

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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER VE
VEKTÖREL HIZ DENETİMİ**

GÖKHAN POYRAZ

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

**EKİM 2011
DÜZCE**



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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER VE
VEKTÖREL HIZ DENETİMİ**

Gökhan POYRAZ

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

**EKİM 2011
DÜZCE**

GÖKHAN POYRAZ tarafından hazırlanan ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER VE VEKTÖREL HIZ DENETİMİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Düzce Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Uğur GÜVENÇ
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Düzce Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Yılmaz UYAROĞLU
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Sakarya Üniversitesi

Tarih: 06 / 10 / 2011

Bu tez ile Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Refik KARAGÜL
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Gökhan POYRAZ

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince değerli bilgi ve tecrübeleriyle bana sürekli destek olan ve yol gösteren danışman hocam sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU'na, tez çalışması süresince her türlü bilgi ve deneyimini benimle paylaşan değerli arkadaşım Murat KARABACAK'a, tez çalışması süresince moral desteğini yanımda hissettiğim sevgili arkadaşım Selma KELEŞ'e, yüksek lisans öğrenim süresince bana destek olan Hüseyin YILDIZ'a, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili annem Bahriye POYRAZ'a ve sevgili kardeşim Hanife POYRAZ'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ekim 2011

Gökhan POYRAZ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
ÇİZELGE LİSTESİ.....	vii
SEMBOL LİSTESİ.....	viii
KISALTMALAR LİSTESİ.....	xii
ÖZ	xiii
ABSTRACT	xv
1. GİRİŞ	1
2. GENEL KISIMLAR	5
2.1. LİTERATÜR ÖZETİ	5
2.2. ÜÇ FAZLI ASENKRON'UN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ.....	10
2.2.1. Simetrik ASM'un Matematiksel Modelinin Çıkartılması.....	11
2.2.2. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm.....	17
2.2.3. Asenkron Motorun Senkron Referans Düzlemi Dinamik Modeli.....	19
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	22
3.1. ASENKRON MOTORLARIN HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ	22
3.1.1. Skaler (v/f) Hız Denetim Yöntemi.....	22
3.1.2. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi	29
3.1.3. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi	29
3.2. ALAN YÖNLENDİRMELİ HIZ DENETİM YÖNTEM (AYHD)'LERİNİN DA MOTORLARINA BENZETİMİ	30
3.2.1. Dolaylı Rotor Alanı Yönlendirmeli Hız Denetimi (DRAYHD).....	32

3.3. ASENKRON MOTORUN ANMA HIZ ALTI VE ÜSTÜ DEĞERLERİNDE ÇALIŞMA KAPASİTESİ.....	36
3.3.1. Sabit Moment Bölgesi: Anma Hızının Altında Çalışma.....	36
3.3.2. Sabit Güç Bölgesi: Anma Hızının Üstünde Çalışma.....	36
3.3.3. Sabit Kayma Bölgesi: Yüksek Hızda Çalışma.....	36
3.4. DA/AA ANAHTARLAMALI EVİRİCİLER	39
3.4.1. Akım Ara Devreli Eviriciler (AADE).....	40
3.4.2. Gerilim Ara Devreli Eviriciler (GADE).....	40
3.4.3. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı (SDGA)	41
4. BULGULAR	47
4.1. SİSTEM PARAMETRELERİ VE BENZETİM MODELİ	47
4.2. ASM'UN MODEL PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİNE İLİŞKİN YAPILAN TESTLER	47
4.2.1. DA Testi	47
4.2.2. Boşta (Yüksüz) Çalışma Testi	48
4.2.3. Kilitli Rotor Testi	50
4.3. BENZETİM MODELİ ÇALIŞMALARİ.....	53
4.3.1. Skaler Hız Denetim Yönteminin Benzetim Modeli.....	54
4.3.1.1. <i>PI Hız Denetleyicisi</i>	55
4.3.1.2. <i>Referans sinüzoidal dalganın maksimum değeri (V_{mR}) ve açısı (θ) hesaplama bloğu</i>	55
4.3.1.3. <i>Sinüs - Üçgen Karşılaştırılması</i>	56
4.3.2. Dolaylı Rotor Alanı Yönlendirmeli Hız Denetiminin Benzetim Modeli	60
4.3.2.1. <i>PI Hız Denetleyicisi</i>	62
4.3.2.2. <i>Moment bileşeni i_{qs}^* Akımın Referans Değerinin Hesaplanması</i>	63
4.3.2.3. <i>Akı Bileşeni i_{ds}^* Akımı Referans Değerinin Hesaplanması</i>	63
4.3.2.4. <i>Geçici Durumda Rotor Akısının Hesaplanması</i>	64

4.3.2.5. <i>Elektriksel Kayma Açısal Hızı Ve Açının Hesaplanması</i>	65
4.2.2.6. <i>dq/abc Referans Düzlem Dönüşümleri</i>	65
4.3.2.7. <i>Histerizis Akım Regülatörü</i>	66
4.3.2.8. <i>Evirici Benzetimi ve Anahtarlanması</i>	67
4.4. BENZETİM SONUÇLARI	69
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	83
KAYNAKLAR	86
ÖZGEÇMİŞ	93

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1	: Simetrik ASM'un modeli ve elektriksel eşdeğer devresi.....	12
Şekil 2. 2	: Üç fazdan iki faza dönüşüm vektör diyagramı	17
Şekil 2. 3	: Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri.....	19
Şekil 2. 4	: Asenkron motorun dinamik $d^e - q^e$ eşdeğer devresi	20
Şekil 3. 1	: Sürekli durum bir faz: (a) eşdeğer devre (b) fazör diyagramı.....	23
Şekil 3. 2	: (a) Serbest uyarımlı DA motor, (b) Alan yönlendirmeli hız denetimli Asenkron motor.....	31
Şekil 3. 3	: DRAYHD'ine ait düzlem dönüşümleri.....	32
Şekil 3. 4	: Asenkron motorun kararlı durum vektör diyagramı a) moment bileşenin arttırılması b) akı bileşenin azaltılması	35
Şekil 3. 5	: Asenkron motorun kapasite ve karakteristikleri	38
Şekil 3. 6	: AA motor tahrik sistemi içerisinde yer alan anahtarlamalı çevirici.....	39
Şekil 3. 7	: Akım ara devreli evirici	40
Şekil 3. 8	: Gerilim ara devreli evirici	41
Şekil 3. 9	: Sinüzoidal darbe genişlik ayarı prensip şeması	42
Şekil 3. 10	: Gerilim indeksi veya oranının değişimi ile evirici çıkışı fazlar arası gerilimin etkin değerinin değişimi	45
Şekil 3. 11	: Doğal örneklenmiş darbe genişlik ayarı $m_v=0.8$ $m_f=15$ için; kutup, hat ve faz gerilimleri.....	46
Şekil 4. 1	: Asenkron motorun DA testi yıldız bağlı durum.....	47
Şekil 4. 2	: Asenkron motorun boş çalışma testi bağlantı şeması	48
Şekil 4. 3	: Asenkron motorun kilitli rotor testi bir faz eşdeğer devresi.....	50
Şekil 4. 4	: ASM'un kapalı çevrim skaler hız denetimine ilişkin blok şeması.....	54
Şekil 4. 5	: PI denetleyicisinin blok diyagramı	55
Şekil 4. 6	: Genlik oranı (m_v) ve açının (θ) bulunması blok diyagramı.....	56
Şekil 4. 7	: Taşıyıcı üçgen dalga (V_{ti})ve referans sinüs dalga (V_{mR}) gerilimlerinin karşılaştırılması	57
Şekil 4. 8	: Gerilim ara devreli evirici blok diyagramı.....	57
Şekil 4. 9	: $m=1$ $m_f=87$: (a) 3. harmonik eklemeli darbe genişlik ayarı kutup gerilimi (b) hat gerilimi (c) fazlar arası gerilim.....	59
Şekil 4. 10	: DRAYHD'inin blok diyagramı.....	61
Şekil 4. 11	: PI hız denetleyicisinin blok diyagramı.....	62
Şekil 4. 12	: Moment bileşeni i_{qs}^* referans akım değerinin blok diyagramı.....	63

Şekil 4. 13	: Akı bileşeni i_{ds}^* akımı referans değerinin blok diyagramı	64
Şekil 4. 14	: Rotor akısının geçici durum ifadesi blok diyagramı	65
Şekil 4. 15	: Elektriksel kayma (ω_r) ve açının (θ) blok diyagramı	65
Şekil 4. 16	: Referans i_{abc}^* değerini hesaplayan blok diyagramı	66
Şekil 4. 17	: Simetrik park dönüşüm matrisi (abc ekseninden $d-q$ eksenine dönüşüm) blok diyagramı	66
Şekil 4. 18	: Akım regülatörü blok diyagramı	67
Şekil 4. 19	: Üç faz köprü evirici temel devresi	67
Şekil 4. 20	: Verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	70
Şekil 4. 21	: $t=0-0.08$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	71
Şekil 4. 22	: $t=0.5-0.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	72
Şekil 4. 23	: $t=1-1.1$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	73
Şekil 4. 24	: $t=1.5-1.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	75
Şekil 4. 25	: $t=2-2.05$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	76
Şekil 4. 26	: $t=2.5-2.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	77
Şekil 4. 27	: İndüklenen moment ve yük momentinin ve zamanla değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	78
Şekil 4. 28	: DRAYHD’inde yük momentini ve i_q akımının zamanla değişimi	79
Şekil 4. 29	: DRAYHD yönteminde i_d ve i_q akımlarının zamanla değişimi	79
Şekil 4. 30	: SHD yöntemi: (a) i_{abc} faz akımlarının zamanla değişimi (b) $t=0.15-0.2$ s aralığında i_{abc} faz akımları	80
Şekil 4. 31	: DRAYHD yöntemi: (a) i_{abc} faz akımlarının zamanla değişimi (b) $t=0.15-0.2$ s aralığında i_{abc} faz akımları	81
Şekil 4. 32	: Stator fazlar arası gerilimlerin V_{ab} zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD	82

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3. 1	: SDGA yönteminde kullanılan formüller.....	43
Çizelge 4. 1	: ASM'un kaçak reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılımı.....	52
Çizelge 4. 2	: Tez projesinde kullanılan üç fazlı ASM'un parametre değerleri	53
Çizelge 4. 3	: Evirici anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklerinin V_{dc} cinsinden birim değerleri.....	68

SEMBOL LİSTESİ

B_{ag}	: Hava aralığı akı yoğunluğu [Wb/m ² ; Tesla]
B_r	: Rotor akı yoğunluğu [Tesla]
B_s	: Stator akı yoğunluğu [Tesla]
B_w	: Sürtünme katsayısı [Nm/(rad/s)]
d, q	: Döner eksen düzlem büyüklükleri
e_{ag}	: Stator sargılarında indüklenen gerilim [V]
E_{ag}	: Hava aralığı gerilimi [V]
E_r	: Rotor iletkeninde indüklenen gerilim [V]
f	: Referans sinüzoidal dalga ve statora uygulanan gerilimin frekansı [Hz]
f_c	: Üçgen dalganın frekansı [Hz]
f_s	: Motorun anma frekansı [Hz]
f_{sl}	: Kayma frekansı [Hz]
I_a	: Endüvi akımı [A]
I_{da}	: Kaynaktan çekilen doğru akım değeri [A]
I_f	: DC motorun uyarma akımı [A]
I_{kr}	: Asenkron motorun kilitli rotor akımı [A]
I_m	: Asenkron motorun mıknatıslanma akımı [A]
I_r	: Asenkron motorun rotor akımı [A]
\dot{I}_r	: Statora aktarılmış rotor akımı [A]
I_s	: Asenkron motorun stator akımı [A]
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: Asenkron motor anlık stator faz akımları [A]
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	: Asenkron motor anlık rotor faz akımları [A]
i_{ds}, i_{qs}, i_{0s}	: Anlık d-q referans düzlem stator akımları [A]
i_{dr}, i_{qr}, i_{0s}	: Anlık d-q referans düzlem rotor akımları [A]
I_0	: Asenkron motorun boş çalışma üç faz akımlarının ortalama değeri [A]
J	: Eylemsizlik momenti [kgm ²]
K_i	: İntegral Kazancı
K_p	: Oransal kazancı
K'_t	: Moment sabiti [Nm/A]
L_{as}, L_{bs}, L_{cs}	: Stator faz akı endüktansları [H]
L_{ar}, L_{br}, L_{cr}	: Rotor faz akı endüktansları [H]

L'_{lr}	: Statora aktarılmış rotor kaçak akı endüktansı [H]
L_{ls}	: Stator kaçak akı endüktansı [H]
L_m	: Mıknatıslanma akı endüktansı [H]
L_{mr}	: Rotor mıknatıslanma akı endüktansı [H]
L_{ms}	: Stator mıknatıslanma akı endüktansı [H]
L'_r	: Statora aktarılmış rotor bir faz akı endüktansı [H]
L_s	: Stator bir faz akı endüktansı [H]
m_f	: Frekans ayarı indeksi veya oranı
m_v	: Genlik indeksi veya oranı
M_L	: Yük momenti [Nm]
M_e	: İndüklenen moment [Nm]
M_{em}	: Elektromanyetik moment [Nm]
n_n	: Asenkron motorun anma devir sayısı [d/dak.]
n_s	: Senkron hız [d/dak.]
N_r	: Rotor bir faz sargısının sarım sayısı
N_s	: Stator bir faz sargısının sarım sayısı
P	: Kutup sayısı
p	: Türev operatörü [d/dt]
P_{ag}	: Hava aralığı gücü [W]
P_{cus0}	: Asenkron motorun boş çalışmadaki stator bakır kayıpları [W]
$P_{cur,kr}$: Toplam rotor bakır kayıpları [W]
$P_{cus,kr}$: Toplam stator bakır kayıpları [W]
P_{em}	: Elektromekanik güç [W]
P_{kr}	: Toplam kilitli rotor bakır kayıpları [W]
P_i	: Boş çalışmada motorun çektiği aktif gücü [W]
P_N	: Asenkron motorun anma gücü [W]
P_r	: Rotor sargıları ısı kaybı [W]
P_s	: Sabit kayıplar (mekanik ve demir kayıpları) [W]
R_{kr}	: Kilitli rotor eşdeğer direnci [Ω]
R_r	: Rotor faz sargısı etkin direnci [Ω]
R'_r	: Statora aktarılmış rotor faz direnci [Ω]
R_s	: Stator faz sargısı etkin direnci [Ω]
R_{sda}	: Statorun bir faz DA direnci [Ω]

R_T	: Stator sargıları uçlarından ölçülen DA direnci [Ω]
R_0	: Bir faz boş çalışma direnci [Ω]
s, r	: Stator ve rotora ait büyüklükler
U_N	: Asenkron motorun anma gerilimi [V]
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	: Stator anlık faz gerilimleri [V]
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	: Rotor anlık faz gerilimleri [V]
v_{ds}, v_{qs}, v_{0s}	: Anlık d-q referans düzlem stator gerilimleri [V]
v_{dr}, v_{qr}, v_{0r}	: Anlık d-q referans düzlem rotor gerilimleri [V]
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: Evirici çıkışı fazlar arası gerilimleri [V]
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Evirici faz-nötr gerilimleri [V]
V_{ao}	: a fazı kutup gerilimi [V]
$V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*$: Referans sinüzoidal gerilimler [V]
V_{ao1}	: Kutup geriliminin temel bileşeni [V]
V_{da}	: Sargılara uygulanan DA gerilimi [V]
V_{kr}	: Kilitli rotor gerilimi [V]
V_{mR}	: Referans dalgaının tepe gerilimi [V]
V_s	: Faz başına stator etkin gerilimi [V]
$V_{tü}$: Taşıyıcı üçgen dalgaının tepe gerilimi [V]
$S_{a,b,c}$: Hat ve faz gerilimlerinde, evirici anahtarlama durumları
Z_{kr}	: Faz başına kilitli rotor empedansı [Ω /faz]
Z_0	: Bir faz boş çalışma empedansı [Ω /faz]
X_{kr}	: Faz başına kilitli rotor kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
X'_{kr}	: Motorun anma frekansındaki faz başına kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
X_{ls}	: Faz başına stator kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
X'_{lr}	: Stator devresine aktarılmış rotor kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
X_0	: Bir faz boş çalışma kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
X_{slr}	: Kilitli rotor, stator kaçak akı reaktansı [Ω]
X'_{rlr}	: Kilitli rotor, rotor kaçak akı reaktansı [Ω]
ω	: Referans sinüzoidal dalgaının açısal hızı [rad/s]
ω_e	: Stator akımı açısal hızı veya frekansı [rad/s]
ω_m	: Mekaniksel açısal hızını [rad/s]
ω_r	: Kayma elektriksel açısal hızını [rad/s]
ω_s	: Döner manyetik alan açısal hızı [rad/s]

ω_{sl}	: Kayma açısal hızı [rad/s]
ω_{mref}^*	: Rotorun referans açısal dönme hızı [rad/s]
ω_o	: Rotorun gerilim ve akımının elektriksel açısal frekansı veya hızı [rad/s]
θ_e	: Anlık d-q referans düzleminde q^s - q^r eksenleri arasındaki elektriksel konum açısı [derece]
θ_r	: Rotor akımı ile hava aralığı gerilimi arasındaki elektriksel açı [derece]
θ_T	: Moment açısı [rad]
ϕ_{ag}	: Hava aralığı akısı [Wb]
ϕ_m	: Manyetik akının tepe değeri [Wb]
λ	: Toplam akı [Wb]
λ_a	: Endüvi akısı [Wb]
$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$: Stator sargıları toplam akıları [Wb]
$\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$: Rotor sargıları toplam akıları [Wb]
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$: Toplam stator d-q bileşen akısı [Wb]
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: Toplam rotor d-q bileşen akısı [Wb]
λ_f	: DA motoru toplam alan akısı [Wb]
δ	: Miknatıslanma akımı ile rotor akımı arasındaki elektriksel açı [derece]
τ_r	: Rotor elektriksel devresi zaman sabiti [s]
ε_ω	: Açısal hız hatası [rad/s]

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
AADE	: Akım Ara Devreli Evirici
ASM	: Asenkron Motor
AYHD	: Alan Yönlendirmeli Hız Denetim
DA	: Doğru Akım
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
DRAYHD	: Dolaylı Rotor Alanı Yönlendirmeli Hız Denetimi
emk	: Elektromotor kuvvet
HBDGA	: Histerezis Bant Darbe Genişlik Ayarı
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistör (Yalıtılmış Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
GADE	: Gerilim Ara Devreli Evirici
PI	: Oransal-Integral
SDGA	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı
SHD	: Skaler Hız Denetimi
UVDGA	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı

**ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER VE VEKTÖREL HIZ
DENETİMİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

Gökhan POYRAZ

**DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Ekim 2011**

ÖZ

Asenkron Motor (ASM)'ların, diğer elektrik motorlarına göre; düşük maliyet, az bakım gerektirme, uzun ömür ve yüksek verim gibi önemli üstünlükleri nedeniyle ASM sürücü sistemleri günümüz endüstrisinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Basit ve kolay uygulanabilir yapısı dolayısıyla en iyi bilinen ASM hız denetim yöntemi skaler hız denetim (SHD) yöntemidir. Bu yöntem v/f denetimi de denilmektedir. SHD yöntemi, ASM'a uygulanan gerilimin frekansa oranının dolayısıyla hava aralığındaki manyetik akının sabit tutulması esasına dayanmaktadır.

Bununla birlikte, diğer bir hız denetim yöntemi ise, kısaca vektör denetim olarak da bilinen, Alan Yönlendirmeli Hız Denetim (AYHD) yöntemidir. AYHD skaler hız denetimine göre daha karmaşık olmasına rağmen, genel olarak daha yüksek bir performansa sahiptir. Bu yüzden, konum kontrolü v.b. gibi yüksek performans gerektiren ASM sürücü uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetim (DRAYHD) ve SHD yöntemleri ile sürülen üç-fazlı bir ASM' un matematiksel modellemesi yapılmış ve benzetim tabanlı karşılaştırmalı performans analizi sonuçları sunulmuştur.

Sürücü sisteminde, ASM' u besleyen üç fazlı akımlar ve rotor hızı ölçülebilir ve geri beslenebilir kabul edilmiştir. Hız denetleyici olarak bir oransal-integral (PI) denetleyici kullanılmış ve ASM' a uygulanan gerilimler üç fazlı iki seviyeli bir gerilim ara devreli evirici aracılığı ile elde edilmiştir. Eviricinin denetimi ise motoru besleyen üç fazlı akımlara histerizis bant darbe genişlik ayarı (HBDGA) yönteminin uygulanması ile gerçekleştirilmiştir. Tüm ASM ve evirici dinamiklerinin göz önünde bulundurulması, benzetim çalışmalarının gerçek dünya ile yüksek oranda örtüşmesini sağlamış ve dolayısıyla elde edilen sonuçların geçerliliğini artırmıştır.

Zamanla değişen basamak referans hız girişi ve değişken yük momenti ile farklı çalışma noktaları elde edilmiştir. Bu çalışma noktaları için yapılan karşılaştırmalı performans analizi sonucunda, DRAYHD yönteminin değişken yük momentine karşı daha dayanıklı olduğu ve bu yöntem ile ASM' un ürettiği momentin daha düzgün olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu :
Anahtar Kelimeler : Asenkron motor, skaler hız denetimi, dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetimi,
Sayfa Adedi : 93
Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU

SCALER AND VECTOREL SPEED CONTROL OF THREE PHASE

INDUCTION MOTOR

(M.Sc. Thesis)

Gökhan POYRAZ

DUZCE UNIVERSITY

INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

October 2011

ABSTRACT

Induction motors (IM) are commonly used in current industry because of the fact that their considerable superiorities such as low-cost, need for less-maintenance, long life and high efficiency in comparison with other electricity motors. The best known speed control method of the IM is scalar control method (SCM) due to its simple and easy-to-implement structure. This method is also called as v/f control. SCM is only based on keeping the ratio between the voltage and frequency applied to IM constant and thus the magnetic field in air gap constant.

In addition to this, another speed control method, which is also briefly known as vector control, is the field oriented speed control (FOC). However FOC is more complicated than SCM, it has higher performance in general. For this reason, it is widely preferred in the IM drive applications such as position control and etc. requiring high performance.

In this study, the mathematical modeling of a three-phase induction motor driven by indirect rotor field oriented speed control (IRFOC) method and SCM is carried out and the results of comparative performance analysis on the basis of simulations is presented. In the drive system, the three-phase currents feeding IM and the rotor speed are supposed to be measurable and available for feedback. A

proportional-integral (PI) controller is used as speed controller and the voltages applied to IM have been acquired by a three phase two level voltage source inverter. The control of inverter has been performed through applying hysteresis band pulse width modulation (HBPWM) method to the three phase currents feeding IM. Taking all the dynamics of IM and inverter into consideration yields that the simulation studies are high compatible with the real world and thereby the validity of the results increases.

Time varying different operating points are obtained through step reference speed input and variable load torque. As a result of the performance analysis for these operating points, it is clearly concluded that IRFOC is more robust to the variable load torque and the torque produced by IM is smoother with this method.

Science Code :
Key Words : Induction motor, scalar speed control, indirect rotor field oriented speed control
Page Number : 93
Adviser : Assist. Prof. Dr. Bilal SARAÇOĞLU

1.GİRİŞ

Asenkron motorlar, yapılarının basit ve sağlam, moment hız karakteristiğinin düzgün, bakım ve kullanımının kolay olması ve doğrudan şebekeden çalışabilmesi gibi özellikleri ile günümüz endüstrinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Asenkron motorlar, 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 alan yönlendirmeli denetimli sürücüler ile asenkron motorların, kullanım alanları sürekli genişlemekte ve önümüzdeki yıllarda da önemli bir elektrik enerji tüketim elemanı olarak gündemde kalacağı anlaşılmaktadır.

Geçtiğimiz 50 yıllık süreçte kaydedilen teknolojik gelişmeler, değişken hızlı motor sürücü teknolojilerinin ilerlemesini sağlamıştır. 1950'lerden önce üç fazlı asenkron motorlar, yalnızca bir frekans değerinde çalışabildiklerinden, doğru akım motorları endüstride yoğun olarak kullanılmıştır (Wildi, 2002).

Tesla (1888) tarafından geliştirilen asenkron motorlar, doğru akım motorlarına göre bazı üstünlüklere sahiptir. Genel olarak yapılarının basit olması, ucuz ve sağlam olmaları, az bakım gerektirmeleri, her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri ve verimli olmaları olarak sıralanabilir (Alger, 1995).

Günümüzde asenkron motor değişken hızlı sürücü sistemleri, güç elektroniği ve mikroşlemci teknolojilerinde yaşanan gelişmeler sonucunda, doğru akım motor sürücü sistemlerinin yerini almış ve endüstride yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır (Bose, 1982 ve Van Wyk, 1994).

Asenkron motorların, denetiminde genel olarak iki yöntem kullanılmaktadır. Bunlar; sürekli durum modelinden çıkarılan skaler hız denetim (SHD) yöntemi (v/f) ve motorun dinamik modelinden elde edilen alan yönlendirmeli hız denetim (AYHD) yöntemleridir.

SHD yönteminin temeli statora uygulanan gerilim/ frekans (v/f) oranının, bir başka ifadeyle, hava aralığındaki manyetik akının sabit tutulması esasına dayanır. Böylece motorun değişik hızlarda sabit moment üretmesi sağlanmaya çalışılır. Bu denetim yöntemi çok basit ve uygulanabilir. Düşük hızlarda asenkron motorun, moment üretiminin iç gerilim düşümü nedeniyle azalması ve bozucu etkilere karşı dinamik performansının düşük olması, araştırmacıların bu denetim yönteminin geliştirilmesi üzerine odaklanmasını sağlamıştır (Bose, 1982 ve Sen, 1990). Fakat bu gelişmelerin hiçbiri, Hasse (1969) ve Blaschke (1972) tarafından önerilen AYHD, diğer bir deyişle vektör hız denetim ile elde edilen performansı sağlayamamıştır.

AYHD’inde motor tarafından çekilen üç fazlı akımlar elektromanyetik alanı ve momenti oluşturan iki ayrı bileşene ayrılır. Bu bileşenler, aynı doğru akım motorlarında olduğu gibi; birbirinden bağımsız olarak denetlenir. Bu denetim yöntemi, doğru akım motorunun doğrudan moment denetimi temel alınarak geliştirilmiş olup, doğrudan alan yönlendirmeli ve dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimleri olmak üzere ikiye ayrılır (Hasse, 1969 ve Blaschke, 1972).

Doğrudan alan yönlendirmeli (vektörel) hız denetim yönteminde, motorun hava aralığı bölgesine genellikle hall etkili alan algılayıcıları yerleştirilir. Bu algılayıcıların çıkışından motorun hava aralığı akısının konumu ve hızı doğrudan ölçülür ve akı denetimi doğrudan gerçekleştirilmiş olur. Bu yüzden bu yöntemde doğrudan alan yönlendirmeli (vektörel) hız denetimi denir (Blaschke, 1972). Bu yöntemin en büyük üstünlüğü, denetimde kullanılan endüktans parametre değerlerinin sıcaklık ve doyum etkileri ile çok fazla değişmemesidir. Bununla birlikte, en büyük sakıncası ise; akı algılayıcılarının pahalı olması, özel bakım ve kurulum gerektirmesidir.

Dolaylı alan yönlendirmeli (vektörel) hız denetim yönteminde, hava aralığı aksının hızını ve konumunu belirlemek için akı algılayıcılarına gerek yoktur. Akı algılayıcılarının yerine rotor miline yerleştirilen konum veya hız algılayıcısı kullanılır. Motorun elektriksel büyüklüğü de ölçülerek kayma hesaplanır ve hava aralığı akısının hızı ile konumu dolaylı olarak elde edilmiş olur. Doğrudan alan yönlendirmeli (vektörel) hız denetiminde, akı algılayıcılarını yerleştirmek için ihtiyaç duyulan özel tasarımı motor gereksinimi, bu yöntemin geliştirilmesi ile ortadan kalkmıştır. Böylece,

herhangi bir asenkron motor ile sorunsuz çalışabilecek türden sürücüler geliştirilmiş, asenkron motorların endüstrideki kullanımı daha da artmıştır (Hasse, 1969). Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yöntemi üç alt sınıfa ayrılır. Bunlar: Hava aralığı akısı yönlendirmeli hız denetim, stator akısı yönlendirmeli hız denetim ve rotor akısı yönlendirmeli hız denetimdir.

Hava aralığı akısı yönlendirmeli hız denetim sistemlerinde, kayma ve akı büyüklükleri arasında çapraz bağlantı vardır. Bu durum, akının d eksenine akımı tarafından bağımsız bir şekilde kontrol edilmesini önler. Stator akısı yönlendirmeli hız denetim sistemlerinde ise, geçici reaktans bir çapraz bağlantı olarak ortaya çıkar. Bu reaktansın değeri, motorun kapalı rotor yapısından dolayı çalışma koşullarına bağlı olarak değişir (Irisa ve diğ., 1985). Bu yüzden, dolaylı rotor akısı yönlendirmeli hız denetimi (DRAYHD) en çok tercih edilen alan yönlendirmeli hız denetim yöntemi haline gelmiştir.

DRAYHD yöntemi, kayma frekansının ileri beslendiği açık çevrim ileri beslemeli bir denetim yöntemidir. Bu denetim yöntemi, AYHD'in gerçekleştirilmesine olanak sağlar. İleri beslemeli denetim yöntemi, rotorun açık çevrim elektriksel zaman sabitine çok duyarlıdır. Elektromanyetik alanı ve momenti oluşturan akım bileşenlerini birbirinden bağımsız bir şekilde denetleyebilmek için, bu zaman sabitinin tam değerinin bilinmesi gereklidir. Rotor elektriksel zaman sabiti değerinin hatalı bilinmesi, moment ve akı bileşenlerinin tam olarak ayrıştırılamamasına ve bunun sonucu olarak da denetim performansının azalmasına yol açar. Ayrıca bu durum, asenkron motorun, sabit güç çalışma bölgesinde denetim performansının daha fazla düşmesine neden olmaktadır.

Günümüzde, tüketilen toplam elektrik enerjisinin yaklaşık %56'sını elektrik motorları, bunun da %96'sını asenkron motorlar oluşturmaktadır. Buradan, tüm elektrik enerjisinin yaklaşık %53'nün asenkron motorlar tarafından tüketildiği anlaşılmaktadır. Bu durumda asenkron motorun denetiminde gerçekleştirilen bir gelişimin büyük bir endüstriyel gelişime yol açacağı açıktır (Saraçoğlu, 2004).

Yukarıda verilen bilgilerden, asenkron motorların denetiminde yapılan gelişmelerin endüstriye katkısının büyük olacağı anlaşılmaktadır. Bu bağlamda, bu alanda yapılacak olan çalışmalara kaynak teşkil etmesi amacı ile bu çalışmada; üç fazlı asenkron motorun

SHD ve DRAYHD yöntemlerinin bilgisayar ortamında hız denetim performansları karşılaştırılmıştır.

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde, asenkron motorların hız denetimi hakkında genel bilgi, tezin amaç ve kapsamı ve yöntemi verilmektedir. İkinci bölümde, literatürde konuyla ilgili yapılan çalışmaların kısa özeti, AYHD modelinin çıkartılması için asenkron motorun matematiksel dinamik modeli, dinamik modelinde kullanılan referans düzlemleri ve bu referans düzlemlerinin dönüşümleri açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, asenkron motorun skaler ve alan yönlendirmeli hız denetim yöntemlerine ait bağıntılara değinilmiştir. Tez çalışmasında kullanılan SHD yöntemi ve DRAYHD yöntemlerini, ikinci bölümde anlatılan asenkron motorun matematiksel dinamik modelinden yararlanılarak denetim için gerekli parametre hesaplamaları, asenkron motorun anma hız altı ve anma hız üst değerlerinde sabit moment, sabit güç ve sabit kayma bölgelerindeki karakteristiği ve DA/AA anahtarlamalı evirici yöntemleri anlatılmıştır. Dördüncü bölümde, asenkron motorun benzetim modellerinin MATLAB/SIMULINK yazılım paketinde oluşturulması ve benzetim sonuç grafikleri verilmiştir. Beşinci bölümde, tez çalışmasındaki sonuçlar değerlendirilmiş olup gelecekte yapılabilecek çalışmalara değinilmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

Günümüz endüstrisinde asenkron motorun kullanımı ve hız denetim yöntemleri gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermektedir. Günümüzde daha iyi hız denetim performansı elde edebilmek için bilimsel çalışmalar sürdürülmektedir. Bu çalışmaların başında, doğru akım motorlarında olduğu gibi, motorun hız ve momentinin ayrık denetlenebilmesine imkân sağlayan alan yönlendirmeli hız denetim (AYHD) yöntemleri gelmektedir. Bu yöntemlerden biri, asenkron motorun daha kararlı ve yüksek performans ile çalışabilmesini sağlayan, dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetim (DRAYHD) yöntemidir. DRAYHD yöntemi; kayma frekansının doğrudan denetim altında tutularak momentin kontrol edilmesine imkân tanınması, sabit akı koşulu altında devrilme momentinin oluşmaması, ani yük momenti değişikliklerine karşı en iyi dinamik davranışı göstermesi ve güvenilirlik gibi üstünlüklere sahip olması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu tez çalışmasında, skaler hız denetim (SHD) ve DRAYHD yöntemleri kullanılarak, asenkron motorun anma yükünde değişik hızlarda performans etkileri açısından karşılaştırmalı olarak analiz edilmektedir.

2.1. LİTERATÜR ÖZETİ

Ogasawaro ve diğ. (1988), genelleştirilmiş AYHD'ini çıkık kutuplu senkron makinede alan momentini, stator ve rotor momentini olarak üç kısımda incelemişlerdir. AYHD'inde anlık moment değişimini, sadece senkron ve asenkron çalışma olarak değil aynı zamanda bu iki çalışma arasındaki geçici durum analizini, aynı devre üzerinde ayrı ayrı uygulayarak deneysel olarak doğrulamışlardır.

Liu ve diğ. (1989), asenkron motor sürücünün akım ara devreli bir eviriciden beslendiği yeni bir yaklaşım önermişlerdir. Sürücü denetiminde dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetimini (DRAYHD) kullanarak, düşük hızlarda asenkron motorun denetimini mikroişlemci tabanlı sürücü ile benzetim ortamında gerçekleştirmişlerdir.

Krishnan ve Bharadwaj (1989), tek bir mikroişlemci kullanarak DRAYH'ini deneysel olarak gerçekleştirmişlerdir. DRAYHD'inin uygulamasında kullanılan mikroişlemcinin,

alt sistem algoritmasının basitleştirilmesi ve hatasız yüksek performanslı denetim üzerine katkılar sağlamışlardır.

Hun ve Lorenz (1990), DRAYHD’inde sıcaklık ve doyum seviyesinin rotor zaman sabiti üzerindeki etkisini araştırmışlardır. Sonuç olarak, rotor zaman sabitinde meydana gelen değişimlerin asenkron motorun moment kapasitesini azalttığı sonucuna ulaşmışlardır.

Garcia ve diğ. (1991), asenkron motorun hız denetimini, dinamik davranışı ve donanımsal kurulumu açısından DRAYHD ve SHD yöntemiyle karşılaştırmışlardır. Sonuç olarak, her iki hız denetim yönteminin de aynı donanımla gerçekleştirilebileceği saptanmıştır. Ayrıca DRAYHD’inin SHD yöntemine göre daha üstün performans sağladığı, benzetim ve deneysel çalışmalar aracılığıyla ortaya koymuşlardır.

Kerkman ve diğ. (1992), DRAYHD’inde asenkron motorun alan zayıflatma bölgesini incelemişlerdir. DRAYHD’de, alan zayıflatma bölgesinde, kayma kazancı ve alan akımı yaklaşık olarak sabit kaldığını görmüşlerdir. DRAYHD’inin, karmaşık bir denetim olmadan geniş bir frekans aralığında mümkün olduğunu deneysel olarak göstermişlerdir.

Lin ve Liaw (1992), DRAYHD’inde ölü zaman ve parametre değişimlerini dikkate alarak benzetim ve deneysel çalışma gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışma sonucunda; komut izleme ve yük değiştirme özelliklerinin, iyi bir denetim performansı ile mümkün olduğunu göstermişlerdir.

Loron (1993), DRAYHD’inde stator parametrelerinin etkisini incelemiştir. Stator parametrelerinin etkisini (rotor parametrelerinin hesaplanması esnasında) kararlı ve geçici çalışma koşullarında incelemiştir. Parametre tahmininde Kalman filtresi kullanmışlardır. Sonuç olarak, stator parametrelerindeki kararsızlığın, rotor parametrelerinde hatalı tahmine sebep olduğu açıklanmıştır. Stator direnç bilgisi doğruluğunun özellikle düşük hızlarda önemli olduğu, ayrıca uygun bir kayma frekansı seçilerek kaçak endüktans etkisinin azaltılabileceğini belirtilmiştir.

Fodor ve diğ. (1994), DRAYHD’inde, parametre değişimlerinin ve hız hatasının etkilerini araştırmışlardır. Bu etkileri; rotor direnç bozucu, rotor hız hatası, rotor ve mıknatıslanma bozucu etkisi olarak üç kısımda incelemişlerdir. Her bir durum için başlıca sistem değişkenleri benzetim ortamında örneklendirilip, bu bozucu etkileri moment üretimi üzerinde incelemişlerdir. Sonuç olarak, parametre değişimlerinin DRAYHD’inin performansını düşürdüğü ortaya konulmuştur. Çalışmanın sonucunda maddeler halinde bir sonuç incelemesi mevcuttur.

Levi ve diğ. (1995), DRAYHD tasarımında ihmal edilen demir kayıplarının sebep olduğu bozucu etkileri, dört farklı asenkron motor güçlerinde (0.75 kW, 1.1 kW, 4 kW, 7.5 kW) karşılaştırılmalı olarak analiz etmişlerdir. Sonuç olarak, DRAYHD’in performansındaki azalma miktarının, toplam demir kaybının motorun anma gücüne oranına güçlü bir şekilde bağlı olduğu ortaya koyulmuştur.

Hren ve Jenerzik (1997), DRAYHD’inde yeni bir rotor zaman sabiti hesaplama yöntemi önermişlerdir. Bu yöntemin en büyük avantajları; basit, ucuz uygulama ve sıcaklıkla değişen motor parametrelerinden bağımsız olmasıdır. Bu yöntemle, statora test sinyali vermeye ya da ek dönüştürücüye ihtiyaç olmadığını ve DRAYHD’inde neredeyse tüm işletim durumlarında iyi sonuçlar elde edildiğini belirtmişlerdir.

Peresade ve diğ. (1998), dolaylı alan yönlendirmeli doğrusal olmayan geri beslemeli hız denetiminde, bilinmeyen yük momentinde hız-akı referans yörüngelerinin asimtotik izlenmesini sağlamışlardır. Sonuç olarak, hız-akı alt sistemlerinin asimtotik ayrıştırılması, rotor direncinin değişimine bağlı olarak dayanıklılığı arttırmıştır.

Marwali ve diğ. (1999), asenkron motorlarda dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimini, ekstra bir yan donanım ile sayısal işaret işlemci (TMS320C31) birleştirerek deneysel bir çalışma yapmışlardır. Maksimum olabilirlik hesaplama yöntemini kullanarak asenkron motorun parametre değerlerini tahmin etmişlerdir. Sonuç olarak, bu çevrim dışı parametre tahmin yönteminin alan yönlendirmeli hız denetimli sürücülerde güvenli bir çalışma sağladığı ortaya koyulmuştur.

Robyns ve diğ. (1999), DRAYHD’inde, elektriksel parametre belirsizlikleri akı denetim hassasiyetini etkilediğini belirtmişlerdir. Bu etkiyi, doyma etkisini hesaba katarak ve farklı akım denetim yöntemlerini dikkate alarak, teorik duyarlık analizi yardımıyla incelemişlerdir. Klasik bir oransal-integral (PI) akım denetleyicisi ile elde edilen performansı, ileri beslemeli ve oransal geri beslemeyi ilişkilendirerek yeni bir akım denetleyicisi ile elde edilen performansla karşılaştırmışlardır. Bu yeni tasarımın akı denetim hassasiyeti, PI denetimden daha küçük bir zamanda olduğunu ve rotor zaman sabiti üzerindeki belirsizliklere karşı dayanıklı olduğunu göstermişlerdir.

Derdiyok ve diğ. (2000), dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimde hız denetim performansını arttırmak için çalışmışlardır. Denetim yöntemi olarak sürekli kayan kipli denetleyici seçmişlerdir. Bu denetleyicinin yük değişimlerine ve sistem bozuculara karşı dayanıklı olduğu ortaya konulmuştur. Ayrıca, süresiz kayan kipli denetleyicinin sahip olduğu en kötü sakınca olan çatırdama, önerilen denetleyici ile yok edilmiştir. PI denetim ile karşılaştırmak için, denetleyicinin performans parametreleri sunulmuş, elde edilen performans gelişimi deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.

Moallem ve diğ. (2001), çok amaçlı optimizasyon işlemi için genetik bulanık algoritmalara dayalı yeni bir yöntem önermişlerdir. Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetiminde PI denetleyici kazançlarını iyileştirmek için genetik bulanık algoritma yöntemini kullanmışlardır. Rotor hızı ve zaman sabitini, model referans uyarmalı şema kullanılarak tahmin etmişlerdir. Sonuç olarak, asenkron motorun sensörsüz alan yönlendirmeli hız denetimini uyarlamalı bir şekilde benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir.

Miloudi ve Draou (2001), dolaylı alan yönlendirmeli hız denetiminde, yapay sinir ağ denetleyicisi tasarlamışlardır. Sonuç olarak, yük bozukluklarında neredeyse sıfır kararlı durum hatasıyla, aşma olmadan referans hız değerine hızlı bir şekilde ulaşılmıştır. Önerilen denetim sistemin, motor parametre değişikliklerine karşı dayanıklı olduğu belirtilmiştir.

Huang ve diğ. (2002), asenkron motorun alan zayıflama bölgesini de içeren, alan yönlendirmeli hız denetiminde geçici durum performansının iyileştirilmesi üzerine bir

çalışma yapmışlardır. Bu performans iyileşmesinin mıknatıslanma endüktansını, alan akımın bir polinomu olarak modelleyerek elde etmişlerdir. Benzetim ve deneysel çalışma sonucunda iyi bir hız izleme performansı elde etmişlerdir.

Peresada ve diğ. (2003), asenkron motorların, standart ve son yıllarda geliştirilmiş dolaylı alan yönlendirmeli hız denetleyicileri arasında teorik ve deneysel karşılaştırma yapmışlardır. Sabit yük momenti altında, geleneksel dolaylı alan yönlendirmeli hız denetleyicisinin asimptotik hız ve akı regülasyonu sağladığı gösterilmiştir. Aynı koşullar altında geliştirilmiş yöntem üstel hız ve akı regülasyonu sağlamıştır. Sonuç olarak, geliştirilmiş yöntemin daha yüksek hız izleme performans sağladığı ve rotor parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğu, benzetim ve deneysel çalışmalar aracılığıyla gösterilmiştir.

Mouna ve Lassaâd (2006), asenkron motorun geçici ve düşük hızlarda alan zayıflatma bölgesindeki sorunu, stator alan yönlendirmeli hız denetleyicisi kullanarak incelemişlerdir. Denetleyicide, Luenberger gözlemcisi kullanarak tam bir rotor hız tahmini için yeni bir yöntem önermişlerdir. Önerilen yöntemle, rotor hız tahmininin doğruluğunu gerçek stator akım bileşenlerine yakınsamasıyla elde etmişlerdir. Önerilen bu yöntemin geçerliliğini benzetim sonuçlarıyla doğrulamışlardır.

Dehkordi ve Parastegari (2007), DRAYHD'inde, rotor akı dinamik performansı üzerinde rotor zaman sabiti değişim etkilerini incelemişlerdir. Rotor zaman sabiti tahminlerinde model referans uyarmalı sistem yöntemini kullanmışlardır. Bu yöntemin, rotor zaman sabiti ve hız tahmininde stator gerilim ve akımları kullanması diğer yöntemlere göre önemli bir avantajdır. Bu yöntem sayesinde kısa sürede motorun dinamik performansını arttırmışlardır.

Masiala ve diğ. (2008), dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimi altında, geleneksel PID denetimin yanı sıra alternatif olarak kendini ayarlamalı bulanık denetimini, benzetim ve deneysel olarak gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntemle gerçek motor hızı ve model referans arasındaki hataya göre parametreleri çevrimiçi olarak ayarlamışlardır. Bu yöntem sayesinde yazılı motor parametrelerinin başlangıçta kesinlikle bilinmesine ihtiyaç olmadığını göstermişlerdir. Geçici hâl davranışını küçültmek için denetim kazancının

ayarlamasında kullanılabileceğini önermişlerdir. Sonuç olarak, geleneksel PI denetimde akım ve hız denetim girişleri için örneklendirme zaman büyüklükleri uzun sürede olmasına rağmen, bu yöntemle daha kısa sürede ve küçük dalgalanmalarla elde etmişlerdir.

Ajangnay (2010), asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimi için, oransal, integral ve türev (PID) parametre kazançlarını hesaplayıcı yöntemler önermiştir. Önerilen yöntemlerle, gerekli yerleşme zamanı ve motor parametrelerinin fonksiyonları olarak akım döngüsü, akı döngüsü ve hız döngüsü için en uygun PID parametre kazançlarını hesaplamıştır.

Bu tez çalışmasında, ilk olarak asenkron motorun alan yönlendirmeli hız denetim yöntemleri üzerine yoğun bir literatür taraması yapılarak konu ile ilgili anahtar çalışma noktaları belirlenmiştir. Bu araştırmanın sonunda; literatürde yapılan çalışmalardan farklı olarak; SHD yöntemi ve DRAYHD yöntemi ile sürülen bir asenkron motorun hız denetim sisteminin matematiksel modellenmesi ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bunlara ilaveten, SHD ve DRAYHD yöntemlerinin değişken hız ve yük momenti altında, asenkron motorun sürekli ve geçici durum performansları için, karşılaştırmalı olarak performans analizi yapılmaktadır.

2.2. ÜÇ FAZLI ASM'UN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

Günümüz endüstrisinde, güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerinde yaşanan gelişmeler sonucunda, asenkron motorun değişken hızlı sürücü sistemlerinde verimlilikleri artırılmıştır. Sürücü sistemlerinin verimliliği, motor parametrelerinin doğru tespit edilmesi ve kullanılan denetim yöntemine göre önem kazanmaktadır.

SHD ve DRAYHD yöntemlerinin anlaşılabilmesi için, denetim yapılan asenkron motorun matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde ifade etmelidir. Model basit olmalı ve en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır. Modelin karmaşıklığı, denetim işlemlerinin süresini uzatacak ve böylece sistem performansını düşürecektir. Modellerde kullanılan motorun fiziksel büyüklüklerinin, skaler değil de vektörel olarak göz önüne alınabilmesi sistem modelinin doğruluğunu arttırmaktadır.

Özellikle, asenkron motorların geçici durum davranışından oluşacak hata önemli derecede azalmaktadır (Öztürk, 2006).

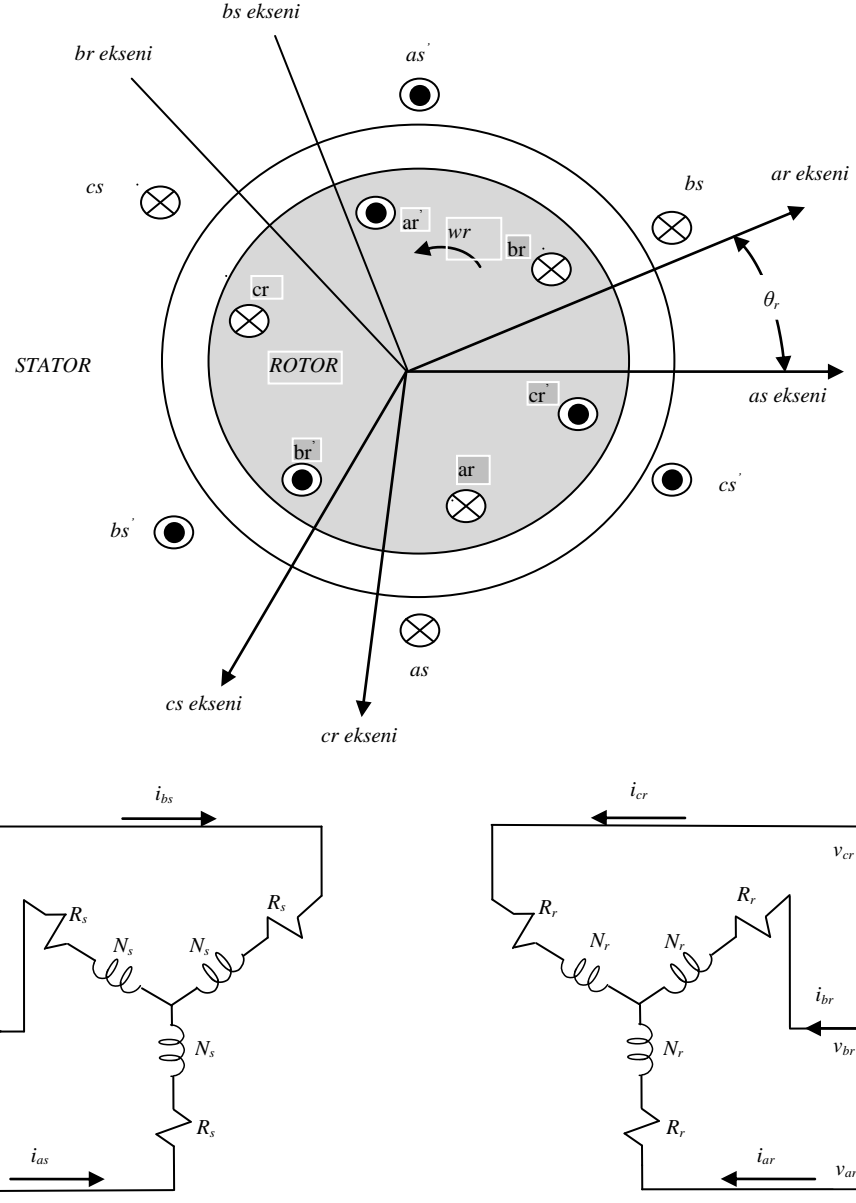
Bu bölümde simetrik asenkron motorun matematiksel modelinin çıkartılması ve matematiksel modelinde kullanılan referans düzlemler hakkında genel bilgiler verilmiştir.

2.2.1. Simetrik ASM'un Matematiksel Modelinin Çıkartılması

Simetrik modelinde, makine çok girişli, tek çıkışlı elektromekanik enerji dönüşümü yapan bir sistem olarak düşünülür. Simetrik asenkron motor modeli bazı kabuller üzerine kurulmuştur. Bunlar;

- İdeal üç fazlı asenkron motorlarda simetrik hava boşluğunun olduğu,
- Stator ve rotor sargılarının hava aralığı boyunca harmoniksiz, düzgün bir manyeto motor kuvvet oluşturacak şekilde yerleştirildiği,
- Manyetik devrenin ideal kabulü, kayıpların ve doymanın ihmal edildiği,
- Dirençler ve akı endüktanslarının sıcaklıktan bağımsız oldukları varsayıldığı,
- Akım yığılması (deri olayı) ihmal edildiği,
- Histerisiz ve fuko kayıplarının ihmal edildiği,
- Rotor çubuklarının, rotor eksenine göre simetrik yayıldığı,
- Doyma, diş ve oluk etkilerinin ihmal edildiği şeklinde sıralanabilir (Novotny ve diğ., 1996).

Bu kabulleri incelediğimizde kullanılan modelin uygulamada oldukça asenkron motorlardan farklı olduğunu görülmektedir. Uygulamadaki asenkron motorlarda stator ve rotor manyetomotor kuvvetleri düzgün sinüzoidal olmayıp harmonik bileşenler içerdiği gibi aynı zamanda manyetik devrede doyma da söz konusudur. Bu farklılıklara rağmen simetrik asenkron motor modelinin literatürde çok uzun süredir yaygın olarak kullanılması, varsayımların sonuçlarda büyük hatalar yaratmadığı ve modelin yeterince gerçekçi olduğunu göstermektedir.



Şekil 2. 1: Simetrik ASM'un modeli ve elektriksel eşdeğer devresi (Krause ve diğ., 2002)

Şekil 2.1'de verilen devrede, sargılar arasında elektriksel 120° faz farkı olup stator sargıları as , rotor sargıları ise ar sargısına simetrik olarak, stator ve rotor oyuklarına yerleştirilmiştir. İndis olarak 's' kullanılması 'stator' sargılarını ifade etmektedir. Rotor sargılarında 'r' indisi 'rotor' sargılarını, ' N_s ' stator bir faz sargısının sarım sayısını, ' N_r ' rotor bir faz sargısının sarım sayısını ' R_s ' stator faz sargısı etkin direncini ve ' R_r ' rotor faz sargısı etkin direncini ifade etmektedir. İki kutuplu üç fazlı yıldız bağlı simetrik asenkron motorun sargı düzeni Şekil 2.1'de gösterilmiştir (Krause ve diğ., 2002).

Şekil 2.1'deki stator ve rotor devrelerinin gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir (Krause ve diğ., 2002).

$$\mathbf{v}_{abcS} = \mathbf{r}_S \mathbf{i}_{abcS} + p \boldsymbol{\lambda}_{abcS} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + p \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \quad (2.2)$$

Denklem 2.1 ve 2.2'deki 'p' ifadesi (d/dt) türev operatörüdür. Burada; $\mathbf{v}_{a,b,c,s}$ stator anlık faz gerilimlerini, $\mathbf{v}_{a,b,c,r}$ rotor anlık faz gerilimlerini, $\mathbf{i}_{a,b,c,s}$ stator anlık faz akımlarını, $\mathbf{i}_{a,b,c,r}$ rotor anlık faz akımlarını, $\boldsymbol{\lambda}_{a,b,c,s}$ stator sargı toplam akılarını, $\boldsymbol{\lambda}_{a,b,c,r}$ rotor sargı toplam akılarını, \mathbf{r}_s ve \mathbf{r}_r köşegen matrislerini ifade etmektedir. Köşegen matris ifadeleri ($\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_s$) denklem 2.3'de verilmektedir.

$$\mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{r}_r \end{bmatrix} \text{ ve } \mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{r}_s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Stator gerilim denklemleri (Ong, 1998):

$$\begin{aligned} v_{aS} &= r_S i_{aS} + p \lambda_{aS} \\ v_{bS} &= r_S i_{bS} + p \lambda_{bS} \\ v_{cS} &= r_S i_{cS} + p \lambda_{cS} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Rotor gerilim denklemleri (Ong, 1998):

$$\begin{aligned} v_{ar} &= r_r i_{ar} + p \lambda_{ar} \\ v_{br} &= r_r i_{br} + p \lambda_{br} \\ v_{cr} &= r_r i_{cr} + p \lambda_{cr} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Bir elektromanyetik sistemde akılar ve akımlar arasında denklem 2.6'daki gibi bir bağıntı vardır.

$$[\boldsymbol{\lambda}] = [\mathbf{L}][\mathbf{i}] \quad (2.6)$$

Stator ve rotor manyetik eksenlerine ait toplam akılar denklemi (Krause ve diğ., 2002):

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{abcS} \\ \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcS} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Stator – rotor ortak endüktansının (L_{sr}) en üst değeridir. Stator faz akı endüktansları (L_{as} , L_{bs} , L_{cs}), stator mıknatıslanma akı endüktansı (L_{ms}) ile stator kaçak akı endüktansı (L_{ls}) toplamına eşittir. Bu durum denklem 2.8’de verilmektedir.

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_{ls} + L_{ms} \quad (2.8)$$

Stator faz sargıları as ve bs , bs ve cs , cs ve as arasındaki ortak akı endüktans bağıntıları denklem 2.9’deki gibi ifade edilir.

$$L_{asbs} = L_{bscs} = L_{csas} = -\frac{L_{ms}}{2} \quad (2.9)$$

Rotor faz akı endüktansları (L_{ar} , L_{br} , L_{cr}) rotor mıknatıslanma akı endüktansı (L_{mr}) ile rotor kaçak akı endüktansları (L_{lr}) toplamına eşittir. Bu durum denklem 2.10’da verilmektedir.

$$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_{lr} + L_{mr} \quad (2.10)$$

Rotor faz sargıları (ar) ve (br), (br) ve (cr), (cr) ve (ar) arasındaki ortak akı endüktans bağıntıları denklem 2.11’deki gibi ifade edilir.

$$L_{abr} = L_{bcr} = L_{car} = -\frac{L_{mr}}{2} \quad (2.11)$$

Alt matris olarak bulunan stator ve rotor sargı endüktansları matris ifadeleri denklem 2.12 ve 2.13’deki gibi ifade edilir.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Burada stator mıknatıslanma akı endüktansı (L_{ms}), stator kaçak akı endüktansı (L_{ls}), rotor mıknatıslanma akı endüktansı (L_{mr}) ve rotor kaçak akı endüktansı (L_{lr}) ifade etmektedir. Stator - rotor ortak endüktansları rotor açısına bağlıdır ve

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

şeklinde ifade edilir (Krause ve diğ., 2002).

Şekil 2.1’de, stator (as) ile rotor (ar) fazı arasında (θ_r) elektriksel açısı vardır ve bu açı değişkendir. Aynı şekilde, sırasıyla diğer rotor ve stator sargı eksenleri (br) ve (bs), (cr) ve (cs) arasında da (θ_r) elektriksel açısı, ($as-br$), ($bs-cr$) ve ($cs-ar$) sargıları arasında $\theta_r + 2\pi/3$ açısı ve ($as-cr$), ($bs-ar$) ve ($cs-br$) sargıları arasında $\theta_r - 2\pi/3$ açısı mevcuttur. Rotor ve stator arasındaki ortak akı endüktanslar, sargı eksenindeki açının kosinüsü ile orantılıdır. Stator ve rotor fazları arasındaki bu durumlar denklem 2.15, 2.16 ve 2.17 verilmektedir.

$$L_{as,ar} = L_{bs,br} = L_{cs,cr} = L_{sr} \cos \theta_r = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos \theta_r \quad (2.15)$$

$$L_{as,br} = L_{bs,cr} = L_{cs,ar} = L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.16)$$

$$L_{as,cr} = L_{bs,ar} = L_{cs,br} = L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.17)$$

Denklem 2.15, 2.16 ve 2.17'deki stator ve rotor arasındaki ilişkiler kullanılarak stator devresine ait rotor akı ifadesi denklem 2.18'deki gibi yazılabilir.

$$\lambda_{abc(s(r))} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Rotor ve stator mıknatıslanma endüktansları arasındaki bağıntı denklem 2.19'da verilmektedir.

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \quad (2.19)$$

Statora aktarılmış rotor akı endüktansı (L'_r) ifadesi denklem 2.20 ve 2.21'deki gibi yazılabilir.

$$L'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_r \quad (2.20)$$

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Denklem 2.21'deki statora aktarılmış rotor kaçak akı endüktansı (L'_{lr}) ifadesi denklem 2.22'de gibi yazılabilir.

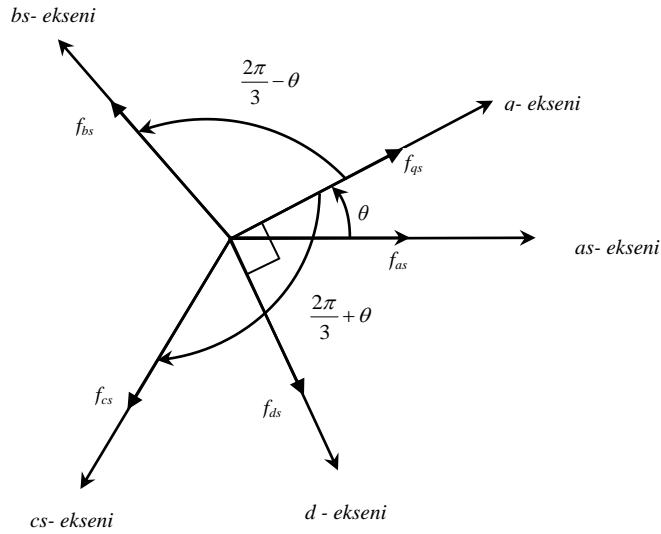
$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (2.22)$$

Stator ve statora aktarılmış rotor akı denklemlerinin matris formu ifadesi denklem 2.23'de verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

2.2.2. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm

Stator ve rotor için kabul edilen ortak referans düzlemi rotor dönüş açısına bağlı değildir. Keyfi olarak seçilen bu düzleme keyfi referans düzlemi denir. Keyfi referans düzlemi stator fazlarından herhangi birine göre rastgele seçilmiş bir açıda (θ) konumlandırılır. Stator ve rotor değişkenleri bu iki düzleme aktarılır. Şekil 2.2'de, üç fazlı abc eksenleri ile iki fazlı $d-q$ eksenleri arasındaki geometrik ilişki görülmektedir. Şekil 2.2'de, as eksenini ile q eksenini arasında θ açısı olup d eksenini q eksenininin 90° gerisindedir. Şekil 2.2'deki stator referans düzlemine ait dönüşümler matrisel olarak denklem 2.24 ve 2.25'de verilmektedir. Üç fazlı sistemdeki her bir sargının sarım sayısı N olup iki fazlı sistemde ise her bir sargının sarım sayısı $3N/2$ ' dir. Böylece her iki sistemde aynı elektromanyetik kuvvet üretilmiş olur.



Şekil 2. 2: Üç fazdan iki faza dönüşüm vektör diyagramı

Simetrik park dönüşüm matrisi (abc ekseninden $d-q$ eksenine dönüşüm) ifadesi denklem 2.24’de verilmektedir.

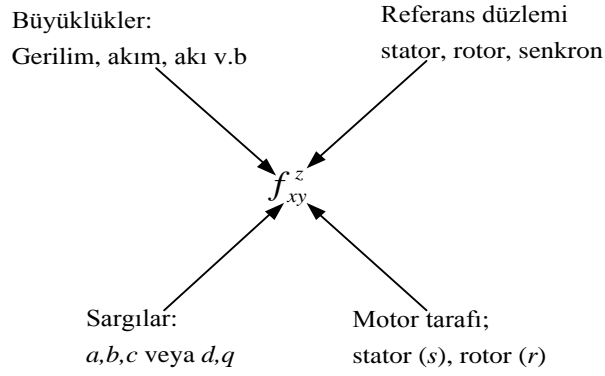
$$\begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Ters park dönüşüm matrisi ($d-q$ ekseninden abc eksenine dönüşüm) ifadesi denklem 2.25’de verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Denklem 2.24 ve 2.25’deki bu dönüşümler senkron referans düzlemi için de yapılır. Yeni seçilen referans düzlemin statorun bir fazına göre yaptığı açı ile rotor dönüş açısı kullanılarak bu dönüşüm gerçekleştirilir. $d-q$ düzlemine stator ve rotor değişkenlerinin aktarılmasıyla rotor açısına göre değişmeyen sabit değerler elde edilebilir. Bu sayede birbirinden 90° faz farklı, iki ekseninde elde edilen büyüklükler asenkron motorun matematiksel modelinde ve sistemin dinamik tepkilerinin ölçülmesinde kullanılır. Ters dönüşüm matrisi kullanılarak $d-q$ ekseninde elde edilen değerler tekrar üç faz düzlemine aktarılabilir. Bu sayede asenkron motorun herhangi bir t anındaki değişkenlerinin sahip olduğu değerler bilinebilir (Öztürk, 2006).

Şekil 2.3’de verilen dönüşüm büyüklüklerinin sembollerinde kullanılan ‘ f ’ sembolü akım (i), gerilim (v) ve akı (λ) büyüklüklerini, ‘ z ’ sembolü durağan (s), rotor (r) ve senkron (e) referans düzlemlerini; ‘ x ’ sembolü a,b,c veya d,q sargılarını, ‘ y ’ sembolü motorun stator (s) veya rotor (r) kısmı olduğu göstermektedir (Bal, 1993).



Şekil 2. 3: Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri (Bal, 1993)

2.2.3. Asenkron Motorun Senkron Referans Düzlemi Dinamik Modeli

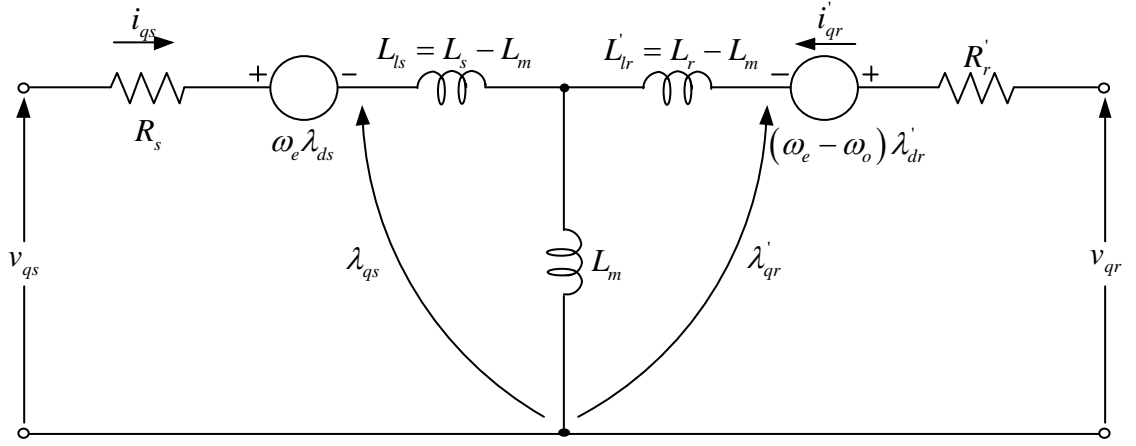
Asenkron motorun stator ve rotor değişkenleri senkron hızda dönen düzleme aktarılır. Senkron referans düzleminde dönüşümler için motorun elektriksel hız ve pozisyon değeri kullanılır. Değişkenler senkron referans düzleminde ifade edilirken $d^e - q^e$ ile tanımlanır. Stator ve rotor; sargı akı denklemleri denklem 2.26'da, gerilim denklemleri denklem 2.27'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs}^e &= L_{ls} i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \\
 \lambda_{ds}^e &= L_{ls} i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \\
 \lambda_{qr}^e &= L_{lr} i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \\
 \lambda_{dr}^e &= L_{lr} i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

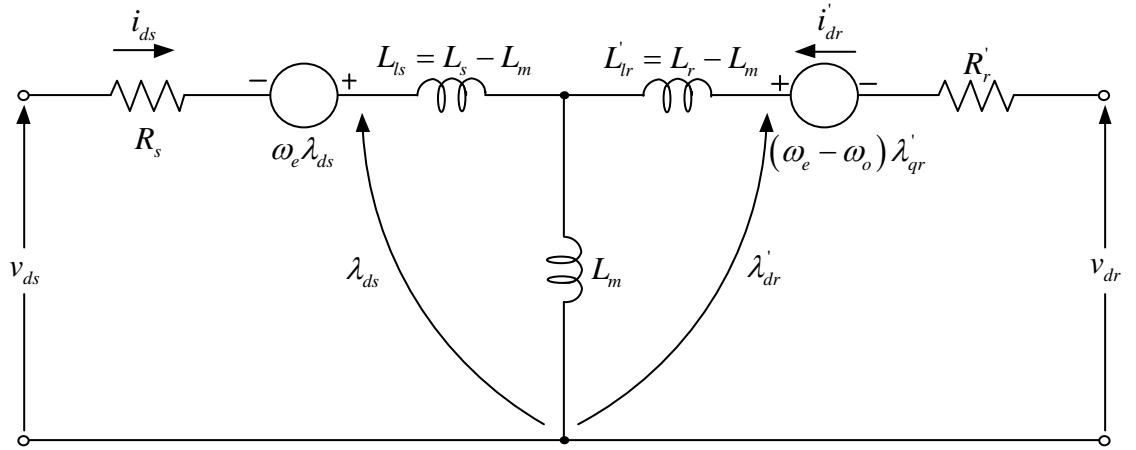
$$\begin{aligned}
 v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e + p \lambda_{qs}^e \\
 v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e + p \lambda_{ds}^e \\
 v_{qr}^e &= R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_o) \lambda_{dr}^e + p \lambda_{qr}^e \\
 v_{dr}^e &= R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_o) \lambda_{qr}^e + p \lambda_{dr}^e
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Denklem 2.26'daki sargı akı ifadeleri denklem 2.27'de yerlerine yazılırsa stator ve rotor gerilimleri matrisel formu denklem 2.28'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_m p & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_e - \omega_o) L_m & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_o) L_r \\ -(\omega_e - \omega_o) L_m & L_m p & -(\omega_e - \omega_o) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \tag{2.28}$$



a) q eksenini



b) d eksenini

Şekil 2. 4: Asenkron motorun dinamik $d^e - q^e$ eşdeğer devresi (Bose, 2001)

Şekil 2.4'de görüldüğü gibi, asenkron motorun dinamik $d^e - q^e$ eşdeğer devresinde kullanılan rotor parametre değerleri statora indirgenmiş değerlerdir.

Elektromanyetik moment ifadesi denklem 2.29'da verilmiştir (Bose, 2001).

$$M_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{2} (i'_{qs} i'_{dr} - i'_{ds} i'_{qr}) \quad (2.29)$$

Asenkron motorun senkron referans düzlemindeki elektromanyetik moment ifadesi denklem 2.29'da ve mekanik sisteme ait moment ifadesi ise denklem 2.30'da verilmektedir. Denklem 2.28 ile oluşturulan gerilim denklemleri matrisinde, ω_m

gözükmediğinden, mekaniksel hızın, elektriksel rotor hızı ω_o dönüştürülmesi gerekir. Mekanik açısal hız ile elektriksel açısal hız arasında $\omega_m = \frac{2}{P} \omega_o$ (Bose, 2001) bağıntısı mevcuttur. Tekrar motorun faz gerilimleri, akımları veya akıları denklem 2.24 kullanılarak iki faza aktarılabilir.

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + M_L = \frac{2}{P} \left(J \frac{d\omega_o}{dt} + B\omega_o \right) + M_L \quad (2.30)$$

Denklem 2.31’de asenkron motorun mekanik hızının elektriksel açısal hız karşılığı (ω_o), denklem 2.32’de rotor akımı veya akısı elektriksel açısal hızları (ω_r) verilmektedir.

$$\omega_o = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.31)$$

$$\omega_r = \omega_e - \omega_o \quad (2.32)$$

Burada;

B_w : Sürtünme Katsayısı [Nm/(rad/s)]

J : Eylemsizlik momenti [kgm²]

M_L : Yük Momenti [Nm]

P : Kutup Sayısı

ω_e : Stator akımı açısal hızı veya açısal frekansı [rad/s]

ω_m : Mekaniksel açısal hızını [rad/s] ($\omega_m = \frac{2}{P} \omega_o$) (Bose, 2001)

ω_o : Rotorun gerilim ve akımının elektriksel açısal frekansı veya hızı [rad/s]

ω_r : Kayma elektriksel açısal hızını [rad/s]

temsil etmektedir.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. ASENKRON MOTORLARIN HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ

Giriş kısmında bahsedildiği gibi, asenkron motorların denetiminde genel olarak skaler hız denetim (SHD) yöntemi ve alan yönlendirmeli hız denetim (AYHD) yöntemleri olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır. Bu bölümde, sürekli durum modelinden çıkarılan SHD yöntemi (v/f) ve motorun dinamik modelinden elde edilen AYHD yöntemleri anlatılmıştır.

3.1.1. Skaler (v/f) Hız Denetim Yöntemi

Asenkron motorun sıfır ile etiket değeri arasındaki frekansla hız ayarı ancak sabit ϕ_{ag} hava-aralığı akısında mümkün olmaktadır. ϕ_{ag} akısının sabit kalması ise statora uygulanan gerilimin stator gerilimi frekansına oranı sabit tutularak sağlanmaktadır. Bu nedenle asenkron motorun frekansla hız ayarına v/f skaler hız denetimi denilmektedir (Karabacak ve diğ., 2008).

Asenkron motorun stator ve rotor sargılarının kendi aralarında eşit olduğu kabul edilir. Statordaki üç faz sargıları arasında elektriksel 120° lik faz farklarıyla yerleştirilmiştir. Stator sargılarına dengeli $f=\omega/2\pi$ frekanslı, sinüzoidal üç fazlı gerilimler uygulanırsa dengeli akımlar oluşur. Bu akımlar, stator ile rotor arasındaki hava aralığında genliği sabit ve senkron hız (ω_s) adı verilen sabit bir hızda dönen B_{ag} akı yoğunluğunu veya ϕ_{ag} akısını oluşturur (Mohan ve diğ., 1995). f şebeke frekansı ile beslenen P kutuplu bir asenkron motorun açısal senkron hızı veya döner alan açısal hızı (ω_s) denklem 3.1'de verilmektedir.

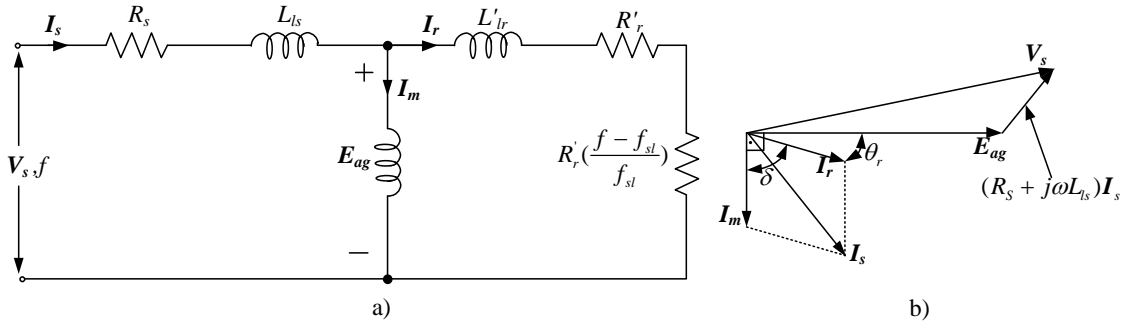
$$\omega_s = \frac{2\pi f}{(P/2)} = \frac{2}{P} \omega_e \quad (3.1)$$

Denklem 3.1'de ω_e , stator sargı akım ve gerilimlerinin açısal hızını, f besleme frekansını temsil etmektedir. Açısal senkron hız ω_s , stator sargılarına uygulanan gerilim ve akımların frekansı f 'ye bağlıdır. Asenkron motorun senkron dönme hızı veya döner alan dönme hızı (n_s) (d/dak) denklem 3.2'de verilmektedir.

$$n_s = 60 \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120f}{P} \quad (3.2)$$

Hava aralığı akısı ϕ_{ag} (akı yoğunluğu dağılımı B_{ag} 'den elde edilen), duran stator sargılarına göre senkron hızda döner. Hava aralığı akısından statorun her bir fazında f frekanslı ve çoğunlukla zıt-emk (elektromotor kuvvet) olarak adlandırılan bir hava aralığı gerilimi (E_{ag}) indüklenir (Mohan ve diğ., 1995). ϕ_{ag} hava aralığı akısı, rotor sargılarını ω_{sl} kayma hızıyla keser ve rotor çubuklarında f_{sl} kayma hızıyla E_r rotor gerilimlerini indüklenir. E_r gerilimi I_r rotor akımını ve B_r rotor akısını oluşturur. Rotor akımlarının oluşturduğu B_r akısı ile stator akımlarının oluşturduğu B_s akılarının toplamı hava aralığında B_{ag} akı yoğunluğunu veya ϕ_{ag} akısını oluşturur (Karabacak, 2008). Şekil 3.1'de, Asenkron motorun faz başına eşdeğer devresi ve fazör diyagramı verilmektedir. Şekil 3.1'de, kullanılan kısaltmalar aşağıda verilmiştir.

- E_{ag} : Hava aralığı gerilimi [V]
 I_m : Asenkron motorun mıknatıslanma akımı [A]
 I_r : Statora aktarılmış rotor akımı [A]
 I_s : Stator akımı [A]
 L_{ls} : Stator kaçak akı endüktansını [H]
 L'_{lr} : Statora aktarılmış rotor kaçak akı endüktansını [H]
 R_s : Stator faz sargısı etkin direnci [Ω]
 R'_r : Statora aktarılmış rotor faz sargısı etkin direnci [Ω]
 V_s : Faz başına stator etkin gerilimi [V]



Şekil 3. 1: Sürekli durum bir faz: (a) eşdeğer devre (b) fazör diyagramı (Mohan ve diğ., 1995)

I_s stator akımının mıknatıslanma bileşeni I_m , hava aralığı akısını oluşturur. Manyetik devre analizinden;

$$N_s \phi_{ag} = L_m I_m \quad (3.3)$$

elde edilir. Mıknatıslanma akı endüktansı L_m ve stator sargısının faz başına sarım sayısı N_s 'dir. Faraday yasasından;

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \quad (3.4)$$

stator faz sargılarında halkalanan hava aralığı akısı olduğundan, $\phi_{ag} = \phi_m \sin(\omega_e t)$ bu değer denklem 3.4'de yerine yazılırsa hava aralığı gerilimin değeri denklem 3.5'deki gibi bulunur.

$$e_{ag} = N_s \omega \phi_{ag} \cos(\omega_e t) \quad (3.5)$$

Buradan indüklenen gerilimin etkin (rms) değeri;

$$E_{ag} = k_3 f \phi_{ag} \quad (3.6)$$

olarak yazılabilir. Burada k_3 sabit bir değerdir. Rotor açısal hızı ω_m , senkron hızda (ω_s) dönüyorsa hava aralığı akısı ile rotor arasında bağıl bir hareket yoktur ve rotorda gerilim indüklenmez, rotor akımları ve moment oluşmaz. Rotor, senkron hızla dönen hava aralığı akısı ile aynı yönde fakat ondan ω_{sl} kayma hızı kadar düşük bir hızda döner. Bu durum denklem 3.7'deki gibi ifade edilir.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m \quad (3.7)$$

Denklem 3.7'deki hız farkının senkron hıza oranına 'kayma' (s) olarak adlandırılır.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (3.8)$$

Denklem 3.7'deki kayma hız değeri denklem 3.8'de yerine konulursa kayma hızı denklem 3.9'da verildiği gibi de ifade edilebilir.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s \quad (3.9)$$

Faraday yasasından, rotor devresinde indüklenen gerilimler kayma hızına oransal olarak bağlı olan f_{sl} kayma frekansındadır. Kayma frekansı denklem 3.10'daki gibi hesaplanır.

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f = sf \quad (3.10)$$

Hava aralığındaki akı yoğunluğu dağılımı, rotor iletkenlerinde ω_{sl} kayma hızı ile döner. Böylece herhangi bir rotor iletkeninde indüklenen gerilim E_r , denklem 3.6'daki f yerine kayma frekansı f_{sl} yazılarak elde edilebilir. Sincap kafesli rotorun statordaki faz başına sarım sayısı N_s 'ye eşdeğer üç fazlı kısa devre sargılar ile temsil edilmesiyle, rotor iletkeninde indüklenen gerilim denklem 3.11'deki gibi yazılabilir.

$$E_r = k_3 f_{sl} \phi_{ag} \quad (3.11)$$

Burada k_3 katsayısı denklem 3.6'daki ile aynı katsayıdır. Rotor sincap kafes sargılarının uç kısımları halkalar ile kısa devre edildiklerinden, indüklenen kayma frekanslı gerilimler f_{sl} kayma frekanslı rotor akımları I_r 'yi oluşturur.

$$E_r = R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_r I_r \quad (3.12)$$

Denklem 3.12'nin her iki tarafını f/f_{sl} ile çarpılırsa ve denklem 3.6 kullanılarak denklem 3.13 elde edilir.

$$E_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} E_r = \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r + j2\pi f L_r I_r \quad (3.13)$$

Rotor sargıları ısı kayı denklemleri 3.14'de verilmektedir.

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (3.14)$$

Şekil 3.1 a)'da görüldüğü gibi, R_r ile $R_r(f - f_{sl}) / f_{sl}$ 'nin toplamı $R_r f / f_{sl}$ ifadesini vermektedir. Denklem 3.13'de, her iki tarafı I_r ile çarpıp ve elde edilen sonucun gerçek kısmı alınır, hava aralığı gücü P_{ag} , denklem 3.15'deki gibi bulunur.

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (3.15)$$

Denklem 3.14 ve 3.15'ten elektromekanik güç P_{em} ,

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r I_r^2 \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \quad (3.16)$$

olarak hesaplanır. Elektromanyetik M_{em} moment;

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (3.17)$$

veya

$$M_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (3.18)$$

olarak ifade edilir. Şekil 3.1 b)'de, stator gerilimleri ve akımlarının fazör diyagramı gösterilmektedir. Hava aralığı akısını oluşturan mıknatıslanma akımı I_m , hava aralığı geriliminden 90° geridedir. Elektromanyetik momenti oluşturan rotor akımı I_r ile hava aralığı gerilimi E_{ag} arasında rotor devresinin güç faktörü açısı θ_r denklem 3.19'da verilmektedir.

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \right) \quad (3.19)$$

Elektromanyetik teoriden moment;

$$M_{em} = k_A \phi_{ag} I_r \sin \delta \quad (3.20)$$

$$\delta = 90 + \theta_r \quad (3.21)$$

olarak bulunur. Burada δ hava aralığı akısını oluşturan mıknatıslanma akımı ile rotor alanını temsil eden rotor akımı arasındaki moment açısıdır. Faz başına uygulanan stator gerilimi V_s denklem 3.22'de verilmektedir.

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls}) I_s \quad (3.22)$$

Kayma frekansının düşük değerlerinde rotor devresinde denklem 3.23'teki koşul geçerli hale gelir.

$$2\pi f_{sl} L_r \ll R_r \quad (3.23)$$

Bu durumda denklem 3.19'daki θ_r rotor açısı yaklaşık olarak sifira eşit olacağından denklem 3.21'deki moment açısı δ , 90° 'ye eşit olur. Böylece denklem 3.20'deki moment ifadesi denklem 3.24'teki gibi tekrar yazılabilir.

$$M_{em} \cong k_4 \phi_{ag} I_r \quad (3.24)$$

Denklem 3.24'den; üretilen momentin doğru akım motorlarına benzer şekilde hava aralığı akısı ve rotor akımı ile orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Denklem 3.23'deki yaklaşımı, denklem 3.11 ve 3.12 kullanılarak rotor akımının yaklaşık ifadesi denklem 3.25'deki gibi elde edilir.

$$I_r \cong k_5 \phi_{ag} f_{sl} \quad (3.25)$$

Denklem 3.25'den; rotor akımının kayma frekansı ile orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Denklem 3.24 ve 3.25 kullanılarak elektromanyetik moment ifadesi denklem 3.26'deki gibi oluşturulur.

$$M_{em} \cong k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (3.26)$$

Denklem 3.26'da, üretilen momentin rotor akımının, nominal hız ve altındaki hızlarda rotor akımının frekansı veya kayma frekansı ile doğru orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Denklem 3.23'teki yaklaşım kullanılarak, stator akımı denklem 3.27'deki gibi ifade edilebilir.

$$I_s \cong \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (3.27)$$

Çalışma frekansının en küçük değerleri dışında,

$$V_s \approx E_{ag} \quad (3.28)$$

kabul edilir. Denklem 3.6 ve 3.28 birlikte kullanılarak stator gerilimi,

$$V_s = k_3 \phi_{ag} f \quad (3.29)$$

elde edilir. Denklem 3.14 ve 3.16 kullanılarak, rotordaki güç kaybının çıkış elektromekanik güce P_{em} 'ye oranı,

$$\% P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (3.30)$$

elde edilir. Denklem 3.30'dan, büyük kayma hızlarında rotor kayıp oranının arttığı dolayısıyla verimin düştüğü görülmektedir.

Yukarıdaki denklem bilgileri ışığında aşağıdaki gözlemler elde edilebilir:

- Senkron hız uygulanan gerilimin f frekansının değişimi ile değiştirilebilir.
- Gerilim frekansının düşük değerleri hariç motor direncindeki güç kaybının yüzdesi düşüktür ve oluşan kayma frekansı f_{sl} 'de küçüktür.
- f 'nin düşük değerleri hariç kayma s düşüktür ve motor hızı uygulanan gerilimin frekansı f ile yaklaşık olarak doğrusal değişir.
- Hava aralığı akısı ϕ_{ag} , herhangi bir frekansta anma momentine eşit bir moment oluşturabilmek için, kendi anma değerinde sabit tutulmalıdır. Bu durumda V_s 'in f ile oransal olarak değiştirilmesine gerek vardır. f 'in düşük değerlerinde gerilimin yükseltilmesine gerek vardır.
- Rotor akımı, kayma frekansı ile oransal bağlı olduğundan motor akımı I_s 'nin anma değerini aşmamalıdır.

SHD yönteminin temeli statora uygulanan gerilim/ frekans (v/f) oranının sabit tutulması esasına dayanır. Asenkron motorda (v/f) oranının sabit tutulması, hava aralığının akısının sabit tutulması anlamına gelir. Stator akımı hem moment hem de akı ile ilişkili olduğundan bu yöntemde bağımsız olarak moment kontrolü yapmak mümkün değildir. Ayrıca momenti değiştirmek gerektiğinde akı değeri de değişeceğinden moment cevap süresi akının değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Bu denetim yöntemi çok basit ve uygulanabilir. Düşük hızlarda asenkron motorun, moment üretiminin iç gerilim düşümü nedeniyle azalması ve bozucu etkilere karşı dinamik performansının düşük olması, araştırmacıların bu denetim yönteminin geliştirilmesi üzerine odaklanmasını sağlamıştır. (Bose, 1982). Blaschke (1972) ve Hasse (1969), tarafından bulunan AYHD

denetim yöntemi, doğru akım motorunun doğrudan moment denetimi temel alınarak geliştirilmiş olup doğrudan alan yönlendirmeli ve dolaylı alan yönlendirmeli denetim olmak üzere ikiye ayrılır.

3.1.2. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi

Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetim yönteminde motor akısının genlik ve konumu akı vektörünün doğrudan ölçülmesiyle bulunur. Rotor akısı vektörü motorun hava aralığına, stator yapısına özel bir düzenleme ile (birbirine dik olarak) yerleştirilen akı algılayıcılarından (hall etkili alan algılayıcılar) alınan ölçümler veya gözlemleyici model kullanılarak elde edilir. Bu yöntemin en büyük üstünlüğü, denetimde kullanılan endüktans parametre değerlerinin sıcaklık ve doyum etkileri ile çok fazla değişmemesidir. Bununla birlikte, en büyük sakıncası ise akı algılayıcıların pahalı olması, özel bakım ve kurulum gerektirmesidir (Mun, 1998).

3.1.3. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi

Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yönteminde, hava aralığı akısının hızını ve konumunu belirlemek için akı algılayıcısına ve gözlemleyici model kullanılmasına gerek yoktur. Bunların yerine motor miline yerleştirilen konum veya hız algılayıcısı kullanılır. Motor akısının, doğrudan ölçüm yoluyla değil, ölçülen akım ya da gerilimler yardımı ile dolaylı olarak hesaplanması esasına dayanmaktadır (Peresada, 2003). Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetiminde akı algılayıcılarını yerleştirmek için ihtiyaç duyulan özel tasarımı motor gereksinimi dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yönteminin geliştirilmesiyle ortadan kalkmıştır. Böylece, herhangi bir asenkron motor ile sorunsuz çalışabilecek türden sürücüler geliştirilmiş, asenkron motorların endüstrideki kullanımı daha da yaygınlaşmıştır Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yöntemi asenkron motorun dinamik modelinde yer alan akı alan yönlendirmelilerinin seçimine göre üç alt sınıfa ayrılır. Bunlar;

- Hava aralığı akısı yönlendirmeli hız denetimi
- Stator akısı yönlendirmeli hız denetimi
- Rotor akısı yönlendirmeli hız denetimi yöntemleridir.

Her üç hız denetim yöntemi de uygulamada kullanılan hız denetim yöntemleri olup, bu üç yöntem arasında temelde bir fark yoktur. Seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel akı ve hız denklemleri vektörel olarak düzenlenir. Hava aralığı akısı

yönlendirmeli denetim sistemlerinde, kayma ve akı büyüklükleri arasında çapraz bağlantı olduğundan akının d eksenini akımı tarafından bağımsız bir şekilde denetlenmesini önler. Stator akısı yönlendirmeli denetim sistemlerinde ise, d eksenini ile q eksenini akısının çakıştırılarak eş zamanlı döndürülmesi esasına dayanır. Rotor akısı yönlendirmeli hız denetim yöntemi, kayma frekansının doğrudan denetim altında tutularak momentin kontrol edilmesine imkân tanınması, sabit akı koşulu altında devrilme momentinin oluşmaması, ani yük momenti değişikliklerine karşı en iyi dinamik davranışı göstermesi ve güvenilirlik gibi üstünlüklere sahip olması nedeniyle bu tez çalışmasında tercih edilmiştir.

3.2. ALAN YÖNLENDİRMELİ HIZ DENETİM YÖNTEM (AYHD)'LERİNİN DA MOTORLARINA BENZETİMİ

Doğru akım (DA) motorlarında momenti oluşturan endüvi akımı ile uyarma akımı değişmelerinin birbirinden etkilenmemesi, momentin kolaylıkla denetim edilmesini sağlar. Asenkron motorlarda ise stator akımının değiştirilmesiyle hem mıknatıslanma akısı hem de rotor akısı değişmektedir. DA motorlarında olduğu gibi, asenkron motorun da stator ve rotor akımlarının eksen dönüşümü ile birbirine dik iki bileşene ayrılarak uygun bir alan yönlendirmesi ile moment denetimi yapılabilir. (AYHD)'nin temel amacı, asenkron motorun serbest uyarımlı DA motoru gibi davranmasını sağlamaktır.

Şekil 3.2'de, DA motorunun hız denetimi (a) ile asenkron motorun alan yönlendirmeli hız denetimi (b) prensip şemaları verilmektedir. Şekil 3.2'den, alan yönlendirmeli asenkron motor hız denetimi yöntemi ile serbest uyarımlı DA motorunun hız denetimi yöntemlerinin temelde aynı mantığa dayandığı görülmektedir. AYHD'inde, motor tarafından çekilen üç fazlı akımlar elektromanyetik alanı oluşturan i_{ds} akımı ile momenti oluşturan i_{qr} akımları olarak birbirine dik iki ayrı bileşene ayrılır. Bu bileşenler, aynı doğru akım motorlarında olduğu gibi, birbirinden bağımsız şekilde denetlenebilir. Serbest uyarımlı DA motorlarında, endüvi reaksiyonu ihmal edildiğinde moment ifadesi denklem 3.31'deki gibi yazılır.

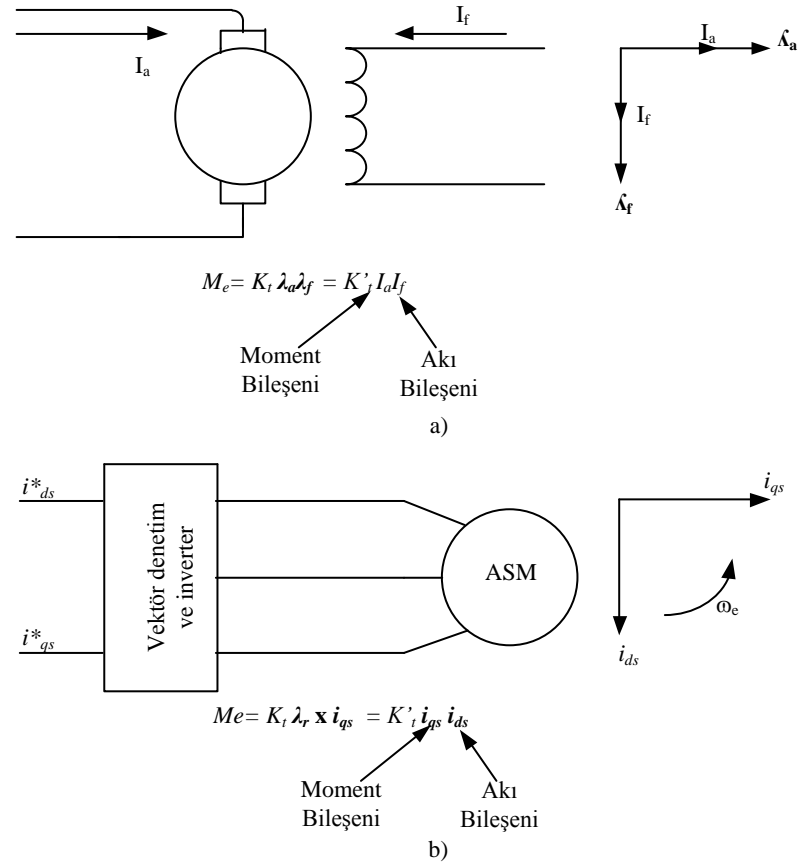
$$M_e = K_t' I_a I_f \quad (3.31)$$

Burada; I_a endüvi akımını, I_f uyarma akımını ve K'_t moment sabitini göstermektedir. I_f uyarma akımı tarafından üretilen λ_f uyarma akısı ve I_a endüvi akımı tarafından üretilen λ_a akısını birbirinden bağımsız olup aralarında 90° açı vardır.

Şekil 3.2 (b)'de, iki denetim girişi olan i_{qs} ve i_{ds} vektör akımları, evirici ve eviricinin denetimi ile asenkron motor gösterilmiştir. i_{qs} ve i_{ds} sırasıyla boyuna ve enine düzlemde stator akım bileşenleri olup her ikisi de senkron hızda dönen referans düzleminde tanımlanmışlardır.

AYHD yönteminde DA motorunda olduğu gibi, i_{ds} alan akımı I_f 'ye (alan bileşeni) ve i_{qs} endüvi akımı I_a 'ya (moment bileşeni) karşılık gelmektedir. Asenkron motor için moment ifadesi, DA motorlarınkine benzer şekilde, denklem 3.32' deki gibi elde edilir.

$$M_e = K_t \lambda_r \times i_{qs} = K'_t i_{qs} i_{ds} \quad (3.32)$$



Şekil 3. 2: (a) Serbest uyarımlı DA motor, (b) Alan yönlendirmeli hız denetimli asenkron motor (Bose, 2001)

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_o) dt \quad (3.33)$$

Senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor devresi gerilim ifadeleri denklem 3.34'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} p\lambda'_{dr} + R_r i'_{dr} - (\omega_e - \omega_o) \lambda'_{qr} &= 0 \\ p\lambda'_{qr} + R_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_o) \lambda'_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Denklem 3.34'de stator akımı açısal hızından (ω_e) rotorun gerilim ve akımının elektriksel açısal hızı (ω_o) çıkartılırsa, kayma elektriksel açısal hız (ω_r) ifadesi denklem 3.35'deki gibi yazılabilir.

$$\omega_r = \omega_e - \omega_o \quad (3.35)$$

Bölüm 2'de verilen senkron referans düzleminde denklem 2.26'daki, stator ve rotor devresine ait sargı akılarından rotor devresine ait akım ifadeleri denklem 3.36'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} i_{dr}^e &= \frac{1}{L_r} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \\ i_{qr}^e &= \frac{1}{L_r} \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \end{aligned} \quad (3.36)$$

Denklem 3.35 ve 3.36'deki ifadeleri denklem 3.34'de yerlerine yazılırsa; rotor akı ve akım ifadeleri denklem 3.37'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} p\lambda_{qr}^e + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs}^e + \omega_r \lambda_{dr}^e &= 0 \\ p\lambda_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds}^e - \omega_r \lambda_{qr}^e &= 0 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Rotor akı vektörü $\overrightarrow{\lambda_r^e}$ birbirinden bağımsız λ_{dr}^e ve λ_{qr}^e akı vektörlerinden oluşmaktadır. λ_{qr}^e sıfıra eşit olduğunu varsayım yaparak, değişken sayısı bire indirilmiş olur.

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (3.38)$$

$$p\lambda_{qr}^e = 0 \quad (3.39)$$

Bu varsayımlar sonucunda; toplam akı d^e eksenindeki akıya eşit olur.

$$\lambda_{dr}^e = \overrightarrow{\lambda}_r^e \quad (3.40)$$

Denklem 3.38 ve 3.39'daki ifadeleri denklem 3.37'de yerlerine yazılırsa açılmal hızı ifadesi denklem 3.41'deki gibi yazılabilir. Denklem 3.41'den, kayma elektriksel açılmal hızının doğrudan rotor zaman sabitine ($\tau_r = L_r / R_r$ 'ye) bağlı olduğu görülmektedir.

$$\omega_r = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\overrightarrow{\lambda}_r^e} i_{qs}^e \quad (3.41)$$

Rotor akısı geçici durum ifadesini bulmak için denklem 3.38 ve 3.39'daki varsayımları ve L_r / R_r yerine rotor zaman sabiti τ_r ifadesini, denklem 3.37'de yazılırsa ve laplası alındığında;

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m i_{ds}^e}{1 + s\tau_r} \quad (3.42)$$

rotor akısı geçici durum ifadesi elde edilir. Sürekli durumda denklem 3.42'deki ifade $s=0$ olduğundan, rotor akısı sürekli durum ifadesi denklem 3.43'teki gibi yazılabilir.

$$\overrightarrow{\lambda}_r^e = \lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (3.43)$$

Bölüm 2 denklem 2.29'daki elektromanyetik moment ifadesinde rotor akımları yerine rotor sargı akılarını yazılırsa;

$$M_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) \quad (3.44)$$

elde edilir.

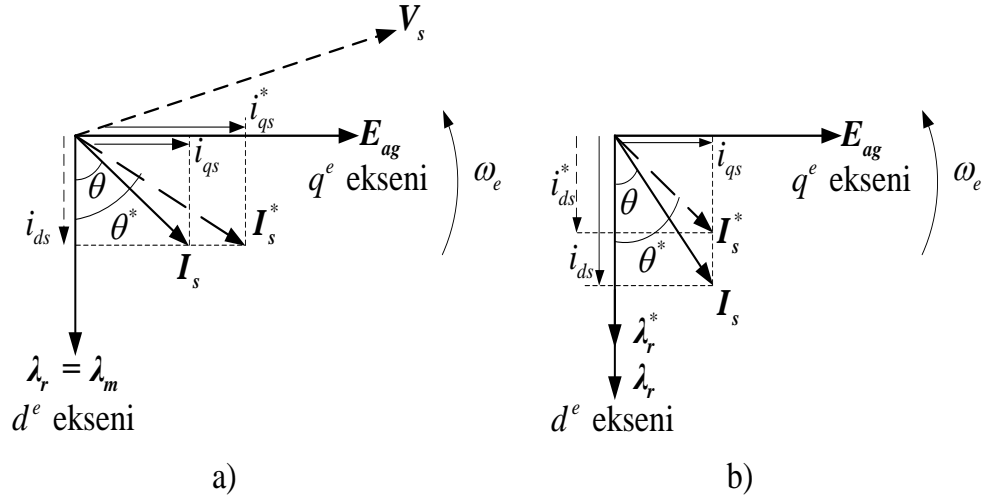
Denklem 3.38 ve 3.43'deki ifadeleri denklem 3.44'de yazılırsa elektromanyetik moment ifadesi

$$M_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} (i_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (3.45)$$

$$M_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \lambda_{dr}^e \quad (3.46)$$

elde edilir.

Şekil 3.4'de, senkron referans düzleminde d^e - q^e , vektör diyagramları verilmektedir. Şekil 3.4'de, sinüzoidal gerilimlerin maksimum değerleri ve q^e ekseninde aynı yönde olan hava aralığı gerilimi (E_{ag}), akımların ve akımların faz konumları gösterilmiştir. Akım ve akımların oluşturduğu moment ifadesi denklem 3.32'de verilmiştir. Stator direnci düştüğünden dolayı anma gerilim (V_s), hava aralığı geriliminden öndedir. i_{qs} akımı, stator akımının aktif bileşeni veya moment bileşeni olup aktif güce hava aralığı üzerinden katkı sağlar. i_{ds} akımı, stator akımının reaktif bileşeni veya akı bileşeni olup reaktif güce hava aralığı üzerinden katkı sağlar. Şekil 3.4 a'da, momenti arttırmak için stator akımının i_{qs} bileşeni artarken hava aralığı akısı sabit kalır. Oysaki Şekil 3.4 b'de, i_{ds} bileşenin düşürülmesiyle akımın zayıfladığını göstermektedir. Bu işlem kararlı durum için açıklanmasına rağmen, aynı zamanda senkron referans düzlemindeki geçici durum için de geçerlidir (Bose, 2001).



Şekil 3. 4: Asenkron motorun kararlı durum vektör diyagramı a) moment bileşenin arttırılması b) akı bileşenin azaltılması (Bose, 2001)

3.3. ASENKRON MOTORUN ANMA HIZ ALTI VE ÜSTÜ DEĞERLERİNDE ÇALIŞMA KAPASİTESİ

Frekans ve gerilimin değiştirilmesiyle yapılan hız kontrolü sadece motorun anma hız değerinin altında değil, anma hızının üstündeki değerlerde de kontrol edilmesini sağlar.

3.3.1. Sabit Moment Bölgesi: Anma Hızının Altında Çalışma

Şekil 3.5 a'da, düz çizgili eğriler, V_s/f 'nin kontrol edilmesiyle hava aralığı akısının sabit tutulduğu düşük kayma frekansı değerlerine ilişkin moment-hız karakteristiği verilmektedir. Şekil 3.5 b'de, stator geriliminin genliği, frekansla yaklaşık orantılı olarak anma değerinden başlatılarak çok düşük değerlere kadar azaltılır. Hava aralığı akısı sabit tutularak sabit kayma frekansında anma akımını çekerek, sabit anma momentinde hız denetimi yapılabilir. Anma hızının altındaki bu bölgeye sabit moment bölgesi olarak adlandırılır. Rotor akımının sabit kaldığı durumda rotor dirençlerindeki güç kaybı da sabit kalır. Soğutmanın azaldığı düşük hız değerlerinde, rotordaki güç kaybının neden olduğu ısı bir sorun haline gelir. Bu nedenle, sabit hızda çalışan bir fanı tamamen kapalı ve havalandırmasız bir yapıda tasarlanmadıkça çok düşük hızlarda moment kapasitesi düşer (Mohan ve diğ., 1995).

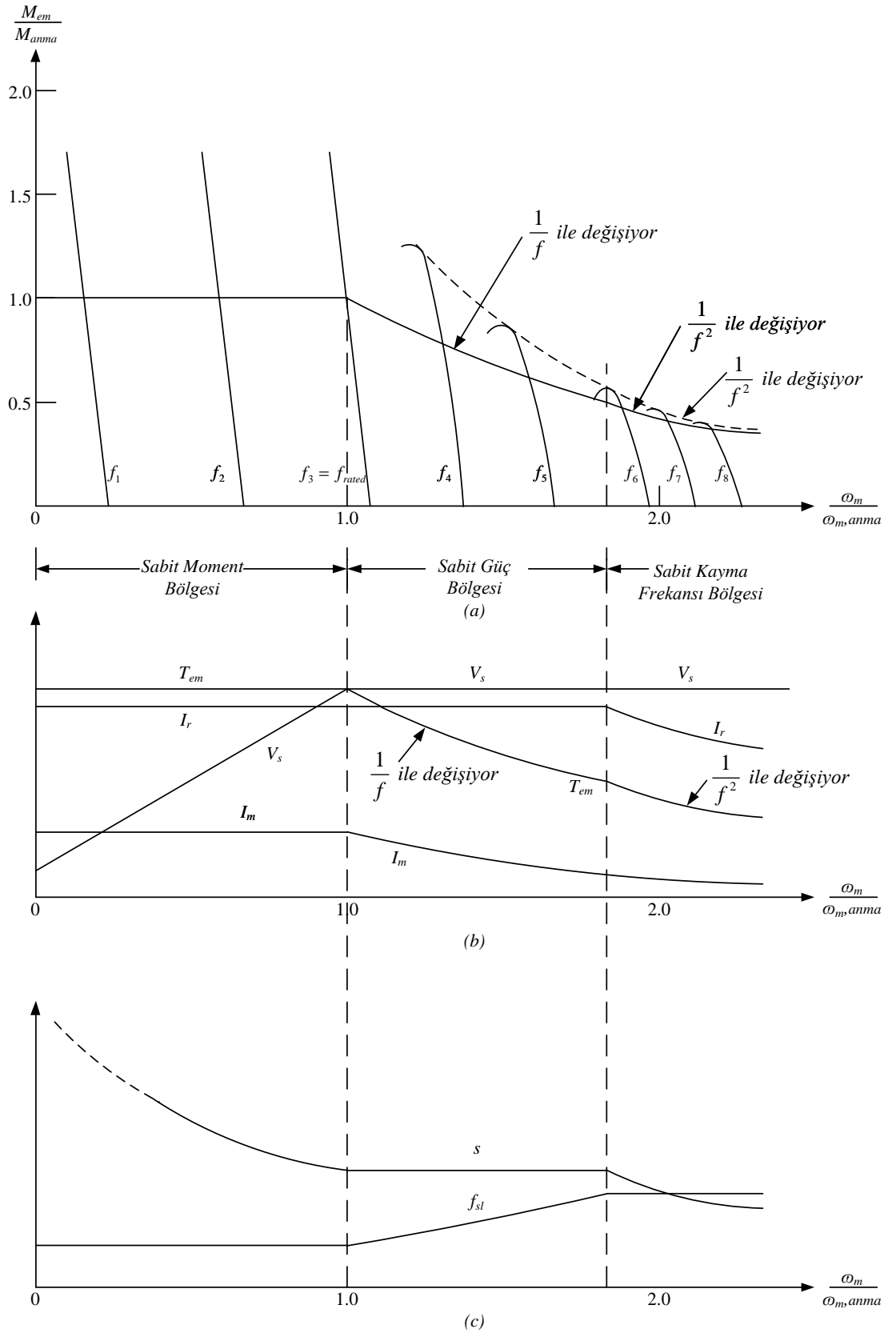
3.3.2. Sabit Güç Bölgesi: Anma Hızının Üstünde Çalışma

Stator frekansını anma değerinin üzerine çıkartarak, motor hızını anma hızının üstüne çıkartmak mümkün olur. Stator gerilimi anma değerinde tutularak f frekansının artırılmasıyla düşen bir V_s/f oranı, dolayısıyla azalan bir hava aralığı akısı elde edilir. Anma frekansından daha yüksek değerler için, Şekil 3.5 a'da gösterildiği gibi, eğiminin ($1/f^2$) ile orantılı değiştiği moment hız eğrileri elde edilir. Bu bölgede rotor akımı anma değerindedir. Kayma 's' sabit kalmasına rağmen kayma frekansı ' f_{sl} ' artar. Moment, motora uygulanan frekansla ters orantılı olacak şekilde düşmeye başlar. Hız artarken momentin düştüğü ve gücün sabit kaldığı görülür. Bu çalışma bölgesine sabit güç bölgesi denir (Mohan ve diğ., 1995).

3.3.3. Sabit Kayma Bölgesi: Yüksek Hızda Çalışma

Stator gerilimi anma değerinde ve motor yapısına bağlı olarak, hız anma değerinin 1.5-2 katının üzerinde iken, hava aralığı akısı Şekil 3.5 a'da gösterildiği gibi, motor devrilme moment değerine yaklaşacak şekilde azaltılır. Bu bölgede kayma frekansı sabittir ve

$f_{sl}=sf$ eşitliğinden, artan çalışma frekansına karşı, kayma azalır. Böylece kayma frekansı sabit kalır. Kayma frekansının sabit kalması rotor akımının azalmaya başlaması ile sonuçlanır. Hava aralığı akısı ve rotor akımının birlikte azalması sonucu moment ifadesi çalışma frekansının karesi ile ters orantılı olarak değişmeye başlar (Mohan ve diğ., 1995).

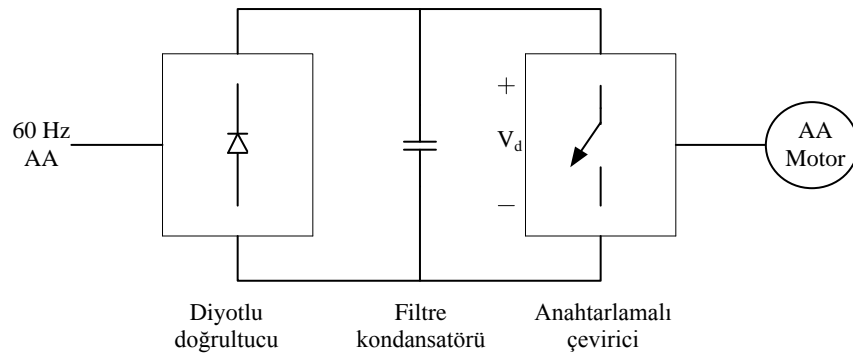


Şekil 3. 5: Asenkron motorun kapasite ve karakteristikleri (Mohan ve diğ., 1995)

3.4. DA/AA ANAHTARLAMALI EVİRİCİLER

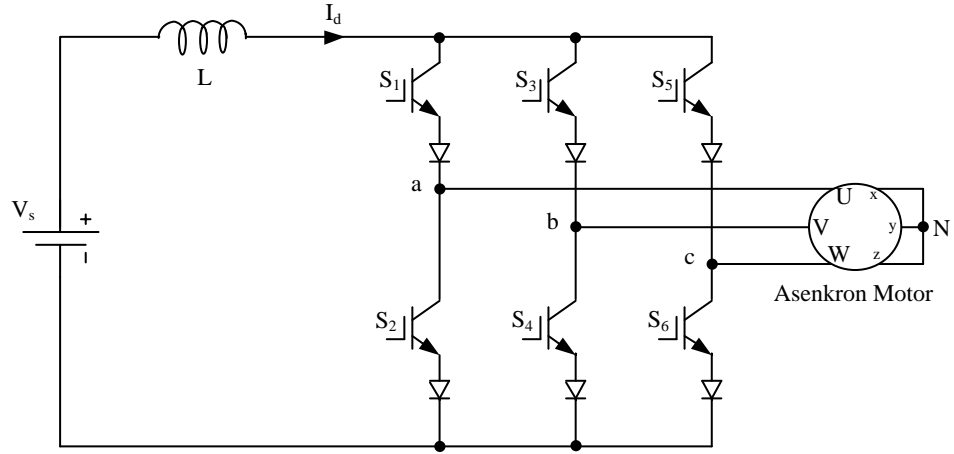
Anahtarlama modunda çalışan eviriciler, AA motor tahrik sistemlerinde ve kesintisiz AA güç kaynaklarında kullanılır. Eviriciler temel olarak, DA enerjisini, genliği ve frekansı ayarlanabilen AA enerjisine çevirme işlemi yapar. Girişlerindeki DA gerilim sabit veya değişken olabilir. Burada amaç, genliği ve frekansı kontrol edilebilen bir gerilim üretmektir. Günümüz endüstrisinde asenkron motorun hız ayarı ve denetiminde ara devreli eviriciler kullanılmaktadır. Şekil 3.6'da, gösterilen bir AA akım motor tahrik sisteminde, alternatif şebeke gerilimi denetimli veya denetimsiz doğrultucularla doğrultulup bir doğru gerilim elde edilir. Bu gerilim doğrultucu çıkışına bağlı filtre devresi ile süzülür ve bir evirici yardımıyla tekrar alternatif gerilime dönüştürülür. Doğrultma işlemi çoğunlukla denetimsiz doğrultucularla sağlanır. Oysa, genel olarak tahrik sistemlerindeki alternatif akım elektrik motorların girişinde, genliği ve frekansı ayarlanabilen sinüs biçiminde bir gerilim istenir. Şekil 3.6'daki evirici, girişindeki doğru gerilimi kullanılan modülasyon tekniği yardımıyla evirerek istenen genlik ve frekanstaki alternatif gerilime dönüştürerek motora uygulanır.

Şekil 3.6'da gösterilen anahtarlama çevirici, aynı zamanda enerjinin her iki yöne de akabildiği bir evirici olarak görev yapmaktadır. Şekil 3.6'da verilen çeviricide, çalışmanın büyük bir kısmında elektrik enerjisi DA tarafından AA motor tarafına doğru aktığından ve bu çevirici evirme modunda çalışmaktadır. Bu nedenle bu tür çeviriciler genelde yalnızca evirici olarak tanımlanırlar (Mohan ve diğ. 1995 ve Öztürk, 2006). Anahtarlama eviriciler temel olarak akım ara devreli evirici (AADE) ve gerilim ara devreli evirici (GADE) olmak üzere ikiye ayrılırlar.



Şekil 3. 6: AA motor tahrik sistemi içerisinde yer alan anahtarlama çevirici (Mohan ve diğ., 1995)

3.4.1. Akım Ara Devreli Eviriciler (AADE)

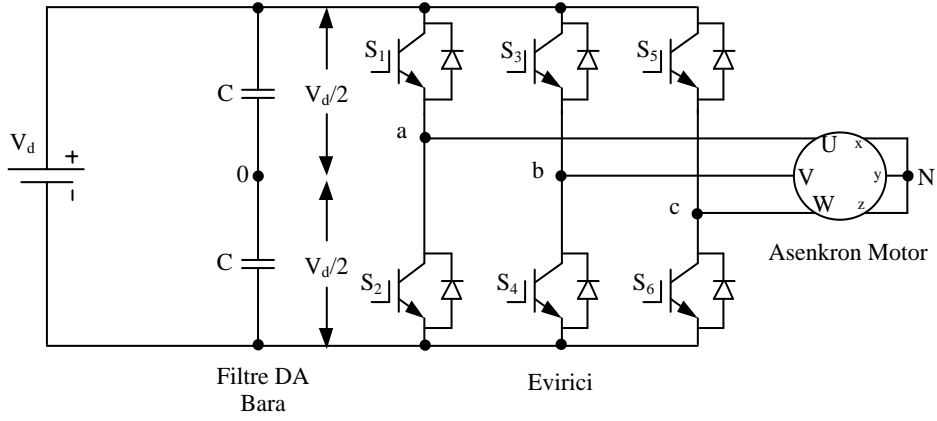


Şekil 3. 7: Akım ara devreli evirici (Saranya, 2011)

AADE’de, doğrultucu çıkışı ile evirici girişi arasında DA baraya seri olarak yüke uygun büyüklükte bir endüktans bağlanır. Endüktans, akımdaki değişmelere karşı koyacağı için evirici çıkışında sabit bir DA bara akımı elde edilir. Akımın genliğinin değiştirilmesi ara devrede yer alan büyük endüktans nedeni ile oldukça gecikmeli olarak gerçekleştirilmektedir. Şekil 3.7’de, altı adımlı örnek bir AADE devresi verilmektedir. Günümüzde AADE daha çok büyük güçlü motorlar için kullanılmaktadır. Burada kontrol büyüklüğünün akım olması alan yönlendirmeli kontrolün daha kolay olmasını sağlamasına rağmen, motorsuz çalışmaması ve şebekeden yüksek harmonikler çekebilmesi gibi olumsuzluklar sebebiyle günümüz hız denetimlerinde daha çok GADE’ler tercih edilmektedir (Sarıoğlu, 2003).

3.4.2. Gerilim Ara Devreli Eviriciler (GADE)

GADE sistemlerinde evirici kısmını besleyen DA barasının gerilimini sabit tutmak amacıyla bara uçlarına paralel olarak büyük değerli kondansatörler vardır. GADE sistemlerinde gerilimin genliği doğrultucu kısmında kontrollü doğrultucu kullanılarak yapılabildiği gibi, sabit çıkışlı kontrolsüz doğrultucu kullanılarak gerilimin genlik ve frekans ayarı evirici kısmında aynı anda yapılabilmektedir.



Şekil 3. 8: Gerilim ara devreli evirici (Bose, 2001)

Şekil 3.8’de, GADE’nin prensip devre şeması verilmektedir. Evirici devresindeki IGBT’ler ilettime geçirildiğinde yüke doğru gerilim uygulanır ve motorun herhangi bir fazından bir yönde akım akar. IGBT’ler kesime sokulduğunda ise motor faz bobinlerinde indüklenen zıt elektromotor kuvveti, IGBT’lere ters paralel bağlı serbest geçiş diyotları üzerinden, akımı aynı yönde akıtmaya devam eder (Mohan ve diğ., 1995). Bu çalışma şekline literatürde sürekli akımda çalışma denilmektedir.

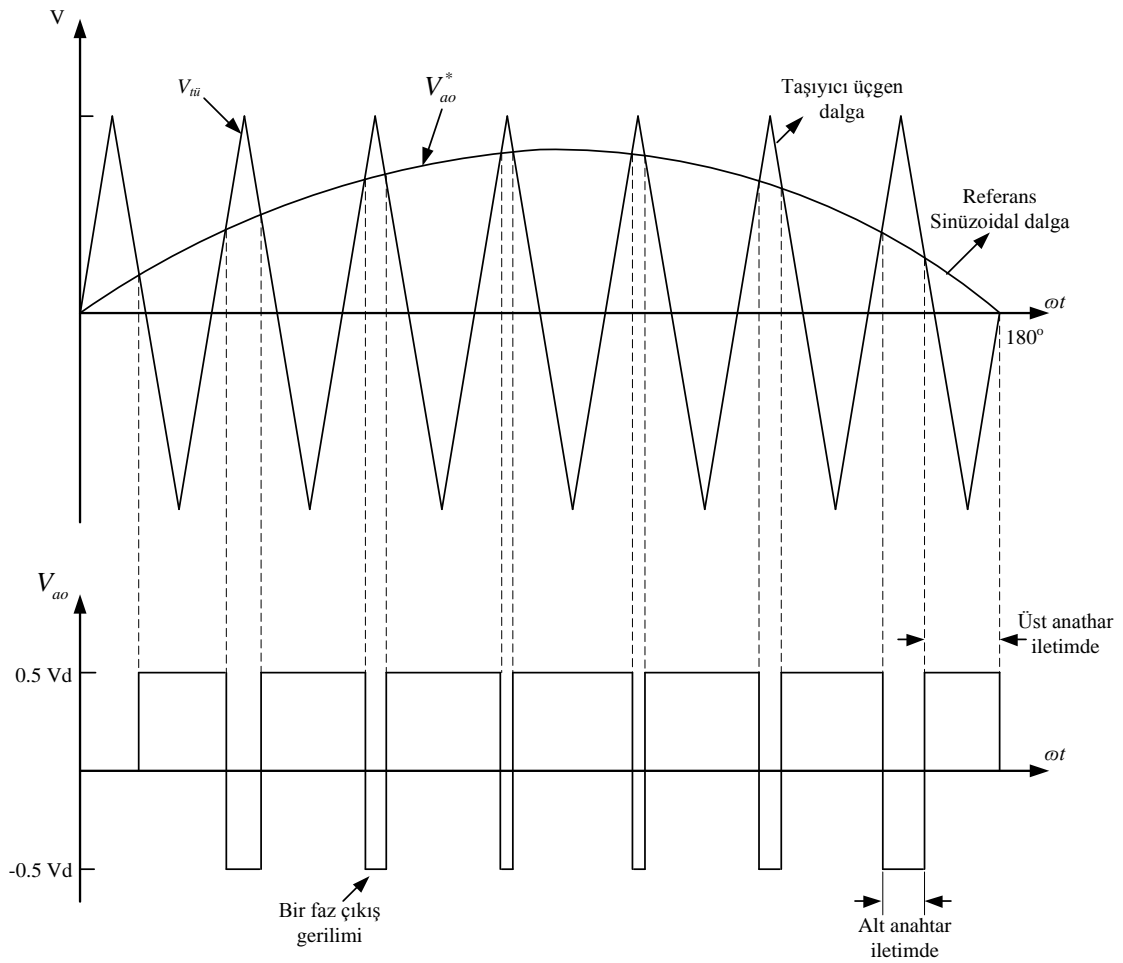
Evirici çıkışı gerilim dalga şekli kare dalgadır ve evirici denetiminde kullanılan darbe genişlik ayarı (DGA) yöntemine bağlı olarak çeşitli özelliklerde harmonikler içerir. Fakat bu harmonikler motor devresindeki direnç ve endüktanslardan oluşan alçak geçiren filtreye takılır ve etkileri akımda çok azalmış olarak gözükür. Motor yeteri derecede endüktans değerine sahipse evirici çıkışında, sinüzoidal dalga şekline yakın bir akım elde edilebilir. Bu yüzden moment dalgalanmaları AADE’ye göre daha azdır. GADE’ler genelde, AA motor sürücüleri, AA kesintisiz güç kaynakları, aktif harmonik filtreleme alanlarında kullanılmaktadır.

3.4.3. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı (SDGA)

Asenkron motorların hız denetiminde motor geriliminin mümkün olduğu kadar sinüzoidal dalga biçimine benzer olması gerekir. Bunun için evirici üzerinden beslenen asenkron motorların sürülmesinde, içersinde beş ve yedinci dereceden düşük seviyeli harmonikleri içermeyen gerilim dalga biçimleri tercih edilir. Bunun nedeni, düşük seviyeli harmoniklerin daha fazla etkili olmasıdır. Düşük seviyeli harmonikler, özellikle

düşük hızda çalışan asenkron motorlarda önemli oranda moment dalgalanmalarına yol açar. Sinüs ve üçgen dalgaların karşılaştırılması ile anahtarlama frekansı konumlarının elde edildiği sinüzoidal darbe genişlik ayarı (SDGA) yöntemi ile bu harmonikleri azaltmak mümkündür (Karabacak, 2008).

Şekil 3.9’da gösterildiği gibi SDGA yönteminde, bir referans sinüzoidal dalgası ile yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda elde edilen kare dalga sinyaller eviricideki güç anahtarlarının tetiklenmesinde veya anahtarlama sürelerinin belirlenmesinde kullanılır (Sarıoğlu, 2003). Üç fazlı eviricilerde her bir faz için aynı taşıyıcı üçgen dalga kullanılır. Referans sinüzoidal dalga taşıyıcı üçgen dalgadan büyük olduğu durumda eviricinin bir kolundaki üst anahtar iletime geçer, bunun tersi durumlarda ise alt anahtar iletime geçmektedir.



Şekil 3. 9: Sinüzoidal darbe genişlik ayarı prensip şeması

Alt ve üst anahtarların iletme ve kesime girdikleri anda kısa devre durumlarını önlemek için anahtarlama anlarında bir ölü zaman bölgesi bırakılmalıdır. Bu durum Şekil 3.9’da ihmal edilmiştir (Bose, 2001 ve Çelik, 2004).

Şekil 3.9’da, referans dalganın genliği üçgen dalgadan büyük olduğunda, o faza ait üst anahtar iletimdedir. Tersisi durumunda ise, alt güç anahtarı iletme girer. Bu şekilde anahtarlama sonucunda Şekil 3.8 ve 3.9 dikkate alındığında kutup gerilimleri denklem 3.47 ve 3.48’deki gibi değişir.

$$V_{ao}^* > V_{üi} \text{ ise } S_1 \text{ iletimdedir. } V_{ao} = \frac{1}{2}V_d \quad (3.47)$$

$$V_{ao}^* < V_{üi} \text{ ise } S_2 \text{ iletimdedir. } V_{ao} = -\frac{1}{2}V_d \quad (3.48)$$

Diğer fazların kutup gerilimleri de denklem 3.47 ve 3.48’deki gibi türetilmektedir. Bu gerilimler aracılığı ile fazlar arası gerilimler de denklem 3.49’da verilmiştir.

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \quad (3.49)$$

SDGA yönteminde kullanılan temel terimler ve anlamları, $V_{üi}$ taşıyıcı üçgen dalganın tepe değeri, f_c taşıyıcı üçgen dalganın frekansını, V_{mR} referans dalganın maksimum değerini, f referans dalganın frekansını, m_v genlik indeksi veya oranı, V_{ao} a fazı ile sıfır noktası arası gerilim, V_{ab} a ile b fazı arasındaki gerilim, V_{aN} a fazı ile yıldız noktasındaki gerilimi, m_f frekans ayarı indeksi veya oranı ve V_{ao}^* referans sinüzoidal dalga gerilimini göstermektedir. SDGA yöntemindeki gerekli formüller Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3. 1: SDGA yönteminde kullanılan formüller

Terim	Formül
Frekans ayarı indeksi veya oranı	$m_f = \frac{f_c}{f}$
Gerilim indeksi veya oranı	$m_v = \frac{V_{mR}}{V_{üi}}$
a fazı ile sıfır noktası arası gerilimin temel bileşeni	$V_{ao1} = m_v \frac{V_d}{2}$

a fazı için kutup gerilimin temel bileşenin fonksiyonu denklem 3.50 ve 3.51'deki gibi yazılmaktadır.

$$V_{ao}^* = V_{mR} \sin(\omega t) \quad (3.50)$$

$$V_{ao1} = m_v \frac{V_d}{2} = \frac{V_{mR} \sin(\omega t)}{V_{ii}} \frac{V_d}{2} = m_v \frac{V_d}{2} \sin(\omega t) \quad (3.51)$$

Yukarıdaki bilgilerden, kutup geriliminin temel bileşenin, sinüzoidal bir dalga şekline sahip olduğu ve referans dalga ile aynı frekansta aynı fazda olduğu anlaşılmaktadır.

Bu sonuç genlik oranı ' $0 \leq m_v \leq 1$ ' arasında iken, evirici çıkış gerilimin temel bileşenin m_v ile doğru orantılı ve doğrusal olarak değiştiğini göstermektedir. Genlik oranının ' $1 < m_v$ ' olduğu bölgeye aşırı genlik oranı bölgesi denir ve bu bölgede çıkış geriliminin temel bileşeni m_v ile doğrusal olarak değişmez. Şekil 3.10'da, $m_v = 3$ ve üzeri değerlerde neredeyse hiç değişmediği görülmektedir. Genlik oranı indeksi daha da yükseltirse evirici kare dalga çalışma durumuna geçer (Karabacak, 2008).

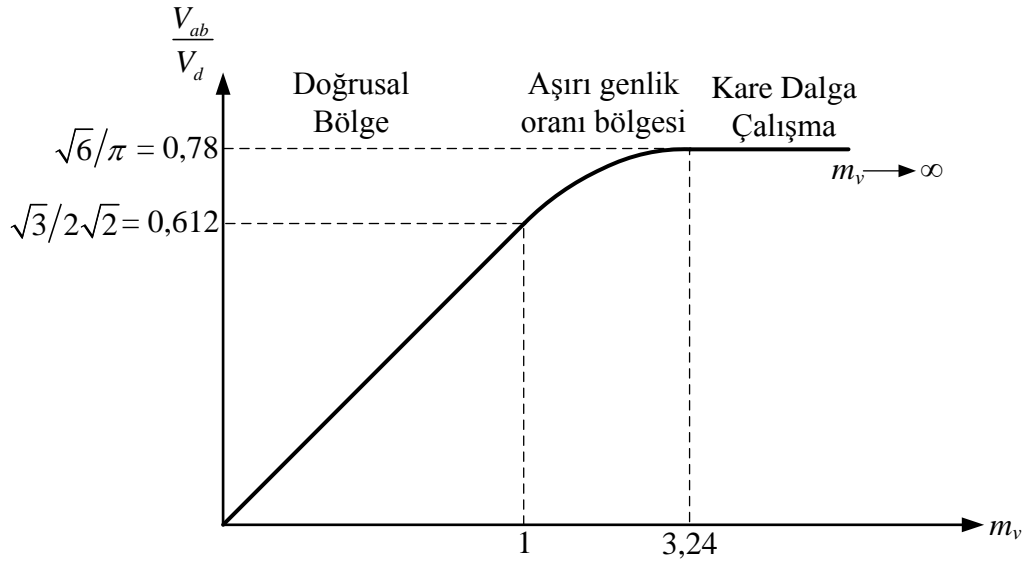
$m_v = 1$ olduğunda evirici çıkışındaki kutup gerilimin temel bileşenin maksimum değeri $V_{ao1\max} = \frac{V_d}{2}$ olarak elde edilir. Doğrusal bölge için fazlar arası gerilimin alabileceği maksimum değer denklem 3.52'deki gibi hesaplanır.

$$V_{ab-etkin} = m_v \frac{V_d}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.612V_d \quad (3.52)$$

Kare dalga çalışma durumunda ' $m_v \geq 3.24$ ' ise, fazlar arası gerilimin temel bileşenin etkin değeri denklem 3.53'teki gibi hesaplanır.

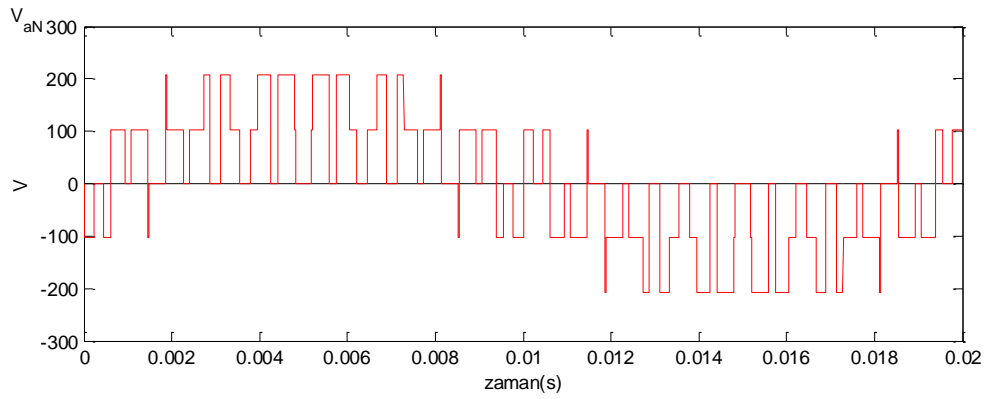
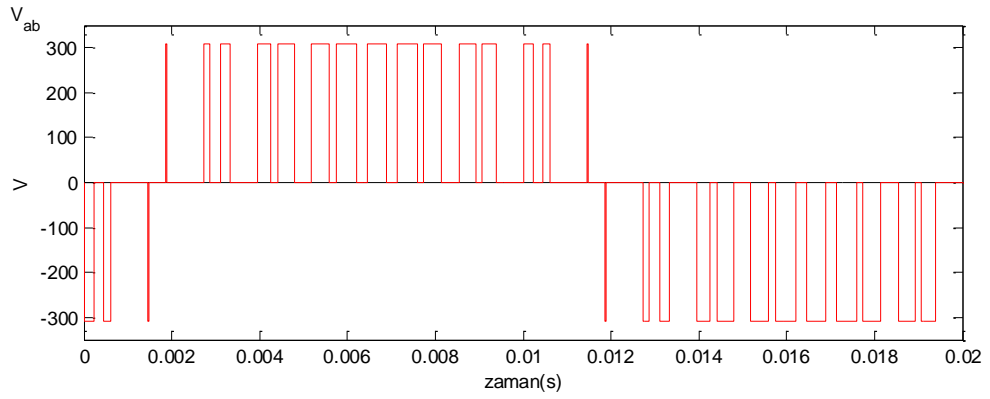
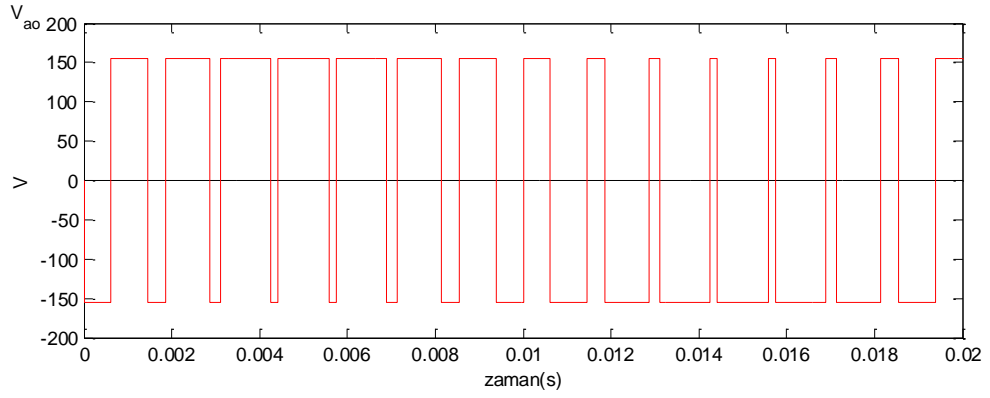
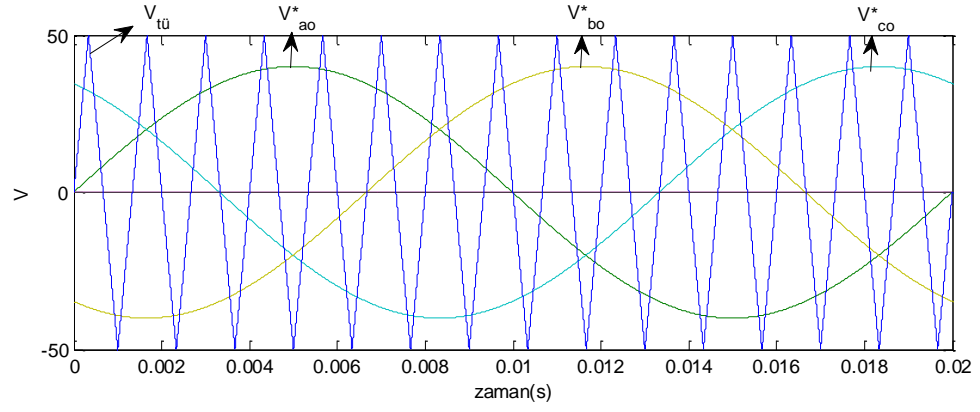
$$V_{ab1} = \frac{4}{\pi} m_v \frac{V_d}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.78V_d \quad (3.53)$$

Yukarıda anlatılan genlik oranı durumları Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3. 10: Gerilim indeksi veya oranının değişimi ile evirici çıkışı fazlar arası gerilimin etkin değerinin değişimi (Karabacak, 2008)

Yukarıdaki bilgilerden yararlanılarak, $m_v = 0.8 m_f = 15$ için doğal örneklenmiş darbe genişlik ayarı; faz akımı, kutup, hat ve faz gerilimleri Matlab/ Simulink V.7.6 yazılım paketi kullanılarak Şekil 3.11'deki gibi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3. 11: Doğal örnekleilmiş darbe genişlik ayarı $m_v=0.8$ $m_f=15$ için; kutup, hat ve faz gerilimleri

4. BULGULAR

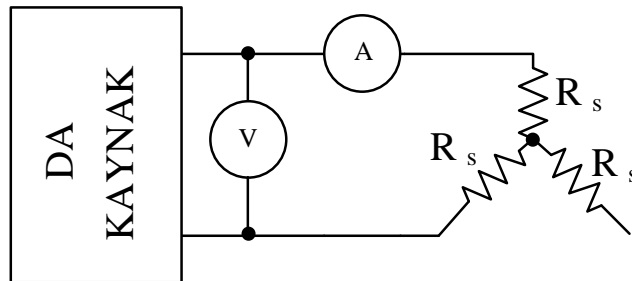
4.1. SİSTEM PARAMETRELERİ VE BENZETİM MODELİ

Bu bölümde; asenkron motorun model parametrelerinin belirlenmesine ilişkin testler, skaler hız denetim yöntemi ve rotor alanı yönlendirmeli hız denetim yöntemlerinin benzetim modelleri anlatılmıştır.

4.2. ASM'UN MODEL PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİNE İLİŞKİN YAPILAN TESTLER

4.2.1. DA Testi

DA testini yapmadan önce asenkron motor tam yükünde anma sıcaklığına ulaşınca kadar çalıştırılır. Böylece, stator direncinin ölçümü sırasında sıcaklıktan dolayı oluşacak hata minimum değere indirilir. Motorun uçlarına yıldız bağlı durumu göz önünde bulundurularak, sargı uçlarından herhangi ikisine ayarlı DA kaynaktan gerilim uygulanır. Gerilim değeri sıfırdan başlayarak artırılır, stator sargılarından geçen akım motorun tam yük akımı değerine ulaşınca, uygulanan gerilim ve şebekeden geçen akım kaydedilir. Motor sargılarının durumuna göre stator sargısının bir faz DA direnç değeri bulunur. Bulunan DA direnç değeri 1.11 katsayı ile çarpılarak AA direnç değeri bulunmuş olur. Şekil 4.1'de, asenkron motorun DA testi için gerekli bağlantısı verilmektedir.



Şekil 4. 1: Asenkron motorun DA testi yıldız bağlı durum (Çolak, 2008)

Stator sargılarından ölçülen akım I_{da} ve gerilim V_{da} ise, üçgen ve yıldız bağlı duruma göre bir faz stator sargı direnci;

Yıldız bağlantı için DA faz direnci;

$$R_T = \frac{V_{da}}{I_{da}} = R_{sda} + R_{sda} = 2R_{sda} \quad (4.1)$$
$$R_{sda} = \frac{R_T}{2}$$

Bu hesaplamalardan sonra, asenkron motorun bir faz stator direncinin alternatif akım değeri $R_s = 1.11 R_{sda}$ olarak bulunur.

Burada;

I_{da} : Kaynaktan çekilen doğru akım değeri [A]

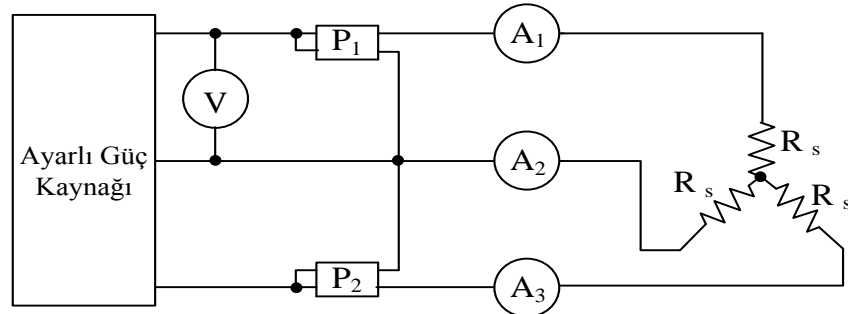
R_T : Stator sargıları uçlarından ölçülen DA direnci [Ω]

R_{sda} : Statorun bir faz DA direnci [Ω]

V_{da} : Stator sargılarına uygulanan DA gerilimi [V]

4.2.2. Boşta (Yüksüz) Çalışma Testi

Asenkron motor anma gerilim değeriyle yüksüz olarak çalıştırılır. Asenkron motor boşta çalışırken, şebekeden çekilen üç faz akımı, faz gerilimi ve şebekeden çekilen toplam güç iki wattmetre (Aron) yöntemi ile ölçülür. Şekil 4.2’de, yıldız bağlı asenkron motorun boş çalışma testine ilişkin bağlantı şeması verilmektedir.



Şekil 4. 2: Asenkron motorun boş çalışma testi bağlantı şeması (Çolak, 2008)

Asenkron motorun şebekeden çektiği üç faz akımlarının ortalaması alınarak bir faz akım değeri denklem 4.2’de verilmiştir.

$$I_0 = \frac{I_1 + I_2 + I_3}{3} \quad (4.2)$$

Asenkron motor boşa çalışırken rotor hızı senkron hıza çok yakın olduğundan motorun kayması çok küçük olup sifira yakındır. Boş çalışmada, kayma (s) çok küçük olduğundan R'/s değeri çok büyük değer alır ve rotor devresinden geçen akım uyarım devresinden geçen akıma göre çok küçük olduğundan ihmal edilir ve rotor devresi açık devre kabul edilir. Bunun sonucu olarak boş çalışmada rotor bakır kayıpları da sıfır olur. Stator bakır kayıpları, denklem 4.3’deki ifadesi ile elde edilir.

$$P_{cus0} = 3R_s I_0^2 \quad (4.3)$$

Şebekeden çekilen toplam güç, stator bakır kayıpları, demir kayıpları ve mekanik (sürtünme ve rüzgar) kayıplarıdır. Boştaki giriş gücünden stator bakır kayıpları çıkartılırsa toplam mekanik ve demir kayıpları (sabit kayıplar, P_s) kalır. Sabit kayıplar, denklem 4.4’de verilmiştir.

$$P_s = P_i - P_{cus0} \quad (4.4)$$

Asenkron motorun bir boşa çalışma direnci R_0 ve empedansı Z_0 , denklem 4.5’de, boş çalışma kaçak akı reaktansı denklem 4.6’da verilmiştir.

$$R_0 = \frac{P_i}{3I_0^2} \quad (4.5)$$

$$|Z_0| = \frac{V_n}{\sqrt{3}I_0} = R_0 + j(X_{ls} + X_m)$$

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} = X_{ls} + X_m \quad (4.6)$$

Burada;

I_0 : Asenkron motorun boş çalışma üç faz akımlarının ortalama değeri [A]

P_{cus0} : Asenkron motorun boş çalışmadaki stator bakır kayıpları [W]

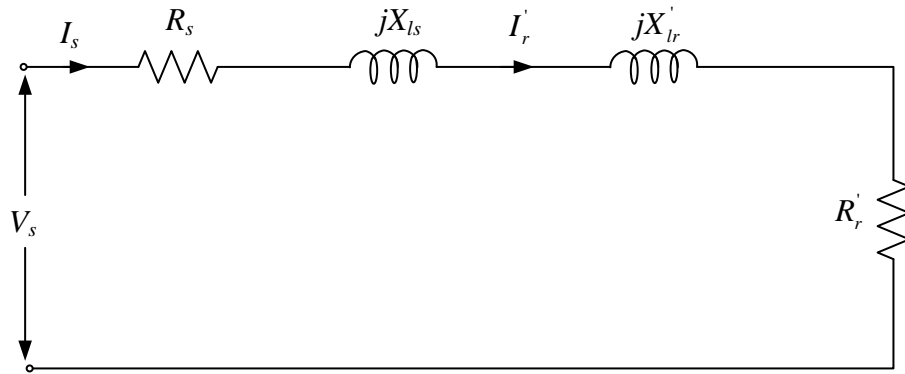
P_i : Boş çalışmada motorun çektiği aktif gücü [W]

- P_s : Sabit kayıplar (mekanik ve demir kayıpları) [W]
 R_0 : Bir faz boş çalışma direnci [Ω]
 Z_0 : Bir faz boş çalışma empedansı [Ω]
 X_{ls} : Faz başına stator kaçak akı reaktansı [Ω /faz]
 X_0 : Bir faz boş çalışma kaçak akı reaktansı [Ω /faz]

4.2.3. Kilitli Rotor Testi

Asenkron motor parametrelerinin elde edilmesi için gerekli olan ikinci test asenkron motorun kilitli rotor testidir. Asenkron motorun rotoru özel bir mekanizma ile sabitleştirilerek dönmesi engellenmiştir. Asenkron motora uygulanan gerilim, üç fazlı ayarlı AA güç kaynağı ile sıfırdan itibaren, motor faz sargılarından nominal akım geçinceye kadar yavaş yavaş arttırılmıştır. Akım nominal değerine ulaştığında uygulanan gerilim sabit tutularak; ölçü aletlerinden gerilim, akım ve güç değerleri okunarak kaydedilmiştir.

Asenkron motorun bir faz stator sargısından geçen akım değeri, her üç fazdan okunan akım değerinin denklem 4.2'deki gibi ortalaması elde edilir. Kilitli rotor testinde motor bir trafo gibi çalıştığından, kayma $s=1$ olup stator ve rotorda endüklenen gerilimlerin frekansları birbirine eşittir. Bu durumda; asenkron motorun bir faz eşdeğer devresindeki yük direnci $R'_r(1-s)/s$ değeri sıfır olduğundan rotor devresinin empedansı $R'_r + jX'_{lr}$ değerine eşit olur. Kilitli rotor testinde asenkron motorun stator akımı I_s , rotor akımı I'_r 'ye eşittir.



Şekil 4. 3: Asenkron motorun kilitli rotor testi bir faz eşdeğer devresi (Çolak, 2008)

Kaynaktan çekilen aktif güç ise asenkron motorun stator ve rotor bakır kayıpları ile nüve kayıplarının toplamına eşittir. Herhangi bir dönme hareketi olmadığından, mekanik veya dönme kayıpları da sıfırdır. Uyarım devresi az bir hata ile ihmal edildiğinden, kaynaktan çekilen aktif gücü sadece stator ve rotor bakır kayıplarına eşitlemek mümkündür. Buna göre denklem 4.7 yazılabilir.

$$P_{kr} = P_{cur,kr} + P_{cus,kr} \quad (4.7)$$

Burada;

$P_{cur,kr}$: Toplam rotor bakır kayıpları [W]

$P_{cus,kr}$: Toplam stator bakır kayıpları [W]

P_{kr} : Toplam kilitli rotor kayıpları [W]

Bir faz kilitli rotor eşdeğer direnci R_{kr} , stator ve rotor faz dirençlerinin toplamına eşittir ve güç ifadesi denklem 4.8'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} P_{kr} &= 3I_s^2 R_{kr} = 3I_s^2 (R_s + R_r') \\ R_r' &= R_{kr} - R_s \end{aligned} \quad (4.8)$$

R_r' : Statora aktarılmış rotor faz direnci [Ω]

Kilitli rotor empedansı ise kilitli faz gerilimlerinin faz akımına bölünmesiyle denklem 4.9'daki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} |Z_{kr}| &= \frac{V_{kr}}{I_{kr}} = \frac{V_s}{\sqrt{3}I_s} \\ |Z_{kr}| &= R_{kr} + jX_{kr} \end{aligned} \quad (4.9)$$

I_{kr} : Asenkron motorun kilitli rotor akımı [A]

R_{kr} : Kilitli rotor eşdeğer direnci [Ω]

V_{kr} : Kilitli rotor gerilimi [V]

Z_{kr} : Faz başına kilitli rotor empedansı [Ω /faz]

X_{kr} : Faz başına kilitli rotor kaçak akı reaktansı [Ω /faz]

X_{lr}' : Stator devresine aktarılmış rotor kaçak akı reaktansı [Ω /faz]

Kilitli rotor güç katsayısı, $\cos \varphi$ ve φ açısı denklem 4.10'dan bulunur.

$$\cos \varphi = \frac{P_{kr}}{\sqrt{3} I_{kr} V_{kr}} \quad (4.10)$$

$$\varphi = \cos^{-1}(\cos \varphi)$$

Akım ve gerilim arasındaki φ açısı bulunduğundan sonra, kilitli rotor empedansı denklem 4.11'de olduğu gibi bileşenlerine ayrılır.

$$R_{kr} = Z_{kr} \cos \varphi = R_s + R'_r \quad (4.11)$$

$$X_{kr} = Z_{kr} \sin \varphi = X_{slr} + X'_{rlr}$$

Burada;

X_{slr} : Kilitli rotor, stator kaçak akı reaktansı [Ω]

X'_{rlr} : Kilitli rotor, rotor kaçak akı reaktansı [Ω]

Bulunan bu X'_{kr} akı reaktans değerinden faz başına stator ve rotor devrelerinin kaçak akı reaktanslarını hesaplamak için Çizelge 4.1 kullanılır. Bu çizelgede motorun yapıldığı sınıf, akım, moment ve kaymanın aldığı değerlere göre kilitli rotor kaçak akı reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılımları görülmektedir. Sincap kafesli asenkron motor için stator ve rotor kaçak akı reaktanslarının ayrıştırılmasının başka bir yolu yoktur. Rotoru sargılı asenkron motorda ise bu dağılım, kilitli rotor akı reaktansının %50 oranında paylaşılması şeklindedir. Faz başına stator kaçak akı reaktansı X_{ls} bulunduğuna göre, denklem 4.6 kullanılarak uyartım devresi akı reaktansı X_m bulunur.

Çizelge 4. 1: Asenkron motorun kaçak reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılımı (Çolak, 2008)

Motor sınıfı	Tanımlama	X_{slr}	X'_{rlr}
A	Normal başlatma moment ve akımı	0.5 X_{kr}	0.5 X_{kr}
B	Normal başlatma moment, düşük başlatma akımı	0.4 X_{kr}	0.6 X_{kr}
C	Yüksek başlatma moment, düşük başlatma akımı	0.3 X_{kr}	0.7 X_{kr}
D	Yüksek başlatma moment, yüksek kayma	0.5 X_{kr}	0.5 X_{kr}
Rotoru sargılı		0.5 X_{kr}	0.5 X_{kr}

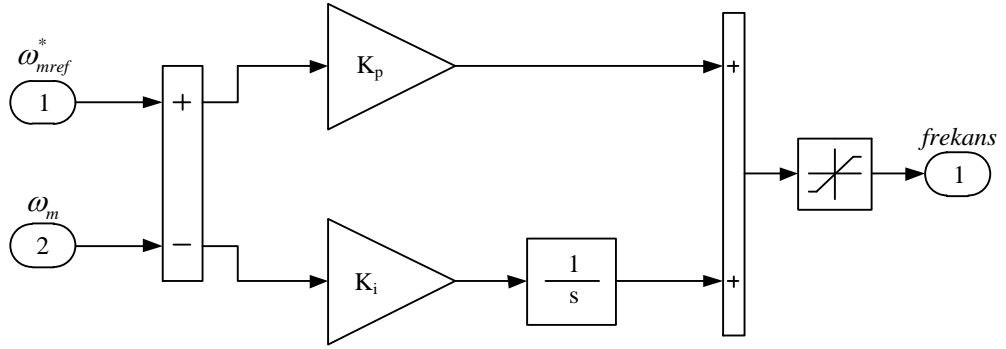
4.3. BENZETİM MODELİ ÇALIŞMALARI

SHD ve DRAYHD'inin benzetim modelini oluşturabilmek için gerekli hesaplamalar Bölüm 2 ve 3'te verilmiştir. Benzetim modelleri MATLAB/SIMULINK V7.6 yazılım paketi üzerinde kurulmuştur. Benzetim modelleri 0-3 saniye aralığında incelenmiştir. Benzetim modelinde, motorun verilen bir referans hız değişim eğrisini takip etmesi sağlanmıştır. Referans hız eğrisinin 0.5-0.7 s, 1.5-1.7 s ve 2.5-2.7 s aralıklarında tam yükte yüklenmekte diğer aralıklarda ise boşta çalışmaktadır. Benzetim çalışmasında referans hız ve motorun hızı, motorun i_d ve i_q akımları, indüklenen moment ve yük moment, yük moment ve i_q akım eğrileri incelenmiştir. Benzetim modelinde kullanılan A sınıfı üç fazlı asenkron motorun parametre değerleri Çizelge 4.2'de verilmektedir.

Çizelge 4. 2: Tez projesinde kullanılan üç fazlı asenkron motorun parametre değerleri

Makine anma değerleri	
Anma gücü	$P_N = 180 \text{ W}$
Anma gerilimi	$U_N = 220 \text{ V}$
Anma frekansı	$f = 60 \text{ Hz}$
Anma hızı	$n_n = 1725 \text{ d/dak}$
Kutup sayısı	$P = 4$
Kayma	$s=0.04$
Anma moment	$M_N=1 \text{ Nm}$
Eşdeğer devre parametreleri	
Stator direnci	$R_s = 11.05 \Omega$
Rotor direnci	$R_r = 6.11 \Omega$
Mıknatıslanma endüktansı	$L_m = 0.2939397 \text{ H}$
Stator öz endüktansı	$L_s = 0.316423119 \text{ H}$
Rotor öz endüktansı	$L_r = 0.316423119 \text{ H}$

4.3.1.1. PI Hız Denetleyicisi



Şekil 4. 5: PI denetleyicisinin blok diyagramı

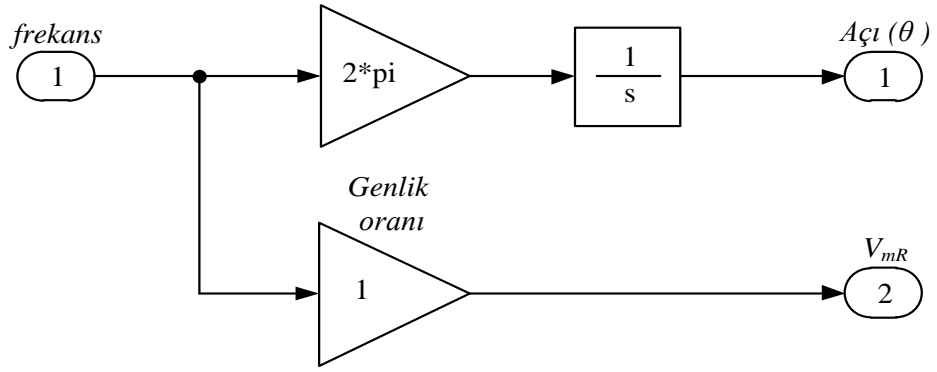
Şekil 4.5’de PI hız denetleyicisinin blok şeması verilmiştir. Şekil 4.5’de görüldüğü gibi, motor milinden ölçülen ve geri besleme olarak alınan gerçek hız değeri, referans hız değerinden çıkartılarak hız hatası elde edilir. Elde edilen hata hızı K_i İntegral sabiti ile çarpılıp integrale edilen hız hatası ile oransal sabit K_p ile çarpılan hız hatası toplanarak, stator geriliminin frekansı f_s sınırlayıcı yardımıyla alt ve üst değerinde kısıtlanarak elde edilir. Bu toplamının sonucunda stator geriliminin frekansı f_s ifadesi denklem 4.15’deki gibi elde edilmiştir. Hız hatasını sıfıra götürecektir denetim işaretini, motora uygulanacak stator geriliminin frekansını f_s , oluşturmaktadır. Stator geriliminin genliği ise, $V_s/f_s = k$ oranı sabit kalacak şekilde $V_s = k f_s$ ifadesinden elde edilmektedir. Denklem 4.14 ve 4.15 sırasıyla denklemler açısal hız hatasını ve PI denetleyicisinin fonksiyonunu göstermektedir.

$$\varepsilon_\omega = \omega_{mref}^* - \omega_m \quad (4.14)$$

$$f_s = K_p \varepsilon_\omega + K_i \int \varepsilon_\omega dt \quad (4.15)$$

4.3.1.2. Referans sinüzoidal dalganın maksimum değeri (V_{mR}) ve açılı (θ) hesaplama bloğu

Şekil 4.6’da, asenkron motora uygulanacak gerilimin maksimum değeri (V_{mR}), frekans çıkışının bir kazanç bloğuna uygulanmasıyla elde edilmiştir. Frekans değeri, 2π ile çarpılarak açısal hız ve açısal hızın integralinden de açılı (θ) elde edilmiştir.



Şekil 4. 6: Genlik oranı (m_v) ve açının (θ) bulunması blok diyagramı

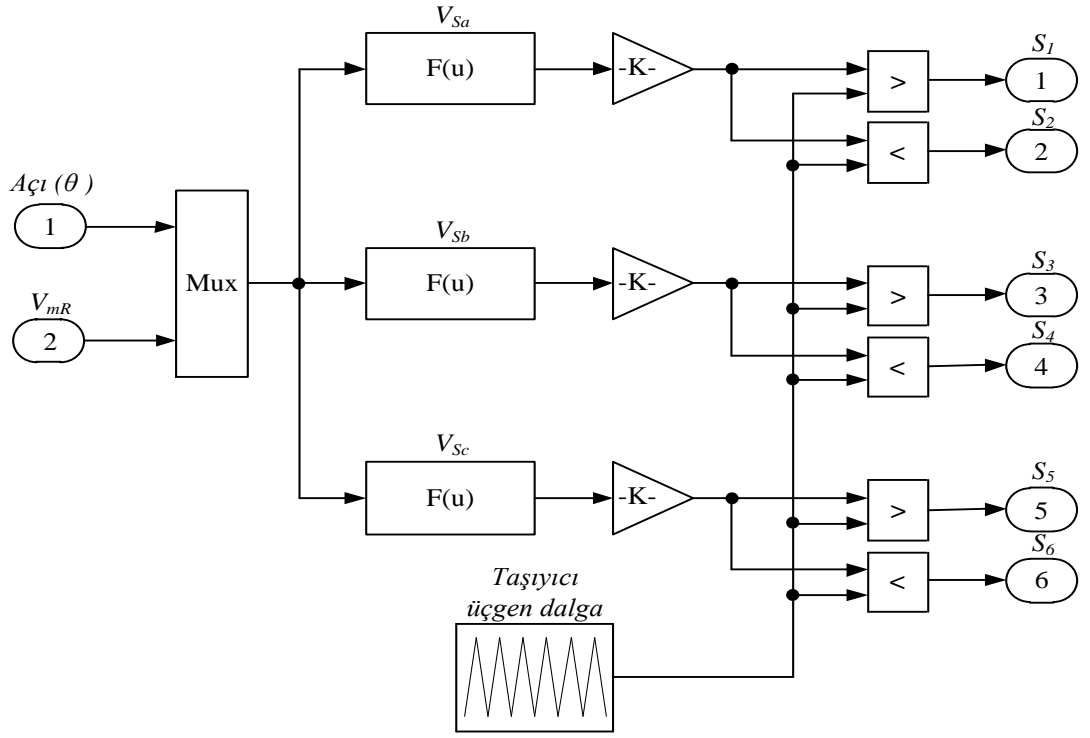
4.3.1.3. Sinüs - Üçgen Karşılaştırılması

Referans sinüzoidal dalganın maksimum değeri (V_{mR}) ve açı (θ) bilgilerinden hareketle her bir faz için denklem 4.16 F(u) bloğunda oluşturulmuştur. Denklem 4.16'da üçüncü harmonik gerilim eklemeli üç faz referans gerilimleri verilmektedir.

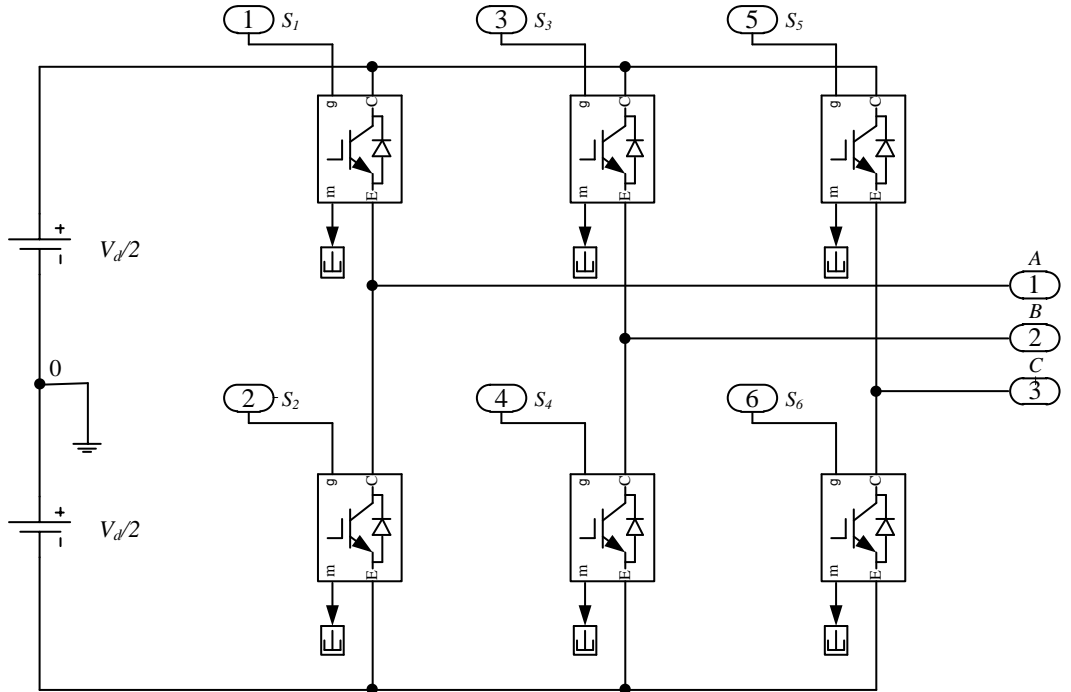
$$\begin{aligned}
 V_{Sa} &= V_{mR} \sin(\theta) + \frac{V_{mR}}{6} \sin(3\theta) \\
 V_{Sb} &= V_{mR} \sin(\theta - 2\pi / 3) + \frac{V_{mR}}{6} \sin(3\theta - 2\pi) \\
 V_{Sc} &= V_{mR} \sin(\theta + 2\pi / 3) + \frac{V_{mR}}{6} \sin(3\theta + 2\pi)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Referans sinüzoidal gerilimlere üçüncü harmonik gerilim eklendiğinde stator gerilimlerinde düşme olmuştur. Bu gerilim düşümleri kazanç bloklarına uygulanarak stator gerilimlerinin genlikleri ötelenmiştir. Şekil 4.7'de görüldüğü gibi, her bir faz için darbe genişlik ayarlı (DGA) tetikleme sinyalinin üretebilmek için denklem 4.16 değerleri verilen, referans sinüzoidal gerilimler, frekansı anahtarlama frekansına eşit, genlik ve frekansı sabit bir taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılmaktadır. Referans sinüzoidal gerilimin genliği taşıyıcı üçgen dalga gerilim genliğinden büyük olduğunda, o faza ait üst anahtar iletimde tersi durum olduğunda ise, alt güç anahtarı iletime girer.

Şekil 4.8'de GADE'deki IGBT'lerin anahtarlama durumlarına göre ilgili anahtarları açarak veya kapatarak asenkron motorun A, B ve C fazlarına uygulanacak sinüzoidal gerilimler elde edilmiştir.



Şekil 4. 7: Taşıyıcı üçgen dalga (V_{tri}) ve referans sinüs dalga (V_{mR}) gerilimlerinin karşılaştırılması

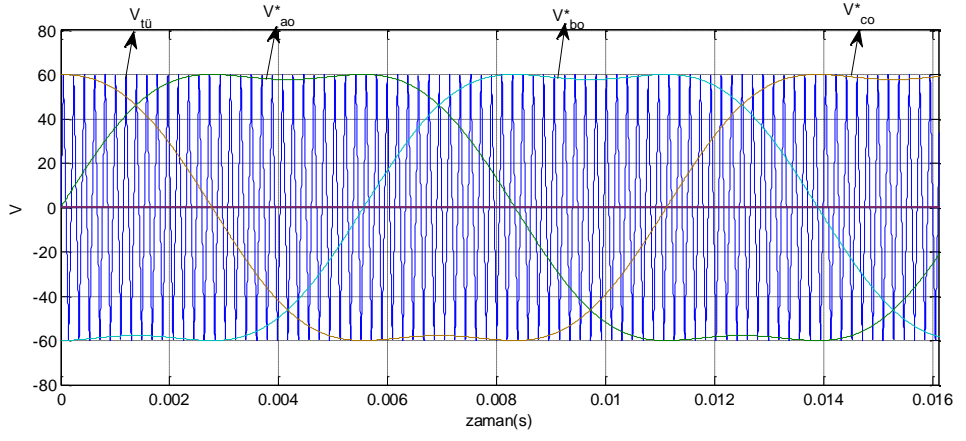


Şekil 4. 8: Gerilim ara devreli evirici blok diyagramı

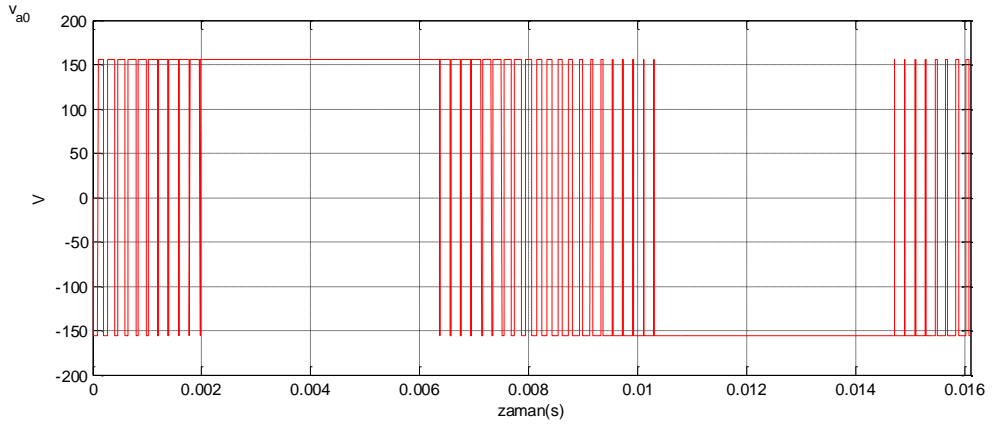
Şekil 4.9'da, DGA dalga şekilleri verilmektedir. Kutup gerilimleri Bölüm 3'te verilen denklem 3.47 ve 3.48'deki gibi elde edilmiştir. Şekil 4.9 a'da, referans sinüs gerilim dalgası ve referans sinüs gerilim dalgasıyla karşılaştırılan taşıyıcı üçgen gerilim dalga şekilleri, Şekil 4.9 b'de karşılaştırma sonucu elde edilen darbe genişlik ayarlı (DGA) dalga şekli ve Şekil 4.9 c'de, stator fazlar arası gerilimin bilgisayar benzetimi verilmektedir.

Şekil 4.9 b'de görüldüğü gibi, üretilen DGA işaretinde, anahtarların açık ve kapalı olma sürelerinin toplamı, taşıyıcı üçgen dalganın periyoduna eşittir. DGA dalga şeklinin temel bileşeni ise teorik olarak sinüzoidal gerilimin referansına eşdeğerdir. Taşıyıcı üçgen dalganın anahtarlama frekansının artması ile evirici çıkışından referans sinüzoidal sinyale yakın bir sinyal elde edilir.

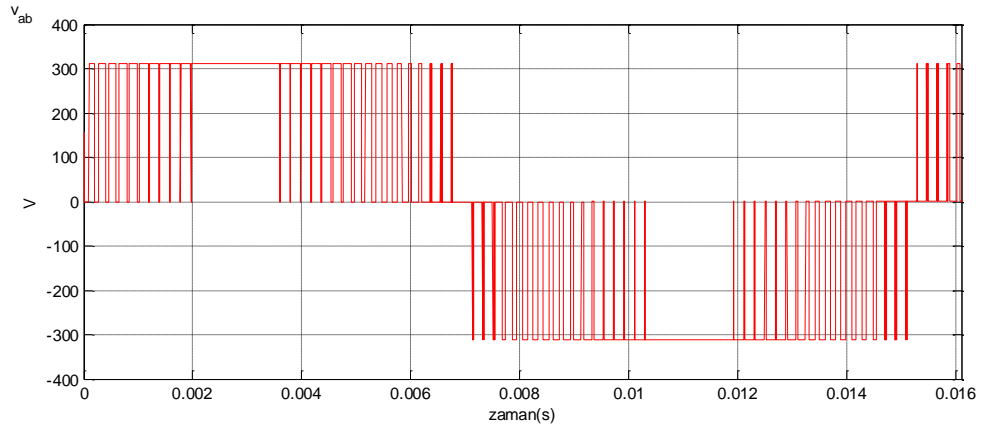
Şekil 4.9 c'de görüldüğü gibi, elde edilen DGA çıkış sinyali kesikli kare dalgalı alternatif bir sinyal gerilimi olduğu ve genel itibariyle de sinüzoidal gerilime benzemektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4. 9: $m=1$ $m_f=87$: (a) 3. harmonik eklemeli darbe genişlik ayarı kutup gerilimi (b) hat gerilimi (c) fazlar arası gerilim

4.3.2. Dolaylı Rotor Alanı Yönlendirmeli Hız Denetiminin Benzetim Modeli

DRAYHD’i, asenkron motorun dinamik modelinden elde edilen parametrelere bağlı olarak matematiksel (vektörel) hesaplamalar içerdiğinden bu matematiksel işlemlerin çok hızlı bir şekilde yapılması gereklidir. Çünkü motor içerisinde meydana gelen değişimlere göre, gerekli olan denetim sinyallerinin hızlı bir şekilde üretilip tekrar motora uygulanması gereklidir. Şekil 4.10’da görüldüğü gibi, verilen hız referans değeri ile motor ölçme bloğundan elde edilen hız değeri PI hız denetleyicisine uygulanmış ve denetleyici çıkışında referans moment değeri elde edilmiştir. Elde edilen referans moment değeri ve sabit olarak verilen akı referans değeri kullanılarak, motorun q eksen referans akım değeri elde edilmiştir. q eksen referans akım değeri, sabit olarak verilen referans akı ve motor hızından hareketle, $d-q$ ’dan $a-b-c$ ’ye dönüşüm için gerekli açı, açı (θ) hesaplama bloğu yardımıyla hesaplanmıştır. Sabit akı referans değeri kullanılarak motorun d eksen referans akım hesaplama bloğu oluşturulmuştur. $d-q$ referans değerleri ve dönüşüm açısı, $d-q$ ’dan $a-b-c$ ’ye dönüşüm bloğuna uygulanarak, akımın $a-b-c$ eksen takımındaki referans eksenindeki değerleri türetilmiştir. Bu referans değerler ve motorun ölçme bloğundan elde edilen motorun $a-b-c$ akım değerleri, akım regülatörü bloğuna uygulanarak, köprü evirici devresindeki IGBT anahtarlama elemanları için gerekli olan DGA gerilim darbeleri üretilmiştir. Hız denetleyici; $d-q$ - $a-b-c$ dönüşüm bloğu, $a-b-c$ bloğundan gelen referans ve ölçülen akımların karşılaştırılarak DGA darbelerinin oluşturulduğu histerisiz bant akım regülatörü, DA besleme kaynağı, gerilim ölçme bloğu, IGBT’li köprü evirici bloğu ve asenkron motor bloğu için güç sistemleri blok grubundaki hazır bloklardan yararlanılmıştır. Motora uygulanan yük momenti ise 0.5-0.7 s, 1.5-1.7 s ve 2.5-2.7 s aralıklarında tam yükte yüklenmektedir.

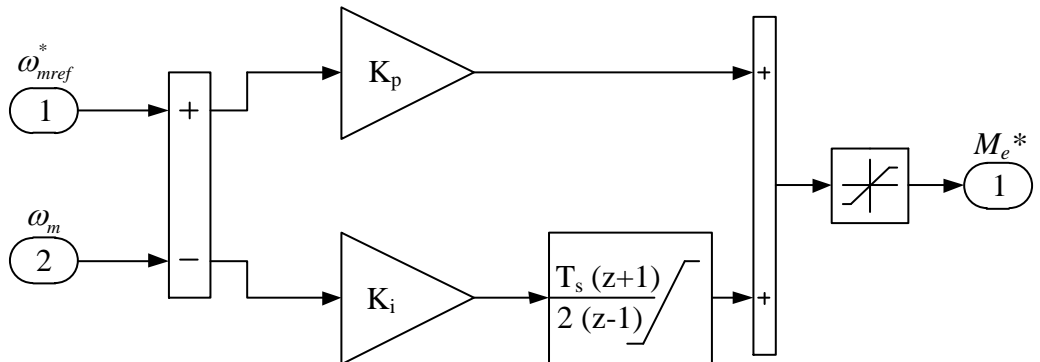
4.3.2.1. PI Hız Denetleyicisi

Hız döngüsü; referans hız, hız geri beslemeli ve hız denetleyicisi içermektedir. Hız döngüsünde, motor milinden ölçülen ve geri besleme olarak alınan gerçek hız değeri, referans hız değerinden çıkartılarak hız hatası elde edilir. Elde edilen hata hızı K_i İntegral sabiti ile çarpılıp örnekleme zaman ifadesi bloğuyla elde edilen hız hatası ile oransal sabit K_p ile çarpılan hız hatası toplanarak, referans moment ifadesi denklem 4.17'deki gibi elde edilir.

$$M_e^* = K_p (\omega_{mref}^* - \omega_m) + K_i (\omega_{mref}^* - \omega_m) \sum_{n=0}^{T_s-1} (\omega_{mref}^* - \omega_m)_n \quad (4.17)$$

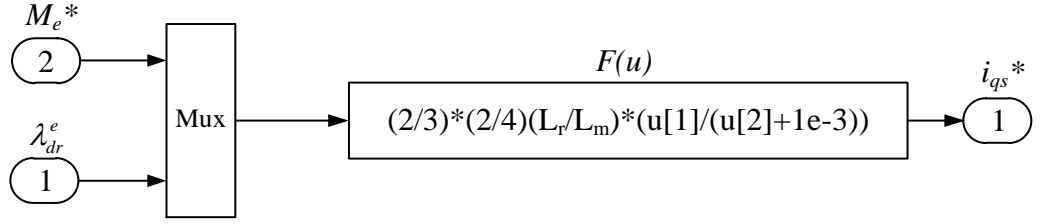
Denklem 4.17'de $(\omega_{mref}^* - \omega_m)$ verilen referans hız değeri ile gerçek hız değeri arasındaki fark hızı yani, M_e^* referans moment ifadesi değerini, K_p oransal kazancı, K_i integral kazancı ve $T_s=0,1,2,\dots$ örnekleme zamanını ifade etmektedir.

Şekil 4.11'de görüldüğü gibi, motor milinden ölçülen ve geri besleme olarak alınan gerçek hız değeri, referans hızdan çıkartılarak hız hatası elde edilir. Elde edilen hata hızı K_i İntegral sabiti ile çarpılıp integrale edilen hız hatası ile oransal sabit ile çarpılan hız hatası toplanarak, referans i_{qs}^* değerini oluşturan referans moment ifadesi, sınırlayıcı yardımıyla alt ve üst değerinde kısıtlanarak elde edilir. Asenkron motorun aşırı yüklenmesini önlemek için referans moment değeri, maksimum moment (3Nm) ile sınırlandırılmıştır.



Şekil 4. 11: PI hız denetleyicisinin blok diyagramı

4.3.2.2. Moment bileşeni i_{qs}^* Akımın Referans Değerinin Hesaplanması



Şekil 4. 12: Moment bileşeni i_{qs}^* referans akım değerinin blok diyagramı

Bölüm 3’de hesaplanan, denklem 3.46’daki moment ifadesinden i_{qs}^* referans akım ifadesini çektüğümüzde;

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{M_e^*}{\lambda_{dr}^e} \quad (4.18)$$

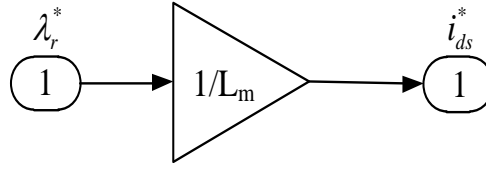
elde edilir.

Şekil 4.12’de, denklem 4.18’de matematik ifadesi verilen i_{qs}^* referans akım değerinin blok diyagramı gösterilmiştir. Şekil 4.12’de görüldüğü gibi, asenkron motorun ölçme bloğundan hesaplanan akı değeri ile referans moment ifadesinin değeri Mux bloğu yardımıyla F(u) fonksiyon bloğunda i_{qs}^* referans akım değeri hesaplanmıştır. Asenkron motorun ilk kalkınma anında ölçme bloğundan elde edilen akı değeri sıfırdır. Bu akı değeri, F(u) bloğundaki paydayı da sıfır yapacağından matematiksel ifade de belirsizlik söz konusudur. Bu belirsizliği ortadan kaldırmak için F(u) bloğundaki akı değeri 1e-3 gibi küçük bir değer ile toplanmıştır.

4.2.2.3. Akı Bileşeni i_{ds}^* Akımı Referans Değerinin Hesaplanması

i_{ds}^* akımı referans değerinin hesaplanması için, verilen sabit rotor akısı referans değerinin (λ_r^*) bilinmesi gerekir. Sabit rotor akısı referans değerinin ifadesi denklem 4.19’deki gibi ifade edilir.

$$\lambda_r^* = \sqrt{(\lambda_{qr}^e)^2 + (\lambda_{dr}^e)^2} \quad (4.19)$$



Şekil 4. 13: Akı bileşeni i_{ds}^* akımı referans değerinin blok diyagramı

Sabit rotor akısı referans değeri senkron referans düzlemindeki toplam rotor d - q bileşen akılarına $(\lambda_{dr}^e, \lambda_{qr}^e)$ bağlıdır. Bölüm 2’de verilen denklem 2.28’den stator ve rotor akımlarının matrisel formu denklem 4.20’deki gibi yazılabilir.

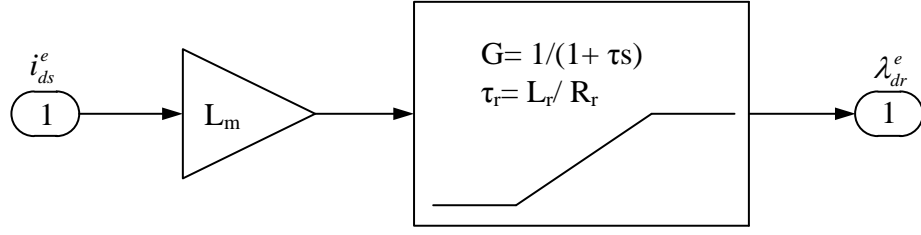
$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_m p & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_e - \omega_o) L_m & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_o) L_r \\ -(\omega_e - \omega_o) L_m & L_m p & -(\omega_e - \omega_o) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Denklem 4.20’de hesaplanan stator ve rotor akım değerleri, denklem 2.26’da yerlerine yazılırsa λ_{qr}^e ve λ_{dr}^e rotor d - q bileşen akılarının matematiksel ifadeleri elde edilir. Elde edilen bu rotor akı değerlerini denklem 4.19’da yerlerine yazarak sabit akı referans λ_r^* değeri elde edilir. λ_r^* değerini, Bölüm 3’te hesaplanan denklem 3.43’ten i_{ds}^* referans akım ifadesi çekilirse denklem 4.21’deki gibi elde edilir. Şekil 4.12’de, denklem 4.21’deki i_{ds}^* referans akım değerinin elde edilmiş blok diyagramı verilmiştir.

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m} \quad (4.21)$$

4.3.2.4. Geçici Durumda Rotor Akısının Hesaplanması

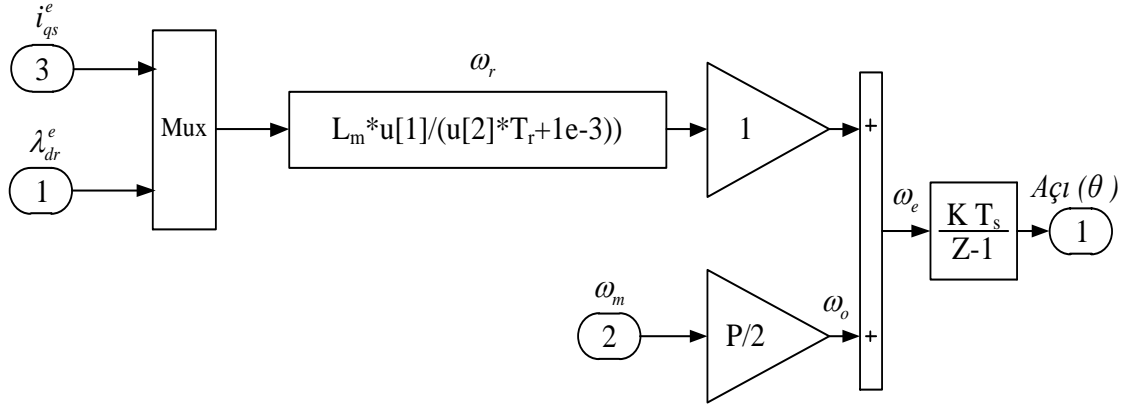
Şekil 4.13’de, denklem 3.42’deki ifade kullanılarak, rotor akısının geçici durumdaki blok diyagramı ifadesi gösterilmiştir.



Şekil 4. 14: Rotor akısının geçici durum ifadesi blok diyagramı

4.3.2.5. Elektriksel Kayma Açısal Hızı Ve Açının Hesaplanması

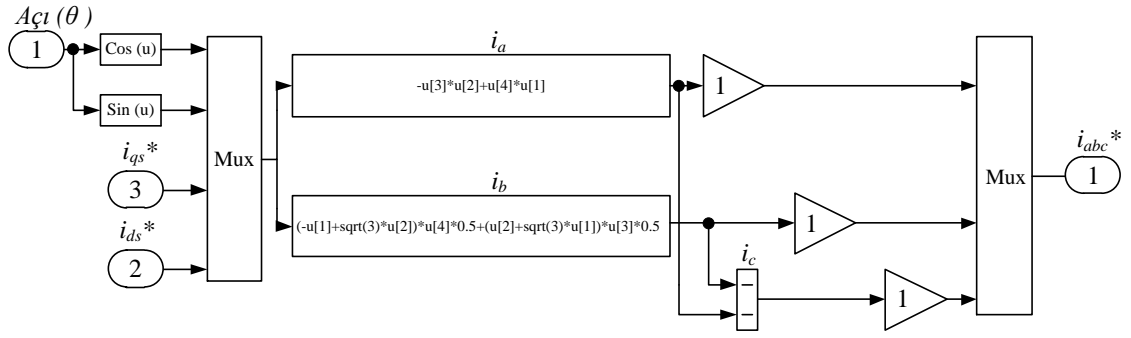
Şekil 4.15’de görüldüğü gibi, asenkron motorun ölçme bloğundan hesaplanan akı ve q bileşeni stator akım değerleri Mux bloğu yardımıyla $F(u)$ fonksiyon bloğunda, Bölüm 3’de verilen denklem 3.41’deki kayma elektriksel açısal hız (ω_r) ifadesi hesaplanmıştır. Bölüm 2’de verilen denklem 2.31’deki rotorun elektriksel açısal hız (ω_o) ifadesinin değeri, mekanik açısal hızın (ω_m) kazanç bloğuna uygulanarak elde edilmiştir. Kayma elektriksel açısal hız (ω_r) ifadesi ile rotorun elektriksel açısal hız (ω_o) ifadesi toplanarak stator akımı açısal hız (ω_e) ifadesi elde edilmiştir. Stator akımı açısal hız (ω_e) ifadesinin ayrık zamanlı integral bloğuna uygulanarak açı (θ) ifadesi elde edilmiştir.



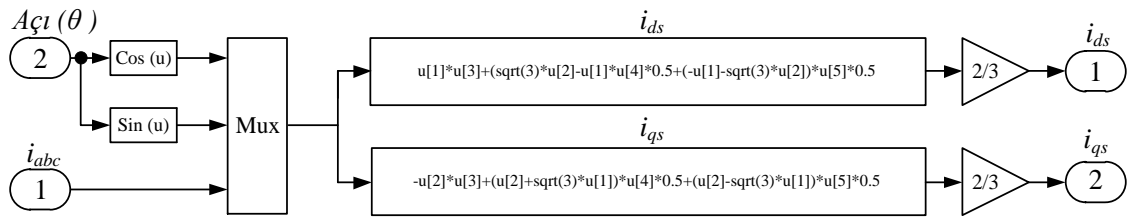
Şekil 4. 15: Elektriksel kayma (ω_r) ve açının (θ) blok diyagramı

4.2.2.6. dq/abc Referans Düzlem Dönüşümleri

Şekil 4.16’da, Bölüm 2’de verilen denklem 2.24’deki simetrik park dönüşüm matrisinin blok diyagramı verilmektedir. Şekil 4.17’de, Bölüm 2’de verilen denklem 2.25’deki ters dönüşüm matrisinin blok diyagramı gösterilmiştir.



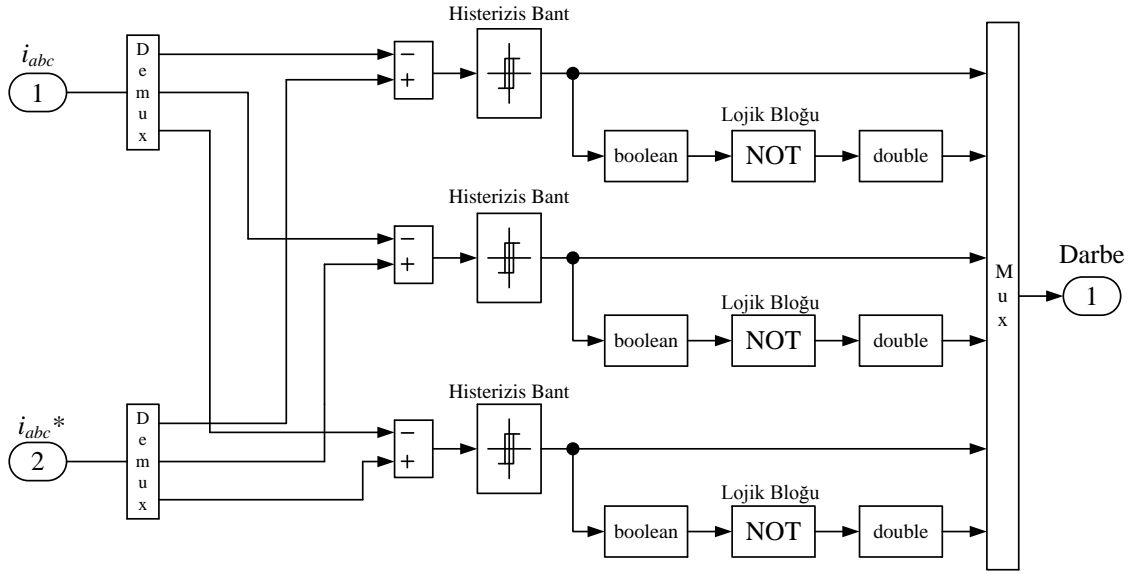
Şekil 4. 16: Referans i_{abc}^* değerini hesaplayan blok diyagramı



Şekil 4. 17: Simetrik park dönüşüm matrisi (abc ekseninden $d-q$ eksenine dönüşüm) blok diyagramı

4.3.2.7. Histerizis Akım Regülatörü

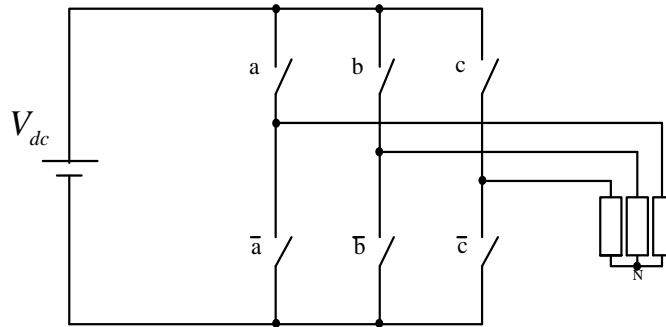
Histerizis bant akım regülatörü, referans akım (i_{abc}^*) ile ölçülen akım değerleri bir karşılaştırma devresine uygulanır. Çıkıştan alınan fark veya hata akımı gelen fark akım sinyali karşılaştırıcılara girilerek lojikel sonuç üretimi gerçekleştirir. Asenkron motorun üç fazından her biri birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilir. Referans akım ile ölçülen akım arasındaki farkın belirlenen bantı pozitif yönde aşması, ölçülen akımın yetersiz olduğu anlamına gelir ve ilgili faza ait anahtar kapatılarak akımın artması sağlanır. Referans akım ile ölçülen akım arasındaki farkın belirlenen bantı negatif yönde aşması, gerçekleşen akımın gereğinden fazla olduğu anlamına gelir ve ilgili faza ait anahtar açılarak akımın azalması sağlanır. Histerizis bantı, gereksiz anahtarlamalardan meydana gelecek anahtarlama kayıplarının önlenmesini sağlar. Şekil 4.18'de histerizis akım regülatörü blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 4. 18: Akım regülatörü blok diyagramı

4.3.2.8. Evirici Benzetimi ve Anahtarlanması

Şekil 4.19'da, üç faz köprü evirici temel devre prensip şeması, Çizelge 4.3'de anahtarlama durumları ve denklem 4.22'de, Çizelge 4.3'de verilen anahtarlama durumlarına ait faz ve hat gerilimlerinin matris formu verilmektedir Şekil 4.19'da, verilen evirici temel devresinde üç kol ve altı adet anahtar bulunmaktadır. Ancak, bu anahtarlardan aynı kola bağlı olanlar birlikte çalışırlar. Bunlardan biri diğerinin mantıksal değili ile ifade edilir ve hiçbir zaman iki anahtar aynı anda açık veya kapalı durumda olmazlar. İki anahtarın aynı anda kapalı olması durumunda DC kaynak kısa devre olur. Böylece, sistemde üç adet anahtar olduğu kabul edilebilir. Benzetim çalışmasında, motorun her bir fazının gerilimleri ölçülmesi yerine, yalnızca DC kaynak voltajı ölçülmekte ve anahtarlama durumları yardımıyla faz gerilimleri hesaplanabilmektedir.



Şekil 4. 19: Üç faz köprü evirici temel devresi

Çizelge 4. 3: Evirici anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklüklerinin V_{dc} cinsinden birim değerleri

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Hat Gerilimleri			Faz Gerilimleri		
	S_c	S_b	S_a	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	1	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_3	0	1	1	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V_4	1	0	0	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V_5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V_6	1	1	0	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Çizelge 4.3’de verilen anahtarlama durumlarına ait faz ve hat gerilimlerinin matris formu ifadesi denklem 4.22’deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

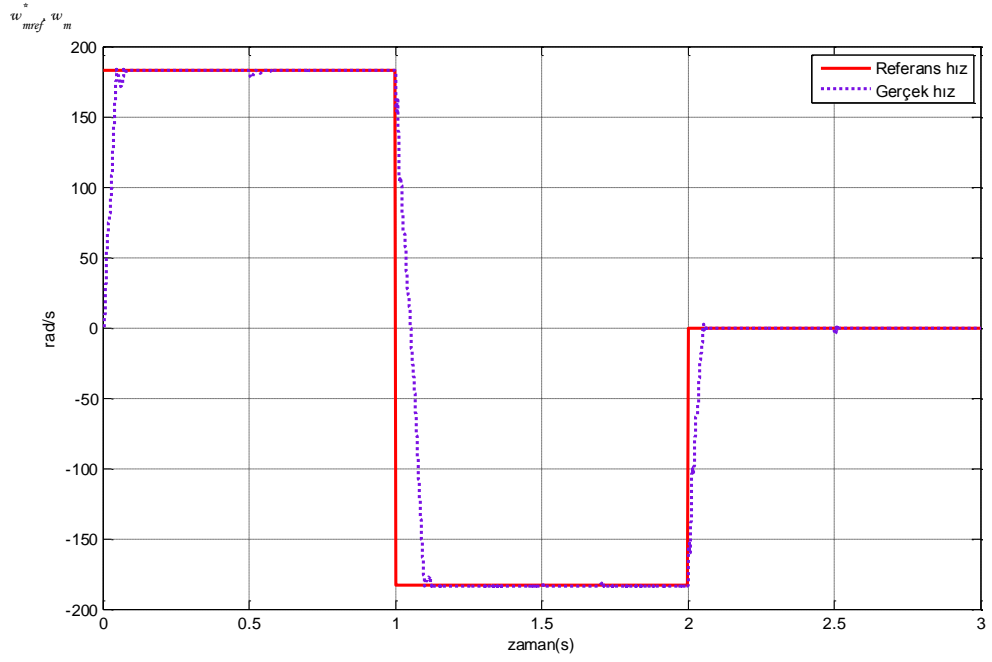
Denklem 4.23’de, S_{abc} anahtarlama vektörleri gösterilmektedir. Sistem içerisinde bu gerilimler yerine d ve q bileşenleri gereklidir. abc/dq dönüşümü kullanılarak statora uygulanan gerilimin d ve q bileşenleri ise denklem 4.23 ile hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} V_{sd}^s &= V_{dc} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{sq}^s &= \frac{V_{dc} (S_b - S_c)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (4.23)$$

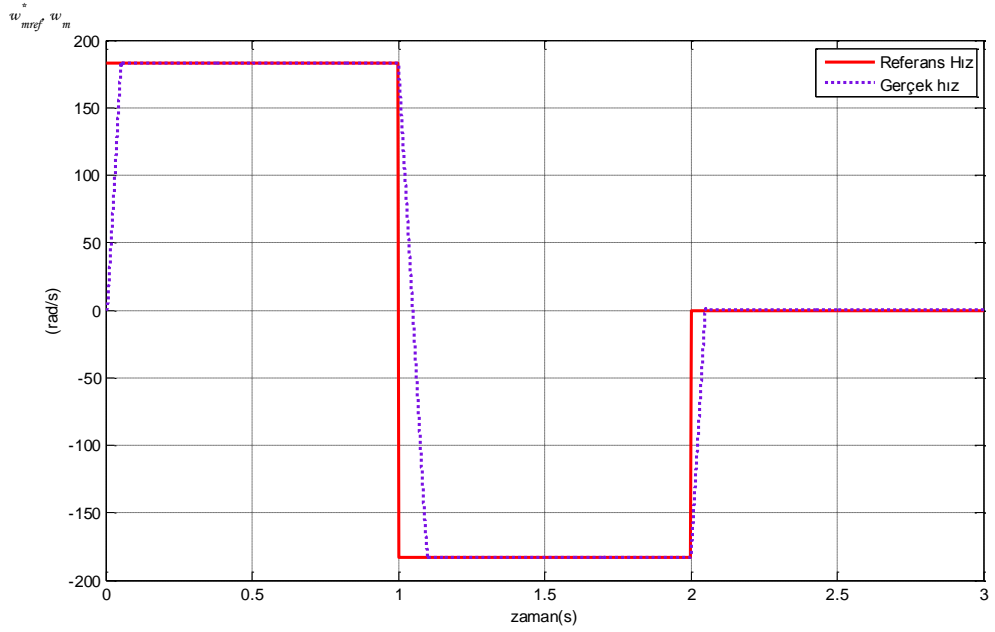
Yapılan çalışmada evirici olarak Matlab/Simulink yazılım paketi içerisinde bulunan blok diyagramı kullanılmıştır.

4.4. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde, Matlab / Simulink yazılım paketindeki Simulink benzetim programında yapılan skaler hız denetimi ve dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetimi benzetim sonuçları verilmektedir. Her iki yöntemle yapılan benzetim çalışmalarında verilen referans hız değeri ω_{mref}^* ve motor milinden ölçülen ve geri besleme olarak alınan gerçek hız değeri ω_m , yük momentini (M_L) ve motor momentinin (M_e), yük momentini ve i_q akımının zamana bağlı olarak karşılaştırmalı değişimleri ile motorun i_d , i_q (i_{abc}) stator faz akımlarının ve gerilimlerinin zamana bağlı değişimleri incelenmiştir. Benzetim sonuçlarında, motorun verilen bir referans hız ω_{mref}^* değişim eğrisini takip etmesi incelenmiştir. Referans hız değişim eğrisinin 0.5-0.7 s, 1.5-1.7 s ve 2.5-2.7 s aralıklarında tam yükte yüklenmekte diğer aralıklarda ise boşta çalışmaktadır. Asenkron motora, t=0-1 s aralığında 183 rad/s ve dönüş yönünü değiştirmek amacıyla t=1-2 s aralığında -183 rad/s ve t=2-3 s aralığında 0 (sıfır) rad/s sabit bir referans hız uygulanmıştır. Şekil 4.20'de, her iki yöntem için verilen referans hız ve motor milinden ölçülen hız değerlerinin zamana bağlı değişimleri verilmektedir.



(a)

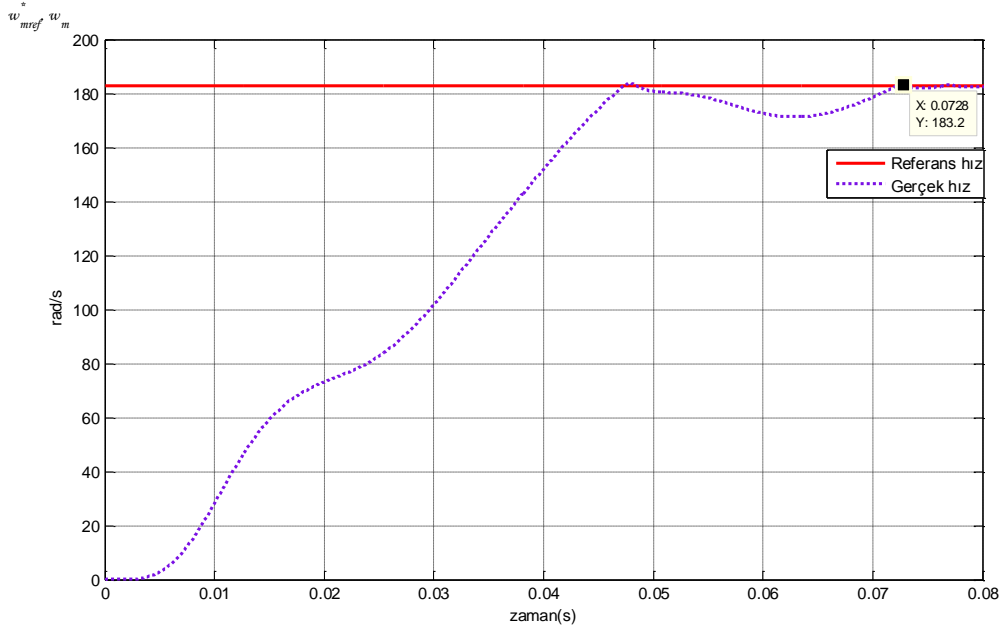


(b)

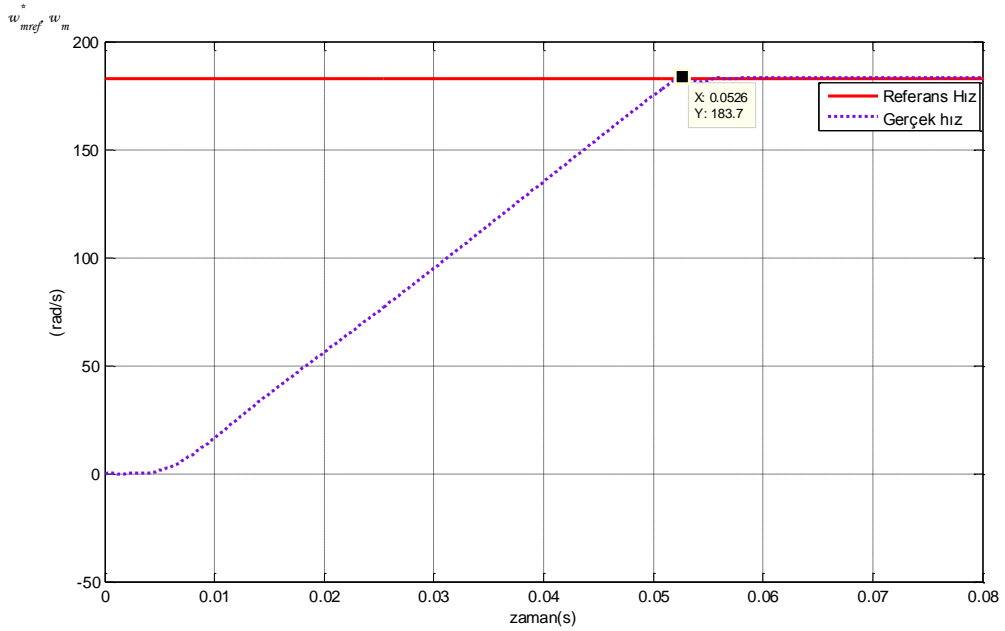
Şekil 4. 20: Verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.21 a'da, SHD yönteminde hızın, sıfırdan itibaren dalgalı rampa şeklinde artarak 0.0728 s'de verilen referans hız değerine ulaştığı görülmektedir. Şekil 4.21 b'de,

DRAYHD yönteminde asenkron motor ilk kalkınma anında referans hız değerine 0.0526 s'de rampa şeklinde artarak verilen referans hız değerine ulaştığı görülmektedir. SHD yönteminin, DRAYHD'ine göre dalgalı rampa şeklinde 0.0202 s gecikmeli olarak verilen referans hız değerine ulaştığı görülmektedir.

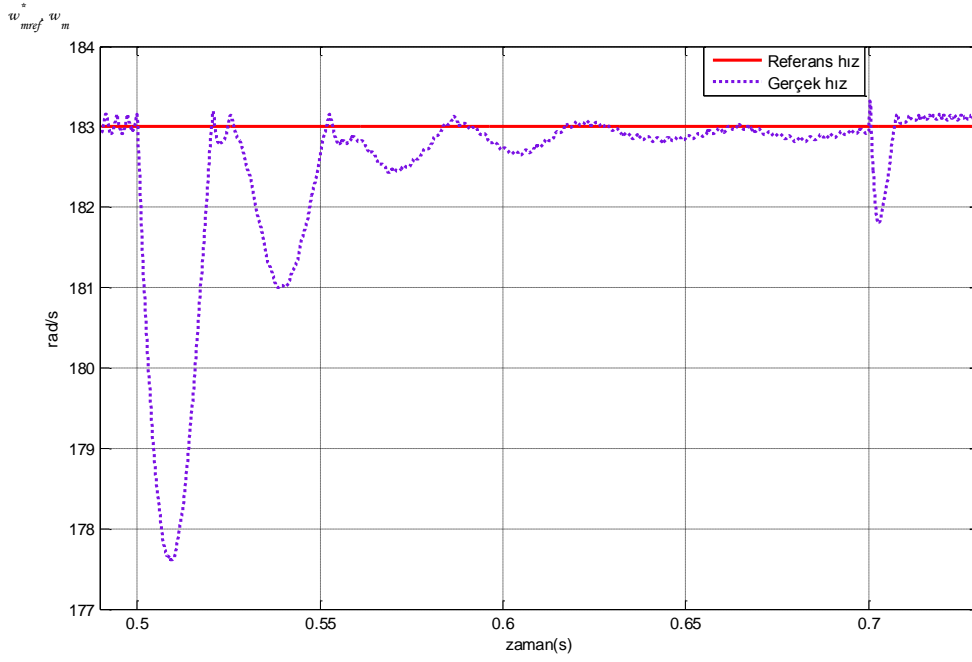


(a)

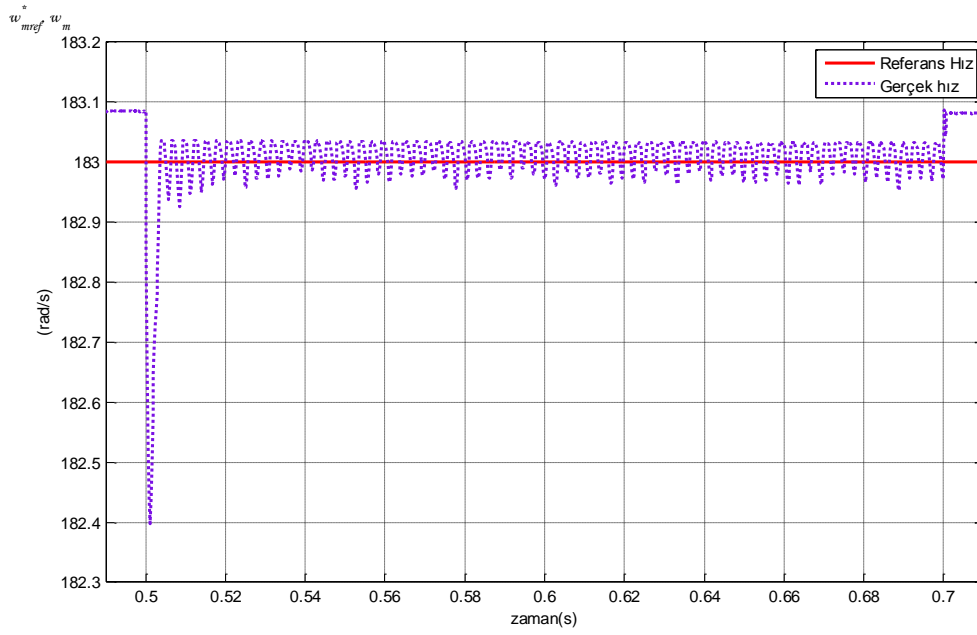


(b)

Şekil 4. 21: $t=0-0.08$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD



(a)

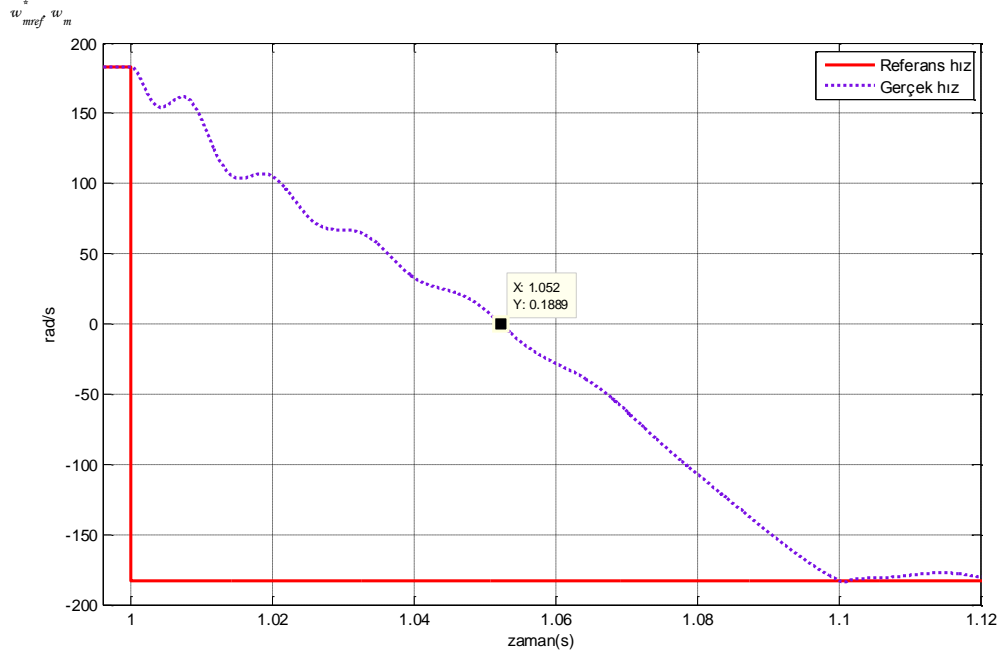


(b)

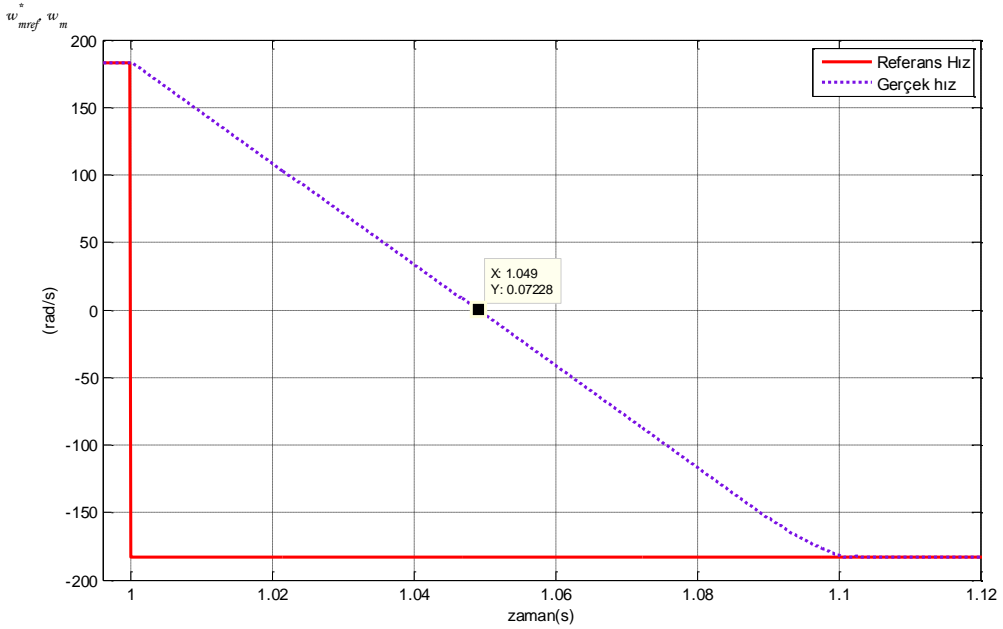
Şekil 4. 22: $t=0.5-0.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.22 a ve b'de, $t=0.5-0.7$ s aralığında 183 rad/s sabit referans hızda ve 1 Nm'lik yük momenti altında, sırasıyla, SHD ve DRAYHD yöntemlerindeki hız-zaman grafikleri verilmiştir. Şekil 4.22 a ve 4.22 b'deki grafiklerden, rotor akı yönlendirmeli

hız denetim yönteminde hız grafiğinin skaler hız denetim yöntemine göre daha iyi olduğu, yani, motor hızının referans hıza daha yakın değiştiği görülmektedir.



(a)

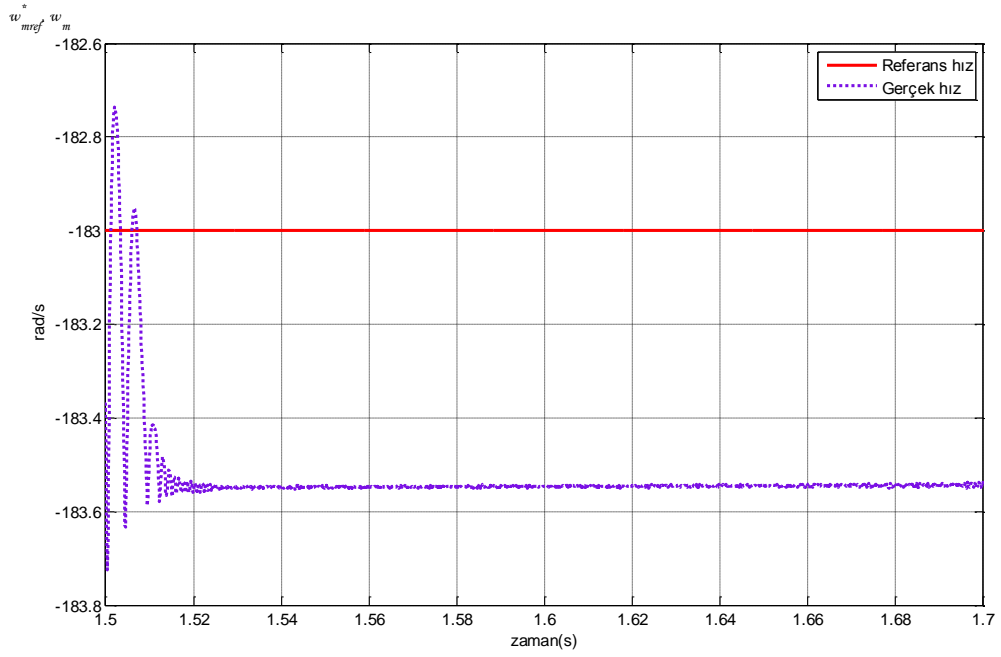


(b)

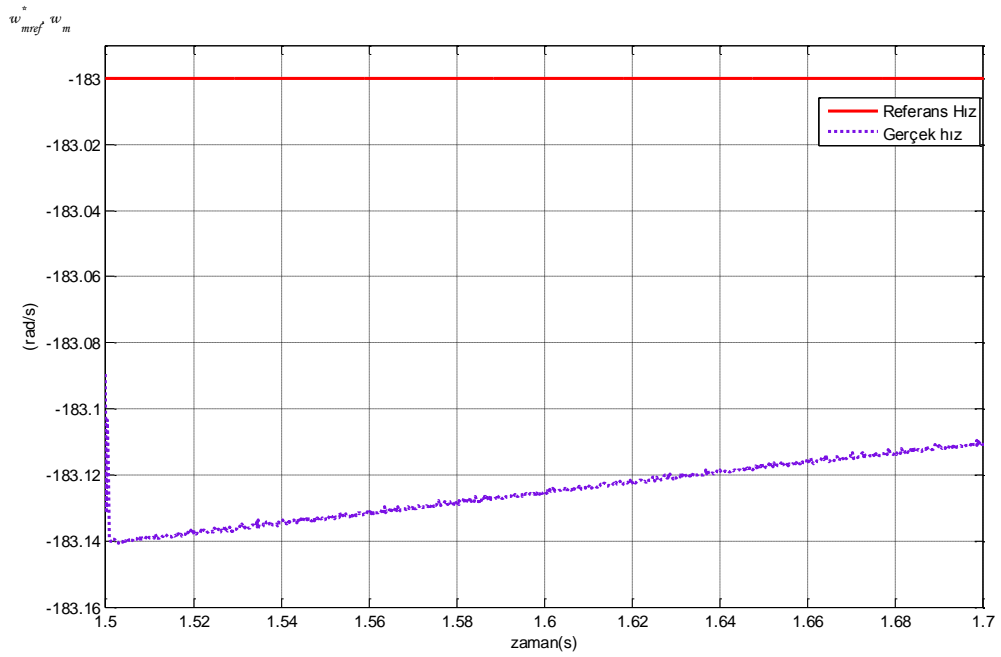
Şekil 4. 23: t=1-1.1 s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.23 a ve b'de, verilen referans hız değerinin birinci saniyede 183 rad/s değerinden -183 rad/s değerine dikey olarak ulaştığı ve asenkron motorun dönüş yönünün değiştiği görülmektedir. Şekil 4.23 a'da, SHD yönteminin dalgalı rampa şeklinde azalarak 1.052 s'de sıfıra ulaştığı ve bu zaman diliminden itibaren dalgalı rampa şeklinde artarak 1.1 s'de referans hız değerine ulaştığı görülmektedir. Asenkron motorun $t=1.052$ s'den sonra dönüş yönün değiştiği görülmektedir. SHD yönteminde hızın, sıfırdan itibaren dalgalı rampa şeklinde artarak 0.048 s'de verilen referans hız değerine ulaştığı gözlemlenmektedir. Şekil 4.23 b'de, DRAYHD yönteminde rampa şeklinde 1.049 s'de sıfıra ulaştığı ve bu zaman diliminden itibaren rampa şeklinde artarak 1.1 s'de referans hız değerine ulaştığı görülmektedir. Asenkron motorun $t=1.049$ s'den sonra dönüş yönün değiştiği görülmektedir. DRAYHD yönteminde hızın, sıfırdan itibaren rampa şeklinde artarak 0.051 s'de verilen referans hız değerine ulaştığı gözlemlenmektedir.

Şekil 4.24 a ve b'de, $t=1.5-1.7$ s aralığında -183 rad/s sabit referans hızda ve 1 Nm'lik yük momenti altında, sırasıyla, SHD ve DRAYHD yöntemlerindeki hız-zaman grafikleri verilmiştir. Şekil 4.24 a'da, SHD yönteminin sabit 0.6 hata ile referans hız değerini takip ettiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.24 b'de, DRAYHD yöntemin 0.14 hatadan azalarak referans hız değerini takip ettiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.24 a ve 4.22 b'deki grafiklerden, rotor akı yönlendirmeli hız denetim yönteminde hız grafiğinin skaler hız denetim yöntemine göre daha iyi olduğu, yani, motor hızının referans hıza daha yakın değiştiği görülmektedir.



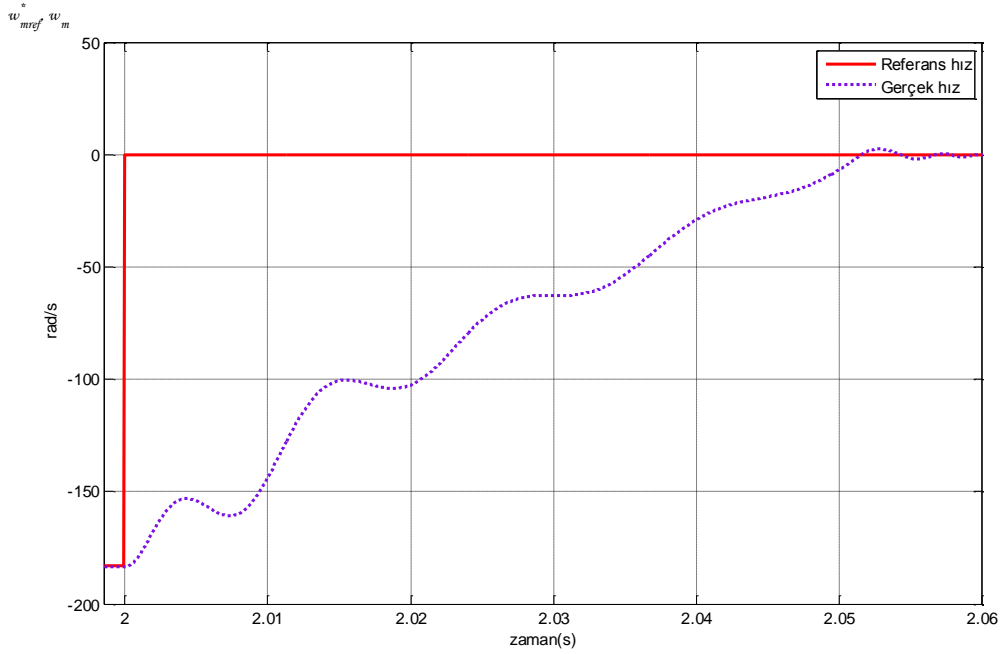
(a)



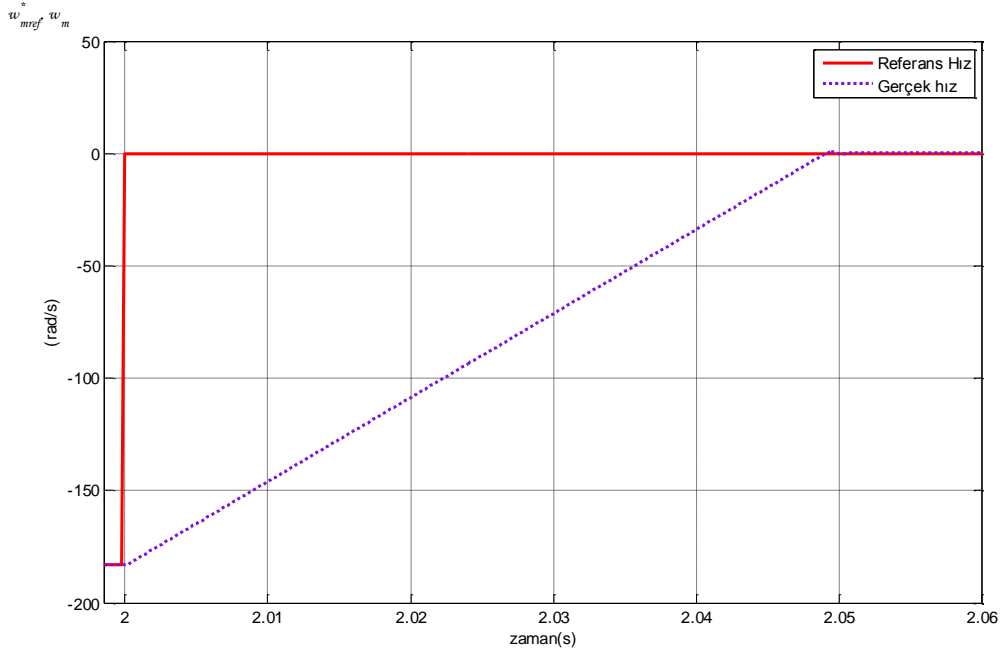
(b)

Şekil 4. 24: $t=1.5-1.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.25 a'da, SHD yönteminin dalgalı rampa şeklinde azalarak 0.07 s'de ulaştığı görülmektedir. Şekil 4.25 b'de, DRAYHD yönteminin referans hız değerine rampa şeklinde azalarak 0.05 s'de sıfıra ulaştığı görülmektedir.



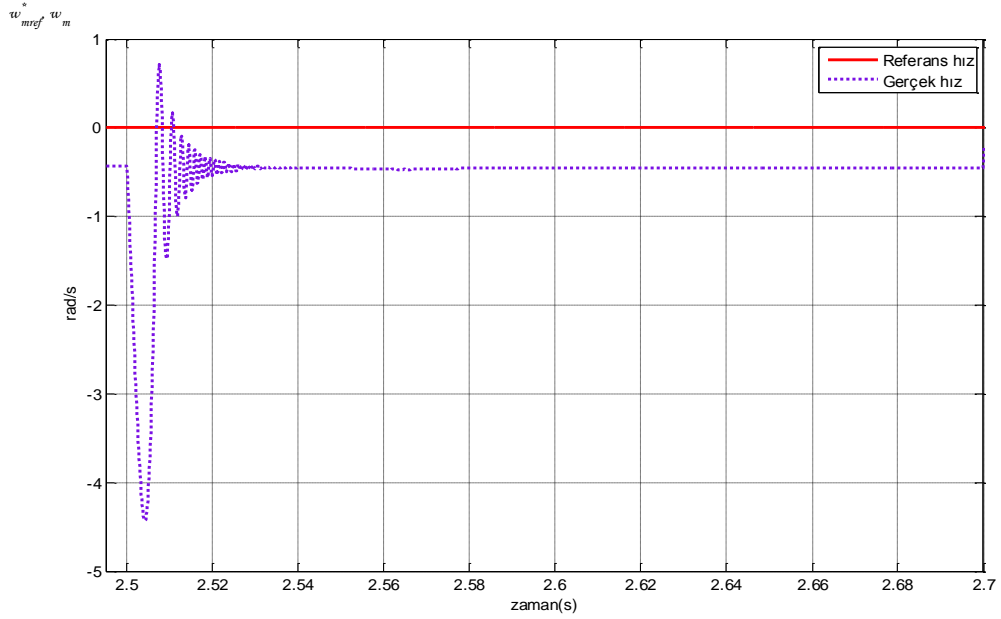
(a)



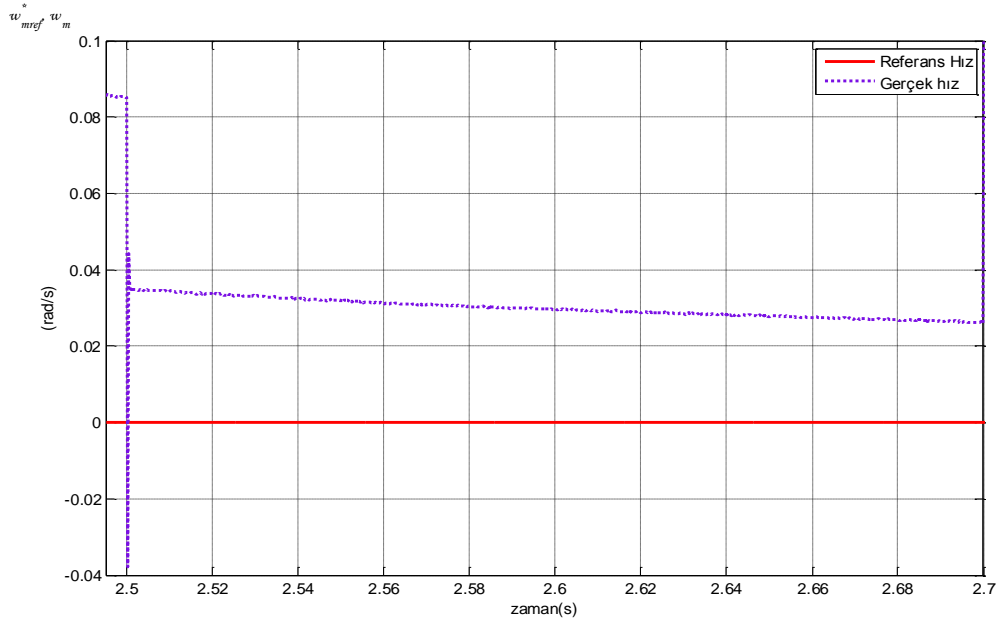
(b)

Şekil 4. 25: $t=2-2.05$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.26 a ve b’de, $t=2.5-2.7$ s aralığında 0 rad/s sabit referans hızda ve 1 Nm’lik yük momentini altında, sırasıyla, SHD ve DRAYHD yöntemlerindeki hız-zaman grafikleri verilmiştir. Şekil 4.22 a ve 4.22 b’deki grafiklerden, DRAYHD yönteminde hız grafiğinin SHD yöntemine göre daha iyi olduğu, yani, motor hızının referans hıza daha yakın değiştiği görülmektedir.



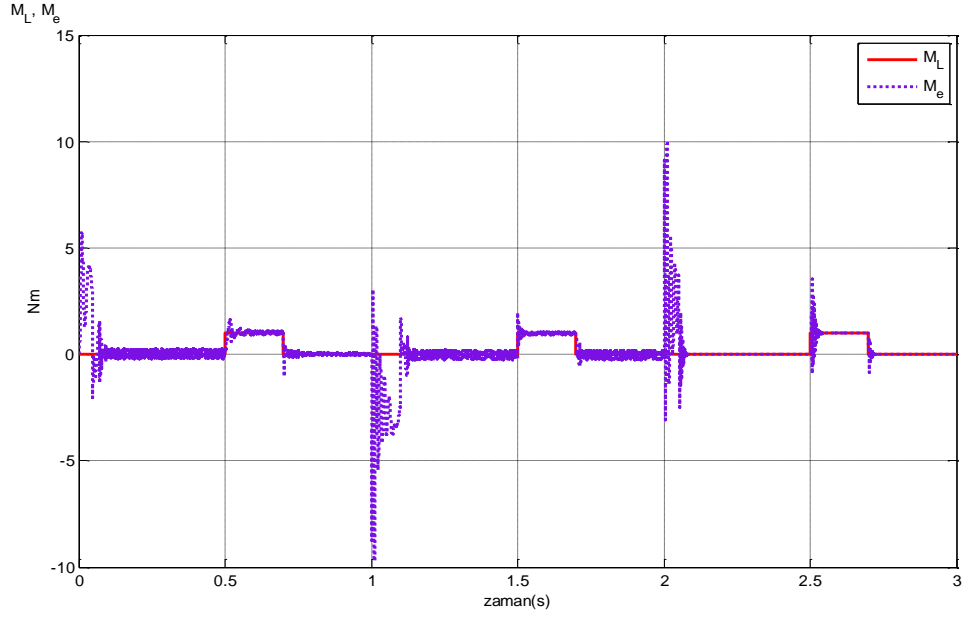
(a)



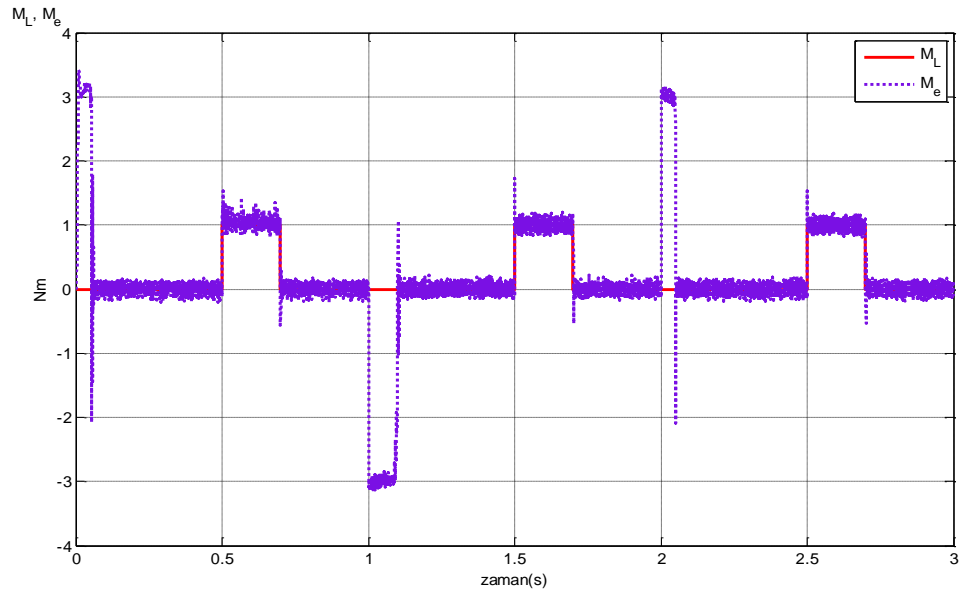
(b)

Şekil 4. 26: $t=2.5-2.7$ s aralığında verilen referans hız (ω_{mref}^*) ile motor milinden ölçülen hız (ω_m) değerlerinin zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

Şekil 4.27 a ve b'de, $t = 0.5-0.7s$, $1.5-1.7 s$ ve $2.5-2.7 s$ aralıklarında 1 Nm 'lik yük momentini altında, sırasıyla, SHD ve DRAYHD yöntemlerindeki moment-zaman grafikleri verilmiştir. Şekil 4.22 a ve 4.22 b'deki grafiklerden, DRAYHD yönteminde moment grafiğinin SHD yöntemine göre daha iyi olduğu, yani, moment dalgalanmasındaki hata oranının daha az olduğu görülmektedir.

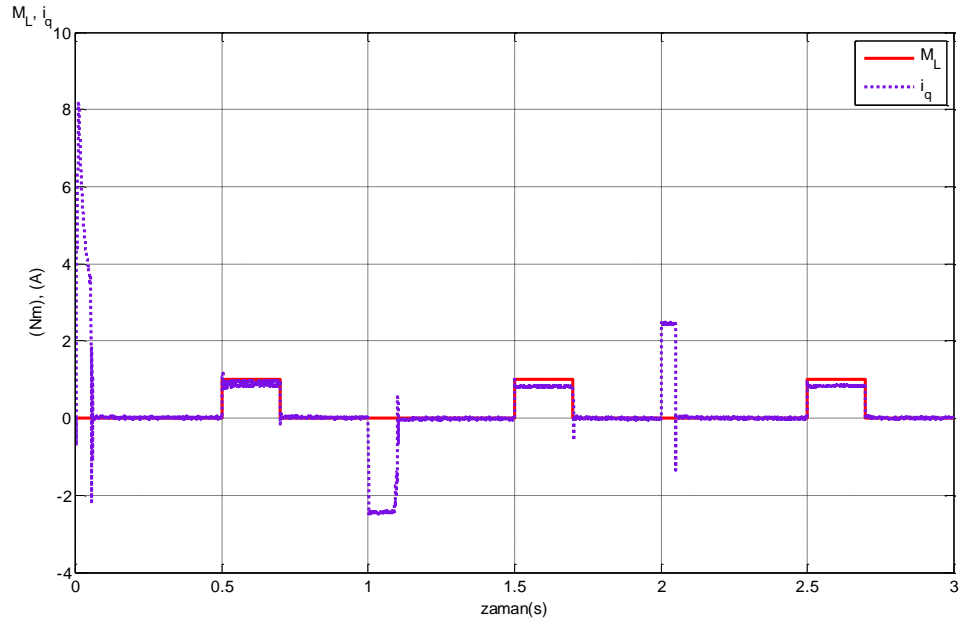


(a)



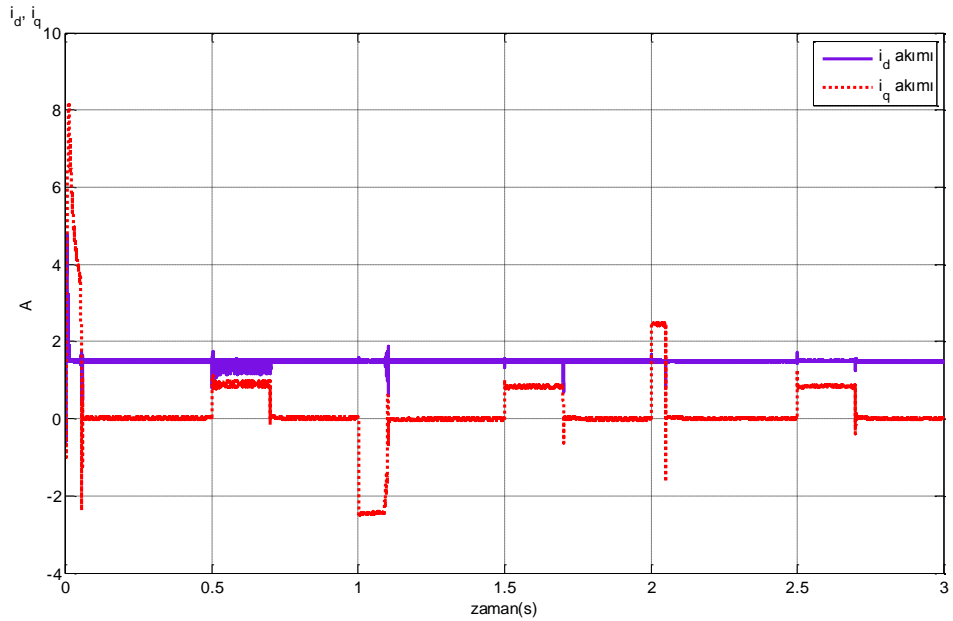
(b)

Şekil 4. 27: İndüklenen moment ve yük momentinin ve zamanla değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD



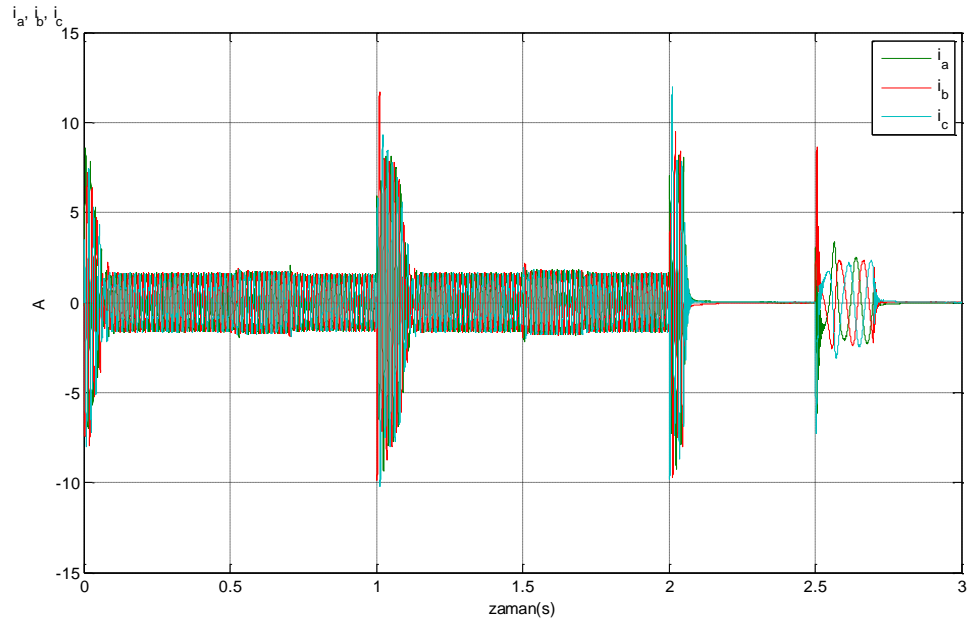
Şekil 4. 28: DRAYHD’inde yük momentini ve i_q akımının zamanla değişimi

Şekil 4.28’de, yük momentini ve i_q akımının zamanla değişimleri verilmiştir. i_q akımının ilk kalkınma anında 8 A, hız değişimlerinde ters yönde 2.6 A, 1 Nm’lik ani yük momentlerinde yaklaşık 1 A ve referans hız değerlerine ulaştığında 0 A olduğu ($\lambda_{qr}=0$ kabul edildiğinden) gözlemlenmektedir. Şekil 4.28’de, DRAYHD yönteminin, i_q akımı yük momentinin aktif bileşeni olduğu gözlemlenmiştir.

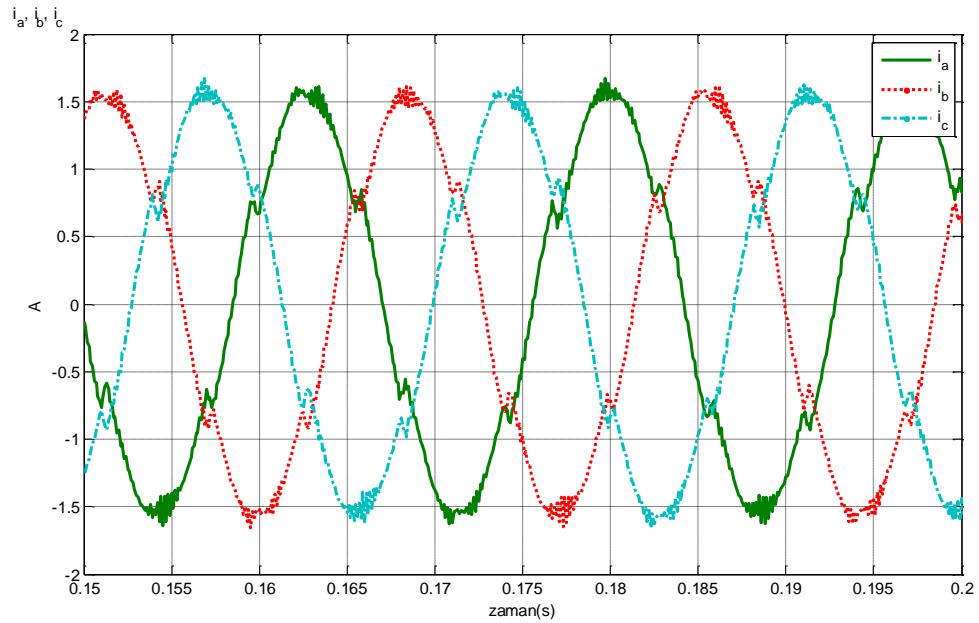


Şekil 4. 29: DRAYHD yönteminde i_d ve i_q akımlarının zamanla değişimi

Şekil 4.29'da, DRAYHD yönteminde rotor akı vektörünün q bileşeni sıfır, d bileşeni sabit olacak şekilde denetim denklemleri elde edildiğinden, i_d akımı ilk kalkınma anı dışında sabit olduğu görülmektedir. i_q akımı yük momentinin aktif bileşeni olup, uygulanan yük momentini ile doğrusal olarak değiştiği görülmektedir.

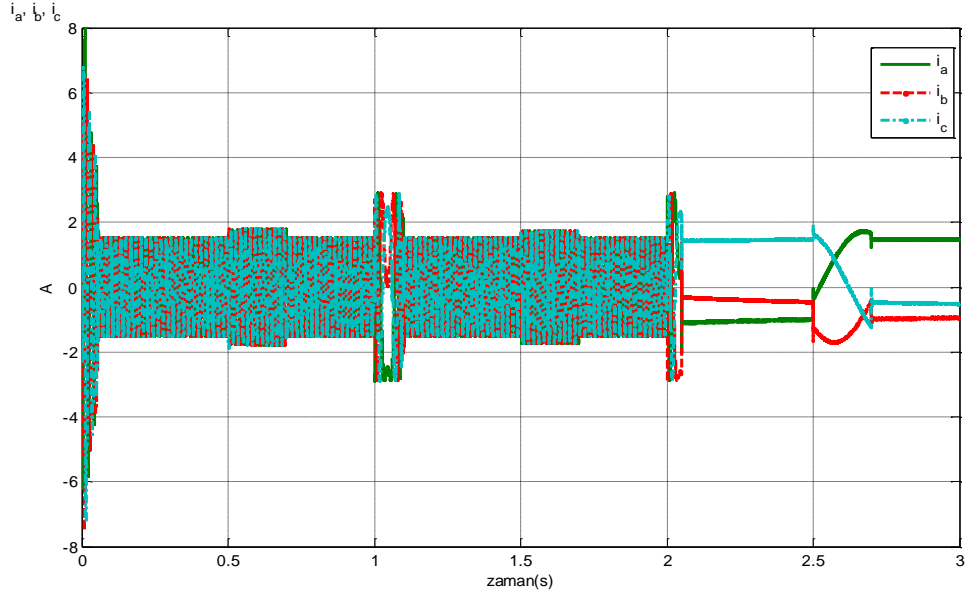


(a)

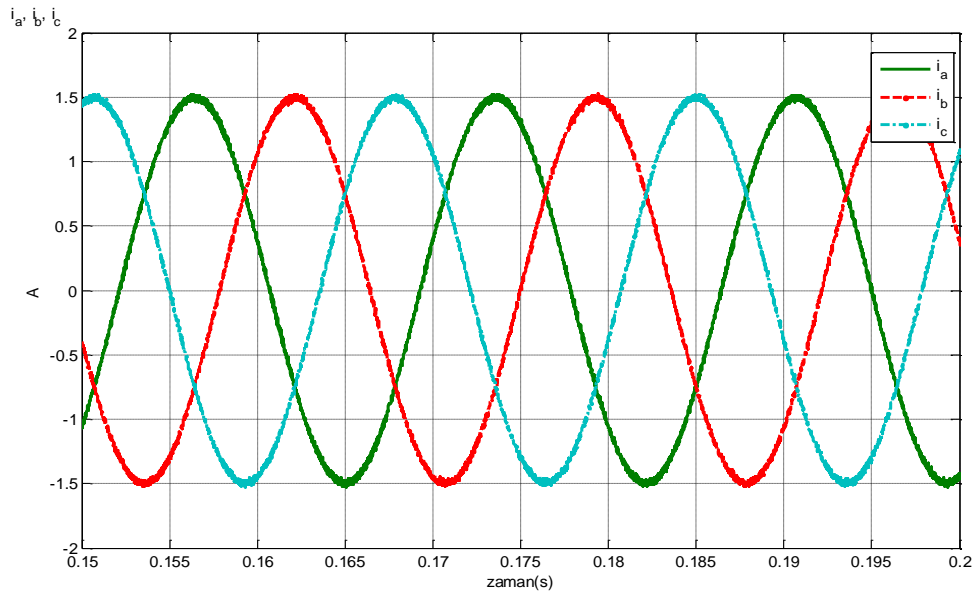


Şekil 4. 30: SHD yöntemi: (a) i_{abc} faz akımlarının zamanla değişimi (b) $t=0.15-0.2$ s aralığında i_{abc} faz akımları

Şekil 4.30 a'da, SHD yönteminde, asenkron motor ilk kalkınma anında 8 A akım çekmekte ve referans hız değerlerine ulaştığında 1.5 A'ye düştüğü gözlemlenmiştir. Asenkron motora, $t = 0.5-0.7$ s ve $1.5-1.7$ s aralığında, anma yükünde ani yük momenti uygulandığında 1.8 A akım çektiği gözlemlenmiştir. Rotor hızının değişim bölgelerinde 1.89 A akım çektiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.30 b'de, $t=0.15-0.2$ s belirli zaman dilimi arasında i_{abc} faz akımlarının değişimi verilmektedir.



(a)

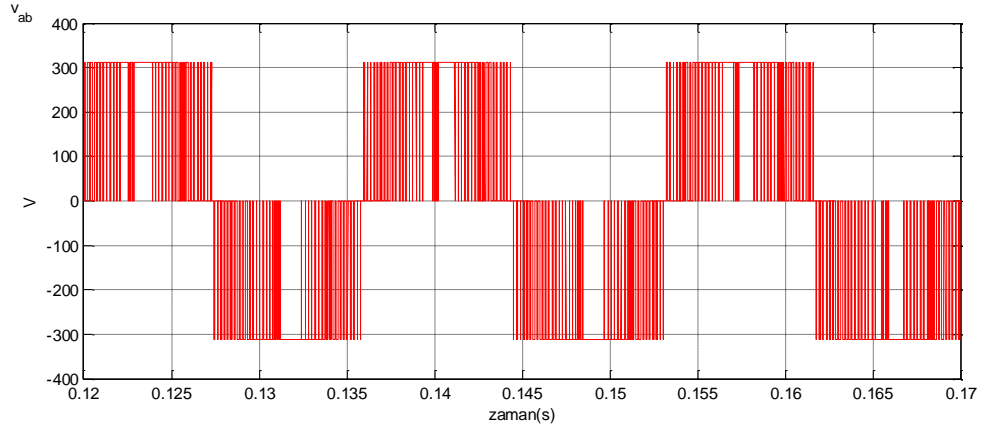


(b)

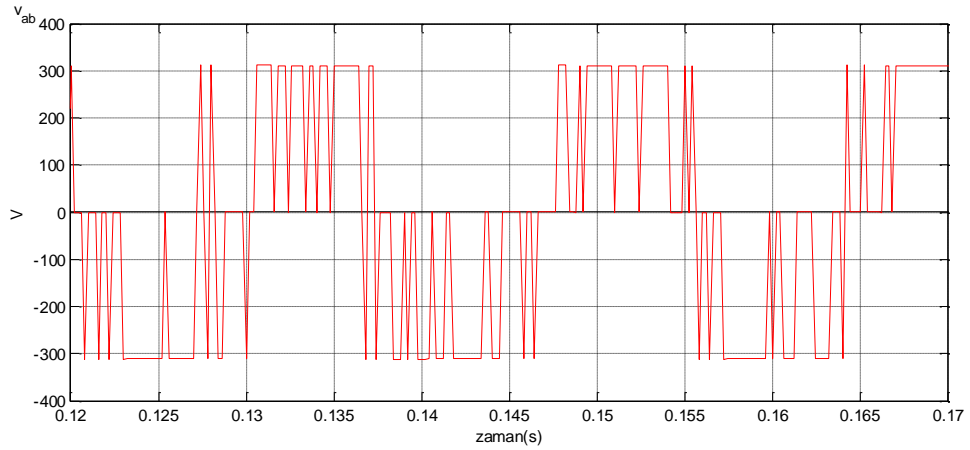
Şekil 4. 31: DRAYHD yöntemi: (a) i_{abc} faz akımlarının zamanla değişimi (b) $t=0.15-0.2$ s aralığında i_{abc} faz akımları

Şekil 4.31 a'da, DRAYHD yönteminde, asenkron motor ilk kalkınma anında 8 A çekmekte ve referans hız değerlerine ulaştığında 1.5 A'ye düştüğü gözlemlenmiştir. Asenkron motora, $t=0.5-0.7$ s ve $t=1.5-1.7$ s aralığında, anma yükünde ani yük momenti uygulandığında 1.8 A akım çektiği gözlemlenmiştir. Rotor hızının değişim bölgelerinde 2.96 A akım çektiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.31 b'de, $t=0.15-0.2$ s belirli zaman dilimi arasında i_{abc} faz akımlarının değişimi verilmektedir.

Şekil 4.32 a ve b'de, $t=0.12-0.17$ s zaman diliminde, sırasıyla, SHD ve DRAYHD yöntemlerindeki stator fazlar arası geriliminin V_{ab} zaman bağlı değişimi verilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4. 32: Stator fazlar arası gerilimlerin V_{ab} zamana bağlı değişimi: (a) SHD (b) DRAYHD

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tez çalışmasında, ilk olarak asenkron motorun alan yönlendirmeli hız denetim yöntemleri üzerine yoğun bir literatür taraması yapılarak konu ile ilgili anahtar çalışma noktaları belirlenmiştir. Dolaylı rotor akısı yönlendirmeli hız denetim (DRAYHD) yöntemi; kayma frekansının doğrudan denetim altında tutularak momentin kontrol edilmesine imkân tanınması, sabit akı koşulu altında devrilme momentinin oluşmaması, ani yük momenti değişikliklerine karşı en iyi dinamik davranışı göstermesi ve güvenilirlik gibi üstünlüklere sahip olması nedeniyle bu tez çalışmasında tercih edilmiştir. Sonuç olarak, skaler hız denetimi (SHD) ve DRAYHD yöntemi ile sürülen bir asenkron motorun hız denetim sisteminin matematiksel modellemesi ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bunlara ilaveten, SHD ve DRAYHD yöntemlerinin değişken hız ve yük momenti altında, asenkron motorun sürekli ve geçici durum performansları için, karşılaştırmalı olarak performans analizi yapılmıştır.

SHD'inin, alışılmış veya geleneksel birçok uygulama için yeterli olduğu, özellikle orta frekans değerinden anma frekans değerine kadar olan aralıkta tüm asenkron motorlarda hız denetiminin kolaylıkla yapılabileceği anlaşılmıştır. SDGA yönteminde $m_v=1$ ve $f=60$ Hz durumunda asenkron motorun bir faz sargısında indüklenen gerilimin temel dalgasının etkin değeri maksimum 190V olduğu görülmüştür. Bu durumda, 220V/380V, 60 Hz etiket değerine sahip bir asenkron motorun anma çalışma gerilimi sağlanamamaktadır. Bu sakıncayı ortadan kaldırmak için, üçüncü harmonik katkılı sinüzoidal darbe genişlik ayarı kullanılmış ve motorun bir faz sargısına uygulanan gerilimin temel dalgasının etkin değeri yaklaşık olarak 220V'a çıkarılmıştır. Böylece, asenkron motorun anma momentini üretmesi sağlanmıştır. Ancak düşük çalışma frekanslarında anma momentini üretemediği gözlemlenmiştir. 5 Hz gibi düşük çalışma frekanslarında anma momentini elde edebilmek için motora uygulanan gerilim, stator direncinin büyüklüğü göz önüne alınarak $\pm\%5V$ arttırılmıştır. Frekans genlik oranı $m_f=87$ tek tam sayı ve üçün katı olarak seçilmiştir. Böylece yarı dalga simetrisinden dolayı, fazlar arası gerilimlerde hem çift mertebeli hem de üç ve üçün katı olan harmonikler yok edilmiştir.

DRAYHD yöntemine ilişkin yapılan benzetim çalışmasında sıfır hızda anma moment değeri elde edilmiştir. Verilen hız referans değeri ile motor ölçme bloğundan elde edilen hız değeri PI hız denetleyicisine uygulanmış ve denetleyici çıkışında asenkron motorunun üretmesi gereken momentin referans değeri bulunmuştur. Daha sonra, rotor alan yönlendirmeli denetim yöntemi dinamikleri kullanılarak referans $d-q$ akımları bulunmuştur. Üç fazlı referans akımlar ise, bu referans $d-q$ akımlarına ters park dönüşümü uygulanarak elde edilmiştir. Bu dönüşümün ardından referans üç fazlı akımlar ile motoru besleyen gerçek üç fazlı akımlar birbirleri ile mantıksal olarak karşılaştırılarak histerizis bant darbe genişlik ayarı yöntemi gerçekleştirilmiştir. Asenkron motor sürücü sisteminin hız hatasını sıfırlayan üç fazlı gerilimler ise, üretilen bu darbe genişlik ayarı işaretlerinin bir üç fazlı iki seviyeli gerilim ara devreli eviriciye uygulanması ile elde edilmiştir.

Yapılan benzetim çalışmalarında, her iki yöntem için, değişken yük momentleri altında verilen değişken basamak şeklindeki referans hız değerine karşın rotor hızı grafikleri elde edilmiştir. Ayrıca, yük momenti ile birlikte üretilen moment, $d-q$ eksenleri akımları ve motoru besleyen üç fazlı akımlara ait grafikler de çizdirilmiştir. Bu grafiklerde, referans hızın ve/veya yük momentinin değişiminden kaynaklanan geçici durumlar incelenmiştir. Grafiklerde görüldüğü gibi, DRAYHD yönteminin geçici durum davranışlarının yüzde aşma, yükselme ve yerleşme zamanı gibi genel denetim sistemleri performans ölçütleri açısından yüksek performanslı olduğu anlaşılmıştır. Geçici durum anlarındaki motorun hızlanma eğiminin, motorun üretebileceği maksimum moment değerine bağlı olduğu görülmüştür. Motorun eylemsizlik momenti ile birlikte bu durumun, geçici durum performansı üzerinde bir kısıt oluşturduğu görülmektedir.

Bilindiği gibi, histerizis bant darbe genişlik ayarı yüksek dinamik cevap performansına sahiptir. Histerizis bant aralığı azaltıldığında, evirici çıkışındaki akım ve gerilimlerin harmonik performansı artmakta ve sonuç olarak motorda oluşan moment titreşimleri azalmaktadır. Bununla birlikte, histerizis bant aralığının azalması eviricide bulunan güç anahtarlarının anahtarlama frekansını artırmaktadır. Bu durum gerçek zamanlı uygulamalarda bazı sorunlara yol açabilmektedir. Motor sürücü sistemlerinde bu sorunların en önemlisi, eviricide kullanılan güç anahtarlarının maksimum anahtarlama frekansı değerinin aşılması tehlikesidir. Yine de, histerizis bant aralığının denetim

sisteminin dinamikleri göz önünde bulundurularak uygun ölçüde büyütülmesi, bu sorunun önüne geçmek için yeterli olmaktadır.

Asenkron motorun DRAYHD sisteminin modellenmesinde tüm motor ve evirici dinamikleri göz önünde bulundurulmuştur, böylece yapılan benzetim çalışmalarının gerçek dünya ile örtüşmesi sağlanmış ve elde edilen sonuçların geçerliliği artmıştır.

Sonuç olarak, DRAYHD yönteminin değişken yük momentine karşı daha dayanıklı olduğu ve bu yöntem ile motorun daha düzgün bir moment üretimine sahip olduğu benzetim sonuçları ile doğrulanmış, hız ve akım hatalarının kararlı bir şekilde sıfırda kaldığı gösterilmiştir.

Bu çalışma, DRAYHD ve uzay vektör darbe genişlik ayarı (UVDGA) yöntemleri birlikte kullanılarak genişletilebilir. Ayrıca, mikrodenetleyici tabanlı gerçek zamanlı denetimi de gerçekleştirilerek, elde edilen sonuçların geçerliliği artırılabilir.

KAYNAKLAR

- AJANGNAY, M.O., 2010, Optimal PID controller parameters for vector control of induction motors, *International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion SPEEDAM 14-16 June 2010 Pisa* 959-965.
- ALGER, P. L, 1995, *Induction Machines, Their Behavior and Uses*, 2nd ed., Gordon and Breach Science, New York, 2-884-49199-6.
- BAL G., 1993, *Performance analysis of field-orientation controlled induction motor with parameter adaptation*, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Doktora Tezi, Strathclyde Üniversitesi, Glasgow, İngiltere.
- BLASCHKE, F., 1972, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machine, *Siemens Rev.* 39 (5), 217-220.
- BOSE, B. K., 1982, Adjustable speed ac drive-A technology status review, *Proceedings of the IEEE*, 70 (2), 116-135.
- BOSE, B. K., 2001, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-016743-6.
- CHIASSON, J., *Modeling an High-Performance Control Of Electric Machines*, IEEE Series On Power Engineering, New York, 0-471-68449-X
- ÇELİK, H., 2004. *Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu İle Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü*, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- ÇOLAK, İ., 2008, *Asenkron Motorlar*, 2nd ed, Seçkin yayıncılık, Ankara, 978-975-02-0711-2

- DEHKORDI, B.M., PARASTEGARI, M., 2007, A new observer for speed and rotor time constant estimation of an induction machine in vector control method, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, ACEMP 2007 10-12 Sept. 2007 Bodrum, 409-415.
- DERDIYOK, A., GUVEN, M.K., INANC, N., REHMAN, H., LONGYA XU, 2000, A DSP-based indirect field oriented induction machine control by using chattering-free sliding mode, *Proceedings of the IEEE 2000 National Aerospace and Electronics Conference NAECON 2000 10-12 Oct 2000 Dayton, OH*, 568-573.
- FODOR, D., DIANA, D., GRIVA, G., PROFUMO, F., 1994, IFO control performance considering parameters detuning and rotor speed error, *Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 2-6 October 1994 Denver, CO*, 719-725.
- GARCIA, G.O., STEPHAN, R. M., WATANABE, E. H., 1991, Comparing the indirect field-oriented control with a scalar method, *Industrial Electronics Control and Instrumentation International Conference on IECON 1991 28 Oct -01 Nov 1991 Kobe*, 475-480.
- HASSE, K., 1969, Zur Dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-kurzschlußläufermaschinen (On the Dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine), *Ph.D. Dissertation*. Technische Hochschule Darmstadt, Germany.
- HREN, A., JEZERNIK, K., 1997, A new rotor time constant estimation method for indirect vector controlled induction motor drive, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 1997 7-11 Jul 1997 Guimaraes*, 1029-1033.
- HUANG, M.S., LIAW, C.M., 2002, Field-weakening control for an IFO induction motor drive, *Control and Power Engineering Proceedings IEEE Region 10*

Conference on Computers Communications TENCON 2002 28-31 Oct. 2002, 3, 1994-1998.

HUNG, K. T., LORENZ, R. D., 1990, A rotor flux error-based adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction machine drives, *Conference Record of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 7-12 October 1990 Seattle, 589-594*

IRISA, T., TAKATA, S., UEDA, R., SONODA, T., 1985, Reliability of induction machines for high performance based on parameter characteristics, *IEEE Transactions on Industry Applications, IA-21 (2), 414-421.*

ISLAM, S. M., SOMOUAH, C. B., 1989, An efficient high performance voltage decoupled induction motor drive with excitation control, *IEEE Transactions on Energy Conversion, 4 (1), 109-117.*

KARABACAK, M., 2008. *Üç Fazlı Asenkron Motorun Mikrodenetleyici Tabanlı Açık Çevrim Skaler Hız Denetimi*, Yüksek Lisans Tezi, Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Düzce.

KARABACAK, M., SARAÇOĞLU, B., KESLER, M., 2008, Asenkron Motorun Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı ile Açık Çevrim Skaler Hız Denetimi Uygulaması, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 13-15 Kasım TOK'08, İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak, İstanbul, 803-808.*

KERKMAN, R.J., ROWAN, T.M., LEGGATE, D., 1992, Indirect field-oriented control of an induction motor in the field-weakening region, *IEEE Transactions on Industry Applications, 28 (4), 850-857.*

KRAUSE, P.C., WASYNCZUK, O., and SUDHOFF, S. D., 2002, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd. ed., John Wiley & Sons interscience, New York, 0-471-14326-X.

- KRISHNAN, R., BHARADWAJ, A. S., 1989 Single chip microcontroller implementation of an indirect vector controlled induction motor drive system, *Power Electronics Specialists Conference PESC '89 Record 26-29 Jun 1989 Milwaukee, WI* 265-270.
- KRISHNAN, R., DORAN, F. C., 1987, Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23 (4), 623-635.
- KRISHNAN, R., 2001, *Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-091014-7.
- LEVI, E., BOGLIETTI, A., LAZZARI, M., 1995, Performance deterioration in indirect vector controlled induction motor drives due to iron losses, *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 1995 Record Atlanta, GA*, 1312-1318.
- LIN, F. J., LIAW, C. M., 1992, Control of indirect field-oriented induction motor drives considering the effects of dead-time and parameter variations, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics 25-29 May 1992 Xian*, 658-662.
- LIU, C. C., HWU, C. C., FENG, Y. F., 1989, Modeling and implementation of a microprocessor-based CSI-fed induction motor drive using field-oriented control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25 (4), 588-597.
- LORENZ, R.D., 1986, Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22 (2), 293-297.
- LORON, L., 1993, Stator parameters influence on the field-oriented control tuning, *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications 13-16 Sep 1993 Brighton*, 79-84.

- MARWALI, M.N., KEYHANI, A., TJANAKA, W., 1999, Implementation of indirect vector control on an integrated digital signal processor-based system, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14 (2), 139-146.
- MASÍALA, M., VAFAKHAH, B., SALMON, J., KNIGHT, A.M., 2008 Fuzzy self-tuning speed control of an indirect field-oriented control induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44 (6), 1732-1739.
- MATSUO, T., LIPO, T. A., 1985, A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21 (3), 624-632.
- MÍLOUDÍ, A., DRAOU, A., 2001, Neural controller design for speed control of an indirect field oriented induction machine drive, *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2001. IECON 2001 29 Nov-02 Dec 2001 Denver, CO*, 1225-1229.
- MOALLEM, M., MÍRZAEÍAN, B., MOHAMMED, O.A., LUCAS, C., 2001, Multi-objective genetic-fuzzy optimal design of PI controller in the indirect field oriented control of an induction motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, 37 (5), 3608-3612.
- MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P., 1995, *Power Electronics: Converters, Applications and Design 2nded*, Jon Wiley & Sons, Inc., Canada, 0-471-58408-8.
- MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P., 1995, *Power Electronics: Converters, Applications and Design 2nded*, Çevirenler: TUNCAY., N., GÖKAŞAN, M. AND BOĞOSYAN, S. 2003. *Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar Ve Tasarım* . Literatür Yayıncılık, İstanbul, 975-8431-99-4
- MOUNA, B.H., LASSAAD, S., 2006, Speed sensorless indirect stator field oriented control of induction motor based on luenberger observer, *IEEE International*

Symposium on Industrial Electronics 9-13 July 2006, Montreal Quebec Canada, 2473-2478.

NORDİN, K. B., NOVOTNY, D. W., 1985, The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21 (4), 1009-1015.

NOVOTNY, D. W., and LIPO, T. A., 1996, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford Science Publications, New York, 978-0198564393

OGASAWARA, S., AKAGI, H. VE NABAE, A., 1988, The generalized theory of indirect vector control for AC machines, *IEEE Transactions on Industry Applications* 24 (3), 470-478.

ONG CHEE-MUN., 1998, *Dynamic simulation of electric machinery*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-723785-5.

ÖZTÜRK, N., 2006, *Yumuşak Anahtarlama Algoritması Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

PERESADA, S., TILLI, A., TONIELLI, A., 1998, Indirect field-oriented control of induction motor: new design leads to improved performance and efficiency, *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON 1998 31 Aug-4 Sep 1998 Aachen*, 1609-1614.

PERESADA, S., TILLI, A., TONIELLI, A., 2003, Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18 (1), 151-163.

ROBYNS, B., SENTE, P.A., BUYSE, H.A., LABRIQUE, F., 1999, Influence of digital current control strategy on the sensitivity to electrical parameter uncertainties of

induction motor indirect field-oriented control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 (4), 690-699.

SARAÇOĞLU, B., 2004. *Asenkron Motorun Alternatif Akım Kiyıcısı İle Anlık Güç Teorisi Tabanlı Optimal Enerji Denetimi Ve Performans Analizi*, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli (İzmit).

SARANYA, P., RAJINI, V., 2011, Selective harmonic elimination in three-phase Current Source Inverter- A generalized approach, *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference on, 2011. 10.1109/ICETECT.2011.5760143 ,23-24 Mart 2011, 358-363.*

SARIOĞLU, M. K., GÖKAŞAN, M. AND BOĞOSYAN, S. 2003. *Asenkron Makineler ve Kontrolü*. Birsen Yayınevi, İstanbul, 975-511-343-6

SEN, P.C., 1990, Electric Motor Drives and Control Past Present, and Future, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37 (6), 562-575.

TESLA, N., 1888, A new system of alternate current motors and transformer, *Transactions American Institute of Electrical Engineers*, 5 (10), 308-327

VAN WYK, J. D., 1994, Power electronic converters for motion control, *Proceedings of the IEEE*, 82 (8), 1164-1193.

WİLDİ, T., 2002, *Electrical machines, drives and power systems – 5th ed.*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-093083-0.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : POYRAZ, Gökhan
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 10.07.1982 Osmaneli
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (380) 542 11 33
Faks : 0 (380) 542 11 34
e-mail : gokhanpoyraz@duzce.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Kocaeli Üniversitesi/ Elektrik Öğretmenliği	2004
Lise	Bilecik Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi	1999

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2009-Halen	Düzce Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayımlar

Hobiler

Kitap okumak, Seyahat etmek