

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HİBRİT ADAPTASYON MEKANİZMASI İLE SABİT
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ
HIZ KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Mustafa DURSUN

Enstitü Anabilim Dalı : **ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR
EĞİTİMİ**

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Ali Fuat BOZ**

Ortak Danışman : **Doç. Dr. Murat KALE**

Ocak 2015

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ


HİBRİT ADAPTASYON MEKANİZMASI İLE SABİT
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ
HIZ KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Mustafa DURSUN

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE
BİLGİSAYAR EĞİTİMİ

Bu tez 15/01/2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.


Doç. Dr. Ali Fuat BOZ

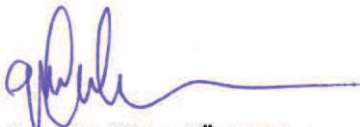
Jüri Başkanı


Doç. Dr. Cüneyt BAYILMIŞ

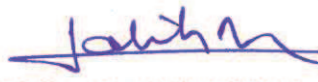
Üye


Doç. Dr. İhsan PEHLİVAN

Üye


Doç. Dr. Uğur GÜVENÇ

Üye


Yrd. Doç. Dr. Salih TOSUN

Üye

TEŞEKKÜR

Bu tez çalıŐması sűresince, deęerli fikirleri ile bana yol gűsteren, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen deęerli hocam Sayın Doç. Dr. Ali Fuat BOZ'a katkılarından dolayı teŐekkűr eder, Őukranlarımı sunarım. Ayrıca tez sűresi boyunca bilgi ve tecrűbelerinden yararlandıęım deęerli hocam Sayın Doç. Dr. Murat KALE'ye teŐekkűr ederim.

ÇalıŐma sűresince yardımlarını gűrdűęűm Sayın ArŐ. Gűr. Serhat DUMAN'a, Sayın ArŐ. Gűr. Mustafa AYYILDIZ'a ve Sayın Őęr. Gűr. Őmer ERKAN'a teŐekkűr ederim.

Ayrıca bu çalıŐmanın baŐlangıcından bitiŐine kadar her tűrlű desteklerini esirgemeyen bűlűmdeki tűm hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma teŐekkűr ederim. Son olarak da benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen deęerli eŐime ve sevgili oęlumateŐekkűrű bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
ÖZET.....	xiii
SUMMARY	xiv

BÖLÜM 1.

1.1. Giriş	1
1.2. Literatür İncelemesi	2
1.2.1. SMSM'un konum algılayıcılı uzay vektör kontrolü	2
1.2.2. SMSM'un konum algılayıcısız uzay vektör kontrolü	6
1.2.3. Hiyerarşik bulanık mantık tabanlı yöntemler.....	14
1.3. Tezin Amacı	17
1.4. Tez Organizasyonu	19

BÖLÜM 2.

SMSM TASARIMLARI VE SINIFLANDIRMALARI	20
2.1. SMSM'ların Dinamik Modelleri ve Algılayıcılı Uzay Vektör Kontrolü ...	21
2.1.1. SMSM'un dinamik modelleri	22
2.1.2. Stator referans düzlemde (a,b,c) SMSM'un dinamik modeli	23
2.1.3. Sabit 2-faz referans düzlemde SMSM dinamik modeli	25
2.1.4. Rotor referans düzlemde SMSM'un dinamik modeli	26
2.1.5. Ayrık zamanda motor modeli	29
2.2. SMSM'ların Konum Algılayıcılı Uzay Vektör Kontrolü.....	31

2.2.1. Akım denetleyici ve d-q düzlemde kuplajlama.....	33
2.2.2. Moment denetleyicinin tasarımı.....	34
2.2.3. Çıkışı düzenlenmiş PI döngüsü.....	38
2.2.4. Denetleyici çıkışında gerilim sınırlayıcı.....	40
2.2.5. Hız denetleyici.....	41
2.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).....	45
2.3.1. Gerilim beslemeli evirici (GBE).....	45
2.3.2. Gerilim uzay vektörleri.....	46
2.3.3. Statik güç anahtarlarına UVDGM uygulaması.....	49

BÖLÜM 3.

SMSM'UN ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROLÜ.....	56
3.1. Giriş.....	56
3.2. Model Referans Adaptif Sistemler (MRAS).....	58
3.2.1. Adaptif kontrol.....	58
3.2.2. Geleneksel model referans adaptif sistemler.....	58
3.3. Motor Kontrol Uygulamalarında MRAS.....	60
3.3.1. Adaptasyon mekanizması.....	62
3.4. Hiyerarşik Bulanık Mantık.....	67

BÖLÜM 4.

SMSM'UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEGİNİN TASARIMI.....	73
4.1. Giriş.....	73
4.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor.....	75
4.3. Denetleyici Kart (Experiment Kit).....	76
4.4. Seviye Kaydırıcı Devresi.....	78
4.5. Evirici Modülü.....	78
4.6. Akım ve Gerilim Algılayıcılar.....	80
4.7. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcı.....	81
4.8. Yükleme Bölümü.....	82

BÖLÜM 5.

SMSM'UN UVDGM DENETİMLİ ALGILAYICILI ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	83
5.1. Benzetim Sonuçları.....	83
5.2. Deneysel Sonuçlar	96

BÖLÜM 6.

SMSM'UN GELENEKSEL MRAS TABANLI ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	102
6.1. Benzetim Sonuçları.....	102
6.2. Deneysel Sonuçlar	115

BÖLÜM 7.

SMSM'UN ÖNERİLEN MRAS TABANLI ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	122
7.1. Sistemde Kullanılan HBK'nın Tasarımı	122
7.2. Benzetim Sonuçları.....	126
7.3. Deneysel Sonuçlar	136

BÖLÜM 8.

SONUÇLAR	142
KAYNAKLAR.....	145
EKLER.....	159
ÖZGEÇMİŞ.....	162

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

V_{abc}	: Stator faz gerilimleri
i_{abc}	: Stator faz akımları
R_s	: Stator faz sargısı direnci
L_d, L_q	: d-q eksen indüktansları
λ_m	: Motor mıknatıs akısı
λ_{abc}	: 3 faz sabit referans düzlemdeki toplam akılar
$e_{a,b,c}$: 3 faz sabit referans çatıdaki indüklenen zıt emk' leri
ω_{re}	: Rotorun elektriksel açısal hızı
θ_{re}	: Rotorun elektriksel konum açısı
$V_{\alpha,\beta}$: 2 faz sabit referans çatıdaki gerilimler
$i_{\alpha,\beta}$: 2 faz sabit referans çatıdaki akımlar
$\lambda_{d,q}$: d-q eksen akılar
T_e	: Elektriksel moment
P	: Kutup sayısı
p	: Türev operatörü
V_{dq}	: Rotor referans çatıdaki gerilimler
i_{dq}	: Rotor referans çatıdaki akımlar
$\lambda_{d,q}$: Rotor referans çatıdaki toplam akılar
J_m	: Dönüş ataleti
ω_m	: Rotorun mekanik hızı
B_m	: Sürtünme katsayısı
T_L	: Yük momenti
θ_m	: Rotorun mekanik hızı
i_d^*, i_q^*	: Referans d-q eksen akımları
T_e^*	: Referans moment
τ	: Motorun elektriksel zaman sabiti

K_p, K_i	: Oransal ve integral kazançları
$\hat{\omega}_{re}$: Tahmin edilen açısal hız
$\hat{\theta}_{re}$: Tahmin edilen rotor açısı
k	: Örnekleme zamanı
T_s	: Sabit örnekleme periyodu
k_{pq}	: q-eksen oransal kazanç
k_{pd}	: d-eksen oransal kazanç
k_{iq}	: q-eksen integral kazanç
k_{id}	: d-eksen integral kazanç
KS	: Kazanç sınırı
FS	: Faz sınırı
V _{da}	: Doğru akım bara gerilimi
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
YSMSM	: Yüzeysel Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
İSMSM	: İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
PI	: Oransal-İntegral Denetleyici
DSP	: Sayısal Sinyal İşlemci
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistem
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
İM	: İndüksiyon Makinesi
ARM	: Anahtarlımalı Relüktans Motor
KKG	: Kayan Kip Gözlemci
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
GBE	: Gerilim Beslemeli Evirici
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
BM	: Bulanık Mantık
BMD	: Bulanık Mantık Denetleyici
HBK	: Hiyerarşik Bulanık Mantık Kontrolör

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı senkron motor tipleri.....	21
Şekil 2.2. SMSM modeli için koordinat referans düzlemleri.....	23
Şekil 2.3. SMSM'un dq- eksen dinamik eşdeğer devresi	27
Şekil 2.4. Konum algılayıcı kontrol tasarımı	31
Şekil 2.5. Çapraz kuplajlama terimlerinin dâhil olduğu blok diyagramı	34
Şekil 2.6. Ayrışım kontrollü akım PI denetleyicileri	35
Şekil 2.7. q-eksen akım denetleyici ayrık zaman modeli	35
Şekil 2.8. Çıkışı sınırlandırılmış ayrık PI denetleyici	39
Şekil 2.9. Çıkışı düzenlenmiş integratör ile ayrık PI denetleyici	39
Şekil 2.10. Gerilim sınırlayıcı ile akım denetleyicinin tasarımı.....	40
Şekil 2.11. Hız denetleyici tasarımı.....	42
Şekil 2.12. Hız denetleyicinin ayrık zaman modeli	42
Şekil 2.13. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici.....	46
Şekil 2.14. V1'in ilk anahtarlama durumu	47
Şekil 2.15. (ds-qs) düzlemde V1 topolojisinin gösterimi.....	47
Şekil 2.16. (ds-qs) düzlemde sıfır olmayan gerilim vektörleri.....	48
Şekil 2.17. (ds-qs) düzlemde sıfır gerilim vektörlerinin gösterimi	48
Şekil 2.18 Gerilim vektörleri.....	50
Şekil 2.19. Referans gerilim vektörünün gösterimi	51
Şekil 3.1. SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol yapısı	58
Şekil 3.2. Genel paralel MRAS.....	59
Şekil 3.3. Genelleştirilmiş MRAS.....	60
Şekil 3.4. SMSM'da kullanılan MRAS yapısı	60
Şekil 3.5. HBK'nın yapısı	71
Şekil 3.6. 'n-1' adet bulanık alt sistemden oluşan "n" girişli HB sistemi	72
Şekil 4.1. Deneysel düzeneğin blok diyagramı	74

Şekil 4.2. Uygulama setinin genel görünümü	74
Şekil 4.3. Sürücü devre görünümü	75
Şekil 4.4. Sabit mıknatıslı senkron motorlar	76
Şekil 4.5. TMS320F28335 DSP Kartı ve Experiment Kit	77
Şekil 4.6. Dış ortamdan izole edilmiş kart tasarımı	77
Şekil 4.7. MC14504B ile seviye kaydırıcı devresi.....	78
Şekil 4.8. SKM50GB12T4 modülü ve devre şeması	78
Şekil 4.9. SKYPER 32 PRO R IGBT sürücü modülü.....	79
Şekil 4.10. Güç katı.....	79
Şekil 4.11. Gerilim algılayıcı devresi.....	80
Şekil 4.12. Akım algılayıcı devresi	81
Şekil 4.13. Motor yükleme seti	82
Şekil 5.1. SMSM' un UVDGM ile algılayıcılı alan etkili kontrolü	85
Şekil 5.2. SMSM'un MATLAB/Simulink benzetimi.....	86
Şekil 5.3. PI kuplaj bloğunun içyapısı	87
Şekil 5.4. UVDGM denetimli eviricinin MATLAB/Simulink benzetimi	88
Şekil 5.5. Moment denetleyicinin Root Locus eğrisi.....	89
Şekil 5.6. Hız denetleyici için seçilen kutuplar ve kök yer eğrileri	90
Şekil 5.7. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasında ki hızlar	91
Şekil 5.8. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki hız hatası	92
Şekil 5.9. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki dq akımları	92
Şekil 5.10. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki faz akımları	93
Şekil 5.11. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hızlar.....	93
Şekil 5.12. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hız hatası	94
Şekil 5.13. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki dq akımları	94
Şekil 5.14. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki faz akımları	95
Şekil 5.15. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel hızlar.....	97
Şekil 5.16. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel ayrıntılı hızlar.....	97
Şekil 5.17. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel dq akımları	97
Şekil 5.18. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel faz akımları	98
Şekil 5.19. 1000 d/dk'daki deneysel ayrıntılı faz akımları	98
Şekil 5.20. -1000 d/dk'daki deneysel ayrıntılı faz akımları	98
Şekil 5.21. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel hızlar	99

Şekil 5.22. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel ayrıntılı hızlar.....	99
Şekil 5.23. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel dq akımlar	100
Şekil 5.24. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel faz akımları	100
Şekil 5.25. 500 d/dk'daki deneysel faz akımları	100
Şekil 5.26. -500 d/dk'daki deneysel faz akımları.....	101
Şekil 6.1. SMSM'un MRAS ile algılayıcısız kontrol benzetimi	103
Şekil 6.2. MRAS bloğunun iç yapısı.....	104
Şekil 6.3. G-MRAS ile hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	105
Şekil 6.4. G-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	105
Şekil 6.5. G-MRAS ile konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)	106
Şekil 6.6. G-MRAS ile hızlar (1000 d/dk., 0.05 Nm.)	106
Şekil 6.7. G-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk., 0.05 Nm.)	107
Şekil 6.8. G-MRAS hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	108
Şekil 6.9. G-MRAS ile hız hatası (500 d/dk.-500 d/dk.).....	108
Şekil 6.10. G-MRAS ile konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)	109
Şekil 6.11. G-MRAS ile ayrıntılı konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	109
Şekil 6.12. G-MRAS ile konum hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)	110
Şekil 6.13. G-MRAS ile hızlar (500 d/dk., 0.05 Nm.)	110
Şekil 6.14. G-MRAS ile hız hatası (500 d/dk., 0.05 Nm.).....	111
Şekil 6.15. G-MRAS ile hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	112
Şekil 6.16. G-MRAS ile hız hatası (100 d/dk.-100 d/dk.).....	112
Şekil 6.17. G-MRAS ile konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)	113
Şekil 6.18. G-MRAS ile ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	113
Şekil 6.19. G-MRAS ile konum hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)	114
Şekil 6.20. G-MRAS ile hızlar (100 d/dk., 0.05 Nm.)	114
Şekil 6.21. G-MRAS ile hız hatası (100 d/dk., 0.05 Nm.).....	115
Şekil 6.22. G-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	116
Şekil 6.23. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	116
Şekil 6.24. G-MRAS ile deneysel konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)	116
Şekil 6.25. G-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk., 0.05 Nm.)	117
Şekil 6.26. G-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	117
Şekil 6.27. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	118
Şekil 6.28. G-MRAS ile deneysel konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)	118

Şekil 6.29. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	118
Şekil 6.30. G-MRAS ile deneysel konum hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)	119
Şekil 6.31. G-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk., 0.05 Nm.)	119
Şekil 6.32. G-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	120
Şekil 6.33. G-MRAS ile deneysel konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)	120
Şekil 6.34. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	120
Şekil 6.35. G-MRAS ile deneysel konum hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)	121
Şekil 6.36. G-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk., 0.05 Nm.)	121
Şekil 7.1. HBK adaptasyon mekanizması	122
Şekil 7.2. Giriş, çıkış değişkenleri ve ölçekleme katsayılarının gösterimi	122
Şekil 7.3. HBK'nın bulanık alt sistem tasarımlarında kullanılan kurallar	124
Şekil 7.4. Birinci alt sistemin üyelik fonksiyonları, a) e_1 , b) Δe_1 , c) Δu	124
Şekil 7.5. İkinci alt sistemin üyelik fonksiyonları, a) Δu , b) Δe_2 , c) $\Delta \omega$	125
Şekil 7.6. Bulanık altsistemlere ait kontrol yüzeyi	125
Şekil 7.7. SSM'un önerilen MRAS ile algılayıcısız kontrol benzetimi.....	128
Şekil 7.8. Ö-MRAS ile hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	129
Şekil 7.9. Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.)	129
Şekil 7.10. Ö-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	130
Şekil 7.11. Ö-MRAS ile konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	130
Şekil 7.12. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar	131
Şekil 7.13. Ö-MRAS ile hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	131
Şekil 7.14. Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (500 d/dk.)	132
Şekil 7.15. Ö-MRAS ile hız hatası (500 d/dk.-500 d/dk.).....	132
Şekil 7.16. Ö-MRAS ile konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)	133
Şekil 7.17. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar	133
Şekil 7.18. Ö-MRAS ile hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	134
Şekil 7.19. Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (100 d/dk.)	134
Şekil 7.20. Ö-MRAS ile hız hatası (100 d/dk.-100 d/dk.).....	135
Şekil 7.21. Ö-MRAS ile konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)	135
Şekil 7.22. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar	136
Şekil 7.23. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.).....	136
Şekil 7.24. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)	137
Şekil 7.25. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)	137

Şekil 7.26. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk).....	137
Şekil 7.27. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	138
Şekil 7.28. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	138
Şekil 7.29. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	139
Şekil 7.30. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.).....	139
Şekil 7.31. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	140
Şekil 7.32. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	140
Şekil 7.33. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	140
Şekil 7.34. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.).....	141

ÖZET

Anahtar kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron motor, Model referans adaptif sistem, Alan etkili kontrol, Konum ve hız algılayıcısız kontrol, PI (Oransal-İntegral), Hiyerarşik bulanık mantık.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu ve geniş sabit güç bölgesi gibi kendine özgü avantajları sayesinde endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Yüksek performanslı bir alan etkili kontrol yapabilmek için genellikle rotary veya resolver gibi algılayıcı yapıları ile ölçülen rotor konum bilgisinin doğruluğubüyük önem arz etmektedir. Fakat bu algılayıcıların kullanımı, mekanik dayanıklılık ve sistem güvenilirliğini düşürdüğü gibi, maliyet, boyut ve ağırlığı artırarak, karmaşık bir kablo düzeneğine neden olur. Bu tez çalışmasında araştırmamızın hedefi, SMSM'un algılayıcısız rotor konum/hız kontrol performansını, algılayıcı tabanlı kontrol sistemi ile karşılaştırmak ve geliştirmektir.

Bu çalışmada, algılayıcısız bir kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Literatürde, sabit mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız konum ve hız kontrolüne yönelik birçok yöntem mevcuttur. Ancak bu yöntemler, senkron motorun tipine ve çalıştırılacağı hızlara göre değişmektedir. Bu yöntemlerin büyük bir çoğunluğunda, motorun matematiksel modeli kullanılmaktadır. Algılayıcısızkonum ve hız kontrolünde kullanılan motorun matematiksel modelinin doğruluğu çok önemlidir.

Bu tez çalışmasında,algılayıcısız SMSM kontrol sisteminin performansını geliştirmek için, orta ve yüksek hız bölgelerinde çalışan, model referans adaptif sistem (MRAS) tabanlı bir konum ve hız tahmin edici önerilmiştir. Önerilen yöntem, yüzey mıknatıslı SMSM'lar (YSMSM) için etkili olmuştur. Makine rotor asimetrisine ve parametre değişimine çok az bağımlı olan yeni bir hiyerarşik bulanık mantık adaptasyon mekanizması, geleneksel PI mekanizmanın yerine kullanılarak, MRAS rotor pozisyon tahmin yöntemi geliştirilmiştir. Yapılan çalışmaların benzetimi, Matlab/Simulink programında gerçekleştirilmiş, daha sonra bir deneysel düzenek ile gerçek zamanda uygulanmıştır.

Önerilen algılayıcısız kontrol yöntemi, SMSM kontrol sisteminde konum algılayıcısı kullanımından kaynaklanan problemleri çözmek için etkili bir araç sunmuştur. Maliyet, boyut, ağırlık ve donanım karmaşasının azaltılmasıyla, SMSM'lar için var olan algılayıcı tabanlı kontroller için bir alternatif sağlamıştır.

SENSORLESS SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH HYBRID ADAPTATION MECHANISM

SUMMARY

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, model reference adaptive systems, field-effect control, position and speed sensorless control, PI (Proportional-Integral), Hierarchical fuzzy logic.

Permanent magnet synchronous motors (PMSM) are used widely in industrial applications, thanks to their advantages such as high efficiency, high power density and wide constant power region. The accuracy of the measured rotor position information by the sensor structures, such as rotary or resolver sensor, is great importance to make a high-performance field-effect control. However, the use of the sensors reduce mechanical stability and reliability of the system and increase size, cost and also weight and lead to a complex wiring arrangement. Aim of this thesis is to improve the sensorless rotor speed/position control performance of PMSM by comparing the sensor based control systems.

In this study, a sensorless control method is developed. In the literature there are lots of method at the sensorless position and speed control of permanent magnet synchronous motor. However, these methods vary according to the operation speed and in accordance with various type of synchronous motor. The majority of these methods use the mathematical model of the motor. The accuracy of the mathematical model of motor, used in position and speed sensorless control, is very important.

In this thesis, a model reference adaptive system (MRAS) based position and speed estimator is proposed to improve the performance of the sensorless PMSM control system in the medium and high speed conditions. The proposed method has been effective for the surface mounted permanent magnet synchronous motor. A novel hierarchical fuzzy adaptation mechanism, which is less dependant on machine rotor asymmetry and the parameter changes than MRAS rotor position estimation method, is developed instead of the conventional PI mechanism. Simulation studies of the proposed method were carried out in Matlab/Simulink program, then it is implemented in real time with an experimental setup.

It is shown that the proposed sensorless control method is very effective to solve the problems that arise for using position sensor in PMSM control system. The method provides an alternative solution for sensor-based control systems by reducing the cost, size, weight and hardware complexity.

BÖLÜM 1.

1.1. Giriş

Doğru akım (DA) elektrik makine sürücü sistemleri, moment ve hız kontrolünün elverişliliği sayesinde, endüstriyel uygulamaların geniş bir bölümünde 100 yılı aşkındır kabul görmüş ve benimsenmiştir. Çünkü DA motorlarında alan sargılarının, endüvi sargılarından bağımsız olarak uyarılması nedeniyle, basit bir şekilde kontrolü yapılabilmektedir. Ancak, DA motorların fırça-dişli ve kollektörler nedeniyle yüksek maliyetli olmasının yanı sıra, sınırlı hız aralığı, aşırı yüklenememe, dayanıksızlık, sık bakım gereksinimi ve alan devresindeki güç kaybı gibi bazı dezavantajları vardır.

Son 30 yıldır güç elektroniği, sayısal sinyal işleyiciler (DSP) ve bilgisayar destekli tasarım teknolojilerindeki gelişmeler, araştırmacıları DA motorlarına göre daha sağlam ve bakım gerektirmeyen, yüksek performanslı değişken hız sürücüleri kullanan indüksiyon ve senkron motorlar gibi AA motorlarına yöneltmiştir. Bunun sonucu olarak AA motor sürücüleri, DA motor sürücülerinin yerini almıştır ve değişken frekanslı sürücü uygulamalarında baskın olmuştur [1],[2]. Günümüzde, farklı tipteki AA sürücüleri, endüstriyel uygulamalarda indüksiyon makineleri (İM), sabit mıknatıslı senkron makineleri (SMSM) ve anahtarlamalı relüktans makineleri (ARM) gibimotorlar için yaygın olarak kullanılmaktadır.

AA motor sürücüleri arasında, SMSM sürücü sistemleri, yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu ve geniş bir sabit güç bölgesi gibi kendine özgü avantajlarından dolayı ev aletleri [3], elektrikli sürücü araç sistemleri [4] ve rüzgar enerjisi dönüşüm sistemleri (WECSs) [5] gibi birçok endüstriyel uygulamada daha çok tercih edilmektedir. Sabit mıknatıs (SM) materyallerinin maliyetindeki sürekli azalma ve kontrol tekniklerinin gelişmesiyle, SMSM sürücüleri daha ilgi çekici ve daha rekabetçi olmuştur [6]. SM senkron motorlarda uyarım, sabit mıknatıslar tarafından sağlandığından, fazladan bir güç kaynağı ya da alan sargısına ihtiyaç yoktur. Bu

nedenle, uyartım sargılarının elimine edilmesiyle maliyet ve güç kaybı azaltılmış olur. Ayrıca çevresel sorunlar üzerine dünya çapındaki kaygılar ve olası bir enerji krizi, SMSM sürücü teknolojilerini büyük bir pazar haline getirerek, hem akademiden hem de sanayiden birçok kişinin yenilenebilir enerji dönüşüm sistemleri ve elektrikli araçların gelişimi için büyük bir çaba içerisine girmesini sağlamıştır.

1.2. Literatür İncelemesi

SMSM’larda yüksek performanslı vektör kontrolü sağlamak için, rotor konum ve hızının hassas olarak ölçülmesi zorunludur. Geleneksel SMSM sürücü sistemlerde hız ve konum bilgisi, genellikle rotary kodlayıcı (encoder) veya çözümleyiciler (resolvers) kullanılarak elde edilir. Bu algılayıcıların kullanımı; maliyeti, boyutu ve kablo karmaşasını artırır ve SMSM sürücü sistemlerinin mekanik dayanıklılığını ve güvenilirliğini azaltır. Son on yıldır yapılan ve bu sorunları çözmeyi amaçlayan araştırmaların sonucu; konum algılayıcı tabanlı sürücülerle karşılaştırılabilir, dinamik performansa sahip algılayıcısız rotor pozisyon/hız sürücülerinin geliştirilmesi olarak kendini göstermiştir [7],[8]. Bu bölüm öncelikle SMSM sürücüler için, konum algılayıcıları kullanarak oluşturulan, uzay vektör kontrol yöntemlerinin, daha sonra da algılayıcı kullanmadan oluşturulan vektör kontrol yöntemlerinin kısa bir literatürözetini vermektedir.

1.2.1.SMSM’un konum algılayıcılı uzay vektör kontrolü

Temel kuramı 1965’lerde geliştirilen alan etkili kontrol (vektör kontrol) yöntemi, bu gelişmeler ışığında ancak 1980’li yıllarda uygulanmaya başlanmıştır. Bu uygulamanın esası, döner alan temelli elektrik makinelerinin, serbest uyartımlı doğru akım motorlara benzer şekilde, ayrışık denetimine olanak vermesidir. Günümüzde vektör kontrol yöntemi, endüstriyel tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Böylelikle, klasik olarak sadece doğru akım serbest uyartımlı motorlar ile tasarlanan servo sistemlerde, alternatif akım motorlarından asenkron ve senkron motorların da kullanılabilmesi mümkün olmuştur [9].

DA motorda olduğu gibi AA motorlarda da moment kontrolü, motor akımlarını kontrol ederek başarılabilir. Ancak DA motorlarda sadece genlik olarak kontrol edilen akımlar, AA motorlarda hem genlik hem de faz ve açı olarak kontrol edilmelidir. Yani akım sadece genlik olarak değil, uzay vektörü olarak da kontrol edilmelidir. Bu şekilde akım uzay vektörünün kontrolü, vektör kontrol terminolojisini oluşturmuştur [10].

Matsui ve Shigyo, fırçasız DA motorların çalıştırılması ve moment kontrolü için, neden rotor pozisyon algılayıcısına ihtiyaç duyulduğunu açıklamışlardır. Matsui, genel olarak motor kontrol uygulamalarında algılayıcı kullanmanın dezavantajlarını belirtmiş ve özellikle de fırçasız DA motor sürücülerinde algılayıcı elemanının niçin elimine edilmesi gerektiğini irdelemiştir [11],[12].

Luk ve Lee, fırçasız DA motor ve sürücü sistemi için MATLAB ortamında yeni bir benzetim modeli önermişlerdir. Önerilen model sayesinde, tasarım aşamasında maliyetin azaldığı ve MATLAB ortamında hazırlandığı için kullanımının oldukça kolay olduğu belirtilmiştir [13].

Rahman ve Zhong, sabit mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun analizini yaparak, motorun matematiksel modelinde “d-q” eksenlerini tanımlamış ve böylelikle modellemenin daha kolay yapılmasını sağlamışlardır [14].

Harnefors, asenkron motor ve yüzeysel SMSM (YSMSM) için vektör kontrol ile algılayıcısız akı tahminini birleştiren bir teori geliştirmiştir. Bir motor tipine uygulanan tahminci ve vektör kontrolün, diğeri için de gerekli küçük değişiklikler yapılarak uygulanabilirliğini göstermiştir [15]. Çalışmada iki adet tahminci önerilmiştir. Bunlar her iki motor tipine uygulanmış ve deneysel sonuçlarla değerlendirilmiştir.

Lu ve diğ. , Matlab/Simulink'e dayalı SMSM'un Doğrudan Moment Kontrol (DMK) ile motor kontrolünün benzetimini yapmışlardır. Yapının benzetim sistemi ayrıntılı olarak tartışılmıştır. Benzetim sonuçlarına dayalı olarak sistem performansı ve PI denetleyicinin sisteme etkisi incelenmiştir. Ayrıca akı ve moment histerezis

denetleyicilerin bant genişliklerinin moment dalgalanmalarına etkisi incelenmiştir. Bant genişliklerinin dar veya geniş olması durumunda sisteme etkisi benzetim sonuçlarına göre incelenmiştir [16].

Sünter ve Altun, AA-AA konverter tarafından beslenen üç fazlı bir SMSM'un vektör kontrolü üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Matris konverterden beslenen SMSM'un vektör kontrol performansı Matlab/Simulink'te yaptıkları model ile detaylı olarak ele alınmıştır. Aynı zamanda nominal hızın üzerindeki değerlerde, alan zayıflatma çalışmasında performans değerlendirilmesi yapılmış ve iyi sonuçlar elde edilmiştir [17].

Lu ve ark., tarafından yapılan çalışmada, SMSM'un Matlab/Simulink ortamında doğrudan tork kontrolüne ilişkin modellenmesi detaylı olarak ele alınmıştır. Yapılan benzetimde yüksek sistem performansı elde etmek için PI denetleyici parametrelerinin (K_p ve K_i 'nin) uygun değerlerde olması gerektiği vurgulanmıştır [18].

Arroyo tarafından yapılan tezde, SMSM sürücü sisteminin Simulink'te detaylı olarak modellenmesi ele alınmıştır. Sürme işleminde alan etkili kontrol kullanılmıştır. Benzetim, sistemin tüm bileşenlerini gerçeğe uygun olarak içermektedir. Bu durum motor geçici ve kararlı durumdayken, eviricinin farklı bölümlerinde akım ve gerilim değerlerinin hesaplanmasını mümkün kılmaktadır. Evirici tasarımı kolaylaştırılarak, farklı bölümlerdeki kayıplar hesaplanmıştır. Hız döngüsünde PI denetleyicinin bulunduğu kapalı döngülü kontrol sistemi, motoru sabit tork ve akımın zayıfladığı bölgelerde çalıştırmak için tasarlanmıştır. Uygulaması ise Simulink'te yapılmıştır. Akım denetleyicileri ile birleştirilmiş histerisiz ve DGM kontrol planlarının kıyaslamalı bir incelemesi, harmonik spektrum ve toplam harmonik distorsiyon açısından yapılmıştır. Benzetim sonuçları anma hızının altında ve üstündeki iki işletme hızında elde edilerek, yapılan çalışmanın geçerliliği kanıtlanmaya çalışılmıştır [19].

Zhu tarafından yapılan yüksek lisans tezinde çok fazlı SMSM'ların değişken hızlı sürücü sistemleri için vektör kontrolünün modellenmesi, benzetimi ve uygulamaya

konulması anlatılmıştır. Çalışılan motorlar, çıkıntısız yüzey monteli rotorlara sahiptir. Bu kontrol yöntemini incelemek için Matlab/Simulink içerisindeki basitleştirilmiş model geliştirilmiştir. Ardından DSP kullanarak uygulaması yapılmıştır. Önce 3 fazlı statora, ardından 7 fazlı statora sahip motorlar ile uygulamanın geçerliliği kanıtlanmaya çalışılmıştır [20].

Bal ve ark., tarafından yapılan çalışmada vektör denetimli SMSM'un performansı incelenmiştir. Vektör denetimini gerçekleştirebilmek için Analog Devices firması tarafından geliştirilen ADMC 401 sayısal işaret işlemcili denetim kartı kullanılmıştır. Akım ve hız denetimi PI denetim algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Vektör denetim yöntemi ile SMSM'un yabancı uyarımlı DA motoruna benzer biçimde uyarım ve moment akımları birbirinden bağımsız olarak denetlenmiş ve motorun yüksek performansta çalışması sağlanmıştır [21].

MUÑOZ, 6 kutuplu 2 kW SMSM'un vektör kontrolü üzerine laboratuvar uygulaması tasarlamış ve gerçekleştirmiştir. Sistem kontrolü için dSpace kullanarak Matlab/Simulink ortamında sistemini geliştirmiştir. Deneysel sonuçlar sürücü sisteminin hız cevabı ve tork dalgalanması açısından iyi bir dinamik tepkiye sahip olduğunu göstermiştir [22].

Jeffrey ve ark., tarafından yapılan çalışma, SMSM'larda hız kontrolüne yöneliktir. Bu çalışmada öncelikle vektör kontrol yöntemi, SMSM modelini formüle etmek için kullanılmıştır. Daha sonra uygun kapalı döngülü sistemi tasarlamak için kayan kipli bulanık denetleyici kullanan modern kontrol teorisi sunulmuştur. Bilgisayar ile benzetiminde Matlab/Simulink yazılımı kullanılmıştır. Önerilen bulanık kayan kipli denetleyici hem aşma problemini gidermiştir, hem de kararlı hâl hataları olmadan çok iyi izleme performansı sergilemiştir. Denetleyicinin gereksiz titreşimleri bastırmak için robot silahlarını konumlandırma kullanılabileceği vurgulanmıştır [23].

Özçira ve ark., tarafından yapılan teorik çalışmada SMSM'un yapısı ve doğrudan moment kontrol yöntemi anlatılmıştır. Yüzey mıknatıslı olarak tasarlanmış, düşük gerilimli ve yüksek güçlü bir SMSM'a ait hız kontrol sisteminin benzetimi

gerçekleştirilmiştir. PID denetleyicinin kullanıldığı benzetimde PID parametrelerinin tespiti için Ziegler-Nichols metodu kullanılmıştır [24].

Sun ve ark., SMSM vektör kontrol sisteminin uygulama sorunları üzerine yaptıkları çalışmada UVDGM algoritması kullanarak, foto elektrik enkoder, hall akım algılayıcı ve IPM modüle sahip TMS320F2812 DSP ile SMSM vektör kontrol sistemini gerçekleştirmişlerdir [25].

1.2.2. SMSM'un konum algılayıcısız uzay vektör kontrolü

Vektör kontrol tasarımında rotor konum bilgisini kullanan üç adet blok vardır: 1) Park dönüşümünü kullanarak i_d ve i_q akımlarının hesaplanması 2) Ters Park dönüşümünü kullanarak v_α^* ve v_β^* gerilimlerinin hesaplanması ve 3) rotor hızının hesaplanması. Böylece, SMSM sürücünün yüksek performanslı vektör kontrolü için rotor konumu vazgeçilmezdir. Doğru olmayan rotor konum bilgisi sadece kontrol performansını düşürmekle kalmaz aynı zamanda kontrol sisteminde kararsızlığa neden olacaktır.

Elektromekanik konum algılayıcıları, örneğin çözücüler (resolvers), optik kodlayıcılar (encoders), ve manyetik etkili (hall effect) algılayıcılar genellikle SMSM sürücü sistemlerinde rotor konum/hız bilgisini elde etmek için kullanılır. Bu algılayıcıların kullanımı maliyet, büyüklük, ağırlık ve sürücü sistemin donanımsal kablo karmaşasını artıran bir etkidir. Sistem güvenilirliği açısından rotor mili üzerine elektromekanik algılayıcıların yerleştirilmesi elektrik makinelerinin mekanik dayanıklılığını düşürecektir. Anahtarlama olayları ve kopan kablolar yüzünden oluşan kablo demetindeki elektromanyetik parazit yani gürültü denetleyicinin çalışmasına zarar verebilir. Dahası, algılayıcılar sıklıkla ortam sıcaklığı, yüksek hızda çalışma ve diğer olumsuz veya aşırı yük durumları gibi zorlu ortamlarda yüksek hata oranlarına maruz kalırlar. Pozisyon algılayıcısı kullanıldığında karşılaşılan bu dezavantajları ortadan kaldırmak için son yıllarda yapılan çalışmaların sonucu, algılayıcı tabanlı sürücülerle karşılaştırmalı dinamik performansa sahip, algılayıcısız sürücülerin gelişimi yönünde olmuştur [26].

SM makineler için sık kullanılan algılayıcısız vektör kontrol algoritmaları şöyle sınıflandırılabilir:

1. Zıt EMK tabanlı konum algılama;
2. Kayan Kip gözlemleyici tabanlı konum algılama;
3. Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı konum algılama;
4. Model Referans Adaptif Sistemler (MRAS) tabanlı konum algılama;
5. Temel frekans modeli tabanlı rotor konum algılama;

Bu yöntemler ilk olarak yamuk bir zıt emk dalga şekline sahip olan fırçasız DA (FDA) motorlara uygulanır, burada rotor konumu zıt emk üzerinde belirlenen sıfır geçiş noktalarından elde edilmiştir [27], [28]. Ancak zıt emk algılamak düşük hız çalışma durumlarında işe yaramaz. Bu problemi çözmek için açık döngü başlatma işlemine gerek vardır. Dahası referans alınan hız, bu yöntem kullanılarak elde edilebilecek maksimum hızdır. Ek olarak, [27] ve [28] de gösterilen yöntemler, sabit mıknatıslı AA makinelere ve özellikle endüvi reaksiyonu yüzünden bozulmuş hava aralığı akısına sahip olan iç sabit mıknatıslı senkron motorlara (İSMSM) uygulanamayabilir.

Morimoto S.,ve ark. döner bir düzlemde genişletilmiş EMK kullanan bir modele dayanan, yeni bir algılayıcısız hız / pozisyon kontrol yöntemi önermişlerdir. Önerilen yöntem, kalıcı durum çalışmada temel olarak hız tahmin hatasından bağımsızdır ve konum tahmini manyetik akı değişimi ile etkilenmez. Çeşitli deneyler, konum tahmin hatasının yakınsama özelliklerinin, hesaplamalarla uyduğunu doğrulamıştır. Algılayıcısız sürücü hız basamak cevabı ve yük bozulumu basamak cevabına iyi dinamik karakteristikler sunmaktadır. Aynı zamanda, maksimum tork kontrolü ve akı-zayıflaması kontrolü gibi İSMSM kontrol tasarımları, önerilen sisteme uygulanabilmektedir. Sistem basit yapısı ve kontrol kazanç ayarı kolaylığı sayesinde pratik olarak uygulanabilir [29].

Referans [30] da, makine çalışma şekline bakılmaksızın, rotor akısı ile sabit bir faz ilişkisine sahip zıt emk'nın üçüncü harmonik bileşenine dayanan bir dolaylı konum algılama yöntemi önerilmiştir. Temel ve diğer daha yüksek dereceli harmonik

bileşenleri, üç faz gerilimlerinin toplamı yoluyla elimine edilirken, üçüncü harmonik bileşeni, stator faz gerilimlerinden çıkarılır. Yukarıda bahsedilen zıt emk algılama yöntemleriyle karşılaştırıldığında bu yöntem, daha az filtreleme ve daha düşük bir hız bölgesinde çalışmak için gelişmiş bir yeteneğe sahiptir. Bu yöntem özellikle yamuk zıt emk'lı FDA motorlara uygulanabilir. Diğer üçüncü harmonik zıt emk tabanlı dolaylı konum algılama yöntemleri [31] ve [32] de gösterilmiş olan hem FDA hem de YSMSM'lara uygulanabilir.

Üçüncü harmonik zıt emk'nın, üç algılamalı yöntemleri gösterilmiştir [32]. Bu yöntemlerin etkinliği akı zayıflatma bölgesinde algılayıcısız hız kontrolü de içine alan hem FDA hem de YSMSM'larda doğrulanmıştır. Ancak, bütün diğer emk tabanlı algılayıcısız kontrol yöntemlerine benzer bir açık döngü başlatma işlemi kullanılmak zorundadır. Çok yakın zamanlarda, üçüncü harmonik zıt emk algılama yöntemi ve konum gözlemlemeyi birleştiren, gelişmiş bir konum algılama yöntemi SMSM için önerilmiştir [33]. Bu yöntemde, üçüncü harmonik akı bağıntısı olan üçüncü harmonik zıt emk'nın integrali referans olarak kullanılmıştır. Tahmin edilen ve referans üçüncü harmonik akı bağıntıları arasındaki hata hız tahmin hatasını kompanze etmek için kullanılmıştır. Rotor konumu, daha sonra kompanze edilmiş rotor hızına dayanarak hesaplanmıştır. Bu yöntemin daha önceki çalışmalardan daha iyi konum tahmin doğruluğu elde ettiği rapor edilmiştir.

Bundan sonraki kontrol yöntemleri, temel frekansta rotor konum ve hız tahmini için yaygın olarak kullanılır. Bu model tabanlı yöntemler, özellikle orta ve yüksek hız uygulamalarında etkilidir. Genellikle iki farklı kategoride gruplandırılabilirler: açık döngü hesaplama ve kapalı döngü gözlemlemeler. Açık döngü konum/hız tahmin yöntemlerinin gerçekleştirilmesi basit ve anlaşılırdır. Bu yöntemler SMSM'ların gerçek zamanlı dinamik modelleri gibi davranırlar. Aynı kontrol girişlerini alarak paralel çalışırlar. SMSM'un dinamik modeliyle ilgili durumları, örneğin zıt EMK, rotor akısı veya stator endüktansı hesaplanır, buradan rotor konumu ve hız bilgisi elde edilir.

Kapalı döngü bir gözlemcide, sistemin hem kontrol girişleri hem de çıkışındaki izleme hatası yani, sistemin çıkışları ile gözlemleyici arasındaki hata genellikle

gözlemleyiciye giriş olarak gönderilir. Gözlemci kazançları, gözlemci çıkışının sistem çıkışına yaklaşmasını sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece tahmin edilen ilgili durumların değerleri, gerçek değerlerine yaklaştırmaya zorlanır. Bu bakımdan, kapalı döngü gözlemci akım/gerilim ölçümlerindeki gürültü ve makine parametrelerinin değişimlerine karşı iyi bir dayanıklılık özelliğine sahip, uyarlamalı bir filtre olarak kabul edilebilir. Bu gözlemleyicileri kapsayan Kayan Kip Gözlemciler (KKG), Genişletilmiş Kalman Filtreleri (GKF), v.b. gibi birçok gözlemleyici literatürde rotor konum/hız tahmini için önerilmiştir.

Doğrusal olmayan durum geri besleme kullanan doğrusal olmayan gözlemleyiciler, rotor konum tahmini için etkili adaylardır. Bir KKG, doğrusal olmayan gözlemleyicinin bir temsilcisidir. Bir KKG, girişleri tahmin edilen ve ölçülen çıkışlar arasındaki hataların süresiz fonksiyonları olan bir gözlemleyicidir. İstenilen durumların yörüngeleri iyi tasarlanmış dağıtıcıya ulaştığında, kayan kip yürütülecektir. Kayan kip altındaki istenilen durumların dinamikleri sadece durum uzayında seçilen yüzeylere bağlıdır ve sistem yapısından veya parametre doğruluğundan etkilenmez. Sistem yapısı ve parametre değişimlerine yüksek dayanıklılık gibi avantajlar, SMSM'un rotor konum tahmini için KKG'yi umut verici bir çözüm yapar. Literatürde KKG'ler genellikle sabit referans düzlemde ki SMSM modellerine bağlı olarak tasarlanmıştır ve nadiren döner referans düzlemde ki SMSM modellerine bağlı olarak tasarlanmıştır [34].

SMSM'un kontrolünde, kayan kipli kontrol algoritmasını kullanarak, çatırdama sorununu azaltmak için işaret fonksiyonun yerine sigmoid fonksiyonu veya saturasyon fonksiyonu kullanılmıştır [35],[36]. Kayan yüzeyin tasarımı farklıda olabilir düşüncesiyle, makine parametre değişimlerine karşı gözlemleyici dayanıklılığını artırmak için, birkaç çevrim içi makine parametre uyarlama tasarımı da önerilmiştir [37].

Chi S., yapmış olduğu tez çalışmasında, akı zayıflatma bölgesi de dahil olmak üzere geniş hız aralığında kayan kip gözlemcili SMSM'un pozisyon algılayıcısız vektör kontrolü ile ilgili iki önemli konuyu ve çözümlerini ele almıştır. İlgili iki kontrol tekniği üzerine kapsamlı araştırmalar yapmıştır. Kullanılan kontrol tekniklerinin

esnekliği ve etkinliği hem bilgisayar benzetimleri ile hem de deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır [38].

Yan ve arkadaşları kayan kip tekniği kullanarak, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun MRAS tabanlı hız kontrolüne yönelik yaptıkları çalışma da, hız referans değişimi ve yk moment değişimi durumları altında mükemmel dinamik hız tepkisi gösterdiğini gözlemlemişlerdir. Özellikle aynı anda stator direnç değişiminin, motor atalet ve viskoz katsayısına olduk dayanıklı olduğunu görmüşlerdir [39].

Foo ve Rahman M.F., kayan kip gözlemleyici ve yüksek frekans sinyal enjeksiyon kullanarak İSMSM'un algılayıcısız kayan kip MTPA kontrolünü gerçekleştirmiştir. Kontrol edici, yk bozulmalarına dayanıklıdır. Rotor hız tahmini için bir kayan kip gözlemleyici tasarlanmıştır. Hem kontrol edici hem de gözlemleyicinin kararlılığı Lyapunov kararlılık analizi ile sağlanmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen metodun etkinliğini doğrulamıştır [40].

GKF'e dayalı algılayıcısız algoritma, ölçülen gerilim ve akımları kullanarak makine hızını tahmin etmek için en kk kareler anlamında en uygun bir tahmin edicidir [41],[42]. Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı algılayıcısız algoritmada karmaşık hesaplama yapmak için, çok güçlü mikroişlemci gerekmektedir. Kullanılan makine modeli tipik olarak sabit referanstadır ve fazlasıyla makine parametrelerine bağlıdır. Ayrıca, başlangıç rotor konumu için GKF kullanmak uygun değildir. Bu gerçekler nedeniyle, GKF tekniğine dayalı algılayıcısız algoritma gerçekte çok araştırmacı tarafından tercih edilmez.

Zheng ve Fadel,GKF ile SMSM'un algılayıcısız kontrolüne yönelik yaptıkları çalışmada, kalman filtresinin başlangıç pozisyonu ve mekanik parametrelere gerek olmadan tam rotor hızını ve rotor pozisyonunu tahmin edebildiğini ortaya çıkarmışlardır. GKF, rotor akı oryantasyonlu senkron eksende ayarlanmış, bu sayede hem çıkıntılı hem de çıkıntısız motorlarda kolaylıkla kullanılabilirliğini ispatlamışlardır [43].

SMSM'lar için temel frekans model tabanlı rotor konum/hız tahmin teknikleri de incelenmiştir. Bu yöntemler, orta ve yüksek-hızlı bölgelerde SMSM'ların vektör kontrolü için yüksek seviyede kesinlik taşıyan konum / hız tahminlerini sağlama yeteneğine sahiptirler. Bununla birlikte, bu yöntemler, zayıf performansa ya da konum ile ilgili sistem durumlarının düşük sinyal-gürültü oranları sayesinde, düşük hız bölgesinde ve durma sırasında bile başarısız olacaktır. Bu sınırlamanın üstesinden gelmek için ve düşük hız bölgesinde yeteneğini geliştirmek için, makine çıkıntı izleme kullanan rotor konum/hız tahmin yöntemleri [44],[45] yaygın olarak çalışılmıştır. Bu yöntemlerde, genellikle frekansı temel frekanstan çok daha yüksek olan bir yüksek frekans (YF) uyarım kullanılmaktadır. YF uyarım altında, SMSM'un ölçülen tepkisini kullanarak, konumla ilgili çıkıntı sinyali elde edilebilir. YF uyarıma dayalı yöntemler aşağıdaki üç yönden karakterize edilebilir:

- a) Makine çıkıntı izlemeye dayanan rotor konum tahmin prensibi. Çıkıntılı kutuplu SMSM'lar için örneğin; İSMSM'lar [46] rotor konumu stator indüktansına bağımlı konumun değişimini izleyerek belirlenebilir. Çıkıntısız kutuplu SMSM'lar için örneğin YSMSM'lar simetrik rotor yapısına sahiptir ve bu yüzden indüktansın uzaysal değişimi neredeyse sıfırdır, başlıca akı saturasyonu veya stator kaçak akı saturasyonu ile ilgili uzaysal çıkıntı [47], [48], genellikle rotor konumunu belirlemek için kullanılır.
- b) YF uyarım için yöntem. Hem sürekli [49],[51] hem de süreksiz [52],[53] uyarımlar önerilmiştir. YF uyarımın farklı tipleri ya taşıyıcı bir sinyal enjeksiyon ya da bir darbe genişlik modülasyon model modifikasyonu kullanılarak elde edilebilir [52]. Taşıyıcı sinyal enjeksiyonu için hem sinüzoidal dalga şekilleri [49],[50] hem de kare dalgalar [51] uygun adaylardır veya sabit referans düzlem ya da tahmin edilen eş zamanlı olarak döner referans düzlem içine enjekte edilebilirler.
- c) Sinyal işleme yöntemi ve çıkıntı izleyen gözlemleyici. YF uyarımın farklı tipleri için, çıkıntı ile ilgili ölçülen sinyaller farklı olabilir ve farklı çıkıntıyla ilgili sinyaller için kullanılan sinyal işleme yöntemleri de değişmektedir. Rotor konum belirleme performansını geliştirmek için kapalı döngü çıkıntı izleyen gözlemleyiciler [54],[55] son yıllarda yaygın olarak çalışılmıştır.

Tüm bu tekniklerin dışında, MRAS, sadeliği ve iyi bir kararlılığı nedeniyle hız tahmini için yaygın olarak kullanılır [56]. MRAS yöntemi, iki model kullanır. Bunlardan birincisi rotor hızından bağımsız (Referans Model), diğeri ise rotor hızına bağlı (Ayarlanabilen Model) modeldir. Gerçek ve tahmin edilen çıkışlardan elde edilen hata, çıkışında rotor hızının (ω_r) tahmin edildiği adaptasyon mekanizmasına gönderilir. Adaptasyon mekanizması genelde bir PI kontrol edicidir. Bu tahmin edilen ω_r değeri, PI kontrol ediciden geçirilerek, tahmin edilen hızın gerçek hıza eşit olması sağlanır, yani kalıcı durum hatası sıfıra doğru yaklaştırılır. Daha sonra bu ω_r değeri, ayarlanabilen modeli ayarlamak için kullanılır.

Maiti ve Chakraborty tarafından yapılan çalışmada, değişik hız aralıklarındaki vektör kontrollü SMSM'un hızını tahmin edebilmek için reaktif güç tabanlı model referanslı uyarlanabilir bir sistem kullanılmıştır. Model referanslı uyarlanabilir sistemin bu yeni yapısı stator direncinden bağımsız olup, daha az parametreye bağımlıdır (sadece q eksenindeki stator endüktansına bağımlıdır). Ayrıca reaktif gücün basitleştirilmiş anlatımının kullanımı, projenin uygulamaya konulmasını daha da kolaylaştırmıştır. Geleneksel vektör kontrollü SMSM sürücülerine herhangi bir yeni donanım ekmeden kullanılabilen bu tekniğin geçerliliği, yapılan benzetimler ile kanıtlanmıştır [57].

Jinsang ve arkadaşları, MRAS tabanlı SMSM'un pozisyon algılayıcısız kontrolünü yapmışlardır. Vektör kontrol tabanlı bir kontrol sistemi sunulmuş ve motorun referans model olarak kullanıldığı MRAS tabanlı pozisyon ve hız tahmini gerçekleştirilmiştir. Kontrol teknolojisinin hem yüzey SMSM hem de iç SMSM için uygun olduğu benzetim çalışmaları ile kanıtlanmıştır [58].

Gadoue ve arkadaşları, yeni bir bulanık mantık adaptasyon mekanizmalı MRAS ile asenkron motorun algılayıcısız vektör kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada, rotor akı tabanlı MRAS hız gözlemleyici kullanılarak, çok düşük hızlarda hız tahmini yapılmıştır. Ayrıca klasik sabit kazançlı PI kontrol edici yerine yeni bir bulanık mantık adaptasyon mekanizması önerilmiştir. İki tasarı arasındaki detaylı karşılaştırma, dolaylı vektör kontrollü asenkron motor sürücü kullanılarak yapılmıştır. Bulanık mantık uygulaması, hem açık döngü hem de kapalı döngü

algılayıcısız çalışma durumlarında daha iyi geçici performansın yanı sıra, yük torkunun bozucu etkilerinde de daha iyi performans göstermiştir [59].

Kojobadi ve Chang, MRAS tabanlı adaptif hız tahmin edici ile algılayıcısız SMSM sürücü tasarlamışlardır. Literatürdeki önceki geliştirilmiş metotlarla karşılaştırıldığında (genişletilmiş kalman filtresi, yapay sinir ağı ve kayan kip kontrol gibi), bu metot daha az hesaplama zamanı tüketir ve mikrodenetleyiciler ve DSP'ler ile de gerçekleştirilmesi kolaydır. Önerilen metotla, Popov'un kriteri adaptif hız tahmin edici için kullanılmıştır. Önerilen adaptif stratejinin geçerliliği, benzetim ve deneylerle doğrulanmıştır [60].

Benjak O., Gerling D., konum algılayıcısız SMSM sürücüleri için modern tekniklerin incelenmesi üzerine bir çalışmada, mekanik bir algılayıcı olmadan, sürücülerde kullanılan adaptif metotların bir incelemesi üzerine olan çalışması temel odaklanma noktası MRAS ve gözlemleyici tabanlı metotlar üzerinedir. Daha sonra Luenberger, azaltılmış dereceli ve kayan kip gözlemciler tanımlanmıştır. Ayrıca temel kalman filtresi ve genişletilmiş kalman filtresi de sunulmuştur [61].

Kim Y.S., ve arkadaşları, SMSM'un MRAS tabanlı algılayıcısız kontrolü üzerine yaptıkları çalışmada önerilen kontrol algoritması, zıt EMK tahmini için iki model olarak durum gözlemleyici modeli ve manyetik akı modeli kullanan MRAS'e dayanmaktadır. Rotor hızı iki modelle elde edilen tahmini nicelikleri arasındaki hatayı kullanan adaptasyon mekanizması ile üretilir. Benzetim ve deneysel sonuçlar, önerilen algoritmanın düşük hız ve yüksek hızlarda iyi hız tepkisi gösterdiğini ve stator direnci ve zıt EMK değişimlerinde dayanıklı hız tepkileri gösterdiğini belirlemiştir [62].

Lipeng W., ve arkadaşları, açık çevrim direnç tanımlama ile MRAS tabanlı, bozuklukları otomatik olarak önleyen bir denetleyici ile SMSM'un algılayıcısız kontrol yöntemini önermiştir. Ölçülmeyen durumların ve bilinmeyen bozuklukların gerçekteki davranışını tahmin etmek için, geri besleme yolunda genişletilmiş durum gözlemleyici yöntemi tasarlanmıştır. Algılayıcısız sistemin kararlılığı, aşırı kararlılık

kavramı ile sağlanmıştır. Benzetim sonuçlarından, tasarlanan yöntemin referans hız ve yük momenti değişimlerine mükemmel dayanıklılık gösterdiği görülmüştür [63].

1.2.3. Hiyerarşik bulanık mantık tabanlı yöntemler

Son yıllarda doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Bulanık Mantık (BM) yöntemleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [64],[65],[66]. Bunun yanında, yeni geliştirilen Genetik Algoritma ve Karınca Kolonisi gibi optimizasyon yöntemleri de kullanılmaya başlanmıştır [67]. BM yöntemi, uzman bilgisinden yararlanarak çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olduğundan dolayı, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır. YSA'da ise belli sayıda örnek ile eğitim yapılarak eğitilen ağ, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır. YSA ile yapılan kontrol yöntemleri, parametre değişimlerinden ve matematiksel modellerde ihmal edilen veya modellenemeyen parametrelerden kaynaklanan olumsuzluklardan daha az etkilenmektedir. Bu nedenle, son yıllarda YSA'nın kullanıldığı kontrol yöntemleri giderek yaygınlaşmaktadır [65],[68],[69].

Literatürde, Yapay Sinir Ağı (YSA) ve Bulanık Mantık Denetleyicisine (BMD) dayanan, biraz daha gelişmiş uyarlanabilir kestirim teknikleri bildirilmiştir [70],[71]. Ancak, tahmin doğruluğu nöronların sayısına ve kural tabanı için kullanılan bulanık üyelik fonksiyonlarının sayısına bağlıdır ve çevrim dışı ayarlama gerektirir.

Öksüztepe ve Kürüm, algılayıcısız konum ve hız v/f kontrol yöntemi ile, kararlı bir çalışma için Bulanık Mantık Denetleyici kullanmıştır. Motorun şebekeden çektiği aktif güçteki titreşimlere, göre motora uygulanan gerilimin frekansını Bulanık Mantık Denetleyicisinin tahmin ettiği oranda değiştirerek, kararlı bir çalışma sağlamışlardır. Bu yöntemin geçerliliğini, Matlab/Simulink programı kullanarak ispatlamışlardır [72].

Bu tekniklerin hem doğrusal hem de doğrusal olmayan tasarımlar için güçlü performansa sahip olması ve sistemin matematiksel model [73],[74],[75] bilgisine ihtiyaç duymaması büyük avantajlar sağlamaktadır. BM, bir uzman bilgisinden yararlanarak çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olduğundan dolayı, doğrusal

olmayan ve belirsiz dinamiklere sahip sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır. Bir BM denetleyici üyelik fonksiyonlarının şeklinin ve sayısının belirlenmesi ve kural tablosunun oluşturulması, bu denetleyicinin başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu işlemler uzman bilgisi doğrultusunda gerçekleştirildiği için, verilen bilgilerin doğruluğu ve doğru bir şekilde uygulanması, BM denetleyicisinin oluşturulması sırasında karşılaşılan önemli sorunlardandır [76],[77].

Buna ek olarak, giriş ve çıkış ölçeklendirme faktörlerine, deneme ve yanılma yoluyla karar verilir ve istenilen performans için,BMD kümelerinin değiştirilmesi gerekmektedir ve bu zaman alıcı bir iştir [78],[79]. Çalışma durumlarını değiştirerek,BMD'nin kendini adapte etmesini sağlamak için ek bir BMD'nin kontrol algoritmasına dahil olduğu bazı çalışmalar [80],[81] de önerilmiştir. Bu, daha fazla kural sayısı ve bilgi ile beraber, daha fazla bellek ve çalıştırmak için daha fazla zaman gerektirecektir.

Kural tabanı ve bulanık mantık üyelik fonksiyonlarından kaynaklanan hafıza yükünü ortadan kaldırmak için, bazı araştırmacılar literatürde var olan hiyerarşik bulanık yapısını tercih etmişlerdir. Hiyerarşik bulanık mantık tabanlı MPSS ve SVC sistemi, çoklu bir makine ortamında titreşimleri önlemek için rapor edilmiştir. İyi bir dinamik performansa sahip olduğunu ve ciddi sistem titreşimlerinin önlenbildiğini göstermiştir [82].

Caner, yapmış olduğu doktora tez çalışmasında, enerji üretim kontrollerinden biri olan uyartım kontrol sisteminin dinamik performansının arttırılmasını amaçlamıştır. Bunun için, daha önce bu alana uygulanmamış ve performansı test edilmemiş yeni bir kontrol metodu olarak “hiyerarşik bulanık kontrol metodunu” sistemine uygulamıştır. Ayrıca bu metodun uyartım kontrol sistemi bileşenlerinden güç sistem stabilizatörüne uygulamasını gerçekleştirmiştir. Benzetim çalışmaları sonucu önerilen hiyerarşik bulanık denetleyicilerinin, senkrogeneratörlerin uyartım kontrolünde kullanılan kontrol yöntemlerine göre daha iyi bir performans gösterdiği görülmüştür. Klasik bulanık denetleyicilerle karşılaştırıldığında ise, düşük kural sayısına sahip olması ve bunun sonucunda ayarlanacak parametrelerin daha az olması, bu denetleyiciyi avantajlı hale getirmektedir [83].

Sağlam, tez çalışmasında, bulanık mantığın temel denetleyicilerinden olan bulanık PID denetleyicilerine hiyerarşik özelliğın kazandırılmasını ele almıştır. İki girişli ve üç girişli PID denetleyici yapılarının yanı sıra, üç girişli PID denetleyicilerden faydalanarak oluşturulan hiyerarşik PID denetleyici, temel üç doğrusal sistem ve bir doğrusal olmayan sistem üzerine uygulamıştır. Ele alınan sistemler üzerinde, hangi denetleyici yapısının etkili sonuçlar verdiğıne karar vermeye çalışmıştır. Bulanık mantık kontrolde, hiyerarşik yapının doğrusal olmayan sistemde, doğrusal sistemlere göre daha iyi sonuç verdiğini görmüştür. Doğrusal sistemlerde ise, iki girişli PID yapısı, hem kural boyutunu, dolayısıyla da kural sayısını azaltması bakımından sağladığı kontrol kolaylığı ve sistem yanıtlarından elde edilen performans açısından, Hiyerarşik PID yapısına ciddi bir alternatif oluşturmuştur[84].

Lee ve arkadaşları, yaptıkları çalışmada, hiyerarşik bulanık sistemlerin bulanık kurallarını oluşturmak için, yeni bir tür eşleme kurallı temel tasarı önermişlerdir. Bu tasarımın algoritması, hiyerarşik yapının orta tabakasını oluşturan bulanık kuralların kolaylıkla tasarlanabilmesi için geliştirilmiştir. Geleneksel tek tabakalı bulanık denetleyicilerin aksine bu yöntem, aynı ölçekleme faktörü kullanarak yaklaşık performansa sahiptir. Örnekler verilmiş ve benzetim sonuçları, algoritmanın etkili ve uygulanabilir olduğunu göstermiştir[85].

Lee ve arkadaşları yaptıkları çalışmada, asenkron motor hız kontrolü için bulanık mantık denetleyici tasarlamışlardır. Yük atalet momenti ve yük torkunun değişimi için, hiyerarşik yapıli bulanık algoritma ve geleneksel PI denetleyici kullanarak hız denetleyicinin performansını incelemişlerdir. Bu denetleyiciler 2.2kW asenkron motor sürücüsüne uygulanmıştır. Benzetim ve deneysel sonuçlar, bulanık algoritma kullanarak oluşturulan hız denetleyicinin, geleneksel PI denetleyiciden daha dayanıklı olduğunu göstermiştir[86].

Wang, çalışmasında, hiyerarşik bulanık sistemlerin analizini ve tasarımını gerçekleştirmiştir. Analiz bölümünde, hiyerarşik bulanık sistemlerin evrensel yaklaşıklayıcılar olduğunu ve girişindeki küçük bozulmalarla ilgili olarak, bulanık sistem çıkışının duyarlılık analizini ortaya koymuştur. Tasarım bölümünde, hiyerarşik bulanık sistemin parametrelerini ayarlayarak, giriş-çıkış çiftlerini eşlemek için bir

gradyan kabul edilebilir algoritma elde etmiştir. Algoritmayı iki örnekle simule ederek, algoritmanın etkili olduğunu ve hiyerarşik yapının yaklaşım doğruluğunun iyi olduğunu göstermiştir[87].

Joo ve Lee, çalışmalarında, top ve terazi sistemi problemini ele almışlardır. Çok daha az olan kural sayısına karşın iyi bir sonuç elde ederek, ikinci katmandaki fiziksel anlamı olmayan sinyallerle kural oluşturma problemini gidermek için, yeni bir hiyerarşik yapı önermişlerdir[88].

Hiyerarşik bulanık kontrolün fikir babası olan Raju ve Zhou tarafından yapılan çalışmada, denetleyici parametreleri sistem parametre değişimine göre ayarlanarak, hiyerarşik bulanık sistem uyarlanabilir hale getirilmiştir. Denetleyici, buhar generatörünün su akış kontrol problemine uygulanmış ve simülasyon yapılarak performansı test edilmiştir[89].

Gegov ve Frank tarafından yapılan çalışmada, çok değişkenli sistem kontrolü için, hiyerarşik bulanık kontrolü önerilmiş ve bir şehir trafik ağı davranışının simülasyonu için kullanılmıştır. Kontrol aşamasında hesaplanan bulanık ilişkilerinin sayısı önemli oranda düşmüştür. Bu çalışma ile, fazla sayıda kontrol parametresi içeren büyük ölçekli sistemler ile bulanık kontrol teorisi arasındaki boşluk doldurulmuştur[90].

Wu ve Tam, bulanık sinir ağı ile asenkron motor sürücüsü için bir model referans adaptif sistem kontrol yapısını önermişlerdir. Bulanık hiyerarşili hata yaklaşımı adı verilen, az ama öz ve yüksek hızlı bir algoritma kullanmışlardır. Benzetim sonuçları bu tür sinirsel bulanık denetleyicinin, asenkron motor sürücüsü için hız kontrol regülasyonunu izlemede etkili olduğunu göstermiştir [91].

1.3. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının amacı, SMSM'un algılayıcı tabanlı kontrol sistemleri ile karşılaştırılabilir performansa sahip, algılayıcısız kontrol sisteminin rotor konum/hızını geliştirmek olmuştur. Algılayıcısız kontrol, SMSM sürücü sistemlerinde elektromekanik konum algılayıcıları kullanımından kaynaklanan

sorunları çözmek için, etkili araçlar sunmaktadır. Bunlardan birincisi, maliyet, boyut, ağırlık ve donanım karmaşıklığının azaltılmasıyla, SMSM'lar için mevcut algılayıcı tabanlı kontrollere bir alternatif oluşturmaktadır.

İkincisi ise, algılayıcı tabanlı kontrol sistemlerinde tamamlayıcı bir fonksiyon olarak kullanılabilmesidir. Algılayıcılar ile ilgili sorunlar olduğunda, algılayıcısız kontrol, SMSM sürücü sistemlerinin düzgün olarak çalışmasına olanak sağlar. Bu yöntem, algılayıcının hatası ile oluşan diğer sistem bileşenlerinin ve kontrol sisteminin arıza görmesini engeller. Son olarak, SMSM'ların tahmin edilen rotor konum ve hızı ile diğer durum değişkenleri, elektromekanik algılayıcıların ve diğer SMSM bileşenlerinin durum izlemesi için kullanılabilir. Bu, hata oranını, seviyesini ve bakım maliyetlerini azaltır ve SMSM sürücü sistemlerinin güvenilirliğini artırır.

Bu tezde yapılan çalışmalar kısaca aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. SMSM'lar için orta ve yüksek hız uygulamalarında algılayıcısız kontrol sistemi geliştirilmiştir. Çeşitli çalışma koşullarına ve hem kalıcı hem de geçici durum hatalarına karşı dayanıklı bir kontrol sistemi geliştirilmiştir.
2. Makine rotor asimetrisine ve parametre değişimine çok az bağımlı olan yeni bir hiyerarşik bulanık mantık adaptasyon mekanizması, geleneksel PI mekanizmanın yerine kullanılarak MRAS rotor pozisyon tahmin yöntemi geliştirilmiştir.
3. Yapılan çalışmaların benzetimi, Matlab/Simulink programında gerçekleştirilmiş, daha sonra (TMS320F28335 Experiment Kit) DSP işlemcisi kullanılarak gerçek zamanda uygulanmıştır.

1.4. Tez Organizasyonu

Tez aşağıdaki şekilde dzenlenmiştir:

Bölüm 2’de SMSM’ların tasarımları ve sınıflandırmaları hakkında bilgiler verilmekte ve ayrıca PI denetleyici tasarımları açıklanmaktadır.

Bölüm 3, SMSM’lar için model referans adaptif sistem (MRAS) tabanlı rotor hız tahmircisi ve rotor konum tahmin tasarımından oluşan, bütünleşmiş bir rotor konum/hız tahmircisini açıklamaktadır. Tahmin edici, bölüm 3’de sunulan algılayıcısız kontrol sistemlerinin kararlılığını ve geçici performansını geliştirir. İlk olarak, bir model yeniden yapılandırma yöntemi rotor konum tahmin edicilerin tasarımını için uygun dinamik SMSM modellerini kurmak için sunulur. Bu tahmin SMSM sürücüleri için algılayıcısız rotor konum/hız vektör kontrol tasarımlarını oluşturmak için vektör kontrolüyle bütünleştirilmiştir.

Bölüm 4’de SMSM sürücü düzeneği detaylı olarak açıklanmıştır.

Bölüm 5, benzetim modellerinin ayrıntılı bir açıklamasını, algılayıcı tabanlı alan etkili kontrol modellerini ve deneysel doğrulamasını açıklamaktadır.

Bölüm 6’da, geleneksel MRAS tabanlı çok sayıda benzetim ve deneysel çalışma sonuçları verilmiştir.

Bölüm 7’de, önerilen MRAS tabanlı çok sayıda benzetim ve deneysel çalışma sonuçları verilmiştir. Böylece önerilen tasarımın geçerliliği ispatlanmıştır.

Bölüm 8’de, bu tez araştırmasının sonuçları ve katkıları ile gelecekte yapılacak çalışmalar için öneriler verilmektedir.

BÖLÜM 2. SMSM TASARIMLARI VE SINIFLANDIRMALARI

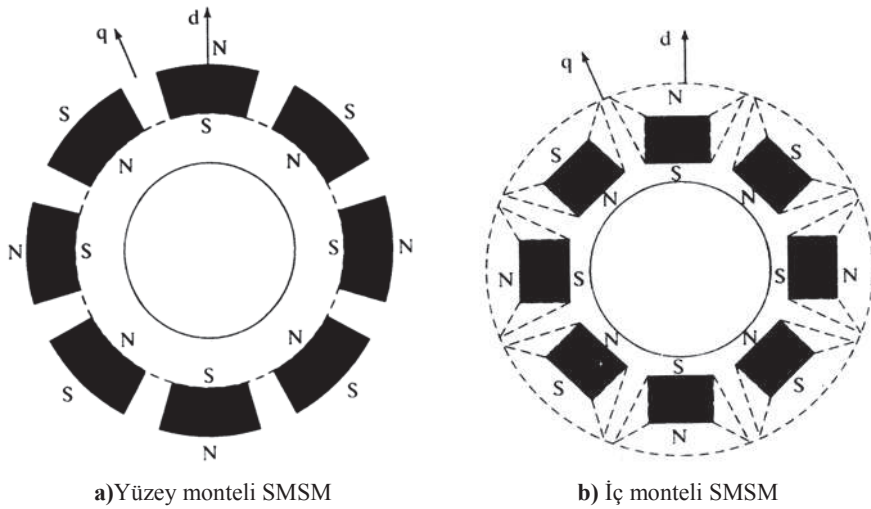
Pillay ve Krishan, sabit mıknatıslı motorları inceleyerek, çektikleri akımlar ve ürettikleri zıt emk'lara göre bu motorları sınıflandırmışlardır. Araştırmalar sonucunda zıt emk'sı yamuk biçiminde olan motorlara fırçasız doğru akım motorları (FDAM), zıt emk'sı sinüzoidal olan motorlara ise sabit mıknatıslı senkron motorlar adını vermişlerdir [92].

Rotor yapılarına göre yaklaşık olarak sinüzoidal bir zıt elektromotor kuvvete (EMK) sahip SMSM'lar, iki ana kategoriye ayrılabilir; çıkıntısız kutuplu SMSM'lar, örneğin, yüzeye monte edilmiş SMSM'lar (YSMSM) ve çıkık kutuplu SMSM'lar, örneğin iç SMSM'lar (İSMSM). SMSM'ların farklı tiplerdeki karşılaştırmaları [93] ve [94] da bulunmaktadır.

YSMSM'un enine kesiti Şekil 2.1 (a)'da gösterilmiştir. Sabit mıknatıslar rotor nüvesinin yüzeyine monte edildiği için, YSMSM homojen etkili bir hava aralığına sahiptir. Bu özellik, dolaysız (doğrudan) (d) ve dik evreli eksen (q) senkron endüktansları birbirine eşit yapar. Sonuç olarak, YSMSM sadece manyetik bir moment üretir. İSMSM ile karşılaştırıldığında, YSMSM nispeten sınırlı bir akı zayıflatma özelliğine sahiptir. Yüzey mıknatıslı rotor yapısı, imalat ve montaj açısından basittir. Fakat sabit mıknatıslar, endüvi reaksiyonu alanına doğrudan maruz kalırlar ve mıknatıslık özelliğini kaybetme riski altındadırlar. Yüzeye monte edilmiş rotor yapısından dolayı, mil devir sayısı merkezkaç kuvvetinin etkisine karşı rotor yüzeyindeki mıknatısları tutmak için sınırlandırılmalıdır. Bu yüzden, YSMSM'lar düşük hız uygulamalarında yaygın olarak kullanılırlar, örneğin, rüzgar enerjisi dönüşüm sistemleri ve ev uygulamaları.

İSMSM'un enine kesiti Şekil 2.1 (b)'de görülmektedir [95]. Burada mıknatıslar gömülüdür ve akı zayıflatma işlemi süresince sabit mıknatısların mıknatıslıklarını

kaybetme riskini önemli derecede azaltan rotor demiri içinde etkili bir şekilde korumalıdır. Rotor çıkıntısı nedeniyle, d-ekseni ve q-ekseni indüktansları farklıdır. Hem manyetik moment, hem de relüktans moment İSMSM tarafından üretilen toplam momente katkıda bulunur. Bu nedenlerden dolayı, İSMSM, akı zayıflatma işlemi ve yüksek çıkış momentine ihtiyaç duyan elektrikli araç sistemlerinde çekiş gücü uygulamaları için daha fazla uygulanabilir.



Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı senkron motor tipleri

2.1. SMSM'ların Dinamik Modelleri ve Algılayıcı Uzak Vektör Kontrolü

Alan ve endüvi akımlarının bağımsız kontrolü, serbest uyarmalı doğru akım motorlarında iki ayrı sargının bağımsız iki ayrı kaynaktan beslenebilmesi nedeni ile kolayca yapılabilir. Bunun yanı sıra, motorun yapısı gereği, bütün çalışma koşulları altında alan çizgilerinin sargı düzlemine paralel olduğu maksimum (ya da optimal) moment üretim koşulu her zaman sağlanır. Alternatif akım motorlarını, serbest uyarmalı doğru akım motorlar gibi ayarlanabilir kazançlı doğrusal akım-moment dönüştürücüsüne çevirme, yani alan (akı) kontrolünü moment kontrolünden bağımsızlaştırma amacıyla, 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından vektör kontrol yöntemleri önerilmiştir [96]. Bu yöntemlerle, doğru akım motorlu sürücülerdeki kadar iyi bir dinamikle, hem geçici hem de sürekli halde akı, moment ve eklenen dış kontrol çevrimi ile de hız (veya konum) kontrolü yapılabilmektedir [97].

Vektör kontrol ile AA motorun akım uzay vektörü, akı ve moment üreten bileşenlerine ayrıştırılarak, serbest uyarımlı DA motora benzer bir kontrol karakteristiği elde edilir. Endüstriyel uygulamalarda elektrik makinelerinden ve sürücü sistemlerinden beklenen, çalışma programına ve çeşitliliğine uygun, yüksek performanslı ve verimli makine sürücüleri kullanabilmektir. Vas, tarafından servo sürücü sistemlerden beklenen özellikler şöyle sıralanmıştır [98].

- a) Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu,
- b) Yüksek güç - ağırlık oranı,
- c) Yüksek moment - eylemsizlik oranı (yüksek hızlanmaya olanak sağlar),
- d) Titreşimsiz moment işletmesi,
- e) Sıfır hızda kontrol edilebilen moment,
- f) Yüksek hızda işletilebilme kabiliyeti,
- g) Yüksek moment kabiliyeti,
- h) Yüksek verim ve güç faktörü,
- i) Bütünleşik (kompakt) tasarım.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, yukarıda sayılan özellikleri sağladığından dolayı, endüstriyel uygulamalarda günümüzde sıklıkla kullanılır olmuşlardır. Özellikle kompakt tasarıma sahip olmaları, yüksek verimleri, sağlamlıkları, iş makinelerine şekilsel adaptasyonları, öne çıkan avantajları olarak gösterilebilir [99],[100].

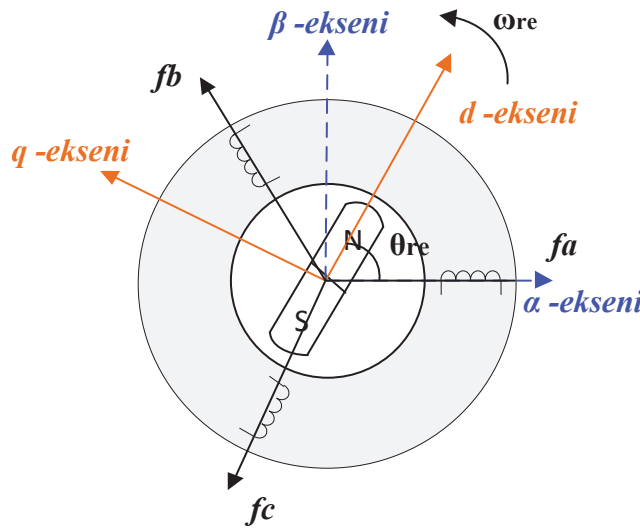
2.1.1. SMSM'un dinamik modelleri

Vektör kontrollü sürücüleri anlamak veya tasarlamak için, sürekli mıknatıslı senkron motora ilişkin dinamik modelin iyi bilinmesi gerekir. Bu model, gerilim ve akımın herhangi bir anı değeri için, SMSM'un hem geçici hem de sürekli hal davranışını yeterince yansıtabilecek şekilde, aşağıdaki varsayımlar göz önüne alınarak elde edilecektir [101],[102],[103].

- a) Üç fazlı stator sargıları, sinüzoidal bir hava aralığı akısı oluşturacak ve kutup sayısına bağlı olarak 120° 'lik elektriksel açı sağlayacak biçimde stator çevresine düzgün yayılmıştır.

- b) Doyma ve dış etkileri ihmal edilmiştir.
- c) Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- d) Deri olayı ihmal edilmiştir.
- e) Direnç ve endüktans değerleri sıcaklık ve frekanstan bağımsızdır.
- f) Rotor silindirik yapıda olup mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiştir.
- g) Sabit mıknatısların oluşturduğu toplam manyetik akı değeri sabit ve sıcaklıktan bağımsızdır.

Bir SMSM'un modellenmesinde makine büyüklüklerinin, stator referans düzlemde (abc düzlem), rotor referans düzlemde (2-faz dq düzlem) ve sabit 2-fazlı referans düzlemde (2-faz $\alpha\beta$ düzlem) ifade edilmesine göre üç farklı matematiksel model kullanılmaktadır [104],[105]. Bu referans düzlemler arasındaki ilişki Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. SMSM modeli için koordinat referans düzlemleri

Burada ω_{re} elektriksel olarak açısal hızdır, θ_{re} ise a-ekseninden rotor akısının konumunu temsil etmektedir.

2.1.2. Stator referans düzlemde (a,b,c) SMSM'un dinamik modeli

a,b,c stator referans düzlemde üç fazlı SMSM'un modeli şöyle tanımlanabilir;

$$V_{abc} = \Lambda i_{abc} + \frac{\partial \lambda_{abc}}{\partial t} \quad (2.1)$$

Burada λ_{abc} (a,b,c) düzlemdeki stator akı bağıntısıdır, i_{abc} üç faz stator akımlarıdır. Λ değeri aşağıdaki gibidir.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Akı bağıntı denklemini şöyle ifade edilebilir:

$$\lambda_{abc} = L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re}) \\ \sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Burada L stator indüktansını, λ_m rotor akı bağıntısını, θ_r rotor konumunu ifade etmektedir.

Aynı zamanda gerilim denklemleri şöyle yazılabilir:

$$V_a = Ri_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_b = Ri_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (2.5)$$

$$V_c = Ri_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E_a \quad (2.7)$$

$$V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + E_b \quad (2.8)$$

$$V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + E_c \quad (2.9)$$

$$E_a = \omega_{re} \lambda_m \sin(\theta_{re}) \quad (2.10)$$

$$E_b = \omega_{re} \lambda_m \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.11)$$

$$E_c = \omega_{re} \lambda_m \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.12)$$

Elektromanyetik moment ifadesi;

$$T_e = \frac{E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c}{\omega_{re}} \quad (2.13)$$

olur. Gerekli ifadeler yerine yazıldığında moment denklemi şu şekilde yazılabilir:

$$T_e = \frac{P}{2} \lambda_m \left(\left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \sin(\theta_{re}) - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \cos(\theta_{re}) \right) \quad (2.14)$$

Elektromekanik moment ifadesi ise;

$$T_m = J \frac{d\omega_{re}}{dt} + B\omega_{re} + T_L \quad (2.15)$$

şeklinde hesaplanabilir [106],[107].

2.1.3. Sabit 2-faz referans düzlemde SMSM dinamik modeli

Ters Park dönüşümü kullanılarak, SMSM'un dinamikleri $\alpha\beta$ sabit referans düzlemde şöyle modellenebilir:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L + \Delta L \cos(2\theta_{re}) & \Delta L \sin \theta_{re} \\ \Delta L \sin \theta_{re} & L - \Delta L \cos(2\theta_{re}) \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \omega_{re} \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Burada θ_{re} rotor konum açısıdır; v_α ve v_β sırasıyla α -eksen ve β -eksen stator gerilimleridir, i_α ve i_β sırasıyla α -eksen ve β -eksen stator akımlarıdır, $L = (L_d + L_q)/2$ ve

$\Delta L = (L_d - L_q)/2$ değerindedir. Çıkıntılı kutuplu bir SMSM’da ΔL sıfır olmadığı için, Eşitlik (2.16) konum tahmini için uygun olmayan hem θ_{re} , hem de $2\theta_{re}$ terimlerini içerir. Çıkıntısız kutuplu SMSM için rotor çıkıntısı önemsenmeyebilir, yani $L_d = L_q$ olur. Bu durumda Eşitlik (2.16) aşağıdaki gibi basitleştirilir:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Eşitlik (2.17) de gösterildiği gibi, sadece zıt EMK bileşenleri rotor konum bilgisi içerir. Bu yüzden zıt emk bileşenleri tahmin edilirse, rotor konumu elde edilebilir. Literatürde, modelin basitliği sayesinde çok sayıda SMSM için model tabanlı konum tahmin yöntemi eşitlik (2.17)’ye dayanarak önerilmiştir.

Sabit 2-faz referans düzlemde, üç fazlı SMSM’un modeli şöyle tanımlanabilir;

Elektromanyetik moment ifadesi;

$$T_e = \lambda_m (-i_\alpha \sin(\theta_{re}) + i_\beta \cos(\theta_{re})) \quad (2.18)$$

Elektromekanik moment ifadesi;

$$T_m = J \frac{d\omega_{re}}{dt} + B\omega_{re} + T_L \quad (2.19)$$

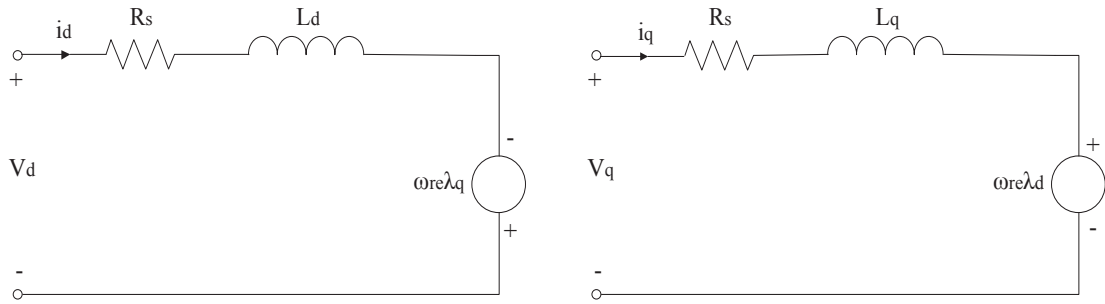
Yukarıdaki eşitliklerden görüldüğü gibi, denklemler doğrusal değildir ve kuvvetle birbirlerine bağlıdır. Bu etkenler stator bobinlerindeki akımların değişmesiyle akı ve momentin doğrudan kontrolünü oluşturmada çok zorluk çıkarır. Bu nedenle, başka bir koordinat sistemine dönüştürülmeye ihtiyaç vardır.

2.1.4. Rotor referans düzlemde SMSM’un dinamik modeli

Bir SMSM da mıknatıslar rotor yüzeyine monte edilmiştir. Mıknatıslar hava olarak kabul edilebilir, çünkü mıknatısların geçirgenliği birim değere yakındır ve çıkıntı

aynı genişlikteki mıknatıslarda küçüktür. Bu sebeplerden dolayı, dq-eksenlerle ifade edilen indüktanslar yaklaşık olarak eşittir ($L_d \approx L_q$).

Sinüzoidal akım beslemeli SMSM'ların matematiksel olarak modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem de, rotor referans düzlemi kullanmaktır. Stator büyüklüklerini, rotor referans düzleme aktarmak suretiyle elde edilen model, serbest uyarımlı d.a. motor modeline benzer. Motorun denetim yapısı, bu model kullanılarak oluşturulur. Böylelikle SMSM'da, serbest uyarımlı motor gibi denetlenebilir. Rotor düzleminin diğer bir avantajı, eşitlik derecesi indirgiğinden çözüm daha hızlı olmaktadır. Şekil 2.3'de rotor referans düzlemdeki SMSM'un eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.3. SMSM'un dq- eksen dinamik eşdeğer devresi

SMSM için, dönen rotor referans düzleminde motorun gerilim denklemleri, Eşitlik 2.20-2.22'de verilmiştir [108].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \lambda_d \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{re} \lambda_q \quad (2.21)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} \lambda_m \quad (2.22)$$

Burada, R_s stator direncini, V_d ve V_q , dq eksen gerilimlerini, i_d ve i_q , dq eksen akımlarını, ω_{re} elektriksel rotor hızını, λ_d ve λ_q , dq eksen akılarını göstermektedir. Buradaki akılar, Eşitlik 2.23 ve 2.24'de tanımlanmıştır [108].

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (2.23)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.24)$$

λ_m ifadesi, sabit mıknatıstan dolayı meydana gelen karşılıklı manyetik akıyı temsil etmektedir. İndüklenen elektriksel moment ifadesi ise, Eşitlik 2.25 ile verilmiştir [108].

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_m i_q + \underbrace{\frac{3}{2} P \cdot (L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Relüktans Moment}} \quad (2.25)$$

P, kutup sayısını göstermektedir. Moment ifadesinde, birinci terim mıknatıs tarafından üretilen moment, ikinci terim relüktans farkından kaynaklanan relüktans momentidir. YSMSM'larda, d-q eksen indüktansları birbirine eşit olduğuna göre relüktans moment sıfır olacaktır. Yani,

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_m i_q) \quad (2.26)$$

Denklem 2.26'ya bakıldığında, mıknatıslanma akısı ve dikey eksen akımının etkileşimi sonucu oluşan motordaki moment kontrolünün, sadece q-eksen akımına bağlı olduğu açıkça görülmektedir. d-q eksen akımları, rotor açısal hızı ve rotor konumu durum uzay formunda, sırasıyla 2.27 ve 2.28 numaralı eşitliklerle verilmiştir.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_{re} i_q + \frac{V_d}{L_d} \quad (2.27)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_{re} i_d + \frac{V_q}{L_q} - \frac{\omega_{re} \lambda_m}{L_q} \quad (2.28)$$

Enerji dönüşümü ile elde edilen moment, mekanik yükün karşılanmasında kullanılır. Motor dinamik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment;

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (2.29)$$

ile ifade edilir. Burada T_e , motor tarafından üretilen moment olup, seçilen referans düzleme göre denklemde ω_r , mekanik hızı, J motorun atalet momentini, B sürtünme katsayısını, T_L , yük momentini göstermektedir. Bu denklemden ω_r 'yi çekersek, eşitlik aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - B\omega_r - T_L}{J} \quad (2.30)$$

Rotor konumu ile elektriksel hız arasındaki ilişki;

$$\omega_{re} = \frac{d}{dt} \theta_{re} \quad (2.31)$$

Elektriksel hız ile rotor hızı arasındaki ilişki;

$$\omega_{re} = \omega_r \cdot P \quad (2.32)$$

olarak ifade edilir, burada P kutup sayısıdır [108].

2.1.5. Ayrık zamanda motor modeli

k örnekleme zamanında ölçülen, konum, hız ve akımlar ile $k+1$ örnekleme zamanındaki akımı tahmin etmek için ayrık zaman motor modeline ihtiyaç vardır. Eşitlik 2.33 ve 2.34, Eşitlik 2.27 ve 2.28'in yeniden düzenlenmiş halidir. Burada, akımın türevi eşitliğin sol tarafına alınmıştır ve izole edilmiştir.

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \omega_{re}(t) i_q(t) + \frac{1}{L_d} V_d(t) \quad (2.33)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) - \omega_{re}(t) i_d(t) + \frac{1}{L_q} V_q(t) - \frac{\omega_{re}(t) \lambda_m}{L_q} \quad (2.34)$$

Türev eşitlikleri, aynı zamanda, zaman basamakları sıfıra yaklaşıyorsa Eşitlik 2.35 de Newton'un fark oranı ile ifade edilebilir. Bu durumda, zaman basamağı Δt , denetleyicinin örnekleme zamanı olacaktır. Örnekleme zamanı küçükse, bu türev için geçerli bir yaklaşım olacaktır.

$$\frac{df(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t + \Delta t) - f(t)}{\Delta t} \quad (2.35)$$

Aynı zamanda, Eşitlik 2.35'in yerine, Eşitlik 2.36 gibi bir Taylor serisi uygulanabilir. Sadece 1. derece bir Taylor serisi kullanılırsa, Eşitlik 2.35 ile aynı sonucu verir.

$$f(t + \Delta t) = f(t) + \Delta t f'(t) + \frac{1}{2!} \Delta t^2 f''(t) + \dots \quad (2.36)$$

Eşitlik 2.35 veya Eşitlik 2.36'da ki 1. derece Taylor açılımında, akım türevlerinin yerine konmasıyla, Eşitlik 2.37 ve 2.38 elde edilir.

$$\frac{i_d(t + \Delta t) - i_d(t)}{\Delta t} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \omega_{re}(t) i_q(t) + \frac{1}{L_d} V_d(t) \quad (2.37)$$

$$\frac{i_q(t + \Delta t) - i_q(t)}{\Delta t} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) - \omega_{re}(t) i_d(t) + \frac{1}{L_q} V_q(t) - \frac{\omega_{re}(t) \lambda_m}{L_q} \quad (2.38)$$

Δt , $\omega(k)$ açısal hız değişimlerini ihmal etmek için yeteri kadar küçük olan T_s sabit örnekleme periyoduna eşittir. O zaman, başka bir deyişle doğrusal olmayan zıt emk terimleri sabit olarak düşünülebilir [109]. Bu, Eşitlik 2.37 ve 2.38'in, Eşitlik 2.39 ve 2.40'da gösterildiği gibi, ayrıklaştırılabilir olması anlamına gelmektedir.

$$i_d(k + 1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_{re}(k) T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} V_d(k) \quad (2.39)$$

$$i_q(k + 1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k) - \omega_{re}(k) T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} V_q(k) - \frac{\omega_{re}(k) \lambda_m T_s}{L_q} \quad (2.40)$$

Burada Eşitlik 2.41'de tahmin edilen $\bar{i}_{dq}(k + 1)$ akımı, matris formda şöyle ifade edilir;

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \omega_{re}(k) T_s \\ -\omega_{re} T_s & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d(k) \\ V_q(k) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{re}(k) \lambda_m T_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

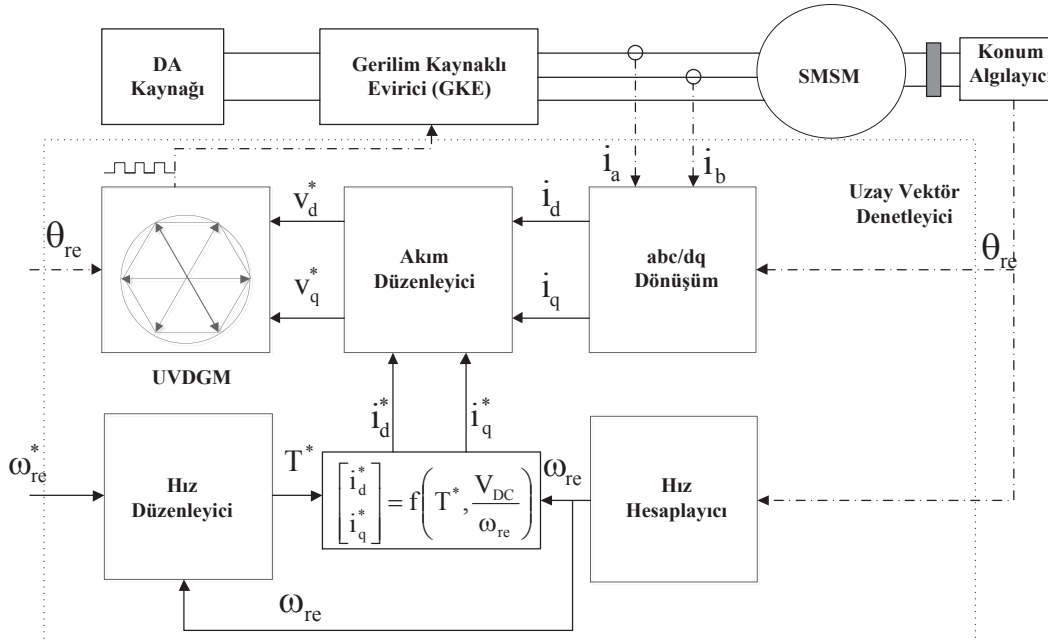
$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} V_d(k) \\ V_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C}(k) \quad (2.42)$$

$$\bar{i}_{dq}(k+1) = \mathbf{A}(k) \bar{i}_{dq}(k) + \mathbf{B} \bar{V}_{dq}(k) + \mathbf{C}(k). \quad (2.43)$$

Bu eşitlikler sonucu, genel bir ayrık zaman motor modeli elde edilmiştir [110].

2.2. SMSM'ların Konum Algılayıcılı Uzak Vektör Kontrolü

Şekil 2.4'de bir SMSM, bir gerilim kaynaklı evirici (GKE), bir DA kaynağı ile akım ve gerilim algılayıcılarından oluşan, konum algılayıcı tabanlı uzay vektör kontrol tasarımı kullanılan bir SMSM sürücü sisteminin genel blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.4. Konum algılayıcılı kontrol tasarımı

Vektör kontrolü gerçekleştirmek için aşağıdaki basamakların gerçekleştirilmesi gereklidir:

1. Akım ve rotor konumunu algılama:

- a) Akım dönüştürücüleri (AD) kullanarak, SMSM'un faz akımları ölçülür. İndirgenme sayesinde, iki faz akımının ölçülmesi (örneğin i_a ve i_b) yeterlidir.
- b) Rotor konum algılayıcısı kullanarak, rotor konum bilgisi θ_{re} ölçülür. Örneğin resolver veya enkoder.
- c) Koordinat dönüşümü: Stator faz akımları, I_a ve I_b ölçülen rotor konum bilgisi kullanarak, senkronize dönen (rotor) referans düzlemdeki i_d ve i_q akımlarına dönüştürülür.

2. Moment ve akım bilgilerinin üretimi:

- a) Bir hız düzenleyici kullanarak, istenilen rotor hızı ω_{re}^* ve ölçülen rotor hızı ω_{re} arasındaki izleme hatasına dayanan moment bilgisi T^* , üretilir.
- b) i_d^* , i_q^* , T^* ve $\frac{V_{da}}{\omega_{re}}$ (DA bara gerilimi ve rotor hızı arasındaki oran) arasındaki ilişkiye göre, i_d^* ve i_q^* akımları üretilir. Bu ilişki genellikle pratik uygulamalarda "lookup tables" ile gerçekleştirilir.

3. Akım düzenleyici ve kapı sinyalleri üretimi:

- a) İki akım düzenleyici kullanılarak, ayrıştırılmış akım kontrolü gerçekleştirilir. Burada stator akımlarının moment ve akıyı üreten bileşenleri, i_d ve i_q ayrı ayrı kontrol edilir. Bu basamak, senkronize dönen referans düzlemdeki, v_d^* ve v_q^* referans gerilimlerini üretecektir.
- b) v_d^* ve v_q^* tabanlı, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) gerçekleştirilir ve gerilim kaynaklı evirici için, anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu basamakta, v_d^* ve v_q^* gerilimlerini v_α^* ve v_β^* gerilimlerine dönüştürmek için, rotor konum bilgisi gerekmektedir.

Vektör kontrol tasarımından görüldüğü gibi v_d^* ve v_q^* referans gerilimleri elde etmek için, iki adet akım düzenleyici ve T^* moment bilgisini üretmek için, bir adet hız düzenleyici bulunmaktadır. Bu düzenleyiciler, PI (Proportional-Integral) denetleyicilerden oluşmaktadır. Bu bölümde vektör kontrol ve PI akım ve hız denetleyici tasarımları ile uzay vektör modülasyon prensipleri incelenecektir.

2.2.1. Akım denetleyici ve d-q düzlemde kuplajlama

Rotor referans düzlem gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir;

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + p\lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (2.44)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + p\lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (2.45)$$

Burada,

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (2.46)$$

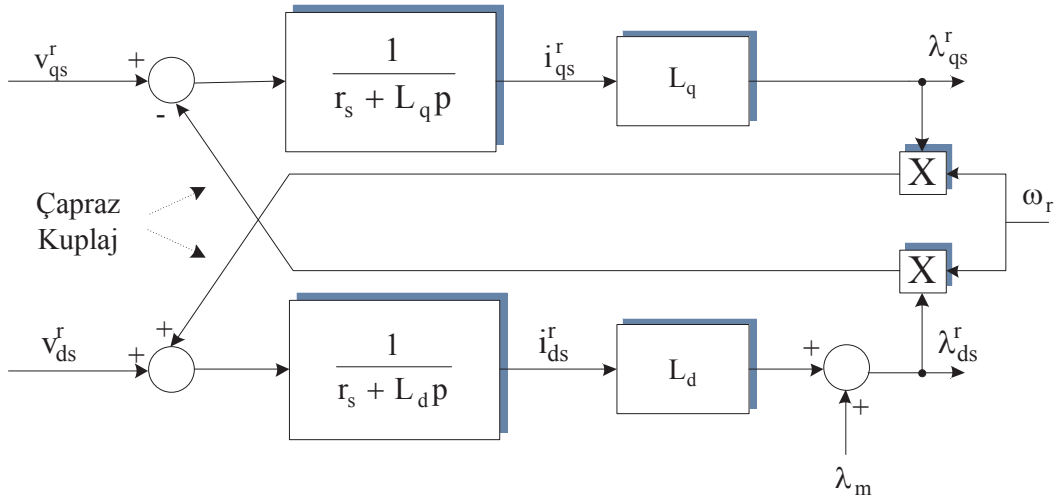
$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_m \quad (2.47)$$

olarak verilir. Yukarıdaki gerilim denklemlerindeki türev terimlerine, λ_{qs}^r ve λ_{ds}^r değerleri eklendiğinde, aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + L_q p i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (2.48)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + L_d p i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (2.49)$$

Bu iki sabit referans düzlem rotor gerilim denklemleri, Şekil 2.5'de gösterildiği gibi, blok diyagram formunda ifade edilebilir. Bu blok diyagramda, gerilimler giriş olarak alınır. Giriş çaprazlama kuplaj terimleri, bu modelde görülebilir.



Şekil 2.5. Çapraz kuplajlama terimlerinin dâhil olduğu blok diyagramı

2.2.2. Moment denetleyicinin tasarımı

Sabit referans düzlem rotor akımları, kalıcı durumda DA değerleri alır. Böylece, PI denetleyiciler, sıfır kalıcı durum hatası ile bu akımları kontrol etmek için kullanılabilir, çünkü denetleyici girişleri kalıcı durumda sabit değerler (DA değerleri) olur [111],[112].

Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, çapraz kuplajlamadan dolayı rotor d,q akımları, bağımsız olarak kontrol edilemezler. v_{ds}^r değiştirildiğinde, i_{ds}^r akımını kontrol etmek için i_{ds}^r istenildiği gibi değiştirilir, ancak bu v_{qs}^r değişimine ve dolayısıyla i_{qs}^r değişimine neden olur ki, bu istenen bir durum değildir. Bu akım kontrolünün kontrol performansını düşürür. Akım kontrolünde en iyi performansı elde etmek için i_{ds}^r ve i_{qs}^r bağımsız olarak kontrol edilmelidir. Bu rotor d-q devresinde, çapraz kuplajlar ayırımı ile sağlanabilir [111],[112],[113],[114]. Bu ayrışım kontrolü ile, PI denetleyiciler Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Hız (ölçülen veya tahmin edilen), ölçülen stator akımları ve makine parametreleri ile PI denetleyicinin çıkışına $\omega_r \lambda_{ds}^r$ ve $\omega_r \lambda_{qs}^r$ ayrışım terimleri olarak eklenir.

Şekil 2.6'da gösterilen q-ekseni ve d-ekseni akım denetleyicileri için, tasarım aşamaları aynıdır. Aşağıda, sadece q-eksen akım denetleyici tasarım aşaması detaylı olarak incelenmiştir.

$G(z)$, sıfır dereceli tutma etkisi ile makine için ayrık zaman transfer fonksiyonunu ifade eder. $G(z)$, aşağıdaki gibi elde edilebilir [115],[116].

$$G(z) = (1 - z^{-1})Z_{\text{trans}}\left(\frac{G(s)}{s}\right) \quad (2.51)$$

Burada $G(s)$ makinanın s -domeninde transfer fonksiyonudur ve;

$$G(s) = \frac{1}{r_s + sL_q} \quad (2.52)$$

dir. S -domenindeki transfer fonksiyonu, ayrık zamandakine eklenirse;

$$G(z) = (1 - z^{-1})Z_{\text{trans}}\left(\frac{1}{s(r_s + sL_q)}\right) \quad (2.53)$$

olur. Z dönüşümünü elde ettikten sonra yukarıdaki ifade, yeniden şöyle yazılabilir;

$$G(z) = \frac{(1 - z^{-1})z\left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_q}}\right)}{r_s(z - 1)\left(z - e^{\frac{-T}{\tau_q}}\right)} = \frac{\left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_q}}\right)}{r_s\left(z - e^{\frac{-T}{\tau_q}}\right)} = \frac{a}{z - b} \quad (2.54)$$

Burada T sayısal sistemin örnekleme zamanıdır.

$$\tau_q = \frac{L_q}{r_s}, \quad a = \frac{\left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_q}}\right)}{r_s}, \quad b = e^{\frac{-T}{\tau_q}} \quad (2.55)$$

Köklerin yer eğrisi metodu sürücü sistemin akım denetleyicisini tasarlamak için kullanılır[116].

Şekil 2.7'de gösterilen sistem için ayrık zaman transfer fonksiyonu;

$$\frac{i_{qs}^r(z)}{i_{qs}^{r*}(z)} = \frac{D(z)G(z)z^{-1}}{1 + D(z)G(z)z^{-1}F_q(z)} \quad (2.56)$$

D(z), G(z) ve F_q(z) denklemde yerine yazılırsa;

$$\frac{i_{qs}^r(z)}{i_{qs}^{r*}(z)} = \frac{a(k_{pq} + k_{iq}) \left(z - \frac{k_{pq}}{k_{pq} + k_{iq}} \right)}{z(z-1)(z-b) + a(k_{pq} + k_{iq}) \left(z - \frac{k_{pq}}{k_{pq} + k_{iq}} \right) k_e \frac{z+1}{z-l_e}} \quad (2.57)$$

elde edilir. Sistemin karakteristik denklemi;

$$1 + D(z)G(z)z^{-1}F_q(z) = 0 \quad (2.58)$$

olur. D(z), G(z) ve F_q(z),karakteristik denklemde yerlerine yazılırsa;

$$1 + \frac{a(k_{pq} + k_{iq}) \left(z - \frac{k_{pq}}{k_{pq} + k_{iq}} \right)}{z(z-1)(z-b)} k_e \frac{z+1}{z-l_e} = 0 \quad (2.59)$$

olur. Denklemini kısaltırsak;

$$1 + k'H(z) = 0 \quad (2.60)$$

olur. Burada,

$$k' = a(k_{pq} + k_{iq})k_e \quad (2.61)$$

$$H(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{pq}}{k_{pq} + k_{iq}} \right) (z+1)}{z(z-1)(z-b)(z-l_e)} \quad (2.62)$$

olarak verilebilir. Karakteristik denklem ile kök yer eğrisini çizmek için, $z = z_{oi} =$

$\frac{k_{pq}}{k_{pq} + k_{iq}}$ durumunda H(z)'nin sıfırı bilinmelidir (bu sıfır PI denetleyiciden dolayıdır).

Sıfırın farklı bölgeleri için kök yer eğrisi çizildikten sonra, denetleyiciden iyi bir performans elde etmek için kutbun iptal edilmesi amacıyla, $z=b$ seçilmesi gerektiği ortaya çıkmıştır ($z=b$ de kutup sıfır iptal etme seçiminin yolu [117] ve [118] de açıklanmıştır).

Sıfırın yerini seçtikten sonra, kök yer eğrisini çizebiliriz ve eğri üzerinde istenilen kapalı döngü kutuplarını belirleyebiliriz. Seçilen kapalı döngü kutuplarına karşılık gelen k' kazancı da elde edilebilir. z_{oi} ve k' bilinmesiyle, PI denetleyici kazançları aşağıdaki formülleri çözerek elde edilebilir.

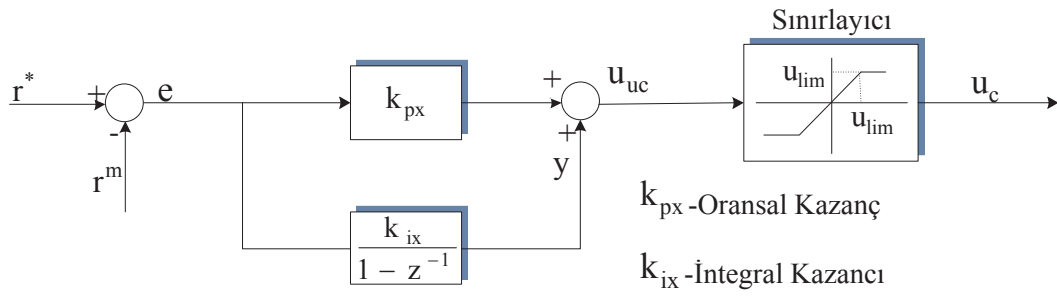
$$k_{pq} = \frac{k'}{a} z_{oi} \quad (2.63)$$

$$k_{iq} = \frac{k'}{a} (1 - z_{oi}) \quad (2.64)$$

2.2.3. Çıkışı düzenlenmiş PI döngüsü

Sürücü sistemlerde, PI denetleyicilerin çıkışlarında sınırlayıcılar vardır. Örneğin, hız PI denetleyici çıkışı makineye moment gönderirken, bu momentte, denetleyici çıkışındaki akım sınırlaması nedeni ile de bir sınırlama olur. Akım PI denetleyicinin çıkışı, makineye gerilim gönderir ve gerilim komutu, eviriciden maksimum uygun olan gerilim ile sınırlandırılır.

Çıkışı sınırlandırılmış ayrık PI denetleyici, Şekil 2.8'de gösterilmiştir. PI denetleyicinin sınırlandırılmamış çıkışı (u_{uc}), sınırlayıcıdaki sınırı aşarsa ve integratör 'e' hatasının integralini almaya devam ederse, integral terimi y çok büyük bir değer olacaktır (yani, integratör özelliğini kaybedecektir). Bunu sonucunda u_{uc} çok büyük bir değer olur ve sistemde önemli bir aşımaya neden olmadan azaltılmalıdır.

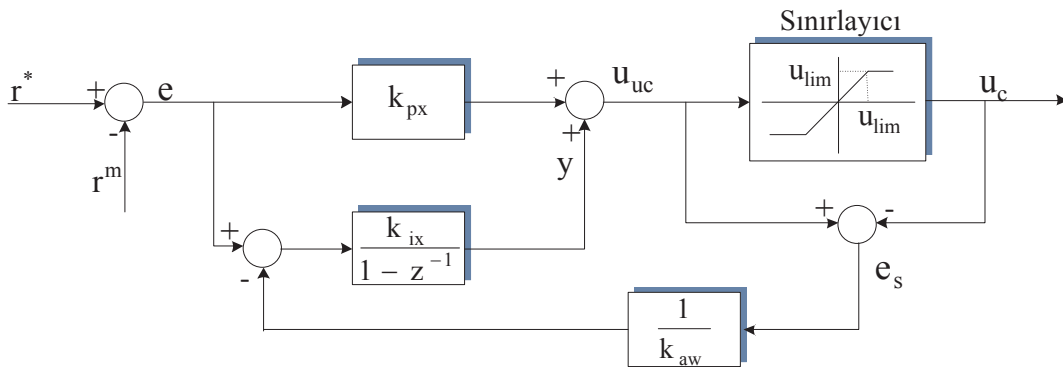


Şekil 2.8. Çıkışı sınırlandırılmış ayrık PI denetleyici

Bu problem için çözüm, u_{uc} sınırı aşar aşmaz integral işlemini kapatan, integratör ters sürükleyicisidir. Birkaç integratör ters sürükleyici metodu literatür [119],[120]'da önerilmiştir. Sürücü sistemin, PI denetleyicileri için gerçekleştirilen metot Şekil 2.9'da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi ekstra bir geri besleme yolu u_{uc} ve u_c nin bilinmesiyle üretilmektedir ve bir hata sinyali e_s oluşturulmaktadır. $e_s, \frac{1}{k_{aw}}$ kazancı ile integratörün girişini besler. u_{uc} sınırı aştığında, integratör etrafındaki ekstra geri besleme yolu hızlı bir şekilde sürüklenmekten kaçınarak, integratör girişini düşürmek için hareket eder. k_{aw} uygulamada şöyle seçilmiştir;

$$k_{aw} = k_{px} \quad (2.65)$$

Bu seçim bir PI denetleyici için daha iyi performansa neden olur [120].



Şekil 2.9. Çıkışı düzenlenmiş integratör ile ayrık PI denetleyici

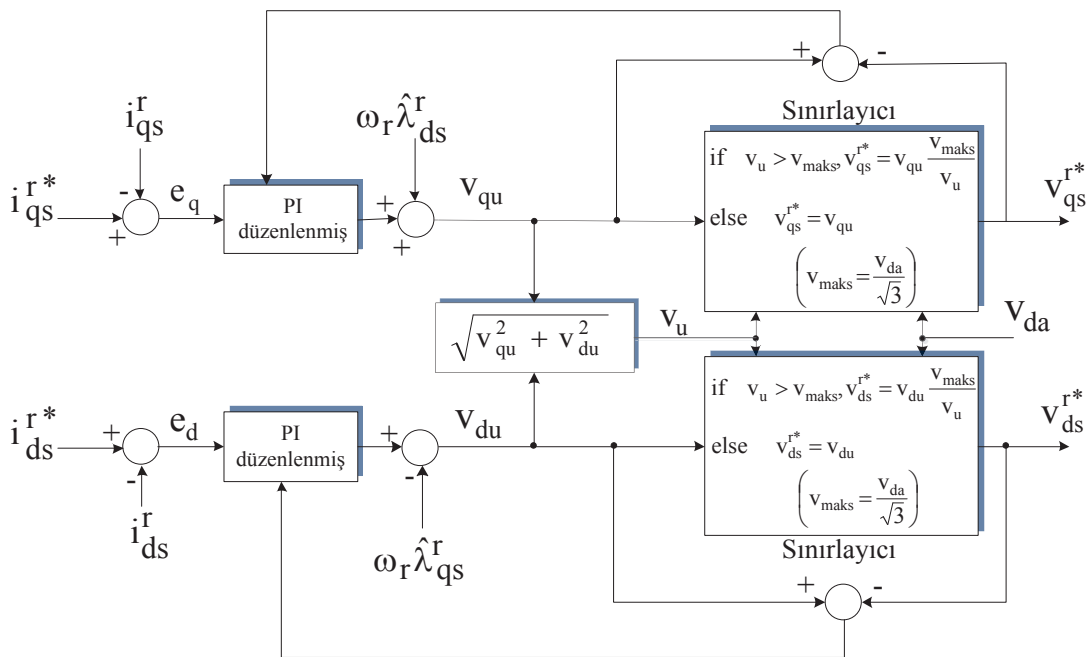
2.2.4. Denetleyici çıkışında gerilim sınırlayıcı

Makine için, rotor referans düzlem gerilim komutları, akım PI denetleyicinin çıkışına ayrışım terimleri eklenerek elde edilir. Stator gerilim komutunun genliği, eviriciden gelen maksimum uygun gerilimi aşamaz, sınırlar rotor referans düzlem gerilim komutları için düşünülmelidir.

Gerilimin büyüklüğü, UVM işlemi sırasında, gerilim altıgenine uyan en geniş daire ile sınırlıdır ve bu sınırlı maksimum gerilimin değeri aşağıda verilen V_{maks} olur;

$$V_{maks} = \frac{V_{da}}{\sqrt{3}} \quad (2.66)$$

Burada V_{da} , eviricinin DA bara gerilimidir. Gerilim sınırlayıcı ile akım denetleyicinin gerçekleştirilmesi, Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Gerilim sınırlayıcı ile akım denetleyicinin tasarımı

Şekil 2.10'a bakarsak, q ve d eksen, akım denetleyiciden gelen kısıtlanmamış gerilim vektör büyüklüğü V_u şöyle hesaplanır.

$$V_u = \sqrt{v_{qu}^2 + v_{du}^2} \quad (2.67)$$

olur. Burada v_{qu} ve v_{du} sırasıyla, q- ve d- eksen akım denetleyiciden gelen kısıtlanmamış gerilim çıkışlarıdır. Kısıtlanmış q- ve d- eksen gerilimlerine karşılık gelen V_u , maksimum gerilimi (V_{maks}) aştığında, yani $V_u > V_{maks}$ olduğunda, kısıtlanmamış gerilim vektör açısı değiştirilmeden hesaplanır, ancak büyüklüğü hariç tutulur. Bunun göz önüne alınmasıyla, kısıtlanmış q- ve d- eksen gerilimin büyüklüğü, aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$v_{qs}^{r*} = v_{qu} \frac{V_{maks}}{V_u} \quad (2.68)$$

$$v_{ds}^{r*} = v_{du} \frac{V_{maks}}{V_u} \quad (2.69)$$

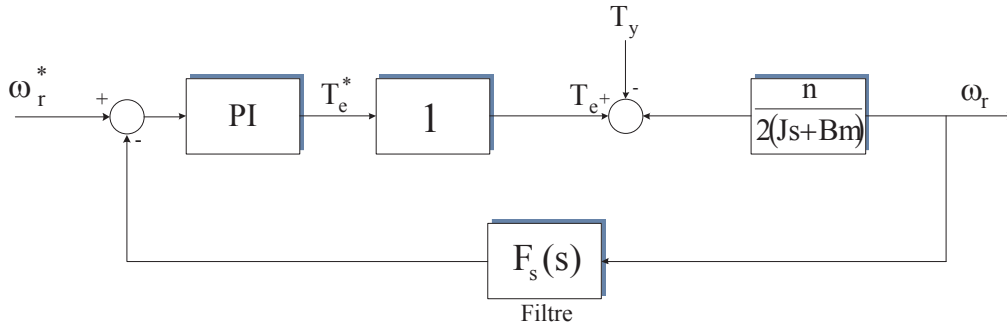
V_{da} , ölçülen değerdir.

2.2.5. Hız denetleyici

SMSM'un mekanik sistem denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

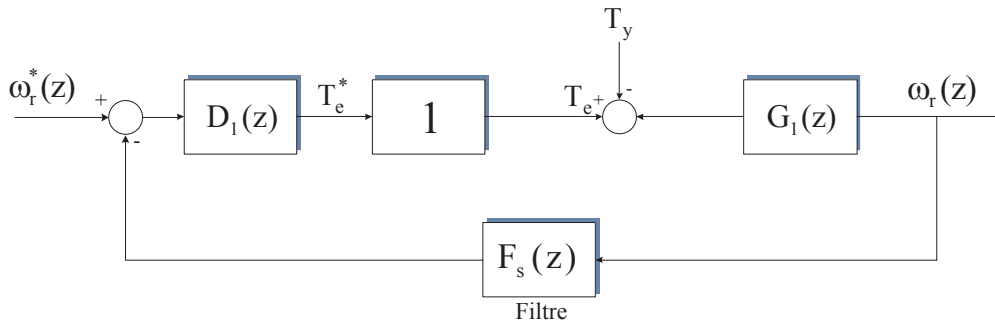
$$T_e - T_y = J \frac{2}{n} p \omega_r + B_m \frac{2}{n} \omega_r \quad (2.70)$$

Şekil 2.11'de PI denetleyici ile oluşturulan bir hız döngüsü tasarımı verilmektedir. Şekil 2.11'de gösterildiği gibi kazanç, 1 kullanılarak modellenmiştir. Çünkü makinaya moment gönderen iç akım döngüsü hız döngüsüyle karşılaştırıldığında çok daha yüksek bant genişliğine sahiptir. Ayrıca hız geri beslemesi, birinci derece alçak geçiren bir filtre kullanılarak filtrelenmiştir. Bu filtre geri besleme yolunda oluşturulmuştur.



Şekil 2.11. Hız denetleyici tasarımı

Tasarlanan hız denetleyicinin ayrık zaman modeli Şekil 2.12'de gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Hız denetleyicinin ayrık zaman modeli

$D_1(z)$, PI denetleyici için ayrık zaman transfer fonksiyonudur ve etliği aşağıdaki gibidir.

$$D(z) = k_{ph} + \frac{k_{ih}}{1 - z^{-1}} = \frac{(k_{ph} + k_{ih})(z - \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}})}{(z - 1)} \quad (2.77)$$

Burada k_{ph} ve k_{ih} , sırasıyla oransal ve integral kazançlarıdır. $G_1(z)$, sıfır dereceli tutma etkisi ile, makinenin mekanik model ayrık zaman transfer fonksiyonunu ifade eder. $G_1(z)$, aşağıdaki gibi elde edilebilir [115],[116];

$$G_1(z) = (1 - z^{-1})Z_{\text{trans}}\left(\frac{G_1(s)}{s}\right) \quad (2.78)$$

Burada $G_1(s)$, makinenin s-domeninde transfer fonksiyonudur ve değeri aşağıdaki gibidir.

$$G_1(s) = \frac{n}{2(Js + Bm)} \quad (2.79)$$

s-domenindeki transfer fonksiyonu, ayrık zamandakine eklenirse;

$$G(z) = (1 - z^{-1})Z_{\text{trans}} \frac{n}{2(Js + Bm)} \quad (2.80)$$

elde edilir. Z dönüşümünü elde ettikten sonra, yukarıdaki ifade yeniden şöyle yazılabilir;

$$G(z) = \frac{n(1 - z^{-1})z \left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_m}}\right)}{2Bm(z - 1) \left(z - e^{\frac{-T}{\tau_m}}\right)} = \frac{\left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_m}}\right)}{2Bm \left(z - e^{\frac{-T}{\tau_m}}\right)} = \frac{a_1}{z - b_1} \quad (2.81)$$

Burada,

$$\tau_m = \frac{J}{Bm}, \quad a_1 = \frac{n \left(1 - e^{\frac{-T}{\tau_m}}\right)}{2Bm}, \quad b_1 = e^{\frac{-T}{\tau_m}} \quad (2.82)$$

olur. F(z), birinci derece alçak geçiren filtre için, ayrık zaman transfer fonksiyonudur. Bu filtrenin s-domenindeki transfer fonksiyonu;

$$F(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.83)$$

olarak verilir. Burada,

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (2.84)$$

dir. f_c , filtrenin kesim frekansıdır. Çift doğrusal dönüşümü kullanılarak, yani [121];

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{z - 1}{z + 1} \right) \quad (2.85)$$

yazarak, ayrık zaman $F(z)$ transfer fonksiyonunu aşağıdaki gibi elde ederiz.

$$F(z) = k_1 \frac{z + 1}{z - b_2} \quad (2.86)$$

Burada,

$$k_1 = \frac{T\omega_c}{2 + T\omega_c} \text{ ve } b_2 = \frac{2 - T\omega_c}{2 + T\omega_c} \quad (2.87)$$

olur. Hız PI denetleyiciyi tasarlamak için, akım denetleyicide olduğu gibi kök yer eğrisi yöntemi kullanılmıştır. Şekil 2.12'de gösterilen sistem için, ayrık zaman transfer fonksiyonu (giriş olarak $\omega_r^*(z)$ ve çıkış olarak $\omega_r(z)$);

$$\frac{\omega_r(z)}{\omega_r^*(z)} = \frac{D_1(z)G_1(z)}{1 + D_1(z)G_1(z)F_s(z)} \quad (2.88)$$

olur. $D_1(z)$, $G_1(z)$ ve $F_s(z)$ denklemde yerine yazılırsa;

$$\frac{i_{qs}^r(z)}{i_{qs}^{r*}(z)} = \frac{a_1(k_{ph} + k_{ih}) \left(z - \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}} \right) (z - b_2)}{(z - 1)(z - b_1)(z - b_2) + a_1 k_1 (k_{ph} + k_{ih}) \left(z - \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}} \right) (z + 1)} \quad (2.89)$$

elde edilir. Sistemin karakteristik denklemi;

$$1 + D_1(z)G_1(z)F_s(z) = 0 \quad (2.90)$$

olur. $D_1(z)$, $G_1(z)$ ve $F_s(z)$, karakteristik denklemde yerlerine yazılırsa;

$$1 + \frac{a_1 k_1 (k_{ph} + k_{ih}) \left(z - \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}} \right) (z + 1)}{(z - b_1)(z - 1)(z - b_2)} = 0 \quad (2.91)$$

olur. Denklemi kısaltırsak;

$$1 + k''H_1(z) = 0 \quad (2.92)$$

olur. Burada,

$$k'' = a_1 k_1 (k_{ph} + k_{ih}) \quad (2.93)$$

$$H_1(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}}\right)(z + 1)}{(z - b_1)(z - 1)(z - b_2)} \quad (2.94)$$

olarak alınır. $z=b_1$ de yavaş kutbu iptal etmek için PI denetleyiciden ($z = z_{oh} = \frac{k_{ph}}{k_{ph} + k_{ih}}$) sıfır seçilir. Seçilen kapalı döngü kutupları için z_{oh} ve kök yer eğrisi kazancı k'' 'nin bilinmesiyle PI denetleyici kazançları, aşağıdaki formülleri çözerek elde edilebilir.

$$k_{ph} = \frac{k''}{a_1 k_1} z_{oh} \quad (2.95)$$

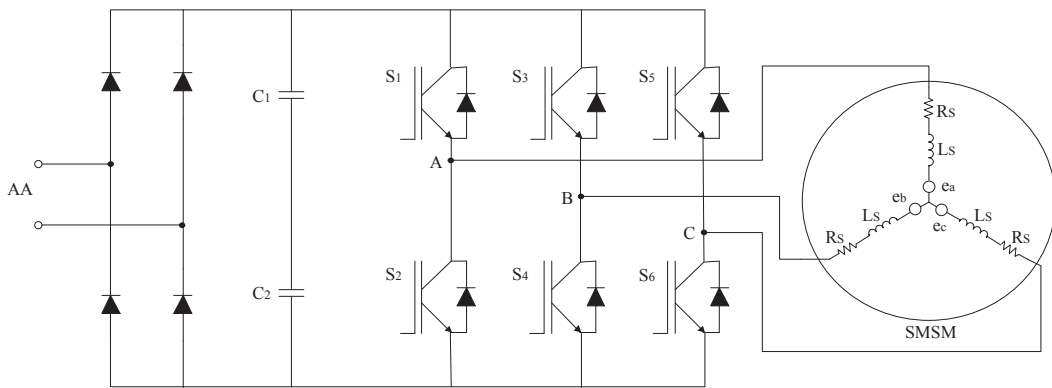
$$k_{ih} = \frac{k''}{a_1 k_1} (1 - z_{oh}) \quad (2.96)$$

2.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)

2.3.1. Gerilim beslemeli evirici (GBE)

Motor kontrol uygulamalarında kullanılan DGM eviriciler, genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan IGBT elemanları ile gerçekleştirilmektedir [122]. Ayrıca IGBT elemanları ile oluşturulan DGM eviricilerin kullanımından kaynaklanan yüksek anahtarlama frekanslarından dolayı ortaya çıkan harmonik akımlar ve dolayısı ile harmonik momentlerin etkisi de azaltılmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarının eviricideki elemanların ısınmasına yol açması nedeniyle, problemsiz bir çalışma için kullanılacak eviricinin gücü ve çalışma frekansı ile soğutucuların önceden belirlenmesi gerekir.

AA makinelerin analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüzoidal gerilimlerin uzay vektörü, d ve q sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür. Üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerin (GBE) normal çalışmasında, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı eviriciler, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k=2^3=8$ farklı evirici anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 2.13'te SMSM'ü besleyen, gerilim beslemeli üç fazlı evirici şekli görülmektedir.



Şekil 2.13. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici

Her bir evirici faz kolunun anahtarlama durumu, ayrı ayrı anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, evirici fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. Gerilim beslemeli DGM evirici, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı evirici çıkış gerilim vektörü üretir.

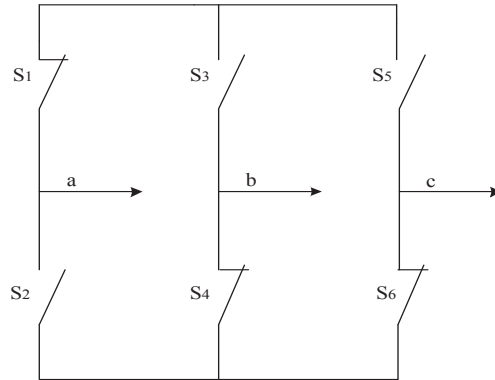
2.3.2. Gerilim uzay vektörleri

Üç bacaklı GBE için uzay vektör modülasyonu, iki boyutlu (d^s q^s) düzlemdeki vektörler gibi, üç faz birimlerinin temsiline dayanmaktadır. Şekil 2.14'de ilk anahtarlama durumu düşünüldüğünde, hat-hat gerilimi şöyle olur:

$$V_{ab}=V_s \quad (2.97)$$

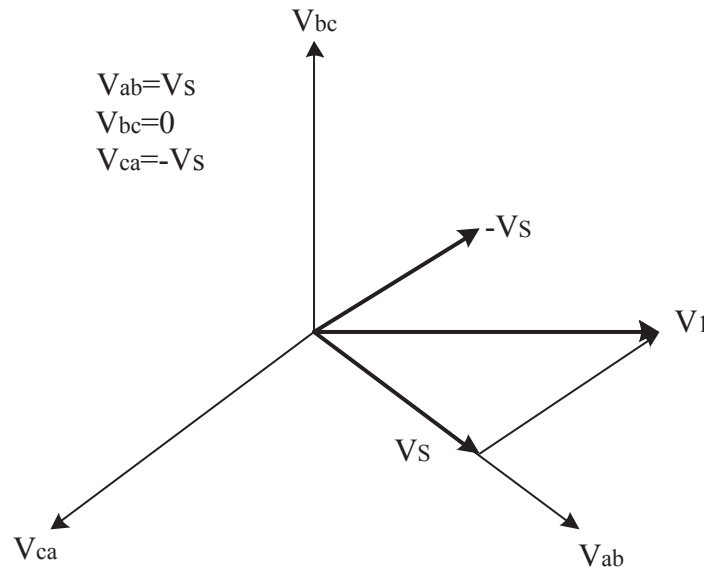
$$V_{bc}=0 \quad (2.98)$$

$$V_{ca} = -V_s \quad (2.99)$$

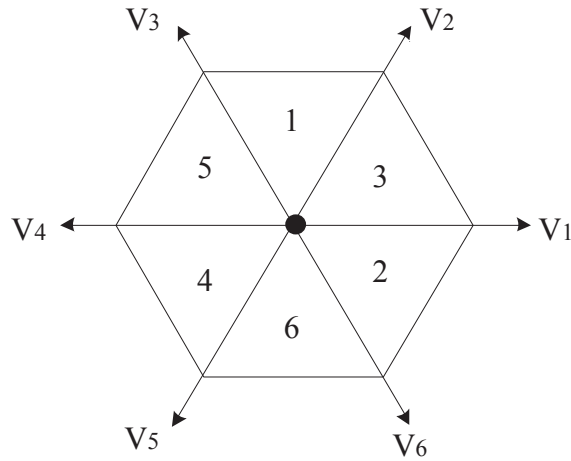


Şekil 2.14. V_1 'in ilk anahtarlama durumu

V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} , 120° açıyla yerleşmiş üç hat gerilimleri, Şekil 2.15'de gösterildiği gibi, ($d^s q^s$) düzlemde temsil edilmiştir. Bu topolojiyle üretilen etkin gerilim vektörü, Şekil 2.15'de V_1 olarak gösterilmiştir. V_1 'in ilk anahtarlama durumu için, a fazı pozitif DA hattına ve b ve c fazları, negatif DA hattına bağlanmaktadır. V_1 'e benzer altı adet sıfır olmayan gerilim vektörü, Şekil 2.16'daki gibi gösterilebilir. Bu vektörlerin uçları düzgün bir altıgen oluşturur. Altıgen içerisinde iki komşu vektör ile kapatılmış alana, sektör adı verilir.



Şekil 2.15. (ds - qs) düzlemde V_1 topolojisinin gösterimi



Şekil 2.16. (ds-qs) düzlemde sıfır olmayan gerilim vektörleri

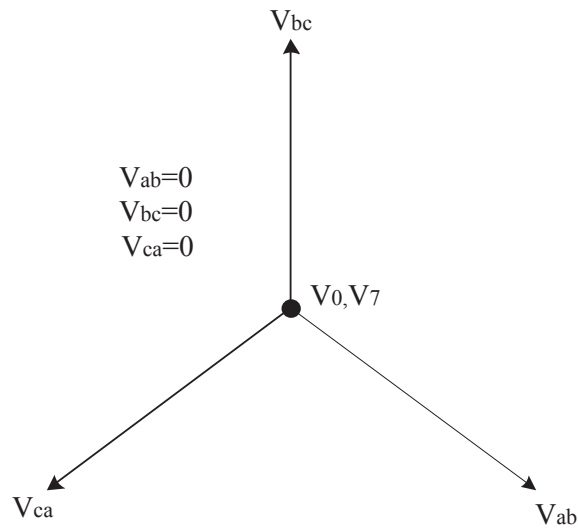
Bu topolojilerdeki çıkış hat gerilimleri sıfırdır.

$$V_{ab} = 0 \quad (2.100)$$

$$V_{bc} = 0 \quad (2.101)$$

$$V_{ca} = 0 \quad (2.102)$$

Bunlar sıfır genliğe sahip vektörler olarak temsil edilirler ve dolayısıyla sıfır anahtarlama durum vektörleri olarak adlandırılırlar. Şekil 2.17'de gösterildiği gibi, vektörlerin yeri orijinde nokta ile ifade edilir.



Şekil 2.17. (ds-qs) düzlemde sıfır gerilim vektörlerinin gösterimi

2.3.3. Statik güç anahtarlarına UVDGM uygulaması

AA sürücü uygulamalarında, sinüzoidal gerilim kaynakları kullanılmamaktadır. Bunu yerine, doğrultulmuş DA bara gerilimine bağlanarak, açık/kapalı gibi durumları gösteren altı adet güç anahtarı kullanılmaktadır. Amaç döner alan üretmek için sargılarda sinüzoidal akım oluşturmaktır. Fazların indüktif doğasından ötürü, sözde bir sinüzoidal akım, güç anahtarlarının görev çevrimlerinin modülasyonu ile oluşturulur. Eviricide gösterilen anahtarlar a, b, c sinyalleriyle ve tamamlayıcı değerleriyle aktif hale gelirler. Sekiz farklı kombinasyon iki sıfır durumu içeren bu üç fazlı GBE ile mevcuttur. Anahtarların her bir anahtarlama kombinasyonu için faz-nötr gerilimlerini ifade etmek, Tablo 2.1’de listelendiği gibi mümkündür.

Tablo 2.1. Faz-Nötr Çıkış Gerilimleri (V_{an} , V_{bn} , V_{cn})

Anahtarlama Konumları			Faz Gerilimleri		
S1	S2	S3	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-V_{da}/3$	$-V_{da}/3$	$2V_{da}/3$
0	1	0	$-V_{da}/3$	$2V_{da}/3$	$-V_{da}/3$
0	1	1	$-2V_{da}/3$	$V_{da}/3$	$V_{da}/3$
1	0	0	$2V_{da}/3$	$-V_{da}/3$	$-V_{da}/3$
1	0	1	$V_{da}/3$	$-2V_{da}/3$	$V_{da}/3$
1	1	0	$-V_{da}/3$	$-V_{da}/3$	$-2V_{da}/3$
1	1	1	0	0	0

Alan etkili kontrol algoritmasında, kontrol değişkenleri döner düzlemde ifade edilir. Doğrudan momenti kontrol eden i_{qsref} akım vektörü akım düzenleme mekanizması ve ters Park dönüşümünden sonra bir gerilim vektörüne dönüştürülür. Bu gerilim referansı ($d^s q^s$) düzlemde ifade edilir. Bu dönüşüm kullanılarak üç faz gerilimleri (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) ve ($d^s q^s$) düzlemde ki referans gerilim vektörü oluşturulmuştur. ($d^s q^s$) düzlemde ki üç faz gerilimlerinin ifadesi Clarke dönüşümleriyle verilmektedir:

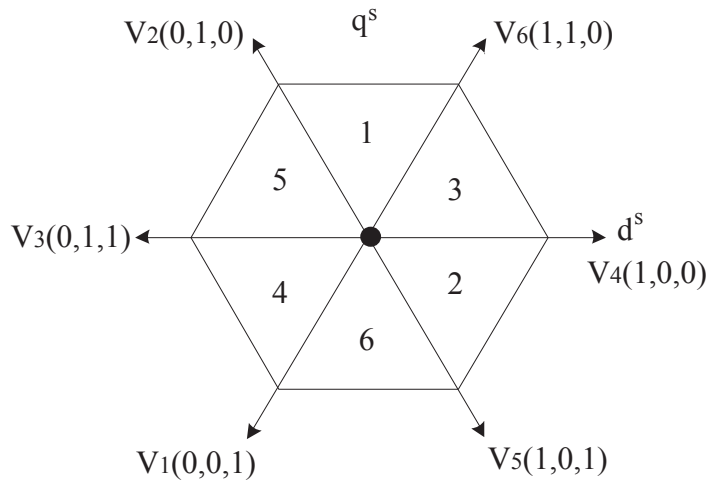
$$\begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

Güç anahtarları için sadece sekiz kombinasyon mümkün olduğu için, a,b,c komut sinyallerine göre ($d^s q^s$) düzlemde, V_{ds}^s , V_{qs}^s değerleri Tablo 2.2’de gösterilmektedir.

Tablo 2.2. (ds-qs) düzlemde stator gerilimleri ve ilgili gerilim vektörleri

Anahtarlama Konumları			$(d^s q^s)$ Düzlem Gerilimleri		
S_1	S_2	S_3	V_{ds}^s	V_{qs}^s	Vektör
0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$-V_{da}/3$	$-V_{da}/3$	V_1
0	1	0	$-V_{da}/3$	$V_{da}/3$	V_2
0	1	1	$-2V_{da}/3$	0	V_3
1	0	0	$2V_{da}/3$	0	V_4
1	0	1	$V_{da}/3$	$-V_{da}/3$	V_5
1	1	0	$V_{da}/3$	$V_{da}/3$	V_6
1	1	1	0	0	V_7

Anahtarlama kombinasyonlarıyla yeniden tanımlanan sekiz gerilim vektörü Şekil 2.18’de gösterilmektedir.



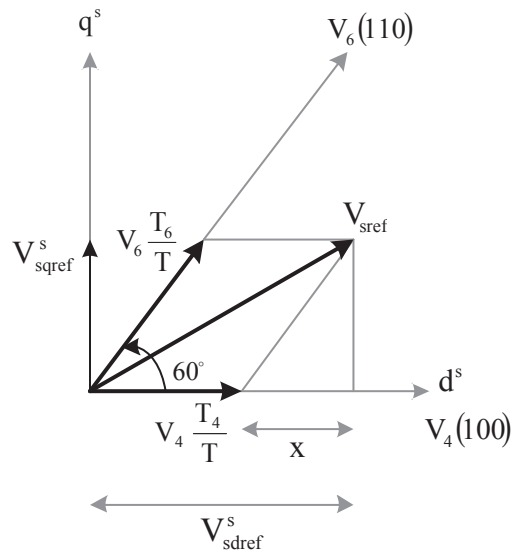
Şekil 2.18 Gerilim vektörleri

Yukarıda belirtilen sekiz vektör ile verilen referans gerilim vektörünü (Ters Park dönüşümünden gelen) yakınlaştırmak için, aşağıdaki adımlar kullanılmaktadır. Mümkün olan sadece sekiz anahtarlama durumu ile, istenilen stator referans gerilime yaklaştırmak için kullanılan yöntem, referans gerilime komşu vektörleri birleştirir ve her komşu vektörün uygulanma zamanını ayarlar. Şekil 2.19'da referans gerilim V_{sref} , üçüncü sektördedir ve her bir komşu vektörün uygulama zamanı şöyledir:

$$T = T_4 + T_6 + T_0 \quad (2.102)$$

$$V_{sref} = \frac{T_4}{T} \vec{V}_4 + \frac{T_6}{T} \vec{V}_6 \quad (2.103)$$

Burada T_4 , T_6 ve T_0 , T periyodu içinde V_4 , V_6 ve boş vektör V_0 için ayrı ayrı süreleri temsil etmektedir.



Şekil 2.19. Referans gerilim vektörünün gösterimi

T_4 ve T_6 sürelerinin belirlenmesi basit tasarımlarla şöyle verilmiştir:

$$V_{sqref}^s = \frac{T_6}{T} \|\vec{V}_6\| \cos(30^\circ) \quad (2.104)$$

$$V_{sdref}^s = \frac{T_4}{T} \|\vec{V}_4\| + x \quad (2.105)$$

$$x = \frac{V_{sqref}^s}{\tan(60^\circ)} \quad (2.106)$$

Son olarak, Tablo 2.2’de verilen vektörlerin ($d^s q^s$) bileşen değerleri ile, her bir komşu vektörünün uygulama süresi zamanları şöyledir:

$$T_4 = \frac{T}{2} (\sqrt{3}V_{sd}^s - V_{sq}^s) \quad (2.107)$$

$$T_6 = TV_{sq}^s \quad (2.108)$$

Burada vektör büyüklükleri “ $2*V_{da}/3$ ” ve her iki tarafın maksimum faz-nötr gerilimi $V_{DA}/\sqrt{3}$ ile normalize edilir.

Periyodun geri kalanı, boş vektör ($T_0=T-T_6-T_4$) uygulamasında harcanmıştır. Her sektör için akım düzenleme süresi hesaplanır. Vektör uygulama sürelerinin miktarı, aşağıdaki değişkenlerin hepsine bağlı olabilir.

$$X = V_{sq}^s \quad (2.109)$$

$$Y = \frac{1}{2} V_{sq}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sd}^s \quad (2.110)$$

$$Z = \frac{1}{2} V_{sq}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sd}^s \quad (2.111)$$

3.sektör için önceki örnekte, $T_4=-TZ$ ve $T_6=TX$ olacaktır. Bu mantığı genişletirsek, ilgili referans gerilim vektörüne ait sektör numarasını kolaylıkla hesaplayabiliriz. O halde üç faz birimlerinin sektör bilgisini elde etmek için Ters Clarke dönüşümü kullanılabilir. Aşağıdaki temel algoritma, sistemli olarak sektör numarasını belirlemek için yardımcı olur.

$$\text{if } V_{ref1} = V_{sq}^s > 0 \text{ then } A = 1 \text{ else } A = 0 \quad (2.112)$$

$$\text{if } V_{ref2} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}V_{sd}^s - V_{sq}^s) > 0 \text{ then } B = 1 \text{ else } B = 0 \quad (2.113)$$

$$\text{if } V_{ref3} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}V_{sd}^s - V_{sq}^s) > 0 \text{ then } C = 1 \text{ else } C = 0 \quad (2.114)$$

O halde, sektör = A+2B+4C olur.

T periyodu ile normalize ettikten sonra, komşu sektör vektörlerinin uygulama süreleri aşağıdaki gibi belirlenebilir.

Sektör

$$1: \quad t_1=Z \quad t_2=Y$$

$$2: \quad t_1=Y \quad t_2=-X$$

$$3: \quad t_1=-Z \quad t_2=X$$

$$4: \quad t_1=-X \quad t_2=Z$$

$$5: \quad t_1=X \quad t_2=-Y$$

$$6: \quad t_1=-Y \quad t_2=-Z$$

Doyum noktaları;

if $(t_1+t_2) > \text{DGM periyodu}$ then

$$t_{1\text{doy}}=t_1/(t_1+t_2)*\text{DGM periyodu}$$

$$t_{2\text{doy}}=t_2/(t_1+t_2)*\text{DGM periyodu}$$

Üçüncü adımda, üç gerekli görev çevrimi hesaplanmaktadır. Bu aşağıda gösterilmiştir:

$$t_{\text{aon}} = \frac{\text{DGM periyot} - t_1 - t_2}{2} \quad (2.115)$$

$$t_{\text{bon}} = t_{\text{aon}} + t_1 \quad (2.116)$$

$$t_{\text{con}} = t_{\text{bon}} + t_2 \quad (2.117)$$

En son adım, sektöre göre doğru motor fazına (başka bir deyişle T_a , T_b ve T_c) doğru görev çevrimini (t_{xon}) atamaktır. Bu saptama (yani evirici anahtarlarının çalışma süreleri), aşağıdaki Tablo 2.3’de gösterilmektedir.

Tablo 2.3. DGM çıkışlarına görev çevrimlerinin atanması

	1	2	3	4	5	6
T_a	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{con}
T_b	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}
T_c	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}

Genel bir üç fazlı motorun faz gerilimleri, V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , DA bara geriliminden (V_{da}) ve eviricinin üç üst anahtar fonksiyonları S_1 , S_3 ve S_5 'den hesaplanabilir. Motorun 3 faz sargıları, bir nötr geri dönüş yolu olmadan ya üçgen ya da yıldız bağlıdır (veya 3 faz 3 telli sistem). Motorun her bir fazı basit olarak modellenir ve böylece faz gerilimleri şöyle hesaplanır.

$$V_{an} = V_a - V_n = i_a r + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (2.118)$$

$$V_{bn} = V_b - V_n = i_b r + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (2.119)$$

$$V_{cn} = V_c - V_n = i_c r + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (2.120)$$

Üç faz gerilimleri toplandığında;

$$V_a + V_b + V_c - 3V_n = (i_a + i_b + i_c)r + L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + e_a + e_b + e_c \quad (2.121)$$

olur. Nötr yolu olmayan ve dengeli zıt emk'lı $i_a + i_b + i_c = 0$ ve $e_a + e_b + e_c = 0$, üç fazlı bir sistem için $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ olur. Ayrıca nötr gerilimi Eşitlik 2.121'den aşağıdaki gibi kolaylıkla oluşturulabilir.

$$V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \quad (2.122)$$

Artık üç faz gerilimler aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$V_{an} = V_a - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c \quad (2.123)$$

$$V_{bn} = V_b - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_b - \frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_c \quad (2.124)$$

$$V_{cn} = V_c - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_c - \frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b \quad (2.125)$$

V_a , V_b , V_c gerilimleri, DA bara gerilimine ve S_1 , S_3 ve S_5 üç üst anahtarlama fonksiyonlarına bağlıdır.

$$V_a = S_1 V_{da} \quad (2.126)$$

$$V_b = S_3 V_{da} \quad (2.127)$$

$$V_c = S_5 V_{da} \quad (2.128)$$

Burada S_1 , S_3 ve $S_5 = 0$ ya da 1 ve $S_2=1-S_1$, $S_4=1-S_3$ ve $S_6=1-S_5$.

Sonuç olarak Eşitlik 2.123 ve 2.125'deki üç faz gerilimler DA bara gerilimi ve üç üst anahtarlama fonksiyonu açısından da ifade edilebilir:

$$V_{an} = V_{da} \left(\frac{2}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_3 - \frac{1}{3}S_5 \right) \quad (2.129)$$

$$V_{bn} = V_{da} \left(\frac{2}{3}S_3 - \frac{1}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_5 \right) \quad (2.130)$$

$$V_{cn} = V_{da} \left(\frac{2}{3}S_5 - \frac{1}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_3 \right) \quad (2.131)$$

Burada S_1 , S_3 , S_5 üst anahtarlama fonksiyonları olarak tanımlanmıştır. Bunların yerine daha düşük anahtarlama fonksiyonları mevcutsa, o zaman ($S_2 = 1-S_1$, $S_4 = 1-S_3$ ve $S_6 = 1-S_5$) denklemden kolaylıkla hesaplanabildiği gibi, üst anahtarlama fonksiyonlarını elde etmek için anahtarlama fonksiyonunun faz çıkışı düzeltilmelidir. Sonraki Clarke dönüşümü, üç faz gerilimlerini V_{an} , V_{bn} ve V_{cn} durağan dq eksen faz V_{ds}^s ve V_{qs}^s gerilimlerine dönüştürmek için kullanılır. Dengeli sistemden dolayı ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) V_{cn} Clarke dönüşümünde kullanılmamaktadır [123].

BÖLÜM 3. SMSM'UN ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROLÜ

3.1. Giriş

SMSM'ların alanetkili kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için, rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Konum bilgisi, motorun miline bağlı algılayıcılar ile elde edilebilir. Bu algılayıcılar, sistem maliyetini artırmakta, sistem donanımını karmaşık hale getirmekte ve hassasiyetini azaltmaktadır. Bu yüzden, algılayıcı kullanmayan ve rotor konumunu belirleyen, algılayıcısız kontrol yöntemlerinin kullanılması daha uygundur.

Alan etkili kontrol yöntemlerinde kullanılan algılayıcı sayısının azaltılması ile daha ekonomik ve etkin kontrol yöntemleri oluşturulmaya çalışılmaktadır. Son yıllarda, konum ve hız algılayıcıları kullanmadan, SMSM'ların kontrolü özellikle incelenen bir konu olup, bu konuda literatürde birçok makale yayınlanmıştır. Bu çalışmalar düşük ve yüksek hız uygulamalarına, motorun tipine ve çalışma şekline göre değişmektedir. Literatürde algılayıcısız kontrol için birçok yöntem yer almaktadır. Bu yöntemlerden bazıları; stator gerilimleri ve akımlarını kullanarak açık çevrim akı tahmini, üçüncü harmonik gerilimi, gözleyici tabanlı pozisyon tahmin ediciler ve bulanık mantık, yapay sinir ağları gibi adaptif kontrol yapılarıdır.

Akı bağıntı tahmin metodunun gerçekleştirilmesi kolay olmasına rağmen, yapısındaki integratörden dolayı, düşük hızlarda problem yaşanmaktadır. Üçüncü harmonik gerilimine dayalı yöntem, trapezoidal zıt emk dalga şekli ile fırçasız d.a. makinaya uygulanabilir. Fakat sinüzoidal hava aralığı akı dağılımına sahip olan SMSM için uygun değildir. Gözleyici tabanlı modeller, rotor açısı tahmininde daha başarılı olmasına rağmen, makinanın dinamik parametrelerine bağımlıdır. Bu durum SMSM'ın kontrol performansını etkilemektedir. Çünkü modellenmemiş doğrusal olmayan dinamikler, harici yük bozuklukları ve genellikle tahmin edilemeyen sistem

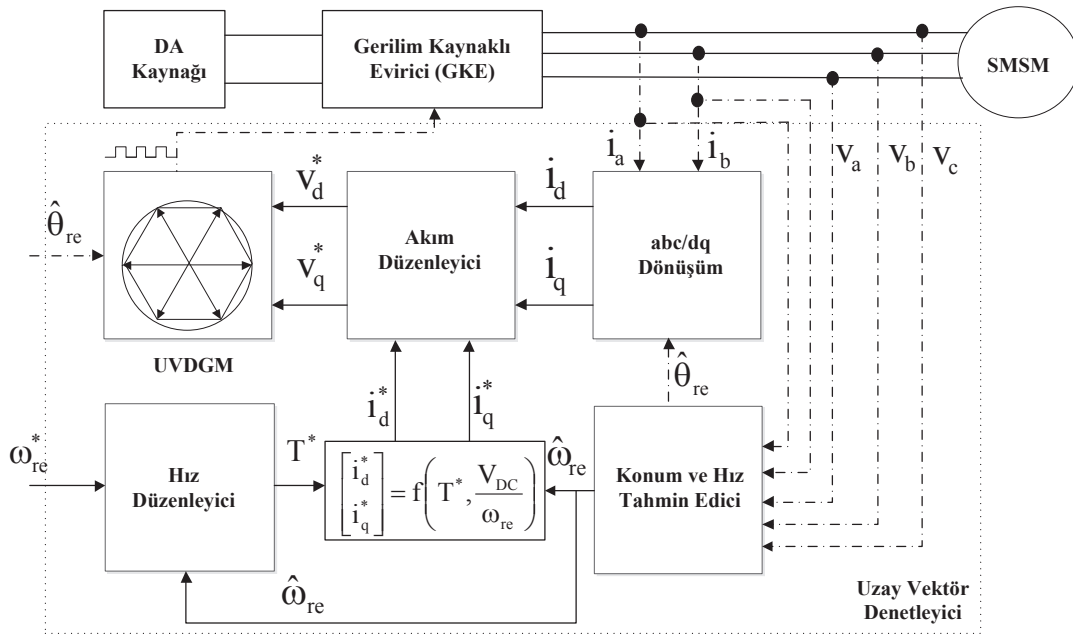
parametre değişimlerinden dolayı, denetleyicinin performansı etkilenmektedir [124], [125].

Son yıllarda, bulanık mantık ve yapay sinir ağı yapıları, birçok makalede adaptif ayarlama yeteneği, kendinden öğrenme yeteneği ve fonksiyon tahmin yeteneklerinden dolayı, a.a. sürücülerinde kullanılmaktadır. Makina kontrol uygulamalarında, bu tür yapıların kullanılması büyük ilgi odağı haline gelmiştir [126], [127].

Algılayıcısız alan etkili kontrolde, motorun konum ve hız bilgisinin tahmini, akım ve gerilim gibi kolay ölçülebilen büyüklükleri kullanan tahmin ediciler ile gerçekleştirilir. Alan etkili kontrol uygulamalarında, akım ve gerilim algılayıcıları kullanıldığından, başka bir donanıma ihtiyaç duyulmamaktadır.

SMSM'larda algılayıcısız alan etkili kontrole ilişkin genel yapı Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Kontrol yapısı incelendiğinde, konum algılayıcılı sistem ile arasındaki tek fark, konum bilgisinin elde edilme yöntemidir.

Bu çalışmada, SMSM'un algılayıcısız alan etkili kontrolünün gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, rotor konum ve hız tahmini, yapısında PI denetleyici kullanan bir tahmin yöntemi olan Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) ile elde edilmiştir. Bu doğrultuda SMSM'un, MRAS tabanlı algılayıcısız alan yönlendirme kontrolünün MATLAB/Simulink'te benzetim modeli ve deneysel çalışma düzeneği kurulmuştur. Sistemin benzetim modeli ve deneysel düzeneğinden elde edilen sonuçlar verilerek, tahmin yönteminin doğruluğu gösterilmiştir.



Şekil 3.1. SSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol yapısı

3.2. Model Referans Adaptif Sistemler (MRAS)

3.2.1. Adaptif kontrol

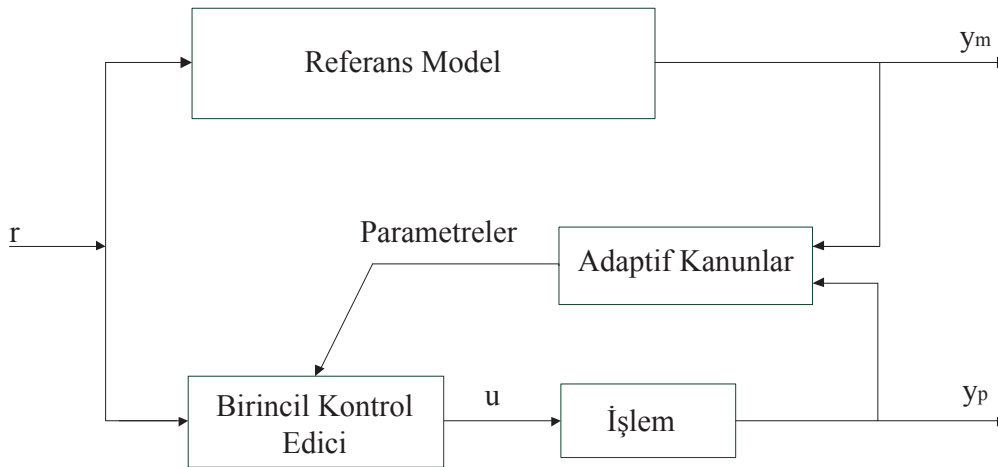
Adaptif kontrol birçok şekilde tanımlanabilir. Bu tanımlardan birisi, “süreçteki değişimlere kendini adapte eden sistemler” olabilir. Başka bir tanım ise, “süreç durum değişkenlerinin üstesinden gelen ikincil geri besleme ve süreç sinyal değişimlerini dikkate alan birincil geri beslemeden oluşan sistemlerdir.” Bu tanımlamada birincil geri besleme, adaptif olmayan kontrol olarak kullanılır ve ikincil geri besleme ise, sistem adaptasyonu yapar. Bu tanımdan, süreç durum değişkenlerinin, sistem adaptasyonuna sebep olduğu açıkça görülmektedir. Durum değişkenlerine tepkinin amacı, süreç durumları bilinmiyor veya değişiyor olsa bile yüksek sistem performansı sağlamaya çalışmaktır [128].

3.2.2. Geleneksel model referans adaptif sistemler

MRAS, sistem parametrelerini ve durumlarını izlemek ve gözlemlemek için motor kontrol uygulamalarında kullanılan en popüler adaptif kontrol tekniklerinden biridir.

Paralel model, seri model, dolaylı model ve dolaysız model v.b. gibi farklı MRAS teknikleri vardır.

Bu tezde kullanılan MRAS, hem referans model hem de adaptif model çıkışlarını karşılaştıran paralel model MRAS'tır ve uygulanan sistemin kararlılık gereksinimlerini bozmayan, uygun adaptif kanunlarına göre ikisi arasında oluşan hatayı elimine eden bir sistemdir. Genelleştirilmiş paralel MRAS şekli aşağıdaki şekilde görülmektedir. Burada birincil kontrol edici, uygun kapalı döngü davranışı elde etmek için kullanılır. Ancak süreç parametreleri bilinmiyor ve zamanla değişebildiği için, tüm koşullar altında kabul edilebilir bir kapalı döngü davranışı elde eden birincil kontrol edici için sabit bir parametre ayarı bulunamaz. MRAS tekniğinde, komut sinyaline istenilen işlem tepkisi, parametrik olarak tanımlanmış "Referans Model" aracılığıyla belirlenmiştir. Bir adaptasyon mekanizması, işlem çıkışı y_p 'nin ve model çıkışı y_m 'nin izini sürer ve iki çıkış arasındaki farkı sıfıra götüren uygun bir parametre ayarı hesaplanır [128].

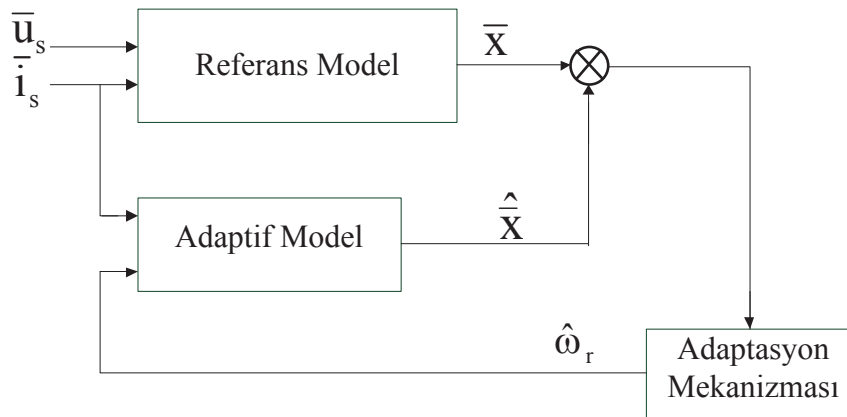


Şekil 3.2. Genel paralel MRAS

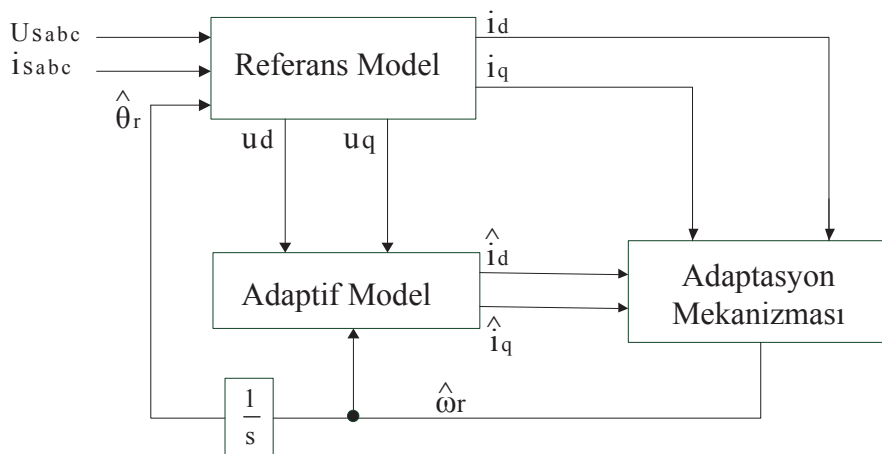
MRAS'de adaptif kanunların tasarımı önemli bir konudur. Adaptif kanun tasarımında Popov'un aşırı kararlılık teorisi kullanılarak, adaptif sistemin kararlılığı garanti altına alınmıştır.

3.3. Motor Kontrol Uygulamalarında MRAS

Bir model referans adaptif sistemde, motorun bazı durum değişkenleri x_d, x_q (örneğin zıt e.m.k elemanları (e_{md}, e_{mq}), reaktif güç elemanları (q_{md}, q_{mq}), rotor akı elemanları (ψ_{rd}, ψ_{rq}) v.b.) stator gerilim ve akımlarının ölçülmesiyle referans modelde elde edilir. Daha sonra adaptif modelin kullanılmasıyla, tahmin edilen \hat{x}_d, \hat{x}_q durum değişkenleri ile karşılaştırılırlar. Bu durum değişkenleri arasındaki fark, daha sonra rotor hızının (ω_r) değerini tahmin edene ve yeterli performansı elde edene kadar adaptif modeli ayarlar ve bu çıkışlar daha sonra tekrar adaptasyon mekanizmasına gönderilir. Böyle bir şekil aşağıda gösterilmektedir [128].



Şekil 3.3. Genelleştirilmiş MRAS



Şekil 3.4. SMSM'da kullanılan MRAS yapısı

Bu tez çalışmasında, motorun kendisi referans model olarak alınacaktır. Motorun akım modeli ise adaptasyon mekanizması olarak kullanılacaktır. MRAS algılayıcısız kontrol, genellikle dönen referans düzlemde motor modeline dayanır. SMSM'un dönen d-q referans düzlemde, stator gerilim denklemleri ve akı denklemleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [129].

$$u_d = R.i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (3.1)$$

$$u_q = R.i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_r \quad (3.2)$$

Burada u_d ve u_q , d-q eksenli stator gerilimleridir, i_d ve i_q , d-q eksenli stator akımlarıdır, R , stator direncidir, L_d ve L_q , d-q eksenli stator indüktanslarıdır, ω_r , elektriksel rotor hızıdır, ψ_r ifadesi sabit mıknatıstan dolayı meydana gelen karşılıklı manyetik akıyı temsil etmektedir [129].

Yukarıdaki eşitliklerde d-q akım ifadeleri yalnız bırakılırsa, SMSM'un akım modeli aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \quad (3.3)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{\omega_r L_d}{L_q} i_d - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{\omega_r \psi_r}{L_q} \quad (3.4)$$

Yukarıdaki eşitliği matris formunda yazarsak;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi_r}{L_d} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi_r}{L_d} \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R \cdot \psi_r}{L_d} \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Böylece sistem modeli eşitlik durum değişkenleri (i'_d ve i'_q) ve kontrol değişkenleri (u'_d ve u'_q) kullanılarak basitleştirilebilir.

$$\dot{i}'_d = \dot{i}_d + \frac{\psi_r}{L_d}, \dot{i}'_q = \dot{i}_q, \dot{u}'_d = \dot{u}_d + \frac{R\psi_r}{L_d}, \dot{u}'_q = \dot{u}_q \quad (3.6)$$

Dönüşümden sonra, SMSM'un akım modeli aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}'_d \\ \dot{i}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}'_d \\ \dot{i}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u}'_d \\ \dot{u}'_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Yukarıdaki eşitlik aşağıdaki gibi kısaltılarak ifade edilebilir;

$$p.i' = A.i' + B.u' \quad (3.8)$$

SMSM'un akım modeline göre tahmini model Eşitlik 3.9 ile ifade edilir [129].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}'_d \\ \hat{\dot{i}}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}'_d \\ \hat{\dot{i}}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u}'_d \\ \dot{u}'_q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Yukarıdaki ifadede görüldüğü gibi A durum matrisi hız bilgisi içermektedir ve SMSM'un kendisi referans modeli temsil etmektedir. Tahmin edilen değerler ise, $\hat{\omega}_r$ işareti ile Eşitlik 3.9'da gösterilmektedir.

3.3.1. Adaptasyon mekanizması

Adaptasyon mekanizması, rotorun tahmin edilen ($\hat{\omega}_r$) dönüş hızı değerini, uygun bir adaptif mekanizma aracılığıyla, gerçek değerine (ω_r) yakınsayan bir mekanizmadır. Sonra rotor pozisyonu, hızın integrali alınarak elde edilebilir ve bu vektör kontrolde kullanılabilir.

Bu süreçte en kritik iş, uygun bir adaptasyon mekanizması yapmak ve sistemin kararlılığını sağlamaktır. Bunu sağlamak için bazı kararlılık teorileri ortaya

çıkarılmıştır. Popov'un aşırı kararlılık (hyperstability) teorisi de bunlardan biridir. Standart geri besleme sistem temelli olan bu teoriden, adaptasyon mekanizmasını tasarlamak için faydalanılır [130].

Adaptif model olarak verilen Eşitlik 3.10'u aşağıdaki şekilde yazabiliriz;

$$p.\hat{i}' = \hat{A}.\hat{i}' + B.u' \quad (3.10)$$

Genelleştirilmiş hata olarak, $e = i' - \hat{i}'$ tanımlanır ve SMSM'un akım modelinden adaptif model çıkarılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\frac{de}{dt} = Ae - W \quad (3.11)$$

Burada;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$e = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = i'_s - \hat{i}'_s \quad (3.14)$$

$$i'_s = \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix}, \hat{i}'_s = \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$W = J.(\hat{\omega}_r - \omega_r)\hat{i}_s \quad (3.16)$$

dır. Mekanik zaman sabiti, elektriksel zaman sabitinden çok daha büyük olduğu için A matrisindeki ω_r , sayısal kontrol sistemlerinde zamanla değişmeyen bir parametre olarak düşünülebilir. O zaman, standart zamanla değişen geri beslemeli bir sistem olan Eşitlik 3.11 ile tanımlanan sistemi bulmak kolaydır, böylece standart geri besleme sistem tabanlı Popov'un aşırı kararlılık teorisi adaptif mekanizmayı tasarlamak için kullanılabilir. Tam bir standart geri besleme sistem olarak, sistemi tanımlamak için, Eşitlik 3.11, Eşitlik 3.17'ye çevrilir [130].

$$\frac{de}{dt} = Ae - W \quad (3.17)$$

$v = De$ ve $D=I$ seçilir o zaman $v=e$ dir.

Popov'un aşırı kararlılık teorisine göre, geri beslemeli sistemi kararlı tutmak için aşağıdaki durumlar karşılanmalıdır [131].

(1) Geçiş matrisi $H(s) = (sI - A)^{-1}$ kesinlikle pozitif gerçektir.

(2) $\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T w. dt \geq -\gamma_0^2$ Popov integral eşitsizliğidir ve $\forall t_1 \geq 0, \gamma_0$ limitli pozitif bir değerdir.

Bu kontrol sisteminde, Popov'un integral eşitsizliği özellikle 3.18 eşitsizliği ile tanımlanır.

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T w. dt = \int_0^{t_1} \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q e_d - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d e_q \right) (\hat{\omega}_r - \omega_r) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (3.18)$$

Ayarlanabilir parametre olan $\hat{\omega}_r$ değeri, referans modelde ki ω_r gerçektir parametresine yaklaştırılır ve vektör kontrol için bu gereklidir. O zaman integratör kabul edilebilir ve $\hat{\omega}_r$ aşağıdaki gibi farz edilebilir:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t \Phi_\omega(e) d\tau + \hat{\omega}_r(0) \quad (3.19)$$

Burada $\Phi_\omega(e)$, genelleştirilmiş hataya (e) bağlı bir ifadedir. Eşitsizlik 3.18, Eşitsizlik 3.20'ye çevrildiğinde.

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_q e_d - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d e_q \right) \left(\int_0^t \Phi_\omega(e) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (3.20)$$

ifadesi elde edilmektedir. Uygun $\Phi_\omega(e)$ elde etmek için, iyi bilinen bir integral eşitsizliği kabul edilebilir ve Eşitsizlik 3.21'de gösterilmektedir.

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} kf(t) dt = \frac{k}{2} [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} kf^2(0) \quad (3.21)$$

($k > 0$) eşitsizliğine göre, Eşitlik 3.22 ve 3.23 ile tanımlanan kabulleri yapmak kolaydır.

$$\frac{df(t)}{dt} = \frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_q e_d - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d e_q \quad (3.22)$$

$$kf(t) = \int_0^t \Phi_\omega(e) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \quad (3.23)$$

Burada $f(t)$, türevin kullanımı için bir fonksiyondur, $\hat{\omega}_r(0)$ başlangıçta tahmin edilen rotor hızıdır. Eşitlik 3.23'ün türevi alındığında Eşitlik 3.24 elde edilir.

$$\Phi_\omega(e) = k \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_q e_d - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d e_q \right) \quad (k > 0) \quad (3.24)$$

Böylece tahmin edilen hız Eşitlik 3.19 ve 3.24'ün birleştirilmesiyle Eşitlik 3.25'de ki gibi elde edilecektir.

$$\begin{aligned}
\hat{\omega}_r &= \int_0^t k \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_q e_d - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d e_q \right) d\tau + \hat{\omega}_r(0) \\
&= \frac{k}{s} \left[-\frac{L_d}{L_q} (\hat{i}'_q - \hat{i}'_d) \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} (\hat{i}'_d - \hat{i}'_q) \hat{i}'_q \right] + \hat{\omega}_r(0)
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Dinamik performansı geliştirmek için, oransal regülasyon adaptif mekanizmanın içine dahil edilebilir [130]. Sonuç olarak adaptif mekanizma Eşitlik 3.26 ile gösterilen bir PI regülatördür.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left[-\frac{L_d}{L_q} (\hat{i}'_q - \hat{i}'_d) \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} (\hat{i}'_d - \hat{i}'_q) \hat{i}'_q \right] + \hat{\omega}_r(0) \tag{3.26}$$

Yüzey sabit mıknatıslı senkron motorlarda, $L_d=L_q$ olduğu için ve gerekli sadeleştirmeler ve yerine koyma işlemleri yapıldıktan sonra Eşitlik 3.27 elde edilmektedir [131].

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(i_d \hat{i}'_q - i_q \hat{i}'_d - \frac{\Psi_r}{L} (\hat{i}'_q - \hat{i}'_d) \right) \tag{3.27}$$

Burada \hat{i}'_d, \hat{i}'_q adaptif modelden ve i_d, i_q referans modelden elde edilmektedir.

Eşitlikten görüldüğü gibi, adaptasyon mekanizması bir PI kontrol ediciden oluşmaktadır. PI denetleyiciler, endüstriyel kontrol sistemleri uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunlar, basit bir yapıya sahiptir ve işleyişi geniş bir aralık içinde, tatmin edici bir performans sunabilir. Bu nedenle, MRAS hız gözlemciler için literatürde adaptasyon tasarımlarının çoğunluğunda tahmin edilen rotor hızını üretmek için, basit bir sabit kazanç lineer PI denetleyici kullanılmaktadır.

3.4. Hiyerarşik Bulanık Mantık

MRAS hız gözlemciler için tahmin edilen rotor hızını üretmek için basit bir sabit kazanç lineer PI kontrolörün kullanıldığını daha önce bahsetmiştik. Ancak, PI tipi hız kontrol yönteminin, yük atalet momentinin ve sistem parametresinin değişimine iyi bir tepkisi olmamaktadır. Bu durum motor hızında aşmalara ve salınımlara, momentin salınım yapmasına ve uzun yerleşme zamanına sebep olmaktadır. Ayrıca mevcut çeviricide ki doğrusalsızlıktan dolayı, sabit kazançlı PI kontrolörler gerekli performansı sağlamayabilirler. Bu yüzden akıllı kontrol yöntemleri hızlı ve kararlı bir şekilde sistemi geliştirmede ve dayanıklılığını artırmada daha iyidir. Tahmin edilen hızı elde etmek için hız ayar sinyalini en aza indirmede kullanılan adaptasyon mekanizmalarının diğer türleri olan yapay sinir ağı (YSA) ve bulanık mantık (BM) teknikleri de incelenmiştir [70],[71]. Dayanıklı yapısından ve matematiksel modelden bağımsız olmasından dolayı Bulanık Kontrolörler (BK) daha çok tercih edilmektedir. Algoritması pratik ve uygulaması kolaydır. Ancak düşük hassasiyet ve kararlı durum hatası vardır. Bu yüzden geleneksel PI kontrol ve bulanık kontrolün özellikleri birleştirilerek ve eksikliklerin giderilmesi amacıyla Bulanık PI adında yeni bir denetleyici tasarlanmıştır. Ancak, tahmin doğruluğu kural tabanı için kullanılan bulanık üyelik fonksiyonlarının sayısına bağlıdır ve çevrim dışı ayarlama gerektirir. Son 20 yıldır yaygın olarak kullanılan akıllı kontrol teorilerinin birleştirilmesiyle hibrit kontrol algoritmaları kullanılmaya başlanmıştır. Bu hibrit algoritmalarından bazıları MRAS'da adaptasyon mekanizması olarak uygulanmış bazıları da başka kontrol yöntemleri ile birleştirilerek uygulaması gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu uygulamaların genelinde doğru pozisyon ve hız bilgisi elde ederek, kararlı durum hatasını minimum yapmak amaçlanmıştır. Bunlardan bazıları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- a) Bulanık tekniği ile PID birleştirilerek doğrusal olmayan bir PID kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir.
- b) Neuro-Bulanık kontrol uygulaması; Bulanık sistemlerine YSA'nın öğrenme kapasitesi kazandırılarak, yeni bir kontrol tasarımı gerçekleştirilmiştir.

- c) MRAS'in çalışma şartlarındaki değişimlere karşı uyarlanabilir olabilmesi için Lyapunov'un dolaysız metodunu temel alan bir uyarlanabilir kural geliştirilmiştir.
- d) Radyal tabanlı fonksiyon ile YSA algoritmasını birleştiren (RBF-NN) bir kontrol yöntemi önerilmiştir.
- e) Genetik algoritma kullanılarak parametreleri optimize edilen bir Neuro-Bulanık kontrolör tanıtılmıştır.

Bulanık kontrol teorisi, doğrusal olmayan sistemlere uyumlu bir kontrol yöntemidir. Bu nedenle elektrik makinelerinin dinamik kararlılığını arttırmak amacıyla yaygın olarak kullanılmıştır. Bulanık kontrol yönteminin daha etkin kullanılabilmesi ve geliştirilebilmesi için bugüne kadar birçok çalışma yapılmıştır. Bulanık kontrol sisteminde toplam kural sayısının ve buna bağlı olarak hesaplamaların nasıl azaltılacağı problemi de bu çalışmalardan birisidir [85].

Bulanık mantık kullanılan sistemlerde en önemli noktalardan biri, kural tabanında var olan kural sayısını dolayısıyla da hesap yükünü azaltmaktır. Klasik bulanık sistemlerde, giriş değişkeni sayısı arttıkça kural sayısı da üstel olarak artar. Genel olarak bulanık sistemde (n) adet giriş değişkeni, her bir değişken için de (m) adet üyelik fonksiyonu kullanılmışsa, bulanık mantık kontrolörde, kural tabanında m^n adet kural gerekir. n giriş değişkeni sayısına bağlı olarak, artan kural sayısı hafızayı büyük ölçüde yükleyerek kontrolörü zorlaştırır. Bu boyut sorunu ile baş etmek amacıyla hiyerarşik yapıda bulanık sistem önerilmiştir. Bu yapı, düşük boyutlu bulanık sistemlerin hiyerarşik yapıda birleştirilmesi ile oluşur, böylece değişken sayısı artsa bile kural sayısı üstel olarak değil doğrusal olarak artar. Hiyerarşik yapıda ise, yine (n) adet giriş değişkeni, her bir değişken için de (m) adet üyelik fonksiyonu kullanılmışsa, kullanılacak kural sayısı $(n-1)m^2$ ile ifade edilmektedir [87]. Örneğin, dört giriş değişkenli bir bulanık kontrolörde her değişken için üç üyelik fonksiyonu kullanılmışsa, 3^4 yani 81 kural yazılması gerekirken, hiyerarşik yapıda ise $(4-1) \times 3^2$ gereği 27 kural kullanmak yeterli olacaktır. Görüldüğü gibi, kullanılacak kural sayısı hiyerarşik yapı altında büyük ölçüde azalmaktadır. Bu sayede, hiyerarşik yapı yüksek ölçekli sistemlere rahatlıkla uygulanabilir.

Geleneksel Bulanık sistemlerinde kural sayısı kontrolör giriş değişkenleri sayısı ile üstel olarak artar. Bu üstel ilişki (3.28) ifadesiyle verilmiştir.

$$m^n \quad (3.28)$$

Burada m ; her bulanık giriş değişkeni için tanımlanan üyelik fonksiyonundaki küme sayısı, n ise kontrolör giriş değişkeni sayısıdır. Giriş sayısı ve parametre sayısı arasındaki bu üstel ilişki, kural patlama olayı “rule explosion phenomenon” olarak isimlendirilmiştir. Buna göre çok sayıda girişe sahip olmayan bir sistemde bile oldukça fazla sayıda ayarlanması gereken parametre bulunmaktadır. Özellikle ikiden fazla sayıda girişe sahip kontrol sistemlerinde oluşan bu kural patlama probleminin üstesinden gelebilmek için farklı bir bulanık yapıya ihtiyaç duyulmuştur [133].

Yukarıda bahsedilen problemin giderilmesi için gerekli kontrol ihtiyacından dolayı, Raju vd. tarafından hiyerarşik yapıya sahip bir bulanık kontrolörün kullanılması önerilmiştir. Bundan sonra da araştırmacılar tarafından bu kontrol yönteminin geliştirilmesi ve farklı alanlara uygulanması konusunda çalışmalar yapılmaya başlanmıştır.

Hiyerarşik bulanık kontrolün teorik olarak evrenselliği ispatlanmış ve diğer birçok kontrol uygulaması için de kullanılabilecek bir yöntem olduğu belirtilmiştir. Hiyerarşik Bulanık kontrolü için giriş değişkenlerinin sayısı ile toplam kural sayısı arasındaki ilişki (3.29) ifadesiyle verilmiştir [87].

$$(n - 1) \cdot m^2 \quad (3.29)$$

Buradaki m ve n değişkenleri (3.28) ‘deki ifadeyle aynıdır.

Örnek olarak, 3 giriş değişkeni ve her değişkende 7 bulanık kümesi bulunan bir sistemi düşünelim, bu sistem klasik bulanık ile kontrol edilirse, kural sayısı (3.28) ifadesine göre $m^n=7^3=343$ olur. Bu sistemin kontrolü için hiyerarşik bulanık yapısı kullanılırsa, kural sayısı bu defa $(n - 1) \cdot m^2 = (3 - 1) \cdot 7^2 = 98$ olmaktadır. (3.29)

ifadesinden, hiyerarşik yapıda giriş değişkeni sayısı arttıkça, kural sayısı bakımından etkinliğin artacağı sonucunu çıkarabiliriz.

Ancak, iki adet bulanık alt sistem içeren hiyerarşik bulanık yapısında her bulanık alt sistem için farklı bir kural tablosu bulunmaktadır. Mesela, 3 girişli hiyerarşik yapının içerdiği iki bulanık alt sistem için, 2 adet kural tablosu bulunmaktadır. Bazen bu bulanık alt sistemlerde giriş değişkenleri için kullanılan üyelik fonksiyonlarının içerdiği küme sayıları aynı olmayabilir. Bu durumda, her bulanık alt sistem için kural sayısı ayrı ayrı hesaplanarak toplanır. 3 girişli bulanık örneği için hiyerarşik yapının içerdiği birinci bulanık alt sistemde her iki giriş değişkeninin üyelik fonksiyonlarındaki küme sayıları, 'k₁' ikinci bulanık alt sistemde ise, 'k₂' olsun. Hiyerarşik bulanık yapısının içerdiği bulanık alt sistemlerin tümü 2 adet girişe sahiptir. Bu durumda, iki tane klasik 2 girişli bulanık alt sistemin toplam kural sayısı (3.29) ifadesinden yararlanarak, ayrı ayrı iki bulanık alt sistem kural sayısının toplamı şeklinde yazılabilir.

$$k_1^2 + k_2^2 \quad (3.30)$$

Bulanık alt sistemlerde giriş ve çıkış değişkenleri için kullanılan üyelik fonksiyonlarının içerdiği küme sayıları aynı olmadığı durumda klasik bulanık kontrolörlerdeki kural sayısı hesabını gösteren (3.28) denklemi de farklılık gösterecektir. (3.28) ifadesine göre, n giriş değişkenine sahip klasik bulanık kontrolörde, toplam kural sayısı n tane m (üyelik fonksiyonlarındaki küme sayısı) 'in yan yana yazılarak çarpımı şeklindeydi. Şimdi, bu üç giriş değişkeninin üyelik fonksiyonlarındaki küme sayılarının m₁, m₂, m₃ şeklinde farklı olduğunu düşünelim. Böylece (3.28) ifadesi de (3.31)'daki gibi yazılabilir.

$$m_1 \cdot m_2 \cdot m_3 \quad (3.31)$$

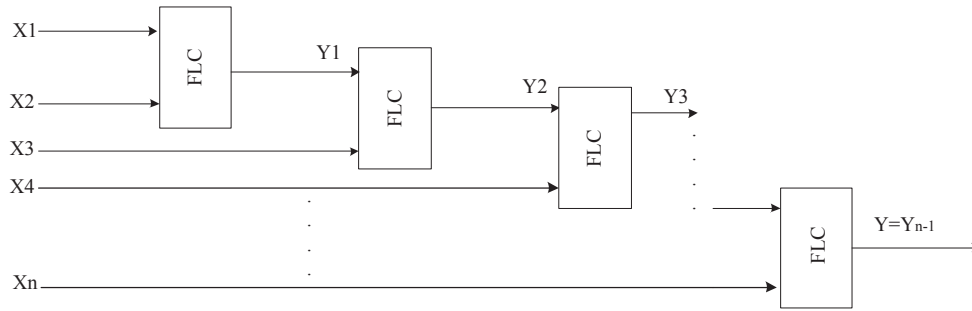
n girişli sistem için, (3.30) ve (3.31) ifadelerini genelleştirirsek, (3.30) yerine (3.32) ve (3.31) yerine de (3.33) ifadeleri yazılabilir.

$$k_1^2 + k_2^2 \dots + k_n^2 \quad (3.32)$$

$$m_1 \cdot m_2 \cdot m_3 \dots m_n \quad (3.33)$$

Bunlara da örnek vermek gerekirse, üyelik fonksiyonlarındaki küme sayıları 7, 7, 5, 3 olan 4 girişli bir bulanık kontrolörde klasik bulanık yapısı kullanılırsa, $7 \times 7 \times 5 \times 3 = 735$ olan kural sayısı hiyerarşik bulanık yapısı kullanıldığında ise, $(7 \times 7) + (5 \times 5) + (3 \times 3) = 83$ kurala sahip olunacağı söylenebilir. Yalnız burada ikinci bulanık alt sistemde her iki giriş için 5'er bulanık küme üçüncü bulanık alt sistemde ise her iki giriş için 3'er bulanık küme kullanıldığı farz edilmiştir. Yani $k_1=7$, $k_2=5$ ve $k_3=3$ olarak alınmıştır.

Hiyerarşik bulanık kontrolörler (HBK), basit bulanık alt sistemlerinden oluşan yapısıyla kural sayısını bu şekilde azaltabilmektedir. Bu alt sistemler birbirlerine hiyerarşik biçimde bağlanmışlardır. HBK yapısındaki tüm bulanık alt sistemler yalnızca iki adet girişe sahiptir ve bir önceki bulanık alt sistemin çıkışı, takip eden bulanık alt sistemin iki girişinden birini oluşturmaktadır, yani Şekil 3.5'deki gibi, ilk altküme dışındaki her bulanık alt sistemde dışarıdan bir adet giriş değişkeni ilave edilmiş olmaktadır [87]. Seçilen bu hiyerarşik yapı sayesinde, tüm sistemdeki kural sayısı, giriş değişken sayısı ile üstel olarak değil, lineer olarak değişecektir.



Şekil 3.5. HBK'nın yapısı

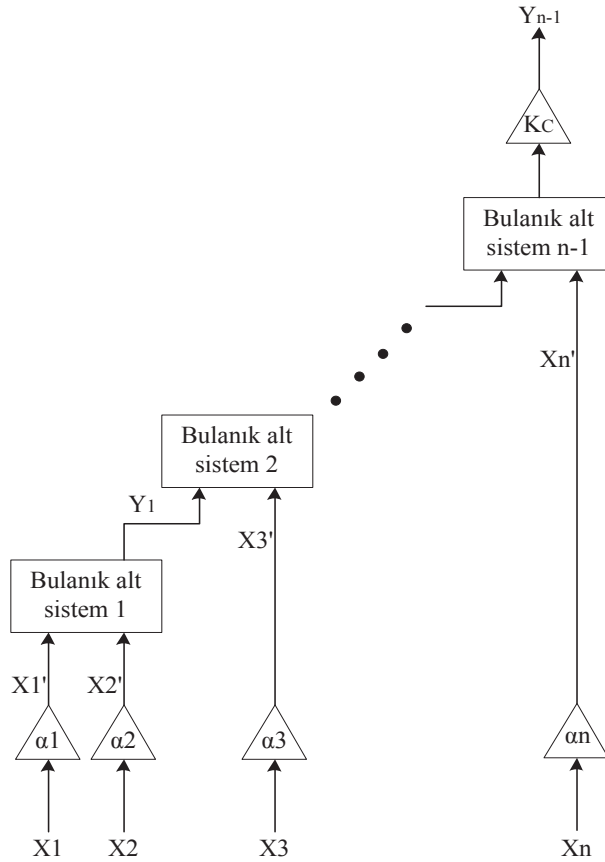
X_1, X_2, \dots, X_n : kontrolör giriş değişkenleri

Y_1, Y_2, \dots, Y_{n-2} : Bulanık alt sistemlere ait çıkış değişkenleri

$Y = Y_{n-1}$: kontrolör çıkış değişkeni

HBK'ların tasarımında en önemli adım, ilk bulanık alt sisteminin çıkışı ile ikinci bulanık alt sisteminin bağımsız giriş değişkeni arasında uygun bir kural tabanının oluşturulmasıdır. Raju vd., tarafından önerilen hiyerarşik kontrol yapısında Mamdani

tipi bulanık sistemi kullanılmıştır [89]. Şekil 3.6’da n adet kontrolör girişi ‘ X_1 , X_2, \dots, X_n şeklinde gösterilmiştir [133].



Şekil 3.6. 'n-1' adet bulanık alt sistemden oluşan "n" girişli HB sistemi

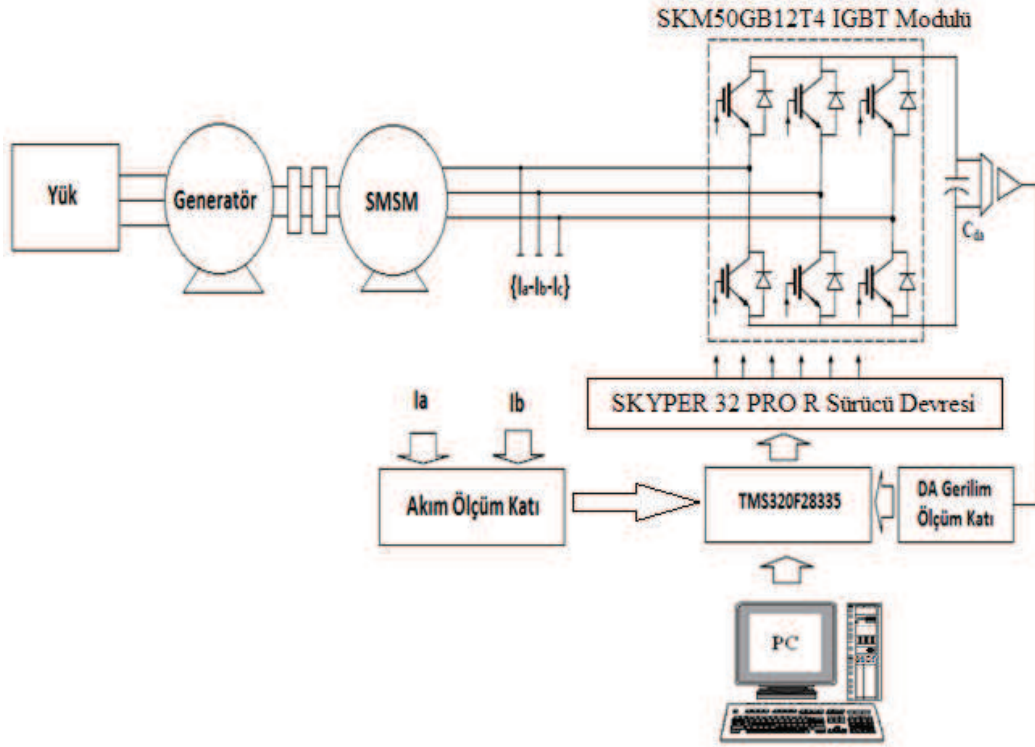
X_1' ve X_2' ilk bulanık alt sistemin girişleridir. Bu alt sistem girişleri; kontrolör giriş değerleri (X_1 ve X_2) ve kazanç değerleri (α_1 ve α_2)'in çarpımıyla elde edilmiştir. Kazanç değerleri giriş değerlerinin bir bakıma ölçeklendirilmesini sağlamaktadır. İlk bulanık alt sistemin çıkışı ise, ' Y_1 ' etiketi ile gösterilmiştir. Bu ' Y_1 ' çıkışı, ikinci bulanık alt sistemin birinci giriş değişkeni olarak kullanılır. X_3 giriş değişkeni ile α_3 kazanç değerinin çarpımıyla oluşan X_3' ise ikinci bulanık alt sistemin ikinci giriş değişkeni olarak kullanılır. Hiyerarşik yapı bu şekilde devam ederek, en son ilave edilen giriş değişkeni de kullanıldığında son bulanık alt sistemin çıkışı K_C kazanç değeri ile yükseltilerek kontrol çıkışını oluşturur. Ayrıca burada her bulanık alt sistem çıkışı, bir kazançla da çarpılırsa kontrol performansı olumlu etkilenebilir, ancak ayarlanabilecek parametre sayısı artmış olur.

BÖLÜM 4. SMSM'UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN TASARIMI

4.1. Giriş

Son yıllardaki mikroişlemci ve çevre birimlerindeki gelişmelerle birlikte elektrik motorlarında sayısal denetim teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde bu yöntemler en basit denetim yapısından, en karmaşık denetim yapısına kadar birçok alanda kullanılmaktadır.

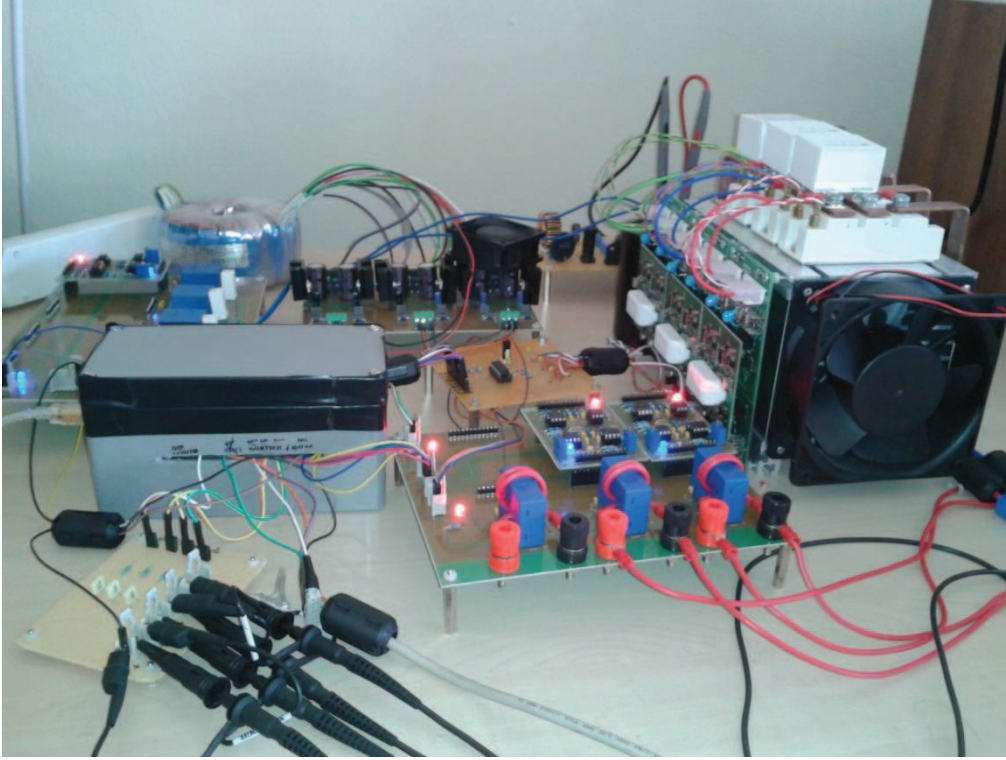
Bu bölümde, SMSM'un kontrolü için gerçekleştirilen sürücü devre düzeneği açıklanmıştır. SMSM'un, alan etkili konum algılayıcı ve algılayıcısız kontrolünde kullanılan bu sürücü devrenin blok diyagramı Şekil 4.1' de, fotoğrafları ise Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te verilmiştir. Devrede motoru sürmek için, SEMIKRON firmasının ürettiği SKYPER 32 PRO R üç faz IGBT sürücüsü ve yine SEMIKRON firmasının ürettiği SKM50GB12T4 IGBT modülleri kullanılmıştır. Denetleyici olarak da Texas Instruments firmasının ürettiği, TMS320F28335 işlemcisinin kullanıldığı Experiment kit kullanılmıştır.



Şekil 4.1. Deneysel düzeneğin blok diyagramı



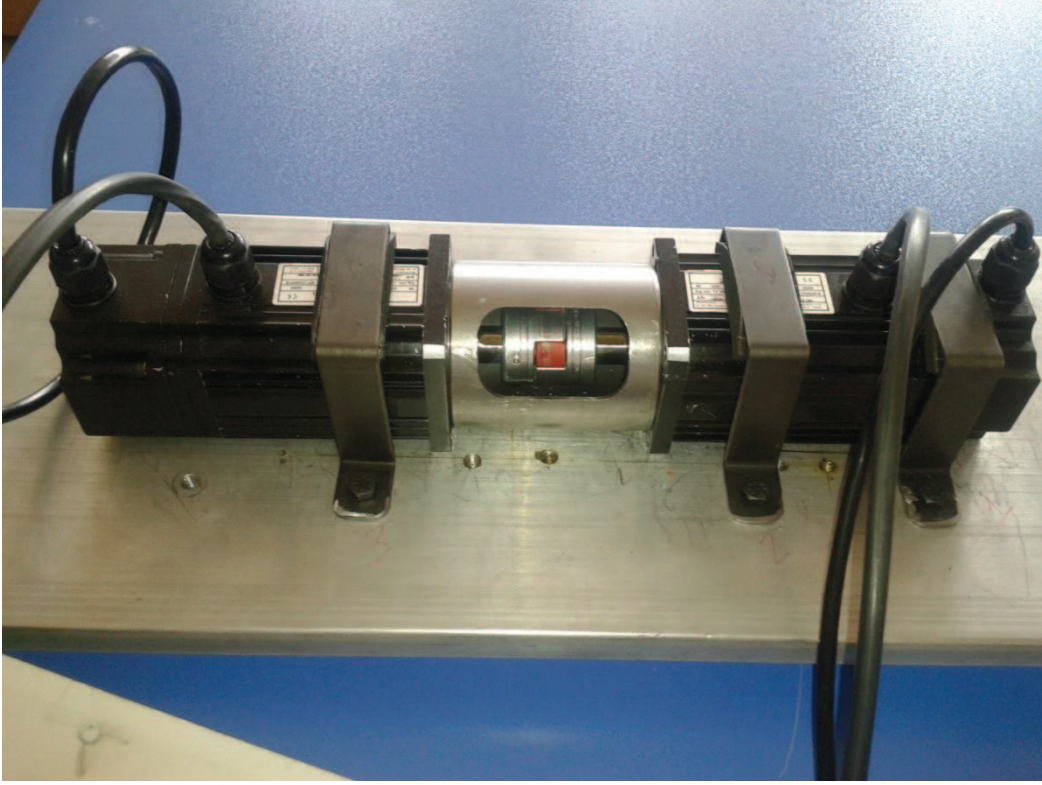
Şekil 4.2. Uygulama setinin genel görünümü



Şekil 4.3. Sürücü devre görünümü

4.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

Bu çalışmada, mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş 3-faz, Y-bağlı, 400 W, 4 kutuplu SMSM kullanılmıştır. Kullanılan motorun parametreleri Ek-1’ de verilmiştir. Motoru yüklemek için SMSM rotor miline akuple bağlı, aynı özellikte bir SMSM motor kullanılmıştır ve bu motorlar Şekil 4.4’te gösterilmiştir.



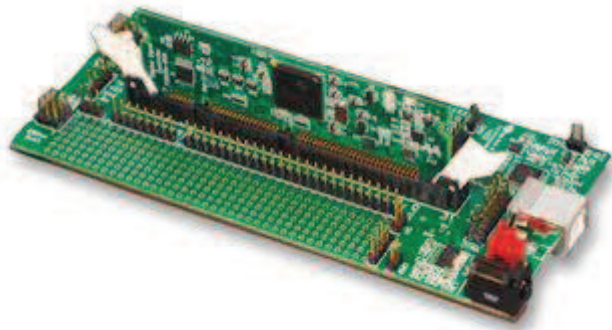
Şekil 4.4. Sabit mıknatıslı senkron motorlar

4.3. Denetleyici Kart (Experiment Kit)

Son yıllarda, mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerden dolayı, karmaşık kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek olanaklı hale gelmiştir. Karmaşık matematiksel işlemleri çok kısa sürede yapabilmelerinden dolayı, sayısal işaret işlemciler (DSP)' in kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır. DSP' lerle yapay sinir ağları, bulanık mantık ve genetik algoritmalar gibi akıllı sistemlerin gerçek zamanlı uygulamaları yapılabilmektedir.

Bu tez çalışmasında, denetleyici olarak Şekil 4.5'te verilen, Texas Instrument şirketinin üretmiş olduğu TMS320F28335 işlemciye sahip Experiment Kit kartı kullanılmıştır. Bu DSP kartı, sabit noktalı işlem yapan ve C/C++ programlama desteğine sahiptir. DSP kartı ile birlikte Code Composer Studio yazılımı gelmekte ve bu yazılım ile DSP kodları üretilebilmektedir. Kullanılan DSP kartındaki işlemcinin özellikleri; 150MHz işlem hızı, 512KB program hafızası, 68KB RAM, 12-bit analog sayısal çevirici, şeklinde sıralanabilir. IGBT anahtarlarını kontrol etmek için, kart

üzerindeki DGM çıkış portları kullanılmıştır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri, ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılmıştır. Ayrıca motor miline bağlı olan enkoder tarafından ölçülen devir sayısı bilgisi de, denetleyici kartın encoder girişleri kullanılarak DSP' ye aktarılmıştır.



Şekil 4.5. TMS320F28335 DSP Kartı ve Experiment Kit

Şekil 4.6'da DSP kartı üzerinden alınan analog girişlerin, dijital çıkışların ve DGM sinyallerinin parazitlerden etkilenmemesi için bir kutu içerisine montajı gerçekleştirilmiştir. Kutu içerisi alüminyum folyo ile kaplanarak, DSP kartı dış parazitlerden önemli ölçüde izole edilmiştir. Ayrıca önemli ölçüm noktalarına silindirik ferrit nüveler yerleştirilerek, ölçüm girişlerinde de oluşabilecek parazitler önlenmiştir.



Şekil 4.6. Dış ortamdan izole edilmiş kart tasarımı

4.4. Seviye Kaydırıcı Devresi

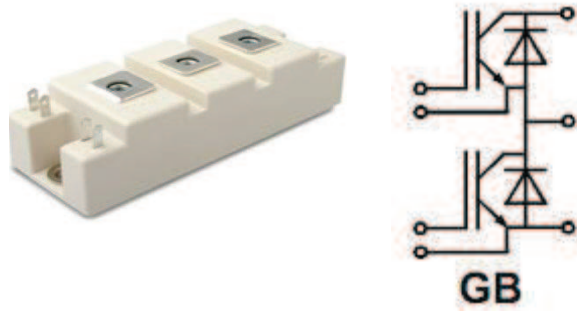
3,3V olan DGM çıkış seviyelerinin, IGBT sürücü kartının ihtiyacı olan 15V seviyesine çıkarılması için,Şekil 4.6’da gösterildiği gibi MC14504B seviye kaydırıcı entegresi kullanılarak yükseltici devre oluşturulmuştur.



Şekil 4.7. MC14504B ile seviye kaydırıcı devresi

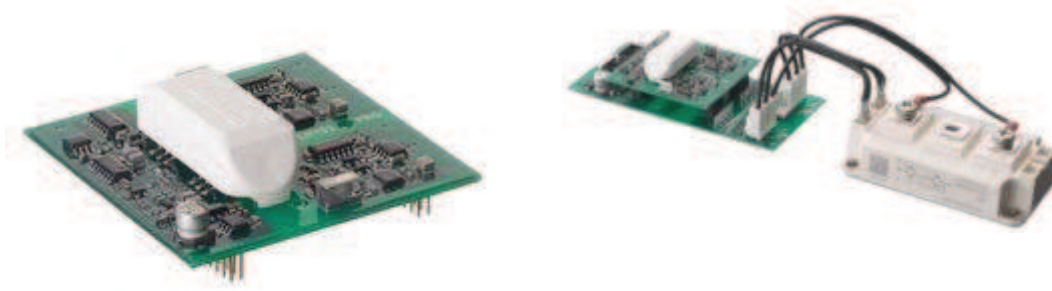
4.5. Evirici Modülü

Uygulamada evirici olarak,SEMIKRON firmasının ürettiği SKM50GB12T4 kodlu 3 adet IGBT modül kullanılmıştır. Bu modüller, 2 IGBT’den oluşmuş yay kontak özelliğine sahip, nominal 50A, maksimum 80A akıma dayanıklı, 1200V DA geriliminde çalışabilen, ters diyotlu IGBT modülleridir. Modülün resmi ve açık devre şeması Şekil 4.8’deki gibidir. IGBT sürme gerilimi 15V’tur.Anahtarlama frekansı ise maksimum 20kHz’dir.



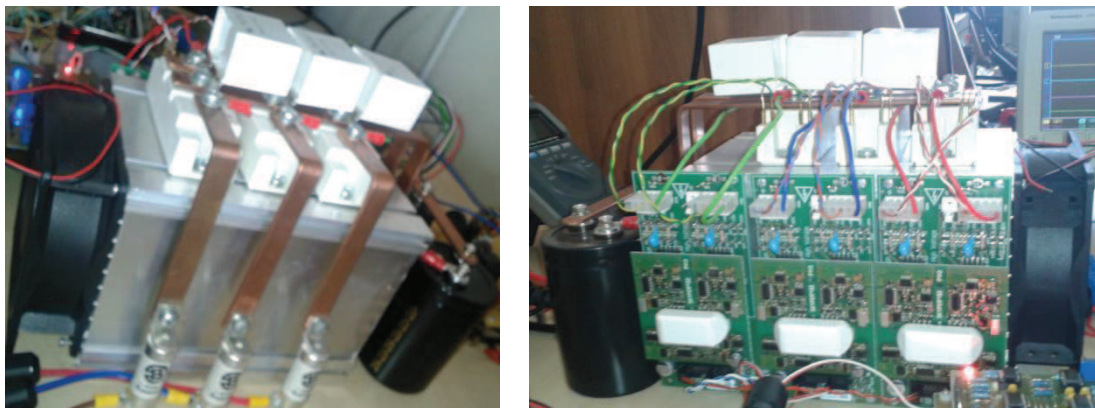
Şekil 4.8. SKM50GB12T4 modülü ve devre şeması

IGBT sürücüsü olarak yine, SEMIKRON firmasının ürettiği SKYPER 32 PRO R IGBT sürücüsü kullanılmıştır. Bu sürücü, yukarıda anlatılan IGBT modülünü sürmek için seçilmiş olup, 9 ile 16V arası besleme gerektiren ve 50kHz'e kadar anahtarlama yapabilen bir sürücü modülüdür. Ayrıca modülde; manyetik izolasyon, ölü-bant, VCE izleme özelliği, kısa devre ve aşırı akım koruma ve yumuşak kesime girme özelliklerinin yanı sıra giriş-çıkış arasında elektriksel yalıtımın sağlandığı teknik özelliklerde vardır. Bu sürücü modülü ve bordu Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9. SKYPER 32 PRO R IGBT sürücü modülü

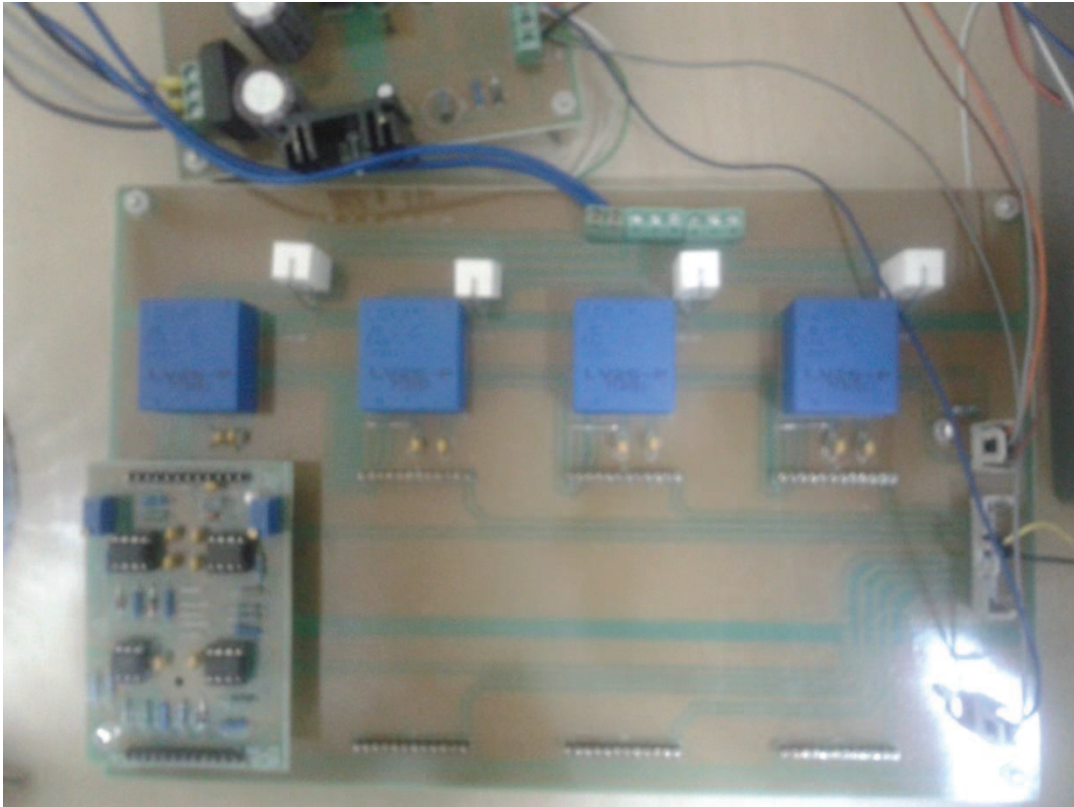
SKYPER 32 PRO R sürücü modülü ve SKM50GB12T4 IGBT modüllerinin arasındaki bağlantıyı sağlayan, ayrıca DSP'den DGM sinyallerinin sürücü kartına alınabileceği ve besleme devresinin bulunduğu kartlar ile 450V/470 μ F kondansatör grubu ve snubber kondansatörleri ile oluşturulan toplam güç katının resmi Şekil 4.10 da verilmiştir.



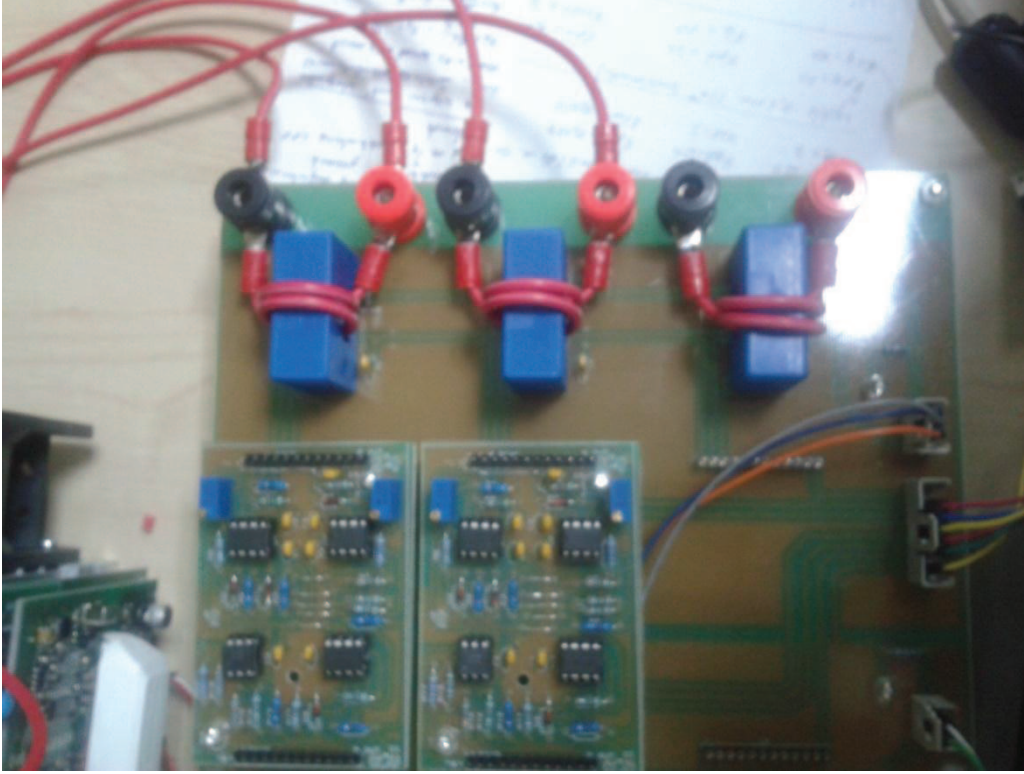
Şekil 4.10. Güç katı

4.6. Akım ve Gerilim Algılayıcılar

Uygulama devresinde, SMSM'un kontrolünü gerçekleştirebilmek için, motorun faz akımlarının ve DA bara geriliminin doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Bu akımlar ve gerilimler, akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülerek, denetleyici kartın ADC modülüne aktarılır. Akım ve gerilim algılayıcıları olarak, LEM firması tarafından üretilen LA55-P ve LV25-P modelleri kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V' tur. Uygulama setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre fotoğrafları, Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de verilmiştir. Ayrıca LA55-P ve LV25-P algılayıcılarının teknik özellikleri Ek-2 ve 3' de verilmiştir. Uygulamada kullanılan akım ve gerilim algılayıcı devreleri,[132] referansındaki yüksek lisans tezinden faydalanılarak elde edilmiştir.



Şekil 4.11. Gerilim algılayıcı devresi



Şekil 4.12. Akım algılayıcı devresi

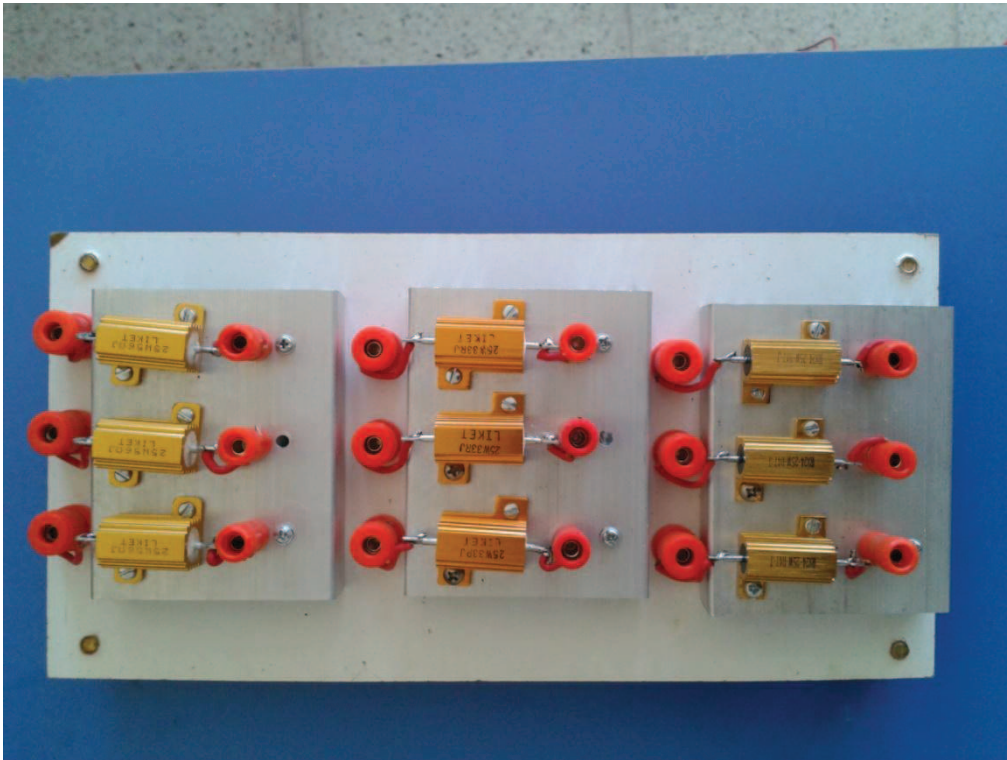
4.7. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcı

SMSM’de motorun çalışabilmesi için, rotor konumu ve hızının bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle rotorun hızını ve konumunu ölçmek için, artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılmalıdır. Bu çalışmada, motor algılayıcısız çalıştırılmasına rağmen ek olarak tahmin doğruluğunu göstermek için, artımsal konum ve hız algılayıcısı da kullanılmıştır.

Artımsal algılayıcı döndüğü zaman, aralarında 90° açılı farkı bulunan iki sinyal üretilir. Ayrıca bir tur tamamlandığında, index denilen üçüncü bir sinyal üretilir. Bu sinyallerin tersleri, gürültü duyarlılığını artırmak için oluşturulmaktadır. A ve B sinyallerinin önce veya sonra gelmesine göre, dönüş yönü belirlenir. Tezde kullanılan artımsal algılayıcı, bir turda 2500 darbe üretmektedir. DSP kartında bulunan konum ve hız algılayıcısı girişlerine, artımsal algılayıcının sinyal uçları bağlanarak, konum ve hız bilgisi ölçülmüştür.

4.8. Yükleme Bölümü

Şekil 4.13’de, deneysel çalışmada SMSM’u yüklemek için kullanılan yük blokları görülmektedir. Üçer adet gruplar halinde verilen,yıldız bağlı güçlü dirençler ile motor çeşitli hızlarda yüklenmiştir. Yük grupları, 3 adet 33 ohm 25 W, 3 adet 47 ohm 25 W ve 3 adet 56 ohm 25 W olarak oluşturulmuştur.



Şekil 4.13. Motor yükleme seti

Moment ile q-eksen akımı doğru orantılı olduğundan, q-eksen akımı her devirde farklı değerler almaktadır.Dolayısıyla direnç grupları, her devirdeki q-eksen akımı ölçülerek, sabit 0.05 Nm ile motoru yükleyebilecek şekilde seçilmiştir.

1000 d/dk.için= 56 ohm’lu grup.

500 d/dk. için= 47 ohm’luk grup.

100 d/dk. için = 33 ohm’lu grup.

BÖLÜM 5. SMSM'UN UVDGM DENETİMLİ ALGILAYICILI ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

5.1. Benzetim Sonuçları

Elektrik makinalarının analiz ve kontrol amaçlı incelenmesinde, bilgisayar benzetimi en önemli aşamalardan biridir. Bilgisayar benzetiminde esas amaç, elektrik makinasının bazı yaklaşımlar altında elde edilen modeli ile dinamik davranışlarını incelemektir. Bu bölümde, önceki bölümlerde verilen matematiksel modeller ve teorik bilgiler kullanılarak, SMSM'un UVDGM denetimi ile algılayıcı alan etkili kontrolünün benzetim modelleri, bu modellere ait sonuçlar ve deneysel olarak elde edilen sonuçlar verilmiştir.

İlk olarak, 2. Bölümde verilen denklemler kullanılarak SMSM'un matematiksel modelinin benzetimi, MATLAB/Simulink yazılımı ile yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında DGM tekniği olarak, uzay vektör DGM seçilmiştir. Uzay vektör DGM tekniğinin benzetiminde, T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanarak, DGM işaretleri üretilmiş ve gerilim kaynaklı eviricideki anahtarlara sürme işareti olarak uygulanmıştır. Evirici çıkışındaki gerilim SMSM'a uygulanarak, AEK benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Bu bölümde, değişik hız koşulları altında benzetim ve deneysel sonuçlara yer verilmiştir. Daha sonra, SMSM' un algılayıcısız alan etkili kontrol davranışı ele alınmıştır. Burada, MRAS tabanlı algılayıcısız model oluşturularak, geleneksel MRAS modelinin değişik hız ve yük koşulları altındaki benzetim ve deneysel sonuçları irdelenmiştir.

Sayısal benzetim, Bölüm 2'de bahsedilen SMSM'un UVDGM denetimli alan etkili kontrol yapısına uygun olarak tasarlanmış olup, oluşturulan benzetim modeli Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Benzetim modeli, PI denetleyiciler, UVDGM denetimli evirici,

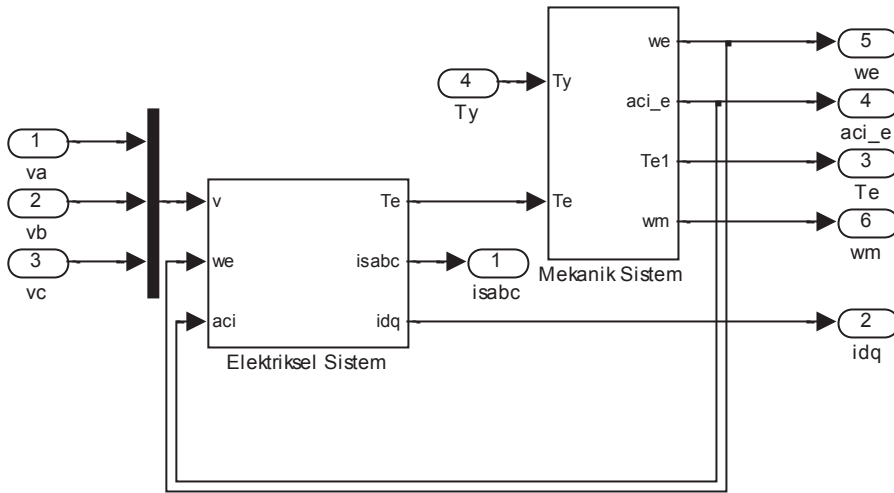
SMSM ve eksen dönüşüm bloklarından oluşmaktadır. Burada yer alan SMSM bloğunun iç yapısı Şekil 5.2’de, PI kuplaj bloğunun iç yapısı Şekil 5.3’de, UVDGM denetimli evirici bloğu Şekil 5.4’ de detaylı olarak gösterilmiştir.

Oluşturulan modelde referans olarak girilen rotor hız değerine bağlı olarak, SMSM’ un dinamik davranışı incelenebilmektedir. Benzetimi yapılan ve uygulamada kullanılan SMSM’un makine parametreleri,Tablo 5.1’de verilmektedir.

Tablo 5.1. Benzetimi yapılan SMSM ve sürücü sistemin parametreleri

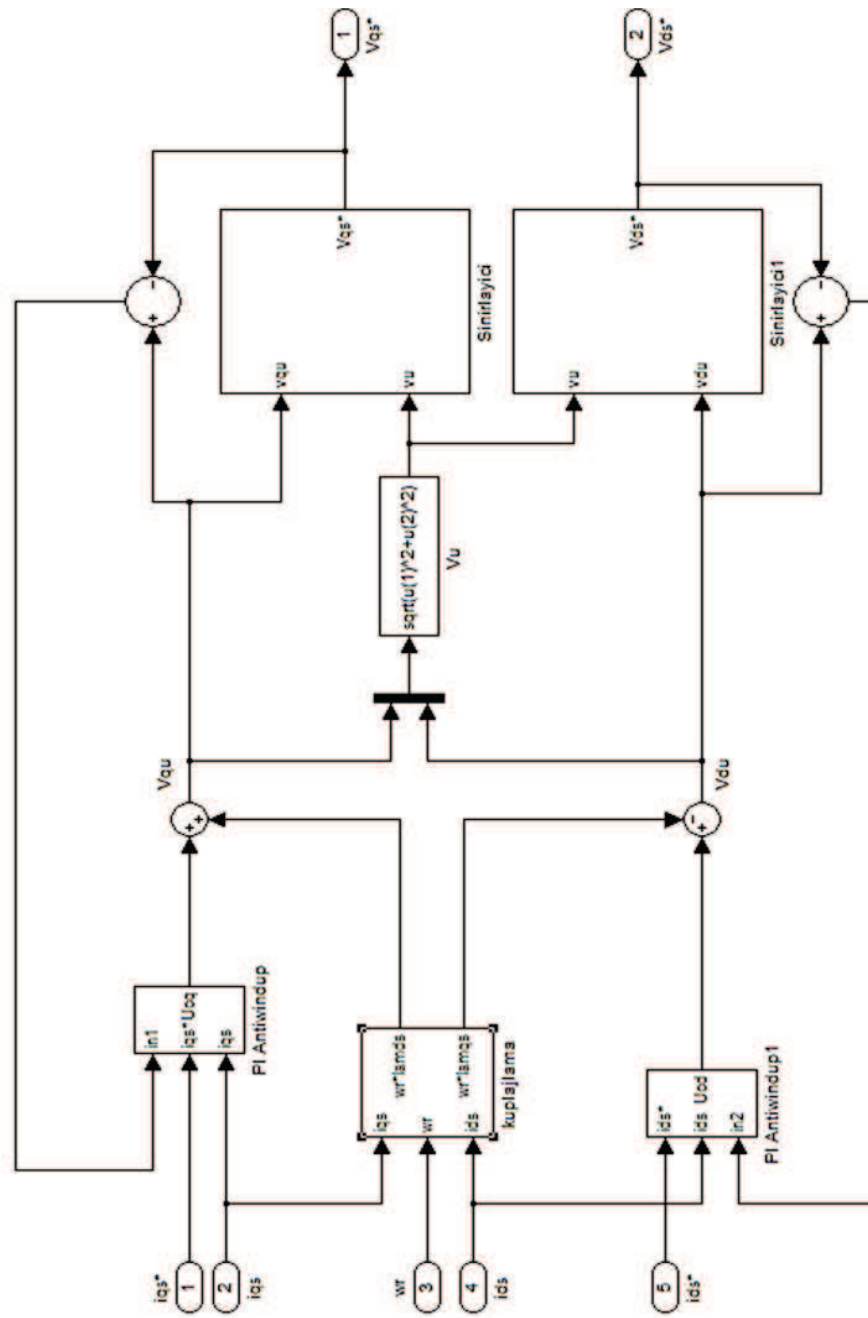
SMSM	Değer	Sistem	Değer
R_s	3.55 (Ω)	Vda	311 (V)
$L_d=L_q$	0.021256 H	F_{DGM}	10 (kHz)
λ_m	0.101 (Wb)	DGM	UVDGM
p	2	J	0.0000318 (kg.m ²)
I	1.8 (A)	B	1.349e-005 (N.m.s)
n	3000 (rpm)		

Şekil 5.1’de ki SMSM’un AEK Matlab/Simulink benzetimi incelendiğinde, Şekil 2.4’de blok diyagramı verilen AEK’de olduğu gibi, SMSM modelinin benzetiminden elde edilen i_d ve i_q akımları referans akımlarla karşılaştırılarak elde edilen hata değerlerine göre, PI denetleyiciler vasıtasıyla V_d ve V_q gerimleri elde edilmektedir. Daha sonra bu gerimler kullanılarak, referans gerilimin genliği ve açısı hesaplanarak Şekil 5.4’de gösterilen uzay vektör DGM benzetim bloğuna girilmektedir. Bu bölümde süre hesaplamaları yapılarak, sürme işaretleri üretilmektedir. Daha sonra bu sürme işaretleri, gerilim kaynaklı eviricinin benzetiminin bulunduğu bloğa uygulanmakta ve evirici kontrol edilmektedir. Evirici benzetiminden elde edilen çıkış gerimleri, Şekil 5.2’de gösterilen SMSM modeline uygulanır. SMSM modelinin olduğu bloktan elde edilen akım ve gerilim bilgilerinin, önce, abc/alfa-beta ve daha sonra alfa-beta/d-q benzetim blokları kullanılarak, d-q eksenine dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu dönüşümlerden sonra elde edilen V_d ve V_q gerimleri, SMSM için, kontrol sinyallerinin elde edildiği PI denetleyici bloklarına uygulanarak, SMSM’un AEK Matlab/Simulink benzetimi gerçekleştirilir.



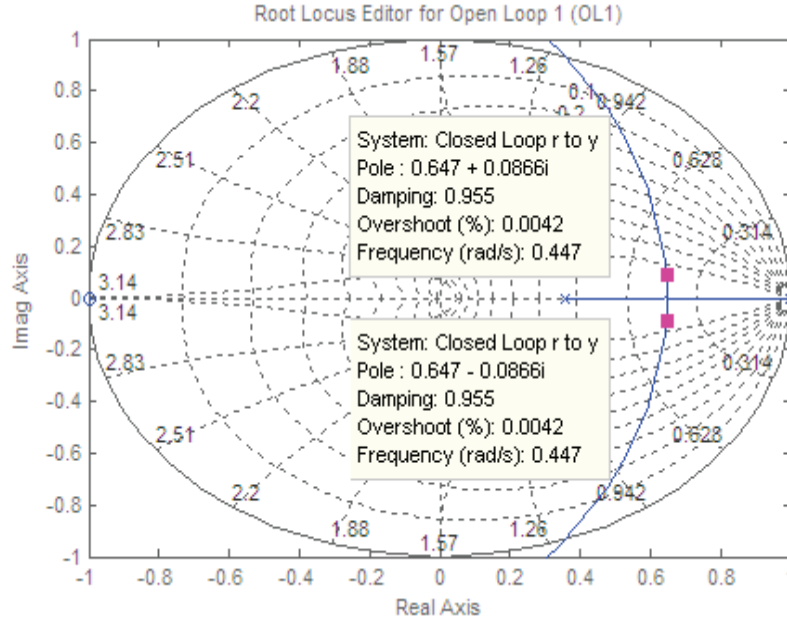
Şekil 5.2. SMSM'un MATLAB/Simulink benzetimi

Daha önce Bölüm 2’de açıklandığı gibi, akım kontrolünde en iyi performansı elde etmek için, i_{ds}^r ve i_{qs}^r bağımsız olarak kontrol edilmelidir. Bu, rotor d-q devresinde çapraz kuplajlar ayırımı ile sağlanmaktadır. Şekil 5.3’de, bu çapraz kuplaj devresinin Simulink benzetim blokları görülmektedir.



Şekil 5.3. PI kuplaj bloğunun içyapısı

döngü kutuplar Tablo 5.2’de verildiği gibi karakteristiklere sahip olacak şekilde seçilmiştir. Hesaplanan PI denetleyici kazançları Tablo 5.3’de verilmiştir.



Şekil 5.5. Moment denetleyicinin Root Locus eğrisi

Rotor d-eksen akım denetleyici için tasarım yöntemi q-eksen akım denetleyici için yapılan yöntem ile tam olarak aynıdır. Sonuçlar Tablo 5.2 ve Tablo 5.3’de verilmiştir. PI denetleyicinin performans analizi SISO araç kutusu kullanılarak oluşturulmuştur. Kazanç sınırı (KS) 7.38 dB dir ve Faz sınırı (FS) 44.7 derecedir. Böylece kapalı döngü için sistem kararlıdır.

Tablo 5.2. Rotor d ve q-eksen akım denetleyici için seçilen kapalı döngü kutuplarının karakteristikleri

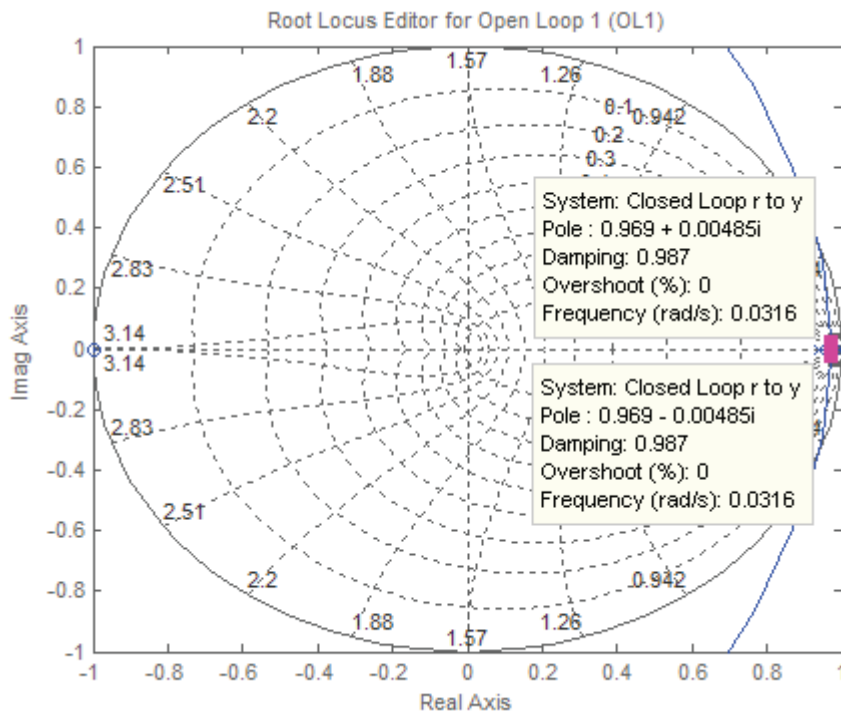
Kapalı döngü kutupları (z-düzleminde)	k'
0.647-0.0866i	0.0662
0.647+0.0866i	

Tablo 5.3. q-eksen akım denetleyici için PI denetleyici kazançları

k_{pq}	k_{iq}	k_{pd}	k_{id}
1	0.0025	1	0.0025

Kullanılan hız denetleyicinin PI parametreleri de yine, Bölüm 2’de verilen tasarım denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Laboratuvar test sistemi için seçilen parametre değerleri şöyledir; $f_c=100\text{Hz.}$, $\tau_m= 500 \text{ sn.}$, $a=0.02$, $b=0.9$.

Bu değerlere göre Şekil 5.6’da, kök yer eğrisi yöntemi kullanılarak oluşturulan hız kontrolü için seçilen kapalı döngü kutupları gösterilmektedir. Kapalı döngü kutupları Tablo 5.4’de verildiği gibi karakteristiklere sahip olacak şekilde seçilmiştir. Hesaplanan PI denetleyici kazançları Tablo 5.5’de verilmiştir.



Şekil 5.6. Hız denetleyici için seçilen kutuplar ve kök yer eğrileri

PI denetleyicinin performans analizi, SISO araç kutusu kullanılarak oluşturulmuştur. Sonuçlar Tablo 5.4 ve Tablo 5.5’de, verilmiştir. Açık döngüde hız denetleyici için kök yer eğrisi, Şekil 2.14’de gösterilmiştir. Kazanç sınırı (KS) 42 dB ve Faz sınırı (FS) 75.8 derecedir. Böylece kapalı döngü için sistem kararlıdır. Hız PI denetleyici çıkışı, makine için moment bilgisi üretir ve makinenin anma momentinin %150’siyle sınırlandırılır (yani 12 Nm için 18 Nm). Maksimum moment, makine anma momentinin %150’si olduğunda üretilebilir ve moment bilgisi bu değerle sınırlandırılır.

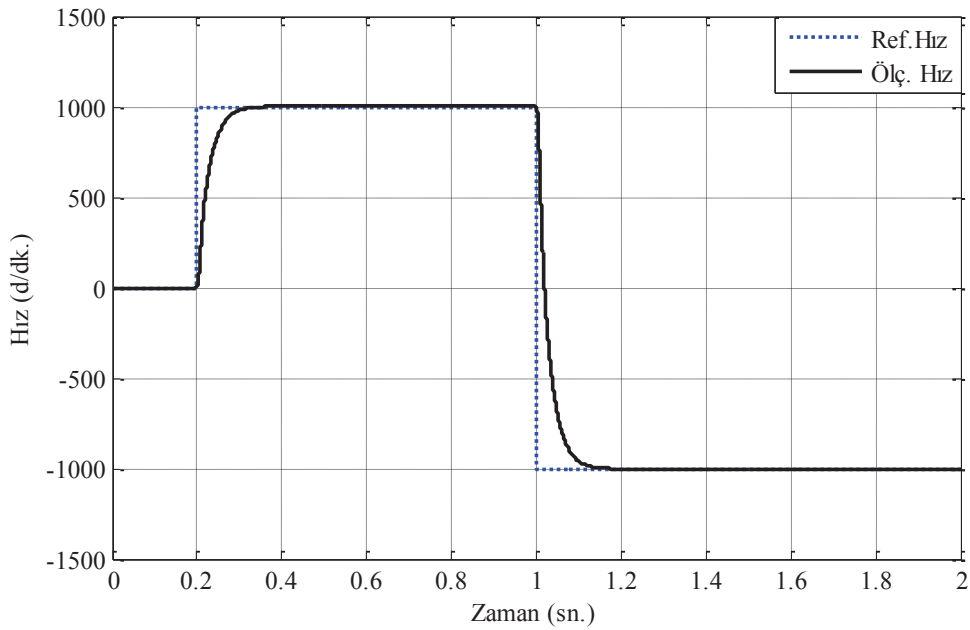
Tablo 5.4. Hız denetleyici için seçilen kapalı döngü kutupların karakteristikleri

Kapalı döngü kutupları (z-düzleminde)	k''
0.969-0.00485i	0.000483
0.969+0.00485i	

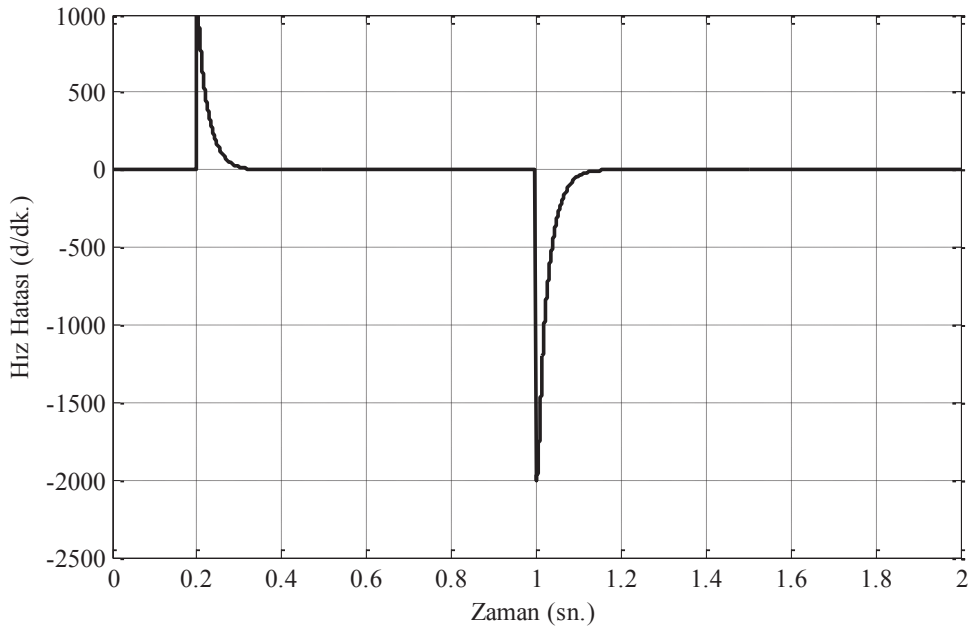
Tablo 5.5. Hız denetleyici için PI denetleyici kazançları

k_{ph}	k_{ih}
0.0002	0.2

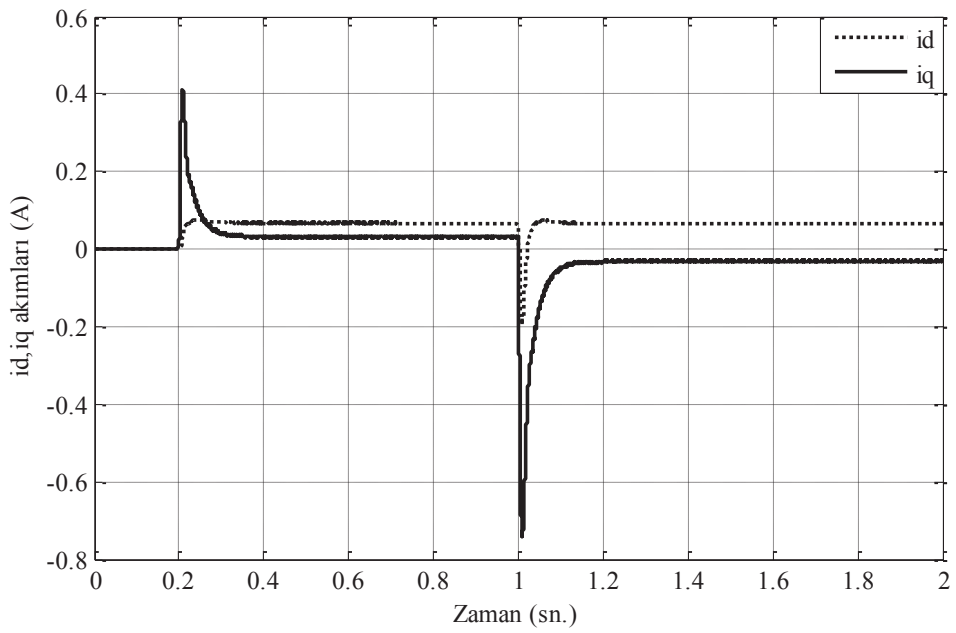
Şekil 5.7, 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki hız değişimini, Şekil 5.8, bu değişimdeki hız hatasını, Şekil 5.9, dq akım değişimlerini, Şekil 5.10 faz akımlarını göstermektedir.



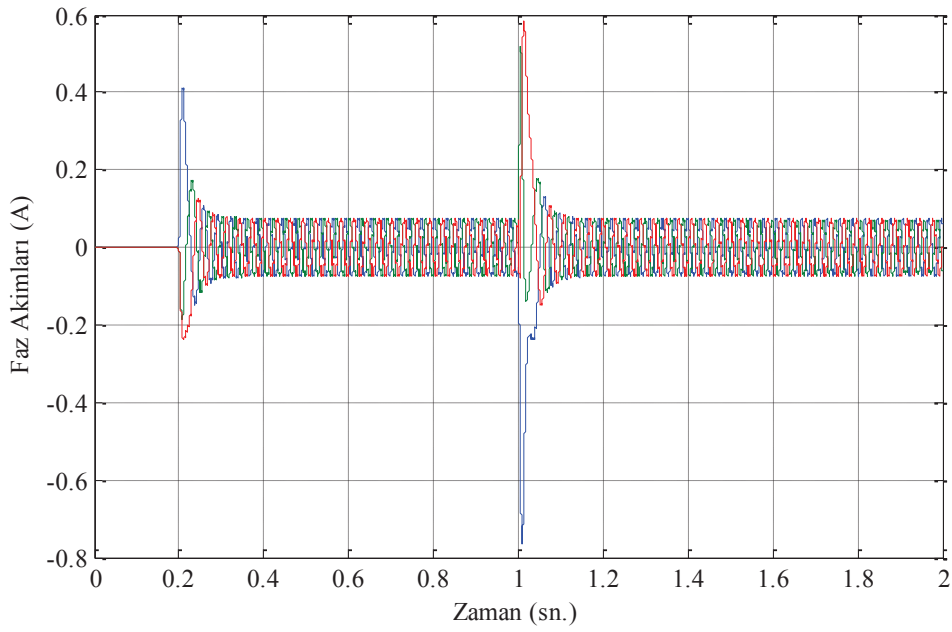
Şekil 5.7. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasında ki hızlar



Şekil 5.8. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki hız hatası

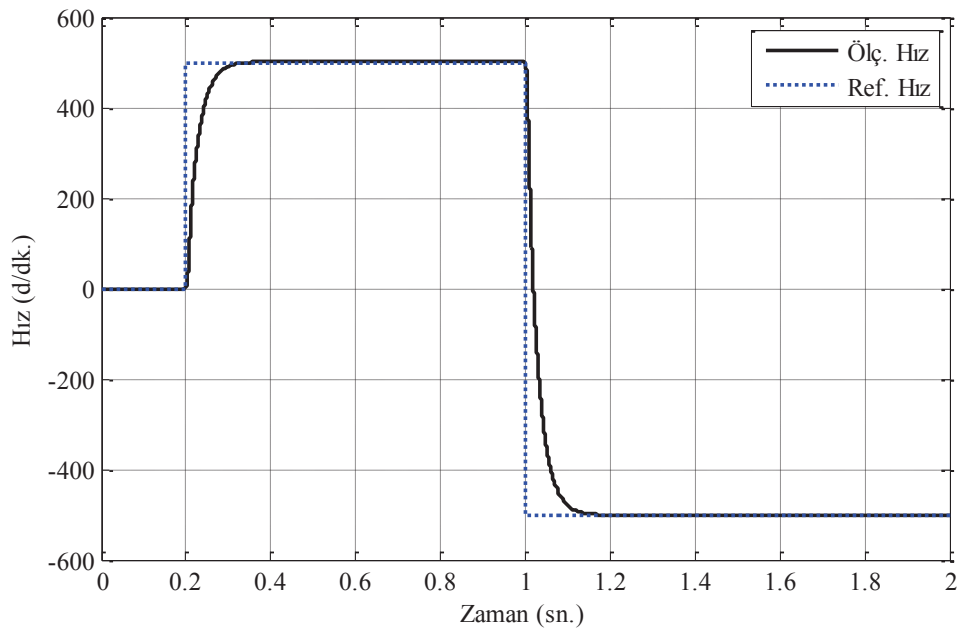


Şekil 5.9. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki dq akımları

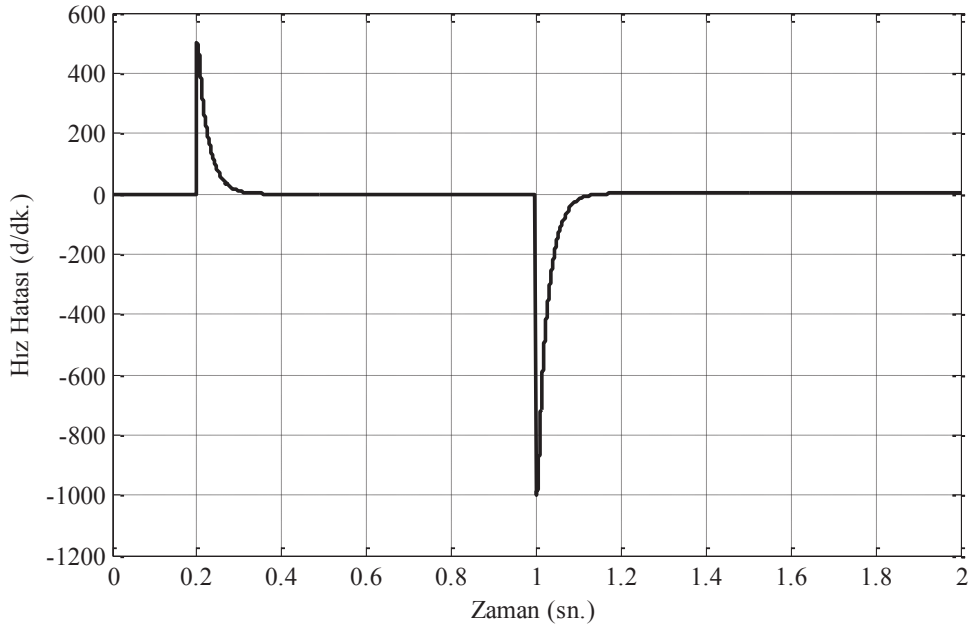


Şekil 5.10. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki faz akımları

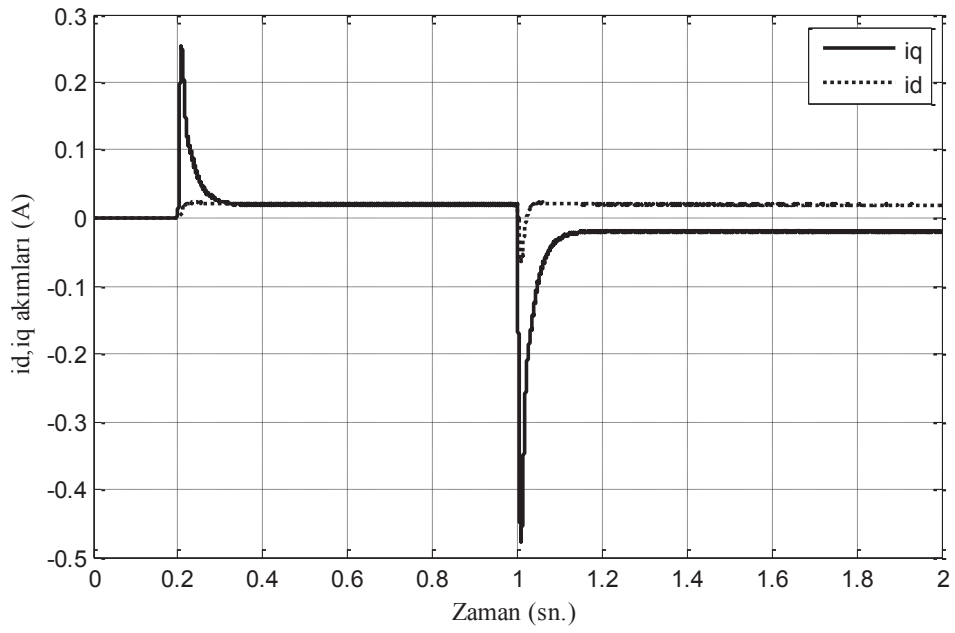
Şekil 5.11, 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hız değişimini, Şekil 5.12, bu değişimindeki hız hatasını, Şekil 5.13, dq akım değişimlerini, Şekil 5.14, faz akımlarını göstermektedir.



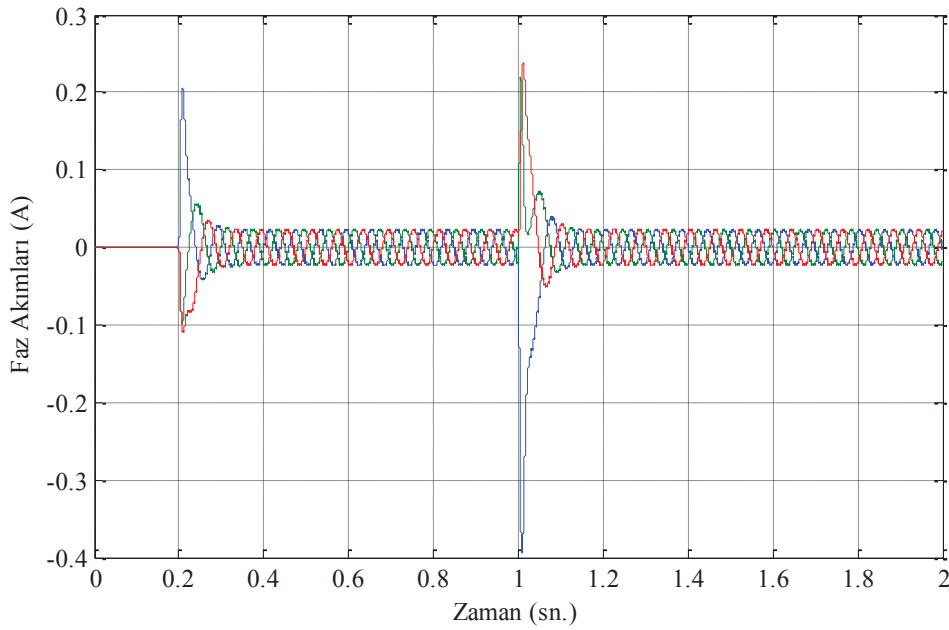
Şekil 5.11. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hızlar



Şekil 5.12. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hız hatası



Şekil 5.13. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki dq akımları



Şekil 5.14. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki faz akımları

SMSM'un, UVDGM denetimli algılayıcı alan etkili kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde, motorun yüksüz durumu için, ilkönce motorun dinamik davranışını incelemek amacıyla, motor belirli bir hızda çalışırken, ters yöndeki bir hızda çalışması için referans bilgisi değiştirilmiştir. Değişken referans hız bilgisi girilerek, yol alma durumundaki motorun; hızının, d-q eksen akımlarının, üçfaz akımlarının değişimleri alınmıştır. SMSM'un hızı, üç faz stator akımları, i_d ve i_q akımlarına ait sonuçlar incelendiğinde, motorun referans hızı kararlı bir şekilde takip ettiği görülmektedir. Benzetim modeli, referans hızın 1000 d/dk'dan -1000 d/dk'ya gitmesi durumunda çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlar, Şekil 5.7 ve Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Daha sonra benzer şekilde, referans hız 500 d/dk'dan -500 d/dk'ya gidecek şekilde değiştirilerek, benzetim sonuçları alınmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları sırasıyla, Şekil 5.11 ve Şekil 5.14 aralığında verilmiştir.

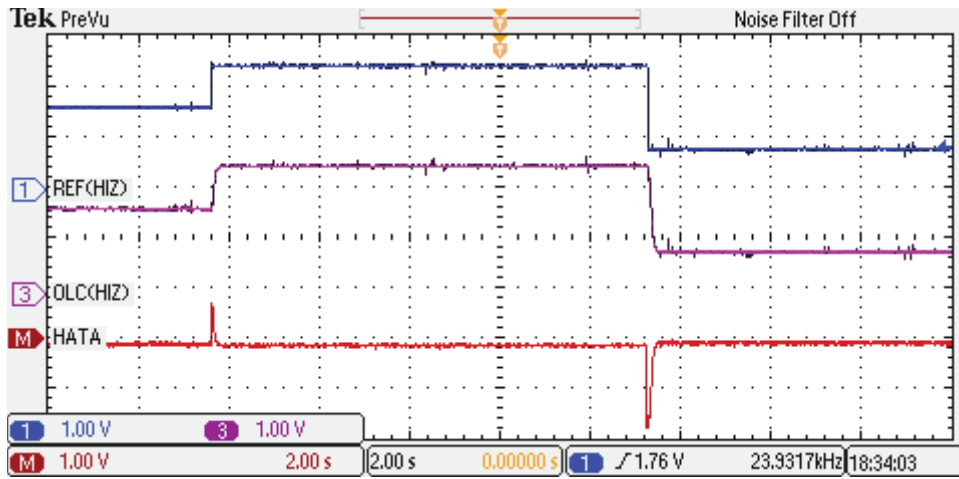
SMSM'un algılayıcı AEK performansının incelendiği benzetim sonuçlarına bakıldığında, motor hızının referans hız çok kısa bir sürede yakalayıp, yaklaşık sıfır kalıcı durum hatası ile takip ettiği görülmektedir.

5.2. Deneysel Sonuçlar

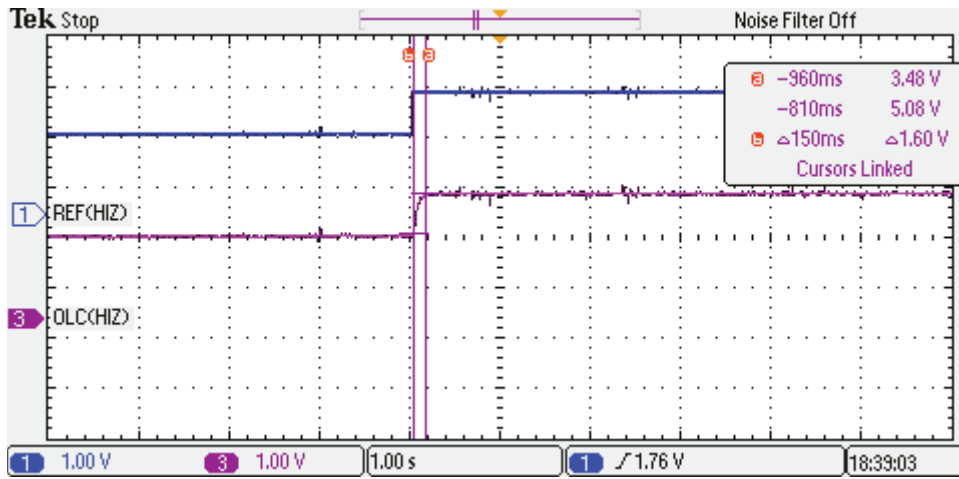
Bu alt bölümde, SMSM'un AEK deneysel çalışmalarından elde edilen sonuçlar verilecektir. Sonuçlar EK-A'da parametreleri verilen SMSM için alınmıştır. Deneysel çalışmalarda, gerilim kaynaklı eviricinin DA giriş gerilimi olan V_{da} 311 V, anahtarlama frekansı f_s ise 10 kHz olarak alınmıştır. Uygulamada UVDGM'lu denetim kullanıldığında, daha yüksek frekanslarda çalışılabildiği için, alan etkili kontrol, UVDGM denetimli olarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim modelindeki bloklar, Code Composer Studio programı kullanılarak, gerçek zamanlı olarak C programlama dilinde yazılmıştır. Bu kodlar, aynı yazılım ile denetleyici karta yüklenir.

Hız ve konum bilgisi, artımsal enkoder tarafından sağlanmaktadır. Tahmin edicinin girişinde kullanılan akım bilgisi, DSP'in ADC giriş blokları kullanılarak akım algılayıcılardan elde edilmektedir. Tahmin edicinin diğer girişi olan gerilim bilgisi ise, alan etkili kontrol yapısında yer alan UVDGM tarafından üretilen T_a , T_b ve T_c çıkışları ile gerilim algılayıcı devresinden elde edilen DA bara gerilimi bilgilerinden elde edilen gerilim hesaplama bloğu sayesinde, üç faz gerilimler kullanılarak elde edilmiştir. Bu sayede, ilave gerilim algılayıcıya duyulan ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca DSP kart çıkışında bulunan dört adet DGM DAC çıkışı sayesinde, ölçülmek istenen bilgi çıkışa aktarılarak, osilaskop ekranında gözlenmektedir.

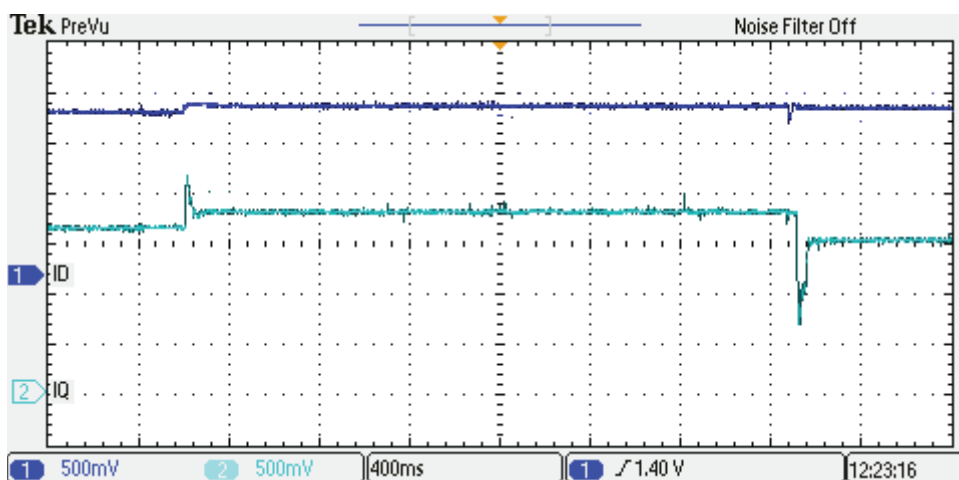
Deneysel çalışmalar, değişken hız değerlerinde yapılarak, alan etkili kontrolün SMSM'un çalışma performansına olan etkisi incelenmeye çalışılmıştır. Şekil 5.15'de, 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki hız değişimi, Şekil 5.16'da, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 5.17, dq akım değişimlerini ve Şekil 5.18, faz akımlarını, Şekil 5.19 ve 5.20 ise, devir yönü değişim anlarındaki faz akımlarını göstermektedir.



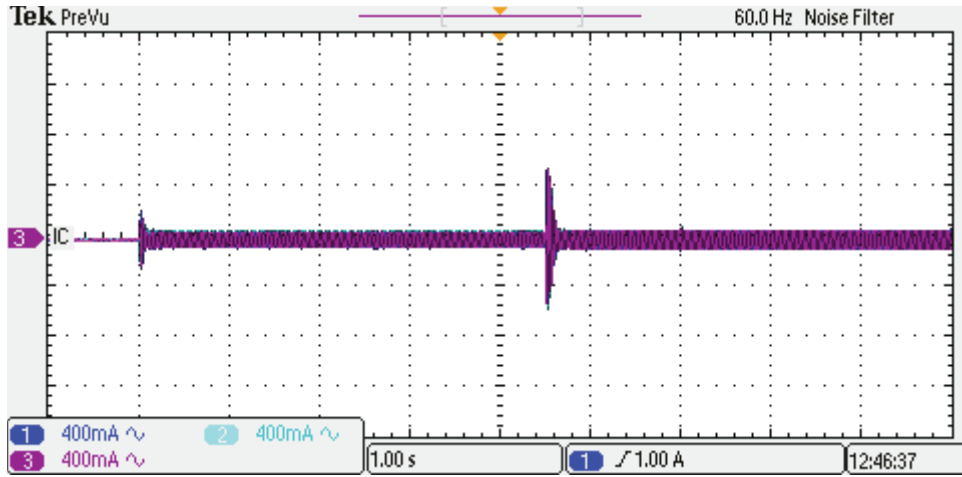
Şekil 5.15. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel hızlar



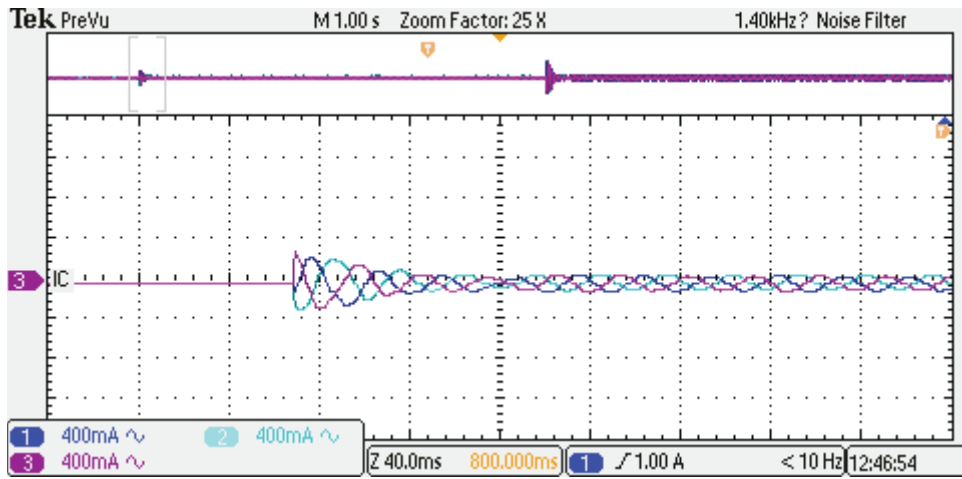
Şekil 5.16. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel ayrıntılı hızlar



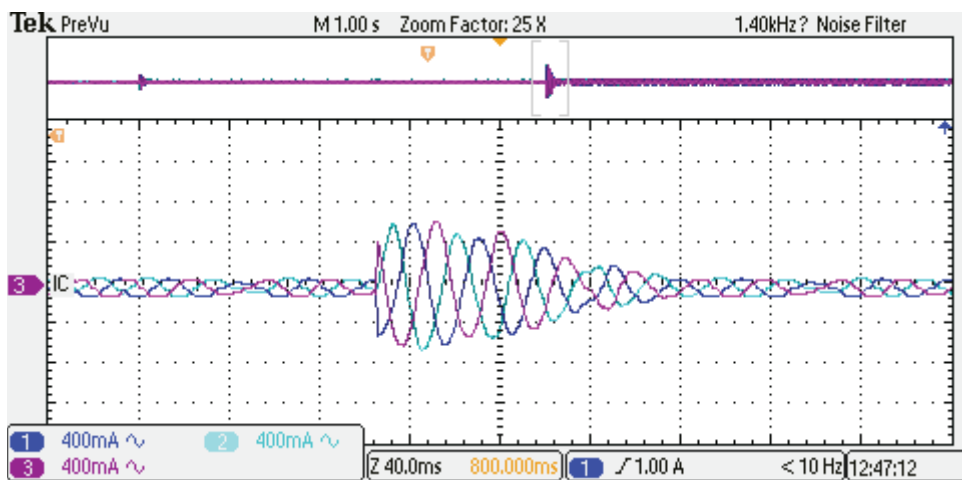
Şekil 5.17. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel dq akımları



Şekil 5.18. 1000 d/dk ile -1000 d/dk arasındaki deneysel faz akımları

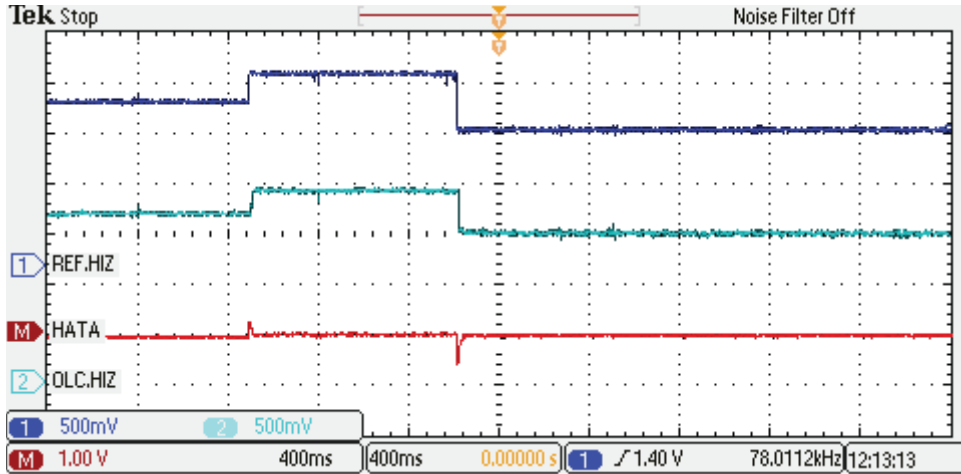


Şekil 5.19. 1000 d/dk'daki deneysel ayrıntılı faz akımları

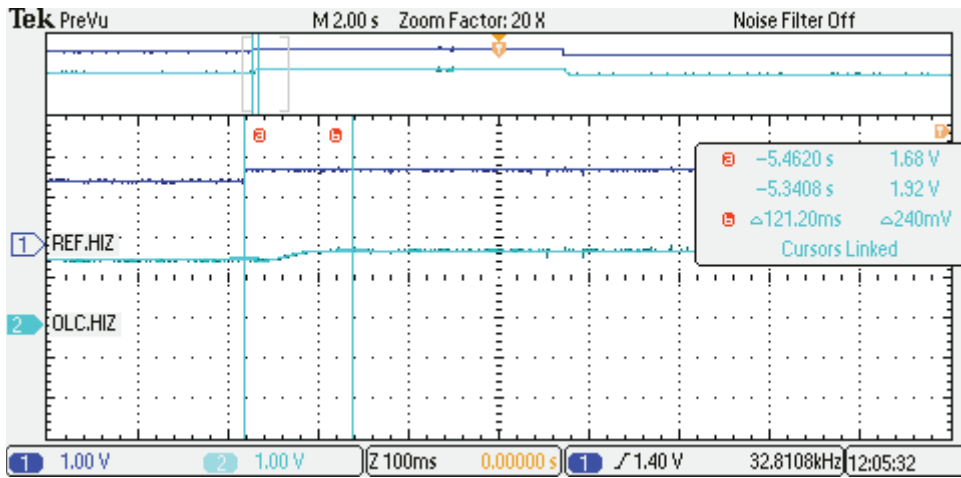


Şekil 5.20. -1000 d/dk'daki deneysel ayrıntılı faz akımları

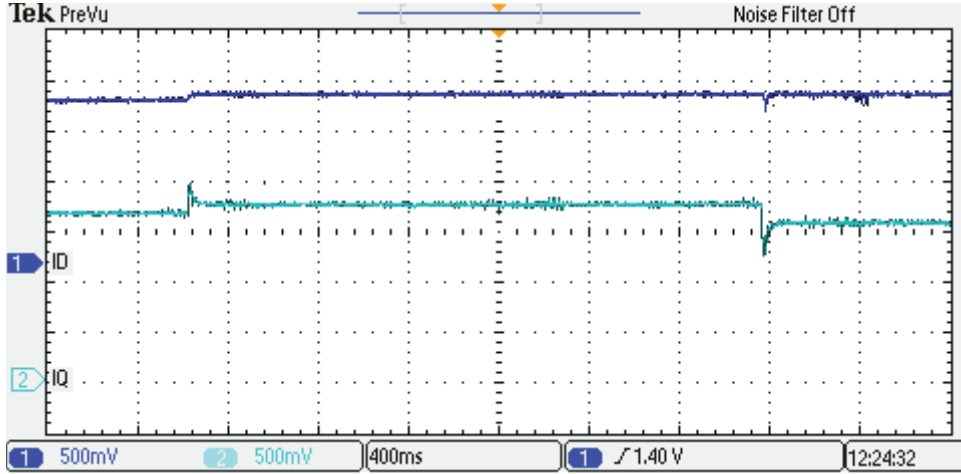
Şekil 5.21’de, 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hız değişimi, Şekil 5.22’de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 5.23, dq akım değişimlerini, Şekil 5.24, faz akımlarını, Şekil 5.25 ve 5.26 ise, devir yönü değişim anlarındaki faz akımlarını göstermektedir.



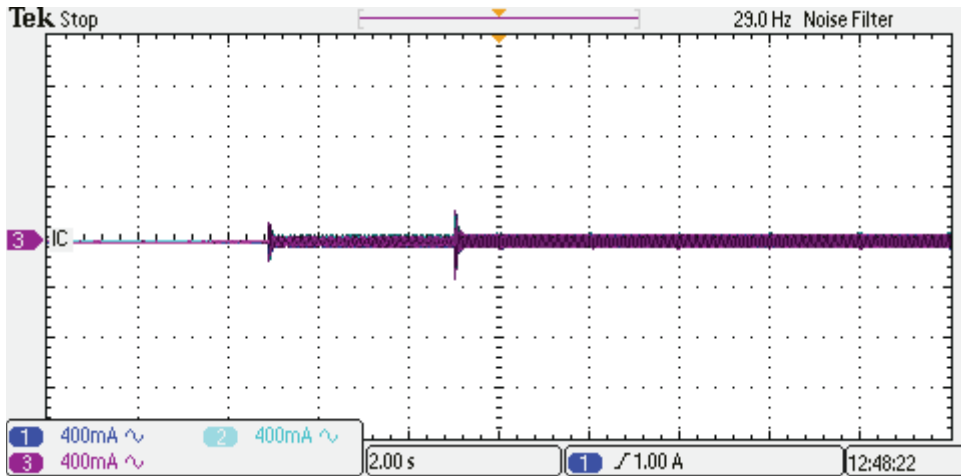
Şekil 5.21. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel hızlar



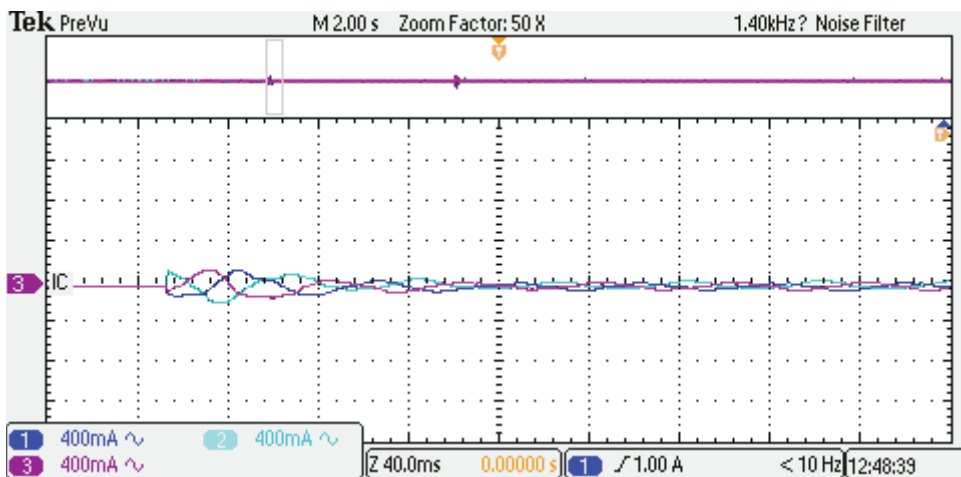
Şekil 5.22. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel ayrıntılı hızlar



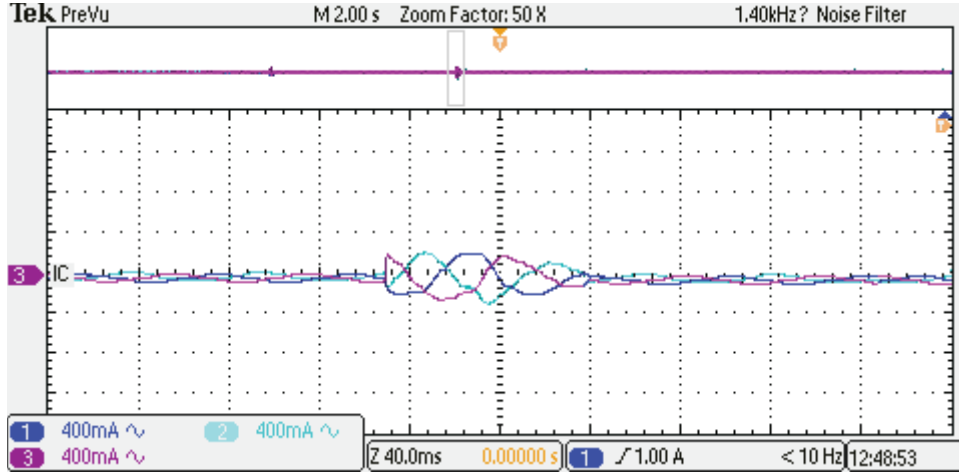
Şekil 5.23. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel dq akımlar



Şekil 5.24. 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki deneysel faz akımları



Şekil 5.25. 500 d/dk'daki deneysel faz akımları



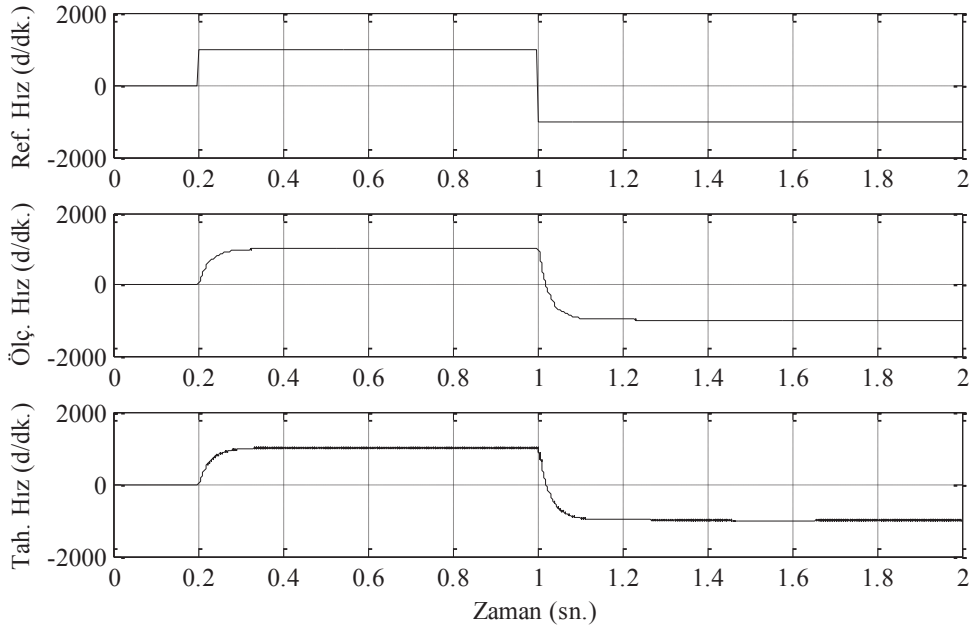
Şekil 5.26. -500 d/dk'daki deneysel faz akımları

Şekil 5.15-5.20'deki, yüksüz durumda referans hızın 1000 d/dk dan -1000 d/dk'ya gitmesi durumundaki deneysel sonuçlar incelendiğinde, benzetim sonuçları ile deneysel sonuçların yaklaşık olarak aynı olduğu görülür. SMSM'un hızı, iki faz stator akımları, i_d ve i_q akımlarına ait sonuçlar incelendiğinde, ilk kalkınma anında stator akımlarının, motorun atalet momentine paralel olarak arttığı görülür. Şekil 5.21-5.26'da, yüksüz durumda referans hızın 500 d/dk dan -500 d/dk'ya gitmesi durumundaki deneysel sonuçlar incelendiğinde, yine benzetim sonuçları ile deneysel sonuçların yaklaşık olarak aynı olduğu görülmektedir. Bu iki ayrı değişken hız için SMSM'un AEK performansı incelendiğinde, motor hızının referans hızıkararlı bir şekilde takip ettiği açıkça görülmektedir. Genel olarak SMSM'un, algılayıcılı alan etkili kontrolü için yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar birbirini doğrulamaktadır.

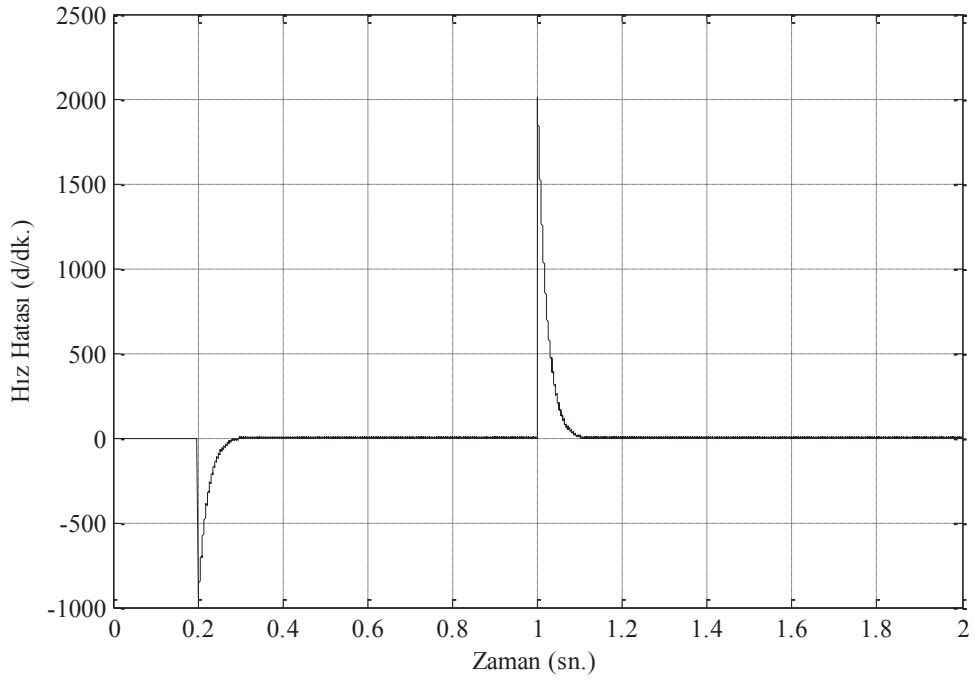
BÖLÜM 6. SMSM'UN GELENEKSEL MRAS TABANLI ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

6.1. Benzetim Sonuçları

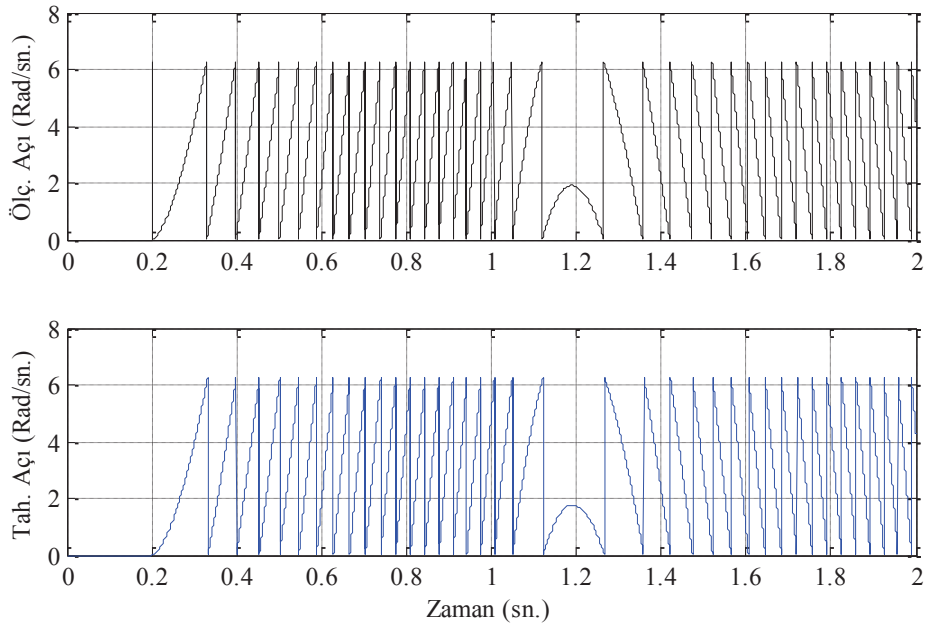
SMSM'un geleneksel MRAS (G-MRAS) tabanlı algılayıcısız benzetim modeli, Bölüm 3'de bahsedilen algılayıcısız kontrol yöntemine uygun olarak gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink kullanılarak oluşturulan benzetim modeli Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Şekil 6.1'deki SMSM'un geleneksel MRAS tabanlı AEK Matlab/Simulink benzetimi incelendiğinde, Şekil 3.1'de blok diyagramı verilen AEK'de olduğu gibi, SMSM modelinde, MRAS bloğundan elde edilen i_d ve i_q akımları, referans akımlarla karşılaştırılarak, elde edilen hata değerine göre bir PI denetleyici vasıtasıyla hız ve konum bilgisi elde edilmektedir. Daha sonra bu hız bilgisi, referans hız bilgisiyle karşılaştırılıp, AEK'de ki hız PI bloğuna gönderilmektedir. Konum bilgileri ise, modelde ki Clarke ve Park dönüşüm bloklarına gönderilmektedir. Daha sonraki işlemler, algılayıcılı AEK sisteminde olduğu gibi gerçekleşmektedir. Benzetim modelinde yer alan MRAS'ın MATLAB/Simulink blok yapısı, Şekil 6.2' de verilmiştir. Oluşturulan model sayesinde, değişik çalışma koşullarında, SMSM' un algılayıcısız alan etkili kontrol sistemi ile dinamik davranışı incelenebilmektedir.



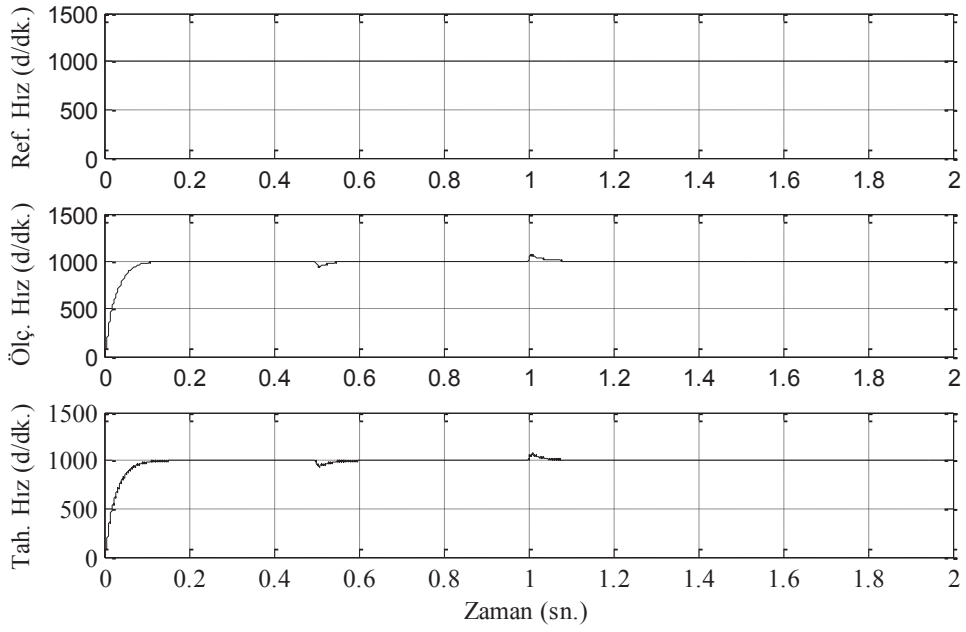
Şekil 6.3. G-MRAS ile hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)



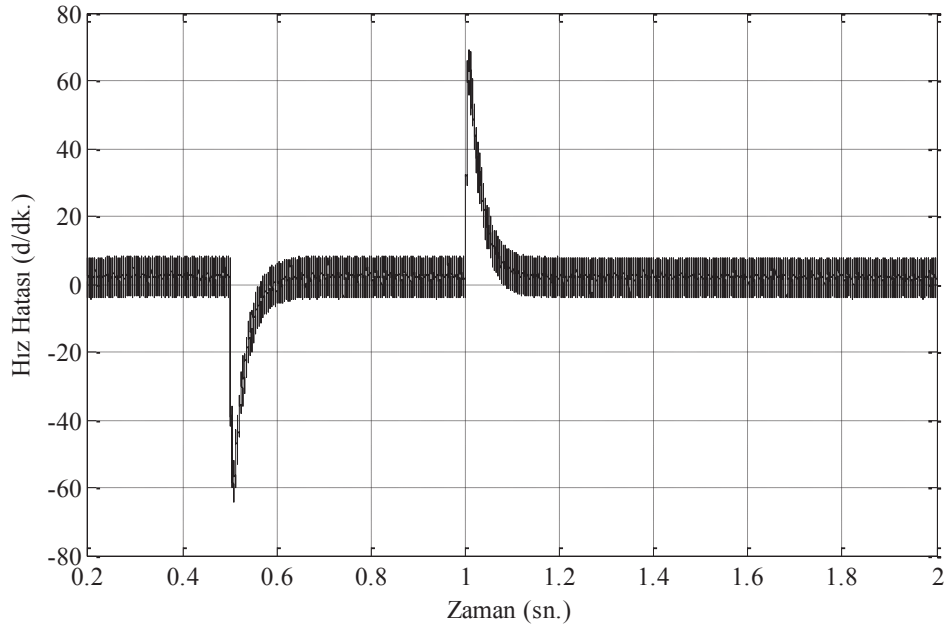
Şekil 6.4. G-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk.-1000 d/dk.)



Şekil 6.5. G-MRAS ile konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

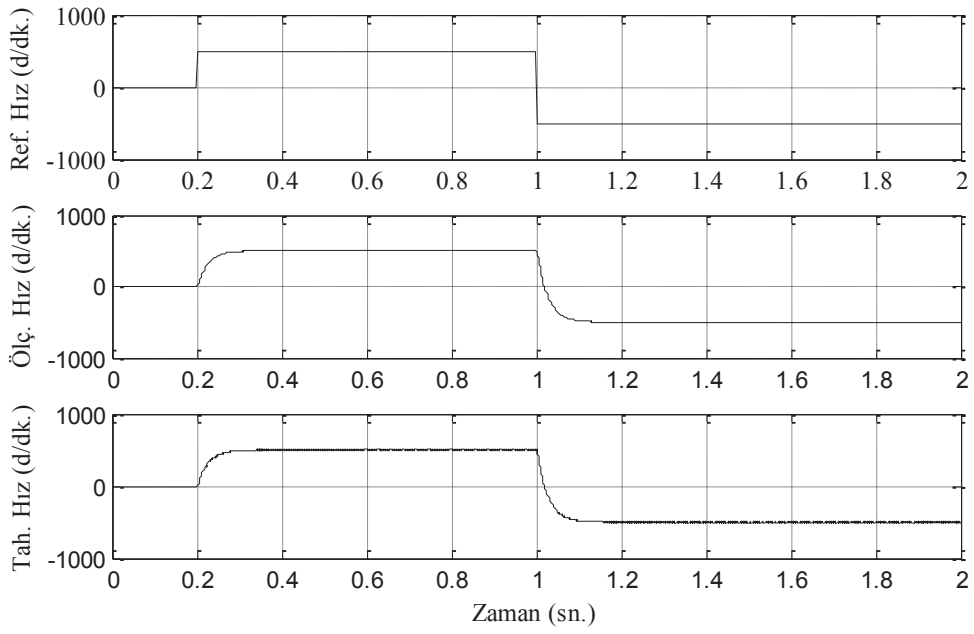


Şekil 6.6. G-MRAS ile hızlar (1000 d/dk., 0.05 Nm.)

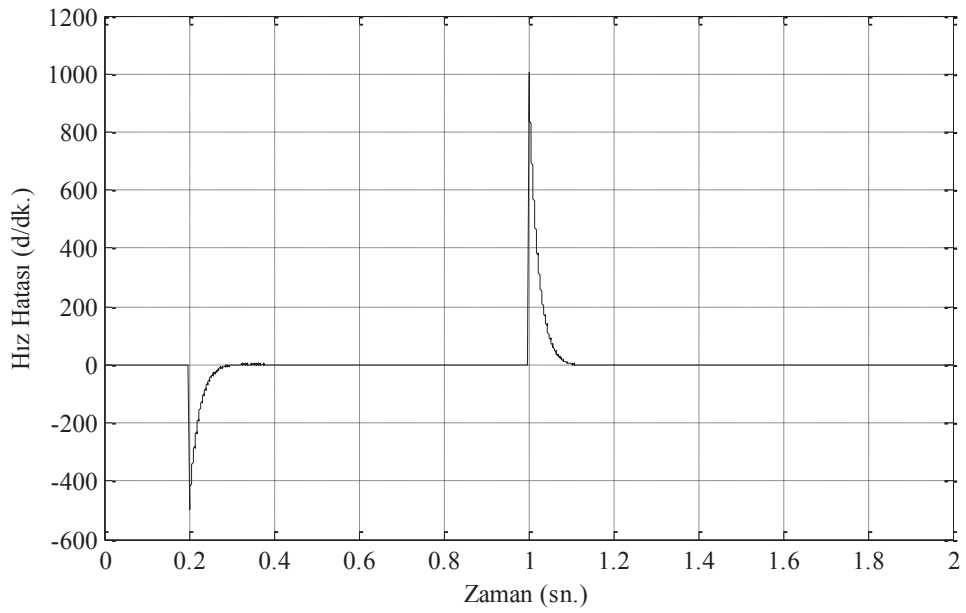


Şekil 6.7. G-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk., 0.05 Nm.)

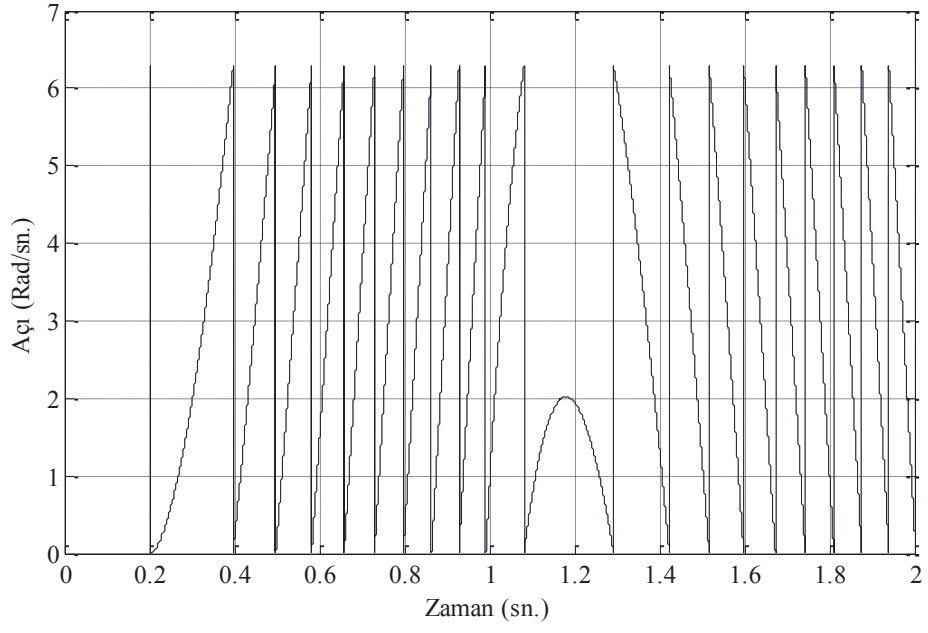
Şekil 6.8’de, 500 d/dk ile -500 d/dk arasındaki hız değişimi, Şekil 6.9’da, hız değişiminden kaynaklanan hız hatası, Şekil 6.10’da, ölçülen açı ve tahmin edilen açılar, Şekil 6.11’de, devir yönü değişim anındaki konum bilgisi, Şekil 6.12’de, devir yönü değişim anında oluşan konum hatası, Şekil 6.13’de, 1000 d/dk’da 0.05 Nm’lik yükün devreye girdiği ve çıktığı anlarda ki hız tepkisi, Şekil 6.14’de 1000 d/dk’da yük varken ve yokken oluşan hız hata grafikleri görülmektedir.



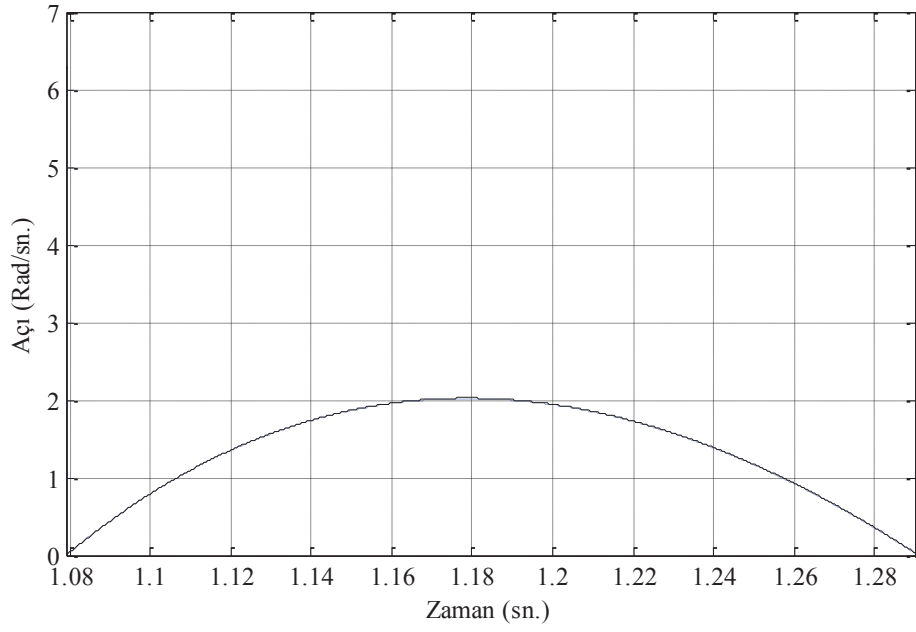
Şekil 6.8. G-MRAS hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



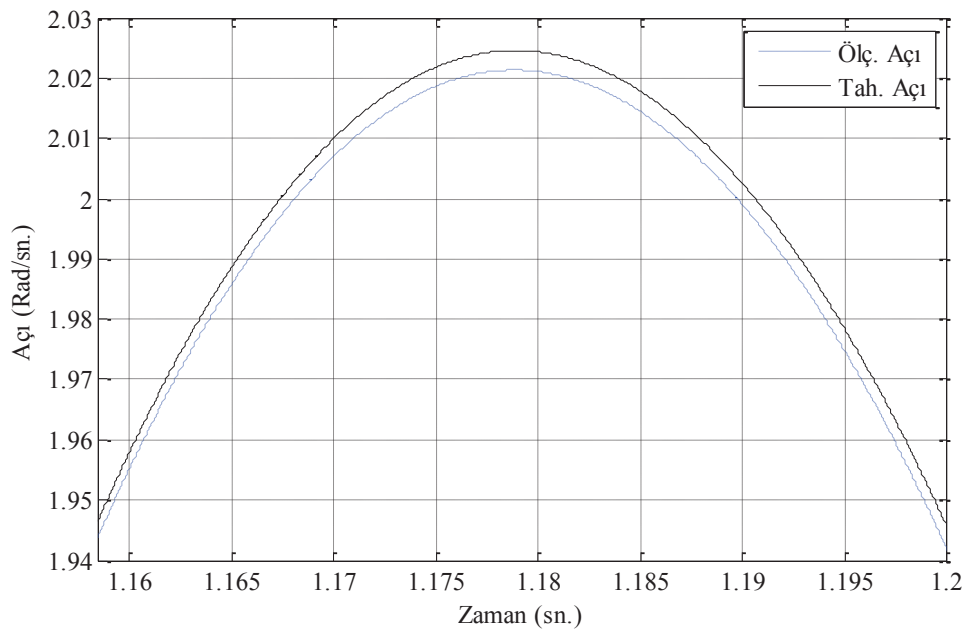
Şekil 6.9. G-MRAS ile hız hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)



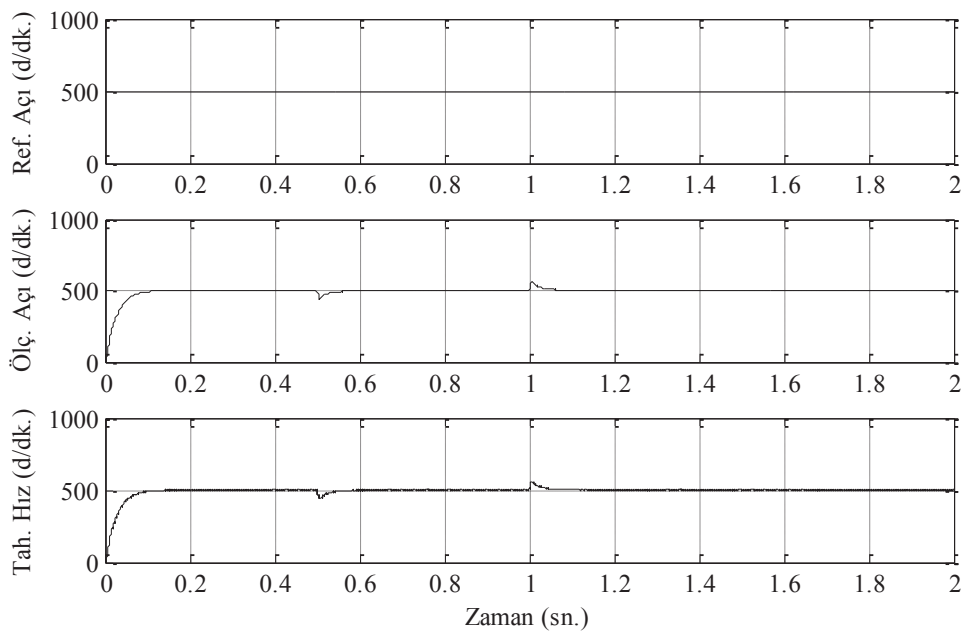
Şekil 6.10. G-MRAS ilekonumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



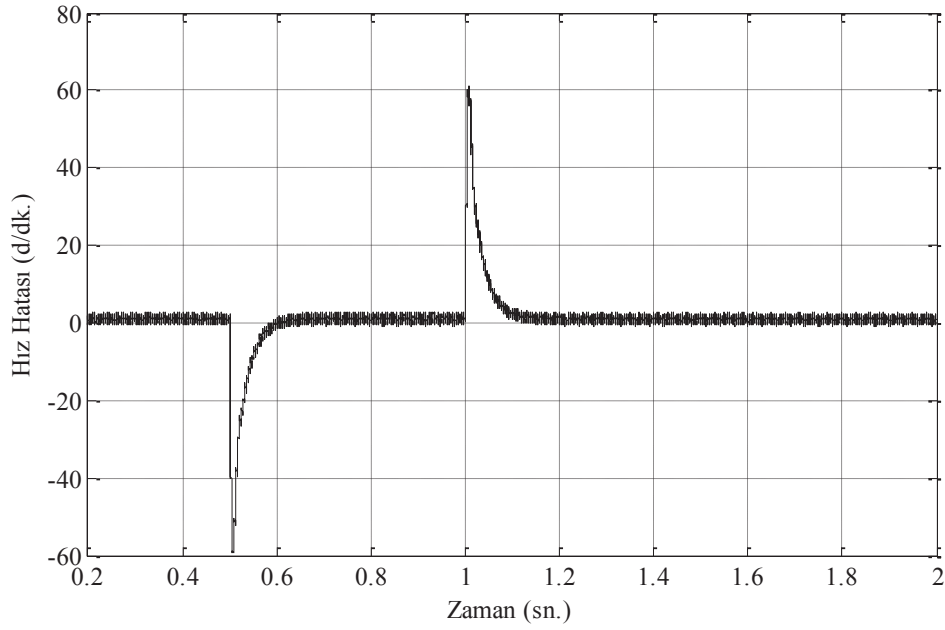
Şekil 6.11. G-MRAS ile ayrıntılıkonumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



Şekil 6.12. G-MRAS ile konum hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)

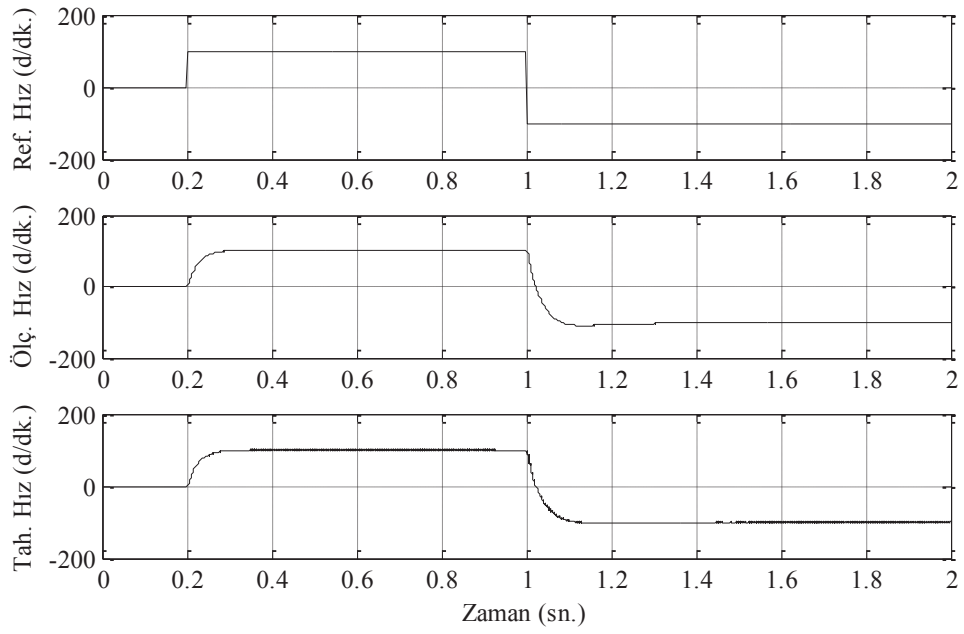


Şekil 6.13. G-MRAS ile hızlar (500 d/dk., 0.05 Nm.)

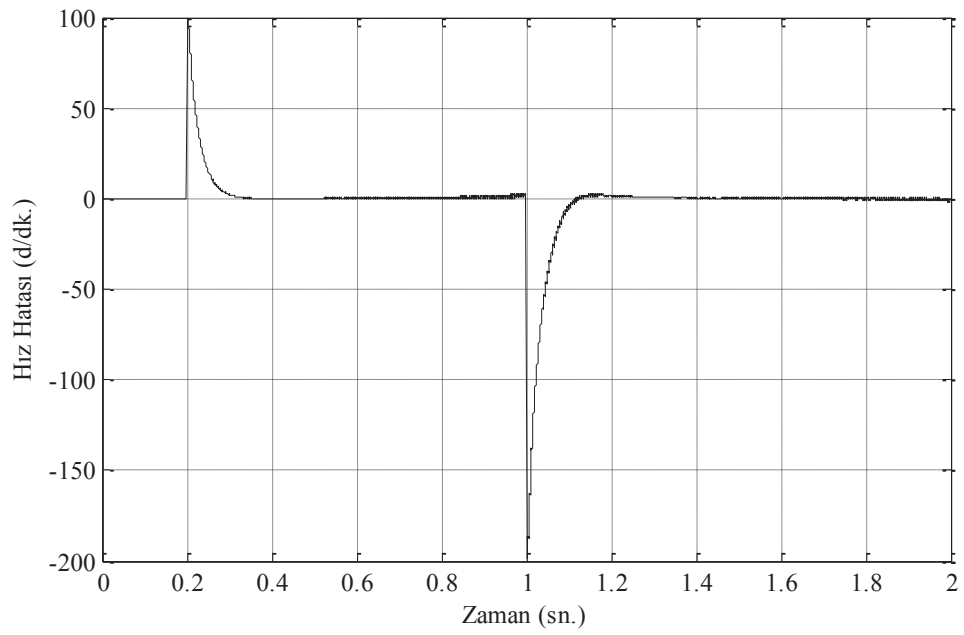


Şekil 6.14. G-MRAS ile hız hatası (500 d/dk., 0.05 Nm.)

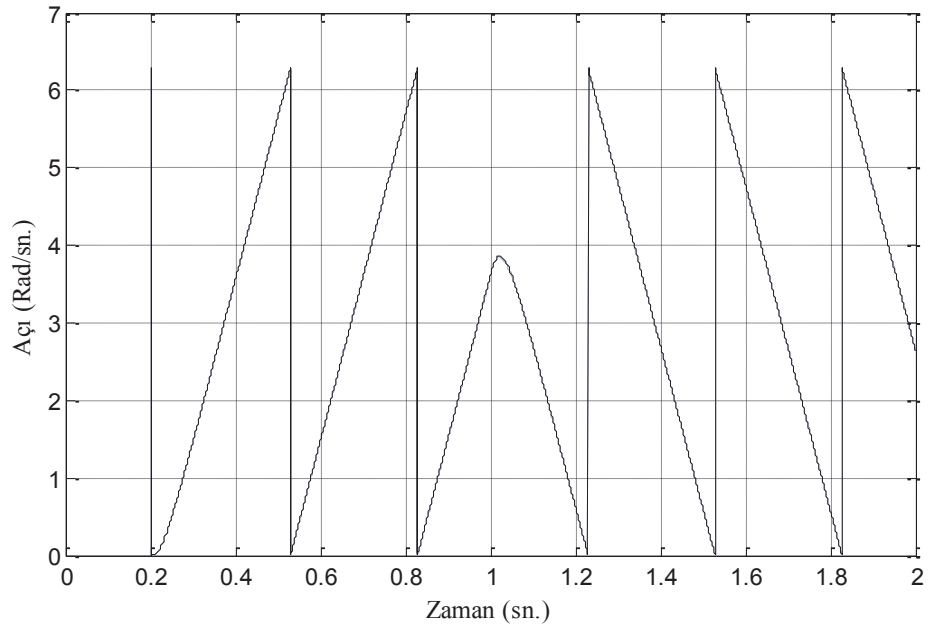
Şekil 6.15’de, 100 d/dk. ile -100 d/dk. arasındaki hız değişimi, Şekil 6.16’da, hız değişiminden kaynaklanan hız hatası, Şekil 6.17’de, ölçülen açı ve tahmin edilen açılar, Şekil 6.18’de, devir yönü değişim anındaki konum bilgisi, Şekil 6.19’da, devir yönü değişim anında oluşan konum hatası, Şekil 6.20’de, 100 d/dk’da 0.05 Nm’lik yükün devreye girdiği ve çıktığı anlarda ki hız tepkisi ve Şekil 6.21’de 100 d/dk’da yük varken ve yokken oluşan hız hata grafikleri görülmektedir.



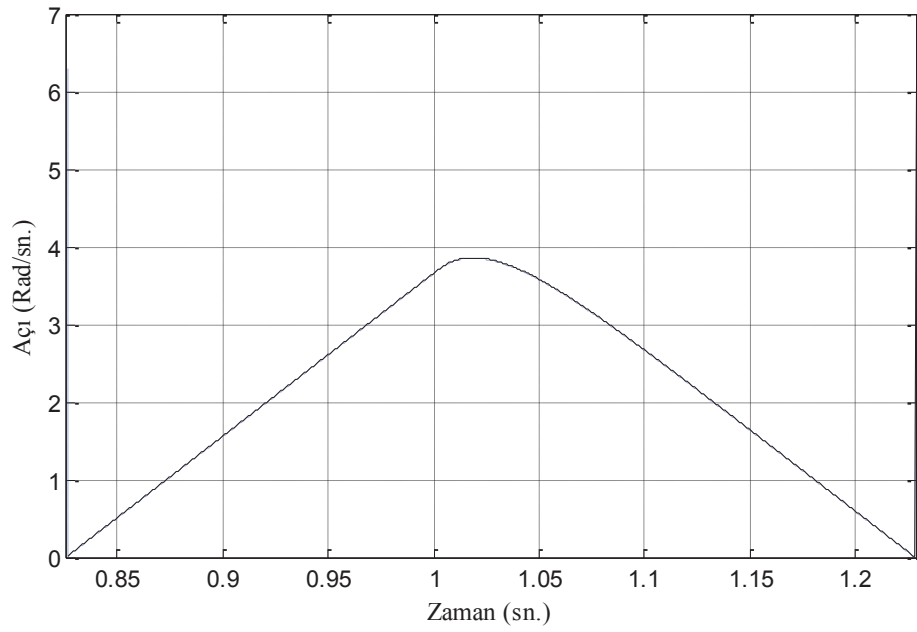
Şekil 6.15. G-MRAS ile hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



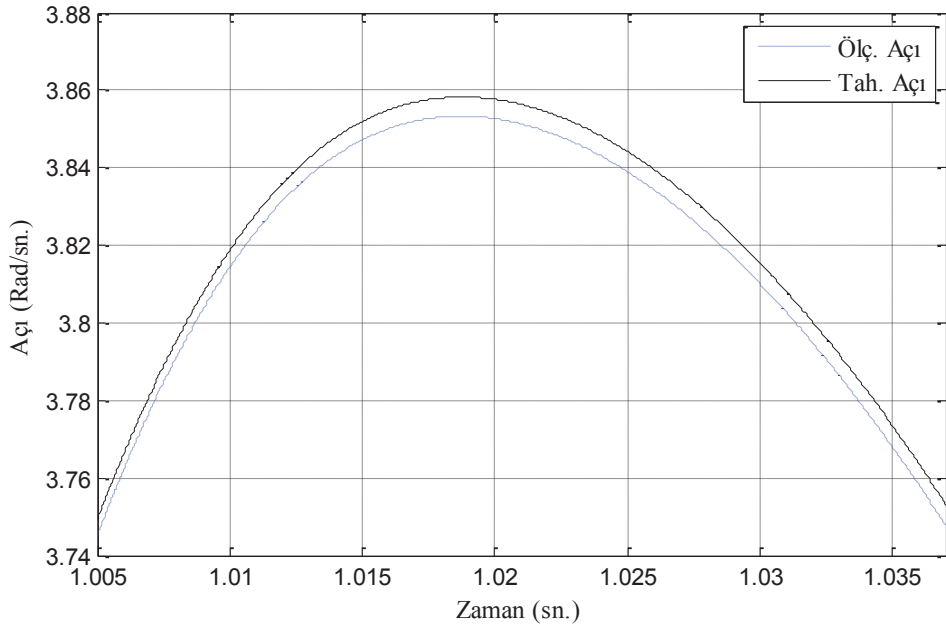
Şekil 6.16. G-MRAS ile hız hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)



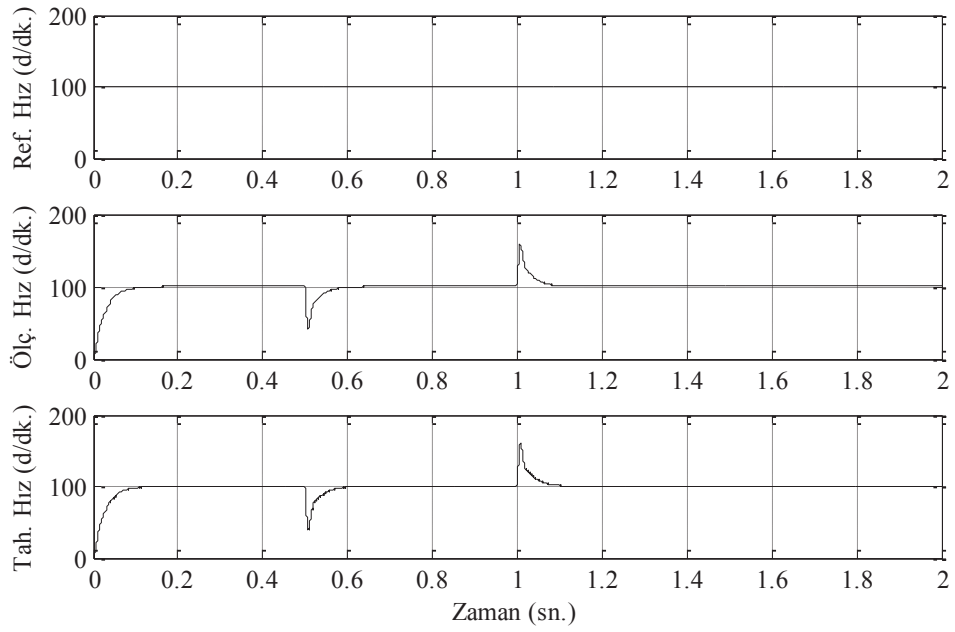
Şekil 6.17. G-MRAS ilekonumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



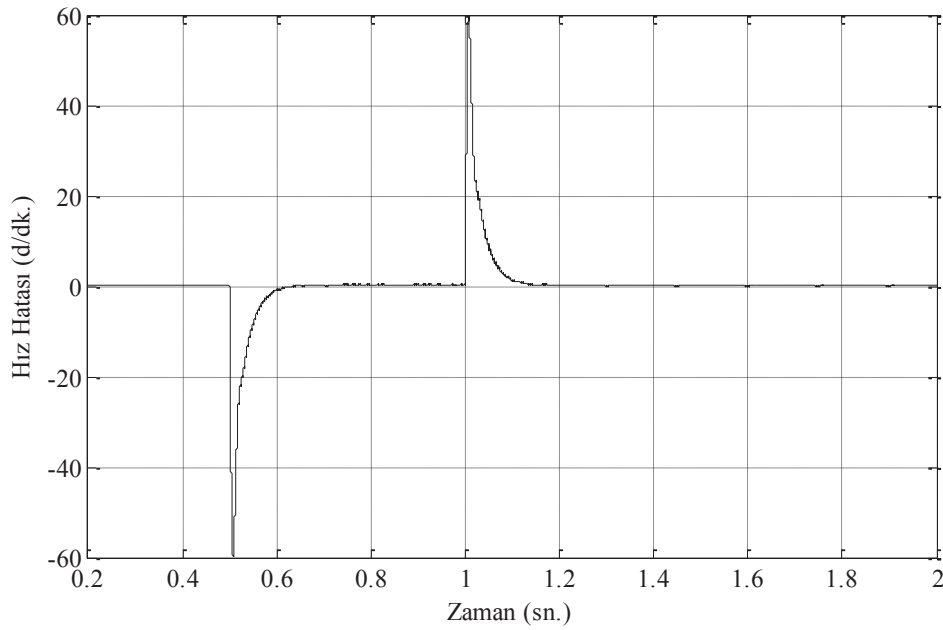
Şekil 6.18. G-MRAS ile ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 6.19. G-MRAS ile konum hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 6.20. G-MRAS ile hızlar (100 d/dk., 0.05 Nm.)

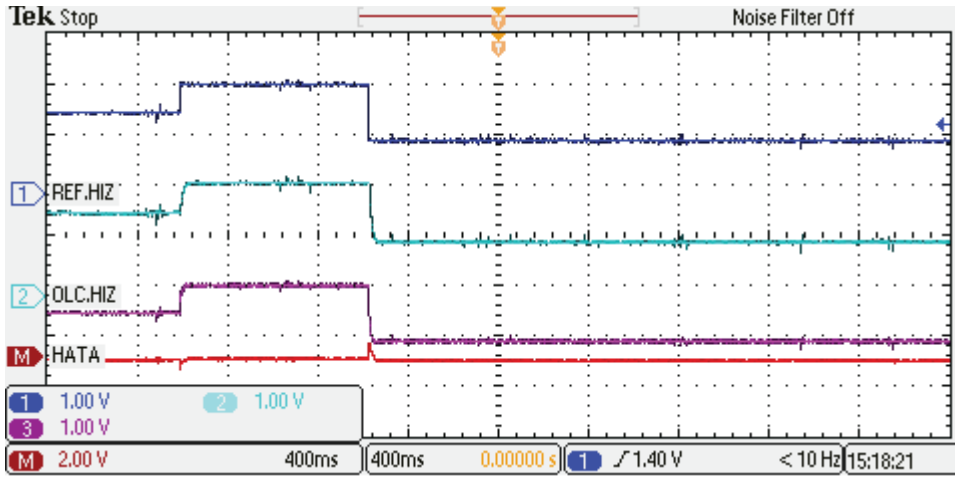


Şekil 6.21. G-MRAS ile hız hatası (100 d/dk., 0.05 Nm.)

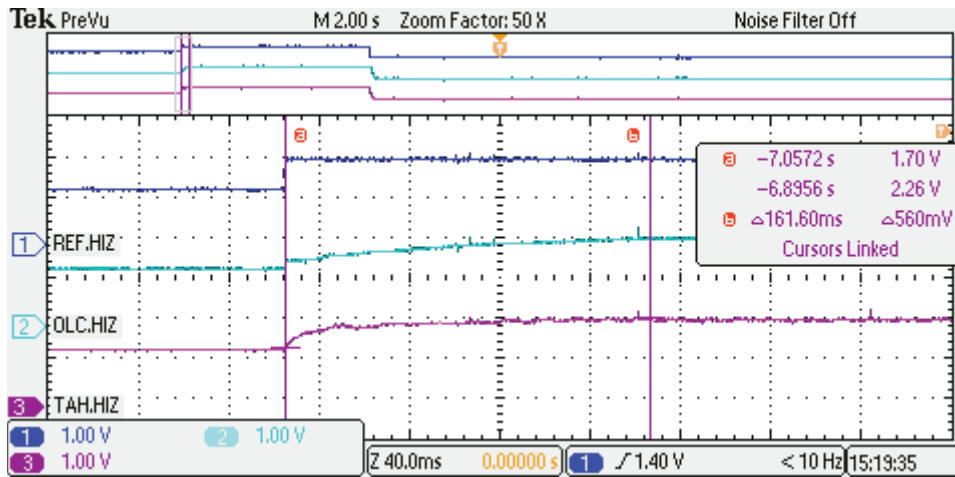
6.2. Deneysel Sonuçlar

SMSM'un algılayıcısız alanetkili kontrol uygulamasının gerçekleştirilebilmesi için, MATLAB/Simulink'te benzetim modeli oluşturulmuştur. Deneysel çalışmada algılayıcı yapıdaki yöntemler ve düzenek kullanılmıştır. Tek fark olarak, algılayıcı kullanılmayıp, konum ve hız bilgisinin modele ilave edilen algılayıcısız yapı ile sağlanmasıdır. Bu algılayıcısız yapı sistemin örnekleme zamanını artırmaktadır. Bu durumda, gerilim algılayıcısından gelen bilginin yeterli doğrulukta örneklenememesi, tahmin doğruluğunu olumsuz yönde etkilemektedir.

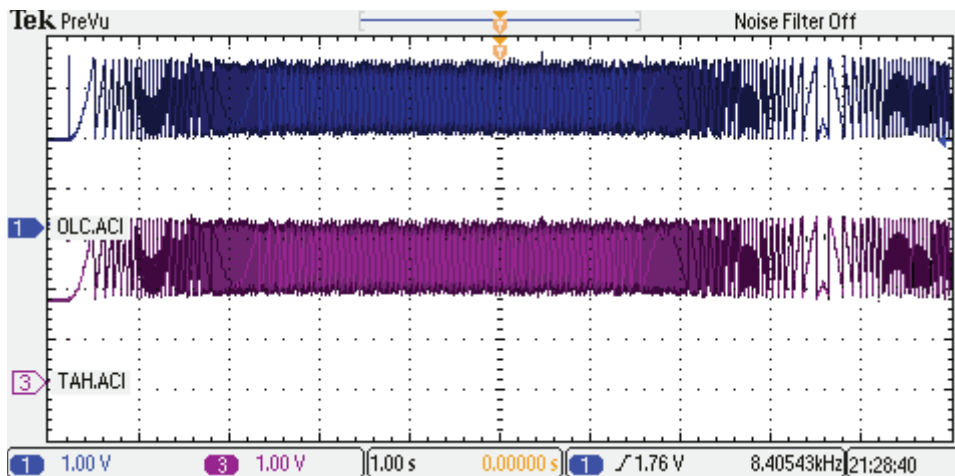
Deneysel çalışmalar, değişken hız değerlerinde yapılarak, alan etkili algılayıcısız kontrolün SMSM'un çalışma performansına olan etkisi incelenmeye çalışılmıştır. Şekil 6.22'de, 1000 d/dk. ile -1000 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 6.23'de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 6.24'de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 6.25'de, 1000 d/dk.'da 0.05 Nm'lik yükün devreye girdiği ve çıktığı anlardaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hızlar ve hız hatası görülmektedir.



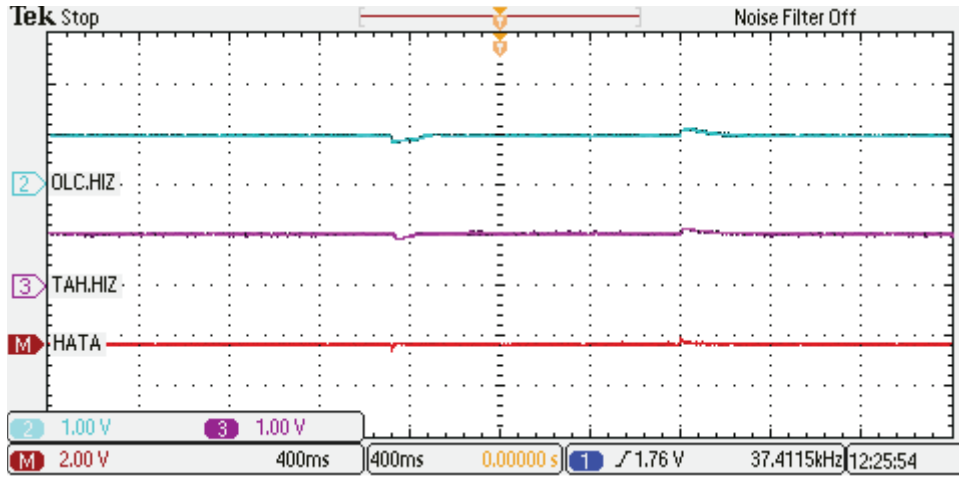
Şekil 6.22. G-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)



Şekil 6.23. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

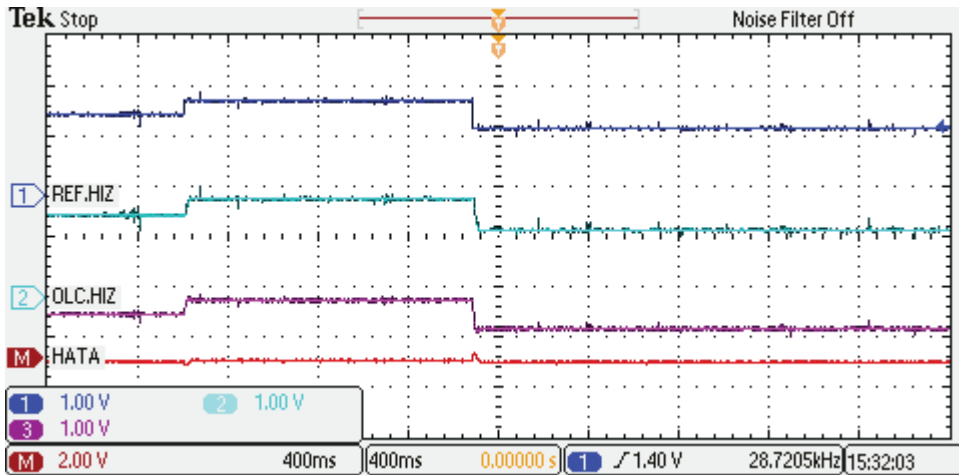


Şekil 6.24. G-MRAS ile deneysel konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

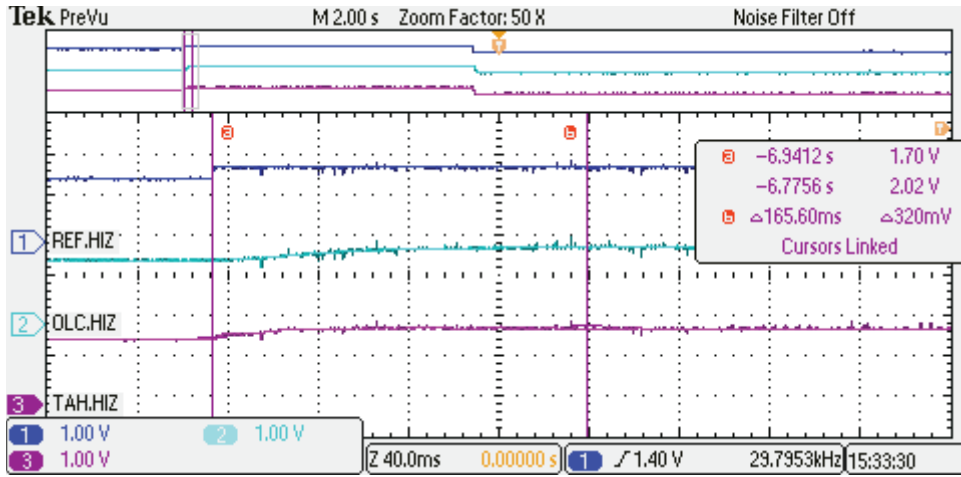


Şekil 6.25.G-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk., 0.05 Nm.)

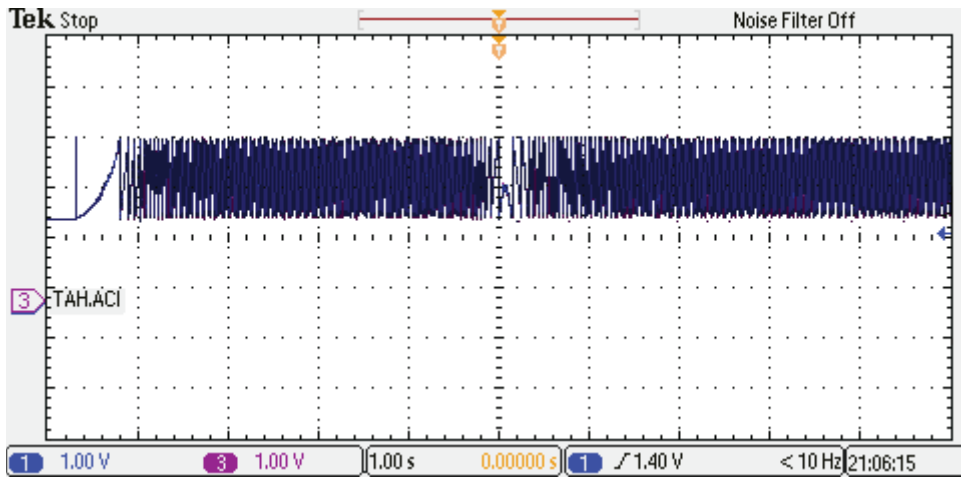
Şekil 6.26’da, 500 d/dk. ile -500 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 6.27’de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 6.28’de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 6.29’da devir yönü değişim anındaki konum, Şekil 6.30’da devir yönü değişim anında oluşan konum hatası görülmektedir. Şekil 6.31’de, 500 d/dk.’da 0.05 Nm’lik yükün devreye girdiği ve çıktığı anlardaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hızlar ve hız hatası görülmektedir.



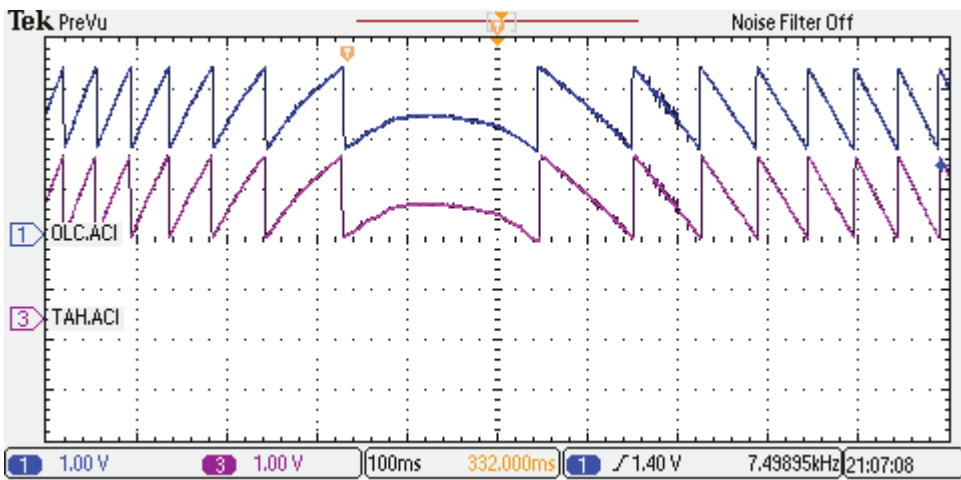
Şekil 6.26. G-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



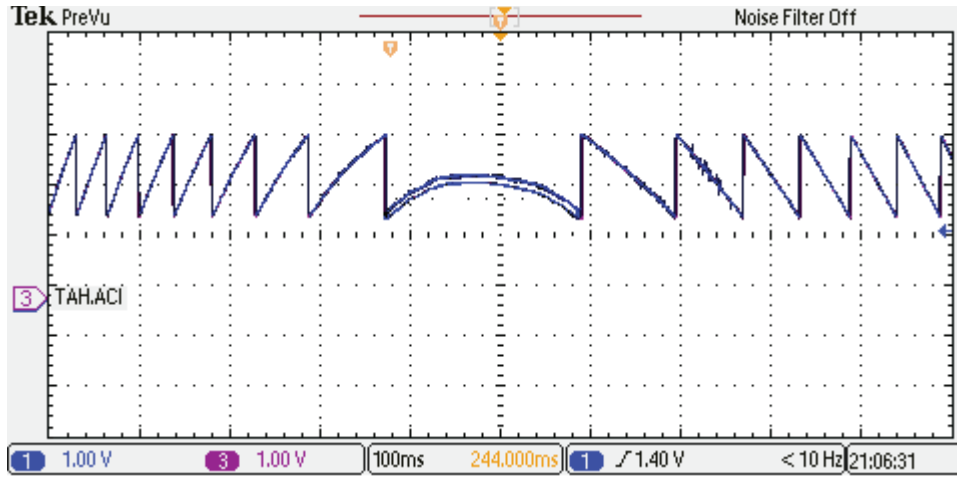
Şekil 6.27. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



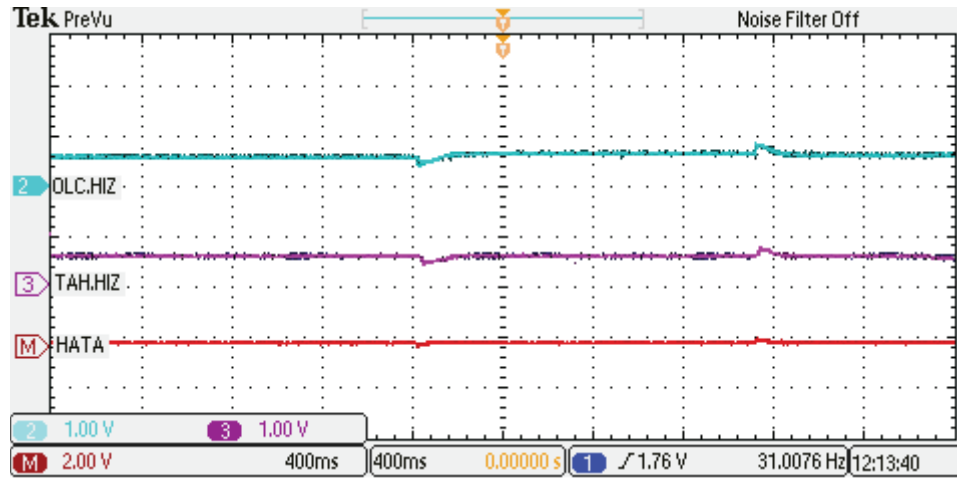
Şekil 6.28. G-MRAS ile deneysel konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



Şekil 6.29. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)

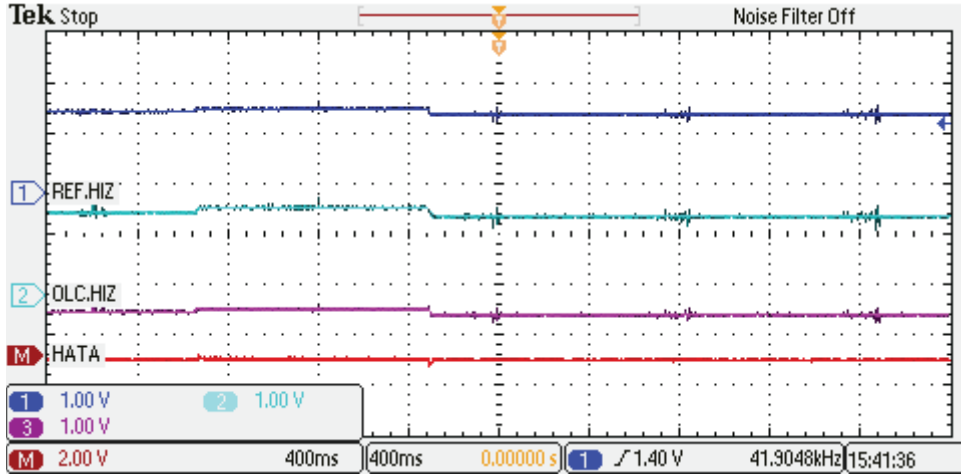


Şekil 6.30. G-MRAS ile deneysel konum hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)

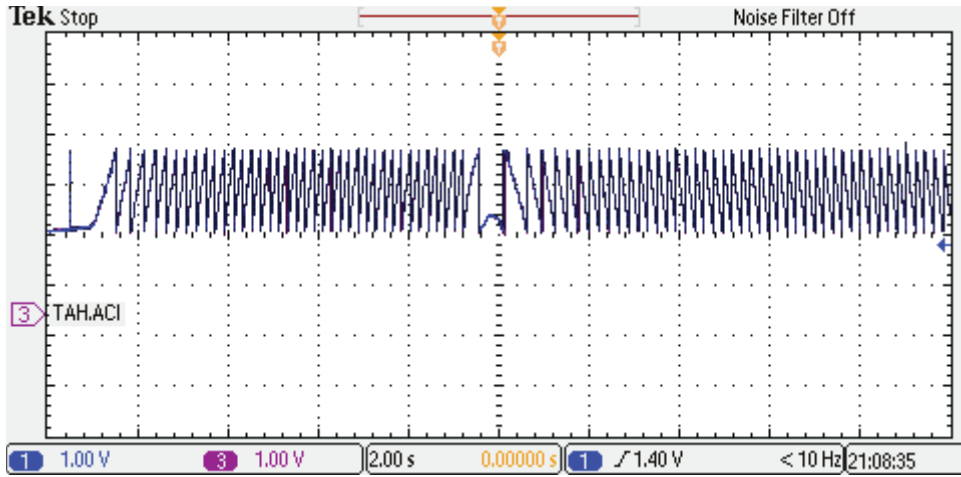


Şekil 6.31. G-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk., 0.05 Nm.)

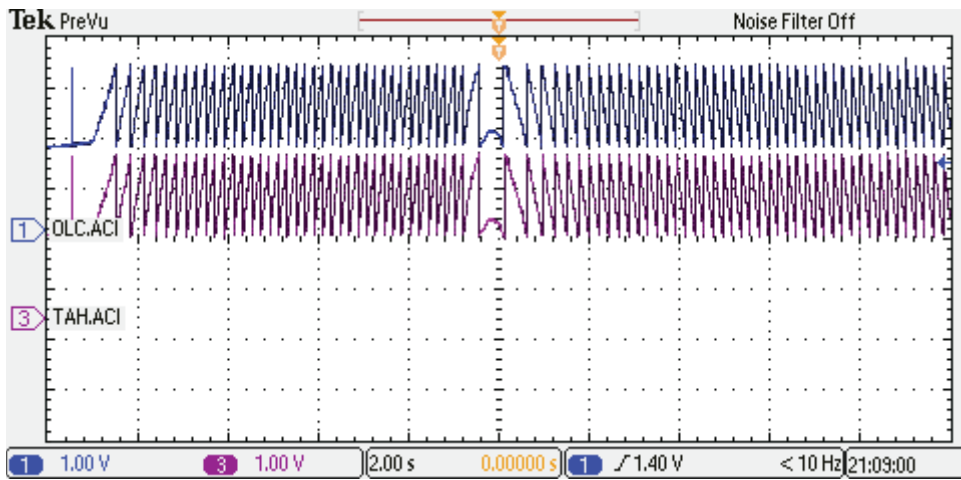
Şekil 6.32’de, 100 d/dk. ile -100 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri görülmektedir. Şekil 6.33’de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 6.34’de devir yönü değişim anındaki konum, Şekil 6.35’de devir yönü değişim anında oluşan konum hatası görülmektedir. Şekil 6.36’da, 100 d/dk.’da 0.05 Nm’lik yükün devreye girdiği ve çıktığı anlardaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hızlar ve hız hatası görülmektedir.



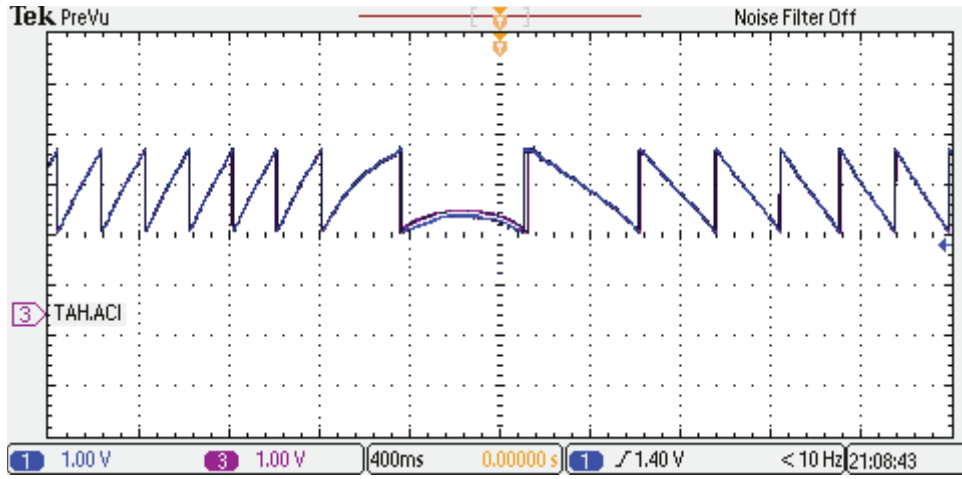
Şekil 6.32. G-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



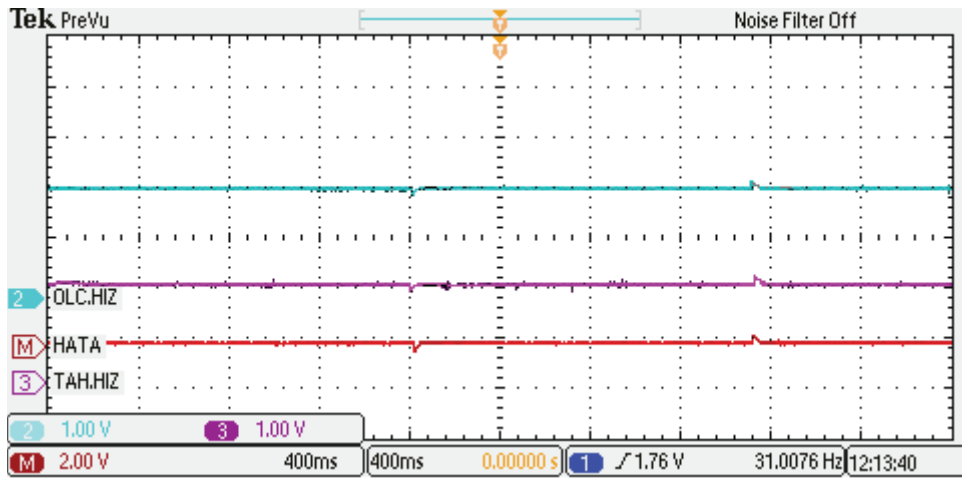
Şekil 6.33. G-MRAS ile deneysel konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 6.34. G-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 6.35. G-MRAS ile deneysel konum hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)

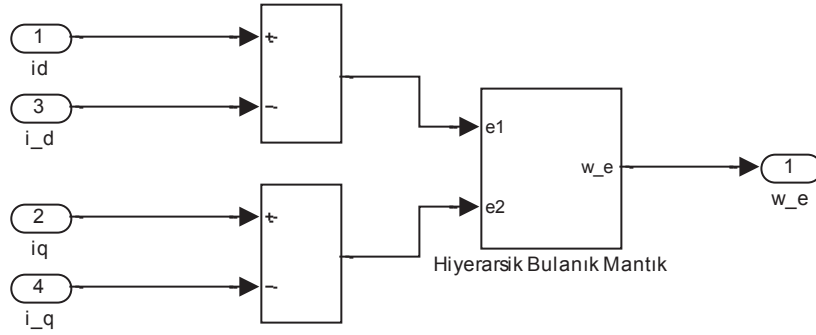


Şekil 6.36. G-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk., 0.05 Nm.)

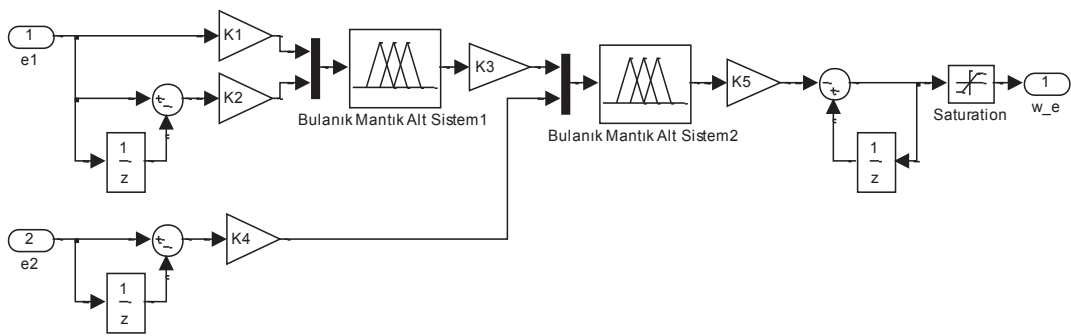
BÖLÜM 7. SMSM'UN ÖNERİLEN MRAS TABANLI ALGILAYICISIZ ALAN ETKİLİ KONTROL BENZETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

7.1. Sistemde Kullanılan HBK'nın Tasarımı

Tasarlanan HBK adaptasyon mekanizmasının Simulink blok diyagramı, Şekil 7.1 ve 7.2'de görülmektedir.



Şekil 7.1. HBK adaptasyon mekanizması



Şekil 7.2. Giriş, çıkış değişkenleri ve ölçekleme katsayılarının gösterimi

HBK yapısında 3 adet giriş değişkeni kullanılmıştır. Bu değişkenlerin seçilmesi için öncelikle HBK'de giriş değişkeni olarak kullanılabilen sistem değişkenleri saptanmıştır. Tespit edilen 3 değişken Tablo 7.1'de gösterilmiştir.

Tablo 7.1. Giriş değişkeni olarak kullanılabilen 3 sinyal

1	e_1	Gerçek i_d ile tahmini i_d arasındaki fark
2	Δe_1	Gerçek i_d ile tahmini i_d arasındaki değişim
3	Δe_2	Gerçek i_q ile tahmini i_q arasındaki değişim

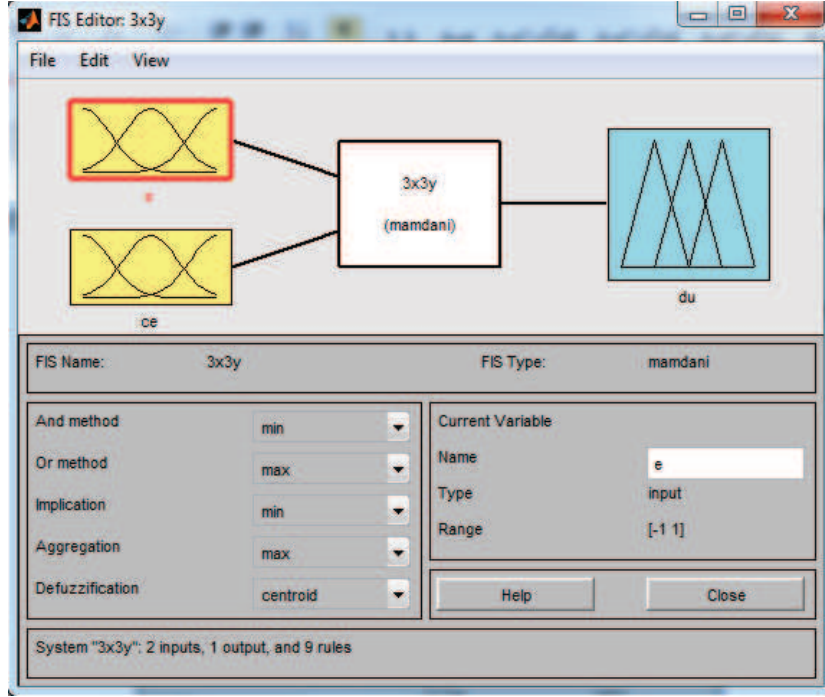
Bu şekilde seçilen HBK giriş değişkenleri referans model ve adaptif model tarafından üretilen gerçek ve tahmini d ve q eksen akımları ile onların değişimlerinden oluşmaktadır.

Bu şekilde tasarlanan hiyerarşik yapı ile eklenen üçüncü giriş değişkeninin kural tablosunda üstel bir artış oluşturması önlenmiş olacaktır. Aynı zamanda bu değişkenin performans artırıcı etkisinden faydalanmak da amaçlanmıştır.

HBK'nın yapısı her biri iki giriş ve bir çıkış değişkeni içeren iki bulanık alt sistemden oluşmaktadır. İlk bulanık alt sistemin giriş değişkenleri $i_d - \hat{i}_d$ ve $\Delta(i_d - \hat{i}_d)$, bu alt sistemin çıkışı Δu ile ilave $\Delta(i_q - \hat{i}_d)$ değişkeni ise ikinci bulanık alt sistemin giriş değişkenleridir.

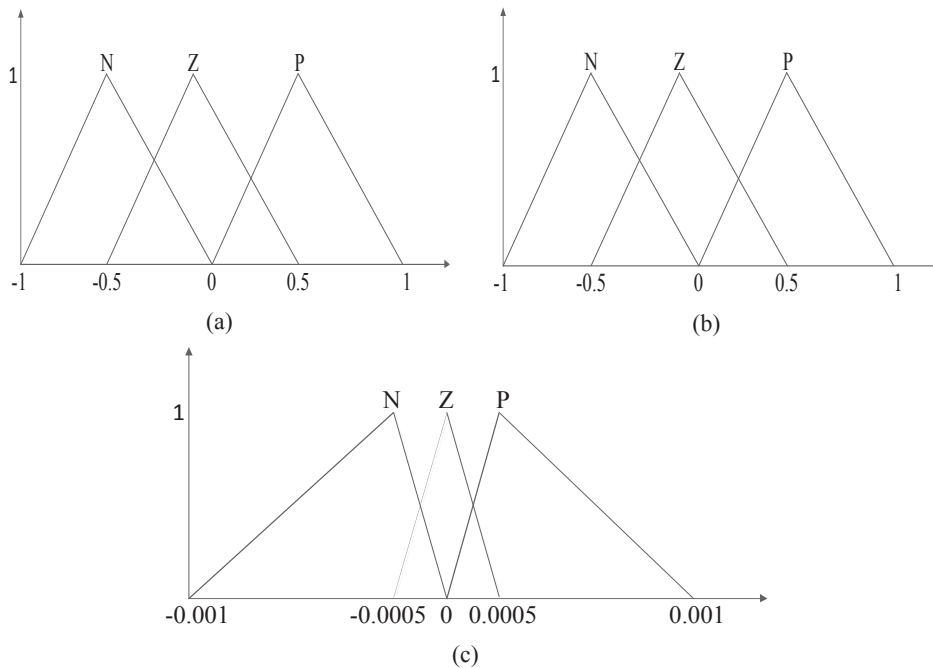
İlk alt sistemdeki bulanık yapısında kullanılan tüm üyelik fonksiyonları, bunların sınır değerleri ve bulanık kümelerinin konumları optimum performans elde etmek üzere ayarlanmıştır.

İkinci alt sistemde kullanılacak bulanık yapısı ise giriş ve çıkış değişkenlerinin durumundan faydalanılarak tasarlanmıştır. Kural tablosu, üyelik fonksiyonları, bunların sınır değerleri ve bulanık kümelerin konumları otomatik olarak Matlab Bulanık toolbox'ın Anfis özelliğiyle belirlenmiştir. Hiyerarşik bulanık kontrolörün birinci ve ikinci bulanık alt sistem tasarımı için kullanılan kurallar Şekil 7.3'de toplu halde görülmektedir.

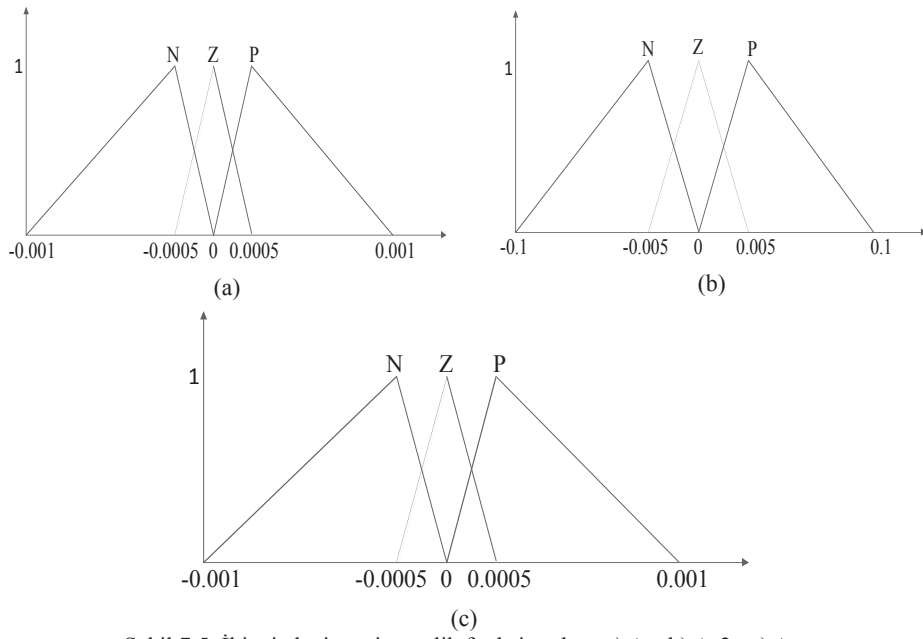


Şekil 7.3. HBK'nın bulanık alt sistem tasarımlarında kullanılan kurallar

Birinci bulanık alt sisteme ait giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları Şekil 7.4'de görülmektedir. İkinci bulanık alt sisteme ait giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları ise, Şekil 7.5'de görülmektedir. Kural tabloları Tablo 7.2'de, kontrol yüzeyi ise Şekil 7.6'da verilmiştir. Anfis kullanılarak elde edilen bu bulanık yapılarda her üyelik fonksiyonunda 3 Bulanık küme ve toplam 9 kural bulunmaktadır.

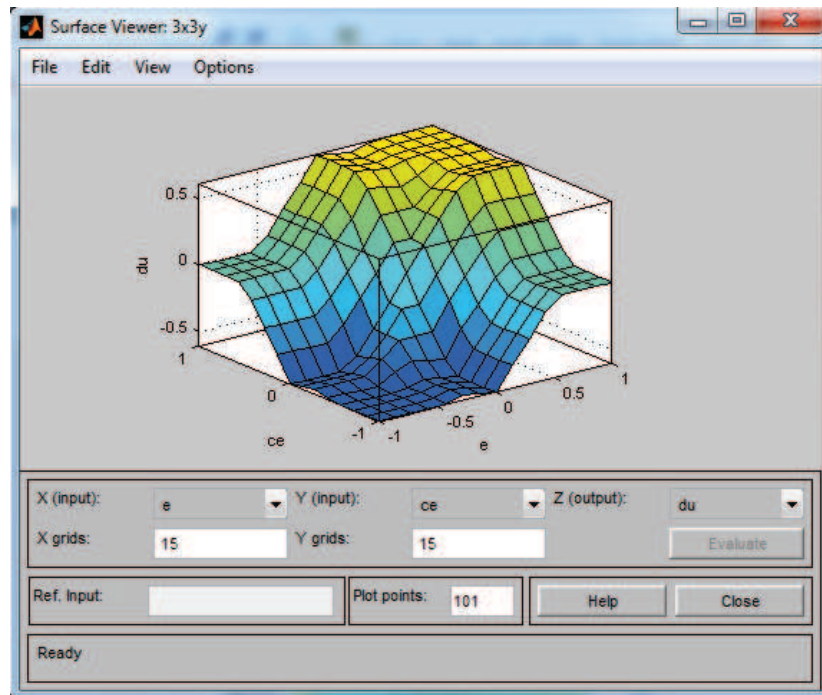


Şekil 7.4. Birinci alt sistemin üyelik fonksiyonları, a) e_1 , b) Δe_1 , c) Δu

Şekil 7.5. İkinci alt sistemin üyelik fonksiyonları, a) Δu , b) Δe_2 , c) $\Delta \omega$

Tablo 7.2. Bulanık altsistemlere ait kural tablosu

Δe_1	N	S	P	Δe_2	N	S	P
e_1	N	N	Z	Δu	N	N	Z
S	N	Z	P	S	N	Z	P
P	Z	P	P	P	Z	P	P



Şekil 7.6. Bulanık altsistemlere ait kontrol yüzeyi

Böylece tüm HBK'nın kural sayısı (3.30) ifadesine göre $k_1^2 + k_2^2 = 9 + 9 = 18$ olmuştur. Bunun yerine üç girişli kontrol sistemi için klasik bulanık kontrol sistemi kullanılmış olsaydı aynı performansı elde edebilmek için üyelik fonksiyonlarındaki artışta göz önüne alırsak toplam kural sayısı (3.31) ifadesine göre $m_1 * m_2 * m_3 = 7 * 7 * 7 = 343$ olacaktı. Ayrıca, bu kuralların ayarlanması da kontrol sisteminin tasarımını oldukça zorlaştıracaktı.

Bu tasarıma ilave olarak performansın artırılması için optimum ölçekleme katsayıları deneme yanılma metodu kullanılarak Tablo 7.3'de görüldüğü gibi belirlenmiştir.

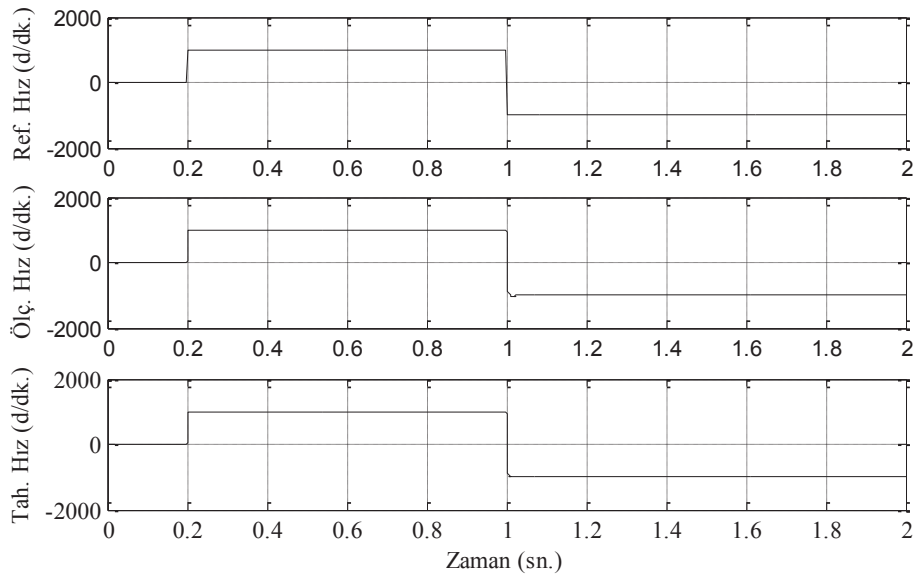
Tablo 7.3. HBK yapısında kullanılan ölçekleme katsayıları

Seçilen Ölçekleme Katsayıları				
K1	K2	K3	K4	K5
1	1	1	1	0.1

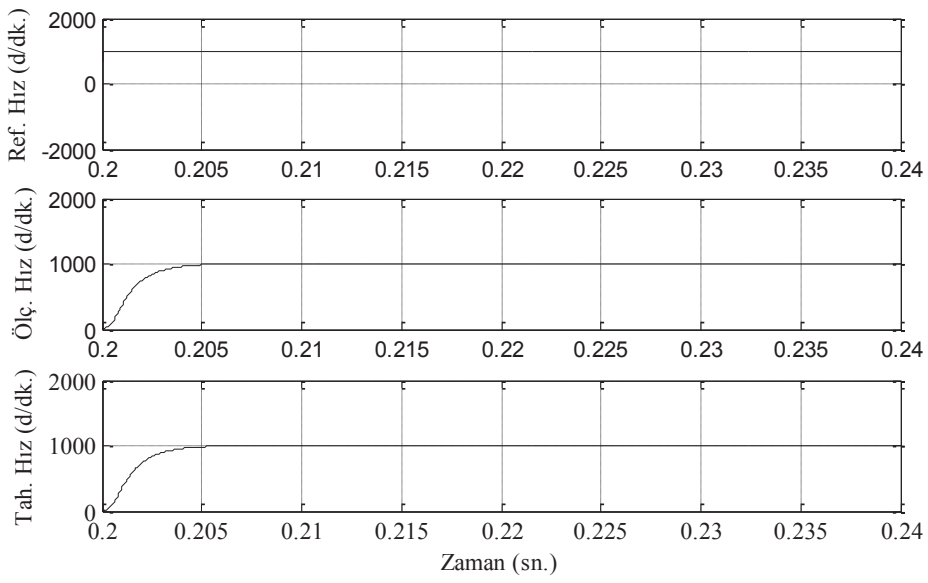
7.2. Benzetim Sonuçları

SMSM'un HBK adaptasyonlu MRAS algılayıcısız benzetim modeli, Bölüm 3'de bahsedilen HBK yöntemine uygun olarak gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink kullanılarak oluşturulan benzetim modeli Şekil 7.7'de gösterilmiştir. Şekil 7.7'deki SMSM'un önerilen MRAS tabanlı AEK Matlab/Simulink benzetimi incelendiğinde, Şekil 3.1'de blok diyagramı verilen algılayıcısız AEK'de olduğu gibi, SMSM modelinde, MRAS bloğundan tahmin edilen i_d ve i_q akımları, referans akımlarla karşılaştırılarak, elde edilen hata değerlerine ve değişimlerine göre bir HBK denetleyici vasıtasıyla hız ve konum bilgisi elde edilmektedir. Daha sonra bu hız bilgisi, referans hız bilgisiyle karşılaştırılıp, AEK'de ki hız PI bloğuna gönderilmektedir. Konum bilgileri ise, modelde ki Clarke ve Park dönüşüm bloklarına gönderilmektedir. Daha sonraki işlemler, algılayıcılı AEK sisteminde olduğu gibi gerçekleşmektedir. Benzetim modelinde yer alan önerilen MRAS'ın (Ö-MRAS) MATLAB/Simulink blok yapısı, Şekil 7.7'de verilmiştir. Oluşturulan model sayesinde, değişik çalışma koşullarında, SMSM' un algılayıcısız alan etkili kontrolünün dinamik davranışı incelenebilmektedir.

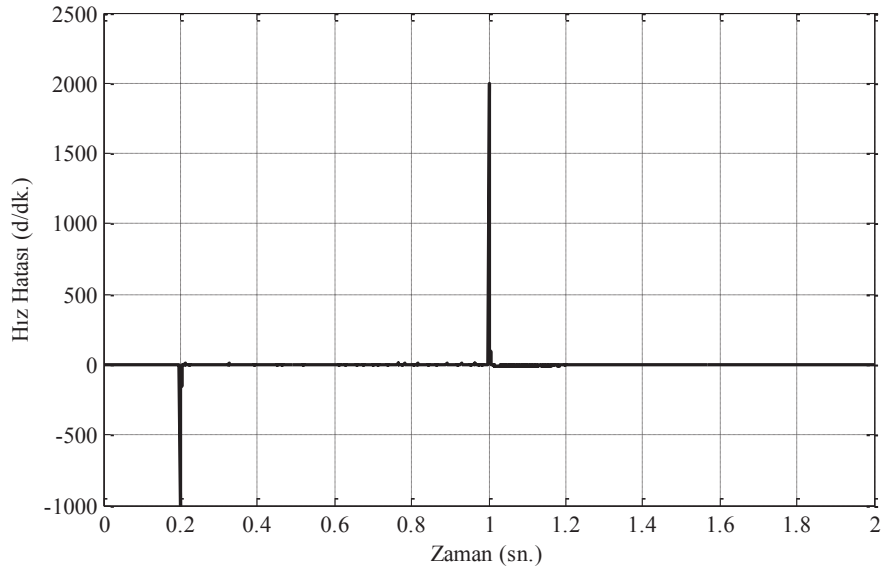
Şekil 7.8’de, 1000 d/dk. ile -1000 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.9’da, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli, Şekil 7.10’da, hız değişiminden kaynaklanan hız hatası görülmektedir. Şekil 7.11’de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.12’de, devir yönü değişim anındaki konum ve hata grafikleri görülmektedir.



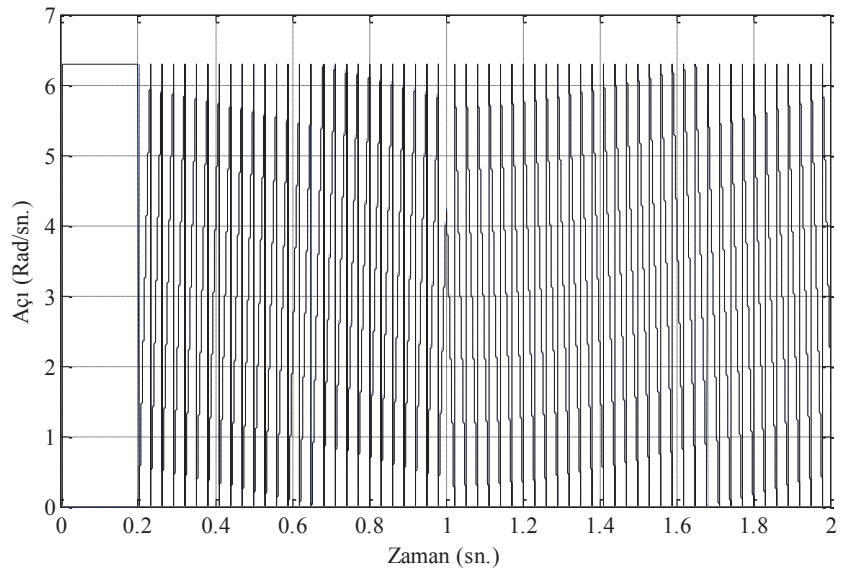
Şekil 7.8. Ö-MRAS ile hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)



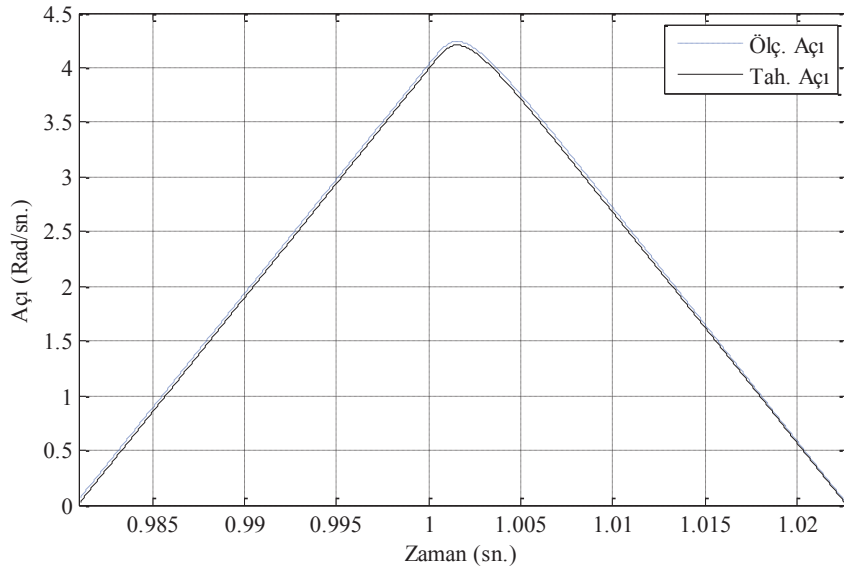
Şekil 7.9.Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.)



Şekil 7.10. Ö-MRAS ile hız hatası (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

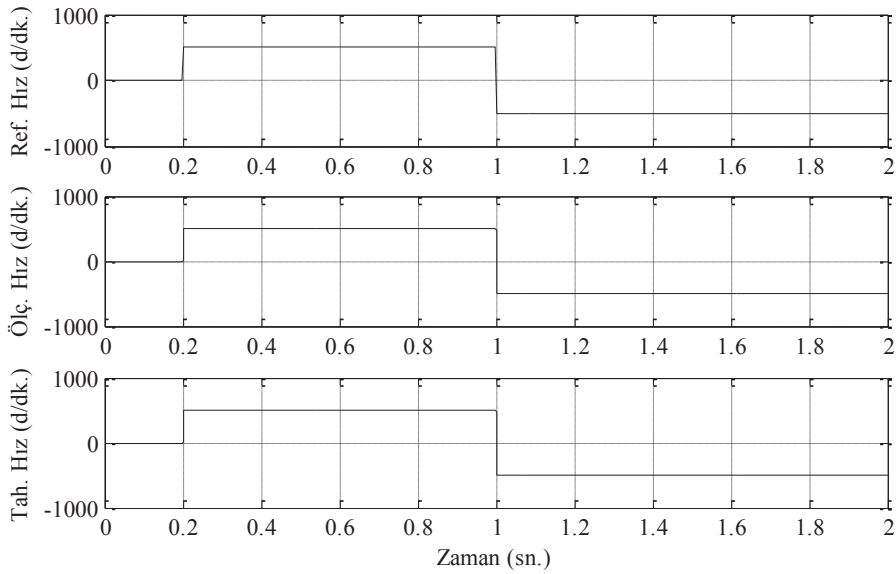


Şekil 7.11. Ö-MRAS ile konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

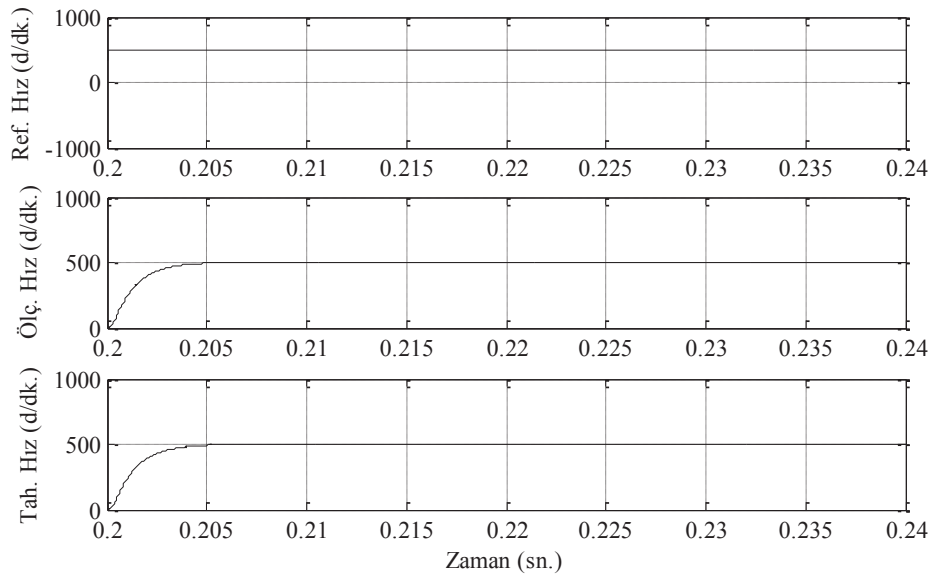


Şekil 7.12. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar

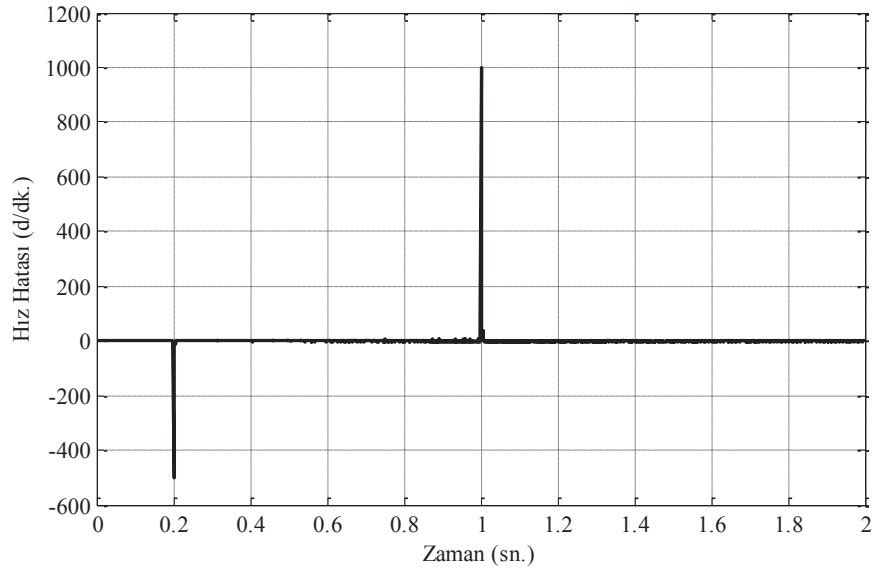
Şekil 7.13’de, 500 d/dk. ile -500 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.14’de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli, Şekil 7.15’de, hız değişiminden kaynaklanan hız hatası görülmektedir. Şekil 7.16’da, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.17’de, devir yönü değişim anındaki konum ve hata grafikleri görülmektedir.



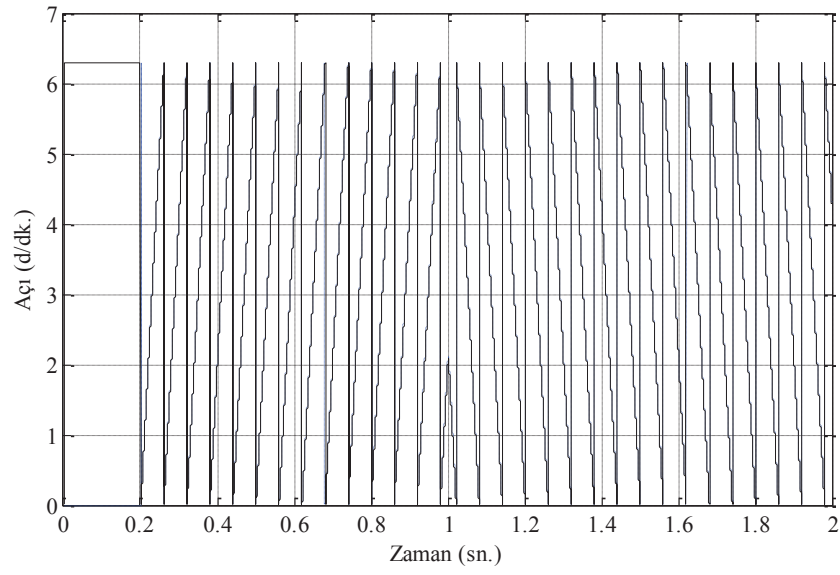
Şekil 7.13. Ö-MRAS ile hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



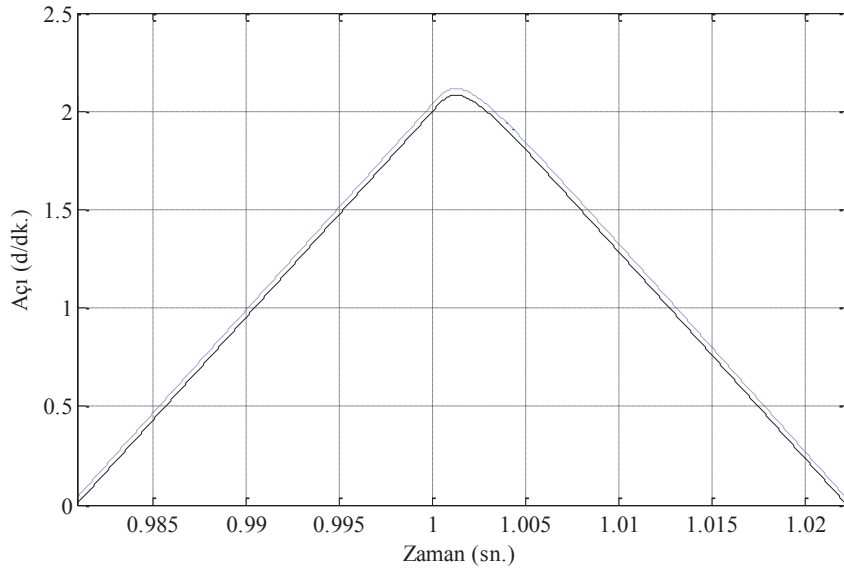
Şekil 7.14. Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (500 d/dk.)



Şekil 7.15. Ö-MRAS ile hız hatası (500 d/dk.-500 d/dk.)

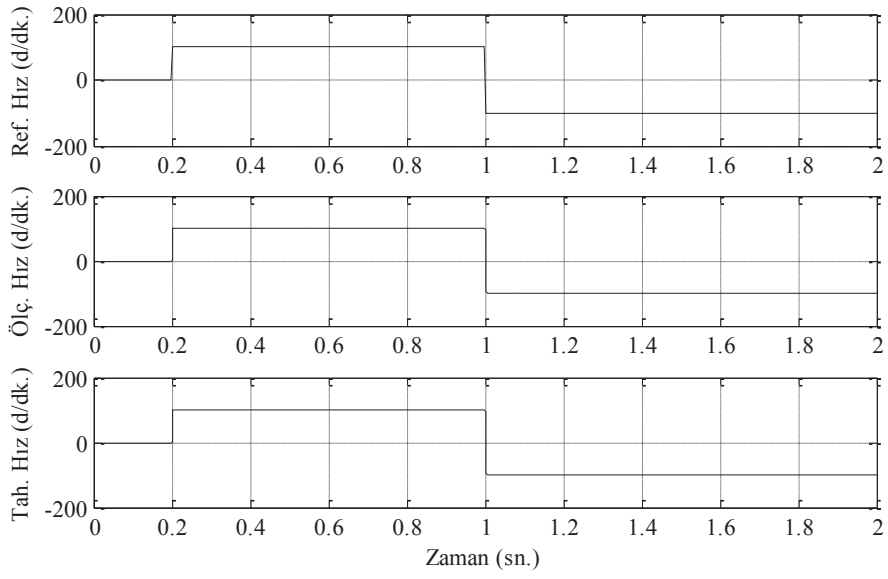


Şekil 7.16. Ö-MRAS ile konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)

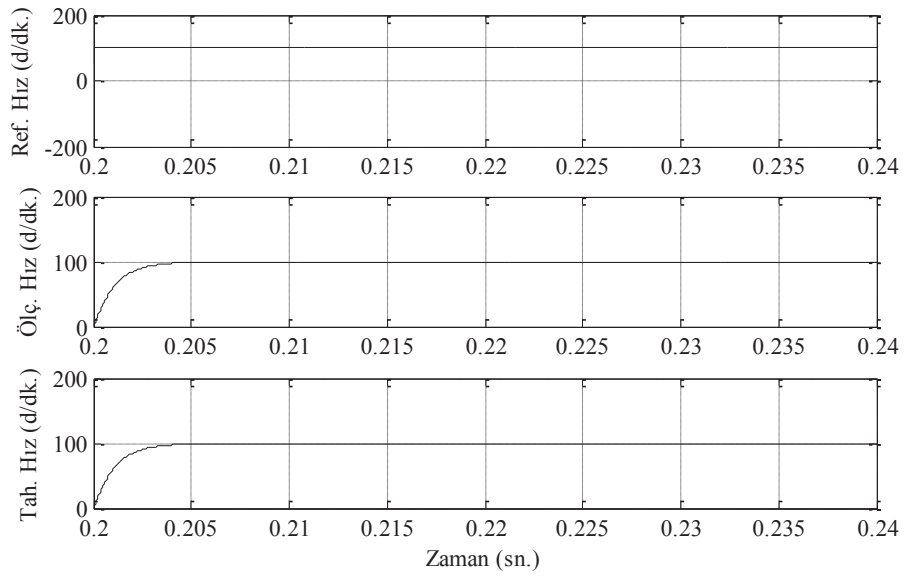


Şekil 7.17. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar

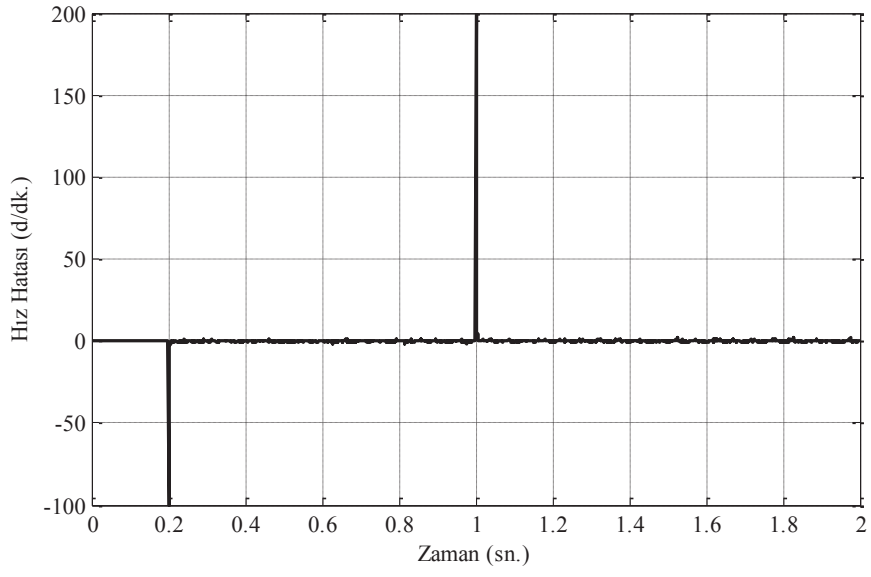
Şekil 7.18'de, 100 d/dk. ile -100 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.19'da, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 7.20'de, hız değişiminden kaynaklanan hız hatası Şekil 7.21'de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.22'de, devir yönü değişim anındaki konum ve hata grafikleri görülmektedir.



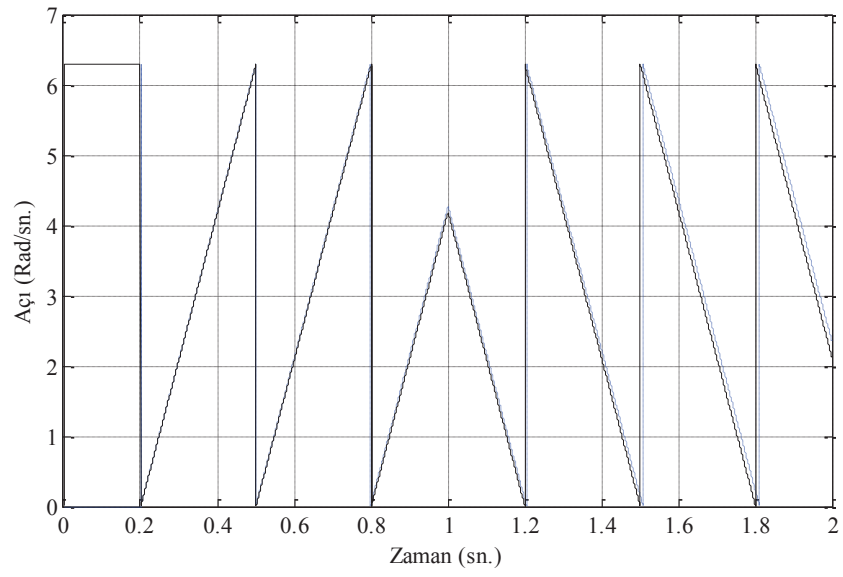
Şekil 7.18. Ö-MRAS ile hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



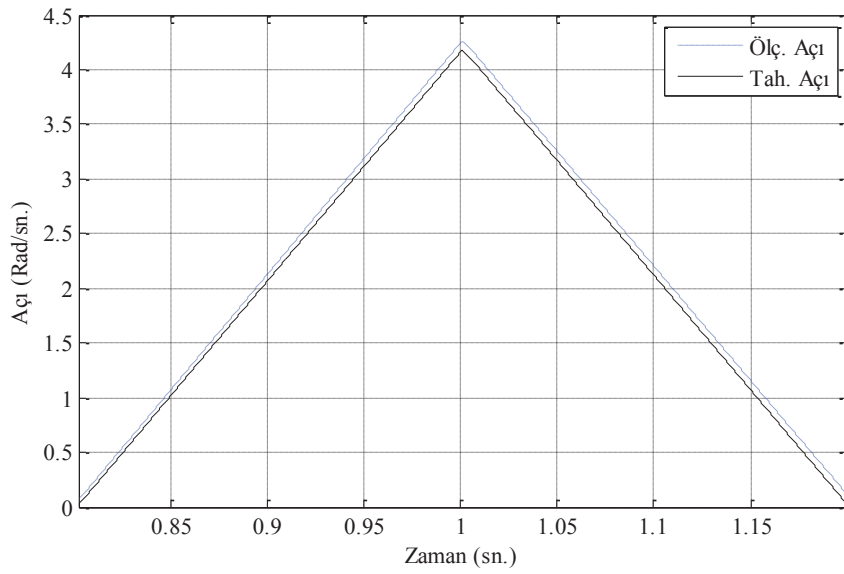
Şekil 7.19. Ö-MRAS ile ayrıntılı hızlar (100 d/dk.)



Şekil 7.20. Ö-MRAS ile hız hatası (100 d/dk.-100 d/dk.)



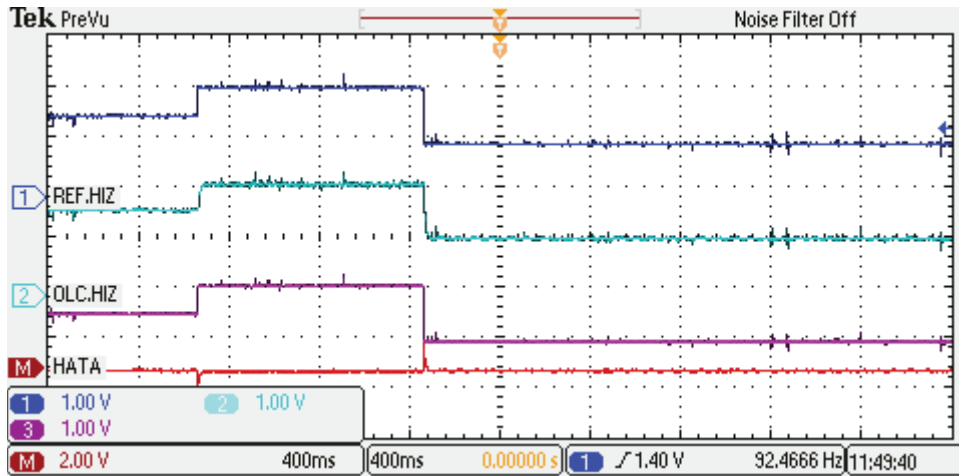
Şekil 7.21. Ö-MRAS ile konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



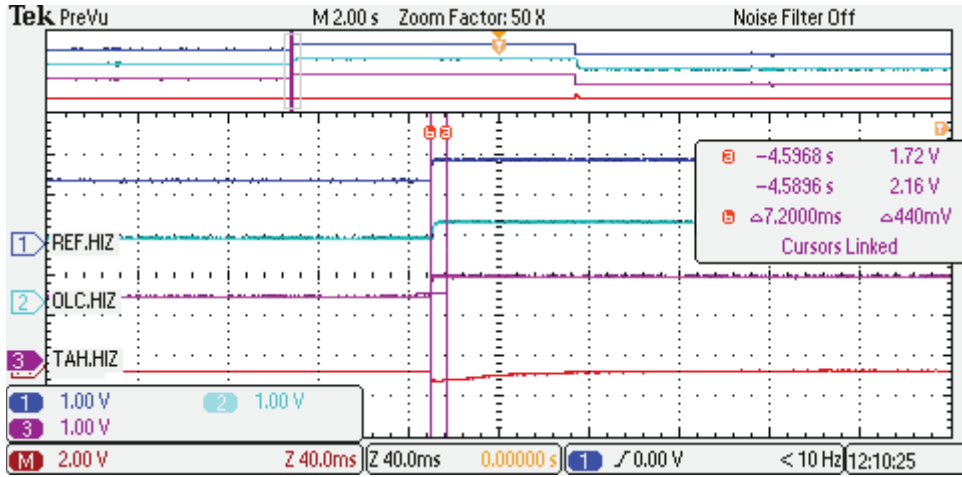
Şekil 7.22. Ö-MRAS ile devir yönü değişme anındaki konumlar

7.3. Deneysel Sonuçlar

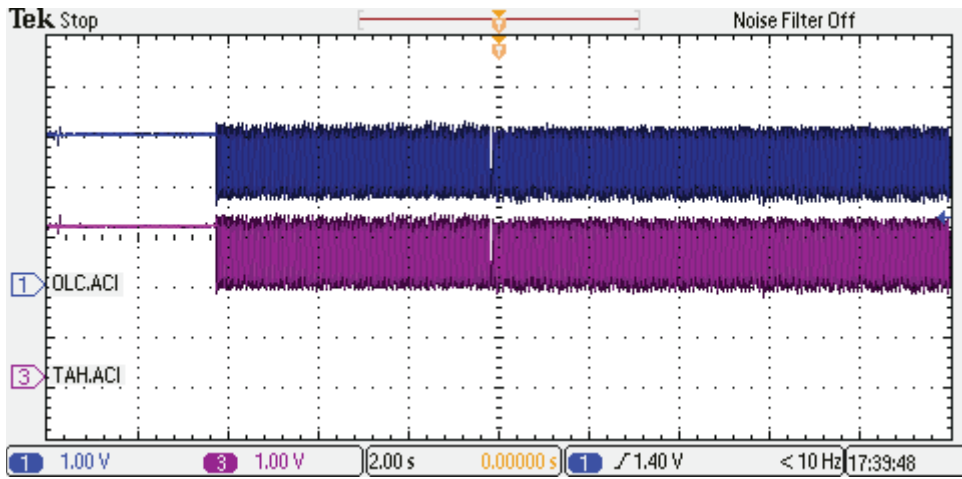
Şekil 7.23'de, 1000 d/dk. ile -1000 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.24'de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 7.25'de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.26'da, devir yönü değişim anındaki konum grafikleri görülmektedir.



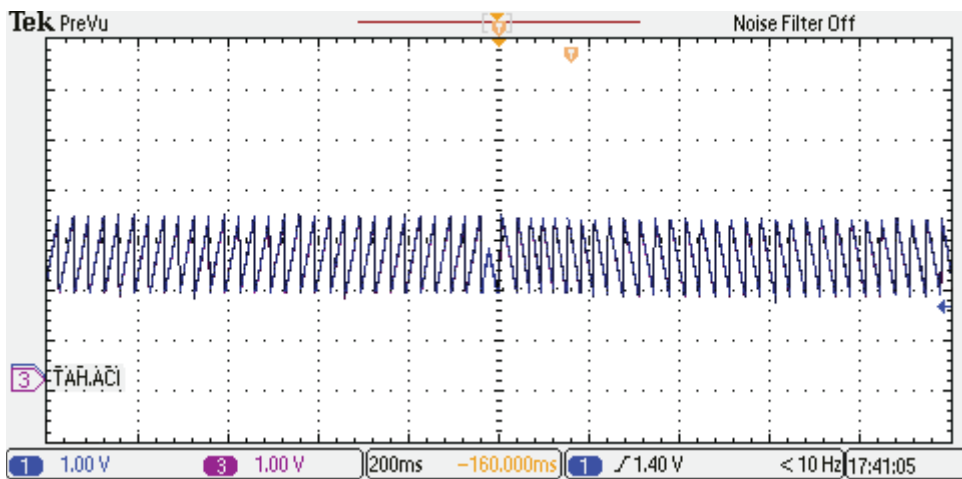
Şekil 7.23. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)



Şekil 7.24. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

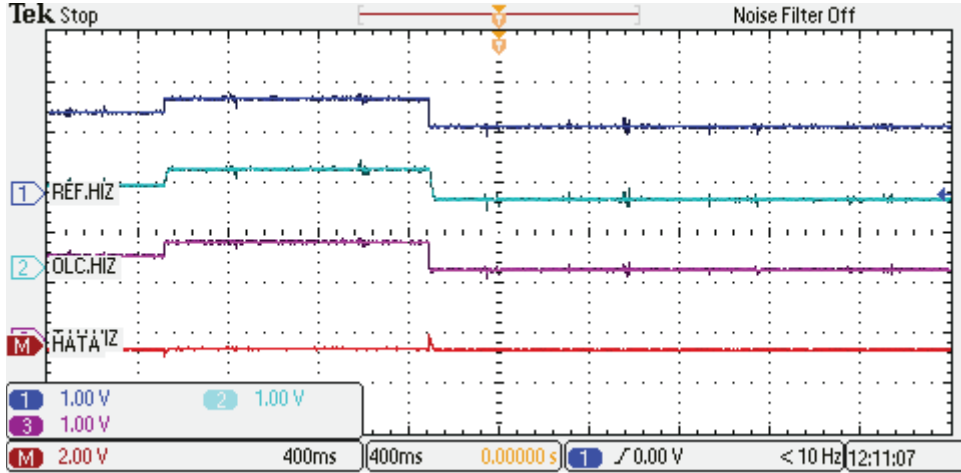


Şekil 7.25. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

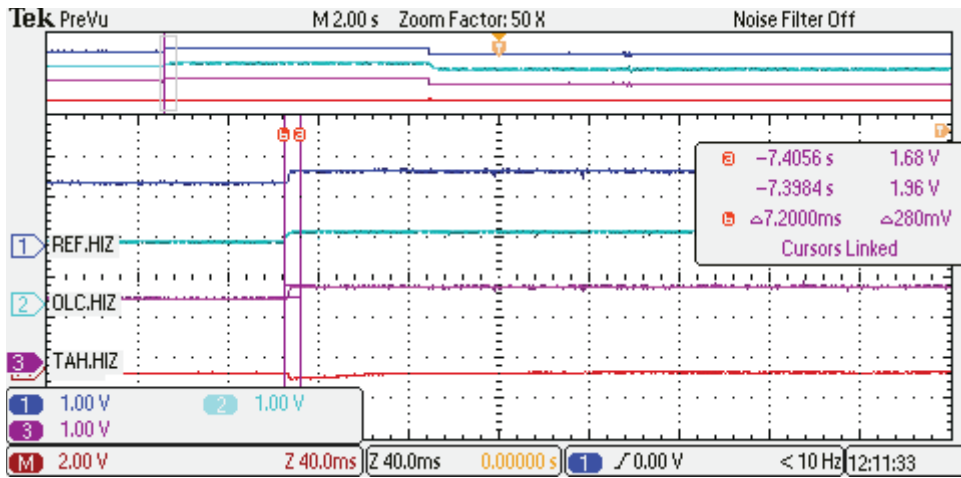


Şekil 7.26. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (1000 d/dk.-1000 d/dk.)

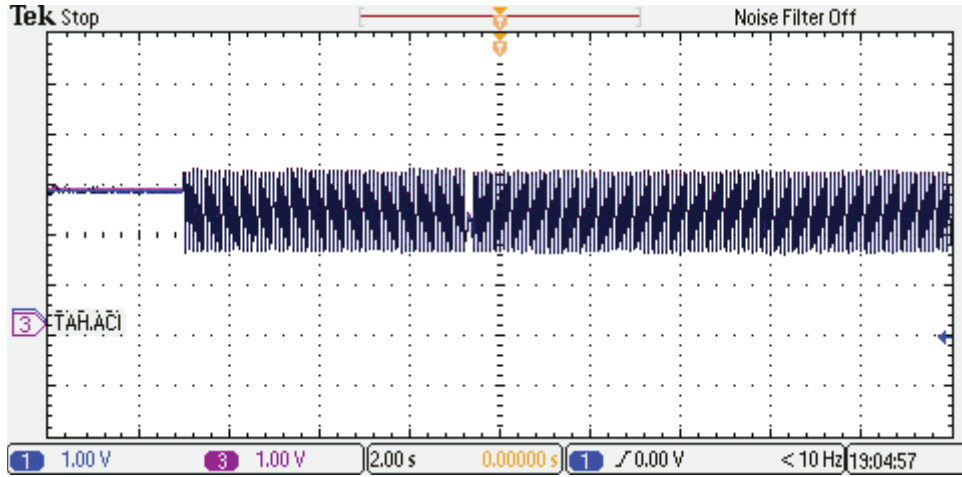
Şekil 7.27’de, 500 d/dk. ile -500 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.28’de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 7.29’da, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.30’da, devir yönü değişim anındaki konum grafikleri görülmektedir.



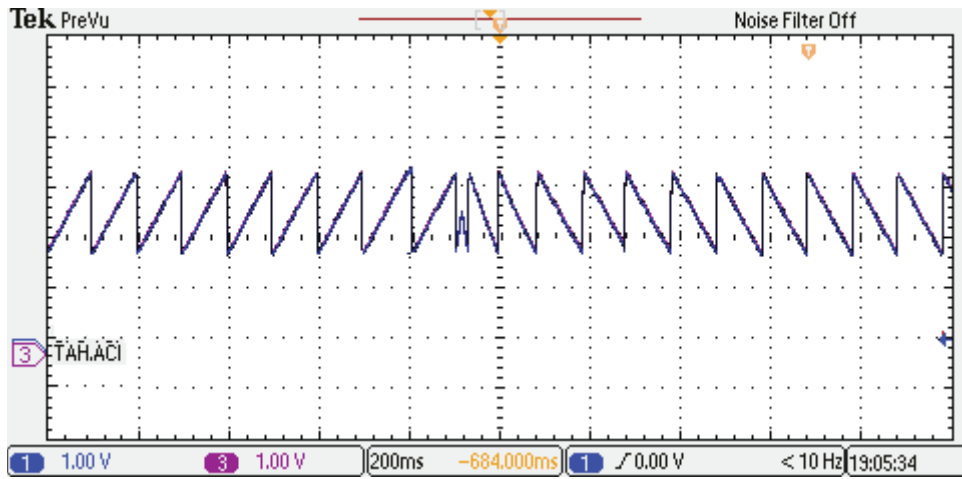
Şekil 7.27. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)



Şekil 7.28. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (500 d/dk.-500 d/dk.)

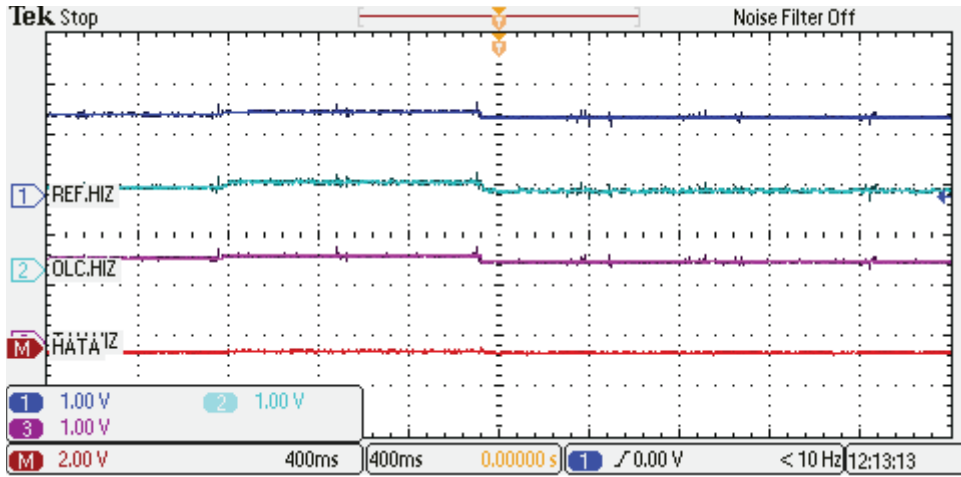


Şekil 7.29. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)

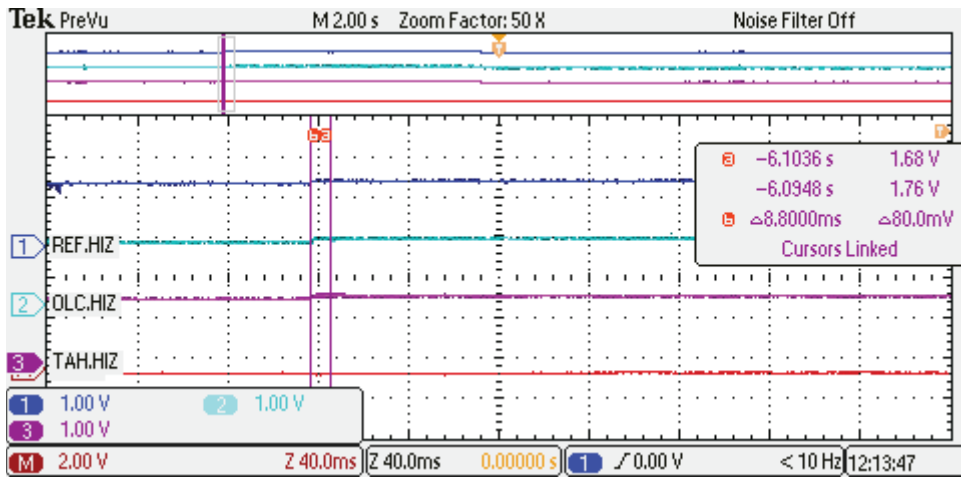


Şekil 7.30. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (500 d/dk.-500 d/dk.)

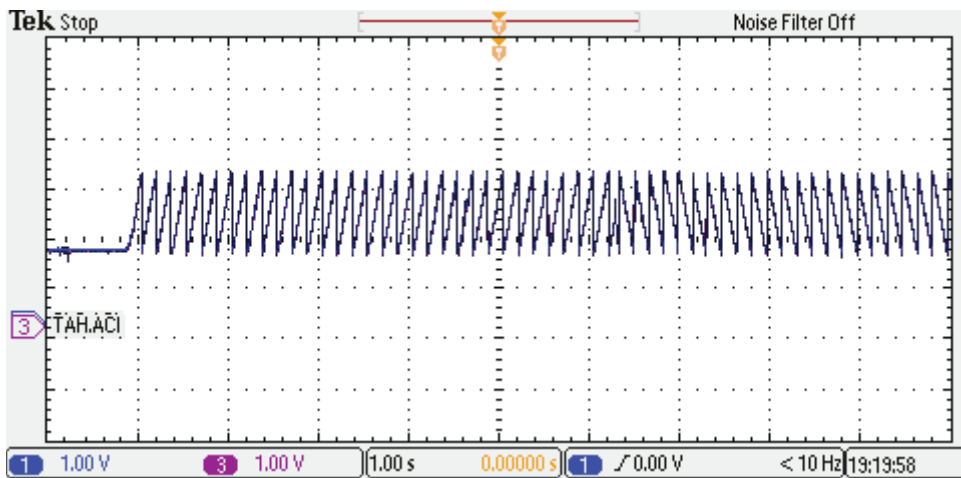
Şekil 7.31’de, 100 d/dk. ile -100 d/dk. arasındaki referans, ölçülen ve tahmin edilen hız değişimleri, Şekil 7.32’de, bu hız değişiminin yükselme anındaki genişletilmiş şekli görülmektedir. Şekil 7.33’de, ölçülen ve tahmin edilen konumlar, Şekil 7.34’de, devir yönü değişim anındaki konum grafikleri görülmektedir.



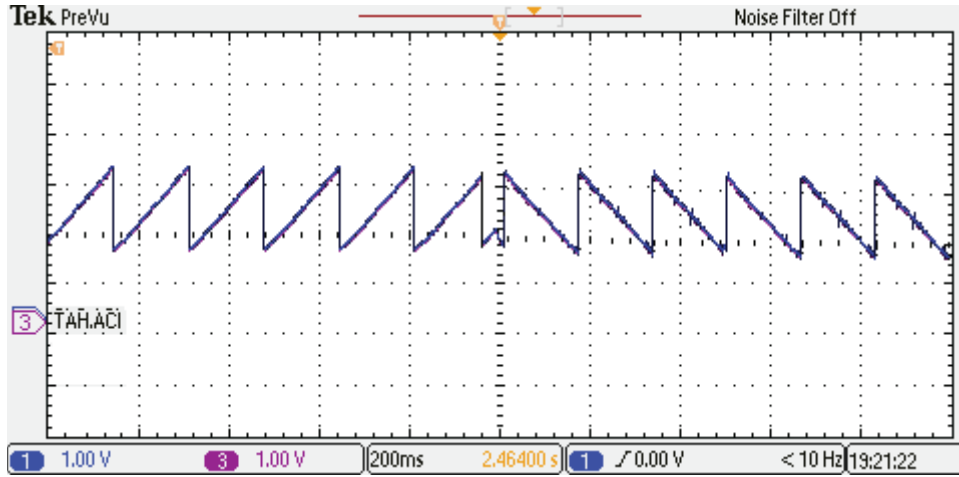
Şekil 7.31. Ö-MRAS ile deneysel hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 7.32. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı hızlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 7.33. Ö-MRAS ile deneysel konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)



Şekil 7.34. Ö-MRAS ile deneysel ayrıntılı konumlar (100 d/dk.-100 d/dk.)

Aşağıdaki Tablo 7.4’de, çalışmada yapılan yöntemlerin detaylı olarak karşılaştırmalı analizi verilmektedir. Sonuçlar incelendiğinde önerilen yöntemin diğer yöntemlerden üstün olduğu açıkça görülmektedir.

Tablo 7.4 Uygulanan yöntemlerin karşılaştırmalı analizi

Referans Hız (d/dk.)	Kontrol Algoritması	Yükselme Zamanı (ms.)	Yerleşme Zamanı (ms.)	Aşım (%)	Hız Hatası (%)	Konum Yerleşme Zamanı (ms.)
100	Vektör Kontrol	85	150	0.27	0.16	-
	Geleneksel MRAS	70	112	0.17	1.7	400
	Önerilen MRAS	6	7	0.04	0.66	40
500	Vektör Kontrol	85	150	0.26	1.17	-
	Geleneksel MRAS	70	112	0.16	1.5	200
	Önerilen MRAS	5.5	6.5	0.06	0.68	40
1000	Vektör Kontrol	85	159	0.3	1.35	-
	Geleneksel MRAS	70	120	0.1	1	130
	Önerilen MRAS	5.5	7.5	0.08	0.72	40

BÖLÜM 8. SONUÇLAR

Bu tezde, öncelikle SMSM'lar ile ilgili, geniş bir literatür taraması yapılmıştır. Literatürde, denetim ile ilgili olan çalışmaların daha yaygın olarak yapıldığı gözlenmektedir. Sürücü sistemlerden hızlı bir cevap elde edebilmek için, moment hızlı bir şekilde kontrol edilmelidir. Bu da a.a. motorlarında, alan etkili kontrolü ile gerçekleştirilebildiğinden, denetim çalışmalarının alan etkili kontrol ağırlıklı olduğu görülmüştür. SMSM'ların alan etkili kontrolünde, rotor ile döner alanın senkronize edilebilmesi, moment üretebilmesi ve hız denetiminin gerçekleştirilebilmesi için, rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. SMSM'larda bu amaçla kullanılan konum algılayıcılar kullanılmaktadır, ancak bu algılayıcılar, sistem maliyeti ve fiziksel boyutunu arttırmakta, güvenilirliği azaltmaktadır. Literatürdeki araştırmaların çoğunun, bu algılayıcıları elimine etmek üzerine yoğunlaştığı görülmüştür. Dolayısıyla, konum algılayıcısı olmadan SMSM'un alan etkili kontrolünün gerçekleştirilmesi, bu çalışmanın temelini oluşturmuştur.

Algılayıcısız sistemin doğruluğunu görmek için, öncelikle algılayıcı sistem yapısının ortaya konması gerekmektedir. Dolayısıyla bu çalışmada öncelikle, SMSM'un algılayıcı alan etkili kontrolü, detaylı olarak ele alınmıştır. SMSM'ların algılayıcı alan etkili kontrolü, genel olarak stator akısı alan yönlendirme, akı zayıflatma ve doğrudan moment kontrol olmak üzere üç grupta incelenebilir. Stator akısı alan yönlendirme, bu çalışmada kullanılan SMSM'un yapısına en uygun alan yönlendirme kontrolüdür. Dolayısıyla bu çalışmada, stator akısı alan yönlendirme kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Alan yönlendirmenin yapılabilmesi için, rotor referans çatı modeline ihtiyaç olduğundan, kontrol sisteminin modeli, rotor referans çatıdaki matematiksel denklemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. SMSM algılayıcı alan etkili kontrolü için, uzay vektör genişlik modülasyon eviricili benzetim modeli, MATLAB/Simulink programı kullanılarak oluşturulmuştur. Elde edilen benzetim modeli sonuçlarının doğruluğunu test edebilmek için, deneysel

uygulama düzeneği kurularak, alınan sonuçlara göre sistemin doğru çalıştığı görülmüştür. Kullanılan kontrol yöntemleri ile motorun referans hıza kısa sürede ulaştığı ve sürekli durumda referans hızı, yüksek doğrulukla takip ettiği görülmüştür. Ani hız değişimlerinde, sistemin hızlı cevap verdiği ve hata oranının az olduğu gözlenmiştir. SMSM'un UVDGM denetim uygulamasında, DSP kartının dijital ADC ve DGM portları kullanılmıştır. SMSM'nin algılayıcı alan yönlendirme kontrolü, detaylı olarak ele alındıktan sonra, bu çalışmanın temelini oluşturan algılayıcısız alan yönlendirme kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Algılayıcısız kontrol sistemlerinde kullanılan konum tahmin yöntemlerinde, hatayı en aza indirmek amaçlanır. Bu nedenle, gerçekleştirilen algılayıcısız kontrol sisteminde, model tabanlı tahmin yöntemi üzerine temellendirilen MRAS tahmin edici gerçekleştirilmiştir. Bu yapının en büyük avantajları, yapısının basit ve uygulanabilirliğinin kolay olmasıdır. En büyük dezavantajları ise, parametre değişimine karşı duyarsız ve düşük hız bölgelerinde tahmin doğruluğunu zayıf olmasıdır. Bu dezavantajları elimine etmek için MRAS yöntemi tezde geliştirilerek daha dayanıklı ve güvenilir bir yapı oluşturulmuştur. SMSM'un geleneksel MRAS ile önerilen MRAS tabanlı algılayıcısız alan etkili kontrolüne yönelik benzetim modeli ve deneysel çalışmalarından alınan sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Benzetim modelindeki tahmin ediciler, iki faz dq eksen düzlem denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Bu düzleme dönüştürülen id ve iq ifadesinden, konum ve hız bilgisinin tespiti mümkün olduğu için, tahmin modeli iki faz dq eksen düzlemde yapılmıştır. MATLAB/Simulink'te benzetim modeli oluşturularak, sonuçların doğruluğu, gerçekleştirilen deneysel uygulama düzeneğinden alınan sonuçlarla görülmüştür.

Çalışmada alınan sonuçlardan, SMSM'un algılayıcı ve algılayıcısız olarak kontrolünde, geniş hız aralığında kabul edilebilir motor kontrolü ve rotor açısı tahmini gerçekleştirilmiştir. Algılayıcısız geleneksel MRAS kontrolde tahmin edilen hız 150 ile 160 ms. aralığında referans değere ulaşırken önerilen MRAS yönteminde 5 ile 7 ms. aralığında referans değere ulaşmaktadır. Konum grafiklerine bakıldığında, en düşük çalışma hızı olan 100 d/dk'da elektriksel konum yerleşme zamanının 400 ms.

değerlerine çıktığı, yüksek hız değerlerinde bu elektriksel konum yerleşme zamanının gittikçe düştüğü görülmektedir. Önerilen MRAS yöntemine göre elde edilen konum grafiklerine bakıldığında, bütün hız aralıkları için, konum yerleşme zamanı 40 ms. değerinde sabit olarak kalmıştır. Ayrıca devir yönü değişim anlarında da önerilen MRAS yönteminde oluşan konum hatasının geleneksel yöntemle göre çok daha düşük olduğu grafiklerden açıkça görülmektedir.

SMSM'un önerilen MRAS tabanlı algılayıcısız tahmin yöntemi ile, ilk kalkınma anında ve ani hız değişimlerinde ortaya çıkan hata oranının, geleneksel MRAS'a göre çok daha düşük olduğu, ve sürekli durumda yüksek doğrulukta ve geniş bir hız aralığında tahmin işlemini yüksek hassasiyette yapabileceği görülmüştür. Bu sayede düşük ve yüksek hızlar için, farklı konum tahmin yöntemlerinin uygulanması dezavantajı da bu yöntemle kaldırılmaktadır.

Gelecek çalışmalarda, uygulama düzeneğinde kullanılan modelin daha optimum hale getirilmesi ile, DSP tabanlı uygulamadan elde edilecek sonuçların iyileştirilebilmesi mümkün olabileceğinden, deneysel düzende iyileştirme çalışmaları yapılacaktır. Ayrıca gerçekleştirilen deneysel düzende ile SMSM'lar için, diğer kontrol yöntemlerinin denenmesi ve farklı motorların kontrol uygulamalarının gerçekleştirilerek analizlerinin yapılması önerilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] S.K. SUL, Control of Electric Machine Drive Systems, 1st Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2011.
- [2] W. LEONHARD, Control of Electrical Drives, 3rd Edition, Springer, Berlin, 2001.
- [3] S. CHİ, Z. ZHANG, AND L. XU, Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications,IEEE Trans. IndustryApplications, vol. 45, no. 2, pp. 582-590, Mar.-Apr., 2009.
- [4] K. T. CHAU, C. C. CHAN, AND C. LIU, Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles,IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 55, no. 6, pp. 2246-2257, June 2008.
- [5] M. CHİNCHİLLA, S. ARNALTES, AND J. C. BURGOS, Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid,IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 21, no. 1, pp. 130-135, March 2006.
- [6] S. T. LEE, Development and analysis of interior permanent magnet synchronous motor with field excitation structure, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., University of Tennessee, Knoxville, TN, 2009.
- [7] M. PACAS, Sensorless drives in industrial applications, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no.2, pp. 16-23, Jun. 2011.
- [8] Y. Lİ AND H. ZHU, Sensorless control of permanent magnet synchronous motor—A survey, in Proc. 2008 Vehicle Power and Propulsion Conference, Sept. 2008, pp. 1-8.
- [9] GÜMÜŞ, B., Sürekli mıknatıslı senkron motorun bulanık mantık gözlemleyicisi kullanarak vektör kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2004.
- [10] ASKER M.E., Sürekli mıknatıslı senkron motorlara vektör ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinin uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2009.

- [11] MATSUI, N., SHIGYO, M., Brushless DC motor control without position and speed sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications* 28.1: 120-127, 1992.
- [12] MATSUI, N., Sensorless operation of brushless DC motor drives. *Proc. Of the 19th. Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Vol.2, pp.739-744 Hawaii, November 15-19, 1993.*
- [13] LUK, P.C.K., LEE, C.K.,. Efficient modelling for a brushless DC motor drive. *Proc. Of the 20th. Int. Conf. On IEEE Industrial Electronics Society, Vol.1, pp.188-191 Bologna, September 5-9, 1994.*
- [14] ZHONG, L., RAHMAN, M. F., HU, W.Y. AND LIM, K.W., Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions. On Power Electronics, vol. 12 Issue: 3, pp. 528 –536, 1997.*
- [15] LENNART, H., Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 1, 153–160, 2003.*
- [16] LU, Z. SHENG, H. HESS, H.L. AND BUCK, K.M, The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1156-1162, 2005.*
- [17] SÜNTER S. ALTUN H, Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter, *Electrical Engineering, Springer Verlag, Issue: online first, 2004.*
- [18] LU, Z. SHENG, H. HESS, H.L. AND BUCK, K.M, The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1156-1162, 2005.*
- [19] ARROYO, E. L. C., Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system. *Degree Of Master Of Science In Electrical Engineering. University Of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006.*
- [20] ZHU, DENG PAN. Vector control of multiphase permanent magnet synchronous motors. *Faculte Des Sciences Et De Genie Universite Laval Quebec (M. Sc.), 2006.*
- [21] BAL, G., ÖZGENEL, M. C. VE DEMİRBAŞ, Ş., SPWM evirici ile sürülen vektör denetimli SMSG'un dinamik analizi, *Gazi Üniv. Müh. Mim. Der., Cilt: 25, No: 3, Sayfa: 569-577, 2010.*

- [22] MUNOZ D. M., Design, simulation and implementation of a PMSM drive system, Thesis for the Degree of Master of Science in Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2011.
- [23] JEFFREY KU, C.-F., HSU, C.-H., TSAI C.-C., Control of a permanent magnet synchronous motor with a fuzzy sliding-mode controller. *The International Journal Of Advanced Manufacturing Technology* Vol. 32, Numbers 7–8 April, On page(s):757–763, 2007.
- [24] ÖZÇİRA S., Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.
- [25] SUN, T., LIU, C., LU, N., GAO, D., XU, S., Design of PMSM Vector Control System Based on TMS320F2812 DSP, *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference-ECCE Asia* June 2-5, Harbin, China, 2012.
- [26] M. PACAS, Sensorless drives in industrial applications, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no.2, pp. 16-23, Jun. 2011.
- [27] K. IIZUKA, H. UZUHASHI, M. KANO, T. ENDO, AND K. MOHRI, “Microcomputer control for sensorless brushless motor,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 21, no. 3, pp. 595–601, July/Aug., 1985.
- [28] S. OGASAWARA AND H. AKAGI, An approach to position sensorless drive for brushless DC motors, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 928–933, Sept./Oct., 1991.
- [29] MORIMOTO S., KAWAMOTO K., TAKEDA Y., Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error, *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 144, No. 2, pp. 722–729, 2003.
- [30] J. C. MOREIRA, Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1394–1401, Nov./Dec., 1996.
- [31] F. PROFUMO, G. GRIVA, M. PASTORELLI, J. C. MOREIRA, AND R. D. DONKER, Universal field oriented controller based on airgap flux sensing via third-harmonic stator voltage, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, pp. 448–455, Mar./Apr., 1994.
- [32] J. X. SHEN, Z. Q. ZHU, AND D. HOWE, Sensorless flux-weakening control of permanent magnet brushless machines using third harmonic back EMF, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1629–1636, Nov./Dec., 2004.

- [33] J. M. LIU AND Z. Q. ZHU, Improved sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on third-harmonic back-EMF, in Proc. IEEE International Electric Machines & Drives Conference, pp. 1180-1187, May 2013.
- [34] S. CHÍ, Z. ZHANG, AND L. XU, Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 45, no. 2, pp. 582-590, Mar.-Apr., 2009.
- [35] W. QÍAO, X. YANG, AND X. GONG, Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind turbines, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 48, no. 1, pp. 3-11, Jan.-Feb., 2012.
- [36] H. KÍM, J. SON, AND J. LEE, A high-speed sliding-mode observer for sensorless speed control of a PMSM, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077, Sept. 2011.
- [37] G. FOO AND M. F. RAHMAN, Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, Apr. 2010.
- [38] CHÍ S., Position-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Over Wide Speed Range, Presented in Partial Fulfillment of the Requirements for a Degree Doctor of Philosophy in the Graduate School of The Ohio State University, 2007.
- [39] YAN W., VD., A MRAS based Speed Identification Scheme for a PM Synchronous Motor Drive Using the Sliding Mode Technique, IEEE, International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 3656-3661, 2009.
- [40] G. FOO AND M. F. RAHMAN, Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, Apr. 2010.
- [41] R. DHAOUADÍ, N. MOHAN, AND L. NORUM, Design and implementation of an extended Kalman filter for state estimation of a permanent magnet synchronous motor, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, pp. 491-497, July 1991.
- [42] S. BOLOGNANI, R. OBOE AND M. ZORDAN, Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 1, pp. 184-191, Feb. 1999

- [43] ZHENG Z., LI Y., AND FADEL M., Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–8., 2007
- [44] F. BRÍZ AND M. W. DEGNER, Rotor position estimation, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 24-36, June 2011.
- [45] F. BRÍZ, M. W. DEGNER, P. GARCÍA, AND R. D. LORENZ, Comparison of saliency-based sensorless control techniques for synchronous machines, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 40, no. 4, pp. 1107-1115, July/Aug., 2004.
- [46] N. BIANCHI AND S. BOLOGNANI, Influence of rotor geometry of an IPM motor on sensorless control feasibility, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 43, no. 1, pp. 87- 96, Jan./Feb. 2007.
- [47] J. JANG, S. SUL, J. HA, K. IDE, AND M. SAWAMURA, Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1031-1039, July/Aug. 2003.
- [48] P. GARCÍA, D. REIGOSA, F. BRÍZ, C. BLANCO, AND J. GUERRERO, Sensorless control of surface permanent magnet synchronous machines using the high frequency resistance, in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2709-2716, Sept. 2011.
- [49] M. J. CORLEY AND R. D. LORENZ, Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 784–789, July/Aug. 1998.
- [50] J.I. HA, K. IDE, T. SAWA, AND S.K. SUL, Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 761–767, May/June 2003.
- [51] Y. YOON, S. SUL, S. MORIMOTO, AND K. IDE, High-bandwidth sensorless algorithm for AC Machines based on square-wave-type voltage injection, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May/June 2011.
- [52] E. ROBEISCHL AND M. SCHROEDL, Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 40, no. 2, pp. 591–598, Mar./Apr. 2004.
- [53] Y. HUA, G. M. ASHER, M. SUMNER, AND Q. GAO, Sensorless control of surface mounted permanent magnetic machine using the standard space vector PWM, in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 661-667, Sept. 2007

- [54] S. YANG AND R. LORENZ, Surface permanent-magnet machine self-sensing at zero and low speeds using improved observer for position, velocity, and disturbance torque estimation, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 48, no. 1, pp. 151-160, Jan./Feb. 2012.
- [55] J. LEE, J. HONG, K. NAM, R. ORTEGA, L. PRALY, AND A. ASTOLFI, Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 290-297, Feb. 2010.
- [56] Y. LI AND H. ZHU, Sensorless control of permanent magnet synchronous motor—A survey, in *Proc. 2008 Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-8, Sept. 2008
- [57] MAITI, S., CHAKRABORTY, C., Reactive power based speed sensorless controller for permanent magnet synchronous motor drive. *Industrial Technology, ICIT 2006. IEEE International Conference On Publication Date: On page(s): 247–252, 2006.*
- [58] JINSANG K., XIANGYUN Z., YING W., AND DABING H. Study of Position Sensorless Control of PMSM Based on MRAS, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Pp. 1 – 4, 2009
- [59] GADOUE S.M., GIAOURIS D., AND FINCH J.W., A New Fuzzy Logic Based Adaptation Mechanism for MRAS Sensorless Vector Control Induction Motor Drives, *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 179 – 183, 2008.
- [60] KOJABADI M.H., AND CHANG L., Sensorless PMSM drive with MRAS-based adaptive speed estimator, *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-5, 2006.
- [61] BENJAK O., GERLING D., Review of Position Estimation Methods for IPMSM Drives Without a Position Sensor Part II: Adaptive Methods, *XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM 2010*, pp. 1-6, Rome. 2010.
- [62] KIM Y.S., KIM S.K., VE KWON Y.A., MRAS Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *SICE Annual Conference in Fukui, Fukui University*, pp. 1632-1637, Japan, 2003.
- [63] LIPENG W., HUAGUANG Z., XIUCHONG L., Robust Sensorless of ADRC Controlled PMSM Based on MRAS with Stator Resistance Identification *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*, July 22-24, 2011, Yantai, China, 2011.

- [64] TEKER, A., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 2008.
- [65] ELMAS, C., USTUN., O., SAYAN, H. H., A Neura-Fuzzy Controller for Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *Expert Systems with Applications* 34, p. 657-664, 2008.
- [66] JİEFAN, C., YUE, F., HUI, W., Fuzzy Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *Sixth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, p. 107-111, 2009.
- [67] MALEKİAN, K., MİLİMONFARED, J., ABDİ, B., A Genetic Based Fuzzy Logic Controller for Direct Torque Controlled IPMSM Drives Over Wide Speed Range, *IEEE The 10th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC'08)*, Italy, 2008.
- [68] LİN, H., YAN., W., Lİ, H., Fuzzy and PNN-Based Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE 4th Conference on Industrial Electronics and Applications*, China, 2009.
- [69] WANG, J., WANG, H. H., YUAN, X. L., LU, T. H., Novel Intelligent Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD 08)*, China, 2008.
- [70] A. ADAM, AND K. GULEZ, Fast response adaptive fuzzy logic controller for sensorless direct torque control of PMSM with minimum torque ripple, *COMPEL-27*, vol. 2, pp. 534-550, March-2008.
- [71] X. LIU AND B. WANG, ANN observer of permanent magnet synchronous motor based on SVPWM, in *Proc. IEEE International Conf. On Intelligent Systems Design and Applications*, Jinan, China, vol. 1, pp. 95-100, Oct. 2006.
- [72] ÖKSÜZTEPE, E., KÜRÜM, H., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Denetleyicili V/f Kontrolü, *Fırat Üniv. Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 21(2), 95-101, 2009.
- [73] M. KADJOU DJ, M.E. BENBOUZİD, C. GHENNAÏ, AND D. DIALLO, A Robust hybrid current control for PMSM drives. *IEEE trans. On Energy Conv.* 19: 109-115, 2004.
- [74] J.M. MENDEL, Fuzzy logic systems for engineering, A tutorial, *Proc. Of the IEEE*; 83: 345-377, 1995.
- [75] D.S. REAY, AND M.W. DUNNİGANU, Learning issues in model reference based fuzzy control. *Proc. Of the IEE Control Theory Application* 1446, 1997.

- [76] SUDHOFF, S.D., TICHENOR, J.L. AND DREWNIAK, J.L., Wide-Bandwidth Multi-Resolutional Analysis of a Surface-Mounted PM Synchronous Machine, *IEEE Trans. On Energy Conv.*, Vol:14, No:4, 1011-1018, 1999.
- [77] ELBULUK, M., TONG, L. VE HUSAIN, I., Neural Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High Performance Motor Drives and Motion Controls, *Industry Applications Conference, IEEE*, 959-965, 2000.
- [78] M. KADJOU DJ, R. ABDESSEMED, M.E. BENBOUZID, AND C. GHENNAÏ, Current control of PMSM fed by two and three levels VSI, in: *Proc. Of EPE/PEMC; Tuke (Slovakia)*, pp. 69-74, 2000.
- [79] J.L. SILVA NETO, AND H. LE HUY, An improvement fuzzy learning algorithm for motion control applications. *Proc. Of the IEE*; 1: 1-5, 1998.
- [80] D.S. REAY, AND M.W. DUNNIGANU, Learning issues in model reference based fuzzy control. *Proc. Of the IEE Control Theory Application* 1446, 1997.
- [81] W. A. KWONG, K. M. PASSINO, E. G. LAUKNONEN, AND S. YURKOVICH, Expert supervision of fuzzy learning systems for fault tolerant aircraft control. *Proc. IEEE, Spec. Issue Fuzzy Logic Engg. Application*; 83: 466–483.
- [82] RAOUF, MOHAMMAD HASAN, ET AL. Power System Damping Using Hierarchical Fuzzy Multi-Input PSS and Communication Lines Active Power Deviations Input and SVC. *International Journal of Electrical, Robotics, Electronics and Communications Engineering (7-12)*, 2013.
- [83] CANER M., Hiyerarşik Fuzzy Yöntemiyle Senkron Generatörlerde Uyarım Kontrolü, Yıldız Teknik Üniversitesi, F.B.E., Doktora Tezi, İstanbul, 2006.
- [84] SAĞLAM G., Hiyerarşik Bulanık Mantık PID Kontrolör İstanbul Teknik Üniversitesi, F.B.E., Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 2007.
- [85] LEE M.L., CHUNG H.Y., VE YU F.M., Modeling of hierarchical fuzzy systems, *Fuzzy Sets and Systems*. Volume 138, Issue 2, pp. 343–361, 2003.
- [86] LEE H.S., LEE T.K., CHO S.B., HYUN D.S., Speed Control of Induction Motor Using Fuzzy Algorithm with Hierarchical Structure, *IEEE TENCON, Beijing* pp. 551-554, 1993.

- [87] WANG L.X., Analysis and Design of Hierarchical Fuzzy Systems IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, No. 5, pp. 617-624, 1999.
- [88] JOO M.G., LEE J.S., A Class of Hierarchical Fuzzy Systems With Constraints on the Fuzzy Rules” IEEE TRANSACTIONS ON FUZZY SYSTEMS, VOL. 13, NO. 2, pp. 194-203, 2005.
- [89] RAJU, G.V.S., AND ZHOU, J., Adaptive Hierarchical Fuzzy Controller, IEEE Transactions On Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 23, No. 4, July/August, 1993.
- [90] GEGOV, A.E., VE FRANK, P.M., Hierarchical fuzzy control of multivariable systems, Fuzzy Sets and Systems, vol.72, pp. 299-310, 1995.
- [91] WU A., VE TAM P.K.S., An Adaptive Speed Control for Induction Motor Drive Using Fuzzy Neural Network Based on Fuzzy Hierarchy Error Approach, Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99, pp. 284 – 286, 1999.
- [92] PİLLY, P., KRİSHNAN, R., Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives , Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, pp. 265-273, 1989.
- [93] VAGATİ, G. PELLEGRİNO, AND P. GUGLİELMİ, Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application, in Proc. International Conference on Electrical Machines, pp. 1-6, Sept. 2010
- [94] M. EL-REFAİE AND T. M. JAHNS, Comparison of synchronous PM machine types for wide constant-power speed range operation, in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 2, pp. 1015-1022, 2005.
- [95] R. KRİSHNAN, Electric Motor Drives-Modeling, Analysis and Control, Virginia Tech, Blacksburg, VA, Prentice Hall, 626 pages, 2001.
- [96] BARUT, M., Sincap kafesli asenkron motorların algılayıcısız yüksek başarımli kontrolüne yönelik genişletilmiş kalman filtresi tasarım ve uygulaması, Doktora Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2005.
- [97] BOSE, B.K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, New Jersey, 2002.
- [98] LUUKKO, J., Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines- Analysis and Implementation, PhD Thesis, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2000.

- [99] ONG, C.M., Dynamic Simulation Of Electronic Machinery Using Matlab/Simulink, Prentice Hall Press, New Jersey, USA. 1997.
- [100] DURU, T., Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin Manyetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 1997.
- [101] ONG, C.M., Dynamic Simulation Of Electronic Machinery Using Matlab/Simulink, Prentice Hall Press, New Jersey, USA, 1997.
- [102] R. KRİSHNAN, Electric Motor Drives-Modeling, Analysis and Control, Virginia Tech, Blacksburg, VA, Prentice Hall, 626 pages, 2001.
- [103] KRAUSE, P.C., WASYNCZUK, O. AND SUDHOFF, S.D., Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Press, New Jersey, 2002.
- [104] DEMİRBAŞ, Ş., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2001.
- [105] BATZEL, T.D., Sensorless Electric Drive for Permanent Magnet Synchronous Motors, The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, 67, 1999.
- [106] ADAM, A. A., Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.
- [107] PERERA, P. D. C., Sensorless Control of Permagnet-Magnet Synchronous Motor Drives, Doctor of Philosophy, Aalborg University Institute of Energy Technology, Aalborg, 2002.
- [108] PİLLAY, P. AND KRİSHNAN, R., Modeling of permanent magnet motor drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 35(4), 537-541, 1988.
- [109] F. MOREL, XUEFANG LİN-SHİ, J.-M. RETİF, B. ALLARD, AND C. BUTTAY. A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56(7), 2715_2728, 2009.
- [110] JUDİT BAÑOS GARCÍA AND SONNY QUİLLO, Predictive Controller for PMSM Drive, Master Thesis, Aalborg University Institute of Energy Technology, Aalborg, 2013.
- [111] R.E. BETZ, Synchronous Reluctance and Brushless Doubly Fed Reluctance Machines, Course Notes at Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 1998.

- [112] DAL Y. OHM AND RICHARD J. OLEKSUK, On Practical Digital Current Regulator Design for PM Synchronous Motor Drives, Proceedings of APEC'98, Vol. 1, pp. 56-63, 1998.
- [113] SHIGEO MORIMOTO, MASAYUKI SANADA AND YOJI TAKEDA, Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-performance Current Regulator, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No.4, pp. 920-926, July/August 1994.
- [114] R.D. LORENZ, Dynamics of Controlled Systems, Course notes, The College of Engineering, University of Wisconsin-Madison, USA, 1998.
- [115] GENE F. FRANKLIN, J. DAVID POWELL AND MICHAEL L. WORKMAN, Digital Control of Dynamic Systems, Second Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1990.
- [116] GENE F. FRANKLIN, J. DAVID POWELL AND ABBAS EMAMI-NAEINI, Feedback Control of Dynamic Systems, Third Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1994.
- [117] N.MOHAN, Designing Feedback Controllers for Motor Drives, Chapter 8 in Electric Drives: An Integrative Approach, Published by MNPERE, 2001.
- [118] D. JOUVE, J.P. ROGNON AND D. ROYE, Effective Current and Speed Controllers for Permanent Magnet Machines: A Survey, Proceedings of APEC'90, pp. 384-393, 1990.
- [119] KARL J. ASTROM AND TORE HAGGLUND, PID Controllers: Theory, Design and Tuning, Second edition, Instrument Society of America, 1995.
- [120] YUBIN PENG, DAMIR VRANCIC AND RAYMOND HANUS, Anti-Windup, Bumpless and Conditioned Transfer Techniques for PID Controllers, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 16, Issue 4, pp. 48-57, August 1996.
- [121] EDWARD P. CUNNINGHAM, Recursive Filter Design, Chapter 4 in Digital Filtering: An Introduction, Houghton Mifflin Company, 1992.
- [122] BODUR, H. VE AKKAYA, R., Yarı iletken Güç Elemanlarının Muhtelif Çalışma Şartları Altında Karşılaştırılması ve Seçimi, Kaynak Elektrik, No.7: 119-124, 1994.
- [123] ERTEK, T.M., Speed Estimation Techniques for Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive, Master Thesis, The Graduate School of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University, 2005.

- [124] BATZEL, T.D. AND LEE, K.Y., An Approach to Sensorless Operation of The Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Diagonally Recurrent Neural Networks, *Energy Conversion, IEEE*, 100-106, 2003.
- [125] BATZEL, T. D. AND LEE, K. Y., Slotless Permanent Magnet Synchronous Motor Operation without a High Resolution Rotor Angle Sensor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.15, No.4, 366-371, 2000.
- [126] WAN, W., ZHANG, X., XU, J. AND TANG, R., A Feedforward Control System of PMSM Based on Artificial Neural Network, *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001, IEEE*, 679-682, 2001.
- [127] TANG, L., ZHONG, L., RAHMAN, M.F. AND HU, Y., A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System with Low Ripple in Torque and Flux-a Speed Sensorless Approach, *Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE*, 104-111, 2002.
- [128] AKIN, B., State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machine, *Naturel and Applied Sciences of The Middle East Technical University, Ankara*, 2003.
- [129] X. ZHUANG, X. WEN, VD., Wide-Speed-Range Sensorless Control of Interior PMSM Based on MRAS, *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 804-808, 2010.
- [130] XINGMING, Z., XUHUI, W., FENG, Z., XINHUA, G., PENG, Z., Wide-Speed-Range Sensorless Control of Interior PMSM Based on MRAS *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 804 – 808, Incheon, 2010.
- [131] I.D. LANDAU, *Adaptive Control—The Model Reference Approach*, Marcell Dekker, inc, pp. 44-49, 1979.
- [132] MUTLU, H., H., DSP tabanlı paralel aktif güç filtresi ile harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu, *Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 2011.
- [133] Emara, H., ve Elshafei, A.L., Robust robot control enhanced by a hierarchical adaptive fuzzy algorithm, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, No.17, p.187–198, 2004.
- [135] Dursun, M., Boz, A.F., The Analysis of Different Techniques for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *The Journal Tehnički vjesnik/Technical Gazette*, Vol. 22/No. 4, 2015.

EKLER

EK A: Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'un parametreleri.

Model Number	YBL5C-12	YBL6S-148	YBL7S-76	YBL7S-92	YBL9D-130	YBL9D-160	YBL13S-75	YBL13S-95	YBL13S-115	YBL13S-155	YBL17B-100Z	YBL17B-200Z	YBL17B-300Z	YBL17B-300T	YBL17B-400	YBL17B-500	YBL210-400	YBL210-600	YBL160L-800	
Rated Power (W)	120W		400W		750W		1000W		1500W	2000W	3000W		4500W	6000W	7500W	8600W	11000W		15000W	22000W
Matched Driver		YPV-140-V	YPV-175-V		YPV-190-V		YPV-200-V	YPV-200-V	YPV-300-V		YPV-450-V	YPV-600-V	YPV-750-V	YPV-860-V	YPV-1100-V		YPV-1500-V	YPV-2200-V		
Rated Torque (Kg-cm)	3.82	12.98	13.2	19.8	24.3	33.5	51.5	76	102	192	156	234	326	408	576	736	714	974.1	1428	
Instantaneous max. Torque (Kg-cm)	11.46	39	39.6	59.4	73	102	154.5	216	305	453	438	702	936	1145	1726	2081	1785	2434.74	3141.6	
Rated Speed (RPM)		300		2000	3000		2000										1500			
Rated Current (A)	2.2	1.85	2.6	2.6	3.47	4.8	4.8	7.2	9.6	14	16	23.2	31.7	39.3	43.2	56	55	79.5	103	
Instantaneous max. Current (A)	6.6	5.8	7.8	7.8	10.5	16	16.5	25.5	32.4	42	45	65	88.8	111	122	156	145	198	226	
Rotor Inertia (Kg-cm ²)	0.127	0.318	0.479	0.566	1.61	1.92	7.82	10.62	13.43	19.04	46.4	84.5	123	125	161	198	330	410	789	
Encoder (ppr)			2500																	
Weight (Kgf)	0.89	1.8	2.4	2.8	5.1	5.8	8.8	8.4	10	12.9	18	28	36	36.3	59	69	67	105	193	
Operating Ambient Environment			0 ~ +40 degree C Below 90% RH (non-condensation)																	
Storage Ambient Environment			-20 ~ +60 degree C Below 90% RH (non-condensation)																	
Thermal Protection	No		With 135 degree C +/- 5% Thermostatic Switch																	
Dimension and Cable definition	YBL5C-12	YBL6S-148	YBL7S Series		YBL9D Series		YBL13S Series			YBL17B Series					YBL210 Series		YBL160L-800			
Optional Brake	Rated Voltage		DC 24V																	
	Static Friction Torque (Kg-cm)	-		0.31	4.12		3.14			16.78					-	-	-			
	Inertial (kg-cm ²)	-		0.06	0.16		0.87			13					-	-	-			
	Rated Current (A)	-		0.44	0.44		0.95			1.33					-	-	-			
	Weight (kgf)	-		0.6	0.8		2.8			5					-	-	-			

EK B: Akım sensörü



Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



16019

Electrical data

I_{CN}	Primary nominal current rms	50	A		
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A		
R_M	Measuring resistance	$T_A = 70^\circ\text{C}$			
		$R_{M\min}$	$R_{M\max}$		
		with ± 12 V @ ± 50 A _{max}	10 100	60 95	Ω
		@ ± 70 A _{max}	10 50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾	Ω
with ± 15 V @ ± 50 A _{max}		50 160	135 155	Ω	
@ ± 70 A _{max}		50 90	135 ²⁾ 135 ²⁾	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal current rms	50	mA		
K_N	Conversion ratio	1 : 1000			
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V		
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_B	mA		

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.65	%	
		@ ± 12 .. 15 V (± 5 %)	± 0.90	%	
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OM}	Magnetic offset current ³⁾ @ $I_P = 0$ and specified R_M after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2	mA	
I_{OT}	Temperature variation of I_O	- 25°C .. + 85°C	± 0.1	± 0.6	mA
		- 40°C .. - 25°C	± 0.2	± 1.0	mA
t_{10}	Reaction time to 10 % of I_{PN} step		< 500	ns	
t_1	Response time to 90 % of I_{PN} step		< 1	µs	
dI/dt	dI/dt accurately followed		> 200	A/µs	
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz	

General data

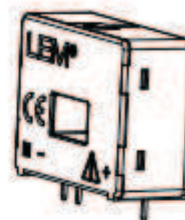
T_A	Ambient operating temperature		- 40 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 40 .. + 90	°C
R_S	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	55	Ω
m	Mass		18	g
		Standards	EN 50178: 1997	

Notes: ¹⁾ Measuring range limited to ± 60 A_{max}

²⁾ Measuring range limited to ± 55 A_{max}

³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit.

$I_{PN} = 50 \text{ A}$



Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

EK C:Gerilim sensörü



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed... with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



Electrical data						
I_{PN}	Primary nominal current rms	10	mA			
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	$R_{M,max}$	$R_{M,min}$			
		with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30	190	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω
	@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω		
I_{SM}	Secondary nominal current rms	25	mA			
K_M	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (i@ ± 15 V) + I_L	mA			

Accuracy - Dynamic performance data			
X_G	Overall accuracy @ $I_{PM}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9 %
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8 %
ϵ_L	Linearity error		< 0.2 %
I_0	Offset current @ $I_C = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
			± 0.15 mA
I_{OT}	Temperature variation of I_0	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25 mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35 mA
t_r	Response time ¹⁾ to 90 % of I_{PM} step	40	µs

General data			
T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_p	Primary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250 Ω
R_s	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110 Ω
m	Mass	22	g
	Standard	EN 50178: 1997	

Note: ¹⁾ $R_L = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_L , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

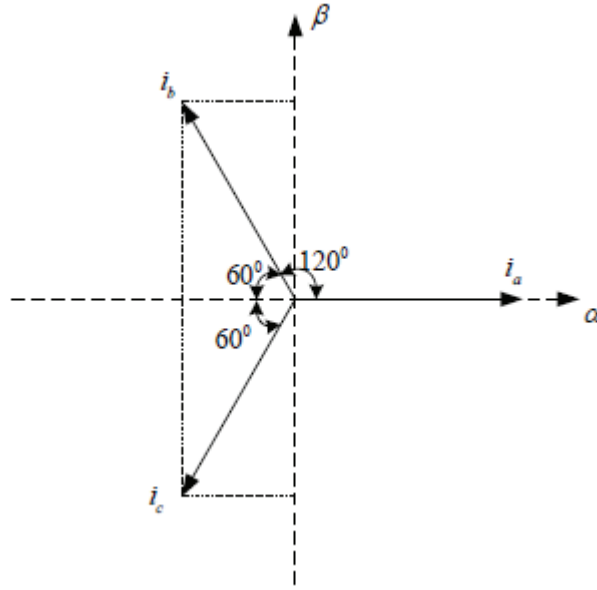
Application domain

- Industrial.

EK D:Dönüşümler

Clarke Dönüşümü

Üç fazlı bir makine şekil de görüldüğü gibi eşdeğer iki fazlı bir makine olarak modellenebilir.

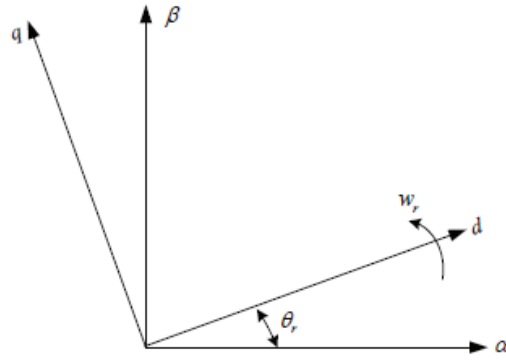


Şekilde α - β durağan stator referans düzleminde yatay ve düşey eksenini göstermektedir. Üç faz abc stator referans düzlemindeki motor akımları, aşağıdaki Eşitlikte verilen Clarke dönüşümü ile durağan stator referans düzleminde ifade edilir. Bu eşitlik gerilim ve akılar için de kullanılır. Burada i_0 sıfır etki bileşeni olup dengeli bir sistemde sıfırdır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Park Dönüşümü

Aşağıdaki Şekil de dönen rotor referans düzlemi görülmektedir. Burada kullanılan d ve q rotor referans düzleminin yatay ve dikey eksenlerini göstermektedir.



Motor akımları dönen rotor referans düzleminde, aşağıdaki eşitlikte verilen Park dönüşümü ile ifade edilir.

$$i_d = i_\alpha * \cos(\theta_r) + i_\beta * \sin(\theta_r)$$

$$i_q = i_\beta * \cos(\theta_r) - i_\alpha * \sin(\theta_r)$$

Ters Park Dönüşümü

Döner referans düzlemdeki ifadeler Ters Park dönüşümü kullanılarak iki eksen dikey sabit referans düzleme dönüştürülür. Ters Park dönüşüm ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$V_\alpha = V_d * \cos(\theta_r) - V_q * \sin(\theta_r)$$

$$V_\beta = V_q * \cos(\theta_r) + V_d * \sin(\theta_r)$$

ÖZGEÇMİŞ

Mustafa DURSUN, 25.10.1981 de Kayseri' de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Talas İlçesinde tamamladı. 2002 yılında Erciyes Üniversitesi Kayseri Meslek Yüksekokulu Elektrik Bölümünden mezun oldu. 2002 yılında başladığı Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünden 2006 yılında mezun oldu. Aynı yıl Afyon Kocatepe Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında yüksek lisansa başladı ve 2009 yılında mezun oldu. 2008 yılında Düzce Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünde Arş. Gör. olarak göreve başladı ve halen devam etmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.