

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ*FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORLARDA STATOR DİRENÇ KESTİRİMİ
İLE SENSÖRSÜZ HIZ KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS

Elektrik Müh. Hüseyin Korkut DERE

**Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği
Danışman: Yrd. Doç. Dr. M. Zeki BİLGİN**

KOCAELİ, 2012

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORLARDA STATOR DİRENÇ KESTİRİMİ
İLE SENSÖRSÜZ HIZ KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hüseyin Korkut DERE

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 03 OCAK 2012

Tezin Savunulduğu Tarih: 07 MART 2012

**Tez Danışmanı
Yrd.Doç.Dr. Mehmet Zeki BİLGİN**

(.....)

**Üye
Prof.Dr. Sadettin AKSOY**

(.....)

**Üye
Doç.Dr. Tarık DURU**

(.....)

KOCAELİ, 2012

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, endüstride oldukça yaygın bir şekilde kullanılan asenkron motorlar ve kontrol yöntemleri teorik olarak incelenmiştir. MRAS ve Luenberger gözlemleyicisi tabanlı sensörsüz kontrol sistemlerinin performansı, Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışması olarak gösterilmiştir.

Tez çalışmasını yöneten, tüm tecrübesi ve deneyimlerini benimle paylaşan, olumlu eleştirileri ve önerileri ile çalışmalarına katkısı bulunan, karanlığa düştüğüm anlarda yolumu aydınlatan tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. M. Zeki BİLGİN'e ve tezin hazırlanmasında büyük emeği olan Sayın Doç. Dr. Tarık DURU'ya sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Hayatım boyunca beni destekleyen ve bugünlere getiren annem Zübeyde DERE'ye ve babam Ali DERE'ye sonsuz minnet duygularımı sunarım. Tüm kalbiyle yanımda olan Elif DOĞAN'a yardımlarından ve anlayışından dolayı teşekkür ederim. Son olarak ağabeyim A.Levent DERE ve ablam Demet DERE'ye teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ.....	viii
SİMGELER.....	ix
ÖZET.....	xi
İNGİLİZCE ÖZET.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. ASENKRON MOTORLAR.....	7
2.1. Asenkron Motorun Çalışma Prensibi.....	7
2.2. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	9
2.2.1. Clarke dönüşümü.....	13
2.2.2. Park dönüşümü.....	15
2.3. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Matematiksel Modeli.....	16
2.4. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Benzetim Modeli.....	21
2.5. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Benzetim Sonuçları.....	22
3. ASM KONTROL YÖNTEMLERİ.....	28
3.1. Skaler Kontrol Yöntemi.....	29
3.2. Gerilim Beslemeli Eviriciler ve Darbe Genişlik Modülasyonlu Evirici Sistemi.....	31
3.2.1. Sinüsoidal DGM.....	32
3.2.2. Uzay vektör DGM.....	35
3.3. Vektörel kontrol yöntemleri.....	41
3.3.1. Doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi.....	43
3.3.2. Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü.....	45
4. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ (DMK).....	48
4.1. Doğrudan Moment Kontrolünün Çalışma Prensibi.....	48
4.2. DMK Sürücü Sistemi.....	56
4.2.1. Akı vektörünün hangi bölgede bulunduğu belirlenmesi.....	57
4.2.2. Akı ve moment hatalarının belirlenmesi.....	58
4.2.3. Anahtarlama Dizisi.....	59
4.3. DMK'nin Olumlu ve Olumsuz Yönleri.....	61
5. ASENKRON MOTORUN DMK İLE ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ.....	63
5.1. Luenberger Gözlemleyicisi.....	64
5.1.1. Gözlemleyici modelinin kurulması.....	65
5.1.2. Rotor hızı kestiricisinin elde edilmesi.....	68
5.1.3. Luenberger gözlemleyicisi tabanlı rotor hızı kestiricisinin DMK'ye uygulanması.....	69
5.2. Model Referans Adaptif Sistem (MRAS).....	70
5.2.1. Eş zamanlı stator direnci ve rotor hızı kestirimi yapan MRAS modeli.....	71
5.2.2. MRAS tabanlı rotor hızı kestirimi.....	73
5.2.3. MRAS tabanlı stator direnci kestirimi.....	73
5.2.4. Rotor hızı ve stator direnci kestiricisinin elde edilmesi.....	74

5.2.5.MRAS tabanlı rotor hızı ve stator direnci kestiricisinin DMK'ye uygulanması.....	78
6. BENZETİM MODELLERİNİN KURULMASI ve BENZETİM SONUÇLARI..	80
6.1. Benzetim Modellerinin Kurulması.....	80
6.1.1. DMK modeli	80
6.1.2. Luenberger gözlemleyici modeli	82
6.1.3. Model referans adaptif sistem modeli.....	84
6.1.4. ASM'nin hız kontrol modelleri.....	86
6.2. Benzetim Sonuçları.....	89
6.2.1. Kontrolsüz halde alınan benzetim sonuçları	89
6.2.2. Sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçları	93
6.2.2.1. Sensörlü DMK ile hız kontrolünde Luenberger gözlemleyicisi benzetimi... 94	
6.2.2.2. Sensörlü DMK ile hız kontrolünde MRAS benzetimi	98
6.2.3. Sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları	101
6.2.3.1. Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz DMK.....	101
6.2.3.2. MRAS ile sensörsüz DMK.....	104
6.3. Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırması	107
6.3.1. Sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırması.....	107
6.3.2. Sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırması	108
6.4. Stator Direncinin Değiştiği Durumda Yapılan Sensörsüz DMK.....	110
6.4.1.Stator direncinin değiştiği durumda Luenberger Gözlemleyicisi ile yapılan sensörsüz DMK.....	110
6.4.2. Stator direncinin değiştiği durumda MRAS ile yapılan sensörsüz DMK	114
6.5. Stator Direncinin Eş Zamanlı Kestirildiği Durumda Yapılan Sensörsüz DMK	116
SONUÇLAR ve ÖNERİLER	123
KAYNAKLAR.....	125
ÖZGEÇMİŞ	128

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: Asenkron makinede kayma-hız karakteristiği	9
Şekil 2.2: Stator akımı uzay vektör izdüşümü.....	11
Şekil 2.3: Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri	12
Şekil 2.4: Stator akım uzay vektörü ve sabit (α - β) eksen takımındaki bileşeni	13
Şekil 2.5: Rotor akımı uzay vektörü, (α - β) ve (d-q) eksen takımındaki bileşeni	15
Şekil 2.6: ASM'nin sabit (α - β) eksen takımındaki eşdeğer devresi.....	18
Şekil 2.7: ASM'nin sabit (α - β) eksen takımındaki modeli	21
Şekil 2.8: Clarke dönüşümü.....	22
Şekil 2.9: Ters Clarke dönüşümü	22
Şekil 2.10: Motor momentinin zamana göre değişimi	23
Şekil 2.11: Motor hızının zamana göre değişimi	24
Şekil 2.12: Motor faz akımlarının değişimi	24
Şekil 2.13: Motor akımlarının sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenlerinin değişimi	25
Şekil 2.14: Motor momentinin zamana göre değişimi	26
Şekil 2.15: Motor hızının zamana göre değişimi	26
Şekil 2.16: Motor faz akımları değişimi	27
Şekil 2.17: Motor akımlarının sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenlerinin değişimi	27
Şekil 3.1: V/f değişim eğrisi	30
Şekil 3.2: Gerilim kaynaklı evirici ile sürülen ASM.....	31
Şekil 3.3: Bir faz için sinüs-üçgen karşılaştırması	33
Şekil 3.4: Üç fazlı sinüsoidal DGM	33
Şekil 3.5: Gerilim beslemeli evirici ve eşdeğeri.....	35
Şekil 3.6: Gerilim beslemeli eviricide anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri	36
Şekil 3.7: Uzay Vektör DGM ile üretilen çıkış gerilim vektörü	38
Şekil 3.8: \bar{V}^* referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \alpha_V < 60^\circ$ olması durumunda gösterimi	38
Şekil 3.9: Uzay Vektör DGM için her bir sektördeki anahtarlama sinyalleri	40
Şekil 3.10: Lineer kontrol için sinüsoidal ve uzay vektör DGM'lerin maksimum referans gerilimlerinin karşılaştırması	41
Şekil 3.11: Gözlemleyici kullanan doğrudan vektör kontrol sistemi	43
Şekil 3.12: Rotor akı vektörünün döner eksen takımındaki gösterimi.....	44
Şekil 3.13: Alan yönlendirmeli kontrolün prensibi.....	45
Şekil 3.14: Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü	46
Şekil 4.1: Stator akısı, rotor akısı ve akım vektörleri.....	50
Şekil 4.2 : Sabit (α - β) eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi.....	52
Şekil 4.3: Anahtarlama konumları.....	53

Şekil 4.4: Anahtarların gösterimi	54
Şekil 4.5: Stator akı kontrolü	55
Şekil 4.6: Stator akısı gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi, (a) 1. bölgede, (b) 2. bölgede	56
Şekil 4.7: DMK sürücüsü blok diyagramı	57
Şekil 4.8: Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3} \psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha} $ bileşenleri ile bölge değişimi	58
Şekil 4.9: Akı hatasının uygulandığı histerezis blok şeması	59
Şekil 4.10: Moment hatasının uygulandığı histerezis blok şeması	59
Şekil 4.11: Stator akı vektörünün değişimi.....	61
Şekil 5.1: Luenberger gözlemleyicisi hız tahmin blok şeması	64
Şekil 5.2: Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirimi	68
Şekil 5.3: ASM'nin Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz DMK blok şeması.....	69
Şekil 5.4: MRAS blok şeması.....	71
Şekil 5.5: Eş zamanlı R_s ve ω_r kestirimi yapan MRAS blok şeması.....	72
Şekil 5.6: ASM'nin MRAS ile sensörsüz DMK blok şeması.....	78
Şekil 6.1: Stator akısı ve moment hesaplama modeli	80
Şekil 6.2: DMK Simulink modeli.....	81
Şekil 6.3: Bölge hesaplama alt bloğu.....	81
Şekil 6.4: Luenberger gözlemleyicisi Simulink modeli.....	82
Şekil 6.5: Kazanç alt bloğu	83
Şekil 6.6: Luenberger gözlemleyicisi hız kestirim alt bloğu	83
Şekil 6.7: MRAS Simulink modeli	84
Şekil 6.8: MRAS V gerilim modeli.....	85
Şekil 6.9: MRAS I akım modeli.....	85
Şekil 6.10: MRAS hız kestirim alt bloğu	86
Şekil 6.11: MRAS direnç kestirim alt bloğu	86
Şekil 6.12: ASM'nin kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirim modeli	87
Şekil 6.13: ASM'nin kontrolsüz halde MRAS ile hız kestirim modeli	87
Şekil 6.14: ASM'nin Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz doğrudan moment kontrol modeli.....	88
Şekil 6.15: ASM'nin MRAS ile sensörsüz doğrudan moment kontrol modeli.....	88
Şekil 6.16: Kontrolsüz halde moment değişimi	89
Şekil 6.17: Kontrolsüz halde motor hızı değişimi, (a)Genel görünüm, (b) 1400-1550 [d/d]'lık ölçek arasındaki görünüm.....	90
Şekil 6.18: Kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi ile yapılan hız kestirimi, (a) Genel görünüm, (b)1400-1550 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm ...	91
Şekil 6.19: Kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası, (a) Genel görünüm, (b) m20 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm	91
Şekil 6.20: Kontrolsüz halde MRAS ile yapılan hız kestirimi, (a) Genel görünüm, (b) 1400-1550 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	92
Şekil 6.21: Kontrolsüz halde MRAS hız kestirim hatası, (a) Genel görünüm, (b) m20 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm	93
Şekil 6.22: Luenberger Gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız değişim grafiği, motora uygulanan hız referansı ve motor hızı değişim grafiği.....	94
Şekil 6.23: Luenberger gözlemleyicisi Kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	95

Şekil 6.24: Kontrol Hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	96
Şekil 6.25: Motor momenti değişim grafiği.....	97
Şekil 6.26: MRAS tarafından kestirilen hız değişimi, uygulanan hız referansı ve motor hızı değişimi.....	98
Şekil 6.27: MRAS Kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	99
Şekil 6.28: Kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	100
Şekil 6.29: Motor momenti değişim grafiği.....	101
Şekil 6.30: Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği.....	102
Şekil 6.31: Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	102
Şekil 6.32: Kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	103
Şekil 6.33: Asenkron motor moment değişim grafiği.....	104
Şekil 6.34: MRAS tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği.....	104
Şekil 6.35: MRAS kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	105
Şekil 6.36: MRAS kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	106
Şekil 6.37: Asenkron motor moment değişim grafiği.....	107
Şekil 6.38: Sensörlü DMK ile alınan kestirim hatalarının karşılaştırılması ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	107
Şekil 6.39: Sensörsüz DMK ile alınan kestirim hatalarının karşılaştırılması ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	108
Şekil 6.40: Sensörsüz DMK ile alınan kontrol hatalarının karşılaştırılması ($\omega_r^* - \omega_r$) (a) Genel görünüm, (b) ± 1 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm.....	109
Şekil 6.41: R_s 'nin değiştiği durumda, (a)100 [d/d] hız referansında, (b) 50 [d/d] hız referansında, alınan benzetim sonuçları.....	111
Şekil 6.42: R_s 'nin değiştiği durumda, (a)100 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi, (b) 50 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi.....	112
Şekil 6.43: R_s 'nin değiştiği durumda stator akı vektörü yörüngeleri, (a) 100 [d/d] hız referansında, (b) 50 [d/d] hız referansında, hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi.....	113
Şekil 6.44: R_s 'nin değiştiği durumda, (a) 100 [d/d] hız referansında alınan benzetim sonuçları, (b) 50 [d/d] hız referansında alınan benzetim sonuçları.....	114
Şekil 6.45: R_s 'nin değiştiği durumda, (a) 100 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi, (b) 50 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi.....	115
Şekil 6.46: Stator akı vektörü yörüngeleri, (a) 100 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi, (b) 50 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi.....	116

Şekil 6.47: Stator direncinin değiştiği durumda, (a) MRAS tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız değişimi, (b) referans R_s ve MRAS tarafından kestirilen R_s değişimi.....	117
Şekil 6.48: R_s 'nin kestirildiği durumda hız kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$).....	118
Şekil 6.49: R_s kestirim hatası ($R_s^* - \hat{R}_s$).....	119
Şekil 6.50: R_s 'nin değiştiği durumda hız kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$).....	119
Şekil 6.51: R_s 'nin kestirildiği durumda moment değişim grafiği.....	120
Şekil 6.52: R_s 'nin kestirildiği durumda stator akı vektörü değişimi, (a) hesaplanan stator akı vektörü değişimi, (b) gerçek stator akı vektörü değişimi	121
Şekil 6.53: R_s 'nin kestirildiği durumda stator akı vektörü yörüngesi, (a) hesaplanan stator akı vektörü yörüngesi, (b) gerçek stator akı vektörü yörüngesi	122

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1: Asenkron Motor Parametreleri.....	23
Tablo 3.1: İnverterin faz-nötr ve fazlar arası çıkış gerilimleri	36
Tablo 3.2: Eviricinin anahtarlama durumları için elde edilen α ve β gerilim bileşenleri	37
Tablo 4.1: Stator akısının konumunun belirlenmesi	58
Tablo 4.2: Saat ibresi ters dönüş yönü için anahtarlama dizisi	60
Tablo 4.3: Saat ibresi dönüş yönü için anahtarlama dizisi	60
Tablo 6.1: ASM'ye uygulanan hız referansı ve yük momenti senaryosu.....	94
Tablo 6.2: Hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu.....	110
Tablo 6.3: R_s 'nin kestirildiği durumda hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu.....	117

SİMGELER

f	:Frekans
f_a	:Sinüsoidal DGM’de anahtarlama frekansı
f_1	:Sinüsoidal DGM’de faz-nötr geriliminin temel frekansı
$i_{sA}(t)$:Stator A fazı akımı
$i_{sB}(t)$:Stator B fazı akımı
$i_{sC}(t)$:Stator C faz akımı
\bar{i}_s	:Sabit eksen takımındaki stator akımları uzay vektörü
\bar{i}_r	:Dönen eksen takımındaki rotor akımları uzay vektörü
\bar{i}_r'	:Sabit eksen takımındaki rotor akımları uzay vektörü
i_m	:Mıknatıslama akımı
J	:Atalet momenti
L_s	:Stator endüktansı
L'_s	:Stator geçici endüktansı
L_m	:Mıknatıslama endüktansı
L_r	:Rotor endüktansı
m_a	:Genlik modülasyonu
m_i	:Frekans modülasyonu
N_s	:Stator sarım sayısı
n_s	:Stator devir sayısı
N_r	:Rotor sarım sayısı
n_r	:Rotor devir sayısı
P	:Çift kutup sayısı
R_s	:Stator direnci
R_r	:Rotor direnci
T_e	:Motor elektromanyetik momenti
T_s	:Stator zaman sabiti
T_r	:Rotor zaman sabiti
T_L	:Motor yük momenti
V	:Gerilim
$V_{\bar{u}}$:Sinüsoidal DGM’de üçgen dalga gerilimi
V_k	:Sinüsoidal DGM’de kontrol gerilimi
α_s	:Stator akımı uzay vektörü ile α eksenini arasındaki açı
α_r	:Rotor akımı uzay vektörü ile d eksenini arasındaki açı

\bar{e}	:Akım hatası vektörü
\bar{e}_I	:Akım modelinde oluşan hata vektörü
\bar{e}_V	:Gerilim modelinde oluşan hata vektörü
σ	:Kaçak faktörü
θ	:A fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısı
θ_r	:Rotor hızında dönen eksen takımını ile sabit eksen takımını arasındaki açı
θ_{ψ_s}	:Stator akı vektörünün sabit eksen takımını ile yaptığı açı
θ_{ψ_r}	:Rotor akı vektörünün sabit eksen takımını ile yaptığı açı
$\bar{\psi}_r$:Rotor akı vektörü
$\bar{\psi}_s$:Stator akı vektörü
ω	:Açısal frekans
ω_r	:Rotor hızı

Üst indisler

\wedge	:Gözlemleyici tarafından kestirilen değerler
*	:Sisteme verilen referans değerler

Kısaltmalar

AA	:Alternatif akım
ASM	:Asenkron motor
DA	:Doğru akım
DGM	:Darbe genişlik modülasyonu
DMK	:Doğrudan moment kontrolü
MMK	:Manyeto motor kuvveti
MRAS	:Model referans adaptif sistem
MRAS I	:Model referans adaptif sistem akım modeli
MRAS V	:Model referans adaptif sistem gerilim modeli
PI	:Oransal-Tümlevsel

ASENKRON MOTORLARDA STATOR DİRENÇ KESTİRİMİ İLE SENSÖRSÜZ HIZ KONTROLÜ

Hüseyin Korkut DERE

Anahtar Kelimeler: Asenkron motor, sensörsüz hız kontrolü, stator direnç kestirimi, MRAS, Luenberger gözlemleyicisi, doğrudan moment kontrolü.

Özet: Sürekli gelişen ve değişen endüstriyel uygulamalarda, asenkron motorun kullanımını ve kontrol yöntemleri, gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermektedir. Her geçen gün daha iyi performans elde edilebilecek bilimsel geliştirmeler üzerine çalışılmaktadır. Bu çalışmalarda asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü (DMK) ile hız kontrolünün önemli bir yeri vardır.

Asenkron motorun; DMK ile yapılan hız kontrolünde, doğru akım makine kontrolündeki tüm avantajlar, asenkron motor için de elde edilmiş olur. Ancak asenkron motor hassas hız kontrolü için rotorun hız ve konum bilgisinin anlık olarak bilinmesi gerekmektedir. Rotor hızının mekanik sensörlerle ölçülmesi, bakım, maliyet ve performans düşüklüğü nedeni ile istenmemektedir. Bu nedenle; rotor hızının mekanik sensörlerle ölçülmesi yerine, kolaylıkla ölçülebilen motor akımı ve geriliminden rotor hızını tahmin eden sensörsüz kontrol sistemleri geliştirilmiştir. Sensörsüz kontrolün en önemli sorunu ise motorun ısınmasında ve doyması durumunda ortaya çıkan motor parametrelerinin değişimidir. Özellikle stator direncinin değişimi, düşük hız bölgelerinde hız kestiricisinin performansını olumsuz yönde etkiler. Ayrıca DMK yönteminde stator direnci, stator akı vektörünün hesaplanmasında kullanıldığı için, stator direncinin değişimi sistemi karasızlığa bile götürebilir. Bundan dolayı kestirimleri gerçekleştirecek gözlemleyicinin bu değişimlerden etkilenmeyen ya da bu değişimlere adapte olabilecek yapıda olması gereklidir.

Bu çalışmada, asenkron motorun matematiksel modeli verilmiş ve kontrol yöntemleri anlatılmıştır. Asenkron motor doğrudan moment kontrolünün, sensörlü ve sensörsüz olarak Matlab/Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Hız kestirimi için Luenberger ve MRAS gözlemleyicileri kullanılmış, kestirim performansları benzetim ortamında incelenmiştir. Ayrıca stator direnç değişiminin, gözlemleyiciler ve DMK üzerindeki etkisi gösterilmiştir. MRAS ile çevrimiçi stator direnç kestirimi yapılarak, sensörsüz DMK sistemine uygulanmıştır. Sonuçlar karşılaştırılarak çevrimiçi stator direnç kestirimi ile sensörsüz hız kontrol sisteminin performansı gösterilmiştir.

SENSORLESS SPEED CONTROL OF ASYNCHRONOUS MOTORS WITH STATOR RESISTANCE ESTIMATION

Hüseyin Korkut DERE

Keywords: Asynchronous motor, sensorless speed control, stator resistance estimation, MRAS, Luenberger observer, direct torque control.

Abstract: In continuously developing and changing industrial applications, use of the asynchronous motor and control methods are to change by developing technology. Every passing day it is being studied on the scientific progresses in which can be achieved better performance. Speed control with sensorless direct torque control (DTC) of asynchronous motor is important for these studies.

All the advantages of direct current machine control is obtained in the speed control of the asynchronous motor that is performed with DTC. However, data of the rotor speed and position are required for precise speed control of asynchronous motors. Measurement of the rotor speed with mechanical sensors is not required because of maintenance, cost and poor performance. Hence, instead of measuring the rotor speed with mechanical sensors, sensorless control systems that estimates the rotor speed from easily measurable motor current and voltage has been developed. The most important issue of the sensorless control is the change of motor parameters that is resultant in case of motor temperature rise and saturation. Especially change of the stator resistance adversely affects the performance of speed estimator. Furthermore, in DTC method, even if the stator resistance change can lead the system to instability because the stator resistance is used in calculation of the stator flux vector. Hence, the observer that performs the estimations shall be insensitive to these changes or can adapt to these changes.

In this study, mathematical model of the asynchronous motor is given and control methods are discussed. Direct torque control of asynchronous motors is simulated as sensor-fitted and sensorless in Matlab/Simulink environment. For the speed estimation, Luenberger and MRAS observers are used and the estimation performances are investigated in the simulation environment. Furthermore, the impact of the stator resistance variation on observes and DTC are shown. The sensorless DTC performance is increased by performing online stator resistance estimation with MRAS.

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar; fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, bakım gerektirmemeleri, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında (patlayıcı, parlayıcı, tozlu v.s. ortamlarda) çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile geçmişten günümüze endüstrinin kullandığı elektrik motorlarıdır. Asenkron motorlar günümüzde asansörler, tekstil tezgâhları, CNC tezgâhları, elektrikli veya karma yapılı otomobiller gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır.

Sürekli gelişen ve değişen endüstriyel uygulamalarda, asenkron motorun kullanımı ve kontrol yöntemleri gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermekte ve her geçen gün daha iyi performans elde edilebilecek bilimsel geliştirmeler üzerine çalışılmaktadır. Bu çalışmaların başında ise doğru akım motorlarında olduğu gibi motorun akısının ve momentinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesine imkân sağlayan, uzay vektör teorisinin kullanıldığı vektör kontrol yöntemleri ve doğrudan moment kontrol yöntemi gelmektedir[1]. Bu yöntemlerden biri olan doğrudan moment kontrol yöntemi, bu tez çalışmasında kullanılacaktır.

Doğrudan Moment Kontrol (DMK) yöntemi, motor uçlarına uygulanacak olan gerilim vektörleri ile stator akı vektörünün kontrol edilmesine dayanır. Stator akı vektörünün kontrolü ile motorun momenti de kontrol edilebilir. Motor momenti, stator akım vektörü ve stator akı vektörünün genliğinin çarpımı ve bu vektörlerin açisal konumu ile elde edilir. Stator akı vektörünün genliği sabit tutulup, açısı değiştirilirse, motor momenti hızlı bir şekilde değiştirilebilir[1]. Motora uygulanacak olan gerilim vektörleri, referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlama elemanlarına uygulanması ile elde edilir. Bu gerilim vektörleri sayesinde, motorun moment ve akı kontrolü gerçekleştirilir[2]. Böylece sisteme verilen moment ve akı referans değerleri ile hesaplanan moment ve akı değerleri arasındaki hatalar anında düzeltilebilir ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilir.

DMK yönteminin, asenkron motor sürücülerinde kullanılmasıyla birlikte, asenkron motorun geniş sınırlar içerisinde hız ayarının yapılabilmesi sağlanmıştır. Ancak hassas hız ayarı yapılabilmesi için, sürücü düzeneği hız geri beslemesini gerektirmektedir. Bu geri besleme genellikle motor miline bağlanan mekanik bir hız algılayıcısından sağlanmaktadır. Ancak yüksek hızlı uygulamalarda hız algılayıcısını mile bağlamak mümkün olmamaktadır. Ayrıca sisteme bağlanan mekanik hız algılayıcısının maliyetinin yüksek olması ve bakım gerektirmesi diğer dezavantajlarıdır. Bu yüzden yapılan araştırmalar algılayıcısız hız kontrol sistemleri üzerinde yoğunlaşmıştır.

Algılayıcısız hız kontrol sisteminin konusu ise, rotor hızının ölçülmesi yerine, kolaylıkla ölçülebilen motor akımı ve geriliminden rotor hızını tahmin ederek hız denetleyicisine geri besleme sinyali olarak kullanılmasını inceler. Günümüzde de bu yöntemlerin iyileştirilmesi için çalışmalar devam etmektedir.

Algılayıcısız hız kontrolünün en önemli sorunu motorun ısınmasında ve doyması durumunda ortaya çıkan motor parametrelerinin değişimidir. Özellikle stator direncinin değişimi, düşük hız bölgelerinde hız kestiricisinin performansını olumsuz yönde etkiler. Ayrıca doğrudan moment kontrol yönteminde stator direnci, stator akı vektörünün hesaplanmasında kullanıldığı için, stator direncinin değişimi sistemi kararsızlığa bile götürebilir[3]. Bundan dolayı kestirimleri gerçekleştirecek gözlemleyicinin bu değişimlere karşı duyarsız ya da bu değişimlere adapte olabilecek yapıda olması gereklidir.

Bu tez çalışmasında, sincap kafesli asenkron motorun DMK ile sensörsüz hız kontrolü benzetim ortamında yapılmıştır. Hız tahmini için başarıımı yüksek olan Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) tabanlı bir hız kestiricisi ve Luenberger gözlemleyicisi kullanılmıştır. Ayrıca, doğrudan moment kontrolünde en önemli motor parametrelerinden biri olan stator direnci de tahmin edilerek sistemin başarımının artırılması amaçlanmıştır. Stator direnci kestirimi için de MRAS tabanlı bir kestirici kullanılmıştır. Tahmin edilen stator direnci, hem hız kestiricisinde hem de DMK yönteminde kullanılarak asenkron motorun geniş bir hız aralığında

kontrolü; başarı ile benzetim ortamında gösterilmiştir. Yapılan benzetimler Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmanın konusu olan, asenkron motorların stator direnç kestirimi ile sensörsüz hız kontrolü üzerine yapılmış öne çıkan çalışmalar, aşağıda özetlenmiştir.

Schauder (1992)'de; rotor hızı kestirimi için MRAS tabanlı bir hız kestiricisi kullanmıştır. Hız kestirimi için, referans ve adaptif modellerden elde edilen rotor akıları arasındaki hatayı kullanmıştır[4].

Jun, Dungal ve Vilathgamuva (1998)'de; MRAS tabanlı hız kestirimi üzerinde stator direnci değişimin etkisini incelemişlerdir. Stator direnç değişiminin, özellikle düşük hız bölgelerinde hız kestirim hatasına sebep olduğunu tespit etmiş ve stator direnci kestirimi için, senkron hızda dönen d-q eksen takımındaki makine modelini kullanmışlardır[5].

Kubota ve Tamura (2002)'de; adaptif bir gözlemleyici kullanarak stator direnci ve rotor hızı kestirim yöntemi önermiştir. Önerilen R_s kestirim yönteminin başarımını, hem motor çalışma bölgesinde hem de rejeneratif çalışma bölgesinde benzetim çalışması olarak göstermiştir[6].

Boussak ve Jarray (2002)'de; algılayıcısız stator akı yönlendirmeli vektör kontrol için stator direnci kestirim yöntemi önermiştir. Stator direncini kestirmek için, ölçülen ve hesaplanan senkron hızda dönen stator d- ekseni akımları arasındaki farkı kullanmıştır[7].

Jeon, Oh ve Choi (2002)'de rotor akı yönlendirmeli vektör kontrol için adaptif rotor akı gözlemleyicisi kullanarak stator ve rotor direnci kestirim yöntemi önermiştir. Önerilen yöntemin başarımını deneysel ortamda gerçekleştirmiştir[8].

Vasic, Vukosavic ve Levi (2003)'te MRAS tabanlı stator direnci ve rotor hızı kestirim yöntemi önermişlerdir. Stator direnci kestirimi için referans ve adaptif

modellerden elde edilen rotor akılarının genlik farkından yararlanmışlardır. Önerilen yöntemin başarımı benzetim ortamında ve deneysel çalışma ile göstermişlerdir[9].

Li, Xuhui ve Gulian (2006)'da adaptif bir gözlemleyici olan Luenberger gözlemleyicisi kullanarak MRAS tabanlı bir yaklaşımla stator ve rotor direncini kestirmiştir. Stator direncini kestirmek için sabit eksen takımındaki ölçülen ve hesaplanan akımları kullanmışlardır. Önerilen yöntemin başarımını benzetim çalışması olarak göstermişlerdir[10].

Abbou, Mahmoudi ve Elbacha (2007)'de asenkron motorun DMK ile kontrolünde stator direnci değişiminin etkisini incelemiştir. Stator direnci kestirimi için, sisteme verilen referans moment ve akı bilgilerini kullanarak stator eksen takımında referans akım bileşenleri oluşturmuştur. Oluşturulan akım bileşenleri ve ölçülen akımlar arasındaki hatadan faydalanarak stator direnci değişimini hesaplamıştır. Sistemin başarımını benzetim ortamında göstermiştir[11].

Nian ve ark. (2007)'de asenkron motorun DMK ile algılayıcısız hız kontrolünde kullanılan stator direnci kestirim yöntemi önermişlerdir. Rotor hızı ve stator direnci kestirimi için adaptif bir gözlemleyiciyi MRAS tabanlı yaklaşımla kullanmışlardır. Stator direnci kestirimi için gözlemleyici tarafından kestirilen rotor akısı ve yine gözlemleyici tarafından hesaplanan stator akısı kullanılarak elde edilen rotor akıları arasındaki farkı kullanmıştır. Sistemin başarımını benzetim ortamında ve deneysel ortamda göstermişlerdir[2].

Kraiem ve ark. (2008)'de Luenberger gözlemleyicisi kullanarak MRAS tabanlı yaklaşımla stator direncini ve rotor hızını kestirmişlerdir. Stator direncini elde ederken ölçülen ve hesaplanan akımlar arasındaki hatayı kullanmışlardır. Sistemin başarımını benzetim ortamında göstermişlerdir[12].

Stator direnci ve rotor hızı kestirimi üzerine daha önce yapılmış bu başarılı çalışmalar değerlendirildiğinde, konunun gerek akademik gerekse endüstriyel çalışmalarda popüler olduğu görülmektedir. Bu çalışmalardan yola çıkılarak, bu tez çalışmasında, asenkron motorun doğrudan moment kontrol yöntemi kullanılarak

sensörsüz hız kontrolü ve stator direnci kestirimi Matlab\Simulink ortamında simüle edilmiştir.

Tezin Bölümleri;

Birinci bölümde; tez çalışmasının amacı, kullanılacak yöntem ve bu konularda daha önce yapılmış çalışmalar anlatılmaktadır.

İkinci bölümde; asenkron motorun çalışma prensibi anlatılmış, uzay vektör teorisi kullanılarak elde edilen sabit eksen takımındaki matematiksel modeli verilmiştir. Ayrıca eksen takımları arasındaki dönüşümlerden bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde; asenkron motorun, skaler ve vektörel kontrol yöntemleri anlatılmış ve bu kontrol yöntemleri için gerekli olan değişken gerilim ve frekansın üretildiği evirici yapısı ve evirici anahtarları sürme yöntemleri incelenmiştir.

Dördüncü bölümde; doğrudan moment kontrolünün temel kavramları incelenmiştir. DMK'nin fiziksel ve matematiksel yorumu açıklanmıştır. Evirici gerilim vektörlerinin seçilmesinde kullanılan anahtarlama tablosunun oluşturulması, histerezis denetleyicilerin çıkışları ve stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye göre gerilim vektörünün tablodan seçilmesi ve stator akısı vektörünün bulunduğu bölgenin trigonometrik fonksiyon kullanmadan belirlenmesi detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca stator direnci değişiminin, DMK'ye etkileri üzerinde durulmuştur.

Beşinci bölümde; sensörsüz hız kontrol sistemlerinden MRAS tabanlı eş zamanlı rotor hızı ve stator direnci kestiricisi anlatılmış ve Popov hiperstabilite kriterine uygunluğu gösterilmiştir. Eş zamanlı rotor hızı ve stator direnci kestiren model referans adaptif sistemde; adaptif ve referans model olma görevlerinin değişimine değinilmiştir. Elde edilen rotor hızının ve stator direncinin doğrudan moment kontrolüne uygulanması anlatılmıştır. Ayrıca Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak rotor hızı kestirimi de anlatılmıştır.

Altıncı bölümde elde edilen matematiksel modellerin Matlab/Simulink ortamında kurulması anlatılmıştır. Kontrolsüz halde alınan benzetim sonuçları verilerek gözlemleyicilerinin başarımı test edilmiştir. Sensörlü ve sensörsüz doğrudan moment kontrolü ile alınan benzetim sonuçları verilmiş; benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Stator direnç değeri değiştirilerek, stator direnç değişiminin sistem üzerindeki etkileri gösterilmiş ve stator direnci eş zamanlı olarak kestirilerek alınan benzetim sonuçları verilmiştir.

Sonuçlar ve öneriler kısmında ise, yapılan çalışmalar ile elde edilen sonuçlar özetlenmiş ve bazı öneriler sıralanmıştır.

2. ASENKRON MOTORLAR

Endüstride ve sanayi kuruluşlarında kullanılmakta olan en sağlam, en az arıza veren ve en ucuz olan motorlar asenkron motorlardır. Asenkron motorlara (ASM) indüksiyon motorları adı da verilmektedir. Senkron motorlardan farkı sabit hızda dönmeleridir ve bu hız senkron hızdan daha azdır. ASM'ler bir, iki, üç ve çok fazlı olarak imal edilirler. ASM'ler mesken veya sanayi kuruluşlarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu bölümde asenkron motorun çalışma prensibi, motorun sabit eksen takımındaki matematiksel modeli anlatılacaktır ve uzay vektör kavramı hakkında bilgi verilecektir. Ayrıca eksen takımları arasında dönüşüm için kullanılan Clarke ve Park dönüşümlerinden bahsedilecektir.

2.1. Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

3 fazlı, 2 kutuplu bir asenkron motora şebeke gerilimi uygulandığında, statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, 3 fazlı döner alanları meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, döner alanlar ortada bulunan kısa devreli rotorun çubuklarını kestiğinden, rotorun çubuklarından endüksiyon akımlarının geçmesine neden olurlar. Bu endüksiyon akımları rotorun kutup alanlarını meydana getirirler. Döner stator kutup alanları rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker prensibinden hareket ile) N kutbunun altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbunun altındaki rotor çubukları diğer yöne doğru iterler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotorun döner alan yönünde dönmesini sağlar.

Rotorun devir sayısı arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında endüklenen emk'ler ve kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır. Dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Böylece

rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır ama hiçbir zaman eşit olamaz. Çünkü bu iki devir sayısı eşit olursa, stator döner alanı rotor çubuklarını kesmez. Bu da rotorda döndürme momentini oluşturan endüksiyon akımının geçmemesine neden olur. Böylece rotorun kutup alanları oluşmaz ve rotor dönmez. Bu yüzden motorun momentini belirlemede etkili olan kayma kavramı ortaya çıkmıştır. Döner alanın devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki farka “Rotorun Kayması” denilmektedir. Diğer bir ifade ile, rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına “Kayma” denilmektedir. Kayma,

$$\%s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100 \quad (2.1)$$

$$n_r = (1-s) \cdot n_s \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

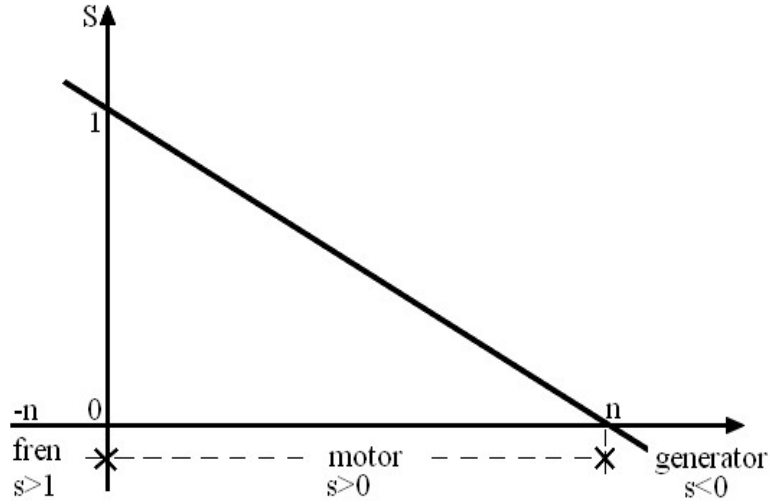
s=Kayma,

n_s =Senkron hız [d/d]

n_r =Rotor hızı [d/d]

Eşitlik 2.1’den de görüleceği gibi rotorun devir sayısı hiçbir zaman döner alanın devir sayısına yani senkron devire eşit olmaz. Bu da rotorun senkron devirden daha az bir devirle döndüğünün ve kaymanın sıfır olamayacağını göstermektedir. Rotor hızı senkron hıza yaklaştığında kayma azalacak ve buna bağlı olarak da rotor iletkenlerinde döndürme momentini üreten endüksiyon akımı azalacaktır. Böylece rotorun dönmesi yavaşlamaya başlayacaktır. Rotor yavaşlamaya başlayınca iletkenlerinde endüklenen gerilim artarak motorun tekrar hızlanması sağlanacaktır[13].

Kayma değeri $s=f(n)$ olarak gösterilse, kaymanın rotor dönme sayısına göre değişimi bir doğruyu verecektir. Şekil 2.1’te bu durum görülmektedir.



Şekil 2.1: Asenkron makinede kayma-hız karakteristiği

2.2. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Genelde, bir sistemin matematiksel modeli, sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak veya bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetimi gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde yansıtmalıdır. Model basit olmalı ve en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır. Modelin karmaşıklığı, kontrol işlemlerinin süresini uzatacak ve böylece sistem performansını düşürecektir. Modellerde kullanılan makinenin fiziksel büyüklüklerinin, skaler değil de vektörel olarak göz önüne alınabilmesi sistem modelinin doğruluğunu arttırmaktadır. Böylece, makinelerin geçici durum davranışından oluşacak hata önemli derecede azalır[14].

Modellemenin en önemli aşamalarından biri de modellenecek sistemin giriş ve çıkış büyüklüklerinin belirlenmesidir. Zira bu aşamadan sonra modelleme, diferansiyel denklemlerin oluşturulmasıyla son bulur. Bu durumda giriş ve çıkış arasındaki denklemlerin fiziksel sistemi mümkün olduğunca iyi modellemesi, buna karşın mümkün olduğunca da basit olması gerekmektedir.

Bu bilgilere dayanarak sincap kafesli asenkron makine modeli oluşturulurken bazı modelleme varsayımlarının çalışma amacına yönelik olarak birkaçı veya tamamı

uygulanabilir. Bunlar; motorda hava aralığının düzgün olduğu, demir geçirgenliğinin sonsuz olduğu, hava aralığındaki akı yoğunluğunun yüzeye dik geldiği, oluk etkisi ve demir kayıpları ile uç etkilerinin olmadığı, dirençler ve endüktansların sıcaklıktan bağımsız oldukları kabul edilmiştir.

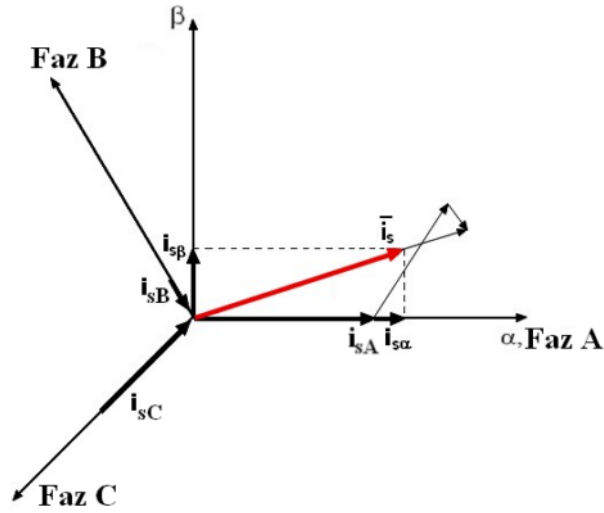
Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanır. Makineyi besleyen güç kaynağı dengeli üç fazlı gerilim üretiyorsa model, stator $i_{sA}(t)$, $i_{sB}(t)$ ve $i_{sC}(t)$ akımları,

$$f_s(\theta, t) = N_s [i_{sA}(t) \cos \theta + i_{sB}(t) \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sC}(t) \cos(\theta + 2\pi/3)] \quad (2.3)$$

manyetomotor kuvvetini (mmk) oluşturur. Burada, N_s stator sarım sayısı ve θ açısı A fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısıdır. Statorun A fazının manyetik eksenini sabit eksen takımında α eksenidir. Stator akımı uzay vektörü $\vec{i}_s(t)$ eşitlik 2.4'deki gibi tanımlanır [15,16].

$$\vec{i}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sA}(t) + i_{sB}(t).e^{j2\pi/3} + i_{sC}(t).e^{j4\pi/3}] = |\vec{i}_s(t)|e^{j\alpha_s} \quad (2.4)$$

Burada α_s açısı, stator akımı uzay vektörü ile α eksenini arasındaki açıdır. Frekansı ω ve genliği i_s olan üç fazlı sinüsoidal stator akımlarının uzay vektörü $\vec{i}_s(t) = i_s e^{j\omega t}$ olur. Yani, stator akımı uzay vektörü, sinüsoidal sürekli halde genliği i_s olan ve ω açısal hızıyla dönen bir vektördür. Şekil 2.2'de stator akımı uzay vektörünün elde edilmesine ait vektör diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Stator akımı uzay vektör izdüşümü

Stator akımlarının uzay vektörü aşağıdaki gibi, statorun α ve β eksenlerindeki akım bileşenlerinin toplamı olarak ifade edilir.

$$\bar{i}_s(t) = i_{s\alpha}(t) + j i_{s\beta}(t) \quad (2.5)$$

$i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ akımları gerçek akımlar olmayıp sadece teorik olarak mevcuttur. Bu iki fazlı akımların ani değerleri, makinenin gerçek üç fazlı akımlarının ani değerleri cinsinden Clarke dönüşümü yardımı ile elde edilir.

Rotor akımlarının rotorda oluşturduğu mmk (2.3) eşitliğine benzer şekilde aşağıdaki gibi hesaplanır[15].

$$f_r(\theta, t) = N_r [i_{ra}(t) \cos(\theta - \theta_r) + i_{rb}(t) \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + i_{rc}(t) \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3)] \quad (2.6)$$

Burada N_r rotor sarım sayısı; θ_r stator ve rotor eksen takımları arasındaki açıdır.

Rotor eksen takımında rotor akımlarının uzay vektörü,

$$\bar{i}_r = i_{rd} + j i_{rq} \quad (2.7)$$

olarak verilir. Rotor akımı uzay vektörü rotordaki mmk'nin ani değerini ve açısını belirler. Rotor eksen takımında ifade edilen rotordaki mmk veya rotor akımı, statorun sabit eksen takımına göre,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.8)$$

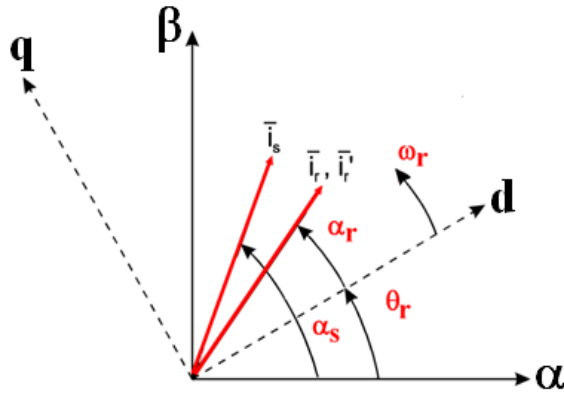
açısal hızıyla döner. Rotor akımı, rotor eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_r = |i_r| e^{j\alpha_r} = i_{rd} + j i_{rq} \quad (2.9)$$

Burada α_r açısı, rotor akımı uzay vektörü ile d eksenini arasındaki açıdır. Statorun sabit eksen takımında ifade edilen rotor akımı uzay vektörü ise,

$$\bar{i}_r' = |i_r| e^{j(\alpha_r + \theta_r)} \quad (2.10)$$

olur. Şekil 2.3'de stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri, sabit ve ω_r hızıyla dönen eksen takımlarında görülmektedir.



Şekil 2.3: Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri

Stator ve rotorda oluşan mmk değişimlerinin toplamı,

$$f(\theta, \theta_r, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \quad (2.11)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_s [\text{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{3}{2} \frac{N_r}{N_s} \text{Re}(\bar{i}_r' e^{-j\theta})] = \frac{3}{2} N_s \text{Re}[(\bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r') e^{-j\theta}] \quad (2.12)$$

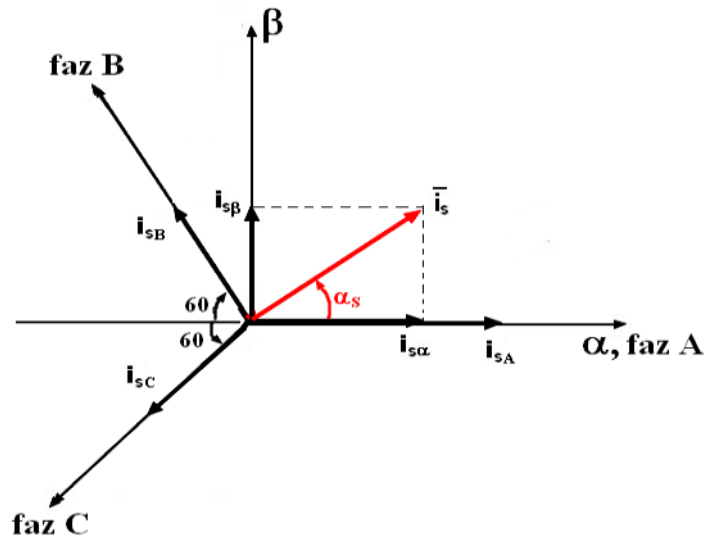
olarak elde edilir. Bu eşitlikler kullanılarak, stator akımı uzay vektörü ile rotor akımı uzay vektörünün stator eksen takımındaki toplamı, eşitlik 2.13 ile verilmiştir [15, 17].

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r' \quad (2.13)$$

Stator ve rotor akımlarını, statorda sabit duran, α - β eksen takımındaki bileşenlerine dönüştürmek için Clarke dönüşümü kullanılır. Dönen d-q eksen takımına dönüştürmek için ise Park dönüşümü kullanılır. Bu dönüşümlerin tersi de mümkündür.

2.2.1. Clarke dönüşümü

Sabit düzlemde bulunan üç fazlı büyüklüğü, yine sabit düzlemde, birbirine dik iki faza indirmek için, Clarke dönüşümü kullanılır. Bu iki faz α - β olarak adlandırılır. Şekil 2.4'te üç faz A, B ve C olarak tanımlanmış ve dönüşüm için A fazı ile α fazı çakıştırılmıştır. Bu dönüşüm ile üç fazlı olan akım, gerilim ve akı gibi büyüklükler iki faza indirgenebilir.



Şekil 2.4: Stator akım uzay vektörü ve sabit (α - β) eksen takımındaki bileşeni

Stator akımlarının, sabit eksen takımındaki bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{2}{3} [i_{sA} - i_{sB} \cos 60 - i_{sC} \cdot \cos 60] \\ &= \frac{2}{3} \left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} i_{s\beta} &= \frac{2}{3} [0 + i_{sB} \cdot \sin 60 - i_{sC} \cdot \sin 60] \\ &= \frac{2}{3} \left[0 + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sB} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sC} \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Stator akımı uzay vektörü genliği, eşitlik 2.16 ile verilmiştir. Stator akım vektörünün α eksenini ile yaptığı açı ise eşitlik 2.17 ile gösterilmiştir.

$$|\vec{i}_s| = \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \quad (2.16)$$

$$\alpha_s = \tan^{-1} \left(\frac{i_{s\beta}}{i_{s\alpha}} \right) = \omega_s t \quad (2.17)$$

Clarke dönüşümünün matris olarak gösterimi,

$$ABC \rightarrow \alpha\beta \Rightarrow \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

olarak verilir.

Aynı şekilde, yine sabit düzlemde bulunan ve aralarında 90 derece fark bulunan iki fazlı büyüklükler de, sabit düzlemdeki üç fazlı büyüklüklere dönüştürülebilir. Bu kez dönüşüm ters Clarke dönüşümü olarak adlandırılır ve kısaca aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\alpha\beta \rightarrow ABC \Rightarrow \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Motor modelinde kullanılacak olan geriliminin ve stator akımının sabit eksen takımındaki bileşenleri aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} [V_{sA} - \frac{1}{2}V_{sB} - \frac{1}{2}V_{sC}] \quad (2.20)$$

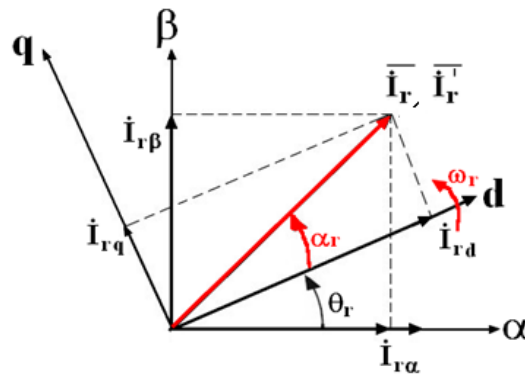
$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} [V_{sB} - V_{sC}] \quad (2.21)$$

$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3} [i_{sA} - \frac{1}{2}i_{sB} - \frac{1}{2}i_{sC}] \quad (2.22)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sB} - i_{sC}] \quad (2.23)$$

2.2.2. Park dönüşümü

Dönen (d-q) düzlemden, sabit (α - β) düzleme veya sabit düzlemden, dönen düzleme geçiş yapmak için kullanılan dönüşüme Park dönüşümü denilmektedir. Park dönüşümü temel olarak, Şekil 2.5'te gösterildiği gibi iki fazlı sabit düzlemden θ_r hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzleme dönüşümü sağlar.



Şekil 2.5: Rotor akımı uzay vektörü, (α - β) ve (d-q) eksen takımındaki bileşeni

Bu düzlemde fazlar d ve q olarak adlandırılmaktadır ve park dönüşümünün matris olarak gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\alpha\beta \rightarrow dq \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Park dönüşümünün de tersi mümkündür ve bu da θ_r hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzlemde iki fazlı sabit düzleme geçiş anlamına gelmektedir. Ters park dönüşümünü için aşağıdaki bağıntı kullanılmaktadır.

$$dq \rightarrow \alpha\beta \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Motor modelinde kullanılacak olan rotor akımı vektörünün, dönen (d-q) rotor eksen takımındaki bileşenleri aşağıdaki gibidir.

$$i_{rd} = \frac{2}{3} \left[i_{ra} - \frac{1}{2} i_{rb} - \frac{1}{2} i_{rc} \right] \quad (2.26)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{rb} - i_{rc}] \quad (2.27)$$

Rotor akım vektörünün sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenleri ise ters park dönüşümü kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$i_{r\alpha} = \cos\theta_r i_{rd} - \sin\theta_r i_{rq} \quad (2.28)$$

$$i_{r\beta} = \sin\theta_r i_{rd} + \cos\theta_r i_{rq} \quad (2.29)$$

2.3. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Matematiksel Modeli

Stator ve rotor akım vektörlerinin, sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenlerini Clarke dönüşümü ile elde etikten sonra, Statorda oluşan akı

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (2.30)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, L_m mıknatıslama endüktansıdır, L_s ise stator sargısı endüktansı olup eşitlik 2.31 ile verilmiştir. Stator akısı uzay vektörünün ilk terimi stator akımlarının oluşturduğu akıyı gösterir. İkinci terim ise stator eksen takımında ifade edilen rotor akımlarının statorda oluşturduğu akıdır. Lineer olmayan manyetik koşullar için L_s ve L_m sabit olmayıp makine akımlarına bağlıdır[15].

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m \quad (2.31)$$

Burada, $L_{s\sigma}$ stator kaçak endüktans bileşenidir.

Stator akısı vektörü aynı zamanda,

$$\bar{\psi}_s = \psi_{s\alpha}(t) + j\psi_{s\beta}(t) \quad (2.32)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.33)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (2.34)$$

şeklinde ifade edilebilir.

$$\bar{\psi}_r' = \psi_{r\alpha}(t) + j\psi_{r\beta}(t) \quad (2.35)$$

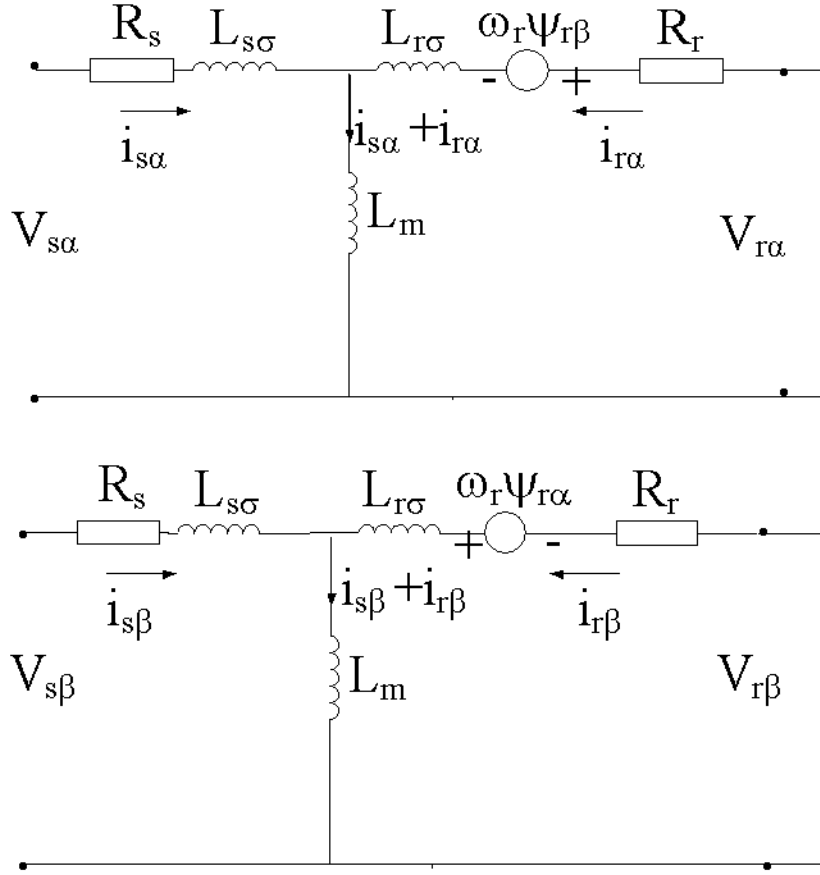
$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (2.36)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.37)$$

Olarak verilebilir.

$$L_r = L_{r\sigma} + L_m \quad (2.38)$$

Burada, $L_{r\sigma}$ rotorun kaçak endüktans bileşenidir. Şekil 2.6'da sincap kafesli asenkron motorun sabit ($\alpha\beta$) eksen takımındaki eşdeğer devresi verilmiştir[1].



Şekil 2.6: ASM'nin sabit (α - β) eksen takımındaki eşdeğer devresi

Stator akım ve akıları ile rotor akım ve akıları elde edildikten sonra sabit eksen takımındaki stator ve rotor gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi verilebilir[18].

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (2.39a)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (2.39b)$$

$$V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} \quad (2.40a)$$

$$V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (2.40b)$$

Burada R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençleridir. Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak asenkron motorun matris şeklindeki modeli,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} - j\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & 0 & \frac{d}{dt}L_m & 0 \\ 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_s & 0 & \frac{d}{dt}L_m \\ \frac{d}{dt}L_m & \omega_r L_m & R_r + \frac{d}{dt}L_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & \frac{d}{dt}L_m & -\omega_r L_r & R_r + \frac{d}{dt}L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

olarak bulunur. Burada L_s ve L_r sırası ile stator ve rotor endüktansları, L_m ise kaçak endüktansdır. Matrisin fiziksel yorumu olarak, rotorun α ekseninde oluşan gerilimin, transformatör etkisi ile endüklenen $\frac{d}{dt}(L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha})$ gerilimi ve rotorun dönmesi ile oluşan $\omega_r(L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta})$ geriliminin toplamı olduğu düşünülebilir. Motorun momenti stator akım-rotor akı cinsinden;

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2.43)$$

stator ve rotor akı bileşenleri cinsinden

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2.44)$$

stator ve rotor akım bileşenleri cinsinden

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m (i_{s\alpha} i_{r\beta} - i_{s\beta} i_{r\alpha}) \quad (2.45)$$

olarak bulunur. Burada, P çift kutup sayısıdır. σ kaçak faktörüdür ve aşağıdaki gibi ifade edilir[15].

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.46)$$

Geçici rejimdeki hareket denklemi,

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} T_e - \frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} T_L \quad (2.47)$$

olarak verilir[1]. Burada, P çift kutup sayısı, T_L yük momenti, J atalet momenti, B sürtünme katsayısıdır.

Asenkron motorun matematiksel modeli, 2.39 ve 2.40 eşitliklerinin kullanımı ile durum denklemleri formunda yazılabilir[15].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{T_s'} + \frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & 0 & \begin{bmatrix} L_m \\ L_s' L_r T_r \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_m \omega_r \\ L_s' L_r \end{bmatrix} \\ 0 & -\left[\frac{1}{T_s'} + \frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & -\begin{bmatrix} L_m \omega_r \\ L_s' L_r \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_m \\ L_s' L_r T_r \end{bmatrix} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s'} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s'} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

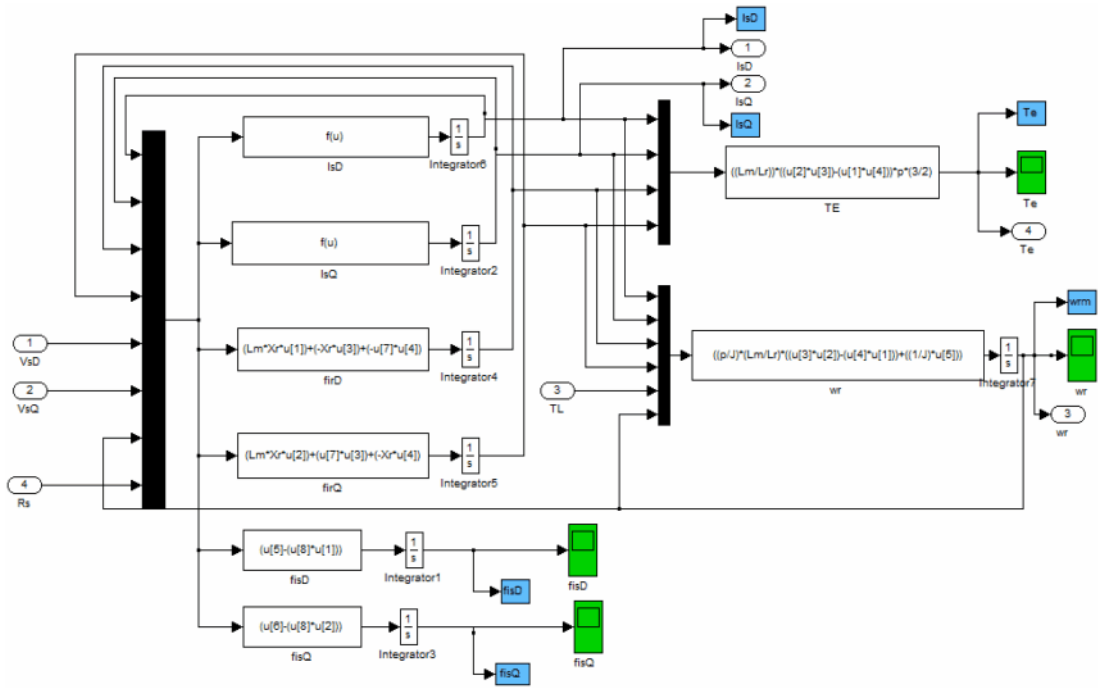
Eşitlik 2.48'de L_m ve L_r sırasıyla mıknatıslanma ve rotor endüktanslarını, $V_{s\alpha}$ ve $V_{s\beta}$ stator gerilimlerinin uzay vektör bileşenleri, L_s' stator geçici endüktansını belirtmektedir. Burada $L_s' = L_s - L_m^2 / L_r$ 'dir. L_s ise stator endüktansdır. $T_s' = L_s' / R_s$ ve $T_r' = L_r' / R_r$ ise sırası ile stator ve rotor geçici zaman sabitlerini göstermektedir. R_s ve R_r , stator ve rotor dirençleridir. L_r' ise rotor geçici endüktansını olup $L_r' = L_r - L_m^2 / L_s$ eşitliği ile tanımlanmaktadır. Eşitlik 2.48, durum vektörleri cinsinden gösterilirse;

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (2.49)$$

eşitlik 2.49 elde edilir. Burada $x = [i_s \ \Psi_r']$ olup durum vektörüdür. Durum vektöründeki $i_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ stator akımı sütun vektörü, $\Psi_r' = [\Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta}]^T$ rotor akısı sütun vektörüdür. $u = V_s = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ olup stator geriliminin α ve β eksenleri bileşenlerinin oluşturduğu giriş sütun vektörüdür.

2.4. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Benzetim Modeli

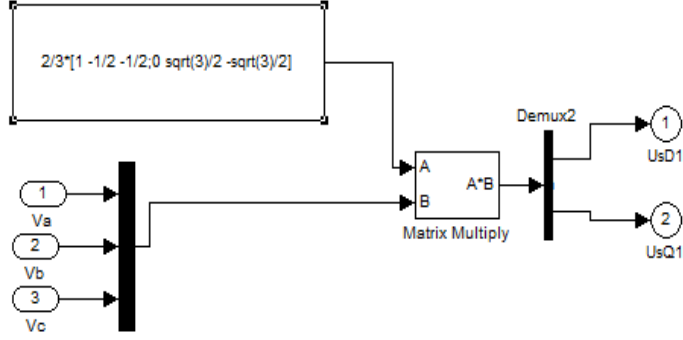
Sincap kafesli asenkron motorun iki fazlı sabit eksen (α - β) takımındaki matematiksel modeli Matlab/Simulink ortamında Şekil 2.7’de gösterildiği gibi kurulmuştur. Benzetim modeli kurulurken eşitlik 2.48 ile verilen asenkron motorun durum denklemleri formundaki matematiksel modeli kullanılmıştır.



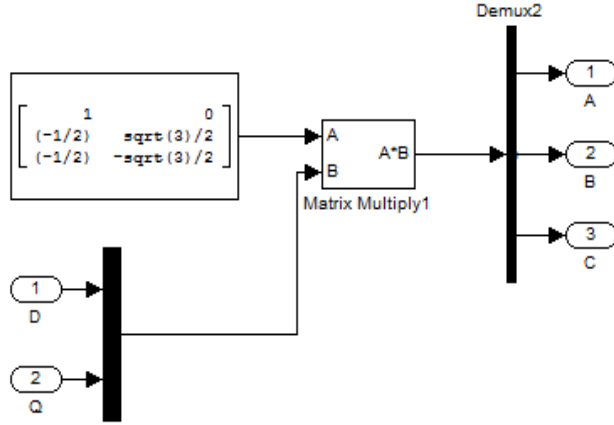
Şekil 2.7: ASM'nin sabit (α - β) eksen takımındaki modeli

Şekil 2.7’de gösterilen benzetim modelinde “ α ” simgesi şekilde “D” simgesi ile; “ β ” simgesi ise “Q” simgesi ile ifade edilmiştir. Akı gösterimi için kullanılan “ Ψ ” simgesi ise “fi” olarak verilmiştir. Moment ifadesini veren fonksiyon bloğu eşitlik 2.43 kullanılarak oluşturulmuştur. Hız ifadesini veren fonksiyon bloğu ise eşitlik 2.47 kullanılarak oluşturulmuştur.

Şekil 2.8 ile sabit düzlemde bulunan üç fazlı büyüklüğü, yine sabit düzlemde, birbirine dik iki faza indirmek için kullanılan Clarke dönüşüm modeli verilmiştir. Şekil 2.9 ile de iki fazlı büyüklükleri tekrardan üç fazlı büyüklüklere döndürmek için kullanılan ters Clarke dönüşümü verilmiştir.



Şekil 2.8: Clarke dönüşümü



Şekil 2.9: Ters Clarke dönüşümü

Şekil 2.8 ve Şekil 2.9 ile verilen Clarke ve Ters Clarke dönüşüm modelleri sırasıyla eşitlik 2.18 ve eşitlik 2.19 ile verilen dönüşüm matrisleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

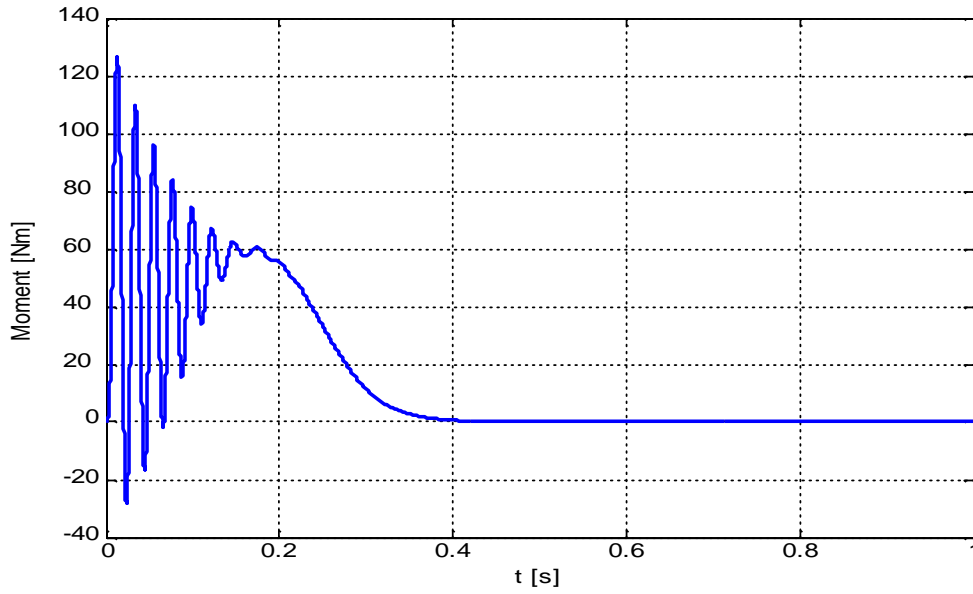
2.5. Asenkron Motorun Sabit (α - β) Eksen Takımındaki Benzetim Sonuçları

Şekil 2.7 ile verilen asenkron motorun sabit (α - β) eksen takımındaki modeli, Matlab/Simulink ortamında kontrolsüz halde benzetimi yapılmıştır. Benzetimde kullanılan asenkron motor parametreleri Tablo 1.1 ile verilmiştir.

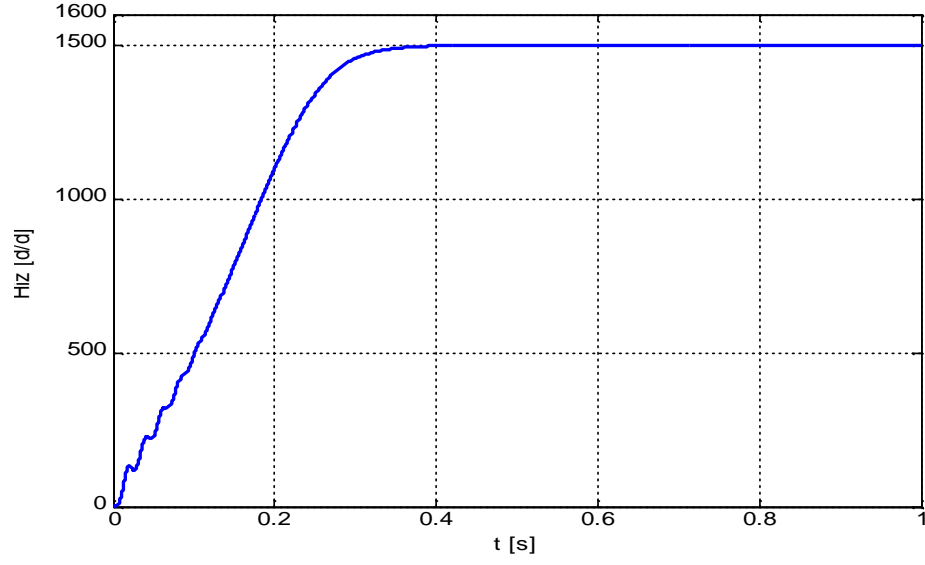
Tablo 1.1: Asenkron Motor Parametreleri

Asenkron Motor Parametreleri		
R_s	0.435 Ω	Stator direnci
R_r	0.816 Ω	Rotor direnci
L_m	69.31mH	Mıknatıslanma endüktansı
$L_{s\sigma}$	4 mH	Stator kaçak endüktansı
$L_{r\sigma}$	2 mH	Rotor kaçak endüktansı
L_s	$L_{s\sigma}+L_m$	Stator endüktansı
L_r	$L_{r\sigma}+L_m$	Rotor endüktansı
J	0.089 kg.m ²	Eylemsizlik momenti
B	0 N.m.s	Sürtünme katsayısı
P	2	Kutup çifti sayısı

Asenkron motor, faz gerilimi etkin değeri 220 V ve frekansı 50 Hz olan bir şebekeye bağlandığında motor yüksüz halde iken; motor momentinin ve motor hızının zamana göre değişimi, sırasıyla Şekil 2.10 ve Şekil 2.11 ile verilmiştir. Alınan benzetim sonuçlarında sürtünme ve vantilasyon kayıplarının olmadığı kabul edilmiştir.

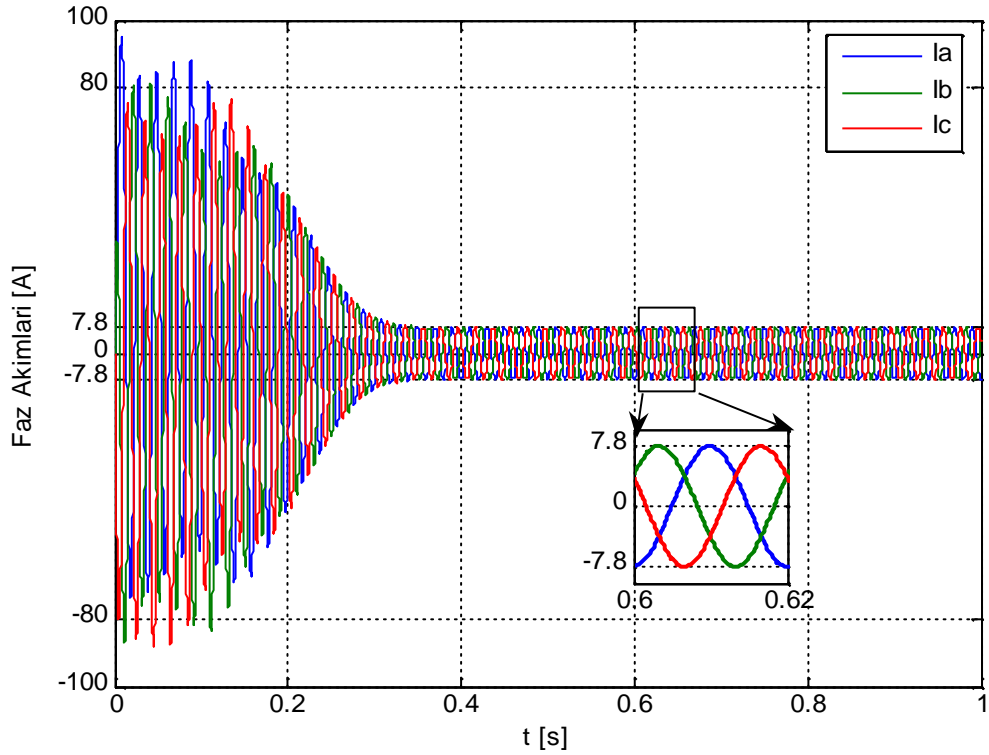


Şekil 2.10: Motor momentinin zamana göre değişimi

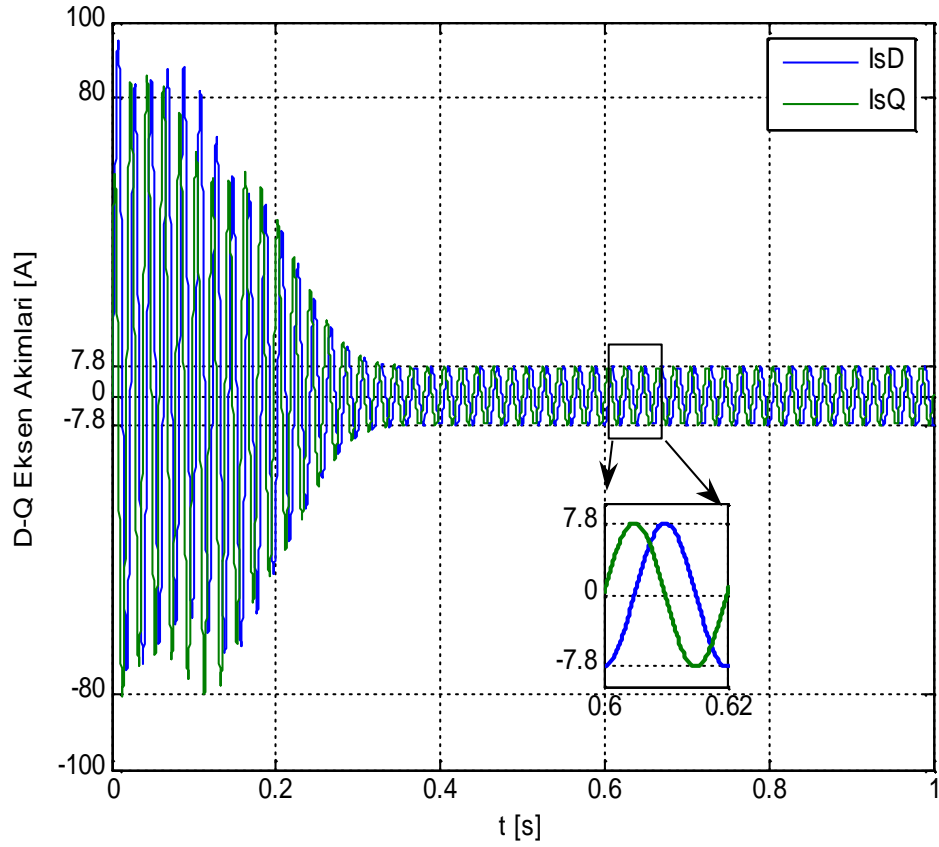


Şekil 2.11: Motor hızının zamana göre değişimi

Motor faz akımlarının değişimi ve motor akımlarının (α - β) eksen takımındaki bileşenlerinin değişimi sırasıyla Şekil 2.12 ve Şekil 2.13 ile verilmiştir.



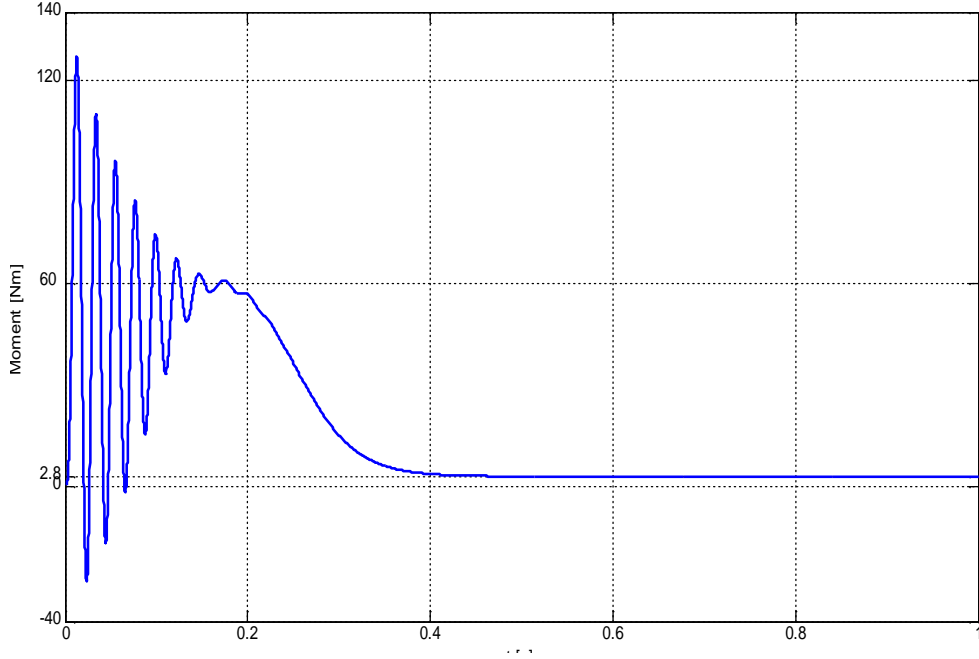
Şekil 2.12: Motor faz akımlarının değişimi



Şekil 2.13: Motor akımlarının sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenlerinin değişimi

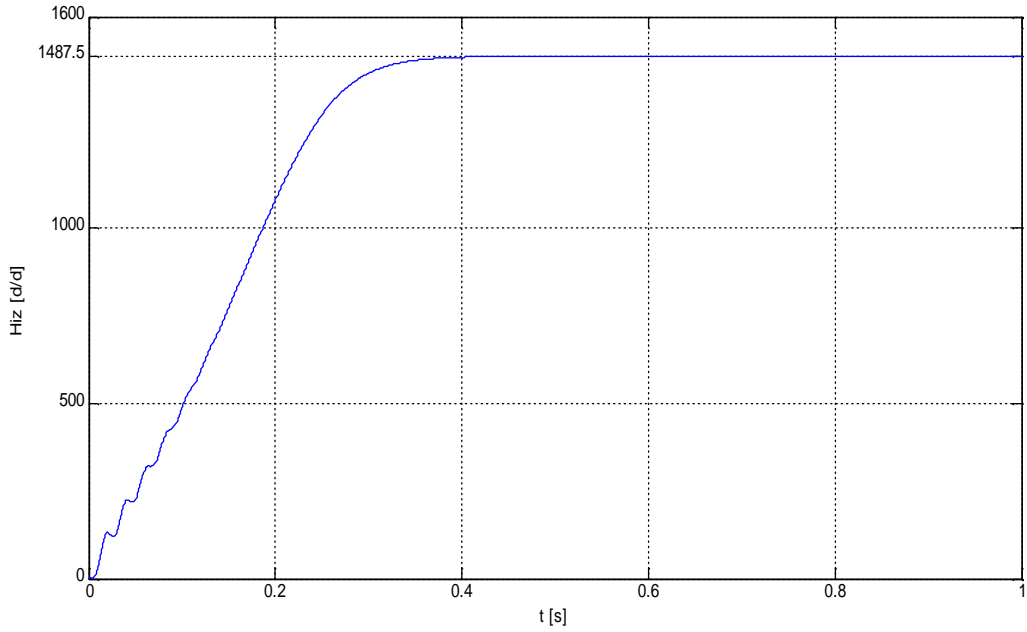
Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi, sabit frekanslı bir gerilim stator sargılarına uygulandığında başlangıçta stator akımı yüksek değerler alır. Stator ve rotorda oluşan akıların etkileşimi ile rotoru hızlandıracak yönde bir elektromanyetik moment oluşur. Nominal hıza yaklaşıldığında, moment dalgalanması ve stator akımı azalmaya başlar. Motor nominal hıza ulaştığında, stator akımı azalarak boştaki değerine düşer.

Eğer sürtünme ve vantilasyon kayıplarının 0.018 N.m.s ($B = 0.018 \text{ N.m.s}$) olduğu kabul edilirse; motor momenti değişimi Şekil 2.14, motor hız değişimi Şekil 2.15 ile verilmiştir. Şekil 2.16 ile motor faz akımlarının değişimi ve Şekil 2.17 ile de motor faz akımlarının (α - β) sabit eksen takımındaki bileşenleri verilmiştir.



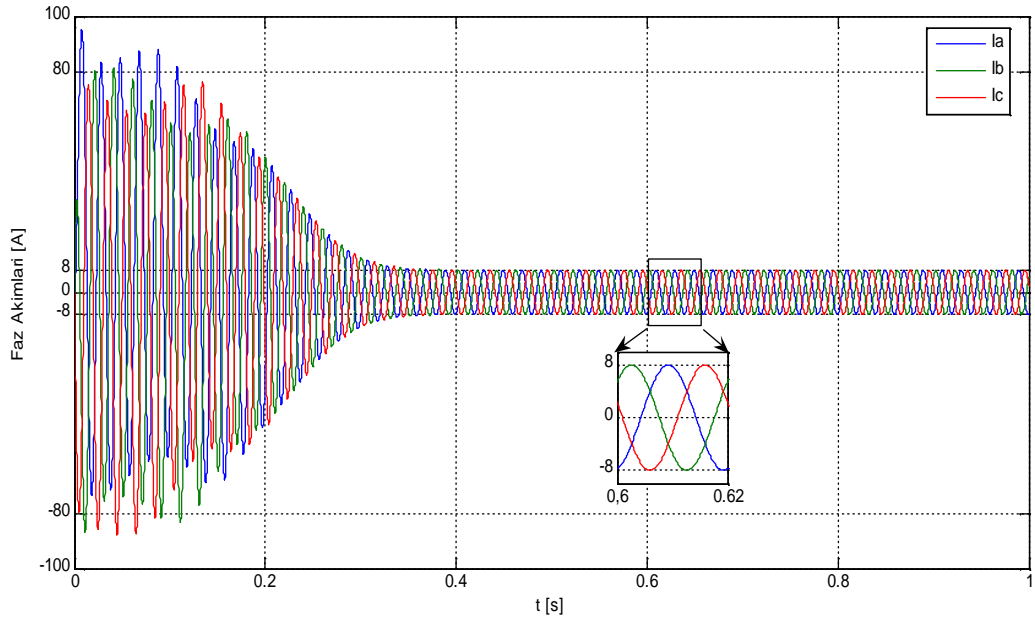
Şekil 2.14: Motor momentinin zamana göre değişimi

Şekil 2.14'de motor momenti, yol almasını tamamladıktan sonra sürtünme ve vantilasyon kuvvetlerini karşılamak için 2.8 [Nm]'lik bir moment üretmiştir.

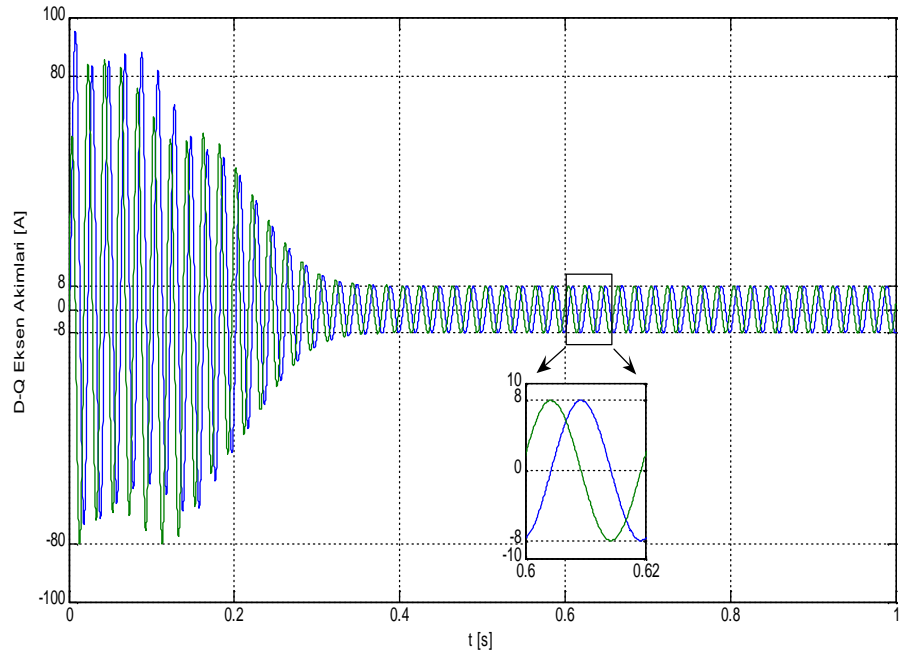


Şekil 2.15: Motor hızının zamana göre değişimi

Şekil 2.15'te asenkron motor kararlı durumda, sürtünme ve vantilasyon kuvvetleri nedeni ile 1487.5 [d/d]'lik bir hıza ulaşmıştır.



Şekil 2.16: Motor faz akımları değişimi



Şekil 2.17: Motor akımlarının sabit (α - β) eksen takımındaki bileşenlerinin değişimi

Şekil 2.16 ve 2.17'den, motor akımlarının sürtünme ve vantilasyon kayıplarını karşılamak için 8 [A]'e çıktığı görülmüştür.

3. ASM KONTROL YÖNTEMLERİ

Asenkron motorlar, diğer motorlara kıyasla ucuz olmaları, patlayıcı ortamlar dâhil, her türlü kötü ortam şartlarında çalışabilmeleri ve bakım gerektirmemeleri gibi bazı üstün özelliklerinden dolayı endüstride en çok kullanılan motorlardır. Ancak, doğrusal olmayan yapıları nedeniyle daha karmaşık kontrol algoritmaları gerektirirler ve değişken hızlı uygulamalara kolaylıkla uydurulamazlar. Geçmişte asenkron motorun hız ayarı, stator geriliminin, stator sargısı kutup çiftinin, stator frekansının, bilezikli tipte ise bunlara ilaveten rotor direncinin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Ancak kullanılan bu yöntemler, hassas hız kontrolü gerektiren uygulamalarda çok verimli değildir. Bu yüzden hassas hız kontrolü gereken uygulamalarda serbest uyarmalı doğru akım motorları öne çıkmıştır[1].

Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler, asenkron motor kontrol düzeneklerinin gelişmesini sağlamış ve asenkron motorların geniş sınırlar içerisinde hız ayarının yapılmasını mümkün kılmıştır. Asenkron motorlar, basitliği, ucuzluğu, fırça düzeneğinin olmaması, sağlamlığı ve bakım gerektirmeme gibi özellikleri nedeniyle değişken hızlı tahrik sistemlerinde DA motorlarına tercih edilmeye başlanmıştır. Günümüzde ise asenkron motorun değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolünde kullanılan yöntemleri üç temel kısma ayırmak mümkündür. Bunlar aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- Skaler kontrol yöntemi
- Vektörel kontrol yöntemleri
- Doğrudan moment kontrol yöntemi (DMK)

Skaler kontrol yöntemleri düşük performans sergilemeleri ve hassas hız denetimi gereken uygulamalarda kullanılamamaları nedeniyle yerlerini vektör kontrol yöntemlerine ve doğrudan moment kontrol yöntemine bırakmışlardır. DMK yöntemi kullanan sürücü sisteminin patenti ABB firmasına aittir[15]. Vektör kontrol

yöntemlerini kullanan sürücü sistemleri ise Siemens firması tarafından geliştirilmiştir[15].

Bu bölümde skaler kontrol ve vektörel kontrol yöntemleri incelenecektir. Ayrıca hız kontrol yöntemlerinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri ve gerilim ara devreli eviricilerden bahsedilecektir. Doğrudan moment kontrol yöntemi bu tez çalışmasında kullanıldığı için 4. bölümde detaylı olarak anlatılacaktır.

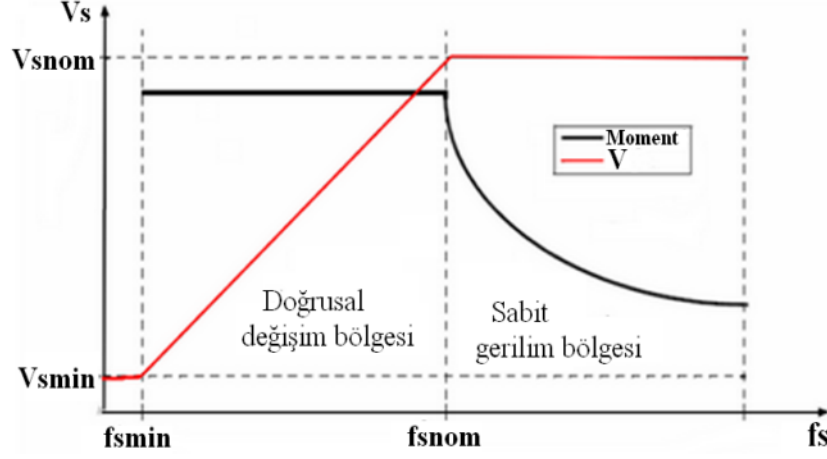
3.1. Skaler Kontrol Yöntemi

Bu yöntemlere düşük performanslı yöntemler de denilmektedir. Bu yöntemler oldukça ucuz ve kolay gerçekleştirilebilmesine rağmen bu yöntemlerin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı sistemlerinin performansı, doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansı yakalayamamaktadır[19].

Skaler kontrol yöntemlerinin temeli, motora uygulanan gerilim ve frekansın gerilim/frekans (V/f_s) oranı sabit kalacak şekilde uygulanmasıdır. Böylece asenkron motor, düşük hızlar dışında geniş bir aralıkta kontrol edilebilir. Asenkron motorda V/f_s oranının sabit tutulması, hava aralığı 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 akımın değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır[20].

Skaler kontrol yönteminde, stator geriliminin az olduğu düşük hız bölgelerinde stator direnci üzerine düşen gerilim düşümü ihmal edilemez, bu yüzden sabit manyetik akı için stator direnci üzerindeki gerilim düşümü kadar stator gerilimi ötelenmelidir. Düşük hız bölgeleri dışında gerilim/frekans oranı doğrusal olarak alınabilir. Ancak, motorun senkron hız değerinden daha yüksek bir hız değerinde çalıştırılabilmesi için, motora nominal frekansından daha yüksek frekans uygulanması gerekir. Bu durumda gerilim/frekans oranının sabit tutulabilmesi için gerilimin de artan frekans ile artması gerekir, ancak sargı izolasyon problemleri nedeni ile uygulanan gerilim nominal değerinde sabit tutulur. Gerilim nominal değerinde sabit tutularak frekansın

arttırılması sonucu motor senkron hız değerinin üzerinde çalışır ancak üretilen moment değeri düşer.



Şekil 3.1: V/f değişim eğrisi

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere, doğrusal değişim bölgesinde sabit bir moment elde edilirken; sabit gerilim bölgesinde moment değeri artan frekansla azalır.

Açık çevrim skaler kontrolde, hız kontrolü yük momentine bağlıdır. Yük momentinin değişmesi ile kayma değeri de değişir ve motor hızı, referans hız değerinden uzaklaşır. Bu sakıncayı gidermek için motor miline eklenen geri besleme elemanı ile kapalı çevrim kontrol gerçekleştirilir. Böylece sürekli rejimde, yük atma ve yük alma durumlarında ortaya çıkan hız değişiminin önüne geçilmiş olur.

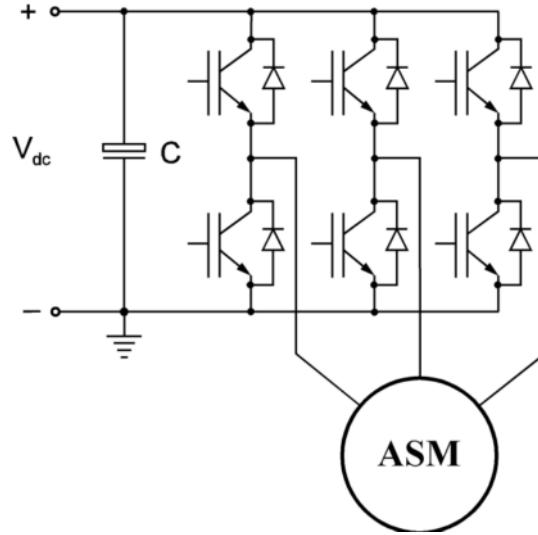
Skaler kontrolün dinamik performansı özellikle ani yük değişikliklerindeki cevabı ve düşük hız aralıklarındaki çalışma veriminin düşük olmasına rağmen, yüksek kontrol doğruluğu gerektirmeyen pompa, fan, karıştırıcı ve öğütücü gibi sistemler için uygun ve ekonomik bir çözümdür. Bunun yanında bir tane skaler kontrollü sürücü ile birden çok motor sürülebilir.

Asenkron makinelerin hız kontrolü için, değişken genlikli ve frekanslı akım veya gerilim gerekmektedir. Bu da evirici devreleri ile sağlanabilmektedir. Evirici devreler akım kaynaklı veya gerilim kaynaklı olabilirler.

3.2. Gerilim Beslemeli Eviriciler ve Darbe Genişlik Modülasyonlu Evirici Sistemi

Sincap kafesli asenkron motorların sürülmesinde gerilim ara devreli eviriciler, akım ara devreli eviricilere göre daha yaygın kullanılmaktadır. Akım ara devreli eviriciler, yüksek güçlü tahrik uygulamalarında ve bilezikli tip asenkron motor kontrolünde kullanıldığı için bu tez çalışmasında yer almayacaktır.

Gerilim beslemeli eviricide , motora uygulanan gerilimin genliği ve frekansı evirici katında yer alan güç yarı iletken anahtar elemanlarının uygun bir şekilde tetiklenmeleri ile değiştirildiğinden giriş katında diyotlardan oluşan kontrolsüz bir doğrultucu kullanılması yeterlidir. Bu sayede şebekeden kontrollü doğrultucu durumuna göre daha az harmonikli akımlar çekilir. Gerilim beslemeli eviricilerde, ara devrede eviriciye uygulanacak olan doğru gerilimi sabit tutabilecek büyüklükte paralel bir kondansatör yer almaktadır [1]. Gerilim beslemeli evirici ile sürülen asenkron motor blok şeması Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2: Gerilim kaynaklı evirici ile sürülen ASM

Geliştirilen anahtarlama ve kontrol yöntemleri ve bu yöntemlerin mikro denetleyici veya dijital işaret işleyiciler kullanılarak oluşturabilmeleriyle, gerilim beslemeli eviricilerin dinamik cevabı, oldukça hızlı hale gelmiştir. Bu gelişmeler sonucunda; hız kontrolünde, çalışma aralığı sıfır hızdan maksimum hıza kadar genişlemiştir.

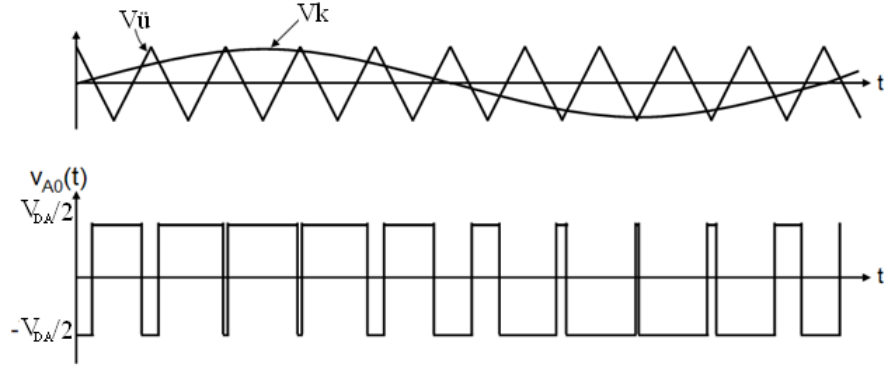
Üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerde, altı adımlı kontrol (kare dalga evirici) veya darbe genişlik modülasyonu (DGM) gibi, kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Altı adımlı eviricinin faz-nötr gerilim dalga şekli, altı seviyeli olduğu için bu adla anılır. Bu şekilde kontrol edilen eviricilerde, alternatif akım (AA) çıkış geriliminin genliği kontrol edilemez yalnızca frekansı kontrol edilebilir. Bu nedenle, çıkış geriliminin genliğini değiştirebilmek için, giriş doğru akım (DA) geriliminin genliği değiştirilmelidir. Ayrıca üretilen AA gerilim de oldukça harmoniklidir.

Harmoniklerin azaltılması ve çıkış gerilim genliğinin kontrol edilmesi için darbe genişlik modülasyonu (DGM) kullanılmaktadır. Bu sebepten asenkron motorların değişken gerilim ve frekans ile kontrolünde DGM eviriciler yaygın olarak kullanılmaktadır[21]. Motor kontrolü uygulamalarında kullanılan DGM eviriciler, genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan anahtarlama elemanları ile gerçekleştirilmektedir. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarının evirici elemanlarının ısınmasına yol açması nedeniyle, problemsiz bir çalışma için kullanılacak eviricilerin gücü ve çalışma frekansı ile soğutucuların önceden belirlenmesi gerekir. Ancak bu yöntemde de; anahtarlama kayıpların artması ve mevcut DA gerilimin tamamının kullanılmaması gibi bazı sakıncalar vardır.

Darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle, anahtar kapı sürme sinyallerinin oluşturulması için, çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemler; sinüsoidal DGM, histerezis DGM ve uzay vektör DGM'dir[1].

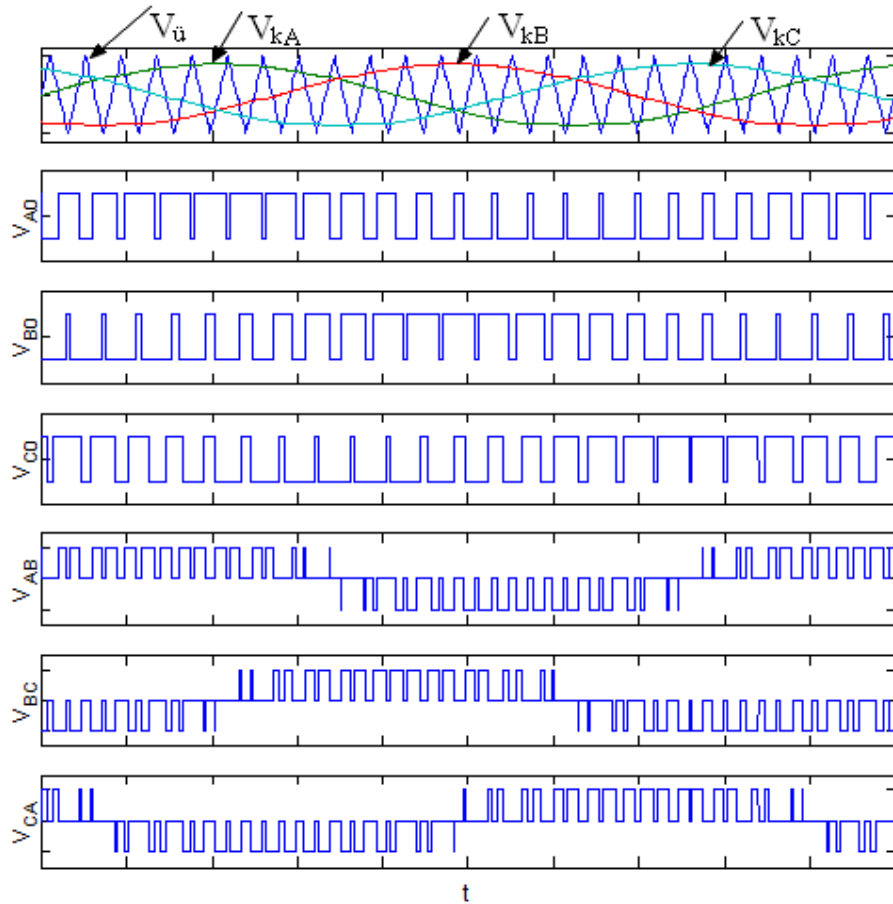
3.2.1. Sinüsoidal DGM

Sinüsoidal DGM yöntemi; taşıyıcı bir üçgen dalga ile kontrol sinyallerinin karşılaştırılması prensibine dayanır. Anahtarlama frekansı, taşıyıcı üçgen dalganın frekansına eşittir. Kontrol sinyalinin frekansı ise, üretilecek olan AA gerilimin temel bileşeninin frekansını oluşturur. Anahtarlama sinyalleri; kontrol sinyalinden, taşıyıcı üçgen dalganın çıkarılması ile elde edilir ve buna göre anahtarlar sürülerek AA gerilim oluşturulur.



Şekil 3.3: Bir faz için sinüs-üçgen karşılaştırması[22]

Şekil 3.3'te görüldüğü gibi bir faz için, faz-nötr gerilimi elde edilirken, $V_k > V_u$ ise çıkışta; $V_{DA}/2$ görülür. Eğer $V_k < V_u$ ise çıkışta $-V_{DA}/2$ görülür.



Şekil 3.4: Üç fazlı sinüsoidal DGM[22]

Şekil 3.4'te ise sırasıyla üç faz için faz-nötr gerilimleri elde edilmiştir. Fazlar arası gerilimler ise Şekil 3.4'te faz-nötr gerilimlerinin altında sırasıyla gösterilmiştir. Sinüsoidal DGM' de dikkat edilmesi gereken önemli noktalar, genlik ve frekans modülasyonu oranlarıdır[22].

Genlik modülasyonu; kontrol işaretinin genliğinin, taşıyıcı referans işaretin genliğine oranıdır ve aşağıdaki şekilde gösterilir.

$$m_a = \frac{V_k}{V_u} \quad (3.1)$$

Eşitlik 3.1’de m_a genlik modülasyon indeksini, V_k ; kontrol sinyalinin genliğini ve V_u ise üçgen dalga sinyalinin genliğini temsil etmektedir.

Genlik modülasyonun, 1’den küçük olması durumu; doğrusal modülasyon ve 1’den büyük olması durumu ise aşırı modülasyon olarak adlandırılır. Doğrusal modülasyonda her zaman kontrol sinyalinin tepe değeri; taşıyıcı üçgen dalganın genliğinden küçük veya ona eşittir. Bu sayede çıkış geriliminin genliği doğrusal olarak kontrol edilebilir. Aşırı modülasyonda ise kontrol sinyalinin tepe değerinin taşıyıcı üçgen dalganın genliğinden büyük olduğu aralıklar mevcuttur. Bu da çıkış geriliminin doğrusal olarak kontrol edilemediği anlamına gelmektedir. Aynı zamanda, aşırı modülasyon uygulanması halinde, çıkış geriliminin harmonik içeriği oldukça artmaktadır [23].

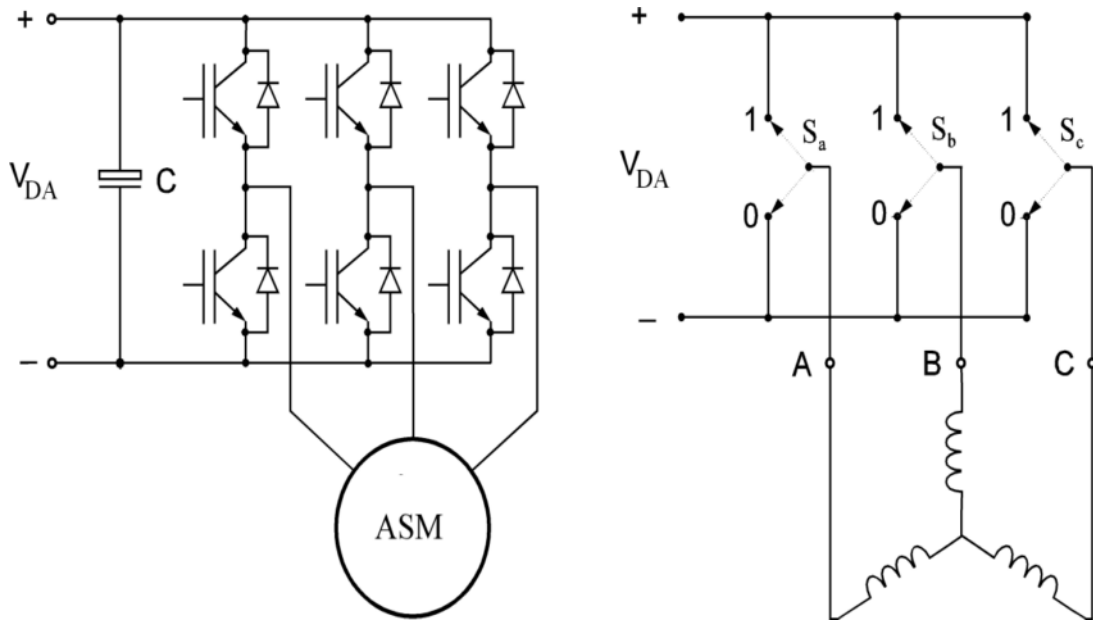
Diğer önemli nokta olan frekans modülasyon oranı ise, çıkış geriliminin harmonik içeriğini belirler. Frekans modülasyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$m_f = \frac{f_a}{f_1} \quad (3.2)$$

Burada f_a anahtarlama (DGM) frekansı ve f_1 ise temel bileşenin (çıkış faz-nötr geriliminin temel frekans bileşeni) frekansıdır. Üç fazlı bir eviricide frekans modülasyonu oranı, çift harmoniklerin engellenmesi için tek ve tam sayı olmalıdır. Ayrıca fazlar arası gerilimlerdeki harmoniklerin engellenmesi için bu oran 3 veya 3’ün katı olmalıdır [14]. Bununla birlikte, genlik modülasyonu 1’den büyükse, yani aşırı modülasyon halinde frekans modülasyonuna bağlı olmaksızın harmonikler ortaya çıkmaktadır.

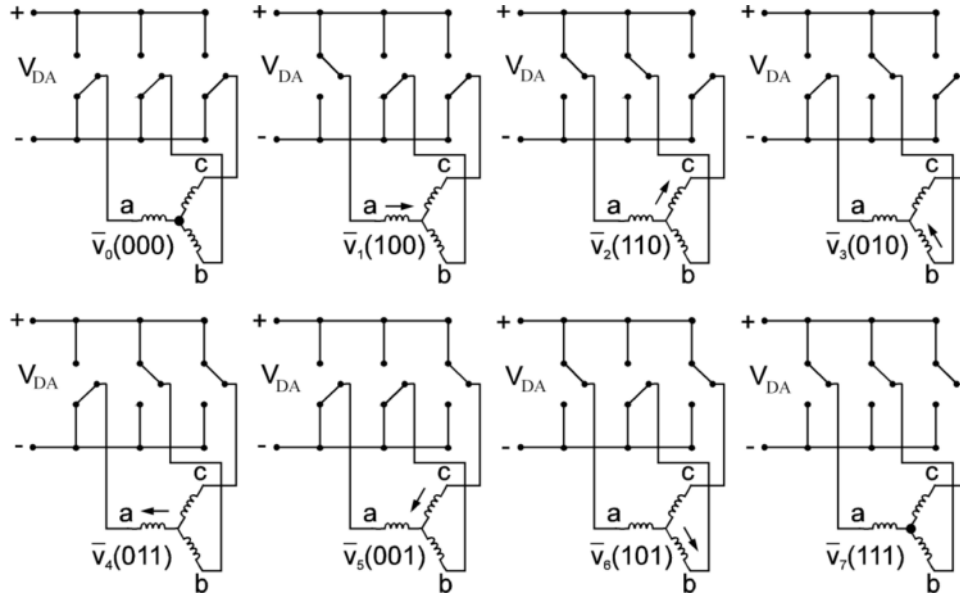
3.2.2. Uzay vektör DGM

Asenkron makinelerin analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü α ve β sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen vektörlerdir. Üç fazlı gerilim beslemeli eviricinin normal çalışmasında aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı evirici, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k=2^3=8$ farklı evirici anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 3.5'te üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli evirici ve eşdeğeri görülmektedir.



Şekil 3.5: Gerilim beslemeli evirici ve eşdeğeri

Her bir evirici faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı a, b, ve c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, evirici fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. Gerilim beslemeli DGM evirici, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı evirici çıkış gerilim vektörü üretir. Şekil 3.6'da anahtar konumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 3.6: Gerilim beslemeli eviricide anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri

Eviricilerin anahtarlama durumlarına göre uçlarında oluşan faz-nötr ve fazlar arası gerilimler ise Tablo 3.1’de verilmiştir.

Tablo 3.1: İnverterin faz-nötr ve fazlar arası çıkış gerilimleri

S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2V_{DA}/3$	$-V_{DA}/3$	$-V_{DA}/3$	V_{DA}	0	$-V_{DA}$
1	1	0	$V_{DA}/3$	$V_{DA}/3$	$-2V_{DA}/3$	0	V_{DA}	$-V_{DA}$
0	1	0	$-V_{DA}/3$	$2V_{DA}/3$	$-V_{DA}/3$	$-V_{DA}$	V_{DA}	0
0	1	1	$-2V_{DA}/3$	$V_{DA}/3$	$V_{DA}/3$	$-V_{DA}$	0	V_{DA}
0	0	1	$-V_{DA}/3$	$-V_{DA}/3$	$2V_{DA}/3$	0	$-V_{DA}$	V_{DA}
1	0	1	$V_{DA}/3$	$-2V_{DA}/3$	$V_{DA}/3$	V_{DA}	$-V_{DA}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

8 farklı anahtarlama durumu için oluşan gerilimlere, eşitlik 2.18’te verilen Clarke dönüşümü uygulanarak sabit eksen takımındaki (α - β) gerilim bileşenlerine dönüştürülür. Sabit eksen takımındaki gerilim bileşenleri, her anahtarlama durumu için Tablo 3.2’de verilmiştir.

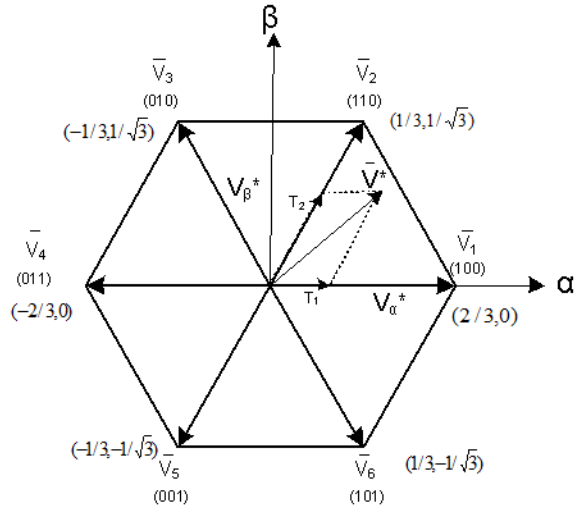
Tablo 3.2: Eviricinin anahtarlama durumları için elde edilen α ve β gerilim bileşenleri

	S_a	S_b	S_c	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
\bar{V}_0	0	0	0	0	0
\bar{V}_1	1	0	0	$2V_{DA}/3$	0
\bar{V}_2	1	1	0	$V_{DA}/3$	$V_{DA}/\sqrt{3}$
\bar{V}_3	0	1	0	$-V_{DA}/3$	$V_{DA}/\sqrt{3}$
\bar{V}_4	0	1	1	$-2V_{DA}/3$	0
\bar{V}_5	0	0	1	$-V_{DA}/3$	$-V_{DA}/\sqrt{3}$
\bar{V}_6	1	0	1	$V_{DA}/3$	$-V_{DA}/\sqrt{3}$
\bar{V}_7	1	1	1	0	0

Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen ise 60 derecelik 6 bölgeye bölünür. 0 ile +60 derece arasında tanımlanan bölge 1. bölgedir. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları Şekil 3.7’de görülmektedir.

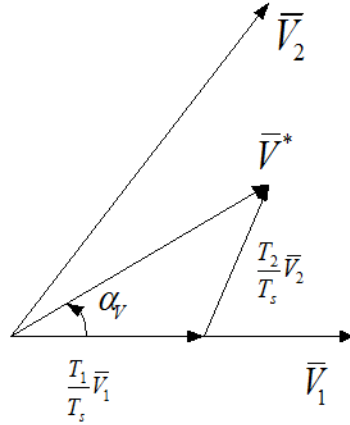
Motora $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörlerinden biri uygulandığında, stator akısı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan \bar{V}_0 ve \bar{V}_7 gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz.

Uzay vektör DGM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür. Uzay vektör modülasyonu tekniği, üretilmek istenilen \bar{V}^* referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri \bar{V}_α^* ve \bar{V}_β^* ile V_{DA} gerilimini giriş olarak alır. Burada (*) yıldız işareti ile belirtilen değerler referans bileşenlerini belirtmektedir. \bar{V}_α^* ve \bar{V}_β^* kullanılarak \bar{V}^* referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. \bar{V}^* ’e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama olarak \bar{V}^* referans gerilim vektörü elde edilmiş olur. Uzay vektör DGM ile üretilen \bar{V}^* referans (çıkış) gerilim vektörü Şekil 3.7’de gösterilmiştir [17].



Şekil 3.7: Uzay Vektör DGM ile üretilen çıkış gerilim vektörü[22]

\bar{V}^* gerilim değerinin genliği ve açısı biliniyor veya belirlenmiş ise, hangi vektörün ne kadar süre uygulanacağı hesaplanır.



Şekil 3.8: \bar{V}^* referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \alpha_v < 60^\circ$ olması durumunda gösterimi

\bar{V}^* referans gerilim vektörü, Şekil 3.8'de gösterildiği gibi 1. sektörde olması durumunda uygulanacak olan gerilim vektörleri ve süreleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\int_0^{T_s} \bar{V}^* dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (3.3)$$

\bar{V}_0 ve \bar{V}_7 vektörleri sıfır gerilim vektörleri olduğundan, T_s periyodu boyunca referans gerilim vektörün ortalaması eşitlik 3.4 ile bulunur.

$$T_s \cdot \bar{V}^* = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (3.4)$$

Referans gerilim vektörü bileşenleri açısından,

$$T_s \cdot |\bar{V}^*| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DA} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DA} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$T_s \cdot \bar{V}_{s\alpha}^* = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DA} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DA} \cdot \cos(\pi/3) \quad (3.6)$$

$$T_s \cdot \bar{V}_{s\beta}^* = T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DA} \cdot \sin(\pi/3)$$

elde edilir. T_1 ve T_2 süreleri,

$$T_2 = \frac{\bar{v}_{s\beta}^* T_s}{2/3 \cdot V_{DA} \sin(\pi/3)} = \frac{\sqrt{3} \cdot \bar{v}_{s\beta}^*}{V_{DA}} T_s \quad (3.7)$$

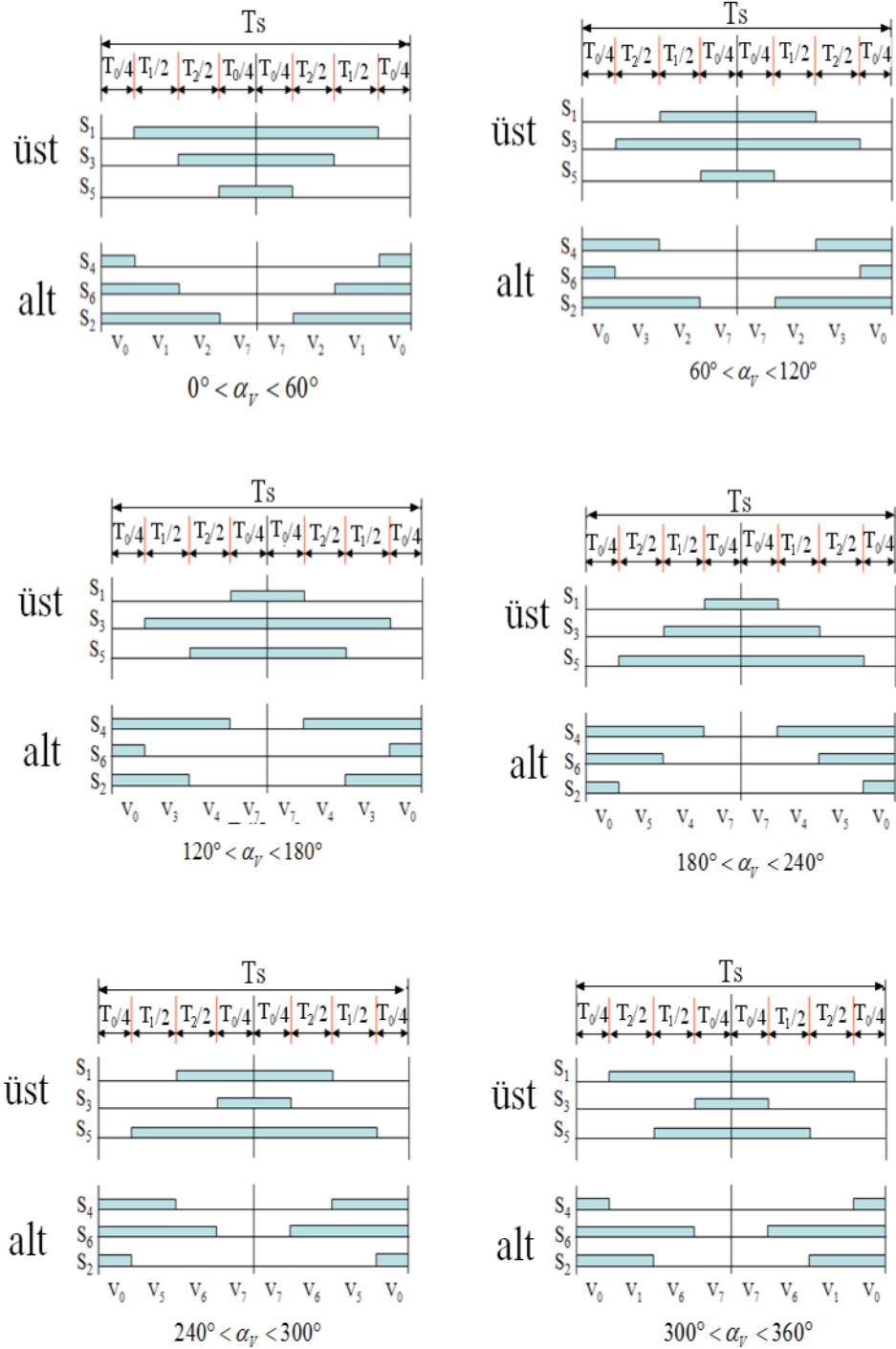
$$T_1 = \frac{3 \bar{v}_{s\alpha}^* T_s}{2 V_{DA}} - T_2 \cdot \cos(\pi/3) \quad (3.8)$$

olarak bulunur. Sıfır gerilim vektörlerinin toplam süresi ise

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.9)$$

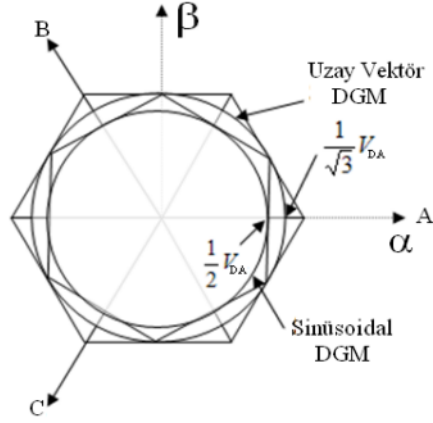
olur. Uzay vektör DGM’de Şekil 3.5’de verilen anahtarlama dizini kullanılarak, her bir elemanın periyot içinde sadece bir kere konum değiştirmesi sağlanır. $\bar{v}_0(000)$, $\bar{v}_1(100)$, $\bar{v}_2(110)$ ve $\bar{v}_7(111)$ anahtarlama vektörleri sırayla seçildiğinde, eviricideki altı IGBT’den her biri sadece bir kere konum değiştirir. Böylece anahtarlama frekansı, T_s anahtarlama periyodu ile doğrudan kontrol edilir. Her altı bölge için, \bar{V}^* referans gerilim vektörünün açısına (α_V) göre, anahtarların

durumlarını belirten süreler hesaplandığında, Şekil 3.9'da verilen diyagram elde edilir [22].



Şekil 3.9: Uzak Vektör DGM için her bir sektördeki anahtarlama sinyalleri[22].

Sinüsoidal DGM ile uzak vektör DGM yöntemleri ile elde edilebilecek maksimum referans gerilim vektörlerinin yörüngeleri, Şekil 3.10'de gösterilmiştir.



Şekil 3.10: Lineer kontrol için sinüsoidal ve uzay vektör DGM'lerin maksimum referans gerilimlerinin karşılaştırması

Bu yörüngeler karşılaştırıldığında, uzay vektör DGM'nin kullanılması ile eviriciden sinüsoidal DGM'ye göre $\frac{2}{\sqrt{3}}$ kat daha fazla gerilim alındığı görülür. Aynı zamanda uzay vektör DGM yönteminde, çıkış gerilim ve akımlarındaki harmonik bozulma daha düşük olmaktadır[22].

3.3. Vektörel kontrol yöntemleri

Alan yönlendirme kontrolü olarak da bilinen vektör denetimi, asenkron makine için serbest uyarımlı doğru akım makinesi yaklaşımıdır [24].

Serbest uyarımlı doğru akım makinelerinde birbirinden tamamen ayrı, alan ve armatür sargısı mevcuttur. Bu sargılara istenilen DA gerilim ayrı ayrı uygulanabilir. Makinenin momenti, armatür akımı ile manyetik akının çarpımı ile doğru orantılıdır ve manyetik akı da alan sargısı akımıyla doğru orantılıdır. Böylece, elde edilmek istenilen manyetik akı ve moment bu sargılara uygulanan DA gerilimin basitçe ayarlanmasıyla elde edilebilir. Ancak asenkron makinede akıyı ve momenti kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir. Buna karşın asenkron makinede kontrol edilecek büyüklük, genliği, fazı ve frekansı olan stator akımı vektörüdür. Buradan yola çıkılarak asenkron makinenin de çeşitli dönüşüm teknikleriyle alan ve armatür sargısına ayrı gerilim uygulanabilen DA makineye benzetilebileceği ispatlanmıştır[1].

Vektör denetimli asenkron makinenin stator akım vektörü, Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak, DA makineye benzer şekilde alanı ve momenti oluşturan iki dik bileşene ayrılabilir. Bu vektörlerden manyetik akı vektörüne paralel olan akım vektörü; manyetik akıyı oluşturan akımı, buna dik olan akım vektörü de momenti oluşturan akımı temsil ederler. Böylece, bu iki stator akım vektörü bileşeni ayrı ayrı kontrol edilerek asenkron makine de DA makine gibi kontrol imkânına kavuşur. Bu şekilde yapılan kontrol şekli; kontrol değişkenlerinin hem büyüklükleri hem de uzaysal durumları dikkate alındığından “vektör kontrol” olarak adlandırılır. Vektör değişkenleri stator veya rotor alanını referans kabul eden yeni bir koordinat sistemine dönüştürüldüklerinden “alan yönlendirme kontrolü” olarak da adlandırılır[1].

Vektör denetimli asenkron motorda; giriş referansı olarak, q koordinatı ile çakışık moment bileşenine ve d koordinatı ile çakışık akı bileşenine ihtiyaç duymaktadır. Bu denetim yönteminde, elektriksel değişkenlerin ani değerleri her an için mevcuttur. Bu bakımdan vektör kontrolü ile motorun performansı artmaktadır. Çünkü stator akımının moment ve akı bileşenlerinin referans değerlerine ulaşmak ve hatta direkt moment kontrolünü yapmak kolaylaşır. Rotor akı vektörü hızında dönen ekseninde moment aşağıdaki ifadeye göre değişir.

$$T_e \propto P(\psi_r, i_{sq}) \quad (3.12)$$

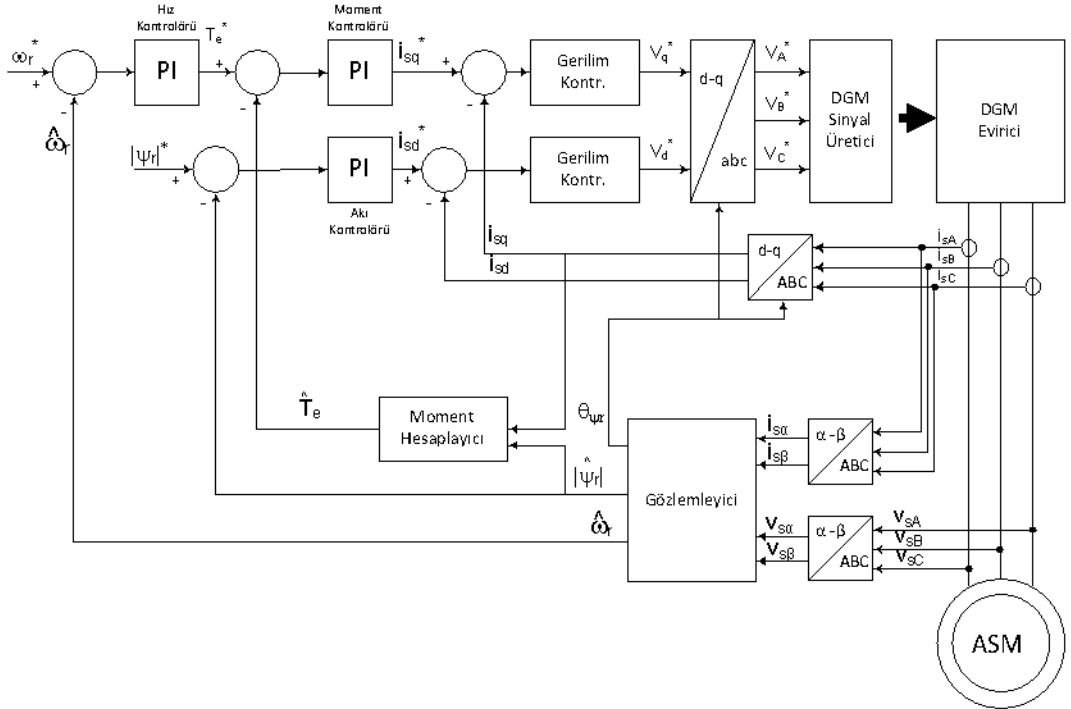
Burada ψ_r rotor akısı sabit tutulursa veya sabit olduğu kabul edilirse moment ile moment bileşeni i_{sq} arasında doğrusal bir ilişki elde edilir. Bu nedenle moment, stator akım vektörünün moment bileşenini kontrol ederek denetlenebilmektedir.

Vektör kontrolde, asenkron motorun modelinde yer alan akı vektörlerinin seçimine göre; stator akısı yönlendirmeli kontrol, rotor akısı yönlendirmeli kontrol, mıknatıslanma akısı yönlendirmeli kontrol olmak üzere yapılmaktadır. Her üç kontrol yöntemi de kullanılan kontrol yöntemleri olup bu üç yöntem arasında temel olarak bir fark yoktur ve seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel eşitliği vektör olarak düzenlenir ve eşitlikte seçilen akı üzerinden işlemler gerçekleştirilir. Temel olarak iki tip vektör kontrol yöntemi vardır[1]. Bunlar;

- Doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi
 - Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi
- olarak sıralanabilir.

3.3.1. Doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi

Asenkron motorların vektör denetiminin temelini oluşturan bu yöntem F. Blaschke tarafından 1972 yılında önerilmiştir [25]. Blaschke'in çalışmasında rotor akısı, motor gövdesine monte edilmiş sensörlerle ölçülen hava aralığı akısından hesaplanarak elde edilmektedir. Fakat akı vektörünün bu şekilde elde edilmesi uygulama zorluğu ve ölçüm hataları nedeniyle pek tercih edilen bir yöntem değildir. Son yıllarda, rotor akı bileşenlerini ve $\theta_{\psi r}$ açısını bulmak için genellikle gözlemleyici kullanılmaktadır[17]. Gözlemleyici kullanan doğrudan vektör kontrolünün blok şeması Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

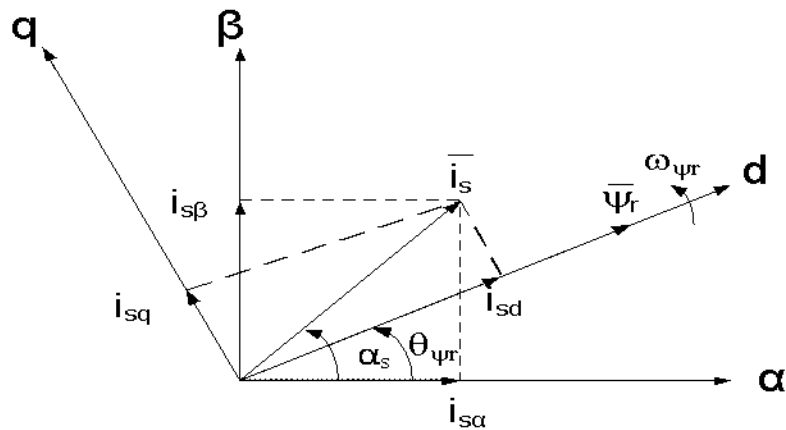


Şekil 3.11: Gözlemleyici kullanan doğrudan vektör kontrol sistemi

Şekil 3.11 ile verilen gözlemleyici kullanan doğrudan vektör kontrol sistemine göre rotor hızı, rotor akı vektörünün fazı ve genliği gözlemleyici tarafından

kestirilmektedir. Kestirilen rotor hızı ile referans hız karşılaştırılarak elde edilen hata bir hız kontrolörden geçirilerek moment referansı elde edilir. Elde edilen moment referansı hız kontrolörünün hatasını sıfıra götürmek için, gözlemleyici tarafından kestirilen moment ile karşılaştırılarak moment kontrolöründen geçirilir ve stator q eksenini referans akımı (i_{sq}^*) elde edilir. Kestirilen rotor akısı ile sisteme verilen rotor akı referansı karşılaştırılarak elde edilen rotor akı hatası, akı kontrolöründen geçirilerek stator d eksenini referans akımı (i_{sd}^*) elde edilir. Momentin ve akı bileşenlerinin referans değerleri i_{sq}^* ve i_{sd}^* belirlendikten sonra ölçülen motor akımları i_{sq} ve i_{sd} ile karşılaştırılır. Aradaki fark gerilim kontrolörleri aracılığıyla referans V_q^* ve V_d^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimler ters Clarke ve Park dönüşümleri aracılığıyla referans V_A , V_B ve V_C gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimlerin bünyesinde hem genlik hem de frekans bakımından motora uygulanması gereken gerilimlerin bilgisi mevcuttur. Bu nedenle çeşitli modülasyon teknikleriyle kontrollü güç kaynağında bulunan yarı iletken anahtar elemanlarının sürülmesi için ilgili DGM sinyalleri üretilebilmektedir.

Gözlemleyici tarafından kestirilen rotor akı vektörünün fazı (θ_{ψ_r} açısı) ise, Park dönüşümde kullanılarak stator akımının d-ekseni bileşeninin (i_{sd}), rotor akı vektörü ile çakıştırılması için kullanılacaktır. Rotor akı vektörünün döner eksen takımındaki gösterimi Şekil 3.12 ile verilmiştir.



Şekil 3.12: Rotor akı vektörünün döner eksen takımındaki gösterimi

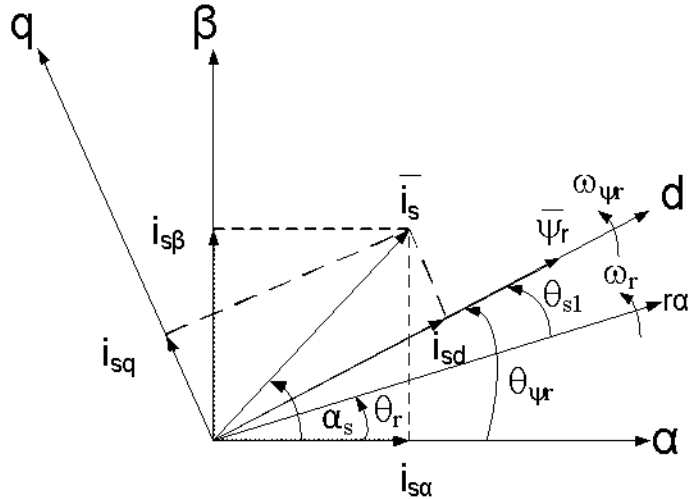
Şekil 3.12'den görüldüğü üzere, stator d-ekseni akımı (i_{sd}) ile rotor akısı kontrol edilebilmektedir. Motor momentini ise eşitlik 3.13'den görüldüğü üzere stator akımının

q eksenini (i_{sq}) bileşeni kullanılarak kontrol edilebilmektedir.

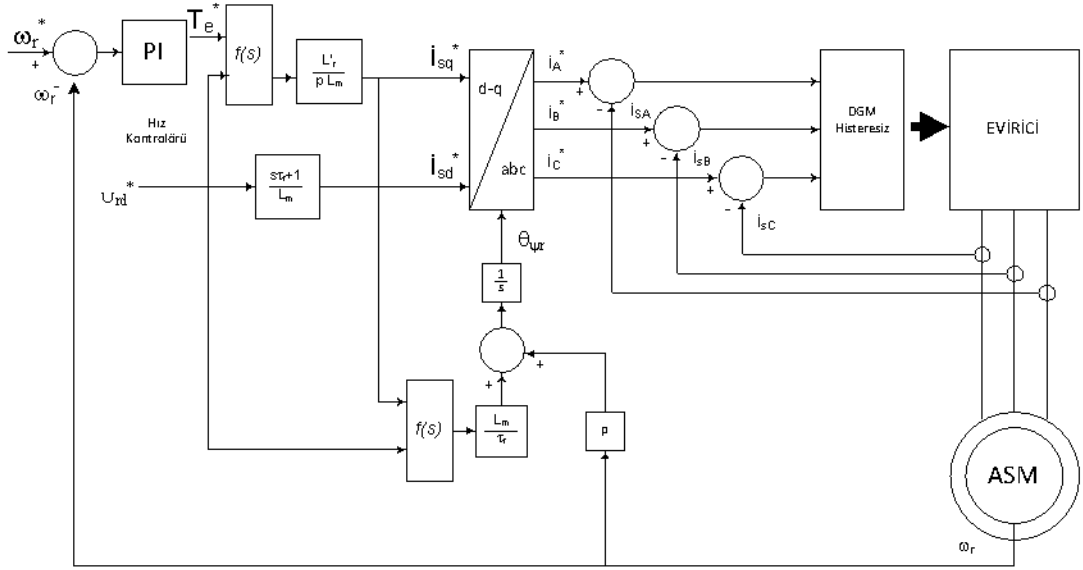
$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| i_{sq} \quad (3.13)$$

3.3.2. Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü 1969 yılında K. Hasse tarafından geliştirilmiştir [26]. Doğrudan vektör kontrolünde akının değeri algılayıcılar ile ölçülürken; dolaylı vektör kontrolde akıyı belirlemek için akı algılayıcı ya da gözlemleyici kullanıma gerek yoktur. Fakat akı vektörünün konumunu doğru olarak tespit edebilmek için rotor miline yerleştirilen yüksek çözünürlüklü bir konum veya hız algılayıcısına ihtiyaç vardır. Bu kontrol yönteminde d-q referans akım bileşenleri ve $\theta_{\psi r}$ açısı, akı ve moment referans değerlerinin motorun matematiksel ifadelerinde kullanımı ile elde edilmektedir. Bu sistemde, d-q dönen eksen takımı, $\omega_{\psi r}$ frekansında dönen rotor akısı vektörü ile çakışmıştır. Değişkenler bu eksen takımında ayrıştırılarak rotor akısı, stator d-ekseni akımı (i_{sd}) ile ve moment, stator q-ekseni akımı (i_{sq}) ile kontrol edilir. Rotor akısı yönlendirilmiş d-q dönen eksen takımı, sabit eksen takımı ve stator akımı ile rotor akısı vektörleri Şekil 3.13’de görülmektedir.



Şekil 3.13: Alan yönlendirmeli kontrolün prensibi



Şekil 3.14: Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolü

Şekil 3.14 ile verilen dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolünde stator q-ekseni akım referansı i_{sq}^* , moment referans girişi T_e^* kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır[18].

$$i_{sq}^* = \frac{L_r}{PL_m} \frac{T_e^*}{\Psi_{rd}^*} \quad (3.14)$$

Stator d-ekseni akım referansı i_{sd}^* , rotor akısı referans girişi Ψ_{rd}^* kullanılarak aşağıda verildiği gibi hesaplanır.

$$i_{sd}^* = \frac{1 + \frac{d}{dt} T_r}{L_m} \Psi_{rd}^* \cong \frac{\Psi_{rd}^*}{L_m} \quad (3.15)$$

Koordinat dönüşümü için gereken $\theta_{\psi r}$ rotor akısı konum açısı, ω_r rotor hızı ve ω_{sl} rotor kayma frekansı kullanılarak,

$$\theta_{\psi r} = \theta_r + \theta_{sl} = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (3.16)$$

hesaplanır ve kayma, stator d eksenli akım referansı i_{sq}^* ve motor parametreleri kullanılarak,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}^*}{\psi_{rd}^*} \quad (3.17)$$

şekillerinde hesaplanır. Üretilen moment,

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} |\hat{\psi}_r| i_{sq} \quad (3.18)$$

olup, üretilen moment stator q-eksenli (i_{sq}) akımı ile kontrol edilir.

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi, doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi ile karşılaştırıldığında motor parametrelerine daha çok bağımlıdır. Bu yöntemdeki diğer bir sorun ise yöntemin uygulanabilmesi için motorun hız veya konum bilgisinin ölçülmesi gerekliliğidir[17].

4. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ (DMK)

Doğrudan moment kontrollü sürücüler ile ilgili ilk çalışmalar, alan yönlendirme felsefesine dayalı kontrol sistemlerinin geliştirilmesi yönünde bir eğilim olduğu sırada Japonya'da Takahashi ve Noguchi tarafından, Almanya'da Depenbrock tarafından yapılmıştır[28, 29]. Bu çalışmalar DA motora benzeşimden ve koordinat dönüşümünden öteye fikirler sunmaktadırlar. Bu araştırmacılar, akımları ayrıştırmak yerine bang-bang kontrolü önermişlerdir[27]. İlk endüstriyel DMK sürücü ABB firması tarafından üretilerek endüstrinin kullanımına sunulmuştur[15].

Doğrudan moment kontrol yöntemi, akı ve momentin, makine parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımı ile hesaplanmasını mümkün kılar. Ayrıca, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi, sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi bir DGM oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur. Buna karşılık yöntem, referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşabilecek hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır. Bu sayede moment ve akı hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilmekte ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilmektedir. Ayrıca DMK sadece iki adet histerezis bant kontrolör ve en uygun gerilim vektörlerinin seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

Diğer vektör kontrol yöntemleri daha çok rotor akısı yönlendirmeli iken, doğrudan moment kontrol yöntemi stator akısı yönlendirmeli bir yöntemdir ve α - β eksen takımındaki makine modelinden hareketle gerçekleştirilmiştir.

4.1. Doğrudan Moment Kontrolünün Çalışma Prensibi

Doğrudan moment kontrol yönteminin çalışma prensibi, motor uçlarına uygulanacak olan gerilim vektörleri ile stator akı vektörünün kontrol edilmesine dayanır. Stator

akı vektörünün kontrolü ile de motorun momenti kontrol edilebilir. Stator akısı ile stator gerilimi arasındaki ilişki sabit eksen takımında, aşağıdaki eşitlikler yardımı ile gösterilebilir.

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (4.1)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (4.2)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (4.3)$$

Eşitlik 4.1 ve 4.2 yeniden düzenlenirse, stator akı bileşenleri aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (4.4)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (4.5)$$

Hesaplanan stator akı bileşenlerinden hareketle stator akısının genliği eşitlik 4.6 ile verilmiştir.

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4.6)$$

Motorun momenti ise, stator akısı ve stator akımı cinsinden aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s) \quad (4.7)$$

Moment eşitliğinin stator ve rotor akıları cinsinden yazılması, motorda moment oluşumunun fiziksel olarak yorumlanması açısından daha uygundur[15,18]. Moment ifadesinde kullanılan stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörleri Şekil 4.1'de sabit eksen takımında görülmektedir.

Stator ve rotor akıları, sırasıyla eşitlik 4.8 ve 4.9’da verilmiştir.

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad (4.8)$$

$$\bar{\Psi}_r' = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s \quad (4.9)$$

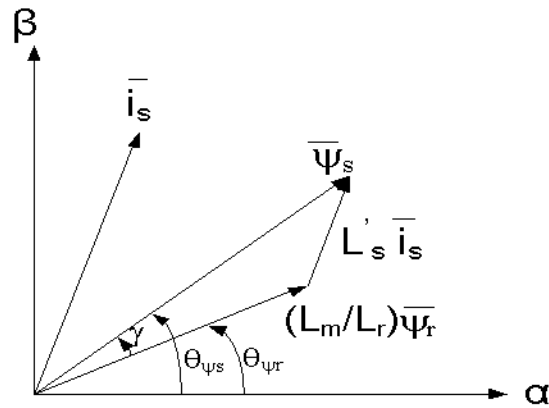
Stator akımı ise eşitlik 4.8 ve 4.9 kullanılarak, Eşitlik 4.10’deki gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_r' \quad (4.10)$$

Burada σ kaçak faktörü olup $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ olarak tanımlanır. Eşitlik 4.10 ile verilen stator akımı eşitlik 4.7’de verilen moment ifadesinde yerine konulursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_s \times \bar{\Psi}_r' = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\Psi}_s| |\bar{\Psi}_r'| \sin(\theta_{\Psi_s} - \theta_{\Psi_r'}) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\Psi}_s| |\bar{\Psi}_r'| \sin \gamma \end{aligned} \quad (4.11)$$

Burada P kutup çifti sayısını göstermektedir. “ γ ” açısı ise, stator akısı açısından rotor açısının çıkarılmasıyla elde edilir.



Şekil 4.1: Stator akısı, rotor akısı ve akım vektörleri

Eşitlik 4.11’den görüleceği üzere motorun momentini, stator akısı ve rotor akısı genlikleri ile bu bileşenlerin sabit eksen takımı ile yaptığı açığa bağlıdır. Bu ifadeden

yola çıkılarak, eğer stator akısı genliğinin değeri verilen akı referansı ile sabit tutulup, stator akısının açısı(θ_{ψ_s}) değiştirilirse, moment de bu açiya bağlı olarak değişir[18].

Stator gerilimi ile stator akısı arasındaki ilişki, eşitlik 4.3' de verilmişti. Eğer stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse eşitlik 4.3 aşağıdaki gibi

$$\bar{V}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (4.12)$$

ifade edilebilir. δt küçük zaman aralığında motora $\bar{V}_i = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$ evirici gerilim vektörü uygulandığında, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilirse stator akısı bileşenlerindeki değişim,

$$\delta\psi_{s\alpha} = V_{s\alpha}\delta t \quad (4.13)$$

$$\delta\psi_{s\beta} = V_{s\beta}\delta t \quad (4.14)$$

olur. Başlangıçta \bar{v}_1 gerilim vektörü uygulanarak stator akısının $t = t_0$ anında α eksenini doğrultusunda ψ_{s0} değerine ulaştığı kabul edilirse, stator akısının $t_0 + \delta t$ anındaki genliği,

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{(\psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha})^2 + \delta\psi_{s\beta}^2} \quad (4.15)$$

bulunur. $\psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha} \gg \delta\psi_{s\beta}$ olduğu kabul edilirse, stator akısının genliği,

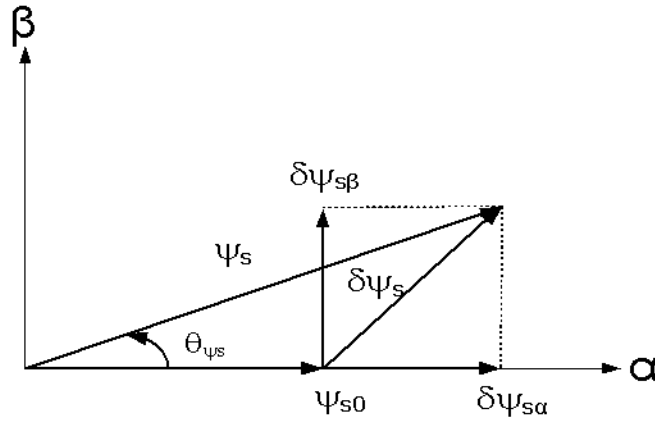
$$|\bar{\psi}_s| \cong \psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha} \quad (4.16)$$

olarak elde edilir. Şekil 4.2'de sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi görülmektedir. Stator akısındaki değişim, büyük ölçüde stator akısının $t = t_0$ anındaki yönü doğrultusunda uygulanan gerilim vektörü tarafından

sağlanır. δt kısa zaman aralığında rotor akısı uzay vektörünün değişmediği kabul edilebilir. Bu durumda eşitlik 4.11'de verilen motorun elektromanyetik moment eşitliği kullanılarak,

$$\delta T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \delta \psi_{s\beta} \quad (4.17)$$

yazılır. Motor momentindeki değişim, stator akısının $t = t_0$ anındaki yönüne dik olan evirici gerilim vektörünün oluşturduğu $\delta \psi_{s\beta}$ tarafından üretilir [18,27].



Şekil 4.2 : Sabit (α-β) eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi

t_0 anından $t_0 + \delta t$ anına kadar stator akısı uzay vektörünün açısındaki değişim,

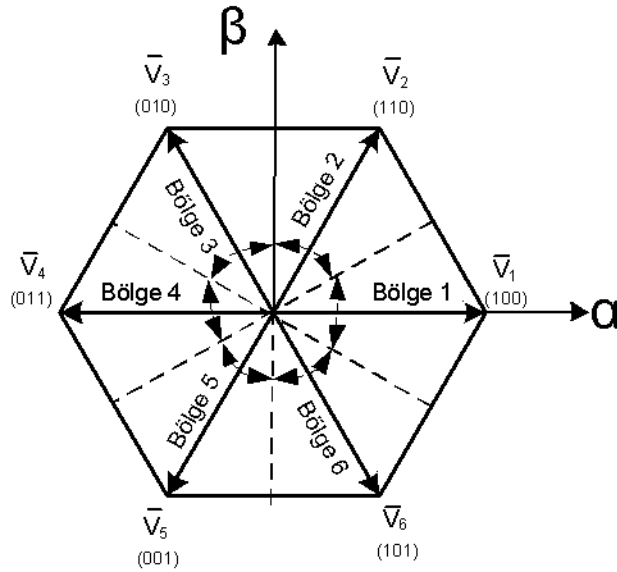
$$\Delta \theta_{\psi_s} = \tan^{-1} \frac{\delta \psi_{s\beta}}{\psi_{s0} + \delta \psi_{s\alpha}} \quad (4.18)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlik δt 'ye bölünürse stator akısının açısal hızı elde edilir.

Stator akısının açısal hızının $(\frac{d\theta_{\psi_s}}{dt})$ en büyük değeri en hızlı moment cevabı elde

edilmesini sağlar. Stator akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısını hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Yani, adım adım uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısını istenilen şekilde hareket ettirmek ve moment kontrolü yapmak

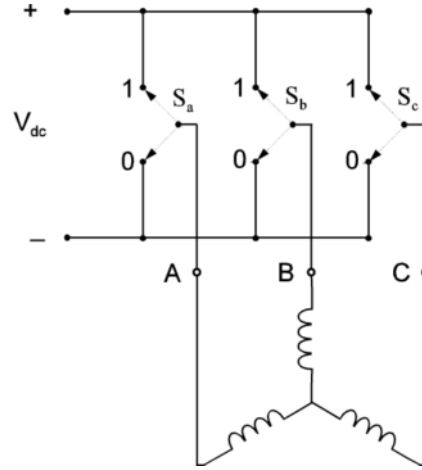
mümkündür. Stator akısı uzay vektörünü rotor akısından hızlı bir şekilde uzaklaştıran bir gerilim vektörü uygulandığında γ açısı arttığından moment de artar. Sıfır gerilim vektörü uygulandığında stator akısı uzay vektörü hareketsiz kabul edilir. Gerçekte stator, omik gerilim düşümü nedeniyle çok yavaş hareket eder. Bu durumda rotor akısı uzay vektörü hareket etmeye devam eder ve γ açısı azalır. Eğer bu süre yeteri kadar uzunsa, rotor akısı uzay vektörü stator akısı uzay vektörünü geçer, böylece γ açısı işareti ve elektromanyetik moment yön değiştirir. Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Yine bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında bu vektörün değişmediği kabul edilir. Şekil 4.3'te gerilim vektörleri anahtarlama konumları ve bölgeler gösterilmiştir.



Şekil 4.3: Anahtarlama konumları

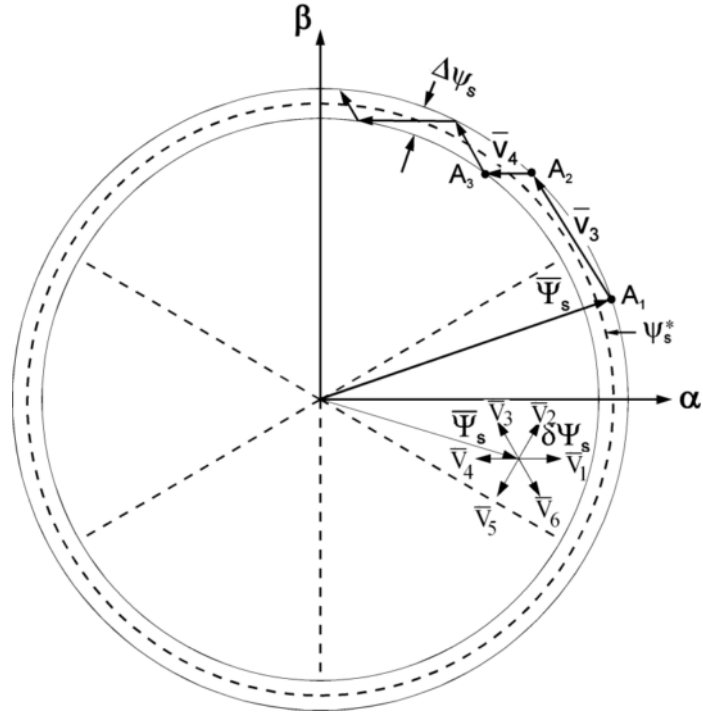
Şekil 4.3'te gösterildiği gibi altmış derece aralıklı altı bölge mevcuttur. Her bir bölge için bir gerilim anahtarlama dizisi $V_i(x,y,z)$ vardır. Bu anahtarlama dizisinde x,y,z ile gösterilen değişkenler 0 veya 1 değerini alabilir. $V_i(x,y,z)$ 'deki "i" simgesi ise uygulanacak olan gerilim vektörünü gösterir. x , A fazının anahtarını; y , B fazının anahtarını; z ise C fazının anahtarını temsil eder. Bir anahtar seviyesinden diğerine geçerken sadece bir anahtar konum değiştirir. Şekil 4.4'de verilen ve eviricide üst ve alt koldaki güç elektroniği elemanları, iki konumlu bir anahtarla temsil edilmişlerdir.

Bu gösterimde üst koldaki güç elektroniği elemanının iletme geçmesi bu kola ilişkin anahtar elemanın “1” konumuna, alt koldaki güç elektroniği elemanının iletme geçmesi ise “0” konumuna bağlanması ile temsil edilmiştir.



Şekil 4.4: Anahtarların gösterimi

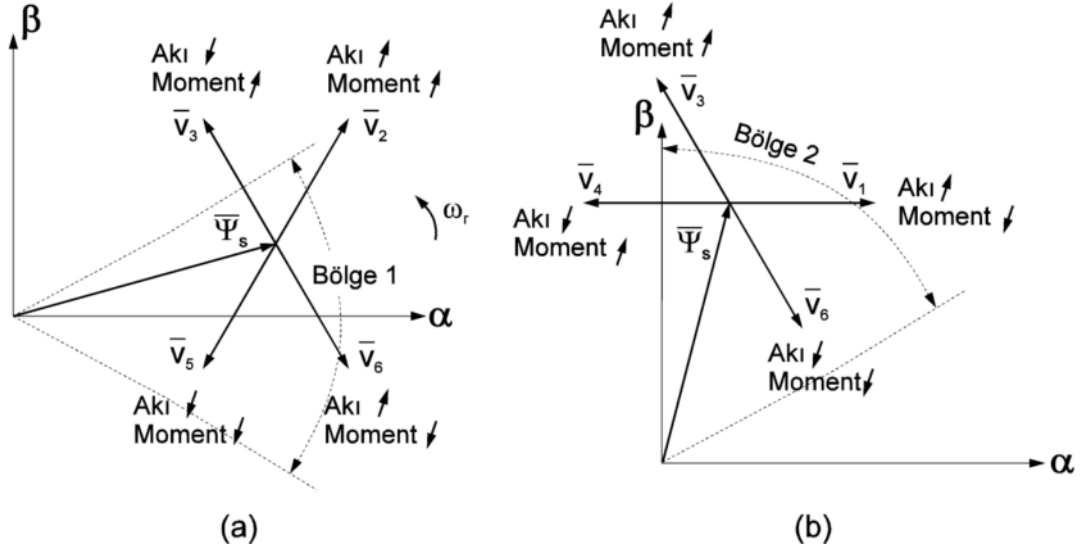
Stator akısının kontrolü ile ilgili bir örnek Şekil 4.5’de görülmektedir. Bu örnekte, başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak \bar{V}_3 seçilirse, stator akısı A_1 ’den A_2 ’ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgedeki üst sınır olup, bu noktada \bar{V}_4 vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. \bar{V}_0 ve \bar{V}_7 sıfır anahtarlama vektörlerinden hangisinin seçileceği, anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir. \bar{V}_4 vektörü (011) olduğuna göre, \bar{V}_0 (000) seçilirse iki anahtar ve \bar{V}_7 (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda, anahtarlama frekansı açısından \bar{V}_7 ’nin seçilmesi daha uygundur. A_3 noktasında bulunan stator akısı uzay vektörünün saat yönünün tersine hızlı bir şekilde hareket etmesi istenirse \bar{v}_3 vektörü, saat yönüne doğru hareket etmesi istenirse \bar{V}_1 vektörü seçilebilir. Böylece, stator akısı istenilen ψ_s^* referansı etrafında belirli bir $\Delta\psi_s$ bandı içinde kontrol edilir.



Şekil 4.5: Stator akı kontrolü[18]

Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 4.6'da, stator akısı 1. ve 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente nasıl etki ettiği görülmektedir.

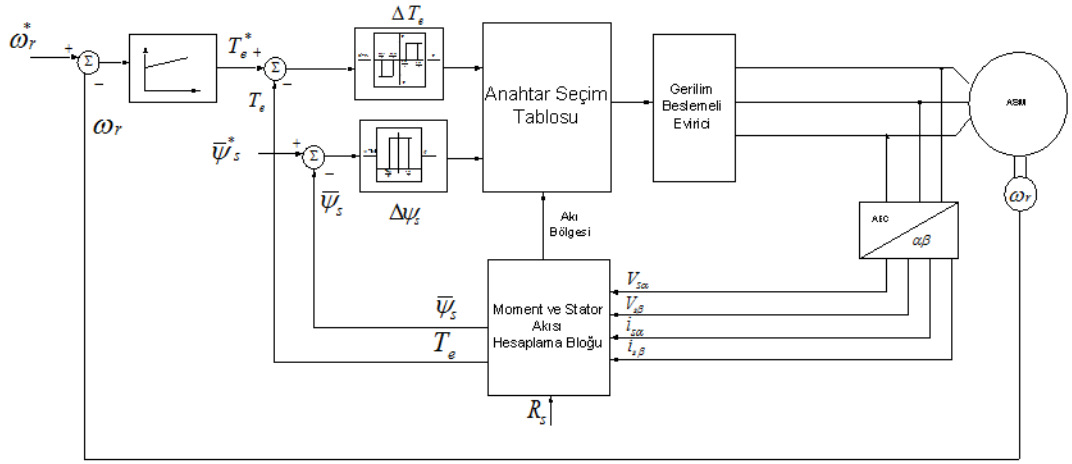
Şekil 4.6.a'da görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölge iken momentin artması için \bar{V}_2 veya \bar{V}_3 ve azalması için \bar{V}_5 veya \bar{V}_6 vektörleri seçilir. Akının artması için \bar{V}_2 veya \bar{V}_6 ve azalması için \bar{V}_3 veya \bar{V}_5 vektörleri seçilir. Şekil 4.6.b'de stator akısı 2. bölgede iken momentin artması için \bar{V}_3 veya \bar{V}_4 ve azalması için \bar{V}_1 veya \bar{V}_6 vektörleri seçilir. Akının artması için \bar{V}_1 veya \bar{V}_3 ve azalması için \bar{V}_4 veya \bar{V}_6 vektörleri seçilir [30].



Şekil 4.6: Stator akısı gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi, (a) 1. bölgede, (b) 2. bölgede

4.2. DMK Sürücü Sistemi

DMK sürücüsünde stator akısı ve moment, uygun anahtarlama tablosu kullanılarak ayrı ayrı ve bağımsız olarak kontrol edilir. Şekil 4.7’de blok diyagramı görülen DMK sürücüsünde, stator akısı uzay vektörünün modülü ile stator akısının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata iki konumlu stator akısı histerezis karşılaştırıcısına verilir. Moment de aynı şekilde referans değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç konumlu moment histerezis karşılaştırıcısına verilir. Akı ve moment karşılaştırıcılarının çıkışları $\Delta\psi_s$ ve ΔT_e , stator akısı uzay vektörünün konumu ile Tablo 4.2’den gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılır. Stator akısı ve moment hatası, histerezis bantlarının dışına çıkarsa, gerilim vektörü seçme işlemi güncellenir. Akı ve moment hataları $\Delta\psi_s$ ve ΔT_e bantları içerisinde tutulur. Akı histerezis bandı stator akımındaki harmonikleri etkilerken, moment histerezis bandı anahtarlama frekansını ve anahtarlama kayıplarını etkiler. Momentin tahmin edilmesinde eşitlik 4.7 kullanılır. Stator akısı 4.4 ve 4.5 eşitlikleri kullanılarak elde edilir. Kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyici kullanılabilir. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır.



Şekil 4.7: DMK sürücüsü blok diyagramı

Bu yöntemde akı vektörünün konumunun, diğer yöntemlerde olduğu gibi d-q ile α - β veya d-q ile A-B-C arasında bir dönüşüm amacıyla kullanılmadığından, hesaplanmasına gerek yoktur. Akı vektörünün hangi bölge veya sektörde olduğunun bilinmesi yeterlidir[18].

4.2.1. Akı vektörünün hangi bölgede bulunduğu belirlenmesi

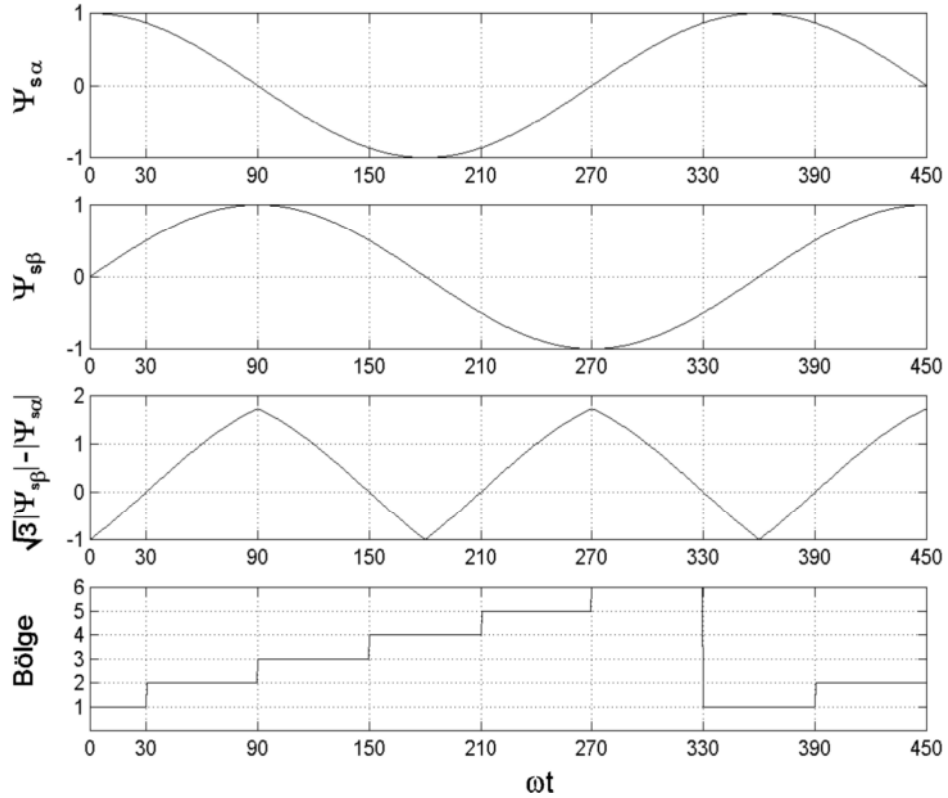
Optimum anahtarlama vektörünün seçimi için stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bölge tanımları Şekil 4.3'te görülmektedir. Bölgeyi bulabilmek için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (4.19)$$

Stator akısı uzay vektörünün açısına göre bulunduğu bölge tayin edilir. Uygulamada bu işlemin yapılması DSP'ler için zaman alıcıdır. Hesaplama kolaylığı açısından trigonometrik dönüşüm yapmadan da bu bölgenin bulunması mümkündür [15].

Akının hangi bölgede olduğunun saptanabilmesi için akının α ve β eksenindeki bileşenlerinin işaretlerinden yararlanır. Örneğin, stator akı vektörü 1. bölgede olsun. Akı vektörünün α bileşeni $\psi_{s\alpha} > 0$ olur ancak β bileşeni $\psi_{s\beta}$ hakkında bir yorum yapamayız. $\psi_{s\beta} > 0$ ya da $\psi_{s\beta} < 0$ olabilir. Bu yüzden akı vektörünün β bileşeninin

yanında, $\sqrt{3}|\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}|$ 'in işaretine de bakılır. Verilen örnekten devam edilecek olursa, A fazının stator akı vektörü 1. bölgede ($\psi_{s\alpha} > 0$) iken $\sqrt{3}|\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}|$ 'in işreti negatiftir. Stator akısı 2. bölgede ise $\psi_{s\alpha} > 0$, $\psi_{s\beta} > 0$ ve $\sqrt{3}|\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}| > 0$ olur. Stator akısının hangi bölgede olduğunu gösteren çizelge, Tablo 4.1'de verilmiştir. Şekil 4.8'de de stator akısı uzay vektörünün bileşenleri ve bölge değişimi verilmiştir.



Şekil 4.8: Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3}|\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}|$ bileşenleri ile bölge değişimi

Tablo 4.1: Stator akısının konumunun belirlenmesi

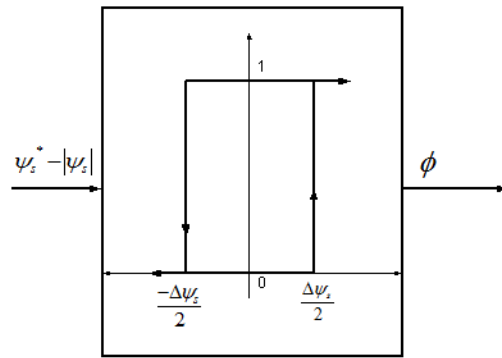
$\psi_{s\alpha}$ 'nin işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti	+/-	+	+	+/-	-	-
$\sqrt{3} \psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha} $ 'nin işareti	-	+	+	-	+	+
Bölge	Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6

4.2.2. Akı ve moment hatalarının belirlenmesi

Moment ve akı hataları, referans değerler ve hesaplanan stator akısı genliği ile

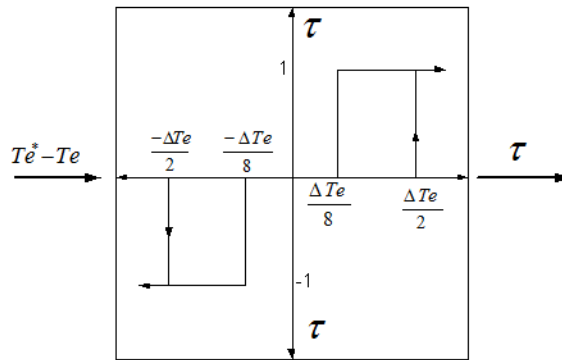
moment değerlerinden çıkarılarak elde edilir. Elde edilen hata bilgeleri histerisiz bloklarına uygulanır. Histerisiz bloklarının ürettiği işaretler anahtarlama tablosunun adreslemesinde kullanılacaktır. Histerisiz blokların band genişlikleri ile akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans akı ve momentlerinden ne kadar sapmasına izin verileceği belirlenir[1].

Akıda bir artma gerekli ise $d\psi_s=1$, azalma gerekiyorsa $d\psi_s=0$ kabul edilir. İki seviyeli akı histerisiz Şekil 4.9’da gösterilmiştir.



Şekil 4.9: Akı hatasının uygulandığı histerisiz blok şeması

Momentte bir artma gerekli ise $\Delta T_e=1$, azalma gerekli ise $\Delta T_e=-1$, bir değişiklik gerekmiyorsa $\Delta T_e=0$ kabul edilir. Moment histerisiz Şekil 4.10’da gösterilmiştir.



Şekil 4.10: Moment hatasının uygulandığı histerisiz blok şeması

4.2.3. Anahtarlama Dizisi

Akı ve moment hatalarının histerisiz bloklarına uygulanarak elde edilen sinyaller ile duran eksen takımındaki stator akı vektörlerinin işaretleri ile belirlenen akı

vektörünün konumu, sisteme uygulanacak olan anahtarlama işaretini bulmamızı sağlar. Saat ibresi ters dönüş yönü için anahtarlama dizisi Tablo 4.2 de verilmiştir. Saat ibresi dönüş yönü için anahtarlama dizisi ise Tablo 4.3 ile verilmiştir.

Tablo 4.2: Saat ibresi ters dönüş yönü için anahtarlama dizisi

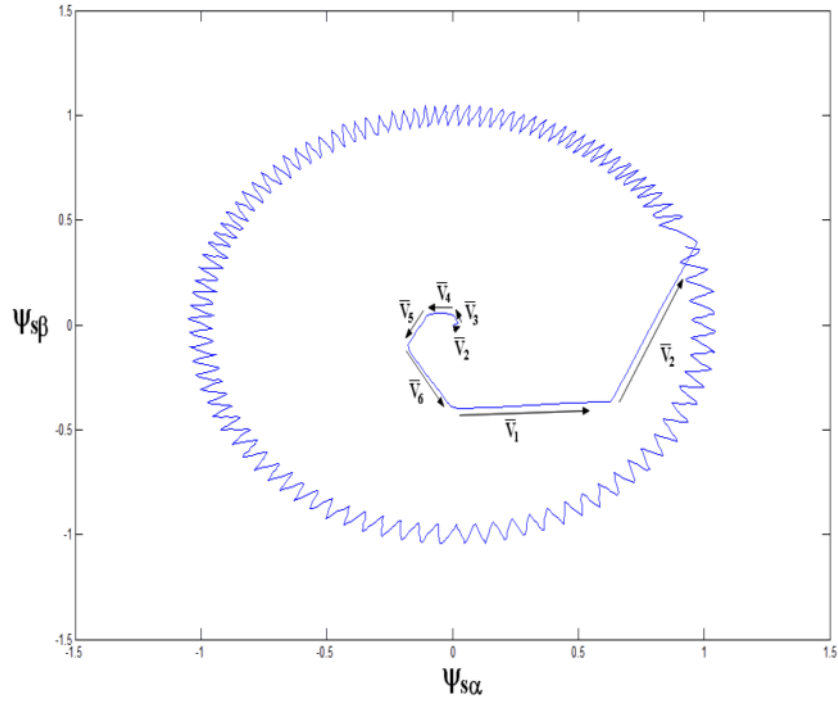
		Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
$\Psi=1$	$\tau=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\Psi=0$	$\tau=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tablo 4.3: Saat ibresi dönüş yönü için anahtarlama dizisi

		Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
$\Psi=1$	$\tau=1$	V_6	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1
	$\tau=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau=-1$	V_2	V_1	V_6	V_5	V_4	V_3
$\Psi=0$	$\tau=1$	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1	V_6
	$\tau=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau=-1$	V_3	V_2	V_1	V_6	V_5	V_4

Anahtar dizisinin seçimi, akı ve moment hatalarına verilen sınır değerleri içerisinde en hızlı cevap ve en yüksek verim sağlanacak şekilde yapılmaktadır.

Örneğin motorun kalkış anında, hesaplanan akı ve moment değerleri, verilen referans değerlere ulaşmadığından, akı ve moment hatasının histerezis blok çıkışları 1 değerini alır. Eğer stator akı vektörü kalkış anında, Şekil 4.11'deki gibi 1. bölgede olursa, bu durumda sisteme uygulanacak olan gerilim vektörü, hem akıyı artıracak hem de momenti artıracak olan $V_2(1,1,0)$ gerilim vektörüdür. Uygulanan gerilim vektörü sonucunda, stator akı vektörü konum değiştirerek ikinci sektöre geçerse ve histerezis blok çıkışları pozitif değerde olursa, uygulanması gereken gerilim vektörü, yine hem akıyı artıracak hem de momenti arttıracak $V_3(0,1,0)$ vektörüdür. Aynı şekilde stator akısının konumuna bakılarak ve akı ve moment akılarının histerezis bloklarından elde edilen sinyaller kullanılarak Tablo 4.2'deki anahtarlama vektörleri takip edilirse, motor saat ibresinin tersi yönde dönecektir.



Şekil 4.11: Stator akı vektörünün değişimi

Doğrudan moment kontrol yönteminin bir kontrol periyodunda, öncelikle stator gerilim ve akım bilgileri ölçülür. Ölçülen bu girdiler, sabit eksen (α - β) takımında bileşenlerine ayrılır. Daha sonra stator akısı, motor momenti ve stator akı vektörünün konumu hesaplanır. Hesaplanan stator akısı ve moment değerleri, referans olarak girilen stator akısı ve moment değerlerinden çıkarılarak histerezis bloklarına uygulanır. Histerezis blok çıkışları ile stator akı vektörünün konumu kullanılarak sisteme uygulanacak olan gerilim vektörü belirlenir. Sisteme uygulanacak olan gerilim vektörünün anahtarlama sinyalleri sürücü devresine verilerek bir kontrol periyodu tamamlanır.

4.3. DMK'nin Olumlu ve Olumsuz Yönleri

DMK' de, yükün gereksinimlerine göre evirici anahtarlanır. Sabitlenmiş anahtarlama tablolarının olması nedeniyle, ani yük değişimlerine, vektör kontrole ve skaler kontrole göre, DMK' nin cevabı son derece hızlıdır. Neredeyse en hızlı cevap verebilen hız kontrol sistemi olarak sayılabilir. Bunun yanında, koordinat dönüşümüne de ihtiyaç yoktur. Hız kontrolü için tek bir PI denetleyici kullanmak yeterlidir. Olumsuz yönü ise, karşılaştırıcının histerezisi nedeniyle yüksek moment

ve akı dalgalanmalarının var olmasıdır. Evirici anahtarlama frekansı, akı ile momentin histerezis bant genişliklerine bağlıdır ve değişkendir.

DMK yöntemi de, diğer vektör kontrol yöntemleri gibi makine modeline ve bu modelde yer alan makine parametrelerine bağlıdır. Özellikle stator direnci (R_s), stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesinde büyük önem taşır. Stator akısı uzay vektörü ise DMK'nin performansını doğrudan etkilemektedir. Yüksek hızlarda stator direncinin değişimi ihmal edilebilir düzeyde olsa da düşük hızlarda çevrim içi olarak kestirilmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında stator direncinin çevrim içi kestirilmesi 5. Bölümde anlatılacaktır.

5. ASENKRON MOTORUN DMK İLE ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

Asenkron motorun DMK sürücü ile hassas hız kontrolü gerektiren uygulamalarda kullanılabilmesi için, hız geri beslemesine ihtiyaç vardır. Hız geri beslemesi ise genellikle rotor miline bağlanan mekanik bir hız algılayıcısından sağlanmaktadır. Ancak her uygulama, algılayıcı kullanımına elverişli değildir. Bu nedenle, mekanik dayanıklılığın önemli olduğu kullanım alanlarında, kimya endüstrisi gibi patlayıcı ve yanıcı ortamlarda veya elektrikli arabalar gibi algılayıcı kullanımına ayrılacak hacim olmayan uygulamalarda algılayıcısız kontrol sistemleri tercih edilmektedir.

Yapılan araştırmalar motor miline bağlanan bu hız algılayıcısını çıkartarak kontrol sisteminin performansını artırmayı amaçlamaktadır. Böylece sürücü sisteminin maliyeti düşürülür, bakımı azalır ve sağlamlığı ile güvenilirliği arttırılmış olur. Aynı zamanda algılayıcının ürettiği sinyalin, ortamdaki gürültü ve parazitlerden etkilenmesinin önüne geçilmiş olur.

Sensörsüz hız kontrolü için kullanılan yöntemlerin büyük çoğunluğu; motor modeline ve bu modelde yer alan parametre bilgisine bağlıdır. Yöntemlerin başarısını bu parametrelerin değişimi etkileyecektir. Hız kestirimi için kullanılan yöntemlerden bazıları aşağıda verilmiştir.

- Kalman filtresi tabanlı gözlemleyici ile hız kestirimi
- Kayma Mod Kontrol tabanlı gözlemleyici ile hız kestirimi
- Yapay zeka tabanlı gözlemleyici ile hız kestirimi
- Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirimi
- MRAS tabanlı hız kestirimi

Stator ve rotor dirençleri sıcaklık ve frekans bağımlı oldukları için değişen parametrelerin başındadır[31]. Özellikle DMK yönteminde, stator direncinin

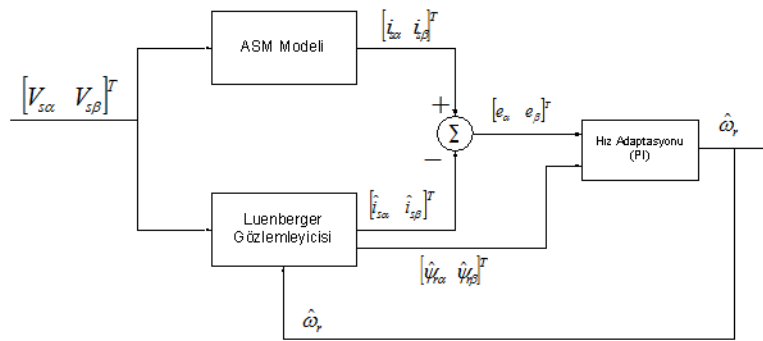
değişimi büyük öneme sahiptir. Çünkü DMK yönteminde stator direnci, akı ve moment tahmininde kullanılan bir parametredir. Stator direncindeki değişim, özellikle düşük hızlarda hız tahmininin hatalı yapılmasına neden olabileceği gibi akı ve moment tahmininde kullanılmasından dolayı tüm sistemi kararsızlığa da götürebilir[32]. Bu nedenle, DMK ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünde, stator direncinin kestirilmesi de önemlidir. Ayrıca rotor direnci ve rotor endüktansı da sıcaklık ve frekans ile değiştiği için rotor zaman sabitinin kestirilmesi, sensörsüz kontrol sistemlerinin başarımını büyük ölçüde arttıracaktır.

Bu bölümde, Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirimi ve MRAS tabanlı hız kestirimi detaylı olarak anlatılacaktır. Ayrıca DMK ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünde büyük öneme sahip olan stator direnci kestirimi de MRAS tabanlı hız kestirimi içinde anlatılacaktır.

5.1. Luenberger Gözlemleyicisi

Luenberger gözlemleyicisi, gözlemleyici hatasından çalışan bir gözlemcidir ve basit bir gözlemleyici yapısına sahiptir. Aynı zamanda sistemin gerçekleştirilmesi diğer gözlemleyici yapılarına göre daha kolaydır.

Luenberger gözlemleyicisinin elde edilmesi için makinenin matematiksel modeli ve makine parametreleri iyi bilinmelidir. Çünkü makinenin matematiksel modeli ile gözlemleyicinin matematiksel modeli aynıdır. Dolayısıyla makinenin çıkışları ile gözlemleyicinin çıkış büyüklükleri aynıdır. Gözlemleyici motorun ölçülebilen giriş ve çıkışları yardımıyla, ölçülemeyen durum değişkenleri hesaplar.



Şekil 5.1: Luenberger gözlemleyicisi hız tahmin blok şeması[15]

Şekil 5.1’ de görüldüğü üzere sistem 3 ana kısımdan oluşmaktadır. Bu kısımlar asenkron motor modeli, Luenberger gözlemleyicisi ve hız adaptasyon birimidir. Hız adaptasyonu birimi asenkron motor modelinden elde edilen akımlar ve gözlemleyici tarafından kestirilen akımlar arasındaki hatadan ve gözlemleyici tarafından kestirilen akılardan yararlanarak hız kestirimini gerçekleştirir.

Luenberger gözlemleyicisi, gözlemeleme hatası adı verilen ve gözlemleyici çıkışı ile makinenin ölçülen büyüklüğü arasındaki farkı, değerleri hesaplanan kazançlarla çarpılarak gözlemleyici modeline ekler. Bu işlem sonucunda, gözlemleyicinin hesapladığı durumların, hızlı bir şekilde gerçek durumlara ulaşması sağlanmış olur.

5.1.1. Gözlemleyici modelinin kurulması

Durum denklemleri biçiminde asenkron motorun α - β duran eksen takımındaki matematiksel modeli, ile Luenberger gözlemleyicisinin matematiksel modeli aynıdır. Durum denklemleri biçiminde asenkron motorun α - β duran eksen takımındaki matematiksel modeli, 2. bölümde eşitlik 2.48 ile verilmiştir. Eşitlik 2.48’in, durum vektörleri cinsinden gösterimi eşitlik 5.1 ile verilmiştir.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (5.1)$$

Eşitlik 5.1’de $x = [i_s \quad \Psi_r']^T$ olup durum vektörüdür. Durum vektöründeki $\bar{i}_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ stator akımı sütun vektörü, $\bar{\Psi}_r' = [\Psi_{r\alpha} \quad \Psi_{r\beta}]^T$ rotor akısı sütun vektörüdür. $u = V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$ olup stator geriliminin α ve β eksenleri bileşenlerinin oluşturduğu giriş sütun vektörüdür. $[\quad]^T$ matrislerin transpozisini gösterir.

Eşitlik 2.48’deki A ve B matrisi yeniden düzenlenirse eşitlik 5.2 ve 5.3’deki matrisler elde edilir[15].

$$A = \begin{bmatrix} -[1/T_s' + (1-\sigma)/T_r']I_2 & [L_m/(L_s'L_r)] [I_2/T_r - \omega_r J] \\ L_m I_2 / T_r & -I_2 / T_r + \omega_r J \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$B = [I_2 / L'_s \quad O_2]^T \quad (5.3)$$

Burada; I_2 , J ve O_2 matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$O_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$i_s = Cx \quad (5.7)$$

Eşitlik 5.7 çıkış eşitliğini vermekte olup buradaki C matrisi çıkış matrisidir ve $C = [I_2 \quad O_2]^T$ eşitliği ile tanımlanır. Tüm bu eşitlikler gözlemleyicinin tasarlanması için kullanılabilir.

Gözlemleyicinin elde edilmesi için gerekli olan matematiksel model 5.1 eşitliğinin kullanımını ile mümkün olabilmektedir. Bunun için bu eşitliğe doğrultucu bir terimin ilave edilmesi gereklidir. Doğrultucu terim gerçek değerler ile kestirilen değerlerin farkını içeren bir terim olmalıdır[15]. Stator akımı bileşenlerini ve rotor akı bileşenlerini kestiren gözlemleyici, eşitlik 5.8 ile tanımlanabilir[15].

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}x + Bu + G(i_s - \hat{i}_s) \quad (5.8)$$

Burada, \hat{A} matrisi kestirilen durum matrisi olup eşitlik 5.9 ile gösterilmiştir.

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -[1/T'_s + (1-\sigma)/T_r]I_2 & [L_m/(L'_s L_r)][I_2/T_r - \hat{\omega}_r J] \\ L_m I_2 / T_r & -I_2 / T_r + \hat{\omega}_r J \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Gözlemleyicinin çıkış vektörü ise eşitlik 5.10 ile tanımlanmaktadır.

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \quad (5.10)$$

Burada $\hat{\cdot}$ şapka işareti ile belirtilen değerler kestirilen değerleri belirtmektedir. Eşitlik 5.9'dan görüldüğü üzere gözlemleyicinin durum matrisi (\hat{A}) rotor hızının bir fonksiyonudur ve algılayıcısız kontrolde rotor hızı mutlaka kestirilmelidir. Kestirilen rotor hızı $\hat{\omega}_r$ ile belirtilmektedir. Eşitlik 5.8 ve 5.9'da kestirilen durum değişkenleri $\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_s & \hat{\Psi}_r' \end{bmatrix}^T$ ve G, sistemin karalı olabilmesi için seçilen, gözlemleyicinin kazanç matrisidir. Eşitlik 5.8'de kazanç matrisi hata vektörü ile çarpılmaktadır. Hata vektörü eşitlik 5.11 ile tanımlanmaktadır.

$$e = (\bar{i}_s - \hat{i}_s) \quad (5.11)$$

$$\bar{i}_s = \begin{bmatrix} \bar{i}_{s\alpha} & \bar{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T, \hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (5.12)$$

Gözlemleyici kazanç matrisi ise eşitlik 5.13,

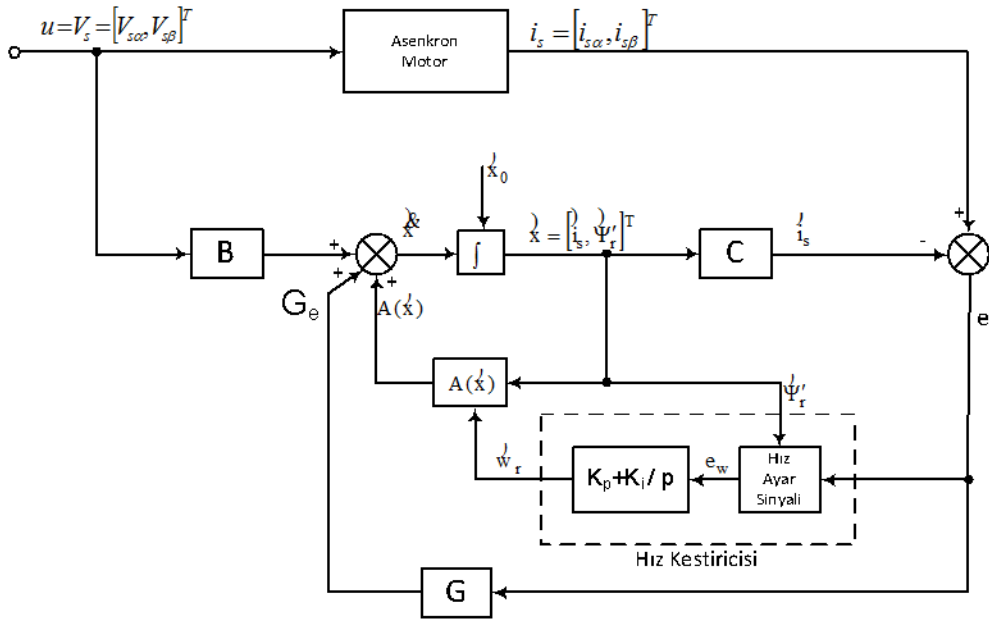
$$G = - \begin{bmatrix} g_1 I_2 + g_2 J \\ g_3 I_2 + g_4 J \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

ile verilmiştir. Buradaki kazançlar, asenkron motor parametrelerinden elde edilmiştir ve kazançlar aşağıda verilmiştir. Burada k oransal bir katsayıdır, ve $k \geq 1$ olmalıdır. Kazanç değerleri $\hat{\omega}_r$ 'ye bağlıdır ve böylece kestirilen değerler, tüm hız değerleri için gerçek değerleri yakalayacaktır [15].

$$\begin{aligned}
g_1 &= -(k-1) \left(\frac{1}{T'_s} + \frac{1}{T'_r} \right) \\
g_2 &= (k-1) \hat{\omega}_r \\
g_3 &= (k^2-1) \left\{ - \left[\frac{1}{T'_s} + \frac{1-\sigma}{T'_r} \right] \frac{L'_s L_m}{L_r} + \frac{L_m}{T'_r} \right\} + L'_s \frac{L_m}{L_r} (k-1) \left(\frac{1}{T'_s} + \frac{1}{T'_r} \right) \\
g_4 &= -(k-1) \hat{\omega}_r \frac{L'_s L_m}{L_r}
\end{aligned} \tag{5.14}$$

5.1.2. Rotor hızı kestircisinin elde edilişi

Şekil 5.2’de gösterilen adaptif gözlemleyici ve eşitlik 5.9 ve 5.10’un kullanımı ile asenkron motorun rotor hızını kestiren bir hız kestircisi gerçekleştirilebilir.



Şekil 5.2: Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirimi[15]

Şekil 5.2’de kestirilen rotor akı bileşenleri ve stator akım hatasının bileşenleri kullanılarak hata hız ayarlama sinyali elde edilir. Bu sinyal, basit ve özlü bir form olan $e_\omega = \text{Im}(\hat{\Psi}'_r \bar{e}^*)$ uzay vektör notasyonunun kullanımı ile oluşturulmaktadır [15].

Burada $\hat{\Psi}'_r = \hat{\Psi}'_{r\alpha} + j\hat{\Psi}'_{r\beta}$ ve $\bar{e} = e_{s\alpha} + je_{s\beta}$ ’dir. Kestirilen hız, hız ayarlama sinyalinin bir PI kontrolörden geçirilmesi ile elde edilir.

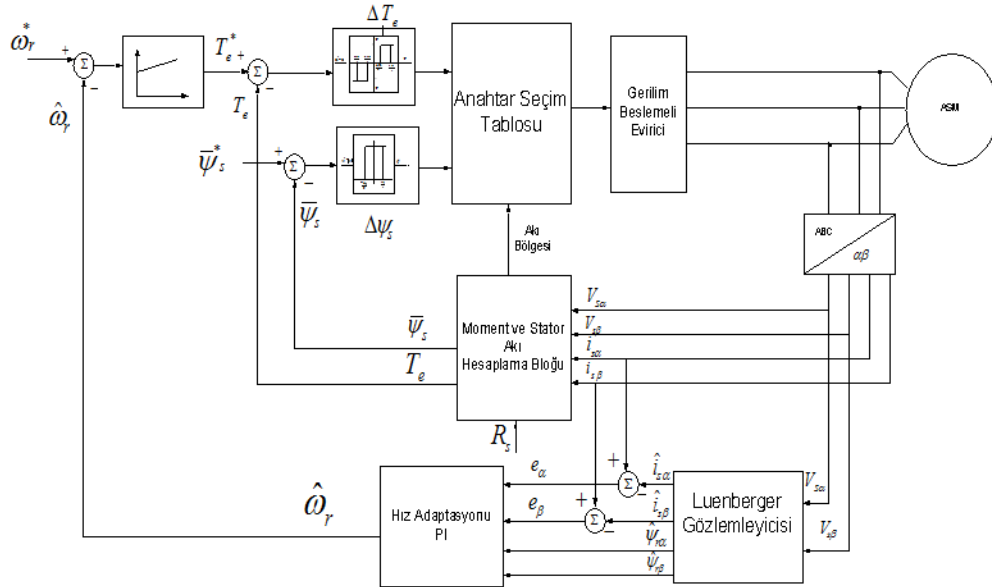
$$\hat{\omega}_r = K_p (\hat{\Psi}_{r\beta} e_{s\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} e_{s\beta}) + K_i \int (\hat{\Psi}_{r\beta} e_{s\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} e_{s\beta}) dt \quad (5.15)$$

Eşitlik 5.15’de K_p ve K_i katsayıları sırası ile oransal ve integral kazanç sabitleridir.

$e_{s\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ ve $e_{s\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$ ise sırası ile α ve β eksenleri stator akım hatalarıdır.

5.1.3. Luenberger gözlemleyicisi tabanlı rotor hız kestiricisinin DMK’ye uygulanması

Luenberger gözlemleyicisi ölçülen stator gerilim vektörü bileşenlerini kullanarak stator akım ve rotor akı vektör bileşenlerini hesaplar. Hesaplanan stator akım vektörü bileşenleri, ölçülen stator akım vektörü bileşenlerinden çıkarılarak, akım hatası vektörü bileşenleri elde edilir. Elde edilen stator akım hatası vektörü bileşenleri ile hesaplanan rotor akı vektörü bileşenlerinin vektörel çarpılması sonucu elde edilen hata hız ayarlama sinyali bir PI kontrolörden geçirilerek, rotor hızı kestirilir. Kestirilen rotor hızı, kazanç matrisinin hesaplanmasında kullanılır. Rotor hızı ile güncellenen kazanç matrisi, hesaplanan stator akım ve rotor akı vektörünün gerçek değerleri yakalamasını sağlar. Şekil 5.3’de asenkron motorun Luenberger gözlemleyicisi ile DMK blok şeması verilmiştir.



Şekil 5.3: ASM'nin Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz DMK blok şeması

Şekil 5.3 ile verilen blok şemada Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen rotor hızı verilen referans hızdan çıkarılarak bir PI kontrolörden geçirilir ve moment referansı elde edilir. Elde edilen moment referansı, moment ve stator akı tahmin edici tarafından hesaplanan moment değerinden çıkarılır ve üç konumlu moment histerisiz bloğuna uygulanır. Moment histerisiz bloğunun çıkışı anahtar seçim tablosunda kullanılacaktır. Yine moment ve stator akı tahmin edici tarafından hesaplanan stator akı vektörü, sisteme verilen stator akı vektöründen çıkarılarak, iki konumlu akı histerisiz bloğuna uygulanır. Stator akı histerisiz bloğunun çıkışı da anahtar seçiminde kullanılacaktır. Son olarak stator akı vektörü bileşenlerinin işaretleri kullanılarak stator akısının hangi bölgede bulunduğu belirlenir.

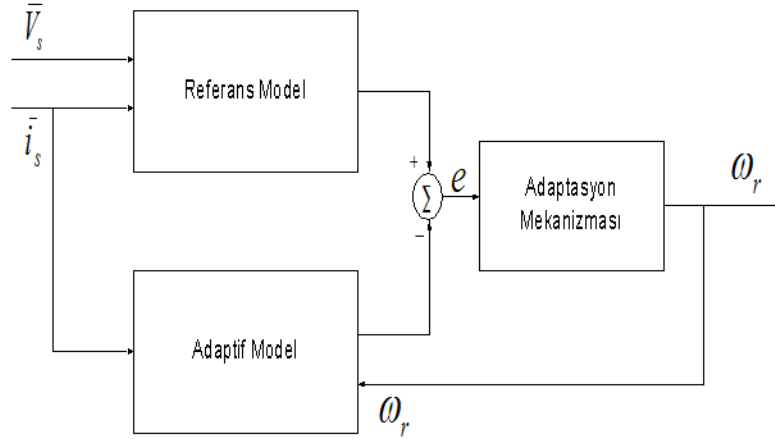
Stator akı bölge bilgisi, moment ve akı histerisiz blokları çıkışı, anahtar seçim tablosuna uygulanır. Anahtar seçim tablosu, histerezis bloklarından gelen verileri ve stator akı vektörünün konumunu kullanarak evirici anahtar sürme sinyallerini üretir ve gerilim beslemeli evirici tarafından, sisteme uygulanacak olan gerilim vektörü üretilir.

5.2. Model Referans Adaptif Sistem (MRAS)

Model referans adaptif sistem (MRAS) tekniği, algılayıcısız asenkron motor kontrolünde ilk olarak Schauder tarafından 1992 yılında kullanılmıştır [4,9,12].

Model referans adaptif sistemin temel blok diyagramı Şekil 5.4 ile verilmiştir. Şekil 5.4 ile gösterilen MRAS sistemi, temel olarak referans model, adaptif model ve adaptasyon mekanizmasından oluşur. Bu sistemde, referans model ölçülebilen büyüklükleri (i_s, V_s) kullanarak rotor akısı durum değişkenlerini hesaplar; adaptif model ölçülebilen büyüklüklerin (i_s, V_s) yanında kestirilmek istenen rotor hızı (ω_r) değerini kullanarak rotor akısı durum değişkenlerini elde eder. Her iki modelden elde edilen rotor akısı durum değişkenleri karşılaştırılır ve aralarındaki fark adaptasyon mekanizmasının girişi olarak kullanılır. Adaptasyon mekanizması, rotor akısı durum değişkenleri arasındaki hatayı bir PI kontrolörden geçirerek kestirilmek istenen rotor hızı (ω_r) değerini hesaplar. Adaptasyon mekanizması fark sıfır olana kadar rotor hızında düzeltme yapar. Dolayısıyla, kestirilmek istenen rotor hızı, gerçek değerine

ulaştığında, adaptif modelin çıkışı ile referans modelin çıkışı aynı sonuçları üreterek fark sıfır olur [15]. Ancak eş zamanlı stator direnci ve rotor hızı kestirimi yapan model referans adaptif sistemde, referans ve adaptif modellerin görevleri, kestirilmek istenen parametreye (R_s veya ω_r) göre değişkenlik gösterir.



Şekil 5.4: MRAS blok şeması

5.2.1. Eş zamanlı stator direnci ve rotor hızı kestirimi yapan MRAS modeli

Eş zamanlı \hat{R}_s ve $\hat{\omega}_r$ kestirimi yapan MRAS modeli için, referans ve adaptif model olarak kullanılmak üzere iki model oluşturulur. Bu modellerden birincisi; ölçülen stator akımları, ölçülen ya da yeniden oluşturulan stator gerilimleri ve kestirilen stator direncini kullanan gerilim modelidir ve eşitlik 5.16 ile verilmiştir. İkincisi ise, ölçülen stator akımları ve kestirilen hız bilgisini kullanan akım modelidir ve eşitlik 5.17 ile verilmiştir. Eşitlik 5.16 ve 5.17 ile verilen modeller sabit (α - β) eksen takımında tanımlanmıştır [9].

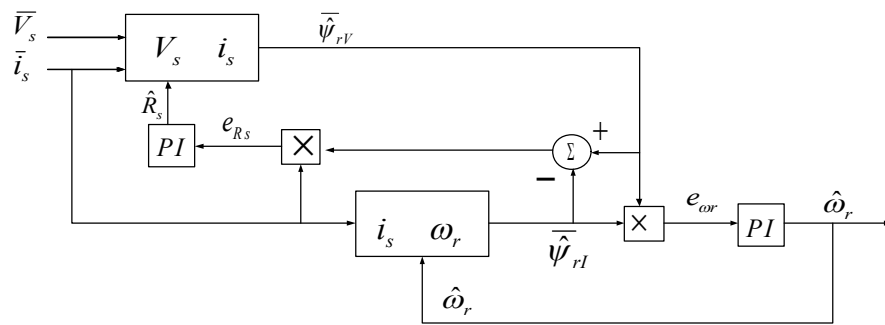
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{R}_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \hat{R}_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Burada L_r rotor endüktansını, L_s stator endüktansını, L_m ise ortak endüktansını temsil eder ve $\left(\frac{d}{dt}\right)$ türev operatörüdür. σ ise kaçak faktörüdür ve $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ eşitliği ile elde edilir. $(\hat{\quad})$ işareti ise kestirilen değerleri göstermektedir.

Gerilim ve akım modelinden elde edilen rotor akıları karşılaştırılır ve kestirilen rotor akıları arasındaki hata adaptasyon mekanizmasının girişi olarak kullanılır. Adaptasyon mekanizması, bu hatadan faydalanarak rotor hızını ve stator direncini kestirir. Kestirilen bu parametreler adaptif model olarak kullanılan gerilim veya akım modelini güncellemek için kullanılır.

Aynı anda hem stator direncini hem de rotor hızını kestiren MRAS sistemde, referans model veya adaptif model olma görevi, kestirilmek istenen parametreye (\hat{R}_s veya $\hat{\omega}_r$) göre değişir. Rotor hızı kestirimi esnasında; eşitlik 5.16 ile verilen gerilim modeli, $\hat{\omega}_r$ 'den bağımsız olarak rotor akısı bileşenlerini hesapladığı için referans model olarak kullanılır. Eşitlik 5.17 ile verilen akım modeli ise rotor akısı bileşenlerini hesaplar, $\hat{\omega}_r$ 'ye bağımlı olduğundan adaptif model olarak kullanılır. Stator direnci kestirimi esnasında ise gerilim modeli; kestirilmek istenen stator direnç bilgisini (\hat{R}_s) kullanarak rotor akısı bileşenlerini hesaplar. Ancak akım modeli stator direnç bilgisinden bağımsızdır. Bu yüzden stator direnci kestirimi esnasında akım modeli referans model olarak kullanılır [9]. Eş zamanlı R_s ve ω_r kestirimi yapan MRAS blok şeması Şekil 5.5 ile verilmiştir.



Şekil 5.5: Eş zamanlı R_s ve ω_r kestirimi yapan MRAS blok şeması

5.2.2. MRAS tabanlı rotor hızı kestirimi

MRAS rotor hızı kestiricisi, rotor hızını kestirmek için, referans model olan gerilim modeli ve adaptif model olan akım modeli tarafından hesaplanan rotor akı vektörlerinin arasındaki anlık faz farkından kaynaklanan hatayı PI kontrolörden geçirerek, rotor hızını elde eder[4]. Burada gerilim modeli hız bilgisinden bağımsız olduğu için referans model konumundadır. Rotor hızını kestirmek için kullanılan denklem eşitlik 5.18 ile verilmiştir[4].

$$\hat{\omega}_r = \left(K_{p\omega} + \int K_{I\omega} \right) e_\omega \quad (5.18)$$

Burada e_ω , adaptif model olan akım modelinden elde edilen rotor akı vektörü ile referans model olan gerilim modelinden elde edilen rotor akı vektörünün vektörel çarpılması ile elde edilen hata miktarıdır.

$$e_\omega = \hat{\psi}_{rI} \times \hat{\psi}_{rV} = (\hat{\psi}_{r\alpha I} \hat{\psi}_{r\beta V}) - (\hat{\psi}_{r\beta I} \hat{\psi}_{r\alpha V}) \quad (5.19)$$

5.2.3. MRAS tabanlı stator direnci kestirimi

Stator direnci kestirimi, referans ve adaptif modellerden elde edilen rotor akılarının genlik farkından kaynaklanan hatanın bir PI kontrolörden geçirilmesi ile elde edilir[9]. Ancak burada referans ve adaptif modellerin görevleri değişmiştir. Hız kestirimi esnasında referans model olan gerilim modeli; stator direnç kestiriminde adaptif model olarak kullanılır. Bunun nedeni, gerilim modelinde giriş olarak stator direncinin kullanılmasıdır. Akım modeli ise stator direncinden bağımsız olduğu için stator direnci kestiriminde referans model olarak kullanılır. Direnç kestirimi için kullanılacak olan denklem, eşitlik 5.20 ile verilmiştir[9].

$$\hat{R}_s = \left(K_{pRs} + \int K_{IRs} \right) e_{Rs} \quad (5.20)$$

Burada e_{Rs} , referans model olan akım modelinden elde edilen rotor akı bileşenlerinin, adaptif model olan gerilim modelinden elde edilen rotor akı bileşenlerinden

çıkarılarak, stator akım bileşenleri ile çarpılması ile elde edilen direnç hatasıdır ve eşitlik 5.21 ile verilmiştir[9].

$$e_{Rs} = i_{s\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha V} - \hat{\psi}_{r\alpha I}) + i_{s\beta} (\hat{\psi}_{r\beta V} - \hat{\psi}_{r\beta I}) \quad (5.21)$$

5.2.4. Rotor hızı ve stator direnci kestiricisinin elde edilmesi

MRAS için tasarlanan rotor hızı ve stator direnci kestiricisi, sistemin genel kararlılığını sağlamalıdır. Ayrıca kestirilen değerler elde edilmek istenen değerlere uygun bir dinamik karakteristik sergileyerek ulaşmalıdır[4]. Rotor hızı ve stator direnci kestiricisinin, asimtotik kararlılığı, hiperstabilite kavramına uygunluğu ile tespit edilir. Bu yüzden rotor hızı ve stator direnci kestiricisi (adaptasyon mekanizması) Popov'un hiperstabilite kriteri göz önüne alınarak tasarlanmıştır[4, 9]. Adaptasyon mekanizması elde edilirken; rotor hızı, rotor akısına göre oldukça yavaş değiştiğinden dolayı sabit bir değer olarak kabul edilebilir. Yine aynı şekilde stator direncinin değişimi de yavaştır ve sabit bir değer olarak alınabilir. R_s ,stator direncinin, ω_r ise rotor hızının gerçek değeri olarak kabul edilirse kestirilen stator direnci \hat{R}_s ile kestirilen rotor hızı $\hat{\omega}_r$ ile arasında bir hata olacaktır. Bu hata eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \bar{\varepsilon}_V = -\frac{L_r}{L_m} (R_s - \hat{R}_s) \bar{i}_s \quad (5.22)$$

Burada $\bar{\varepsilon}_V$ gerilim modelinde oluşan hatadır ve eşitlik 5.23 ile verilmiştir.

$$\bar{\varepsilon}_V = \bar{\psi}_{rV} - \hat{\psi}_{rV} = \varepsilon_{\alpha V} + j\varepsilon_{\beta V} \quad (5.23)$$

Akım modelinden oluşan hata ise eşitlik 5.24 ve 5.25 ile verilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \bar{\varepsilon}_I = \left(J\omega_r - \frac{1}{T_r} \right) \bar{\varepsilon}_I + J(\omega_r - \hat{\omega}_r) \bar{\psi}_{rl} \quad (5.24)$$

$$\bar{\varepsilon}_I = \bar{\psi}_{rl} - \hat{\psi}_{rl} = \varepsilon_{\alpha I} + j\varepsilon_{\beta I} \quad (5.25)$$

Yukarıdaki eşitliklerde $\bar{\psi}_{rl}$ ve $\bar{\psi}_{rlV}$ rotor akıları uzay vektörünün gerçek değerlerini temsil etmektedir. Elde edilen hata eşitlikleri matris formunda yeniden düzenlenirse eşitlik 5.26 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} - W = A^r \bar{\varepsilon} - W \quad (5.26)$$

Eşitlik 5.26’ da $\bar{\varepsilon}^T = [\varepsilon_{\alpha I} \ \varepsilon_{\beta I} \ \varepsilon_{\alpha V} \ \varepsilon_{\beta V}] = [\bar{\varepsilon}_I^T \ \bar{\varepsilon}_V^T]$ ve W ise eşitlik 5.27 ile verilen, doğrusal olmayan geri besleme bloğudur.

$$W = \begin{bmatrix} 0 & \Delta\omega_r & 0 & 0 \\ -\Delta\omega_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha I} \\ \hat{\psi}_{r\beta I} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta\omega_r J & 0_2 \\ 0_2 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_{rl} \\ \bar{i}_s \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Burada, $\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$ eşitliği ile, $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$ eşitliği ile tanımlanmıştır. $\bar{\psi}_{rl}$, akım modelinden elde edilen rotor akısı vektörü; \bar{i}_s ise stator akım vektörüdür. I_2 , J ve 0_2 matrisleri sırasıyla 5.4, 5.5 ve 5.6 eşitlikleri ile verilmiştir.

Popov’un hiperstabilite kavramına göre; doğrusal olmayan geri besleme bloğu W ‘nin giriş ve çıkış değerlerinin çarpımı, negatif sonlu bir sayıdan büyük olmalıdır[9].

$$S = \int_0^{t_1} \bar{\varepsilon}^T . W dt \geq -\gamma^2, \forall t_1 \geq 0 \quad (5.28)$$

Burada γ^2 pozitif bir sabittir. Eşitlik 5.27'den yararlanılarak $\bar{\varepsilon}^T . W$ tekrardan yazılırsa;

$$\bar{\varepsilon}^T . W = -\Delta \omega_r (\bar{\varepsilon}_I^T . J . \hat{\psi}_{rI}) + \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_V^T . i_s) \quad (5.29)$$

elde edilir. Eşitlik 5.29, eşitlik 5.28'de kullanılırsa,

$$S = \int_0^{t_1} \bar{\varepsilon}^T . W dt = - \int_0^{t_1} \Delta \omega (\bar{\varepsilon}_I^T . J . \hat{\psi}_{rI}) dt + \frac{L_r}{L_m} \int_0^{t_1} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_V^T . i_s) dt \quad (5.30)$$

$$S = S_1 + \frac{L_r}{L_m} . S_2 \geq -\gamma^2, \forall t_1 \geq 0 \quad (5.31)$$

elde edilir.

Eşitlik 5.31'de verilen S_1 ve S_2 terimleri, sırasıyla eşitlik 5.32 ve 5.33 ile gösterilmiştir.

$$S_1 = - \int_0^{t_1} \Delta \omega (\bar{\varepsilon}_I^T . J . \hat{\psi}_{rI}) dt \geq -\gamma^2 \quad (5.32)$$

$$S_2 = \frac{L_r}{L_m} \int_0^{t_1} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_V^T . i_s) dt \geq -\gamma^2 \quad (5.33)$$

Eşitlik 5.32 ile verilen S_1 teriminin Popov'un hiperstabilite kriterini sağlaması için eşitlik 5.34 kullanılır[9].

$$\hat{\omega} = (K_{p\omega} + \int K_{I\omega}) (\bar{\varepsilon}_I^T . J . \hat{\psi}_{rI}) = (K_{p\omega} + \int K_{I\omega}) e_\omega \quad (5.34)$$

Burada $K_{p\omega}, K_{I\omega}$ rotor hızı kestirimi için kullanılan PI kontrolör parametreleridir. Eşitlik 5.32 ve 5.34'de kullanılan $\bar{\varepsilon}_I^T$ teriminde gerçek değerler olarak eşitlik 5.16 ile verilen gerilim modeli tarafından kestirilen rotor akı değerleri kullanırsa, $\bar{\varepsilon}_I = \bar{\psi}_{rI} - \hat{\psi}_{rI} = \bar{\psi}_{rV} - \hat{\psi}_{rI}$ olur. Böylece $(\bar{\varepsilon}_I^T \cdot J \cdot \hat{\psi}_{rI})$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} (\bar{\varepsilon}_I^T \cdot J \cdot \hat{\psi}_{rI}) &= [\hat{\psi}_{r\alpha V} - \hat{\psi}_{r\alpha I} \quad \hat{\psi}_{r\beta V} - \hat{\psi}_{r\beta I}] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha I} \\ \hat{\psi}_{r\beta I} \end{bmatrix} = [\hat{\psi}_{r\alpha V} - \hat{\psi}_{r\alpha I} \quad \hat{\psi}_{r\beta V} - \hat{\psi}_{r\beta I}] \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{r\beta I} \\ \hat{\psi}_{r\alpha I} \end{bmatrix} \\ &= \bar{\psi}_{rI} \times \hat{\psi}_{rV} = e_{\omega}(t) \end{aligned} \quad (5.35)$$

Eşitlik 5.33 ile verilen S_2 teriminin Popov'un hiperstabilite kriterini sağlaması için eşitlik 5.36 kullanılır.

$$\hat{R}_s = (K_{pRs} + \int K_{IRs})(-\bar{\varepsilon}_V^T \cdot i_s) = (K_{pRs} + \int K_{IRs})e_{Rs} \quad (5.36)$$

Eşitlik 5.36'da $-\bar{\varepsilon}_V^T \cdot i_s$ teriminde gerçek rotor akısı değeri olarak eşitlik 5.17 ile verilen akım modeli tarafından kestirilen rotor akısı kullanılırsa, $\bar{\varepsilon}_V = \bar{\psi}_{rV} - \hat{\psi}_{rV} = \bar{\psi}_{rI} - \hat{\psi}_{rV} \Rightarrow \bar{\psi}_{rV} \cong \bar{\psi}_{rI}$ olur. Böylece $-\bar{\varepsilon}_V^T \cdot i_s$,

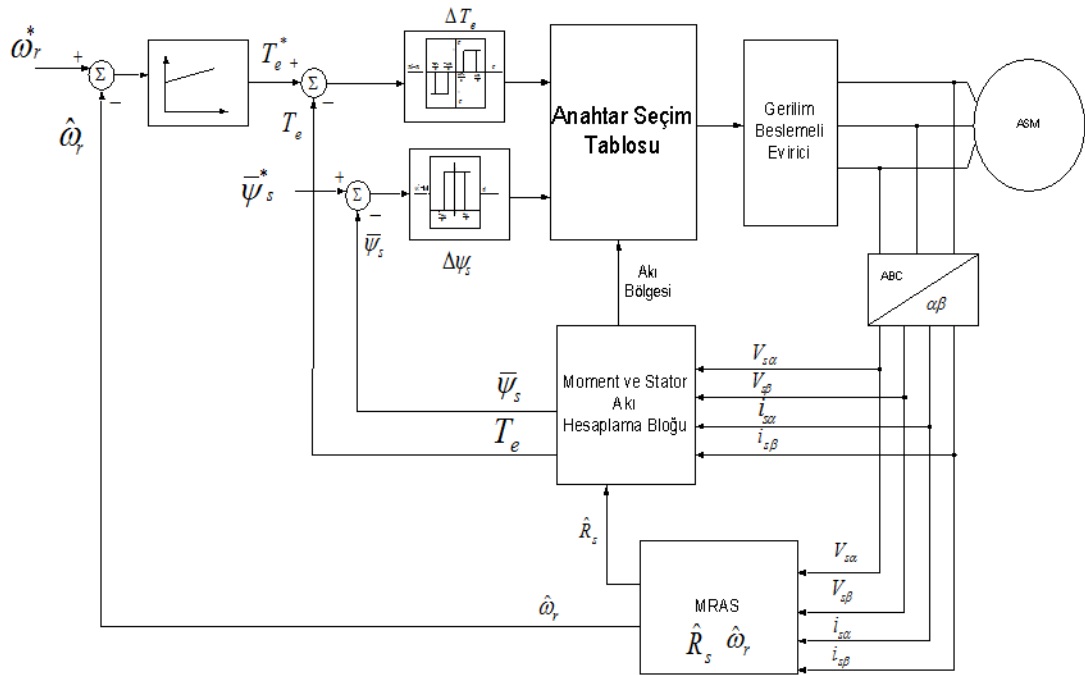
$$\begin{aligned} (-\bar{\varepsilon}_V^T \cdot i_s) &= [\hat{\psi}_{r\alpha V} - \hat{\psi}_{r\alpha I} \quad \hat{\psi}_{r\beta V} - \hat{\psi}_{r\beta I}] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = i_{s\alpha} \cdot (\hat{\psi}_{r\alpha V} - \hat{\psi}_{r\alpha I}) + i_{s\beta} \cdot (\hat{\psi}_{r\beta V} - \hat{\psi}_{r\beta I}) \\ &= i_{s\alpha} \cdot (\bar{\psi}_{rV} - \hat{\psi}_{rI}) = e_{Rs}(t) \end{aligned} \quad (5.37)$$

Eş zamanlı stator direnci ve rotor hızı kestiriminde, adaptif ve referans modeller görevlerini değiştirmektedir[9].

Eş zamanlı stator direnci ve rotor hızı kestirimi yapan MRAS modelinde, hız kestirimi esnasında kullanılan referans model, kestirilen stator direnci ile güncellendiği için hız kestiriminin başarısı artar. Ayrıca kestirilen stator direnci, DMK yönteminde stator akısı tahmininde de kullanılarak, DMK ile algılayıcısız hız kontrolünün performansı artırılır.

5.2.5. MRAS tabanlı rotor hızı ve stator direnci kestiricisinin DMK'ye uygulanması

Şekil 5.6'da asenkron motorun DMK ile algılayıcısız hız kontrolünün blok şeması verilmiştir. Verilen şemaya göre stator direnci ve rotor hızı MRAS tarafından kestirilerek doğrudan moment kontrol sistemine uygulanmıştır.



Şekil 5.6: ASM'nin MRAS ile sensörsüz DMK blok şeması

Verilen şemaya göre, MRAS tabanlı kestirici eşitlik 5.16, 5.17, 5.18 ve 5.20 ile verilen denklemleri kullanarak stator direncini ve rotor hızını kestirir. Kestirilen stator direnci, stator akı vektörü tahmininde kullanılır. Tahmin edilen stator akısı, sisteme verilen referans akı ile karşılaştırıldıktan sonra akı histeresis bloğundan geçirilir ve elde edilen veri, anahtar seçim tablosunda kullanılır. Stator akı vektörünün bileşenlerinin işaretleri kullanılarak stator akısının hangi bölgede olduğu belirlenir ve elde edilen konum bilgisi anahtar seçim tablosunda kullanılır.

Kestirilen rotor hızı ise sisteme verilen referans hız ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucu oluşan hata bir PI denetleyiciden geçirilir ve moment referansı elde edilir. Tahmin edilen stator akısı ve ölçülen stator gerilimleri kullanılarak hesaplanan motor

momenti, referans moment ile karşılaştırılır ve aradaki moment farkı, moment histerezis bloğuna uygulanır. Histerezis bloğundan elde edilen veri anahtar seçim tablosunda kullanılır.

Anahtar seçim tablosu histerezis bloklarından gelen verileri ve stator akı vektörünün konumunu kullanarak evirici anahtar sürme sinyallerini üretir ve gerilim beslemeli evirici tarafından, sisteme uygulanacak olan gerilim vektörü üretilir.

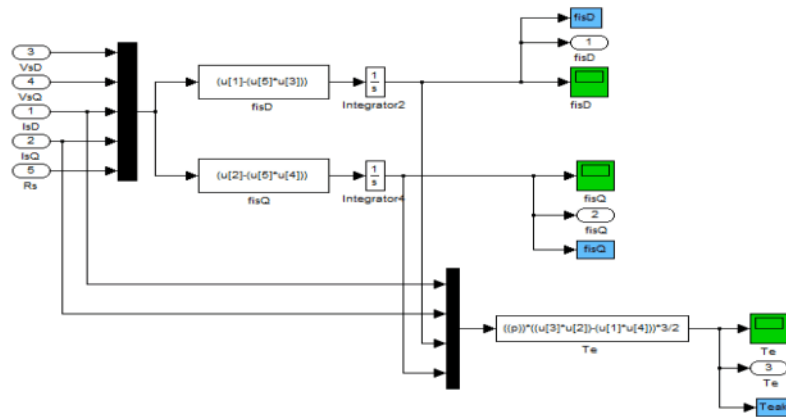
6. BENZETİM MODELLERİNİN KURULMASI ve BENZETİM SONUÇLARI

6.1. Benzetim Modellerinin Kurulması

Bu kısımda, önceki bölümlerde elde edilmiş olan ifadelerden yararlanılarak, benzetimde kullanılan modellerin oluşturulmasına değinilecektir. Benzetimler, Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Benzetim modellerinde “ α ” simgesi şekilde “D” harfi ile; “ β ” simgesi ise “Q” harfi ile ifade edilmiştir. Asenkron motor benzetim modeli 2. bölümde verildiği için bu bölümde verilmeyecektir.

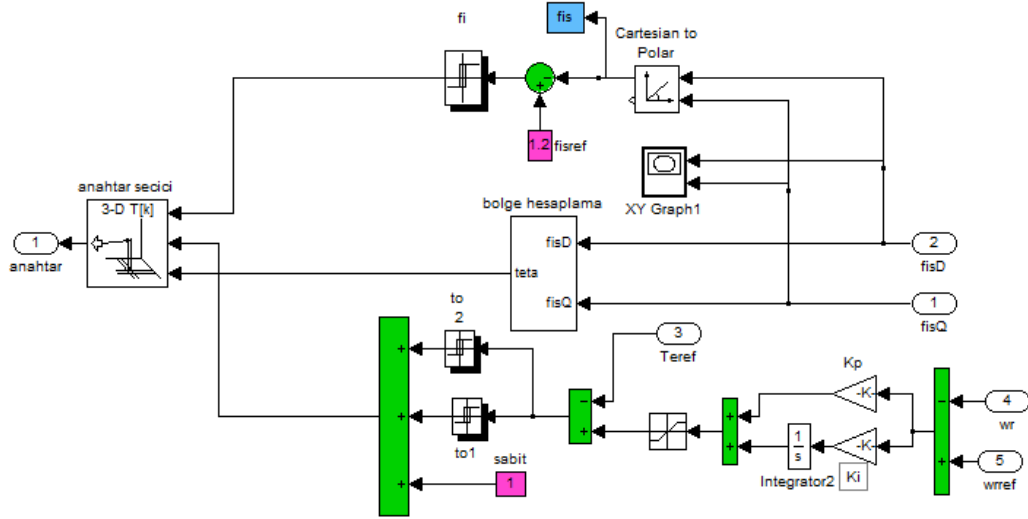
6.1.1. DMK modeli

Doğrudan moment kontrolü, stator akısının sabit eksen takımındaki modeli kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Stator akısının hesaplanabilmesi için, stator akım ve gerilimlerinin yanında stator direnç (R_s) değerine de gerek vardır. Motor momenti eşitlik 4.7’den stator akısı ve akımı kullanılarak hesaplanır. Stator akısının sabit eksen takımındaki bileşenleri ise eşitlik 4.4 ve 4.5 ile hesaplanır. Stator akısının sabit eksen takımındaki bileşenlerini ve motor momentini hesaplayan Simulink modeli Şekil 6.1 ile verilmiştir.



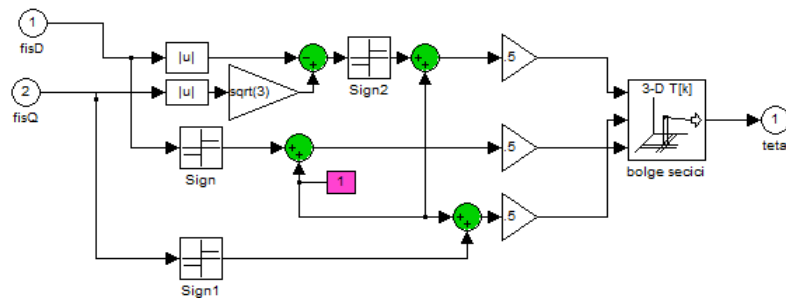
Şekil 6.1: Stator akısı ve moment hesaplama modeli

Stator aksısı hesaplandıktan sonra doğrudan moment kontrol yönteminin Simulink modeli Şekil 6.2 ile verilmiştir.



Şekil 6.2: DMK Simulink modeli

Şekil 6.2'den görüldüğü üzere hesaplanan stator akı bileşenleri, stator aksısının hangi bölgede bulunduğunu hesaplamak için bolge hesaplama alt bloğuna uygulanmıştır. Bölge hesaplama alt bloğu ise stator akı bileşenlerinin işaretlerini kullanarak, stator akısının hangi bölgede olduğunu hesaplar. Stator akısının hangi bölgede bulunduğu, stator akı bileşenlerinin işaretlerine göre Tablo 4.1 ile verilmiştir. Bölge hesaplama alt bloğu Şekil 6.3 verilmiştir.



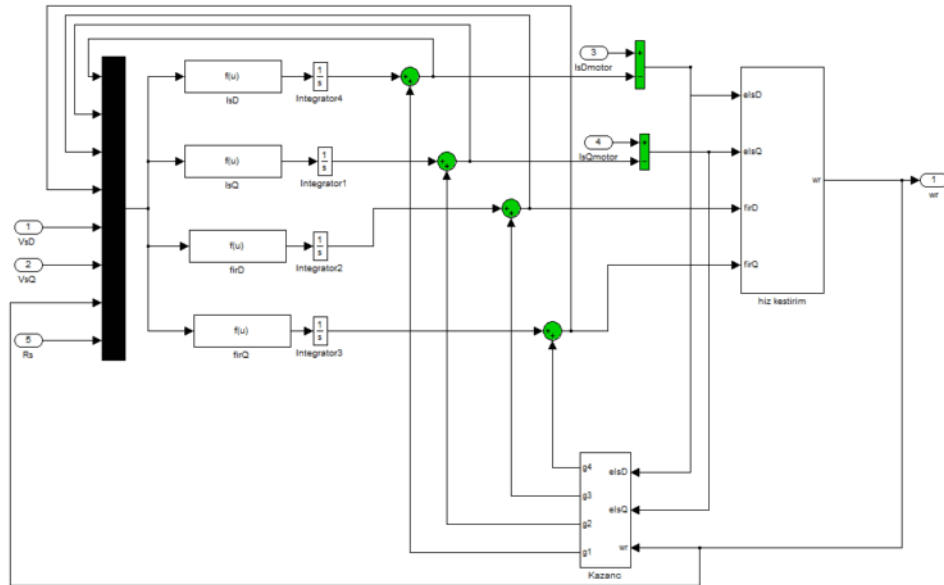
Şekil 6.3: Bölge hesaplama alt bloğu

Akımın ve momentin hesaplanan değerleri, sabit verilen akı referansı ile hız kontrolöründen elde edilen moment referans değerleri ile karşılaştırılır. Oluşan akı ve moment hataları histerezis bloklarına uygulanarak elde edilen değerler ve akı vektörünün bulunduğu bölge bilgisi, anahtar seçme bloğuna uygulanır. Anahtar seçme bloğunda Tablo 4.2 ile verilen anahtarlama dizilerinin onluk sayı sistemindeki

değerleri mevcuttur. Gelen veriler sonucu seçilen anahtarlama dizisinin onluk sayı sistemindeki değeri (integer-binary) bloğundan geçirilerek ikili sayı sistemine dönüştürülür ve gerilim beslemeli evirici bloğuna uygulanır. Böylece istenilen motor momentine, uygulanan gerilim vektörleri ile hızlı bir şekilde ulaşılır.

6.1.2. Luenberger gözlemleyici modeli

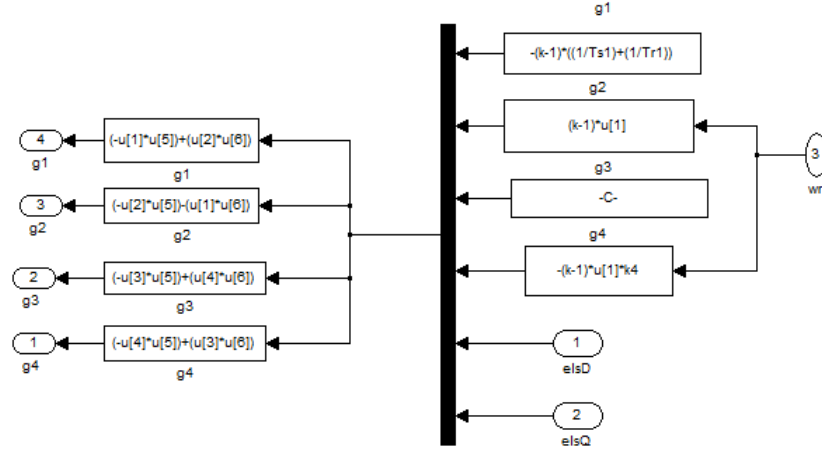
Luenberger gözlemleyicisi, gözlemleyici hatasından çalışan bir gözlemleyicidir ve asenkron motorun kolaylıkla ölçülebilen giriş ve çıkış büyüklükleri yardımıyla, ölçülemeyen durum değişkenlerini hesaplar. Luenberger gözlemleyicisinin matematiksel modeli ile asenkron motorun matematiksel modeli aynıdır. Gözlemleyicinin durum değişkenleri olan $\hat{i}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta}]^T$ ve $\hat{\psi}_r = [\hat{\psi}_{r\alpha} \ \hat{\psi}_{r\beta}]^T$, eşitlik 2.48 ile hesaplanır. Luenberger gözlemleyicisinin Simulink'te oluşturulan modeli Şekil 6.4 ile verilmiştir.



Şekil 6.4: Luenberger gözlemleyicisi Simulink modeli

Gözlemleyici tarafından hesaplanan stator akım bileşenleri ile ölçülen motor akım bileşenleri karşılaştırılarak, eşitlik 5.11 ile verilen akım hatası vektörü elde edilir. Akım hatası vektörü bileşenleri ve kestirilen hız bilgisi, kazanç alt bloğuna uygulanarak kestirilen değerlerin hızlı bir şekilde gerçek değerlere ulaşmasını sağlayan kazanç matrisi elde edilir. Kazanç matrisi 5. bölümde eşitlik 5.13 ile kazanç

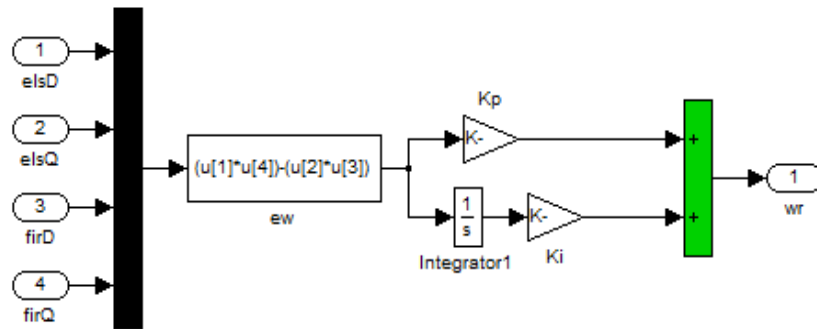
matrisi bileşenleri ise eşitlik 5.14 ile verilmiştir. Kazanç alt bloğu ise Şekil 6.5 ile gösterilmiştir.



Şekil 6.5: Kazanç alt bloğu

Kazanç alt bloğu tarafından hesaplanan kazançlar, kestirilen durum değişkenleri ile toplanarak, kestirilen durum değişkenlerinin hızlı bir şekilde gerçek değerleri yakalamasını sağlar. Kazançlar, asenkron motor parametrelerinden elde edilmişlerdir.

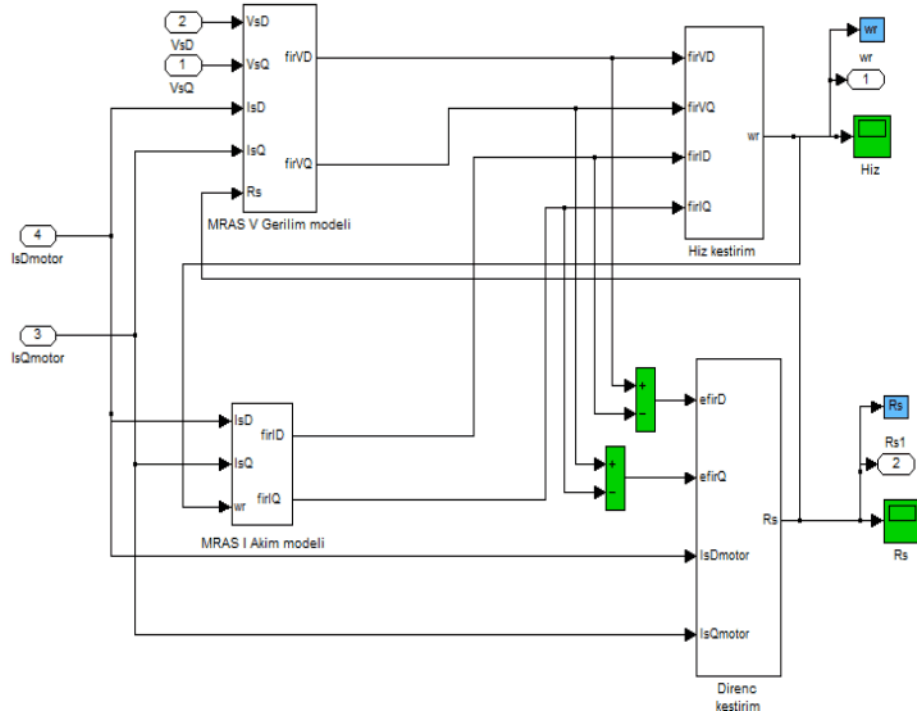
Akım hatası vektörü bileşenleri ve kestirilen rotor akısı bileşenleri hız kestirim bloğuna uygulanarak, hata hız ayarlama sinyali elde edilir. Kestirilen hız, hata hız ayarlama sinyalinin bir PI kontrolörden geçirilmesi ile elde edilir. Hız kestirimi için kullanılan denklem, eşitlik 5.15 ile verilmiştir. Şekil 6.6'da hız kestirim alt bloğu görülmektedir.



Şekil 6.6: Luenberger gözlemleyicisi hız kestirim alt bloğu

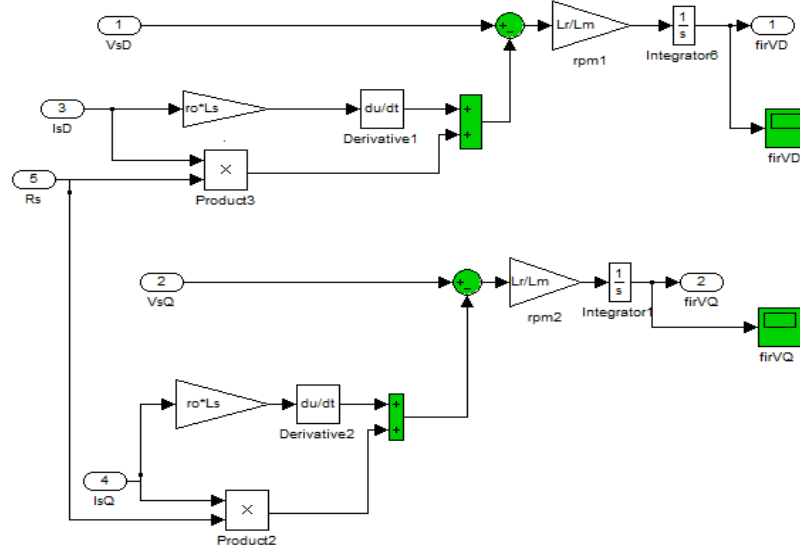
6.1.3. Model referans adaptif sistem modeli

Model referans adaptif sistem (MRAS) temel olarak üç ana bölümden oluşur. Bu bölümler; referans model, adaptif model ve adaptasyon birimidir. Ancak eş zamanlı stator direnci ve hız kestirimi yapan MRAS sistemde adaptif model ve referans model, görevlerini değiştirmektedir. Bu nedenle benzetimi yapılan sistemde referans model yerine gerilim modeli (MRAS V), adaptif model yerine akım modeli (MRAS I) olmak üzere isimlendirme yapılmıştır. Şekil 6.7’de model referans adaptif sistemin Simulink modeli verilmiştir.



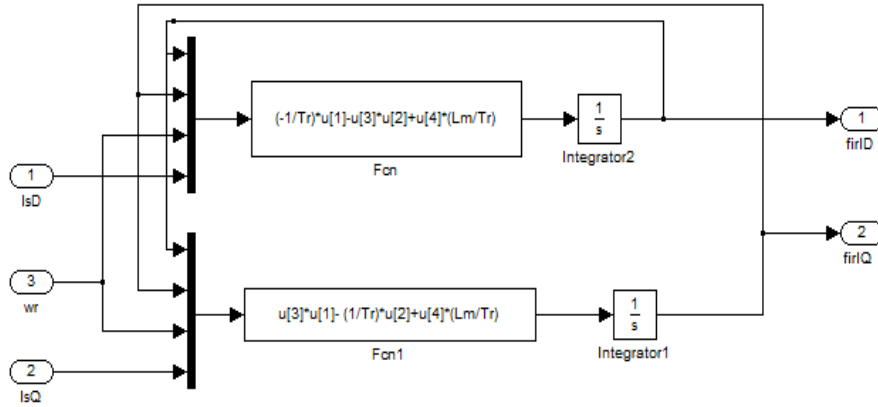
Şekil 6.7: MRAS Simulink modeli

Hız kestirimi esnasında gerilim modeli, hız bilgisinden bağımsız olduğu için referans model görevindedir. Rotor akı vektörü bileşenleri, ölçülen motor akımları ve gerilimleri ile stator direnç değerini kullanarak hesaplanır. Akım modeli ise hız bilgisine bağlı olduğu için adaptif model görevindedir. Şekil 6.8’de MRAS V gerilim Simulink modeli verilmiştir. MRAS V gerilim Simulink modeli, eşitlik 5.16 ile hesaplanmaktadır.



Şekil 6.8: MRAS V gerilim modeli

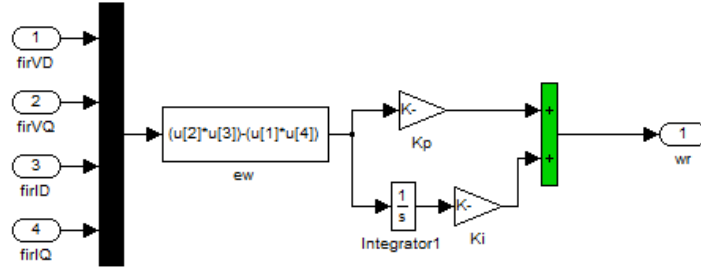
MRAS I akım modeli ise ölçülen motor akım bileşenleri ve hız bilgisini kullanarak rotor akı vektörü bileşenleri hesaplar. MRAS I akım modeli hız kestirim esnasında adaptif model görevindedir. Ancak stator direnci kestirim esnasında referans model görevindedir. Bunun nedeni akım modelinin, stator direnç bilgisinden bağımsız olmasıdır. Gerilim modeli ise kestirim için stator direnç bilgisini kullanmaktadır ve adaptif model görevindedir. Şekil 6.9’da MRAS I akım modeli verilmiştir. Akım modeli eşitlik 5.17 kullanılarak oluşturulmuştur.



Şekil 6.9: MRAS I akım modeli

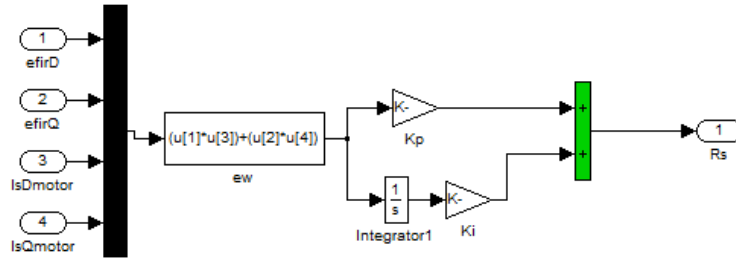
Rotor hızı kestirimi esnasında, referans model olan gerilim modeli ve adaptif model olan akım modeli tarafından hesaplanan rotor akısı durum değişkenlerinin vektörel çarpılması sonucu elde edilen hata miktarı bir PI kontrolörden geçirilerek, rotor hızı kestirilir. Kestirilen rotor hızı adaptif model olan akım modelinin güncellenmesi için

kullanılır. Hız kestirim alt bloğu Şekil 6.10 ile gösterilmiştir. Hız kestirim için eşitlik 5.18 kullanılmıştır.



Şekil 6.10: MRAS hız kestirim alt bloğu

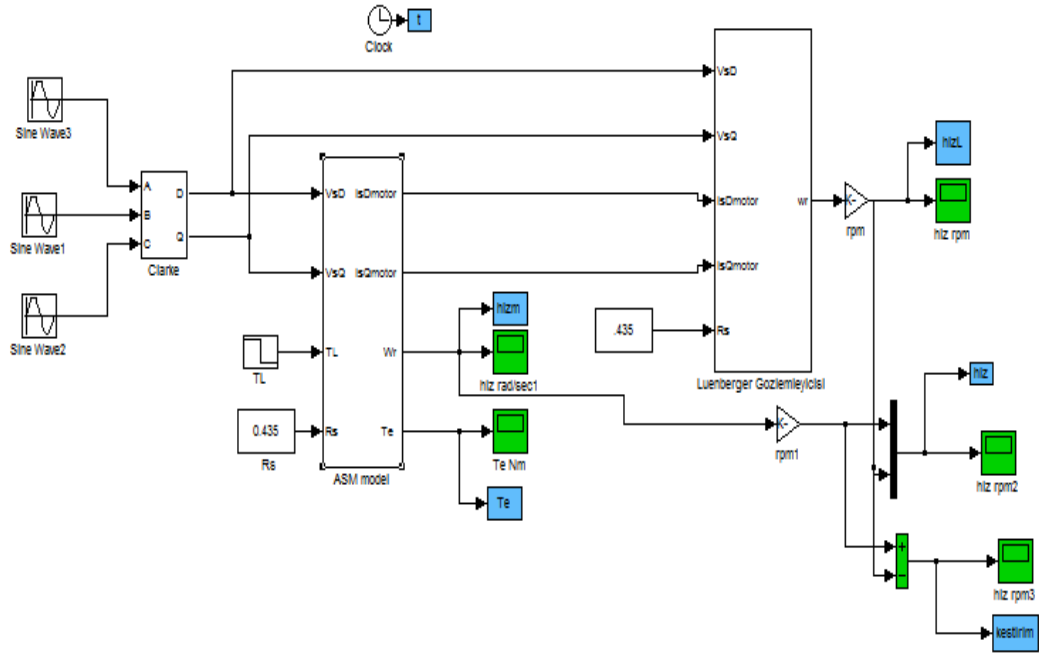
Stator direnci kestirimi esnasında; akım modeli, stator direncinden bağımsız olduğu için referans model görevindedir. Akım ve gerilim modellerinden elde edilen rotor akı vektörü bileşenleri arasındaki fark ölçülen motor akımları ile vektörel çarpılarak direnç hatası elde edilir. Direnç hatası ise bir PI kontrolörden geçirilerek stator direnci kestirilir. Kestirilen stator direnci, gerilim modelini güncellemek için kullanılır. Stator direnci kestirimi için eşitlik 5.20 kullanılmıştır. Direnç kestirim alt bloğu ise Şekil 6.11 ile verilmiştir.



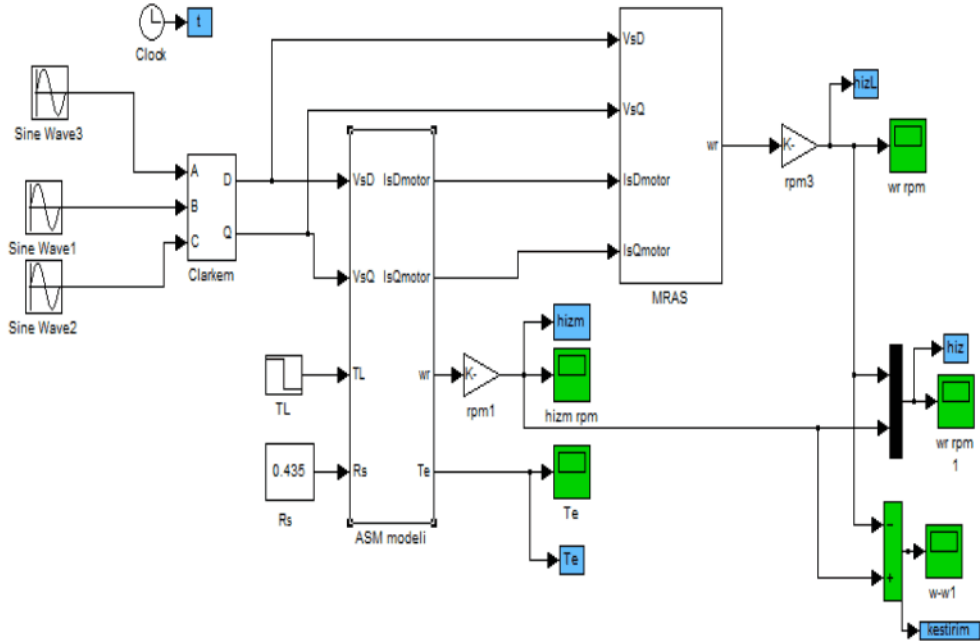
Şekil 6.11: MRAS direnç kestirim alt bloğu

6.1.4. ASM'nin hız kontrol modelleri

Motor modeli, stator akısı ve motor momenti hesaplama modeli, DMK modeli ve Luenberger gözlemleyicisi, model referans adaptif sistem gibi hız kontrol sisteminin parçalarına ayrı ayrı değinilmesinin ardından hız kontrol sistemi Matlab/Simulink ortamında bir araya getirilmiştir. ASM'nin kontrolsüz halde luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirim modeli Şekil 6.12 ile ve ASM'nin kontrolsüz halde MRAS ile hız kestirimi Şekil 6.13 ile gösterilmiştir.

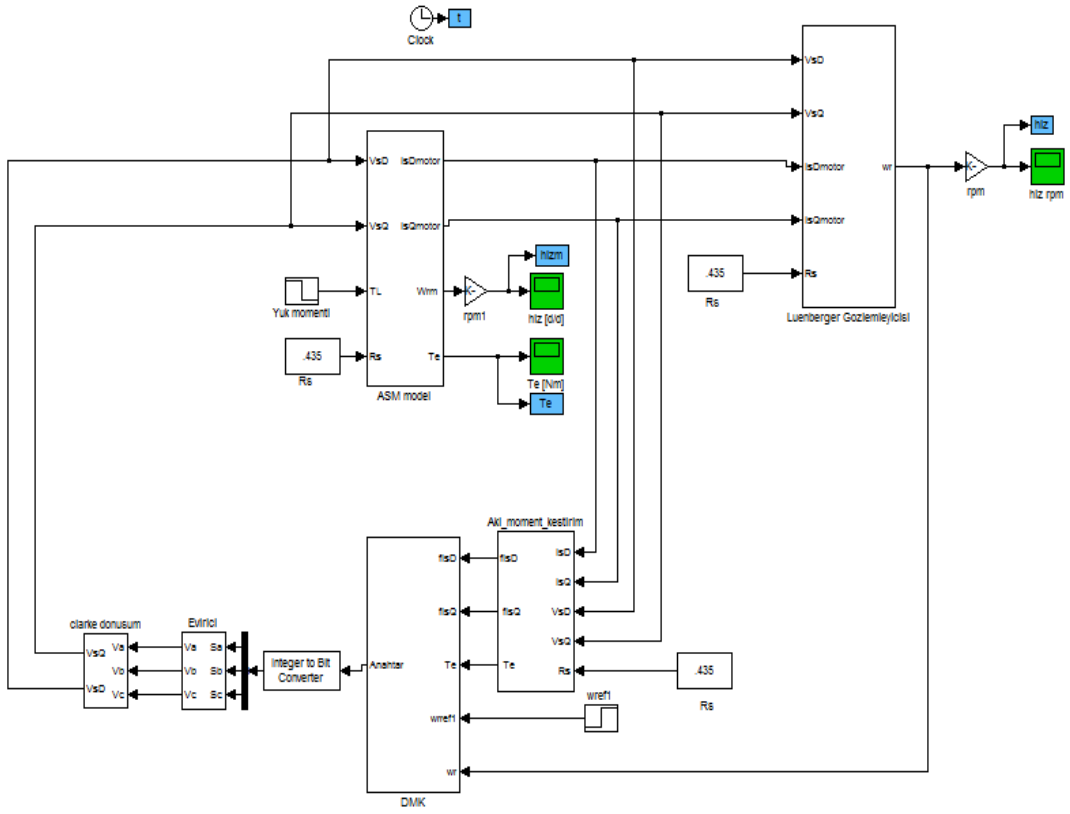


Şekil 6.12: ASM'nin kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirim modeli

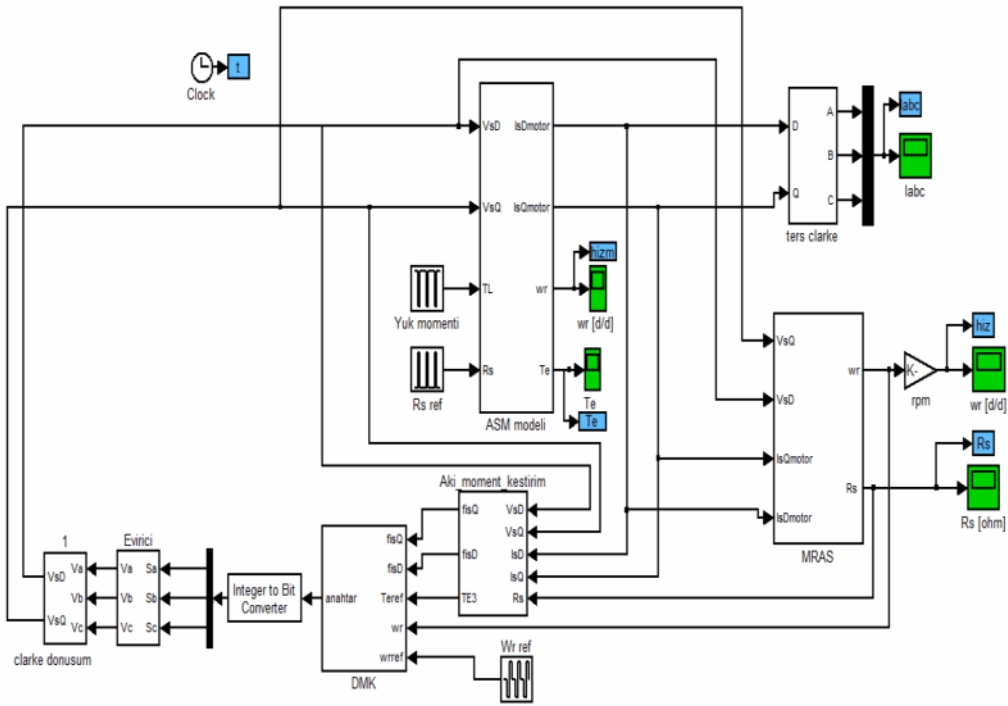


Şekil 6.13: ASM'nin kontrolsüz halde MRAS ile hız kestirim modeli

ASM'nin Luenberger gözlemleyicisi ile DMK modeli Şekil 6.14, ASM'nin MRAS ile DMK modeli ise Şekil 6.15 ile verilmiştir.



Şekil 6.14: ASM'nin Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz doğrudan moment kontrol modeli



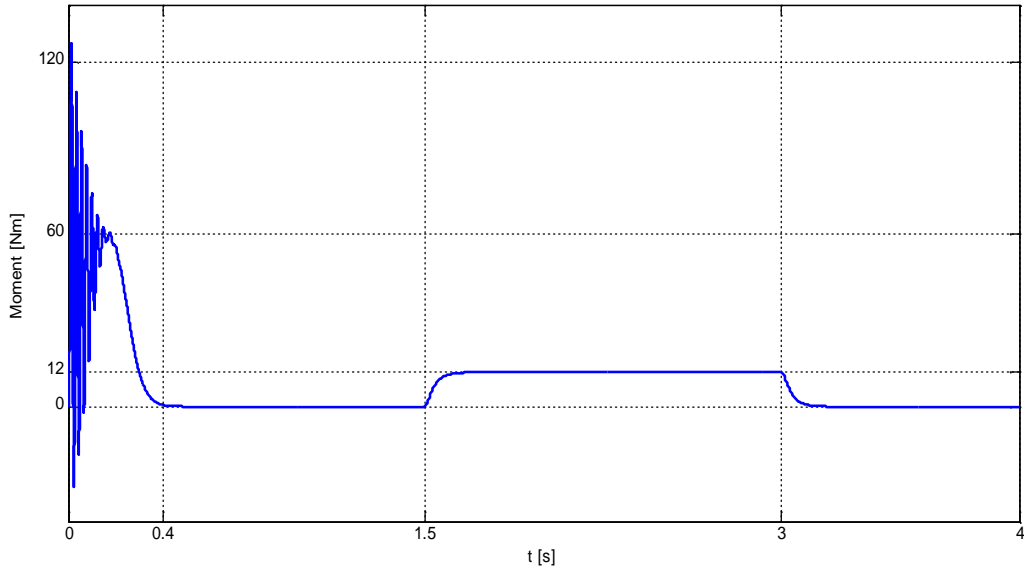
Şekil 6.15: ASM'nin MRAS ile sensörsüz doğrudan moment kontrol modeli

6.2. Benzetim Sonuçları

Bu kısımda, önceki bölümlerde matematiksel ve eşdeğer Simulink modelleri verilen sistemlerin benzetim sonuçları verilecektir. Benzetim çalışmasında 2. bölümde Tablo 1.1 ile verilen asenkron motor parametreleri kullanılmıştır.

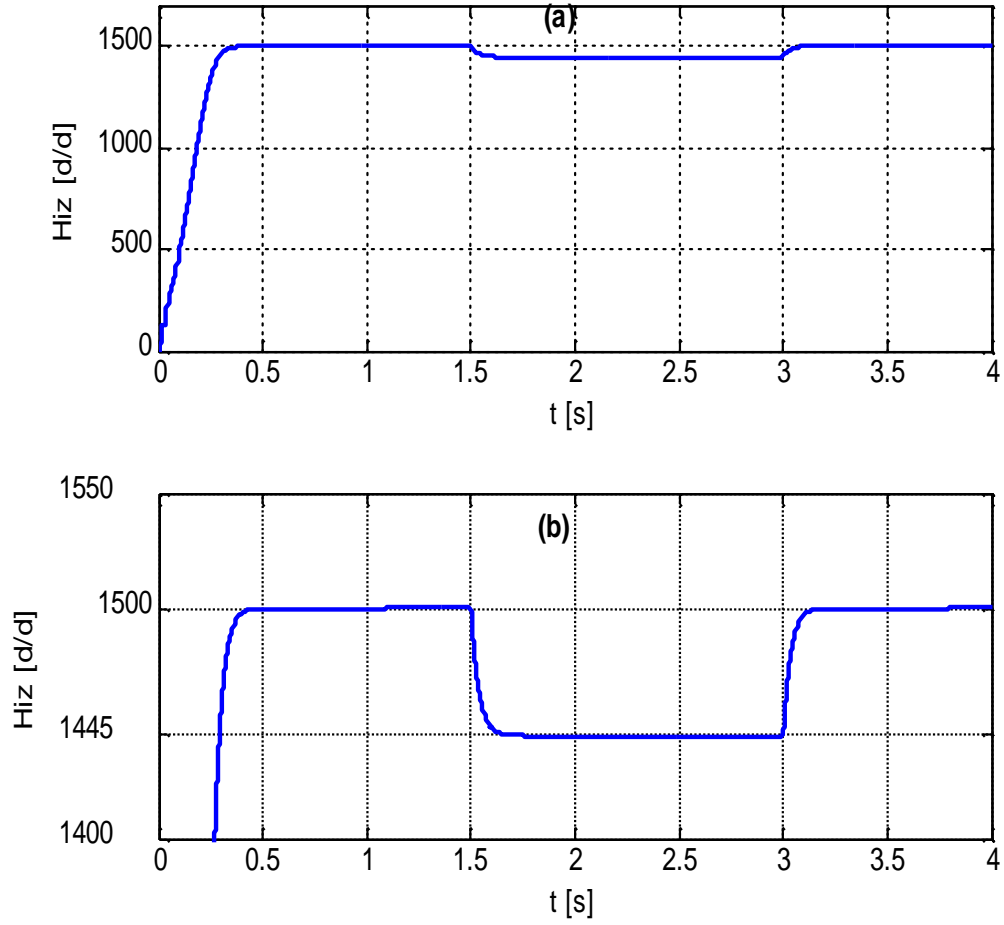
6.2.1. Kontrolsüz halde alınan benzetim sonuçları

Asenkron motor, faz gerilimi etkin değeri 220 V ve frekansı 50 Hz olan bir şebekeye bağlandığında; motor momenti değişimi ve motor hızı değişimi, sırasıyla Şekil 6.16 ve Şekil 6.17 ile gösterilmiştir. Motor yüksüz halde tahrik edilmiş, $t=1.5$ [s] ve $t=3$ [s] arasında, motora 12 [Nm]'lik bir yük momenti uygulanmıştır. Böylece motora uygulanan yük momenti ile hız değişimi gözlenmiştir.



Şekil 6.16: Kontrolsüz halde moment değişimi

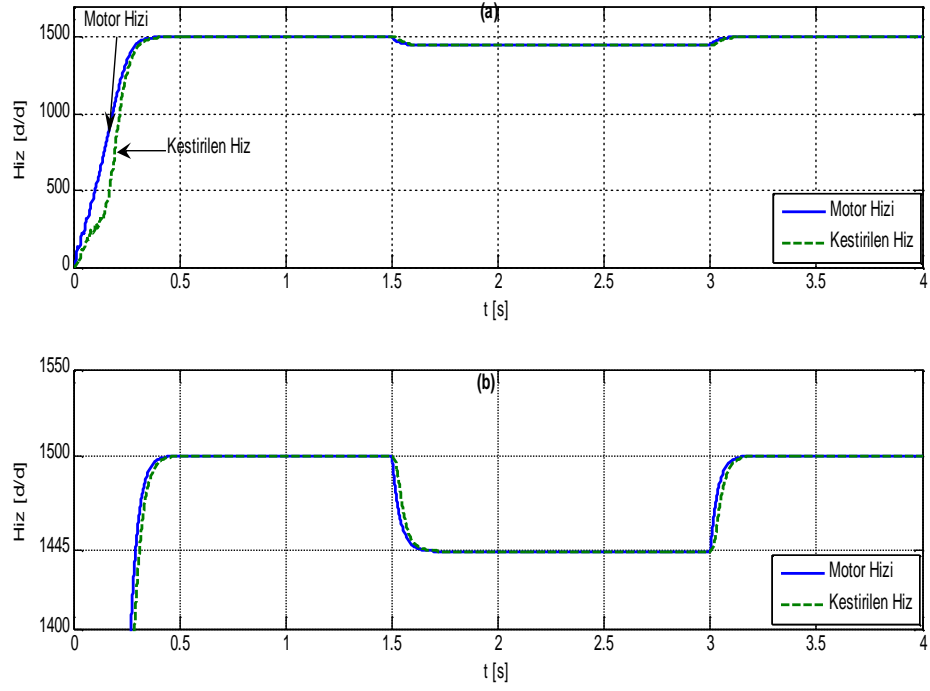
Şekil 6.16'da motor momentinin geçici rejimde salınımlar gerçekleştirerek motor yol alma momentini ürettiği görülmektedir. Motor, yüksüz durumda hızlanmasını tamamlayıp nominal hıza ulaştığında, sürtünme ve vantilasyon kuvvetleri 0 olarak kabul edildiği için motor momentinin de 0 olduğu görülmektedir. $t=1.5$ [s]'de motor 12 [Nm]'lik yük momentinin ile yüklenmiş ve üretilen moment de 12 [Nm] olmuştur. Yük momentinin kaldırıldığında ise motor momentinin tekrar sıfır olduğu görülmektedir.



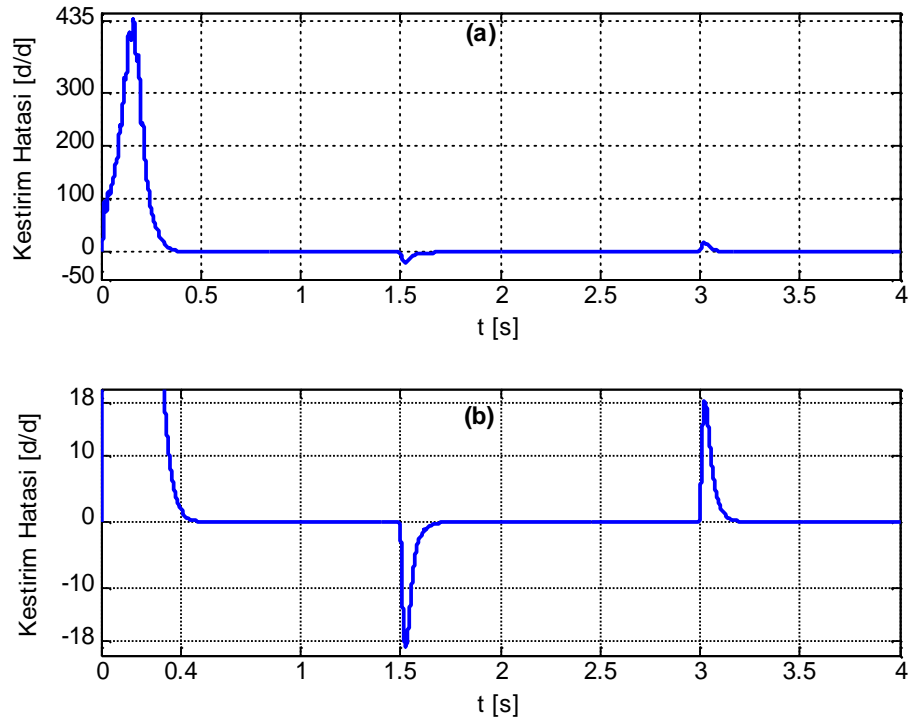
Şekil 6.17: Kontrolsüz halde motor hızı değişimi, (a)Genel görünüm, (b) 1400-1550 [d/d]'lık ölçek arasındaki görünüm

Şekil 6.17'den görüleceği üzere, motor yaklaşık 1.3 [s] sürede yol almış ve nominal hıza ulaşmıştır. $t=1.5$ [s] sonra motor 12 Nm nominal yük ile yüklenmiştir. Motor yüklendikten sonra motor hızında 55 [d/d]'lık bir düşüş meydana gelmiştir. $t=3$ [s]'de motora uygulanan yük momenti kaldırılmıştır. Yük momenti kaldırıldıktan sonra motor tekrardan nominal hızına ulaşmıştır.

Motor yukarıdaki şartlar altında çalıştırılmış ve Luenberger gözlemleyicisi ile hız kestirimi yapılmıştır. Yapılan hız kestirimi Şekil 6.18 ile verilmiştir. Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kestirim hatası ise Şekil 6.19 ile verilmiştir.



Şekil 6.18: Kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi ile yapılan hız kestirimi, (a) Genel görünüm, (b) 1400-1550 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

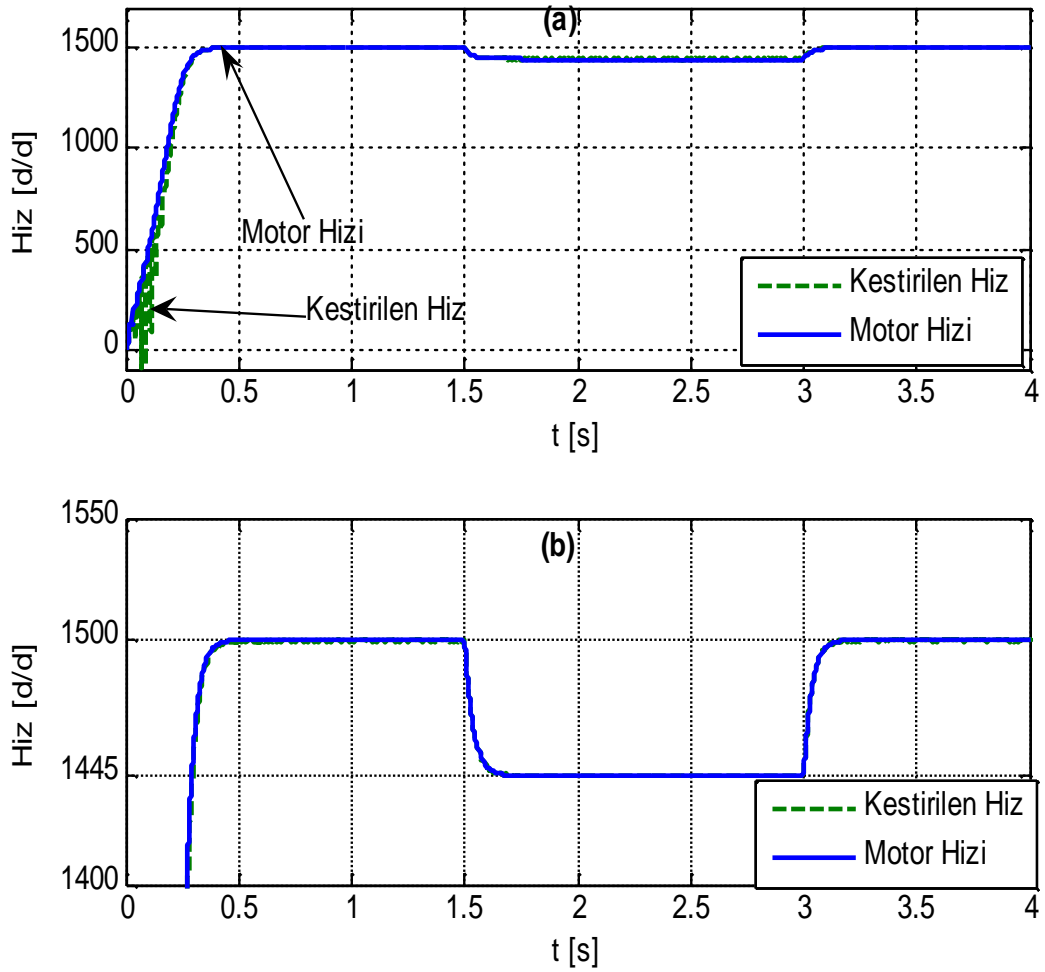


Şekil 6.19: Kontrolsüz halde Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası, (a) Genel görünüm, (b) m20 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

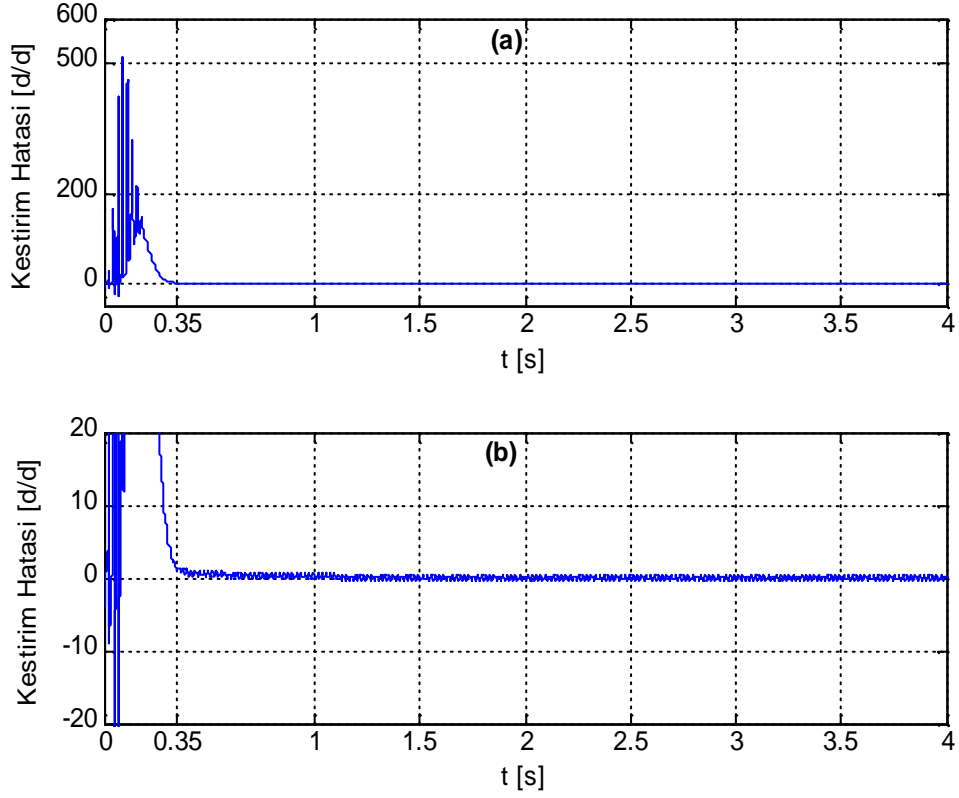
Şekil 6.19'dan görüleceği üzere, motor geçici rejimde iken luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası 435 [d/d]'lara çıkmıştır. Ancak sürekli rejimde, kestirim hatası sıfır

olmuştur ve $t=1.5$ [s] ile $t=3$ [s] arasında motorun nominal yük ile yüklenmesi sonucu meydana gelen hız değişimini başarı ile takip etmiştir.

Asenkron motor yine aynı şartlar altında çalıştırılarak, MRAS ile motor hızı kestirimi yapılmıştır. Bu durumda asenkron motor hız-zaman grafiği Şekil 6.20'deki gibi oluşmuştur. Şekil 6.20.a'da motor hız-zaman grafiğinin genel görünümü, Şekil 6.20.b'de ise motor hız-zaman grafiğinin 1550 [d/d] ile 1400 [d/d] arasında bir ölçek içinde verilmiştir. MRAS kestirim hatası ise Şekil 6.21'deki gibi oluşmuştur.



Şekil 6.20: Kontrolsüz halde MRAS ile yapılan hız kestirimi, (a) Genel görünüm, (b) 1400-1550 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm



Şekil 6.21: Kontrolsüz halde MRAS hız kestirim hatası, (a) Genel görünüm, (b) $m20 [d/d]$ 'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.21'den görüldüğü üzere MRAS ile yapılan hız kestiriminde, geçici rejimde hız kestirim hatası $500 [d/d]$ 'lara kadar pik olarak çıkmıştır. Sürekli rejimde ise kestirim hatası sıfırlanmıştır. MRAS ile yapılan hız kestirimi $0.35[s]$ 'de, Luenberger gözlemleyicisi ile yapılan hız kestirimi ise $0.4 [s]$ 'de kestirim hatasını azaltmıştır. Ancak geçici rejimde MRAS ile yapılan hız kestiriminde kestirim hatası luenberger gözlemleyicisine göre daha fazladır. Hem Luenberger gözlemleyicisi ile yapılan hız kestirimi hem de MRAS ile yapılan hız kestirimi, kararlı durumda oldukça başarılı bir sonuç vermiştir.

6.2.2. Sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçları

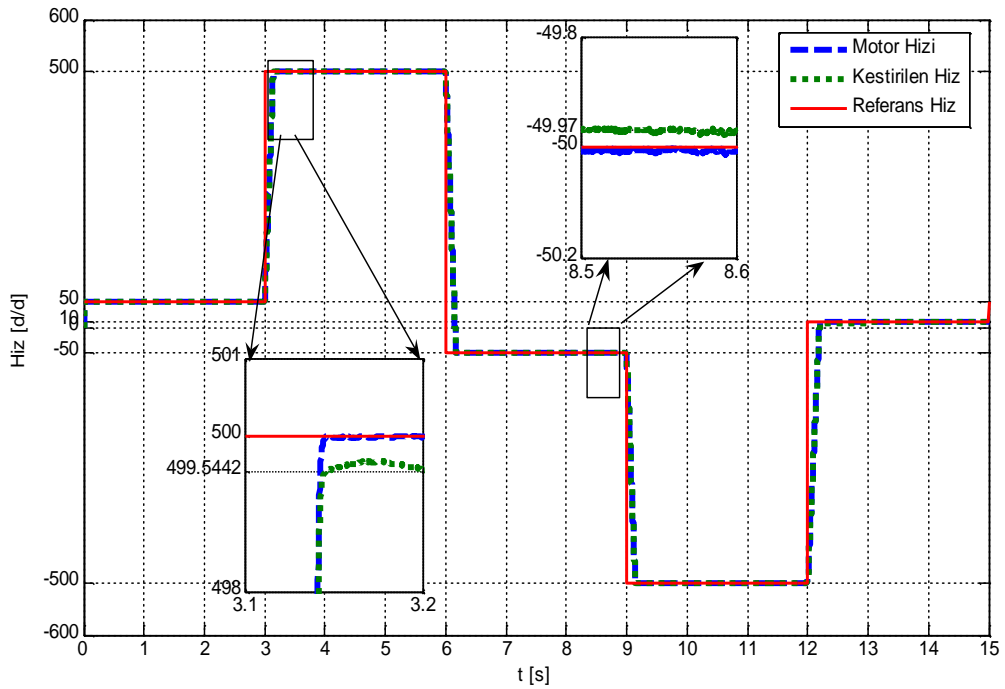
Bu kısımda, asenkron motorun doğrudan moment kontrolü, motordan ölçülen hız bilgisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Motora, basamak fonksiyonu biçiminde farklı hız referansları uygulanmış ve motor, her hız referansında 12 Nm 'lik bir yük ile yüklenmiştir. Motora uygulanan referans hız ve yük momenti senaryosu Tablo 6.1 ile verilmiştir.

Tablo 6.1: ASM'ye uygulanan hız referansı ve yük momenti senaryosu

$t=0$ [s] ile $t=3$ [s] arasında	Asenkron motora, saat dönüş yönünde 50 [d/d] bir hız referansı uygulanmıştır. $t=1$ [s] ile $t=2$ [s] arasında sisteme 12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır.
$t=3$ [s] ile $t=6$ [s] arasında	Asenkron motora 500 [d/d]'lık hız referansı uygulanmıştır. $t=4$ [s] ile $t=5$ [s] arasında sisteme 12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır.
$t=6$ [s] ile $t=9$ [s] arasında	Asenkron motora -50 [d/d]'lık hız referansı uygulanmış ve motor dönüş yönü değiştirilmiştir. $t=7$ [s] ile $t=8$ [s] arasında sisteme -12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır.
$t=9$ [s] ile $t=12$ [s] arasında	Asenkron motora, -500 [d/d]'lık hız referansı uygulanmış ve motor hızı ters yönde artırılmıştır. $t=10$ [s] ile $t=11$ [s] arasında sisteme -12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır.
$t=12$ [s] ile $t=15$ [s] arasında	Asenkron motor, tekrar saat yönünde dönmeye zorlanmış ve 10 [d/d] bir hız referansı uygulanmıştır. Motora $t=12$ [s] ile $t=13$ [s] arasında 12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmış ve motor devri nominal yük momenti altında değiştirilmiştir.

6.2.2.1. Sensörlü DMK ile hız kontrolünde Luenberger gözlemleyicisi benzetimi

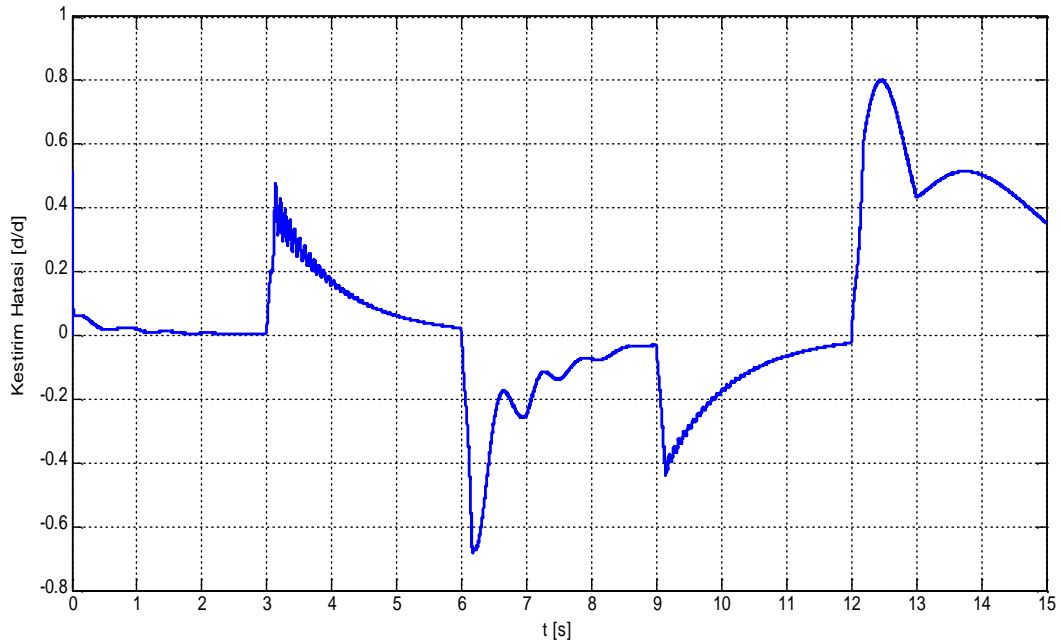
Tablo 6.1 ile verilen referans hız ve moment senaryosu motora uyguladığında; uygulanan hız referansı, motor hızı değişimi ve Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız değişimi Şekil 6.22 ile verilmiştir.



Şekil 6.22: Luenberger Gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız değişim grafiği, motora uygulanan hız referansı ve motor hızı değişim grafiği

Şekil 6.22'den görüleceği üzere motor, Tablo 6.1 ile verilen senaryo nezdinde önce 3 saniye boyunca 50 [d/d]'lık bir hızla hareket etmiştir. 3. saniye sonunda basamak fonksiyonu biçiminde uygulanan 500 [d/d] referans hızı; motor, yol alma ve atalet kuvvetleri nedeni ile gecikmeli olarak takip etmiştir. $t=4$ [s] ile $t=5$ [s] arasında sisteme 12 Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır. Ancak uygulanan yük momenti sonucunda motor hızında yaklaşık 0.6 [d/d]'lık bir azalma meydana gelmiştir. Bu değişim Şekil 6.24 ile verilecek olan motor hızı ile uygulanan referans hız arasındaki farkı gösteren, kontrol hatası grafiği ile gözlenebilecektir. $t=6$ [s] ile $t=9$ [s] arasında motor, uygulanan hız referansı doğrultusunda dönüş yönünü değiştirerek -50 [d/d]'lık bir hızla dönmeye başlamıştır. $t=9$ [s] ile $t=12$ [s] arasında motor -500 [d/d]'lık bir hız referansını takip etmiştir. $t=12$ [s] ile $t=15$ [s] arasında motor saat yönünde 10 [d/d]'lık bir hızla dönmeye zorlanmıştır. $t=12$ [s] ile $t=13$ [s] arasında motor 12 Nm'lik nominal yük momenti ile yüklenmiştir. Hız değişimi de $t=12$ [s] gerçekleştiği için motorun nominal yük altındaki hız değişimi gözlenmiştir.

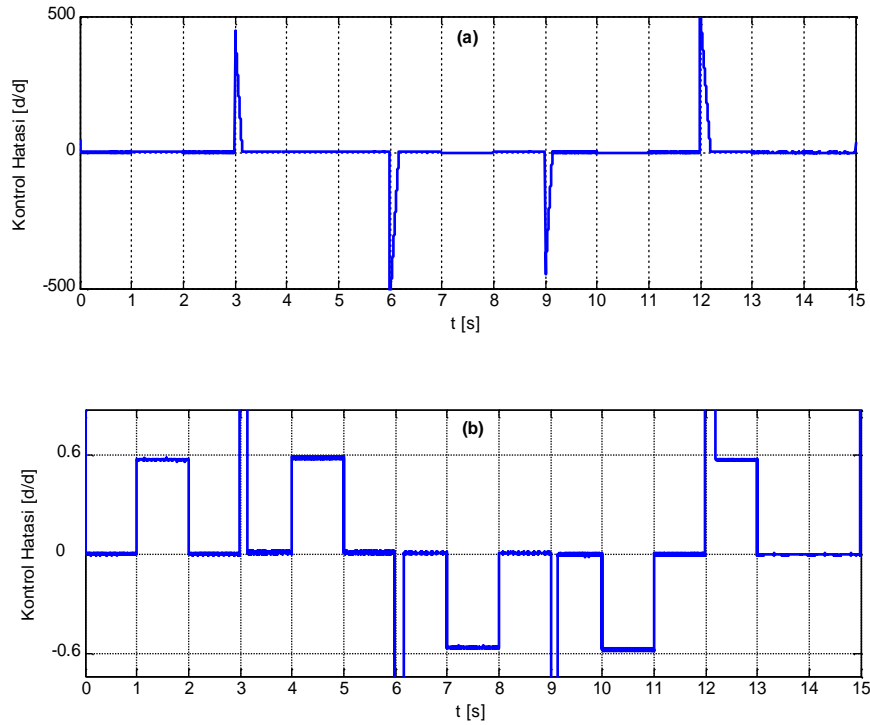
Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız bilgisi ile motordan ölçülen hız bilgisi arasındaki fark olan kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$) grafiği Şekil 6.23 ile gösterilmiştir.



Şekil 6.23: Luenberger gözlemleyicisi Kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.23'te Luenberger gözlemleyicisi ile yapılan hız kestirimi; yukarıda anlatılan her hız değişim senaryosunda, en fazla 0.8 [d/d]'lık kestirim hatası yapsa da yaklaşık olarak hız kestirimini yapabilmıştır. Ancak sistem, hız değişimini tamamlayıp kararlı hale geçince kestirim hataları yok denecek kadar azdır.

Şekil 6.24'te sisteme verilen referans hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$) grafiği verilmiştir. Şekil 6.24.a'da kontrol hatası genel hatları ile verilmiştir. Şekil 6.24.b'de ise kontrol hatası, motorun nominal yük momentini ile yüklenmesi durumundaki hatayı göstermek için $\pm 0.8 \text{Dev./Dak.}$ 'lık bir ölçek içerisinde gösterilmiştir.

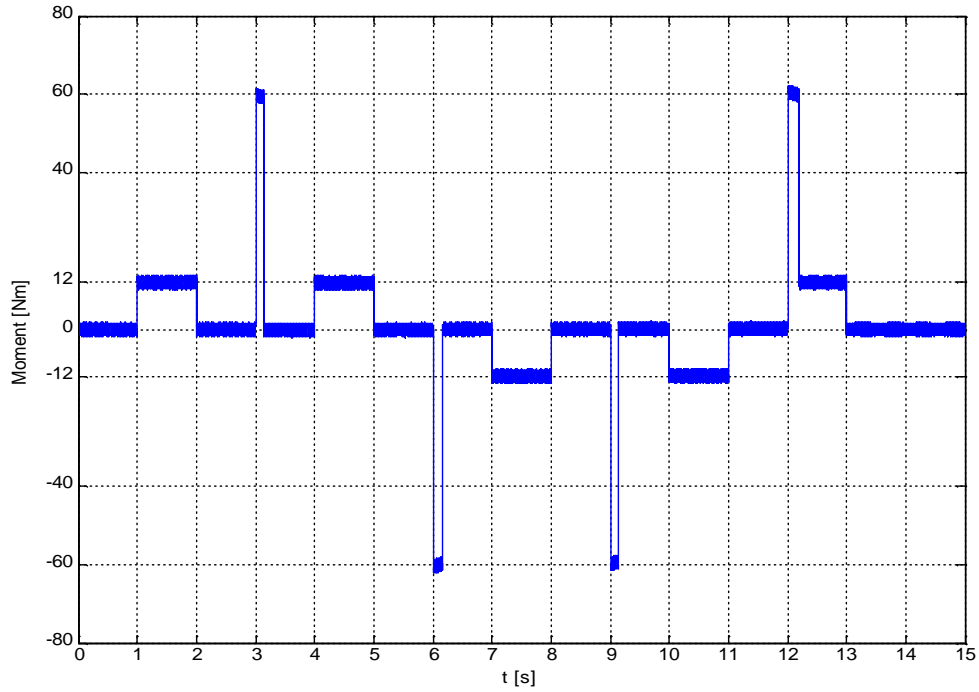


Şekil 6.24: Kontrol Hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.24.a'dan görüldüğü üzere kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), hız referansının basamak şeklinde uygulanması nedeniyle, motorun yol alma süresi boyunca yüksek değerlere çıkmıştır. Ancak motor kararlı duruma ulaştığında kontrol hatası sıfırlanmıştır. Şekil 6.24.b'de motorun yük momentini ile yüklenmesi durumunda oluşan kontrol hatası gösterilmiştir. Motor, Tablo 6.1 ile verilen senaryodaki her hız referansında nominal

yük ile yüklendiğinde, motor hızında 0.6 [d/d]'lık bir düşme meydana gelmiştir. Bu kontrol hatası asenkron motor için ihmal edilebilecek düzeyde bir hatadır.

Şekil 6.25'de asenkron motorun nominal yük momenti ile yüklenmesi durumunda oluşan motor momenti değişim grafiği verilmiştir. Tablo 6.1 ile verilen senaryoya göre her hız değişiminde motor yol alma momenti de görülmektedir.

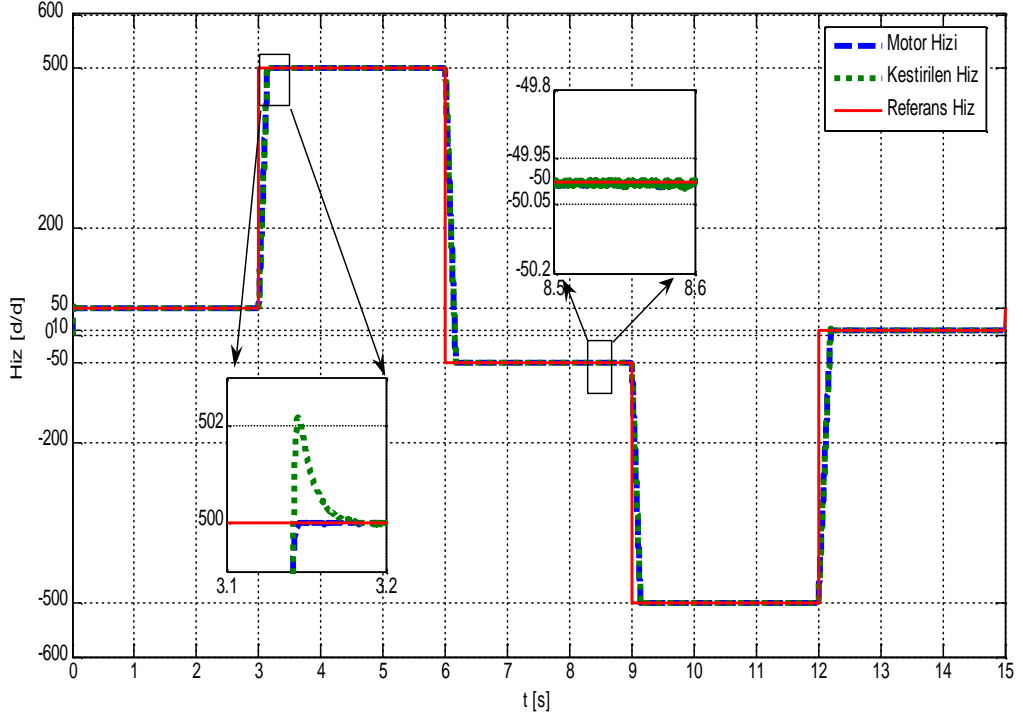


Şekil 6.25: Motor momenti değişim grafiği

Şekil 6.25'den görüldüğü üzere motor, $t=1$ [s] ile $t=2$ [s], $t=4$ [s] ile $t=5$ [s] ve $t=12$ [s] ile $t=13$ [s] arası 12 Nm'lik bir yük momenti ile yüklenmiştir. $t=7$ [s] ile $t=8$ [s] ve $t=10$ [s] ile $t=11$ [s] arası, motor ters yönde döndüğü için -12 Nm'lik bir yük momenti ile yüklenmiştir. $t=0$ [s], $t=3$ [s] ve $t=12$ [s]'de motor hız referansı değiştiği için motor, 60 Nm'lik sabit bir moment ile yol almasını tamamlayarak verilen hız referansı doğrultusunda hızlanmasını tamamlamıştır. $t=0$ [s]'de hız referansı değişimi sadece 50 [d/d] olduğu için yol alma süresi çok kısa sürmüştür ve Şekil 6.25'de yol alma momenti pik olarak görülmektedir. $t=6$ [s] ve $t=9$ [s]'de hız referansı ters yönde değiştiği için motor, -60 Nm'lik sabit bir moment ile yol almasını tamamlayarak verilen hız referansı doğrultusunda hızlanmasını tamamlamıştır.

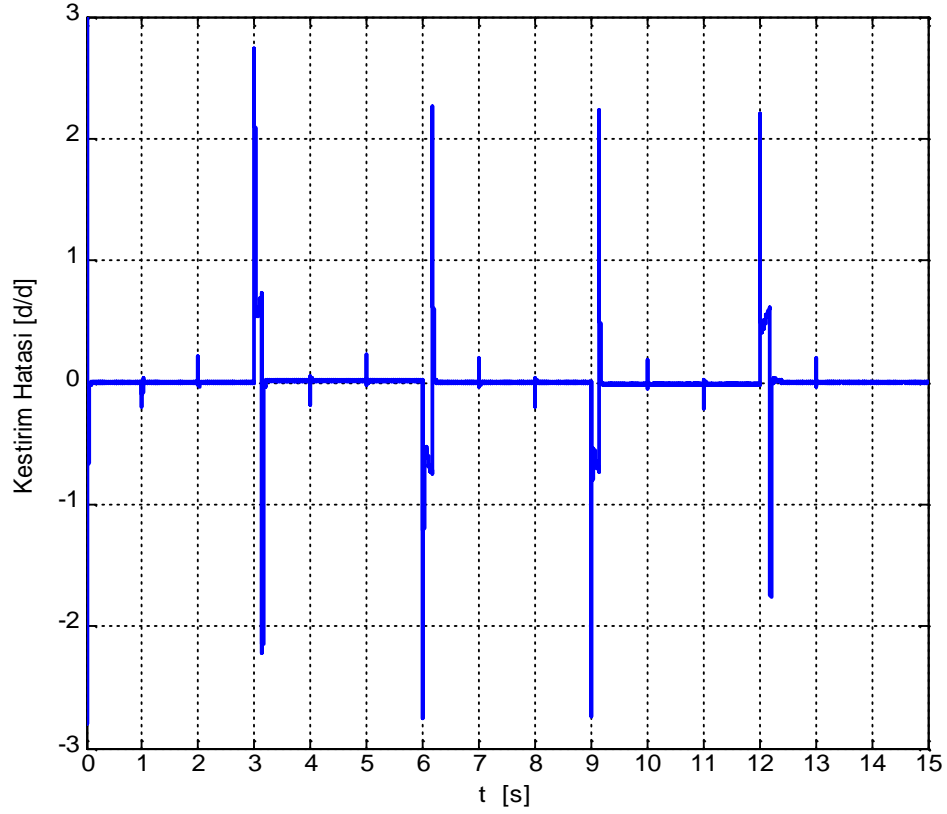
6.2.2.2. Sensörlü DMK ile hız kontrolünde MRAS benzetimi

Tablo 6.1 ile verilen referans hız ve moment senaryosu, motora uyguladığında; MRAS tarafından kestirilen hız değişimi, uygulanan hız referansı ve motor hızı değişimi Şekil 6.26 ile verilmiştir.



Şekil 6.26: MRAS tarafından kestirilen hız değişimi, uygulanan hız referansı ve motor hızı değişimi

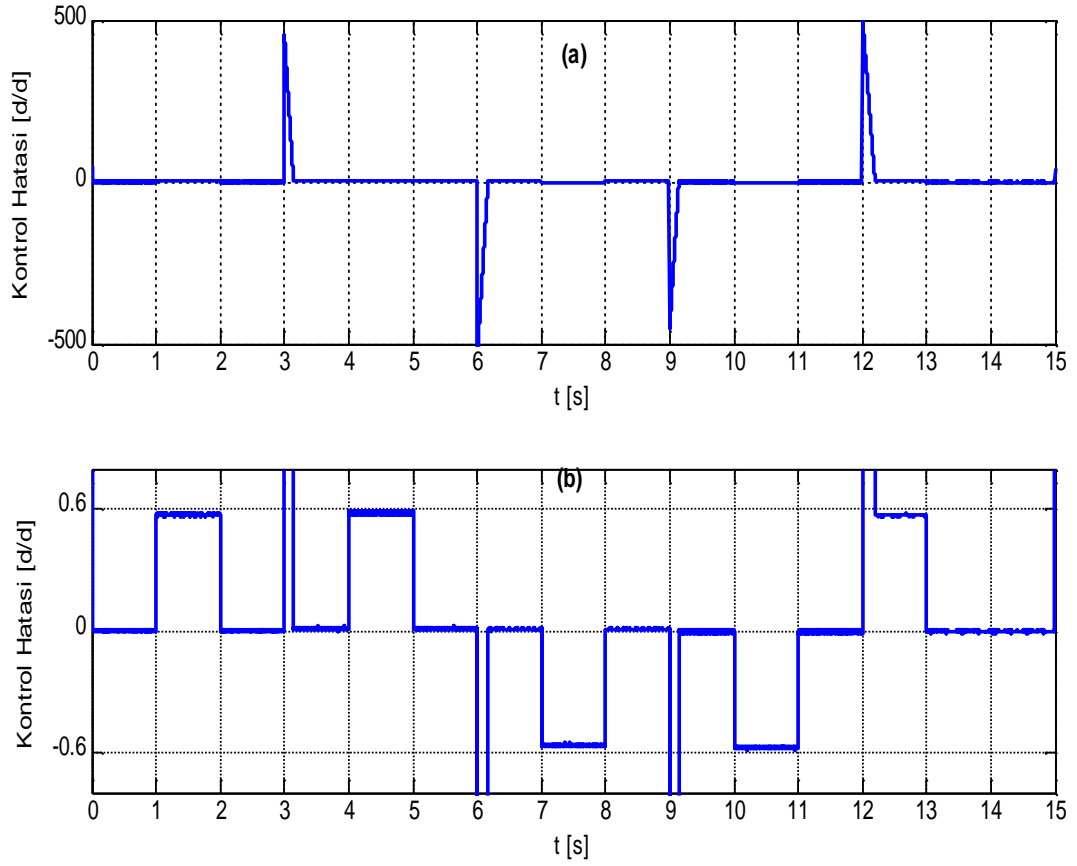
Şekil 6.26'da MRAS ile yapılan hız kestirimi Tablo 6.1 ile verilen referans hızları başarı ile takip etmiştir. Şekil 6.27 ile asenkron motordan ölçülen hız ile MRAS tarafından kestirilen hız arasındaki fark olan kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$) verilmiştir. Her hız değişiminde, motorun yol alma süresi nedeni ile motor hızının ve MRAS ile yapılan hız kestiriminin; verilen referans hızı yakalaması gecikmeli olarak gerçekleşmiştir. Bu gecikmeden kaynaklanan motor hızı ile referans hız arasındaki kontrol hatası ve motorun nominal yük ile yüklenmesi durumunda oluşan kontrol hatası Şekil 6.28 ile verilecektir.



Şekil 6.27: MRAS Kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.27'den görüldüğü üzere motordan ölçülen hız ile MRAS tarafından kestirilen hız arasındaki fark olan kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$); her hız referansı değişiminde, pik olarak 2.7 [d/d]'lık bir hata oluşmuş ve bu hata geçici rejim boyunca yaklaşık 0.7 [d/d]'lık bir hataya gerilemiştir. Ancak motor yol almasını tamamlayıp verilen referans hızı yakaladığında kestirim hatası kaybolmuştur.

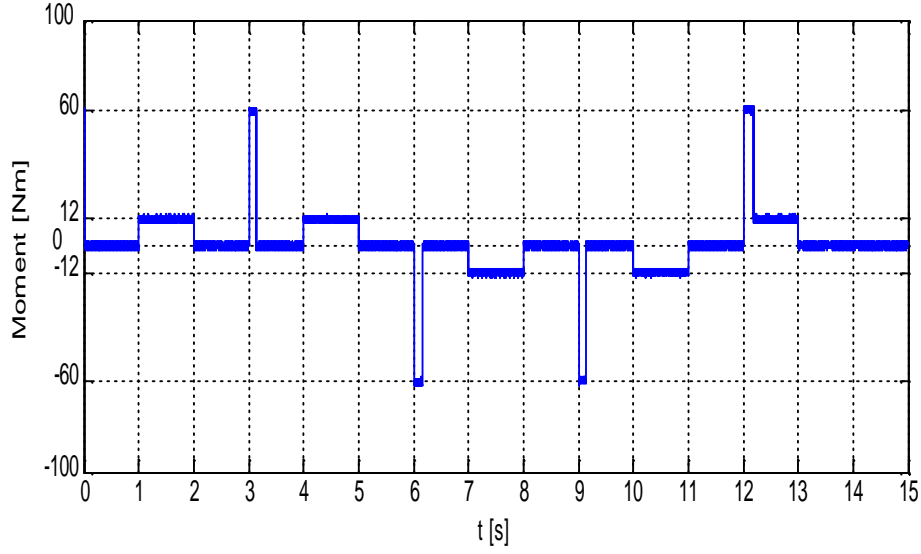
Şekil 6.28'te sisteme verilen referans hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$) grafiği verilmiştir. Şekil 6.28.a'da kontrol hatası genel hatları ile verilmiştir. Şekil 6.28.b'de ise kontrol hatası, motorun nominal yük momenti ile yüklenmesi durumundaki hatayı göstermek için $\pm 0.8Dev./Dak.$ 'lık bir ölçek içerisinde gösterilmiştir.



Şekil 6.28: Kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.28.a'dan görüldüğü üzere, referans hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), hız referansının basamak şeklinde uygulanması nedeniyle, motorun yol alma süresi boyunca yüksek değerlere çıkmıştır. Ancak motor kararlı duruma ulaştığında kontrol hatası sıfırlanmıştır. Şekil 6.24.b'de motorun yük momenti ile yüklenmesi durumunda oluşan kontrol hatası gösterilmiştir. Motor, Tablo 6.1 ile verilen senaryodaki her hız referansında nominal yük ile yüklendiğinde, motor hızında yaklaşık 0.6 [d/d]'lık bir azalma meydana gelmiştir.

Şekil 6.29'da asenkron motorun, Tablo 6.1 ile verilen senaryo uyguladığına moment değişim grafiği verilmiştir.



Şekil 6.29: Motor momenti değişim grafiği

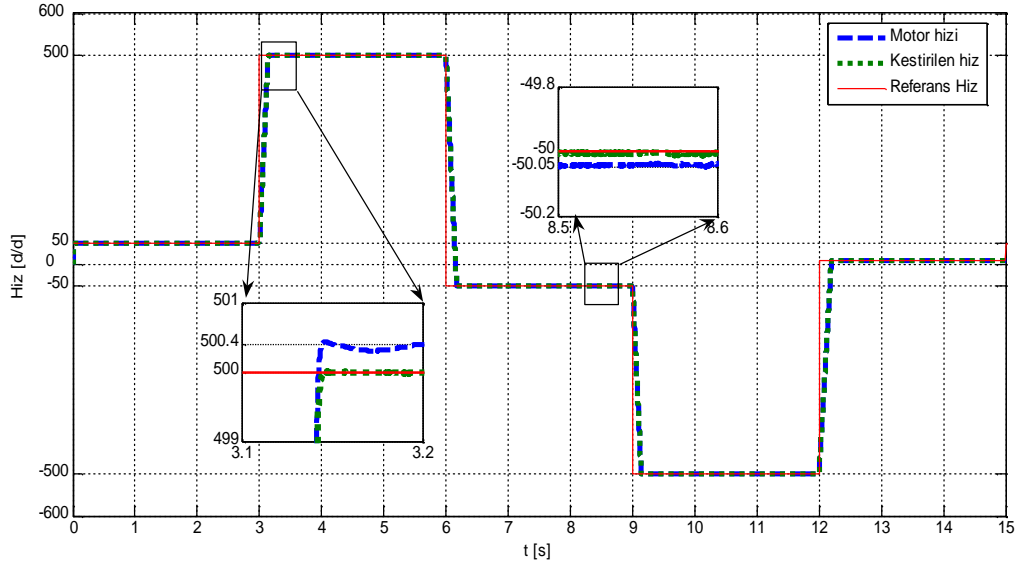
Şekil 6.29'dan görüleceği üzere asenkron motor Tablo 6.1 ile verilen senaryo doğrultusunda, nominal yük momentleri ile yüklenmiştir. Hız değişimlerinde ise asenkron motor, yol alma momentleri ile yüklenmiştir.

6.2.3. Sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları

Luenberger Gözlemleyicisi ve MRAS ile yapılan hız kestirimlerinin doğruluğu, asenkron motorun; hem kontrolsüz halde alınan benzetim sonuçları ile hem de sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçları ile yukarıdaki kısımlarda gösterilmiştir. Bu kısımda ise asenkron motorun doğrudan moment kontrolü, Luenberger Gözlemleyicisi ile kestirilen hız bilgisi kullanılarak ve MRAS tarafından kestirilen hız bilgisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Motora Tablo 6.1 ile verilen referans hız ve moment senaryosu uygulanmıştır. Böylece asenkron motorun farklı hız referanslarında ve nominal yük momentleri ile yüklendiği durumlardaki davranışı gözlenmiştir.

6.2.3.1. Luenberger gözlemleyicisi ile sensörsüz DMK

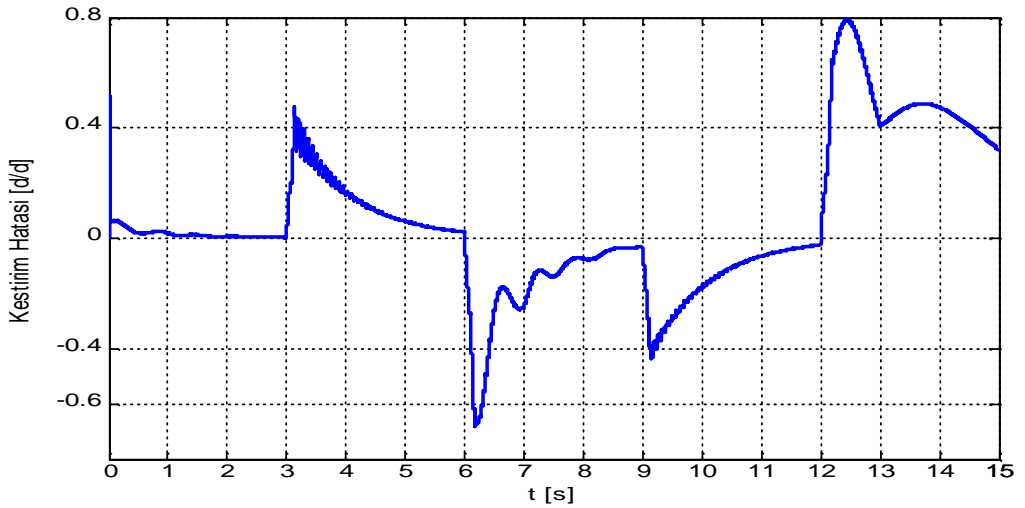
Şekil 6.30 ile Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği verilmiştir. Sisteme, hız geri beslemesi olarak Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız bilgisi verilmiştir.



Şekil 6.30: Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği

Şekil 6.30'dan görüldüğü üzere; Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK ile yapılan hız kontrolü, verilen referans hızları başarılı bir şekilde takip etmiştir.

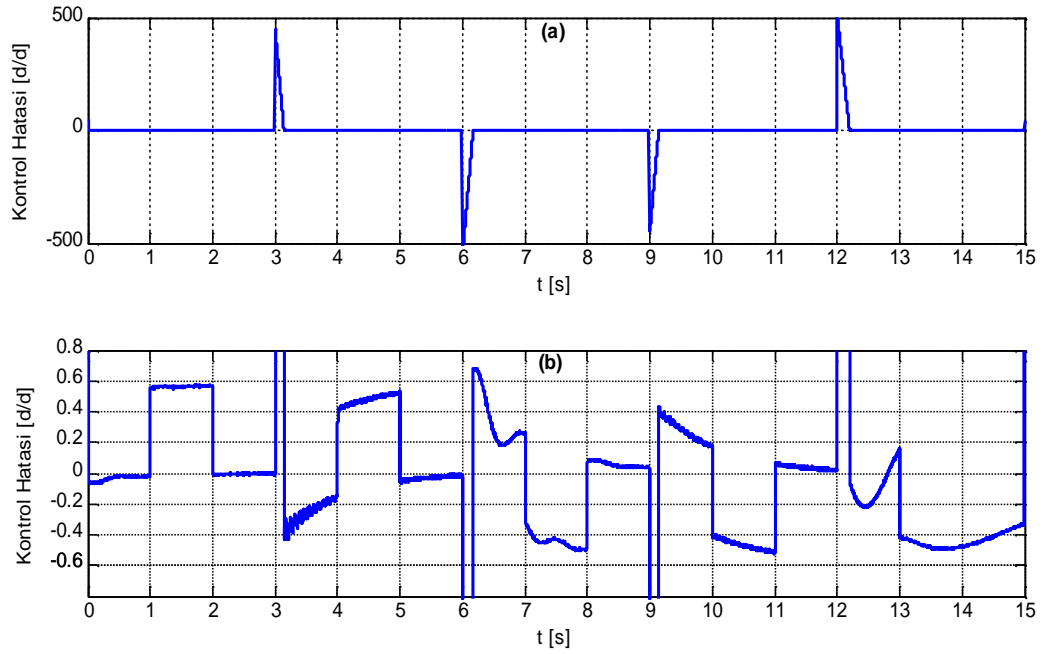
Şekil 6.31 ile Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kestirim hatası verilmiştir.



Şekil 6.31: Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.31' den görüldüğü üzere kestirim hatası, hız referansının değiştiği anlarda 1 [d/d].'dan daha küçük değerlerde meydana gelmiştir. Motor hızı, referans hızı yakaladığı zamanlarda ise kestirim hatası giderek küçülerek sıfırlanmıştır.

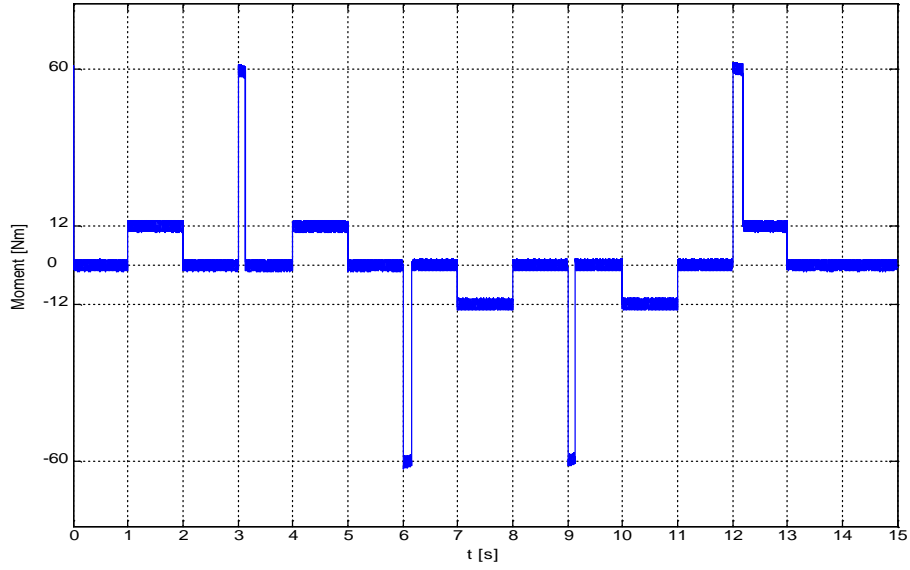
Şekil 6.32 ile referans hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$) grafiği verilecektir. Şekil 6.32.a'da kontrol hatasının genel bir gösterimi verilmiştir. Şekil 6.32.b'de kontrol hatası, 0.8 [d/d].'lık bir ölçek içerisinde verilerek, motorun nominal yükle yüklenmesi durumunda oluşan kontrol hatasının gözlenmesi amaçlanmıştır.



Şekil 6.32: Kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.32.b'den kontrol hatasının, Şekil 6.28 ile sensörlü durumda alınan kontrol hatası karşılaştırıldığında küçük de olsa farklılıkların oluştuğu görülmektedir.

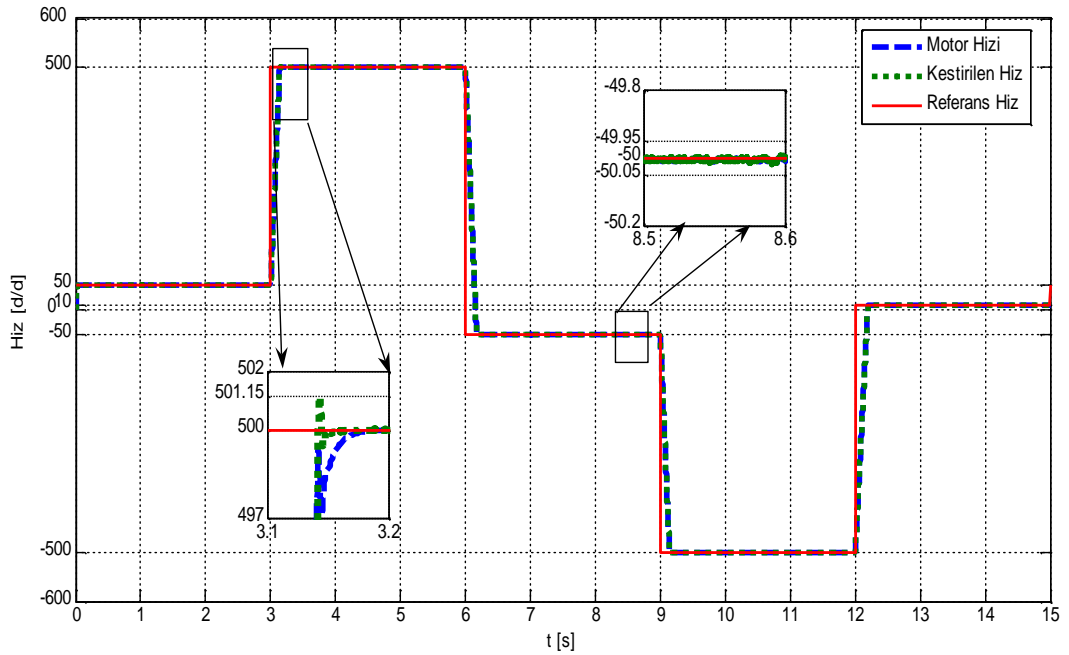
Şekil 6.33 ile asenkron motorun, Tablo 6.1 ile verilen senaryo uyguladığına moment değişim grafiği verilmiştir.



Şekil 6.33: Asenkron motor moment değişim grafiği

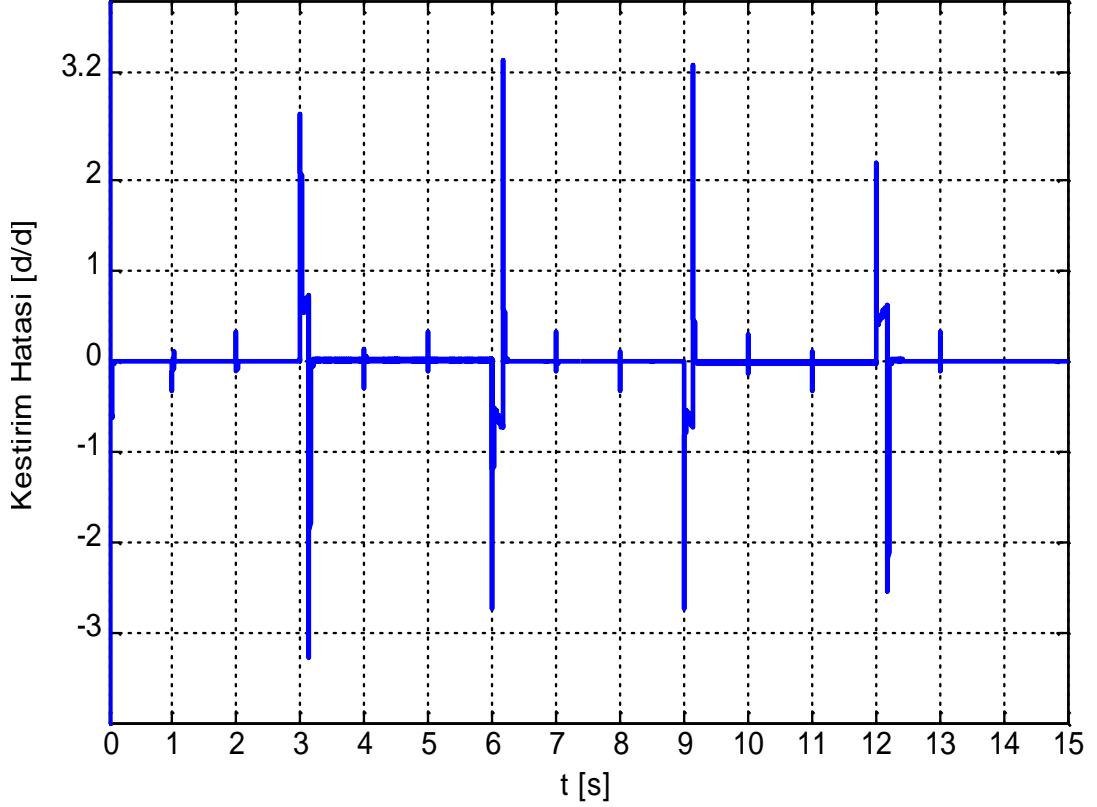
6.2.3.2. MRAS ile sensörsüz DMK

Şekil 6.34 ile MRAS tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği verilmiştir. Sisteme, hız geri beslemesi olarak MRAS tarafından kestirilen hız bilgisi verilmiştir. Böylece asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.34: MRAS tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız grafiği

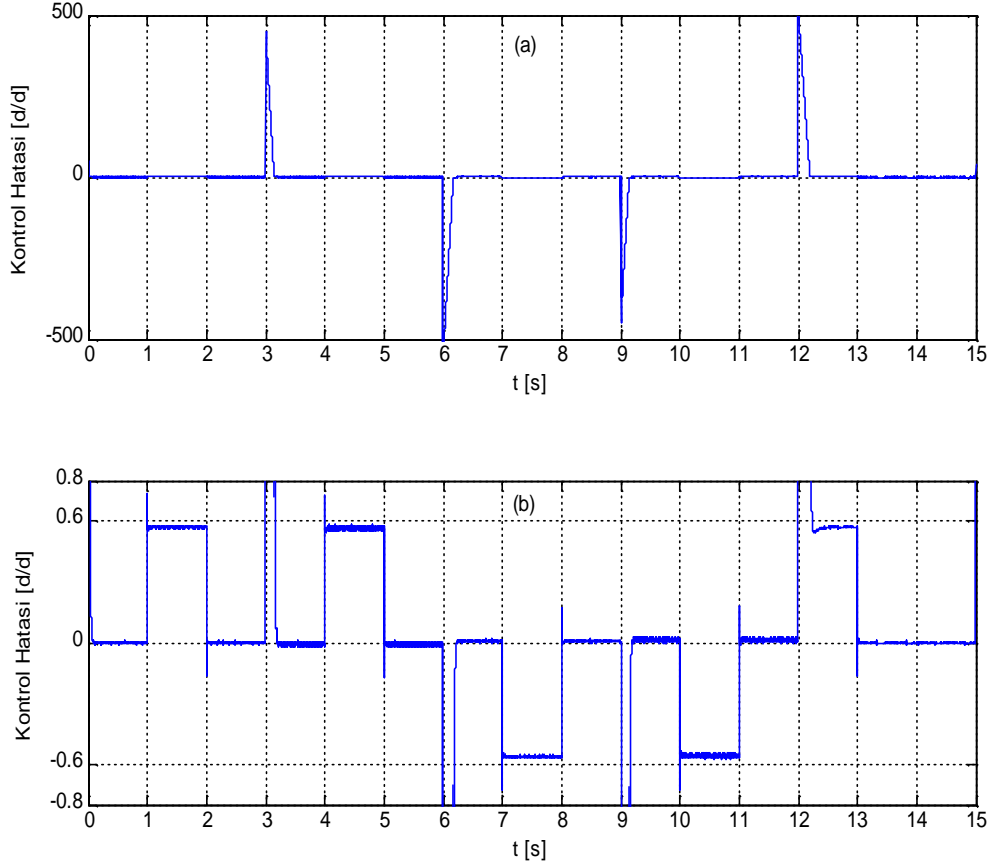
Şekil 6.34'den görüldüğü üzere MRAS kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK ile yapılan hız kontrolü, Tablo 6.1 ile verilen referans hızları başarı ile takip etmiştir. Şekil 6.35 ile motordan ölçülen hız ile MRAS tarafından kestirilen hız arasındaki fark olan kestirim hatası verilmiştir.



Şekil 6.35: MRAS kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.35'den görüldüğü üzere kestirim hatası, referans hızın değiştiği geçici durumda gözlenmiştir. Ancak kalıcı rejimde kestirim hatası sıfırlanmıştır.

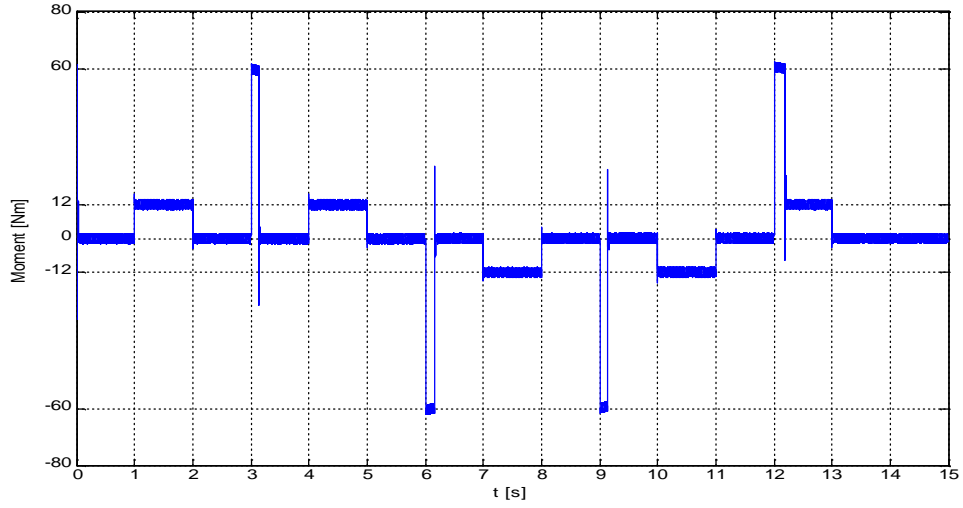
Şekil 6.36 ile referans hız ile motordan ölçülen hız arasındaki fark olan kontrol hatası verilmiştir. Şekil 6.36.a ile kontrol hatasının genel görüntüsü verilmiştir. Şekil 6.36.b ile kontrol hatasının m1 [d/d].'lık bir ölçek içerisinde büyütülmüş hali verilmiştir.



Şekil 6.36: MRAS kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$), (a) Genel görünüm, (b) ± 0.8 [d/d]'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.36.a'dan görüldüğü üzere kontrol hatası, hız referansının basamak fonksiyonu biçiminde uygulanmasından dolayı, hız referansının değiştiği anlarda hız değişimi kadar bir hata gözlenmiştir. Ancak motor verilen hız referansı doğrultusunda yol almasını tamamladığında hata sıfırlanmıştır. Şekil 6.36.b'de asenkron motorun Tablo 6.1 ile verilen senaryoya göre yük momenti ile yüklendiği durumda oluşan kontrol hatası verilmiştir. Asenkron motor nominal yük momenti ile yüklendiği durumda yaklaşık 0.6 [d/d]'lık bir hata meydana gelmiştir.

Şekil 6.37 ile asenkron motorun, Tablo 6.1 ile verilen senaryo uyguladığına moment değişim grafiği verilmiştir.

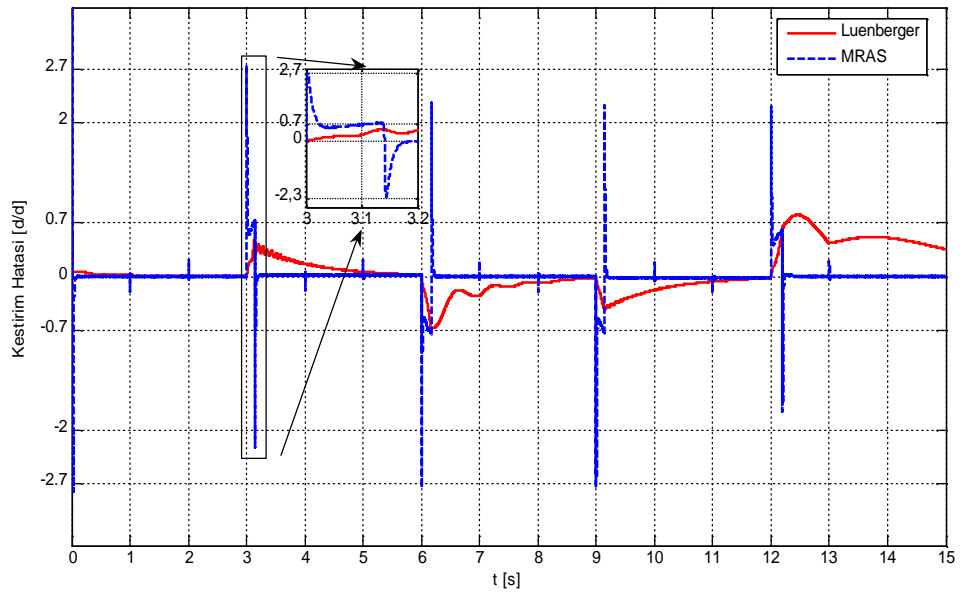


Şekil 6.37: Asenkron motor moment değişim grafiği

6.3. Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırması

6.3.1. Sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırması

Bu kısımda sensörlü DMK ile gerçekleştirilen hız kontrolü ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırılmasına değinilecektir. Asenkron motor; hız geri beslemesi olarak motordan ölçülen hız bilgisini kullanarak, Tablo 6.1 ile verilen senaryo doğrultusunda kontrol edildiğinde, Luenberger Gözlemleyicisi kestirim hatası ve MRAS kestirim hatası, Şekil 6.38 ile verilmiştir.

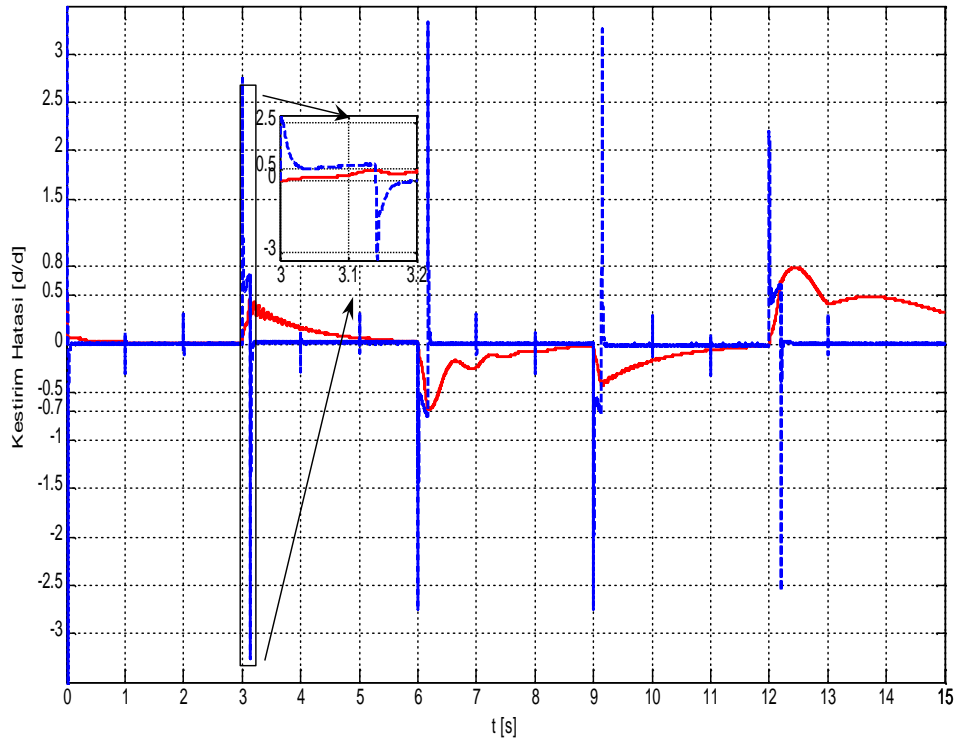


Şekil 6.38: Sensörlü DMK ile alınan kestirim hatalarının karşılaştırılması ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.38’de Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatasının en fazla $m0.8$ [d/d] olduğu, MRAS kestirim hatasının ise $m3.2$ [d/d] olduğu görülmektedir. Luenberger gözlemleyicisi maksimum kestirim hatası daha küçük olmasına karşın kararlı duruma ulaşma süresi uzundur. MRAS ise maksimum kestirim hatasının yüksek olmasının yanında daha hızlı bir şekilde kararlı duruma ulaşmaktadır. Kararlı durumda her iki yöntem de kestirim hatalarını sıfırlamaktadır.

6.3.2. Sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırması

Bu kısımda sensörsüz DMK ile gerçekleştirilen hız kontrolü ile alınan benzetim sonuçlarının karşılaştırılmasına değinilecektir. Asenkron motor sürücü sistemi; hız geri beslemesi olarak sırasıyla Luenberger ve MRAS kestirimcileri tarafından kestirilen hızı kullanmıştır. Motora, hız ve moment referansı olarak Tablo 6.1 ile verilen senaryo uygulandığında, Luenberger gözlemleyicisi kestirim hatası ve MRAS kestirim hatasının Şekil 6.39’daki gibi olduğu görülür.

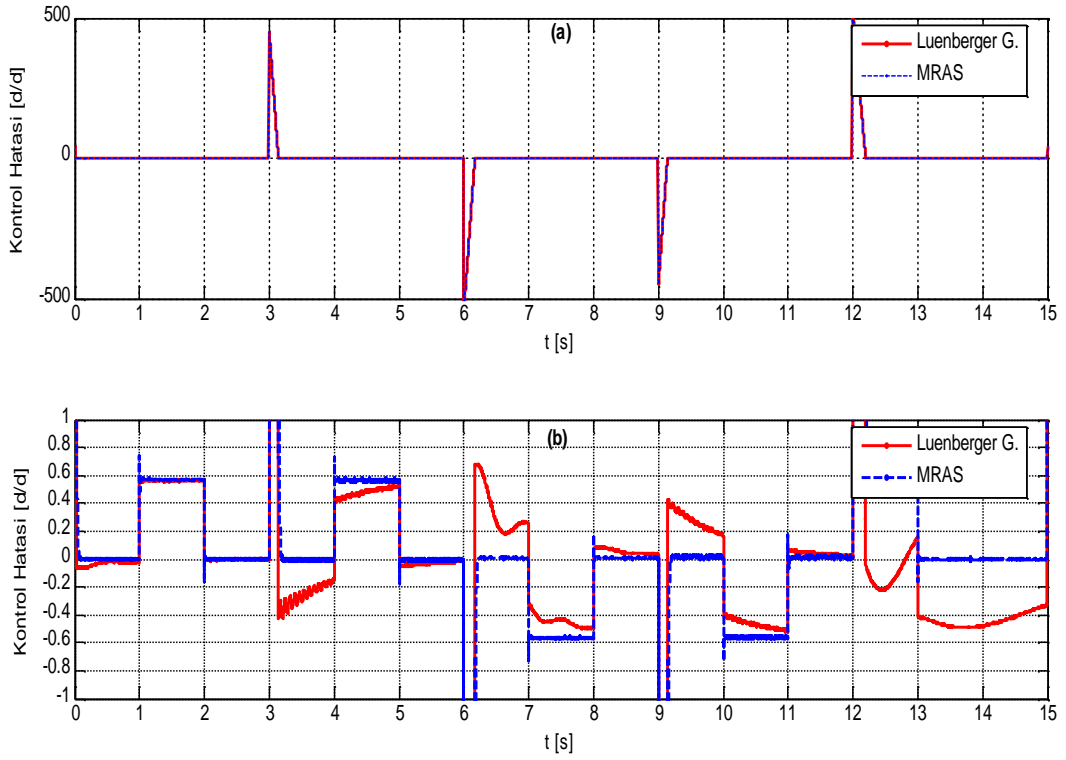


Şekil 6.39: Sensörsüz DMK ile alınan kestirim hatalarının karşılaştırılması ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

Şekil 6.39’dan görüldüğü üzere, sensörsüz DMK ile alınan kestirim hataları, Şekil 6.38 ile verilen sensörlü DMK ile alınan kestirim hataları yaklaşık olarak aynıdır.

Buradan, stator direnci ve diğer motor parametrelerinin sabit kaldığı durumda, MRAS ve Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hızların oldukça hassas bir şekilde belirlenebileceği görülmektedir.

Şekil 6.40'da Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK kontrol hatasının ve MRAS kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK kontrol hatasının karşılaştırılması verilecektir.



Şekil 6.40: Sensörsüz DMK ile alınan kontrol hatalarının karşılaştırılması $(\omega_r^* - \omega_r)$, (a) Genel görünüm, (b) $\pm 1 [d/d]$ 'lık ölçek içerisindeki görünüm

Şekil 6.40.b'den görüleceği üzere, MRAS kontrol hatası, Luenberger gözlemleyicisi kontrol hatasından daha düşüktür. Luenberger gözlemleyicisi karalı duruma daha uzun sürede geçmektedir. Ancak her iki kestirimci tarafından kestirilen hızlarla gerçekleştirilen sensörsüz DMK ile alınan kontrol hatalarının, $m0.7 [d/d]$ 'yı aşmadığı görülmektedir. Bu hata oranı asenkron motor için ihmal edilebilecek bir hata oranıdır.

Stator direnci ve diğer motor parametrelerinin değişmediği durumda, Luenberger ve MRAS kestirimcileri kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK'nin oldukça başarılı sonuçlar verdiği söylenebilir.

6.4. Stator Direncinin Değiştiği Durumda Yapılan Sensörsüz DMK

Bu kısımda, stator direncinin de değişmesi durumunda Luenberger gözlemleyicisi ve MRAS kullanılarak gerçekleştiren sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları verilerek stator direnç değişiminin, hız kestirimi ve hız kontrolüne olan etkileri incelenecektir.

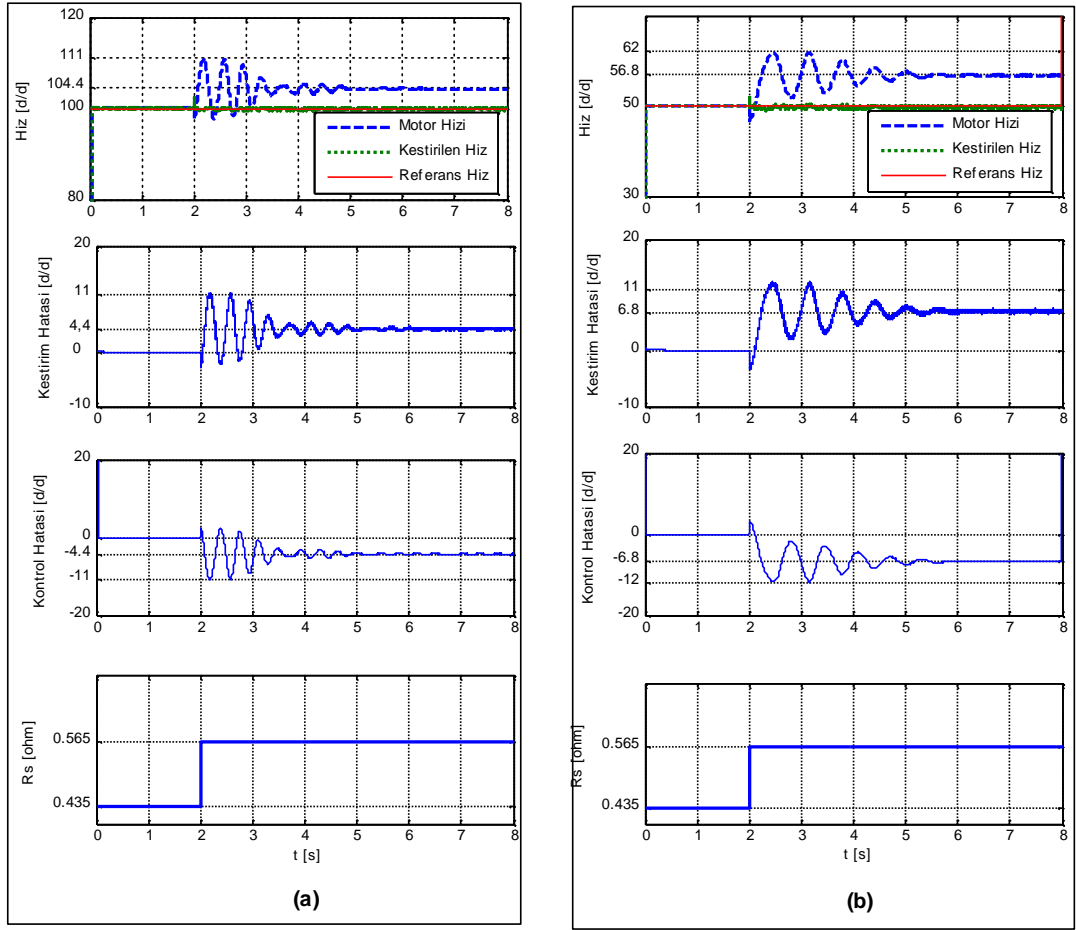
Benzetim çalışmaları farklı hız referanslarında yapılarak stator direnç değişiminin, farklı hızlarda kontrol sistemi üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Benzetim çalışmalarında motora uygulanacak olan hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu Tablo 6.2 ile verilmiştir.

Tablo 6.2: Hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu

(a)	Asenkron motora 100 [d/d]'lık hız referansı uygulanmıştır. $t=2$ [s]'de stator direnci 1.3 katına çıkarılmıştır.
(b)	Asenkron motora 50 [d/d]'lık hız referansı uygulanmıştır. $t=2$ [s]'de stator direnci 1.3 katına çıkarılmıştır.

6.4.1. Stator direncinin değiştiği durumda Luenberger Gözlemleyicisi ile yapılan sensörsüz DMK

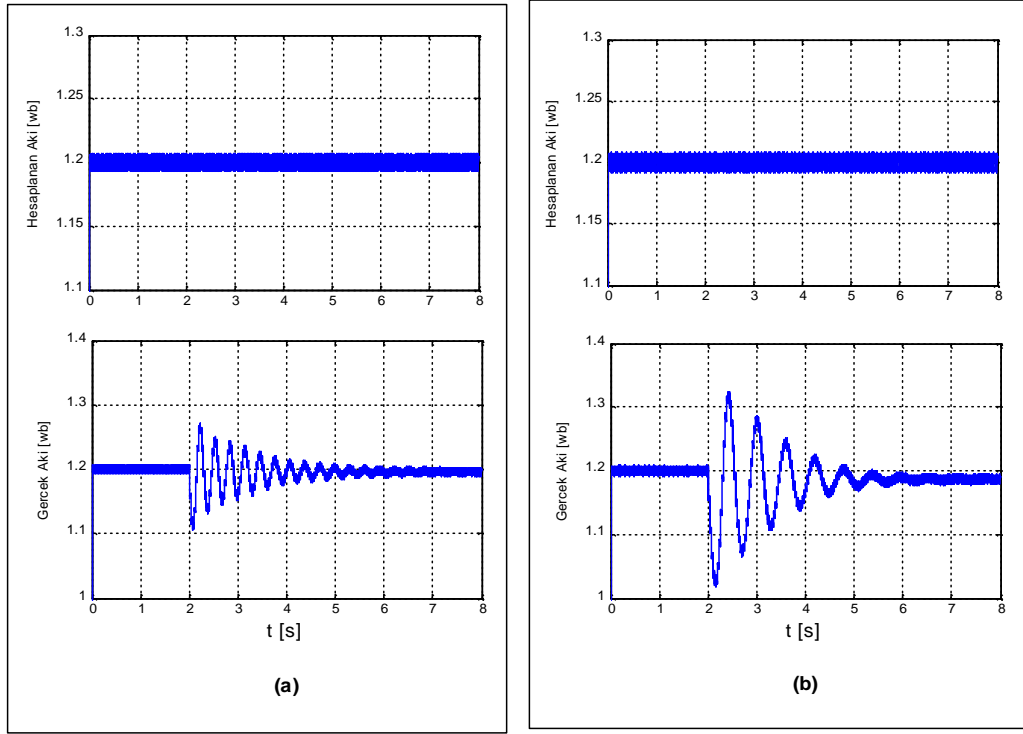
Tablo 6.2 ile verilen hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu, sisteme uygulandığında, Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları, Şekil 6.41 ile verilmiştir. Şekil 6.41.a'da 100 [d/d]'lık hız referansında alınan benzetim sonuçları; Şekil 6.41.b'de ise 50 [d/d]'lık hız referansında alınan benzetim sonuçları gösterilmiştir. Benzetim çalışmasında; sadece motor stator direnci değiştirilmiş, Luenberger gözlemleyicisi ve akı-moment hesaplama bloğu içindeki stator direnci, sabit bir parametre olarak girilmiştir.



Şekil 6.41: R_s 'nin değiştiği durumda, (a)100 [d/d] hız referansında, (b) 50 [d/d] hız referansında, alınan benzetim sonuçları

Şekil 6.41.a'da motor hızı ve Luenberger gözlemleyicisi tarafından kestirilen hız, R_s 'nin değişimine kadar referans hızı başarı ile takip etmiştir. Ancak R_s 'nin değişmesi ile birlikte motor hızı salınımlar yaparak referans hızdan uzaklaşmış ve 4.4 [d/d]'lık hız kontrol hatası yapmıştır. Şekil 6.41.b'de ise yine aynı şekilde hız kontrolündeki hatalar R_s 'nin değişmesi ile birlikte meydana gelmiş ve kontrol hatası 6.8 [d/d]'ya çıkmıştır. Şekil 6.41.b'den, 50 [d/d]'lık hız referansındaki hız kontrol hatasının; Şekil 6.41.a ile verilen 100 [d/d]'lık hız referansındaki hız kontrol hatasından daha büyük olduğu görülmüştür. Buradan R_s değişiminin düşük hızlarda DMK üzerindeki etkisinin arttığı gözlenmiştir.

Şekil 6.42 ile R_s 'nin değiştiği durumda, 100 [d/d] ve 50 [d/d] hız referanslarında stator akı vektörü grafikleri verilmiştir.

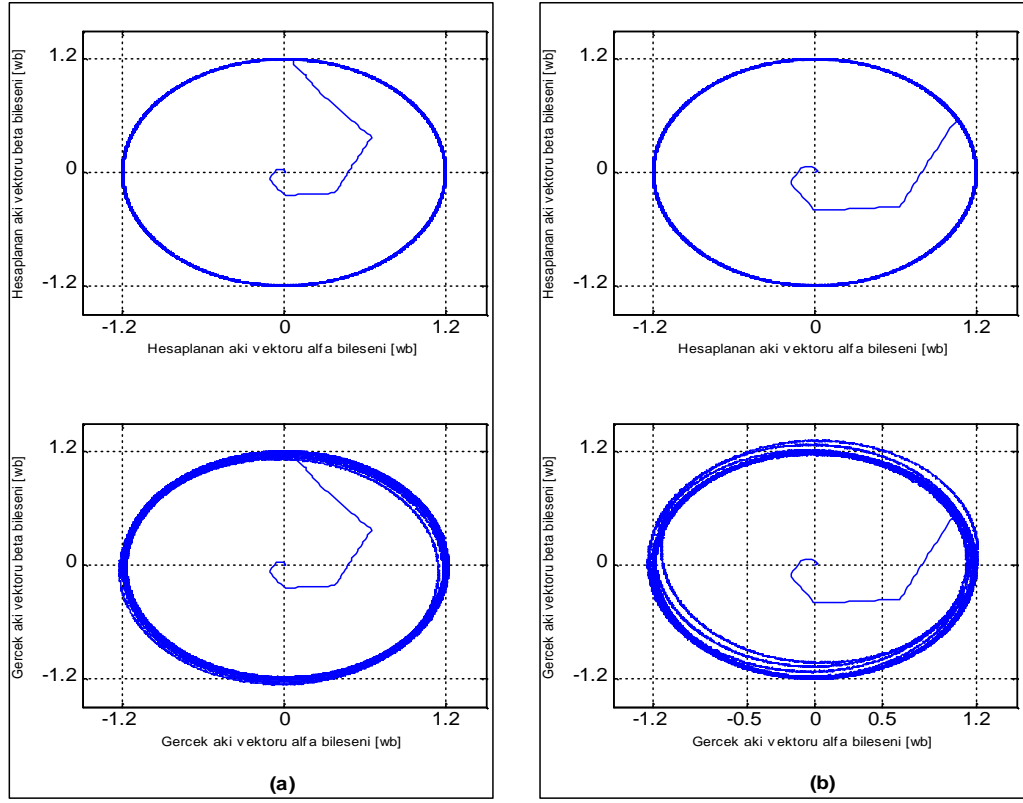


Şekil 6.42: R_s 'nin değiştiği durumda, (a) 100 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi, (b) 50 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi

Şekil 6.42.a'da, 100 [d/d] hız referansında hesaplanan stator akı vektörü R_s değişiminden etkilenmemiştir. Ancak ASM'nin gerçek stator akı vektörü, R_s 'nin artması sonucu salınımlar yaparak, sisteme verilen referans akı değerinden daha küçük bir değerde olduğu görülmüştür.

Şekil 6.42.b'de; hesaplanan stator akı vektörü, Şekil 6.42.a'da olduğu gibi R_s değişiminden etkilenmemiştir. ASM'nin gerçek stator akı vektörü ise R_s 'nin değişmesi sonucu, referans akı vektörü değerinden salınımlar yaparak uzaklaşmış ve Şekil 6.42.a'da verilen gerçek stator akı vektöründen daha küçük bir değerde kalmıştır. Bunun nedeni düşük hızlarda, R_s üzerindeki gerilim düşümünün daha fazla olmasıdır.

Şekil 6.43 ile 100 [d/d] ve 50 [d/d] hız referansında benzetim sonuçları alınan, hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngeleri verilmiştir.



Şekil 6.43: R_s 'nin değiştiği durumda stator akı vektörü yörüngeleri, (a) 100 [d/d] hız referansında, (b) 50 [d/d] hız referansında, hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi

Şekil 6.43'de hesaplanan stator akı vektörü yörüngelerinin, R_s 'nin değerinin akı ve moment hesaplama bloğuna sabit bir değer olarak girilmesinden dolayı, referans akı vektörü ile aynıdır. Ancak gerçek stator akı vektörü yörüngeleri; R_s 'nin artması sonucu küçülmüştür. Şekil 6.43.b'de 50 [d/d]'da hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngeleri arasındaki hatanın, Şekil 6.43.a'da 100 [d/d]'daki hataya göre daha büyük olduğu görülmüştür.

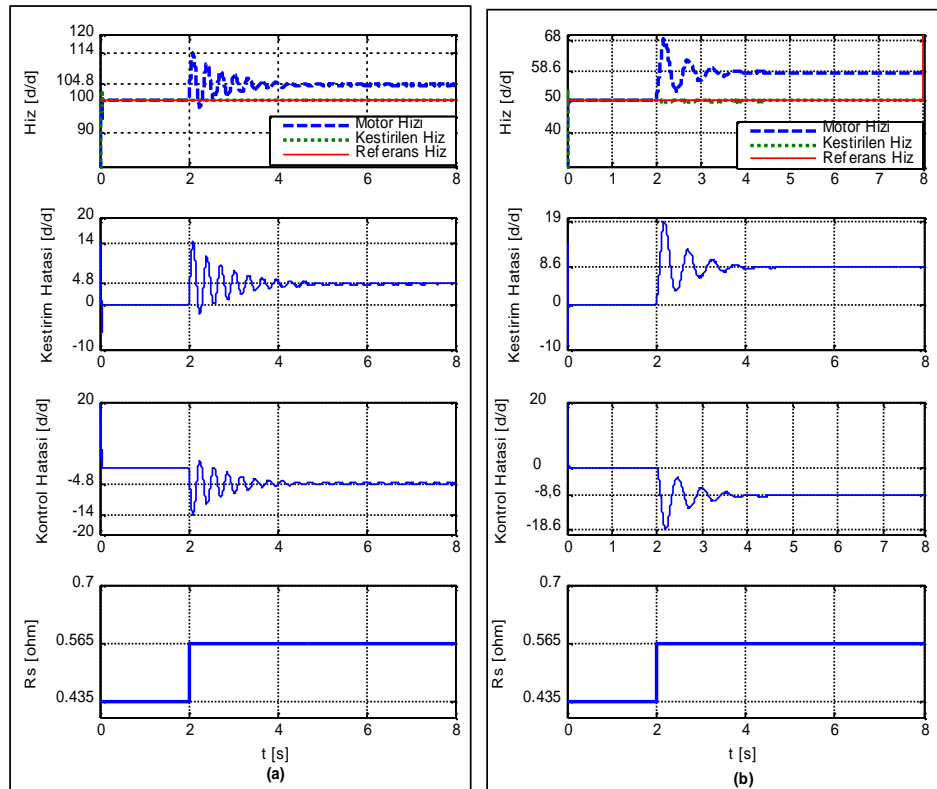
DMK'de gerilim vektörünün seçimi, hesaplanan veya kestirilen stator akısı ve momentine dayanmaktadır. Ancak bu çalışmada R_s değişimi, Luenberger gözlemleyicisi ile çevrimiçi kestirilmediği için; R_s değeri hem Luenberger gözlemleyicisine hem de akı ve moment hesaplama bloğuna sabit bir parametre olarak girilmiştir. ASM'nin ısınması sonucu R_s 'nin artması, akı ve moment hesaplama bloğunun stator akısını, gerçek değerine göre yanlış hesaplamasına neden olmuştur. Sensörsüz DMK sürücü sistemi ise, hesaplanan stator akı vektörünü, sisteme verilen referans akı vektörünü takip etmeye zorlamıştır. Sisteme uygulanan

gerilim vektörleri, hesaplanan stator akı vektörüne göre seçildiği için gerçek stator akı vektörü, R_s 'nin artmasından dolayı, referans stator akısından daha düşük değerde kalmıştır. Hesaplanan ve gerçek stator akı vektörleri arasındaki bu fark hız kontrol hatalarına neden olmuştur. Şekil 6.42 ve 6.43'den de görüleceği üzere hesaplanan ve gerçek stator akı vektörleri arasındaki hata; 50 [d/d] hız referansında, 100 [d/d] hız referansındakilere göre daha büyüktür. Buradan düşük hızlarda R_s değişiminin hız kontrolü üzerindeki etkisinin daha fazla olduğu görülmüştür.

6.4.2. Stator direncinin değiştiği durumda MRAS ile yapılan sensörsüz DMK

Bu kısımda stator direncinin çevrimiçi kestirilmediği durumda stator direnç değişiminin MRAS ile yapılan sensörsüz DMK'ye olan etkileri gösterilecektir.

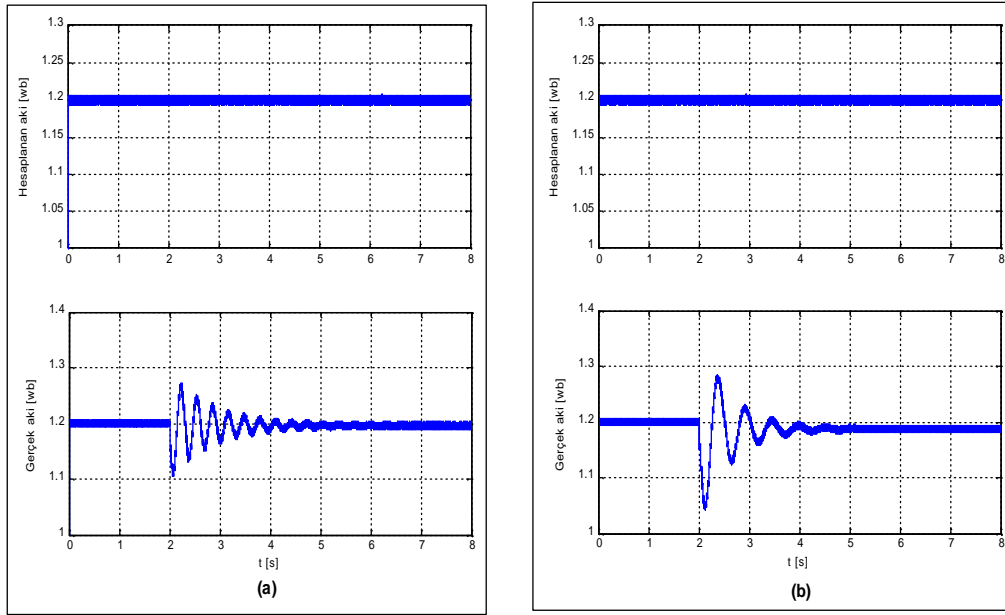
Tablo 6.2 ile verilen hız değişim ve stator direnci değişim senaryosu sisteme uygulandığında, alınan benzetim sonuçları Şekil 6.44 ile verilmiştir.



Şekil 6.44: R_s 'nin değiştiği durumda, (a) 100 [d/d] hız referansında alınan benzetim sonuçları, (b) 50 [d/d] hız referansında alınan benzetim sonuçları

Şekil 6.44’de MRAS kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK, $t=2$ [s]’ye kadar stator direnci değişmediği için hız kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirmiştir. Ancak stator direncinin değiştiği durumda hız kontrolünde hatalar meydana gelmiştir. Şekil 6.44.a’da 100 [d/d] hız referansında alınan kontrol hatası, R_s ’nin artmasıyla salınımlar yapmış ve 4.8 [d/d]’lık bir hata düzeyinde sabitlenmiştir. Şekil 6.44.b’de, 50 [d/d] hız referansında gözlenen hata ise 8.6 [d/d]’da sabitlenmiştir. Oluşan hataların, Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak alınan hatalardan daha büyük olduğu görülmüştür.

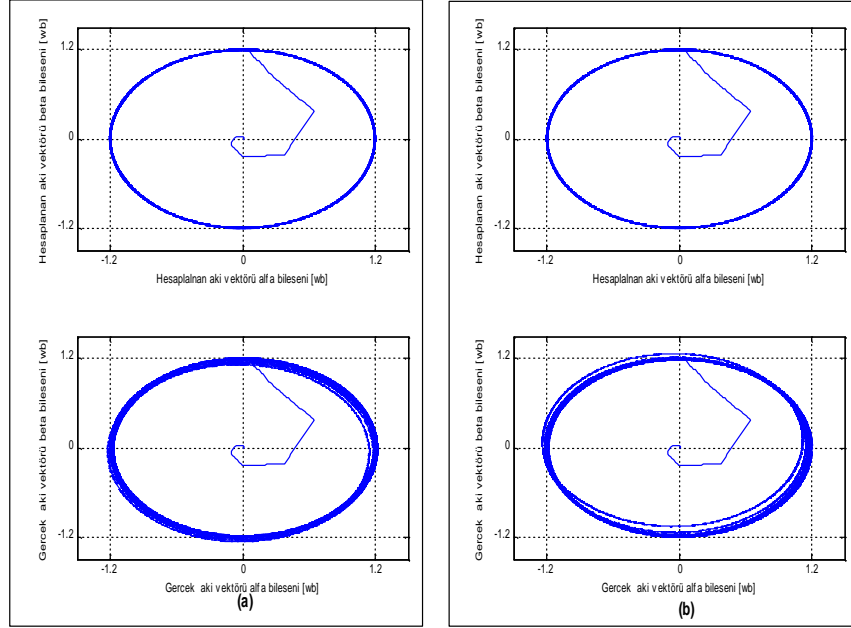
Şekil 6.45.a ile 100 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörünün değişimi, Şekil 6.45.b ile 50 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörünün değişimi verilmiştir.



Şekil 6.45: R_s ’nin değiştiği durumda, (a) 100 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi, (b) 50 [d/d] hız referansında stator akı vektörü değişimi

Şekil 6.45’de hesaplanan stator akı vektörleri, R_s değişiminden etkilenmemiştir. Ancak gerçek stator akı vektörü, R_s ’nin değişmesi ile birlikte referans akı değerinden daha küçük bir değerde kalmıştır. Şekil 6.45.b’de 50 [d/d] hız referansındaki hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü arasındaki hatanın, Şekil 6.45.a ile verilen 100 [d/d] hız referansındaki hatadan daha büyük olduğu görülmüştür.

Şekil 6.46’da; 100 [d/d] ve 50 [d/d] hız referansında benzetim sonuçları alınan, hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngeleri verilmiştir.



Şekil 6.46: Stator akı vektörü yörüngeleri, (a) 100 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi, (b) 50 [d/d] hız referansında hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngesi

Şekil 6.45’den ve Şekil 6.46’dan görüldüğü üzere stator direnci değişiminin çevrimiçi olarak kestirilmemesi akı ve moment hesaplayıcısının stator akısını yanlış hesaplamasına neden olmuştur. DMK’de giriş verisi olarak kullanılan stator akısı ve moment değerlerinin yanlış hesaplanması, hız kontrol hatalarına neden olmuştur. Özellikle düşük hızlarda, sisteme uygulanan gerilim vektörlerinin genliğinin küçük olması nedeni ile R_s üzerindeki gerilim düşümü, daha etkin olmaktadır. Bu nedenle, Luenberger gözlemleyicisi ile alınan sonuçlarda da olduğu gibi düşük hız bölgelerinde sensörsüz DMK’nin başarısını artırmak için stator direncinin çevrimiçi olarak kestirilmesi gerekmektedir.

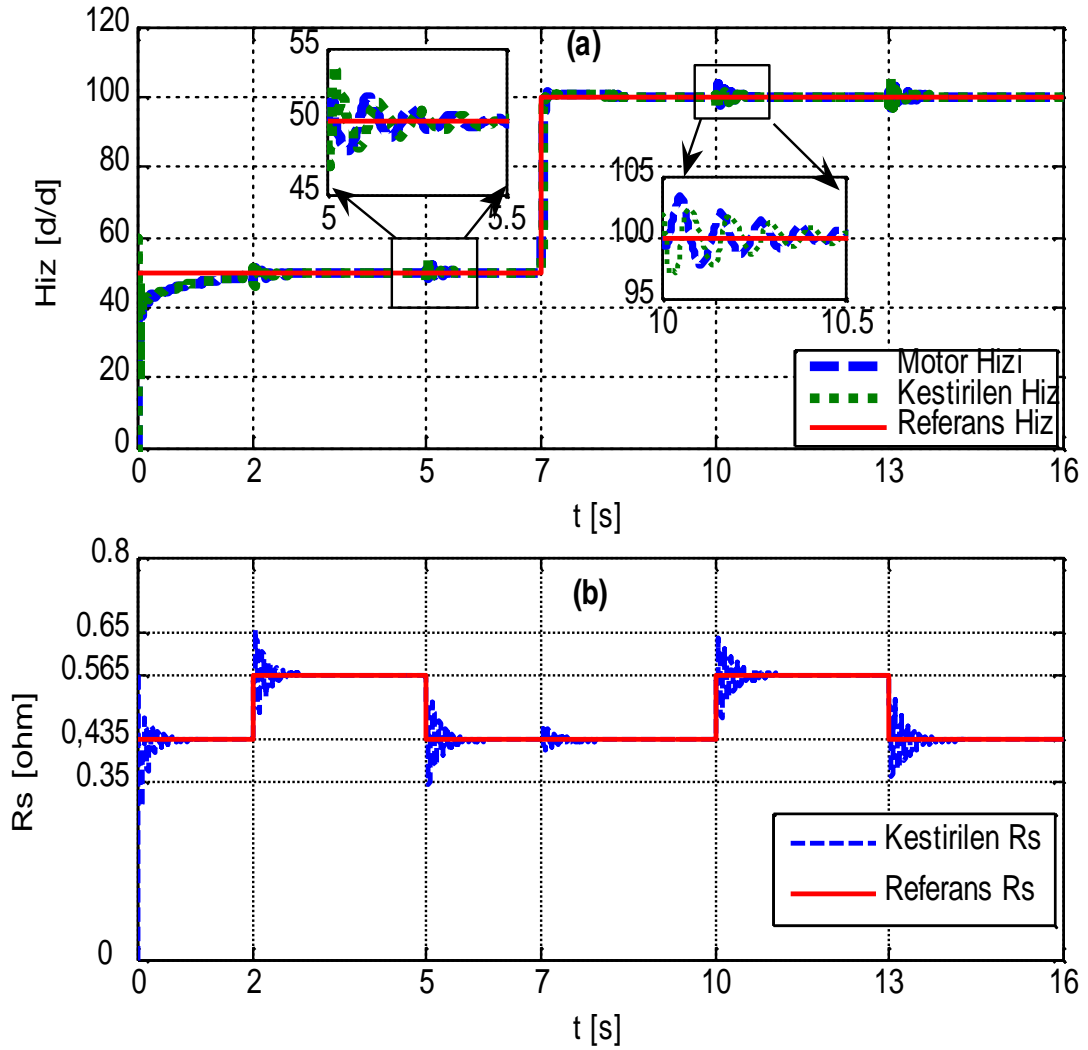
6.5. Stator Direncinin Eş Zamanlı Kestirildiği Durumda Yapılan Sensörsüz DMK

Bu kısımda, stator direnç değişiminin çevrimiçi olarak kestirildiği MRAS kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları verilecektir. Benzetim çalışmasında motora uygulanacak olan hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu Tablo 6.3 ile verilmiştir.

Tablo 6.3: R_s 'nin kestirildiği durumda hız referansı ve stator direnci değişim senaryosu

$t=0$ [s] ile $t=7$ [s] arasında	Asenkron motora 50 [d/d]'lık hız referansı uygulanmıştır. $t=2$ [s] ile $t=5$ [s] arasında stator direnci 1.3 katına çıkarılmıştır.
$t=7$ [s] ile $t=16$ [s] arasında	Asenkron motora 100 [d/d]'lık hız referansı uygulanmıştır. $t=10$ [s] ile $t=13$ [s] arasında stator direnci 1.3 katında çıkarılmıştır.

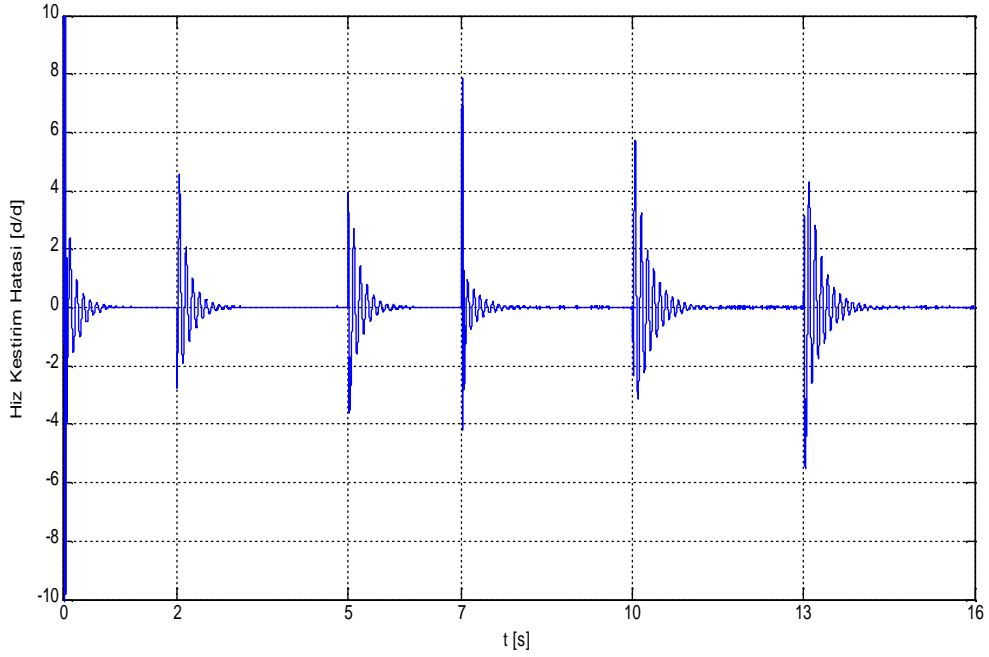
Tablo 6.3 ile verilen stator direnci ve hız referansı değişim senaryosu sisteme uygulandığında, motor hızı, referans hız ve MRAS tarafından kestirilen hız ile stator direnci referansı ve MRAS tarafından kestirilen stator direnci Şekil 6.47 ile verilmiştir. Benzetim çalışmasında asenkron motor nominal yük ile yüklenmiştir.



Şekil 6.47: Stator direncinin değiştiği durumda, (a) MRAS tarafından kestirilen hız, motor hızı ve referans hız değişimi, (b) referans R_s ve MRAS tarafından kestirilen R_s değişimi

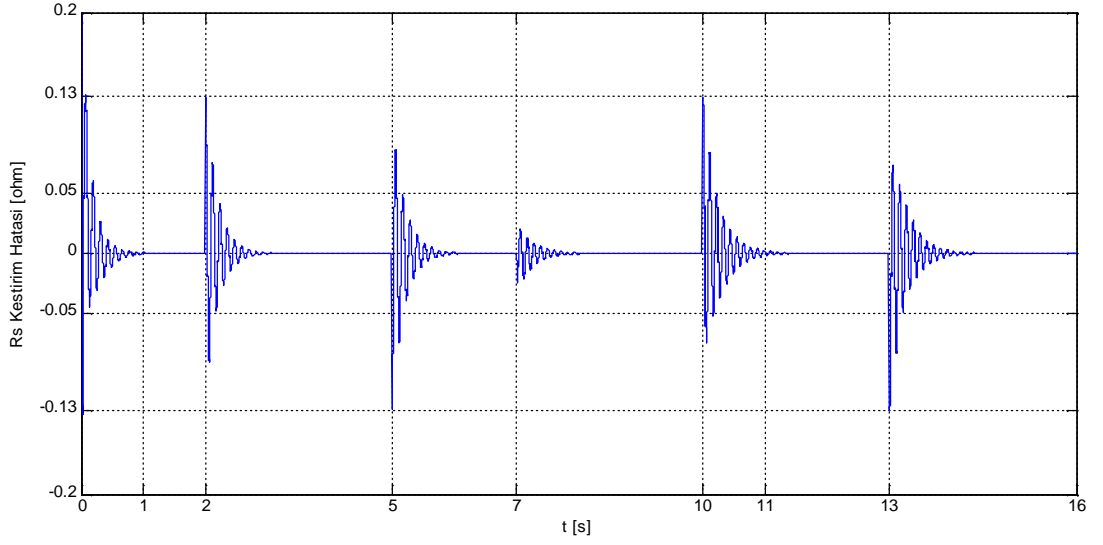
Şekil 6.47.a'dan görüldüğü üzere, stator direncinin kestirildiği durumda gerçekleştirilen hız kontrolü, oldukça başarılı sonuçlar vermiştir. Stator direncinin değiştiği anlarda hız kestiriminde oluşan hatalar, Şekil 6.48 ile verilecek olan hız kestirim hatası grafiği ile gözlenebilir.

Şekil 6.47.b'den görüldüğü üzere; MRAS tarafından çevrimiçi kestirilen stator direnci, sisteme verilen referans stator direnci değişimini başarı ile takip etmiştir. Stator direnci kestirim hatası ise Şekil 6.49'da verilmiştir. Stator direnci kestirim hatası, sisteme verilen referans stator direnci değerinden, MRAS tarafından kestirilen stator direnç değerinin çıkarılması ile elde edilmiştir.



Şekil 6.48: R_s 'nin kestirildiği durumda hız kestirim hatası ($\omega_r - \hat{\omega}_r$)

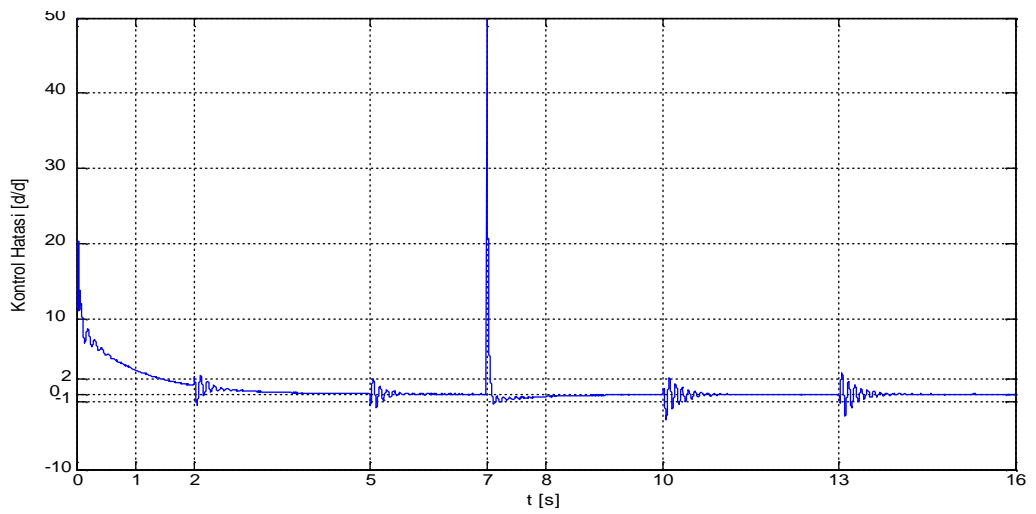
Şekil 6.48'den görüldüğü üzere, geçici rejimde stator direnci kestirimi sırasında oluşan hatalar, hız kestirimini doğrudan etkilemiştir. Bunun nedeni kestirilen stator direnci değerinin, hız kestirimi için de kullanılmasıdır. Stator direnç kestirimi tam olarak yapıldığında hız kestirim hatası yaklaşık sıfır olmuştur.



Şekil 6.49: R_s kestirim hatası ($R_s^* - \hat{R}_s$)

Şekil 6.49'dan görüldüğü üzere; stator direnç kestiricisi, stator direncinin değiştiği geçici rejimde kısa süreli olarak ± 0.13 ohm'luk salınımlar yapmıştır. Ancak salınımlar giderek azalarak sıfırlanmıştır. Stator direnç değişimi, pratikte motor sıcaklığı ile değiştiği için çok yavaş olarak gerçekleşmektedir. Bu durumda MRAS tarafından kestirilen stator direncinin verilen benzetim sonuçlarına göre neredeyse hatasız çalıştığı kabul edilebilir.

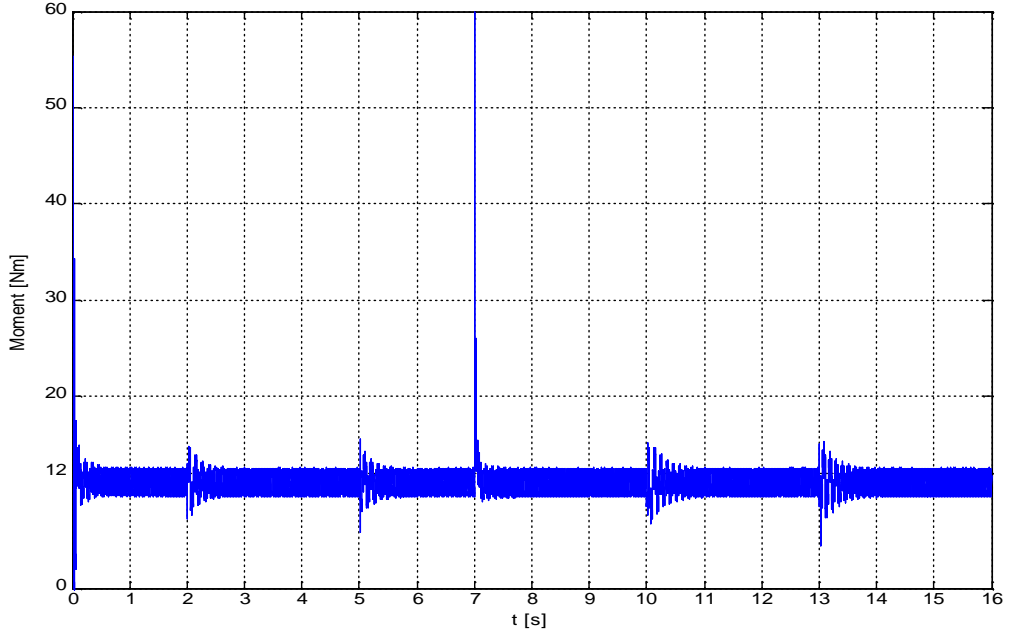
Şekil 6.50'de stator direncinin değiştiği durumda hız kontrol hatası verilecektir.



Şekil 6.50: R_s 'nin değiştiği durumda hız kontrol hatası ($\omega_r^* - \omega_r$)

Şekil 6.50'den görüldüğü üzere, stator direncinin değiştiği anlarda, hız kontrolünde, stator direnç kestirimine ve hız kestirimine bağlı olarak bazı hatalar görülmektedir. Ancak bu hatalar giderek azalarak sıfırlanmıştır.

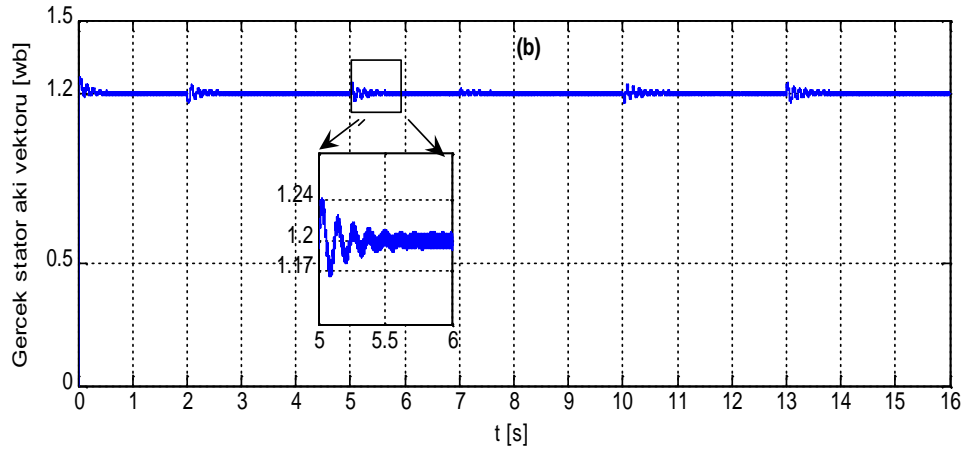
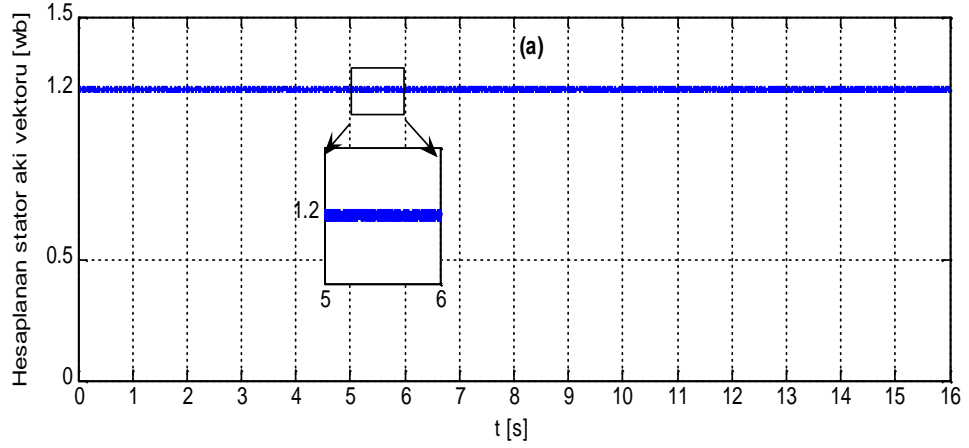
Şekil 6.51 ile ASM moment değişim grafiği verilmiştir.



Şekil 6.51: R_s 'nin kestirildiği durumda moment değişim grafiği

Şekil 6.51'de, asenkron motor 12 Nm'lik nominal yük ile yüklenmiştir. Stator direncinin değiştiği anlarda, moment eğrisinde bir dalgalanma görülmektedir. Bu dalgalanmanın nedeni stator direncinin stator akı vektörü kestiriminde kullanması ve dolayısıyla moment kestiriminde de kullanılmasındandır. Ancak stator direnç kestirimindeki hatalar sıfırlandığında, motor momentindeki dalgalanmalarda kaybolmuştur.

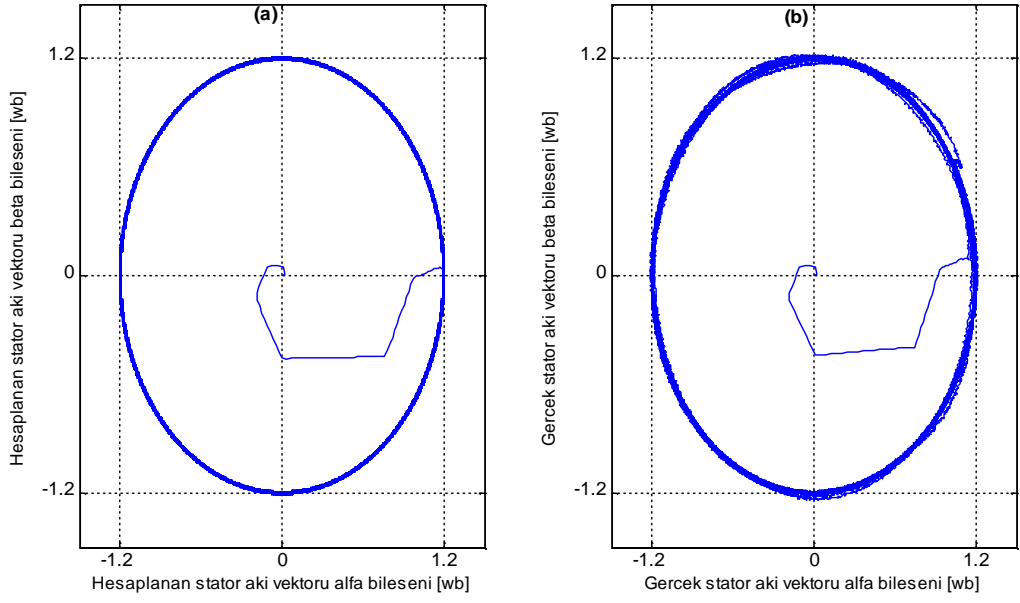
Şekil 6.52.a ile stator direncinin kestirildiği durumda hesaplanan stator akı vektörü değişimi, Şekil 6.52.b ile stator direncinin kestirildiği durumda gerçek stator akı vektörü değişimi verilmiştir.



Şekil 6.52: R_s 'nin kestirildiği durumda stator akı vektörü değişimi, (a) hesaplanan stator akı vektörü değişimi, (b) gerçek stator akı vektörü değişimi

Şekil 6.52'de R_s 'nin çevrimiçi kestirilmesi sonucu, hesaplanan ve gerçek stator akı vektörleri, sisteme verilen referans stator akısını başarı ile takip etmiştir. R_s 'nin değiştiği geçici rejimde, gerçek stator akı vektöründe salınımlar meydana gelse de kalıcı durumda R_s kestirim hatasının sıfırlanması sonucu gerçek stator akı vektöründeki hatalar da sıfırlanmıştır.

Şekil 6.53.a ile stator direncinin kestirildiği durumda hesaplanan stator akı vektörü yörüngesi, Şekil 6.53.b ile stator direncinin kestirildiği durumda gerçek stator akı vektörü yörüngesi verilmiştir.



Şekil 6.53: R_s 'nin kestirildiği durumda stator akı vektörü yörüngesi, (a) hesaplanan stator akı vektörü yörüngesi, (b) gerçek stator akı vektörü yörüngesi

Şekil 6.53'den görüldüğü üzere R_s 'nin çevrimiçi kestirilmesiyle birlikte hesaplanan ve gerçek stator akı vektörü yörüngeleri arasında hata kalıcı rejimde kaybolmuştur.

SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Asenkron motorlar, fırça ve kolektör düzeneklerinin olmaması, bakımlarının kolay olması, yüksek verimlilikte kullanıma sahip olması gibi sebeplerle endüstride tercih edilen motorlardır. Ayrıca geliştirilen kontrol yöntemlerinde ASM, bir geri besleme elemanının da kullanımı ile çok düşük hız bölgelerinde bile verimli ve kararlı bir şekilde kontrol edilerek büyük avantajlar sağlamaktadır. Fakat kontrol için gerekli olan geri besleme bilgisi için, takogeneratör, kodlayıcı, resolver gibi sensörlerin kullanılması, tahrik sisteminin maliyetini arttırmakta ve sistemi karmaşıktır. Ayrıca bu durum, özellikle endüstride küçük hacimlerde motor kullanımının ihtiyaç duyulduğu yerlerde sorun oluşturmaktadır. Makinenin kontrolü geri besleme elemanına bağlı olduğundan, sistem daha az güvenilir hale gelmektedir. Sensörlerden kaynaklanan bu gibi sorunların yaşanmasından dolayı, algılayıcısız kontrol ile ilgili çalışmalar geliştirilmektedir. Bu tez çalışmasında da bu olumsuzlukları giderebilmek amacıyla, gözlemleyici kullanılarak asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü ile hız kontrolü benzetim ortamında yapılmıştır.

Bu çalışmada önce, ASM'nin matematiksel modeli elde edilmiştir ve ASM kontrol yöntemleri anlatılmıştır. ASM'nin uzay vektör teorine dayanan DMK yöntemi detaylı olarak incelenmiştir. Hız kestirimi için, Luenberger gözlemleyicisi ve MRAS tabanlı hız kestiricisi anlatılmıştır. Ayrıca çevrimiçi stator direnç kestirimi yapan MRAS tabanlı direnç kestiricisi anlatılmıştır. Bu veriler kullanılarak gerçekleştirilen benzetim çalışması için Matlab/Simulink yazılımı kullanılmıştır. Yazılımda kullanılan modellerin oluşturulması gösterilmiştir.

Elde edilen benzetim sonuçları 6. bölümde verilmiştir. Öncelikle ASM'nin kontrolsüz haldeki benzetim sonuçları verilerek Luenberger ve MRAS gözlemleyicilerinin başarımları gösterilmiştir. Motordan ölçülen hız bilgisi kullanılarak gerçekleştirilen ASM'nin sensörlü DMK ile alınan benzetim sonuçları verilmiş,

Luenberger ve MRAS kestirim hataları incelenmiştir. Sonra Luenberger ve MRAS gözlemleyicileri tarafından kestirilen hız bilgi kullanılarak gerçekleştirilen, ASM'nin sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları verilmiştir. Sensörlü ve sensörsüz DMK ile alınan benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçlarından, motor parametrelerinin sabit kaldığı durumda, benzetim sonuçlarının neredeyse aynı olduğu görülmüştür. Buradan motor parametrelerinin değişmediği durumda sensörsüz DMK'nın oldukça başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.

Aynı zamanda Luenberger ve MRAS gözlemleyicilerinden alınan benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Luenberger gözlemleyicisinin kestirim hatası daha düşük olmasına rağmen kararlı duruma MRAS'a göre daha uzun sürede ulaşmıştır. MRAS ise maksimum kestirim hatasının yüksek olmasının yanında daha hızlı bir şekilde kararlı duruma ulaşmıştır. Kararlı durumda her iki yöntemin de kestirim hatalarını sıfırladığı görülmüştür.

ASM'nin sensörsüz doğrudan moment kontrolünde stator direnç değeri değiştirilerek, stator direnç değişiminin, DMK ve gözlemleyiciler üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Stator direncinin değiştiği durumda sensörsüz hız kontrolünde hataların oluştuğu görülmüştür. Özellikle düşük hız bölgelerinde stator direncinin kestirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır.

Elde edilen bu veriler sonucunda MRAS tabanlı eşzamanlı stator direnci ve hız kestiricisi kullanılarak sensörsüz DMK ile hız kontrolü benzetim ortamında yapılmıştır. Alınan benzetim sonuçlarından, sistemin stator direnç değişiminden geçici durumda çok az etkilendiği görülmüştür. Kararlı durumda ise hataların sıfırlanması sonucu stator direnç değişimi, sistemin performansını etkilememiştir. Stator direnç değişimi çevrimiçi kestirilerek, stator direnç değişiminin hız kestirimi ve DMK üzerindeki olumsuz etkileri kaldırılmış ve sensörsüz DMK performansı artırılmıştır.

DMK ile sensörsüz hız kontrolü için diğer motor parametrelerinin de kestirilmesi, sistemin başarımını en üst düzeye çıkaracaktır. Özellikle rotor zaman sabitinin kestirilmesi sensörsüz hız kontrol sistemleri için oldukça önemlidir.

KAYNAKLAR

- [1] Sariođlu, M.K., Gokařan, M., Boğosyan, S., Asenkron Makinalar ve Kontrolü, *Birsen Yayınevi*, İstanbul, (2003).
- [2] Nian, X., Wang, T., Wang, J., Gui, W., Huang, J., “Adaptive Stator Resistance Estimation Method for Speed Sensorless DTC Controlled IM Drives” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 214-221, (2007).
- [3] Haque, M.E., Rahman, M.F., “Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2563-2569, (2011).
- [4] Schauder, C., “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronic.*, vol. 28, No.5, 1054–1061, Sept./Oct. (1992).
- [5] Jun, H., Duggal, B.R., Vilathgamuwa, M., “A MRAS-based Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with On-line Stator Resistance Tuning” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38-43, (1998).
- [6] Kubota, H., Tamura, Y., “Stator Resistance Estimation for Sensorless Induction Motor Drives under Regenerating Condition” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 426-430, (2002).
- [7] Boussak, M., Jarray, K., “A New Stator Resistance Estimation for High Performance Stator Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 311-316 (2002).
- [8] Jeon, S.H., Oh, K. K., Choi, J.Y., “Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.39, No.3: 653-664, (2002).
- [9] Vasic, V., Vukosavic, S.N., Levi, E., “A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.18, No.4, 476-483, (2003).
- [10] Li, H., Xuhui, W., Gulian, C., “New General MRAS Adaptive Scheme to Estimate Stator and Rotor Resistance of Induction Motors” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1775-1780, (2006).

- [11] Abbou, A., Mahmoudi, H., Elbacha, A., “The Effect of Stator Resistance Variation on DTC of Induction Motor and Its Compensation” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 894-898, (2007).
- [12] Kraiem, H., Hamed, M. B., Sbita, L. Ve Abdelkrim, M. N., “DTC Sensorless Induction Motor Drives Based on MRAS Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Stator Resistance” *International Journal of Electrical and Power Engineering*, 306-313, (2008).
- [13] Demirtaş, M., “Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık-Kayan Kip ve Genetik-Kayan Kip Konum Kontrolü”, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2002).
- [14] Özmen, A., “Asenkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü İçin Yapay Sinir Ağları ile Hız ve Konum Tahmini” Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, (2006).
- [15] Vas, P., , “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, *Oxford University Press*, New York, (1998).
- [16] Ramshaw,R., Heeswijk, R. G., “Energy Conversion Electric Motors and Generators”, *Saunders College Publishing*, 461-469, (1990).
- [17] Aydeniz, M.G., “Asenkron Motorların Hız Algılayıcısız Kontrolünde Yeni Bir Algoritmanın Geliştirilmesi ve Uygulanması” Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2005).
- [18] Bakan, A.F., “Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2002).
- [19] Semizoğlu, H., “Asenkron Motorun Frekans Çeviricileri ile Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *Gebze İleri Teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü*, Gebze, (2007).
- [20] Trznadlowski, A.M., “Control of Induction Motors”, *Academic Press*, (2001) .
- [21] Holtz, J., “Pulsewidth Modulation-A Survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.39, No.5, 410-420, (1992).
- [22] Keyhani, A., Ders Notları, *Ohio State University*, Ohio, (2005).
- [23] Bayat, F. K., “Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinenin Sensörsüz Vektör Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2009).
- [24] Ertürk, İ., “Asenkron Motorun Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı Vektör Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Konya, (2006).

- [25] Blaschke, F., “ The Principle of Field Orientation as Applied to New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines”, *Siemens Rev.*, (1972).
- [26] Hasse, K., “Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchronkurzscheufermotoren” **Ph.D Dissertation**, T.u. Darmstadt, (1969).
- [27] Buja, G.S., Kazmierkowski, M.P., “Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 51, 744-757, (2004).
- [28] Depenbrock, M., “ Direct Self-Control of Inverter-Fed Induction Machines” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.3, No.4, 420-429, (1988).
- [29] Takahashi, I., Noguchi, T., “A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of An Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol IA-22, no. 5, 214-221 (1986).
- [30] Chapuis, Y.A., Roye, D., Davoine, J., “Principles and Implementations of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor”, 185-191, (1995).
- [31] Barut, M., Boğosyan, S., Gökaşan, M., “ SKASM'nin Hız Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrolü” *İTÜ Dergisi Mühendislik*, Cilt.5, Sayı.3, 59- 72, (2006).
- [32] Abianeh, A.J., Ping, H.W., “Study into Effects of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 361-366, (2010).

ÖZGEÇMİŞ

24.12.1983 tarihinde Ankara’da doğdu. Ortaokul öğrenimini Ankara Samanyolu Koleji’nde, lise öğrenimini Ankara Gazi Anadolu Lisesi’nde tamamladı. 2003 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünden 2007 yılında mezun oldu. 2008 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği’nde yüksek lisansa başladı. Lisans eğitimi sırasında çift ana dal programına (ÇAP) dahil olarak Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden 2008 yılında mezun oldu. 2011 yılının Haziran ayından itibaren AKSA Doğalgaz A.Ş.’de elektrik mühendisi olarak çalışmaktadır. İstanbul’da ikamet etmektedir.