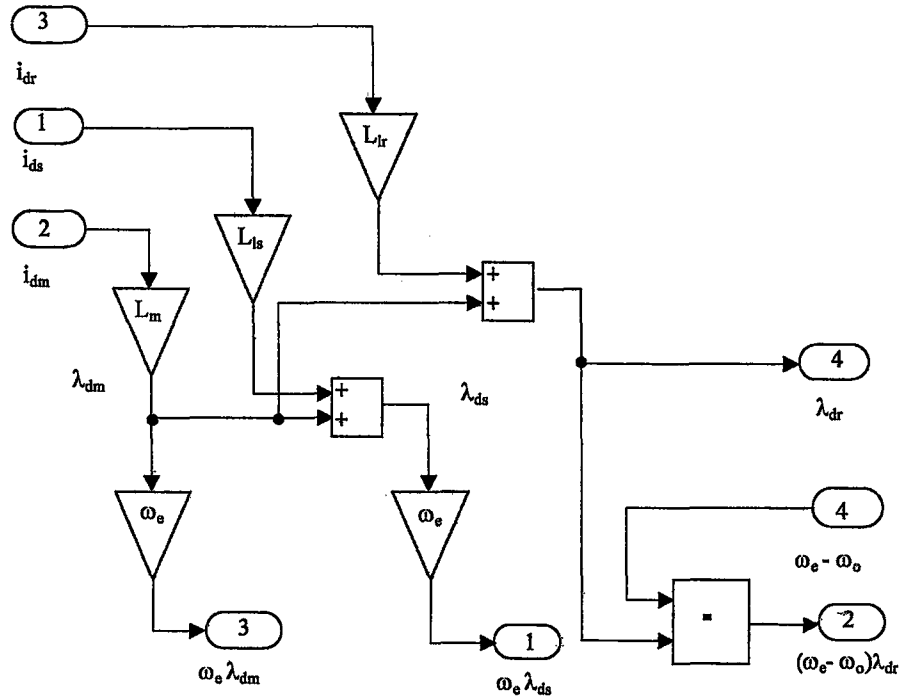


Şekil 7.3. ASM iki fazlı d-q eşdeğer devre blok diyagramı.

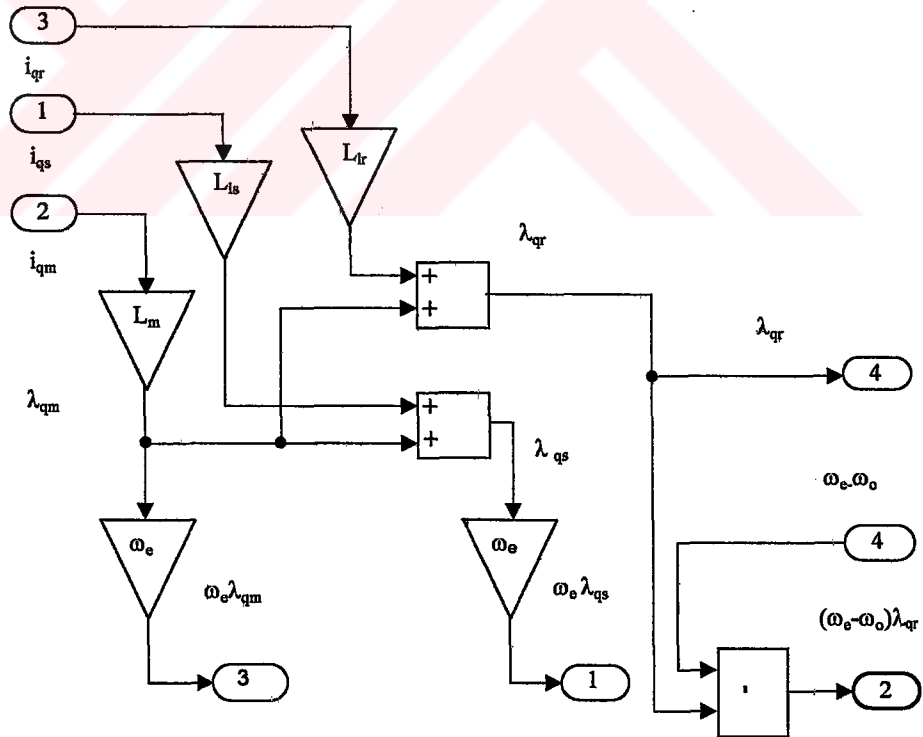
hesaplama benzetim devresini içermektedir. Şekil 7.4'de d-q eşdeğer devre ve Şekil 7.5'de d-q bileşen akıları hesaplama blok diyagramları verilmektedir.



Şekil 7.4. ASM, a) d_ eşdeğer b) q_ eşdeğer benzetim devresi.



a)



b)

Şekil 7.5. ASM a) d bileşen, b) q bileşen akıları hesaplama blok diyagramı.

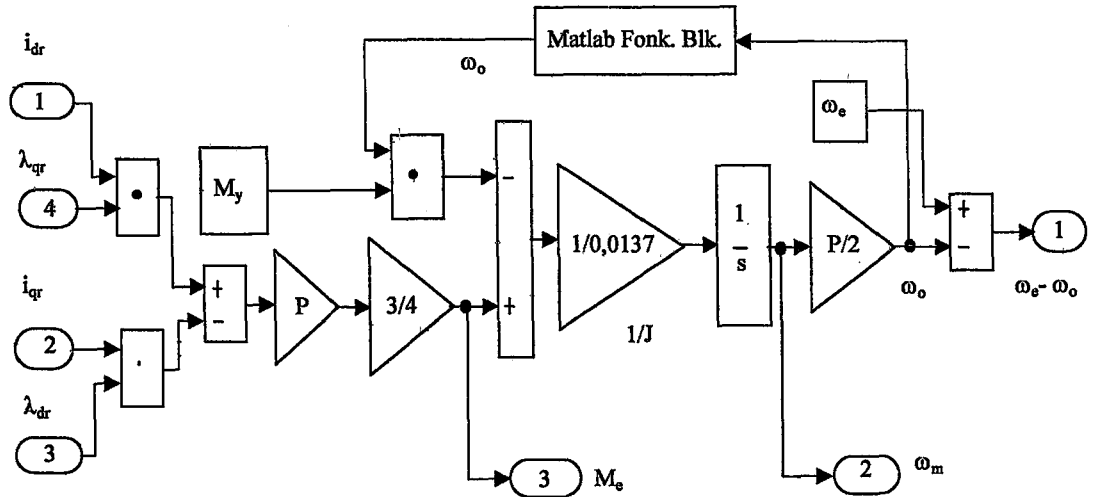
Şekil 7.4'de ve diğer benzetim blok diyagramlarında, "sinyal" bloğu denetimli gerilim kaynağını göstermektedir. Bu gerilim kaynağı, d-q gerilimleri ve diğer zıt emk'lerin elde edilmesinde kullanılmaktadır. Bu bloklar girişine verilen Simulink sinyalini denetimli gerilime çevirmektedir. Çıkış gerilimi, bloğa gelen giriş sinyali ile üretilmektedir. Diğer üç uçlu blok ise akım ölçme bloğudur. Akım ölçme bloğunun +, - giriş-çıkış uçları ve bir de akım ölçme ucu vardır.

Şekil 7.5 (a) ve (b)'deki d-q eşdeğer benzetim devresi bölüm 3'de verilen (3.25-3.28), Şekil 7.5'de verilen d-q bileşen akı modeli bölüm 3'deki (3.33-3.38) eşitlikleri kullanılarak Simulink blokları ile oluşturulmuştur.

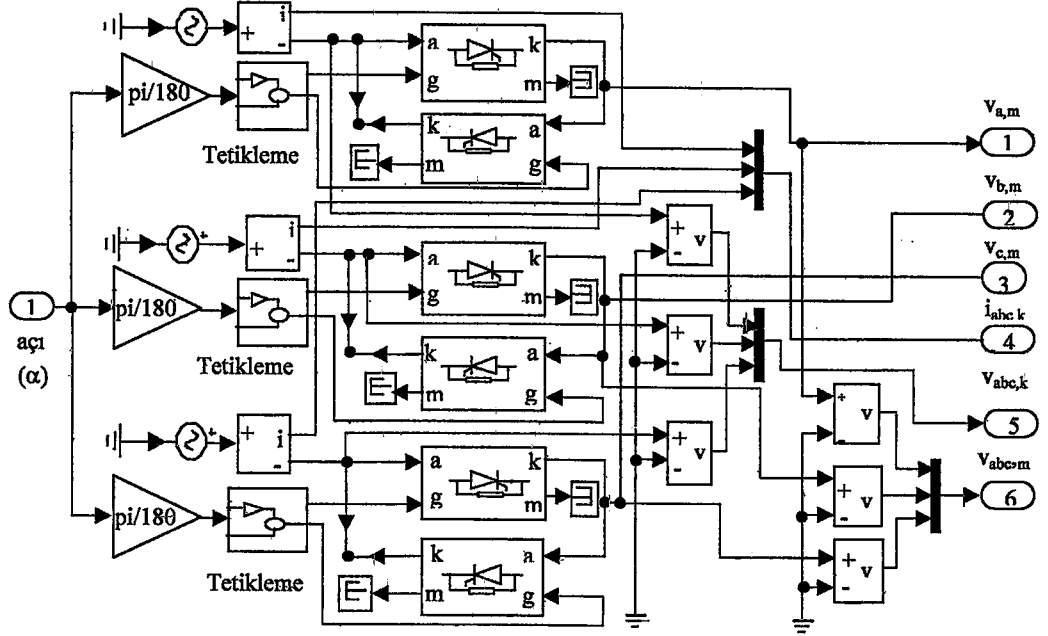
Şekil 7.6'da ASM'un hız moment bloğu benzetim devresi verilmektedir. Şekil 7.6'da verilen moment-hız benzetim blok devresi bölüm 3'deki (3.39-3.43) eşitliklerinden elde edilmiştir.

B- FDAAK benzetim devresi:

Şekil 7.7'de Matlab-Simulinkte, gerçek tristör ve diyot modellerinden oluşan tristörlü FDAAK benzetim devresi verilmektedir.

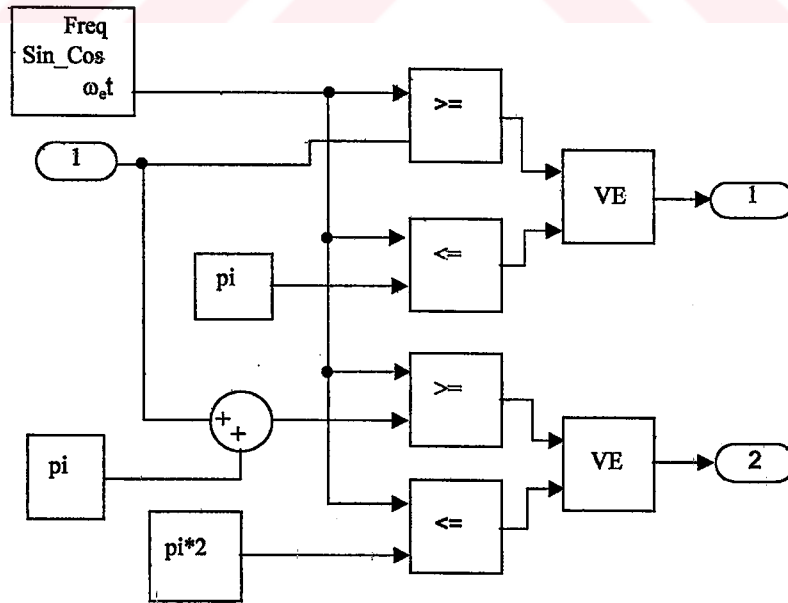


Şekil 7.6. ASM d-q eşdeğer devre hız moment blok diyagramı.



Şekil 7.7. Tristörlü FDAAK benzetim devresi.

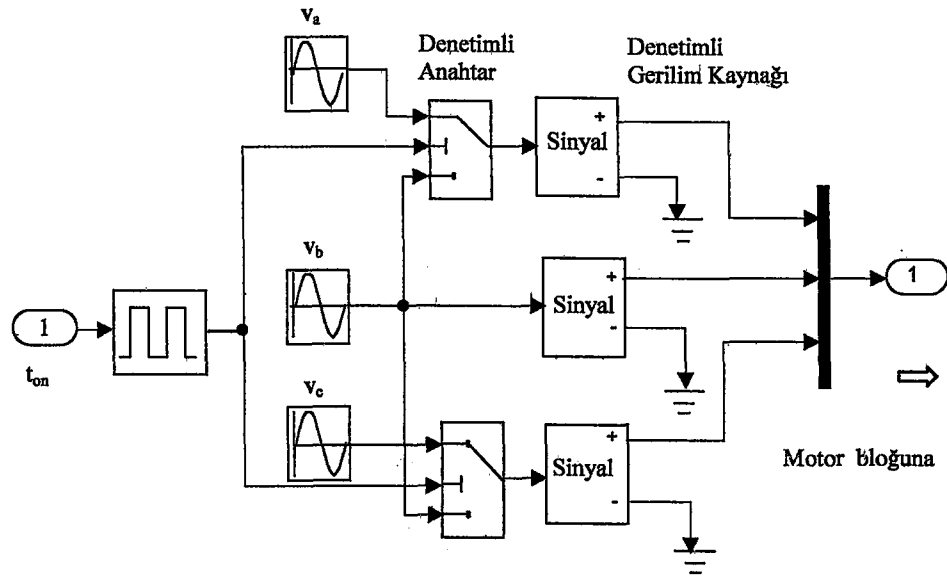
Şekil 7.7’de verilen tristörlü FDAAK devresinde gerçek tristör ve diyot hazır modelleri kullanılmaktadır. Şekil 7.7’de verilen tristörlerin iletimini sağlayan “Tetikleme” devresi alt blok diyagramı Şekil 7.8’de verilmektedir.



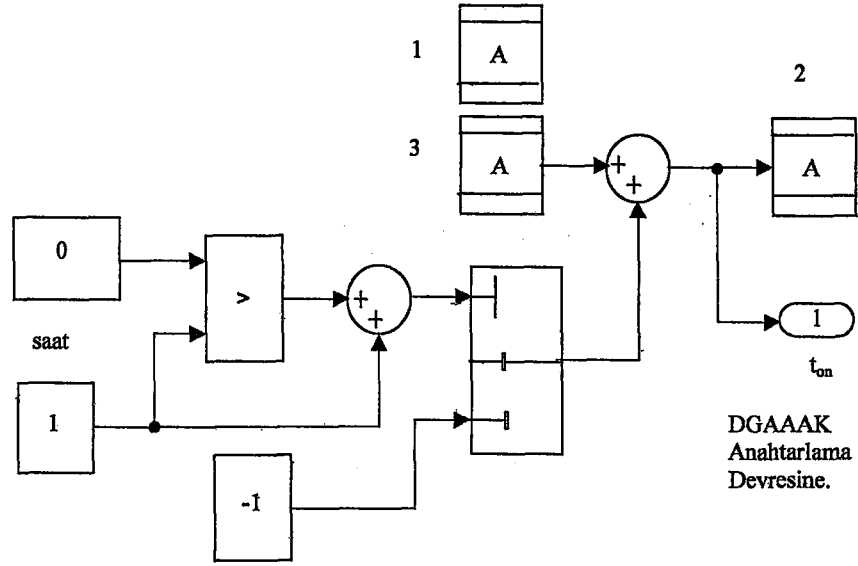
Şekil 7.8. Tristörlü FDAAK’nın bir fazına ait tetikleme benzetim blok devresi.

Şekil 7.8’de görüldüğü gibi, FDAAK’nın bir fazında bulunan ters paralel bağlı iki tristörün kapılarına uygulanan tetikleme akım sinyalleri (1 ve 2 nolu çıkışlar); denetimsiz bir sinüs kaynağı, ve/veya kapılatı ve karşılaştırma bloklarıyla elde edilmektedir. Diğer fazlara ait tetikleme akım sinyalleri ise aynı şekilde 120° açı kaydırılarak elde edilmektedir. Şekil 7.9’da, Şekil 2.5’de verilen IGBT’li DGAAAK’nın benzetim devresi blok diyagramı verilmektedir.

ASM’un gerilime bağlı performans analizinde kıyıcı kayıpları dikkate alınmadığından, Şekil 7.9’da verilen sanal DGAAAK benzetim devresi kullanılmıştır. Şekil 7.9’daki sanal DGAAAK’da, genlikleri aynı aralarında 120° elektriki açı bulunan üç adet sinüs kaynağı ile, darbe genişliği ayarlanabilen bir adet denetimli darbe generatörü kullanılmıştır. Denetimli darbe generatöründen elde edilen anahtarlama sinyali 120° faz farklı sinüs sinyalleri ile çarpılarak üç adet kıyılmış AA sinyali elde edilmektedir. Bu kısımda yapılan çalışmada, ASM performansının gerilimle değişiminin incelenmesi ve optimal çalışma noktasının bulunmasına yönelik olduğu için gerilim denetim devresi kullanılmamıştır. Bu devrede anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ile ilgili açıklamalar EK-C’de verilmektedir. Şekil 7.10’da DGAAAK’da gerilim ayarı benzetim devresi blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 7.9. Sanal DGAAAK benzetim devresi.

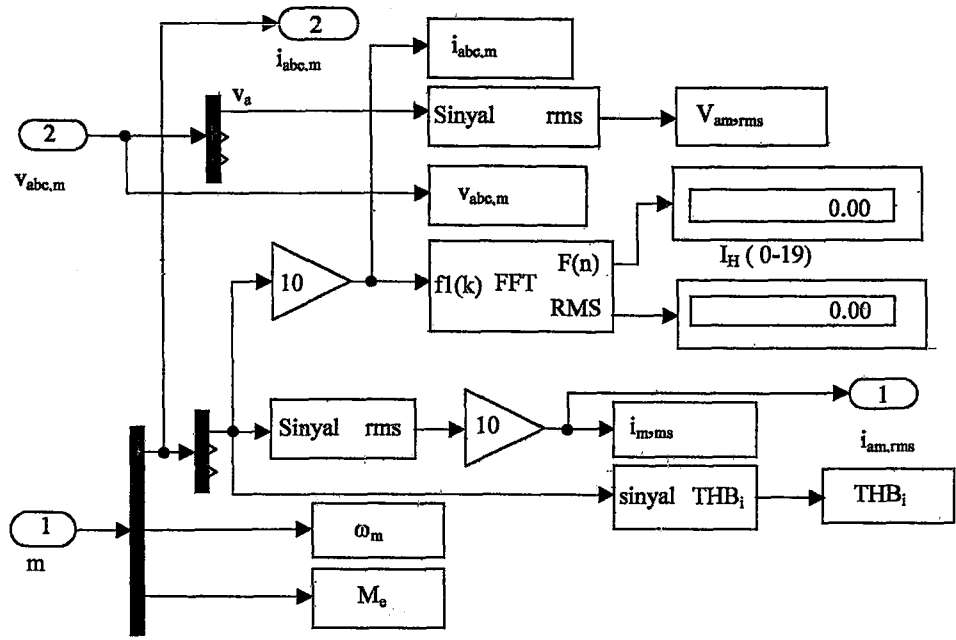


Şekil 7.10. DGAAAK gerilim ayarı benzetim devresi.

Şekil 7.10'da verilen gerilim ayarı benzetim devresinde, A harfleri ile gösterilen elemanlar, işlemci belleğinin sırasıyla veri depolama, veri yazma ve veri okuma birimlerini göstermektedir. DGAAAK ile yapılan benzetim çalışmasında, 1 ile gösterilen veri depolamadaki ilk değer 100 olmaktadır. İlk 1 s'lik sürede motora tam gerilim uygulanarak normal hızına ulaşması sağlanır. Daha sonra kıyıcının darbe genişlik oranı (t_{on}/T) her 0,5 s'de %1 oranında azaltılarak motora uygulanan gerilim düşürülür.

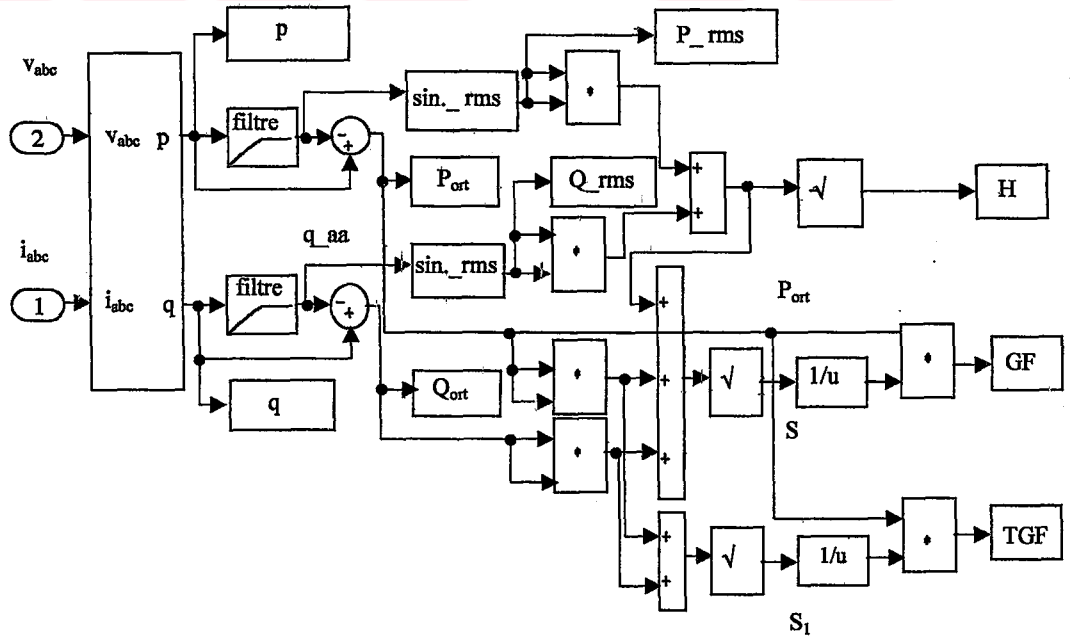
FDAAK'da kullanılan gerilim ayarı benzetim devresinde, bellek deposunda bulunan veri başlangıç değeri sıfır olup başlangıçta tristörlere verilen gecikme sıfırdır. Bir saniyelik hızlanma süresinin sonundan itibaren her 0.5 saniye için tristörlere verilen gecikme açısı 1° artırılarak kıyıcı çıkışından motora uygulanan gerilim kademeli bir şekilde düşürülür.

Burada yapılan benzetim çalışmasında denetim yapılmadığından tristörler verilen tetikleme açıları sıfır dereceden itibaren artırılmaktadır. İleriki kısımlarda yapılan OED çalışmalarında tristörlere ilk başta verilen gecikme açısı, AGT yöntemiyle TGF hesaplanarak bulunur. Şekil 7.11'de gerilim, harmonik akım, hız ve moment ölçme benzetim devresi blok şeması verilmektedir.



Şekil 7.11. Akım, gerilim, toplam harmonik akımı, moment ve hız ölçüm devresi.

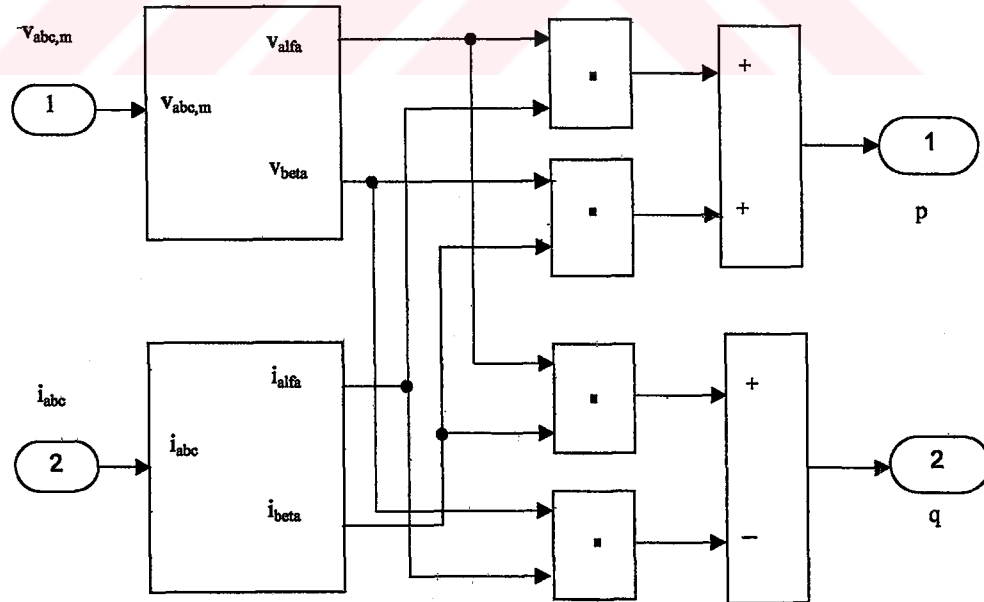
Şekil 7.11’de verilen benzetim blok diyagramında, Matlab programının; FFT (Fast Fourier Transformation) bloğu ile akımdaki harmonikler analiz edilmekte ve RMS bloğu kullanılarak da motor akım ve gerilimlerinin rms değerleri hesaplanmaktadır. Şekil 7.12’de, her iki AAK için ortak olarak kullanılan güç ve GF hesaplama benzetim devresi blok diyagramı verilmektedir.



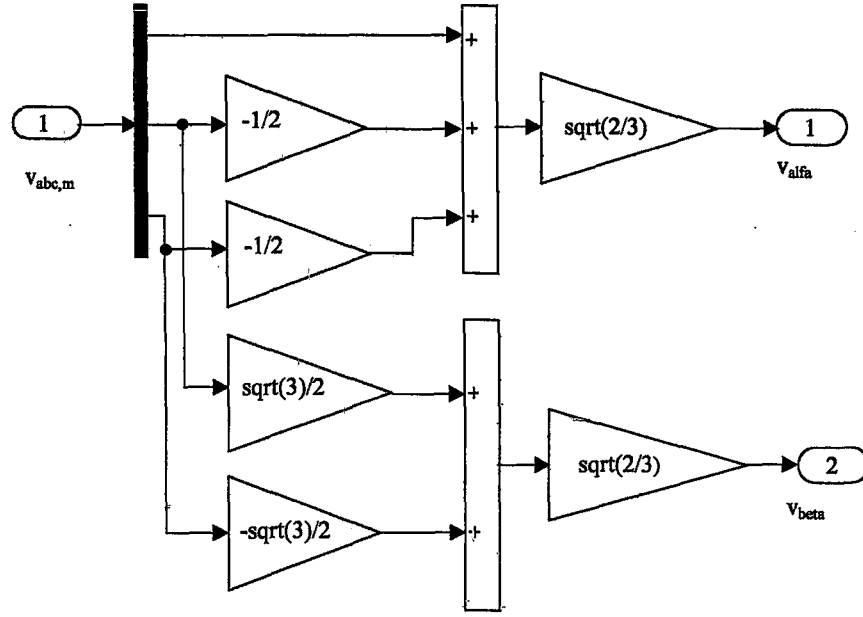
Şekil 7.12. AGT tabanlı güç bileşenleri hesaplama benzetim devresi.

Şekil 7.12’de verilen güç ve GF hesaplama devresi blok diyagramında görüldüğü gibi, devre girişine gelen üç faz akım ve gerilimin anlık değerlerinden, eşitlik 5.25’te verilen anlık güç ifadesi kullanılarak oluşturulan anlık güç hesaplama bloğu ile devrenin anlık gerçek ve sanal güçleri hesaplanır. Elde edilen anlık p ve q değerleri yüksek geçiren filtreden geçirilerek doğru ve dalgalı bileşenlerine ayrılır. Bu bileşenler elde edildikten sonra 5. bölümde verilen AGT eşitlikleri kullanılarak; dalgalı güçlerin rms değerleri, harmonik güç, GF ve TGF gibi gerekli tüm güç ve GF ile ilgili büyüklükler hesaplanmaktadır.

Şekil 7.13’de anlık p , q güçleri, Şekil 7.14’de α - β gerilimleri hesaplama benzetim devresi blok diyagramları verilmektedir. Şekil 7.13’de görüldüğü gibi anlık gerçek (aktif) ve sanal güçler 5. bölümde verilen eşitlik 5.25 kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Anlık güçlerin hesaplanmasında abc/α - β (üç faz dönen/iki faz durağan eksen dönüşümü) akım ve gerilim dönüşümleri için aynı işlemler yapılmaktadır. Şekil 7.14’de üç faz iki faz gerilim dönüşümü ($abc/\alpha\beta$, Clarke dönüşümü) benzetim devresi blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 7.13. Anlık güç hesaplama devresi blok diyagramı.



Şekil 7.14. a-b-c/ α - β gerilim dönüşümü benzetim devresi blok diyagramı.

Tez çalışmasında üç fazlı üç telli sistem kullanıldığında nötr hattı akım değeri sıfır olmaktadır. Bu nedenle Şekil 7.14'de verilen abc/ $\alpha\beta$ gerilim dönüşümü benzetim blok diyagramında sıfır gerilimi gösterilmemiştir. Üç fazlı dört telli sistemin abc/ $\alpha\beta$ dönüşüm matrisleri eşitlik 5.1 ve eşitlik 5.2 ile verilmektedir.

7.2. AAK'lı ASM'un Gerilime Bağlı Performans Analizi

Bu kısımda, AAK ile beslenen ASM'un, AGT tabanlı OED'de kullanılacak denetim algoritmasının belirlenmesine kaynak teşkil edecek verilerin elde edilmesi amacıyla, %20 yük momentinde FDAAK ve DGAAAK ile çalışması durumlarında, gerilime bağlı olarak performansındaki değişimler grafiksel olarak analiz edilmektedir. Yapılan benzetim çalışmalarında kırıyıcıdaki anahtarlama ve iletim kayıpları dikkate alınmamıştır.

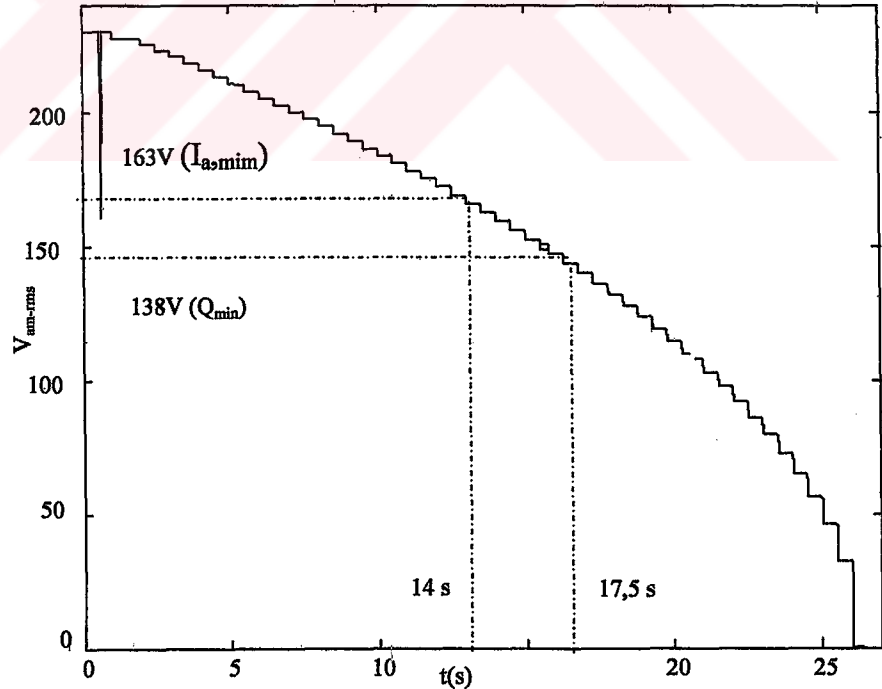
7.2.1. DGAAAK'lı ASM'un gerilime bağlı performans analizi

ASM'un %20 yükte DGAAAK ile yapılan gerilime bağlı performans değişimi benzetim çalışmalarında; değişik frekanslarda yapılan benzetim çalışmaları sonucu ve yapılan literatür araştırmalarından sonra, IEEE-519'da %5 ile sınırlandırılan THB_i

(akımdaki toplam harmonik bozulum) aşmamak ve uygulamadaki anahtarlama kayıplarını düşük tutmak amacıyla anahtarlama frekansı olarak 5 kHz seçilmiştir.

Aşağıda, ASM'un %20 yük momentinde, geriliminin 1 saniyelik hızlanma periyodu sonunda, anma değerinden itibaren 0,5 saniyelik aralıklarla kademeli olarak düşürülmesi ile elde edilen performans değişimleri verilmektedir. Şekil 7.15'de stator geriliminin zamana göre değişimi, Şekil 7.16'da motor akımının zamanla gerilime bağlı olarak değişimi verilmektedir.

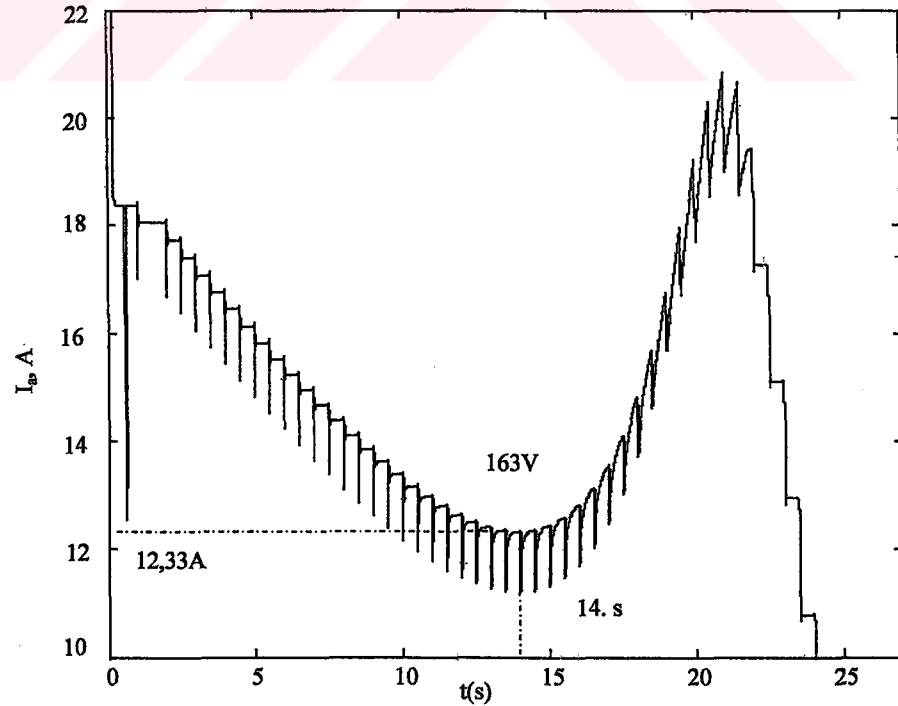
Şekil 7.15'de verilen grafikte görüldüğü gibi motora uygulanan gerilim eşit aralıklarla 25 s'lik benzetim süresinde sıfıra kadar düşürülmektedir. Şekil 7.15'de verilen zamana bağlı gerilim değişim grafiğinde, stator akımının ($I_{a,min}$) ve dalgalı reaktif güç bileşenin (Q_{min}) minimum olduğu gerilim değerleri verilmektedir. Şekil 7.15'de verilen grafikten görüldüğü gibi, motor akımı 163V değerinde minimum olurken, dalgalı reaktif güç daha küçük gerilimde (138V) minimum olmaktadır.



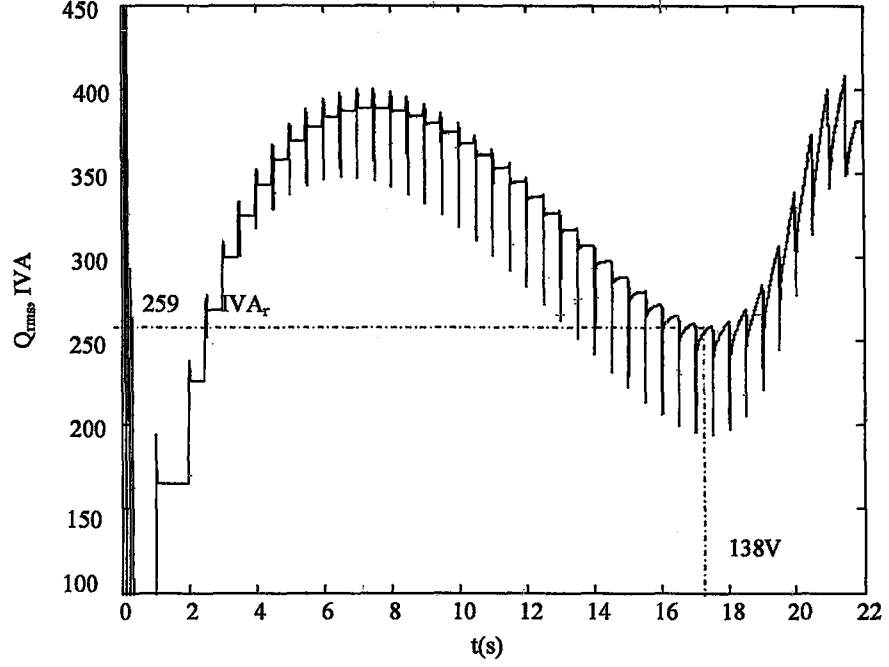
Şekil 7.15. Stator geriliminin zamana göre değişimi.

Şekil 7.16'da akımın gerilime bağlı olarak zamanla değişimini verilen grafikten görüldüğü gibi, stator akımı "V" şeklinde bir değişim grafik çizmektedir. Başka bir ifade ile motora uygulanan gerilim azaldıkça stator akımı belli bir noktaya kadar düşmekte ve o noktadan sonra gerilim düşürülmeye devam ettirildiğinde akım tekrar artmaya başlamaktadır. Benzetim çalışmalarında stator akım değerleri kolaylık olması açısından 10 ile çarpılmıştır. Dolayısıyla grafiklerde verilen akım değerleri gerçek değerinin 10 katını göstermektedir. Şekil 7.16'dan görüldüğü gibi stator akımı, %100 gerilim değerinde 18A iken gerilim 163V'a düşürüldüğünde 12,33A olan minimum değerine düşmekte ve gerilimin daha fazla düşürülmesi halinde ise tekrar artmaya başlamaktadır.

Şekil 7.17'de dalgalı reaktif güç bileşeninin zamanla gerilime bağlı değişimi verilmektedir. Şekil 7.17'deki grafikten görüldüğü gibi, harmonik akımlarına neden olan dalgalı reaktif güç, gerilim düşmesiyle birlikte önce artarak maksimum olan 395 (IVA) değerine çıkmakta, daha sonra azalarak 138V'da minimum olan 259 (IVA) değerine düşmektedir. Gerilim daha fazla düşürülmeye devam ettirildiğinde dalgalı reaktif güç tekrar artmaya başlamaktadır.



Şekil 7.16. Stator akımının gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.

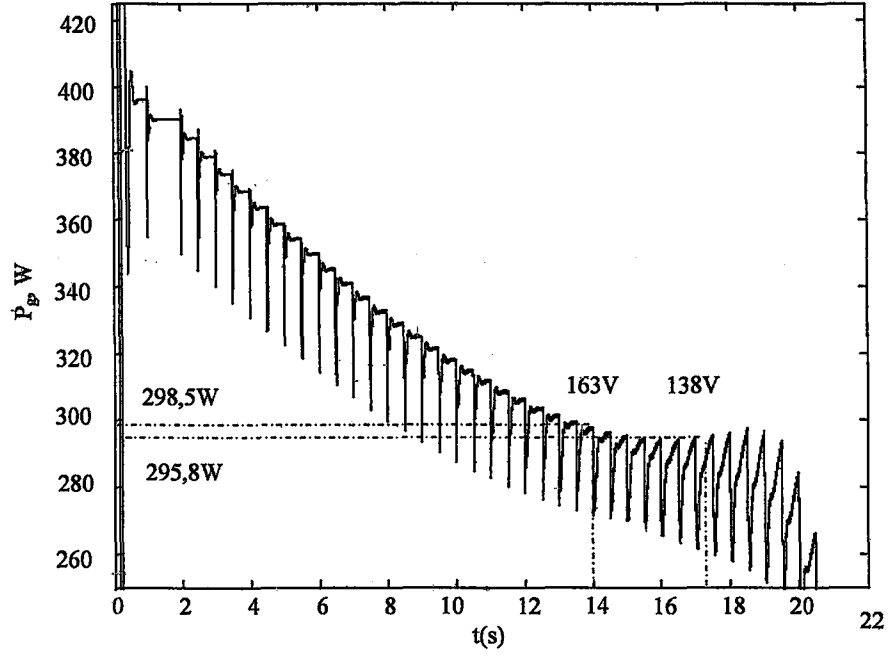


Şekil 7.17. Dalgalı reaktif güç bileşeninin (Q_{rms}) gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.

Şekil 7.16 ve 7.17 ile verilen grafiklerden görüldüğü gibi motorun optimal çalışma noktasını belirleyen stator akımı ile akımdaki harmonikleri belirleyen dalgalı reaktif güç bileşenleri farklı noktalarda minimum olmaktadır. Dalgalı reaktif gücün minimum olduğu noktada, stator akımı minimum değerinden (Şekil 7.16) daha büyük olduğu görülmektedir.

Şekil 7.18'de motor aktif giriş gücünün, zamana bağlı olarak gerilimle değişim grafiği verilmektedir. Şekil 7.18'de görüldüğü gibi, aktif giriş gücü, stator akımında olduğu gibi, önce 295,8W olan minimum değerine kadar belirgin bir şekilde düşmekte ve gerilim düşürülmeye devam ettirildiğinde ise tekrar bir miktar artmaktadır.

Şekil 7.17 ve Şekil 7.18'deki akım ve aktif giriş gücü değişim grafiklerine bakıldığında her ikisinin de aynı noktada (163V'da) minimum olduğu görülmektedir.

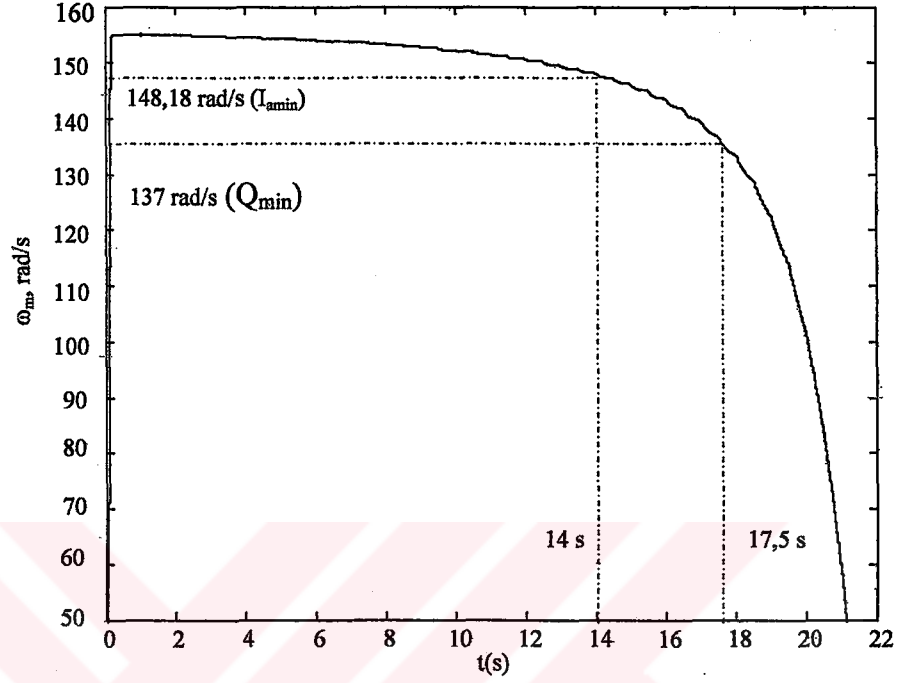


Şekil 7.18. Aktif giriş gücünün (P) gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.

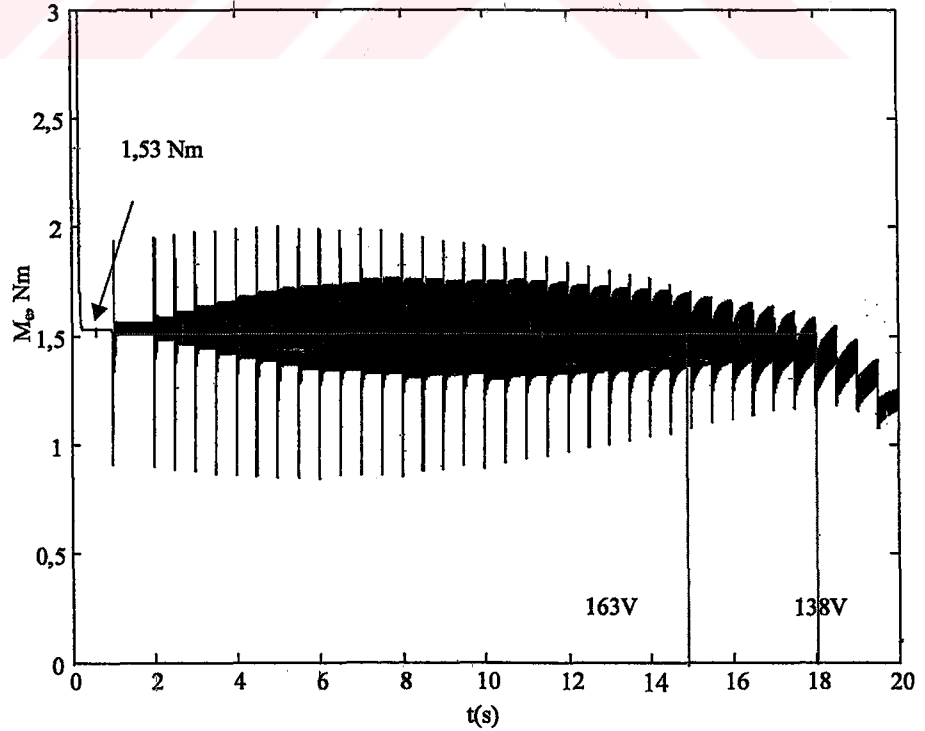
Şekil 7.18'de verilen grafikten görüldüğü gibi, aktif giriş gücü, dalgalı reaktif güç bileşeninin minimum olduğu 138V gerilim değerinde (17,5 s'de) minimum (295,8W) değerini almaktadır. Bu sonuca göre motorun giriş gücü, dalgalı reaktif güç bileşeninin minimum olduğu noktada, stator akımının minimum olduğu noktadaki değerinden (298,5W) 2,7W daha küçük olmaktadır. Giriş gücünün düşmesinin sebebi, harmonik akımlardan dolayı oluşan kayıpların azalması ve hızdan dolayı çıkış gücündeki azalmadır. Her iki noktaya göre yapılan verim hesaplamasına göre dalgalı reaktif güç bileşeninin minimum olduğu noktada giriş gücünün daha az olmasına rağmen, çıkış gücündeki azalmadan dolayı verim bir miktar düşmektedir (%6,58). Şekil 7.18'deki grafikten giriş gücünün, oto trafosu ile yapılan deneysel çalışmada olduğu gibi, stator akımı ile aynı noktada minimum olmadığı ve aynı zamanda minimum nokta civarında çok az değiştiği görülmektedir. Bunun nedeni daha önce belirtildiği gibi giriş gücünün hava aralığına (veya gerilime) olan duyarlılığının az olmasıdır (Kioskeridis ve diğeri 1996).

Şekil 7.19'da ASM'un zamanla gerilime bağlı hız değişimi, Şekil 7.20'de moment değişim grafiği verilmektedir. Şekil 7.19'daki gerilime bağlı hız değişim grafiğinden görüldüğü gibi gerilimin azalmasıyla hızda çok az düşme görülmektedir. Stator akımının minimum olduğu andaki (14.s) hız değeri 148,94 rad/s iken; dalgalı reaktif

güç bileşeninin minimum olduğu andaki (17,5.s) hız değeri ise 137 rad/s olmaktadır. Başka bir ifade ile dalgalı reaktif gücün minimum olduğu noktada hız dolayısıyla çıkış gücü bir miktar düşmektedir.



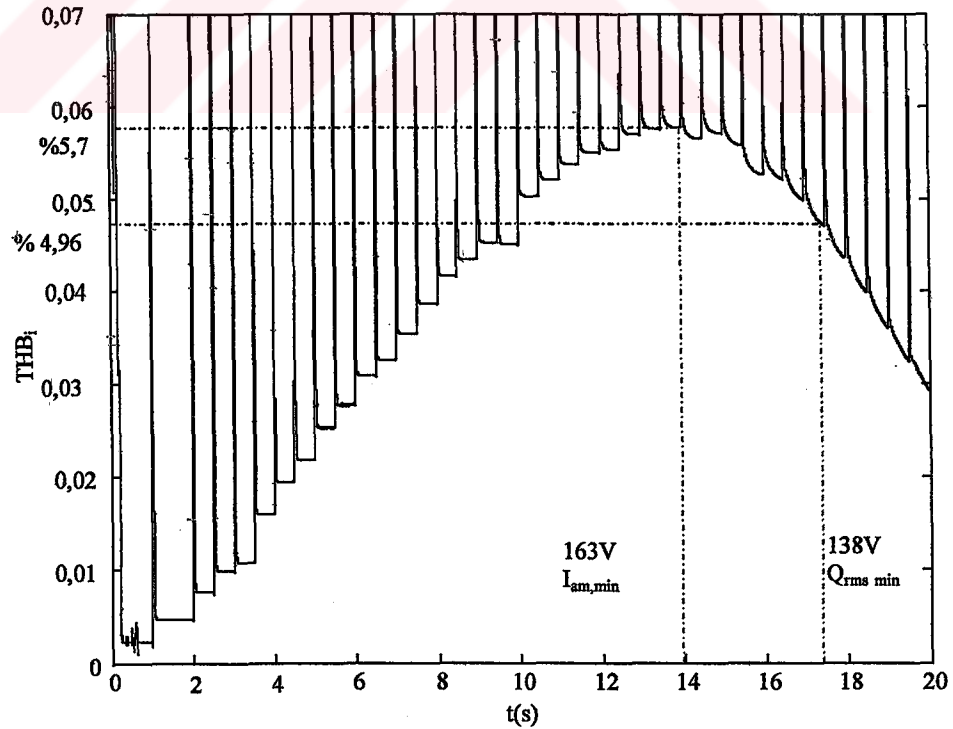
Şekil 7.19. Motor hızının gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.



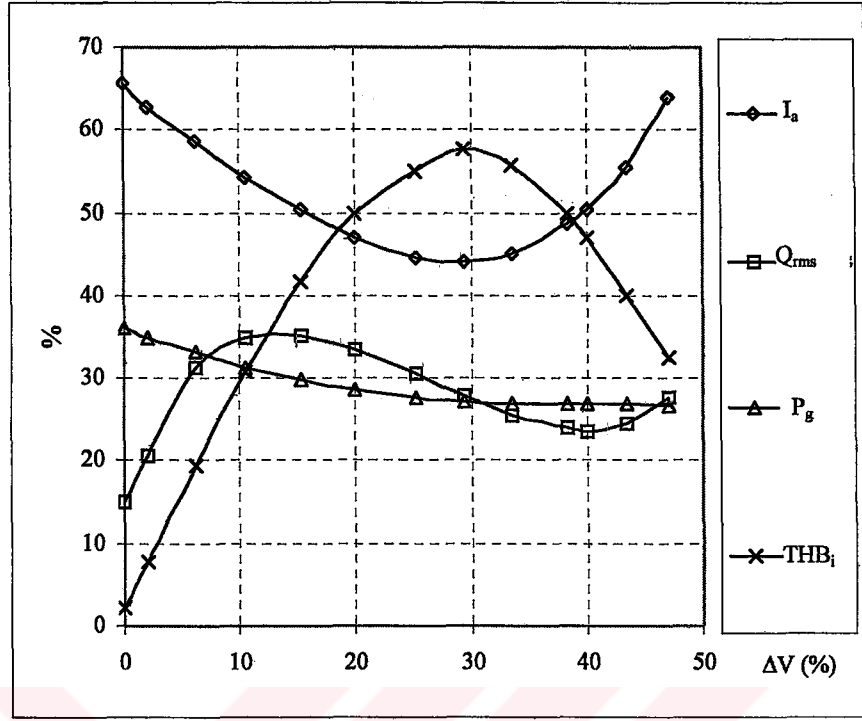
Şekil 7.20. Motor momentinin gerilime bağlı olarak zamanla değişimi.

Şekil 7.20'deki moment eğrisinden, optimizasyon sürecinde motor tarafından üretilen momentin 1,53 Nm değerinde sabit kaldığı görülmektedir. Şekil 7.21'de akımdaki toplam harmonik bozulmayı ifade eden THB_i 'nin gerilime bağlı zamanla değişimi verilmektedir. Şekil 7.21'den görüldüğü gibi THB_i , 230V nominal gerilim değerinde yaklaşık %0,3 değerinde iken, stator akımının minimum olduğu 163V değerinde %5,57 ile maksimum değerine çıkmakta ve dalgalı reaktif gücün minimum olduğu 138V ($\Delta V = \%40$) stator geriliminde istenilen %5 sınırın altındaki %4,96 değerine düşmektedir. Şekil 7.21'deki grafikten, dalgalı reaktif gücün minimum olduğu anda akımdaki toplam harmonik bozulma değerinin (THB_i)'nin de minimum olduğu görülmektedir.

Şekil 7.22'de akım, aktif giriş gücü, dalgalı reaktif güç, THB_i değerlerinin stator gerilimine bağlı değişim grafikleri verilmektedir. Şekil 7.22'de, akım ve güç değerleri motor etiket değerlerinin yüzdesi olarak (normalize değerler) verilmektedir. Şekil 7.22'deki THB_i değeri, aynı stator akımında olduğu gibi, gerçek değerinin 10 katı alınarak çizdirilmiştir.

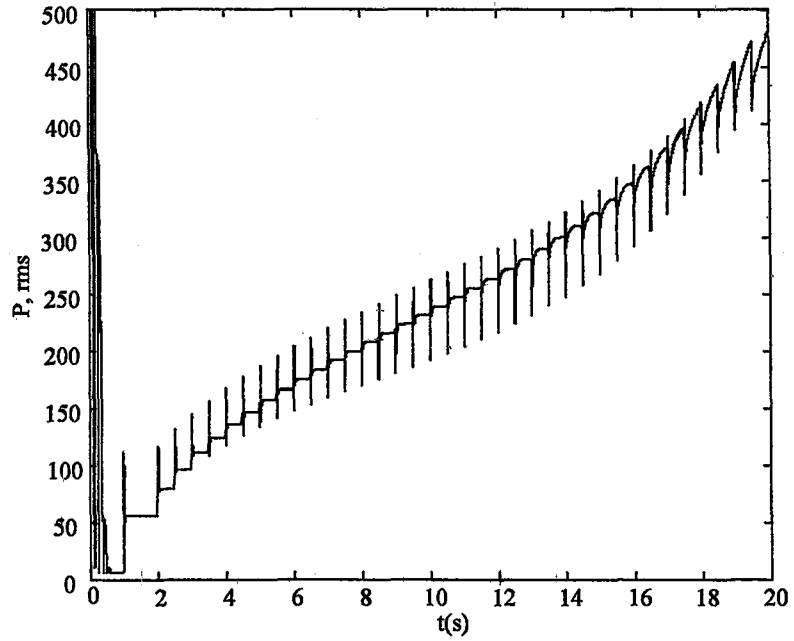


Şekil 7.21. THB_i yüzdesinin gerilime bağlı zamanla değişimi.

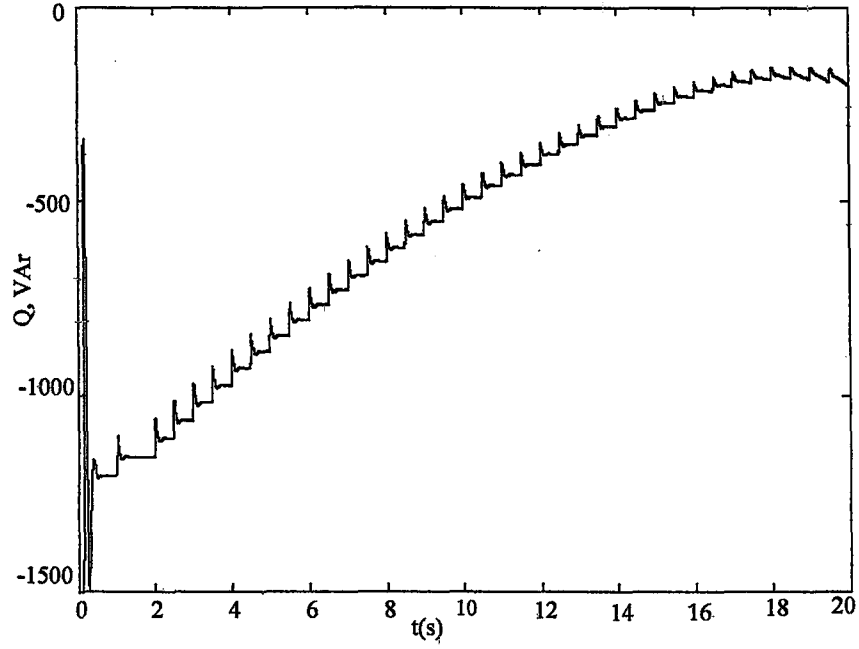


Şekil 7.22. Devre parametrelerinin gerilim düşüm yüzdesine bağlı değişimleri.

Şekil 7.23'de dalgalı aktif gücün, Şekil 7.24'de reaktif güç (anlık sanal gücün doğru bileşeni) bileşeninin gerilime bağlı zamanla değişimi verilmektedir.



Şekil 7.23. Dalgalı aktif gücün (P, rms) gerilime bağlı zamanla değişimi.



Şekil 7.24. Reaktif gücün (Q) zamanla gerilime bağlı değişimi.

Şekil 7.23'den, dalgalı aktif güç bileşeninin gerilimdeki azalmaya bağlı olarak sürekli arttığı; Şekil 7.24'deki grafikten ise reaktif gücün gerilime bağlı olarak sürekli azaldığı görülmektedir. Anlık gerçek gücün dalgalı bileşeninin (dalgalı aktif güç) devamlı artması gerilimdeki azalmayla momentteki dalgalanmaların arttığını göstermektedir. Diğer taraftan gerilimdeki azalmaya bağlı olarak reaktif gücün, deneysel çalışmalarda da görüldüğü gibi, sürekli azaldığı bilinmektedir.

ASM'un %20 yük momentinde DGAAAK ile yapılan performans analiz sonuçları aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

1. Yapılan deneysel çalışmadan farklı olarak, aktif giriş gücü ve stator akımı farklı noktalarda (gerilimlerde) minimum olmaktadır. Stator akımı 163V'da minimum olurken, aktif giriş gücü 138V'da minimum (295,8W) olmaktadır. Başka bir ifade ile akımın minimum olduğu noktada giriş gücü (298,5W) ve $THB_i > \%5$ iken, giriş gücünün minimum olduğu noktada THB_i değeri ise IEEE-519 ile belirlenen üst limitin altına düşmektedir.
2. Dalgalı reaktif güç bileşeni giriş gücüyle aynı noktada (138V)'da minimum olmaktadır. Dalgalı reaktif güç bileşeninin minimum olduğu noktada aktif giriş gücünün ve THB_i değerinin minimum olması, ASM'un OED açısından çok

önemli bir avantaj olarak görülmektedir. Bilindiği gibi aktif giriş gücünün hava aralığı akısına az duyarlı olması sonucu minimum değerinin belirlenmesini zorlaştırmaktadır. Dalgalı reaktif güç bileşeni ise hava aralığı akısına karşı duyarlı olup, gerilimle daha fazla değişmektedir (Betz ve diğeri 2001).

3. Dalgalı reaktif güç bileşeninin aktif giriş gücüyle aynı noktada minimum olması, aynı noktadaki THB_i değerinin IEEE-519 standardında belirtilen üst limitin altında olması ve aynı zamanda gerilimle daha fazla değişim göstermesi ASM'un OED tekniği açısından oldukça önemli bir avantajdır. Aynı noktada çıkış gücündeki azalmadan dolayı verim, stator akımının minimum olduğu noktadaki değerinden %6,58 kadar küçük çıksa da güç tasarrufu bakımından bir etkisi yoktur.
4. Moment ve hızdaki dalgalanmalara neden olan dalgalı aktif güç bileşeni (\tilde{p}) gerilimdeki düşmeye bağlı olarak sürekli artmaktadır.
5. Reaktif güç, gerilimdeki azalmaya bağlı olarak devamlı azalmaktadır.

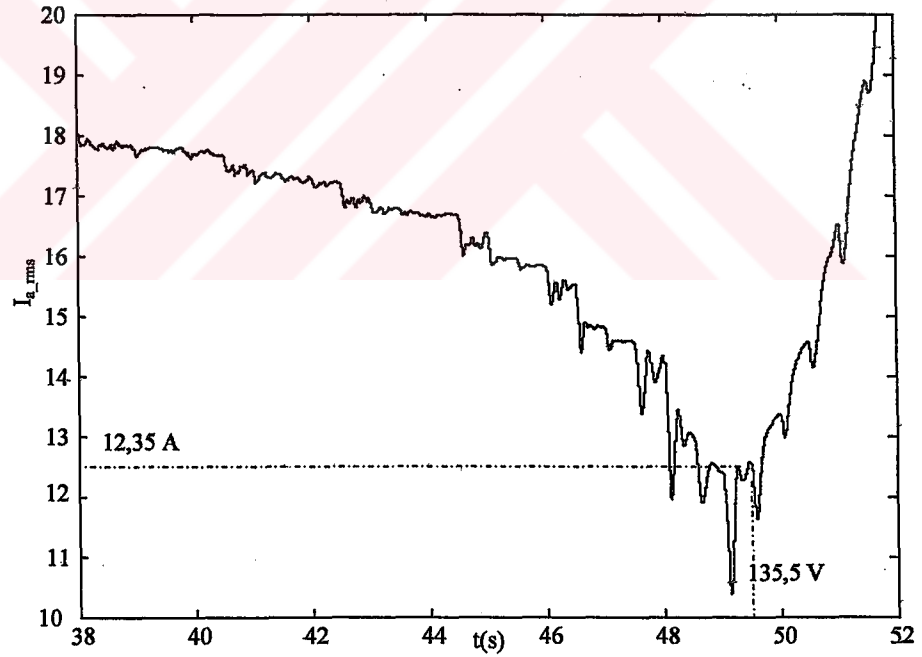
Yukarıda elde edilen sonuçlardan yola çıkarak, tez çalışmasında ASM'un DGAAAK ile yapılan OED'de optimal çalışma noktası dalgalı reaktif güç bileşenine göre belirlenmekte ve denetim algoritması ise dalgalı reaktif güç ve stator akımına göre şekillenmektedir. Stator akımı, denetim algoritmasında ayrıca, yük değişmelerini ve yol verme süresinin belirlenmesinde kullanılmaktadır. Bu şekilde hız algılayıcısına olan ihtiyaç da ortadan kalkmaktadır. Uygulanan denetim algoritmasıyla, motor performansı artırılırken aynı zamanda harmonik akım sınırı da aşılmamaktadır.

ASM'un DGAAAK ile yapılan OED'de, 5 kHz'den küçük anahtarlama frekanslarında (harmonik akımları büyük olacağından) denetimin, minimum stator akımı (veya minimum aktif giriş gücü) ve minimum dalgalı reaktif güç bileşenine göre yapılması; harmonik standartları ve mekanik sisteme olan olumsuz etkilerin sınırlandırılması açısından gereklidir.

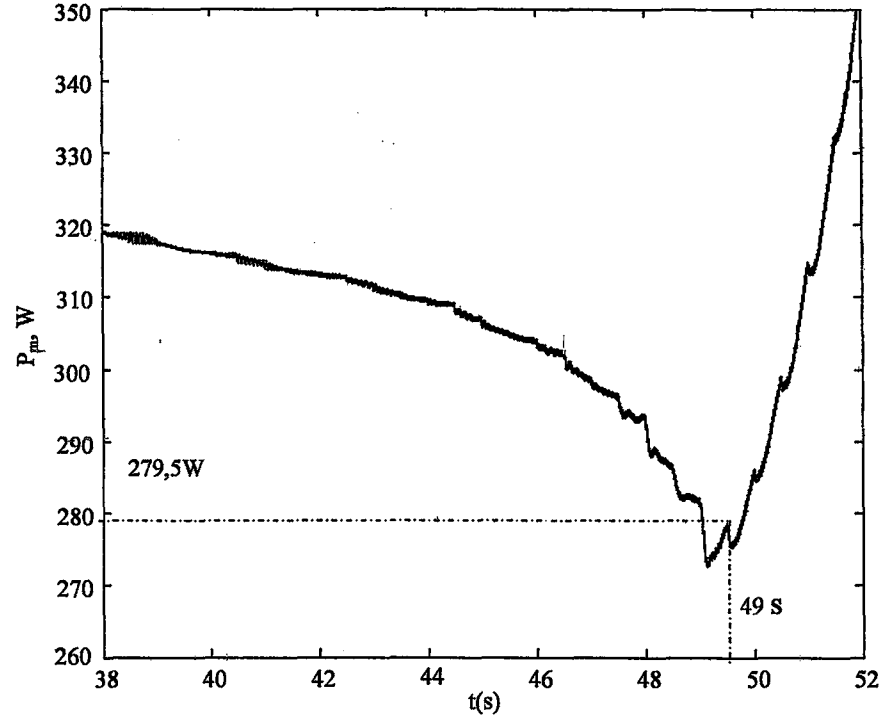
7.2.2. FDAAK'lı ASM'un gerilime bağı performans analizi

Bu kısımda, tristörlü FDAAK ile yapılan OED'de, denetim algoritmasının belirlenmesine yönelik olarak; sistemin verimliliği ve kaynağa verilen harmonik akımları bakımından, uygun denetim değişkeni veya değişkenlerin belirlenmesi amacıyla %20 yük momentinde yapılan benzetim çalışma sonuçları aşağıda grafiksel olarak verilmekte ve analiz edilmektedir. Şekil 7.25'de ASM'un %20 yükte stator akımının statora uygulanan gerilime bağı olarak zamanla değişimi verilmektedir.

Şekil 7.25'de görüldüğü gibi, stator akımı, 135,5 V'da minimum değerine (12,35 A) düşmekte (DGAAAK'da bu değer 138 voltta 12,33 A'dir), gerilimin daha fazla düşürülmesi halinde ise akımın tekrar artmaya başladığı görülmektedir. Şekil 7.26'da aktif giriş gücünün zamanla gerilime bağı değişimi verilmektedir.



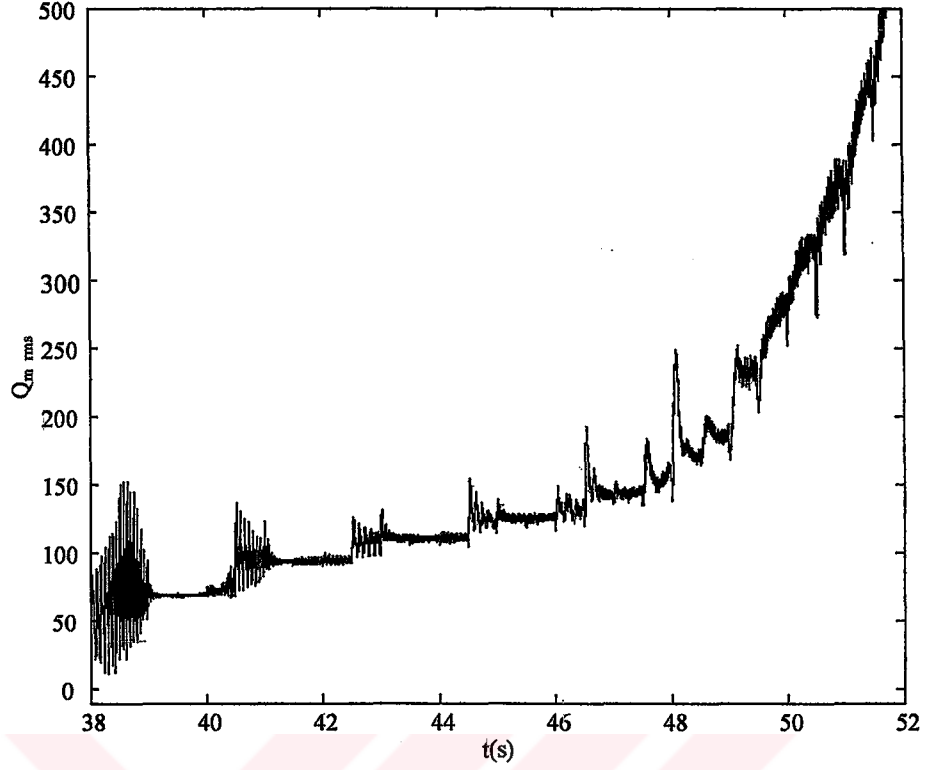
Şekil 7.25. FDAAK'da stator akımının gerilime bağı zamanla değişimi.



Şekil 7.26. Motor aktif giriş gücünün gerilime bağlı zamanla değişimi.

Şekil 7.26'dan görüldüğü gibi, aktif giriş gücü gerilimdeki azalmaya bağlı olarak, akımla birlikte net bir şekilde azalma göstererek 135,5 voltta 279,5W minimum değerine (DGAAAK'da 295,8W) düşmektedir.

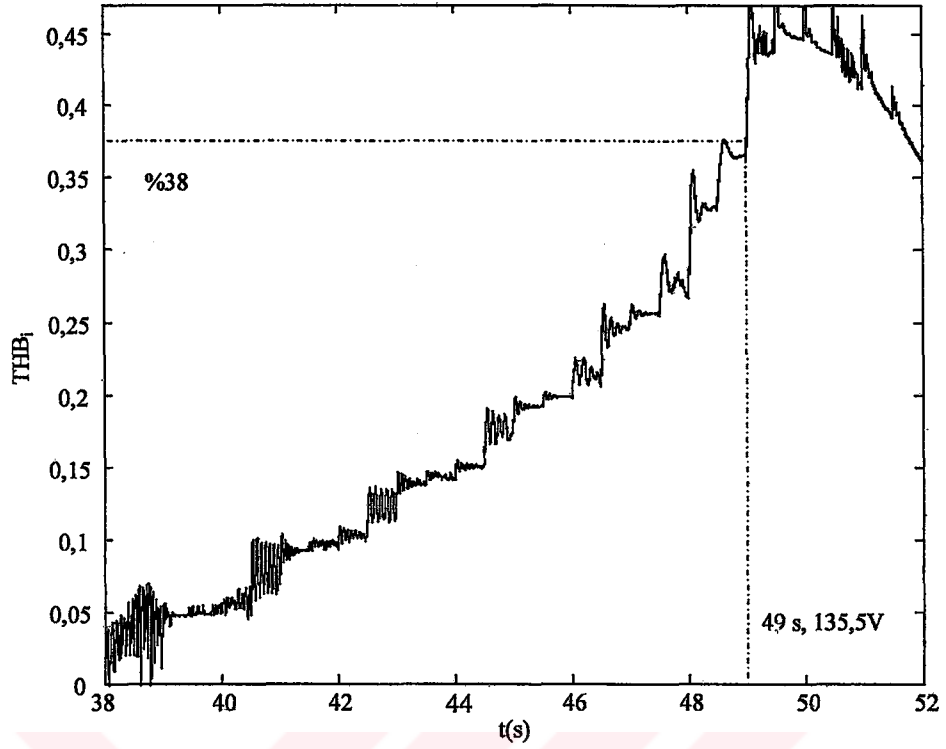
Şekil 7.25 ve Şekil 7.26'dan, aktif giriş gücü ile stator akımının (DGAAAK'da olduğu gibi) aynı gerilim değerinde minimum olduğu görülmektedir. Şekil 7.27'de dalgalı reaktif gücün gerilime bağlı değişimi verilmektedir. Şekil 7.27'de görüldüğü gibi, reaktif güç dalgalı bileşeni, kesme açısı artıkça (gerilim düştükçe) sürekli artmaktadır. DGAAAK'da dalgalı reaktif güç bileşeni değişken (azalma ve tekrar artma şeklinde) bir seyir izlemekle birlikte minimum bir değere sahip iken, FDAAK'da dalgalı reaktif güç bileşeni, gerilimdeki azalmaya bağlı olarak sürekli artmaktadır. Harmonik akımlar, dalgalı reaktif güç bileşeni ile doğru orantılı olduğundan minimum harmonik akım değeri, dalgalı reaktif güç bileşeninin minimum olduğu noktada elde edilmektedir (Betz ve diğeri 2000).



Şekil 7.27. ASM dalgalı reaktif gücün gerilime bağlı zamanla değişimi.

Bu nedenle FDAAK ile yapılan OED’de, harmonikleri motora uygulanan gerilimi değiştirerek düşürmemiz mümkün görünmemektedir. Dolayısıyla, ASM’un FDAAK ile yapılacak OED’de, denetim değişkeni olarak sadece stator akımı ve algoritma olarak da stator akımının minimum değeri esas alınmalıdır.

Şekil 7.28’de THB_i’nin gerilime bağlı zamanla değişimi verilmektedir. Şekil 7.28’de görüldüğü gibi, akımdaki toprak harmonik bozulma (THB_i), kesme açısının artmasıyla (gerilimin düşmesiyle) orantılı bir şekilde artmakta ve stator akımı ile aktif giriş gücünün minimum olduğu optimal çalışma noktasında yaklaşık %38 değerine çıkmaktadır. Yapılan bu analiz çalışmasından, ASM’un FDAAK ile OED’de, harmonik akımlarının düşürülmesinin mümkün olmadığı anlaşılmaktadır.



Şekil 7.28. Akımdaki THB_1 'nin gerilime bağlı zamanla değişimi.

Yukarıda elde edilen sonuçlara göre, tristörlerin tetikleme açısı arttıkça dalgali reaktif güç bileşeni ve dolayısıyla harmonik akım kayıpları sürekli artmaktadır. Diğer taraftan giriş gücü akımla birlikte bir noktaya kadar düşmekte ve daha sonra harmonik akım kayıplarının etkisiyle tekrar artmaktadır. Bu sonuçlara göre ASM'un optimal çalışma noktasının stator akımı ve aktif giriş gücünün minimum olduğu gerilim değeri olduğu açıkça görülmektedir, Stator akımının doğrudan ölçülmesi ve rms değerinin kolay hesaplanması nedeniyle, tez çalışmasında OED algoritması stator akımına göre oluşturulmuştur. Denetimin hızını artırmak için OED'nin başlangıcındaki ilk kesme (tetikleme) açısının değeri TGF ile belirlenmektedir.

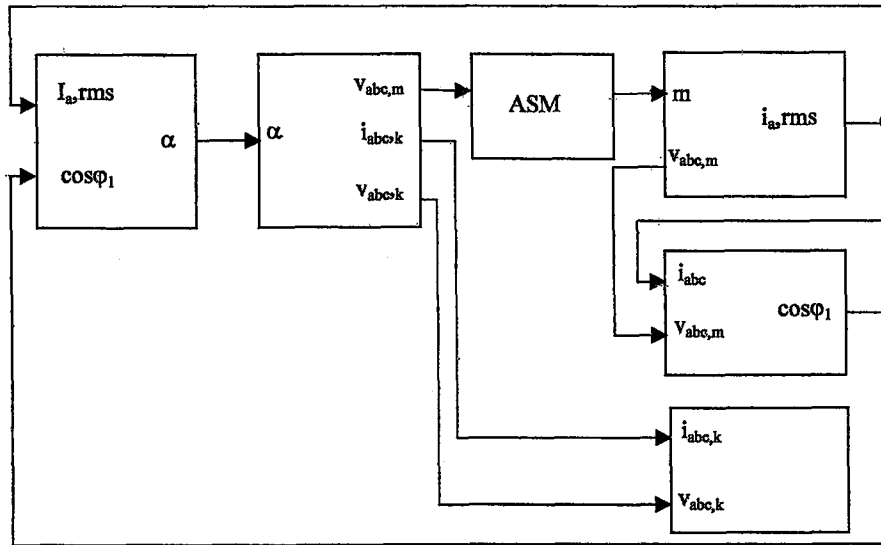
OED'li AAK, aynı zamanda yumuşak yol verme görevini de yerine getirmektedir. Sistemde enerji optimizasyonu yol verme işlemi bittikten sonra başlamaktadır. Yol verme işleminin bitişi ölçülen yol alma süresine göre belirlendiğinden ayrıca bir hız bilgisine ihtiyaç yoktur. Böylece sistem eviricili sisteme göre çok daha ucuza mal edilmiş olur. Bilgisayar ortamında tasarlanan her iki AGT tabanlı AAK, yumuşak başlatma özelliğine sahip olduğundan, ASM'un verilen bir rampa gerilimiyle düşük akım ve momentle yol alması sağlanmaktadır.

7.3. Tristörlü FDAAK'lı ASM'un AGT tabanlı OED Benzetim Çalışması

Bu kısımda, ASM'un tristörlü FDAAK ile yapılan OED benzetim çalışmasında; benzetim devresi blok diyagramları ve denetim algoritmaları, akım, gerilim, moment, hız, vb. parametrelerin dalga şekilleri, harmonik akımlara ilişkin grafikler ile benzetim çalışmalarının sonuçlarının sayısal ve grafiksel olarak analizi verilmektedir. Ayrıca bu kısmın sonunda IGBT'li sondan kıymalı FDAAK ile yapılan OED'de akım ve gerilim dalga şekilleri verilmektedir.

7.3.1. ASM'un FDAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramı

Şekil 7.29'da, ASM'un FDAAK ile yapılan AGT tabanlı OED benzetim devresi blok diyagramı görülmektedir. Şekil 7.29'da verilen benzetim devresi blok diyagramı, 7. bölüm girişinde Şekil 7.1 ile verilen genel benzetim devresi blok diyagramıyla, denetim bloğu hariç aynıdır. Şekil 7.29'da verilen benzetim devresi blok diyagramında, Şekil 7.1'de verilen benzetim devresinden farklı olarak denetim bloğuna, OED için gerekli olan stator akımı (rms) ve TGF sinyalleri girmektedir. Şekil 7.29'da verilen AGT tabanlı OED benzetim devresine ait denetim bloğunun benzetim devresi blok diyagramı Şekil 7.30'da verilmektedir.



Şekil 7.29. FDAAK'lı ASM'un AGT tabanlı OED benzetim devresi blok diyagramı.

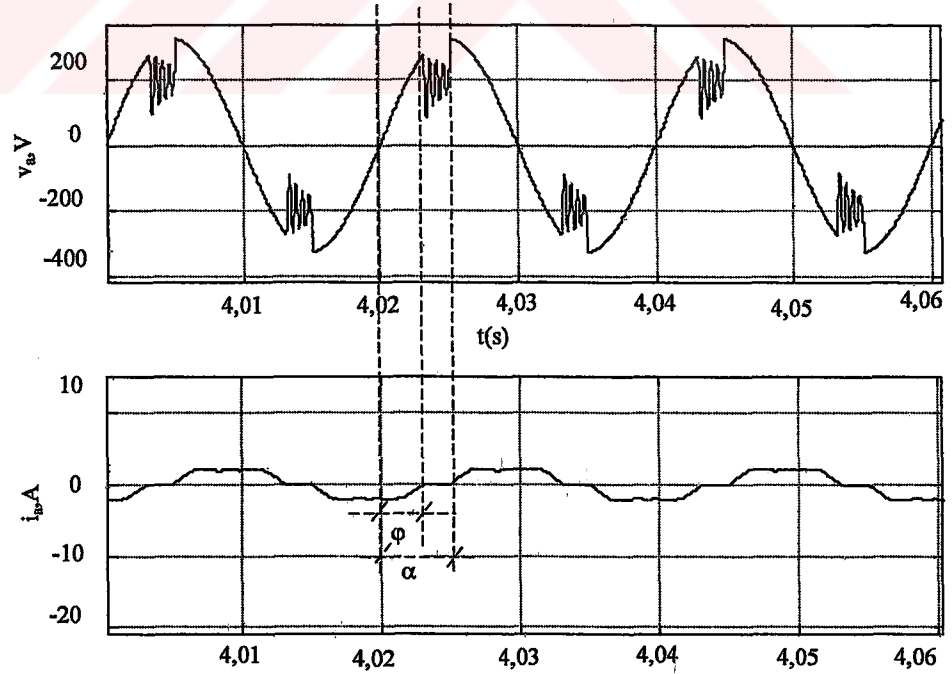
minimum noktada tutmayı sağlar. Diğer ölçme ve hesaplama benzetim devre blokları kısım 7.1’de açıklandığı gibidir.

7.3.2 FDAAK karakteristikleri

Bu kısımda, Matlab-Simulinkte tristörlü FDAAK ile %20 yük momentinde yapılan OED benzetim çalışmasında gerilim, akım, harmonik akım, güç, moment ve hız gibi devre parametrelerinin dalga şekilleri ve değişimleri verilmektedir.

Akım ve gerilim dalga şekilleri

Tristörlü FDAAK ile yapılan ASM’un OED benzetiminden elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 7.31’de görülmektedir. Şekil 7.31’deki grafikte, akım ile gerilim arasındaki faz açısı (φ) 45 derece iken tetikleme açısı (α) 90 derecedir. Şekilden anlaşılacağı gibi gerilim ve akımın dalga şekilleri sinüsoidal değildir. Akım daha çok şebekeye harmonik verirken gerilimdeki bozulma ise motorun dinamik performansını olumsuz etkilemektedir.

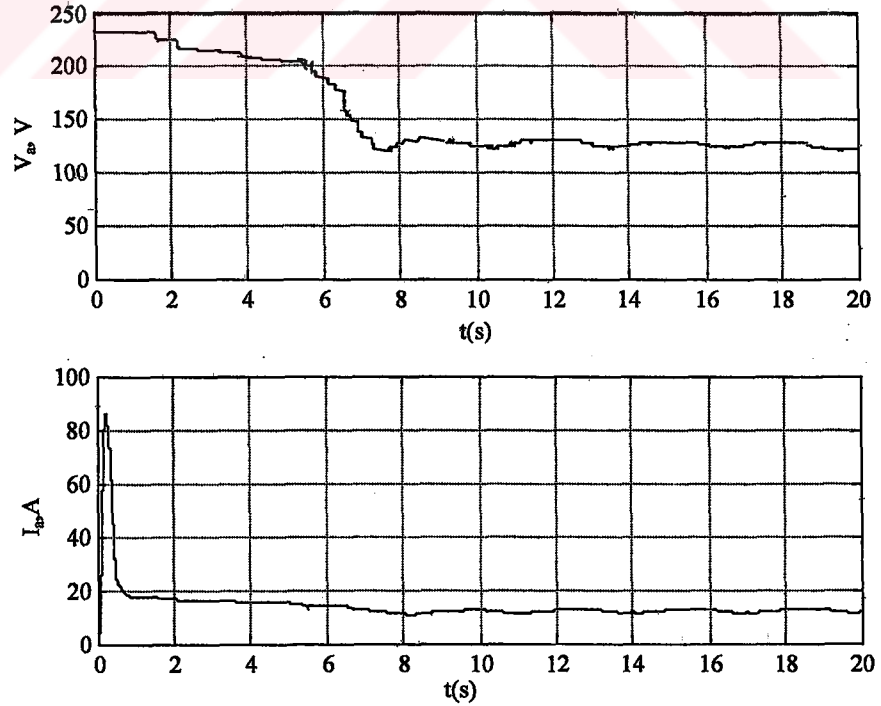


Şekil 7.31. FDAAK’da gerilim ve akım dalga şekilleri.

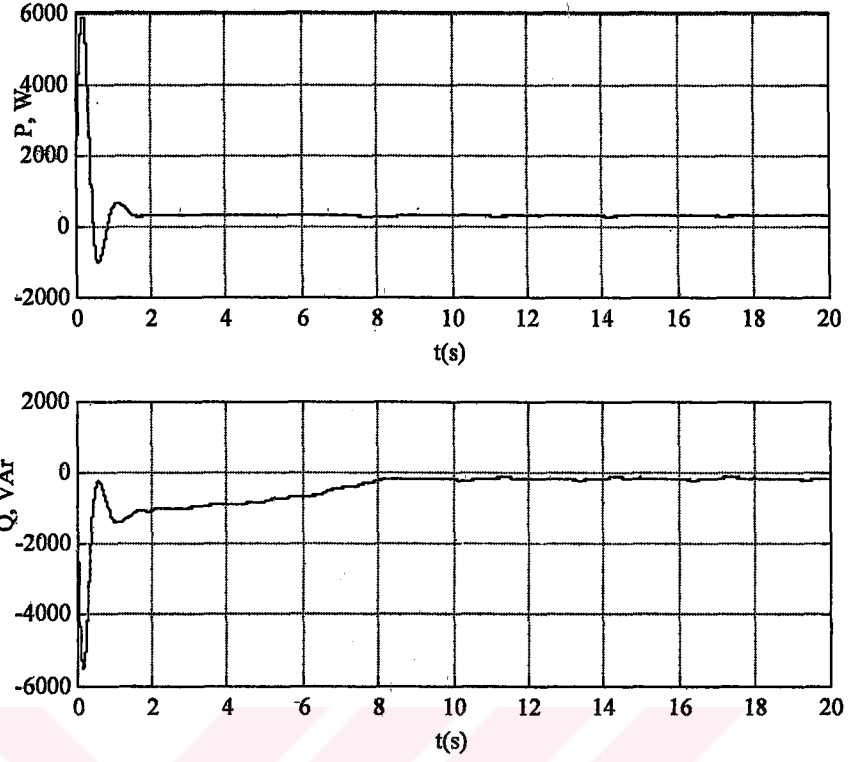
Akım, gerilim ve güç değişimleri

Bozuk gerilimden dolayı momentte dalgalanmalar olurken akımdaki bozukluk ise sargı ve nüvede ek kayıplar oluşturmakta ve bunun sonucu olarak reaktif güçte kazanç artarken gerçek güç düşmektedir. Şekil 7.32’de minimum akım denetleyicinin motorun gerilimini ve akımını optimum noktada tuttuğunu göstermektedir.

Şekil 7.32’de, denetleyicinin 8. saniyede motor gerilimini yüke uygun olan minimum değerinde (135,5V’da) sabit tuttuğu görülmektedir. Gerilim bu değerde iken akım da minimum olan 1,23A değerinde sabit kalmaktadır. Giriş gücünde ise fazla bir düşme görülmemektedir. Bunun nedeni sargı ve nüvede harmonik akımlarından dolayı oluşan ilave kayıplardır. Buna karşın, gerilimin azalması ile birlikte, hava aralığı mıknatıslama akımının azalmasından dolayı, çekilen reaktif güçte büyük düşme olmaktadır. Şekil 7.33’de, %30 yük momentinde elde edilen aktif ve reaktif güçlerin denetim esnasındaki değişim grafikleri verilmektedir. Şekil 7.33’de görüldüğü gibi, aktif güç maksimumdan minimuma giderken, reaktif güç negatiften değerden sıfıra doğru azalmaktadır.



Şekil 7.32. FDAAK’da gerilim ve akımın optimal noktada tutulması.

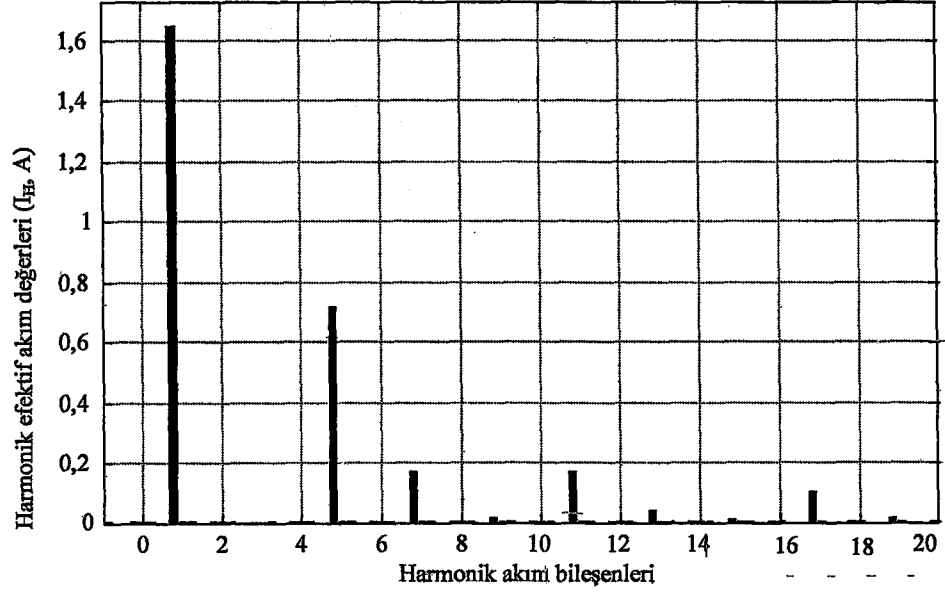


Şekil 7.33. %30 yük momentindeki OED’de aktif ve reaktif gücün gerilime bağlı zamanla değişimi.

Şekil 7.33’de görüldüğü gibi çekilen reaktif güç stator geriliminin denetimi ile 1200 Var değerlerinden, 200 VAR değerine düşmekte ve bu değerde sabit tutulmaktadır. Başlangıçta görülen dalgalanmalar ölçme devresinde kullanılan filtre devrelerinin gecikme cevaplarından kaynaklanmaktadır.

Akımdaki harmoniklerin dağılımı

Hafif yükteki çalışmada tetikleme açısının büyük olmasından dolayı gerilim dalga şekli fazla bozulmakta ve bunun sonucu olarak, her ne kadar düşük endüktanslı stator sargıları filtreleme yapmalarına rağmen motor akımında %48'lere varan harmonik bozulmalar görülmektedir. Şekil 7.34’de %20 yük momentinde yapılan OED’de harmonik akım bileşenlerinin dağılımları verilmektedir. Şekil 7.34’den görüldüğü gibi tristörlü faz denetimli kıyıcıda düşük dereceli harmonikler (5,7,11 ve 17) etkili olmaktadır.

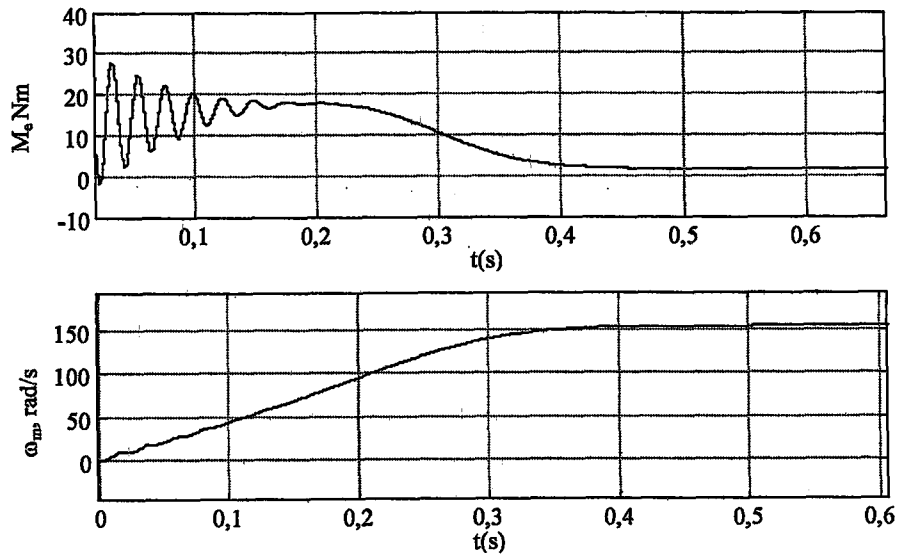


Şekil 7.34. Tristörli FDAAK'da harmonik akım bileşenleri.

Akımdaki toplam harmonik bozulması (THB_i) yaklaşık %38 civarındadır. Sonuçlardan anlaşılacağı gibi sistemin verimi artarken şebekeye verilen harmonik akımlar artmaktadır.

Hız ve moment değişimleri

Şekil 7.35'de, %20 yük momentinde yapılan OED'de moment ve hızın zamanla değişimleri verilmektedir.



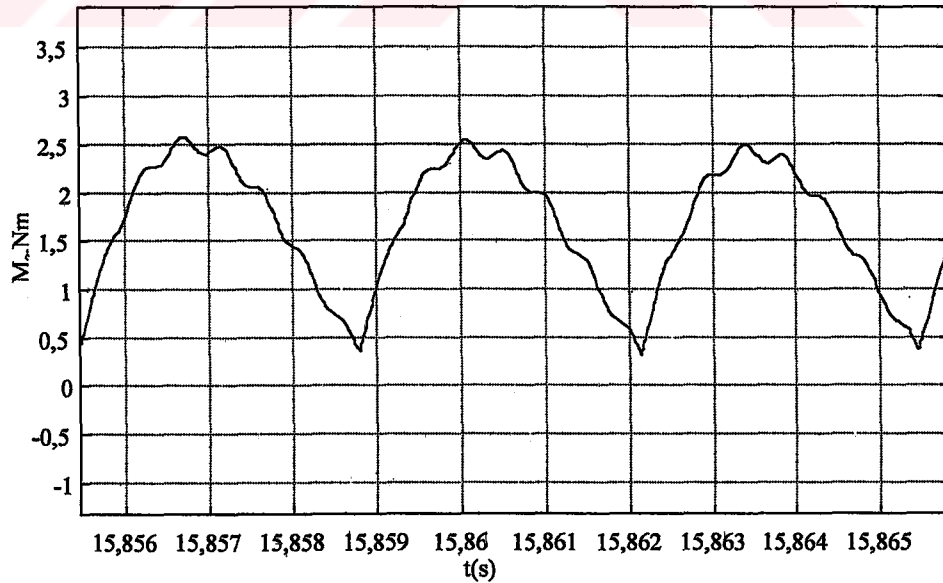
Şekil 7.35. ASM'un OED'de zamana göre moment ve hız değişimleri.

Şekil 7.35’de görüldüğü gibi, yaklaşık 0,45 saniyede motor hızı 155 (rad/s) ve üretilen moment 1,6 Nm değerlerine ulaşmaktadır. Şekil 7.36’da moment-zaman grafiği büyütülmüş olarak verilmektedir.

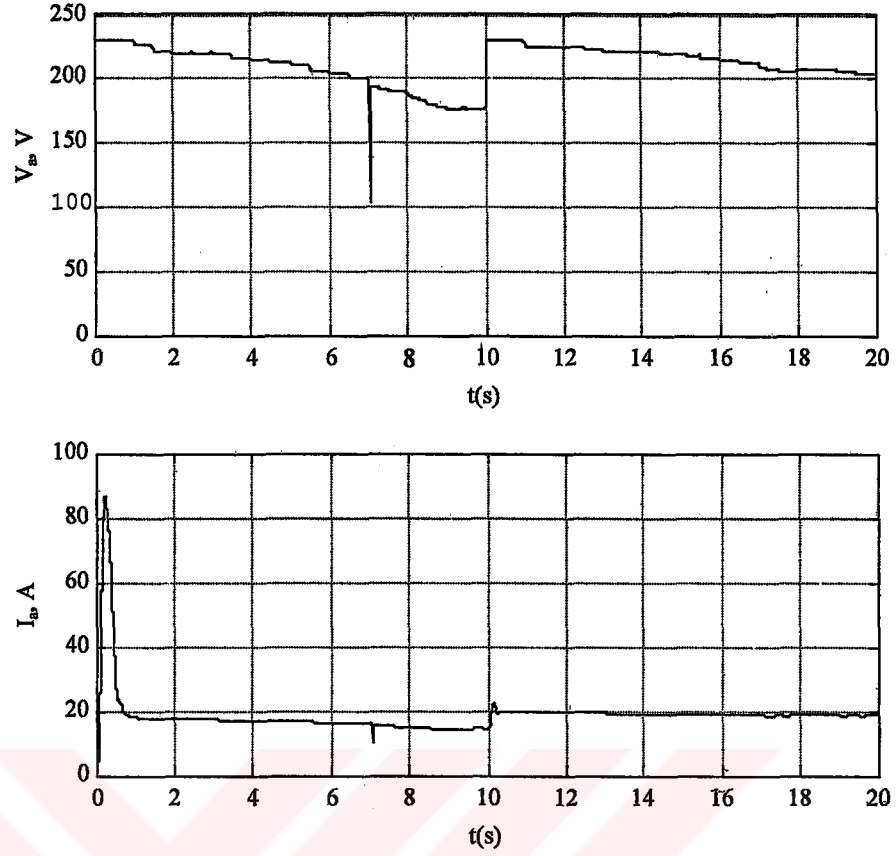
Şekil 7.36’dan 1,6 Nm ortalama momentin 2,5 ile 0,5 Nm arasında değiştiği görülmektedir. Sonuç olarak momentin yaklaşık %37 kadar salınım yaptığı anlaşılmaktadır. Salınım oranı (α) tetikleme açısına bağlıdır.

Yük değişiminde OED

ASM’un milindeki yük değiştiğinde, verilen örnekte yük arttığında, denetleyicinin kayıpları minimize ederek, ASM’u yeni yük değerinde de optimal çalışma noktasına getirmesi gerekmektedir. Şekil 7.37’de motor yükünün değişmesi halinde denetleyicinin davranışı görülmektedir. Şekil 7.37’de görüldüğü gibi, motor 10’cu saniyede optimal çalışma noktasına gelmektedir. Bu noktada gerilim 175 volt civarında iken akım minimum olan 1,8 A dolayındadır. Burada verilen grafiklerde akım daha rahat görülmesi için 10 ile çarpılmıştır. Gerçek değeri bulmak için grafikte okunan değeri 10’a bölmemiz gerekmektedir.



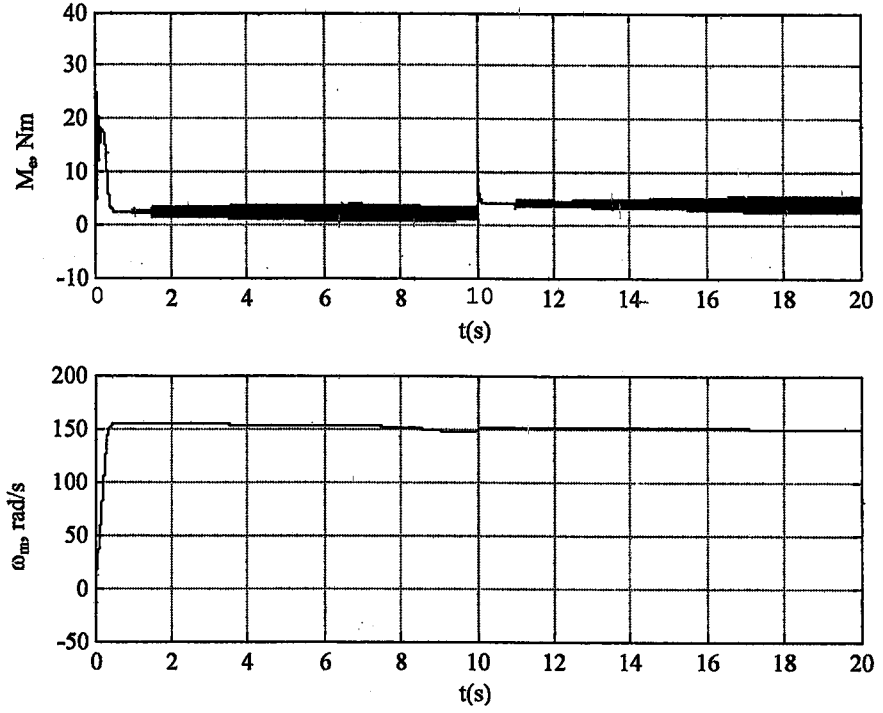
Şekil 7.36. %20 yük momentinde momentteki dalgalanma.



Şekil 7.37. Yük değişiminde OED'nin gerilim ve akım cevabı.

Motor yükü 10. saniyede %50'den %75'ye çıkarıldığında, denetleyici motoru stator akımı minimizasyon yöntemi ile tekrar o yük değeri için optimal çalışma noktasına getirmektedir. Grafikten açık olarak görüldüğü üzere gerilim değeri önce nominal değere (faz başına 230V) çıkmakta tekrar akım minimizasyon yöntemi ile stator gerilimini düşürmeye başlayarak yeni optimal çalışma noktasına getirmektedir. Aynı şekilde akım 10 saniye sonra aniden artarak sonra minimum değerine düşmektedir.

Şekil 7.38'de yük değişiminde moment ve hız değişim grafikleri verilmektedir. Şekil 7.38'den görüldüğü gibi 10. saniyede yapılan yük değişiminde moment artarken hız düşmektedir. Yeni yükte motorun optimal çalışma noktasına ulaşması için aynı başlangıçta olduğu gibi 10 saniyelik bir optimizasyon süresi geçmektedir.



Şekil 7.38. Optimal enerji denetleyicinin moment ve hız cevabı.

7.3.3. Tristörlü FDAAK'da OED sonuçları

Bu bölümde, sırasıyla %20 ve %30 yükler için tristörlü FDAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışma sonuçları tablo ve grafikler halinde verilerek analiz edilmektedir.

%20 yükte OED

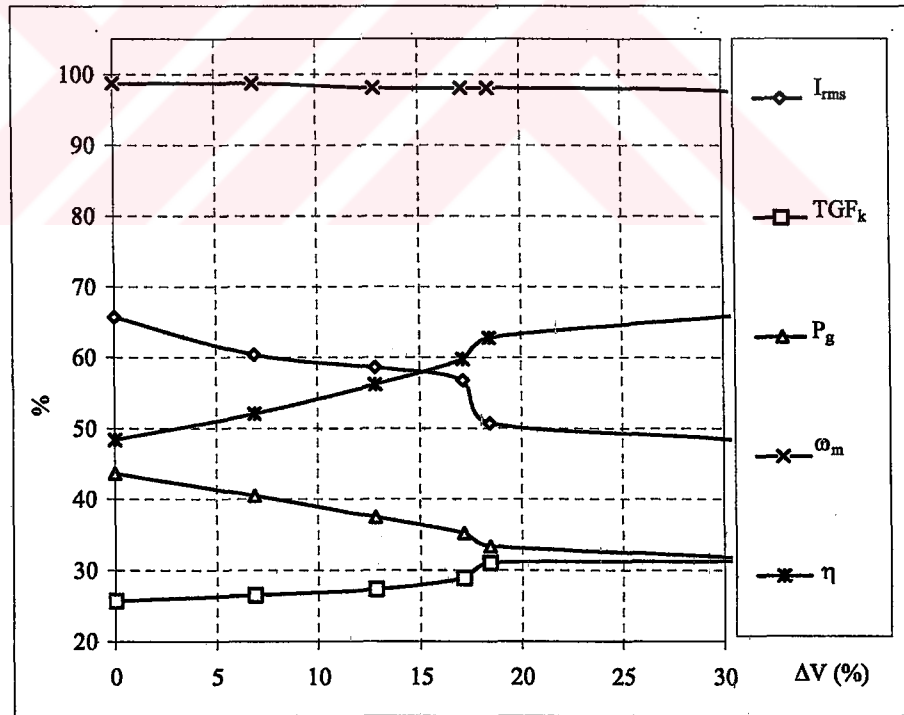
%20 yükte yapılan benzetim sonuçları Tablo 7.1'de verilmektedir. Tablo 7.1'de görüldüğü gibi, gerilim azaldıkça stator akımı, giriş aktif gücü ve hız azalırken TGF artmaktadır. Hızdaki azalma sonucu çıkış gücünde bir miktar düşme görülmektedir. %20 yük momentinde yapılan OED'de ASM, 135,5 V'da optimal çalışma noktasına gelmektedir. Bu çalışma noktasında giriş gücü ve stator akımı minimum değerine düşerken verim maksimum değerine (0,685) çıkmaktadır. Optimal çalışma noktasında TGF'nün FDAAK'nın motor tarafındaki değeri 0,587 iken kaynak tarafında 0,317 olup oldukça düşüktür. Bunun sonucu olarak, yapılan OED'de

motorun çektiği reaktif güç büyük oranda azalmasına rağmen kırıyıcıdan dolayı kaynağa yansımamaktadır. Dolayısıyla şebekenin GF bozulmaktadır.

Tablo 7.1. %20 yük momentinde yapılan OED benzetim sonuçları.

V_a [%]	I_a [A]	TGF_m [-]	TGF_k [-]	P_g [W]	ω_m [rad/s]	P_m [W]	η [-]
230	1,84	0,260	0,260	480	155	232,46	0,484
214,2	1,69	0,286	0,265	445	155	231,77	0,521
206,5	1,64	0,314	0,273	412	154	231,45	0,562
190,6	1,59	0,377	0,289	387	154	231,23	0,597
187,6	1,42	0,473	0,31	367	154	230,33	0,628
158,32	1,35	0,493	0,313	348	153	229,92	0,661
135,5	1,23	0,587	0,317	320	146	219,27	0,685

Şekil 7.39'da %20 yükte çalışmada enerji optimizasyon sonuçları grafiksel olarak verilmektedir.



Şekil 7.39. %20 yük momentinde sistem performans değerlerinin gerilime bağlı zamanla değişimi.

Şekil 7.39'da görüldüğü gibi, motorun optimal çalışma noktası stator geriliminde %41,09'luk azalmaya karşılık gelmektedir. Optimal çalışma noktasında akım, güç, ve hızda azalma gözlenirken; GF ve verimde artma gözlemlenmektedir. %20 yük momentinde yapılan OED'de; verimde %41,48'lik bir artış, güçte %14,55'lik bir azalma gerçekleştirilmektedir.

%30 yükte OED

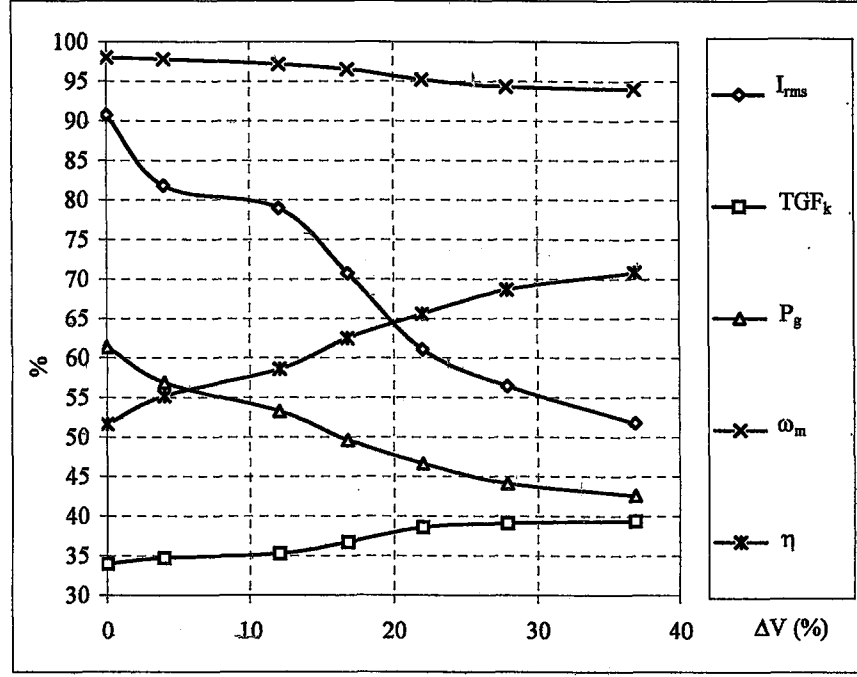
Tablo 7.2'de %30 yük momentinde FDAAK ile yapılan AGT tabanlı OED benzetim çalışması sonuçları verilmektedir.

Tablo 7.2 . %30 yük momentinde yapılan OED benzetim sonuçları.

V_a [%]	I_a [A]	TGF_m [-]	TGF_k [-]	P_g [W]	ω_m [rad/s]	P_m [W]	η [-]
230,00	2,54	0,34	0,34	674,80	153,87	346,21	0,52
220,82	2,29	0,35	0,347	625,79	153,52	345,42	0,55
202,32	2,21	0,37	0,353	585,83	152,52	343,17	0,59
191,38	1,98	0,42	0,367	545,77	151,52	340,92	0,62
179,33	1,71	0,51	0,386	512,94	149,47	336,31	0,66
176,83	1,58	0,61	0,391	485,25	148,03	333,07	0,69
145,25	1,45	0,66	0,394	468,72	147,55	331,99	0,71

Tablo 7.2'de görüldüğü gibi, ASM %30 yük momentinde 145,25 voltta optimal çalışma noktasına gelmektedir. Yapılan OED ile stator akımı 2,54A 'den 1,45A'e, giriş gücü 674,80W'dan 468,72W'a düşerken verim 0,52'den 0,71'e çıkmaktadır. Kaynak tarafındaki TGF'nün düşük olduğu görülmektedir. Optimal çalışma noktasında motorun TGF 0,66 iken kaynak tarafındaki TGF 0,394 olmaktadır. Yalnız %30 yükte verim ve TGF değerleri, doğal olarak %20 yüke nazaran daha büyük çıkmaktadır.

Şekil 7.40'da %30 yükte çalışmada enerji optimizasyon sonuçları grafiksel olarak verilmektedir. Şekil 7.40'da verilen grafikte görüldüğü gibi ASM, gerilimi %36,85 düşürüldüğünde optimal çalışma noktasına gelmektedir. Optimal çalışma noktasında ASM'un akımı ve aktif gücü minimum olmaktadır.



Şekil 7.40. %30 yük momentinde sistem performans değerlerinin gerilime bağlı zamanla değişimi.

Şekil 7.40'da verilen grafikten de görüldüğü gibi, %30 yük momentinde yapılan AGT tabanlı OED benzetim çalışmasında verimde %36,53'lük artış, güçte % 18,74'lük tasarruf sağlanmaktadır.

ASM'un %20 ve %30 yük momentlerinde yapılan FDAAK ile AGT tabanlı OED'de elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Tristörlü FDAAK ile yapılan OED'de motorun TGF ve verimi artmasına karşılık şebekenin TGF oldukça düşük olmaktadır.
2. ASM'un yükü artıkça verimden elde edilen kazanç düşerken, güçten yapılan kazanç (Motor etiket gücü temel alınmıştır) artmaktadır.

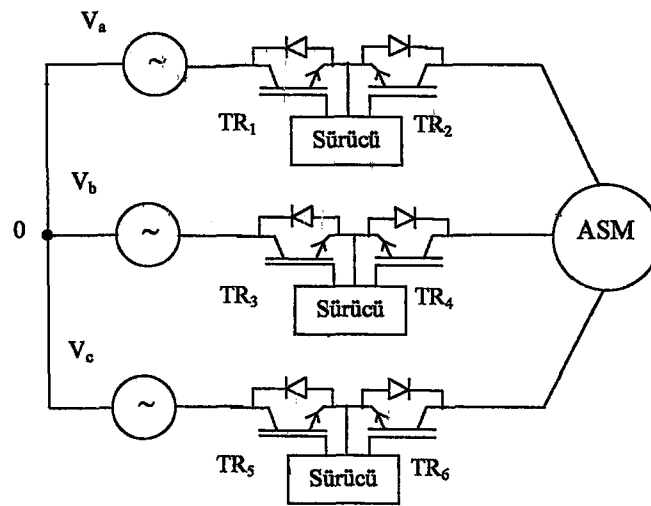
Tristörlü FDAAK ile yapılan OED'de kıyıcı girişindeki GF veya TGF'nün düşük olması nedeniyle kaynaktan büyük oranda reaktif enerji çekilmektedir. Başka bir ifade ile sadece aktif güçten ve dolayısıyla verimden kazanç sağlanırken, reaktif güçte herhangi bir azalma görülmez, sistemin GF OED'den önceki durumla yaklaşık

aynıdır. Bu nedenle sistemde ayrıca reaktif güç kompanzasyonuna ihtiyaç duyulur. Tristörlü FDAAK, büyük harmonik akımları, mekanik gürültü ve düşük GF gibi nedenlerden dolayı OED’de pek fazla tercih edilmemektedir.

Burada tristörlü FDAAK yerine, TGF bir’e çok yakın olan IGBT’li sondan kesmeli FDAAK önerilmektedir.

7.3.4. IGBT’li sondan kesmeli FDAAK ile AGT tabanlı OED

Tez çalışmasında, ASM’un OED’de kullanılan düşük GF’ne sahip tristörlü faz denetimli kıyıcıya alternatif ve literatürde ilk olarak sondan kesmeli transistör’lü veya IGBT’li faz denetimli AAK önerilmektedir. Tristörlü FDAAK’da tetikleme darbesi kaynak gerilimin sıfır geçişinden itibaren belirlenen bir gecikme süresi sonunda uygulanırken; önerilen yöntemde tetikleme sinyali, kaynak geriliminin sıfır geçişinden itibaren anahtarlama elemanına uygulanarak akımın doğal geçişine izin verilmekte ve kullanılan denetim algoritmasına göre gerilim dalgası 180° itibaren ters yönde belirlenen bir α açısı kadar önce kesime götürülmektedir. Bu şekilde akım, gerilimle aynı yarı periyotta sıfır yapılarak öne çekilerek kıyıcı girişindeki -GF bire yaklaştırılmakta ve aynı zamanda kıyıcının sebep olduğu reaktif güç büyük oranda azaltılmaktadır. Şekil 7.41’de sondan kesmeli IGBT’li FDAAK’nın prensip devre şeması verilmektedir.

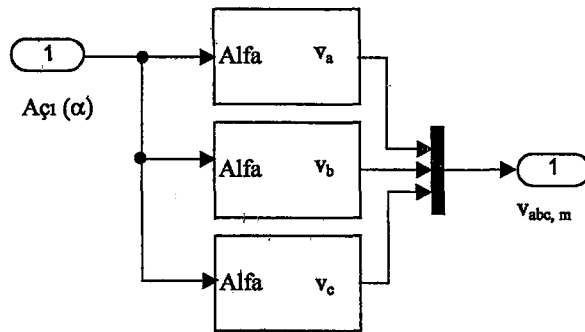


Şekil 7.41. IGBT’li sondan kesmeli FDAAK prensip devre şeması.

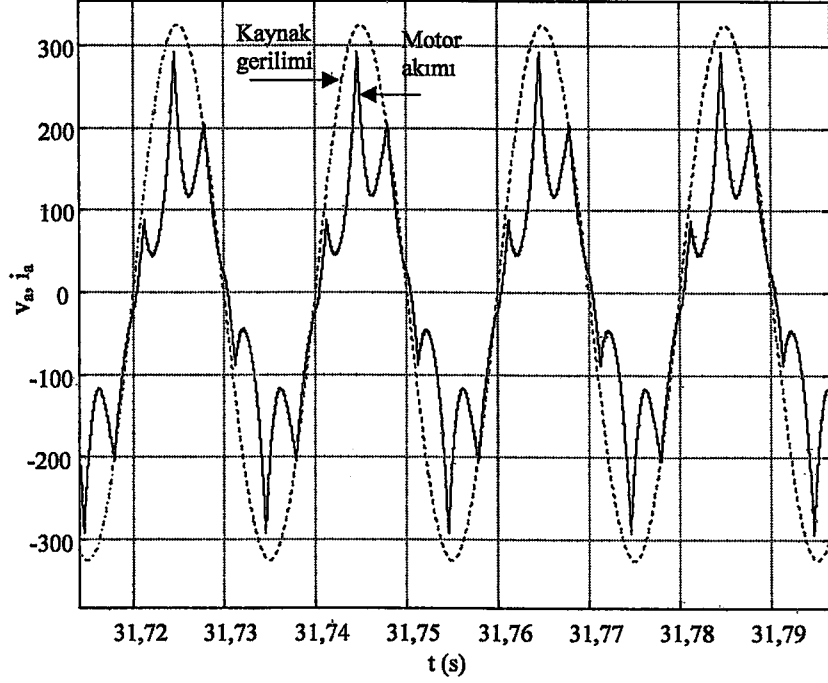
Şekil 7.41’de görüldüğü gibi, sondan kesmeli FDAAK’da, her fazda motora seri ters paralel bağlı tristör çiftleri yerine, aynı DGAAAK olduğu gibi ters seri bağlı transistör veya IGBT anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Sondan kesmeli FDAAK, akım söndürme düzeneğine ihtiyaç göstermediğinden, oldukça basit bir yapıya ve denetim algoritmasına sahiptir. Bu kıyıcılar harmonik sınırlaması olmayan uygulamalar için oldukça ideal olmaktadır.

Önerilen IGBT’li AGT tabanlı OED benzetim blok devresi, önceki kısımda geniş olarak açıklanan tristörlü OED benzetim devresi ile aynı özelliklere sahip olduğundan burada sadece tetikleme gerilim sinyali üretme benzetim devresi ile akım gerilim dalga şekilleri verilmektedir. Denetim benzetim bloğunda sadece akım girişi kullanılmaktadır. Sondan kesmeli FDAAK’da gerilim sondan kesildiği için, akım ilk anda doğal olarak akmaya başlar ve gerilim kesildiği anda sıfır olur. Böylece, akım öne doğru çekilerek güç faktörü 1’e yaklaştırılmış olur. Bu nedenle bu kıyıcılar güç faktörünü hesaplama devresine ihtiyaç göstermez. Şekil 7.42’de sondan kesmeli FDAAK’nın tetikleme benzetim devresi verilmektedir.

Şekil 7.42’de görüldüğü gibi, 1 nolu giriş denetleme benzetim devresinden gelen açılı sinyalidir. Bu açılı bilgisi üç adet üç fazlı tetikleme blok devrelerine gönderilmektedir. Şekil 7.43’de üç faza ait tetikleme bloklarından bir fazına ait benzetim devre şeması verilmektedir. IGBT’li FDAAK ile yapılacak OED benzetim çalışması sonuçları, TGF ve GF hariç diğer bütün parametreler (gerilim, akım ve güç, hız, THB_i) açısından aynı olacağından burada sadece IGBT’li FDAAK’nın akım ve gerilim dalga şekilleri verilecektir.



Şekil 7.42. IGBT’li sondan kesmeli FDAAK tetikleme blok diyagramı.



Şekil 7.45. Sondan kesmeli IGBT'li FDAAK'da kaynak gerilimi ve motor akımı dalga şekilleri.

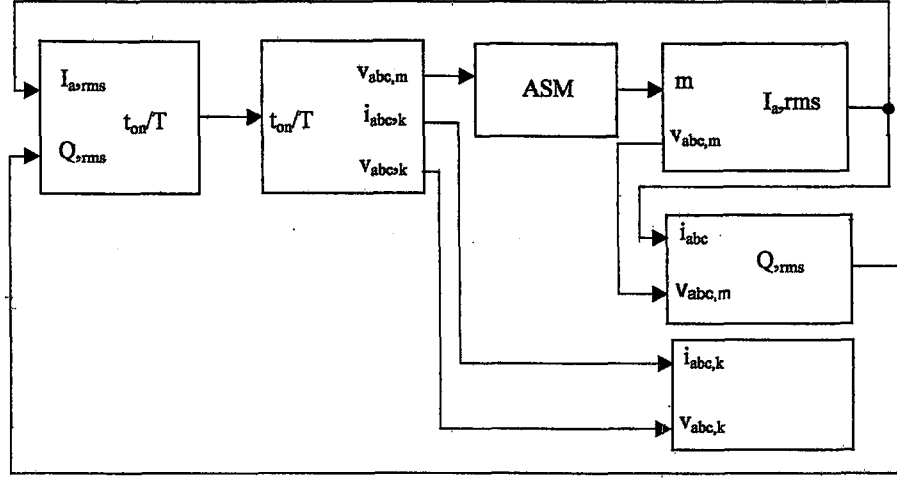
Şekil 7.45'den görüldüğü gibi, %20 yük momentinde yapılan benzetim çalışmasında kaynak akımının kaynak gerilimi ile yaklaşık aynı fazda olduğu görülmektedir.

7.4. DGAAAK İle Yapılan OED Benzetim Çalışması

Bu kısımda, önce ASM'un DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim devre şeması hakkında açıklamalar verilmekte daha sonra %20 yük momentindeki OED sonuçları tablo ve grafikler halinde verilerek analiz edilmektedir.

7.4.1. ASM'un DGAAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramı

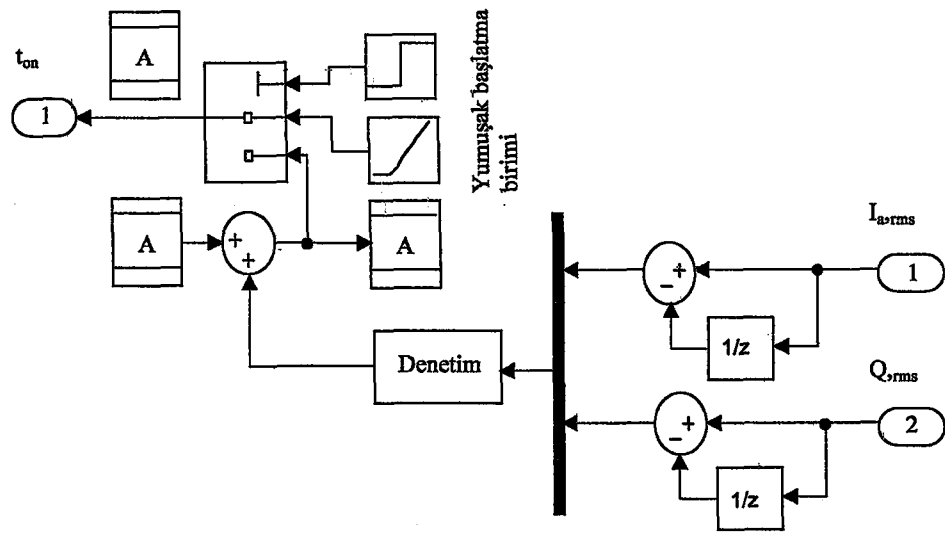
Şekil 7.46'da, DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim devresi blok diyagramı verilmektedir. Şekil 7.46'daki blok diyagramında, FDAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramından farklı olarak sadece denetim bloğuna GF yerine dalgalı reaktif güç bileşeni gelmektedir.



Şekil 7.46. DGAAAK'lı OED benzetim devresi blok diyagramını.

DGAAAK'nın, denetim algoritması EK-C'de verilmektedir. Aşağıda kıyıcı performansı akım ve gerilim dalga şekilleri, moment ve hız eğrileri, akım gerilim ve güçteki optimal denetim incelenmesi yer almaktadır.

Şekil 7.47'de DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED'de benzetim devresi denetim bloğunun yapısı verilmektedir. Şekil 7.47'de verilen denetleme benzetim devresi, tristörlü denetim benzetim devresi ile (Şekil 7.30) denetim giriş değişkeni algoritma hariç aynı yapıya sahiptir. Şekil 7.47'de verilen denetleme devresinde yumuşak başlatma birimi bulunmaktadır.



Şekil 7.47. AGT tabanlı DGAAAK'da OED'nin benzetim devresi blok diyagramını.

Yumuşak başlatma biriminde, ilk anda motora %30-70 (%40) arasında bir değerden başlayan ve istenilen sürede (1s) tam gerilime kadar artan bir rampa gerilimi uygulanmaktadır. Başlatma biriminde yapılacak düzenleme ile motorun yol alma anında belirlenen bir değer üstünde akım çekmemesi de sağlanabilmektedir.

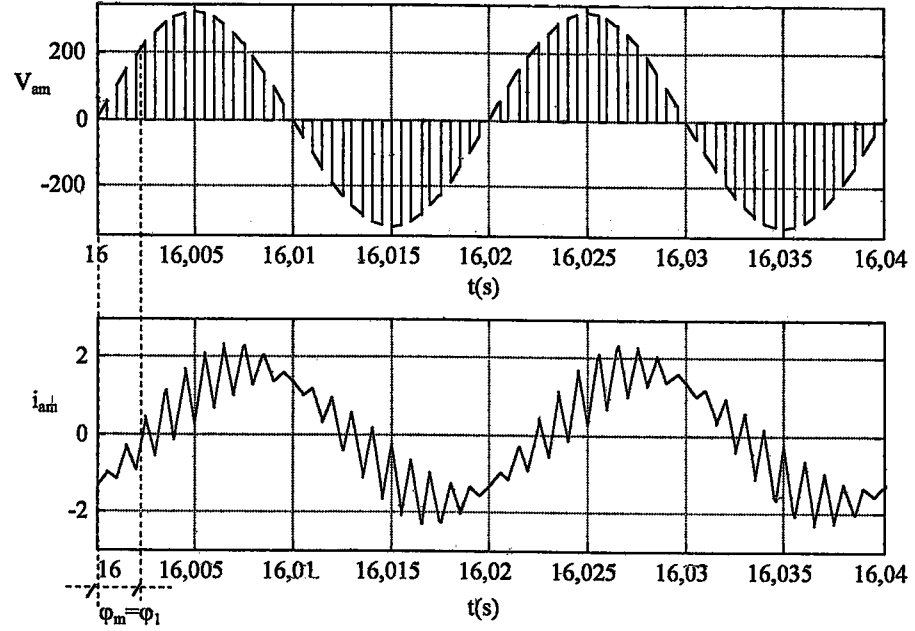
DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED’de denetim değişkeni olarak dalgalı reaktif güç bileşeni kullanılmaktadır. Şekil 7.47’de görüldüğü gibi denetim bloğuna akımla birlikte dalgalı reaktif güç bileşeni de girmektedir. ASM’un optimal çalışma noktası dalgalı reaktif gücün minimum olduğu nokta olarak belirlenmektedir. Denetim bloğuna gelen ikinci değişken ise stator akımıdır. Stator akımının görevi, yük değişikliklerini algulamak, enerji optimizasyonunun başlangıç zamanını ve OED algoritmasının oluşturulmasına katkı sağlamaktır. ASM’un DGAAAK ile AGT tabanlı OED’de kullanılan denetim algoritması ve akış diyagramı EK-C’de verilmektedir.

7.4.2. DGAAAK karakteristikleri

Akım ve gerilim dalga şekilleri

DGAAAK’da gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 7.48’de gösterilmektedir. Şekil 7.48’deki grafikte görüldüğü gibi, dalga şekli genel olarak sinüsel formda olup kıyılmış sinüs dalgasına benzemektedir. Kıyılmış bu gerilim dalgası ASM tarafından sinüsoidal olarak algılanmaktadır. Bu yöntemle oto trafosu çıkışına yakın bir dalga şekli elde edilmiş olur.

Tristörlü kıyıcıda gerilim dalgası bir periyot içerisinde bir noktadan kesilirken DGAAAK’da kesme adedi anahtarlama frekansına bağlıdır. Şekil 7.48’de % 20 yükte, DGA’lı gerilimin daha net görülebilmesi için 1 kHz anahtarlama frekansındaki gerilim ile akım dalga şekilleri verilmektedir. DGAAAK’da giriş ve çıkış tarafındaki TGF’leri aynı olmaktadır.



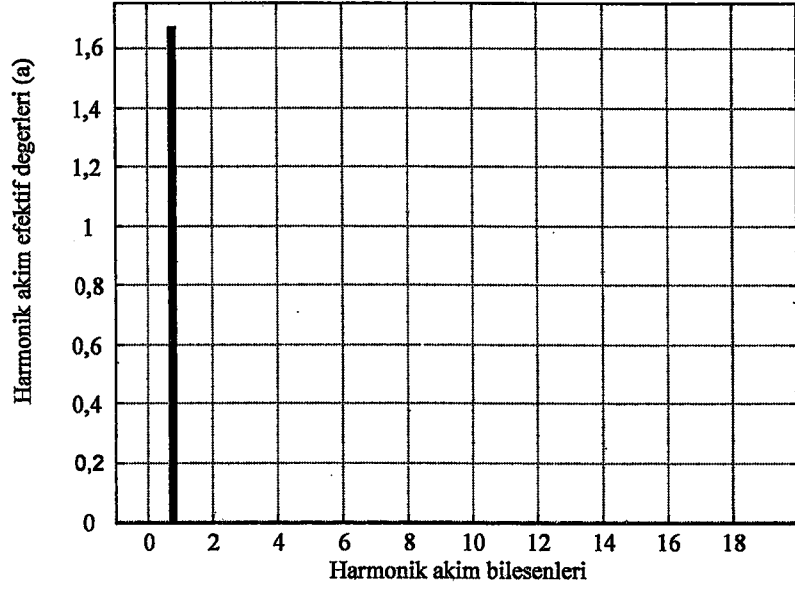
Şekil 7.48. DGAAK'da gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şekil 7.48'de görüldüğü gibi, DGAAK'da gerilim ve akımın temel bileşenleri arasındaki faz açısı (ϕ_1), FDAAK'da olduğundan daha küçük olmaktadır. Motor gerilimi dalga şekli sinüsoidal'a çok yakın olduğundan akım dalga şekli de motor sargı endüktanslarının da etkisi ile sinüsel biçimde olmakta ve çok küçük değerlerde yüksek dereceli harmonik akım bileşenleri içermektedir.

Bu kısmın başında yapılan çalışmalarda açıklandığı gibi, benzetim test çalışmaları sonucunda anahtarlama frekansı olarak 5kHz seçilmiştir. Denetim algoritması aynı olup, burada stator akımına bağlı olarak gerilimin ayarlanması için anahtarlama periyodunun kapalı /açık oranı ayarlanmaktadır.

Akımdaki harmoniklerin dağılımı

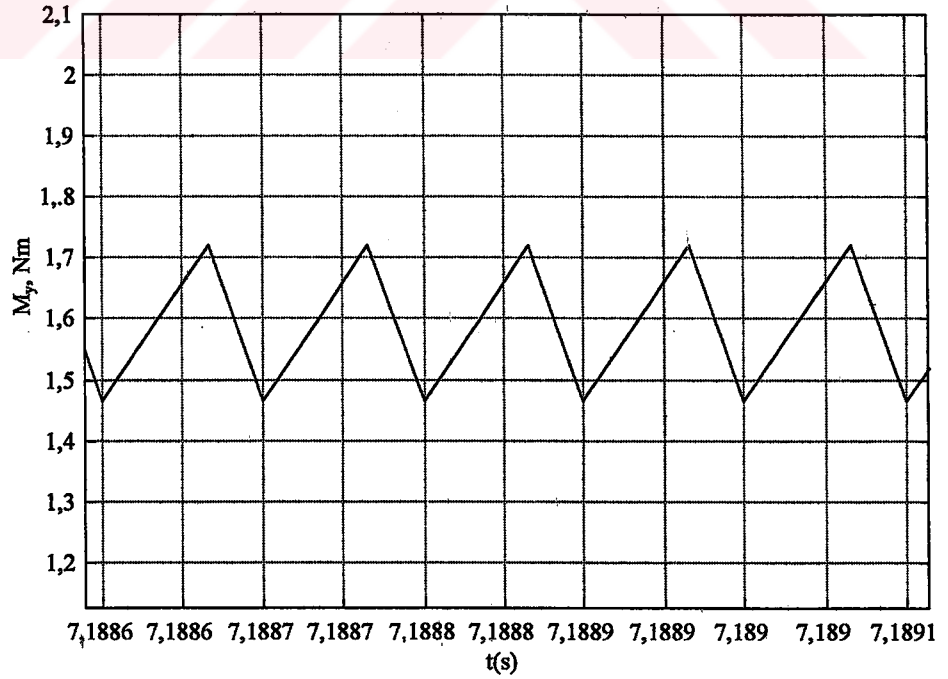
Şekil 7.49'da DGAAK'da motor akımı harmonik bileşenlerinin dağılımı gösterilmektedir. Şekil 7.49'dan görüldüğü gibi temel dalga dışındaki harmonik bileşen akımlarının genlikleri çok küçük olduğundan grafikte görülmemektedir. Akımdaki toplam harmonik bozulma THB_i değeri %4,96 olup IEEE-519 standardında belirtilen üst limitin altında (%5) kalmaktadır.



Şekil 7.49. DGAAAK'da harmonik akım bileşenlerinin dağılımı.

Moment karakteristiği

Şekil 7.50'de, DGAAAK ile sürülen ASM'da moment eğrisindeki dalgalanmalar görülmektedir.

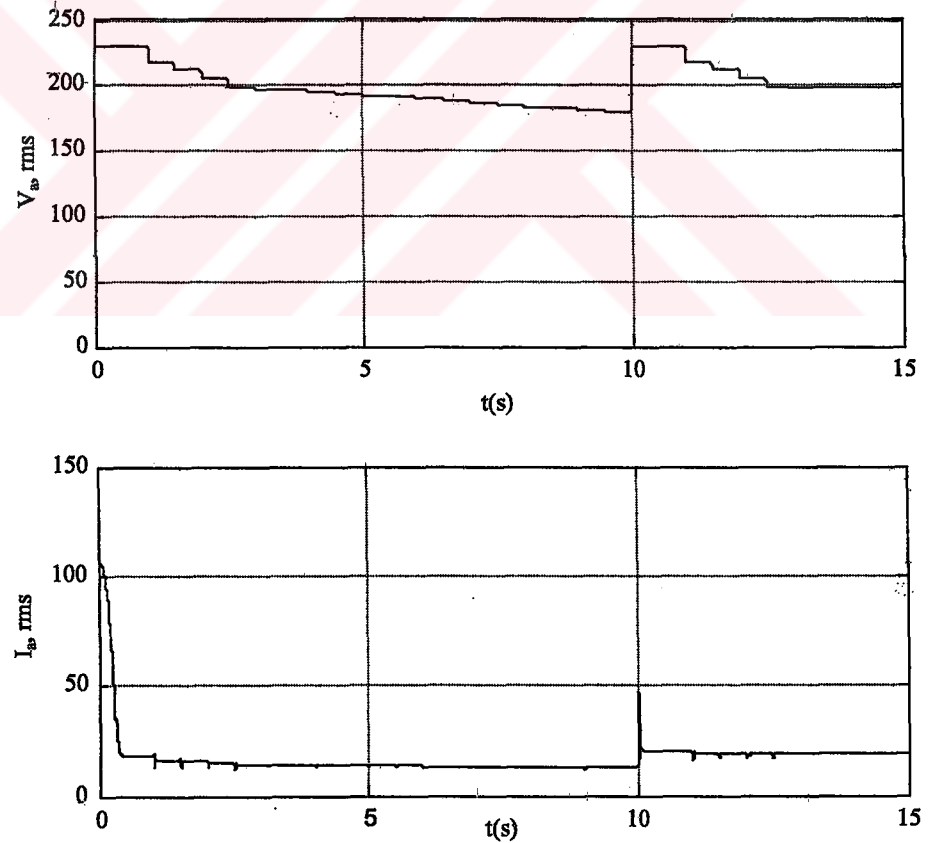


Şekil 7.50. DGAAAK'da %20 yük momentinde dalgalanma.

Şekil 7.50'den görüldüğü gibi DGAAAK'da moment dalga şekli tristörlü faz kontrollü kıyıcıya göre çok düzgündür. Momentteki salınım miktarı tristörlü faz kontrollü kıyıcıya göre kıyaslanamayacak kadar çok küçüktür. Optimal noktada %20 yükteki momentteki değişim 1,47 ile 1,71 Nm. Arasındadır. Momentteki salınım çok küçük olup %7,5 civarındadır. Bu özellik DGAAAK'ların motor dinamik performansını, sistemin verimini ve ömrünü arttırmada çok önemli bir üstünlüğüdür.

Yük değişiminde OED

Şekil 7.51'de, yük değişimine karşı denetleyicinin cevabı görülmektedir. Optimal denetleyici, 10. saniyede yük %20'den %50'ye çıkarıldığında tekrar başa dönmekte ve motor gerilimini tekrar 230V'dan başlayarak, stator akımını minimize edecek şekilde, belirli oranlarda düşürmek suretiyle optimizasyon işlemi yapmaktadır.



Şekil 7.51. Yük değişiminde optimal enerji denetleyicinin performansı.

7.4.3. DGAAAK'da OED sonuçları

Tablo 7.3'de ASM'un, %20 yük momentinde DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışması sayısal sonuçları verilmektedir. Tablo 7.3'de verilen değerlere göre minimum akım denetleyici ASM'u 138V'da optimal çalışma noktasına getirmektedir. Son değer ise denetleyicinin ayar aralığını göstermektedir. Bu noktadan sonra motor tekrar optimal noktaya dönmektedir.

Tablo 7.3. %20 yükte AGT tabanlı OED benzetim çalışması sonuçları.

V_a [V]	I_a [A]	ω_m [rad/s]	P_m [W]	P_g [W]	Q_{rms} [IVA]	THB_i [-]	η [-]
230	18,30	155,00	237,15	480	0	0,0022	0,598
221	17,10	154,68	236,66	465,5	300	0,0108	0,632
209	15,50	154,03	235,67	445,2	377	0,028	0,673
195	14,20	153,70	235,16	422,4	387	0,0415	0,712
181	13,00	151,60	231,95	395,9	361	0,052	0,741
166	12,30	149,00	227,97	35,8	317	0,0575	0,759
159	12,30	147,40	225,52	332,2	297	0,0565	0,761
149	12,70	143,80	220,01	315,4	271	0,0525	0,750
141,8	13,62	139,60	213,59	302	261	0,0497	0,720
138	14,21	133,76	204,65	295,8	260	0,0496	0,686
134,1	15,00	133,00	203,49	301	264	0,0423	0,676

Denetimden önce (normal gerilim değerinde) akım, giriş gücü, dalgalı reaktif güç, bunlara karşılık; verim artmaktadır. THB_i değeri ise önce artış göstermekte (%5,75) daha sonra tekrar düşmektedir (%4,96). Optimal çalışma noktasındaki THB_i değeri standartlarda belirtilen limitin altında kalmaktadır. OED sonucunda giriş gücü 237,15W'dan 204,65W'a, dalgalı reaktif güç değeri 300 (IVA)'dan önce 361 IVA'a çıkmakta sonra tekrar 260 IVA'a düşmekte, akım 1,83A'den 1,42A'e düşmektedir.

ASM'a uygulanan OED sonucu devre parametrelerinde görülen değişmelerin normalize değerlere göre yüzde bağıl değerleri (bölüm 6.1'de açıklanmaktadır) Tablo 7.4'de verilmektedir.

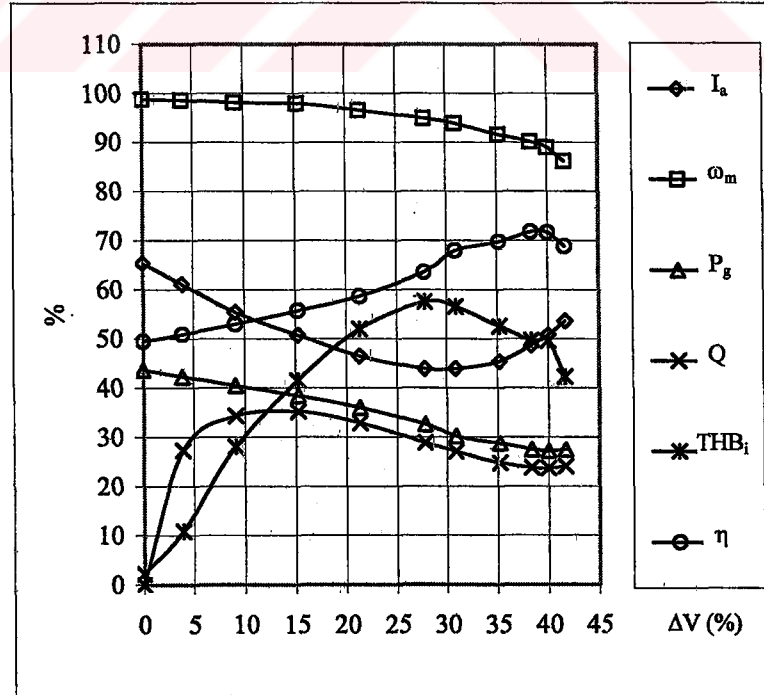
Tablo 7.4'den de görüldüğü gibi OED sonucunda; akımda %14,61, giriş gücünde 16,5 azalma olurken verimde %44,99'lük artış sağlanmaktadır.

Tablo 7.4. %20 yükte OED benzetim çalışması sonuçlarının normalize değerlere göre yüzde bağıl değerleri.

ΔV [%]	$\%I_a$ [%]	$\% \omega_m$ [%]	TGF [-]	P_g [%]	Q [%]	THB _i [%]	η [%]
0	65,36	98,72	0,26	43,64	0	0,202	49,40
3,91	61,07	98,52	0,28	42,31	27,27	1,08	50,85
9,13	55,36	98,10	0,32	40,47	34,27	2,8	67,33
15,22	50,71	97,89	0,36	38,39	35,18	4,15	55,68
21,3	46,43	96,56	0,40	35,98	32,81	5,2	58,59
27,83	43,93	94,90	0,44	32,61	28,81	5,75	63,55
30,87	43,93	93,88	0,46	30,19	27	5,65	67,89
35,22	45,36	91,59	0,49	28,67	24,63	5,25	69,75
38,37	48,64	88,91	0,51	27,45	23,72	4,97	71,34
40	50,75	85,19	0,53	27,14	23,63	4,96	71,64
41,69	53,57	84,71	0,54	27,36	24	4,23	68,79

Kaynak tarafından hesaplanan TGF ise 0,26 değerinden, ki bu değer tam gerilimdeki GF değerine eşittir, 0,53 değerine çıkmaktadır. Gerilim düşürülmeye devam ettirildiğinde TGF artmaya devam etmektedir. %20 yükte yapılan OED’de aktif giriş gücünden %16,5’luk tasarruf veriminde ise %45’lik artış sağlanmaktadır.

Şekil 7.52’de, ASM’un %20yük momentinde yapılan OED’de devre parametrelerinin gerilime göre değişimleri grafiksel olarak verilmektedir.



Şekil 7.52. %20 yükteki OED’de devre parametrelerinin gerilime bağlı değişimleri.

Şekil 7.52’de görüldüğü gibi motor, uygulanan gerilim %40 düşürüldüğünde optimal çalışma noktasına gelmektedir. Dalgalı reaktif güç ve THB_i değerleri optimal çalışma noktasına gelinceye kadar önce artış göstermekte sonra tekrar düşme göstermektedir. Diğer değişkenler ise optimal çalışma noktasına gelinceye kadar düşmekte sonra tekrar artmaktadır.

DGAAAK’da kısıyıcı giriş ve çıkışındaki TGF’leri aynı olmaktadır. DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED’de kaynak tarafındaki TGF değerinin (0,53) tristörlü FDAAK ile yapılan AGT tabanlı OED’deki kaynak tarafındaki TGF değerinden (0,317) büyük olduğu görülmektedir.

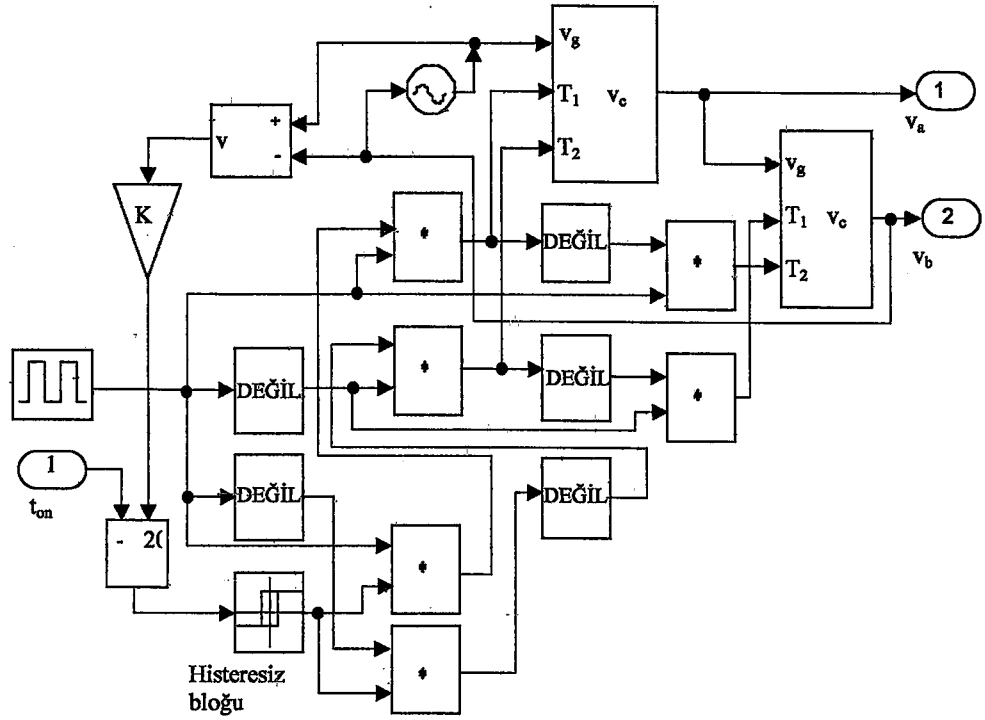
%50 yük momentinde yapılan OED benzetim çalışmalarında, verimde %11,76 artış, güçte %9,79 güç tasarrufu sağlanmaktadır. TGF ise 0,546’dan 0,714’ çıkarılmaktadır.

Bu sonuçlara göre DGAAAK’da elde edilen sonuçlar, verimde ve güçteki kazanç bakımından tristörlü kısıyıcıda elde edilen sonuçlara çok yakın olmakla beraber; şebeke TGF, moment ve hızdaki dalgalanmalar ve harmonik akımlar bakımından daha iyi çıkmaktadır.

Bu tez çalışmasında, DGAAAK’nın girişindeki TGF’nü yükseltmek amacıyla, histeresiz akım band genişliği teknikli (asimetrik DGA’lı) DGAAAK önerilmektedir. Bu teknikle, aynı FDAAK’da olduğu gibi, kısıyıcı girişindeki TGF’nü bire çok yakın bir değere getirmek mümkün olmaktadır.

7.4.4. Histeresiz akım denetimli DGAAAK

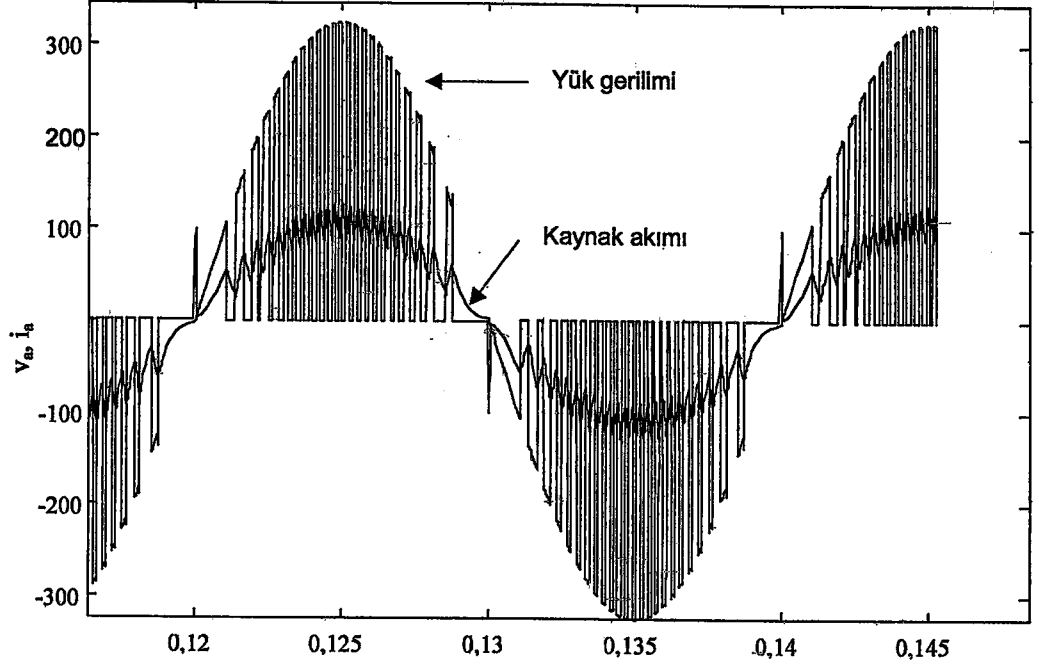
Bir önceki kısımda bahsedildiği gibi, simetrik DGAAAK’larda girişteki TGF ve GF tristörlü FDAAK’a göre büyük çıksa da, istenilen değerde (<0,90) olmadığından sistem reaktif güç kompanzasyonuna ihtiyaç göstermektedir. Şekil 7.53’de bir fazlı histeresiz akım denetimli DGAAAK’nın benzetim blok diyagramı verilmektedir. Şekil 7.53’de görüldüğü gibi, girişten alınan gerilim örneği bir bölme işleminden geçirildikten sonra akım elde edilmektedir. Elde edilen akım üst ve alt sınırları belirlenen histeresiz bandından geçirilerek istenilen aralıkta tutulur.



Şekil 7.53. Bir fazlı histeresiz akım denetimli DGAAAK benzetim devresi blok diyagramı.

Daha düzgün akım (düşük harmonikli) akım elde etmek için akım bandı aralığını küçük tutmak gerekir, bu ise anahtarlama frekansının ve dolayısıyla anahtarlama kayıplarının artmasına yol açar. Yapılan çalışmada akım band aralığı $\pm\%10$ alındığından anahtarlama frekansı 10 kHz'e kadar çıkmaktadır. Histeresiz akım denetimi ile sinüsoidal'a çok yakın bir akım elde edilmekte aynı zamanda girişteki GF istenilen ($GF > 0,90$) değere yükseltilmektedir. Şekil 7.4'da, histeresiz akım denetimli bir fazlı endüktif yüke ait akım ve gerilim dalga şekilleri verilmektedir.

Şekil 7.54'de görüldüğü gibi, önerilen bu yöntemde, aynı sondan kesmeli IGBT'li FDAAK'da olduğu gibi, kırıyıcı girişindeki TGF'nü 1'e çok yakın olup akım dalga şeklinin sinüsoidal forma çok yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 7.54. Histeresiz akım denetimli DGAAAK'da motor gerilim ve akım dalga şekilleri.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Tez çalışmasında ilk olarak ASM'un, sabit momentli ve hız denetimi gerektirmeyen yükler için, OED'ne temel oluşturmak üzere, oto transformatörü ile gerilime bağlı performans analizi deneysel çalışması yapılmıştır. Yapılan deneyler sonucunda, hafif yüklerde çalışan ASM'un performansının OED ile büyük oranda arttığı, şebekeden çekilen reaktif gücün azaltıldığı görülmüştür. Daha sonra ASM'un, hazırlanan dinamik modeli üzerinde; tristörlü FDAAK, IGBT'li sondan kesmeli FDAAK ve DGAAAK ile AGT tabanlı OED benzetim çalışmaları yapılmıştır.

Ayrıca ASM'un, 20 kW'lık tristörlü FDAAK ile OED deneysel çalışması gerçekleştirilmiştir. Kıyıcının çıkış gerilim ayarının ve ölçü düzeneğinin yetersiz olması, şebeke ve kıyıcı çıkış geriliminin çok harmonik içermesi gibi sebeplerden dolayı elde edilen sonuçlar beklenilenden uzak olması nedeniyle, bu çalışmaya ve elde edilen sonuçlara burada yer verilmemektedir.

Yapılan OED deneysel ve benzetim çalışmalarında, motorun milindeki yükün değeri (yük momenti) azaldıkça verimdeki artış ile güçten yapılan tasarruf artmaktadır. ASM'un, %50'nin altındaki yük momenti değerlerinde (örnek olarak %20 yük momentinde) AGT tabanlı OED sonuçları aşağıdaki şekilde özetlenmektedir.

1. Oto transformatörü ile yapılan OED'de verimde %49,79 artış, güçte % 14,32'lik tasarruf sağlanırken; tristörlü FDAAK'da verimde %41,52, güçte %14,54; DGAAAK'da verimde %44,99 artış, güçte %16,5 azalma elde edilmektedir.
2. Tristörlü FDAAK ile yapılan AGT tabanlı OED'de, şebeke TGF 0,587, akımdaki toplam harmonik bozulma THB_i %38, momentteki dalgalanma %37 iken, DGAAAK'da bu değerler sırasıyla; şebeke TGF 0,53 , THB_i %4,96, momentteki dalgalanma %7,5 olarak gerçekleşmektedir.

Bu sonuçlara göre, ASM'un DGAAAK ile yapılan AGT OED, FDAAK ile yapılan AGT tabanlı OED'ne göre; motor performansı, mekanik sistemin ömrü, şebeke GF ve şebekeye verilen harmonik akımları açısından daha iyi sonuç vermektedir.

FDAAK ile yapılan OED ise, basit yapısı ve denetim kolaylığı gibi üstünlüklerine karşın; mekanik sistemde oluşan titreşim ve gürültüler, şebekeye verilen büyük harmonik akımları ve düşük giriş TGF gibi önemli dezavantajlara sahiptir. FDAAK ile yapılan OED'de giriş TGF, Bölüm 7.3.4'de önerildiği gibi, sondan kesmeli IGBT'li yöntemle 1'e kadar çıkarılmaktadır. ASM'un DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED'de giriş TGF'nün yeterli büyüklükte olmaması ($0,53 < 0,90$) kaynaktan önemli miktarda reaktif güç çekilmesine neden olmaktadır. Bu durum reaktif güç kompanzasyonu gerektirmektedir. Tez çalışmasında, 7.4.4'de açıklandığı gibi, histeresiz stator akımı denetimli asimetrik DGAAAK yöntemi önerilmektedir. Bu yöntemle, sondan kesmeli FDAAK'da olduğu gibi giriş TGF'nü bir yapmak mümkün olmaktadır.

Yük için uygun sürücü seçiminde birinci kriter hız ayarı veya hız denetimine gereksinim olup olmadığıdır. Hız denetimi veya hız ayarının gerekli olduğu uygulamalarda kesinlikle eviricili sürücüler kullanılır. Hız ayarı ve denetimi gerektirmeyen uygulamalar için AAK'ları daha ekonomik olmaktadır. Harmonik akım ve gürültü sınırlaması varsa ve ayrıca mekanik sistemin güvenliği ve üretilen ürünün kalitesi açısından DGAAAK'lar tercih edilmelidir. Bununla birlikte, harmonik sınırlaması olmayan işletmelerde ve uygulamalarda, güç faktörü bir'e çok yakın olduğundan, sondan kesmeli IGBT'li FDAAK, maliyet ve denetim açısından son derece uygun görünmektedir.

Yapılan tez çalışmasıyla, AGT tabanlı DGAAAK ve FDAAK ile yapılan OED ile güç ve GF hesaplamaları çok kolay hale getirilerek işlemci maliyeti düşürülmekte ve denetim kolaylaştırılmaktadır. Bunlara ilaveten DGAAAK ile yapılan AGT tabanlı OED'de akımdaki harmoniklere neden olan dalgalı reaktif güç bileşeni ile, momentteki dalgalanmalara neden olan dalgalı aktif güç bileşeni çok kolay olarak denetlenebilmektedir.

Bundan sonraki çalışmalarda, ASM'un sondan kesmeli IGBT'li FDAAK ve histeresiz akım denetimli asimetrik DGAAAK ile OED pratik çalışmasını gerçekleştirerek elde edilen sonuçları benzetim çalışmaları ile karşılaştırmak amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

1. ABRAHAMSEN, F., 2000. Energy Optimal Control of Induction Motor Drives. Institute of Energy Technology. Ph.D. Thesis, 1-180, Alborg University, Alborg East, Denmark.
2. ABRAHAMSEN, F., BLAABJERG, F., PEDERSEN, J. K., GRABOWSKY, P. Z. and TOGERSEN, P., 1998. On the Energy Optimized Control of Standard and High Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Application. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. 34, No. 4, pp. 822-831.
3. AFONSO, J., COUTO, C. and MARTINS, J., 2000. Active Filters with Control Based on the p-q Theory. IEEE Indus. Elec. Soc. New letter, pp. 5-11.
4. AHMED, N. A., AMEI, K., and SAKUI, M., 1999. A new Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller. IEEE Trans. on Indus. Elec. Vol. 46, No. 5, pp. 942-952.
5. AKAGI, H., KANAZAWA, Y. and NABAE, A. 1984. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. IA-20, No. 3, pp. 625-630.
6. AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE. IEEE Standard Test Procedure for Poly-phase Induction Motors and Generators Electric Machines Committee of the IEEE Power Engineering Society American National Standards Institute Approved 19 September 1996.
7. AMIN, A. M. A, 1999. Power Factor Improvement of AC Chopper-Based Induction Motor Drive. IEEE 0-7803-5735, pp. 915-920.
8. AuCom Electronics Limited, 1997. Energy Saving Systems For Induction Motors. P.O Box: 21-45. Christchurch, No. 2, pp. 1-14.
9. BARLAK, C., 1996. A Thristorized Induction Motor Soft-starter: Analysis and Performance Optimization by a Hybrid Model. ODTÜ Fen Bil. Ens. Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
10. BENBOIZED, M. E. H., BEGUENANE, R., and CAPOLINO, G. A., 1996. Single-Phase Capacitor Motor Efficiency Improvement by Means of Voltage Control. IEEE-MELECON'96, Bari (Italy), Vol.1, pp. 302-305.
11. BENEDETTI, M. and UICICH, G., 1999. New High-Performance Thyristor Gate Control Set for Line-Commutated Converters. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 46, No. 5, pp. 972-978.

12. BETZ, R. E. and COOK, B.J. 2000. Instantaneous Power Control-an Alternative to Vector and Direct Torque Control. IEEE Industry Appl. Conf., Vol. 3, pp. 1640-1647.
13. BETZ, R. E. and COOK, B.J. 2001. Instantaneous Power Control of Induction Machines. Department of Electrical and Computer Engineering. The University of Newcastle, 14 May, Australia. Technical Report: EE0022, pp. 1-30.
14. BETZ, R. E., HENRICSEN, S. J., COOK B.J., and SUMMERS, T, 2001. Practical Aspects of Instantaneous Power Control of Induction Machines. IEEE Proceedings of the IAS Annual Meeting, Chicago, 2001 pp. 1771-1778.
15. BLAABJERG, F., PEDERSEN, J. K., RISE, S. and HANSEN, H. H., 1995. A Comparative Study of Energy Saving Benefits in Soft Starters for Three-phase Induction Motors. IAS Annual Meeting, Vol. I, pp. 367-374.
16. BLAABJERG, F., PEDERSEN, J. K., RISE, S., HANSEN, H. H., 1997. Can Soft-Starters Help Save Energy. IEEE Indus. Appl. Magazine, pp. 56-66.
17. BOGLIETTI, A., CAVAGNINO, A. And PASTORELLY, M., 2003. Predicting Iron Losses Magnetic Materials with Arbitrary Voltage Supply: An Engineering approach. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 36, No. 4, pp. 981-989.
18. BONNET, A. H., 1994. An Update on AC Induction Motor Efficiency. IEEE Trans. Ind. App., Vol. 30, No. 5, pp. 1362-1372.
19. BOOST M. A., and ZIOGAS, P. D., 1988. State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation. IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. 24, No. 2, pp. 482-492.
20. BOSE, B. K. and SUTHERLAND, H. A., 1983. A High Performance Pulse-Width Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer. IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 473-481.
21. BRUNELI, B., CASADEI, SERRA D. G., 1992. Analysis of a Three-Phase PWM AC Chopper for Variable Voltage Control of Induction Motors. ACEMP'92. Conf. Proc., Vol. I, pp. 744-749, Kuşadası.
22. CASADEI, D., GRANDI, G. and SERRA, G., 1992. Symmetric and Unsymmetric control of three-phase chopper-type AC voltage regulator. Proc. of SPEEDAM'92. 19-21 May. pp., 181-186. Positano, Italy.
23. CHAPMAN, S. J., 1991. Electric Machinery Fundamentals. Sec. Edit., McGraw-Hill, Inc., 535-615, New York.
24. CHEN, S. K. and CHANG, G.W. 2000. A New Instantaneous Power Theory Based Three-phase Active Power Filter. IEEE Power Engineering Society Winter Meet. Vol. 4, pp. 2687-2692.

25. CHOE, G. H., WALLECE, A. K., and PARK, M. H., 1989. An Improved PWM Technique for AC Choppers. IEEE Trans. On Power Elec. Vol. 4 No. 4, pp. 496-505.
26. CHOI, J. W., CHUNG, D. W. AND SUL, S. K., 1996. Implementation of Field-Oriented Induction Machine Considering Iron Losses. Applied Power, Electronics Conference and Exposition, APEC'96, Conf. Proc., 1996, 11th Annu. Meet. Vol. 1, pp. 375-379.
27. CLELAND, J. G., MCCORMICK, V. E., and TURNER, M. W., 1995. Design of an Efficiency Optimization Controller for Inverter-fed AC Induction Motors. Conference Record of the IEEE IAS Annual Meet., pp. 16-21.
28. DAL, M., 2001. Asenkron Motorun Vektör Kontrolü ve Akı Gözlemleyici Tasarımı, KOÜ. Fen Bil. Enst. Doktora Tezi, Kocaeli.
29. De ALMEIDA, A.T., FERREIRA, F. T. E., BUSCH, J.F. and ANGERS, P., 2001. Comparative Analysis of IEEE 112-B and IEC 34-2 Efficiency Testing Standards Using Stray Load Losses in Low Voltage Three-phase, Cage Induction Motors. IEEE Ind. and Comm. Power Sys. Tech. Conf. Annu Meet. 2001, pp. 13-19.
30. DELEROI, W., WOULDSTRA, L. B. and FAHIM, A. A., 1989. Analysis and Application of Three-Phase Induction Motor Voltage Controller with Improved Transient Performance. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 25, No. 2, pp. 280-286.
31. DEREK, A. P. and MATTERN, K., 1983. Application of Gate Turn-Off Thyristors in 460-V 7.5-250 hp AC Motor Drives. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. IA-19, No. 4, pp. 554-560.
32. DUBEY, G. K., 1983. Classification of Thyristor Commutation Methods. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. IA-19, No. 4, pp. 600-606.
33. DUFFY, C. and STRATFORD, R. P., 1989. Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol.25, No. 6, pp. 1025-1034.
34. Efficiency Measurement Standards. ANSI/IEEE Std 995-1987 IEEE Recommended Practice for Efficiency Determination of Alternating-current Adjustable-speed Drives. Part I- Load Commutated Inverter synchronous Motor Drives.
35. EIDHOLD, R., GARCIA, G. and VALLA, M. I., 2002. Field-Oriented Controlled Induction Generator with Loss Minimization. IEEE Trans. on Ind.. Elec., Vol. 49, No. 1, pp. 147-156.

36. ENOKIZONO, M. AND OKAMATO, K., 2002. Designing a Low-loss Induction Motor Considering the Vector Magnetic Properties. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, Issue: 2, Part: 1, pp. 877-880.
37. E-PANOROMA.NET. 2003. Electrical Motor Controlling. RELIANCE, Electric. 2000. Using AC PWM Drives on Non-Standard Voltages and Frequencies. Public. D-7732. <http://www.epanorama.net/links/motorcontrol.html>.
38. FAMOURI, P. and CATHEY, J. J., 1991. Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive. *IEEE Trans. on Indus. Applic.*, Vol. 27, No. 3, pp. 32-37.
39. FEI, R., FUCHS, E. F. and HUANG, H., 1989. Comparison of Two Optimization as Applied to Three-Phase Induction Motor Design. *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 4, No. 4, pp. 651-660.
40. FETZ, J. and OBAYASHI, K., 1993. High Efficiency Induction Motor Drive with Good Dynamic Performance for Electric Vehicles. *IEEE Proceeding of PESC'93*, pp. 921-927.
41. FILHO, E. R. and SOUZA, R. M., 1997. Three-phase Induction Motor Dynamic Mathematical Model. *IEEE O-7803-3946 MBI.*, pp. 21-23.
42. FINDLAY, R. D., STRANGES, N. and MACKAY, D.K., 1994. Losses Due to Rotational Flux in Three Phase Induction Motors. *IEEE Trans. on Energy. Convert.* Vol. 9, No. 3, pp. 543-549.
43. FITZGERALD, A. E., KINGSLET, C. J. and UMANS, S. D., 1990. *Electric Machinery*. Mc Graw-Hill, Inc., America, pp. 321-381.
44. FU, W. N., Ho, S. L. and Wong, H. C., 2001. Design and Analysis of Practical Induction Motors. *IEEE Trans. on Magnetics.* Vol. 37, Part 1, pp. 3663-3667.
45. FUCHS, E. F., CHANG, L. H. and APPELBAUM, J., 1984. Magnetizing Current, Iron Losses and Forces of Three-Phase Induction Machines at Sinusoidal and Non-sinusoidal Terminal Voltages. Part I: Analysis. *IEEE Trans. on Power Appar. and Sys.*, Vol. Pas 103, No. 11, pp. 3303-3312.
46. 45. FUCHS, E. F., HANNA, W. J., 2002. Measured Efficiency Improvements of Induction Motors with Thyristor/triac controllers. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 17, No. 4, pp. 437-444.
47. FUCHS, E. F., CHANG, L. H. and APPELBAUM, J., 1984. Magnetizing Current, Iron Losses and Forces of Three-Phase Induction Machines at Sinusoidal and Non-sinusoidal Terminal Voltages. Part II: Results. *IEEE Trans. on Power Appar. and Sys.*, Vol. Pas 103, No. 11, pp. 3313-3325.
48. FUCHS, E. F., LIN, D. and YILDIRIM, D., 98. Measured Efficiency and Power-Factor Improvements of Single and Three-Phase Induction Motors with

Thyristor/Triac Controllers. International Conference on Electrical Machines ICEM'98, İstanbul, Turkey, pp. 1877-1882.

49. FUNATO, H., 2001. Instantaneous Power of Power Circuit Including Three-phase Variable Inductance. IEEE Indus. Elec. Soc., IECON '01., The 27th Annual Conference of the, Vol. 2 , pp. 1084-1089.
50. FURUHASHI, T., OKUMA, S. and UCHIKAWA, Y., 1990. A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power. IEEE Trans. on Ind. Elec. Vol. 37, Issue 1, pp. 86-90.
51. GALLER, D., 1980. Energy Efficient Control of AC Induction Motor Vehicles. Conf. Record of the IEEE Ind. Applic. Soc. Ann. Meet. pp. 301-308.
52. GARCIA, G. O., LUIS, M. J. C., STEPHAN, R. M. and WATANABE, E. H., 1994. An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive. IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 41, pp. 533-539.
53. GEORGE, C., 1983. Digital Single-phase Power-factor Controller. Nasa Tech. Briefs, Vol. 7, No. 4, MFS-25861, Alabama.
54. GEORGILAKIS, P. S., HATZIARGYRIOU, N. D. and PAPANIGAS, D.G. 2000. Steps Towards Intelligent Core Loss Modeling. MELECON 2000 Elec. Conf. 10th Mediterranean, Vol. 3, pp. 1011-1014.
55. GONZALEZ, D., BALCELLS, J., LOVERA, S. and LIMA, R. 1998. Comparison Between Unity Power-factor and Instantaneous Power Theory Control Strategies Applied to a Three-phase Active Power Filter. IEEE Ind. Elec. Soc., IECON '98. Proc. of the 24th Annu. Conf., Vol. 2, pp. 843 -847.
56. GRILL, W., 1997. Design Ideas: Controller Provides Multimode Phase Control. EDN Access. http://www.e-insite.net/ednmag/archives/1997/121897/26di_03.htm.
57. GRANTHAM, C., MCKINNON, D. J., 2003. Rapid Parameter Determination for Induction Motor Analysis and Control. IEEE Trans. On Indust. Appl., Vol. 39, No. 4, pp. 1014-1020.
58. Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters. ANSI/IEEE Std 519-1981 IEEE
59. GYSELINCK, J.J.C., DUPRE, L.R.L., VANDAVELDE, L., and MELKEBEEK, J. A. A., 1998. Calculation of No-Load Induction Motor Core Losses Using the Rate Dependent Preisach Model. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, No. 6, pp. 3876-3881.
60. Harmonics Standards. IEEE Std 519-1992 IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.

61. HIPPENSTIEL, R.D. and OLIVEIRA, P.M. 1988. Instantaneous Power Spectrum. Twenty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Vol. 1, pp. 214-218.
62. HOLTZ, J., 1994. Pulse-width Modulation for Electronic Power Conversion. Proceeding of IEEE, Vol. 82, No. 8, pp. 1194-1214.
63. HUGET, E. W., 1983. Squirrel Cage Induction Motors-Performance Versus Efficiency. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. IA-19, No. 5, pp. 818-823.
64. HUNYAR, M., SCHMIDT I., VESZPREMI K. and MOLNAR T., 1996. Inverter or AC Chopper-Comparative Study Concerning Energy-Saving in Induction Motor Drives. Proc. of the ICEM'96. Conf., Vigo, Vol. I, pp. 225-230.
65. HUNYAR, M., SCHMIDT, I., VESZPREMI, K. and MOLNAR, T., 1995. Performance Analysis of an Energy-Saving IGBT PWM AC Chopper-fed Induction Motor Drive Controlled by DSP, International AEGEAN Conference on Elec, Mach. and Power Elec. ACEMP'95., Proc. Vol.1, pp.327-332.
66. HUNYAR, M. and VESZPREMI, K., 2000. Pulse Width Modulated IGBT AC Chopper. Department of Electrical Machines and Drives, Budapest University of Technology and Economics. H-152. Budapest, Hungary. Pp. 159-178.
67. HYOSUNG, K., BLAABJERG, F., BAK-JENSEN, B., 2001. Spectral Analysis of Instantaneous Powers in Single-phase and Three-phase Systems with use of p-q-r Theory. IEEE 32nd Annual Meet., Power Elec. Specialists Conf. PESC. 2001. Vol. 1, pp. 54-61.
68. HYOSUNG, K., BLAABJERG, F., BAK-JENSEN, B. and JAEHO C., 2001. Instantaneous Power Compensation in Three-phase Systems by Using p-q-r Theory. IEEE Power Elec. Specialists Conf., PESC. 2001 32'nd Annual, Vol. 2, pp. 478-485.
69. JAMIL, M. K., BALDASSARI, P. and DEMERDASH, N. A., 1992. No Load Induction Motor Core Losses Using a Combined Finite Element State Space Model. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 28, No. 5, pp. 2820-2822.
70. JANG, D. H. and CHOE, G. H., 1995. Improvement of Input Power-factor in AC Choppers Using Asymmetrical PWM Technique. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 42, No. 2, pp. 179-185.
71. JANG, D. H., CHOE, G. H. and EHSANI. M., 1995. Asymmetrical PWM Technique with Harmonic Elimination and Power-factor Control in AC Choppers. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 10, No. 2, pp. 175-184.
72. JANG, D. H., WON, J. S. and CHOE, G. H., 1991. Asymmetrical PWM Method for AC Chopper with Improved Input Power factor. IEEE Proc. of Conf. PESC'91, pp. 838-845.

73. JIAN, G. Z. AND RAMSDEN, V. S., 1998. Improved Formulations for Rotational Core Losses in Rotating Electrical Machines. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, Issue: 4 Part: 2, July, pp. 2234-2242.
74. JIELI, L., ABDALLAH, T. and SULLIVAN, C. R., 2001. Improved Calculation of Core Loss with Non-sinusoidal Wave-forms. Industry Appl. Conf. 36'th IAS Annu. Meet. Conf. Record of the 2001 IEEE, Vol. 4, pp. 2203 -2210.
75. JINJUN, L., WILSON, T.G., JR., WONG, R.C., WUNDERLICH, R. and LEE, F.C. 2002. A Method for Inductor Core-loss Estimation in Power-factor Correction. IEEE Appl. App. Power Elec. Conf. and Exposition, APEC'02. 17'th Annual, Vol.1, pp. 439 -445.
76. JUAN, S. YONG, D. L., 2002. Voltage-oriented Vector Control of Induction Motor: Principle and Performance Improvement. Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC'01-Osaka, Vol. 3, pp. 1340-1345.
77. JUNG, Y. G., KIM, H. S., YANG, S. H., LIM, Y. C. and TENCON, H. F., 1999. A Simple Instantaneous Power Theory and Compensation Performance Evaluation for Active Power Filters. IEEE Proc. of the Region 10 Conf., Vol. 2, pp. 1466-1470.
78. KARAKAŞ, E., 1999. Lojik Kontrollü Sistemlerin Analizi ve Asenkron Motorla Tahrik edilen Jet Fanına Uygulanması. KOÜ. Fen Bil. Enst. Doktora Tezi, Kocaeli.
79. KIOSKERIDIS, I. and MARGARIS, N., 1996. Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 11, No. 2, pp. 213-220.
80. KRAUSE, P. C., 1987. Analysis of Electric Machinery. McGraw-Hill Book Company, Singapore, pp.133-210.
81. KUSKO, A. and GALLER, D., 1983. Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. IA-19, No. 4, pp. 56-569.
82. KWON, B. H., MIN, B. D., and KIM, J. H., 1996. Novel Topologies of AC Choppers. IEEE Proc. Elec. Power Appl., Vol. 143, pp. 323-330.
83. LANCAROTTE, M. S., PENTEADO, and A.DE.A., 2001.Estimation of Core-losses Under Sinusoidal or Non-sinusoidal Induction by Analysis of Magnetization Rate. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.16, Issue: 2, June, pp. 174-179.
84. LE-HUY, H. and DESSAINT, L. A., 1989. An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 4, No. 4, pp. 463-472.

85. LI, J., ABDALLAH, T. and SULIVAN, C.R., 2001. Improved Calculation of Core Loss with Non-sinusoidal Waveforms. IEEE O-7803-7116 (C), pp.2203-2210.
86. LIBRARY, 2001. Power Electronics, Asynchronous Machine, THDi, abc-dq0 and dq0-abc transformations, Modeling the Induction Motor Drives http://mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/powersys/tut_c14a.shtml.
87. LIFEI, R., WANFENG Z. AND PENGSHENG, Y., 2000. Unity Power-factor Operation for Three-phase Induction Motor. PIEMC 2000. 3'th International Power Electronics and Motion Control Conf. Proc., Vol. 3, pp. 1414-1419.
88. LO, Y. K., CHEN, C. L., 1995. Three-Phase Four-wire Voltage Controlled AC Line Conditioner with Unity Input Power-factor and Minimized Output Voltage Harmonics. IEE Proc.-Elec. Power Applic. Vol. 142, No. 1, pp. 43-49.
89. LORENZ, R. D. and YANG, S. M, 1988. Efficiency-Optimized Flux Trajectories for Closed Cycle Operation of Field Oriented Induction Machine Drives. IEEE-88CH 2565 /0457801, pp. 457-462.
90. LORIMER, W.L.; LIEU, D.K., 1999. Method for Measuring and Characterizing Core Loss in a Motor. IEEE Trans. on Mag. Vol. 35, Issue: 4, pp. 2146-2151.
91. LOW, K. S., 1999. A DSP-Based Single-Phase AC Power Source. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 46, No. 5, pp. 936-941.
92. MANNAN, M. A., MURATA, T., TAMURA, J. and TSUCHIYA, T., 2002. Efficiency Optimized Speed Control of Field Oriented Induction Motor Including Core Loss. IEEE O-7803-7156-9/02, pp. 1316-11321.
93. MARU, B. H. and WENNERSTROM, C.H., 1983. Effect of Modification on Efficiency of AC Induction Motors. IEEE Trans. on Industry Applic., Vol. IA-19, No. 6, pp. 1019-1023.
94. MAURISE, B., 2003. ST62 Microcontrollers Drive Home Appliance Motor Technology. www. AN885/1196, pp. 1-18.
95. MEDARAMETLA, J. B., COX, M. D. and BAGHZOUZ, Y., 1992. Calculation and Measurements of the Unity Plus Three-Phase Induction Motors. IEEE Trans. on Energy Conv., Vol. 7, No. 4, pp. 732-738.
96. MIHALCEA, A., SZABADOS, B. and HOOLBOOM, J., 2001. Determining Total Losses and Temperature Rise in Inductions Motors Using Equivalent Loading Methods. IEEE Trans. on Energy Conv., Vol. 16, No. 3, pp. 214-219.
97. MILANEZ, D. L. and MISKULIM, M. S., 1993. Instantaneous Complex Power Applied to Three-phase Machines. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meet. Vol. 1, pp. 171-176.

98. MOHAN, N., 1980. Improvement in Efficiency of Induction Motors by means of Voltage Control. IEEE Trans. on Power Appar. and Syst., Vol. Pas-99, No. 4, pp. 1466-1471.
99. MORENO, J., CIPOLLA, M., PERACLAULA, J. and BRANCO, P.J., 1997. Fuzzy Logic Based Improvements in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives. IEEE O-7803-3796/97, pp. 219-224.
100. MURPHY, J. M. D., TURNBULL, F. G. Power Electronic Control of AC Motors. Pergamon Press. Oxford. New York. Beijing. Frankfurt, pp.188-257; 293-305.
101. NABIL, A. A., AMEI, K. and SAKUI, M., 1999. A New Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 46, No. 5, pp. 942-952.
102. Nicol, H. E. Roehrdanz, H., 2001. Losses in Three-phase Induction Machines Fed by PWM Converter. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 16 Issue 3, pp. 228-233.
103. NIGIM, K. A. and DELYSER, R. R., 2001. Using Math-Cad in Understanding the Induction Motor Characteristics. IEEE Trans. on Education, Vol. 44, No. 2, pp. 165-169.
104. NOGUCHI, T., OMURA, T. and HIRAISSHI, D., 2001. Direct Field-Oriented Control of Induction Motor with Iron-Core Loss Compensation and Robust Parameter Identification. IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Indus. Elec. Soc., pp. 1201-1206.
105. NOLA, F. J., 1980. Power Factor Controller-An Energy Saver. Conference Record of the IEEE IAS Annual Meet., pp. 194-198.
106. OMATA, T. and UEMURA, K., 1998. Aspects of Voltage Responses of Induction Motor Loads. IEEE Trans. on Power Sys., Vol. 13, No. 4, pp. 1337-1344.
107. ONG, C.M., 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery. Prentice Hall Ptr., 07458, New Jersey, pp. 141-155, 415-462.
108. PENG, F. Z., OTT, G. W. and ADAMS, D. J., 1998. Harmonic and Reactive Power Compensation on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 13, No. 6, pp. 1174-1181.
109. PLUNKET, A. B., 1979. A Current-Controlled PWM Transistor Inverter Drive. IEEE/IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 439-445., New York.

110. Power Factor Standards. ANSI/IEEE Std C37.26.1972 IEEE Standard Guide for methods of Power-factor Measurement for Low –voltage Inductive Test Circuits.
111. RASMUSSEN, K. S., TOGERSEN, P., 1997. Model Based Energy Optimizer for Vector Controlled Induction Motor Drive. In Proc. EPE'97, Trondheim, Norway, pp. 3.711-3.716.
112. REDGATE, J.S. KANSARA, M., and Holmes, P.G., 1999. Improved Efficiency of Variable Frequency Induction Motor Drives by Voltage Control. Electrical Machines and Drives. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) , pp. 199-202.
113. REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DE DONCKER and R.W.A.A. 2001. Calculation of Losses in Ferro-and Ferromagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 37, Issue: 4, July-Aug., pp. 1055-1061.
114. RELIANCE, Electric., 2000. Incompatibility of Power-factor Correction Capacitors with AC PWM Drives. Duplication D-7732. <http://www.rockwellautomation.com>, pp. 1-5.
115. RELIANCE, Electric. 2000. Using AC PWM Drives on Non-Standard Voltages and Frequencies. Publication D-7732. <http://www.rockwellautomation.com>, pp. 1-4.
116. ROWAN, T. M. and LIPO, T. A., 1983. Quantitative Analysis of Induction Motor Performance Improvement by SCR Voltage Control. IEEE Trans. on Industry Applic., Vol. IA-19, No. 4, pp. 545-553.
117. SARIOĞLU, M.K., 1983. Elektrik Makinelerinin Temelleri-Asenkron Makineler, Çağlayan Kitabevi, Cilt.III , Böl.3, ss 57-98, İstanbul.
118. SASTRY, V. V., PRASAD, M. R. and SIVAKUMAR, T. V., 1997. Optimal Soft Starting of Voltage-Controlled-Fed IM Drive Based on Voltage Across Thyristor. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 12, No. 6, pp. 1041-1050.
119. SHINYAMA, T., UEDA, A. and TORI, A., 2002. AC Chopper Using Four Switches. IEEE- PCC, Osaka, pp. 1056-1060.
120. SMITH, A. F., 2000. AC Semiconductor Motor Controllers and Starters. Manufacturers Declaration of Conformity. EN 60947-4-2., pp.1-33.
121. STRANGES, N. and FINDLAY, R.D., 2000. Methods for Predicting Rotational Iron Losses in Three-phase Induction Motor Stators. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, Issue: 5, Part:1, pp. 3112-3114.
122. STUMBERGER, B., GORICAN, V., STUMBERGER, G., HAMLER, A., TRLEP, M. and JESENİK, M., 2002. Accuracy of Iron Loss Calculation in

Electrical Machines by Using Different Iron Loss Models. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Elsevier Science, B. V., pp. 269-271.

123. STUMBERGER, B., HAMLER, A. and HRIBERNIK, B., 2000. Analysis of Iron Loss in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Over a Wide-speed Range of Constant Output Power Operation. *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 36, No. 4, pp. 1846-1849.
124. STUMBERGER, B., HAMLER, A., TRLEP, M. and JESENİK, M., 2001. Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Designed for Flux Weakening Operation. *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 37, No. 5, pp. 3644-3647.
125. SUDHA, S. A., CHANDRASEKERAN, A. and RAJAGOPALAN, V., 1993. New Approach to Switch Modelling in the Analysis of Power Electronic Systems. *IEE Proc-B*, Vol. 140, No. 2, pp. 115-123.
126. SUL, K. S. and PARK, M. H., 1988. A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of a Current-Source Inverter-Fed Induction Motor. *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 3, No. 2, pp. 192-199.
127. SULIVAN, C. R. and SANDERS, S. R., 1995. Models for Induction Machines with Magnetic Saturation of the Main Flux Path. *IEEE Trans. on Indus. Applic.*, Vol. 31, No. 4, pp. 907-917.
128. SUNDARESWARAN, K. and PALANI, S., 1999. Design of High Gain Controller for Part-Load Performance Optimization of Variable Voltage Induction Motor Drive. *IEEE Inter. Conf. On Power Elec. And Drive Sys.*, PEDS'99, Hong Kong, pp. 273-275.
129. SURESHBABU, N., SESHAGIRI, S., MASRUR, A. and POWELL, B.K., 1999. On Real-Time Simulation of Induction Motors. *AAAC Proceeding of the American Control Conference*, San Diego California, pp. 719-723.
130. TOMITA, H., 1988. An Optimal Efficiency Control for Energy Saving of AC Motor by Thyristor Voltage Controller. *IEEE Proceed of IECON'88*, pp. 816-819.
131. TOMITA, H., HANEYOSHI, T., MIYASHITA, O. and MAEDE, A., 1988. An Optimal Efficiency Control for Energy Saving of AC Motor by Thyristor Voltage Controller. *IECON' 88*, pp. 816-819.
132. TOMS, W. J., 1983. Applying Solid-State Energy-Saver Starters. *IEEE Trans. on Indus. Applic.*, Vol. IA-19, No. 6, pp. 1031-1035.
133. TRZYNADLOWSKI, A. M., 1994. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors. *Kluwer Academic Publishers, America*, pp.1-95.

134. UMANS, S. D., 1989. AC Induction Motor Efficiency. IEEE-CH22788-8/89, pp. 99-107.
135. VALIVIITA, S., 1999. Zero Crossing Detection of Distorted Line Voltages Using 1-b Measurements. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 46, No. 5, pp. 917-922.
136. VESZPREMI, K., HUNYAR, M. and CSONKA, M.G., 1992. Microprocessor Controlled Energy-Saving CSI-Fed Induction Motor Drive by Slip Frequency Control. Proceedings of the ICEM'92. Conference. Manchester, September Vol.1, pp. 220-4.
137. WALTER, J. L., 1999. Soft Start Vs AC Drives—Understand the Differences. Allen-Bradley Company. Milwaukee, W. IEEE 0. 7803-5621, pp. 1-5.
138. WATANABE, E.H. and AREDES, M., 2000. Compensation of Non-periodic Currents Using the Instantaneous Power Theory. IEEE Power Engineer Soc. Summer Meet., Vol. 2, pp. 994-999.
139. WATANABE, E. H, A., STEPHAN, M. AREDES, M., 1993. New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, pp. 697-703.
140. WATERS, S. S. and WILLUGHBY, R. D., 1983. Modelling Induction Motors for System studies. IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. IA-19, No. 5, pp. 875-878.
141. WEE, S. D., SHIN, M. H. and HYUN, D. S., 2001. Stator-Flux-Oriented Control of Induction Motor Considering Iron Loss. IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol. 48, No. 3, pp. 602-608.
142. WILLIAMS, B. W. and GREEN, T. C. 1991. Steady-State Control of an Induction Motor by Estimation of Stator Flux Magnitude. IEEE Proc.–B, Vol. 138, No. 2, pp. 69-74.
143. XIANLIANG L., HANGUANG, W., 2001. Maximum Efficiency Control Strategy for Induction Machine. ICEMS'01, Electrical Machines and Systems. Proceedings of the Fifth International Conference on, Vol. 1, pp. 98-101.
144. YANG, S. M.. and LIN, F. C., 2001. Loss Minimization Control of Vector-Controlled Induction Motor Drives. IEEE PEDS, Indonesia, pp. 182-187.
145. ZENGİNOBUZ, G., 2000. Implementation of a Voltage Controlled Soft-starter for Constant Current Starting of Induction Motors with Minimized Torque Pulsations. ODTÜ. Fen Bil. Ens. Yüksek Lisans Tezi., Ankara
146. ZIOGAS, P. D. and PHOTIADIS, P. D. N., 1983. An Exact Input Current Analysis of Ideal Static PWM Inverters. IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 281-295.

147. ZRUDSKY, D. R. and PICHLER, J. M., 1992. Virtual Instrument for Instantaneous Power Measurements. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 41, Issue: 4, pp. 528 -534.



Motor kayıplarının bulunması

```

R2=7.25;s=0.0733;Zr=(R2/s)+9.27*i;
Zm=(2200*120*i)/(2200+120*i), Z1=8.7+6.17*i;
Vs=230, Z=Z1+(Zm*Zr/(Zm+Zr)); Is=Vs/Z,E=Vs-(Is*Z1),
Ig=E/Zm, EA=abs(E),IsA=abs(Is),Ir=Is-Ig; Ir1=abs(Ir),
Po=3*(Ir1^2)*(R2/s)*(1-s)-16,
a=angle(Is),cos(a),n=1390; Tm=Po/(2*pi*n/60),
Ish=IsA*sqrt(3), Pg=3*Vs*IsA*cos(a),
Pg1=sqrt(3)*Vs*Ish*cos(a), R=Po/Pg,
End.

```

ASM parametrelerinin hesaplanması

```

clear command window;
'rotor direnci'; R2=7.2; 'nomkayma'; s=0.0733;
'rotor reaktansi'; x2=8; 'rotor emp', Er=(R2/s)+x2*i,
Zra=abs(Zr),
'mikdirenci'; Ri=1800; 'mikreak'; xm=120;
'stator direnci'; R1=8;'statorreak'; x1=8;'mikdevemp',
Zm=(Rm*xm*i)/(Rm+xm*i), Zma=abs(Zm),
'stator emp',Z1=R1+x1*i,Z1a=abs(Z1),Vs=230,
'mik-rotor devesdemp', Zmr=Zm*Zr/(Zm+Zr),
Zmra=abs(Zmr),
'mot emp ', Z=Z1+(Zm*Zr/(Zm+Zr)), Za=abs(Z),
'motor/stator faz akimi', Is=Vs/Z, Isa=abs(Is),
IsA=(angle(Is))*180/pi,
'hava ara gerilimi', E=Vs-(Is*Z1), Ea=abs(E),
'hava aralığı akimi', Ig=E/Zm,Iga=abs(Ig),
Ir=Is-Ig;Ira=abs(Ir),
'mil gücü(çıkış gücü)', Po=3*(Ira^2)*(R2/s)*(1-s)-16,

```



```

'motor faz acisi', a=angle(Is),cos(a),n=1390;
'mil momenti',Tm=Po/(2*pi*n/60),
'motor/stator hat akimi', Ish=Isa*sqrt(3),
'giris gücü', Pg=3*Vs*Isa*cos(a),
Pg1=sqrt(3)*Vs*Ish*cos(a),'verim ',R=Po/Pg,
end.

```

ASM'un mıknatıslama reaktansı (X_m) ve demir kayıpları direncinin (R_{FE}) hesaplanması.

```

P=input('P giris gücünü giriniz:');
PF=input('PF guckatsayisini giriniz:');
R1=input('R1 direncini giriniz:');
X1=input('X1 direncini giriniz:');
Vs=input('Vs gerilimini giriniz:');
Is=input('Is akimini giriniz:');
c=acos(PF),d=sin(c),
Isf=Is/sqrt(3),
Is1=Isf*(PF-d*i),
Z1=R1+X1*i;
Vm=Vs-(Is1*Z1),
Vma=abs(Vm),
Pm=P-(3*(Isf^2)*R1),
RFE=(Vma^2)/Pm,
a=acos(PF);b=tan(a),
Q=P*b;
Qm=Q-(3*(Isf^2)*X1),
Xm=(Vma^2)/Qm,
end.

```

Tristörlü optimal enerji denetim programı

```

ts = [.5 0]; % inherited sample time
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
if t>=0.8 & t<=1
sys=[u(2)+1 ];
else if t>1 & t<=2 & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1
sys=[5 ];
else if t>=2 & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1
sys=[1 ];
else if t>=2 & u(1)>0 & abs(u(1))>0.1
sys=[-.5 ];
else
sys=[0 ];
end.

```

Tristörlü yük değişimli optimal enerji denetim (1) programı

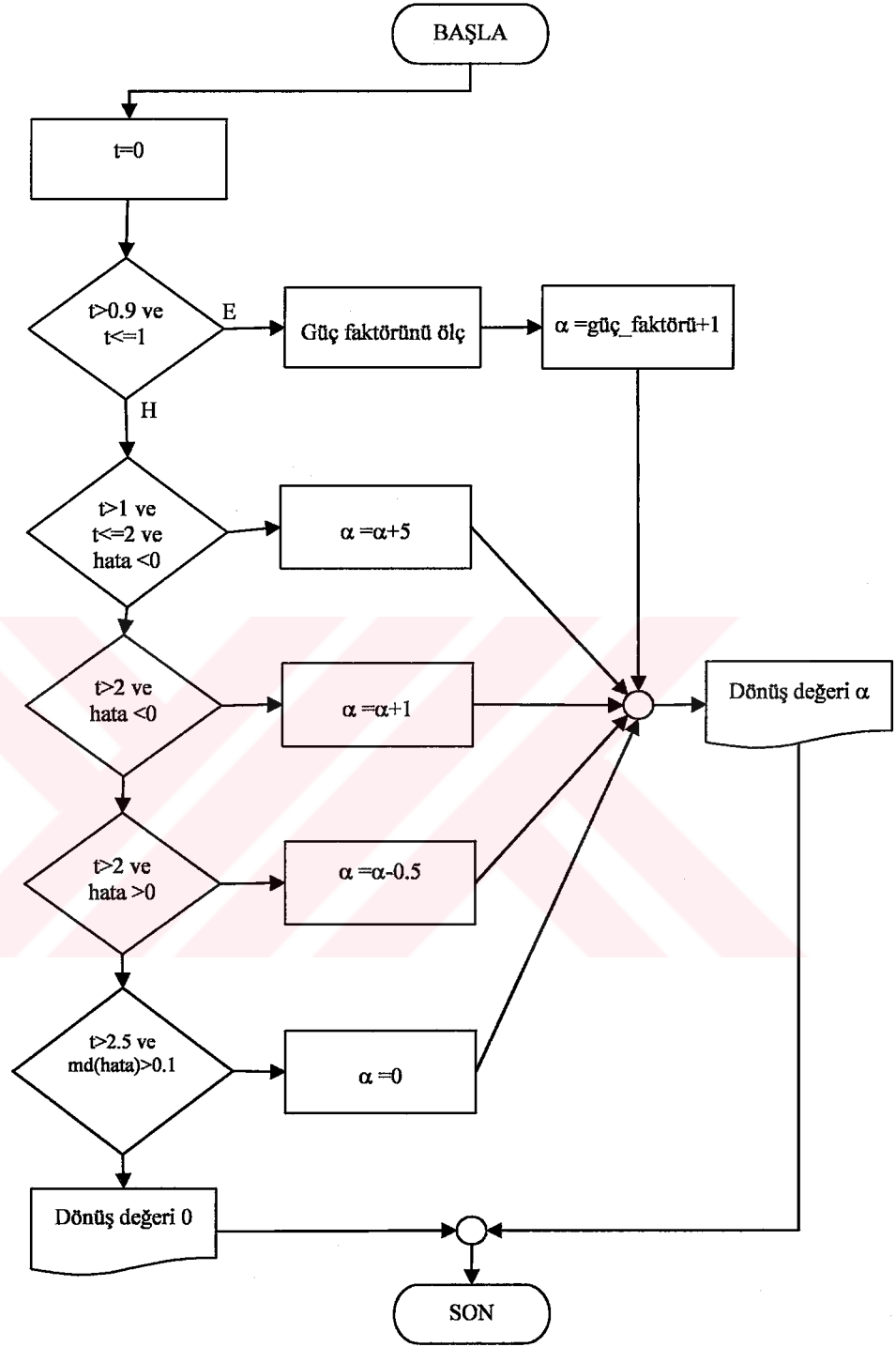
```

ts = [.5 0]; % inherited sample time
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
if t>=0.8 & t<=1
sys=[u(2)+1];
else if t>=1 & t<2 & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1
sys=[5];
else if t>=2 & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1 & sys=[1];
else if t>=2 & u(1)>0 & abs(u(1))>0.1 sys=[-.5];
else
sys=[0 ];
end.

```

Tristörlü yük değişimli optimal enerji denetim (2) programı

```
ts = [.5 0]; % inherited sample time
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
if t>=10 & t<=10.1
sys=[-u(3)];
else if t>10.8 & t<=11
sys=[u(2)+1];
else if t>=11 & t<12. & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1
sys=[5];
else if t>=12 & u(1)<0 & abs(u(1))>0.1
sys=[1];
else if t>=12 & u(1)>0 & abs(u(1))>0.1
sys=[-.5];
else
sys=[0 ];
end.
```



Şekil B.1 Tristörlü optimal denetimde akış şeması

DGAAAK ile OED

```

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes()

sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = -1; % dynamically sized
sizes.NumInputs = 2; % dynamically sized
sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = [];
ts = [.5]; % inherited sample time
function sys = mdlOutputs(t,x,u)

    if t>.9 & t<=1

        sys=[-10];

    elseif t>1 & t<=2.5 & (u(1)<0 | (u(2)<0))

        sys=[-5];

    elseif t>=2.5 & (u(1)<0 | u(2)<0 )

        sys=[-1];

    else

        sys=[0 ];

    end.

```

Yük değişmeli OED

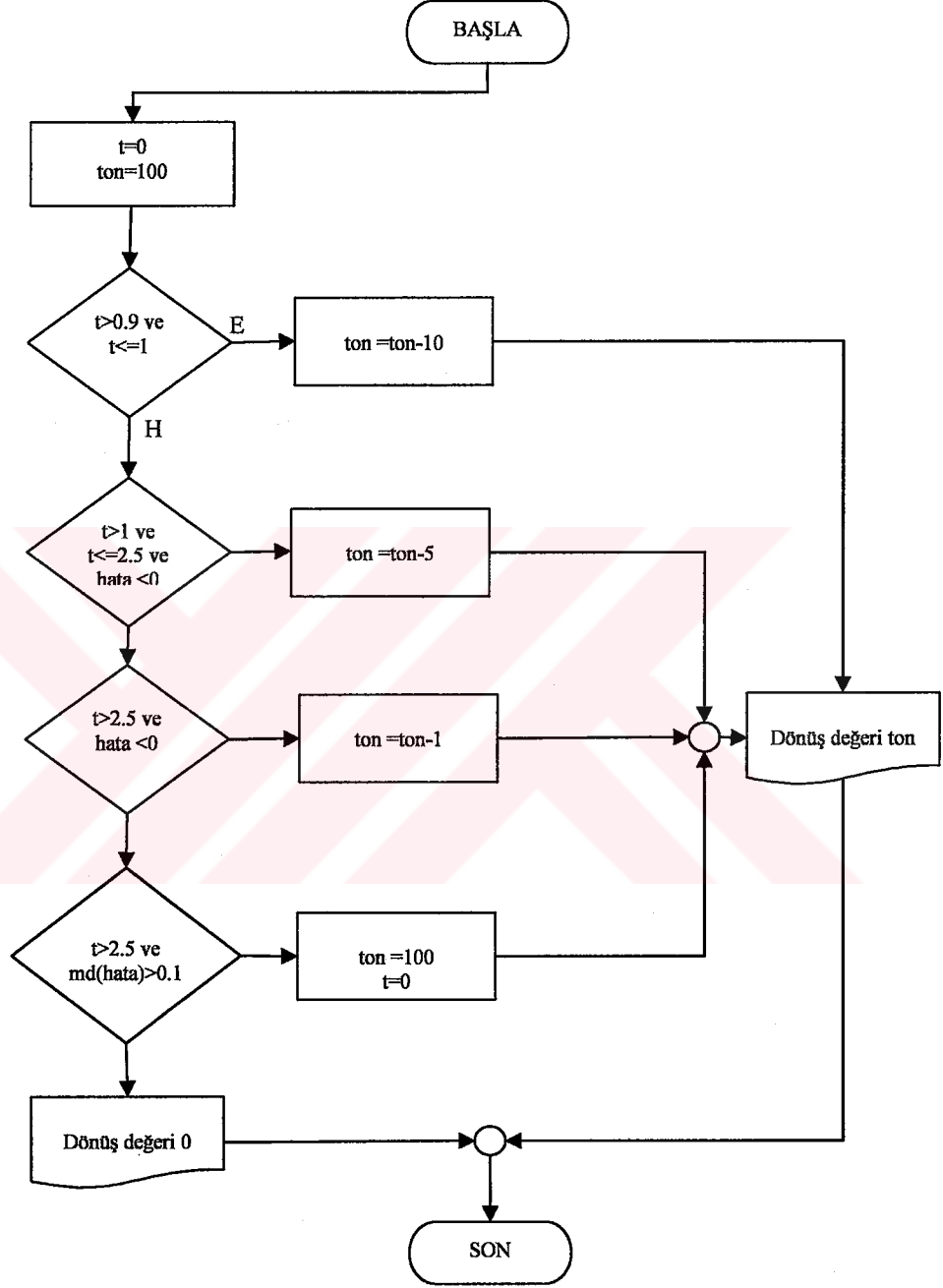
Denetim 1

```
if t>.9 & t<=1
    sys=[-10];
elseif t>1 & t<=2.5 & (u(1)<0 | (u(2)<0))
    sys=[-5];
elseif t>=2.5 & (u(1)<0 | u(2)<0 )
    sys=[-1];
else
    sys=[0 ];
end.
```

Denetim 2

```
ts = [.5]; % inherited sample time
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
if t>=10 & t<10.1
    sys=[100-u(2)];
else if t>10.9 & t<=11
    sys=[-10];
else if t>11 & t<=12.5 & u(1)<0 | (u(2)<0) & abs(u(1))>.01
    sys=[-5];
else if t>=12.5 & u(1)<0 | (u(2)<0) & abs(u(1))>.01
    sys=[-1];
else
    sys=[0 ];
end.
```

Akış şeması



Şekil C.1 Yük değişmeli DGAAAK OED akış şeması

9. KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER

9.1. Kişisel Yayınlar

1. B. Saraçoğlu, E. Meşe, E. Özdemir ve T. Duru, "Asenkron Motorların Optimal Enerji Denetimi", Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Sayfa. 5 – 8, Eylül 2001 İzmit – Türkiye.
2. B. Saraçoğlu, M. Kale, E. Özdemir, Energy Optimal Control of Induction Motor Based on Instantaneous Power Theory (IPT), ACEMP'04, International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics Conference, 26-28 May 2004, İstanbul – Turkey.
3. B. Saraçoğlu, M. Kale, E. Özdemir, Energy Saving Control Of Induction Motor Driven By PWM IGBT AC Chopper Based On Instantaneous Power Theory (IPT), 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE PEMC'04, Riga, Litvanya, July 2004.
4. B. Saraçoğlu, M. Kale, E. Özdemir, "A Novel Technique For Optimal Efficiency Control Of Induction Motor Fed by PWM IGBT AC Chopper" Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Aachen -Germany in June 20 – 25, 2004.

9.2. Eserler

1. Deşarj Lambaları ve Tesisatları, SCHİNİCHİ, Yonemura, İNAM İhsan, SARAÇOĞLU, Bilal, GÖRGÜLÜARSLAN, Tacettin, Kurt Matbaa, 1992.

ÖZGEÇMİŞ

1959 yılında Karabük'te doğdu. İlk ve Orta öğrenimini Karabük'te tamamladı. 1977 yılında Karabük Endüstri Meslek Lisesi Elektrik Bölümü'nden mezun oldu. 1981'de Ankara Yüksek Teknik Öğretmen Okulu'nu bitirdi. 1981 yılında İstanbul Haydarpaşa Teknik Lise ve Endüstri Meslek Lisesi'nde göreve başladı. 1983-1984 yılları arasında Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Programı'nda Yüksek Lisansı'nı tamamladı. 1985 yılı Öğretim yılı sonunda Karabük Teknik Lise ve Endüstri Meslek Lisesi'ne tayin oldu. 1987'de MEB'nin açtığı İngiltere'deki 10 aylık Otomatik Kumanda Kursu sınavını kazandığı halde mülakatı kaçırdığından gidememiştir. 1985-1992 yılları arasında bu okulda görev yaptı. 1992 yılında MEB tarafından İstanbul Tuzla Teknik Lise ve Endüstri Meslek Lisesi'nde MEB ile Japon JICA (Japan International Coaparation Agency) kuruluşu tarafından yürütülmekte olan projede çalışmak üzere görevlendirildi. Aynı yılın Haziran ayında Electrical Engineering programı altında 10 aylık bir kurs için Japonya'ya gönderildi. Burada gördüğü kurslar sonunda Japon dili de dahil olmak üzere çeşitli mesleki konularda 10'a yakın sertifika kazandı. Dönüşte teknik 1995 yılına kadar aynı okulda görevine devam etti. Eğitim-Öğretim döneminin sonunda Çanakkale 18 Mart Üniversitesi Biga Meslek yüksek okulunda Öğretim Görevlisi ve Aynı üniversiteye ait Yenice Meslek Yüksek Okulunda kurucu Müdür olarak göreve başladı. Burada 14 ay görev yaptıktan sonra 1996 yılının kasım ayında Doktora yapmak üzere Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Bölümü Elektrik Tesisleri A.B.D.'da Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 1997'de Elektrik Eğitimi Dalı'nda Doktora Programına başladı. 2002'de M.Ü. Teknik Eğitim Fakültesi'nin açmış olduğu Teknik Öğretmenler için Mühendislik Tamamlama Programı Sınavı'nı kazandı. Yeterli sayıya ulaşamadığı gerekçesi ile program açılmadığı için devam edemedi. Halen bu okulda görevine devam etmektedir. Evli ve iki çocuk babasıdır.